柔性直流输电系统中模块化多电平变流器的 直流侧充电策略分析

楚遵方 李耀华 王 平 李子欣 高范强 徐 飞 (中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室 中国科学院电工研究所 北京市 100190)

摘要 本文首先对柔性直流输电系统中的模块化多电平变流器的充电方式进行了分析。当柔 性直流输电系统连接无源负载时受端站就需要通过直流侧进行充电。本文通过推导模块化多电平 变流器直流侧数学模型得出直流侧充电必然存在过充现象。为了抑制过充电压幅值,本文提出了 一种直流侧可控充电策略。并根据模块化多电平变流器本身的限制条件推导出充电系数的取值公 式。同时,分析了充电电流的变化过程并根据数学模型计算得到充电电流的最大值,为模块化多 电平变流器充电系统的设计提供了理论依据。最后,通过实验验证了本文提出的充电策略的可行 性和有效性。

关键词:柔性直流输电 模块化多电平变流器 充电策略 无源负载 中图分类号:TM464

Analysis of Charging Strategy by DC Grid of Modular Multilevel Converter in High Voltage Direct Current Transmission System

Chu Zunfang Li Yaohua Wang Ping Li Zixin Gao Fanqiang Xu Fei (Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive Institute of Electrical Engineering Chinese Academy of Sciences Beijing 100190 China)

Abstract In this paper, the charge modes of Modular Multilevel Converter (MMC) in High Voltage Direct Current Transmission System (HVDC) are studied. The charge mode is by dc grid when MMC is connected to the passive network. The over charge must be exist according to the mathematical model of MMC. In order to suppress overvoltage, a new charging strategy by dc grid at controllable situation is proposed. And the calculation formulas of the charging coefficients are given by the limits of MMC. Meanwhile, the change trend of charging current is researched and the maximum value is computed by mathematical model of MMC. Experiment results on a HVDC based on MMC show validity of the proposed method.

Keywords: High Voltage Direct Current Transmission System(HVDC), Modular Multilevel Converter (MMC), Charge mode, passive network

1 引言

随着世界范围内能源紧缺和环境污染问题的日 益严峻,节约型、低能耗的可持续发展方式已经在 世界各国形成共识。风力发电、太阳能发电等可再 生能源发电已经成为未来电力系统的发展方向,各 国都在大力开发和利用可再生清洁能源,优化能源 结构。但是,新能源发电往往表现出不稳定性、分 散性、小型化、远离负荷中心等特点,使得采用一 般输电技术联网极不经济。一些海上钻井平台、孤 立小岛等无源负荷,大都采用昂贵的本地发电装置, 既不经济、又污染环境。基于模块化多电平变流器 (Modular Multilevel Converter, MMC)^[1]的柔性直

国家 863 计划课题(2014AA052602)。 收稿日期 2014-07-24

流输电系统(High Voltage Direct Current Transmission System, HVDC)不但能促进新能源并网、实现无 源 网络的供电,系统本身也是节能环保的。 MMC-HVDC 不需要滤波器,模块化程度高、附属 设备少,使得设备生产制造周期大为缩减,也更易 于移动、安装、调试和维护;系统的换流站体积小, 并能实现无人值守;换流站类似普通厂房,没有室 外配电装置,对环境景观影响小,可比常规直流节 省大量走廊用地;采用地下或海底电缆,电磁干扰 小。所有这些,都使得柔性直流输电更绿色、低碳、 环保。所以 MMC-HVDC 也得到了越来越多的关注。

文献[1]提出了 MMC 的拓扑,并给出了控制均 压策略,即电容电压最高的优先放电电容电压最低 的优先充电的均压原则; 文献[2-5]主要研究的是 MMC 功率模块均压策略和减小开关频率方面; 文 献[6-9]主要集中分析了 MMC 的调整策略; 文献 [10-15]主要集中在 MMC 的控制策略上;桥臂环流 谐波分量抑制方面的文章主要有[5]、[16]和[17]。

