

# 柔性直流输电系统高频振荡抑制策略研究

侯延琦<sup>1</sup>, 刘崇茹<sup>1\*</sup>, 王宇<sup>1</sup>, 孔玮<sup>2</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. 国家电网有限公司, 北京市 西城区 100031)

## Research on the Suppression Strategy of High-frequency Resonance for MMC-HVDC

HOU Yanqi<sup>1</sup>, LIU Chongru<sup>1\*</sup>, WANG Yu<sup>1</sup>, KONG Wei<sup>2</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)

**ABSTRACT:** The long control link delay of the flexible DC transmission system based on modular multilevel converter makes the high-frequency impedance of the system present negative damping characteristics, which is easy to interact with the distributed parameters of the AC lines and cause the high-frequency resonance of the system. At first, this paper established the simplified model of high frequency impedance of MMC based on the current inner loop control strategy, and analyzed the limitations of additional damping control strategy on suppressing high-frequency resonance in principle. Secondly, this paper analyzed the output characteristic requirements of passive filter that used to suppress high-frequency resonance, and proposed a method of high-frequency resonance suppression based on parallel second-order high-pass RLC filter and a parameter design method for it, which can adapt to the change of system condition and effectively limit the loss. Finally, the correctness of the theoretical analysis and the effectiveness of the proposed method were verified based on the simulation of practical project.

**KEY WORDS:** modular multilevel convert; high-frequency resonance; additional damping control strategy; passive filter

**摘要:** 基于模块化多电平换流器(modular multilevel convert, MMC)的柔性直流输电系统的长控制链路延时使柔性直流系统高频阻抗呈现负阻尼特性,易与交流输电线路分布参数相互作用造成高频振荡现象。该文根据电流内环控制建立换流器高频阻抗简化模型,从原理上分析附加阻尼控制环节对抑制系统高频振荡现象的局限性;其次,分析用于高频振荡抑制的无源滤波装置的外特性要求,提出并联RLC高通滤

波装置的振荡抑制方案以及滤波装置参数设计方法,能够适应系统工况改变,并有效控制损耗;最后,基于实际工程仿真试验验证理论分析的正确性和所提方法的有效性。

**关键词:** 模块化多电平换流器; 高频振荡; 附加阻尼控制; 无源滤波装置

## 0 引言

柔性直流输电技术以其可控性高、谐波含量低、结构灵活等优势逐渐在输电系统中得到广泛应用<sup>[1-3]</sup>。随着柔性直流工程投运数量的增加,其所带来的稳定性问题逐渐凸显,柔性直流系统所引发的高频振荡问题是当前亟待解决的重要问题之一。舟山五端直流工程以及鲁西直流工程在系统试运行期间均发生过高频振荡现象,前者舟洋换流站在手动切换控保系统时阀侧产生大量高频分量电流导致切换失败<sup>[4]</sup>;后者在一端经弱电网接入交流系统时发生高频振荡导致系统停运<sup>[5]</sup>。除此之外,渝鄂直流工程在调试期间也发生过高频振荡现象。高频振荡现象一旦发生,轻则影响系统电能质量,重则导致控制保护系统失效、系统停运甚至设备损坏。

相关研究表明,控制链路延时是造成柔性直流系统接入交流电网后引发高频振荡的重要原因<sup>[6-7]</sup>。因此,缩减控制链路延时应是抑制高频振荡现象的重要手段之一。然而,实际高压大容量模块化多电平换流器型高压直流输电(modular multilevel converter based high-voltage direct current, MMC-HVDC)工程中,包括采样延时、通信延时、计算延时等在内的控制链路延时不仅受控制算法、硬件装置等因素影响,还受运行环境的影响。目前将控制链路延时降

基金项目: 国家电网公司科技项目(SGTYHT/17-JS-199)。

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

低到 400 $\mu$ s 以内还需要大量的科研攻坚工作。

从阻抗特性角度看, 振荡现象是由于系统谐振点附近阻尼不足导致的<sup>[8-9]</sup>。由于电力系统中谐波源广泛存在, 如发电机由于磁极形状、绕组位置的不完全对称会产生少量谐波, 电力变压器因磁饱和而产生较多的谐波分量, 另外目前电力系统中广泛使用的电力电子装置和非线性负载也是主要的谐波源, 尤其是换流装置, 能够发出较高频次的谐波<sup>[10-11]</sup>。虽然目前针对谐波问题提出了许多措施, 例如 MMC 利用多电平最近电平逼近调制(nearest level modulation, NLM)降低交流侧输出谐波含量, 但很难将谐波完全消除, 在弱阻尼或负阻尼情况下, 谐波会被放大从而引发振荡现象<sup>[12-13]</sup>。因此抑制振荡问题的一类有效方法是改善系统阻尼, 目前学者们大多利用附加阻尼控制策略来抑制各类振荡问题<sup>[14-16]</sup>。柔性直流系统采用  $dq$  轴解耦的内外环控制方式<sup>[17]</sup>。由于外环控制仅影响基频附近的阻抗特性, 因此, 针对柔性直流系统高频振荡现象的抑制主要采用在内环附加阻尼控制的方法<sup>[18-20]</sup>。

利用在内环控制的前馈电压环节附加一阶低通滤波的方法, 解决了渝鄂工程南通道调试过程中鄂侧出现的高频振荡现象, 但同样的方法应用在渝侧系统却无法消除高频振荡现象, 只能使振荡频率发生转移。文献[6]在前馈电压附加低通滤波环节的基础上, 提出电压经阻尼控制器后与参考电流叠加的附加控制方案, 可以解决渝侧系统的高频振荡问题, 但由于需要协调平衡多个潜在谐振点, 阻尼控制器阶数高, 参数设计复杂, 而且控制器参数的适应能力有待考察。文献[21]提出前馈电压附加陷波环节, 以补偿特定频率处的相位, 能降低对控制系统性能的影响, 但所用交流模型简单, 系统谐振点单一, 不能充分再现实际情况。

目前用于抑制高频振荡的附加阻尼控制策略形式单一且存在局限, 人们对其局限性的了解多源于实际工程或仿真结果, 本文从理论上详细分析多种附加控制策略无法有效抑制高频振荡的原因, 同时认为附加无源滤波装置是目前解决柔性直流系统高频振荡现象的可靠手段。

