# 基于模型预测控制的模块化多电平变流器桥臂能量控制策略

林环城,王志新

(上海交通大学 电子信息与电气工程学院,上海 200240)

摘要:已有模块化多电平变流器(MMC)控制策略大多采用单一子模块电容电压参考给定的控制方式,存在 无法分别控制不同桥臂子模块电容电压等不足。提出一种基于模型预测控制的 MMC 桥臂能量控制策略,通 过引入桥臂能量共模分量和差模分量控制,实现各桥臂子模块电容电压的灵活控制;同时,基于 MMC 的暂态 数学模型设计相电流及环流模型预测控制器,并引入电流误差反馈滚动优化,有效地实现了外部相电流和内 部环流的解耦控制,使环流控制器具有能灵活实现环流抑制和环流注入的特性,且对系统参数不敏感。仿真 结果验证了所提控制策略的正确性和有效性。

关键词:模块化多电平变流器;模型预测控制;环流;桥臂能量;控制策略

中图分类号:TM 46 文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.04.007

## 0 引言

模块化多电平变流器 MMC(Modular Multilevel Converter)因其采用级联子模块 SM(SubModule)的 拓扑结构,具有输出电能质量高、开关频率低、结构 简洁易于扩展的特性<sup>[1-2]</sup>,尤其适用于高压大功率场 合,如柔性直流输电、可再生能源发电并网及高压大 容量储能等工程应用<sup>[3-5]</sup>。

由于 MMC 特有的拓扑结构,其在运行时除对传 输功率和三相电流进行控制,还需进一步考虑内部 环流及子模块电容电压均衡控制,且环流控制及子 模块电容均压的效果将显著影响 MMC 的外部输出 特性[6-11]。环流控制策略可主要分为环流抑制及环 流注入2种方式。环流抑制通过消除 MMC 环流中 的2倍频分量减少子模块电容电压波动,通常采用 基于 2 倍频负序坐标变换的比例积分 PI (Proportional Integral) 控制、基于特定次谐波的比例 谐振 PR (Proportional Resonant) 控制以及重复控 制<sup>[6-8]</sup>等方法实现。环流注入基于瞬时功率守恒理 论,向桥臂环流中注入特定的2倍频分量或其他高 频分量,从而进一步减小子模块电容电压波动,通常 采用 PR 控制器对注入的环流分量进行控制<sup>[9]</sup>。环 流控制本质上是通过平衡 MMC 直流侧与交流侧的 传输功率使得桥臂能量保持恒定,从而使桥臂子模 块电容电压的平均值保持恒定[10-11]。子模块电容电 压均衡控制则使桥臂内各子模块的电容电压维持在 平均值附近,通常采用排序算法实现这一功能<sup>[12-14]</sup>。

已有的环流控制方法均需采用多个参数控制器,使得系统参数整定复杂、实现困难。文献[6]中采用基于2倍频负序坐标变换的控制策略仅能抑制

收稿日期:2017-03-28;修回日期:2018-01-12

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51377105)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51377105)

环流中的2倍频分量,未考虑其他高次谐波。文献 [7,9]基于频谱特性,引入多个PR控制器控制不同 次的环流谐波分量,使得系统设计复杂,且实际中当 电网频率发生偏移时,控制效果无法得到保证。此 外,已有文献中的MMC控制策略均采用单一固定的 电容电压参考值,使得此类方法在一些特殊场合的 应用受到限制,如将MMC应用于光伏并网、电池储 能系统时<sup>[15-21]</sup>,光伏阵列或蓄电池直接并联于子模 块电容两端,此时子模块电容电压必须可以灵活调 节,以实现最大功率跟踪或控制蓄电池的充放电 过程。

基于上述问题,本文提出一种基于模型预测控 制的 MMC 桥臂能量控制策略,根据 MMC 桥臂能量 的动态数学模型,引入桥臂能量共模分量与差模分 量控制,从而实现各个桥臂能量分别可控,提升桥臂 间子模块的电容均压效果,并使各桥臂子模块电容 电压分别可调。在此基础上,采用基于电压预测的 模型预测控制 VP-MPC (Voltage Prediction based Model Predictive Control)方法,实现外部相电流及内 部环流的解耦控制,并使所设计的环流控制器具有 通用特性,能灵活地实现环流抑制和环流注入。同 时,引入电流误差反馈滚动优化,消除所提方法的参 数敏感性。通过 MATLAB/Simulink 平台上的仿真 对本文理论及控制方法进行验证,仿真结果表明,所 提方法可以对 MMC 桥臂能量进行有效的控制,实现 各桥臂子模块电容电压灵活可调,且所设计环流控 制器通用有效,能实现环流抑制和环流注入的控制 目标。

