

基于 MMC 变流器柔性直流输电系统 调制方法与损耗研究

刘建林^{1,2*}, 罗德荣², 尹章涛²

(1.湖南机电职业技术学院 电气工程学院,湖南 长沙 410151;

2.湖南大学 电气与信息工程学院,湖南 长沙 410082)

摘要:对 MMC 变流器的拓扑和工作原理进行了分析,并通过求解一个工频周期内开关器件电流的有效值和平均值,得出载波移相调制下 MMC 变流器损耗的计算公式;通过对换流阀损耗进行分段解析计算,得出最近电平逼近调制下 MMC 变流器的损耗计算公式.根据损耗与子模块个数的关系,得出 2 种调制方式下,损耗相等时对应的临界子模块数.然后分析了各系统参数大小的改变对这个临界子模块数的影响,为工程上选择较优的调制方式提供参考依据.最后通过仿真验证了所得结论.

关键词:模块化多电平换流阀;柔性直流输电;载波移相;最近电平逼近;损耗分析

中图分类号:TM712 **文献标志码:**A **文章编号:**1672-9102(2018)02-0047-07

The Research of Modulation Schemes and Loss of Converter based on MMC Flexible DC Transmission System

Liu Jianlin^{1,2}, Luo Derong¹, Yin Zhangtao¹

(1. Department of Electrical Engineering, Hunan Mechanical & Electrical Polytechnic, Changsha 410151, China;

2. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: MMC (modular multi-level converter) has two typical types of modulation schemes, carrier phase-shifting sinusoidal pulse width modulation (CPS-SPWM) and nearest level modulation (NLM). The circuit characteristic of MMC and the basic principle of work were analysed. The equation for calculating the losses of MMC based on the CPS-SPWM was obtained by working out the average current and the effective current of each switching device during one period. By separating the loss of MMC based on NLM into several parts, the formula to calculate the loss was proposed. According to the relationship between the loss and the numbers of the sub-modules, the critical count of the sub-modules at which the losses of the MMC based on the two different modulation were the same, was able to calculate. Then the influence of the system parameters upon the critical count was analysed, which provided reference for choosing the best scheme on engineering. At last, simulation was given to confirmed the conclusion proposed above.

Keywords: modular multi-level converter; flexible direct current transmission; carrier phase-shifting sinusoidal pulse width modulation; nearest level modulation; losses analysis

模块化多电平换流器(MMC)的出现,大大促进了高压直流(HVDC)输电技术的发展^[1-4]. MMC-HVDC 系统功率因素可控,可以四象限运行,电压应力小,输出波形谐波小,现在广泛应用于风电等新能源

收稿日期:2017-04-18

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2016YFB0901001)

*通信作者,E-mail:tikolin@126.com

发电的场合^[5]. MMC 的调制方式主要有载波移相和最近电平逼近 2 种^[6-7], 载波移相通过对每个子模块单独进行调制获得每个开关器件的开关信号, 最近电平逼近利用 MMC 可获得的电平来拟合需要输出的电压值.

目前对 MMC 原理和调制方式的研究已比较成熟^[8-9]. 通过搭建高压柔性直流输电下 IGBT 的等效电路模型可知, IGBT 的开通损耗和关断损耗与流经的平均电流近似为线性关系^[10-13]. 通过对 MMC 损耗进行理论分析, 采用对各个开关器件损耗曲线进行二次拟合的方式, 可以得出载波移相调制下 MMC 系统损耗的计算公式^[14-15]. 通过分析子模块各个开关器件的导通关系, 可以获得流经每个器件的电流的平均值和有效值, 并结合器件厂商提供的测量数据, 可以计算出系统的损耗值^[16]. 对基于最近电平逼近调制下 MMC 系统的损耗进行分析, 将各部分损耗进行分段解析, 可以得出系统总损耗^[17]. 采用电路分析的方式, 可以推导出 IGBT 的并联模型, 为损耗的近似计算提供了基础^[18]. 采用改进的均压算法, 也可大大降低系统损耗^[19-20].

