

MMC-HVDC 简化有限集快速模型预测控制研究

王 杉, 谢利理, 王海宇

(西北工业大学自动化学院, 陕西 西安 710129)

摘要: 针对应用于模块化多电平换流器的直流输电系统的传统模型预测控制策略存在运算量庞大, 配置目标函数加权因子的随机性问题, 在分析 MMC 离散数学模型的基础上, 以控制系统输出的最优电压电平组合为目标, 提出无加权因子的简化有限集的快速模型预测控制策略, 运算量大幅度减小, 对平衡子模块电容电压、降低交流侧电流波动和抑制循环电流有显著效果。最后, 通过 Matlab/Simulink 平台搭建仿真模型, 并基于 iHawk 实时多处理器环境以及 SWB 实时仿真平台, 进行 11 电平样机实验, 实验结果表明该控制策略的有效性和可行性。

关键词: 模块化多电平换流器; 模型预测控制; 子模块电容电压; 循环电流; 交流电流

DOI: 10.12067/ATEEE1807015

文章编号: 1003-3076(2019)06-0016-11

中图分类号: TM721.3

1 引言

2001 年, 德国学者首次提出模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC), 这种新型多电平结构具有高度模块化、方便级联、低谐波含量、便于故障检测等优点得到了广泛关注和应用, 许多学者已将 MMC 视作最具发展前景的电压源型变换器的高压直流输电系统 (Voltage Source Converter based High Voltage Direct Current, VSC-HVDC) 的拓扑结构^[1-8]。基于 MMC 拓扑良好的经济技术优势, 使 MMC-HVDC 系统应用于交流电网异步联网、可再生能源发电并网、静止同步补偿器、高压电机驱动、储能系统及城市中心供电等多个领域。我国的舟山多端柔性直流输电示范工程目前已投入运行, 成为世界首个五端柔性直流示范工程。目前在全世界已投运和在建的 VSC-HVDC 工程中, 已知采用 MMC 结构有 8 项, 采用类似于 MMC 的级联两电平 (Cascaded Two Level, CTL) 结构有 3 项。目前, 对 MMC-HVDC 系统的研究主要集中于拓扑结构、数学模型、稳态运行特性和控制策略、故障特性与控制保护策略^[9-13]。本文主要研究稳态运行特性和控制策略分支下的子模块电容电压均衡策略和环流抑制策略。

由于处理器速度和特性的快速发展, 与传统双

闭环 PI 控制策略相比, 模型预测控制 (Model Predictive Control, MPC) 参数确定无需整定, 可以改善总谐波失真 (Total Harmonic Distortion, THD) 和瞬态特性, 系统的动态响应速度更快, 因此, MPC 方法逐渐被用作功率变换器的控制方法, 通过在每一个采样瞬间求解一个有限时域开环最优控制问题得到当前控制动作。文献[14]提出了一种将交流电流、环流和子模块电压融合在一个目标函数中的模块化多电平换流器的模型预测控制策略, 该方法需要得到各个子模块的所有实时开关状态, 并找出最优目标函数下的开关状态, 虽然简单直接, 但硬件实现困难。文献[15, 16]采用质因子法及希尔排序对平衡子模块电容电压进行改进, 大大减小了模型预测时间, 但该方法未考虑其他阀级因素影响, 不够全面。文献[17-20]提出用于控制子模块间电压均衡的几种模型预测控制的均压策略, 尽管提高了子模块电压统一性与系统电能质量, 但增加了换流器损耗。

针对上述问题, 本文提出了无加权因子的简化有限集的快速模型预测控制策略, 采用三个相互独立的目标函数分别控制交流电流、循环电流和子模块电容电压, 简化控制系统输出的最优电压电平有限集合, 通过预测模型、反馈校正和滚动优化等步骤, 确定最优输出电平, 达到最佳控制效果。相对于

收稿日期: 2018-06-21

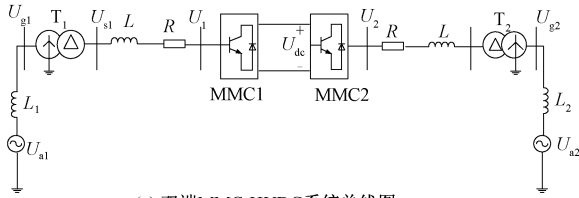
作者简介: 王 杉 (1994-), 女, 山西籍, 硕士研究生, 研究方向为柔性直流输电技术;

谢利理 (1963-), 男, 陕西籍, 教授, 博士, 研究方向为电力电子驱动, 新能源发电, 故障诊断与冗余控制。

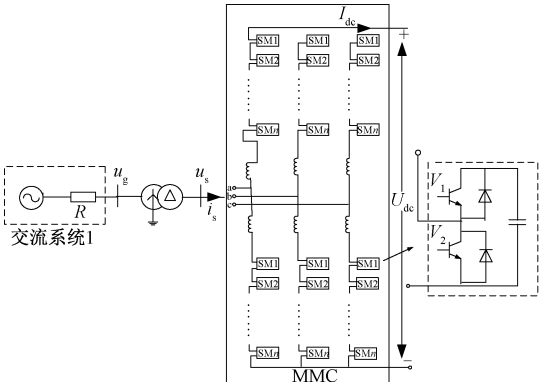
传统 MPC 策略,降低了换流器各相的开关状态组合数,使得器件的开关频率大幅降低,响应速度显著提高,对平衡子模块电容电压、降低交流侧电流波动和抑制循环电流有显著效果。最后,通过 Matlab/Simulink 平台搭建了 11 电平的 MMC-HVDC 系统仿真模型,并基于 iHawk 实时多处理器环境以及 SWB 实时仿真平台,进行样机实验,实验结果表明该控制策略的有效性和可行性。

2 MMC-HVDC 系统结构

典型双端 MMC-HVDC 系统的单线结构示意图如图 1(a) 所示,输电系统两端均为有源交流系统,主要由换流变压器、MMC、直流输电线路等组成。三相 MMC 主电路拓扑图如图 1(b) 所示,对于 $N+1$ 电平的 MMC 换流器,每个 MMC 换流器的桥臂均由 6 个结构相同的 N 个子模块(Sub-Module, SM) 和一个电抗器串联组成,每个子模块由 2 个 IGBT 和 1 个直流储能电容器组成。SM 输出电压与工作状态之间的关系如图 2 所示。



(a) 双端 MMC-HVDC 系统单线图



(b) 三相 MMC 主电路拓扑图

图 1 MMC-HVDC 系统结构

Fig. 1 Structure of MMC-HVDC system

3 简化有限集的模型预测控制

正如前文所述,所提出的 MPC 方法的三个控制目标分别为:跟踪交流电流、抑制循环电流以及平衡子模块电容电压。目前相关文献均利用 MPC 方法^[21-23]中的加权因子,将目标函数的三个子集合并为一个目标函数,但降低了控制精度。因此,本文依

