

模块化多电平换流器新型桥臂环流抑制策略研究

张浩¹, 吴金龙¹, 杨美娟¹, 姚为正²

(1. 西安许继电力电子有限公司, 陕西 西安 710075; 2. 许继集团有限公司, 河南 许昌 461000)

摘要: 为抑制模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)的内部环流, 介绍了一种新型的桥臂环流抑制策略, 包括其 MMC 改进拓扑、环流抑制方法及电压校正模块(Voltage Correcting Module, VCM)的稳压控制方法。为便于工程应用, 提出了该策略的 VCM 冗余控制方法, 并对 VCM 进行了参数设计, 包括子模块电压设计和支撑电容容值设计。仿真结果说明了所提 VCM 参数设计合理, 验证了该冗余控制方案可在维持 VCM 电压稳定的基础上有效抑制换流器的桥臂环流。该方案适用于所有 MMC 系统, 在使用 IGBT 串联 MMC 的高压大容量场合优势明显。

关键词: 模块化多电平换流器; 环流抑制器; 电压校正模块; IGBT 串联; 桥臂环流

A novel bridge arm circulating current restraint strategy for modular multilevel converter

ZHANG Hao¹, WU Jinlong¹, YANG Meijuan¹, YAO Weizheng²

(1. Xi'an Xuji Power Electronics Technology Corporation, Xi'an 710075, China;

2. Xuji Group Corporation, Xuchang 461000, China)

Abstract: For restraining inner circulating current in modular multilevel converter (MMC), this paper presents a novel restraint strategy for bridge arm circulating current, including improved topology of MMC, circulating current restraint method, constant voltage control of voltage correcting module (VCM). Second, for engineering applications, this paper proposes a redundancy control method of VCM, and the parameters of VCM are designed, including modular voltage and support module capacitance value. Simulation results show the reasonableness of the design of the proposed VCM parameters and verify the redundancy control scheme can maintain VCM voltage stability as well as effectively restrain bridge arm circulating current of converter. The proposed scheme applies to all MMC system and has obvious advantages in case of high voltage and large capacity like IGBT connecting MMC in series.

Key words: modular multilevel converter; circulating current controller; voltage correcting module; series connection of IGBTs; bridge arm circulating current

中图分类号: TM721.1

文章编号: 1674-3415(2015)21-0073-08

0 引言

模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC)由 R.Marquardt 教授于 2001 年提出, 是一种采用多个子模块级联的多电平电压源型换流器拓扑^[1-3]。最早由西门子公司在高压柔性直流输电领域投入到工程应用, 并引起了国内外的广泛关注^[4-7]。目前, 国内已建成包括±200 kV 舟山工程在内的两个基于 MMC 拓扑的柔性直流输电项目。

随着电网对输送容量需求的日益提高, 业内已经着手开展±500 kV 及以上高压大容量柔性直流输电的技术研究。若采用传统子模块拓扑, 直流电压等级的提高会导致子模块数量的成倍增长, 使控制系统变的尤为复杂。由此基于器件串联的 MMC 拓扑逐渐受到青睐, 如图 1 所示。该拓扑采用器件串联提高了子模块电压等级, 从而避免了子模块过多带来的控制难度。

MMC 系统运行中三相交流瞬时功率不等会导致三相的上下桥臂电压和不等, 由此会在三相桥臂间产生环流^[8-9]。该环流叠加在桥臂电流上, 导致桥臂电流发生畸变, 同时加剧了子模块电容电压的波

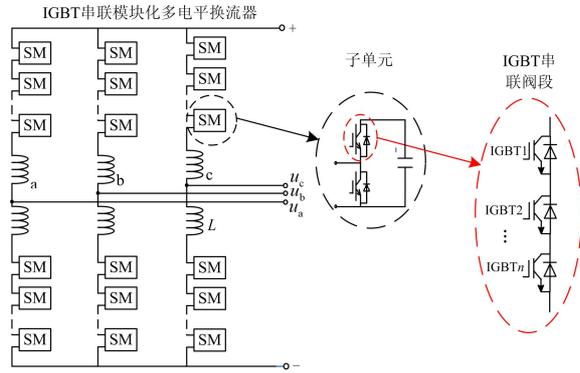


图 1 IGBT 串联 MMC 拓扑结构图

Fig. 1 Topology structure of IGBT connecting MMC in series

动。因此提高了对子模块开关器件和电容的容量要求，同时环流也增加了换流器损耗，降低了系统的技术经济性^[10]。由此，对桥臂环流的有效抑制成为 MMC 控制的一个重要问题。

