

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2023.04.021

电网不平衡工况下模块化多电平矩阵变换器控制策略

卢宇¹, 吴小丹¹, 雷家兴², 孙祥祥¹, 顾跃华¹, 韦超凡²

(1. 南京南瑞继保电气有限公司, 江苏 南京 211102;

2. 东南大学电气工程学院, 江苏 南京 210096)

摘要:模块化多电平矩阵变换器(modular multilevel matrix converter, M3C)是一种可直接实现交功率变换的新型高压大功率拓扑,在低频输电、大功率异步电机调速及低频海上风电送出等领域具有应用前景。由于2种频率的功率耦合作用, M3C桥臂电容电压在电网电压不对称时容易失稳。为此,文中首先对不平衡输入工况下 M3C桥臂功率进行了计算,推导并总结了2种不同功率平衡方法下桥臂间的功率分配规律。在此基础上,研究低频环流对桥臂功率的影响,在保证系统总有功功率平衡的前提下,提出基于低频环流的 M3C桥臂电容电压平衡控制策略,避免了网侧负序电流的引入;在不平衡工况下,通过桥臂电容电压闭环控制和功率直接补偿实现电容电压的快速平衡。所构造的低频环流仅在换流器内部流动,不影响 M3C输入输出侧的解耦运行。最后在 MATLAB 中搭建了 220 kV/400 MW M3C 系统模型,验证了所提控制策略的有效性。

关键词:模块化多电平矩阵变换器(M3C);低频输电系统;电网不平衡工况;电容电压平衡;负序控制;环流控制

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2023)04-0195-11

0 引言

我国能源中心与负荷中心大多相距甚远,随着新能源的大量接入和负荷的快速增大,传统单一的工频输电方式已难以满足远距离电力输送的要求。1994年王锡凡院士首次提出了分频输电系统(fractional frequency transmission system, FFTS)的概念,以实现低转速水轮机的大功率、远距离送出。而电力电子技术的快速发展也使得频率可以在较大范围内实现灵活可调,因此,FFTS也逐步向低频输电系统(low frequency transmission system, LFTS)拓展^[1-3],LFTS通过降低输电频率减少输电过程中的损耗,使得输电距离得以大幅提升,吸引了学术界的广泛关注。毫无疑问,AC-AC功率变换器是LFTS的核心装置。近年来,基于全控型功率器件绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)的模块化多电平矩阵变换器(modular multilevel matrix converter, M3C)受到了越来越多的重视和研究^[4-8]。M3C采用全H桥功率模组,具有良好的电能质量、优异的稳态控制特性和故障穿越能力。此外,在工、低频侧交流系统故障时,M3C也不存在柔性直流输电系统中的直流短路电流切断难题。M3C由于上述突出优点,在低频海上风电送出^[9-13]、大功率异步电机调速及低频输电系统组网

等多个领域具有显著技术优势。然而,M3C为强耦合非线性系统且桥臂数目众多,不同频率的输入、输出电压和电流会通过M3C直接耦合,在桥臂内产生双频功率耦合并进而导致复杂的子模块电容电压波动^[14-15],致使M3C整体控制难度较大。尤其在电网电压不对称条件下,这一问题将变得更为突出,要通过附加控制才可以实现M3C桥臂电容电压的稳定。

现有针对M3C的研究主要集中在建模和控制方面。在M3C建模方面,基于双 $\alpha\beta$ 坐标变换法的建模方法可实现输入输出的解耦,在近些年的研究中被广泛采用^[16-18]。文献[19]提出了基于双 dq 坐标变换的M3C控制策略,在行和列2个方向注入负序电流的同时,微调子变流器内低频环流,实现桥臂电容电压的均衡。从工、低频交流系统看,M3C均可视为3个级联型变流器的并联,因此类似星形静止同步补偿器(static synchronous compensator, STATCOM),由工频交流系统故障等导致的电压不平衡会扰乱M3C桥臂间的功率分配,从而破坏桥臂的功率平衡^[20-23]。为此,文献[24-27]通过在工频侧输入电流中注入负序分量实现桥臂间电容电压的平衡,简化了桥臂电流的控制难度,但同时会向工频系统注入不对称的负序电流,因此在这种情况下,必须引入额外的机制来防止子模块持续充电或放电,以确保M3C的正常运行。

针对不平衡工况下M3C的控制难题,文中首先介绍了在负序电流注入及桥臂低频环流注入2种不

收稿日期:2023-01-16;修回日期:2023-03-30

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2021YFB2401100);

国家电网有限公司科技项目(4000-202218073A-1-1-ZN)

同控制策略下, M3C 桥臂控制及功率平衡控制的基本数学模型, 分析并总结了负序电压及电流对桥臂子模块电容电压的影响规律。在此基础上, 进一步计算了使各桥臂功率直流分量保持平衡所需补偿的桥臂低频环流幅值, 提出基于低频功率指令的 M3C 桥臂工频电流指令快速前馈生成法, 实现 M3C 各子变流器桥臂电容电压总和的快速控制。为实现 M3C 各子变流器桥臂功率均衡, 通过计算工频侧输入有功功率差值并结合 M3C 子变流器能量平衡原则得到子变流器低频环流指令, 同时附加子变流器桥臂间电容电压闭环控制, 最终实现 M3C 所有功率模组电容电压的完全平衡。所提控制策略清晰简便, 易于实现, 且具有良好的动稳态性能。最后, 在 MATLAB/Simulink 仿真系统搭建 M3C 仿真模型, 在电网电压不对称条件下对文中所提控制策略的有效性进行了验证。

1 M3C 数学模型

1.1 M3C 系统结构

M3C 拓扑如图 1 所示, 由 9 个桥臂组成, 每个桥臂支路均由 N 个串联的 H 桥子模块和 1 个桥臂电感 L_r 构成。

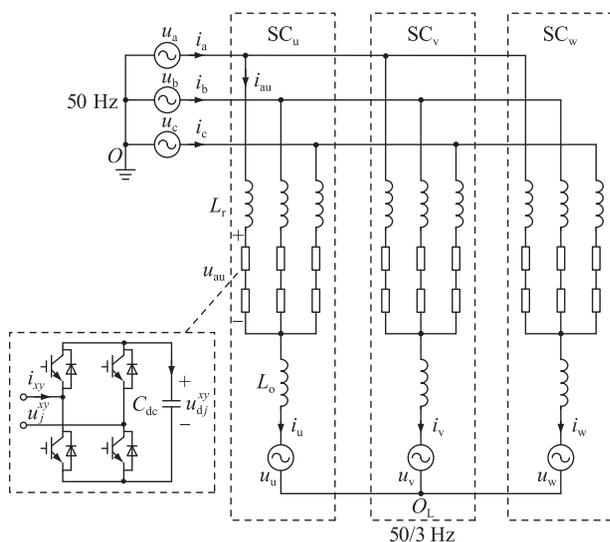


图 1 M3C 拓扑

Fig.1 Topology of the M3C

M3C 分别连接工频侧 50 Hz 交流电网与低频侧 50/3 Hz 交流电网。为保持工、低频控制串抗率一致, 在低频侧可设置滤波电感 L_o 。为便于建模及分析, 如图 1 所示, 文中将 M3C 划分为子变流器 u 、 v 、 w , 即 SC_u 、 SC_v 、 SC_w 。在 M3C 正常运行时, 控制各桥臂输出受控的工、低频交流电压可实现桥臂电流的受控特性。图 1 中, O 点为工频侧的中性点; O_L 点为低频侧的中性点; f_i 为工频侧频率; f_o 为低频侧频率;

u_x 、 i_x ($x=a, b, c$) 分别为 a 、 b 、 c 三相工频侧相电压和相电流; u_y 、 i_y ($y=u, v, w$) 分别为低频侧相电压和相电流; u_{xy} 为桥臂 xy 交流输出电压; i_{xy} 为相应桥臂电流; C_{dc} 为子模块直流侧电容容值; u_{dj}^{xy} 为桥臂 xy 第 j ($j=1, 2, \dots, N$) 号子模块直流侧电容电压稳态运行值; u_j^{xy} 为桥臂 xy 第 j 号子模块的输出电压。

