

模块化多电平变换器改进两段式模型预测控制

李天皓¹,姚 磊¹,张帅龙²

(1. 上海理工大学 机械工程学院,上海 200093;2. 国网河南省电力公司西平供电公司,河南 驻马店 463900)

摘要:基于有限控制集模型预测控制应用于模块化多电平变换器(MMC)时通常会暴露出计算复杂与交流侧输出电流严重失真等问题。提出一种双矢量优化谐波电流模型预测控制策略,即改进两段式模型预测控制,可减少开关状态组合计算量,进一步优化交流侧输出电流。推导了MMC离散数学模型,并构建无权重因子的代价函数,通过计算实际电流与参考电流包围的最小面积重新定义同一周期内两阶段开关信号的占空比,并引入一种附加冗余子模块的方法抑制桥臂环流,接着提出一种败者树多路归并排序算法均衡电容电压。在MATLAB/Simulink平台搭建三相23电平MMC仿真模型验证该策略的有效性。相比于两段式模型预测控制,所提策略的交流侧输出电流跟踪更加精准,谐波畸变率更小。

关键词:模块化多电平变换器;改进两段式模型预测控制;附加冗余子模块;电容电压均衡;总谐波畸变率

中图分类号:TM46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202308033

0 引言

模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)具有容量大、级联水平高、模块化程度高、扩展性强等优势,将成为未来直流输电系统的主流拓扑之一^[1]。可再生能源出力的不确定性将导致MMC系统运行工况复杂多样,通常暴露出子模块电容电压波动等问题^[2-3],尤其在低频工况下波动更为剧烈,而子模块电容电压波动会间接引起相单元之间产生环流^[4-5],严重时会造成MMC停机运行。因此,环流抑制策略对于MMC系统安全运行至关重要。文献[6]提出一种MMC复合控制方案,可实现直流侧电流、交流侧电流和不平衡电流的三重控制,其附加的电流前馈控制也可减小电容电压的动态波动;文献[7]考虑了不平衡网压下开关频率和子模块电容设计间的相互作用以及分析该工况对子模块电容器纹波电压与电压/电流谐波的影响;文献[8]通过附加有源电力滤波器电路消除低频纹波功率,该方法虽然可以降低子模块电容电压谐波和内部环流,但会加大硬件设计成本,仅适用于中低压配电网,且控制系统相对复杂。

模型预测控制(model predictive control, MPC)具有无需调制技术、多目标控制等优点,在非线性和电力变换装备中得到广泛应用,如准Z源逆变器、模块化多电平矩阵变换器等。传统MPC应用于MMC时存在开关状态遍历寻优次数过多、实时计算量大等问题,为此,国内外学者提出了不同的研究思路。针对单相MMC,文献[9]提出一种加权MPC方法,构建

一种基于选择变换器开关信号成本函数,可控制负载电流并减小电容电压波动,该方法虽然可以降低输出电流谐波畸变率,但权重因子须实时调整,参数整定困难;文献[10]以桥臂能量函数作为代价函数的一项权重,无须对MMC电容电压实时监测,可在较低的电压变化率下产生 $2N+1$ (N 为MMC半个桥臂的半桥子模块总数)个输出电压电平,同时能抑制环流,该策略在背靠背实际工程中应用较为有效;进一步地,文献[11]提出一种基于占空比调制的MPC策略,该方法无须对目标函数遍历寻优,计算量小且与子模块数量无关,易于实现子模块容错控制;文献[12]将一种卡尔曼滤波预测方法应用于电容电压观测,并依据预测值建立快速MPC目标优化函数,可减少备用电压传感器数量,简化测量系统硬件结构,保证MMC输出电流高精度跟踪性能,有效提升电能变换稳定性。

两段式模型预测控制(two-stage model predictive control, TSMPC)相比于传统单段式MPC,具有无需权重因子、动态性能高等优点。文献[13]首先提出一种无权重因子的TSMPC方案,并将其应用在电机领域,即在一个控制周期内选择2个电压矢量,所确定的下一时刻电压矢量可实现矢量跟踪误差最小化,当第二个电压矢量为非零矢量时,在加入限制条件的边界范围内分析候选电压矢量并选择最优值,进一步改善稳态性能。文献[14]提出一种用于电力电子变换器的多目标调制MPC,预测下一时刻的所有状态变量,并提出一种固定开关频率新型调制技术,减小电压和电流波动。文献[15]提出一种滚动优化的TSMPC策略,前段构建需要投入的子模块最佳集合,后段从上述集合中确定应用于MMC的实际投入数目。该策略从简化3种控制变量预测的角度考虑,有效减轻计算负担。

收稿日期:2023-03-31;修回日期:2023-08-21

在线出版日期:2023-08-30

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51707121)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51707121)

本文提出一种双矢量优化谐波电流 MPC 方法,即改进 TSMPC 方法。与单段式 MPC 相比,无需复杂的权重因子整定,降低控制器设计的难度;与 TSMPC 相比,利用当前时刻电流采样值重新定义同一采样周期内两阶段的开关状态,可实现交流侧电流的高精度跟踪和谐波电流二次优化。同时提出一种附加冗余子模块的方法抑制环流,将改进 TSMPC 输出的投入信号与一种败者树的多路平衡归并排序相结合减小单周期内比较次数,减轻了计算负担。最后在三相 23 电平的 MMC 仿真模型中验证了所提策略的有效性。

1 MMC 数学模型

1.1 MMC 的电路拓扑

三相 MMC 的主电路拓扑结构如图 1 所示,单相 MMC 分别包含上、下 2 个桥臂,桥臂主体为 N 个半桥子模块级联而成,每个半桥子模块由 2 个含反并联二极管 (D_1 、 D_2) 的绝缘栅双极晶体管 (insulate-gate bipolar transistor, IGBT) (T_1 、 T_2) 与电容构成,通过控制子模块中开关器件的开通与关断,保证同一时刻内各个子模块电容的充放电,实现交流侧电压稳定输出。图中: U_{dc} 为直流电压; R_m 、 L_m 分别为上、下桥臂的等效电阻和等效电感; i_j ($j=a, b, c$)、 i_{uj} 和 u_{pj} 、 u_{nj} 分别为 j 相上、下桥臂的电流和电压; u_{sj} 、 i_j 分别为 MMC 交流侧输出的 j 相电压、电流; Z_L 为交流侧等效的负载阻抗; R_0 、 L_0 分别为负载电阻和电感; O 、 O' 为中性点; u_{cj} 为 MMC j 相半桥子模块电容电压; HBSM 表示半桥子模块。

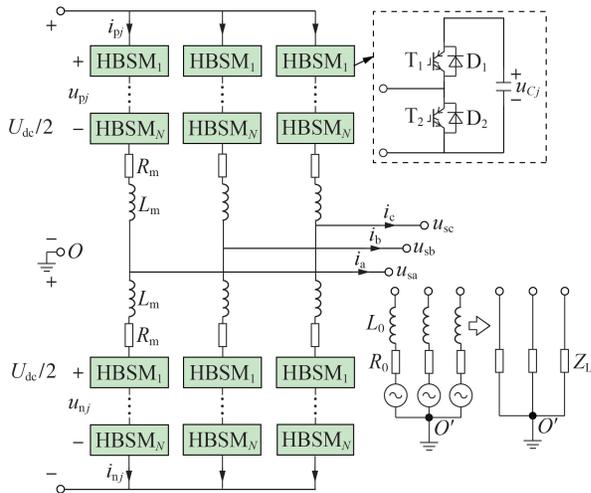


图1 MMC 电路拓扑结构

Fig.1 Topology structure of MMC circuit

1.2 单相 MMC 等效电路及其数学模型

单相 MMC 等效电路如图 2 所示。MMC j 相上、下桥臂电流及内部不平衡电流负序二倍频分量 i_{cj} (以下简称二倍频环流) 分别为:

