

模块化多电平变流器预充电控制及其 SVG 实验

邓明¹, 吴强¹, 张志学², 唐剑钊¹, 刘华东², 谭胜武¹

(1. 株洲变流技术国家工程研究中心有限公司, 湖南 株洲 412001; 2. 南车电气技术与材料工程研究院, 湖南 株洲 412001)

摘要: 介绍了模块化多电平变流器的拓扑结构与工作原理, 提出了适用于模块化多电平变流器的控制策略与子模块储能电容预充电策略, 并进行了 SVG 样机研制。相关实验结果表明: 模块化多电平变流器具有良好的动态响应性能, 输出电压电平数较高, 电压谐波含量小, 工程应用前景十分广阔。

关键词: 模块化多电平变流器; 最近电平逼近; 预充电; SVG 实验

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2013)06-0061-05

Pre-charge Control of Modular Multilevel Converter and Its SVG Experiment

DENG Ming¹, WU Qiang¹, ZHANG Zhi-xue², TANG Jian-zhao¹, LIU Hua-dong², TAN Sheng-wu¹

(1. Zhuzhou National Engineering Research Center of Converters Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China;

2. CSR Research of Electrical Technology & Material Engineering, Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: It mainly introduced the topology and working principles of modular multilevel converter (MMC), put forward a control strategy and sub-module storage capacitor pre-charge strategy of the MMC. In addition, the prototype of SVG was developed. The relevant experimental results show that the MMC has a good dynamic response performance, higher number of output voltage levels and small voltage harmonic content, which will contribute to the broad prospects of engineering application.

Key words: modular multilevel converter (MMC); nearest level modulation (NLM); pre-charge; SVG experiment

0 引言

近年来, 多电平变流技术由于其自身具有输出电压电平数高、谐波含量低、电力电子器件电压应力小、 du/dt 小、开关频率低等一系列优点, 逐渐成为当今变流技术的研究热点, 可广泛应用于大功率高压变频器交流调速、电力系统静止同步无功补偿器、柔性交直流输电等领域。

多电平变流器拓扑结构整体上可分为两大类——元件箝位型与单元级联型。根据箝位元件的不同, 箝位型多电平变流器一般又分为二极管箝位型多电平变流器 (Diode-Clamped Multilevel Converter, DCMC)^[1-3] 与飞

跨电容型多电平变流器 (Flying-Capacitor Multilevel Converter, FCMC)^[4-5]; 单元级联型多电平变流器最典型的拓扑就是基于 IGBT 的 H 桥功率单元级联型多电平变流器 (Cascaded H-bridge Multilevel Converter, CHMC)^[6-7]。随着输出电平数增加, 箝位型多电平变流器中箝位元件的数量也相应大量增加, 其电路拓扑变得异常复杂, 对于控制的实现是非常不利的, 因而箝位型多电平变流器一般输出电平数有很大的局限性, 一般不高于五电平^[8]; 相比于元件箝位型多电平变流器, CHMC 不需要箝位元件, 采用模块化的功率单元结构设计便于系统扩容, 输出电平数随着级联的功率单元数目增加而相应提高。悬浮直流电容电压便于实现软件均压控制, 由于 CHMC 的各个 H 桥功率单元悬浮的直流电容电压, 在需要大功率有功能量处理的场合, 需要向各个 H 桥功率单元外供独立的直流电源, 一般是通过增加多

收稿日期: 2013-08-19

作者简介: 邓明 (1984-), 男, 硕士研究生, 工程师, 主要从事大功率变流器与智能电网系统技术研发工作。

绕组隔离变压器与整流单元来实现,因此也很大程度上增加了变流器系统的复杂程度和成本^[9]。

鉴于现有传统多电平变流器在较高应用电压等级、有功功率处理场合等方面存在的不足,德国学者 R. Marquardt 等人提出了模块化多电平变流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 的拓扑结构,其具有十足的科技创新和工程推广价值^[10-12]。MMC 的优点非常显著: (1) 采用模块化设计,在不改变三相电压源型换流器的拓扑结构的基础上,仅仅通过调整三相上下桥臂串联子模块的个数就可以适应各个电压与功率等级的变化; (2) 随着串联的子模块数增加,输出的电压电平数就越高,无需采用额外的滤波装置就可使输出电压十分接近理想正弦波形; (3) 采用更低的开关频率,可有效降低电力电子器件开关损耗,效率更高; (4) 通过分散于各个子模块中的储能电容可大大提高系统的故障穿越能力。

