

MMC的交直流侧扰动特性分析

钱纹¹,赵岳恒¹,邢法财²,徐政²,陈宇¹,胡凯¹,周俊东¹

(1. 云南电网有限责任公司 电网规划研究中心,云南 昆明 650011;2. 浙江大学 电气工程学院,浙江 杭州 310027)

摘要:为规避模块化多电平换流器(MMC)带来的振荡失稳风险,对其交直流侧的受扰动特性进行深入研究。首先,基于桥臂电感和子模块电容的动态特性,建立了MMC的状态空间模型,其中特别考虑直流侧中点电位电压的影响。然后基于频率分量平衡原则,对正常工况以及交直流侧受扰动情况下MMC内部各变量的频率分量进行分析,并建立描述各变量扰动频率分量间对应关系的多频率扰动矩阵。在此基础上,通过时域仿真验证多频率扰动矩阵的准确性,并对次/超同步频段内MMC交直流侧的端口阻抗进行计算。最后,基于阻抗频率特性对MMC的交直流侧扰动放大效应进行分析。分析结果表明,MMC在次/超同步频段内某些频率下会放大系统扰动,且这些频率与系统参数有关。

关键词:MMC;换流器;扰动特性;频率分量平衡原则

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202007005

0 引言

模块化多电平换流器(MMC)以其开关损耗低、电能质量好、模块化集成度高等优势^[1-5],被广泛应用于高压大容量的输电领域。由于其特有的拓扑结构以及具有控制方式多变、响应速度快等特征,MMC具备不同于常规电力系统设备的受扰动特性,在某些情况下可能会放大来自系统的扰动,威胁系统的安全稳定运行^[6-8]。为此,本文对其交、直流侧的扰动特性进行深入分析,以提高基于MMC互联系统的安全稳定性。

基于阻抗模型的分析方法^[9]是分析换流器等电力电子设备的常用方法;如文献[10]基于阻抗模型分析双馈异步风力发电机进行串联补偿时发生的次同步振荡问题;文献[11]基于阻抗模型分析基于电压源型换流器的直流输电系统中出现的谐振问题;文献[12]基于阻抗模型分析并网逆变器引起的振荡问题;文献[13]基于阻抗模型分析海上风电经柔性直流输电送出时的稳定性问题等。基于阻抗模型的分析方法的优势在于可以不依赖于电力电子设备的内部结构及详细参数,而通过量测方法获得电力电子设备的阻抗特性,进而分析电力电子设备对系统的影响。目前,已有一些文献对MMC的阻抗特性进行分析,如文献[14]通过测试信号法对MMC的交直流侧阻抗频率特性进行了仿真分析,文献[15]基于小信号方法建立了MMC的交直流侧阻抗模型等。

另外,由于在谐波域不存在周期性时变系数的问题,谐波线性化阻抗建模方法^[16]得到了广大专家学者的认可,广泛应用于交直流换流器的分析,如两电平电压源型换流器^[17]。因此,文献[18-19]基于谐波线性化方法对MMC进行阻抗建模,并重点分析换流器的交流侧阻抗特性。但上述文献重点关注MMC的端口阻抗特性,即换流器端口的扰动特性,对换流器内部扰动频率分量之间的对应关系研究较少,而且对扰动分量流动情况的研究尚不明确,缺少对MMC内部扰动分量响应情况的详细分析。

本文基于频率分量平衡原则对扰动分量在MMC内部的流动情况及其频率间的对应关系进行详细描述,其中特别考虑子模块电容和直流侧中点电位电压的影响。除对交流侧受扰动特性进行分析外,本文还分析了MMC的直流侧受扰动特性。为充分描述MMC的交直流侧扰动特性,首先建立了MMC的状态空间模型。然后,基于频率分量平衡原则,分析正常分量和扰动分量在换流器内部的流动情况,建立描述扰动频率分量间对应关系的多频率扰动矩阵,并通过时域仿真对扰动矩阵的准确性进行验证。在此基础上,通过扰动矩阵计算换流器的交、直流侧端口阻抗,并基于端口阻抗的频率特性分析换流器的扰动放大效应。

1 MMC状态空间模型

MMC通常由若干相同的子模块(SM)单元构成,其基本结构见图1。图中, u_{sa} 为交流系统a相电压; u_{va} 和 i_{va} 分别为换流器阀侧a相电压和电流; u_{ua} 和 i_{ua} 分别为换流器上桥臂a相电压和电流; u_{la} 和 i_{la} 分别为换流器下桥臂a相电压和电流; $i_{cir,a}$ 为换流器a相桥臂环流; u_{dcu} 和 u_{dcl} 分别为换流器上桥臂和下桥臂直流侧电压; i_{dcu} 和 i_{dcl} 分别为换流器上桥臂和下桥臂直

收稿日期:2019-12-16;修回日期:2020-05-12

基金项目:云南电网有限责任公司科技项目(电力系统电力电子化对云南电网的影响及应对策略研究)

Project supported by the Science and Technology Project of Yunnan Power Grid Co., Ltd. (Study on the Influence of Power System Power Electronics on Yunnan Power Grid and Its Response Strategies)

流电流; L_{ac} 、 R_0 、 L_0 和 C_0 分别为交流系统等效电感和换流变压器漏感之和、换流器的桥臂电阻、桥臂电感及子模块电容; N 为桥臂 SM 单元总数; O 、 O' 分别为接地节点和直流侧中点。

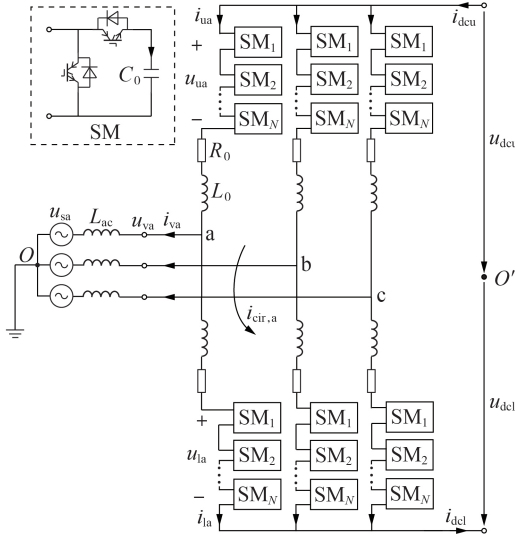


图1 MMC的结构示意图

Fig.1 Structure schematic diagram of MMC

计及换流器直流侧中点电位电压 $u_{O'O}$, 考虑 L_0 、 C_0 等储能型无源元件的动态特性, MMC 的动态特性可以用式(1)来描述。

$$\begin{cases} L_0 \frac{d}{dt} i_{uabc} + R_0 i_{uabc} = -u_{uabc} + u_{dcu} + u_{O'O} - u_{vabc} \\ L_0 \frac{d}{dt} i_{labc} + R_0 i_{labc} = u_{vabc} - u_{O'O} + u_{dcl} - u_{labc} \\ C_0 \frac{d}{dt} u_{Cu, abc} = S_{uabc} i_{uabc}, \quad C_0 \frac{d}{dt} u_{Cl, abc} = S_{labc} i_{labc} \end{cases} \quad (1)$$

其中, u_{uabc} 和 i_{uabc} 分别为换流器上桥臂三相电压和三相电流构成的列向量; u_{labc} 和 i_{labc} 分别为换流器下桥臂三相电压和三相电流构成的列向量; u_{vabc} 为换流器阀侧三相电压构成的列向量; u_{dcu} 、 u_{dcl} 和 $u_{O'O}$ 分别为换流器上、下桥臂直流电压和中点电位电压对应变量构成的列向量, 且 $u_{dcu} = [u_{dcu}, u_{dcu}, u_{dcu}]^T$, $u_{dcl} = [u_{dcl}, u_{dcl}, u_{dcl}]^T$, $u_{O'O} = [u_{O'O}, u_{O'O}, u_{O'O}]^T$; $u_{Cu, abc}$ 和 $u_{Cl, abc}$ 分别为换流器上桥臂和下桥臂子模块电容三相电压平均值构成的列向量; S_{uabc} 和 S_{labc} 分别为换流器上桥臂和下桥臂三相开关函数构成的对角矩阵。另外, 换流器的桥臂电压、桥臂环流以及交、直流侧输出电流分别为:

$$\begin{cases} u_{uabc} = NS_{uabc} u_{Cu, abc} \\ u_{labc} = NS_{labc} u_{Cl, abc} \\ i_{cir, abc} = (i_{uabc} + i_{labc})/2 \\ \begin{cases} i_{vabc} = i_{uabc} - i_{labc} \\ i_{dcu} = i_{ua} + i_{ub} + i_{uc} \\ i_{dcl} = i_{la} + i_{lb} + i_{lc} \end{cases} \end{cases} \quad (2)$$

