

柔直阀段测试平台谐波电流分析及调制方法影响研究

陈名¹, 涂小刚², 徐鸿¹, 陈小平¹, 熊银武¹

(1. 中国南方电网有限责任公司超高压输电公司, 广州 510663; 2. 西安西电电力系统有限公司, 西安 710065)

摘要: 柔直阀段测试平台是对换流阀功率模块电气应力等效测试重要手段, 本文依据阀段测试平台拓扑及调制方法分析电感电流谐波产生机理, 研究固定值调制和平均值调制两种方法的电感电流直流分量、2次谐波和3次谐波与基波比例解析表达式, 提出基于平均值调制的2次谐波电流抑制方法。在Matlab/Simulink中搭建仿真平台对两种方法建模精度和控制性能进行对比分析, 结果表明两种调制方法谐波电流解析表达与仿真结果差别小于7.9%, 验证了理论分析的正确性。平均值法相较于固定值法能有效降低2次谐波电流50%, 验证了所提方法的有效性。

关键词: 谐波电流; 调制策略; 抑制方法

Harmonic Current Analysis and Modulation Method Influence for Test Platform of Modular Multilevel Converter

CHEN Ming¹, TU Xiaogang², XU Hong¹, CHEN Xiaoping¹, XIONG Yinwu¹

(1. CSG EHV Power Transmission Company, Guangzhou 510663 China;

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

Abstract: The test platform of modular multilevel converter is an important means for the equivalent test of electrical stress test of power modules. In this paper, the generation mechanism of harmonic current is analyzed based on the topology and the modulation method. Then, the analytical expressions of the current ratio among the DC component, second harmonic, third harmonic and fundamental component by the fixed and average modulation are studied. At last, the harmonic current suppression method based on average modulation is proposed. The simulation platform in Matlab/Simulink is set up to compare and analyze the modeling accuracy and control performance of the two methods. The results show that the difference between the analytical expression and simulation results of the two methods is less than 7.9%, which verifies the correctness of the theoretical analysis. Compared with the fixed value method, the average value method can effectively reduce the second harmonic current by 50%, which verifies the effectiveness of the proposed method.

Keywords: harmonic current; modulation strategy; suppression method

0 引言

基于模块化多电平换流器(MMC)的高压柔性直流输电系统具有无换相失败、易于构成多端直流等优点, 目前已成功应用于多个柔直工程^[1-7]。柔直阀段测试平台是对柔直换流器电气应力等效测试的重要手段, 通过对其运行机理和高性能调控方法研究, 可提高柔直等效测试能力^[8-10]。

众多学者已对柔直换流器运行特性及其等效测试方法进行了研究^[9, 11-13]。模块化多电平换流器

运行特性研究主要包括子模块电容电压波动^[14-18]和环流抑制^[19-21]。文献[16-17]分析其稳态工况下桥臂电流特征及解析表达式, 文献[24-26]提出了基于PI和PR控制策略的谐波环流抑制方法, 降低了谐波环流对换流器电气应力和损耗的影响。为了实现柔直换流器电气应力等效测试, 文献[27-28]提出了等效测试平台拓扑和试验方法, 采用陪试/被试阀段和电感模拟柔直换流器桥臂电流特性, 文献[29]针对阀段测试拓扑提出器件参数设计方法。文献[30]在之前研究基础上提出了换流阀新

收稿日期: 2022-12-07

基金项目: 广东省重点领域研发计划资助(2019B111109001)。

型运行试验拓扑,采用对称性消除直流分量法,降低直流试验电源电压。文献[31]针对 IEC 62501—2009 制定的阀段运行试验标准,提出功率模块数不对等的阀段试验方法研究,文献[32]针对短路失效故障工况提出了数学模型及试验方法,文献[33]提出了谐波注入方法控制调节试验回路谐波含量。上述方法对柔直阀段运行特性和控制方法进行了详细且深入研究,然而缺少调制方法对谐波电流含量的定量分析和特性谐波电流抑制方法研究。

本文针对柔直阀段测试平台,深入分析了不同调制方法对谐波电流产生的机理,推导出不同调制方法下各次谐波电流含量的解析表达式,依据分析结果提出了特定谐波电流的有效抑制方法。

1 柔直阀段测试平台简介

柔直换流器采用模块化多电平级联拓扑结构,每个桥臂包含数十至数百个串联功率模块,每个功率模块主要由 IGBT 和电容组成,通过实时控制上下两只 IGBT 的开通和关断可实现电容投入和切除,柔直换流器拓扑见图 1^[34-35]。

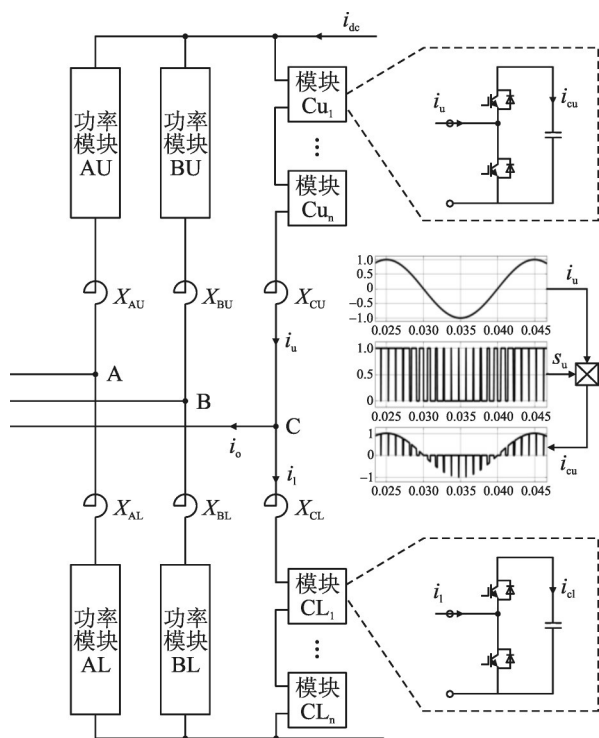


图1 柔直换流器拓扑结构图
Fig. 1 Topological diagram of multilevel converter

对于三相系统而言,柔直换流器包含 6 个桥臂,每相输出由上下两桥臂构成。对于柔直换流器单相上下桥臂调制信号如式(1)所示,三相调制信号之间相差 120°。

$$\begin{cases} s_u = \frac{1}{2}(1 - m_o \cos[\omega t]) \\ s_l = \frac{1}{2}(1 + m_o \cos[\omega t]) \end{cases} \quad (1)$$

