

# 基于有源和无源阻尼协同控制的光伏直流升压 汇集系统谐振抑制

潘鹏程<sup>1,2</sup>, 韩文舜<sup>1,2</sup>, 郭雪丽<sup>3</sup>

(1. 三峡大学 电气与新能源学院, 湖北 宜昌 443002; 2. 三峡大学 新能源微电网湖北省协同创新中心, 湖北 宜昌 443002; 3. 国网河南省电力公司南阳供电公司, 河南 南阳 473000)

**摘 要:** 光伏直流升压汇集系统中, DC/DC 换流器内部 LC 电路与开关电路因阻抗匹配而产生谐振问题, 从而导致系统稳定性变差甚至崩溃。针对换流器因阻抗匹配产生的谐振问题, 提出了有源和无源阻尼协同控制以消除谐振的方法。首先, 建立了在不同工况下的换流器运行小信号阻抗模型。其次, 利用阻抗比判据对比分析系统稳定性差异, 并讨论了不同虚拟电阻对系统稳定性的影响。最后, 通过将产生谐振峰值处的角频率点与其相邻正常角频率点的等效阻抗幅值之比限定为  $[0.95, 1.15]$ , 将阻尼电阻值在最大功率点跟踪 (maximum power point tracking, MPPT) 控制下换流器的闭环输出阻抗幅值提高了约 1.5 倍。研究结果表明, 相比仅采用有源或无源阻尼法, 所提协同控制策略使得产生谐振处的幅值由  $-15$  dB 增加到  $40.5$  dB, 提高约 4 倍, 且系统具有较大的幅值和相角裕度, 可有效提高系统的稳定性。

**关键词:** 光伏发电; 直流升压汇集; 小信号阻抗建模; 有源和无源阻尼; 谐振抑制; 稳定性分析

**DOI:** 10.11930/j.issn.1004-9649.202402044

## 0 引言

随着光伏装机容量不断激增以及柔性直流输电技术大规模应用, 直流升压汇集因具有高效的功率变换和较低的损耗等优势, 成为大规模光伏电站并网方式的发展方向<sup>[1-5]</sup>。光伏并网系统中含有多组以串联或并联方式接入的分布式发电单元换流器, 因不同厂家换流器参数存在差异, 导致换流器间或换流器内部容易产生谐振问题<sup>[6-8]</sup>。逆变器和交流电网之间相互作用, 或与滤波器产生并联谐振, 从而降低光伏并网系统的稳定性<sup>[9]</sup>。因此, 开展光伏直流升压汇集系统换流器谐振特性及其抑制策略研究, 对并网系统的稳定性具有重要意义。

小信号线性化的模型是用于分析换流器由于阻抗相互匹配产生谐振常用的方法。其中, 小信号阻抗模型分析法把奈奎斯特 (Nyquist) 稳定性

判据应用于换流器的总输出阻抗与总输入阻抗的等效阻抗之比, 分析系统的稳定性<sup>[10]</sup>。文献<sup>[11]</sup>针对当模式切换时系统稳定性变差的问题, 提出了调制环虚拟阻抗和电压环虚拟电阻控制策略, 通过改变光伏侧输出阻抗提高系统稳定性, 并讨论了不同虚拟电阻和电感值对系统稳定性的影响。文献<sup>[12]</sup>采用一种基于滑模控制的阻抗匹配方法, 在 2 个 DC/DC 变换器级联的光伏发电系统中适应电网电压的变化。上述研究未考虑 DC/DC 换流器间阻抗相互匹配对系统稳定性产生的影响。

目前, 对于换流器内部 LC 电路和开关电路因阻抗相互匹配而产生谐振的问题, 一般是通过提高系统的阻尼来消除谐振, 如有源阻尼法<sup>[13]</sup>和无源阻尼法<sup>[14-15]</sup>。有源阻尼法主要是通过换流器控制环节中引入虚拟电阻调节其输出阻抗, 以改善系统的稳定性。无源阻尼法则在 LC 电路增加阻尼电阻或电感调节其阻抗特性, 直接抑制谐振。文献<sup>[16]</sup>分析了不同运行模式下的源荷属性阻抗模型, 并讨论了不同运行模式、微源和负载阻抗特性对微电网稳定性的影响。文献<sup>[14]</sup>采用无源阻尼法, 在负载变换器 LC 滤波器环节引入

