

不平衡电网电压下抑制 MMC 子模块过电压的调制比设计方法

王鏊鑫, 杨玉坤, 许建中

(华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室, 北京 102206)

摘要:模块化多电平换流器(MMC)在调制比为 1.414 的稳态运行条件下,子模块电容电压波动的基频分量将被抑制到 0;但在电网电压不平衡时基频分量会变大,导致子模块电容电压波动显著增加。为抑制电网电压不平衡时的电容电压波动,基于桥臂功率分析了稳态和电网电压不平衡条件下子模块的电压波动特性,提出了一种适用于混合型 MMC 的调制比设计方法,该方法以桥臂瞬时功率的基频分量为抑制目标,综合考虑了不平衡电网电压下的三相子模块电压波动特性,通过改变直流电压指令值从而改变运行调制比,避免了故障时子模块发生过电压的情况。在 PSCAD 中搭建混合型 MMC 模型,通过对 3 种电网电压不平衡工况进行仿真分析,验证了所提方法的有效性。

关键词:混合型 MMC;不平衡电网电压;电容电压波动;调制比

中图分类号: TM46

文献标志码: A

DOI: 10.16081/j.epae.202212007

0 引言

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)具有高度模块化、谐波含量小、开关损耗低、冗余配置简单等优点,已成为高压大功率场合中的首选换流器拓扑,在柔性直流输电、海上风电并网、异步电网互联等领域具有广泛的应用价值。针对 MMC 在稳态运行条件下的控制策略研究目前已十分成熟。然而,当电网电压不平衡时,MMC 的控制策略将变得复杂,电网电压不平衡导致的一系列问题也需引起重视,如风电、光伏等新能源经柔直系统并网问题以及发生交流故障时的故障穿越问题等。因此,适用于电网电压不平衡条件下的控制策略研究受到国内外学者的关注^[1-3]。

当电网电压不平衡时,MMC 交流侧会产生功率波动,同时直流侧也会出现二倍频波动。文献[4]提出了一种直流电压纹波抑制控制器来抑制直流电压波动。文献[5]提出了一种模型预测控制方法来抑制直流电流波动。文献[6]研究发现在不平衡电压条件下,MMC 中存在正序、负序和零序环流,采用双矢量电流控制器可以减小交流侧不平衡电压下的有功功率纹波。针对交流电网不平衡,文献[7]提出一种无需正负序分离和坐标变换的分相控制的环流抑制策略,从而抑制桥臂环流及直流电流的脉动。上述文献只关注了电网电压不平衡时直流侧的振荡,

但是由于负序电压和负序电流的产生,子模块的电容电压波动也会显著增加^[8-9]。子模块的电压波动与器件的安全运行以及 MMC 的占地面积和成本有关^[10],因此还需对电网电压不平衡时子模块电容电压波动的抑制方法展开研究。文献[11]研究了在电网电压不平衡情况下,环流注入对减小电容储能的作用。文献[12]分析了电网电压不平衡时 MMC 子模块电容电压的波动特性,进一步分析了 3 次谐波注入对子模块电压波动的影响,重新设计了 3 次谐波电压注入的幅值和相角,使其能在不平衡工况下有效实现降低电压波动的目标。文献[13]推导了电网电压不平衡条件下的桥臂电压表达式,优化环流注入的参数以降低子模块电容电压波动。上述文献主要是基于半桥型模块化多电平换流器(half-bridge MMC, HB-MMC)对电网电压不平衡情况下的子模块电容电压波动特性进行分析,对于混合型 MMC 在电网电压不平衡情况下的特性还需进一步分析。

HB-MMC 结构简单、成本较低,但是其无法清除直流侧故障后的短路电流;而全桥型模块化多电平换流器(full-bridge MMC, FB-MMC)具有直流故障自清除能力,且全桥子模块(full-bridge sub-module, FBSM)可以输出负电平,拥有更灵活的调制范围,但是 FB-MMC 成本较高,少用于实际工程。由半桥和全桥子模块构成的混合型 MMC 兼具以上 2 种拓扑的优势,更具应用前景,近年来逐渐应用于实际工程中。目前对于混合型 MMC,一个重要的研究方向是在稳态条件下,通过控制策略降低子模块的电容电压波动,从而减小对电容容值的需求,实现轻量化^[14]。但有研究发现,在电网电压不平衡的条件下,电容电压波动的基频分量会显著增加,这会导致子

收稿日期:2022-07-11;修回日期:2022-09-21

在线出版日期:2022-12-12

基金项目:中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2020MS003)

Project supported by the Fundamental Research Funds for the Central Universities(2020MS003)

模块电容有过电压的风险,造成半导体器件和电容器的损坏^[15]。电力系统中常见的电压不平衡表现为网侧接地短路故障导致的电压跌落,MMC应对各种类型电压跌落的能力成为其稳定运行的关键要求。因此,有必要对混合型MMC在电压跌落情况下电容电压的波动特性以及抑制方法进行研究。

本文首先介绍了稳态时子模块的电容电压波动特性,并以单相接地(single-line-to-ground, SLG)故障为例,分析了电网电压不平衡时的电压波动特性。结果发现,电网电压不平衡会导致电容电压波动显著变大。据此,本文提出了在电网电压不平衡时抑制子模块电容电压波动的混合型MMC调制比设计方法,并给出了调制比的选取范围,此外,还进行了电流应力的影响分析。最后,在PSCAD上搭建了混合型MMC仿真模型,验证了所提方法的有效性。

1 混合型MMC电容电压波动特性

1.1 稳态桥臂功率模型

图1为混合型MMC拓扑。上、下桥臂各有 N 个子模块,各包含 l 个半桥子模块(half-bridge sub-module, HBSM)、 n 个全桥子模块。图中: u_i, i_{si} ($i=a, b, c$)分别为阀侧交流相电压、相电流; u_{pi}, u_{ni} 和 i_{pi}, i_{ni} 分别为上、下桥臂电压和桥臂电流; U_{dc} 为直流侧电压; I_{dc} 为直流侧电流; L_{arm} 为桥臂电感; T_1-T_6 和 D_1-D_6 分别为子模块的绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)和二极管; U_{C1}, U_{C2} 分别为半桥和全桥子模块电容 C_1, C_2 的电压。

