

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2026.01.006

# MMC模型预测控制稳定性分析及其高频振荡抑制

钱学威, 李云丰, 文涛, 张佳琳, 张雨杭

(长沙理工大学(电网防灾减灾全国重点实验室), 湖南 长沙 410114)

**摘要:**模型预测控制(model predictive control, MPC)凭借其响应速度快、建模简单等优点,已应用于模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC),但关于其高频振荡抑制还未展开研究。首先,文中构建MMC预测控制数学模型,结合传统控制中 $dq$ 阻抗建模方法,利用 $Z$ 变换实现MPC的正负序阻抗建模。其次,推导出MMC本体离散传递函数并进行稳定性分析,在本体稳定前提下,运用阻抗法揭示MPC中MMC产生高频振荡的机理。然后,针对链路延时引起的高频振荡,运用多步预测控制实现抑制,并基于阻抗模型分析出多步预测对局部高频段的优化作用。最后,理论分析得到MMC需要通过增大预测步数来补偿链路延时的增大,电磁暂态仿真验证了多步预测控制抑制高频振荡的有效性与正确性。

**关键词:**模块化多电平换流器(MMC);阻抗建模; $Z$ 变换;稳定分析;多步预测;高频振荡

中图分类号:TM71

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2026)01-0062-10

## 0 引言

柔性直流输电系统中模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)因无低频谐波、可控性好、支撑能力强等优点,已成为主流拓扑之一<sup>[1-4]</sup>。然而,电力电子设备之间存在复杂的耦合作用,交流线路接入电网后可能会引发高频振荡,导致系统出现过电压、击穿设备、系统闭锁停运等事故<sup>[5-7]</sup>,造成严重的经济损失。MMC产生高频振荡的关键影响因素为整体链路延时<sup>[8-9]</sup>,其更深层次原因是整体链路延时的存在导致MMC高频负阻尼出现。但在MMC控制过程中延时无法完全消除,为解决柔性直流输电系统中的高频振荡问题,须采用相关控制策略补偿链路延时,从而实现高频负阻尼优化。

模型预测控制(model predictive control, MPC)因动态响应快和适用于非线性多约束系统等优点,在非线性电力装备中得到广泛应用<sup>[10-14]</sup>。传统MMC预测控制(单步预测)实现方式之一为通过遍历开关状态择优选取子模块开关组合<sup>[15-16]</sup>。文献[17]将多级MPC与二分法相结合,在不遍历所有开关状态的情况下实现输出电流跟踪控制,减少控制器计算量。文献[18]提出利用环流、负载电流和电容电压等参数的方法间接控制MMC,使计算量与子模块的数量无关。上述方法降低了预测控制单控制周期运算量,但控制系统仍存在一定的计算延

时。在实际工程中,MPC未广泛应用于MMC,因此关于MPC下柔性直流换流站高频振荡机理的研究较少。

为研究MPC下MMC中的链路延时导致的高频振荡问题,须对MMC进行稳定性分析,以揭示高频振荡产生机理。文献[19]搭建MMC无差拍电流预测控制器,在 $Z$ 域中构建换流站传递函数,并分析延时下无差拍预测控制下MMC稳定性。文献[20]对有源电力滤波器采用预测无差拍重复控制,并根据 $Z$ 域内的闭环传递函数进行稳定性判定。上述方法能有效判断换流站稳定性状态,但仍需要进一步揭示高频振荡的产生机理。在传统双闭环控制下,MMC主要采用序阻抗建模<sup>[21-22]</sup>与 $dq$ 阻抗建模<sup>[23-24]</sup>分析MMC的稳定性和振荡机理,同理可以对MPC下MMC进行阻抗建模,运用阻抗分析法进一步揭示系统高频振荡产生机理。

分析得到高频振荡产生机理后,运用合适的控制策略抑制高频振荡,并进行原理分析。现有研究通过修正参考电流实现延时补偿,包括拉格朗日外推法<sup>[25]</sup>、重复控制器<sup>[26]</sup>、矢量角补偿法<sup>[27]</sup>,上述方法只对外环进行改善却无法优化高频段阻尼特性。在传统控制中,除链路延时外,MMC高频阻抗特性关键影响因素为内环控制器参数,而MPC取代内环参与控制,因此须对预测控制内部过程进行改善,以补偿链路延时。文献[28]提出利用多步预测控制对永磁同步电机进行电流控制。文献[29]针对永磁同步电机电流控制易受系统延时影响这一特点,提出一种带延时补偿的自适应无差拍电流预测控制算法。延时补偿机理还须进一步分析,文中

收稿日期:2025-06-20;修回日期:2025-08-17

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52207187,U23B20128);湖南省自然科学基金资助项目(2024JJ5021)

重点研究多步预测实现高频振荡抑制的机理。

文中基于 MMC 搭建 MPC, 运用 Z 变换对 MPC 下 MMC 进行正负序阻抗建模; 构建 MMC 本体简化的开环传递函数, 再利用 Z 函数判稳确定本体稳定性; 在保证本体稳定的前提下, 基于阻抗法理论分析出多步预测控制对 MMC 某高频段负阻尼区域的优化作用, 补偿由链路延时导致的部分高频负阻尼, 实现高频振荡抑制; 通过电磁暂态仿真验证多步预测控制抑制高频振荡的有效性。

## 1 MMC 拓扑与数学模型

图 1 为三相 MMC 整流器拓扑。其中,  $u_{sj}$  为三相电压 ( $j=a, b, c$ );  $i_{sj}$  为三相电流;  $u_{dc}$  为直流电压;  $R_g$  为交流等效电阻;  $L_g$  为交流等效电感;  $L_{arm}$  为桥臂电感;  $u_{jp}$ 、 $u_{jn}$  分别为各相上、下桥臂等效输出电压, 电压值由开通子模块数量决定;  $e_{vj}$  为 MMC 阀侧三相电压等效值。

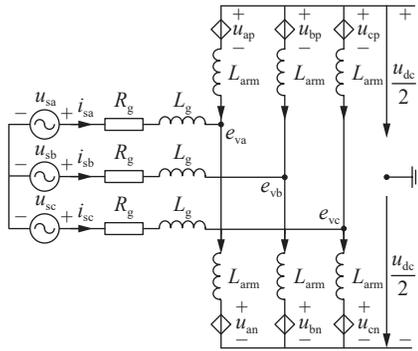


图 1 MMC 拓扑  
Fig.1 MMC topology

目前 MMC 控制策略往往采用双闭环比例积分 (proportional integral, PI) 控制, 通过垂直两相坐标系进行建模与设计, 采用线性控制器和复杂的级联结构, 控制算法复杂且控制器计算负荷过大。MPC 因具有多目标控制、模型建立简单、动态响应快等优点, 已成为 MMC 控制策略之一。

### 1.1 MPC 模型构建

实际电路中, 交流系统与换流阀之间的电压电流关系方程为:

$$e_{vj} = u_{sj} - L_{eq} \frac{di_{sj}}{dt} - R_{eq} i_{sj} \quad (1)$$

式中:  $L_{eq}$  为交流线路和桥臂的等效电感;  $R_{eq}$  为交流线路和桥臂的等效电阻。采用前向欧拉公式, 对式(1)进行离散化, 得到:

$$i_{sj}(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R_{eq}}{L_{eq}}\right) i_{sj}(k) + \frac{T_s}{L_{eq}} (u_{sj}(k) - e_{vj}(k)) \quad (2)$$

