

1-30-2024

Frequency reduction model predictive control of MMC under unbalanced grid voltage condition

Chunlin WANG

School of Automation, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China

Tao ZHAO

School of Automation, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China

You XU

School of Automation, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China

Jing CHEN

School of Automation, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China

Hao SUN

School of Automation, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China

See next page for additional authors

Follow this and additional works at: <https://jepst.researchcommons.org/journal>

Recommended Citation

WANG, Chunlin; ZHAO, Tao; XU, You; CHEN, Jing; SUN, Hao; and LI, Guipu (2024) "Frequency reduction model predictive control of MMC under unbalanced grid voltage condition," *Journal of Electric Power Science and Technology*. Vol. 38: Iss. 6, Article 7.

DOI: 10.19781/j.issn.1673-9140.2023.06.007

Available at: <https://jepst.researchcommons.org/journal/vol38/iss6/7>

This Scientific Research is brought to you for free and open access by Journal of Electric Power Science and Technology. It has been accepted for inclusion in Journal of Electric Power Science and Technology by an authorized editor of Journal of Electric Power Science and Technology. For more information, please contact dlxb04@163.com.

Frequency reduction model predictive control of MMC under unbalanced grid voltage condition

Authors

Chunlin WANG, Tao ZHAO, You XU, Jing CHEN, Hao SUN, and Guipu LI

电网电压不平衡工况下 MMC 的 降频模型预测控制

王春霖, 赵 涛, 徐 友, 陈 静, 孙 浩, 李桂璞

(南京工程学院自动化学院, 江苏 南京 211167)

摘 要:模块化多电平换流器在电网电压不平衡时存在三相电流不对称、有功和无功功率波动的问题。为此,建立不同控制目标下电网电压不平衡的数学模型,提出一种适用于网压不平衡的降频模型预测控制策略,该策略可以实现对正、负序电流的精确追踪;同时,引入降频因子,有效降低开关频率以减少模块化多电平换流器的开关损耗;计算开关频率时提出一种改进移动平均值算法,有效减少开关频率计算所占内存和计算量。通过在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型,验证所提控制策略的有效性。

关 键 词:模块化多电平换流器;电网电压不平衡;模型预测控制;降频因子;改进移动平均值

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2023.06.007 中图分类号:TM46 文章编号:1673-9140(2023)06-0067-09

Frequency reduction model predictive control of MMC under unbalanced grid voltage condition

WANG Chunlin, ZHAO Tao, XU You, CHEN Jing, SUN Hao, LI Guipu

(School of Automation, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

Abstract: Modular multilevel converters have the problem of three-phase current asymmetry and fluctuations in active and reactive power when the grid voltages are unbalanced. For this reason, the mathematical model for voltage imbalance in power grid under different control objectives is established, and a frequency reduction model predictive control strategy suitable for grid voltage imbalance is proposed, which realizes accurate tracking of positive and negative sequence currents, and then, this paper introduces frequency reduction factors to effectively reduce the switching frequency and reduce the switching loss of modular multilevel converters. An improved moving average algorithm is proposed when calculating the switching frequency, which effectively reduces the memory and calculation amount occupied by the switching frequency calculation. The simulation results verify the effectiveness of the proposed control strategy by building a simulation model in Matlab/Simulink.

Keywords: modular multilevel converter; grid voltage imbalance; model predictive control; frequency reduction factor; improved moving average

当前全球面临着严峻的能源压力和环境压力,随着“碳达峰、碳中和”远景目标的提出,迫切需要

提高太阳能、风能等新能源利用率,如何有效接纳这些新能源成为亟需解决的问题。模块化多电平

收稿日期:2022-11-22;修回日期:2023-04-20

基金项目:国家自然科学基金(62203211)

通信作者:赵 涛(1965—),男,博士,教授,主要从事新能源并网技术及变流装置的研究;E-mail: zdhxzt@njit.net.cn

换流器(modular multilevel converter, MMC)与传统电压源变换器相比,具有电压等级高、输出波形质量高及故障处理能力强等优点^[1-3],广泛应用于新能源并网、孤岛供电以及电网互联等领域^[4-5]。但在电力系统中,电网电压不平衡的情况时有发生,因此,研究电网电压不平衡时MMC的控制策略具有重要意义^[6]。

电网电压不平衡对MMC的影响主要包括内特性和外特性两方面,内特性主要包括环流抑制和子模块均压;外特性主要包括交流侧三相电流、有功和无功功率波动^[7]。在电网电压不平衡工况下,文献[8]指出通过电网电压不平衡时交流电流的数学模型推导出的负序分量会导致功率波动;文献[9]提出一种基于两相旋转坐标系的MMC模型,采用无源控制有效地降低了电流不平衡和功率波动;文献[10]将Lyapunov函数应用于MMC控制;文献[11]通过推导能量函数的形成过程提高了系统的控制精度;文献[12]提出基于端口受控耗散哈密尔顿模型的无源控制策略,与传统控制策略相比提高了控制精度;文献[13]在MMC模型中引入了多变量控制参数 λ ,实现了对正负序电流、有功和无功这3个控制目标的协同控制,同时可以对参考电流的正负序分量进行灵活调节。