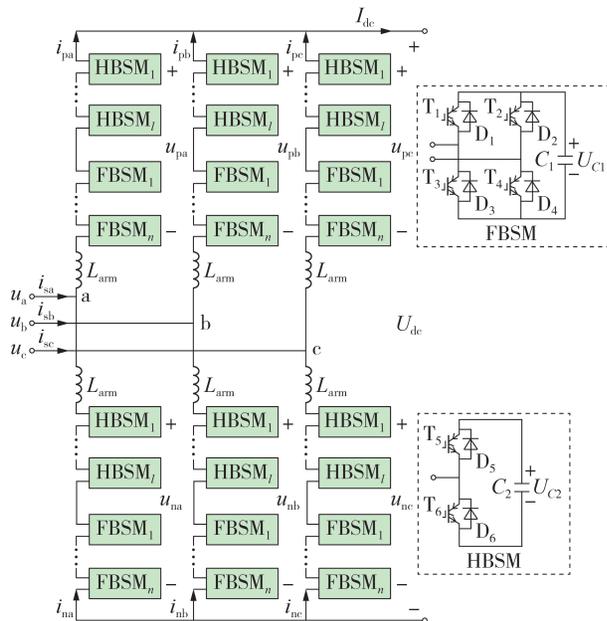


图1 混合型MMC拓扑

Fig.1 Topology of hybrid MMC

MMC稳态运行时,三相对称,下面以a相为例进行推导。以图1中标注的电压、电流方向为正方向,

根据基尔霍夫电压定律,上、下桥臂电压 u_{pa} 和 u_{na} 如式(1)所示。

$$\begin{cases} u_{pa} = \frac{U_{dc}}{2} [1 - m \sin(\omega t)] \\ u_{na} = \frac{U_{dc}}{2} [1 + m \sin(\omega t)] \end{cases} \quad (1)$$

式中: ω 为系统角频率; m 为MMC的电压调制比,其表达式见式(2)。

$$m = \frac{2U_m}{U_{dc}} \quad (2)$$

式中: U_m 为阀侧交流相电压 u_i 的幅值。设 I_m 为阀侧交流相电流幅值, φ 为功率因数角,不考虑损耗,直流侧功率和交流侧功率应该相等,即满足功率守恒,如式(3)所示。

$$U_{dc} I_{dc} = \frac{3}{2} U_m I_m \cos \varphi \quad (3)$$

结合式(2)和式(3),交、直流侧电流有如下关系:

$$I_{dc} = \frac{3}{4} m I_m \cos \varphi \quad (4)$$

根据式(4),a相上、下桥臂电流可分别表示为:

$$\begin{cases} i_{pa} = \frac{I_m}{2} \left[\frac{m}{2} I_m \cos \varphi + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t - \varphi) \right] \\ i_{na} = \frac{I_m}{2} \left[\frac{m}{2} I_m \cos \varphi - \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t - \varphi) \right] \end{cases} \quad (5)$$

a相上、下桥臂的瞬时功率可以通过式(1)和式(5)相乘得到,即:

$$\begin{cases} p_{pa} = u_{pa} i_{pa} \\ p_{na} = u_{na} i_{na} \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)展开,可得a相上、下桥臂瞬时功率的具体表达式分别为:

$$\begin{cases} p_{pa} = \frac{U_{dc} I_m}{4} \left[-\frac{m^2 \cos \varphi}{2} \sin(\omega t) + \sin(\omega t - \varphi) + \frac{m}{2} \cos(2\omega t - \varphi) \right] \\ p_{na} = \frac{U_{dc} I_m}{4} \left[\frac{m^2 \cos \varphi}{2} \sin(\omega t) - \sin(\omega t - \varphi) + \frac{m}{2} \cos(2\omega t - \varphi) \right] \end{cases} \quad (7)$$

由于子模块电容电压波动与桥臂功率波动具有一致性,如果可以对功率波动进行抑制,则可以同时抑制子模块电容电压波动^[16]。通过式(7)可以看出,桥臂功率波动主要是由基频和二倍频分量构成,当 $m=1.414$ 时,可以完全将基频分量抑制到0。

1.2 不平衡电网电压下桥臂功率模型

电力系统中常见的电网电压不平衡情况表现为接地短路故障导致的电压跌落,包括单相短路、两相短路以及三相短路。因此,网侧相电压 u_{gi} 可以表示为:

$$\begin{cases} u_{ga} = xkU_m \sin(\omega t + \delta) \\ u_{gb} = ykU_m \sin(\omega t + \delta - 120^\circ) \\ u_{gc} = zkU_m \sin(\omega t + \delta + 120^\circ) \end{cases} \quad (8)$$

式中: x, y, z 为电网电压跌落系数, 取值范围为 0~1, 表征电网电压跌落的程度; k 为变压器变比; δ 为变压器移相角, 一般为 30° 。

电网电压跌落时, 网侧三相电压通过式(9)进行分解, 可得 a 相电网电压对应的正序分量^[17] u_{ga}^+ 、负序分量 u_{ga}^- 和零序分量 u_{ga}^0 分别为:

$$\begin{bmatrix} u_{ga}^+ \\ u_{ga}^- \\ u_{ga}^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ga} \\ u_{gb} \\ u_{gc} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: $\alpha = e^{-j120^\circ}$ 。当发生交流故障导致电网电压不平衡时, MMC 一般会投入负序电流抑制策略, 此时线路中负序电流被抑制为 0, 同时为了阻断零序电流通路, 阀侧换流变通常采用 Y / Δ 接线, 阀侧交流电压仅包含正序和负序分量。