由图 1 可见, M3C 的 9 个桥臂将直接流过工、低频电流且同时承受工、低频电压。同频率的电压及电流将产生持续的有功功率, 进而影响桥臂功率模组电容电压中的直流量。而不同频率的电压及电流也将在桥臂中产生功率的直接耦合, 造成桥臂功率模组电容电压中产生 $2f_i$ 、 $2f_o$ 、 $f_i \pm f_o$ 共计 4 种不同频率的交流波动。这 4 个频率的交流功率波动和 M3C 桥臂调制波进一步耦合, 会产生附加的其他频率功率的交流波动现象^[10], 从而导致 M3C 桥臂功率出现复杂的耦合现象, 增加了 M3C 的控制难度。此外, 在电网电压不对称期间, 和具有公共直流母线的模块化多电平变流器 (modular multilevel converter, MMC) 不同, M3C 各子变流器 3 个桥臂间吸收的有功功率会出现持续的偏差, 导致桥臂电容电压失去稳定。因此, 有必要针对这一问题提出对应的解决方法。

1.2 不同控制策略下 M3C 桥臂功率特性分析

目前, 针对电网电压不对称情况的 M3C 控制策略主要有负序电流控制及环流控制。首先分析其实现机理, 并给出 2 种控制策略的实现过程。

1.2.1 负序电流注入法

如图 1 所示, 从工、低频侧看, M3C 均可看作 3 个完全相同的子变流器并联而成。因此, 在功率特性上 3 个子变流器的分析过程完全类似。以子变流器 u 为例, 其电压回路方程可表示为:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{au} \\ u_{bu} \\ u_{cu} \end{bmatrix} = L_r \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{au} \\ i_{bu} \\ i_{cu} \end{bmatrix} + L_o \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_u \\ i_u \\ i_u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_u \\ u_u \\ u_u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{NO} \\ u_{NO} \\ u_{NO} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_{NO} 为中性点之间电压, 一般控制为 0。

对式(1)进行克拉克变换可得:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{u,\alpha} \\ u_{u,\beta} \end{bmatrix} = L_r \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{u,\alpha} \\ i_{u,\beta} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: u_α 、 u_β 分别为工频电压的 α 、 β 分量; $i_{u,\alpha}$ 、 $i_{u,\beta}$ 分别为子变流器 u 桥臂工频差模电流的 α 、 β 分量; $u_{u,\alpha}$ 、 $u_{u,\beta}$ 分别为子变流器 u 桥臂工频差模电压的 α 、 β 分量。

由式(1)、式(2)可见, 通过 α 、 β 变换可以实现工、低频输入及输出侧的解耦控制。为实现工频侧

不对称故障下 M3C 的 9 桥臂电容电压稳定,可对 M3C 各子变流器在工频侧进行功率独立控制,并控制在各子换流和工频交流系统交互负序电流以稳定各子变流器功率模组电容电压,最终实现 M3C 所有桥臂电容电压的稳定^[1,24-27]。

1.2.2 低频环流注入法

为实现工频侧不对称故障下 M3C 的 9 桥臂电容电压的稳定,首先通过工频侧交流输入电流中的正序分量控制实现 M3C 各子变流器 3 个桥臂电容电压总和的稳定,同时抑制 M3C 和工频侧系统交互电流的负序分量。由于低频系统为 M3C 构建的相对稳定的交流系统,为实现 M3C 各子变流器桥臂间电容电压的均衡,也可以通过注入各子变流器桥臂间的低频环流来实现功率模组电容电压的均衡^[28-30]。

1.2.3 2 种控制策略的对比

图 2 给出了电网电压不平衡条件下,基于工频侧负序电流注入及桥臂低频环流注入控制的 2 种 M3C 控制方案。由图 2 可见,2 种方法的差异只在 M3C 各子变流器 3 个桥臂间功率的均衡。

图 2 中,通过低频侧功率控制给出低频侧电流指令,M3C 各子变流器通过电容电压总和及低频侧功率快速前馈控制得到 M3C 各子变流器桥臂电流工频正序分量指令。由于工频电网不平衡会造成各子变流器内部功率偏差,通过工频侧电压及输入电流快速计算功率偏差即可得到基于负序电流注入或低频环流所对应的电流指令分量,最后将各环节的电流指令进行综合,并通过桥臂电流直接控制实现 M3C 的稳定运行。

2 2 种控制策略的设计

2.1 不平衡工况下负序电流注入法

不平衡工况下由于负序电压和电流的影响,桥

臂功率与正常工况下区别较大。考虑工频侧电网电压不对称,其三相电压可表示为:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = E_{di}^P \begin{bmatrix} \sin(\omega_1 t) \\ \sin(\omega_1 t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega_1 t + 2\pi/3) \end{bmatrix} + E_{di}^N \begin{bmatrix} \sin(\omega_1 t + \alpha) \\ \sin(\omega_1 t + 2\pi/3 + \alpha) \\ \sin(\omega_1 t - 2\pi/3 + \alpha) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: E_{di}^P 、 E_{di}^N 分别为工频侧正序电压和负序电压的 d 轴分量,即有功分量,无功分量均为 0; ω_1 为工频电网角频率; α 为 a 相正序电压和负序电压之间的初始相角。

低频侧三相对称正弦电压表示为:

$$\begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = E_{do}^P \begin{bmatrix} \sin(\omega_0 t) \\ \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega_0 t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: E_{do}^P 为低频侧正序电压的 d 轴分量,负序分量为 0; ω_0 为低频侧电网角频率。

在不平衡工况下,为使桥臂电容电压保持平衡,工频侧应额外控制负序电流注入至变换器中,则工、低频侧电流可分别表示为:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = I_{di}^P \begin{bmatrix} \sin(\omega_1 t) \\ \sin(\omega_1 t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega_1 t + 2\pi/3) \end{bmatrix} + I_{qi}^P \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) \\ \cos(\omega_1 t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_1 t + 2\pi/3) \end{bmatrix} + I_{di}^N \begin{bmatrix} \sin(\omega_1 t + \alpha) \\ \sin(\omega_1 t + 2\pi/3 + \alpha) \\ \sin(\omega_1 t - 2\pi/3 + \alpha) \end{bmatrix} + I_{qi}^N \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t + \alpha) \\ \cos(\omega_1 t + 2\pi/3 + \alpha) \\ \cos(\omega_1 t - 2\pi/3 + \alpha) \end{bmatrix} \quad (5)$$

