文章编号：1674-0629(2026)09-0130-13 中图分类号：TM721. 1 文献标志码：A
DOI：10.13648/j.cnki.issn1674-0629.2026.09.012

# 基于多次谐波协同注入的碳化硅模块化多电平换流器子模块电容电压波动抑制方法

杨柳[1]，谭令其[2]，周月宾[1]，马凯[2]，熊紫胭[3]，殷天翔[3]，林磊[3]
（1. 直流输电技术全国重点实验室(南方电网科学研究院)，广州 510663；2. 广东省电力装备可靠性企业重点实验室(广东电网有限责任公司电力科学研究院)，广州 510080；3. 强电磁工程与新技术国家重点实验室(华中科技大学电气与电子工程学院)，武汉 430074）

**摘要**：碳化硅(silicon carbide，SiC)器件开关频率高、损耗低，采用SiC代替传统硅(Silicon，Si)模块化多电平换流器(modular multilevel converter，MMC)可实现更高频次谐波注入，从而进一步减小子模块的电压波动。通过探究SiC MMC的谐波注入边界，提出了一种多次谐波协同注入的子模块电容电压波动抑制方法。首先基于传统MMC模型探明了MMC注入谐波的频次边界；接着，建立了多次谐波协同注入的子模块电容电压波动抑制优化模型，通过2+3+4+8次谐波协同注入，进一步抑制了子模块的电压波动。结果表明所提策略相比于环流抑制和典型2次环流注入方案，其电容电压波动分别降低了71. 12 %和54. 17 %，为MMC的轻量化设计提供了有力支撑。

**关键词**：谐波注入；电容电压波动；碳化硅；模块化多电平换流器

# Capacitor Voltage Fluctuation Suppression Method of Silicon Carbide Modular Multilevel Converter Submodule Based on Multi-Order Coupled Harmonic Injection

YANG Liu[1], TAN Lingqi[2], ZHOU Yuebin[1], MA Kai[2], XIONG Ziyan[3], YIN Tianxiang[3], LIN Lei[3]
（1. State Key Laboratory of HVDC, Electric Power Research Institute, CSG, Guangzhou 510663, China；2. Guangdong Key Laboratory of Electric Power Equipment Reliability, Electric Power Research Institute of Guangdong Power Grid Co. , Ltd. , Guangzhou 510080, China；3. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Technology, School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China）

**Abstract**：Silicon carbide（SiC）devices feature high switching frequency and low switching loss. Replacing traditional silicon（Si）modular multilevel converters（MMCs）with SiC enables higher-frequency harmonic injection, thereby further reducing submodule voltage fluctuations. By exploring the harmonic injection limits of SiC MMCs, a method for suppressing submodule capacitor voltage fluctuations through coordinated multi-harmonic injection is proposed. Firstly, the frequency boundary for harmonic injection in conventional MMCs is determined based on the traditional MMC model. Secondly, an optimization model for submodule capacitor voltage fluctuation suppression via coordinated multi-harmonic injection is established. By injecting a combination of 2nd, 3rd, 4th, and 8th harmonics, the submodule voltage fluctuations are further mitigated. The results show that the proposed strategy reduces capacitor voltage fluctuations by 71. 12% and 54. 17% compared with circulating current suppression and typical 2nd harmonic injection schemes, respectively, providing strong support for the lightweight design of MMCs.

**Key words**：harmonic injection；capacitor voltage fluctuation；SiC；MMC

**基金项目**：国家自然科学基金资助项目(51977093)；中国南方电网有限责任公司科技项目(GDKJXM20222070)。
**Foundation item**：Supported by the National Natural Science Foundation of China（51977093）；the Science and Technology Project of China Southern Power Grid Co., Ltd.(GDKJXM20222070).

## 0　引言

模块化多电平换流器（modular multilevel converter，MMC）具有效率高、功率范围大、电能质量高且可扩展性强等优点，是目前海上风电换流站主流方案[1-6]。然而，目前MMC海上换流站体积庞大[7]、结构复杂，亟须实现轻型化设计。MMC子模块主要由开关器件和电容组成，开关器件目前主要采用硅（silicon，Si）器件，但Si器件损耗较大、开关频率较低，且现有工程对其利用效果已趋于理论极限，导致MMC重量和体积都难以缩减。近几年，高压大功率碳化硅（silicon carbide，SiC）器件发展迅猛，其耐压等级不断提升、成本逐渐降低[8]。而碳化硅金属氧化物半导体场效应晶体管（silicon carbide metal oxide semiconductor field effect transistor，SiC MOSFET）相比于Si绝缘栅双极型晶体管（insulated-gate bipolar transistor，IGBT）开关频率更高、开关损耗更小[9-13]，在未来MMC建设中具有广阔的应用前景，为MMC轻型化带来了新的机遇[14-16]。

MMC轻型化设计常通过抑制子模块电压波动、减小子模块电容容值实现。传统的抑制方法主要分为改进拓扑和附加控制两种。改进拓扑方案主要有改进子模块[10，17-18]、增加功率通道[19-21]等。这类方案需增设额外电路，比如为了让半桥型MMC换流站获得直流故障自清除能力，现有方案需要增设额外的嵌套桥臂、换向电路或者增加全桥子模块占比，这类改造都会导致产生了额外的硬件成本：已有实测对比数据显示，相较于优化后的嵌套型MMC方案，半桥型MMC配合混合式DCCB的改造方案总成本高出25 %，FBSM占比为50%的半-全混合型MMC改造方案的开关器件投资成本高出14 %；而针对传统MMC因器件数量过多带来额外成本问题，新型串联单链式拓扑通过结构改进减少了三分之二的子模块数量，也反向证明增设额外电路会推高硬件成本。附加控制法主要分为子模块电压降低控制法[22-23]、高频环流配合高频共模电压注入法[24-26]、环流谐波注入法[27-31]等。文献[22-23]通过偏置脉宽调制注入零序共模电压，等效增加子模块投入数，从而减小子模块的功率波动与电压波动。但该方法需要MMC具有足够的调制裕度，或配置足够的冗余子模块。文献[24-26]通过注入高频环流配合高频共模电压抵消子模块功率波动基频分量，但在高压直流输电中，根据公式推导可知，随着调制比增大，高频谐波电流幅值随之增大，较高的调制比会导致需输入的高频谐波电流幅值极大，甚至会趋于无穷大，严重威胁MMC安全运行。而谐波注入法主要通过3次差模电压注入[27]、环流注入[28-29]或其协同注入[30-31]抑制子模块电压波动。文献[27]采用3次电压注入提高直流电压利用率和基波电压幅值，从而在控制功率稳定的情况下减小桥臂电流和子模块电压波动。文献[28-29]通过注入环流谐波抑制子模块电压波动中相应频次的分量。文献[30-31]指出，采用3次电压与2次环流谐波协同注入可进一步提升子模块电压波动的抑制效果。但受限于Si IGBT开关频率和功率损耗，传统谐波注入方法的频次通常不超过4次，导致直接将其应用于SiC MMC时难以充分发挥抑制作用。而SiC MMC更低的开关损耗和更高的工作带宽为其利用谐波注入法进一步抑制子模块电压波动提供了可能。若在SiC MMC设计中基于3次谐波电压与环流谐波协同注入策略，进一步拓展注入谐波频次，有望实现更好的子模块电压波动抑制效果，从而推动系统的轻型化设计。然而，当前对SiC MMC谐波注入频次边界及其抑制效果的研究仍显不足，限制了SiC MMC的进一步优化设计。故亟须通过探索谐波注入频次的边界及其抑制潜力，揭示SiC MMC在轻型化设计方面的优势和工程潜力。

因此，本文针对SiC MMC的轻型化设计，探索了多次谐波协同注入的频次边界，提出了一种多次谐波协同注入的SiC MMC子模块电压波动抑制方法。首先分析了环流谐波的注入次数，构建了多次谐波协同注入下的子模块电压波动模型；然后提出了多次谐波协同注入优化模型及求解方法，明确注入策略；最后通过仿真验证了所提方法的有效性。

## 1　MMC拓扑与数学模型

图1为MMC典型拓扑，由3个相单元组成，每个相单元分为上下桥臂，每个桥臂由$N$个子模块和1个桥臂电感、电阻串联而成，MMC输出端口通过三角形-星形联结的变压器与电网联接。

其中，$u_j$、$i_j$（$j$=a，b，c）分别为MMC交流侧三相电压和电流，$u_\mathrm{p}$、$i_\mathrm{p}$分别为上桥臂电压和电流，$u_\mathrm{n}$、$i_\mathrm{n}$分别为下桥臂电压和电流。$U_\mathrm{dc}$、$I_\mathrm{dc}$分别为MMC直流侧电压和电流，$u_\mathrm{sm}$为子模块电压，$u_\mathrm{c}$为

