

储能型 MMC-HDT 的无源控制及模式切换控制策略

杨天翔,程志江,杨涵棣,田峰

(新疆大学 可再生能源发电与并网技术教育部工程研究中心,新疆 乌鲁木齐 830047)

摘要:针对智能煤矿建设的需求和煤矿井下电网存在的问题,提出了一种含有储能模块的储能型模块化多电平混合式配电变压器(MMC-HDT)。首先,对提出的储能型 MMC-HDT 进行建模,并考虑电网故障和储能荷电状态(SOC)给出四种工作运行模式。其次,根据 MMC-HDT 交流侧的端口受控耗散哈密顿模型(PCHD)设计无源控制器。最后,设计四种工作运行模式的切换控制策略。实验结果表明,所提控制策略在储能型 MMC-HDT 中,馈网电流稳态总谐波畸变率进一步降低,有效限制电压故障时馈网电流无限制突增;在任何电网电压故障状态下,均可以实现负荷电压保持在额定值处,可以实现不间断供电的功能,提高了配电系统的可靠性。

关键词:混合配电变压器;端口受控耗散哈密顿模型;无源控制;模块化多电平变换器

中图分类号:TM727 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed24222

Passivity-based Control and Mode Switching Control Strategy of Energy Storage MMC-HDT

YANG Tianxiang, CHENG Zhijiang, YANG Handi, TIAN Feng

(Engineering Research Center of Ministry of Education for Renewable Energy Generation and Grid Connection Technology, Xinjiang University, Urumqi 830047, Xinjiang, China)

Abstract: Aiming at the demand of intelligent coal mine and exit problem of underground coal mine power network, an energy storage hybrid distribution transformer based on modular multilevel converter (MMC-HDT) was proposed. Firstly, the proposed energy storage MMC-HDT was modeled and four operation modes were given considering grid fault and state of charge (SOC). Secondly, the passivity-based controller was designed according to the port controlled Hamiltonian with dispersion (PCHD) model on the AC side of MMC-HDT. Finally, the switching control strategy of four operation modes was designed. The experimental results show that the proposed control strategy in energy storage MMC-HDT can further reduce the steady-state total harmonic distortion (THD) rate of feeder current and effectively limit the unrestricted sudden increase of feeder current in case of voltage fault. In any grid voltage fault state, the load voltage can be maintained at the rated value, the function of uninterrupted power supply can be realized, and the reliability of the distribution system can be improved.

Key words: hybrid distribution transformer (HDT); port controlled Hamiltonian with dispersion (PCHD); passivity-based control; modular multilevel converter (MMC)

近些年来,以煤矿电网为主的含有非线性敏感负荷的特殊配电系统提出了“煤矿坚强智能电网”的思路,强调要向煤矿电网智能化发展,保障煤矿供电系统的安全可靠^[1]。在煤矿配电网中,配电变压器是不可缺少的电力设备。近些年来,由于电力电子变压器(power electronic transformer, PET)相较于传统配电变压器,具备电能质量调节

等特殊功能,成为煤矿配电变压器中新的研究热点^[2-3]。受制于当前设备成本及运行可靠性等因素的影响,电力电子变压器在应用推广上存在一定限制^[4],在此基础上混合式配电变压器(hybrid distribution transformer, HDT)应运而生^[5]。

HDT保留了传统工频变压器的结构,仅在二次侧增加一组绕组接入电力电子装置,使 HDT 的

基金项目:新疆维吾尔自治区自然科学基金(2021D01C046);新疆维吾尔自治区重点实验室建设项目(2021D04011)

作者简介:杨天翔(1995—),男,硕士研究生,Email:465173287@qq.com

通讯作者:程志江(1977—),男,博士,副教授,Email:chengzhijiang@xju.edu.cn

设备成本、运行可靠性和设计复杂度较PET大大降低^[5]。得益于HDT二次侧其中一组电力电子装置绕组,针对不同应用场景可以加入多种不同功能^[6-8]。目前国内外学者多集中在对低压配电网中HDT拓扑结构和补偿功能的研究,针对特殊非线性敏感负荷需求的煤矿中高压配电网研究较少。针对中高压配网的HDT,文献[9]首先提出了模块化多电平(modular multilevel converter, MMC)拓扑的HDT结构(MMC-HDT),但其仅针对无功补偿和电压暂降问题进行讨论。传统的MMC-HDT中常采用基于矢量PI的控制策略,虽然其可以达到控制目标,但其补偿能力仍有提升空间。

本文根据传统MMC-HDT,提出了一种储能型MMC-HDT的结构。在所提出的储能型MMC-HDT基础上,设计基于PCHD模型的无源控制器。针对储能模块在不同电网故障工况下的功能,提出对应的模式切换控制策略。通过电力电子仿真软件PLECS 4.5.7的仿真实验验证所提控制策略的有效性。

1 储能型MMC-HDT的结构及工作原理

本文提出的储能型MMC-HDT如图1所示。HDT通过三绕组变压器 T_{sh} 连接中高压电网, T_{sh} 原边绕组采用三角型连接,副边绕组A,B都采用星型连接。前级变换器通过绕组B连接至电网,后级变换器经过串联耦合变压器 T_{sr} ,将补偿电压耦合至负荷处。HDT前、后级变换器通过直流侧电容背靠背连接。 K_T 为含有吸收电路的静态开关,可以决定后级变换器的投入投出。当电网正常时, K_1, K_T 投入, K_2 断开,此时仅前级变换器参与工作;当电网电压暂降时, K_1, K_2 投入, K_T 断开,此时HDT前、后级共同工作保证负荷正常运行;当电网电压中断时, K_1, K_T 投入, K_2 断开,此时HDT前级进入孤岛运行模式实现负荷不间断供电。

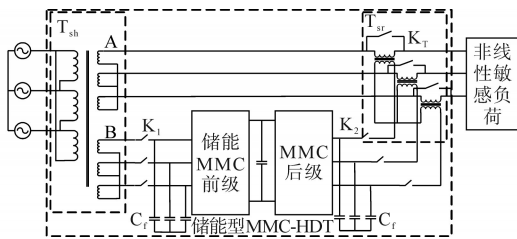


图1 储能型MMC-HDT结构

Fig.1 The structure of MMC-HDT with energy storage sub-module

图2为储能型MMC-HDT的简化模型。其中

u_s 为变压器一次侧电压; i_s 为一次侧电流;三绕组变压器一次侧与二次侧绕组的变比均为 $N:n$;串联耦合变压器变比1:1; i_{shL} 为前级变换器的经过LC滤波的补偿电流; u_{sr} 为后级变换器的补偿电压; u_{LOAD}, i_{LOAD} 分别为负荷处的电压与电流。

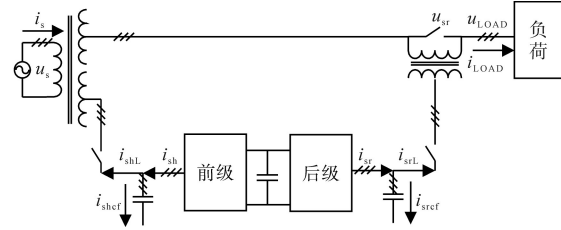


图2 储能型MMC-HDT简化模型

Fig.2 Simplified model of MMC-HDT with energy storage sub-module

根据简化模型,可以得到负荷处电压补偿原理和一次侧电流补偿原理的数学表达式如下:

$$\begin{cases} \frac{n}{N} u_s + u_{sr} = u_{LOAD} \\ \frac{N}{n} i_s + i_{shL} = i_{LOAD} \end{cases} \quad (1)$$

