

# 基于有源型M3C矩阵变换器的海上风电低频送出方案

唐英杰, 张哲任, 徐政

(浙江大学电气工程学院, 浙江省杭州市 310027)

**摘要:** 提出一种基于有源型模块化多电平矩阵变换器(M3C矩阵变换器)的低频交流输电方案,可减轻一侧工频或低频交流系统故障对另一侧交流系统产生的影响。首先,对有源型M3C的拓扑结构进行介绍,并推导了有源型M3C的数学模型。然后,基于所建立的数学模型设计有源型M3C的控制系统,提出低频交流输电系统故障隔离策略和储能单元荷电状态均衡控制策略。最后,在PSCAD/EMTDC中搭建基于有源型M3C的海上风电低频送出系统电磁暂态仿真模型,对不同类型交流系统故障与储能单元荷电状态平衡过程等典型工况进行仿真测试,验证所提方案的有效性。

**关键词:** 储能; 海上风电; 低频交流输电; 模块化多电平矩阵变换器; 故障隔离; 荷电状态均衡控制

## 0 引言

海上风电具有稳定性强、年利用小时数高、受地形地貌影响小、适合大规模开发等特点,正成为国内外新能源领域的研究重点<sup>[1-2]</sup>。已有海上风电送出工程采用工频高压交流方案或高压直流方案。与常规方案相比,低频交流(LFAC)输电技术可提升交流海缆输电能力,节省海上换流站与直流断路器等设备投资成本,易于实现海上风电场多端组网,是一种极具竞争力的新型海上风电并网技术<sup>[3-4]</sup>。

变频器是LFAC输电系统的核心设备。倍频变压器<sup>[5]</sup>和基于晶闸管的相控式交交变频器<sup>[6]</sup>是最早应用于LFAC输电的变频设备,前者运行损耗大、可控性差,后者会产生大量难以滤除的低次谐波与间谐波<sup>[7]</sup>。采用基于两电平电压源型换流器(VSC)的背靠背换流器<sup>[8]</sup>有助于改善电网电能质量,但直接串联绝缘栅双极型晶体管(IGBT)对器件一致性和均压设计要求高<sup>[9]</sup>,不适用于高压大容量场合。背靠背模块化多电平换流器(MMC)<sup>[10]</sup>、模块化多电平矩阵变换器(M3C矩阵变换器)<sup>[11]</sup>和六角形模块化多电平交交变频器(Hexverter)<sup>[12]</sup>具有输出谐波特性好、等效开关频率低、模块化程度高等优势,是交交变频器的重要发展方向。基于对上述模块化多电平变频器拓扑的技术经济性对比,文献[13-15]指出在LFAC输电场景下,M3C所需开关器件容量及电容储能需求较小、控制灵活性强,在

现阶段最具工程化应用前景。针对基于M3C的LFAC输电方案,已有研究主要集中在建模、控制和应用场景等方面<sup>[16-17]</sup>,对故障条件下的系统响应特性与故障穿越策略的研究较为匮乏。通过M3C相连的工/低频交流系统之间存在强相互作用,当一侧交流系统发生严重故障时,将会对变频器本体及对侧交流系统产生显著影响,威胁整个LFAC输电系统的安全稳定运行。然而,鲜有文献对此类问题展开分析并提出解决方案。

据此,本文提出一种基于有源型M3C的海上风电低频送出方案。已有文献对另外两种变频器拓扑的有源性改造进行了研究:文献[18]所提出的有源型MMC及其控制策略可直接用于背靠背MMC;文献[19]介绍了基于Hexverter的电池储能系统仿真方法和荷电状态(SOC)平衡策略。但尚未有文献对应用于LFAC输电的有源型M3C展开研究。本文围绕该方案开展了如下工作:

1) 提出有源型M3C拓扑结构。通过将储能单元分散集成于桥臂子模块中,有源型M3C可同时充当交交变频器和储能功率转换系统,与独立设置储能装置相比减小了开关器件和以电容与变压器为代表的无源设备的投资成本,并有利于提升系统可靠性和运行效率。

2) 推导有源型M3C的数学模型并进行M3C控制系统设计。本文提出了基于有源型M3C的工/低频侧交流故障双向隔离策略,利用内置储能吸收/提供盈余/补偿功率,改善工/低频侧故障期间的系统运行性能。同时,考虑储能系统的电池容量利用率

收稿日期: 2021-07-12; 修回日期: 2021-11-09。

上网日期: 2022-03-24。

会受到电池 SOC 最低的储能单元限制<sup>[20]</sup>,本文提出了基于桥臂间电容电压均衡控制的有源型 M3C 储能单元 SOC 均衡控制策略,提高电池容量利用率。

3)在 PSCAD/EMTDC 平台上搭建了基于有源型 M3C 的海上风电低频送出系统电磁暂态仿真模型,针对交流侧故障与储能单元 SOC 平衡等典型工况进行仿真测试,验证了所提方案的有效性。

### 1 拓扑结构

有源型 M3C 的主电路拓扑见图 1(a)。9 个换流器桥臂对称分布于低频侧交流系统三相(A、B、C)与工频侧交流系统三相(a、b、c)之间,各桥臂由级联子模块和串联电抗器构成。与常规 M3C 不同,有源型 M3C 将电池单元分散集成于各桥臂子模块中,以获得在交流故障期间调用内置储能实现工/低频侧系统有功功率解耦的能力。