抑制环流的方案主要分为两类，一类是基于对一次回路设备的参数优化。通过增大桥臂电抗器的感抗和换流阀子模块电容容抗，可以在一定程度上对桥臂环流进行抑制，但该方法将对系统的动态性能产生影响，同时增加了一次设备成本。另一类是基于二次系统控制算法改进^[11]。文献[12]为基于环流电压开环补偿的环流抑制算法，其通过补偿桥臂环流在桥臂电抗器上的压降达到环流抑制的目的，但控制效果受到电抗器电压采样精度的影响。文献[13]则采用基于桥臂环流的闭环控制，提取桥臂环流中的二倍频分量，并进行坐标变换和相间解耦，将其变换为直流分量，通过 PI 控制器即可有效地对桥臂环流进行抑制。由于桥臂环流抑制控制中，主要是对二倍频分量进行抑制，因此可以使用 PR 控制器对其进行抑制，省去了坐标变换及解耦环节^[14]。上述控制策略均是通过调整桥臂的投入子模块个数来提供环流校正电压，从而抑制桥臂环流。

针对器件串联 MMC 拓扑，子模块电压的成倍提高，拟合环流校正电压的子模块数大幅减少，导致拟合特性变差，系统控制效果受到影响。本文方案利用独立的全桥型子模块作为电压校正单元，通过改变模块占空比实现对校正电压的连续调节。下文详述了新控制方案的冗余控制方法及电压校正模块的参数设计，并通过仿真验证了该控制方案的控制效果。

1 传统控制方法

1.1 桥臂环流机理

传统 MMC 换流器的拓扑结构如图 2 所示，换

流器的桥臂采用子模块级联的方式，每个桥臂由 N 个半桥子模块及一个串联电抗器 L_s 组成，同相的上下桥臂构成一个相单元。其中，半桥子模块由两个 IGBT 与储能电容构成。

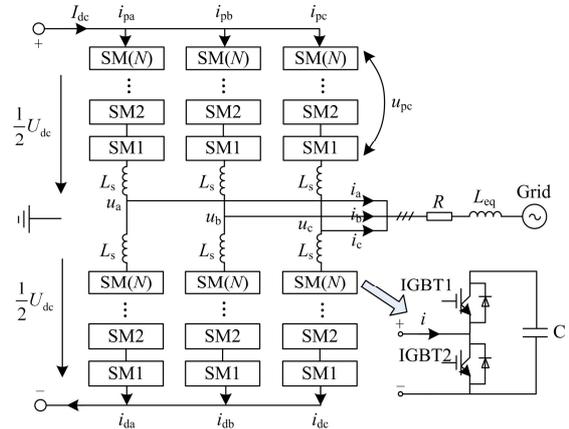


图 2 MMC 拓扑示意图

Fig. 2 Topology structure of MMC

图 2 中， u_j 表示 MMC 交流侧输出电压 ($j=a,b,c$, 下同); i_j 为交流侧输出电流; u_{pj} 、 u_{dj} 表示上下桥臂输出电压; i_{pj} 、 i_{dj} 表示上下桥臂输出电流; U_{dc} 、 I_{dc} 表示直流侧电压和直流侧电流; L_s 为桥臂电抗器。下文公式中， k 为电压调制比， m 为电流调制比， φ 为电压电流相位差， i_{za} 为 a 相环流， P_s 为系统的视在功率。

对于模块化多电平换流器系统，三相交流瞬时功率存在交替波动且互差 120° ，桥臂内的子模块电容和桥臂电抗器起到了功率缓冲作用。三相交流瞬时功率不等会导致三相上下桥臂瞬时电压和的不均衡，从而不可避免地在三相之间产生环流。

以 A 相为例进行分析，忽略桥臂电感上的压降，可得桥臂电压为

$$\begin{cases} u_{pa} = \frac{U_{dc}}{2} - u_a = \frac{U_{dc}}{2}(1 - k \sin \omega t) \\ u_{na} = \frac{U_{dc}}{2} + u_a = \frac{U_{dc}}{2}(1 + k \sin \omega t) \end{cases} \quad (1)$$

直流电流在三相中平均分配，交流电流在上下桥臂间平均分配，由此，桥臂电流可以表示为直流电流部分、交流工频电流部分和桥臂环流的组合。

$$\begin{cases} i_{pa} = \frac{I_{dc}}{3} + i_{za} + \frac{i_a}{2} \\ i_{na} = \frac{I_{dc}}{3} + i_{za} - \frac{i_a}{2} \end{cases} \quad (2)$$

定义电流调制比 m ，使直流电流与交流侧电流存在如式(3)关系。

$$i_a = \frac{2mI_{dc}}{3} \sin(\omega t + \varphi) \quad (3)$$

根据能量守恒定律, A 相桥臂的存储能量为 A 相直流输入功率与交流侧输出功率差, 由此列式可得

$$P_{store} = P_{dc} - P_{ac} \quad (4)$$

$$U_{dc} i_{za} = \frac{U_{dc} I_{dc}}{3} - u_a i_a \quad (5)$$

其中,

$$u_a i_a = \frac{U_{dc} I_{dc} m k}{3} \sin(\omega t) \sin(\omega t + \varphi) = \frac{U_{dc} I_{dc} m k}{6} [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)] \quad (6)$$