式中: m_o 为交流调制比; ω 为角频率; s_u 和 s_l 分别为上下桥臂调制比。

当不考虑开关频率和均压特性时,功率模块流入电流为桥臂电流与调制信号乘积,因此会产生直流和谐波分量,且谐波主要为 2 次谐波,桥臂电流成分含量如式(2)所示。目前已有学者对柔直换流阀直流量、基波量和谐波含量进行了分析^[20,22],并提出环流抑制方法实时控制桥臂谐波环流的含量^[21,24]。柔直阀段测试平台需尽可能真实模拟柔直换流器桥臂电流谐波含量特征。

$$\begin{cases} i_u = i_{dc} + i_o \cos[\omega t + \phi_o] + \sum_{n=1}^{\infty} i_n \cos[n\omega t + \phi_n] \\ i_l = i_{dc} - i_o \cos[\omega t + \phi_o] + \sum_{n=1}^{\infty} i_n \cos[n\omega t + \phi_n] \end{cases} \quad (2)$$

本文所研究的阀段测试平台拓扑见图 2,包括陪试阀段和被试阀段,每个阀段均由 6 个功率模块串联而成。陪试阀段中功率模块支撑电容 u_{pc} 与二极管整流桥并联,提供测试过程消耗能量,实现电容电压平均值稳定控制。被试阀段功率模块与工程所用功率模块相同,其直流侧连接支撑电容 u_{bc} 和自取能电源,因自取能电源功率较小,本研究暂忽略其影响。陪试阀段与被试阀段之间由电感相连接,通过控制陪试阀段和被试阀段输出电压的幅值和相位,实现电感电流的控制。阀段测试平台回路电流需尽可能与柔直换流器桥臂电流特征一致,包括直流、基波和谐波电流,从而实现换流器电气应力完备测试。针对以上拓扑,本文研究柔直阀段测

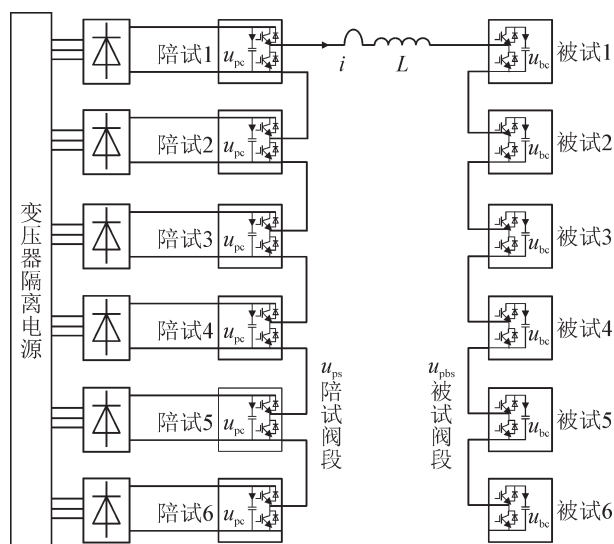


图2 阀段测试平台结构图
Fig. 2 Structural diagram of valve test platform

试平台谐波电流产生机理及比例解析表达式,分析不同调制方法对谐波特性影响及谐波电流比例抑制方法。

2 柔直阀段测试平台电流谐波特性分析

2.1 电容无限大稳态特性分析

假设阀段测试平台陪试和被试模块电容无限大,被试阀段和陪试阀段参考电压公式为

$$\begin{cases} u_{ps} = \frac{u_{dc}}{2} - u_p \cos\left(\omega t - \frac{p_b}{2}\right) \\ u_{bs} = \frac{u_{dc}}{2} - u_b \cos\left(\omega t + \frac{p_b}{2}\right) \end{cases} \quad (3)$$

式中: u_{dc} 为直流偏置电压; u_p 和 u_b 为陪试和被试交流流量幅值; p_b 为两参考波相位差。由于被试阀段和陪试阀段均为半桥结构功率模块,其无法输出与电容极性相反电压,因此被试阀段和陪试阀段参考电压均由直流量和交流量组成,通过控制被试阀段和陪试阀段投切功率模块电容个数实现两个阀段输出电压的直流偏置相同。电感上电压为被试阀段和陪试阀段输出电压之差,通过调节被试和陪试阀段输出电压实现具有正负极性电感电流控制。

由式(3)可得式(4)

$$\begin{cases} u_{ps} = \frac{u_{dc}}{2} - u_p \cos(\omega t) \cos\left(\frac{p_b}{2}\right) - u_p \sin(\omega t) \sin\left(\frac{p_b}{2}\right) \\ u_{bs} = \frac{u_{dc}}{2} - u_b \cos(\omega t) \cos\left(\frac{p_b}{2}\right) + u_b \sin(\omega t) \sin\left(\frac{p_b}{2}\right) \end{cases} \quad (4)$$

由上式可推导出陪试和被试阀段加载至电感 L 上电压公式为

$$u_L = u_{ps} - u_{bs} = u_L \sin(\omega t + p_{uL}) \quad (5)$$

$$\begin{cases} u_L = \sqrt{u_b^2 - 2 \cos(p_b) u_b u_p + u_p^2} \\ p_{uL} = \tan^{-1} \left[\frac{\cot\left(\frac{p_b}{2}\right) (u_b - u_p)}{u_b + u_p} \right] \end{cases} \quad (6)$$

在不考虑电感的电阻压降时,电感电流公式为

$$i_L = i_L \sin(\omega t + p_{iL}) \quad (7)$$

$$\begin{cases} i_L = \frac{\sqrt{u_b^2 - 2 \cos(p_b) u_b u_p + u_p^2}}{\omega L} \\ p_{iL} = \tan^{-1} \left[\frac{\cot\left(\frac{p_b}{2}\right) (u_b - u_p)}{u_b + u_p} \right] - \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (8)$$

图3为阀段测试平台电流调节矢量图,通过调节陪试和被试阀段参考电压的幅值及相位即可控制流经电感电流的幅值和相位。图3(a)为同时调节两参考电压的幅值和相位,该方法存在两个自由度调节相互耦合问题,实施较为复杂。图3(b)为陪试和被试参考电压幅值相等,控制参考电压相位调节电感电流,该方法较易实现。

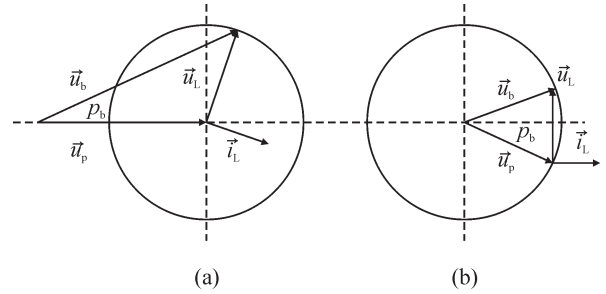


图3 阀段测试平台电流调节矢量图
Fig. 3 Vector diagram of current control for valve test platform