## 1 MMC 数学模型

图 1 为本文研究所采用的 MMC 系统框图,每相 由上、下 2 个桥臂组成,每个桥臂包含 N 个半桥型子 模块。图中,**u**<sub>sabc</sub>为交流母线相电压;**u**<sub>gabc</sub>为网侧相 电压;**R**、L 分别为交流侧电阻、电感;L<sub>AC</sub>为交流系统 电感;U<sub>de</sub>为直流侧电压;i<sub>de</sub>为直流母线电流;R<sub>b</sub>、L<sub>b</sub> 分别为各桥臂电阻、电感;C为子模块电容。



## 图1 MMC 系统框图

Fig.1 Block diagram of MMC system

由于图1所示 MMC系统具有三相对称特性,由 此建立该系统的单相等效电路如图2所示。MMC 的桥臂电流可表示为:

$$i_{upj} = \frac{1}{2} i_j + i_{diffj}, \ i_{lowj} = -\frac{1}{2} i_j + i_{diffj}$$
(1)

$$i_{\text{diff}j} = \frac{i_{\text{up}j} + i_{\text{low}j}}{2} = \frac{1}{3} i_{\text{dc}} + i_{zj}$$
(2)

其中,j=a,b,c表示对应相序; $i_j$ 为相电流; $i_{upj}$ 、 $i_{lowj}$ 分别为上、下桥臂电流; $i_{diffj}$ 为桥臂内部电流,由直流分量 $i_{diff}$ 3和环流分量 $i_{ji}$ 组成。



#### 图 2 MMC 单相等效电路

Fig.2 Single-phase equivalent circuit of MMC

MMC 的内部动态特性方程可表示为:

$$\frac{U_{\rm dc}}{2} - \frac{u_{\rm lowj} + u_{\rm upj}}{2} = R_{\rm b} i_{\rm diffj} + L_{\rm b} \frac{\mathrm{d}i_{\rm diffj}}{\mathrm{d}t} \tag{3}$$

MMC 的外部动态特性方程可表示为:

$$u_{j} = \frac{u_{1owj} - u_{upj}}{2} = R'i_{j} + L'\frac{\mathrm{d}i_{j}}{\mathrm{d}t} + u_{sj}$$
(4)

其中, $u_j$ 为输出相电压; $u_{sj}$ 为交流侧电压; $R' = R + R_b/2$ 为等效电阻; $L' = L + L_b/2$ 为等效电感。

MMC各桥臂插入子模块电容电压之和可表示为:

$$u_{upj} = \frac{n_{upj} \sum U_{Cupji}}{N}, \ u_{lowj} = \frac{n_{lowj} \sum U_{Clowji}}{N} \quad (5)$$

其中,i为子模块编号; $u_{upj}$ 、 $u_{lowj}$ 分别为上、下桥臂插 入子模块电容电压之和; $\sum U_{Cupji}$ 、 $\sum U_{Clowji}$ 分别为 上、下桥臂子模块电容电压之和; $n_{upj}$ 、 $n_{lowj}$ 为处于插 入状态子模块的数量。

## 2 MMC 桥臂能量控制策略

#### 2.1 基于 VP-MPC 的电流控制策略

本文采用 VP-MPC 策略对 MMC 外部相电流和 内部环流进行控制。

若 t+T<sub>s</sub> 时刻桥臂内部电流的参考值为 i<sup>\*</sup><sub>diff</sub>(t+ T<sub>s</sub>),通常桥臂电阻较小,忽略其影响,则对式(3)进 行一阶差分近似,可以在 t 时刻预测 t+T<sub>s</sub> 时刻该相 上、下桥臂子模块电容电压之和的近似值为:

$$U_{\text{sumj}}^{*}(t+T_{\text{s}}) = u_{\text{upj}}^{*} + u_{\text{lowj}}^{*} = U_{\text{dc}} - 2L_{\text{b}} \frac{i_{\text{diffj}}^{*}(t+T_{\text{s}}) - i_{\text{diffj}}(t)}{T_{\text{s}}}$$
(6)

其中, $u_{upj}^*$ 、 $u_{lowj}^*$ 分别为上桥臂和下桥臂电压的参考 值; $i_{diff}^*$ ( $t+T_s$ )为 $t+T_s$ 时刻桥臂内部电流的参考值;  $i_{diff}(t)$ 为t时刻桥臂内部电流的采样值; $T_s$ 为采样 时间。