目前针对 MMC-HVDC 的研究主要集中在控制 策略、调整策略、模块均压等方面,而对于 MMC-HVDC 的预充电策略^[18-20]鲜有研究。由于 MMC 可 以四象限运行,所以 MMC 即可做整流器也可以做 逆变器。在两端 MMC-HVDC 中, MMC 换流站分 为送端站和受端站。实际应用中送端站一般连接电 网,受端站可以连接电网也可以连接无源网络,比 如海上钻井平台、孤立小岛、电机等。所以柔性直 流输电系统送端站和受端站的预充电策略应该分开 研究。送端站一般是通过预充电电阻直接由交流电 网进行充电[19,20],而受端站可以通过交流电网进行 充电也可以通过直流侧进行充电[18]。受端站连接无 源网络时必须通过直流侧进行充电, 而现在的研究 主要集中在 MMC 的交流侧充电策略上,未给出具 体的直流侧充电策略。文献[18]提出一种直流侧充 电方法,该方法通过串联到桥臂中的限流电阻对功 率模块电容进行充电。该方法需要外加电阻,并且 MMC 在正常工作时需要将此电阻短接掉,所以该 方法增加了电路的复杂度,且高压环境下该限流 电阻较难选取。本文首先推导出了 MMC 直流侧数 学模型,通过分析数学模型得出直流侧充电过程必 然存在过充现象。为了抑制过电压幅值,提出了一 种 MMC 直流侧可控充电策略。该充电策略不需要 增加额外的电路, 且与 MMC 正常工作时调制策 略一致,易于实现,并通过实验验证了此方法的 有效性。

2 MMC 直流侧等效模型

MMC 拓扑如图 1 所示。MMC 由三个相单元构 成,每相包含两个桥臂,每个桥臂由 N 个功率模块 和一个桥臂电感 L₀串联构成。功率模块内部主电路 构成如图 1 中左上角所示,包含一个电容(C_{SM}), 两个含有反并联二极管的开关器件(S₁、S₂),一个 过流保护用的晶闸管(T₁)和一个故障旁路用的快 速开关(K₁)。功率模块有两种工作状态:投入状态 (上管 S₁导通),此状态下功率模块输出电压 u_{SM} 等于电容电压 U_{SM};退出状态(下管 S₂导通),此 状态下功率模块输出电压 u_{SM}等于零。功率模块处 于闭锁状态时,开关器件 S₁、S₂相当于两个二极管。



Fig.1 Topology of MMC

MMC 的直流侧等效电路如图 2 所示。其中, R 为线路等效阻抗, C_A 、 C_B 、 C_C 为 MMC 三相等效电 容, U_A 、 U_B 、 U_C 为 MMC 三相功率模块组合电压。





MMC 闭锁状态即所有功率模块开关管处于闭 锁状态时,所有功率模块的电容通过二极管串联连 接,所以图 2 中每相的所有电容电压的和等于直流 母线电压且所有功率模块电容电压相等。此时功率 模块电容电压与直流母线电压关系为(1)式:

$$U_{\rm SM} = \frac{U_{\rm dc}}{2N} \tag{1}$$

MMC 处于解锁状态即功率模块开关管处于可 控阶段,则图 2 中每相投入工作的功率模块电容电 压和等于母线电压。对于 A 相有(2)式:

$$2L_0 C_A \frac{d^2 U_A}{dt^2} + R C_A \frac{d U_A}{dt} + U_A = U_{dc}$$
(2)

所以 MMC 直流侧等效模型为(3)式:

$$2L_0C_A \frac{d^2U_A}{dt^2} + RC_A \frac{dU_A}{dt} + U_A = U_{dc}$$

$$2L_0C_B \frac{d^2U_B}{dt^2} + RC_B \frac{dU_B}{dt} + U_B = U_{dc} \qquad (3)$$

$$2L_0C_C \frac{d^2U_C}{dt^2} + RC_C \frac{dU_C}{dt} + U_C = U_{dc}$$

由(3)知,MMC 直流侧等效模型是两阶系统, 且由于线路等效电阻较小,所以 MMC 直流侧可控 充电过程是欠阻尼充电过程,会产生过充现象。

3 MMC 直流侧可控充电策略分析

MMC 正常工作时有:

$$\begin{cases} u_{\text{ui}_\text{ref}} = \frac{U_{\text{dc}_\text{ref}}}{2} - u_{\text{i}_\text{ref}} \\ u_{\text{li}_\text{ref}} = \frac{U_{\text{dc}_\text{ref}}}{2} + u_{\text{i}_\text{ref}} \end{cases}, i = a, b, c \tag{4}$$