式中:  $T_s$  为预测控制周期;  $k$  为当前时刻。MPC 根据当前系统状态信息和上一周期预测控制的相关输出, 预测未来被控对象的状态, 遵循预测模型、滚动优化和反馈校正的基本原理。MMC 电流指令值由外环提供, 表达式为:

$$\begin{cases} i_{sd}^{ref} = \frac{2}{3} \times \frac{P_{ref}}{u_{sd}} \\ i_{sq}^{ref} = -\frac{2}{3} \times \frac{Q_{ref}}{u_{sd}} \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $i_{sd}^{ref}$ 、 $i_{sq}^{ref}$  分别为 dq 坐标系下外环电流指令值的 d、q 轴分量;  $P_{ref}$ 、 $Q_{ref}$  分别为给定有功功率与给定无功功率;  $u_{sd}$  为 dq 坐标系下 d 轴电压。

预测控制通过不断寻求 MMC 各开关状态不同组合, 实现目标函数最小。目标函数  $J$  为:

$$J = \sum_{j=a,b,c} \left| i_{sj}^{ref} - i_{sj}(k+1) \right| \quad (4)$$

式中:  $i_{sj}^{ref}$  为三相坐标系下外环电流指令值。通过求取目标函数  $J$  最小值下 MMC 子模块开关状态, 实现电路预测电流值接近指令值。

由式(2)可知, 电流预测控制本质上为开环模型, 控制系统存在一定的稳态误差。为消除有功功率和无功功率稳态误差, 文中加入一个控制系数极小的 PI 补偿器。

### 1.2 MPC 实现

图 2 为 MPC 框图, 与传统 MMC 控制方式相比, 其内环替换为 MPC 模块。图中  $N_{jm}$  ( $j=a, b, c$ ;  $m=p, n$ ) 为三相上下桥臂子模块投入个数;  $P$ 、 $Q$  分别为 MMC 有功输出和无功输出。

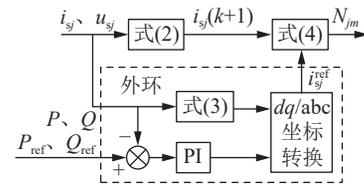


图 2 MPC 示意

Fig.2 Schematic diagram of MPC

MPC 基于当前状态, 通过预测三相上下桥臂子模块开通个数实现目标寻优, 使预测输出电流接近指令值, 算法流程如图 3 所示。其中,  $u_{jp}^{ave}$ 、 $u_{jn}^{ave}$  分别为三相上、下桥臂子模块平均电压;  $N$  为上、下桥臂子模块数。MPC 在初始状态下通过计算各种上下桥臂投入子模块数量组合来预测  $k+1$  时刻的电流, 然后与指令电流相比, 求取使目标函数值最小的子模块开通组合状态, 最终实现 MMC 电流跟踪。

在 MPC 中, 系统存在由数字处理时间和数据采样时间形成的链路延时, 链路延时对 MMC 稳定性影响较大。为研究链路延时对 MMC 稳定性的影

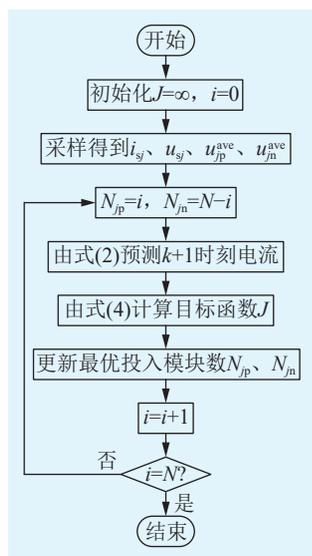


图3 MPC 流程

Fig.3 Flow chart of MPC

响机理, 须构建阻抗模型并通过阻抗法分析出失稳频率点, 提出相关抑制措施, 实现 MMC 稳定运行。

### 1.3 阻抗建模

为便于后续稳定性分析, 须降低建模难度, 文中环流抑制仍采用传统 PI 控制。文献[21]已列举环流控制器的建模过程, 文中不再赘述, 仅重点研究 MPC 模块阻抗建模过程。对式(4)的绝对值取平方以保证目标函数的正数特性, 即:

$$g = \sum_{j=a,b,c} (i_{sj}^{\text{ref}} - i_{sj}(k+1))^2 \quad (5)$$

联立式(2)与式(4)可得目标函数为:

$$J = i_{sj}^{\text{ref}} - \left(1 - \frac{T_s R_{\text{eq}}}{L_{\text{eq}}}\right) i_{sj}(k) - \frac{T_s}{L_{\text{eq}}} (u_{sj}(k) - e_{vj}(k)) = A + B e_{vj}(k) \quad (6)$$

其中:

$$\begin{cases} A = i_{sj}^{\text{ref}} - \left(1 - \frac{T_s R_{\text{eq}}}{L_{\text{eq}}}\right) i_{sj}(k) - \frac{T_s}{L_{\text{eq}}} u_{sj}(k) \\ B = \frac{T_s}{L_{\text{eq}}} \end{cases} \quad (7)$$

以三相中一相为例, 联立式(5)与式(6)后可得单相目标函数  $g_1$ :

$$g_1 = A^2 + 2AB e_{vj}(k) + B^2 e_{vj}^2(k) \quad (8)$$

MPC 最终目的为寻找合适的阀侧电压输出值  $e_{vj}$ , 因此通过对函数  $g_1$  中相关变量  $e_{vj}$  求取偏导得到函数极值点。又因为二阶偏导恒大于 0, 因此可求得当函数  $g_1$  最小时, 阀侧电压  $e_{vj}$  为:

$$e_{vj}(k) = -B^{-1}A = -\frac{L_{\text{eq}}}{T_s} i_{sj}^{\text{ref}} + \left(\frac{L_{\text{eq}}}{T_s} + R_{\text{eq}}\right) i_{sj}(k) + u_{sj}(k) \quad (9)$$

由于在实际工程线路中  $R_{\text{eq}}$  远小于  $L_{\text{eq}}/T_s$ , 且文

中仿真等效电阻  $R_{\text{eq}}=0 \Omega$ , 因此可以忽略  $R_{\text{eq}}$  对阻抗建模的影响。文中基于  $dq$  坐标系进行阻抗建模, 式(9)可进一步转化为:

$$\begin{cases} e_{vd}(k) = \frac{L_{\text{eq}}}{T_s} (i_{sd}(k) - i_{sd}^{\text{ref}}) + u_{sd}(k) \\ e_{vq}(k) = \frac{L_{\text{eq}}}{T_s} (i_{sq}(k) - i_{sq}^{\text{ref}}) + u_{sq}(k) \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $e_{vd}$ 、 $e_{vq}$  分别为  $dq$  坐标系下阀侧电压  $d$ 、 $q$  轴分量;  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  分别为  $dq$  坐标系下  $d$ 、 $q$  轴电流;  $u_{sq}$  为  $dq$  坐标系下  $q$  轴电压。

MMC 阻抗模型包括控制部分和 MMC 本体, 文中致力于对高频振荡进行稳定性分析, 可忽略桥臂内部动态过程、环流控制、外环与锁相环等。针对数学建模的准确度提出以下 2 种情况。情况 1: 不忽略所有影响因素, 建立详细模型; 情况 2: 忽略内部动态过程与环流控制, 建立平均值模型。