对式中直流分量列等式, 可得

$$k m \cos \varphi = 2 \quad (7)$$

将式(6)、式(7)代入式(5), 便可得到环流近似表达式:

$$i_{za} = -\frac{I_{dc}}{6 \cos \varphi} \cos(2\omega t + \varphi) = -\frac{P_s}{6U_{dc}} \cos(2\omega t + \varphi) \quad (8)$$

由表达式可知, 桥臂环流为负序的二倍工频分量, 为桥臂环流抑制控制方法奠定了基础。

1.2 传统控制方法

现业界常用的环流控制方法如图 3 所示。在实现上是根据式(2)及负序 2 倍频 dq 旋转坐标变换提取出直流形式的桥臂环流分量, 便能通过 PI 调节器实现桥臂环流抑制的闭环控制。调节器的输出经坐标反变换即为桥臂校正电压参考值。

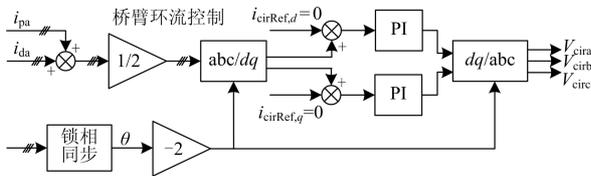


图 3 桥臂环流控制框图

Fig. 3 Control of arm circulating current

包含环流抑制控制器的 MMC 整体控制结构如图 4 所示。系统的主控制器由内外双 PI 控制环构成, 外环可控制直流电压、有功功率、无功功率等变量, 内环控制器控制交流电流。系统主控制器的输出为桥臂电压参考信号, 环流抑制控制器的输出为环流校正电压参考信号, 将两控制器的输出叠加生成控制系统最终输出的上下桥臂电压参考信号, 然后通过调制算法生成驱动信号, 控制换流器内各子模块的开通、关断。

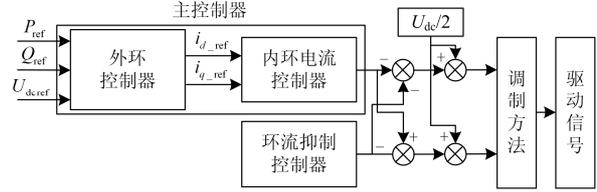


图 4 传统控制的整体控制框图

Fig. 4 Total control structure of MMC

1.3 传统控制方法局限性

传统控制方法的控制器输出为桥臂电压参考值, 需要转换为投入子模块个数, 来完成 MMC 换流器的系统调制。以最近电平调制为例, 调制框图如图 5。子模块个数由桥臂电压参考值除以子模块电压额定值后取整得到, 子模块个数较少的 MMC 系统在取整环节中控制精度将受到一定影响。

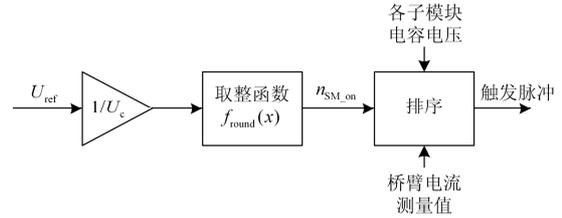


图 5 最近电平调制的调制框图

Fig. 5 Modulation structure of NLM

前文提到环流产生是由于三相交流瞬时功率不等导致三相上下桥臂瞬时电压和不均衡。因此稳态工况下, 环流抑制控制器输出的校正电压值应与不均衡电压值基本相等。

根据桥臂环流表达式(式(8))可以推算, 三相桥臂的不均衡电压峰值约为

$$u_{za} = 2L_s \frac{di_{za}}{dt} = \frac{2\omega L_s P_s}{3U_{dc}} \sin(2\omega t + \varphi) \quad (9)$$

由系统设计对桥臂电抗器的取值原则, 可以估算环流抑制控制器的输出电压约占系统直流电压的 2%~5%。

针对器件串联 MMC 等子模块个数较少的 MMC 系统, 环流抑制控制器的输出电压折算为子模块个数很少, 甚至小于 1。以环流控制器输出电压占系统直流电压的 2.5% 为例, 取单桥臂子模块个数为 10, 则控制器输出的子模块个数仅为 0.25。但控制器只能以一个子模块为单元对桥臂电压进行调整, 导致控制精度变差, 严重影响了桥臂环流抑制的控制效果。

