

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2024.03.004

# MMC 器件损耗分布与电容电压纹波综合优化方法

苏田田, 路茂增, 马新喜, 赵艳雷, 张厚升

(山东理工大学电气与电子工程学院, 山东 淄博 255030)

**摘要:** 逆变工况下, 半桥子模块下部绝缘栅双极晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT) (简称  $T_2$  管) 损耗占比较大, 减小其损耗有利于提升设备运行可靠性。同时, 抑制电容电压纹波有利于减小电容需求及提高功率密度。然而, 现有优化控制策略未关注损耗分布优化及电容电压纹波间的矛盾, 难以兼顾设备运行可靠性及功率密度。为此, 文中提出兼顾减小  $T_2$  管损耗及抑制电容电压纹波的综合优化方法。首先, 通过分析电荷量对器件损耗及电容电压纹波的影响路径, 阐述减小  $T_2$  管的通态损耗与抑制电容电压纹波间的内在矛盾。接着, 通过引入罚函数, 建立计及  $T_2$  管损耗及电容电压纹波的综合目标函数。然后, 以主动旁路策略为例, 通过分析二倍频环流与三次谐波电压注入对  $T_2$  管损耗和电容电压纹波的影响规律, 提出基于二倍频环流及三次谐波电压注入的综合优化方法。最后, 在 MATLAB/Simulink 及 PLECS 中搭建仿真模型进行验证。仿真结果表明: 该综合优化方法兼顾了  $T_2$  管损耗与电容电压纹波优化, 一定程度上增加了设备可靠性与设备的功率密度。

**关键词:** 半桥型模块化多电平换流器 (MMC); 损耗分布; 电容电压纹波; 二倍频环流; 三次谐波电压; 主动旁路

中图分类号: TM721.1

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2024)03-0032-10

## 0 引言

模块化多电平换流器 (multilevel modular converter, MMC) 以其高运行效率、优越的输出特性和强大的可拓展性<sup>[1-2]</sup> 在柔性直流输电、直流配电、海上风电并网等高压大功率场合得到广泛应用。各种应用场景下, 如何提高设备可靠性与功率密度是重点关注问题<sup>[3-4]</sup>。

据统计, 影响换流器可靠性的主要因素有温度、湿度、灰尘、振动等, 其中, 温度过高是导致换流器故障的最重要因素, 占有故障因素的 55%<sup>[5]</sup>。在逆变工况下, 半桥子模块  $T_2$  管平均损耗远大于其他器件, 导致其结温远高于其他器件<sup>[6]</sup>。因此, 降低  $T_2$  管的损耗可一定程度上提高设备运行可靠性。

MMC 中子模块电容占子模块体积和重量的 1/2 以上, 成本的 1/3 左右<sup>[7]</sup>, 且子模块电容电压纹波与电容值和体积负相关<sup>[8]</sup>。因此, 降低子模块电容电压纹波可降低设备成本<sup>[9-10]</sup>。

针对半桥型 MMC 损耗分布优化的问题, 文献 [11] 分析了绝缘栅双极晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT) 通态电压与通态电阻对  $T_2$  管损耗的影响路径; 文献 [12] 利用桥臂的冗余子模块, 通过降低子模块的电容电压以减小最近电平逼近调制 (nearest level modulation, NLM) 方式下  $T_2$  管的

损耗; 文献 [13] 在调制波中叠加修正量, 与文献 [12] 现象和效果相似, 同样可降低子模块的电容电压, 减小载波移相调制 (carrier phase shift pulse width modulation, CPS-PWM) 方式下  $T_2$  管的损耗; 文献 [14] 利用半桥子模块下部 (half-bridge submodule, HBSM) IGBT 并联的晶闸管 (silicon control rectifier, SCR), 主动旁路子模块, 可大幅降低  $T_2$  管的损耗。上述损耗分布优化方法对  $T_2$  管损耗有不同程度的优化效果, 但都增加了子模块电容电压纹波。

针对电容电压纹波增加的问题, 文献 [15] 提出二倍频环流抑制方法, 达到了抑制子模块电容电压纹波的效果; 文献 [16] 提出一种基于二倍频环流注入, 结合高频分量注入的方法降低了子模块电容电压纹波; 文献 [17] 通过注入三次谐波电压降低了基频电压纹波, 并给出使桥臂基频电压纹波最小所需注入量的幅值和相位; 文献 [18-19] 通过注入二倍频环流和三次谐波电压来减小子模块电容电压纹波, 证明该方法可有效降低电容电压纹波。上述方法对子模块电容电压纹波有不同程度的优化效果, 但都增加了  $T_2$  管损耗。

然而, 很少有学者关注器件损耗分布与电容电压纹波优化之间的矛盾。针对上述问题, 文中首先推导器件损耗分布和电容电压纹波与充放电电荷量之间的定量关系; 接着建立计及  $T_2$  管损耗与电容电压纹波的综合优化目标函数; 然后, 以主动旁路策略为例, 分析二倍频环流注入与三次谐波电压注入对  $T_2$  管损耗及电容电压纹波的影响; 进而分析在

收稿日期: 2023-12-10; 修回日期: 2024-02-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (62073200); 山东省自然科学基金资助项目 (ZR2020QE215)

权重系数不同时,目标函数对  $T_2$  管损耗与电容电压纹波的优化效果;最后进行仿真,验证上述方案的可行性与有效性。

## 1 MMC 器件损耗与电容电压波动分析

根据 MMC 工作原理推导  $T_2$  管损耗与电容电压纹波计算公式,是下文分析和优化的基础。

### 1.1 MMC 拓扑

MMC 拓扑见图 1。 $U_{dc}$ 、 $I_{dc}$  分别为直流电压幅值和直流电流幅值; $u_{pa}$ 、 $u_{na}$  分别为 A 相上、下桥臂输出电压; $N$  为上、下桥臂子模块个数; $i_{pa}$ 、 $i_{na}$  分别为 A 相上、下桥臂电流; $L$  为桥臂电感; $i_j$ 、 $u_j$  ( $j=a, b, c$ ) 分别为交流侧相电压与相电流; $D_1$ 、 $D_2$  为二极管; $T_1$ 、 $T_2$  为 IGBT; $C$  为子模块电容; $U_c$  为子模块电容电压。

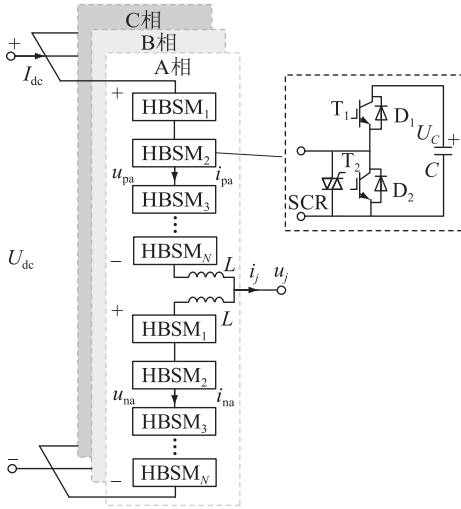


图 1 半桥型 MMC 拓扑

Fig.1 Topology of half-bridge MMC

如图 1 所示,逆变工况下,A 相上桥臂输出电压  $u_{pa}$  与桥臂电流  $i_{pa}$  分别为:

$$\begin{cases} u_{pa} = \frac{1}{2} U_{dc} - U_m \sin \omega t \\ i_{pa} = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $U_m$  为交流侧相电压幅值; $\omega$  为基波角频率; $t$  为时间; $I_m$  为交流侧电流幅值; $\varphi$  为功率因数角。调制比定义为  $m=2U_m/U_{dc}$ 。