本文对模块化多电平变流器拓扑结构与工作原理进行了详细分析,提出了适用于模块化多电平变流器的控制策略与子模块储能电容预充电策略。

1 MMC 工作原理

1.1 MMC 拓扑结构

MMC 拓扑结构图如图 1 所示。

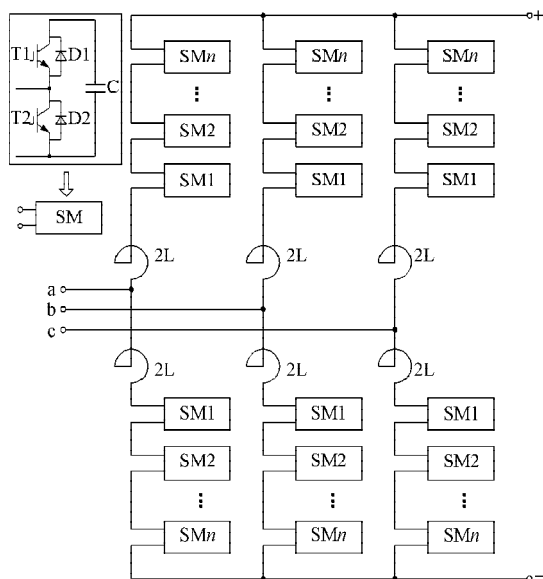


图 1 MMC 拓扑结构图

Fig. 1 Topology of MMC

该 MMC 拓扑结构由 6 个桥臂组成,每个桥臂由许多相同的子模块 (Sub-modular, SM) 与桥臂电抗器依次串联而成,每个子模块由一个 IGBT 半桥 (T1、T2、D1、D2) 和直流电容 C 共同构成。这样,对某个子模块来说,可以不用 IGBT 直接串联或者只需用少量 IGBT 直接串联,

从而避免了大量 IGBT 的直接串联。MMC 使用模块化设计、制造和组装,可以很容易地实现大量子模块的串联从而达到很高的电平数。随着电平数的增加,输出特性也得到改善,但是拓扑结构仍是六桥臂结构,拓扑复杂程度不变,仅仅是桥臂中的串联子模块数增加。

一个子模块工作中共有 3 种开关状态:

(1) 两 IGBT 均闭锁,称为闭锁状态,一般在启动和严重故障时应用,正常运行时不应用;

(2) 上部 IGBT (T1) 开通,下部 IGBT (T2) 闭锁,这时子模块输出电压为直流储能电容的电压,称为投入状态;

(3) 上部 IGBT (T1) 闭锁,下部 IGBT (T2) 开通,这时子模块输出电压为零,称为切除状态。

在正常运行过程中,可以通过投入状态和切除状态的切换来控制子模块的输出电压。另外,两 IGBT 都开通的状态会导致直流储能电容被短接,运行中必须严格禁止。

1.2 MMC 基本原理

MMC 等效电路原理图如图 2 所示,为实现稳定的直流母线电压,MMC 每一相桥臂中处于投入状态的子模块数是一个恒定值,即:

$$u_{a1} + u_{a2} = u_{b1} + u_{b2} = u_{c1} + u_{c2} = U_{dc} \quad (1)$$

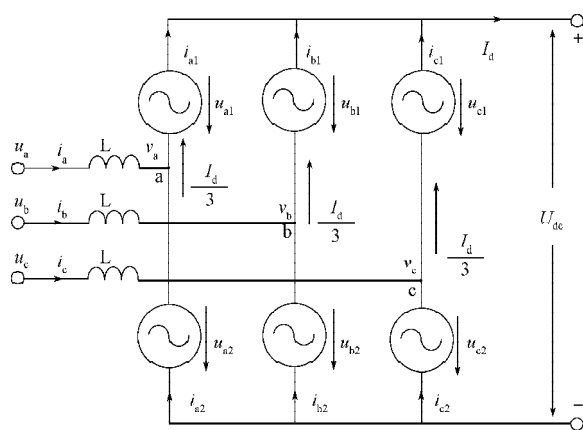


图 2 MMC 等效电路原理图

Fig. 2 Schematic diagram of equivalent circuit of MMC

各相上桥臂和下桥臂在任意时刻处于投入状态的子模块数量为 n ,是该相桥臂单元全部子模块数 ($2n$) 的一半。通过调整各相桥臂单元中处于投入状态的子模块在上、下桥臂之间进行实时分配,从而实现 MMC 阀侧 a, b, c 三点输出交流电压的调节。