下文均以陪试和被试阀段参考电压幅值相等调节相位为对象进行分析,可得电感电压为

$$u_L = -2 \sin\left(\frac{p_b}{2}\right) u_p \sin(\omega t) \quad (9)$$

由上式可得电感电流为

$$i_L = \frac{2 \sin\left(\frac{p_b}{2}\right) u_p}{\omega L} \cos(\omega t) \quad (10)$$

当电容无限大时,电容电压无波动,陪试和被试阀段可看为理想电压源,具有无限吸收和释放有功功率特性,因此电感电流只有基波分量。

2.2 基波电流引起输出电压谐波特性分析

实际上陪试和被试阀段功率模块的电容并非无限大,电感电流与陪试和被试模块之间存在 $\pm p_b/2$ 角度偏差,当 p_b 不为0或者 $2p$ 时,在一个周期内陪试和被试模块电容吸收或者释放的交流有功需有直流功率补偿,可假设电流公式为

$$i_e = i_{dc} + I_1 \cos(\omega t) \quad (11)$$

当忽略功率模块的开关频率和均压算法影响,每个陪试和被试功率模块电流调制如下式, m_p 为调制比,陪试和被试模块调制比相同:

$$\begin{cases} F_p = \frac{1}{2} - m_p \cos\left(\omega t - \frac{p_b}{2}\right) \\ F_b = \frac{1}{2} - m_p \cos\left(\omega t + \frac{p_b}{2}\right) \end{cases} \quad (12)$$

由桥臂电流可得到陪试和被试功率模块电容的流入或流出电流公式为

$$\begin{cases} i_{pc} = \left[\frac{1}{2} - m_p \cos\left(\omega t - \frac{p_b}{2}\right) \right] [-i_{dc} - I_1 \cos(\omega t)] \\ i_{bc} = \left[\frac{1}{2} - m_p \cos\left(\omega t + \frac{p_b}{2}\right) \right] [i_{dc} + I_1 \cos(\omega t)] \end{cases} \quad (13)$$

由上式可得式(14), 陪试和被试功率模块电容电流包含直流, 基波和2次谐波, 其中陪试和被试模块直流分量 a_o, a_{1a}, a_{2a} 幅值相同电流方向相反, a_{1b} 和 a_{2b} 幅值和方向都相同。

$$\begin{cases} i_{pc} = \frac{a_o + a_{1a} + a_{2a} + a_{1b} + a_{2b}}{2} \\ i_{bc} = \frac{-a_o - a_{1a} - a_{2a} + a_{1b} + a_{2b}}{2} \end{cases} \quad (14)$$

其中:

$$\begin{cases} a_o = -i_{dc} + \cos\left(\frac{p_b}{2}\right) I_1 m_p \\ a_{1a} = \cos(\omega t) \left[-I_1 + 2 \cos\left(\frac{p_b}{2}\right) i_{dc} m_p \right] \\ a_{1b} = 2 \sin(\omega t) \sin\left(\frac{p_b}{2}\right) i_{dc} m_p \\ a_{2a} = \cos(2\omega t) \cos\left(\frac{p_b}{2}\right) I_1 m_p \\ a_{2b} = \sin(2\omega t) \sin\left(\frac{p_b}{2}\right) I_1 m_p \end{cases} \quad (15)$$

由于电容电压需保持平均值恒定, 因此电流中无直流量, 可得直流电流约束条件为

$$i_{dc} = \cos\left(\frac{p_b}{2}\right) I_1 m_p \quad (16)$$

将式(16)带入式(14)消除直流电流, 对电流进行积分可得电容电压波动量如式(17)。

$$\begin{cases} u_{pc} = \frac{1}{C_p} \int i_{pc} dt \\ u_{bc} = \frac{1}{C_p} \int i_{bc} dt \end{cases} \quad (17)$$

式中: C_p 为功率模块电容的容值。化简式(17)可得电容电压与基波电流关系如式(18), 可知电容电压交流分量中含有基波和2次谐波, 且其幅值与基波电流幅值、调制比和相位差相关。

$$\begin{cases} u_{pc} = \frac{1}{4\omega C_p} \left[-2 \sin(\omega t) I_1 + \sin\left(2\omega t - \frac{p_b}{2}\right) I_1 m_p + \right. \\ \left. 2 \sin(\omega t) I_1 m_p^2 + 2 \sin(\omega t - p_b) I_1 m_p^2 \right] \\ u_{bc} = \frac{1}{4\omega C_p} \left[2 \sin(\omega t) I_1 - \sin\left(2\omega t + \frac{p_b}{2}\right) I_1 m_p - \right. \\ \left. 2 \sin(\omega t) I_1 m_p^2 - 2 \sin(\omega t + p_b) I_1 m_p^2 \right] \end{cases} \quad (18)$$

由电容电压的波动及陪试和被试投入功率模块数量可得到陪试和被试阀段实际输出电压为

$$\begin{cases} u_{ps} = N F_p u_{pc} \\ u_{bs} = N F_b u_{bc} \end{cases} \quad (19)$$

将式(19)中陪试阀段和被试阀段输出电压相减可得加载到电感上交流电压, 由电感的电压和电流微分方程可推导出电感交流电流公式为

$$i_{ls} = i_{x1} + i_{x2} + i_{x3} = \frac{1}{L} \int (u_1 + u_2 + u_3) dt \quad (20)$$

其中,

$$\begin{cases} i_{x1} = -\frac{\cos(\omega t) I_1 [-2 + (1 + 2 \cos(p_b)) m_p^2] N_u}{4\omega^2 C_p L_c} \\ i_{x2} = \frac{\cos(2\omega t) \cos\left(\frac{p_b}{2}\right) I_1 m_p [-3 + 4 \cos(p_b) m_p^2] N_u}{8\omega^2 C_p L_c} \\ i_{x3} = \frac{\cos(3\omega t) \cos(p_b) I_1 m_p^2 N_u}{12\omega^2 C_p L_c} \end{cases} \quad (21)$$

由式(21)可知, 电容电压波动和输出电压调制比可导致电感电流交流分量包含基波、2次谐波和3次谐波, 且3种频率波形相位相同, 其示意图见图4。其中, i_{ls} 为电感交流总电流; i_{x1} 为基波电流; i_{x2} 为2次谐波电流; i_{x3} 为3次谐波电流。

