

基于自适应动态保持因子的 MMC 降损耗策略

杨朝晖¹, 魏华栋¹, 何柳青², 张浩², 彭国平², 史奔²

(1. 山东电力工程咨询院有限公司, 山东 济南 250013;

2. 广东安朴电力技术有限公司, 广东 中山 430018)

摘要:针对模块化多电平换流器(MMC)开关损耗较大的问题,从开关频率优化策略入手,对现有开关频率优化策略进行改进,并推导得到基于 MMC 传输功率实时值的子模块电容电压精确解析式,从而计算出电容电压均值的波动范围,利用其与工程约束间的裕量得到动态保持因子,通过均压策略主流程实现最终输出投切指令。基于海上风电柔直工程参数搭建 PSCAD/EMTDC 模型对所提策略与传统策略进行仿真验证对比。仿真结果表明,在满足工程对波动范围及不平衡度指标要求的前提下,所提策略对比传统策略在各稳态工况下开关频率降低了 49%~58% 不等,各稳态工况下开关损耗降低了 63%~90% 不等,取得了预期的降损效果。

关键词:模块化多电平换流器;阀损耗;开关频率;电压均衡;开关损耗

中图分类号: TM721.1 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed26084

MMC Loss Reduction Strategy Based on Adaptive Dynamic Retention Factor

YANG Zhaohui¹, WEI Huadong¹, HE Liuqing², ZHANG Hao², PENG Guoping², SHI Ben²

(1. Shandong Electric Power Engineering Consulting Institute Co., Ltd., Jinan 250013,

Shandong, China; 2. Guangdong Unlimited Power Co., Ltd.,

Zhongshan 430018, Guangdong, China)

Abstract: Aiming at the problem of large switching loss of modular multilevel converter (MMC), starting from the switching frequency optimization strategy, the existing switching frequency optimization strategy was improved, and the accurate analytical formula of sub-module capacitor voltage based on the real-time value of MMC transmission power was derived, so as to calculate the fluctuation range of the mean value of capacitor voltage. The dynamic retention factor was obtained by using the margin between the mean value of capacitor voltage and the engineering constraint, and the final output switching instruction was realized by the main flow of the equalization strategy. The PSCAD/EMTDC model was built based on the offshore wind power flexible engineering parameters to verify and compare the proposed strategy with the traditional strategy. The simulation results show that under the premise of meeting the requirements of the project on the fluctuation range and the imbalance index, the switching frequency of the proposed strategy is reduced by 49%~58% compared with the traditional strategy under each steady-state condition, and the switching loss is reduced by 63%~90% under each steady-state condition, and the expected loss reduction effect is achieved.

Key words: modular multilevel converter (MMC); valve power loss; switching frequency; voltage balancing; switching losses

基于模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的柔性高压直流输电技术,相较于常规高压直流输电,具有谐波少、高度模块化、没有无功补偿与换相失败问题、可同时独立调节有功无功功率等优点^[1],由于其占地面积小且能

为无源系统供电,故广泛应用于大规模新能源发电的送出,特别是中远海风电送出、沙戈荒新能源大基地送出及直流电网的构建^[2]。

随着 MMC 容量提升,单个桥臂子模块数高达几百个^[3],为满足工程约束应对其采取均压控

基金项目:广东省重点领域研发计划项目(2034612100001)

作者简介:杨朝晖(1983—),男,硕士,高级工程师,主要研究方向为电气系统、海上风电柔直,Email: yangzhaohui@sdepci.com

通讯作者:何柳青(1998—),男,硕士,工程师,主要研究方向为柔直输电系统、海上风电送出,Email: 973772465@foxmail.com

制,但这会产生附加投切动作从而造成功率器件的附加开关损耗^[4],以一个2 000 MW容量的换流站为例,每降低0.1%的损耗每年可多送出17.52 GW·h的电能。因此在保证系统正常运行的情况下,优化均压策略来降低开关损耗具有重要的实际工程意义与经济效益^[5]。

针对这一课题,国内外学者做了大量研究,文献[6]采用保持因子排序后均压,使得投入中的子模块以更高概率保持投入,从而降低开关频率。文献[7]设置电压不平衡度阈值,若超阈值则对子模块电压全部排序重新投入,若不超则只针对投入数的增减进行投切。基于这两种基础策略又衍生出很多改进策略:文献[8]对子模块轮换过程深入分析,通过预测子模块电压收敛性来指导子模块投切,有效降低了非必要投切操作;文献[9]选择在桥臂电流过零点对子模块排序均压,否则投切状态不变,然而通过实际工程参数校验,该策略下电容电压必然过压,故不推荐;文献[10]将快速排序算法结合改进插入排序算法,显著降低了均压算法运算量;文献[11]通过桥臂电流控制,使得均压策略能适应交直流故障复杂运行工况,起到故障穿越的作用;文献[12]通过分析子模块投切状态矩阵与子模块电容电压静态工作点之间的关系,对子模块电容电压波动控制较好,但并未关注损耗;文献[13]将子模块电容电压与设定的子模块电容电压上下限进行比较来确定各个子模块的投切状态,降低了算法计算量;文献[14]引入电压离散度阈值,将电容电压与之比较后分组排序,再根据桥臂电流方向确定子模块投切操作。