根据式(1),通过电流检测算法得到待补偿电流 i_{shr} ,使 i_{shL} 跟踪 i_{shr} 实现无功补偿、谐波消除、稳定直流侧电压的功能;通过电压检测算法得到待补偿电压 u_{srr} ,使 u_{sr} 跟踪 u_{srr} 实现稳定负荷处电压的功能。

图3为储能型MMC-HDT前、后级变换器的拓扑结构。其中 L 为桥臂电感; R_L 为桥臂电阻; T_1, T_2 为每个子模块(sub module, SM)中的可控开关管; D_1, D_2 为开关管处续流二极管; u_j 为交流侧电压; u_{uj}, u_{nj} 分别为上、下桥臂子模块总电压; i_j 为交流侧电流。储能型MMC-HDT前级MMC变换器含有分布式储能子模块,后级与传统MMC变换器子模块相同。前级子模块中开关 K 决定储能电池组的投入或投出。

前级分布式储能子模块的意义在于:1)在电网发生电压中断时可以提供不间断电源,保障负荷安全过渡;2)在后级投入补偿时可以防止馈网电流过大导致过流保护误动作;3)相较其他电能质量治理设备通过DC/DC变换器在公用直流侧增加储能装置,分布式储能单元可以适应更高直流侧电压等级,且每个子模块的充放电时间可控,增强了不同储能单元的均衡能力。得益于MMC的拓扑结构,储能型MMC-HDT为退役动力电池的再利用提供了新的场合。

HDT前、后级MMC变换器结构仅子模块不

同,其他参数均相同。对其中一级的 $j(j=a,b,c)$ 相上下桥臂,根据KVL和KCL可以得到MMC交流侧表达式如下:

$$e_j = u_j + \frac{L}{2} \frac{di_j}{dt} + \frac{R_L}{2} i_j \quad (2)$$

其中

$$e_j = \frac{u_{nj} - u_{pj}}{2} \quad (3)$$

式中: e_j 为定义的MMC等效内电势。

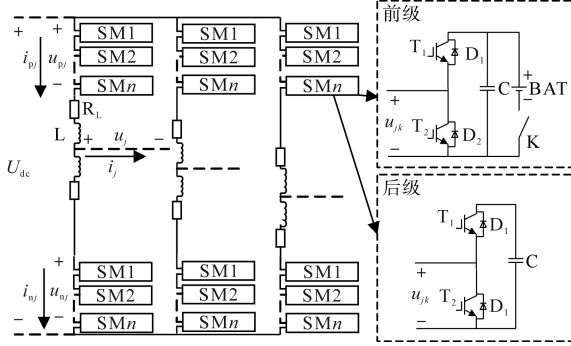


图3 储能型MMC-HDT前、后级变换器的拓扑结构

Fig.3 Topology of MMC-HDT front and rear stage converters

根据式(2)、式(3),可以设计基于PCHD模型的HDT电流环无源控制器。

通过安时积分法可求取每个子模块当前的SOC。考虑电网故障类型和储能模块SOC,本文提出的储能型MMC-HDT一共有4种工作模式,具体如下:

模式一:电网正常, $SOC > 0.9$,前级投入,储能子模块投出,后级投出;

模式二:电网正常, $SOC < 0.9$,前级投入,储能子模块充电,后级投出;

模式三:电网故障, $0.1 < SOC < 0.9$,前级投入,储能子模块放电,后级投入;

模式四:电网电压中断, $0.1 < SOC < 0.9$,前级孤岛运行,后级投出。

由于实际工况中两种故障接连发生的概率极小,因此在每次响应故障时都有SOC满足补偿要求。

2 基于PCHD模型的正负序分离电流环无源控制器

无源控制是一种非线性控制器设计方法,其控制器的设计可以根据两种模型来建立:EL模型与PCHD模型。PCHD模型相较于EL模型在无源控制器的设计,不仅能进行阻尼的注入,而且可以实现能量的整形,这使PCHD相较于EL模型

拥有更灵活的无源控制器设计^[10-11]。

由于储能型MMC-HDT前、后级变换器结构相同,仅对前级变换器进行无源控制器设计,后级可采用相同的无源控制器。基于式(2),给出储能型MMC-HDT交流侧电流正序和负序 $d-q$ 坐标系下数学模型:

$$\begin{cases} \frac{di_d^+}{dt} = \frac{2}{L} e_d^+ - \frac{2}{L} u_d^+ + \omega i_q^+ - \frac{R_L}{L} i_d^+ \\ \frac{di_q^+}{dt} = \frac{2}{L} e_q^+ - \frac{2}{L} u_q^+ - \omega i_d^+ - \frac{R_L}{L} i_q^+ \\ \frac{di_d^-}{dt} = \frac{2}{L} e_d^- - \frac{2}{L} u_d^- + \omega i_q^- - \frac{R_L}{L} i_d^- \\ \frac{di_q^-}{dt} = \frac{2}{L} e_q^- - \frac{2}{L} u_q^- + \omega i_d^- - \frac{R_L}{L} i_q^- \end{cases} \quad (4)$$

式中: ω 为电网基准角频率。

选择正、负序下磁链为状态变量:

$$\begin{cases} \mathbf{x}^+ = \begin{bmatrix} x_1^+ \\ x_2^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Li_d^+ \\ Li_q^+ \end{bmatrix} \\ \mathbf{x}^- = \begin{bmatrix} x_1^- \\ x_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Li_d^- \\ Li_q^- \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

选择正、负序下能量储存函数为

$$\begin{cases} H(\mathbf{x}^+) = \frac{1}{2L} (x_1^{+2} + x_2^{+2}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^{+T} \mathbf{D} \mathbf{x}^+ \\ H(\mathbf{x}^-) = \frac{1}{2L} (x_1^{-2} + x_2^{-2}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^{-T} \mathbf{D} \mathbf{x}^- \end{cases} \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1/L & \\ & 1/L \end{bmatrix} \quad (7)$$