联立控制系统和 MMC 本体交流侧后阻抗矩阵为多阶, 为降低阻抗求取难度, 只需要联立与  $dq$  坐标系下 MMC 交流侧电流和电压相关的矩阵, 在忽略 MMC 内部动态过程与环流抑制后, 模型阻抗如式(11)所示。

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{sd} \\ \Delta u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{dd}^{\text{mmc}} & Z_{dq}^{\text{mmc}} \\ Z_{qd}^{\text{mmc}} & Z_{qq}^{\text{mmc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{cases} Z_{dd}^{\text{mmc}} = \frac{L_{\text{eq}} \left[ \left( \frac{1}{3} + \frac{G_{pq} U_{sd0}}{2} \right) G_{\text{de}} + \frac{z-1}{z} \right]}{T_s \psi_1} - \frac{(T_{\text{pll}} E_{vq0} + \omega_0 L_{\text{eq}} T_{\text{pll}} G_{\text{de}} I_{sd0})(1 - G_{\text{de}}) \omega L}{\psi_2} \\ Z_{dq}^{\text{mmc}} = \frac{\omega L_{\text{eq}} (G_{\text{de}} - 1)}{\psi_1} - \frac{1}{T_s \psi_2} \left\{ L_{\text{eq}} (T_{\text{pll}} E_{vq0} + \omega_0 L_{\text{eq}} T_{\text{pll}} G_{\text{de}} I_{sd0}) \left[ \left( \frac{1}{3} + \frac{G_{pq} U_{sd0}}{2} \right) G_{\text{de}} + \frac{z-1}{z} \right] \right\} \\ Z_{qd}^{\text{mmc}} = \frac{\omega L_{\text{eq}} (1 - G_{\text{de}})}{\psi_2} \\ Z_{qq}^{\text{mmc}} = \frac{L_{\text{eq}} \left[ \left( \frac{1}{3} + \frac{G_{pq} U_{sd0}}{2} \right) G_{\text{de}} + \frac{z-1}{z} \right]}{T_s \psi_2} \end{cases} \quad (12)$$

其中:

$$\begin{cases} \psi_1 = 1 - G_{\text{de}} \left( 1 + \frac{G_{pq} L_{\text{eq}} I_{sd0}}{2T_s} \right) \\ \psi_2 = 1 - T_{\text{pll}} E_{vd0} - G_{\text{de}} \left( 1 - \frac{G_{pq} L_{\text{eq}} I_{sd0}}{2T_s} \right) (1 - T_{\text{pll}} U_{sd0}) + \frac{L_{\text{eq}} T_{\text{pll}} G_{\text{de}} I_{sd0}}{T_s} \left( \frac{1}{3} + G_{pq} \frac{U_{sd0}}{2} \right) \end{cases} \quad (13)$$

式中:  $\Delta i_{sd}$ 、 $\Delta i_{sq}$  分别为电流  $d$ 、 $q$  轴分量变化量;  $\Delta u_{sd}$ 、 $\Delta u_{sq}$  分别为电压  $d$ 、 $q$  轴分量变化量;  $Z_{dd}^{\text{mmc}}$ 、

$Z_{dq}^{\text{mmc}}$ 、 $Z_{qd}^{\text{mmc}}$ 、 $Z_{qq}^{\text{mmc}}$  分别为 MMC 旋转坐标系下的  $dd$ 、 $dq$ 、 $qd$ 、 $qq$  通道下阻抗;  $G_{\text{de}}$  为 MMC 整体链路延时;  $G_{pq}$  为有功无功控制函数;  $T_{\text{pll}}$  为锁相环控制函数;  $I_{sd0}$ 、 $U_{sd0}$  为系统处于稳定状态下  $i_{sd}$ 、 $u_{sd}$  稳态值;  $E_{vd0}$ 、 $E_{vq0}$  为系统处于稳定状态下  $e_{vd}$ 、 $e_{vq}$  稳态值;  $\omega$  为角频率;  $\omega_0$  为基波角频率;  $L$  为电感;  $z$  为  $Z$  域下复数。

将  $dq$  阻抗转换为正负序阻抗, 并进行正负序阻抗法分析。图 4 为 2 种情况下正负序阻抗建模结果及其与 MMC 扫频结果对比。可以看出, 理论计算结果与扫频结果基本吻合, 平均值模型在高频部分无明显变化, 证明阻抗建模结果正确。文中重点研究高频振荡, 可利用平均值模型进行分析。

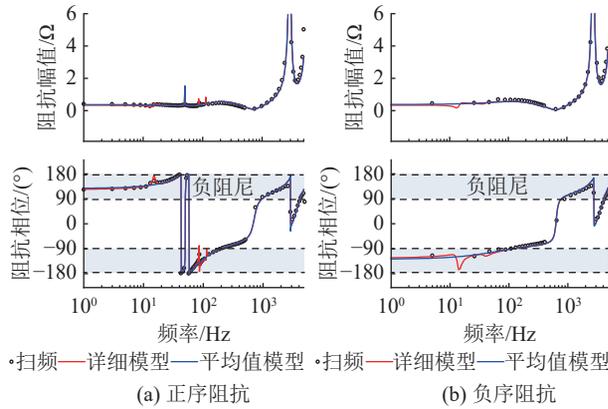


图 4 理论与计算结果对比

Fig.4 Comparison of theoretical and calculation results

## 2 稳定性分析

### 2.1 MMC 稳定性判定

进行阻抗法分析的前提为 2 个子系统均各自稳定, 因此须先对 MMC 本体进行稳定性分析, 确保本体稳定。MMC 本体通过零阶保持器将  $S$  域转化到  $Z$  域可得  $G_p(z)$ , 其中  $s$  为  $S$  域下复数。

$$G_p(z) = Z \left( \frac{1 - e^{-T_s s}}{s} \times \frac{1}{L_{\text{eq}} s} \right) = \frac{T_s}{L_{\text{eq}}} \times \frac{1}{z-1} \quad (14)$$

由式(2)可得 MPC 下电流控制数学表达式为:

$$e_{vj}(z) = u_{sj}(z) - \frac{L_{\text{eq}}}{T_s} (z i_{sj}^{\text{ref}}(z) - i_{sj}(z)) \quad (15)$$

由式(15)可得离散域下 MMC 等效交流电流控制, 如图 5 所示。图中  $z^{-1}$  为链路延时模块;  $u(z)$ 、 $i(z)$  分别为离散域下 MMC 交流侧等效电压和电流;  $i^{\text{ref}}(z)$  为离散域下 MMC 参考电流。此处示例的链路延时为  $100 \mu\text{s}$ 。

延时  $100 \mu\text{s}$  时, 开环特征表达式为:

$$F(z) = z^2 - z + 1 \quad (16)$$

极点  $z_1 = (1 + j\sqrt{3})/2$ ,  $z_2 = (1 - j\sqrt{3})/2$ , 极点由  $Z$  平

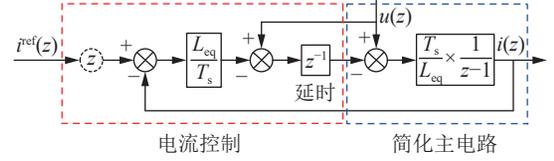


图 5 交流电流控制框图

Fig.5 AC current control block diagram

面原点转变为单位圆上的点, 由  $Z$  函数稳定性判定可知 MMC 临界稳定。延时  $200 \mu\text{s}$  时, 特征表达式为:

$$F(z) = z^3 - z^2 + 1 \quad (17)$$

极点  $z_1 = 0.877 + j0.745$ ,  $z_2 = 0.877 - j0.745$ ,  $z_3 = -0.755$ , 存在一对极点在单位圆外, 系统失稳。文中 MMC 控制周期为  $100 \mu\text{s}$ , 可知, 传统 MPC 即单步预测在单个控制周期内能稳定运行, 但随着链路延时的增大, 会诱发 MMC 本体失稳。