以 a 相为例,由于 3 个相桥臂单元的对称性,直流母线电流 I_d 在 3 个相桥臂单元之间进行平均分配,每个相桥臂单元中的直流电流为 $I_d/3$ 。同时由于上下桥臂电抗器相等,交流电流 i_a 在上下桥臂间均分,这样 a 相上、下

桥臂电流分别为:

$$i_{a1} = \frac{I_d}{3} + \frac{i_a}{2} \quad (2)$$

$$i_{a2} = \frac{I_d}{3} - \frac{i_a}{2} \quad (3)$$

2 MMC控制策略

2.1 MMC的数学模型

设三相电网电压平衡,根据图2的MMC等效电路原理图,可得到在同步旋转坐标系下MMC的数学模型:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= u_d + L\omega i_q - v_d \\ L \frac{di_q}{dt} &= u_q - L\omega i_d - v_q \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中: u_d, u_q ——电网电压的 d, q 轴分量; v_d, v_q ——MMC交流侧电压的 d, q 轴分量; i_d, i_q ——电网电流的 d, q 轴分量; ω ——电网角频率。

本文所提出的模块化多电平变流器控制策略是由电流内环和功率外环所组成的双闭环矢量控制技术。根据在 dq 坐标系下建立的MMC数学模型,结合外环的有功功率、无功功率以及直流电压等指令值,计算生成内环交流电流的指令值;通过电流内环控制计算得出MMC阀侧输出的交流电压调制波;通过调制技术最终生成MMC各相桥臂单元子模块中IGBT的触发脉冲。MMC控制原理框图如图3所示。

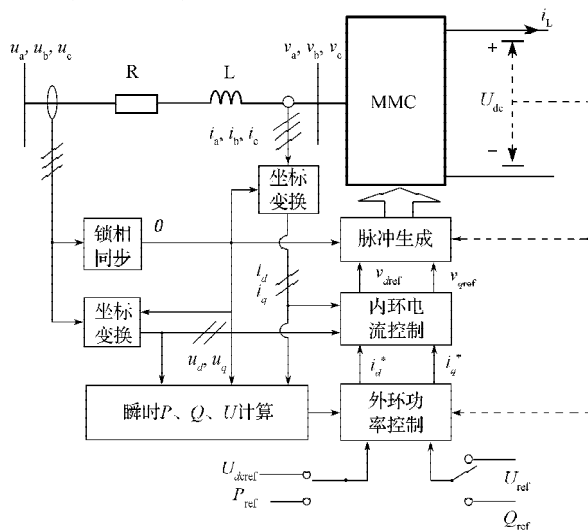


图3 MMC控制原理框图

Fig. 3 Schematic diagram of MMC control strategy

2.2 MMC调制与电压平衡控制

最近电平逼近调制(Nearest Level Modulation, NLM)的基本原理是使用最近的电压矢量或电平瞬时逼近正弦调制波,适合用于电平数很多的场合。因此本文采用此调制方法生成MMC中各子模块IGBT触发脉冲。

NLM只提供了需要开通或关断的子模块数目,但不提供需要开通或关断哪几个具体的子模块,实际上,这个功能是由子模块直流电压平衡控制提供的,其实现方法如下:

(1)监测各子模块电容电压值,并将其输入控制器进行排序。

(2)测量桥臂电流方向,确定其对各子模块电容是充电还是放电。

(3)在下次电平变动时刻,如果桥臂电流对子模块电容充电,则投入该桥臂中电容电压偏低的子模块;如果桥臂电流方向导致子模块电容放电,则投入该桥臂中电容电压偏高的那些子模块。电容电压偏高还是偏低是根据对子模块电容电压监测的排序确定的。

3 子模块储能电容预充电策略

不同于传统两电平或者三电平的变流器,MMC的直流电压分布于各个子模块的储能电容中,需采用合适的启动控制来对这些子模块储能电容进行预充电。同时,为了限制MMC系统直接启动时产生的过电压和过电流,本文提出了分两阶段的子模块储能电容预充电策略,具体实现方法如下:

(1)不可控整流充电阶段:闭合K1开关接入限流电阻R,闭锁MMC所有IGBT脉冲信号,通过子模块中反并联二极管组成不可控整流桥向各个子模块储能电容进行预充电,其原理图如图4所示。