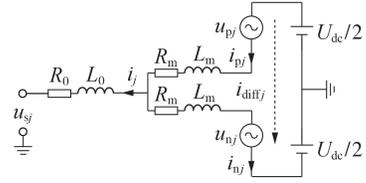


图2 单相 MMC 等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of single-phase MMC

$$i_{pj} = i_{diffj} - \frac{1}{2} i_j \quad (1)$$

$$i_{nj} = i_{diffj} + \frac{1}{2} i_j \quad (2)$$

$$i_{cj} = i_{diffj} - \frac{1}{3} i_{dc} \quad (3)$$

式中: i_{dc} 为直流电流; i_{diffj} 为流过 MMC j 相上、下桥臂内部不平衡电流,由二倍频环流 i_{cj} 和直流分量 $i_{dc}/3$ 共同构成。MMC 内、外部特性方程分别为:

$$\frac{U_{dc}}{2} - \frac{u_{pj} + u_{nj}}{2} = R_0 i_{diffj} + L_0 \frac{di_{diffj}}{dt} \quad (4)$$

$$u_j = \frac{u_{pj} - u_{nj}}{2} = R' i_j + L' \frac{di_j}{dt} + u_{sj} \quad (5)$$

式中: $R' = R_m + R_0/2$; $L' = L_m + L_0/2$; u_j 为 j 相上、下桥臂电压之差的一半。 j 相上、下桥臂电压之和 V_j^S 与电压之差 V_j^M 分别为:

$$V_j^S = u_{pj} + u_{nj} = (n_{pj} + n_{nj}) \frac{U_{dc}}{N} \quad (6)$$

$$V_j^M = u_{nj} - u_{pj} = (n_{nj} - n_{pj}) \frac{U_{dc}}{N} \quad (7)$$

式中: n_{pj} 、 n_{nj} 分别为 j 相上、下桥臂投入子模块数目。

当 MMC 系统正常工作时,各子模块电容电压达到稳定状态,其值被控制在 U_{dc}/N 上下波动, u_{pj} 与 u_{nj} 全部工作状态如附录 A 表 A1 所示。

忽略桥臂等效电阻 R_m , MMC 交流侧输出电流和二倍频环流的动态方程分别为:

$$\frac{di_j}{dt} = \frac{1}{L'} \left(\frac{1}{2} V_j^M - u_{sj} - R_0 i_j \right) \quad (8)$$

$$\frac{di_{cj}}{dt} = \frac{1}{L_m} \left(\frac{1}{2} U_{dc} - \frac{1}{2} V_j^S - R_m i_{cj} \right) \quad (9)$$

构造状态方程表达式为:

$$\dot{x} = Ax + Bu + C\omega \quad (10)$$

式中: x 为状态变量; u 为输入变量; ω 为直接传递变量; A 、 B 、 C 为系数。利用前向欧拉法可得:

$$\frac{di_j}{dt} = \frac{i_j(t+T_s) - i_j(t)}{T_s} \quad (11)$$

$$\frac{di_{cj}}{dt} = \frac{i_{cj}(t+T_s) - i_{cj}(t)}{T_s} \quad (12)$$

式中: T_s 为采样周期。

由于 T_s 相对较小,当采用标准的 MPC 时,在控制周期内控制量(如交流侧系统电压)的变化可线性近似为:

$$u_{sj}(t+T_s) \approx u_{sj}(t) \quad (13)$$

采用离散法列写状态空间方程表达式为:

$$x(t+T_s) = Ax(t) + Bu(t) + C\omega(t) \quad (14)$$

以MMC交流侧输出电流 i_j 与二倍频环流分量 i_{cj} 为例,进一步可得:

$$\begin{cases} i_j(t+T_s) = A_1 i_j(t) + B_1 V_j^M(t) + C_1 u_{sj}(t) \\ i_{cj}(t+T_s) = A_2 i_{cj}(t) + B_2 V_j^S(t) + C_2 U_{dc}(t) \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} A_1 = \frac{2L' - T_s R_0}{2L' + T_s R_0} \\ B_1 = \frac{T_s}{2L' + T_s R_0} \\ C_1 = -\frac{2T_s}{2L' + T_s R_0} \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} A_2 = \frac{2L_m - T_s R_m}{2L_m + T_s R_m} \\ B_2 = -\frac{T_s}{2L_m + T_s R_m} \\ C_2 = \frac{T_s}{2L_m + T_s R_m} \end{cases} \quad (17)$$

2 MPC设计

2.1 单段式MPC原理

应用于MMC的单段式MPC根据控制周期内交流侧电压变化近似线性的准则,计算每种开关状态对应的下一个采样周期内的输出电流、二倍频环流、该相各个子模块电容电压,其原理图见附录A图A1。

单段式MPC须考虑交流侧电流跟踪、环流抑制、子模块电容电压3种变量构建一个目标加权代价函数 $J(t)$,该函数表达式为:

$$\begin{cases} J(t) = \lambda_1 J_1(t) + \lambda_2 J_2(t) + \lambda_3 J_3(t) \\ J_1(t) = |i_j(t+T_s) - i_j^{\text{ref}}(t)| \\ J_2(t) = |i_{cj}(t+T_s) - i_{cj}^{\text{ref}}(t)| \\ J_3(t) = \sum_{i=1}^{2N} |u_{Cji}(t+T_s) - u_{Cji}^{\text{ref}}| \end{cases} \quad (18)$$

式中: i_j^{ref} 、 i_{cj}^{ref} 、 u_{Cji}^{ref} 分别为MMC交流侧输出电流、环流分量和子模块 i 电容电压的参考值; λ_1 、 λ_2 、 λ_3 分别为相应控制目标的权重系数。

根据式(18),结合各变量权重因子求取总加权代价函数,考虑相应的约束条件遍历 $N+1$ 个电平数目,取代价函数最小值对应的开关状态确定为最优电平,作为下一个控制周期的开关信号。

但该方法使得交流侧电流跟踪精度有限,当并网注入功率突变或直流侧电压偏置时^[16-17],环流瞬时峰值达到最大,或某一子模块发生故障影响该子模块所在桥臂各子模块电压波动,加权代价函数计算会发生偏差,影响各相开关信号,三相输出电流精准跟踪指令值会产生偏差。该策略涉及被控变量较

多,计算负担大。且每一个控制变量均须配置一个权重因子,整定困难,大多情况下须根据经验试凑选取,控制精度有待提升。

为解决以上问题,可将MMC三相输出电流控制策略与环流抑制策略分层考虑,建立一个输出电流跟踪的代价函数,降低由三相MMC中环流抑制策略整体寻优带来的计算负担。

2.2 TSMPC原理

TSMPC可省略输出电流和环流抑制代价函数之间权重系数的设计,在外部工况变换情况下保持良好的控制效果。两阶段指在每个采样周期内存在2种互补的开关状态,即同一周期内在这2种开关状态之间发生切换,通过增大和减小状态变量相互作用,使每个采样周期结束时预测状态变量更接近于状态变量的参考值。TSMPC原理图见附录A图A2。

交流侧电流跟踪代价函数 $L(t)$ 的表达式为:

$$L(t) = i_j(t+T_s) - i_j^{\text{ref}}(t+T_s) \quad (19)$$

为了保证TSMPC在每个周期结束时输出侧电流预测值接近于参考值,定义如下公式:

$$\begin{cases} \Delta i_1 = i_1(t+T_s) - i^{\text{ref}}(t) \\ \Delta i_2 = i_2(t+T_s) - i^{\text{ref}}(t) \\ i(t+T_s) = i^{\text{ref}}(t) + d_{s1} \Delta i_1 + d_{s2} \Delta i_2 \\ d_{s1} + d_{s2} = 1 \end{cases} \quad (20)$$

