

引用格式:岳雨霏,何路航,王李邦,等.三相MMC不平衡环流注入控制[J].电力科学与技术学报,2025,40(2):243-254.

Citation: YUE Yufei, HE Luhang, WANG Libang, et al. Unbalanced circulating current injection control of three-phase MMC[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2025, 40(2): 243-254.

三相 MMC 不平衡环流注入控制

岳雨霏, 何路航, 王李邦, 张亚文

(长沙理工大学电网防灾减灾全国重点实验室, 湖南 长沙 410114)

摘要: 模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)存在三相内部功率不平衡问题,该问题会导致系统稳定性受损、增加了系统的损耗。针对 MMC 内部功率不平衡问题,对 MMC 换流器内部功率不平衡进行分析,构造一种基于注入正、负序环流的控制方法。该方法主要包括 4 部分:正、负序环流的提取;环流指令值的计算;投入子模块数的计算;触发信号的获取。通过注入所提取的正、负序环流,实现了 MMC 换流器各个子模块间功率的均衡分配,降低了开关损耗。仿真试验表明:该方法能显著减小 MMC 系统的内部功率不平衡性,提高系统稳定性,降低系统损耗。

关键词: 模块化多电平换流器;环流注入;能量均衡;开关损耗

DOI: 10.19781/j.issn.1673-9140.2025.02.026 中图分类号: TM 文章编号: 1673-9140(2025)02-0243-12

Unbalanced circulating current injection control of three-phase MMC

YUE Yufei, HE Luhang, WANG Libang, ZHANG Yawen

(State Key Laboratory Disaster Prevention & Reduction for Power Grid, Changsha University of Science & Technology, Changsha 410114, China)

Abstract: Modular multilevel converters (MMCs) have the problem of three-phase internal power imbalance, which easily leads to the damage of system stability and the increase of system loss. To address internal power imbalance of MMCs, this paper analyzes this problem and proposes a control method based on the injection of positive and negative sequence circulating current. The proposed method mainly includes four parts: the extraction of positive and negative sequence circulating current; the calculation of circulating current command value; the calculation of the number of input sub-modules; the acquisition of trigger signal. By injecting the extracted positive and negative sequence circulating current, this study realizes the balanced distribution of power between sub-modules of MMC and reduces switching losses. The simulation results show that the proposed method can significantly reduce the internal power imbalance of the MMC system, improve system stability, and reduce system losses.

Key words: modular multilevel converter (MMC); circulating current injection; energy balance; switching losses

模块化多电平换流器广泛应用于高压和大功率场合^[1-6]。其具备提供高电能质量、电压可扩展性、高效率、低谐波等特征^[7-8],被广泛应用于柔性直流系统电能变换及电机驱动。然而,MMC 内部环流的存在极大影响了其内部功率平衡性,且过大的环流会增大系统能量损耗,缩短其寿命^[9-10]。

MMC 拓扑结构中使用了大量元器件,这使得

MMC 对可靠性的要求很高,而其内部功率均衡是影响可靠性的关键因素之一^[11-12]。在“双碳”目标下,柔性直流系统电能变换发展的前景十分广阔,研究 MMC 内部功率不平衡控制策略具有重要的工程意义^[13]。文献[14]根据子模块电容电压的波动允许空间和基数排序算法原理提出了一种优化均压策略,避免了子模块电容电压发生微小的变化而

收稿日期:2024-04-13;修回日期:2024-06-21

基金项目:国家自然科学基金(52207186);湖南省自然科学基金(2024JJ5016);长沙理工大学研究生科研创新项目(CSLGCX23067)

通信作者:岳雨霏(1991—),女,博士,讲师,主要从事为模块化多电平电能变换装备研制和关键技术等方面的研究,E-mail:yueyu-fei2019@csust.edu.cn

引起的不必要的开关动作。文献[15]引入了最大电压偏差量,降低了开关反复投切现象的发生。文献[16]提出的功率均衡方法把重心放在了子模块电容电压越限上,其本质是从降低开关频率。保持因子法、质因子分解法、开关状态交换法均为各种不同的优化性能的排序方法^[17-18]。文献[19]指出,在各相桥臂内部,MMC子模块功率的不平衡与其桥臂环流是耦合的。因此,利用电流量对MMC内部功率不平衡进行控制成为了研究重点。文献[20]研究了MMC内部环流的产生机理:在环流抑制时,二倍频环流处存在谐振点,故增大桥臂电流会增加系统损耗,影响系统输出性能。文献[21]提出了基于占空比调节的上、下桥臂均压控制方法,但该方法未考虑轻载运行下桥臂内部功率平衡控制问题。文献[22]提出了适当增大桥臂电感的方法来实现对环流交流分量的抑制,但桥臂电感的增大不仅会带来损耗与成本的增加,还会大幅减低MMC的动态响应速度。文献[23]对基于最近电平逼近调制的MMC采用了投入子模块补偿法,减小了桥臂环流的交流分量。子模块电容电压波动本质上是由MMC桥臂上的能量波动引起的^[24]。因此,文献[25]提出了改变桥臂电压、电流等物理量大小来实现对电容电压波动的抑制的方法。文献[26]提出了特定次谐波注入方法,该方法可降低换流阀子模块电容电压波动,且MMC桥臂电流峰值与有效值均可被控制在合理范围内。MMC中的子模块电容电压波动主要受基频和二倍频影响^[27],电容电压基频波动和二倍频波动主要受上、下桥臂能量交换与二倍频环流影响。文献[28]对桥臂功率进行分析,从能量的角度推导了合适的环流注入值。文献[29]提出了一种基于有限控制集合的简化模型预测控制方法,该方法可有效减少模型预测控制的循环计算和预测值计算次数。文献[30]通过注入最优化计算得到的环流参考值,达到电压波动最小化的目的。文献[31]在文献[30]的研究结果上,以最优化计算为基础,向系统分别注入二次和四次环流分量,其效果比仅注入二次环流的更好,但该方法必须基于离线计算,且其所需注入环流的幅值和相位是通过在线查表的计算方式决定的。文献[32]提出了一种自带降低子模块功率波动的MMC拓扑结构,并采用两级PR控制器控制环流,其本质是注入二次环流在新拓扑中的应用,但该方法参数整定较为复杂。文献[33]提出了2种根据MMC系统中的输出电压指令值和输出电流瞬时

信息来在线计算二次环流参考值的方法,降低了计算注入环流的复杂度,但该方法对内部能量平衡控制效果不佳,系统损耗较大。

针对这些问题,本文提出一种基于正、负序环流注入的MMC内部功率平衡控制方法,不仅改善MMC内部功率不平衡问题,还解决了常规注入环流对其幅值和相角复杂计算,降低了系统损耗。首先,建立基于各相桥臂内部功率数学模型,分析了产生内部功率不平衡的原因;再根据桥臂内部功率差额特点,在注入直流、环流解决相间功率不平衡的基础上,注入正、负序环流解决各相内部功率不平衡;最后,通过搭建仿真模型对所提方法进行验证,证实了该方法的有效性。

1 MMC内部功率不平衡分析

1.1 MMC拓扑结构

模块化多电平换流器的拓扑结构如图1所示。该模块化多电平换流器每个相单元均由上、下2个桥臂构成,每个桥臂主体均由 N 个半桥子模块串联而成。其中,半桥结构包括2个IGBT(T_1 和 T_2)、2个反并联二极管(D_1 和 D_2)和一个电容 C 。在图2中, U_{dc} 、 I_{dc} 分别为直流母线电压、电流; R 、 L 分别为桥臂电阻和电感; u_{or} 、 i_{or} 分别为 x 相交流输出电压、电流($x \in \{a, b, c\}$,下同); u_{px} 、 u_{nx} 分别为 x 相上、下桥臂电压, i_{px} 、 i_{nx} 分别为 x 相上、下桥臂电流(下标 p 、 n 分别为上、下桥臂的表示符号,下同); N 、 O 分别为交、直流侧中性点。

