

文章编号:1671-251X(2013)12-0055-06 DOI:

宋平岗,李云丰,王立娜.载波移相调制死区时间对模块化多电平换流器的影响研究[J].工矿自动化,2013,39(12):55-60.

载波移相调制死区时间对模块化 多电平换流器的影响研究

宋平岗, 李云丰, 王立娜

(华东交通大学 电气与电子工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要:分析了死区时间对模块化多电平换流器单个子模块的影响,得出了如下结论:桥臂电流大于零时,子模块从投入状态转向切除状态会产生正极性的死区电压;桥臂电流小于零时,子模块从切除状态转向投入状态会产生负极性的死区电压。分析了死区电压对模块化多电平换流器理想基波电压的影响,推导了输出死区基波电压等效幅值、实际输出电压基波幅值及角度偏移量的公式,得出了以下结论:直流侧电压一定时,死区电压对模块化多电平换流器的影响与载波比、死区时间和输出电压与电流的相位差有关,与投入模块数无关;提高电压调制度和降低死区时间可有效降低死区时间对模块化多电平换流器的影响。仿真结果验证了上述结论的有效性。

关键词:模块化多电平换流器;死区时间;载波移相调制;电压调制度

中图分类号:TD67 文献标志码:A 网络出版时间:

网络出版地址:

Research of influence of dead time by carrier phase shifted modulation on
modular multilevel converter

SONG Ping-gang, LI Yun-feng, WANG Li-na

(School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University,
Nanchang 330013, China)

Abstract: The paper analyzed influence of dead time on single sub-module of modular multilevel converter and reached conclusions that the sub-module will produce positive dead voltage from inserted state to cut-off state when arm current is positive and negative dead voltage from cut-off state to inserted state when arm current is negative. It analyzed influence of dead time on ideal fundamental voltage of modular multilevel converter, and deduced formulas of equivalent amplitude of output fundamental wave of dead voltage, actual amplitude of fundamental wave and offset of angle of output voltage, so as to reach conclusions that when voltage of DC side is fixed value, influence of dead time on modular multilevel converter relates to carrier wave ratio, dead time and phase-difference between output voltage and output current and unrelates to numbers of input module, improving modulation depth of voltage and reducing dead time can reduce influence of dead time on modular multilevel converter effectively. Simulation result validates effectiveness of the above conclusions.

Key words: modular multilevel converter; dead time; carrier phase shifted modulation; modulation depth of voltage

收稿日期:2013-08-15。

基金项目:国家自然科学基金资助项目(50577025);江西省研究生创新专项基金项目(YC2012-S076)。

作者简介:宋平岗(1965—),男,江西新余人,教授,博士,研究方向为新能源发电与并网,E-mail:pgsong@ecjtu.edu.cn。通讯作者:李云丰。

0 引言

模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 采用子模块级联的方式, 不需要开关器件串联, 具有输出电压谐波含量少、电流畸变率低、扩容方便等优点, 近几年成为高压直流输电的研究热点之一^[1-5]。载波移相 (Carrier Phase Shifted, CPS) 调制策略是一种性能优越的脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 策略, 等效频率高, 基波不受谐波影响, 只与调制比和载波数量有关^[6-9]。传统级联 H 桥的分析方法完全可以移植至 MMC 中^[7-8]。

MMC 子模块上下功率开关管需要设置死区时间, 死区时间的存在使输出电压畸变率变大、基波分量降低、谐波成分增大, 为检测桥臂电流方向带来了较大麻烦。参考文献[10]分析了级联型高压变频器的死区效应, 推导出级联 H 桥死区电压的等效傅里叶级数, 定量计算了死区电压对级联 H 桥输出电压的影响。以往文献^[1,3-4]认为 MMC 运行时投入的模块总数一直需要保持 N 不变 (N 为额定投入模块总数), 然而近两年有相关文献报道投入运行的模块总数并非一定要保持不变^[11-13]。由于每个子模块单独由三角载波和调制波控制, 因此, 桥臂每次只动作 1 个子模块, 这也导致采用参考文献[2]提出的载波移相调制策略时, MMC 投入的模块总数并不是一直维持在 N 不变, 而是在 $N-1, N, N+1$ 三者之间变化, 这为本文给出的假设条件 (桥臂每次只动作 1 个子模块) 分析死区时间对 MMC 的影响奠定了理论基础。