### 2.2 阻抗法分析

MPC 下 MMC 和交流线路正负序阻抗如图 6 所示。MMC 在低频与高频处均存在相位超过  $90^\circ$  的区域, 此时 MMC 在高频区域的负电感特性与交流系统电容特性相互影响作用, 则可能导致 MMC 产生高频振荡。

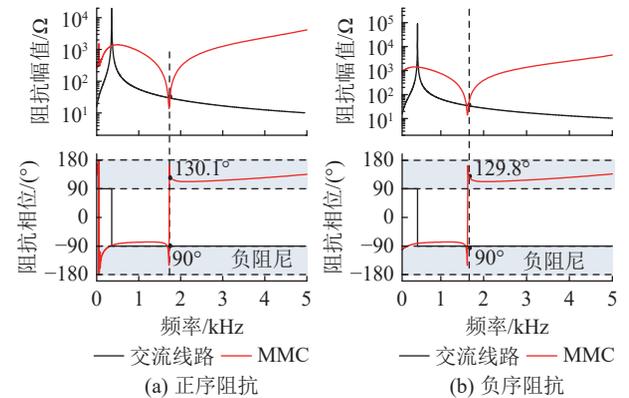


图 6 正负序阻抗分析

Fig.6 Positive and negative sequence impedance analysis

单步预测下, 链路延时  $100 \mu\text{s}$  时, MMC 判定为自身稳定, 因此可用阻抗法进行稳定性分析。通过傅里叶分析可得三相坐标系中存在  $1615 \text{ Hz}$  负序振荡和  $1715 \text{ Hz}$  正序振荡。通过阻抗法分析可得  $dq$  坐标系下存在  $1667 \text{ Hz}$  负序振荡和  $1671 \text{ Hz}$  正序振荡。 $dq$  坐标系变换为三相坐标系时, 正序须加上  $50 \text{ Hz}$ , 负序须减去  $50 \text{ Hz}$ , 再次验证阻抗建模的正确性, 且振荡点相对误差小于  $10 \text{ Hz}$ 。

### 2.3 重复控制器稳定性分析

针对 MPC 中计算延时, 外环可采用重复控制器对参考电流进行预测修正以实现延时补偿, 其参数设计过程文献[25]有所提及。重复控制器将电

流误差值整合到下一个控制周期的电流指令值中,即对参考电流进行前置补偿,优化由控制延时导致的系统稳定性问题。重复控制器在离散域中的控制框图如图7所示。

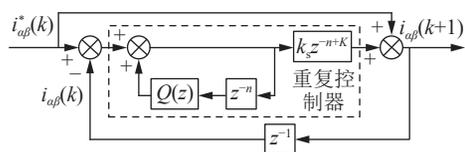


图7 重复控制器控制框图

Fig.7 Repetitive controller control block diagram

重复控制器可等效为准积分器,其中,  $i_{\alpha\beta}^*(k)$  为  $\alpha\beta$  旋转坐标系下外环输出的参考电流值;  $i_{\alpha\beta}(k)$  为当前时刻实际输出电流值;  $i_{\alpha\beta}(k+1)$  为经重复控制器修正后的参考电流预测值;  $k_s$  为重复控制器的增益系数;  $Q(z)$  为重复控制器积分系数,一般取值 0~1;  $n$  为一个基波控制周期的采样次数;  $K$  值为 1, 表示预测值进行超前一拍补偿。为保证重复控制器的稳定性,系数须满足以下不等式:

$$|Q(z)(1 - k_s)| < 1 \quad (18)$$

文中以  $Q(z)$  取 0.95 为例,由式(18)可计算得到增益系数  $k_s$  的取值范围为 0.05~2.05, 为保证补偿作用的平滑效果,应设置  $k_s < 1$ 。重复控制器数学表达式为:

$$G_{RC} = \frac{k_s z^{-n+K}}{1 - Q(z)z^{-n}} \quad (19)$$

在相同链路延时下,对比重复控制器加入 MMC 控制系统前后正负序阻抗的变化情况,研究补偿链路延时能提高系统稳定性的原理。加入重复控制器前后阻抗变化如图8所示。

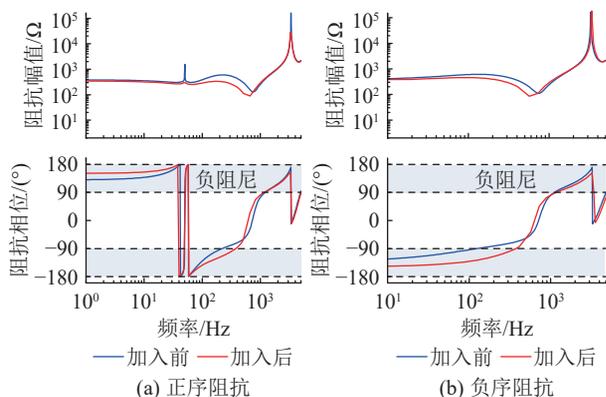


图8 加入重复控制器前后阻抗变化

Fig.8 Impedance change before and after adding repetitive controller

可见,高频部分负阻尼特性有所优化,且负阻尼区域右移,但优化频段集中在 1 000 Hz 左右,中低频段负阻尼甚至发生恶化。重复控制器的加入优化了特殊高频段负阻尼特性,能抑制部分高频振

荡点,但由于其优化阻尼的局限性,文中不采用此法抑制高频振荡。

### 3 多步预测控制及其分析

传统预测控制下,当链路延时超过一个控制周期时,MMC 自身会发生失稳现象。而实际控制过程与信号传输中,链路延时大于 100  $\mu$ s,因此传统预测控制无法满足 MMC 自身稳定性,故采用多步预测,期望通过补偿链路延时提高 MMC 自身稳定性并抑制高频振荡。

#### 3.1 多步预测原理

预测算法基本原理如图9所示,其中黑线为前一步预测下选取的最优开关组合,红线为被控量  $x$  的参考曲线,蓝线代表单步预测下所有开关组合,绿线代表多步预测下所有开关组合,  $x^*(k)$ 、 $x^*(k+1)$ 、 $x^*(k+2)$  分别为  $t_k$ 、 $t_{k+1}$ 、 $t_{k+2}$  时刻被控量参考值。单步预测以采样值  $x(k)$  为基准,利用离散数学模型,通过获得目标函数最优解对应的开关状态实现 MMC 稳定运行。但在 MMC 实际控制系统中,检测装置、控制器运行、数据传输等会产生一定的链路延时,这些延时无法避免。单步预测可在一个控制周期内实现被控量的最优状态,若链路延时远大于控制周期,实际参考值应为  $x^*(k+2)$ 。单步预测因没有计算其他开关状态下可能包含的最优信息,无法实现最优跟踪效果,从而导致 MMC 发散或产生振荡。