其中, $i_{cir, abc}$ 为换流器桥臂三相环流构成的列向量;

i_{vabc} 为换流器阀侧三相电流构成的列向量。

假定交流系统三相对称, 即不存在零序分量和负序分量, 换流器的直流侧中点电位电压可表示为:

$$u_{O'O} = -\frac{(u_{ua} - u_{la}) + (u_{ub} - u_{lb}) + (u_{uc} - u_{lc})}{6} + \frac{u_{dcu} - u_{dcl}}{2} \quad (3)$$

综合式(1)~(3), 整理化简可得 MMC 的状态空间模型描述, 如式(4)所示。

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{vabc} \\ i_{cir, abc} \\ u_{Cu, abc} \\ u_{Cl, abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{iv-iv} & 0 & A_{iv-uc} S_{uabc} & -A_{iv-uc} S_{labc} \\ 0 & A_{icir-icir} & A_{icir-icir} & A_{icir-uc} S_{labc} \\ A_{uc-iv} S_{uabc} & A_{uc-icir} S_{uabc} & 0 & 0 \\ -A_{uc-iv} S_{labc} & A_{uc-icir} S_{labc} & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \\ + \begin{bmatrix} i_{vabc} \\ i_{cir, abc} \\ u_{Cu, abc} \\ u_{Cl, abc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{iv-uv} & B_{iv-ude} \\ 0 & B_{icir-ude} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{vabc} \\ u_{dcl} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{vabc} \\ i_{dcl} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ C_{ide-iv} & C_{ide-icir} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{vabc} \\ i_{cir, abc} \\ u_{Cu, abc} \\ u_{Cl, abc} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4)$$

其中, $u_{Cu, abc}$ 、 $u_{Cl, abc}$ 分别为换流器上、下桥臂三相子模块电容电压平均值构成的列向量; A_{iv-iv} 、 A_{iv-uc} 、 $A_{icir-icir}$ 、 $A_{icir-uc}$ 、 A_{uc-iv} 、 $A_{uc-icir}$ 、 B_{iv-uv} 、 B_{iv-ude} 、 $B_{icir-ude}$ 、 C_{ide-iv} 、 $C_{ide-icir}$ 均为系数矩阵, 其具体描述详见附录 A。

考虑交流系统等效电抗及换流变压器漏抗的影响, 换流器的阀侧电压可表示为:

$$u_{vabc} = u_{sabc} + L_{ac} di_{vabc}/dt \quad (5)$$

其中, u_{sabc} 为交流系统三相电压构成的列向量。

根据式(5)对式(4)进行修正, 将其系数矩阵 A_{iv-iv} 、 A_{iv-uc} 、 B_{iv-uv} 、 B_{iv-ude} 中的参数 L_0 替换为 $L_0 + 2L_{ac}$, 则可将换流器状态空间模型中的阀侧电压输入变量替换为交流系统电压, 充分考虑交流系统等效电抗和换流变压器漏抗的影响。

2 MMC 扰动特性分析

基于 MMC 的状态空间模型描述, 换流器内部各变量间的关系见附录 B 图 B1。由图 B1 可知, 换流器内部变量可以分为 4 类: 第一类为状态变量, 主要包括换流器的阀侧电流、桥臂环流、子模块电容电压平均值; 第二类为系数变量, 主要包括换流器的桥臂开关函数, 值得注意的是桥臂开关函数为周期性时变变量; 第三类为输入变量, 主要包括换流器的交、直流侧电压; 第四类为输出变量, 主要包括换流器的交、直流侧输出电流。其中, 换流器的状态变量通过

系数变量耦合,相互影响;另外受桥臂电阻的影响,状态变量中换流器的阀侧电流和桥臂环流不仅受自身约束,还受输入变量的制约,且与输出变量存在直接关联关系。总体而言,换流器的阀侧电流和桥臂环流是换流器内部的核心变量。

2.1 频率分量平衡原则

当2个单频率周期性时变量相乘时,2个新的单频率周期性时变量随之产生,在此过程中存在频率分量的变换。设 $x(\omega)$ 表示角频率为 ω 的单频率周期性时变量,则频率分量之间的平衡关系式为:

$$x(\omega_1)x(\omega_2)=x(\omega_1-\omega_2)+x(\omega_1+\omega_2) \quad (6)$$

针对三相系统,考虑频率分量的正、负、零序特性,频率分量之间的平衡关系为:

$$\begin{cases} x_+(\omega_1)x_+(\omega_2)=x_0(\omega_1-\omega_2)+x_-(\omega_1+\omega_2) \\ x_+(\omega_1)x_-(\omega_2)=x_-(\omega_1-\omega_2)+x_0(\omega_1+\omega_2) \\ x_+(\omega_1)x_0(\omega_2)=x_+(\omega_1-\omega_2)+x_+(\omega_1+\omega_2) \\ x_-(\omega_1)x_-(\omega_2)=x_0(\omega_1-\omega_2)+x_+(\omega_1+\omega_2) \\ x_-(\omega_1)x_0(\omega_2)=x_-(\omega_1-\omega_2)+x_-(\omega_1+\omega_2) \\ x_0(\omega_1)x_0(\omega_2)=x_0(\omega_1-\omega_2)+x_0(\omega_1+\omega_2) \end{cases} \quad (7)$$

其中, $x_+(\omega)$ 、 $x_-(\omega)$ 和 $x_0(\omega)$ 分别为角频率为 ω 的正序、负序和零序相量。

2.2 频率分量分析

2.2.1 正常工况

当MMC运行于正常工况时,交流系统电压三相对称,且仅存在角频率为工频角频率 ω_0 的正序分量,而直流系统中上、下桥臂电压相等,且仅含有直流分量。另外,鉴于本文旨在探究换流器本体的扰动响应特性,未考虑换流器控制系统的影响。假定换流器的桥臂开关一直运行于稳态对称工况,开关函数仅包含直流分量和工频分量,且不受扰动分量影响,则换流器上桥臂的a相开关函数为:

$$S_{ua} = \text{Int}(N[0.5 - m \cos(\omega_0 t + \varphi_a)]) / N \quad (8)$$

其中, $\text{Int}(x)$ 为最接近变量 x 整数的计算函数; m 为换流器的幅值调制比; φ_a 为a相调制电压的相位。

在此基础上,结合图B1所示换流器内部变量之间的关联关系,通过频率分量平衡原则可对正常工况下MMC内部各变量频率分量的流动情况进行分析。以阀侧电流为例,正常工况下交流电压中含有角频率为 ω_0 的正序分量,因而阀侧电流中也必然含有角频率为 ω_0 的正序分量。通过桥臂开关函数后,阀侧电流和子模块电容电压平均值之间将存在频率分量的变换,其正向平衡关系为:

$$\begin{cases} i_{vabc+}(\omega_0)S_{uabc0}(0)=u_{Cu,abc+}(\omega_0)+u_{Cu,abc+}(\omega_0) \\ i_{vabc+}(\omega_0)S_{uabc+}(\omega_0)=u_{Cu,abc0}(0)+u_{Cu,abc-}(2\omega_0) \end{cases} \quad (9)$$

则子模块电容电压平均值中包含直流分量、角频率为 ω_0 的正序分量和角频率为 $2\omega_0$ 的负序分量。进而通过桥臂开关函数,阀侧电流与子模块电容电压平均值之间的反向平衡关系为:

$$\begin{cases} u_{Cu,abc+}(\omega_0)S_{uabc0}(0)=i_{vabc+}(\omega_0)+i_{vabc+}(\omega_0) \\ u_{Cu,abc+}(\omega_0)S_{uabc+}(\omega_0)=i_{vabc0}(0)+i_{vabc-}(2\omega_0) \\ u_{Cu,abc0}(0)S_{uabc0}(0)=i_{vabc0}(0)+i_{vabc0}(0) \\ u_{Cu,abc0}(0)S_{uabc+}(\omega_0)=i_{vabc+}(\omega_0)+i_{vabc+}(\omega_0) \\ u_{Cu,abc-}(2\omega_0)S_{uabc0}(0)=i_{vabc-}(2\omega_0)+i_{vabc-}(2\omega_0) \\ u_{Cu,abc-}(2\omega_0)S_{uabc+}(\omega_0)=i_{vabc+}(\omega_0)+i_{vabc0}(3\omega_0) \end{cases} \quad (10)$$

最后,阀侧电流中包含直流分量、角频率为 ω_0 的正序分量、角频率为 $2\omega_0$ 的负序分量以及角频率为 $3\omega_0$ 的零序分量。但是值得注意的是,基于上下桥臂子模块电容电压和桥臂开关函数的对称性,阀侧电流中的直流分量、角频率为 $2\omega_0$ 的负序分量以及角频率为 $3\omega_0$ 的零序分量互相抵消,即:

$$\begin{cases} u_{Cu,abc0}(0)=u_{Cl,abc0}(0) \\ S_{uabc0}(0)=S_{labc0}(0) \\ u_{Cu,abc0}(\omega_0)=-u_{Cl,abc0}(\omega_0) \Rightarrow \\ S_{uabc0}(\omega_0)=-S_{labc0}(\omega_0) \\ u_{Cu,abc0}(2\omega_0)=u_{Cl,abc0}(2\omega_0) \\ \begin{cases} u_{Cu,abc0}(0)S_{uabc0}(0)-u_{Cl,abc0}(0)S_{labc0}(0)=0 \\ u_{Cu,abc+}(\omega_0)S_{uabc+}(\omega_0)-u_{Cl,abc+}(\omega_0)S_{labc+}(\omega_0)=0 \\ u_{Cu,abc-}(2\omega_0)S_{uabc0}(0)-u_{Cl,abc-}(2\omega_0)S_{labc0}(0)=0 \end{cases} \end{cases} \quad (11)$$