为实现对网侧电流参考中的正负序分量进行灵活调节,相较于PI控制,模型预测控制(model predictive control, MPC)具有良好的电流追踪效果^[14-16]。文献[17]提出一种循环寻优的模型预测控制算法,该策略进一步提高了模型预测的控制精度;文献[18]通过改进均压算法降低了传统模型预测的计算量,并进一步减少子模块电容电压的波动范围;文献[19]采用分层控制,将各控制目标进行单独分析,根据不同控制目标分别建立价值函数,避免了权重因子的整定。模型预测控制的引入提高了系统的鲁棒性和动态响应能力,但采用模型预测控制增加了开关频率,从而增加了系统损耗。文献[20]采用移动平均值算法能够较好地计算出MMC的桥臂开关频率,但是当采样频率高时存在占用内存大、计算量大的问题。

本文提出一种电网电压不平衡工况下兼顾MMC内、外特性的电流模型预测控制策略。采用模型预测控制对桥臂环流和子模块均压逐级进行

控制,以提高MMC输出静态和动态性能,从而在并网电流控制、有功功率和无功功率的不同控制目标下能有效提高外特性的控制精度和响应速度。进一步针对模型预测控制在较高的采样频率下导致开关频率高的问题,引入降频因子,优化子模块投切顺序,从而使各子模块尽量保持当前投切状态,实现对桥臂子模块的降频均压;计算开关频率时提出一种改进移动平均值算法,大幅减少移位计算所占存储空间和计算时间。最后,通过仿真对所提控制策略的有效性进行验证。

1 网压不平衡时 MMC 数学模型与多目标控制分析

1.1 网压不平衡时 MMC 数学模型

MMC拓扑如图1所示。三相MMC每相包含上、下2个桥臂,每个桥臂由1个桥臂电感和 N 个子模块(sub-module, SM)串联而成。通过控制各桥臂中子模块的投切, N 个子模块的MMC可以输出 $N+1$ 种电平。

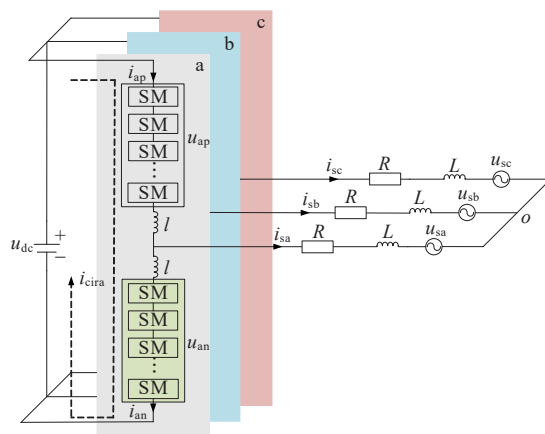


图1 MMC三相拓扑结构

Figure 1 MMC three-phase topology

图1中 u_{dc} 为直流侧电压, i_{ap} 、 i_{an} 分别为a相上、下桥臂电流, l 为桥臂电感, L 、 R 分别为交流侧电感和交流电阻, i_{sj} 、 u_{sj} ($j=a, b, c$)为交流侧并网电流和网侧电压, i_{cira} 为a相桥臂环流, u_{ap} 、 u_{an} 分别为等效a相上、下桥臂输出电压;规定图中箭头方向为各电流正方向。

当电网侧电压不平衡时,由于MMC换流器采

用三相三线制接入电网,因此零序电流无法形成流通回路,故只需考虑电压和电流的正、负序分量。根据对称分量法,可将三相电压、电流分别分解为

$$\begin{cases} u_a = u_a^+ + u_a^- = u^+ \cos(\omega t + \theta^+) + u^- \cos(\omega t + \theta^-) \\ u_b = u_b^+ + u_b^- = u^+ \cos(\omega t + \theta^+ - 2\pi/3) + \\ \quad u^- \cos(\omega t + \theta^- + 2\pi/3) \\ u_c = u_c^+ + u_c^- = u^+ \cos(\omega t + \theta^+ + 2\pi/3) + \\ \quad u^- \cos(\omega t + \theta^- - 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_a = i_a^+ + i_a^- = i^+ \cos(\omega t + \varphi^+) + i^- \cos(\omega t + \varphi^-) \\ i_b = i_b^+ + i_b^- = i^+ \cos(\omega t + \varphi^+ - 2\pi/3) + \\ \quad i^- \cos(\omega t + \varphi^- + 2\pi/3) \\ i_c = i_c^+ + i_c^- = i^+ \cos(\omega t + \varphi^+ + 2\pi/3) + \\ \quad i^- \cos(\omega t + \varphi^- - 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

式(1)、(2)中, $u_j^+, u_j^- (j=a, b, c)$ 分别为三相电网电压的正、负序分量; u^+, u^- 分别为电网电压正、负序分量的幅值; $i_j^+, i_j^- (j=a, b, c)$ 分别为三相电流的正、负序分量; i^+, i^- 分别为电流正、负序分量的幅值; θ^+, θ^- 分别为电压正、负序分量的初始相角; φ^+, φ^- 分别为电流正、负序分量的初始相角。

有功、无功功率表达式为

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} [(u_d^+ + u_d^-)(i_d^+ + i_d^-) + (u_q^+ + u_q^-)(i_q^+ + i_q^-)] \\ Q = -\frac{3}{2} [(u_d^+ + u_d^-)(i_q^+ + i_q^-) - (u_q^+ + u_q^-)(i_d^+ + i_d^-)] \end{cases} \quad (3)$$

式中, $u_d^+, u_q^+, u_d^-, u_q^-$ 分别为网侧电压正、负序分量在 dq 轴的投影; $i_d^+, i_q^+, i_d^-, i_q^-$ 分别为电流正、负序分量在 dq 轴的投影。

