

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.180731

# 交流谐波经 MMC 的传导机理及叠加特性研究

李国庆, 于泽平, 金国彬, 安军伟

(东北电力大学电气工程学院, 吉林 吉林 132012)

**摘要:** 连接大量交流源、荷是基于模块化多电平换流器(MMC)的中压柔性直流配电网的未来应用场景之一。然而, 非理想交流源、荷产生的谐波扰动会使 MMC 桥臂出现电压波动并激发环流, 进而使桥臂电流畸变, 导致直流侧出现纹波。为研究交流谐波经 MMC 的传导机理, 通过平均开关函数和桥臂瞬时功率方程, 推导了交流负荷谐波电流和交流系统背景谐波电压在 MMC 内部激发的桥臂电压波动及环流表达式, 分析了其传导机理和规律。同时, 分析了不同次交流谐波经 MMC 的传递叠加特性及其对直流侧纹波含量的影响。仿真结果验证了理论分析的正确性。

**关键词:** 模块化多电平换流器; 交流谐波; 桥臂电压波动; 环流; 叠加特性

## Study on conduction mechanism and superposition characteristics of AC harmonics via MMC

LI Guoqing, YU Zeping, JIN Guobin, AN Junwei

(School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China)

**Abstract:** As one of the future applications, the medium-voltage flexible DC distribution network, which is based on Modular Multilevel Converter (MMC), will be used to connect to massive AC sources and loads. However, the harmonic disturbances caused by non-ideal AC sources and loads trigger the bridge arm voltage fluctuation and excite the circulation current. Furthermore, the circulation current distorts the bridge arm current and leads to the ripple on the DC side. To study the conduction mechanism of AC harmonics via MMC, this paper deduces the expressions of the circulation current and voltage fluctuation of the bridge arm excited by the harmonic current of AC load and the background harmonic voltage of AC system in MMC on the basis of the average switching function and the instantaneous power equation of the bridge arm, and analyzes the conduction mechanism and rules. Meanwhile, the superposition characteristics of different AC harmonics via MMC and its influences on DC side ripple contents are analyzed. The simulation results verify the theoretical analysis.

This work is supported by National Key Research and Development Program of China (No. 2018YFB0904700) and National Natural Science Foundation of China (No. 51677023).

**Key words:** modular multilevel converter; AC harmonic; bridge arm voltage fluctuation; circulating current; superposition characteristics

## 0 引言

随着城市化的发展和新能源的应用, 基于电压源型换流器(Voltage Source Converter, VSC)的柔性直流配电网正成为现代配电技术发展的新方向<sup>[1-3]</sup>。相比于传统 VSC, 模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)输出波形质量高、开关损耗小、容量易扩展、IGBT 静态均压要求低<sup>[4-7]</sup>,

可满足中压柔性直流配电网的实际应用需求<sup>[8]</sup>。

直流配电网含大量交流接入端。其中, 非理想交流源、荷产生的谐波扰动经 MMC 使桥臂电压出现与谐波性质相关的波动并激发相应环流。环流使桥臂电流畸变, 导致器件发热, 会降低器件使用寿命<sup>[9-10]</sup>。同时, 环流使直流侧出现纹波, 危及直流配网的电能质量。另外, 当存在多次交流谐波扰动时, 不同次交流谐波经 MMC 传递叠加后, 使桥臂电压在某一频率的波动幅值出现增强或削弱, 叠加结果直接影响环流的幅值。文献[11-12]基于开关函数解析法得出 MMC 桥臂电压波动成分, 说明稳态

**基金项目:** 国家重点研发计划项目资助(2018YFB0904700); 国家自然科学基金项目资助(51677023)

时桥臂内含二倍频为主的偶数次谐波环流。文献[13]指出电网在不对称和含有背景谐波的情况下, MMC 桥臂内存在环流, 但并未分析环流的产生机理。文献[14]仅分析了交流背景谐波电压在 MMC 多端直流输电系统内的传递次数规律, 并未分析不同交流谐波经 MMC 的叠加特性。文献[15]基于两电平 VSC 的直流配网所接入的非理想交流源、荷, 分析了直流侧纹波的产生机理及叠加特性。综上, 在中压柔性直流配网的应用背景下, 针对交流源、荷谐波经 MMC 的传递机理及叠加特性研究尚需完善。

本文结合中压柔性直流配网结构, 利用平均开关函数和桥臂瞬时功率方程, 分别推导了交流负荷谐波电流和交流系统背景谐波电压在 MMC 内部所激发的桥臂电压波动和谐波环流的表达式, 得到交流谐波经 MMC 的传导机理和规律。同时, 分析了不同次交流谐波的传递叠加特性及其对直流侧纹波含量的影响。最后利用 Matlab/Simulink 搭建仿真模型, 验证了本文理论分析的正确性。

### 1 基于 MMC 的中压柔性直流配网典型结构

典型的两端型中压柔性直流配网结构如图 1 所示, 两侧交流系统经 MMC 连接直流母线, 直流侧通过换流器连接其下各类源、荷, 系统可在多种运行方式下工作<sup>[16]</sup>。

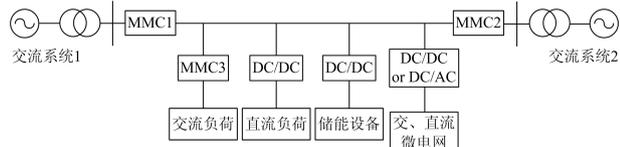


图 1 两端供电型中压柔性直流配网结构

Fig. 1 Structure of medium voltage flexible DC distribution network with two-terminal power supply

忽略桥臂电阻的三相 MMC 等效电路结构如图 2 所示。图 2 中, 上、下两个桥臂构成一相单元,  $N$  个半桥子模块 SM 和桥臂电感  $L_m$  串联组成一个桥臂。 $u_j$ 、 $i_j$  分别为交流侧电压、电流 ( $j=a,b,c$ , 下同); 上、下桥臂电压、电流分别为  $u_{jp}$ 、 $u_{jn}$  和  $i_{jp}$ 、 $i_{jn}$ ;  $i_{j\_cir}$  为桥臂内部环流; 直流侧电压、电流为  $U_{dc}$ 、 $I_{dc}$ 。由于三相 MMC 具有对称性, 可认为直流电流各相间均等分配, 交流电流均等流入上、下桥臂<sup>[17]</sup>。

