

DOI:10.12158/j.2096-3203.2020.05.024

# 新型双降压式模块化多电平直流变压器

吕丹<sup>1</sup>, 孙毅超<sup>1</sup>, 郭勳葳<sup>2</sup>, 王琦<sup>1</sup>

(1. 南京师范大学电气与自动化工程学院, 江苏 南京 210023;

2. 国电南瑞科技股份有限公司, 江苏 南京 211106)

**摘要:** 直流变压器对直流配电网的稳定运行有着至关重要的作用。针对半桥和全桥型模块化多电平直流变压器(MMPCT)存在的直通和死区问题,提出一种新型双降压式模块化多电平直流变压器(DB-MMDCT),并分析其拓扑结构和工作原理。基于类方波调制方法,分析在不同外移相角和桥臂子模块内移相角的情况下,该拓扑的变压器漏感电流以及功率传输特性。提出基于子模块电容电压变化量与当前电容电压值的排序算法,实现桥臂内电容电压平衡。基于PSIM平台对比半桥型模块化多电平直流变压器(HB-MMDCT)与DB-MMDCT在类方波调制方法下的运行特性,结果表明DB-MMDCT消除了直通问题,降低了漏感电流应力,提高了可靠性,验证了文中所提拓扑和控制方法的可行性和有效性。

**关键词:** 模块化多电平直流变压器(MMDCT); 双降压; 类方波调制; 电容电压平衡; 传输功率

**中图分类号:** TM712

**文献标志码:** A

**文章编号:** 2096-3203(2020)05-0169-09

## 0 引言

为了缓解化石能源过度开采给全球造成的碳排放量过高以及温室效应等问题,更多国家开始着力于能源革新,但高比例新能源接入后,其固有的间歇性会给交流电网的稳定运行带来严峻挑战。直流电网无需功率补偿和频率同步,且相对稳定和易于控制,具有广阔的应用前景。直流变压器作为直流配电网稳定运行的核心设备,受到国内外专家学者的广泛关注<sup>[1-7]</sup>。

典型的双有源桥(dual active bridge, DAB)直流变压器具有结构对称、零电压开关、能量双向传输等特性<sup>[8-13]</sup>。直流变压器一般应用于高压大功率场合,现有的功率半导体器件耐压和功率等级较低,因此需要探究能匹配电网稳定运行需求的DC/DC拓扑结构。文献[14]提出了高压输入侧串联低压输出侧并联(input series output parallel, ISOP)结构,提高了DC/DC变换器的耐压和功率等级,但传输效率和绝缘等级较低。而模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)具有冗余度强、输出畸变小且灵活性高等优势<sup>[15-18]</sup>,能利用低压器件级联产生高等级电压。文献[19]提出了面对面的模块化多电平直流变压器(modular multilevel direct current transformer, MMDCT),即高频变压器原副边均由MMC构成,实现中高频交流与直流之间的能量交互,结构简单,可行性高。文献[20-22]

将变压器副边改为桥式结构,原边仍为MMC,对移相调制策略以及软开关特性等进行了详细阐述。文献[23]从充放电变化量的角度对模块化多电平结构特有的电容电压平衡问题进行了深入分析,并提出了不受电压增益比影响的桥臂内电容电压平衡算法。上述文献中均为半桥/全桥型MMDCT,存在直通和死区问题,变换器电能质量低且存在不必要的开关损耗,降低了变换器效率。

因此,文中提出一种新型双降压式模块化多电平直流变压器(dual buck based modular multilevel direct current transformer, DB-MMDCT)拓扑。首先,分析其拓扑结构和数学模型;其次,引入类方波调制策略降低变换器电压随时间的变化率,对其在不同工作模式下的漏感电流和传输功率特性进行分析;然后,对桥臂内子模块电容电压变化量和当前电容电压值排序,解决类方波调制下电容电压不平衡问题;最后,通过仿真对比传统半桥型模块化多电平直流变压器(half bridge-modular multilevel direct current transformer, HB-MMDCT)与DB-MMDCT的运行特性,结果表明DB-MMDCT能消除桥臂直通问题,极大地降低漏感电流应力,所提DB-MMDCT拓扑及相应控制策略具有可行性。

## 1 DB-MMDCT 拓扑结构及工作原理

DB-MMDCT拓扑结构如图1所示。变压器原边即中压侧采用模块化多电平结构,由4个半桥臂组成,每个半桥臂由若干级联的双降压型子模块(sub module, SM)和1个桥臂耦合电感组成,实现高

收稿日期:2020-03-01;修回日期:2020-04-23

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51807096)

电压输入。每个子模块包括 2 组开关桥臂和 1 个电压钳位电容。每组开关桥臂由全控型开关器件绝缘栅双极型晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT) 和反相串联的二极管构成,避免了桥臂直通问题和死区问题。变压器副边即低压侧同样采用双降压型子模块,通过调节原副边开关信号的移相角,实现能量的双向流动,提高拓扑的可靠性。

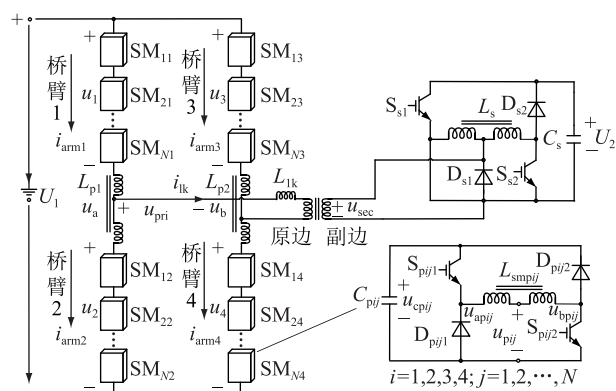


图 1 DB-MMDCT 拓扑

Fig.1 DB-MMDCT topology

为了分析双降压型子模块的工作原理,表 1 列出了其开关组合和运行状态。其中  $S_{pj1}$ ,  $S_{pj2}$  为 2 组桥臂  $S_{pj1}$ ,  $S_{pj2}$  的开关信号;  $u_{apj}$ ,  $u_{bpj}$  分别为子模块 2 个桥臂的中点电压;  $u_{pj}$ ,  $u_{cpj}$  分别为子模块的输出电压和电容电压。

