

模块化多电平换流器的交直流侧阻抗模型

吕敬,蔡旭,张建文

(上海交通大学 风力发电研究中心,上海 200240)

摘要: 模块化多电平换流器(MMC)的阻抗建模是分析基于 MMC 的电力电子系统交、直流侧谐振及稳定性的基础条件。依据 MMC 的拓扑结构、运行及控制特性,同时考虑环流控制对 MMC 交、直流侧阻抗的影响,分别推导了 MMC 直流侧和交流侧的小信号阻抗解析模型。利用 MATLAB/Simulink 搭建了三相 MMC 详细时域仿真模型,采用注入小扰动电压/电流的方法测量 MMC 交、直流侧的小信号阻抗,与推导的 MMC 交、直流侧阻抗解析模型的计算结果比较,验证了解析模型的正确性。MMC 阻抗模型仿真结果表明:在不加环流控制的情况下,MMC 交流侧的小信号阻抗在低频范围内存在谐振峰;而加入环流控制后,该谐振峰能够得到有效抑制。

关键词: 模块化多电平换流器; 阻抗; 建模; 环流控制; 谐振

中图分类号: TM 46; TM 76

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.01.021

0 引言

一方面,模块化多电平换流器(MMC)因具有模块化程度高、开关损耗低、输出电压畸变小等优势,在高电压大功率场合具有广阔的应用前景^[1-2]。另一方面,MMC 复杂的内部结构使得对 MMC 的建模和控制变得相当复杂^[3-4]。三相 MMC 包含 6 个桥臂,每个桥臂由若干个子模块(在高电压大功率场合,子模块数可达成百上千个)和桥臂电感串联而成,而每个子模块又包含若干个半导体功率器件和缓冲电容器。因此,MMC 的内部动态特性要比两电平电压源型换流器(VSC)复杂得多。而 MMC 中的内部环流、子模块电容电压波动、上下桥臂能量不均等,亦会直接影响 MMC 的交、直流侧阻抗特性,进而影响基于 MMC 的电力电子系统的稳定性^[5]。

基于阻抗的稳定性分析方法是一种分析复杂电力电子系统简单有效的方法^[6-10]。该方法将整个系统分割成若干个独立的子系统,只需建立每个子系统的等效阻抗模型,然后根据奈奎斯特(Nyquist)稳定性判据判断整个互联系统的稳定性。因此,变流器的阻抗建模是应用基于阻抗的稳定性分析方法分析电力电子系统稳定性的先决条件。目前对于变流器阻抗建模的研究主要都是针对两电平变流器^[7-15]。文献[9-10]考虑变流器双闭环控制策略,分别推导了两电平电压源型换流器高压直流输电(VSC-HVDC)系统交、直流侧的 dq 轴阻抗模型,并利用基

于阻抗的 Nyquist 稳定性判据研究了 VSC-HVDC 系统交、直流侧的谐振问题。文献[11-12]考虑系统反馈控制和锁相环(PLL)动态,推导了两电平并网变流器交流侧 dq 轴阻抗模型,并分析了 PLL 对变流器交流侧 dq 轴阻抗的影响。文献[14-15]考虑电流反馈控制和 PLL 动态,推导了两电平变流器的交流侧正、负序阻抗模型,其中文献[15]利用正、负序阻抗的解析模型研究了风电场经 VSC-HVDC 系统并网的稳定性问题。目前,国内外学者对于 MMC 的阻抗建模研究较少。文献[16]考虑环流影响,推导了加入环流控制前后的 MMC 直流侧阻抗解析模型,但并未涉及 MMC 交流侧阻抗模型。文献[17]研究了 MMC 的交、直流侧阻抗频率特性,并给出了 MMC 交、直流侧阻抗的仿真测量结果,但并未给出交流侧阻抗的解析模型。文献[18]利用阻抗法分析了模块化多电平换流器高压直流输电(MMC-HVDC)系统接入风电场的稳定性,但未涉及 MMC 的直流侧阻抗。

