

DOI: 10.7667/PSPC171340

基于优化控制集模块化多电平变换器模型预测控制方法

薛花¹, 邓兴成¹, 王艳青¹, 王育飞¹, 李杨²

(1. 上海电力学院电气工程学院, 上海 200090; 2. 国网泗阳县供电公司, 江苏 宿迁 223800)

摘要: 为了解决模块化多电平变流器(Modular Multilevel Converters, MMC)现有模型预测控制方法寻优计算量大的问题, 以上、下桥臂插入个数为控制变量, 以并网电流和桥臂环流为控制目标, 提出基于优化控制集的模型预测控制新方法。在子模块电容电压理想状态下建立并网电流误差目标函数, 通过初步预测寻优, 确定上、下桥臂电压矢量准确工作区间。考虑子模块电容电压波动, 设计上、下桥臂插入个数优化控制集, 求取电压矢量区间内最优上、下桥臂插入子模块个数。同时设置自适应调节因子, 可根据子模块电压波动幅度自动调整优化控制集边界条件, 确保有限寻优次数内最优上、下桥臂插入子模块个数的准确求取。所提出的控制策略寻优计算量从 $(N+1)^2$ 降至 $(N+1+N_{total})$, 实现了桥臂环流的有效抑制和并网电流的准确跟踪, 避免了全局寻优的大量冗余计算, 有效提升了寻优效率与准确度。仿真与实验结果验证了优化控制集模型预测控制方法具有计算量小、动态响应快和稳态精度高的特点。

关键词: 模块化多电平变换器; 模型预测控制; 优化控制集; 环流抑制

Optimized control set based model predictive control strategy for modular multilevel converters

XUE Hua¹, DENG Xingcheng¹, WANG Yanqing¹, WANG Yufei¹, LI Yang²

(1. College of Electrical Power Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;

2. State Grid Siyang County Electric Power Supply Company, Suqian 223800, China)

Abstract: In order to reduce the heavy calculation of the existing Model Predictive Control (MPC) for Modular Multilevel Converters (MMC), an optimized control set based model predictive control is proposed. In this paper, the number of inserted sub-module for each arms is seen as the control variables, cost function is established for AC-side current and circulating current. The optimized control sets are designed in consideration of the fluctuations of capacitor voltage. Simultaneously the adjustment factor is settled according to the fluctuation of capacitor's voltage to adjust the optimal control set boundary, as a result, the accurate number of each arm is ensured in a limited optimal calculation. Compared with the existing predictive control strategy, control computation is reduced to $(N+1+N_{total})$ from $(N+1)^2$. Then circulating current is suppressed and grid current is tracked effectively, heavy calculation of global optimization is avoided at the same time. The optimization efficiency and accuracy are improved effectively. Simulation and experimental results validate the characteristics of low computational complexity, fast dynamic response and high steady accuracy of the proposed optimized control set based MPC strategy.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51407114) and Natural Science Foundation of Shanghai (No. 15ZR1418200 and No. 15ZR1418000) and Shanghai Science and Technology Innovation Action Plan (No. 16DZ0503300).

Key words: modular multilevel converters; model predictive control; optimized control set; circulating current suppression

0 引言

模块化多电平变流器是一种具有模块化结构、

易级联、输出电压电流谐波小等特性的变换器^[1-2]。由于其在损耗、冗余性、开关频率等方面的优势, 被广泛应用于高压直流输电、柔性输电、风力发电场并网、中高压电力拖动等高压、大功率工程现场^[3-4]。

由于 MMC 桥臂并联在直流母线两端, 子模块电容处于悬浮状态, 子模块电容电压的波动使得桥臂接入子模块电压之和难以与直流母线电压始终保

基金项目: 国家自然科学基金项目(51407114); 上海市自然科学基金项目(15ZR1418200, 15ZR1418000), 上海市科技创新行动计划项目(16DZ0503300)

持一致,从而导致相间环流产生^[5-6]。MMC 桥臂环流交流分量的产生,将加剧子模块电容电压波动,提高了对开关器件耐压和容量的要求,增加系统损耗,甚至影响 MMC 正常工作。因此,桥臂内部环流的抑制和子模块电容电压的平衡控制对 MMC 的可靠运行是至关重要的。现有文献多采用设计 PI、PR 或矢量解耦控制方法实现对 MMC 的环流抑制和对子模块电容电压的平衡,但由于开关数多,非线性强,使得传统控制器稳定裕度降低,动态性能变差,限制了工程应用推广^[7-12]。

近年来,模型预测控制因其直观、灵活、鲁棒性强和适用于非线性、多控制目标对象的特点而在 MMC 成功应用并得到广泛关注。但由于模型预测方法需对所有控制量进行全局寻优计算,计算量大,导致工程实用性不强,因此有效减少模型预测控制方法的寻优计算量成为研究热点^[13-22]。文献[15]中提出间接有限控制集模型预测控制方法。通过建立双线性数学模型,将传统模型预测以开关量为控制变量变换为以上、下桥臂电平数为控制变量,使得预测控制寻优计算量从 2^{2N} 降至 $(N+1)^2$,但是针对子模块数目较多的 MMC 仍然具有较大计算负担。文献[17]中刘普等提出基于分组排序的模型预测控制方法,将每一桥臂内串联的子模块分组,对每一组分别进行控制,但由于组内电容电压平衡难以保证,系统稳定运行受一定影响。

为实现模型预测控制方法寻优计算量的有效降低,同时确保控制性能,增强工程实用性,提出基于优化控制集的模型预测控制新方法。考虑上、下桥臂子模块电容电压的波动,设置自适应调节因子,设计上、下桥臂插入个数优化控制集。通过对相间环流最小化目标函数预测寻优,求取电压矢量区间内最优上、下桥臂插入子模块个数 N_{p2} 、 N_{n2} ,实现桥臂环流的有效抑制和并网电流的准确跟踪,同时实现优化控制集寻优总数降为 N_{total} 。与现有模型预测控制方法相比,所提出的控制策略寻优计算量从 $(N+1)^2$ 降至 $(N+1+N_{total})$,实现控制目标的快速、准确跟踪。仿真与试验结果表明,所提出的优化控制集模型预测控制方法具有计算量少、响应速度快和鲁棒性强等优点。