基于频率分量平衡原则,MMC内部各变量频率分量迭代分析的详细过程见附录B图B2。由图B2可知,正常工况下换流器阀侧电流仅含有角频率为 ω_0 的正序分量,子模块电容电压平均值含有直流分量、角频率为 ω_0 的正序分量和角频率为 $2\omega_0$ 的负序分量,桥臂环流含有直流分量和角频率为 $2\omega_0$ 的负序分量,直流电流仅含有直流分量。值得注意的是本文主要关注于次/超同步频段,忽略高于角频率为 $2\omega_0$ 的频率分量,如子模块电容电压均值中角频率为 $3\omega_0$ 的零序分量。

2.2.2 交流侧受扰动工况

在正常工况的基础上,假定换流器交流系统电压中出现角频率为 ω_h 的正序扰动分量,而其直流系统电压和桥臂开关函数中的频率分量保持不变。结合图B1所示换流器内部变量之间的关联关系,基于频率分量平衡原则,可对该扰动分量在换流器内部的传递情况进行分析。

以阀侧电流为例,交流系统电压中角频率为 ω_h 的正序扰动分量会导致换流器阀侧电流中也将含有

角频率为 ω_h 的正序扰动分量。进而,通过桥臂开关函数,该扰动分量将变换到换流器子模块电容电压中,其频率分量平衡关系为:

$$\begin{cases} i_{vabc+}(\omega_h)S_{uabc0}(0)=u_{Cu,abc+}(\omega_h)+u_{Cu,abc+}(\omega_h) \\ i_{vabc+}(\omega_h)S_{uabc+}(\omega_0)=u_{Cu,abc0}(\omega_0-\omega_h)+u_{Cu,abc-}(\omega_0+\omega_h) \end{cases} \quad (12)$$

此时换流器子模块电容电压中将含有角频率为 ω_h 的正序扰动分量、角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 的零序扰动分量和角频率为 $\omega_0+\omega_h$ 的负序扰动分量。这些扰动分量通过桥臂开关函数反向变换到阀侧电流中,其频率分量平衡关系为:

$$\begin{cases} u_{Cu,abc+}(\omega_h)S_{uabc0}(0)=i_{vabc+}(\omega_h)+i_{vabc+}(\omega_h) \\ u_{Cu,abc+}(\omega_h)S_{uabc+}(\omega_0)=i_{vabc0}(\omega_0-\omega_h)+i_{vabc-}(\omega_0+\omega_h) \\ u_{Cu,abc0}(\omega_0-\omega_h)S_{uabc0}(0)=i_{vabc0}(\omega_0-\omega_h)+i_{vabc0}(\omega_0-\omega_h) \\ u_{Cu,abc0}(\omega_0-\omega_h)S_{uabc+}(\omega_0)=i_{vabc+}(2\omega_0-\omega_h)+i_{vabc+}(\omega_h) \\ u_{Cu,abc-}(\omega_0+\omega_h)S_{uabc0}(0)=i_{vabc-}(\omega_0+\omega_h)+i_{vabc-}(\omega_0+\omega_h) \\ u_{Cu,abc-}(\omega_0+\omega_h)S_{uabc+}(\omega_0)=i_{vabc+}(\omega_h)+i_{vabc-}(2\omega_0+\omega_h) \end{cases} \quad (13)$$

则阀侧电流中包含角频率为 ω_h 和 $2\omega_0-\omega_h$ 的正序扰动分量、角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 和 $2\omega_0+\omega_h$ 的零序扰动分量以及角频率为 $\omega_0+\omega_h$ 的负序扰动分量。但由于上下桥臂子模块电容电压和桥臂开关函数的对称性,阀侧电流中角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 和 $2\omega_0+\omega_h$ 的零序扰动分量以及角频率为 $\omega_0+\omega_h$ 的负序扰动分量将被抵消。

基于频率分量平衡原则,交流侧电压扰动分量在换流器内部传递情况分析的详细过程见附录 B 图 B3。由图 B3 可知,当交流侧电压存在一个角频率为 ω_h 的正序扰动时,换流器阀侧电流中将出现角频率为 ω_h 的正序扰动分量和角频率为 $2\omega_0-\omega_h$ 的正序扰动分量,子模块电容电压平均值中将出现角频率为 ω_h 的正序扰动分量、角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 的零序扰动分量、角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 的负序扰动分量及角频率为 $2\omega_0-\omega_h$ 的正序扰动分量,桥臂环流中将出现角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 的零序扰动分量和角频率为 $\omega_0+\omega_h$ 的负序扰动分量,直流电流中将出现角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 的扰动分量。

2.2.3 直流侧受扰动工况

同理,在正常工况的基础上,假定直流系统电压中新出现一个角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 的扰动分量,而其交流系统电压和桥臂开关函数的频率分量保持不变。结合图 B1 所示的换流器内部变量之间的关联关系,基于频率分量平衡原则,可对该扰动分量在换流器内部的传递情况进行分析。

以桥臂环流为例,直流系统电压中角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 的扰动分量导致桥臂环流中产生角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 的零序扰动分量。通过桥臂开关函数,该扰动分量变换到子模块电容电压中,其频率分量平衡关系为:

$$\begin{cases} i_{cir,abc0}(\omega_0-\omega_h)S_{uabc0}(0)=u_{Cu,abc0}(\omega_0-\omega_h)+ \\ u_{Cu,abc0}(\omega_0-\omega_h) \\ i_{cir,abc0}(\omega_0-\omega_h)S_{uabc+}(\omega_0)=u_{Cu,abc+}(\omega_h)+ \\ u_{Cu,abc+}(2\omega_0-\omega_h) \end{cases} \quad (14)$$

此时换流器子模块电容电压中将含有角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 的零序扰动分量、角频率为 ω_h 的正序扰动分量和角频率为 $2\omega_0-\omega_h$ 的负序扰动分量。上述扰动分量将通过桥臂开关函数反向变换到桥臂环流中,其频率分量平衡关系为:

$$\begin{cases} u_{Cu,abc0}(\omega_0-\omega_h)S_{uabc0}(0)=i_{cir,abc0}(\omega_0-\omega_h)+ \\ i_{cir,abc0}(\omega_0-\omega_h) \\ u_{Cu,abc0}(\omega_0-\omega_h)S_{uabc+}(\omega_0)=i_{cir,abc+}(2\omega_0-\omega_h)+ \\ i_{cir,abc+}(\omega_h) \\ u_{Cu,abc+}(\omega_h)S_{uabc0}(0)=i_{cir,abc+}(\omega_h)+i_{cir,abc+}(\omega_h) \\ u_{Cu,abc+}(\omega_h)S_{uabc+}(\omega_0)=i_{cir,abc0}(\omega_0-\omega_h)+ \\ i_{cir,abc-}(\omega_0+\omega_h) \\ u_{Cu,abc+}(2\omega_0-\omega_h)S_{uabc0}(0)=i_{cir,abc+}(2\omega_0-\omega_h)+ \\ i_{cir,abc+}(2\omega_0-\omega_h) \\ u_{Cu,abc+}(2\omega_0-\omega_h)S_{uabc+}(\omega_0)=i_{cir,abc0}(\omega_0-\omega_h)+ \\ i_{cir,abc-}(3\omega_0-\omega_h) \end{cases} \quad (15)$$

则桥臂环流中包含角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 的零序扰动分量、角频率为 ω_h 和 $2\omega_0-\omega_h$ 的正序扰动分量以及角频率为 $\omega_0+\omega_h$ 和 $3\omega_0-\omega_h$ 的负序扰动分量。但是由于上下桥臂子模块电容电压和桥臂开关函数的对称性,桥臂环流中角频率为 ω_h 和 $2\omega_0-\omega_h$ 的正序扰动分量将被抵消。

基于频率分量平衡原则,直流侧电压扰动分量在换流器内部传递情况分析的详细过程见附录 B 图 B4。由图 B4 可知,当直流侧电压存在 1 个角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 的扰动分量时,换流器桥臂环流中将出现角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 的零序扰动分量和角频率为 $\omega_0+\omega_h$ 的负序扰动分量,子模块电容电压平均值中将出现角频率为 ω_h 的正序扰动分量、角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 的零序扰动分量、角频率为 $\omega_0+\omega_h$ 的负序扰动分量及角频率为 $2\omega_0-\omega_h$ 的正序扰动分量,阀侧电流中将出现角频率为 ω_h 的正序扰动分量和角频率为 $2\omega_0-\omega_h$ 的正序扰动分量,直流电流中将出现角频率为 $\omega_0-\omega_h$ 的扰动分量。