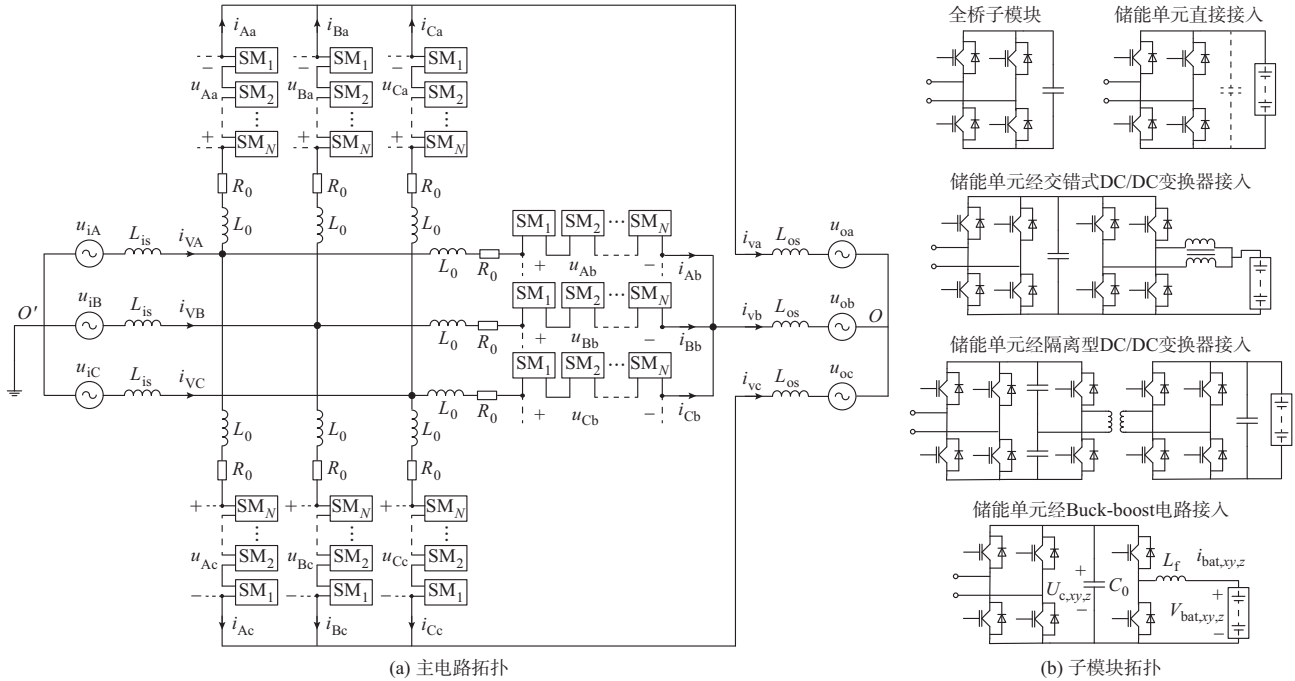


图 1 有源型 M3C 拓扑结构  
Fig. 1 Topological structure of active M3C

电池单元的集成方式主要包括直接接入和经功率变换电路接入两类<sup>[21]</sup>,如图 1(b)所示。前者投资成本低、运行损耗小,但会在储能侧引入低频电流波动进而影响电池使用寿命<sup>[22-23]</sup>,且这一影响在 LFAC 输电系统中将更为明显。后者不仅能有效抑制储能侧低频电流波动,还能拓宽电池电压运行范围并增强储能控制灵活性,是当前的主流研究方向。其中,交错式 DC/DC 变换器、隔离型 DC/DC 变换器和基于 Buck-boost 电路的普通 DC/DC 变换器是 3 种功率控制电路的典型拓扑<sup>[24]</sup>;交错式 DC/DC 变换器有利于减小电感体积,隔离型 DC/DC 变换器可降低储能单元电压并提供电气隔离,但所需要的开关器件投资显著增加;而 Buck-boost 电路所需增加的开关器件数目最少、运行效率更高,在储能系统中的应用较为广泛。因此,本文采用储能单元经 Buck-boost 电路接入全桥子模块的有源型子模块构建有源型 M3C。

图 1 中:  $u_{ix}$  和  $u_{oy}$  分别为低频侧和工频侧交流系

统相电压,其中  $x = A, B, C$  且  $y = a, b, c$ ;  $L_{is}$  和  $L_{os}$  为交流系统等效电感;  $i_{vx}$  和  $i_{vy}$  分别为低频侧和工频侧相电流;  $u_{xy}$  和  $i_{xy}$  分别表示两端分别与低频侧  $x$  相和工频侧  $y$  相相连的桥臂级联子模块输出电压和输入电流;  $R_0$  和  $L_0$  分别为桥臂等效电阻和桥臂电抗;  $C_0$  和  $L_f$  分别为子模块电容和储能侧滤波电感;  $SM_1, SM_2, \dots, SM_N$  表示子模块;  $U_{c,xy,z}$ 、 $V_{bat,xy,z}$  和  $i_{bat,xy,z}$  分别为桥臂  $xy$  内第  $z$  个子模块的电容电压、储能单元输出电压和储能单元输出电流,其中  $1 \leq z \leq N$  ( $N$  表示桥臂中级联子模块总数)。

### 2 数学模型

#### 2.1 主回路

有源型 M3C 桥臂电流动态方程如式(1)所示:

$$L_0 \frac{di_{xy}}{dt} + R_0 i_{xy} + u_{xy} = u_{ix} - L_{is} \frac{di_{vx}}{dt} + u_{oy} - u_{oy} - L_{os} \frac{di_{vy}}{dt} \quad (1)$$

式中:  $u_{o'o}$  为低频侧与工频侧交流系统中性点电位差。

同时,只考虑单侧交流系统接地的情况,则各桥臂电流还会受如式(2)所示的约束。

$$\sum_{x=A,B,C} i_{Vx} = \sum_{y=a,b,c} i_{Vy} = \sum_{x=A,B,C} \sum_{y=a,b,c} i_{xy} = 0 \quad (2)$$

定义桥臂低频侧共模电压、电流( $u_{com,x}$ 、 $i_{com,x}$ )和桥臂工频侧共模电压、电流( $u_{com,y}$ 、 $i_{com,y}$ )分别为:

$$\begin{cases} u_{com,x} = \sum_{y=a,b,c} \frac{u_{xy}}{3} \\ i_{com,x} = \sum_{y=a,b,c} \frac{i_{xy}}{3} = \frac{i_{Vx}}{3} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} u_{com,y} = \sum_{x=A,B,C} \frac{u_{xy}}{3} \\ i_{com,y} = \sum_{x=A,B,C} \frac{i_{xy}}{3} = \frac{i_{Vy}}{3} \end{cases} \quad (4)$$

将式(2)一式(4)代入式(1)中进行公式变换化简,可以得到:

$$\begin{cases} \frac{L_0}{3} \frac{di_{VA}}{dt} + \frac{R_0}{3} i_{VA} + u_{com,A} = \\ -L_{is} \frac{di_{VA}}{dt} + u_{iA} + u_{o'o} - \sum_{y=a,b,c} \frac{u_{oy}}{3} \\ \frac{L_0}{3} \frac{di_{VB}}{dt} + \frac{R_0}{3} i_{VB} + u_{com,B} = \\ -L_{is} \frac{di_{VB}}{dt} + u_{iB} + u_{o'o} - \sum_{y=a,b,c} \frac{u_{oy}}{3} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \frac{L_0}{3} \frac{di_{VC}}{dt} + \frac{R_0}{3} i_{VC} + u_{com,C} = \\ -L_{is} \frac{di_{VC}}{dt} + u_{iC} + u_{o'o} - \sum_{y=a,b,c} \frac{u_{oy}}{3} \\ \frac{L_0}{3} \frac{di_{va}}{dt} + \frac{R_0}{3} i_{va} + u_{com,a} = \\ \sum_{x=A,B,C} \frac{u_{ix}}{3} + u_{o'o} - u_{oa} - L_{os} \frac{di_{va}}{dt} \\ \frac{L_0}{3} \frac{di_{vb}}{dt} + \frac{R_0}{3} i_{vb} + u_{com,b} = \\ \sum_{x=A,B,C} \frac{u_{ix}}{3} + u_{o'o} - u_{ob} - L_{os} \frac{di_{vb}}{dt} \\ \frac{L_0}{3} \frac{di_{vc}}{dt} + \frac{R_0}{3} i_{vc} + u_{com,c} = \\ \sum_{x=A,B,C} \frac{u_{ix}}{3} + u_{o'o} - u_{oc} - L_{os} \frac{di_{vc}}{dt} \end{cases} \quad (6)$$