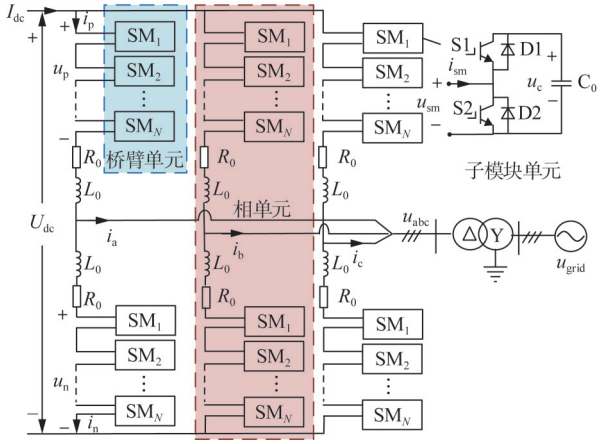
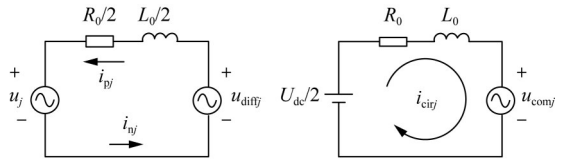



图 1 MMC 及其子模块典型拓扑

Fig. 1 Typical topologies of MMC and its submodules

电容电压。$L_0$为桥臂电感，$R_0$为桥臂寄生电阻，$C_0$为子模块电容。

由于 MMC 的对称性，三相 MMC 可等效为单相，其等效差模、共模回路如图 2 所示。其中，$u_{diffj}$为差模电压，$u_{comj}$为共模电压。




(a) MMC差模等效回路 (b) MMC共模等效回路

图 2 MMC 等效回路

Fig. 2 Equivalent loops of MMC

因此，MMC 上下桥臂电流$i_{pj}$、$i_{nj}$表示如下。

$$\begin{cases} i_{pj} = \dfrac{1}{2} i_j + i_{cirj} \\ i_{nj} = -\dfrac{1}{2} i_j + i_{cirj} \end{cases} \tag{1}$$

式中$i_{cirj}$为$j$相环流。

若以$S_{pj}$、$S_{nj}$为上下桥臂平均开关函数，$u_{pj}$、$u_{nj}$为上下桥臂电压，则流经子模块的上下桥臂平均电流$i_{cpj}$、$i_{cnj}$为：

$$\begin{cases} i_{cpj} = S_{pj} i_{pj} = \dfrac{u_{pj}}{U_{dc}} i_{pj} \\ i_{cnj} = S_{nj} i_{nj} = \dfrac{u_{nj}}{U_{dc}} i_{nj} \end{cases} \tag{2}$$

则 MMC 子模块电容电压波动表达式为：

$$\begin{cases} u_{cppj} = U_c + \int i_{cpj} \mathrm{d}t \\ u_{cnpj} = U_c + \int i_{cnj} \mathrm{d}t \end{cases} \tag{3}$$

式中：$u_{cppj}$为$j$相上桥臂子模块电容电压；$u_{cnpj}$为$j$相下桥臂子模块电容电压；$U_c$为子模块电容电压的直流分量，积分部分为电容电压波动值。

## 2 谐波协同注入下子模块电压波动模型

在 MMC 中耦合注入合适的环流谐波，并配合注入合适的 3 次谐波电压，可有效抑制 MMC 子模块电容电压波动[28-31]。然而，由于各次谐波的注入会相应改变桥臂调制波，已有研究指出，采用 3 次谐波注入策略会在桥臂电压中引入额外的 5 次、7 次谐波分量，导致各次谐波分量对子模块电压波动中的其他次谐波产生交叉影响；同时现有研究也明确承认目前仍缺乏对多谐波协同注入耦合效应的相关分析。从仿真验证结果来看，MMC 子模块电容电压波动本身主要由基波和二次谐波分量构成，在抑制过程中不同谐波分量会相互干扰，因此为获得更好的子模块电容电压波动抑制效果，注入谐波的幅值和相位确实需要协同调节。因此，本节建立了多次谐波协同注入下的子模块电容电压波动模型，确定了谐波协同注入的频次边界，最终建立了多次谐波协同注入下的子模块电压波动优化模型。

### 2.1 注入谐波次数分析

首先对可注入的环流谐波次数进行分析[32]，若依次注入$k$次谐波，则各相环流[33]为：

$$i_{cirj} = \frac{I_{dc}}{3} + \sum_{k=2}^{n} I_{km} \cos\left[ k\left( \omega t + l\frac{2}{3}\pi \right) + \varphi_k \right] \tag{4}$$

式中：系数$l$的取值分别对应为 0、−1、1；$\varphi_k$为$k$次谐波的初始相位；$I_{km}$为$k$次谐波电流幅值；$n$为谐波数量；$I_{dc}$为直流电流。根据图 1 拓扑及基尔霍夫电流定律，可得到直流侧电流$I_{dc}$为：

$$\begin{aligned} I_{dc} &= i_{pa} + i_{pb} + i_{pc} \\ &= I_{dc} + 3 \times \sum_{k=3l(l=1,2,3\cdots)} I_{km} \cos\left( k\omega t + \varphi_k \right) \end{aligned} \tag{5}$$

式中$i_{pa}$、$i_{pb}$、$i_{pc}$分别为上桥臂 a、b、c 相电流。

为防止直流侧电流振荡，式(5)中的波动项需为 0。因此，不可注入 3 及 3 的倍数次谐波。

同时，从能量角度分析，以 a 相为例，从$t_0$到$t$时刻上下桥臂存储的能量$E_{pa}(t)$、$E_{na}(t)$为：

$$\begin{cases} E_{pa}(t) = \displaystyle\int_{t_0}^{t} p_{pa} \mathrm{d}t = \int_{t_0}^{t} u_{pa} i_{pa} \mathrm{d}t \\ E_{na}(t) = \displaystyle\int_{t_0}^{t} p_{na} \mathrm{d}t = \int_{t_0}^{t} u_{na} i_{na} \mathrm{d}t \end{cases} \tag{6}$$

式中：$p_{\mathrm{pa}}$、$p_{\mathrm{na}}$分别为a相上、下桥臂功率；$t_0$为初始时刻；$u_{\mathrm{pa}}$、$u_{\mathrm{na}}$分别为a相上、下桥臂电压；$i_{\mathrm{pa}}$、$i_{\mathrm{na}}$分别为a相上、下桥臂电流。

根据图2（b）共模等效回路可得：

$$\frac{U_{\mathrm{dc}}}{2}=-L_0\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{cira}}}{\mathrm{d}t}+u_{\mathrm{coma}} \tag{7}$$

式中：$U_{\mathrm{dc}}$为直流电压；$i_{\mathrm{cira}}$为a相等效回路电流；$u_{\mathrm{coma}}$为a相共模电压。

因此，a相$k$次谐波共模电压$u_{k\mathrm{coma}}$满足：

$$u_{k\mathrm{coma}}=L_0\frac{\mathrm{d}i_{k\mathrm{cira}}}{\mathrm{d}t} \tag{8}$$

式中$i_{k\mathrm{cira}}$为a相$k$次谐波共模电流。

配合注入3次电压，则上下桥臂电压$u_{\mathrm{pa}}$、$u_{\mathrm{na}}$分别为：

$$\begin{cases}u_{\mathrm{pa}}=\dfrac{1}{2}U_{\mathrm{dc}}-U_{\mathrm{m}}\cos(\omega t)-U_{3\mathrm{m}}\cos(3\omega t)-\\\qquad\displaystyle\sum_{k=2}^{n}U_{k\mathrm{m}}\cos\left(k\omega t+\beta_k\right)\\u_{\mathrm{na}}=\dfrac{1}{2}U_{\mathrm{dc}}+U_{\mathrm{m}}\cos(\omega t)+U_{3\mathrm{m}}\cos(3\omega t)-\\\qquad\displaystyle\sum_{k=2}^{n}U_{k\mathrm{m}}\cos\left(k\omega t+\beta_k\right)\end{cases} \tag{9}$$

式中$U_{k\mathrm{m}}$、$\beta_k$分别为$k$次谐波电流引起的电压幅值和相位。由(8)可知：

$$\begin{cases}U_{k\mathrm{m}}=-k\omega L_0 I_{k\mathrm{m}}\\\beta_k=\varphi_k+\dfrac{\pi}{2}\end{cases} \tag{10}$$

