

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.241052

宽电压增益和全功率范围的 MMDCT 子模块电容均压方法

朱述超¹, 季振东¹, 孙毅超², 李东野³, 王建华⁴, 赵剑锋⁴

(1. 南京理工大学自动化学院, 江苏 南京 210094; 2. 南京师范大学电气与自动化学院, 江苏 南京 210023;
3. 南京工程学院电力工程学院, 江苏 南京 211167; 4. 东南大学电气工程学院, 江苏 南京 210096)

摘要: 模块化多电平直流变压器(modular multilevel DC transformer, MMDCT)作为直流电网中的关键设备, 承担了直流电压变换、功率传输和电气隔离的功能, 而其稳定运行需要对众多级联的子模块采取电压均衡控制。针对现有方法无法简单可靠地实现宽电压增益范围和全功率运行工况时的子模块电容电压平衡问题, 提出了一种桥臂内子模块电容均压的控制方法。该方法通过改变各子模块驱动脉冲占空比的方式实现类两电平调制, 基于不同占空比的驱动脉冲向子模块电容进行电荷量不等的充电控制, 并根据电容电压的排序来确定相应子模块驱动脉冲的占空比, 进而实现子模块电压均衡。所提方法使得 MMDCT 能够运行在宽电压增益范围和全功率运行工况下, 且具有无需实时检测桥臂电流、计算量少等优点。最后通过仿真和实验验证了理论分析的正确性和所提均压方法的可行性和有效性。

关键词: 模块化多电平直流变压器; 电容电压均衡; 移相控制; 类两电平; 占空比控制

Submodule capacitor voltage balancing method for MMDCT operating at wide voltage gain and full power range

ZHU Shuchao¹, JI Zhendong¹, SUN Yichao², LI Dongye³, WANG Jianhua⁴, ZHAO Jianfeng⁴

(1. School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China;
2. Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China;
3. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China;
4. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The modular multilevel DC transformer (MMDCT), as a key equipment in DC grids, performs DC voltage conversion, power transmission, and electrical isolation. Its stable operation requires effective voltage balancing control of numerous cascaded submodules. Existing methods struggle to reliably achieve capacitor voltage balancing of submodules under wide voltage gain and full power range. To address this, a control method is proposed for capacitor voltage balancing of submodules within an MMDCT arm. In this method, the quasi two-level modulation is realized by changing the duty cycle of the driving pulse for each submodule. Based on these varying duty cycles, unequal charging control of submodule capacitors is carried out, and the duty cycles are determined according to the sorted capacitor voltages, thereby enabling voltage balancing among the submodules. The proposed method enables MMDCT to operate under a wide voltage gain and full power range, without requiring real-time detection of arm current and with low computational complexity. Finally, simulations and experimental results validate the theoretical analysis and confirm the feasibility and effectiveness of the proposed voltage balancing method.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51707098).

Key words: modular multilevel DC transformer (MMDCT); capacitor voltage balancing; phase-shift control; quasi two-level; duty cycle control

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51707098)

0 引言

目前, 模块化多电平直流变压器(modular multilevel DC transformer, MMDCT)受到了广泛的研究^[1-6], 其拓扑是用模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)^[7-8]替换双向有源桥(dual active bridge, DAB)中一侧或两侧的 H 桥构成。因此, MMDCT 可以结合 DAB 和 MMC 的优点^[9-12], 适用于中高压直流电网的多种应用场景。

为了保证 MMDCT 的安全稳定运行, 必须采用控制方法实现子模块电容电压的均衡^[13], 这是由于子模块开关器件和电容的容值偏差等因素会导致各个子模块电容电压不一致。另外, MMDCT 采用的调制方式是类两电平调制, 各个子模块开关器件导通和关断的时间不一致, 因此桥臂内各子模块电容吸收的电荷量会产生差异, 但也为主动平衡电容电压提供了可能性。

已有很多文献提出了各种子模块电容的均压方法。文献[14-16]对 MMC 的子模块均压控制展开了研究, 根据桥臂电流的方向确定子模块的投切。由于 MMDCT 采用中高频的类两电平调制, MMC 的电容均压方法应用到 MMDCT 时会导致控制频率和开关频率高于调制频率, 所以不适用于 MMDCT。对于现有的 MMDCT 子模块电容均压方法可以分为两类: 被动均压控制方法^[17-19]和主动均压控制方法^[20-25]。

文献[17]和文献[18]使用子模块驱动脉冲轮换均压法, 该方法具有简便易于实现、适用于所有工作模式的优点, 但仍然会因为开关器件和电容的容值偏差或者驱动信号延迟而导致子模块电容电压不均衡。文献[19]采用两电平调制方法, 可以使等效工作频率为实际开关频率的整数倍, 证明了桥臂内子模块电容电压存在内在平衡机理, 但仍属于被动均压控制方法。

文献[20]和文献[21]提出了双移相的方法来均衡子模块电容电压, 但是只能在一定电压增益范围内使用, 另外子模块数量较多时会产生较大的 dv/dt , 可能导致大的电磁干扰。文献[22]和文献[23]提出了一种不依赖桥臂电流检测的均压策略, 通过不同延迟时间的驱动脉冲向子模块电容传递电荷量的大小和电容电压的排序来给各个子模块分配脉冲, 减少了控制系统的计算负担, 但缺少考虑轻载运行的工况。文献[24]证明了文献[22]所提策略仅适用于特定电压增益范围, 因此采用由各自子模块电容在开关周期间的电压差得到驱动脉冲作用于子模块的电荷差, 将电荷差较大的驱动脉冲分配给电压

较低子模块来实现臂内电压平衡, 不需要考虑不同工作模式和电压增益的限制。一方面, 需要对电容电压和电荷差进行排序, 计算量会增加。另一方面, 电荷差由电压差获得, 电容实际容值的变动会影响电荷差计算的准确性。文献[25]在文献[22]的基础上考虑了轻载运行的工况, 设置了一个排序方向标志位, 提出一种基于单排序的工作模式自适应的子模块电容均压控制方法, 但这种方法不可避免地增加控制的复杂度和计算量。

针对上述均压方法现状, 本文通过调节子模块驱动脉冲占空比的方式实现类两电平调制, 基于电容电压排序和占空比的选择, 提出了一种主动均衡电容电压的方法, 使得 MMDCT 能在全部传输功率运行工况范围(全功率范围)内工作、不受电压增益的影响且不增加开关频率和控制复杂度。最后仿真和实验验证了本文所提电容均压方法的有效性。

1 MMDCT 拓扑结构与工作模式分析

1.1 MMDCT 拓扑结构与工作原理

本文采用的拓扑结构如图 1 所示, 可用于中低压直流母线的互联、电气隔离、功率双向传输以及构成固态变压器等。变压器原边为 MMC, 子模块采用半桥结构, 桥臂内子模块的个数为 N , 输入侧直流电压、电流分别为 U_1 、 i_{dc1} 。变压器副边为 H 桥, 输出侧直流电压、电流分别为 U_2 、 i_o 。 n 为中高频隔离变压器变比, i_{ac1} 为变压器原边侧漏感电流。

