

基于循环寻优的模块化多电平换流器模型预测控制

张虹, 葛得初, 白洋

(东北电力大学电气工程学院, 吉林省 吉林市 132012)

摘要:模块化多电平换流器(MMC)是高压直流输电领域最具发展前景的拓扑结构之一。针对 MMC 经典控制理论过于依赖模型精度, 控制器参数整定复杂, 以及 MMC 传统模型预测控制(MPC)方法中计算量过大、控制精度不足等问题, 本文提出一种循环寻优的模型预测控制算法, 对多个控制目标逐级优化实现追踪交流电流、抑制相间环流、平衡子模块电容电压和优化开关频率, 该算法在考虑提高运行效率的同时, 还兼顾了良好的控制效果。在 Matlab/Simulink 环境下搭建了背靠背 MMC-HVDC 系统并进行仿真。结果表明, 所提控制策略将计算量降低了 99.97%, 且提高了控制目标精度, 特别是桥臂子模块数增多时效果更好, 符合工程应用中电压等级高、输送容量大等特点, 适用于 MMC 灵活可拓展特性。与传统 MPC 方法相比, 该控制策略实用性更强。

关键词:模块化多电平换流器; 模型预测控制; 环流抑制; 电容电压平衡; 循环寻优

DOI: 10.12067/ATEEE1610016

文章编号: 1003-3076(2018)02-0009-10

中图分类号: TM721

1 引言

随着输电技术的不断发展, 柔性直流输电在世界范围内得到广泛的关注和研究, 而模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)又是柔性直流输电技术领域中新的应用^[14]。模块化多电平换流器作为一种新型电压源变换器, 相比较于传统两电平或三电平拓扑结构的电压源换流器, 其优点体现在模块化冗余设计, 波形质量高, 电压等级提高和故障处理能力强等方面^[5-9], 因此, 基于 MMC 的高压直流输电系统成为柔性直流输电领域的研究热门。

尽管 MMC 具有诸多技术上的优势, 但由于其拓扑结构的特殊性, 导致交流侧相电流控制、子模块电容均压控制以及各相桥臂之间环流抑制成为其应用中亟需解决的问题。各独立子模块电容电压的不平衡与相间环流的存在都会影响系统运行的稳定性和安全性。如何把效果较好的控制方法合理地应用于 MMC-HVDC 系统中仍然值得深入讨论。现有针对 MMC 的控制方法大多基于经典控制理论进行设计, 多采用 PI 控制器, 其结构虽然简单, 但控制过程

调节时间过长^[10], 且控制器参数依赖于精确的系统模型而不易整定, 不利于系统长期运行使用, 所以在一定程度上限制了其应用。文献[11]采用基于两相静止坐标变换的控制策略, 该策略避免了两相旋转坐标系统中的电流交叉耦合项, 不需前馈解耦, 通过双闭环控制器实现电容电压均衡和环流抑制, 控制系统更加简单, 但其无法避免因控制器参数众多而较难整定的问题。文献[12-15]都是通过坐标变换和解耦控制实现抑制环流与电容电压平衡, 在控制器设计过程中, 过度依赖模型精度, 使得系统对控制器参数敏感, 而且鲁棒性差, 响应速度慢。

相比于经典控制理论, MMC 的模型预测控制是基于目标函数的最优控制, 通过目标函数可同时控制多个系统变量, 对系统中未建模的非线性和不确定因素也有一定的适应性, 具有建模直观、动态响应快、鲁棒性好等优势^[16]。由于 MMC 桥臂子模块数众多, 子模块数目的增加势必增加开关状态, 模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)算法运行时间和控制周期也将随之增加, 这也是现有 MPC 控制策略中需要解决的问题。文献[17]提出一种状态分区的 MPC 预测方法, 该方法能够显著降低计算

收稿日期: 2016-10-10

基金项目: 国家自然科学基金项目(51507029)

作者简介: 张虹(1973-), 女, 吉林籍, 副教授, 研究方向为电力系统稳定与控制、新能源发电、电动汽车;
葛得初(1991-), 男, 吉林籍, 硕士研究生, 研究方向为柔性直流输电技术、新能源发电技术。

量、减少运行时长,不足之处是该算法会对 MPC 部分控制性能造成影响。文献[18]针对级联型 H 桥逆变器的模型预测控制,虽然获得了较理想的控制效果,但计算过程相对复杂。传统的 MPC 控制通过计算所有开关状态组合以实现最优控制目标,随着桥臂串联的子模块数增多,计算量呈几何级数增长,无法满足运行效率和控制效果的双重要求,严重制约 MPC 工程推广应用。此外,传统 MMC 的 MPC 控制通常在一个目标函数下包含了电容电压平衡、环流抑制等多个子目标函数,在控制设计时还需考虑权重因子的选取,很难同时实现多个控制目标的最优控制^[19]。

本文提出了一种循环寻优的 MMC 模型预测控制,针对 MMC 中所存在的不同目标函数,单独进行设计,逐级实现优化控制目标,无需考虑权重因子,且不需参数整定。即每一个控制周期内,在交流侧相电流控制的基础上,对其存在的误差,在环流抑制环节中进行补偿与修正,求得桥臂投入子模块数最优解,进一步平衡子模块电容电压,并利用相邻控制周期子模块数目变化量对桥臂子模块开关状态进行修正,以此优化开关频率,降低开关损耗。在 Matlab/Simulink 软件中搭建了 MMC-HVDC 仿真模型,验证所提控制策略的可行性和有效性。

2 MMC 拓扑结构与数学模型

图1为 MMC 的等效电路。MMC 换流器的两侧分别与交流电网和直流线路连接, U_{sk} 和 i_{sk} ($k = a, b, c$) 分别为交流侧电压和电流, L 为桥臂串联电感, R 用来等效桥臂的损耗, U_{dc} 和 I_{dc} 分别为直流电压和直流电流,桥臂电压可以用 6 个受控电压源 u_{pk} 和 u_{nk} ($k = a, b, c$) 来等效,相应的桥臂电流分别为 i_{pk} 和 i_{nk} , 其中下标 p 和 n 分别表示上桥臂和下桥臂,参考方向如图1所示。