### 2 交流谐波经 MMC 的传导机理分析

为简化推导计算, 本节理论分析基于以下设定:

1) 中压直流配网电平数较少, 宜采用载波移相调制策略<sup>[18]</sup>。当子模块为偶数  $N$  时, 交流侧输出

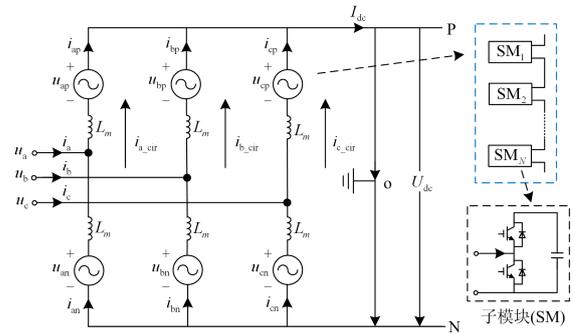


图 2 三相 MMC 等效电路结构

Fig. 2 Equivalent circuit structure of three-phase MMC

电压谐波主要分布在高频段  $Nf_c$  ( $f_c$  为载波频率) 处, 其含量相对基波分量很小且容易治理, 因此可忽略 MMC 交流输出电压的高次谐波分量。

2) 采用排序法<sup>[19]</sup>实现电容均压控制, 即认为所有 SM 电容电压均等。

3) 交流接入端的谐波扰动主要以整数次为主, 分析仅考虑整数次交流谐波的影响。

#### 2.1 交流负荷谐波电流经 MMC 的传导机理分析

本节以 a 相为例进行分析, 当非线性交流负荷产生  $k$  次 ( $k=2,3,4,\dots$ , 下同) 谐波电流, 且不考虑二次环流抑制策略时<sup>[20]</sup>, a 相上、下桥臂电流可表示为

$$\begin{cases} i_{ap} = \frac{1}{3}I_{dc} + \frac{1}{2}I_{a1} \sin(\omega t + \varphi_{a1}) + \\ I_{a2} \sin(2\omega t + \varphi_{a2}) + \frac{1}{2}I_{ak} \sin(k\omega t + \varphi_{ak}) \\ i_{an} = \frac{1}{3}I_{dc} - \frac{1}{2}I_{a1} \sin(\omega t + \varphi_{a1}) + \\ I_{a2} \sin(2\omega t + \varphi_{a2}) - \frac{1}{2}I_{ak} \sin(k\omega t + \varphi_{ak}) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $I_{a1}$ 、 $I_{a2}$ 、 $I_{ak}$  分别为基波电流、二倍频环流、 $k$  次谐波电流的幅值; 各电流分量的初始相角依次为  $\varphi_{a1}$ 、 $\varphi_{a2}$ 、 $\varphi_{ak}$ ;  $\omega$  为基波角频率。

设 a 相基波电压初相角为  $0^\circ$ , 上、下桥臂平均开关函数  $S_{ap}$ 、 $S_{an}$  为

$$\begin{cases} S_{ap} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}M_{a1} \sin \omega t \\ S_{an} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}M_{a1} \sin \omega t \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $M_{a1} = (u_{jn} - u_{jp})/U_{dc}$  为电压调制比。

桥臂电流通过 SM 的开关动作与桥臂电压建立关系<sup>[21]</sup>, a 相单元电压  $u_{a\_ph}$  为上、下桥臂电压  $u_{ap}$ 、 $u_{an}$  之和, 表达式为

$$u_{a\_ph} = u_{ap} + u_{an} = \frac{N}{C} \left( S_{ap} \int i_{ap} S_{ap} dt + S_{an} \int i_{an} S_{an} dt \right) = e_{a0} + e_{a2} + e_{a4} + e_{a(k-1)} + e_{a(k+1)} \quad (3)$$

其中:

$$\begin{cases} e_{a0} = U_{dc} - \frac{NM_{a1}I_{a1}}{8\omega C} \sin \varphi_{a1} - \frac{NM_{a1}^2 I_{a2}}{8\omega C} \cos \varphi_{a2} \\ e_{a2} = -\frac{NM_{a1}^2 I_{dc}}{12\omega C} \sin 2\omega t + \frac{3NM_{a1}I_{a1}}{16\omega C} \sin(2\omega t + \varphi_{a1}) + \frac{(M_{a1}^2 - 3)NI_{a2}}{12\omega C} \cos(2\omega t + \varphi_{a2}) \\ e_{a4} = \frac{NM_{a1}^2 I_{a2}}{24\omega C} \cos(4\omega t + \varphi_{a2}) \\ e_{a(k-1)} = -\frac{(2k-1)NM_{a1}I_{ak}}{8k(k-1)\omega C} \sin[(k-1)\omega t + \varphi_{ak}] \\ e_{a(k+1)} = \frac{(2k+1)NM_{a1}I_{ak}}{8k(k+1)\omega C} \sin[(k+1)\omega t + \varphi_{ak}] \end{cases}$$

分析式(3)可知,  $k$  次交流谐波电流产生的  $k \pm 1$  次(本文分析中, 所有谐波次数均为大于 0 的整数, 下同)电压波动量是贯穿 a 相上、下桥臂的。通过子模块开关的耦合作用,  $k \pm 1$  次环流将使上、下桥臂出现相位相反的  $k \pm 2$  次电压波动。 $k \pm 2$  次环流使上、下桥臂出现同相位的  $k \pm 3$  次电压波动。 $k \pm 3$  次环流使得上、下桥臂出现相位相反的  $k \pm 4$  次电压波动, 继而激发  $k \pm 4$  次环流... 以此类推, 可以得到交流谐波电流经 MMC 的传导规律: 即  $k$  次谐波电流使上、下桥臂产生相位相反的  $k \pm (2n-2)$  次 ( $n=1, 2, 3, \dots$ , 下同)电压波动, 该分量将使 MMC 交流侧输出电压产生畸变。同时使上、下桥臂生成同相位的  $k \pm (2n-1)$  次电压波动。因此,  $k$  次交流谐波在 a 相上、下桥臂内产生的环流可表示为

$$\begin{cases} i_{ap\_k} = \sum_{n=1}^{\infty} I_{a[k \pm (2n-1)]} \sin\{[k \pm (2n-1)]\omega t + \varphi_{a[k \pm (2n-1)]}\} \\ i_{an\_k} = \sum_{n=1}^{\infty} I_{a[k \pm (2n-1)]} \sin\{[k \pm (2n-1)]\omega t + \varphi_{a[k \pm (2n-1)]}\} \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $I_{a[k \pm (2n-1)]}$  为  $k \pm (2n-1)$  次谐波环流幅值;