收稿日期: 2024-02-19; 修回日期: 2025-01-09。

基金项目: 国家水运安全工程技术研究中心开放基金资助项目 (B2022002)。

阻尼电阻改善负载阻抗特性，提高了直流微电网稳定性。文献[17]采用无源阻尼抑制换流器内部的谐振，同时考虑抑制效果和有功损耗给出了阻尼电阻的取值范围，结果表明所提策略使光伏并网系统的稳定性增强。

本文针对DC/DC换流器因阻抗匹配而产生的谐振问题，首先，建立了不同运行工况下包含光伏单元、DC/DC换流器以及DC/AC逆变器的小信号等效阻抗模型，并通过阻抗扫描法验证了简化模型的正确性，然后，应用阻抗比判据对比分析系统的稳定性差异。针对光伏DC/DC换流器因阻抗匹配而产生的谐振问题，提出了有源和无源阻尼协同控制方法，通过在LC电路的电容支路串联阻尼电阻和电压环引入虚拟电阻，改善换流器侧的输出阻抗，增大系统的阻尼，从而提高系统的稳定性。最后，通过将产生谐振峰值处的角频率点与其相邻正常角频率点的等效阻抗幅值之比限定为[0.95, 1.15]，得到所加阻尼电阻值的范围。

## 1 光伏直流并网系统架构及等效阻抗建模

### 1.1 光伏直流升压汇集系统架构

本文研究的光伏直流升压汇集系统参照实际光伏电站，采用两级式，如图1所示，主要由光伏阵列、DC/DC换流器、直流线路和DC/AC逆变器组成，光伏阵列与DC/DC换流器以并联输入、串联输出的方式连接，将光伏发电经直流变换器升压后汇集到直流线路。DC/DC换流器（见图2）由隔离升压全桥变换器和Boost电路组成，隔离型DC/DC全桥变换电路是直流汇集系统级联终端，起到了电压高比例放大和电气隔离作用[18]。

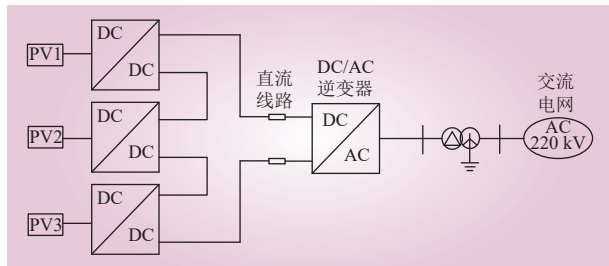


图1 光伏直流升压汇集系统拓扑结构  
Fig. 1 Topology of the photovoltaic DC voltage boosting system

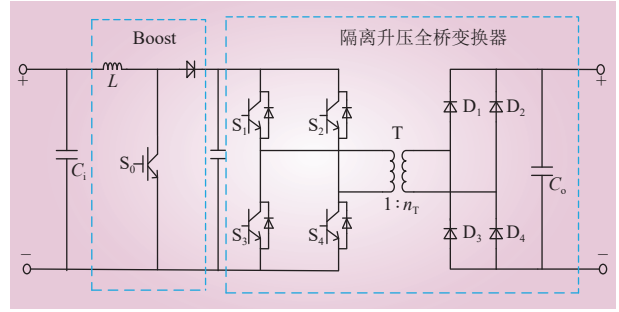


图2 DC/DC换流器内部结构  
Fig. 2 DC/DC converter internal structure

### 1.2 光伏DC/DC换流器输出阻抗建模

DC/DC换流器运行在最大功率点跟踪（maximum power point tracking, MPPT）控制和直流电压控制下，须建立换流器在这2种控制策略下的小信号阻抗模型。DC/AC逆变器采用定直流电压控制，根据小信号方程建立阻抗模型，同时得到光伏直流升压汇集系统的整体等效阻抗模型。

