

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.6.280

中图分类号: TM46

文献标志码: A

中压电机驱动系统前端并网 MMC 共模电压抑制

姚景昆¹(中国电源学会会员), 齐山成¹, 柴世俊²

(1. 河南工学院电气工程与自动化学院, 新乡 453003; 2. 郑州地铁集团有限公司
运营分公司, 郑州 450000)

摘要: 为最大程度地保护基于模块化多电平变换器 MMC(modular multilevel converter)无变压器背靠背中压电机驱动系统中的中压电机免受非对称电网故障和开关动作的影响, 设计了前端无变压器配置并网 MMC 共模电压最小化控制策略。其中非对称电网故障引起的共模电压可由 MMC 生成对消电压消除, 而 MMC 开关动作引起的开关纹波可通过通过端到端布置桥臂电压脉冲来抑制; 分析 MMC 共模电压抑制对单相功率偏差的影响, 并据此提出了前馈控制; 使用并网 MMC 样机系统开展测试。实验结果验证了在所提出控制策略作用下, 并网系统在严重非对称电网条件下的最大共模电压可降至原来的 $1/3N$ (N 为桥臂子模块数), 同时还实现了单位功率因数、恒定直流电压和平衡单相功率。

关键词: 中压电机驱动系统; 共模电压; 并网模块化多电平变换器; 电网故障

Grid-connected MMC Common-mode Voltage Suppression at Front End of Medium-voltage Motor Driving System

YAO Jingkun¹, Member, CPSS, QI Shancheng¹, CHAI Shijun²

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Institute of Technology, Xinxiang 453003, China;
2. Operating Branch of Zhengzhou Metro Group Co., Ltd, Zhengzhou 450000, China)

Abstract: To maximumly protect the medium-voltage motor in a back-to-back medium-voltage motor driving system without transformer based on modular multilevel converter (MMC) from the influence of asymmetric grid faults and switching actions, a control strategy for minimizing the common-mode voltage of the front-end transformerless grid-connected MMC is designed. The common-mode voltage caused by the asymmetric grid fault can be canceled by the MMC counterpart voltage, and the switching ripples caused by the switching action of the MMC can be suppressed by arranging the arm-voltage pulses end-to-end. In addition, the influence of MMC common-mode voltage suppression on the single-phase power deviation is analyzed, and the feedforward control is proposed accordingly. Tests were carried out using a grid-connected MMC prototype system, and experimental results verified that the maximum common-mode voltage of the grid-connected system under severe asymmetric grid conditions can be reduced to $1/3N$ of its original value by the proposed control strategy, where N is the per-arm submodule number. Meanwhile, the unity power factor, constant DC voltage, and balanced single-phase power were also realized.

Keywords: Medium-voltage motor driving system; common-mode voltage; grid-connected modular multilevel converter (MMC); grid fault

收稿日期: 2021-11-17; 修回日期: 2022-01-16, 2022-02-27;
录用日期: 2022-03-04; 网络首发日期: 2022-05-09
基金项目: 河南省重点研发与推广专项资助项目(192102210144)
This work is supported by Key R&D and Promotion Special
Projects in Henan Province under the grant 192102210144

模块化多电平变换器 MMC(modular multilevel converter)由于可实现中高压接入和具有模块化冗余等优点, 目前已广泛应用于中高压电气系统^[1-3]。文献[4]系统地总结了 MMC 变频器的特点, 并指

出了 MMC 高压变频器的研究难点与挑战。MMC 高压变频器系统包含机侧 MMC 和网侧 MMC。对于机侧 MMC, 文献[5]在宽速范围内抑制 MMC 的子模块电容电压波动上, 取得了一定的效果; 文献[6]设计了 1 种新型混合 MMC 拓扑结构来降低电容电压波动; 文献[7]针对矿井提升电气传动系统的 MMC 变频器, 增设了直流侧超级电容储能, 从而提高了吸收再生制动能量的能力和系统效率; 文献[8-10]分别设计了不同的电流注入型转速优化控制策略, 实现了 MMC 变频驱动系统调速性能优化。

通常情况下, 基于 MMC 的中压电机驱动系统配置有前端无变压器并网 MMC 以构成背靠背的拓扑结构^[11-12]。无变压器可降低系统质量、体积和成本, 但也会带来共模电压问题。共模电压施加在电机绕组上会加速绕组绝缘的恶化, 同时机架和轴承间的杂散电容引起的漏电流可能会导致电机轴承损坏^[13-15]。另一方面, 电网非对称故障及两侧 MMC 的开关动作也会带来共模电压^[16]。但对于前端并网 MMC 的共模电压, 鲜有文献报道解决方案。

综上所述, 本文提出 1 种控制策略以应对基于 MMC 无变压器背靠背中压电机驱动系统中网侧 MMC 的共模电压问题。并网 MMC 可生成对消电压来消除由非对称电网故障引起的共模电压, 同时通过适当设置桥臂电压脉冲, 可进一步将共模电压中开关纹波部分最小化。