根据参考文献[20],桥臂电流表达式为:

$$i_{pk} = i_{diffk} + \frac{i_{sk}}{2} \quad (1)$$

$$i_{nk} = i_{diffk} - \frac{i_{sk}}{2} \quad (2)$$

式中, i_{diffk} 为同时流过上、下桥臂的换流器内部电流,称为 k 相内部不平衡电流,且有:

$$i_{diffk} = \frac{i_{pk} + i_{nk}}{2} = \frac{I_{dc}}{3} + i_{zk} \quad (3)$$

式中, i_{zk} ($k = a, b, c$) 为桥臂内部环流。

这样,MMC 的数学模型可以用以下两个方程来

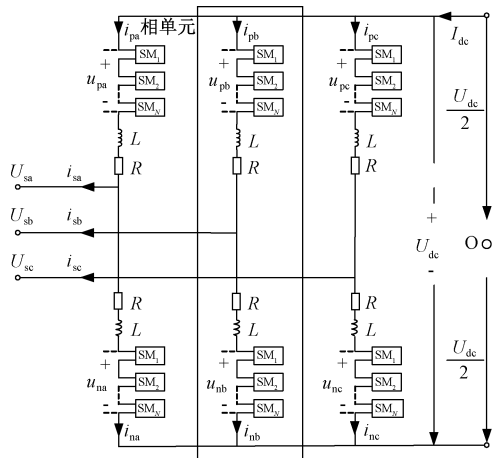


图1 MMC 等效电路图

Fig. 1 Equivalent circuit diagram of MMC

描述:

$$U_{sk} = \frac{u_{nk} - u_{pk}}{2} - \frac{R}{2} i_{sk} - \frac{L}{2} \frac{di_{sk}}{dt} \quad (4)$$

$$L \frac{di_{diffk}}{dt} + R i_{diffk} = \frac{U_{dc}}{2} - \frac{u_{pk} + u_{nk}}{2} \quad (5)$$

一般将式(4)称为外部特性方程,将式(5)称为内部特性方程。

在式(4)中,不妨设:

$$u_k = \frac{u_{nk} - u_{pk}}{2} \quad (6)$$

式中, u_k 为第 k 相的内部电动势。

3 循环寻优控制策略

3.1 交流相电流跟踪

设控制周期为 T_s , 将式(4)进行差分近似,得到离散化形式为:

$$i_{sk}(k+1) = \frac{2T_s}{RT_s + L} [u_k(k+1) - U_{sk}(k+1)] + \frac{L}{RT_s + L} i_{sk}(k) \quad (7)$$

为了使交流侧电流精确跟踪其参考电流,以预测电流 $i_{sk}(k+1)$ 与参考电流 $i_{sk}^*(k+1)$ 的误差绝对值,构造目标函数为:

$$g_{sk} = |i_{sk}(k+1) - i_{sk}^*(k+1)| \quad (8)$$

对于一个 $N+1$ 电平的 MMC 换流器,理论上,在不考虑波动的情况下,各子模块电容电压均为 U_{dc}/N 。因此,式(6)可改写为:

$$u_k = \frac{U_{dc}}{N} \left(\frac{1}{2} \sum_{i=0}^N S_{nki} - \frac{1}{2} \sum_{i=0}^N S_{pki} \right) \quad (9)$$

式中, S_{pki} 和 S_{nki} 分别为 k 相上、下桥臂第 i 个子模块

开关函数, 取 1、0 分别代表该子模块处于投入、切除状态。

令 $S_k = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^N S_{nki} - \frac{1}{2} \sum_{i=0}^N S_{pki}$, S_k 为 k 相桥臂开关函数, 根据 MMC 工作原理, 上、下桥臂开关控制满足 $\sum_{i=0}^N S_{nki} + \sum_{i=0}^N S_{pki} = N$, 则有:

$$S_k = \frac{N}{2} - \sum_{i=0}^N S_{pki} \quad (10)$$

由于上、下桥臂开关状态和为 $0 \sim N$ 之间的数, 所以 S_k 开关状态为: $-N/2, -(N-2)/2, \dots, 0, \dots, (N-2)/2, N/2$, 共 $N+1$ 种可能, 即 u_k 取值有 $N+1$ 种可能, 则可知电流预测值和目标函数的计算次数均为 $N+1$ 次。

在交流电流控制阶段, 该算法在每一周期中计算所有可能内部电动势 $u_k(k+1)$ 的值, 进而计算出电流预测值 $i_{sk}(k+1)$, 然后根据式(8)可计算出目标函数值, 选取 g_{sk} 最小值对应的 $u_k(k+1)$ 作为 $k+1$ 时刻内部电动势输出值即可实现交流电流追踪参考值的最优控制, 同时可得到子模块初步筛选结果。在该过程中, 目标函数计算次数为 $N+1$ 次, 与传统 MPC 算法中所考虑的开关状态组合数目 C_{2N}^N 相比, 计算量大大降低。

3.2 相间环流抑制

3.2.1 桥臂误差电压分析

在式(5)中令左边为:

$$U_{\text{diffk}} = L \frac{di_{\text{diffk}}}{dt} + Ri_{\text{diffk}} \quad (11)$$

式中, U_{diffk} 为第 k 相的内部不平衡电压降。结合图 1 和基尔霍夫电压定律可知, U_{diffk} 实际表示第 k 相内部不平衡电流 i_{diffk} 在一个桥臂串联电抗上的电压降。