开关损耗优化策略的本质都是在利用子模块电压波动范围与工程约束边界间的裕量来降低开关频率,不同工程的电容设计裕量不同,裕量较小的工程在传输额定功率时,其子模块平均电压波动几乎达到工程约束边界。以保持因子法为例,这样的工程必须设定一个非常小的保持因子来满足最恶劣工况的子模块波动范围约束,但这样的参数用于中、小功率时则导致开关频率过高。设置上下限则可采用较大的保持因子而能满足工程子模块波动范围约束,但又会造成电压频繁触碰上下限,同样大幅增加开关频率。

上述方法不论基于何种原理,在设定参数时大多基于经验或者试凑,如此操作费时费力且难达到最佳效果。针对这些问题,本文基于自适应

动态保持因子的降损耗策略,通过对子模块电容电压精确解析式的推导,仅输入MMC实时传输的有功无功数值便可计算出相应工况电容电压精确的波动范围,根据实际工程对子模块电压的不均衡度和波动度约束计算得到相应工况的电容电压约束边界,最后基于采样所得实时子模块电压与约束边界距离计算得到适应不同工况的动态保持因子。

1 理论分析计算

1.1 MMC基本原理

三相MMC拓扑如图1所示,MMC由三相共6个桥臂构成,每个桥臂由一个桥臂电抗器 L_0 和 N 个子模块串联构成;桥臂电抗器有抑制环流以及直流侧故障冲击电流的作用^[15]。MMC子模块按拓扑主要分为半桥子模块、全桥子模块、钳位双子模块等,大部分工程仅应用半桥子模块,典型的半桥子模块拓扑如图1左下角所示。

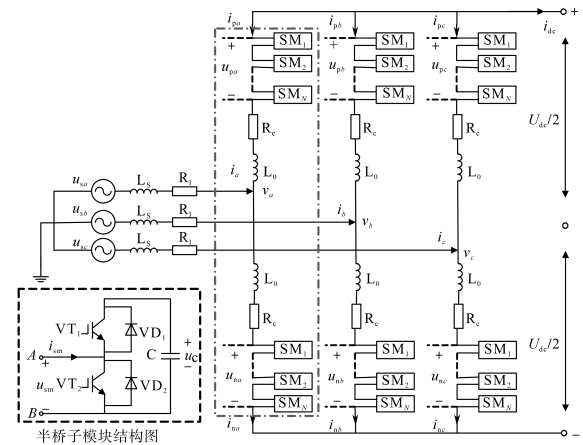


图1 三相MMC拓扑图

Fig.1 Three-phase MMC topology

MMC各桥臂子模块投入数由调制波决定,其调制方法多采用最近电平逼近调制(nearest level modulation, NLM)。用 u_{vj} ($j = a, b, c$)表示阀侧电压调制波^[1],那么 t 时刻上、下桥臂需要投入的子模块数 n_{vj} , n_{vj} 可以表达为

$$n_{vj}(t) = \frac{N}{2} - \text{round}\left(\frac{u_{vj}(t)}{U_c}\right) \quad (1)$$

$$n_{vj}(t) = \frac{N}{2} + \text{round}\left(\frac{u_{vj}(t)}{U_c}\right) \quad (2)$$

式中: N 为单个桥臂子模块总数; round 为取整函数; U_c 为子模块电压额定值。

最原始的子模块均压策略(后称基础均压策略)是对所有子模块电压进行排序,结合各桥臂

子模块投入数,根据桥臂电流的正/负方向来从中选取电压最低/最高的 n_{pj}/n_{nj} 个子模块投入^[16],如此每个控制周期进行投切,使得 MMC 输出跟随正弦调制波变化的阶梯电压波形。由于每个周期对全部子模块进行排序投切,产生了大量的非必要投切。

1.2 MMC 子模块电容电压精确解析式推导

子模块电容电压波动范围随传输功率而变化,这对均压策略的研究与自适应参数设定带来一定难度。为指导降损耗策略的自适应参数设定,需得到不同工况下的子模块电压精确波动范围,本节将推导子模块电容电压的精确解析式。

图 2 为 MMC 单相等效拓扑,各物理量参考方向如图中标识所示,忽略线路电阻并将交流系统等效电感加变压器漏感 L_s 同桥臂电抗器 L_0 等效合并为 L ,交流侧电感等效值计算如下:

$$L = L_s + \frac{1}{2} L_0 \quad (3)$$

用 $U_c(t)$ 表示子模块电容电压精确解析式,它可分为直流分量和交流分量两个部分:

$$U_c(t) = U_{c-dc} + U_{c-ac}(t) \quad (4)$$

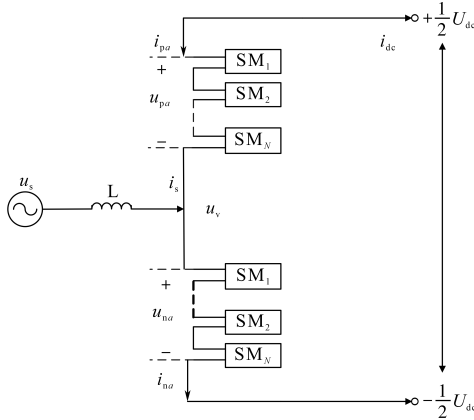


图 2 MMC 单相等效拓扑图

Fig.2 MMC Single-phase equivalent topology

图 3 为 MMC 网侧阀侧相量示意图。 U_s 为网侧相电压幅值, I_s 为网侧/阀侧相电流幅值, U_L 为等效电感上压降幅值, U_v 为阀侧相电压幅值。