因此, 阀侧交流电压可以表示为:

$$\begin{cases} u_a = U_{am}^+ \sin(\omega t + \alpha^+) + U_{am}^- \sin(\omega t + \alpha^-) \\ u_b = U_{bm}^+ \sin(\omega t + \beta^+) + U_{bm}^- \sin(\omega t + \beta^-) \\ u_c = U_{cm}^+ \sin(\omega t + \gamma^+) + U_{cm}^- \sin(\omega t + \gamma^-) \end{cases} \quad (10)$$

式中: U_{im}^+, U_{im}^- 分别为正序电压和负序电压幅值; α^+, α^- 和 β^+, β^- 以及 γ^+, γ^- 分别为正、负序三相电压的相角。

混合型 MMC 的控制框图如附录 A 图 A1 所示。控制系统由交流参考电压控制器和环流抑制控制器两部分组成。交流参考电压控制器包括正序和负序闭环控制器^[18]。 i_{d_refp} 和 i_{q_refp} 分别为正序电流参考值的 d, q 轴分量, 通过 dq 逆变换产生正序交流参考电压 e_{i_refp} ; i_{d_refn} 和 i_{q_refn} 分别为负序电流参考值的 d, q 轴分量, 通过 dq 逆变换产生负序交流参考电压 e_{i_refn} 。环流抑制控制器通过二倍频环流参考值的 d, q 轴分量 i_{2fd_ref}, i_{2fq_ref} 生成共模电压参考值 U_{cirr_ref} 。

以 a 相发生 SLG 故障为例进行具体分析。根据式(8)和式(9), 发生故障后, 阀侧交流电压的正序和负序分量分别为:

$$\begin{cases} u_a^+ = \frac{2}{3} U_m \sin(\omega t) \\ u_b^+ = \frac{2}{3} U_m \sin(\omega t - 120^\circ) \\ u_c^+ = \frac{2}{3} U_m \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} u_a^- = \frac{1}{3} U_m \sin(\omega t - 120^\circ) \\ u_b^- = \frac{1}{3} U_m \sin(\omega t) \\ u_c^- = \frac{1}{3} U_m \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (12)$$

此时, 阀侧三相上桥臂交流电压 u_{pi_f} 可以表示为:

$$\begin{cases} u_{pa_f} = \frac{1}{2} U_{dc} - \frac{2}{3} U_m \sin(\omega t) - \frac{1}{3} U_m \sin(\omega t - 120^\circ) \\ u_{pb_f} = \frac{1}{2} U_{dc} - \frac{2}{3} U_m \sin(\omega t - 120^\circ) - \frac{1}{3} U_m \sin(\omega t) \\ u_{pc_f} = \frac{1}{2} U_{dc} - U_m \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (13)$$

为了避免 SLG 故障期间上桥臂过电流, 导致换流阀闭锁, 传输功率需要降低 1/3 的额定功率。如果此时直流电压保持不变, 那么直流电流也会减小 1/3^[19]。由于直流电流小于额定值, 这就为 MMC 提供了一个额外的自由度去改变调制比。此时, 直流电流 I_{dc_f} 为:

$$I_{dc_f} = \frac{1}{2} m I_m \cos \varphi \quad (14)$$

通过观察式(13)可以发现, a 相发生 SLG 故障后, c 相的上桥臂电压与故障前保持一致, 因此, 流经 c 相的直流电流与稳态时相同。直流电流在三相中的分布 I_{dca_f} 如式(15)所示。

$$\begin{cases} I_{dca_f} = \lambda_a \times \frac{1}{4} m I_m \cos \varphi \\ I_{dcb_f} = \lambda_b \times \frac{1}{4} m I_m \cos \varphi \\ I_{dcc_f} = \frac{1}{4} m I_m \cos \varphi \end{cases} \quad (15)$$

式中: λ_a 和 λ_b 分别为 a、b 两相的直流电流分布系数, 其满足式(16)所示关系式。

$$\lambda_a + \lambda_b = 1 \quad (16)$$

此时, 三相上桥臂电流 i_{pi_f} 为:

$$\begin{cases} i_{pa_f} = \lambda_a \times \frac{1}{4} m I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{pb_f} = \lambda_b \times \frac{1}{4} m I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi - 120^\circ) \\ i_{pc_f} = \frac{1}{4} m I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi + 120^\circ) \end{cases} \quad (17)$$

将式(13)和式(17)代入式(6), 可得故障时三相上桥臂的瞬时功率表达式, 具体表达式见附录 A 式(A1)。

为了保持 MMC 系统稳定, 子模块电容不能无限充电, 因此式(A1)中上桥臂功率的直流分量应该为 0, 据此可以计算出 a、b 两相的直流电流分布系数的具体表达式分别为:

$$\begin{cases} \lambda_a = \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{6} \tan \varphi \\ \lambda_b = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{6} \tan \varphi \end{cases} \quad (18)$$

对比式(7)和式(A1)可以发现, 发生 SLG 故障后, 上桥臂功率波动还是由基频和二倍频分量组成,

但是由于负序电压的产生和直流电流分布的改变,当调制比 $m=1.414$ 时,a、b两相上桥臂功率的基频分量不仅不能被抑制到0,甚至会变得更大。子模块电容电压波动与系统的角频率成反比^[20],因此,基频分量的增大会导致电容电压波动显著增加,这可能会导致子模块过电压,威胁半导体器件的安全运行。

需要说明的是,本文具体分析的是单相短路故障的情况,若电力系统发生两相短路或者三相短路故障,则分析过程可参考单相短路故障情况。

2 电网电压不平衡下混合型MMC调制比最优选取

通过第1节的分析可知,子模块电容电压波动受桥臂功率基频分量的影响较大。发生网侧电压不对称故障时,在特定的调制比下桥臂功率的基频分量会增大,且三相桥臂功率不再对称。本节基于桥臂功率的基频分量,提出一种混合型MMC调制比的设计方法,从而抑制电网电压不平衡时的子模块电容电压波动。

