

# 功率同步控制的模块化多电平换流器 阻抗建模及谐振稳定性分析

陆秋瑜<sup>1</sup>, 杨银国<sup>1</sup>, 郑建平<sup>1</sup>, 李力<sup>1</sup>, 郭瀚临<sup>2</sup>, 张哲任<sup>2</sup>, 徐政<sup>2</sup>

(1. 广东电网有限责任公司电力调度控制中心, 广东 广州 510600; 2. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

**摘要:**为了研究模块化多电平换流器(MMC)采用功率同步控制时的阻抗特性和其接入后系统的宽频谐振稳定性,通过谐波状态空间方法,考虑MMC的内部动态特性和完整的控制回路,建立了MMC采用功率同步控制时的等效阻抗模型。分析了功率同步控制中新引入的功率同步环、无功-电压控制及其他主要控制环节对阻抗特性的影响。研究表明采用功率同步控制的MMC在次同步频段和高频段均可能出现负阻尼效应,因而存在引发谐振不稳定的风险。基于PSCAD/EMTDC进行了阻抗扫描和电磁暂态仿真,其仿真结果分别验证了所建立模型和稳定性分析结果的准确性。

**关键词:**功率同步控制;模块化多电平换流器;谐波状态空间;阻抗建模;谐振稳定性

**中图分类号:**TM 712

**文献标志码:**A

**DOI:**10.16081/j.epae.202206027

## 0 引言

模块化多电平换流器(MMC)凭借其易于扩展、低谐波注入和功率因数可控等优点在高压直流输电系统中得到了广泛的应用。传统的MMC采用电流矢量控制,并依靠锁相环采集并网点电压相位以保持与电网间的同步,但其具有无法为系统提供有效的电压和频率支撑,以及接入弱电网时传输功率受限甚至不能正常工作的问题<sup>[1]</sup>。基于上述原因,文献[2]提出了另一种典型控制方式即功率同步控制(PSC),采用功率同步环(PSL)取代锁相环实现与电网间的同步,文献[3]在此基础上加入了电流内环控制器,能够限制故障电流。PSL模拟同步机的惯性响应特性,使采用PSC的MMC(PSC-MMC)具备了惯性支撑的能力。

PSC-MMC为电网提供有效支撑的前提是其并网后能够稳定运行,但作为具有多时间尺度动态特性的电力电子装置,PSC-MMC能够在宽频段内响应电网扰动,其与电网间的交互可能引发宽频段内的谐振稳定性问题<sup>[4]</sup>。阻抗分析法是目前分析电力电子装置并网后谐振稳定性的主要方法之一,其核心思想是通过电力电子装置端口等效阻抗与电网阻抗之间的匹配关系对系统的稳定性做出判断<sup>[5-7]</sup>。该方法稳定性判据简单,物理意义清晰,因而在近年来得到了广泛的应用。对电力电子装置进行准确的阻

抗建模是阻抗分析法的关键,基于谐波状态空间(HSS)或多谐波线性化的阻抗建模方法能够充分考虑MMC内部复杂的动态行为和多频率分量耦合的特性,是MMC阻抗建模中常用的方法。文献[8]通过多谐波线性化的方法对MMC进行了阻抗建模,但仅考虑了电流内环控制器的作用。文献[9]考虑内外环完整的控制回路,通过HSS方法对定功率控制的MMC进行了阻抗建模和稳定性分析。文献[10]、[11]分别针对单闭环控制和双闭环控制,基于HSS方法建立了定交流电压控制下MMC的阻抗模型并分析了互联系统的稳定性,但建模过程中未考虑控制系统延时的作用,对MMC在高频段的阻抗特性关注较少。文献[12]基于HSS方法建立了定直流电压控制下MMC的阻抗模型,并进一步研究了MMC的频率耦合效应对阻抗模型和系统稳定性的影响。上述研究均针对采用传统控制方式的MMC展开,对于PSC或类似控制方式下具有惯性支撑能力的MMC阻抗建模和谐振稳定性研究尚处于起步阶段。文献[13]采用谐波线性化方法对虚拟同步机控制的两电平并网逆变器进行了阻抗建模,但是MMC内部动态特性相较于两电平逆变器更加复杂,二者阻抗模型有较大差异。因此,PSC-MMC的阻抗特性、新引入PSL和无功电压环对MMC的阻抗塑造作用尚不明确,其宽频段内与电网的交互特性仍有待研究。

鉴于上述分析,本文首先通过HSS方法,考虑MMC的内部动态特性和完整的控制回路,详细推导了PSC-MMC的阻抗模型。然后,基于所建立的阻抗模型,分析了PSC-MMC中新引入的PSL、无功-电压控制及其他主要控制环节对阻抗特性的影响。最后,结合对阻抗特性的分析,开展了PSC-MMC并网系统的宽频谐振稳定性研究。基于PSCAD/EMTDC的

收稿日期:2022-03-30;修回日期:2022-05-24

在线出版日期:2022-07-01

基金项目:中国南方电网有限责任公司科技项目(036000KK52210042(GDKJXM20212057))

Project supported by the Science and Technology Project of China Southern Power Grid(036000KK52210042(GDKJXM20212057))

电磁暂态仿真验证了本文研究结果的准确性。

### 1 PSC-MMC

图 1 为 MMC 主电路的拓扑结构,其由三相构成,每相包含上、下 2 个桥臂,每个桥臂具有  $N$  个子模块(SM)。  $u_{pj}$ 、 $i_{pj}$  ( $j=A, B, C$ ) 分别为  $j$  相上桥臂所有子模块总输出电压(以下简称桥臂电压)和桥臂电流;  $u_{nj}$ 、 $i_{nj}$  分别为  $j$  相下桥臂桥臂电压和桥臂电流;  $i_{acj}$  为 MMC 交流侧  $j$  相输出电流;  $u_{pccj}$  和  $u_{dc}$  分别为交流侧公共耦合点(PCC)处  $j$  相电压和直流母线电压;  $u_{acj}$  为接入交流系统的等效  $j$  相电压;  $R_0$ 、 $L_0$ 、 $C$  分别为桥臂等效电阻、等效电感和子模块电容;  $L_T$  为换流变压器漏电感;  $Z_g$  为所接入交流系统的电网等效阻抗;  $u_{nA1}$ 、 $u_{CnA1}$  分别为 A 相下桥臂 SM<sub>1</sub> 输出电压和电容电压。

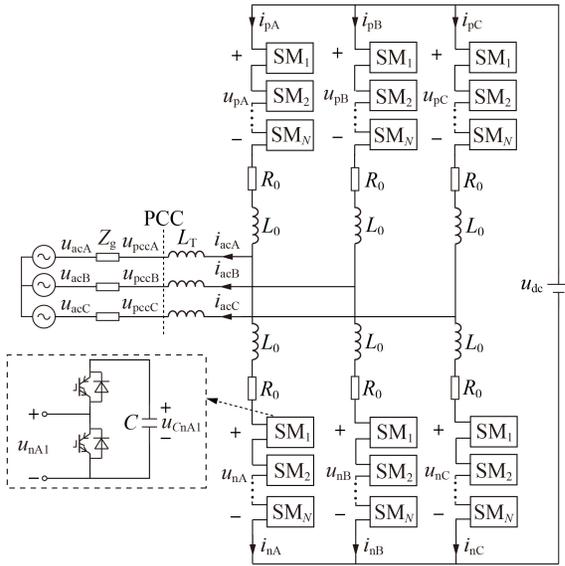


图 1 MMC 主电路拓扑结构

Fig.1 Main circuit topology structure of MMC

图 2 给出了 PSC 框图,包括 PSL、无功-电压控制和电流内环,图中下标  $d$ 、 $q$  分别表示对应变量的  $d$ 、 $q$  轴分量,同时为简化表示,PSC 框图及后文的变量中均略去下标  $j$ 。图 2(a) 中的 PSL 模拟同步发电机的转子运动方程,根据有功功率指令值  $P_{ref}$  与实测值  $P$  之间的偏差控制输出角度  $\theta$ ,为 MMC 提供相位基准。图中:  $H$  和  $D$  分别为所模拟发电机的惯性时间常数和阻尼系数;  $\omega_0$  为基波角频率。图 2(b) 为无功-电压控制,输出无功功率为 0 时的电压指令值为  $u_{ref0}$ ,无功功率指令值  $Q_{ref}$  与实测值  $Q$  之间的偏差通过下垂系数  $G_{Q-U}$  得到调节无功功率产生的电压偏移量  $\Delta u_{ref}$ ,  $u_{ref0}$  和  $\Delta u_{ref}$  相加为  $d$  轴电压指令值,而  $q$  轴电压指令值  $u_{qref}$  设置为 0,之后通过比例积分 (PI) 控制器  $G_{uac}$  得到输出电流跟踪控制的指令值  $i_{dref}$  和  $i_{qref}$ 。电流内环如图 2(c)、(d) 所示,包括输出电流跟踪控制和