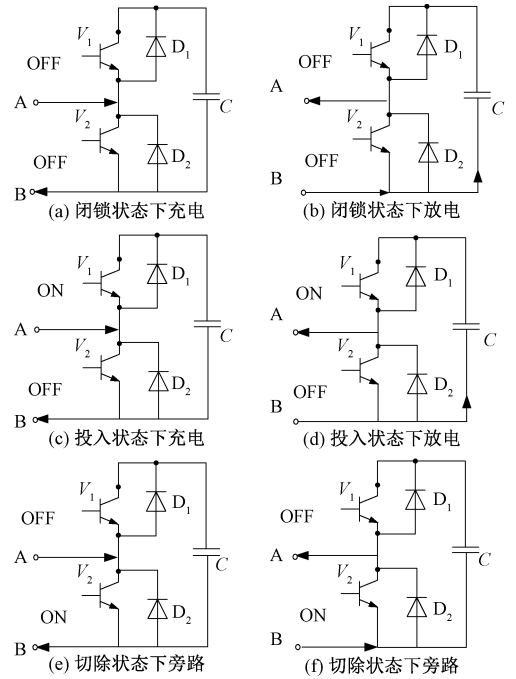


图 2 MMC 子模块工作状态

Fig. 2 Working status of MMC sub-module

据不同控制目标,提出由三个相互独立的步骤构成的模型预测控制算法,进一步提高控制精度。

3.1 跟踪交流电流

不考虑桥臂电能损失下,单相 MMC 的等效电路图如图 3 所示^[24]。 V_k 、 i_k ($k = a, b, c$) 分别为交流侧电压和交流侧电流, V_{dc} 、 i_{dc} 分别为直流侧电压和直流侧电流, l, r 分别为交流侧电感和电阻, L, R 为桥臂电感和电阻, i_{pk} 、 i_{nk} 分别为 k 相的上、下桥臂电流, i_{diff} 为 MMC 内部环流, MMC 上下桥臂电压等效为一个可控的电压源,分别为 e_{pk} 、 e_{nk} 。

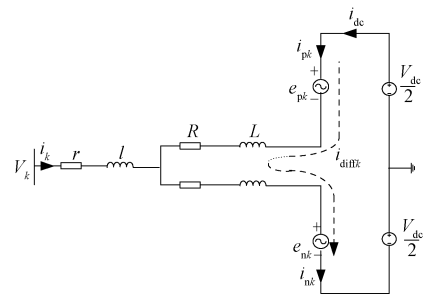


图 3 单相 MMC 等效电路图

Fig. 3 Equivalent circuit diagram of single phase MMC

将文献[24]的电压回路方程改写为:

$$L' \frac{di_k}{dt} = e_k - V_k - R' i_k \quad (1)$$

式中, e_k 为换流器的输出电压; $L' = l + L/2$, $R' = r + R/2$ 。用前向欧拉公式推导出交流侧电流方程为:

$$i_k(t + T_s) = \frac{1}{R' + L'/T_s} [e_k(t + T_s) - V_k(t + T_s) + \frac{L'}{T_s} i_k(t)] \quad (2)$$

式中, T_s 为采样周期。定义交流侧参考电流 $i_k^*(t + T_s)$, 求得交流侧电流的目标函数为:

$$J_k = |i_k^*(t + T_s) - i_k(t + T_s)| \quad (3)$$

假定换流器的桥臂子模块数量为 N , 并且子模块电容电压的额定值为 V_{dc}/N , 那么换流器输出电压参考值为:

$$e_k^* = \frac{e_{nk}^* - e_{pk}^*}{2} = \frac{1}{2} \left[\left(\sum_{i=0}^N \frac{V_{dc}}{N} S_{nki} \right) - \left(\sum_{i=0}^N \frac{V_{dc}}{N} S_{pki} \right) \right] \quad (4)$$

式中, e_k^* 为换流器输出电压参考值; S_{pki} 、 S_{nki} 分别为上、下桥臂子模块的开通状态, 用 0 或 1 表示。

当采用 $N+1$ 电平 MMC 时, 由 MMC 运行特性可知, 此时开关状态组合数为 C_N^{2N} 。然而, 由于实际工程中子模块数量庞大, 仍需考虑数以万计的开关状态组合, 传统的模型预测方法难以达到预期控制效果。因此, 本文提出将原本利用开关状态的可用组合来确定 e_k^* 的方法, 改变为由换流器的输出电压电平来确定, 要考虑的开关状态数量减少为 $N+1$, 换流器上、下桥臂电压参考值可获得的电压电平为:

$$\begin{cases} e_{pk}^* = \frac{V_{dc}}{N} \cdot m \\ e_{nk}^* = \frac{V_{dc}}{N} \cdot (N - m) \end{cases} \quad m = 0, 1, \dots, N-1, N \quad (5)$$

跟踪交流电流的 MPC 策略流程图如图 4 所示。

3.2 抑制循环电流

循环电流在三个相单元中流动, 会增加换流器损耗, 对桥臂电流和子模块电容电压产生不利影响, 由文献[24]可推导出内部不平衡电流表达式为:

$$i_{diffk}(t + T_s) = \frac{2}{R + L/T_s} V_{dc}(t + T_s) + \frac{L}{T_s} i_{diffk}(t) - [e_{nk}^*(t + T_s) + e_{pk}^*(t + T_s)] \quad (6)$$

式中, $e_{pk}^*(t + T_s)$ 、 $e_{nk}^*(t + T_s)$ 分别为 $t + T_s$ 时刻上、下桥臂参考电压。由此推出内部不平衡电流为:

$$i_{diffk}(t + T_s) = \frac{2}{r + l/T_s} V_{dc}(t + T_s) + \frac{L}{T_s} i_{diffk}(t) - [e_{nk}^*(t + T_s) + V_{diffk}] - [e_{pk}^*(t + T_s) + V_{diffk}] \quad (7)$$

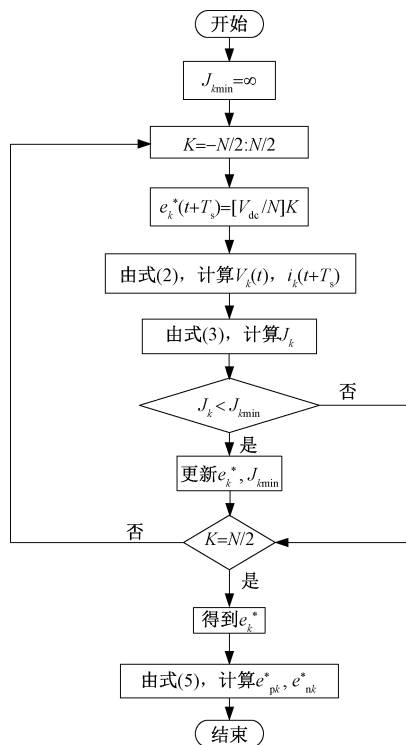


图4 跟踪交流电流的 MPC 策略流程图

Fig. 4 MPC strategy flow chart for tracking AC current

式中, V_{diffk} 为内部不平衡电压, 表达式为:

$$V_{diffk} = \frac{V_{dc}}{N} \cdot i \quad i = -1, 0, 1 \quad (8)$$

内部不平衡电流表达式也可改写为:

$$i_{diffk} = \frac{i_{dc}}{3} + i_{zk} \quad (9)$$

式中, i_{dc} 为内部不平衡电流的直流成分; i_{zk} 为循环电流。在三相网压对称的情况下, 环流中仍存在负序二倍频成分, 会增加桥臂损耗, 因此抑制环流的目标函数定义为:

$$J_{diffk} = \left| \frac{i_{dc}(t + T_s)}{3} - i_{diffk}(t + T_s) \right| \quad (10)$$