采用等幅值 Clark 变换矩阵  $T_{abc-a\beta 0}$  (如式(7)所示)可将式(5)和式(6)从三相坐标系变换到  $\alpha\beta 0$  静止坐标系,如式(8)一式(10)所示。

$$T_{abc-a\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \frac{L_0}{3} \frac{di_{V\alpha}}{dt} + \frac{R_0}{3} i_{V\alpha} + u_{com,i\alpha} = -L_{is} \frac{di_{V\alpha}}{dt} + u_{i\alpha} \\ \frac{L_0}{3} \frac{di_{V\beta}}{dt} + \frac{R_0}{3} i_{V\beta} + u_{com,i\beta} = -L_{is} \frac{di_{V\beta}}{dt} + u_{i\beta} \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \frac{L_0}{3} \frac{di_{v\alpha}}{dt} + \frac{R_0}{3} i_{v\alpha} + u_{com,o\alpha} = -u_{o\alpha} - L_{os} \frac{di_{v\alpha}}{dt} \\ \frac{L_0}{3} \frac{di_{v\beta}}{dt} + \frac{R_0}{3} i_{v\beta} + u_{com,o\beta} = -u_{o\beta} - L_{os} \frac{di_{v\beta}}{dt} \end{cases} \quad (9)$$

$$u_{com,0} = u_{i0} + u_{o'o} - u_{o0} \quad (10)$$

式中:  $[u_{i\alpha}, u_{i\beta}, u_{i0}]^T = T_{abc-a\beta 0} [u_{iA}, u_{iB}, u_{iC}]^T$ ;  $[u_{o\alpha}, u_{o\beta}, u_{o0}]^T = T_{abc-a\beta 0} [u_{oA}, u_{oB}, u_{oC}]^T$ ;  $[i_{v\alpha}, i_{v\beta}, 0]^T = T_{abc-a\beta 0} [i_{vA}, i_{vB}, i_{vC}]^T$ ;  $[u_{com,i\alpha}, u_{com,i\beta}, u_{com,0}]^T = T_{abc-a\beta 0} [u_{com,A}, u_{com,B}, u_{com,C}]^T$ ;  $[u_{com,o\alpha}, u_{com,o\beta}, u_{com,0}]^T = T_{abc-a\beta 0} [u_{com,a}, u_{com,b}, u_{com,c}]^T$ 。

进一步,采用 Park 变换矩阵  $T_{\alpha\beta-dq}(\theta)$  (如式(11)所示)将式(8)和式(9)变换到  $dq$  旋转坐标系下,如式(12)和式(13)所示。

$$T_{\alpha\beta-dq}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \frac{L_0}{3} \frac{dI_{Vd}}{dt} + \frac{R_0}{3} I_{Vd} + U_{com,id} = \\ -L_{is} \frac{dI_{Vd}}{dt} + \omega_i L_{is} I_{Vq} + U_{id} \\ \frac{L_0}{3} \frac{dI_{Vq}}{dt} + \frac{R_0}{3} I_{Vq} + U_{com,iq} = \\ -L_{is} \frac{dI_{Vq}}{dt} - \omega_i L_{is} I_{Vd} + U_{iq} \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} \frac{L_0}{3} \frac{dI_{vd}}{dt} + \frac{R_0}{3} I_{vd} + U_{com,od} = \\ -U_{od} - L_{os} \frac{dI_{vd}}{dt} + \omega_o L_{is} I_{vq} \\ \frac{L_0}{3} \frac{dI_{vq}}{dt} + \frac{R_0}{3} I_{vq} + U_{com,oq} = \\ -U_{oq} - L_{os} \frac{dI_{vq}}{dt} - \omega_o L_{is} I_{vd} \end{cases} \quad (13)$$

式中:  $[U_{id}, U_{iq}]^T = T_{\alpha\beta-dq}(\theta_i) [u_{i\alpha}, u_{i\beta}]^T$ ;  $[I_{Vd}, I_{Vq}]^T = T_{\alpha\beta-dq}(\theta_i) [i_{V\alpha}, i_{V\beta}]^T$ ;  $[U_{od}, U_{oq}]^T = T_{\alpha\beta-dq}(\theta_o) [u_{o\alpha}, u_{o\beta}]^T$ ;  $[I_{vd}, I_{vq}]^T = T_{\alpha\beta-dq}(\theta_o) [i_{v\alpha}, i_{v\beta}]^T$ ;  $[U_{com,id}, U_{com,iq}]^T = T_{\alpha\beta-dq}(\theta_i) [u_{com,i\alpha}, u_{com,i\beta}]^T$ ;  $[U_{com,od},$

$T_{\alpha\beta-dq}(\theta_o)[u_{com,oa}, u_{com,o\beta}]^T$ ;  $\omega_i, \omega_o$  和  $\theta_i, \theta_o$  分别表示低频侧和工频侧  $dq$  旋转坐标系的角频率及相位。

定义桥臂差模电压、电流  $(u_{diff,xy}, i_{diff,xy})$  分别为:

$$\begin{cases} u_{diff,xy} = u_{xy} - u_{com,x} - u_{com,y} \\ i_{diff,xy} = i_{xy} - i_{com,x} - i_{com,y} \end{cases} \quad (14)$$

由此给出桥臂环流电流  $i_{cir,a1}, i_{cir,a2}, i_{cir,b1}, i_{cir,b2}$  与环流电压  $u_{cir,a1}, u_{cir,a2}, u_{cir,b1}, u_{cir,b2}$  分别为:

$$\begin{cases} i_{cir,a1} = \frac{1}{2}(i_{diff,Aa} - i_{diff,Ba}) \\ u_{cir,a1} = u_{diff,Ba} - u_{diff,Aa} \\ i_{cir,a2} = \frac{1}{2}(i_{diff,Aa} - i_{diff,Ca}) \\ u_{cir,a2} = u_{diff,Ca} - u_{diff,Aa} \\ i_{cir,b1} = \frac{1}{2}(i_{diff,Ab} - i_{diff,Bb}) \\ u_{cir,b1} = u_{diff,Bb} - u_{diff,Ab} \\ i_{cir,b2} = \frac{1}{2}(i_{diff,Ab} - i_{diff,Cb}) \\ u_{cir,b2} = u_{diff,Cb} - u_{diff,Ab} \end{cases} \quad (15)$$

将式(15)代入式(1)一式(6)中进行公式变换与化简,得到:

$$\begin{cases} 2L_0 \frac{di_{cir,a1}}{dt} + 2R_0 i_{cir,a1} = u_{cir,a1} \\ 2L_0 \frac{di_{cir,a2}}{dt} + 2R_0 i_{cir,a2} = u_{cir,a2} \\ 2L_0 \frac{di_{cir,b1}}{dt} + 2R_0 i_{cir,b1} = u_{cir,b1} \\ 2L_0 \frac{di_{cir,b2}}{dt} + 2R_0 i_{cir,b2} = u_{cir,b2} \end{cases} \quad (16)$$

根据式(8)一式(10)及式(15)可以建立如图2所示的计及有源型M3C内部环流特性的工/低频侧解耦模型。

### 2.2 储能侧

有源型子模块储能侧电路模型如图3所示。储能单元输出电流的动态特性如下:

$$L_f \frac{di_{bat,xy,z}}{dt} = V_{bat,xy,z} - V_{DC/DC,xy,z} \quad (17)$$

式中:  $V_{DC/DC,xy,z}$  为储能侧DC/DC变换器输出电压。

本文中,电池储能单元采用如图3所示的一阶RC等效电路<sup>[25]</sup>表示。图中:  $R_{bat,0}, R_1$  和  $C_1$  分别为等效串联电阻、极化电阻和电容;  $V_{bat,0}$  为开路电压。