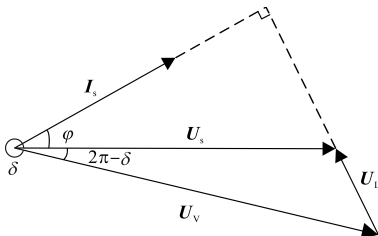


图 3 MMC 网侧阀侧相量图

Fig.3 MMC grid-side valve-side phasor

为统一角度计算这里以 U_s 相位为基准,其余相量一律以超前其角度统计, φ 为 I_s 超前 U_s 的相位角, δ 为 U_v 超前 U_s 的相位角(滞后 $2\pi - \delta$)。

结合图 2 与图 3,给定 MMC 网侧传输的有功功率 P 、无功功率 Q 、直流电压 U_{dc} 与阀侧相电压为输入量,本节以 I_s 在第一象限为例对 A 相上桥臂子模块电压均值进行分析计算,不难推得:

$$\begin{cases} u_s(t) = U_s \cos(\omega t) \\ \varphi = \arctan\left(\frac{Q}{P}\right) + 2\pi \\ I_s = \frac{2\sqrt{P^2 + Q^2}}{3U_s} \\ U_L = I_s \omega L \\ U_v = \sqrt{U_s^2 + U_L^2 - 2U_s U_L \cos\left(\frac{\pi}{2} + \varphi\right)} \\ \delta = 2\pi - \arccos\left(\frac{U_s^2 + U_v^2 - U_L^2}{2U_s U_v}\right) \\ I_{dc} = \frac{P}{U_{dc}} \end{cases} \quad (5)$$

根据 MMC 调制比的定义可得调制比 M 为

$$M = \frac{2U_v}{U_{dc}} \quad (6)$$

进而阀侧相电压调制波可表达为

$$u_{vj}(t) = u_v = U_v \cos(\omega t + \delta) = \frac{U_{dc} M}{2} \cos(\omega t + \delta) \quad (7)$$

由式(7)、式(1)及直流电压与子模块电容额定电压关系可得:

$$n_{pj}(t) = \frac{N}{2} - \text{round}\left[\frac{N}{2} M \cos(\omega t + \varphi)\right] \quad (8)$$

下面推导子模块电容平均电流,首先如图 2 所示的上桥臂电流可表达为

$$i_{pu}(t) = -\frac{1}{3} I_{dc} - \frac{1}{2} I_s \cos(\omega t + \varphi) \quad (9)$$

根据基于开关函数的平均值模型可得子模块电容电流集合平均值表达式为

$$\begin{aligned} i_c(t) &= \frac{n_{pj}(t)}{N} \left[-\frac{1}{3} I_{dc} - \frac{1}{2} I_s \cos(\omega t + \varphi) \right] \\ &= \frac{1}{2} [1 - M \cos(\omega t + \delta)] \left[-\frac{1}{3} I_{dc} - \frac{1}{2} I_s \cos(\omega t + \varphi) \right] \end{aligned} \quad (10)$$

根据电容电压与电流关系^[17]可得子模块电容电压精确解析式的交流分量 $U_{c-ac}(t)$:

$$\begin{aligned}
U_{c-ac}(t) &= \Delta u_c \\
&= \frac{1}{C} \int i_c(t) dt \\
&= 8I_{dc} M \sin(\omega t + \delta) / (48\omega C) - \\
&\quad [12I_s \sin(\omega t + \varphi) + \\
&\quad 3I_s M \sin(2\omega t + \delta + \varphi)] / (48\omega C)
\end{aligned} \quad (11)$$

接下来分析计算子模块电容电压的直流分量,上桥臂电压实时值可由上桥臂子模块实时投入数与子模块电容电压精确解析式的乘积表示:

$$U_{pa}(t) = n_{pa}(t) U_c(t) \quad (12)$$

也可由直流电压与阀侧电压表示:

$$U_{pa}(t) = \frac{1}{2} U_{dc} - U_v(t) \quad (13)$$

联立式(8)、式(12)、式(13)可得:

$$\begin{aligned}
\frac{U_{dc}}{N} - \frac{2U_v(t)}{N} &= [1 - M \cos(\omega t + \delta)] [U_{c-dc} + \\
&\quad \frac{1}{C} \int i_c(t) dt]
\end{aligned} \quad (14)$$

