

模块化多电平矩阵变流器的桥臂均压控制策略

程启明, 张梁, 王为涛, 沈治超, 罗力琿, 王海伦

(上海市电站自动化技术重点实验室(上海电力大学自动化工程学院), 上海 200090)

摘要: 针对模块化多电平矩阵变流器(modular multilevel matrix converter, M3C)运行过程中9个桥臂直流侧电容电压不平衡以及子模块(sub-module, SM)电容电压波动等问题, 提出了针对桥臂均压的环流控制策略。建立了M3C输入侧、输出侧的数学解耦模型, 并通过对M3C各个桥臂功率的分析设计出桥臂电容电压平衡分级控制策略消除了M3C桥臂电容电压在 $f_m \approx 0$ 和 $f_m = f_g$ (f_m 、 f_g 分别为输入侧和输出侧频率)电容电压纹波低频交流分量造成的剧烈震荡; 在RT-LAB平台上搭建了M3C半物理实验系统, 并模拟了正常工况、低频工况和特殊工况下的系统运行情况。实验结果表明所提桥臂均压控制策略效果好, 直流侧电容电压波动范围小, 输出电能质量更佳。

关键词: 模块化多电平矩阵变流器; 环流控制; 瞬时功率控制; 载波移相调制; 桥臂均压控制

Bridge Arm Voltage Equalization Control Strategy of Modular Multilevel Matrix Converter

CHENG Qiming, ZHANG Liang, WANG Weitao, SHEN Zhichao, LUO Lihui, WANG Hailun

(Shanghai Key Laboratory Power Station Automation Technology Laboratory, College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: Addressing issues such as unbalanced DC-side capacitor voltage of the nine bridge arms and sub-module (SM) capacitor voltage fluctuations during the operation of the modular multilevel matrix converter (M3C), a circulating current control strategy for bridge arm voltage balancing is proposed. A mathematical decoupling model for both the input and output sides of the M3C is established. Through the analysis of the power of each bridge arm in the M3C, a hierarchical control strategy for bridge arm capacitor voltage balancing is designed, eliminating severe oscillations caused by low-frequency AC components of capacitor voltage ripple under the conditions $f_m \approx 0$ and $f_m = f_g$. A semi-physical experimental system for the M3C is built on the RT-LAB platform, and system operation under normal, low-frequency, and special operating conditions is simulated. Experimental results show that the proposed bridge arm voltage balancing control strategy performs well, with small fluctuation range of DC-side capacitor voltage and better output power quality.

Key words: modular multilevel matrix converter; circulation control; instantaneous power control; carrier phase-shift modulation; bridge arm voltage equalization control

0 引言

随着全球不可再生资源的持续消耗, 各国愈发重视可再生能源的开发与利用^[1-3]。由于海上可利用空间广袤, 因而许多风力发电项目选址于海

上^[4]。目前, 低频交流输电是海上风电领域正在探索研究的一种传输方式。该方式通过降低输电线路中的电流频率来减小电抗, 进而提升输电容量^[5]。传统方法通常借助模块化多电平变流器(modular multilevel converter, MMC或M2C)系统实现AC-AC变换, 然而此类设备存在体积庞大、成本高昂的问题^[6]。此外, 采用矩阵变流器(matrix converter, MC)的电压传输比较低。

为了克服上述传统变流器的弊端, 2001年提出的模块化多电平矩阵变流器(modular multilevel matrix

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(62303301); 上海市电站自动化技术重点实验室项目(13Z2273800)。

Foundation item: Supported by the National Natural Science Foundation of China (62303301); the Key Laboratory Project of Shanghai Key Laboratory of Power Station Automation Technology (13DZ2273800)。

converter, M3C)具备完全模块化、易于扩展至高电压电平、控制灵活、谐波质量优良、冗余度良好等优势^[7],能够适用于海上风电等中、大功率高压系统^[8-10]。

M3C中9个桥臂的电压电流具有强耦合的特点,直接控制的难度大^[11]。同时,M3C需解决桥臂间电容电压平衡及9个桥臂间环流等问题^[12-13],输入侧和输出侧的电压、电流频率耦合关系相较M2C更加复杂,文献[14]指出当输入输出两侧的频率相接近时低频纹波引发的低频波动会使子模块电容电压长时间处于充/放电状态,导致其严重偏离额定值使M3C难以正常运行。目前国内外文献已经对M3C的数学模型及其控制方法有所研究。文献[15]提出的双 $\alpha\beta$ 变换思想实现输入、输出电流和桥臂环流的解耦控制,但此法的解耦模型输入侧和输出侧的被控量都是交流量,难以保证其在PID控制下的动态性能。文献[16]提出通过桥臂环流的“瞬时能量控制”抵消M3C在输入侧频率 f_m 偏低($f_m \approx 0$)工况下电容电压的剧烈震荡,但此法会产生($f_g - 3f_m$)(f_g 为输出侧频率)的电容电压交流分量,导致当 $f_m = f_g/3$ 时M3C因电容电压震荡无法正常运行。文献[17]采用基于空间矢量脉宽调制控制输入、输出侧电流,但由于缺少对于每个桥臂上子模块直流电容电压的实时监测和反馈控制,使得每条桥臂中子模块之间均压效果差。

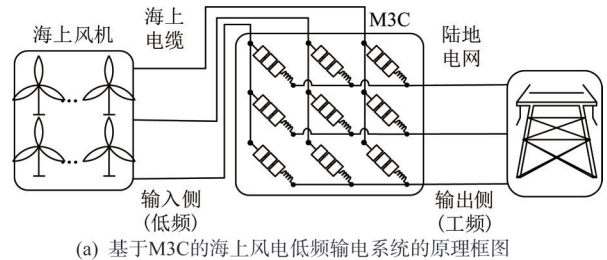
为解决在上述特殊工况($f_m \approx 0$ 或 $f_m = f_g/3$)下电容电压产生剧烈振荡以及桥臂各子模块之间电压不平衡等问题,本文提出了基于环流注入的新型桥臂均压控制策略。首先对M3C进行双 $\alpha\beta$ 坐标变换,实现了输入、输出电流与桥臂环流之间的解耦。然后基于桥臂功率分析设计了桥臂电压平衡控制策略以及全新的电容电压波动抑制控制方法。最后在RT-LAB平台上搭建了M3C半实物实验模型并模拟了不同运行工况下的系统状况。通过半物理实验证实了本文所提出的新型电容电压波动抑制控制对于M3C桥臂电压平衡的重要性和有效性。

1 M3C的电路结构和数学建模

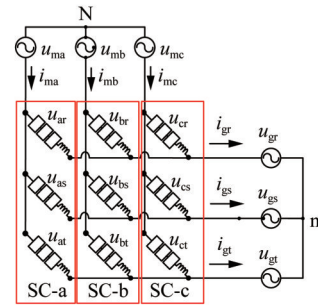
1.1 M3C电路结构

图1为海上风电低频输电系统。图1(a)为基于M3C的海上风电低频输电系统的原理框图。在M3C的输入输出两侧中低频的输入侧(一般频率为50/3 Hz)输入端接海上风力发电厂,工频的输出侧(频率为50 Hz)输出端接陆地上的电网。

图1(b)为M3C的拓扑结构。M3C作为2种不同幅值和频率的电压、电流系统之间的AC/AC变流器,共有9个换流桥臂,每个桥臂由 J 个H桥子模块(sub-module, SM)和桥臂电感 L_b 以串联方式组成,其中SM是由H全桥与直流电容并联而成,H全桥由4个IGBT管反并联二极管构成。M3C输入端三相电压、电流分别标注为 u_{mx} 、 i_{mx} ,其中 $x=a, b, c$;输出端三相电压、电流分别标注为 u_{gy} 、 i_{gy} ,其中 $y=r, s, t$;N和n分别为输入侧和输出侧的三相中性点;9个桥臂 xy 输出交流电压、电流分别为 u_{xy} 、 i_{xy} 。为了便于分析将M3C视为3个三相子变流器,桥臂ar、br和cr组成的子变流器定义为r子变流器;桥臂ar、as和at组成的子变流器定义为子变流器a(SC-a);其余变流器的定义同理。