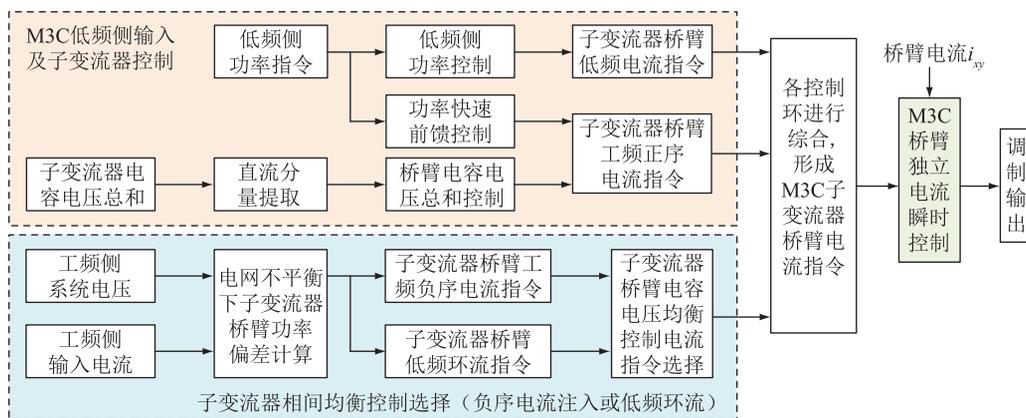


图 2 不平衡电网条件下 2 种不同 M3C 控制策略

Fig.2 Two different M3C control strategies under unbalanced grid condition

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = I_{do}^p \begin{bmatrix} \sin(\omega_o t) \\ \sin(\omega_o t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega_o t + 2\pi/3) \end{bmatrix} + I_{qo}^p \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中： I_{di}^p 、 I_{qi}^p 分别为工频侧正序电流的有功分量及无功分量； I_{do}^p 、 I_{qo}^p 分别为低频侧正序电流的有功分量及无功分量； I_{di}^N 、 I_{qi}^N 分别为工频侧负序电流的有功分量及无功分量。

理想情况下，忽略变流器内部环流时，输入、输出侧各相电流平均分配到各桥臂中，则桥臂 xy 电流可表示为：

$$i_{xy} = \frac{1}{3}i_x + \frac{1}{3}i_y \quad (7)$$

而桥臂 xy 所有子模块电容电压吸收的有功功率可以表示为：

$$p_{xy} = \sum_{j=1}^N \left(u_{dj}^{xy} C \frac{du_{dj}^{xy}}{dt} \right) \quad (8)$$

以桥臂 au 为例，其瞬时功率可表示为：

$$p_{au} = u_{au}i_{au} = \frac{1}{3}(u_a - u_u)(i_a + i_u) \quad (9)$$

根据式(9)，代入 u_a 、 u_u 、 i_a 、 i_u 的表达式，可得 p_{au} 的具体形式，其包含直流分量以及多种频率的交流分量。桥臂功率中的交流分量会引起子模块电容电压的周期性波动，而直流分量则会导致子模块电容持续放电或充电，使得子模块电容电压偏离给定值，影响系统的正常运行，须予以消除。

p_{au} 中的直流量为：

$$\begin{aligned} \bar{p}_{au} = & \frac{1}{6}(E_{di}^p I_{di}^p + E_{di}^N I_{di}^N - E_{do}^p I_{do}^p) + \\ & \frac{1}{6}(E_{di}^p I_{di}^N + E_{di}^N I_{di}^p) \cos \alpha + \\ & \frac{1}{6}(E_{di}^p I_{qi}^N - E_{di}^N I_{qi}^p) \sin \alpha \end{aligned} \quad (10)$$

为保证 M3C 正常运行，应有系统输入输出侧的有功功率 $p_i = p_o$ ，即有：

$$\frac{3}{2}(E_{di}^p I_{di}^p + E_{di}^N I_{di}^N) = \frac{3}{2}E_{do}^p I_{do}^p \quad (11)$$

将式(11)代入式(10)可得：

$$\begin{aligned} \Delta \bar{p}_{au} = & \frac{1}{6}(E_{di}^p I_{di}^N + E_{di}^N I_{di}^p) \cos \alpha + \\ & \frac{1}{6}(E_{di}^p I_{qi}^N - E_{di}^N I_{qi}^p) \sin \alpha \end{aligned} \quad (12)$$

式中： $\Delta \bar{p}_{au}$ 为由负序电压、电流形成的桥臂 au 瞬时功率中的直流分量。而根据 M3C 各桥臂结构的相似性及对称性，可得 M3C 子变流器桥臂瞬时功率中

的直流分量为：

$$\begin{cases} \Delta \bar{p}_{au} = \Delta \bar{p}_{av} = \Delta \bar{p}_{aw} = \frac{1}{6}(E_{di}^p I_{di}^N + E_{di}^N I_{di}^p) \cos \alpha + \\ \quad \frac{1}{6}(E_{di}^p I_{qi}^N - E_{di}^N I_{qi}^p) \sin \alpha \\ \Delta \bar{p}_{bu} = \Delta \bar{p}_{bv} = \Delta \bar{p}_{bw} = \\ \quad \frac{1}{6}(E_{di}^p I_{di}^N + E_{di}^N I_{di}^p) \cos \left(\alpha + \frac{4}{3}\pi \right) + \\ \quad \frac{1}{6}(E_{di}^p I_{qi}^N - E_{di}^N I_{qi}^p) \sin \left(\alpha + \frac{4}{3}\pi \right) \\ \Delta \bar{p}_{cu} = \Delta \bar{p}_{cv} = \Delta \bar{p}_{cw} = \\ \quad \frac{1}{6}(E_{di}^p I_{di}^N + E_{di}^N I_{di}^p) \cos \left(\alpha - \frac{4}{3}\pi \right) + \\ \quad \frac{1}{6}(E_{di}^p I_{qi}^N - E_{di}^N I_{qi}^p) \sin \left(\alpha - \frac{4}{3}\pi \right) \end{cases} \quad (13)$$

根据式(13)可知，由负序电压、电流形成的直流分量虽不会对 M3C 的输入输出功率造成影响，但是会改变有功功率在子变流器内部各桥臂之间的分配，使得各子变流器 3 个桥臂子模块电容电压发生偏差，进而导致 M3C 闭锁甚至系统停运。式(13)中的可控量有 I_{di}^p 、 I_{qi}^p 、 I_{di}^N 、 I_{qi}^N ，因此，可通过控制工频侧输入的负序电流来消除桥臂瞬时功率中的直流分量。

根据式(13)可得：

$$\begin{cases} I_{di}^N = -\frac{E_{di}^N I_{di}^p}{E_{di}^p} \\ I_{qi}^N = \frac{E_{di}^N I_{qi}^p}{E_{di}^p} \end{cases} \quad (14)$$

由式(14)可知，负序电流的幅值与负序电压的幅值成正比，当电网电压不对称度越大时，M3C 向工频交流系统注入的负序电流也越大，会引发 M3C 工频侧负序过流保护动作的可能。因此，该方法在实际工程应用中具有一定的局限性。

2.2 不平衡工况下低频环流注入法

由图 1 可知，M3C 中存在多个不影响输入输出的环流路径。根据 MMC 中的经验，可考虑通过构造桥臂内部环流来调整有功功率在各子变流器内 3 个桥臂之间的分配，从而使各桥臂达到功率平衡。此时桥臂 xy 电流可表示为：

$$i_{xy} = \frac{1}{3}i_x + \frac{1}{3}i_y + i_{xy}^{ciry} \quad (15)$$

式中： i_{xy}^{ciry} 为桥臂 xy 中与电流 i_y 同频同相的环流成分。由于不同频率的电压电流不能传递有功功率，因此通过环流引入的桥臂功率直流分量为：

$$\Delta \bar{p}_{\text{cirxy}} = -\frac{1}{2} E_{do}^p I_{xy}^{\text{cirxy}} \quad (16)$$

式中: I_{xy}^{cirxy} 为桥臂环流 i_{xy}^{cirxy} 的幅值。环流传递的有功功率须能补偿各桥臂瞬时功率中的直流分量,即满足:

$$\Delta \bar{p}_{\text{cirxy}} + \Delta \bar{p}_{xy} = 0 \quad (17)$$

以子变流器 u 为例,则桥臂 au、bu、cu 内部环流的幅值分别为:

$$\begin{cases} I_{\text{au}}^{\text{ciru}} = \frac{2\Delta \bar{p}_{\text{au}}}{E_{do}^p} \\ I_{\text{bu}}^{\text{ciru}} = \frac{2\Delta \bar{p}_{\text{bu}}}{E_{do}^p} \\ I_{\text{cu}}^{\text{ciru}} = \frac{2\Delta \bar{p}_{\text{cu}}}{E_{do}^p} \end{cases} \quad (18)$$