$\varphi_{a[k \pm (2n-1)]}$  是其初始相角。

将式(4)代入式(3), 可得由  $k \pm (2n-1)$  次环流在 a 相单元引起的电压波动量为

$$\tilde{u}_a = \frac{NM_{a1}^2 I_{a[k \pm (2n-1)]}}{4\omega C} \left( f_{a[k \pm (2n+1)]} + f_{a[k \pm (2n-1)]} - f_{a[k \pm (2n-3)]} \right) \quad (5)$$

其中:

$$\begin{cases} f_{a[k \pm (2n+1)]} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \cos\{[k \pm (2n+1)]\omega t + \varphi_{a[k \pm (2n+1)]}\}}{2(k \pm 2n)\omega C} \\ f_{a[k \pm (2n-1)]} = \left\{ \frac{[k \pm (2n-1)]^2 + 2[k \pm (2n-2)](k \pm 2n)}{[k \pm (2n-2)][k \pm (2n-1)](k \pm 2n)} \times \sum_{n=1}^{\infty} \cos\{[k \pm (2n-1)]\omega t + \varphi_{a[k \pm (2n-1)]}\} \right\} \\ f_{a[k \pm (2n-3)]} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \cos\{[k \pm (2n-3)]\omega t + \varphi_{a[k \pm (2n-3)]}\}}{2[k \pm (2n-2)]} \end{cases}$$

由式(5)可知, 被激发的  $k \pm (2n+1)$ 、 $k \pm (2n-1)$  和  $k \pm (2n-3)$  次电压波动量与各次谐波环流耦合紧密。然而从本质上分析, 式(5)中的电压波动量是  $k$  次谐波电流引发桥臂电压多次波动而相互叠加的结果。随着波动次数的增加, 产生的各次电压波动幅值呈明显下降趋势, 由  $k$  次谐波电流产生的  $k \pm 1$  次桥臂电压波动幅值最大, 起主要作用, 其他次谐波电压分量的影响作用可忽略不计。

$k \pm 1$  次桥臂电压波动的性质和相应环流通路则取决于  $k$  次谐波电流的性质。当  $k$  次谐波电流分别为负序和正序性质时, 对应产生的  $k-1$ 、 $k+1$  次桥臂电压波动分别为正、负序性质, 而  $k+1$ 、 $k-1$  次桥臂电压波动均为零序性质。三相正、负序谐波环流仅在 MMC 相间内部流动, 零序环流则经直流网络构成通路。环流等效电路分别如图 3(a)、(b)所示,  $e_{j(p/n)}$ 、 $e_{jz}$  分别为相电压的正、负序和零序谐波分量, 其分别激发的谐波环流  $i_{j(p/n)}$ 、 $i_{jz}$  可表示为

$$\begin{cases} i_{j(p/n)} = \frac{e_{j(p/n)}}{j2(k \mp 1)\omega L_m} \\ i_{jz} = \frac{e_{jz}}{j2(k \pm 1)\omega L_m + Z_{f(k \pm 1)}} \end{cases} \quad (6)$$

式中,  $Z_{f(k \pm 1)}$  为直流系统回路的等值阻抗。

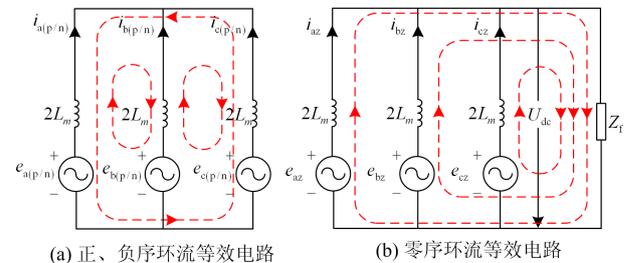


图 3 谐波环流等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of harmonic circulation current

## 2.2 交流系统谐波电压经 MMC 的传导机理分析

当交流系统电压含有  $k$  次背景谐波电压时, a 相上、下桥臂的电压、电流表达式分别为

$$\begin{cases} u_{ap} = \frac{1}{2}U_{dc} - U_{a1} \sin(\omega t) - U_{ak} \sin(k\omega t + \theta_{ak}) \\ u_{an} = \frac{1}{2}U_{dc} + U_{a1} \sin(\omega t) + U_{ak} \sin(k\omega t + \theta_{ak}) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} i_{ap} = \frac{1}{3}I_{dc} + \frac{1}{2}I_{a1} \sin(\omega t + \varphi_{a1}) + I_{a2} \sin(2\omega t + \varphi_{a2}) \\ i_{an} = \frac{1}{3}I_{dc} - \frac{1}{2}I_{a1} \sin(\omega t + \varphi_{a1}) + I_{a2} \sin(2\omega t + \varphi_{a2}) \end{cases} \quad (8)$$

式(7)中:  $U_{a1}$ 、 $U_{ak}$  分别为 MMC 控制器电流内环产生的基波电压、 $k$  次谐波电压的幅值, 其初相位分别为  $0^\circ$  和  $\theta_{ak}$ 。

a 相单元的瞬时功率可表示为

$$\begin{aligned} p_a &= u_{ap}i_{ap} + u_{an}i_{an} = \\ &\frac{1}{3}U_{dc}I_{dc} - \frac{1}{2}U_{a1}I_{a1} \cos \varphi_{a1} + \\ &\frac{1}{2}U_{a1}I_{a1} \cos(2\omega t + \varphi_{a1}) + U_{dc}I_{a2} \sin(2\omega t + \varphi_{a2}) - \\ &\frac{1}{2}U_{ak}I_{a1} \cos[(k-1)\omega t + \theta_{ak} - \varphi_{a1}] + \\ &\frac{1}{2}U_{ak}I_{a1} \cos[(k+1)\omega t + \theta_{ak} + \varphi_{a1}] \end{aligned} \quad (9)$$