将式(4)代入式(1)并结合式(9)，可知下桥臂功率$p_{\mathrm{pa}}$、$p_{\mathrm{na}}$分别为：

$$\begin{cases}p_{\mathrm{pa}}=\left[\dfrac{U_{\mathrm{dc}}}{2}-U_{\mathrm{m}}\cos(\omega t)-U_{3\mathrm{m}}\cos(3\omega t)-\right.\\\qquad\left.\displaystyle\sum_{k=2(k\neq 3l)}^{n}U_{k\mathrm{m}}\cos\left(k\omega t+\beta_k\right)\right]+\\\qquad\left[\dfrac{I_{\mathrm{dc}}}{3}+\dfrac{I_{\mathrm{m}}}{2}\cos(\omega t+\varphi)+\right.\\\qquad\left.\displaystyle\sum_{k=2(k\neq 3l)}^{n}I_{k\mathrm{m}}\cos\left(k\omega t+\varphi_k\right)\right]\\p_{\mathrm{na}}=\left[\dfrac{U_{\mathrm{dc}}}{2}+U_{\mathrm{m}}\cos(\omega t)+U_{3\mathrm{m}}\cos(3\omega t)-\right.\\\qquad\left.\displaystyle\sum_{k=2(k\neq 3l)}^{n}U_{k\mathrm{m}}\cos\left(k\omega t+\beta_k\right)\right]\\\qquad\left[\dfrac{I_{\mathrm{dc}}}{3}-\dfrac{I_{\mathrm{m}}}{2}\cos(\omega t+\varphi)+\right.\\\qquad\left.\displaystyle\sum_{k=2(k\neq 3l)}^{n}I_{k\mathrm{m}}\cos\left(k\omega t+\varphi_k\right)\right]\end{cases} \tag{11}$$

由文献[27]可知，当且仅当$k$为偶数时，有：

$$p_{\mathrm{pa}}\left(t+\frac{T}{2}\right)=p_{\mathrm{na}}(t) \tag{12}$$

式中$T$为基波周期，满足：

$$\omega T=2\pi \tag{13}$$

此时上下桥臂功率幅值相等相位相反、能量波动最大值相等。即：

$$\begin{cases}\Delta E_{\mathrm{pamax}}=\max\left(E_{\mathrm{pa}}(t)\right)-\min\left(E_{\mathrm{pa}}(t)\right)\\\Delta E_{\mathrm{namax}}=\max\left(E_{\mathrm{na}}(t)\right)-\min\left(E_{\mathrm{na}}(t)\right)\\t\in\left[t_0,t_0+T\right]\end{cases} \tag{14}$$

式中$t_0$为初始时刻。

且有：

$$\Delta E_{\mathrm{pamax}}=\Delta E_{\mathrm{namax}} \tag{15}$$

而当$k$为奇数时则无法满足上述MMC稳定运行基本规律。

结合基尔霍夫电流定律与能量角度的理论推导可得，若注入3及3的倍数次环流谐波会引发直流侧电流振荡，仅当谐波次数为偶数时可满足MMC稳定运行的基本规律，综上，MMC环流谐波注入次数只能为偶数且不能为3的倍数，这一结论也得到了其他研究的佐证：相关研究通过开关函数法分析指出MMC内部环流本身仅包含偶次谐波成分，另有解析推导研究表明，MMC相间环流只含偶数次谐波，且3的倍数次环流为零序特性，不符合环流注入的稳定运行要求。

### 2.2　注入频次边界分析及子模块电压波动建模

本文以注入2、4、8、10次环流为例进行分析，更高次的谐波注入分析方法同理。以a相为例，联合式(1)—(4)及式(9)—(10)，同时协同注入3次差模电压提升抑制效果。当MMC稳定运行时，其子模块电压中与时间$t$相关的1次项必定为0。由此可得谐波协同注入时子模块电压波动的表达式，其上下桥臂奇次波动符号相反，即上下桥臂奇次波动相互抵消，偶次波动相同，与典型MMC运行状态一致。

为方便后续求解，令$i_{k\mathrm{ms}}$、$m_{k\mathrm{s}}$为$k$次谐波的正弦分量，$i_{k\mathrm{mc}}$、$m_{k\mathrm{c}}$为$k$次谐波的余弦分量，则有：

$$\begin{cases}\begin{cases}i_{k\mathrm{ms}}=I_{k\mathrm{m}}\sin(\varphi_k)\\i_{k\mathrm{mc}}=I_{k\mathrm{m}}\cos(\varphi_k)\end{cases},\ k=2,4,8,10\\\begin{cases}m_{k\mathrm{s}}=m_k\sin\left(\beta_k\right)\\m_{k\mathrm{c}}=m_k\cos\left(\beta_k\right)\end{cases},\ k=2,3,4,8,10\end{cases} \tag{16}$$

式中：$k$为注入谐波次数；$m_k$为注入谐波电压调制系数。根据式(10)有：

$$\begin{cases} m = \dfrac{2U_{km}}{U_{dc}}, \quad m_3 = \dfrac{U_{3m}}{U_{dc}} \\ m_{ks} = \dfrac{2\omega L_0 i_{kmc}}{U_{dc}}, m_{kc} = -\dfrac{2\omega L_0 i_{kms}}{U_{dc}} \end{cases} \tag{17}$$

式中：$U_{km}$为$k$次谐波电压幅值；$U_{3m}$为3次谐波电压幅值；$L_0$为谐波回路电感值。

由于子模块电容电压波动成分较为复杂，包括1、2、3、…、14、16、18、20次波动分量。

根据已有研究，采用典型2次谐波注入后，上下桥臂功率波动的基波和2次谐波虽然得到抑制，但又会产生幅值较小的3次波动分量[30]，该结论也已被现有仿真与稳态运行实验验证：在无变压器MMC的稳态运行实验中，完成2次谐波注入抑制原波动分量后，可检测到明确的3次谐波分量存在；对MMC电容电压波动抑制的对比仿真也显示，传统2次谐波注入策略应用后，系统仍存在可观测的3次谐波分量需要额外处理。因此，每注入$k$次谐波必然会产生幅值更小的$k$次以上的波动分量，进而需要继续注入相应谐波进行抑制，最终虽然使桥臂功率波动谐波成分增加，但低频谐波幅值降低，从而减小均分到每个子模块的功率波动，减小子模块电容波动。其次，$k$次谐波的幅值系数至少为基波分量的1/(2$k$)，因此，10次以上的谐波分量幅值系数小于基波分量的1/2，可忽略不计。同时，注入10次谐波时，子模块电容电压低次谐波中的1、3、4、5次均不含有与10次谐波有关的项，且电压波动的2次谐波分量中，与注入的10次谐波相关的分量仅有8次分量，均为与幅值较小的8次谐波的乘积。故而根据相关仿真验证研究，注入10次谐波对子模块电压波动，特别是其中占主导的低频波动的影响并不明显，甚至会因为需要注入的幅值过小使得其作用被系统微小波动掩盖，反而导致子模块电压波动增加，这一结论也与注入10次及以上谐波后对电容电压波动的抑制作用不再显著，甚至会导致电容电压波动增加的研究结果一致。以上结论也可推导至注入更高次数谐波的情况。因此，为有效抑制子模块电压波动，可依次注入2、4、8次谐波电流并协同3次谐波电压注入，发挥多阶耦合谐波注入的方法优势，有效减小SiC MMC子模块电压波动。相关仿真验证结果表明，这类耦合谐波注入策略相较于传统策略，最多可进一步抑制22.09%的电容电压波动。

同时，若仅以将各次谐波功率抑制到0为目标，易导致MMC超调，使得子模块为半桥结构的MMC难以实现正常调制。因此，需建立协同注入下的子模块电压波动模型。子模块电压波动$u_{cpp}$为注入环流及3次谐波电压幅值的函数。

$$u_{cpp} = f(i_{2ms}, i_{2mc}, i_{4ms}, i_{4mc}, i_{8ms}, i_{8mc}, u_{3s}, u_{3c}) \tag{18}$$

式中：$i_{2ms}$、$i_{2mc}$、$i_{4ms}$、$i_{4mc}$、$i_{8ms}$、$i_{8mc}$分别为2、4、8次谐波正弦、余弦分量的幅值；$u_{3s}$、$u_{3c}$分别为3次谐波电压正弦、余弦分量的幅值。

令$i_{10ms}$、$i_{10mc}$为0，$m_{10s}$、$m_{10c}$也对应为0，则可得到子模块电容电压波动计算模型。

## 3 多次谐波协同注入优化策略

根据第2节建立的子模块电压波动模型，可得基于谐波协同注入的子模块电压波动优化模型。

优化模型目标函数为子模块电压波动最小。

$$\begin{aligned} &\min g(i_{kms}, i_{kmc}, m_{3s}, m_{3c}) \\ &= \max(u_{cpp}) - \min(u_{cpp}) \end{aligned} \tag{19}$$