然而, 在不平衡网压条件下, 循环电流不仅包含负序二倍频分量, 还包含正序和零序分量。因此在直流母线电流中会出现电流纹波, 若采用式(10)作为抑制循环电流的目标函数, 零序环流很难得到有效控制。此外, 不平衡网压会在直流链路电流中引起瞬态纹波。因此, 假定忽略 MMC 有功功率的纹波, 且不考虑 MMC 运行过程中的损耗, 此时 MMC 交流侧有功功率和直流侧有功功率相等, 可表示为:

$$P_{AC} = P_{dc} = V_{dc} i_{dc} \quad (11)$$

直流侧电流参考值为:

$$i_{dc}^* = \frac{P_{AC}}{V_{dc}} \quad (12)$$

抑制环流目标函数定义为:

$$J_{diffk} = \left| \frac{i_{dc}^*(t + T_s)}{3} - i_{diffk}(t + T_s) \right| \quad (13)$$

最终上、下桥臂参考电压即上下桥臂的电压等级期望值为:

$$\begin{cases} e_{pk_CC}^* = e_{pk}^*(t + T_s) + V_{diffk} = \frac{V_{dc}}{N} \cdot m \\ e_{nk_CC}^* = e_{nk}^*(t + T_s) + V_{diffk} = \frac{V_{dc}}{N} \cdot (N - m) \end{cases} \quad (14)$$

式中, $m=0,1,2,\dots,N-1,N$ 。

抑制循环电流 MPC 策略流程图如图 5 所示。

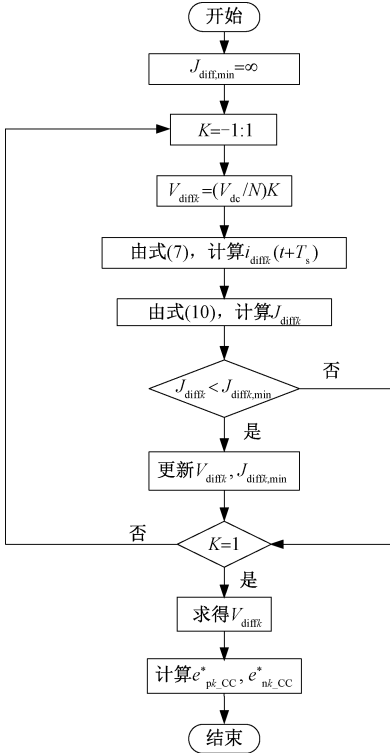


图 5 抑制循环电流的 MPC 策略流程图

Fig. 5 Block diagram of MPC strategy for suppressing circulating current

3.3 平衡子模块电容电压

3.3.1 方法 1: 简化有限集的平衡子模块电容电压模型预测控制算法

子模块电容电压取决于子模块的开通状态和桥臂电流的大小,上、下桥臂电压电平基准等价于每个桥臂中导通的子模块输出电压和,因此,根据子模块

的开通数量,以上桥臂为例,电压电平参考值可被改写为:

$$\begin{cases} SM_{pk_ON} = \frac{Ne_{pk_CC}^*}{V_{dc}} = m \\ SM_{nk_ON} = \frac{Ne_{nk_CC}^*}{V_{dc}} = N - m \end{cases} \quad (15)$$

式中, $m=0,1,2,\dots,N-1,N$ 。

因子模块的开通或关断状态取决于其内部电容的充放电状态,因此可将子模块电容电压依据电容的充放电原理进行如下定义:

子模块开通状态:

$$V_{dci}(t + T_s) = V_{dci}(t) + i_m(t)T_s/C \quad (16)$$

子模块关断状态:

$$V_{dci}(t + T_s) = V_{dci}(t) \quad (17)$$

式中, $i_m(t) = i_{pk}$ 或 $i_{nk} (i \in 1,2,\dots,N)$ 。

文献[15]定义平衡子模块电容电压的目标函数为:

$$J_{V_{dc}} = \sum_{i=1}^N \left| \frac{V_{dc}}{N} - V_{dci}(t + T_s) \right| \quad (18)$$

其中,需考虑的子模块开关状态组合数增加为 $C_{SM_{pk_ON}}^N$ 和 $C_{SM_{nk_ON}}^N$,因此,可将平衡子模块电容电压的目标函数重新定义为:

$$J_{V_{dc}} = \frac{V_{dc}}{N} - V_{dci}(t + T_s) \quad (19)$$

按照这种方法,每次循环时只对选中的子模块的参数进行计算,而且循环执行的次数是由 SM_{pk_ON} 决定的,因此上、下桥臂需考虑的开关状态组合总数减少为 $N \times N$ 。

但在采用式(19)的情况下,未考虑子模块电容充放电的情况,这种方案增加了算法的复杂性。故可根据目标函数在充电或放电时的最小值来选择子模块电容开通状态,将式(19)的目标函数改写为:

$$J_{V_{dc}} = \frac{i_m T_s}{C} \left[\frac{V_{dc}}{N} - V_{dci}(t + T_s) \right] \quad (20)$$

式中, $i_m T_s / C$ 充电时为正值,放电时为负值。

在子模块导通状态下若只考虑电容电压平衡,每个控制周期选择的子模块均会切换,导致开关频率增加,故需要设计降低换流器开关频率的方法。

将式(20)重新定义为:

$$J_{V_{dc}} = \left[\frac{i_m(t)}{C} T_s \right] \left[\frac{V_{dc}}{N} - V_{dci}(t + T_s) \right] + \lambda |S_{oldi} - S_{newi}| \quad (21)$$

式中, λ 为加权因子; S_{oldi} 和 S_{newi} 分别为子模块之前

的开通状态和之后的开通状态; λ 由该循环过程中选定的子模块的 S_{oldi} 和 S_{newi} 决定。这种方法不仅实现了平衡电容电压的功能,还达到降低开关频率的效果。简化有限集的平衡子模块电容电压模型预测控制策略的控制框图如图 6 所示。