本文对三相 MMC 的交、直流侧小信号阻抗的解析模型进行研究。考虑环流控制的影响,首先推导了 MMC 的直流侧小信号阻抗模型;然后,以一种交流电压闭环控制策略为例,分别推导了加入环流控制前后的 MMC 交流侧小信号阻抗模型;最后,利用 MATLAB/Simulink 仿真软件搭建了一个 101 电平 MMC 详细时域仿真模型,采用注入小扰动电压/电流的方法对 MMC 的交、直流侧小信号阻抗进行测量。测量结果显示,本文推导的 MMC 交、直流侧阻抗的解析模型与测量结果具有较好的一致性,从而验证了解析模型的正确性。

1 MMC 结构特点与运行原理

图 1 所示为三相 MMC 的电路结构示意图。三

收稿日期:2016-03-16;修回日期:2016-11-02
基金项目:国家高技术研究发展计划(863 计划)资助项目(2013AA050601);上海市科委基金资助项目(12dz1200203)
Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China(863 Program)(2013AA-050601) and the Shanghai Committee of Science and Technology(12dz1200203)

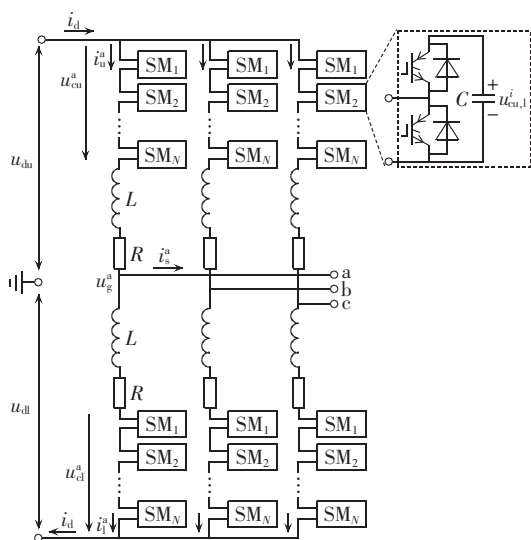


图 1 三相 MMC 电路结构

Fig.1 Circuitry of three-phase MMC

相 MMC 的每一相由上、下 2 个桥臂构成,每个桥臂由 N 个子模块(SM)、1 个桥臂电感 L 及电感等效串联电阻 R 三者串联而成。每个子模块由若干个半导体开关器件和子模块电容 C 组成。由于 MMC 的每个子模块时刻处于动态投切状态,子模块电容电压均衡情况和内部环流大小是影响 MMC 阻抗及稳定运行的重要因素。

图 2 所示为三相 MMC 的单相等效电路。图中, u_{du} 和 u_{dl} 分别为正、负极直流电压; i_d 为直流侧电流; i_u^k 和 i_l^k 分别为 k 相上、下桥臂电流; u_{cu}^k 和 u_{cl}^k 分别为由 k 相上、下桥臂子模块产生的电压,包含交流和直流分量; i_c^k 为 k 相环流; u_g^k 和 i_s^k 分别为 k 相交流侧基频相电压和电流;下标 u 和 l 分别表示 MMC 的上、下桥臂; $k=a, b, c$ 。

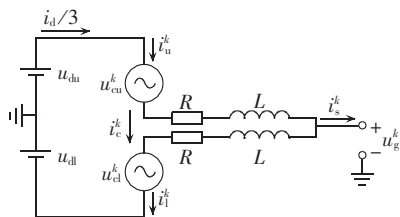


图 2 MMC 单相等效电路

Fig.2 Single-phase equivalent circuit of MMC

MMC 的 $k(k=a, b, c)$ 相环流定义为:

$$i_c^k = \frac{i_u^k + i_l^k}{2} \quad (1)$$

交流侧相电流与桥臂电流之间的关系为:

$$i_c^k = i_u^k - i_l^k \quad (2)$$

根据图 2,由基尔霍夫定律可得:

$$u_g^k + L \frac{di_u^k}{dt} + R i_u^k + u_{cu}^k = u_{du} \quad (3)$$

$$u_g^k - L \frac{di_l^k}{dt} - R i_l^k - u_{cl}^k = -u_{dl} \quad (4)$$

由图 1 可知下式成立:

$$\sum_{k=a, b, c} i_u^k = \sum_{k=a, b, c} i_l^k = \sum_{k=a, b, c} i_c^k = i_d \quad (5)$$

根据 MMC 连续模型,有式(6)成立。

$$\begin{cases} u_{cu}^k = n_u^k u_{cu}^{\Sigma k} \\ u_{cl}^k = n_l^k u_{cl}^{\Sigma k} \end{cases} \quad (6)$$

