

MMC 型 STATCOM 的关键技术

高哈璎, 胡增山, 靳平, 于美洁

(哈尔滨理工大学 电气与电子工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150080)

摘 要: 针对常规半桥型模块化多电平换流器对三相相间环流抑制能力不足的问题, 采用了一种新型功率拓扑结构, 在每个桥臂上增加一个 H 桥单元来抑制环流, 避免了复杂的坐标变换和解耦控制, 实现了环流的有效抑制; 同时, 针对子模块电容电压不平衡的问题, 采用了电容电压分级式均压控制策略, 实现了电容电压的稳定; 然后, 将模块化多电平换流器相关控制策略应用在高压大功率静止同步补偿器中; 最后在 Matlab/Simulink 中搭建了包含 6 个半桥子模块和 1 个 H 桥单元的 MMC-STATCOM 仿真模型, 结果证明了所述的新型功率拓扑的有效性及其控制策略的可行性。

关键词: 模块化多电平换流器; 静止无功发生器; 电压平衡; 环流抑制

DOI: 10.15938/j.jhust.2019.05.013

中图分类号: TM46 文献标志码: A 文章编号: 1007-2683(2019)04-0070-11

The Research of STATCOM Based on Modular Multilevel Converter

GAO Han-ying, HU Zeng-shan, JIN Ping, YU Mei-jie

(School of Electrical and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China)

Abstract: Capacitor voltage control and circulation current suppression are of great importance in the research of MMC topology. To solve the problem of the normal half bridge MMC having no enough ability to control circulation current around three-phase, we propose a novel MMC topology. Each arm of the novel topology adds a H bridge to suppress circulating current, simultaneously avoid the complex coordinate transformation and decoupling control, realize the effective inhibition of the circulating current. At the same time, the problem of the capacitance voltage imbalance of the submodule is solved by the capacitive voltage graded equalization control strategy and the stability of capacitors' voltage is realized. Then, the MMC control strategy is used in high voltage and high power static synchronous compensator occasions. Finally, the model of MMC-STATCOM with six half-bridge modules and one H bridge module is realized by Matlab/Simulink. The simulation results demonstrate that the novel topology is effective and the control strategy is reasonable.

Keywords: modular multilevel converter; static synchronous compensator; voltage balance; circulation inhibition

收稿日期: 2017-09-01

基金项目: 国家自然科学基金(51477005)。

作者简介: 胡增山(1992—), 男, 硕士研究生;

靳平(1993—), 男, 硕士研究生。

通信作者: 高哈璎(1969—), 男, 博士, 教授, E-mail: ghy@hrbust.edu.cn.

0 引言

随着电力电子技术的发展,各种电力换流器及非线性负载的大量应用,在电网中产生了大量的无功及谐波^[1]。为了改善电网的供电质量,采用无功补偿装置来提高功率因数和抑制谐波是一种很好的办法^[2]。

迄今为止,换流器大多采用传统的两电平或三电平的拓扑结构。但是,在高压大功率场合时,为了满足容量的需求,经常采用器件的串并联结构,这种结构要求同一桥臂的开关器件同时导通和关断,而开关器件的均压与均流控制是一个难点。同时,这种拓扑输出电平数少,谐波含量大。

多电平的拓扑结构在高压大功率领域有独特的优势,因此得到广泛的关注与深入的研究^[3]。常见的多电平拓扑主要有飞跨电容型、二极管箝位型和 H 桥级联型等三种^[4]。飞跨电容型和二极管箝位型拓扑随着输出电平数的增加,所需的开关器件和箝位电容数量迅速增加,实现更多电平的变换电路变得困难,而且需要电容电压均衡控制,不易普及^[5]。至于 H 桥级联拓扑结构,由于无公共的直流母线,桥臂间不能传递有功能量,因此各个模块间的电容电压平衡难以实现^[6]。

针对以上功率拓扑的缺点,德国学者提出了模块化多电平换流器(MMC)的拓扑结构^[7]。该结构具有公共直流母线,相间能量能够相互流动,在电网畸变时能够实现无功功率、谐波以及不平衡的综合补偿,因此得到了广泛的关注。

目前,对 MMC 的研究工作主要是主电路功率拓扑结构和电压平衡控制策略方面。桥臂间的环流会对系统的整体性能和电压平衡产生影响,然而目前针对 MMC 环流方面的研究工作还不够深入。

针对三相间的环流问题,文[8]指出了环流中存在二倍频负序分量,但没有给出具体的解决办法;文[9]提出了通过增加桥臂电感,来实现对环流的抑制,但桥臂电感的增大会导致系统体积和成本的增加;文[10]提出通过控制上、下桥臂电容电压差值来抑制环流,但该方法需要采集所有功率单元的直流侧电容电压,实现起来较为复杂且抑制效果一般;文[11]提出一种基于二倍频负序旋转坐标系下的环流解耦控制方法,该方法增加了 MMC 控制系统的运算量,且无法推广到四线制及以上系统中;文[12]采用了子模块均压控制方法,但该方法不能完

全消除电容电压的波动,且对环流的抑制效果并不明显。

针对 MMC 的调制策略,文[13-14]采用空间矢量调制技术,由于空间矢量数与电平数呈立方关系,因此,在电平数高的场合中运算将会非常复杂;文[15]采用特定次谐波消去法,利用阶梯波来逼近正弦波,但是在计算过程中需要求解高阶非线性超越方程组,计算起来非常复杂;文[16]提出了一种最近电平逼近的调制方法,但在电平数较低时会产生大量的谐波。

本文结合 MMC 自身的特点,通过对该功率拓扑结构和工作原理的分析,采用载波相移调制技术,该技术动态调节能力强,在较低开关频率下也具有良好的抑制谐波能力;其次,为了抑制环流,提出了一种在传统 MMC 的基础上增加 H 桥模块的新型拓扑结构;最后,将本文所提出的控制策略应用在高压、大功率 STATCOM 系统中,并通过系统仿真验证。

1 模块化多电平变换器(MMC)

1.1 传统 MMC 拓扑结构分析

图 1 为传统模块化多电平换流器(MMC)拓扑结构图,换流器有 6 个桥臂,各桥臂由 n 个完全相同的子模块(sub module, SM)串联而成,每个子模块包括两个功率开关管 T_1 和 T_2 以及一个储能电容 C 。