1 MMC 基本原理

MMC 的基本结构如图 1 所示, 右上图是其子模块的基本结构。

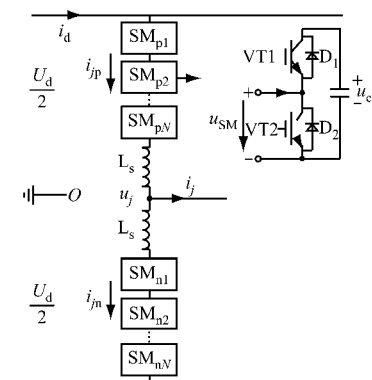


图 1 MMC 的基本结构

图 1 中, U_d 为 MMC 直流侧电压; I_d 为直流侧电流; i_{jp} 和 i_{jn} 分别为 j ($j=a, b, c$) 相上下桥臂电流, 与上下桥臂有关的量分别用“p”和“n”表示; u_j 和 i_j 分别为 MMC 交流侧输出电压和电流, u_{SM} 和 i_{SM} 分别为子模块输出电压和电流。

不考虑冗余子模块, 令子模块状态 $S_{jki}=1$ ($k=p$ 或 $n, i=1, 2, \dots, N$) 表示子模块投入工作, 反之则为切除状态。假设电容电压波动较小, 可得上下桥臂的电压、电流和交流侧输出电压的表达式为^[2-3]

$$\begin{cases} i_{jp} = \frac{I_d}{3} + \frac{i_j}{2} \\ i_{jn} = \frac{I_d}{3} - \frac{i_j}{2} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_{jp} = \frac{U_d}{2} - u_j \\ u_{jn} = \frac{U_d}{2} + u_j \end{cases} \quad (2)$$

$$u_j = \frac{u_c}{2} \left(\sum_{i=1}^N S_{jni} - \sum_{i=1}^N S_{jpi} \right) \quad (3)$$

式中: u_{jp}, u_{jn} 分别为 j 相上、下桥臂投入模块电压总和; I_d 为直流电流; u_c 为电容平均电压。

考虑三相对称, 令 MMC 交流侧 A 相电压、电流表达式为

$$\begin{cases} u_a = U_a \sin \omega t = \frac{mU_d}{2} \sin \omega t \\ i_a = I_a \sin(\omega t - \varphi) = \frac{2kI_d}{3} \sin(\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} i_{ap} = \frac{I_d}{3} [1 + k \sin(\omega t - \varphi)] \\ i_{an} = \frac{I_d}{3} [1 - k \sin(\omega t - \varphi)] \end{cases} \quad (5)$$

式中: U_a, I_a 为 A 相电压、电流幅值; ω 为角速度; m 为电压调制度, $m=2U_a/U_d$; k 为电流调制比, $k=(I_a/2)/(I_d/3)$ ^[5-6]; φ 为输出电压和电流的相位差。

根据功率平衡, 电压调制度 m 、电流调制比 k 和相位差 φ 应满足

$$mk \cos \varphi = 2 \quad (6)$$

2 死区时间对 MMC 的影响

2.1 死区时间对子模块的影响

电压源换流器开关器件死区的设置一般采用“先断后通”的原则^[10]。图 2(a)和图 2(b)分别为 VT1 与 VT2 的理想触发脉冲, 图 2(c)和图 2(d)分别为 VT1 与 VT2 的实际触发脉冲, 图 2(e)和图 2(f)分别为桥臂电流 i_x ($x=jp, jn$) 方向不同时因死区时间的存在产生的模块死区电压 Δu_{err} , 其幅值为电容电压 u_c , 宽度为 t_d (死区时间)。

