

# 低电容用量高纹波 MMC 的三次谐波电压注入方法

孟经伟<sup>1</sup>, 周月宾<sup>2</sup>, 张楠<sup>3</sup>, 宋强<sup>1</sup>

- (1. 电力系统及发电设备控制和仿真国家重点实验室, 清华大学电机系, 北京 100084;
2. 直流输电技术国家重点实验室, 南方电网科学研究院, 广东 广州 510663;
3. 中国南方电网有限责任公司超高压输电公司检修试验中心, 广东 广州 510663)

**摘要:** 针对高纹波模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 在感性工况下输出电压能力和功率能力受限问题, 对基于三次谐波电压注入的高纹波 MMC 进行了研究。考虑了 MMC 电容电压波动的影响, 对三次谐波电压注入下 MMC 电压的输出能力进行了分析, 揭示了在不同运行工况下三次谐波注入对 MMC 最大调制比的提高能力不同。基于感性工况下的调制比可提高程度大于容性工况的特性, 提出了高纹波 MMC 的三次谐波电压注入方法, 可弥补感性工况下高纹波运行方式导致的输出电压和无功能力的缺失, 将高纹波 MMC 的输出功率范围扩展到与常规 MMC 接近, 克服了高纹波 MMC 感性无功输出能力严重受限问题。仿真结果验证了所提方法的有效性。

**关键词:** 模块化多电平换流器; 低电容用量; 三次谐波电压注入

DOI: 10.12067/ATEEE2010026

文章编号: 1003-3076(2021)02-0001-08

中图分类号: TM72

## 1 引言

模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 因其谐波性能优异, 容量等级高, 易于扩展, 在柔性直流输电领域得到广泛应用<sup>[1]</sup>。MMC 桥臂上存在较大的功率波动, 为了减小纹波和限制子模块电容电压峰值, 通常选择较大的电容值<sup>[2]</sup>, 这使 MMC 的高成本和大体积问题更加突出。在已有工程中, 直流电容在子模块中的体积占比达到 60% 以上, 成本占比达到 40% 以上<sup>[3]</sup>, 这极大限制了 MMC 的进一步发展和应用。

降低 MMC 的子模块容值已成为 MMC 研究的一个热点。一类方式仍是以将子模块电容电压波动率严格限制在较低水平 (例如工程实践中通常采用  $\pm 10\%$ ) 为目标, 采取额外手段降低桥臂功率波动, 从而降低所需的子模块电容值。例如已有研究表明, 通过适当的二倍频环流控制, 可降低桥臂功率的波动幅度, 从而减小子模块电容值。但是, 所注入的二倍频环流也会增加桥臂电流有效值和峰值, 对电容值降低的程度比较有限<sup>[4,5]</sup>。对于含有全桥子模

块的 MMC, 利用全桥子模块的负压输出可改变桥臂功率波动, 在所能输出负电平最大数目达到一定程度时, 甚至能使桥臂的基频功率波动分量达到一个极低值<sup>[6]</sup>。但这种方式下需要额外大幅增加全桥子模块数量, 虽然电容用量有所下降, 但是功率器件的数目有较大幅度的增加, 在总成本和体积方面的改善程度有限。另外, 随着功率因数的降低, 负电平利用方式对桥臂功率波动的降低效果也大为下降。

近年来一种新的高纹波运行方式被提出。这种方式并非常规地限制电容电压波动率, 而是在电容电压峰值不变的约束条件下, 允许 MMC 在更大的电容电压纹波下运行, 从而大幅降低所需子模块电容值。例如, 文献 [7-10] 提出了采用高纹波运行方式的低电容静止无功发生器 (Low-Capacitance Static Synchronous Compensator, LC-STATCOM)。文献 [11] 提出了高纹波 MMC (MMC with High Ripples, HR-MMC), 在电容电压峰值不变, 电容电压最大波动率由 10% 提高到 20% 的情况下, 可以使电容用量降低 40% 以上, 总体积降低 30%。

但是提高电容电压纹波对于某些运行工况下的

收稿日期: 2020-10-22

基金项目: 国家自然科学基金项目 (51977119)、南方电网公司科技项目 (ZBKJXM20180663)

作者简介: 孟经伟 (1990-), 男 (满族), 辽宁籍, 博士研究生, 研究方向为柔性直流输电技术;

宋强 (1975-), 男, 河北籍, 副教授, 博士, 研究方向为柔性直流输电技术 (通讯作者)。

桥臂电压输出能力会产生影响,进而影响输出功率范围。文献[12,13]的分析均表明,在感性工况下,电容电压波动峰值和桥臂电压峰值相位相反,提高电容电压纹波将会使得桥臂输出电压能力降低,进而换流器感性输出范围受限。针对 LC-STATCOM 感性无功受限的问题,文献[14,15]提出增加由双向晶闸管控制的可投切电抗器,在感性工况下增大换流器与电网之间的连接电抗,降低对换流器输出电压的要求,但是这增大了装置的硬件成本和体积。文献[11]提出的高纹波 MMC 虽然有功功率和容性无功输出能力与常规 MMC 一致,但是最大感性无功输出能力仅有常规 MMC 的 40% 左右。感性无功输出能力受限的问题也对高纹波 MMC 的应用场合带来了一定的限制。