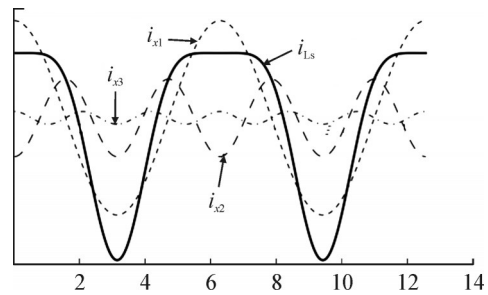


图4 电感电流交流分量示意图
Fig. 4 Schematic diagram of AC component of inductive current

2.3 基波及谐波电流引起输出电压谐波特性分析

由式(21)可知, 电感电流交流分量含有基波和谐波且相互影响, 其中2次谐波占比较大, 与柔直换流阀相似。为了简化分析, 本文仅考虑直流分量, 基波和2次谐波, 如式(23)所示。

$$i_c = i_{dc} + I_1 \cos(\omega t) + I_2 \cos(2\omega t) \quad (22)$$

由于电容内无直流分量, 因此直流分量与基波电流关系满足式(16)约束条件。由式(17)和式(22)可得受基波和2次谐波电流影响的电容电压波动特性, 如式(23)所示。由式(19)及式(23)可推导出陪试和被试阀段输出电压的2次及3次谐波特性如式(24)和式(25)所示。

$$\begin{cases} u_{pc} = \frac{I_2 \left[-3 \sin(2\omega t) + 2 \left[\sin \left(3\omega t - \frac{p_b}{2} \right) + 3 \sin \left(\omega t + \frac{p_b}{2} \right) \right] m_p \right] + 3I_1 \left[-2 \sin(\omega t) + m_p \left[\sin \left(2\omega t - \frac{p_b}{2} \right) + 2 \left[\sin(\omega t) + \sin(\omega t - p_b) \right] m_p \right] \right]}{12\omega C_p} \\ u_{bc} = \frac{I_2 \left[3 \sin(2\omega t) - 2 \left[3 \sin \left(\omega t - \frac{p_b}{2} \right) + \sin \left(3\omega t + \frac{p_b}{2} \right) \right] m_p \right] - 3I_1 \left[-2 \sin(\omega t) + m_p \left[\sin \left(2\omega t + \frac{p_b}{2} \right) + 2 \left[\sin(\omega t) + \sin(\omega t + p_b) \right] m_p \right] \right]}{12\omega C_p} \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} u_{ps2} = -\frac{1}{24\omega C_p} \left[\sin(2\omega t) I_2 (3 + 8m_p^2) + 3I_1 m_p - \left[3 \sin \left(2\omega t - \frac{p_b}{2} \right) + 4 \cos \left(\frac{p_b}{2} \right) \sin(2\omega t - p_b) m_p^2 \right] N_u \right] \\ u_{bs2} = \frac{1}{24\omega C_p} \left[\sin(2\omega t) I_2 (3 + 8m_p^2) + 3I_1 m_p - \left[-3 \sin \left(2\omega t + \frac{p_b}{2} \right) + 4 \cos \left(\frac{p_b}{2} \right) \sin(2\omega t + p_b) m_p^2 \right] N_u \right] \end{cases} \quad (24)$$

$$\begin{cases} u_{ps3} = \frac{m_p \left[5 \sin \left(3\omega t - \frac{p_b}{2} \right) I_2 - 3 \sin(3\omega t - p_b) I_1 m_p \right] N_u}{24\omega C_p} \\ u_{bs3} = \frac{m_p \left[-5 \sin \left(3\omega t + \frac{p_b}{2} \right) I_2 + 3 \sin(3\omega t + p_b) I_1 m_p \right] N_u}{24\omega C_p} \end{cases} \quad (25)$$

由式(24)及式(25)可得加载到电感上交流电 压 2 次谐波和 3 次谐波如式(26)所示。

$$\begin{cases} u_{L2} = \frac{\sin[2\omega t] \left[I_2 (3 + 8m_p^2) + 3 \cos \left(\frac{p_b}{2} \right) I_1 m_p \left[-3 + 4 \cos(p_b) m_p^2 \right] \right] N_u}{-12\omega C_p} \\ u_{L3} = \frac{\sin[3\omega t] m_p \left[5 \cos \left(\frac{p_b}{2} \right) I_2 - 3 \cos(p_b) I_1 m_p \right] N_u}{12\omega C_p} \end{cases} \quad (26)$$

由式(26)可得 2 次和 3 次谐波电流,整理方程 波电流与基波和 2 次谐波相关,如式(27)。
可得电感电流中 2 次谐波与基波电流相关,3 次谐

$$\begin{cases} I_2 = \cos(2\omega t) \frac{3 \cos \left(\frac{p_b}{2} \right) m_p N_u \left[-3 + 4 \cos(p_b) m_p^2 \right]}{24\omega^2 C_p L_c - (3 + 8m_p^2) N_u} I_1 \\ I_3 = \cos(3\omega t) \frac{m_p \left[-5 \cos \left(\frac{p_b}{2} \right) i_2 + 3 \cos(p_b) m_p I_1 \right] N_u}{36\omega^2 C_p L_c} \end{cases} \quad (27)$$

3 柔直阀段测试平台电流谐波抑制方法

由上文分析可知,采用式(12)固定调制比会将功率模块电容电压波动引入陪试或被试阀段输出电压,从而导致电感交流电压中出现 2 倍频和 3 倍频分量。假设式(19)中 F_p 调制比与当前所有功率模块电压平均值相关,即调制比为给定电压除以功率模块平均电压,可消除式(23)中基波和 2 倍频对陪试阀段输出电压影响。

为了减少电感电流中谐波含量又不影响被试功率模块调制方法和电气应力特性,可采用如式(28)所示陪试模块和被试模块调制方法。其中, u_{pc}^{av}

为陪试功率模块所有电容电压平均值,陪试模块调制比 F_{pn} 随功率模块电容波动而改变,可消除陪试功率模块电容电压交流波动产生的谐波电流。

$$\begin{cases} F_{pn} = \frac{u_{dc} \left[\frac{1}{2} - m_p \cos \left(\omega t - \frac{p_b}{2} \right) \right]}{N_u u_{pc}^{av}} \\ F_b = \frac{1}{2} - m_p \cos \left(\omega t + \frac{p_b}{2} \right) \end{cases} \quad (28)$$

采用式(28)调制方法电感电流谐波主要来源于被试模块电容电压波动,因此可得加载到电感上电压 2 次和 3 次谐波分量如式(29),由谐波电压产生谐波电流如式(30)。

$$\begin{cases} u_{1.2n} = \frac{\left[\sin(2\omega t) I_2 (3 + 8m_p^2) + 3I_1 m_p \left[-3 \sin\left(2\omega t + \frac{p_b}{2}\right) + 4 \cos\left(\frac{p_b}{2}\right) \sin(2\omega t + p_b) m_p^2 \right] \right] N_u}{-24\omega C_p} \\ u_{1.3n} = \frac{m_p \left[-5 \sin\left(3\omega t + \frac{p_b}{2}\right) I_2 + 3 \sin(3\omega t + p_b) I_1 m_p \right] N_u}{24\omega C_p} \end{cases} \quad (29)$$

$$\begin{cases} i_{1.2n} = \frac{\left[\cos[2\omega t] I_2 (3 + 8m_p^2) + 3I_1 m_p \left[-3 \cos\left(2\omega t + \frac{p_b}{2}\right) + 4 \cos\left(\frac{p_b}{2}\right) \cos(2\omega t + p_b) m_p^2 \right] \right] N_u}{48\omega^2 C_p L_c} \\ i_{1.3n} = \frac{m_p \left[-5 \cos\left(3\omega t + \frac{p_b}{2}\right) I_2 + 3 \cos(3\omega t + p_b) I_1 m_p \right] N_u}{72\omega^2 C_p L_c} \end{cases} \quad (30)$$

