抑制MMC电容电压波动的耦合谐波注入策略

邓伟成1,王鋆鑫1,许建中1,王一凡2,刘瑞阔2

(1. 华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室,北京 102206;2. 中国长江三峡集团有限公司,北京 100038)

摘要:谐波注入策略是抑制模块化多电平换流器(MMC)子模块电容电压波动的有效手段。现有谐波注入策 略常忽略二次谐波电压,这会导致理论模型产生误差进而影响电容电压波动抑制效果。为充分发挥谐波注 入策略优势,提出了一种考虑二次谐波电压的耦合谐波注入策略。首先建立了二次谐波电流和三次谐波电 压注入后的MMC桥臂功率波动模型,并且在模型中考虑了注入二次谐波电流后引起的二次谐波电压分量。 根据调制比和桥臂电流应力限制,分别给出了三次谐波电压和二次谐波电流的约束。在此基础上,以抑制桥 臂功率基频分量和二次谐波分量为目标,提出了耦合谐波参数的选取方法。最后通过 PSCAD/EMTDC 仿真 验证了所提策略的有效性和通用性。结果表明:所提策略相较于已有文献所提策略能进一步抑制22.09%的 电容电压波动,适当增大桥臂电流可以更好地抑制电容电压波动。

关键词:谐波注入策略;桥臂功率;电容电压波动;MMC 中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202205001

0 引言

在高压直流输电领域,模块化多电平换流器 (MMC)因其具有谐波含量低、控制灵活、模块化设 计以及无换相失败等特点而受到广泛的关注[1-2]。 目前,MMC广泛应用于高压大容量场合^[3]。然而相 较于传统的电流源型换流器(LCC),相同容量下的 MMC存在着体积、重量较大的问题。在国家大力发 展远海风电的时代背景下,远海风电经MMC送出是 目前普遍接受的解决方案之一^[45],减小MMC的体 积和重量有助于降低海上平台和换流站本身的建设 成本。MMC子模块电容的体积和成本分别占子模 块体积的1/2以上、成本的1/3左右^[6],因此研究电容 电压波动抑制策略以减少电容值设计需求,具有重 大的理论和工程意义。

现有关于降低子模块电容电压波动幅度的文献 可分为2类,分别是拓扑结构类^[7-8]和附加控制类^[9]。 由于附加控制类无需增设电力电子器件,控制实现 简单,更具应用前景,附加控制类为本文重点研究对 象。附加控制类可以分为二次谐波注入类[10-12]、三 次谐波注入类[13-15]以及耦合谐波注入类[16-17]。针对 二次谐波注入类,文献[10]提出了二倍频环流抑制 策略,通过抑制桥臂电流中的二倍频分量来抑制子 模块电容电压波动。文献[11]采用将 MMC 中部分 半桥子模块替换为全桥子模块的拓扑以拓宽其调制 范围,并建立了对应的子模块电容电压波动数学模 型,基于此提出了一种二次谐波优化注入策略。文

收稿日期:2021-12-18;修回日期:2022-03-01 在线出版日期:2022-03-24

基金项目:中国长江三峡集团有限公司科研项目(202103052) Project supported by the Science and Research Project of China Three Gorges Corporation(202103052)

献[12]提出了考虑桥臂电流约束的二次谐波优化注 入策略,然而其并没有建立明确的桥臂电流约束的 数学模型。针对三次谐波注入类,文献[13]分析了 三次谐波电压注入对于子模块电容电压谐波特性的 影响。文献[14]提出通过注入三次谐波电压来提高 MMC调制比以降低子模块电容电压波动,然而其注 入的三次谐波电压幅值和相位均是固定的,并未考 虑不同工况下的适应性。文献[15]针对MMC提出 了考虑不同工况的三次谐波优化注入方法,提供了 三次谐波幅值和相位的选取原则。但是该方法需要 调制比大于1,即需要采用具备负电平输出能力的 全桥子模块。针对耦合谐波注入类,文献[16]从桥 臂功率波动的角度出发,提出了三次谐波电压和二 次谐波电流耦合优化注入的方法,但是该方法依赖 于全桥子模块的负电平输出能力,并且在推导时忽 略了桥臂二次谐波电压分量,该文献并未充分发挥 耦合谐波注入策略在MMC中的优势,此外耦合注入 策略所需满足的约束条件也有待进一步研究。

针对上述问题,本文提出一种抑制 MMC 电容电 压波动的耦合谐波注入策略。首先建立了谐波注入 后的含二次谐波电压的桥臂功率波动模型。通过数 值分析的方法得到三次谐波电压和二次谐波电流的 约束条件,并将各次谐波的幅值和相位所满足的约 束用线性规划的方式表示。基于所提桥臂功率模型 的基频分量和二次谐波分量,结合约束条件,提出了 耦合谐波优化注入策略。最后通过仿真验证了所提 谐波注入策略的有效性。