(a) 基于M3C的海上风电低频输电系统的原理框图



(b) M3C主电路拓扑结构

图1 海上风电低频输电系统

Fig. 1 Offshore wind low frequency transmission system

1.2 M3C的数学模型

图1所示M3C可分为3个具有对称性的子变流器,依据9个桥臂Kirchhoff电压定律可得M3C在abc-rst坐标下的矩阵表达式为:

$$\begin{bmatrix} u_{ma} & u_{mb} & u_{mc} \\ u_{ma} & u_{mb} & u_{mc} \\ u_{ma} & u_{mb} & u_{mc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{gr} & u_{gr} & u_{gr} \\ u_{gs} & u_{gs} & u_{gs} \\ u_{gt} & u_{gt} & u_{gt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ar} & u_{br} & u_{cr} \\ u_{as} & u_{bs} & u_{cs} \\ u_{at} & u_{bt} & u_{ct} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ar} & i_{br} & i_{cr} \\ i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \\ i_{at} & i_{bt} & i_{ct} \end{bmatrix} + u_N \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $u_{mx}=L_g di_{mx}/dt$; $u_{gy}=L_g di_{gy}/dt$; $x=a, b, c$; $y=r, s, t$; L 为桥臂电感; L_g 为输出电感; u_N 为共模电压。

本文引入双 $\alpha\beta 0$ 变换将矩阵表达式由“abc-rst”坐标系变换到双“ $\alpha\beta 0$ ”坐标系以实现频率不同交流侧的解耦控制^[20]。 $\alpha\beta 0$ 变换矩阵定义为:

$$C_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

对式(1)进行双 $\alpha\beta 0$ 变换, 计算整理后得:

$$\sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ u_{m\alpha} & u_{m\beta} & u_{m0} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} & i_{\beta\alpha} & i_{0\alpha} \\ i_{\alpha\beta} & i_{\beta\beta} & i_{0\beta} \\ i_{\alpha 0} & i_{\beta 0} & i_{00} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha\alpha} & u_{\beta\alpha} & u_{0\alpha} \\ u_{\alpha\beta} & u_{\beta\beta} & u_{0\beta} \\ u_{\alpha 0} & u_{\beta 0} & u_{00} \end{bmatrix} + \sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & u_{g\alpha} \\ 0 & 0 & u_{g\beta} \\ 0 & 0 & u_{g0} \end{bmatrix} + 3 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & u_N \end{bmatrix} \quad (3)$$

由此可得 M3C 低频输入侧和工频输出侧的等效解耦控制模型分别为:

$$\sqrt{3} \begin{bmatrix} u_{m\alpha} \\ u_{m\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha 0} \\ u_{\beta 0} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha 0} \\ i_{\beta 0} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$-\sqrt{3} \begin{bmatrix} u_{g\alpha} \\ u_{g\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{0\alpha} \\ u_{0\beta} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{0\alpha} \\ i_{0\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

M3C 中桥臂“环流电流”是本文重点研究对象。由式(3)可知, “环流电流” $[i_{zw}]$ 独立于输入侧和输出侧电压、电流模型, 且环流只在 M3C 的 9 个桥臂间流动^[21], 对输入、输出电能质量没有影响。其中, $z=\alpha, \beta, w=\alpha, \beta$, 因此可利用其控制桥臂之间的能量流动^[22], 平衡桥臂之间的电压并减少电容电压交流部分的波动。解耦后 4 个独立环流电流的数学模型为:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha\alpha} & u_{\beta\alpha} \\ u_{\alpha\beta} & u_{\beta\beta} \end{bmatrix} = -L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} & i_{\beta\alpha} \\ i_{\alpha\beta} & i_{\beta\beta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

2 M3C 桥臂功率分析

M3C 的子模块(SM)直流侧电容电压的稳定对于整个 M3C 系统正常工作来说至关重要。本节中, 将对 9 条桥臂功率模型进行分析, 并通过对双 $\alpha\beta 0$ 变换后解耦的 4 条独立控制环流进行设计, 使 SM 中电容能量达到平衡^[23]。M3C 中 9 个桥臂的功率代表了各自能量的变化, 其计算公式为:

$$\begin{bmatrix} p_{ar} & p_{br} & p_{cr} \\ p_{as} & p_{bs} & p_{cs} \\ p_{at} & p_{bt} & p_{ct} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{ar}i_{ar} & u_{br}i_{br} & u_{cr}i_{cr} \\ u_{as}i_{as} & u_{bs}i_{bs} & u_{cs}i_{cs} \\ u_{at}i_{at} & u_{bt}i_{bt} & u_{ct}i_{ct} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中 p_{xy} 、 u_{xy} 、 i_{xy} 分别为 9 个桥臂的交流功率、交流

电压、交流电流。

假定桥臂直流电容平均电压 $\bar{u}_{Cxy}$ 由交流分量 $\tilde{u}_{Cxy}$ 和额定直流分量 V_{dc} 叠加而成, 即:

$$\bar{u}_{Cxy} = \tilde{u}_{Cxy} + V_{dc} \quad (8)$$

9 个交流电压分量的矩阵记作 $[\tilde{u}_{Cxy}]$, 其参考值为 $[\tilde{u}_{Cxy}^*]$ 。

桥臂直流电容平均电压与其功率之间的关系为:

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_{Car} & \bar{u}_{Cbr} & \bar{u}_{Ccr} \\ \bar{u}_{Cas} & \bar{u}_{Cbs} & \bar{u}_{Ccs} \\ \bar{u}_{Cat} & \bar{u}_{Cbt} & \bar{u}_{Cct} \end{bmatrix} = \frac{1}{nCV_{dc}} \int_0^t \begin{bmatrix} p_{ar} & p_{br} & p_{cr} \\ p_{as} & p_{bs} & p_{cs} \\ p_{at} & p_{bt} & p_{ct} \end{bmatrix} dt + V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: $\bar{u}_{Car}$ 、 $\bar{u}_{Cbr}$ 、 $\bar{u}_{Ccr}$ 分别为 ar、br、cr 桥臂的直流电容平均电压; $\bar{u}_{Cas}$ 、 $\bar{u}_{Cbs}$ 、 $\bar{u}_{Ccs}$ 分别为 as、bs、cs 桥臂的直流电容平均电压; $\bar{u}_{Cat}$ 、 $\bar{u}_{Cbt}$ 、 $\bar{u}_{Cct}$ 分别为 at、bt、ct 桥臂的直流电容平均电压; p_{ar} 、 p_{br} 、 p_{cr} 分别为 ar、br、cr 桥臂的功率; p_{as} 、 p_{bs} 、 p_{cs} 分别为 as、bs、cs 桥臂的功率; p_{at} 、 p_{bt} 、 p_{ct} 分别为 at、bt、ct 桥臂的功率。

忽略电感中的压降, 并且假设环流分量和中性点电压 v_N 为 0, 则桥臂支路功率 p_{xy} 为:

$$p_{xy} = 1/3(i_{mx} + i_{gy})(u_{mx} - u_{gy}) \quad (10)$$

式中: i_{mx} 、 i_{gy} 分别为输入端、输出端的三相电流; u_{mx} 、 u_{gy} 分别为输入端、输出端的三相电压; $x=a, b, c$; $y=r, s, t$ 。