同理,对式(4)进行一阶差分近似,若 $t+T_s$ 时刻 相电流参考值为 $i_j^*(t+T_s)$ ,则在t时刻可预测 $t+T_s$ 时刻对应的近似输出相电压为:

$$u_{j}^{*}(t+T_{s}) = \frac{u_{lowj}^{*} - u_{upj}^{*}}{2} = u_{sj}(t) + R'i_{j}^{*}(t+T_{s}) + L'\frac{i_{j}^{*}(t+T_{s}) - i_{j}(t)}{T_{s}}$$
(7)

其中, $u_{sj}(t)$ 、 $i_{j}(t)$ 分别为t时刻采样得到的交流侧电压和电流。

联立式(6)、(7),再代入式(5),则可得到 *t*+*T*<sub>s</sub> 时刻上、下桥臂需插入子模块的数量分别为:

$$n_{\rm upj}^{*} = \left[\frac{U_{\rm sunj}^{*} + 2u_{j}^{*}}{2\overline{U}_{Cupj}}\right], \ n_{\rm lowj}^{*} = \left[\frac{U_{\rm sunj}^{*} - 2u_{j}^{*}}{2\overline{U}_{Clowj}}\right]$$
(8)

其中, $u_j^*$ 为输出相电压的参考值; $\overline{U}_{Cupj}$ 、 $\overline{U}_{Clowj}$ 分别为 MMC上、下桥臂子模块电容电压的平均值;[·]为取 整函数,因为 MMC可选电平为整数。

本文基于 MMC 内部和外部电压、电流动态特性 相互独立的特征,设计了电压预测控制器,由相电流 和环流参考值分别预测得到对应的输出相电压和桥 臂总电压给定,再根据式(3)、(4)的内外特性方程 反解上、下桥臂电压的给定,得到给定后再根据子模 块电容电压的均值计算得到开通子模块数量的指 令,即形如式(8)的计算过程。由于模型预测控制 的良好动态跟踪特性,使得最终的给定几乎无超调, 因此通过式(8)的反解过程可以保证上、下桥臂电 压中由相电流控制和环流控制生成的电压分量相互 独立且互不干扰,使得相电流和环流各自迅速跟踪 其参考值,从而实现相电流和环流的良好解耦控制。

## 2.2 误差反馈滚动优化

实际当中,计算选取的系统阻抗参数与实际参数间可能存在偏差,使得预测控制的预测值偏离实际值,导致系统最终存在稳态误差。针对这一缺陷,本文引入误差反馈滚动优化,消除所提方法的参数敏感性,提高稳态精度。

由于系统的特性方程是连续的,因此在采样间 隔较小时,可认为相邻2个采样周期的预测误差近 似相等。因此,可通过在线滚动优化的方式,即通过 上一时刻的预测误差校正当前时刻的预测值,从而 消除由参数误差带来的稳态偏差。在*t*时刻,通过 采样获得电流的瞬时值后,可对*t*时刻的电压预测 值进行校正,式(6)、(7)中的预测值经过校正后可 分别表示为:

$$U_{\rm sumj}^{\rm e}(t) = U_{\rm dc} - 2L_{\rm b} \frac{i_{\rm diffj}(t) - i_{\rm diffj}(t - T_{\rm s})}{T_{\rm s}}$$
(9)

$$u_{j}^{e}(t) = u_{sj}(t-T_{s}) + R'i_{j}(t) + L'\frac{i_{j}(t) - i_{j}(t-T_{s})}{T_{s}}$$
(10)

其中,上标 e 表示校正值; $i_{diff}(t-T_s)$ 、 $u_{sj}(t-T_s)$ 以及  $i_j(t-T_s)$ 分别为 $t-T_s$ 时刻的桥臂内部电流、交流侧电 压和电流。将校正前、后的电压预测值相减即可得 到预测误差,再根据预测误差进行滚动优化,则最终  $t+T_s$ 时刻对应的桥臂总电压和输出相电压的近似值 分别为:

$$U_{\text{sumj}}^{*}(t+T_{s}) = U_{\text{dc}} - 2L_{\text{b}} \frac{i_{\text{diff}}^{*}(t+T_{s}) - i_{\text{diffj}}(t)}{T_{s}} + \lambda_{1}(U_{\text{sumj}}^{*}(t) - U_{\text{sumj}}^{e}(t))$$
(11)

$$u_{j}(t+T_{s}) - u_{sj}(t) + K t_{j}(t+T_{s}) + L' \frac{i_{j}^{*}(t+T_{s}) - i_{j}(t)}{T_{s}} + \lambda_{2}(u_{j}^{*}(t) - u_{j}^{e}(t))$$
(12)