根据式(4)、式(5)和式(11), 可推导出上、下桥臂电压实际值为:

$$u_{pk} = \frac{U_{dc}}{2} - u_k - U_{\text{diffk}} \quad (12)$$

$$u_{nk} = \frac{U_{dc}}{2} + u_k - U_{\text{diffk}} \quad (13)$$

即上、下桥臂电压实际值与交流电流控制中上、下桥臂参考电压存在误差电压 U_{diffk} 。

由式(12)和式(13)可得到:

$$u_{k_leg} = u_{pk} + u_{nk} = U_{dc} - 2U_{\text{diffk}} \quad (14)$$

式中, u_{k_leg} 为第 k 相桥臂总电压。

由式(14)进一步可推知内部不平衡电压 U_{diffk}

是由于各相上、下桥臂的电压之和与直流电压不相等而引起的。需要指出的是, 由于桥臂子模块电压存在波动, 误差电压 U_{diffk} 存在正负之分。文献[21]指出各相上、下桥臂电压之和彼此不一致将产生内部环流 i_{zk} 。若环流在 MMC 三相桥臂中不加控制地流动, 势必会使桥臂电流产生较大的波动, 从而发生畸变, 还会增加额外的功率损耗, 所以需采取一定的方法抑制环流 i_{zk} 。

此外, 随着电压等级和输出电平数的提高, 桥臂串联子模块数随之增加, 每相桥臂与直流侧的误差电压逐渐增大, 在导致环流增大的同时, 也会使子模块电容电压产生较大波动。

综上分析, 由于存在电压误差, 在相电流控制过程中所确定的模块数并不是最优的, 使得遵循传统 MPC 算法的最优开关函数组合, 在其实施于 MMC 换流器时已丧失了最优性, 导致系统被控制量并不能达到理想状态, 最终影响系统的控制性能。因此, 有必要在环流抑制环节中对存在的误差进行补偿。

3.2.2 环流抑制策略

根据环流形成的机理, 为抑制环流需减小各相桥臂上、下电压之和与直流侧电压的误差 U_{diffk} 。因此本文采用误差补偿法减小桥臂不平衡电压以达到抑制环流的目的, 通过选择适当的模块(误差模块)进行投切降低桥臂误差电压水平, 即以适当增加开关损耗为代价来达到减小误差的目的。具体控制方法如下:

(1) 在每个控制周期实时检测误差电压。

(2) 根据误差电压值的大小确定误差模块数目。

(3) 根据误差电压的符号判断下一控制周期桥臂误差模块的投入与切除, 若 $u_{k_leg} > U_{dc}$, 则从上、下桥臂投入运行的子模块中切除适当的子模块; 若 $u_{k_leg} < U_{dc}$, 则从上、下桥臂未投入的子模块中, 选择适当的子模块投入运行, 然后对交流侧相电流控制初步选择的桥臂子模块数目进行修正。

(4) 结合最近电平逼近调制策略与电容电压排序算法, 并编写适当程序对子模块进行控制。

根据 MMC 换流器上、下桥臂对称性, 需同时在上、下桥臂进行误差模块投切。误差模块的引入只起到了抑制换流器内部相间环流的作用, 并不影响内部电动势 u_k 的输出值, 故不影响交流侧电流控制, 对换流器外部输出特性并无影响。

在上、下桥臂引入误差模块后, 上、下桥臂电压

方程变为:

$$u'_{pk} = \frac{U_{dc}}{2} - u_k - U_{diffk} + n_{cir}v_c \quad (15)$$

$$u'_{nk} = \frac{U_{dc}}{2} + u_k - U_{diffk} + n_{cir}v_c \quad (16)$$

进而得到:

$$u'_{k_leg} = U_{dc} - 2U_{diffk} + 2n_{cir}v_c \quad (17)$$

式中, n_{cir} 为误差补偿模块的数目; v_c 为子模块电容电压。

由式(17)可知,采用电压补偿将会降低每相桥臂电压与直流侧电压误差,则每相内部不平衡电压减小,以获得抑制环流 i_{zk} 的效果。

引入误差补偿模块后,补偿电压为 $n_{cir}v_c$,取补偿后的上、下桥臂电压作为模型预测控制的参考值:

$$u_{pk}^* = u_{pk}(k+1) + n_{cir}v_c \quad (18)$$

$$u_{nk}^* = u_{nk}(k+1) + n_{cir}v_c \quad (19)$$

对式(5)进行差分近似,得到离散化形式为:

$$i_{diffk}(k+1) = \frac{2}{R + L/T_s}U_{dc}(k+1) + \frac{L}{T_s}i_{diffk}(k) - [u_{pk}^*(k+1) + u_{nk}^*(k+1)] \quad (20)$$

另外,补偿模块数目 n_{cir} 可根据输电系统中桥臂误差电压水平确定,当 MMC 电平数较多时, n_{cir} 可进行扩展。本文研究采用 n_{cir} 取值范围为 $-1, 0, 1$ 。

由式(3)可知,内部不平衡电流 i_{diffk} 包含两个分量,其中 $I_{dc}/3$ 为直流分量,只与系统传输功率有关,不可控制, i_{zk} 为可控分量,即为环流,需将这一分量抑制为零,每相的内部不平衡电流应控制为 $I_{dc}/3$ 。因此,将 i_{diffk} 参考值选为 $I_{dc}/3$,并据此设计最优化目标函数:

$$g_{diffk} = \left| \frac{I_{dc}(k+1)}{3} - i_{diffk}(k+1) \right| \quad (21)$$

式中, $I_{dc}(k+1)$ 为直流侧预测电流,计算方法如下:

假设交流侧与直流侧之间功率传输没有损耗,则

$$P_{ac} = P_{dc} = U_{dc}I_{dc} \quad (22)$$

$$I_{dc}^* = \frac{P_{ac}}{U_{dc}} \quad (23)$$

因此,目标函数修改为:

$$g_{diffk} = \left| \frac{I_{dc}^*}{3} - i_{diffk}(k+1) \right| \quad (24)$$

在环流抑制阶段中,该算法以前一时刻交流电流控制中换流器存在的误差补偿当前时刻预测值的输出,从而实现对误差的在线补偿,得到修正

后的开关组合状态。通过计算得到上、下桥臂参考电压后,再分别计算各个误差补偿模块下的目标函数 g_{diffk} 的值,选取 g_{diffk} 最小值所对应的 n_{cir} ,在此过程中所需计算的目标函数次数仅为 3 次。由以上分析可知,该控制策略显著降低了目标函数的计算量。

3.3 电容电压平衡与开关频率优化控制策略

子模块电容电压由开关状态和桥臂电流决定,通过环流抑制得到上、下桥臂参考电压分别为式(18)、式(19),即等于补偿后的桥臂电压,子模块电容电压参考值为 U_{dc}/N ,则每个桥臂投入的子模块数为:

$$SM_{pk_ON} = \frac{u_{pk}^*}{U_{dc}/N} \quad (25)$$

$$SM_{nk_ON} = \frac{u_{nk}^*}{U_{dc}/N} \quad (26)$$

子模块处于投入状态时电容电压表达式为:

$$U_{dci}(k+1) = U_{dci}(k) + i_m(k) \frac{T_s}{C} \quad (27)$$

子模块处于切除状态时电容电压表达式为:

$$U_{dci}(k+1) = U_{dci}(k) \quad (28)$$

式中, $i = 1, 2, \dots, N$; $i_m(k)$ 为 k 时刻子模块所在桥臂的电流测量值; $U_{dci}(k+1)$ 为下一周期电容电压预测值。

传统 MPC 目标函数为:

$$g_{Vdc} = \sum_{i=1}^N \left| \frac{U_{dc}}{N} - U_{dci}(k+1) \right| \quad (29)$$

本文选择其中一个子模块,重新定义目标函数:

$$g_{Vdc} = \frac{U_{dc}}{N} - U_{dci}(k+1) \quad (30)$$

由式(27)、式(28)可知,子模块处于充电状态或放电状态会影响目标函数的取值,当处于充电状态时,将选择目标函数的最小值,当处于放电状态时,将选择目标函数最大值。因此,将目标函数修改为:

$$g_{Vdc} = \left[\frac{U_{dc}}{N} - U_{dci}(k+1) \right] \frac{i_m T_s}{C} \quad (31)$$

其中,充电时 $i_m T_s / C > 0$,放电时 $i_m T_s / C < 0$ 。目标函数修改之后,无论子模块处于充电状态还是放电状态,都选取目标函数最小值。

在子模块均压控制目标函数下,结合环流抑制过程中误差模块数,得到上、下桥臂需要投入的模块数分别为 SM_{pk_ON} 和 SM_{nk_ON} ,具体控制流程为:在 k 时刻,根据式(31)计算每个桥臂中所有子模块的目标函数,从上、下桥臂中分别选出目标函数最小值所

对应的 SM_{pk_ON} 和 SM_{nk_ON} 个模块在 $k+1$ 时刻投入运行, 每相桥臂在同一时刻需计算目标函数的次数为 $2N$, 远远小于传统 MPC 控制策略 C_{2N}^N 个开关状态组合数目。

电容电压的平衡与 SM 开关状态有关, 而在每一个控制周期开关状态的改变也会导致开关频率的增加, 开关频率的增加会增加器件损耗、降低开关使用寿命, 所以有必要采取一定方法以降低开关频率。令相邻两个控制周期投入运行子模块数变化量为:

$$\begin{cases} \Delta SM_{pk_ON} = SM_{pk_ONnew} - SM_{pk_ONold} \\ \Delta SM_{nk_ON} = SM_{nk_ONnew} - SM_{nk_ONold} \end{cases} \quad (32)$$

式中, SM_{pk_ONold} 和 SM_{nk_ONold} 为 k 时刻上、下投入运行模块数; SM_{pk_ONnew} 和 SM_{nk_ONnew} 为 $k+1$ 时刻上、下桥臂更新的子模块数。

为降低开关切换频率, 已投入运行状态的 SM 在下一个周期内保持不变, 当 $\Delta SM_{pk_ON} > 0$ 时, 从处于切除状态的 SM 中, 选取 ΔSM_{pk_ON} 个模块投入运行, 根据式 (31), 应选取 g_{Vdc} 值最小的 SM, 此时需计算目标函数的次数为 $N - \Delta SM_{pk_ON}$; 当 $\Delta SM_{pk_ON} < 0$ 时, 从已投入的 SM 中选取 ΔSM_{pk_ON} 个模块切除, 但此时根据式 (31), 将选取 g_{Vdc} 值最大的模块, 需计算目标函数的次数为 SM_{pk_ON} , 下桥臂控制过程与上桥臂相同。在开关频率优化过程中, 开关切换次数减少到 ΔSM_{pk_ON} 和 ΔSM_{nk_ON} , 开关频率显著降低, 在此阶段中, 目标函数计算次数约为 N 次。采用开关频率优化控制后电容电压控制框图如图 2 所示。

表 1 为 11 电平下 MMC 传统 MPC 控制策略与本文控制策略所考虑的开关状态组合数目对比。对于传统 MPC 控制算法, 计算的状态数目共为 184756, 而本文算法将状态数目降低到 44, 计算量降低了约 99.97%, 提高了算法的运行效率, 且随着桥臂级联子模块数目增多, 该算法降低计算量的优势更加明显。