假设输入和输出三相对称, 且三相的电压、电流定义为:

$$\begin{cases} u_{ma} = V_m \sin(\omega_m t) \\ u_{mb} = V_m \sin\left(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{mc} = V_m \sin\left(\omega_m t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}, \begin{cases} i_{ma} = I_m \sin(\omega_m t + \varphi_m) \\ i_{mb} = I_m \sin\left(\omega_m t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_m\right) \\ i_{mc} = I_m \sin\left(\omega_m t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_m\right) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} u_{gr} = V_g \sin(\omega_g t + \delta) \\ u_{gs} = V_g \sin\left(\omega_g t - \frac{2\pi}{3} + \delta\right) \\ u_{gt} = V_g \sin\left(\omega_g t + \frac{2\pi}{3} + \delta\right) \end{cases}, \begin{cases} i_{gr} = I_g \sin(\omega_g t + \varphi_g + \delta) \\ i_{gs} = I_g \sin\left(\omega_g t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_g + \delta\right) \\ i_{gt} = I_g \sin\left(\omega_g t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_g + \delta\right) \end{cases} \quad (12)$$

式中: V_m 和 I_m 分别为输入侧线电压和线电流的有效值; u_{ma} 、 u_{mb} 、 u_{mc} 分别为输入侧 a、b、c 三相相电压; u_{gr} 、 u_{gs} 、 u_{gt} 分别为输出侧 r、s、t 三相相电压; i_{ma} 、 i_{mb} 、 i_{mc} 分别为输入侧 a、b、c 三相相电流; i_{gr} 、 i_{gs} 、 i_{gt} 分别为输出侧 r、s、t 三相相电流; V_g 和 I_g 分别为输出侧线电压和线电流有效值; φ_m 和 φ_g 分别为输入侧与输出侧电压与电流之间的相位差; δ 为工频输出侧相较于低频输入侧的初始相位差。 ω_m 、 ω_g 和 θ_m 、 θ_g 可分别表示为:

$$\omega_m = 2\pi f_m, \omega_g = 2\pi f_g \quad (13)$$

$$\theta_m = \omega_m t, \theta_g = \omega_g t + \delta \quad (14)$$

以桥臂 ar 功率为例, 其中包含 f_m 和 f_g 等不同频率的功率分量, 桥臂 ar 支路功率为:

$$p_{ar} = 1/3(i_{ma} + i_{gr})(u_{ma} - u_{gr}) = \frac{1}{6} \begin{pmatrix} (V_m I_m \cos \varphi_m - V_g I_g \cos \varphi_g) - \\ V_m I_m \cos(2\omega_m t + \varphi_m) + V_g I_g \cos(2\omega_g t + \varphi_g + \delta) - \\ V_g I_m \cos[(\omega_m - \omega_g)t + \varphi_m - \delta] + \\ V_m I_g \cos[(\omega_m - \omega_g)t - \varphi_g - \delta] + \\ V_g I_m \cos[(\omega_m + \omega_g)t + \varphi_m + \delta] - \\ V_m I_g \cos[(\omega_m + \omega_g)t + \varphi_g + \delta] \end{pmatrix} \quad (15)$$

忽略系统的损耗时, M3C 正常运行下输入输出有功功率相等, 即:

$$\sqrt{3} V_m I_m \cos \varphi_m = \sqrt{3} V_g I_g \cos \varphi_g \quad (16)$$

将式(11)~(16)整理代入式(9)中, 可得到桥臂 ar 的电容电压纹波即交流分量为:

$$\tilde{u}_{Car} = \frac{1}{nC V_{dc}} \int p_{ar} dt = \frac{1}{6nC V_{dc}} \begin{pmatrix} -\frac{1}{2\omega_m} V_m I_m \sin(2\omega_m t + \varphi_m) + \\ \frac{1}{2\omega_g} V_g I_g \sin(2\omega_g t + \varphi_g + \delta) - \\ \frac{1}{\omega_m - \omega_g} V_g I_m \sin[(\omega_m - \omega_g)t + \varphi_m - \delta] + \\ \frac{1}{\omega_m - \omega_g} V_m I_g \sin[(\omega_m - \omega_g)t - \varphi_g + \delta] + \\ \frac{1}{\omega_m + \omega_g} V_g I_m \sin[(\omega_m + \omega_g)t + \varphi_m + \delta] - \\ \frac{1}{\omega_m + \omega_g} V_m I_g \sin[(\omega_m + \omega_g)t + \varphi_g + \delta] \end{pmatrix} \quad (17)$$

由式(17)可知, 桥臂直流电容的交流分量中包含频率为 f_m 、 f_g 和 $2f_m$ 的交流功率分量, 在输入、输出侧频率相近或者输入侧频率较低的工况下, 该分量会导致桥臂直流侧电容电压的剧烈波动。

式(7)在经过双 $\alpha\beta 0$ 变换后, 9 个桥臂功率在 $\alpha\beta$ 坐标下表达式为:

$$p_{\alpha\alpha} = 1/3(u_{m\alpha} i_{g\alpha} - u_{g\alpha} i_{m\alpha}) + 1/\sqrt{6}(u_{m\alpha} i_{\alpha\alpha} - u_{m\beta} i_{\alpha\beta}) - 1/\sqrt{6}(u_{g\alpha} i_{\alpha\alpha} - u_{g\beta} i_{\beta\alpha}) - u_N i_{\alpha\alpha} \quad (18)$$

$$p_{\alpha\beta} = 1/3(u_{m\beta} i_{g\alpha} - u_{g\alpha} i_{m\beta}) - 1/\sqrt{6}(u_{m\alpha} i_{\alpha\beta} + u_{m\beta} i_{\alpha\alpha}) - 1/\sqrt{6}(u_{g\alpha} i_{\alpha\beta} - u_{g\beta} i_{\beta\beta}) - u_N i_{\alpha\beta} \quad (19)$$

$$p_{\alpha 0} = 1/\sqrt{3}(u_{m\alpha} i_{\alpha\alpha} + u_{m\beta} i_{\alpha\beta}) - 1/(3\sqrt{2}) \times (u_{g\alpha} i_{g\alpha} - u_{g\beta} i_{g\beta}) - 1/\sqrt{3} u_N i_{g\alpha} \quad (20)$$

$$p_{\beta\alpha} = 1/3(u_{m\alpha} i_{g\beta} - u_{g\beta} i_{m\alpha}) + 1/\sqrt{6}(u_{m\alpha} i_{\beta\alpha} - u_{m\beta} i_{\beta\beta}) + 1/\sqrt{6}(u_{g\alpha} i_{\beta\alpha} + u_{g\beta} i_{\alpha\alpha}) - u_N i_{\beta\alpha} \quad (21)$$

$$p_{\beta\beta} = 1/3(u_{m\beta} i_{g\beta} - u_{g\beta} i_{m\beta}) - 1/\sqrt{6}(u_{m\alpha} i_{\beta\beta} + u_{m\beta} i_{\beta\alpha}) + 1/\sqrt{6}(u_{g\alpha} i_{\beta\beta} + u_{g\beta} i_{\alpha\beta}) - u_N i_{\beta\beta} \quad (22)$$

$$p_{\beta 0} = 1/\sqrt{3}(u_{m\alpha} i_{\beta\alpha} + u_{m\beta} i_{\beta\beta}) + 1/(3\sqrt{2})(u_{g\alpha} i_{g\beta} + u_{g\beta} i_{g\alpha}) - 1/\sqrt{3} u_N i_{g\beta} \quad (23)$$

$$p_{0\alpha} = 1/(3\sqrt{3})(u_{m\alpha} i_{m\alpha} - u_{m\beta} i_{m\beta}) - 1/\sqrt{3}(u_{g\alpha} i_{\alpha\alpha} + u_{g\beta} i_{\beta\alpha}) - 1/\sqrt{3} u_N i_{m\alpha} \quad (24)$$

$$p_{0\beta} = -1/(3\sqrt{2})(u_{m\alpha} i_{m\beta} + u_{m\beta} i_{m\alpha}) - 1/\sqrt{3}(u_{g\alpha} i_{\alpha\beta} + u_{g\beta} i_{\beta\beta}) - 1/\sqrt{3} u_N i_{m\beta} \quad (25)$$

$$p_{00} = 1/3(u_{m\alpha} i_{m\alpha} + u_{m\beta} i_{m\beta}) - 1/3(u_{g\alpha} i_{g\alpha} + u_{g\beta} i_{g\beta}) \quad (26)$$