表 1 双降压型子模块的开关状态

Table 1 Switching states of the dual buck sub module

$S_{pj1}$	$S_{pj2}$	$u_{apj}$	$u_{bpj}$	$u_{pj}$
0	0	0	$u_{cpj}$	$u_{cpj}/2$
0	1	0	0	0
1	0	$u_{cpj}$	$u_{cpj}$	$u_{cpj}$
1	1	$u_{cpj}$	0	$u_{cpj}/2$

不同开关模式下双降压型子模块的电流流路径如图 2 所示,可将 4 种开关模式总结为:

(1)  $S_{pj1}=0, S_{pj2}=0$ ,电感电流通过二极管  $D_{pj1}$  和  $D_{pj2}$  续流,并给电容  $C_{pj}$  充电,此时子模块输出电压为  $u_{cpj}/2$ ;

(2)  $S_{pj1}=0, S_{pj2}=1$ ,电感电流流过二极管  $D_{pj1}$  和开关  $S_{pj2}$ ,电容被旁路,此时子模块输出电压为  $u_{cpj}/2$ ;

(3)  $S_{pj1}=1, S_{pj2}=0$ ,电感电流流过  $S_{pj1}$  和  $D_{pj2}$ ,电容  $C_{pj}$  被旁路,此时子模块输出电压为  $u_{cpj}$ ;

(4)  $S_{pj1}=1, S_{pj2}=1$ ,电容  $C_{pj}$  通过开关  $S_{pj1}$  和  $S_{pj2}$  以及电感  $L_{smpj}$  构成的回路进行放电,此时子模块输出电压为  $u_{cpj}/2$ 。

通过对双降压型子模块运行模态的分析可知,

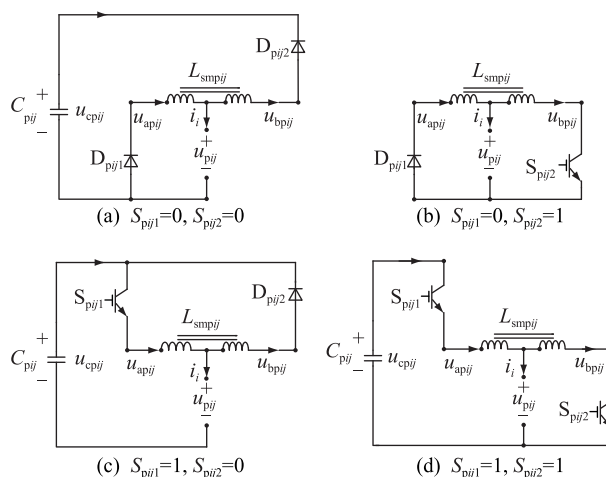


图 2 不同开关模式下双降压型子模块的电流流路径

Fig.2 Current paths of the dual buck sub module under different switching modes

桥臂不存在直通和死区问题,电感电流始终从左桥臂流过右桥臂,保证了电感电流连续,使子模块输出三电平,提高了电能质量。为了简化分析,文中原边开关信号  $S_{pj1}$ ,  $S_{pj2}$  和副边开关信号  $S_{s1}$ ,  $S_{s2}$  采用占空比为 50%、相角差为  $\pi/2$  的方波,则模块输出电压为半周期镜对称的三电平脉冲波形。

## 2 类三电平调制

由第 1 章分析可以知道,在方波调制下单个双降压型变换器可以输出三电平,当原边桥臂采用互补导通模式,即桥臂 1,4 和桥臂 2,3 对应模块开关时序分别相同,而且上、下桥臂开关时序相差  $\pi$ ,同时各桥臂内  $N$  个模块的开关同时导通和关断,则在变压器原边可得到三电平电压  $u_{pri}$ ,将这种调制方法称为三电平调制。在三电平调制下,电压对时间的变化率  $dv/dt$  较高,易造成绝缘特性衰弱,过大的冲击电流甚至会造成系统崩溃。为了降低  $dv/dt$ ,可在桥臂内  $N$  个子模块之间依次引入一个较小的模块内移相角  $\theta$ ,如图 3 所示。图 3 中,桥臂输出电压  $u_1-u_4$  为  $N-1$  电平的阶梯波,  $u_{pri}$  为正负对称的类三电平波形,与变压器副边电压  $u_{sec}$  之间的外移相角为  $\Phi$ 。

以每个桥臂 2 个子模块 ( $N=2$ ) 为例分析 DB-MMDCT 的功率传输特性,根据  $\Phi$  和  $\theta$  大小可分为 4 种情形。

(1) 情形一:  $-\pi < \Phi \leq -\pi + \theta$ 。忽略变压器励磁电流,在  $-\pi < \Phi \leq -\pi + \theta$  情形下,可将流过变压器漏感的电流  $i_{lk}$  在  $[0, \pi]$  区间内分为  $[0, \pi + \Phi]$ ,  $(\pi + \Phi, \theta]$ ,  $(\theta, \pi/2]$ ,  $(\pi/2, 3\pi/2 + \Phi]$ ,  $(3\pi/2 + \Phi, \pi/2 + \theta]$ ,  $(\pi/2 + \theta, \pi]$  共 6 个子区间,如图 4 所示。

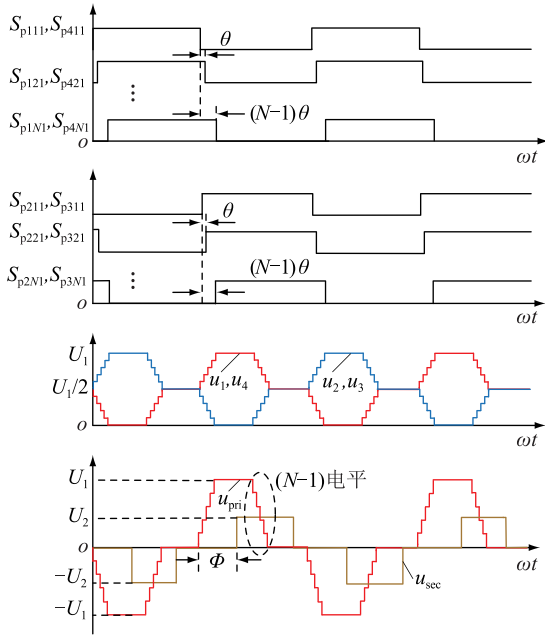
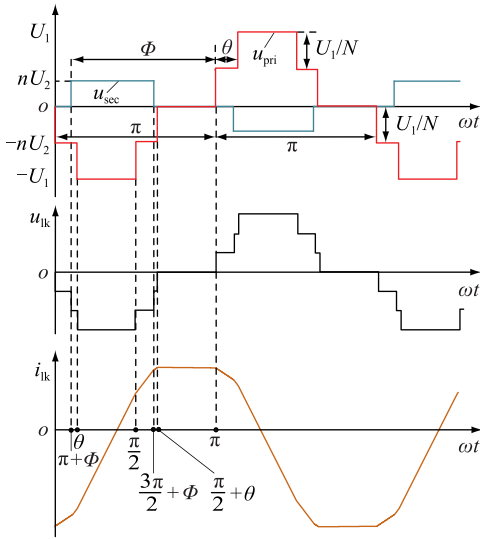