其中, n_u^k 和 n_l^k 分别为 k 相上、下桥臂的插入指数; $u_{cu}^{\Sigma k}$ 和 $u_{cl}^{\Sigma k}$ 分别为 k 相上、下桥臂的电容电压之和。

上、下桥臂的插入指数 n_u^k 和 n_l^k 分别表示为:

$$\begin{cases} n_u^k = \frac{u_{du} - u_s^{\text{ref}k} - u_c^{\text{ref}k}}{u_d} \\ n_l^k = \frac{u_{dl} + u_s^{\text{ref}k} - u_c^{\text{ref}k}}{u_d} \end{cases} \quad (7)$$

其中, $u_s^{\text{ref}k}$ 为由控制器产生的调制电压; $u_c^{\text{ref}k}$ 为由环流控制器产生的参考电压; $u_d = u_{du} + u_{dl}$ 为直流正负极间电压。

联立式(6)和(7),得:

$$\begin{aligned} u_{cu}^k + u_{cl}^k &\approx \frac{u_{du} - u_s^{\text{ref}k} - u_c^{\text{ref}k}}{u_d} u_{cu}^{\Sigma k} + \frac{u_{dl} + u_s^{\text{ref}k} - u_c^{\text{ref}k}}{u_d} u_{cl}^{\Sigma k} = \\ &\frac{1}{2} u_c^{\Sigma k} - \frac{u_c^{\text{ref}k}}{u_d} u_c^{\Sigma k} - \frac{u_s^{\text{ref}k}}{u_d} u_c^{\Delta k} \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $u_c^{\Sigma k}$ 为 k 相上、下桥臂电容电压之和,即 $u_c^{\Sigma k} = u_{cu}^{\Sigma k} + u_{cl}^{\Sigma k}$; $u_c^{\Delta k}$ 为 k 相上、下桥臂电容电压之差,即 $u_c^{\Delta k} = u_{cu}^{\Sigma k} - u_{cl}^{\Sigma k}$ 。

结合式(1)~(8),可得式(9)~(11),即 MMC 内部动态可表示成以 $u_c^{\Sigma k}$ 、 $u_c^{\Delta k}$ 和 i_c^k 为状态变量的三阶系统。

$$\frac{C}{N} \frac{du_c^{\Sigma k}}{dt} = -\frac{u_s^{\text{ref}k} i_c^k}{u_d} + \left(1 - \frac{2u_c^{\text{ref}k}}{u_d}\right) i_c^k \quad (9)$$

$$\frac{C}{N} \frac{du_c^{\Delta k}}{dt} = \left(1 - \frac{2u_c^{\text{ref}k}}{u_d}\right) \frac{i_c^k}{2} - \frac{2u_s^{\text{ref}k}}{u_d} i_c^k \quad (10)$$

$$L \frac{di_c^k}{dt} = \frac{1}{2} \left(u_d - \frac{u_c^{\text{ref}k}}{2} + \frac{u_c^{\text{ref}k} u_c^{\Sigma k}}{u_d} + \frac{u_s^{\text{ref}k} u_c^{\Delta k}}{u_d}\right) - R i_c^k \quad (11)$$

MMC 的稳态工作点如下:

$$u_{c0}^{\Sigma k} = 2u_d, \quad u_{c0}^{\Delta k} = 0, \quad i_{c0}^k = \frac{P}{3u_d} \quad (12)$$

其中, P 为交流侧输出有功功率。

2 MMC 直流侧阻抗建模

联立式(3)~(5)和(8),可得:

$$\begin{aligned} 2L \frac{di_d}{dt} + 2R i_d + \frac{1}{2} \sum_{k=a, b, c} u_c^{\Sigma k} - \frac{1}{u_d} \sum_{k=a, b, c} u_c^{\text{ref}k} u_c^{\Sigma k} - \\ \frac{1}{u_d} \sum_{k=a, b, c} u_s^{\text{ref}k} u_c^{\Delta k} = 3u_d \end{aligned} \quad (13)$$

设基频调制电压 $u_s^{\text{ref}k}$ 和相电流 i_s^k 分别为:

$$\begin{cases} u_s^{\text{ref}k} = U_s \cos(\omega t + \varphi_k) \\ i_s^k = I_1 \cos(\omega t + \varphi_k - \phi_{i1}) \end{cases} \quad (14)$$

