

# 考虑电网阻抗耦合的模块化多电平换流器 交直流侧阻抗通用计算方法

王宇<sup>1</sup>, 刘崇茹<sup>1</sup>, 李庚银<sup>1</sup>, 孔玮<sup>2</sup>, 李立涅<sup>3</sup>

(1. 新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学), 北京市 昌平区 102206; 2. 国家电网公司, 北京市 西城区 100031; 3. 南方电网科学研究院有限责任公司, 广东省 广州市 510080)

## Generic AC/DC-side Impedance Calculation Method for Modular Multilevel Converters Considering Grid Impedance Coupling

WANG Yu<sup>1</sup>, LIU Chongru<sup>1</sup>, LI Gengyin<sup>1</sup>, KONG Wei<sup>2</sup>, LI Licheng<sup>3</sup>

(1. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources (North China Electric Power University), Changping District, Beijing 102206, China; 2. State Grid Corporation of China, Xicheng District, Beijing 100031, China; 3. Electric Power Research Institute of China Southern Power Grid, Guangzhou 510080, Guangdong Province, China)

**ABSTRACT:** Modular multilevel converter (MMC) based VSC-HVDC technology has been developing rapidly in the fields of wind power integration and AC grid asynchronous interconnection. The impedance modeling of MMC is an important basis for analyzing the origin of resonance in VSC-HVDC system. This paper analyzed the harmonic transfer mechanism in MMC under AC-and DC-side excitation, and established a generic method for AC-and DC-side impedance calculation. The frequency domain modeling of the primary system took into account the AC/DC side network impedance. Besides, the complete control blocks including the decoupled double synchronous reference frame phase locked loop (DDSRF-PLL) and the negative sequence inner loop control were considered. The impedance of MMC was calculated by solving linear equations, and the frequency scan of a two-terminal back-to-back MMC-HVDC system in 1~5kHz under various working conditions was carried out in PSCAD/EMTDC to verify the accuracy of this method. Furthermore, the influence of network impedance coupling, control link delay, power level, negative sequence inner loop control, and outer loop control on MMC impedance was analyzed in detail.

**KEY WORDS:** modular multilevel converter (MMC); impedance modeling; decoupled double synchronous reference frame phase locked loop (DDSRF-PLL); grid impedance coupling

**摘要:** 以模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)为技术路线的柔性直流输电技术在风电接入、电网异步互联等领域迅速发展。MMC的阻抗建模是分析柔性直流输电系统振荡起源的重要依据。文中分析MMC在交、直流侧激励下的谐波传递机制,建立一种适用于交、直流侧阻抗计算的通用方法。对一次系统频域建模关联了MMC所连接的交、直流侧网络阻抗,并考虑包含解耦双同步参考坐标系锁相环及负序内环控制在内的全部控制模块。通过求解线性方程组对MMC阻抗进行计算,并在PSCAD/EMTDC环境中对双端背靠背MMC系统在多种工况下1~5kHz频段内进行扫频,验证该方法的准确性,并详细分析网络阻抗耦合、控制链路延时、功率等级、负序内环和外环控制等因素对MMC阻抗的影响。

**关键词:** 模块化多电平换流器; 阻抗建模; 解耦双同步参考坐标系锁相环; 网络阻抗耦合

## 0 引言

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)具有效率高、输出波形质量好、易扩展等优势,近年来以MMC为技术路线的柔性直流输电在风电接入、异步电网互联等领域得到迅速发展<sup>[1-3]</sup>。然而,多个MMC-HVDC工程在调试或运行阶段出现振荡现象:法西联网INELFE工程出现1.6kHz高频振荡<sup>[4]</sup>;南澳风场出现30Hz次同步振荡<sup>[5]</sup>;鲁西直流工程出现1.2kHz高频振荡<sup>[6]</sup>;渝鄂直流工程相继出现0.7和1.8kHz高频振荡<sup>[7]</sup>。

基于阻抗的频域分析是研究电力电子互联系统宽频振荡的有效工具<sup>[8-10]</sup>。由于MMC的内部环

基金项目: 国家电网公司科技项目(SGTYHT/17-JS-199)。

State Grid Corporation Science and Technology Project (SGTYHT/17-JS-199).

流、电容电压中存在谐波及控制系统固有的非线性特性，给 MMC 的阻抗建模带来诸多困难。针对 MMC 阻抗建模，文献[11]通过谐波线性化代数推导了 MMC 交流侧阻抗；文献[12-14]基于多谐波线性化法建立了 MMC 交流侧序阻抗模型；文献[15-18]基于谐波状态空间法对采用直接电压控制下的 MMC 交流侧阻抗建模，并分析了 MMC 接入风场<sup>[15-17]</sup>和线性交流系统<sup>[18]</sup>的稳定性；文献[19]采用谐波传递矩阵建立了采用定交流电压控制下的 MMC 交流侧阻抗，并分析了频率耦合特性。谐波状态空间、多谐波线性化和谐波传递矩阵本质相同，均基于傅里叶级数将时域模型转化到频域使系统定常化<sup>[20]</sup>。文献[21-23]分别基于多谐波线性化和谐波状态空间建立 MMC 的直流侧阻抗模型。然而，现有的 MMC 阻抗计算的建模方法中，通常只以 MMC 换流站本身为对象，忽略了其所连接的交/直流网络阻抗<sup>[11-12]</sup>或仅用电网的基波等值阻抗代替交流电网全频段阻抗<sup>[15,18,22]</sup>，导致计算结果不准确。以双端背靠背系统为例，当在一端 MMC 交流侧施加小信号扰动激励测量交流阻抗时，会有一定的谐波电流注入到对端 MMC，对端 MMC 的直流侧阻抗进而对本端 MMC 交流侧阻抗产生影响。同理，当在 MMC 直流侧施加小信号扰动激励测量直流阻抗时，会有一定的谐波电流注入到 MMC 所连接的交流网络中，进而对 MMC 直流侧阻抗产生影响。

此外，已有文献中对于 MMC 的交、直流侧阻抗分别建模时，考虑的控制结构不全面，特别是忽略了正负序分离环节和负序内环控制的影响，会造成 MMC 直流侧、交流侧正、负序阻抗的计算和测量误差。

针对以上问题，为准确计算 MMC 阻抗，进而指导 MMC 并网系统稳定性分析和控制器设计，本文通过分析在直流侧、交流侧正序、交流侧负序小信号扰动下 MMC 内部谐波的共性及差异，通过频域的谐波线性化建立适用于 MMC 阻抗计算的通用模型。对一次系统建模时详细分析各耦合频率下的电流通路，并考虑 MMC 所连接的交、直流网络阻抗的影响；对控制系统建模时考虑包含解耦双同步参考坐标系锁相环<sup>[24-25]</sup>(decoupled double synchronous reference frame phase locked loop, DDSRF-PLL)及负序内环控制在内的全部控制环节。通过 PSCAD/EMTDC 环境中对双端背靠背系统仿真扫频验证方法的准确性，揭示网络阻抗耦

合、控制链路延时、功率等级、负序内环控制、外环控制方式等因素对 MMC 交、直流侧阻抗的影响。

## 1 MMC 系统时域模型

### 1.1 一次系统时域模型

本文研究的三相 MMC 一次系统模型如图 1(a)所示，其对应的平均值模型如图 1(b)所示。MMC 换流器包含 6 个桥臂，每个桥臂包括  $N$  个子模块 (sub-module, SM)、桥臂电抗  $L_{arm}$  和表征损耗的桥臂等值电阻  $R_{arm}$ 。换流变压器由理想变压器与等值电抗  $L_{trf}$  串联表示。 $k_{trf}=|k_{trf}|e^{j\theta_{trf}}$  为变压器变比，其中  $\theta_{trf}$  的取值取决于变压器的连接方式。网侧和阀侧交流电流分别用  $i_s$  和  $i_c$  表示。

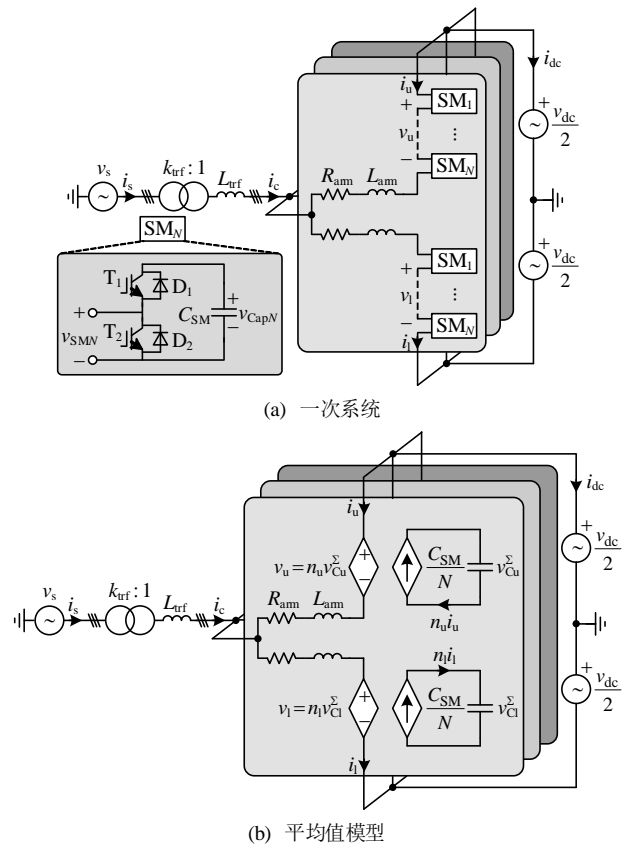


图 1 三相 MMC 拓扑结构

Fig. 1 Three-phase MMC topology

MMC 系统的动态特性可用桥臂电流，桥臂电压，桥臂电容总电压和调制函数 4 个变量表示<sup>[26-27]</sup>。由于三相系统的对称性，对换流器的分析针对其中一相进行，不妨设为 A 相，如无特殊说明忽略相序下标。采用基尔霍夫电压定律，则有：

$$R_{arm}i_u + L_{arm} \frac{di_u}{dt} - L_{trf} \frac{di_c}{dt} = \frac{v_{dc}}{2} - v_u - \frac{v_s}{k_{trf}} \quad (1)$$

$$R_{arm}i_l + L_{arm} \frac{di_l}{dt} + L_{trf} \frac{di_c}{dt} = \frac{v_{dc}}{2} - v_l + \frac{v_s}{k_{trf}} \quad (2)$$

式中:  $i_u$ 、 $i_l$  分别为上下桥臂电流;  $v_u$ 、 $v_l$  分别为上下桥臂电压;  $v_{dc}$  为直流侧电压;  $v_s$  为公共连接点 (point of common coupling, PCC) 电压, 稳态时则有:

$$v_s = \frac{\sqrt{2}V_{s1}}{\sqrt{3}} \cos(\theta(t)), \quad \theta(t) = \omega_1 t = 2\pi f_1 t \quad (3)$$

式中:  $f_1$  为交流侧工频。

在 MMC 的平均值模型中, 桥臂电压和电容电压总和可以分别表示为:

$$v_{u,l} = n_{u,l} v_{Cu,l}^{\Sigma} \quad (4)$$

$$C \frac{dv_{Cu,l}^{\Sigma}}{dt} = n_{u,l} i_{u,l} \quad (5)$$

式中:  $n_{u,l}$  为上下桥臂的调制函数;  $v_{Cu,l}^{\Sigma}$  为上下桥臂电容电压之和;  $C$  为桥臂等值电容, 定义为子模块电容  $C_{SM}$  除以  $N$ 。

根据图 1 中的桥臂电流方向, 阀侧交流电流可以表示为:

$$i_c = i_l - i_u \quad (6)$$

桥臂环流定义为上下桥臂电流之和的一半:

$$i_{cir} = \frac{i_u + i_l}{2} \quad (7)$$

## 1.2 控制系统时域模型

调制函数  $n_{u,l}$  和控制系统密切相关, 控制系统详细架构如图 2 所示。本文采用 DDSRF-PLL<sup>[24-25]</sup> 提取正负序分量。需要说明的是, 由于换流变压器的存在, 用于网侧变量和阀侧变量进行派克变换的相角并不相同。对于网侧分量 ( $v_s$  和  $i_s$ ), 用于派克变换的相角为  $\theta_{pll}$ ; 对于阀侧分量 ( $i_c$ 、 $i_{cir}$ 、 $v_{sref}^+$  和  $v_{sref}^-$ ), 用于派克变换的相角为  $\theta_{pll} - \theta_{trf}$ 。  $\theta_{pll}$  为锁相环输出:

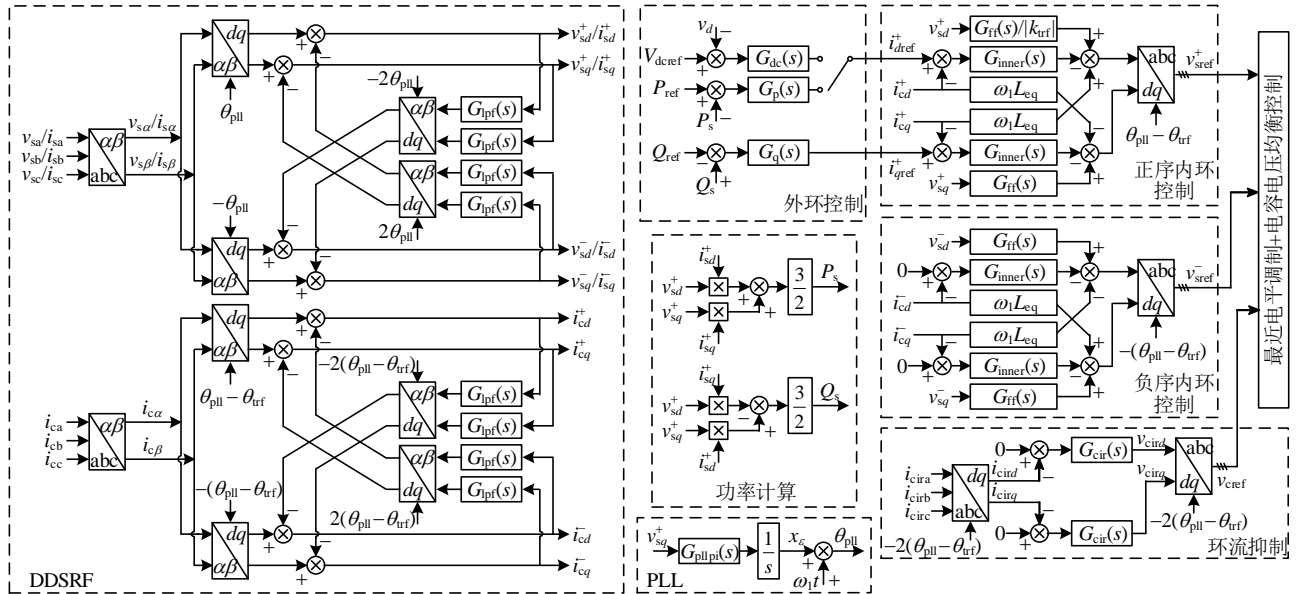


图 2 MMC 控制系统结构

Fig. 2 MMC control system structure

$$\theta_{pll} = \omega_1 t + x_\varepsilon \quad (8)$$

定义  $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$  和  $\theta$  共 5 个变量, 并考虑到锁相环输出紧密跟踪电网相角, 即  $x_\varepsilon \approx 0$ , 则有:

$$\begin{cases} a = \cos(\theta_{pll} - \theta) \approx 0.5[e^{j(\omega_1 t - \theta)} + e^{-j(\omega_1 t - \theta)}] + 0.5j[e^{j(\omega_1 t - \theta)} - e^{-j(\omega_1 t - \theta)}]x_\varepsilon \\ b = \sin(\theta_{pll} - \theta) \approx -0.5j[e^{j(\omega_1 t - \theta)} - e^{-j(\omega_1 t - \theta)}] + 0.5[e^{j(\omega_1 t - \theta)} + e^{-j(\omega_1 t - \theta)}]x_\varepsilon \\ c = \cos[2(\theta_{pll} - \theta)] \approx 0.5[e^{2j(\omega_1 t - \theta)} + e^{-2j(\omega_1 t - \theta)}] + j[e^{2j(\omega_1 t - \theta)} - e^{-2j(\omega_1 t - \theta)}]x_\varepsilon \\ d = \sin[2(\theta_{pll} - \theta)] \approx -0.5j[e^{2j(\omega_1 t - \theta)} - e^{-2j(\omega_1 t - \theta)}] + [e^{2j(\omega_1 t - \theta)} + e^{-2j(\omega_1 t - \theta)}]x_\varepsilon \end{cases} \quad (9)$$