式中: $A_{\mu\nu}$ ($A=u, i, p$) 为 A_{xy} 经双 $\alpha\beta 0$ 变换后的量, 下标 $\mu=\alpha, \beta, 0$, 下标 $\nu=\alpha, \beta, 0$; $A_{m\alpha}$ 、 $A_{g\alpha}$ 分别为 $A_{m\alpha}$ 、 $A_{g\alpha}$ 经 $\alpha\beta 0$ 变换后的量, $\alpha=\alpha, \beta, p=\alpha, \beta$; u_N 为共模电压。

对式(18)~(26)分析可知, 桥臂功率由 3 个部分组成: 1) 由 $u_{m\alpha}$ 、 $u_{g\alpha}$ 和 $i_{m\alpha}$ 、 $i_{g\alpha}$ 构成的不控分量, 该部分由输入和输出频率决定; 2) 由 $u_{m\alpha}$ 、 $u_{g\alpha}$ 和 $i_{\alpha\alpha}$

组成的环流功率部分, 该部分可分为输入频率和输出频率的功率; 3) 最后由 u_N 和 i_{zw} 组成的全控部分, 该部分两者都可控。

本文主要研究环流对桥臂功率贡献部分, 进而分析其对桥臂电压平衡的影响, 该部分输入和输出频率的贡献部分见表 1。由于 p_{00} 的控制分量与输入输出有关, 与电容电压之间不平衡量无关, 故未列出。

表 1 桥臂功率的不同频率分量

Tab. 1 Different frequency components of bridge arm powers

桥臂功率	输入频率	输出频率
$p_{\alpha\alpha}$	$1/\sqrt{6}(u_{m\alpha}i_{\alpha\alpha} - u_{m\beta}i_{\beta\alpha})$	$-1/\sqrt{6}(u_{g\alpha}i_{\alpha\alpha} - u_{g\beta}i_{\beta\alpha})$
$p_{\alpha\beta}$	$-1/\sqrt{6}(u_{m\alpha}i_{\alpha\beta} + u_{m\beta}i_{\beta\alpha})$	$-1/\sqrt{6}(u_{g\alpha}i_{\alpha\beta} - u_{g\beta}i_{\beta\beta})$
$p_{\beta\alpha}$	$1/\sqrt{6}(u_{m\alpha}i_{\beta\alpha} - u_{m\beta}i_{\beta\beta})$	$1/\sqrt{6}(u_{g\alpha}i_{\beta\alpha} + u_{g\beta}i_{\alpha\alpha})$
$p_{\beta\beta}$	$-1/\sqrt{6}(u_{m\alpha}i_{\beta\beta} + u_{m\beta}i_{\beta\alpha})$	$1/\sqrt{6}(u_{g\alpha}i_{\beta\beta} + u_{g\beta}i_{\alpha\beta})$
$p_{\alpha 0}$	$1/\sqrt{3}(u_{m\alpha}i_{\alpha\alpha} + u_{m\beta}i_{\alpha\beta})$	$-1/\sqrt{3}u_N i_{g\alpha}$
$p_{\beta 0}$	$1/\sqrt{3}(u_{m\alpha}i_{\beta\alpha} + u_{m\beta}i_{\beta\beta})$	$-1/\sqrt{3}u_N i_{g\beta}$
$p_{0\alpha}$	$-1/\sqrt{3}u_N i_{m\alpha}$	$-1/\sqrt{3}(u_{g\alpha}i_{\alpha\alpha} + u_{g\beta}i_{\beta\alpha})$
$p_{0\beta}$	$-1/\sqrt{3}u_N i_{m\beta}$	$-1/\sqrt{3}(u_{g\alpha}i_{\alpha\beta} + u_{g\beta}i_{\beta\beta})$

将式(9)进行双 $\alpha\beta 0$ 变换得到:

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_{C\alpha\alpha} & \bar{u}_{C\beta\alpha} & \bar{u}_{C0\alpha} \\ \bar{u}_{C\alpha\beta} & \bar{u}_{C\beta\beta} & \bar{u}_{C0\beta} \\ \bar{u}_{C\alpha 0} & \bar{u}_{C\beta 0} & \bar{u}_{C0 0} \end{bmatrix} = \frac{1}{nCV_c} \int_0^t \begin{bmatrix} p_{\alpha\alpha} & p_{\beta\alpha} & p_{0\alpha} \\ p_{\alpha\beta} & p_{\beta\beta} & p_{0\beta} \\ p_{\alpha 0} & p_{\beta 0} & p_{0 0} \end{bmatrix} dt + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3V_c \end{bmatrix} \quad (27)$$

式中: $\bar{u}_{Cuv}$ 为各桥臂总电容电压 $\bar{u}_{Cvy}$ 在双 $\alpha\beta 0$ 坐标下后电压, 其中 $\bar{u}_{C\alpha\alpha}$ 、 $\bar{u}_{C\alpha\beta}$ 、 $\bar{u}_{C\beta\alpha}$ 、 $\bar{u}_{C\beta\beta}$ 分别为 $u_{C\alpha\alpha}$ 、 $u_{C\alpha\beta}$ 、 $u_{C\beta\alpha}$ 、 $u_{C\beta\beta}$ 滤波后的量, $\bar{u}_{C\alpha 0}$ 、 $\bar{u}_{C\beta 0}$ 、 $\bar{u}_{C0\alpha}$ 、 $\bar{u}_{C0\beta}$ 分别为 $u_{C\alpha 0}$ 、 $u_{C\beta 0}$ 、 $u_{C0\alpha}$ 、 $u_{C0\beta}$ 滤波后的量。式(27)左侧矩阵简记为 $[\bar{u}_{C\alpha\beta 0}^{a\beta 0}]$, 其参考值记为 $[\bar{u}_{C\alpha\beta 0}^{a\beta 0*}]$; 等号右侧第 1 项功率矩阵记为 $[p_{C\alpha\beta 0}^{a\beta 0}]$ 。

3 M3C 桥臂电压平衡控制

桥臂均压总控制如图 2 所示。为保证 M3C 在运行过程中 9 个桥臂电容电压的平衡, 它由以下 3 个子控制组成。

1) 整体平均电压控制: 将所有子模块(SM)直流侧电容电压的平均值调节到电压参考值;

2) 子变流器能量均衡控制: 实现子变流器直流电容平均电压的平衡。该控制可分为子变流器间平衡控制和子变流器内平衡控制;