将式(14)右侧展开并提取两边的直流分量可解出子模块电容电压的直流分量表达式为

$$U_{c-dc} = \frac{8C\omega U_{dc} + I_s M N \sin(\delta - \varphi)}{8C\omega N} \quad (15)$$

联立以上公式可得,仅基于有功无功传输值及硬件参数的子模块平均电压精确波动表达式如下:

$$\begin{aligned}
U_c(t) &= \frac{U_{dc}}{N} - \{ 4AP \cos(\omega t + \arccsc B) + U_{dc} [6U_{dc} \cdot \\
&\quad (Q \cos(\omega t) + P \sin(\omega t)) + AP \sqrt{1 + (P/Q)^2} \cdot \\
&\quad \cos D] \} / 36\omega C U_{dc}^2 U_s
\end{aligned} \quad (16)$$

其中

$$\begin{aligned}
A &= U_s \sqrt{9U_s^2 + 12\omega LQ + 4\omega^2 L^2 (P^2 + Q^2)} / U_s^2 \\
B &= A / (3U_s^2 + 2\omega LQ) \\
D &= 2\omega t + \arccsc B + \arctan \frac{P}{Q} + \\
&\quad 2 \sin(\operatorname{arcsec} B + \arctan \frac{P}{Q})
\end{aligned}$$

观察式(16)不难发现,该式已消除中间变量,仅保留系统参数与 P, Q 变量,这些参数在MMC工程上都是已知的恒量,故该式只需要输入 P, Q 值便可计算得到相应工况的子模块电容电压精确解析式。图4为子模块电容电压计算波形与仿真波形对比,能够清晰看到本节计算波形与仿真波形基本一致,验证了本节计算的准确度,这给后文的策略研究带来了极大的便利。

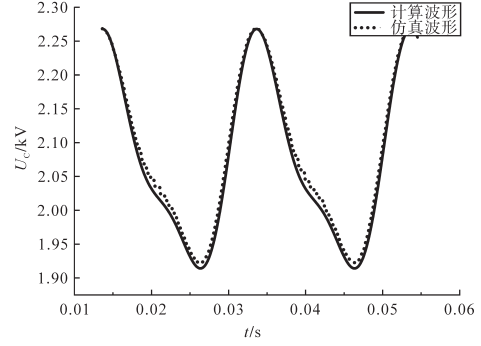


图4 电容电压计算波形与仿真波形

Fig.4 Calculation waveform and simulation waveform of capacitor voltage

2 均压策略研究

2.1 工程对均压的要求

在研究均压策略前首先应明确工程对MMC子模块电容电压均衡的要求,一般柔性直流输电工程对子模块电容均压提出以下约束^[18-19]:

1)子模块电容电压波动度。子模块电容电压波动度 ε 指MMC换流阀在所有稳态运行工况下,其子模块电容电压峰-峰值与电容额定电压的比值,这一指标针对MMC换流阀整体运行表现,为考虑足够安全裕度,工程上一般要求不高于20%。其计算方式如下:

$$\varepsilon = \frac{U_{c-\max} - U_{c-\min}}{U_c} \times 100\% \quad (17)$$

式中: $U_{c-\max}, U_{c-\min}$ 分别为稳态运行下电容电压最大、最小值; U_c 为子模块电容额定电压。

2)子模块电容电压不均衡度。子模块电容电压不均衡度 σ 指同一时刻下,所有子模块电容中最大与最小电压差值同电容额定电压的比值,这是最直观反应子模块电容均压性能的指标,一般工程要求不高于10%,其计算方式如下:

$$\sigma = \frac{U_c(n)_{\max} - U_c(n)_{\min}}{U_c} \times 100\% \quad (18)$$

式中: n 为子模块编号。

2.2 本文均压策略

“采用保持因子排序后整体投入”的均压策略由于其原理清晰、实现简单被很多文献引用且衍生出许多改进方法。正如引言所提该方法及其衍生方法均存在试凑参数经验值不准确、单一固定参数适用性不强等问题,本节对该方法进行改进,基于理论推导结论并结合工程约束,对采用保持因子的情况下子模块电容电压波动进行量化分析,从而得到更好效果且自适应的动态保

持因子。图 5 为改进的策略主流程图。

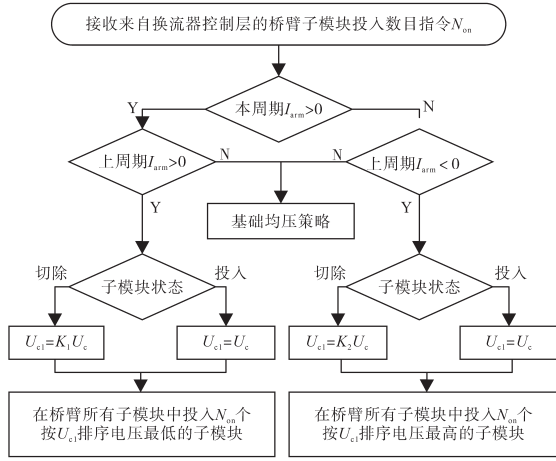


图 5 所提策略主流程图

Fig.5 The main flow chart of the proposed strategy

本文策略首先判断当前周期桥臂电流正负,在桥臂电流大于零时给切除的子模块电压乘以一个大于 1 的保持因子 K_1 ,桥臂电流小于零时给切除的子模块电压乘以一个小于 1 的保持因子 K_2 ,再将处理后的电压序列进行排序投切,这样操作可以使切除的子模块更高概率继续保持切除状态;同时在桥臂电流极性反转后的第一个控制周期采用基础均压策略,这样可以在电流反转时重置投切顺序增强均压效果,而此时桥臂电流非常小,所造成损耗可忽略不计。