1 考虑二次谐波电压的桥臂功率建模及分析

1.1 考虑二次谐波电压的桥臂功率模型

半桥 MMC 的拓扑如图 1 所示。图中: U_{dc} , I_{dc} 和

 U_{m} 、 I_{m} 分别为直流电压、电流和交流电压、电流的幅 值; u_{x} 、 $i_{x}(x=a,b,c)$ 分别为三相电压、电流; L_{am} 为桥臂 电感; i_{au} 、 i_{al} 和 u_{au} 、 u_{al} 分别为 a 相上、下桥臂电流和电 压; T_{1} 、 T_{2} 和 D_{1} 、 D_{2} 分别为子模块SM_y($y=1,2,\cdots,N$)的 IGBT和二极管元件; U_{c} 为子模块电容C两端电压。



Fig.1 Topology of half-bridge MMC

由于三相对称性,以a相为例进行分析。耦合谐 波注入策略指在桥臂电流上注入二次谐波电流分量 并在交流电压上注入三次谐波电压分量。注入二次 谐波电流分量和三次谐波电压分量将重塑桥臂电流 和桥臂电压的波形。设图1所示电流方向为参考方 向,考虑二次谐波电流注入的桥臂电流可表示为^[18]:

$$\begin{cases} i_{au} = \frac{1}{3} I_{dc} + \frac{1}{2} I_{m} \sin(\omega t - \varphi_{1}) + I_{2} \sin(2\omega t + \varphi_{2}) \\ i_{al} = \frac{1}{3} I_{dc} - \frac{1}{2} I_{m} \sin(\omega t - \varphi_{1}) + I_{2} \sin(2\omega t + \varphi_{2}) \end{cases}$$
(1)

式中: ω 为基波角频率;t为时间; φ_1 和 φ_2 分别为功率 因数角和二次谐波电流相位角; I_2 为二次谐波电流 幅值。定义二次谐波电流分量 $i_{cis}=I_{sin}(2\omega t+\varphi_s)$ 。

考虑三次谐波电压注入和二次谐波电压的桥臂 电压可以表示为:

$$\begin{cases} u_{au} = \frac{1}{2} U_{dc} - U_{m} \sin(\omega t) - U_{3} \sin(3\omega t + \varphi_{3}) + L_{arm} \frac{\mathrm{d}i_{cir}}{\mathrm{d}t} \\ u_{al} = \frac{1}{2} U_{dc} + U_{m} \sin(\omega t) + U_{3} \sin(3\omega t + \varphi_{3}) + L_{arm} \frac{\mathrm{d}i_{cir}}{\mathrm{d}t} \end{cases} (2)$$

式中:U₃、φ₃分别为注入三次谐波电压的幅值、相位。 将式(1)中二次谐波分量代入式(2)可得:

$$\begin{cases} u_{au} = \frac{1}{2} U_{dc} - U_{m} \sin(\omega t) - U_{3} \sin(3\omega t + \varphi_{3}) + \\ 2\omega L_{arm} I_{2} \cos(2\omega t + \varphi_{2}) \\ u_{al} = \frac{1}{2} U_{dc} + U_{m} \sin(\omega t) + U_{3} \sin(3\omega t + \varphi_{3}) + \\ 2\omega L_{arm} I_{2} \cos(2\omega t + \varphi_{2}) \end{cases}$$
(3)

定义调制比m=2U_m/U_{dc}。根据交流侧功率与直

流侧功率守恒,可得I_m与I_{de}满足如下关系:

$$I_{\rm dc} = \frac{3}{4} m I_{\rm m} \cos\varphi_1 \tag{4}$$

根据调制比和式(4)可将桥臂电流、电压的表达 式进行简化表示。以上桥臂为例,桥臂电流、电压表 达式的简化表达式分别为:

$$\begin{cases} i_{au} = \frac{1}{2} I_m \left[\frac{1}{2} m \cos \varphi_1 + \sin \left(\omega t - \varphi_1 \right) + k_2 \sin \left(2 \omega t + \varphi_2 \right) \right] \\ u_{au} = \frac{1}{2} U_{dc} \left[1 - m \sin \left(\omega t \right) - k_3 \sin \left(3 \omega t + \varphi_3 \right) + \frac{ck_2 \cos \left(2 \omega t + \varphi_2 \right)}{m \cos \varphi_1} \right] \end{cases}$$

$$(5)$$

式中:k₂和k₃分别为二、三次谐波注入系数,c为常数,其表达式如式(6)所示。

$$\begin{cases} k_{2} = 2I_{2}/I_{m} \\ k_{3} = 2U_{3}/U_{dc} \\ c = 8\omega L_{arm} P_{dc}/(3U_{dc}^{2}) \end{cases}$$
(6)