将式(1)、(2)经坐标变换并带入式(3),可得有功、无功功率表达式

$$\begin{cases} P = P_1 + P_2 \\ Q = Q_1 + Q_2 \end{cases} \quad (4)$$

其中,

$$\begin{cases} P_1 = \frac{3}{2} (u_d^+ i_d^+ + u_q^+ i_q^+ + u_d^- i_d^- + u_q^- i_q^-) \\ P_2 = \frac{3}{2} (u_d^+ i_d^- + u_q^+ i_q^- + u_d^- i_d^+ + u_q^- i_q^+) \cos 2\omega t + \\ \quad \frac{3}{2} (u_q^- i_d^+ - u_d^- i_q^+ - u_q^+ i_d^- + u_d^+ i_q^-) \sin 2\omega t \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} Q_1 = \frac{3}{2} (u_q^+ i_d^+ - u_d^+ i_q^+ + u_q^- i_d^- - u_d^- i_q^-) \\ Q_2 = \frac{3}{2} (u_q^+ i_d^- - u_d^+ i_q^- + u_q^- i_d^+ - u_d^- i_q^+) \cos 2\omega t + \\ \quad \frac{3}{2} (u_d^+ i_d^- + u_q^+ i_q^- - u_d^- i_d^+ + u_q^- i_q^+) \sin 2\omega t \end{cases} \quad (6)$$

式(5)、(6)中, P_1, Q_1 分别为同序电压、电流产生的直流流量; P_2, Q_2 分别为不同序电压、电流作用产生的二倍频量,当电网电压不平衡时,由有功、无功表达式可知无法同时控制有功、无功功率的二倍频波动。

1.2 多变量控制参数 λ 的控制模型

结合文献[13],为满足不同控制目标需求,根据瞬时功率理论计算出不平衡网压下正负序电流的具体分量:

$$\begin{bmatrix} i_{dref}^+ \\ i_{qref}^+ \\ i_{dref}^- \\ i_{qref}^- \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \times \frac{P_{ref}}{(u^+)^2 + \lambda(u^-)^2} \begin{bmatrix} u_d^+ \\ u_q^+ \\ \lambda u_d^- \\ \lambda u_q^- \end{bmatrix} + \frac{2}{3} \times \frac{Q_{ref}}{(u^+)^2 - \lambda(u^-)^2} \begin{bmatrix} u_q^+ \\ u_d^+ \\ \lambda u_q^- \\ \lambda u_d^- \end{bmatrix} \quad (7)$$

通过改变控制参数 λ 的取值实现对3个控制目标的灵活调节,控制参数 λ 对功率和电流的影响如表1所示。本文讨论 λ 取值为-1、0、1这3种情况,结合参考文献[9]分别计算3个控制目标下的电流,将其作为系统参考电流。

表1 控制参数 λ 对功率和电流的影响

Table 1 The effect of the control parameter λ on power and current

λ 取值	功率波动	交流电流
$\lambda = -1$	仅存在无功功率波动	故障相电流最大
$-1 < \lambda < 0$	有功、无功功率均存在波动	故障相电流最大
$\lambda = 0$	有功、无功功率均存在波动	三相电流平衡
$0 < \lambda < 1$	有功、无功功率均存在波动	非故障相电流最大
$\lambda = 1$	仅存在有功功率波动	非故障相电流最大

2 基于MPC的降频控制策略

结合文1分析,本文提出一种兼顾MMC内、外特性的电流模型预测控制,由于模型预测控制具有较高的采样频率,相较于传统MMC控制策略会增

加子模块的开关频率,因此,本文引入降频因子以降低子模块开关频率。控制策略框图如图2所示。

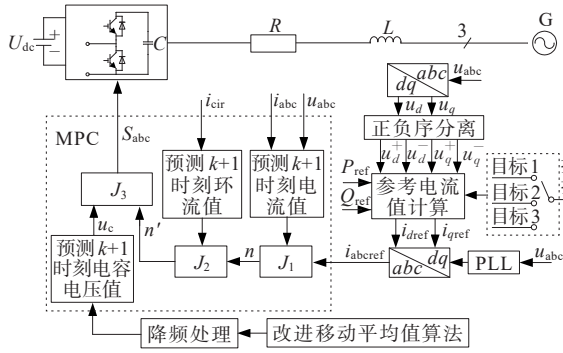


图2 控制策略框图

Figure 2 Block diagram of control strategy

首先通过切换控制指令可得到3种不同控制目标下的参考电流,与网侧采集的电压电流值经模型预测控制,求得输出电流价值函数 J_1 最小时需投入的子模块个数 n ;然后与环流值经模型预测控制对所需投入的子模块个数进行修正,得到环流价值函数 J_2 最小时投入的子模块个数 $n_{\min}$;最后引入降频因子对子模块电压进行微调,根据子模块电容电压构建各子模块均压价值函数 $J_{3j}(j=1,2,\dots,N)$,对 J_{3j} 进行排序,选取 J_{3j} 较小的 $n_{\min}$ 个子模块投入运行。在测量开关频率时提出一种改进移动平均值算法可以大幅减少所占内存和计算量。

2.1 基于模型预测的电流追踪和环流抑制

通过文1分析得到各控制目标下电流参考值参与后续运算。结合参考文献[14],根据图1和基尔霍夫电压定律可以得到 j 相电压、电流关系式:

$$\begin{cases} \frac{u_{dc}}{2} - u_{pj} = l \frac{di_{pj}}{dt} + L \frac{di_{sj}}{dt} + Ri_{sj} + u_{sj} \\ -\frac{u_{dc}}{2} + u_{nj} = -l \frac{di_{nj}}{dt} + L \frac{di_{sj}}{dt} + Ri_{sj} + u_{sj} \end{cases} \quad (8)$$