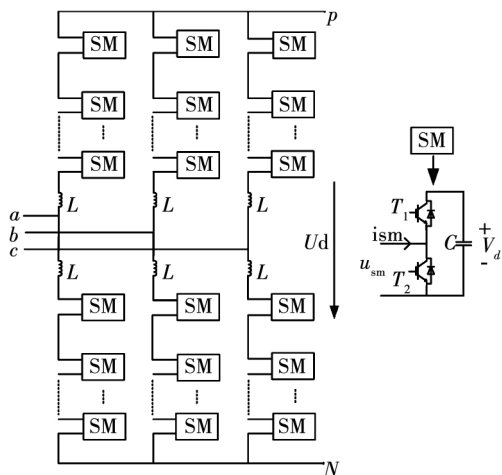


图 1 传统模块化多电平换流器拓扑图

Fig. 1 Traditional modular multilevel converter topology

1.2 子模块(SM)工作原理

图 1 中 SM 表示 MMC 拓扑结构的子模块,是组成 MMC 的基本单元,它是由两个功率开关管 T_1 、 T_2 组成的半桥子模块单元,直流侧为一个大电容 C 。

其中: i_{sm} 表示流入/流出 SM 模块桥臂电流; u_{sm} 表示 SM 模块输出的电压; V_d 表示 SM 模块直流侧电压。根据 SM 子模块不同的工作状态,可输出 0 和 V_d 。若用 S_1 和 S_2 表示 $T_1(D_1)$ 和 $T_2(D_2)$ 的开关状态,则子模块的桥臂电流 i_{sm} 方向与输出电压 u_{sm} 状态如表 1 所示。

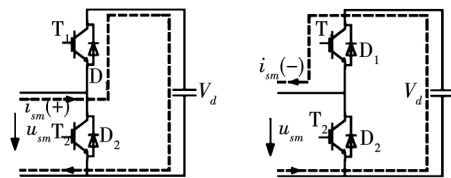
表 1 子模块不同开关状态对应状态表
Tab.1 Sub-module different switch state
cowsponding status table

i_{sm}	S_1	S_2	u_{sm}	dV_d/dt	状态
>0	1	0	V_d	>0	投入
	0	1	0	0	切除
<0	1	0	V_d	<0	投入
	0	1	0	0	切除

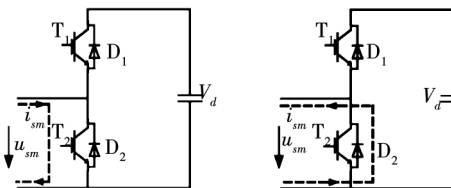
MMC 的子模块共有 3 种工作状态,如图 2 所示,图中虚线表明电流的方向。

1) T_1/D_1 导通、 T_2/D_2 关断

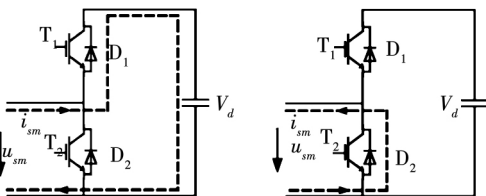
子模块为投入状态,如图 2(a) 所示。桥臂电流 i_{sm} 流入时为电容充电状态,桥臂电流流出时为电容放电状态,此时输出电压为 V_d 。



(a) T_1/D_1 导通、 T_2/D_2 关断, 投入状态



(b) T_1/D_1 关断、 T_2/D_2 导通, 切除状态



(c) T_1 关断、 T_2 关断, 闭锁状态

图 2 子模块的工作状态

Fig.2 Submodule working states

2) T_1/D_1 关断、 T_2/D_2 导通

子模块为切除状态,如图 2(b) 所示。此时桥臂

电流 i_{sm} 经 $T_2(D_2)$ 导通,直流侧电容电压不受其控制,因此输出电压为 0。

3) T_1 和 T_2 均关断

子模块为闭锁状态,如图 2(c) 所示。此状态下, T_1 、 T_2 不导通,电流通过续流二极管 D_1 向电容充电,但没有放电回路,处于闭锁状态。

1.3 模块化多电平换流器调制技术

载波相移调制技术(CPS-SPWM)基本原理为:同一桥臂共用一个调制波,每相上、下桥臂的调制波相位相反,保证了换流器每相在任意时刻投入的子模块数均是 n 。三角载波根据一定规律移相一定的角度与调制波比较,发出一组 PWM 后控制换流器子模块投切状态,子模块输出的电压叠加得到多电平电压输出。

载波相移调制技术的应用使得换流器的直流母线电压等于一相 $2n$ 个子模块输出电压之和,单个子模块只需承受 $1/n$ 直流母线电压;输出的相电压是 $(n+1)$ 电平,线电压是 $(2n+1)$ 电平,整个系统等效开关频率为载波的 $2n$ 倍。

1.4 子模块电容均压控制

模块化多电平换流器(MMC)正常运行的必要条件是要有一个稳定的直流侧电压^[7]。

本文采用微调修正 MMC 调制波的分级式电容电压平衡控制方法进行子模块电容均压控制,主要为相单元平均电压平衡控制和桥臂内部子模块电容电压平衡控制。

1) 相单元平均电压平衡控制

图 3(a) 为相单元平均电压平衡控制框图,电压外环使每相子模块电容电压平均值 $\bar{U}_c$ 跟随给定指令 U_{ref} 。电流内环的给定 $i_{j,cir}^*$ 由电压外环 PI 调节得来。电流内环是为了抑制相间环流,也采用 PI 调节器,其输出是平均电压平衡控制信 u_{Aj} 。图中 $\bar{U}_c$ 和 i_{cir} 由以下两式得到

$$\bar{U}_c = \frac{1}{2N} \sum_{j=1}^{2N} U_{cj} \quad (1)$$

$$i_{cir} = \frac{1}{2} (i_p + i_N) \quad (2)$$

2) 桥臂内部子模块电容电压平衡控制

图 3(b) 为桥臂内部子模块电容电压平衡控制框图,电压外环使子模块电容电压 U_{cji} 跟随给定指令 U_{ref} 。输出通过比例环节再乘以桥臂电流符号函数得到上、下桥臂内部子模块电容电压平衡控制的指令 u_{Bji} 。