动分量。值得注意的是,直流侧受扰动时换流器内部各变量扰动分量的分析情况与交流侧受扰动时的分析相类似,即交流侧角频率为 ω_h 的扰动分量与直流侧角频率为 $\omega_0 - \omega_h$ 的扰动分量对换流器有着相似的影响。

2.3 多频率扰动矩阵

为了更加清楚地阐明各扰动频率分量之间的对应关系,根据换流器的状态空间模型描述和频率分量的分析情况,本文建立了按相量实虚部分解的多频率扰动矩阵,如式(16)所示。

$$\begin{bmatrix} A_{v-v} & 0 & A_{v-cu} & A_{v-cl} & 0 \\ 0 & A_{cir-cir} & A_{cir-cu} & A_{cir-cl} & 0 \\ A_{cu-v} & A_{cu-cir} & A_{cu-cu} & 0 & 0 \\ A_{cl-v} & A_{cl-cir} & 0 & A_{cl-cl} & 0 \\ 0 & A_{dc-cir} & 0 & 0 & A_{dc-de} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{vabc} \\ I_{cir,abc} \\ U_{cu,abc} \\ U_{cl,abc} \\ I_{de,ul} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{v-s} & 0 \\ 0 & B_{cir-de} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{sabc} \\ U_{de,ul} \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中, I_{vabc} 、 I_{cirabc} 、 $U_{cu,abc}$ 、 $U_{cl,abc}$ 、 $I_{de,ul}$ 、 U_{sabc} 、 $U_{de,ul}$ 为换流器内部各变量的扰动频率分量按相量实虚部分解构成的列向量,具体表达式见附录B式(B1); A_{v-v} 、 A_{v-cu} 、 A_{v-cl} 、 $A_{cir-cir}$ 、 A_{cir-cu} 、 A_{cir-cl} 、 A_{cu-v} 、 A_{cu-cir} 、 A_{cu-cu} 、 A_{cl-v} 、 A_{cl-cir} 、 A_{cl-cl} 、 A_{dc-cir} 、 A_{dc-de} 、 B_{v-s} 和 B_{cir-de} 为系数矩阵,其具体描述详见附录C。

3 仿真实验

3.1 多频率扰动矩阵

为验证上述MMC扰动特性分析的准确性,本文在MATLAB/Simulink中搭建了相应的仿真测试系统,其结构如附录D图D1所示。系统参数如下:额定交流电压 $U_{acN}=255$ kV;额定容量 $S_N=1500$ MV·A;额定频率 $f_N=50$ Hz;额定直流电压 $U_{dcN}=500$ kV; $R_0=0.001$ Ω ; $L_0=32$ mH; $N=200$; $C_0=7895$ μ F;调制比 $m=0.9$;交流系统电抗 $X_{ac}=0.1$ p.u.。

设置仿真参数时,交流侧电压含有1个频率为30 Hz的正序扰动分量,直流侧电压含有1个频率为20 Hz的扰动分量,其幅值均远小于正常分量。

此时换流器内部各变量的仿真波形如附录D图D2所示;进一步通过频谱分析可得,换流器内部各变量的扰动频率分量如图2所示。基于多频率扰动矩阵的解析计算结果,如表1所示。

对比图2和表1可知,解析结果与仿真结果基本一致,验证了扰动频率分量分析的准确性以及多频率扰动矩阵的可行性。

3.2 扰动放大效应分析

基于上述仿真测试系统的参数,本文通过多频

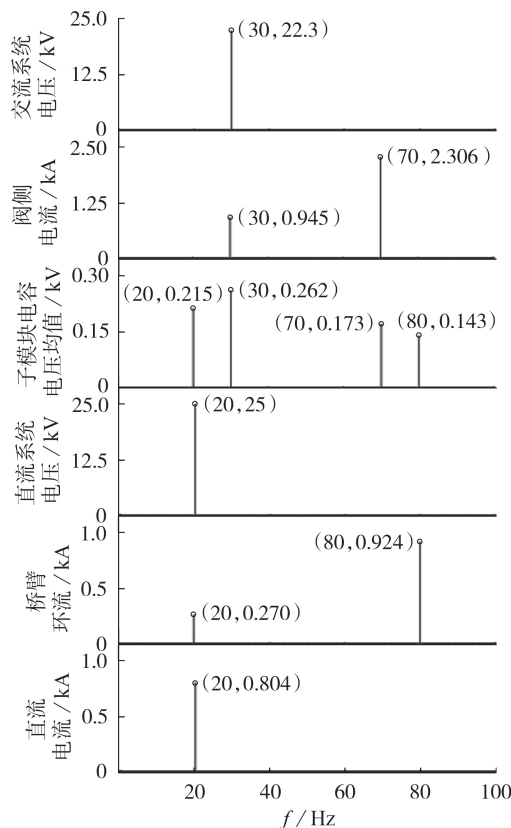


图2 次/超同步频段内换流器内部各变量的扰动频率分量
Fig.2 Disturbance frequency components of inner variables of MMC under sub- and super-synchronous frequency range

表1 扰动频率分量的解析结果

Table 1 Analytical results of disturbance frequency components

变量	扰动频率分量 / Hz	幅值
阀侧电流	30	1.025 kA
	70	3.107 kA
桥臂环流	20	0.412 kA
	80	0.922 kA
子模块电容电压均值	20	0.205 kV
	30	0.263 kV
	70	0.174 kV
	80	0.143 kV
直流电流	20	0.804 kA

率扰动矩阵计算MMC的交直流侧端口阻抗,并基于此对换流器的扰动放大效应进行分析。

次/超同步频段内换流器交、直流侧端口阻抗的频率特性如图3所示。由图3可知,换流器在交流侧存在2个扰动放大频率点,分别为20、95.5 Hz;而在直流侧同样也存在2个扰动放大频率点,分别为30、75.5 Hz。

为进一步探究扰动放大频率点与系统参数之间的关系,本文将换流器桥臂电感调整为原先的2倍,重新对换流器的交、直流侧端口阻抗进行计算,计算结果如图4所示。由图4可知,换流器在交流侧仍然

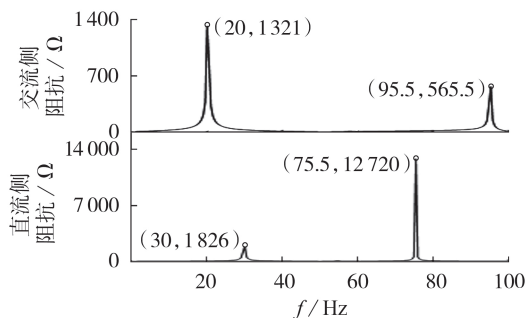


图3 次/超同步频段内换流器端口阻抗的频率特性

Fig.3 Port-impedance characteristics of MMC under sub- and super-synchronous frequency range

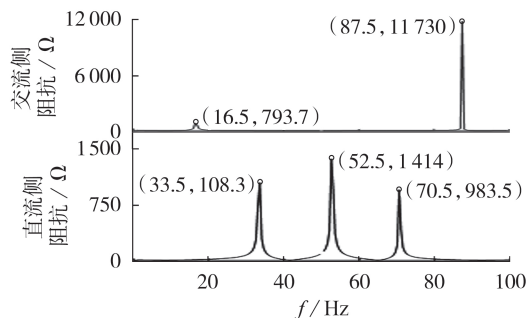


图4 次/超同步频段内换流器端口阻抗的频率特性

Fig.4 Port-impedance characteristics of MMC under sub- and super-synchronous frequency range

存在2个扰动放大频率点,分别为16.5、87.5 Hz;但在直流侧出现了3个扰动放大频率点,分别为33.5、52.5、70.5 Hz。与图3相比,可以发现由于桥臂电感参数的调整,交、直流侧的扰动放大频率点均有较大的变化,这表明桥臂电感对换流器的交直流侧端口阻抗特性均有较大的影响,但需要注意的是,其影响规律不甚明确,需要进一步研究。

4 结论

本文基于频率分量平衡原则对扰动分量在MMC内部的流动情况进行分析,并建立多频率扰动矩阵以描述换流器各变量扰动频率分量间的对应关系。另外,还通过端口阻抗的频率特性分析换流器交、直流侧的扰动放大效应。最后得出以下结论。

(1)交流侧单一频率的正序电压扰动将在交流侧电流中激发出2个频率不同的正序扰动分量,其中1个频率等于电压扰动频率,另外1个与电压扰动频率关于二倍频互补。另外,交流侧单一频率的正序电压扰动将在直流侧电流中激发出单一频率的扰动分量,并且这一频率与电压扰动频率关于工频互补。

(2)直流侧单一频率的电压扰动将在直流侧电流中激发出单一频率的扰动分量,并且该频率与电压扰动频率相等。但直流侧单一频率的电压扰动将在交流侧电流中激发出2个频率不同的正序扰动分