稳态时, 式(9)中的直流分量应为 0, 否则电容电压将一直上升而造成 MMC 失稳, 进而可得 a 相单元存储的能量为

$$\begin{aligned} W_a &= \int p_a dt = W_{a\_dc} + W_{a\_ac} = \\ &2N \cdot \frac{1}{2}C \left( \frac{U_{dc}}{N} \right)^2 + \frac{U_{a1}I_{a1}}{4\omega} \sin(2\omega t + \varphi_{a1}) - \\ &\frac{U_{dc}I_{a2}}{2\omega} \cos(2\omega t + \varphi_{a2}) - \\ &\frac{U_{ak}I_{a1}}{2(k-1)\omega} \sin[(k-1)\omega t + \theta_{ak} - \varphi_{a1}] + \\ &\frac{U_{ak}I_{a1}}{2(k+1)\omega} \sin[(k+1)\omega t + \theta_{ak} + \varphi_{a1}] \end{aligned} \quad (10)$$

a 相单元的能量最终存储在 SM 电容中, 同时结合式(10)可知, 交流系统  $k$  次背景谐波电压在 a 相单元激发出贯穿上、下桥臂的  $k \pm 1$  次电压波动, 电压波动的性质和环流通路仍取决于  $k$  次背景谐波

电压的性质, 分析过程同 2.1 节中对  $k$  次交流谐波电流性质的分析一致, 这里不再说明。

## 3 交流谐波传递叠加特性

由第 2 节分析可知,  $k$  次交流谐波会在 MMC 桥臂上激发出  $k \pm 1$  次电压波动。然而桥臂电压在某一频率的波动幅值可能因不同次交流谐波的传递叠加作用而增强或削弱。将交流谐波按性质划分, 正序谐波用  $k^+$  表示,  $k^+ = 3n + 1$ ; 负序谐波用  $k^-$  表示,  $k^- = 3n - 1$ 。如图 4 所示, 设相邻的交流谐波次数关系为  $k_1^- < k_1^+ < k_2^- < k_2^+$ 。分析可知, 相邻的负、正序谐波间所产生的谐波分量存在叠加关系, 相邻的正、负序谐波间所产生的波动分量相比于初始次谐波而言很小, 可忽略不计其影响作用。间隔相邻的正序谐波或者负序谐波之间所产生的谐波分量不存在叠加关系。

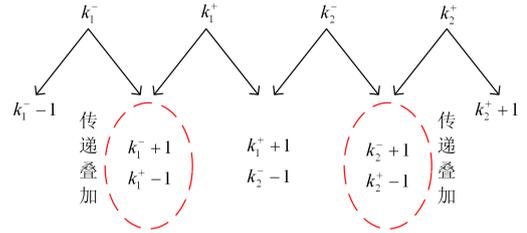


图 4 交流谐波经 MMC 的传递叠加规律

Fig. 4 Transfer superposition rule of AC harmonics via MMC

设非线性交流负荷产生相邻的三相  $k^-$ 、 $k^+$  次谐波电流分别为

$$\begin{cases} i_{ak^-} = I_{ak^-} \sin(k^- \omega t + \varphi_{ak^-}) \\ i_{ck^-} = I_{ck^-} \sin[k^- (\omega t + 2\pi/3) + \varphi_{ck^-}] \\ i_{bk^-} = I_{bk^-} \sin[k^- (\omega t - 2\pi/3) + \varphi_{bk^-}] \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} i_{ak^+} = I_{ak^+} \sin(k^+ \omega t + \varphi_{ak^+}) \\ i_{bk^+} = I_{bk^+} \sin[k^+ (\omega t - 2\pi/3) + \varphi_{bk^+}] \\ i_{ck^+} = I_{ck^+} \sin[k^+ (\omega t + 2\pi/3) + \varphi_{ck^+}] \end{cases} \quad (12)$$

式中:  $I_{ak^-}$ 、 $I_{ck^-}$ 、 $I_{bk^-}$  和  $I_{ak^+}$ 、 $I_{bk^+}$ 、 $I_{ck^+}$  分别为  $k^-$ 、 $k^+$  次谐波电流幅值; 其初相位分别对应于  $\varphi_{ak^-}$ 、 $\varphi_{ck^-}$ 、 $\varphi_{bk^-}$  和  $\varphi_{ak^+}$ 、 $\varphi_{bk^+}$ 、 $\varphi_{ck^+}$ 。

将式(11)、式(12)代入式(3), 可得  $k^-$ 、 $k^+$  次谐波电流在 MMC 三相单元产生的  $k^- + 1$  次、 $k^+ - 1$  次电压波动量的表达式分别为

$$\begin{cases} e_{a(k^-+1)} = XI_{ak^-} \sin[(k^-+1)\omega t + \varphi_{ak^-}] \\ e_{b(k^-+1)} = XI_{bk^-} \sin[(k^-+1)\omega t - (k^-+1)2\pi/3 + \varphi_{bk^-}] \\ e_{c(k^-+1)} = XI_{ck^-} \sin[(k^-+1)\omega t + (k^-+1)2\pi/3 + \varphi_{ck^-}] \end{cases} \quad (13)$$

$$\text{式中, } X = \frac{(2k^-+1)NM_{a1}}{8k^-(k^-+1)\omega C}。$$

$$\begin{cases} e_{a(k^+-1)} = -YI_{ak^+} \sin[(k^+-1)\omega t + \varphi_{ak^+}] \\ e_{b(k^+-1)} = -YI_{bk^+} \sin[(k^+-1)\omega t - (k^+-1)2\pi/3 + \varphi_{bk^+}] \\ e_{c(k^+-1)} = -YI_{ck^+} \sin[(k^+-1)\omega t + (k^+-1)2\pi/3 + \varphi_{ck^+}] \end{cases} \quad (14)$$

$$\text{式中, } Y = \frac{(2k^+-1)NM_{a1}}{8k^+(k^+-1)\omega C}。$$

由式(13)、式(14)可知, 当满足  $k^+ - k^- = 2$  的关系时, 相邻的负、正序谐波电流经 MMC 在桥臂电压零序分量处存在叠加关系, 零序叠加电压可表示为

$$e_z^\Sigma = \sum_{j=a,b,c} e_{zj(k^-+1)} + \sum_{j=a,b,c} e_{zj(k^+-1)} \quad (15)$$

