

# 面向变速抽蓄的M3C电容电压波动及环流特性建模分析

张明琦<sup>1</sup>, 叶宏<sup>2</sup>, 梁浩<sup>3</sup>, 赵博<sup>4</sup>, 王超<sup>1</sup>, 王奎<sup>1</sup>

(1. 新型电力系统运行与控制全国重点实验室(清华大学电机系), 北京 100084;

2. 国网新源控股有限公司, 北京 100761;

3. 国网冀北电力有限公司电力科学研究院, 北京 100045;

4. 国网新源控股有限公司抽水蓄能技术经济研究院, 北京 100761)

**摘要:** 针对目前模块化多电平矩阵变换器(M3C)中环流分析不够深入、环流频率分量不明确的问题, 对M3C子模块电容电压波动、桥臂电压波动和环流的耦合过程进行深入分析, 得到M3C环流的一次耦合模型, 并得到其所包含的4种主要频率分量, 分析结果为使用比例谐振(PR)控制器抑制对应频率分量的环流提供了理论依据。通过实验对环流的理论分析和环流抑制进行验证, 实验结果证明了对环流所含频率分量的理论分析的正确性, 同时也证明了根据分析结果设计的PR控制器相比P控制器对环流具有更好的抑制作用。

**关键词:** 变速抽水蓄能; 模块化多电平矩阵变换器; 电容电压波动; 环流

**中图分类号:** TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd25839

## Modeling and Analysis of Capacitor Voltage Fluctuation and Circulating Currents Characteristics of M3C for Variable Speed Pumped Storage

ZHANG Mingqi<sup>1</sup>, YE Hong<sup>2</sup>, LIANG Hao<sup>3</sup>, ZHAO Bo<sup>4</sup>, WANG Chao<sup>1</sup>, WANG Kui<sup>1</sup>

(1. State Key Laboratory of Power System Operation and Control (Department of Electrical Engineering, Tsinghua University), Beijing 100084, China; 2. State Grid Xinyuan Company Ltd., Beijing 100761, China; 3. State Grid Jibei Electric Power Research Institute, Beijing 100045, China; 4. Pumped-storage Technological & Economic Research Institute State Grid Xinyuan Co., Ltd., Beijing 100761, China)

**Abstract:** Aiming at the problem that the circulating currents analysis of modular multilevel matrix converter (M3C) is not deep enough and the frequency component of circulating currents is not clear, the coupling process of submodule capacitor voltage fluctuation, bridge voltage fluctuation and circulating currents in M3C was deeply analyzed, and the primary coupling model of M3C circulating currents and its four main frequency components were obtained. The analysis results provided a theoretical foundation for using PR controller to suppress the circulating currents of corresponding frequency components. The theoretical analysis and suppression of circulating currents were verified by experiments. The experimental results prove that the theoretical analysis of the frequency components of circulating currents is correct, and it is also proved that the PR controller designed according to the analysis results has better suppression effect on circulating currents than the P controller.

**Key words:** variable speed pumped storage; modular multilevel matrix converter (M3C); capacitor voltage fluctuation; circulating currents

大规模储能技术是新能源电力系统的一项关键支撑技术。相比其他储能形式, 抽水蓄能在技术成熟度、运行寿命、经济性以及储能容量等

方面都具有一定优势, 是目前最合适, 也是建成容量最大的大规模储能技术, 其在电力系统调峰、调频和事故备用等方面有重要作用, 是保障

**基金项目:** 国家电网有限公司总部科技项目(4000-202343072A-1-1-ZN)

**作者简介:** 张明琦(1998—), 男, 在读博士生, Email: zhangmq17@126.com

**通讯作者:** 王奎(1984—), 男, 博士, 副研究员, Email: wangkui@tsinghua.edu.cn

电力系统安全稳定运行的重要支撑<sup>[1]</sup>。抽水蓄能机组可分为定速机组和变速机组。定速机组只能在与电网频率相对应的转速下运行,虽然其系统结构简单、初始造价低,但运行受到诸多限制。相比于传统的定速机组,变速机组转速调节范围宽,功率响应速度快,机组运行效率高,在电网运行、机组本体、电站建设方面均具备优势<sup>[2]</sup>。根据拓扑的差异,变速抽水蓄能系统可分为双馈型和全功率型。双馈型抽蓄机组所需变流器容量较小,但其转子结构及启动程序均比较复杂<sup>[3]</sup>。全功率抽蓄机组电机转子结构简单,调速范围更宽,采用全功率变速抽蓄机组已成为主要趋势。

全功率变速抽蓄系统需要使用高压大容量双向交-交变流器作为核心装备实现电机调速。瑞士 Grimsel 电站 2 号机组采用背靠背三电平变流器<sup>[4]</sup>,国内春厂坝电站一台变速机组于 2022 年并网运行,同样采用背靠背三电平变流器。三电平变流器电平数少,电流谐波特性较差,需要配置庞大的滤波器,为了实现高压应用,需要进行器件串联或增加变压器,如果单个器件损坏会造成一套变流器无法正常工作,故障容错能力较差。ABB 公司在 2018 年提出基于模块化多电平矩阵变流器(modular multilevel matrix converter, M3C)的 75 MV·A 全功率型变速抽蓄变流器方案<sup>[5]</sup>,为 M3C 在这一领域的工程化应用树立了标杆。奥地利 VERBUND 能源公司在 2020 年开始对 Malta Oberstufe 抽蓄电站进行改造,采用 ABB 公司提供的两台 80 MW M3C 变流器,已于 2022 年 1 月投入商业运营,该项目首次将 M3C 应用于变速抽蓄工程<sup>[6]</sup>。奥地利的 Kuhtai 2 变速抽蓄项目于 2021 年开始建设,同样采用 ABB 公司提供的两台 M3C 变流器,每台功率 95 MW,该项目预计 2026 年投运<sup>[7]</sup>。与背靠背三电平变流器相比,M3C 电平数多,输出电流谐波含量低,无需  $dv/dt$  滤波器,输出电压等级高,无需变压器,M3C 在全功率变速抽水蓄能领域具有良好的应用前景。

M3C 中存在电气量循环耦合的现象,即桥臂电流会造成子模块电容电压波动,而子模块电容电压波动又会通过 PWM 调制过程影响桥臂电流和环流。对 M3C 中的子模块电容电压波动和环流进行建模分析可以为变换器的精细控制奠定基础。对于传统的模块化多电平变流器,仅一侧为交流系统,变换器内部的环流已有较多分析,主要为直流环流、基频环流以及偶数次谐波环