式中, u_{dc} 为直流侧电压; u_{pj} 、 $u_{nj}(j=a,b,c)$ 分别为 j 相上、下桥臂输出电压; i_{pj} 、 $i_{nj}(j=a,b,c)$ 分别为 j 相上、下桥臂电流; i_{sj} 、 $u_{sj}(j=a,b,c)$ 分别为 j 相网侧电流、电压。

根据式(8)中交流侧与直流侧的关系,令 $L_{eq}=l/2+L$,采用一阶前向差分法进行离散化处理,得到并网电流的预测模型:

$$i_{sj}(k+1) = \frac{T_s}{L_{eq}} \left(\frac{u_{nj} - u_{pj}}{2} - u_{sj} \right) + \left(1 - \frac{T_s R}{L_{eq}} \right) i_{sj}(k) \quad (9)$$

式中, T_s 为采样周期; $i_{sj}(k)$ 、 $i_{sj}(k+1)$ 分别为 k 时刻输出电流的采样值和 $k+1$ 时刻电流的预测值。

利用预测电流与参考电流误差的绝对值构造价值函数:

$$J_1 = |i_{sj}(k+1) - i_{jref}(k+1)| \quad (10)$$

其中, $i_{jref}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻电流的参考值。选取电流预测价值函数 J_1 最小时子模块投切个数 n 作为电流预测输出。

根据MMC拓扑图,可推导出 j 相电压、电流的关系式为

$$\begin{cases} \frac{u_{dc}}{2} - u_{sj} = u_{pj} + l \frac{di_{pj}}{dt} \\ \frac{u_{dc}}{2} + u_{sj} = u_{nj} + l \frac{di_{nj}}{dt} \end{cases} \quad (11)$$

离散化后得到环流预测模型:

$$i_{cirj}(k+1) = \frac{T_s}{2l} [u_{dc} - (u_{pj} + u_{nj})] + i_{cirj}(k) \quad (12)$$

式中, $i_{cirj}(k)$ 、 $i_{cirj}(k+1)$ 分别为 k 时刻环流采样值和 $k+1$ 时刻环流的预测值。

根据式(12)分析可知,桥臂环流由上、下桥臂电压之和以及直流侧电压决定,与输出电流等外部参数无关。MMC的输出电压由上、下桥臂的电压之差决定,同时,增加或减少上、下桥臂投入的子模块个数时其输出特性不受影响。因此,可以在不改变MMC输出特性的基础上,通过适量增减上、下桥臂投入的子模块个数来改变桥臂电压之和,以实现减少环流的目的。

利用环流预测值与参考流误差的绝对值构造价值函数:

$$J_2 = |i_{cirj}(k+1) - i_{cirref}| \quad (13)$$

选取环流价值函数 J_2 最小时子模块投切个数 $n_{\min}$ 作为环流预测输出。

2.2 频率计算与降频控制

2.2.1 基于改进移动平均值算法的频率计算

为保证MMC的稳定运行,需要对其子模块进行均压控制,经过均压控制的MMC各个子模块电压近乎相等。降低开关频率首先要解决开关频率的计算问题,由于采用模型预测控制需要在每个采样周期内对子模块电容电压进行排序,故桥臂子模块开关频率可近似代替各子模块开关频率。本文提出一种改进移动平均值算法,可以大幅降低移动平

均值算法所占用的数组长度,同时也可减少计算量。

首先计算出 k 时刻单个桥臂平均开关频率:

$$f(k) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \text{xor}(T_{k-1}, T_k) \quad (14)$$

式中, N 为单个桥臂子模块个数; xor 为异或运算符; T_{k-1} 、 T_k 分别为 $k-1$ 、 k 时刻开关状态,则一个工频周期内桥臂平均开关频率为

$$F_s = \frac{1}{T} \cdot \sum_{t=k}^{k+T/T_s} f(t) \quad (15)$$

式中, T 为工频周期。

由于系统稳定运行时各相输出电压不会突变,故各个桥臂子模块投切个数不会突变,因此,可采用 k 时刻的平均开关频率 $f(k)$ 近似代替其后 m 个采样周期的平均开关频率,改进移动平均值算法原理如图3所示。

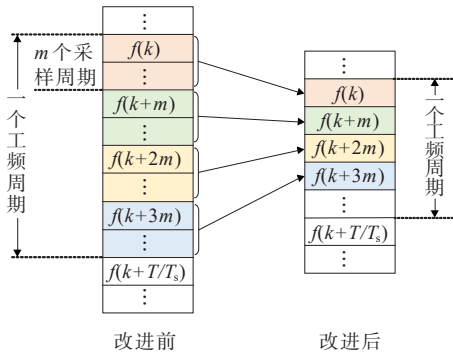


图3 改进移动平均值算法原理

Figure 3 Principle of improving the moving average algorithm

以一个工频周期为例,改进前需要的数组长度为 T/T_s ,改进后所需的数组长度仅为 $(T/T_s)/m$ 。根据上述分析,改进移动平均值算法所占用的数组长度降为改进前的 $1/m$ 倍。改进前需将这 T/T_s 个数组长度的值进行求和计算,改进后求和计算的数组长度减少到之前的 $1/m$ 倍。因此,改进移动平均值算法大幅减少所占用数组长度和计算量,此时桥臂平均开关频率为