式中：$g(\cdot)$为子模块电压波动值；$i_{kms}$、$i_{kmc}$分别为$k$次谐波正弦、余弦分量的幅值；$m_{3s}$、$m_{3c}$分别为3次谐波电压正弦和余弦调制系数；$u_{cpp}$为上桥臂子模块电容电压。

由于调制比的提升能减小桥臂电流)值、降低子模块电压波动，故在最大调制比下进行优化能获得最好的收益。考虑到3次谐波电压的注入能使基波幅值至高提升1.15倍，已有Simulink仿真实验结果显示，3次谐波注入后基波分量实际提升幅度可达15.48 %，该技术可将逆变器最大基波输出电压提升约15.5 %，同时在MMC场景下，注入最优配比的3次谐波电压还可提高桥臂输出电压冗余、降低换流器总损耗，减小桥臂电流基波幅值，故将MMC调制比从原来的$m$提高到1.15 $m$，即可获得最好的综合优化效果。

为避免谐波电流注入引起的谐波电压造成MMC过调制，需进一步对各频次谐波注入量以及桥臂电压参考值的幅值进行约束。

首先，根据文献[31]，将注入电流$i_{kms}$的范围限制为：

$$\begin{cases} -0.5I_m \leqslant i_{kms} \leqslant 0.5I_m \\ -0.5U_m \leqslant m_{3s}U_{dc} \leqslant 0.5U_m \end{cases} \tag{20}$$

式中$I_{\mathrm{m}}$、$U_{\mathrm{m}}$分别为最大电流和最大电压。

其次，A相上桥臂电压参考值$u_{\mathrm{ap}}$为：

$$\begin{aligned}u_{\mathrm{ap}} &= \frac{U_{\mathrm{dc}}}{2} - u_j - \sum_{k=2,3,4,8} m_k U_{\mathrm{dc}} \cos\left(k\omega t + \beta_k\right) \\ &= \frac{U_{\mathrm{dc}}}{2} - u_j + \sum_{k=2,3,4,8} m_{ks} U_{\mathrm{dc}} \sin\left(k\omega t\right) - \\ &\quad \sum_{k=2,3,4,8} m_{kc} U_{\mathrm{dc}} \cos\left(k\omega t\right)\end{aligned} \tag{21}$$

为避免计算误差导致过调制，计算时需留有一定裕量余量，设置优化模型约束条件为：

$$\begin{cases} -0.5I_{\mathrm{m}} \leqslant i_{k\mathrm{ms/c}} \leqslant 0.5I_{\mathrm{m}} \\ -0.5U_{\mathrm{m}} \leqslant m_{3\mathrm{s/c}} U_{\mathrm{dc}} \leqslant 0.5U_{\mathrm{m}} \\ 0.02 \leqslant \left.\dfrac{u_{\mathrm{ap}}(t)}{U_{\mathrm{dc}}}\right|_{t\in[0,T]} \leqslant 0.98 \end{cases} \tag{22}$$

根据子模块电压波动模型，其波动分量仅含有1—12、16次谐波。其中，基频和3倍频波动仅与MMC运行工况及注入的2、3、4次谐波有关，2次和4次波动与运行工况及注入的2、3、4、8次谐波均有关。因此，各次谐波注入量与MMC各参数之间耦合关系复杂，难以推导得到最优注入幅值和相位的精确解析表达式。综合考虑求解的快速性与精确性，本文采用求解非线性优化问题的经典二阶算法——内点法进行求解[34]。但是随着注入谐波次数的增加，内点法自变量维数增加，由此引发的局部最优解问题，会进一步增大子模块的电压波动[34]。因此采用该算法注入的谐波频次不能过高，与前述注入频次边界分析一致。

## 4　仿真验证

为验证所提基于谐波协同注入的SiC MMC子模块电容电压波动抑制优化策略，本节参考鲁西背靠背直流异步联网工程鲁西站的实际工程参数，鲁西背靠背直流工程柔性直流单元采用模块化多电平换流器(MMC)，额定容量为1 000 MVA，交流网侧电压为525 kV，该工程实际运行中也曾发生过1 271 Hz的高频谐振工程事件，具备充足的实际研究价值，本文基于上述鲁西站实际参数，在MATLAB/Simulink平台中搭建了三相23电平MMC模型，具体参数如表1所示。为注入3次差模电压抑制电容电压波动，将其调制比提高1.15倍，同时提高变压器变比也为原来的1.15倍，保证二次侧输出电压基波幅值不变。

针对本文所提方法，若采用传统的PI环流控制器，需要多个旋转速度的坐标变换，且各次谐波互相耦合、控制复杂。因此，本文采用准PIR控制器注入求解出的各次谐波[28]。同时，求解上述优化模型所得到的各次谐波幅值相位可进一步表示为：

$$\begin{cases} U_{3\mathrm{m}} = U_{\mathrm{dc}}\sqrt{m_{3\mathrm{s}}^2 + m_{3\mathrm{c}}^2}\,, \beta_3 = \arctan\dfrac{m_{3\mathrm{s}}}{m_{3\mathrm{c}}} \\ I_{k\mathrm{m}} = \sqrt{i_{k\mathrm{ms}}^2 + i_{k\mathrm{mc}}^2}\,, \quad \varphi_k = \arctan\dfrac{i_{k\mathrm{ms}}}{i_{k\mathrm{mc}}} \end{cases} \tag{23}$$

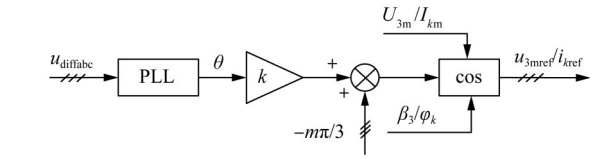
多次谐波协同注入生成及控制模块如图3所示。其中图3(a)为注入波生成模块，图3(b)为注入波控制模块。

在协同注入相应2+3+4+8+10次谐波时的MMC输出电流电压波形如图4所示，可见MMC系统在

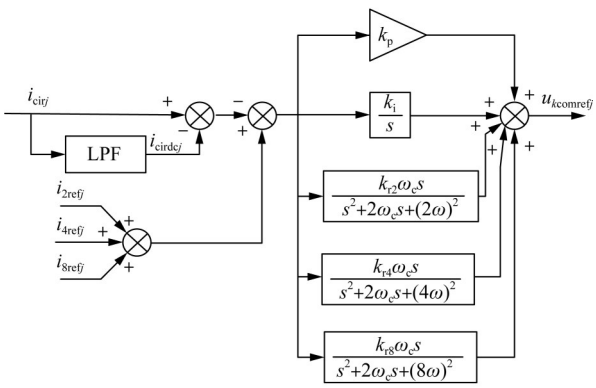
**表1　MMC仿真模型主要电路参数**

Tab. 1　Main circuit parameters of MMC simulation model

| 参数 | 数值 |
|---|---|
| 直流侧电压$U_{\mathrm{dc}}$/kV | 35.16 |
| 调制比$m$ | 1.035 |
| 变压器一次侧额定电压$u_1$/kV | 19.378 |
| 变压器二次侧额定电压$u_2$/kV | 16.850 |
| 桥臂电感$L_0$/mH | 7 |
| 子模块电容$C_0$/mF | 12 |
| 额定功率$S$/MW | 50.23 |
| 子模块数量$N$/个 | 22 |
| 功率因数cos$\varphi$ | 1 |




(a) 注入谐波生成模块




(b) PIR谐波注入控制模块

**图3　MMC谐波生成及控制模块**

Fig. 3　MMC harmonic generation and control module

上述多次谐波协同注入控制下能保持正常运行。

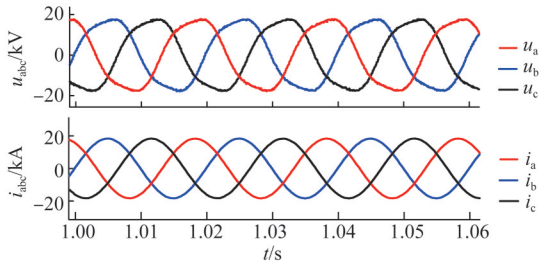



**图 4 MMC 仿真平台输出电压电流波形**

Fig. 4 Output voltage and current waveforms of MMC simulation platform

图 5—6 分别为注入谐波后 a 相环流 $i_{cira}$ 与其参考波 $i_{cir_refa}$ 的波形图与快速傅里叶变换(Fourier transform，FFT)分析图。结合现有实验与分析验证结果，该谐波生成与控制模块能有效完成对 MMC 环流各次谐波的跟踪，已有相关研究在针对 MMC 电流跟踪控制的测试中，验证了控制策略可实现电流按照参考值完成准确跟踪，同时现有针对 MMC 环流谐波抑制的控制研究也证实了合理的控制框架可实现环流谐波的有效管控，与本文结论一致。