其中,λ<sub>1</sub>、λ<sub>2</sub> 为滚动优化系数。通常由于系统采样 周期较短,2 个连续采样周期的预测误差可认为是 几乎相等的,本文中采用前一采样周期的误差值对 当前周期的预测值进行滚动优化,因此2 个滚动优 化系数取接近1的常数,可通过参数整定得到最优 值。整定的具体方案如下:优化参数的初始值取1; 若滚动优化后的跟踪误差与优化前的跟踪误差相位 相同,表明欠补偿,则应增大滚动优化系数;若滚动 优化后的跟踪误差与优化前的跟踪误差相位相反, 表明过补偿,则应减小滚动优化系数,直到跟踪误差 趋于0。

在每个采样周期中,将式(11)、(12)的结果代 人式(8),得到各个桥臂需插入子模块的数量,再结 合子模块排序算法选取对应的子模块,给出对应的 触发信号,即可使相电流和内部电流迅速跟踪其参 考值,完成运行控制。本文采用文献[3,14]给出的 子模块排序算法,此处不再详细叙述。

#### 2.3 MMC 桥臂能量控制

已有 MMC 控制策略通常将子模块电容电压设 为固定值,使得其在特殊场合的应用受到限制。本 文通过控制 MMC 上、下桥臂子模块能量的共模分量 和差模分量,实现各桥臂子模块电容电压的分别 控制。

由于桥臂电感通常较小,忽略其中的储能,则每 相上、下桥臂的输入功率可分别表示为:

$$P_{upj} = u_{upj} i_{upj} = \left(\frac{U_{dc}}{2} - u_j\right) i_{upj}$$
(13)

$$P_{\text{low}j} = u_{\text{low}j} i_{\text{low}j} = \left(\frac{U_{\text{dc}}}{2} + u_j\right) i_{\text{low}j}$$
(14)

若 MMC 的 *j* 相稳态输出相电压和相电流分别 记为  $u_j = U \sin(\omega t)$ 、 $i_j = I \sin(\omega t + \varphi)$ ,将其与式(1)代 入式(13)、(14),联立可解得该相上、下桥臂输入功 率的共模分量和差模分量分别为:

$$P_{sj} = P_{upj} + P_{lowj} = U_{dc} i_{diffj} - \frac{1}{2} U I \cos \varphi + \frac{1}{2} U I \cos (2\omega t + \varphi)$$
(15)

$$P_{\Delta j} = P_{upj} - P_{lowj} = \frac{1}{2} U_{de} I \sin(\omega t + \varphi) - 2i_{diffj} U \sin(\omega t)$$
(16)

通过控制共模分量 *P<sub>sj</sub>*即可控制上、下桥臂的总 能量,而控制差模分量 *P<sub>Δ</sub>*可以调节总能量在上、下 桥臂间的分配,由此可以对各个桥臂总能量进行控 制,实现各桥臂子模块电容电压灵活可调。

观察式(15)可知,第二个等号右侧第三项为2 倍频分量,其在一个周期内的积分为0,第二项由向 交流侧传输的有功功率决定,而第一项则决定上、下 桥臂从直流侧吸收的总功率,因此当直流电压保持 稳定时,通过控制桥臂内部电流即可控制桥臂总能 量。为了提取桥臂总能量的平均值,本文引入低通 滤波器(LPF),即提取的桥臂能量共模分量为:

$$E_{sj} = \text{LPF}\left[\frac{C}{2} \left(\sum U_{Cupji}^2 + \sum U_{Clowji}^2\right)\right] \quad (17)$$

其中,LPF[·]为低通滤波函数。

将 E<sub>si</sub>与参考值进行比较,通过 PI 控制器,则可 得到用于控制桥臂总能量的内部电流参考值 i<sup>\*</sup><sub>diff</sub>,如 式(18)所示。

$$i_{\rm diffj}^{\rm s} = P(E_{\rm sj}^{*} - E_{\rm sj}) + I \int (E_{\rm sj}^{*} - E_{\rm sj}) dt \quad (18)$$

同样,式(16)第二个等号右侧第一项表明上、 下桥臂能量之间存在基频固有波动,其在一个周期 内的积分也为0,忽略其影响。考察第二项可知,当 输出相电压 $u_i > 0$ 时,若 $i_{\text{diff}} > 0$ ,则 $P_{\Delta i} < 0$ ,桥臂能量由 上桥臂流向下桥臂,若 $i_{\text{diff}} < 0$ ,则 $P_{\Delta j} > 0$ ,桥臂能量由 下桥臂流向上桥臂;输出相电压 $u_j < 0$ 时的情况则与 之相反。引入低通滤波器,桥臂能量的差模分量可 表示为;

$$E_{\Delta j} = \mathrm{LPF}\left[\frac{C}{2} \left(\sum U_{Cupi}^2 - \sum U_{Clowji}^2\right)\right] \quad (19)$$