图3为DC/DC换流器的时域等效模型，图中： $u_o$ 、 $u_i$ 分别为换流器侧输出和光伏端口电压； $i_o$ 、 $i_i$ 分别为换流器输出和光伏端口电流； $C_o$ 、 $C_i$ 分别为输出与输入侧电容； $L$ 为低压侧电感； $i_L$ 为流过电感 $L$ 的电流； $n_T$ 为变压器变比。在稳态点周围做小信号扰动，忽略高阶分量，可得到 $s$ 域数学模型表达式

$$\begin{cases} n_T(\hat{u}_i - sL\hat{i}_L) + (\hat{d}u_o + D_0\hat{u}_o) = \hat{u}_o \\ \hat{n}_T(sC_o\hat{u}_o + \hat{i}_o) = \hat{i}_L - (i_L\hat{d} + D_0\hat{i}_L) \\ sC_i\hat{u}_i = \hat{i}_i - \hat{i}_L \end{cases} \quad (1)$$

式中： $d$ 为高频变压器占空比；“ $\wedge$ ”表示小信号量； $D_0$ 为DC/DC换流器稳态时占空比。

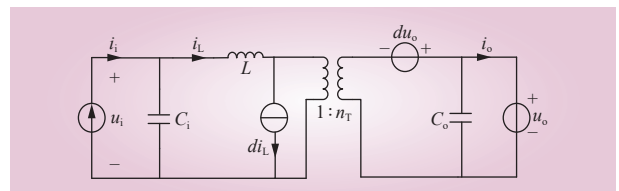


图3 DC/DC换流器时域等效模型  
Fig. 3 Time domain equivalent model of DC/DC converter

由式（1）可得各变量参数的传递函数如下。

1）隔离全桥升压换流器开环的输出阻抗 $Z_o$ 为

$$Z_o = -\frac{1}{k^2} \left( \frac{1}{C_i s} + sL \right) // \frac{1}{C_o s} = -\frac{1}{k^2} \frac{s^2 C_i L}{s^3 C_i C_o L + s(C_i + C_o)} \quad (2)$$

式中:  $k=(1-D_0)/n_T$

2) 隔离全桥升压换流器输出电压-占空比的传递函数  $G_{uod}$  为

$$G_{uod} = \frac{\hat{u}_o}{\hat{d}} = -\frac{sC_i I_L - (U_o C_i k + I_L)}{n_T (s^2 C_i C_o L + k^2 C_i + C_o)} \quad (3)$$

式中:  $U_o$  为输出侧电压;  $I_L$  为电感电流。

3) 隔离全桥升压换流器输入电压-输出电流的传递函数  $G_{uiio}$  为

$$G_{uiio} = \frac{\hat{u}_i}{\hat{i}_o} = -\frac{k}{s(s^2 C_i C_o L + k^2 C_i + C_o)} \quad (4)$$

系统在正常运行时, DC/DC 换流器采用基于电导增量的最大功率控制<sup>[19]</sup>, 因此, 根据图 4 a) 所示 DC/DC 稳态运行期间的控制策略, 并结合式 (2) ~ (4), 可得 DC/DC 在 MPPT 控制下的小信号模型, 如图 4 b) 所示。当有功输出受限时, DC/DC 换流器采用定直流电压控制<sup>[20]</sup>。图 5 为换流器在定直流电压和有源阻尼控制下的控制框图和小信号模型, 图中:  $u_o^{\text{ref}}$  为换流器高压侧电压参考值;  $R_v$  为虚拟电阻;  $L_1$ 、 $R_1$  分别为虚拟电阻控制滤波电感、电阻。