1 MMC 动态数学模型建立

MMC 拓扑如图 1 所示。三相 MMC 的每一相由上、下两个桥臂构成,其每个桥臂有 N 个相同子模块串联组成。每个子模块由两个功率开关管 IGBT 分别与二极管 D1 和 D2 反并联,串联后与子模块的悬浮电容器 C 并联,其中电容电压 u_c 即为子模块电

压。每个桥臂串联电抗器 L_{arm} 与电阻 R_{arm} ,其中 L_{arm} 为滤波电抗, R_{arm} 为线路及器件内阻。

根据图 1 中电流标识方向,定义交流电流和桥臂环流分别为

$$i_j = i_{p,j} - i_{n,j} \quad (1)$$

$$i_{diff,j} = \frac{i_{p,j} + i_{n,j}}{2} = \frac{i_{dc}}{3} + i_{cir,j} \quad (2)$$

式中: $i_{p,j}$ 、 $i_{n,j}$ 分别表示第 j 相上、下桥臂的桥臂电流; i_j 表示第 j 相交流侧并网电流; $i_{diff,j}$ 表示流过第 j 相桥臂的环流; i_{dc} 表示直流侧电流; $i_{cir,j}$ 表示第 j 相环流的波动量。

定义上、下桥臂电压和与差, $u_{\Sigma j}$ 和 $u_{\Delta j}$ 分别为

$$u_{\Sigma j} = u_{p,j} + u_{n,j} \quad (3)$$

$$u_{\Delta j} = u_{n,j} - u_{p,j} \quad (4)$$

式中: $u_{p,j}$ 和 $u_{n,j}$ 分别表示第 j 相上、下桥臂的桥臂电压; $u_{\Sigma j}$ 和 $u_{\Delta j}$ 分别表示第 j 相上、下桥臂电压和与差。

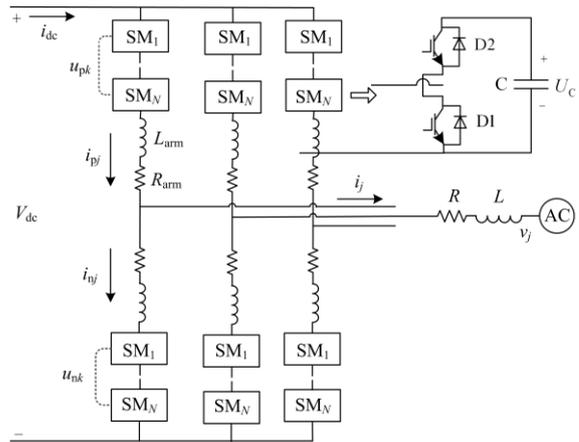


图 1 MMC 系统结构图

Fig. 1 Block diagram of MMC system

MMC 的第 j 相等效电路图如图 2 所示。

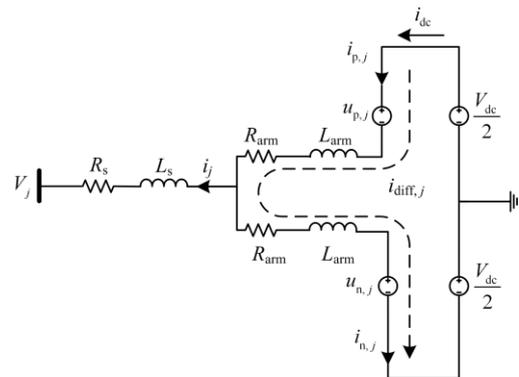


图 2 MMC 的单相等效电路

Fig. 2 Single-phase equivalent circuit of the MMC

根据KVL可以得到MMC第 j 相动态数学方程为

$$\frac{V_{dc}}{2} - u_{pj} = L_{arm} \frac{di_{pj}}{dt} + R_{arm} i_{pj} + Ri_j + L \frac{di_j}{dt} + u_j \quad (5)$$

$$\frac{V_{dc}}{2} - u_{nj} = L_{arm} \frac{di_{nj}}{dt} + R_{arm} i_{nj} - Ri_j - L \frac{di_j}{dt} - u_j \quad (6)$$

式中: u_j 表示第 j 相网侧电压; V_{dc} 表示直流侧电压; R 和 L 分别表示并网侧电阻和电感大小; L_{arm} 和 R_{arm} 分别表示变换器桥臂电感和电阻。

将式(5)与式(6)相加、相减可以分别推导出MMC内部和外部动态方程为

$$\begin{bmatrix} i_{diff,j}(k+1) \\ i_j(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_{arm}}{L_{arm}} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T_s (R_{arm} + 2R)}{L_{arm} + 2L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{diff,j}(k) \\ i_j(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L_{arm}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{arm} + 2L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\Sigma j} \\ u_{\Delta j} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2L_{arm}} \\ -\frac{2u_j}{L_{arm} + 2L} \end{bmatrix} \quad (11)$$

分析式(11)可知: 并网电流 i_j 只与上、下桥臂电压之差 $u_{\Delta j}$ 有关, 桥臂环流 $i_{diff,j}$ 只与上、下桥臂电压之和 $u_{\Sigma j}$ 有关。由于 $u_{\Delta j}$ 与 $u_{\Sigma j}$ 受上、下桥臂接入子模块个数控制, 桥臂电压变化影响上、下桥臂电流, 进而影响交流侧并网电流 i_j 和桥臂环流 $i_{diff,j}$, 所以上、下桥臂接入子模块个数的准确控制是实现MMC稳定控制的关键所在。

$$u_{\Delta j} = L_{arm} \frac{di_j}{dt} + R_{arm} i_j + 2Ri_j + 2L \frac{di_j}{dt} + 2u_j \quad (7)$$

$$V_{dc} - u_{\Sigma j} = 2L_{arm} \frac{di_{diff,j}}{dt} + 2R_{arm} i_{diff,j} \quad (8)$$

定义状态变量和输入变量为

$$\mathbf{x} = [i_{diff,j}, i_j] \quad (9)$$

$$\mathbf{u} = [u_{\Sigma j}, u_{\Delta j}] \quad (10)$$

根据式(7)和式(8)可以得到MMC的系统数学模型的状态方程可以离散化写为

2 基于优化控制集的模型预测控制方法设计

基于优化控制集的MMC模型预测控制系统总体结构框图如图3所示。主要包括三个步骤: 首先确立模型预测的优化控制集; 然后在优化控制集内根据目标函数确定上、下桥臂最优插入个数; 最后通过改进的桥臂内子模块电容电压平衡方法实现桥臂内子模块电压的平衡控制, 以实现MMC并网系统的稳定控制。