其中, u_{ui_ref} 和 u_{li_ref} 分别为三相上桥臂和下桥臂参 考电压, U_{dc_ref} 为直流母线电压给定值, u_{i_ref} 为 MMC 三相输出电压给定值, 一般通过闭环控制算法得到。 上、下桥臂的开关函数一般通过(5)式得到:

$$\begin{cases} k_{\rm ui} = \frac{u_{\rm ui_ref}}{U_{\rm SM_ref}}, i = a, b, c \qquad (5) \\ k_{\rm li} = \frac{u_{\rm li_ref}}{U_{\rm SM_ref}} \end{cases}$$

式中, U_{SM_ref} 为功率模块电容电压的给定值。(5) 式计算出来上、下桥臂投入工作的功率模块个数之 和为 n, 如果不考虑冗余模块则为上、下桥臂所有 功率模块个数的一半。根据(1)式可知直流侧可控 充电开始时上、下桥臂所有功率模块电容电压之和 为直流母线电压,所以不控充电完成后如果 MMC 直接按照公式(4)、(5)进行控制调制,则会产生 严重的过充和较大的充电电流。 为了抑制过电压幅值,本文采用逐渐减少投入 工作的功率模块个数的方法对功率模块电容进行充 电。充电初始时刻使(5)式计算出来的上、下桥臂 投入工作的功率模块个数之和为2N,然后逐渐减少 投入工作的功率模块个数。到充电完成后,使(5) 式计算出来的上、下桥臂功率模块投入工作的个数 之和为n。这样,就可以使功率模块投入工作的个数 之和为n。这样,就可以使功率模块投入工作的个数 之和为n。这样,就可以使功率模块也否进行充电, 只要控制每次减少的功率模块个数就可以抑制过电 压幅值。为了保证每个桥臂上的功率模块电容电压 均衡充电,必须按照功率模块电容电压较高的优先 退出充电的原则来选择功率模块进行充电,所以投 入工作的功率模块选择方式与 MMC 正常工作时的 选择方式一致^[1],无需改动。

为了满足上述条件更改公式(4),得到公式(6):

$$\begin{cases} u_{\text{ui}_{\text{ref}}} = (\frac{2N}{n} - k_1) \frac{U_{\text{dc}_{\text{ref}}}}{2} - k_2 u_{\text{i}_{\text{ref}}}\\ u_{\text{li}_{\text{ref}}} = (\frac{2N}{n} - k_1) \frac{U_{\text{dc}_{\text{ref}}}}{2} + k_2 u_{\text{i}_{\text{ref}}} \end{cases}, i = a, b, c \quad (6)$$

其中, k₁ 由 0 逐渐增加到(2N/n)-1; k₂ 由 0 逐渐 增加到 1。在充电开始时刻取 k₁=0,所以每相调制 生成的功率模块开通个数为 2N 个。随着 k1 的逐渐 增大,每相投入工作的功率模块个数之和在逐渐减 少,到 k₁=(2N/n)-1 时,每相投入工作的功率模块 个数即为 n,功率模块电容电压即为额定工作电压, 直流侧可控充电完成。(6)式满足充电要求。

由于 MMC 桥臂的参考电压需要满足两个约束 条件:不能小于零同时不能大于桥臂上所有功率模 块电容电压之和,所以需要在直流侧可控充电过程 中对 k₂提出要求,可得:

$$\begin{cases} (\frac{2N}{n} - k_1) \frac{U_{dc_ref}}{2} - k_2 u_{i_ref_max} \ge 0 \\ (\frac{2N}{n} - k_1) \frac{U_{dc_ref}}{2} + k_2 u_{i_ref_max} \le NU_{SM_ref} \end{cases}$$
(7)

式中, $u_{i_{ref}}$ 为 MMC 三相电压参考值的最大值, 对其进行 $U_{dc_{ref}}$ 限幅,公式(7)可以简化为:

$$\begin{cases} k_1 + k_2 \le \frac{2N}{n} \\ k_2 \le k_1 \end{cases}$$

$$(8)$$

所以 k2 的取值可由公式(9)决定:

$$\begin{cases} k_2 = k_1; & k_1 \le 1 \\ k_2 = 1; & k_1 > 1 \end{cases}$$
(9)

本文提出的直流侧可控充电策略的控制策略跟 MMC 正常运行时一致,即根据公式(6)算出上下 桥臂的参考电压,然后根据公式(5)求出需要投入 的功率模块个数,再根据排序结果和桥臂电流方向 确定投入工作的功率模块。所以,直流侧可控充电 的控制策略同 MMC 正常运行时是一致的。直流侧 可控充电完成后,上、下桥臂参考电压就是公式(4) 所示形式,即 MMC 正常运行时的公式。所以使用 此 MMC 直流侧可控充电策略时,MMC 在直流侧可 控充电及正常运行时无需进行程序切换,实现简便。