### 1.2 $T_2$ 管损耗与电容电压纹波计算

(1) 损耗计算。IGBT 瞬时通态损耗<sup>[20]</sup>为:

$$p_{cond,T}(i_{CE}) = i_{CE} U_{CE} + i_{CE}^2 r_{CE} \quad (2)$$

式中: $i_{CE}$  为流经 IGBT 的电流; $U_{CE}$  为 IGBT 的通态压降; $r_{CE}$  为 IGBT 的通态电阻。

图 2 为稳态下桥臂电流与桥臂输出电压。图中  $t_1$ 、 $t_2$  为桥臂电流过零点; $U_{o,pos}$  为  $i_{pa} > 0$  时桥臂输出电压

最大值; $N_{pos}$  为桥臂输出电压为  $U_{o,pos}$  时桥臂需要投入的子模块个数。

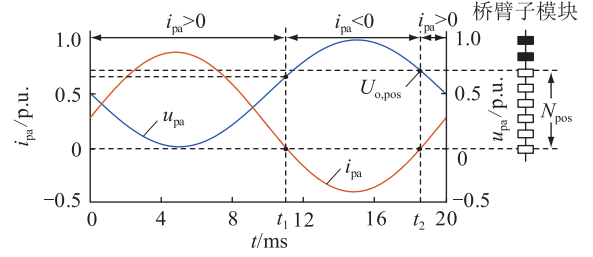


图 2 A 相上桥臂输出电压及桥臂电流

Fig.2 Voltage and current of upper arm on phase A

结合式(2)与桥臂输出电压、桥臂电流波形可得  $T_2$  管平均通态损耗为:

$$P_{cond,T2} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} (1 - S_{pa}) p_{cond,T}(i_{pa}) dt + \frac{1}{T} \int_{t_2}^T (1 - S_{pa}) p_{cond,T}(i_{pa}) dt \quad (3)$$

式中: $T$  为周期; $S_{pa}$  为 A 相上桥臂平均开关函数<sup>[11]</sup>,  $S_{pa} = u_{pa}/(NU_c)$ 。

将式(2)代入式(3),整理得:

$$P_{cond,T2} = \frac{1}{T} U_{CE} \int_{t_2}^{T+t_1} i_{pa} dt + \frac{1}{T} r_{CE} \int_{t_2}^{T+t_1} i_{pa}^2 dt - \frac{1}{T} U_{CE} \int_{t_1}^{t_2} -S_{pa} i_{pa} dt - \frac{1}{T} r_{CE} \int_{t_2}^{T+t_1} S_{pa} i_{pa}^2 dt \quad (4)$$

$T_2$  管平均开关损耗<sup>[21]</sup>为:

$$P_{sw,T2} = \frac{1}{T} \times \frac{U_c}{U_{ref,sw}} \sum_{k=1}^{N_{sw}} E_{sw} i(k) \quad (5)$$

式中: $U_{ref,sw}$  为器件数据手册中开关损耗的测试电压; $U_c/U_{ref,sw}$  为电压修正系数; $N_{sw}$  为一个周期内器件的开关动作次数; $E_{sw}$  为 IGBT 开通或关断损耗; $i(k)$  为流过器件的电流。可对器件手册开关损耗曲线进行二次多项式拟合得到式(6)<sup>[22-24]</sup>。

$$\begin{cases} E_{sw,on} = a_1 i^2 + b_1 i + c_1 \\ E_{sw,off} = a_2 i^2 + b_2 i + c_2 \end{cases} \quad (6)$$

式中: $E_{sw,on}$ 、 $E_{sw,off}$  分别为 IGBT 开通损耗和关断损耗; $a_i$ 、 $b_i$ 、 $c_i$  ( $i=1,2$ ) 为损耗系数,可由器件手册查得。

逆变工况下, $T_2$  管的损耗及其热应力是影响设备运行可靠性的主要因素,因此仅分析  $T_2$  管损耗计算方法。

(2) 电容电压纹波计算。由 A 相上桥臂平均开关函数与桥臂电流得到子模块电容充、放电电荷量  $Q_c$ 、 $Q_d$  为:

$$\begin{cases} Q_c = \int_{t_2}^{T+t_1} S_{pa} i_{pa} dt \\ Q_d = \int_{t_1}^{t_2} -S_{pa} i_{pa} dt \end{cases} \quad (7)$$

需要特别说明,由于子模块电容电压直流分量为定值,因此子模块充电电荷量与放电电荷量相等。为方便理解,后文均用充放电电荷量和  $Q_c$  表述。

由式(7)可得电容电压纹波表达式为:

$$\Delta U_c = \frac{Q_c}{C} = \frac{1}{C} \int_{t_2}^{T+t_1} S_{pa} i_{pa} dt \quad (8)$$

## 2 T<sub>2</sub>管损耗与电容电压纹波综合分析

### 2.1 器件损耗分布与电容电压纹波耦合分析

以表1中MMC系统参数为例对T<sub>2</sub>管损耗与电容电压纹波进行分析。

表1 MMC主电路参数  
Table 1 Main circuit parameters of MMC

参数	数值
额定容量/(MV·A)	200
额定交流电压/kV	162
额定直流电压/kV	±160
桥臂子模块数量	200
子模块电容/mF	7.5

逆变工况下,降低T<sub>2</sub>管通态损耗是改善器件损耗分布、提高设备运行可靠性的关键<sup>[25]</sup>。由式(7)可知, $S_{pa} i_{pa}$ 在区间 $[t_2, t_1+T]$ 的积分值为 $Q_c$ ,且在积分区间内桥臂电流与桥臂电压恒大于零,因此式(4)中等号右侧第四项存在如下关系:

$$i_{pamin} Q_c < \int_{t_2}^{T+t_1} S_{pa} i_{pa}^2 dt < i_{pamax} Q_c \quad (9)$$

式中: $i_{pamax}$ 、 $i_{pamin}$ 分别为积分区间内A相上桥臂电流最大值和最小值。将式(4)代入式(7)可得:

$$P_{cond, T_2} = \underbrace{\frac{1}{T} U_{CE} \int_{t_2}^{T+t_1} i_{pa} dt}_{\text{第一项}} + \underbrace{\frac{1}{T} r_{CE} \int_{t_2}^{T+t_1} i_{pa}^2 dt}_{\text{第二项}} - \underbrace{\frac{1}{T} U_{CE} Q_c}_{\text{第三项}} - \underbrace{\frac{1}{T} r_{CE} \int_{t_2}^{T+t_1} S_{pa} i_{pa}^2 dt}_{\text{第四项}} \quad (10)$$