式中对于网侧和阀侧变量,  $\theta$  分别等于  $0^\circ$  和  $\theta_{trf}$ 。

基于上述定义, 对于任意变量  $x$  (网侧或阀侧), 其基频派克变换及反变换结果可以表示为:

$$\begin{cases} x_d^+ = x_a^+ a + x_b^+ b \\ x_q^+ = -x_a^+ b + x_b^+ a \\ x_d^- = x_a^- a - x_b^- b \\ x_q^- = x_a^- b + x_b^- a \\ x_\alpha^+ = x_d^+ a - x_q^+ b \\ x_\beta^+ = x_d^+ b + x_q^+ a \\ x_\alpha^- = x_d^- a + x_q^- b \\ x_\beta^- = -x_d^- b + x_q^- a \end{cases} \quad (10)$$

式中： $x_\alpha$ 、 $x_\beta$  为克拉克变换结果。对于三相正序分量， $x_\alpha = x$ ， $x_\beta = -jx$ ；对于三相负序分量， $x_\alpha = x$ ， $x_\beta = jx$ ；对于三相零序分量， $x_\alpha = x_\beta = 0$ 。

二倍频派克变换及反变换结果与式(10)类似，可通过将  $a$  替换为  $c$ ，将  $b$  替换为  $d$  得到。

MMC 的瞬时功率可以通过下式计算得到：

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}(v_{sd}^+ i_{sd}^+ + v_{sq}^+ i_{sq}^+) \\ Q_s = \frac{3}{2}(-v_{sd}^+ i_{sq}^+ + v_{sq}^+ i_{sd}^+) \end{cases} \quad (11)$$

外环控制生成正序内环控制的  $dq$  轴电流参考分量  $i_{dref}^+$  和  $i_{qref}^+$ ，对于定有功功率控制换流站， $d$  轴参考电流为：

$$i_{dref}^+ = G_p(s)(P_{ref} - P_s) \quad (12)$$

对于定直流电压换流站， $d$  轴参考电流为：

$$i_{dref}^+ = G_{dc}(s)(V_{dref} - v_{dc}) \quad (13)$$

采用定无功功率控制时， $q$  轴参考电流为：

$$i_{qref}^+ = G_q(s)(Q_s - Q_{ref}) \quad (14)$$

式中： $G_p(s)$ 、 $G_q(s)$  和  $G_{dc}(s)$  为相应的比例-积分 (proportional-integral, PI) 控制器。

在  $dq$  坐标系下的正、负序内环电流控制均包括：1) PI 控制器  $G_{inner}(s)$  用于跟踪  $dq$  轴参考分量；2) 前馈电压低通滤波器  $G_{ff}(s)$ ；3) 解耦项。

对于正序内环控制：

$$\begin{cases} v_{sdref}^+ = -G_{inner}(s)(i_{dref}^+ - i_{cd}^+) + \omega_1 L_{eq} i_{cq}^+ + G_{ff}(s)v_{sd}^+ \\ v_{sqref}^+ = -G_{inner}(s)(i_{qref}^+ - i_{cq}^+) - \omega_1 L_{eq} i_{cd}^+ + G_{ff}(s)v_{sq}^+ \end{cases} \quad (15)$$

对于负序内环控制：

$$\begin{cases} v_{sdref}^- = G_{inner}(s)(i_{cd}^- - \omega_1 L_{eq} i_{cq}^-) + G_{ff}(s)v_{sd}^- \\ v_{sqref}^- = G_{inner}(s)(i_{cq}^- + \omega_1 L_{eq} i_{cd}^-) + G_{ff}(s)v_{sq}^- \end{cases} \quad (16)$$

环流抑制用于抑制相间的二倍频环流，环流抑制器采用二倍频旋转坐标系下的 PI 控制器<sup>[28]</sup>：

$$\begin{cases} v_{cir d} = -G_{cir}(s)i_{cir d} \\ v_{cir q} = -G_{cir}(s)i_{cir q} \end{cases} \quad (17)$$

电压调制波参考值  $v_{sref}^+$ 、 $v_{sref}^-$  和  $v_{cref}$  用于进一步计算调制函数：

$$\begin{cases} n_u = \frac{0.5V_{dref} - (v_{sref}^+ + v_{sref}^-) - v_{cref}}{V_{dref}} e^{-sT_d} \\ n_l = \frac{0.5V_{dref} + (v_{sref}^+ + v_{sref}^-) - v_{cref}}{V_{dref}} e^{-sT_d} \end{cases} \quad (18)$$

式中： $T_d$  为控制系统延时。

## 2 考虑频率耦合特性的 MMC 通用模型

### 2.1 MMC 阻抗频率耦合特性分析

图 3 为 MMC 阻抗计算流程图。为计算 MMC 的交流侧正/负序阻抗，需在交流侧 PCC 点叠加小信号电压正/负序扰动，并计算相应频率下的交流电流分量；当计算 MMC 直流侧阻抗时，需在直流侧叠加小信号扰动，并计算相应频率下的直流电流分量。交、直流侧电流可通过桥臂电流表示，根据式(1)、(2)，桥臂电流与桥臂电压相关；根据式(4)，桥臂电压与调制信号和子模块电容电压之和相关；根据式(5)，子模块电容电压之和又与调制信号和桥臂电流相关；式(18)调制信号中的调制波与桥臂电流、外加激励均有关。综上，桥臂电流、桥臂电压、子模块电容电压之和以及调制信号紧密耦合，因此本文在阻抗建模时选取这 4 个物理量。由于 MMC 固有的非线性特性，施加的小信号扰动会在桥臂电流、桥臂电压、电容电压之和以及调制信号中激励出一系列小信号扰动分量。表 1 给出了分别在直流侧、交流侧正序、交流侧负序施加频率为  $f_p$  的小信号电压扰动时，在 MMC 中激发出的小信号分量的特性。其中，上下桥臂具有相反相位的变量定义为差模分量，上下桥臂具有相同相位的变量定义为共模分量。

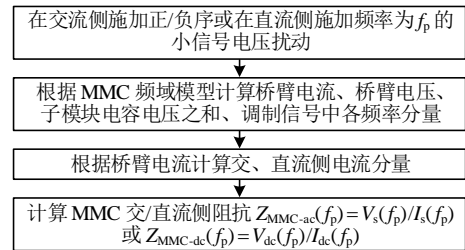


图 3 MMC 阻抗计算流程图

Fig. 3 Flow chart of MMC impedance calculation

表 1 小信号频率分量特性

Table 1 Characteristics of the small-signal frequency components

频率	直流侧扰动	交流侧正序扰动	交流侧负序扰动
$f_p - 3f_1$	零序/差模	正序/共模	负序/共模
$f_p - 2f_1$	正序/共模	负序/差模	零序/差模
$f_p - f_1$	负序/差模	零序/共模	正序/共模
$f_p$	零序/共模	正序/差模	负序/差模
$f_p + f_1$	正序/差模	负序/共模	零序/共模
$f_p + 2f_1$	负序/共模	零序/差模	正序/差模
$f_p + 3f_1$	零序/差模	正序/共模	负序/共模

本文中考虑4个频率的稳态分量(0、 $f_1$ 、 $2f_1$ 、 $3f_1$ )和7个频率的小信号频率分量( $f_p$ 、 $f_p \pm f_1$ 、 $f_p \pm 2f_1$ 、 $f_p \pm 3f_1$ )，这样的选取方式能够确保得到准确的阻抗计算结果<sup>[15]</sup>。根据差共模分量的定义，差模正负序分量会注入到交流侧，共模零序分量会注入到直流侧。

观察表1中的扰动分量可以发现，当频率增加时，小信号频率分量的相序会经历零序-正序-负序的周期性变化；小信号频率分量的模式也会在差模-共模之间交替。基于这一特征，本文在MMC阻抗建模中考虑以 $f$ 为中心频率的9个小信号频率分量，其相序及差共模特性列写在表2中前两列。当计算MMC直流侧、交流侧正序、交流侧负序阻抗时，中心频率 $f$ 分别等于 $f_p$ 、 $f_p - f_1$ 和 $f_p + f_1$ ，表2中的9个频率分量能够覆盖表1中的7个频率成分，对应关系见表2后3列。

表2 频域建模考虑的频率分量

Table 2 Components considered in the frequency-domain modeling

频率	特性	直流侧扰动	交流侧正序扰动	交流侧负序扰动
$f - 4f_1$	负序/共模	—	—	负序/共模
$f - 3f_1$	零序/差模	零序/差模	—	零序/差模
$f - 2f_1$	正序/共模	正序/共模	正序/共模	正序/共模
$f - f_1$	负序/差模	负序/差模	负序/差模	负序/差模
$f$	零序/共模	零序/共模	零序/共模	零序/共模
$f + f_1$	正序/差模	正序/差模	正序/差模	正序/差模
$f + 2f_1$	负序/共模	负序/共模	负序/共模	负序/共模
$f + 3f_1$	零序/差模	零序/差模	零序/差模	—
$f + 4f_1$	正序/共模	—	正序/共模	—

考虑到MMC结构上固有的对称性，本文以A相上桥臂为例，建立MMC阻抗计算的通用模型。

## 2.2 一次系统频域模型

图4为根据表2中各频率特性得到的电流分量通路。其中，频率为 $f$ 的分量为零序共模分量，会注入到直流侧，式(1)可以转换到频域：

$$I_u(f) + \frac{V_u(f)}{j2\pi f L_{arm} + R_{arm}} = \frac{V_{dc}(f)}{j4\pi f L_{arm} + 2R_{arm}} \quad (19)$$

需要说明的是，当计算直流侧阻抗时， $V_{dc}(f)$ 为直流侧施加的小信号电压激励及小信号电流分量在直流网络阻抗上压降之和；当计算交流侧阻抗时， $V_{dc}(f)$ 仅为小信号电流分量在直流网络阻抗上的压降。

频率为 $f - f_1$ 的负序差模分量和频率为 $f + f_1$ 的正序差模分量流入交流侧，式(1)中的基尔霍夫电压

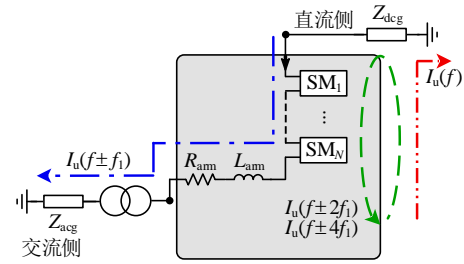


图4 频域电流分量通路

Fig. 4 Current path in frequency domain

定律在 $f \pm f_1$ 处展开，可得：

$$I_u(f + f_1) + \frac{V_u(f + f_1)}{j2\pi(f + f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm}} = \frac{V_s(f + f_1)}{k_{trf}[j2\pi(f + f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm}]} \quad (20)$$

$$I_u(f - f_1) + \frac{V_u(f - f_1)}{j2\pi(f - f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm}} = \frac{V_s(f - f_1)}{k_{trf}^*[j2\pi(f - f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm}]} \quad (21)$$

类似地，当计算交流正、负序阻抗时， $V_s(f + f_1)$ 和 $V_s(f - f_1)$ 为交流侧施加的小信号激励与交流网络阻抗压降之和；当计算直流侧阻抗时， $V_s(f + f_1)$ 和 $V_s(f - f_1)$ 仅为交流网络阻抗上的压降。

频率为 $f \pm 2f_1$ 和 $f \pm 4f_1$ 的桥臂电流分量均为共模正/负序分量，仅在换流器内部流动，不会注入交流侧或直流侧，则式(1)演变为：

$$I_u(f \pm 2f_1) + \frac{V_u(f \pm 2f_1)}{j2\pi(f \pm 2f_1)L_{arm} + R_{arm}} = 0 \quad (22)$$

$$I_u(f \pm 4f_1) + \frac{V_u(f \pm 4f_1)}{j2\pi(f \pm 4f_1)L_{arm} + R_{arm}} = 0 \quad (23)$$

频率为 $f \pm 3f_1$ 的分量为零序差模分量，无论换流变压器采用Y-Y经高阻抗接地还是Y-Δ接线，零序分量均无通路，因此可得：

$$I_u(f \pm 3f_1) = 0 \quad (24)$$

式(4)中时域 $n_u$ 和 $v_{Cu}^2$ 的相乘可以转为频域分量的加减叠加。本文的分析只考虑表1中的频率分量，当涉及负频率分量时，可以通过相应正频率分量的复共轭得到，即 $X(-f) = X^*(-f)$ 。符号“\*”表示变量的共轭分量。因此，针对桥臂电压中频率为 $f$ 的分量，根据式(4)可得：

$$V_u(f) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^2(f - f_s) + \sum_{f_s=\pm f_1, \pm 2f_1} V_{Cu}^2(f_s) N_u(f - f_s) \quad (25)$$

稳态变量可以通过时域仿真或解析计算得到。稳态解的解析计算结果见附录 A。调制函数  $n_u$  中含有直流分量和基频分量，以及频率为  $f \pm f_1$  和  $f \pm 2f_1$  的扰动分量，并在 2.2 节详细推导。

与式(4)类似，式(5)中含有  $n_u$  和  $i_u$  的相乘。采用推导式(25)的方法，可得电容电压总和中频率为  $f$  的分量：

$$j2\pi f C V_{Cu}^{\Sigma}(f) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) I_u(f-f_s) + \sum_{f_s=\pm f_1, \pm 2f_1} I_u(f_s) N_u(f-f_s) \quad (26)$$

同理桥臂电压、电容电压总和的其他频率分量 ( $f \pm f_1$ 、 $f \pm 2f_1$ 、 $f \pm 3f_1$  和  $f \pm 4f_1$ ) 的计算见附录 B。

式(18)中的调制函数转换到频域可得：

$$\begin{cases} N_u(f \pm f_1) = \frac{-[V_{sref}^+(f \pm f_1) + V_{sref}^-(f \pm f_1)]}{V_{dcref}} e^{-j2\pi(f \pm f_1)T_d} \\ N_u(f \pm 2f_1) = \frac{-V_{cref}(f \pm 2f_1)}{V_{dcref}} e^{-j2\pi(f \pm 2f_1)T_d} \end{cases} \quad (27)$$

式中  $V_{sref}^+(f \pm f_1)$ 、 $V_{sref}^-(f \pm f_1)$  和  $V_{cref}(f \pm 2f_1)$  均为控制系统输出。