通过 PI 控制器,根据式(7)计算所得输出相电 压的极性,可得用于控制桥臂总能量的内部电流参 考值  $i_{\text{arr}}^{\Delta}$ 为:

$$i_{\text{diff}j}^{\Delta} = \left[ P(E_{\Delta j}^* - E_{\Delta j}) + I \int (E_{\Delta j}^* - E_{\Delta j}) \, \text{d}t \right] u_j^* \quad (20)$$

其中,*E*<sup>\*</sup><sub>Δ</sub>为桥臂能量差模分量的参考值。

根据期望的桥臂子模块电容电压,计算对应的 桥臂能量作为参考值,即可实现各桥臂子模块电容 电压灵活可控。故桥臂能量参考值可计算如下:

$$E_{sj}^{*} = \frac{E_{upj}^{*} + E_{lowj}^{*}}{2}, \ E_{\Delta j}^{*} = \frac{E_{upj}^{*} - E_{lowj}^{*}}{2}$$
(21)

$$E_{upj}^{*} = \frac{NC}{2} (U_{Cupa}^{*})^{2}, \ E_{lowj}^{*} = \frac{NC}{2} (U_{Clowa}^{*})^{2} \quad (22)$$

其中,*U*<sup>\*</sup><sub>Cupa</sub>、*U*<sup>\*</sup><sub>Clova</sub>分别为上、下桥臂电容电压参考值。 2.4 相电流及内部电流参考值计算

为了避免使用锁相环在电网频率发生偏移时的 不利影响,本文采取静止两相坐标系下的计算方式 计算相电流参考值,从而省略锁相环。若有功功率 和无功功率的给定值分别记为 *P*\* 和 *Q*\*,则相电流 参考值可计算如下:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{*} \\ i_{\beta}^{*} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \\ -u_{s\beta} & u_{s\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P^{*} \\ Q^{*} \end{bmatrix}$$
(23)

其中, $i_{\alpha}^{*}$ 、 $i_{\beta}^{*}$ 为  $\alpha\beta$  坐标系下的电流参考值; $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 为 电网电压。通过 Clark 反变换即可得到外部三相电 流的参考值  $i_{i}^{*}$ 。

传统的 PI、PR 控制器仅能对直流分量或特定 的高次谐波分量进行控制,而本文采用的环流控制 器直接基于环流的暂态数学模型进行离散化设计, 具有良好的频域响应特性,因此可根据不同环流控 制策略实现灵活切换,而无需额外的参数整定。当 采用传统环流抑制策略时,考虑线路损耗,桥臂内部 电流的参考值为:

$$i_{\text{diffy}}^{c} = \frac{P^{*} + \frac{3}{2}(i_{\alpha}^{*2} + i_{\beta}^{*2})R'}{3U_{\text{dc}}}$$
(24)

由于子模块的电容电压波动由桥臂总能量的波 动和上、下桥臂间的能量流动共同造成,因此若采用 基于瞬时功率守恒的2倍频环流注入控制,即对式 (15)第二个等号右侧的2倍频分量进行补偿,消除 桥臂总能量的2倍频波动。文献[22]的研究表明, 通过注入2倍频环流,相比环流抑制可进一步减小 子模块电容电压波动,并在子模块电容较小时,增大 系统可行功率运行区域范围。采用2倍频环流注入 时,桥臂内部电流的参考值为:

$$i_{\text{diff}j}^{c} = u_{j}^{*} i_{j}^{*} / U_{\text{dc}}$$

$$(25)$$

当采用2倍频环流注入控制时,式(17)所用低 通滤波器可以省略。

将式(24)或式(25)的计算结果与式(18)、 (20)得到的参考值叠加,即可得到最终的桥臂内部 电流参考值为:

$$i_{\text{diffj}}^* = i_{\text{diffj}}^c + i_{\text{diffj}}^s + i_{\text{diffj}}^\Delta$$
(26)

本文所述控制策略的整体框图如图3所示。



#### 图 3 所提控制策略框图

Fig.3 Diagram of proposed control strategy

## 3 仿真结果

为了验证本文理论的有效性,针对图 1 所示的 MMC 系统在 MATLAB/Simulink 平台上搭建了桥臂 子模块数为 20 的仿真模型,系统的参数设置如下: 额定容量 S=8 MV·A,子模块电容  $C=10~000 \mu$ F,直 流电压  $U_{dc}=20$  kV,子模块电压  $U_c=1~000$  V,采样频 率 $f_s=10$  kHz,桥臂电感  $L_b=15$  mH,桥臂子模块数 N=20,交流侧电感 L=5 mH。