流<sup>[8]</sup>,由于其频率成分明确,可以采用比例谐振(proportional-resonant, PR)控制器对环流进行控制<sup>[9]</sup>。而在 M3C 中,两侧均为交流系统,变换器内部的环流频率成分复杂,针对 M3C 中电容电压波动和环流的相互耦合问题,现有大多数文献都只对 M3C 中基波桥臂电压和基波桥臂电流作用产生的电容电压波动进行建模分析,得到电容电压波动主要包含输入侧二倍频、输出侧二倍频、输入输出和频及输入输出差频 4 种频率分量的结论,并计算了这 4 种分量的理论幅值<sup>[10]</sup>,但并未根据电气量的循环耦合关系进一步分析由电容电压波动所造成的环流分量,并且环流控制器采用简单的 P 控制器。有文献提出了适用于分析 M3C 的广义改进相量法并建立了 M3C 的相量模型,该方法及模型可用于分析不同频率的交流量之间的相互作用,但在建模时进行了简化,忽略了 M3C 中各频次的环流分量<sup>[11]</sup>。还有文献针对低频输电应用分析了输出侧二倍频电容电压波动在 M3C 中造成的桥臂电压波动和环流<sup>[12]</sup>,但这一分析结果只针对特定的输入输出频率关系,对于变速抽蓄等场合并不具备一般性,而且由于只考虑了一种频率的电容电压波动造成的环流,其对环流的分析结果也是不准确的。

综上,现有研究成果主要停留在分析 M3C 的电容电压波动阶段,对电容电压波动造成的环流的研究并不完善,无法为 M3C 中的环流抑制提供指导和依据。针对这一问题,本文针对 M3C 拓扑分析其基本电流分布下的基本电容电压波动,并根据 M3C 中电气量的循环耦合关系分析基本电容电压波动造成的桥臂电压波动及其各频率分量在各桥臂中的相位分布,最终得到 M3C 环流的一次耦合模型及其所包含的主要频率分量。分析结果为使用 PR 控制器抑制对应频率分量的环流奠定基础,为 M3C 在全功率变速抽水蓄能系统中的应用提供技术支撑。

## 1 M3C 的数学模型

M3C 的电路结构如图 1 所示,其通过 9 个桥臂连接两个三相系统,每个桥臂由  $N$  个级联全桥子模块及 1 个桥臂电感  $L_b$  组成,  $SM_{(i,j)}$  代表桥臂  $i$  ( $i = 1, 2, \dots, 9$ ) 中的第  $j$  ( $j = 1, 2, \dots, N$ ) 个子模块。图 1 中,  $v_{gu}, v_{gv}, v_{gw}$  为输入三相电网电压;  $v_u, v_v, v_w$  为 M3C 输入侧三相电压,二者相差并网电感  $L_s$  上

的压降;  $i_u, i_v, i_w$  为输入侧三相电流;  $v_r, v_s, v_t$  为输出侧三相电压;  $i_r, i_s, i_t$  为输出侧三相电流;  $v_{com}$  为两侧三相系统中性点  $N_1$  和  $N_2$  之间的压差, 定义为两侧系统的共模电压;  $v_{bi}$  为各桥臂中级联全桥的输出电压(不包含桥臂电感上的电压);  $i_{bi}$  为流经各桥臂的电流;  $u_{C(ij)}$  和  $i_{C(ij)}$  分别为悬浮电容的电压及流经悬浮电容的电流;  $v_{sm(ij)}$  为全桥子模块的输出电压。

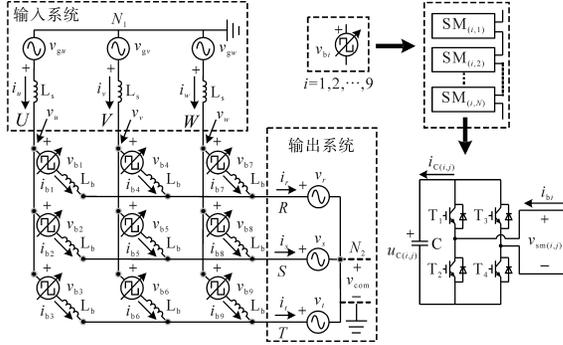


图1 M3C的电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of M3C

根据图1,由基尔霍夫电压定律可得到M3C的状态方程为

$$\begin{bmatrix} v_u - v_r & v_v - v_r & v_w - v_r \\ v_u - v_s & v_v - v_s & v_w - v_s \\ v_u - v_t & v_v - v_t & v_w - v_t \end{bmatrix} - v_{com} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = (L_b \frac{d}{dt} + R_b) \begin{bmatrix} i_{b1} & i_{b4} & i_{b7} \\ i_{b2} & i_{b5} & i_{b8} \\ i_{b3} & i_{b6} & i_{b9} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{b1} & v_{b4} & v_{b7} \\ v_{b2} & v_{b5} & v_{b8} \\ v_{b3} & v_{b6} & v_{b9} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $R_b$  为桥臂等效电阻。

为了对输入输出基波分量及环流进行独立分析,文献[13-14]最早提出使用双 $\alpha\beta 0$ 变换对M3C的原始状态方程进行解耦,对式(1)所示的M3C状态方程做双 $\alpha\beta 0$ 变换可以得到下式:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -v_{\alpha}^{rst} \\ 0 & 0 & -v_{\beta}^{rst} \\ v_{\alpha}^{uvw} & v_{\beta}^{uvw} & -v_{com} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha\alpha} & v_{\alpha\beta} & v_{\alpha 0} \\ v_{\beta\alpha} & v_{\beta\beta} & v_{\beta 0} \\ v_{0\alpha} & v_{0\beta} & v_{00} \end{bmatrix} + (L_b \frac{d}{dt} + R_b) \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} & i_{\alpha\beta} & i_{\alpha}^{rst}/3 \\ i_{\beta\alpha} & i_{\beta\beta} & i_{\beta}^{rst}/3 \\ i_{\alpha}^{uvw}/3 & i_{\beta}^{uvw}/3 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中:  $v_{\alpha}^{uvw}, v_{\beta}^{uvw}, i_{\alpha}^{uvw}, i_{\beta}^{uvw}$  分别为输入侧电压和电流的 $\alpha, \beta$ 轴分量;  $v_{\alpha}^{rst}, v_{\beta}^{rst}, i_{\alpha}^{rst}, i_{\beta}^{rst}$  分别为输出侧电压和电流的 $\alpha, \beta$ 轴分量;  $i_{\alpha\alpha}, i_{\alpha\beta}, i_{\beta\alpha}, i_{\beta\beta}$  分别为双 $\alpha\beta 0$ 坐标下的4个独立环流;  $v_{\alpha\alpha}, v_{\alpha\beta}, v_{\beta\alpha}, v_{\beta\beta}$  分别为桥臂电压变换后的4个环流电压。