本文在这些研究的基础上, 分别计算 2 种调制方式下 MMC 的损耗. 并根据损耗和子模块数的关系, 得出 2 种调制方式下损耗相等时的临界子模块个数. 然后, 研究了系统参数的改变对这个临界子模块数的影响, 方便工程上对 2 种调制方式进行合理的选择. 最后通过仿真分析验证了所得出的结论.

1 MMC 原理

MMC 的拓扑如图 1 所示^[4]. 在该逆变电路中, 三相桥臂的每个桥臂是由 N 个子模块组成的, 每个子模块包含 2 个 IGBT 和 2 个二极管以及 1 个电容, 且二极管与 IGBT 反向并联, 2 个 IGBT 的驱动信号互补. 每个子模块有 2 种工作状态, 分别称为投入状态和切出状态. 定义图示桥臂电流为正方向. 投入状态下, 上面的 IGBT (即图中 T_1) 导通, 下面的 IGBT (即图中 T_2) 关断, 正向电流经过上面的反向并联二极管 (即 D_1) 和电容形成通路, 负向电流经过电容和 T_1 形成通路, 此时子模块对外电压为 U_c ; 切出状态下, T_1 关断, T_2 导通, 正向电流经过 T_2 形成通路, 负向电流经过下面的二极管 (即 D_2) 形成通路, 此时子模块对外电压为 0. 这样, 通过改变子模块的投入和切出状态, 可以使得桥臂电压输出多电平.

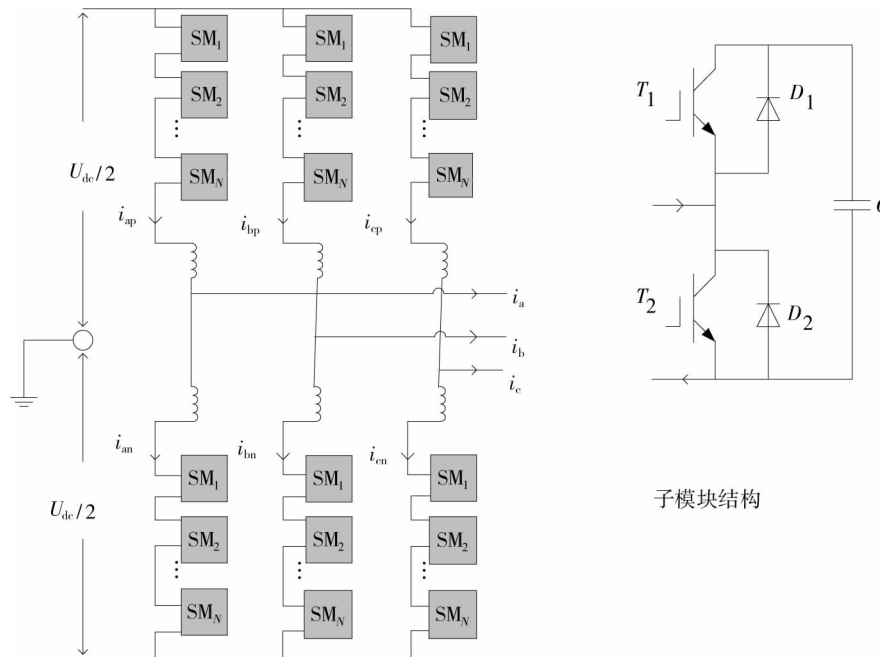


图 1 MMC 拓扑结构

由于三相对称, 上下桥臂对称, 以 a 相上桥臂为分析对象, 根据基尔霍夫电压定理, a 相上桥臂输出电压的大小为

$$u_{ap} = \frac{1}{2}U_{dc} - U_m \cos(\omega t). \quad (1)$$

式中: U_{dc} 表示直流侧的电压; U_m 表示各相输出对中性点电压的幅值; ω 为基频角频率.