#### 3.1 算例1:误差反馈滚动优化

为了验证本文所提误差反馈滚动优化方法的有效性,对系统在不同电感参数误差  $\Delta L'$ 下的误差反馈运行进行了仿真研究,仿真结果如图 4 所示,其中滚动优化系数取值均为 0.95。

图 4(a) 为预测控制采用的等效电感参数比真 实值大 25% 时的三相电流仿真结果,图 4(b) 为采用 的等效电感参数比真实值小 25% 时的仿真结果。在



图 4 误差反馈滚动优化仿真结果

Fig.4 Simulative results of error feedback receding horizon optimization

*t*=0.1 s时,系统已经运行于稳态,此时功率给定为 *P*\*=8 MW、*Q*\*=0,误差反馈滚动优化未启动,相电 流幅值约为653 A。可以看出,未采用滚动优化时, 尽管所提方法包含负反馈控制,控制系统参数与实 际参数间的偏差仍然导致了稳态误差。在*t*=0.2 s 时,误差反馈滚动优化投入运行,可以看出相电流的 跟踪误差被有效地消除。从图4可以看出,由于所 提方法包含负反馈控制,即使所采用的系统参数无 法保证准确,在一定范围内本文方法也可保持较高 精度(参数误差达到±25%时,相电流的相对误差仅 约为0.6%)。通过引入误差反馈滚动优化,可以有 效地消除由参数精度不足引起的稳态误差,避免所 提方法对参数的敏感,进一步提高稳态精度。

## 3.2 算例 2:子模块电容均压效果对比

为了验证本文所述桥臂能量控制策略在子模块 电容电压均衡中的有效性,对桥臂能量控制使能前 后的运行特性进行了仿真对比研究,MMC系统在进 行功率传输时桥臂能量控制使能前后的对比仿真结 果如图5所示。

在 t=0.1 s 时,系统从静止状态启动,功率给定 为 P\*=8 MW、Q\*=0,此时桥臂能量控制未使能,环 流控制采用环流抑制控制策略。从仿真结果可以看 出,当仅采用传统的外部功率、相电流控制及内部环 流控制时,结合子模块电容电压排序算法,可以在暂 态过程中保持各桥臂内子模块电容电压均衡,但是 无法严格保证各桥臂间的总能量均衡,即各个桥臂 内的子模块电容电压被均衡在均值附近,但各个桥 臂间的子模块电容电压均值会出现偏差。从图 5 (a)、(b)可以看出,本算例功率调节过程中 a 相桥 臂总能量下降,偏离了当子模块电容电压为1000 V 时的参考值,同时上桥臂能量大于下桥臂能量,使得 上桥臂子模块电容电压平均值也大于下桥臂子模块 电容电压平均值。

当 t=0.25 s 时,桥臂能量共模分量控制使能,此



Fig.5 Comparison of simulative results before and after arm energy control enable

时桥臂能量被准确地控制为参考值2 MJ。当t=0.4 s 时,桥臂能量差模分量控制使能,且参考值为0,可以 看出上、下桥臂间的能量差值被有效地消除,且图 5(c)的结果表明此时子模块电容电压严格围绕其 给定值周期性波动。图5(d)为a相环流波形,可以 看出桥臂能量控制启动时桥臂环流响应对应的输出 参考信号产生波动,实现桥臂能量的调节,当桥臂能 量达到给定值时,环流被有效地抑制,表明本文环流 控制方法可以有效地实现环流抑制并满足桥臂能量 控制需求。

通过前后对比,说明本文桥臂能量控制策略可 以进一步地提升子模块的电容电压均衡效果,保证 不同桥臂间子模块电容电压的有效均衡。同时图 5(e)、(f)的结果表明内部环流及桥臂能量控制几 乎不对外部相电流控制产生影响,本文基于 MMC 内外动态特性的控制策略的解耦特性良好。

## 3.3 算例3:桥臂能量控制

为了验证本文方法可以实现各桥臂子模块电容 电压灵活可控,对此进行了仿真研究,仿真结果如图 6 所示。t=0.1 s时,系统运行于稳态,此时向网侧传 输功率P=4 MW、Q=0,桥臂能量共模分量参考值为 2 MJ,差模分量参考值为 0。当t=0.2 s时, $E_{sa}^{*}=$ 2.2 MJ、 $E_{sc}^{*}=1.8$  MJ,其余参考值不变;当t=0.4 s 时, $E_{Aa}^{*}=0.2$  MJ, $E_{Ac}^{*}=-0.2$  MJ。