式中: Δi_1 与 Δi_2 分别为开关状态1、2下采用TSMPC的MMC交流侧输出电流增量,二者独立于各自的控制周期内; $i_1(t+T_s)$ 与 $i_2(t+T_s)$ 分别为开关状态1、2下采用TSMPC的MMC交流侧实际输出电流,通过系统的离散状态空间方程确定; $i(t+T_s)$ 、 $i^{\text{ref}}(t)$ 分别为MMC交流侧实际输出电流、参考电流; d_{s1} 与 d_{s2} 分别为开关状态1、2所对应的占空比,其表达式如式(21)所示。

$$\begin{cases} d_{s1} = \frac{i(t+T_s) - i^{\text{ref}}(t) - \Delta i_2}{\Delta i_1 - \Delta i_2} = \\ \frac{i(t+T_s) - i_2(t+T_s)}{i_1(t+T_s) - i_2(t+T_s)} \\ d_{s2} = 1 - d_{s1} \end{cases} \quad (21)$$

TSMPC无需权重系数整定,可配合相应的环流抑制策略,在交流侧电流跟踪方面取得一定的效果,但控制效果尚未达到最优,且对于降低交流侧电流谐波畸变率的能力有限。

2.3 改进TSMPC原理

针对TSMPC暴露出的交流侧电流谐波含量大、跟踪精度有待提升等问题,提出一种改进TSMPC,以进一步提高系统的稳态性能。改进TSMPC原理图见附录A图A3。

假定参考电流为标准正弦波,定义电流总谐波畸变率 ξ_{THD} 为:

$$\xi_{\text{THD}} = \frac{I_{\text{hms}}}{I_{\text{bms}}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} (i^{\text{ref}}(t) - i(t))^2 dt}}{I_{\text{bms}}} \quad (22)$$

式中: I_{hms} 为谐波电流的有效值之和; I_{bms} 为基波电流的有效值; T_c 为电流周期。

当MMC投入的子模块数目作用于整个控制采样周期 T_s 时, MMC交流侧输出电流变化量 Δi_j 为:

$$\Delta i_j = i_j(t + T_s) - i_j(t) \quad (23)$$

定义MMC交流侧输出电流实际值与参考值在 $t + T_s$ 时刻的误差 $i_{j,\text{err}}(t + T_s)$ 为:

$$i_{j,\text{err}}(t + T_s) = i_j(t + T_s) - i_j^{\text{ref}}(t + T_s) \quad (24)$$

t 时刻的电流误差 $i_{j,\text{err}}(t)$ 为:

$$i_{j,\text{err}}(t) = i_j(t) - i_j^{\text{ref}}(t) \quad (25)$$

参考电流与实际电流所包围的面积 S 为:

$$S = \int_0^{T_s} |i^{\text{ref}}(t + T_s) - i(t + T_s)| dt \quad (26)$$

对比式(22)、(26)可得, 电流总谐波畸变率 ξ_{THD} 的定义与实际电流和参考电流所包围的面积成正比。在控制周期中通过最小化由实际电流和参考电流包围的面积进一步优化谐波电流, 使得交流侧电流基波含量占比达到最优。重新定义电流误差为:

$$\begin{cases} e_0 = i^{\text{ref}}(t) - i(t + T_s) \\ e_1 = e_0 + d_{s1} \Delta i_1 \\ e_2 = e_1 + d_{s2} \Delta i_2 \end{cases} \quad (27)$$

式中: e_0 为 t 时刻的下一采样时刻实际电流与当前时刻的电流误差; e_1 为 $t + d_{s1} T_s$ 时刻的下一采样时刻实际电流与第一段切换时刻的电流误差; e_2 为 $t + T_s$ 时刻的下一采样时刻实际电流与参考电流的误差。

改进TSMPC与TSMPC单个周期内变化情况类似, 具有2种情况, 分别是 $e_0 \leq 0$ 与 $e_0 > 0$ 。以 $e_0 \leq 0$ 为例, 接下来将讨论 $\Delta i_1 \geq 0$ 、 $\Delta i_2 \leq 0$ 的情况。总面积 S 可以表示为4个三角形面积($S_1 - S_4$)之和, 当满足 $e_1 \geq 0$ 且 $e_2 \leq 0$ 时, S 最小。以面积 S_1 的计算为例, 根据相似三角形的几何性质, 可计算得到:

$$S_1 = \frac{1}{2} \frac{e_1^2}{|e_0| + |e_1|} d_{s1} T_s \quad (28)$$

类似地, $S_2 - S_4$ 的计算也可通过该方法得到, 进而总面积 S 可表示为:

$$S = S_1 + S_2 + S_3 + S_4 = \frac{1}{2} \frac{e_0^2 + e_1^2}{|e_0| + |e_1|} d_{s1} T_s + \frac{1}{2} \frac{e_1^2 + e_2^2}{|e_1| + |e_2|} d_{s2} T_s \quad (29)$$

将式(27)代入式(29)解决面积最小化问题之后, 占空比可以通过以下方式得到更新:

$$\begin{cases} d_{s1} = \frac{-2e_0 - \Delta i_2}{2\Delta i_1 - \Delta i_2} \\ \frac{2i(t + T_s) - i^{\text{ref}}(t) - i_2(t + T_s)}{2i_1(t + T_s) - i^{\text{ref}}(t) - i_2(t + T_s)} \\ d_{s2} = 1 - d_{s1} \end{cases} \quad (30)$$

占空比的更新可优化谐波电流, 同时也会引起

IGBT器件平均开关频率的提升, 随之带来的是开关器件自身损耗的应力加大。设 $N=22$, 不同采样周期下计算采用3种MPC方法时的开关频率, 对比结果如表1所示。

表1 开关频率比较

Table 1 Comparison of switching frequency

MPC方法	开关频率 / Hz	
	$T_s = 100 \mu\text{s}$	$T_s = 2 \text{ ms}$
单段式MPC	392	390
TSMPC	711	496
改进TSMPC	753	512

2.4 改进TSMPC设计

改进TSMPC的实现步骤具体如下: 根据 j 相交流侧输出电流误差的轨迹选择该相控制策略上、下桥臂投入的子模块数目 $n_{p,j,1}$ 和 $n_{p,j,2}$, 再依据子模块投入数目确定该相输出的电平数目, 具体流程图见附录B图B1。

假定MMC每一时刻存在的有效开关组合数为 $N+1$, 单段式MPC采用三相整体寻优的方法^[18], 3种变量在 T_s 周期内计算量为 $(N+1)^3$ 。而TSMPC首先利用被控量在 t 时刻采样并遍历 $N+1$ 次预测, 选取该周期内增量的电流误差最小值作为第一段最优状态; 类似地, 被控量在 t 时刻采样并遍历 $N+1$ 次预测, 获得该周期内下降的电流误差最小值作为第二段最优状态; 两阶段对应的开关状态分别作用于各自周期内进而得到 $t + T_s$ 时刻的电流预测值, 总优化计算量为 $2N+4$ 。改进TSMPC仅附加当前时刻初始值重新定义占空比, 并不增加寻优计算量。3种MPC方法预测次数对比见表2。

表2 预测次数对比

Table 2 Comparison of number of predictions

MPC方法	寻优计算量
单段式MPC	$(N+1)^3$
TSMPC	$2N+4$
改进TSMPC	$2N+4$

2.5 环流抑制策略的设计

为有效实现环流抑制并避免影响交流侧电流跟踪精度, 配合MPC的有效实现。设计一种环流抑制策略。 $t + T_s$ 时刻桥臂二倍频环流为:

$$i_{vj}(t + T_s) = A_2 i_{vj}(t + T_s) - B_2 V_j^s(t) + C_2 U_{dc}(t) \quad (31)$$

二倍频环流分量参考值 i_{vj}^* 被抑制为0, 如式(32)所示。

$$i_{vj}^* = \frac{i_{dc}}{3} - \frac{P_{ac}}{3U_{dc}} = 0 \quad (32)$$

式中: P_{ac} 为系统有功功率。为实现式(32)所示条件, 定义如下条件:

$$i_{vj}(t + T_s) = i_{\text{diff}}(t + T_s) - \frac{i_{dc}}{3} \quad (33)$$

由式(8)可得, MMC交流侧输出电流并不会影

响上、下桥臂的电压,即与上、下桥臂投入的子模块数目无关。这也说明引入冗余模块对 MMC 电容电压波动影响最小,可抑制内部不平衡电流(本文设计冗余子模块数量为2)。