图3 类三电平调制下的主要波形

Fig.3 Main waveforms of the quasi-three level modulation scheme

图4  $-\pi < \Phi \le -\pi + \theta$  的 DB-MMDCT 主要波形Fig.4 Main waveforms of the DB-MMDCT when  $-\pi < \Phi \le -\pi + \theta$ 

每个子区间内的漏感电流  $i_{lk}$  为:

$$i_{lk}(\varphi) - I_0 = -\frac{U_1}{\omega L_k} \frac{1}{N} \varphi \quad 0 \leq \varphi \leq \pi + \Phi \quad (1)$$

$$i_{lk}(\varphi) - I_{\pi+\Phi} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left( -G - \frac{1}{N} \right) (\varphi - \pi - \Phi) \quad \pi + \Phi < \varphi \leq \theta \quad (2)$$

$$i_{lk}(\varphi) - I_\theta = \frac{U_1}{\omega L_k} (-1 - G) (\varphi - \theta) \quad \theta < \varphi \leq \frac{\pi}{2} \quad (3)$$

$$i_{lk}(\varphi) - I_{\pi/2} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left( -1 - G + \frac{1}{N} \right) \left( \varphi - \frac{\pi}{2} \right) \quad \frac{\pi}{2} < \varphi \leq \frac{3\pi}{2} + \Phi \quad (4)$$

$$i_{lk}(\varphi) - I_{3\pi/2+\Phi} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left( -1 + \frac{1}{N} \right) \left( \varphi - \frac{3\pi}{2} - \Phi \right) \quad \frac{3\pi}{2} + \Phi < \varphi \leq \frac{\pi}{2} + \theta \quad (5)$$

$$i_{lk}(\varphi) - I_{\pi/2+\theta} = 0 \quad \frac{\pi}{2} + \theta < \varphi \leq \pi \quad (6)$$

式中:  $U_1$  为一次侧直流电压;  $G = U_2/U_1$  为电压增益,  $U_2$  为二次侧直流电压;  $L_k$  为变压器漏感;  $\varphi = \omega t = 2\pi f_s t$ ,  $f_s$  为开关频率;  $I_0$ ,  $I_{\pi+\Phi}$ ,  $I_\theta$ ,  $I_{\pi/2}$ ,  $I_{3\pi/2+\Phi}$ ,  $I_{\pi/2+\theta}$ ,  $I_\pi$  为漏感电流在相应时刻的瞬时值。

根据电感的伏秒特性可知  $I_0 = -I_\pi$ , 由此可得  $i_{lk}$  在拐点处的瞬时值为:

$$\begin{cases} I_0 = -I_\pi = -I_{\pi/2+\theta} = \frac{U_1}{\omega L_k} \frac{\pi}{4} (1 + G) \\ I_{\pi+\Phi} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ -\frac{1}{N} \Phi + \frac{\pi}{4} (1 + G) - \frac{1}{N} \pi \right] \\ I_\theta = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ G \Phi - \left( G + \frac{1}{N} \right) \theta + \frac{\pi}{4} (5G + 1) \right] \\ I_{\pi/2} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ G \Phi + \left( 1 - \frac{1}{N} \right) \theta + \frac{\pi}{4} (3G - 1) \right] \\ I_{3\pi/2+\Phi} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ -\left( 1 - \frac{1}{N} \right) \Phi + \left( 1 - \frac{1}{N} \right) \theta + \frac{\pi}{4} \left( -5 - G + \frac{4}{N} \right) \right] \end{cases} \quad (7)$$

不考虑开关损耗, 变压器漏感决定了 DB-MMDCT 原、副边传递的功率, 即:

$$p = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi u_{pri}(\varphi) i_{lk}(\varphi) d\varphi \quad (8)$$

将式(1)~式(7)代入式(8), 可得  $-\pi < \Phi \le -\pi + \theta$  时的传输功率为:

$$p_1 = \frac{G U_1^2}{\pi \omega L_k} \left( -\frac{\pi}{2} \Phi - \frac{1}{4} \theta^2 + \frac{3\pi}{4} \theta + \frac{1}{2} \theta \Phi - \frac{1}{2} \pi^2 \right) \quad (9)$$

(2) 情形二:  $-\pi + \theta < \Phi \le 0$ 。当  $\Phi$  进一步增加,  $-\pi < \Phi \le -\pi + \theta$  时类三电平调制中 DB-MMDCT 的主要波形如图 5 所示。

$i_{lk}$  在  $[0, \pi]$  区间内可分为  $[0, \theta]$ ,  $(\theta, \pi/2 + \Phi]$ ,  $(\pi/2 + \Phi, \pi/2]$ ,  $(\pi/2, \pi/2 + \theta]$ ,  $(\pi/2 + \theta, \pi + \Phi]$ ,  $(\pi + \Phi, \pi]$  共 6 个子区间。每个子区间内的  $i_{lk}$  为:

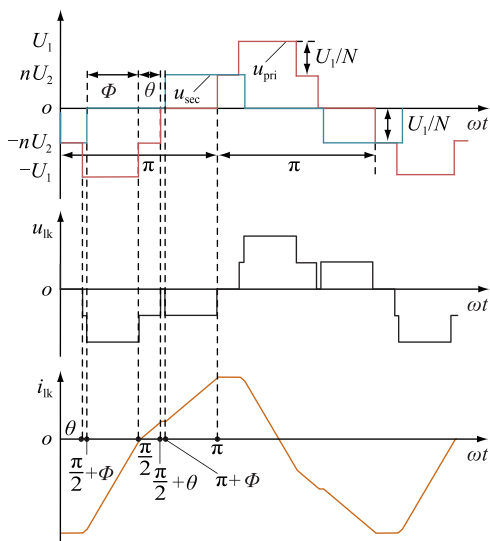


图5  $-\pi + \theta < \Phi \le 0$  的 DB-MMDCT 主要波形  
Fig.5 Main waveforms of the DB-MMDCT when  $-\pi + \theta < \Phi \le 0$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{lk}(\varphi) - I_0 = -\frac{1}{N} \frac{U_1}{\omega L_k} \varphi \quad 0 \leq \varphi \leq \theta \\ i_{lk}(\varphi) - I_\theta = -\frac{U_1}{\omega L_k} (\varphi - \theta) \quad \theta < \varphi \leq \pi + \Phi \\ i_{lk}(\varphi) - I_{\pi+\Phi} = -\frac{U_1}{\omega L_k} (1 + G) (\varphi - \pi - \Phi) \\ \quad \pi + \Phi < \varphi \leq \frac{\pi}{2} \\ i_{lk}(\varphi) - I_{\pi/2} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left( -1 - G + \frac{1}{N} \right) \left( \varphi - \frac{\pi}{2} \right) \\ \quad \frac{\pi}{2} < \varphi \leq \frac{\pi}{2} + \theta \\ i_{lk}(\varphi) - I_{\pi/2+\theta} = -\frac{GU_1}{\omega L_k} \left( \varphi - \frac{\pi}{2} - \theta \right) \\ \quad \frac{\pi}{2} + \theta < \varphi \leq \frac{3\pi}{2} + \Phi \\ i_{lk}(\varphi) - I_{3\pi/2+\Phi} = 0 \quad \frac{3\pi}{2} + \Phi < \varphi \leq \pi \end{array} \right. \quad (10)$$

由  $I_0 = -I_\pi$ , 可得  $i_{lk}$  在拐点处的瞬时值为:

$$I_0 = -I_\pi = -I_{3\pi/2+\Phi} = \frac{U_1}{\omega L_k} \frac{\pi}{4} (1 + G) \quad (11)$$

$$I_\theta = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ -\frac{1}{N} \theta + \frac{\pi}{4} (1 + G) \right] \quad (12)$$

$$I_{\pi+\Phi} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ \left( 1 - \frac{1}{N} \right) \theta - \Phi + \frac{\pi}{4} (-3 + G) \right] \quad (13)$$

$$I_{\pi/2} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ \left( 1 - \frac{1}{N} \right) \theta + G\Phi - \frac{\pi}{4} (1 - 3G) \right] \quad (14)$$

$$I_{\pi/2+\theta} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ -G\theta + G\Phi - \frac{\pi}{4} (1 - 3G) \right] \quad (15)$$

将式(10)一式(15)代入式(8), 可得  $-\pi + \theta < \Phi \le 0$  时的传输功率为:

$$p_2 = \frac{GU_1^2}{\pi\omega L_k} \left( \frac{1}{2} \Phi^2 + \frac{\pi}{2} \Phi + \frac{1}{4} \theta^2 - \frac{\pi}{4} \theta - \frac{1}{2} \theta \Phi \right) \quad (16)$$

(3) 情形三:  $0 < \Phi \leq \theta$ 。图6在  $0 < \Phi \leq \theta$  时,  $i_{lk}$  在  $[0, \pi]$  区间内分为  $[0, \Phi]$ ,  $(\Phi, \theta]$ ,  $(\theta, \pi/2]$ ,  $(\pi/2, \pi/2 + \Phi]$ ,  $(\pi/2 + \Phi, \pi/2 + \theta]$ ,  $(\pi/2 + \theta, \pi]$  共6个子区间。每个子区间内的  $i_{lk}$  为:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{lk}(\varphi) - I_0 = -\frac{U_1}{\omega L_k} \frac{1}{N} \varphi \quad 0 \leq \varphi \leq \Phi \\ i_{lk}(\varphi) - I_\Phi = \frac{U_1}{\omega L_k} \left( G - \frac{1}{N} \right) (\varphi - \Phi) \\ \quad \Phi < \varphi \leq \theta \\ i_{lk}(\varphi) - I_\theta = \frac{U_1}{\omega L_k} (-1 + G) (\varphi - \theta) \\ \quad \theta < \varphi \leq \frac{\pi}{2} \\ i_{lk}(\varphi) - I_{\pi/2} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left( -1 + G + \frac{1}{N} \right) \left( \varphi - \frac{\pi}{2} \right) \\ \quad \frac{\pi}{2} < \varphi \leq \frac{\pi}{2} + \Phi \\ i_{lk}(\varphi) - I_{\pi/2+\Phi} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left( -1 + \frac{1}{N} \right) \left( \varphi - \frac{\pi}{2} - \Phi \right) \\ \quad \frac{\pi}{2} + \Phi < \varphi \leq \frac{\pi}{2} + \theta \\ i_{lk}(\varphi) - I_{\pi/2+\theta} = 0 \quad \frac{\pi}{2} + \theta < \varphi \leq \pi \end{array} \right. \quad (17)$$

$i_{lk}$  在各拐点处的瞬时值为:

$$I_0 = -I_\pi = -I_{\pi/2+\theta} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ \frac{\pi}{4} (1 - G) \right] \quad (18)$$

$$I_\Phi = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ -\frac{1}{N} \Phi + \frac{\pi}{4} (1 - G) \right] \quad (19)$$

$$I_\theta = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ \left( G - \frac{1}{N} \right) \theta - G\Phi + \frac{\pi}{4} (1 - G) \right] \quad (20)$$

$$I_{\pi/2} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ \left( 1 - \frac{1}{N} \right) \theta - G\Phi + \frac{\pi}{4} (-1 + G) \right] \quad (21)$$

$$I_{\pi/2+\Phi} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ \left( 1 - \frac{1}{N} \right) \theta + \left( -1 + \frac{1}{N} \right) \Phi + \frac{\pi}{4} (-1 + G) \right] \quad (22)$$