然而, 目前多用于抑制新能源并网逆变器高频谐波的 LCL 滤波器存在谐振问题<sup>[22-23]</sup>, 其无源阻尼方式会增大功率损耗<sup>[24]</sup>, 有源阻尼方式会受控制延时作用而对系统稳定性造成影响<sup>[25]</sup>。另外, LCL 滤波器多用于抑制基于脉冲宽度调制(pulse

width modulation, PWM)的低压小容量电压源型换流器开关动作产生的高频谐波, 其与基于 MMC 的柔性直流输电系统高频振荡机理不同, LCL 滤波器的有效性将受到限制, 另外其参数设计方法将不再适用。文献[7]提出在公共耦合点(point of common coupling, PCC)并联 A 型滤波器能够抑制鲁西直流工程各种工况下的高频振荡现象, 但未对滤波器参数设计进行深入研究。文献[26]提出一种针对霍尔推进器低频振荡的两级滤波电路设计方法, 从实际需求出发设计滤波器结构和参数, 设计思路值得参考。

本文通过分析滤波装置外特性需求, 提出利用 RLC 二阶高通滤波器来可靠抑制高频振荡现象, 并提出滤波器的参数优化设计方法, 能够有效控制装置损耗。最后基于实际工程仿真试验验证本文理论分析和所提方法的正确性。

## 1 MMC 高频阻抗特性分析

用于分析 MMC 高频阻抗特性的换流器简化内环控制模型如图 1 所示<sup>[5]</sup>。

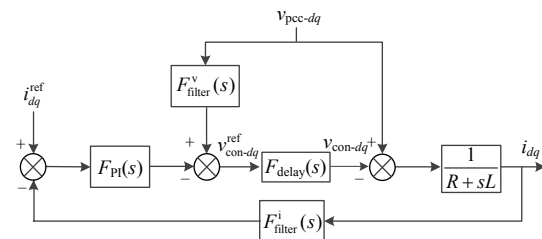


图 1 MMC 简化内环控制

Fig. 1 Simplified inner loop control of MMC

图 1 中,  $F_{\text{filter}}^v$  和  $F_{\text{filter}}^i$  分别代表前馈电压滤波环节和前馈电流滤波环节, 属于附加控制;  $F_{\text{delay}}$  代表控制系统的总链路延时;  $v_{\text{pcc-dq}}$  为交直流系统 PCC 点电压的  $dq$  轴分量;  $R$  为线路等效电阻;  $L$  为线路等效电感, 包含变压器漏感和桥臂电感。

以  $v_{\text{pcc-dq}}$  为输入,  $i_{dq}$  为输出, 利用 Mason 公式得到 MMC 高频阻抗简化模型:

$$Z_{\text{MMC}}(s) = \frac{R + sL + F_{\text{filter}}^i(s)F_{\text{delay}}(s)F_{\text{PI}}(s)}{1 - F_{\text{filter}}^v(s)F_{\text{delay}}(s)} \quad (1)$$

设延时时长为  $T$ , 则延时环节可以表示为式(2)。

$$F_{\text{delay}}(s) = e^{-sT} = \cos(2\pi Tf) - j\sin(2\pi Tf) \quad (2)$$

式中的微分项  $sL$  的相角恒为  $90^\circ$ , 幅值随频率线性增加, 高频段幅值远大于分子中其余两项, 在高频段起决定作用。

先不考虑附加阻尼控制策略的作用, MMC 的

高频阻抗模型可由式(1)简化为式(3)。

$$Z_{\text{MMC}}(s) = \frac{sL}{1 - \cos(2\pi Tf) + j\sin(2\pi Tf)} \quad (3)$$

式中：分母项幅值为  $2|\sin(2\pi Tf)|$ ，随频率周期性变化；相位为  $\pi(1/2 - Tf)$ ，随频率线性变化，归算后相位随频率周期性变化，周期为  $1/T$ ，相位在  $f_c=1/T$  处由  $-90^\circ$  跳变为  $90^\circ$ 。

由此可见，MMC 高频阻抗受控制系统延时影响较大，会在频率  $f_c$  处产生幅值尖峰以及相位跳变，并在  $[1/(2T), 1/T]$ Hz 频率区间内表现为负阻感特性。而交流系统高频阻抗特性会受输电线路分布参数影响在阻感性和阻容性之间跳变，因此，根据系统稳定判据：交直流系统阻抗幅值相等的频点处相位差不超过  $180^\circ$ <sup>[27]</sup>，系统在 MMC 负阻尼频域内存在谐振风险。

## 2 现有附加阻尼控制局限性分析

对由柔性直流系统引发的高频振荡问题，采取的附加阻尼控制可以有附加低通滤波环节、附加陷波环节以及其他附加控制等，下面逐一对几种可能的附加阻尼控制进行分析。

### 2.1 附加前馈滤波环节

#### 2.1.1 前馈电流滤波

根据 1 节分析可知， $Z_{\text{MMC}}$  分子中的微分项在高频段起决定作用，因此不论如何改善前馈电流滤波环节  $F_{\text{filter}}^i$ ，都不能在高频段对分子产生较大影响，因此不能用于抑制系统高频振荡现象。

#### 2.1.2 前馈电压低通滤波

根据第 1 节分析，如果  $Z_{\text{MMC}}$  分母在高频段的相位大于  $0$ ，柔性直流系统就能够在高频段表现为正阻尼特性，从而达到抑制高频振荡的目的。因此本节针对电压前馈环节来讨论  $Z_{\text{MMC}}$  表达式分母的特性。

为了抑制高频振荡现象，采用低通滤波是常见做法。采用一阶低通滤波环节对电压前馈量进行处理，滤波函数表示为

$$F_{\text{filter}}^v(s) = \frac{1}{1 + sT_m} \quad (4)$$

式中  $T_m$  为低通滤波环节的时间常数，相应的截止频率  $f_m=1/(2\pi T_m)$ ，该频率处低通滤波环节幅值为  $0.707$ ，相位为  $-45^\circ$ 。若选择的  $f_m$  过低，会降低控制系统的带宽，恶化系统的响应能力；若选择的  $f_m$  过高，则滤波效果较差，阻尼改善程度不足。

附加低通滤波环节后，式(1)分母的虚部可以表示为

$$\text{Im} = -\frac{2\pi T_m f \cos(2\pi Tf) + \sin(2\pi Tf)}{1 + 4\pi^2 T_m^2 f^2} \quad (5)$$

显然，式(5)存在过零点，且随着滤波环节截止频率降低，过零点对应的频率降低，即柔性直流系统负阻尼的频域会向更低频率转移，有可能导致系统谐振点向左移动；另外，虽然滤波环节能够改善原系统负阻尼区域的相位，但提供的相位裕度有限，系统仍存在谐振风险。因此，除非选择的截止频率足够低，否则无法保证通过前馈电压附加低通滤波环节能够抑制系统的高频振荡。

