

DOI:10.13296/j.1001-1609.hva.2019.09.003

基于多目标性能优化的模块化多电平高频直流变压器 移相控制策略

张焕青¹, 张慕婕², 王 裕³, 唐 阳⁴

(1. 国家电网湖北省电力公司, 武汉 430077; 2. 国家电网公司华中分部, 武汉 430077; 3. 广东工业大学自动化学院, 广州 510006; 4. 三峡大学电气与新能源学院, 湖北 宜昌 443002)

摘要: 高频直流变压器(high-frequency DC transformer, HDCT)是直流电网的关键设备。为了满足中高压直流电网母线互联、电压变换、功率双向传输和电气隔离的需求,两端皆为模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)结构的模块化多电平高频直流变压器(modular multilevel DC transformer, M2DCT)尤受关注。目前,移相控制是提高M2DCT性能的有效方法之一,而现有的移相控制方法主要优化M2DCT的单一特性。因此,为了同时降低电流应力,最小化功率损耗,改善软开关特性,实现M2DCT性能的多目标综合优化,提出了一种基于多目标性能优化的双相移(dual-phase-shift, DPS)控制策略。建立M2DCT电流应力,功率损耗和软开关特性的数学模型,提出多目标性能优化DPS的控制策略。通过M2DCT样机实验结果,验证了所提策略的有效性和优越性。

关键词: 直流电网; M2DCT; DPS; 多目标性能优化

Phase-shift Control Strategy of Modular Multilevel High-frequency DC Transformer Based on Multi-objective Performance Optimization

ZHANG Huanqing¹, ZHANG Mujie², WANG Yu³, TANG Yang⁴

(1. Hubei Electric Power Company of State Grid, Wuhan 430077, China; 2. Central China Branch of State Grid, Wuhan 430077, China; 3. School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China; 4. College of Electrical Engineering and New Energy, China Three Gorges University, Hubei Yichang 443002, China)

Abstract: The high-frequency DC transformers(DCTs) are important equipment in DC grids. To satisfy the requirements of buses connection, voltage conversion, bidirectional power transmission and electrical isolation in MVDC and HVDC grids, the modular multilevel DC transformer(M2DCT) with modular multilevel converter(MMC)topology is developed. Currently, the phase-shift control is one of the most effective ways to improve M2DCT performance. However, the existing phase-shift strategies mainly optimize a single characteristic of M2DCT. Therefore, to reduce current stress, minimize power loss and improve soft switching characteristics, achieving the comprehensive optimization for M2DCT, a multi-objective optimization control strategy based on dual-phase-shift(DPS) scheme is proposed in this paper. The mathematical model of current stress, power loss and soft-switching performers in M2DCT are established, and the control principle and framework of proposed multi-objective optimization DPS strategy is investigated. The experimental results in M2DCT prototype are presented to verify the correctness and effectiveness of the proposed strategy.

Key words: DC grids; modular multilevel DC transformer(M2DCT); dual-phase-shift(DPS); multi-objective performance optimization

0 引言

随着分布式电源技术的发展,以及直流负荷的逐渐普及,直流输配电系统受到越来越多的关注^[1-2]。直流变压器(DC Transformer, DCT)是实现直流输配电系统母线互联、电压变换、电能传递和电气隔离的关键设备。此外,采用变换器高频化,可降低变换器的体积和重量,实现变换器紧凑化,轻量化,促进DCT在直流输配电系统的应用^[3-4]。

在低压小容量领域,通常采用最基本的双主动全桥(dual active bridge, DAB)结构^[5-6]。为了提高DCT的电压和功率等级,实现中高压直流母线间的互联,器件串联是另一种典型技术方案,其中以两端皆为模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)结构的模块化多电平高频直流变压器(modular multilevel high-frequency DC transformer, M2DCT)尤受关注^[7-8]。目前,包括扩展移相、双重移相和多重移相的相移控制是提高M2DCT性能的最有效方法之一,并已对其进行了大量的研究和应用^[9-11]。然而,现有的相移控制方法主要优化M2DCT的单一特性,如回流功率、电流应力、软开关特性和功率损耗等^[12-15],并没有对基于移相控制的M2DCT多性能目标综合优化进行探讨。

由此,为了同时降低电流应力,最小化功率损耗,改善软开关特性,实现M2DCT多性能目标综合优化,文中提出了一种基于多性能目标优化的双相移(dual-phase-shift, DPS)控制策略。文中建立了M2DCT的电流应力、功率损耗和实现软开关特性的数学模型,提出了多性能目标综合优化DPS的控制框架。最后,通过M2DCT样机实验结果,验证了所提控制策略的有效性和优越性。

1 基于DPS控制的M2DCT特性分析

M2DCT拓扑见图1。其由结构相同的8个桥臂组成,每个桥臂包括 n 个半桥子模块(sub-modular, SM)与一个串联桥臂电感 L_s 。正常运行时,每个子模块具有0与电容电压 U_c 两种输出电平。 U_1 、 U_2 、 I_1 与 I_2 分别为M2DCT两端的直流电压与电流; u_{ij} 与 i_{ij} 分别为各桥臂的桥臂电压电流, u_1 、 i_1 、 u_2 与 i_2 分别为高频环节两端电压与电流量; n_t 为高频变压器变比。M2DCT可以等效为两个高频交流源 u_1 和 u_2 连接在电感 L 两端,通过调节 u_1 和 u_2 间移相角的大小和方向就可调节变换器功率流动的大小和方向。