对比式(27)和式(30)可知,采用式(28)调制方法,电感中2次和3次谐波电流可显著减小,图5为阀段测试平台控制及谐波电流抑制方法。当陪试阀段调制比采用式(12)调制方法时其谐波电流最大,满足柔直换流器2倍频环流测试工况;当陪试阀段调制比采用式(28)调制方法时可大幅度减少谐波电流含量,满足柔直低环流测试工况。

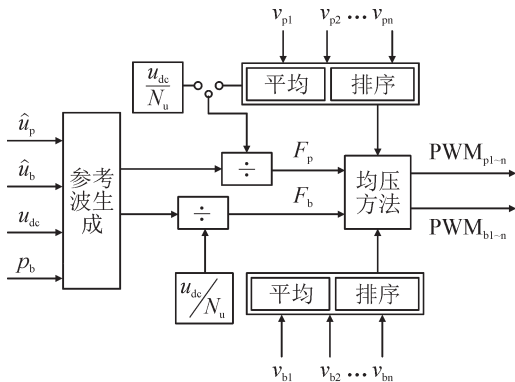


图5 阀段测试平台控制及谐波电流抑制方法
Fig. 5 Control strategy and harmonic current suppression method of valve test platform

4 仿真实验

在 Matlab Simulink 中搭建阀段测试平台仿真模型,系统结构见图2,包括陪试功率模块、被试功率模块、电感和二极管整流补能单元,仿真步长为1μs,仿真平台详细参数见表1。

当相位角差为10°时,分别采用固定值法和平均值法计算陪试阀段参考电压,图6为2种方法电感电流波形及其频谱对比,图6(a)和图6(b)为固定值法电感电流和频谱,图6(c)和图6(d)为平均值法电感电流及频谱。由图可知,2种方法中均含有直流量、基波、2次和3次谐波。2种方法直流量和3次谐波与基波比例相差较小,但是2次谐波与基波比例相差较大。

表1 验证平台详细参数
Table 1 Parameters of simulation

参数	数值
电容 C_p/mF	18
电感 L_c/mH	2.8
模块数 $N_u/\text{个}$	6
调制比 m_p	0.5
电容电压 $(u_{dc}/N_u)/\text{V}$	2 100
角频率 $\omega/(\text{rad/s})$	100p
相位 $P_b/(\circ)$	0~12

由式(16)可计算出直流电流和基波电流幅值比例,由式(27)和式(30)可计算固定值和平均值调制方法的电感电流2次和3次谐波与基波理论比值。将2种调制方法电流分量比例关系的理论与仿真计算结果对比可得表2。

表2 2种调制方法电流分量比例关系的理论与仿真结果对比

Table 2 Comparison of theory analysis and simulation results for current components ratio of two modulation methods

类别	项目	直流/%	2次/%	3次/%
固定值法	理论	49.8	20.2	5.3
	仿真	48.1	21.1	4.2
	相差	3.4	4.4	20
平均值法	理论	49.8	11.3	—
	仿真	49.5	12.2	4.8
	相差	0.6	7.9	—

由表可知采用固定值法,直流量和2次谐波与理论值误差在5%以内,平均值方法误差在7.9%,该误差主要来源于电力电子器件PWM引起的谐波。平均值方法可显著降低电感电流中2倍频含量接近50%,也进一步验证本文理论分析的正确性。

由式(23)可知,电容电压2次谐波主要成分为基波电流,2种方法2次谐波电流差别对电容电压2次谐波影响较小。图7为2种方法模块电容电压及频谱对比,电压2次谐波含量都接近50%,相差较小,与理论分析结果相符。

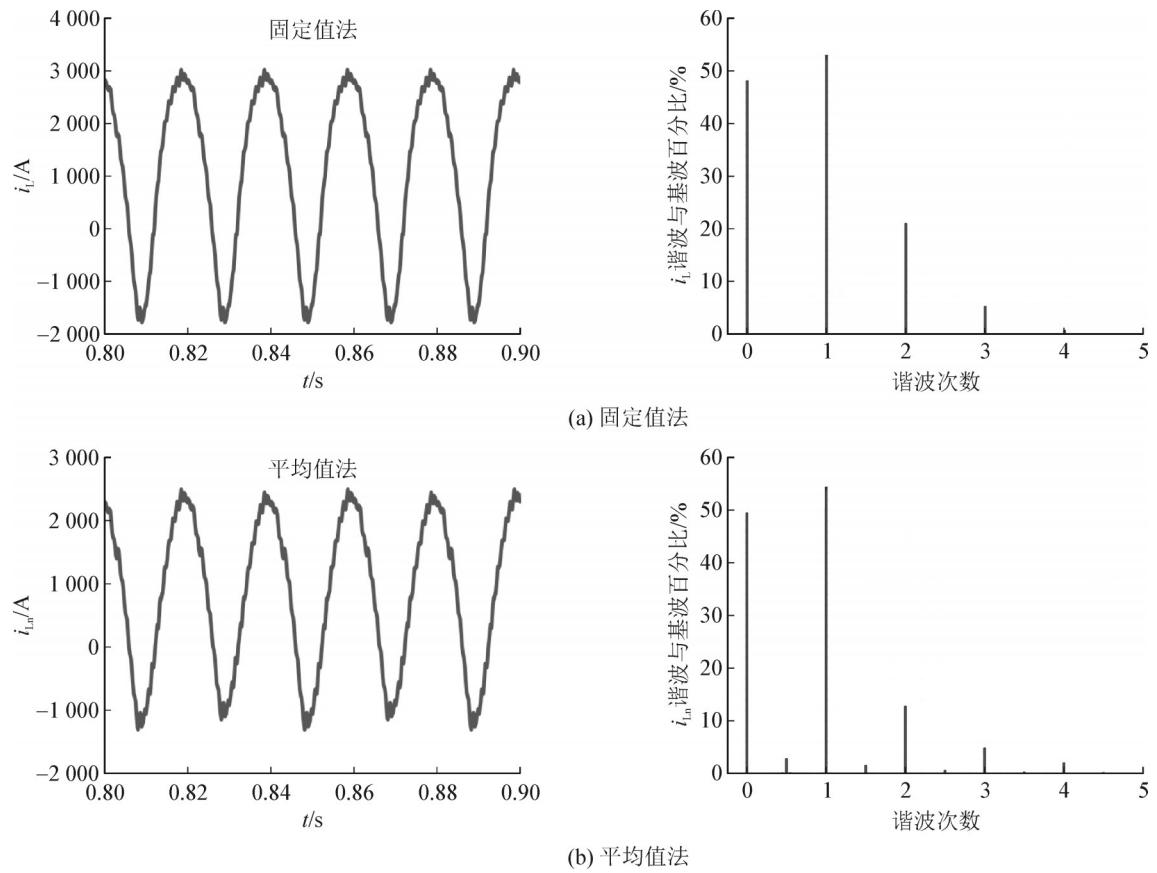


图6 两种方法电感电流波形及频谱对比
Fig. 6 Comparison of inductive current waveform and spectrum of two methods

