

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230454

基于多变量校正的 MMC 快速有限集模型预测控制策略

冯海博¹, 杨兴武¹, 刘海波², 徐常天¹, 孟致丞¹, 季亮¹

(1. 上海电力大学, 上海 200090; 2. 国网江苏省电力有限公司泰州供电分公司, 江苏 泰州 225300)

摘要: 有限集模型预测控制方法(finite control set model predictive control, FCS-MPC)因其能够实现多目标的控制, 在模块化多电平变流器(modular multilevel converter, MMC)中得到广泛应用。随着子模块数量增加, 模型预测控制方法计算量呈指数增长, 面临计算复杂度高、权重因子难以整定等问题。为了解决上述问题, 提出了一种基于多变量校正控制集的 MMC 模型预测控制策略(multi-variate adjusting set predictive control, MAS-MPC)。该策略基于输出电流与桥臂电压差对子模块投入控制集进行快速校正, 通过评估两个成本函数得到最优开关矢量。此外, 提出了一种基于分化中项的电容电压平衡方案, 可以有效降低排序算法的复杂度。为了验证所提策略的有效性, 使用 Matlab/Simulink 软件平台搭建了 10 电平的三相 MMC 系统, 并与传统方案进行比较。所提方案在降低输出电流与环流的谐波含量的同时, 大幅减少了系统的计算量, 使得系统具有更快速的动态响应速度。

关键词: 有限集模型预测控制; 多变量校正; 最近电平调制; 快速动态响应

Finite control set model predictive control strategy for an MMC based on multi-variable fast adjusting

FENG Haibo¹, YANG Xingwu¹, LIU Haibo², XU Changtian¹, MENG Zhicheng¹, JI Liang¹

(1. Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China; 2. Taizhou Power Supply Branch, State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Taizhou 225300, China)

Abstract: Finite control set model predictive control (FCS-MPC) is widely used in modular multilevel converters (MMC) because of its ability to achieve multi-objective control. As the number of submodules increases, model predictive control (MPC) faces exponential computational growth, high computational complexity, and difficulty in integrating the weighting factors. To solve the above problems, a multi-variate adjusting set model predictive control (MAS-MPC) method is proposed. This method performs a fast correction of the submodule control set by output current and arm voltage difference, and evaluates two cost functions to obtain the optimal switching vectors. In addition, a capacitor voltage balance algorithm based on differentiated medium term is proposed. This can effectively reduce the complexity of the sorting algorithm. To verify effectiveness, a three-phase MMC system with 10 voltage levels is built based on Matlab/Simulink, and compared with the traditional strategy. The proposed strategy drastically reduces the computational effort of the system while reducing the harmonic content of the output current and the circulating current. A system with faster dynamic response is achieved.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52177184).

Key words: FCS-MPC; multi-variate adjusting; nearest level control (NLC); fast dynamic response

0 引言

模块化多电平变流器(modular multilevel converter, MMC)具有模块化、电压与功率可扩展性、高容错性、高质量的输出电压和低谐波失真的电流波形等优点^[1]而被广泛应用于工业中^[2-3], 如高压直流输电

系统^[4-5]、静态同步补偿器^[6]、风力发电^[7-8]、中压电机驱动^[9]、柔性互联装置^[10]、柔性直流输电系统^[11-12]等领域。

近年来, 模型预测控制(model predictive control, MPC)凭借其方法简单、无需 PI 调节器和调制阶段即可直观地将非线性和控制目标包含在成本函数中, 被广泛用于多种场合的 MMC 系统控制^[13-14]。针对 MMC 的模型预测控制, 按控制方式的不同主要分为两大类——直接控制方法与间接控制方法^[15]。传

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52177184); 上海市科技计划项目资助(23010501200)

统的模型预测控制方法也被称为直接控制方法, 是最常用的 MMC 控制方法, 该方法通过一个预先设计的成本函数评估每相桥臂中所有可投入的开关状态组合, 得到所有桥臂的最优开关组合, 以实现 MMC 多个目标的稳定控制, 但该方法计算复杂, 存在一个成本函数中权重因子数量众多难以整定的问题^[16-17]。MPC 方法的实现需要 MMC 的离散数学模型, 为了减少直接控制算法的计算量, 文献[18]提出了采用逐相 MMC 计算模型, 上/下桥臂投入总数限制为 N 个时, 该方法在每相桥臂中需要评估的开关组合数量大幅减少。文献[19]提出了三个独立的成本函数分别对输出电流、环流、子模块电容电压进行三步控制, 将桥臂子模块总投入数固定为 N , 但是控制精度不足。文献[20]提出了带有 $(N+1)^2$ 控制选项的交流电流、环流和电容电压之和的成本函数, 虽然进一步减少了选项个数, 但牺牲了动态性能。文献[15]将直接控制与间接控制相结合提出两阶段的模型预测控制, 减轻了计算负担, 但是权重因子个数较多。文献[21]提出了一种新型自治模型预测控制(autonomous model predictive control, AMPC)方法, 以提高智能光伏逆变器的运行效率, AMPC 包括在线权重因子自动调整和控制目标归一化, 以消除传统模型预测控制中所需的试错权重因子设计阶段, 但未考虑功率转换阶段的低效率。文献[22]优化了最近电平调制, 选择不同的取整函数, 并使用多个并行 MPC, 提高了控制精度但增大了开关频率。合理地调整桥臂参考电压, 可以调节寻优区间、增加输出电压电平数及提高系统的控制精度^[23-24]。

传统排序算法计算量随着子模块数量呈指数增长, 而其子模块电容电压在每个计算周期内按升序或降序进行一次排序, 占用大量存储器空间, 加重了控制器计算负担^[25]。本文提出基于多变量校正控制集的 MMC 模型预测控制(multi-variate adjusting set model predictive control, MAS-MPC), 在保持电流输出波形不变的前提下, 实现 $2N+1$ 电平输出。通过误差反馈滚动优化减少计算量, 无需设计权重因子限制输出电流与环流的波动。在本文策略中, 多控制目标为输出电流、环流与子模块电容电压平衡, 分为两个控制阶段。在前一阶段中, 分别设计两个成本函数对三相 MMC 输出电流与环流进行评估, 得到所有桥臂最优的开关矢量; 在后一阶段中, 采用分化中项的电容电压平衡算法计算出每个子模块的开关状态, 实现子模块电容电压控制。

针对传统排序算法的弊端, 本文提出了一种可以减少电容电压波动的 MAS-MPC 策略和可实现子模块电容电压平衡的算法。并采用该策略对半桥子模块拓扑型三相 MMC 系统进行仿真和实验研究,

同时通过与传统间接 MPC 方法进行对比, 得出所提方案在降低输出电流与环流谐波含量的同时, 能够大幅减少系统的计算量, 提高系统的动态响应速度。

1 MMC 数学模型与拓扑结构

1.1 MMC 的拓扑结构和工作原理

半桥子模块拓扑型 MMC 电路模型如图 1 所示, 三相 MMC 电路为对称结构, 直流侧电压为 V_{dc} , 交流侧输出相电压为 e_{sj} ($j = a, b, c$), 每一相包括 N 个级联的半桥子模块与上下两个桥臂所组成, 通过两个桥臂电感连接, 其中每个桥臂电感为 L_r , 上下桥臂电流分别为 i_{pj} 与 i_{nj} , 交流侧电感与电阻分别为 L_0 与 R_0 。