量,这2个频率关于二倍频互补,且其中1个频率与电压扰动频率关于工频互补。

(3)当交流侧正序电压扰动分量的频率与直流侧电压扰动分量的频率关于工频互补时,换流器内部各变量扰动分量的频率分布相同。

(4)在次/超同步频段内换流器交、直流侧均存在可能放大系统扰动的谐振频率点,并且这些谐振频率点受系统参数影响较大。

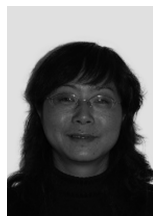
附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 徐政. 柔性直流输电系统[M]. 2版. 北京:机械工业出版社, 2017:4-5.
- [2] PEREZ M A, BERNET S, RODRIGUEZ J, et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1):4-17.
- [3] 朱良合, 袁志昌, 盛超, 等. 基于柔性直流输电的异步互联系统频率支撑控制方法综述[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(2): 84-92.
- [4] ZHU Lianghe, YUAN Zhichang, SHENG Chao, et al. Review of frequency support control methods for asynchronous interconnection system based on VSC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(2): 84-92.
- [5] 杨金刚, 袁志昌, 李顺昕, 等. 经柔性直流输电并网的大型风电场频率控制策略[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(6): 109-114.
- [6] YANG Jingang, YUAN Zhichang, LI Shunxin, et al. Frequency control strategy for large-scale wind farm grid-connection through VSC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(6): 109-114.
- [7] 张建坡, 蒋畅, 田新成. 模块化多电平换流器子模块拓扑设计及其控制[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(7): 78-83.
- [8] ZHANG Jianpo, JIANG Chang, TIAN Xincheng. Design of sub module topologies and their control for modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(7): 78-83.
- [9] 李岩, 邹常跃, 饶宏, 等. 柔性直流与极端交流系统间的谐波谐振[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(增刊1): 19-23.
- [10] LI Yan, ZOU Changyue, RAO Hong, et al. Resonance of VSC-HVDC with extreme AC grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(Supplement 1): 19-23.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 王晓宇, 杨杰, 吴亚楠, 等. 渝鄂背靠背柔性直流对系统次同步振荡特性的影响分析[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(7): 188-194, 202.
- [14] WANG Xiaoyu, YANG Jie, WU Yanan, et al. Effect analysis of back-to-back flexible HVDC connecting Chongqing and Hubei Power Grid on sub-synchronous oscillation characteristics [J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(7): 188-194, 202.
- [15] SUN J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.
- [16] MIAO Z X. Impedance-model-based SSR analysis for type 3

- wind generator and series-compensated network[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(4): 984-991.
- [11] XU L, FAN L L. Impedance-based resonance analysis in a VSC-HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(4): 2209-2216.
- [12] WEN B, DONG D, BOROYEVICH D, et al. Impedance-based analysis of grid-synchronization stability for three-phase paralleled converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 26-38.
- [13] 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): 3771-3781.
- 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): 3771-3781.
- [14] 薛英林, 徐政, 张哲任, 等. MMC-HVDC 换流器阻抗频率特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(24): 4040-4048.
- XUE Yinglin, XU Zheng, ZHANG Zheren, et al. Analysis on converter impedance-frequency characteristics of the MMC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(24): 4040-4048.
- [15] 吕敬, 蔡旭, 张建文. 模块化多电平换流器的交直流侧阻抗模型[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(1): 131-136, 143.
- LÜ Jing, CAI Xu, ZHANG Jianwen. AC- and DC-side impedance models of modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(1): 131-136, 143.
- [16] SUN J. Small-signal methods for AC distributed power systems—a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11): 2545-2554.
- [17] 李奕欣, 赵书强, 马燕峰, 等. 三相 LCL 型并网逆变器的阻抗建模及特性分析[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(7): 107-113.
- LI Yixin, ZHAO Shuqiang, MA Yanfeng, et al. Impedance modeling and characteristic analysis of three-phase LCL-type grid-connected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(7): 107-113.
- [18] SUN J, LIU H C. Impedance modeling and analysis of modular multilevel converters[C] // 2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). Trondheim, Norway: IEEE, 2016: 7556781.
- [19] 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.
- LÜ Jing, CAI Xu. Harmonic linearization based impedance modeling of modular multilevel converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(4): 136-142.

作者简介:



钱 纹

钱 纹(1968—),女,云南昆明人,高级工程师,主要研究方向为电力系统规划(E-mail: 1970308932@qq.com);

赵岳恒(1983—),男,河北衡水人,高级工程师,硕士,主要研究方向为电力系统规划(E-mail: 634433701@qq.com);

邢法财(1993—),男,山东青州人,博士研究生,主要研究方向为含新能源并网的交直流系统稳定性(E-mail: xingfacai@zju.edu.cn)。

徐 政(1962—),男,浙江海宁人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为直流输电与柔性交流输电、大规模交流系统动态行为分析等(E-mail: xuzheng007@zju.edu.cn)。

(编辑 王欣竹)

AC- and DC-side disturbance characteristic analysis of MMC

QIAN Wen¹, ZHAO Yueheng¹, XING Facai², XU Zheng², CHEN Yu¹, HU Kai¹, ZHOU Jundong¹

(1. Grid Planning and Research Center, Yunnan Power Grid Co., Ltd., Kunming 650011, China;

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

Abstract: For avoiding the oscillation instability risk caused by MMC (Modular Multi-level Converter), the AC- and DC-side disturbance characteristics of MMC is deeply researched. Firstly, based on the dynamic characteristics of bridge-arm inductor and sub-module capacitor, the state-space model of MMC is established. Specially, the influence of the DC-side mid-point voltage is considered. Moreover, based on the frequency component balance principle, the frequency components of each variable in MMC under normal situation, AC- and DC-side disturbance situations are analyzed. Meanwhile, the multi-frequency disturbance matrix is derived to describe the relationship among disturbance frequency components of each variable. On the basis, the accuracy of multi-frequency disturbance matrix is verified by time-domain simulation, and the AC- and DC-side port-impedances of MMC are calculated in sub- and super-synchronous frequency range. Finally, the disturbance amplification effect of MMC is further analyzed based on impedance-frequency characteristics. The results indicate that MMC will amplify the disturbance of certain frequencies in sub- and super-synchronous frequency range, and the specific frequency is related to the system parameters.

Key words: MMC; electric converters; disturbance characteristics; frequency components balance principle

附录 A

$$\mathbf{A}_{iv-iv} = \begin{bmatrix} -\frac{R_0}{L_0} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_0}{L_0} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_0}{L_0} \end{bmatrix} \quad (\text{A1})$$

$$\mathbf{A}_{iv-uc} = \begin{bmatrix} -\frac{2}{3L_0}N & \frac{1}{3L_0}N & \frac{1}{3L_0}N \\ \frac{1}{3L_0}N & -\frac{2}{3L_0}N & \frac{1}{3L_0}N \\ \frac{1}{3L_0}N & \frac{1}{3L_0}N & -\frac{2}{3L_0}N \end{bmatrix} \quad (\text{A2})$$

$$\mathbf{A}_{icir-icir} = \begin{bmatrix} -\frac{R_0}{L_0} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_0}{L_0} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_0}{L_0} \end{bmatrix} \quad (\text{A3})$$

$$\mathbf{A}_{icir-uc} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L_0}N & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2L_0}N & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2L_0}N \end{bmatrix} \quad (\text{A4})$$

$$\mathbf{A}_{uc-iv} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2C_0} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2C_0} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2C_0} \end{bmatrix} \quad (\text{A5})$$

$$\mathbf{A}_{uc-icir} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_0} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_0} \end{bmatrix} \quad (\text{A6})$$

$$\mathbf{B}_{iv-uc} = \begin{bmatrix} \frac{2}{L_0} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{L_0} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{L_0} \end{bmatrix} \quad (\text{A7})$$

$$\mathbf{B}_{iv-udc} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_0} & -\frac{1}{L_0} \\ \frac{1}{L_0} & -\frac{1}{L_0} \\ \frac{1}{L_0} & -\frac{1}{L_0} \end{bmatrix} \quad (\text{A8})$$

$$\mathbf{B}_{icir-udc} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2L_0} & \frac{1}{2L_0} \\ \frac{1}{2L_0} & \frac{1}{2L_0} \\ \frac{1}{2L_0} & \frac{1}{2L_0} \end{bmatrix} \quad (\text{A9})$$

$$\mathbf{C}_{idc-iv} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A10})$$

$$\mathbf{C}_{idc-icir} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A11})$$