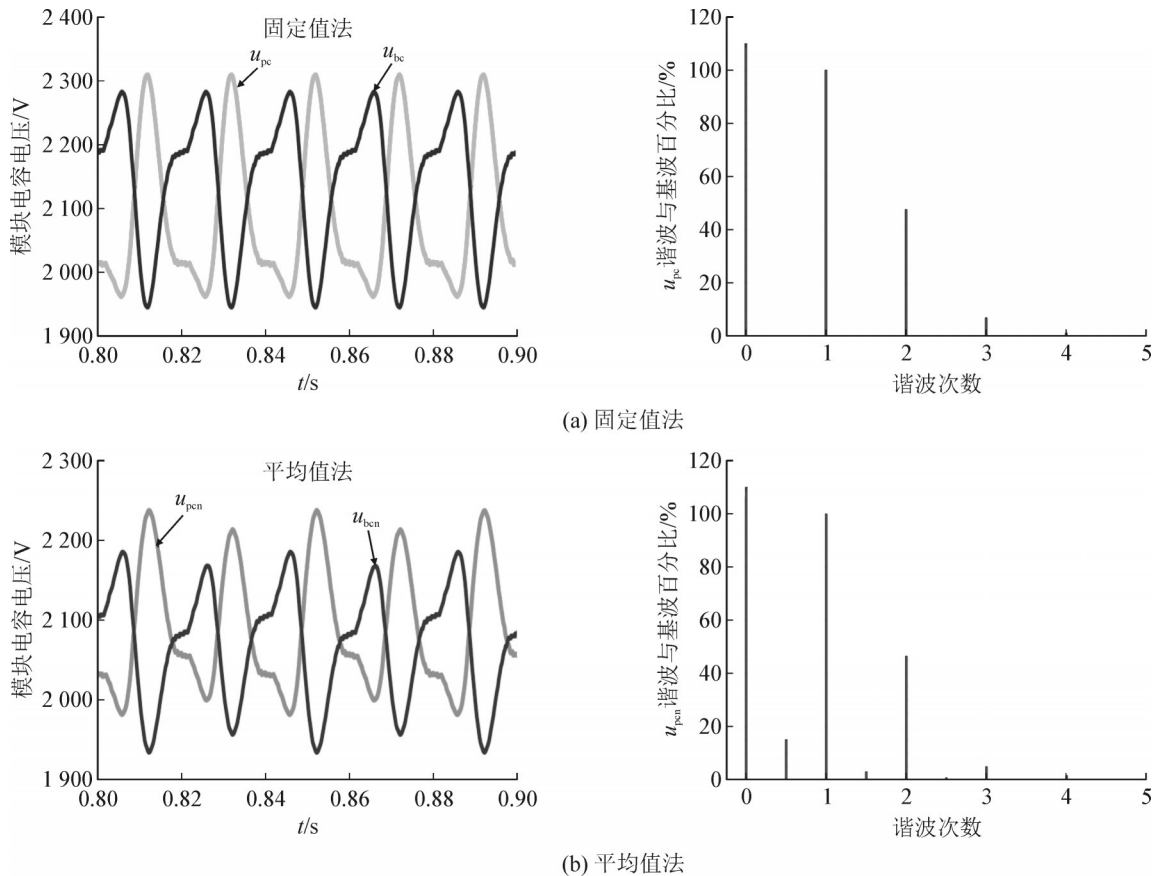


图7 两种方法模块电容电压及频谱对比
Fig. 7 Comparison of capacitive voltage and spectrum of two methods

调整陪试和被试阀段参考电压相位差从 $3^\circ \sim 15^\circ$, 得到两种方法直流和基波电流幅值随相位差变化关系, 如图 8 所示。由于相位差 p_b 较小, 电流与相位差成线性比例关系, 固定值法电流大于平均值法, 仿真结果与式(10)理论分析一致。

2 种方法的直流及谐波电流和基波电流幅值随相位差变化关系见图 9。陪试和被试阀段参考电压相位差也从 $3^\circ \sim 15^\circ$ 变化, 2 种方法直流电流占比几乎不变, 2 次谐波电流都随相位差增大而减少, 但是与基波电流比值 2 种方法相差近 50%, 与理论分析相同, 也验证了陪试侧采用平均值法可有效降低电感电流中 2 次谐波含量。

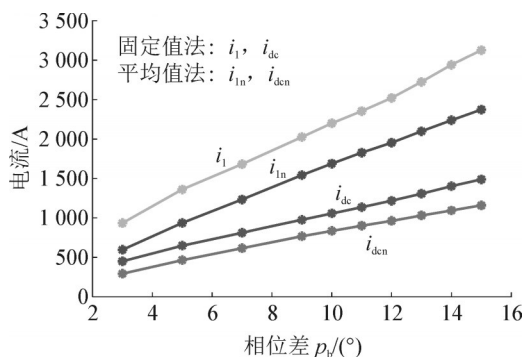


图 8 两种方法的直流电流和基波电流幅值随相位差变化关系
Fig. 8 Variation relationship of DC and fundamental current amplitude of two method with phase difference

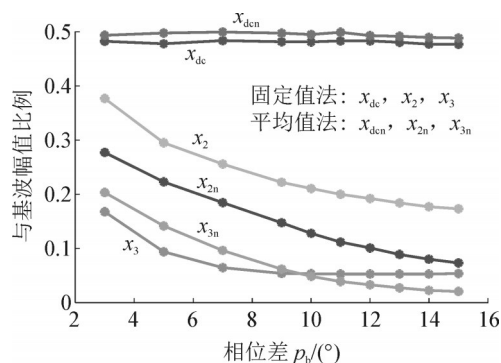


图 9 两种方法的直流及谐波电流和基波电流幅值随相位差变化关系
Fig. 9 Variation relationship of DC, harmonic current and fundamental currents amplitude of two methods with phase difference