其中, U_s 为基频相电压调制波幅值; I_1 为交流基频相电流幅值; ϕ_{i1} 为交流基频相电压与电流之间的夹角; φ_k 为相序角,即 $\varphi_a = 0^\circ$, $\varphi_b = -120^\circ$, $\varphi_c = -240^\circ$ 。

$$A_{ul}\tilde{u}_g^k(s)+A_{il}\tilde{i}_s^k(s)-A_{cl}\tilde{i}_c^k(s)=0 \tag{28}$$

$$\begin{cases} A_{ul}=2-\frac{N(k_f-H_u)i_{c0}^k}{Cu_d s}+\frac{Nm(k_f-H_u)I_1e^{j\phi_a}}{2Cu_d s}-\\ \frac{2(k_f-H_u)}{4Cs} \\ A_{il}=sL+R+\frac{N(1+m^2)}{4Cs} \\ A_{cl}=\frac{Nm}{Cs} \end{cases} \tag{29}$$

其中, m 为调制度, 即换流器出口相电压幅值与 1/2 直流侧电压之比。

假设调制电压中只含基频分量且子模块电容电压始终保持平衡, 则 MMC 内部二倍频环流可以表示为交流侧基频电流的函数^[20]。假设忽略高频和直流环流摄动, 则 MMC 的环流摄动可表示为:

$$\tilde{i}_c^k(s)\approx\tilde{i}_2^k(s)\approx\frac{\frac{3m}{8(s-j\omega_1)}}{\frac{4C}{N}[2L(s-j\omega_1)+R]+\frac{6+4m^2}{12(s-j\omega_1)}}\tilde{i}_s^k(s)=$$
$$A_{c2i}\tilde{i}_s^k(s) \tag{30}$$

将式(30)代入式(28)可得:

$$A_{ul}\tilde{u}_g^k(s)+(A_{il}-A_{cl}A_{c2i})\tilde{i}_s^k(s)=0 \tag{31}$$

于是, MMC 在不加环流控制情况下的交流侧小信号阻抗为:

$$Z_{ac}(s)=-\frac{\tilde{u}_g^k(s)}{\tilde{i}_s^k(s)}=\frac{A_{il}-A_{cl}A_{c2i}}{A_{ul}} \tag{32}$$

3.2 加入环流控制策略

联立式(9)、(10)、(18)、(24)和(25), 并对其进行小扰动频域分析, 得:

$$A_{u2}\tilde{u}_g^k(s)+A_{i2}\tilde{i}_s^k(s)+A_{c2}\tilde{i}_c^k(s)=0 \tag{33}$$
$$\begin{cases} A_{u2}=2-\frac{2N(k_f-H_u)i_{c0}^k}{Cu_d s}\left(\frac{1}{2}-\frac{Ri_{c0}^k}{u_d}\right)+\\ \frac{Nm(k_f-H_u)I_1e^{j\phi_a}}{2Cu_d s}-2(k_f-H_u) \\ A_{i2}=sL+R+\frac{N}{Cs}\left(\frac{1}{2}-\frac{Ri_{c0}^k}{u_d}\right)^2+\frac{Nm^2}{4Cs} \\ A_{c2}=\frac{N}{Cs}\left(\frac{R_aI_1e^{j\phi_a}}{u_d}-m\right)\left(\frac{1}{2}-\frac{Ri_{c0}^k}{u_d}\right)-\\ \frac{Nm}{2Cs}\left[1+\frac{2(R_a-R)i_{c0}^k}{u_d}\right] \end{cases} \tag{34}$$

假设谐波环流能够被较好地抑制且忽略直流环流摄动, 则式(33)可表示为:

$$A_{u2}\tilde{u}_g^k(s)+A_{i2}\tilde{i}_s^k(s)=0 \tag{35}$$

于是, MMC 在加入环流控制情况下的交流侧小信号阻抗为:

$$Z_{ac}(s)=-\frac{\tilde{u}_g^k(s)}{\tilde{i}_s^k(s)}=\frac{A_{i2}}{A_{u2}} \tag{36}$$