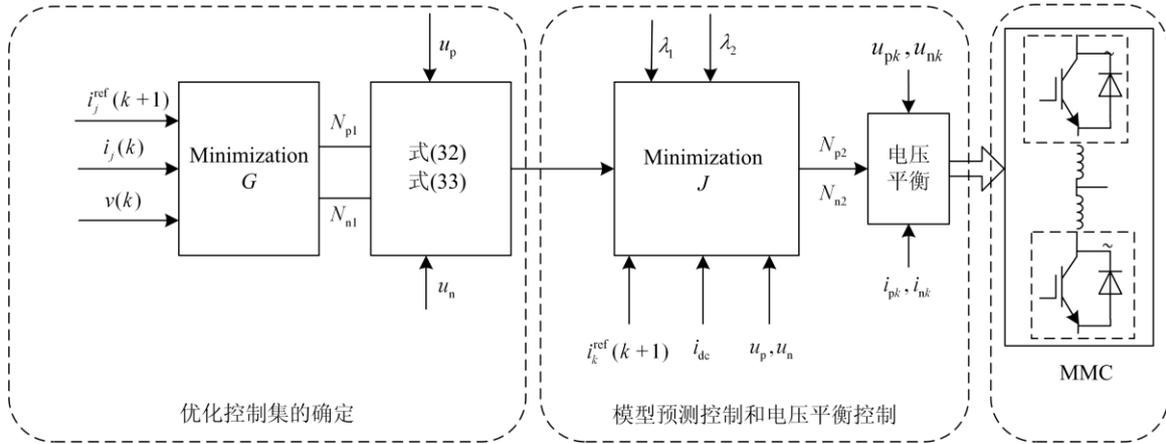


图3 优化控制集模型预测控制结构图

Fig. 3 Block diagram of the OCS-MPC

2.1 优化控制集确立

假设各个桥臂内子模块电压已经实现平衡, 则上、下桥臂电压可以表示为

$$u_{pj} = n_{pj} u_{cpj} \quad (12)$$

$$u_{nj} = n_{nj} u_{cnj} \quad (13)$$

式中: n_{pj} 和 n_{nj} 分别表示第 j 相上、下桥臂接入子模

块个数; u_{cpj} 和 u_{cnj} 分别表示第 j 相上、下桥臂接入子模块电压。

由式(3)和式(4)可知, 上、下桥臂电压之和与差可以表示为

$$u_{\Sigma j} = n_{pj} u_{cpj} + n_{nj} u_{cnj} \quad (14)$$

$$u_{\Delta j} = n_{nj} u_{cnj} - n_{pj} u_{cpj} \quad (15)$$

桥臂各子模块电压理想状态时电容电压满足:

$$u_{cpj} = u_{cnj} = \frac{V_{dc}}{N} \quad (16)$$

为实现环流抑制, 上、下桥臂接入电容电压之和需满足:

$$u_{\Sigma j} = n_{pj}u_{cpj} + n_{nj}u_{cnj} = V_{dc} \quad (17)$$

可以得到:

$$n_{pj} + n_{nj} = N \quad (18)$$

由于 n_{pj} 、 n_{nj} 为整数, 此时上、下桥臂插入子模块数的组合为

$$(n_{pj}, n_{nj}) \in \{(0, N), (1, N-1), (2, N-2), \dots, (N, 0)\} \quad (19)$$

一共需要 $N+1$ 次寻优, 桥臂电压之差可以表示为

$$u_{\Delta j} = (n_{nj} - n_{pj}) \cdot \frac{V_{dc}}{N} \quad (20)$$

设计子模块电容电压理想情形下模型预测目标函数为

$$G = (i_j(k+1) - i_j^{\text{ref}}(k+1))^2 \quad (21)$$

式中, $i_j^{\text{ref}}(k+1)$ 表示下一时刻交流侧电流的参考值。通过计算 $N+1$ 种不同插入子模块个数时的目标函数值, 选取使 G 值最小时的组合, 确定理想状态下上、下桥臂插入个数 N_{pj} 、 N_{nj} , 目标函数求解流程图如图 4 所示。

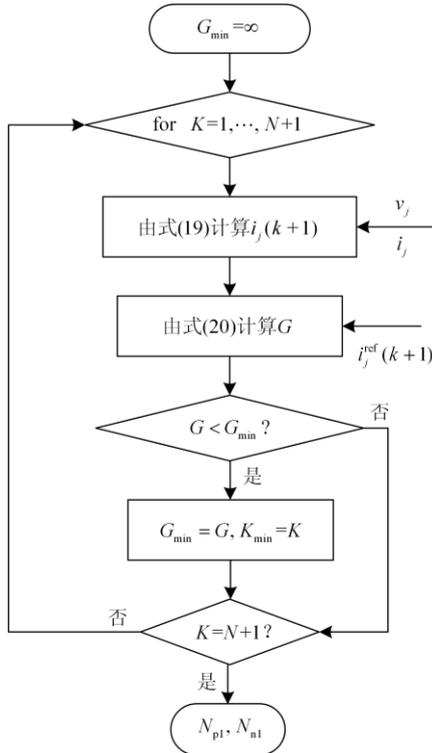


图 4 理想状态下电压矢量区间求解流程图

Fig. 4 Flow chart of ideal state solution for voltage vector

在理想情况下建立的目标函数, 经过预测寻优, 可得最优上、下桥臂电压差为

$$u_{\Delta j}^* = (N_{nj} - N_{pj}) \frac{V_{dc}}{N} \quad (22)$$

在式(16)的基础上, 假设上、下桥臂子模块电压波动为 ΔV , 则子模块电压波动范围为

$$u_{cpj}, u_{cnj} \in \left[\frac{V_{dc}}{N} - \Delta V, \frac{V_{dc}}{N} + \Delta V \right] \quad (23)$$