本文采用安时计量法对电池单元SOC进行估算<sup>[26]</sup>,即

$$S_{SOC,xy,z}(t) = S_{SOC,xy,z}(t - \Delta t) - \eta \int_{t-\Delta t}^t \frac{i_{bat,xy,z}}{S_{bat,xy,z}} dt \quad (18)$$

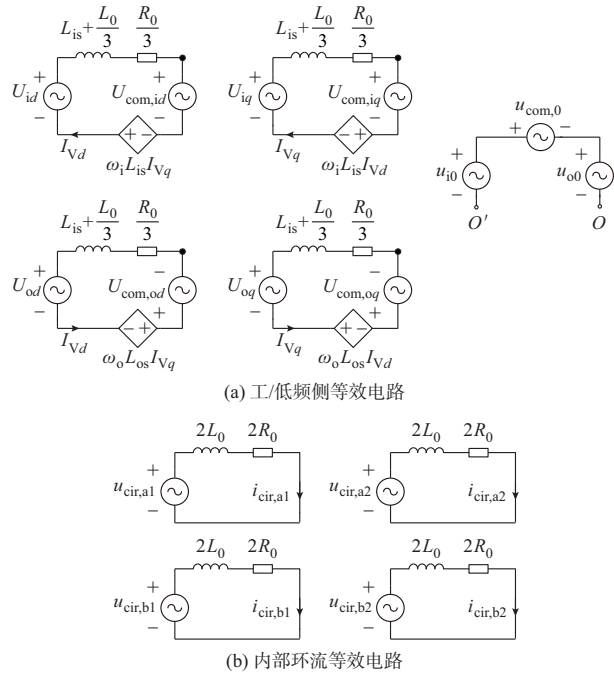


图2 有源型M3C主回路等效电路

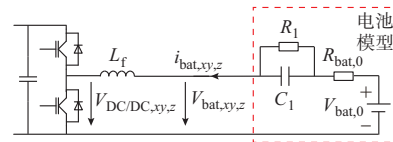


图3 子模块储能侧电路模型

式中:  $S_{bat,xy,z}$  为电池安培容量;  $\eta$  为充放电效率,本文中考虑  $\eta = 1$ ;  $S_{SOC,xy,z}(t)$  和  $S_{SOC,xy,z}(t - \Delta t)$  分别表示  $t$  时刻和  $t - \Delta t$  时刻的电池安培容量。

## 3 控制系统设计

基于所建立的有源型M3C模型,本文设计了适用于海上风电LFAC输电系统的有源型M3C控制结构,主要分为交流侧控制器、储能侧控制器和内部环流控制器3个部分,如图4所示。为简化表示,图4省去了部分限幅环节和滤波环节。

### 3.1 交流侧控制策略

交流侧控制器由低频侧控制器和工频侧控制器共同构成,采用基于  $dq$  旋转坐标系的双闭环矢量控制策略<sup>[27]</sup>。低频侧控制器工作在定交流电压控制模式,其电压控制外环的  $dq$  轴电压指令值  $U_{id}^*$  和  $U_{iq}^*$  分别设置为交流电压额定值  $U_{acN}$  和 0;工频侧控制器工作在定子模块电容电压/无功功率控制模式:子模块电容电压控制外环的输入信号为子模块电容电压参考值  $U_c^*$  和M3C中所有子模块电容电压平均值  $U_{c,ave}$ 。  $U_{c,ave}$  可表示为:

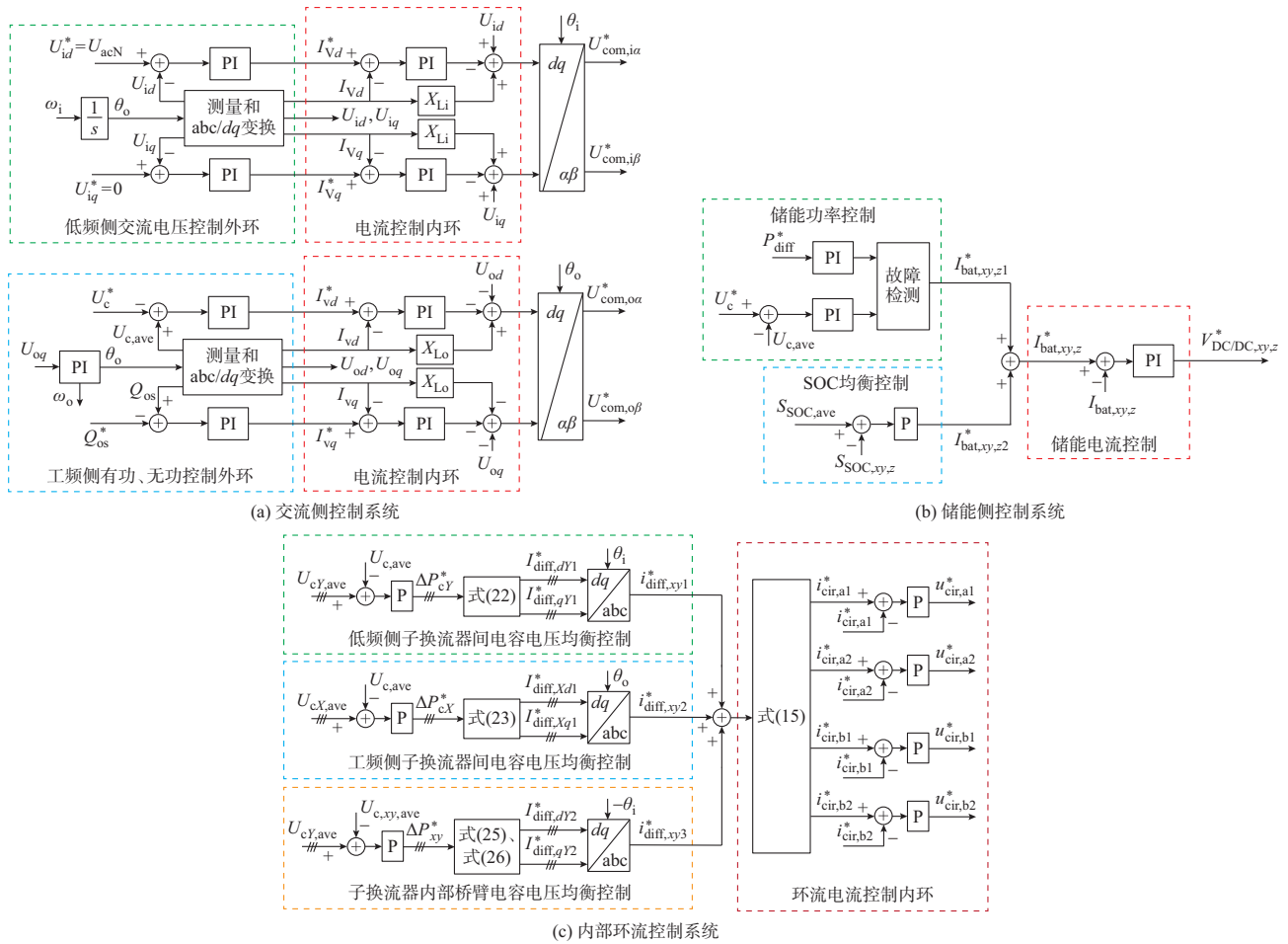


图4 有源型M3C控制系统框图  
Fig. 4 Block diagram of control system for active M3C

$$U_{c,ave} = \sum_{x=A,B,C} \sum_{y=a,b,c} \sum_{z=1}^N \frac{U_{c,xy,z}}{9N} \quad (19)$$