#### 2.1.3 前馈电压陷波

陷波环节具有带阻滤波的作用，可以用于改善阻抗的局部特性，典型的二阶陷波环节如下：

$$F_{\text{filter}}^v(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (6)$$

式中  $\omega_0$  和  $\xi$  分别为陷波环节的中心频率和阻尼比。

由式(6)可以看出，中心频率处陷波环节幅值降为最低，相位由  $-90^\circ$  跃变到  $90^\circ$ 。相应地，附加陷波环节后式(1)的分母在中心频率处幅值为  $1$ ，相位为  $0$ ，起到了相位补偿的作用。图 2 所示为  $T=300\mu\text{s}$ ， $f_0=2000\text{Hz}$ ， $\xi$  分别为  $0.1$  和  $0.01$  时， $Z_{\text{MMC}}$  表达式分母项的 Bode 图(采用线性坐标系，下同)。

在陷波环节带宽范围内，中心频率右侧，存在相位补偿至  $0^\circ$  以上的频率区间，所以在参数设计时可以使中心频率略小于谐振频率，另外随着阻尼比越小，陷波环节对阻抗的相位补偿越集中，对参数设计的精度要求越高；中心频率左侧，存在相位反向补偿的情况，可能会导致谐振点左移，因此设计陷波环节参数时需要参照精确的交直流系统阻抗

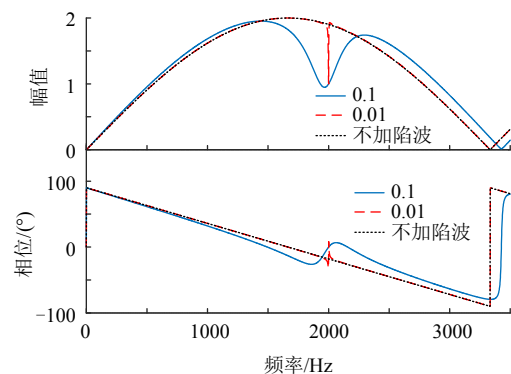


图 2 等效阻抗分母的 Bode 图( $T=300\mu\text{s}$ ，附加陷波)  
Fig. 2 Bode diagram of denominator of equivalent impedance ( $T=300\mu\text{s}$ , with notch)

特性曲线，另外当系统运行方式改变或受其他因素影响导致系统谐振点改变时，陷波环节参数需做相应调整，实际系统运行中适应性较差。

### 2.2 其他附加阻尼控制

其他附加控制也是通过将电气量处理后引入到内环控制的中间环节来实现的，以  $F_{add}(s)$  表示附加环节，根据附加环节的作用对象和施加位置不同，大致有如图3所示4种不同情况。

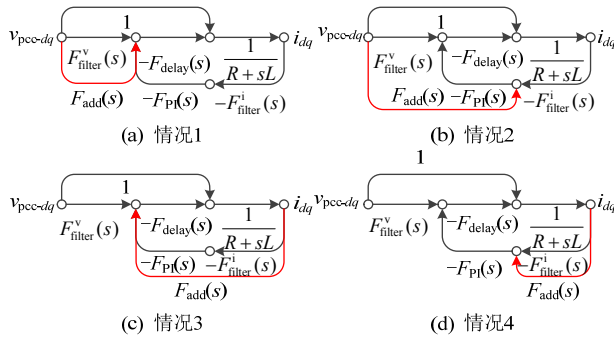


图3 附加控制信号流程图

Fig. 3 Signal flow graph of additional control strategy

利用 Mason 公式得到以上4种情况下 MMC 简化等效阻抗表达式：

$$\left\{ \begin{aligned} Z_{MMC}(s) &= \frac{R+sL+F_{filter}^i(s)F_{delay}(s)F_{PI}(s)}{1-[F_{filter}^v(s)+F_{add}(s)]F_{delay}(s)} \\ Z_{MMC}(s) &= \frac{R+sL+F_{filter}^i(s)F_{delay}(s)F_{PI}(s)}{1-[F_{filter}^v(s)-F_{add}(s)F_{PI}(s)]F_{delay}(s)} \\ Z_{MMC}(s) &= \frac{R+sL+[F_{filter}^i(s)F_{PI}(s)+F_{add}(s)]F_{delay}(s)}{1-F_{filter}^v(s)F_{delay}(s)} \\ Z_{MMC}(s) &= \frac{R+sL+[F_{filter}^i(s)-F_{add}(s)]F_{PI}(s)F_{delay}(s)}{1-F_{filter}^v(s)F_{delay}(s)} \end{aligned} \right. \quad (7)$$

电流的附加环节体现在阻抗表达式的分子中，与前馈电流滤波环节一样，在高频段的作用相比于微分环节微乎其微，即图3(c)、(d)两种方式不能改变原柔性直流系统高频段阻抗特性。

电压的附加环节体现在阻抗表达式的分母中，作用效果与前馈电压滤波环节一样，其与前馈电压滤波环节的复合作用亦等同于对前馈电压进行滤波，所以其补偿效果仍存在2.1节所述缺陷。

综合以上分析，目前难以通过在环控制中附加控制环节使其可靠抑制系统高频振荡现象。

### 3 无源滤波装置参数设计

无源滤波装置虽然存在成本相对较高、占地面积较大等问题，但能够在宽频范围内改善系统阻抗特性，能够适应系统阻尼变化，对抑制柔性直流工

程高频振荡现象具有重要意义。

#### 3.1 滤波装置外特性需求

无源滤波装置一般选择并联在柔性直流系统的交流母线处，并联滤波装置的物理意义明确，并联后系统的阻抗特性接近阻抗幅值更小的一方，为抑制系统高频振荡，滤波装置外特性需满足：

1) 高频段呈阻性，幅值小于  $Z_{MMC}$  幅值，使并联后系统阻抗向阻性靠拢；

2) 低频段有较大幅值，使  $Z_{MMC}$  在并联系统中起主要作用，不影响柔性直流系统的正常运行。

典型的 RLC 二阶高通滤波器就能够满足上述要求，且不存在 LCL 型滤波器的谐振问题。无源滤波装置的另一个关键问题是功率损耗问题，由于 RLC 滤波器存在电阻元件，因此会产生有功损耗，但通过合理设计参数能够有效降低损耗。

以下就 RLC 高通滤波器提出参数设计方法，使其在能够抑制柔性直流系统多工况下高频振荡问题的基础上，尽可能降低功率损耗。

#### 3.2 滤波装置参数设计

图4为 RLC 二阶高通滤波器的拓扑结构，其截止频率  $f_0$  和品质因数  $q$  与设备的电阻、电感和电容有如下关系：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (8)$$

$$q = R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (9)$$

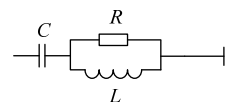


图4 RLC 滤波器拓扑结构

Fig. 4 Topology of RLC filter

为方便分析，引入谐波次数  $n=f/f_1$ ，其中  $f_1$  为基频，则 RLC 滤波器阻抗可以表示为

$$Z_n = \left[ \frac{n^2}{n^2 + n_0^2 q^2} + j \frac{n^2 n_0 (q^2 - 1) - n_0^3 q^2}{nq(n^2 + n_0^2 q^2)} \right] R \quad (10)$$