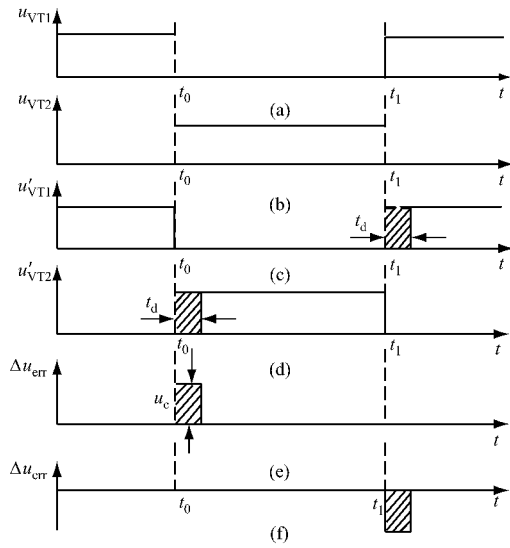


图2 子模块触发脉冲与输出电压波形

分析子模块死区时间的影响可知,桥臂电流大于零,子模块从投入到切除时会产生正极性的死区电压;桥臂电流小于零,子模块从切除到投入会产生负极性的死区电压。

单个子模块产生的死区电压为

$$u_{err_SM} = \text{sign}(i_x) \Delta u_{err} \quad (7)$$

2.2 死区时间影响分析

采用 CPS 调制时,分析死区时间对 MMC 的影响需要根据桥臂电流方向、子模块状态考虑。不考虑冗余子模块参与换流,MMC 每相桥臂共有 $2N$ 个子模块,因此,需要 $2N$ 个载波。不考虑零电流箝位效应,令式(5)等于零,得到工频周期内电流过零点为

$$\begin{cases} \omega t_1 = \varphi - \arcsin(1/k) \\ \omega t_2 = \varphi + \arcsin(1/k) \\ \omega t_3 = \pi + \varphi - \arcsin(1/k) \\ \omega t_4 = \pi + \varphi + \arcsin(1/k) \end{cases} \quad (8)$$

在 $\omega t_1 - \omega t_2$ 区间内,当上桥臂有模块动作、下桥臂没有模块动作时,该动作子模块产生正极性的模块死区电压,根据式(3),MMC 交流侧将输出负极性的输出死区电压,输出死区电压的高度为 $u_c/2$,宽度为 t_d ;当下桥臂有模块动作、上桥臂没有模块动作时,该动作的子模块产生正极性的模块死区电压,根据式(3),MMC 交流侧将输出正极性的输出死区电压,因此,在此区间内 MMC 交流侧输出死区电压的极性既有正极性也有负极性。同理可以分析其他 3 个区间内的情况,见表 1(其中“1”代表正极性,“-1”代表负极性)。

表1 MMC 输出死区电压极性分析

区间	$\text{sign}(i_p/i_n)$	输出死区电压极性
$\omega t_1 - \omega t_2$	1/1	1/-1
$\omega t_2 - \omega t_3$	1/-1	-1
$\omega t_3 - \omega t_4$	1/1	1/-1
$\omega t_4 - (2\pi + \omega t_1)$	-1/1	1

令载波比 $F = f_c/50$, f_c 为载波频率,每相共有 $2N$ 个子模块,因此,有 $2N$ 个载波。对每个模块来说,每个载波周期有且仅有 1 个时刻产生模块死区电压,不考虑重叠,1 个工频周期内将会产生 $2NF$ 个模块死区电压,每个模块死区电压的幅值为 $u_c/2$ 。为分析方便,将 $2NF$ 个输出死区电压平均分配在 1 个周期内,每个输出死区电压的宽度为 ωt_d ,相邻 2 个死区电压中心相差 π/NF ,如图 3 所示(其中 $\Delta N_1, \Delta N_2$ 为各个区间死区电压的个数, H 为 $\omega t_2 - \omega t_3$ 区间的等效死区方波的高度)

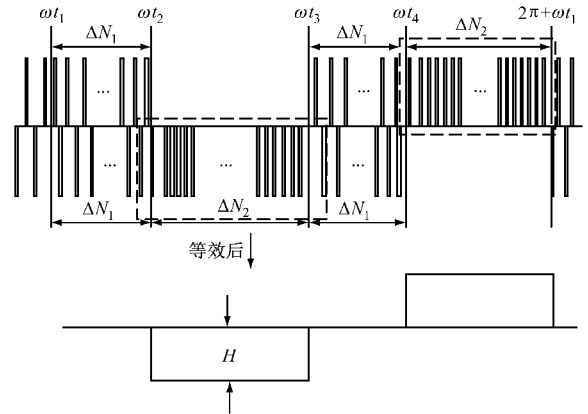


图3 MMC 交流侧输出死区电压分布及等效图

由图 3 可计算出各个区间死区电压的个数为

$$\begin{cases} \Delta N_1 = \frac{\arcsin(1/k)}{\pi} NF \\ \Delta N_2 = \frac{\pi - 2\arcsin(1/k)}{\pi} NF \end{cases} \quad (9)$$