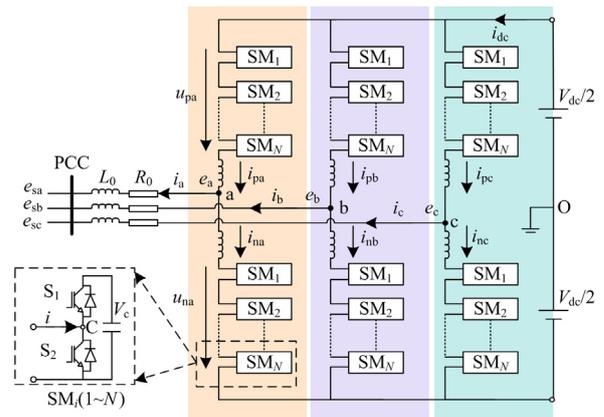


图 1 半桥子模块拓扑 MMC 电路模型

Fig. 1 Topology MMC model of half-bridge submodule

为了确保 MMC 的稳定运行, 桥臂中子模块电容电压应保持在 V_c^* , $V_c^* = V_{dc}/N$, 子模块的投入与切除通过两个开关 (S_1, S_2) 之间相互配合实现。在不考虑各开关管导通压降的前提下, 当 S_1 导通、 S_2 断开时, 子模块电容为投入状态, 开始充电, 其端电压为 V_c ; 当 S_1 断开、 S_2 导通时, 子模块电容为切除状态, 开始放电, 其端电压为 0。上下桥臂电压分别为 u_{pj} 、 u_{nj} , 其幅值大小分别等于上下桥臂的投入子模块的端电压之和。对每相桥臂而言, 在运行过程中, MMC 系统根据计算得到的开关矢量在每个周期内不断投入或切除部分子模块, 导致每个子模块电容电压均处于充电或放电过程, 桥臂电压也在一定范围内进行波动。

1.2 MMC 的数学模型

根据图 1 所示的 MMC 电路模型和基尔霍夫电流定律, 交流侧三相输出电流与桥臂内部电流可分别表示为

$$i_j = i_{pj} - i_{nj} \quad (1)$$

$$i_{diffj} = \frac{i_{pj} + i_{nj}}{2} = \frac{i_{dc}}{3} + i_{cirj} \quad (2)$$

式中: i_j 为 MMC 交流侧 j 相输出电流 ($j = a, b, c$); i_{diffj} 为 j 相桥臂内部电流; i_{dc} 为直流侧电流; i_{cirj} 为 j 相桥臂内部环流。

上下桥臂电压之和与差分别表示为

$$u_{\Sigma j} = n_{pj}u_{cpj} + n_{nj}u_{cnj} = u_{pj} + u_{nj} \quad (3)$$

$$u_{\Delta j} = n_{nj}u_{cnj} - n_{pj}u_{cpj} = u_{nj} - u_{pj} \quad (4)$$

式中: n_{pj} 与 n_{nj} 分别为 j 相上下桥臂投入的子模块个数; u_{cpj} 与 u_{cnj} 分别为上下桥臂子模块的电容电压平均值, 在不考虑子模块电容电压波动时, 其数值应等于 V_c^* 。根据基尔霍夫电压定律, 可得出

$$\frac{V_{dc}}{2} = u_{pj} + L_f \frac{di_{pj}}{dt} + R_0 i_j + L_0 \frac{di_j}{dt} + e_{sj} \quad (5)$$

$$\frac{V_{dc}}{2} = u_{nj} + L_f \frac{di_{nj}}{dt} - R_0 i_j - L_0 \frac{di_j}{dt} - e_{sj} \quad (6)$$

式中, e_{sj} 为 PCC 处交流侧 j 相电压。

将式(1)、式(2)、式(5)、式(6)代入式(3)、式(4), 计算得到 MMC 内部与外部动态特性方程, 如式(7)、式(8)所示。

$$u_{\Sigma j} = u_{pj} + u_{nj} = V_{dc} - 2L_f \frac{di_{diffj}}{dt} \quad (7)$$

$$u_{\Delta j} = u_{nj} - u_{pj} = L_f \frac{di_j}{dt} + 2R_0 i_j + 2L_0 \frac{di_j}{dt} + 2e_{sj} \quad (8)$$

根据式(7)和式(8), 交流与直流通路模型可简化为图 2, 其中 $L_{eq} = L_f / 2 + L_0$, 在不考虑子模块电容电压波动时, 交流侧输出电压可用上下桥臂投入的子模块数量计算。

$$e_j = \frac{u_{\Delta j}}{2} = \frac{n_{\Delta j} V_{dc}}{2N} \quad (9)$$

式中, $n_{\Delta j}$ 为上下桥臂子模块投入数量之差。

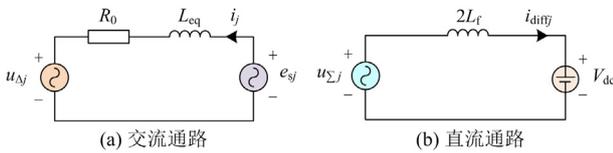


图 2 交流与直流通路模型

Fig. 2 AC and DC path models

根据式(9)可以看出, 在限制桥臂子模块投入总数为 N 的前提下, MMC 的输出电平数为 $N+1$, 该电压电平数随着上下桥臂投入的子模块个数改变。单个子模块电容电压连续时间模型可以表示为

$$u_c(t_0 + \Delta t) = u_c(t_0) + \frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_0 + \Delta t} i_c(\tau) d\tau \quad (10)$$

式中: $u_c(t_0)$ 为 t_0 时刻电容电压初始值; Δt 为时间周期; i_c 为流过子模块电容的电流值; C 为子模块电容值。其一步预测离散时间模型可以表示为

$$u_c(k+1) = u_c(k) + \frac{T_s}{C} S_c(k) i_c(k) \quad (11)$$

式中: $u_c(k)$ 、 $u_c(k+1)$ 分别为 k 、 $k+1$ 时刻的电容电压值; T_s 为采样周期; $S_c(k)$ 为该周期内子模块状态, 投入状态为 1, 切除状态为 0。若每个桥臂中包含 N 个子模块, 每相桥臂电压可表示为

$$u_{xy}(k) = \frac{S_{xy}(k)}{N} \sum_{y=1}^N u_{cy}(k) \quad (12)$$

式中: $x \in (p, n)$, p, n 分别代表上下桥臂; $S_{xy}(k)$ 代表对应桥臂投入的子模块数量。针对式(7)与式(8)所示的 MMC 动态特性方程, 并利用前向欧拉公式进行离散化处理, 得到离散化方程, 如式(13)、式(14)所示。

$$i_j(k+1) = \frac{T_s}{L_{eq} + T_s R_0} [e_j(k+1) - e_{sj}(k+1)] + \frac{L_{eq}}{L_{eq} + T_s R_0} i_j(k) \quad (13)$$

$$i_{cirj}(k+1) = \frac{T_s}{2L_f} [V_{dc} - u_{pj}(k+1) - u_{nj}(k+1)] + i_{cirj}(k) \quad (14)$$

式中, $i_j(k+1)$ 与 $i_{cirj}(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻的交流输出电流与环流的预测值, 由桥臂子模块开关状态决定。