无功控制外环的输入信号为无功功率指令值  $Q_{os}^*$  与测量值  $Q_{os}$ 。低频侧和工频侧控制器外环生成的电流指令值  $I_{Vd}^*$ 、 $I_{Vq}^*$  和  $I_{Vd}^*$ 、 $I_{Vq}^*$  经过各自的电流控制内环和  $dq/\alpha\beta$  坐标变换环节后生成  $\alpha\beta$  坐标系中桥臂低频侧与工频侧共模电压指令值  $U_{com,ia}^*$ 、 $U_{com,ib}^*$  和  $U_{com,oa}^*$ 、 $U_{com,ob}^*$ 。  $X_{Li}$  和  $X_{Lo}$  表示电流控制内环的前馈补偿环节。

低频侧控制系统参考坐标系相位  $\theta_1$  由固定频率信号  $\omega_1$  经过积分环节产生；而工频侧控制系统参考坐标系相位  $\theta_0$  和角频率  $\omega_0$  则由锁相环(PLL)提供。图4(a)所示交流侧电压电流量均为正序分量，工频侧负序电流抑制环节并未在图中画出。

### 3.2 双向交流故障隔离策略

采用背靠背MMC的海上风电低频系统故障特性已研究得较为充分<sup>[10]</sup>，基于整流器/海上风电机组协调控制和交直流侧卸能装置的故障穿越策略<sup>[28-30]</sup>同样可拓展至M3C<sup>[31]</sup>。然而，上述方法仅适

用于解决工频侧交流故障条件下低频侧盈余功率导致的直流环节过电压问题，却无法缓解低频侧交流故障所引发的工频侧功率冲击。本文提出一种基于有源型M3C的双向交流故障隔离策略，利用内置储能实现故障期间变频器工/低频侧有功功率解耦控制，达到改善故障期间系统运行性能的目的。

储能侧控制器对各子模块内部的储能侧DC/DC变换器进行独立控制，其电流控制内环指令值  $I_{bat,xy,z}^*$  由SOC控制外环输出电流指令值  $I_{bat,xy,z1}^*$  和功率控制外环输出电流指令值  $I_{bat,xy,z2}^*$  共同决定，其输出为DC/DC变压器调制电压信号  $V_{DC/DC,xy,z}^*$ 。

功率控制外环的输出与有源型M3C的当前运行状态有关，有如下描述：

1) 当有源型M3C处于正常运行条件下时，工/低频侧有功功率保持平衡，不需要储能单元提供补偿功率，因此令  $I_{bat,xy,z2}^* = 0$ 。

2) 若工频侧交流系统发生严重短路故障，则有源型M3C工频侧输出有功功率的输送能力受限，无法继续维持电容电压稳定。此时，可将储能侧功率

控制外环切换至定电容电压控制模式,  $I_{\text{bat},xy,z}^*$  由  $U_c^*$  与  $U_{c,ave}$  之差经过比例-积分(PI)环节得到。

3)若低频侧交流系统发生严重短路故障,有源型M3C低频侧吸收的有功功率迅速下跌,而工频侧定电容电压控制仍能保持正常运行,导致有源型M3C输出至陆上主网的有功功率也快速减少。此时,储能侧功率控制外环切换至定功率控制模式,向子模块电容注入额外有功功率,并借助工频侧定电容电压控制将这部分补偿功率输出至工频侧交流系统,从而维持故障前后输入陆上工频主网的有功功率基本保持不变,缓解功率冲击。功率控制外环的参考功率信号  $P_{\text{diff}}^*$  由故障前后有源型M3C低频侧输入有功功率之差均匀分配至各储能单元得到。

### 3.3 储能单元SOC均衡控制策略

储能单元SOC控制外环采用比例控制器P实现,其输入信号为各储能单元当前时刻的荷电状态  $S_{\text{SOC},xy,z}$  及其平均值  $S_{\text{SOC},ave}$ ,可有如下关系式:

$$S_{\text{SOC},ave} = \sum_{x=A,B,C} \sum_{y=a,b,c} \sum_{z=1}^N \frac{S_{\text{SOC},xy,z}}{9N} \quad (20)$$

需要注意的是,在储能单元SOC动态调整过程中,各子模块电容从储能侧吸收的功率并不相等,导致各子模块电容电压出现差异。在调制环节中结合电容电压排序选择特定的投入子模块序列,可实现桥臂内部电容电压平衡;在此基础上,本文利用环流电流实现桥臂间功率传递<sup>[32]</sup>,以达到所有子模块间的电容电压平衡。环流控制器可分为低频侧子换流器间电容电压均衡控制、工频侧子换流器间电容电压均衡控制和子换流器内部桥臂间电容电压均衡控制。

低频侧子换流器Y由与工频侧y相连接的3个桥臂构成,其子模块平均电容电压  $U_{cY,ave}$  (如式(21)所示)与  $U_{c,ave}$  之差通过比例控制器得到相应的电容电压平衡功率指令值  $\Delta P_{cY}^*$ ,而该功率可通过在桥臂差模电流中注入低频侧基频正序分量  $i_{\text{diff},xy1}^*$  得到:

$$U_{cY,ave} = \sum_{x=A,B,C} \sum_{z=1}^N \frac{U_{c,xy,z}}{3N} \quad (21)$$

$$\begin{cases} I_{\text{diff},dY1}^* = -\frac{2\Delta P_{cY}^*}{3U_{\text{id}0}} \\ I_{\text{diff},qY1}^* = 0 \end{cases} \quad (22)$$

式中:  $I_{\text{diff},dY1}^*$  和  $I_{\text{diff},qY1}^*$  分别为子换流器Y内各桥臂对应电流  $i_{\text{diff},xy1}^*$  在低频侧正序同步旋转坐标系下的  $d$ 、 $q$  轴分量;  $U_{\text{id}0}$  为低频侧交流电压幅值额定值。

类似地,由与低频侧  $x$  相连接的3个桥臂构成的工频侧子换流器X间的电容电压均衡控制可通过在桥臂差模电流中注入工频侧基频正序分量  $i_{\text{diff},xy2}^*$

实现,可得:

$$\begin{cases} I_{\text{diff},Xd1}^* = \frac{2\Delta P_{cX}^*}{3U_{\text{od}0}} \\ I_{\text{diff},Xq1}^* = 0 \end{cases} \quad (23)$$

式中:  $I_{\text{diff},Xd1}^*$  和  $I_{\text{diff},Xq1}^*$  分别为子换流器X内各桥臂对应电流  $i_{\text{diff},xy2}^*$  在工频侧正序同步旋转坐标系下的  $d$ 、 $q$  轴分量;  $U_{\text{od}0}$  为工频侧交流电压幅值额定值;  $\Delta P_{cX}^*$  为子换流器X电容电压平衡功率指令值,由子换流器X内子模块平均电容电压  $U_{cX,ave}$  与  $U_{c,ave}$  之差通过比例控制器得到。