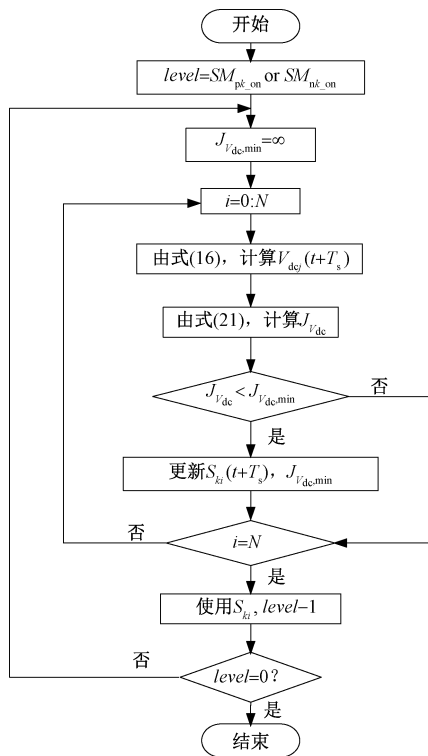


图 6 平衡子模块电容电压模型预测控制策略流程图

Fig. 6 Block diagram of MPC strategy for balancing sub-module capacitor voltages

3.3.2 方法 2:改进的简化有限集的平衡子模块电容电压模型预测控制算法

与方法 1 所提出的平衡子模块电容电压和降低开关频率的 MPC 策略类似,需考虑的状态开关组合数是 $N \times N$ 。随着子模块数量的增加,所需考虑的状态开关组合数量相应增加。因此,本节提出了一种改进的平衡子模块电容电压模型预测控制算法,以减少开关状态组合数量并达到平衡子模块电容电压的效果。只有当其中一个子模块导通状态发生改变时,才会选择之后要开通或关断的子模块。同样以上桥臂为例,子模块导通状态变化被定义为:

$$\Delta SM_{pk_ON} = SM_{pk_ON} - SM_{pk_ONold} \quad (22)$$

由于需要保留现有的开关状态以降低开关频率,因此应用式 (20) 的目标函数。当 $\Delta SM_{pk_ON} > 0$ 时,需将一个额外的子模块导通。因此,选择闭锁状态的子模块,然后选择基于目标函数最小值所对应

的子模块导通,这种方法任一时刻均只选通一个子模块,每次循环均检测 ΔSM_{pk_ON} 的大小,以此来判断下一时刻子模块的导通状态。类似地,当 $\Delta SM_{pk_ON} < 0$ 时,目标函数处于最大值的子模块被选中,因此,上桥臂子模块开关状态组合数减少为 $N\Delta SM_{pk_ON}$,相应的下桥臂子模块开关状态组合数减少为 $N\Delta SM_{nk_ON}$ 。总之,当采用 PI 控制器时, ΔSM_{pk_ON} 是 0 或 1,但在采用 MPC 策略时, ΔSM_{pk_ON} 的取值除 0,1 之外,还存在 -1,共三种情况。改进的简化有限集的平衡子模块电容电压模型预测控制策略的控制框图如图 7 所示。

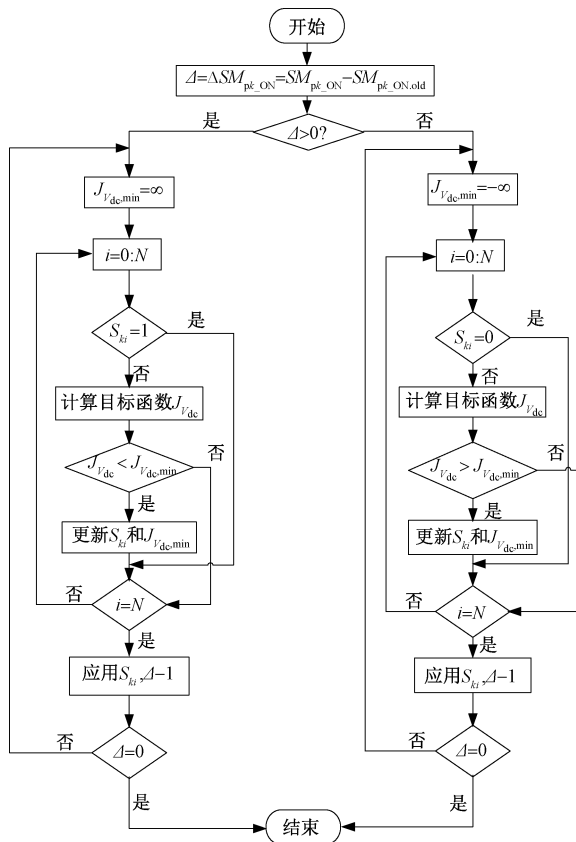


图 7 平衡子模块电容电压模型预测控制策略框图

Fig. 7 Block diagram of improved MPC strategy for balancing sub-module capacitor voltage

4 仿真验证

4.1 简化有限集 MPC 的 MMC-HVDC 仿真模型建立

在 Matlab/SimuLink 中搭建 11 电平双端仿真系统,并基于 iHawk 实时多处理器环境以及 SWB 实时仿真平台,进行样机实验,验证本文所提的控制策略的正确性。仿真系统控制结构图如图 8 所示,仿真

参数如表 1 所示。图 8 包括三部分:①MMC-HVDC 系统输电部分:MMC1 端:定有功、定无功控制,MMC2 端:定直流电压、定无功控制^[25];②派克变换

部分:对线路参数进行派克变换,实现解耦控制;③模型预测控制部分:对采集的参数进行处理计算,快速优化控制阀级模块。

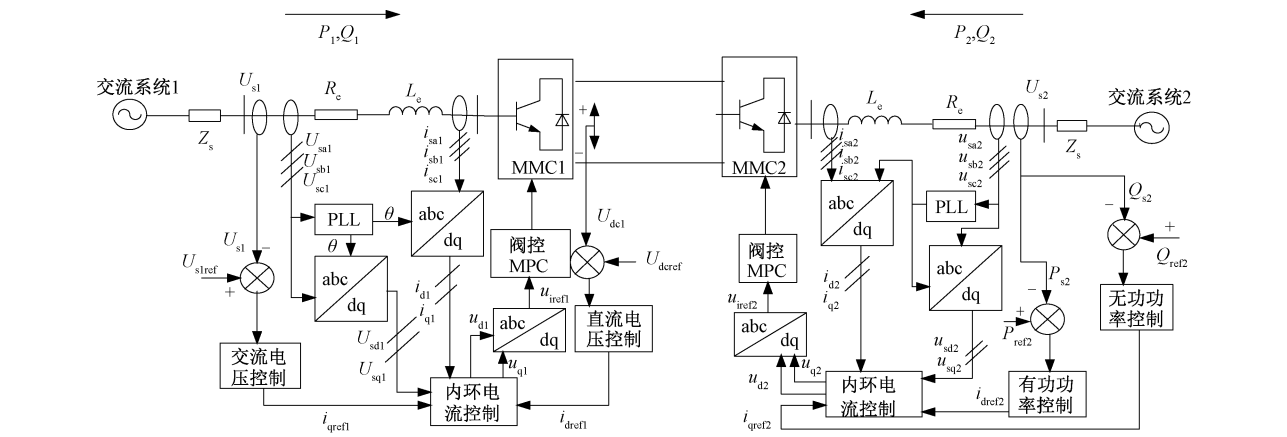


图 8 仿真系统控制结构图
Fig. 8 Control structure of simulation system

表 1 MMC 背靠背实验参数表

Tab. 1 Experiment parameter table of MMC

back-to-back system			
参数	数值	参数	数值
额定有功/MW	4	直流侧电阻/ Ω	0.1
额定无功/MVar	0.8	桥臂电感/mH	30
交流系统电压/kV	11.5	子模块电容值/mF	2
系统运行频率/Hz	50	桥臂子模块数	10
交流系统电感/mH	1.935	子模块电容电压/kV	2
直流侧电压/kV	20	控制周期/ μ s	400