近似认为电流在三相桥臂和单相的上下桥臂之间均匀分布,可以得到 a 相上桥臂的电流为

$$i_{ap} = \frac{1}{3}I_{dc} + \frac{1}{2}I_m \cos(\omega t - \varphi). \quad (2)$$

式中: I_{dc} 表示直流侧电流; I_m 是各相输出电流的幅值; ω 为功率因数角. a 相上桥臂电流波形如图 2 所示.

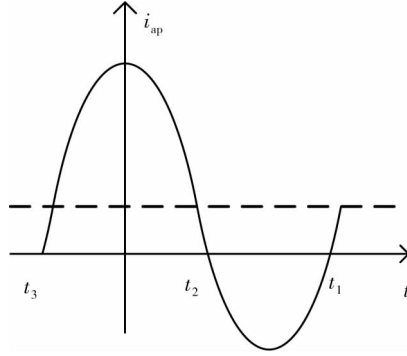


图 2 a 相上桥臂电流

当考虑电容电压均衡时,每个子模块的电容电压和直流侧电压以及每个桥臂的模块个数之间的关系如式(3)所示:

$$N = \frac{U_{dc}}{U_{cap}}. \quad (3)$$

式中: U_{cap} 是每个子模块电容电压; N 是桥臂子模块数量.

2 MMC 损耗计算

在整个 MMC 系统中,损耗主要由各个子模块的 IGBT 和二极管产生,可分为 2 大类:静态损耗和动态损耗.静态损耗主要是 IGBT 和二极管导通时产生的通态损耗;动态损耗包括 IGBT 的开关损耗和二极管的反向恢复损耗.

2.1 载波移相损耗计算

载波移相调制方式下,载波频率固定,上桥臂 N 个子模块的调制可以看做是独立的 PWM 过程,只是每个子模块的载波的相位需要移动 $2\pi/N$. 可以得到 a 相上桥臂第 k 个子模块中, T_1, D_1 的脉冲函数为^[6]

$$\tau = \frac{1}{2} \left[1 + m \cos\left(\omega t + \frac{k}{Nf_c}\right) \right]. \quad (4)$$

T_2, D_2 的脉冲函数为

$$\tau = \frac{1}{2} \left[1 - m \cos\left(\omega t + \frac{k}{Nf_c}\right) \right]. \quad (5)$$

式中: f_c 为载波频率; m 为调制比,定义:

$$m = \frac{2U_m}{U_{dc}}. \quad (6)$$

通过前面对 MMC 原理的分析可以得到在一个工频周期内, T_1, D_2 的导通时间区间为

$$d = \{t \mid t_2 \leq t \leq t_1\}. \quad (7)$$

T_2, D_1 的导通时间区间为

$$d = \{t \mid t_3 \leq t \leq t_2\}. \quad (8)$$

式中: t_1, t_2, t_3 为

$$t_1 = \frac{\pi + \varphi + \arccos\left(\frac{m\cos\varphi}{2}\right)}{\omega}; \quad (9)$$

$$t_2 = \frac{\pi + \varphi - \arccos\left(\frac{m\cos\varphi}{2}\right)}{\omega}; \quad (10)$$

$$t_3 = \frac{-\pi + \varphi + \arccos\left(\frac{m\cos\varphi}{2}\right)}{\omega}. \quad (11)$$

式中: φ 为系统的功率因数角.

这样,一个工频周期内流经第 k 个子模块中器件 X 的电流的平均值为

$$I_{X_ave}(k) = \left| \frac{1}{T} \int_{t \in d} \tau i_{ap} dt \right|. \quad (12)$$

一个工频周期内流经器件 X 的电流的有效值为

$$I_{X_arm}(k) = \left| \frac{1}{T} \int_{t \in d} \tau i_{ap}^2 dt \right|. \quad (13)$$

式中: T 为工频周期; d 为器件 X 对应的导通时间区间; τ 为器件 X 对应的脉冲函数; X 为 T_1, T_2, D_1, D_2 .