上、下桥臂插入子模块个数因子模块电容电压波动而有所调整, 因而式(14)和式(15)可分别写为

$$n_{pj}u_{cpj} + n_{nj}u_{cnj} = V_{dc} \quad (24)$$

$$n_{nj}u_{cnj} - n_{pj}u_{cpj} = u_{\Delta j}^* \quad (25)$$

将式(21)代入式(23)和式(24)得上、下桥臂可能插入子模块个数范围分别为

$$n_{pj} \in \left[\text{round} \left(\frac{V_{dc} - u_{\Delta j}^*}{2 \left(\frac{V_{dc}}{N} + \Delta V \right)} \right), \text{round} \left(\frac{V_{dc} - u_{\Delta j}^*}{2 \left(\frac{V_{dc}}{N} - \Delta V \right)} \right) \right] \quad (26)$$

$$n_{nj} \in \left[\text{round} \left(\frac{V_{dc} + u_{\Delta j}^*}{2 \left(\frac{V_{dc}}{N} + \Delta V \right)} \right), \text{round} \left(\frac{V_{dc} + u_{\Delta j}^*}{2 \left(\frac{V_{dc}}{N} - \Delta V \right)} \right) \right] \quad (27)$$

定义子模块电压波动比率为 $\sigma = N \frac{\Delta V}{V_{dc}}$, 则上、

下桥臂接入子模块个数取值范围可分别写为

$$n_{pj} \in \left[\text{round} \left(\frac{V_{dc} - u_{\Delta j}^*}{2 \frac{V_{dc}}{N} (1 + \sigma)} \right), \text{round} \left(\frac{V_{dc} - u_{\Delta j}^*}{2 \frac{V_{dc}}{N} (1 + \sigma)} \right) \right] \quad (28)$$

$$n_{nj} \in \left[\text{round} \left(\frac{V_{dc} + u_{\Delta j}^*}{2 \frac{V_{dc}}{N} (1 + \sigma)} \right), \text{round} \left(\frac{V_{dc} + u_{\Delta j}^*}{2 \frac{V_{dc}}{N} (1 + \sigma)} \right) \right] \quad (29)$$

由于上、下桥臂电压波动的不一致性, 为了优化上、下桥臂接入子模块个数的范围以减少预测寻优计算次数, 设定上、下桥臂的子模块电压波动因子分别为

$$\varepsilon_p = N \frac{u_{cpj}}{V_{dc}} - 1 \quad (30)$$

$$\varepsilon_n = N \frac{u_{cnj}}{V_{dc}} - 1 \quad (31)$$

可以得到上、下桥臂接入子模块个数的优化范围为

$$n_{pj} \in \left[\text{round} \left(N_{p1} \frac{1}{1 + \varepsilon_p} \right), \text{round} \left(N_{p1} \frac{1}{1 - \varepsilon_p} \right) \right] \quad (32)$$

$$n_{nj} \in \left[\text{round} \left(N_{n1} \frac{1}{1 + \varepsilon_n} \right), \text{round} \left(N_{n1} \frac{1}{1 - \varepsilon_n} \right) \right] \quad (33)$$

$$\text{式中: } N_{p1} = \frac{V_{dc} - u_{\Delta j}^*}{2 \frac{V_{dc}}{N}}; \quad N_{n1} = \frac{V_{dc} + u_{\Delta j}^*}{2 \frac{V_{dc}}{N}}.$$

此时可以得到上、下桥臂接入子模块个数的组合数总数为

$$N_{\text{total}} \approx N_{p1} N_{n1} \left(\frac{1}{1 - \varepsilon_p} - \frac{1}{1 + \varepsilon_p} \right) \left(\frac{1}{1 - \varepsilon_n} - \frac{1}{1 + \varepsilon_n} \right) \quad (34)$$

由于 $N = N_{p1} + N_{n1}$, 可以确定最优控制集总个数满足:

$$N_{\text{total}} \leq \left(\frac{N}{2} \right)^2 \left(\frac{1}{1 - \varepsilon_p} - \frac{1}{1 + \varepsilon_p} \right) \left(\frac{1}{1 - \varepsilon_n} - \frac{1}{1 + \varepsilon_n} \right) \quad (35)$$

因此实现上下桥臂插入子模块个数的求取一共需要的计算量由第一分子模块电压理想状态下求取上下桥臂电压矢量区间的 $N+1$ 次计算寻优和第二部分的优化控制集内的 N_{total} 次寻优计算, 总的计算寻优次数可以表示为

$$N_{\text{sum}} = N + 1 + N_{\text{total}} \quad (36)$$

式中, N_{sum} 为该方法所需要的总的寻优次数。

根据文献[20]可知上、下桥臂子模块电压波动比率在 MMC 稳定运行情况下应满足 $\sigma \leq 5\%$ 。根据式(36)计算可得一次寻优计算所需要的总计算量 N_{sum} , 其中 $\varepsilon_n, \varepsilon_p \leq \sigma \leq 5\%$ 。表 1 为桥臂子模块数 N 分别为 100 和 200 时, 文献[18]所提出的直接选择每一相上下桥臂插入 N 个子模块模型预测控制方法、文献[15]所提出的间接确定上下桥臂的不同接入电平数的模型预测控制方法与本文提出的基于优化控制集模型预测方法计算量的对比。图 5 为随着桥臂子模块数增多三种方法分别对应计算量变化趋势的曲线, 可以看出, 本文提出的方法计算量得到了有效降低。

表 1 几种 MPC 计算量对比

Table 1 Simulation parameters of MPC system

桥臂子模块 数量	直接 FCS-MPC ^[18]	间接 FCS-MPC ^[15]	本文 OCS-MPC
100	C_{200}^{100}	101^2	126
200	C_{400}^{200}	201^2	301

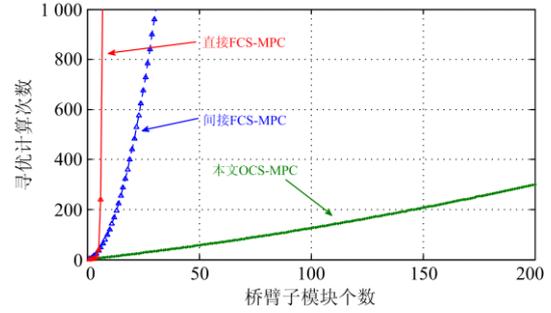


图 5 几种模型预测计算量随子模块数变化趋势

Fig. 5 Trend comparison of the predicted states number for each MPC strategy

2.2 模型预测控制目标函数优化设计

由于 MMC 系统的固有特性, 环流的有效抑制和子模块电压的平衡难以同时实现。传统模型预测方法的目标函数设定主要包括并网电流、桥臂环流以及桥臂子模块电压三个部分, 但是由于桥臂环流和子模块电压的耦合作用, 因此其权重因子的大小需要一个折中, 使得目标函数的确立变得复杂。分析可得环流对交流侧并网电流并无影响, 并且环流的抑制也使得子模块电容电压波动减少, 因此设计了包含环流和交流并网电流的目标函数 J 为

$$J = \lambda_1 (i_j(k+1) - i_j^{\text{ref}}(k+1))^2 + \lambda_2 (i_{\text{diff},j}(k+1) - i_{\text{diff},j}^{\text{ref}}(k+1))^2 \quad (37)$$