由式(16)得到的子模块平均电压精确解析式,代入具体工况后对 t 求导可解出相邻的两个零点 t_1, t_2 ,代回原式后即可求得该工况下的电容电压最大、最小值 $U_{c-\max}, U_{c-\min}$,基于这两个值可以得到在这一工况下子模块电容电压基准值 U_{c-base} :

$$U_{c-base} = \frac{U_{c-\max} + U_{c-\min}}{2} \quad (19)$$

将电压基准值上下叠加工程约束波动可得子模块电压波动范围约束值 U_H 和 U_L :

$$\begin{cases} U_H = U_{c-\max} + \frac{\varepsilon}{2} U_c \\ U_L = U_{c-\min} - \frac{\varepsilon}{2} U_c \end{cases} \quad (20)$$

本文策略的原理是允许投入中的子模块充入/放出更多的电压,那么采用本文策略后的子模块电压波动将在原来基础上下分别叠加这样一个多充入/放出的电压:

$$\begin{cases} U'_{c-\max} = U_{c-\max} + (K_1 - 1)U_{c-\max} = K_1 U_{c-\max} \\ U'_{c-\min} = U_{c-\min} - (1 - K_2)U_{c-\min} = K_2 U_{c-\min} \end{cases} \quad (21)$$

式中: $U'_{c-\max}, U'_{c-\min}$ 为采用本文策略后子模块电压

最大、最小值。

如果要满足工程对均压波动度的约束,那就需要叠加这个电压后的电容电压波动范围小于工程约束,结合式(20)、式(21)很容易得出以下不等式:

$$\begin{cases} K_1 U_{c-\max} < U_{c-\max} + \frac{\varepsilon}{2} U_c \\ K_2 U_{c-\min} > U_{c-\min} - \frac{\varepsilon}{2} U_c \end{cases} \quad (22)$$

通过式(22)即可得到两个保持因子在恰好满足工程约束时的临界值,这样便可以根据工程约束来确定每个工况临界的保持因子值,解决了为满足极限工况保持因子设定保守的痛点。

式(22)是利用子模块电容电压波动最大最小值与工程约束边界间的距离设定相应保持因子,那么不难想到可以将其推广为基于子模块电容电压实时采样值与工程约束边界间距离得到实时的保持因子值,这样能够在子模块电容电压距离边界较远时,采用更大的保持因子从而进一步减少投切操作降低开关频率;基于子模块实时电压与工程约束边界的动态保持因子如下式所示:

$$\begin{cases} K_1 = 1 + \frac{U_H - U_c(t)_{\max}}{U_c(t)_{\max} - U_{c-\max}} = \frac{U_H - U_{c-\max}}{U_c(t)_{\max} - U_{c-\max}} \\ K_2 = 1 - \frac{U_c(t)_{\min} - U_L}{U_c(t)_{\min} - U_{c-\min}} = \frac{U_L - U_{c-\min}}{U_c(t)_{\min} - U_{c-\min}} \end{cases} \quad (23)$$

同时需要考虑子模块电容电压不均衡度的约束,得到 K_1 和 K_2 取值范围如下式所示:

$$\begin{cases} 1 \leq K_1 \leq 1 + \sigma \\ 1 - \sigma \leq K_2 \leq 1 \end{cases} \quad (24)$$

式中设置 1 为取值范围的含义在于当实时保持因子取到 1 时,便相当于传统均压排序,这样能够起到上下限的作用且省掉了这一步骤,式中保持因子超出范围值时取该值。

通过以上推导得到了自适应工况的动态保持因子,图 6 为本文策略的总流程步骤。图中桥臂电流与实时电容电压为系统采集量,系统硬件参数、工程约束参数在工程确定后也为定值,故本策略仅需输入 MMC 实时传输的 P, Q 值便可得到自适应工况的动态保持因子,从而输入给降损耗策略的主流程,通过主流程完成本文降损耗策略的实现,得到最终输出投切指令(触发脉冲)。

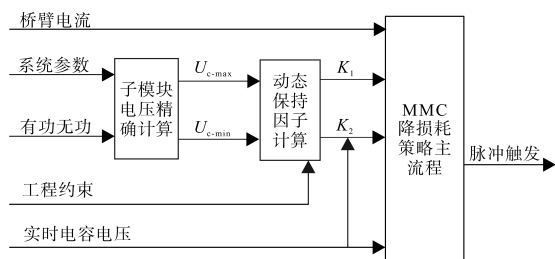


图6 本文策略总流程图

Fig.6 The overall flow chart of the strategy in this paper

3 策略仿真验证

为验证所提均压策略的有效性与优势,利用PSCAD/EMTDC搭建如图7所示的海上风电柔直送出系统模型,其中MMC₁为送端,其交流侧连接风电场汇集母线,MMC₂为受端,其交流侧连接陆上交流电网。