环流抑制控制,分别控制差模调制波  $m_{dm}$  和共模调制波  $m_{cm}$ ,其中环流抑制控制的指令值  $i_{cmdref}$  和  $i_{cmqref}$  均设置为 0。图中:  $G_i$  和  $G_c$  分别为输出电流跟踪控制和环流抑制控制采用的 PI 控制环节,  $K_i$  和  $K_c$  为对应的  $dq$  轴解耦系数;  $T_d$  为控制延时。

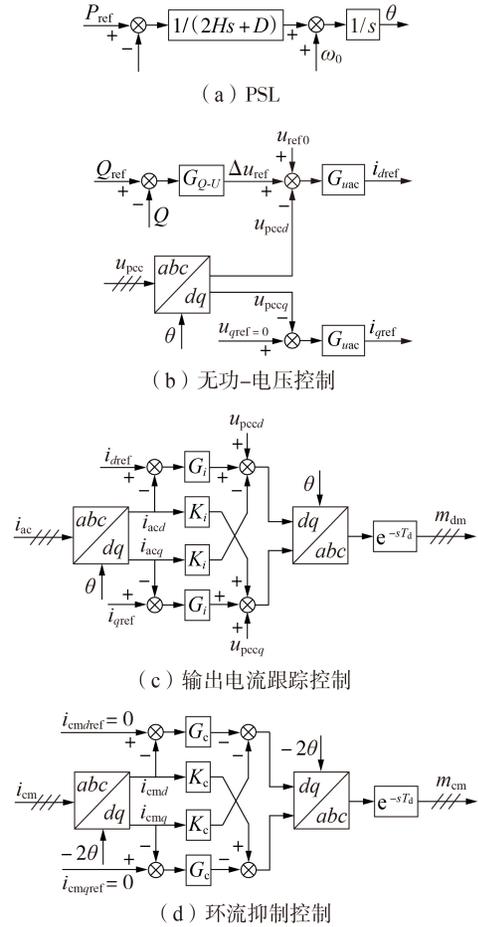


图 2 PSC 框图

Fig.2 Block diagram of PSC

## 2 MMC 阻抗建模

### 2.1 MMC 主电路模型

基于 MMC 的平均值模型和差共模分量分解的思路,MMC 的  $j$  相主电路模型可采用式 (1) 所示的 1 组方程描述。

$$\begin{cases} u_{pcc} = -\left(L_T + \frac{L_0}{2}\right) \frac{di_{ac}}{dt} - \frac{R_0}{2} i_{ac} + u_{dm} \\ u_{dc} = 2L_0 \frac{di_{cm}}{dt} + 2R_0 i_{cm} + 2u_{cm} \\ C \frac{du_{Cdm}}{dt} = -\frac{1}{2} m_{cm} i_{ac} + m_{dm} i_{cm} \\ C \frac{du_{Ccm}}{dt} = m_{cm} i_{cm} - \frac{1}{2} m_{dm} i_{ac} \\ u_{dm} = N(m_{cm} u_{Cdm} + m_{dm} u_{Ccm}) \\ u_{cm} = N(m_{cm} u_{Ccm} + m_{dm} u_{Cdm}) \end{cases} \quad (1)$$

式中： $u_{dm}$ 、 $u_{cm}$ 分别为桥臂电压的差、共模分量； $i_{dm}$ 、 $i_{cm}$ 分别为桥臂电流的差、共模分量，且有 $i_{ac}=-2i_{dm}$ ； $u_{Cdm}$ 、 $u_{Ccm}$ 分别为子模块平均电容电压的差、共模分量。上述任一变量 $x$ 的差、共模分量与第1节中所述上下桥臂量的关系分别为 $x_{dm}=(x_n-x_p)/2$ 和 $x_{cm}=(x_n+x_p)/2$ 。

采用HSS方法将式(1)转化到频域并进行线性化，得到MMC主电路的线性化HSS模型为：

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{pcc} \\ \Delta u_{dc} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} K_{iac1} & K_{icm1} \\ K_{iac2} & K_{icm2} \end{bmatrix}}_{K_i} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta i_{ac} \\ \Delta i_{cm} \end{bmatrix}}_{\Delta i} + \underbrace{\begin{bmatrix} K_{mdm1} & K_{mcm1} \\ K_{mdm2} & K_{mcm2} \end{bmatrix}}_{K_m} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta m_{dm} \\ \Delta m_{cm} \end{bmatrix}}_{\Delta m} \quad (2)$$

式中： $\Delta u$ 、 $\Delta i$ 、 $\Delta m$ 分别为电压扰动向量、电流扰动向量、调制波扰动向量。在线性化HSS模型中，扰动变量采用不同频率分量的傅里叶复系数构成的向量表示，稳态变量采用Toeplitz矩阵表示。附录A式(A1)、(A2)以共模电流为例分别给出了扰动、稳态变量的具体形式。系数矩阵 $K_i$ 、 $K_m$ 中各元素的表达式见附录A式(A3)、(A4)。

## 2.2 MMC控制系统模型

### 2.2.1 坐标变换环节

PSC中用到的坐标变换有Park变换和对应的反变换以及Clark变换。小扰动下Park变换和反变换的变换角度(即PSL的输出角度) $\theta=\theta_0+\Delta\theta$ (下标“0”和“ $\Delta$ ”分别表示对应变量的稳态值和扰动值)， $abc$ 坐标系中的变量 $x=x_0+\Delta x$ 变换到 $dq$ 坐标系的过程可以表示为式(3)， $dq$ 坐标系中的变量 $x_{dq}=x_{0,dq}+\Delta x_{dq}$ 变换到 $abc$ 坐标系的过程可以表示为式(4)。

$$\begin{aligned} T_{dq+}(\theta_0+\Delta\theta)(x_0+\Delta x) &\approx T_{dq+}(\theta_0)x_0 + \\ &T_{dq+}(\theta_0)\Delta x + T_{dq+}(\theta_0+90^\circ)x_0\Delta\theta \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} T_{dq-}(\theta_0+\Delta\theta)(x_{0,dq}+\Delta x_{dq}) &\approx T_{dq-}(\theta_0)x_{0,dq} + \\ &T_{dq-}(\theta_0)\Delta x_{dq} + T_{dq-}(\theta_0+90^\circ)x_{0,dq}\Delta\theta \end{aligned} \quad (4)$$

式中： $T_{dq+}(\theta)$ 和 $T_{dq-}(\theta)$ 分别为Park变换和反变换的变换矩阵。式(3)、(4)的具体证明过程分别见附录A式(A5)、(A6)。将式(3)和式(4)中的 $\theta_0$ 和 $\Delta\theta$ 分别替换为 $-2\theta_0$ 和 $-2\Delta\theta$ ，则为环流抑制控制器中 $-2\theta$ 角度的坐标变换过程。Clark变换与角度无关，其小扰动下的变换过程如式(5)所示。

$$T_{\alpha\beta+}(x_0+\Delta x) \approx T_{\alpha\beta+}x_0 + T_{\alpha\beta+}\Delta x \quad (5)$$