式中: $\lambda_i (i=1,2)$ 为权重因子; $i_j^{\text{ref}}(k+1)$ 为交流侧电流参考值; $i_{\text{diff},j}^{\text{ref}}$ 为环流参考值, 其大小为变换器直流侧电流 i_{dc} 的三分之一。

通过寻优计算在确定的优化控制集内所有的目标函数 J , 选取使得目标函数最小的控制组合, 确定最优的桥臂子模块接入个数组合 N_{p2} 、 N_{n2} 。最优桥臂子模块接入个数 N_{p2} 、 N_{n2} 的求解流程图如图 6 所示。

2.3 电容电压平衡控制

模型预测得到的上下桥臂接入子模块个数 N_{p2} 、 N_{n2} 要经过电压平衡模块产生相对应的开关信号, 子模块电容电压均衡控制策略的实现过程是根据桥臂电流的方向通过排序方式尽可能地使桥臂内子模块电压始终保持一致, 从而实现对桥臂内子模块电容电压的平衡。

3 仿真分析

为了验证本文所提出的优化控制集模型预测方法的正确性和有效性, 在 Matlab/Simulink 平台搭建了每个桥臂有 10 个子模块的 11 电平三相 MMC 仿真系统。仿真系统模型如图 7 所示, 仿真系统的参数设置见表 2。

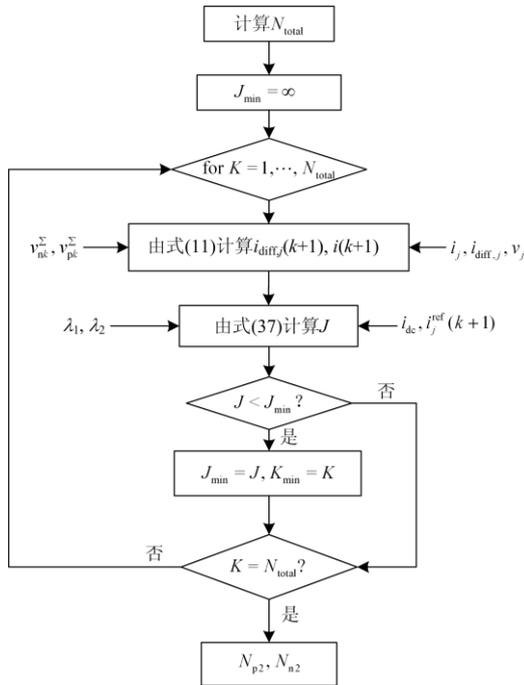


图 6 最优桥臂接入子模块个数求解流程图

Fig. 6 Flow chart of solving the optimal number inserted sub-module for each arms ideal state solution

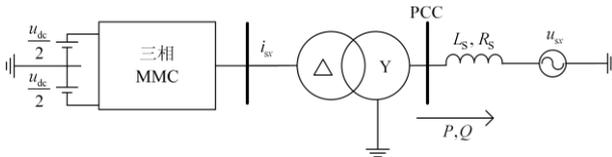


图 7 MMC 仿真模型

Fig. 7 Simulation model of MMC

表 2 MMC 系统仿真参数

Table 2 Simulation parameters of MMC system

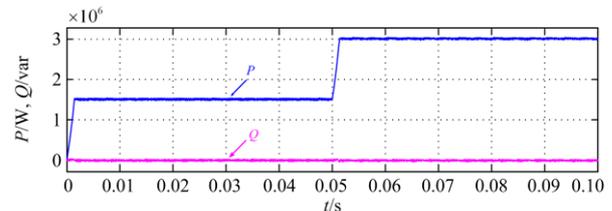
参数	取值
系统容量 S/MVA	4
交流系统电压 V/kV	5
直流电压 V _{DC} /kV	10
额定频率 f/Hz	50
桥臂子模块数 N	10
子模块电容 C/μF	1 500
子模块电压 V _v /V	1 000
桥臂电感 L ₀ /mH	15
桥臂等效电阻 R ₀ /Ω	0.1
交流侧电感 L/mH	10
交流侧电阻 R/Ω	0.5

分别仿真文献[15]所提出的间接模型预测和本文所提出的基于优化控制集模型预测两种控制策

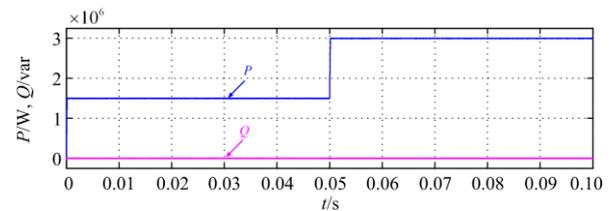
略。设置系统在 0.05 s 时并网功率从 1.5 MW 突变到 3.0 MW，仿真结果如图 8 所示，分别为并网功率、三相并网电流、桥臂环流、A 相桥臂子模块电压、桥臂中点电压以及并网电流的谐波分析。

图 8(a)、图 8(b)、图 8(c)和图 8(d)分别为间接 FCS-MPC 和本文 OCS-MPC 控制策略下的并网功率 和 并网电流。由图可以看出，本文所提的 OCS-MPC 控制策略的动态响应速度较间接 FCS-MPC 的要更快。图 8(e)、图 8(f)、图 8(g)和图 8(h)分别为间接 FCS-MPC 和本文 OCS-MPC 控制策略下的桥臂环流和桥臂子模块电压，可以看出间接 FCS-MPC 的环流幅值从 5 A 降低到 2 A，桥臂电容电压的波动幅度从 5%降低到 2.5%。图 8(i)、图 8(j)、图 8(k)和图 8(l)分别为间接 FCS-MPC 和本文 OCS-MPC 控制策略下的桥臂中点电压和并网电流的谐波分析，从桥臂中点电压的细节图可以看出本文所提方法的电压波形明显要平滑，开关频率明显降低，说明所需的计算时间较短，谐波分析结果显示，本文所提方法可以将 FCS-MPC 的畸变率从 1.57%降低为 0.90%。