## 2.3 控制系统频域模型

### 2.3.1 正负序分离及锁相环

锁相环输出  $x_\varepsilon$  的频率与  $v_{sq}^+$  的频率相同。根据表 2，交流电压中包含频率为  $f+f_1$  的正序分量和频率为  $f-f_1$  的负序分量。经过正序派克变换后，正序分量频率减小  $f_1$ ，负序分量频率增加  $f_1$ 。因此， $x_\varepsilon$  中仅含有频率为  $f$  的分量  $X_\varepsilon(f)$ 。根据式(9)，变量  $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$  中包含的稳态及扰动分量成分为

$$\begin{cases} A(f_1) = jB(f_1) = \frac{e^{-j\theta}}{2} \\ C(2f_1) = jD(2f_1) = \frac{e^{-2j\theta}}{2} \\ A(f+f_1) = jB(f+f_1) = \frac{j e^{-j\theta} X_\varepsilon(f)}{2} \\ A(f-f_1) = -jB(f-f_1) = -\frac{j e^{j\theta} X_\varepsilon(f)}{2} \\ C(f+2f_1) = jD(f+2f_1) = j e^{-2j\theta} X_\varepsilon(f) \\ C(f-2f_1) = -jD(f-2f_1) = -j e^{2j\theta} X_\varepsilon(f) \end{cases} \quad (28)$$

网侧电压  $v_s$  的 DDSRF 变换结果见式(29)。经过 DDSRF 正负序分离后，在  $dq$  坐标系下， $v_{sd,q}^+$  中仅包含频率为  $f$  的成分， $v_{sd,q}^-$  中分量的频率为  $f \pm 2f_1$ 。DDSRF 的详细推导过程见附录 C。

$$\begin{cases} V_{sd}^+(f) = T_1(f)[V_s(f+f_1) - jV_s(f_1)X_\varepsilon(f)] + T_2(f)[V_s(f-f_1) + jV_s^*(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ V_{sq}^+(f) = -jT_1(f)[V_s(f+f_1) - jV_s(f_1)X_\varepsilon(f)] + jT_2(f)[V_s(f-f_1) + jV_s^*(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ V_{sd}^-(f+2f_1) = jV_{sq}^-(f+2f_1) = T_2(f+2f_1) \cdot [V_s(f+f_1) - jV_s(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ V_{sq}^-(f-2f_1) = -jV_{sd}^-(f-2f_1) = T_1(f-2f_1) \cdot [V_s(f-f_1) + jV_s^*(f_1)X_\varepsilon(f)] \end{cases} \quad (29)$$

其中：

$$\begin{cases} T_1(f) = \frac{1 - G_{lpf}[j2\pi(f+2f_1)]}{1 - G_{lpf}(j2\pi f)G_{lpf}[j2\pi(f+2f_1)]} \\ T_2(f) = \frac{1 - G_{lpf}[j2\pi(f-2f_1)]}{1 - G_{lpf}[j2\pi(f-2f_1)]G_{lpf}(j2\pi f)} \end{cases} \quad (30)$$

根据图 2，定义  $G_{pll}(s)$  如下， $X_\varepsilon(f)$  与  $V_{sq}^+(f)$  通过  $G_{pll}(s)$  关联：

$$G_{pll}(s) = \frac{G_{pllpi}(s)}{s} = \frac{X_\varepsilon(f)}{V_{sq}^+(f)} \quad (31)$$

将式(29)中  $V_{sq}^+(f)$  代入到式(31)中可得：

$$X_\varepsilon(f) = T_3(f)V_s(f+f_1) + T_4(f)V_s(f-f_1) \quad (32)$$

其中：

$$\begin{cases} T_3(f) = \frac{-jG_{pll}(j2\pi f)T_1(f)}{1 + G_{pll}(j2\pi f)[T_1(f)V_s(f_1) + T_2(f)V_s^*(f_1)]} \\ T_4(f) = \frac{jG_{pll}(j2\pi f)T_2(f)}{1 + G_{pll}(j2\pi f)[T_1(f)V_s(f_1) + T_2(f)V_s^*(f_1)]} \end{cases} \quad (33)$$

与式(29)类似，网侧电流  $i_s$  的 DDSRF 输出结果可得：

$$\begin{cases} I_{sd}^+(f) = T_1(f) \left[ \frac{-2I_u(f+f_1)}{k_{trf}^*} - jI_s(f_1)X_\varepsilon(f) \right] + T_2(f) \left[ \frac{-2I_u(f-f_1)}{k_{trf}} + jI_s^*(f_1)X_\varepsilon(f) \right] \\ I_{sq}^+(f) = -jT_1(f) \left[ \frac{-2I_u(f+f_1)}{k_{trf}^*} - jI_s(f_1)X_\varepsilon(f) \right] + jT_2(f) \left[ \frac{-2I_u(f-f_1)}{k_{trf}} + jI_s^*(f_1)X_\varepsilon(f) \right] \\ I_{sd}^-(f+2f_1) = jI_{sq}^-(f+2f_1) = T_2(f+2f_1) \cdot \left[ \frac{-2I_u(f+f_1)}{k_{trf}^*} - jI_s(f_1)X_\varepsilon(f) \right] \\ I_{sq}^-(f-2f_1) = -jI_{sd}^-(f-2f_1) = T_1(f-2f_1) \cdot \left[ \frac{-2I_u(f-f_1)}{k_{trf}} + jI_s^*(f_1)X_\varepsilon(f) \right] \end{cases} \quad (34)$$

网侧电流  $i_c$  的 DDSRF 结果为

$$\left\{ \begin{aligned} I_{cd}^+(f) &= e^{j\theta_{tr}} T_1(f) [-2I_u(f+f_1) - jI_c(f_1) X_\varepsilon(f)] + \\ & e^{-j\theta_{tr}} T_2(f) [-2I_u(f-f_1) + jI_c^*(f_1) X_\varepsilon(f)] \\ I_{cq}^+(f) &= -je^{j\theta_{tr}} T_1(f) [-2I_u(f+f_1) - jI_c(f_1) X_\varepsilon(f)] + \\ & je^{-j\theta_{tr}} T_2(f) [-2I_u(f-f_1) + jI_c^*(f_1) X_\varepsilon(f)] \\ I_{cd}^-(f+2f_1) &= jI_{cq}^-(f+2f_1) = e^{-j\theta_{tr}} T_2(f+2f_1) \cdot \\ & [-2I_u(f+f_1) - jI_c(f_1) X_\varepsilon(f)] \\ I_{cq}^-(f-2f_1) &= -jI_{cd}^-(f-2f_1) = e^{j\theta_{tr}} T_1(f-2f_1) \cdot \\ & [-2I_u(f-f_1) + jI_c^*(f_1) X_\varepsilon(f)] \end{aligned} \right. \quad (35)$$

### 2.3.2 功率计算

根据式(29)和(34),网侧电压、电流中正序小信号分量频率均为 $f$ 。将式(11)中的功率计算转换到频域,可得:

$$P_s(f) = \frac{3}{2} [V_{sd}^+(0)I_{sd}^+(f) + V_{sq}^+(0)I_{sq}^+(f) + I_{sd}^+(0) \cdot V_{sd}^+(f) + I_{sq}^+(0)V_{sq}^+(f)] = T_5(f)I_u(f+f_1) + T_6(f) \cdot I_u(f-f_1) + T_7(f)V_s(f+f_1) + T_8(f)V_s(f-f_1) \quad (36)$$

$$Q_s(f) = \frac{3}{2} [-V_{sd}^+(0)I_{sq}^+(f) + V_{sq}^+(0)I_{sd}^+(f) - I_{sq}^+(0)V_{sd}^+(f) + I_{sd}^+(0)V_{sq}^+(f)] = jT_5(f)I_u(f+f_1) - jT_6(f)I_u(f-f_1) + T_9(f)V_s(f+f_1) + T_{10}(f)V_s(f-f_1) \quad (37)$$

其中:

$$\left\{ \begin{aligned} T_5(f) &= -\frac{6T_1(f)V_s^*(f_1)}{k_{tr}^*} \\ T_6(f) &= -\frac{6T_2(f)V_s(f_1)}{k_{tr}} \\ T_7(f) &= 3T_1(f)I_s^*(f_1) + 3j[T_2(f_1) - T_1(f_1)] \cdot \\ & [V_s(f_1)I_s^*(f_1) + V_s^*(f_1)I_s(f_1)]T_3(f) \\ T_8(f) &= 3T_2(f)I_s(f_1) + 3j[T_2(f_1) - T_1(f_1)] \cdot \\ & [V_s(f_1)I_s^*(f_1) + V_s^*(f_1)I_s(f_1)]T_4(f) \\ T_9(f) &= -3jT_1(f)I_s^*(f_1) + 3[T_2(f_1) - T_1(f_1)] \cdot \\ & [V_s(f_1)I_s^*(f_1) - V_s^*(f_1)I_s(f_1)]T_3(f) \\ T_{10}(f) &= 3jT_2(f)I_s(f_1) + 3[T_2(f_1) - T_1(f_1)] \cdot \\ & [V_s(f_1)I_s^*(f_1) - V_s^*(f_1)I_s(f_1)]T_4(f) \end{aligned} \right. \quad (38)$$

### 2.3.3 外环控制

直流电压及有功、无功功率中的扰动分量的频率均为 $f$ ,因此频域下的外环控制推导如下。对于定有功功率控制换流站, $d$ 轴参考电流为

$$I_{dref}^+(f) = -G_p(j2\pi f)P_s(f) \quad (39)$$

对于定直流电压控制换流站, $d$ 轴参考电流为

$$I_{dref}^+(f) = -G_{dc}(j2\pi f)V_{dc}(f) \quad (40)$$

对于定无功功率控制换流站, $q$ 轴参考电流为

$$I_{qref}^+(f) = G_q(j2\pi f)Q_s(f) \quad (41)$$

### 2.3.4 正序内环控制

在 $dq$ 坐标系下,结合式(10)和(28),正序分量中只含有频率为 $f$ 的成分,并进入到正序内环控制,式(15)在 $f$ 处展开可得:

$$\left\{ \begin{aligned} V_{sdref}^+(f) &= -G_{inner}(j2\pi f)(I_{dref}^+(f) - I_{cd}^+(f)) + \\ & G_{ff}(j2\pi f)V_{sd}^+(f) + \omega_1 L_{eq} I_{cq}^+(f) \\ V_{sqref}^+(f) &= -G_{inner}(j2\pi f)(I_{qref}^+(f) - I_{cq}^+(f)) + \\ & G_{ff}(j2\pi f)V_{sq}^+(f) - \omega_1 L_{eq} I_{cd}^+(f) \end{aligned} \right. \quad (42)$$

对于定有功功率控制换流站,联立式(29)、(35)—(37)、(39)和(41),经派克反变换可得:

$$V_{sref}^+(f+f_1) = T_{11}(f)I_u(f+f_1) + T_{12}(f)I_u(f-f_1) + T_{13}(f)V_s(f+f_1) + T_{14}(f)V_s(f-f_1) \quad (43)$$

$$V_{sref}^+(f-f_1) = T_{15}(f)I_u(f+f_1) + T_{16}(f)I_u(f-f_1) + T_{17}(f)V_s(f+f_1) + T_{18}(f)V_s(f-f_1) \quad (44)$$

其中:

$$\left\{ \begin{aligned} T_{11}(f) &= 0.5e^{-j\theta_{tr}} G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f) + \\ & G_q(j2\pi f)]T_5(f) - 2T_1(f)[G_{inner}(j2\pi f) - j\omega_1 L_{eq}] \\ T_{12}(f) &= 0.5e^{-j\theta_{tr}} G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f) - \\ & G_q(j2\pi f)]T_6(f) \\ T_{13}(f) &= 0.5e^{-j\theta_{tr}} G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f)T_7(f) - \\ & jG_q(j2\pi f)T_9(f)] - jk_{tr}^* T_1(f)T_3(f)[G_{inner} \cdot \\ & (j2\pi f) - j\omega_1 L_{eq}]I_s(f_1) + e^{-j\theta_{tr}} T_1(f)G_{ff}(j2\pi f) \cdot \\ & (1 - jT_3(f)V_s(f_1)) + 0.5je^{-j\theta_{tr}} [V_{sdref}^+(0) + \\ & jV_{sqref}^+(0)]T_3(f) \\ T_{14}(f) &= 0.5e^{-j\theta_{tr}} G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f)T_8(f) - \\ & jG_q(j2\pi f)T_{10}(f)] - jk_{tr}^* T_1(f)T_4(f)[G_{inner} \cdot \\ & (j2\pi f) - j\omega_1 L_{eq}]I_s(f_1) - je^{-j\theta_{tr}} T_1(f)T_4(f) \cdot \\ & G_{ff}(j2\pi f)V_s(f_1) + 0.5je^{-j\theta_{tr}} [V_{sdref}^+(0) + \\ & jV_{sqref}^+(0)]T_4(f) \\ T_{15}(f) &= 0.5e^{j\theta_{tr}} G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f) - \\ & G_q(j2\pi f)]T_5(f) \\ T_{16}(f) &= 0.5e^{j\theta_{tr}} G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f) + G_q \cdot \\ & (j2\pi f)]T_6(f) - 2T_2(f)[G_{inner}(j2\pi f) + j\omega_1 L_{eq}] \\ T_{17}(f) &= 0.5e^{j\theta_{tr}} G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f)T_7(f) + jG_q \cdot \\ & (j2\pi f)T_9(f)] + jk_{tr} T_2(f)T_3(f)[G_{inner}(j2\pi f) + \\ & j\omega_1 L_{eq}]I_s^*(f_1) + je^{j\theta_{tr}} T_2(f)T_3(f)G_{ff}(j2\pi f) \cdot \\ & V_s^*(f_1) - 0.5je^{j\theta_{tr}} [V_{sdref}^+(0) - jV_{sqref}^+(0)]T_3(f) \\ T_{18}(f) &= 0.5e^{j\theta_{tr}} G_{inner}(j2\pi f)[G_p(j2\pi f)T_8(f) + jG_q \cdot \\ & (j2\pi f)T_{10}(f)] + jk_{tr} T_2(f)T_4(f)[G_{inner}(j2\pi f) + \\ & j\omega_1 L_{eq}]I_s^*(f_1) + e^{j\theta_{tr}} T_2(f)G_{ff}(j2\pi f)(1 + jT_4(f) \cdot \\ & V_s^*(f_1)) - 0.5je^{j\theta_{tr}} [V_{sdref}^+(0) - jV_{sqref}^+(0)]T_4(f) \end{aligned} \right. \quad (45)$$

对于定直流电压控制换流站，联立式(29)、(35)、(37)、(40)和(41)，经派克反变换可得：

$$V_{\text{sref}}^+(f+f_1)=T_{19}(f)I_u(f+f_1)+T_{20}(f)I_u(f-f_1)+T_{21}(f)V_s(f+f_1)+T_{22}(f)V_s(f-f_1)+T_{27}(f)V_{\text{dc}}(f) \quad (46)$$

$$V_{\text{sref}}^+(f-f_1)=T_{23}(f)I_u(f+f_1)+T_{24}(f)I_u(f-f_1)+T_{25}(f)V_s(f+f_1)+T_{26}(f)V_s(f-f_1)+T_{27}(f)V_{\text{dc}}(f) \quad (47)$$