2.1.1 通态损耗

采用二次拟合方式^[14],第 k 个子模块中,器件 X 的通态损耗可表示为

$$P_{X_con}(k) = I_{X_ave}(k) U_{CE} + I_{X_arm}^2(k) r_{CE}. \quad (14)$$

式中: U_{CE} 和 r_{CE} 分别是器件 X 的通态电压偏置和通态电阻.这两个参数可以通过器件厂家提供的器件参数表通过线性插值的方式得到.

2.1.2 动态损耗

IGBT 的开关损耗和二极管的反向恢复损耗与器件上平均电流近似为线性关系,因而第 k 个子模块中器件 X 的动态损耗为

$$P_{X_don}(k) = f_c \frac{E_{ref}}{U_{ref} I_{ref}} \frac{U_{dc} I_{X_ave}(k)}{N}. \quad (15)$$

式中: f_c 为载波频率; E_{ref} 为器件 X 在电压为 U_{ref} , 电流为 I_{ref} 下测得的一次开关动作产生的损耗,这可以通过器件厂商提供的数据参数表得到.

所以,基于载波移相的 MMC 总损耗可表示为

$$P_{eps}(N) = 6 \sum_{k=1}^{k=N} (P_{T1_con}(k) + P_{T2_con}(k) + P_{D1_con}(k) + P_{D2_con}(k)) + 6 \sum_{k=1}^{k=N} (P_{T1_don}(k) + P_{T2_don}(k) + P_{D1_don}(k) + P_{D2_don}(k)). \quad (16)$$

2.2 最近电平逼近损耗计算

最近电平逼近的基本思想是:控制单相上下桥臂处于投入状态的子模块总数保持不变,可通过改变上桥臂和下桥臂的处于投入状态子模块个数,达到输出多电平的目的. a 相上桥臂处于投入状态的子模块个数可由下式计算得到:

$$n_{ap}(N) = \text{round}\left(\frac{N}{2} - \frac{Nm}{2} \cos(\omega t)\right). \quad (17)$$

式中: $\text{round}(\)$ 表示取整函数.当子模块 N 比较大时,可以将 $n_{ap}(N)$ 作连续处理.

2.2.1 通态损耗

IGBT 和二极管的通态损耗可以用下式表示^[14]:

$$P_{T_con}(i_{ce}) = i_{ce} U_{ceo} + i_{ce}^2 r_{ce}; \quad (18)$$

$$P_{D_con}(i_f) = i_f U_{fo} + i_f^2 r_f. \quad (19)$$

式中: i_{ce} 和 i_f 分别为 IGBT 和二极管导通时流经器件的电流; U_{ceo} 和 r_{ce} 分别为 IGBT 的通态电压偏置和通态电阻; U_{fo} 和 r_f 分别为二极管对应的通态电压偏置和通态电阻.

以 a 相上桥臂为例. 考虑到 a 相上桥臂电流的正负, 如 a 相上桥臂电流为正时, 电流将流经 n_{ap} 个二极管(D_1)和 $N-n_{ap}$ 个 IGBT(T_2); 当 a 相电流为负时, 电流将流经 n_{ap} 个 IGBT(T_1)和 $N-n_{ap}$ 个二极管(D_2). 这样, 电流正负的不同, 产生损耗的器件类型及对应个数也不同, 可以依据桥臂电流的正负将通态损耗进行分段计算, 得到 a 相上桥臂的通态损耗的计算如下:

$$P_{con} = \frac{1}{T} \left\{ \int_{t_2}^{t_1} [n_{ap} P_{T_con}(-i_{ap}) + (N - n_{ap}) P_{D_con}(-i_{ap})] dt \right\} + \frac{1}{T} \left\{ \int_{t_3}^{t_2} [n_{ap} P_{D_con}(i_{ap}) + (N - n_{ap}) P_{T_con}(i_{ap})] dt \right\}. \quad (20)$$