若桥臂电流与桥臂输出电压波形确定。由式(10)可知,有2类T<sub>2</sub>管通态损耗降低方法:(1)选择 $U_{CE}$ 或 $r_{CE}$ 更低的器件,降低第一项和第二项的值,但系统参数确定后, $U_{CE}$ 、 $r_{CE}$ 为定值;(2)改进系统调制策略,增加子模块一个周期内充放电电荷量,即增加第三项的值。因此,充放电电荷量可直接影响T<sub>2</sub>管的通态损耗,且充放电电荷量增加,T<sub>2</sub>管损耗降低,充放电电荷量降低,T<sub>2</sub>管损耗增加。

由式(8)可知,电容电压纹波与充放电电荷变化量正相关,即增加电容充放电电荷量,电容电压纹波增大;减少电容充放电电荷量,电容电压纹波降低。

综上所述,电容电压纹波和T<sub>2</sub>管通态损耗均与电荷量变化密切相关。当子模块充放电电荷量增加时,对应子模块电容电压纹波增加,而子模块T<sub>2</sub>管损耗降低;当子模块充放电电荷量减少时,对应子模块电容电压纹波减少,而T<sub>2</sub>管损耗增加,两者互相矛盾。

为验证上述结论的正确性,分别计算现有3种半桥子模块损耗分布优化策略的电容电压纹波( $\Delta U_c$ )、T<sub>2</sub>管损耗 $P_{T_2}$ 和充放电电荷量的关系,计算结果如图3所示。

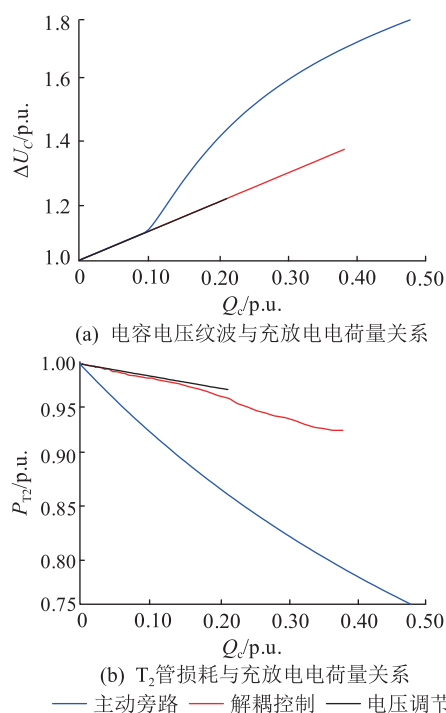


图3 电容电压纹波、T<sub>2</sub>管损耗与充放电电荷量关系

Fig.3 Relationship between capacitor voltage ripple, T<sub>2</sub> tube loss and charge and discharge quantity

由图3可知,充放电电荷量越大,T<sub>2</sub>管损耗降低越多,电容电压纹波增加越多。3种策略普遍存在T<sub>2</sub>管损耗降低,电压纹波增加的共性问题。主动旁路策略可通过晶闸管改变旁路电流流通路径,从而分担T<sub>2</sub>管的通态损耗,且主动旁路策略损耗改善效果最佳。因此以主动旁路策略为基础,建立综合目标函数,对损耗分布与电容电压纹波进行综合优化。

### 2.2 综合目标函数

由2.1节分析可知,现有损耗分布优化策略普遍存在降低损耗的同时增加电容电压纹波的矛盾问题。因此,综合考虑损耗分布与电容电压纹波之

间的联系与矛盾,建立  $T_2$  管损耗与电容电压纹波的综合目标函数。定义综合目标函数为:

$$F = \mu_1 \Delta U_{C,k} + \mu_2 \Delta P_{T2,k} \quad (11)$$

式中:  $\mu_1$  为电容电压纹波降低量权重系数;  $\Delta U_{C,k}$  为电容电压纹波降低量;  $\mu_2$  为  $T_2$  管损耗改善量权重系数;  $\Delta P_{T2,k}$  为  $T_2$  管损耗降低量。根据图 3 中主动旁路策略的计算结果可知,当电容电压波动增加量与  $T_2$  管损耗改善量之比最大时,  $\Delta U_{C,k} = 0.67$ , 因此取  $\mu_1 = 1/0.67 \approx 1.5, \mu_2 = 1$ 。以主动旁路个数为零时的子模块电容电压纹波  $\Delta U_{C,base}$  与  $T_2$  管损耗  $P_{T2,base}$  为基准值,可得:

$$\begin{cases} \Delta P_{T2,k} = (P_{T2,base} - P_{T2})/P_{T2,base} \\ \Delta U_{C,k} = (\Delta U_{C,base} - \Delta U_C)/\Delta U_{C,base} \end{cases} \quad (12)$$

主动旁路策略下  $T_2$  管开关损耗计算方法与式(5)相同。由式(4)可得主动旁路策略下子模块  $T_2$  管通态损耗为:

$$P_{cond,T2} = \underbrace{\left( \frac{1}{T} U_{CE} \int_{t_2}^{T+t_1} i_{pa} dt + \frac{1}{T} r_{CE} \int_{t_2}^{T+t_1} i_{pa}^2 dt \right) \frac{N_{pos}}{N}}_{\text{第一项}} - \underbrace{\left( \frac{1}{T} U_{CE} Q_c + \frac{1}{T} r_{CE} \int_{t_2}^{T+t_1} S_{pa} i_{pa}^2 dt \right) \frac{N_{pos}}{N}}_{\text{第二项}} \quad (13)$$

主动旁路策略下电容电压纹波  $\Delta U_C$  可由式(8)、桥臂电流和桥臂输出电压波形推导得到:

$$\Delta U_C = \frac{1}{CT_s N_{sur} T} \underbrace{\sum_{t_k=t_{2k}}^{t_{1k}+T_s} n_1(t_k) i_{pa}(t_k)}_{i_{pa}>0} + \underbrace{\frac{1}{T_s T} \sum_{t_k=t_{1k}}^{t_{2k}} n_2(t_k) i_{pa}(t_k) - \frac{1}{CT_s N_{sur} T} \sum_{t_k=t_{1k}}^{t_{2k}} n_2(t_k) i_{pa}(t_k)}_{i_{pa}<0} \quad (14)$$

式中:  $t_{1k} = t_1 T_s / T; t_{2k} = t_2 T_s / T, T_s$  为周期采样频率; 主动旁路子模块个数  $N_{sur} = N - N_{pos}$ ;  $n_1(t_k), n_2(t_k)$  分别为桥臂电流大于零与桥臂电流小于零的区间内子模块电容电压纹波计算个数。

$$\begin{cases} n_1(t_k) = u_{pa}(t_k) / U_C \\ n_2(t_k) = n_1(t_k) - N_{pos} \end{cases} \quad (15)$$

### 3 基于谐波注入的综合性能优化

首先根据给定的权重系数确定二倍频环流与三次谐波电压的最佳幅值与相位; 其次根据注入谐波后的桥臂输出电压与桥臂电流计算  $N_{sur}$  的取值范围; 然后遍历  $N_{sur}$  计算电容电压波动与  $T_2$  管损耗, 计算综合优化曲线; 最后根据综合优化曲线确定  $N_{sur}$  的值, 实现综合性能优化。