则根据式(4)~式(7)可以得到HDT前级的交流侧正序和负序 $d-q$ 坐标系下的PCHD模型:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}^+ = [\mathbf{J}(\mathbf{x}^+) - \mathbf{R}(\mathbf{x}^+)] \frac{\partial H(\mathbf{x}^+)}{\partial \mathbf{x}^+} + \mathbf{G}(\mathbf{x}^+) \mathbf{u}^+ \\ \dot{\mathbf{x}}^- = [\mathbf{J}(\mathbf{x}^-) - \mathbf{R}(\mathbf{x}^-)] \frac{\partial H(\mathbf{x}^-)}{\partial \mathbf{x}^-} + \mathbf{G}(\mathbf{x}^-) \mathbf{u}^- \end{cases} \quad (8)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^+ &= \begin{bmatrix} u_1^+ \\ u_2^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2e_d^+ - 2u_d^+ \\ 2e_q^+ - 2u_q^+ \end{bmatrix} \\ \mathbf{J}(\mathbf{x}^+) &= \begin{bmatrix} 0 & \omega L \\ -\omega L & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{R}(\mathbf{x}^+) &= \begin{bmatrix} R_L & 0 \\ 0 & R_L \end{bmatrix} \quad \mathbf{G}(\mathbf{x}^+) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \frac{\partial H(\mathbf{x}^+)}{\partial \mathbf{x}^+} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} x_1^+ \\ \frac{1}{L} x_2^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix} = \mathbf{D} \mathbf{x}^+ \\ \mathbf{u}^- &= \begin{bmatrix} u_1^- \\ u_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2e_d^- - 2u_d^- \\ 2e_q^- - 2u_q^- \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} J(\mathbf{x}^-) &= \begin{bmatrix} 0 & -\omega L \\ \omega L & 0 \end{bmatrix} \\ R(\mathbf{x}^-) &= \begin{bmatrix} R_L & 0 \\ 0 & R_L \end{bmatrix} \quad G(\mathbf{x}^-) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \frac{\partial H(\mathbf{x}^-)}{\partial \mathbf{x}^-} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} x_1^- \\ \frac{1}{L} x_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} = D\mathbf{x}^- \end{aligned}$$

式中: J 为该 PCHD 系统的结构互联矩阵; R 为阻尼矩阵; G 为输入状态变量的结构矩阵; $\mathbf{u}^+, \mathbf{u}^-$ 为系统的输入状态变量。

对正、负序下的能量储存函数求导, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{H}(\mathbf{x}^+) &= \frac{1}{2L} \frac{d(x_1^{+2} + x_2^{+2})}{dt} \\ &= \frac{L}{2} (2i_d^+ \frac{di_d^+}{dt} + 2i_q^+ \frac{di_q^+}{dt}) \\ &= \mathbf{u}(\mathbf{x}^+)^T \mathbf{y}(\mathbf{x}^+) - \frac{\partial H(\mathbf{x}^+)}{\partial \mathbf{x}^+} R(\mathbf{x}^+) \frac{\partial H(\mathbf{x}^+)}{\partial \mathbf{x}^+} \\ &\leq \mathbf{u}(\mathbf{x}^+)^T \mathbf{y}(\mathbf{x}^+) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \dot{H}(\mathbf{x}^-) &= \frac{1}{2L} \frac{d(x_1^{-2} + x_2^{-2})}{dt} \\ &= \frac{L}{2} (2i_d^- \frac{di_d^-}{dt} + 2i_q^- \frac{di_q^-}{dt}) \\ &= \mathbf{u}(\mathbf{x}^-)^T \mathbf{y}(\mathbf{x}^-) - \frac{\partial H(\mathbf{x}^-)}{\partial \mathbf{x}^-} R(\mathbf{x}^-) \frac{\partial H(\mathbf{x}^-)}{\partial \mathbf{x}^-} \\ &\leq \mathbf{u}(\mathbf{x}^-)^T \mathbf{y}(\mathbf{x}^-) \end{aligned} \quad (10)$$

其中

$$\mathbf{y}^+ = \begin{bmatrix} y_1^+ \\ y_2^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix} \quad \mathbf{y}^- = \begin{bmatrix} y_1^- \\ y_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix}$$

正、负序下的 PCHD 模型都满足严格无源性, 可以对其进行互联与阻尼配置方法 (IDA-PBC), 将原系统整形为新系统:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}^+ = [J_d(\mathbf{x}^+) - R_d(\mathbf{x}^+)] \frac{\partial H_d(\mathbf{x}^+)}{\partial \mathbf{x}^+} \\ \dot{\mathbf{x}}^- = [J_d(\mathbf{x}^-) - R_d(\mathbf{x}^-)] \frac{\partial H_d(\mathbf{x}^-)}{\partial \mathbf{x}^-} \end{cases} \quad (11)$$

式中: J_d, R_d 分别为新系统期望的结构互联矩阵和阻尼矩阵, $J_d = -J_d^T, R_d = R_d^T \geq 0$; H_d 为新系统的能量储存函数, 且在平衡点处取得最小值。

根据 IDA-PBC, 设计如下无源控制率:

$$\begin{cases} \mathbf{u}^+ = G^{-1}[(J - R) + (J_a - R_a)] D\mathbf{x}_e^+ - G^{-1}(J - R) D\mathbf{x}^+ \\ \mathbf{u}^- = G^{-1}[(J - R) + (J_a - R_a)] D\mathbf{x}_e^- - G^{-1}(J - R) D\mathbf{x}^- \end{cases} \quad (12)$$

式中: J_a, R_a 分别为需要设计的结构互联矩阵和阻

尼矩阵; $\mathbf{x}_e^+, \mathbf{x}_e^-$ 为选取的状态反馈误差。

通过设计 J_a 和 R_a , 就可以使得原 PCHD 系统 (式 (8)) 可以化为新系统 (式 (11))。具体可以表示为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_e^+ = \begin{bmatrix} x_{e1}^+ \\ x_{e2}^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Li_{ed}^+ \\ Li_{eq}^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Li_d^+ - Li_{rd}^+ \\ Li_q^+ - Li_{rq}^+ \end{bmatrix} \\ J_a(\mathbf{x}^+) = \begin{bmatrix} 0 & j_1 \\ j_2 & 0 \end{bmatrix} \\ R_a(\mathbf{x}^+) = \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \mathbf{x}_e^- = \begin{bmatrix} x_{e1}^- \\ x_{e2}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Li_{ed}^- \\ Li_{eq}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Li_d^- - Li_{rd}^- \\ Li_q^- - Li_{rq}^- \end{bmatrix} \\ J_a(\mathbf{x}^-) = \begin{bmatrix} 0 & -j_1 \\ -j_2 & 0 \end{bmatrix} \\ R_a(\mathbf{x}^-) = \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (14)$$

式中: i_{rd}^+, i_{rq}^+ 为正序电流环参考信号; i_{ed}^+, i_{eq}^+ 为正序电流环误差; i_{rd}^-, i_{rq}^- 为负序电流环参考信号; i_{ed}^-, i_{eq}^- 为负序电流环误差; j_1, j_2, r_1, r_2 为 J_a, R_a 矩阵中 4 个待定参数。

将输入状态变量 $\mathbf{u}^+, \mathbf{u}^-$ 展开, 可以得到:

$$\begin{cases} e_d^+ = \frac{1}{2} [R_L i_{rd}^+ - \omega Li_{rq}^+ - r_1(i_d^+ - i_{rd}^+) + j_1(i_q^+ - i_{rq}^+) + 2u_d^+] \\ e_q^+ = \frac{1}{2} [R_L i_{rq}^+ + \omega Li_{rd}^+ - r_2(i_q^+ - i_{rq}^+) + j_2(i_d^+ - i_{rd}^+) + 2u_q^+] \\ e_d^- = \frac{1}{2} [R_L i_{rd}^- + \omega Li_{rq}^- - r_1(i_d^- - i_{rd}^-) - j_1(i_q^- - i_{rq}^-) + 2u_d^-] \\ e_q^- = \frac{1}{2} [R_L i_{rq}^- - \omega Li_{rd}^- - r_2(i_q^- - i_{rq}^-) - j_2(i_d^- - i_{rd}^-) + 2u_q^-] \end{cases} \quad (15)$$