$$F_s = \frac{m}{T} \cdot \sum_{t=k}^{k+(T/T_s)/m} f(mt) \quad (16)$$

根据图3和式(16),改进移动平均值算法中 m 的取值与桥臂平均开关频率计算准确度成反比。

2.2.2 基于模型预测的降频均压控制

某时刻子模块的投切状态决定了电容电压的

预测值,若当前时刻子模块切除,则认为下一时刻的电容电压不发生改变;若当前子模块投入运行,则下一时刻电容电压预测值为

$$u_{cj}(k+1) = u_{cj}(k) + i_{zj}(k) T_s / C \quad (17)$$

式中, $u_{cj}(j=1,2,\dots,N)$ 为子模块电容电压; $i_{zj}(z=p,n)$ 为上、下桥臂的桥臂电流。

理想情况下直流电压应在各个子模块均分,构建均压价值函数时需要考虑电流方向问题,电流为正时应投入电容电压较低的子模块,反之则需投入电压较高的子模块。根据式(17)可构建各子模块电容电压价值函数 $J_{3j}(j=1,2,\dots,N)$,即

$$\begin{cases} J_{3j} = u_{cj}(k+1) - u_{dc}/N, & i > 0 \\ J_{3j} = -(u_{cj}(k+1) - u_{dc}/N), & i < 0 \end{cases} \quad (18)$$

根据环流控制中计算得到的投入子模块个数 n' ,选取价值函数 J_{3j} 最小的 n' 个子模块投入运行。

为降低子模块开关频率,在此引入降频因子 q ,在保证各子模块电容电压不超过上、下限电压值的情况下,使各个子模块尽量保持当前时刻的投切状态,从而降低开关频率。

桥臂电流为正时子模块充电,首先判断已投入子模块中是否有电容电压超越上限值,然后保持超越电压上限的子模块电压不变,对其余已投入的子模块电容电压除以降频因子 q 后再进行均压排序,以此来增加已投入子模块在下一时刻继续投入运行的概率;同理,当桥臂电流为负时,子模块处于放电状态,需对投入运行子模块中电压高于下限的电压值乘以降频因子 q ,其余子模块保持不变,而后进行均压排序生成开关信号。降频因子 q 的引入会导致各子模块电容电压波动差异,为防止电容电压波动过大影响系统稳定运行, q 取值一般小于1.05。当引入降频因子后,部分模块电容电压的测量值发生改变,因此需要对电容电压价值函数加以修正。

当桥臂电流为正、负时,分别有

$$\begin{cases} J'_{3j} = \frac{1}{q} (u_{cj}(k+1) - u_{dc}/N), & u_{cj} < u_{\max} \\ J''_{3j} = u_{cj}(k+1) - u_{dc}/N, & u_{cj} \geq u_{\max} \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} J'_{3j} = -q (u_{cj}(k+1) - u_{dc}/N), & u_{cj} > u_{\min} \\ J''_{3j} = -(u_{cj}(k+1) - u_{dc}/N), & u_{cj} \leq u_{\min} \end{cases} \quad (20)$$

降频均压工作流程如图4所示。

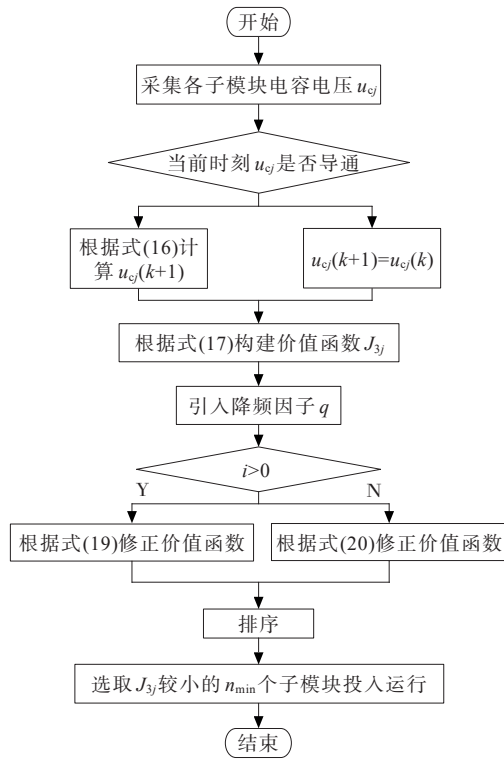


图4 降频均压流程

Figure 4 Flowchart of frequency reduction and voltage equalization

3 仿真分析

为了验证本文所提电网电压不平衡工况下 MMC 的降频模型预测控制的可行性与有效性,在 Matlab/Simulink 仿真平台中搭建 MMC 系统进行仿真分析。设置 a 相电网电压跌落 20%,对此不平衡工况进行仿真分析。系统主要仿真参数如表 2 所示。

表2 系统主要仿真参数

Table 2 Simulation parameters

电网侧 电压/kV	直流侧输入 电压/kV	有功功率/ MW	交流基波 频率/Hz
10	20	12	50
单个桥臂 子模块个数	交流侧等效 电阻/ Ω	交流侧等效 电感/mH	桥臂电感/ mH
10	0.01	1	5
子模块电容值/mF	子模块电容电压/kV	采样频率/kHz	
5	2	20	

3.1 降频仿真分析

0.2 s 前 a 相上桥臂平均开关频率为传统模型预测控制策略的平均开关频率,分别在 0.2、0.4 s 进行降频处理,如图 5 所示。根据仿真波形,0.2 s 时开关频率由 8.2 kHz 降约 6.1 kHz,0.4 s 时频率再次降低,降约 4 kHz。分别取 0.1、0.5 s 处工频周期内单个子模块开关状态进行分析,根据仿真分析,降频控制策略的开关频率较传统控制策略的开关频率有明显降低。