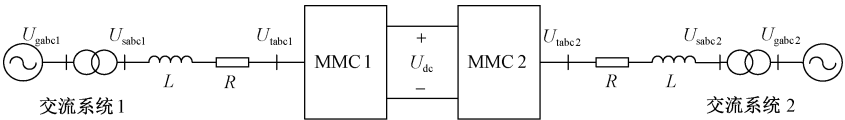


图 3 MMC-HVDC 系统结构示意图

Fig. 3 Schematic diagram of MMC-HVDC system structure

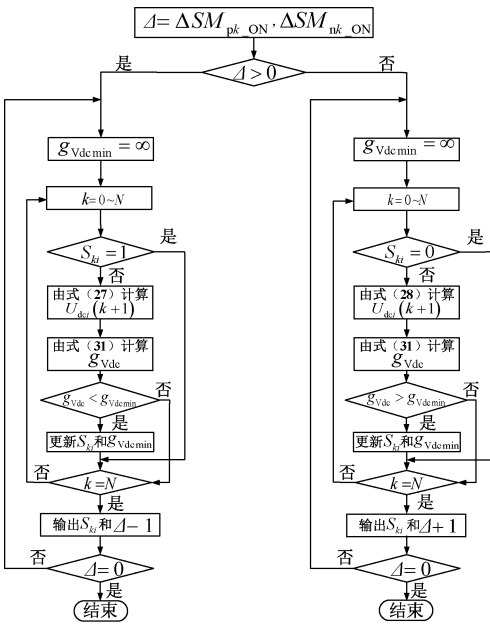


图 2 SM 电压平衡和开关频率优化 MPC 控制框图

Fig. 2 MPC control block diagram of SM voltage balancing and switching frequency optimization

表 1 N=10 时传统 MPC 与本文所提策略的状态数目对比

Tab. 1 State number comparison of traditional MPC and strategy proposed in this paper for N=10

算法	交流侧 电流 控制	相间环流 抑制	SM 电容 电压平衡 控制	总数
循环寻优算法	11	3	0 ~ 30	14 ~ 44
传统 MPC 算法		184756		184756

4 仿真分析

为了验证本文控制策略的有效性, 利用 Matlab/Simulink 软件平台搭建了如图 3 所示的三相 MMC-HVDC 背靠背系统仿真模型。其中换流站 MMC1 采用定直流电压和无功功率控制方式, MMC2 采用定有功功率和无功功率控制方式, 仿真系统参数如表 2 所示。

表 2 仿真系统主要参数

Tab.2 Main parameters of simulation system	
参数	数值
有功功率/MW	2.4
交流系统电压/kV	8
直流电压/kV	20
频率/Hz	50
桥臂电感/H	0.02
桥臂电阻/ Ω	0.02
桥臂子模块数	10
子模块电容/F	0.002
子模块额定电压/V	2000
采样周期/ μ s	20

4.1 稳态性能

在稳态运行时,通过控制功率在两个换流站之间双向流动,验证本文控制策略的控制效果。图 4 为应用本文所提 MPC 控制策略,基于功率在两个换流站之间双向流动时系统各电气量的仿真波形图。子模块数取 $N = 10$,0 ~0.2s 时间内,功率从换流站 1 流向换流站 2,0.2s 时刻施加控制信号,使功率反向流动,0.2 ~0.3s 时间内,为暂态过渡阶段,0.3s 时刻,完成功率反向流动,仿真时间持续 0.5s。

由图 4(a)和图 4(b)可知,稳态时系统电压和交流电流保持稳定,在功率反向流动的暂态过渡期

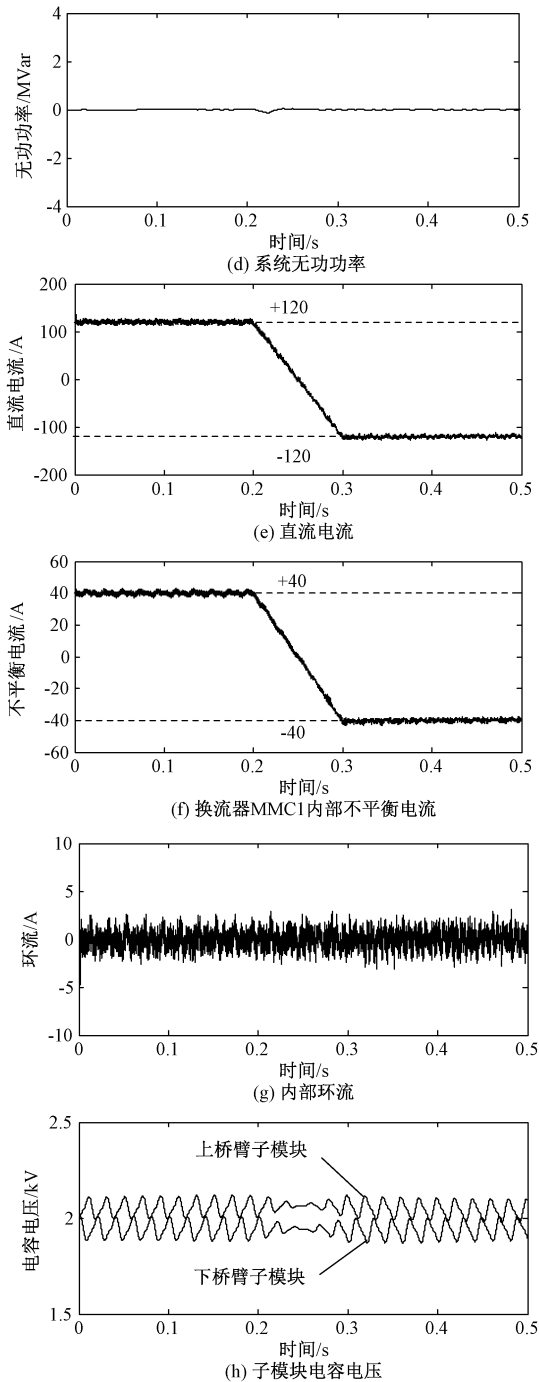
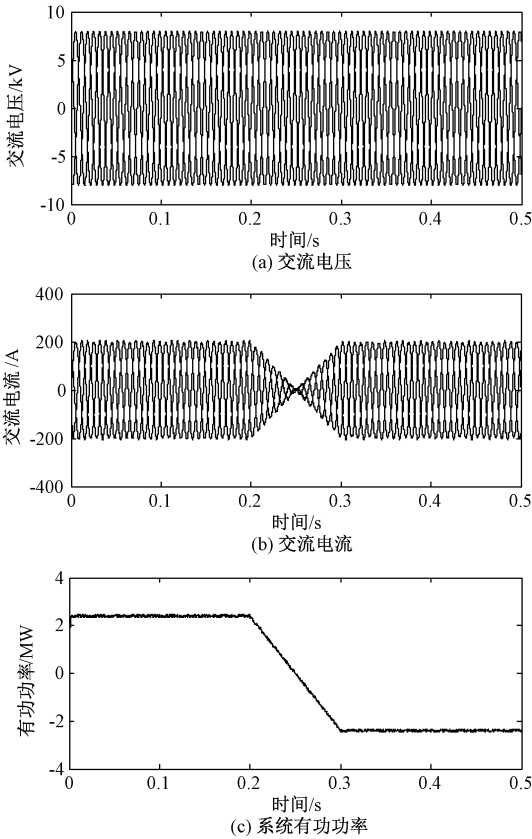