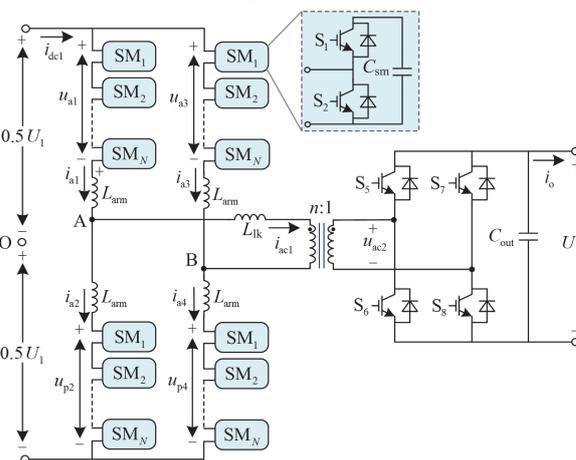


图 1 MMDCT 拓扑图

Fig. 1 MMDCT topology diagram

本文对原边 MMC 采用类两电平调制的方式, 提高电压利用率以及降低开关过程中产生的 du/dt 。以 A 相上、下桥臂为例, 驱动脉冲占空比为 50% 时的调制示意图如图 2 所示, 其中 $k=1, 2, \dots, N$, S_{smk} 表示为

$$S_{smk} = \begin{cases} 1, & \text{第 } k \text{ 个子模块投入} \\ 0, & \text{第 } k \text{ 个子模块切除} \end{cases} \quad (1)$$

定义每一个中间电平的持续时间与半个开关周期 T 之比为调制移相比 d_p , 所有中间电平的持续时间与 T 的比值为调制比 d_0 , 则有 $d_0 = (N-1)d_p$ 。通过桥臂内子模块的投入和切除实现 A 相上、下桥臂电压 u_{a1} 和 u_{a2} 为一阶梯波, 由于任意时刻每相桥臂中投入的子模块个数都是 N , 不计电压纹波时的子模块电容电压 $U_{sm} = U_1/N$ 。从调制方法的对称性可以得到 $u_{a2} = u_{a3}$ 且 $u_{a1} = u_{a4}$, 其中 u_{a3} 、 u_{a4} 分别为 B 相上、下桥臂电压。MMC 交流侧电压 u_{ac1} 为

$$u_{ac1} = \frac{u_{a2} - u_{a1}}{2} - \frac{u_{a4} - u_{a3}}{2} = u_{a2} - u_{a1} \quad (2)$$

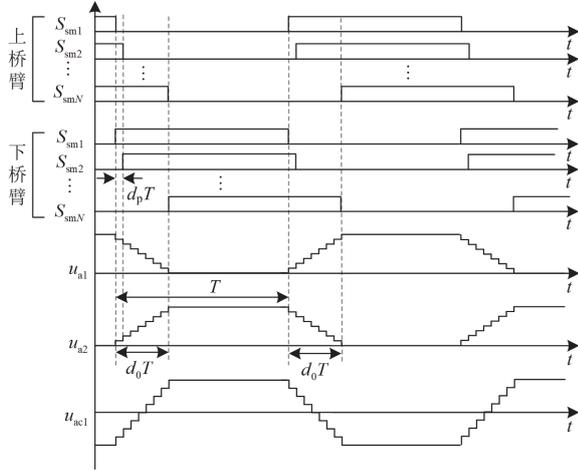


图 2 类两电平调制示意图

Fig. 2 Schematic diagram of quasi two-level modulation

MMDCT 等效功率传输模型如图 3 所示, 传输功率的控制原理与 DAB 一致, 即对 H 桥交流侧电压 u_{ac2} 与 MMC 交流侧电压 u_{ac1} 采用移相控制。本文定义 $L = L_{lk} + L_{arm}$, 其中 L 为等效漏感, L_{lk} 为变压器漏感, L_{arm} 为桥臂电感。

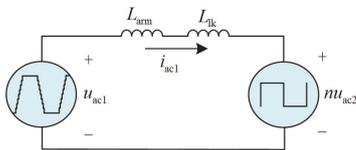


图 3 MMDCT 等效功率传输模型

Fig. 3 MMDCT equivalent power transfer model

1.2 工作模式与传输功率分析

由于桥臂内子模块数量较多, 若以阶梯波进行分析, 则会使得计算复杂, 同时中间电平的持续时间很短, 阶梯波的上升沿和下降沿可以用一定斜率

的直线进行等效分析。 D 为原边电压 u_{ac1} 与副边电压 u_{ac2} 的移相比, 从 MMC 的工作原理可得 u_{ac1} 的幅值为 U_1 。定义功率从原边 MMC 向副边 H 桥传输时为正, 以正向传输功率为例进行分析。根据移相比 D 和调制比 d_0 的大小分为两种工作模式, 本文定义电压增益 $G = nU_2/U_1$ 。

1) 工作模式 1

当 $d_0/2 \leq D \leq 1 - d_0/2$ 称为工作模式 1, 电压、电流波形如图 4 所示。令 t_0 为起始时刻, 各时段内的漏感电流表达式如式(3)所示。

$$i_{ac1}(t) = \begin{cases} i_{ac1}(t_0) + \frac{1}{L} \left(\frac{U_1}{d_0 T} t^2 - U_1 t + nU_2 t \right), & t_0 \leq t < t_1 \\ i_{ac1}(t_1) + \frac{U_1 + nU_2}{L} (t - d_0 T), & t_1 \leq t < t_2 \\ i_{ac1}(t_2) + \frac{U_1 - nU_2}{L} (t - DT - \frac{d_0 T}{2}), & t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \quad (3)$$

根据 $i_{ac1}(t_0) = -i_{ac1}(t_3)$, 即漏感电流在开关周期内对称, 求出各时刻的漏感电流值如式(4)所示。

$$\begin{cases} i_{ac1}(t_0) = -\frac{(1-d_0)U_1 + n(2D-1+d_0)U_2}{4fL} \\ i_{ac1}(t_1) = \frac{(d_0-1)U_1 + n(1-2D+d_0)U_2}{4fL} \\ i_{ac1}(t_2) = \frac{(2D-1)U_1 + nU_2}{4fL} \\ i_{ac1}(t_3) = \frac{(1-d_0)U_1 + n(2D+d_0-1)U_2}{4fL} \end{cases} \quad (4)$$

式中: f 为开关频率。传输功率 P_1 表达式如式(5)所示。

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T u_{ac1} i_{ac1}(t) dt = \frac{nU_1 U_2}{2fL} \left(D - D^2 - \frac{d_0^2}{12} \right) \quad (5)$$