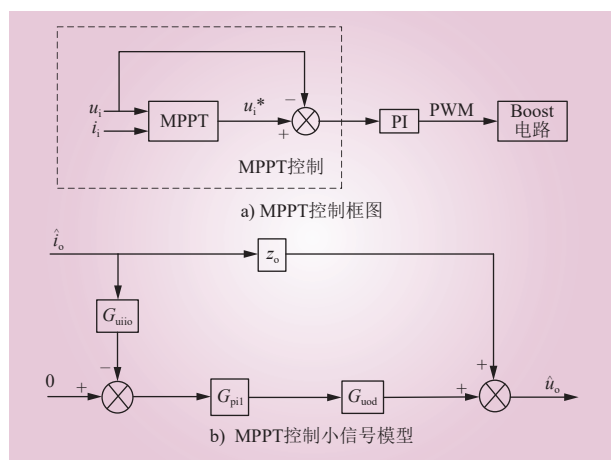


图 4 MPPT 控制框图及换流器小信号模型

Fig. 4 Control block diagram and small-signal model of converter under MPPT control

DC/DC 换流器在 MPPT 控制下, 根据图 4 可得其闭环输出阻抗  $Z_{PV1}$  为

$$Z_{PV1} = \frac{\hat{u}_o}{\hat{i}_o} = Z_o - G_{uiio} G_{pi1} G_{uod} \quad (5)$$

式中:  $G_{pi1}$  为 MPPT 控制下 PI 控制器的传递函数。

由图 5 可知换流器在定直流电压控制下的闭环输出阻抗  $Z_{PV2}$  为

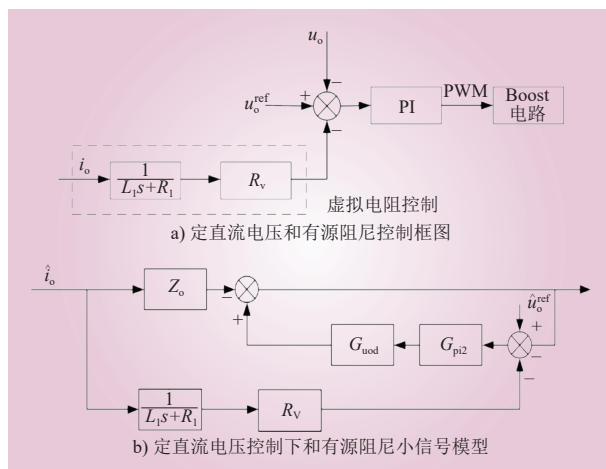


图 5 定直流电压控制框图及小信号模型

Fig. 5 Control block diagram and small-signal model of converter under fixed DC voltage control

$$Z_{PV2} = \frac{\hat{u}_o}{\hat{i}_o} = \frac{Z_o}{1 + G_{pi2} G_{uod}} \quad (6)$$

式中:  $G_{pi2}$  为定直流电压控制下 PI 控制器的传递函数。

当考虑虚拟电阻  $R_v$  时, DC/DC 换流器的闭环输出阻抗  $Z_{V-Rv}$  为

$$Z_{V-Rv} = \frac{Z_o + R_v G_1 G_{uod} G_{pi2}}{1 + G_{uod} G_{pi2}} \quad (7)$$

式中:  $G_1 = 1/(L_1 s + R_1)$ 。

### 1.3 逆变器 MMC 阻抗建模

图 6 为 MMC 的结构图, MMC 主电路有 3 相, 每相电路分为上下两个桥臂, 每个桥臂含有  $N$  个子模块, 子模块采用半桥子模块 (HBSM) 的结构。图 6 中:  $U_{dc}$  为直流电压;  $L_2$ 、 $R_2$  分别为