式中： $T_{\alpha\beta+}$ 为Clark变换的变换矩阵。根据式(3)、(4)，在线性化HSS模型中， $\Delta x$ 经Park变换得到的 $dq$ 轴扰动量为：

$$\begin{cases} \Delta x_d = T_{d+}\Delta x + x'_{d+}\Delta\theta \\ \Delta x_q = T_{q+}\Delta x + x'_{q+}\Delta\theta \end{cases} \quad (6)$$

$\Delta x_d$ 和 $\Delta x_q$ 反变换得到的 $abc$ 坐标系中的扰动量为：

$$\Delta x = T_{d-}\Delta x_d + T_{q-}\Delta x_q + (x'_{d-} + x'_{q-})\Delta\theta \quad (7)$$

环流控制中 $\Delta x$ 以 $-2\theta$ 变换得到的 $dq$ 轴扰动

量为：

$$\begin{cases} \Delta x_d = T_{d+(-2)}\Delta x + x'_{d+}(-2\Delta\theta) \\ \Delta x_q = T_{q+(-2)}\Delta x + x'_{q+}(-2\Delta\theta) \end{cases} \quad (8)$$

$\Delta x_d$ 和 $\Delta x_q$ 以 $-2\theta$ 反变换得到的 $abc$ 坐标系中的扰动量为：

$$\Delta x = T_{d-(-2)}\Delta x_d + T_{q-(-2)}\Delta x_q + (x'_{d-} + x'_{q-})(-2\Delta\theta) \quad (9)$$

$\Delta x$ 经Clark变换得到的 $\alpha\beta$ 坐标系中的扰动量如式(10)所示。

$$\begin{cases} \Delta x_\alpha = T_\alpha\Delta x \\ \Delta x_\beta = T_\beta\Delta x \end{cases} \quad (10)$$

式中：下标 $\alpha$ 和 $\beta$ 分别表示 $\alpha$ 轴分量和 $\beta$ 轴分量。式(6)~(10)中： $T_{d+}$ 和 $T_{q+}$ 分别为Park变换中到 $d$ 轴和 $q$ 轴的变换矩阵； $T_{d-}$ 和 $T_{q-}$ 分别为Park反变换中 $d$ 轴分量和 $q$ 轴分量的变换矩阵；以 $-2\theta$ 角度进行变换时对应的变换矩阵分别为 $T_{d+(-2)}$ 、 $T_{q+(-2)}$ 、 $T_{d-(-2)}$ 、 $T_{q-(-2)}$ ； $T_\alpha$ 和 $T_\beta$ 分别为Clark变换中到 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴的变换矩阵。各变换矩阵的具体表达式在文献[12]中已有详细推导。稳态量 $x_0$ 经 $T_{dq+}(\theta_0+90^\circ)$ 变换后，分别取 $d$ 轴分量和 $q$ 轴分量并表示为Toeplitz矩阵，即为 $x'_{d+}$ 和 $x'_{q+}$ 、 $x'_{d-}$ 和 $x'_{q-}$ 的计算方法与之同理。

### 2.2.2 PSL

MMC输出有功功率的偏差为：

$$\Delta P = u_{pcc\alpha}\Delta i_{ac\alpha} + u_{pcc\beta}\Delta i_{ac\beta} + i_{ac\alpha}\Delta u_{pcc\alpha} + i_{ac\beta}\Delta u_{pcc\beta} \quad (11)$$

PSL输出相角的偏差为：

$$\Delta\theta = -G_{PSL}\Delta P \quad (12)$$

$G_{PSL}$ 为由不同频率下PSL的传递函数构成的对角矩阵，根据图2(a)可以表示为：

$$G_{PSL} = \text{diag}\left(\frac{1}{j(\omega_p+k\omega_0)[2H+j(\omega_p+k\omega_0)+D]}\right) \quad (13)$$

式中： $\omega_p$ 为扰动频率； $k$ 的取值范围为 $[-h, h]$ ， $h$ 为所考虑的稳态谐波次数。

### 2.2.3 无功-电压控制

MMC输出无功功率的偏差为：

$$\Delta Q = u_{pcc\beta}\Delta i_{ac\alpha} - u_{pcc\alpha}\Delta i_{ac\beta} - i_{ac\beta}\Delta u_{pcc\alpha} + i_{ac\alpha}\Delta u_{pcc\beta} \quad (14)$$

通过无功-电压控制得到的电压指令值扰动量为：

$$\Delta u_{ref} = -G_{Q-U}\Delta Q \quad (15)$$

进一步可以得到 $dq$ 轴电流指令值扰动量 $\Delta i_{dref}$ 和 $\Delta i_{qref}$ 分别为：

$$\begin{cases} \Delta i_{dref} = G_{uac}(\Delta u_{ref} - \Delta u_{pccd}) \\ \Delta i_{qref} = G_{uac}(0 - \Delta u_{pccq}) \end{cases} \quad (16)$$

$G_{Q-U}$ 和 $G_{uac}$ 分别为对应控制器不同频率下的传递函数构成的对角矩阵，以 $G_{uac}$ 为例，其具体表达式如式(17)所示。

$$G_{uac} = \text{diag}\left(k_{puac} + \frac{k_{iuac}}{j(\omega_p+k\omega_0)}\right) \quad (17)$$

### 2.2.4 电流内环

输出电流跟踪控制和环流抑制控制的线性化 HSS 模型分别表示为式(18)、(19)。

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{m}_{\text{dmd}} = \mathbf{G}_i (\Delta \mathbf{i}_{\text{dref}} - \Delta \mathbf{i}_{\text{acd}}) - K_i \Delta \mathbf{i}_{\text{acq}} + \Delta \mathbf{u}_{\text{pccd}} \\ \Delta \mathbf{m}_{\text{dmq}} = \mathbf{G}_i (\Delta \mathbf{i}_{\text{qref}} - \Delta \mathbf{i}_{\text{acq}}) + K_i \Delta \mathbf{i}_{\text{acd}} + \Delta \mathbf{u}_{\text{pccq}} \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{m}_{\text{cmd}} = \mathbf{G}_c \Delta \mathbf{i}_{\text{cmd}} - K_c \Delta \mathbf{i}_{\text{cmq}} \\ \Delta \mathbf{m}_{\text{cmq}} = \mathbf{G}_c \Delta \mathbf{i}_{\text{cmq}} + K_c \Delta \mathbf{i}_{\text{cmd}} \end{cases} \quad (19)$$

式中:  $\mathbf{G}_i$  和  $\mathbf{G}_c$  对应各自 PI 控制器的传递函数, 具体形式与式(17)类似。将  $dq$  轴差模调制波扰动量  $\Delta \mathbf{m}_{\text{dmd}}$  和  $\Delta \mathbf{m}_{\text{dmq}}$  通过反变换得到差模调制波扰动量  $\Delta \mathbf{m}_{\text{dm}}$ , 同时考虑控制系统延时,  $\Delta \mathbf{m}_{\text{dm}}$  表示为:

$$\Delta \mathbf{m}_{\text{dm}} = \mathbf{G}_d [T_{d-} \Delta \mathbf{m}_{\text{dmd}} + T_{q-} \Delta \mathbf{m}_{\text{dmq}} + (m'_{\text{dmd}-} + m'_{\text{dmq}-}) \Delta \theta] \quad (20)$$

式中:  $\mathbf{G}_d$  为延时环节在不同频率下的传递函数构成的对角矩阵。延时为  $T_d$  时, 其表达式为:

$$\mathbf{G}_d = \text{diag} \left( e^{-j(\omega_p + k\omega_0)T_d} \right) \quad (21)$$

将  $dq$  轴共模调制波扰动量  $\Delta \mathbf{m}_{\text{cmd}}$  和  $\Delta \mathbf{m}_{\text{cmq}}$  通过反变换得到共模调制波扰动量  $\Delta \mathbf{m}_{\text{cm}}$ , 同理考虑延时环节的影响,  $\Delta \mathbf{m}_{\text{cm}}$  为:

$$\Delta \mathbf{m}_{\text{cm}} = \mathbf{G}_d [T_{d-(-2)} \Delta \mathbf{m}_{\text{cmd}} + T_{q-(-2)} \Delta \mathbf{m}_{\text{cmq}} + (m'_{\text{cmd}-} + m'_{\text{cmq}-}) (-2\Delta \theta)] \quad (22)$$