式 (16) 即为采用基于 PCHD 模型设计出的储能型 MMC-HDT 正、负序分离电流环无源控制率。取新系统的能量储存函数作为 Lyapunov 函数, 即

$$\begin{cases} V(\mathbf{x}^+) = H_d(\mathbf{x}^+) = \frac{1}{2} \mathbf{x}_e^{+T} D\mathbf{x}_e^+ \geq 0 \\ V(\mathbf{x}^-) = H_d(\mathbf{x}^-) = \frac{1}{2} \mathbf{x}_e^{-T} D\mathbf{x}_e^- \geq 0 \end{cases} \quad (16)$$

有:

$$\begin{aligned} \dot{V}(\mathbf{x}^+) &= \dot{H}_d(\mathbf{x}^+) \\ &= -\left(\frac{\partial H_d(\mathbf{x}^+)}{\partial \mathbf{x}^+}\right)^T R_d(\mathbf{x}^+) \left(\frac{\partial H_d(\mathbf{x}^+)}{\partial \mathbf{x}^+}\right) \\ &\leq 0 \\ \dot{V}(\mathbf{x}^-) &= \dot{H}_d(\mathbf{x}^-) \\ &= -\left(\frac{\partial H_d(\mathbf{x}^-)}{\partial \mathbf{x}^-}\right)^T R_d(\mathbf{x}^-) \left(\frac{\partial H_d(\mathbf{x}^-)}{\partial \mathbf{x}^-}\right) \\ &\leq 0 \end{aligned}$$

当 $\dot{V}(x^+) = 0, \dot{V}(x^-) = 0$ 时, $x^+ = x_r^+, x^- = x_r^-$; 且仅有在该条件下, 满足 $\dot{V}(x^+) = 0, \dot{V}(x^-) = 0$, 即最大不变集为 $x^+ = x_r^+, x^- = x_r^-$ 。由 La Salle 不变集定理, $x^+ = x_r^+, x^- = x_r^-$ 是渐进稳定平衡点。又因为: $\|x^+\| \rightarrow \infty, V(x^+) = H_d(x^+) \rightarrow \infty$; $\|x^-\| \rightarrow \infty, V(x^-) = H_d(x^-) \rightarrow \infty$ 。

因此, 新系统的 PCHD 模型是全局渐进稳定的, 稳定在 $x^+ = x_r^+, x^- = x_r^-$ 。

3 前级变换器模式切换控制策略

前级变换器电流环的参考信号来自三部分: 电流检测算法检测到的无功、谐波待补偿量; 前级上层模式切换控制器的输出量; LC 滤波器的前馈补偿量。不同模式切换控制策略下, 电流环无源控制器的参考信号各不相同。

3.1 模式一: 电网正常, $SOC > 0.9$

由于储能电池组已经达到额定 SOC 状态, 为了防止过充, 储能电池组投出。投出后, 储能型 MMC-HDT 的前级仅通过子模块电容参与 MMC 变换器运行。切换控制策略主要维持直流母线功率与交流侧功率动态平衡, 保证 MMC 内部各相间的自然换流。其 PI 控制率可以表示为

$$\bar{i}_{dref} = K_{dep}(U_{dref} - \bar{u}_{dcavg}) + K_{dei} \int (U_{dref} - \bar{u}_{dcavg}) dt \quad (17)$$

其中

$$\begin{aligned} u_{dcavg} &= (u_{aplus} + u_{bplus} + u_{cplus})/6 \\ u_{aplus} &= u_{pa} + u_{na} \\ u_{bplus} &= u_{pb} + u_{nb} \\ u_{cplus} &= u_{pc} + u_{nc} \end{aligned}$$

式中: K_{dep}, K_{dei} 为 PI 控制器的比例、积分增益; $\bar{i}_{dref}$ 为直流有功电流需求量; U_{dref} 为直流侧参考电压; $\bar{u}_{dcavg}$ 为 u_{dcavg} 通过低通滤波的各桥臂平均电压。

模式一控制框图如图 4 所示。

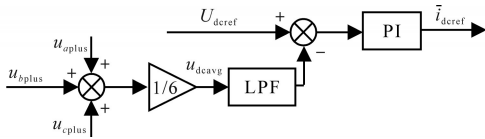


图4 模式一控制框图

Fig.4 Control block diagram of mode 1

3.2 模式二: 电网正常, $SOC < 0.9$

由于储能电池组未达到期望的 SOC, 需要对储能电池组进行充电, 储能电池组投入。投入后, 储能型 MMC-HDT 的前级通过储能子模块参与 MMC 变换器运行。储能型 MMC-HDT 前级需要对所有的 SOC 进行估计, 并且得到其平均值来

进行外界功率交换。由于 SOC 的估计已经包含积分环节, 故采用比例控制就可以实现有功功率调节, 控制率为

$$\bar{i}_{dref} = K_{dep}(SOC_{ref} - SOC_{avg}) \quad (18)$$

其中

$$SOC_{avg} = (SOC_{aplus} + SOC_{bplus} + SOC_{cplus})/6$$

式中: SOC_{ref}, SOC_{avg} 为 SOC 的相总参考值和实际估计得到的 SOC 的各相平均值, $SOC_{ref} = 0.9n$, n 为每相子模块个数。

在有功直流电流需求量前加入限幅环节, 保障馈网电流不会过大。当所有子模块达到期望 SOC 后, 前级回归模式一运行。模式二的控制框图如图 5 所示。

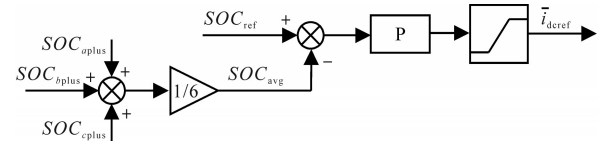


图5 模式二控制框图

Fig.5 Control block diagram of mode 2

3.3 模式三: 非电压中断故障, $SOC > 0.1$

储能型 MMC-HDT 前、后级同时投入工作, 前级储能电池组投入。传统的 MMC-HDT 由于不含有分布式储能模块, 后级补偿电压的有功消耗需要完全通过前级从电网中汲取, 使其瞬间馈网电流增大, 引发过流保护的误动作。模式三控制环节与模式二相同, 采用限幅环节限制馈网电流, 保障了储能型 MMC-HDT 的可靠性。

前级变换器交流侧采用 LC 滤波结构, 为了使模式一到模式三补偿电流准确馈入电网, 需要电容 C_f 的电流前馈量。由于 HDT 二次侧电压可以通过计算得到, 故根据下式求得该电容电流的前馈量:

$$\begin{cases} i_{shCfd}^+ = C_f \frac{du_{sd}^+}{dt} - \omega C_f i_{sq}^+ \\ i_{shCfq}^+ = C_f \frac{du_{sq}^+}{dt} + \omega C_f i_{sd}^+ \\ i_{shCfd}^- = C_f \frac{du_{sd}^-}{dt} + \omega C_f i_{sq}^- \\ i_{shCfq}^- = C_f \frac{du_{sq}^-}{dt} - \omega C_f i_{sd}^- \end{cases} \quad (19)$$