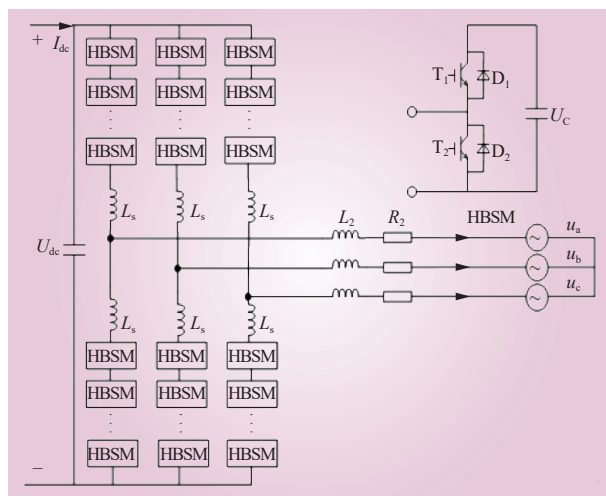


图 6 MMC 结构图

Fig. 6 Structure diagram of MMC

并网点到 MMC 的电感和电阻。图 7 为 MMC 采用定直流电压控制策略框图，当采用定直流电压控制时闭环输入阻抗  $Z_{in}^{[17]}$  为

$$Z_{in} = \frac{R_2 + sL_2 + G_i}{1.5D_d(2D_d - G_iG_u)} \quad (8)$$

式中： $D_d$  为占空比  $d$  轴分量； $G_i$ 、 $G_u$  分别为电流内环和电压外环 PI 传递函数。

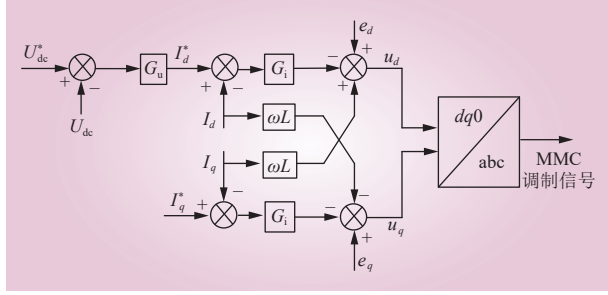


图 7 定直流电压控制策略框图

Fig. 7 Block diagram of constant DC voltage control strategy

#### 1.4 直流汇集系统等效阻抗模型及验证

光伏单元采用 MPPT 控制，可等效为电流源和输出阻抗并联的形式。逆变器 MMC 可等效为输入阻抗和电压源串联的形式，当采用定直流电压控制<sup>[11]</sup>，考虑 DC/DC 换流器控制策略，可以得到光伏直流升压汇集系统小信号阻抗模型如图 8 所示。图 8 中： $L_{Line}$ 、 $R_{Line}$  分别为系统小信号电路的等效电感、电阻； $Z_{Line} = R_{Line} + jL_{Line}$ ； $Z_{out}$  为直流输电线路和换流器输出阻抗的等效阻抗之和；逆变器 MMC 可以等效为理想电压源和输入阻抗串联的方式，分别表示为  $V_{in}$  和  $Z_{in}$ ； $Z_{PV}$  为光伏阵列等效阻抗。

由图 8 可得光伏直流升压汇集系统的稳定性取决于最小环路增益  $T_m^{[10]}$ ，其值为

$$T_m = \frac{Z_{in}}{Z_{out}} = \frac{Z_{in}}{Z_{PV} + Z_{Line}} \quad (9)$$

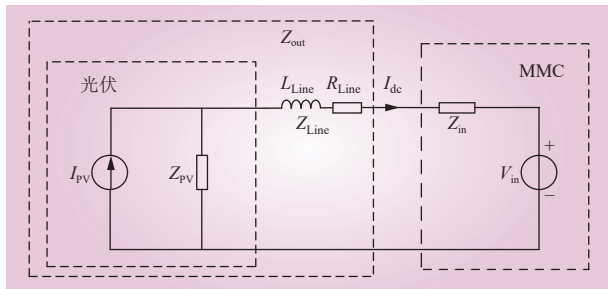


图 8 系统小信号等效电路

Fig. 8 Small-signal equivalent circuit for system

在 PSCAD/EMTDC 仿真软件搭建如图 1 所示的光伏直流升压汇集系统仿真模型，采用扫频法分别对 DC/DC 换流器在不同控制策略下的等效输出阻抗与 MMC 逆变器输入阻抗进行验证，系统参数如表 1 和表 2 所示<sup>[17]</sup>。图 9 为通过阻抗扫频测试法和所建阻抗模型的对比图，从图 9 可知两者结果一致，验证了所建阻抗模型的正确性，但在角频率  $\omega_0 = 2360 \text{ rad/s}$  处换流器存在谐振尖峰。由图 9 a) 可知，换流器总输出阻抗在  $\omega_0$  处产生了串联谐振，由图 9 b) 可知，换流器侧总输出阻抗在  $\omega_0$  处产生了并联谐振。