假设 t0 时刻减少 A 相投入工作的功率模块个数,则公式(2)可改写为(10):

$$2L_0C_A\frac{d^2u_A}{dt^2} + RC_A\frac{du_A}{dt} + u_A = U_{dc} - U_{A0} \quad (10)$$

其中, *u*_A为A相等效电容的电压增长量; *U*_{A0}为t0 时刻A相等效电容电压。求解公式(10)可得(11):

$$u_{\rm A} = E \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta \omega_n t} \sin(\omega_d t + \beta) \right)$$
(11)

(11) 中各物理量的求解公式为公式(12):

$$\begin{cases} E = U_{dc} - U_{A0} \\ \zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C_A}{2L_0}} \\ \omega_n = \frac{1}{\sqrt{2L_0C_A}} \\ \omega_d = \sqrt{\frac{1}{2L_0C_A} - \left(\frac{R}{4L_0}\right)^2} \\ \beta = \arctan\left(\sqrt{\frac{8L_0}{R^2C_A} - 1}\right) \end{cases}$$
(12)

由于 MMC 功率模块电容和桥臂电抗器一般选 取同数量等级。所以根据公式(6)和(12)可以得 到(13):

$$\begin{cases} E = \Delta k U_{dc_ref} \\ \zeta \approx \frac{R}{2} \\ \zeta \omega_n = \frac{R}{4L_0} \\ \omega_d \approx \sqrt{\frac{1}{2L_0C_A}} = \omega_n \\ \beta \approx \frac{\pi}{2} \end{cases}$$
(13)

公式(13)中, Δk 为 k₁的增长量。所以公式(11) 可以简化为

$$u_{\rm A} = \Delta k U_{\rm dc_ref} \left(1 - e^{-\frac{R}{4L_0}t} \cos(\omega_n t) \right)$$
(14)

为了抑制电压过充现象, k_1 的增长量 Δk 应尽可能的小。

充电开始时刻,每相接近所有 2N 个功率模块 投入工作,充电完成时每相仅有 n 个功率模块投入 工作。所以即便公式(14)中Δk 保持相同的增长量 单个功率模块电容电压的增长量在充电开始时刻和 充电结束时刻是不同的。由公式(14)可得单个功 率模块电容电压增长量为

$$\Delta U_{\rm SM} = \frac{\Delta k U_{\rm dc_ref}}{2N - \Delta k (2N - n)k_{\rm i}}; \quad k_{\rm i} = 0, 1, \dots, \frac{1}{\Delta k} \quad (15)$$

式中, k_i 为当前充电时刻。所以,充电开始时每个功率模块电容电压的增长量为 $\Delta k U_{dc_{ref}}/2N$,充电结束时每个功率模块电容电压的增长量为 $\Delta k U_{dc_{ref}}/n$ 。

为了保证每相所有功率模块充电的均衡性,需 要对投入充电的功率模块进行切换。由于有未充电 或者未充电完全的功率模块不断的投入充电,所以 对 MMC 桥臂功率模块电容进行充电比单纯的 RLC 电路电容充电时间更长。接近充电完成时的每相充 电电流最大,可以近似为

$$i = \frac{\sqrt{\frac{C_{\rm SM}}{n}}\Delta k U_{\rm dc_ref}}{\sqrt{2L_0}} e^{-\frac{R}{4L_0}t} \sin(\omega_n t)$$
(16)

4 实验验证

为了验证 MMC 直流侧充电策略的有效性,构 建了图 3 所示的基于 MMC 的背靠背 HVDC 系统。 MMC 的实验参数见表 1。实验系统的两个 MMC 分 别通过相同参数 1:1 的变压器连接到 10kV 电网中。 其中换流站 1 作为送端站,进行交流侧充电;换流 站 2 作为受端站,进行直流侧充电。