式中: ΔN_1 和 ΔN_2 需取整数。

对简化后的输出死区电压建立精确的傅里叶级数公式:

$$u_{err}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{i=1}^{\Delta N_1} \frac{(-1)^{(n+1)/2} 2\sin(n\omega t_d/2)}{n\pi} \times \left[\sin\left(n\omega t - \frac{n\pi}{2} - \frac{n\omega t_d}{2} - n\alpha_i\right) - \sin\left(n\omega t - \frac{n\pi}{2} - \frac{n\omega t_d}{2} - n\beta_i\right) \right] u_c - \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\Delta N_2} \frac{(-1)^{(n+1)/2} 2\sin(n\omega t_d/2)}{n\pi} \times$$

$$\sin\left(n\omega t - \frac{n\pi}{2} - \frac{n\omega t_d}{2} - n\gamma_k\right)u_c \quad (10)$$

式中: $\alpha_i = \omega t_1 + 2\pi(i-1)/NF$; $\beta_i = \omega t_1 + 2\pi i/NF$; $i=1, 2, \dots, \Delta N_1$; $\gamma_k = \omega t_2 + (k-1)\pi/NF$, $k=1, 2, \dots, \Delta N_2$ 。

2.3 死区电压对基波电压的影响

采用面积等效原理能简单分析额定投入模块数 N 、电压调制度 m 、载波比 F 、输出电压和电流的相位差 φ 及死区时间 t_d 对 MMC 基波电压的影响。 $\omega t_2 - \omega t_3$ 区间的等效死区方波的高度 H 为

$$H = \frac{NFu_c\omega t_d}{2\pi} \quad (11)$$

在 $\omega t_2 - \omega t_3$ 区间与 $\omega t_4 - (2\pi + \omega t_1)$ 区间上建立等效死区方波的基波表达式:

$$u_{\text{error}_1}(t) = \frac{2FU_d\omega t_d}{\pi^2} \sin(\omega t - \pi - \varphi) \quad (12)$$

令理想基波电压 $U_{\text{ideal}} = mU_d/2 = mNu_c/2$, 根据图 4, 可得实际输出基波电压幅值 U_{real} 和角度偏移量 δ 为

$$U_{\text{real}} = \sqrt{\frac{m^2}{4} + \left(\frac{2F\omega t_d}{\pi^2}\right)^2 - \frac{2mF\omega t_d \cos \varphi}{\pi^2}} U_d \approx \left(\frac{m}{2} - \frac{2F\omega t_d \cos \varphi}{\pi^2}\right) U_d \quad (13)$$

$$\delta = \arctan \frac{4F\omega t_d \sin \varphi}{m\pi^2 - 4F\omega t_d \cos \varphi} \approx \arctan \frac{4F\omega t_d \sin \varphi}{m\pi^2} \quad (14)$$

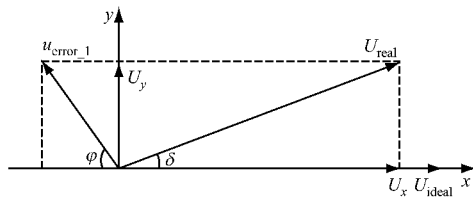


图4 死区电压对理想基波电压的影响

分析式(13)、式(14)可得到如下结论:

(1) 直流电压一定时, 损失的基波电压与载波比 F 、死区时间 t_d 及输出电压和电流的相位差 φ 的余弦量成正比, 与额定投入模块数 N 无关。

(2) 角度偏移量 δ 基本与载波比 F 、死区时间 t_d 、输出电压和电流的相位差 φ 的正弦量成正比, 与电压调制度 m 成反比, 同样与额定投入模块数 N 无关。

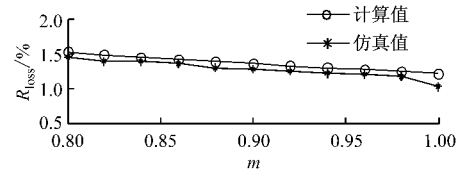
(3) 在直流电压确定的情况下, 可从降低载波比 F 、死区时间 t_d 大小及提高电压调制度 m 等方面减小死区时间 t_d 对 MMC 的影响。但是降低载波