因此,经过双 $\alpha\beta 0$ 变换实现了原始桥臂电流矩阵中的输入电流分量、输出电流分量和环流分量的

分离,电流控制得到解耦。

## 2 M3C电气量的循环耦合关系

假设输入输出侧三相系统完全对称,忽略 $L_s$ 上的压降,定义 $v_u$ 初始相位为0,输入侧功率因数角为 $\varphi_1$ ,电压幅值为 $\hat{v}_{g1}$ ,电流幅值为 $\hat{i}_{g1}$ ,角频率为 $\omega_1$ ,频率为 $f_1$ ;  $v_r$ 超前 $v_u$ 初始相位 $\theta$ ,输出侧功率因数角为 $\varphi_2$ ,电压幅值为 $\hat{v}_{m2}$ ,电流幅值为 $\hat{i}_{m2}$ ,角频率为 $\omega_2$ ,频率为 $f_2$ 。

忽略桥臂电压中的环流电压分量,假设无共模电压注入,忽略M3C内部环流,M3C的基本桥臂电压和基本桥臂电流可以定义为下式:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_{b1,C0} & v_{b4,C0} & v_{b7,C0} \\ v_{b2,C0} & v_{b5,C0} & v_{b8,C0} \\ v_{b3,C0} & v_{b6,C0} & v_{b9,C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_u - v_r & v_v - v_r & v_w - v_r \\ v_u - v_s & v_v - v_s & v_w - v_s \\ v_u - v_t & v_v - v_t & v_w - v_t \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{b1,C0} & i_{b4,C0} & i_{b7,C0} \\ i_{b2,C0} & i_{b5,C0} & i_{b8,C0} \\ i_{b3,C0} & i_{b6,C0} & i_{b9,C0} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} i_u + i_r & i_v + i_r & i_w + i_r \\ i_u + i_s & i_v + i_s & i_w + i_s \\ i_u + i_t & i_v + i_t & i_w + i_t \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3)$$

图2给出了M3C中电气量循环耦合关系示意图,桥臂电流会通过开关器件流经悬浮电容使电容电压出现波动,而电容电压波动又会通过变换器的PWM调制过程耦合到桥臂输出电压,从而对桥臂电流产生影响。

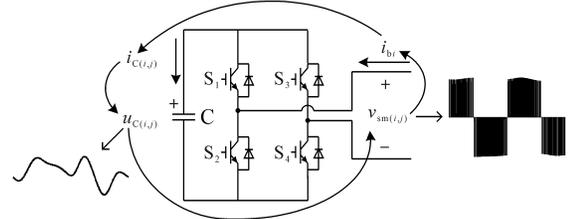


图2 M3C中电气量的循环耦合关系

Fig.2 Cyclic coupling relationship of electrical quantities in M3C

在开关周期的平均值意义下,流过子模块电容的电流 $i_{C(ij)}$ 和子模块的输出电压 $v_{sm(ij)}$ 表示为

$$\begin{cases} i_{C(ij)} = \bar{S}_{(ij)} i_{bi} \\ v_{sm(ij)} = \bar{S}_{(ij)} u_{C(ij)} \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $\bar{S}_{(ij)}$  为子模块开关函数  $S_{(ij)}$  的平均值,  $S_{(ij)} \in \{-1, 0, 1\}$ 。

桥臂电流对电容电压的作用可以表示为

$$\frac{du_{C(ij)}}{dt} = \frac{1}{C} i_{C(ij)} = \frac{1}{C} \bar{S}_{(ij)} i_{bi} = \frac{1}{C} \cdot \frac{v_{sm(ij)} i_{bi}}{u_{C(ij)}} \quad (5)$$

假设一个桥臂内所有电容的电压相同,对式(5)求和可得到桥臂 $i$ 总电容电压 $u_{Ci}$ 的状态方程,即

$$\frac{du_{Ci}}{dt} = \sum_{j=1}^N \frac{du_{C(i,j)}}{dt} = \frac{1}{C} \frac{v_{bi} i_{bi}}{u_{C(i,j)}} = \frac{N}{C} \frac{P_{bi}}{u_{Ci}} \quad (6)$$

其中  $P_{bi} = v_{bi} \times i_{bi}$

式中:  $P_{bi}$  为桥臂  $i$  的功率。

由式(6)可知  $P_{bi}$  中的波动分量会对  $u_{Ci}$  产生影响, 因此  $u_{Ci}$  总是包含保证变换器稳定工作的直流量  $\bar{u}_{Ci}$  和一定的波动分量  $\tilde{u}_{Ci}$ 。假设  $u_{C(i,j)}$  的平均值均为  $U_C$ , 则  $\bar{u}_{Ci} = NU_C$ 。考虑到  $\tilde{u}_{Ci}$  通常远小于  $NU_C$ , 对式(6)在工作点线性化并积分可以得到  $u_{Ci}$  如下式所示:

$$u_{Ci} = \underbrace{\tilde{u}_{Ci}}_{\text{波动分量}} + \underbrace{NU_C}_{\text{直流量}} \approx \frac{1}{C \cdot U_C} \int \underbrace{P_{bi}}_{E_{bi}} dt + NU_C \quad (7)$$

其中波动分量  $\tilde{u}_{Ci}$  取决于桥臂功率的积分, 即桥臂能量  $E_{bi}$ 。

为保证变换器稳定运行, 在进行PWM调制时通常直接使用电容电压平均值对桥臂参考电压进行归一化, 即

$$v_{bi}^{\text{标么值}^*} = v_{bi}^*/NU_C = (v_{bi(CO)} + v_{bi,cir})/NU_C \quad (8)$$

式中:  $v_{bi}^*$  为桥臂参考电压实际值, 包含基本桥臂电压  $v_{bi(CO)}$  和控制用的环流电压  $v_{bi,cir}$  (这里设定共模电压  $v_{com}$  为0);  $v_{bi}^{\text{标么值}^*}$  为桥臂参考电压标么值。

据此, 可以得到实际桥臂输出电压为

$$v_{bi} = v_{bi}^{\text{标么值}^*} \times u_{Ci} \approx \underbrace{v_{bi(CO)}^{\text{标么值}}}_{\text{基波分量}} NU_C + \underbrace{v_{bi,cir}^{\text{标么值}}}_{\text{环流控制分量}} NU_C + \underbrace{v_{bi}^{\text{标么值}}}_{\text{波动分量}} \times \tilde{u}_{Ci} \quad (9)$$

其包含基波分量、环流控制分量和波动分量。需要注意,  $v_{bi}^*$  中  $v_{bi,cir}$  的幅值通常很小, 与  $\tilde{u}_{Ci}$  相乘可以视为二阶小量, 因此在计算实际桥臂输出电压时可以忽略。