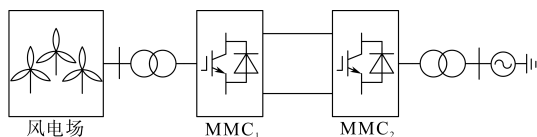


图7 海上风电柔直送出系统示意图

Fig.7 Offshore wind power flexible direct transmission system

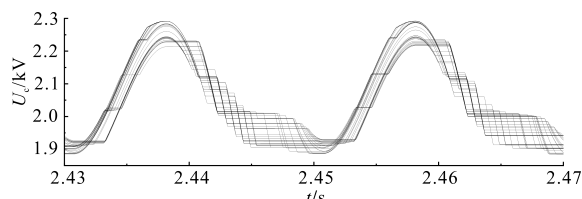
仿真搭建的模型具体参数如表1所示。

表1 仿真模型系统参数

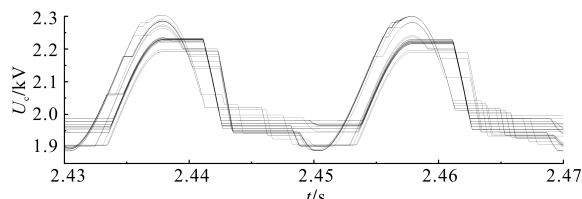
Tab.1 Simulation model system parameters

参数项	送端参数	受端参数
接线型式	对称单极	对称单极
子模块拓扑	半桥子模块	半桥子模块
额定有功功率	2 000 MW	2 000 MW
额定无功功率	600 Mvar	600 Mvar
直流母线电压	±500 kV	±500 kV
阀侧交流电压	514 kV	505 kV
网侧交流电压	66 kV	525 kV
桥臂子模块数(含冗余)	500个	500个
子模块电容额定电压	2.1 kV	2.1 kV
IGBT	4 500 V/2 000 A	4 500 V/2 000 A
子模块电容	11 mF	11 mF
桥臂电抗器	120 mH	120 mH

基于表1参数搭建模型,将传统策略作为对照策略与本文策略进行对比验证,图8为MMC₁工作在 $P=1.0$ (标么值)、 $Q=0.3$ (标么值)的满发功率工况下,两种策略的A相上桥臂子模块电容电压波动对比图。仿真数据显示本文策略与对照策略的子模块电容电压波动度分别为±9.7%和±9.8%,不平衡度分别为9%和5.06%,两种策略均能满足工程的需求。



(a)对照策略



(b)本文策略

图8 子模块电容电压波形对比图

Fig.8 Capacitor voltage waveforms comparison of submodule

图9为两种策略A相上桥臂第一个子模块的脉冲触发波形,可以观察到本文策略明显减少了投切次数,经统计,该工况下本文策略与对照策略平均开关频率分别为150 Hz和314 Hz,降低了52%(本模型的电容裕量较小,传统策略在极端工况下要满足工程约束时开关频率相对较高)。基于文献[20]中MMC阀损耗精确计算方法,搭建相应模型计算统计MMC全部子模块开关损耗分别为3.47 MW和10.74 MW,相比降低了67.7%。

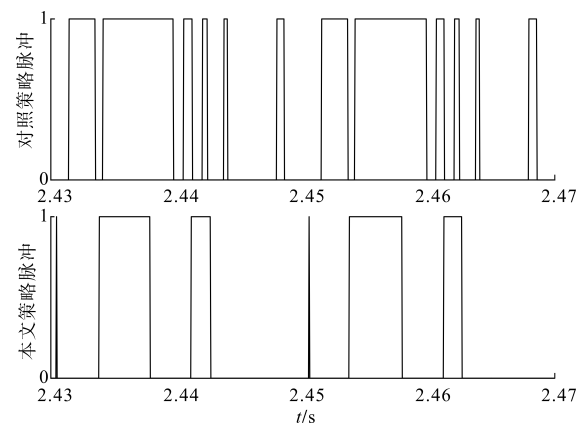


图9 触发脉冲对比图

Fig.9 Trigger pulse comparison

前文通过MMC₁工作在额定有功+额定无功工况验证了本文策略的有效性,为验证本文策略的普适性,本文选取不同工况进行仿真,包含额定有功无功、额定有功、低载有功等,图10为多种工况下两种策略的平均开关频率对比图,图11为多工况下两种策略的开关损耗对比图。

观察图10可以发现本文策略相比对照策略,在所有仿真工况下开关频率均小于对照策略,开关频率降幅为49%~58%不等;观察图11可以发现本文策略相比传统策略,在所有仿真工况下开