2.2.2 动态损耗

动态损耗是调制过程中子模块个数变化产生的损耗. 由于这部分损耗与投入子模块数目的变化有关系, 因此引入变化率函数 ρ 来描述子模块数量的这种变化情况. 将其定义为上桥臂投入的子模块对时间的倒数, 即

$$\rho = \frac{dn_{ap}}{dt} = \frac{Nm\omega}{2} \sin(\omega t). \quad (21)$$

由定义可见, 变化率函数描述了单位时间内子模块数变化的个数. 当投入子模块数增大时, 变化率函数为正值, 当投入子模块数减小时, 变化率函数为负值. 但是注意到, 不管是子模块数增大还是减小, 都会产生开关动作, 即此时都会产生损耗, 因此在计算损耗时, 需要考虑变化率函数的正负进行分段计算. 据此得到开关损耗为

$$P_{don} = \frac{1}{T} \int_{\frac{\pi}{\omega}}^{t_1} -\frac{Nm\omega}{2} \sin(\omega t) (a_1 - b_1 i_{ap} + c_1 i_{ap}^2) k_1 dt + \frac{1}{T} \int_0^{t_2} \frac{Nm\omega}{2} \sin(\omega t) (a_1 + b_1 i_{ap} + c_1 i_{ap}^2) k_1 dt + \frac{1}{T} \int_{t_2}^{\frac{\pi}{\omega}} \frac{Nm\omega}{2} \sin(\omega t) (a_3 - b_3 i_{ap} + c_3 i_{ap}^2) k_3 dt + \frac{1}{T} \int_{t_2}^{\frac{\pi}{\omega}} \frac{Nm\omega}{2} \sin(\omega t) (a_2 - b_2 i_{ap} + c_2 i_{ap}^2) k_2 dt + \frac{1}{T} \int_{t_3}^0 -\frac{Nm\omega}{2} \sin(\omega t) (a_3 + b_3 i_{ap} + c_3 i_{ap}^2) k_3 dt + \frac{1}{T} \int_{t_3}^0 -\frac{Nm\omega}{2} \sin(\omega t) (a_2 + b_2 i_{ap} + c_2 i_{ap}^2) k_2 dt. \quad (22)$$

式中: $a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2, a_3, b_3, c_3$ 分别为特定结温和截止电压下 IGBT 关断损耗、开通损耗、二极管反向恢复损耗的二次拟合系数; k_1, k_2, k_3 分别为实际结温和截止电压修正系数, 可根据开关管数据手册获得.

所以, 结合式 (20) 和式 (22) 可知, 基于最近电平逼近调制的 MMC 的总损耗为

$$P_{nlm}(N) = 6(P_{con} + P_{don}). \quad (23)$$

3 损耗分析

令载波移相调制得到的损耗与最近电平逼近得到的损耗相等, 即

$$P_{nlm}(N) = P_{cps}(N). \quad (24)$$

根据式 (16) 和式 (23) 可知, 满足式 (24) 的 N 值与系统参数 C, S, V 等及控制参数 f_c 有关. 其中系统参数在换流阀建好之后就确定了, 不能改变, 故本文主要探讨的是开关频率 f_c 对临界子模块数的影响.

开关管的型号选用的是 Infineon-FZ1200R45HL. 系统工作于逆变状态, 且处于单位功率因素. 各系统参数如表 1 所示.

当载波移相的频率为 200 Hz, 电容偏差最大允许值为 5% 时, 载波移相和最近电平逼近时的损耗如图 3 所示. 从图 3 中可以看出: 当 N 较小时, 采用载波移相时的损耗较大, 如 N 取值 5 时, 损耗百分比达到

0.1413%;而采用最近电平逼近时的损耗相对较小,当 N 取值5时,损耗只有0.1289%.随着 N 的增大,采用最近电平逼近方式时,系统损耗增大趋势较陡;而采用载波移相调制方式时,损耗增加较为缓慢.当 N 增大到10时,采用载波移相和最近电平逼近调制方式时的损耗达到相等,损耗值约为0.203%.当 N 进一步增大时,采用最近电平逼近时的损耗大于采用载波移相的损耗,当 N 达到20时,采用载波移相对应的损耗只有0.329%,而采用最近电平逼近调制的损耗则达到0.353%.