1 并网 MMC

背靠背中压电机驱动系统包含机侧 MMC 和网侧 MMC, 系统无前端变压器, 因此抑制并网 MMC 输出至直流侧的共模电压可最大程度地保护中压电机免受非对称电网故障和开关动作的影响。图 1 为并网三相 MMC 的电路配置。

MMC 每相均包含上、下桥臂, 桥臂间的中点与交流电网连接, 最外部端子通过缓冲电感 L 连接到正、负直流母线。每个桥臂由 N 个 SM(submodule)

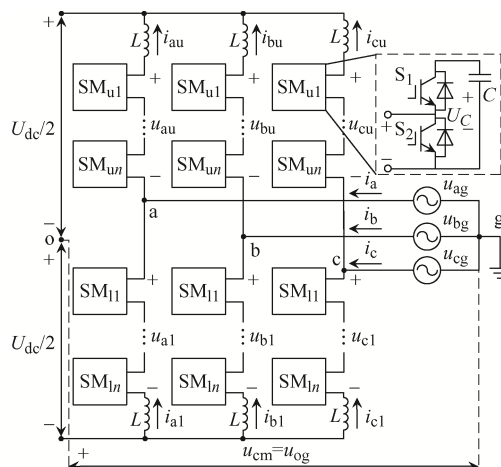


图 1 三相 MMC 电路

Fig. 1 Circuit of three-phase MMC

级联构成, SM 为半桥拓扑, 其中开关 S_1 和 S_2 以互补方式工作。MMC 上、下桥臂电压分别为 u_{xu} 、 u_{xl} , 其中 $x=a, b, c$, 分别代表 a, b, c 相; 上、下桥臂电流分别为 i_{xu} 、 i_{xl} , 其正方向定义见图 1。

交流端子 x 到直流母线中点 o 的电压电流方程可由基尔霍夫定律推导得到, 其中上、下桥臂电压分别为

$$\begin{cases} u_{xu} = \frac{U_{dc}}{2} - u_{xo} - L \frac{di_{xu}}{dt} \\ u_{xl} = \frac{U_{dc}}{2} + u_{xo} - L \frac{di_{xl}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_{dc} 为总直流电压; u_{xo} 为 MMC 输出相电压。MMC 的桥臂电流 i_{xu} 和 i_{xl} 中的直流分量 i_{dx} 流过整相桥臂, 而交流分量 i_x 构成变换器输入电流, 各电流的关系式为

$$\begin{cases} i_{xu} = i_{dx} + \frac{i_x}{2} \\ i_{xl} = i_{dx} - \frac{i_x}{2} \end{cases} \quad (2)$$

联立式(1)和式(2)可得

$$\begin{cases} u_{xu} = \frac{U_{dc}}{2} - u_{xo} - \frac{L}{2} \frac{di_x}{dt} - L \frac{di_{dx}}{dt} \\ u_{xl} = \frac{U_{dc}}{2} + u_{xo} + \frac{L}{2} \frac{di_x}{dt} - L \frac{di_{dx}}{dt} \end{cases} \quad (3)$$

式(3)中, $U_{dc}/2$ 用于产生直流总电压, u_{xo} 用于生成工频电压, $L di_x/dt$ 和 $L di_{dx}/dt$ 分别用于感应直流和交流电流分量。实际中, 差模电压 $(L/2) di_x/dt$ 和 $L di_{dx}/dt$ 由闭环控制器估算, 故又写为 Δu_x 和

Δu_{dx} 。故可将式(3)重写为

$$\begin{cases} u_{xu} = \frac{U_{dc}}{2} - u_{xo} - \Delta u_x - \Delta u_{dx} \\ u_{xl} = \frac{U_{dc}}{2} + u_{xo} + \Delta u_x - \Delta u_{dx} \end{cases} \quad (4)$$

并网 MMC 系统的共模电压 u_{cm} 定义为 o 点和 g 点间电压 u_{og} , 即 $u_{cm}=u_{og}$ 。 u_{og} 可分为 u_{ox} 和 u_{xg} 2 个部分。将 u_{ox} 表示为 $-u_{xo}$, 则共模电压 u_{cm} 可表示为

$$u_{cm} = u_{og} = u_{xg} - u_{xo} \quad (5)$$

式中, u_{xg} 为 x 相电网电压。由式(3)可推导出 u_{xo} 为

$$u_{xo} = \frac{1}{2}(u_{xl} - u_{xu}) + \frac{L}{2} \frac{di_x}{dt} \quad (6)$$

将式(6)代入式(5), 可得 u_{cm} 为

$$u_{cm} = u_{xg} - \frac{1}{2}(u_{xl} - u_{xu}) - \frac{L}{2} \frac{di_x}{dt} \quad (7)$$