2.1 参数优化过程

根据式(A1),可得SLG故障下三相上桥臂功率的基频分量 p_{pa-f} 、 p_{pb-f} 和 p_{pc-f} ,具体表达式见附录A式(A2)。从式(A2)中可以提取出三相上桥臂功率的基频分量幅值 $|p_{pi-f}|$ 为:

$$|p_{pi-f}| = \sqrt{A_{pi-f}^2 + B_{pi-f}^2} \quad (19)$$

式中: A_{pi-f} 、 B_{pi-f} 为三相上桥臂功率的基频分量系数。

根据1.2节的分析,当a相发生SLG故障时,三相上桥臂功率波动特性不完全相同,当 $m=1.414$ 时,c相上桥臂功率基频分量依然可以被抑制到0,而a、b两相的上桥臂功率基频分量会增大。为了平衡三相子模块的电容电压波动,对其总体的波动水平进行抑制,需要综合考虑三相上桥臂的功率波动。因此,本文选取的优化目标函数为:

$$\begin{cases} \min f(m) = \sum |p_{pi-f}| \\ |p_{pi-f}| - |p_{pj-f}| \leq \sigma \quad i, j = a, b, c; i \neq j \end{cases} \quad (20)$$

式中: σ 为波动差异精度,本文取额定传输功率的5%为精度值。

从式(A2)可以看出,基频功率的大小与调制比 m 和功率因数角 φ 这2个因素有关,在选取最优调制比的过程中还需要考虑不同功率因数角的影响。调制比的优化过程见附录A图A2,具体过程如下所述。首先输入系统参数,包括初始调制比 m_0 、功率因数角等参数,并确定遍历步长。将以上变量代入式(19)中计算三相上桥臂功率基频分量的幅值,并判断其是否满足精度要求,然后计算目标函数值

$f(m)$,把目标函数值与相应的调制比参数记录为数组 (m, f) 。改变 m 的值,重复上述流程,找到使目标函数值最小的调制比,即为对应工况下的最优调制比 m_{opt} 。

2.2 调制比约束范围

改变调制比的方法一般可以通过调节直流电压的方式来实现,为了确保故障时的直流电流不超过额定值,考虑到传输功率的降低,需要满足以下关系:

$$\begin{cases} I_{dc-f} \leq \frac{3}{4} m I_m \cos \varphi \\ U_{dc-f} I_{dc-f} = \frac{3}{2} \xi U_m I_m \cos \varphi \end{cases} \quad (21)$$

式中: U_{dc-f} 为故障时MMC的直流电压; ξ 为故障时传输功率与稳态时传输功率的比值。由式(2)和式(21)可得故障时调制比 m_f 应该满足的约束条件,即:

$$m_f \leq \frac{m}{\xi} \quad (22)$$

2.3 桥臂电流应力分析

半导体器件所受电流应力的大小由桥臂电流的幅值所决定,本节分析所提的调制比优化选取方法对桥臂电流大小的影响。

设MMC运行的初始条件为 $m_0=1.414$, $\varphi=0^\circ$,仿真参数如附录B表B1所示。根据式(17)和式(18),当a相发生SLG故障时,三相上桥臂电流可以表示为:

$$\begin{cases} i_{pa-f} = \frac{1}{8} m I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{pb-f} = \frac{1}{8} m I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi - 120^\circ) \\ i_{pc-f} = \frac{1}{4} m I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi + 120^\circ) \end{cases} \quad (23)$$

改变调制比为故障条件下的调制比 m_{SLG} 后,桥臂电流的直流分量有所变化,此时,三相上桥臂电流为:

$$\begin{cases} i_{pa-f} = \frac{1}{8} m_{SLG} I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{pb-f} = \frac{1}{8} m_{SLG} I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi - 120^\circ) \\ i_{pc-f} = \frac{1}{4} m_{SLG} I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi + 120^\circ) \end{cases} \quad (24)$$

图2为三相上桥臂电流的波形。由图可知:2 s时a相发生SLG故障,由于直流电流的减小,a、b两相的桥臂电流峰值也相应地减小,而c相桥臂电流基本保持不变,这与前文的理论分析是一致的;在2.05 s时根据优化结果采用最优调制比,由于调制比变大,直流电流也变大,导致三相桥臂电流峰值相应地增加,但是a、b两相桥臂电流的幅值仍然小于稳态值,c相桥臂电流峰值由1620 A增加到1750 A,增

加了 8%,这对于 MMC 而言是可以接受的。因此,改变 MMC 的调制比对于半导体器件所受电流应力的影响可以忽略。

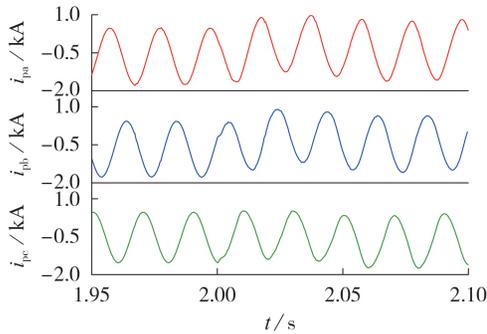


图 2 三相上桥臂电流波形

Fig.2 Waveforms of three-phase upper arm current

根据上述分析方法,同理可推得当 a、b 两相电压跌落至额定电压的 50% 时,三相上桥臂电流表达式如附录 B 式(B1)所示。改变调制比后,桥臂电流的直流分量有所改变,此时,三相上桥臂电流表达式如附录 B 式(B2)所示。当三相电压跌落至额定电压的 80% 时,三相上桥臂电流表达式如附录 B 式(B3)所示。改变调制比后,桥臂电流的直流分量有所改变,此时,三相上桥臂电流表达式如附录 B 式(B4)所示。