2) 工作模式 2

当 $0 \leq D < d_0/2$ 称为工作模式 2, 电压、电流波形如图 5 所示。同理可得各时刻的漏感电流值如式(6)所示, 传输功率表达式如式(7)所示。

$$\begin{cases} i_{ac1}(t_0) = -\frac{U_1(1-d_0) + nU_2(2D+d_0-1)}{4fL} \\ i_{ac1}(t_1) = \frac{U_1(2D^2 - d_0 + d_0^2/2) + nU_2 d_0}{4fL d_0} \\ i_{ac1}(t_2) = \frac{(d_0-1)U_1 + nU_2(1-d_0+2D)}{4fL} \\ i_{ac1}(t_3) = \frac{U_1(1-d_0) + nU_2(2D+d_0-1)}{4fL} \end{cases} \quad (6)$$

$$P_2 = \frac{nU_1U_2D}{12fLd_0}(6d_0 - 3d_0^2 - 4D^2) \quad (7)$$

由式(5)和式(7)可知, 当 $D=0$ 时, 传输功率为 0; 当 $D=0.5$ 时, 正向传输功率达到最大值; 最大传输功率随 d_0 的增大而减小, 为了不降低 MMDCT 传输功率容量, d_0 不宜设置得太大。图 4 中蓝色区域对应 u_{ac1} 与 i_{ac1} 反向, 此时传输功率为负, 称为回流功率^[26], 且随着 D 的增大而增大。回流功率使得 MMDCT 传输效率下降, 因此 MMDCT 稳态运行时应保证 $0 \leq D \leq 0.5$ 。功率反向传输时的漏感电流和传输功率的表达式可同理得到, 这里不再赘述。

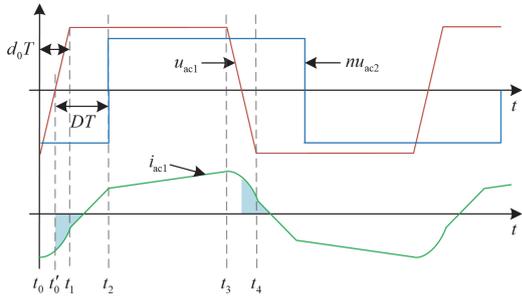


图 4 工作模式 1 下的波形图

Fig. 4 Waveform in operating mode 1

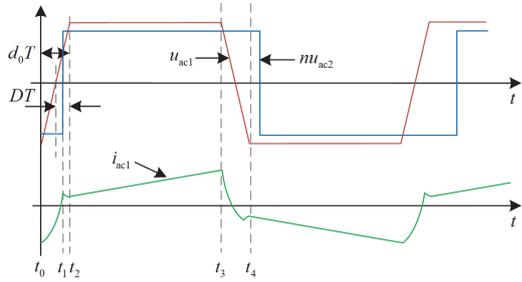


图 5 工作模式 2 下的波形图

Fig. 5 Waveform in operating mode 2

2 子模块电容均压方法原理与特性分析

2.1 常规排序均压方法

MMDCT 的常规排序均压方法采用图 2 所示方式实现类两电平调制, 原理是通过电容电压的排序选取电容电压最低的子模块由充电电荷量最大的脉冲驱动, 从而吸收较多的电荷量; 电容电压最高的子模块由充电电荷量最小的脉冲驱动, 从而吸收较少的电荷量。

在图 2 中, A 相下桥臂的第 k 个驱动脉冲在一个周期内对子模块电容充电电荷量为 W_k , 令 $\Delta W_k = W_{k+1} - W_k$, 其中 $k=1, 2, \dots, N$ 。

$$W_k = \int_{t_3 + \frac{k-1}{N-1}d_0T}^{t_3 + \frac{k}{N-1}d_0T} i_{a2}(t)dt \quad (8)$$

式中: i_{a2} 为流过 A 相下桥臂的电流。若 ΔW_k 恒小于 0 时, 则 W_k 是顺序排列的, 第 k 个脉冲的充电电荷量大于第 $k+1$ 个脉冲的充电电荷量, 那么就不需要通过子模块电容电压差对 W_k 进行排序, 仅通过子模块电容电压的排序就可以分配给子模块相应的驱动脉冲^[22]。

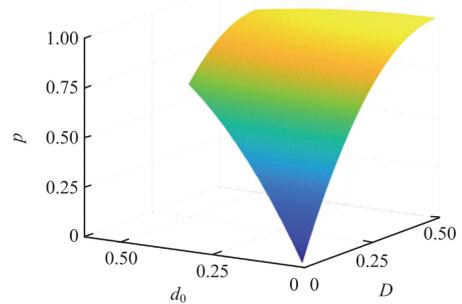
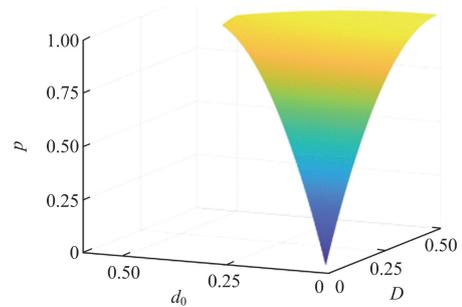
显然, 常规排序均压方法不依赖于桥臂电流方向的检测, 子模块开关频率等于中高频变压器频率, 只需要对子模块电容电压进行排序, 而且允许控制周期为开关周期的整数倍时进行操作, 可以节省计算资源和设备成本。但是, 常规排序均压方法仅分析了 MMDCT 处于工作模式 1 的工况, 此时 $\Delta W_k < 0$ 恒成立的条件为

$$G \left(2D + \frac{d_0}{(N-1)} - d_0 - 1 \right) > d_0 - 1 + \frac{2d_0}{3(N-1)^2} - \frac{d_0}{(N-1)} \quad (9)$$

另外, 当 MMDCT 轻载运行时可能会处于工作模式 2, ΔW_k 的计算会受到 D 的影响而变得复杂, 且脉冲对子模块电容充电的电荷量不是顺序排列的, 采用常规排序均压方法会造成电容电压发散。

式(9)成立的条件与 G 、 D 、 d_0 和 N 的值有关。

当 $N=8$ 时, 分别令 $G=0.5$ 、 $G=1$ 、 $G=1.5$, 在满足式(9)的情况下, 常规排序均压方法的正向传输功率标幺值 p 的范围曲面如图 6 所示, 因为 d_0 取值

(a) $G=0.5$ (b) $G=1$

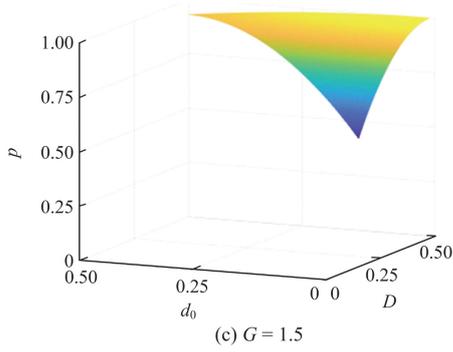


图 6 常规排序均压方法 p 的范围曲面

Fig. 6 Range of the surface of p in the conventional sorting equalization method

不可能无限小, 这里取最小值为 0.01, 同时也不能太大, 取最大值为 0.5。

由图 6 可以看出: 一方面, 当 d_0 取一定值时, 常规排序均压方法会受到电压增益 G 的影响, 即随着 G 的增大 p 的范围会减小; 另一方面, 即使 d_0 取较小的值, p 的最小值仍然会大于 0, 常规排序均压方法不能使得 MMDCT 在全功率范围内运行。