三相交流负荷对称时, 有  $\varphi_{ak^-} = \varphi_{bk^-} = \varphi_{ck^-} = \varphi_{k^-}$ ,  $\varphi_{ak^+} = \varphi_{bk^+} = \varphi_{ck^+} = \varphi_{k^+}$ ,  $I_{ak^-} = I_{bk^-} = I_{ck^-} = I_{k^-}$ ,  $I_{ak^+} = I_{bk^+} = I_{ck^+} = I_{k^+}$ , 三相  $k^-+1$ 、 $k^+-1$  次零序电压分量的幅值和相位均分别相同, 将其任意相分别表示为  $e_{k^-+1}$ ,  $e_{k^+-1}$ , 则传递叠加相量关系如图 5 所示。

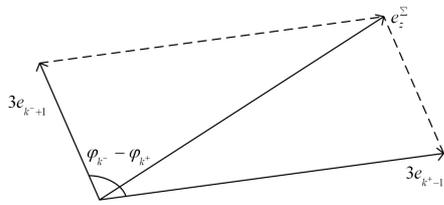


图 5 负、正序谐波传递叠加相量关系

Fig. 5 Phasor relationship of transfer superposition between negative and positive sequence harmonics

通过图 5 可求得零序叠加电压的幅值  $|e_z^\Sigma|$  和相位角  $\varphi_z$ , 如式(16)所示, 当  $e_{k^-+1}$  和  $e_{k^+-1}$  的幅值确定时, 交流谐波间的初始相位差决定了零序叠加电压幅值。其最小值和最大值分别出现在谐波间相位差为  $|\varphi_{k^-} - \varphi_{k^+}| = 0$  和  $|\varphi_{k^-} - \varphi_{k^+}| = \pi$  的时刻, 即  $|e_{z \min}^\Sigma| =$

$3|e_{k^-+1}| - |e_{k^+-1}|$ ,  $|e_{z \max}^\Sigma| = 3|e_{k^-+1}| + |e_{k^+-1}|$ 。图 6 为  $|e_z^\Sigma|$  随  $\varphi_{k^-}$  和  $\varphi_{k^+}$  变化的规律。

$$\begin{cases} |e_z^\Sigma| = 3\sqrt{|e_{k^-+1}|^2 + |e_{k^+-1}|^2 - 2|e_{k^-+1}||e_{k^+-1}|\cos(\varphi_{k^-} - \varphi_{k^+})} \\ \varphi_z = \arctg \left[ 1 - \sqrt{2} \frac{|e_{k^-+1}|\cos(\pi/4 + \varphi_{k^-}) - |e_{k^+-1}|\cos(\pi/4 + \varphi_{k^+})}{|e_{k^-+1}|\cos\varphi_{k^-} - |e_{k^+-1}|\cos\varphi_{k^+}} \right] \end{cases} \quad (16)$$

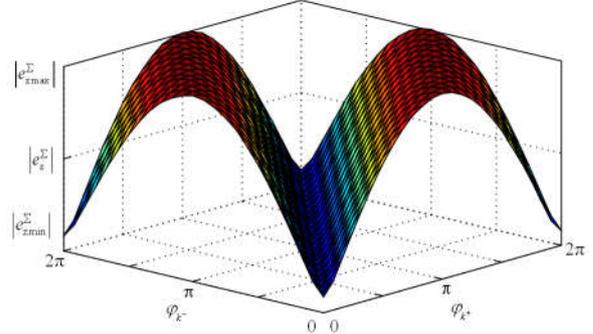


图 6 叠加幅值随交流谐波相位变化的规律

Fig. 6 Superposition magnitude with changing rule of AC harmonics phasor

零序电压将使直流侧出现纹波电流, 纹波电流的幅值取决于桥臂零序电压叠加情况, 其表达式为

$$\tilde{i}_{dc} = \frac{e_z^\Sigma}{j6n\omega L_m + Z_{f(3n)}} \quad (17)$$

式中,  $Z_{f(3n)}$  为直流网络回路的零序等值阻抗。

## 4 仿真分析

为验证理论分析的正确性, 在 Matlab/Simulink 中搭建了如图 1 所示的  $\pm 10$  kV 中压柔性直流配电网。两侧交流系统线电压额定值为 10 kV, 交流负荷额定容量为 10 MW, 换流变压器变比均为 10 kV/10 kV。MMC 每个桥臂含 20 个子模块, 子模块电容为 7 500  $\mu$ F, 桥臂电感为 6 mH, 直流系统回路等值电感为 0.026 mH, 等效载波频率为 10 kHz。整流站 1 采用定直流电压和定无功功率控制, 逆变站 2 采用定有功和无功控制, 无源逆变站 3 采用定交流电压控制。

以典型的 5、7 次三相交流谐波电流进行仿真验证, 其参数如表 1 所示。

表 1 三相对称交流谐波电流参数

Table 1 AC harmonic current parameters in symmetry condition

谐波电流次数	三相电流有效值/A	三相电流起始相位/(°)
5	24	0、120、-120
7	17	180、60、-60/0、-120、120

根据表 1 数据, 依次使交流负荷侧不含交流谐波、仅含 5 次谐波电流、仅含 7 次谐波电流、同时含 5、7 次谐波电流(7 次谐波电流 a 相初相位依次为  $180^\circ$  和  $0^\circ$ ), 分别对 MMC 相单元(a 相)电压、环流进行傅里叶分析, 结果如图 7、图 8 所示, 并结合式(3)、式(6)将理论计算与仿真结果进行对比, 结果如表 2 所示。