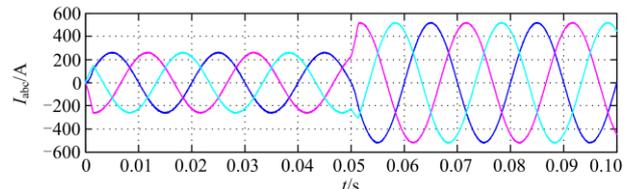
由图 8 分析可知：MMC 系统并网功率阶跃变化时，本文所提的 OCS-MPC 控制策略相比较间接 FCS-MPC 控制策略的动态响应速度以及稳态精度特性得到了提升，说明了该方法的计算快速性以及稳定性，中点电压的细节图说明本文 OCS-MPC 控制的计算速度更快，从而说明该方法计算量小，动态响应快以及稳态精度高的特点。



(a) 并网功率(间接FCS-MPC方法)



(b) 并网功率(本文OCS-MPC方法)



(c) 并网电流(间接FCS-MPC方法)

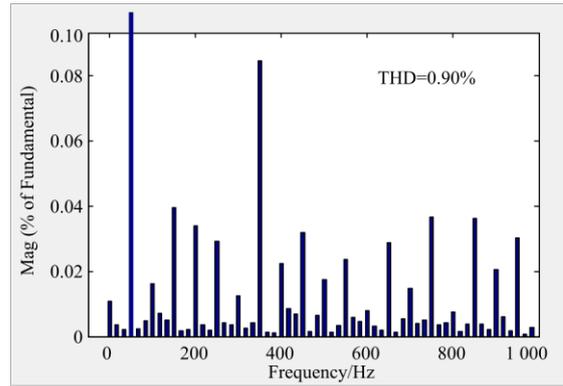
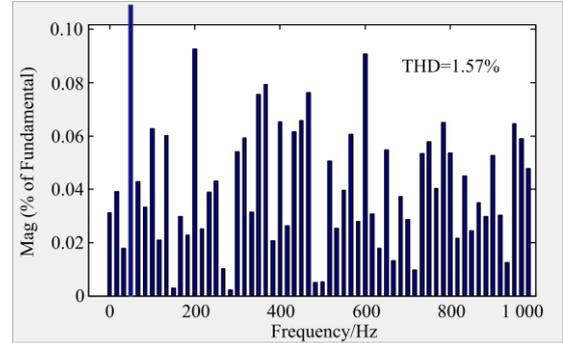
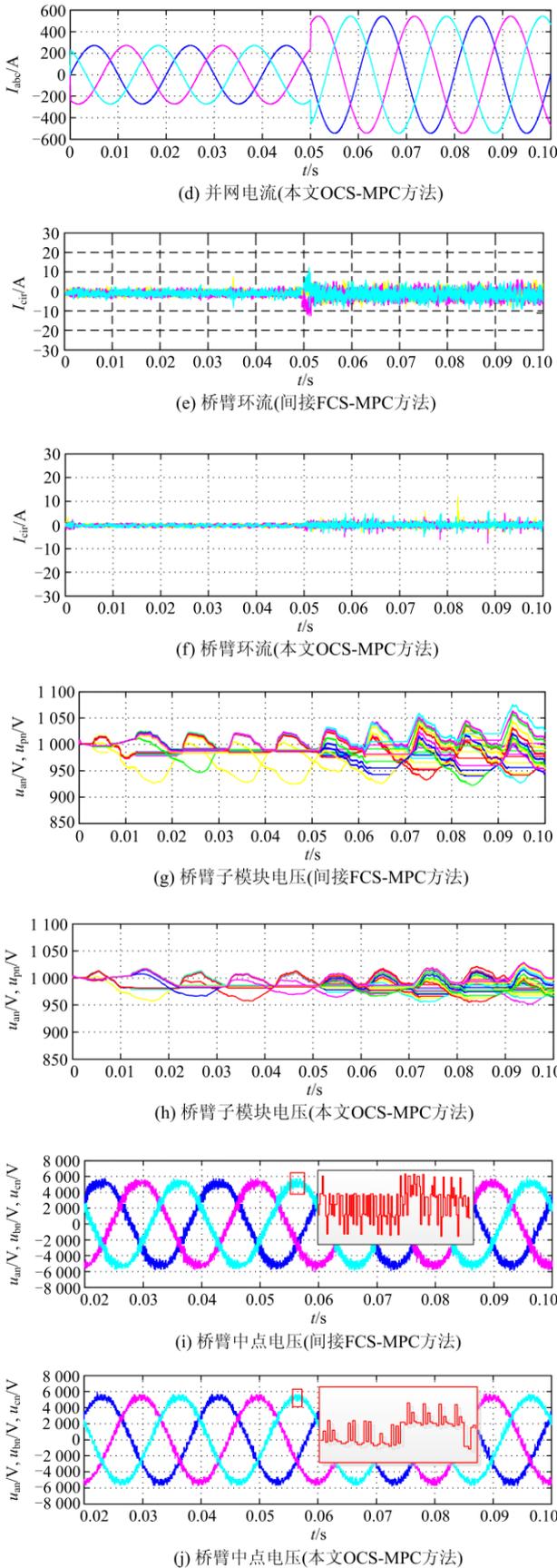


图 8 动态状况下两种模型预测控制结果

Fig. 8 Results of two control strategies in dynamic state

4 实验分析

借助 dSPACE 系统的快速原型功能, 建立如图 10 所示的 MMC 实验平台, 可快速验证基于优化控制集的模型预测控制方法的正确性与可行性。MMC 系统每相桥臂串联 4 个子模块, 主电路开关选择 SKM50GB123D 功率模块, 控制器以 dSPACE 的 DS1005PPC 高速处理器为核心。基于优化控制集模型预测控制方法由 Matlab/Simulink 建模实现, 通过 RTI 实时接口完成 Simulink 模型与 dSPACE 系统的连接, 利用 RTW 进行扩展, 实现两者间硬件代码的自动下载, 由 Control Desk 软件对调试过程进行综合管理, 实现在线调参, 实时监测控制效果, 对 MMC 平稳运行和负载突变情形下系统状态参数的渐近跟踪进行有效性测试与验证。系统实验参数如表 3 所示。测得的实验波形如图 9 所示。