2.2 所提均压方法的原理

为了克服上述常规排序均压方法的问题, 本文所提均压方法的子模块驱动脉冲生成方式如图 7 所示, 以 A 相下桥臂为例, 通过产生占空比 D_1 、 D_2 、 \dots 、 D_N 与三角载波进行比较生成驱动脉冲 S_{sm1} 、 S_{sm2} 、 \dots 、 S_{smN} 。对于 A 相上桥臂, 只需要将载波滞后 180° 即可。图 7 中第 k 个脉冲在一个开关周期内对子模块电容充电电荷量 Q_k 为

$$Q_k = \int_{t_0 + \frac{k-1}{N-1}d_0}^{t_3 + d_0 - \frac{k-1}{N-1}d_0} i_{a2}(t) dt = \int_{t_0 + \frac{k-1}{N-1}d_0}^{t_3 + d_0 - \frac{k-1}{N-1}d_0} \left[\frac{i_{dc1}}{2} - \frac{i_{ac1}(t)}{2} \right] dt \quad (10)$$

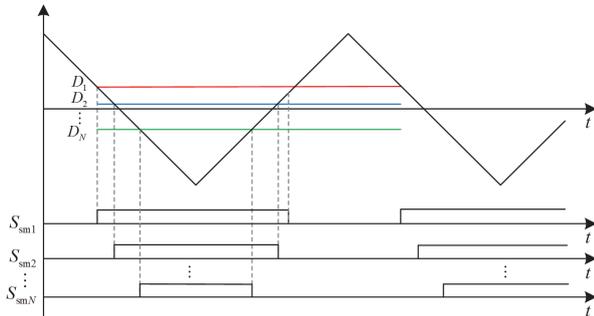


图 7 脉冲生成原理图

Fig. 7 Principle of pulse generation

令 $\Delta Q_k = Q_{k+1} - Q_k$, 其中 $k=1, 2, \dots, N$ 。若 ΔQ_k 恒小于 0 时, 即随着占空比 D_k 的增大, 子模块的净

充电电荷量 Q_k 也增大, 同样可以应用常规排序均压方法的原理, 具体为: 将子模块电容电压升序排列, 电容电压最低的子模块将由占空比最大的脉冲驱动, 电容电压最高的子模块由占空比最小的脉冲驱动。若 ΔQ_k 恒大于 0 时, 则反之。

2.3 不同传输功率区间的运行模式分析

为克服工作模式 2 时 Q_k 排序混乱的问题, 使得前文所述均压原理能应用在轻载工况, 下面提出低功率运行模式, 副边 H 桥引入内移相比 D_H 。正向功率传输时的电压、电流波形如图 8 所示。此模式下设定 $D + D_H \leq 1 - d_0/2$ 且 $d_0/2 \leq D < 1 - d_0/2$ 。

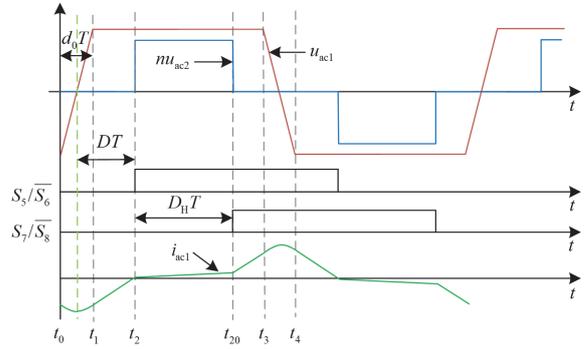


图 8 低功率运行模式下的波形图

Fig. 8 Waveform in low-power operation mode

同理求出各时刻的漏感电流值如式(11)所示, 传输功率表达式如式(12)所示。

$$\begin{cases} i_{ac1}(t_0) = -\frac{(1-d_0)U_1 - nD_H U_2}{4fL} \\ i_{ac1}(t_1) = -\frac{(1-d_0)U_1 - nD_H U_2}{4fL} \\ i_{ac1}(t_2) = \frac{(2D-1)U_1 + nD_H U_2}{4fL} \\ i_{ac1}(t_{20}) = -\frac{(1-2D-2D_H)U_1 + nD_H U_2}{4fL} \\ i_{ac1}(t_3) = \frac{(1-d_0)U_1 - nD_H U_2}{4fL} \end{cases} \quad (11)$$

$$P = \frac{nU_1 U_2 D_H (D_H + 2D - 1)}{4fL} \quad (12)$$

由式(10)计算可得

$$\Delta Q_k = -\frac{2}{N-1} d_0 T \frac{i_{dc1}}{2} + \int_{t_0 + \frac{k-1}{N-1}d_0 T}^{t_0 + d_0 T - \frac{k-1}{N-1}d_0 T} \frac{i_{ac1}(t)}{2} dt - \int_{t_0 + d_0 T - \frac{k-1}{N-1}d_0 T}^{t_0 + d_0 T - \frac{k}{N-1}d_0 T} \frac{i_{ac1}(t)}{2} dt \quad (13)$$

由于前文设定条件 $D + D_H \leq 1 - d_0/2$, 可保证

$0 \sim d_0 T$ 时段内 u_{ac2} 是零电压, 此时漏感电流关于 $t = (d_0/2)T$ 对称, 所以式(13)等式右边的后面两项之差等于 0, 则式(13)恒小于 0, 所以可以应用 2.2 节所述均压原理。为了保证控制的简单性, 本文选取 $D_H = 1 - d_0/2 - D$, 则式(12)可变为式(14)。当功率反向传输时, 同理可得 ΔQ_k 恒大于 0。

$$P_3 = \frac{nU_1U_2(D - D^2 - d_0/2 + d_0^2/4)}{4fL} \quad (14)$$

由式(14)可知, $D = 0.5$ 时低功率运行模式的传输功率 P_3 取最大值, 当 MMDCT 传输功率大于此最大功率时, 切换为工作模式 1 运行。工作模式 1 的传输功率 P_1 等于 P_3 最大值时对应的移相比为 D_m , 不考虑 $D > 0.5$ 的情况, 则

$$D_m = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{-\frac{5}{6}d_0^2 + d_0 + \frac{1}{2}} \quad (15)$$

为了使得 $d_0/2 < D_m \leq 0.5$, 则

$$d_0 < \frac{9 - 4\sqrt{3}}{11} \quad (16)$$

因此工作模式 1 的移相比的取值范围为 $D_m < D \leq 0.5$ 。结合式(3)一式(5)和式(10)可得

$$\Delta Q_k = -\frac{nU_2d_p(12D - 12D^2 - d_0^2 + 6d_0 + 6d_p - 12kd_p)}{48f^2L} \quad (17)$$

观察可知, 式(17)的正负不依赖于电压增益 G , 仅取决于 N 、 D 和 d_0 的值。若要使得 ΔQ_k 恒小于 0, 则式(18)应该恒成立。

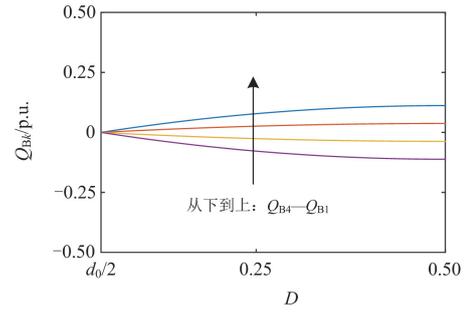
$$-12D^2 + 12D - d_0^2 - 6d_0 + 6d_p > 0 \quad (18)$$