4.2 仿真结果

(1)功率阶跃响应

在搭建好的平台上进行仿真,设定稳定运行时有功功率为 4MW,无功功率为 0。图 9(a)、9(b)、9(c)分别给出了三种控制策略下的 P 、 Q 仿真结果及样机实验波形,图 10(a)、10(b)分别给出了 i_d 、 i_q 仿真结果及样机实验波形,在 $t = 1.5$ s 时,有功功率参考值 P_{ref} 从 1pu 阶跃到 0.9pu (基准值为 4MW),从图 9 和图 10 可看出,两种策略都可实现 P 、 Q 、 i_d 、 i_q 解耦控制,对比结果显示,MPC2 策略较 MPC1 策略和双闭环 PI 控制, P 、 Q 、 i_d 、 i_q 的跟踪速度较快,且超调量较小。图 11 给出了功率阶跃时的网侧电流波形及样机实验波形,在功率突变时,电流会受到一定程度的影响,但随着功率的逐渐稳定,电流也会趋向于稳定。因此采用本文提出的模型预测控制的 MMC-HVDC 系统参数有良好的实时性,功率的控制精度良好。其中,由于实验系统的板卡只能通过 0~5V 的电压电流信号,故在进行实验时,对数据进行了等比例的缩放,但不影响最终实验结果。

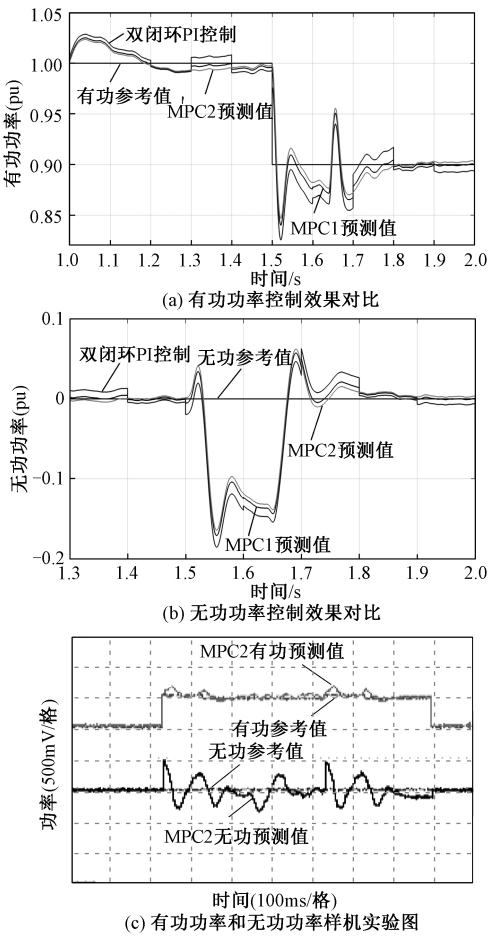


图 9 功率阶跃响应功率仿真和实验结果
Fig. 9 Power step response power simulation and experimental results

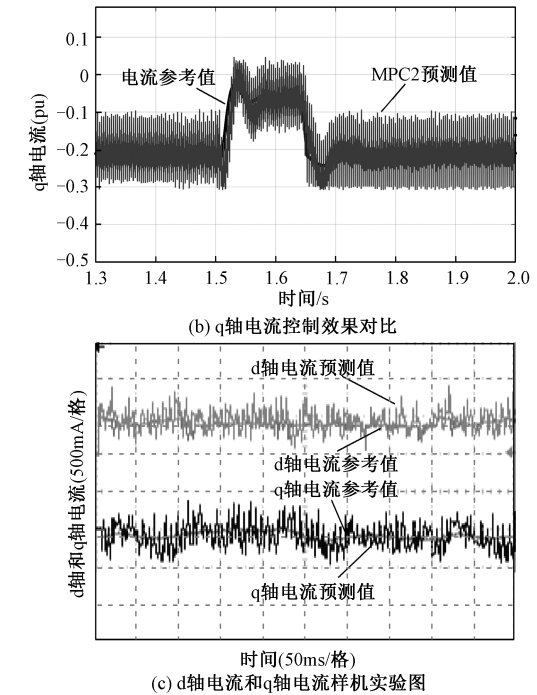
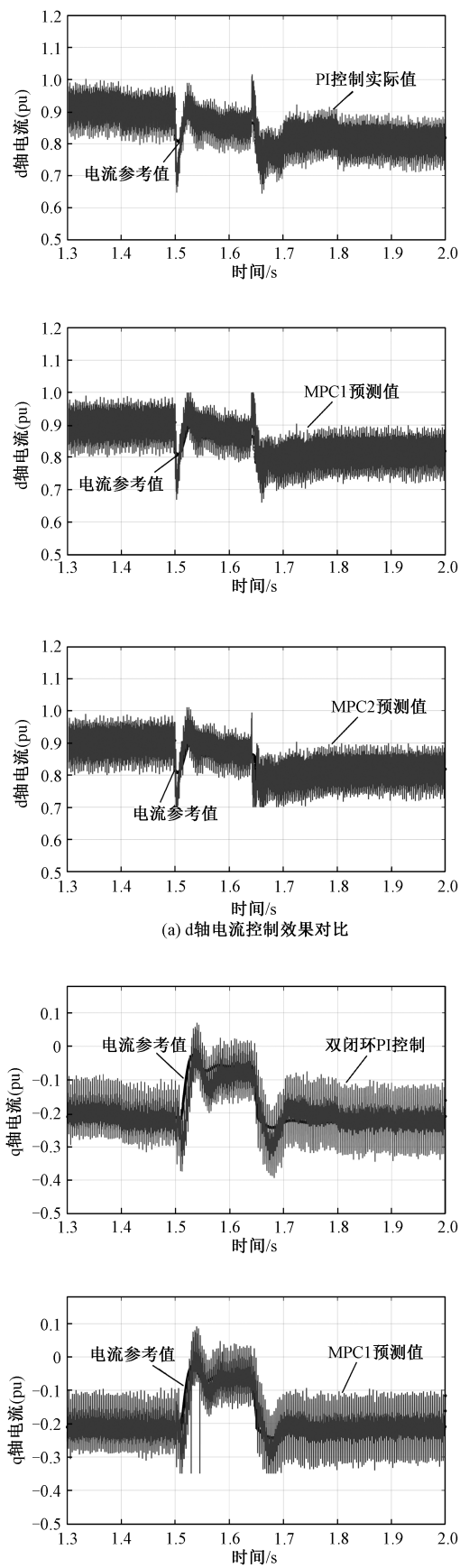