由式(32)和(36)可知, MMC 的交流侧小信号阻

抗不仅取决于主电路参数, 还取决于系统控制模式、控制器参数、调制度、交流侧基频电流、环流以及直流侧电压等因素。

4 仿真实证

为验证上述 MMC 交、直流侧阻抗解析模型的正确性, 基于 MATLAB/Simulink 软件搭建了一个 101 电平 MMC 详细时域仿真模型, 仿真模型主回路如图 4 所示。MMC 的交流侧接三相纯阻性负载, 此时 MMC 采用定交流电压控制策略, 直流侧接理想直流电压源。仿真中, 在 MMC 的直流侧注入一系列频率的小扰动电压信号, 通过测量其产生的对应频率的小扰动电流信号, 从而获得不同频率下的 MMC 直流侧等效阻抗。类似地, 在 MMC 的交流侧注入一系列频率的小扰动电流信号, 通过测量其产生的对应频率的小扰动电压信号, 从而获得不同频率下的 MMC 交流侧等效阻抗。仿真系统参数如表 1 所示。

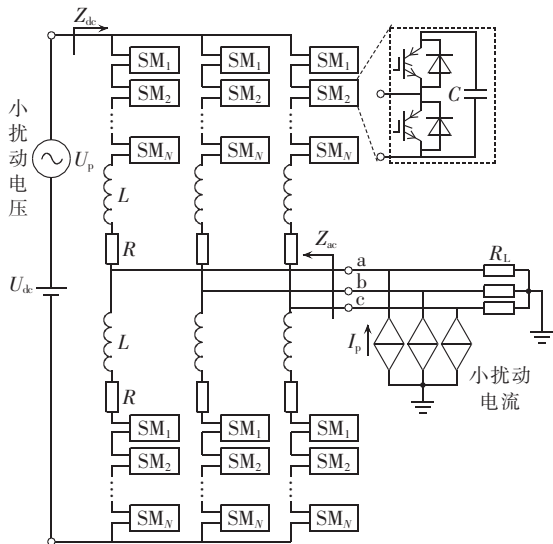


图 4 MMC 非线性时域仿真模型

Fig.4 Nonlinear time-domain simulation model of MMC

表 1 仿真系统主回路参数

Table 1 Main circuit parameters of simulation system

参数	数值	参数	数值
额定直流电压/kV	320	单桥臂子模块数	100
额定交流电压/kV	166	桥臂电感/H	0.33
交流系统频率/Hz	50	子模块电容/mF	0.8

4.1 MMC 直流侧阻抗

图 5 所示为 MMC 的直流侧小信号阻抗的解析模型与仿真测量值之间的对比结果。从图中可以看出, MMC 直流侧小信号阻抗的解析模型与仿真测量结果有较好的一致性, 从而证明了本文推导的 MMC 直流侧小信号阻抗解析模型的正确性。此外, 在直流侧谐振频率以下, MMC 的直流侧小信号阻抗呈现容性, 在直流侧谐振频率以上, MMC 的直流侧小

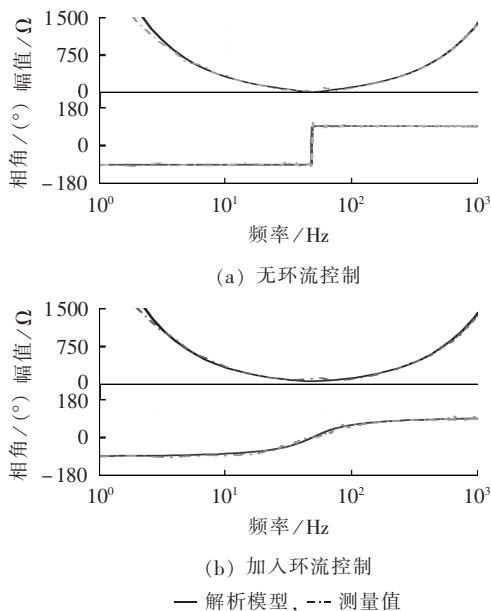


图 5 MMC 直流侧小信号阻抗的解析模型结果与测量值对比
Fig.5 Comparison between analytical and measured DC-side small-signal impedances of MMC

信号阻抗呈现感性。加入环流控制策略后,MMC 的直流侧小信号阻抗增大,尤其在低频范围内更加明显,这是由于环流控制增加了 MMC 直流侧的阻性和容性阻抗。

图 6 所示为环流控制器增益对 MMC 直流侧小信号阻抗的影响。从图中可以看出,环流控制作用越强(即 R_a 越大),MMC 的直流侧小信号阻抗越大,且环流控制器增益对 MMC 直流侧小信号阻抗的影响主要体现在低频范围内。