2 传统间接模型预测控制方法

为了减少直接 MPC 方法的建模与计算复杂度, 文献[25]提出了间接模型预测控制方法, 该方法将子模块电容电压平衡与 MPC 结合起来, 设计一个联合成本函数实现交流侧输出电压与环流的控制, 计算成本函数得到每相上下桥臂分别投入的子模块个数, 其中 $x(k)$ 表示在 k 时刻采样得出的实际测量值, 包括直流侧电流与环流、各桥臂电流及桥臂子模块电压的平均值, $x(k+1)$ 表示 $k+1$ 时刻各物理量的参考值, 大小按实际工况进行设计, λ_i 表示成本函数方程中包含的权重因子。

与直接模型预测控制方法不同, 间接模型预测控制通过预测下一周期的上下桥臂子模块投入的个数 n_{pj} 与 n_{nj} 实现, 当限制桥臂投入子模块总数为 N 且不考虑子模块电容电压波动时, 缩小了寻优范围,

每相需要计算总的开关状态数为 $N+1$ (当不限制桥臂投入子模块总数为 N 时, 总的开关状态数为 $(N+1)^2$), 同时减少了成本函数中需要的权重因子个数, 大大减轻了计算负担, 控制结构框图如图 3 所示。成本函数为

$$J = \lambda_1 |i_j(k+1) - i_j^*(k+1)| + \lambda_2 |i_{cirj}(k+1) - i_{cirj}^*(k+1)| \quad (15)$$

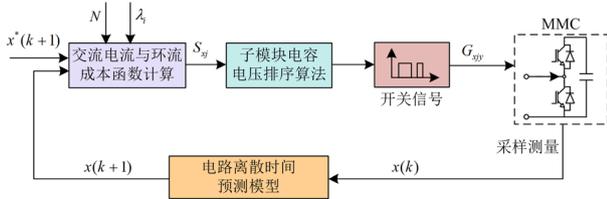


图 3 传统间接模型预测控制框图

Fig. 3 Block diagram of traditional indirect MPC

根据式(15)计算所有开关状态下成本函数 J 的值, 得到成本函数最小值所对应的上下桥臂子模块投入个数, 最后利用排序算法实现子模块电容电压的平衡并给出开关信号。该方法虽然优化了成本函

数, 将子模块电容电压平衡分离出来, 减少了计算量, 但是未考虑子模块电容电压波动对输出电压电平的影响, 同时使用传统减少开关频率排序算法(reduced switching frequency, RSF)面临计算量大、冗余计算步骤多的问题, 因此本文提出了 MAS-MPC 方法。

3 本文所提 MAS-MPC 控制策略

本文提出的多变量校正控制集的控制策略, 在每个计算周期内, 首先计算反馈滚动优化调节因子 ΔV_{com} , 并对桥臂参考电压区间进行调整, 利用不同取整函数求解各相桥臂子模块投入控制集。通过设置的两组成本函数评估优化后的控制集实现交流侧输出电流与环流的控制, 得出下一时刻各桥臂最终子模块投入个数, 然后利用基于分化中项的 MPC 方法先对桥臂子模块开关信号作预处理, 预测子模块电容在 $k+1$ 时刻的电压值, 并利用波动因子 δ_1 与 δ_2 分别限制子模块电压波动的上下幅值, 最后设置成本函数来确定桥臂投入与切除子模块的序号。本文提出的 MAS-MPC 控制策略框图如图 4 所示。

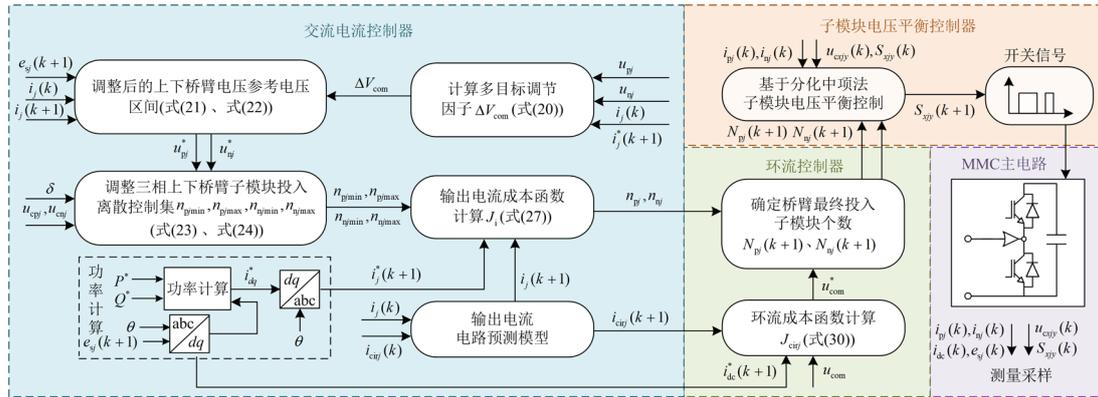


图 4 本文提出的 MAS-MPC 控制结构图

Fig. 4 Diagram of the proposed MAS-MPC control

3.1 交流输出电流控制

在考虑子模块电容电压波动的条件下, 将子模块电容电压实际测量值在理想条件下的参考值 V_c^* 的波动范围记为 $\Delta V_c = \delta V_c^*$, δ 为子模块电容电压的最大波动率, 按不同实际工况给定, 子模块电容电压的波动范围记为

$$V_c \in [V_c^* - \Delta V_c, V_c^* + \Delta V_c] \quad (16)$$

桥臂投入的子模块总数的取值范围为

$$n_\Sigma \in \left[\frac{V_{dc}}{V_c^* + \Delta V_c}, \frac{V_{dc}}{V_c^* - \Delta V_c} \right] \quad (17)$$

根据式(13)给出的输出电流离散特性方程, 用

交流电流参考值 $i_j^*(k+1)$ 替换 $i_j(k+1)$, 推导出交流侧输出参考电压为

$$e_j^*(k+1) = e_{sj}(k+1) + \frac{T_s R_0 + L_{eq}}{T_s} i_j^*(k+1) - \frac{L_{eq}}{T_s} i_j(k) \quad (18)$$

由于采样周期 T_s 很短, $e_{sj}(k+1) \approx e_{sj}(k)$, $i_j^*(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的交流侧输出电流参考值, 由外环功率控制计算得出。

本阶段主要控制目标是交流侧输出电流, 为了提高系统动态响应并保持良好的稳态性能, 同时增大交流侧电流的调节范围, 提出引入多变量校正因

子 ΔV_{com} ，根据交流输出电流以及桥臂电压差的预测值与参考值之间的差值自动调整控制集，与桥臂中包含的子模块个数 N 无关。多变量偏差的归一化值可表示为

$$e_{\text{com}} = \frac{|i_j(k) - i_j^*(k+1)|}{I_j^*(k)} \cdot \frac{|u_{pj}(k) - u_{nj}(k)|}{V_c^*} \quad (19)$$

式中， $I_j^*(k)$ 为交流侧电流参考的幅值。多变量校正因子 ΔV_{com} 按式(20)的原则选取。

$$\Delta V_{\text{com}} = \begin{cases} e_{\text{ceil}}, & \sigma e_{\text{com}} \geq e_{\text{ceil}} \\ \sigma e_{\text{com}}, & e_{\text{floor}} < \sigma e_{\text{com}} < e_{\text{ceil}} \\ e_{\text{floor}}, & \sigma e_{\text{com}} \leq e_{\text{floor}} \end{cases} \quad (20)$$