根据式(B1)~(B4),同时结合式(5)所示的稳态桥臂电流表达式可以看出,发生两相及三相电压跌落时,三相的桥臂电流都有所减小。采用最优调制比后,由于调制比变大,直流电流也变大,三相桥臂电流峰值相应地增加,但是其增加的电流值很小,在一些电压跌落不严重的工况下,桥臂电流峰值甚至小于稳态时的电流值。因此,改变 MMC 的调制比对于半导体器件所受电流应力的影响可以忽略,这在第 3 节的仿真分析中也会得到相应的验证。

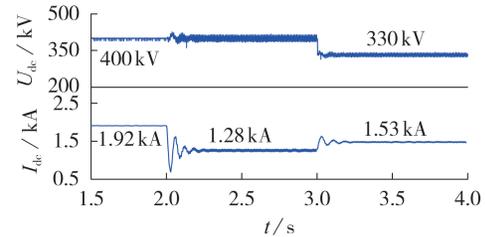
3 仿真分析

3.1 仿真系统参数

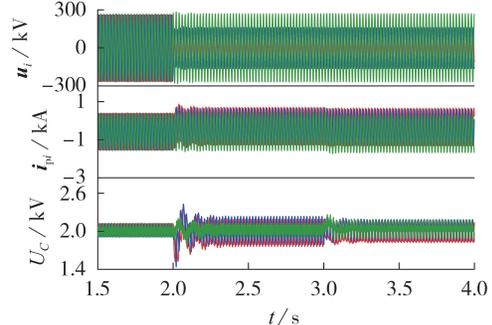
为了验证本文所提的调制比优化选取方法的效果,在 PSCAD 中搭建了混合型 MMC 仿真模型,针对单相、两相以及三相电压跌落的情况,对本文所提方法进行验证,初始运行条件为 $m_0=1.414$, $\varphi=0^\circ$ 。仿真系统详细参数见附录 B 表 B1。

3.2 单相电压跌落

以 a 相发生 SLG 故障为例,即 a 相电压跌落到 0,通过图 A2 所示的优化流程计算得到此工况下的最优调制比 m_{opt} 为 1.71。设 2 s 之前,MMC 正常运行,2 s 时发生 a 相 SLG 故障,3 s 时应用本文提出的调制比优化选取方法,单相电压跌落的仿真结果如图 3 所示。



(a) I_{dc} 、 U_{dc} 波形



(b) u_a 、 i_{pu} 和 U_c 波形

图 3 单相电压跌落的仿真结果

Fig.3 Simulative results under single-phase voltage dip

由图 3(a)可知:3 s 时通过降低直流电压指令值到 330 kV 来实现最优调制比 m_{opt} ;发生故障后,由于传输功率减小,直流电压不变,直流电流下降到 1.28 kA,提高调制比后,直流电压降低,直流电流增加到 1.53 kA。由图 3(b)可知:2 s 发生故障后,c 相电压不变,a、b 两相电压减小,与 1.2 节的分析结果相一致;稳态运行时,三相上桥臂电流峰值为 1620 A,故障发生后,c 相上桥臂电流峰值与正常运行时相同,a、b 两相上桥臂电流峰值减小,提高调制比后,c 相上桥臂电流峰值有所增加,但增加的幅度很小,不会影响 MMC 的正常运行;故障发生后子模块的电容电压纹波 U_c 由 170 V 增加到 430 V,是正常运行时纹波大小的 2.5 倍,这会对半导体器件以及电容的安全稳定运行造成严重的影响,优化调制比后,电容电压纹波减小到 300 V,与故障时相比,减小了 30.23% 的纹波大小,验证了所提方法对于单相电压跌落工况的有效性。

3.3 两相电压跌落

当 a、b 两相电压跌落到额定电压的 50% 时,通过图 A2 计算得到此工况下的最优调制比 m_{opt} 为 2.04,并通过式(9)和式(10)可得阀侧三相电压波形。仿真时序设置与 3.2 节相同。仿真结果见附录 B 图 B1。

由图 B1(a)可知:3 s 时通过降低直流电压指令值到 277 kV 来实现最优调制比 m_{opt} ;发生故障后,由于传输功率减小,直流电压不变,直流电流下降到 1.28 kA,提高调制比后,直流电压降低,直流电流增加到 1.85 kA。由图 B1(b)可知:稳态运行时,三相上

桥臂电流峰值为 1 620 A,故障发生后,三相上桥臂电流峰值有所减小,提高调制比后,a相上桥臂电流峰值有所增加,但增加的幅度很小,不会影响 MMC 的正常运行;故障后子模块的电容电压纹波由 170 V 增加到 390 V,约是稳态时的 2.3 倍;优化调制比后,电容电压纹波减小到 230 V,与故障时相比,约减小了 41.03%,验证了本文所提方法在此工况下的有效性。

3.4 三相电压跌落

当三相电压跌落到额定电压的 80%时,通过图 A2 计算得到此工况下的最优调制比 m_{opt} 为 1.77。仿真时序设置与 3.2 节相同。仿真结果见附录 B 图 B2。

由图 B2(a)可知:3 s 时通过降低直流电压指令到 320 kV 来实现最优调制比 m_{opt} ;发生故障后,由于传输功率减小,直流电压不变,直流电流下降到 1.56 kA,提高调制比后,直流电压降低,直流电流增加到 1.9 kA。由图 B2(b)可知:稳态运行时,三相上桥臂电流峰值为 1 620 A,故障发生后,三相上桥臂电流峰值有所减小,提高调制比后,三相上桥臂电流峰值有所增加,但没有超过稳态时的桥臂电流峰值,不会影响 MMC 的正常运行;故障后子模块的电容电压纹波由 170 V 增加到 280 V,约是稳态时的 1.6 倍,优化调制比后,电容电压纹波减小到 145 V,与故障时相比,约减小了 48.21%,验证了本文所提方法在此工况下的有效性。