图 6(a)、(b)分别为三相桥臂能量的共模分量、 差模分量响应波形,可看出它们均可迅速响应各自 的参考值变化。图 6(c)—(e)为三相子模块电容电



压波形,从中可以看出 t=0.2 s 时,通过控制桥臂能量的共模分量,各相桥臂中所有子模块电容电压的整体平均值随桥臂能量的变化而被调节;t=0.4 s 时桥臂能量的差模分量变化后,上、下桥臂中子模块电容电压平均值的差值也相应变化,最终实现各桥臂子模块电容电压灵活可控。图 6(f)所示的三相电流波形表明尽管各个桥臂子模块电容电压被调节为不同的给定值,采用本文方法仍能保证良好的外部输出特性。

#### 3.4 算例 4:环流控制模式切换

为了验证本文所设计环流控制器具有通用控制的特性,可对不同频率的环流分量进行有效的控制, 对此进行了仿真研究。图7为环流控制模式切换的 仿真结果。当*t*=0.2 s时,系统运行于稳态,此时 *P*=8 MW,*Q*=0,采用环流抑制的控制策略。当*t*= 0.4 s时,环流控制策略切换为环流注入模式,根据 式(25)向各相桥臂中注入2倍频环流实现桥臂瞬时 功率守恒。



图 7(a)、(b)为桥臂能量各分量波形,图 7(c) 为 a 相子模块电容电压,从中可看出,不同环流控制 模式下,桥臂能量控制均可有效地发挥作用,实现桥 臂间的能量均衡,将子模块电容电压均控制在其参 考值附近,但环流注入模式下子模块电容电压的波 动幅度更小。图 7(d)、(e)分别为 a 相环流、三相电 流,可看出在不同环流控制模式下三相电流仍然保 持稳定。综上,不同环流控制策略各有优劣,相比环 流抑制策略,采用环流注入策略将进一步减小子模 块电容电压波动,有利于减小电容的容量设计,与此 同时,桥臂电流的有效值也将增大,可能导致运行损 耗增大等不利影响。采用本文方法可根据实际需 求,灵活地选取环流控制策略,减少系统设计复 杂度。

## 4 结论

本文提出一种基于模型预测控制的 MMC 桥臂 能量控制策略,通过仿真研究对所提控制策略的正 确性与有效性进行了验证,并得出以下结论:

a. 通过控制桥臂能量的共模分量和差模分量, 不仅能实现各桥臂间的总能量均衡,提升桥臂间子 模块电容的均压效果,还可实现各桥臂子模块电容 电压的分别可调,满足不同桥臂电容电压参考值不 一致时的特殊应用需求;

**b.** VP-MPC 相电流及环流控制策略可以有效地 实现外部相电流和内部环流的解耦控制,同时该环 流控制器通用性强,可实现环流注入或环流抑制的 灵活切换控制;

c. 基于误差反馈的滚动优化可以有效地消除系统参数精度不足带来的稳态误差,避免控制方法的参数敏感性。

#### 参考文献:

- PEREZ M A, BERNET S, RODRIGUEZ J, et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (1):4-17.
- [2]杨晓峰,郑琼林,薛尧,等. 模块化多电平换流器的拓扑和工业 应用综述[J]. 电网技术,2016,40(1):1-10.
   YANG Xiaofeng,ZHENG Trillion Q,XUE Yao, et al. Review on topology and industry applications of modular multilevel converter
   [J]. Power System Technology,2016,40(1):1-10.
- [3]林环城,王志新,史莉,等.基于分层控制的模块化多电平变流 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.
- [4] 荣飞,刘诚,黄守道. 一种新型模块化多电平光伏并网系统[J]. 中国电机工程学报,2015,35(23):5976-5984.
  RONG Fei,LIU Cheng, HUANG Shoudao. A novel grid-connected PV system based on MMC[J]. Proceedings of the CSEE,2015,35 (23):5976-5984.