式(7)由 x 相变量表示, 若考虑到 $i_a+i_b+i_c=0$, 可将 abc 三相表达式共模电压组合在一起, 即

$$\begin{aligned} u_{cm} = \frac{1}{3} \cdot 3u_{cm} = \frac{1}{3}(u_{ag} + u_{bg} + u_{cg}) - \\ \frac{1}{6}(u_{al} + u_{bl} + u_{cl} - u_{au} - u_{bu} - u_{cu}) \end{aligned} \quad (8)$$

由式(8)可以看出, 共模电压由 2 部分组成, 第 1 部分来源于电网, 通常由非对称电网故障引起, 而第 2 部分来自 MMC 的开关纹波。

2 共模电压抑制

共模电压抑制控制包括消除式(8)中电网引起的共模电压, 以及最小化 MMC 开关动作引起的共模电压 2 部分内容, 下面分别进行阐述。

2.1 非对称电网故障引起的共模电压消除

当电网发生非对称故障时, 会产生以零序电压方式存在的共模电压, 这可由 MMC 输出对消电压分量来抵消。由于 MMC 开关动作引起的共模电压为高频分量, 暂将其忽略, 则当共模电压对消完成后为

$$\begin{aligned} & \frac{1}{3}(u_{ag} + u_{bg} + u_{cg}) - \\ & \frac{1}{6}(u_{al} + u_{bl} + u_{cl} - u_{au} - u_{bu} - u_{cu}) \approx 0 \end{aligned} \quad (9)$$

基于式(3)和电流关系式 $i_a+i_b+i_c=0$ 可重构式(9)为

$$\frac{1}{3}[(u_{ag} - u_{ao}) + (u_{bg} - u_{bo}) + (u_{cg} - u_{co})] = 0 \quad (10)$$

解析式(10)可得出共模电压对消条件为

$$u_{ao} = u_{ag}, \quad u_{bo} = u_{bg}, \quad u_{co} = u_{cg} \quad (11)$$

式(11)表明, 当 MMC 可产生与并网电压完全相同的电压时, 则可完全消除由非对称电网故障引起的共模电压。

2.2 开关动作引起的共模电压最小化

由式(8)可以看出, 共模电压的开关纹波部分由桥臂电压 u_{au} 、 u_{bu} 、 u_{cu} 、 u_{al} 、 u_{bl} 和 u_{cl} 决定, 可通过每个采样周期内的伏秒区和开关状态来分析。设 A_u 和 A_l 分别为上、下桥臂的伏秒区, 具体为

$$\begin{cases} A_u = \frac{1}{6}[u_{au}(t_i) + u_{bu}(t_i) + u_{cu}(t_i)]T_s \\ A_l = \frac{1}{6}[u_{al}(t_i) + u_{bl}(t_i) + u_{cl}(t_i)]T_s \end{cases} \quad (12)$$

式中: T_s 为采样周期; t_i 为第 i 个采样周期开始时刻。由于 u_{au} 、 u_{bu} 、 u_{cu} 、 u_{al} 、 u_{bl} 和 u_{cl} 符合式(9), 从而可推导出 A_u 和 A_l 之间的关系为

$$A_l - A_u = \frac{1}{3}[u_{ag}(t_i) + u_{bg}(t_i) + u_{cg}(t_i)]T_s \quad (13)$$

式(13)表明, A_u 和 A_l 之间的差异和电网电压相关, 在非对称电网故障条件下, A_u 和 A_l 不相等, 故上、下桥臂输出电压脉冲无法抵消, 其将成为共模电压, 但峰值可最小化。

式(8)表明, 并网 MMC 系统的共模电压与 6 个桥臂电压相关, 且各自权重均为 1/6。设 SM 的电容电压为 U_C , 则最小桥臂电压电平阶跃为 U_C , 那么最小共模电压纹波为 $U_C/6$ 。当 u_{au} 、 u_{bu} 、 u_{cu} 、 u_{al} 、 u_{bl} 和 u_{cl} 的电压脉冲分别端对端排列时, 则共模电压中的纹波永远不会重叠, 从而使其幅值保持在最

小值 $U_C/6$, 详细的原理如图 2 所示, 示例图中每个桥臂中 SM 数量 $N=3$ 。图 2 中的下桥臂三相电压 u_{a1} 、 u_{b1} 和 u_{c1} 是通过将参考电压 u_{a1}^* 、 u_{b1}^* 和 u_{c1}^* 对 U_C 标么得到的。标么化电压的整数部分(蓝色区域)给出了 1 个采样周期内处于导通状态的 SM 的数量, 而小数点部分(紫色区域)给出了 SM 开关占空比。由于电压脉冲端到端排列, 故下桥臂对应 A_1 获得了最小开关纹波 $U_C/6$ 。同理, 上桥臂对应 A_u 也可获得最小开关纹波 $U_C/6$ 。令 A_1 减去 A_u 可得到 u_{cm} 开关纹波部分的波形, 其瞬时值被约束在 $[-U_C/6, U_C/6]$ 。通过经特殊设计的调制信号与锯齿载波进行比较, 可以实现上下三个桥臂电压脉冲的端到端排列, 具体的原理可参见文献[16], 此处不再赘述。