其中：

$$\begin{cases} T_{19}(f) = 0.5e^{-j\theta_{\text{tr}}} G_{\text{inner}}(j2\pi f)G_q(j2\pi f)T_5(f) - 2T_1(f)[G_{\text{inner}}(j2\pi f) - j\omega_1 L_{\text{eq}}] \\ T_{20}(f) = -0.5e^{-j\theta_{\text{tr}}} G_{\text{inner}}(j2\pi f)G_q(j2\pi f)T_6(f) \\ T_{21}(f) = -0.5je^{-j\theta_{\text{tr}}} G_{\text{inner}}(j2\pi f)G_q(j2\pi f)T_9(f) - jk_{\text{trf}}^* T_1(f)T_3(f)[G_{\text{inner}}(j2\pi f) - j\omega_1 L_{\text{eq}}]I_s(f_1) + e^{-j\theta_{\text{tr}}} T_1(f)G_{\text{ff}}(j2\pi f)(1 - jT_3(f)V_s(f_1)) + 0.5je^{-j\theta_{\text{tr}}} (V_{\text{sref}}^+(0) + jV_{\text{sref}}^+(0))T_3(f) \\ T_{22}(f) = -0.5je^{-j\theta_{\text{tr}}} G_{\text{inner}}(j2\pi f)G_q(j2\pi f)T_{10}(f) - jk_{\text{trf}}^* T_1(f)T_4(f)[G_{\text{inner}}(j2\pi f) - j\omega_1 L_{\text{eq}}]I_s(f_1) - je^{-j\theta_{\text{tr}}} T_1(f)T_4(f)G_{\text{ff}}(j2\pi f)V_s(f_1) + 0.5je^{-j\theta_{\text{tr}}} (V_{\text{sref}}^+(0) + jV_{\text{sref}}^+(0))T_4(f) \\ T_{23}(f) = -0.5e^{j\theta_{\text{tr}}} G_{\text{inner}}(j2\pi f)G_q(j2\pi f)T_5(f) \quad (48) \\ T_{24}(f) = 0.5e^{j\theta_{\text{tr}}} G_{\text{inner}}(j2\pi f)G_q(j2\pi f)T_6(f) - 2T_2(f)[G_{\text{inner}}(j2\pi f) + j\omega_1 L_{\text{eq}}] \\ T_{25}(f) = 0.5je^{j\theta_{\text{tr}}} G_{\text{inner}}(j2\pi f)G_q(j2\pi f)T_9(f) + jk_{\text{trf}} T_2(f)T_3(f)[G_{\text{inner}}(j2\pi f) + j\omega_1 L_{\text{eq}}]I_s^*(f_1) + je^{j\theta_{\text{tr}}} T_2(f)T_3(f)G_{\text{ff}}(j2\pi f)V_s^*(f_1) - 0.5je^{j\theta_{\text{tr}}} (V_{\text{sref}}^+(0) - jV_{\text{sref}}^+(0))T_3(f) \\ T_{26}(f) = 0.5je^{j\theta_{\text{tr}}} G_{\text{inner}}(j2\pi f)G_q(j2\pi f)T_{10}(f) + jk_{\text{trf}} T_2(f)T_4(f)[G_{\text{inner}}(j2\pi f) + j\omega_1 L_{\text{eq}}]I_s^*(f_1) + e^{j\theta_{\text{tr}}} T_2(f)G_{\text{ff}}(j2\pi f)(1 + jT_4(f)V_s^*(f_1)) - 0.5je^{j\theta_{\text{tr}}} (V_{\text{sref}}^+(0) - jV_{\text{sref}}^+(0))T_4(f) \\ T_{27}(f) = 0.5e^{-j\theta_{\text{tr}}} G_{\text{inner}}(j2\pi f)G_{\text{dc}}(j2\pi f) \end{cases}$$

### 2.3.5 负序内环控制

在  $dq$  坐标系下，频率为  $f \pm 2f_1$  的扰动分量会进入到负序内环控制，式(16)在  $f \pm 2f_1$  处展开可得

$$\begin{cases} V_{\text{sref}}^-(f \pm 2f_1) = G_{\text{inner}}[j2\pi(f \pm 2f_1)]I_{\text{cd}}^-(f \pm 2f_1) + G_{\text{ff}}[j2\pi(f \pm 2f_1)]V_{\text{sd}}^-(f \pm 2f_1) - \omega_1 L_{\text{eq}} I_{\text{cq}}^-(f \pm 2f_1) \\ V_{\text{sref}}^-(f \pm 2f_1) = G_{\text{inner}}[j2\pi(f \pm 2f_1)]I_{\text{cq}}^-(f \pm 2f_1) + G_{\text{ff}}[j2\pi(f \pm 2f_1)]V_{\text{sq}}^-(f \pm 2f_1) + \omega_1 L_{\text{eq}} I_{\text{cd}}^-(f \pm 2f_1) \end{cases} \quad (49)$$

联立式(29)和(35)，经派克反变换可得：

$$V_{\text{sref}}^-(f+f_1) = T_{28}(f)I_u(f+f_1) + T_{29}(f)V_s(f+f_1) + T_{30}(f)V_s(f-f_1) \quad (50)$$

$$V_{\text{sref}}^-(f-f_1) = T_{31}(f)I_u(f+f_1) + T_{32}(f)V_s(f+f_1) + T_{33}(f)V_s(f-f_1) \quad (51)$$

其中：

$$\begin{cases} T_{28}(f) = -2T_2(f+2f_1)\{G_{\text{inner}}[j2\pi(f+2f_1)] + j\omega_1 L_{\text{eq}}\} \\ T_{29}(f) = e^{j\theta_{\text{tr}}} G_{\text{ff}}[j2\pi(f+2f_1)]T_2(f+2f_1)[1 - jT_3(f)V_s(f_1)] - jk_{\text{trf}}^* T_2(f+2f_1)T_3(f) \cdot \{G_{\text{inner}}[j2\pi(f+2f_1)] + j\omega_1 L_{\text{eq}}\}I_s(f_1) \\ T_{30}(f) = -je^{j\theta_{\text{tr}}} G_{\text{ff}}[j2\pi(f+2f_1)]T_2(f+2f_1) \cdot T_4(f)V_s(f_1) - jk_{\text{trf}}^* T_2(f+2f_1)T_4(f) \cdot \{G_{\text{inner}}[j2\pi(f+2f_1)] + j\omega_1 L_{\text{eq}}\}I_s(f_1) \\ T_{31}(f) = -2T_1(f-2f_1)\{G_{\text{inner}}[j2\pi(f-2f_1)] - j\omega_1 L_{\text{eq}}\} \\ T_{32}(f) = je^{-j\theta_{\text{tr}}} G_{\text{ff}}[j2\pi(f-2f_1)]T_1(f-2f_1) \cdot T_3(f)V_s^*(f_1) + jk_{\text{trf}} T_1(f-2f_1)T_3(f) \cdot \{G_{\text{inner}}[j2\pi(f-2f_1)] - j\omega_1 L_{\text{eq}}\}I_s^*(f_1) \\ T_{33}(f) = jk_{\text{trf}} T_1(f-2f_1)T_4(f)\{G_{\text{inner}}[j2\pi(f-2f_1)] - j\omega_1 L_{\text{eq}}\}I_s^*(f_1) + e^{-j\theta_{\text{tr}}} G_{\text{ff}} \cdot [j2\pi(f-2f_1)]T_1(f-2f_1)(1 + jT_4(f)V_s^*(f_1)) \end{cases} \quad (52)$$

### 2.3.6 环流抑制

对比表 2，频率为  $f \pm 2f_1$  和频率为  $f \pm 4f_1$  的扰动分量为正负序共模分量，会流经环流抑制控制器。其中频率为  $f \pm 4f_1$  经派克变换后变为  $f \pm 6f_1$  分量，超过表 2 中的研究范围。因此，只有频率为  $f \pm 2f_1$  考虑在内，根据式(7)可得：

$$I_{\text{cir}}(f \pm 2f_1) = I_u(f \pm 2f_1) \quad (53)$$

经派克变换后，得到频率为  $f$  的  $dq$  分量：

$$\begin{cases} I_{\text{cir}d}(f) = e^{2j\theta_{\text{tr}}} I_u(f+2f_1) + e^{-2j\theta_{\text{tr}}} I_u(f-2f_1) \\ I_{\text{cir}q}(f) = je^{2j\theta_{\text{tr}}} I_u(f+2f_1) - je^{-2j\theta_{\text{tr}}} I_u(f-2f_1) \end{cases} \quad (54)$$

将式(17)转换到频域：

$$\begin{cases} V_{\text{cir}d}(f) = -G_{\text{cir}}(j2\pi f)I_{\text{cir}d}(f) \\ V_{\text{cir}q}(f) = -G_{\text{cir}}(j2\pi f)I_{\text{cir}q}(f) \end{cases} \quad (55)$$

经派克反变换，可得环流抑制器输出为

$$\begin{cases} V_{\text{cref}}(f+2f_1) = -G_{\text{cir}}(j2\pi f)I_u(f+2f_1) \\ V_{\text{cref}}(f-2f_1) = -G_{\text{cir}}(j2\pi f)I_u(f-2f_1) \end{cases} \quad (56)$$

综上，将正、负序内环控制，环流抑制输出代入到式(27)中，即可将控制系统和一次系统的频域模型关联。

### 2.4 MMC 阻抗通用计算模型

根据上述分析，建立包含 28 个变量的线性方程组：

$$A_p \mathbf{x}_p = \mathbf{B}_p \quad (57)$$

式中: 矩阵  $\mathbf{A}_p$  为线性方程组系数; 向量  $\mathbf{B}_p$  包含系统常数项; 向量  $\mathbf{x}_p$  包含如下变量:

$$\mathbf{x}_p = [I_u(f_p), I_u(f_p + f_1), I_u(f_p - f_1), I_u(f_p + 2f_1), I_u(f_p - 2f_1), I_u(f_p + 3f_1), I_u(f_p - 3f_1), V_u(f_p), V_u(f_p + f_1), V_u(f_p - f_1), V_u(f_p + 2f_1), V_u(f_p - 2f_1), V_u(f_p + 3f_1), V_u(f_p - 3f_1), V_{Cu}^{\Sigma}(f_p), V_{Cu}^{\Sigma}(f_p + f_1), V_{Cu}^{\Sigma}(f_p - f_1), V_{Cu}^{\Sigma}(f_p + 2f_1), V_{Cu}^{\Sigma}(f_p - 2f_1), V_{Cu}^{\Sigma}(f_p + 3f_1), V_{Cu}^{\Sigma}(f_p - 3f_1), N_u(f_p), N_u(f_p + f_1), N_u(f_p - f_1), N_u(f_p + 2f_1), N_u(f_p - 2f_1), N_u(f_p + 3f_1), N_u(f_p - 3f_1)]^T \quad (58)$$

求解线性方程组(57)得到  $\mathbf{x}_p$ , 并结合外界施加小信号激励即可计算得到 MMC 阻抗。

### 3 MMC 交、直流侧阻抗计算

MMC 直流侧、交流侧正/负序阻抗均可视为所建立的 MMC 阻抗通用计算模型特例, 下面进行详细说明。

#### 3.1 直流侧阻抗计算

当小信号扰动分量  $V_p(f_p)$  施加在直流侧时, 则有:

$$\begin{cases} f = f_p \\ V_s(f_p + f_1) = \frac{2Z_{acgp}(f_p + f_1)}{k_{trf}^* I_u(f_p + f_1)} \\ V_s(f_p - f_1) = \frac{2Z_{acgn}(f_p - f_1)}{k_{trf} I_u(f_p - f_1)} \\ V_{dc}(f_p) = V_p(f_p) - 3Z_{dcg}(f_p) I_u(f_p) \end{cases} \quad (59)$$

式中:  $Z_{acgp}$ 、 $Z_{acgn}$  分别为交流系统正、负序阻抗;  $Z_{dcg}$  为直流侧网络阻抗。

将式(59)代入式(19)中, 可以进一步化简得到:

$$I_u(f_p) + \frac{V_u(f_p)}{j2\pi f_p L_{arm} + R_{arm} + \frac{3}{2} Z_{dcg}(f_p)} = \frac{V_p(f_p)}{j4\pi f_p L_{arm} + 2R_{arm} + 3Z_{dcg}(f_p)} \quad (60)$$

将式(59)代入式(20)中, 可以进一步化简得到:

$$I_u(f_p + f_1) + V_u(f_p + f_1) / [j2\pi(f_p + f_1) \cdot (L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + \frac{2Z_{acgp}(f_p + f_1)}{|k_{trf}|^2}] = 0 \quad (61)$$

将式(59)代入式(21)中, 可以进一步化简得到:

$$I_u(f_p - f_1) + V_u(f_p - f_1) / [j2\pi(f_p - f_1) \cdot (L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + \frac{2Z_{acgn}(f_p - f_1)}{|k_{trf}|^2}] = 0 \quad (62)$$

将式(59)代入式(27), 并联立式(22)—(26)、(60)—(62)及附录 B 中的式(B1)—(B16), 可以得到  $\mathbf{A}_p$  和  $\mathbf{B}_p$  的具体形式。附录 D 中给出了采用定有功功率控制下 MMC 直流侧阻抗计算时  $\mathbf{A}_p$  和  $\mathbf{B}_p$  的构成, 其余情境下均可类比得到。求解式(57)可得  $I_u(f_p)$ , 则 MMC 的直流侧阻抗可以计算如下:

$$Z_{MMC-dc}(f_p) = \frac{V_p(f_p)}{3I_u(f_p)} - Z_{dcg}(f_p) \quad (63)$$

#### 3.2 交流侧正序阻抗计算

当在交流侧叠加正序小信号扰动  $V_{acp}(f_p)$  时, 则有:

$$\begin{cases} f = f_p - f_1 \\ V_s(f_p) = V_{acp}(f_p) + \frac{2Z_{acgp}(f_p)}{k_{trf}^* I_u(f_p)} \\ V_s(f_p - 2f_1) = \frac{2Z_{acgn}(f_p - 2f_1)}{k_{trf} I_u(f_p - 2f_1)} \\ V_{dc}(f_p - f_1) = -3Z_{dcg}(f_p - f_1) I_u(f_p - f_1) \end{cases} \quad (64)$$

将式(64)代入式(19)中, 可得:

$$I_u(f_p - f_1) + V_u(f_p - f_1) / [j2\pi(f_p - f_1) L_{arm} + R_{arm} + \frac{3}{2} Z_{dcg}(f_p - f_1)] = 0 \quad (65)$$

将式(64)代入式(20)中, 可以进一步化简得到:

$$I_u(f_p) + \frac{V_u(f_p)}{j2\pi f_p (L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + 2Z_{acgp}(f_p) / |k_{trf}|^2} = \frac{V_{acp}(f_p) / k_{trf}}{j2\pi f_p (L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + 2Z_{acgp}(f_p) / |k_{trf}|^2} \quad (66)$$

将式(64)代入式(21)中, 可以进一步化简得到:

$$I_u(f_p - 2f_1) + V_u(f_p - 2f_1) / [j2\pi(f_p - 2f_1) \cdot (L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + \frac{2Z_{acgn}(f_p - 2f_1)}{|k_{trf}|^2}] = 0 \quad (67)$$

与式(63)类似, MMC 的交流侧正序阻抗计算如下:

$$Z_{MMC-acp}(f_p) = -\frac{k_{trf}^* V_{acp}(f_p)}{2I_u(f_p)} - Z_{acgp}(f_p) \quad (68)$$