附录 B

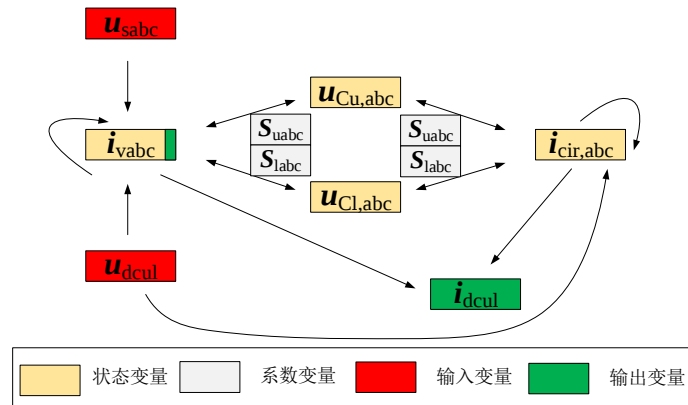


图 B1 MMC 内部各变量之间的关系
Fig.B1 Relationship among inner variables of MMC

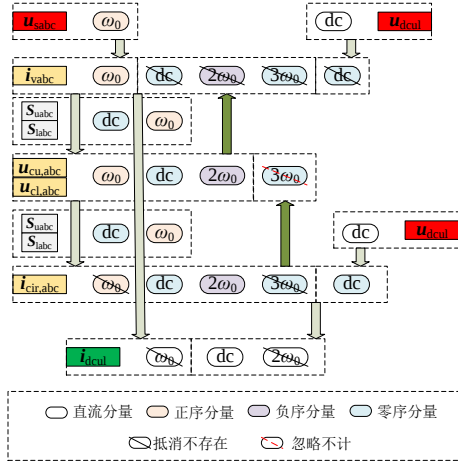


图 B2 正常工况下换流器各变量的频率分量

Fig.B2 Frequency components of each variable of MMC under normal situation

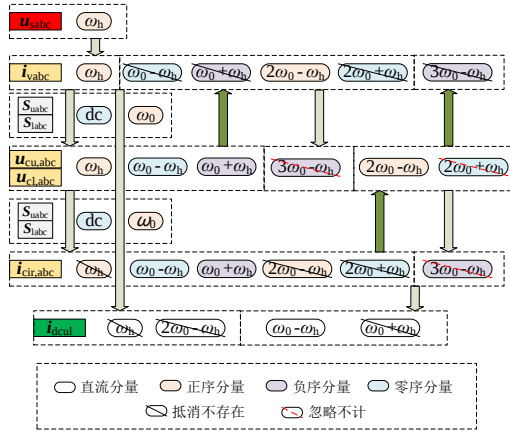


图 B3 换流器交流侧受扰动时的扰动分量分析过程

Fig.B3 Frequency components analysis of MMC under AC-side perturbation situation

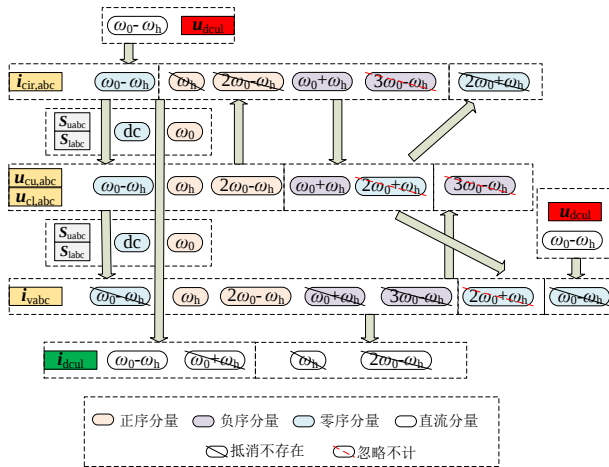


图 B4 换流器直流侧受扰动时的扰动分量分析过程

Fig.B4 Frequency components analysis of MMC under DC-side perturbation situation

附录 C

换流器内部各变量的扰动分量按相量实虚部分解所构成的列向量：

$$\mathbf{I}_{\text{vabc}} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{I}_{\text{vabc-}\omega_{\text{h}}}) \\ \text{Im}(\mathbf{I}_{\text{vabc-}\omega_{\text{h}}}) \\ \text{Re}(\mathbf{I}_{\text{vabc-}(2\omega_0-\omega_{\text{h}})}) \\ \text{Im}(\mathbf{I}_{\text{vabc-}(2\omega_0-\omega_{\text{h}})}) \end{bmatrix} \quad (\text{C1})$$

$$\mathbf{I}_{\text{cir,abc}} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{I}_{\text{cir,abc-}(\omega_0-\omega_{\text{h}})}) \\ \text{Im}(\mathbf{I}_{\text{cir,abc-}(\omega_0-\omega_{\text{h}})}) \\ \text{Re}(\mathbf{I}_{\text{cir,abc-}(\omega_0+\omega_{\text{h}})}) \\ \text{Im}(\mathbf{I}_{\text{cir,abc-}(\omega_0+\omega_{\text{h}})}) \end{bmatrix} \quad (\text{C2})$$

$$\mathbf{U}_{\text{cu,abc}} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{U}_{\text{cu,abc-}\omega_{\text{h}}}) \\ \text{Im}(\mathbf{U}_{\text{cu,abc-}\omega_{\text{h}}}) \\ \text{Re}(\mathbf{U}_{\text{cu,abc-}(\omega_0-\omega_{\text{h}})}) \\ \text{Im}(\mathbf{U}_{\text{cu,abc-}(\omega_0-\omega_{\text{h}})}) \\ \text{Re}(\mathbf{U}_{\text{cu,abc-}(\omega_0+\omega_{\text{h}})}) \\ \text{Im}(\mathbf{U}_{\text{cu,abc-}(\omega_0+\omega_{\text{h}})}) \\ \text{Re}(\mathbf{U}_{\text{cu,abc-}(2\omega_0-\omega_{\text{h}})}) \\ \text{Im}(\mathbf{U}_{\text{cu,abc-}(2\omega_0-\omega_{\text{h}})}) \end{bmatrix} \quad (\text{C3})$$

$$\mathbf{U}_{\text{cl,abc}} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{U}_{\text{cl,abc-}\omega_{\text{h}}}) \\ \text{Im}(\mathbf{U}_{\text{cl,abc-}\omega_{\text{h}}}) \\ \text{Re}(\mathbf{U}_{\text{cl,abc-}(\omega_0-\omega_{\text{h}})}) \\ \text{Im}(\mathbf{U}_{\text{cl,abc-}(\omega_0-\omega_{\text{h}})}) \\ \text{Re}(\mathbf{U}_{\text{cl,abc-}(\omega_0+\omega_{\text{h}})}) \\ \text{Im}(\mathbf{U}_{\text{cl,abc-}(\omega_0+\omega_{\text{h}})}) \\ \text{Re}(\mathbf{U}_{\text{cl,abc-}(2\omega_0-\omega_{\text{h}})}) \\ \text{Im}(\mathbf{U}_{\text{cl,abc-}(2\omega_0-\omega_{\text{h}})}) \end{bmatrix} \quad (\text{C4})$$

$$\mathbf{U}_{\text{sabc}} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{U}_{\text{sabc-}\omega_{\text{h}}}) \\ \text{Im}(\mathbf{U}_{\text{sabc-}\omega_{\text{h}}}) \end{bmatrix} \quad (\text{C5})$$

$$\mathbf{U}_{\text{dc,ul}} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{U}_{\text{dc,ul}}(\omega_0 - \omega_h)) \\ \text{Im}(\mathbf{U}_{\text{dc,ul}}(\omega_0 - \omega_h)) \end{bmatrix} \quad (\text{C6})$$

$$\mathbf{I}_{\text{dc,ul}} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{I}_{\text{dc,ul}}(\omega_0 - \omega_h)) \\ \text{Im}(\mathbf{I}_{\text{dc,ul}}(\omega_0 - \omega_h)) \end{bmatrix} \quad (\text{C7})$$

其中, $\mathbf{I}_{\text{vabc}_\omega h}$ 和 $\mathbf{I}_{\text{vabc}_{(2\omega_0 - \omega h)}}$ 分别为换流器三相阀侧电流中角频率为 ω_h 和 $2\omega_0 - \omega_h$ 的扰动分量构成的列向量; $\mathbf{I}_{\text{cir,abc}_{(\omega_0 - \omega h)}}$ 和 $\mathbf{I}_{\text{cir,abc}_{(\omega_0 + \omega h)}}$ 分别为换流器三相桥臂环流中角频率为 $\omega_0 - \omega_h$ 和 $\omega_0 + \omega_h$ 的扰动分量构成的列向量; $\mathbf{U}_{\text{cu,abc}_\omega h}$ 、 $\mathbf{U}_{\text{cu,abc}_{(\omega_0 - \omega h)}}$ 、 $\mathbf{U}_{\text{cu,abc}_{(\omega_0 + \omega h)}}$ 和 $\mathbf{U}_{\text{cu,abc}_{(2\omega_0 - \omega h)}}$ 分别为换流器abc三相上桥臂子模块电容电压中角频率为 ω_h 、 $\omega_0 - \omega_h$ 、 $\omega_0 + \omega_h$ 和 $2\omega_0 - \omega_h$ 的扰动分量构成的列向量; $\mathbf{U}_{\text{cl,abc}_\omega h}$ 、 $\mathbf{U}_{\text{cl,abc}_{(\omega_0 - \omega h)}}$ 、 $\mathbf{U}_{\text{cl,abc}_{(\omega_0 + \omega h)}}$ 和 $\mathbf{U}_{\text{cl,abc}_{(2\omega_0 - \omega h)}}$ 分别为换流器abc三相下桥臂子模块电容电压中角频率为 ω_h 、 $\omega_0 - \omega_h$ 、 $\omega_0 + \omega_h$ 和 $2\omega_0 - \omega_h$ 的扰动分量构成的列向量; $\mathbf{U}_{\text{dc,ul}}(\omega_0 - \omega_h)$ 和 $\mathbf{I}_{\text{dc,ul}}(\omega_0 - \omega_h)$ 分别为换流器直流侧电压和电流中角频率为 $\omega_0 - \omega_h$ 的扰动分量构成的列相量; $\mathbf{U}_{\text{sabc}_\omega h}$ 为交流系统abc三相电压中角频率为 ω_h 的扰动分量构成的列向量, 函数 $\text{Re}(\mathbf{X})$ 和 $\text{Im}(\mathbf{X})$ 用于计算相量 $\mathbf{X}$ 的实部和虚部。