将桥臂输出电压中的波动分量定义为  $\tilde{v}_{bi}$ , 即

$$\tilde{v}_{bi} = v_{bi}^{\text{标么值}} \times \tilde{u}_{Ci} \quad (10)$$

假设  $v_{bi,cir}$  为0(即完全不控制M3C的环流)且变换器的输入输出侧电压完全被  $v_{bi(CO)}$  抵消, 则根据式(1)和叠加原理, 可以得到由桥臂电压波动  $\tilde{v}_{bi}$  造成的桥臂电流波动分量  $\tilde{i}_{bi}$  为

$$L_b d\tilde{i}_{bi}/dt + R_b \tilde{i}_{bi} = -\tilde{v}_{bi} \quad (11)$$

$\tilde{i}_{bi}$  又会通过上述循环耦合过程对  $\tilde{u}_{Ci}$  产生影响。

### 3 电容电压波动及环流的分析

#### 3.1 电容电压波动的分析

由上述分析可知, M3C的电容电压波动取决于桥臂功率波动, 因此首先需要M3C的桥臂功率进行分析以导出电容电压波动的解析表达式。

但是正如图2所示, M3C中电容电压波动与桥臂电流是循环耦合的, 所以, 需要对桥臂电流进行一定的假设来得到基础的桥臂功率波动, 从而进一步分析电容电压波动和环流。考虑到桥臂电流中基波电流占主导, 为了简化问题, 首先在只考虑桥臂基波电压和桥臂基波电流的前提下分析M3C的基本电容电压波动, 而后根据式(9)和式(11)分析由其造成的桥臂电压波动和桥臂环流。

根据式(3)定义的基本桥臂电压和基本桥臂电流, 可以导出M3C的基本桥臂功率表达式为

$$P_{bi(CO)} = P_{bi}^{\text{dc}} + P_{bi(CO)}^{2\omega_1} + P_{bi(CO)}^{2\omega_2} + P_{bi(CO)}^{\omega_1 - \omega_2} + P_{bi(CO)}^{\omega_1 + \omega_2} \quad (12)$$

基本桥臂功率包含5种频率分量, 分别为: 直流分量  $P_{bi}^{\text{dc}}$ , 输入侧二倍频分量  $P_{bi(CO)}^{2\omega_1}$ , 输出侧二倍频分量  $P_{bi(CO)}^{2\omega_2}$ , 输入输出频率差分量  $P_{bi(CO)}^{\omega_1 - \omega_2}$ , 输入输出频率和分量  $P_{bi(CO)}^{\omega_1 + \omega_2}$ 。其中, 直流分量  $p_{bi}^{\text{dc}}$  为有功分量, 为了保证桥臂能量平衡, 其必须被控制为0。其余4个分量为波动功率, 均为无功分量, 这些波动功率在各桥臂间交换。

进一步, 可以导出式中各频率分量的解析表达式, 如下式所示:

$$\left\{ \begin{aligned} P_{bi}^{\text{dc}} &= \frac{1}{6} \hat{v}_{g1} \hat{i}_{g1} \cos\varphi_1 - \frac{1}{6} \hat{v}_{m2} \hat{i}_{m2} \cos\varphi_2 \\ P_{bi(CO)}^{2\omega_1} &= \frac{1}{6} \hat{v}_{g1} \hat{i}_{g1} \cos(2\omega_1 t - \varphi_1 + \beta_{2\omega_1,i}) \\ P_{bi(CO)}^{2\omega_2} &= -\frac{1}{6} \hat{v}_{m2} \hat{i}_{m2} \cos(2\omega_2 t - \varphi_2 + 2\theta + \beta_{2\omega_2,i}) \\ P_{bi(CO)}^{\omega_1 - \omega_2} &= \frac{1}{6} \hat{v}_{g1} \hat{i}_{m2} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_2 - \theta + \beta_{\omega_1 - \omega_2,i}] - \\ &\quad \frac{1}{6} \hat{v}_{m2} \hat{i}_{g1} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t - \varphi_1 - \theta + \beta_{\omega_1 - \omega_2,i}] \\ P_{bi(CO)}^{\omega_1 + \omega_2} &= \frac{1}{6} \hat{v}_{g1} \hat{i}_{m2} \cos[(\omega_1 + \omega_2)t - \varphi_2 + \theta + \beta_{\omega_1 + \omega_2,i}] - \\ &\quad \frac{1}{6} \hat{v}_{m2} \hat{i}_{g1} \cos[(\omega_1 + \omega_2)t - \varphi_1 + \theta + \beta_{\omega_1 + \omega_2,i}] \end{aligned} \right. \quad (13)$$

式中:  $\beta_{2\omega_1,i}, \beta_{2\omega_2,i}, \beta_{\omega_1 - \omega_2,i}, \beta_{\omega_1 + \omega_2,i}$  分别为各次波动功率在不同桥臂中的附加相角。

直观起见, 将不同桥臂中各频率波动功率的附加相角标注在M3C拓扑图中, 如图3所示。将附加相角相同的桥臂分为一组, 则M3C的9条桥臂可分为3组, 各次波动功率在3组桥臂之间交换。从图3可以看出, 4种频率分量的波动功率对应的桥臂分组情况不同, 根据其分布情况, 将M3C中桥臂分组类型定义在4个方向上, 如图4所示。

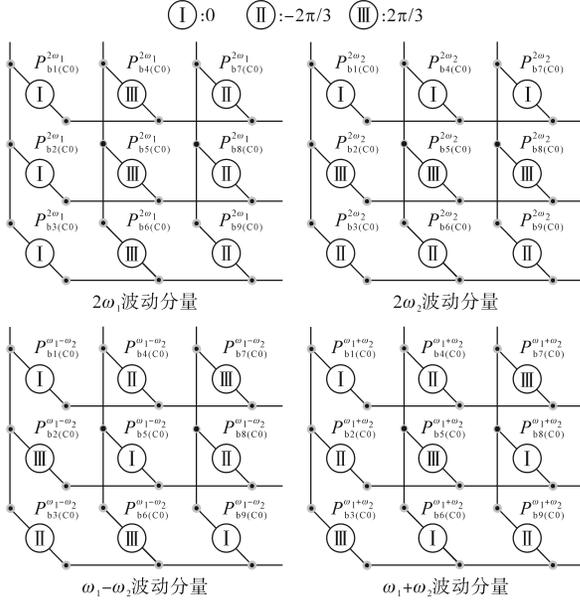


图3 桥臂功率中各频率波动分量在各桥臂中的相位

Fig.3 Phase of each frequency power fluctuation component in bridge

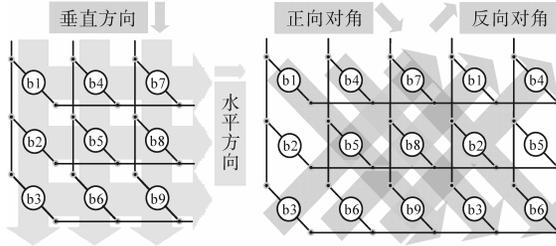


图4 M3C桥臂分组

Fig.4 Bridge grouping in M3C

对式(12)给出的桥臂功率积分即可得到桥臂能量波动,即

$$E_{bi(C0)} = E_{bi(C0)}^{2\omega_1} + E_{bi(C0)}^{2\omega_2} + E_{bi(C0)}^{\omega_1 - \omega_2} + E_{bi(C0)}^{\omega_1 + \omega_2} \quad (14)$$