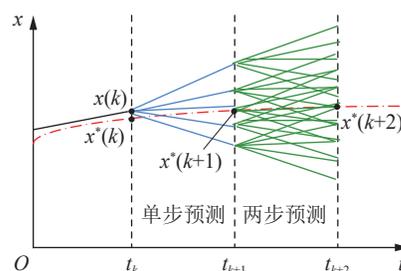


图9 多步预测原理

Fig.9 Principle of multi-step prediction

以两步预测为例,被控量  $x$  以时刻  $t_k$  为基准,多一个控制周期预测  $t_{k+2}$  时刻的开关状态,进一步加强 MMC 稳定性。

多步预测流程与图3类似,不同之处为根据式(2),两步预测基于  $k+1$  时刻对  $k+2$  时刻进行预测。当控制周期较小时,相电压  $u_{sj}$  与阀电压  $e_{vj}$  前后变化不大,可以忽略,因此可得预测电流值为:

$$i_{sj}(k+2) = \left(1 - \frac{2T_s R_{eq}}{L_{eq}}\right) i_{sj}(k) + \frac{2T_s}{L_{eq}} (u_{sj}(k) - e_{vj}(k)) \quad (20)$$

将  $i_s(k+2)$  与参考电流进行对比, 实现预测控制, 三步甚至多步预测同理。

### 3.2 多步预测稳定性分析

实际工程中, 限于当前硬件性能和控制方式, MMC 整体链路延时在  $300 \mu\text{s}$  左右, 以  $300 \mu\text{s}$  链路延时为基准, 以两步预测、三步预测和四步预测方式分析多步预测对 MMC 稳定性的影响。文中仅对正序阻抗进行分析, 负序阻抗基本一致。

图 10 为多步预测对 MMC 阻抗特性的影响。多步预测对  $1750 \text{ Hz}$  以上的高频负阻尼无太大影响, 但对于  $1750 \text{ Hz}$  以下的高频负阻尼, 预测步数增大有一定的优化作用, 可抑制特定频段高频振荡点。然而, 多步预测无法完全消除 MMC 高频负阻尼区域, 因此换流站仍存在高频振荡的风险。

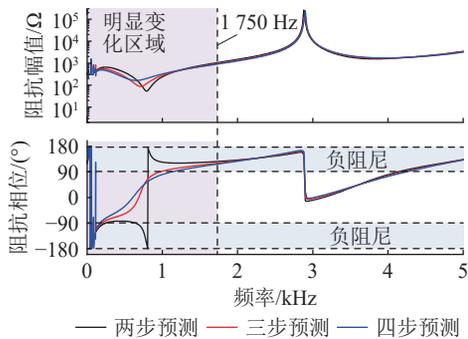


图 10 多步预测 MMC 特性分析  
Fig.10 Characteristics analysis of MMC with multi-step prediction

进行阻抗法分析的前提是 MMC 自身稳定, 以两步预测为例, 其控制框图如图 11 所示。在  $300 \mu\text{s}$  链路延时与两步预测控制下, 开环传递函数表达式存在一对极点 ( $z_1=0.916+j0.458$ ,  $z_2=0.916-j0.458$ ) 在单位圆外, MMC 本体失稳。当换流器为三步预测控制时, 不存在单位圆外的极点, MMC 本体稳定。

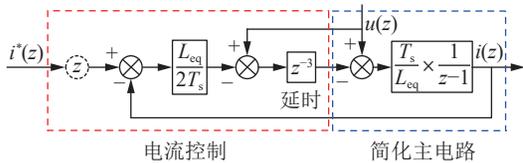


图 11 两步预测控制框图  
Fig.11 Two step predictive control block diagram

当链路延时为  $300 \mu\text{s}$ , 预测控制为三步预测时, MMC 本体稳定且经电磁暂态仿真未发生振荡。图 12 为三步预测正负序阻抗, 可知, 未发生振荡原因在于 MMC 与交流线路幅值交点处相位差未超过  $180^\circ$ , 但高频段仍存在负阻尼区间, 若增大链路延时则 MMC 可能会产生高频振荡。

### 3.3 振荡抑制分析

当控制方式为三步预测时, 链路延时由  $300 \mu\text{s}$

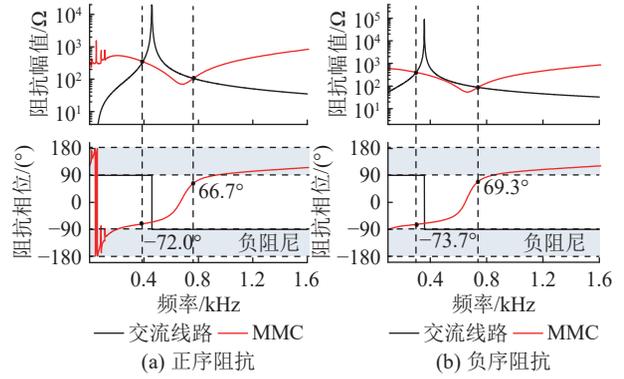


图 12 三步预测正负序阻抗

Fig.12 Three step prediction of positive and negative sequence impedance

延长为  $400 \mu\text{s}$ , 系统产生振荡, 经傅里叶分析为  $640 \text{ Hz}$  负序振荡与  $740 \text{ Hz}$  正序振荡。

在进行阻抗稳定性分析之前, 要判断 MMC 稳定性, 根据 MMC 开环特征表达式计算得到无在单位圆外的特征根, 则判定 MMC 本体稳定。为抑制由链路延时导致的高频振荡问题, 将控制方式由三步预测切换为四步预测, 阻抗分析如图 13 所示。

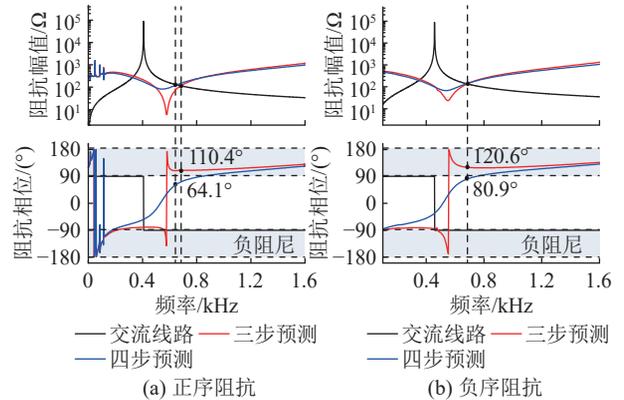


图 13 三步到四步预测阻抗分析

Fig.13 Three to four step impedance prediction analysis

原三步预测在  $400 \mu\text{s}$  链路延时下存在  $683 \text{ Hz}$  的负序振荡与  $685 \text{ Hz}$  的正序振荡, 该频率处换流站与交流线路阻抗幅值产生交点且相位差超过  $180^\circ$ 。切换为四步预测后, 幅值相交频率变化很小, 但换流站由原来的负阻尼特性变为正阻尼特性, 即正序相位从  $110.4^\circ$  变为  $64.1^\circ$ , 负序相位从  $120.6^\circ$  变为  $80.9^\circ$ 。从上述分析可得高频振荡抑制原理为实现负阻尼区域转移, 从而消除特定振荡频率点。

结合前面稳定性分析可得出以下规律: 较高链路延时加入会产生高频振荡, 甚至使 MMC 系统本身发生失稳, 但随着预测步数增多, 补偿高延时效果变好, 系统稳定性增强。为验证此想法, 继续增加链路延时, 链路延时为  $500 \mu\text{s}$ , 控制方式由四步预测变为五步预测, 同理,  $500 \mu\text{s}$  时四步与五步预测