常用的M2DCT高频链调制方式包括方波调制、

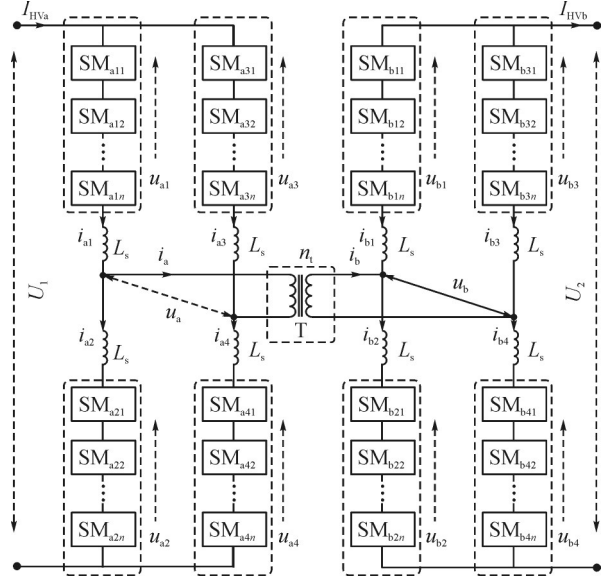


图1 M2DCT拓扑结构

Fig. 1 The topology of M2DCT

类方波调制、阶梯波调制等。其中,类方波调制可有效减小 du/dt 对高频链变压器的危害,同时保持良好的直流电压利用率和功率传输能力,适用于中高压应用场合^[16]。基于DPS的类方波调制下M2DCT高频链波形见图2。 U_1 和 U_2 为M2DCT的两端电压, n_t 为高频电压器变比。 u_{aij} ($i, j=1, 2, \dots$)与 u_{bij} ($i, j=1, 2, \dots$)分别为M2DCT两端子模块输出电压, u_{ai} ($i=1, 2, \dots$)与 u_{bi} ($i=1, 2, \dots$)分别为两端各桥臂输出电压, u_a 与 u_b 分别为高频环节两端电压, u_L 为高频环节电感电压, i_L 为高频环节电流, d 是高频链电压内移相占空比, D 是高频链电压间的相位差占空比, D_{stair} 是电压上升和下降过程的占空比。文中分析 $0 \leq d \leq D \leq 1$ 的情况, $0 \leq D \leq d \leq 1$ 可以用相同方法和步骤进行分析。

1.1 电流应力

根据图2(a),在 $0 \leq d \leq D \leq 1$ 的情况下,高频链电压 u_a 和 u_b 可表示为:

$$u_a(t) = \begin{cases} \frac{U_1}{D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}} t - U_1 & t \in [0, t_1] \\ 0 & t \in [t_1, t_2] \\ \frac{U_1}{D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}} (t - dT_{\text{hs}}) & t \in [t_2, t_3] \\ U_1 & t \in [t_3, T_s/2] \end{cases}$$

$$u_b(t) = \begin{cases} -n_t U_2 & t \in [0, t_4] \\ \frac{n_t U_2}{D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}} (t - dT_{\text{hs}}) - n_t U_2 & t \in [t_4, t_5] \\ 0 & t \in [t_5, t_6] \\ \frac{n_t U_2}{D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}} (t - dT_{\text{hs}} - dT_{\text{hs}}) & t \in [t_6, t_7] \\ n_t U_2 & t \in [t_7, T_s/2] \end{cases} \quad (1)$$