根据式(32),应始终期望内部不平衡电流为 $i_{dc}/3$ 。当某一相桥臂投入的子模块数目超过 N 时,该相桥臂电压大于直流侧电压,可使该相环流减小;当该相中环流分量大于0时,该相将投入少量冗余子模块,以便将环流分量抑制为0。此时该段采样时间结束时刻的环流分量 i_{cj}^{+2} 为:

$$i_{cj}^{+2} = i_{cj}(t+T_s) \quad (34)$$

同样地,当该相桥臂电压小于直流侧电压,导致该相环流增大;当该相中环流分量小于0时,需在这段采样时间内旁路少量冗余子模块,以便将环流分量抑制为0。此时该段采样时间结束时刻的环流分量 i_{cj}^{-2} 为:

$$i_{cj}^{-2} = i_{cj}(t+T_s) \quad (35)$$

若在该段采样周期内没有额外的子模块投入或者旁路,此时该段采样时间结束时刻的环流分量 i_{cj}^0 为:

$$i_{cj}^0 = i_{cj}(t+T_s) \quad (36)$$

故可根据二倍频环流分量的方向改变子模块数目的投切情况,进一步改变相间桥臂电压的大小,从而实现环流抑制。

为了保证环流抑制策略的正确实现,须设置子模块冗余,设计冗余子模块数量为2,设置 $V_j^s(t)$ 为:

$$V_j^s(t) \in \{(N-2)u_{cj}; Nu_{cj}; (N+2)u_{cj}\} \quad (37)$$

为了不影响 MMC 交流侧输出电流跟踪的精度,需要定义 j 相额外子模块投切时刻所对应的占空比为 d_{cj} ,二倍频环流分量的参考值设置为0。

j 相额外子模块投入时的占空比为:

$$d_{cj} = \frac{0 - i_{cj}^{cur} - i_{cj}^0}{2i_{cj}^{+2} - i_{cj}^{cur} - i_{cj}^0} \quad (38)$$

式中: i_{cj}^{cur} 为 j 相额外子模块投入时电流的二倍频环流分量。 j 相额外子模块旁路时的占空比为:

$$d_{cj} = \frac{0 - i_{cj}^{cur} - i_{cj}^0}{2i_{cj}^{-2} - i_{cj}^{cur} - i_{cj}^0} \quad (39)$$

利用式(19)提出的代价函数,从表A1所示电平集中选择2种电平,使得交流侧电流非单调变化的 $i_j(t+T_s)$ 具有最小的变化差异。两阶段2个相邻电压 $V_j^{M(1)}$ 、 $V_j^{M(2)}$ 之差为:

$$V_j^{M(1)} - V_j^{M(2)} = \bar{u}_{Cnj} + \bar{u}_{Cnj} \approx \frac{2U_{dc}}{N} \quad (40)$$

式中: \bar{u}_{Cnj} 与 \bar{u}_{Cnj} 分别为 j 相上、下桥臂子模块电容电压之和的平均值。

因此,当控制策略输出的电平在两阶段相邻电压之间切换时,在采样时间内产生的输出电压平均值 \bar{v}_j 为:

$$\bar{v}_j = d_{s1} V_j^{M(1)} + (1 - d_{s1}) V_j^{M(2)} \quad (41)$$

为抑制 i_{cj} 中二倍频谐波与高频开关谐波分量,需要根据每一采样周期内不同时间段内的环流的符号,将额外的子模块投入或旁路。

当 $i_{cj} \geq 0$ 时,可利用上、下桥臂电压占空比 $d_{s1} - 0.5d_{cj}$ 替换原有的占空比来实现冗余子模块投入;当 $i_{cj} < 0$ 时,可利用上、下桥臂电压占空比 $d_{s1} - 0.5d_{cj}$ 代替原有的占空比来实现冗余子模块旁路。在采样时间内产生的输出电压平均值 \bar{v}_j 为:

$$\bar{v}_j = \left(d_{s1} - \left| \frac{d_{cj}}{2} \right| \right) V_j^{M(1)} + d_{cj} \left(V_j^{M(1)} - \frac{U_{dc}}{N} \right) + \left[1 - \left(d_{s1} - \left| \frac{d_{cj}}{2} \right| \right) \right] V_j^{M(2)} \quad (42)$$

简化式(41)并与式(42)比较,所提出的二倍频环流抑制策略不会影响交流侧电流跟踪精度。当出现 $0.5d_{cj} > d_{s1}$ 时,需要将 d_{cj} 设置为 $2d_{s1}$; 当出现 $0.5d_{cj} > (T_s - d_{s1})$ 时,需要将 d_{cj} 设置为 $2(T_s - d_{s1})$ 。同样,该策略也可以在占空比为 $d_{s1} + 0.5d_{cj}$ 的时间周期内抑制环流,其原理与上述分析类似,不再赘述。

3 子模块电容电压均衡

柔性直流输电工程常采用冒泡排序等完全排序方法完成桥臂子模块最近电平逼近调制,应用于高电压、大规模 MMC 换流站时会暴露出计算负担大、耗费时间长等问题。归并排序算法基于分治法的思想,将2个有序的子序列合并为1个有序序列,分组排序算法是将每个桥臂子模块分组,组内通过归并算法纵向排序,组间横向排序,构造子模块电容电压矩阵并保证其内部每一行从左到右和每一列从上至下全为降序排列^[19-20]。

而基于败者树的多路平衡归并排序方法的主要思想如下:假定 MMC 每一桥臂的子模块数量为 n ,并把它平均分为 k 路,则每路含有的元素数量为 M ($M = n/k$);令 k 路归并中的每路第一个元素构成一棵败者树,将属于同一节点的值两两比较,将二者中最小值定义为胜者,并将其输出与其他节点的胜者比较,最终根节点存储的最小值即为最终的胜者;将该胜者输出后,仅更新最下面多路中比较叶子节点的值,让该节点不断同其双亲节点所表示的元素比较,败者留在双亲节点中,胜者继续向上比较,如此往复,直至每路电容电压都离开败者树,完成多路归并排序;最后利用归并排序将投入组与切出组电容电压合并为一组有序序列。基于败者树多路归并排序示意图详见附录C图C1。

对于 k 路平衡归并排序,若不使用败者树,则对每个元素都需要比较 $k-1$ 次,共有 n 个子模块,每一趟归并共需要 $(n-1)(k-1)$ 次比较,若有 M 个归并段,归并次数为 $\log_k M$,则总比较次数 T_1 为:

$$T_1 = (n-1)(k-1) \log_k M \quad (43)$$

败者树作为树形选择排序的一种特殊形式,但其本质结构是一棵完全二叉树,而由于该二叉树仅需要与父节点比较,每个数据的比较次数为 $\log_2 k$,化简后的总比较次数 T_2 为:

$$T_2=(n-1)\log_2 M \quad (44)$$

由此可见,引入败者树后的比较次数与 k 值并无关系,同时减少了归并和内部比较的时间,提高了归并排序算法的效率。

同时,利用PSCAD/EMTDC模拟以单位时间内3种算法的总比较次数作为时间复杂度衡量指标,从单位时间比较次数、离线仿真时间两方面入手,将传统归并排序算法与分组均压算法进行对比,计算3种算法在不同桥臂子模块数下1s内的仿真耗时,具体对比数据见附录C表C1所示。