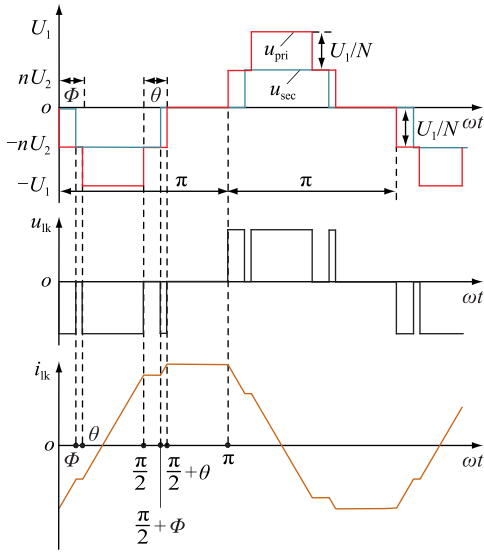


图6  $0 < \Phi \leq \theta$  的 DB-MMDCT 主要波形  
Fig.6 Main waveforms of the DB-MMDCT  
when  $0 < \Phi \leq \theta$

将式(17)一式(22)带入式(8),可得  $0 < \Phi \leq \theta$  时的传输功率为:

$$p_3 = \frac{GU_1^2}{\pi\omega L_k} \left( \frac{\pi}{2}\Phi + \frac{1}{4}\theta^2 - \frac{\pi}{4}\theta - \frac{1}{2}\theta\Phi \right) \quad (23)$$

(4) 情形四:  $\theta < \Phi \leq \pi$ 。图7在  $\theta < \Phi \leq \pi$  时,  $i_{kk}$  在  $[0, \pi]$  区间内可分为  $[0, \theta]$ ,  $(\theta, \Phi]$ ,  $(\Phi, \pi/2]$ ,  $(\pi/2, \pi/2 + \theta]$ ,  $(\pi/2 + \theta, \pi/2 + \Phi]$ ,  $(\pi/2 + \Phi, \pi]$  共6个子区间。每个子区间内的  $i_{kk}$  为:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{kk}(\varphi) - I_0 = -\frac{U_1}{\omega L_k} \left( \frac{1}{N} \right) \varphi \quad 0 < \varphi \leq \theta \\ i_{kk}(\varphi) - I_\theta = -\frac{U_1}{\omega L_k} (\varphi - \theta) \quad \theta < \varphi \leq \Phi \\ i_{kk}(\varphi) - I_\Phi = \frac{U_1}{\omega L_k} (-1 + G)(\varphi - \Phi) \\ \quad \Phi < \varphi \leq \frac{\pi}{2} \\ i_{kk}(\varphi) - I_{\pi/2} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left( -1 + G + \frac{1}{N} \right) \left( \varphi - \frac{\pi}{2} \right) \\ \quad \frac{\pi}{2} < \varphi \leq \frac{\pi}{2} + \theta \\ i_{kk}(\varphi) - I_{\pi/2+\theta} = \frac{U_1}{\omega L_k} G \left( \varphi - \frac{\pi}{2} - \theta \right) \\ \quad \frac{\pi}{2} + \theta < \varphi \leq \frac{\pi}{2} + \Phi \\ i_{kk}(\varphi) - I_{\pi/2+\Phi} = 0 \quad \frac{\pi}{2} + \Phi < \varphi \leq \pi \end{array} \right. \quad (24)$$

$i_{kk}$  在各拐点处的瞬时值为:

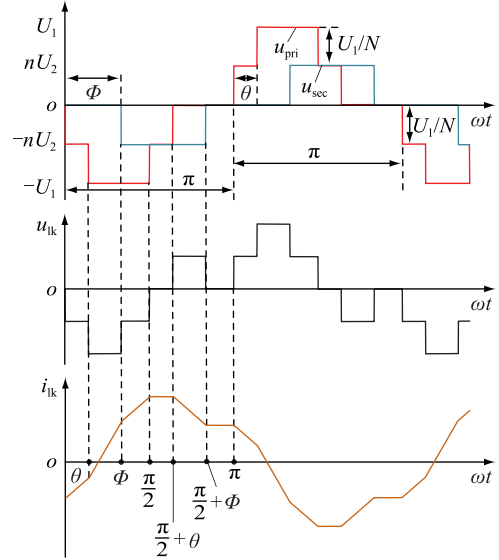


图7  $\theta < \Phi \leq \pi$  的 DB-MMDCT 主要波形  
Fig.7 Main waveforms of the DB-MMDCT  
when  $\theta < \Phi \leq \pi$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_0 = -I_\pi = -I_{\pi/2+\Phi} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ \frac{\pi}{4}(1 - G) \right] \\ I_\theta = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ -\frac{1}{N}\theta + \frac{\pi}{4}(1 - G) \right] \\ I_\Phi = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ \left( 1 - \frac{1}{N} \right) \theta - \Phi + \frac{\pi}{4}(1 - G) \right] \\ I_{\pi/2} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ \left( 1 - \frac{1}{N} \right) \theta - G\Phi + \frac{\pi}{4}(-1 + G) \right] \\ I_{\pi/2+\theta} = \frac{U_1}{\omega L_k} \left[ G\theta - G\Phi + \frac{\pi}{4}(-1 + G) \right] \end{array} \right. \quad (25)$$

将式(24)、式(25)带入式(8),可得  $\theta < \Phi \leq \pi$  时的传输功率为:

$$p_4 = \frac{GU_1^2}{\pi\omega L_k} \left( -\frac{1}{2}\Phi^2 + \frac{\pi}{2}\Phi - \frac{1}{4}\theta^2 - \frac{\pi}{4}\theta + \frac{1}{2}\theta\Phi \right) \quad (26)$$

令:

$$p_{\text{norm}} = p / (\pi\omega L_k / GU_1^2) \quad (27)$$

结合式(9)、式(16)、式(23)和式(26),可得标幺化的传输功率  $p_{\text{norm}}$  随  $\Phi, \theta$  的变化如图8所示。最大、最小传输功率分别在  $\Phi = (\pi - \theta)/2$  和  $\Phi = (-\pi + \theta)/2$  处取得,分别为  $(\pi^2 - \theta^2)/8$  和  $(\theta^2 - \pi^2)/8$ 。当  $\Phi > \theta/2$  时,  $p_{\text{norm}} > 0$ , 功率由变压器原边向副边传递,反之,功率从副边向原边传递。