为了使得式(18)在 $D_m < D \leq 0.5$ 时恒成立, 由数学关系可得

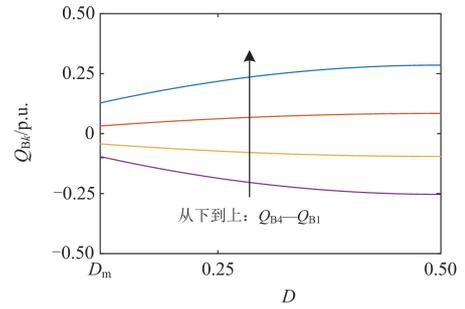
$$d_0 < \frac{3N - 5 - 2\sqrt{(2N - 3)(N - 2)}}{N - 1} \quad (19)$$

因此 ΔQ_k 小于 0 恒成立的条件是式(19)成立, 此时 S_{sm1} 、 S_{sm2} 、 \dots 、 S_{smN} 脉冲对子模块电容充电的电荷量是按降序排列的。

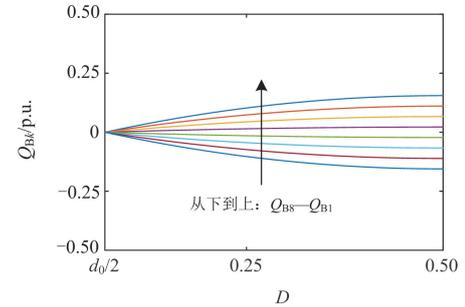
当功率反向传输时, 若使得 ΔQ_k 恒大于 0, 同理需要满足式(19), S_{sm1} 、 S_{sm2} 、 \dots 、 S_{smN} 脉冲对子模块电容充电电荷量的排序与工作模式 1 时的恰好相反。取充电电荷量 Q_k 的基准值 $Q = nU_2/(96f^2L)$, 则充电电荷量的标么值 $Q_{Bk} = Q_k/Q$ 。在满足式(16)和式(19)的前提下分别取 $N = 4$ 、 $d_p = 0.03$ 和 $N = 8$ 、 $d_p = 0.02$ 时, 低功率运行模式和工作模式 1 的 Q_{Bk} 随移相比 D 的变化情况分别如图 9 和图 10 所示。



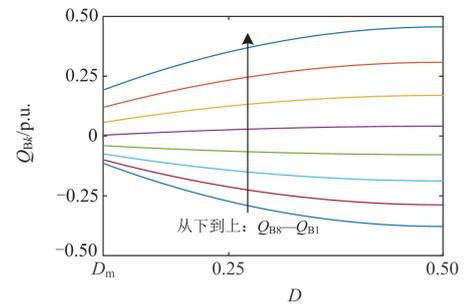
(a) 低功率运行模式



(b) 工作模式1

图 9 $N = 4$ 、 $d_p = 0.03$ 时, Q_{Bk} 随 D 变化的趋势图Fig. 9 Q_{Bk} changes with D when $N = 4$ and $d_p = 0.03$ 

(a) 低功率运行模式



(b) 工作模式1

图 10 $N = 8$ 、 $d_p = 0.02$ 时, Q_{Bk} 随 D 变化的趋势图Fig. 10 Q_{Bk} changes with D when $N = 8$ and $d_p = 0.02$

当 MMDCT 进行参数设计时, 其子模块个数 N 、调制比 d_0 按照满足式(16)和式(19)进行设计, 低功

率运行模式和工作模式 1 时的每个脉冲对应的 Q_k 必然是顺序排列的。

3 子模块电容均压方法控制策略

以功率正向传输时为例, 本文选取传输功率基准值 $P_B = nU_1U_2/(8fL)$ 。由式(5)可以得到工作模式 1 的传输功率标么值 p 的范围为 $0.5 - d_0 + d_0^2/2 < p \leq 1 - d_0^2/3$ 。由式(14)可以得到低功率运行模式的传输功率标么值 p 的范围为 $0 \leq p \leq 0.5 - d_0 + d_0^2/2$ 。根据前文所述给出工作模式 1 和低功率运行模式时的条件如表 1 所示。

表 1 工作模式与运行条件汇总

Table 1 Summary of operating modes and conditions

p	工作状态	运行条件
$0 \leq p \leq 0.5 - d_0 + \frac{d_0^2}{2}$	低功率运行模式	$\begin{cases} \frac{d_0}{2} \leq D \leq 0.5 \\ D_H = 1 - \frac{d_0}{2} - D \end{cases}$
$0.5 - d_0 + \frac{d_0^2}{2} < p \leq 1 - \frac{d_0^2}{3}$	工作模式 1	$\begin{cases} D_m < D \leq 0.5 \\ D_H = 1 \end{cases}$

选定模式功率切换值为 $0.5 - d_0 + d_0^2/2$ 。图 11 为不同的 d_0 取值情况下传输功率的范围, 并由前文分析可知, 所提均压方法能够覆盖全部功率运行工况的范围, 即 MMDCT 能够在全功率范围内运行。

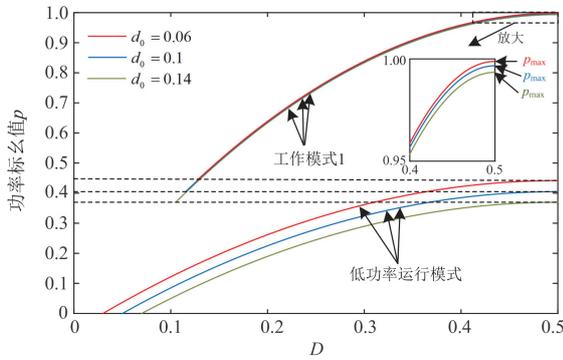


图 11 本文所提均压方法下的功率运行范围

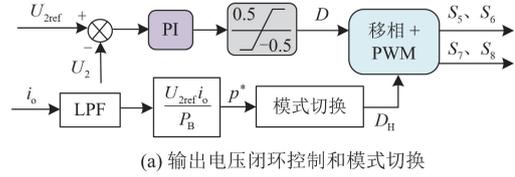
Fig. 11 Power operating range under the proposed method

MMDCT 子模块均压方法的控制框图如图 12 所示。图 12(a)通过采集到图 1 中的负载电流 i_o 并经过低通滤波器(low-pass filter, LPF)后进而计算得到功率标么值 p , 防止 p 在功率切换值附近波动影响系统的稳定性。依据表 2 确定 p 所处的范围, 副边移相 + PWM 模块切换到相应的工作模式, 输出电压闭环控制使得输出电压稳定为给定值。

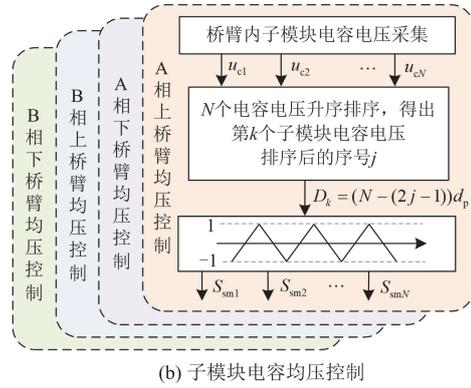
图 12(b)中子模块电容均压控制的具体步骤如下所述。

1) 采集当前周期内同一桥臂子模块电容电压值并进行升序排序, 得出第 k 个子模块电容电压排序后的序号 j ;