由式(6)可知,常数c由直流功率 P_{dc} 和直流电压 U_{dc} 决定。由式(5)可得上桥臂瞬时功率 P_{au} 为:

$$P_{\rm au} = \frac{U_{\rm dc} I_{\rm m}}{4} \sum_{i=1}^{5} k_{\rm au_{-}i}$$
(7)

式中:k_{au,i}为第*i*次桥臂功率波动分量。式(7)中各次 分量具体表达式见附录A式(A1)。式(A1)中包含 常数*c*的项即为二次谐波电压分量对桥臂功率波动 的影响因素。由式(A1)可知,二次谐波电压分量会 影响第1—4次桥臂功率波动分量。而现有谐波注 人优化算法主要考虑了桥臂功率的基频和二倍频分 量,因此忽略二次谐波电压会影响现有谐波注入策 略的波动抑制效果,无法充分发挥其优势。另外,对 于耦合注入策略而言,当三次谐波电压注入幅值较 小时,忽略二次谐波电压导致的偏差将更为明显。

1.2 二次谐波电压影响分析

为了更直观地说明二次谐波电压的影响,本节 以耦合谐波注入参数(k₂=0.6,φ₂=-π/2,k₃=0.1,φ₃=0) 为例,得到的谐波电压、桥臂功率波形分别如图2、3 所示。图2中谐波电压以U_d/2为基准进行了标幺化 处理。由图2、3可知,该耦合谐波注入参数下二次 谐波电压幅值将超过注入的三次谐波电压幅值。此 时,忽略二次谐波电压将导致桥臂功率波形与实际 的功率仿真波形产生较大偏差,而考虑二次谐波电 压则能有效弥补偏差。说明当二次谐波电流注入较 大时,其产生的二次谐波电压是不可忽略的。

2 谐波注入的约束条件

由于半桥子模块不具备负电平输出能力,半桥



Fig.2 Waveforms of harmonic voltage



Fig.3 Waveforms of arm power

MMC本身的调制比范围存在局限性^[19],在考虑谐波 注入策略时需对所注入的谐波进行约束。由于三次 谐波电压直接作用于调制波,需讨论其约束范围。

对调制波进行标幺化处理,并假设调制比为1。 三次谐波电压注入前、后调制波波形如图4所示。 图中2条黑色虚线之间区域为合适的谐波注入区 域,后同;曲线1为不含三次谐波电压注入的调制 波;曲线2为注入三次谐波电压(k₃=0.5,φ₃=0)的调制波; 曲线3为注入三次谐波电压(k₃=0.3,φ₃=0)的调制 波;曲线4为注入三次谐波电压(k₃=0.3,φ₃=π/2)的 调制波。由曲线2、3可知,注入三次谐波电压的相 位相同、幅值选取不合适就会导致超出调制范围;由 曲线2、4可知,注入三次谐波电压的幅值相同、相位 选取不合适也会导致超出调制范围。因此,注入三 次谐波电压时需要对幅值和相位同时进行约束。通 过数值分析的方式,可得注入不同幅值、相位三次谐 波电压后的调制波最大值,如附录A图A1所示。



由于谐波注入区域的边界可以近似为直线,三次谐波电压注入的约束可由线性规划来表达,其公 式为:

$$\begin{cases} -0.260 \ 3\varphi_{3} + 0.408 \ 9 - k_{3} > 0 & \varphi_{3} \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right] \\ = 0.260 \ 3\varphi_{3} + 0.408 \ 9 - k_{3} < 0 & \varphi_{3} \in \left(\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}\right] \\ = 0.260 \ 3(\varphi_{3} - 2\pi) + 0.408 \ 9 - k_{3} < 0 & \varphi_{3} \in \left(\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}\right] \\ = k_{3} < 0 & \varphi_{3} \in \left(\frac{3\pi}{2}, 2\pi\right] \\ = k_{3} > 0 & \varphi_{3} \in \left(\frac{3\pi}{2}, 2\pi\right] \end{cases}$$

$$(8)$$

同理,可以对二次谐波电流注入进行约束。二次谐波电流注入的约束主要考虑避免增大桥臂电流 应力。这是因为桥臂电流的增大可能会恶化器件的 工作条件,还可能引起换流站损耗的增加。对桥臂 电流进行标幺化处理,可得二次谐波电流注入前、后 桥臂电流波形如图5所示。图中,曲线1为不含二次 谐波电流注入的桥臂电流;曲线2为注入二次谐波 电流(k_2 =0.5, φ_2 =0)后的桥臂电流;曲线3为注入二 次谐波电流(k_2 =0.3, φ_2 =0)后的桥臂电流;曲线4为 注入二次谐波电流(k_2 =0.3, φ_2 =0)后的桥臂电流;曲线4为 注入二次谐波电流(k_2 =0.3, φ_2 = $\pi/2$)后的桥臂电流。 由图可知,二次谐波电流注入幅值、相位选取不当可 能会导致桥臂电流应力增大。通过数值分析的方 式,可得基频电流叠加不同二次谐波电流后的最大 值,见附录A图A2。