若能实现桥臂电压的连续控制, 选取合适电压的子模块拟合校正电压, 便能有效地改善桥臂环流抑制的控制效果。由此, 文献[15]提出了一种桥臂

环流与交流电流解耦的控制方案。该方案利用独立的全桥子模块作为电压校正模块,采用 PWM 调制,通过改变该模块的占空比实现对校正电压的连续调节。但该文献仅将其作为 MMC 传统环流抑制的补充方案,并未指出针对其控制特点的优势应用场合,也没有考虑相关工程实施方案。

2 新型控制方法

本文为实现该控制方案的工程应用,在文献[15]的基础上,提出了电压校正模块的冗余方案,并在环流机理分析的基础上提出电压校正模块的设计方法。本文方案需要对 MMC 拓扑进行改进,如图 6 所示,在每个桥臂中增加一个电压校正模块。为进行正负电压的双向调节,该校正模块须采用全桥型子模块。

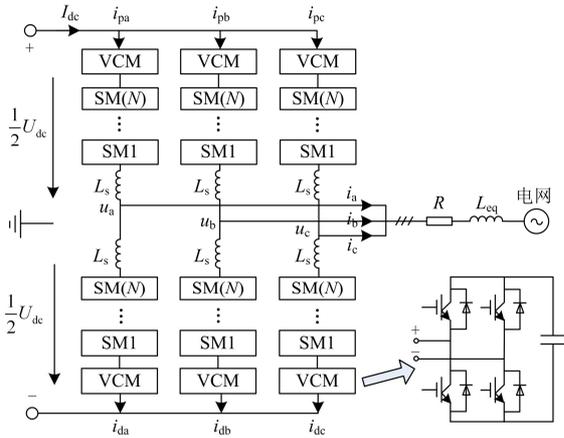


图 6 MMC 改进拓扑及电压校正模块拓扑结构图

Fig. 6 Proposed topology with voltage correcting module

2.1 VCM 冗余控制方法设计

该拓扑中的半桥子模块均采用最近电平调制,控制方式与传统 MMC 相同,仅桥臂环流抑制功能交由电压校正模块来实现。该模块在完成桥臂环流抑制功能的同时,必须维持自身电压正常以保证系统稳定运行,因此需要引入模块稳压控制环节。

图 7 给出了本文所提桥臂环流抑制方法的整体控制框图,包括桥臂环流控制、VCM 稳压控制及移相载波调制单元三个环节。前两个环节的输出叠加,通过第三个环节的载波调制,最终得到 VCM 的驱动信号,可同时实现桥臂环流抑制和 VCM 模块稳压的双重控制效果。桥臂环流抑制环节的原理与传统方法相同,此处不再赘述。

在工程应用中,需要进行子模块冗余设置以提高系统可靠性。因此本文设计的控制系统增加了冗余电压校正模块,下文将一并分析。

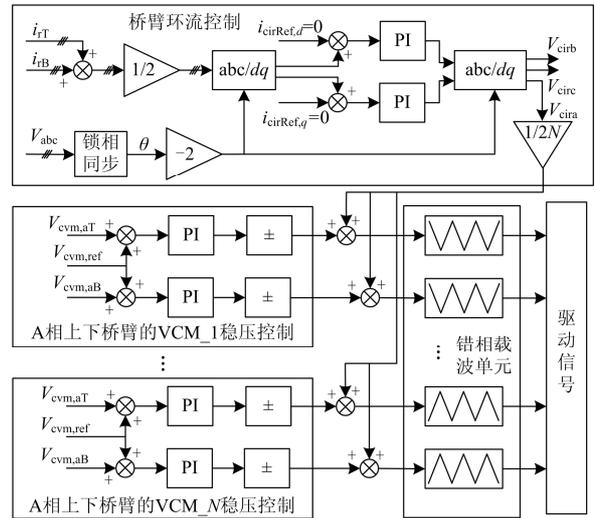


图 7 电压校正模块的控制及调制框图

Fig. 7 Control and modulation of VCM

VCM 稳压控制环节用以维持模块自身电压稳定。在含有冗余 VCM 模块的系统中,每个电压校正模块都需要一个独立的稳压控制器。该控制器利用 PI 调节器将实际的模块电压控制到设定值。为确保控制环路为负反馈,需结合电流方向对控制器输出进行符号调整,最终得到稳压控制器输出信号。具体操作为,当桥臂电流为正时,控制器输出值不做处理,当桥臂电流为负时,控制器输出反向。

为了保证在 VCM 电压稳定的同时达到环流抑制的效果,本文将环流抑制控制的输出信号与稳压控制的输出信号进行叠加,得到调制波。A 相上下桥臂的所有 $2N$ 个电压校正模块(计及冗余模块)均参与到环流抑制控制中,故需要将环流抑制器的输出信号除以系数 $2N$ 后再叠加到各 VCM 稳压控制调制波中。