图 10 功率阶跃响应 d、q 轴电流仿真和实验结果
Fig. 10 Power step response d, q axis current simulation and experimental results

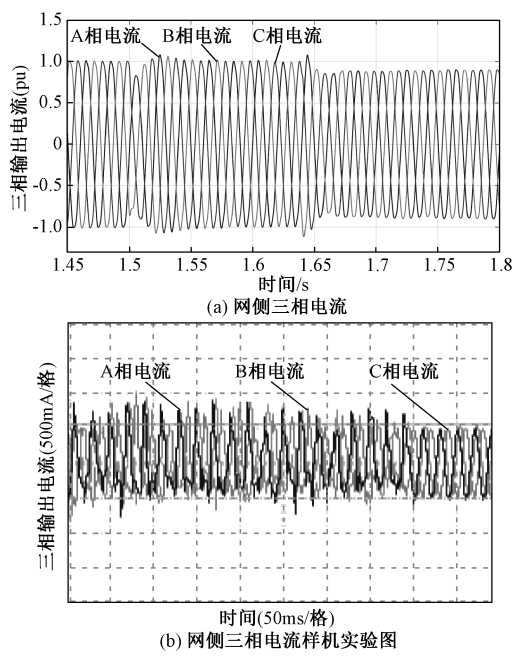


图 11 功率阶跃响网侧三相电流仿真和实验结果
Fig. 11 Three-phase current simulation and experimental results of power step network

(2) 交流电流跟踪和环流抑制

在功率渐变瞬间对电流信号的采样有滞后性，导致电流解耦控制存在波动。图 12 给出了跟踪交

流电流的仿真结果,由 12(a)、12(b)对比可知,采用 MPC2 策略时,交流电流稳态跟踪误差小,暂态响应速度快(调节时间小于 4 个控制周期,即 1.6ms),且系统超调量小(小于 5%),满足设计需求。

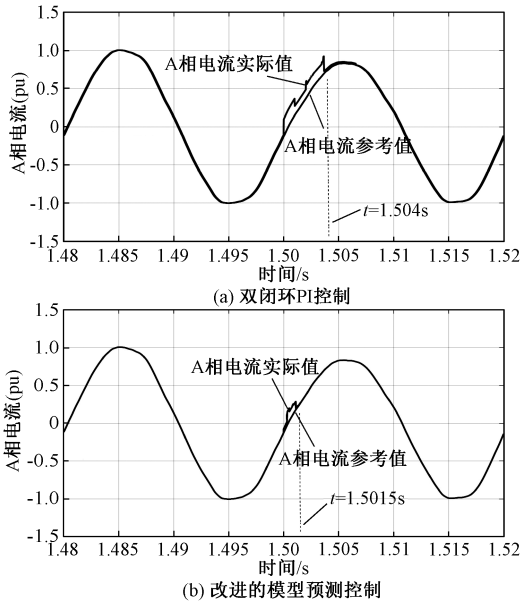


图 12 不同控制方法下电流跳变前、后波形

Fig. 12 Waveform before and after current transition under different control methods

环流抑制仿真实验及样机实验波形如图 13 所示,得到结论:采用双闭环 PI 控制时,环流值为 8A;采用本文提出的环流抑制 MPC 策略时,幅值为 1.5A,此时电流畸变率小于 5%,符合国家规定要求。

(3)平衡子模块电容电压

图 14 为 MMC-HVDC 系统子模块电容电压仿真及样机实验波形图,由图 14(a)、14(b)和 14(c)可知,与采用双闭环 PI 控制相比,采用 MPC2 策略时,子模块电容电压波动小于 0.05kV,电压波动率为 2.5%(小于方法 1 的 7.5%),具有良好的均压效果。

(4)时间复杂度

表 2 列出了 11 电平 MMC 在采用常规 MPC 和本文所提出的 MPC 策略时,需考虑的开关状态组合数量。对于传统的 MPC 方法^[26-30],开关状态组合数量为 184770,但当采用本文方法 1 中的 MPC 策略时,开关状态组合数量所考虑的状态的数量减少到 114。从表 2 中可知,开关状态组合数量大约减少了 99.94%。在所提出方法 2 中的 MPC 策略中,开关状态组合数量大约为 14~74,开关状态组合数量大约减少了 99.96%。

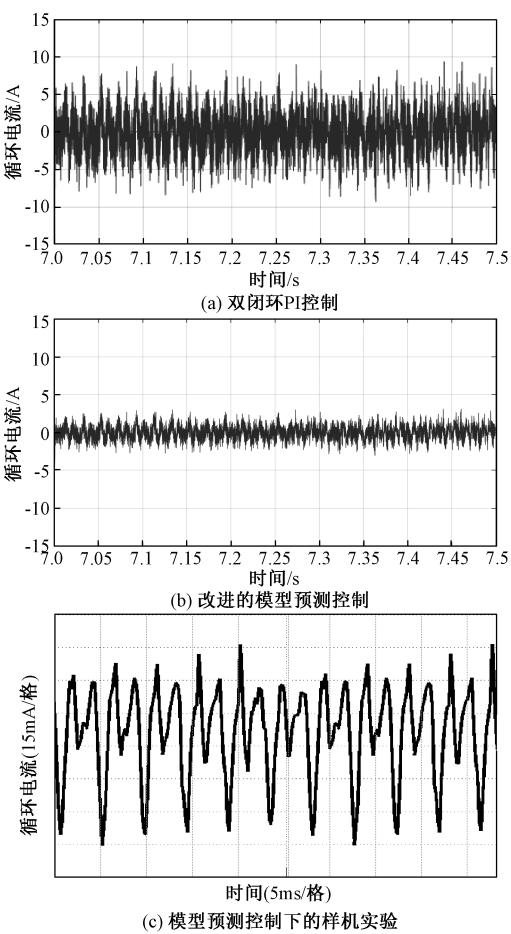


图 13 不同控制方法下循环电流波形

Fig. 13 Waveform of circulating current under different control methods

表 2 不同控制方法下 11 电平 MMC 开关状态组合数量

Tab. 2 Switch state combination number of 11 level MMC under different MPC strategy

目标策略	传统 MPC 策略	MPC1	改进的 MPC2
跟踪交流电流开关状态组合数量/个	11	11	11
抑制循环电流开关状态组合数量/个	3	3	3
平衡子模块电容电压开关状态组合数量/个	184756	100	约 0~60
总数/个	184770	114	14~74
提升百分比(%)	0	99.94	99.96