根据式(18)有:

$$\Delta \bar{p}_{\text{au}} + \Delta \bar{p}_{\text{bu}} + \Delta \bar{p}_{\text{cu}} = 0 \quad (19)$$

构造环流时,为保证各子变流器的独立控制,将各输出相电压的频率和相位设为子变流器内部环流相位的参考值,则桥臂 au、bu、cu 内部环流与电压 u_u 相同。

结合式(18)可得:

$$i_{\text{au}}^{\text{ciru}} + i_{\text{bu}}^{\text{ciru}} + i_{\text{cu}}^{\text{ciru}} = (I_{\text{au}}^{\text{ciru}} + I_{\text{bu}}^{\text{ciru}} + I_{\text{cu}}^{\text{ciru}}) \sin(\omega_o t) = 0 \quad (20)$$

因此,环流 i_{xy}^{cirxy} 可用于调节低频侧电流 i_y 在三相桥臂 ay、by、cy 间的分配,进而调整各桥臂之间的有功功率流动,且不会影响低频侧电流 i_y [24]。

3 基于低频环流的 M3C 控制策略实现

基于前述分析,文中提出如图3所示的系统控制框图(以子变流器 u 为例),主要包括子换流器能量平衡控制、桥臂电容电压平衡控制、桥臂电流控制、子模块电容电压平衡控制及调制。其中子变流器能量平衡控制包括低频侧功率控制和3个桥臂平均电容电压控制,分别产生低频侧及工频侧电流的参考值,桥臂低频环流参考值则通过对桥臂电容电压的闭环控制及功率直接补偿算法得到。在得到桥臂电流各分量参考值并进行综合后,通过桥臂电流瞬时控制直接产生桥臂电压参考值。最后通过最近电平逼近调制(nearest level modulation, NLM)策略产生各子模块 IGBT 的开断控制信号。

图3中, $\sum u_{\text{Cau}}$ 、 $\sum u_{\text{Cbu}}$ 、 $\sum u_{\text{Ccu}}$ 分别为桥臂

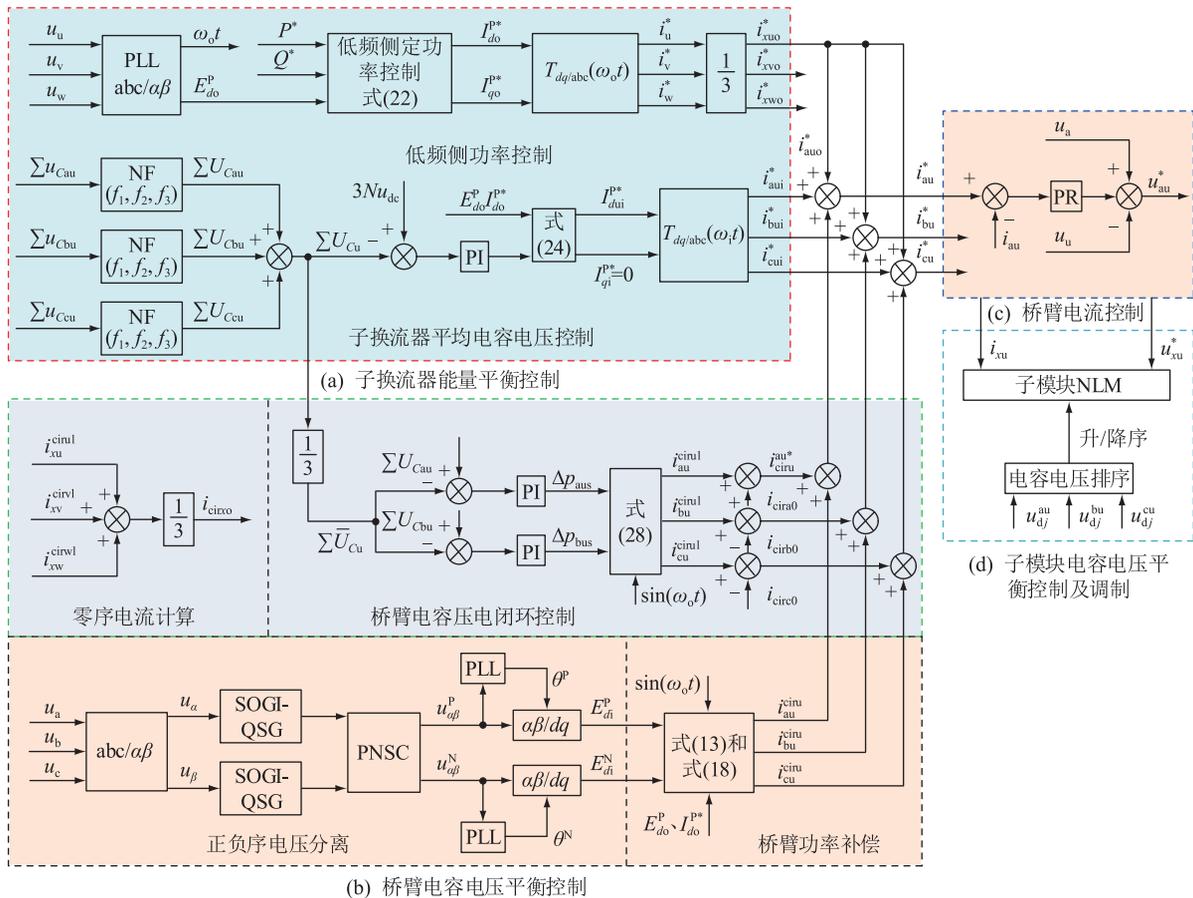


图3 子变流器 u 的控制框图

Fig.3 Control block diagram of sub converter u

au、bu、cu 子模块电容电压和; $\sum U_{Cau}$ 、 $\sum U_{Cbu}$ 、 $\sum U_{Ccu}$ 分别为桥臂 au、bu、cu 电容电压和的直流分量; $\sum \bar{U}_{Cu}$ 为桥臂 u 电容电压和的直流分量平均值; $3Nu_{dc}$ 为给定的电压参考值; θ^P 、 θ^N 分别为工频侧正序和负序同步角; i_{xu}^{cirul} 、 i_{xv}^{cirvl} 、 i_{xw}^{cirwl} ($x=a, b, c$) 分别为 u、v、w 各个子变流器对应 3 个桥臂注入的低频环流; i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* 分别为 3 个子变流器输出低频侧电流参考值; i_{xuo}^* 、 i_{xvo}^* 、 i_{xwo}^* 分别为 3 个子变流器每个桥臂输出低频侧电流参考值; i_{aui}^* 、 i_{bui}^* 、 i_{cui}^* 分别为子变流器 u 各桥臂三相工频输入电流参考值; i_{cirx0} 分别为 u、v、w 各个子变流器注入的低频环流零序分量; i_{au}^* 、 i_{bu}^* 、 i_{cu}^* 分别为子变流器 u 各桥臂电流参考值; u_{dj}^{au} 、 u_{dj}^{bu} 、 u_{dj}^{cu} 分别为子变流器 u 的 3 个桥臂第 j 号子模块直流侧电容电压稳态运行值; $T_{dq/abc}$ 表示 dq 向 abc 的转换; SOGI-QSG 模块为二阶广义积分正交信号发生器; PNSC 模块为正负序分量计算单元; PLL 模块为锁相环; NF 模块为陷波器量计算。