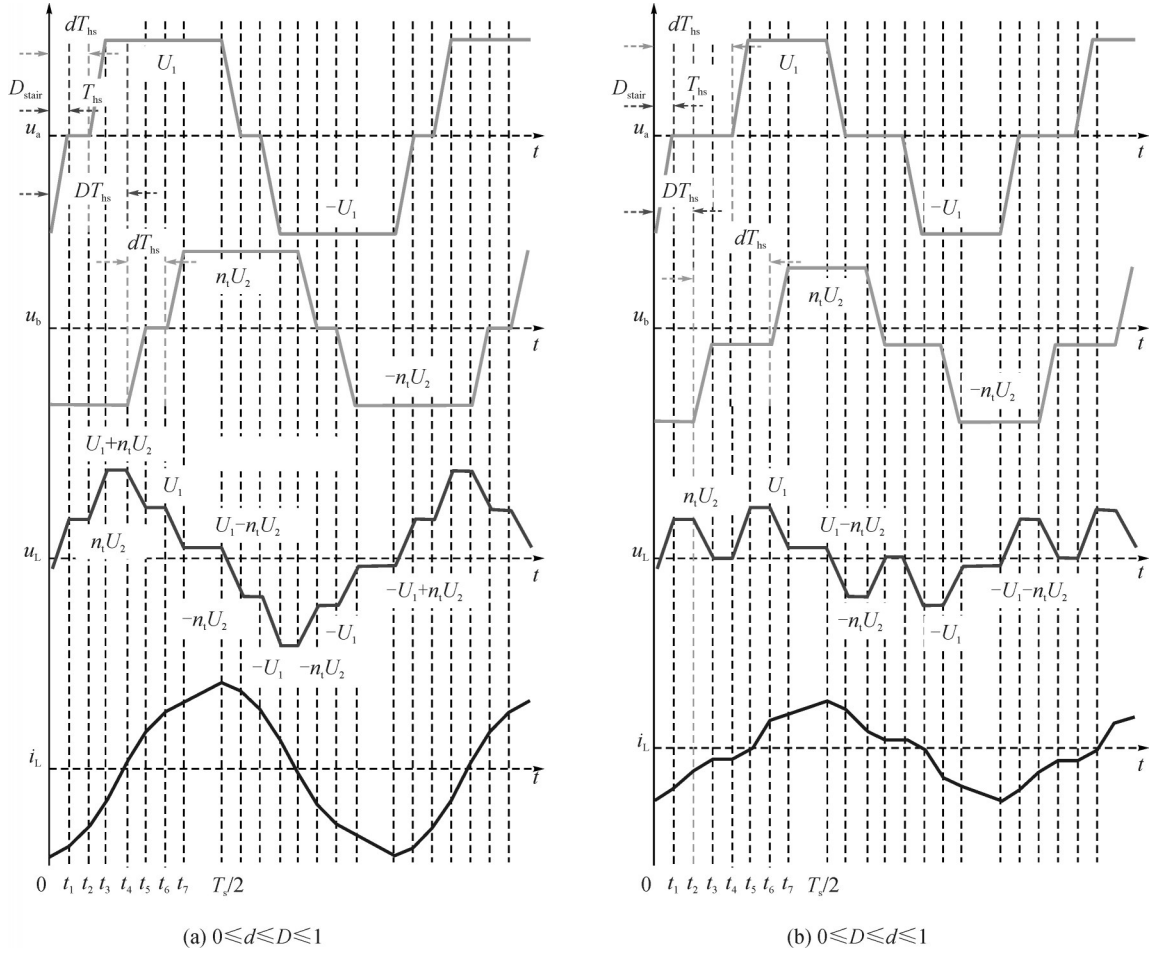


图2 应用于M2DCT基于DPS的类方波调制

Fig. 2 The QSW modulation under DPS scheme in MDCC

此外,高频链电流 i_L 可表示为

$$i_L(t) - i_L(0) = \int_0^t \frac{u_a(t) - u_b(t)}{L} dt \quad (2)$$

在一个开关周期内电感的平均电流在稳态下应为零。将式(1)代入式(2),高频链电流可描述为

$$i_L(t) = \begin{cases} I_L(0) + \frac{n_1 U_2}{L} \left[\frac{k}{2D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}} t^2 + (1-k)t \right] & t \in [0, t_1] \\ I_L(D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}) + \frac{n_1 U_2}{L} (t - D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}) & t \in [t_1, t_2] \\ I_L(dT_{\text{hs}}) + \frac{n_1 U_2}{L} \left[\frac{k}{2D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}} (t - dT_{\text{hs}})^2 + \left(1 - \frac{kd}{D_{\text{stair}}}\right) (t - dT_{\text{hs}}) \right] & t \in [t_2, t_3] \\ I_L(dT_{\text{hs}} + D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}) + \frac{n_1 U_2}{L} (k+1)(t - dT_{\text{hs}} - D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}) & t \in [t_3, t_4] \\ I_L(DT_{\text{hs}}) + \frac{n_1 U_2}{L} \left[-\frac{(t - DT_{\text{hs}})^2}{2D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}} + \left(k + 1 + \frac{D}{D_{\text{stair}}}\right) (t - DT_{\text{hs}}) \right] & t \in [t_4, t_5] \\ I_L(DT_{\text{hs}} + D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}) + \frac{n_1 U_2}{L} k[t - (D + D_{\text{stair}})T_{\text{hs}}] & t \in [t_5, t_6] \\ I_L(DT_{\text{hs}} + dT_{\text{hs}}) + \frac{n_1 U_2}{L} \left\{ -\frac{[t - (D + d)T_{\text{hs}}]^2}{2D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}} + \left(k + \frac{D + d}{D_{\text{stair}}}\right) [t - (D + d)T_{\text{hs}}] \right\} & t \in [t_6, t_7] \\ I_L(DT_{\text{hs}} + dT_{\text{hs}} + D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}) + \frac{n_1 U_2}{L} (k-1)[t - (D + d + D_{\text{stair}})T_{\text{hs}}] & t \in [t_7, T_s/2] \end{cases} \quad (3)$$

式(3)中, I_L 为高频链电流值, $k=n_1 U_2/U_1$ 为M2DCT的两端电压变比。由式(3)可得,高频链电流 i_L 在 $t=$

$0, D_{\text{stair}} T_{\text{hs}}, dT_{\text{hs}}, (d + D_{\text{stair}})T_{\text{hs}}, DT_{\text{hs}}, (D + D_{\text{stair}})T_{\text{hs}}, (D + d)T_{\text{hs}}, (D + d + D_{\text{stair}})T_{\text{hs}}, T_s$ 时的值为

$$\begin{cases}
I_L(0) = \frac{n_t U_2 T_{hs}}{2L} [(k-1)D_{stair} - 4D + (2k-2)d + 1 - k] \\
I_L(D_{stair} T_{hs}) = \frac{n_t U_2 T_{hs}}{2L} [D_{stair} - 4D + (2k-2)d + 1 - k] \\
I_L(dT_{hs}) = \frac{n_t U_2 T_{hs}}{2L} [-D_{stair} - 4D + 2kd + 1 - k] \\
I_L(dT_{hs} + D_{stair} T_{hs}) = \frac{n_t U_2 T_{hs}}{2L} [(1+k)D_{stair} - 4D + 1 - k] \\
I_L(DT_{hs}) = \frac{n_t U_2 T_{hs}}{2L} [-(1+k)D_{stair} + (2k-2)D - (2k+2)d + 1 - k] \\
I_L(DT_{hs} + D_{stair} T_{hs}) = \frac{n_t U_2 T_{hs}}{2L} [kD_{stair} + 2kD - (2k+2)d + 1 - k] \\
I_L(DT_{hs} + dT_{hs}) = \frac{n_t U_2 T_{hs}}{2L} [-kD_{stair} + 2kD - 2d + 1 - k] \\
I_L(DT_{hs} + dT_{hs} + D_{stair} T_{hs}) = \frac{n_t U_2 T_{hs}}{2L} [(k-1)D_{stair} + (2k+2)D + 1 - k] \\
I_L(T_{hs}) = \frac{n_t U_2 T_{hs}}{2L} [(1-k)D_{stair} + 4D + (2-2k)d + k - 1]
\end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可得 M2DCT 的电流应力 I_{max} 为

$$\begin{aligned}
I_{max} &= \max\{|i_L(t)|\} = |i_L(T_{hs})| = \\
&= \frac{n_t U_2}{4f_s L} [(1-k)D_{stair} + 4D + (2-2k)d + k - 1] \quad (5)
\end{aligned}$$

将式(5)归一化, 可得 M2DCT 的归一化电流应力 G_{max} 为

$$G_{max} = \frac{I_{max}}{I_N} = 2[(1-k)D_{stair} + 4D + (2-2k)d + k - 1] \quad (6)$$

式(6)中, I_N 是单移相控制(single-phase-shift, SPS)时最大传输电流, $I_N = P_N/U_1 = n_t U_2/(8f_s L)$ 。