三次谐波电压注入是一种常用的提高换流器输出能力的手段,但是由于 MMC 存在较大的电容电压波动,并且电容电压波动与桥臂输出电压的相位关系也随运行工况变化而变化,这使得 MMC 的三次谐波电压注入方法更为复杂。例如文献[16]的研究表明,在 MMC 中并不能简单地采用固定幅值和相位的三次谐波注入方法,而是需要根据运行工况动态计算最优的三次谐波幅值和相位,使各工况下可实现的调制比最大化。本文分析了三次谐波电压注入对 MMC 的运行范围的影响,发现在不同运行工况下三次谐波电压注入对 MMC 最大调制比的提高能力不尽相同。在 MMC 采用三次谐波注入方法时,在感性工况下的调制比可提高程度要高于容性工况,而这种差异正可以用于弥补高纹波运行方式在感性工况下输出电压和无功功率受限的“短板”。基于此,本文提出了高纹波 MMC 的三次谐波电压注入方法,可以将高纹波 MMC 的输出功率范围扩展到与常规 MMC 接近,克服高纹波 MMC 感性无功输出能力严重受限的问题。

## 2 高纹波 MMC 基本原理与运行范围分析

### 2.1 高纹波 MMC 基本原理

MMC 的主电路及其子模块如图 1 所示。其中,  $u_{\text{cap}}$  为子模块电容电压,  $N$  为桥臂级联子模块数目,  $L$  为桥臂电抗,  $U_{\text{dc}}$ 、 $I_{\text{dc}}$  分别为直流电压和电流,  $U_{\text{sa}}$ 、 $i_{\text{a}}$ 、 $i_{\text{ap}}$  分别为 A 相电网电压、电流和上桥臂电流。

文献[11]提出的高纹波 MMC 的运行原理(以容性工况为例)如图 2 所示。与常规 MMC 相比,桥臂级联子模块数目  $N$  略有增加,使电容电压直流分

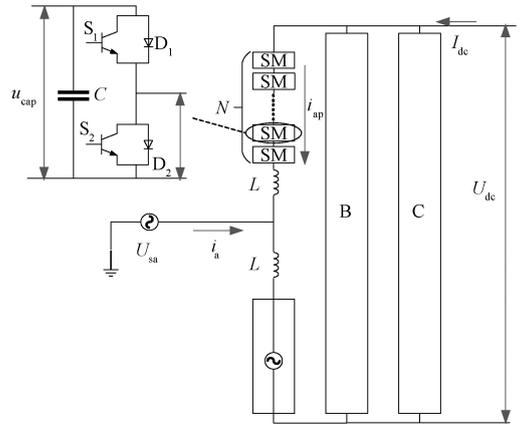


图 1 MMC 主电路

Fig.1 Circuit diagram of MMC

量略为降低,在电容电压峰值一定的情况下,使所允许的电容电压波动幅度更大。由于所需电容值与电容电压波动幅度成反比,这可以大幅降低所需电容用量。例如,如果将数目  $N$  增加 10%,在电容电压峰值不变的前提下,可以使允许的电容电压波动率由 10% 升至 20%,单个子模块电容值可以降低一半,MMC 电容用量降低约 40%,总体积降低 30%,总成本降低 10%<sup>[11]</sup>。

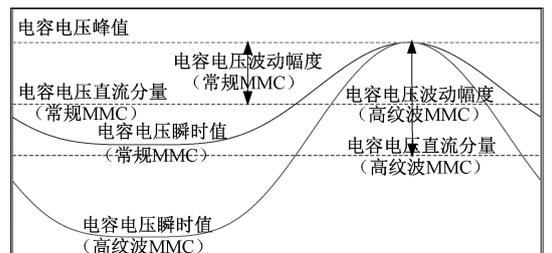


图 2 高纹波 MMC 子模块电容电压波动示意图

Fig.2 Schematic of HR-MMC (capacitive)

### 2.2 高纹波 MMC 感性工况下过调制成因

由于高纹波 MMC 相对常规 MMC 的电容电压波动更大,因此在某些工况下尤其是感性模式下可能会出现过调制。图 3 显示了高纹波 MMC 和常规 MMC 在典型工况下的桥臂输出电压和桥臂电容电压(桥臂所有子模块电容电压之和)的相对关系。如图 3(a)所示,在容性模式( $\varphi = \pi/2$ )时,桥臂输出电压峰值与电容电压波动峰值相位一致,电容电压波动是有利于提高桥臂输出电压能力的。如图 3(b)所示,在单位功率因数( $\varphi = 0$ )时,电容电压波动对桥臂输出电压的影响接近于中性。如图 3(c)所示,在感性模式( $\varphi = -\pi/2$ )时,桥臂电容电压峰值与电容电压谷值相位一致,这使得桥臂输出电压能