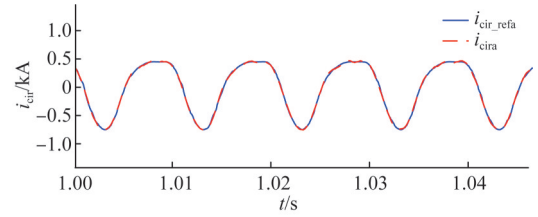



**图 5 a 相环流与其参考的波形图**

Fig. 5 Waveform diagram of the circulation in phase a with its reference

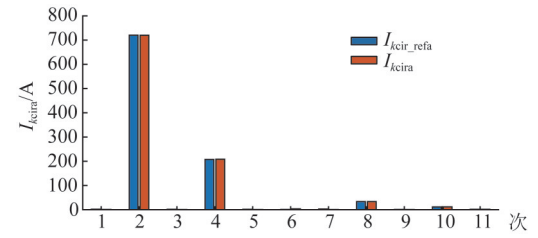



**图 6 a 相环流与其参考的 FFT 分析结果图**

Fig. 6 FFT analysis results of circulation and its reference in phase a

依次在仿真开始时、2 s 时、4 s 时、6 s 时分别注入求解出的最优 2+3 次、2+3+4 次、2+3+4+8 次、2+3+4+8+10 次谐波，其环流参考波 $i_{cir_ref}$ 与实际 $i_{cir}$ 环流波动分量波形如图 7 所示。可见随着注入次数切换，环流波动分量能及时稳定地跟踪其参考信号，结合现有谐波领域研究中，同类谐波控制相关方案可在 0.02 s 内完成谐波参数提取、且在信号波动下仍能保证提取准确性，同时按照控制算法谐波性能的专业检测标准，动态响应达标要求也明确规定了谐波变化后的稳定响应时间要求，本测试结果说明该控制器能稳定地实现注入谐波次数控制的切换。

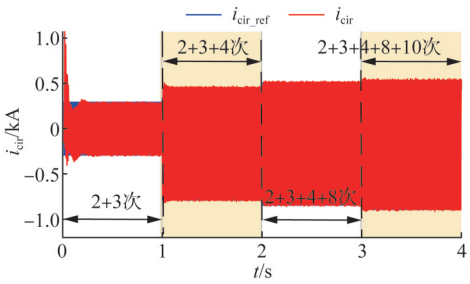



**图 7 注入谐波次数切换时的环流波动分量**

Fig. 7 Circulating current fluctuation components during switching of injected harmonic orders

图 8 为在参考已有研究设置的仿真条件下，在仿真开始 1 s 时、2 s 时、3 s 时分别注入 2+3 次、2+3+4 次、2+3+4+8 次、2+3+4+8+10 次最优谐波后子模块电容电压波动值 $U_{cppa}$ 的波形图，可见对环流的控制实现了对子模块电容电压波动的控制。根据谐波注入的原理可知，每注入 $k$ 次谐波会进一步抑制已有低频波动分量，但会产生幅值更小的高次波动分量，且 10 次及以上谐波分量的幅值系数小于基波分量的 1/20，对子模块电压波动的影响几乎可以忽略，甚至会因为注入幅度过小，作用被系统微小波动掩盖，反而导致波动增加，因此随着注入次数的增加，子模块电容电压波动的幅值先减小后增大，在注入 2+3+4+8 次时其子模块电容电压波动达到最小，这一结论也与已有三次谐波注入仿真验证中，注入谐波后电容电压纹波从 46 V 降低到 31 V 的抑制效果规律一致。

1)谐波注入边界仿真验证

图 9 给出了环流抑制时、注入 2 次、2+3 次、2+3+4 次、2+3+4+8 次、2+3+4+8+10 次最优谐波后子模块电压波动理论计算值 $U_{cppacul}$ 和仿真值 $U_{cppa}$ 的变化趋势。随着注入谐波次数的增加，计算结果和理论分析一致，呈现逐步减小的趋势，而仿真得出的子模块电压波动先降低后增加，这是由于注入的

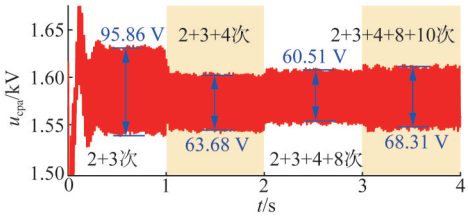



**图 8　注入谐波次数切换时的子模块电容电压波动**

Fig. 8　Submodule capacitor voltages fluctuation with the orders of injected harmonic switching

10 次谐波幅值太小，实际运行过程中系统的微小波动就能掩盖其作用；同时，协同注入 4 次及以上次数的谐波后，子模块电压波动均小于 5 %。另外，随着注入谐波次数增加，图 9 所示曲线趋于平缓，说明高次谐波注入对子模块电压波动的抑制作用逐渐降低。其中，由于计算时忽略了桥臂电阻，仿真值与计算值存在一定误差。

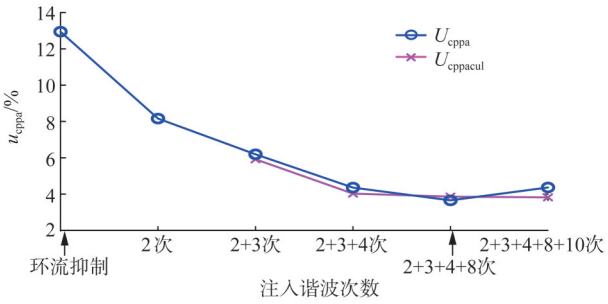



**图 9　各次谐波协同注入时的子模块电压波动变化**

Fig. 9　Variation of submodule voltage fluctuation under coordinated injection of each harmonic

本文对采用 2+3+4+8+10 次谐波协同注入时计算出的谐波、实际注入的谐波参考波，以及运行时 MMC 的环流进行了 FFT 分析如图 10 所示。对比其各次谐波幅值 $I_{kmcul}$、$I_{kmref}$、$I_{km}$，可见环流中仍然含有少量其他次数的谐波。其中，10 次谐波幅值仅为 2 次谐波的 1. 87 %，基本可以忽略；且结合图 9 可以看出，随着谐波次数的增加，注入谐波对子模块电容电压的抑制作用逐渐减小，则 10 次及以上的谐波注入对 MMC 子模块电容电压波动抑制的作用有限，甚至会增大电压波动，故而不必单独设计更复杂的算法进一步精确求解并注入 10 次及以上谐波，由此验证了对谐波注入边界的分析。

图 11 为注入 2+3+4+8 次谐波前后子模块电压波动经 FFT 分析后得到的 $k$ 次谐波分量，结果分别记为 $U_{kcpp_before}$ 和 $U_{kcpp_after}$。谐波注入前，子模块电压波

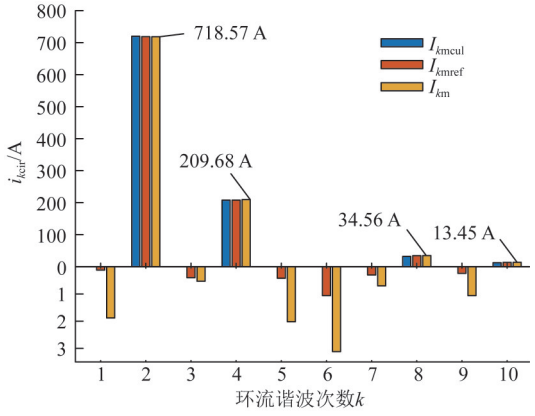



**图 10　谐波协同注入时环流各次谐波幅值对比**

Fig. 10　Amplitudes comparison of each harmonic of circulating current under harmonic coordinated injection

动以基波和 2 次谐波为主，分别占比 71. 18 %和 26. 65 %。而注入谐波以后，电压波动的基波和 2 次谐波幅值显著降低，较原来分别降低了 54. 99 %和 66. 11 %，而其余次谐波幅值略有上升但变化不明显，证明了谐波协同注入对子模块电压波动中含量更高的低频谐波的抵消作用。

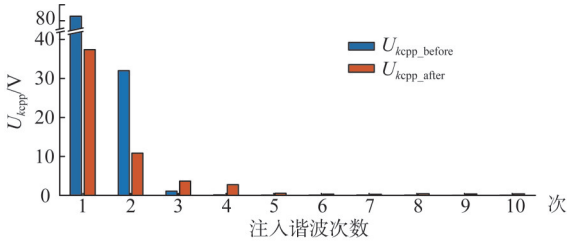



**图 11　谐波协同注入前后电容电压波动的各次谐波幅值**

Fig. 11　Amplitudes of each harmonic for capacitor voltage fluctuation before and after harmonic coordinated injection