3) 桥臂独立均衡控制: 实现单个桥臂各子模块

(SM)直流电容的电压均压。

4) 桥臂电容电压波动抑制策略: 通过瞬时功率控制减少桥臂电容电压的纹波震荡。

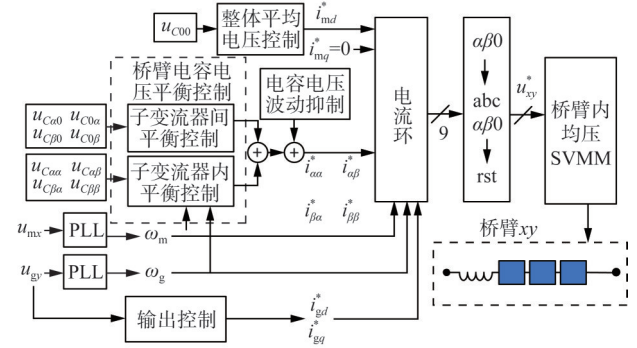


图 2 桥臂均压总体控制框图

Fig. 2 Overall control for arm voltages balance

3.1 M3C 桥臂整体电压控制

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_{C\alpha\alpha}^* & \bar{u}_{C\beta\alpha}^* & \bar{u}_{C0\alpha}^* \\ \bar{u}_{C\alpha\beta}^* & \bar{u}_{C\beta\beta}^* & \bar{u}_{C0\beta}^* \\ \bar{u}_{C\alpha 0}^* & \bar{u}_{C\beta 0}^* & \bar{u}_{C0 0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3V_c \end{bmatrix} \quad (28)$$

式中 $\bar{u}_{Cuv}^*$ 为 $\bar{u}_{Cuv}$ 的参考值。

由式(28)可知, 在双 $\alpha\beta$ 坐标系下 $\bar{u}_{C00}^*$ 代表 9 个桥臂电容电压总和, 除此之外的 8 个量则反映了 9 个桥臂之间电压不平衡程度。

p_{00} 的参考值 p_{00}^* 与实际电容电压直流分量 v_c 关系为:

$$p_{00}^* = 3K(V_c - v_c) \quad (29)$$

将式(26)改为:

$$p_{00} = 1/3 u_{md} i_{md} - 1/3 (u_{g\alpha} i_{g\alpha} + u_{g\beta} i_{g\beta}) \quad (30)$$

式中 u_{md} 、 i_{md} 分别为输入侧 d 轴的电压、电流。

式(29)~(30)表明 i_{md} 的参考电流 i_{md}^* 为:

$$i_{md}^* = p^*/u_{md} + K_A(1 + 1/(sT_A))(V_c - v_c) \quad (31)$$

其中功率 p 的参考值 p^* 为:

$$p^* = u_{m\alpha} i_{m\alpha} + u_{m\beta} i_{m\beta}$$

式中: K_A 为比例控制的增益; T_A 为积分控制的时间常数。

式(31)右侧的第 1 项是基于“前馈”控制, 而第 2 项是基于 PI 的“反馈”控制, 从而使 v_c 调整至其额定值。为保证在输入侧功率因数为 1, 在多数情况下 i_{mq} 参考值被设为 0。

3.2 M3C 桥臂子变流器能量平衡控制

M3C 各桥臂之间直流量的偏差反映 9 个桥臂电容电压之间的不平衡程度, 需要通过能量平衡控制

除此偏差。根据第 2 节功率分析可知, M3C 桥臂有功功率会使电容电压产生纹波, 纹波的电压波动过大同样会对 M3C 稳定运行造成影响, 对纹波电压波动抑制将在第 4 节详细讨论, 本节将通过滤波除纹波之后的电容电压直流分量进行控制以实现桥臂间电容电压平衡。

根据式(27)可以得到双 $\alpha\beta$ 坐标系下桥臂功率参考值为:

$$\begin{bmatrix} \bar{p}_{\alpha\alpha}^* & \bar{p}_{\beta\alpha}^* & \bar{p}_{0\alpha}^* \\ \bar{p}_{\alpha\beta}^* & \bar{p}_{\beta\beta}^* & \bar{p}_{0\beta}^* \\ \bar{p}_{\alpha 0}^* & \bar{p}_{\beta 0}^* & 0 \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} U_{C\alpha\alpha} & U_{C\beta\alpha} & U_{C0\alpha} \\ U_{C\alpha\beta} & U_{C\beta\beta} & U_{C0\beta} \\ U_{C\alpha 0} & U_{C\beta 0} & 0 \end{bmatrix} \quad (32)$$

式中: $\bar{p}_{\mu\nu}^*$ 为 $\bar{p}_{\mu\nu}$ 的参考值; $U_{C\mu\nu}$ 为 $u_{C\mu\nu}$ 电压通过低通滤波器滤波除纹波之后的电容电压直流分量; K 为比例系数。

根据表 1 可知, 表中 8 个桥臂功率可控部分分别为环流 $[i_{zw}]$ 和零序电压 v_N 。相比于零序电压, 环流控制具有灵活性好、自由度高的优点, 故本文仅使用环流控制桥臂功率, 不需要额外零序电压控制, 即零序电压参考值为 0。桥臂功率分为子变流器内功率交换、子变流器之间功率交换两种, 电容电压能量平衡控制也分为子变流器内能量平衡控制、子变流器之间能量平衡控制两种, 调节 $[\bar{p}_{zw}]$ 4 个功率分量实现子变流器内功率交换, 分别调节 $[\bar{p}_{\alpha 0}]$ 和 $[\bar{p}_{\beta 0}]$ 功率分量实现子变流器间功率交换。

3.2.1 M3C 桥臂子变流器内能量平衡控制

输入侧或输出侧频率环流乘以相应侧电压可以产生改变桥臂电容电压的桥臂功率直流分量。本文采用输入侧频率环流产生功率直流分量平衡子变流器间电容电压, 将输入侧电压代入表 1 中输入侧功率表达式中相应部分为:

$$\begin{aligned} \bar{p}_{\alpha\alpha} &\propto u_{m\alpha} i_{\alpha\alpha} - u_{m\beta} i_{\beta\alpha} \\ &\propto i_{\alpha\alpha} \sin \theta_m + i_{\beta\alpha} \cos \theta_m \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \bar{p}_{\alpha\beta} &\propto -(u_{m\alpha} i_{\alpha\beta} + u_{m\beta} i_{\beta\alpha}) \\ &\propto i_{\alpha\alpha} \cos \theta_m - i_{\alpha\beta} \sin \theta_m \end{aligned} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} \bar{p}_{\beta\alpha} &\propto u_{m\alpha} i_{\beta\alpha} - u_{m\beta} i_{\beta\beta} \\ &\propto i_{\beta\alpha} \sin \theta_m + i_{\beta\beta} \cos \theta_m \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \bar{p}_{\beta\beta} &\propto -(u_{m\alpha} i_{\beta\beta} + u_{m\beta} i_{\beta\alpha}) \\ &\propto i_{\beta\alpha} \cos \theta_m - i_{\beta\beta} \sin \theta_m \end{aligned} \quad (36)$$

式中 $\propto$ 代表正比关系。

综上式(32)—(36)可得第 1 部分 3 个环流参考值为:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha 1}^* & i_{\beta\alpha 1}^* \\ i_{\alpha\beta 1}^* & i_{\beta\beta 1}^* \end{bmatrix} = -K_1 \begin{bmatrix} U_{C\alpha\alpha} \sin \theta_m & U_{C\beta\alpha} \sin \theta_m \\ U_{C\alpha\alpha} \cos \theta_m & U_{C\beta\alpha} \cos \theta_m \end{bmatrix} - K_1 \begin{bmatrix} U_{C\alpha\beta} \cos \theta_m & U_{C\beta\beta} \cos \theta_m \\ -U_{C\alpha\beta} \sin \theta_m & -U_{C\beta\beta} \sin \theta_m \end{bmatrix} \quad (37)$$

式中: $i_{\mu'\nu'1}^*$ 为第 1 个环流参考值, 其中 $\mu' = \alpha, \beta$, $\nu' = \alpha, \beta$; K_1 为第 1 环流的比例控制增益。