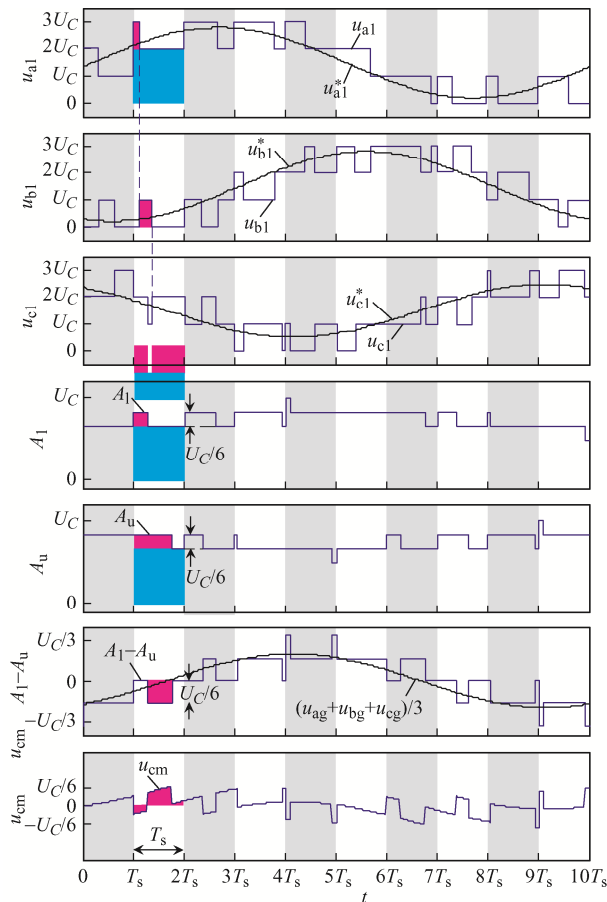


图 2 开关动作引起的共模电压最小化示意

Fig. 2 Schematic of minimizing common-mode voltage caused by switching actions

综上所述, 由式(8)可知, 非对称电网故障, 如常见的单相接地故障会产生幅值为 $1/3$ 相电压

幅值的共模电压。该共模电压通过相电压峰值标么化后为 $(1/3)p.u.$, 但如果利用本文所提方案, 可将其最小化为 $U_C/6$ 。根据关系式 $U_{dc}=NU_C$, 最小化后的共模电压被相电压峰值 $U_{dc}/2$ 标么化为 $(1/3N)p.u.$ 。

电网电压对称时, 根据式(13), 电网电压对称可确保上、下桥臂具有相等的伏秒区 A_u 和 A_1 。由于端到端布置, 相等的 A_u 、 A_1 和一致的开关位置将使并网 MMC 系统实现零共模电压。

3 单相功率平衡条件

如前所述, MMC 将产生对消电压以抵消非对称电网故障引起的共模电压。对消电压与桥臂电流相互作用可能会引起单相功率偏差。单相功率 p_x 可计算为

$$p_x = u_{xu}i_{xu} + u_{xl}i_{xl} \quad (14)$$

将式(2)、式(3)和式(11)代入式(14), 并忽略桥臂电感上的较小压降后, 可得

$$p_x = U_{dc}i_{dx} - u_{xg}i_x \quad (15)$$

式(15)中 i_{dx} 可分解为共模部分 $i_{dc}/3$ 和差模部分 i_{zx} , 即

$$i_{dx} = \frac{i_{dc}}{3} + i_{zx} \quad (16)$$

其中三相的共模部分构成了直流电流 i_{dc} , 而差模部分则在三相桥臂间循环以重新平衡功率。将式(16)代入式(15)可重写 p_x 为

$$p_x = \frac{U_{dc}i_{dc}}{3} + U_{dc}i_{zx} - u_{xg}i_x \quad (17)$$

考虑不对称电网故障和单位功率因数, MMC 输入电流 i_x 仅含有正序分量, u_{xg} 和 i_x 的表达式为

$$u_{xg} = U_p \sin(\omega t + \theta_x) + U_n \sin(\omega t - \theta_x + \delta) + U_0 \sin(\omega t + \varphi) \quad (18)$$

$$i_x = I_p \sin(\omega t + \theta_x) \quad (19)$$

式中: U_p 、 U_n 、 U_0 分别为正序、零序电压幅值; θ_x 取值为 0° 、 -120° 、 120° , 代表 a、b、c 三相的相位;