$U_{cX,ave}$  可由式(24)计算得到:

$$U_{cX,ave} = \sum_{y=a,b,c} \sum_{z=1}^N \frac{U_{c,xy,z}}{3N} \quad (24)$$

工频侧子换流器X和低频侧子换流器Y内部桥臂间电容电压均衡控制可利用桥臂差模电流中的工/低频侧基频负序分量实现。在低频侧子换流器Y中,桥臂  $xy$  所对应的桥臂间电容电压平衡功率指令  $\Delta P_{xy}^*$  由桥臂电容电压平均值  $U_{c,xy,ave}$  与  $U_{cY,ave}$  之差通过比例控制环节得到,其中  $U_{c,xy,ave}$  如式(25)所示;然后对  $\Delta P_{xy}^*$  进行变换,如式(26)所示。

$$U_{c,xy,ave} = \sum_{z=1}^N \frac{U_{c,xy,z}}{N} \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta P_{aY}^* \\ \Delta P_{bY}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_{AY}^* \\ \Delta P_{BY}^* \\ \Delta P_{CY}^* \end{bmatrix} \quad (26)$$

式中:  $\Delta P_{aY}^*$  和  $\Delta P_{bY}^*$  为  $\Delta P_{xy}^*$  在  $\alpha\beta$  坐标系下的分量;  $\Delta P_{AY}^*$ 、 $\Delta P_{BY}^*$ 、 $\Delta P_{CY}^*$  为静止坐标系下的分量。

则子换流器Y内部桥臂间电容电压均衡控制所需要的桥臂差模电流低频侧基频负序电流  $i_{\text{diff},xy3}^*$  的分量可由下式计算得到:

$$\begin{cases} I_{\text{diff},dY2}^* = \frac{2\Delta P_{aY}^*}{U_{\text{id}0}} \\ I_{\text{diff},qY2}^* = \frac{-2\Delta P_{bY}^*}{U_{\text{id}0}} \end{cases} \quad (27)$$

式中:  $I_{\text{diff},dY2}^*$  和  $I_{\text{diff},qY2}^*$  分别为子换流器Y内各桥臂对应电流  $i_{\text{diff},xy3}^*$  在低频侧负序同步旋转坐标系下的  $d$ 、 $q$  轴分量。

容易证明,当工/低频侧子换流器间电容电压已达到平衡时,仅需主动完成2个子换流器内的桥臂间电容电压均衡控制,即可实现所有桥臂间的电容电压平衡;为方便后续环流计算,本文将其设置为子换流器a和子换流器b。此外,通过各电容电压均衡控制环节所生成的桥臂环流电流具有异频或者异序特征,各控制环节间并不存在功率耦合作用。附录

A中对上述桥臂差模电流指令值的生成及相关结论的有效性作出了进一步说明。

$i_{diff,xy1}^*$ 、 $i_{diff,xy2}^*$ 和 $i_{diff,xy3}^*$ 之和即为最终的桥臂差模电流指令值,并可进一步按照式(15)计算出桥臂环流电流指令值 $i_{cir,a1}^*$ 、 $i_{cir,a2}^*$ 、 $i_{cir,b1}^*$ 、 $i_{cir,b2}^*$ 。考虑到有源型M3C内部存在诸多频率相近难以分离的环流电流,环流电流控制内环采用比例控制器实现,其输出为桥臂环流电压指令值 $u_{cir,a1}^*$ 、 $u_{cir,a2}^*$ 、 $u_{cir,b1}^*$ 、 $u_{cir,b2}^*$ 。

结合工/低频侧控制器和环流控制器生成的桥臂工/低频侧共模电压参考信号和环流电压参考信号,同时将桥臂电压共模分量参考信号 $u_{com,0}^*$ 置0,可结合式(3)、式(4)、式(14)、式(15)反解出各桥臂电压参考值 $[u_{Aa}^*, u_{Ab}^*, u_{Ac}^*, u_{Ba}^*, u_{Bb}^*, u_{Bc}^*, u_{Ca}^*, u_{Cb}^*, u_{Cc}^*]^T = T[u_{com,A}^*, u_{com,B}^*, u_{com,C}^*, u_{com,a}^*, u_{com,b}^*, u_{cir,a1}^*, u_{cir,a2}^*, u_{cir,b1}^*, u_{cir,b2}^*]^T$ ,其中,变换矩阵 $T$ 的具体结果见附录B。然后,通过最近电平调制(nearest level modulation, NLM)生成子模块桥臂侧开关触发信号。同时,储能侧控制器生成的调制电压信号 $V_{DC/DC,xy,z}^*$ 经脉宽调制(PWM)后将生成子模块储能侧互补开关触发信号。

#### 4 仿真算例

本文在PSCAD/EMTDC中搭建了如附录C图C1所示的海上风电LFAC输电系统电磁暂态仿真模型。海上风电机组集群采用单台等效风机集中表示,风电功率通过35 kV/220 kV升压变压器送入20 Hz海上LFAC输电系统,并经过100 km的LFAC海缆送至陆上变频站,经频率转换后汇入陆上50 Hz交流主网。仿真模型的详细参数见附录C表C1。

为尽可能地消除单侧交流系统严重短路故障对另一侧交流系统的影响,本文在配置储能容量 $S_{bat,conv}$ 时,需确保有源型M3C能够提供/消纳无故障系统在此期间保持正常运行状态所需要吸收/发出的有功功率,即

$$S_{bat,conv} \geq \frac{P_{rate} T_{fal}}{\min(S_{SOC,max} - S_{SOC,0}, S_{SOC,0} - S_{SOC,min})} \quad (28)$$

式中: $P_{rate}$ 为LFAC输电系统额定容量; $T_{fal}$ 为故障时间; $S_{SOC,0}$ 、 $S_{SOC,max}$ 和 $S_{SOC,min}$ 分别为储能单元稳态SOC、最大SOC和最小SOC。

算例中海上风电低频送出系统的额定容量为300 MV·A;工/低频侧交流系统故障时间取为100 ms;并考虑 $S_{SOC,max} = 0.8$ , $S_{SOC,min} = 0.2$ ,且 $S_{SOC,0}$ 由式(29)决定<sup>[16]</sup>。

$$S_{SOC,0} = \frac{S_{SOC,max} + S_{SOC,min}}{2} \quad (29)$$

结合式(28)和式(29)可得 $S_{bat,conv} \geq 100$  MJ。考虑一定的安全裕度,取 $S_{bat,conv} = 2.5 \times 100$  MJ = 250 MJ,并将计算出的换流器储能总容量平均分配至各子模块储能单元中。

本文对比了分别采用常规M3C和有源型M3C作为变频站拓扑结构时海上风电LFAC输电系统在典型故障工况下的响应特性。

##### 4.1 工频侧交流系统故障

假设在故障发生前系统已经稳定地运行在额定工况。当 $t = 2.0$  s时,工频侧交流母线发生三相金属性短路故障,100 ms后故障清除,系统故障响应曲线如附录C图C2所示。当变频站采用常规M3C拓扑时,工频侧交流母线电压跌落导致其低频侧吸收的有功功率无法输出至陆上交流电网,工/低频侧不平衡功率将导致子模块电容出现严重过电压,子模块电容电压平均值升至1.5 p.u.;当故障清除后,变频器需要将内部盈余能量迅速排出,工频侧输出有功功率在定电容电压控制的作用下会出现明显过冲。当变频站采用有源型M3C拓扑时,故障期间产生的工/低频侧不平衡功率将由内置储能单元吸收,子模块电容电压略有上升,约为1.07 p.u.;当故障清除后,工频侧输出有功功率能够迅速恢复至稳定值,功率过冲较小。