#### 3.3 交流侧负序阻抗计算

当在交流侧叠加负序小信号扰动  $V_{acn}(f_p)$  时, 则有:

$$\begin{cases} f = f_p + f_1 \\ V_s(f_p) = V_{acn}(f_p) + \frac{2Z_{acgn}(f_p)}{k_{trf} I_u(f_p)} \\ V_s(f_p + 2f_1) = \frac{2Z_{acgp}(f_p + 2f_1)}{k_{trf}^* I_u(f_p + 2f_1)} \\ V_{dc}(f_p + f_1) = -3Z_{dcg}(f_p + f_1) I_u(f_p + f_1) \end{cases} \quad (69)$$

将式(69)代入式(19)中，可进一步化简得到：

$$I_u(f_p + f_1) + V_u(f_p + f_1) / [j2\pi(f_p + f_1)L_{arm} + R_{arm} + \frac{3}{2}Z_{dcg}(f_p + f_1)] = 0 \quad (70)$$

将式(69)代入式(20)中，可进一步化简得到：

$$I_u(f_p + 2f_1) + V_u(f_p + 2f_1) / [j2\pi(f_p + 2f_1) \cdot (L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + \frac{2Z_{acgp}(f_p + 2f_1)}{|k_{trf}|^2}] = 0 \quad (71)$$

将式(69)代入式(21)中，可进一步化简得到：

$$I_u(f_p) + \frac{V_u(f_p)}{j2\pi f_p(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + 2Z_{acgn}(f_p)/|k_{trf}|^2} = \frac{V_{acn}(f_p)/k_{trf}^*}{j2\pi f_p(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + 2Z_{acgn}(f_p)/|k_{trf}|^2} \quad (72)$$

与式(63)和(68)类似，MMC 的交流侧负序阻抗计算如下：

$$Z_{MMC-acn}(f_p) = -\frac{k_{trf}V_{acn}(f_p)}{2I_u(f_p)} - Z_{acgn}(f_p) \quad (73)$$

### 4 仿真验证与分析

为验证本文所提阻抗计算方法的有效性和准确性，本文在 PSCAD/EMTDC 中采用离线仿真扫频的方法对阻抗模型进行验证，并揭示不同控制环节对 MMC 交、直流侧阻抗的影响。

#### 4.1 仿真系统

仿真系统采用如图 5(b)所示的双端背靠背系统，详细参数见附录 E。MMC1 交流侧接入如图 5(a)所

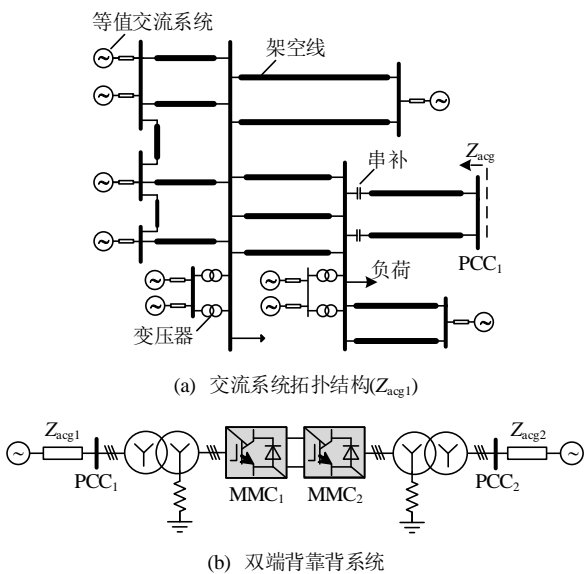


图 5 仿真系统  
Fig. 5 Study system

示的某工程交流侧近区三级断面等值模型，MMC1 直流侧连接 MMC2。MMC1 采用定有功功率、定无功功率控制，MMC2 采用定直流电压、定无功功率控制。扫频范围为 1~5000Hz(采样周期为 100μs 时的奈奎斯特频率)，对于 1~255Hz 每 1Hz 扫描一个频点，对于 260~2550Hz 每 10Hz 扫描一个频点，对于 2600~5000Hz 每 100Hz 扫描一个频点。每次扫频过程中，在交流侧或直流侧叠加频率为  $f_p$  的小信号电压源，并测量  $v_s$  和  $i_s$  或  $v_{dc}$  和  $i_{dc}$ ，提取频率为  $f_p$  的分量，以计算 MMC 的交直流侧阻抗。阻抗解析计算通过式(63)、(68)和(73)得到。

#### 4.2 电网阻抗耦合的影响

为验证本文阻抗计算方法的准确性，测试了双端背靠背系统中 MMC1 的直流侧、交流侧正、负阻抗。MMC1 的交流侧所接入的详细交流电网等值模型的正负序阻抗从 PSCAD/EMTDC 仿真模型中导出，如图 6 所示，由于电网模型中不存在旋转元件，其正负序阻抗完全相同。MMC1 的有功功率整定值  $P_{ref}$  和无功功率整定值  $Q_{ref}$  均为 0pu，MMC2 的直流电压整定值  $V_{dcref}$  为 1pu，无功功率整定值  $Q_{ref}$  为 0pu。

图 7(a)~(c)为 MMC1 的直流侧、交流侧正序和交流侧负序阻抗扫频结果和采用本文方法计算结果的对比。阻抗计算结果用蓝色虚线表示，仿真扫频结果用蓝色圆点表示。由图 7 可知，本文方法能够准确地计算 MMC 的交直流侧阻抗，扫频结果和解析计算结果几乎重合。图 7 中还给出了不考虑网络阻抗耦合时，即将  $Z_{dcg}$ 、 $Z_{acgp}$  和  $Z_{acgn}$  置 0 时的解析计算结果，如红色实线所示。对比图 7(a)中红

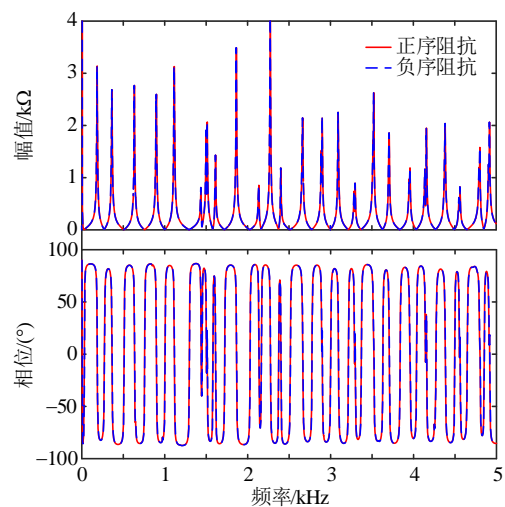


图 6 交流电网正负序阻抗  
Fig. 6 Positive-and negative-sequence AC grid impedance

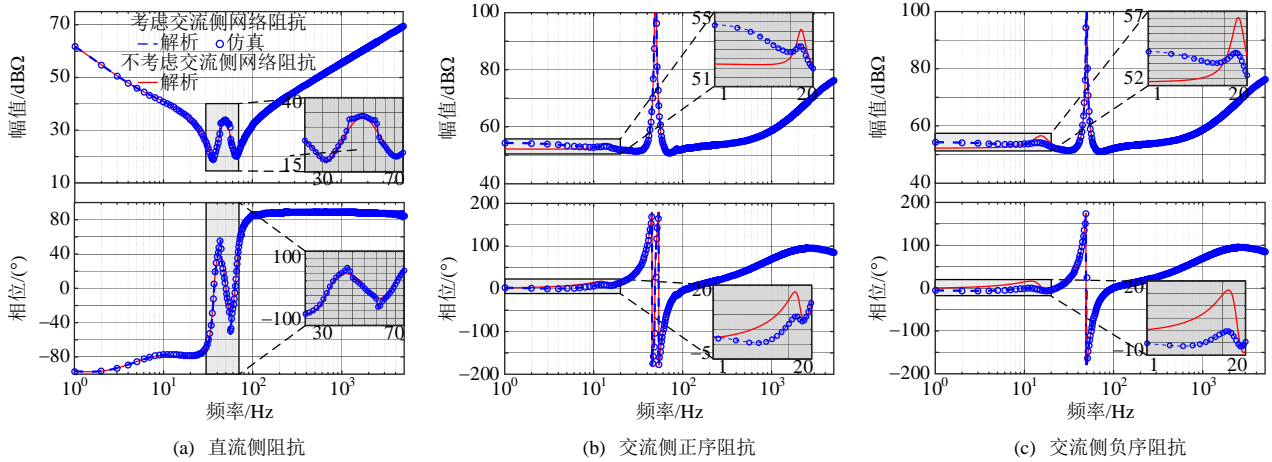


图 7 有无考虑电网阻抗耦合时 MMC 交直流侧阻抗

Fig. 7 MMC DC and AC impedances with and without considering grid impedance coupling

色实线和蓝色虚线可知, 在计算 MMC 直流侧阻抗时, 详细交流系统的阻抗对基频 50Hz 附近的直流阻抗有一定影响。因此, 为得到准确的 MMC 直流侧阻抗, 需要对所连接交流电网低频段(<100Hz)阻抗进行准确刻画。对比图 7(b)、(c)中的红色实线和蓝色虚线可知, MMC2 的直流侧阻抗会在低频段(<20Hz)对 MMC1 的交流侧正、负序阻抗产生影响, 因此为精确得到 MMC 的交流侧阻抗, 也需考虑其所连接的直流网络阻抗特性。

### 4.3 控制链路延时的影响

初始状态同 4.2 节, 将 MMC 的控制链路延时由 150μs 增大到 250μs。MMC 的直流侧阻抗、交流侧正序阻抗和交流侧负序阻抗分别如图 8(a)—(c)所示。由扫频结果可知, 控制链路延时对 MMC 的直流侧阻抗影响很小, 图 8(a)中在 150 和 250μs 延时下 MMC 的直流侧阻抗几乎重合。对于 MMC 的交

流侧正、负序阻抗, 控制链路延时对于低频段(<100Hz)的影响并不明显。而在高频段, MMC 交流侧阻抗在不同延时下会呈现出明显差异。这是由于延时环节  $e^{-sT_d}$  在高频段的移相作用更明显造成的。此外, 无论延时是 150μs 还是 250μs, MMC 交流侧阻抗都会在某些高频段下相角超过 90°, 意味着 MMC 高频段阻抗存在负阻特性。从图 6 可知, 交流电网的阻抗存在多个谐振峰, 会在感性和容性之间反复跳变。当 MMC 接入交流电网后有发生高频振荡的风险, 这也解释了在鲁西<sup>[29]</sup>和渝鄂<sup>[30]</sup>工程现场发生的高频振荡现象的根源。

### 4.4 功率等级的影响

将 MMC1 的有功功率整定值  $P_{ref}$  分别设为 1、0 和 -1pu, 其余条件同 4.2 节, 在不同功率等级下 MMC 的交直流侧阻抗如图 9 所示。不同的功率等级会影响 MMC 的稳态变量。当  $P_{ref}$  为 0 和 -1pu 时,

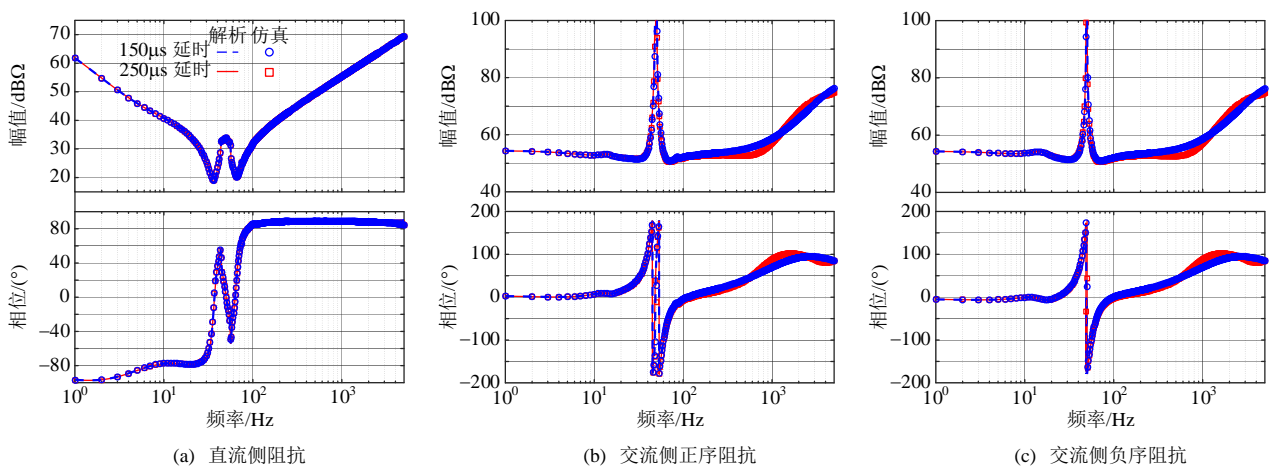


图 8 控制链路延时不同时 MMC 交直流侧阻抗

Fig. 8 MMC DC and AC impedances with different control link delay

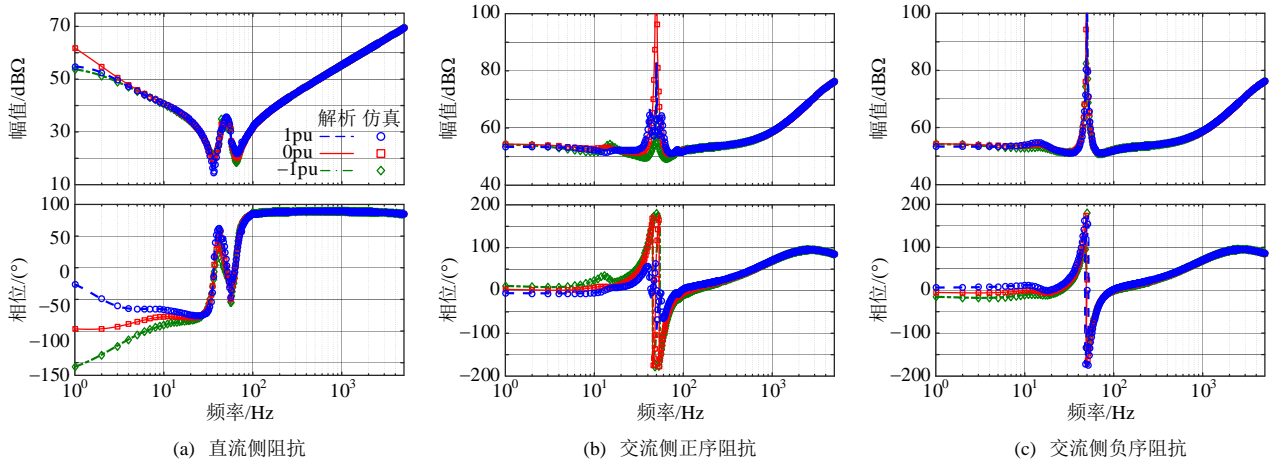


图 9 功率等级不同时 MMC 交直流侧阻抗

Fig. 9 MMC DC and AC impedances with different operating points

MMC1 在直流侧呈现出恒功率负荷特性，直流侧阻抗相角在低频段小于  $-90^\circ$ ，存在着与所连接直流系统发生低频振荡的风险。

在忽略损耗的情况下，当 MMC1 的有功功率整定值  $P_{ref}$  分别为 1、0 和  $-1pu$  时，MMC2 的功率水平分别为  $-1$ 、0 和  $1pu$ 。根据式(65)、(70)，MMC2 的直流侧阻抗会对 MMC1 的交流侧阻抗产生影响。不同功率等级下，MMC1 的交流侧负序阻抗主要在低频段有所差异；而正序阻抗在基频 50Hz 附近有着明显不同。功率等级对于 MMC 高频段阻抗的影响可以忽略不计，在图 9(a)—(c)中，不同功率等级下 MMC 直流侧、交流侧正负序阻抗在高频段几乎都是重合的。