下 MMC 自身稳定,不再赘述。

通过傅里叶分析可得,原四步预测在 500 μs 链路延时下存在 571 Hz 的负序振荡与 671 Hz 的正序振荡。阻抗分析如图 14 所示,正序 613 Hz 处发生振荡,负序 623 Hz 处发生负序振荡,切换为五步预测控制后,幅值交点处相位差满足稳定条件,此高频振荡点得到有效抑制。

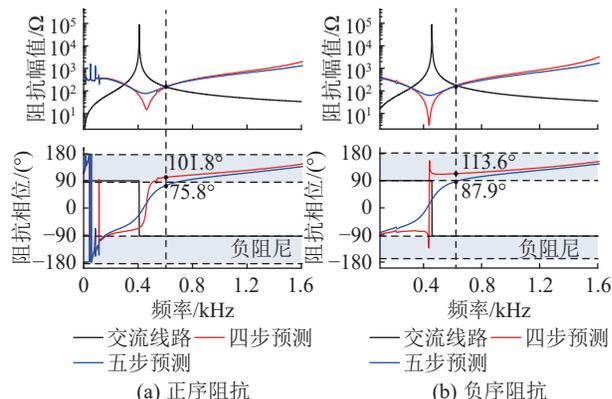


图 14 四步到五步预测阻抗分析

Fig.14 Four to five step impedance prediction analysis

#### 4 电磁暂态仿真

文中搭建 MMC 单侧换流站系统,系统参数见表 1,仿真步长为 10 μs,控制周期为 100 μs,仿真验证基于 1 250 MW 定有功控制与 0 var 定无功控制。

表 1 系统仿真参数  
Table 1 System simulation parameters

参数	数值	参数	数值
交流相电压/kV	435	直流电压/kV	840
额定频率/Hz	50	电压外环比例	$2 \times 10^{-7}$
电网侧电感/mH	48.2	电压外环积分	$1 \times 10^{-5}$
变压器电感/mH	67.5	环流抑制比例	$2 \times 10^{-7}$
桥臂电感/mH	140	环流抑制积分	$1 \times 10^{-5}$
桥臂子模块个数	500	锁相环比例	0.001
子模块电容值/mF	11	锁相环积分	0.05

前文指出 MPC 中指令电流由有功和无功参考值计算得出,由于仿真电路中电压电流不确定,且对于外环未形成一个闭环控制,因此系统存在一定的稳态误差,文中采用参数极小的 PI 补偿控制器消除稳态误差。图 15(a)为有功和无功参考值变化下,加入补偿控制器前后的跟踪误差对比,图 15(b)为加入补偿控制后,a 相电流随有功和无功的变化情况,随着有功功率的变化,三相电流值有所调整,且处于稳定状态。由图 15(a)可以看出,原预测控制在无功功率上存在一定的误差且程度各异,系统加入 PI 补偿控制器后提升了控制的精准性。

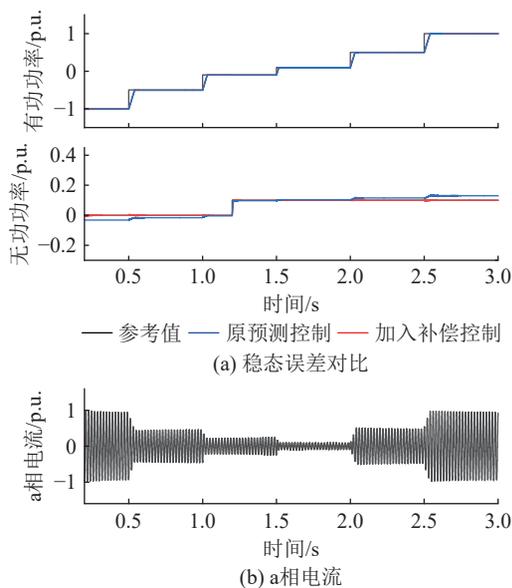


图 15 稳态误差对比和 a 相电流变化

Fig.15 Steady state error comparison and a-phase current variation

图 16 为重复控制和多步预测控制下延时补偿效果对比,验证了多步预测的优越性。0.3 s 时 MMC 链路延时为 130 μs,重复控制和单步预测控制下系统处于稳定,结合前文单步预测下链路延时超过 100 μs 时换流站会失稳的结论可以得出,重复控制对系统链路延时有补偿作用。0.4 s 时链路延时增大至 200 μs,在原控制下系统发生高频振荡。0.5 s 时将控制方式切换为两步预测,系统恢复稳定。可知,重复控制器对链路延时的补偿具有一定的局限性,多步预测能更好地适应高延时系统。

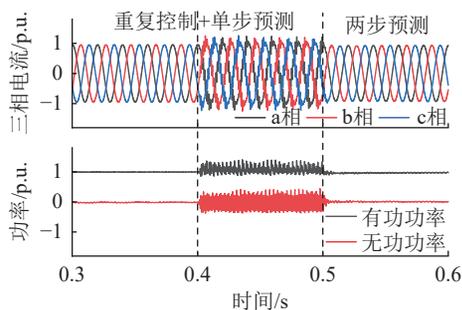


图 16 重复控制器和多步预测延时补偿对比

Fig.16 Comparison of repetitive controller and multi-step prediction delay adaptability

为验证多步预测更能适应换流站高链路延时系统,文中不断增大链路延时以验证多步预测抑制高频振荡的有效性,三相电流与有功无功变化如图 17 所示。阶段一:链路延时 300 μs,控制方式为三步预测。阶段二:0.4 s 时链路延时增至 400 μs,发生高频振荡;0.46 s 时控制方式切换为四步预测,高频振荡得到抑制。阶段三:0.6 s 时链路延时增至 500 μs,发生高频振荡;0.65 s 时控制方式切换为五

步预测, 高频振荡得到抑制。

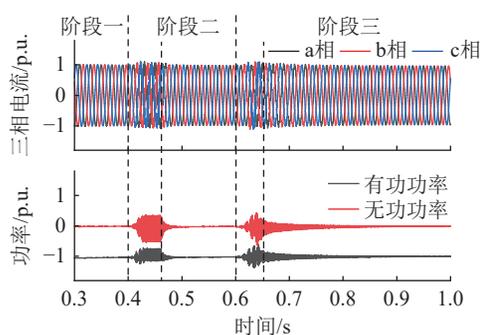


图 17 电磁暂态验证振荡抑制

Fig.17 Electromagnetic transient verification resonance suppression

由图 17 可见, MMC 启动时, 由于模型预测的开环特性, 稳态值并未达到设定值, 但随着外环 PI 补偿器作用, 稳态误差逐渐消除。图中链路延时初始值为  $300 \mu\text{s}$ , 控制方式为三步预测, 延时增至  $400 \mu\text{s}$ , 发生高频振荡, 投入四步预测, 振荡得到抑制, 延时增至  $500 \mu\text{s}$ , 投入五步预测, 产生的高频振荡得到抑制。文中基于电磁暂态仿真模型, 通过变化链路延时和预测控制方式, 验证了多步预测控制能有效抑制特殊频段的高频振荡点。