3.4 模式四: 电压中断故障, $SOC > 0.1$

由于电网出现电压中断, 变压器一次侧与电网断开, 储能型 MMC-HDT 的后级不能形成独立回路, 已经无法补偿该故障。前级由于其通过三绕组变压与电网呈现天然的电气隔离, 电压中断

对前级并无严重影响。此时前级从电能质量治理过渡到采用储能供给负荷能量的电能备用,渡过该故障。

储能型MMC-HDT的控制需要电网的同步相位,为了保障负载能无相位跳变过渡到孤岛运行,并在电网恢复供电后平滑过渡到电能质量治理模式,需要设计电网相位的孤岛并网切换策略。同步相位的孤岛并网切换和并网预同步策略如图6所示。

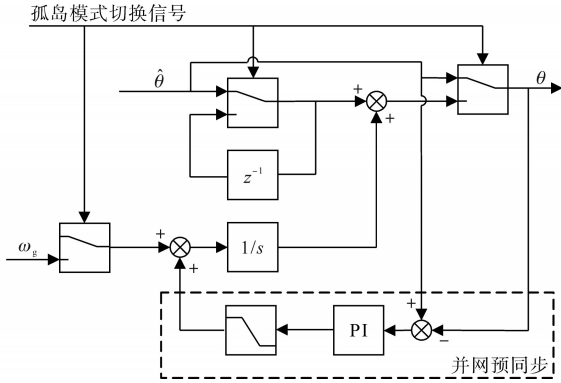


图6 同步相位的孤岛并网切换和并网预同步策略

Fig.6 Synchronization phase island switching and grid-connected pre synchronization strategy

当一次侧检测到电压中断时,孤岛模式切换信号取1,孤岛模式启动,变压器一次侧与电网断开,储能型MMC-HDT的后级投出,HDT前级转为孤岛运行模式。HDT所有相位参考信号由上一控制时序锁存到的电网相位 $\hat{\theta}$ 开始以理想电网角频率进行旋转,实现孤岛模式下的理想电网锁相。电网恢复供电后,相位预同步模块启动。预同步模块对恢复后电网电压经过锁相环的实测相位和当前孤岛理想电网相位的误差,通过一个PI控制器实现对于 θ 信号的无差跟踪。经过一定时间后,锁相环测得实际相位与孤岛理想相位相差相同时,电网相位即可以恢复由电网实际电压锁相得到的相位,实现电网相位的平滑切换。孤岛模式切换信号在锁相环同步后输出0。

除同步相位的切换策略以外,控制策略也需要进行切换。具体而言,当电网发生电压中断时,前级上层控制策略需要从功率调节的控制目标转变为负荷理想电压跟踪的控制目标,实现电压中断后保障负荷正常运行的目的。此时前级上层控制策略与后级电压外环控制策略相同。根据前、后级滤波电容 C_f 处的KCL,可以得到正负序PI矢量控制的控制率:

$$\begin{cases} i_{rd}^+ = i_{Ld}^+ - \omega C_f u_q^+ + [K_p(u_{rd}^+ - u_d^+) + K_i \int (u_{rd}^+ - u_d^+) dt] \\ i_{rq}^+ = i_{Lq}^+ + \omega C_f u_d^+ + [K_p(u_{rq}^+ - u_q^+) + K_i \int (u_{rq}^+ - u_q^+) dt] \\ i_{rd}^- = i_{Ld}^- + \omega C_f u_q^- + [K_p(u_{rd}^- - u_d^-) + K_i \int (u_{rd}^- - u_d^-) dt] \\ i_{rq}^- = i_{Lq}^- - \omega C_f u_d^- + [K_p(u_{rq}^- - u_q^-) + K_i \int (u_{rq}^- - u_q^-) dt] \end{cases} \quad (20)$$

式中: $i_{rd}^+, i_{rq}^+, i_{rd}^-, i_{rq}^-$ 为模式四或后级电压外环输出的电流环内环参考信号; $i_{Ld}^+, i_{Lq}^+, i_{Ld}^-, i_{Lq}^-$ 为经过LC滤波器后的补偿电流; $u_{rd}^+, u_{rq}^+, u_{rd}^-, u_{rq}^-$ 为电压环参考信号。

在前级模式四参考信号的选择中,前级 u_{rd}^+ 设计为负荷额定有效值 U_{LOAD} 的 $\sqrt{2}$ 倍, $u_{rq}^+, u_{rd}^-, u_{rq}^- = 0$ 。后级补偿电压跟踪电压环参考信号均来自电压检测算法的待补偿电压信号^[9]。

综上,电流环正序无源控制器 d 轴的参考信号为直流有功功率需求量 $\bar{i}_{dref}^+$ 、通过电流检测算法得到正序谐波 d 轴分量^[12]和电容电流前馈 d 轴正序量 i_{shCfd}^+ 之和, q 轴参考信号为电流检测算法得到的负载无功电流 $\bar{i}_{Lq}^+$ 、谐波 q 轴分量和电容电流前馈 q 轴正序量 i_{shCfq}^+ 之和;电流环负序无源控制器 d 轴的参考信号为谐波 d 轴分量、电容电流前馈 d 轴负序量 i_{shCfd}^- 之和, q 轴参考信号为谐波 q 轴分量、电容电流前馈 q 轴负序量 i_{shCfq}^- 之和。结合所有参考信号,最终得到前级变换器的交流侧控制策略如图7所示。

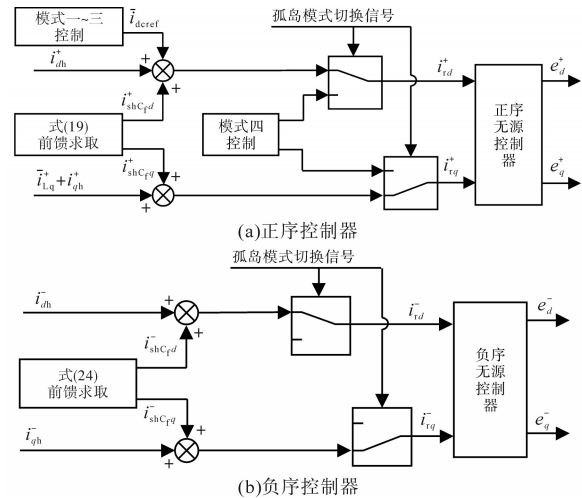


图7 前级变换器的模式切换控制策略

Fig.7 Mode switching control strategy of front stage converter

4 实验及分析

为了验证所提控制策略在储能型 MMC-HDT 中的有效性,在电力电子仿真软件 PLECS 4.5.7 中搭建了储能型 MMC-HDT 仿真模型进行验证。前、后级变换器实验具体参数相同,如下:一次侧电网电压 $U_s=6$ kV,负荷额定电压 $U_{LOAD}=1\ 140$ V,三绕组变压器变比 6:1.14,串联耦合变压器变比 1:1,整流桥带载电阻 $R_h=20\ \Omega$,整流桥带载电感 $L_h=2$ mH,MMC 桥臂电抗 $L=3$ mH,MMC 桥臂电阻 $R_L=1\times 10^{-3}\ \Omega$,MMC 子模块电容 $C=2\ 200$ mF,MMC 每相子模块个数 $n=8$,MMC 直流侧电容 $C_{dc}=8\ 800$ mF,MMC 直流侧电压 $U_{dc}=4\ 000$ V,开关频率 $f_c=5$ kHz,后级滤波电容 $C_f=20$ mF。