表 1 光伏系统参数及控制参数

Table 1 PV System parameters and control parameters

换流器	参数	数值
DC/DC换流器	滤波电容 $C_i/\text{F}$	0.0006
	滤波电容 $C_o/\text{F}$	0.0014
	Boost电感 $L/\text{H}$	0.003
	虚拟电阻控制滤波电感 $L_1/\text{mH}$	0.001
	虚拟电阻控制滤波电阻 $R_1/\Omega$	0.002
	MPPT控制PI参数 $k_{p1}$	100
	MPPT控制PI参数 $k_{i1}$	0.1
	定直流电压控制PI参数 $k_{p2}$	0.1
	定直流电压控制PI参数 $k_{i2}$	5
	变压器容量/kW	500
半桥MMC	变压器变比 $n_T$	1:20
	电平数	71
	额定容量/(MV·A)	2
	额定直流电压/kV	60
	桥臂电感/H	0.003
	子模块电容/F	0.0015
	子模块通态电容/ $\Omega$	0.001
	MMC外环控制参数 $k_{p3}$	10
	MMC外环控制参数 $k_{i3}$	0.01
	MMC内环控制参数 $k_{p4}$	8
	MMC内环控制参数 $k_{i4}$	0.06

## 2 光伏 DC/DC 换流器谐振机理分析及直流升压汇集系统稳定性分析

### 2.1 DC/DC 换流器谐振机理分析

由图 2 所示 DC/DC 换流器内部结构可知，其中 LC 电路和隔离开关电路可能相互作用从而产生



表 2 系统主变及电网参数  
Table 2 Main transformer and AC parameters  
in the system

类型	参数	数值
主变	容量/(MV·A)	2
	变比/kV	220/35
	连接方式	Ynd
	短路阻抗/%	10
交流电网	电压等级/kV	220
直流线路	电阻 $L_{\text{Line}}$ /mH	13
	电感 $R_{\text{Line}}/\Omega$	0.54

生谐振问题。从图 10 不同 LC 电路参数结果可以看出，DC/DC 换流器在 MPPT 控制和定直流电压控制下分别存在正、负谐振尖峰，对系统的稳定性产生较大影响。根据图 10，在 MPPT 控制和定直流电压控制下，当 LC 电路中的  $L$  和  $C_i$  取值不同时，产生谐振处的角频率不同，保持  $C_i=600\text{ }\mu\text{F}$  不变， $L$  由  $0.03\text{ mH}$  增加至  $3\text{ mH}$  时，谐振处的角频率逐渐变小；保持  $L=0.3\text{ mH}$  不变， $C_i$  由  $1000\text{ }\mu\text{F}$  减少至  $100\text{ }\mu\text{F}$  时，谐振处的角频率逐渐变大；这两种控制策略下的等效阻抗谐振角频率不同。综上，LC 电路和隔离型开关电路相互作用使 DC/DC 换流器在不同的频率处产生谐振。

2.2 不同运行工况下光伏直流升压汇集系统稳定性分析

阻抗匹配准则<sup>[10]</sup>反映了电源输入输出阻抗与系统稳定性的对应关系。当环路增益  $T_m$  的 Nyquist 曲线不包围  $(-1, 0)$  时，直流系统稳定<sup>[11]</sup>，同时还可以根据环路增益的 Nyquist 曲线离  $(-1, 0)$  的远近来表征系统的相对稳定性。

图 11 为定直流电压控制下阻尼电阻加入前后环路增益  $T_m$  的 Nyquist 曲线。未加入阻尼电阻时，环路增益  $T_m$  的奈奎斯特曲线逼近  $(-1, 0)$ ，系统的稳定性能降低；加入阻尼电阻后，环路增益  $T_m$  的 Nyquist 曲线不包围  $(-1, 0)$  且距离  $(-1, 0)$  较远，相角裕度和幅值裕度增加，故系统具有较大的稳定裕度，表明系统的稳定性增强。