#### 3.1 二倍频环流注入对综合性能的影响分析

考虑二倍频环流注入的 A 相上桥臂电流为:

$$i_{pa} = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{I_a}{2} (\sin(\omega t + \varphi) + k_2 \sin(2\omega t + \varphi_2)) \quad (16)$$

式中:  $k_2, \varphi_2$  分别为二倍频环流幅值系数和相位。由式(1)、式(16)可得  $i_{pa} > 0$  时电容电压波动瞬时值为:

$$\Delta u_C(t) = \frac{1}{2C\omega} \left( \frac{mI_{dc}}{3} \cos \omega t - \frac{2I_{dc}}{3m \cos \varphi} \cos(\omega t + \varphi) - \frac{mI_{2m}}{2} \sin(\omega t + \varphi_2) + \frac{I_{dc}}{6 \cos \varphi} \sin(2\omega t + \varphi) - \frac{I_{2m}}{2} \cos(2\omega t + \varphi_2) + \frac{mI_{2m}}{6} \sin(3\omega t + \varphi_2) \right) \quad (17)$$

式中: 二倍频环流幅值  $I_{2m} = k_2 (I_m / 2)$ 。对式(17)求导可得, 当  $\varphi = 0, \varphi_2 = -\pi/2$  时, 使电容电压纹波最小的二倍频环流幅值系数为:

$$k_{2,best} = \frac{2(2 + m - m^2) I_{dc}}{3m(1 + m) I_m} \quad (18)$$

由式(17)可知, 调制比  $m$  确定后, 电容电压纹波随  $k_2$  增加先增大后减小,  $k_2 = k_{2,best}$  时电容电压纹波最小。由于二倍频环流注入对  $T_2$  管损耗的影响远小于对电容电压纹波的影响, 因此,  $F$  曲面与  $\Delta U_{C,k}$  曲面变化趋势相近。

遍历  $k_2, \varphi_2$ , 计算二倍频环流注入对电容电压纹波和  $T_2$  管损耗影响。图 4 为  $F, \Delta U_{C,k}$  和  $\Delta P_{T2,k}$  随二倍频环流注入相位和幅值变化的三维曲面。相位区间取  $[-\pi, \pi]$ , 幅值系数区间取  $k_2$  略大于  $k_{2,best}$ 。  $F$  值越大, 综合优化效果越好。当  $\varphi_2 = -\pi/2$  时, 电容电压纹波随  $k_2$  增大先增加后降低,  $T_2$  管损耗随  $k_2$  增大而小幅增加; 当  $k_2 = k_{2,best}, \varphi_2 = -\pi/2$  时, 电容电压纹波降低最多,  $T_2$  管损耗略微增加; 当  $\varphi_2 = \pi/2$  时, 电容电压纹波随环流注入幅值增大而减小,  $T_2$  管损耗随  $k_2$  增大略微增加。

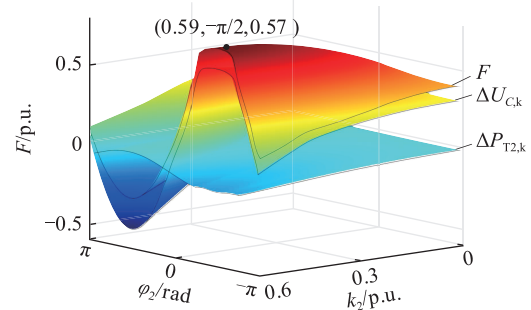


图 4 二倍频环流注入对目标函数的影响  
Fig.4 Effect of double frequency circulation injection on objective function



图5为二倍频环流注入对桥臂电流的影响。 $t'_1$ 、 $t'_2$ 分别为环流注入前、后桥臂电流过零点； $i_{cir,a}$ 为A相二倍频环流； $i_{pamax1}$ 、 $i_{pamax2}$ 分别为环流注入前、后桥臂电流峰值； $U_{o1,pos}$ 、 $U_{o2,pos}$ 分别为环流注入前、后，桥臂电流为负时，桥臂输出电压的最大值。由于环流注入后桥臂电流峰值增加，在实际工程中，应充分考虑器件裕度以及桥臂过流保护阈值设置，根据允许的桥臂电流峰值确定实际二倍频环流注入幅值系数<sup>[26-29]</sup>。

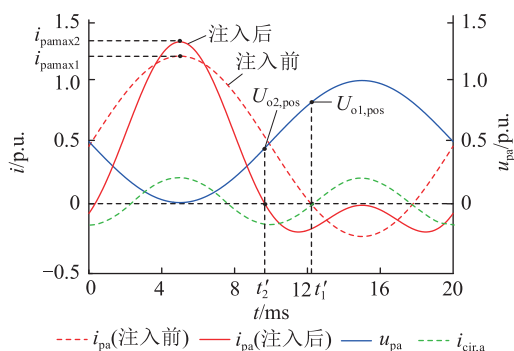


图5 二倍频环流注入对桥臂电流的影响

Fig.5 Effect of doubled frequency circulation injection on arm current

MMC系统参数如表1所示，固定 $\varphi_2 = -\pi/2$ ，改变二倍频环流注入幅值，子模块 $T_2$ 管损耗与充放电电荷量关系的变化曲线如图6所示。

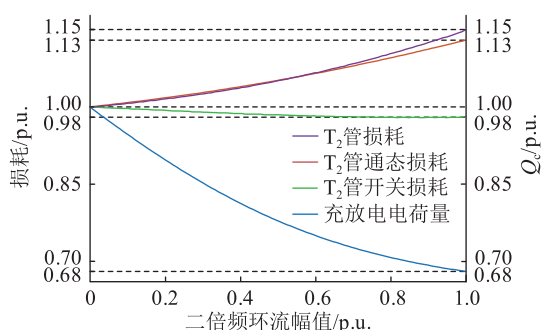


图6 二倍频环流注入对 $T_2$ 管损耗的影响

Fig.6 Effect of double frequency circulation injection on  $T_2$  loss

根据式(4)可知，由于二倍频环流注入后桥臂电流平均值与子模块平均开关频率未发生变化，因此二倍频环流注入基本不改变 $T_2$ 管开关损耗。二倍频环流注入使子模块中充放电电荷量降低， $\Delta Q = -0.32$ 。因此，结合式(8)可知二倍频环流注入使 $T_2$ 管通态损耗在一定程度上增加。

综上，二倍频环流注入对电容电压纹波和 $T_2$ 管损耗的改善呈互相矛盾的关系。二倍频环流注入在降低电容电压纹波的同时略微增加 $T_2$ 管损耗，但其可以改变桥臂电流的波形，增加了最大主动旁路

子模块的个数，进而实现 $T_2$ 管损耗与电容电压纹波的综合优化。

### 3.2 三次谐波电压注入对综合性能的影响分析

注入三次谐波电压后，由式(1)得A相上桥臂输出电压表达式为：

$$u_{pa} = \frac{1}{2}U_{dc}(1 - m\sin(\omega t) + k_3\sin(3\omega t + \varphi_3)) \quad (19)$$