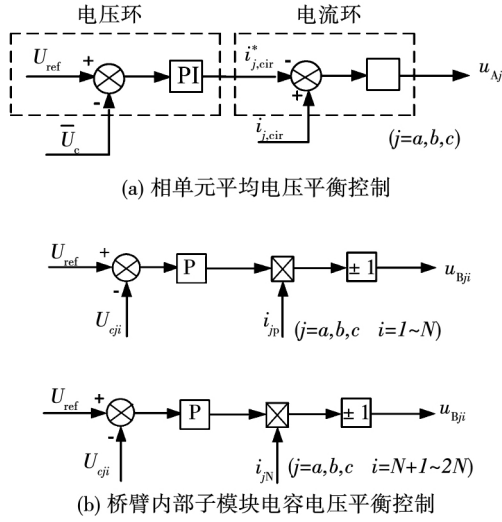


图 3 直流侧电容电压的控制框图

Fig. 3 Control block diagram of DC side capacitor voltage

1.5 基于新型拓扑的环流抑制控制策略

本文提出的新型拓扑结构是在原 MMC 系统的基础上,每相上、下桥臂各加入一个 H 桥单元,如图 4 所示。

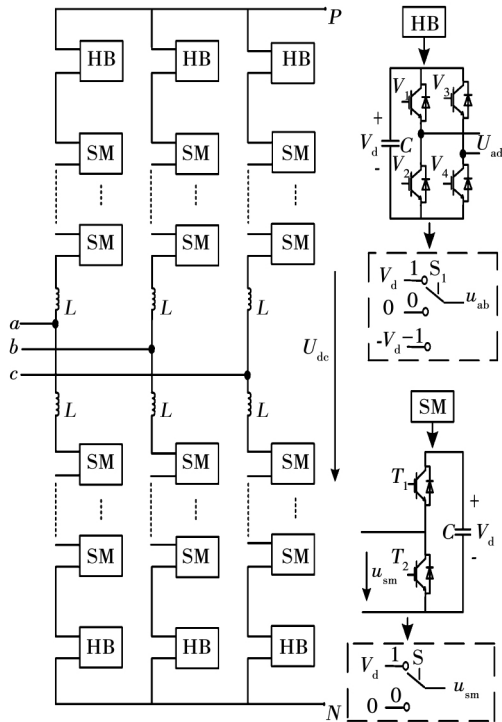


图 4 新型 MMC 拓扑结构

Fig. 4 New MMC topology

图 5 为新型三相 MMC 拓扑结构的等效电路,其中,直流侧电流为 i_{dc} ,三相上、下桥臂电流分别为 i_{aP} 、 i_{bP} 、 i_{cP} 、 i_{aN} 、 i_{bN} 、 i_{cN} ,三相输出电流分别为 i_a 、 i_b 、 i_c 。

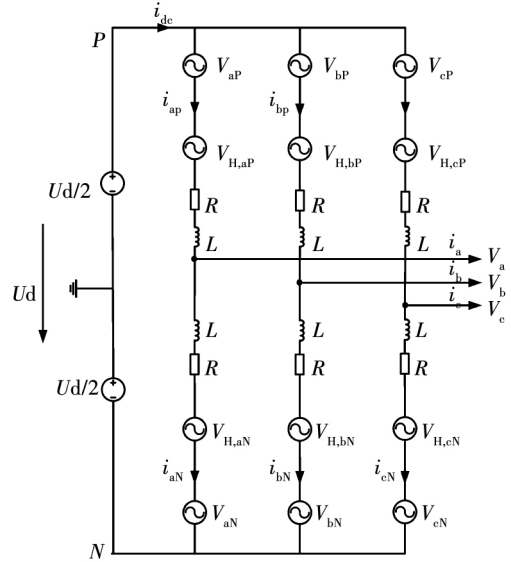


图 5 新型三相 MMC 拓扑结构的等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of new three-phase MMC topology

下面以 a 相为例,来分析新型 MMC 拓扑结构的环流抑制原理。由 KCL 定律可知,a 相输出电流为 a 相上下桥臂电流之差

$$i_a = i_{aP} - i_{aN} \quad (3)$$

设 a 相桥臂的环流为 $i_{cir,a}$,因上、下桥臂的电路结构相同,则有

$$i_{aP} = i_{cir,a} + \frac{i_a}{2} \quad (4)$$

$$i_{aN} = i_{cir,a} - \frac{i_a}{2} \quad (5)$$

将式(4)和(5)相加,得到

$$i_{cir,a} = \frac{1}{2} (i_{aP} + i_{aN}) \quad (6)$$

三相 MMC 直流母线的电流 i_{dc} 为 a、b、c 三相环流之和,即

$$i_{dc} = i_{cir,a} + i_{cir,b} + i_{cir,c} \quad (7)$$

由于三相对称,三相环流可表示为

$$i_{cir,j} = \frac{i_{dc}}{3} + i_{zj}^* \quad (8)$$

环流由两部分组成:直流分量 $\frac{i_{dc}}{3}$ 和二倍频负序交流分量 i_{zj}^* , ($j = a, b, c$)。再结合式(4)、(5)与(8)可得

$$i_{aP} = \frac{i_{dc}}{3} + \frac{i_a}{2} + i_{zj}^* \quad (9)$$

$$i_{aN} = \frac{i_{dc}}{3} - \frac{i_a}{2} + i_{zj}^* \quad (10)$$

综合式(9)与(10),可得 a 相环流的二倍频负

序交流分量为

$$i_{sj}^* = \frac{1}{2}(i_{aP} + i_{aN}) - \frac{i_{dc}}{3} \quad (11)$$

MMC 系统中各个子模块可等效为可控电压源, 则 a 相上、下桥臂的输出电压分别为

$$V_{aP} = \sum_{i=1}^N S_i V_d \quad (12)$$

$$V_{aN} = \sum_{i=N+1}^{2N} S_i V_d \quad (13)$$

定义全桥模块的输出电压为 V_{Hsjr} , 将直流母线电压的中点作为电压零点, 换流器输出的相电压是 V_j , 各桥臂的等效电阻是 R , 桥臂电感为 L , 由 KVL 定律可知

$$\frac{U_d}{2} - V_{aP} - V_{H,aP} - V_a = Ri_{aP} + L \frac{di_{aP}}{dt} \quad (14)$$

$$\frac{U_d}{2} - V_{aN} - V_{H,aN} + V_a = Ri_{aN} + L \frac{di_{aN}}{dt} \quad (15)$$

将式(14)和(15)相加, 再结合式(4)~(7), 可得

$$2L \frac{di_{cir,a}}{dt} + 2Ri_{cir,a} = (U_d - V_{aP} - V_{aN}) - (V_{H,aP} + V_{H,aN}) \quad (16)$$

由式(16)可以看出, 只要使全桥模块的输出电压 ($V_{H,aP} + V_{H,aN}$) 等于电压差 ($U_d - V_{aP} - V_{aN}$) 即可实现抑制环流的目标。

将式(15)与式(14)作差得

$$V_a = \frac{1}{2}(V_{aN} - V_{aP}) + \frac{1}{2}(V_{H,aN} - V_{H,aP}) + \frac{R}{2}(i_{aN} - i_{aP}) + \frac{L}{2}\left(\frac{di_{aN}}{dt} - \frac{di_{aP}}{dt}\right) \quad (17)$$

由式(17)可知, 全桥模块基本上不会使换流器的输出电压产生变化, 有两个方面原因: 第一, 换流器的输出电压远大于全桥模块的输出电压; 第二, 插入上、下桥臂的全桥模块电压是一样的。所以式(17)中 ($V_{H,aP} - V_{H,aN}$) 近似为 0, 并不影响系统的输出电压。