表1 换流阀系统参数

调制方式	容量/MW	直流电压/kV	调制比	载波频率/Hz	电容/mF	桥臂电感/mH	功率因素角/(°)	电压偏差/%
载波移相	60	50	0.95	200	50	1	0	/
最近电平逼近	60	50	0.95	/	50	1	0	5

这是因为当子模块数较少时,采用最近电平逼近的调制方法需要的开关次数很少,但采用载波移相的调制方法需要的开关次数与载波频率成正比,一般会达到200 Hz,因此采用最近电平逼近的损耗低于载波移相的频率,这在图3的左半部分清晰的表现出来.

在直流侧电压不变的情况下,当子模块个数逐渐增大时,根据式(3)可知,每个子模块电容电压逐渐减小.而在最近电平逼近调制方式下,设置的电容偏差的最大允许值为电容电压预设值的5%,因而,电容电压的允许偏差随着 N 的个数的增加而减小.根据式(2)可知,桥臂电流与子模块个数无关,这样, N 增大时,将会在更短的时间内进行电容的均压控制,因而在一个工频周期内,开关动作次数也就更多,相应的损耗就更大.而载波移相调制下,载波周期固定,每一个子模块在一个工频周期内的开关次数是不变的,因而,即使子模块个数增大,损耗的增大没有最近电平逼近调制方式下明显.因此随着子模块数的增多,最近电平逼近损耗的增速高于载波移相损耗的增速.当子模块数大于10后,最近电平逼近的损耗首次超过载波移相的损耗,并且子模块数越大,二者的差距也越大,这在图3的右半部分可以清晰的看出.

接下来,再分析当载波移相调制频率变化时系统损耗的变化规律.图4给出了最近电平逼近调制下电容电压的最大允许偏差值为5%时,不同载波频率时采用载波移相和最近电平逼近损耗相等时 N 值的变化.从图中可以看出:在最近电平逼近的电容电压偏差的预设值不变的情况下,随着载波频率的增大,相应的临界子模块数 N 的值是在不断变大的.这是由于调制频率增大,载波移相调制下损耗也会增大,而最近电平逼近的损耗基本不变,因此临界子模块数 N 也相应增大,这与实际情况一致.

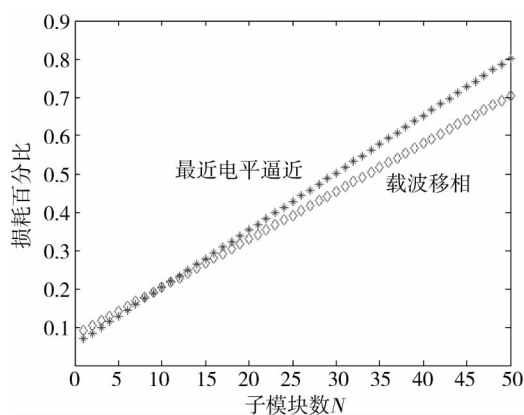


图3 子模块个数与2种调制关系

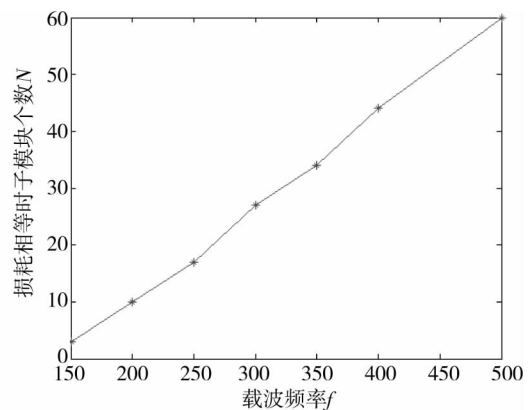


图4 载波频率 f 与 N 的关系

4 结论

- 1)最近电平逼近和载波移相是MMC变流器2种常见的调制方法.
- 2)当MMC子模块数较多时,采用载波移相具有较低的损耗;当MMC子模块数较少时,采用最近电平逼近的调制方法具有较低的损耗.