## 2.3 MMC 阻抗模型

### 2.3.1 阻抗模型推导

联立式(11)~(22), 建立完整控制系统的线性化 HSS 模型, 调制波扰动  $\Delta \mathbf{m}$  可表示为式(23), 矩阵  $\mathbf{G}_i$  和  $\mathbf{G}_u$  中各元素的表达式见附录 A 式(A7)~(A9)。

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{m}_{\text{dm}} \\ \Delta \mathbf{m}_{\text{cm}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{\text{iac1}} & 0 \\ \mathbf{G}_{\text{iac2}} & \mathbf{G}_{\text{icm2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{i}_{\text{ac}} \\ \Delta \mathbf{i}_{\text{cm}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{\text{upcc1}} & 0 \\ \mathbf{G}_{\text{upcc2}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\text{pcc}} \\ \Delta \mathbf{u}_{\text{dc}} \end{bmatrix} \quad (23)$$

将式(23)代入式(2), 消去  $\Delta \mathbf{m}$ , 即为电压扰动量  $\Delta \mathbf{u}$  与电流扰动量  $\Delta \mathbf{i}$  之间的关系:

$$\Delta \mathbf{i} = (\mathbf{K}_i + \mathbf{K}_m \mathbf{G}_i)^{-1} (\mathbf{E} - \mathbf{K}_m \mathbf{G}_u) \Delta \mathbf{u} = \mathbf{Y} \Delta \mathbf{u} \quad (24)$$

已有研究发现, MMC 存在频率耦合效应<sup>[14]</sup>。PCC 处频率为  $\omega_p$  的正序扰动电压  $\Delta u_{\text{pcc}}(\omega_p)$  通过  $Y_{\text{pp}}$  会产生频率为  $\omega_p$  的正序扰动电流, 此外还会通过  $Y_{\text{pn}}$  产生频率为  $\omega_p - 2\omega_0$  的负序扰动电流, 其中负序电流流经电网阻抗  $Z_g$  后产生同频负序电压再次作用于 MMC, 并通过  $Y_{\text{np}}$  产生频率为  $\omega_p$  的正序扰动电流, MMC 总的输出正序扰动电流  $\Delta i_{\text{ac}}(\omega_p)$  包括以上 2 个部分。  $Y_{\text{pp}}$ 、 $Y_{\text{pn}}$ 、 $Y_{\text{np}}$  和  $Y_{\text{nn}}$  均为式(24)中矩阵  $\mathbf{Y}$  的元素, 具体见附录 A 式(A10), 附录 B 图 B1 给出了耦合路径。根据以上分析, MMC 等效正序阻抗如式(25)所示, 其中  $Y_c$  如式(26)所示。同理, 在 PCC 处施加频率为  $\omega_p$  的负序扰动电压并求解产生的同频负序扰动电流, 可求得等效负序阻抗, 其推导过程与等效正序阻抗的推导过程一致, 因此不再展开。

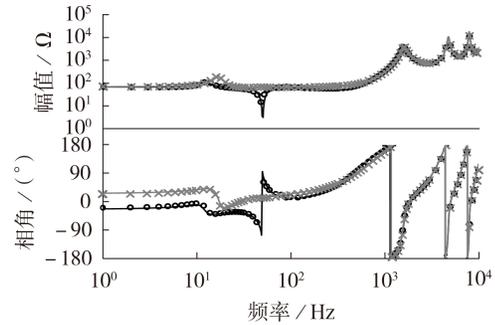
$$Z_{\text{acp}}(\omega_p) = -\frac{\Delta u_{\text{pcc}}(\omega_p)}{\Delta i_{\text{ac}}(\omega_p)} = -\frac{1}{Y_{\text{pp}} + Y_c} \quad (25)$$

$$Y_c = -\frac{Y_{\text{np}} Z_g(\omega_p - 2\omega_0) Y_{\text{pn}}}{1 + Y_{\text{nn}} Z_g(\omega_p - 2\omega_0)} \quad (26)$$

### 2.3.2 阻抗模型验证

为验证所建立 PSC-MMC 阻抗解析模型的准确性, 基于在 PSCAD / EMTDC 中搭建的仿真系统进行阻抗扫描, 仿真系统主要参数如附录 B 表 B1 所示。由于 MMC 中 4 次以上的高次谐波幅值很小, 对阻抗模型的影响可以忽略<sup>[10-11]</sup>, 因此解析模型中取  $h=4$  进行计算, 即考虑 4 次及以下的稳态谐波。

图 3 给出了解析模型计算和仿真扫描的结果对比。由图可知, 正序阻抗和负序阻抗的解析计算结果与阻抗扫描结果基本吻合, 验证了所建立解析模型的准确性。根据图 3, PSC-MMC 等效阻抗具有以下特性: ①对于正序阻抗, 次同步频段表现为容性特征, 基频附近由于交流电压控制器的作用, 其存在 1 个向下的幅值谐振峰并出现相角跳变, 中高频段主要表现为电感特性, 但受控制系统延时影响, 高频段周期性地出现谐振峰和负电阻频段; ②对于负序阻抗, 低频段主要表现为电感特性, 中高频段逐渐与正序阻抗趋于一致。



• 正序扫描, — 正序计算, × 负序扫描, — 负序计算

图 3 PSC-MMC 解析阻抗与仿真扫频阻抗对比

Fig.3 Comparison of analytical impedance and simulated sweep impedance for PSC-MMC

## 3 MMC 阻抗特性分析

### 3.1 PSL 与无功-电压控制对 PSC-MMC 阻抗的影响

为分析引入 PSL 和无功-电压控制对 PSC-MMC 阻抗特性的影响, 分别令相角基准恒定 ( $G_{\text{psl}}=0$ ) 以及电压指令值的无功调节量恒定 ( $G_{Q-U}=0$ ), 绘制 PSC-MMC 的阻抗特性曲线, 结果如图 4、5 所示。

根据图 4、5, PSL 和无功-电压环仅在 100 Hz 以下的低频段对 PSC-MMC 的等效正负序阻抗有微弱的塑造作用, 对于 100 Hz 以上的频段基本上没有影响, 配置 PSL 和无功-电压控制不会给 MMC 额外引入负电阻效应并给系统带来谐振稳定性风险。已有

的很多研究表明,在基于锁相环同步的MMC中,锁相环对MMC具有较大的阻抗塑造作用,并在一定频段内给MMC引入了负电阻效应,使并网系统面临谐振不稳定的风险<sup>[15-16]</sup>。因此,相比基于锁相环的同步方式,采用PSL的同步方式在系统谐振稳定性方面更具有优越性。

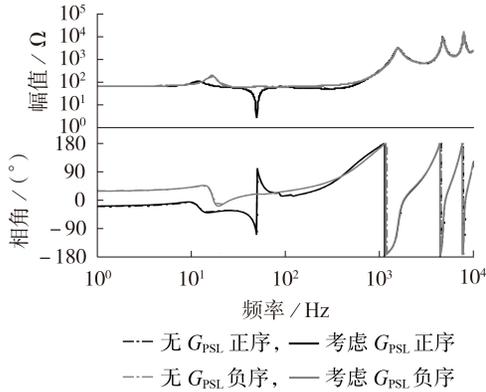


图4 PSL对阻抗特性的影响

Fig.4 Effects of PSL on impedance characteristics

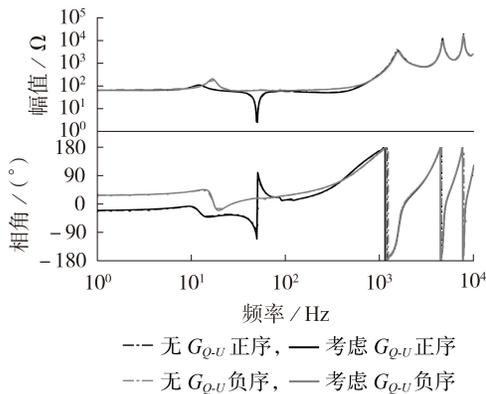


图5 无功-电压控制对阻抗特性的影响

Fig.5 Effects of reactive power-voltage control on impedance characteristics

### 3.2 交流电压控制对PSC-MMC阻抗的影响

为分析交流电压控制器对PSC-MMC阻抗特性的影响,分别改变其PI控制器的比例系数 $k_{pi}$ 为2、1、0.5和0.2,改变其控制器的积分系数 $k_{in}$ 为200、100、50和20,绘制MMC的阻抗特性曲线,其中正序阻抗曲线如附录B图B2、B3所示。