3.1 子变流器能量平衡控制

子变流器能量平衡控制的目的是保证流入流出各子变流器的功率保持平衡,从而使得所有子模块电容电压的平均值稳定在给定值附近。根据式(20)可知,文中所构造的低频环流不会对子变流器的输入输出功率造成影响,因此只有桥臂电流中的输入输出分量会影响子变流器模块电容电压总和的平均值。为消除负序电流分量对电网中设备的影响,文中工频侧和低频侧均采用平衡正序控制,即给定负序电流参考值为 0,因此可忽略负序电流对子变流器功率的影响。以子变流器 u 为例,桥臂 au、bu、cu 的功率之和 p_0 为:

$$p_0 = p_{au} + p_{bu} + p_{cu} = \frac{1}{2}(E_{di}^P I_{di}^P - E_{do}^P I_{do}^P) \quad (21)$$

p_0 反映了子变流器 u 电容电压平均值的变化情况,当 $p_0 > 0$ 时,电容电压平均值增大,反之则减小。根据控制目标的不同,低频侧采用的控制策略主要可分为定电压控制及定功率控制,文中以定功率控制为例进行具体分析,低频侧功率控制如图 3(a)所示。首先通过正负坐标变换将低频侧三相电压变换到 dq 同步坐标系下,根据低频侧给定有功功率参考值 P^* 和无功功率参考值 Q^* ,通过 dq 系统下的功率关系可分别得到低频侧电流有功分量参考值 I_{do}^{P*} 和无功分量参考值 I_{qo}^{P*} :

$$\begin{cases} I_{do}^{P*} = \frac{2P^*}{3E_{do}^P} \\ I_{qo}^{P*} = -\frac{2Q^*}{3E_{do}^P} \end{cases} \quad (22)$$

因此,各子变流器输出的低频侧电流参考值 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* 可通过对式(22)进行逆 dq 变换得到。

当 $p_0 = 0$ 时,并不能保证子变流器电容电压的平均值维持在给定值 u_{dc} ,其可能高于或低于 u_{dc} 。因此在低频侧功率被输出限定时,需要通过调整工频侧的输入功率来实现子变流器平均电容电压控制。由于桥臂功率耦合的原因,子模块电容电压包含多种频率的交流分量,为实现对电容电压的闭环控制并提高控制响应速度,采用陷波器将子模块电容电压的交流分量滤除,其传递函数为:

$$h(s) = \sum \frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + 2\omega\xi s + \omega^2} \quad (23)$$

式中: $\omega = 2\pi f$, f 为待滤除的频率。当工频频率为 50 Hz、低频频率为 50/3 Hz 时, M3C 桥臂电容电压存在 3 种频率,即 $f_1 = 100/3$ Hz、 $f_2 = 200/3$ Hz、 $f_3 = 100$ Hz 的交流波动。为此,图 3 中采用多个陷波器串联的方式^[24]。

如前文所述,对 M3C 控制时分别对子变流器 u、v、w 进行独立控制。以子变流器 u 为例,首先通过陷波器滤除其 3 个桥臂所有子模块电容电压总和的交流分量,得到电容电压的平均值,并与给定的参考值 $3Nu_{dc}$ 作差,再经过 PI 控制器产生功率参考值 Δp_0 。同时,加入低频侧功率的前馈控制以确保闭环控制速度。因此, M3C 子变流器 u 中工频侧输入电流的 d 轴分量参考值 I_{dai}^{P*} 为:

$$I_{dai}^{P*} = \frac{2\Delta p_0 + E_{do}^P I_{do}^{P*}}{E_{di}^P} \quad (24)$$

当电容电压平均值小于给定值时, $\Delta p_0 > 0$, 工频侧电流有功分量给定值增加,工频侧输入子变流器的有功功率增加使得子模块电容电压平均值升高;反之,工频侧输入子变流器的有功功率减少使得子模块电容电压平均值降低。此外,一般情况下为实现单位功率因数,可令 $I_{qi}^{P*} = 0$ 。通过逆 dq 变换即可求得子变流器 u 各桥臂工频输入电流参考值 i_{aui}^* 、 i_{bui}^* 、 i_{cui}^* 。

3.2 桥臂电容电压平衡控制

通过前述 M3C 子变流器独立控制原则及能量平衡控制可知,各子变流器桥臂电容电压平均值可实现稳定。但是,在电网电压不对称时,由于工频侧和低频侧输入功率的不平衡以及子模块设计导致的损耗离散特性,仍然会导致 M3C 子变流器桥臂间功率出现偏差。因此,需要对各子变流器桥臂间的有功功率进行动态平衡控制,使其子模块电容电压平均值始终稳定在给定值,进而实现 M3C 所有桥臂电容电压的完全稳定。

桥臂电容电压的动态平衡控制策略如图 3(b) 所示,首先各桥臂子模块电容电压和经式(23)所示陷波器滤除交流分量后求取其直流分量平均值:

$$\sum \bar{U}_{Cu} = \frac{1}{3} (\sum U_{Cau} + \sum U_{Cbu} + \sum U_{Ccu}) \quad (25)$$

则各桥臂需要吸收或发出的功率可表示为:

$$\begin{cases} \Delta p_{aus} = G_{PI}(s) (\sum U_{Cau} - \sum \bar{U}_{Cu}) \\ \Delta p_{bus} = G_{PI}(s) (\sum U_{Cbu} - \sum \bar{U}_{Cu}) \\ \Delta p_{cus} = G_{PI}(s) (\sum U_{Ccu} - \sum \bar{U}_{Cu}) \end{cases} \quad (26)$$

式中: $G_{PI}(s)$ 为比例积分控制传递函数。结合式(26)可得:

$$\Delta p_{aus} + \Delta p_{bus} + \Delta p_{cus} = 0 \quad (27)$$

因此, Δp_{aus} 、 Δp_{bus} 和 Δp_{cus} 仅在子变流器 u 内部 3 个桥臂之间流动。根据第 2.2 节分析,可通过构造与输出侧电压同频同相的环流来实现式(26)所示功率流动,使各桥臂电容电压平均值相同。

$$\begin{cases} i_{au}^{cirul} = \frac{2\Delta p_{aus}}{E_{do}^p} \sin(\omega_o t) \\ i_{bu}^{cirul} = \frac{2\Delta p_{bus}}{E_{do}^p} \sin(\omega_o t) \\ i_{cu}^{cirul} = \frac{2\Delta p_{cus}}{E_{do}^p} \sin(\omega_o t) \end{cases} \quad (28)$$

当 au 桥臂电容电压和高于平均值时, $\Delta p_{aus} > 0$, 环流 i_{au}^{cirul} 的幅值大于 0, 其形成的有功功率小于 0, 此时 au 桥臂向外输出有功功率使得自身子模块电容电压值下降。

对于各子变流器 u、v、w, 所构造的低频环流是三相对称的。然而对于不同子变流器的对应桥臂, 如 au、av、aw, 桥臂低频环流的相位相同, 但幅值可能不等。即有:

$$\begin{aligned} i_{au}^{cirul} + i_{av}^{cirul} + i_{aw}^{cirul} = \\ I_{au}^{cirul} \sin(\omega_o t) + I_{av}^{cirul} \sin(\omega_o t - 2\pi/3) + \\ I_{aw}^{cirul} \sin(\omega_o t + 2\pi/3) \neq 0 \end{aligned} \quad (29)$$

根据对称分量法, 上述环流可分解为正序、负序和零序分量, 其中只有零序分量会流入工频侧。因此为了防止低频环流流入工频侧, 可增加图 3(b) 所示谐波电流抑制器, 其中:

$$i_{cir0} = \frac{1}{3} (i_{xu}^{cirul} + i_{xv}^{cirul} + i_{xw}^{cirul}) \quad (30)$$