##### 3.2.1 品质因数

据式(10)可知，滤波器阻抗角正切值为

$$\tan a_{ngZ_n} = \frac{n^2 n_0 (q^2 - 1) - n_0^3 q^2}{n^3 q} \quad (11)$$

求式(11)对品质因数  $q$  的导数。

$$\frac{d(\tan a_{ngZ_n})}{dq} = \frac{(n^2 n_0 - n_0^3) q^2 + n^2 n_0}{n^3 q^2} \quad (12)$$

当  $f \geq f_0$  时，式(12)的值恒为正，即高频段滤波

器阻抗角随品质因数的增大而增大。

品质因数决定滤波器的调谐锐度，品质因数越大，滤波器在特征频率处的阻抗锐度越大。

当  $q \leq 1$  时，从式(11)可以看出，阻抗角随频率增大由  $-90^\circ$  逐渐趋近于  $0$ ，同时，由于高频段阻抗角关于品质因数单调递增，所以  $q=1$  时滤波器高频段阻抗最接近阻性。

当  $q > 1$  时，从式(11)可以看出，频率大于门槛值  $f_k$  后，阻抗由阻容性变为阻感性，且品质因数越大，门槛值越小。

$$f_k = \frac{f_0 q}{\sqrt{q^2 - 1}} \quad (13)$$

综合以上分析，本文认为选取品质因数为 1 更符合抑制高频振荡的需求。

### 3.2.2 截止频率

RLC 滤波器截止频率处的阻抗幅值并不是其幅频特性曲线的最小值。根据式(10)可以计算得到滤波器阻抗幅频关系：

$$|Z_n| = R \sqrt{\frac{q^2 n^6 + (q^2 - 1)^2 n_0^2 n^4 - 2q^2 (q^2 - 1) n_0^4 n^2 + q^4 n_0^6}{q^2 n^6 + 2q^4 n_0^2 n^4 + q^6 n_0^4 n^2}} \quad (14)$$

$$\left[ \frac{d|Z_n|^2}{dn} \right]_{n=n_0} = -R n_0^{11} \frac{2q^6 + 4q^4 + 2q^2}{(q^2 n^6 + 2q^4 n_0^2 n^4 + q^6 n_0^4 n^2)^2} \quad (15)$$

无论品质因数如何取值，阻抗幅频特性曲线在截止频率处的导数恒为负值，即特性曲线最小值点对应的频率高于截止频率。当品质因数为 1 时，滤波器阻抗幅值对频率的导数可简化为以下形式：

$$\frac{d|Z_n|^2}{dn} = R^2 \frac{4n_0^6 n^9 + 4n_0^4 n^7 - 6n_0^6 n^5 - 8n_0^8 n^3 - 2n_0^{10} n}{n^4 (n^2 + n_0^2)^4} \quad (16)$$

令上式为 0，求得阻抗幅值最小值点对应的频率  $f_{\min}$  与截止频率  $f_0$  满足以下关系：

$$f_{\min} = \sqrt[4]{2} f_0 \quad (17)$$

在设计截止频率时，要参考系统阻抗的频率扫描结果，确定系统潜在的谐振区间，必要时还要考虑  $f_{\min}$  与  $f_0$  间的倍数关系。

另外，当品质因数为 1 时，由式(14)可以看出，滤波器的基频阻抗幅值随截止频率的减小而减小，同时根据式(11)可以得到滤波器基频处阻抗角正切值与截止频率的关系，如式(18)所示，随着截止频率减小，基频阻抗中的阻性增大。因此，其他参数一定时，随着截止频率减小，滤波器的有功损耗会

增加，通过合理选择截止频率能够有效控制装置有功损耗。

$$[\tan a_{ng Z_n}]_{n=1} = -n_0^3 \quad (18)$$

### 3.2.3 补偿容量

选用滤波器是为了改善系统阻尼而不是用于无功补偿，滤波器输出的无功会对系统造成过补偿的影响。尽管柔性直流系统具有独立的无功控制能力，可以用来吸收过剩的无功，保证系统电压在允许水平，但吸收过多无功也会对柔性直流系统的稳定运行产生影响，所以应在允许范围内尽可能减小滤波装置的补偿容量。

在截止频率选择合理的情况下，RLC 滤波器在基频附近的感抗很小，容抗很大，阻抗近似呈容性，所以滤波器的补偿容量  $Q$  可以近似看作滤波器电容  $C$  在基频  $f_1$  以及额定电压  $U_N$  下发出的无功功率，即滤波器基频阻抗幅值可以近似表示为

$$|Z_{n1}| \approx X_{C1} = \frac{U_N^2}{Q} \quad (19)$$

另外，式(10)所示滤波器阻抗的实部在高频段近似为  $R$ ，虚部在高频段远小于  $R$ ，因此滤波器阻抗在高频段趋近阻性且幅值近似等于  $R$ ，结合式(8)、(9)和(19)，可以推导出滤波器高频段阻抗幅值计算公式：

$$|Z_{nH}| \approx R = \frac{U_N^2 q}{Q n_0} \quad (20)$$

根据柔性直流系统的频率扫描结果，可以得到 MMC 阻抗在基频和高频段的幅值： $|Z_{MMCl}|$  和  $|Z_{MMCH}|$ ，按照滤波器外特性要求，可以得到滤波器补偿容量的选择区间：

$$\frac{U_N^2 q}{K_H |Z_{MMCH}| n_0} \leq Q \leq \frac{U_N^2}{K_I |Z_{MMCl}|} \quad (21)$$

式中  $K_I$  和  $K_H$  分别表示滤波器阻抗在基频和高频段的幅值裕度，以应对不同工况下  $Z_{MMC}$  幅值的变化。

在确定滤波装置的品质因数、截止频率和补偿容量后，根据式(8)、(19)和(20)即可计算出滤波装置的  $R$ 、 $L$ 、 $C$  参数。

根据以上分析确定的滤波装置参数能够有效改善系统阻尼，抑制高频振荡，并且能够降低损耗，提高装置的经济效益。

## 4 仿真实验

### 4.1 仿真系统

本节根据渝鄂直流背靠背工程北通道建立仿

真模型，通过仿真试验验证前述分析的正确性。

在 PSCAD/EMTDC 平台上搭建如图 5 所示的双单元伪双极柔性直流系统背靠背仿真模型，整流站采用定直流电压和定无功功率控制；逆变站采用定有功功率和定无功功率控制，系统参数如表 1 所示。