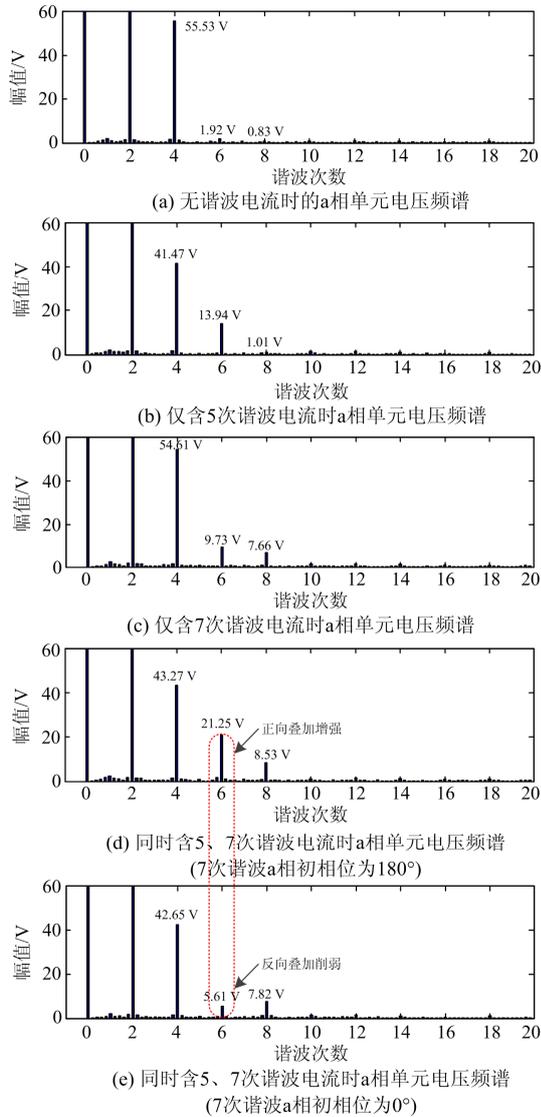
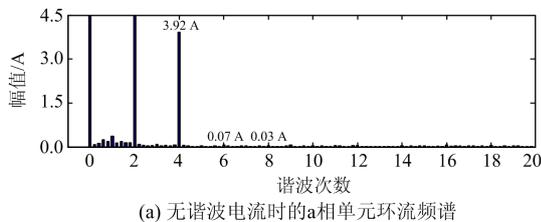


图 7 各工况下 a 相单元电压频谱

Fig. 7 Voltage spectrum of phase a under different conditions



(a) 无谐波电流时的 a 相单元环流频谱

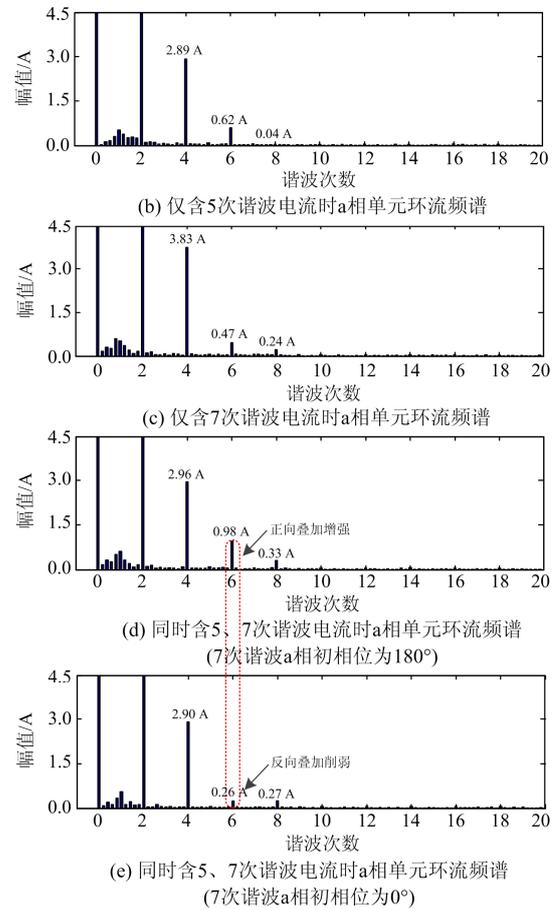


图 8 各工况下 a 相单元环流频谱

Fig. 8 Circulating current spectrum of phase a under different conditions

表 2 各工况下结果对比

Table 2 Comparison of results under different conditions

工况	激发谐波角频率	a 相电压谐波分量变化幅值/V (理论值/仿真值)	激发环流变化幅值/A (理论值/仿真值)
仅含 5 次谐波电流	$4\omega$	-13.23/-14.06	-0.88/-1.03
	$6\omega$	10.78/12.02	0.47/0.55
仅含 7 次谐波电流	$6\omega$	-6.45/-7.81	-0.28/-0.40
	$8\omega$	5.58/6.83	0.19/0.21
含 5、7 次谐波电流 (7 次谐波电流 a 相初相角为 $180^\circ$ )	$4\omega$	-13.23/-12.26	-0.88/-0.96
	$6\omega$	17.23/19.33	0.75/0.91
含 5、7 次谐波电流 (7 次谐波电流 a 相初相角为 $0^\circ$ )	$4\omega$	-13.23/-12.88	-0.88/-1.02
	$6\omega$	4.33/3.69	0.19/0.19
	$8\omega$	5.58/6.99	0.19/0.24

结合图 7 和表 2 数据分析, 图 7(a)表明无交流谐波扰动时, a 相单元电压主要包含由基频电流激发的 2 次和 4 次谐波分量。与图 7(a)工况相比, 图 7(b)工况下的 5 次交流谐波扰动使 a 相电压的 4、6

次谐波分量值变化明显, 其分别降幅 14.06 V 和增幅 12.02 V。相似地, 如图 7(c)所示, 7 次交流谐波扰动使 a 相电压的 6、8 次谐波分量值变化明显, 分别降幅 7.81 V 和增幅 6.83 V, 且谐波分量的实际变化值与理论计算值相近, 与前期对交流谐波经 MMC 的传导机理和规律分析相符。如图 7(d)、7(e)所示, 当同时含有 5、7 次谐波电流, 且二者相位差分别为  $180^\circ$  和  $0^\circ$  时, a 相单元电压 6 次零序分量的增幅分别为 19.33 V 和 3.69 V, 其增幅与 5、7 次谐波电流分别独立作用时, 所激发 6 次零序分量幅值的增量之和、增量之差基本相等, 对应于完全正向叠加和完全反向削弱两种极端情况, 同前期对交流谐波经 MMC 的传递叠加特性分析相符。表 2 中理论值与仿真值存在误差的原因是由基频电流激发的偶数次谐波分量产生了耦合叠加, 且在分析过程中忽略了开关函数高次谐波分量的共同作用结果, 但仿真结果主体趋势与理论分析相符。