4 结论

本文基于桥臂瞬时功率,分析了稳态和电网电压不平衡时的子模块电容电压波动特性,提出了一种在电压跌落时抑制子模块电容电压纹波的混合型 MMC 调制比选取方法,所得结论如下。

1)电压跌落的程度和方式不同,最优调制比的取值也不同。本文通过 3 种具体的电压跌落工况,计算了对应工况下的最优调制比,并通过仿真验证了所提方法可以很大程度地降低电压跌落期间的子模块电容电压纹波,有利于半导体器件和电容的安全运行。

2)本文所提方法不需要闭环控制,仅需调节直流电压指令值就可以实现最优调制比的目标,便于在实际工程中进行应用。

3)在一些电压跌落的场景下,例如 SLG 故障,提高调制比会增大桥臂电流应力,但通过分析发现,在发生 SLG 故障时,应用本文所提方法仅使 c 相桥臂电流峰值增大了 8%,对桥臂电流应力的影响很小,这对于实际工程中的 MMC 而言是可以接受的。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 杨艳晨,郭剑波,王姗姗,等. 柔性直流电网直流过电压分析及控制策略研究[J]. 电网技术,2019,43(5):1586-1592.
YANG Yanchen, GUO Jianbo, WANG Shanshan, et al. Analysis and control strategy of DC overvoltage in MMC-HVDC grid[J]. Power System Technology, 2019, 43(5): 1586-1592.
- [2] 张芳,杜雪靓,陈堃. MMC-HVDC 系统换流器桥臂短路故障暂态特性分析[J]. 电力自动化设备,2020,40(5):180-189.
ZHANG Fang, DU Xuejing, CHEN Kun. Transient characteristic analysis of converter bridge arm short circuit fault in MMC-HVDC system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(5): 180-189.
- [3] 江守其,张林,李国庆,等. 基于改进型 MMC 的风电直联系统直流故障穿越协调控制策略[J]. 电力自动化设备,2021,41(12):27-35.
JIANG Shouqi, ZHANG Lin, LI Guoqing, et al. DC fault ride-through control strategy of wind power integrated DC transmission system based on modified MMC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(12): 27-35.
- [4] TU Qingrui, XU Zheng, CHANG Yong, et al. Suppressing DC voltage ripples of MMC-HVDC under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1332-1338.
- [5] DEKKA A, WU B, ZARGARI N R. Minimization of DC-bus current ripple in modular multilevel converter under unbalanced conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4125-4131.
- [6] MOON J W, KIM C S, PARK J W, et al. Circulating current control in MMC under the unbalanced voltage[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(3): 1952-1959.
- [7] 李金科,金新民,吴学智,等. 不平衡交流电网模块化多电平变流器特性分析及环流抑制方法[J]. 中国电机工程学报,2017,37(12):3535-3544,3682.
LI Jinke, JIN Xinmin, WU Xuezhi, et al. Characteristic analysis and a circulating current control method in modular multilevel converters under unbalanced grid conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(12): 3535-3544, 3682.
- [8] 卓谷颖,江道灼,连霄壤. 模块化多电平换流器不平衡环流抑制研究[J]. 电力系统保护与控制,2012,40(24):118-124.
ZHUO Guying, JIANG Daozhuo, LIAN Xiaorang. Study of unbalanced circular current suppressing for modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(24): 118-124.
- [9] 梁莹玉,张涛,刘建政,等. 不平衡电网电压下模块化多电平换流器的环流抑制策略[J]. 电工技术学报,2016,31(9):120-128.
LIANG Yingyu, ZHANG Tao, LIU Jianzheng, et al. A circulating current suppressing method for modular multilevel converter under unbalanced grid voltage[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(9): 120-128.
- [10] MERLIN M M C, GREEN T C. Cell capacitor sizing in multilevel converters: cases of the modular multilevel converter and alternate arm converter[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(3): 350-360.
- [11] 曹鑫巍,任文明,王炜信. 基于二次谐波环流注入方法的混合 MMC 电容电压平衡控制策略[J]. 电力自动化设备,2021,41(11):183-189.
CAO Xinwei, REN Wenming, WANG Weixin. Capacitor voltage balancing control strategy of hybrid MMC based on second-order harmonic circulation injection method[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(11): 183-189.
- [12] 李钰,陆锋,樊强,等. 不平衡电网电压下的 MMC 子模块电压

- 波动抑制方法[J]. 电力系统自动化,2020,44(4):91-100.
LI Yu, LU Feng, FAN Qiang, et al. Suppression method for voltage fluctuation of sub-module in multilevel modular converter with unbalanced power grid voltage[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(4): 91-100.
- [13] 李金科, 吴学智, 施恩泽, 等. 不平衡网压下抑制 MMC 模块电压波动的环流注入方法[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(9): 159-165, 193.
LI Jinke, WU Xuezh, SHI Enze, et al. Circulating current injection method for capacitor voltage fluctuation suppression of modular multilevel converter under unbalanced grid voltage[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(9): 159-165, 193.
- [14] 许建中, 李钰, 陆锋, 等. 降低 MMC 子模块电容电压纹波幅值的方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 571-584, 654.
XU Jianzhong, LI Yu, LU Feng, et al. A review of suppression methods for sub-module capacitor voltage ripple amplitudes in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 571-584, 654.
- [15] XU Jianzhong, DENG Weicheng, LI Gen, et al. Optimal second-harmonic current injection for capacitor voltage fluctuation reduction in hybrid MMCs under grid-side SLG faults[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(4): 2857-2866.
- [16] 邓伟成, 王鋈鑫, 许建中, 等. 抑制 MMC 电容电压波动的耦合谐波注入策略[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(9): 169-175.
DENG Weicheng, WANG Yunxin, XU Jianzhong, et al. Coupling harmonic injection strategy for suppressing capacitor voltage fluctuation of MMC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(9): 169-175.
- [17] 袁旭峰, 程时杰, 文劭宇. 改进瞬时对称分量法及其在正负序电量检测中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(1): 52-58.
YUAN Xufeng, CHENG Shijie, WEN Jinyu. An improved method of instantaneous symmetrical components and its detection for positive and negative sequence current[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(1): 52-58.
- [18] SHI Xiaojie, WANG Zhiqiang, LIU Bo, et al. Steady-state modeling of modular multilevel converter under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 7306-7324.
- [19] ZHAO Cong, GAO Fanqiang, LI Zixin, et al. Modulation index design of full-bridge mmc for capacitor voltage ripples reduction under single-line-to-ground faults conditions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(3): 1775-1784.
- [20] 董鹏, 蔡旭, 吕敬. 大幅减小子模块电容容值的 MMC 优化方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(18): 5369-5380.
DONG Peng, CAI Xu, LÜ Jing. Optimized method of MMC for greatly reducing the capacitance of the submodules[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(18): 5369-5380.