随着桥臂子模块数量的增多,所提算法在单位时间内所需的比较次数远小于归并排序,模拟桥臂子模块数由200增加至1000时,比较次数为原来的5.06倍,而分组排序算法是原来的4.22倍,比较次数增长较为缓慢且呈线性增长趋势。在201~2001电平时,比较次数 T 与数据规模 n 的关系 $T(n)$ 约为 $1.1n$,这低于分组均压算法的比较次数 $1.45n$ 。随着模块数的增加,多路平衡败者树排序算法相比归并排序算法的比较次数大幅降低,仿真时间明显缩短,如子模块数为200时,败者树排序算法仿真时间约为归并排序算法的1/3,当桥臂子模块数目为1000时,比较次数分别降低了56.6%与26.9%。且随着子模块数目越多,比较次数越低,计算效率越显著。3种排序方法比较次数对比结果见附录C图C2。

4 仿真分析

为验证所提改进TSMPC策略与败者树排序算法的有效性,在MATLAB/Simulink仿真平台搭建三相23电平MMC系统,系统参数见附录D表D1。

主电路结构主要包括直流电压、MMC、输出侧电阻与电感、交流电网,其控制系统主要包括功率外环控制器、MPC内环控制器(包含交流侧电流跟踪与环流抑制策略)、锁相环、电容电压均衡算法。由功率外环输出的参考电流与实际电流经改进TSMPC处理后输出各相上、下桥臂投入的子模块数目,并输送至败者树多路平衡归并排序算法生成MMC各相上、下桥臂触发脉冲信号。具体结构框图见附录D图D1。

4.1 TSMPC仿真实验

系统应用于TSMPC的波形图如图3所示,系统初始状态给定有功功率 P 为100 kW(无环流抑制),给定无功功率 Q 为0。图中: i_{pa} 、 i_{na} 分别为MMC a相上、下桥臂电流; u_{Cpa} 、 u_{Cna} 分别为MMC a相上、下桥臂电容电压。0.4 s有功功率从100 kW降低至80 kW;0.6 s启动环流抑制策略。相比单段式MPC,TSMPC

表现出良好的稳态性能。由图可知:交流侧输出电流 i_j 可及时响应功率阶跃,无超调量产生,其总谐波畸变率有所降低;0.6 s前MMC上、下桥臂电流总谐波畸变率为28.7%;二倍频环流分量有所下降,在功率阶跃之后幅值约减小为10 A,较低的二倍频环流分量使子模块电容电压纹波进一步降低,为2.51%,由低次谐波引起电容电压波动降低,但交流侧电流总谐波畸变率仍未降低至最小,包含开关动作引起的高次谐波,电容电压波动量明显变小,开关器件损耗降低,控制效果得到明显改善但并未实现最优。

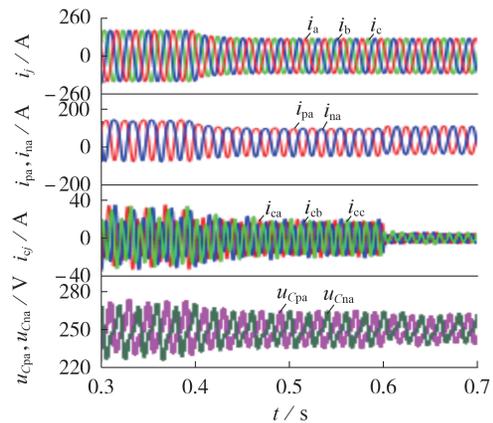


图3 TSMPC仿真效果图

Fig.3 Simulation effect diagram of TSMPC

4.2 改进TSMPC仿真实验

初始条件下MMC系统运行于稳态, $P=100$ kW, $Q=0$;0.4 s有功功率参考值从100 kW突降为80 kW,无功功率保持不变;0.6 s环流抑制策略启动,仿真验证波形如图4所示。由图可知:MMC三相输出电流可及时响应功率阶跃,且输出波形近似正弦,环流抑制策略的投入对输出侧电流的跟踪几乎无影响;在功率阶跃前、后,a相上、下桥臂电流出现明显畸变,

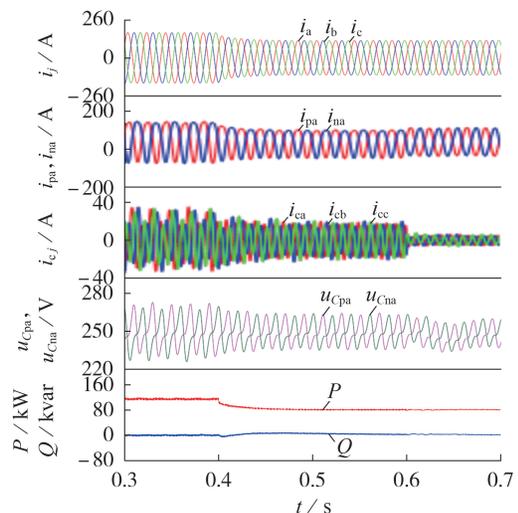


图4 改进TSMPC仿真效果图

Fig.4 Simulation effect diagram of improved TSMPC

在环流抑制投入之后,由于较好地抑制了三相不平衡电流,桥臂电流近似正弦,仅含有极低的开关频率谐波分量,桥臂电流总谐波畸变率从22.43%降为9.19%;0.6 s环流抑制策略正式启动,二倍频环流分量基本被消除,只剩下振幅非常小的高频分量(峰值约为0.36 A);根据a相上、下桥臂的子模块电容电压波形,所提排序算法可有效实现子模块电容电压均衡,避免了完全排序,电容电压纹波进一步降低,其偏差仅为0.57%;MMC系统在功率阶跃前、后与环流抑制投入前、后可以保持稳定运行,系统的有功功率响应时间较短,暂态过程无静差,无功功率在功率突变和环流抑制前、后出现微小突变,又立刻恢复平稳,稳态和动态性能均保持良好。

4.3 总谐波畸变率分析

改进TSMPC方法的目的在于当控制周期结束时,最小化输出电流的误差,而整个控制周期中电流误差与电流总谐波畸变率成正比,故实现电流误差最小即能降低输出电流总谐波畸变率。MMC a相输出电流的参考值与实际值的对比见图5。从局部

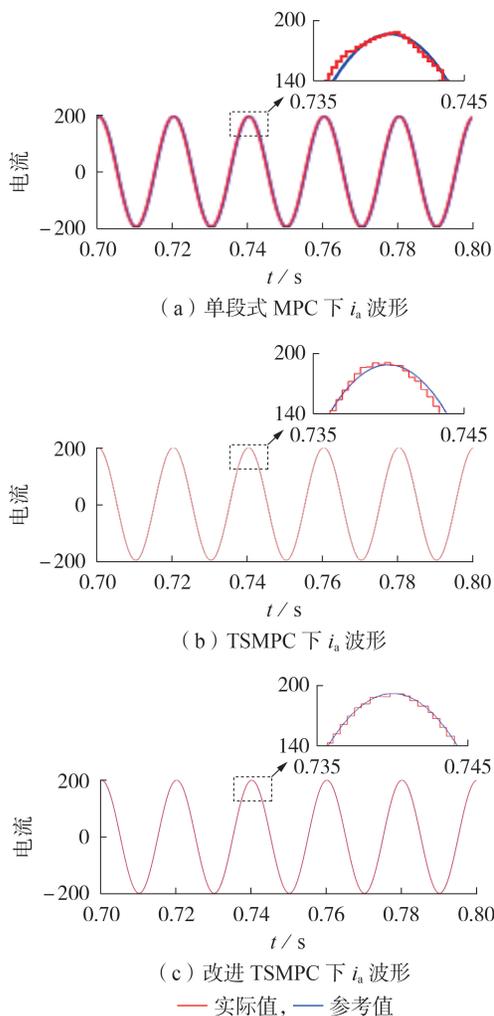


图5 3种策略下交流侧输出电流跟踪参考值波形
Fig.5 Waveforms of output current tracking reference value at AC side under 3 kinds of strategies