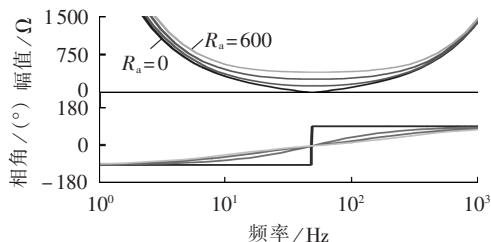


图 6 环流控制对 MMC 直流侧小信号阻抗的影响
Fig.6 Impact of circulating current control on DC-side small-signal impedance of MMC

4.2 MMC 交流侧阻抗

图 7 所示为 MMC 交流侧小信号阻抗的解析模型与仿真测量值之间的对比结果。从图中可以看出,MMC 交流侧阻抗的解析模型与仿真测量结果具有较好的一致性,从而证明了本文推导的 MMC 交流侧小信号阻抗模型的正确性。此外,由图 7(a)可以看出,在不加环流控制情况下,MMC 的交流侧小信号阻抗在频率低于 100 Hz 范围内存在 2 个谐振峰,第 1 个谐振峰频率约为 21 Hz,第 2 个谐振峰频率约为 79 Hz,而实际上后者是由前者与 MMC 内部

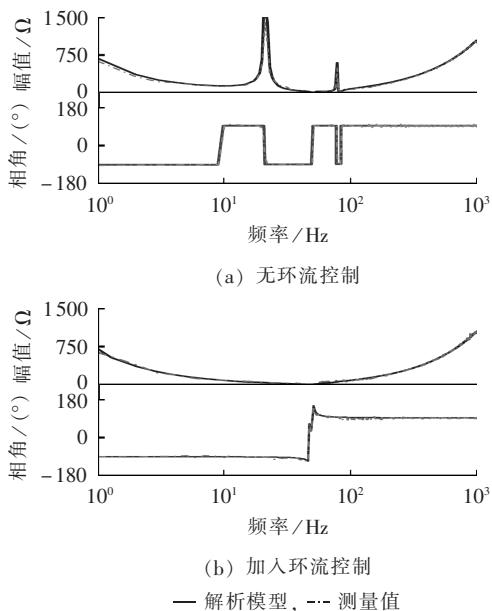


图 7 MMC 交流侧小信号阻抗解析模型结果与测量值对比
Fig.7 Comparison between analytical and measured AC-side small-signal impedances of MMC

的 2 倍频分量相互作用产生。第 1 个谐振峰主要是由 MMC 的内部谐振现象造成,其谐振频率取决于 MMC 的主回路参数,如桥臂电感、子模块电容及子模块个数等。此外,由于在高电压场合 MMC 桥臂的寄生电阻一般很小,导致 MMC 的内部阻尼作用较弱,因此 MMC 内部谐振现象的存在有可能造成整个互联系统的不稳定(如产生次同步振荡现象等)。然而,从图 7(b)可以看出,加入环流控制后该谐振峰得到了有效的抑制,这是由于环流控制器不仅具有抑制环流的作用,还能有效地增加 MMC 的桥臂等效串联电阻,从而大幅增强 MMC 的内部阻尼作用,有效抑制内部谐振现象,提高互联系统的稳定性。

图 8 所示为 MMC 交流侧正、负序阻抗仿真测量值之间的对比结果。从图中可以看出,对于图 4 所示的三相对称系统,当采用图 3 所示的控制策略时,其交流侧正、负序阻抗特性是一致的。

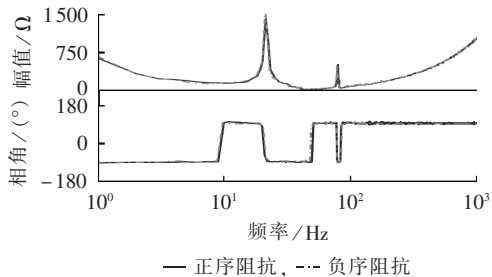


图 8 MMC 交流侧正、负序阻抗仿真测量结果对比
Fig.8 Comparison between measured AC-side positive and negative impedances of MMC