5 结语

本文针对柔直测试平台拓扑和调制方法, 分析了电感电流谐波产生机理, 从理论上推导出电容电压交流成分解析表达式, 推导陪试阀段采用固定值和平均值调制方法电感电流直流量、2 次谐波和 3 次谐波与基波电流比例解析表达式, 提出谐波电流抑制方法。仿真结果表明固定值法理论分析与仿

真结果误差小于 5%, 平均值法理论分析与仿真结果误差接近 7.9%, 验证了本文数学建模的准确性。平均值法相较于固定值能降低电感电流 2 次谐波 50%, 验证了提出降低谐波电流方法的有效性。

参考文献

- [1] 杨晓峰, 郑琼林, 薛尧, 等. 模块化多电平换流器的拓扑和工业应用综述[J]. 电网技术, 2016, 40(1): 1-10.
YANG Xiaofeng, ZHENG Trillion, XUE Yao, et al. Review on topology and industry applications of modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2016, 40(1): 1-10.
- [2] 饶宏, 许树楷, 周月宾, 等. 特高压柔性直流主回路方案研究[J]. 南方电网技术, 2017, 11(7): 1-4.
RAO Hong, XU Shukai, ZHOU Yuebin, et al. Research on main circuit scheme of VSC-UHVDC[J]. Southern Power System Technology, 2017, 11(7): 1-4.
- [3] 黄怡, 王祺, 向晖, 等. 基于桥臂虚拟电压的 MMC-MG 相间功率平衡控制策略[J]. 电网与清洁能源, 2022, 38(1): 46-56.
HUANG Yi, WANG Qi, XIANG Hui, et al. Inter-phase power balance control strategy of MMC-MG based on bridge arm virtual voltage[J]. Power System and Clean Energy, 2022, 38(1): 46-56.
- [4] 汤广福, 贺之渊, 庞辉. 柔性直流输电工程技术研究、应用及发展[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15): 3-14.
TANG Guangfu, HE Zhiyuan, PANG Hui. Research application and development of VSC-HVDC engineering technology[J]. Automation of Electric Power System, 2013, 37(15): 3-14.
- [5] 胡航海, 李敬如, 杨卫红, 等. 柔性直流输电技术的发展与展望[J]. 电力建设, 2011, 32(5): 62-66.
HU Hanghai, LI Jingru, YANG Weihong, et al. The development and prospect of HVDC flexible technology[J]. Electric Power Construction, 2011, 32(5): 62-66.
- [6] 赵峰, 甘延奇, 陈小强, 等. MMC 变流器的无差拍电流预测控制器研究与设计[J]. 高压电器, 2023, 59(3): 123-131.
ZHAO Feng, GAN Yanqi, CHEN Xiaoqiang, et al. Research and design of deadbeat current predictive controller for MMC converters[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(3): 123-131.
- [7] DEBNATH S, QIN J, BAHRANI B, et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 37-53.
- [8] 郑博文, 王轩, 赵东元, 等. 一种改进的 MMC 换流阀运行试验装置及其控制策略[J]. 电网技术, 2014, 38(9): 2611-2616.
ZHENG Bowen, WANG Xuan, ZHAO Dongyuan, et al. An improved operational test device for MMC valves and its

- control strategy[J]. Power System Technology, 2014, 38(9): 2611-2616.
- [9] 李建国,宋强,刘文华,等.一种模块化多电平换流阀的等效功率对冲试验及其控制方法[J].中国电机工程学报,2016,36(7):1951-1958.
- LI Jianguo, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. An equivalent converter valve's back to back power test and its control method for modular multilevel converters[J]. Proceedings of CSEE, 2016, 36(7): 1951-1958.
- [10] 刘壮,胡治龙,同聪维,等.MMC型电压源换流器阀运行试验研究[J].高压电器,2018,54(9):154-159.
- LIU Zhuang, HU Zhilong, TONG Congwei, et al. Study on operational tests of voltage source converter valve based on MMC[J]. High Voltage Apparatus, 2018, 54(9): 154-159.
- [11] 郑全旭,孙小平,姜彦涛,等. ± 500 kV海上柔直换流阀轻型化设计及仿真分析[J].高压电器,2023,59(6):188-201.
- ZHENG Quanxu, SUN Xiaoping, LOU Yantao, et al. Lightweight design and simulation analysis of ± 500 kV offshore VSC converter valve[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(6): 188-201.
- [12] 吴亚楠,吕天光,汤广福,等.模块化多电平VSC-HVDC换流阀的运行试验方法[J].中国电机工程学报,2012,32(30):8-15.
- WU Yanan, LYU Tianguang, TANG Guangfu, et al. Operational test method for VSC-HVDC valves based on modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(30): 8-15.
- [13] 张增明,金海望,赵栋,等.多功能控制阀在换流阀外水冷水预处理系统中的设计与应用[J].东北电力技术,2022,43(8):45-49.
- ZHANG Zengming, JIN Haiwang, ZHAO Dong, et al. Design and application of multifunctional control valve in water-cooled raw water pretreatment system outside converter valve[J]. Northeast Electric Power Technology, 2022, 43(8): 45-49.
- [14] 刘振兴,张衡,苏茜.MMC子模块电容电压波动抑制[J].电机与控制学报,2021,25(10):139-148.
- LIU Zhenxing, ZHANG Heng, SU Qian. MMC sub-module capacitor voltage fluctuation suppression[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(10): 139-148.
- [15] 李钰,陆锋,樊强,等.不平衡电网电压下的MMC子模块电压波动抑制方法[J].电力系统自动化,2020,44(4):91-100.
- LI Yu, LU Feng, FAN Qiang, et al. Suppression method for voltage fluctuation of sub-module in multilevel modular converter with unbalanced power grid voltage[J]. Automation of Electric Power system, 2020, 44(4): 91-100.
- [16] 陆锋,李钰,樊强,等.混合MMC电容电压波动差异机理及抑制策略[J].电力系统自动化,2019,43(17):92-101.
- LU Feng, LI Yu, FAN Qiang, et al. Mechanism and suppression strategy of capacitor voltage fluctuation difference in hybrid multilevel modular converter[J]. Automation of Electric Power system, 2019, 43(17): 92-101.
- [17] 周登波,宋述波,周勇,等.基于桶排序和电压离散度阈值的MMC子模块电压均衡算法[J].电网与清洁能源,2022,38(9):105-111.
- ZHOU Dengbo, SONG Shubo, ZHOU Yong, et al. A voltage balancing algorithm for mmc submodules based on bucket sorting and voltage dispersion threshold[J]. Power System and Clean Energy, 2022, 38(9): 105-111.
- [18] 倪翰文,李庚,鲍刚,等.基于能量平衡的模块化多电平变流器调制方法[J].电网与清洁能源,2022,38(7):9-15.
- NI Hanwen, LI Geng, BAO Gang, et al. A modulation method of modular multilevel converter based on energy balance[J]. Power System and Clean Energy, 2022, 38(7): 9-15.
- [19] 张夏辉,韩民晓,杨景刚,等.直流侧电压波动对MMC的环流影响机理分析及抑制方法[J].电力系统自动化,2021,45(15):122-131.
- ZHANG Xiahui, HAN Minxiao, YANG Jingang, et al. Analysis on influence mechanism of DC-side voltage fluctuation on circulating current of modular multilevel converter and its suppression method[J]. Automation of Electric Power system, 2021, 45(15): 122-131.
- [20] 周月宾,江道灼,郭捷,等.模块化多电平换流器子模块电容电压波动与内部环流分析[J].中国电机工程学报,2012,32(24):8-14.
- ZHOU Yuebin, JIANG Daozhuo, GUO Jie, et al. Analysis of Sub-module capacitor voltage ripples and circulating currents in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 32(24): 8-14.
- [21] 周竞宇,杨帆,任成林,等.鲁西异步联网工程MMC环流抑制对换流器输出电压谐波的影响[J].电力电容器与无功补偿,2019,40(2):147-153.
- ZHOU Jingyu, YANG Fan, REN Chenglin, et al. Influence of modular multilevel converter circulating current control on output voltage harmonics of converter for Luxi asynchronous interconnection project[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2019, 40(2): 147-153.
- [22] ILVES, K., A. ANTONOPOULOS, S. NORRGA, et al. Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 57-68.
- [23] ISIK S, ALHARBI M, BHATTACHARYA S. An optimized circulating current control method based on PR and PI controller for MMC applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(5): 5074-5085.