式中： e_{ceil} 与 e_{floor} 分别为反馈滚动优化 ΔV_{com} 的上限与下限； σ 为反馈滚动优化偏差调节系数，在不同工况下选取不同的参数值。在本文中选取偏差系数 σ 为 V_{dc} ，调节因子上限 e_{ceil} 选择为 $0.15V_{\text{dc}}$ ，下限 e_{floor} 选择为 $0.05V_{\text{dc}}$ 。将 $u_{\Sigma j}^* = V_{\text{dc}}$ 、 $u_{\Delta j}^* = e_j(k+1)$ 与多变量校正因子 ΔV_{com} 代入式(3)、式(4)，得到调节后上下桥臂参考电压区间。

$$u_{pj}^* \in \left[\underbrace{\frac{V_{\text{dc}} - 2e_j^*(k+1)}{2}}_{u_{pj\min}^*} - \Delta V_{\text{com}}, \underbrace{\frac{V_{\text{dc}} - 2e_j^*(k+1)}{2}}_{u_{pj\max}^*} + \Delta V_{\text{com}} \right] \quad (21)$$

$$u_{nj}^* \in \left[\underbrace{\frac{V_{\text{dc}} + 2e_j^*(k+1)}{2}}_{u_{nj\min}^*} - \Delta V_{\text{com}}, \underbrace{\frac{V_{\text{dc}} + 2e_j^*(k+1)}{2}}_{u_{nj\max}^*} + \Delta V_{\text{com}} \right] \quad (22)$$

考虑子模块电容电压波动的影响，假设限制子模块电压最大波动率 δ 为 5%，上下桥臂投入子模块数量组成的控制集如式(23)、式(24)所示。

$$n_{pj} \in \left[\underbrace{\text{floor}\left(\frac{u_{pj\min}^*}{u_{cpj}(1+\delta)}\right)}_{n_{pj\min}}, \underbrace{\text{ceil}\left(\frac{u_{pj\max}^*}{u_{cpj}(1-\delta)}\right)}_{n_{pj\max}} \right] \quad (23)$$

$$n_{nj} \in \left[\underbrace{\text{floor}\left(\frac{u_{nj\min}^*}{u_{cnj}(1+\delta)}\right)}_{n_{nj\min}}, \underbrace{\text{ceil}\left(\frac{u_{nj\max}^*}{u_{cnj}(1-\delta)}\right)}_{n_{nj\max}} \right] \quad (24)$$

式中， ceil 与 floor 函数分别表示向上与向下取整，例如 $\text{ceil}(5.2) = 6$ ， $\text{floor}(5.2) = 5$ ，通过取整函数能够得到离散的子模块投入控制集。考虑到每个桥臂中含有 N 个子模块，若计算得出上下桥臂投入控制

集最小值 $n_{pj\min}$ 、 $n_{nj\min}$ 小于 0，将最小值限制为 0；同理若投入控制集最大值 $n_{pj\max}$ 、 $n_{nj\max}$ 大于 N ，则将最大值限制为 N 。

通常情况下，子模块电压最大波动率范围为 5%~10%，在 MMC 系统运行过程中的子模块电压固有波动率为 5%^[26]，根据式(4)计算得出 MMC 输出电压，如式(25)所示。

$$e_j = \frac{u_{\Delta j}}{2} = \frac{n_{nj}u_{cnj} - n_{pj}u_{cpj}}{2}, e_j \in \left[-\frac{V_{\text{dc}}}{2}, \frac{V_{\text{dc}}}{2} \right] \quad (25)$$

$k+1$ 时刻的输出电流为

$$i_j(k+1) = \frac{T_s}{L_{\text{eq}} + T_s R_0} \left[\frac{n_{nj}u_{cnj} - n_{pj}u_{cpj}}{2} - e_{sj}(k) \right] + \frac{L_{\text{eq}}}{L_{\text{eq}} + T_s R_0} i_j(k) \quad (26)$$

设计交流侧输出电流成本函数 J_i 来评估上述控制集。

$$J_i = |i_j(k+1) - i_j^*(k+1)| \quad (27)$$

本文所述策略在考虑子模块电容电压波动前提下，将上下桥臂子模块投入数量控制集缩减至 $n_{pj} \in [n_{pj\min}, n_{pj\max}]$ ， $n_{nj} \in [n_{nj\min}, n_{nj\max}]$ ，大大减轻了计算负担，MAS-MPC 交流侧输出电流控制流程图如图 5 所示。

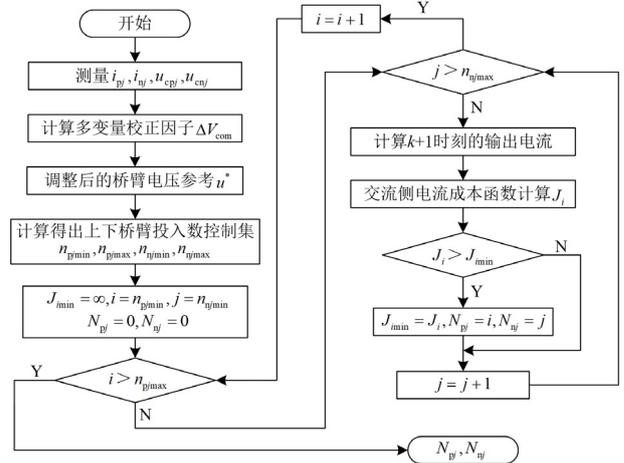


图 5 MAS-MPC 输出电流控制流程图

Fig. 5 Output current control flowchart based on MAS-MPC

3.2 环流控制

本文采用上下桥臂电压补偿以抵消环流，与其他谐波注入的方式不同，采用五电平补偿的方式能够在保证输出电流的前提下有效降低环流。上下桥臂的补偿电压范围为

$$u_{\text{com}} \in \{-2V_c^*, -V_c^*, 0, V_c^*, 2V_c^*\} \quad (28)$$

由式(13)与式(14)可知, 上下桥臂同时进行电压补偿不会对输出电流造成影响, 但是对环流起到抑制作用。将电压的补偿量加入式(14)中可以得到

$$i_{\text{cirf}}(k+1) = \frac{T_s}{2L_f} [V_{\text{dc}} - u_{\text{sj}}(k+1) + 2u_{\text{com}}] + i_{\text{cirf}}(k) \quad (29)$$

在 MMC 运行过程中, 考虑桥臂能量平衡与子模块电容电压稳定, 环流交流分量参考值为 0, 且仅包含直流分量, 设计的环流控制的成本函数为

$$J_{\text{cirf}} = \left| i_{\text{cirf}}(k+1) - \frac{i_{\text{dc}}^*(k+1)}{3} \right| \quad (30)$$

式中, $i_{\text{dc}}^*(k+1)$ 表示直流侧参考电流, 由功率外环计算得出。根据输出电流控制得到的上下桥臂投入组合 N_{pj} 与 N_{nj} , 计算叠加电压补偿项的成本函数最小值, 并输出最优电压补偿量, 环流控制流程图如图 6 所示。