- [5]陆晶晶,贺之渊,赵成勇,等.适用于多能协同运行的MMC型三端主动电力调节系统[J].电力自动化设备,2017,37(6):245-252.
  - LU Jingjing, HE Zhiyuan, ZHAO Chengyong, et al. Active three-terminal power conditioner based on MMC for multi-energy complementation [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37 (6):245-252.
- [6] TU Q, XU Z, XU L. Reduced switching-frequency modulation and circulating cur-rent suppression for modular multilevel converters
   [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(3): 2009-2017.
- [7]张芳,张光耀,李传栋. MMC-HVDC 的二阶线性自抗扰控制策 略[J].电力自动化设备,2017,37(11):92-98. ZHANG Fang,ZHANG Guangyao,LI Chuandong. Second-order linear active disturbance rejection control strategy of MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(11):92-98.
- [8] ZHANG M, HUANG L, YAO W, et al. Circulating harmonic current elimination of a CPS-PWM-based modular multilevel converter with a plug-in repetitive controller [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4):2083-2097.
- [9] POU J, CEBALLOS S, KONSTANTINOU G, et al. Circulating current injection methods based on instantaneous information for the modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2):777-788.
- [10] VASILADIOTIS M, CHERIX N, RUFER A. Impact of grid asymmetries on the operation and capacitive energy storage design of modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11):6697-6707.
- [11] LI X, SONG Q, LIU W, et al. Performance analysis and optimization of circulating current control for modular multilevel converter [J].
   IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 (2): 716-727.
- [12] 许建中,赵成勇. 模块化多电平换流器电容电压优化平衡控制 算法[J]. 电网技术,2012,36(6):256-261.
  XU Jianzhong,ZHAO Chengyong. An optimized capacitance voltage balancing algorithm for modularized multilevel converter[J]. Power System Technology,2012,36(6):256-261.
- [13] PENG H, XIE R, WANG K, et al. A capacitor voltage balancing method with fundamental sorting frequency for modular multilevel converters under staircase modulation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 33(11):7809-7822.
- [14] 林环城,王志新. 基于模型预测控制的模块化多电平变流器新型混合控制策略[J]. 中国电机工程学报,2016,36(7):1877-1884.

LIN Huancheng, WANG Zhixin. A novel hybrid control strategy based on model predictive control for modular multilevel converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7):1877-1884.

[15] 姚致清,于飞,赵倩,等. 基于模块化多电平换流器的大型光伏 并网系统仿真研究[J]. 中国电机工程学报,2013,33(36): 27-33.

YAO Zhiqing, YU Fei, ZHAO Qian, et al. Simulation research on large-scale PV grid-connected systems based on MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(36):27-33.

- [16] MEI J, XIAO B, SHEN K, et al. Modular multilevel inverter with new modulation method and its application to photovoltaic grid-connected generator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013,28(11):5063-5073.
- [17] PEREZ M A, ARANCIBIA D, KOURO S, et al. Modular multilevel

60

converter with integrated storage for solar photovoltaic applications [C] // IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Vienna, Austria: IEEE, 2013:6993-6998.

- [18] 武伟,谢少军,张曌,等. 基于 MMC 双向 DC-DC 变换器的超级 电容储能系统控制策略分析与设计[J].中国电机工程学报, 2014,34(27):4568-4575.
  WU Wei,XIE Shaojun,ZHANG Zhao, et al. Analysis and design of control strategy for MMC-BDC based ultra-capacitors energy storage systems[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(27):4568-4575.
- [19] VASILADIOTIS M, RUFER A. Analysis and control of modular multilevel converters with integrated battery energy storage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1):163-175.
- [20] KAWAKAMI N, OTA S, KON H, et al. Development of a 500 kW modular multilevel cascade converter for battery energy storage systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50 (6):3902-3910.
- [21] NADEMI H, ELAHIDOOST A, NORUM L E. Comparative analysis

of different MPPT schemes for photovoltaic integration of modular multilevel converter [C] // 2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics. [S.l.]:IEEE,2016:1-5.

[22] KIM H, KIM S, CHUNG Y H, et al. Operating region of modular multilevel converter for HVDC with controlled second-order harmonic circulating current:elaborating P-Q capability[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2016,31(2):493-502.

#### 作者简介:



林环城(1991—),男,浙江温州人,博 士研究生,研究方向为多电平交流器技术 及电机控制(E-mail:lhcnihaoa@qq.com); 王志新(1964—),男,贵州遵义人,教 授,博士研究生导师,研究方向为海上风力 发电、光伏发电、电机系统节能等。

## Arm energy control strategy of modular multilevel converter based on model predictive control

#### LIN Huancheng, WANG Zhixin

(School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China) **Abstract**: Existing control strategies of MMC(Modular Multilevel Converter) mostly use given submodule capacitor voltage reference, which can not control the capacitor voltage of different arms separately. An arm energy control strategy for MMC based on model predictive control is proposed, which introduces common-mode and differentialmode component control of the arm energy to realize flexible control of the capacitor voltage of each arm. The model predictive controllers of phase current and circulating current are designed based on the transient mathematical model of MMC and the current error feedback receding horizon optimization is introduced, realizing the decoupling control of external phase current and internal circulating current effectively and making the circulating-current controller realize the characteristics of circulating-current restraining and circulating-current injection, and it is not sensitive to parameters of the system. Simulative results verify the validity and effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: modular multilevel converter; model predictive control; circulating current; arm energy; control strategy