力会随着纹波的提高而降低。随着电容电压波动幅度加大,在电容电压波动谷值点附近,会出现电容电压瞬时值小于所需要输出电压的情况,即图 3(c)中的阴影部分,即出现过调制。进一步可以绘制出如图 4 所示的功率圆图。由图 4 可知,高纹波 MMC 感性功率输出范围和有功功率输出范围与常规 MMC

一致,而感性功率输出范围则因纹波的提高而有所降低。当 MMC 工作在感性模式( $\varphi = -\pi/2$ ),高纹波 MMC(电容电压波动率为 20%时)的无功输出能力仅有常规 MMC 的 40%左右。而随着纹波的逐渐增大,感性输出能力进一步受到限制。

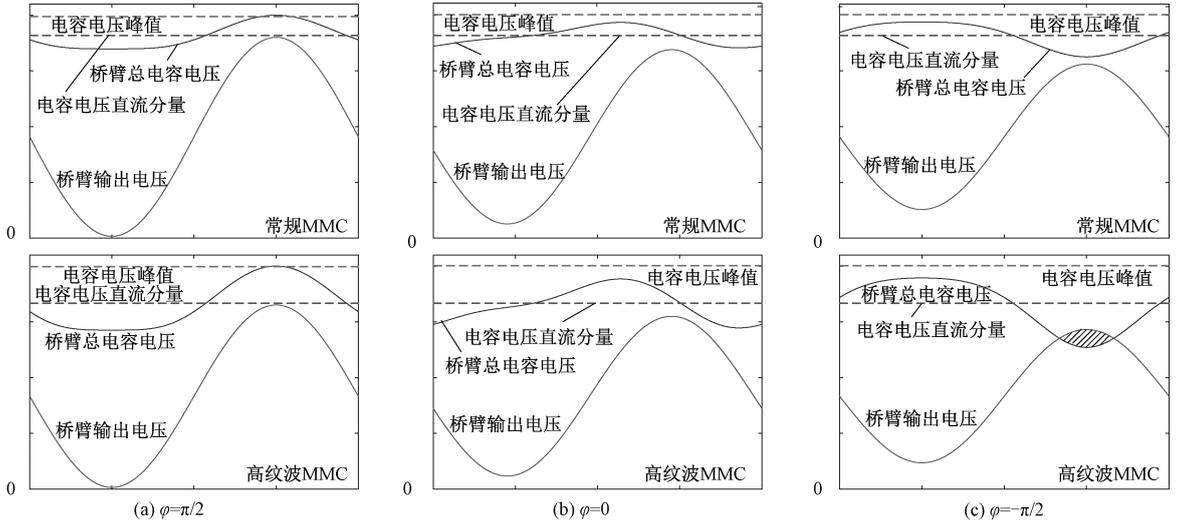


图 3 高纹波和常规 MMC 典型工况比较

Fig.3 Comparison of HR-MMC and NR-MMC

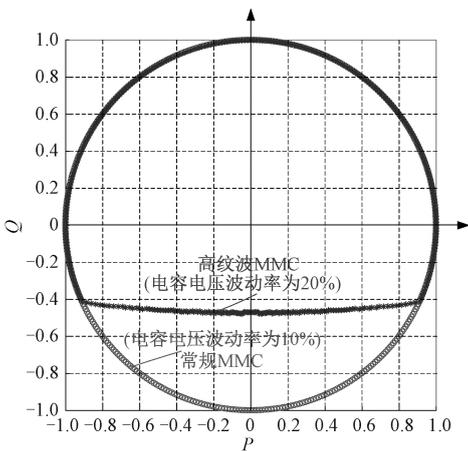


图 4 高纹波 MMC 和常规 MMC 功率图

Fig.4 PQ diagrams of HR-MMC and NR-MMC

### 3 基于三次谐波电压注入的高纹波 MMC 感性无功输出能力提升方法

三次谐波电压注入是一种提高换流器输出电压能力的有效手段,因此可以考虑采用三次谐波电压注入方法解决高纹波 MMC 感性工况下输出电压能力受限的问题。但是由于 MMC 中存在较大的电容电压波动,使 MMC 的三次谐波电压注入方法更为

复杂,需要进行更为深入的分析。

#### 3.1 MMC 的三次谐波电压注入方法的调制波

以 A 相上桥臂为例,对注入的三次谐波电压及其影响进行如下分析。注入三次谐波电压后,A 相上桥臂的输出电压瞬时值  $u_{out}$  为:

$$u_{out} = \frac{U_{dc}}{2} - M \frac{U_{dc}}{2} \sin(\omega t + \delta) - k_3 M \frac{U_{dc}}{2} \sin(3\omega t + \delta + \beta_3) \quad (1)$$

式中, $\omega$  为系统基频角频率; $M$  和  $\delta$  分别为桥臂输出电压中基频电压调制比有效值和功角; $k_3$  为注入三次谐波电压幅值系数; $\beta_3$  为注入三次谐波电压的相位。