同样可导出各频率分量的解析表达式。根据式(7),即可计算得到基本电容电压波动的各频率分量:

$$\tilde{u}_{Ci(C0)} = \tilde{u}_{Ci(C0)}^{2\omega_1} + \tilde{u}_{Ci(C0)}^{2\omega_2} + \tilde{u}_{Ci(C0)}^{\omega_1 - \omega_2} + \tilde{u}_{Ci(C0)}^{\omega_1 + \omega_2} \quad (15)$$

### 3.2 环流的分析

根据式(10),由基本电容电压波动导致的桥臂电压波动 $\tilde{v}_{bi(C0)}$ ,即基本桥臂电压波动可表示为

$$\tilde{v}_{bi(C0)} = v_{bi(C0)}^{\text{标幺值}} (\tilde{u}_{Ci(C0)}^{2\omega_1} + \tilde{u}_{Ci(C0)}^{2\omega_2} + \tilde{u}_{Ci(C0)}^{\omega_1 - \omega_2} + \tilde{u}_{Ci(C0)}^{\omega_1 + \omega_2}) \quad (16)$$

$v_{bi(C0)}^{\text{标幺值}}$ 中包含 $\omega_1$ 和 $\omega_2$ 分量,与每个频率的基本电容电压波动分量作用后在桥臂电压波动中共产生8种频率分量,即 $3\omega_1, 3\omega_2, \omega_1, \omega_2, \omega_1 - 2\omega_2, \omega_1 + 2\omega_2, 2\omega_1 - \omega_2$ 和 $2\omega_1 + \omega_2$ ,其作用过程可以用图5表示,可导出8种频率分量的解析表达式,冗长的计算结果不再展示。

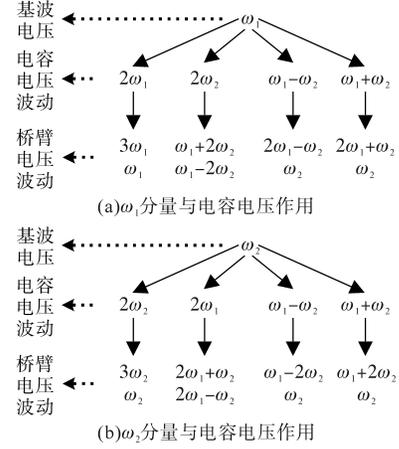


图5 基波参考电压与电容电压波动的作用

Fig.5 Interaction of fundamental reference voltage and capacitance voltage fluctuation

对于分析而言,结果中各频率分量的附加相角更为重要,因此,与对桥臂功率波动分量的分析类似,将 $\tilde{v}_{bi(C0)}$ 中各频率分量的附加相角标注在M3C的拓扑图中从而进行更直观的分析,如图6所示。

$3\omega_1$ 和 $3\omega_2$ 分量在9个桥臂中相位相同,为零序分量,不会对输入输出及环流产生影响; $\omega_1$ 分量在垂直方向分布, $\omega_2$ 分量在水平方向分布,这两种分量会被两侧的闭环控制算法抵消,不会对对侧产生影响。 $\omega_1 - 2\omega_2, 2\omega_1 - \omega_2$ 分量在反向对角分布, $\omega_1 + 2\omega_2, 2\omega_1 + \omega_2$ 分量在正向对角分布,理论上由这4种分量产生的电流在输入侧和输出侧节点上都会抵消,不会流入输入侧和输出侧系统,这4种频率分量对应的电流即为基本电容电压波动造成的环流。

对上述4种频率分量的桥臂波动电压做双 $\alpha\beta 0$ 变换即可得到双 $\alpha\beta 0$ 定义下的环流电压波动分量,考虑到各频率分量在各桥臂中的幅值相同,因此,双 $\alpha\beta 0$ 变换后的4个环流电压波动中各频率分量的幅值也与各桥臂原始值相同。

分布在对角方向的分量将出现在环流电压波动分量中,根据式(2)给出的解耦状态方程及叠加原理,后4种分量将产生对应频率的环流,即为基本电容电压波动造成的环流。以上即为只考虑基本电容电压波动时得到的一次耦合结果,实际上,M3C的环流与电容电压波动会继续循环耦合,既会对已有的频率分量产生影响,也可能产生新的频率分量,图7给出了桥臂基波参考电压与环流作用产生新的电容电压波动 $\Delta\tilde{u}_{Ci}$ 的过程。

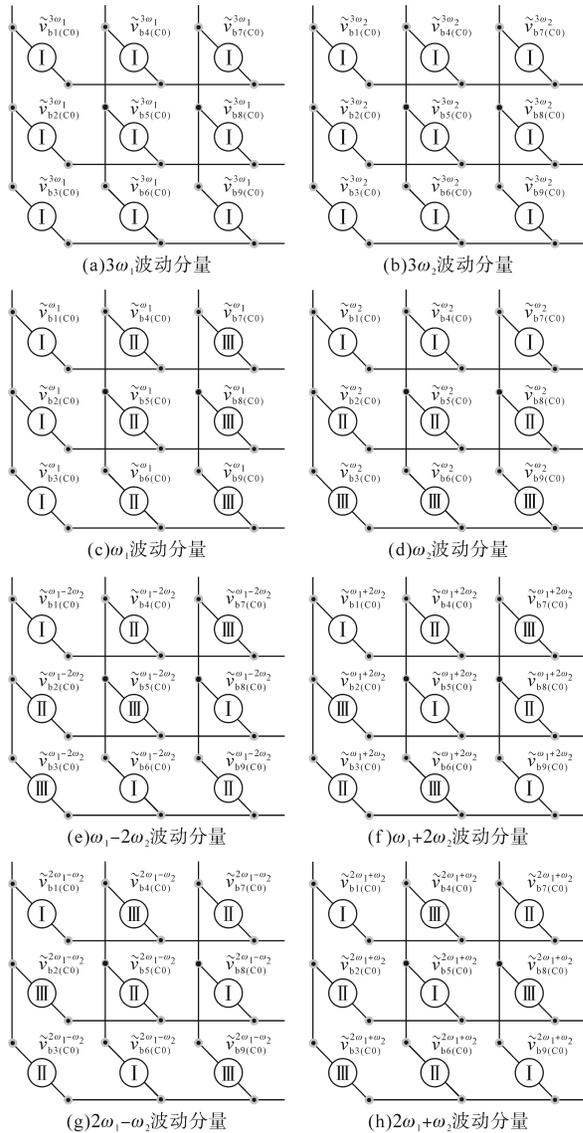


图6 桥臂电压中各频率波动分量在各桥臂中的相位  
Fig.6 Phase of each frequency voltage fluctuation component in bridge