2) 计算得到第 k 个子模块驱动脉冲的占空比 D_k , D_k 与桥臂对应的载波进行比较生成第 k 个子模块的驱动脉冲。



(a) 输出电压闭环控制和模式切换



(b) 子模块电容均压控制

图 12 MMDCT 均压控制框图

Fig. 12 Block diagram of MMDCT control

4 仿真与实验结果分析

4.1 仿真结果分析

为了验证本文所提子模块电容均压方法的有效性, 在 MATLAB/Simulink 中搭建了仿真模型进行验证, 仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真与实验参数

Table 2 Simulation and experimental parameters

参数	仿真数值	实验数值
子模块数量 N	8	4
调制比 d_0	0.14	0.06
直流侧输入电压 U_1/V	16 000	800
直流侧输出电压 U_2/V	750	400
变压器变比 n	1600/75	2/1
子模电容 $C_{sm}/\mu F$	40	500
子模块电容电压 U_{csm}/V	2000	200
桥臂电感 L_{arm}/mH	0.4	1
变压器漏感 L_{lk}/mH	0.6	1
输出侧滤波电容 $C_{out}/\mu F$	4000	5000
开关频率 f/Hz	10 000	1000

根据式(9)、式(13)和式(17)在仿真参数下必须恒成立的条件, 可以画出常规排序均压方法与本文所

提均压方法在不同 p 和 G 时的运行范围如图 13 所示, 图中 G 的最大值仅取到了 6。对比常规排序均压方法, 为了验证所提均压方法可以在全功率运行工况和宽电压增益范围内有效, 分别进行了如图 14 和图 15 所示的仿真验证。

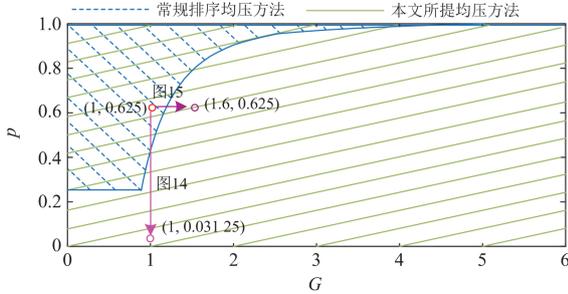
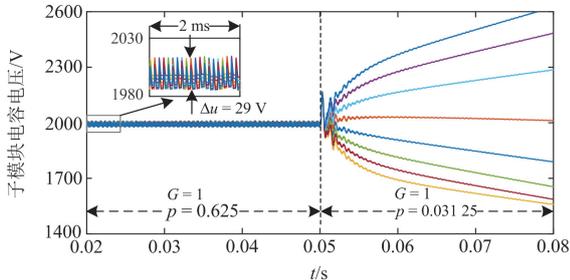


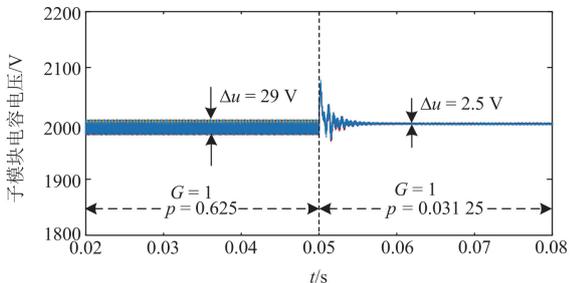
图 13 不同 p 和 G 时的运行范围区域

Fig. 13 Operating range areas for different p and G

图 14 为常规排序均压方法和本文所提均压方法在电压增益 G 不变时, 功率标幺值 p 由 0.625 变化到 0.03125 时的 A 相下桥臂子模块电容电压仿真结果。由图 14 可以看出: 常规排序均压方法在轻载工况时不能使得子模块电容均压运行, 本文所提均压方法可以使得子模块电容均压运行, 符合图 13 中对两种方法运行区域的分析。



(a) 常规排序均压方法



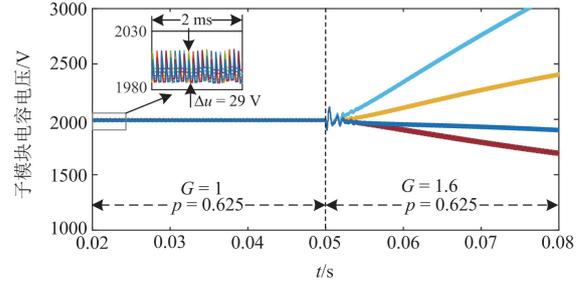
(b) 本文所提均压方法

图 14 $G = 1$, p 变化时的仿真结果

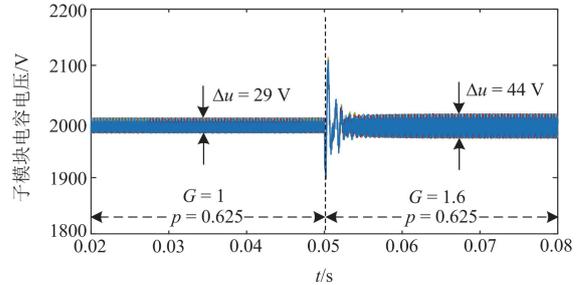
Fig. 14 Simulation results of different p when $G = 1$

图 15 为常规排序均压方法和本文所提均压方法在功率标幺值 p 不变时, 输出电压由 750 V ($G = 1$)

变化到输出电压 1200 V ($G = 1.6$) 时的 A 相下桥臂子模块电容电压仿真结果。由图 15 可以看出: 常规排序均压方法在 $G = 1.6$ 时不能使得子模块电容均压运行, 而本文所提均压方法由于不受电压增益的影响可以使得子模块电容均压运行, 符合图 13 中对两种方法运行区域的分析。另外, 常规均压方法和本文所提均压方法在相同工况下的电容电压纹波 Δu 一致。



(a) 常规排序均压方法

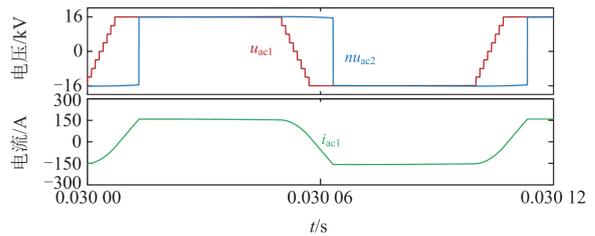


(b) 本文所提均压方法

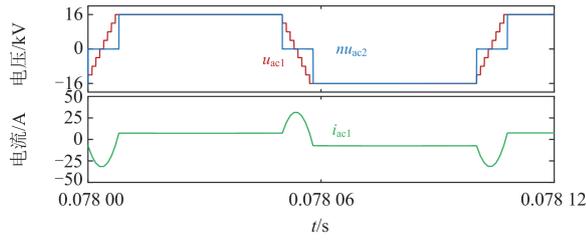
图 15 $p = 0.625$, G 变化时的仿真结果

Fig. 15 Simulation results of different G when $p = 0.625$

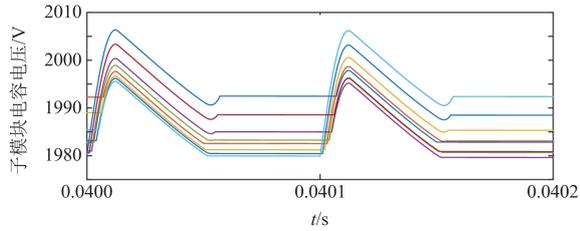
由仿真参数可得, 低功率运行模式的功率标幺值 p 的范围为: 0~0.3698, 工作模式 1 的功率标幺值 p 的范围为: 0.3698~0.9935。图 14(b) 的仿真工况下, $p = 0.625$ 和 $p = 0.03125$ 时的 u_{ac1} 、 u_{ac2} 和 i_{ac1} 波形分别如图 16(a) 和图 16(b) 所示, 电压、电流稳态波形符合工作模式 1 和低功率运行模式的分析, u_{ac1} 实现了类两电平调制。图 16(c) 所示为 $p = 0.625$ 时的 MMDCT 的 A 相下桥臂子模块电容电压放大图, 可以看出低电容电压子模块通过投入占空比较大的驱动脉冲从而提升其电容电压。