由式(6)可以看出, M2DCT 的电流应力 G_{max} 可以通过基于类方波调制 DPS 控制下的外移相角 D , 内移相角 d 和电压阶梯占空比 D_{stair} 进行调节。

1.2 软开关特性

M2DCT 桥臂的每个 SM 有两种切换行为: 从旁路状态转换到投入状态, 从投入状态转移到旁路状态见图 3、4。由图 3、4 可知, 当 SM 从旁路状态转换到投入状态时, SM 电流 i_{ai} 应流入 SM, 以保证 S_{j1} 的零电压开通和 S_{j2} 的零电压关断。当 SM 从投入状态转换到旁路状态时, SM 电流 i_{ai} 应流出 SM, 以保证 S_{j2} 的零电压开通和 S_{j1} 的零电压关断。流经 MMC 各桥臂 SM 电流由高频链电流 i_L 和环流 i_{cir} 构成

$$\begin{cases}
i_{a1} = i_{a4} = \frac{i_L}{2} + \frac{i_{cir}}{2} = \frac{i_L}{2} + \frac{P}{2U_1} \\
i_{a2} = i_{a3} = -\frac{i_L}{2} + \frac{i_{cir}}{2} = -\frac{i_L}{2} + \frac{P}{2U_1}
\end{cases} \quad (7)$$

式(7)中, P 是 M2DCT 的传输功率。

由图 2 可知, 在 $[0, dT_{hs} + D_{stair} T_{hs}]$ 期间, u_{a2} 和 u_{a3} 处于电压上升阶段, 桥臂 a_2 和 a_3 中的 SM 从旁路状态转换到投入状态。同时, u_{a1} 和 u_{a4} 处于电压下降阶段, 桥臂 a_1 和 a_4 中的 SM 从投入状态转换到旁路状态。为了实现 SM 中开关的零电压转换(zero voltage

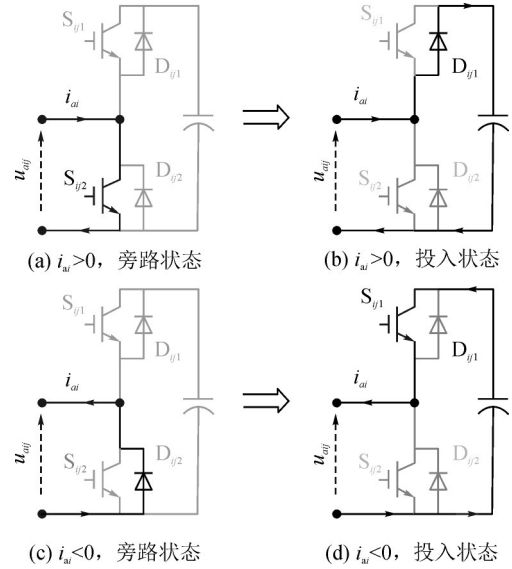


图 3 SM 从旁路到投入状态过程

Fig. 3 From bypass to input state process in SM

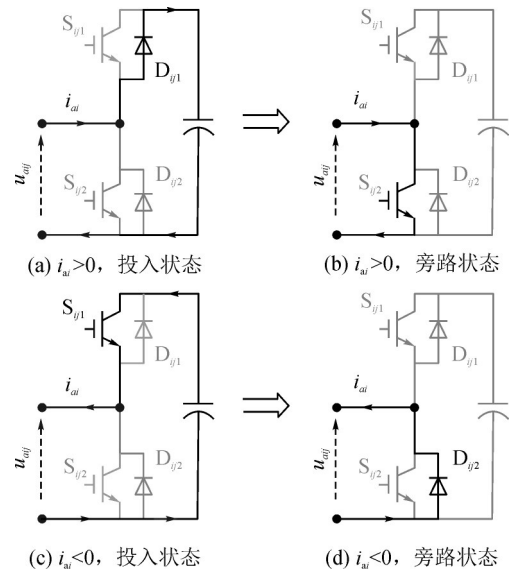


图 4 SM 从投入到旁路状态过程

Fig. 4 From input to bypass state process in SM

switching, ZVS), 桥臂电流 i_{a1} 和 i_{a4} 应从 SM 流出, 桥臂电流 i_{a2} 和 i_{a3} 应流入 SM。此外, 在 $[0, dT_{hs} + D_{stair}T_{hs}]$ 期

间, i_{a1} 和 i_{a4} 增大而 i_{a2} 和 i_{a3} 减小。因此, SM 中开关器件的 ZVS 实现条件可表示为

$$\begin{cases} I_{a1}(dT_{hs} + D_{stair}T_{hs}) = I_{a4}(dT_{hs} + D_{stair}T_{hs}) = \frac{I_L(dT_{hs} + D_{stair}T_{hs})}{2} + \frac{P}{2U_{MV}} \leq 0 \\ I_{a2}(dT_{hs} + D_{stair}T_{hs}) = I_{a3}(dT_{hs} + D_{stair}T_{hs}) = -\frac{I_L(dT_{hs} + D_{stair}T_{hs})}{2} + \frac{P}{2U_{MV}} \geq 0 \end{cases} \quad (8)$$

此外, 由于高频链电压和电流波形的对称性, 式(8)也可作为 $[T_{hs}, (1+d+D_{stair})T_{hs}]$ 期间的 ZVS 条件。因此, 将式(3)、(4)代入式(8)中, 开关周期内中 SM 开关器件的 ZVS 条件可以表示为

$$d \geq \sqrt{-\frac{D_{stair}^2}{12} + \frac{1+k}{4}D_{stair} + 2D + \frac{k-1}{4}} \quad (9)$$

由式(9)可知, M2DCT 实现软开关的内移相角 d 取值范围受到外移相角 D 和电压阶梯占空比 D_{stair} 的影响。此外, 增加电压阶梯占空比 D_{stair} 会减小实现软开关的可调节内相移角的范围。因此, 在类方波调制中电压阶梯占空比 D_{stair} 应设定为一个很小的值, 以避免软开关范围的减小。