放大图可看出:在稳态情况下,使用改进TSMPC方法时a相输出电流的跟踪精度更加精准,且谐波畸变率明显要比传统单段MPC与TSMPC更低。

为进一步探究改进TSMPC策略的有效性及其动态响应特性,在系统模拟电流传感器上注入白噪声(采样周期为 5×10^{-6} s,平均幅值为0.8 A),使得系统采集输出电流含有干扰,交流侧输出电流波形见图6。首先系统在[0.5, 0.6] s保持有功功率为100 kW稳态运行,0.6 s负载侧电感由1 mH降低至0.8 mH,在0.7 s各桥臂电感由13.5 mH降低至6.75 mH,且有功功率从100 kW突变至80 kW。

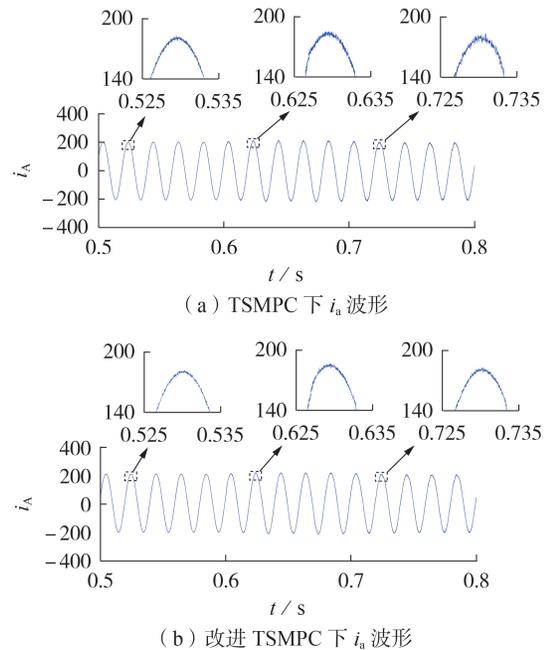


图6 注入白噪声后交流侧输出电流波形
Fig.6 Waveforms of output current at AC side after injecting white noise

由图可知:在给定相同电流参考设计方法下,对于相同输出侧功率变化,2种方法的动态响应并无明显差异。同时,从局部放大图可看出:所提策略的交流侧电流谐波含量比TSMPC策略小,其中部分高次谐波含量被进一步抑制,验证了理论分析的正确性。

为比较所提策略在不同采样周期下的优越性,在仿真验证中设置不同的控制周期,总谐波畸变率对比结果见图7。可以看出,所提策略在不同采样周期下均能实现交流侧输出电流高精度跟踪,谐波畸变率低,在较低的采样周期下,其优势更加明显。

由图5所示[0.7, 0.8] s内交流侧输出电流波形放大图可知:当 T_s 设置为 5×10^{-5} s时,所提策略交流侧输出电流跟踪效果良好,且波形的谐波最小。进一步给出[0.7, 0.8] s内3种策略下电流的快速傅里叶分析分析结果,如图8所示。仿真结果进一步证明了采用所提策略时电流的谐波含量最小。

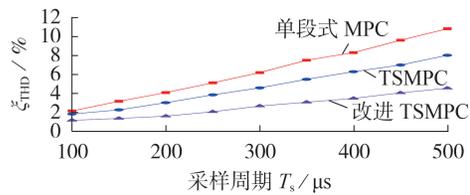


图7 3种策略下交流侧输出电流总谐波畸变率对比
Fig.7 Comparison of total harmonic rate of output current at AC side under 3 kinds of strategies

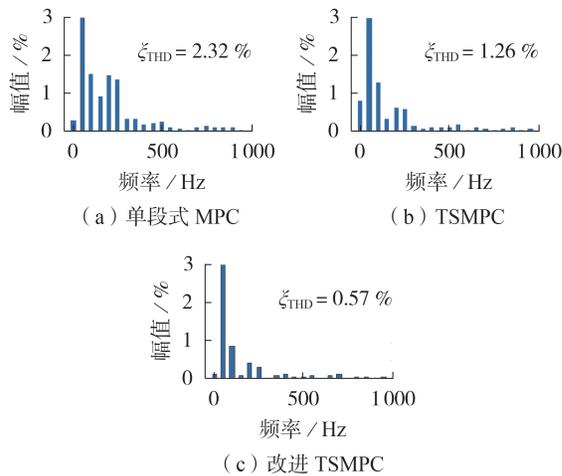


图8 交流侧输出电流的快速傅里叶分析结果
Fig.8 Fast Frontier analysis results of output current at AC side

5 结论

本文提出一种改进 TSMPC,利用当前时刻电流值重新定义同一采样周期内双矢量各自的占空比,可进一步实现输出电流良好跟踪,并根据二倍频环流方向附加冗余子模块以实现环流抑制,同时与基于败者树多路归并排序方法相结合实现 MMC 稳定运行与均压调制,并得出以下结论。

1)与单段式 MPC 相比,所提策略无需权重因子整定,可实现控制量跟踪参考值。与 TSMPC 相比,可进一步优化交流侧输出电流,减小谐波畸变率。

2)依据子模块电容电压的变化规律,提出了基于败者树的多路归并排序方法,降低每一采样时间内各子模块电容电压的比较次数,提升排序效率同时减轻计算负担,避免了完全排序。对于子模块数量较多的高电压大功率多电平等级场合,其控制性能将更加优越。

3)所提策略可进一步降低输出电流的谐波含量、抑制环流和维持子模块电容电压平衡,且系统的动态响应效果优良,所提策略对于其他电力电子变换器同样具有一定的参考意义。

所提策略在单个周期内需要选用 2 种开关状态,在分配占空比时考虑当前时刻电流状态值,为实现谐波优化在一定程度上会增大开关器件的电流应

力与开通损耗。下一步研究重点是计算单周期内最大电压偏置和引入保持因子配合败者树多路归并排序,减小单段周期内 IGBT 开关冗余次数,以抵偿由改进 TSMPC 带来的平均开关频率的升高,实现减小电容电压波动与抑制开关频率升高的双重优化。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 饶宏,周月宾,李巍巍,等. 柔性直流输电技术的工程应用和发展展望[J]. 电力系统自动化,2023,47(1):1-11.
RAO Hong, ZHOU Yuebin, LI Weiwei, et al. Engineering application and development prospect of VSC-HVDC transmission technology [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023,47(1):1-11.
- [2] 邓伟成,王鋈鑫,许建中,等. 抑制 MMC 电容电压波动的耦合谐波注入策略[J]. 电力自动化设备,2022,42(9):169-175.
DENG Weicheng, WANG Yunxin, XU Jianzhong, et al. Coupling harmonic injection strategy for suppressing capacitor voltage fluctuation of MMC [J]. Electric Power Automation Equipment, 2022,42(9):169-175.
- [3] 汪晋安,许建中. 分布式储能型 MMC 电池荷电状态均衡优化控制策略[J]. 电力自动化设备,2023,43(7):44-50.
WANG Jin'an, XU Jianzhong. SOC balancing optimal control strategy amongst batteries in MMC-DES [J]. Electric Power Automation Equipment, 2023,43(7):44-50.
- [4] 丁然,梅军,赵剑锋,等. 基于正交虚拟矢量的单相 MMC 系统环流抑制方法[J]. 电力自动化设备,2018,38(8):38-44.
DING Ran, MEI Jun, ZHAO Jianfeng, et al. Orthogonal virtual vector based circulating current reducing method for single-phase MMC system [J]. Electric Power Automation Equipment, 2018,38(8):38-44.
- [5] 岳雨霏,徐千鸣,马伏军,等. 基于子模块电压波动估计的 MMC 双环二倍频环流抑制策略[J]. 电工技术学报,2017,32(10):20-32.
YUE Yufei, XU Qianming, MA Fujun, et al. Dual-loop 2nd circulating current strategy based on estimated capacitor voltage fluctuation of sub-module for modular multilevel converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(10):20-32.
- [6] 王广柱,孙常鹏,刘汝峰,等. 基于桥臂电流控制的模块化多电平变换器综合控制策略[J]. 中国电机工程学报,2015,35(2):458-464.
WANG Guangzhu, SUN Changpeng, LIU Rufeng, et al. Modular multilevel converter control strategy based on arm current control [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(2):458-464.
- [7] LI Y, JONES E A, WANG F. The impact of voltage-balancing control on switching frequency of the modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(4):2829-2839.
- [8] KONG Z, HUANG X, WANG Z, et al. Active power decoupling for submodules of a modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017,33(1):125-136.
- [9] BEN-BRAHIM L, GASTLI A, TRABELSI M, et al. Modular multilevel converter circulating current reduction using model predictive control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6):3857-3866.
- [10] GUTIERREZ B, KWAK S 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.