比 F , 等效谐波带的次数降低会给滤波带来困难; 死区时间 t_d 也不能设置得太小, 否则可能造成电容直通; 提高电压调制度 m 可降低角度偏移量 δ , 即尽量使 MMC 运行在电压调制度 $m=1$, 也就是说直流电压需与交流电压匹配, 在交流侧可通过升压变压器实现。

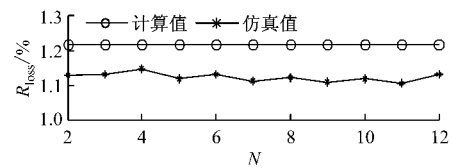
3 仿真分析

在 Matlab/Simulink 中搭建了基于 MMC 的逆变站, 负载为阻感性质, 子模块电容的理想电压为 1 kV, 采用参考文献[3]提出的 CPS 控制策略。

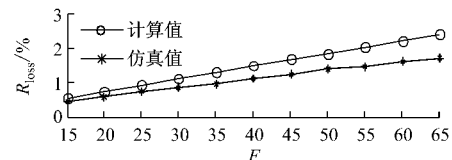
基波相对损失率 $R_{\text{loss}} = (U_{\text{ideal}} - U_{\text{real}})/U_{\text{ideal}} \times 100\%$, 其计算值和仿真值与单个参量之间的关系曲线如图 5 所示。



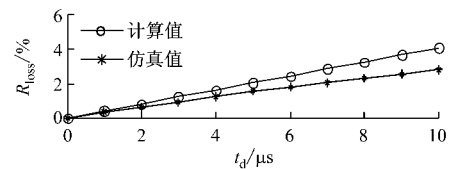
(a) $N=8$, $F=33$, $t_d=3 \mu\text{s}$, $\varphi=15^\circ$



(b) $m=1$, $F=33$, $t_d=3 \mu\text{s}$, $\varphi=15^\circ$



(c) $m=1$, $N=8$, $t_d=3 \mu\text{s}$, $\varphi=15^\circ$



(d) $m=1$, $N=8$, $F=33$, $\varphi=15^\circ$

图5 基波相对损失率 R_{loss} 与单个参量的关系曲线

图 5(a) 为基波相对损失率 R_{loss} 随电压调制度 m 变化的曲线, 说明随着电压调制度 m 的增大, 基波相对损失率 R_{loss} 会降低, 在实际工程中可通过升压变压器提高电压调制度 m 降低死区时间 t_d 对 MMC 的影响, 同时为补偿死区时间 t_d 对 MMC 不良影响可通过某种算法将补偿值叠加至调制波。图 5(b) 为基波相对损失率 R_{loss} 随额定投入模块数

N 变化的曲线,说明在直流电压一定时,死区时间 t_d 对 MMC 的影响与额定投入模块数 N 无关。图 5(c)和图 5(d)分别为基波相对损失率 R_{loss} 随载波比 F 和死区时间 t_d 变化的曲线,基波相对损失率 R_{loss} 与载波比 F 和死区时间 t_d 呈正比。1 个工频周期内器件的开关频率越大,死区脉冲电压的个数也就越多,死区对 MMC 的影响越大;同理,死区时间 t_d 设置越大,输出死区电压的宽度也就越大,从而对 MMC 的影响也越大。从图 5 可看出,电压调制度 m 、额定投入模块数 N 、载波比 F 、死区时间 t_d 中,死区时间 t_d 对 MMC 的不良影响最大。