### 3 电容电压平衡算法

在三电平调制方法下,由于引入的  $\theta$  使得桥臂内  $N$  个模块电容投切时序发生了变化,若不加控制

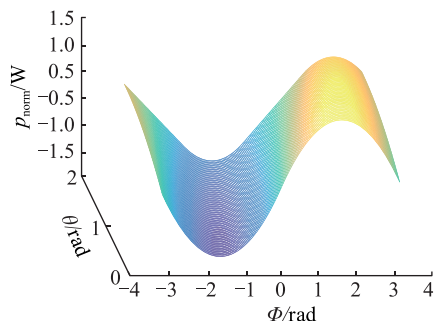


图8 传输功率随移相角变化

Fig.8 Relationship between the transmission power and the phase shift angles

则会发生桥臂内  $N$  个子模块电容电压不平衡现象。以桥臂 1 为例,根据电容电压当前值和变化量排序的电容电压平衡算法如图 9 所示。

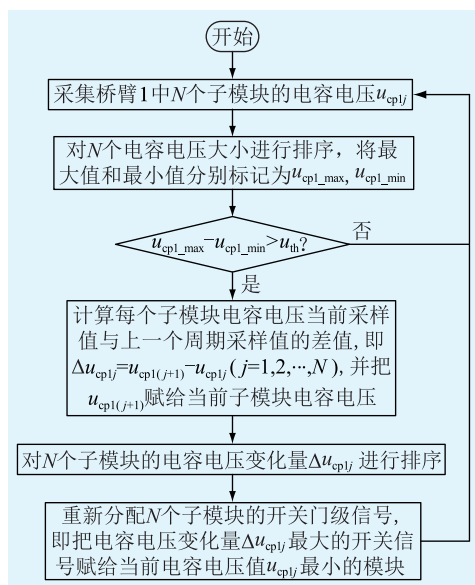


图9 电容电压平衡算法

Fig.9 The capacitor voltage balancing algorithm

算法采集  $N$  个电容电压当前值  $u_{cp1j}$  及其与上一个周期采样值的差值  $\Delta u_{cp1j}$ , 并分别进行排序。若最大电容电压值  $u_{cp1\_max}$  与最小电容电压值  $u_{cp1\_min}$  的差值超过阈值电压  $u_{th}$  (理想电容电压  $U_1/N$  的 5%), 则需要对开关信号进行重新分配。将具有较大电容电压差值的模块开关信号重新分配给当前电容电压值较小的模块。例如,  $u_{cp1j} > u_{cp1(j+1)}$  且  $\Delta u_{cp1j} > \Delta u_{cp1(j+1)}$ , 则第  $j$  个模块和第  $j+1$  个模块的开关信号需要进行交换, 以保证电容电压稳定在  $U_1/N$  附近。算法不受电压增益和负载工况的限制, 无需实时检测桥臂电流的方向, 实现方式简单灵活。

#### 4 仿真验证

为了验证 DB-MMDCT 拓扑的可行性及类三电

平调制和电容电压平衡算法的有效性, 基于 PSIM 仿真平台搭建  $N=2$  的 DB-MMDCT 模型, 仿真参数如表 2 所示。

表2 仿真参数

Table 2 Simulation parameters

参数	数值
输入电压 $U_1/V$	300
桥臂子模块数 $N$	2
开关频率 $f_s/Hz$	1 000
变压器变比 $n$	100 V/100 V
变压器漏感 $L_{lk}/mH$	0.6
桥臂耦合电感 $L_{p1}, L_{p2}/mH$	2
输出电压 $U_2/V$	100
模块电容 $C_{p1j}, C_s/\mu F$	940
模块耦合电感 $L_{smp1j}, L_s/mH$	0.1

图 10、图 11 分别为传统 HB-MMDC 拓扑和 DB-MMDCT 拓扑在相同  $\Phi$  和  $\theta$  情况下的仿真波形。

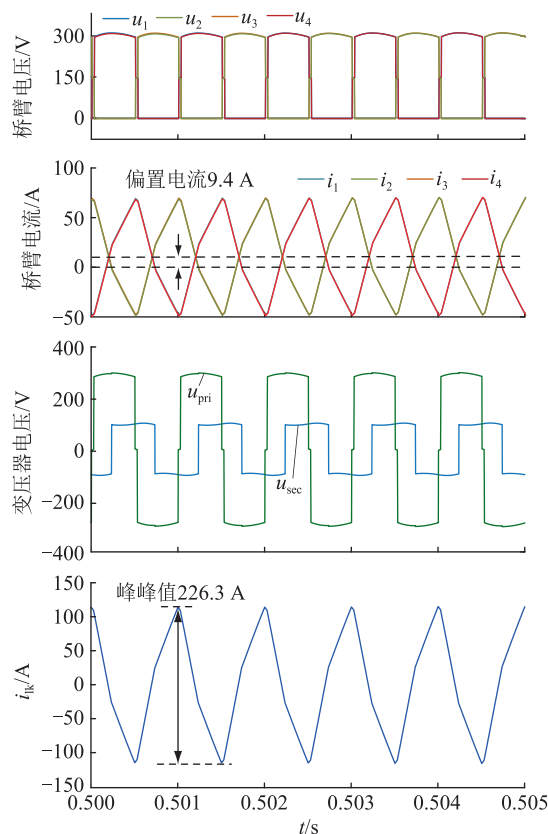


图10 HB-MMDCT 仿真波形

Fig.10 Simulation waveforms of HB-MMDCT

由图 10 可知, 在类两电平调制下, HB-MMDCT 同一个桥臂内的子模块分别延时  $\theta=0.01\pi$  导通, 桥臂输出电压  $u_1-u_4$  在 150 V 处出现一个短暂的阶梯, 并且随着桥臂子模块数  $N$  的提高, 阶梯数也相应增多, 可以大大降低  $dv/dt$ , 提高绝缘性能。桥臂 1,4 导通时序相同, 桥臂 2,3 导通时序相同, 在桥臂

电流  $i_1$ — $i_4$  中存在幅值为 9.4 A 的偏置电流,即为环流,用于提供 HB-MMDCT 的输入功率,进行系统的能量交换。变压器原边输出电压为幅值 300 V 的类两电平波形,而变压器副边输出电压为幅值 100 V 的方波波形。原、副边传输功率通过变压器漏感进行调节,在 HB-MMDCT 中,  $i_{ik}$  峰峰值为 226.3 A,电流应力较大。

由图 11 可知, DB-MMDCT 的  $u_1$ — $u_4$  形成类三电平波形,桥臂电流中的偏置量为 4.7 A,仅为 HB-MMDCT 的 50%,说明在相同的移相角条件下, DB-MMDCT 传输功率仅为 HB-MMDCT 的 50%。 $i_{ik}$  峰峰值为 142.6 A,仅为 HB-MMDCT 的 63%,说明 DB-MMDCT 可以有效减小电感电流应力。由于双降压子模块桥臂由开关管和反相串联的二极管组成,不存在直通问题,因而避免了 HB-MMDCT 拓扑可能出现的死区,提高了拓扑运行可靠性。