### 4.5 负序内环控制的影响

负序内环控制主要用于电网不平衡<sup>[31]</sup>或交流侧出现不对称故障时<sup>[32]</sup>负序电流的抑制，负序内环

控制在理想稳态情况下不起所用，但其对 MMC 阻抗特性的影响不能忽略。图 10 为有无负序内环控制时，MMC1 的交直流侧阻抗特性。根据 4.2 节分析，网络阻抗主要对 MMC 低频阻抗产生影响，为了直观地显示负序内环控制的影响，测试时将 MMC1 的交/直流侧接入理想交/直流电压源，以屏蔽 MMC2 和网络阻抗的影响。

由图 10(a)可知，负序内环控制对 MMC 直流侧阻抗的影响主要集中在低频段( $< 100Hz$ )，有无负序内环控制时直流侧阻抗存在微小的差异。图 10(b)、(c)中，负序内环控制在全频段对 MMC 交流侧阻抗均有影响，特别是负序阻抗，有负序内环控制时在基频 50Hz 处存在谐振峰，无负序内环控制时则阻抗较为平坦。

### 4.6 外环控制方式的影响

图 11 为分别在定有功功率控制下和定直流电

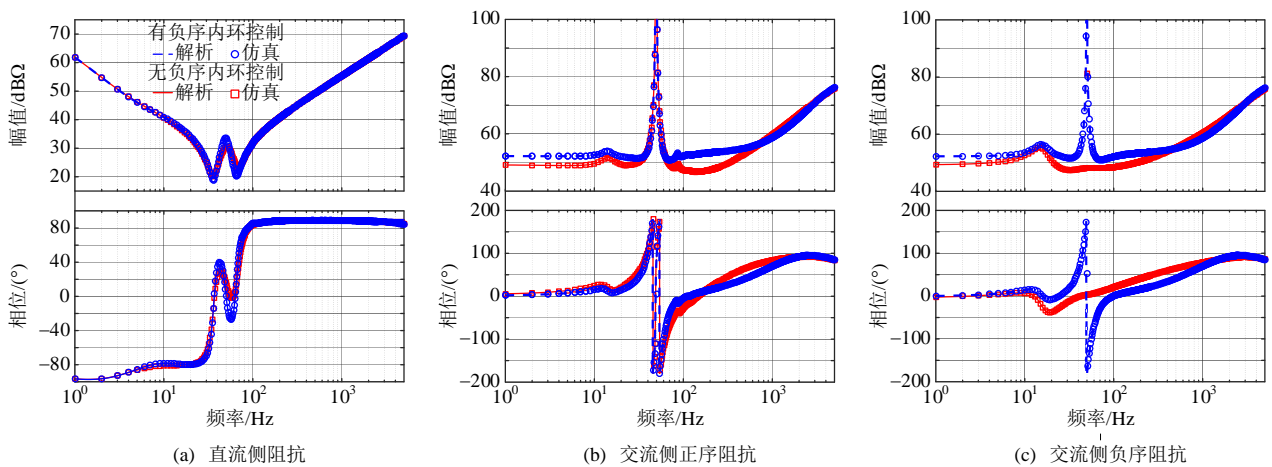


图 10 有无负序内环控制时 MMC 交直流侧阻抗

Fig. 10 MMC DC and AC Impedances with and without negative-sequence inner loop control

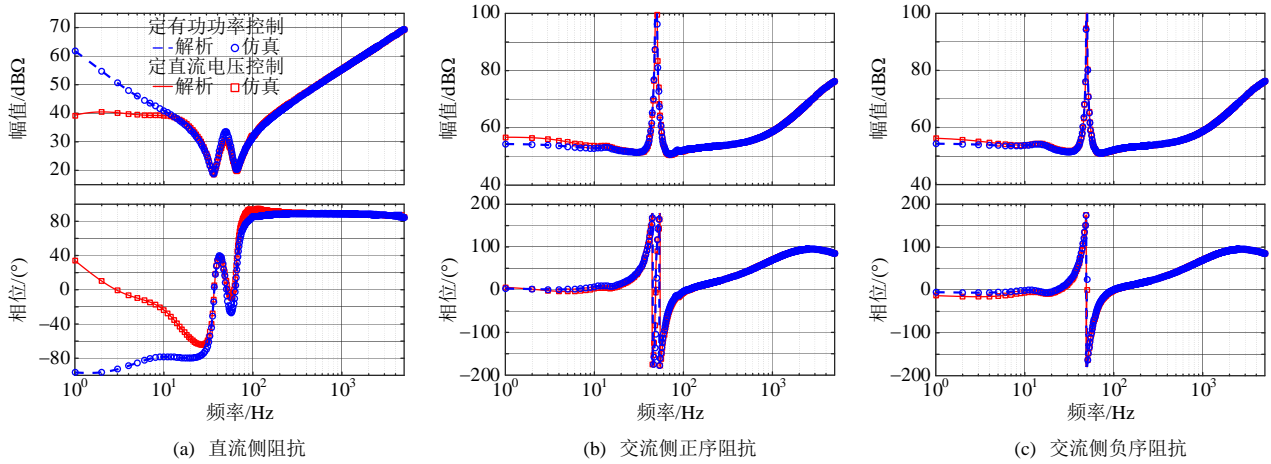


图 11 外环控制方式不同时 MMC 交直流侧阻抗

Fig. 11 MMC DC and AC impedances with different outer loop control

压控制两种外环控制方式下的 MMC 阻抗特性。由于外环控制带宽较低，为明确外环控制对 MMC 阻抗的塑形作用，测试时，MMC1 和 MMC2 交流侧分别接入理想电压源，以屏蔽交流侧网络阻抗的影响。双端系统的控制目标整定值同 4.2 节。

由图 11 可知，外环控制方式主要影响 MMC 的低频段阻抗。直流侧施加的扰动激励会直接通过直流电压控制环进入到 MMC 中，因此外环控制方式对直流侧阻抗的影响更为明显。而对于 MMC 交流侧正、负序阻抗，一方面对端 MMC 的直流侧阻抗会对 MMC 交流侧阻抗低频段产生影响；另一方面外环控制的带宽很低，因此主要影响 MMC 交流侧低频段阻抗。从图 11(b)、(c)可知，外环控制方式不同时，交流侧阻抗主要在小于 20Hz 的低频段产生差异，这与理论分析的结果是一致的。

## 5 结论

本文提出了一种 MMC 直流侧、交流侧正序和交流侧负序阻抗通用计算方法，阻抗模型中考虑了电阻抗耦合及全部控制功能模块，通过离线仿真扫频对所提方法进行验证，得出以下结论：

1) MMC 所连接的交流侧网络阻抗在基频附近对 MMC 直流侧阻抗有影响；MMC 所连接直流侧网络阻抗在低频段(<20Hz)对 MMC 交流侧阻抗有影响。为得到准确的 MMC 阻抗特性，需在相应频段内对其所连接的交直流网络阻抗精确刻画。

2) 控制链路延时对 MMC 直流侧阻抗影响不大，对于交流侧高频段阻抗产生很大影响。控制链路延时造成 MMC 交流侧阻抗在某些频段内呈现负阻特性，易与所连接的交流电网发成高频谐振。

3) 负序内环控制对全频段 MMC 阻抗均有影响，对交流侧负序阻抗影响最大。交流侧负序阻抗在有负序内环控制时在工频处存在谐振峰，无负序内环控制时则较为平坦。

4) 由于外环控制带宽有限，其对于 MMC 的阻抗影响集中在低频段。在定有功功率控制下，当 MMC 表现为恒功率负荷时，在直流阻抗低频段同样呈现负阻特性，易与所连接的直流网络发生低频谐振。

5) 本文推导的阻抗模型可用于后续 MMC 并网系统的小扰动稳定性分析，振荡阻尼控制器的设计的研究工作。

## 参考文献

- [1] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]//2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings. Bologna: IEEE, 2003.
- [2] 徐政, 薛英林, 张哲任. 大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展望[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5051-5062.  
XU Zheng, XUE Yinglin, ZHANG Zheren. VSC-HVDC technology suitable for bulk power overhead line transmission[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 5051-5062(in Chinese).
- [3] 汤广福, 庞辉, 贺之渊. 先进交直流输电技术在中国的发展与应用[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1760-1771.  
TANG Guangfu, PANG Hui, HE Zhiyuan. R&D and application of advanced power transmission technology in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1760-1771(in Chinese).
- [4] SAAD H, FILLION Y, DESCHANVRES S, et al. On

- resonances and harmonics in HVDC-MMC station connected to AC grid[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2017, 32(3): 1565-1573.
- [5] 吕敬, 董鹏, 施刚, 等. 大型双馈风电场经 MMC-HVDC 并网的次同步振荡及其抑制[J]. *中国电机工程学报*, 2015, 35(19): 4852-4860.  
LÜ Jing, DONG Peng, SHI Gang, et al. Subsynchronous oscillation and its mitigation of MMC-based HVDC with large doubly-fed induction generator-based wind farm integration[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2015, 35(19): 4852-4860(in Chinese).
- [6] ZOU Changyue, RAO Hong, XU Shukai, et al. Analysis of resonance between a VSC-HVDC converter and the AC grid[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(12): 10157-10168.
- [7] 郭贤珊, 刘泽洪, 李云丰, 等. 柔性直流输电系统高频振荡特性分析及抑制策略研究[J]. *中国电机工程学报*, 2020, 40(1): 19-29.  
GUO Xianshan, LIU Zehong, LI Yunfeng, et al. Characteristic analysis of high-frequency resonance of flexible high voltage direct current and research on its damping control strategy[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2020, 40(1): 19-29(in Chinese).
- [8] SUN Jian. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(11): 3075-3078.
- [9] 尹聪琦, 谢小荣, 刘辉, 等. 柔性直流输电系统振荡现象分析与控制方法综述[J]. *电网技术*, 2018, 42(4): 1117-1123.  
YIN Congqi, XIE Xiaorong, LIU Hui, et al. Analysis and control of the oscillation phenomenon in VSC-HVDC transmission system[J]. *Power System Technology*, 2018, 42(4): 1117-1123(in Chinese).
- [10] 李光辉, 王伟胜, 郭剑波, 等. 风电场经 MMC-HVDC 送出系统宽频带振荡机理与分析方法[J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(18): 5281-5297.  
LI Guanghui, WANG Weisheng, GUO Jianbo, et al. Broadband oscillation mechanism and analysis for wind farm integration through MMC-HVDC system[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(18): 5281-5297(in Chinese).
- [11] 吕敬, 蔡旭. 基于谐波线性化的模块化多电平换流器阻抗建模[J]. *电力系统自动化*, 2017, 41(4): 136-142.  
LYU Jing, CAI Xu. Harmonic linearization based impedance modeling of modular multilevel converters[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2017, 41(4): 136-142(in Chinese).
- [12] 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.
- [13] ZHANG Yang, CHEN Xin, SUN Jian. Sequence impedance modeling and analysis of MMC in single-star configuration[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(1): 334-346.
- [14] JI Ke, TANG Guangfu, PANG Hui, et al. Impedance modeling and analysis of MMC-HVDC for offshore wind farm integration[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2020, 35(3): 1488-1501.
- [15] LYU 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.
- [16] 吕敬, 蔡旭, 张占奎, 等. 海上风电场经 MMC-HVDC 并网的阻抗建模及稳定性分析[J]. *中国电机工程学报*, 2016, 36(14): 3771-3780.  
LÜ Jing, CAI Xu, ZHANG Zhankui, et al. Impedance modeling and stability analysis of MMC-based HVDC for offshore wind farms[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(14): 3771-3780(in Chinese).
- [17] LYU Jing, CAI Xu, MOLINAS M. Frequency domain stability analysis of MMC-based HVDC for wind farm integration[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2016, 4(1): 141-151.
- [18] WU Heng, WANG Xiongfei, KOCEWIAK L H. Impedance-based stability analysis of voltage-controlled MMCs feeding linear AC systems[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2020, 8(4): 4060-4074.
- [19] 年珩, 朱茂玮, 徐韵扬, 等. 基于谐波传递矩阵的 MMC 换流站频率耦合特性建模与分析[J]. *电力系统自动化*, 2020, 44(6): 75-83.  
NIAN Heng, ZHU Maowei, XU Yunyang, et al. Modeling and analysis of frequency coupling characteristic for MMC station based on harmonic transfer matrices[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2020, 44(6): 75-83(in Chinese).
- [20] 徐梓高. 基于谐波状态空间的模块化多电平换流器建模[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2018.  
XU Zigao. Modeling of modular multilevel converter based on harmonic state space[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2018(in Chinese).
- [21] JI Ke, TANG Guangfu, YANG Jie, et al. Harmonic stability analysis of MMC-based DC system using dc impedance model[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2020, 8(2): 1152-1163.
- [22] LI Zhenyu, WANG Zhang, WANG Yue, et al. Accurate impedance modeling and control strategy for improving the stability of DC system in multiterminal MMC-based DC grid[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*,

- 2020, 35(10): 10026-10049.
- [23] LYU Jing, ZHANG Xin, MA Zhixun, et al. A novel DC-side-port impedance modeling of modular multilevel converters based on harmonic state space method[C]// 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 ECCE Asia). Niigata: IEEE, 2018.
- [24] RODRIGUEZ P, POU J, BERGAS J, et al. Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 584-592.
- [25] 武相强, 王赞程, 陈新, 等. 考虑频率耦合效应的三相并网逆变器序阻抗模型及其交互稳定性研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(5): 1605-1616.  
WU Xiangqiang, WANG Yuncheng, CHEN Xin, et al. Sequence impedance model and interaction stability research of three-phase grid-connected inverters with considering coupling effects[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(5): 1605-1616(in Chinese).
- [26] BESSEGATO L, HARNEFORS L, ILVES K, et al. A method for the calculation of the AC-side admittance of a modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4161-4172.
- [27] BESSEGATO L, ILVES K, HARNEFORS L, et al. Effects of control on the AC-side admittance of a modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7206-7220.
- [28] TU Qingrui, XU Zheng, XU Lie. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(3): 2009-2017.
- [29] 郭琦, 郭海平, 黄立滨. 电网电压前馈对柔性直流输电在弱电网下的稳定性影响[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(14): 139-144.  
GUO Qi, GUO Haiping, HUANG Libin. Effect of grid voltage feedforward on VSC-HVDC stability in weak power grid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(14): 139-144(in Chinese).
- [30] 郭贤珊, 刘斌, 梅红明, 等. 渝鄂直流背靠背联网工程交直流系统谐振分析与抑制[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(20): 157-164.  
GUO Xianshan, LIU Bin, MEI Hongming, et al. Analysis and suppression of resonance between AC and DC systems in Chongqing-Hubei back-to-back HVDC project of China[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(20): 157-164(in Chinese).
- [31] GUAN Minyuan, XU Zheng. Modeling and control of a modular multilevel converter-based HVDC system under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(12): 4858-4867.
- [32] AJI H, NDREKO M, POPOV M, et al. Investigation on different negative sequence current control options for

MMC-HVDC during single line to ground AC faults[C]//2016 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe). Ljubljana: IEEE, 2016.