将最终调制波与三角波进行载波调制即可得到电压校正模块的驱动信号。为减小系统谐波,本文将同一桥臂的不同模块进行错相调制,将每个三角载波相位分别错开 $2\pi/N$ 的弧度。

在故障导致某相 n 个 VCM 模块退出运行后,该相桥臂环流抑制器输出所除系数需调节为 $2N-n$ 。某桥臂内 m 个 VCM 模块退出运行后,该桥臂内每个三角载波相位分别错开 $2\pi/(N-m)$ 的弧度。

2.2 VCM 参数设计

为便于工程应用,本文对电压校正模块进行参数设计,包括该模块的额定电压设计和支撑电容的容值设计。

电压校正模块的功能是弥补三相桥臂电压的不均衡。因此,该模块的额定电容电压可取三相桥臂

的不均衡电压峰值, 如式(9)。电压校正模块的额定电容电压值 U_0 取 u_{za} 的峰值, 即能保证其足够的桥臂环流抑制的能力。

电压校正模块支撑电容容值的选取主要根据抑制子模块稳态电压波动的需求来选取。单个工频周期内, VCM 最大充(放)电能量决定了子模块最大稳态波动量。

设 1 个周波内子模块电容电压为 U_0 , 其波动为 ε , 则

$$\Delta W = \frac{1}{2} C_0 [U_0(1+\varepsilon)]^2 + \frac{1}{2} C_0 [U_0(1-\varepsilon)]^2 = 2\varepsilon C_0 U_0^2 \quad (10)$$

满足抑制子模块电容电压波动不超过 ε 的电容值为

$$C_0 \geq \frac{\Delta W_{\max}}{2\varepsilon U_0^2} \quad (11)$$

式中, ΔW_{\max} 表示单个工频周期内 VCM 最大充(放)电能量。只需计算出该值, 便能得到 VCM 的电容值。

以 A 相上桥臂的电压校正模块为例, 其充电功率为

$$p_{\text{vcm}} = u_{\text{vcm}} i_{\text{vcm}} \quad (12)$$

其中: u_{vcm} 为电压校正模块的电压波形; i_{vcm} 为流经电压校正模块的电流, 其值为桥臂电流与子模块驱动信号占空比的乘积。近似认为占空比 d 为反向 u_{za} 与 U_0 的比值, 为 $-\sin(2wt + \varphi)$ 。

$$i_{\text{vcm}} = i_{\text{pa}} d = -\frac{I_{\text{dc}}}{3} [1 + 2m \cos(wt + \varphi)] \sin(2wt + \varphi) = -\frac{I_{\text{dc}}}{3} [m \sin wt + \sin(2wt + \varphi) + m \sin(3wt + \varphi)] \quad (13)$$

模块电压即为流经模块的电流在模块电容上的积分。

$$u_{\text{vcm}} = \frac{1}{C} \int i_{\text{vcm}} d \cdot dt \quad (14)$$

由于系统将电容电压波动抑制到 10% 以内, 其交流分量远小于直流分量。故忽略模块电压交流分量。

将式(13)、式(14)代入式(12), 可得

$$p_{\text{vcm}} = -\frac{U_0 I_{\text{dc}}}{3} [1 + 2m \cos(wt + \varphi)] \sin(2wt + \varphi) = -\frac{U_0 I_{\text{dc}}}{3} [m \sin wt + \sin(2wt + \varphi) + m \sin(3wt + \varphi)] \quad (15)$$

分析该式可知, p_{vcm} 有 6 个过零点, 分别为

$$\begin{cases} wt_{1-4} = n\pi/2 - \varphi/2 & n = 1, 2, 3, 4 \\ wt_5 = \pi - \varphi + \theta & \theta = \arccos(1/2m) \\ wt_6 = \pi - \varphi - \theta \end{cases} \quad (16)$$

以过零点为区间, 对充放电功率做积分, 得到

单个工频周期内, 最大充(放)电能量为

$$\Delta W = \int_{wt_0}^{wt_r} |p_{\text{vcm}}(wt)| dt = -\frac{m U_0 I_{\text{dc}}}{3w} \left[\cos wt + \frac{1}{2m} \cos(2wt + \varphi) + \frac{1}{3} \cos(3wt + \varphi) \right] \Big|_{wt_0}^{wt_r} \quad (17)$$