3) 当 MMC 子模块数达到一定的值时,载波移相和最近电平逼近的损耗相等;该值与载波频率密切相关,当载波频率增大时,该值也相应增大。

4) 实际工程中,应根据现场情况选择合适的调制方法以降低损耗。

参考文献:

- [1] 杨柳,黎小林,许树楷,等. 南澳多端柔性直流输电示范工程系统集成设计方案[J]. 南方电网技术,2015(1):63-67.
- [2] 蒋冠前,李志勇,杨慧霞,等. 柔性直流输电系统拓扑结构研究综述[J]. 电力系统保护与控制,2015,43(15):145-153.
- [3] 马为民,吴方劫,杨一鸣,等. 柔性直流输电技术的现状及应用前景分析[J]. 高电压技术,2014,40(8):2429-2439.
- [4] 周月宾,江道灼,胡鹏飞. 一种 MMC-HVDC 的直流电压波动抑制新方法[J]. 中国电机工程学报,2013,33(27):36-43.
- [5] 廖武. 模块化多电平变流器(MMC)运行与控制若干关键技术研究[D]. 长沙:湖南大学,2016.
- [6] 杨云森,郭育华. 单相模块化多电平变流器控制策略研究[J]. 电源学报,2015(2):88-93.
- [7] 王楚,宋平岗,李云丰. 模块化多电平变流器的最近电平逼近调制策略[J]. 大功率变流技术,2012(4):20-22,34.
- [8] 王思蕴,施科研,陈敏,等. 模块化多电平变流器(MMC)两种调制比较[J]. 电源学报,2013(3):58-63.
- [9] 班明飞. 模块化多电平变流器控制策略的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2013.
- [10] 饶宏,李建国,宋强,等. 模块化多电平换流器直流输电系统损耗的计算方法及其损耗特性分析[J]. 电力自动化设备,2014,34(6):101-106.
- [11] 刘栋,汤广福,贺之渊,等. 基于面积等效法的模块化多电平换流器损耗分析[J]. 电网技术,2012,36(4):197-201.
- [12] 周莹坤,齐磊,姜舒婷,等. 采用最近电平控制的模块化多电平换流器损耗一致性分析[J]. 电网技术,2015(9):2490-2497.
- [13] Drjapakse AD, Gole A M, Wilson P L. Electromagnetic transient simulation models for accurate representation of switching losses and thermal performance in power electronic systems[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2005, 20(1):319-327.
- [14] 刘利渊,史海丽. 模块化多电平换流器损耗特性研究[J]. 黑龙江电力,2014,05:435-438.
- [15] 屠卿瑞,徐政. 基于结温反馈方法的模块化多电平换流器型高压直流输电阀损耗评估[J]. 高电压技术,2012,38(6):1506-1512.
- [16] 王海田,汤广福,贺之渊,等. 模块化多电平换流器的损耗计算[J]. 电力系统自动化,2015(2):112-118.
- [17] 张哲任,徐政,薛英林. 基于分段解析公式的 MMC-HVDC 阀损耗计算方法[J]. 电力系统自动化,2013(15):109-116.
- [18] Rohner S, Bernet S, Hiller m, et al. Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters[J]. IEEE Trans on Industry Electronics, 2010, 57(8):2633-2642.
- [19] 黄守道,廖武,高剑,等. 基于改进均压算法的模块化多电平变流器开关频率分析[J]. 电工技术学报,2016,31(13):36-45.
- [20] Huang S, Liao W, Liu P, et al. Analysis and calculation on switching frequency and switching losses of modular multilevel converter with maximum sub-module capacitor voltage deviation[J]. Iet Power Electronics, 2016, 9(2):188-19.