δ 为正序电压间相移; φ 为零序电压初始相位角; I_p 为输入电流幅值。设电压常数 $U_{dp}=U_p$, $U_{dn}=-U_n \cos(\delta)$, $U_{qn}=U_n \sin(\delta)$, $U_{d0}=U_0 \sin(\delta)$, $U_{q0}=U_0 \sin(\delta)$, 则式(18)可重写为

$$\begin{aligned} u_{xg} = & U_{dp} \sin(\omega t + \theta_x) - U_{dn} \sin(\omega t - \theta_x) + \\ & U_{qn} \cos(\omega t - \theta_x) + U_{d0} \sin(\omega t) + \\ & U_{q0} \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (20)$$

由滑动平均可得工频周期内平均功率 p_{xavg} 为

$$\begin{aligned} p_{xavg} = & \left(\frac{U_{dc} i_{dc}}{3} - \frac{U_{dp} I_p}{2} \right) + \left[U_{dc} i_{zx} + \frac{U_{dn} I_p}{2} \cos(2\theta_x) - \right. \\ & \left. \frac{U_{qn} I_p}{2} \sin(2\theta_x) - \frac{U_{d0} I_p}{2} \cos(\theta_x) - \frac{U_{q0} I_p}{2} \sin(\theta_x) \right] \end{aligned} \quad (21)$$

MMC 稳定运行条件下, p_{xavg} 应为 0, 这可以通过式(21)等号右侧前 2 项来平衡交流和直流侧之间的功率, 并通过后 5 项补偿功率偏差来实现, 功率平衡条件为

$$\begin{cases} I_p = \frac{2U_{dc} i_{dc}}{3U_{dp}} \\ i_{zx} = \frac{1}{2U_{dc}} \left[-U_{dn} I_p \cos(2\theta_x) + U_{qn} I_p \sin(2\theta_x) + \right. \\ \quad \left. U_{d0} I_p \cos(\theta_x) + U_{q0} I_p \sin(\theta_x) \right] \end{cases} \quad (22)$$

式(22)可用于进行前馈控制设计, 以补偿由电网电压零序(共模电压)和负序分量引起的功率偏差。

4 控制方案

图 3 为含共模电压抑制的并网 MMC 控制器框图, 其中控制器主要由交流侧控制模块、直流侧控制模块和共模电压抑制模块等构成。

交流侧控制模块中电流内环为 dq 坐标系架构, d 轴与电网电压矢量对齐, 而 q 轴为 90° 超前, 从而解耦为有功和无功功率控制。为保持单位功率因数和保持所有 SM 电容电压稳定, 将 dq 轴电

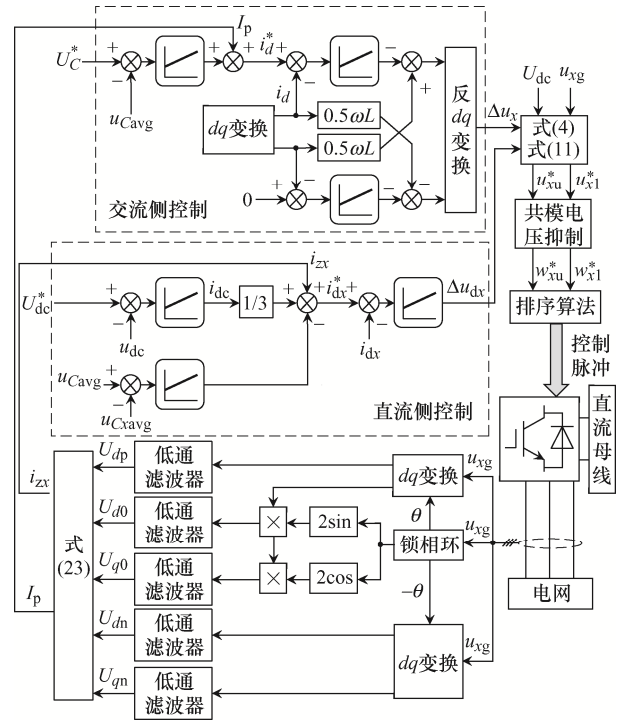


图 3 含共模电压抑制的并网 MMC 控制器框图

Fig. 3 Block diagram of grid-connected MMC controller with common-mode voltage suppression

流参考 i_q^* 和 i_d^* 分别设为 0 和链接至电压外环, 而外环调节器将 SM 电容电压参考 U_c^* 与全部 SM 电容电压的平均值 u_{Cavg} 比较后计算出 i_d^* 。为了适应电网非对称故障条件, 将前馈信号 I_p 添加到 d 轴电流参考中。 dq 电流调节器输出量经由反 dq 变换后产生 Δu_x 。