图 8 是对应于图 7 各工况下的 a 相单元环流频谱图。由图 8 和表 2 可知, 谐波环流的性质和幅值变化趋势取决于相单元谐波电压分量的性质和幅值变化趋势, 与前期理论分析相符。

使交流负荷侧同时含有 5、7 次谐波电流, 依次使 7 次谐波电流的 a 相初相位分别为  $180^\circ$  和  $0^\circ$ 。图 9、图 10 分别为不同叠加情况下, 直流侧纹波的波形及其傅里叶分析。

如图 9(a)、10(a)所示, 除含有极少量 4 次、8 次不平衡电压外, MMC 三相单元在直流侧产生的等效纹波电压主要为 6 次零序分量, 且图 9(b)、图 10(b)中对应的直流侧电流主要含有 6 次纹波电流, 说明正、负环流仅在三相 MMC 内流通, 零序环流经直流网络构成回路, 与前期对环流通路的讨论相符。同时由图 9、图 10 可知, 5、7 次谐波电流在正向叠加工况下所产生的三相零序电压和为 63.58 V, 其在直流侧激发的纹波幅值为 2.23 A, 大于在反向

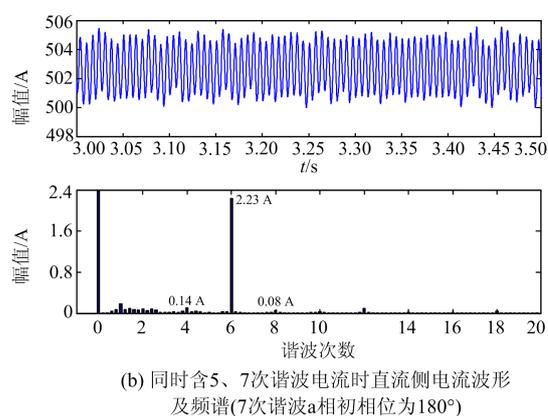
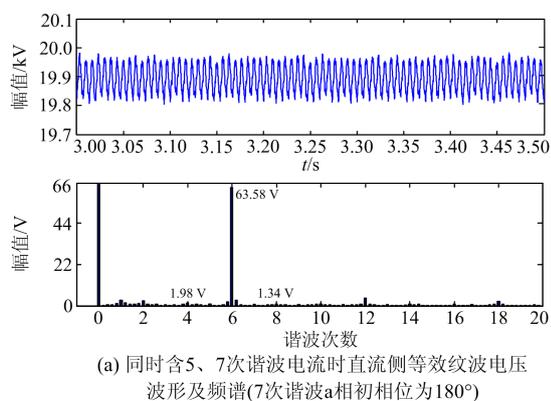


图 9 正向叠加时直流侧纹波

Fig. 9 DC side ripple when positive superposition

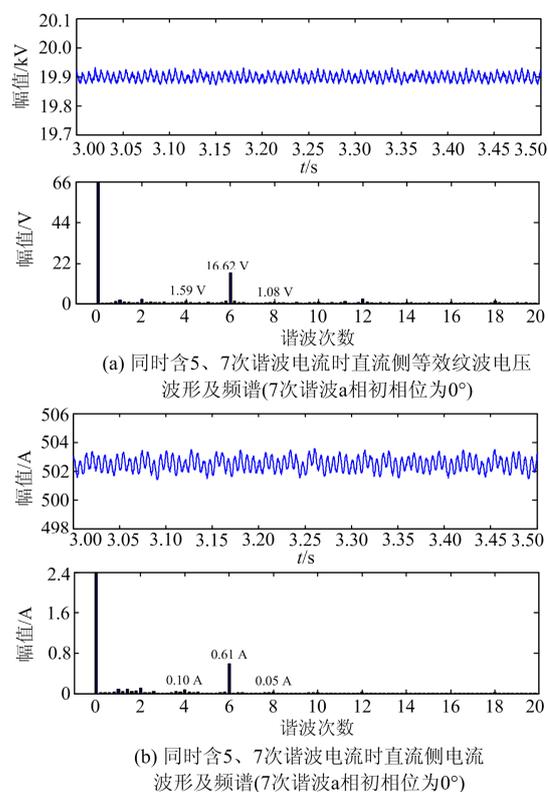


图 10 反向叠加时直流侧纹波

Fig. 10 DC side ripple when negative superposition

削弱工况下所激发的纹波电流幅值 0.61 A, 表明直流侧纹波电流取决于不同次交流谐波在桥臂零序电压处的叠加情况, 与前期理论分析一致。

## 5 结论

本文在中压柔性直流配电网的结构基础上, 分析了非线性负荷电流谐波、交流系统背景谐波电压经 MMC 的传导机理及不同次谐波的传递叠加特性, 得出如下结论。

1)  $k$  次交流谐波会使 MMC 桥臂上出现  $k \pm 1$  次电压波动并激发相应的环流, 具体电压波动量的性质和环流通路由  $k$  次谐波电流的性质决定。

2) 相邻的负、正序交流谐波经 MMC 在桥臂电压零序分量处存在叠加关系, 且叠加效果取决于谐波间的起始相位差, 零序电压叠加幅值的最大值和最小值分别出现在谐波间相位差为  $180^\circ$  和  $0^\circ$  的时刻, 直流侧纹波电流的幅值取决于 MMC 桥臂零序电压的具体叠加情况。

直流配电技术尚处于起步阶段, 对于较为成熟的直流输电网, 大多研究通过设计附加控制器或改进 MMC 传统双环控制环节, 以修正桥臂电压的参考值, 实现 2 倍频环流抑制的同时降低桥臂电压波动。然而, 中压直流配电网工况较为复杂, 在允许条件下可在交流侧直接安装滤波装置。此外, 在明确交流谐波经 MMC 传导机理的基础上, 对 MMC 控制环节进行改进, 实现对环流状态的实时监测和快速补偿功能, 这也是笔者接下来的研究重点。