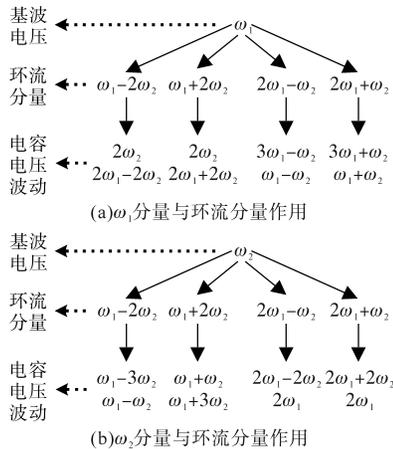


图7 基波参考电压与环流作用

Fig.7 Interaction of fundamental reference voltage and circulating current

可以看出  $\Delta \tilde{u}_{Ci}$  包含很多种频率分量。当

$\omega_1 > \omega_2 > 0$  时,  $\omega_1 - 2\omega_2$  分量的环流是4种频率分量中频率最低的, 其与  $v_{bi(C0)}$  中的  $\omega_2$  分量作用会产生  $\omega_1 - 3\omega_2$  分量的电容电压波动。在  $\omega_1$  与  $\omega_2$  的值满足一定条件时,  $\omega_1 - 3\omega_2$  分量的角频率会很低, 从而引起较大的电容电压波动。因此, 除了前述4种频率分量的电容电压波动外, 实际系统中还可能存在较为明显的  $\omega_1 - 3\omega_2$  分量的波动。

图8展示了  $\Delta \tilde{u}_{Ci}$  中的部分分量与  $v_{bi(C0)}$  作用产生新的  $\omega_1 - 2\omega_2$  分量的桥臂电压波动的过程, 该结果叠加到一次耦合结果上, 对该频率分量的环流计算结果会产生影响。此外, 可以看出  $v_{bi(C0)}$  中的  $\omega_2$  分量与  $\Delta \tilde{u}_{Ci}$  中的  $\omega_1 - 3\omega_2$  分量作用会产生  $\omega_1 - 4\omega_2$  分量的环流, 当  $\omega_1 - 3\omega_2$  分量的  $\Delta \tilde{u}_{Ci}$  幅值较大时,  $\omega_1 - 4\omega_2$  分量的环流也会较为明显。

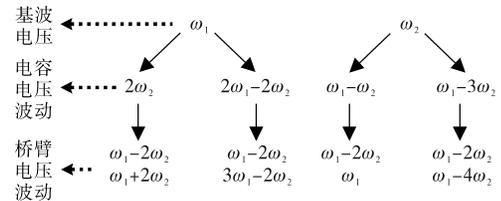


图8 基波参考电压与新的电容电压波动作用  
Fig.8 Interaction of fundamental reference voltage and new capacitance voltage fluctuation

上述分析定性地解释了环流通过循环耦合过程再对环流本身产生影响的过程, 对于控制或抑制环流来说, 了解系统包含的环流频率分量更为重要。尽管上述分析只导出了环流的一次耦合结果, 并没有完全导出M3C稳态时环流的解析表达式, 但得到了M3C环流中主要包含的频率分量, 可以为设计合理的环流控制器来控制或抑制环流奠定基础。

根据前述理论分析, M3C的环流中至少包含  $\omega_1 - 2\omega_2, \omega_1 + 2\omega_2, 2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_1 + \omega_2$  4种分量, 另外, 在实际系统中环流会包含一定幅值的  $\omega_1$  和  $\omega_2$  分量来控制各桥臂电容电压的平衡。综上, 使用PR控制器对M3C的环流进行控制时, 控制器中至少应包含以上6个谐振点。

#### 4 环流分析及抑制的实验验证

为验证理论分析及环流的抑制效果, 使用图9所示的实验平台进行实验, 实验参数如表1所示。

图10给出了输出频率20 Hz条件下使用P控制器(含基波谐振点)和PR控制器(含6个谐振

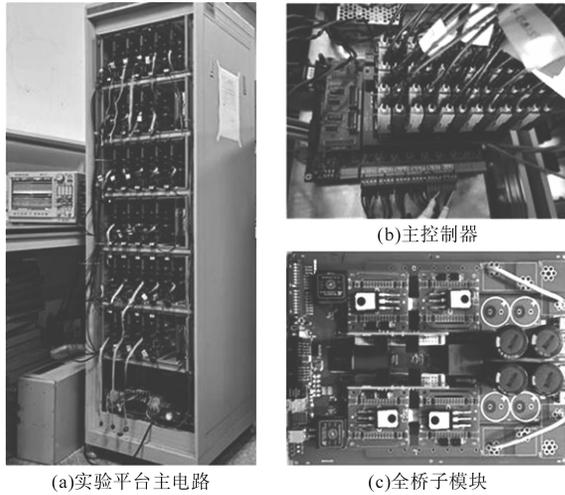


图9 M3C实验平台实物

Fig.9 Experimental platform physical of M3C

表1 实验参数

Tab.1 Experimental parameters

参数	数值	参数	数值
级联数 $N$	3	输入电压 $\hat{v}_{g1}$	130 V
桥臂电感 $L_b$	2 mH	输出电压 $\hat{v}_{m2}$	130 V
子模块电容 $C$	880 $\mu$ F	输入频率 $f_1$	50 Hz
子模块电压 $U_c$	100 V	输出频率 $f_2$	可变
并网电感 $L_s$	5 mH	负载电阻 $R_L$	15 $\Omega$
控制频率 $f_s$	2 kHz	负载电感 $L_L$	10 mH

点)时环流抑制的实验结果。对比实验结果可知,使用PR控制器时,环流的幅值比使用P控制器时降低约26%,桥臂电流幅值也减小13%左右,证明了PR控制器对环流的抑制作用。此外,对该输出频率来说,使用PR控制器后电容电压波动的幅值相比使用P控制器时减小12%,且波动分量的波形与使用P控制器时完全不同。控制器切换后桥臂电压波动的波形也发生了明显变化。