结果显示, $k_{pi}$ 在全频段内对PSC-MMC的阻抗特性都有较大影响,需要重点关注的是其对次同步频段和高频段的影响。次同步频段内,阻抗相角会随 $k_{pi}$ 的减小而减小,甚至出现负电阻频段;在中高频段,MMC会因为控制系统的延时存在固有的负电阻频段,并周期性出现<sup>[17]</sup>, $k_{pi}$ 增大会使得负电阻频段向低频方向移动。而 $k_{in}$ 对PSC-MMC阻抗特性的影响主要体现在300 Hz以下的中低频段,其中在次同

步频段内, $k_{in}$ 的增大会减小阻抗相角。

### 3.3 电流内环对PSC-MMC阻抗的影响

对于输出电流跟踪控制,改变其PI控制器的比例系数 $k_{pi}$ 为1.1、0.8、0.5和0.2,绘制MMC的阻抗特性曲线,其中正序阻抗曲线如附录B图B4所示,而积分系数 $k_{in}$ 对PSC-MMC的阻抗特性影响较小,不再单独展示。对于环流抑制控制,文献[10]已对其影响进行了详细分析,本文不再赘述。

根据附录B图B4, $k_{pi}$ 对全频段内的PSC-MMC阻抗特性也有较大影响,其中次同步频段和高频段的影响也需要重点关注。次同步频段内,阻抗相角随 $k_{pi}$ 的减小而减小, $k_{pi}$ 过小时会出现负电阻频段;高频段内, $k_{pi}$ 增大会使负电阻频段向低频方向移动。

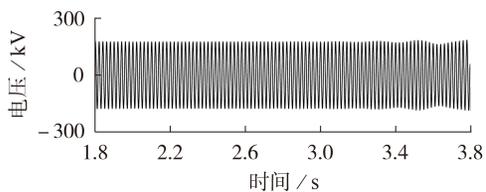
负序阻抗方面,其中在低频段内不会因为上述控制器参数的变化而出现负电阻频段,而在高频段其与正序阻抗逐渐趋于一致,因此不再单独展示其阻抗特性变化情况。

## 4 并网系统谐振稳定性分析

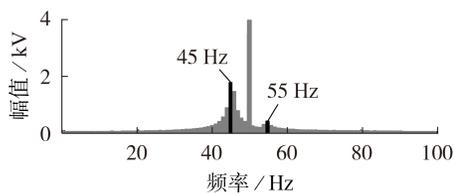
根据第3节的分析,PSC-MMC在次同步频段和高频段均可能表现出负电阻效应,因而存在与所接入电网发生谐振失稳的风险。本节以附录B图B5所示的PSC-MMC并网系统为例,通过阻抗分析法和基于PSCAD/EMTDC的电磁暂态仿真,对以上2个频段内可能出现的谐振失稳进行了分析和验证。所分析系统中,PSC-MMC的基本参数与附录B表B1一致, $k_{pi}$ 修改为0.15,交流系统参数如附录B表B2所示,其中交流系统1仅有图B5中实线表示的1条支路,交流系统2具有实线和虚线表示的2条支路。

附录B图B6给出了PSC-MMC并网系统的阻抗分析结果。PSC-MMC接入交流系统1时,PSC-MMC阻抗幅值与交流系统阻抗幅值在45 Hz频率处存在1个交点,二者阻抗相角差为 $181^\circ$ ,根据阻抗分析法<sup>[5]</sup>,相角差超过 $180^\circ$ 时,并网系统会出现谐振失稳;PSC-MMC接入交流系统2时,PSC-MMC阻抗幅值与交流系统阻抗幅值在1896 Hz频率处存在1个交点,二者阻抗相角差为 $191.3^\circ$ ,超过 $180^\circ$ ,因此并网系统会出现谐振失稳。

图6(a)为PSC-MMC接入交流系统1时的仿真结果,图6(b)为对应的谐波分析结果。可以看出,交流系统电压中出现了明显的振荡分量,振荡分量的主要频率为45 Hz,与附录B图B6的阻抗分析结果一致。图7(a)为PSC-MMC接入交流系统2时的仿真结果,图7(b)为对应的谐波分析结果。可以看出,交流系统电压中出现了明显的振荡分量,振荡分量的主要频率在1900 Hz附近,与图B6的阻抗分析结果一致。

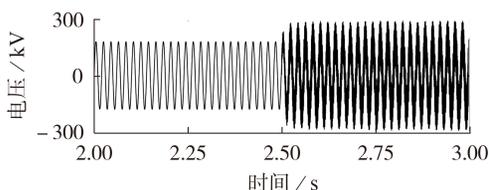


(a) 交流系统 A 相电压仿真波形

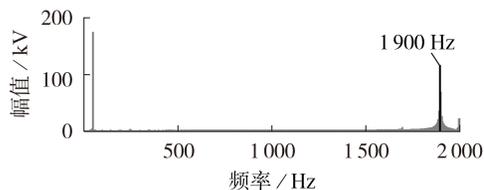


(b) 交流系统 A 相电压谐波分析

图 6 PSC-MMC 接入交流系统 1 时仿真波形和谐波分析  
Fig.6 Simulative waveform and harmonic analysis when PSC-MMC is connected to AC System 1



(a) 交流系统 A 相电压仿真波形



(b) 交流系统 A 相电压谐波分析

图 7 PSC-MMC 接入交流系统 2 时仿真波形和谐波分析  
Fig.7 Simulative waveform and harmonic analysis when PSC-MMC is connected to AC System 2

## 5 结论

本文通过谐波状态空间方法,建立了PSC-MMC的端口阻抗模型,分析了控制系统中PSL、无功-电压控制和其他主要控制环节对MMC阻抗特性的影响,并进一步研究了其并网后系统的谐振稳定性,基于PSCAD/EMTDC的阻抗扫描和电磁暂态仿真验证了本文所建立模型和谐振稳定性分析结果的正确性。具体得到以下结论。

1) PSL和无功-电压控制仅在低频段对MMC的阻抗特性有微弱的影响,并且不会恶化MMC的阻抗特性。因此MMC配置PSL和无功-电压控制不会给系统引入谐振稳定性风险。

2) PSC-MMC在次同步频段和高频段内均可能表现出负电阻效应。其中:次同步频段内的负电阻效应为特定的控制系统参数配置所额外引入;高频段的负电阻效应为控制系统延时带来的固有特性,

但交流电压控制和输出电流跟踪控制的比例系数均会影响负电阻效应出现的具体频段。若MMC与所接入的交流系统阻抗匹配不当,则有可能引发上述频段内的谐振不稳定问题。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