定义桥臂电容电压  $u_{cap\_arm}$  为:

$$u_{cap\_arm}(t) = \sum_{n=1}^N u_{cap\_n}(t) \quad (2)$$

即此桥臂内所有子模块电容电压之和,其中  $u_{cap\_n}$  为第  $n$  个子模块电容电压瞬时值。

此桥臂的调制波就是桥臂输出电压与桥臂电容电压的比值,即:

$$f_{modu} = \frac{u_{out}(t)}{u_{cap\_arm}(t)} \quad (3)$$

调制波实际上就是利用桥臂电容电压,将桥臂参考电压归一化。根据 MMC 的调制原理,满足线性调制的条件是:

$$0 \leq f_{\text{modu}}(t) \leq 1 \quad (4)$$

实际上,式(1)中的三次谐波注入的作用就是将  $u_{\text{out}}$  波形的幅值降低,从而更有利于使调制波满足式(4)的线性调制约束条件。对于常规的两电平/三电平换流器,通常直流电容电压波动很小,在分析线性调制范围时,仅需考虑三次谐波电压对  $u_{\text{out}}$  波形的影响即可,通常只需注入一个幅值系数和相位固定的三次谐波电压,并且在各运行工况下最大调制比都可以提高到约 1.15。但是在 MMC 中,式(3)中分母项的桥臂电容电压  $u_{\text{cap\_arm}}$  也是存在波动的,且电容电压波动与桥臂电压的相位关系是随运行工况变化而变化的。因此三次谐波电压注入对 MMC 线性调制范围和最大调制比的影响并不是固定不变的,也是随运行工况变化而变化的。而随着电容值的减小,纹波逐渐升高,这种影响将更加显著。因此,需要考虑到电容电压波动影响,针对各运行工况计算最优的三次谐波电压幅值系数和相位。在 MMC 中采用三次谐波注入方法时,不同运行工况下最大调制比的提高程度也并不相同。

为了对计及三次谐波电压注入的 MMC 进行解析分析,需要在式(3)所示的调制波形计算中详细考虑电容电压波动的解析表达式。电容电压波动也是桥臂中电容所储存能量变化的体现,可以定义桥臂储能瞬时值如下:

$$e(t) = \frac{1}{2} N C u_{\text{cap}}^2(t) \quad (5)$$

即此时刻桥臂中所有电容储存能量之和。也就是说,如果已知桥臂电容储能瞬时值,就可以利用式(5)反推出桥臂电容电压,即:

$$u_{\text{cap\_arm}} = N u_{\text{cap}} = \sqrt{\frac{2e(t)}{C/N}} \quad (6)$$

另一方面,桥臂储能也是桥臂上瞬时功率的积分的结果,即:

$$e(t) = \int_{t_0}^t p(\tau) d\tau + e(t_0) \quad (7)$$

式中,  $t_0$  为某一初始时刻;  $e(t_0)$  为桥臂储能积分常数,可以任意给定,最后再根据稳态桥臂储能平均值需与电容额定直流电压一致的条件进行修正<sup>[17]</sup>。桥臂上瞬时功率  $p(t)$  可以由桥臂电压和桥臂电流的乘积计算得到:

$$p(t) = i_{\text{ap}}(t) u_{\text{out}}(t) \quad (8)$$

桥臂电压解析表达式如式(1)所示,桥臂的电流可以表示为:

$$i_{\text{ap}} = -\frac{i_a}{2} + \frac{i_{\text{dc}}}{3} = -\frac{\sqrt{2}}{2} I \sin(\omega t + \varphi) + \frac{1}{3} I_{\text{dc}} \quad (9)$$

式中,  $\varphi$  为功率因数角;  $I$  为相电流有效值。基于式(6)~式(9)可以通过桥臂电压和电流得到桥臂储能值,进而得到桥臂电容电压的瞬时值。

### 3.2 MMC 三次谐波电压注入方法最大调制比提高程度分析

得到桥臂电容电压瞬时值后,将其代入到式(3)中,就可以得到桥臂的调制波。三次谐波电压注入的原理在于降低桥臂调制波的峰值,提高可实现的最大调制比。因此,可以利用对调制波峰值的降低程度来评价三次谐波注入方法的效果。考虑到桥臂电压存在  $U_{\text{dc}}/2$  的直流偏移,调制波上也存在  $1/2$  的直流偏移,定义如下方式计算的调制裕度提高系数  $k_{\text{inj}}$  以评价三次谐波电压注入对交流电压输出的提高能力:

$$k_{\text{inj}} = \frac{\max[f_{\text{modu}}(\text{no\_inj})(t) - 0.5]}{\max[f_{\text{modu}}(\text{with\_inj})(t) - 0.5]} \quad (10)$$

式中,  $f_{\text{modu}}(\text{no\_inj})$  为无三次谐波电压注入时的调制波函数;  $f_{\text{modu}}(\text{with\_inj})$  为有三次谐波电压注入时的调制波函数。当  $k_{\text{inj}} > 1$  时,为换流器具有通过注入三次谐波电压提高输出电压的能力,同时  $k_{\text{inj}}$  越大,提高输出电压的潜力越大。