2)所提谐波协同注入方法暂态仿真

图 12 为系统输出功率期望值突变时系统输出的有功功率和无功功率。在系统稳定运行后，1 s 时将其有功功率期望值 $P_{ref}$ 从 50. 23 MW 切换到 45. 207 MW，无功功率期望值 $Q_{ref}$ 保持 0 Mvar 不变。此时系统输出功率 $P$ 相应降低至 45. 207 MW，输出无功功率 $Q$ 保持 0 Mvar 不变，说明采用本文所提方法后该系统功率能追踪其参考值。

图 13 为 1 s 时系统输出功率期望值从 50. 23 MW 突变到 45. 207 MW 的情况下的子模块电容电压波形。可见虽然在 1 s 时子模块电压出现短暂波动，但很快即能恢复稳定，且其波动变化不大。结合现有同类研究的仿真验证结果，类似的电容电压

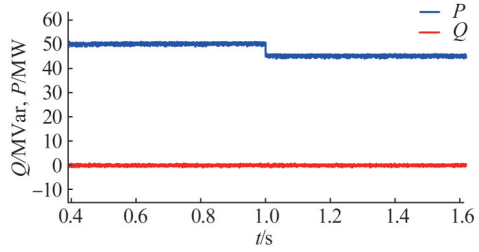



图 12 MMC 系统输出功率波形

Fig. 12 Output powers waveforms of MMC system

波动抑制方法最高可抑制超过 50 %的子模块电容电压波动，且在风速突变、暂态故障等运行状态切换场景下仍能保持有效性，说明在运行状态切换过程中所提方法仍能起到抑制子模块电容电压波动的作用。

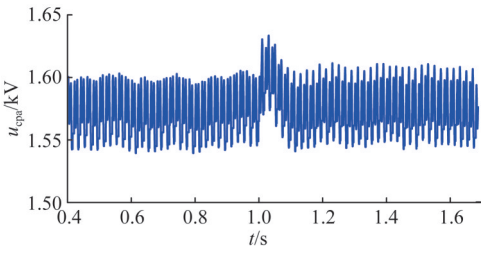



图 13 暂态过程中的子模块电容电压波形

Fig. 13 Submodule capacitance voltages waveform in transient process

图 14 为 1 s时发生 a 相接地故障，故障发生后，采用环流抑制、典型 2 次谐波注入、2+3+4+8 次谐波注入的 a 相第一个子模块电压波形。由图可知，根据电网侧单相接故障场景下的已有研究，当模块化多电平换流器发生此类交流故障时，子模块电容电压波动的峰峰值会显著提升，若不采取抑制措施将引发子模块过电压，威胁装置安全运行。而在本次实验的发生故障前后，采用本文所提多次谐波协同注入方法较现有方法均能更好地抑制子模块电容电压波动，说明本文所提方法在暂态过程中依然有效。

3)谐波抑制及协同注入效果分析

图 15 和图 16 为在环流抑制、典型 2 次环流注入[29]、2+3 次谐波协同注入、2+3+4 次谐波协同注入、2+3+4+8 次谐波协同注入下的 a 相上桥臂第一个子模块电压波动 $u_{cppa}$ 及上下桥臂电流 $i_{p/na}$ 波形图。

由图 15 可知，在采用环流抑制时子模块电容电压波动为 12. 93 %；采用典型 2 次环流注入时子

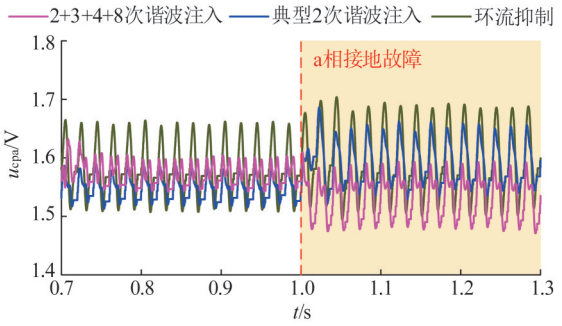
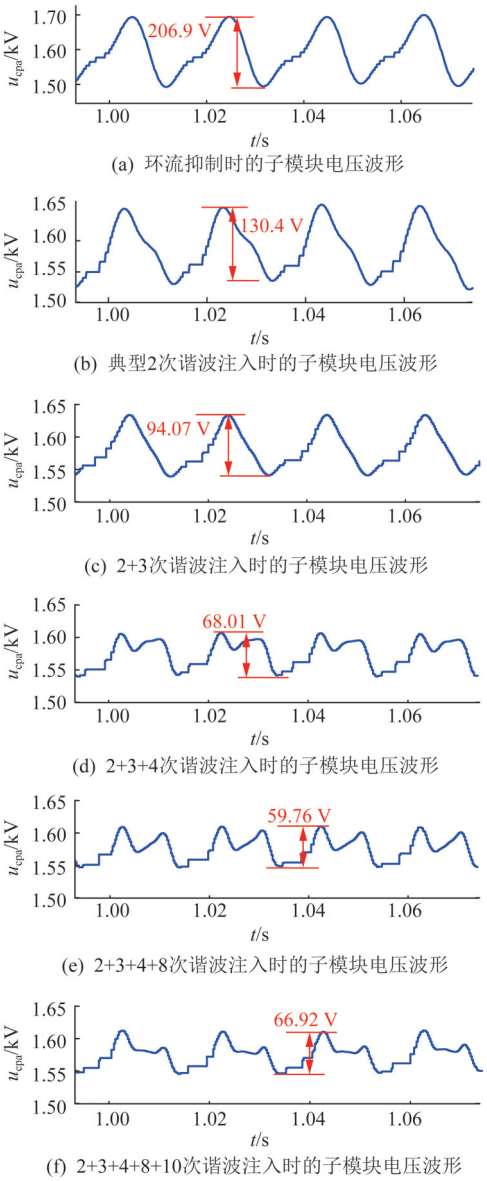



图 14 单相接地故障发生前后的子模块电容电压波形

Fig. 14 Submodule capacitance voltage waveforms before and after a single-phase grounding fault occurs




(a) 环流抑制时的子模块电压波形

(b) 典型2次谐波注入时的子模块电压波形

(c) 2+3次谐波注入时的子模块电压波形

(d) 2+3+4次谐波注入时的子模块电压波形

(e) 2+3+4+8次谐波注入时的子模块电压波形

(f) 2+3+4+8+10次谐波注入时的子模块电压波形

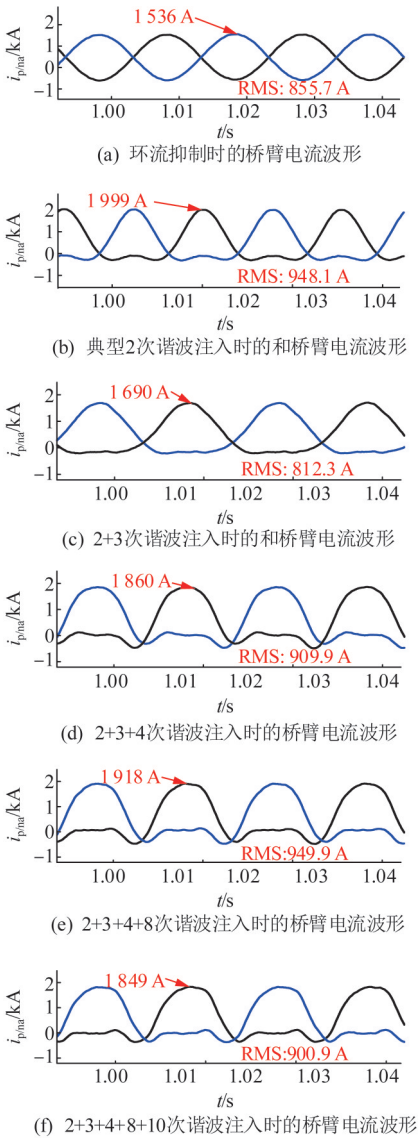
图 15 谐波抑制及注入时子模块电压波形

Fig. 15 Submodule voltage waveforms with harmonic suppression and injection

模块电容电压波动为8.15 %。与上一节所述一致，随着谐波注入次数的增加，子模块电容电压波动逐渐减小，而注入10次以后谐波注入对子模块电容电压波动的抑制作用不再显著。而相比于环流抑制，典型2次谐波注入的桥臂环流明显要更大，但注入3次谐波以后桥臂电流明显减小，之后随着注入次数增加而逐渐增大。这是由于3次谐波电压注入等效提高了基波幅值，从而在控制功率不变的情况下降低了电流。相比于环流抑制与典型2次谐波注入方案，2+3+4+8次谐波协同注入的电容电压波动为3.74 %，在环流抑制与典型2次谐波注入的基础上分别降低了71.12 %和54.17 %；同时，由图16可知，所提方法下MMC桥臂电流有效值为949.9 A，与典型2次谐波注入方案的桥臂电流有效值948.1 A相比略有降低，并不会显著增大桥臂电流。