式中： $k_3$ 、 $\varphi_3$ 分别为三次谐波电压幅值系数和相位。由于半桥型子模块不能输出负电平，三倍频电压注入后桥臂输出电压应满足：

$$\begin{cases} \max(u_{pa}) \leq U_{dc}/2 \\ \max(u_{na}) \leq U_{dc}/2 \end{cases} \quad (20)$$

图7为 $F$ 、 $\Delta U_{C,k}$ 和 $\Delta P_{T2,k}$ 随三次谐波电压注入幅值和相位的变化曲面。最佳三次谐波电压注入相位 $\varphi_3 = \pm\pi$ ，此时 $F$ 随 $k_3$ 增加先增大后减小。当 $\varphi_3 = \pm\pi$ 、 $k_3 = 0.14$ 时， $T_2$ 管损耗改善最大，但三次谐波电压注入对 $T_2$ 管损耗改善较弱。

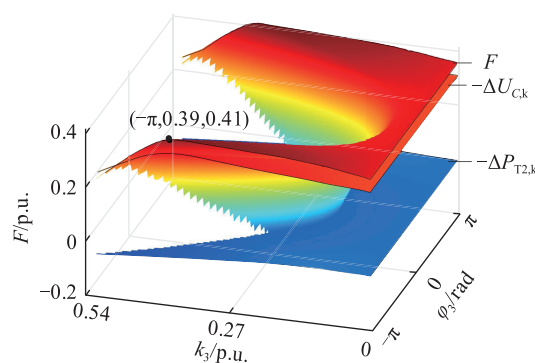


图7 三次谐波电压注入对目标函数的影响

Fig.7 Effect of third harmonic voltage injection on objective function

图8为三次谐波电压注入对桥臂输出电压的影响。当 $t'_1 < T/2$ 时， $U_{o1,pos} > U_{o2,pos}$ ；当 $t'_1 > T/2$ 时， $U_{o1,pos} < U_{o2,pos}$ ；当 $t'_1 = T/2$ 时， $U_{o1,pos} = U_{o2,pos}$ 。

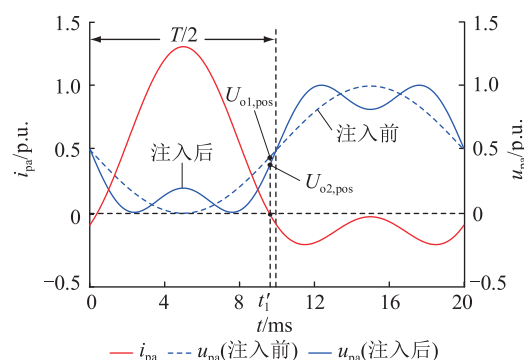


图8 三次谐波电压注入对桥臂输出电压的影响

Fig.8 Effect of third harmonic voltage injection on arm output voltage

固定  $\varphi_3 = -\pi$ , 改变三次谐波电压注入的幅值, 子模块  $T_2$  管总损耗、 $T_2$  管通态损耗、 $T_2$  管开关损耗和充放电电荷量的变化曲线如图 9 所示, 三次谐波电压注入时子模块充放电电荷量变化不大。因此, 结合式(4)可知, 三次谐波电压注入对  $T_2$  管通态损耗基本无影响。由于三倍频注入对  $T_2$  管损耗影响较小, 且开关损耗占总损耗的比例较低, 因此开关损耗不是影响总损耗变化的关键原因。综合衡量  $T_2$  管的通态损耗与开关损耗变化, 三次谐波电压注入时  $T_2$  管的总损耗略微增加。

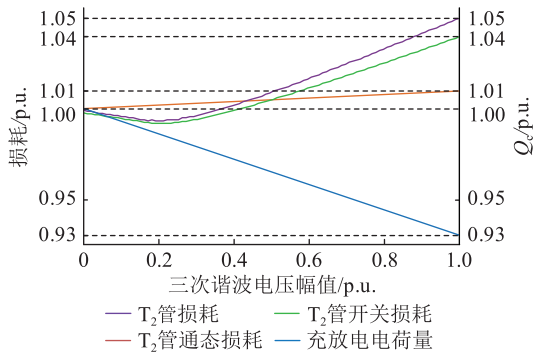


图 9 三次谐波电压注入对  $T_2$  管损耗的影响

Fig.9 Effect of third harmonic voltage injection on  $T_2$  loss

综上所述, 与二倍频环流注入类似, 在电容电压纹波降低时,  $T_2$  管损耗略微增加;  $T_2$  管损耗略微降低时, 电容电压纹波增加, 即两者无法兼顾。三次谐波电压注入也会增加最大主动旁路子模块的个数, 从而实现  $T_2$  管损耗与电容电压纹波的共同优化。

### 3.3 整体控制策略

综合二倍频环流注入与三次谐波电压注入, 在主动旁路的基础上对  $T_2$  管损耗与电容电压纹波综合优化效果进行分析。

图 10 为 MMC 系统控制框图, 包含外环功率控

制、内环电流控制、环流控制、三次谐波电压注入、主动旁路控制、调制算法和电容均压控制。外环功率控制输出电压参考值。内环电流控制、环流控制、三次谐波注入叠加得到桥臂输出电压参考值, 经主动旁路控制判断晶闸管动作时间, 通过调制算法和电容电压均衡最终得到投切信号和晶闸管触发信号, 控制 MMC 动作。其中,  $PI_P$ 、 $PI_Q$  分别为功率控制环的有功和无功 PI 控制器;  $PI_1$ 、 $PI_{2l}$  分别为电流控制环和二倍频环流控制的 PI 控制器;  $n_{pa}$ 、 $n_{na}$  分别为 A 相上、下桥臂需要投入子模块个数;  $u_{abc}$  为交流侧电压;  $P$ 、 $Q$  和  $P^*$ 、 $Q^*$  分别为有功、无功功率的实际值和给定值;  $i_d$ 、 $i_q$  和  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  分别为  $d$  轴、 $q$  轴电流的实际值和给定值;  $i_{2d}$ 、 $i_{2q}$  和  $i_{2d}^*$ 、 $i_{2q}^*$  分别为  $d$  轴、 $q$  轴二倍频环流的实际值和给定值;  $e_{abc}$ 、 $u_{difabc}$  分别为内电势和二倍频电压;  $u_{pjref}$ 、 $u_{njref}$  和  $i_{pj}$ 、 $i_{nj}$  ( $j = a, b, c$ ) 分别为上、下桥臂输出电压参考值和桥臂电流;  $\theta_{pll}$  为锁相环 (phase locked loop, PLL) 提供的相位。

图 11 为  $\mu_1 = 1.5$ 、 $\mu_2 = 1$  时综合优化系数随主动旁路个数变化的曲线, 在综合优化区间  $N_{sur} = [0.38, 0.54]$  内,  $F_{max} = 0.29$ , 电容电压纹波降低量  $\Delta U_{C,k} = 0.13$ , 损耗改善量  $\Delta P_{T2,k} = 0.10$ 。电容电压纹波降低量略大于  $T_2$  管损耗降低量。

图 12 为固定  $\mu_2 = 1$ , 遍历  $\mu_1$  对目标函数的影响。以损耗改善量与电容电压纹波增加量分别为零时作为综合优化区间的下界与上界。