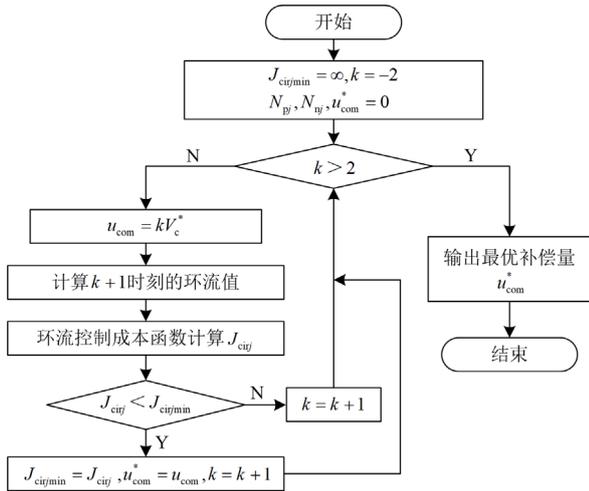


图 6 电压补偿法环流控制流程图

Fig. 6 Flowchart of circuit current control by voltage compensation method

3.3 基于分化中项的子模块电压平衡策略

传统的 RSF 算法根据桥臂电流方向的不同进行正向/逆向排序。当桥臂电流大于 0 时, 子模块充电, 将需要投入的子模块个数根据所有子模块电容电压进行电压升序排列, 反之亦然。然而在每个采样周期均对所有子模块进行一次排序, 对桥臂中含有大量子模块的 MMC 系统来说, 增加了控制器计算负担。为了消除大规模排序过程中产生的冗余操作、减轻控制器计算负担, 本文提出了基于分化中项的子模块电容电压平衡策略。该策略原理是将 MPC 成本函数与分化中项的思想结合并进行分组控制, 从而避免进行子模块电容电压大规模排序,

能有效限制子模块电容电压的波动和减少运算量。

所谓分化中项法, 需要计算下一时刻每个子模块电压的预测值进行分组操作。由于本文策略着重强调限制子模块电压的波动, 因此需要计算下一时刻子模块电压的波动值, 分组预操作按下式进行。

$$\Delta u_{\text{cxjy}}(k+1) = u_{\text{cxjy}}(k+1) - V_c^* \quad (31)$$

$$S_{\text{sjy_p}} = \begin{cases} 1, & \Delta u_{\text{cxjy}}(k+1) < -\delta_1 V_c^* \\ S_{\text{sjy}}(k), & -\delta_1 V_c^* \leq \Delta u_{\text{cxjy}}(k+1) \leq \delta_2 V_c^* \\ 0, & \Delta u_{\text{cxjy}}(k+1) > \delta_2 V_c^* \end{cases} \quad (32)$$

式中: $u_{\text{cxjy}}(k+1)$ 为桥臂中单个子模块在 $k+1$ 时刻的预测值; $\Delta u_{\text{cxjy}}(k+1)$ 为子模块在 $k+1$ 时刻的预测波动值; δ_1 、 δ_2 分别为用户限定的子模块电压向下、向上波动率; $S_{\text{sjy}}(k)$ 为对应桥臂单个子模块在 k 时刻投入的子模块状态; $S_{\text{sjy_p}}$ 为控制器给出子模块的预开关信号, 并进行下一阶段成本函数计算。

对 MMC 系统而言, 假设 k 时刻上下桥臂投入的子模块数分别为 $N_{\text{pj}}(k)$ 、 $N_{\text{nj}}(k)$, 由成本函数计算得到 $k+1$ 时刻的上下桥臂投入子模块参考值为 $N_{\text{pj}}(k+1)$ 、 $N_{\text{nj}}(k+1)$, 预操作阶段所投入子模块数分别为 $N_{\text{pj_in}}$ 、 $N_{\text{nj_in}}$, 预操作阶段切除的子模块数分别为 $N_{\text{pj_out}}$ 、 $N_{\text{nj_out}}$, 则还需要投入的子模块数分别为

$$\begin{cases} \Delta N_{\text{pj}} = N_{\text{pj}}(k+1) - N_{\text{pj}}(k) - N_{\text{pj_in}} + N_{\text{pj_out}} \\ \Delta N_{\text{nj}} = N_{\text{nj}}(k+1) - N_{\text{nj}}(k) - N_{\text{nj_in}} + N_{\text{nj_out}} \end{cases} \quad (33)$$

并通过设置成本函数计算最小值, 控制子模块电压平衡的成本函数如式(34)所示。

$$J_{\text{cxjy}} = m \cdot \Delta u_{\text{cxjy}}(k+1) \cdot i_{\text{y}}(k+1) \quad (34)$$

式中: m 为固定系数, 其数值等于 T_s / C ; $i_{\text{y}}(k+1)$ 表示 $k+1$ 时刻该子模块所在桥臂的电流。根据式(33)计算得出后一阶段子模块需要投入/切除子模块数 ΔN , 在所有预开关信号为关断/导通的子模块中计算成本函数最小值, 重复计算 $|\Delta N|$ 次, 得出上下桥臂所有子模块最终的开关信号, 分化中项法限制子模块电压流程图如图 7 所示。

3.4 不同控制策略对比

不同于传统间接模型预测控制的复杂计算, 本文所提出的 MAS-MPC 计算量显著降低, 根据交流侧电流控制优化后的控制集可以得出计算量为

$$N_{\text{sum1}} = (n_{\text{pj_max}} - n_{\text{pj_min}} + 1)(n_{\text{nj_max}} - n_{\text{nj_min}} + 1) \quad (35)$$

由于优化后的子模块投入控制集范围受取整函数以及桥臂电压参考调节因子 ΔV_{com} 限制, ΔV_{com} 用 $0.1V_{\text{dc}}$ 进行计算, 子模块电压波动率为 δ 的情况下,

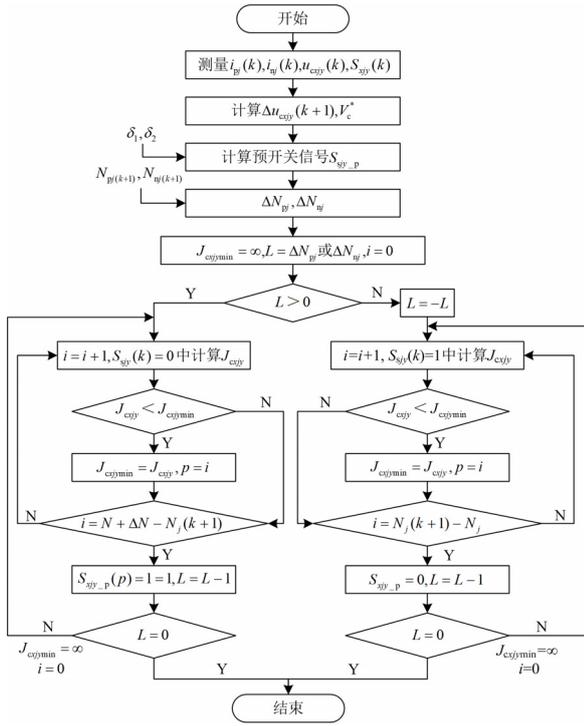


图 7 子模块电压平衡控制流程图

Fig. 7 Voltage balance control flowchart of submodule

平均计算量可近似表示为

$$N_{\text{sum1}} \approx \left[\frac{0.2N}{(1-\delta)(1+\delta)} + 2 \right]^2 \quad (36)$$

环流控制部分利用五电平补偿的方法，该步骤计算量 $N_{\text{sum2}} = 5$ 。图 8 给出了采用传统间接模型预测控制与本文所提 MAS-MPC 策略计算量的对比。