直流侧控制中, 1 个电压外环输入为总直流电压参考 U_{dc}^* 和实测值 u_{dc} , 输出为直流电流参考 i_{dc} , 将 i_{dc} 除以 3 以产生每相直流电流参考的共模部分; 另 1 个电压外环输入为 u_{Cavg} 和每相 SM 电容电压平均值 u_{Cxavg} , 输出为直流电流参考的差模部分。然后, 共模和差模部分与前馈量 i_{zx} 组合以产生每相桥臂直流电流参考 i_{dx}^* 。 i_{dx}^* 与测量值 i_{dx} 比较后由电流调节器处理并输出 Δu_{dx} 。

将 Δu_x 、 Δu_{dx} 与 u_{xg} 、 U_{dc} 代入式(4)和式(11)计算得到桥臂电压参考 u_{xu}^* 和 u_{xl}^* , 再经由共模电压抑制方法处理 u_{xu}^* 和 u_{xl}^* , 得到 w_{xu}^* 和 w_{xl}^* 用于生成 MMC 每个桥臂 SM 开关状态。 SM 开关状态生成使用了排序算法^[17-19]以平衡单个 SM 的电容电压。

5 实验验证

搭建 MMC 样机测试平台进行并网 MMC 控制方案验证。MMC 样机每个桥臂包含 2 个 SM, 控制器基于 dSPACE 实时控制系统(DS1103)实现, 详细的实验系统参数: 额定容量 $S=2\text{ kW}$, 桥臂电感 $L=2.5\text{ mH}$, 额定输出频率 $f_o=50\text{ Hz}$, SM 电容 $C=4500\text{ }\mu\text{F}$, 总直流电压 $U_{dc}=400\text{ V}$, SM 电容电压 $U_C=200\text{ V}$, 每个桥臂 SM 数量 $N=2$, 额定电流 $I_n=14.3\text{ A}$, 采样频率 $f_s=2\text{ kHz}$ 。

图 4 为对称电网电压条件下的稳态实验波形, 其中图 4(a)为电网三相电压 u_{ag} 、 u_{bg} 、 u_{cg} 波形, 图 4(b)为三相并网电流 i_a 、 i_b 、 i_c 波形, 图 4(c)和(d)分别为直流侧电压 u_{dc} 波形和三相 SM 电容电压 u_{Ca1} 、 u_{Cb1} 、 u_{Cc1} 波形, 图 4(e)为共模电压 u_{cm} 波形。

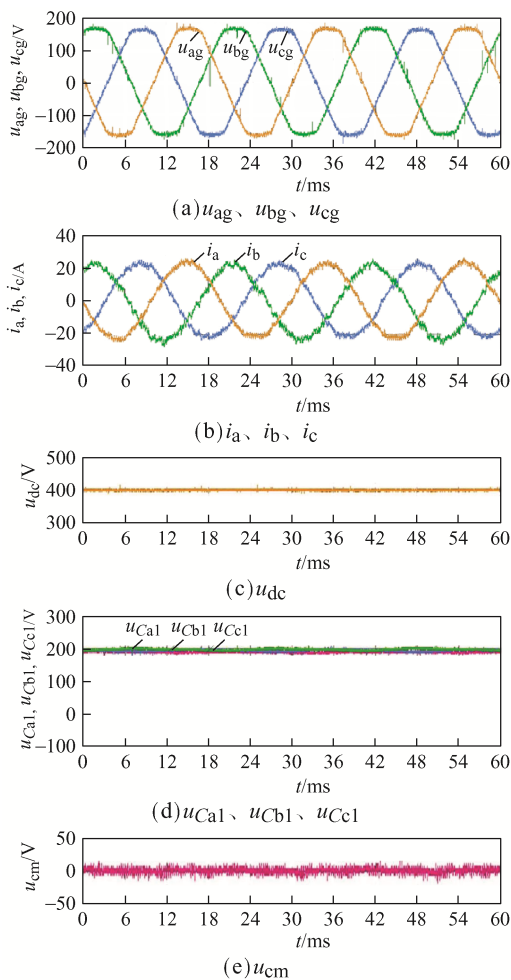


图 4 实验结果(对称电网条件)

Fig. 4 Experimental results (under symmetric grid condition)

可见: 并网 MMC 系统稳定运行在额定功率 5.2 kW , 其输出交流电压以控制输入交流电流并将能量亏送至直流侧, 输入电流与电网电压同相, 以维持单位功率因数, 同时 u_{dc} 稳定地保持在 400 V , SM 电容电压保持在 200 V 。在所设计的共模电压抑制控制下, u_{cm} 接近于 0。

图 5 为非对称电网电压条件下的稳态实验波形, 其中图 5(a)为电网三相电压 u_{ag} 、 u_{bg} 、 u_{cg} 波形, 图 5(b)为三相并网电流 i_a 、 i_b 、 i_c 波形, 图 5(c)和(d)分别为直流侧电压 u_{dc} 波形和三相 SM 电容电压 u_{Ca1} 、 u_{Cb1} 、 u_{Cc1} 波形, 图 5(e)为共模电压 u_{cm} 波形。可见: 非对称电网条件下, 如图 5(a)所示, c 相电网电压 u_{cg} 为 0, a 相和 b 相电网电压 u_{ag} 和 u_{bg} 仍维持正常时, 尽管仅有两相电网电压可用, 但并网