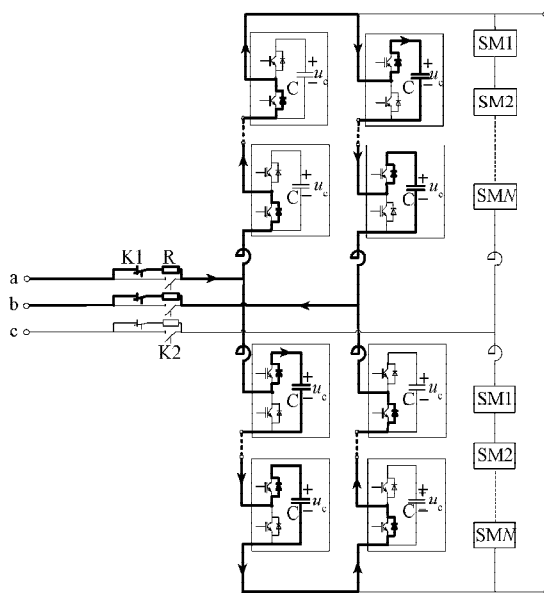


图4 不可控整流充电原理图

Fig. 4 Schematic diagram of uncontrolled rectifier charging

(2)直流电压控制阶段:待子模块完成整流充电过程,储能电容电压稳定后,旁路限流电阻。由于离额定电压值还有一定的差距,此时需通过控制IGBT的导通

和关断逐个对子模块电容器进行充电,从而建立系统额定直流电压,完成系统启动的预充电过程。

4 基于 MMC 的 SVG 样机研制及实验结果

4.1 基于 MMC 的 SVG 样机

为了验证模块化多电平变流器的性能,研制了一套基于 MMC 的 SVG 样机装置,其主接线如图 5(a)所示,实物照片如图 5(b)所示。该装置额定直流电压为 5 kV,取单个子模块电压 U_c 为 1 250 V,则每个桥臂应由 4 个子模块串联组成,并设置一个冗余模块,桥臂电抗器分别串联在每相的上下桥臂中。

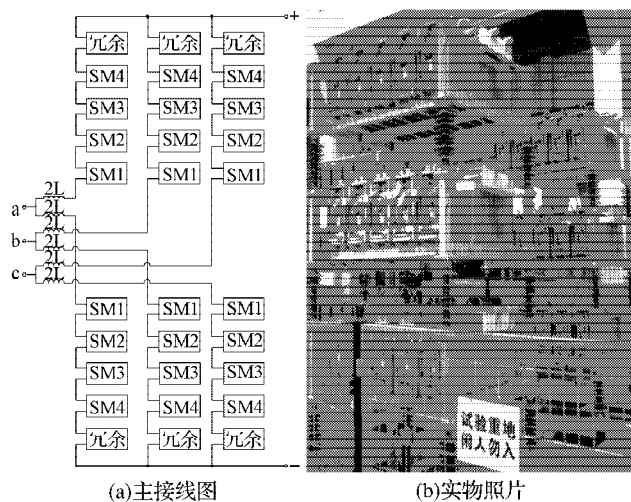


图 5 基于 MMC 的 SVG 样机

Fig. 5 Prototype of SVG based on MMC

基于 MMC 的 SVG 样机主要参数如表 1 所示。

表 1 基于 MMC 的 SVG 样机主要参数

Tab. 1 Main parameters of SVG prototype based on MMC

参数名称	数值
额定容量/MVA	1.5
电平数	5
直流电压/kV	5
电网侧电压/kV	2.5
子模块直流电压/kV	1.25
桥臂电抗/mH	4

4.2 实验结果

MMC 中 a 相桥臂子模块储能电容(上下各 4 个子模块)预充电过程波形如图 6 所示。从图中可以看出,整个预充电过程分为不可控整流充电阶段与直流电压控制阶段。其中在不可控整流充电阶段,每个子模块储能电容可以自由充电至 880 V 左右,从而启动子模块控制电源板(注:子模块控制电源采用高压自取能方式);在直流电压控制阶段触发 1 组(上下桥臂各 1 个)子模块,其储能电容充电至额定电压 1 250 V,其余 3 组子模块的储能电容每隔 0.5 ms 依次触发控制充电至额定电压 1 250 V。