为了进一步验证前述关于M3C环流中频率分量的分析,在频域上对环流和电容电压波动进行了频谱分析,如图11所示。

在使用P控制器时,环流中明显包含10 Hz, 90 Hz, 80 Hz和120 Hz分量,对应前述分析的4个频率,此外还明显包含30 Hz分量,这正是进一步循环耦合的结果。电容电压波动中包含40 Hz, 100 Hz, 30 Hz和70 Hz频率分量,此外明显包含10 Hz分量,这同样是进一步循环耦合的结果。改用PR控制器后,环流中4个典型频率分量均得到有效抑制,同时环流中的30 Hz分量及电容电压波动中的10 Hz分量也得到有效抑制,这是由于一次循环耦合的环流被抑制后,后续的循环耦

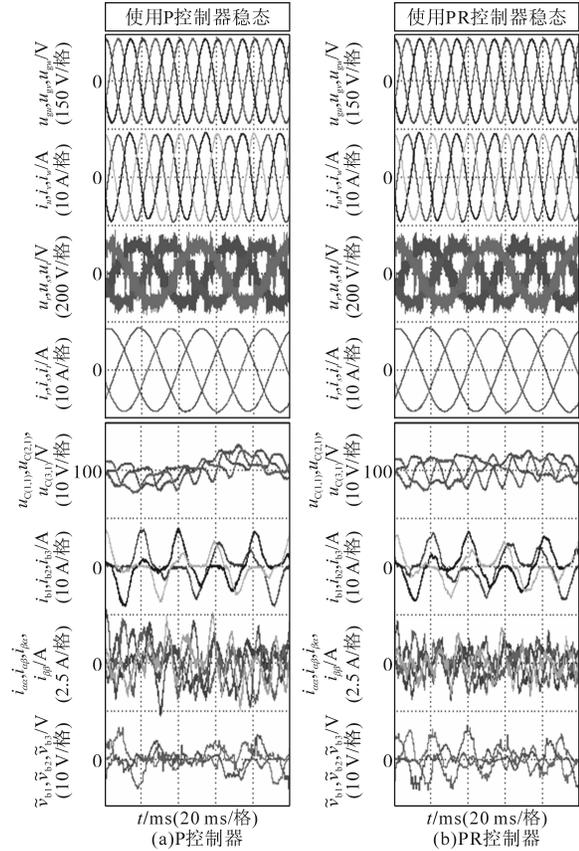


图10 输出频率20 Hz时的实验波形

Fig.10 Experimental waveforms when  $f_2 = 20$  Hz

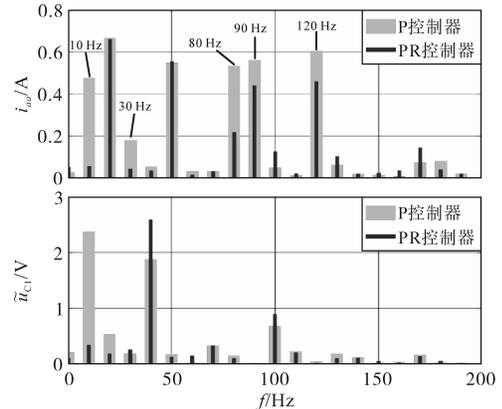


图11 输出频率20 Hz时不同控制器下环流和电容电压波动频谱

Fig.11 Spectrum of circulating current and capacitor voltage fluctuations under different controllers when  $f_2 = 20$  Hz

合过程自然得到抑制。

另外进行了输出频率12.5 Hz, 16.7 Hz, 36 Hz时的实验验证,图12~图14给出了3种工况下频谱分析的结果。当 $f_2 = 12.5$  Hz时, $\omega_1 - 4\omega_2$ 分量对应的频率为0 Hz,即直流分量,由图12可见,只采用P控制器时,环流中包含明显的直流分量,这与理论分析相符。而采用PR控制器后,环流的 $\omega_1 - 2\omega_2$ 分量(对应25 Hz)和直流分量得到有效抑制,同时电容电压波动中的 $\omega_1 - 3\omega_2$ 分量(对应12.5

Hz)也被有效抑制。当 $f_2 = 16.7$  Hz(即 $f_2 = f_1/3$ )时, $\omega_1 - 2\omega_2 = \omega_2$ ,该频率分量的环流变为了基波环流,由于两种控制器都含有基波谐振点的谐振控制,因此它们在此频率下对16.7 Hz的环流控制差异不大。另外,在此频率下, $\omega_1 + 2\omega_2 = 2\omega_1 - \omega_2$ ,出现了频率重合现象,此时环流包含的频率分量较少。当 $f_2 = 36$  Hz时,实验结果与前述情况类似,这里不再赘述。

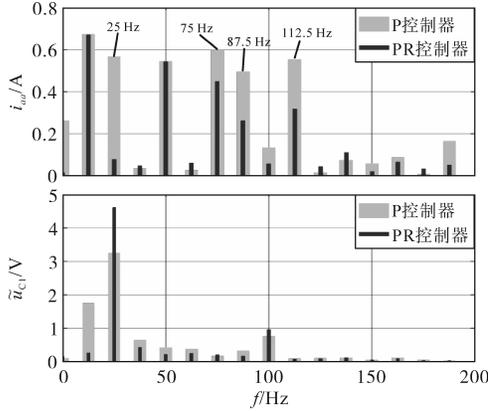


图12 输出频率12.5 Hz时不同控制器下环流和电容电压波动频谱

Fig.12 Spectrum of circulating current and capacitor voltage fluctuations under different controllers when  $f_2=12.5$  Hz

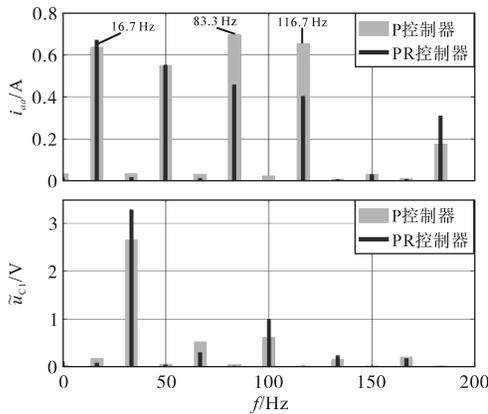


图13 输出频率16.7 Hz时不同控制器下环流和电容电压波动频谱

Fig.13 Spectrum of circulating current and capacitor voltage fluctuations under different controllers when  $f_2=16.7$  Hz