MMC 的调制波  $f_{\text{modu}}$  表达式如式(3)所示,对于不同的运行工况,应以使  $f_{\text{modu}}$  波形在一个工频周期内的峰值最小为优化目标,搜索最优的三次谐波幅值系数  $k_3$  和相位  $\beta_3$ 。针对如表 1 所示 1 000 MW/ $\pm 320$  kV (10%) 的 MMC 实例,对最优三次谐波注入方法进行了研究,得到最优的  $k_3$  和  $\beta_3$  随功率因数角变化的结果如图 5 所示,相应的通过三次谐波电压注入所能实现的最大调制比如图 6 所示。

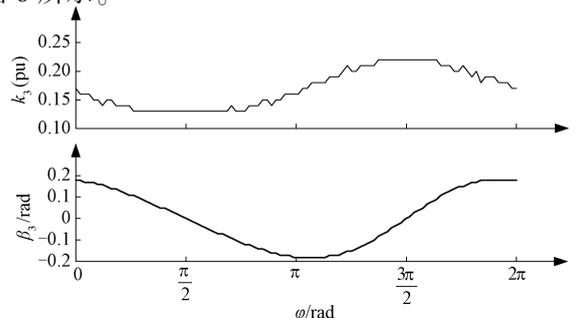


图5 注入三次谐波电压调制比和相位

Fig.5 Modulation ratio and phase of injected voltage

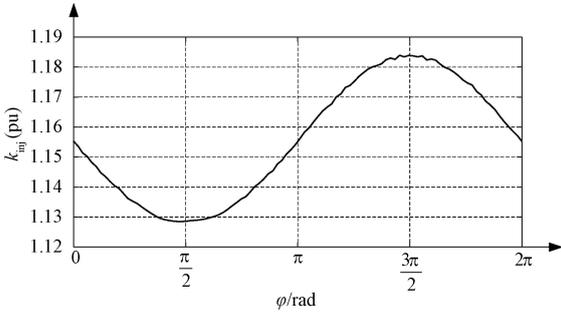


图 6 全工况调制裕度提高系数  $k_{inj}$

Fig.6  $k_{inj}$  of all operating conditions

从图 5 可以看出,随着不同运行工况(功率因数角)的变化,为了达到调制比提高程度最大的目标,所需注入的三次谐波幅值系数  $k_3$  和相位  $\beta_3$  并不是固定的,而是随运行工况变化的。这是由于 MMC 中存在较大的电容电压波动,而且桥臂电容电压波动和桥臂输出电压之间的相对相位关系随功率因数角变化而变化,因此导致所需注入的三次谐波也发生变化。

表 1 换流器参数

Tab.1 Parameters of MMC

参数	数值
容量 S/MW	1 000
相电压 $U_s$ /kV	192
直流电压 $U_{dc}$ /kV	$\pm 320$ (极间 640)
桥臂电感 $L$ /mH	110(0.156pu)
额定电容电压 $U_{cap}$ /V	1 818
桥臂子模块数目 $N$	352
电容值/mF	12.7
电容电压波动率 $\varepsilon$ (%)	10

从图 6 可以看出,在不同运行工况下通过三次谐波电压注入所能实现的最大调制比也是不同的。显然,相对于容性工况,在感性工况下所能实现的最大调制比要更高。例如,在纯容性工况下所能实现的最大调制比约为无三次谐波电压注入时的 1.128 倍,而在纯感性工况下所能实现的最大调制比约为无三次谐波电压注入时的 1.185 倍。这意味相比于容性运行范围,三次谐波注入方法在感性范围内能够达到更大的输出电压提升效果。

### 3.3 基于三次谐波电压注入的高纹波 MMC 的感性功率输出范围提升

无论对于常规 MMC 还是高纹波 MMC,三次谐波注入的一个基本作用就是可以提高换流器的最大调制比,相应地也就可以提高 MMC 交流侧额定电

压,这有利于降低额定桥臂电流,从而降低换流器损耗和子模块电容用量。在 3.2 节中的分析一方面表明,由于电容电压波动的影响,在不同运行工况下三次谐波注入方法对调制比的可提高程度是不同的,如果需要利用三次谐波注入方法提高交流侧额定电压,考虑到满足全工况运行需要,只能按照图 6 中的调制比提高系数曲线的最低值(即容性工况时)设计。另一方面也表明,在 MMC 中应用三次谐波注入方法时,在感性工况下调制比的可提高程度要高于容性工况,无论是否已经利用三次谐波注入方法提高交流侧额定电压,都可以利用这个差异来弥补高纹波 MMC 感性输出范围。为了说明三次谐波注入方法对 MMC 参数设计的影响,以及本文所提方法对高纹波 MMC 感性功率输出范围提升的作用,本文对多种设计方式进行了比较分析,其结果如表 2 和表 3 所示。MMC 的额定容量和额定直流电压仍为表 1 中参数不变,但是其他参数根据不同设计方式有所不同。在不同方案的设计中,桥臂电抗按标么值不变的原则进行设计。