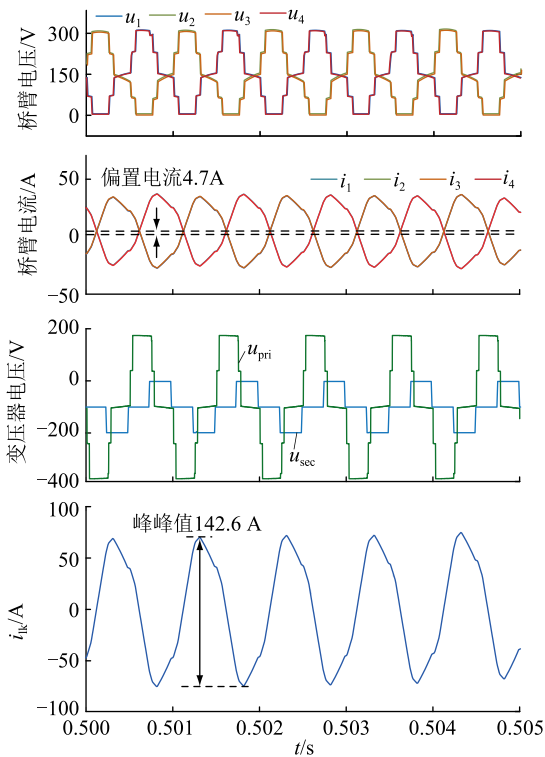


图 11 DB-MMDCT 仿真波形

Fig.11 Simulation waveforms of DB-MMDCT

为了验证电容电压平衡算法的有效性,图 12、图 13 对比了引入电容电压平衡算法前后的子模块电容电压  $u_{cpj}$ 。其中  $i=1,2,3,4; j=1,2$ 。图 12 未引入电容电压平衡算法时,  $u_{cp1}, u_{cp2}$  从初始值 150 V 开始呈现发散趋势,在 0.11 s 后分别达到极限值 300 V, 0, 电容电压失衡对系统的稳定运行构成了严重威胁。图 13 中,通过对  $u_{cpj}$  当前值和电容电压变化量排序并重新分配子模块开关信号,使得桥臂内

的  $u_{cpj}$  很快稳定在 150 V,说明该算法达到了桥臂内子模块电容电压平衡的效果。

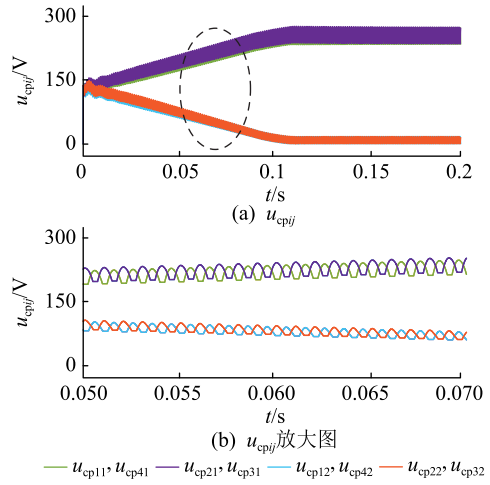


图 12 未引入电容电压平衡算法的  $u_{cpj}$

Fig.12 The waveforms of  $u_{cpj}$  without the capacitor voltage balancing algorithm

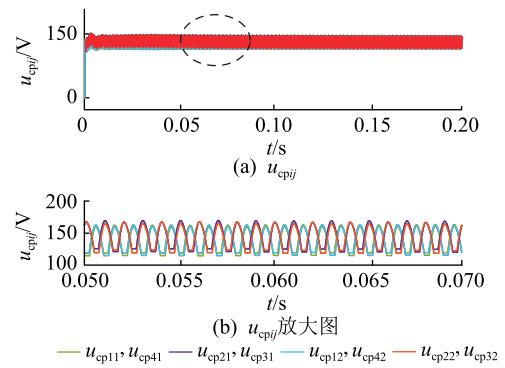


图 13 引入电容电压平衡算法的  $u_{cpj}$

Fig.13 The waveforms of  $u_{cpj}$  with the capacitor voltage balancing algorithm

## 5 结论

文中提出了一种 DB-MMDCT 拓扑结构,基于类三电平调制方法分析了 DB-MMDCT 在不同移相角情形下的功率传输特性。针对桥臂子模块内移相角引入的桥臂内电容电压不平衡现象,对电容电压值及其变化量进行排序,并重新分配开关信号,保证了桥臂内电容电压稳定。研究结论为:

(1) 文中所提 DB-MMDCT 拓扑克服了桥式模块化多电平直流变压器存在的直通和死区问题,提高了可靠性;

(2) 针对 DB-MMDCT,采用类三电平调制方法可以有效减小  $dv/dt$ ,与 HB-MMDCT 相比能极大减小电流应力;

(3) 文中所提桥臂内子模块电容电压平衡算法无需检测桥臂电流,且不受电压增益和负载工况的

影响,实现简单,可行性高。

基于 PSIM 平台的仿真结果验证了文中所提 DB-MMDCT 拓扑的可行性以及类三电平调制方法、电容电压平衡控制算法的有效性。

本文得到江苏省研究生科研与实践创新计划项目(KYCX20\_1251)资助,谨此致谢!

参考文献:

[1] 江道灼,郑欢. 直流配电网研究现状与展望[J]. 电力系统自动化,2012,36(8):98-104.  
JIANG Daozhuo,ZHENG Huan. Research status and developing prospect of DC distribution network[J]. Automation of Electric Power Systems,2012,36(8):98-104.

[2] 李生虎,齐涛,尚昱锟,等. 含潮流控制器的多端柔性直流配电网系统协调优化[J]. 供用电,2019,36(5):21-28.  
LI Shenghu,QI Tao,SHANG Yukun,et al. Coordination optimization for multi-terminal voltage source converter based direct current distribution system with power flow controller[J]. Distribution & Utilization,2019,36(5):21-28.