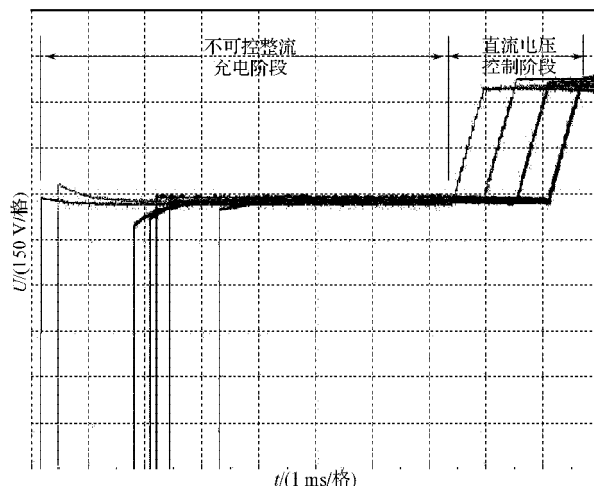


图 6 子模块储能电容预充电过程波形

Fig. 6 Waveform of the pre-charge process of sub-module storage capacitor

MMC 空载运行时电压波形如图 7 所示,此时 MMC 采用定直流电压和定无功功率的功率外环控制方式,直流电压给定 5 kV,无功功率给定为 0。从图中可以看出,MMC 交流侧 bc 相线电压 v_{bc} 生成典型的 9 电平电压,充分验证了本文所提出的双闭环矢量控制策略与最近电平逼近调制方法非常适用 MMC。电网侧 ab 相线电压 u_{ab} 与 MMC 交流侧 bc 相线电压 v_{bc} 之间相位差为 120° 。

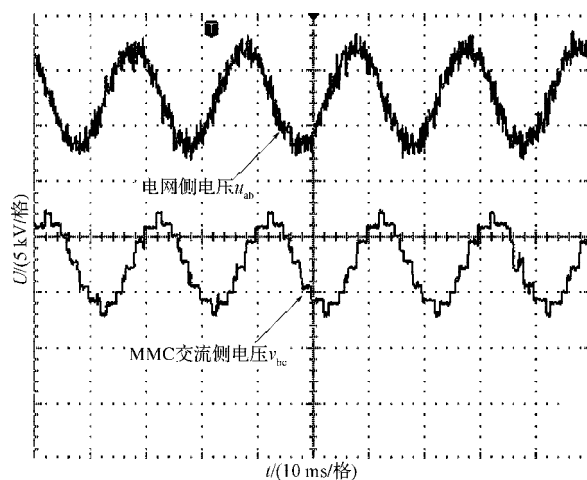


图 7 MMC 空载电压波形

Fig. 7 Waveform of MMC no-load voltage

图 8 与图 9 所示为基于 MMC 的 SVG 负载实验的电压与电流波形。此时 MMC 采用定直流电压加定无功功率的功率外环控制方式,直流电压给定 5 kV,无功功率给定为 1.2 Mvar,MMC 发生 1.2 Mvar 容性无功功率。

基于 MMC 的 SVG 负载实验的直流母线电压 U_{dc} 与电网侧 a 相电流 i_a 波形如图 8 所示,从图中可以看出,电网侧 a 相电流 i_a 为 275 A 左右,网侧 a 相电流 i_a 与 b 相电流 i_b 之间相位角相差 120° 。直流母线电压 U_{dc} 由桥臂中 4 个子模块储能电容电压 u_c 叠加生成,平均值稳定在 5 kV 左右。由于在子模块直流电压平衡控制中,每个子模块

储能电容不停的充放电,电压值大小不一,导致直流母线电压存在 $-500\text{ V}\sim 500\text{ V}$ 的电压波动。电压波动在最大允许范围:单个子模块额定电压的一半($u_c/2$),即 625 V 以内,符合MMC的技术要求。

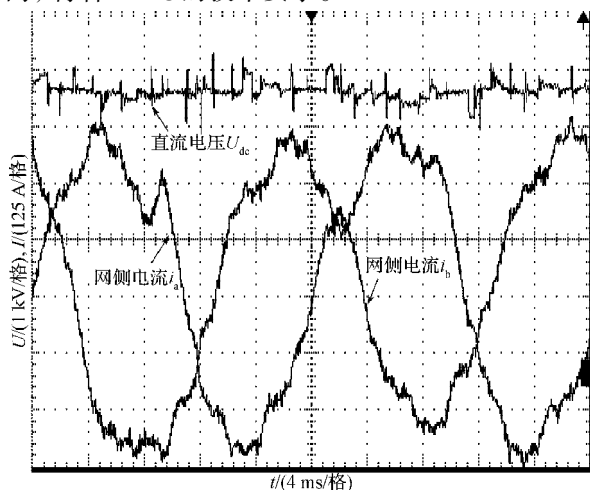


图8 基于MMC的SVG负载实验网侧电流与直流电压波形

Fig. 8 Waveforms of the grid-current and DC voltage for SVG load experiment based on MMC