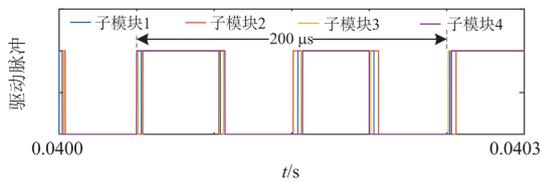
(a) $G = 1$, $p = 0.625$ 时 u_{ac1} 、 u_{ac2} 和 i_{ac1} 的波形



(b) $G = 1, p = 0.03125$ 时 u_{ac1} 、 u_{ac2} 和 i_{ac1} 的波形



(c) $G = 1, p = 0.625$ 时电容电压的放大图



(d) $G = 1, p = 0.03125$ 时子模块驱动脉冲

图 16 本文所提均压方法的仿真分析

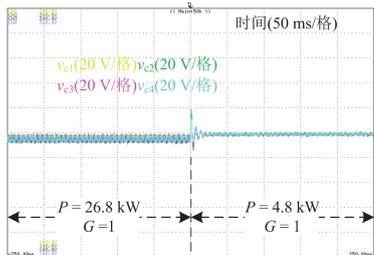
Fig. 16 Simulation analysis of the proposed method

图 16(d)为 A 相下桥臂子模块 1 到子模块 4 的驱动脉冲，可以看出：驱动脉冲的占空比在不断地变化以实现电容电压的动态均衡，其脉冲频率等于中高频变压器频率 10 kHz。

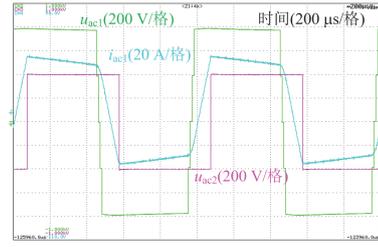
4.2 实验结果分析

利用 typhoon 404 和 DSP + FPGA 控制器搭建了 MMDCT 的半实物仿真平台，具体参数如表 2 所示，控制器中 DSP 用于控制算法的实现，FPGA 用于调制方法的实现和模拟量采集。

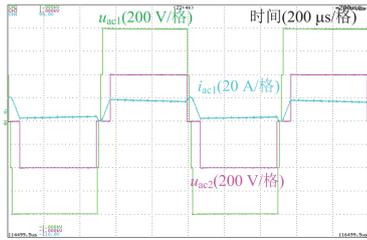
输出电压 U_2 为 400 V 时，由实验参数可得低功率运行模式的功率范围为：0~17.672 kW，工作模式 1 的功率范围为：17.672~39.952 kW。传输功率由重载工况(26.8 kW)切换到轻载工况(4.8 kW)运行时的实验波形如图 17 所示。图 17(a)的实验结果表明本



(a) A相下桥臂4个子模块电容电压



(b) $P = 26.8 \text{ kW}$ 时 u_{ac1} 、 u_{ac2} 和 i_{ac1} 的波形



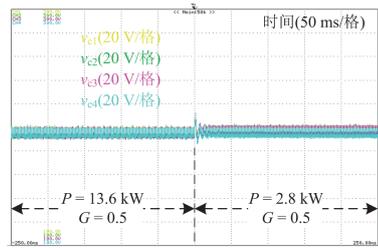
(c) $P = 4.8 \text{ kW}$ 时 u_{ac1} 、 u_{ac2} 和 i_{ac1} 的波形

图 17 本文所提均压方法的实验结果

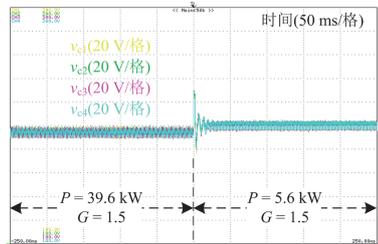
Fig. 17 Experimental results of the proposed method

文所提均压方法在重载和轻载时都可以保证子模块电压均衡，图 17(b)和图 17(c)分别在重载和轻载时的电压、电流波形符合理论分析和仿真结果， u_{ac1} 实现了类两电平调制。

同样地，为验证在宽电压增益时本文所提均压方法仍然有效，设置 U_2 分别为 200 V ($G = 0.5$)、600 V ($G = 1.5$) 时传输功率由重载切换到轻载工况运行，得到 A 相下桥臂 4 个子模块电容电压的实验结果如图 18 所示，实验结果表明所提均压方法在不同电压增益条件下皆能使得 MMDCT 均压运行。



(a) $U_2 = 200 \text{ V}$



(b) $U_2 = 600 \text{ V}$

图 18 不同电压增益时所提均压方法实验结果

Fig. 18 Experimental results of the proposed method with different voltage gains

5 结论

本文提出了一种 MMDCT 子模块电容均压控制方法, 阐述了均压方法的控制原理与实施策略, 通过仿真与实验结果验证了该方法的有效性。所提方法根据电容电压的排序选取相应占空比的驱动脉冲分配给子模块, 并在不同传输功率区间进行工作模式切换。该方法具有如下特点:

1) MMC 侧使用类两电平调制, 变压器原边电压具有较小的 du/dt ; 2) 均压方法不需要实时检测桥臂电流, 相对于类两电平调制没有增加开关频率, 且只需要对子模块电容电压进行排序, 可降低控制计算量; 3) 均压方法不受电压增益的影响, 且不受功率运行条件的影响, 在宽电压增益和全功率范围内均有效。