5 结论

本文研究了 MMC 的交、直流侧小信号阻抗的解

析模型。解析模型表明,MMC 的直流侧小信号阻抗可以表示成电阻、电感和电容无源元件串联的结构,且与所采用的控制策略无关。此外,环流控制作用越强,MMC 的直流侧小信号阻抗的幅值越大,尤其在低频范围内更加明显。MMC 的交流侧小信号阻抗不仅取决于主电路参数,还取决于系统控制模式、控制器参数、调制度、交流侧基频电流、环流以及直流侧电压等因素。此外,在不加环流控制情况下,MMC 的交流侧小信号阻抗在低频范围内存在谐振峰,而环流控制器可以有效抑制该谐振峰。最后通过时域仿真测量结果验证了解析模型的正确性。

参考文献:

- [1] 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):1-12.
XU Zheng,XUE Yinglin,ZHANG Zheren. On VSC-HVDC technology suitable for bulk power overhead line transmission [J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(29):1-12.
- [2] 韦延方,卫志农,孙国强,等. 一种新型的高压直流输电技术——MMC-HVDC[J]. 电力自动化设备,2012,32(7):1-9.
WEI Yanfang,WEI Zhinong,SUN Guoqiang,et al. New HVDC power transmission technology:MMC-HVDC [J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(7):1-9.
- [3] PEREZ M,BERNET S,RODRIGUEZ J,et al. Circuit topologies, modeling,control schemes,and applications of modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2015,30(1):4-17.
- [4] 蔡新红,赵成勇. 模块化多电平换流器型高压直流输电系统控制保护体系框架[J]. 电力自动化设备,2013,33(9):157-163.
CAI Xinhong,ZHAO Chengyong. Framework of control and protection system for MMC-HVDC transmission system [J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(9):157-163.
- [5] LV J,DONG P,SHI G,et al. Subsynchronous oscillation of large DFIG-based wind farms integration through MMC-based HVDC [C]//2014 International Conference on Power System Technology. Chengdu,China;IEEE,2014:2401-2408.
- [6] SUN J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2011,26(11):3075-3078.
- [7] WANG X,BLAABJERG F,WU W. Modeling and analysis of harmonic stability in an AC power-electronics-based power system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2014,29(12):6421-6432.
- [8] MIAO Z. 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.
- [9] XU L,FAN L. Impedance-based resonance analysis in a VSC-HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2013,28(4):2209-2216.
- [10] XU L,FAN L,MIAO Z. DC impedance-model-based resonance analysis of a VSC-HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2015,30(3):1221-1230.
- [11] DONG D,WEN B,MATTAVELLI P,et al. Grid-synchronization modelling and its stability analysis for multi-paralleled three-phase inverter systems[C]//2013 IEEE 28th Applied Power Electronics Conference and Exposition. Long Beach,USA;IEEE,2013:439-446.
- [12] WEN B,BOROYEVICH D,MATTAVELLI P,et al. Influence of phase-locked loop on input admittance of three-phase voltage-source converters[C]//2013 IEEE 28th Applied Power Electronics Conference and Exposition. Long Beach,USA;IEEE,2013:897-904.
- [13] HARNEFORS L,BONGIORNO M,LUNDBERG S. Input-admittance calculation and shaping for controlled voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2007,54(6):3323-3334.
- [14] CESPEDES M,SUN J. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2014,29(3):1254-1261.
- [15] LIU H,SUN J. Impedance-based stability analysis of VSC-based HVDC systems[C]//2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics. Salt Lake City,USA;IEEE,2013:1-8.
- [16] SHI X,WANG Z,LIU B,et al. DC impedance modeling of a MMC-HVDC system for DC voltage ripple prediction under a single-line-to-ground fault[C]//2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Pittsburgh,USA;IEEE,2014:5339-5346.
- [17] 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.
- [18] LYU J,CAI X,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.
- [19] HARNEFORS L,ANTONOPOULOS A,NORRGA S,et al. Dynamic analysis of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2013,60(7):2526-2537.
- [20] ILVES K,ANTONOPOULOS A,NORRGA S,et al. Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(1):57-68.