输出电压畸变率 D_{TH} 的理想值和仿真值与单个参量之间的关系曲线如图 6 所示(其各图参量变化情况与图 5 的一致)。

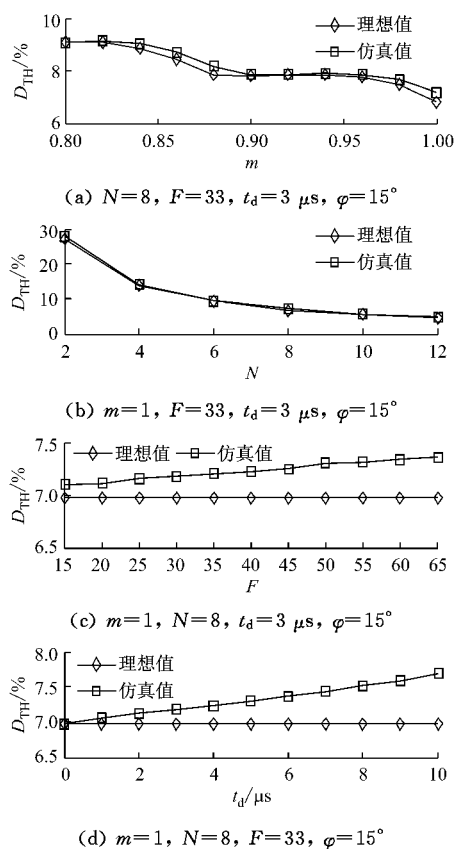


图 6 输出电压畸变率 D_{TH} 与单个参量之间的关系曲线

图 6(a)说明在直流电压和额定投入模块数 N 一定时,提高电压调制度 m 可降低 MMC 输出电压畸变率 D_{TH} 。图 6(b)说明额定投入模块数 N 越多,输出电压畸变率 D_{TH} 越小,但是额定投入模块数 N 增加会造成系统硬件成本增加,而且控制系统更加复杂,控制难度增大,需根据实际情况合理考虑。图 6(c)说明载波比 F 增加,模块死区电压增加,输出电压畸变率 D_{TH} 增加,但是从谐波考虑,增加载波

比意味着固有谐波带往更高次移动,可降低滤波器体积和成本。图 6(d)说明增加死区时间 t_d 会大大增加输出电压畸变率 D_{TH} ,不管从基波和谐波考虑,都需降低死区时间 t_d ,以减少其对 MMC 的不良影响,但是死区时间降低太小可能造成电容直通。

4 结论

(1) 桥臂电流大于零时,子模块从投入状态转向切除状态时会产生正的极性死区电压;桥臂电流小于零时,子模块从切除状态转向投入状态会产生负的极性死区电压。

(2) MMC 直流侧电压一定时,死区电压的影响与载波比、死区时间以及输出电压和电流的相位差有关,与投入模块数无关。

(3) 降低死区时间影响的最有效方式是提高电压调制度和降低死区时间。提高电压调制度可作为补偿死区电压影响的一种方法;降低死区时间可迅速降低其不良影响,但可能造成电容直通,需谨慎考虑。

参考文献:

- [1] 管敏渊,徐政,潘伟勇,等.最近电平逼近调制的基波谐波特性解析计算[J].高电压技术,2010,36(5):1327-1332.
- [2] HAGIWARA M, AKAGI H. Control and experiment of pulse width-modulated modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(7): 1737-1745.
- [3] 王姗姗,周孝信,汤广福,等.交流电网强度对模块化多电平换流器 HVDC 运行特性的影响[J].电网技术,2011,35(2):17-24.
- [4] 王姗姗,周孝信,汤广福,等.模块化多电平电压源换流器的数学模型[J].中国电机工程学报,2011,31(24):1-8.
- [5] 屠敏卿,徐政,郑翔,等.模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J].高电压技术,2010,36(2):547-552.
- [6] 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.
- [7] 王立乔,王长永,黄玉水,等.基于相移 SPWM 技术的级联型多电平变流器[J].高电压技术,2002,28(7):17-18.
- [8] 王立乔,杨博生,邬伟扬.载波幅值可调 PWM 技术及其在级联型多电平变流器中的应用[J].电工技术学报,2010,25(11):122-128.

-
- [9] 宋平岗,官二勇.级联多电平逆变器全调制比的特定谐波消除[J].电工技术学报,2006,21(9):81-87.
- [10] 陈锐,尹项根,王志华.级联型高压变频器死区效应分析[J].电力设备自动化,2003,23(8):33-37.
- [11] 郭捷,江道灼,周月宾,等.交直流侧电流分别可控的模块化多电平换流器控制方法[J].电力系统自动化,2011,35(7):42-47.
- [12] 宋平岗,李云丰,王立娜,等.基于改进阶梯波调制的模块化多电平换流器环流抑制策略[J].电网技术,2013,36(3):140-146.
- [13] 申斐斐.模块化多电平变流器控制系统的研究[D].杭州:浙江大学,2012.