3.2.2 M3C 桥臂子变流器间能量平衡控制

与 3.2.1 同理可得调整子变流器间电容电压平衡表达式分别为:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha 2}^* & i_{\beta\alpha 2}^* \\ i_{\alpha\beta 2}^* & i_{\beta\beta 2}^* \end{bmatrix} = -K_2 \begin{bmatrix} U_{C\alpha 0} \sin \theta_m & U_{C\beta 0} \sin \theta_m \\ -U_{C\alpha 0} \cos \theta_m & -U_{C\beta 0} \cos \theta_m \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha 3}^* & i_{\beta\alpha 3}^* \\ i_{\alpha\beta 3}^* & i_{\beta\beta 3}^* \end{bmatrix} = -K_3 \begin{bmatrix} -U_{C0\alpha} \sin \theta_g & U_{C0\alpha} \cos \theta_g \\ -U_{C0\beta} \cos \theta_g & U_{C0\beta} \cos \theta_g \end{bmatrix} \quad (39)$$

式中: $i_{\mu'\nu'2}^*$ 、 $i_{\mu'\nu'3}^*$ 分别为第 2、3 个环流参考值; K_2 、 K_3 分别为第 2、3 个环流的比例控制增益。

式(38)和式(39)分别具有实现子变流器 a、b、c 和 r、s、t 之间电压平衡的作用。

3.3 M3C 桥臂电容电压波动抑制控制

由第 2 节的功率分析可知, 流入和流出每个桥臂直流侧电容的能量都存在交流成分, M3C 因此也会受桥臂直流侧电容交流电压波动的影响。为了解决这个问题, 提出了新型前馈环流控制(简称控制方法 2)来缓解桥臂电容电压波动。

环流控制的原理是通过环流产生额外功率抵消桥臂电容中低频功率, 以消除低频电压波动^[24]。环流控制在第 3 章的基础上, 增加了额外抑制电容电压波动的环流部分。下面详细介绍无环流控制和新型前馈环流控制 2 种控制方法。

3.3.1 环流抑制控制

环流抑制控制(记为控制 1)是一种 M3C 最基础的环流控制方式, 此时 $[i^* zw]$ 4 个环流变量的参考值为 0。因此, 在特殊工况下, 无法抑制桥臂电压波动, 4 个环流变量参考值为:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha}^* & i_{\beta\alpha}^* \\ i_{\alpha\beta}^* & i_{\beta\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (40)$$

式中 $i_{\mu'\nu'}^*$ 为环流的参考值, 其中 $\mu' = \alpha, \beta$, $\nu' = \alpha, \beta$ 。

在稳态下, 流入每个子变流器 a、b 和 c 中的有功功率恒定为 $P/3$ (其中 P 是 M3C 输入有功功率的总值)。通过第 2 节功率分析可知, 流入每个子变流

器的瞬时有功功率以 $2f_m$ 或 $2f_g$ 的频率波动, 因此, 电容电压波动的幅度随着输入侧发电机频率的降低而增大, 且当输入输出侧频率相近时, 电容电压也会有较大的波动。

3.3.2 新型前馈环流控制

为了解决上述两种控制存在的问题, 本文提出新的前馈控制(记为控制2), 4个环流变量参考值为:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha}^* \\ i_{\alpha\beta}^* \\ i_{\beta\alpha}^* \\ i_{\beta\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{I_g \cos \varphi_g}{\cos \varphi_m} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_g + 2\theta_m + \varphi_m) & \cos(\theta_g + 2\theta_m + \varphi_m) \\ -\cos(\theta_g + 2\theta_m + \varphi_m) & -\sin(\theta_g + 2\theta_m + \varphi_m) \end{bmatrix} \quad (41)$$

式中: I_g 为输出侧线电流有效值; φ_m 和 φ_g 分别为输入侧与输出侧的电压、电流之间的相位差; θ_m 、 θ_g 可分别表示为 $\theta_m = \omega_m t$ 、 $\theta_g = \omega_g t + \delta$, δ 为工频输出侧相较于低频输入侧的初始相位差。

2种控制方法的电容电压波动抑制控制对比见表2。由表2可知, 新型前馈环流控制产生的交流电压分量中不包含 $f_m - f_g/3$ 、 $f_m - f_g$ 和 $2f_m$ 频率的分量。因此, 新型前馈环流控制不仅可以提高当 f_m 较低时桥臂电容电压的稳定性, 而且减小了当 $f_m = f_g/3$ 时桥臂电容电压的波动。

表2 2种控制方法的电容电压波动抑制控制对比

Tab. 2 Comparison of two control methods for suppressing capacitor voltage fluctuations

控制方法	$[i_{cw}^*]$	$[\tilde{u}_{C0}]$	$[\tilde{u}_{C0w}]$	$[\tilde{u}_{C2w}]$
1		$2f_m$	$2f_g$	$f_g \pm f_m$
2	$f_g + 2f_m$		$2f_g$ $f_g + 3f_m$	$f_g \pm f_m$ $2(f_g + f_m)$

4 M3C 系统的实验分析

为了验证本文提出的 M3C 桥臂均压平衡控制策略的正确性、有效性, 本文在 RT-LAB 平台上搭建了低频输入侧与高频输出侧的 AC-AC 交流变换输电系统。

图3为物理实验平台, 通过 dSPACE 实现本文所述控制算法。

在 dSPACE 中, DS1103ADC 和 DS1103DAC 分别获取电路信号和测量物理数据, DS1103SLDSP 产生调制信号。此外, DS1103 使硬件能够与 SIMULINK 软件连接, 进行实时算法计算。通过

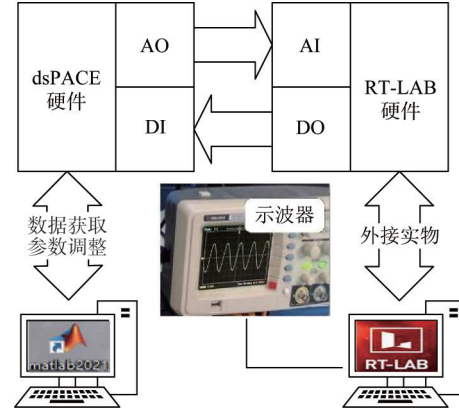


图3 RT-LAB 实验平台

Fig. 3 RT-LAB experimental platform

RT-LAB 配置研究所需 I/O 接口, 快速控制驱动系统将基于环流控制的 M3C 加载到实时实验平台上。M3C 系统中主要参数见表3。

表3 M3C 系统主要参数

Tab. 3 System simulation parameters of M3C

参数	数值	参数	数值
u_{mx}/kV	10	R/Ω	0.01
u_{gy}/kV	10	C/mF	10
f_m/Hz	16.67/2/15.5	u_c/V	4330
f_g/Hz	50	子模块数量 J	5
L/mH	20	P_g/MW	12.25

4.1 正常工况下 M3C 桥臂电容电压平衡控制实验

为了验证第3节桥臂电容电压平衡控制策略的正确性和有效性, 设计了以下实验1: 当输入侧频率 $f_m = 16.67$ Hz 时 M3C 系统采用控制方法1, 即正常运行工况下不增加抑制桥臂电容电压纹波的额外环流控制。实验波形如图4所示, M3C 桥臂中频率分量比较见表4。

图4(a)和图4(b)分别为正常运行工况下输入侧和输出侧的三相电流; 由图4(a)和图4(c)可以看出: 输入侧电流 i_{ma} 为子变流器 a 电流 $(i_{ar} + i_{as} + i_{at})/3$; 由图4(d)可见, 通过桥臂均压控制策略可以使得3个子变流器电容电压的直流部分调节到电容电压的额定值。

由表4可知, u_{Cay} 的波动中包含 33.34 Hz ($2f_m$) 频率电容电压的交流分量, 并且每个交流分量的波动范围在 50 V 可接受范围以内。因此, 该实验结果说明第3节策略分析正确, 实现了桥臂电容电压平衡控制的效果。