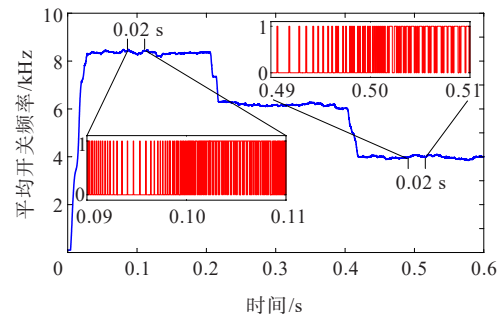


图5 降频仿真结果

Figure 5 Frequency reduction simulation results

3.2 基于 MPC 的电流控制策略仿真分析

由文 1.2 中理论分析可知,根据不同的控制指令可实现并网电流控制、抑制有功功率波动和抑制无功功率波动 3 个控制目标,并将本文模型预测控制策略与传统 PI 控制策略进行仿真对比,设置 0.4 s 时 a 相电压跌落 20% 的工况。当控制目标为并网电流控制时,为保证输出电流平衡需控制负序电流为零,此时控制参数 $\lambda=0$ 。并网电流和功率输出波形如图 6 所示。

根据仿真分析,当控制目标为并网电流控制时,有功功率和无功功率出现波动,三相电流对称,模型预测控制在电压跌落瞬间电流波动较小,相较于传统 PI 控制具有较好的动态响应能力。对比图 6 (a) 中总谐波失真 (total harmonic distortion, THD),可知模型预测控制在电压跌落后具有较好的输出电流质量。

当控制目标为抑制有功功率波动时,可以有效防止有功功率波动传输到直流侧,此时 $\lambda=-1$ 。并网电流和功率输出波形如图 7 所示,根据仿真分析,当控制目标为有功功率波动抑制时,电压跌落后三相电流不平衡,无功功率存在波动。对比图 7 (b) 中有功功率输出波形,可知电压跌落后模型预

测控制相较于传统PI控制能够更好地抑制有功功率波动。

当控制目标为抑制无功功率波动时,可向网侧提供无功支撑,此时 $\lambda=1$ 。并网电流和功率输出波形如图8所示,根据仿真分析,当控制目标为抑制无功功率波动时,电压跌落后三相电流不平衡。对比图8(b)中有功功率输出波形,可知电压跌落后2种控制策略的有功功率均存在波动,但模型预测控制波动幅度较小。对比无功功率输出波形,可知模型预测控制比传统PI控制具有更好的无功功率波动抑制能力。