在平衡工况下上述电容电压闭环控制能够取得很好的效果, 然而在电网电压不平衡工况下, 由负序电压、电流形成的桥臂功率直流分量会使得各桥臂子模块电容电压迅速增大或减小, 此时仅依靠

电容电压闭环控制难以保证各桥臂电容电压稳定在给定值。因此, 文中提出了如图 3(b) 所示的桥臂功率补偿策略。

在具体实现上, 首先利用二阶广义积分原理对工频侧三相电压进行正负序分离并监测其中的负序电压分量, 当负序电压幅值超过给定值时, 根据负序坐标变换将其变换到负序 dq 坐标系上。然后计算各桥臂功率中的直流分量, 其中在采用正序平衡控制策略时, 负序电流分量 I_{di}^N 、 I_{qi}^N 可认为是 0, 因此无须对电流进行正负序分离。最后根据式(30) 计算各桥臂所需的环流值并将其加入到桥臂电流参考值中。

3.3 桥臂电流控制

以桥臂 au 为例, 桥臂电流控制如图 3(c) 所示, 桥臂电流参考值由 i_{au}^* 、 i_{auo}^* 、 i_{auro}^* 共计 3 个部分组成, 包含输入、输出侧和环流等多种分量。由于比例积分(PI)控制器难以实现交流量的无静差跟踪, 因此文中采用比例谐振(PR)控制器以提高差模电流环的控制精度, 其传递函数为:

$$G_{di}(s) = k_p + \frac{k_{pm}s}{s^2 + \omega_i^2} + \frac{k_{pm}s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (31)$$

式中: k_p 、 k_{pm} 分别为控制器的比例和谐振系数。在 PR 控制器的输出后加入电压前馈项, 根据式(1), 则子变流器 u 的 3 个桥臂的混频控制电压参考值可表示为:

$$\begin{bmatrix} u_{au}^* \\ u_{bu}^* \\ u_{cu}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_u \\ u_u \\ u_u \end{bmatrix} - G_{di}(s) \begin{bmatrix} i_{au}^* - i_{au} \\ i_{bu}^* - i_{bu} \\ i_{cu}^* - i_{cu} \end{bmatrix} \quad (32)$$

3.4 子模块电容电压平衡控制及调制

在实现了子变流器电容电压总和和桥臂间电容电压的均衡后, 仍须进一步实现桥臂内部子模块电容电压的均衡。由于 M3C 桥臂承受了 2 种不同频率的交流电压, 其桥臂子模块数量较多, 可采用 NLM 算法实现桥臂内子模块电容电压的均衡。该方法类似 STATCOM 的桥臂内功率模组的电容电压均衡, 文中不再赘述。

4 仿真实验

4.1 仿真设置

在 MATLAB/Simulink 中搭建 220 kV/400 MW 的 M3C 模型以验证所提控制策略的有效性, 图 4 给出了仿真示意。仿真采用双端 LFTS, 各 M3C 的工频侧接入独立的 220 kV 工频交流系统, 低频侧通过 220 kV 低频线路实现连接。其中, 1 号 M3C 为电压/频率(V/f)控制^[31-32], 用于建立 16.7 Hz 的 220

kV 低频电压;2号 M3C 为定功率(PQ)控制,用于向 220 kV 低频系统输入受控的有功及无功功率。仿真中以 2 号 M3C 作为研究对象。



图4 LFTS 仿真主接线示意
Fig.4 Schematic diagram of LFTS simulation main connection

子模块直流电容电压设置为 3 kV,桥臂子模块数设置为 140,系统的主要参数设置如表 1 所示。

表 1 M3C-LFTS 参数
Table 1 Parameters of M3C-LFTS

参数	数值
低频侧额定功率 S_{IN}/MW	400
桥臂子模块数 $N/\text{个}$	140
桥臂电感 L_r/mH	40
子模块电容 C_{dc}/mF	4
额定电容电压 u_{dc}/kV	3
工频侧线电压 U_N/kV	220
低频侧线电压 U_{IN}/kV	220
低频侧滤波电感 L_o/mH	5

2 号 M3C 的控制参数如表 2 所示。

表 2 M3C 控制参数
Table 2 Control parameters of M3C

参数	数值
桥臂电流控制比例/ Ω^{-1}	72.600
桥臂电流控制积分/ $(\Omega \cdot s^{-1})$	200.000
电容电压总和/控制比例/ Ω^{-1}	1.160
电容电压总和/控制积分/ $(s \cdot \Omega^{-1})$	14.680
电容电压均衡控制比例/ Ω^{-1}	0.062
电容电压均衡控制积分/ $(s \cdot \Omega^{-1})$	0.125
工频侧锁相环比例/p.u.	19.460
工频侧锁相环积分/p.u.	66.090
低频侧锁相环比例/p.u.	3.890
低频侧锁相环积分/p.u.	2.640

4.2 仿真结果

图 5 展示了系统在平衡及不平衡工况下的仿真结果。图 5(a) 给出了工频侧三相交流电压波形,设置在 0.6 s 时工频侧的电压不平衡度为 10% (超过国家电能质量标准规定的 4%),即负序电压分量为 10%,工频侧和低频侧的电流波形分别如图 5(b) 和 5(c) 所示。可见当 M3C 处于稳态运行时,工、低频电流频率稳定且波形质量优异。

在 0.6 s 后工频侧电压发生不对称故障,在采用

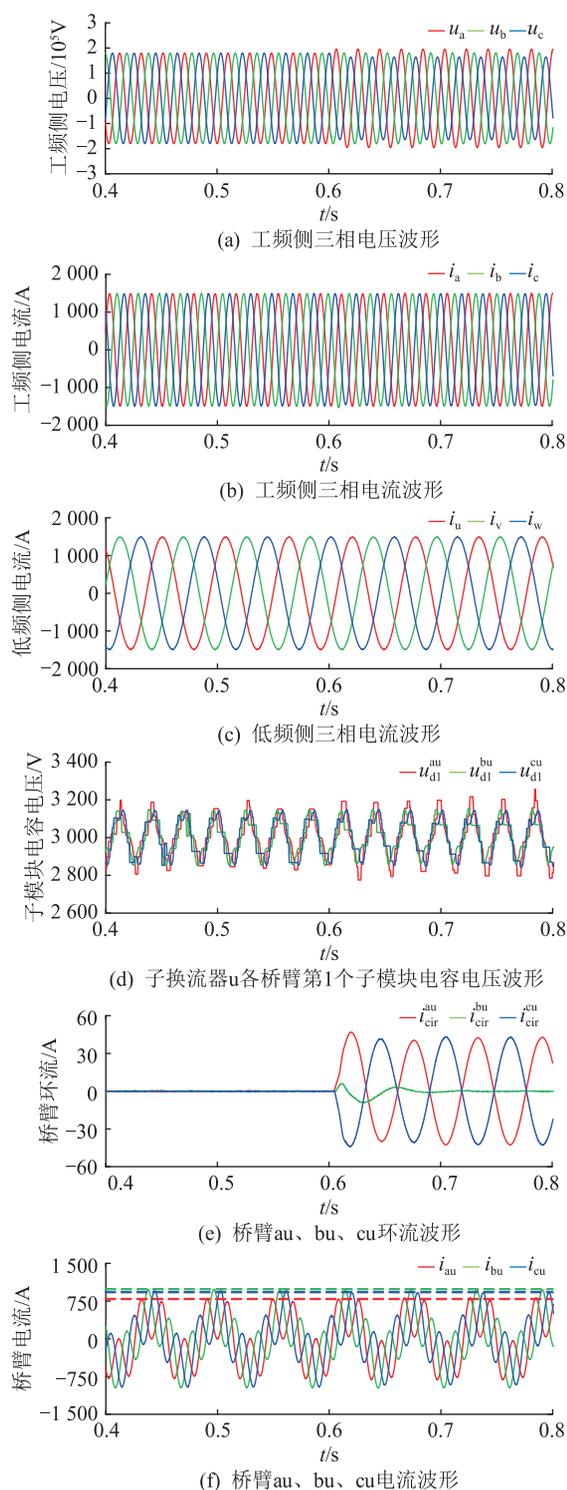


图 5 M3C 仿真波形

Fig.5 M3C simulation waveforms

图 3 所提 M3C 控制策略时,M3C 两侧电流均为三相对称正弦,谐波含量分别为 0.45% 和 0.39%,且工频侧三相电流中负序电流为 0,表明所提控制策略可有效抑制负序电流。图 5(d) 给出了子变流器 u 桥臂 au、bu、cu 第 1 个子模块电容电压波形,可见在稳态及不对称期间均含有 33.3 Hz、66.6 Hz 及 100 Hz 共 3 个频率的交流波动,这一现象符合 1.1 节的分