曲线  $F_{max}$  为综合优化区间内综合优化目标函数极值随  $\mu_1$  变化的曲线: (1) 取  $P_{T2,k}$  与  $\Delta U_{C,k}$  相等的点, 即  $\mu_1 = 1.47$  时, 将综合优化区间分为两部分; (2) 当  $1.47 < \mu_1 < 1.75$  时, 综合优化策略对电容电压纹波改善更佳; (3) 当  $1.03 < \mu_1 < 1.47$  时, 综合优化策略对  $T_2$  管损耗改善更佳。

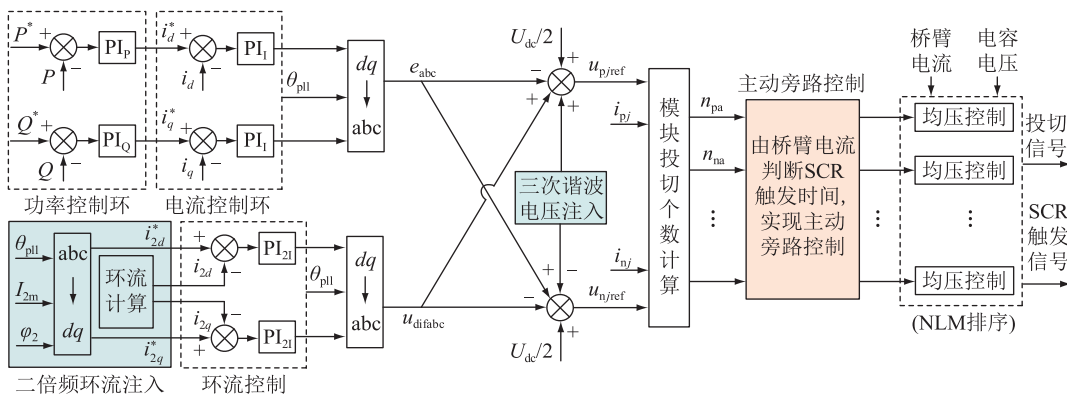


图 10 基于主动旁路与谐波注入的 MMC 系统控制框图

Fig.10 Control block diagram of MMC system based on active bypass and harmonic injection

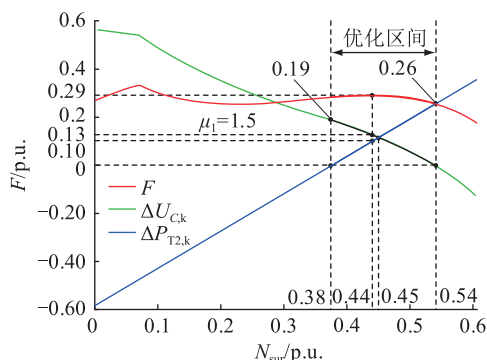


图 11 目标函数随旁路个数变化曲线

Fig.11 Curves of objective function changing with the number of bypasses

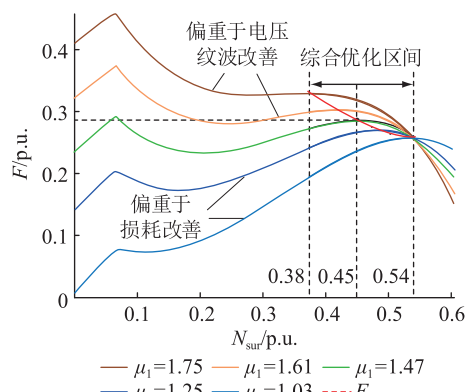


图 12 权重系数  $\mu_1$  对目标函数的影响

Fig.12 The influence of weight coefficient  $\mu_1$  on the objective function

## 4 仿真实验

### 4.1 稳态性能验证

为验证文中所提降低  $T_2$  损耗与电容电压纹波综合优化方法的有效性,在 PLECS 中搭建主电路,在 MATLAB/Simulink 中搭建控制部分,进行热-电联合仿真。表 2 为 IGBT 的开关能量损耗计算参数,器件通态压降  $U_{CE}$  与通态电阻  $r_{CE}$  分别为 1.755 V 和  $2.541 \times 10^{-3} \Omega$ 。

表 2 开关能量损耗函数中的系数 ( $U_{ref,sw} = 1.8$  kV)

Table 2 Coefficient in switching energy loss function ( $U_{ref,sw} = 1.8$  kV)

开关能量	$a_j$	$b_j$	$c_j$
$E_{on}(j=1)$	$1.010 \times 10^{-3}$	0.692 4	125
$E_{off}(j=2)$	$3.113 \times 10^{-5}$	1.161 0	295

图 13 为综合优化前 MMC 仿真结果,  $u_{c,pa}$  为随机选择的 5 个子模块电容电压波形。综合优化前,无二倍频环流及三次谐波电压注入,桥臂环流抑制策略使桥臂环流基本为零,电容电压纹波较大,MMC 稳定运行后桥臂电流、输出电压为正弦波。

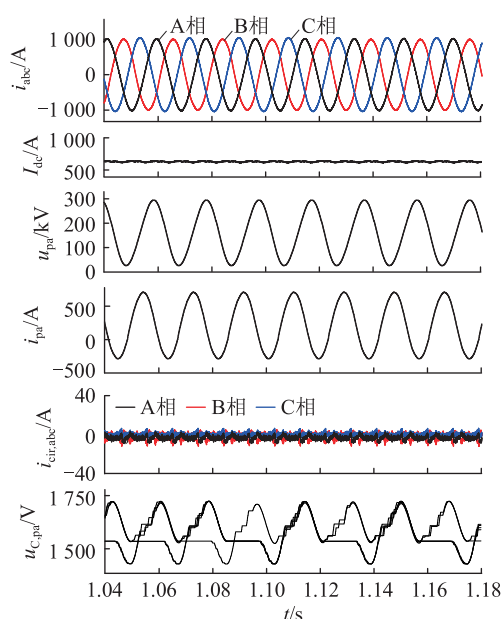


图 13 综合优化前仿真结果

Fig.13 Simulation results before comprehensive optimization

图 14 为综合优化后 MMC 仿真结果。综合优化后,注入二倍频环流及三次谐波电压,桥臂输出电压呈马鞍形,桥臂电流峰值增加,电容电压纹波明显减小。

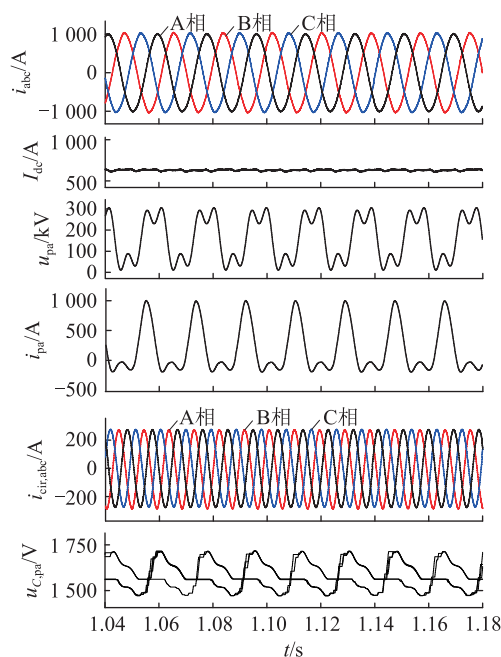


图 14 综合优化后仿真结果

Fig.14 Simulation results after comprehensive optimization

### 4.2 综合优化效果验证

表 4 为综合优化前后计算和仿真结果比较,电容电压纹波降低量计算结果与仿真结果分别为 13.13%和 13.56%,计算结果与仿真结果基本吻合;