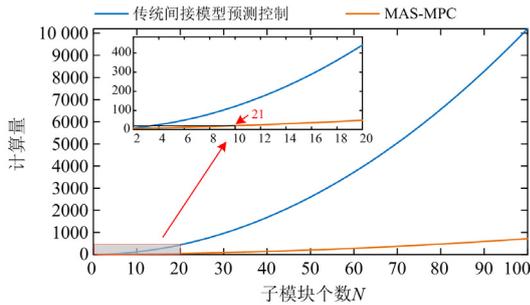


图 8 传统间接模型预测控制与 MAS-MPC 策略计算量对比

Fig. 8 Calculated amount between traditional indirect MPC and MAS-MPC method

与传统的 MMC 系统模型预测控制方法相比，本文提出的限制子模块电压波动的模型预测控制策略具有以下优点：

1) 所提出的 MAS-MPC 策略能够有效利用反馈滚动优化调节控制集的长度，在减轻计算负担的同时提高寻优精度和系统的动态性能。

2) 所提出的 MAS-MPC 控制策略同样适用于具有传统非线性特性的 MMC 系统。

3) 所提出的基于分化中项的子模块电压平衡算法避免了在每个计算周期中大规模排序，减小了环流的波动范围，并限制子模块电压波动。

4 仿真与实验验证

4.1 仿真验证

为了验证本文提出的 MAS-MPC 控制策略的正确性和可行性，在 Matlab/Simulink 中建立了如图 1 所示的系统仿真模型，控制原理图如图 4 所示。为便于分析，选取交流侧 10 kV 的中压系统，仿真参数如表 1 所示。将传统的间接模型预测控制方案与本文所提出的 MAS-MPC 方案作仿真验证对比如图 9 所示，其中左侧为传统间接模型预测控制^[25]的仿真波形，右侧为本文提出的 MAS-MPC 方案仿真波形，由图可知，在 $t = 0.5 \text{ s}$ 时有功功率由 1 MW 跃变为 2 MW。

表 1 MMC 系统的仿真参数

Table 1 Simulation parameters of the MMC system

仿真参数	参数值
交流侧电压 e_{sj}/kV	10
直流侧电压 V_{dc}/kV	20
子模块参考电压 V_c^*/V	2
交流侧电感 L_0/mH	4
交流侧电阻 R_0/Ω	0.2
桥臂电感 L_f/mH	20
子模块电容 C/mF	2
桥臂子模块数 $N/\text{个}$	10
子模块电压波动率 δ	0.05
控制周期 $T_s/\mu\text{s}$	200

图 9(a)与图 9(b)分别表示传统方案与本文所提方案的输出电流跟踪波形对比，从图中可以看出，传统方案与本文所提方案均可快速跟踪参考电流，输出电流谐波含量由 7.08%降为 6.38%。图 9(c)与图 9(d)表示三相输出电流。图 9(e)与图 9(f)表示三相环流波形，与传统方案相比，本文所提方案环流波动幅值由 18 V 降为 8 V。图 9(g)与图 9(h)分别表示传统方案与本文所提方案的直流侧电流跟踪波形对比。图 9(i)与图 9(j)分别代表两种方案使用 RSF 电压算法与基于分化中项的 MPC 预测算法得出的子模块电压波形，可以看出子模块电容电压的最大波动率由 6.8%降为 4.3%，并且快速达到平衡。这是因为该策略根据交流输出电流以及桥臂电压差的预测值与参考值之间的差值自动调整子模块投入控制区间，按输出电流实际值与预测值之差自动拓宽或收缩子模块投入控制集范围，系统的动态响应速度大幅提升。

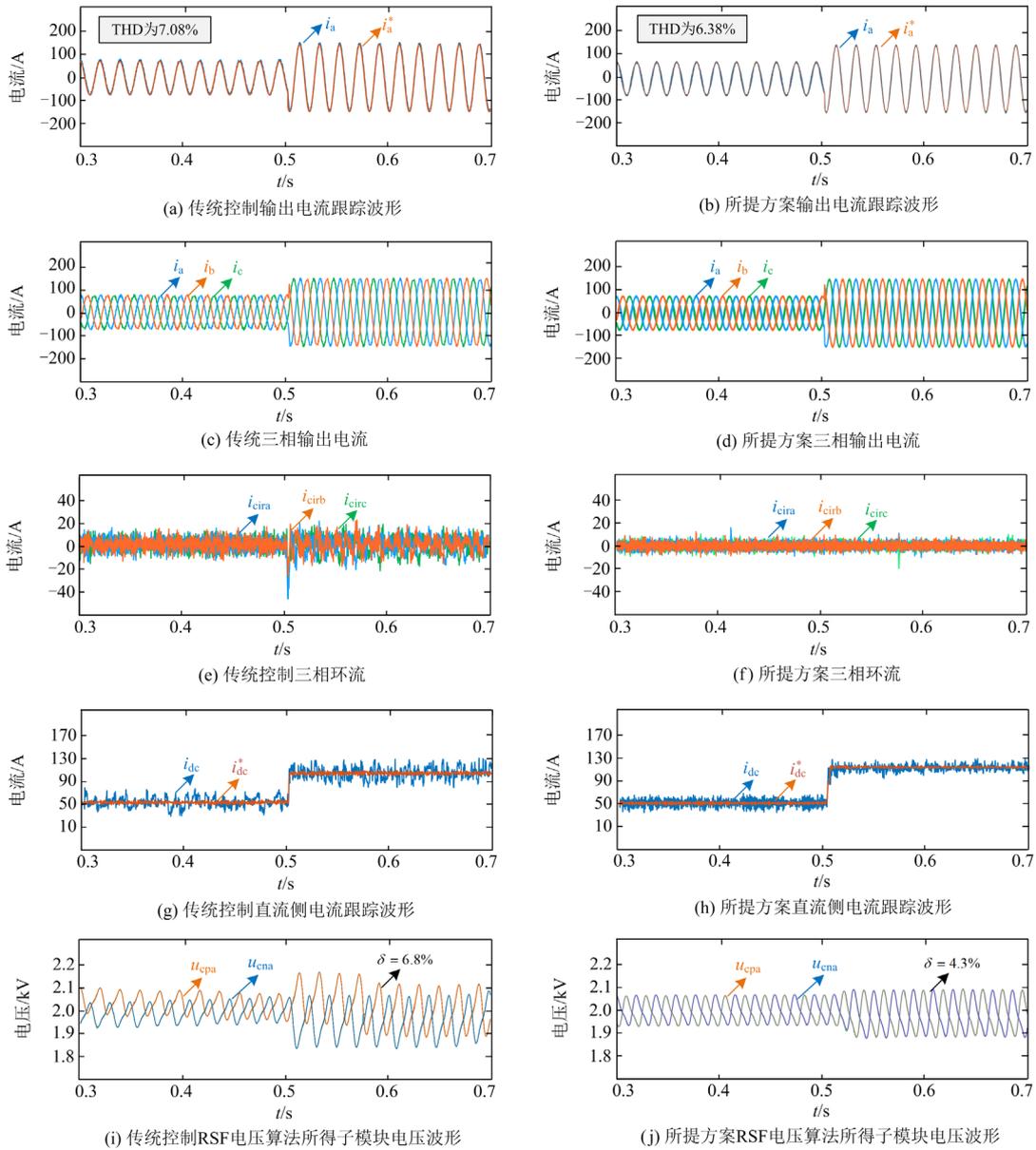


图9 传统间接模型预测控制与 MAS-MPC 方案仿真对比图

Fig. 9 Simulation comparison of traditional indirect MPC and MAS-MPC method

由图9可知,本文所提方案无须设置权重因子,可实现 $2N+1$ 的输出电压电平,同时将寻优平均计算量缩减至 $N_{\text{sum1}}+N_{\text{sum2}}$,有良好的电流跟踪能力,与传统方案相比,本文方案有更精确的子模块投入控制集以及更快的动态响应速度,在参考功率实时变化的电力系统中有更好的应用前景。