关损耗也全部小于对照策略,开关损耗降幅为63%~90%不等。特别在小功率工况下降幅明显,体现了自适应动态保持因子的优势。

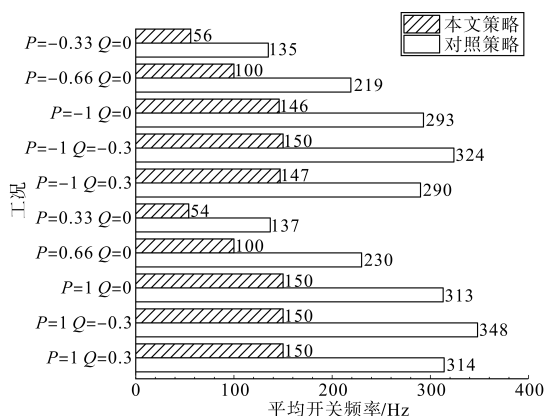


图10 平均开关频率对比

Fig.10 Average switching frequency comparison

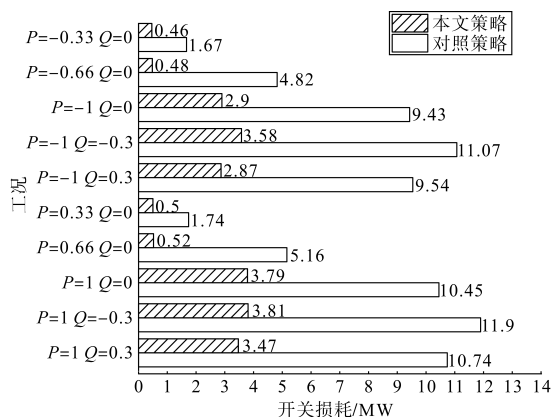


图11 MMC总开关损耗对比

Fig.11 Comparison of MMC total switching loss

通过稳态多工况的仿真验证对比,验证了本文策略在满足工程约束的前提下能够有效降低开关频率和开关损耗。

4 结论

针对MMC开关损耗高的问题,本文提出了基于自适应动态保持因子的MMC降损耗策略,通过对子模块电容电压精确解析式的推导,利用电压波动与工程约束间的裕量得到自适应的动态保持因子,经过降损耗策略流程输出投切指令。经仿真验证与分析得出以下结论:

1)通过推导子模块电容电压精确解析式,揭示了MMC有功无功的大小对子模块电容电压波动的影响规律。

2)以子模块实时采样电压为自变量,利用它与工程约束边界的距离设立动态保持因子,总结了自适应动态保持因子参数的设定方法。

3)经仿真验证,本文策略不论是在开关频率还是开关损耗方面相比对照策略均有可观的降幅,证明了本文策略能够达到预期效果。

参考文献

- [1] 徐政. 柔性直流输电系统[M]. 北京:机械工业出版社,2016.
XU Zheng. Flexible DC transmission system[M]. Beijing: China Machine Press, 2016.
- [2] 徐政,徐文哲,张哲任,等. 大型陆上风光综合基地交直流组网送出方案研究[J]. 浙江电力, 2023, 42(6): 3-13.
XU Zheng, XU Wenzhe, ZHANG Zheren, et al. Research on an AC/DC networking and transmission scheme for large-scale on-shore hydro-wind-solar integrated bases[J]. Zhejiang Electric Power, 2023, 42(6): 3-13.
- [3] 陆翌,吴俊健,裘鹏,等. 基于桥臂等效电容的全桥子模块型MMC快速仿真方法[J]. 浙江电力, 2024, 43(3): 47-54.
LU Yi, WU Junjian, QIU Peng, et al. A rapid simulation method for full-bridge sub-module MMC based on bridge arm equivalent capacitance[J]. Zhejiang Electric Power, 2024, 43(3): 47-54.
- [4] 周怿源,秦亮,杨诗琦,等. 模块化多电平变流器电容电压均衡策略研究进展[J]. 电网技术, 2023, 47(1): 322-338.
ZHOU Yiyuan, QIN Liang, YANG Shiqi, et al. Research progress of capacitor voltage balancing strategies for modular multilevel converters[J]. Power System Technology, 2023, 47(1): 322-338.
- [5] TIAN Y, WICKRAMASINGHE H R, POU J, et al. Loss distribution and characterization of MMC sub modules for HVDC applications[J]. International Transactions on Electrical Energy Systems, 2021, 31(11): e13042.
- [6] 管敏渊,徐政. MMC型VSC-HVDC系统电容电压的优化平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(12): 9-14.
GUAN Minyuan, XU Zheng. Optimized capacitor voltage balancing control for modular multilevel converter based VSC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(12): 9-14.
- [7] 屠卿瑞,徐政,郑翔,等. 一种优化的模块化多电平换流器电压均衡控制方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 15-20.
TU Qingrui, XU Zheng, ZHENG Xiang, et al. An optimized voltage balancing method for modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 15-20.
- [8] 蒲羿,罗永捷,熊小伏,等. 基于电压收敛性预测的MMC低开关频率均压控制策略[J]. 电网技术, 2020, 44(11): 4347-4358.
PU Yi, LUO Yongjie, XIONG Xiaofu, et al. Reduced switching frequency voltage balancing control strategy based on voltage convergence prediction for modular multilevel converters[J]. Power System Technology, 2020, 44(11): 4347-4358.
- [9] ARMAN H. Modulation of modular multilevel converters for HVDC transmission[D]. Stockholm: KTH Royal Institute of