图 3 实验用的基于 MMC 的 HVDC Fig.3 The photo of MMC-HVDC using for experiment

表 1 MMC 的参数

Tab.1	The	parameters	of	MMC	
-------	-----	------------	----	-----	--

单位
kV
kV
kV
mF
mH
kHz

实验系统充电策略为:送端站首先通过预充电 电阻进行交流不控整流充电,然后切除预充电电阻 进行交流可控充电,使功率模块电容电压达到额定 工作电压 1600V,直流母线达到额定电压 19.2kV。 受端站通过直流母线与送端站直接相连,在送端站 进行交流侧充电时,受端站在进行直流侧不控充电。 当直流母线电压达到额定电压后受端站开始进行直 流侧可控充电。

受端站直流侧可控充电设置的可控充电时间为 10s,公式(7)中的 k₁的增长量为 1/100,增长时 间间隔为 100ms。

图 4 为受端站直流侧可控充电实验波形。图 4 中(a)为受端站计算得到的直流母线电压波形即由 所有功率模块电容电压的平均值乘以 12 得到。从 (a)中可以看出整个充电过程中直流母线上升率逐 渐增加,这是由于随着充电的进行,同一时刻投入 充电的功率模块个数逐渐减少,根据(15)式计算 得到的单个功率模块电容电压的增长量不断增大, 所以计算得到的直流母线上升率逐渐增加。





Fig.4 The experiment waveforms of receiving terminal charging from dc power at controllable situation

图 4 中的 (b) 为直流母线电流波形。可以看到 最大电流出现在充电完成时约为 55A。将实验参数 代入公式 (16) 中,指数项取 0.9,可以得到每相最 大充电电流约为 20A,直流母线电流约为 60A,略 大于实验得到的直流母线电流值。实验结果与理论 分析相吻合。

图 4 中的 (c) 为送端站三相电网电流,最大峰 值不超过 40A,充电电流较小。

图 5 中的 (a)、(b) 为图 4 中 (a) 的局部放大 图。

从图 5 的 (a) 为充电开始时刻的计算得到的直流母线电压波形。从图中可以看出,每次 k₁ 增长时功率模块电压总是快速上升,并伴随着过充现象, 但是过电压幅值不大。从而验证了直流侧可控充电 必然存在过充现象。而图 (b) 中每次 k₁ 增长时功 率模块电压也总是快速上升,但是过充现象不明显。 这是由于开始充电时每相接近所有的功率模块投入 充电,所有功率模块同时进行充电,功率模块电容 电压平均值可以看到过充现象。而当充电临近结束 时,每相仅有一半的功率模块来实现对整个换流器所 有功率模块电容的充电,全部功率模块充电完成需 要时间。所以基本看不到过充现象,但是功率模块 电容电压平均值整个充电过程中都在上升,说明一 直有功率模块电容在充电。

根据公式(15)计算得到充电开始时每个功率 模块电容电压的增长量为 6.5V 左右,直流母线电压 的增长量为 78V。与图 5 中的(a)基本相当。充电 结束时每相投入充电的功率模块个数为 12,此时每 个功率模块电容电压的增长量为 16V 左右,直流母 线电压的增长量为 192V。与图 5 中的(b)基本相 当。实验结果与理论分析相吻合。

图 5 中的(c)为图 4 中的(b)的局部放大图。 如图中所示,在 k₁的每次增长时刻,直流母线电流 短时间内增长较快,且电流最大值随着充电过程逐 渐增大。实验结果与理论分析相吻合。



5 结论

本文根据 MMC 直流侧可控充电数学模型,指 出了 MMC 直流侧可控充电过程是两阶欠阻尼充电 过程,必然存在过充现象。为了抑制过电压幅值, 提出了一种直流侧可控充电策略,该策略通过控制 投入工作的功率模块个数缓慢减少的方法对功率模 块电容进行充电,同时通过控制投入工作的功率模 块每次减少的个数来达到抑制过电压幅值的目的。 本文提出的直流侧可控充电策略在控制调制方法上 与 MMC 正常工作时所采用的没有本质差别,无需 算法的切换,实现简便。实验结果验证了充电策略 的有效性。

参考文献

 Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]. Power Tech Conference Proceedings, Bologna, Italy, 2003: 272-277.

- [2] Hagiwara M, Akagi H. PWM control and experiment of modular multilevel converters[C]. Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, 2008: 154-161.
- [3] Tu Qingrui, Xu Zheng, Xu Lie. Reduced switchingfrequency modulation and circulating current supperssion for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(3): 2009-2017.
- [4] 屠卿瑞,徐政,郑翔,等.一种优化的模块化多电 平换流器电压均衡控制方法[J].电工技术学报, 2011,26(5):15-20.