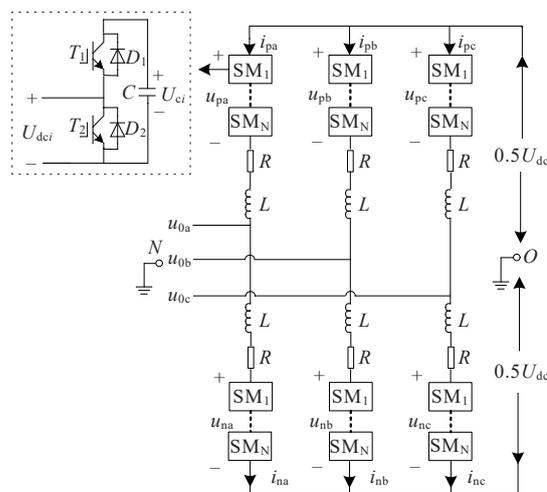


图1 三相MMC拓扑

Figure 1 Three-phase MMC topology

1.2 MMC内部功率分析

为便于对相关量进行分析,可将桥臂电压看作理想状态下的连续函数,不考虑高次谐波及环流等

影响,则 MMC 的基本拓扑可简化成图 2 所示的 MMC 单相等效电路。在图 2 中, U_{ci} 为第 i 个子模块的电容电压, $i=1,2,\dots,N$ 。

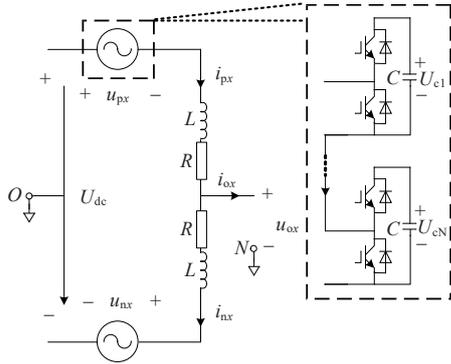


图 2 MMC 单相等效电路

Figure 2 MMC single-phase equivalent circuit

输出电压 u_{ox} 、输出电流 i_{ox} 分别为

$$\begin{cases} u_{ox} = U_{ox} \sin(\omega t + \theta_o) \\ i_{ox} = I_{ox} \sin(\omega t + \theta_o - \varphi) \end{cases} \quad (1)$$

式中, t 为时间; θ_o 为输出电压的初相角; φ 为输出相的功率因数角; ω 为角频率; U_{ox} 、 I_{ox} 分别为 x 相交流输出电压、电流的幅值。

则各相上桥臂电压 u_{px} 、下桥臂电压 u_{nx} 分别为

$$\begin{cases} u_{px} = U_{dc}/2 - u_{ox} \\ u_{nx} = U_{dc}/2 + u_{ox} \end{cases} \quad (2)$$

各相上桥臂电流 i_{px} 、下桥臂电流 i_{nx} 分别为

$$\begin{cases} i_{px} = I_{dc}/3 + i_{ox}/2 \\ i_{nx} = I_{dc}/3 - i_{ox}/2 \end{cases} \quad (3)$$

各相上桥与下桥瞬时功率 p_{px} 、 p_{nx} 分别为

$$\begin{cases} p_{px} = u_{px} i_{px} \\ p_{nx} = u_{nx} i_{nx} \end{cases} \quad (4)$$

结合式(1)~(4),整理可得到各相上、下桥臂瞬时功率的详细表达式。继而可得到各相上、下桥臂功率差额 ΔP_x ,即

$$\Delta P_x = 2U_{ox} I_{dc} \sin(\omega t + \theta_o)/3 - U_{dc} I_{ox} \sin(\omega t + \theta_o - \varphi)/2 \quad (5)$$

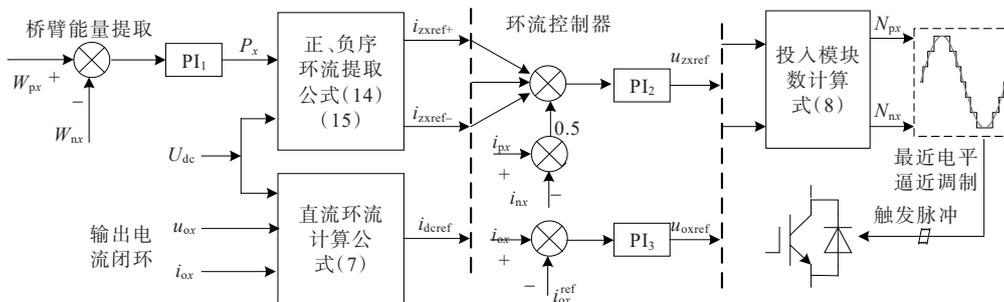


图 4 基于注入正、负序环流控制

Figure 4 Control based on injection of positive and negative sequence circulating current

由式(5)可知,该差额造成了各相内部功率不平衡。

1.3 内部不平衡控制策略

由式(2)可知,上、下桥臂电压差只有输出电压成分,故只要注入与输出电流同频的正、负序环流,即可实现桥臂内部的功率平衡。

假设各相内正、负序能量差额分别为

$$\begin{cases} \Delta P_{x+} = (u_{nx} - u_{px}) i_{zref+} \\ \Delta P_{x-} = (u_{nx} - u_{px}) i_{zref-} \end{cases} \quad (6)$$

式中, ΔP_{x+} 、 ΔP_{x-} 分别为正、负序能量差额; i_{zref+} 、 i_{zref-} 分别为注入的正、负序环流。

平均功率指令控制如图 3 所示。分别提取各相上、下桥臂能量 $W_{\Sigma Px}$ 、 $W_{\Sigma Nx}$,根据图 3 中所示的控制流程,得到各相平均功率指令 P_x ,这些各相平均功率指令将用于后续提取正、负序环流。

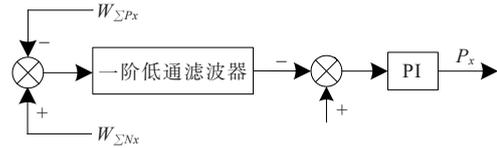


图 3 平均功率指令控制

Figure 3 Average power command control

在稳态工况下,交直流侧功率保持平衡,即

$$U_{dc} I_{dc} = 3u_{ox} i_{ox} \quad (7)$$

根据式(7),提取用于相间平衡的直流环流参考值 i_{dcref} ,则上、下桥臂子模块投入个数分别为

$$\begin{cases} N_{px} = 2(U_{dc}/2 - u_{zref} - u_{oxref})/U_{dc} \\ N_{nx} = 2(U_{dc}/2 - u_{zref} + u_{oxref})/U_{dc} \end{cases} \quad (8)$$

式中, N_{px} 和 N_{nx} 分别为各相上、下桥臂投入子模块数; u_{zref} 为各相环流抑制信号; u_{oxref} 为各相输出电流闭环控制信号。

根据式(8),按照最近电平逼近调制策略和电压排序法的原则,对各子模块电压进行平衡控制,得到相应触发脉冲。绘制基于注入正、负序环流控制框图,结果如图 4 所示。

2 正、负序环流注入分析

2.1 正、负序环流提取

定义平衡桥臂垂直方向能量的 a、b、c 三相正序环流 i_{caq+} 、 i_{cbq+} 、 i_{ccq+} 与三相负序环流 i_{caq-} 、 i_{cbq-} 、 i_{ccq-} 分别为

$$\begin{cases} i_{caq+} = I_{c+} \sin(\omega t + \theta_+) \\ i_{cbq+} = I_{c+} \sin(\omega t + \theta_+ - 2\pi/3) \\ i_{ccq+} = I_{c+} \sin(\omega t + \theta_+ + 2\pi/3) \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} i_{caq-} = I_{c-} \sin(\omega t + \theta_-) \\ i_{cbq-} = I_{c-} \sin(\omega t + \theta_- + 2\pi/3) \\ i_{ccq-} = I_{c-} \sin(\omega t + \theta_- - 2\pi/3) \end{cases} \quad (10)$$