新型 MMC 系统的整体控制结构如图 6 所示, 其中控制器 1 控制 MMC 的功率模块部分, 在控制系统输出的无功补偿电流的同时, 也控制着功率模块的电容电压, 使其保持平衡。控制器 2 控制全桥模块部分, 在输出电压中插入合适的电压便能抑制环流。

图 7 为控制器 2 的工作原理图, 能够抑制环流和保持全桥模块电容电压平衡。

由图 7 可知, 环流与环流的指令信号 $i_{cir,ref}$ 比较, 经比例调节之后均分成 2 份, 分别加在该相上、下桥

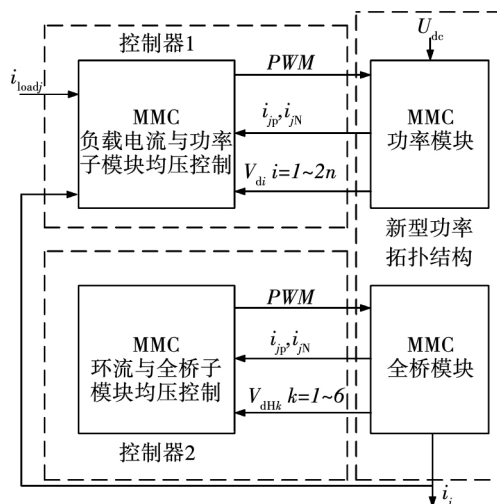


图 6 新型 MMC 拓扑双控制器结构框图

Fig. 6 New MMC topology dual controller structure block diagram

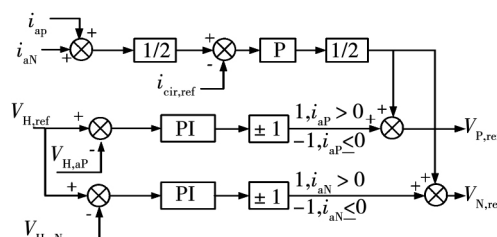


图 7 控制器 2 的工作原理

Fig. 7 Working principle of the controller 2

臂全桥模块的调制信号上。

控制器 2 还要保持全桥模块电容电压的平衡。全桥子模块的电容电压值与指令信号 $V_{H,ref}$ 作差, 经 PI 调节后乘以桥臂电流的符号函数。最后, 将得到的全桥子模块调制信号 $V_{r,ref}$ ($r = P, N$) 与三角载波比较后生成驱动信号, 控制全桥子模块的电容充放电, 实现了电容电压的平衡控制。

新型拓扑每个桥臂只增加一个 H 桥模块即可容易实现环流抑制的目的, 避免了复杂的坐标变换和解耦控制。实际工程中每个桥臂中子模块数目达到数十甚至数百个, 增加一个 H 桥模块从经济角度来看微不足道, 却能使系统的控制变得简单, 环流抑制的效果得到提高, 使得系统更为可靠。

2 基于 MMC 的 STATCOM 控制策略

在对 MMC 关键技术深入分析的基础上, 对基于 MMC 的 STATCOM 控制策略进行研究。

2.1 $i_p - i_q$ 电流检测法

无功与谐波电流检测的性能直接影响着 STAT-

COM 补偿的效果^[8],因此,本文采用基于瞬时无功功率理论的 $i_p - i_q$ 电流检测法。基于瞬时无功理论的 $i_p - i_q$ 电流检测法,能快速准确地检测出电网中的无功和谐波电流的大小。检测过程如图 8 所示。

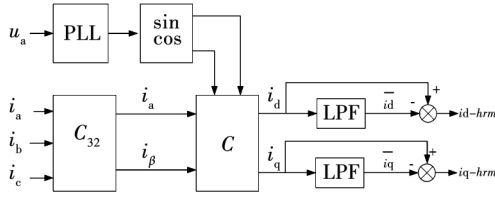


图 8 无功及谐波电流检测框图

Fig. 8 Reactive and harmonic current detection block diagram

2.2 前馈解耦的电压电流双闭环控制

STATCOM 输出的有功电流 i_d 和无功电流 i_q 通过电感 L 耦合在一起,当输出电压变化时输出电流也跟着变化,不容易实现双闭环控制。通过引入电压前馈解耦控制,能够优化控制,系统的动静态性能会更好^[9]。

定义两个变量 y_1, y_2 , 令

$$\begin{cases} y_1 = u_{sd} - u_{cd} + \omega L i_q \\ y_2 = u_{sq} - u_{cq} + \omega L i_d \end{cases} \quad (18)$$

将 y_1, y_2 设计成 PI 控制器,可得

$$\begin{cases} y_1 = k_1 (i_d^* - i_d) + \frac{k_1}{T_1} \int (i_d^* - i_d) dt \\ y_2 = k_2 (i_q^* - i_q) + \frac{k_2}{T_2} \int (i_q^* - i_q) dt \end{cases} \quad (19)$$

由式(18)、(19),可得等效控制框图如图 9 所示。

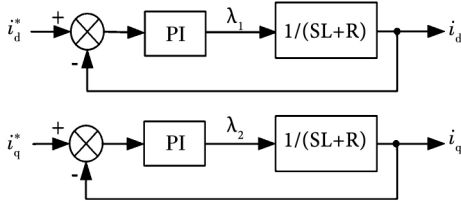


图 9 dq 轴等效控制图

Fig. 9 d-q axis equivalent control chart

将 dq 坐标系下的反馈电流与给定电流比较,通过 PI 控制器得到中间变量 y_1, y_2 ,从而在 dq 坐标系下实现解耦。图 10 为基于前馈解耦的双闭环 STATCOM 系统结构框图,可以看出,系统由电压外环和电流内环构成。电压外环使直流侧电容电压跟随指令信号 U_{ref} ,通过电压 PI 调节器,其输出 i_d^* 当作有功电流的给定值;而无功电流给定值 i_q^* 是负载

电流经 abc/dq 变换再取反得到的;将换流器输出的补偿电流 i_a, i_b, i_c 经 abc/dq 变换得到 i_d 和 i_q ,和 i_d^*, i_q^* 作差,经电流环 PI 调节,得到中间变量 y_1, y_2 ,再根据式(18)得到期望的输出电压 u_{cd}^*, u_{cq}^* ;对 u_{cd}^*, u_{cq}^* 进行 dq/abc 变换得到静止坐标系下的三相调制信号,与相移三角载波比较生成子模块驱动信号,从而控制 MMC 换流器输出电压的幅值和相位,实现无功补偿。