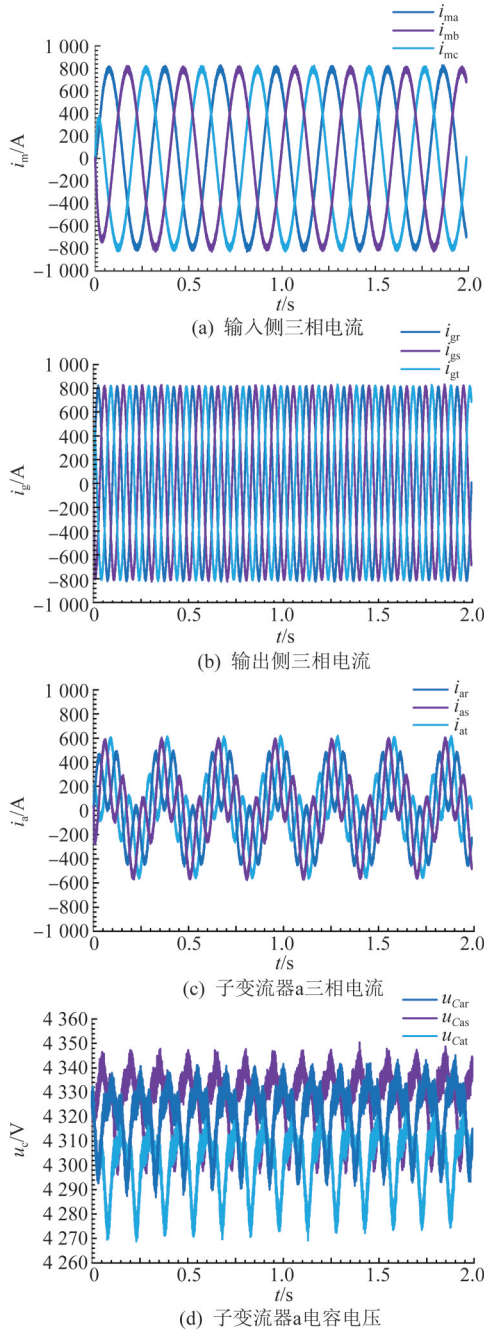


图 4 当 $f_m = 16.7$ Hz 时采用控制方法 1 的实验波形

Fig. 4 Experimental waveforms using control method 1 at $f_m = 16.7$ Hz

4.2 输入频率改变时 M3C 桥臂电容电压波动抑制实验

为了证明在输入侧频率接近 0 时, 控制方法 2 对桥臂电容电压波动具有抑制作用, 设计了以下输入频率改变的动态实验 2: 在正常运行工况下 0.2 s 时, 输入侧频率 f_m 由 16.67 Hz 变化到 2 Hz, 当 0.3 s 时, 加入环流控制方法 3。输入频率变化工况下子

表 4 2 个实验中 M3C 桥臂的频率分量比较

Tab. 4 Comparison of frequency components of M3C bridge arms in 2 experiments

实验	控制方法	$[\tilde{u}_{C_{c0}}]$ 频率/Hz	$[\tilde{u}_{C_{0w}}]$ 频率/Hz	$[\tilde{u}_{C_{cw}}]$ 频率/Hz
1	1	33.34	100	33.33 66.67
2	2		100 56	48/52 96/104
3	2		100 96.5	34.5/65.5 131

变流器 a 的电容电压如图 5 所示。

由图 5 可见, 当 0.2 s 输入侧频率由 16.67 Hz 变为 2 Hz 时, 应用控制方法 1 会使桥臂电容电压中存在 4 Hz ($2f_m$) 的低频交流分量, 产生剧烈电压波动, 当 0.3 s 时, 加入控制方法 2 中抑制电容电压波动的环流后, 桥臂电容电压波动逐渐减小直至调节至可接受的波动范围 (50 V) 之内。因此, 动态实验证明了控制方法 2 同样具有在输入侧频率接近 0 的工况下, 抑制桥臂电容电压波动的效果。

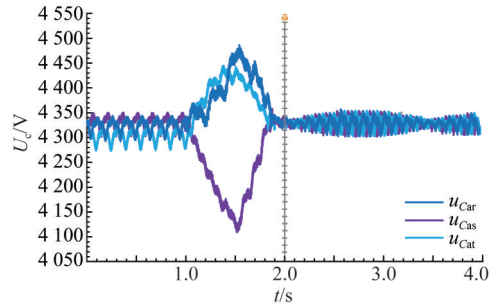


图 5 输入频率 f_m 由 16.67 Hz 变到 2 Hz 动态工况下子变流的电容电压

Fig. 5 Capacitance voltage of the subconverter under dynamic operation with input frequency f_m changed from 16.67 Hz to 2 Hz

4.3 $f_m = f_g/3$ 频率附近时 M3C 桥臂电容电压波动抑制实验

为了证明新型前馈控制 (控制方法 2) 可运行频率带宽更宽, 克服在 $f_m = f_g/3$ 频率附近时产生剧烈电容电压波动的问题。设计了以下实验 3: 当输入侧频率 $f_m = 16.7$ Hz 时, 对 M3C 系统应用控制方法 2, 观察电容电压的波动情况。本次实验目的是模拟正常工况下, 分析额外的环流控制对桥臂电容电压平衡的影响。控制方法 2 下实验波形为图 6。

图 6 为在控制方法 2 下, M3C 的输入输出两端电流波形, 表 5 正常工况下 2 种控制方法的总谐波

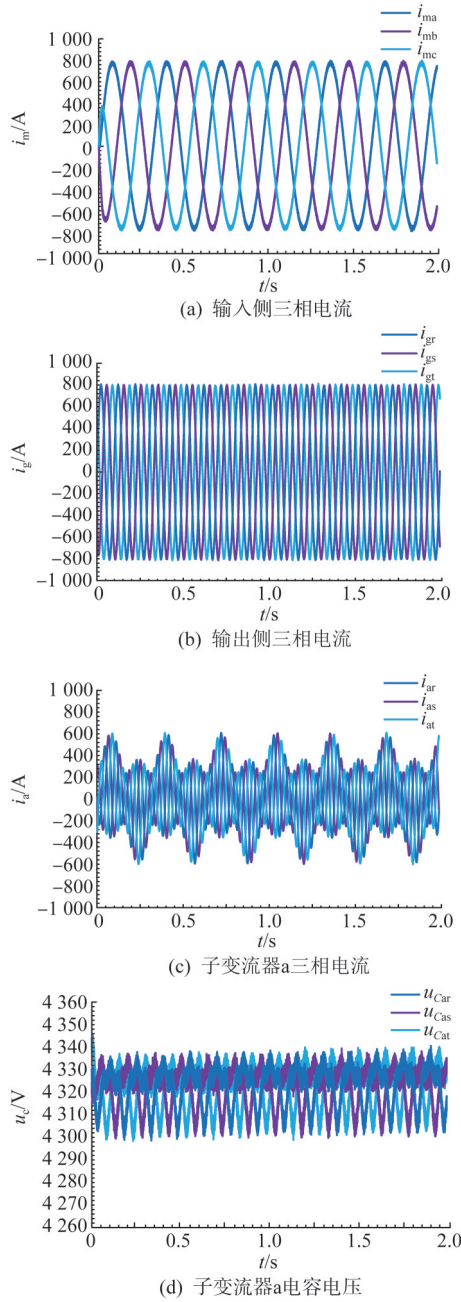
图 6 当 $f_m=16.7\text{Hz}$ 时采用控制方法 2 的实验波形

Fig. 6 Experimental waveform using control method 2 at $f_m = 16.7\text{Hz}$

畸变率(total harmonic distortion, THD)频谱图, 从表 5 可以看出控制方法 2 下 THD 低, 电能质量优。

由图 6(c) 可见, 由于电容电压抑制策略中注入的环流参考值存在差异, 导致子变流器 a 的桥臂三相电流不同, 因此在两种控制方法下直流电容中产生不同的电压波动; 由图 6(d) 可知, 控制方法 2 减小了变流器 a 的桥臂电容电压 u_{car} 的峰间电压, 证明