#### 附录A MMC稳态变量求解

假设电流参考值准确跟踪, 可以得到:

$$\begin{cases} I_{dref}^+(0) = \frac{2P}{3V_{s1}} \\ I_{qref}^+(0) = -\frac{2Q}{3V_{s1}} \\ I_u(0) = -\frac{P}{3V_{dcref}} \end{cases} \quad (A1)$$

对于定有功功率控制换流站,  $P=P_{ref}$ ,  $Q=Q_{ref}$ ; 忽略损耗, 对于定直流电压控制换流站,  $P=-P_{ref}$ ,  $Q=Q_{ref}$ 。稳态时, 网侧、阀侧及桥臂电流可以表示为

$$\begin{cases} I_s(f_1) = \frac{I_{dref}^+(0) + jI_{qref}^+(0)}{2} \\ I_c(f_1) = k_{trf}^* I_s(f_1) \\ I_u(f_1) = -\frac{I_c(f_1)}{2} \end{cases} \quad (A2)$$

根据式(27), 忽略控制链路延时, 可得:

$$\begin{cases} N_u(0) = \frac{1}{2} \\ N_u(f_1) = -\frac{V_{sdref}(0) + jV_{sqref}(0)}{2k_{trf}V_{dcref}} \end{cases} \quad (A3)$$

其中:

$$\begin{cases} V_{sdref}^+(0) = V_{sd}^+(0) - |k_{trf}|^2 \cdot \\ \quad \left[ \frac{R_{arm}}{2} I_{dref}^+(0) + \omega_1 (L_{trf} + \frac{1}{2} L_{arm}) I_{qref}^+(0) \right] \\ V_{sqref}^+(0) = V_{sq}^+(0) - |k_{trf}|^2 \cdot \\ \quad \left[ \frac{R_{arm}}{2} I_{qref}^+(0) - \omega_1 (L_{trf} + \frac{1}{2} L_{arm}) I_{dref}^+(0) \right] \end{cases} \quad (A4)$$

假设环流抑制器将二倍频环流抑制, 则有:

$$\begin{cases} I_u(2f_1) = 0 \\ N_u(2f_1) = 0 \end{cases} \quad (A5)$$

3倍频桥臂电流为差模零序分量, 不存在电流通路, 因此:

$$I_u(3f_1) = 0 \quad (A6)$$

电容电压之和的直流分量近似等于直流侧电压参考值。基频、2倍频和3倍频分量可以通过式(5)推导得到:

$$\begin{cases} V_{Cu}^\Sigma(0) = V_{dcref} \\ V_{Cu}^\Sigma(f_1) = \frac{N_u(f_1)I_u(0) + N_u(0)I_u(f_1)}{j\omega_1 C} \\ V_{Cu}^\Sigma(2f_1) = \frac{N_u(f_1)I_u(f_1)}{2j\omega_1 C} \\ V_{Cu}^\Sigma(3f_1) = 0 \end{cases} \quad (A7)$$

#### 附录B 桥臂电压和电容电压总和小信号频率分量计算

1) 桥臂电压计算。

$$V_u(f + f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^\Sigma(f + f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-f_1, 0, 2f_1, 3f_1} V_{Cu}^\Sigma(f_s) N_u(f + f_1 - f_s) \quad (B1)$$

$$V_u(f - f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^\Sigma(f - f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-3f_1, -2f_1, 0, f_1} V_{Cu}^\Sigma(f_s) N_u(f - f_1 - f_s) \quad (B2)$$

$$V_u(f + 2f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^\Sigma(f + 2f_1 - f_s) + \sum_{f_s=0, f_1, 3f_1} V_{Cu}^\Sigma(f_s) N_u(f + 2f_1 - f_s) \quad (B3)$$

$$V_u(f - 2f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^\Sigma(f - 2f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-3f_1, -f_1, 0} V_{Cu}^\Sigma(f_s) N_u(f - 2f_1 - f_s) \quad (B4)$$

$$V_u(f + 3f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^\Sigma(f + 3f_1 - f_s) + \sum_{f_s=f_1, 2f_1} V_{Cu}^\Sigma(f_s) N_u(f + 3f_1 - f_s) \quad (B5)$$

$$V_u(f - 3f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^\Sigma(f - 3f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-2f_1, -f_1} V_{Cu}^\Sigma(f_s) N_u(f - 3f_1 - f_s) \quad (B6)$$

$$V_u(f + 4f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^\Sigma(f + 4f_1 - f_s) + \sum_{f_s=2f_1, 3f_1} V_{Cu}^\Sigma(f_s) N_u(f + 4f_1 - f_s) \quad (B7)$$

$$V_u(f - 4f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) V_{Cu}^\Sigma(f - 4f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-3f_1, -2f_1} V_{Cu}^\Sigma(f_s) N_u(f - 4f_1 - f_s) \quad (B8)$$

2) 电容电压总和计算。

$$j2\pi(f + f_1)CV_{Cu}^\Sigma(f + f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) I_u(f + f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-f_1, 0, 2f_1, 3f_1} I_u(f_s) N_u(f + f_1 - f_s) \quad (B9)$$

$$j2\pi(f - f_1)CV_{Cu}^\Sigma(f - f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) I_u(f - f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-3f_1, -2f_1, 0, f_1} I_u(f_s) N_u(f - f_1 - f_s) \quad (B10)$$

$$j2\pi(f + 2f_1)CV_{Cu}^\Sigma(f + 2f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) I_u(f + 2f_1 - f_s) + \sum_{f_s=f_1, 3f_1} I_u(f_s) N_u(f + 2f_1 - f_s) \quad (B11)$$

$$j2\pi(f - 2f_1)CV_{Cu}^\Sigma(f - 2f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) I_u(f - 2f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-3f_1, -f_1, 0} I_u(f_s) N_u(f - 2f_1 - f_s) \quad (B12)$$

$$j2\pi(f + 3f_1)CV_{Cu}^\Sigma(f + 3f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) I_u(f + 3f_1 - f_s) + \sum_{f_s=f_1, 2f_1} I_u(f_s) N_u(f + 3f_1 - f_s) \quad (B13)$$

$$j2\pi(f - 3f_1)CV_{Cu}^\Sigma(f - 3f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) I_u(f - 3f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-2f_1, -f_1} I_u(f_s) N_u(f - 3f_1 - f_s) \quad (B14)$$

$$j2\pi(f + 4f_1)CV_{Cu}^\Sigma(f + 4f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) I_u(f + 4f_1 - f_s) + \sum_{f_s=2f_1, 3f_1} I_u(f_s) N_u(f + 4f_1 - f_s) \quad (B15)$$

$$j2\pi(f - 4f_1)CV_{Cu}^\Sigma(f - 4f_1) = \sum_{f_s=0, \pm f_1} N_u(f_s) I_u(f - 4f_1 - f_s) + \sum_{f_s=-3f_1, -2f_1} I_u(f_s) N_u(f - 4f_1 - f_s) \quad (B16)$$

附录 C DDSRF 推导过程

DDSRF 可以分解如图 C1 所示的 4 级变换。其中，第 1 级和第 4 级变换为克拉克到派克变换；第 2 级变换用于计算第 1 级和第 4 级变换结果的差值；第 3 级变换对第 2 级变换的输出结果进行低通滤波。以阀侧电流  $i_c$  为例，DDSRF 输出结果的详细推导如下。网侧交流电压  $v_s$  和网侧交流电流  $i_s$  的结果可以类比得到。

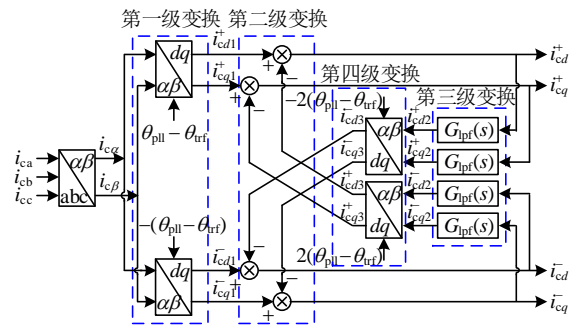


图 C1 阀侧电流的 DDSRF 控制结构图

Fig. C1 DDSRF diagram of the converter-side current

结合表 2，阀侧电流  $i_c$  中包含频率为  $f+f_1$  的正序分量和频率为  $f-f_1$  的负序分量。经过第 1 级变换后，产生频率为  $f, f \pm 2f_1$  的扰动分量：

$$\begin{cases} I_{cd1}^+(f) = e^{j\theta_{tr}} [I_c(f + f_1) - jI_c(f_1)X_\varepsilon(f)] + e^{-j\theta_{tr}} [I_c(f - f_1) + jI_c^*(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ I_{cq1}^+(f) = -je^{j\theta_{tr}} [I_c(f + f_1) - jI_c(f_1)X_\varepsilon(f)] + je^{-j\theta_{tr}} [I_c(f - f_1) + jI_c^*(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ I_{cd1}^-(f + 2f_1) = jI_{cq1}^-(f + 2f_1) = e^{-j\theta_{tr}} [I_c(f + f_1) + jI_c(f_1)X_\varepsilon(f)] \\ I_{cd1}^-(f - 2f_1) = -jI_{cq1}^-(f - 2f_1) = e^{j\theta_{tr}} [I_c(f - f_1) - jI_c^*(f_1)X_\varepsilon(f)] \end{cases} \quad (C1)$$

同理，经过第 1 级变换后，稳态分量变为

$$\begin{cases} I_{cd1}^+(0) = e^{j\theta_{tr}} I_c(f_1) + e^{-j\theta_{tr}} I_c^*(f_1) \\ I_{cq1}^+(0) = -je^{j\theta_{tr}} I_c(f_1) + je^{-j\theta_{tr}} I_c^*(f_1) \\ I_{cd1}^-(2f_1) = e^{-j\theta_{tr}} I_c(f_1) \\ I_{cq1}^-(2f_1) = -je^{-j\theta_{tr}} I_c(f_1) \end{cases} \quad (C2)$$

经过第 2 级变换后，扰动分量为

$$\begin{cases} I_{cd}^+(f) = I_{cd1}^+(f) - I_{cd3}^+(f) \\ I_{cq}^+(f) = I_{cq1}^+(f) - I_{cq3}^+(f) \\ I_{cd}^-(f + 2f_1) = I_{cd1}^-(f + 2f_1) - I_{cd3}^-(f + 2f_1) \\ I_{cq}^-(f + 2f_1) = I_{cq1}^-(f + 2f_1) - I_{cq3}^-(f + 2f_1) \\ I_{cd}^-(f - 2f_1) = I_{cd1}^-(f - 2f_1) - I_{cd3}^-(f - 2f_1) \\ I_{cq}^-(f - 2f_1) = I_{cq1}^-(f - 2f_1) - I_{cq3}^-(f - 2f_1) \end{cases} \quad (C3)$$

稳态分量变为

$$\begin{cases} I_{cd}^+(0) = I_{cd1}^+(0) - I_{cd3}^+(0) \\ I_{cq}^+(0) = I_{cq1}^+(0) - I_{cq3}^+(0) \\ I_{cd}^-(2f_1) = I_{cd1}^-(2f_1) - I_{cd3}^-(2f_1) \\ I_{cq}^-(2f_1) = I_{cq1}^-(2f_1) - I_{cq3}^-(2f_1) \end{cases} \quad (C4)$$

第3级变换对第2级变换的结果进行低通滤波, 扰动分量为

$$\begin{cases} I_{cd2}^+(f) = G_{1pf}(j2\pi f)I_{cd}^+(f) \\ I_{cq2}^+(f) = G_{1pf}(j2\pi f)I_{cq}^+(f) \\ I_{cd2}^-(f+2f_1) = G_{1pf}[j2\pi(f+2f_1)]I_{cd}^-(f+2f_1) \\ I_{cq2}^-(f+2f_1) = G_{1pf}[j2\pi(f+2f_1)]I_{cq}^-(f+2f_1) \\ I_{cd2}^-(f-2f_1) = G_{1pf}[j2\pi(f-2f_1)]I_{cd}^-(f-2f_1) \\ I_{cq2}^-(f-2f_1) = G_{1pf}[j2\pi(f-2f_1)]I_{cq}^-(f-2f_1) \end{cases} \quad (C5)$$

稳态分量变为

$$\begin{cases} I_{cd2}^+(0) = I_{cd}^+(0) \\ I_{cq2}^+(0) = I_{cq}^+(0) \\ I_{cd2}^-(2f_1) = G_{1pf}(j4\pi f_1)I_{cd}^-(2f_1) \\ I_{cq2}^-(2f_1) = G_{1pf}(j4\pi f_1)I_{cq}^-(2f_1) \end{cases} \quad (C6)$$

经过第4级变换, 扰动分量变为

$$\begin{cases} I_{cd3}^+(f) = 0.5e^{2j\theta_{tr}}(I_{cd2}^-(f+2f_1) + jI_{cq2}^-(f+2f_1)) + \\ 0.5e^{-2j\theta_{tr}}(I_{cd2}^-(f-2f_1) - jI_{cq2}^-(f-2f_1)) + \\ je^{-2j\theta_{tr}}X_\varepsilon(f)[(I_{cd2}^-(2f_1))^* - j(I_{cq2}^-(2f_1))^*] - \\ je^{2j\theta_{tr}}X_\varepsilon(f)(I_{cd2}^-(2f_1) + jI_{cq2}^-(2f_1)) \\ I_{cq3}^+(f) = -0.5je^{2j\theta_{tr}}(I_{cd2}^-(f+2f_1) + jI_{cq2}^-(f+2f_1)) + \\ 0.5je^{-2j\theta_{tr}}(I_{cd2}^-(f-2f_1) - jI_{cq2}^-(f-2f_1)) - \\ e^{-2j\theta_{tr}}X_\varepsilon(f)[(I_{cd2}^-(2f_1))^* - j(I_{cq2}^-(2f_1))^*] - \\ e^{2j\theta_{tr}}X_\varepsilon(f)(I_{cd2}^-(2f_1) + jI_{cq2}^-(2f_1)) \\ I_{cd3}^-(f+2f_1) = 0.5e^{-2j\theta_{tr}}(I_{cd2}^+(f) + jI_{cq2}^+(f)) + \\ je^{-2j\theta_{tr}}X_\varepsilon(f)(I_{cd2}^+(0) + jI_{cq2}^+(0)) \\ I_{cq3}^-(f+2f_1) = 0.5e^{-2j\theta_{tr}}(I_{cd2}^+(f) - jI_{cq2}^+(f)) - \\ je^{2j\theta_{tr}}X_\varepsilon(f)(I_{cd2}^+(0) + jI_{cq2}^+(0)) \\ I_{cd3}^-(f-2f_1) = 0.5e^{2j\theta_{tr}}(I_{cd2}^+(f) - jI_{cq2}^+(f)) - \\ je^{2j\theta_{tr}}X_\varepsilon(f)(I_{cd2}^+(0) - jI_{cq2}^+(0)) \\ I_{cq3}^-(f-2f_1) = 0.5je^{2j\theta_{tr}}(I_{cd2}^+(f) - jI_{cq2}^+(f)) + \\ e^{2j\theta_{tr}}X_\varepsilon(f)(I_{cd2}^+(0) - jI_{cq2}^+(0)) \end{cases} \quad (C7)$$

稳态分量变为

$$\begin{cases} I_{cd3}^+(0) = 0.5e^{2j\theta_{tr}}(I_{cd2}^-(2f_1) + jI_{cq2}^-(2f_1)) + \\ 0.5e^{-2j\theta_{tr}}[(I_{cd2}^-(2f_1))^* - j(I_{cq2}^-(2f_1))^*] \\ I_{cq3}^+(0) = -0.5je^{2j\theta_{tr}}(I_{cd2}^-(2f_1) + jI_{cq2}^-(2f_1)) + \\ 0.5je^{-2j\theta_{tr}}[(I_{cd2}^-(2f_1))^* - j(I_{cq2}^-(2f_1))^*] \\ I_{cd3}^-(2f_1) = 0.5e^{-2j\theta_{tr}}(I_{cd2}^+(0) + jI_{cq2}^+(0)) \\ I_{cq3}^-(2f_1) = -0.5je^{-2j\theta_{tr}}(I_{cd2}^+(0) + jI_{cq2}^+(0)) \end{cases} \quad (C8)$$