$T_2$ 管损耗降低量的计算值与仿真值分别为 10.21% 和 9.93%。该优化策略对子模块损耗及电容电压纹波优化效果明显,实现了子模块损耗与电容电压纹波的综合优化。

表 4 综合优化前、后计算和仿真结果

Table 4 Calculation and simulation results before and after comprehensive optimization

参数	综合优化前		综合优化后	
	计算值	仿真值	计算值	仿真值
$\Delta U_C$	294.71	295.00	256.01	255.00
$P_{T2}$	623.07	617.48	559.45	556.16

表 5 为不同权重系数下的电容电压纹波与器件损耗优化效果。在实际工程中,针对不同的要求,可对权重系数做必要调整:(1) 取  $\mu_1 = 0.95$ ,可在  $T_2$ 管损耗增加一部分的情况下使电容电压波动降低 29%;(2) 取  $\mu_1 = 1.03$ 、 $N_{sur} = 75$ ,此时损耗改善量为零,电容电压纹波降低量最大为 19%;(3) 取  $\mu_1 = 1.47$ 、 $N_{sur} = 89$ ,此时  $T_2$ 管损耗与电容电压波动改善量相同,均为 11%;(4) 取  $\mu_1 = 1.75$ 、 $N_{sur} = 108$ ,此时电容电压波动降低量为零, $T_2$ 管损耗改善效果最佳为 26%;(5) 取  $\mu_1 = 1.9$ ,可在电容电压波动增加一部分的情况下使  $T_2$ 管损耗降低 29%。

表 5 不同权重系数的优化效果

Table 5 Optimization effect of different weight coefficients

序号	增加 $P_{T2}$	$\Delta U_C$ 最优	均衡	$P_{T2}$ 最优	增加 $\Delta U_C$
$\mu_1$	0.95	1.03	1.47	1.75	1.9
$\mu_2$	1	1	1	1	1
$\Delta U_{C,k}/\%$	29	19	11	0	-9
$\Delta P_{T2,k}/\%$	-19	0	11	26	29
$F_{max}/p.u.$	0.33	0.33	0.28	0.26	0.26
$N_{sur}$	60	75	89	108	121

## 5 结论

针对现有 MMC 半桥子模块下部 IGBT 损耗及其电容电压纹波优化方法存在  $T_2$ 管损耗与电容电压纹波改善无法兼顾的共性问题,文中以目前  $T_2$ 管损耗改善效果最佳的主动旁路策略为例,结合二倍频环流与三次谐波电压注入,对  $T_2$ 管损耗与电容电压纹波进行综合优化。通过在 MATLAB/Simulink 及 PLECS 中搭建的 MMC 仿真模型对所提方法的有效性进行验证。文中主要结论如下:

(1)  $T_2$ 管损耗与子模块充放电电荷量负相关,电容电压纹波与子模块充放电电荷量正相关。即增加子模块充放电电荷量, $T_2$ 管损耗降低,电容电压

纹波增加;减少子模块充放电电荷量, $T_2$ 管损耗增加,电容电压纹波降低。

(2) 与现有主动旁路策略对比,目标函数的权重系数  $\mu_1 = 1.47$ 、 $\mu_2 = 1$  时, $T_2$ 管损耗和电容电压纹波降低 11%。改变权重系数,当电容电压纹波降低为零时, $T_2$ 管损耗可降低 26%;当  $T_2$ 管损耗改善量为零时,电容电压纹波可降低 19%。