$$\mathbf{A}_{\text{v-v}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{v-v}_\omega h} & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{\text{v-v}_{(2\omega_0 - \omega h)}}$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{\text{v-v}_\omega h} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}}(\mathbf{A}_{\text{iv-iv}_\omega h}), \mathbf{A}_{\text{iv-iv}_\omega h} = \mathbf{A}_{\text{iv-iv}} - \mathbf{A}_{\omega h} \\ \mathbf{A}_{\text{v-v}_{(2\omega_0 - \omega h)}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}}(\mathbf{A}_{\text{iv-iv}_{(2\omega_0 - \omega h)}}), \mathbf{A}_{\text{iv-iv}_{(2\omega_0 - \omega h)}} = \mathbf{A}_{\text{iv-iv}} - \mathbf{A}_{(2\omega_0 - \omega h)} \\ \mathbf{A}_{\omega h} = \begin{bmatrix} j\omega_h & 0 & 0 \\ 0 & j\omega_h & 0 \\ 0 & 0 & j\omega_h \end{bmatrix}, \mathbf{A}_{(2\omega_0 - \omega h)} = \begin{bmatrix} j(2\omega_0 - \omega_h) & 0 & 0 \\ 0 & j(2\omega_0 - \omega_h) & 0 \\ 0 & 0 & j(2\omega_0 - \omega_h) \end{bmatrix} \\ \mathbf{F}_{\text{Reshape}}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{X}) & -\text{Im}(\mathbf{X}) \\ \text{Im}(\mathbf{X}) & \text{Re}(\mathbf{X}) \end{bmatrix} \end{cases}$$

$$\mathbf{A}_{\text{v-cu}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{v-cu_dc}} & \mathbf{A}_{\text{v-cu}_\omega h}^* & \mathbf{A}_{\text{v-cu}_\omega h}^\wedge & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{\text{v-cu}_\omega h} & 0 & \mathbf{A}_{\text{v-cu_dc}} \end{bmatrix} \quad (\text{C9})$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{\text{v-cu_dc}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}}\left(\frac{1}{2}\mathbf{A}_{\text{iv-uc}}\mathbf{S}_{\text{uabc_dc}}\right), \mathbf{A}_{\text{v-cu}_\omega h} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}}\left(\frac{1}{2}\mathbf{A}_{\text{iv-uc}}\mathbf{S}_{\text{uabc}_\omega h}\right) \\ \mathbf{A}_{\text{v-cu}_\omega h}^* = \mathbf{F}_{\text{Reshape1}}\left(\frac{1}{2}\mathbf{A}_{\text{iv-uc}}\mathbf{S}_{\text{uabc}_\omega h}\right), \mathbf{F}_{\text{Reshape1}}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{X}) & \text{Im}(\mathbf{X}) \\ \text{Im}(\mathbf{X}) & -\text{Re}(\mathbf{X}) \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{\text{v-cu}_\omega h}^\wedge = \mathbf{F}_{\text{Reshape2}}\left(\frac{1}{2}\mathbf{A}_{\text{iv-uc}}\mathbf{S}_{\text{uabc}_\omega h}\right), \mathbf{F}_{\text{Reshape2}}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{X}) & \text{Im}(\mathbf{X}) \\ -\text{Im}(\mathbf{X}) & \text{Re}(\mathbf{X}) \end{bmatrix} \end{cases}$$

$$\mathbf{A}_{\text{v-cl}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{v-cl_dc}} & \mathbf{A}_{\text{v-cl}_\omega h}^* & \mathbf{A}_{\text{v-cl}_\omega h}^\wedge & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{\text{v-cl}_\omega h} & 0 & \mathbf{A}_{\text{v-cl_dc}} \end{bmatrix} \quad (\text{C10})$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{v-cl_dc} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(-\frac{1}{2} \mathbf{A}_{iv-uc} \mathbf{S}_{labc_dc} \right), \mathbf{A}_{v-cl_w_0} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(-\frac{1}{2} \mathbf{A}_{iv-uc} \mathbf{S}_{labc_w_0} \right) \\ \mathbf{A}_{v-cl_w_0^*} = \mathbf{F}_{\text{Reshape1}} \left(-\frac{1}{2} \mathbf{A}_{iv-uc} \mathbf{S}_{labc_w_0} \right), \mathbf{A}_{v-cl_w_0^\wedge} = \mathbf{F}_{\text{Reshape2}} \left(-\frac{1}{2} \mathbf{A}_{iv-uc} \mathbf{S}_{labc_w_0} \right) \end{cases}$$

$$\mathbf{A}_{cir-cir} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{cir-cir_(\omega_0 - \omega_h)} & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{cir-cir_(\omega_0 + \omega_h)} \end{bmatrix} \quad (C11)$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{cir-cir_(\omega_0 - \omega_h)} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\mathbf{A}_{icir-icir_(\omega_0 - \omega_h)} \right), \mathbf{A}_{icir-icir_(\omega_0 - \omega_h)} = \mathbf{A}_{icir-icir} - \mathbf{A}_{(\omega_0 - \omega_h)} \\ \mathbf{A}_{cir-cir_(\omega_0 + \omega_h)} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\mathbf{A}_{icir-icir_(\omega_0 + \omega_h)} \right), \mathbf{A}_{icir-icir_(\omega_0 + \omega_h)} = \mathbf{A}_{icir-icir} - \mathbf{A}_{(\omega_0 + \omega_h)} \end{cases}$$

$$\mathbf{A}_{(\omega_0 - \omega_h)} = \begin{bmatrix} j(\omega_0 - \omega_h) & 0 & 0 \\ 0 & j(\omega_0 - \omega_h) & 0 \\ 0 & 0 & j(\omega_0 - \omega_h) \end{bmatrix}, \mathbf{A}_{(\omega_0 + \omega_h)} = \begin{bmatrix} j(\omega_0 + \omega_h) & 0 & 0 \\ 0 & j(\omega_0 + \omega_h) & 0 \\ 0 & 0 & j(\omega_0 + \omega_h) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{cir-cu} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{cir-cu_w_0^*} & \mathbf{A}_{cir-cu_dc} & 0 & 0 \\ \mathbf{A}_{cir-cu_w_0} & 0 & \mathbf{A}_{cir-cu_dc} & 0 \end{bmatrix} \quad (C12)$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{cir-cu_dc} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{icir-uc} \mathbf{S}_{uabc_dc} \right) \\ \mathbf{A}_{cir-cu_w_0} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{icir-uc} \mathbf{S}_{uabc_w_0} \right) \\ \mathbf{A}_{cir-cu_w_0^*} = \mathbf{F}_{\text{Reshape1}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{icir-uc} \mathbf{S}_{uabc_w_0} \right) \end{cases}$$

$$\mathbf{A}_{cir-cl} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{cir-cl_w_0^*} & \mathbf{A}_{cir-cl_dc} & 0 & 0 \\ \mathbf{A}_{cir-cl_w_0} & 0 & \mathbf{A}_{cir-cl_dc} & 0 \end{bmatrix} \quad (C13)$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{cir-cl_dc} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{icir-uc} \mathbf{S}_{labc_dc} \right) \\ \mathbf{A}_{cir-cl_w_0} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{icir-uc} \mathbf{S}_{labc_w_0} \right) \\ \mathbf{A}_{cir-cl_w_0^*} = \mathbf{F}_{\text{Reshape1}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{icir-uc} \mathbf{S}_{labc_w_0} \right) \end{cases}$$