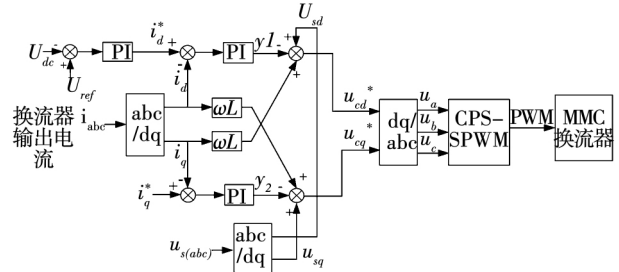


图 10 STATCOM 电压电流双闭环的控制框图

Fig. 10 STATCOM voltage and current double closed loop control block diagram

2.3 电网不平衡时电流检测方法

当三相不对称时,采用延迟法对输入电压正负序分离,分别获得正负序电压分量,锁相环跟随 a 相正序电压分量的相位,检测负载电流中的无功电流^[10]。电网不平衡时的电流检测见图 11,最终得到正序有功分量 i_d^+, i_q^+ ,负序有功分量 i_d^-, i_q^- 。

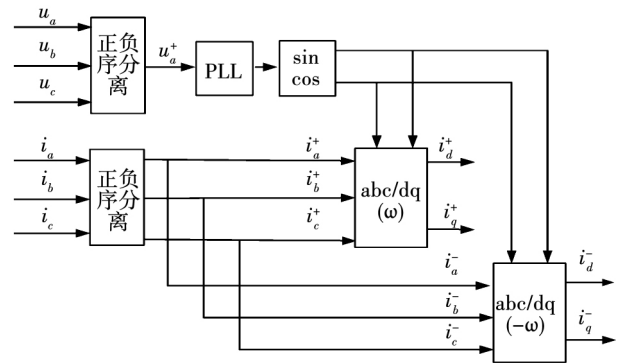


图 11 电网不平衡时电流检测

Fig. 11 Current detection when the grid is unbalanced

2.4 基于新型拓扑的 STATCOM 系统总控制策略

控制器 1 为无功补偿控制器,是电容均压控制与基于前馈解耦的电压电流双闭环控制结合得到的;控制器 2 为基于全桥模块的环流抑制控制器。综合控制器 1 和控制器 2,可得 MMC-STATCOM 总控制策略,如图 12 所示。

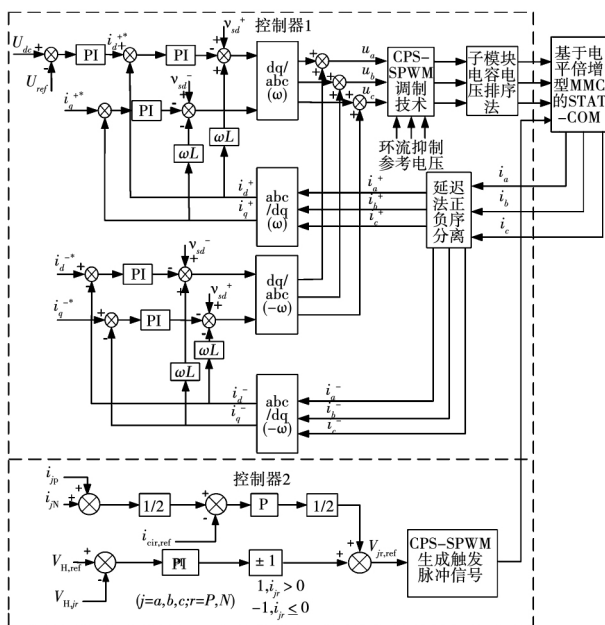


图12 系统总控制框图

Fig. 12 System total control block diagram

3 系统的仿真及实验分析

3.1 系统的仿真模型

在对基于 MMC 的 STATCOM 的电容电压平衡控制、换流抑制、电压前馈解耦控制等关键技术进行深入分析的基础上,进行了仿真研究。下面详细介绍系统的各组成部分:

无功与谐波电流检测模块如图 13 所示。

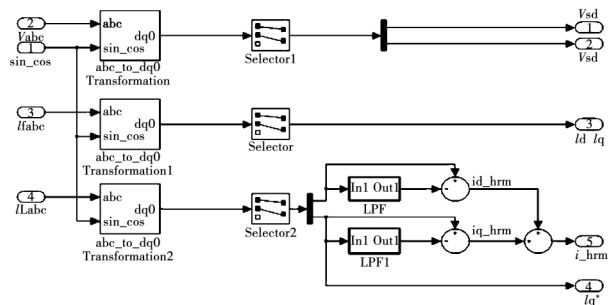


图13 无功与谐波电流检测模块

Fig. 13 Reactive and harmonic current detection module

前馈解耦模块如图 14 所示。

分级式电容电压均衡控制法可分为两级,即相单元平均电压平衡控制和桥臂内部子模块电容电压平衡控制,分别如图 15 和图 16 所示。

基于全桥模块的 MMC 环流抑制包括环流抑制和控制全桥模块电容电压平衡两部分,其仿真模块如图 17 所示。

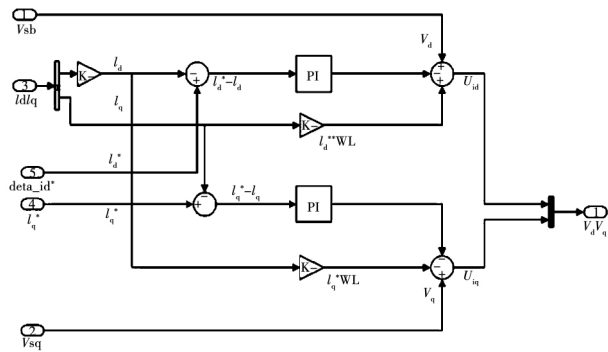


图14 前馈解耦模块

Fig. 14 Feedforward decoupling module

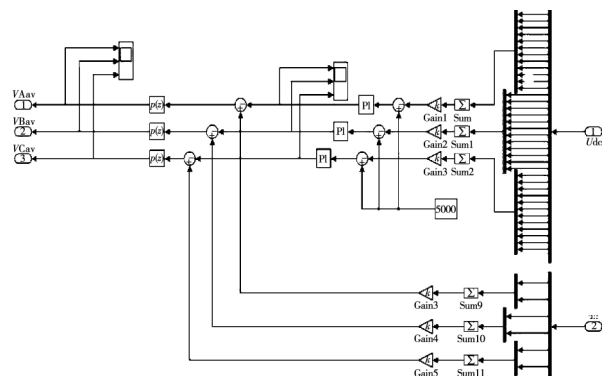


图15 相单元平均电压平衡控制模块

Fig. 15 Phase unit average voltage balance control module

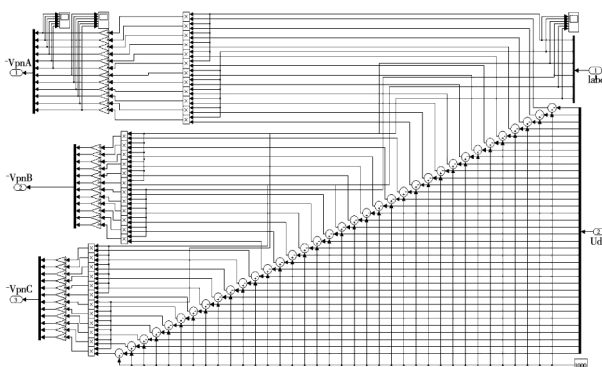


图16 桥臂内部子模块电容电压平衡控制模块

Fig. 16 Bridge arm internal sub-module capacitor voltage balance control module

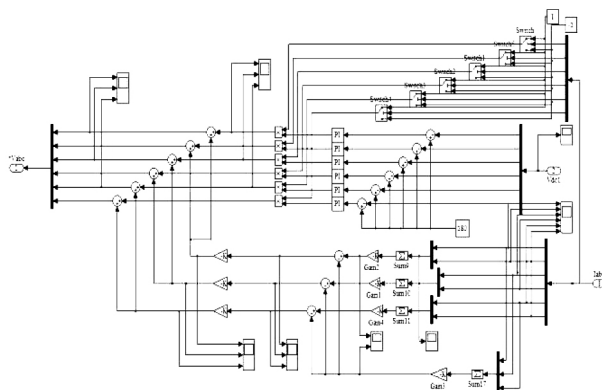


图17 环流抑制模块

Fig. 17 Circulation suppression module

系统整体仿真模型如图 18 所示。

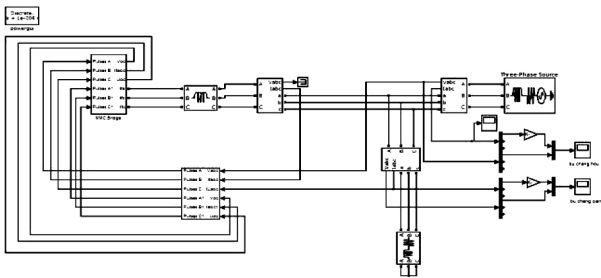


图 18 STATCOM 系统的整体仿真模型

Fig. 18 The overall simulation model of the STATCOM system

3.2 仿真结果分析

基于 Matlab/Simulink 仿真参数如表 2 所示。

表 2 系统仿真参数

Tab. 2 System simulation parameters

参数	数值
直流母线电压 U_d/V	6 000
基波频率 f/Hz	50
半桥子模块数 N	6
半桥子模块电容 U_c/V	1 000
半桥子模块电容 $C_1/\mu F$	5 000
半桥模块载波频率 f_c/Hz	400
全桥子模块数 N_H	1
全桥子模块电容 U_H/V	10
全桥子模块电容 $C_2/\mu F$	5 000
全桥模块载波频率 f_{c1}/Hz	2 000
桥臂电感 L_f/mH	2
连接电感 L/mH	3

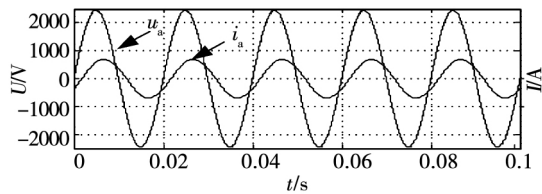
3.2.1 系统补偿性能分析

1) 无功补偿分析

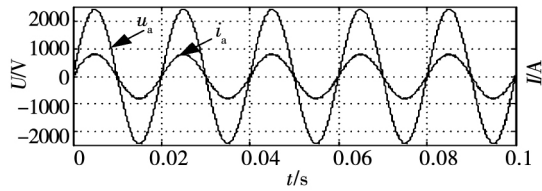
图 19 为三相对称阻感负载时的电压、电流波形,电阻值为 $30\ \Omega$,电感值为 $45\ mH$ 。为了方便分析,将电流放大 10 倍,由图 19 可以看出:补偿前,电网电流滞后于电压;补偿后,电网电压、电流同相位,可见基于 MMC 的 STATCOM 系统具有较好的无功补偿效果。

2) 谐波抑制分析

负载为三相整流阻感负载,其中 $R=100\ \Omega$, $L=10\ mH$,仍以 a 相为例对系统谐波抑制的能力进行分析。图 20(a)、图 20(b) 分别为补偿前后的 a 相电流波形,补偿前后 a 相电流的频谱分别为图 21、图 22 所示。



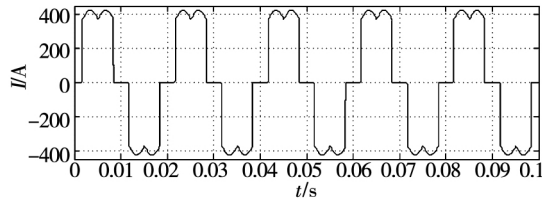
(a) 无功补偿前 a 相电压、电流



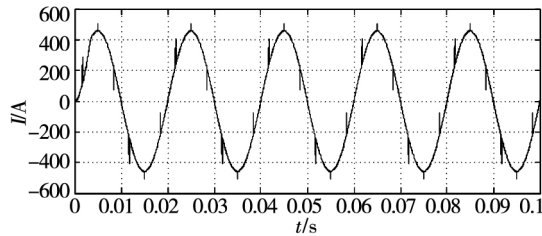
(b) 无功补偿后 a 相电压、电流

图 19 电网 a 相电压电流

Fig. 19 Grid a-phase voltage and current



(a) 补偿前 a 相电流



(b) 补偿后 a 相电流

图 20 补偿前后 a 相电流

Fig. 20 Before and after compensation a-phase current

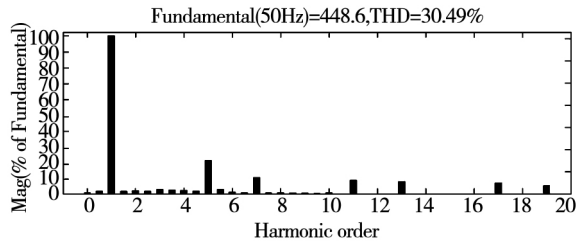


图 21 补偿前 a 相电流频谱图

Fig. 21 Pre-compensation a-phase current spectrum

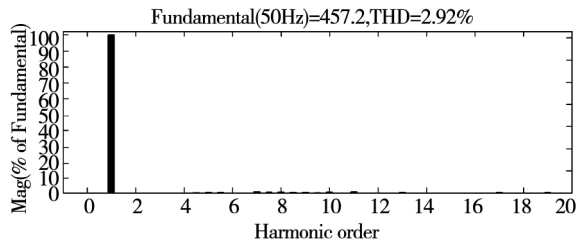


图 22 补偿后 a 相电流频谱图

Fig. 22 Compensated a-phase current spectrum

对比图 21、图 22 可知,补偿后 a 相电流总谐波畸变率(THD)由原来的 30.49% 下降到 2.92%,补偿后各次谐波大幅下降,谐波抑制效果明显。

3) 系统动态性能分析

对系统动态性能进行了仿真研究,如图 23 所示。在 0.04 s 时刻之前,STATCOM 补偿装置处于切断状态,此时 a 相电流滞后电网电压;在 $t = 0.04$ s 时投入 STATCOM,电压、电流在 0.05 s 之前就同相位了。可见,本文所设计的 STATCOM 能够快速补偿无功,动态性能较好。