附录C图C3则给出了工频侧不对称故障条件下的系统响应特性。可以看到,不对称故障在限制常规M3C交流侧功率调节能力的同时,还会导致变频器内部桥臂间电容能量分布不均匀,具体体现在工频侧子换流器间的电容电压平均值将出现显著差异:子换流器u、v对应的电容电压平均值上升至1.25 p.u.而子换流器w对应的电容电压平均值则跌落至0.93 p.u.。严重时桥臂间电容电压偏差同样可能会导致子模块电容过电压。通过调用内部储能功率,有源型M3C可以在工频侧交流系统单相故障时继续维持变频器总体电容能量,子模块电容电压平均值增量不超过0.07 p.u.。同时,由于采用了基于桥臂电流环流的桥臂间电容电压均衡控制策略,有源型M3C内部各桥臂子模块电容电压直流分量在不对称故障期间能够基本保持相同。故障恢复期间,常规M3C注入陆上工频主网的有功功率过冲明显高于有源型M3C。

##### 4.2 低频侧交流系统故障

考虑海上风电场交流母线三相接地短路故障,则此时系统故障响应特性如附录C图C4所示。当变频站采用常规M3C拓扑时,其工频侧输出有功功

率在定电容电压控制的作用下随低频侧输入有功功率的变化而变化,导致陆上交流系统在故障期间从LFAC输电系统得到的有功功率从额定值迅速跌落至0。当变频站采用有源型M3C拓扑时,由于故障导致的低频侧输入有功功率缺额将由内置储能单元提供,工频侧输出功率在故障前后的变化幅度相对较小,约为0.83~1.16 p.u.,因此能够有效缓解低频侧交流系统故障对工频侧交流系统产生的影响。

低频侧交流母线发生单相接地故障时的系统响应特性曲线如附录C图C5所示。故障期间,常规M3C的工频侧输出有功功率跌落至0.25 p.u.以下;有源型M3C的工频侧输出功率则保持在0.87~1.15 p.u.。同样地,通过本文所提桥臂间电容电压均衡控制可有效防止低频侧不对称故障导致的桥臂间子模块电容电压偏差。

#### 4.3 储能单元SOC均衡控制

考虑极端情况,假设在运行期间内某一时刻,桥臂内部储能单元SOC平均值为0.8 p.u.而其余桥臂内部储能单元SOC平均值均为0.2 p.u.;同时,为了加快仿真速度并且更好地说明本文所提控制策略的作用,电池模块容量仅取为0.069 kW·h。设置当 $t=2.0$  s时,桥臂间储能单元SOC均衡控制环节启用,有源型M3C内部储能单元SOC和桥臂子模块电容电压的变化如附录C图C6所示。

可以看到,若在储能单元SOC平衡过程中不考虑桥臂间电容电压均衡而采用环流电流抑制控制,则桥臂子模块电容电压会在储能单元SOC平衡控制环节的作用下显著增大并超过1.4 p.u.;而在桥臂间电容电压均衡控制的协助下,桥臂间储能单元SOC均衡控制对桥臂子模块电容电压造成的影响很小,其峰值不超过1.15 p.u.。

## 5 结语

本文提出基于有源型M3C的LFAC输电方案,并对其数学模型、拓扑结构与控制系统进行了详细分析,主要结论如下:

1)有源型M3C具有与MMC相同的交流侧外特性,在输入输出侧交流系统中均可等效为受控电压源,其交流侧控制器设计方法与MMC相似;

2)当单侧交流系统发生故障时,有源型M3C可调用储能功率为非故障系统及变频站提供有功支撑以减轻对系统的影响,实现可靠故障穿越;

3)利用有源型M3C的4个独立桥臂电流环分量,可实现桥臂间电容电压均衡控制,这有利于有源型M3C在储能单元SOC平衡动态过程和不对称故障工况下的安全稳定运行。

需要指出,目前在基于有源型M3C的LFAC输电系统方案构建上仍面临诸多问题,包括装置拓扑结构经济性优化设计、设备绝缘配合和高效电磁暂态仿真方法等,未来还需围绕上述关键技术开展更为全面深入的研究。

附录见本刊网络版(<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>),扫英文摘要后二维码可以阅读网络全文。

## 参考文献

- [1] 杨光亚. 欧洲海上风电工程实践回顾及未来技术展望[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(21): 23-32.  
YANG Guangya. Review on engineering practices and future technology prospects of european offshore wind power [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(21): 23-32.
- [2] 刘卫东, 李奇南, 王轩, 等. 大规模海上风电柔性直流输电技术应用现状和展望[J]. 中国电力, 2020, 53(7): 55-71.  
LIU Weidong, LI Qinan, WANG Xuan, et al. Application status and prospect of VSC-HVDC technology for large-scale offshore wind farms[J]. Electric Power, 2020, 53(7): 55-71.
- [3] AL-TAMEEMI M, MIURA Y, LIU J, et al. A novel control scheme for multi-terminal low-frequency AC electrical energy transmission systems using modular multilevel matrix converters and virtual synchronous generator concept[J]. Energies, 2020, 13(3): 747.
- [4] 黄明煌, 王秀丽, 刘沈全, 等. 分频输电应用于深远海风电并网的技术经济性分析[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(5): 167-174.  
HUANG Minghuang, WANG Xiuli, LIU Shenquan, et al. Technical and economic analysis on fractional frequency transmission system for integration of long-distance offshore wind farm[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(5): 167-174.
- [5] 王锡凡, 王秀丽. 分频输电系统的可行性研究[J]. 电力系统自动化, 1995, 19(4): 5-13.  
WANG Xifan, WANG Xiuli. Feasibility study of fractional frequency transmission system[J]. Automation of Electric Power Systems, 1995, 19(4): 5-13.
- [6] 胡超凡, 王锡凡, 曹成军, 等. 柔性分频输电系统可行性研究[J]. 高电压技术, 2002, 28(3): 16-18.  
HU Chaofan, WANG Xifan, CAO Chengjun, et al. Feasibility research of flexible fractional frequency transmission system[J]. High Voltage Engineering, 2002, 28(3): 16-18.
- [7] CHAITHANYA S, REDDY V N B, KIRANMAYI R. A narrative review on offshore wind power transmission using low frequency AC system[C]// 2017 International Conference on Smart Technologies For Smart Nation (SmartTechCon), August 17-19, 2017, Bengaluru, India.
- [8] RUDDY J, MEERE R, O'LOUGHLIN C, et al. Design of VSC connected low frequency AC offshore transmission with long HVAC cables[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(2): 960-970.
- [9] 庞辉, 周万迪, 邓卫华, 等. IGBT串联均衡控制方法及其高压直