式(9)、(10)中, I_{c+} 、 I_{c-} 分别为所定义正、负序环流的幅值; θ_+ 、 θ_- 分别为注入正、负序分量的相位。

结合式(6), 可推导出所需注入的 a、b、c 三相正、负序环流产生的瞬时功率差额, 即

$$\begin{cases} \Delta P_{a+} = U_{oa} I_{z+} \cos \theta_+ - U_{oa} I_{z+} \cos(2\omega t + \theta_+) \\ \Delta P_{b+} = U_{ob} I_{z+} \cos \theta_+ - U_{ob} I_{z+} \cos\left(2\omega t + \theta_+ + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Delta P_{c+} = U_{oc} I_{z+} \cos \theta_+ - U_{oc} I_{z+} \cos\left(2\omega t + \theta_+ - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \Delta P_{a-} = U_{oa} I_{z-} \cos \theta_- - U_{oa} I_{z-} \cos(2\omega t + \theta_-) \\ \Delta P_{b-} = U_{ob} I_{z-} \cos \theta_- - U_{ob} I_{z-} \cos\left(2\omega t + \theta_- - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Delta P_{c-} = U_{oc} I_{z-} \cos \theta_- - U_{oc} I_{z-} \cos\left(2\omega t + \theta_- + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (12)$$

式(11)、(12)中, ΔP_{a+} 、 ΔP_{b+} 、 ΔP_{c+} 分别为所需注入的 a、b、c 三相正序环流产生的瞬时功率差额; ΔP_{a-} 、 ΔP_{b-} 、 ΔP_{c-} 分别为所需注入的 a、b、c 三相负序环流产生的瞬时功率差额; I_{z+} 、 I_{z-} 分别为实际注入的正、负序环流的幅值。

在式(11)、(12)中, 瞬时功率差额的倍频瞬时功率在一个工频周期不会产生能量积累, 故只需提取瞬时功率差额的直流分量, 将其相加求和, 便可得到 a、b、c 三相桥臂总的瞬时直流功率, 即

$$\begin{cases} \bar{P}_a = U_{oa} I_{z+} \cos \theta_+ + U_{oa} I_{z-} \cos \theta_- \\ \bar{P}_b = U_{ob} I_{z+} \cos \theta_+ + U_{ob} I_{z-} \cos\left(\theta_- - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \bar{P}_c = U_{oc} I_{z+} \cos \theta_+ + U_{oc} I_{z-} \cos\left(\theta_- + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (13)$$

式中, \bar{P}_a 、 \bar{P}_b 、 \bar{P}_c 分别为 a、b、c 三相桥臂总的瞬时直

流功率。

令 $\theta_+ = 0$, 便可得到 MMC 变流器各相所需注入的正、负序环流指令值, 即

$$\begin{cases} i_{zref+} = 2k_1 p_{com} \\ i_{zbref+} = -k_1 p_{com} - k_2 p_{com} \\ i_{zcree+} = -k_1 p_{com} + k_2 p_{com} \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} i_{zref-} = k_3(2\bar{p}_a - \bar{p}_b - \bar{p}_c) + k_4(\bar{p}_b - \bar{p}_c) \\ i_{zbref-} = k_3(2\bar{p}_c - \bar{p}_a - \bar{p}_b) + k_4(\bar{p}_a - \bar{p}_b) \\ i_{zcree-} = k_3(2\bar{p}_b - \bar{p}_a - \bar{p}_c) + k_4(\bar{p}_c - \bar{p}_a) \end{cases} \quad (15)$$

式(14)、(15)中, i_{zref+} 、 i_{zbref+} 、 i_{zcree+} 分别为 a、b、c 三相正序环流指令值; i_{zref-} 、 i_{zbref-} 、 i_{zcree-} 分别为 a、b、c 三相负序环流指令值; k_1 、 k_2 、 k_3 和 p_{com} 均为中间变量。

进行整理, 则有

$$\begin{cases} k_1 = 3k_3/2 = \sin \omega t / (2U_{ox}) \\ k_2 = 3k_2/2 = \cos \omega t / (\sqrt{3} U_{ox}) \\ p_{com} = \bar{p}_a + \bar{p}_b + \bar{p}_c \end{cases} \quad (16)$$

2.2 注入环流对 MMC 性能指标的影响

以 A 相上桥臂为例, 桥臂电流 i_{ap} 为

$$i_{ap} = I_{ad} + \sqrt{2} I_a \sin(\omega t + \varphi) / 2 + I_{a1} \sin(\omega t + \theta_+) + I_{a2} \sin(\omega t + \theta_-) + I_{az} \sin(2\omega t + \theta) \quad (17)$$

式中, I_{ad} 为桥臂电流直流分量; I_a 和 φ 分别为交流测电流基波分量的均方根值和功率因数角; I_{a2} 和 θ 分别为二次谐波分量的振幅和相位; I_{a1} 为注入正序分量的振幅; I_{a2} 为注入负序分量的振幅。

忽略高次谐波, 可认为平均开关函数是直流、基波和二次谐波分量的总和。以 A 相为例对其进行分析, 易知其上、下桥臂开关函数分别为

$$\begin{cases} S_{ap} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} M \sin(\omega t + \delta) + \frac{1}{2} M_2 \sin(2\omega t + \beta) \\ S_{an} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} M \sin(\omega t + \delta) + \frac{1}{2} M_2 \sin(2\omega t + \beta) \end{cases} \quad (18)$$

式中, S_{ap} 和 S_{an} 分别为上、下桥臂开关函数; M 和 δ 分别为基波参考电压的调制指数和相位角, M_2 和 β 分别为二次谐波参考电压的调制指数和相位角。

则 A 相上桥臂电容器纹波电流 i_{cap} 和下桥臂电容器纹波电流 i_{can} 表达式分别为

$$\begin{cases} i_{cap} = i_{pa} S_{ap} \\ i_{can} = i_{na} S_{an} \end{cases} \quad (19)$$

根据式(17)、(18), 可求得 A 相上桥臂电容电压纹波 Δu_{oap} 与下桥臂电容电压纹波 Δu_{oan} 表达式, 即

$$\begin{cases} \Delta u_{\text{cap}} = S_{\text{ap}} \Delta u_{\text{cap}} + 0.5 U_c M_2 \sin(2\omega t + \beta) \\ \Delta u_{\text{can}} = S_{\text{an}} \Delta u_{\text{can}} + 0.5 U_c M_2 \sin(2\omega t + \beta) \end{cases} \quad (20)$$

式中, U_c 为子模块电容电压额定值; Δu_{cap} 、 Δu_{can} 分别为A相上、下桥臂电容电压基频波动成分。

依据式(20),可推导出相支路总的纹波电压之和 Δu_{oah} 。由于高次谐波电压分量振幅非常小,故取二次谐波及以下分量,其表达式为

$$\Delta u_{\text{aph}} = N \Delta u_{\text{cap}} + N \Delta u_{\text{can}} \quad (21)$$

式中, N 为总个数。

基于式(17)~(21),分析注入的正、负序环流对MMC性能的影响。本文选取桥臂电流有效值 I_{rms} 与电容器电压峰值纹波比 U_{rpl} 这2个参数作为MMC性能指标。其中, I_{rms} 表征了MMC功率损耗;而更大的 U_{rpl} 意味着开关器件能承受更高的集电极-发射极电压,其对开关设备的安全操作影响很大。因此,必须将电容器电压峰值纹波比 U_{rpl} 限制在可接受水平内^[34]。为进行理论分析,基于MMC逆变器进行案例研究,使用所提出的方法分析 I_{rms} 和 U_{rpl} 在注入正、负序环流下,对于桥臂电流有效值 I_{rms} 和电容器电压峰值纹波比 U_{rpl} 的影响,结果分别如图5、6所示。为直观易懂,图7、8分别展示了图5、6对应的二维曲线。