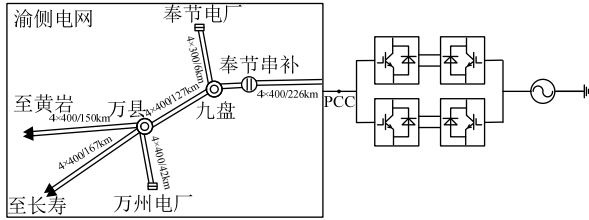


图 5 渝鄂工程北通道拓扑结构

Fig. 5 Topology of north corridor for project connecting Chongqing and Hubei Power Grid

表 1 仿真系统参数

Table 1 Parameters of simulation system

项目	数值	项目	数值
交流电压	525kV	直流电压	840kV
有功功率	2×1250MW	无功功率	0Mvar
桥臂电抗	0.14H	换流变漏抗	0.14pu
换流变单相容量	375MVA	换流变变比	525kV/437kV
内环 $k_p$	1	内环 $k_i$	30

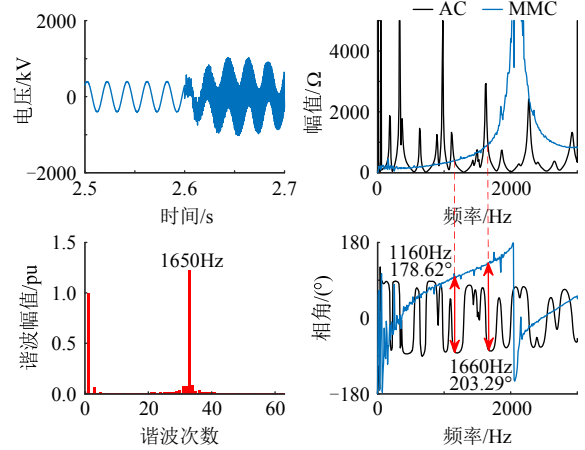
由于柔性直流输电系统对互联的交流系统起到隔离作用，柔性直流与交流系统间的高频谐振不会传递到另一侧的交流系统，因此只建立一侧交流电网模型足以满足本文的研究需求。本节参照渝侧电网网架结构建立多级交流系统模型，保留串补等关键设备，以分布式参数建立架空输电线路，使其能够保留交流电网高频阻抗特性。

### 4.2 系统高频振荡现象

在仿真系统中人为添加控制延时环节，由于 PSCAD/EMTDC 的仿真过程具有仿真步长，导致一次系统与控制系统间的数据交换存在一个步长的延时，本文采用的仿真步长为 50μs，其与延时长具有可比性，造成的影响相当于增大了延时 100μs。

在人为添加控制延时  $T=400\mu s$ ，并设定  $t=2.6s$  时 PCC 点处一回交流线路断开情况下，PCC 点电压时域仿真结果如图 6(a)所示，由于三相对称，仅给出 A 相仿真波形。可以看出在交流 N-1 故障后，系统发生主要频次为 33 次的高频振荡。

图 6(b)为利用频率扫描法得到的附加 400μs 延时的直流系统和 N-1 故障的交流系统的阻抗特性曲线，MMC 高频阻抗特性与前述分析用阻抗模型的变化趋势一致；1650Hz 处交直流阻抗相角差超



(a) PCC点A相电压 (b) 交直流系统频率扫描结果

图 6 系统高频振荡现象

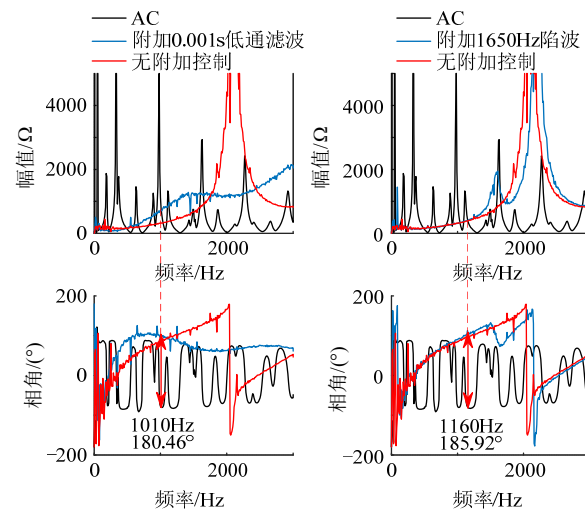
Fig. 6 System high-frequency resonance

出安全裕度，导致系统失稳；另外，交流系统多变工况及阻抗性质的跳变为振荡抑制增加难度。

### 4.3 高频振荡抑制策略

针对以上振荡情况，设计振荡抑制策略参数。图 7(a)所示为附加截止频率 159Hz 的低通滤波环节后的系统频率扫描结果，1000Hz 附近 MMC 阻抗存在反向补偿情况，系统谐振点发生转移，与前述理论分析一致，为应对本文所选运行工况下的高频振荡，经大量仿真得到较小的低通环节时间常数为 0.004s。

图 7(b)所示为附加中心频率 1650Hz、阻尼系数 0.1 的陷波环节后的系统频率扫描结果，中心频率左侧出现相位反向补偿情况，系统谐振点转移至 1160Hz，与前述理论分析一致，为应对此工况下高频振荡，同样经大量仿真及参数修正得到较合适的附加陷波环节方案为阻尼系数均为 0.1，中心频率



(a) 附加低通滤波环节 (b) 附加陷波环节

图 7 频率扫描结果

Fig. 7 Impedance by the sweep-frequency method

分别为 1650Hz、1000Hz、950Hz 的 3 个陷波环节级联的形式。

无源滤波装置按照第 3 节的参数设计方法，取品质因数为 1；根据直流系统频率扫描结果可知，MMC 的负阻尼区间为[1000, 2000]Hz，考虑控制延时增加时负阻尼区间会向左移动，但区间起始频率附近负阻尼程度较小，另外考虑并联无源滤波装置提供的相位补偿较大，所以对装置截止频率的选择不必过小，本文选择滤波装置的截止频率为 900Hz；根据频率扫描结果，MMC 高频段阻抗幅值普遍大于 300Ω，基频阻抗幅值约为 106.6Ω，令  $|Z_{MMCH}|=300$ ， $|Z_{MMC}|=106.6$ ，考虑基频阻抗可能因降功率运行等情况而变小，所以应留有较大裕度，取  $K_I=10$ ，而高频阻抗幅值仅受延时长短影响，且下边界变化不大，所以取  $K_H=1$ ，根据式(21)得到滤波装置单相补偿容量的选择区间为[17, 86]Mvar，选取  $Q=20$ Mvar。按上述设计得到的滤波装置参数如表 2 所示。