4.1 PI 控制与无源控制对比实验

为了验证基于 PCHD 模型无源控制器的优越性,给出传统 PI 控制器的仿真结果对比。PI 控制器比例增益与无源控制阻尼相同,积分增益按零极对消理论整定。具体的控制器参数如下:

无源控制阻尼 $r_1=r_2=50$,无源控制结构参数 $j_1=-\omega L$,无源控制结构参数 $j_2=\omega L$,PI 控制比例增益=50,PI 控制积分增益=50 R_L/L 。

实验负荷为非线性整流桥负荷,根据实际工况,主要给出三种常见的电网电压故障状态,具体的故障时刻如表 1 所示。

表 1 一次侧电压故障时刻

Tab.1 Time of primary side voltage fault	
时间/s	工况
0.00	整流桥负载接入
0.15	储能型 MMC-HDT 投入
0.20 ~ 0.30	三相电压暂降 20%
0.50 ~ 0.70	A 相电压跌落 50%

图 8 为传统 PI 与基于 PCHD 的无源控制对比仿真实验的主要波形图。由图 8a 可知,一次侧馈网电流在任何电压跌落工况下都可以快速响应,无源控制较传统 PI 可以使一次侧电流更接近理想正弦曲线。由图 8b 可知,由高频谐波的 FFT 分析图可知,无源控制中谐波含量更少,较传统 PI 电流治理效果更理想。由图 8c 可知,无源控制与 PI 相比,二者波形总体上差异不大,但由图 8d 放大波形可知,无源控制较传统 PI 在暂态瞬间的过渡过程超调量更小,更平滑地过渡至电压补偿稳态。

4.2 前级不同工况下的模式切换实验

前级不同的模式切换控制策略对子模块有

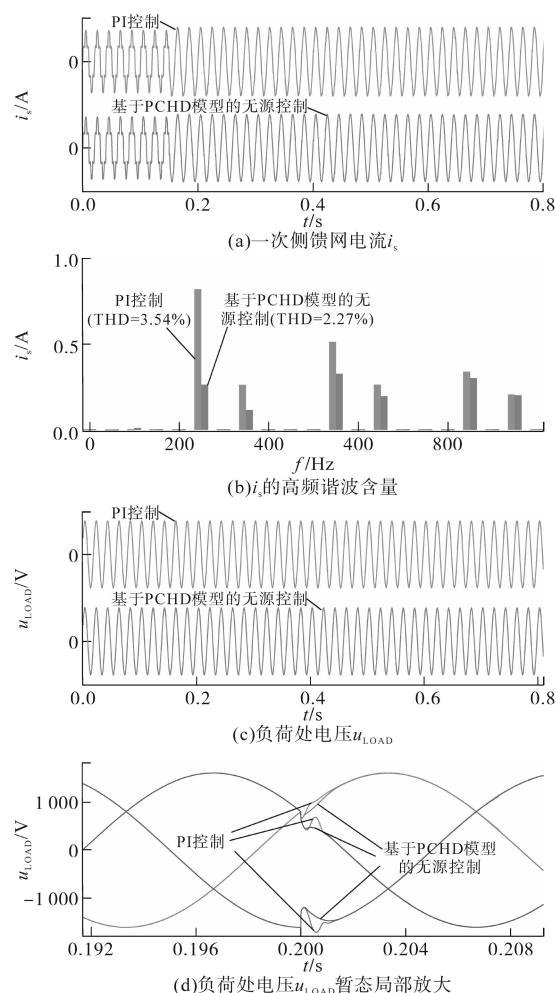


图 8 PI 与无源控制对比实验的主要波形

Fig.8 Main waveforms of PI and passivity-based control comparison

不同的控制效果。设计三种过渡实验:1)模式二过渡到模式一,即电网不发生故障时储能模块充电到额定 SOC;2)模式一过渡到模式三,即电网发生故障后储能子模块投入;3)模式一过渡到模式四再过渡到模式二,即电网发生电压中断后前级转变为孤岛运行,电网恢复供电后回归并网运行。

4.2.1 模式二过渡模式一

为了尽快展示从模式二过渡到模式一的过渡过程,实验选取每个储能模块的 SOC 初始值为 0.899 8,储能模块电池额定容量为 3 A·h。实验设计在 0.15 s 后投入储能型 MMC-HDT,实验过程中电网不发生任何故障,仅前级变换器投入。

图 9 为模式二过渡模式一实验主要波形图。由图 9a 可知,当相总 SOC 均衡至 7.2(8×0.9)以上时,此时储能电池组投出,相总 SOC 不再发生变化,此后通过子模块电容维持前级继续运行。由图 9b 可知,直流侧电容电压经过一段时间的暂态过程可以逐渐趋于稳态值,该稳态值保持在 U_{deref}

附近。由图 9c 和图 9d 可知,在模式二充电过程中,储能模块以恒功率充电。进入模式一后,由于不需要后级参与电压补偿,有功功率并无较大需求,此时一次侧有功功率降低。在模式一和模式二时,一次侧无功功率需求量为 0,表明在任何模式下,前级都具备无功治理能力。

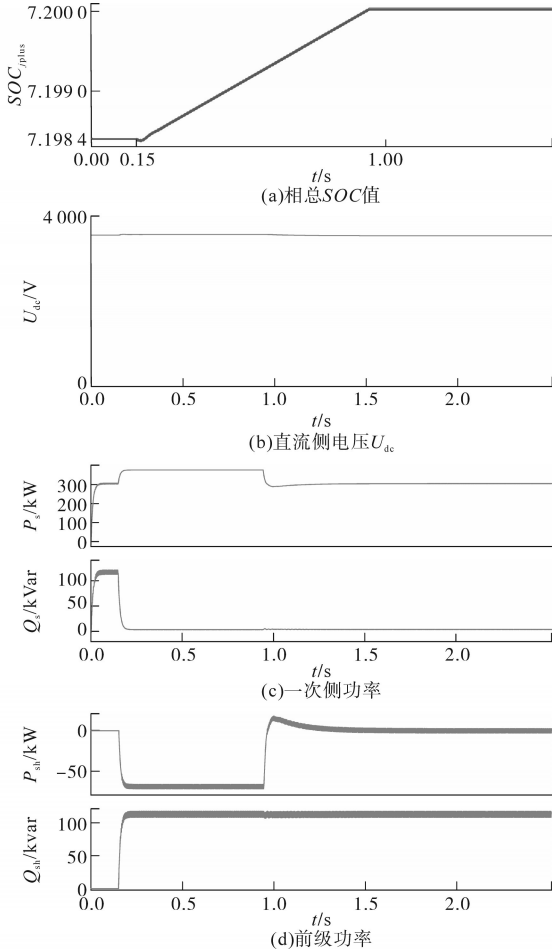


图 9 模式二过渡模式一实验主要波形

Fig.9 Main waveform of mode 2 transition mode 1

4.2.2 模式一过渡模式三

实验设计储能模块初始 SOC 为 0.9,储能模块电池额定容量为 3 A·h。0.15 s 后储能型 MMC-HDT 投入,1.15 s 时,设置 20% 三相电压暂降故障,3.00 s 暂降恢复。