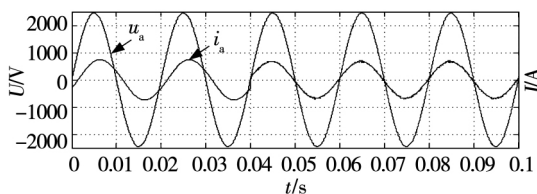


图 23 在 $t = 0.04$ s 投入 STATCOM 时的系统响应

Fig. 23 System response when STATCOM is input on 0.04 s

3.2.2 子模块电容电压均衡效果分析

图 24 为 MMC 直流母线电压波形,0 ~ 0.04 s 为暂态,0.04 s 以后直流母线电压逐渐进入稳态,最终稳定在 6 000 V 左右。可见,本文提出的控制策略能够使直流母线电压快速稳定。

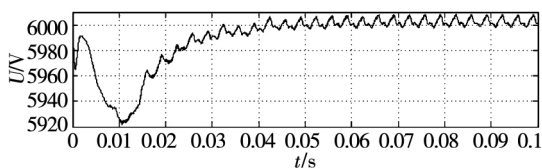


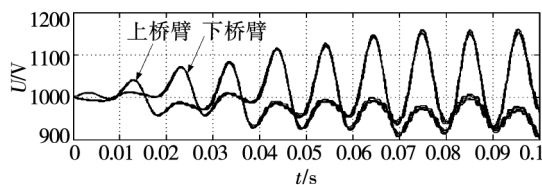
图 24 直流母线电压波形

Fig. 24 DC bus voltage waveform

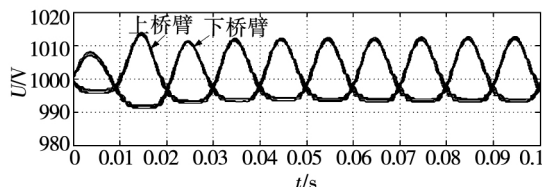
图 25 为 a 相上、下桥臂的半桥子模块电容电压波形,图 25(a) 为平衡控制前的子模块电容电压,此时,电容电压波动范围较大;图 25(b) 为电压平衡控制后的子模块电容电压波形,此时,电容电压在 1 000 V 上下波动,峰峰值大概为 10 V。对比可知分级式电压平衡控制策略具有较好的均压效果。

3.2.3 系统输出电压仿真分析

a 相输出电压如图 26(a) 所示,可见基于新型拓扑的 STATCOM 与基于传统拓扑的 STATCOM 的输出电压均为 13 电平,验证了全桥模块对系统的输出电压无影响。图 26(b) 为 a 相输出电压的频谱图,可以看出其 THD 仅为 8.07%,谐波成分较低。



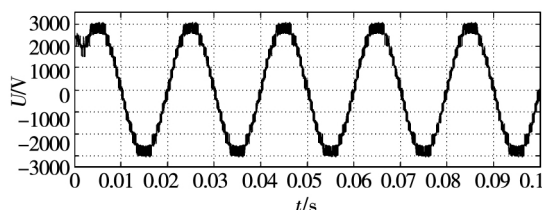
(a) 平衡控制前 a 相子模块电容电压



(b) 平衡控制后 a 相子模块电容电压

图 25 a 相上、下桥臂子模块电容电压

Fig. 25 A phase upper and lower bridge arm submodule capacitor voltage



(a) 平衡控制前 a 相子模块电容电压

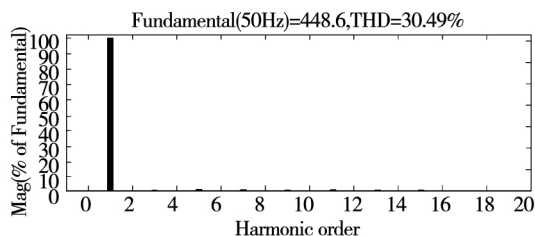


图 26 a 相输出相电压与频谱图

Fig. 26 A-phase output phase voltage and spectrogram

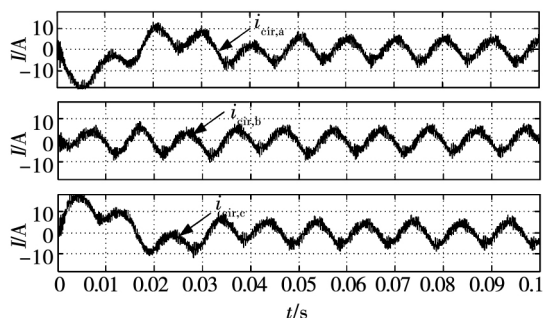
3.2.4 环流抑制仿真分析

对本文提出 MMC 环流抑制控制策略进行仿真研究,如图 27 所示。图 27(a) 为环流抑制前的三相环流波形,可见,主要成分是二倍频负序交流量,环流在 0.04 s 后达到稳态,幅值约为 8.3 A。图 27(b) 为环流抑制后的三相环流波形,可以看出,环流抑制效果明显,环流的幅值从 8.3 A 减小到 0.5 A 以内。

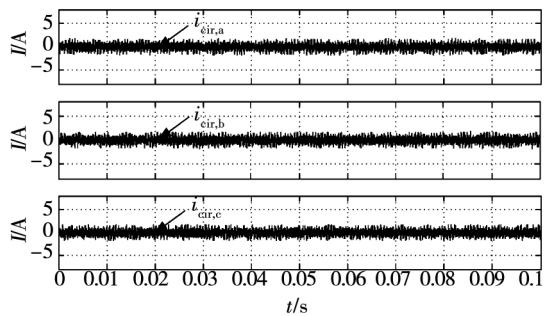
对比可知,基于新型功率拓扑的环流抑制策略对环流有较好的抑制效果。

3.2.5 电网不平衡时补偿性能

电网三相电压分别设为 $u_{sa} = 2150\sin(\omega t)$, $u_{sb} = 2450\sin(\omega t - 2\pi/3)$, $u_{sc} = 2750\sin(\omega t + 2\pi/3)$,负载为三相对称阻感型,电阻等于 10 Ω ,电感等于 20 mH。