表 2 滤波器参数

Table 2 Parameters of filter

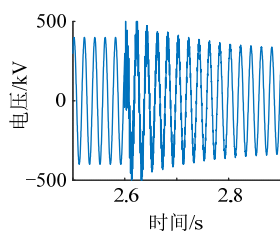
项目	数值	项目	数值
品质因数	1	电阻/Ω	255
截止频率/Hz	900	电感/H	0.0451
补偿容量(单相)/Mvar	20	电容/μF	0.6934

按照上述参数，针对以下 3 种具有代表性的运行工况测试振荡抑制策略性能。

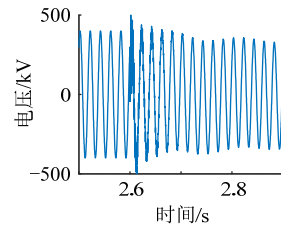
- 1) 交流 N-1 故障
- 2) 控制延时变更
- 3) 直流电压阶跃

#### 4.3.1 交流 N-1 故障

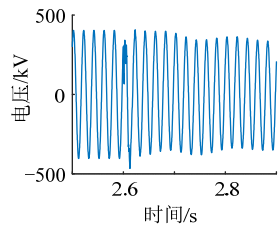
已针对前述的交流 N-1 故障进行了抑制策略参数设计，图 8 为分别施加 3 种振荡抑制策略后的 PCC 点 A 相电压。附加低通滤波环节提供的相位补偿有限，因此高频振荡衰减的速度较慢；附加陷波环节针对特定频率补偿，补偿效果较低通滤波环节更好；附加无源滤波装置提供的相位安全裕度最大，高频振荡会在一个周内被抑制。



(a) 附加低通滤波环节



(b) 附加陷波环节

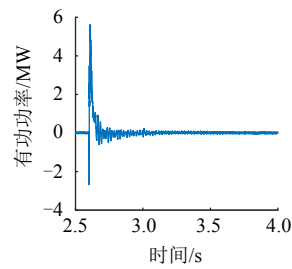


(c) 附加无源滤波装置

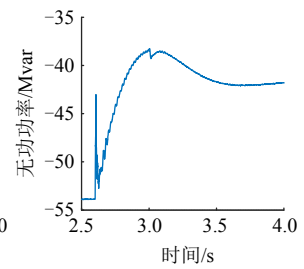
图 8 PCC 点 A 相电压(工况一)

Fig. 8 Phase A voltage at PCC (condition one)

图 9 为无源滤波装置的功率损耗(三相)，有功损耗近似为 0，在交流故障后发生较小阶跃并迅速恢复；无功过补偿也在预先设计的范围内，对系统影响较小。



(a) 有功损耗



(b) 无功损耗

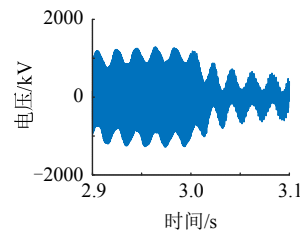
图 9 无源滤波装置功率损耗

Fig. 9 Power loss of passive filter

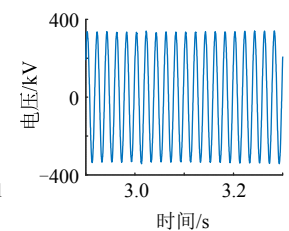
#### 4.3.2 控制延时变更

正常情况下，柔性直流工程的控制链路延时变化范围有限，考虑严重情况下控制延时增长 100μs，约为一个控制周期，系统谐振情况将因此改变。在前述交流 N-1 故障工况的基础上，设定  $t=3$ s 时人为施加的控制延时由 400μs 增加至 500μs，PCC 点 A 相电压时域仿真结果如图 10 所示。

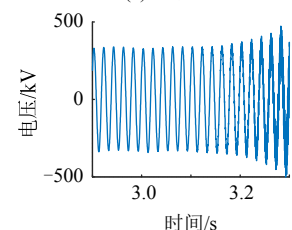
延时变更后，系统谐振情况改变，如图 10(a)所示。由于低通滤波环节的截止频率设定的较小，



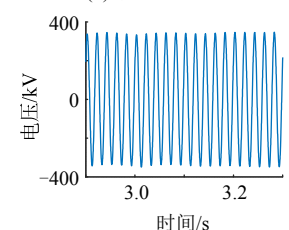
(a) 无附加控制



(b) 附加低通滤波环节



(c) 附加陷波环节



(d) 附加无源滤波装置

图 10 PCC 点 A 相电压(工况二)

Fig. 10 Phase A voltage at PCC (condition two)

能够改善较大频域内的阻抗特性,在延时变更后不会激发出新的振荡;无源滤波装置的相位补偿区域更广,补偿效果更好,因此也不会产生振荡现象;而陷波环节只针对特定频率进行补偿,因此无法适应振荡情况改变,系统逐渐振荡发散。

#### 4.3.3 直流电压阶跃

在上述控制延时和交流  $N-1$  工况下,设置  $t=4s$  时直流系统电压参考值由  $1pu$  阶跃至  $0.9pu$ ;  $t=4.5s$  时直流电压参考值阶跃回至  $1pu$ ,由于直流系统外环控制不影响系统高频阻抗特性,所以不会激发新的振荡情况。图 11(b)、(c)为直流电压阶跃造成的换流器传输功率的变化。

通过与无控制延时系统响应结果的对比可以看出,附加低通滤波环节后系统功率波动较大,响应能力变差,当因运行工况复杂而采用更低的截止频率时,对控制系统的影响将更大;而附加无源滤波装置的系统的响应能力更接近无延时系统的响

应能力。

## 5 结论

本文利用阻抗分析法从机理上证明了目前常用附加阻尼控制策略不能可靠抑制柔性直流系统引发的高频振荡,并提出基于并联 RLC 二阶高通滤波装置的振荡抑制策略及参数设计方法,通过与工程常用附加阻尼控制策略进行仿真对比,验证了所提策略的有效性,得到以下结论。

1) 目前的附加阻尼控制策略或者会极大影响换流器控制系统性能,或者会无法适应系统的多变运行工况,而且均存在参数设计困难的问题;

2) 根据所提 RLC 高通滤波装置参数设计方法的滤波装置能够在宽频范围内极大程度提高系统的相位裕度,能使高频谐波在一个周波内迅速衰减,并能够适应多变工况,另外滤波器不存在谐振问题,对柔性直流系统性能影响较小,损耗的有功功率近似为 0,无功过补偿也在预先设计范围内。

## 参考文献

- [1] 汤广福, 罗湘, 魏晓光. 多端直流输电与直流电网技术[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(10): 8-17.  
TANG Guangfu, LUO Xiang, WEI Xiaoguang. Multi-terminal HVDC and DC-grid technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(10): 8-17(in Chinese).
- [2] MEHRASA M, POURESMAEIL E, ZABIHI Z, et al. Dynamic model, control and stability analysis of MMC in HVDC transmission systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(3): 1471-1482.
- [3] 汤广福, 贺之渊, 庞辉. 柔性直流输电工程技术研究、应用及发展[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15): 3-14.  
TANG Guangfu, HE Zhiyuan, PANG Hui. Research, application and development of VSC-HVDC engineering technology[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 3-14(in Chinese).
- [4] 吴俊, 方芳, 赵晓明. 柔性直流输电舟洋换流站无源 HVDC 启动试验中典型故障分析[J]. 浙江电力, 2016, 35(1): 6-9.  
WU Jun, FANG Fang, ZHAO Xiaoming. Analysis on typical faults in passive HVDC startup tests in Zhouyang VSC-HVDC converter station[J]. Zhejiang Electric Power, 2016, 35(1): 6-9(in Chinese).
- [5] 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.