4.2 实验验证

为了验证所提控制方案的有效性,本文利用如图10所示的MMC实验平台进行实验验证。通过快速控制原型机(rapid control prototype, RCP)实现模型预测控制的滚动优化与寻优决策过程和子模块电容

电压的平衡算法,并分配多个脉冲信号控制子模块的开关状态,具体实验参数如表2所示。

图11是在MMC实验平台上对传统间接模型预测控制策略稳态和动态性能的验证结果(由示波器采集的波形)。其中,图11(a)为MMC换流器中电网侧电压和交流侧输出电流波形,输出电流的THD为5.42%。图11(b)为上下桥臂电流波形,图11(c)为上下桥臂子模块电容电压波形。在200ms之前,输出电流的参考值设置为2A,实际输出电流完全遵循其参考值。如图11(c)所示,子模块电容电压在100V上下波动13V。交流侧输出电压THD为

15.32%。为了验证其动态性能，输出电流参考值在 200 ms 时增大一倍。从图 11(c)可以看出，SM 电容电压无论在稳态还是动态性能下都能保持平衡。

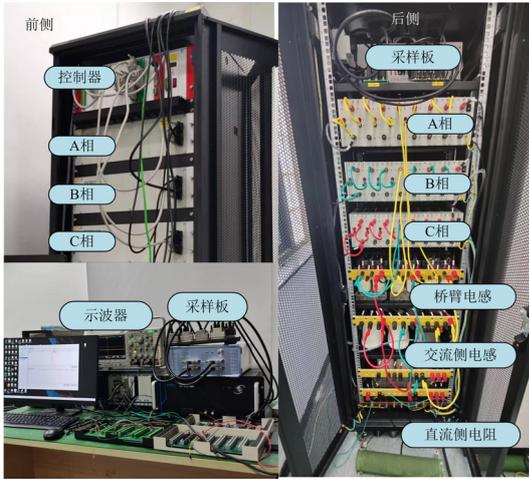


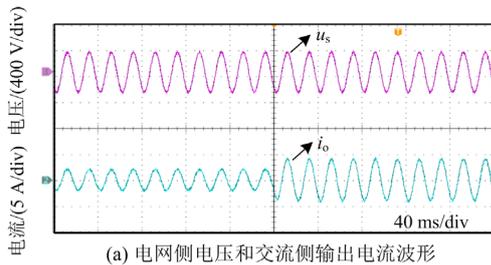
图 10 MMC 实验平台

Fig. 10 MMC experimental platform

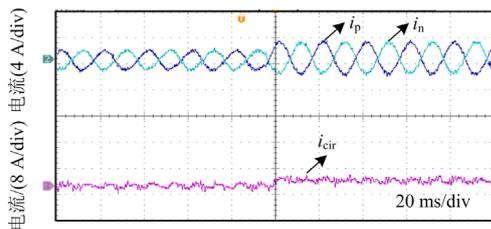
表 2 MMC 系统的实验参数

Table 2 Experimental parameters of the MMC system

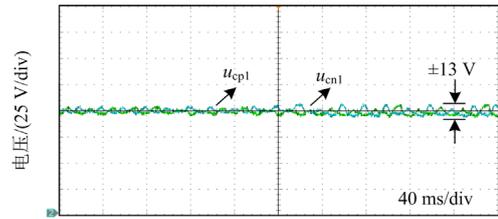
仿真参数	参数值
交流侧电压 e_{sj}/V	380
直流侧电压 V_{dc}/V	1000
子模块参考电压 V_c^*/V	100
交流侧电感 L_0/mH	5
交流侧电阻 R_0/Ω	0.2
桥臂电感 L_f/mH	3.6
子模块电容 C/mF	1.8
桥臂子模块数 $N/\text{个}$	10
子模块电压波动率 δ	0.05
控制周期 $T_s/\mu s$	100



(a) 电网侧电压和交流侧输出电流波形



(b) 上下桥臂电流波形

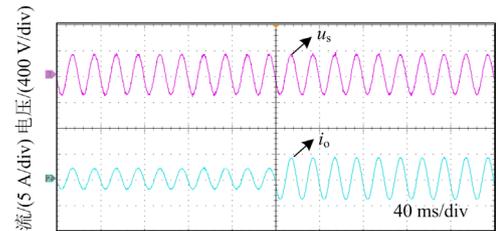


(c) 上下桥臂子模块电容电压波形

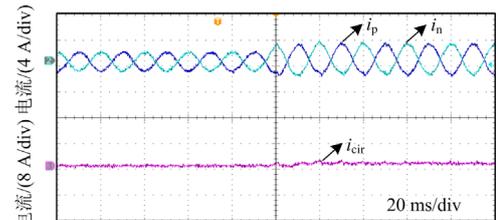
图 11 传统控制对稳态和动态性能实验验证

Fig. 11 Experimental verification of steady-state and dynamic performance of traditional control

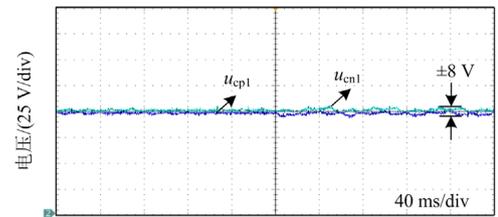
为了在相同场景下验证本文所提 MAS-MPC 策略下对应的实验波形，使用 MAS-MPC 策略的稳态和动态性能如图 12 所示。输出电流的参考值设置为 2 A，在 200 ms 时增大一倍。从图 12(a)可以看出，本文所提策略运行稳定，交流侧输出电流波形质量良好，输出电流的 THD 降低为 1.87%，桥臂产生的环流波动水平大幅降低。由图 12(c)可以看出，子模块电容电压达到平衡，并且波动更加稳定。由于每相桥臂子模块投入的数量不限于 N 个，交流侧输出电压 THD 为 3.56%，因此控制效果更好。



(a) 电网侧电压和交流侧输出电流波形



(b) 上下桥臂电流波形



(c) 上下桥臂子模块电容电压波形

图 12 所提策略对稳态和动态性能实验验证

Fig. 12 Experimental verification of steady state and dynamic performance of proposed control strategy

5 总结

本文提出了一种基于多变量校正控制集的 MMC 模型预测控制策略(MAS-MPC)。该策略考虑子模块电压波动率, 并根据交流输出电流和桥臂电压差的预测值与参考值之间的差值自动调整控制集, 计算得到优化后的离散控制集, 最终评估两个成本函数得到的最优开关矢量。此外, 提出了一种基于分化中项的子模块电压平衡方案, 分化中项后的分组控制可以有效减少排序算法的复杂度, 减轻控制器计算负担。本文通过 Matlab/Simulink 的仿真与实验将所提策略与传统间接模型预测控制方案进行对比, 实验结果表明所提策略在保证输出电流波形的前提下减轻了系统的运算负担, 同时在投入子模块较多时保持较低的计算量。所提策略对桥臂电流进行控制, 从而减小了三相环流, 同时不限制单相上下桥臂投入子模块总数, 使得 MMC 具有更好的输出电能质量, 并减小了子模块电压的波动幅值, 有更精确的子模块投入控制集以及更快的动态响应速度。