同时,该策略也可应用于全-半桥混合型 MMC 对  $T_2$ 管损耗和电容电压纹波的优化。

## 参考文献:

- [1] 孙标,路茂增,张存山,等. 基于模组解耦控制的高调制比混合型 MMC 电容优化方法[J]. 电力工程技术,2023,42(5): 148-157.  
SUN Biao, LU Maozeng, ZHANG Cunshan, et al. Module decoupling control based capacitance optimization for hybrid modular multi-level converter with high modulation index [J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(5): 148-157.
- [2] HARNEFORS L, ANTONOPOULOS A, NORRGA S, et al. Dynamic analysis of modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(7): 2526-2537.
- [3] 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.
- [4] 郭贤珊,周杨,梅念,等. 张北柔直电网的构建与特性分析[J]. 电网技术,2018,42(11): 3698-3707.  
GUO Xianshan, ZHOU Yang, MEI Nian, et al. Construction and characteristic analysis of Zhangbei flexible DC grid [J]. Power System Technology, 2018, 42(11): 3698-3707.
- [5] BLAABJERG F. Design for reliability in power electronic systems [C]//2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe). Riga, Latvia. IEEE, 2018: P.1.
- [6] 李强,庞辉,贺之渊. 模块化多电平换流器损耗与结温的解析计算方法[J]. 电力系统自动化,2016,40(4): 85-91.  
LI Qiang, PANG Hui, HE Zhiyuan. Analytic calculating method for loss and junction temperature of modular multilevel converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(4): 85-91.
- [7] TANG Y, CHEN M J, 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.
- [8] 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.
- [9] 李笑倩,刘文华,孙树敏,等. 利用环流的 MMC 电容电压波动抑制方法[J]. 电力电子技术, 2018, 52(11) :30-32, 74.  
LI Xiaoqian, LIU Wenhua, SUN Shumin, et al. Capacitor voltage ripple suppression method of MMC using circulating current[J]. Power Electronics, 2018, 52(11) :30-32, 74.
- [10] 徐政,屠卿瑞,管敏渊,等. 柔性直流输电系统[M]. 北京:机械工业出版社, 2013:65-66.  
XU Zheng, TU Qingrui, GUAN Minyuan, et al. Flexible DC transmission system[M]. Beijing: China Machine Press, 2013: 65-66.
- [11] 马新喜,路茂增,赵艳雷,等. 混合型 MMC 器件损耗分布优化控制方法[J]. 南方电网技术, 2023, 17(5) :19-28, 99.  
MA Xinxi, LU Maozeng, ZHAO Yanlei, et al. Optimization control method for loss distribution of devices in hybrid MMC[J]. Southern Power System Technology, 2023, 17(5) :19-28, 99.
- [12] 许彬,李景波,宁志彦,等. 高压大容量 MMC 子模块下部 IGBT 损耗优化方法[J]. 电网技术, 2021, 45(10) :4025-4036.  
XU Bin, LI Jingbo, NING Zhiyan, et al. Loss optimization for bottom IGBT of submodule in high-voltage and large-capacity modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2021, 45(10) :4025-4036.
- [13] 丁红旗,马伏军,徐千鸣,等. 模块化多电平换流器子模块 IGBT 损耗优化控制策略[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(17) :143-152.  
DING Hongqi, MA Fujun, XU Qianming, et al. Loss optimization control strategy for IGBT in sub-module of modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(17) :143-152.
- [14] 董玉斐. 模块化多电平换流器的主动热控制研究[D]. 杭州:浙江大学, 2018:14-60.  
DONG Yufei. Research on active thermal control of modular multilevel converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2018: 14-60.
- [15] 李国庆,辛业春,吴学光. 模块化多电平换流器桥臂电流分析及其环流抑制方法[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(24) :62-67.  
LI Guoqing, XIN Yechun, WU Xueguang. Arm current analysis of modular multilevel converter and its circulating current suppressing method[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(24) :62-67.
- [16] 刘振兴,张衡,苏茜. MMC 子模块电容电压波动抑制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(10) :139-148.  
LIU Zhenxing, ZHANG Heng, SU Qian. MMC sub-module capacitor voltage fluctuation suppression[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(10) :139-148.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] 饶宏,李建国,宋强,等. 模块化多电平换流器直流输电系统损耗的计算方法及其损耗特性分析[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(6) :101-106.  
RAO Hong, LI Jianguo, SONG Qiang, et al. Loss calculation method and characteristics analysis for MMC-HVDC system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(6) : 101-106.
- [21] 董玉斐,杨贺雅,李武华,等. MMC 中全桥子模块损耗分布优化的调制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7) :1900-1907.  
DONG Yufei, YANG Heya, LI Wuhua, et al. An optimal strategy for loss distribution of full-bridge submodules in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7) :1900-1907.
- [22] 殷冠贤,朱铭炼,谢晔源,等. MMC 阀子模块 IGBT 损耗与结温计算[J]. 电力工程技术, 2018, 37(3) :129-133, 150.  
YIN Guanxian, ZHU Minglian, XIE Yeyuan, et al. A calculating method for loss and junction temperature of IGBT based on MMC[J]. Electric Power Engineering Technology, 2018, 37(3) :129-133, 150.
- [23] 阳同光,沈兵. 模块化多电平换流器 IGBT 模块失效机理和状态监测研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(4) :174-187.  
YANG Tongguang, SHEN Bing. Review of failure mechanism and state monitoring technology for modular multilevel converter IGBT modules[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(4) :174-187.
- [24] 刘黎,李康,黄萌,等. 基于电压电流特性曲线的 MMC 子模块 IGBT 通态损耗在线计算方法[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(23) :19-27.  
LIU Li, LI Kang, HUANG Meng, et al. On-line calculation method of an IGBT on-state loss of an MMC sub-module based on a voltage and current characteristic curve[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(23) :19-27.
- [25] 许彬,李景波,宁志彦,等. 高压大容量 MMC 子模块下部 IGBT 损耗优化方法[J]. 电网技术, 2021, 45(10) :4025-4036.  
XU Bin, LI Jingbo, NING Zhiyan, et al. Loss optimization for bottom IGBT of submodule in high-voltage and large-capacity modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2021, 45(10) :4025-4036.
- [26] 郭滨鹏,粟时平,付航,等. 基于映射策略的 MMC 电容电压平衡控制算法[J]. 电力电容器与无功补偿, 2019, 40(5) :157-163.

- GUO Binpeng, SU Shiping, FU Hang, et al. MMC capacitor voltage balance control algorithm based on mapping strategy [J]. *Power Capacitor & Reactive Power Compensation*, 2019, 40(5): 157-163.
- [27] 阎国强, 王威儒, 朱博. 一种降低 MMC 换流器子模块电容体积的方法 [J]. *电力电容器与无功补偿*, 2022, 43(4): 116-123.
- YAN Guoqiang, WANG Weiru, ZHU Bo. A method for reducing capacitor volume of sub-module in MMC converter [J]. *Power Capacitor & Reactive Power Compensation*, 2022, 43(4): 116-123.
- [28] 熊盛涛, 刘振兴, 廖雪超. 基于电压电平的 MMC 直接功率预测控制策略 [J]. *电力电容器与无功补偿*, 2022, 43(4): 131-138.
- XIONG Shengtao, LIU Zhenxing, LIAO Xuechao. Direct power predictive control strategy of modular multilevel converter based on voltage level [J]. *Power Capacitor & Reactive Power Compensation*, 2022, 43(4): 131-138.
- [29] 胡兵, 徐江涛, 郑连清. 基于滞环控制的 MMC 环流抑制方法 [J]. *电力电容器与无功补偿*, 2018, 39(4): 164-169.
- HU Bing, XU Jiangtao, ZHENG Lianqing. MMC circulating current suppression method based on hysteresis control [J]. *Power Capacitor & Reactive Power Compensation*, 2018, 39(4): 164-169.

作者简介:



苏田田

苏田田(1997),男,硕士在读,研究方向为电力电子变换器、模块化多电平换流器(E-mail:sutiantian202210@163.com);

路茂增(1988),男,博士,讲师,通信作者,研究方向为柔性直流输电换流器的建模及控制、大功率变换器可靠性;

马新喜(1998),男,硕士,研究方向为电力电子变换器、模块化多电平换流器。

## Integrated optimization of loss distribution and capacitor voltage ripple for MMC devices

SU Tiantian, LU Maozeng, MA Xinxi, ZHAO Yanlei, ZHANG Housheng

(School of Electrical and Electronic Engineering, Shandong University of Technology, Zibo 255030, China)

**Abstract:** Under inverter operating conditions, significant loss is incurred by the insulated gate bipolar transistor (IGBT) (referred to as  $T_2$  tube) in the lower part of the half-bridge submodule. The reduction of loss is beneficial for the improvement of equipment operation reliability. At the same time, the suppression of capacitor ripple voltage has the advantage for reducing capacitor demand and enhancing power density. However, attention is not given by existing optimization control strategies to the contradiction between loss distribution optimization and capacitor ripple voltage, making it difficult to balance equipment operation reliability and power density. Therefore, a comprehensive optimization method that combines the reduction of  $T_2$  transistor losses and the suppression of capacitor voltage ripple is proposed in this article. Firstly, the inherent contradiction between reducing the on-state loss of the  $T_2$  transistor and suppressing capacitor voltage ripple is explained by analyzing the impact path of charge on device loss and capacitor ripple voltage. Then, by introducing a penalty function, a comprehensive objective function is established that takes into account  $T_2$  transistor losses and capacitor voltage ripple. Subsequently, using the active bypass strategy as an example, a comprehensive optimization method based on the injection of second harmonic current and third harmonic voltage is proposed by analyzing the impact of the second harmonic current and third harmonic voltage injection on  $T_2$  transistor loss and capacitor voltage ripple. Finally, a simulation model is built in MATLAB/Simulink and PLECS for verification. The simulation results suggest that the reliability and power density of the device increase by the comprehensive optimization method, considering both  $T_2$  transistor losses and capacitor voltage ripple.

**Keywords:** half-bridge multilevel modular converter (MMC); loss distribution; capacitor voltage ripple; double frequency circulation; third harmonic voltage; active bypass

(编辑 钱悦)