图 5 二次谐波电流注入前、后桥臂电流波形 Fig.5 Waveforms of arm current before and after second harmonic current injection

类似地,可获二次谐波电流注入的约束条件为:

3 耦合谐波注入优化策略

桥臂功率波动幅值与电容电压波动幅度呈正相 关。合理选取各次谐波注入的幅值、相位来抑制桥 臂功率波动就可以达到抑制电容电压波动的效果。 桥臂功率波动分量主要由基频分量和二次谐波分量 组成。本节推导了桥臂功率波动的基频分量和二次 谐波分量的幅值。在此基础上,提出了一种考虑二 次谐波电压的耦合谐波注入优化策略。

3.1 桥臂功率波动幅值的提取方法

由式(7)、(A1)可得桥臂功率波动的基频分量 P_{au_1}和二次谐波分量P_{au_2}为:

$$\left| P_{au_{1}1} = \frac{U_{dc}I_{m}}{4} \left[\sin\left(\omega t - \varphi_{1}\right) - \frac{mk_{2}}{2}\cos\left(\omega t + \varphi_{2}\right) - \frac{m^{2}\cos\varphi_{1}}{2}\sin\left(\omega t\right) - \frac{k_{2}k_{3}}{2}\cos\left(\omega t + \varphi_{3} - \varphi_{2}\right) - \frac{ck_{2}}{2m\cos\varphi_{1}}\sin\left(\omega t + \varphi_{1} + \varphi_{2}\right) \right] \\ P_{au_{2}2} = \frac{U_{dc}I_{m}}{4} \left[\frac{m}{2}\cos\left(2\omega t - \varphi_{1}\right) - \frac{k_{3}}{2}\cos\left(2\omega t + \varphi_{3} + \varphi_{1}\right) + k_{2}\sin\left(2\omega t + \varphi_{2}\right) + \frac{ck_{2}}{2}\cos\left(2\omega t + \varphi_{2}\right) \right]$$
(10)

通过正交分解可以将
$$P_{au_{1}}$$
和 $P_{au_{2}}$ 改写为:

$$\begin{cases}
P_{au_{1}} = A_{au_{1}} \sin(\omega t) + B_{au_{1}} \cos(\omega t) \\
A_{au_{1}} = \frac{U_{dc}I_{m}}{4} \left[-\frac{1}{2}m^{2}\cos\varphi_{1} + \cos\varphi_{1} + \frac{mk_{2}}{2}\sin\varphi_{2} + \frac{k_{2}k_{3}}{2}\sin(\varphi_{3} - \varphi_{2}) - \frac{ck_{2}}{2m\cos\varphi_{1}}\cos(\varphi_{1} + \varphi_{2}) \right] \\
B_{au_{1}} = \frac{U_{dc}I_{m}}{4} \left[-\sin\varphi_{1} - \frac{mk_{2}}{2}\cos\varphi_{2} - \frac{k_{2}k_{3}}{2}\cos(\varphi_{3} - \varphi_{2}) - \frac{ck_{2}}{2m\cos\varphi_{1}}\sin(\varphi_{1} + \varphi_{2}) \right] \end{cases}$$
(11)

$$P_{au_{2}} = A_{au_{2}} \sin(2\omega t) + B_{au_{2}} \cos(2\omega t)$$

$$A_{au_{2}} = \frac{U_{dc}I_{m}}{4} \left[\frac{m}{2} \cos \varphi_{1} - \frac{k_{3}}{2} \cos(\varphi_{1} + \varphi_{3}) + k_{2} \sin \varphi_{2} + \frac{ck_{2}}{2} \cos \varphi_{2} \right]$$
(12)

$$\begin{vmatrix}
B_{au_{2}} = \frac{U_{dc}I_{m}}{4} \left[\frac{m}{2} \sin \varphi_{1} + \frac{k_{3}}{2} \sin (\varphi_{1} + \varphi_{3}) + k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \right] \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \cos \varphi_{2} - \frac{ck_{2}}{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{2} \sin \varphi_{2} \\
\pm k_{$$