## 参考文献:

- [1] 陆韶琦,徐政. 采用功率同步控制的MMC-HVDC功率极限分析[J]. 中国电机工程学报,2016,36(7):1868-1876.  
LU Shaoqi, XU Zheng. Analysis of the maximum power flow in power synchronization control based MMC-HVDC[J]. Proceedings of the CSEE,2016,36(7):1868-1876.
- [2] ZHANG Lidong, HARNEFORS L, NEE H P. Power-synchronization control of grid-connected voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Systems,2010,25(2):809-820.
- [3] GUAN Minyuan, PAN Wulue, ZHANG Jing, et al. Synchronous generator emulation control strategy for Voltage Source Converter(VSC) stations[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2015,30(6):3093-3101.
- [4] 徐政. 电力系统广义同步稳定性的物理机理与研究途径[J]. 电力自动化设备,2020,40(9):3-9.  
XU Zheng. Physical mechanism and research approach of generalized synchronous stability for power systems[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(9):3-9.
- [5] SUN Jian. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011,26(11):3075-3078.
- [6] 朱益良,蒲俊楷,葛兴来,等. 弱电网下计及直流母线和镜像频率耦合扰动的三相LCL型并网逆变器序导纳建模及稳定性分析[J]. 电力自动化设备,2020,40(9):190-203.  
ZHU Yiliang, PU Junkai, GE Xinglai, et al. Sequence admittance modeling and stability analysis for three-phase LCL-type grid-connected inverter with DC bus and MFC disturbance under weak grid[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(9):190-203.
- [7] 刘镇湘,赵晋斌,曾志伟,等. 基于阻抗网络模型的多变流器直流微电网小扰动稳定性分析[J]. 电力自动化设备,2021,41(5):29-33,84.  
LIU Zhenxiang, ZHAO Jinbin, ZENG Zhiwei, et al. Small disturbance stability analysis of multi-converter DC microgrid based on impedance network model[J]. Electric Power Automation Equipment,2021,41(5):29-33,84.
- [8] SUN Jian, LIU Hanchao. Sequence impedance modeling of modular multilevel converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017,5(4):1427-1443.
- [9] YIN Taiyuan, WANG Yue, YUE Bo, et al. Impedance-based stability analysis and stabilization control strategy of MMC-HVDC considering complete control loops [J]. IEEE Access, 2020,8:142900-142915.
- [10] LÜ Jing, ZHANG Xin, CAI Xu, et al. Harmonic state-space based small-signal impedance modeling of a modular multilevel converter with consideration of internal harmonic dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2019,34(3):2134-2148.
- [11] 年珩,朱茂玮,徐韵扬,等. 双闭环定交流电压控制下MMC换流站阻抗建模及稳定性分析[J]. 电力系统自动化,2020,44(4):81-90.  
NIAN Heng, ZHU Maowei, XU Yunyang, et al. Impedance modeling and system stability analysis of MMC with double

- closed-loop AC voltage control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(4): 81-90.
- [12] XU Zigao, LI Binbin, HAN Linjie, et al. A complete HSS-based impedance model of MMC considering grid impedance coupling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 12929-12948.
- [13] WU Wenhua, CHEN Yandong, ZHOU Leming, et al. Sequence impedance modeling and stability comparative analysis of voltage-controlled VSGs and current-controlled VSGs [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 6460-6472.
- [14] RYGG A, MOLINAS M, ZHANG C, et al. A modified sequence-domain impedance definition and its equivalence to the dq-domain impedance definition for the stability analysis of AC power electronic systems [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(4): 1383-1396.
- [15] ZHOU J, DING H, FAN S, et al. Impact of short-circuit ratio and phase-locked-loop parameters on the small-signal behavior of a VSC-HVDC converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5): 2287-2296.
- [16] CESPEDES M, SUN J. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1254-1261.
- [17] 冯俊杰, 邹常跃, 杨双飞, 等. 针对中高频谐振问题的柔性直流输电系统阻抗精确建模与特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4805-4820.
- FENG Junjie, ZOU Changyue, YANG Shuangfei, et al. Accurate impedance modeling and characteristic analysis of VSC-HVDC system for mid-and high-frequency resonance problems [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 4805-4820.

#### 作者简介:



陆秋瑜

陆秋瑜(1987—),女,高级工程师,博士,主要研究方向为电力系统调度自动化(E-mail: luqiuyu22@126.com);

徐政(1962—),男,教授,博士研究生导师,主要研究方向为大规模交直流电力系统分析、直流输电与柔性交流输电、新能源并网、电力谐波与电能质量(E-mail: xuzheng007@zju.edu.cn)。

(编辑 王欣竹)

### Impedance modeling and resonance stability analysis of modular multilevel converter with power synchronization control

LU Qiuyu<sup>1</sup>, YANG Yinguo<sup>1</sup>, ZHENG Jianping<sup>1</sup>, LI Li<sup>1</sup>, GUO Hanlin<sup>2</sup>, ZHANG Zheren<sup>2</sup>, XU Zheng<sup>2</sup>

(1. Power Dispatching Control Center of Guangdong Power Grid Corporation, Guangzhou 510600, China;

2. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** To investigate the impedance characteristics of PSC-MMC (Power Synchronization Control based on Modular Multilevel Converter) and the broadband resonance stability of the system with grid-connected PSC-MMC, utilizing harmonic state space method, considering the internal dynamic characteristics and complete control loops of MMC, an equivalent impedance model of PSC-MMC is built. The effects of newly employed power synchronization loop, reactive-voltage control and other major control loops on impedance characteristics in the power synchronization control are analyzed. The study has identified that PSC-MMC might have negative damping effect in subsynchronous frequency band and high frequency band, so there is a risk of causing resonance instability. Impedance scanning and electromagnetic transient simulation are carried out based on PSCAD/EMTDC, the simulative results respectively verify the accuracy of the model and stability analysis results.

**Key words:** power synchronization control; modular multilevel converter; harmonic state space; impedance modeling; resonance stability

## 附录 A

以共模电流为例，HSS 中其扰动分量的形式为：

$$\Delta \mathbf{i}_{\text{cm}} = \begin{bmatrix} i_{\text{cm},p-h} \\ \vdots \\ i_{\text{cm},p-1} \\ i_{\text{cm},p} \\ i_{\text{cm},p+1} \\ \vdots \\ i_{\text{cm},p+h} \end{bmatrix} \begin{matrix} \rightarrow \omega_p - h\omega_0 \\ \vdots \\ \rightarrow \omega_p - \omega_0 \\ \rightarrow \omega_p \\ \rightarrow \omega_p + \omega_0 \\ \vdots \\ \rightarrow \omega_p + h\omega_0 \end{matrix} \quad (\text{A1})$$

式中： $\omega_p$  为扰动频率； $h$  为所考虑的稳态谐波次数。HSS 中共模电流稳态分量的形式为：

$$\mathbf{i}_{\text{cm}} = \begin{bmatrix} i_{\text{cm},0} & \cdots & i_{\text{cm},-h+1} & i_{\text{cm},-h} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ i_{\text{cm},h-1} & \cdots & i_{\text{cm},0} & i_{\text{cm},-1} & i_{\text{cm},-2} & \cdots & 0 \\ i_{\text{cm},h} & \cdots & i_{\text{cm},1} & i_{\text{cm},0} & i_{\text{cm},-1} & \cdots & i_{\text{cm},-h} \\ 0 & \cdots & i_{\text{cm},2} & i_{\text{cm},1} & i_{\text{cm},0} & \cdots & i_{\text{cm},-h+1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & i_{\text{cm},h} & i_{\text{cm},h-1} & \cdots & i_{\text{cm},0} \end{bmatrix} \quad (\text{A2})$$