选取不同工况, 仿真验证多步预测控制抑制换流站高频振荡的有效性。图 18 为无功功率  $0 \text{ p.u.}$ , 有功功率  $-0.5, -0.1, 0.1, 0.5, 1.0 \text{ p.u.}$  时上述 3 个阶段的有功功率和无功功率变化情况, 可以看出, 5 种工况下多步预测都能抑制由高链路延时导致的高频振荡。

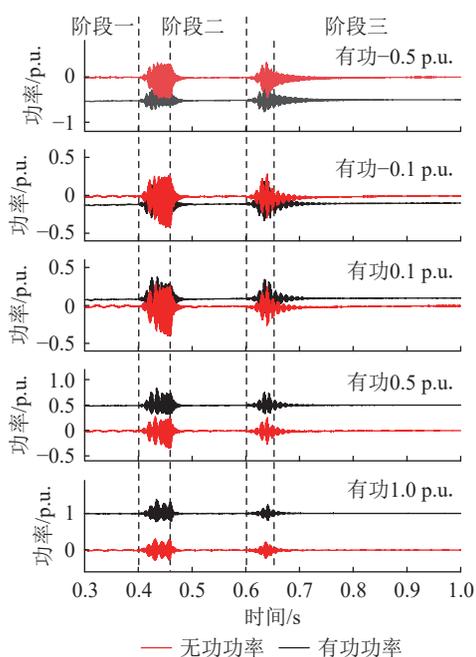


图 18 不同有功工况下高频振荡抑制验证

Fig.18 Verification of high-frequency oscillation suppression under different active power conditions

综上, 高链路延时导致的高频振荡需要更多步数的预测控制进行抑制, 且多步预测控制方法具有一定的适用性, 适用于不同 MMC 工况状态。

## 5 结论

文中运用 Z 变换对 MPC 下的 MMC 进行正负序阻抗建模, 在保证 MMC 系统自身稳定的前提下, 采用阻抗法分析 MMC 产生高频振荡和多步预测抑制振荡的机理。结论如下:

(1) 对 MPC 进行正负序阻抗建模, 验证其理论建模的正确性, 高频处平均值模型与详细模型基本吻合。

(2) 通过传递函数对 MMC 进行本体稳定性判定, 并运用阻抗法分析 MPC 产生高频振荡的机理。在预测控制中, 链路延时越高, MMC 负阻尼特性程度越大, 越有可能产生高频振荡甚至本体失稳, 需要加入合适的控制方式补偿链路延时, 从而实现 MMC 稳定。

(3) 多步预测控制在特定高频段能极大地优化负阻尼区域, 且随着步数的增大, 补偿链路延时的时间越长。

## 致谢

本文得到湖湘青年英才项目(2023RC3145)、2023 年长沙理工大学研究生项目“实践创新与创业能力提升计划”(CLSJCX23063)资助, 谨此致谢!

## 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] 杨硕, 郭春义, 杜东冶, 等. 混合双馈入直流输电系统的高频振荡特征及机理研究[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(8): 3059-3072.  
YANG Shuo, GUO Chunyi, DU Dongye, et al. Research on high-frequency oscillation characteristics and mechanism of the hybrid dual-infeed HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(8): 3059-3072.
- [3] 刘黎, 杨仁圻, 施刚, 等. 含电流内环的构网型 MMC 新型交流电压构建策略及参数设计[J]. 电力系统保护与控制, 2025, 53(7): 27-39.  
LIU Li, YANG Renxin, SHI Gang, et al. A novel AC voltage control strategy with inner current loop and its parameter design for a grid-forming MMC[J]. Power System Protection and Control, 2025, 53(7): 27-39.
- [4] 陈继开, 王润灏, 初壮, 等. 风电直流外送系统的故障恢复分析与控制优化策略[J]. 智慧电力, 2025, 53(5): 82-89.  
CHEN Jikai, WANG Runhao, CHU Zhuang, et al. Fault recovery

- ery analysis and control optimization strategy for wind power DC transmission systems[J]. *Smart Power*, 2025, 53(5): 82-89.
- [5] 李冠群, 叶华, 宾子君. V/f 控制 MMC 带换流变压器空载充电发生高频振荡的机理分析[J]. *电力系统自动化*, 2023, 47(11): 50-59.
- LI Guanqun, YE Hua, BIN Zijun. High-frequency oscillation mechanism analysis of V/f controlled modular multilevel converter charging with converter transformer under No-load condition[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2023, 47(11): 50-59.
- [6] 杨诗琦, 刘开培, 秦亮, 等. MMC-HVDC 高频振荡问题研究进展[J]. *高电压技术*, 2021, 47(10): 3485-3496.
- YANG Shiqi, LIU Kaipei, QIN Liang, et al. Research progress of high frequency oscillation in MMC-HVDC[J]. *High Voltage Engineering*, 2021, 47(10): 3485-3496.
- [7] 马静, 沈雅琦, 杜延菱, 等. 适应宽频振荡的风电并网系统主动阻尼技术综述[J]. *电网技术*, 2021, 45(5): 1673-1686.
- MA Jing, SHEN Yaqi, DU Yanling, et al. Overview on active damping technology of wind power integrated system adapting to broadband oscillation[J]. *Power System Technology*, 2021, 45(5): 1673-1686.
- [8] 聂永辉, 张德伟, 高磊, 等. MMC 型柔性直流输电系统的中高频振荡无源阻尼抑制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(16): 141-149.
- NIE Yonghui, ZHANG Dewei, GAO Lei, et al. Passive damping suppression strategy for medium and high frequency oscillations in MMC type flexible DC transmission systems[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(16): 141-149.
- [9] HOU Y Q, LIU C R, WANG Y, et al. Mechanism analysis of additional damping control strategies for the high-frequency resonance of MMC connected to AC grid[J]. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 2023, 9(3): 1173-1181.
- [10] 翟佳楠, 周建萍, 陈亮华, 等. 非理想条件下混合型 MMC 连续控制集模型预测控制方法[J]. *智慧电力*, 2025, 53(8): 88-94.
- ZHAI Jiayu, ZHOU Jianping, CHEN Lianghua, et al. Continuous control set model predictive control method for hybrid MMC under non-ideal conditions[J]. *Smart Power*, 2025, 53(8): 88-94.
- [11] 刘兴, 阳辉, 王逸飞, 等. 基于拓展控制集的 PMSM 有限控制集无模型预测电流控制策略[J]. *电力工程技术*, 2024, 43(5): 91-99.
- LIU Xing, YANG Hui, WANG Yifei, et al. Finite-control-set model-free predictive current control strategy based on extended control set of PMSM[J]. *Electric Power Engineering Technology*, 2024, 43(5): 91-99.
- [12] WU W J, QIU L, RODRIGUEZ J, et al. Data-driven finite control-set model predictive control for modular multilevel converter[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2023, 11(1): 523-531.
- [13] 金楠, 王正伟, 郭磊磊, 等. 并网变换器低复杂度多步递进优化虚拟矢量模型预测控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(16): 72-82.
- JIN Nan, WANG Zhengwei, GUO Leilei, et al. A low complexity multi-step progressive optimization virtual vector model predictive control strategy for grid connected converters[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(16): 72-82.
- [14] 徐常天, 杨兴武, 刘海波, 等. 不平衡工况下 MMC 桥臂能量平衡的模型预测控制[J]. *电力建设*, 2024, 45(3): 78-86.
- XU Changtian, YANG Xingwu, LIU Haibo, et al. Model predictive control of MMC phase leg energy balance under unbalanced condition[J]. *Electric Power Construction*, 2024, 45(3): 78-86.
- [15] 夏向阳, 徐雷, 易海淦, 等. 基于多目标递阶模型预测理论的 MMC 能量协同控制研究[J]. *太阳能学报*, 2022, 43(10): 472-481.
- XIA Xiangyang, XU Lei, YI Haigan, et al. Research on energy cooperative control of MMC based on multi-objective recursive model prediction theory[J]. *Acta Energetica Sinica*, 2022, 43(10): 472-481.
- [16] 王金玉, 郑德森, 张忠伟. MMC 换流器虚拟子模块分层逆向模型预测控制[J]. *电气传动自动化*, 2022, 44(1): 1-6.
- WANG Jinyu, ZHENG Desen, ZHANG Zhongwei. Hierarchical reverse model predictive control of MMC converter virtual sub module[J]. *Electric Drive Automation*, 2022, 44(1): 1-6.
- [17] GUO Z L, LI K J, LIU Z J, et al. A novel multistage model predictive control with reduced calculation burden for modular multilevel converters in high voltage direct current system[C]//2021 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE). Jinan, China. IEEE, 2022: 759-764.
- [18] SHEYBANIFAR A, MASOUD BARAKATI S, YOUSOFI-DARMIAN S, et al. Improved indirect model predictive control for modular multilevel converter[C]//2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC). Tabriz, Iran. IEEE, 2021: 1-5.
- [19] 赵峰, 甘延奇, 陈小强, 等. MMC 变流器的无差拍电流预测控制器研究与设计[J]. *高压电器*, 2023, 59(3): 123-131.
- ZHAO Feng, GAN Yanqi, CHEN Xiaoqiang, et al. Research and design of deadbeat current predictive controller for MMC converters[J]. *High Voltage Apparatus*, 2023, 59(3): 123-131.
- [20] 宋炜博, 陈宇航. 延时补偿的 APF 改进预测无差拍重复控制[J]. *电气应用*, 2023, 42(9): 82-90.
- SONG Weibo, CHEN Yuhang. Improved predictive deadbeat repetitive control for APF with delay compensation[J]. *Electrotechnical Application*, 2023, 42(9): 82-90.
- [21] 黄通, 陈新, 张东辉, 等. 计及直流电压控制的 MMC 换流站阻抗建模及其稳定性分析[J]. *中国电机工程学报*, 2023, 43(11): 4273-4283.
- HUANG Tong, CHEN Xin, ZHANG Donghui, et al. Impedance characteristic and integration stability research on modular multilevel converter with consideration of DC voltage controller[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2023, 43(11): 4273-4283.
- [22] 张宇华, 周璟, 王育飞, 等. 考虑频率耦合的 MMC 序阻抗建模及附加陷波器阻抗重塑方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(9): 46-58.
- ZHANG Yuhua, ZHOU Jing, WANG Yufei, et al. Modeling of MMC sequence impedance considering frequency coupling and