联立式(C2)、(C4)、(C6)和(C8), 可得 DDSRF 的输出

稳态分量为

$$\begin{cases} I_{cd}^+(0) = e^{j\theta_{tr}}I_c(f_1) + e^{-j\theta_{tr}}I_c^*(f_1) \\ I_{cq}^+(0) = -je^{j\theta_{tr}}I_c(f_1) + je^{-j\theta_{tr}}I_c^*(f_1) \\ I_{cd}^-(2f_1) = 0 \\ I_{cq}^-(2f_1) = 0 \end{cases} \quad (C9)$$

联立式(C1)、(C3)、(C5)、(C7)和(C9), 可得 DDSRF 的输出扰动分量为

$$\begin{cases} I_{cd}^+(f) = e^{j\theta_{tr}}\{1 - G_{1pf}[j2\pi(f+2f_1)]\}(I_c(f+f_1) - \\ jI_c(f_1)X_\varepsilon(f))/\{1 - G_{1pf}(j2\pi f)G_{1pf}[j2\pi(f+ \\ 2f_1)]\} + e^{-j\theta_{tr}}\{1 - G_{1pf}[j2\pi(f-2f_1)]\}(I_c(f-f_1) + \\ jI_c^*(f_1)X_\varepsilon(f))/\{1 - G_{1pf}[j2\pi(f-2f_1)]G_{1pf}(j2\pi f)\} \\ I_{cq}^+(f) = -je^{j\theta_{tr}}\{1 - G_{1pf}[j2\pi(f+2f_1)]\}(I_c(f+f_1) - \\ jI_c(f_1)X_\varepsilon(f))/\{1 - G_{1pf}(j2\pi f)G_{1pf}[j2\pi(f+ \\ 2f_1)]\} + je^{-j\theta_{tr}}\{1 - G_{1pf}[j2\pi(f-2f_1)]\}(I_c(f-f_1) + \\ jI_c^*(f_1)X_\varepsilon(f))/\{1 - G_{1pf}[j2\pi(f-2f_1)]G_{1pf}(j2\pi f)\} \\ I_{cd}^-(f+2f_1) = jI_{cq}^-(f+2f_1) = \\ \frac{e^{-j\theta_{tr}}[1 - G_{1pf}(j2\pi f)](I_c(f+f_1) - jI_c(f_1)X_\varepsilon(f))}{1 - G_{1pf}(j2\pi f)G_{1pf}[j2\pi(f+2f_1)]} \\ I_{cd}^-(f-2f_1) = -jI_{cq}^-(f-2f_1) = \\ \frac{e^{j\theta_{tr}}[1 - G_{1pf}(j2\pi f)](I_c(f-f_1) + jI_c^*(f_1)X_\varepsilon(f))}{1 - G_{1pf}[j2\pi(f-2f_1)]G_{1pf}(j2\pi f)} \end{cases} \quad (C10)$$

定义  $T_1(f)$  和  $T_2(f)$  如式(30), 则式(C10)可以进一步得到式(35)中的形式。

附录 D  $A_p$  和  $B_p$  具体形式

$$A_p = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & O_{7 \times 7} & O_{7 \times 7} \\ O_{7 \times 7} & A_{22} & A_{23} & A_{24} \\ A_{31} & O_{7 \times 7} & A_{33} & A_{34} \\ A_{41} & O_{7 \times 7} & O_{7 \times 7} & A_{44} \end{bmatrix} \quad (D1)$$

其中:

$$A_{11} = A_{22} = A_{44} = \text{diag}[1, 1, 1, 1, 1, 1, 1] \quad (D2)$$

$$A_{12} = \text{diag}\left[\frac{1}{j2\pi f_p L_{arm} + R_{arm} + \frac{3Z_{dcb}(f_p)}{2}}, \frac{1}{j2\pi(f_p + f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + \frac{2Z_{acgp}(f_p + f_1)}{|k_{trf}|^2}}, \frac{1}{j2\pi(f_p - f_1)(L_{arm} + 2L_{trf}) + R_{arm} + \frac{2Z_{acgn}(f_p - f_1)}{|k_{trf}|^2}}, \frac{1}{j2\pi(f_p + 2f_1)L_{arm} + R_{arm}}, \frac{1}{j2\pi(f_p - 2f_1)L_{arm} + R_{arm}}, 0, 0\right] \quad (D3)$$

$$A_{23} = A_{31} = \begin{bmatrix} -N_u(0) & -N_u^*(f_1) & -N_u(f_1) \\ -N_u(f_1) & -N_u(0) & -N_u^*(f_1) \\ -N_u^*(f_1) & -N_u(0) & -N_u(f_1) \\ -N_u(f_1) & -N_u(0) & -N_u^*(f_1) \\ -N_u^*(f_1) & -N_u(0) & -N_u(f_1) \\ -N_u(f_1) & -N_u(0) & -N_u^*(f_1) \\ -N_u^*(f_1) & -N_u(0) & -N_u(f_1) \end{bmatrix} \quad (D4)$$

$$A_{24} = \begin{bmatrix} 0 & -V_{Cu}^{\Sigma^*}(f_1) & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & -V_{Cu}^{\Sigma^*}(f_1) & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & 0 & 0 \\ 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(0) & -V_{Cu}^{\Sigma}(2f_1) & -V_{Cu}^{\Sigma^*}(f_1) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -V_{Cu}^{\Sigma^*}(2f_1) & -V_{Cu}^{\Sigma}(0) & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & 0 & 0 \\ 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma^*}(f_1) & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(0) & 0 & 0 \\ 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(2f_1) & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma^*}(2f_1) & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (D5)$$

$$A_{33} = j2\pi C \times \text{diag}[f_p, f_p + f_1, f_p - f_1, f_p + 2f_1, f_p - 2f_1, f_p + 3f_1, f_p - 3f_1] \quad (D6)$$

$$A_{34} = \begin{bmatrix} 0 & -I_u^*(f_1) & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & -V_{Cu}^{\Sigma^*}(f_1) & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & 0 & 0 \\ 0 & -I_u(0) & -V_{Cu}^{\Sigma}(2f_1) & -V_{Cu}^{\Sigma^*}(f_1) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -I_u(0) & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & 0 & 0 \\ 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & 0 & -I_u(0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma^*}(f_1) & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(0) & 0 & 0 \\ 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(2f_1) & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma^*}(2f_1) & 0 & -V_{Cu}^{\Sigma}(f_1) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (D7)$$

$$\left\{ \begin{aligned} A_{41}(2,2) &= -(T_{11}(f_p) + T_{28}(f_p)) + 2(T_{13}(f_p) + T_{29}(f_p)) \cdot \\ & \quad Z_{acgp}(f_p + f_1) \frac{1}{k_{trf}} \frac{1}{V_{dref}} e^{-j2\pi(f_p + f_1)T_d} \\ A_{41}(2,3) &= -(T_{12}(f_p) + 2(T_{14}(f_p) + T_{30}(f_p))) Z_{acgn}(f_p - f_1) \cdot \\ & \quad \frac{1}{k_{trf}} \frac{1}{V_{dref}} e^{-j2\pi(f_p + f_1)T_d} \\ A_{41}(3,2) &= -(T_{15}(f_p) + 2(T_{17}(f_p) + T_{32}(f_p))) Z_{acgp}(f_p + f_1) \cdot \\ & \quad \frac{1}{k_{trf}} \frac{1}{V_{dref}} e^{-j2\pi(f_p - f_1)T_d} \\ A_{41}(3,3) &= -(T_{16}(f_p) + T_{31}(f_p)) + 2(T_{18}(f_p) + T_{33}(f_p)) \cdot \\ & \quad Z_{acgn}(f_p - f_1) \frac{1}{k_{trf}} \frac{1}{V_{dref}} e^{-j2\pi(f_p - f_1)T_d} \\ A_{41}(4,4) &= \frac{G_{cir}(j2\pi f)}{V_{dref}} e^{-j2\pi(f_p + 2f_1)T_d} \\ A_{41}(5,5) &= \frac{G_{cir}(j2\pi f)}{V_{dref}} e^{-j2\pi(f_p - 2f_1)T_d} \end{aligned} \right. \quad (D8)$$

$$B_p = [B_1, O_{1 \times 7}, O_{1 \times 7}, O_{1 \times 7}]^T \quad (D9)$$

其中：

$$B_1 = [\frac{V_p(f_p)}{j4\pi f_p L_{arm} + 2R_{arm} + 3Z_{deg}(f_p)}, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \quad (D10)$$

附录 E 仿真系统参数

表 E1 仿真系统参数

Table E1 Parameters of the study system

参数	数值
子模块电容 $C_{SM}/\mu F$	8000
单桥臂子模块个数 $N$	400
变压器变比 $k_{trf}$	525/437.23
变压器漏抗 $L_{trf}/pu$	0.14
交流电网基频 $f_1/Hz$	50
桥臂电抗 $L_{arm}/mH$	140
桥臂等值电阻 $R_{arm}/\Omega$	4
直流侧额定电压 $V_{dc0}/kV$	$\pm 420$
交流侧额定电压 $V_{S1}/kV$	525
额定容量 $S_N/MVA$	1250
控制链路延时 $T_d/\mu s$	150
锁相环 PI 环节 $G_{plpi}(s)/pu$	$50 + 100/s$
内环电流控制 PI 环节 $G_{inner}(s)/pu$	$1 + 30/s$
前馈电压低通滤波器 $G_n(s)$	$100/(s + 100)$
环流抑制 PI 环节 $G_{cir}(s)/pu$	$0.8 + 100/s$
直流电压控制 PI 环节 $G_{dc}(s)/pu$	$5 + 25/s$
有功功率控制 PI 环节 $G_p(s)/pu$	$0.02 + 20/s$
无功功率控制 PI 环节 $G_q(s)/pu$	$0.02 + 20/s$
DDSRF 低通滤波器 $G_{lpr}(s)$	$222/(s + 222)$



王宇

在线出版日期：2021-04-27。

收稿日期：2021-01-03。

作者简介：

王宇(1993)，男，博士研究生，研究方向为柔性直流输电建模、控制、稳定性分析，wangyu\_ncepu@163.com；

刘崇茹(1977)，女，教授，博士生导师，研究方向为交直流混合系统分析与仿真、运行与控制等，chongru.liu@ncepu.edu.cn；

李庚银(1964)，男，教授，博士生导师，研究方向为新能源电力系统分析与控制、柔性输电技术、电能质量等，ligy@ncepu.edu.cn。

(责任编辑 吕鲜艳)

# Generic AC/DC-side Impedance Calculation Method for Modular Multilevel Converters Considering Grid Impedance Coupling

WANG Yu<sup>1</sup>, LIU Chongru<sup>1</sup>, LI Gengyin<sup>1</sup>, KONG Wei<sup>2</sup>, LI Licheng<sup>3</sup>

(1. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources (North China Electric Power University); 2. State Grid Corporation of China; 3. Electric Power Research Institute of China Southern Power Grid)

**KEY WORDS:** modular multilevel converter (MMC); impedance modeling; decoupled double synchronous reference frame phase locked loop (DDSRF-PLL); grid impedance coupling

Modular multilevel converter (MMC) has the merits such as high efficiency, good output waveform, and it is easy to expand. In recent years, MMC based VSC-HVDC technology has been developing rapidly in the fields of wind power integration and AC grid asynchronous interconnection. However, several sub synchronous and high frequency oscillation accidents have been reported in the recent MMC-HVDC projects during commissioning or operation.

Impedance based frequency domain analysis is an effective tool to study the broadband oscillation in power electronic interconnected system. The impedance modeling of MMC is an important basis for analyzing the origin of resonance in VSC-HVDC system. In the existing MMC impedance modeling methods, only the MMC converter itself is taken as the object, and the connected AC/DC network impedance is ignored, or only the fundamental equivalent impedance of the power grid is used to replace the whole frequency band impedance, resulting in inaccurate calculation results. Besides, the control system considered is not comprehensive, especially ignoring the influence of positive and negative sequence separation and negative sequence inner loop control.

This paper first analyzes the harmonic transfer mechanism in MMC under DC-side, AC-side positive sequence and AC-side negative sequence excitation, and then establishes a generic method for DC- and AC-side

impedance calculation. The frequency domain modeling of the primary system considers the AC/DC side network impedance. Besides, the complete control system including the decoupled double synchronous reference frame phase locked loop (DDSRF-PLL) and negative sequence inner loop control are considered. By solving the 28-variable linear equations, the MMC impedance is calculated according to the applied small signal excitation and the current response at the same frequency. The accuracy of the proposed method is verified by the frequency scan of a two-terminal back-to-back MMC-HVDC system in PSCAD/EMTDC. The investigated frequency range is from 1Hz to 5kHz. And the impacts of network impedance coupling, control link delay, operating points, negative sequence inner loop control and outer loop control are analyzed in detail.

Fig. 1 shows the comparison of MMC impedances between the frequency scan results and the calculated results by the proposed method. It can be found that the frequency scan results almost coincide with the analytical results. The AC network impedance has certain influence on the MMC DC-side impedance at the around of fundamental frequency 50Hz. And the DC network impedance affects the MMC AC-side positive sequence and negative sequence impedances at low frequency range (<20Hz).

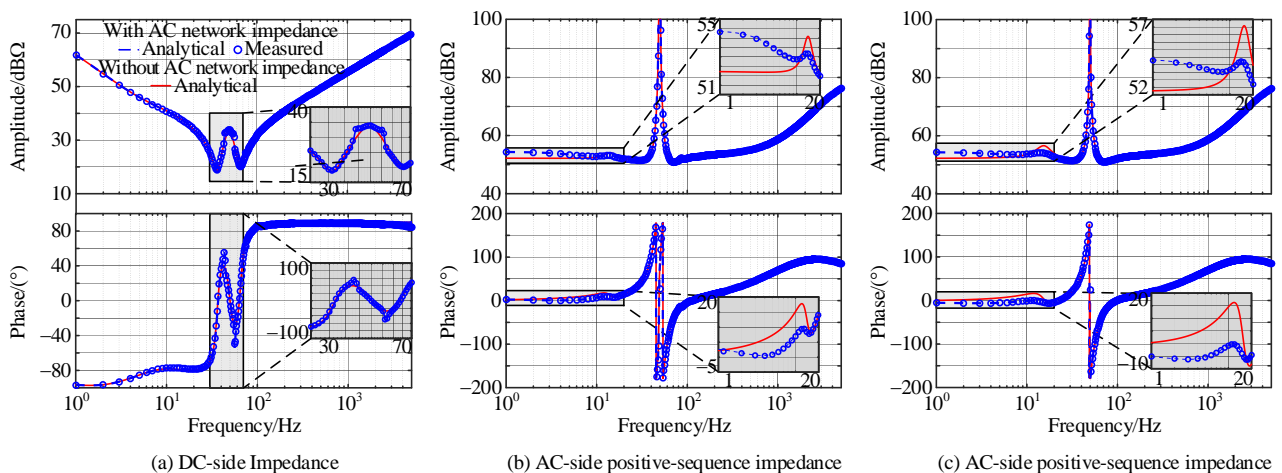


Fig. 1 MMC DC and AC impedances with and without considering grid impedance coupling