综上所述，采用本文所述方法注入2+3+4+8次谐波，不仅能在传统注入方法的基础上降低子模块电容电压54.17 %的波动，从而减小MMC子模块电容容值，还能避免桥臂电流增加等问题，实现了MMC的综合优化。

因此，若保持子模块电容电压波动不变，采用所提方法即可有效减小子模块电容容值。图17展示了在基本相同的电容电压波动下，采用不同容值的电容并配合相应子模块电容电压波动抑制方法时的子模块电压波形。其中，图17(a)为子模块电容容值为12 mF、采用典型2次谐波注入时的子模块电压波形，其电压波动为130.4V；图17(b)为电容容值为12 mF、采用典型2次谐波注入时的子模块电压波形，其电压波动为130.4 V；图17(b)为电容容值为5.58 mF、采用2+3+4+8次谐波注入时的子模块电压波形，其电压波动为129.9 V。由此可见，在子模块电压波动基本相同的条件下，采用所提谐波注入方法能有效降低子模块电容容值，相比于典型注入方法降低了53.5 %。以TDK公司型号为B25690C2807K003的电容为例，其额定电压为2 kV，容值为800 μF，可验证上述容值降低结论的工程可行性。为获取12 mF和5.58 mF电容，分别需要15和7个电容串联，因此采用本文提出的多次谐波协同注入方法，可将子模块电容体积和重量减小53 %，助力MMC轻型化。




(a) 环流抑制时的桥臂电流波形

(b) 典型2次谐波注入时的和桥臂电流波形

(c) 2+3次谐波注入时的和桥臂电流波形

(d) 2+3+4次谐波注入时的桥臂电流波形

(e) 2+3+4+8次谐波注入时的桥臂电流波形

(f) 2+3+4+8+10次谐波注入时的桥臂电流波形

**图16　谐波抑制及注入时桥臂电流波形**

Fig. 16　Arm current waveforms with harmonic suppression or injection

## 5　MMC系统损耗分析

由于控制器带宽一般为信号最高频率的2倍，而开关频率至少为带宽的5~10倍[35]。在MMC工程应用中，电流环设计也遵循带宽通常取开关频率的1/5~1/10的设计准则，能够满足稳定闭环运行要求。因此，为保证谐波注入控制器正常运行，随着注入频率的增加，开关频率应相应提升。为进一步验证所提方法与SiC MMC的适配性，本节针对Si和SiC MMC损耗进行对比分析。图18为注入2+3次、2+3+4+8次谐波后的单个子模块功率损耗，包

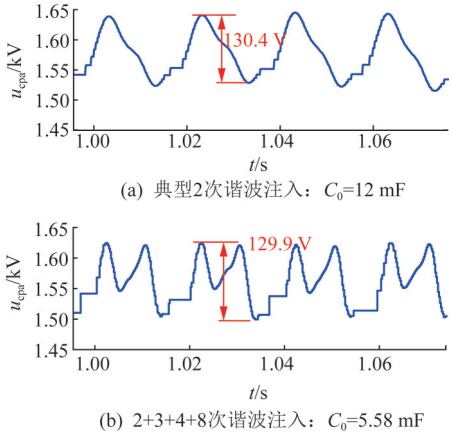



图17 不同容值电容配合相应子模块电容电压波动抑制方法时的子模块电压波形

Fig. 17 Submodule voltage waveforms of different capacitance combined with corresponding submodule capacitor voltage fluctuation suppression methods

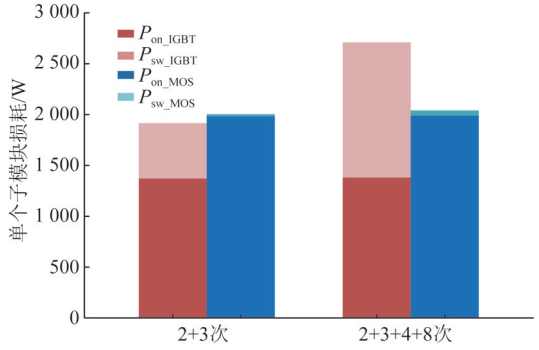



图18 2+3次、2+3+4+8次谐波注入时MMC单个子模块的功率损耗

Fig. 18 Power losses of a single MMC submodule with $2^{nd}$+$3^{rd}$, $2^{nd}$+$3^{rd}$+$4^{th}$+$8^{th}$ harmonic injection

括 Si IGBT 导通损耗 Pon_IGBT、开关损耗 Psw_IGBT；SiC MOSFET 导通损耗 $P_{on_MOS}$、开关损耗 $P_{sw_MOS}$。以 2+3 次谐波注入的开关频率 $f_s$ 为基准，2+3+4+8 次谐波注入的等效开关频率约为 8/3fs。其中，Si MMC 参考器件为 ABB 公司的 Si IGBT 5SNA 1500E330305，额定电压/电流为 3 300 V/1 500 A；SiC MMC 参考 Microchip 公司的 MSC025SMA330B4D/S（23 片并联），额定电压/电流参数与 Si IGBT 一致。可见在相同规格和工况下，SiC MOSFET 的导通损耗略高于 SiC IGBT，但是开关损耗远低于 SiC IGBT。例如在 1 200 V 电压等级下，对相同工况 1 200 V/50 A 规格的器件实测发现，SiC IGBT 的导通损耗为 4. 4 W，SiC MOSFET 的导通损耗为 4. 5 W，略高于 SiC IGBT；但 SiC IGBT 开关损耗合计 10 W，SiC MOSFET 开关损耗仅为 4 W，开关损耗远低于 SiC IGBT，其中关断损耗锐减了 78 %。分析 2+3+4+8 次谐波注入时的功率损耗可知，其导通损耗与 2+3 次谐波注入基本一致，且此时 Si MMC 单个子模块的开关损耗增加更为显著，从原来占总损耗的 28. 43 %变为 49. 04 %，而 SiC MMC 开关损耗占比仅从原来的 1. 05 %变为了 2. 53 %，导致 Si MMC 单个子模块总功率损耗超过了相同条件下 SiC MMC。因此，注入谐波频率较高时，SiC MMC 不仅可以为多次谐波协同注入提供足够的带宽，还能有效降低 MMC 功率损耗，相比传统 Si MMC 降低了 24. 67 %。

## 6 结论

本文针对 SiC MMC 的轻型化设计要求，基于多次谐波协同注入法提出了一种更适用于高开关频率 SiC 器件的子模块电容电压波动抑制策略。首先确定了多次谐波协同注入的频率边界，建立了考虑电压电流耦合特性的子模块电容电压波动模型，提出了多次谐波协同注入的电容电压波动抑制方法，并通过仿真及综合分析验证了所提方案的有效性。通过本文研究，得到如下结论。

1）注入 2+3+4+8 次谐波时能获得最优的电容电压波动抑制效果，已有实验验证，在子模块电压波动基本相同（约 130 V）的条件下，采用该次数组合的谐波注入方法，相较于典型 2 次谐波注入方法可将所需子模块电容容值降低 53. 5 %，同时实现子模块电容体积和重量减小约 53 %，助力模块化多电平换流器轻型化。注入 10 次及以上谐波后对电容电压波动的抑制作用不再显著，甚至会导致电容电压波动增加。

2）本文所提策略可有效降低子模块电压波动，同时抑制桥臂电流。采用多次谐波协同注入（以 2+3+4+8 次谐波协同注入为例）后，根据实验测试数据，相比于环流抑制（子模块电容电压波动 12. 93 %）和典型 2 次环流注入方案（子模块电容电压波动 8. 15 %），多次谐波协同注入方案将子模块电容电压波动降至 3. 74 %，分别在前两种方案的基础上降低了 71. 12 %和 54. 17%，波动得到进一步降低；同时该方案的 MMC 桥臂电流有效值为 949. 9 A，与典型 2 次谐波注入方案的 948. 1 A 接

近，并未提高桥臂电流，因此不会产生大幅额外导通损耗。

3)在子模块电容电压波动基本一致的情况下，所提子模块电压波动抑制方法相比于典型注入方法可进一步降低子模块电容容值，有利于实现SiC MMC轻型化设计。

## 参考文献


[1] 张浩博，向往，文劲宇. 应对受端交流故障的海上风电柔直并网系统主动能量控制方法[J]. 中国电机工程学报，2023，43(12)：4600－4614.
ZHANG Haobo，XIANG Wang，WEN Jingyu. Active energy control of offshore wind power MMC-HVDC system to handle AC faults of receiving-end power grid[J]. Proceeding of the CSEE，2023，43(12)：4600－4614.