析,且通过所提的闭环控制策略和桥臂功率补偿策略,可实现子变流器3个桥臂间电容电压的稳定和均衡,即子变流器u各桥臂功率模块的电容电压均稳定在设定的3 kV。桥臂au、bu、cu的环流波形如图5(e)所示,稳态情况下各桥臂的环流均几乎为0,而当工频电网电压中出现负序分量时,桥臂环流迅速增大以补偿桥臂功率使子模块电容电压能够始终稳定在给定值。其中 i_{cir}^{au} 的幅值为正表明环流使得桥臂au功率减小, i_{cir}^{bu} 的幅值几乎为0表明桥臂bu功率能够保持平衡, i_{cir}^{cu} 的幅值为负表明环流使得桥臂cu功率增大,且根据图5(e)可知,该子变流器3个桥臂低频环流之和始终为0,表明环流仅在u子变流器的桥臂au和bu之间流动,而不会流入工、低频侧,从而保持M3C输入及输出侧的解耦特性。如图5(f)所示,在不平衡工况下由于环流的作用,桥臂电流有不同程度的增大或减小, i_{cir}^{au} 的幅值为正使得 i_{au} 幅值增大, i_{cir}^{cu} 的幅值为负使得 i_{cu} 幅值减小, i_{bu} 则几乎保持不变。

仿真结果符合理论分析,表明所提控制策略可以实现M3C有效应对电网电压不对称工况,同时可以确保M3C工、低频侧输入及输出特性的解耦。

5 结语

文中对不平衡工况下的M3C系统的桥臂功率模型及控制策略进行了研究。首先,通过对输入侧不平衡工况下的桥臂功率进行计算分析发现,电压、电流中的负序分量会使得桥臂功率中产生恒定的直流分量,但各子变流器的有功功率保持不变。然后,对低频环流的桥臂功率调节作用进行了分析,在此基础上提出基于低频环流构造的电容电压闭环控制策略和桥臂功率补偿策略来实现各桥臂电容电压的平衡控制。最后设计了工低频解耦控制实现方案,低频侧采用定功率控制而工频侧则负责使总体电容电压稳定在给定值以保证系统的输入输出功率保持平衡,电流内环采用PR控制直接控制桥臂电流并加入桥臂电压前馈控制以提升系统动态性能。文中所提的控制策略结构清晰,且实现较为简单,仿真结果表明其在平衡和不平衡工况下均能保证良好的稳态和动态性能。

参考文献:

- [1] 吴小丹,朱海勇,董云龙,等.面向柔性低频输电的模块化多电平矩阵变换器分频分层控制[J].电力系统自动化,2021,45(18):131-140.
WU Xiaodan,ZHU Haiyong,DONG Yunlong, et al. Frequency-division and hierarchical control of modular multilevel matrix converter for flexible low-frequency transmission[J]. Automation of Electric Power Systems,2021,45(18):131-140.
- [2] 林进钿,倪晓军,裘鹏.柔性低频交流输电技术研究综述[J].浙江电力,2021,40(10):42-50.
LIN Jintian,NI Xiaojun,QIU Peng. Review of flexible low-frequency AC transmission technology[J]. Zhejiang Electric Power,2021,40(10):42-50.
- [3] 杨张斌,李钢,王仙荣,等.应用于海上风电柔性直流输电系统的灵活调压策略[J].供用电,2022,39(9):76-82.
YANG Zhangbin,LI Gang,WANG Xianrong, et al. Flexible voltage regulation strategy for offshore wind farm with VSC-HVDC[J]. Distribution & Utilization,2022,39(9):76-82.
- [4] 陆立文,吴小丹,周前,等.双端柔性低频输电系统无扰动并网控制策略[J].电力工程技术,2022,41(5):31-39.
LU Liwen,WU Xiaodan,ZHOU Qian, et al. Undisturbed grid connection control strategy for two-terminal flexible low-frequency transmission system[J]. Electric Power Engineering Technology,2022,41(5):31-39.
- [5] 宁联辉,吴再驰,王锡凡,等.基于模块化多电平矩阵式换流器的分频输电系统低频侧阻抗建模及稳定性判别[J].电网技术,2022,46(10):3720-3730.
NING Lianhui,WU Zaichi,WANG Xifan, et al. Low-frequency side impedance modeling and stability discrimination of fractional frequency transmission system based on modular multilevel matrix converter[J]. Power System Technology,2022,46(10):3720-3730.
- [6] LIU S Q, SAEEDIFARD M, WANG X F. Analysis and control of the modular multilevel matrix converter under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2018,6(4):1979-1989.
- [7] LIU S Q, ZHAO B Y, 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.
- [8] 赵国亮,陈维江,邓占锋,等.柔性低频交流输电关键技术及应用[J].电力系统自动化,2022,46(15):1-10.
ZHAO Guoliang,CHEN Weijiang,DENG Zhanfeng, et al. Key technologies and application of flexible low-frequency AC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems,2022,46(15):1-10.
- [9] 徐政.海上风电送出主要方案及其关键技术问题[J].电力系统自动化,2022,46(21):1-10.
XU Zheng. Main schemes and key technical problems for grid integration of offshore wind farm[J]. Automation of Electric Power Systems,2022,46(21):1-10.
- [10] 王帅,任军辉,姜彦涛,等.±525 kV/2 GW海上风电柔性直流送出系统海上换流站设备选型探讨[J].高压电器,2022,58(7):11-17.
WANG Shuai,REN Junhui,LOU Yantao, et al. Discussion on equipment selection of offshore converter station of ±525 kV/2 GW offshore wind power flexible DC transmission system[J]. High Voltage Apparatus,2022,58(7):11-17.
- [11] 王辉,付凌云,孙世民,等.海上风电场集电系统电压选择