- [11] 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.
- [12] 岳雨霏,杨禧,吴兴隆,等. 模块化多电平变换器的电容电压卡尔曼滤波预测方法[J]. 中国电机工程学报,2023,43(3):1142-1153. YUE Yufei,YANG Xi,WU Xinglong,et al. Kalman filter predictive method for capacitor voltage of modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE,2023,43(3):1142-1153.
- [13] ZHANG X,HOU B. Double vectors model predictive torque control without weighting factor based on voltage tracking error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2017,33(3):2368-2380.
- [14] MAHMOUDI H,ALEENEJAD M,AHMADI R. A new multi-objective modulated model predictive control method with adaptive objective prioritization[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2016,53(2):1188-1199.
- [15] GUO P,HE Z,YUE Y,et al. A novel two-stage model predictive control for modular multilevel converter with reduced computation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2018,66(3):2410-2422.
- [16] 曾武,李睿,蔡旭. 基于复用桥臂的储能型模块化多电平换流器[J]. 电力系统自动化,2023,47(3):177-186. ZENG Wu,LI Rui,CAI Xu. Multiplexing arm based modular multilevel converter with energy storage[J]. Automation of Electric Power Systems,2023,47(3):177-186.
- [17] LIU X,QIU L,WU W,et al. Predictor-based neural network finite-set predictive control for modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2020,68(11):11621-11627.
- [18] 王连强,张莉,熊永圣,等. 适用于MMC多目标控制的三相建模MPC策略研究[J]. 中国电机工程学报,2022,42(增刊1):287-294. WANG Lianqiang,ZHANG Li,XIONG Yongsheng,et al. Research on three-phase modeling MPC strategy for MMC multi-objective control[J]. Proceedings of the CSEE,2022,42(Supplement 1):287-294.
- [19] 郭晨. 大规模通用后缀树构建分布并行算法研究与实现[D]. 南京:南京大学,2017. GUO Chen. Research and implementation of distributed parallel algorithm for large-scale universal suffix tree construction[D]. Nanjing:Nanjing University,2017.
- [20] 刘亚飞. 基于归并排序与自适应下垂的MMC-HVDC控制策略研究[D]. 阜新:辽宁工程技术大学,2022. LIU Yafei. Research on MMC-HVDC control strategy based on merge sequencing and adaptive droop[D]. Fuxin:Liaoning University of Engineering and Technology,2022.

作者简介:

李天皓(1998—),男,硕士研究生,主要研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用、模块化多电平变换器(MMC)、模块化多电平矩阵变换器(M3C)等(E-mail:790261069@qq.com);

姚磊(1983—),男,讲师,博士,通信作者,主要研究方向为超导限流技术在电力系统中的应用等(E-mail:yaolei_usst@126.com)。

(编辑 王欣竹)

Improved two-stage model predictive control for modular multilevel converters

LI Tianhao¹, YAO Lei¹, ZHANG Shuailong²

(1. School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China;

2. Xiping Power Supply Company of State Grid Henan Electric Power Company, Zhumadian 463900, China)

Abstract: The application of model predictive control (MPC) based on finite control set (FCS) to modular multilevel converter (MMC) usually exposes problems such as complex calculation and serious distortion of output current at AC side. A dual-vector optimization harmonic current model predictive control strategy is proposed, which is an improved two-stage model predictive control, and can reduce the calculation amount of switch state combination and further optimize the output current at AC side. The MMC discrete mathematical model is derived, and a cost function without weight factors is constructed, and the duty cycle of the two-stage switching signal in the same period is redefined by calculating the minimum area surrounded by the actual current and the reference current, and an additional redundant sub-module method is introduced to eliminate the bridge arm circulating current, and then a loser tree multi-way merge sort algorithm to balance the capacitor voltage is proposed. A three-phase 23-level MMC simulation model is built on the MATLAB/Simulink platform to verify the effectiveness of the strategy. Compared with the two-stage model predictive control, the proposed control strategy is more accurate in tracking the output current of AC side and less in harmonic distortion rate.

Key words: modular multilevel converters; improved two-stage model predictive control; additional redundant submodules; capacitor voltage equalization; total harmonic distortion rate

附录 A

表 A1 开关状态对应的输出电压

Table A1 Output voltage corresponding to switch status

状态	n_{pj}	n_{nj}	u_{pj}	u_{nj}	u_j
1	0	N	0	U_{dc}	U_{dc}
2	1	$N-1$	U_{dc}/N	$(N-1)U_{dc}/N$	$(N-2)U_{dc}/2N$
...
N	$N-1$	1	$(N-1)U_{dc}/N$	U_{dc}/N	$(2-N)U_{dc}/2N$
$N+1$	N	0	U_{dc}	0	$-U_{dc}/2$

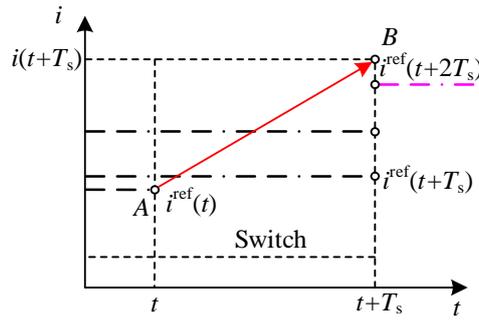
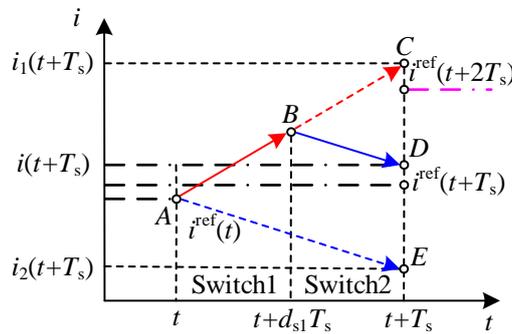


图 A1 单段式 MPC 原理

Fig.A1 Single-stage MPC principle



注: $i(t)$ 沿着 \overline{AB} 方向变化, 在 $t + d_{s1}T_s$ 时刻到达点 B , 然后沿着 \overline{BD} 方向变化, 在采样时间结束时刻到达点 D , 采样结束。