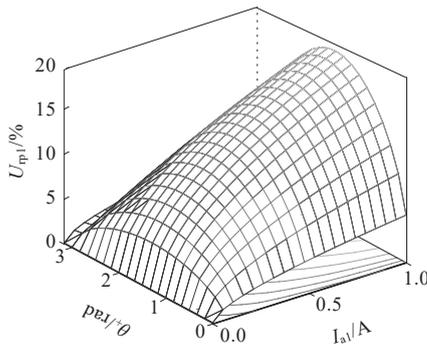
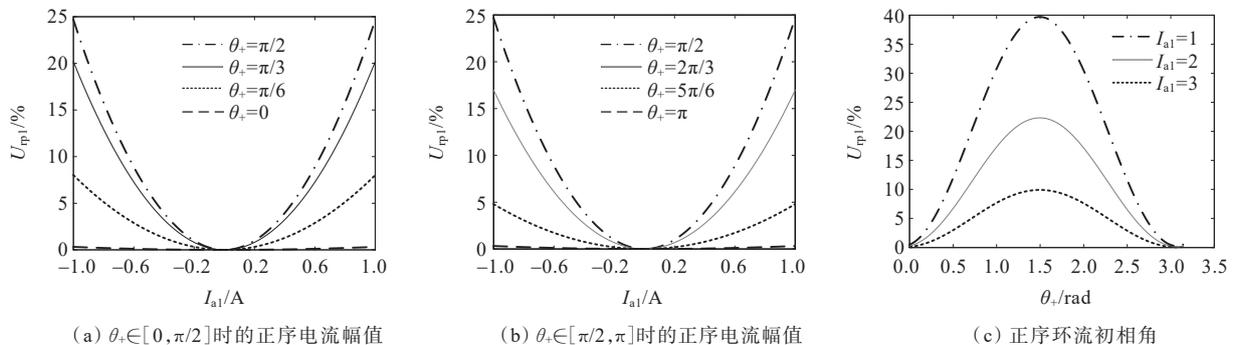


图5 电容器电压纹波比三维关系

Figure 5 Three-dimensional relationship of capacitor voltage ripple ratio



(a) $\theta_+ \in [0, \pi/2]$ 时的正序电流幅值

(b) $\theta_+ \in [\pi/2, \pi]$ 时的正序电流幅值

(c) 正序环流初相角

图7 电容器电压纹波比二维关系

Figure 7 Two-dimensional relationship of capacitor voltage ripple ratio

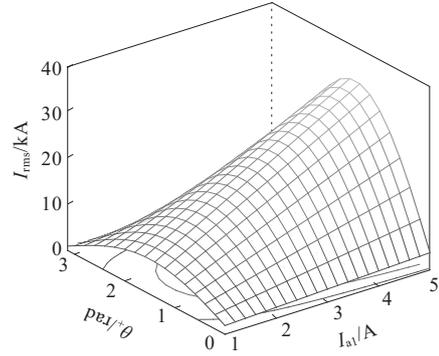


图6 桥臂电流有效值三维关系

Figure 6 Three-dimensional relationship of effective value of bridge arm current

从图7(a)、7(b)中可以看出,当正序环流 θ_+ 值固定时,正序环流幅值 I_{a1} 显著影响电容器电压纹波比 U_{rpl} 。在理论情况下,当 $I_{a1} = 0$ A 时,电容器电压纹波比也为0。对于图7(a),当 I_{a1} 固定时,若 θ_+ 在 $[0, \pi/2]$ 逐渐增加, U_{rpl} 会变大,且 θ_+ 值越接近 $\pi/2$, U_{rpl} 增加的幅度会显著减小;当 θ_+ 固定时,若 I_{a1} 增大, U_{rpl} 会变大,且 U_{rpl} 增大幅度会逐渐减小。从图7(b)中还可以看出,当 θ_+ 在 $[\pi/2, \pi]$ 增加时, θ_+ 与 U_{rpl} 的关系则刚好与图7(a)中展示的这两者的关系相反。从图7(c)中可以看出,当正序环流幅值 I_{a1} 固定时,正序环流 θ_+ 值显著影响了电容器电压纹波比 U_{rpl} 。当 $\theta_+ = \pi/2$ 时,电容器电压纹波比 U_{rpl} 达到最大。当 θ_+ 固定时,若 I_{a1} 值增加, U_{rpl} 会显著变大;当 I_{a1} 固定时,若 θ_+ 在 $[0, \pi/2]$ 增加, U_{rpl} 和 θ_+ 变化趋势基本相同,若 θ_+ 在 $[\pi/2, \pi]$ 增加, U_{rpl} 和 θ_+ 变化趋势则刚好与 θ_+ 在 $[0, \pi/2]$ 增加的趋势相反。较小或较大的初相角 θ_+ 均会降低 U_{rpl} 。

从图8中可以看出,桥臂电流有效值 I_{rms} 的变化特性与 U_{rpl} 的变化特性相似。当正序环流 θ_+ 固定时,变化的正序环流幅值 I_{a1} 显著影响了 I_{rms} 。

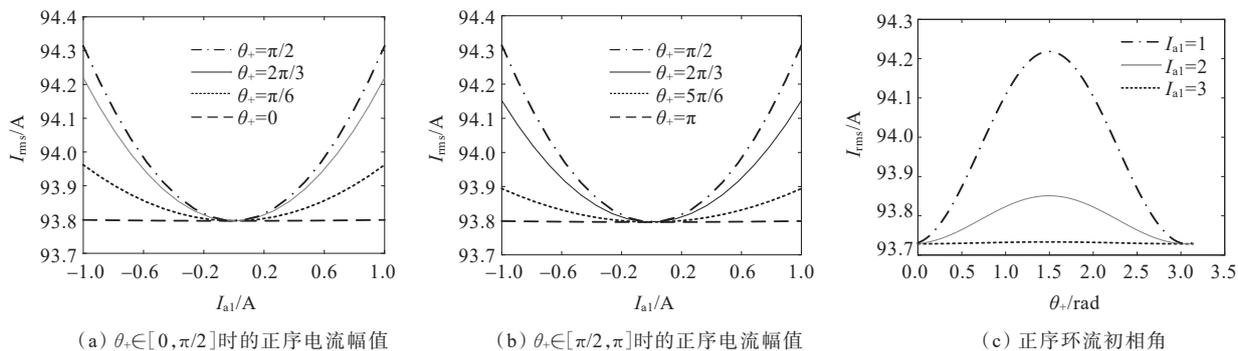


图 8 桥臂电流有效值二维关系

Figure 8 Two-dimensional relationship of effective value of bridge arm current

在理论情况下,当 $I_{a1}=0$ A时,桥臂电流有效值取到最小值。当 I_{a1} 固定时,若 θ_+ 在 $[0, \pi/2]$ 逐渐增加, I_{rms} 会随之略有变大;当 θ_+ 在 $[\pi/2, \pi]$ 逐渐增加, I_{rms} 会随之略有变小。当 θ_+ 固定时,若 I_{a1} 模值增加,则 U_{mpi} 略有变大。从图8(c)中可以看出,当正序环流初相角弧度值为 $\pi/2$ 时, I_{rms} 取得最大值。当 I_{a1} 值固定时,若 θ_+ 在 $[0, \pi/2]$ 逐渐增加, I_{rms} 会随之变大;若 θ_+ 在 $[\pi/2, \pi]$ 逐渐增加, I_{rms} 会随之变小。

2.3 开关损耗分析

MMC在电路参数相同情况下,处于稳态运行时各相桥臂的各子模块具有相似的损耗特性。在IGBT与二极管导通的过程中,当它们流经大电流并承受高电压时,会产生显著的能量损耗。已有文献详细阐述IGBT和二极管开关能量的关系,根据器件数据手册可以用多项式函数拟合其开关损耗特性。忽略开关能量受调节系数的影响^[35],功率器件的导通损耗和开关损耗的表达式分别为

$$\begin{cases} P_{\text{conT}} = a_1 I_c^2 + a_2 I_c \\ P_{\text{cond}} = a_3 I_c^2 + a_4 I_c \end{cases} \quad (22)$$

$$\begin{cases} E_{\text{on}} = \lambda_1 I_c^2 + \lambda_2 I_c + \lambda_3 \\ E_{\text{off}} = \lambda_4 I_c^2 + \lambda_5 I_c + \lambda_6 \\ E_{\text{rec}} = \lambda_7 I_c^2 + \lambda_8 I_c + \lambda_9 \end{cases} \quad (23)$$