(5)系统特性

采用本文提出的模型预测控制策略的 MMC-HVDC 系统仿真实验及样机实验波形图如图 15 所示。

在系统处于稳定状态时,网侧电流三相对称性良好;直流侧电压波动率为 0.56%,远小于规定值 5%;系统传输功率随动误差为 0.78%,具有良好的稳定性。

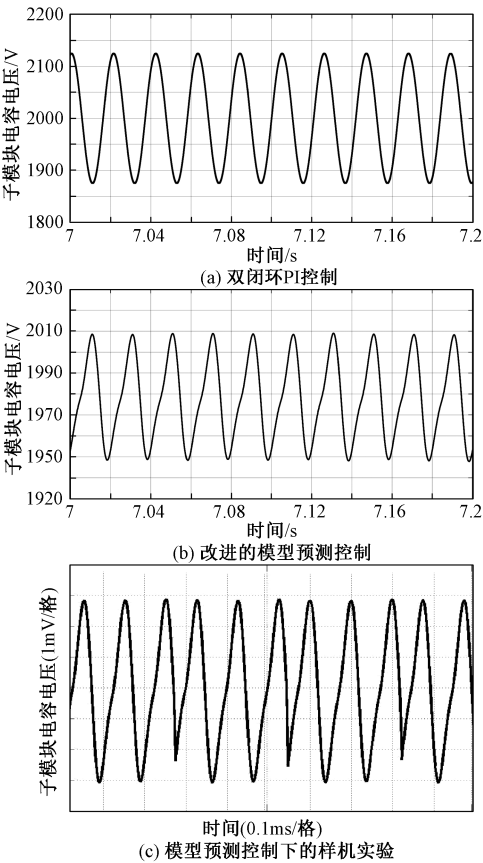


图 14 不同 MPC 策略下子模块电容电压波形
Fig. 14 Waveform of sub-module capacitor voltage under different MPC strategy

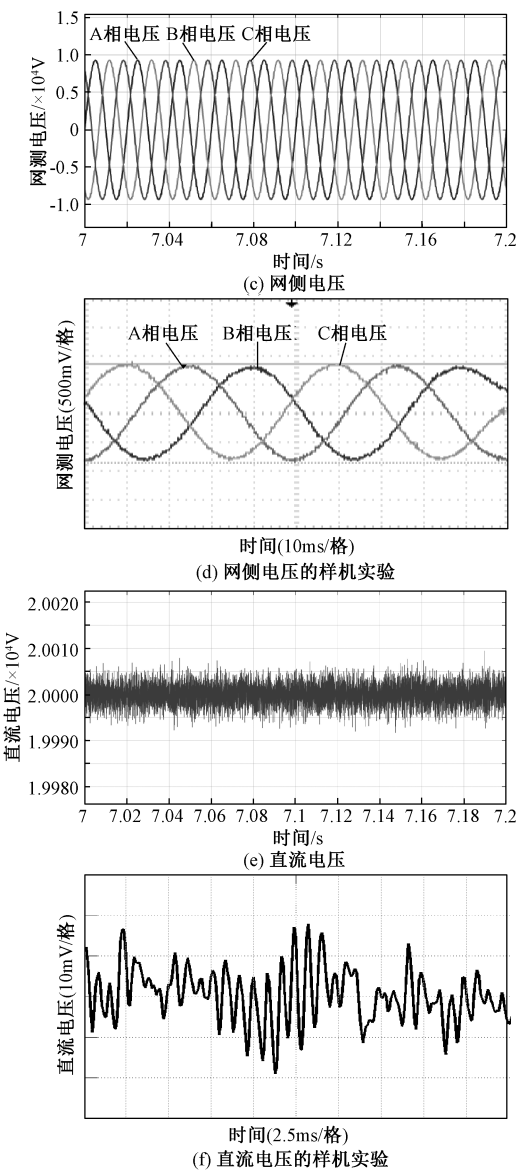
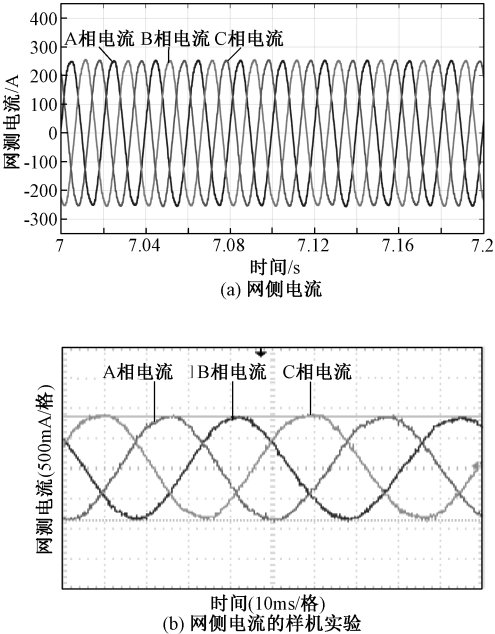


图 15 稳定运行下系统特性图
Fig. 15 System characteristic diagram under stable operation

5 结论

对于 MMC-HVDC 系统,本文建立了 MMC 换流器的单相等效电路并推导了离散状态方程,针对 MMC 传统 MPC 计算量大的问题,本文以降低换流器开关状态组合数得到的最优电平输出为目标,提出了以模型预测控制的跟踪交流电流、抑制循环电流和平衡子模块电容电压为控制目标的无加权因子模型预测控制算法,在传统算法的基础上进一步降低了子模块开关状态组合数,减少了算法计算量与子模块排序所需的硬件资源需求,大幅提高了运算效率。并通过与传统双闭环 PI 控制进行有功阶跃响应仿真及样机

实验结果对比,体现了该算法的优越性。

基于 11 电平背靠背 MMC-HVDC 系统的仿真及样机实验的结果表明本文所提出的简化有限集的平衡子模块电容电压模型预测控制策略可行,动态性能优越,可进一步应用于智能电网和能源互联网。

参考文献 (References):