1.3 功率损耗

一般来说, M2DCT 的总功率损耗 P_{loss} 为导通损耗 P_{con} , 开关损耗 P_{sw} 和变压器损耗 P_{TA} 的总和为

$$P_{loss} = P_{con} + P_{sw} + P_{TA} \quad (10)$$

1.3.1 导通损耗

为了简化分析, 假设开关和二极具有相同的降压 U_{CE} 。由于 M2DCT 桥臂电流 i_{arm} 将始终流经每个 SM 的一个开关管或二极管, 使每个桥臂总会有 n 个电压降。因此, 一个开关周期中的平均导通损耗可以表示为

$$P_{con} = \frac{2nU_{CE}}{T_s} [\int_0^{T_s} i_{a1} dt + \int_0^{T_s} i_{a2} dt + \int_0^{T_s} i_{a3} dt + \int_0^{T_s} i_{a4} dt] \quad (11)$$

将式(7)代入式(11), 可得 M2DCT 的导通损耗

$$P_{con} = \frac{2nU_{CE}n_tU}{f_sL} [2D(1-2D) - 2d^2 - \frac{D_{stair}^2}{6}] \quad (12)$$

1.3.2 开关损耗

开关器件的开关行为包含开通和关断过程, 每个开关器件的开通都伴随着二极管的关断。已有文献证明, 开关损耗小于导通损耗以及变压器和辅助电感器损耗, 且开关损耗通常约为导通损耗的四分之一。通过降低开关频率或使用碳化硅器件可以有效地降低开关损耗。此外, 当实现软开关行为时, 开关损耗变得非常小。因此, 开关损耗占直流变换器总功率损耗的很小一部分, 在简单的功率损耗模型中可以忽略不计^[14]。为了简化文中的分析和计算, 在功率损耗中忽略了开关损耗。

1.3.3 变压器与辅助电感损耗

变压器和辅助电感的功率损耗可看做铜损 P_{copp}

和铁心损耗 P_{core} 的总和。在整个开关周期内, 高频链电感电流连续流过辅助电感和高频变压器。假设变压器和辅助电感的绕组电阻都是恒定的, 则可以根据高频链电感电流的均方根(root-mean-square, RMS)值计算铜损 P_{copp} 。因此, 变压器和辅助电感的损耗 P_{TA} 可以计算为

$$P_{TA} = P_{copp} + P_{core} = (R_{tr} + R_{au} + \frac{2mf_s\mu_0^2N^2V_e}{g^2})I_{L-rms}^2 \quad (13)$$

式(13)中: R_{tr} 和 R_{au} 分别是变压器和辅助电感器的绕组电阻; m 为系数; μ_0 为真空磁导率; g 为气隙, N 为转数; V_e 为有效体积。

此外, 高频链电流的均方根值 I_{L-rms} 为

$$I_{L-rms} = \sqrt{\frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} [i_L(t)]^2 dt} \quad (14)$$

将式(3)、(14)代入式(13), 可得 M2DCT 的变压器与辅助电感损耗为

$$P_{TA} = (k-1)^2(1+2d)(1-d)^2 - 4kD^2(3d+D-3) + 4k(d-D)^3 + D_{stair}^2[\frac{2(1-k)}{3}D_{stair} + (2-2k)d - 4D + 1 - k]^2 \quad (15)$$

由式(12)、(15)可以看出, M2DCT 的功率损耗可以通过基于类方波调制 DPS 控制下的外移相角 D , 内移相角 d 和电压阶梯占空比 D_{stair} 进行调节, 降低功率损耗, 提高变换器效率。

2 基于 QSW 调制多目标优化 DPS 控制策略

由上述分析可知, M2DCT 的电流应力、功率损耗和软开关特性都可以通过基于类方波调制 DPS 控制下的外移相角 D , 内移相角 d 和电压阶梯占空比 D_{stair} 进行调节, 可通过寻找其共同解, 实现 M2DCT 多目标性能的优化。

由此, M2DCT 归一化电流应力的最小值的拉格朗日目标函数及其最小值解的约束条件为

$$\begin{cases} L(d, D, \lambda) = G_{max}(d, D) + \lambda[P(d, D) - P_{on}] \\ \frac{dL}{dd} = 0 \\ \frac{dL}{dD} = 0 \\ \frac{dL}{dD_{stair}} = 0 \\ \frac{dL}{d\lambda} = 0 \end{cases} \quad (16)$$

式(16)中: λ 是函数系数; P_{0N} 是 M2DCT 额定传输功率。

将式(6)代入式(16), 得到其约束解为

$$\begin{cases} L = 2[(1-k)D_{\text{stair}} + 4D + (2-2k)d + k - 1] + \lambda\{4[2D(1-2D) - 2d^2 - \frac{D_{\text{stair}}^2}{6}] - P_{0N}\} \\ \frac{dL}{dd} = (1-k) - 4\lambda d = 0 \\ \frac{dL}{dD} = 1 + \lambda(1-4D) = 0 \\ \frac{dL}{dD_{\text{stair}}} = (1-k) - \frac{2}{3}\lambda D_{\text{stair}} = 0 \\ \frac{dL}{d\lambda} = 4[2D(1-2D) - 2d^2 - \frac{D_{\text{stair}}^2}{6}] - P_{0N} = 0 \end{cases} \quad (17)$$

同样的, M2DCT 归一化功率损耗最小值的拉格朗日目标函数及其最小值解的约束条件为

$$\begin{cases} L(d, D, \lambda) = P_{\text{Loss}}(d, D) + \lambda[P(d, D) - P_0] \\ \frac{dL}{dd} = 0 \\ \frac{dL}{dD} = 0 \\ \frac{dL}{dD_{\text{stair}}} = 0 \\ \frac{dL}{d\lambda} = 0 \end{cases} \quad (18)$$