图 10(a)、图 10(b)分别为系统在间接 FCS-MPC 控制策略和本文 OCS-MPC 控制策略下的上下桥臂电流波形和环流波形。对比可以发现, 间接 FCS-MPC 控制策略控制时, 上下桥臂电流波形发生畸变, 环流波形的幅值较大。本文 OCS-MPC 控制策略得到的波

形桥臂电流的畸变减小, 逼近正弦波, 环流波形的幅值大大减小。

图 10(c)、图 10(d)分别为两种控制方法得到的相电流和相电压波形。对比两图可知, 每相输出电压为五电平, 输出电流呈正弦变化。明显可以看出本文 OCS-MPC 控制策略得到的波形比间接 FCS-MPC 控制策略得到的波形更加平滑。

由实验波形分析可知: 本文 OCS-MPC 控制方法能够实现 MMC 系统平稳运行, 稳态运行静差小, 环流小, 电能质量高。实验结果验证了所提出的控制方法的正确性和有效性。

表 3 MMC 实验参数

Table 3 Parameters of MMC for experiment

参数	数值
直流侧电压设定值 U_{dc}/V	100
直流侧电容 C_{dc}/mF	10
各桥臂子模块数 N	4
子模块电容 C_{cap}/mF	2
桥臂电感 L/mH	5
桥臂电阻 R/H	0.1
交流线电压 e_s/V	22
网侧电阻 R_s/Ω	1
网侧滤波电感 L_s/mH	10

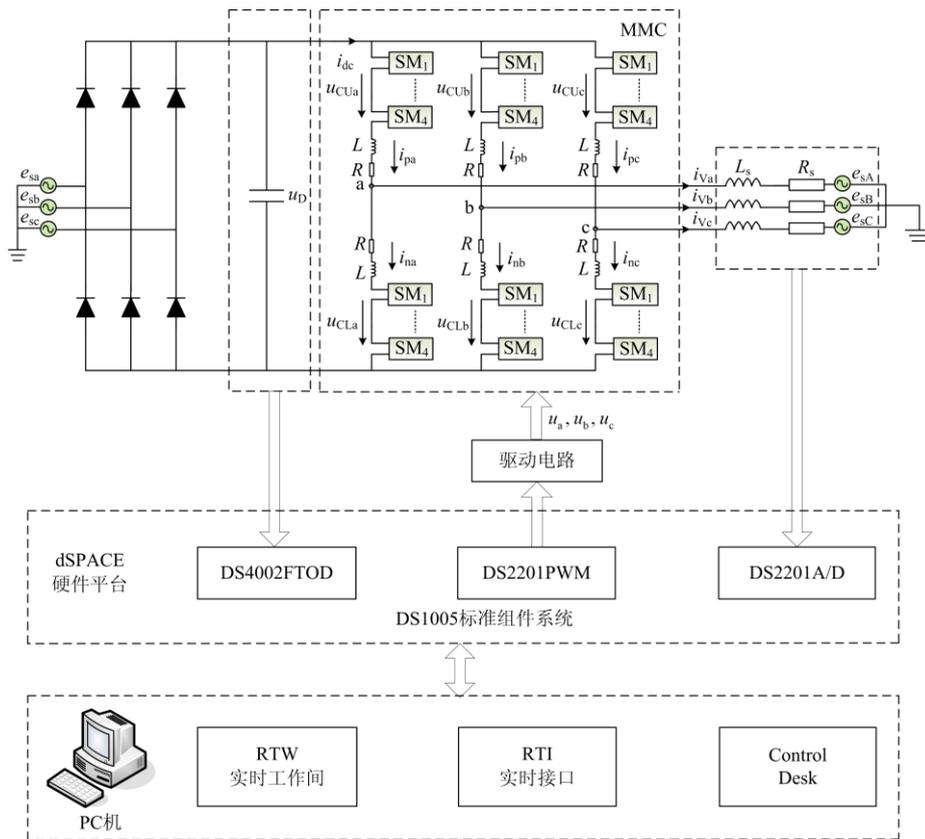
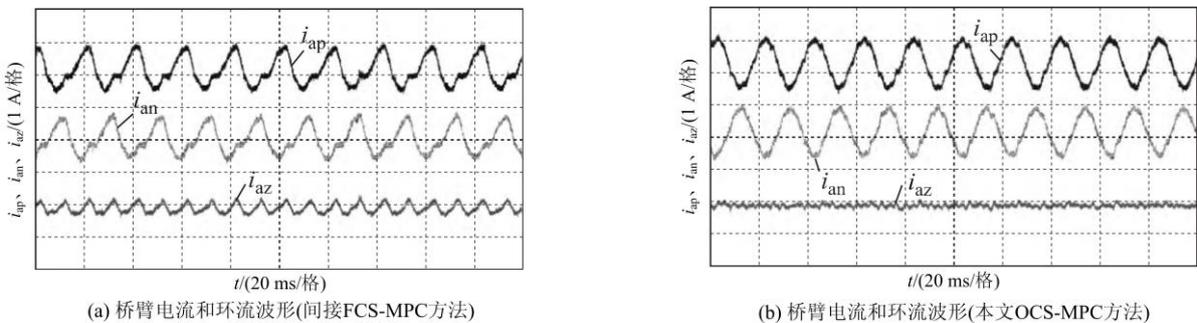


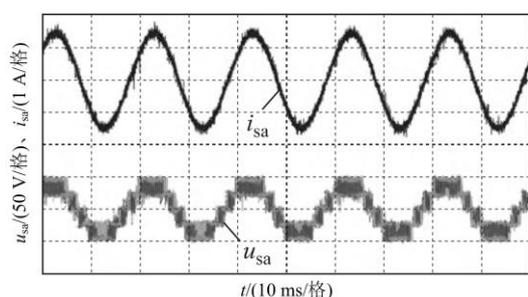
图 9 MMC 控制系统的 dSPACE 集成化结构

Fig. 9 Integrated architecture of MMC experimental system based on dSPACE

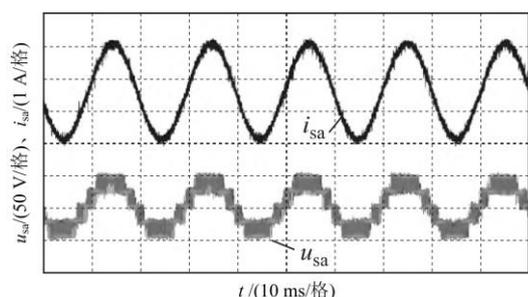


(a) 桥臂电流和环流波形(间接FCS-MPC方法)