由于过零点随着 φ 、 θ 的变化而变化, 6 个过零点的顺序不固定, 因此难以通过解析式分析。本文通过 Matlab 定值画图得到单位周期内最大充放电能量随有功功率和无功功率变化的 3 维曲面图, 如图 8 所示。因此需要将式(17)中各变量表示为 P 、 Q 的解析式。

$$\begin{cases} \cos \varphi = P/S = P/\sqrt{P^2 + Q^2} \\ m = 2/k \cos \varphi \\ k = \sqrt{(E_s + i_q wL)^2 + (i_d wL)^2} / 0.5U_{\text{dc}} \\ i_d = \sqrt{2/3} P / U_s \\ i_q = \sqrt{2/3} Q / U_s \end{cases} \quad (18)$$

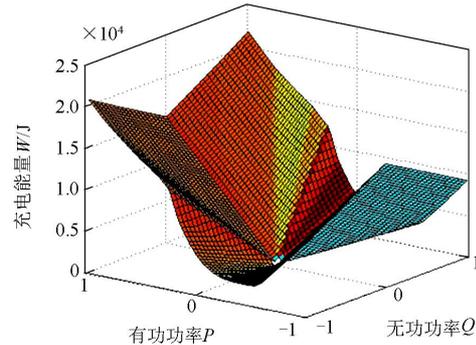


图 8 桥臂充放电能量与功率的关系

Fig. 8 Relationship between charging/dischARGE energy of an arm and power

由图 8 可知, 换流器在额定无功功率和额定有功功率(逆变)时, 子模块电容电压波动最大。按该工况进行计算可得单个工频周期内最大的充电能量。

3 仿真实验

基于前文对模块化多电平换流器新型桥臂环流抑制策略的深入研究和对电压校正模块的设计, 本节对该环流抑制策略进行全面的仿真实验验证工作。

3.1 仿真模型介绍

本文基于 Matlab/Simulink 搭建了 11 电平 MMC 输电系统仿真模型, 系统结构如图 9 所示。其中, MMC1 和 MMC2 分别控制直流电压和输出功率。

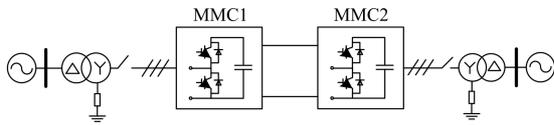


图 9 仿真系统结构图

Fig. 9 Diagram of simulation system

仿真系统主要参数详见表 1，两站各项参数相同。按照 2.2 节电压校正模块参数设计方法，结合仿真系统主要参数，由模块电压波动 ε 为 10%，可以计算得到模块额定电压为 19.4 kV 及模块电容容值 0.27 mF。留有一定裕量，仿真系统电压校正模块参数见表 1。图 8 便是按照仿真系统参数绘制而成。

表 1 仿真系统主要参数

Table 1 Main parameters of simulation system

系统参数	MMC
直流母线电压/kV	± 200
额定有功功率/MW	100
额定无功功率/Mvar	35
桥臂电抗器/H	0.35
子模块电容器/mF	0.072
子模块额定电压/kV	40
桥臂子模块数	10
连接变压器/kV	115/208.2($uk=7\%$)
额定电压/kV	20
模块电容容值/mF	0.3
载波频率/kHz	1

考虑到冗余设计，仿真系统中设置了 2 个电压校正模块。作为对比，按传统环流控制方法搭建对比模型，该模型不含 VCM，其他各项系统参数均相同。

3.2 仿真结果及分析

系统观察站 1 的仿真波形。站 1 做定直流电压控制和定无功功率控制，站 2 做定有功功率控制和定无功功率控制。无功功率指令为额定无功功率，有功功率指令在 0.7 s 从零阶跃到额定功率。稳态工况即为 VCM 最大充(放)电量对应工况。

对比观测波形分直流场、交流侧和换流阀显示。直流场波形包括直流电压、直流电流；交流场波形包括阀侧交流电压、阀侧交流电流；换流阀波形包括桥臂电流、系统环流以及系统半桥子模块电压。所有波形均采用标幺值形式显示。

如图 10~图 12 所示，本文桥臂环流抑制策略能够在不影响系统控制和半桥模块正常运行的前提下，明显降低直流电压波动，且具有更好的环流抑制效果。传统环流抑制波形中，直流电压波动为 8%，桥臂环流峰值标幺值为 0.06。新方法能够将直流电压波动降低到 4%，桥臂环流峰值标幺值降低到 0.012。

图 13 显示了本文桥臂环流抑制策略下 A 相上桥臂的模块电压。由于采用相同的控制方式，两个电压校正模块具备近似相同的电压波形。

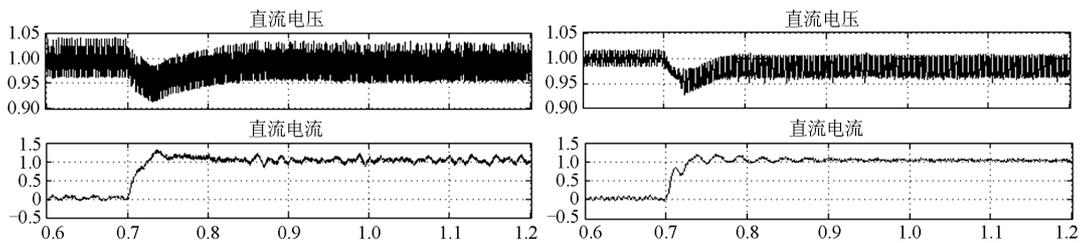


图 10 新型环流抑制方法(右)与传统方法直流场仿真波形对比

Fig. 10 DC field simulation graphs comparison of novel strategy (right) and traditional strategy