式(22)、(23)中, P_{conT} 和 P_{cond} 分别为IGBT和二极管的导通损耗;系数 a_1, a_2, a_3, a_4 均为IGBT和二极管导通损耗的拟合系数, $a_1=1.064 \times 10^{-5}, a_2=1.945 \times 10^5, a_3=3.957 \times 10^{-3}, a_4=3.690 \times 10^{-2}$; $E_{\text{on}}, E_{\text{off}}, E_{\text{rec}}$ 分别为IGBT开关损耗、IGBT关断损耗与二极管反恢复损耗; $\lambda_1 \sim \lambda_9$ 均为开关损耗的拟合系数, $\lambda_1=1.626 \times 10^{-4}, \lambda_2=1.873, \lambda_3=25.852, \lambda_4=5.349 \times 10^{-4}, \lambda_5=0.529, \lambda_6=148.951, \lambda_7=3.74 \times 10^{-4}, \lambda_8=2.340, \lambda_9=306.625$; I_c 为导通电流,该系数可根据数据手册特性曲线获得。

本文选用的器件为Mitsubishi(CM400DY-13T-

#300G)600 V/400 A的IGBT模块。根据数据手册可拟合得到恒定结温 150°C 下的导通能量拟合参数与拟合系数。

3 仿真分析

为了验证该所提方法和理论分析的有效性,采用MATLAB/Simulink数值软件,搭建仿真模型,对系统稳态性能、动态性能和系统损耗进行验证,具体参数见表1。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

| 工况 | 直流电压 U_{dc}/kV | 桥臂模块 数 N | 桥臂电容 C/mF | 桥臂电感 L/mH | 桥臂电 阻 R/Ω |
|----|----------------------------|---------------------------|-----------------------|---------------------------|---------------------|
| 稳态 | 8.0 | 20 | 16.0 | 5.0 | 0.1 |
| 动态 | 8.0~6.4 | 20 | 6.0 | 5.0 | 0.1 |
| 工况 | 输出频率 f/Hz | 控制周期 $T_s/\mu\text{s}$ | 输出调 制度 m | 直流电压 U_{dc}/V | 负载电 阻 R/Ω |
| 稳态 | 50.0 | 1.0 | 0.8 | 400.0 | 20.0 |
| 动态 | 50.0 | 1.0 | 0.8~0.6 | 400.0 | 20.0 |

3.1 稳态性能仿真

在 t_1 时刻前,MMC逆变器未采用正、负序环流注入方法,系统达到稳定;在 t_1 时刻,采用正、负序环流注入方法。

A相上、下桥臂第一个子模块电容电压在注入正、负序环流的前、后波形如图9所示;A相交流输出侧电流的跟踪效果如图10所示;A相交流输出侧电流在注入正、负序环流前后的谐波含量如图11所示。

从图9中可以看出,在 t_1 时刻注入正、负序环流之前,子模块电容电压达到稳定,其电压最大值为430.1 V,电压最小值为369.4 V,电压均值为398.5 V,电压波动率为7.59%。在 t_1 时刻后,子模

块电容电压在短时间内达到稳定。在该电容电压稳定后,其电压最大值为 417.6 V,电压最小值为 384.7 V,电压均值为 400.7 V,电压波动率为 4.11%;在图 10 中, i_{ave}^{err} 为稳定状态下一段时间内输出电流跟踪误差平均值。从图 10 中可以看出,在注入正、负序环流后,输出电流的跟踪性能得到了优化。在 t_1 时刻前, i_{ave}^{err} 为 1.15 A; t_1 时刻后, i_{ave}^{err} 为 1.07 A。从图 11 中可以看出,在注入正、负序环流后,输出侧电流高次谐波含量明显降低,谐波含量, X_{THD} 含量由图 11(a) 中的 1.76% 降至图 11(b) 中的 1.17%,降幅为 33.5%。

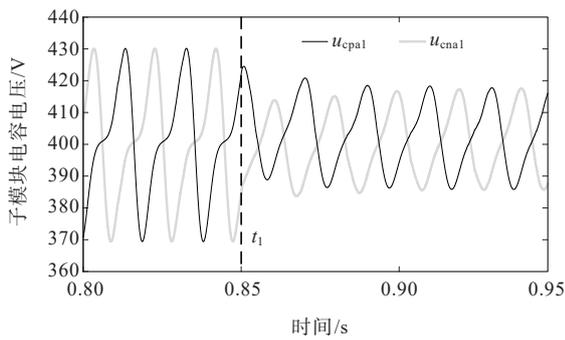
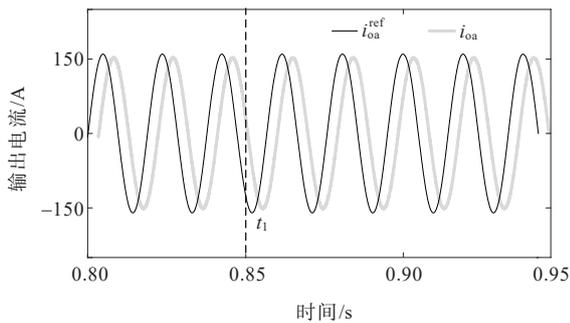
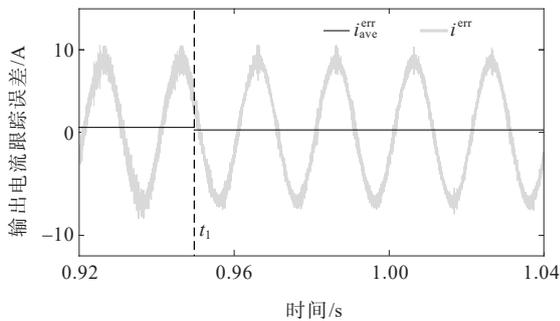


图 9 子模块电容电压波形

Figure 9 Sub-module capacitor voltage waveform



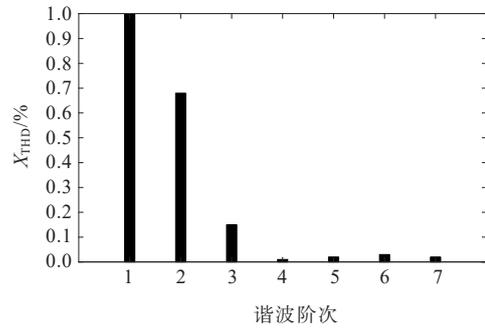
(a) 输出电流跟踪波形



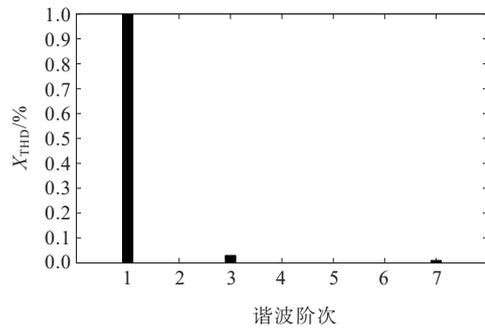
(b) 跟踪误差波形

图 10 输出电流跟踪及跟踪误差波形

Figure 10 Output current tracking and tracking error waveform



(a) 未注入正负序环流



(b) 注入正负序环流

图 11 注入正负序环流前后输出电流谐波含量

Figure 11 Harmonic content in output current before and after injecting positive and negative sequence circulating current