图 10 为模式一过渡模式三实验主要波形图,由图 10a 可知,0.15 s 时,由于未发生电压故障,储能电池组未投入,储能模块在额定 SOC 处并不会减少。当发生电压暂降,由于 HDT 后级投入,储能模块开始放电维持直流侧母线电压的稳定。当暂降故障消除,储能模块转为充电状态,此时的充电功率受前级控制的限幅,相总 SOC 会以恒定的充电速率增加。由图 10b 可知,直流侧电压在每一时间段都会经过一个短暂的过程进入新

的稳态,此稳态受到相总 SOC 影响,直流侧母线电压都稳定在 U_{dref} 附近。由图 10c、图 10d、图 10e 可知,网侧的有功功率随着电压的跌落而降低,这是由于分布式储能子模块的引入,限制了不含有储能的传统 MMC-HDT 为了维持网侧和负荷功率平衡增大的馈网电流,无论电压跌落还是充电状态,一次侧馈网电流幅值都可以维持在 30 A,无功功率需求在全过程得到抑制。

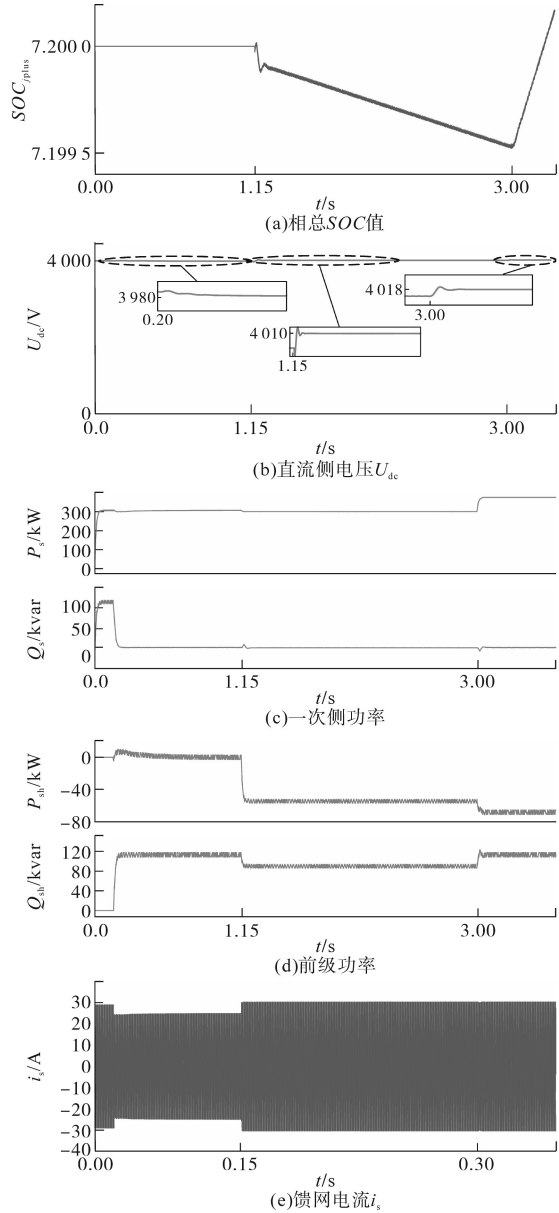


图 10 模式一过渡模式三实验主要波形图

Fig.10 Main waveforms of mode 1 transition mode 3

4.2.3 模式一过渡模式四

实验设计储能子模块初始 SOC 为 0.9,储能模块电池额定容量为 3 A·h。实验设计在 0.2 s 时发生电网电压中断,并在 0.3 s 恢复供电。图 11 为模式一过渡模式四实验主要波形图。由图 11a

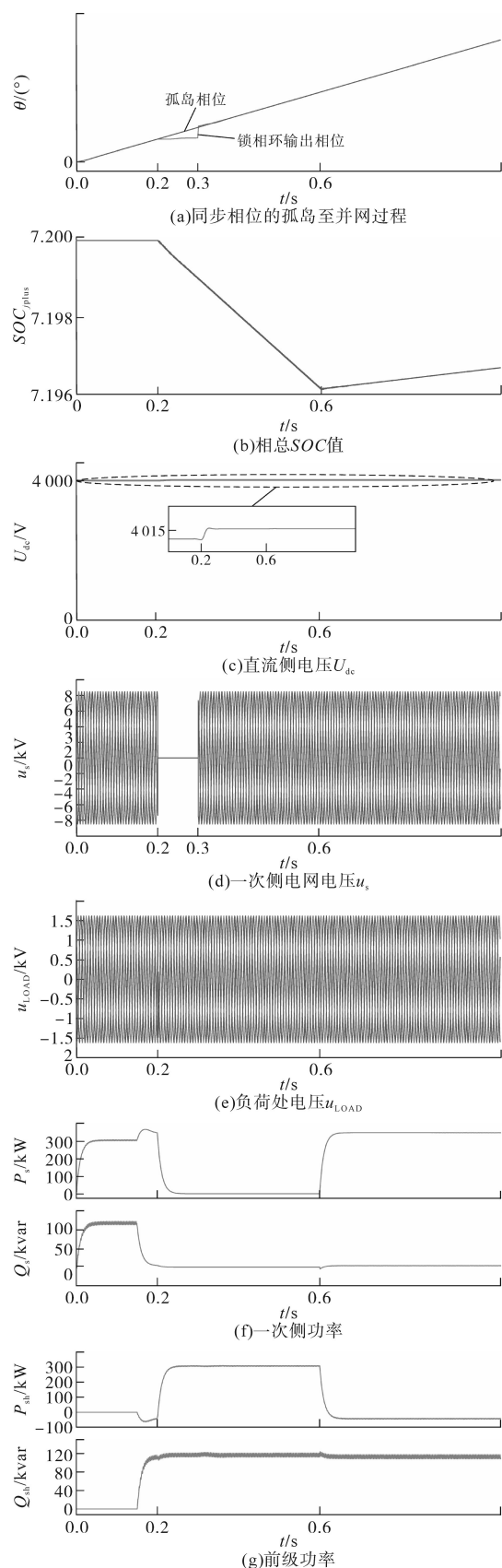


图11 模式一过渡模式四实验主要波形

Fig.11 Main waveforms of mode 1 transition mode 4

可知,当0.2 s检测到电压中断时,孤岛模式触发,相位将沿着理想的电网频率进入后续控制系统

运行。0.6 s时,二者相位差距较小,系统将锁相环信号重新给定为实际锁定的电网相位。由图11b可知,孤岛模式下相总SOC值出现较大速率的跌落,储能模块保障负荷一段时间额定功率需求运行。恢复并网模式后,子模块以恒定的有功电流进行充电。由图11c可知,直流侧电容电压在0.2 s后进入新的稳态。由图11d、图11e可知,在0.2 s和0.6 s处仅经历一个很短的暂态过程,负荷处的电压得到了理想的补偿。由图11f、图11g可知,网侧的有功功率随着电网电压中断降为0,此时由前级支撑全部的功率,储能模块快速放电。0.6 s恢复并网模式后,前级的功率快速恢复到负稳态值,储能模块进行额定有功电流充电。负荷无功功率在全过程由前级提供。