$$\left| P_{au_2} \right| = \sqrt{A_{au_2}^2 + B_{au_2}^2}$$

3.2 耦合谐波注入策略的参数选取方法

耦合谐波注入策略的难点在于如何选取谐波注 入的幅值和相位。对于特定运行工况($m \pi \varphi_1$ 固定) 下的耦合谐波注入策略而言,其需要确定二次谐波 电流的幅值 I_2 和相位 φ_2 及三次谐波电压的幅值 U_3 和 相位 φ_3 共4个变量。由于所注入的谐波幅值满足式 (6),可以转化为确定 k_2 、 k_3 、 φ_2 和 φ_3 。为最大化抑制 电容电压波动,要求尽可能地减少桥臂功率中的基 频分量和二次谐波分量,因此本文定义目标函数为: $\min f_{P}(k_{2}, \varphi_{2}, k_{3}, \varphi_{3}) = |P_{au_{-}1}| + k |P_{au_{-}2}|$ (15) 式中:k为功率二次谐波分量的权重系数。所提方 法的参数优化流程见附录A图A3。首先输入系统 参数,确定初始值和遍历步长。设 $k_{2} \in [-0.5, 0.5]$, $\varphi_{2} \in [0, 2\pi], k_{3} \in [-0.5, 0.5], \varphi_{3} \in [0, 2\pi]; k_{20}, \varphi_{20}, k_{30}$ 和 φ_{30} 分别为对应变量的初始值, 令 $k_{20} = -0.5, \varphi_{20} = 0$, $k_{30} = -0.5, \varphi_{30} = 0; d_{1} - d_{4}$ 分别为对应变量的遍历步长。 对于各组 $(k_{2}, \varphi_{2}, k_{3}, \varphi_{3})$ 需确认其是否满足约束。若 满足约束,则将该组变量代入式(13)计算功率基频 和二次谐波分量幅值,并求得目标函数值 f_{P} ,记录下 此时的数组 $(k_{2}, \varphi_{2}, k_{3}, \varphi_{3}, f_{P})$ 。然后各变量叠加各自 的遍历步长,并重复上述过程。当各个变量均达到 最大值后停止迭代,输出目标函数值最小的数据组。

耦合谐波注入策略控制框图见附录A图A4。 值得说明的是,经过附录A图A3的参数优化,可获 得特定工况下最优的参数组($k_2, \varphi_2, k_3, \varphi_3$)。由于满 足式(6)的关系,可对应获得最优的($I_2, \varphi_2, I_3, \varphi_3$)。 所提方法是一种离线的方法,通过预先计算各个工 况下的最优参数,将其作为参考值生成调制波。

3.3 功率二次谐波分量权重系数的选取

由于功率波动的基频幅值与二次谐波分量幅值 对于功率波动的贡献难以通过解析式来直接描述, 需要确定一个合适的权重来优化目标函数。本文分 析了单位功率因数下,不同权重系数对于优化结果 的影响,如附录A图A5所示。由图可知,权重系数*k* 设置越小,优化结果得到的功率波动幅值越大。这 是因为如果主要针对功率波动的基频分量进行优 化,会导致其他谐波分量的增大,进而导致功率波动 幅值减少的不明显。根据数据分析,当*k*设为0.54 时,不同调制比下的平均功率波动幅值最小。因此, 本文设权重系数为0.54。

4 仿真验证

4.1 系统参数

为验证所提电容电压波动抑制方法的有效性, 在 PSCAD / EMTDC 环境下,搭建了单端 MMC 模型, 换流站采用定有功/无功功率控制。阀侧变压器采 用Y / △接法,防止注入的三次谐波电压影响网侧交 流电压。系统仿真参数^[20]见附录 B表 B1。

4.2 二次谐波电流约束影响分析

在第2节中分析了三次谐波电压和二次谐波电 流的约束条件。对于半桥MMC而言,其调制比受半 桥子模块限制,无法实现过调制,因此必须考虑三次 谐波电压的约束。然而二次谐波电流约束主要考虑 的是桥臂电流应力,其并非硬性约束。以是否考虑 二次谐波电流约束为变量,采用所提方法获得的桥 臂功率波动幅度变化情况见附录B图B1。由图可 知,当忽略二次谐波电流约束,可以更好地抑制桥臂 功率波动,这说明适当允许桥臂电流的增大,可以更 好地抑制桥臂功率波动,进而能更好地抑制电容电 压波动。另一方面,仿真结果表明所提方法的适用 性较强,不同工况下均能有效地抑制桥臂功率波动。

4.3 仿真结果

设置如下2种方案:方案1,忽略二次谐波电流 约束采用所提策略;方案2,考虑二次谐波电流约束 采用所提策略。为验证所提电容电压波动抑制方法 的有效性,本文选择文献[10]的电容电压波动抑制 方法(以下简称"经典策略")与方案1、2进行比较。 首先以单位功率因数工况为例进行分析,设m=0.85,cos φ_1 =1;时序设置为1s前无任何策略,1s后 采用经典策略,2s后采用方案1、2。

采用方案1与经典策略时系统的仿真结果见 附录B图B2。由图可知,1s前子模块电容电压的 波动幅值为421 V,应用经典策略后波动幅值降为 318 V,波动减少了24.47%,采用方案1后波动幅值 降为225 V,波动减少了46.56%。这说明方案1比 经典策略效果更好,能进一步抑制22.09%的电压波 动。2s后三相上桥臂电流略有增加。2s后三次谐 波电压注入后网侧交流电压几乎没有变化,这说明 所提方法并不会影响交流电网的正常运行,其原因 在于换流变压器采用Y/△接法,可阻碍三次谐波电 压注入对网侧交流电压产生影响。2s后调制波电 压注入对网侧交流电压产生影响。2s后调制波电