综上,上述实验验证了任何输出频率下M3C的环流主要包含 $\omega_1 - 2\omega_2, \omega_1 + 2\omega_2, 2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_1 + \omega_2$ 分量的结论。同时当 $\omega_1 \cdot \omega_2 > 0$ 时, $\omega_1 - 2\omega_2$ 分量的环流会进一步产生 $\omega_1 - 3\omega_2$ 分量的电容电压波动,继而导致环流中出现 $\omega_1 - 4\omega_2$ 分量。当然,当 $\omega_1 \cdot \omega_2 < 0$ 时,起类似作用的环流会变为 $\omega_1 + 2\omega_2$ 分量。PR控制器相比P控制器能更好地抑制M3C环流中的交流分量,特别是当 $\omega_1 \cdot \omega_2 > 0$ 时,对 $\omega_1 - 2\omega_2$ 分量的环流进行谐

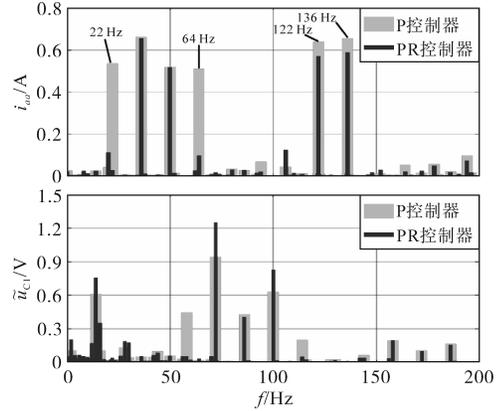


图14 输出频率36 Hz时不同控制器下环流和电容电压波动频谱

Fig.14 Spectrum of circulating current and capacitor voltage fluctuations under different controllers when  $f_2=36$  Hz

振控制还可以同时抑制 $\omega_1 - 3\omega_2$ 分量的电容电压波动和 $\omega_1 - 4\omega_2$ 分量的环流。

### 5 结论

本文对M3C电容电压波动和环流进行了分析,首先介绍了M3C中桥臂电流和电容电压波动的循环耦合过程,在考虑基本桥臂电压和基本桥臂电流的前提下分析了M3C的基本电容电压波动,从而进一步根据循环耦合过程分析了该部分电容电压波动带来的基本桥臂电压波动,得出基本桥臂电压波动包含8种频率分量的结论。通过对这些频率分量在各桥臂中的相位分布进行分析发现 $\omega_1 - 2\omega_2, \omega_1 + 2\omega_2, 2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_1 + \omega_2$ 分量会在M3C内部相互作用最终产生环流,从而得到了环流的一次耦合模型。通过进一步分析M3C的循环耦合过程发现 $\omega_1$ 和 $\omega_2$ 取值满足一定条件时, $\omega_1 \pm 2\omega_2$ 分量的环流还会造成较为明显的 $\omega_1 \pm 3\omega_2$ 分量的电容电压波动和 $\omega_1 \pm 4\omega_2$ 分量的环流。这些分析为设定基于PR控制的环流控制器中的谐振点奠定了基础。通过实验验证了环流所含频率分量的理论分析的正确性,同时验证了PR控制器相比P控制器可以更好地抑制M3C环流中的交流分量,为M3C在全功率变速抽水蓄能中的应用提供了技术支撑。

### 参考文献

[1] IBRAHIM H, ILINCA A, PERRON J. Energy storage systems—characteristics and comparisons[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2008, 12(5): 1221-1250.  
 [2] 吴毅, 简优宗, 杨合民. 大型抽水蓄能交流励磁机组发展的必要性及功能介绍[J]. 电气技术, 2015, 16(3): 118-121.

- WU Y, JIAN Y Z, YANG H M. The necessity of PSP AC excitation unit development and function are introduced[J]. *Electrical Engineering*, 2015, 16 (3): 118-121.
- [3] BOCQUEL A, JANNING J. Analysis of a 300 MW variable speed drive for pump-storage plant applications[C]//2005 European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, Germany, 2005: 1-10.
- [4] ABB Switzerland Ltd. The world's largest power converter for variable speed pumped hydropower[EB/OL]. (2014-10-06) [2024-04-15]. [https://library.e.abb.com/public/0ee456abcf33cf89e1257d6900347076/Reference\\_Grimseil\\_RevA.pdf](https://library.e.abb.com/public/0ee456abcf33cf89e1257d6900347076/Reference_Grimseil_RevA.pdf).
- [5] VASILADIOTIS M, BAUMANN R, HADERLI C, et al. IGBT-based direct AC/AC modular multilevel converters for pumped hydro storage plants[C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, USA, 2018: 4837-4844.
- [6] CHRISTE A, FAULSTICH A, VASILADIOTIS M, et al. World's first fully rated direct AC/AC MMC for variable-speed pumped-storage hydropower plants[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(7): 6898-6907.
- [7] BONTEMPS P A. Flexible high power electronics solutions for hydro-power applications[D]. Lausanne: Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, 2023.
- [8] 王静, 孙谦浩, 刘国伟, 等. 基于电容电压精确计算的MMC环流抑制方法[J]. *电气传动*, 2021, 51(24): 9-15.  
WANG J, SUN Q H, LIU G W, et al. Circulating current suppression method for MMC based on capacitor voltage accurate calculation[J]. *Electric Drive*, 2021, 51(24): 9-15.
- [9] 李金铭, 裴忠晨, 张瀚文, 等. 基于桥臂平衡的隔离型模块化多电平变换器(I-MMC)环流抑制策略[J]. *电气传动*, 2022, 52(5): 21-27.
- LI J M, PEI Z C, ZHANG H W, et al. Arm balanced based circulating current suppressing strategy for isolated modular multilevel converter (I-MMC)[J]. *Electric Drive*, 2022, 52(5): 21-27.
- [10] 岳士新. 模块化多电平矩阵变换器的宽频率运行控制策略研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2021.  
YUE S X. Research on control strategy of modular multilevel matrix converter for wide frequency operation[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2021.
- [11] LIU S, ZHAO B, WANG G, et al. An improved phasor method for modelling and analysis of modular multilevel matrix converter[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2021, 36 (3): 1744-1755.
- [12] LUO J, ZHANG X P, XUE Y, et al. Harmonic analysis of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2020, 35(3): 1209-1219.
- [13] KAMMERER F, KOLB J, BRAUN M. A novel cascaded vector control scheme for the modular multilevel matrix converter[C]//IECON 2011-37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, Australia, 2011: 1097-1102.
- [14] KAMMERER F, KOLB J, BRAUN M. Fully decoupled current control and energy balancing of the modular multilevel matrix converter[C]//2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), Novi Sad, Serbia, 2012: 1327-1334.

收稿日期: 2024-04-15  
修改稿日期: 2024-07-17