5 结论

本文针对含有非线性敏感负荷的煤矿配电系统,提出了储能型MMC-HDT,并且针对该储能型HDT提出基于PCHD模型的无源控制策略和前级变换器的模式切换控制策略。相较传统MMC-HDT,本文提出的储能型MMC-HDT及其控制策略在馈网电流治理时THD更低,限制了电压补偿时馈网电流过大的问题,在一次侧电压中断时具备提供不间断供电的能力。本文的研究为HDT在需要储能备用配电系统中的应用提供了参考。

参考文献

- [1] 刘扬,刘建功,王毅颖,等. 煤矿坚强智能电网建设理论与技术探讨[J]. 煤炭学报,2020,45(6):2296-2307.
LIU Yang, LIU Jianguo, WANG Yiyong, et al. Discussion on theory and technology of building robust intelligent power grid in coal mine of China[J]. Journal of China Coal Society, 2020, 45(6):2296-2307.
- [2] 王威望,刘莹,何杰峰,等. 高压大容量电力电子变压器中高频变压器研究现状和发展趋势[J]. 高电压技术,2020,46(10):3362-3373.
WANG Weiwang, LIU Ying, HE Jiefeng, et al. Research status and development of high frequency transformer used in high voltage and large capacity power electronic transformer[J]. High Voltage Engineering, 2020,46(10):3362-3373.
- [3] 陈亚爱,刘明远,周京华,等. 电力电子变压器控制策略[J]. 电气传动,2016,46(8):3-10.
CHEN Yaai, LIU Mingyuan, ZHOU Jinghua, et al. Control strategy for power electronic transformer[J]. Electric Drive, 2016, 46(8):3-10.
- [4] 梁得亮,柳轶彬,寇鹏,等. 智能配电变压器发展趋势分析

- [J]. 电力系统自动化, 2020, 44(7): 1-14.
- LIANG Deliang, LIU Yibin, KOU Peng, et al. Analysis of development trend for intelligent distribution transformer[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(7): 1-14.
- [5] 杨斌, 赵剑锋, 季振东, 等. 混合变压器技术研究综述[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(2): 205-213, 1-3.
- YANG Bin, ZHAO Jianfeng, JI Zhendong, et al. Overview of hybrid transformer technologies[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(2): 205-213, 1-3.
- [6] DRABEK P, PEROUTKA Z, PITTERMANN M, et al. New configuration of traction converter with medium-frequency transformer using matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 7(11): 5041-5048.
- [7] SZCZEŚNIAK P, TADRA G, KANIEWSKI J, et al. Model predictive control algorithm of AC voltage stabilizer based on hybrid transformer with a matrix converter[J]. Electric Power Systems Research, 2019, 170: 222-228.
- [8] BURKARD J, BIELA J. Evaluation of topologies and optimal design of a hybrid distribution transformer[C]//European Conference on Power Electronics & Applications. Geneva, Switzerland: IEEE, 2015: 1-10.
- [9] 刘君, 曾华荣, 陈沛龙, 等. 基于模块化多电平变换器的混合变压器控制策略研究[J]. 变压器, 2017, 54(10): 28-32.
- LIU Jun, ZENG Huarong, CHEN Peilong, et al. Research on the control strategy of the hybrid transformer based on the modular multilevel converter[J]. Transformer, 2017, 54(10): 28-32.
- [10] 吉晓帆, 张代润, 周驭涛, 等. 基于 PCHD 模型的 LCL 型 APF 自适应模糊无源控制策略[J]. 电气传动, 2021, 51(23): 53-59.
- JI Xiaofan, ZHANG Dairun, ZHOU Yutao, et al. Adaptive fuzzy passive control strategy of LCL-type APF based on port controlled hamilton with dissipation model[J]. Electric Drive, 2021, 51(23): 53-59.
- [11] 林晓冬, 雷勇, 朱英伟. 基于 PCHD 模型的 MMC-SMES 无源控制策略[J]. 电网技术, 2019, 43(3): 1073-1083.
- LIN Xiaodong, LEI Yong, ZHU Yingwei. Passivity-based control strategy of MMC-SMES based on PCHD model[J]. Power System Technology, 2019, 43(3): 1073-1083.
- [12] 程启明, 王玉娇, 程尹曼, 等. 非理想条件下 MMC-SAPF 的无源控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23): 7023-7032, 7115.
- CHENG Qiming, WANG Yujiao, CHENG Yinman, et al. Research on passive control strategy of MMC-SAPF under non-ideal conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(23): 7023-7032, 7115.
- 收稿日期: 2022-03-07
修改稿日期: 2022-04-09
- ~~~~~
- (上接第 18 页)
- [7] 刘洋, 田凯, 刘艳昉, 等. 一种大功率逆变器自动功率测试平台的设计[J]. 电气传动, 2015, 45(6): 77-80.
- LIU Yang, TIAN Kai, LIU Yanfang, et al. Automatic test platform for power test of high power inverter[J]. Electric Drive, 2014, 44(9): 9-13.
- [8] 宋鹏, 伍丰林, 金雪峰, 等. 采用有源前端的大功率变频器负载试验装置: 中国, CN102508073A[P]. 2012-06-20.
- SONG Peng, WU Fenglin, JIN Xuefeng, et al. The load test device of high power frequency converter with active front end is adopted: China, CN102508073A[P]. 2012-06-20.
- [9] 宋鹏, 王辉, 王德默, 等. 一种大功率 AFE 变频器实验方法[J]. 电气传动, 2014, 44(9): 9-13.
- SONG Peng, WANG Hui, WANG Demo, et al. Testing method method for high power converter with active front-end[J]. Electric Drive, 2014, 44(9): 9-13.
- [10] 田凯, 袁媛, 俞智斌, 等. 一种基于 PWM 脉宽动态调节的三电平中点平衡方法[J]. 电气传动, 2022, 52(21): 20-25.
- TIAN Kai, YUAN Yuan, YU Zhibin, et al. A three-level PWM pulse width dynamic regulation method based on current observer and neutral-point balance technology[J]. Electric Drive, 2022, 52(21): 20-25.
- [11] 田凯, 王自满, 楚子林, 等. 一种水冷系统建模及 IGCT 结温计算方法[J]. 电气传动, 2022, 52(16): 43-37.
- TIAN Kai, WANG Ziman, CHU Zilin, et al. A water cooling system modeling and IGCT junction temperature calculation method[J]. Electric Drive, 2022, 52(16): 43-37.
- 收稿日期: 2022-08-31
修改稿日期: 2022-12-05