图 4 采用本文控制策略系统各电气量仿真波形图

Fig.4 Simulation of system parameters under control strategy in this paper

间内,三相交流电压、电流平稳变化,未产生过大波动,交流侧有较好的输出。图 4(e)和图 4(d)为系统的有功功率和无功功率变化曲线,可以看出,在功率换向期间内,能够实现有功功率平稳过渡,而无功功率波动很小,由于采用定无功功率控制方式,无功功率始终保持在 0。图 4(e)为直流线路中电流,可以看

出,电流较稳定,其误差控制在额定电流的8%以内,满足要求。图4(f)为换流器 MMC1 内部不平衡电流 i_{diff} (以 a 相为例)波形图,可以看出,在仿真过程中,内部不平衡电流始终控制在 $I_{dc}/3$ 附近,很好地验证了本文提出的环流抑制策略。图4(g)为换流器 MMC1 内部环流 i_{zk} (以 a 相为例)波形,可以看出,环流很小,其抑制效果明显,而且在暂态过渡期间内,环流未出现波动,与本文所提出的控制策略吻合。图4(h)为上、下桥臂子模块电容电压(以 a 相为例)波形图,可以看出,电容电压幅值波动较小,均不超过其额定值6%,电容电压平衡效果明显。

4.2 动态性能

为验证本文控制策略的有效性,对传统 MPC 控制策略与本文所提控制策略进行动态性能测试比较,基于11 电平 MMC-HVDC 背靠背仿真系统,功率单向流动,方向为从 MMC1 流向 MMC2,交、直流侧电流参考值分别为 200A 和 120A,有功功率参考值为 2.4MW,0.4s 时刻,MMC1 交流侧 A 相发生单相接地短路故障,两种策略下仿真结果如图 5 所示。

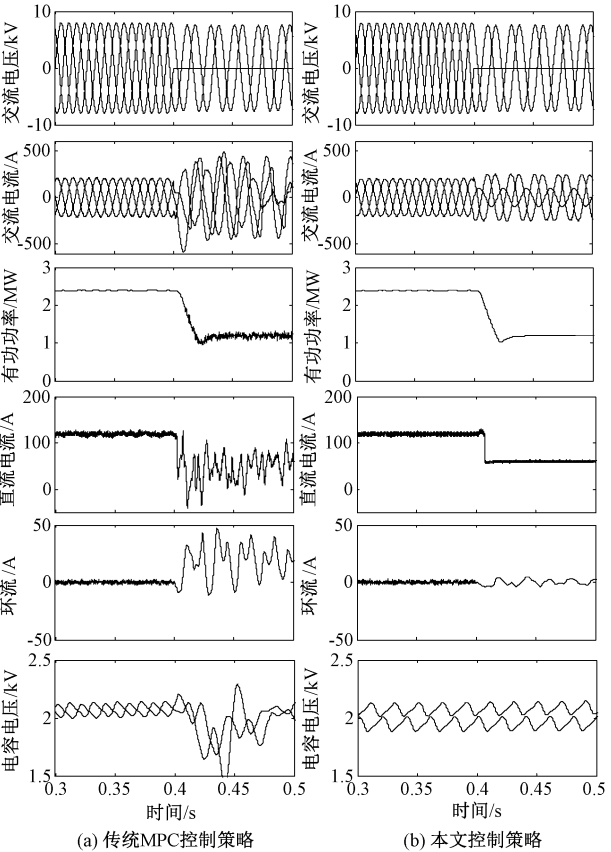


图5 传统 MPC 控制策略与本文控制策略仿真波形比较

在发生接地故障后,交流电压产生严重跌落;比较图 5 中两种策略下交流电流,本文策略交流电流控制与追踪能力明显优于传统 MPC 策略,交流电流波动减小,波形较稳定;对比功率变化曲线可知,本文策略能有效抑制故障发生后的功率波动;直流线路电流在发生单相接地故障后,电流产生较大波动,而采用本文方法后,波动量降低,满足误差要求;传统 MPC 控制下,故障后环流值增大且产生过大波动,本文方法下环流始终维持在 0 值附近,波形较平稳;从故障相上、下桥臂子模块电容电压可以看出,由于交流侧故障电流的馈入,电容电压偏离其额定值较严重,而本文方法中,在已经取得良好效果的交流电流控制与环流抑制基础上,其 SM 电压平衡策略也能发挥较好的平衡电压目的,SM 电压始终保持在较稳定水平,未产生较大波动,控制效果明显。