- Technology, 2016.
- [10] 岳有军,樊亚振,赵辉,等. 基于改进排序算法的模块化多电平换流器子模块电容电压均衡控制策略研究[J]. 电测与仪表, 2023, 60(8): 81-84.
- YUE Youjun, FAN Yazhen, ZHAO Hui, et al. Research on the capacitor voltage balancing control strategy of MMC sub-module based on improved sorting algorithm[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(8): 81-84.
- [11] 赖锦木,尹项根,王要强,等. 基于桥臂电流控制的MMC改进电容电压均衡控制策略研究[J]. 高电压技术, 2022, 48(8): 3132-3145.
- LAI Jinmu, YIN Xianggen, WANG Yaoqiang, et al. Improved capacitor voltage balancing control strategy for modular multilevel converter with arm current control[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(8): 3132-3145.
- [12] 余雪,刘开培,周泽源,等. 基于投切状态矩阵的MMC系统电容电压均衡策略[J]. 高电压技术, 2023, 49(3): 1314-1325.
- YU Xue, LIU Kaipei, ZHOU Yiyuan, et al. Capacitor voltage equalization strategy of MMC system based on switching state matrix[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(3): 1314-1325.
- [13] 张彬桥,李成,李振兴,等. 基于子模块电容电压允许值的MMC均压控制策略[J]. 中国电力, 2023, 56(1): 126-131.
- ZHANG Binqiao, LI Cheng, LI Zhenxing, et al. A voltage balancing control strategy for modular multilevel converter based on allowable capacitance voltage of sub-modules[J]. Electric Power, 2023, 56(1): 126-131.
- [14] 周登波,宋述波,周勇,等. 基于桶排序和电压离散度阈值的MMC子模块电压均衡算法[J]. 电网与清洁能源, 2022, 38(9): 105-111.
- ZHOU Dengbo, SONG Shubo, ZHOU Yong, et al. A voltage balancing algorithm for MMC submodules based on bucket sorting and voltage dispersion threshold[J]. Power System and Clean Energy, 2022, 38(9): 105-111.
- [15] VOZIKIS D, ALSOKHIRY F, ADAM G P, et al. Novel enhanced modular multilevel converter for high-voltage direct current transmission systems[J]. Energies, 2020, 13(9): 2257.
- [16] 陆翌,王朝亮,彭茂兰,等. 一种模块化多电平换流器的子模块优化均压方法[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(3): 52-58.
- LU Yi, WANG Chaoliang, PENG Maolan, et al. An optimized method for balancing sub module voltages in modular multilevel converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(3): 52-58.
- [17] RICCO M, MATHE L, HAMMAMI M, et al. A capacitor voltage balancing approach based on mapping strategy for MMC applications[J]. Electronics, 2019, 8(4): 449.
- [18] LUO Y, JIA Z, XU L, et al. A reduced switching frequency capacitor voltage balancing control for modular multilevel converters[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2022, 142: 108272.
- [19] 杨桢,焦迪,韩磊,等. 基于归并排序算法的MMC电容电压均衡控制策略[J]. 辽宁工程技术大学学报(自然科学版), 2023, 42(6): 715-721.
- YANG Zhen, JIAO Di, HAN Lei, et al. MMC capacitor voltage balance control strategy based on merge sort algorithm[J]. Journal of Liaoning Technical University (Natural Science), 2023, 42(6): 715-721.
- [20] 李程昊,谢竹君,林卫星,等. 中高频模块化多电平换流器阀损耗的精确计算方法与分析平台[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(17): 4361-4370.
- LI Chenghao, XIE ZhuJun, LIN Weixing, et al. Accurate valve loss calculation method and analyzing platform for medium and high-frequency MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(17): 4361-4370.

收稿日期:2024-07-26

修改稿日期:2024-09-18

(上接第27页)

- [7] MOSAAD M I, SABIHA N A. Ferroresonance overvoltage mitigation using STATCOM for grid-connected wind energy conversion systems[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2022, 10(2): 407-415.
- [8] LIU Haichun, DING Zhihui, XIE Shaojun. A novel hybrid current control strategy applied in three-phase four-leg APF[C]// 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan, China, 2009: 2365-2370.
- [9] CHEN Z, BLAABJERG F, PEDERSEN J K. A multi-functional power electronic converter in distributed generation power systems[C]// 2005 IEEE 36th Power Electronic Specialists Conference (PESC), 2005: 1738-1744.
- [10] 陆学峰,孙帆,马文涛,等. 三相四桥臂逆变器控制策略研究[J]. 电测与仪表, 2020, 57(12): 32-37.
- LU Xuefeng, SUN Fan, MA Wentao, et al. Research on control strategy of three-phase four-leg inverter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(12): 32-37.

收稿日期:2024-05-20

修改稿日期:2024-06-28