将式(12)(15)代入(18), 得到其约束解为

$$\begin{cases} L = 2[(1-k)D_{\text{stair}} + 4D + (2-2k)d + k - 1] + \lambda\{4[2D(1-2D) - 2d^2 - \frac{D_{\text{stair}}^2}{6}] - P_{0N}\} \\ \frac{dL}{dd} = (1-k) - 4\lambda d = 0 \\ \frac{dL}{dD} = 1 + \lambda(1-4D) = 0 \\ \frac{dL}{dD_{\text{stair}}} = (1-k) - \frac{2}{3}\lambda D_{\text{stair}} = 0 \\ \frac{dL}{d\lambda} = 4[2D(1-2D) - 2d^2 - \frac{D_{\text{stair}}^2}{6}] - P_{0N} = 0 \end{cases} \quad (19)$$

由式(17)、(19)可得其共同解为

$$d = \sqrt{D(1-2D) - \frac{D_{\text{stair}}^2}{12} - \frac{P_{0N}}{8}} \quad (20)$$

由式(20)可知, 采用文中提出的基于类方波调制的多目标性能综合优化 DPS 控制策略, 通过额定传输功率 P_{0N} 、阶梯电压比 D_{stair} 和外移相角 D , 可以根据式(20)获得优化的内移相角 d 。采用优化的内移相角 d , 可以同时获得电流应力和功率损耗的最小值, 并满足 M2DCT 软开关实现条件, 提升变换器的整体效率与性能。

基于类方波调制的多目标性能优化的 DPS 控制策略框图见图 5。外移相角 D 由 PI 控制器调节, 以控制变换器的传输功率; 内移相角 d 根据优化模型计算。所提出的控制策略同时降低了电流应力和功率损耗, 提高了 M2DCT 的整体效率。

3 实验验证

为了验证本章的理论分析及所提出的控制策

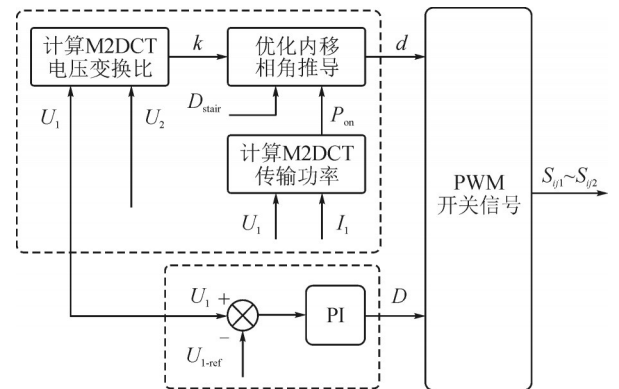


图 5 多目标性能综合优化 DPS 控制策略框图

Fig. 5 The multi-objective performers optimized scheme based on DPS strategy

略, 基于 SiC 功率器件搭建了 1 kW 的 M2DCT 原理样机, 参数如下: 直流电压 $U_{MV} = 300$ V 和 $U_{LV} = 115 \sim 145$ V, 子模块数量 $n=3$, 桥臂电感 $L_s = 30 \mu\text{H}$, 直流侧电容 $C_{dc} = 450 \mu\text{F}$, 高频变压器变比 $n_T = 4:5$, 开关频率 $f_s = 20$ kHz。

采用文中所提出的 DPS 控制策略, M2DCT 系统

稳态电压和电流波形见图6。由图6中可以看出, M2DCT两端电压分别稳定在300 V和130 V, 高频链电压 u_a 和 u_b 均为类方波, 高频链电压 v_a 、 v_b 和电流 i_L 的频率均为20 kHz。

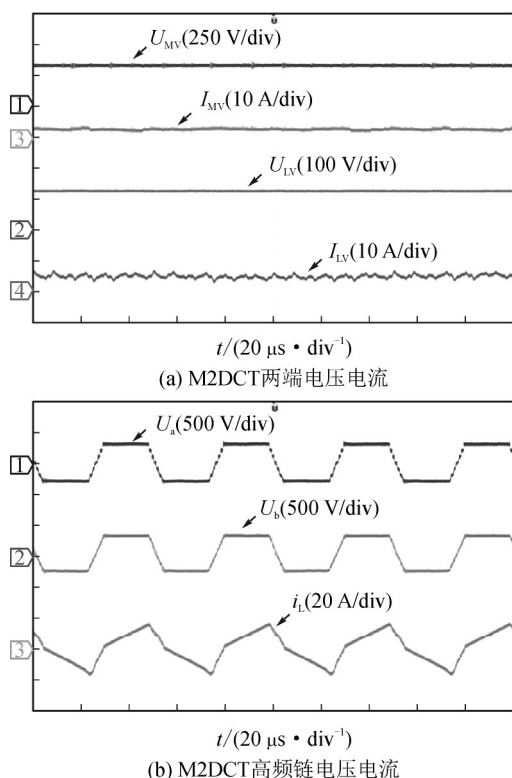


图6 M2DCT系统稳态电压和电流波形

Fig. 6 Steady-state voltages and currents of M2DCT

采用文中所提出的DPS控制策略, M2DCT系统两端的SM电压见图7。由图可以看出, 两端桥臂的SM分别产生幅值相同的方波电压 u_{a11} 、 u_{a12} 、 u_{a13} 和 u_{b11} 、 u_{b12} 、 u_{b13} , 方波的正负电压值分别为 U_{dc} 和0。相邻SM电压间存在相角差, 形成桥臂电压 u_{a1} 和 u_{b1} 中阶梯上升和下降过程。实验结果表明, 采用类方波调制策略, M2DCT系统两端同一桥臂的SM均实现均压运行, M2DCT正常工作。

基于类方波调制, 采用传统DPS和提出的优化DPS控制的M2DCT高频链稳态电压电流波形见图8。在相同的电压阶梯占空比下, 采用提出的优化DPS控制策略的M2DCT电流应力小于传统DPS控制的M2DCT系统电流应力。因此, 采用所提出的基于类方波调制的优化DPS控制可进一步降低M2DCT的电流应力。

随着不同的输出电压 U_2 , 在传输相同的功率时, 采用SPS、传统DPS和优化DPS控制策略所得到的M2DCT系统的电流应力和功率损耗内移相角 d 变化见图9。由图9(a)可知, 采用DPS控制的M2DCT电流应力小于SPS控制下的电流应力, 且随