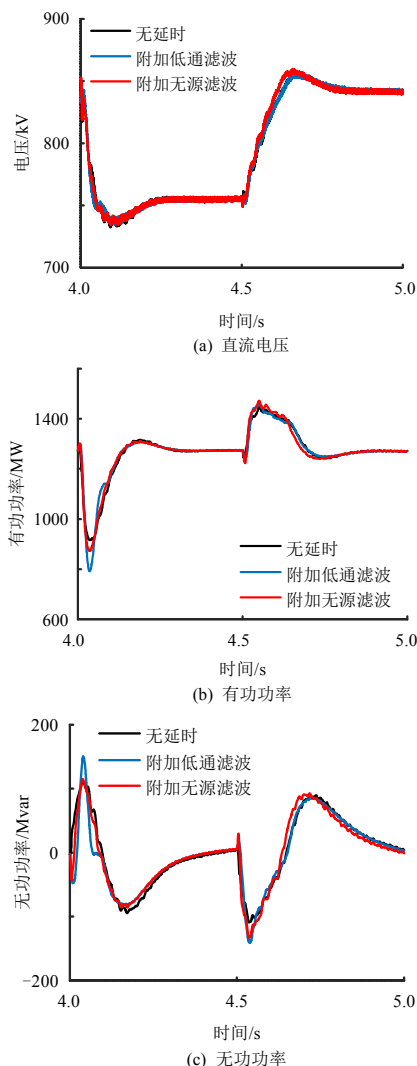


图 11 整流站电气量(工况三)

Fig. 11 Electricity of rectifier station (condition three)

- [6] 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).
- [7] 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(S1): 19-23.  
LI Yan, ZOU Changyue, RAO Hong, et al. Resonance of VSC-HVDC with extreme AC grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(S1): 19-23(in Chinese).
- [8] 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.  
WANG Xiaoyu, YANG Jie, WU Ya'nan, 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(in Chinese).
- [9] 陈新, 张旻, 王赞程. 基于阻抗分析法研究光伏并网逆变器与电网的动态交互影响[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(27): 4559-4567.  
CHEN Xin, ZHANG Yang, WANG Yuncheng. A study of dynamic interaction between PV grid-connected inverters and grid based on the impedance analysis method[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(27): 4559-4567(in Chinese).
- [10] 葛鑫亮, 刘有为. 谐波源通用的非线性单端口网络矩阵模型[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(21): 6255-6263.  
GE Xinliang, LIU Youwei. Matrix model of nonlinear single-port network for general harmonic sources[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(21): 6255-6263(in Chinese).
- [11] 年珩, 周骐, 吴超, 等. 双馈风电机组并网运行下谐波电流建模与特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(17): 5037-5048.  
NIAN Heng, ZHOU Qi, WU Chao, et al. The modeling and characteristic analysis of harmonic current of DFIG based wind turbine in grid-connected mode[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(17): 5037-5048(in Chinese).
- [12] 钟庆, 冯俊杰, 王钢, 等. 基于节点阻抗矩阵的直流配电网谐振特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(5): 1323-1334.  
ZHONG Qing, FENG Junjie, WANG Gang, et al. Analysis of resonance characteristics of DC distribution network based on node impedance matrix[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(5): 1323-1334(in Chinese).
- [13] 陈智勇, 黄旭程, 杨苓, 等. 分布式电站宽频域谐振机理分析及阻抗协调构造方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(1): 141-154.  
CHEN Zhiyong, HUANG Xucheng, YANG Ling, et al. Investigation on resonance mechanism in wide frequency domain for distributed power plant and its coordinated impedance shaping method[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(1): 141-154(in Chinese).
- [14] 李云丰, 汤广福, 贺之渊, 等. MMC 型直流输电系统阻尼控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(20): 5492-5503.  
LI Yunfeng, TANG Guangfu, HE Zhiyuan, et al. Damping control strategy research for MMC based HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(20): 5492-5503(in Chinese).
- [15] 郭贤珊, 李云丰, 谢欣涛, 等. 直驱风电场经柔直并网诱发的次同步振荡特性[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(4): 1149-1160.  
GUO Xianshan, LI Yunfeng, XIE Xintao, et al. Sub-synchronous oscillation characteristics caused by PMSG-based wind plant farm integrated via flexible HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(4): 1149-1160(in Chinese).
- [16] 赵强, 张雅洁, 谢小荣, 等. 基于可再生能源制氢系统附加阻尼控制的电力系统次同步振荡抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3728-3736.  
ZHAO Qiang, ZHANG Yajie, XIE Xiaorong, et al. Mitigation of subsynchronous oscillations based on renewable energy hydrogen production system and its supplementary damping control[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3728-3736(in Chinese).
- [17] 赵岩, 郑斌毅, 贺之渊. 南汇柔性直流输电示范工程的控制方式和运行性能[J]. 南方电网技术, 2012, 6(6): 6-10.  
ZHAO Yan, ZHENG Binyi, HE Zhiyuan. The control mode and operating performance of Nanhui VSC-HVDC demonstration project[J]. Southern Power System Technology, 2012, 6(6): 6-10(in Chinese).
- [18] CESPEDES M, SUN Jian. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1254-1261.
- [19] 王一, 刘树, 刘建政, 等. 分布式逆变器并网系统谐振机理研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(9): 2693-2706.  
WANG Yi, LIU Shu, LIU Jianzheng, et al. Resonance mechanism analysis of the power system involving distributed grid-connected inverters[J]. Proceedings of the