$$\mathbf{A}_{cu-v} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{cu-v_dc} & 0 \\ \mathbf{A}_{cu-v_w_0^*} & \mathbf{A}_{cu-v_w_0^\wedge} \\ \mathbf{A}_{cu-v_w_0} & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{cu-v_dc} \end{bmatrix} \quad (C14)$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{cu-v_dc} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{uc-iv} \mathbf{S}_{uabc_dc} \right), \mathbf{A}_{cu-v_w_0} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{uc-iv} \mathbf{S}_{uabc_w_0} \right) \\ \mathbf{A}_{cu-v_w_0^*} = \mathbf{F}_{\text{Reshape1}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{uc-iv} \mathbf{S}_{uabc_w_0} \right), \mathbf{A}_{cu-v_w_0^\wedge} = \mathbf{F}_{\text{Reshape2}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{uc-iv} \mathbf{S}_{uabc_w_0} \right) \end{cases}$$

$$\mathbf{A}_{\text{cu-cir}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{cu-cir}_{\omega_0}^*} & \mathbf{A}_{\text{cu-cir}_{\omega_0}^\wedge} \\ \mathbf{A}_{\text{cu-cir}_{\text{dc}}} & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{\text{cu-cir}_{\text{dc}}} \\ \mathbf{A}_{\text{cu-cir}_{\omega_0}} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C15})$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{\text{cu-cir}_{\text{dc}}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{\text{uc-icir}} \mathbf{S}_{\text{uabc}} \right), \mathbf{A}_{\text{cu-cir}_{\omega_0}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{\text{uc-icir}} \mathbf{S}_{\text{uabc}} \right) \\ \mathbf{A}_{\text{cu-cir}_{\omega_0}^*} = \mathbf{F}_{\text{Reshape1}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{\text{uc-icir}} \mathbf{S}_{\text{uabc}} \right), \mathbf{A}_{\text{cu-cir}_{\omega_0}^\wedge} = \mathbf{F}_{\text{Reshape2}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{\text{uc-icir}} \mathbf{S}_{\text{uabc}} \right) \end{cases}$$

$$\mathbf{A}_{\text{cu-cu}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{cu-cu}_{\omega_h}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{\text{cu-cu}_{(\omega_0-\omega_h)}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{A}_{\text{cu-cu}_{(\omega_0+\omega_h)}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{A}_{\text{cu-cu}_{(2\omega_0-\omega_h)}} \end{bmatrix} \quad (\text{C16})$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{\text{cu-cu}_{\omega_h}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\mathbf{A}_{\omega_h} \right), \mathbf{A}_{\text{cu-cu}_{(\omega_0-\omega_h)}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\mathbf{A}_{(\omega_0-\omega_h)} \right) \\ \mathbf{A}_{\text{cu-cu}_{(\omega_0+\omega_h)}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\mathbf{A}_{(\omega_0+\omega_h)} \right), \mathbf{A}_{\text{cu-cu}_{(2\omega_0-\omega_h)}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\mathbf{A}_{(2\omega_0-\omega_h)} \right) \end{cases}$$

$$\mathbf{A}_{\text{cl-v}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{cl-v}_{\text{dc}}} & 0 \\ \mathbf{A}_{\text{cl-v}_{\omega_0}^*} & \mathbf{A}_{\text{cl-v}_{\omega_0}^\wedge} \\ \mathbf{A}_{\text{cl-v}_{\omega_0}} & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{\text{cl-v}_{\text{dc}}} \end{bmatrix} \quad (\text{C17})$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{\text{cl-v}_{\text{dc}}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(-\frac{1}{2} \mathbf{A}_{\text{uc-iv}} \mathbf{S}_{\text{labc}_{\text{dc}}} \right), \mathbf{A}_{\text{cl-v}_{\omega_0}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(-\frac{1}{2} \mathbf{A}_{\text{uc-iv}} \mathbf{S}_{\text{labc}_{\omega_0}} \right) \\ \mathbf{A}_{\text{cl-v}_{\omega_0}^*} = \mathbf{F}_{\text{Reshape1}} \left(-\frac{1}{2} \mathbf{A}_{\text{uc-iv}} \mathbf{S}_{\text{labc}_{\omega_0}} \right), \mathbf{A}_{\text{cl-v}_{\omega_0}^\wedge} = \mathbf{F}_{\text{Reshape2}} \left(-\frac{1}{2} \mathbf{A}_{\text{uc-iv}} \mathbf{S}_{\text{labc}_{\omega_0}} \right) \end{cases}$$

$$\mathbf{A}_{\text{cl-cir}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{cl-cir}_{\omega_0}^*} & \mathbf{A}_{\text{cl-cir}_{\omega_0}^\wedge} \\ \mathbf{A}_{\text{cl-cir}_{\text{dc}}} & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{\text{cl-cir}_{\text{dc}}} \\ \mathbf{A}_{\text{cl-cir}_{\omega_0}} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C18})$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{\text{cl-cir}_{\text{dc}}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{\text{uc-icir}} \mathbf{S}_{\text{labc}} \right), \mathbf{A}_{\text{cl-cir}_{\omega_0}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{\text{uc-icir}} \mathbf{S}_{\text{labc}} \right) \\ \mathbf{A}_{\text{cl-cir}_{\omega_0}^*} = \mathbf{F}_{\text{Reshape1}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{\text{uc-icir}} \mathbf{S}_{\text{labc}} \right), \mathbf{A}_{\text{cl-cir}_{\omega_0}^\wedge} = \mathbf{F}_{\text{Reshape2}} \left(\frac{1}{2} \mathbf{A}_{\text{uc-icir}} \mathbf{S}_{\text{labc}} \right) \end{cases}$$

$$\mathbf{A}_{\text{cl-cl}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{cl-cl}_{\omega_h}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_{\text{cl-cl}_{(\omega_0-\omega_h)}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{A}_{\text{cl-cl}_{(\omega_0+\omega_h)}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{A}_{\text{cl-cl}_{(2\omega_0-\omega_h)}} \end{bmatrix} \quad (\text{C19})$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{\text{cl-cl}_{\omega_h}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\mathbf{A}_{\omega_h} \right), \mathbf{A}_{\text{cl-cl}_{(\omega_0-\omega_h)}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\mathbf{A}_{(\omega_0-\omega_h)} \right) \\ \mathbf{A}_{\text{cl-cl}_{(\omega_0+\omega_h)}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\mathbf{A}_{(\omega_0+\omega_h)} \right), \mathbf{A}_{\text{cl-cl}_{(2\omega_0-\omega_h)}} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}} \left(\mathbf{A}_{(2\omega_0-\omega_h)} \right) \end{cases}$$

$$\mathbf{A}_{\text{dc-cir}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\text{dc-cir}_-(\omega_0-\omega_h)} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C20})$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{\text{dc-cir}_-(\omega_0-\omega_h)} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}}(\mathbf{C}_{\text{idc-icir}}) \\ \mathbf{A}_{\text{dc-dc}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{C21})$$

$$\mathbf{B}_{\text{v-s}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\text{v-s}_-(\omega_h)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C22})$$

$$\begin{cases} \mathbf{B}_{\text{v-s}_-(\omega_h)} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}}(-\mathbf{B}_{\text{iv-uv}}) \end{cases}$$

$$\mathbf{B}_{\text{cir-dc}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\text{cir-dc}_-(\omega_0-\omega_h)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{C23})$$

$$\begin{cases} \mathbf{B}_{\text{cir-dc}_-(\omega_0-\omega_h)} = \mathbf{F}_{\text{Reshape}}(-\mathbf{B}_{\text{icir-udc}}) \end{cases}$$

附录 D

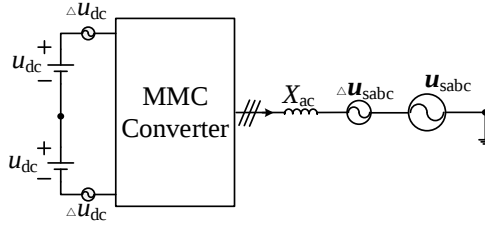


图 D1 测试系统的结构示意图

Fig.D1 Structure schematic diagram of test system

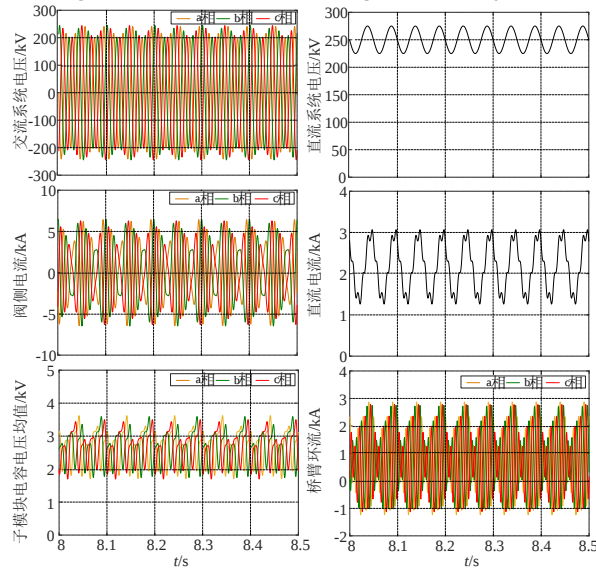


图 D2 换流器内部各变量的仿真波形

Fig.D2 Simulative waveforms of inner variables of MMC