[2] 刘航，高仞，任鑫芳，等. 海上风电柔性直流输电工程±525 kV海缆过电压特性研究[J]. 高压电器，2025，61(7)：171－178.
LIU Hang，GAO Ren，REN Xinfang，et al.Research on overvoltage characteristics of ±525 kV submarine cable in offshore wind power VSC-HVDC transmission project[J]. High Voltage Apparatus，2025，61(7)：171－178.

[3] 孟刘威，王维庆，李笑竹. 基于DRU-HVDC送出系统的构网/跟网混合海上风电场黑启动策略[J]. 高压电器，2025，61(11)：138－148.
MENG Liuwei，WANG Weiqing，LI Xiaozhu. Black start strategy for hybrid grid-forming/grid-following offshore wind farms based on DRU-HVDC transmission systems[J]. High Voltage Apparatus，2025，61(11)：138－148.

[4] 彭穗，李峰，黄小威，等. 大规模海上风电经柔直送出系统的受端功率协调控制策略[J]. 南方电网技术，2026，20(1)：131－142.
PENG Sui，LI Feng，HUANG Xiaowei，et al. Coordinated control strategy of receiver power in large-scale offshore wind power transmission system[J].Southern Power System Technology，2026，20(1)：131－142.

[5] 王琦，丁芮，成硕，等. 基于盈余功率分配的海上风电经柔直送出系统故障穿越策略[J]. 电力系统保护与控制，2025，53(24)：165－175.
WANG Qi，DING Rui，CHENG Shuo，et al.Fault ride-through strategy for offshore wind power via VSC-HVDC based on surplus power allocation[J]. Power System Protection and Control，2025，53(24)：165－175.

[6] 梁营玉，徐嘉豪，孟志超，等. 基于改进相对距离偏差系数的海上风电柔性低频送出线路时域纵联保护[J]. 电力系统保护与控制，2026，54(12)：44－55.
LIANG Yingyu，XU Jiahao，MENG Zhichao，et al. Time-domain pilot protection for offshore wind farm flexible low-frequency transmission lines based on an improved relative distance deviation coefficient[J].Power System Protection and Control，2026，54(12)：44－55.

[7] 何亮. 潮汐力托举2.2万吨“钢铁巨屋”世界最大海上换流站落户江苏如东[N]. 科技日报，2021－08－11(005).

[8] 骆轶琪. 短期面临爬坡碳化硅产业链竞合加速[N]. 21世纪经济报道，2024－08－01(011).

[9] 钱照明，张军明，盛况. 电力电子器件及其应用的现状和发展[J]. 中国电机工程学报，2014，34(29)：5149－5161.
QIAN Zhaoming，ZHANG Junming，SHENG Kuang. Status and development of power semiconductor devices and its applications[J]. Proceeding of the CSEE，2014，34(29)：5149－5161.

[10] 井开源，林磊，殷天翔，等. 基于Si IGBT和SiC MOSFET的飞跨电容MMC拓扑及其调制策略[J]. 高电压技术，2022，48(10)：4060－4071.
JING Kaiyuan，LIN Lei，YIN Tianxiang，et al. Flying-capacitor MMC topology combining Si IGBT and SiC MOSFET with its modulation strategy[J]. High Voltage Engineering，2022，48(10)：4060－4071.

[11] MARQUARDT R. Modular multilevel converters：state of the art and future progress[J]. IEEE Power Electronics Magazine，2018，5(4)：24－31.

[12] YU J，BURGOS R，MEHRABADI N R，et al. Design of a SiC-based modular multilevel converter for medium voltage DC distriution system[C]//2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition，March 26－30，2017，Tampa，FL，USA. New York：IEEE，2017：467－473.

[13] PAN J，KE Z，AL SABBAGH M，et al. 7-kV 1-MVA SiC-based modular multilevel converter prototype for medium-voltage electric machine drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2020，35(10)：10137－10149.

[14] ISHII Y，JIMICHI T. Verification of SiC based modular multilevel cascade converter（MMCC）for HVDC transmission systems[C]//2018 International Power Electronics Conference，May 20－24，2018，Niigata，Japan. New York：IEEE，2018：1834－1839.

[15] CHEN R，WANG F，TOLBERT L M，et al. 10 kV SiC MOSFET based medium voltage power conditioning system for asynchronous microgrids[J]. IEEE Access，2022(10)：73294－73308.

[16] 韦甜柳，李巍巍，杨煜，等. 10 kV碳化硅柔性直流功率变换单元设计[J]. 广东电力，2020，33(8)：27－35.
WEI Tanliu，LI Weiwei，YANG Yu，et al. Design of 10 kV VSC-HVDC converter unit based on carbide device[J]. Guangdong Electric Power，2020，33(8)：27－35.

[17] 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]. Proceeding of the CSEE，2018，38(18)：5369－5380.

[18] DONG P，LYU J，CAI X. Optimized design and control for hybrid MMC with reduced capacitance requirements[J]. IEEE Access，2018(6)：51069－51083.

[19] JIA G，CHEN M，TANG S，et al. A modular multilevel converter with active power filter for submodule capacitor voltage ripples and power losses reduction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2020，35(11)：11401－11417.

[20] LI B，ZHANG Y，WANG G，et al. A modified modular multilevel converter with reduced capacitor voltage fluctuation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2015，62(10)：6108－6119.

[21] JIA G，TANG S，ZHANG C，et al. Analysis and injection control of zero-sequence voltage and circulating current for MMC with active power filter[C]//2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition（APEC），March 15－

19，2020，New Orleans，LA，USA. New York：IEEE，2020：1025－1030.

[22] LI J，KONSTANTINOU G，WICKRAMASINGHE H R，et al. Capacitor voltage reduction in modular multilevel converters under grid voltages unbalances [J]. IEEE Transactions on Power Delivery，2020，35(1)：160－170.

[23] JIANG H，DENG F，WANG Z，et al. Harmonic optimization strategy for CPS-PWM based MMCs under submodule capacitor voltage reduction control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2022，37(4)：4288－4300.

[24] LI B，ZHOU S，XU D，et al. An improved circulating current injection method for modular multilevel converters in variable-speed drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2016，63(11)：7215－7225.

[25] 刘伟，赵诗坛. 低频运行时MMC电容电压纹波抑制策略研究[J]. 电气工程学报，2025，20(1)：140－149.
LIU Wei，ZHAO Shitan. Low frequency MMC voltage ripple suppression strategy [J]. Journal of Electrical Engineering，2025，20(1)：140－149.

[26] 彭坤，聂雄，陈想. 低频工况下MMC电容电压波动抑制方法[J]. 电力电子技术，2018，52(3)：51－54.
PENG Kun，NIE Xiong，CHEN Xiang. Voltage fluctuation suppression method of floating capacitors for MMC under low-frequency operation [J]. Power Electronics，2018，52(3)：51－54.

[27] 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.

[28] 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，June 3－6，2013，Melbourne，VIC，Australia. New York：IEEE，2013：318－324.

[29] 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]. Proceeding of the CSEE，2019，39(2)：571－584，654.

[30] 李昂. 模块化多电平变换器谐波电压注入控制与电容容值优化方法研究[D]. 武汉：华中科技大学，2019.

[31] 邓伟成，王鋆鑫，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.

[32] ENGEL S P，DE DONCKER R W. Control of the modular multi-level converter for minimized cell capacitance [C]// Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications，August 30—September 1，2011，Birmingham，UK. New York：IEEE，2011：1－10.

[33] 徐政，肖晃庆，张哲任，等. 柔性直流输电系统[M]. 第2版. 北京：机械工业出版社，2017.

[34] 方升，梁飞豹，刘勇进. 统计回归模型及其优化算法综述[J]. 福州大学学报(自然科学版)，2021，49(5)：638－654.
FANG Sheng，LIANG Feibao，LIU Yongjin. A survey on statistical regression models and optimization algorithms [J]. Journal of Fuzhou University(Natural Science Edition)，2021，49(5)：638－654.

[35] 张兴. PWM整流器及其控制策略的研究[D]. 合肥：合肥工业大学，2004.

**收稿日期**：2024-09-14；**网络首发日期**：2025-01-27

**作者简介**：

杨柳(1989)，女，高级工程师，硕士，从事柔性直流输电技术的研究，yangliu3@csg. cn；

谭令其(1991)，男，助理工程师，硕士，从事电能变换与高电压技术的相关研究工作，abctlk2724@163. com；

林磊(1980)，男，通信作者，教授，博士，从事高压大功率特种电源、高压柔性直流输电控制技术、模块化多电平功率变换技术、基于新一代宽禁带半导体器件的功率变换器研究，linlei@hust. edu. cn。