- CSEE, 2018, 38(9): 2693-2706(in Chinese).
- [20] 赵训君. 基于多端柔性直流系统的附加阻尼控制器设计新方法[J]. 科学技术与工程, 2016, 16(30): 243-248. ZHAO Xunjun. New design method of sub-synchronous oscillation damping controller in VSC-MTDC[J]. Science Technology and Engineering, 2016, 16(30): 243-248(in Chinese).
- [21] 杜东冶, 郭春义, 贾秀芳, 等. 基于附加带阻滤波器的模块化多电平换流器高频谐振抑制策略[J/OL]. 电工技术学报, (2020-06-01). <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.200077>. DU Dongye, GUO Chunyi, JIA Xiufang, et al. Suppression strategy for high frequency resonance of modular multilevel converter based on additional band-stop filter[J/OL]. Transactions of China Electrotechnical Society, (2020-06-01). <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.200077>(in Chinese).
- [22] 潘冬华, 阮新波, 王学华, 等. 提高 LCL 型并网逆变器鲁棒性的电容电流即时反馈有源阻尼方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 1-10. PAN Donghua, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. A capacitor-current real-time feedback active damping method for improving robustness of the LCL-type grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 1-10(in Chinese).
- [23] LISERRE M, BLAABJERG F, HANSEN S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1281-1291.
- [24] 刘宝泉, 郭华, 朱一昕, 等. 三相变流器无源阻尼型 LCL 滤波器的分析与设计[J]. 电工技术学报, 2017, 32(2): 195-205. LIU Baoquan, GUO Hua, ZHU Yixin, et al. Analysis and design of a passively damping LCL filter in three-phase converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(2): 195-205(in Chinese).
- [25] 卞文倩, 李飞, 赵晋斌. 基于 LCL 型逆变器的数字陷波器有源阻尼方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(21): 14-19. BIAN Wenqian, LI Fei, ZHAO Jinbin. Research on digital notch filter active damping based on LCL-type inverter[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(21): 14-19(in Chinese).
- [26] WEI Liqiu, HAN Liang, DING Yongjie, et al. Stabilizing low-frequency oscillation with two-stage filter in Hall thrusters[J]. Review of Scientific Instruments, 2017, 88(7): 073502.
- [27] SUN Jian. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.



侯延琦

在线出版日期: 2020-10-27。

收稿日期: 2020-06-27。

作者简介:

侯延琦(1995), 男, 博士研究生, 研究方向为柔性直流输电系统建模与控制, houyanqi@ncepu.edu.cn;

\*通作作者: 刘崇茹(1977), 女, 博士, 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;

王宇(1993), 男, 博士研究生, 研究方向为柔性直流输电系统建模与控制, wangyu\_ncepu@163.com。

(责任编辑 邱丽萍)

# Research on the Suppression Strategy of High-frequency Resonance for MMC-HVDC

HOU Yanqi<sup>1</sup>, LIU Chongru<sup>1\*</sup>, WANG Yu<sup>1</sup>, KONG Wei<sup>2</sup>

(1. North China Electric Power University; 2. State Grid Corporation of China)

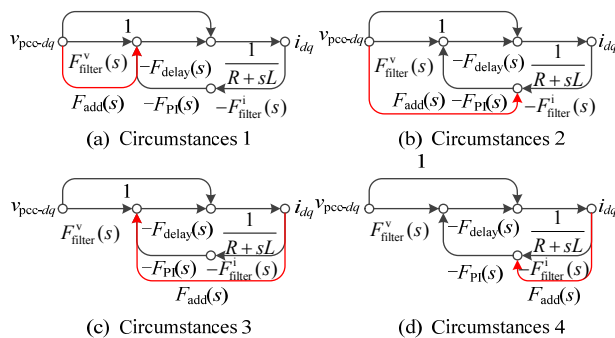
**KEY WORDS:** modular multilevel convert; high-frequency resonance; additional damping control strategy; passive filter

At present, the high-frequency resonance caused by MMC-HVDC is one of the important problems to be solved. The mathematical model of high-frequency impedance of MMC is shown in formula (1).

$$Z_{MMC}(s) = \frac{R + sL + F_{filter}^i(s)F_{delay}(s)F_{PI}(s)}{1 - F_{filter}^v(s)F_{delay}(s)} \quad (1)$$

The delay  $F_{delay}$  of the control system results in negative damping of MMC in high frequency ranges. The influence of current filter  $F_{filter}^i$  on  $Z_{MMC}$  is negligible in high frequency ranges. On the contrary, the feed-forward voltage filter  $F_{filter}^v$  can improve the high-frequency impedance characteristics of MMC. It can be a low-pass filter or notch filter. The former has a great influence on the performance of the controller, while the latter has poor adaptability to conditions. However, neither of them can improve the damping of MMC over the entire high frequency ranges.

There are roughly four other forms of additional damping control, as shown in Fig. 1. However, they have the same effect on high-frequency impedance characteristics of MMC as  $F_{filter}^i$  or  $F_{filter}^v$ .



**Fig. 1** Signal flow graph of additional control strategy

In contrast, the shunt passive filter can improve the system damping in a wide frequency ranges and adapt to the change of system damping. The requirements for the impedance characteristics of the passive filter are as follows:

- 1) The impedance is resistive in high frequency ranges and its amplitude is smaller than that of  $Z_{MMC}$ ;
- 2) The impedance has a large amplitude in low frequency ranges which doesn't affect the operation of system.

The typical high pass RLC filter meets the above requirements. The performance of the filter can be improved and the loss can be reduced by optimizing its parameters. The impedance  $Z_n$  of the RLC filter can be expressed as formula (2), the angle of  $Z_n$  is shown as formula (3).

$$Z_n = \left[ \frac{n^2}{n^2 + n_0^2 q^2} + j \frac{n^2 n_0 (q^2 - 1) - n_0^3 q^2}{n q (n^2 + n_0^2 q^2)} \right] R \quad (2)$$

$$\tan a_{ngZ_n} = \frac{n^2 n_0 (q^2 - 1) - n_0^3 q^2}{n^3 q} \quad (3)$$

When the frequency  $f$  is not less than the cut-off frequency  $f_0$ , the angle of  $Z_n$  increases with the increase of quality factor  $q$ , and  $q=1$  is more suitable for the above requirements.

When  $q=1$ , with the decrease of  $f_0$ , the amplitude of  $Z_n$  at the fundamental frequency will decrease, along with the angle of  $Z_n$  at the fundamental frequency. As a result, the active power loss of the RLC filter will also increase.

In order to meet the above requirements, the capacity  $Q$  of the filter is limited to the range shown in formula (4).

$$\frac{U_N^2 q}{K_H |Z_{MMCH}| n_0} \leq Q \leq \frac{U_N^2}{K_I |Z_{MMC}|} \quad (4)$$

In the simulation system based on the north corridor for project connecting Chongqing and Hubei Power Grid, the performance of the proposed passive damping strategy is compared and tested under three typical conditions. The proposed method has better performance than other methods and its loss is also controlled within an acceptance range.