- 研究[J]. 高压电器, 2022, 58(9): 112-119.
- WANG Hui, FU Lingyun, SUN Shimin, et al. Study on voltage selection of collection system in offshore wind farm[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(9): 112-119.
- [12] 朱家宁, 张诗钜, 葛维春, 等. 海上风电外送及电能输送技术综述[J]. 发电技术, 2022, 43(2): 236-248.
- ZHU Jianing, ZHANG Shitan, GE Weichun, et al. Overview of offshore wind power transmission and power transportation technology[J]. Power Generation Technology, 2022, 43(2): 236-248.
- [13] 王邦彦, 王秀丽, 王碧阳, 等. 海上风电分频送出系统可靠性评估模型及方法[J]. 电网技术, 2022, 46(8): 2899-2909.
- WANG Bangyan, WANG Xiuli, WANG Biyang, et al. Reliability evaluation model and method of offshore wind power fractional frequency delivery system[J]. Power System Technology, 2022, 46(8): 2899-2909.
- [14] 孙玉巍, 常静恬, 付超, 等. 分频输电系统模块化多电平矩阵变换器谐波特性分析[J]. 电力工程技术, 2022, 41(5): 21-30, 84.
- SUN Yuwei, CHANG Jingtian, FU Chao, et al. Harmonic characteristics analysis of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(5): 21-30, 84.
- [15] LUO J 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, 2019, 35(3): 1209-1219.
- [16] KAWAMURA W, HAGIWARA M, AKAGI H. Control and experiment of a modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(5): 3536-3548.
- [17] LIU S Q, WANG X F, MENG Y Q, et al. A decoupled control strategy of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(4): 2111-2121.
- [18] YAO W X, LIU J, LU Z Y. Distributed control for the modular multilevel matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3775-3788.
- [19] 唐英杰, 张哲任, 徐政. 基于有源型M3C矩阵变换器的海上风电低频送出方案[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(8): 113-122.
- TANG Yingjie, ZHANG Zheren, XU Zheng. Low-frequency transmission scheme for offshore wind power based on active modular multilevel matrix converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(8): 113-122.
- [20] 陆道荣, 沙辰星, 周骏贵, 等. 电网电压跌落下基于零序电压注入的星形级联H桥STATCOM相间直流电压均衡控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(9): 2924-2932.
- LU Daorong, SHA Chenxing, ZHOU Jungui, et al. Zero-sequence-voltage-based cluster voltage balancing control under grid voltage sag for star-connected cascaded H-bridge STATCOM[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(9): 2924-2932.
- [21] 龙云波, 张曦, 徐永海, 等. 不平衡电压下IGBT串联STATCOM稳定运行范围确定及应用[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(13): 158-166.
- LONG Yunbo, ZHANG Xi, XU Yonghai, et al. Determination and application of stable operation range of series-connected STATCOM with IGBT under unbalance voltage[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(13): 158-166.
- [22] 吴小丹, 王鹏飞, 曹冬明. 星形链式STATCOM直流侧输入阻抗及交直流功率耦合关系分析[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(4): 70-76.
- WU Xiaodan, WANG Pengfei, CAO Dongming. Analysis on DC-side input impedance and AC/DC power coupling relationships of star cascaded STATCOM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(4): 70-76.
- [23] 朱瑛, 饶军, 郭旭滨. 风电场无功补偿工况下下级联H桥STATCOM电压平衡控制[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(21): 97-105.
- ZHU Ying, RAO Jun, GUO Xubin. Voltage balance control of cascaded H-bridge STATCOM for wind farm under reactive power compensation condition[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(21): 97-105.
- [24] 吴小丹, 董云龙, 钱敏慧, 等. 面向分频海上风电送出的模块化多电平矩阵变换器改进V/f解耦控制策略[J]. 电网技术, 2022, 46(8): 2889-2901.
- WU Xiaodan, DONG Yunlong, QIAN Minhui, et al. Improved V/f decoupling control strategy for modular multilevel matrix converter for fractional offshore wind power transmission[J]. Power System Technology, 2022, 46(8): 2889-2901.
- [25] 岳雨霏, 王文, 唐欣, 等. 基于等效电流分解模型的模块化多电平交-交变换器控制方法[J]. 电力科学与技术学报, 2021, 36(5): 50-60.
- YUE Yufei, WANG Wen, TANG Xin, et al. A control method for modular multilevel AC/AC converter based the equivalent current decomposition model[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2021, 36(5): 50-60.
- [26] 郝晓弘, 黄伟, 裴婷婷, 等. 基于模块化多电平换流器的高压直流系统直流侧故障限流技术研究[J]. 全球能源互联网, 2022, 5(1): 23-34.
- PEI Tingting, HUANG Wei, PEI Tingting, et al. Research on current limiting technology of DC-side fault of high voltage direct current system based on modular multilevel converter[J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2022, 5(1): 23-34.
- [27] 冯双, 韦超凡, 雷家兴, 等. 面向分频海上风电系统的模块化多电平矩阵变换器混合建模与控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(4): 1546-1558.
- FENG Shuang, WEI Chaofan, LEI Jiaying, et al. Hybrid modeling and control of modular multilevel matrix converter for offshore fractional frequency transmission system[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(4): 1546-1558.
- [28] 吴小丹, 李建春, 董云龙, 等. 面向低频海上风电送出的模块化多电平矩阵变换器综合解耦控制策略[J]. 中国电机

- 工程学报,2023,43(8):3177-3191.
- WU Xiaodan, LI Jianchun, DONG Yunlong, et al. Comprehensive decoupling control strategy for modular multilevel matrix converter for low frequency offshore wind power transmission[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(8): 3177-3191.
- [29] MA J K, DAHIDAH M S A, PICKERT V, et al. A hierarchical energy balance control method for M3C based on injecting output frequency circulating currents[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 2424-2435.
- [30] 吴争,刘健,杨晓梅,等. 模块化多电平矩阵变换器的电容电压平衡策略[J]. 电源学报,2022,20(2):108-114.
- WU Zheng, LIU Jian, YANG Xiaomei, et al. Capacitor voltage balancing strategy for modular multilevel matrix converter[J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(2): 108-114.
- [31] 吴小丹. 面向低频海上风电送出的模块化多电平矩阵变换器输入输出侧解耦控制[J]. 电网技术, 2022, 46(8): 2909-2923.
- WU Xiaodan. Input/output side decoupling control of modular multilevel matrix converter for low-frequency offshore wind power transmission[J]. Power System Technology, 2022, 46(8): 2909-2923.
- [32] 吴小丹,卢宇,董云龙,等. 双端柔性低频输电系统低频侧两相运行控制策略[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(19): 132-144.
- WU Xiaodan, LU Yu, DONG Yunlong, et al. Two-phase operation control strategy on low-frequency side of two-terminal flexible low-frequency transmission system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(19): 132-144.

作者简介:



卢宇

卢宇(1979),男,硕士,高级工程师,从事超、特高压直流和柔性交直流等相关工作(E-mail:luy@nrec.com);

吴小丹(1982),男,硕士,高级工程师,从事柔性交直流输电系统及应用、柔性低频输电系统相关工作;

雷家兴(1991),男,博士,副教授,研究方向为先进功率变换器拓扑、新能源并网变流器控制。

Control strategy of the modular multilevel matrix converter under unbalanced grid condition

LU Yu¹, WU Xiaodan¹, LEI Jiaying², SUN Xiangxiang¹, GU Yuehua¹, WEI Chaofan²

(1. NR Electric Co., Ltd., Nanjing 211102, China;

2. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Modular multilevel matrix converter (M3C) is a new topology of AC-AC power converter, which has very broad application in low frequency transmission system, high-power asynchronous motor speed regulation and low offshore wind power transmission. Due to the power coupling effect of the two frequencies, the capacitive voltage of M3C bridge arms is prone to instability when the grid voltage is asymmetric. Firstly, the arm power of M3C under unbalanced input conditions is calculated, and the power distribution law among the arms of two different power balance method is summarized. On this basis, the influence of low-frequency circulating currents on the arm power is analyzed. Under the premise of ensuring the balance of input and output power of the system, a capacitor voltage balance control strategy based on the construction of circulating currents is proposed, which avoids the introduction of negative sequence current on the grid side. Under unbalanced conditions, the capacitor voltage can be quickly balanced by the capacitor voltage closed-loop control and direct power compensation strategy. The constructed low-frequency circulating currents only flow inside the converter, and will not affect the decoupling operation of M3C input and output sides. The effectiveness of the proposed control strategy is verified by a 220 kV, 400 MW M3C system implemented in MATLAB.

Keywords: modular multilevel matrix converter (M3C); low-frequency transmission system; unbalanced grid condition; capacitance voltage balance; negative sequence control; circulating currents control

(编辑 钱悦)