- 流装备应用可行性研究[J].中国电机工程学报,2021,41(1):299-307.
- PANG Hui, ZHOU Wandi, DENG Weihua, et al. Study on control of series connected IGBT and application feasibility for high power electronics equipment[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(1): 299-307.
- [10] TANG Y, WYLLIE P B, YU J, et al. Offshore low frequency AC transmission with back-to-back modular multilevel converter (MMC) [C]// 11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission, February 10-12, 2015, Birmingham, UK.
- [11] AL-TAMEEM M, LIU J, BEVRANI H, et al. A dual VSG-based M3C control scheme for frequency regulation support of a remote AC grid via low-frequency AC transmission system[J]. IEEE Access, 2020, 8: 66085-66094.
- [12] 张翀,李宽宏,张轩,等.六角形模块化多电平AC/AC换流器损耗特性分析计算[J].电力系统自动化,2019,43(13):105-113.
- ZHANG Chong, LI Kuanhong, ZHANG Xuan, et al. Analysis and calculation of loss characteristics for hexagonal modular multilevel AC/AC converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(13): 105-113.
- [13] ILVES K, BESSEGATO L, NORRGA S. Comparison of cascaded multilevel converter topologies for AC/AC conversion [C]// 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA), May 18-21, 2014, Hiroshima, Japan.
- [14] KARWATZKI D, BARUSCHKA L, MERTENS A. Survey on the Hexverter topology—a modular multilevel AC/AC converter[C]// 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), June 1-5, 2015, Seoul, South Korea.
- [15] LIU S Q, WANG X F, WANG B Y, et al. Comparison between back-to-back MMC and M3C as high power AC/AC converters [C]// 2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), October 25-28, 2016, Xi'an, China.
- [16] DIAZ M, CARDENAS R, IBACETA E, et al. An overview of modelling techniques and control strategies for modular multilevel matrix converters [J]. Energies, 2020, 13(18): 4678.
- [17] DIAZ M, CÁRDENAS DOBSON R, IBACETA E, et al. An overview of applications of the modular multilevel matrix converter[J]. Energies, 2020, 13(21): 5546.
- [18] XU Yuzhe, ZHANG Zheren, WANG Guoteng, et al. Modular multilevel converter with embedded energy storage for bidirectional fault isolation [J/OL]. IEEE Transactions on Power Delivery [2021-01-25]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9335543>.
- [19] ZHANG C, JIANG D Z, ZHANG X, et al. The study of a battery energy storage system based on the hexagonal modular multilevel direct AC/AC converter (Hexverter) [J]. IEEE Access, 2018, 6: 43343-43355.
- [20] 韩啸,陈强,李睿.储能型MMC电池荷电状态均衡策略[J].电力电子技术,2020,54(4):17-20.
- HAN Xiao, CHEN Qiang, LI Rui. State of charge balancing strategy of MMC with battery energy storage system[J]. Power Electronics, 2020, 54(4): 17-20.
- [21] 蔡旭,李睿,李征.储能功率变换与并网技术[M].北京:科学出版社,2019.
- CAI Xu, LI Rui, LI Zheng. Battery energy storage power conversion and grid connection technology [M]. Beijing: Science Press, 2019.
- [22] PURANIK I, ZHANG L, QIN J C. Impact of low-frequency ripple on lifetime of battery in MMC-based battery storage systems [C]// 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 23-27, 2018, Portland, USA.
- [23] GHASSEMI A, CHAKRABORTY BANERJEE P, HOLLENKAMP A F, et al. Effects of alternating current on Li-ion battery performance: monitoring degradative processes with in-situ characterization techniques [J]. Applied Energy, 2021, 284: 116192.
- [24] 李善颖,吴涛,任彬,等.基于模块化多电平变换器的储能系统综述[J].电力系统保护与控制,2015,43(16):139-146.
- LI Shanying, WU Tao, REN Bin, et al. Review of energy storage system based on modular multilevel converter [J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(16): 139-146.
- [25] ZHANG L J, PENG H, NING Z S, et al. Comparative research on RC equivalent circuit models for lithium-ion batteries of electric vehicles [J]. Applied Sciences, 2017, 7(10): 1002.
- [26] 陆秋瑜,胡伟,郑乐,等.多时间尺度的电池储能系统建模及分析应用[J].中国电机工程学报,2013,33(16):86-93.
- LU Qiuyu, HU Wei, ZHENG Le, et al. Modeling and analysis of battery energy storage systems in multi-time scales application [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(16): 86-93.
- [27] 管敏渊,徐政.向无源网络供电的MMC型直流输电系统建模与控制[J].电工技术学报,2013,28(2):255-263.
- GUAN Minyuan, XU Zheng. Modeling and control of modular multilevel converter based VSC-HVDC system connected to passive networks [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(2): 255-263.
- [28] 徐瑞林,李明睿,张激疆,等.渝鄂背靠背柔直系统交流故障穿越策略研究[J].电工电能新技术,2020,39(6):42-50.
- XU Ruilin, LI Mingrui, ZHANG Lianqiang, et al. Research of AC fault ride-through strategy for Chongqing-Hubei VSC-HVDC back-to-back project [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2020, 39(6): 42-50.
- [29] BOSE A, MARTINS J, CHAUDHARY S, et al. Analysis of back-to-back MMC for medium voltage applications under faulted condition [C]// IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 29-November 1, 2017, Beijing, China.
- [30] 郭贤珊,周杨,梅念,等.张北柔直电网的构建与特性分析[J].电网技术,2018,42(11):3698-3707.
- GUO Xianshan, ZHOU Yang, MEI Nian, et al. Construction and characteristic analysis of Zhangbei flexible DC grid [J].

- Power System Technology, 2018, 42(11): 3698-3707.
- [31] YU J Y, MENG Y Q, PAN X X, et al. Fault ride-through of fractional frequency offshore wind power system based on modular multilevel matrix converter [C]// 2019 IEEE 8th International Conference on Advanced Power System Automation and Protection (APAP), October 21-24, 2019, Xi'an, China.
- [32] 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.

唐英杰(1996—), 男, 博士研究生, 主要研究方向: 直流输电、电磁暂态仿真与新能源并网。E-mail: 11810049@zju.edu.cn

张哲任(1988—), 男, 通信作者, 博士, 副研究员, 主要研究方向: 直流输电与柔性交流输电、新能源并网。E-mail: zhangzheren@zju.edu.cn

徐政(1962—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, IEEE Fellow, 主要研究方向: 大规模交直流电力系统分析、直流输电与柔性交流输电、新能源并网、电力谐波与电能质量。E-mail: xuzheng007@zju.edu.cn

(编辑 鲁尔姣)

### Low-frequency Transmission Scheme for Offshore Wind Power Based on Active Modular Multilevel Matrix Converter

TANG Yingjie, ZHANG Zheren, XU Zheng

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** A low-frequency AC (LFAC) transmission scheme based on the active modular multilevel matrix converter (M3C) is proposed, which can reduce the influence of faults occurring at one side of the low frequency or power frequency AC system on the other side. First, the topology of the active M3C is introduced, and the mathematical model of the active M3C is derived. Then, based on the derived mathematical model, a control system of the active M3C is designed, and the fault isolation strategy of the LFAC transmission system as well as the state of charge (SOC) balance control strategy of the energy storage unit is proposed. Finally, an electromagnetic-transient simulation model of the low-frequency transmission system based on the active M3C for offshore wind power is built in PSCAD/EMTDC. Simulation tests are carried out for typical working conditions such as different kinds of AC system faults and the SOC balance process of the energy storage unit, and the effectiveness of the proposed scheme is verified.

**Key words:** energy storage; offshore wind power; low frequency AC (LFAC) transmission; modular multilevel matrix converter (M3C); fault isolation; balance control of state of charge (SOC)