- impedance reshaping with additional Notch filter[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(9): 46-58.
- [23] 李云丰, 贺之渊, 庞辉, 等. 柔性直流输电系统高频稳定性分析及抑制策略(一): 稳定性分析[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(17): 5842-5855.  
LI Yunfeng, HE Zhiyuan, PANG Hui, et al. High frequency stability analysis and suppression strategy of MMC-HVDC systems(part I): stability analysis[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(17): 5842-5855.
- [24] 张芳, 姚文鹏, 张紫菁. 基于广义特征根的 MMC-HVDC 系统高频振荡分析及抑制策略[J]. *电力自动化设备*, 2022, 42(8): 174-183.  
ZHANG Fang, YAO Wenpeng, ZHANG Zijing. High-frequency oscillation analysis and suppression strategy of MMC-HVDC system based on generalized eigenvalue[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2022, 42(8): 174-183.
- [25] 田宇, 陈经国. 三电平整流器的延时补偿模型预测控制[J]. *承德石油高等专科学校学报*, 2022, 24(5): 35-41.  
TIAN Yu, CHEN Jingguo. Performance analysis of delay compensation in model predictive control for three-level rectifier[J]. *Journal of Chengde Petroleum College*, 2022, 24(5): 35-41.
- [26] 党超亮, 同向前. 基于模型预测的 VIENNA 整流器定频控制[J]. *电力电子技术*, 2021, 55(1): 1-4.  
DANG Chaoliang, TONG Xiangqian. Fixed operation frequency of VIENNA rectifier based on the model prediction[J]. *Power Electronics*, 2021, 55(1): 1-4.
- [27] ZHANG Y C, ZHANG S G, JIANG T, et al. A modified model-free predictive current control method based on an extended finite control set for DFIGs applied to a nonideal grid[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2022, 58(2): 2527-2536.
- [28] 李耀华, 王孝宇, 张勇, 等. 永磁同步电机多步模型预测电流控制成本函数优化计算研究[J]. *电机与控制应用*, 2023, 50(5): 17-25.  
LI Yaohua, WANG Xiaoyu, ZHANG Yong, et al. Cost function optimization calculation for multi-step model predictive current control of permanent magnet synchronous motor[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2023, 50(5): 17-25.
- [29] 何栋伟, 曾志伟, 蒋学程, 等. 带延时补偿的永磁同步电机自适应无差拍电流预测控制[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(2): 123-134.  
HE Dongwei, ZENG Zhiwei, JIANG Xuecheng, et al. Adaptive deadbeat current predictive control of permanent magnet synchronous motor with delay compensation[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(2): 123-134.

作者简介:



钱学威

钱学威(1999), 男, 硕士在读, 研究方向为柔性直流输电技术(E-mail: [1214664133@qq.com](mailto:1214664133@qq.com));

李云丰(1988), 男, 博士, 副教授, 研究方向为柔性直流输电技术、新能源与储能技术;

文涛(2000), 男, 硕士在读, 研究方向为柔性直流输电系统稳定性分析。

## Stability analysis and high frequency resonance suppression of MMC model predictive control

QIAN Xuewei, LI Yunfeng, WEN Tao, ZHANG Jialin, ZHANG Yuhang

(Changsha University of Science and Technology (State Key Laboratory of Power Grid Disaster Prevention and Reduction), Changsha 410114, China)

**Abstract:** Model predictive control (MPC) is applied in modular multilevel converter (MMC) control due to its advantages of fast response and simple modeling. However, previous research has not addressed high-frequency resonance suppression. Firstly, a mathematical model for MMC predictive control is established. By combining the  $dq$  impedance modeling method in traditional control, the  $Z$ -transform is used to achieve positive and negative sequence impedance modeling of the MPC. Secondly, the discrete transfer function of the converter station body and conduct stability analysis are derived. Under the premise of a stable ontology, the impedance method is used to reveal the mechanism of the station high-frequency resonance in model predictive control. Then, in response to the high-frequency resonance problem caused by delay, a multistep predictive control method is used to suppress it. Based on the impedance model, the optimization effect on the local high-frequency region is analyzed. Finally, the theoretical analysis shows that the converter station can compensate for the increased delay by increasing the number of predicted steps. And the effectiveness and correctness of multi-step predictive control in suppressing high-frequency resonance are proved through electromagnetic transient simulations.

**Keywords:** modular multilevel converter (MMC); impedance modeling;  $Z$ -transform; stability analysis; multistep predictive control; high-frequency resonance

(编辑 方晶)