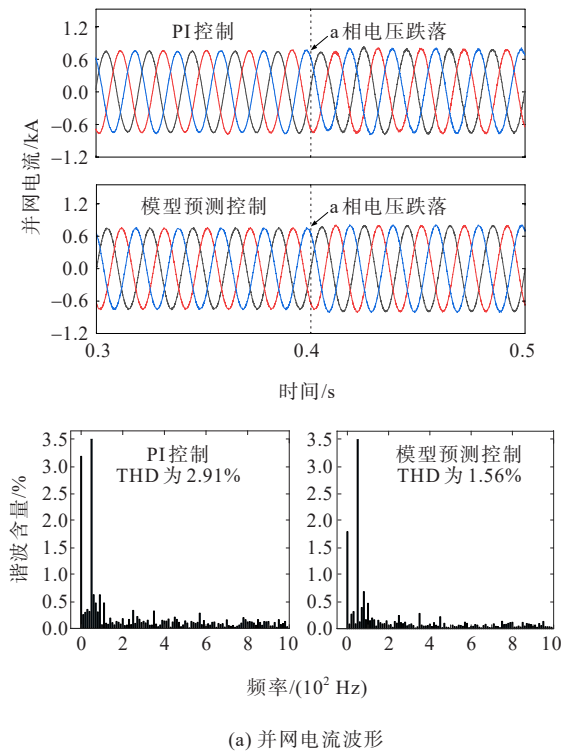


图6 并网电流控制仿真分析

Figure 6 Simulation analysis of grid connected current control

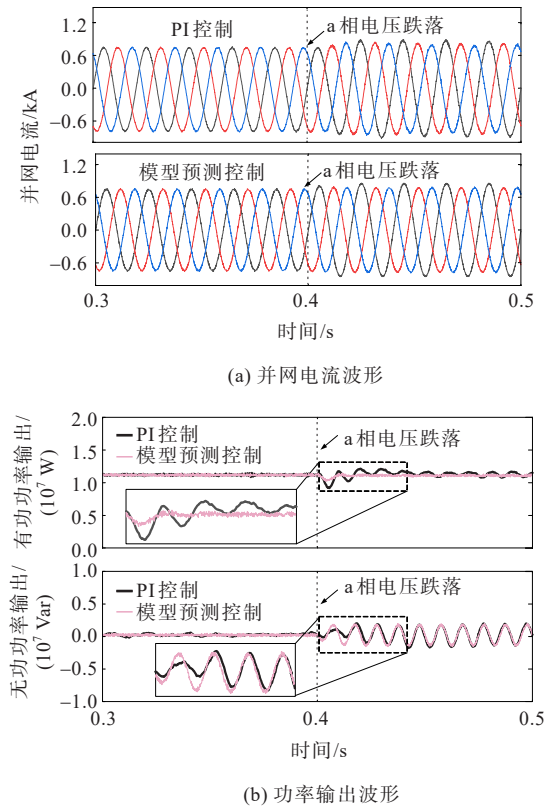


图7 有功波动抑制仿真分析

Figure 7 Simulation analysis of active power fluctuation suppression

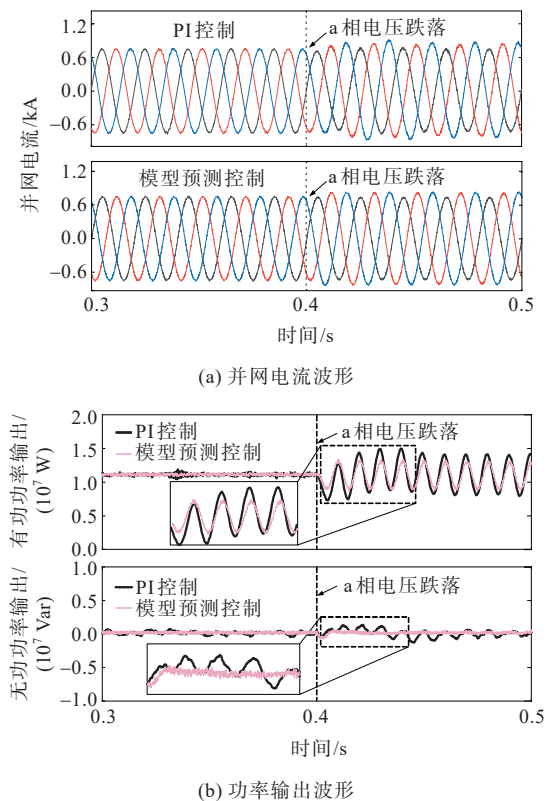


图8 无功波动抑制仿真分析

Figure 8 Simulation analysis of reactive power fluctuation suppression

3.3 基于MPC的环流抑制仿真分析

以a相环流为例,其波形如图9所示,可见所提控制策略可以将环流控制在10 A以内,对仿真运行过程中a相上、下桥臂投入的子模块个数之和进行分析,仿真过程中a相实际投入使用的子模块个数如图10所示,其取值集合为[8,10,12]。综上,可验证本文所提环流抑制策略的有效性。

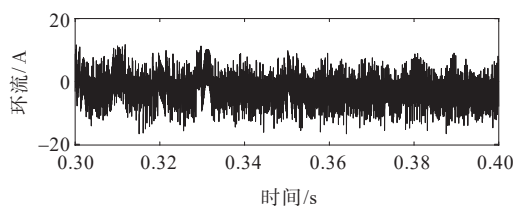


图9 a相环流波形

Figure 9 a phase circulation waveform

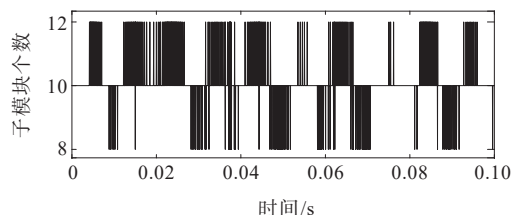


图10 a相投入子模块个数

Figure 13 The number of submodules in phase a

3.4 基于MPC的子模块均压仿真分析

子模块电容电压波形如图11所示,在引入降频因子前,每个采样周期均会根据各子模块电容电压的实际值进行均压排序,因此同一桥臂电容电压近乎相等;0.2 s时引入降频因子,电容电压在实际值的基础上进行微调后再进行均压排序,因此各个子模块电容电压实际值有小范围误差。根据仿真,子模块电容电压在2 kV附近规律波动,降频前、后均能满足均压要求。

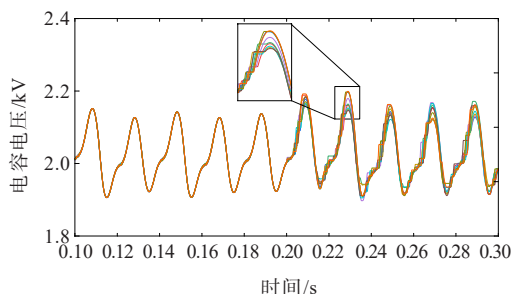


图11 子模块电容电压波形

Figure 11 Submodule capacitor voltage waveform

4 结语

针对MMC实际应用中时常发生的电网电压不平衡工况,本文提出一种电流模型预测控制,通过理论推导和软件仿真得到如下结论:

1) 所提控制策略能兼顾电网电压不平衡工况下MMC内、外特性的改善,相较于传统控制策略具有更高的控制精度和更快的响应速度,在并网电流控制、有功功率波动抑制以及无功功率波动抑制方面控制效果更佳;

2) 针对模型预测控制在较高的采样频率下导致开关频率高的问题,引入降频因子后开关频率明显降低,计算开关频率时所提改进移动平均值算法能够大幅减少移位计算所占存储空间和计算时间。

参考文献:

- [1] DEKKA A, WU B, YARAMASU V, et al. Model predictive control of high-power modular multilevel converters-an overview[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 168-183.
- [2] 查晓明. 模块化多电平功率变换技术在新型电力系统中的深化应用[J]. 电力工程技术, 2021, 40(4): 1.
ZHA Xiaoming. Deepening application of modular multilevel power conversion technology in new power system[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(4): 1.
- [3] HE J, CHEN K, LI M, et al. Review of protection and fault handling for a flexible DC grid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2020, 5(1): 20214311067538.
- [4] LI C Y, XU J Z, ZHAO C Y. A coherency-based equivalence method for MMC inverters using virtual synchronous generator control[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(3): 1369-1378.
- [5] 邵峰, 杨晋霞. 基于电压电平的MMC模型预测控制[J]. 电力科学与技术学报, 2020, 35(2): 12-21.
SHAO Feng, YANG Jinxia. MMC model predictive control based on voltage level[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2020, 35(2): 12-21.
- [6] 吴林平, 高明, 马炜程, 等. 配电网电压不平衡时MMC控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(3): 112-115.
WU Linping, GAO Ming, MA Weicheng, et al. Research on MMC control strategy under voltage imbalance in

- distribution network[J]. Power Electronics, 2022, 56(3): 112-115.
- [7] 江友华,陈芳,赵乐,等.不平衡电网电压条件下MMC控制策略综述[J].电源学报,2023,21(4):74-78.
JIANG Youhua, CHEN Fang, ZHAO Le, et al. Review of MMC control strategy under unbalanced grid voltage[J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 74-78.
- [8] 董鹏,蔡旭,吕敬.不对称交流电网下MMC-HVDC系统的控制策略[J].中国电机工程学报,2018,38(16):4646-4657.
DONG Peng, CAI Xu, LÜ Jing. Control strategy of MMC-HVDC system under asymmetric AC power grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(16): 4646-4657.
- [9] 谭丽平,谭鑫,王立娜,等.电网电压不平衡下考虑电流峰值限制的储能变流器协调控制策略[J].高压电器, 2022, 58(7): 111-118.
TAN Liping, TAN Xin, WANG Lina, et al. Coordinated control strategy of power conversion system considering current peak limit under unbalanced grid voltage[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(7): 111-118.
- [10] 程启明,孙伟莎,程尹曼,等.电网电压不平衡条件下MMC的基于Lyapunov函数非线性控制策略[J].高电压技术,2019,45(12):3984-3992.
CHENG Qiming, SUN Weisha, CHENG Yinman, et al. Nonlinear control strategy of MMC based on Lyapunov function under grid voltage imbalance[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(12): 3984-3992.
- [11] LI X, LI X. Passivity-based control for movable multi-load inductively coupled power transfer system based on PCHD model[J]. IEEE Access, 2020, 8: 100810-100823.
- [12] 燕伯峰,曾鸣.电网不平衡电压下基于PCHD模型的MMC-HVDC无源控制策略[J].电测与仪表,2020,57(7): 93-100.
YAN Bofeng, ZENG Ming. MMC-HVDC passive control strategy based on PCHD model under unbalanced voltage of power grid[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(7): 93-100.
- [13] ZHU M, HANG L, LI G. Protected control method for voltage source converter (VSC) in AC/DC hybrid grid under grid unbalanced faults[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition, Charlotte, NC, USA, 2015.
- [14] 王杉,谢利理,王海宇. MMC-HVDC简化有限集快速模型预测控制研究[J].电工电能新技术,2019,38(6):16-26.
WANG Shan, XIE Lili, WANG Haiyu. Study of control strategy for MMC-HVDC system based on simplified finite set fast model predictive control[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2019, 38(6): 16-26.
- [15] 赵伟,袁至,王维庆,等.基于附加电平MPC的MMC环流抑制与子模块双重均压控制[J].智慧电力,2022,50(3): 57-64.
ZHAO Wei, YUAN Zhi, WANG Weiqing, et al. MMC circulating current suppression based on additional level MPC and sub-module dual voltage balancing control[J]. Smart Power, 2022, 50(3): 57-64.
- [16] 樊启高,吕华阳,毕恺韬,等.面向直流储能系统的飞跨电容三电平双向升降压变换器及其模型预测控制策略[J].电工技术学报,2022,37(16):4169-4179.
FAN Qigao, LÜ Huayang, BI Kaitao, et al. Flying capacitor three-level bi-directional buck-boost converter and its model predictive control strategy for DC energy storage system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(16): 4169-4179.
- [17] 赵伟,袁至,王维庆,等.基于附加电平MPC的MMC环流抑制与子模块双重均压控制[J].智慧电力,2022,50(3): 57-64.
ZHAO Wei, YUAN Zhi, WANG Weiqing, et al. MMC circulating current suppression based on additional level MPC and sub-module dual voltage balancing control[J]. Smart Power, 2022, 50(3): 57-64.
- [18] 杜仕海,张代润,黄伟,等.基于级联H桥多级有源整流器的双模型预测控制研究[J].电测与仪表,2021,58(3): 112-117.
DU Shihai, ZHANG Dairun, HUANG Wei, et al. Dual model predictive control research based on cascaded H-bridge multistage active rectifier[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58(3): 112-117.
- [19] 郑涛,何瑞,潘志远,等. MMC-HVDC换流变压器复杂性涌流产生机理及其影响分析[J].电力系统自动化,2022, 46(23): 102-108.
ZHENG Tao, HE Rui, PAN Zhiyuan, et al. Analysis on generation mechanism and influence of complex inrush current in MMC-HVDC converter transformer[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(23): 102-108.
- [20] 聂小鹏,王琛,王毅,等.适用于MMC-HVDC的定频模型预测控制策略[J].华北电力大学学报(自然科学版), 2022, 49(2): 13-22.
NIE Xiaopeng, WANG Chen, WANG Yi, et al. Predictive control strategy of fixed frequency model suitable for MMC-HVDC[J]. Journal of North China Electric Power University (Natural Science Edition), 2022, 49(2): 13-22.