为验证4.2节分析结论的正确性,在相同的工况 下采用方案2与经典策略时系统的仿真结果见附录 B图B3。由图可知:2s时采用方案2,子模块电容电 压波动幅值降为300V,相比于无谐波注入策略降低 了28.74%,相比于经典策略降低了4.27%;方案2并 未增加桥臂电流,验证了所提二次谐波电流注入约 束的有效性。仿真结果与4.2节所得分析结果相匹 配。鉴于方案1的波动抑制效果更好,后续仿真均 采用方案1进行。

为了分析功率因数对于所提策略的影响,分别 选取功率因数为0.95、0.90的工况作为比较对象,各 工况的调制比均设为0.85。设1s时投入所提策略 与经典策略,2种策略对于电容电压波动的抑制效 果如图6所示。由图可知:当功率因数为0.95时,采 用经典策略后的电容电压波动幅值为358 V,采用所 提策略的电容电压波动幅值为253 V,在经典策略的 基础上能进一步抑制29.33%的波动;当功率因数为 0.90时,采用经典策略的波动幅值为398 V,采用所 提策略的波动幅值为286 V,在经典策略的基础上能 进一步抑制28.14%的波动。由此可知,功率因数并 不会影响所提策略的有效性。

为了分析调制比对于所提策略的影响,分别选 取调制比为0.9、0.8的工况进行仿真,各工况的功率 因数均设为1。设1s时投入所提策略与经典策略,2





种策略对于电容电压波动的抑制效果如图7所示。 由图可知:当调制比为0.8时,采用经典策略后的电 容电压波动幅值为371V,采用所提策略的电容电压 波动幅值为284V,在经典策略的基础上能进一步抑 制23.45%的波动;当调制比为0.9时,采用经典策略 的波动幅值为305V,采用所提策略的波动幅值为 198V,在经典策略的基础上能进一步抑制35.08%的 波动。由此可知,调制比并不会影响所提策略的有 效性。综上所述,所提策略适用性较强,不同工况下 均能较为显著地抑制子模块电容电压波动。



图 7 不同调制比对于电容电压的影响分析 Fig.7 Analysis about effects of different modulation ratios on capacity voltage

所提策略与文献[16]同为耦合谐波注入策略, 两者的区别主要体现为2个方面。一方面,所提方 法考虑了二次谐波电流引起的二次谐波电压分量。 因此,所提方法得到的桥臂电压模型更为精确。另 一方面,文献[16]的研究对象为半全子模块混合型 MMC,因此其并不需要考虑半桥 MMC 的调制比约 束(以下将文献[16]所提策略简称为传统策略)。为 了更全面地对比分析2种策略的差异,进行了半桥 MMC和半全子模块混合型 MMC 这2种场景下的对 比,仿真结果如图8所示,上、下图的仿真场景分别 为半桥 MMC(*m*=0.85, cos φ₁=1)、半全子模块混合型 MMC(*m*=1.2, cos φ₁=1)。对于半桥 MMC,传统策略 需要添加本文所提三次谐波电压注入约束避免过调 制。由图 8 上图可知,采用传统策略的电容电压波动幅值为 265 V,而采用所提策略的电容电压波动幅值为 222 V,在传统策略的基础上能进一步抑制 16.23%的电容电压波动;由图 8下图可知,采用传统策略的电容电压波动幅值为 51 V,而采用所提策略的电容电压波动幅值为 44 V,在传统策略的基础上能进一步抑制 13.73% 的电容电压波动。





为了分析所提策略的暂态特性,本文选择功率 阶跃和网侧单相接地故障2个工况进行说明。功率 阶跃工况(*m*=0.85, cos φ₁=1)的时序设置为3s前功 率参考值为800 MW,3s后切换为600 MW。该工况 下采用传统策略和所提策略的电容电压波形见附录 B图 B4。由图可知,当发生功率阶跃工况时,传统策 略的电容电压波动幅值为218 V,而所提策略的电容 电压波动幅值为154 V,在传统策略的基础上能进一 步抑制29.36%的电容电压波动。

网侧单相接地故障工况(*m*=0.85, cos φ₁=1)的时 序设置为2s发生网侧单相接地故障并投入传统策 略,3s投入所提策略。该工况下采用传统策略和所 提策略的电容电压波形见附录B图B5。由图可知, 在发生网侧单相接地故障后,电容电压会有所增大。 传统策略的电容电压波动幅值为821 V,而所提策略 的电容电压波动幅值为585 V,能进一步抑制28.75% 的电压波动。综合上述2种工况可知,所提策略的 暂态性能优于传统策略,具有更强的工况适应能力。