(a) 环流抑制前的三相环流波形

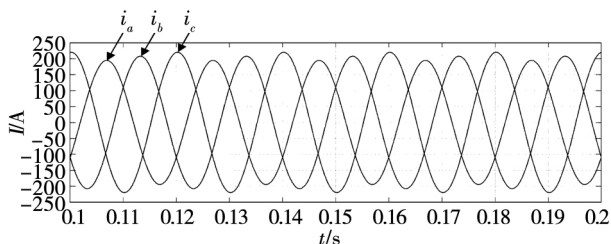


(b) 环流抑制后的三相环流波形

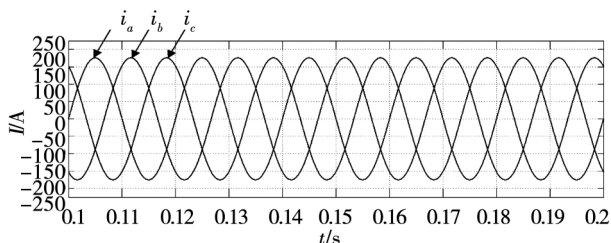
图 27 三相环流波形对比

Fig. 27 Three-phase circulation waveform comparison

图 28 为补偿装置投入前后的网侧电流,投入前网侧三相电流不平衡,投入后三相电流达到平衡。



(a) 投入前网侧电流



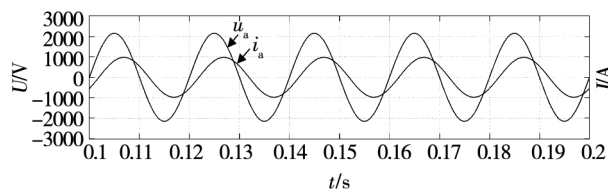
(b) 投入后网侧电流

图 28 投入前后网侧三相电流

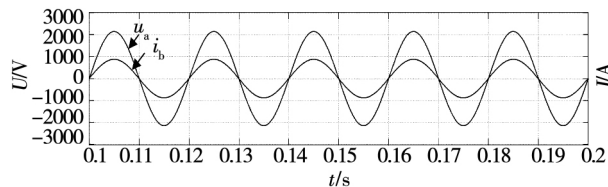
Fig. 28 Three-phase current on the grid side before and after input

当电网不平衡时,补偿装置需要在补偿无功的同时补偿负序电流,图 29 为补偿前后 a 相电压电流波形对比,为了便于观察将电流波形放大了 5 倍。可见,不平衡时本文设计的 STATCOM 可以补偿无

功和负序电流。



(a) 投入前 a 相电压、电流



(b) 投入后 a 相电压、电流

图 29 投入前后 a 相电压、电流

Fig. 29 A phase voltage and current before and after input

4 结 论

本文在深入分析 MMC 拓扑结构、工作原理的基础上,提出了相单元平均电压平衡控制和桥臂内部子模块电容电压平衡控制策略,并提出了一种带全桥子模块的 MMC 来环流抑制的方法,同时,将新型 MMC 功率拓扑及控制策略应用在 STATCOM 中。最后进行了系统仿真研究,结果表明所提方法具有较好的稳压、均压和环流抑制能力,所实现的 STATCOM 系统具有较好的无功补偿和谐波抑制功能。

参 考 文 献:

- [1] 张梦华,程新功,宗西举,等. 三相 APF 考虑饱和限幅稳定性控制方法 [J]. 电机与控制学报,2016,20(06):9.
- [2] 荣盘祥,刘兆宇,杨常伟. 有源电力滤波器谐波检测仿真设计 [J]. 哈尔滨理工大学学报,2015,20(1):66.
- [3] PARASTAR A, SEOK J K. High-Gain Resonant Switched-Capacitor Cell-Based DC/DC Converter for Offshore Wind Energy Systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2):644.
- [4] 徐帅,张建忠. 多电平电压源型逆变器的容错技术综述 [J]. 电工技术学报,2015,(21):39.
- [5] 李斌,李晔,何佳伟. 具有直流故障清除能力的 MMC 子模块关键性能研究 [J]. 中国电机工程学报,2016,(08):2114.
- [6] 婷,王广柱,张勋. 基于模块化多电平矩阵变换器的电力电子变压器控制策略 [J]. 电工技术学报,2016,(18):108.
- [7] LESNICAR A, MARQUARDT R. An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range [C]. Power Tech Conference Proceedings, 2003 Bologna, June 23-26, 2003.

- [8] 林环城,王志新. 基于模型预测控制的模块化多电平变流器新型混合控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2016(7): 1877.
- [9] IVES K, ANTONOPOULOS A, NORRGA S, et al. Steady-State Analysis of Interaction Between Harmonic Components of Arm and Line Quantities of Modular Multilevel Converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 57.
- [10] VASILADIOTIS M, CHERIX N, RUFER A. Accurate Capacitor Voltage Ripple Estimation and Current Control Considerations for Grid-Connected Modular Multilevel Converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9): 4568.
- [11] 杨文博,宋强,朱喆,等. 模块化多电平换流器的直流内电势解耦控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2016(3): 648.
- [12] 许建中,赵成勇. Aniruddha M. Gole. 模块化多电平换流器戴维南等效整体建模方法 [J]. 中国电机工程学报, 2015(8): 1919.
- [13] WANG Y, YUAN Z, FU J. A Novel Strategy on Smooth Connection of an Offline MMC Station Into MTDC Systems [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 31(2): 1.
- [14] DEKKA A, WU B, ZARGARI N R, et al. A Space-Vector PWM-Based Voltage-Balancing Approach with Reduced Current Sensors for Modular Multilevel Converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 2734.
- [15] ZHOU W, DONG Y, YANG H, et al. Common-mode Voltage Injection-based Nearest Level Modulation with Loss Reduction for Modular Multilevel Converters [J]. Let Renewable Power Generation, 2016, 10(6): 798.
- [16] 郭高朋,姚良忠,温家良. 模块化多电平变流器的子模块分组调制及均压控制 [J]. 中国电机工程学报, 2016(1): 145.
- [17] MESHRAM P M, BORGHATE V B. A Simplified Nearest Level Control (NLC) Voltage Balancing Method for Modular Multilevel Converter (MMC) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 450.
- [18] 年珩,程鹏,贺益康. 故障电网下双馈风电系统运行技术研究综述 [J]. 中国电机工程学报, 2015, (16): 4184.
- [19] 孟春城. 基于模块化多电平换流器的 STATCOM 控制技术研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2015: 37.
- [20] 邵春伟. H 桥级联型静止无功发生器 SVG 的研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2014: 22.

(编辑: 温泽宇)