参考文献

- [1] 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 extended phase-shift control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(13): 2770-2781.
- [2] 吕丹, 孙毅超, 郭勳葳, 等. 新型双降压式模块化多电平直流变压器[J]. 电力工程技术, 2020, 39(5): 169-177.
LÜ Dan, SUN Yichao, GUO Mengwei, et al. A novel modular multilevel DC transformer based on dual buck submodule[J]. Electric Power Engineering Technology, 2020, 39(5): 169-177.
- [3] 孙冠群, 尹项根, 赖锦木, 等. 模块化多电平直流变压器容错控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(增刊 1): 246-256, 287.
SUN Guanqun, YIN Xianggen, LAI Jinmu, et al. Fault-tolerant control strategy of modular multilevel DC transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(S1): 246-256, 287.
- [4] 郭宛鑫, 孙毅超, 鄢寅宇, 等. 基于钳位子模块的开关对复用型模块化多电平固态变压器[J]. 电力工程技术, 2024, 43(6): 33-42.
GUO Wanxin, SUN Yichao, YAN Yinyu, et al. Modular multi-level converter solid-state transformer based on the clamped switch pair integrated submodule[J]. Electric Power Engineering Technology, 2024, 43(6): 33-42.
- [5] 刘思达, 徐云飞, 李卫国, 等. 应用于电力电子变压器的 CLLC 型高频隔离电路参数鲁棒性分析与优化设计[J]. 全球能源互联网, 2024, 7(5): 602-612.
LIU Sida, XU Yunfei, LI Weiguo, et al. Parameter robustness analysis and optimization design of CLLC high frequency isolation circuit applied to solid state transformer[J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2024, 7(5): 602-612.
- [6] 苏成, 简翔浩, 孔志达, 等. 基于 IGCT 器件的配电网柔性直流互联策略[J]. 南方能源建设, 2024, 11(6): 183-190.
SU Cheng, JIAN Xianghao, KONG Zhida, et al. Flexible interconnection strategy of distribution network based on IGCT[J]. Southern Energy Construction, 2024, 11(6): 183-190.
- [7] 阳同光, 沈兵. 模块化多电平换流器 IGBT 模块失效机理和状态监测研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(4): 174-187.
YANG Tongguang, SHEN Bing. Review of failure mechanism and state monitoring technology for modular multilevel converter IGBT modules[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(4): 174-187.
- [8] 孙伟君, 夏翔, 刘刚, 等. MMC 型级联变换器阻抗建模和稳定性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(5): 117-127.
SUN Weijun, XIA Xiang, LIU Gang, et al. MMC-based cascaded converter impedance model and stability analysis[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(5): 117-127.
- [9] 王志刚, 王后生, 张青杰, 等. 半桥三电平双有源桥不对称均压控制策略[J]. 电力工程技术, 2022, 41(6): 221-229.
WANG Zhigang, WANG Housheng, ZHANG Qingjie, et al. Asymmetric voltage equalization control strategy of half-bridge three-level dual active bridge[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(6): 221-229.
- [10] 唐欣, 黄晟, 潘一彬, 等. 直流故障下基于交流侧反馈的 MMC 换流站主动限流策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(9): 56-64.
TANG Xin, HUANG Sheng, PAN Yibin, et al. Active current limiting strategy of an MMC converter station based on AC side energy feedback under a DC fault[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(9): 56-64.
- [11] 孙标广, 李静争, 邓旭哲. 双重移相控制下的双向全桥 DC-DC 变换器最小电流应力分段优化控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(20): 107-118.
SUN Biaoguang, LI Jingzheng, DENG Xuzhe. Optimal control of minimum current stress in a dual-active-bridge DC-DC converter under dual phase shift control[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(20): 107-118.
- [12] 于吉, 尹项根, 赖锦木, 等. 电网不对称故障下 MMC 自适应相功率均衡控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 1-12.

- YU Ji, YIN Xianggen, LAI Jinmu, et al. Adaptive leg-balancing control strategy of an MMC in an asymmetric AC grid fault[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(1): 1-12.
- [13] 季振东, 赵剑锋, 孙毅超, 等. 零序和负序电压注入的级联型并网逆变器直流侧电压平衡控制[J]. *中国电机工程学报*, 2013, 33(21): 9-17.
- JI Zhendong, ZHAO Jianfeng, SUN Yichao, et al. DC voltage balancing control for cascaded grid-connected inverters by injecting zero-sequence and negative-sequence voltages[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2013, 33(21): 9-17.
- [14] 苟鑫, 卢继平, 刘加林, 等. 一种基于子模块投入优先级的模块化多电平换流器电容电压均衡控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(24): 7299-7310, 7503.
- GOU Xin, LU Jiping, LIU Jialin, et al. A capacitor voltage balancing control method for modular multilevel converter based on insertion priority of the sub-modules[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(24): 7299-7310, 7503.
- [15] 蒲羿, 罗永捷, 熊小伏, 等. 基于电压收敛性预测的 MMC 低开关频率均压控制策略[J]. *电网技术*, 2020, 44(11): 4347-4358.
- PU Yi, LUO Yongjie, XIONG Xiaofu, et al. Reduced switching frequency voltage balancing control strategy based on voltage convergence prediction for modular multilevel converters[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 44(11): 4347-4358.
- [16] 张婕, 曾国辉, 赵晋斌, 等. 基于改进冒泡排序的模块化多电平换流器电容电压均衡策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2020, 48(6): 92-99.
- ZHANG Jie, ZENG Guohui, ZHAO Jinbin, et al. Modular multilevel converter capacitor voltage balancing strategy based on improved bubble sorting[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(6): 92-99.
- [17] 孙谦浩, 李亚楼, 孟经伟, 等. 基于移相控制的高频链模块化多电平直流变压器分布式控制管理策略及轮换电容电压平衡方法[J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(5): 1310-1318.
- SUN Qianhao, LI Yalou, MENG Jingwei, et al. Distributed control strategy and alternate modulation balance algorithm of high frequency-link modular multilevel DC transformer based on phase-shifting principle[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38(5): 1310-1318.
- [18] JUNG J, BAZYAR S, BEIRANVAND H, et al. A single carrier rotating modulation for modular multilevel converter based isolated DC-DC converters in EV charging station[C]// 2023 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023-ECCE Asia), May 22-25, 2023, Jeju Island, Korea: 394-399.
- [19] SUN F, LIU J, XIAO F, et al. An isolated bidirectional modular multilevel DC-DC converter for MVDC distribution system in ship[C]// 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), November 4-7, 2018, Shenzhen, China: 1-6.
- [20] 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.
- [21] ZHANG J, WANG Z, SHAO S. A three phase modular multilevel DC-DC converter for power electronic transformer applications[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2017, 5(1): 140-150.
- [22] SUN C, ZHANG J, CAI X, et al. Voltage balancing control of isolated modular multilevel DC-DC converter for use in dc grids with zero voltage switching[J]. *IET Power Electronics*, 2016, 9(2): 270-280.
- [23] ZHANG L, QIN J, ZOU Y, et al. Analysis of capacitor charging characteristics and low-frequency ripple mitigation by two new voltage-balancing strategies for MMC-based solid-state transformers[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 36(1): 1004-1017.
- [24] SHAO S, JIANG M, ZHANG J, et al. A capacitor voltage balancing method for a modular multilevel DC transformer for DC distribution system[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(4): 3002-3011.
- [25] 赖锦木, 尹项根, 孙冠群, 等. 隔离型模块化多电平直流变换器子模块电容电压综合控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(21): 7410-7425.
- LAI Jinmu, YIN Xianggen, SUN Guanqun, et al. A comprehensive sub-module capacitor voltage control strategy of isolated modular multilevel DC converter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(21): 7410-7425.
- [26] SUN G, WANG E, CAI D, et al. Optimal control method for reflux power of modular multilevel DC transformer in new energy power system[C]// 2022 7th International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE), September 23-26, 2022, Shanghai, China: 187-195.

收稿日期: 2024-08-07; 修回日期: 2025-02-18

作者简介:

朱述超(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为模块化多电平变流器; E-mail: zhushuchao@njust.edu.cn

季振东(1986—), 男, 通信作者, 博士, 副研究员, 研究方向为大功率电力电子技术。E-mail: zhendong_ji@njust.edu.cn

(编辑 魏小丽)