5 结论

本文针对MMC提出了一种抑制子模块电容电 压波动的耦合谐波注入策略。建立了考虑二次谐波 电压的桥臂功率波动模型,并为二次谐波电流和三 次谐波电压注入的幅值和相位提供了约束范围。所 提耦合谐波优化策略提供了三次谐波电压和二次谐 波电流的幅值和相位的选取原则,即最小化桥臂功 率中的基频分量和二次谐波分量。所得结论如下。

1)所提策略具有较强的子模块电容电压波动抑 制能力。忽略二次谐波电流约束采用所提策略的抑 制能力强于考虑二次谐波电流约束采用所提策略, 忽略二次谐波电流约束采用所提策略可以在经典策 略的基础上进一步抑制22.09%的电压波动,而方案 2只能抑制4.27%。说明适当增大桥臂电流,能更好 地抑制子模块电容电压波动。

2)所提二次谐波电流和三次谐波电压约束可以 满足设计要求。二次谐波电流约束可以避免桥臂电 流的增加,而三次谐波电压约束可以避免过调制。

3)桥臂功率的基频分量和二次谐波分量之间的 权重需合理设计。通过三维曲面拟合的方式,以功率 波动幅值最小化为目标,确定最优权重系数为0.54。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

- [1]姚良忠,吴婧,王志冰,等.未来高压直流电网发展形态分析
 [J].中国电机工程学报,2014,34(34):6007-6020.
 YAO Liangzhong,WU Jing,WANG Zhibing,et al. Pattern analysis of future HVDC grid development [J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(34):6007-6020.
- [2] 徐政,薛英林,张哲任.大容量架空线柔性直流输电关键技术 及前景展望[J].中国电机工程学报,2014,34(29):5051-5062.
 XU Zheng,XUE Yinglin,ZHANG Zheren. VSC-HVDC technology suitable for bulk power overhead line transmission[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(29):5051-5062.
- [3]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.
- [4] 江守其,张林,李国庆,等. 基于改进型 MMC 的风电直流联网 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 ridethrough control strategy of wind power integrated DC transmission system based on modified MMC[J]. Electric Power Automation Equipment,2021,41(12):27-35.
- [5] 方梓熙,蔡旭,史先强,等. 混合型海上风电直流换流器的拓扑 优化与控制[J]. 中国电机工程学报,2021,41(24):8546-8559.
 FANG Zixi, CAI Xu, SHI Xianqiang, et al. Topology optimization and control of the hybrid DC converter for offshore wind farms[J]. Proceedings of the CSEE,2021,41(24):8546-8559.
- [6] 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.
- [7] 李帅,屈海涛,赵成勇,等.采用桥臂电抗投切控制的 MMC 降 电容运行方法[J]. 电力系统自动化,2018,42(7):85-93.
 LI Shuai, QU Haitao, ZHAO Chengyong, et al. Operation method for MMC capacitance reduction with arm reactor switching control[J]. Automation of Electric Power Systems,2018, 42(7):85-93.
- [8] SONG Q, YANG W B, ZHAO B, et al. Energy storage requirement reduction using negative-voltage states of a full-bridge modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5243-5255.
- [9]许建中,李钰,陆锋,等.降低MMC子模块电容电压纹波幅值

174

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.

- [10] 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.
- [11] ZHAO C,LEI M,HU Y,et al. Energy storage requirement optimization of hybrid modular multilevel converter with circulating current injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9):6637-6648.
- [12] HU J B, XIANG M C, LIN L, et al. Improved design and control of FBSM MMC with boosted AC voltage and reduced DC capacitance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3):1919-1930.
- [13] 苑宾,梅念,陈东,等. 三次谐波注入对 MMC 运行特性的影响
 [J]. 高电压技术,2020,46(3):1060-1068.
 YUAN Bin, MEI Nian, CHEN Dong, et al. Influences of third harmonic injection on the operation characteristics of MMC system[J]. High Voltage Engineering,2020,46(3):1060-1068.
- [14] LI R, FLETCHER J E, WILLIAMS B W. Influence of third harmonic injection on modular multilevel converter-based high-voltage direct current transmission systems[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2016, 10(11):2764-2770.
- [15] ZHAO C, HU Y J, LUAN K D, et al. Energy storage requirements optimization of full-bridge MMC with third-order harmonic voltage injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12):11661-11678.
- [16] XU J Z, DENG W C, GAO C X, et al. Dual harmonic injection for reducing the submodule capacitor voltage ripples of hybrid MMC[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected

Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 3622-3633.

- [17] 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, Australia: IEEE, 2013: 318-324.
- [18] 孟经伟,宋强,孙谦浩,等.基于环流解析分析的MMC电容电 压优化控制策略[J].高电压技术,2019,45(3):882-889.
 MENG Jingwei, SONG Qiang, SUN Qianhao, et al. Optimization control strategy of capacitor voltage for modular multilevel converter based on mathematical analysis of circulating current[J]. High Voltage Engineering,2019,45(3):882-889.
- [19] 周月宾,宋强,张楠,等. MMC线性调制区扩大方法及其对桥 臂功率波动影响的统一分析模型[J]. 高电压技术,2021,47 (12):4451-4461.