作者简介:



王鋈鑫

王鋈鑫(1997—),男,硕士研究生,研究方向为柔性直流输电(E-mail:wang_junxin@126.com);

许建中(1987—),男,副教授,博士研究生导师,通信作者,研究方向为柔性直流输电(E-mail:xujianzhong@ncepu.edu.cn)。

(编辑 王欣竹)

Design method of modulation ratio for suppressing overvoltage of MMC sub-module under unbalanced grid voltage

WANG Yunxin, YANG Yukun, XU Jianzhong

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: Under the steady-state condition of modular multilevel converter (MMC) with the modulation ratio of 1.414, the fundamental-frequency component of sub-module capacitor voltage fluctuation can be suppressed to zero. However, when the grid voltage is unbalanced, the fundamental-frequency component may increase, resulting in a significant increase in the sub-module capacitor voltage fluctuations. In order to suppress the capacitor voltage fluctuations when the grid voltage is unbalanced, the voltage fluctuation characteristics of sub-modules under steady-state and unbalanced grid voltage conditions are analyzed based on the arm power, and the modulation ratio design method suitable for hybrid MMC is proposed. It takes the fundamental-frequency component of the instantaneous arm power as the suppression target, the voltage fluctuation characteristics of the three-phase sub-modules under unbalanced grid voltage are comprehensively considered, and the operation modulation ratio is changed by changing the DC voltage reference to avoid sub-module overvoltage during faults. The hybrid MMC model is built in PSCAD, and the effectiveness of the proposed method is verified by simulation analysis of three types of grid voltage unbalanced conditions.

Key words: hybrid MMC; unbalanced grid voltage; capacitor voltage fluctuations; modulation ratio

附录 A

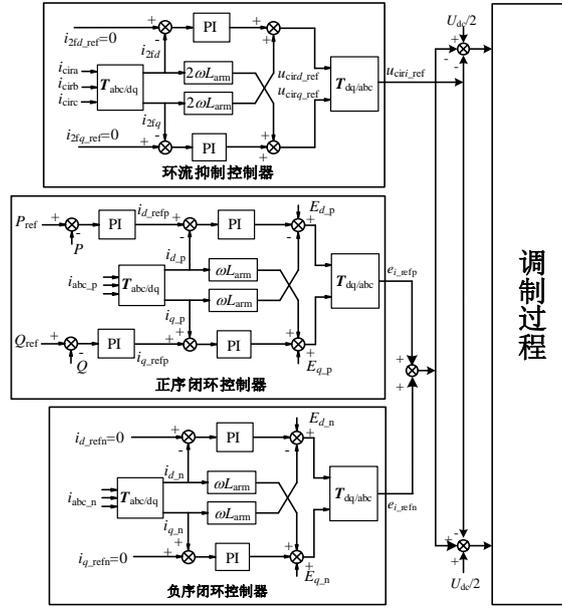


图 A1 混合型 MMC 控制框图

Fig. A1 Control diagram of hybrid MMC

$$\begin{cases}
 p_{pa_f} = \frac{U_{dc} I_m}{4} \left[\frac{\lambda_a m \cos \varphi}{2} - \frac{\lambda_a m^2 \cos \varphi}{3} \sin \omega t - \frac{\lambda_a m^2 \cos \varphi}{6} \sin(\omega t - 120^\circ) + \sin(\omega t - \varphi) - \right. \\
 \left. \frac{2m}{3} \sin \omega t \sin(\omega t - \varphi) - \frac{m}{3} \sin(\omega t - 120^\circ) \sin(\omega t - \varphi) \right] \\
 p_{pb_f} = \frac{U_{dc} I_m}{4} \left[\frac{\lambda_b m \cos \varphi}{2} - \frac{\lambda_b m^2 \cos \varphi}{3} \sin(\omega t - 120^\circ) - \frac{\lambda_b m^2 \cos \varphi}{6} \sin \omega t + \sin(\omega t - \varphi - 120^\circ) - \right. \\
 \left. \frac{2m}{3} \sin(\omega t - 120^\circ) \sin(\omega t - \varphi - 120^\circ) - \frac{m}{3} \sin \omega t \sin(\omega t - \varphi - 120^\circ) \right] \\
 p_{pc_f} = \frac{U_{dc} I_m}{4} \left[-\frac{m^2 \cos \varphi}{2} \sin(\omega t + 120^\circ) + \sin(\omega t - \varphi + 120^\circ) + \frac{m}{2} \cos(2\omega t - \varphi + 240^\circ) \right]
 \end{cases} \quad (A1)$$