该仿真结果表明,所提出的注入正、负序环流控制方法能够实现 MMC 内部功率均衡控制,满足系统稳定运行的要求。

3.2 动态性能仿真

为验证该正、负序环流注入方法的动态性能,进行了交流测输出调制度突变动态、交流测输出频率突变动态和直流侧电压源突变动态工况的仿真。

1) 调制度突变仿真。

设置 MMC 逆变器在初始稳态运行时交流测输出调制度为 0.8,在 t_1 时刻,调制度从 0.8 突变成 0.6,其仿真结果分别如图 12~15 所示。

MMC 子模块电容电压波动会随着调制度的减少而减小。以图 12 为例:调制度由 0.8 突变至 0.6,子模块电容电压最大值为 413.3 V,电压最小值为 378.4 V,均值为 394.0 V,电压波动率为 4.4%。从图 13 中可以看出,MMC 逆变器桥臂电流在调制度的突变时能够迅速做出响应。从图 14 中可以看出,MMC 逆变器输出电流在调制度的突变时能迅速做出响应。从图 15 中可以看出,MMC 逆变器上、桥臂功率在调制度的突变时出现波动,但能快速达到稳

定。综上所述,本文所提出的正、负序环流注入方法在调制度突变的情况下,能在短时间内响应,重新使系统达到稳定。

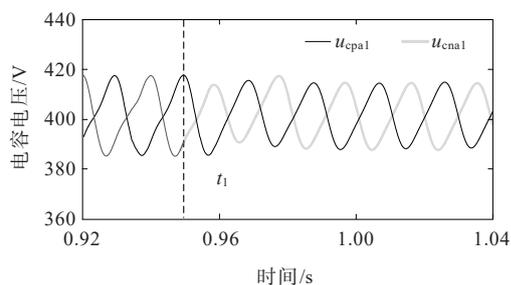


图 12 调制度突变子模块电容电压波形

Figure 12 Capacitor voltage waveform of sub-module under modulation mutation

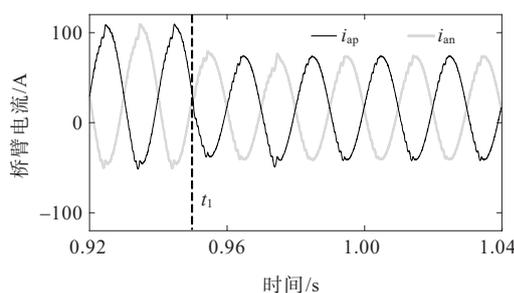


图 13 调制度突变桥臂电流波形

Figure 13 Bridge arm current waveform under modulation mutation

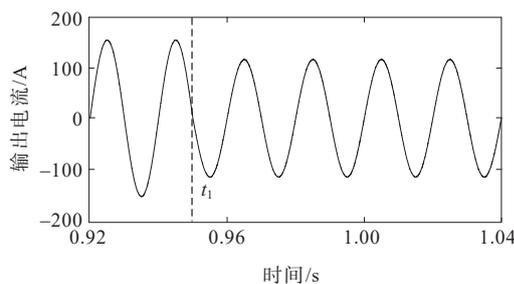


图 14 调制度突变输出电流波形

Figure 14 Output current waveform under modulation mutation

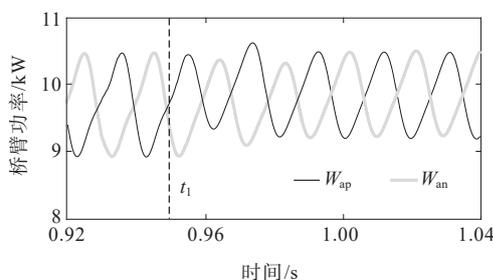


图 15 调制度突变功率波形

Figure 15 Power waveform under modulation mutation

2) 频率突变仿真。

设 MMC 逆变器在初始稳态运行时交流测输出频率为 50 Hz。在 t_1 时刻,交流测输出频率从 50 Hz 突变成 60 Hz,其仿真结果分别如图 16~18 所示。

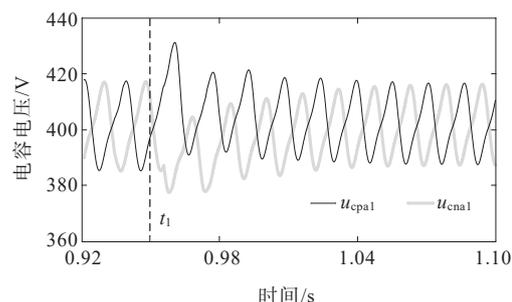


图 16 频率突变子模块电容电压波形

Figure 16 Capacitor voltage waveform of sub-module under frequency mutation

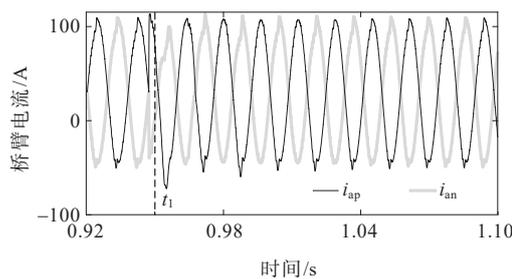


图 17 频率突变子模块电容电压波形

Figure 17 Capacitor voltage waveform of sub-module under frequency mutation

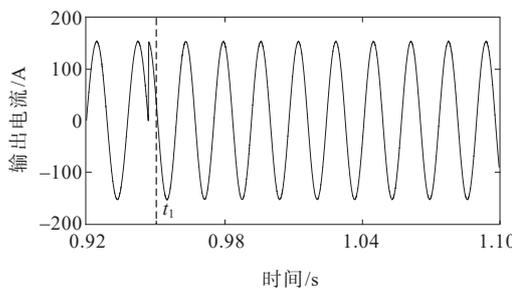


图 18 频率突变输出电流波形

Figure 18 Output current waveform under frequency mutation

从图 16 中可以看出,MMC 逆变器 A 相子模块电容电压在交流测输出频率突变时波动较大,但能够快速趋于稳定。从图 17 中可以看出,A 相桥臂电流在交流测输出频率突变时波动较小,并在短时间内快速恢复稳定。从图 18 中可以看出,A 相输出电流在交流测输出频率突变时无明显波动。在突变过程中,A 相子模块电容电压最大值为 431.7 V,最小值为 387.4 V,电压波动率为 5.5%,子模块电容电

压可实现平衡控制,验证了所提方法能够较快响应交流测输出频率突变。

3) 直流侧电压突变仿真。

设 MMC 直流侧电压在 t_2 时刻由 8.0 kV 突变至 6.4 kV,其仿真结果分别如图 19~21 所示。

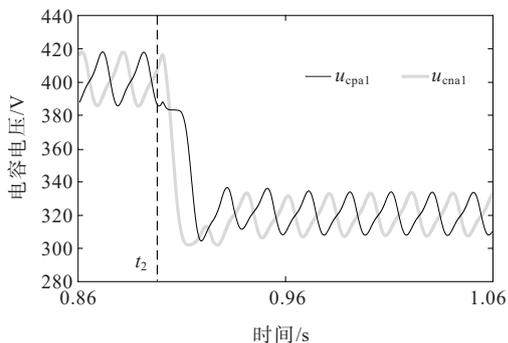


图 19 子模块电容电压波形

Figure 19 Sub-module capacitor voltage waveform

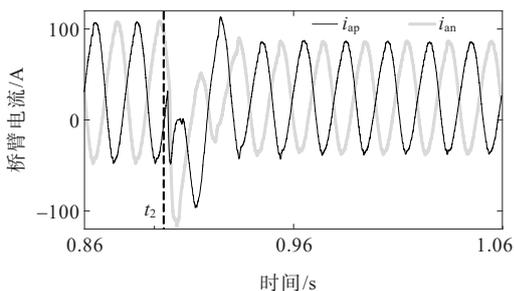


图 20 电压突变桥臂电流波形

Figure 20 Bridge arm current waveform under voltage mutation

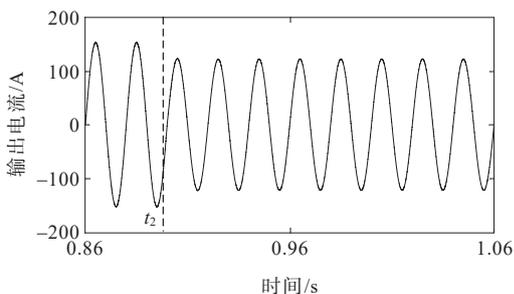


图 21 子模块电容电压波形

Figure 21 Capacitor voltage waveform of sub-module

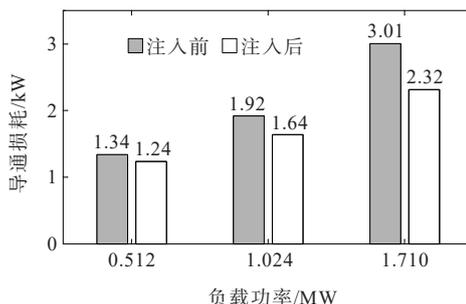
从图 20 中可以看出,A 相上、下桥臂电流在直流侧电压突变时均有明显波动,但均能快速趋于稳定。从图 21 中可以看出,A 相输出电流在直流侧电压突变时无明显波动。