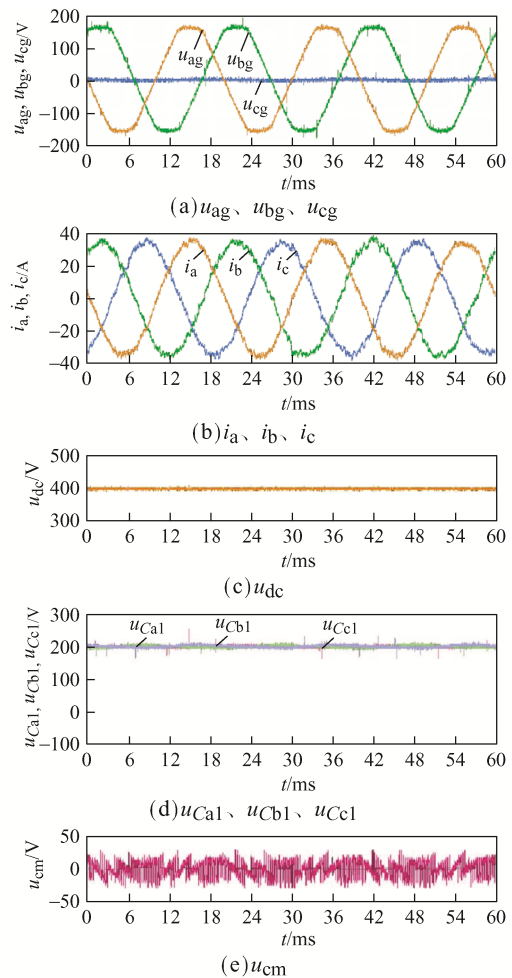


图 5 实验结果(非对称电网条件)

Fig. 5 Experimental results (under asymmetric grid condition)

MMC 系统仍稳定运行在额定功率 5.2 kW, 三相输入电流仍是平衡的, 同时电流幅值增大, 以确保直流负载的额定功耗; 同时 u_{dc} 稳定地保持在 400 V, SM 电容电压仍稳定在 200 V。在所设计的共模电压抑制控制下, u_{cm} 幅值范围为 $\pm U_C/6 = 33.3$ V, 与预期相符。

6 结论

围绕基于 MMC 的无变压器背靠背中压电机驱动系统中网侧并网 MMC 输出共模电压抑制问题, 本文提出了 1 种综合共模电压抑制控制策略以保护中压电机免受非对称电网故障和开关动作的影响。通过理论设计、仿真和实验可得到如下结论。

(1) 并网 MMC 输出对消电压后可消除由非对称电网故障引起的共模电压, 而开关动作引起的共模电压可通过端到端布置桥臂电压脉冲来抑制。

(2) 在新型控制器抑制并网 MMC 输出共模电压的同时, 对消电压与桥臂电流相互作用引起的单相功率偏差可通过前馈控制得到补偿。

(3) 仿真和实验结果表明, 在新型控制器作用下, 即使处于严重的非对称电网条件, 并网 MMC 输出共模电压幅值仍小于 $1/3N$ (N 为桥臂子模块数), 同时保持了直流电压稳定、SM 电容电压平衡和单位功率因数, 证明了所设计控制方案的有效性。

进一步的研究方向为电源带多台 MMC 负载的情况下的运行控制策略, 如 2 套 MMC 变频驱动系统并联, 且考虑共直流母线时的并联均流控制研究。

参考文献:

[1] Kolb J, Kammerer F, Gommeringer M, et al. Cascaded control system of the modular multilevel converter for feeding variable-speed drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1):349-357.

[2] 杨晓峰, 郑琼林, 薛尧, 等. 模块化多电平换流器的拓扑和工业应用综述[J]. 电网技术, 2016, 40(1):1-10.
Yang Xiaofeng, Zheng Qionglin, Xue Yao, et al. Review

on topology and industry applications of modular multilevel converter [J]. Power System Technology, 2016, 40(1):1-10 (in Chinese).