4.3 拓展特性

为验证本文策略能够适应 MMC 灵活可拓展特性,分析了桥臂子模块数增加的情况下该控制策略对环流抑制效果,针对 $N = 10, 20, 30$ 时分别进行仿真分析,仿真波形如图 6 所示。由于在子模块数增加时,可根据系统电压水平对误差电压补偿模块数进行扩展,因而误差电压会显著降低,环流抑制效果更好。从图 6 可以看出,随着串联子模块数目增加,桥臂相间环流仍然保持在很低的水平,与本文所述理论相符。

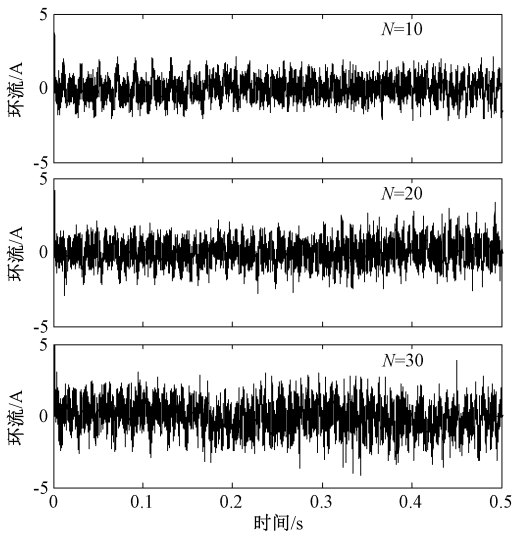


图6 $N = 10, 20, 30$ 时系统环流仿真波形

Fig.6 Simulation of system circulating current for $N = 10, 20, 30$

Fig.5 Simulation comparison between traditional MPC control strategy and control strategy in this paper

4.4 开关频率优化与损耗

本文还分析了所提控制策略下的开关频率和开关损耗。以 MMC1 a 相上桥臂 SM₁ 为研究对象,图 7 为子模块 PWM 仿真结果,其中 f_{avg} 为子模块平均开关频率。图 7(a) 为目标函数式(31)下的 PWM 仿真结果,未考虑开关频率优化,可以看出,在不优化开关频率的情况下,子模块平均开关频率很高。作为比较,图 7(b) 为在电容电压平衡基础上考虑开关优化,即在目标函数式(31)基础上将式(32)纳入考虑的仿真结果,结果表明子模块平均开关频率明显降低。

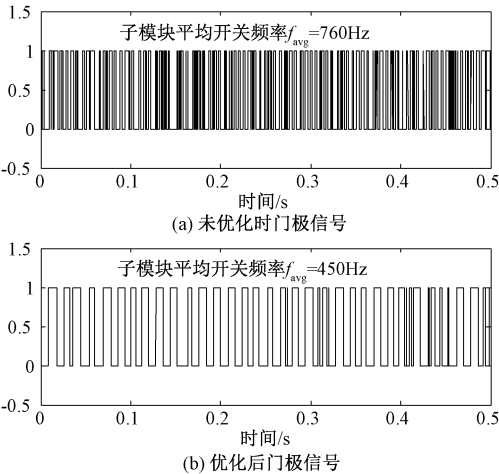


图7 门极信号仿真结果比较

Fig. 7 Simulation comparison results of gate signal

图 8 为子模块中 IGBT (以 a 相 SM₁ 为例) 的平均损耗。其中, T_1 和 T_2 为子模块中的 IGBT, D_1 和 D_2 为所对应的二极管, P_{on} 为通态损耗, P_{sw} 为开关损耗, P_{rr} 为二极管反向恢复损耗, IGBT 具体参数和功率损耗计算方法由文献[21]给出。可知,采用开关优化策略前后,通态损耗几乎相同,但是在采用开关优化策略之后,由于开关频率的降低,IGBT 的开关损耗和二极管的反向恢复损耗明显减少。

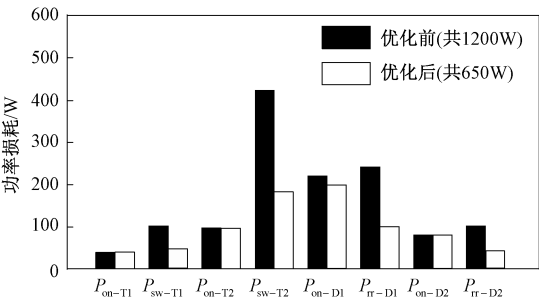


图8 IGBT 和二极管平均功率损耗

Fig. 8 Average power loss of IGBT and diode

5 结论

本文提出一种循环寻优的模型预测控制算法,通过分析交流电流控制过程中桥臂参考电压误差,在环流抑制环节中引入误差模块以抵偿桥臂误差电压,对交流电流控制阶段中得到的开关组合状态进行修正,进而在此基础上实现平衡子模块电容电压与优化开关频率,在每个控制周期不断重复上述过程,从而达到在线循环寻优的目的,提高控制精度。在 Matlab/Simulink 中搭建了仿真模型,对仿真结果进行分析,仿真结果表明本文控制策略有如下特点:

(1) 相比于传统 MPC 控制方法,本文设计在每个桥臂中仅增加一个模块开关损耗的情况下,实现对 MPC 算法中参考电压的修正,以适当增加开关损耗为代价来提高控制目标精度,并且同时能够降低算法计算量,提高运行速率。

(2) 在随电平数增加子模块数增多的情况下,该控制策略仍然保持了良好的环流抑制能力,可满足电压等级高、输送容量大的特点,增加了系统运行可靠性,符合 MMC 灵活可拓展特性,有利于在今后工程实际中扩展应用。

(3) 与以往方式不同的是,本文通过修正量对开关状态进行修正以优化开关频率,能够有效降低开关切换频率,进而降低运行过程中开关损耗,延长开关使用寿命。在实际应用过程中,经济性较高。

参考文献 (References):

[1] 朱晋, 韦统振, 霍群海, 等 (Zhu Jin, Wei Tongzhen, Huo Qunhai, et al.). 适用于架空线的 MMC-HVDC 换流站子单元拓扑系列 (A series of sub-module topology suitable for overhead lines MMC-HVDC) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (2): 20-24.