MMC 主电路线性化 HSS 模型中各系数矩阵的具体表达式：

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{K}_{\text{iac1}} = -(L_T + \frac{L_0}{2})\mathbf{D} - \frac{R_0}{2}\mathbf{E} - \frac{N}{2C}(\mathbf{m}_{\text{dm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{m}_{\text{dm}} + \mathbf{m}_{\text{cm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{m}_{\text{cm}}) \\ \mathbf{K}_{\text{icm2}} = 2L_0\mathbf{D} + 2R_0\mathbf{E} + \frac{2N}{C}(\mathbf{m}_{\text{dm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{m}_{\text{dm}} + \mathbf{m}_{\text{cm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{m}_{\text{cm}}) \\ \mathbf{K}_{\text{icm1}} = \frac{N}{C}(\mathbf{m}_{\text{dm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{m}_{\text{cm}} + \mathbf{m}_{\text{cm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{m}_{\text{dm}}) \\ \mathbf{K}_{\text{iac2}} = -\frac{N}{C}(\mathbf{m}_{\text{dm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{m}_{\text{cm}} + \mathbf{m}_{\text{cm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{m}_{\text{dm}}) \\ \mathbf{K}_{\text{mdm1}} = N\mathbf{u}_{\text{Ccm}} + \frac{N}{C}(-\frac{1}{2}\mathbf{m}_{\text{dm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{i}_{\text{ac}} + \mathbf{m}_{\text{cm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{i}_{\text{cm}}) \\ \mathbf{K}_{\text{mdm2}} = 2N\mathbf{u}_{\text{Cdm}} + \frac{2N}{C}(\mathbf{m}_{\text{dm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{i}_{\text{cm}} - \frac{1}{2}\mathbf{m}_{\text{cm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{i}_{\text{ac}}) \\ \mathbf{K}_{\text{mcm1}} = N\mathbf{u}_{\text{Cdm}} + \frac{N}{C}(\mathbf{m}_{\text{dm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{i}_{\text{cm}} - \frac{1}{2}\mathbf{m}_{\text{cm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{i}_{\text{ac}}) \\ \mathbf{K}_{\text{mcm2}} = 2N\mathbf{u}_{\text{Ccm}} + \frac{2N}{C}(-\frac{1}{2}\mathbf{m}_{\text{dm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{i}_{\text{ac}} + \mathbf{m}_{\text{cm}}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{i}_{\text{cm}}) \end{array} \right. \quad (\text{A3})$$

式(A3)中  $\mathbf{D}$  的表达式为：

$$\mathbf{D} = \text{diag}(\cdots, j(\omega_p - \omega_0), j\omega_p, j(\omega_p + \omega_0), \cdots) \quad (\text{A4})$$

小扰动下变换角度  $\theta = \theta_0 + \Delta\theta$  时，Park 变换的变换矩阵可表示为：

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{dq+}(\theta_0 + \Delta\theta) &\approx \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_0) & \cos(\theta_0 - 120^\circ) & \cos(\theta_0 + 120^\circ) \\ -\sin(\theta_0) & -\sin(\theta_0 - 120^\circ) & -\sin(\theta_0 + 120^\circ) \end{bmatrix} \\ &\quad - \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta_0) & \sin(\theta_0 - 120^\circ) & \sin(\theta_0 + 120^\circ) \\ \cos(\theta_0) & \cos(\theta_0 - 120^\circ) & \cos(\theta_0 + 120^\circ) \end{bmatrix} \Delta\theta \\ &= \mathbf{T}_{dq+}(\theta_0)\Delta x + \mathbf{T}_{dq+}(\theta_0 + 90^\circ)\Delta\theta \end{aligned} \quad (\text{A5})$$

小扰动下变换角度  $\theta = \theta_0 + \Delta\theta$  时，Park 反变换的变换矩阵可表示为：

$$\begin{aligned}
\mathbf{T}_{dq-}(\theta_0 + \Delta\theta) &\approx \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_0) & -\sin(\theta_0) \\ \cos(\theta_0 - 120^\circ) & -\sin(\theta_0 - 120^\circ) \\ \cos(\theta_0 + 120^\circ) & -\sin(\theta_0 + 120^\circ) \end{bmatrix} \\
&\quad - \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta_0) & \cos(\theta_0) \\ \sin(\theta_0 - 120^\circ) & \cos(\theta_0 - 120^\circ) \\ \sin(\theta_0 + 120^\circ) & \cos(\theta_0 + 120^\circ) \end{bmatrix} \Delta\theta \\
&= \mathbf{T}_{dq-}(\theta_0)\Delta x + \mathbf{T}_{dq-}(\theta_0 + 90^\circ)\Delta\theta
\end{aligned} \tag{A6}$$

PSC-MMC 控制系统线性化 HSS 模型中各系数矩阵的具体表达式:

$$\begin{cases} \mathbf{G}_{\text{fac1}} = \mathbf{G}_d[\mathbf{T}_{q-}\mathbf{A}_1 - \mathbf{T}_{d-}\mathbf{A}_2 - (\mathbf{m}'_{\text{dmd-}} + \mathbf{m}'_{\text{dmq-}})\mathbf{B}_1] \\ \mathbf{G}_{\text{upcc1}} = \mathbf{G}_d[\mathbf{T}_{d-}\mathbf{A}_3 - \mathbf{T}_{q-}\mathbf{A}_4 - (\mathbf{m}'_{\text{dmd-}} + \mathbf{m}'_{\text{dmq-}})\mathbf{B}_2] \\ \mathbf{G}_{\text{fac2}} = \mathbf{G}_d[2\mathbf{T}_{d-(-2)}\mathbf{A}_5 + 2\mathbf{T}_{q-(-2)}\mathbf{A}_6 + 2(\mathbf{m}'_{\text{cmd-}} + \mathbf{m}'_{\text{cmq-}})\mathbf{B}_1] \\ \mathbf{G}_{\text{upcc2}} = \mathbf{G}_d[2\mathbf{T}_{q-(-2)}\mathbf{A}_7 - 2\mathbf{T}_{d-(-2)}\mathbf{A}_8 + 2(\mathbf{m}'_{\text{cmd-}} + \mathbf{m}'_{\text{cmq-}})\mathbf{B}_2] \\ \mathbf{G}_{\text{icm2}} = \mathbf{G}_d(\mathbf{T}_{q-(-2)}\mathbf{A}_9 - \mathbf{T}_{d-(-2)}\mathbf{A}_{10}) \end{cases} \tag{A7}$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_1 = \mathbf{K}_i(\mathbf{T}_{d+} - \mathbf{i}'_{d+}\mathbf{B}_1) + \mathbf{G}_i(-\mathbf{T}_{q+} + \mathbf{i}'_{q+}\mathbf{B}_1 + \mathbf{G}_{\text{uac}}\mathbf{u}'_{q+}\mathbf{B}_1) - \mathbf{u}'_{q+}\mathbf{B}_1 \\ \mathbf{A}_2 = \mathbf{K}_i(\mathbf{T}_{q+} - \mathbf{i}'_{q+}\mathbf{B}_1) + \mathbf{G}_i[\mathbf{T}_{d+} - \mathbf{i}'_{d+}\mathbf{B}_1 + \mathbf{G}_{\text{uac}}(\mathbf{B}_3 - \mathbf{u}'_{d+}\mathbf{B}_1)] + \mathbf{u}'_{d+}\mathbf{B}_1 \\ \mathbf{A}_3 = \mathbf{T}_{d+} + \mathbf{G}_i[\mathbf{G}_{\text{uac}}(\mathbf{B}_4 - \mathbf{T}_{d+} + \mathbf{u}'_{d+}\mathbf{B}_2) + \mathbf{i}'_{d+}\mathbf{B}_2] - \mathbf{u}'_{d+}\mathbf{B}_2 + \mathbf{K}_i\mathbf{i}'_{q+}\mathbf{B}_2 \\ \mathbf{A}_4 = -\mathbf{T}_{q+} + \mathbf{G}_i[\mathbf{G}_{\text{uac}}(\mathbf{T}_{q+} - \mathbf{u}'_{q+}\mathbf{B}_2) - \mathbf{i}'_{q+}\mathbf{B}_2] + \mathbf{u}'_{q+}\mathbf{B}_2 + \mathbf{K}_i\mathbf{i}'_{d+}\mathbf{B}_2 \\ \mathbf{A}_5 = \mathbf{G}_c\mathbf{i}'_{\text{cmd+}}\mathbf{B}_1 - \mathbf{K}_c\mathbf{i}'_{\text{cmq+}}\mathbf{B}_1 \\ \mathbf{A}_6 = \mathbf{G}_c\mathbf{i}'_{\text{cmq+}}\mathbf{B}_1 + \mathbf{K}_c\mathbf{i}'_{\text{cmd+}}\mathbf{B}_1 \\ \mathbf{A}_7 = \mathbf{G}_c\mathbf{i}'_{\text{cmq+}}\mathbf{B}_2 + \mathbf{K}_c\mathbf{i}'_{\text{cmd+}}\mathbf{B}_2 \\ \mathbf{A}_8 = -\mathbf{G}_c\mathbf{i}'_{\text{cmd+}}\mathbf{B}_2 + \mathbf{K}_c\mathbf{i}'_{\text{cmq+}}\mathbf{B}_2 \\ \mathbf{A}_9 = \mathbf{G}_c\mathbf{T}_{q+(-2)} + \mathbf{K}_c\mathbf{T}_{d+(-2)} \\ \mathbf{A}_{10} = -\mathbf{G}_c\mathbf{T}_{d+(-2)} + \mathbf{K}_c\mathbf{T}_{q+(-2)} \end{cases} \tag{A8}$$