$$\begin{aligned}
 p_{pa_fl} &= A_{pa_fl} \sin \omega t + B_{pa_fl} \cos \omega t \\
 \begin{cases}
 A_{pa_fl} &= \frac{U_{dc} I_m}{4} \left[\left(-\frac{\lambda_a m^2}{4} + 1 \right) \cos \varphi \right] \\
 B_{pa_fl} &= \frac{U_{dc} I_m}{4} \left[\frac{\sqrt{3}}{12} \lambda_a m^2 \cos \varphi - \sin \varphi \right]
 \end{cases} \\
 p_{pb_fl} &= A_{pb_fl} \sin \omega t + B_{pb_fl} \cos \omega t \\
 \begin{cases}
 A_{pb_fl} &= \frac{U_{dc} I_m}{4} \cos(\varphi + 120^\circ) \\
 B_{pb_fl} &= \frac{U_{dc} I_m}{4} \left[\frac{\sqrt{3}}{6} \lambda_b m^2 \cos \varphi - \sin(\varphi + 120^\circ) \right]
 \end{cases} \\
 p_{pc_fl} &= A_{pc_fl} \sin(\omega t + 120^\circ) + B_{pc_fl}(\omega t + 120^\circ) \\
 \begin{cases}
 A_{pc_fl} &= \frac{U_{dc} I_m}{4} \left(-\frac{1}{2} m^2 \cos \varphi + \cos \varphi \right) \\
 B_{pc_fl} &= \frac{U_{dc} I_m}{4} (-\sin \varphi)
 \end{cases}
 \end{aligned} \quad (A2)$$

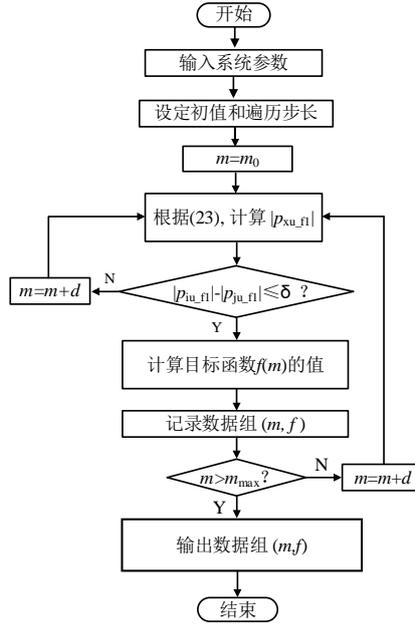


图 A2 调制比优化流程图

Fig. A2 Flow chart of the optimal modulation index

附录 B

表 B1 系统参数表

Tab. B1 Parameters of simulation system

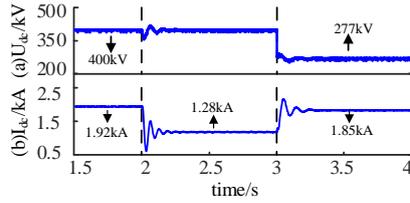
系统参数	数值	系统参数	数值
网侧交流电压 U_{ac_g} (rms)	380 kV	变压器漏抗	63.53 Ω
阀侧交流电压 U_{ac_f} (rms)	346 kV	桥臂电抗 L_{arm}	0.056 H
调制比 m	1.41/1.71/2.04/1.77	全桥子模块个数	120
额定有功功率	800 MW	半桥子模块个数	120
直流电压 U_{dc}	400/330/277/320 kV	子模块电容容值	5100 μ F
变压器组别	Yn/d11		

$$\begin{cases} i_{pa_f} = \frac{3}{16} m I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{pb_f} = \frac{1}{8} m I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi - 120^\circ) \\ i_{pc_f} = \frac{3}{16} m I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi + 120^\circ) \end{cases} \quad (B1)$$

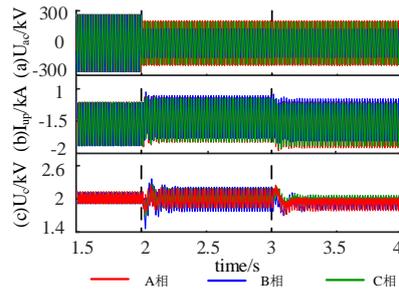
$$\begin{cases} i_{pa_f} = \frac{3}{16} m_2 I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{pb_f} = \frac{1}{8} m_2 I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi - 120^\circ) \\ i_{pc_f} = \frac{3}{16} m_2 I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi + 120^\circ) \end{cases} \quad (B2)$$

$$\begin{cases} i_{pa_f} = \frac{1}{5} m I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{pb_f} = \frac{1}{5} m I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi - 120^\circ) \\ i_{pc_f} = \frac{1}{5} m I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi + 120^\circ) \end{cases} \quad (B3)$$

$$\begin{cases} i_{pa_f} = \frac{1}{5} m_3 I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{pb_f} = \frac{1}{5} m_3 I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi - 120^\circ) \\ i_{pc_f} = \frac{1}{5} m_3 I_m \cos \varphi + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi + 120^\circ) \end{cases} \quad (\text{B4})$$



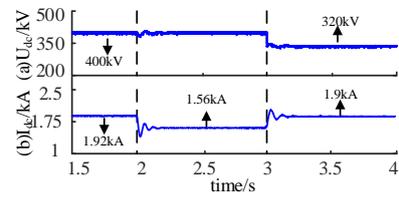
(a) I_{dc} 、 U_{dc} 波形



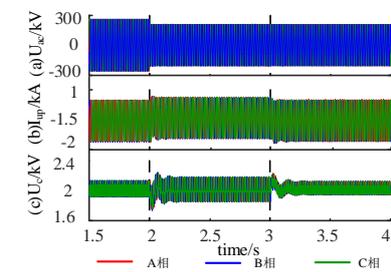
(b) u_i 、 i_{pi} 和 U_c 波形

图 B1 两相电压跌落仿真结果

Fig. B1 Simulative results of two-phase voltage dips



(a) I_{dc} 、 U_{dc} 波形



(b) u_i 、 i_{pi} 和 U_c 波形

图 B2 三相电压跌落仿真结果

Fig. B2 Simulative results of three-phase voltage dips