[2] Beddard A, Barnes M. Modelling of MMC-HVDC systems-An overview [J]. Energy Procedia, 2015, 80: 201-212.

[3] 董云龙, 凌卫家, 田杰, 等 (Dong Yunlong, Ling Jia-wei, Tian Jie, et al.). 舟山多端柔性直流输电控制保护系统 (Control & protection system for Zhoushan multi-terminal VSC-HVDC) [J]. 电力自动化设备 (Electric Power Automation Equipment), 2016, 36 (7): 1-7.

[4] 肖亮, 徐政, 刘昇, 等 (Xiao Liang, Xu Zheng, Liu Sheng, et al.). 向无源网络供电的 MMC-HVDC 送端交流故障穿越策略 (AC fault ride-through strategy of MMC-HVDC connected to passive networks) [J]. 电工

- 技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (15): 89-98.
- [5] Saeedifard M, Irvani R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25 (4): 2903-2912.
- [6] 韦延方, 郑征, 王晓卫 (Wei Yanfang, Zheng Zheng, Wang Xiaowei). 柔性直流输电系统稳态潮流建模与仿真 (Model and simulation of steady state power flow in a flexible HVDC transmission system) [M]. 北京: 科学出版社 (Beijing: Science Press), 2015.
- [7] 许彬, 王平, 李子欣, 等 (Xu Bin, Wang Ping, Li Zixin, et al.). 模块化多电平换流器阀段运行试验方法研究 (Research on operational test method for modular multi-level converter valves) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (7): 24-30.
- [8] 罗永捷, 李耀华, 李子欣, 等 (Luo Yongjie, Li Yao-hua, Li Zixin, et al.). 多端柔性直流输电系统直流故障保护策略 (DC short-circuit fault protection strategy of multiterminal-HVDC systems) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (12): 1-6.
- [9] 王秀丽, 郭静丽, 庞辉, 等 (Wang Xiuli, Guo Jingli, Pang Hui, et al.). 模块化多电平换流器的结构可靠性分析 (Structural reliability analysis of modular multi-level converters) [J]. 中国电机工程学报 (Proceeding of the CSEE), 2016, 36 (7): 1908-1914.
- [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 for HVDC system) [J]. 电力系统保护与控制 (Power System Protection and Control), 2014, 42 (16): 1-8.
- [11] 孙一莹, 赵成勇, 赵静, 等 (Sun Yiyang, Zhao Chengyong, Zhao Jing, et al.). 基于两相静止坐标系的 MMC-HVDC 系统稳态控制策略 (A steady-state control strategy of MMC-HVDC transmission system based on two-phase stationary reference frame) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2013, 37 (5): 1384-1388.
- [12] Mishra Richa, Shukla Anshuman. A proportional resonator-based control scheme to suppress AC components in circulating current of modulator multilevel converter [A]. IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society [C]. 2013. 6170-6175.
- [13] 褚衍超, 黄守道, 孔凡蓬, 等 (Chu Yanchao, Huang Shoudao, Kong Fanpeng, et al.). 基于内模控制器的 MMC-HVDC 稳态控制 (Steady state control of MMC-HVDC system based on internal model controller) [J]. 电网技术 (Power System Technology), 2015, 39 (8): 2223-2229.
- [14] Bahrani B, Debnath S, Saeedifard M. Circulating current suppression of the modular multilevel converter in a double-frequency rotating reference frame [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (1): 783-792.
- [15] Lizana R, Perez M A, Bernet S, et al. Control of arm capacitor voltages in modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (2): 1774-1784.
- [16] 梁营玉, 张涛, 刘建政, 等 (Liang Yingyu, Zhang Tao, Liu Jianzheng, et al.). 模型预测控制在 MMC-HVDC 中的应用 (The applications of the model predictive control of MMC-HVDC) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (1): 128-138.
- [17] Zhang Y, Lin H. Simplified model predictive current control method of voltage-source inverter [A]. 2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE) [C]. 2011. 1726-1733.
- [18] Cortés P, Wilson A, Kouro S, et al. Model predictive control of multilevel cascaded H-Bridge inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (8): 2691-2699.
- [19] 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.
- [20] 徐政 (Xu Zheng). 柔性直流输电系统 (Flexible direct current transmission system) [M]. 北京: 机械工业出版社 (Beijing: China Machine Press), 2012.
- [21] Freytes J, Gruson F, Delarue P, et al. Losses estimation method by simulation for the modular multilevel converter [A]. 2015 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC) [C]. 2015. 332-338.

Model predictive control of modular multilevel converter based on loop optimization

ZHANG Hong, GE De-chu, BAI Yang

(School of Electrical Engineering, Northeast Dianli University, Jilin 132012, China)

Abstract: Modular Multilevel Converter (MMC) is one of the most promising topologies in HVDC system. For traditional control theory of MMC excessively relying on accuracy of model and complex parameters tuning, as well as an amount of computation and lacking of accuracy in MMC traditional model predictive control (MPC), an improved MPC algorithm based on loop optimization is proposed, in which by optimizing multiple objectives, tracking AC current, suppressing circulating current, balancing SM voltage and optimizing switching frequency are achieved. The algorithm takes the good control effect into account and improves operation efficiency. A back-to-back MMC-HVDC system model is established in the Matlab/Simulink environment, and the results show that the proposed strategy can reduce 99.97% of the calculation work and improve the precision, and the effect is better with the increase of the numbers of SM especially. The new method is suitable for the characteristics of high voltage and large conveying capacity of application, and it is applicable to MMC flexible expansion characteristics. Compared with traditional MPC method, the proposed strategy is more practical.

Key words: modular multilevel converter; model predictive control; circulating current suppression; capacitor voltage balance; loop optimization