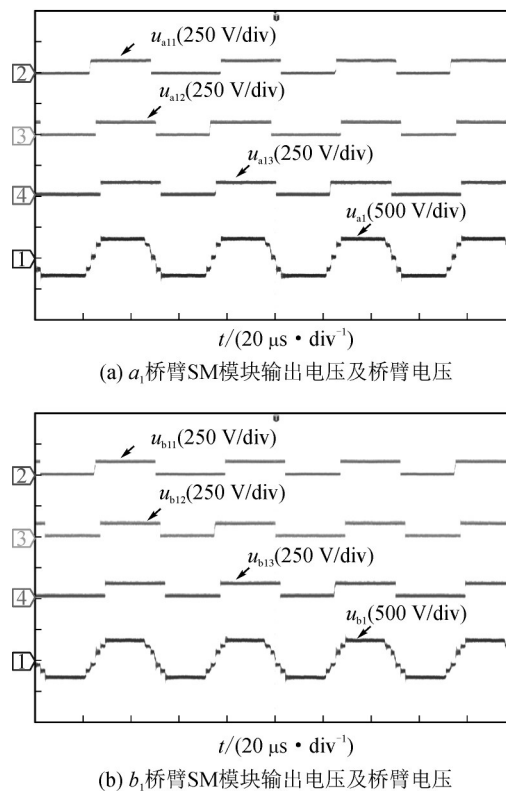


图7 SM模块输出电压及桥臂电压

Fig. 7 SM output voltage and bridge arm voltage

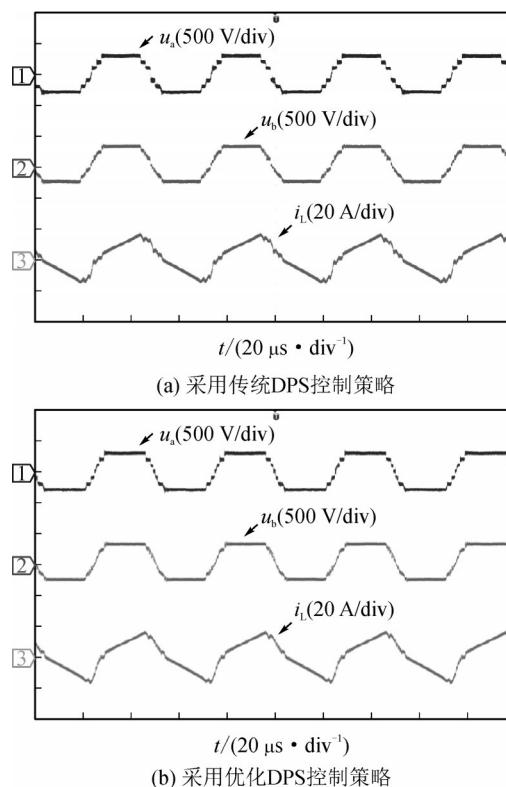


图8 采用传统和优化DPS控制的M2DCT高频链波形

Fig. 8 HFL waveforms in M2DCT under DPS control

随着内移相角 d 的增大而减小。此外, 与常规DPS控制相比, 采用所提出的优化DPS控制能获得最小的电流应力。由图9(b)可知, 采用DPS控制M2DCT系统

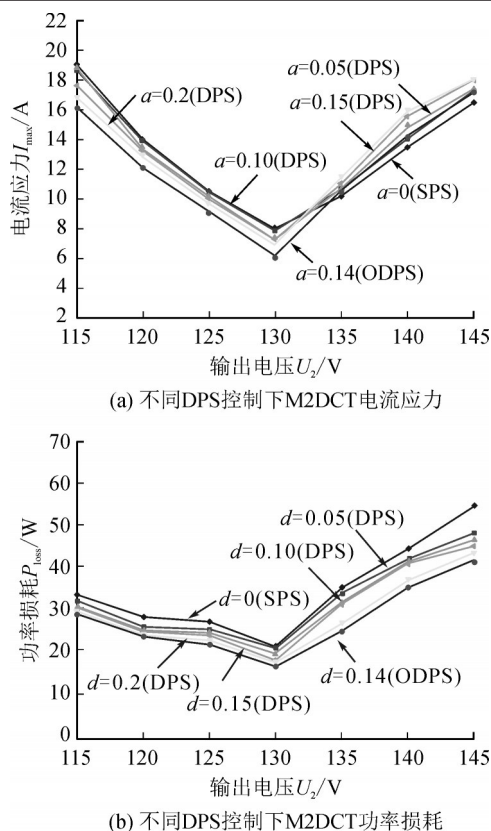


图9 不同DPS控制下M2DCT电流应力和功率损耗

Fig. 9 Current stress and power loss in M2DCT under DPS

功率损耗小于SPS控制的系统功率损耗,效率更高,且随着DPS内移相角增加,M2DCT可获得更低的功率损耗及更高的效率。此外,采用所提出的优化DPS策略,可以实现M2DCT的最低功耗和最高效率。

上述实验结果表明,基于类方波调制的DPS内移相角 d 影响M2DCT中的电流应力和功率损耗,从而影响M2DCT整体效率。利用基于类方波调制的优化DPS策略,M2DCT的各桥臂SM均压运行,实现了电压转换和功率传输。此外,与SPS和常规DPS相比,采用基于类方波调制的优化DPS策略同时降低了M2DCT的电流应力和功率损耗,可以实现更高的总体效率。

4 结语

M2DCT是实现中高压直流电网母线互联、电压变换、功率双向传输和电气隔离的关键设备。文中提出一种基于多目标性能优化的DPS控制策略,可以同时降低电流应力,最小化功率损耗,改善软开关特性,实现M2DCT性能的多目标综合优化,提升整体效率。通过M2DCT样机实验结果,验证了所提策略的有效性和优越性。文中所提出的多目标性

能综合优化思想也可应用到其他类型的DCT中,促进DCT性能的改善及其在直流电网中的应用。

参考文献:

- [1] 曾嵘,赵宇明,赵彪,等. 直流配用电关键技术研究与应用展望[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(23): 6791-6801.
ZENG Rong, ZHAO Yuming, ZHAO Biao, et al. A prospective look on research and application of DC power distribution technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 6791-6801.
- [2] 宋强,赵彪,刘文华,等. 智能直流配电网研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(25): 9-19.
SONG Qiang, ZHAO Biao, LIU Wenhua, et al. An overview of research on smart DC distribution power network[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(25): 9-19.
- [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] HUBER J E, KOLAR J W. Applicability of solid-state transformers in today's and future distribution grids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(1): 317-326.
- [5] ZHAO B, SONG Q, LIU W, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2014, 29(8): 4091-4106.
- [6] PÁEZ J D, FREY D, MANEIRO J, et al. Overview of DC-DC converters dedicated to HVDC grids[J]. IEEE Trans. Power Delivery, 2019, 34(1): 119-128.
- [7] ENGEL S, STIENEKER M, SOLTAU N, et al. Comparison of the modular multilevel DC converter and the dual-active-bridge converter for power conversion in HVDC and MVDC grids[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2015, 30(1): 124-137.
- [8] 孙谦浩,李亚楼,孟经纬,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.
- [9] 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, <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.L80295>. 2019-04-10.
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 Elec-

- A 5 kW isolated high voltage conversion ratio bidirectional CLTC resonant DC-DC converter with wide gain range and high efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 340-355.
- [11] 王议锋, 韩富强, 杨良, 等. 一种双变压器谐振拓扑的多谐振型软开关直流变换器[J]. 电工技术学报, 2019, 34(4): 738-745.
WANG Yifeng, HAN Fuqiang, YANG Liang, et al. A dual transformer-structured multi-resonant soft-switching DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(4): 738-745.
- [12] 杨良, 王议锋, 涂世杰, 等. 用于含谐振零点的多谐振元件软开关直流变换器参数设计[J]. 电工技术学报, 2018, 33(9): 2055-2066.
YANG Liang, WANG Yifeng, TU Shijie, et al. A parameter design method for the multi-element soft-switching DC-DC converter with a resonant zero point[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(9): 2055-2066.
- [13] 韩富强, 王议锋, 杨良, 等. 一种输出并联型 CLTCL 多谐振软开关直流变换器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(20): 4780-4789.
HAN Fuqiang, WANG Yifeng, YANG Liang, et al. A parallel-output CLTCL multi-element resonant soft-switching DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(20): 4780-4789.
- [14] FANG, HU Haibing, SHEN Z J, et al. Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2012, 27(4): 1985-1995.
- [15] BEIRANVAND R, RASHIDIAN B, ZOLGHADRI M R, et al. Optimizing the normalized dead-time and maximum switching frequency of a wide adjustable range LLC resonant converter[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2011, 26(2): 462-472.
- [16] ZHANG Shuhuai, LUO Fengzhang, WANG Yifeng. Control method based on demand response needs of isolated bus regulation with series-resonant converters for residential photovoltaic systems[J]. Energies, 2017, 10(6): 752.
- [17] ZHANG, Shuhuai, WANG Yifeng, CHEN Bo, et al. Studies on a hybrid full-bridge/half-bridge bidirectional CLTC multi-resonant DC-DC converter with a digital synchronous rectification strategy[J]. Energies, 2018, 11(1): 227.
- [18] KIM K W, YOUN H S, BAEK J I, et al. Analysis on synchronous rectifier control to improve regulation capability of high-frequency LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 7252-7259.
- [19] ZHAO Bin, WANG Gang, GERARD H W. Analysis of LCLC resonant converters for high voltage high frequency applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(3): 1272-1286.

赵宝国(1973—), 男, 硕士, 高工, 研究方向为电力系统运行与控制研究。

李国栋(1978—), 男, 工程硕士, 教授级高工, 研究方向为电能质量分析。

陈博(1989—), 男, 博士研究生, 研究方向为谐振软开关变换器(通信作者)。

(上接第 25 页)

- trotechnical Society, <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.L80295>. 2019-04-10.
- [10] WANG Yu, SONG Qiang, ZHAO Biao, et al. Analysis and optimisation of modulation strategy based on dual-phase-shift for modular multilevel high-frequency-link DC transformer in medium-voltage DC distribution network[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(2): 253-261.
- [11] ZHAO B, SONG Q, LI J, et al. Comparative analysis of multilevel-high-frequency-link and multilevel-DC-link DC transformers based on MMC and dual-active bridge for MVDC application[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2018, 33(3): 2035-2049.
- [12] 陈东, 梅念, 孙谦浩, 等. 应用于 HVDC 系统的高频模块化直流变压器匹配移相控制策略[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(6): 61-67.
CHEN Dong, MEI Nian, SUN Qianhao, et al. Matching phase-shift control strategy of high-frequency modular DC transformer for HVDC system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(6): 61-67.
- [13] XING Z, RUAN X, YOU H, et al. Soft-switching operation of isolated modular DC/DC converters for application in HVDC grids[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2016, 31(4): 2753-2766.
- [14] ZHAO B, SONG Q, LIU W. Efficiency characterization and optimization of isolated bidirectional DC-DC converter based on dual-phase-shift control for DC distribution application[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2013, 28(4): 1711-1727.
- [15] 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 Trans. Power Electron., 2018, 33(4): 3002-3011.
- [16] ZHAO B, SONG Q, LI J, et al. High-frequency-link modulation methodology of DC-DC transformer based on modular multilevel converter for HVDC application: Comprehensive analysis and experimental verification[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2017, 32(5): 3413-3424.

张焕青(1963—), 男, 高级工程师, 主要从事电力系统输电设备的运维及检修、继电保护及二次专业研究。

张慕婕(1993—), 女, 硕士, 工程师, 主要从事电力系统稳定及运行方式优化的研究。

王裕(1984—), 男, 博士, 特聘副教授, 主要从事电力电子固态变压器、柔性直流输配电系统的研究(通讯作者)。