基于MMC的SVG负载实验的交流侧ab相线电压 v_{ab} 、电网侧ab相线电压 u_{ab} 和电网侧a相电流 i_a 波形如图9所示。从图中可以看出,电网侧电流 i_a 为 282 A 左右,MMC交流侧ab相线电压 v_{ab} 与电网侧ab相线电压 u_{ab} 基本同相位, i_a 超前 u_{ab} 相位角约为 67° ,经计算,此时MMC装置发生约 1.21 Mvar 容性无功功率与约 0.15 kW 有功功率,与控制目标十分接近,成功实现SVG功能。

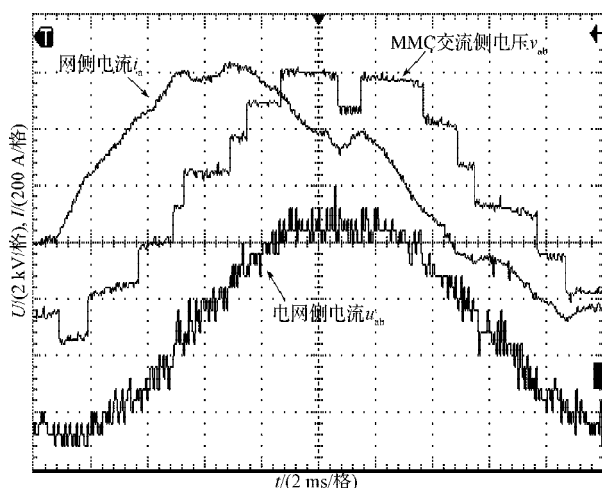


图9 基于MMC的SVG负载实验电压与电流波形

Fig. 9 Waveforms of the voltage and current for SVG load experiment based on MMC

理进行了详细分析,提出了适用于模块化多电平变流器的控制策略与子模块储能电容预充电策略;根据本文所提出的模块化多电平变流器拓扑结构,研制了一套SVG样机。相关实验结果表明,模块化多电平变流器具有良好的动态响应性能、输出电压电平数较高、电压谐波含量小,可广泛推广到电力系统无功补偿、柔性直流输电、直流电源等应用领域,具有广阔的工程应用前景。

参考文献:

- [1] Peng F Z. A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(2): 611-618.
- [2] 林磊, 邹云屏, 钟和清, 等. 二极管箝位型三电平逆变器控制系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 33-39.
- [3] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, 17(5): 518-523.
- [4] 洪峰, 刘苗, 嵇保健, 等. 一种飞跨电容型多电平逆变器电容建压方法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(6): 17-23.
- [5] Xu L, Agelidis G V. Active capacitor voltage control of flying capacitor multilevel converters[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2004, 151(3): 313-320.
- [6] Corzine K, Familiant Y. A new cascaded multilevel H-bridge drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(1): 125-131.
- [7] 孙建军, 张振环, 刘会金, 等. 基于级联型逆变器的中压有源电力滤波器滞环电流矢量控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(23): 86-90.
- [8] 高跃, 李永东. 二极管箝位型五电平逆变器电容电压平衡域研究[J]. 电工技术学报, 2008, 23(1): 77-83.
- [9] 孙炳海, 王剑, 李永东. 回馈式级联型变频器PWM整流控制及其谐波分析[J]. 电工技术学报, 2011, 26(7): 210-215.
- [10] Lesnkar A, Marquardt R. An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a wide Power Range[C]//IEEE Bologna Power Tech. Conference. Bologna(Italy), 2003: 1-6.
- [11] Glinka M. Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage[C]//Power Electronics Specialists Conference(PESC). Aachen(Germany), 2004: 2572-2576.
- [12] Lesnkar A, Marquardt R. A new modular voltage source inverter topology[C]//European Conference on Power Electronics and Applications(EPE). Toulouse(France), 2003: 1-10.
- [13] 邓明, 敬华兵, 黄志国, 等. 基于多重化换流器的柔性直流输电系统及其实验研究[J]. 大功率变流技术, 2013(1): 29-34.
- [14] 刘华东, 张定华, 唐建宇, 等. 抑制电弧炉闪变的STATCOM直接电压控制研究[J]. 电工技术学报, 2012, 27(9): 41-47.
- [15] 刘华东, 王卫安, 黄燕艳. STATCOM治理电弧炉的研究[J]. 大功率变流技术, 2011(4): 65-69.

5 结语

本文对模块化多电平变流器拓扑结构及其工作原