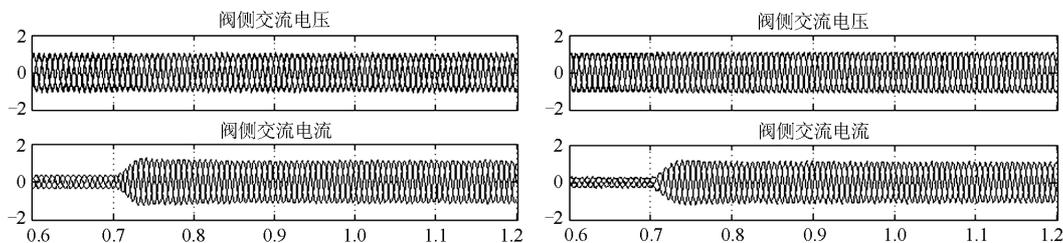


图 11 新型环流抑制方法(右)与传统方法交流场仿真波形对比

Fig. 11 AC field simulation graphs comparison of novel strategy (right) and traditional strategy

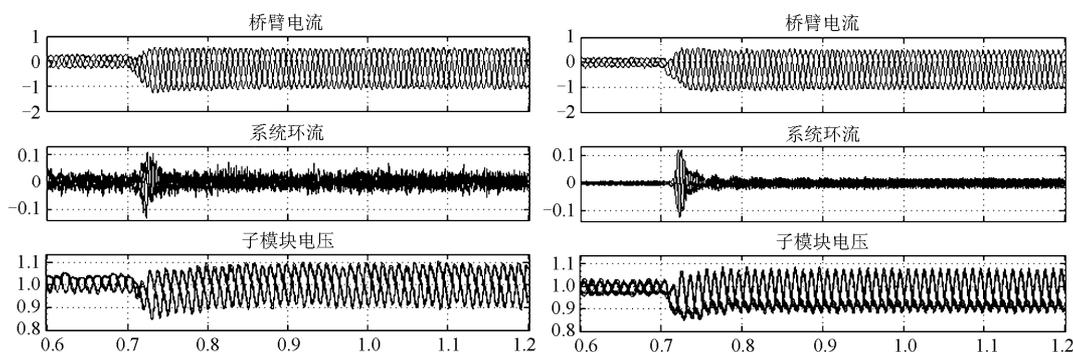


图 12 新型环流抑制方法(右)与传统方法换流阀仿真波形对比

Fig. 12 Simulation graphs comparison of converter valve of novel strategy (right) and traditional strategy

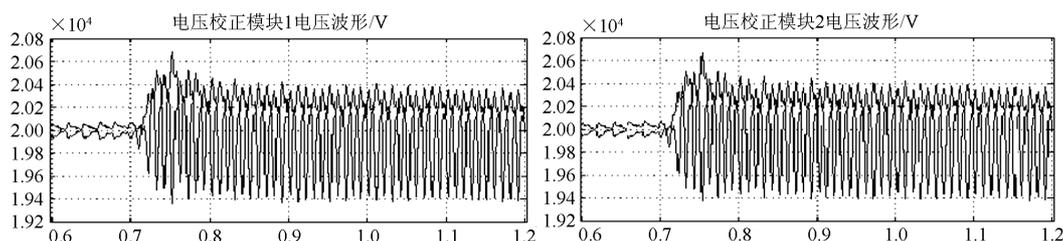


图 13 A 相上桥臂子模块电压仿真波形

Fig. 13 Voltage simulation graphs of A phase up arms submodules

为了验证本文对电容参数计算方法的正确性。本文对仅剩一个电压校正模块工作时, 额定有功(逆变)、额定无功工况进行仿真, 观察其电压校正模块的电压波动情况, 如图 14 所示。由波形可知, 模块电容电压波动 ε 略小于 10%, 与系统设计预期相符合。