$$\begin{cases} \mathbf{B}_1 = \mathbf{G}_{\text{PSL}}(\mathbf{u}_{\text{ac}\alpha}\mathbf{T}_\alpha + \mathbf{u}_{\text{ac}\beta}\mathbf{T}_\beta) \\ \mathbf{B}_2 = \mathbf{G}_{\text{PSL}}(\mathbf{i}_{\text{ac}\alpha}\mathbf{T}_\alpha + \mathbf{i}_{\text{ac}\beta}\mathbf{T}_\beta) \\ \mathbf{B}_3 = \mathbf{G}_{Q-U}(\mathbf{u}_{\text{ac}\beta}\mathbf{T}_\alpha - \mathbf{u}_{\text{ac}\alpha}\mathbf{T}_\beta) \\ \mathbf{B}_4 = \mathbf{G}_{Q-U}(\mathbf{i}_{\text{ac}\beta}\mathbf{T}_\alpha - \mathbf{i}_{\text{ac}\alpha}\mathbf{T}_\beta) \end{cases} \tag{A9}$$

$Y_{\text{pp}}$ 、 $Y_{\text{pn}}$ 、 $Y_{\text{np}}$  和  $Y_{\text{nn}}$  在导纳矩阵  $\mathbf{Y}$  中的具体位置:

$$\begin{cases} Y_{\text{pp}} = \mathbf{Y}(h+1, h+1) \\ Y_{\text{pn}} = \mathbf{Y}(h-1, h+1) \\ Y_{\text{np}} = \mathbf{Y}(h+1, h-1) \\ Y_{\text{nn}} = \mathbf{Y}(h-1, h-1) \end{cases} \tag{A10}$$

## 附录 B

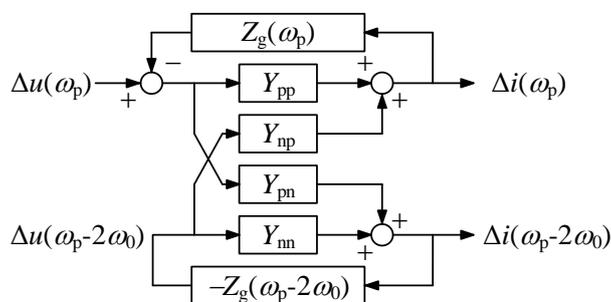


图 B1 MMC 正负序扰动分量耦合路径

Fig.B1 Coupling path of positive and negative sequence perturbation components for MMC

表 B1 仿真系统主要参数

Table B1 Main parameters of simulation system

系统	参数	数值
主电路	MMC 容量	400 MW
	换流变容量	480 MW
	换流变变比	220 kV/200 kV
	直流电压	400 kV
	电网阻抗	7 Ω, 0.126 H
	子模块数	200
	子模块电容	6 666.67 μF
	桥臂电感	0.076 H
控制系统	功率环 $H$ 、 $D$	75, 600
	无功-电压下垂系数	0.05
	电压环	2+0.01/s
	电流内环	1.1+2/s
	控制系统延时	300 μs

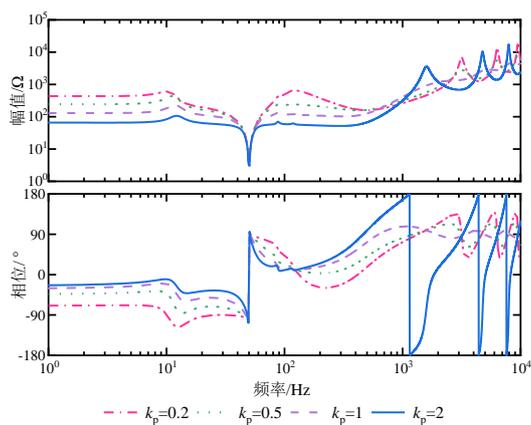


图 B2 交流电压控制器比例系数变化时正序阻抗曲线

Fig.B2 Positive-sequence impedance characteristic curve when  $k_{pu}$  changes

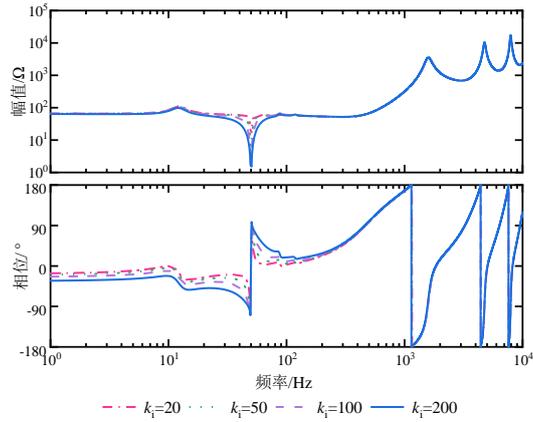


图 B3 交流电压控制器积分系数变化时正序阻抗曲线

Fig.B3 Positive-sequence impedance characteristic curve when  $k_{ii}$  changes

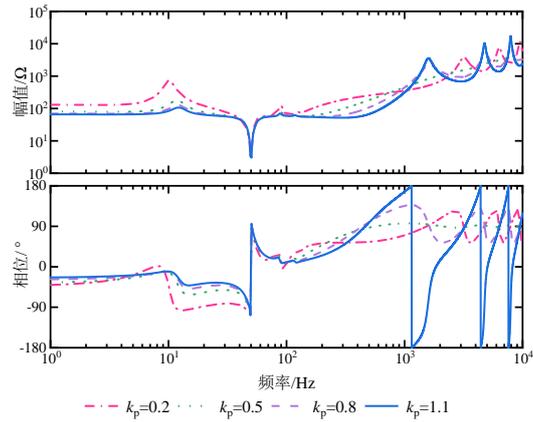


图 B4 输出电流跟踪控制比例系数变化时正序阻抗曲线

Fig.B4 Positive-sequence impedance characteristic curve when  $k_{pi}$  changes

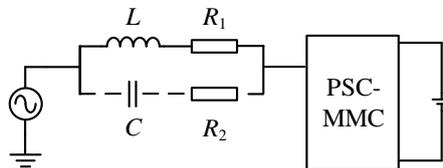


图 B5 仿真系统示意图

Fig.B5 Schematic diagram of simulation system

表 B2 交流系统参数

Table B2 Parameters of AC system

参数	参数值	
	系统 1	系统 2
$R_1$	2.4 $\Omega$	7 $\Omega$
$L$	0.1 H	0.13 H
$R_2$	-	50 $\Omega$
$C$	-	0.2 $\mu\text{F}$

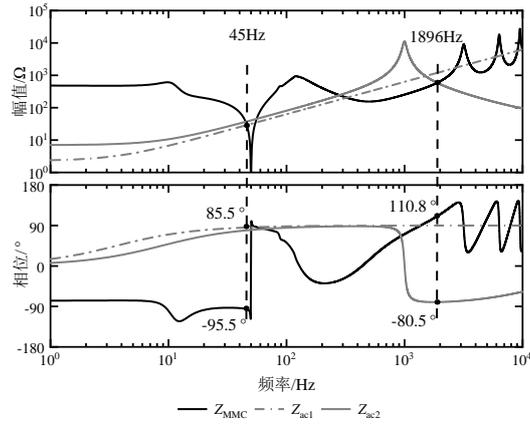


图 B6 仿真系统阻抗分析结果

Fig.B6 Impedance analysis of simulation system