从图 19 中可以看出,A 相上、下桥臂子模块电容电压在直流侧电压由 8.0 kV 突变至 6.4 kV 时,子模块电容电压稳态值从 400 V 突变至 320 V。

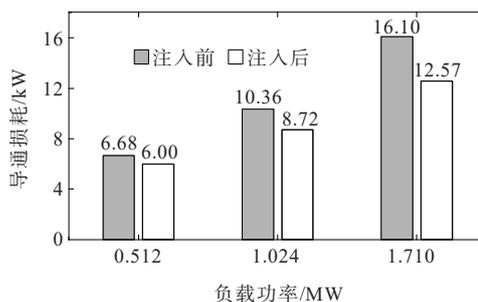
在突变过程中,电容电压最大值为 387.8 V,最小值为 305.1 V。其上、下子模块电容电压得到平衡控制,这说明该方法能较好地快速响应直流侧电压突变。

3.3 损耗对比

为验证所提出的方法在运行损耗上的优势,在器件结温 $T_j=150\text{ }^\circ\text{C}$ 时,对不同负载功率时注入正、负序环流前、后一个子模块的损耗进行对比,结果如图 22 所示。



(a) IGBT 导通损耗



(b) 二极管导通损耗

图 22 注入环流前后导通损耗对比矢量

Figure 22 Comparison of conduction loss before and after injection of circulating current

从图 22 中可以看出,导通损耗随着负载功率的增加,损耗也在增加。在注入正、负序环流控制方法后,IGBT 和二极管导通损耗都有所降低;以负载功率 1.71 MW 为例,注入正、负序环流后,IGBT 导通损耗降低 22.9%;二极管损耗降低 21.9%。图 23 为注入正、负序环流前、后一个子模块开通损耗 E_{on} 、关断损耗 E_{off} 和反恢复损耗 E_{rec} 的变化对比。在图 23 中,系统在 $t=1.2\text{ s}$ 加入正、负序环流。从图 23 中可以看出,注入正、负序环流后这 3 种损耗明显降低。其中,开通损耗降低 14.3%;关断损耗降低 9.5%;反恢复损耗降低 9.4%。这说明该方法显著降低了桥臂电流有效值,在降低系统导通和开关损耗方面优势显著。

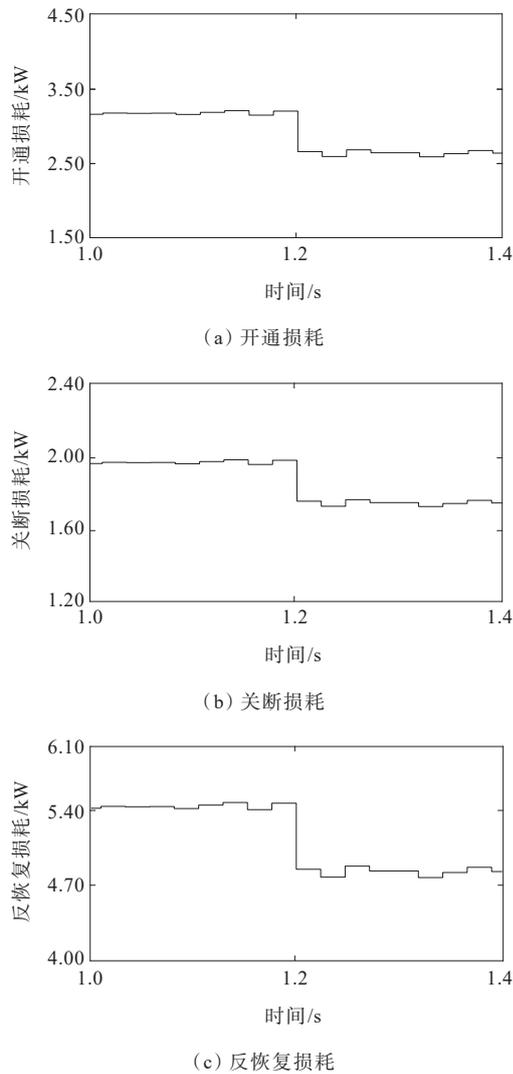


图 23 注入环流前后开关损耗对比

Figure 23 Switching loss comparison before and after injection of circulating current

4 结 语

本文对 MMC 换流器内部功率不平衡进行分析,提出了一种基于注入正、负序环流的控制方法,有效地改善了 MMC 内部功率不平衡,得到以下结论:

1) 所提出的正、负序环流注入方法在计算复杂度方面,相比传统环流注入大大减少和节约了系统的计算空间。

2) 注入正、负序环流方法有效降低了子模块电容,电压波动至额定值 4% 左右,同时其能对调制度、频率突变和直流侧电压突变工况快速作出响应,使系统在短时间内重新达到稳定状态。

3) 本方法显著降低了桥臂电流的有效值,从而减少了系统开关损耗与系统损耗。

参 考 文 献:

- [1] 赖锦木,尹项根,孙冠群,等.隔离型模块化多电平直流变换器子模块电容电压综合控制策略[J].中国电机工程学报,2021,41(21):7410-7425.
LAI Jinmu, YIN Xianggen, SUN Guanqun, et al. A comprehensive sub-module capacitor voltage control strategy of isolated modular multilevel DC converter[J]. Proceedings of the CSEE,2021,41(21):7410-7425.
- [2] 吴小丹,董云龙,钱敏慧,等.面向分频海上风电送出的模块化多电平矩阵变换器改进 V/f 解耦控制策略[J].电网技术,2022,46(8):2889-2901.
WU Xiaodan, DONG Yunlong, QIAN Minhui, et al. Improved V/f decoupling control strategy for modular multilevel matrix converter for fractional offshore wind power transmission[J]. Power System Technology, 2022, 46(8):2889-2901.
- [3] 陈静,赵涛,徐友,等.一种量化误差可控的少子模块 MMC 混合调制策略[J].电力科学与技术学报,2023,38(3):105-113.
CHEN Jing, ZHAO Tao, XU You, et al. A hybrid modulation strategy for MMC with controllable quantization error[J]. Journal of Electric Power Science and Technology,2023,38(3):105-113.
- [4] 宋延涛,范雪峰,吴庆范,等.基于 MMC 的海上风电柔性直流送出控制策略研究[J].高压电器,2023,59(12):63-74.
SONG Yantao, FAN Xuefeng, WU Qingfan, et al. Research on flexible DC output control strategy for offshore wind power based on MMC[J]. High Voltage Apparatus,2023,59(12):63-74.
- [5] 陈怡静,李春华,李英彪,等.双闭环 VF 控制 MMC 输出短路电流特性分析与计算方法[J].电力建设,2024,45(10):90-99.
CHEN Yijing, LI Chunhua, LI Yingbiao, et al. Short-circuit current characteristics analysis and calculation methods of modular multilevel converter in double closed-loop voltage-frequency control[J]. Electric Power Construction, 2024,45(10):90-99.
- [6] 刘道兵,鲍妙生,李世春,等.不平衡电网下 MMC 的 PCHD 模型无源滑模控制策略[J].中国电力,2023,56(8):109-116.
LIU Daobing, BAO Miaosheng, LI Shichun, et al. Passive sliding mode control strategy for PCHD model of MMC in unbalanced power grid[J]. Electric Power, 2023, 56(8): 109-116.
- [7] 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, 2020, 35(6):1303-1315.
- [8] 岳雨霏,杨禧,吴兴隆,等.模块化多电平变换器的电容电压卡尔曼滤波预测方法[J].中国电机工程学报,2023,43(3):1142-1154.
YUE Yufei, YANG Xi, WU Xinglong, et al. Kalman filter predictive method for capacitor voltage of modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(3):1142-1154.
- [9] 饶宏,黄伟煌,郭知非,等.柔性直流输电技术在大电网中的应用与实践[J].高电压技术,2022,48(9):3347-3355.
RAO Hong, HUANG Weihuang, GUO Zhifei, et al. Practical experience of VSC-HVDC transmission in large grid[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(9):3347-3355.
- [10] 于浩天,吕敬,厉璇,等.高频振荡抑制策略对柔性直流输电系统动态性能影响的综合评估[J].中国电机工程学报,2022,42(8):2873-2888.
YU Haotian, LYU Jing, LI Xuan, et al. Comprehensive evaluation of impact of high-frequency oscillation suppression strategy on the dynamic performance of flexible HVDC transmission system[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(8):2873-2888.
- [11] 余雪,刘开培,周恽源,等.基于投切状态矩阵的MMC系统电容电压均衡策略[J].高电压技术,2023,49(3):1314-1325.
YU Xue, LIU Kaipei, ZHOU Yiyuan, et al. Capacitor voltage equalization strategy of MMC system based on switching state matrix[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(3):1314-1325.
- [12] 罗永捷,李奇芬,黄鹏,等.计及旁路子模块的MMC损耗均衡控制策略[J].中国电机工程学报,2023,43(21):8456-8468.
LUO Yongjie, LI Qifen, HUANG Peng, et al. Loss balanced control strategy for MMC considering bypassed sub-modules[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(21):8456-8468.
- [13] 周恽源,秦亮,杨诗琦,等.模块化多电平变流器电容电压均衡策略研究进展[J].电网技术,2023,47(1):322-338.
ZHOU Yiyuan, QIN Liang, YANG Shiqi, et al. Research progress of capacitor voltage balancing strategies for modular multilevel converters[J]. Power System Technology, 2023, 47(1):322-338.
- [14] 荣飞,徐业事,黄守道,等.采用基数排序算法的MMC优化均压策略[J].电力系统及其自动化学报,2018,30(3):42-49.
RONG Fei, XU Yesi, HUANG Shoudao, et al. Optimized voltage balancing strategy based on radix sort algorithm for modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2018, 30(3):42-49.
- [15] 屠卿瑞,徐政,郑翔,等.一种优化的模块化多电平换流器电压均衡控制方法[J].电工技术学报,2011,26(5):15-20.
TU Qingrui, XU Zheng, ZHENG Xiang, et al. An optimized voltage balancing method for modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5):15-20.
- [16] 管敏渊,徐政.MMC型VSC-HVDC系统电容电压的优化平衡控制[J].中国电机工程学报,2011,31(12):9-14.
GUAN Minyuan, XU Zheng. Optimized capacitor voltage balancing control for modular multilevel converter based VSC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(12):9-14.
- [17] 樊强,王乐,冯谟可,等.适用于实时仿真的MMC子模块电容电压优化均衡方法[J].电力自动化设备,2020,40(11):175-181.
FAN Qiang, WANG Le, FENG Moke, et al. Optimized capacitor voltage balancing method for real-time simulation of MMC sub-module[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(11):175-181.
- [18] 薛畅,申科,纪延超,等.模块化多电平换流器的电容电压平衡方法[J].电力自动化设备,2014,34(7):27-31.
XUE Chang, SHEN Ke, JI Yanchao, et al. Capacitor voltage balancing of modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(7):27-31.
- [19] 屠卿瑞,徐政,管敏渊,等.模块化多电平换流器环流抑制控制器设计[J].电力系统自动化,2010,34(18):57-61+83.
TU Qingrui, XU Zheng, GUAN Minyuan, et al. Design of circulating current suppressing controllers for modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(18):57-61+83.
- [20] 徐千鸣,罗安,马伏军,等.考虑低频振荡的MMC有源阻尼环流抑制方法[J].电工技术学报,2015,30(24):118-126.
XU Qianming, LUO An, MA Fujun, et al. Circulating current suppressing method based on active damping control of MMC considering low-frequency oscillation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(24):118-126.
- [21] QI Z Y, YIN X G, LAI J M, et al. Analysis and control of isolated modular multilevel DC-DC converter under asymmetric arm parameter conditions[C]//2019 IEEE 3rd Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2). Changsha, China. IEEE, 2019: 1018-1023.
- [22] RASOULINEZHAD R, ABOSNINA A, MOSCHOPOULOS G. A novel AC-DC interleaved ZCS-PWM boost converter[C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). San Antonio, TX, USA. IEEE, 2018:716-722.
- [23] 高戈,赵巧娥,刘毓梅,等.基于改进的子模块电容电压

- 均衡的 MMC 环流抑制[J]. 电力电子技术, 2019, 53(1): 53-56.
- GAO Ge, ZHAO Qiaoe, LIU Yumei, et al. MMC circulation suppression based on improved submodule capacitor voltage balancing[J]. Power Electronics, 2019, 53(1):53-56.
- [24] 李凯, 赵争鸣, 袁立强, 等. 基于能量平衡的降低模块化多电平变换器子模块电容电压波动控制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(14):17-26.
- LI Kai, ZHAO Zhengming, YUAN Liqiang, et al. Control strategy based on the energy balance for reducing submodule capacitor voltage fluctuation of modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(14):17-26.
- [25] 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.
- [26] 白雪, 高瑞雪, 闻福岳, 等. 特定次谐波注入抑制模块化多电平换流器电容电压波动[J]. 电网与清洁能源, 2020, 36(9):8-14.
- BAI Xue, GAO Ruixue, WEN Fuyue, et al. Suppression of capacitor voltage fluctuation of the modular multilevel converter by specific sub-harmonic injection[J]. Power System and Clean Energy, 2020, 36(9):8-14.
- [27] 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 Xuezhi, 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.
- [28] 肖胜, 郭伯春. 基于环流注入的 MMC 电容电压平衡控制策略[J]. 电气传动, 2020, 50(2):39-46.
- XIAO Sheng, GUO Bochun. MMC capacitor voltage balancing control strategy based on circulating current injection[J]. Electric Drive, 2020, 50(2):39-46.
- [29] 何志兴, 罗安, 熊桥坡, 等. 模块化多电平变换器模型预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(5):1366-1375.
- HE Zhixing, LUO An, XIONG Qiaopo, et al. Model predictive control of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(5):1366-1375.
- [30] PICAS R, POU J, CEBALLOS S, et al. Minimization of the capacitor voltage fluctuations of a modular multilevel converter by circulating current control[C]// IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Montreal, QC, Canada. IEEE, 2012:4985-4991.
- [31] PICAS R, POU J, CEBALLOS S, et al. Optimal injection of harmonics in circulating currents of modular multilevel converters for capacitor voltage ripple minimization[C]// 2013 IEEE ECCE Asia Downunder. Melbourne, VIC, Australia. IEEE, 2013:318-324.
- [32] LI B B, ZHANG Y, WANG G L, et al. A modified modular multilevel converter with reduced capacitor voltage fluctuation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(10):6108-6119.
- [33] POU J, CEBALLOS S, KONSTANTINOU G, et al. Circulating current injection methods based on instantaneous information for the modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2):777-788.
- [34] LI X Q, SONG Q, LIU W H, et al. Performance analysis and optimization of circulating current control for modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2):716-727.
- [35] ZHANG Z R, XU Z, XUE Y L. Valve losses evaluation based on piecewise analytical method for MMC - HVDC links[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(3):1354-1362.