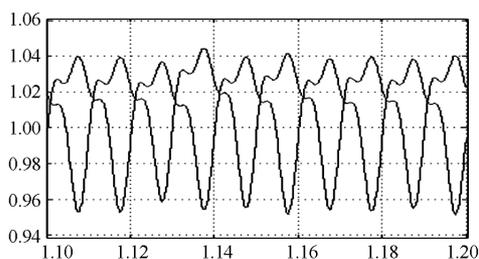


图 14 最恶劣工况电压校正模块电压仿真波形

Fig. 14 Simulation graphs of VCM's voltage under the worst condition

4 结论

本文介绍了一种新型桥臂环流抑制策略, 包括桥臂环流控制方法、电压校正模块稳压控制方法。为便于工程应用, 提出了该方案的冗余策略, 并基于桥臂环流机理分析给出了电压校正模块的参数设计方法。

通过仿真的对比分析, 验证了电压校正模块的

参数设计方法的有效性和桥臂环流抑制算法的实用性。该方法对于采用 IGBT 串联子模块的大容量柔性直流输电系统具有直流谐波小、桥臂环流抑制效果好等优点, 为该技术路线方案的工程实施提供了一种良好的环流抑制方案。

参考文献

- [1] DORN J, RETZMANN D, SOERANGR D. Prospects of multilevel VSC technologies for power transmission[C] // IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2008: 1-16.
- [2] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C] // IEEE PowerTech Conference, 2003: 23-26.
- [3] ALLEBROD S, HAMERSKI R, MARQUARDT R. New transformerless scalable modular multilevel converters for HVDC-transmission[C] // Proceedings of Power Electronics Specialists Conference, 2008: 174-179.
- [4] 汤广福, 贺之渊, 滕乐天, 等. 电压源换流器高压直流输电技术最新研究进展[J]. 电网技术, 2008, 32(22): 39-44.
TANG Guangfu, HE Zhiyuan, TENG Letian, et al. New progress on HVDC technology based on voltage source converter[J]. Power System Technology, 2008, 32(22):

- 39-44.
- [5] 胡鹏飞, 江道灼, 郭捷, 等. 基于混合型多电平换流器的柔性直流输电系统[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 40(10): 33-38.
HU Pengfei, JIANG Daozhuo, GUO Jie, et al. VSC-HVDC system based on hybrid multilevel voltage sourced converters[J]. Power System Protection and Control, 2013, 40(10): 33-38.
- [6] 卓谷颖, 江道灼, 连霄壤. 模块化多电平换流器不平衡环流抑制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(24): 118-124.
ZHUO Guying, JIANG Daozhuo, LIAN Xiaorang. Study of unbalanced circular current suppressing for modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(24): 118-124.
- [7] 张哲任, 徐政, 薛英林. MMC-HVDC 系统过电压保护和绝缘配合的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(21): 58-64.
ZHANG Zheren, XU Zheng, XUE Yinglin. Study of overvoltage protection and insulation coordination for MMC based HVDC[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(21): 58-64.
- [8] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 模块化多电平换流器子模块电容电压波动与内部环流分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 8-14.
ZHOU Yuebin, JIANG Daozhuo, GUO Jie, et al. Analysis of sub-module capacitor voltage ripples and circulating currents in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 8-14.
- [9] SONG Qiang, LIU Wenhua, LI Xiaoqian, et al. A steady-state analysis method for a modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 3702-3713.
- [10] ANTONIOS A, LENNART A, HANS-PETER N. On dynamics and voltage control of modular multilevel converter[C] // 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2009: 1-10.
- [11] 屠卿瑞, 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.
TU Qingrui, XU Zheng, ZHENG Xiang, et al. Mechanism analysis on the circulating current in modular multilevel converter based HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(2): 547-552.
- [12] 杨晓峰, 郑琼林. 基于 MMC 环流模型的通用环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 59-65.
YANG Xiaofeng, ZHENG T Q. A novel universal circulating current suppressing strategy based on the MMC circulating current model[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(18): 59-65.
- [13] TU Qingrui, XU Zheng, ZHANG Jing. Circulating current suppressing controller in modular multilevel converter[C] // 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2010: 3198-3202.
- [14] 班明飞, 申科, 王建曠, 等. 基于准比例谐振控制的 MMC 新型环流抑制器[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(11): 85-89.
BAN Mingfei, SHEN Ke, WANG Jianze, et al. A novel circulating current suppressor for modular multilevel converters based on quasi-proportional-resonant control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(11): 85-89.
- [15] RIAR B S, MADAWALA U K. Decoupled control of modular multilevel converters using voltage correcting modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 690-698.

收稿日期: 2015-01-23; 修回日期: 2015-03-16

作者简介:

张浩(1987-), 男, 工学硕士, 研究方向为柔性直流输电; E-mail: fff_hao@126.com

吴金龙(1981-), 男, 工学硕士, 研究方向为新能源并网控制、电机驱动控制、柔性输电技术;

杨美娟(1985-), 女, 工学硕士, 研究方向为柔性直流输电。

(编辑 葛艳娜)