表 5 正常工况下 2 种控制方法的 THD 频谱图

Tab. 5 THD spectra of the two control methods under normal operating conditions

控制方法	THD 值/%
1	2.33
2	1.42

控制方法 2 消除了桥臂电容电压中 f_g-3f_m 频率的电压分量, 当 f_m 接近 $f_g/3$ 时, 控制方法 2 的电容电压波动抑制效果优。

4.4 陆上和海上电网故障实验

为了证明当陆上工频侧和海上低频侧发生故障的工况下, 本文提出的桥臂均压控制策略具有良好的效果。本文设计了分别在陆上系统和海上系统在 0.2 s 发生单相接地故障实验, 桥臂电容电压波形如图 7 所示。

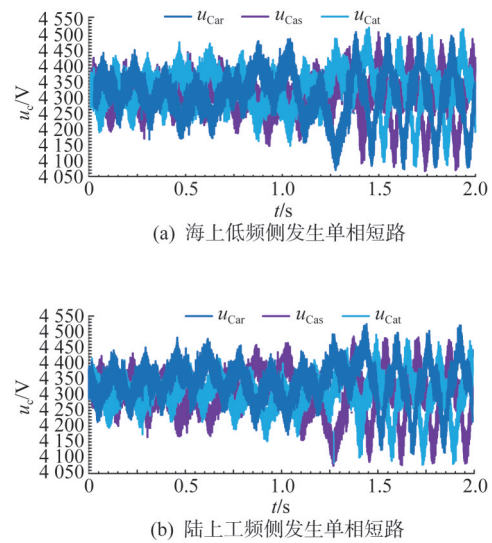


图 7 双边系统侧发生单相故障时电容电压

由图 7 可见, 当 0.2 s 海上、陆上系统侧分别发生单相接地故障时, 本文提出的桥臂均压控制策略将子变流器 a 桥臂电容电压维持在稳定状态, 表明在系统故障时本文提出的控制策略依然有良好的控制效果。

因此, 综合以上实验可知: 控制方法 2 不仅在输入侧频率较低时 (f_m 接近 0), 可以抑制 M3C 桥臂电容电压波动; 而且不会在正常工况下 (f_m 接近 $f_g/3$), 产生桥臂电容电压的纹波震荡。输入侧频率可运行带宽更广泛, 且电容电压抑制效果好, 输出电能质量优。

5 结论

本文针对 M3C 桥臂直流侧电容电压不平衡的问题, 提出了新的桥臂均压平衡控制, 并在 RT-LAB 平台上设计了半实物实验。通过理论分析和实验得出结论如下。

1) 通过 M3C 数学模型研究了环流问题对于桥臂均压的影响, 根据桥臂功率分析提出了桥臂均压平衡控制的方法, 对 9 条桥臂电容电压平衡以及各桥臂子模块电容电压平衡控制效果更好。

2) 本文所提新型前馈控制方法对桥臂直流电容电压纹波抑制发挥了至关重要的作用, 减轻其在特殊工况下桥臂电容电压的交流波动, 拓宽了 M3C 输入侧频率范围, 提高 M3C 系统的稳定裕度, 使电能质量有了显著的提高。

参考文献

- [1] MENG Y, LIU B, LUO H, et al. Control scheme of hexagonal modular multilevel direct converter for offshore wind power integration via fractional frequency transmission system [J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2018, 6(1): 168 – 180.
- [2] WU J, WANG H, WANG W, et al. Performance evaluation for sustainability of wind energy project using improved multi-criteria decision-making method [J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2019, 7(5): 1165 – 1176.
- [3] 孟永庆, 王健, 李磊, 等. 基于双 dq 坐标变换的 M3C 变流器的数学模型及控制策略研究 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17): 4702 – 4712.
MENG Yongqing, WANG Jian, LI Lei, et al. Research on modeling and control strategy of modular multilevel matrix converter based on double dq coordinate transformation [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(17): 4702 – 4712.
- [4] 程启明, 谢怡群, 马信乔, 等. 模块化多电平矩阵变换器的平坦控制策略 [J]. 电力自动化设备, 2022, 42(1): 185 – 192.
CHENG Qiming, XIE Yiqun, MA Xinqiao, et al. Flatness-based control strategy of modular multilevel matrix converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(1): 185 – 192.
- [5] XU Q, MA F, LUO A. Analysis and control of M3C based UPQC for power quality improvement in medium/high voltage power grid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8182 – 8194.
- [6] GLINKA M, MARQUARDT R. A new AC/AC multilevel converter family [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(3): 662 – 669.
- [7] YAO W, LIU J, LU Z. Distributed control for the modular multilevel matrix converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3775 – 3788.
- [8] DIAZ M, CARDENAS R, ESPINOZA M, et al. Control of wind energy conversion systems based on the modular multilevel matrix converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8799 – 8810.
- [9] FAN B, WANG K, ZHENG Z, et al. Optimized branch current control of modular multilevel matrix converters under branch fault conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Power Electronics, 2018, 33(6): 4578 – 4583.
- [10] 李峰, 王广柱, 刘汝峰. 扩展模块化多电平矩阵变换器低频运行范围的控制方法 [J]. 电力系统自动化, 2016, 40(22): 132 – 138, 153.
LI Feng, WANG Guangzhu, LIU Rufeng. Control scheme of modular multilevel matrix converters for expanding low-frequency operating range [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(22): 132 – 138, 153.
- [11] 程启明, 赖宇生, 李剑辉, 等. 基于双 dq 坐标变换的模块化多电平矩阵变流器无源控制策略 [J]. 电力自动化设备, 2023, 43(4): 16 – 22.
CHENG Qiming, LAI Yusheng, LI Jianhui, et al. Passivity-based control strategy of modular multilevel matrix converter based on double dq coordinate transformation [J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(4): 16 – 22.
- [12] KORN A J, WINKELNKEMPER M, STEIMER P, et al. Direct modular multilevel converter for gearless low-speed drives [C]//Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications, August 30 -September 1, 2011, Birmingham, UK. New York: IEEE, 2011: 1 – 7.
- [13] 李峰, 王广柱, 刘汝峰. 模块化多电平矩阵变换器低频控制方法 [J]. 电力系统自动化, 2016, 40(2): 127 – 133.
LI Feng, WANG Guangzhu, LIU Rufeng. A low frequency control scheme for modular multilevel matrix converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(2): 127 – 133.
- [14] 李峰, 王广柱. 模块化多电平矩阵变换器电容电压纹波稳态分析 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 52 – 58, 9.
LI Feng, WANG Guangzhu. Steady-state analysis of sub-modular capacitors voltage ripple in modular multilevel matrix converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 52 – 58, 9.
- [15] KAWAMURA W, AKAGI H. Control of the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge-cells (MMCC-TSBC) for motor drives [C]//2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 15 – 20, 2012, Raleigh, NC, USA. New York: IEEE, 2012: 3506 – 3513.
- [16] MA J, DAHIDAH S A, V PICKERT, 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.
- [17] WANG R, LEI D, ZHAO Y, et al. Modulation strategy of a 3x5 modular multilevel matrix converter [J]. Energies, 2018, 11(2): 1 – 16.
- [18] 程振兴, 王广柱, 银泽一. 基于 MMC 插电式混合动力电动汽车变换系统及充电控制策略 [J]. 电力系统自动化, 2019, 43(21): 148 – 154.
CHENG Zhenxing, WANG Guangzhu, YIN Zeyi. Plug-in hybrid electric vehicle integrated conversion system and charging control strategy based on modular multilevel matrix converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(21): 148 – 154.

(下转第 31 页 Continued on Page 31)