- [24] 谭风雷,陈昊,张兆君,等. 基于模拟退火法优化的MMC二次环流计算方法[J]. 中南民族大学学报,2019,38(1): 100-106.
- TAN Fenglei, CHEN Hao, ZHANG Zhaojun, et al. Calculation method of secondary circulation current for MMC based on simulated annealing optimization[J]. Journal of South-Central University for Nationalities, 2019, 38(1): 100-106.
- [25] 任阳,曹以龙,江友华,等. 一种适用于MMC的环流抑制策略研究[J]. 电力电子技术,2019,53(3): 30-33.
- REN Yang, CAO Yilong, JIANG Youhua, et al. Research on a circulating current suppressing strategy of MMC[J]. Power Electronics, 2019, 53(3): 30-33.
- [26] 赵一潼,孟润泉,任春光. 基于负序虚拟阻抗的MMC-STATCOM环流抑制策略[J]. 电力电子技术,2020,54(6): 6-9.
- ZHAO Yitong, MENG Runquan, REN Chunguang. MMC-STATCOM circulation suppression strategy based on negative sequence virtual impedance[J]. Power Electronics, 2020, 54(6): 6-9.
- [27] 许彬,王平,李子欣,等. 模块化多电平换流器阀段运行试验方法研究[J]. 电工电能新技术,2016,35(7):24-30.
- XU Bin, WANG Ping, LI Zixin, et al. Research on operational test method for modular multilevel converter valves[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2016, 35(7): 24-30.
- [28] 许彬,高冲,杨俊,等. 模块化多电平换流阀运行试验回路电流闭环控制方法研究[J]. 电网技术,2017,41(12): 3809-3815.
- XU Bin, GAO Chong, YANG Jun, et al. Research on close loop current control method of operational test circuit for MMC valves[J]. Power System Technology, 2017, 41(12): 3809-3815.
- [29] 吴亚楠,汤广福,查鲲鹏,等. 模块化多电平HVDC换流阀运行试验主回路数学模型及参数设计[J]. 电网技术,2013,37(1): 65-70.
- WU Yanan, TANG Guangfu, ZHA Kunpeng, et al. Mathematical model and parameter design of main circuit for operational test of modular multilevel HVDC converter valves[J]. Power System Technology, 2013, 37(1): 65-70.
- [30] 殷冠贤,朱铭炼,谢晔源,等. 模块化多电平换流阀新型运行试验拓扑及其控制方法[J]. 电力工程技术,2021,40(4):26-33.
- YIN Guanxian, ZHU Minglian, XIE Yeyuan, et al. New operation test topology and control method of modular multilevel converter valve[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(4): 26-33.
- [31] 田鸿昌,苟锐锋,杨晓平,等. 功率模块数不对等的MMC阀段运行试验研究[J]. 高压电器,2018,54(12): 110-115.
- TIAN Hongchang, GOU Ruifeng, YANG Xiaoping, et al. Research on MMC valve section operation test in the condition of unequal number of power modules[J]. High Voltage Apparatus, 2018, 54(12): 110-115.
- [32] 涂小刚,李宾宾,姜彦涛,等. 短路失效模型的MMC阀子模块设计及试验验证[J]. 电力电子技术,2021,55(12): 29-31.
- TU Xiaogang, LI Binbin, LOU Yantao, et al. Design and experimental verification of MMC valve sub module base on short-circuit failure model[J]. Power Electronics, 2021, 55(12): 29-31.
- [33] 付志超,陈奥博,朱劲磊,等. 柔性直流输电换流阀型式实验平台谐波注入方法[J]. 南方电网技术,2022,16(2): 89-96.
- FU Zhichao, CHEN Aobo, ZHU Jinlei, et al. Harmonic wave injection method for type test platform of VSC-HVDC converter valve[J]. Southern Power System Technology, 2022, 16(2): 89-96.
- [34] 封磊,苟锐锋,杨晓平,等. 柔性直流输电系统功率模块研究与设计[J]. 高压电器,2016,52(1): 55-61.
- FENG Lei, GOU Ruifeng, YANG Xiaoping, et al. Research and design of MMC-HVDC power module[J]. High Voltage Apparatus, 2016, 52(1): 55-61.
- [35] 徐政,薛英林,张哲任. 大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展望[J]. 中国电机工程学报,2014,34(29): 5051-5062.
- XU Zheng, XUE Yinglin, ZHANG Zheren. VSC-HVDC technology suitable for bulk power overhead line transmission[J]. Proceedings of CSEE, 2014, 34(29): 5051-5062.

作者简介:

陈名(1984—),男,正高级工程师,主要从事柔性直流输电技术以及电力电子技术工作。

涂小刚(1980—),男,正高级工程师,主要从事柔性直流输电控制保护技术工作。

徐鸿(1989—),男,工程师,主要从事柔性直流输电控制保护技术工作。

陈小平(1988—),男,工程师,主要从事柔性直流输电控制保护技术工作。

熊银武(1986—),男,工程师,主要从事高压直流输电控制保护系统运行维护工作。