- [3] 李永东, 徐杰彦, 杨涵棣, 等. 多电平变换器拓扑结构综述及展望[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(9): 1-12.
Li Yongdong, Xu Jieyan, Yang Handi, et al. Overview and prospect of multilevel converter topology [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(9): 1-12 (in Chinese).
- [4] 徐殿国, 李彬彬, 周少泽, 等. 模块化多电平高压变频技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(20): 104-116.
Xu Dianguo, Li Binbin, Zhou Shaoze, et al. Overview of the modular multilevel converter based high voltage motor drive [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(20): 104-116 (in Chinese).
- [5] 宋刚, 王常策, 黄幼松. 基于 MMC 的中压变频驱动系统宽转速控制策略[J]. 电力电子技术, 2019, 53(7): 6-10.
Song Gang, Wang Changce, Huang Yousong, et al. Wide speed control strategy for medium voltage variable frequency driving system based on MMC [J]. Power Electronics, 2019, 53(7): 6-10 (in Chinese).
- [6] 刘韵, 高长璧. 基于混合模块化多电平变换器的中压变频器设计[J]. 电力电容器与无功补偿, 2018, 39(2): 137-143.
Liu Yun, Gao Changbi. Design of medium voltage frequency converter based on the hybrid modular multilevel converter [J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2018, 39(2): 137-143 (in Chinese).
- [7] 杨晓峰, 陶海波, 游小杰, 等. 应用于矿井提升机系统的超级电容储能型 MMC[J]. 电源学报, 2020, 18(1): 96-103.
Yang Xiaofeng, Tao Haibo, You Xiaojie, et al. Super capacitor energy storage based MMC applied to mine hoist system [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(1): 96-103 (in Chinese).
- [8] 于洋, 葛琼璇, 雷鸣, 等. 一种模块化多电平变流器的变频控制策略[J]. 电网技术, 2016, 40(9):2780-2788.
Yu Yang, Ge Qiongxuan, Lei Ming, et al. A control strategy of modular multilevel converter for variable frequency operation [J]. Power System Technology, 2016,

- 40(9):2780-2788 (in Chinese).
- [9] Li Binbin, Zhou Shaoze, Xu Dandan, et al. An improved circulating current injection method for modular multilevel converters in variable-speed drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(11): 7215-7225.
- [10] Du Sixing, Wu Bin, Zargari N R, et al. A flying-capacitor modular multilevel converter for medium-voltage motor drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2081-2089.
- [11] Kumar Y, Poddar G. Control of medium-voltage AC motor drive for wide speed range using modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 64(4):2742-2749.
- [12] 易灵芝, 黄晓辉, 黄守道, 等. 基于最近电平逼近调制的模块化多电平变换器中高压变频调速系统运行控制 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(6): 1303-1315.
Yi Lingzhi, Huang Xiaohui, Huang Shoudao, et al. A medium-voltage motor drive with modular multilevel converter based on nearest level modulation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 35(6): 1303-1315 (in Chinese).
- [13] Busse D, Erdman J. System electrical parameters and their effects on bearing currents [J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 1997, 33(2):577-584.
- [14] 郭磊磊, 金楠, 许烈. 采用混合电压矢量预选和参考电压预测的逆变器共模电压尖峰消除方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(17): 5167-5176.
Guo Leilei, Jin Nan, Xu Lie. Common-mode voltage spikes elimination method for inverters using hybrid voltage vector preselection and reference voltage prediction [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(17): 5167-5176 (in Chinese).
- [15] 袁庆伟, 赵荣祥. 考虑死区的三相 PWM 逆变器共模电压抑制技术[J]. 浙江大学学报(工学版), 2017, 51(11): 2276-2286.
Yuan Qingwei, Zhao Rongxiang. Common-mode voltage suppression algorithm for three-phase PWM inverter in consideration of dead-band [J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2017, 51(11): 2276-2286 (in Chinese).
- [16] Du Sixing, Wu Bin, Zargari N. Common-mode voltage elimination for variable-speed motor drive based on flying-capacitor modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 5621-5628.
- [17] Solas E, Abad G, Barrena J A, et al. Modular multilevel converter with different submodule concepts—Part I: Capacitor voltage balancing method [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 60(10): 4525-4535.
- [18] 粟时平, 魏新伟, 牛鼎, 等. 模块化多电平换流器电容电压改进排序平衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(13): 3874-3882.
Su Shiping, Wei Xinwei, Niu Ding, et al. A modified-sorting balancing method of capacitor voltage for modular multilevel converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(13): 3874-3882 (in Chinese).
- [19] 邵文权, 王立宝, 程远, 等. MMC 子模块均压及相间环流抑制方案研究[J]. 电气传动, 2019, 49(5): 67-72.
Shao Wenquan, Wang Libao, Cheng Yuan, et al. Research on voltage balance of MMC sub-module and phase-to-phase loop suppression scheme [J]. Electric Drive, 2019, 49(5): 67-72 (in Chinese).



姚景昆

作者简介:

姚景昆(1988—), 男, 中国电源学会会员, 通信作者, 硕士, 讲师。研究方向: 电力系统智能技术和新能源并网。E-mail: yaojingkk221@126.com。

齐山成(1982—), 男, 硕士, 讲师。研究方向: 电力电子与电力传动。E-mail: ChxM_678@163.com。

柴世俊(1989—), 男, 硕士, 助理工程师。研究方向: 地铁牵引系统供电。E-mail: chaishijun@126.com。