ZHOU Yuebin, SONG Qiang, ZHANG Nan, et al. Unified analysis model for expanding linear modulation region of MMC and its influence on arm power fluctuation[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(12):4451-4461.

[20] ZHAO C, GAO F Q, LI Z X, 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.

作者简介:



邓伟成(1998—),男,硕士研究生,研究 方向为柔性直流输电(E-mail:1170218522@ qq.com);

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

(编辑 王欣行)

Coupling harmonic injection strategy for suppressing capacitor voltage fluctuation of MMC

DENG Weicheng¹, WANG Yunxin¹, XU Jianzhong¹, WANG Yifan², LIU Ruikuo²

(1. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources,

North China Electric Power University, Beijing 102206, China;

2. China Three Gorges Corporation, Beijing 100038, China)

Abstract: Harmonic injection strategy is an effective means to suppress the capacitor voltage fluctuation of MMC(Modular Multilevel Converter) sub-module. The existing harmonic injection strategies often ignore the second harmonic voltage, which will lead to errors in the theoretical model and affect the suppression effect of capacitor voltage fluctuation. In order to make full use of the advantages on harmonic injection strategy, a coupling harmonic injection strategy considering second harmonic voltage is proposed. The arm power fluctuation model of MMC after the injection of the second harmonic current and the third harmonic voltage is established, and the second harmonic voltage component caused by the injection of the second harmonic current is considered in the model. According to the limitation of modulation ratio and stress of arm current, the constraints of third harmonic voltage and second harmonic components of arm power as the object, the selection method of coupling harmonic parameters is proposed. Finally, it is verified the effectiveness and versatility of the proposed strategy by PSCAD/EMTDC simulation. The results show that, compared with the strategy proposed in existing literature, the proposed strategy can further suppress the capacitor voltage fluctuation by 22.09 %, and increasing the arm current properly can restrain the capacitor voltage fluctuation better.

Key words: harmonic injection strategy; arm power; capacitor voltage fluctuation; MMC

附录 A

$$k_{au,1} = \sin(\omega t - \varphi_1) - \frac{mk_2}{2}\cos(\omega t + \varphi_2) - \frac{k_2k_3}{2}\cos(\omega t + \varphi_3 - \varphi_2) - \frac{m^2\cos\varphi_1}{2}\sin\omega t - \frac{ck_2}{2m\cos\varphi_1}\sin(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2)$$

$$k_{au,2} = \frac{m}{2}\cos(2\omega t - \varphi_1) - \frac{k_3}{2}\cos(2\omega t + \varphi_3 + \varphi_1) + k_2\sin(2\omega t + \varphi_2) + \frac{ck_2}{2}\cos(2\omega t + \varphi_2)$$

$$k_{au,3} = \frac{mk_2}{2}\cos(3\omega t + \varphi_2) - \frac{mk_3}{2}\cos\varphi_1\sin(3\omega t + \varphi_3) + \frac{ck_2}{2m\cos\varphi_1}\sin(3\omega t - \varphi_1 + \varphi_2)$$
(A1)
$$k_{au,4} = \frac{k_3}{2}\cos(4\omega t + \varphi_3 - \varphi_1) + \frac{ck_2^2}{2m\cos\varphi_1}\sin(4\omega t + 2\varphi_2)$$

$$k_{au,5} = \frac{k_2k_3}{2}\cos(5\omega t + \varphi_3 + \varphi_2)$$



Fig.A1 Maximum modulation value with different third harmonic voltage injection



Fig.A2 Maximum value of fundamental frequency current superimposed with different second harmonic current



Fig.A4 Control block diagram of coupled harmonic injection strategy



图 A5 权重因子影响分析

Fig. A5 Analysis on effects of weight factors

附录 B

表 B1 系统参数

Table B1 Parameters of system

系统参数	数值	系统参数	数值
阀侧交流电压 $U_{\rm ac}/kV$	150/160/170/180/190	变压器漏抗	0.1 p.u.
调制比 m	0.75/0.8/0.85/0.9/0.95	子模块个数	288
额定功率/MW	800	子模块电容容值/μF	8 000
直流电压 U _{dc} /kV	400	子模块电容电压参考值/kV	2
桥臂电抗 Larm/H	0.056		

注:变压器漏抗为标幺值。



图 B1 有、无二次谐波电流约束对于功率波动幅值的影响分析

Fig.B1 Analysis on effects of power fluctuation amplitude with and without second harmonic current constraint







Fig.B3 Simulative waveforms of Scheme 2(m=0.85, $\cos\varphi_1=1$)



Fig.B4 Simulative waveforms of power step condition



Fig.B5 Simulative waveforms of grid-side single phase grounding fault condition