图 A2 TSMPC 原理

Fig.A2 TSMPC principle

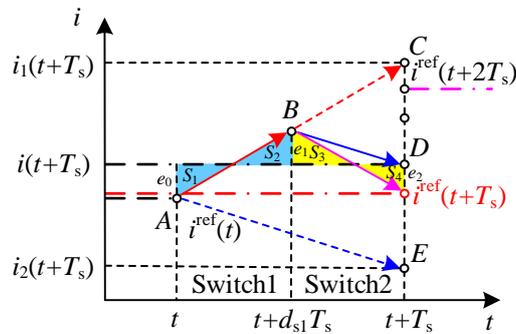
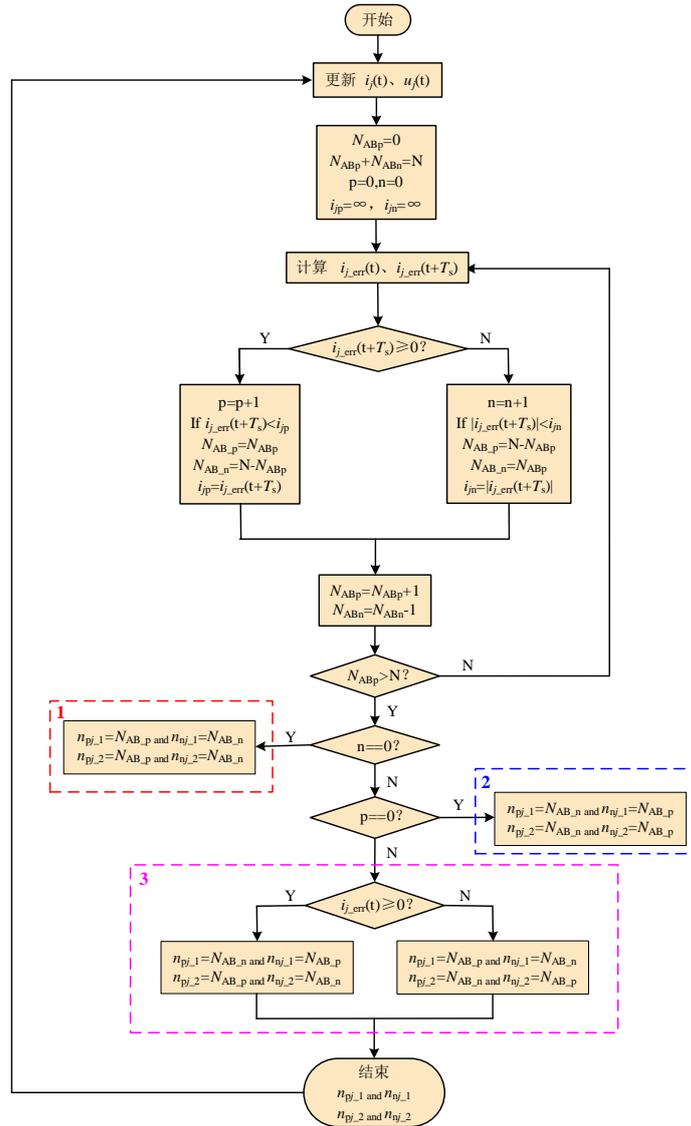


图 A3 改进 TSMPC 原理

Fig.A3 Improved TSMPC principle

附录 B



注： N_{ABp} 与 N_{ABn} 分别为上、下桥臂投入的子模块数目，总有 $N_{ABp} + N_{ABn} = N$ ， N 为单个桥臂子模块数目 ($N_{ABp}, N_{ABn} \in [0, 1, 2, \dots, n]$)。

图 B1 上、下桥臂选择各自两段式开关状态流程图

Fig.B1 Flowchart of upper and lower axle arms selecting their respective dual vector switch states

判断开关状态主要分为以下 3 个步骤：

(1) 如果遍历所有的 N_{ABp} 值都使 $i_{j_err}(t+T_s)$ 不小于 0，则将每一次计算周期的 $i_{j_err}(t+T_s)$ 比较，将最小值所对应的值定义为 $N_{AB,p}$ 同时赋给 $n_{pj,1}$ 和 $n_{nj,2}$ ，即 $N_{AB,p}$ 值投入的子模块数目应用于下一个控制周期的第一段。

(2) 如果遍历所有的 N_{ABp} 值都使 $i_{j_err}(t+T_s)$ 小于 0，则将每一次计算周期的 $|i_{j_err}(t+T_s)|$ 比较，将最小值所对应的值定义为 $N_{AB,n}$ 同时赋给 $n_{pj,1}$ 和 $n_{nj,2}$ ，即 $N_{AB,n}$ 值投入的子模块数目应用于下一个控制周期的第二段。

(3) 存在某一部分 N_{ABp} 值，使 $i_{j_err}(t+T_s)$ 不小于 0，在这中间选择使 $i_{j_err}(t+T_s) \geq 0$ 且同时使 $i_{j_err}(t+T_s)$ 最小化的 N_{AB} 值，并将其定义为 $N_{AB,p}$ ；当然也将会存在另一部分 N_{AB} 值，使得 $i_{j_err}(t+T_s) < 0$ ，与上类似，在这中间选择使 $i_{j_err}(t+T_s) < 0$ 且同时使 $|i_{j_err}(t+T_s)|$ 最小化的 N_{AB} 值，将其定义为 $N_{AB,n}$ 。

若 $i_{j_err}(t) \geq 0$, 则 $n_{p_{j-1}} = N_{AB_n}$, $n_{p_{j-2}} = N_{AB_p}$ 。
 若 $i_{j_err}(t) < 0$, 则 $n_{p_{j-1}} = N_{AB_p}$, $n_{p_{j-2}} = N_{AB_n}$ 。

附录 C

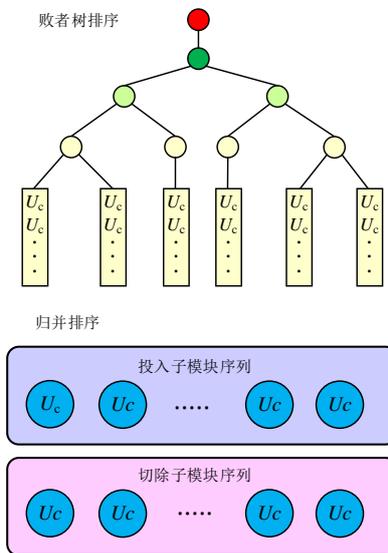


图 C1 基于败者树的多路平衡归并排序原理图

Fig.C1 Schematic diagram of multiple balanced merge and sort based on loser tree

表 C1 单位时间内比较次数

TableC1 Number of comparisons per unit time

桥臂子模块数目	单位时间内比较次数/仿真耗时(s)		
	归并排序	分组排序	败者树排序
200	1548/297	1231/135	785/97
400	3107/552	2380/266	1482/198
600	4762/823	3691/431	2190/306
800	6358/1b021	4765/561	2896/423
1000	7841/1b267	5576/620	3319/501

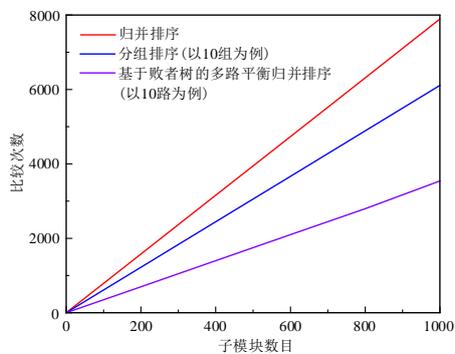


图 C2 排序方法比较次数对比

Fig.C2 Comparison of calculation amount of sorting methods

附录 D

表 D1 MMC 系统仿真参数

Table D1 Simulation parameters of MMC system

参数	数值	参数	数值
MMC 额定功率/kW	100	系统频率/Hz	50
子模块数目	22	子模块电容/mF	7
直流侧电压/kV	5.5	交流侧电压/kV	2.75
桥臂电感/mH	13.5	交流侧电感/mH	1
桥臂电阻/ Ω	0.8	交流侧电阻/ Ω	0.01

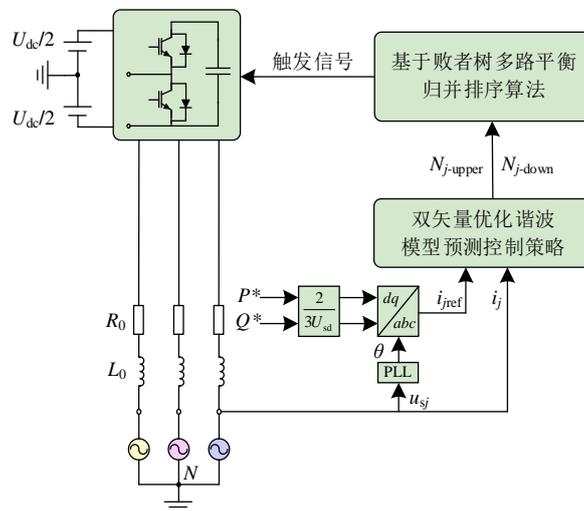


图 D1 MMC 系统所提策略控制框图

Fig.D1 Strategy control block diagram of MMC system