- [1] Wang J, Liang J, Wang C, et al. Circulating current suppression for MMC-HVDC under unbalanced grid conditions [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53 (4): 3250-3259.
- [2] Ou Z, Wang G, Zhang L. Modular multilevel converter control strategy based on arm current control under unbalanced grid condition [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (5): 3826-3836.
- [3] 周廷冬, 徐永海 (Zhou Tingdong, Xu Yonghai). 基于 MMC 的配电网电力电子变压器故障特性分析 (Fault analysis of power electronic transformer based on MMC) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (5): 34-41.
- [4] 赵聪, 李耀华, 李子欣, 等 (Zhao Cong, Li Yaohua, Li Zixin, et al.). 模块化多电平变流器开环环流抑制策略的渐进稳定性分析 (Asymptotic stability analysis of open loop circulation suppression strategy for modular multilevel converters) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (10): 1-8.
- [5] 荣飞, 李文君, 饶宏, 等 (Rong Fei, Li Wenjun, Rao Hong, et al.). 全桥 MMC 柔性直流输电系统冗余度优化方法 (Redundancy optimization method of full-bridge MMC flexible dc transmission system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (3): 26-32.
- [6] 马文忠, 孙迎新, 武琳, 等 (Ma Wenzhong, Sun Yingxin, Wu Lin, et al.). MMC 子模块电容电压改进控制方法的研究 (Research on improved control method of capacitor voltage of MMC submodule) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (11): 53-58.
- [7] Zhang M, Huang L, Yao W, et al. Circulating harmonic current elimination of a CPS-PWM based modular multilevel converter with plug-in repetitive controller [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29 (4): 2083-2097.
- [8] 武晓堃, 王奎, 万磊, 等 (Wu Xiaokun, Wang Kui, Wang Lei, et al.). 模块化多电平变流器三种调制策略及电压平衡控制仿真与对比研究 (Simulation and comparison of three modulation strategies and voltage balance control for modular multilevel converters) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2014, 33 (12): 4-9, 29.
- [9] 邓雪松, 欧开健, 陈鹏, 等 (Deng Xuesong, Ou Kaijian, Chen Peng, et al.). 基于无差拍电流控制的 MMC-HVDC 系统控制策略研究 (Study on control strategy of MMC-HVDC system based on dead-beating current control) [J]. 电力系统保护与控制 (Power System Protection and Control), 2014, 42 (8): 34-39.
- [10] 朱玲, 符晓巍, 胡晓波, 等 (Zhu Ling, Fu Xiaowei, Hu Xiaobo, et al.). 模块化多电平变流器 HVDC 系统的模型预测控制 (Model predictive control of modular multilevel converter HVDC system) [J]. 电力系统保护与控制 (Power System Protection and Control), 2014, (16): 1-8.
- [11] 蔡新红 (Cai Xinhong). 模块化多电平换流器型直流输电系统控制保护策略研究 (Research on control and protection strategy of modular multilevel converter DC transmission system) [D]. 北京: 华北电力大学 (Beijing: North China Electric Power University), 2014.
- [12] 杨晓峰, 郑琼林 (Yang Xiaofeng, Zheng Qionglin). 基于 MMC 环流模型的通用环流抑制策略 (Common circulation restraint strategy based on MMC circulation model) [J]. 中国电机工程学报 (Proceeding of the CSEE), 2012, 32 (18): 59-65.
- [13] Xu Jiangzhong, Zhao Chengyong, Xiong Yan, et al. Optimal design of MMC Levels for electromagnetic transient studies of MMC-HVDC [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31 (4): 1663-1672.
- [14] 刘普, 王跃, 丛武, 等 (Liu Pu, Wang Yue, Congwu, et al.). 模块化多电平换流器优化模型预测控制策略研究 (Study on model predictive control strategy of modular multilevel converters) [J]. 中国电机工程学报 (Proceeding of the CSEE), 2014, 34 (36): 6380-6388.
- [15] 彭茂兰, 赵成勇, 刘兴华, 等 (Peng Maolan, Zhao Chengyong, Liu Xinghua, et al.). 采用质因子分解法的模块化多电平换流器电容电压平衡优化算法 (An algorithm of capacitor voltage balancing for modular multilevel converters using prime factorization) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2014, 34 (33): 5847-5853.
- [16] 何智鹏, 许建中, 苑宾, 等 (He Zhipeng, Xu Jianzhong, Yuan Bin, et al.). 采用质因子分解法与希尔排序算法的 MMC 电容均压策略 (MMC capacitor equalization strategy using mass factorization and hill sorting algorithm) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2015, 35 (12): 2981-2987.
- [17] Mei J, Shen K, Xiao B, et al. A new selective loop Bi-asmapping phase disposition PWM with dynamic voltage balance capability for modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61 (2): 798-807.
- [18] 林环城, 王志新, 史莉, 等 (Lin Huancheng, Wang

- Zhixin, Shi Li, et al.). 基于分层控制的模块化多电平变流器模型预测控制方法 (Hierarchical control based modular multilevel converter model predictive control method) [J]. 高电压技术 (High Voltage Engineering), 2016, 42 (1): 143-152.
- [19] 管敏渊, 徐政 (Guan Minyuan, Xu Zheng). MMC 型 VSC-HVDC 系统电容电压的优化平衡控制 (Optimization and balance control of capacitor voltage in MMC type VSC-HVDC system) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2011, 31 (12): 9-14.
- [20] 姜喜瑞, 贺之渊, 汤广福, 等 (Jiang Xirui, He Zhiyuan, Tang Guangfu, et al.). 基于禁忌搜索优化算法的高压大容量柔性直流输电模块电容电压平衡算法 (High-voltage, large-capacity, flexible dc voltage transmitting module capacitor voltage balancing algorithm based on tabu search optimization algorithm) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2013, 33 (21): 71-80, 195.
- [21] 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.
- [22] Li Z, Wang P, Chu Z, et al. An inner current suppressing method for modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (11): 4873-4879.
- [23] Li J, Konstantinou G, Wickramasinghe H R, et al. Impact of circulating current control in capacitor voltage ripples of modular multilevel converters under grid imbalances [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33 (3): 1257-1267.
- [24] 代高富, 符金伟, 周胜, 等 (Dai Gaofu, Fu Jinwei, Zhou Sheng, et al.). 基于模型预测控制的 MMC-HVDC 系统控制策略研究 (Study on control strategy of MMC-HVDC system based on model predictive control) [J]. 电力系统保护与控制 (Power System Protection and Control), 2016, 44 (10): 10-16.
- [25] 付华, 曹庆春 (Fu Hua, Cao Qingchun). 基于 SSPFM 电容均压的 MMC-HVDC 系统模型预测控制策略 (MPC-HVDC system model predictive control strategy based on SSPFM capacitive voltage equalization) [J]. 高电压技术 (High Voltage Engineering), 2017, 43 (4): 1114-1120.
- [26] Qin J, Saeedifard M. Reduced switching-frequency voltage-balancing strategies for modular multilevel HVDC converters [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28 (4): 2403-2410.
- [27] Bocker J, Freudenberg B, The A, et al. Experimental comparison of model predictive control and cascaded control of the modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (1): 422-430.
- [28] Yang Wenbo, Song Qiang, Xu Shukai, et al. An mmc topology based on unidirectional current H-bridge submodule with active circulating current injection [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (5): 3870-3883.
- [29] Jing Lyu, Xu Cai, Marta Molinas, et al. Optimal design of controller parameters for improving the stability of MMC-HVDC for wind farm integration [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6 (1): 40-53.
- [30] Ou Kaijian, Rao Hong, Cai Zexiang, et al. MMC-HVDC simulation and testing based on real time digital simulator and physical control system [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2 (4): 1109-1116.

Study of control strategy for MMC-HVDC system based on simplified finite set fast model predictive control

WANG Shan, XIE Li-li, WANG Hai-yu

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129, China)

Abstract: The traditional model predictive control strategy for the MMC-HVDC system applied to the modular multilevel converter has the problems of huge computational complexity, randomness of the weighting factor of the configuration target function, etc. Based on the analysis of the discrete mathematical model of the MMC-HVDC, the optimal voltage level combination output by the control system is targeted and a fast model predictive control strategy without weighting factors that simplifies the finite set is proposed. The computational complexity is greatly reduced, furthermore, it has significant effect on balancing sub-module capacitance voltage, reducing ac-side current fluctuation and suppressing circulating current. Finally, a simulation model is built on Matlab/Simulink platform. The simulation results show the effectiveness and feasibility of the control strategy.

Key words: modular multilevel converter; model predictive control; sub-module capacitance voltage; circulating current; ac-side current