Tu Qingrui, Xu Zheng, Zheng Xiang, et al. An optimized voltage balancing method for modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 15-20.

[5] 高建,苏建徽,高航,等.模块化多电平换流器
 电容电压与环流的控制策略[J].电力系统保护与控制,2014,42(3):56-62.

Gao Jian, Su Jianhui, Gao Hang, et al. Capacitor voltage and circulation current control strategy in modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(3): 56-62.

- [6] Konstantinou G S, Agelidis V G. Performance evaluation of half-bridge cascaded multilevel converters operated with multicarrier sinusoidal PWM techniques [C]. Industrial Electronics and Applications Conference, Xi'an, 2009: 3399-3404.
- [7] 屠卿瑞,徐政,姚为正.模块化多电平换流器型直流输电电平数选择研究[J].电力系统保护与控制, 2010,38(20):33-44.

Tu Qing ruil, Xu Zhen, Yao Weizhen. Selecting number of voltage levels for modular multilevel converter based HVDC[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(20): 33-44.

- [8] Li Zixin, Wang Ping, Zhu Haibin, et al. An improved pulse width modulation method for chopper-cellbased modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3472-3481.
- [9] 孙世贤,田杰.适合 MMC 型直流输电的灵活逼近 调制策[J].中国电机工程学报, 2012, 32(28): 62-67.
 Sun Shixian, Tian Jie. Flexible Approach Modulation Strategy for HVDC Based on Modular Multilevel Converter[J]. Proceedings of CSEE, 2012, 32(28): 62-67.

- [10] Angquist L, Antonopoulos A, Siemaszko D, et al. Open-loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(6): 2516-2524.
- [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] 管敏渊, 徐政. 向无源网络供电的 MMC 型直流输
 电系统建模与控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2):
 255-263.
 Guan Minyuan, Xu Zheng. Modeling and control of

modular multilevel converter based VSC-HVDC system connected to passive networks[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(2): 255-263.

 [13] 雷鸣,李耀华,葛琼璇,等.模块化多电平变流器 低频控制方法[J].中国电机工程学报,2013,33(24):
 59-65.

Lei Ming, Li Yaohua, Ge Qiongxuan, et al. A control scheme of modular multilevel converter operating at low frequency[J]. Proceedings of CSEE, 2013, 33(24): 59-65.

[14] 雷鸣,李耀华,葛琼璇,等.一种新型单桥臂电感 模块化多电平变流器及其控制方法[J].电工技术学 报,2014,29(2):231-238.

Lei Ming, Li Yaohua, Ge Qiongxuan, et al. A new modular multilevel converter with single arm inductor and its control strategies[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(2): 231-238.

[15] 邓雪松,欧开健,陈鹏,等.基于无差拍电流控制的 MMC-HVDC 系统控制策略研究[J].电力系统保护与控制,2014,42(8):34-39.

Deng Xuesong, Ou Kaijian, Chen Peng, et al. Study of

control strategy for MMC-HVDC systembased on deadbeat current control[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(8): 34-39.

- [16] Li Zixin, Wang Ping, Chu Zunfang, et al. An Inner Current Suppressing Method for Modular Multilevel Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 4873-4879.
- [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] Das A, Nademi H, Norum L. A method for charging and discharging capacitors in Modular Multilevel Converter[C]. Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, 2011: 1058-1062.
- [19] 孔明,邱宇峰,贺之渊,等.模块化多电平式柔性 直流输电换流器的预充电控制策略[J]. 电网技术, 2011, 35(11): 67-73.
 Kong Ming, Qiu Yufeng, He Zhiyuan, et al. Precharging control strategies of modular multilevel converter for VSC-HVDC[J]. Power System Technology, 2011, 35(11): 67-73.
- [20] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 模块化多电平换流器型直流输电系统的启停控制[J]. 电网技术, 2012, 36(3): 204-209.
 Zhou Yuebin, Jiang Daozhuo, Guo Jie, et al. Start/

stop control of modular multilevel converter based HVDC Transmission System[J]. Power System Technology, 2012, 36(3): 204-209.

作者简介

楚遵方 男,1982 年生,博士研究生,主要从事高压大容量变流器、柔性直流输电等方面的研究工作。

李耀华 男,1966 年生,研究员,博士生导师,主要从事电力电 子变流技术、电机分析与控制技术、磁悬浮技术等方面的研究工作。