[3] 曾钰,邹贵彬,孙辰军,等. 一种柔性直流配电网直流侧故障保护方法[J]. 电力信息与通信技术,2018,16(7):80-86.  
ZENG Yu,ZOU Guibin,SUN Chenjun,et al. A DC side fault protection method for a flexible DC distribution network[J]. Electric Power Information and Communication Technology,2018,16(7):80-86.

[4] 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.

[5] ZHU J,CHEN P,GU C,et al. Techno-economic analysis of MJ class high temperature superconducting magnetic energy storage (SMES) system[J]. Global Energy Interconnection,2018,1(2):172-178.

[6] MIAO Y,SONG J,LIU H,et al. Research on power electronic transformer applied in AC/DC hybrid distribution networks[J]. Global Energy Interconnection,2018,1(3):396-403.

[7] 吴恒,吴家宏,刘千杰,等. 面向多端直流配电网的协调稳定控制研究[J]. 供用电,2018,35(8):45-51,60.  
WU Heng,WU Jiahong,LIU Qianjie,et al. Research on coordinated stability control for multi-terminal DC distribution network[J]. Distribution & Utilization,2018,35(8):45-51,60.

[8] ZHAO B,SONG Q,LI J,et al. Comparative analysis of multilevel-high-frequency-link and multilevel-DC-link DC-DC transformers based on MMC and dual-active bridge for MVDC application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2018,33(3):2035-2049.

[9] KWON M,PARK J,CHOI S. A bidirectional three-phase push-pull converter with dual asymmetrical PWM method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2016,31(3):1887-1895.

[10] ZHAO B,YU Q,SUN W. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(11):4667-4680.

[11] WU K,DE SILVA C W,DUNFORD W G. Stability analysis of isolated bidirectional dual active full-bridge DC-DC converter with triple phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(4):2007-2017.

[12] 程红,高巧梅,朱锦标,等. 基于双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器动态建模与最小回流功率控制[J]. 电工技术学报,2014,29(3):245-253.  
CHENG Hong,GAO Qiaomei,ZHU Jinbiao,et al. Dynamic modeling and minimum backflow power controlling of the bi-directional full-bridge DC-DC converters based on dual-phase-shifting control[J]. Transactions of China Electrical Society,2014,29(3):245-253.

[13] 张勋,王广柱,王婷. 双向全桥 DC-DC 变换器基于电感电流应力的双重移相优化控制[J]. 电工技术学报,2016,31(22):100-106.  
ZHANG Xun,WANG Guangzhu,WANG Ting. Optimized control based on current-stress of bi-directional full-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2016,31(22):245-253.

[14] FAN H,LI H. High-frequency transformer isolated bidirectional DC-DC converter modules with high efficiency over wide load range for 20 kV·A solid-state transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2011,26(12):3599-3608.

[15] SUN Y,TEIXEIRA C A,HOLMES D G,et al. Low-order circulating current suppression of PWM-based modular multilevel converters using DC-link voltage compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2018,33(1):210-225.

[16] SUN Y,LYU D,TEIXEIRA C A,et al. Circulating current suppression control of modular multilevel converters under optimized phase disposition (PD) modulation[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. ECCE,2019:201-208.

[17] LYU D,SUN Y,TEIXEIRA C A,et al. A modular multilevel dual buck inverter with adjustable discontinuous modulation[J]. IEEE Access,2020(8):31693-31709.

[18] LYU D,SUN Y,TEIXEIRA C A,et al. A novel modular multilevel converter with coupled-inductor semi-bridge submodules[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. ECCE,2019:6860-6867.

[19] SASONGKO F,HAGIWARA M,AKAGI H. A front-to-front (FTF) system consisting of two modular multilevel cascade converters based on double-star chopper-cells[C]//2013 1st International Future Energy Electronics Conference. IFEEC,2013:488-493.

[20] 管州,梅军,丁然,等. 基于拓展移相控制的直流配电网模块化多电平直流变压器[J]. 电工技术学报,2019,34(13):2770-2781.  
GUAN Zhou,MEI Jun,DING Ran,et al. Modular multilevel DC transformer for DC distribution application based on ex-



- tended phase-shift control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(13): 2770-2781.
- [21] 江明明. 一种模块化多电平直流变压器的效率优化和均压技术研究[D]. 杭州:浙江大学, 2018.
- JIANG Mingming. Research on efficiency optimization and voltage balancing technologies of a modular multilevel DC transformer[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2018.
- [22] 王朝辉, 王天威, 张军明. 模块化多电平直流变压器研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1): 31-39.
- WANG Zhaohui, WANG Tianwei, ZHANG Junming. Research on modular multilevel DC transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(1): 31-39.
- [23] SHAO S, JIANG M, ZHANG J, et al. A capacitor voltage balan-

cing method for a modular multilevel DC transformer for DC distribution system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3002-3011.

作者简介:



吕丹

吕丹(1996),女,硕士在读,研究方向为模块化多电平功率变换技术(E-mail: dan\_lyu@qq.com);

孙毅超(1987),男,博士,讲师,硕士生导师,研究方向为电力电子技术及其在电力系统中的应用;

郭勳葳(1987),男,硕士,工程师,从事电力系统中电力电子应用相关工作。

## A novel modular multilevel DC transformer based on dual buck submodule

LYU Dan<sup>1</sup>, SUN Yichao<sup>1</sup>, GUO Mengwei<sup>2</sup>, WANG Qi<sup>1</sup>

(1. School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China; 2. NARI Technology Co., Ltd., Nanjing 211106, China)

**Abstract:** Direct current (DC) transformer plays an important role in maintaining the stable operation of the DC distribution grid. Dual buck based modular multilevel direct current transformer (DB-MMDCT) is proposed in order to address the shoot through and dead time issue in the half bridge-modular multilevel direct current transformer (HB-MMDCT). The topology and operation principles are discussed. The leakage inductor current and the active power transmission property with different outer phase shift angles and inter-submodule phase shift angles per arm under the quasi square wave modulation scheme are illustrated. Furthermore, capacitor voltage balancing algorithm is given by sorting the capacitor voltages and their charge differences. At last, comparative simulation waveforms between the HB-MMDCT and the proposed DB-MMDCT are illustrated in PSIM when the quasi-square wave modulation is adopted. Results validate the priority of the proposed topology and effectiveness and validity of the corresponding control methods.

**Keywords:** modular multilevel direct current transformer (MMDCT); dual buck; quasi-square wave modulation; capacitor voltage balancing; transmission power

(编辑 吴楠)