作者简介:



吕敬

吕敬(1985—),男,江苏徐州人,博士研究生,研究方向为风力发电及柔性直流输电技术(E-mail:lvjingdjs@163.com);

蔡旭(1964—),男,江苏徐州人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为可再生能源功率变换与并网技术、大功率电力电子与电力系统控制等(E-mail:xucai@sjtu.edu.cn);

张健文(1981—),男,浙江衢州人,副研究员,博士,研究方向为大功率电力电子与电力系统控制(E-mail:icebergzjw@sjtu.edu.cn)。

(下转第 143 页 continued on page 143)

电系统及其仿真[J]. 电力系统自动化,2006,30(20):32-36,76.
YUAN Xufeng,CHENG Shijie,WEN Jinyu. Simulation study for a hybrid multi-terminal HVDC system based on VSC and CSC[J]. Automation of Electric Power Systems,2006,30(20):32-36,76.
[18] 董云龙,凌卫家,田杰,等. 舟山多端柔性直流输电控制保护系统[J]. 电力自动化设备,2016,36(7):169-175.
DONG Yunlong,LING Weijia,TIAN Jie,et al. Control & protection system for Zhoushan multi-terminal VSC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(7):169-175.
[19] 孙鹏飞,贺春光,邵华,等. 直流配电网研究现状与发展[J]. 电力自动化设备,2016,36(6):64-73.
SUN Pengfei,HE Chunguang,SHAO Hua,et al. Research status and development of DC distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(6):64-73.
[20] 汤广福. 基于电压源换流器的高压直流输电技术[M]. 北京:中国电力出版社,2010:14-17.

作者简介:



张 帆

张 帆(1989—),女,河北保定人,博士研究生,主要研究方向为高压直流输电与柔性输配电技术(E-mail:zhangfan198902@163.com);
徐 鹏(1990—),男,河南三门峡人,硕士研究生,主要研究方向为高压直流输电与柔性输配电技术(E-mail:xupeng1990_ncepu@163.com);

贾秀芳(1966—),女,黑龙江大庆人,副教授,主要研究方向为电能质量分析与评估(E-mail:xiufangjia@163.com);
赵成勇(1964—),男,浙江丽水人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为高压直流输电与柔性直流输电技术(E-mail:chengyongzhao@ncepu.cn)。

Coordinated control strategy for hybrid HVDC grid

ZHANG Fan¹,XU Peng¹,JIA Xiufang¹,ZHAO Chengyong¹,WANG Feng²,XU Jianzhong¹

(1. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources,North China Electric Power University,Beijing 102206,China;2. China Electric Power Research Institute,Beijing 100192,China)

Abstract: A hybrid HVDC system is studied for the interconnection of conventional LCC-HVDC (Line Commutated Converter based HVDC) system and VSC-HVDC(Voltage Source Converter based HVDC) system, which is a four-terminal bipolar hybrid HVDC grid with modular multilevel converter at its rectifier side and LCC at its inverter side. Its steady-state math model is deduced and a coordinated control strategy is designed to avoid the commutation failure at the inverter side,which coordinates the low-voltage voltage-order limiter and low-voltage power-order limiter at the rectifier side to suppress the augment of fault current and reduce the probability of commutation failure at the inverter side. The steady-state and transient performances of the studied hybrid HVDC system are simulated with PSCAD/EMTDC and the simulative results prove the effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: HVDC grid; hybrid HVDC system; commutation failure; control; HVDC power transmission

(上接第 136 页 continued from page 136)

AC- and DC-side impedance models of modular multilevel converter

LÜ Jing,CAI Xu,ZHANG Jianwen

(Wind Power Research Center,Shanghai Jiao Tong University,Shanghai 200240,China)

Abstract: The impedance modeling of MMC(Modular Multilevel Converter) is the basis for analyzing the resonance and stability at AC and DC sides of MMC-based power-electronics system. While the impact of circulating current control on the AC- and DC-side impedances of MMC is considered,the DC-side and AC-side small-signal impedance analytical models of MMC are respectively derived according to its topological structure,operational features and control characteristics. A time-domain simulation model of three-phase MMC is built with MATLAB/Simulink and the AC- and DC-side small-signal impedances of MMC are calculated based on the derived analytical models,which are compared with the impedances measured by the method of small-disturbance voltage/current injection for verifying the accuracy of the analytical models. The simulative results show that,without circulating current control,the AC-side small-signal impedance has a resonance peak in low-frequency range;the resonance peak could be effectively restrained by the circulating current control.

Key words: modular multilevel converter; impedance; modeling; circulating current control; resonance