### 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] 周逢权, 黄伟. 直流配电网系统关键技术探讨[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(22): 62-67.  
ZHOU Fengquan, HUANG Wei. Study on the key technology of DC distribution power network[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(22): 62-67.
- [3] 田鑫, 高亮, 张俊峰. 基于电压源换流器的直流配电限流方案研究[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(9): 62-68.  
TIAN Xin, GAO Liang, ZHANG Junfeng. Research on current limiting scheme of DC distribution based on voltage source converter[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(9): 62-68.
- [4] 孙黎, 胡峰, 穆钢. 基于改进控制策略的 MMC-HVDC 运行特性研究[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(9): 10-16.  
SUN Li, HU Feng, MU Gang. Investigation of MMC-HVDC operation performance based on improved control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(9): 10-16.
- [5] 许义佳, 罗映红, 史彤彤, 等. 具有直流故障自清除能力的新型 MMC 子模块及其混合拓扑[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(7): 129-137.  
XU Yijia, LUO Yinghong, SHI Tongtong, et al. A new MMC sub-module with DC fault self-clearing ability and its hybrid topology[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(7): 129-137.
- [6] TAO Fen, XIE Zhujun, CHENG Jie, et al. Fast valve power loss evaluation method for modular multi-level converter operating at high-frequency[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 26-36. DOI: 10.1186/s41601-016-0015-z.
- [7] 薛花, 李杨, 王育飞, 等. MMC-HVDC 无源性 PI 稳定控制与环流抑制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(19): 78-85.  
XUE Hua, LI Yang, WANG Yufei, et al. Passivity-based PI stability control and circulating current suppression method of MMC-HVDC[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(19): 78-85.
- [8] 刘国伟, 赵宇明, 袁志昌, 等. 深圳柔性直流配电示范工程技术方案研究[J]. 南方电网技术, 2016, 10(4): 1-7.  
LIU Guowei, ZHAO Yuming, YUAN Zhichang, et al. Study on demonstration project technical scheme of VSC-DC distribution network in Shenzhen[J]. Southern Power System Technology, 2016, 10(4): 1-7.
- [9] 张浩, 吴金龙, 杨美娟, 等. 模块化多电平换流器新型桥臂环流抑制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(21): 73-80.  
ZHANG Hao, WU Jinlong, YANG Meijuan, et al. A novel bridge arm circulating current restraint strategy for modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(21): 73-80.
- [10] 荣飞, 龚喜长, 黄守道, 等. 模块化多电平换流器的无差拍控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(6): 1753-1763.  
RONG Fei, GONG Xichang, HUANG Shoudao, et al. The deadbeat control strategy of modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(6): 1753-1763.
- [11] 宋强, 刘文华, 李笑倩, 等. 模块化多电平换流器稳态运行特性的解析分析[J]. 电网技术, 2012, 36(11): 198-204.  
SONG Qiang, LIU Wenhua, LI Xiaoqian, et al. An analytical method for analysis on steady-state operating characteristics of modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2012, 36(11): 198-204.
- [12] 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, 2012, 32(24): 8-14.
- [13] 梁莹玉, 刘建政. 谐波和不对称电网电压下 MMC-HVDC 桥臂电流控制策略[J]. 电网技术, 2018, 42(8): 2494-2502.  
LIANG Yingyu, LIU Jianzheng. Arm current control strategy for MMC-HVDC under harmonic and unbalanced grid voltages[J]. Power System Technology, 2018, 42(8): 2494-2502.
- [14] 许冬, 韩民晓, 于思超, 等. 交流背景谐波对 MMC 多端直流的影响分析及抑制策略[J]. 电工电能新技术, 2017, 36(6): 9-15.  
XU Dong, HAN Minxiao, YU Sichao, et al. Impact of AC background harmonics on MMC multi-terminal HVDC system and mitigation strategy[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2017, 36(6): 9-15.
- [15] 焦晋荣, 贾清泉, 王宁, 等. 柔性直流配电网纹波形成机理与叠加特性[J]. 电网技术, 2017, 41(6): 1726-1733.  
JIAO Jinrong, JIA Qingquan, WANG Ning, et al. Ripple formation mechanism and superimposition characteristics for flexible DC distribution network[J]. Power System Technology, 2017, 41(6): 1726-1733.
- [16] 孙鹏飞, 贺春光, 邵华, 等. 直流配电网研究现状与发展[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(6): 64-73.  
SUN Pengfei, HE Chunguang, SHAO Hua, et al. Research status and development of DC distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(6): 64-73.
- [17] 张建坡, 赵成勇. 模块化多电平换流器环流及抑制策略研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 328-336.  
ZHANG Jianpo, ZHAO Chengyong. Research on circulation current and suppressing strategy of modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 328-336.
- [18] 赵昕, 赵成勇, 李广凯, 等. 采用载波移相技术的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 48-55.  
ZHAO Xin, ZHAO Chengyong, LI Guangkai, et al. Submodule capacitance voltage balancing of modular multilevel converter based on carrier phase shifted SPWM technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(21): 48-55.
- [19] 丁冠军, 丁明, 汤广福, 等. 新型多电平 VSC 子模块电容参数与均压策略[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(30): 1-6.  
DING Guanjuan, DING Ming, TANG Guangfu, et al. Submodule capacitance parameter and voltage balancing scheme of a new multilevel VSC modular[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(30): 1-6.
- [20] 蔡永梁, 任成林, 周竞宇, 等. 基于 MMC 的柔性直流输电电容电压波动抑制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(5): 45-50.  
CAI Yongliang, REN Chenglin, ZHOU Jingyu, et al. Control strategy for suppressing capacitor voltage ripple of MMC-HVDC[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(5): 45-50.
- [21] ZHOU Y, JIANG D, GUO J, et al. Analysis and control of modular multilevel converters under unbalanced conditions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(4): 1986-1995.

收稿日期: 2018-06-14; 修回日期: 2018-07-21

作者简介:

李国庆(1963—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力系统安全性分析与控制、电力系统继电保护和柔性直流输电技术; E-mail: LGQ@neepu.edu.cn

于泽平(1992—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为柔性直流配电网电能质量问题。E-mail: 472429265@qq.com

(编辑 张爱琴)