表 2 三次谐波注入方案 1 的 MMC 参数设计

Tab.2 Parameters of MMCs when using third-order harmonic injection scheme 1

	harmonic injection scheme 1	
	常规 MMC	高纹波 MMC
三次谐波利用方式	无	提升感性功率输出范围
额定交流相电压/kV	192	192
额定交流电流/A	1 736	1 736
桥臂电感 $L$ /mH	110(0.156pu)	110(0.156pu)
模块数	352	384
额定电容电压 $U_{cap}$ /V	1 818	1 667
电容电压波动率 $\varepsilon$	10%	20%
电容值/mF	12.7	6.6
总容量/MJ	53.6	30.4
电容用量(pu)		
(以方案 1 常规 MMC 为基准)	1	0.567
最大感性功率(pu)	1.0	0.9

在方案 1 中,常规 MMC 和高纹波 MMC 的额定交流电压参数仍按照无三次谐波注入时设计,只在高纹波 MMC 中利用三次谐波注入提高 MMC 输出电压能力,所注入的三次谐波电压幅值系数和相位按 3.2 节所述的最优方式注入。方案 1 下常规 MMC 方式和高纹波 MMC 的主要参数如表 2 所示。在这种方式下,扫描计算得到的高纹波 MMC 运行范围如图 7 所示。可以看到,由于三次谐波注入方法解除了感性工况下桥臂输出电压能力所受到的约

束,因此大大地扩展了高纹波 MMC 的感性无功运行范围,使高纹波 MMC 的感性功率运行范围已经接近于常规 MMC。

表3 三次谐波注入方案2的MMC参数设计

Tab.3 Parameters of MMCs when using third-order harmonic injection scheme 2

	常规 MMC	高纹波 MMC
三次谐波利用方式	提高交流侧额定电压	提高交流侧额定电压及感性功率输出范围
额定交流相电压/kV	215	215
额定交流电流/A	1 550	1 550
桥臂电感 L/mH	138(0.156pu)	138(0.156pu)
模块数	352	384
额定电容电压 $U_{cap}/V$	1 818	1 667
电容电压波动率 $\varepsilon(\%)$	10	20
电容值/mF	11.6	6.1
总容量/MJ	49.4	28.1
电容用量(pu)	0.922	0.524
(相比于常规 MMC 方式 1)		
最大感性功率(pu)	1.0	0.7

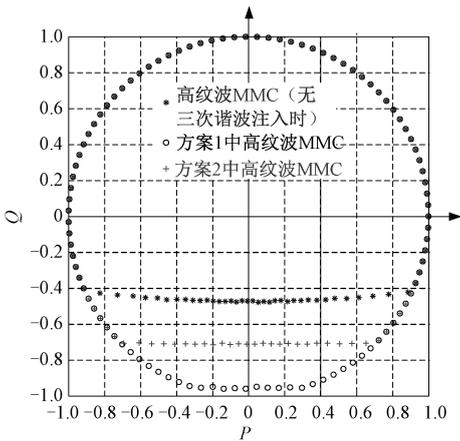


图7 输出能力比较

Fig.7 Comparison of output power capability

在方案2中,常规 MMC 和高纹波 MMC 都利用三次谐波注入提高额定交流电压,但在设计时需按照本文提出的调制裕度提高系数曲线的最低点设计。另外高纹波 MMC 中利用调制比提高程度的差异提升感性功率输出范围。在额定直流电压不变的情况下,将 MMC 交流侧额定电压提高,降低额定交流电流,可达到降低开关器件额定电流、降低换流器损耗和降低子模块电容值的目的。根据图6所示的计算结果,由于 MMC 存在电容电压波动,在不同运行工况下三次谐波注入对调制比的提高程度是不同

的,考虑到满足全工况运行的条件,在参数设计时只能按照调制比提高程度的最小值进行设计。根据额定容性工况下调制比只能提高 1.12 倍,方案2是将交流额定电压提高 1.12 倍,并相应地降低交流侧额定电流。

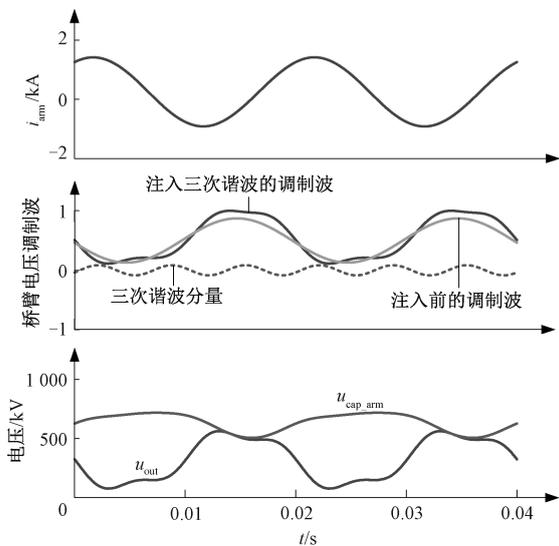
方案2下常规 MMC 方式和高纹波 MMC 的主要参数如表3所示。对于常规 MMC,由于还存在桥臂额定电流的限制,因此通过三次谐波电压注入方式进一步提高调制比并不能够提高 MMC 的输出功率范围,主要是通过降低桥臂额定电流将子模块电容值小幅减小约 8.66%,其功率范围基本不变。