参考文献

- [1] 陈奕新, 王志新, 林环城, 等. 适用于弱交流系统的 MMC-HVDC 模型预测控制策略[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(1): 80-86.
CHEN Yixin, WANG Zhixin, LIN Huancheng, et al. Model predictive control strategy of MMC-HVDC suitable for weak AC system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(1): 80-86.
- [2] 彭程, 李睿, 蔡旭. 一种具备故障阻断能力的低导通损耗模块化多电平换流器[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(3): 1093-1103.
PENG Cheng, LI Rui, CAI Xu. A low conduction loss modular multilevel converter with DC fault blocking capability[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(3): 1093-1103.
- [3] 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.
- [4] 于飞, 王子豪, 刘喜梅. 新型模块化多电平换流器的设计与应用[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(1): 69-77.
YU Fei, WANG Zihao, LIU Ximei. A gradationally controlled modular multilevel converter and its application[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(1): 69-77.
- [5] 韩伟, 杨睿璋, 刘超, 等. 混合三端直流输电系统线路故障特性及故障电流抑制策略[J]. 高压电器, 2021, 57(6): 179-188.
HAN Wei, YANG Ruizhang, LIU Chao, et al. DC fault characteristics and fault current suppression strategy of three-terminal hybrid HVDC system based on LCC and hybrid MMC[J]. High Voltage Apparatus, 2021, 57(6): 179-188.
- [6] DU S, LIU J. A study on DC voltage control for chopper-cell-based modular multilevel converters in D-STATCOM application[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(4): 2030-2038.
- [7] YARAMASU V, DEKKA A, et al. PMSG-based wind energy conversion systems: survey on power converters and controls[J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(6): 956-968.
- [8] 王振浩, 李金伦, 王欣铎, 等. 风电接入真双极 MMC-MTDC 系统直流故障穿越协调控制策略[J]. 电力建设, 2022, 43(10): 26-36.
WANG Zhenhao, LI Jinlun, WANG Xinduo, et al. DC fault ride-through coordinated control strategies for bipolar MMC-MTDC system with wind power connected[J]. Electric Power Construction, 2022, 43(10): 26-36.
- [9] LIU Y, CHENG S, NING B, et al. Robust model predictive control with simplified repetitive control for electrical machine drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(5): 4524-4535.
- [10] 徐全, 袁智勇, 于力, 等. 基于多端 SOP 的交直流混联配电网多目标运行优化方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2020, 32(9): 42-48, 54.
XU Quan, YUAN Zhiyong, YU Li, et al. Multi-objective optimal operation method for AC/DC hybrid distribution network based on multi-terminal SOP[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2020, 32(9): 42-48, 54.
- [11] 张成泉, 邹贵彬, 张烁, 等. 适用于多端柔性直流电网的潮流控制器[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(20): 32-40.
ZHANG Chengquan, ZOU Guibin, ZHANG Shuo, et al. A current flow controller suitable for MTDC grids[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(20): 32-40.
- [12] 随顺科, 任铁强, 邹强, 等. 连接风电系统的柔性直流电网 MMC 在线投入分析与验证[J]. 供用电, 2022, 39(11): 26-31.
SUI Shunke, REN Tieqiang, ZOU Qiang, et al. Analysis and verification of MMC online entry into a flexible DC grid connected to wind power system[J]. Distribution & Utilization, 2022, 39(11): 26-31.

- [13] DEKKA A, WU B, YARAMASU V, et al. Model predictive control of high-power modular multilevel converters-an overview[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2018, 7(1): 168-183.
- [14] 杨兴武, 杨帆, 薛花, 等. 基于占空比调制的模块化多电平换流器模型预测控制[J]. *电力系统自动化*, 2021, 45(17): 134-142.
YANG Xingwu, YANG Fan, XUE Hua, et al. Duty-cycle modulation based model predictive control of modular multilevel converter[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2021, 45(17): 134-142.
- [15] 马文忠, 孙鹏, 周冠宇, 等. 模块化多电平变换器两段式模型预测控制[J]. *电网技术*, 2020, 44(4): 1419-1427.
MA Wenzhong, SUN Peng, ZHOU Guanyu, et al. A two-stage model predictive control for modular multilevel converters[J]. *Power System Technology*, 2020, 44(4): 1419-1427.
- [16] GUTIERREZ B, KWAK S. Modular multilevel converters (MMCs) controlled by model predictive control with reduced calculation burden[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(11): 9176-9187.
- [17] 蒋谦, 黄志豪, 程启明, 等. 基于 MMC 的 PET 中间隔离级 DC-DC 变换器的新型模型预测控制策略[J]. *电力建设*, 2022, 43(4): 49-57.
JIANG Qian, HUANG Zhihao, CHENG Qiming, et al. Novel model predictive control strategy for MMC-based DC-DC converter in the intermediate isolation stage of PET[J]. *Electric Power Construction*, 2022, 43(4): 49-57.
- [18] QIN J, SAEEDIFARD M. Predictive control of a modular multilevel converter for a back-to-back HVDC system[J]. *IEEE Transactions on Power delivery*, 2012, 27(3): 1538-1547.
- [19] HUANG J, YANG B, GUO F, et al. Priority sorting approach for modular multilevel converter based on simplified model predictive control[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 65(6): 4819-4830.
- [20] 张婕, 曾国辉, 赵晋斌, 等. 基于改进冒泡排序的模块化多电平换流器电容电压均衡策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2020, 48(6): 92-99.
ZHANG Jie, ZENG Guohui, ZHAO Jinbin, et al. Modular multilevel converter capacitor voltage balancing strategy based on improved bubble sorting[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(6): 92-99.
- [21] 何瑞, 谢振刚, 程昱舒. 具有主动故障穿越能力的光伏逆变器自治控制方法研究[J]. *高压电器*, 2022, 58(7): 101-110.
HE Rui, XIE Zhengang, CHENG Yushu. Research on autonomous control method of photovoltaic inverter with active fault ride-through capability[J]. *High Voltage Apparatus*, 2022, 58(7): 101-110.
- [22] YIN J, LEON J, PEREZ M, et al. Variable rounding level control method for modular multilevel converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 36(4): 4791-4801.
- [23] VATANI M, BAHRANI B, SAEEDIFARD M, et al. Indirect finite control set model predictive control of modular multilevel converters[J]. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2014, 6(3): 1520-1529.
- [24] JIN Y, XIAO Q, JIA H, et al. A novel sliding-discrete-control-set modulated model predictive control for modular multilevel converter[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 10316-10327.
- [25] SAMAJDAR D, BHATTACHARYA T, DEY S. A reduced switching frequency sorting algorithm for modular multilevel converter with circulating current suppression feature[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(11): 10480-10491.
- [26] ZHANG F, LI W, JOOS G. A voltage-level-based model predictive control of modular multilevel converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(8): 5301-5312.

收稿日期: 2023-04-22; 修回日期: 2023-07-27

作者简介:

冯海博(1999—), 男, 硕士研究生, 研究方向为柔性直流输电变换器控制与稳定性; E-mail: haibofeng@mail.shiep.edu.cn

杨兴武(1981—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为功率变换器高性能控制及新能源并网技术。E-mail: yangxingwu@shiep.edu.cn

(编辑 姜新丽)