(b) 桥臂电流和环流波形(本文OCS-MPC方法)



(c) 相电流和相电压波形(间接FCS-MPC方法)



(d) 相电流和相电压波形(本文OCS-MPC方法)

图 10 实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms

5 结论

随着 MMC 的广泛应用, 大功率、高电压等级应用场合 MMC 的子模块数目增加, 使得模型预测控制寻优计算量急剧增大。本文提出应用于子模块数目较多的 MMC 基于优化控制集模型预测控制方法。以上、下桥臂接入子模块个数为控制变量, 确立了模型预测的优化控制集, 结合基于排序法的桥臂电容电压平衡控制策略, 实现对并网电流、桥臂环流和子模块电压平衡的控制。可以大幅度减小模型预测控制的计算量。Matlab/Simulink 仿真及实验结果表明: 优化控制集模型预测控制方法具有良好动态性能和鲁棒性等优点。基于优化控制集模型预测控制方法的提出使得模型预测控制方法在 MMC 子模块较多的实际运用中提供了有效的参考。

参考文献

- [1] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C] // IEEE Power Technology Conference, June 23-26, 2003, Bologna, Italy: 1-6.
- [2] DORN J, HUANG H, RETZMANN D. Novel voltage source converters for HVDC and FACTS applications[C] // CIGRE Symposium, Osaka, Japan: CIGRE, 2007: 314-321.
- [3] TAI B, GAO C, LIU X, et al. A novel flexible capacitor voltage control strategy for variable-speed drives with modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(1): 128-141.
- [4] WANG P, ZHANG X P, COVENTRY P F, et al. Start-up control of an offshore integrated MMC multi-terminal HVDC system with reduced DC voltage[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(4): 2740-2751.
- [5] JING L, CAI X, MOLINAS M. Frequency domain stability analysis of MMC-based HVDC for wind farm integration[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1): 141-151.
- [6] SOONG T, LEHN P W. Internal power flow of a modular multilevel converter with distributed energy resources[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(4): 1127-1138.
- [7] 苑宾, 许建中, 赵成勇, 等. 模块化多电平换流器 PR 环流抑制器优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2567-2575.
- [8] YUAN Bin, XU Jianzhong, ZHAO Chengyong, et al. Optimal design of PR circulating current suppressing controllers for modular multilevel[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2567-2575.
- [9] 徐晨, 戴珂, 方武平, 等. MMC-STATCOM 的 PCC 电压下垂控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(增刊 1): 205-212.
- [10] XU Chen, DAI Ke, FANG Wuping, et al. Research on PCC voltage droop control of STATCOM based on modular multilevel[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(S1): 205-212.
- [11] 王朝明, 王华广, 王晴. 基于双 PI 控制器的模块化多电平变换器环流抑制策略[J]. 电网技术, 2014, 38(10): 2905-2912.
- [12] WANG Chaoming, WANG Huaguang, WANG Qing. A dual PI controller based strategy to suppress circulating current in modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2014, 38(10): 2905-2912.
- [13] HE L, ZHANG K, XIONG J, et al. A repetitive control scheme for harmonic suppression of circulating current in modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 471-481.
- [14] 李欢, 田新成, 张建坡. 模块化多电平换流器改进型子模块拓扑仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(2): 95-101.
- [15] LI Huan, TIAN Xincheng, ZHANG Jianpo. Simulating research of improved topologies of modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2016,

- 44(2): 95-101.
- [12] 林雪华, 洪国巍, 郭琦, 等. 基于改进 MOPSO 的 MMC 控制参数多机联合优化[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(9): 48-55.
LIN Xuehua, HONG Guowei, GUO Qi, et al. Multi-machine joint parameters optimization of MMC controller based on improved MOPSO[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(9): 48-55.
- [13] 夏向阳, 周云, 帅智康. 高压直流输电系统中模块化多电平换流器的重复预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(7): 1637-1643.
XIA Xiangyang, ZHOU Yun, SHUAI Zhikang. Repeat predictive control of modular multilevel converter in high voltage direct current systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(7): 1637-1643.
- [14] 林环城, 王志新, 史莉, 等. 基于分层控制的模块化多电平变流器模型预测控制方法[J]. 高电压技术, 2016, 42(1): 143-152.
LIN Huancheng, WANG Zhixin, SHI Li, et al. Model predictive control method of modular multilevel converter based on hierarchical control[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(1): 143-152.
- [15] 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, 2015, 6(3): 1520-1529.
- [16] MOON J W, GWON J S, PARK J W, et al. Model predictive control with a reduced number of considered states in a modular multilevel converter for HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(2): 608-617.
- [17] LIU P, WANG Y, CONG W, et al. Grouping-sorting-optimized model predictive control for modular multilevel converter with reduced computational load[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(3): 1896-1907.
- [18] QIN J C, 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] 何志兴, 罗安, 熊桥坡, 等. 模块化多电平变流器模型预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(5): 1366-1375.
HE Zhixing, LUO An, XIONG Qiaopo, et al. Model predictive control of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(5): 1366-1375.
- [20] MOON J W, KIM C S, PARK J W, et al. Circulating current control in MMC under the unbalanced voltage[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(3): 1952-1959.
- [21] ZHANG F, LI W, JOÓŠ G. A voltage-level-based model predictive control of modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 5301-5312.
- [22] 代高富, 符金伟, 周胜, 等. 基于模型预测控制的 MMC-HVDC 系统控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(10): 10-16.
DAI Gaofu, FU Jinwei, ZHOU Sheng, et al. Study of control strategy for MMC-HVDC system based on model predictive control[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(10): 10-16.

收稿日期: 2017-09-08; 修回日期: 2017-10-26

作者简介:

薛花(1979—), 女, 博士, 副教授, 主要研究方向为大功率多电平变换系统非线性控制方法、电能质量分析与控制; E-mail: distributedpower@163.com

邓兴成(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为模块化多电平技术、电力电子功率变换器模型预测控制技术; E-mail: dengxingcheng2015@163.com

王艳青(1992—), 女, 硕士研究生, 研究方向为模块化多电平系统控制技术, 非线性控制技术。E-mail: 2281210449@qq.com

(编辑 魏小丽)