在方案2中,高纹波 MMC 仍是通过增加级联子模块数目并减小电容值的方式使 MMC 以高纹波(20%)方式运行。虽然 MMC 参数设计时是基于调制比提高 1.12 倍设计的,但是在感性工况下可以更大程度地提高调制比,因此可以利用这个调制比提高差额使高纹波 MMC 的感性输出范围增大。方案2中高纹波 MMC 所能达到的功率输出范围绘制在图7中。由于 MMC 参数已经按照调制比提高 1.12 倍进行设计,因此可以用于提高感性功率输出范围的调制比差额相比方案1中高纹波方式有所减小,使感性输出功率范围较方案1中高纹波 MMC 小,但是仍相比无三次谐波注入时的高纹波 MMC 有较大程度提高。相比于常规 MMC 方式,高纹波 MMC 可以将 MMC 电容用量降低 40% 以上,由于子模块中电容的体积和成本占比都很大,因此可以达到大幅降低 MMC 体积和成本的目的。相比于方案1,方案2中高纹波 MMC 电容用量降低程度更大,但感性无功范围有一定减小。在实际工程中可以根据功率范围的要求选择合适的设计方式。

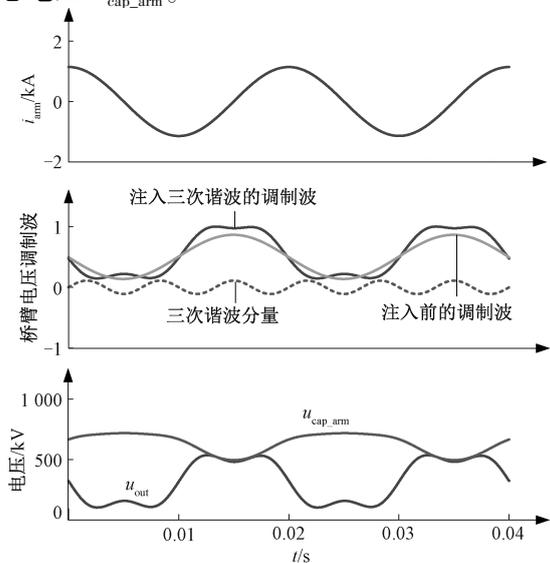
## 4 仿真实验

按表1所示的 1 000 MW/ $\pm 320$  kV 的 MMC 使用 Matlab/Simulink 进行仿真实验。其中,解算器为 ode1(Euler)、步长为 50  $\mu s$ 。

$\varphi = 4\pi/3, I = 0.95pu$  时,高纹波 MMC 仿真结果如图8所示,在  $\varphi = 4\pi/3, I = 0.95pu$  的工况下,MMC 向交流系统注入 0.475pu 的有功功率,同时吸收 0.823pu 的无功功率。常规 MMC(10%)能够稳态运行,而无三次谐波注入的高纹波 MMC 会出现过调制。通过向桥臂输出电压中注入使式(4)成立的三次谐波电压,调制波函数  $f_{modu}$  可以在全周期内小于等于 1,即桥臂输出电压  $u_{out}$  总是小于桥臂总电压  $u_{cap\_arm}$ 。

图8 在  $\varphi=4\pi/3, I=0.95\text{pu}$  工况下的高纹波 MMC 仿真结果Fig.8 Simulation results of HR-MMC when  $\varphi=4\pi/3$  and  $I=0.95\text{pu}$ 

$\varphi=3\pi/2, I=0.93\text{pu}$  时,高纹波 MMC 仿真结果如图9所示,在  $\varphi=3\pi/2, I=0.93\text{pu}$  的工况下,MMC 和交流系统间无有功功率交换,运行于纯感性工况,从交流系统吸收  $0.93\text{pu}$  的无功功率。常规 MMC 能够稳态运行,而高纹波 MMC (20%) 则会出现过调制。通过向桥臂输出电压中注入使式(4)成立的三次谐波电压,调制波函数  $f_{\text{modu}}$  在全周期内小于等于1,即桥臂输出电压  $u_{\text{out}}$  总是小于桥臂总电压  $u_{\text{cap\_arm}}$ 。

图9 在  $\varphi=3\pi/2, I=0.93\text{pu}$  工况下高纹波 MMC 仿真结果Fig.9 Simulation results of HR-MMC when  $\varphi=3\pi/2$  and  $I=0.93\text{pu}$ 

上述仿真结果表明,所提三次谐波电压注入的运行方法,能够显著增强高纹波 MMC 的感性无功输出能力,极大扩展高纹波 MMC 的感性运行范围。

## 5 结论

高纹波 MMC 可以大幅降低 MMC 的电容用量,但是在感性工况下电压输出能力受限是高纹波 MMC 面临的主要问题之一。本文对计及电容电压波动的 MMC 三次谐波电压注入方法进行了分析,发现了在不同运行工况下三次谐波电压注入对 MMC 最大调制比的提高能力并不相同,在感性工况下的调制比可提高程度要高于容性工况。基于感性工况和容性工况三次谐波注入对调制比提高程度的差异,本文提出了高纹波 MMC 的三次谐波电压注入方法,可以弥补高纹波运行方式在感性工况下输出电压和输出功率能力受限的“短板”,将高纹波 MMC 的输出功率范围扩展到与常规 MMC 接近,在大幅降低 MMC 电容用量的目标下,同时克服高纹波 MMC 感性无功输出能力严重受限的问题。仿真结果验证了所提方法的有效性。

## 参考文献 (References):

- [1] Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multi-level converter topology suitable for a wide power range [A]. IEEE PowerTech Conference [C]. Bologna, Italy, 2003. 6-23.
- [2] Tang Y, Ran L, Alatisse O, et al. Capacitor selection for modular multilevel converter [A]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition [C]. Pittsburgh, PA, USA, 2014. 9-14.
- [3] Tang Y, Chen M, Ran L. A compact MMC submodule structure with reduced capacitor size using the stacked switched capacitor architecture [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (10): 6920-6936.
- [4] Li X, Meng J, Song Q, et al. Analysis and reduction method of MMC capacitor voltage ripple operation boundary based on circulating-current control [A]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition [C]. Portland, USA, 2018. 9-23.
- [5] 李笑倩, 刘文华, 孙树敏, 等 (Li Xiaoqian, Liu Wenhua, Sun Shumin, et al.). 利用环流的 MMC 电容电压波动抑制方法 (Capacitor voltage ripple suppression method of MMC using circulating current) [J]. 电力电子技术 (Power Electronics), 2018, 52 (11): 30-33.
- [6] Song Q, Yang W, Zhao B, et al. Energy storage require-

- ment reduction using negative-voltage states of a full-bridge modular multilevel converter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34 (6): 5243-5255.
- [7] Farivar G, David C, Hredzak B, et al. Low-capacitance cascaded h-bridge multilevel StatCom [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32 (3): 1744-1754.
- [8] Isobe T, Shiojima D, Kato K, et al. Full-bridge reactive power compensator with minimized-equipped capacitor and its application to static var compensator [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 31 (1): 224-234.
- [9] He Z, Zhang L, Isobe T, et al. Dynamic performance improvement of single-phase STATCOM with drastically reduced capacitance [A]. *IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia* [C]. Kaohsiung, Taiwan, 2017. 17062481.
- [10] Isobe T, Zhang L, Iijima R, et al. Experimental verification of capacitance reduction in MMC-based STATCOM [A]. *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* [C]. Milwaukee, WI, USA, 2016. 9-18.
- [11] Song Q, Yang W, Zhao B, et al. Low-capacitance modular multilevel converter operating with high capacitor voltage ripples [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 60 (10): 7456-7467.
- [12] Li Xiaoqian, Song Qiang, Liu Wenhua, 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.
- [13] Song Q, Liu W, Li X, et al. A steady-state analysis method for a modular multilevel converter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28 (8): 3702-3713.
- [14] Farivar G, Townsend C, Pou J, et al. Low-capacitance StatCom with modular inductive filter [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34 (4): 3192-3203.
- [15] Farivar G, Townsend C, Pou J. Low-capacitance statcom with thyristor switched filter inductor [A]. *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* [C]. Washington, DC, USA, 2018. 10-21.
- [16] Guo G, Song Q, Yang W, et al. Application of third-order harmonic voltage injection in a modular multilevel converter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65 (7): 5260-5271.
- [17] Angquist L, Antonopoulos A, Siemaszko D, et al. Open-loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011, 47 (6): 2516-2524.

## A third-order harmonic injection method for low-capacitance modular multilevel converters with high ripples

MENG Jing-wei<sup>1</sup>, ZHOU Yue-bin<sup>2</sup>, ZHANG Nan<sup>3</sup>, SONG Qiang<sup>1</sup>

(1. State Key Laboratory of Control and Simulation of Power System and Generation Equipments, Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China; 2. State Key Laboratory of HVDC, Electric Power Research Institute, CSG, Guangzhou 510663, China; 3. Maintenance and Test Center of Extra High Voltage Power Transmission Co., China Southern Power Grid, Guangzhou 510663, China)

**Abstract:** Aiming at the problem of the limitation of inductive reactive power rating of the low-capacitance modular multilevel converters with high ripples (HR-MMCs), the third-order harmonic injection method for HR-MMC is studied. Taking the effect of the capacitor voltage fluctuation into consideration, the influence of the third-order harmonic voltage injection on the output voltage capability is comprehensively analyzed. The different effects of third-order harmonic injection on the maximum modulation ratio under different operating conditions are revealed. Based on the fact that the modulation ratio of inductive operation mode can be improved more than that of capacitive operation mode, a third-order harmonic voltage injection method for HR-MMC is proposed, which can make up for the limitation of the output voltage ability under inductive condition, and extend the output reactive power range to be close to that of conventional MMCs, and overcome the problem of the limitation of inductive reactive power rating. Simulation results verify the effectiveness of the proposed method.

**Key words:** modular multilevel converter; low-capacitance; third-order harmonic injection