图 12 为不同虚拟电阻  $R_v$  控制下换流器闭环输出阻抗的 Bode 图和环路增益  $T_m$  的 Nyquist 图，由图 12 a) 可知，当虚拟电阻  $R_v$  由  $0\text{ }\Omega$  增加到  $1.5\text{ }\Omega$  时，DC/DC 换流器闭环输出阻抗相频特性由感性

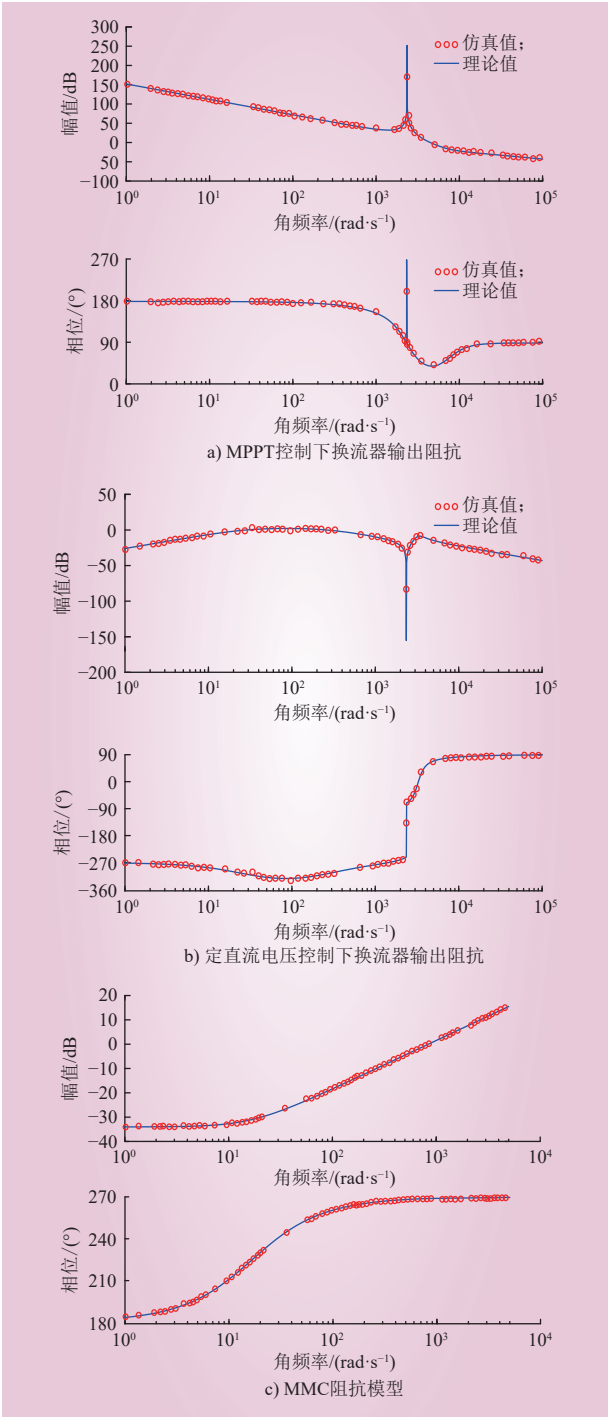


图 9 简化阻抗模型验证  
Fig. 9 Validation of simplified impedance model

变为容性，当  $R_v$  为  $0.5\text{ }\Omega$  时，换流器幅值没有产生谐振尖峰。图 12 b) 为不同虚拟电阻  $R_v$  下的环路增益 Nyquist 图，可以看出，当  $R_v$  由  $0\text{ }\Omega$  增加到  $1.5\text{ }\Omega$  时，环路增益的 Nyquist 曲线离  $(-1, 0)$  越来越远，且系统具有较大的幅值裕度和相角裕度。本文选取虚拟电阻  $R_v$  为  $0.5\text{ }\Omega$ 。

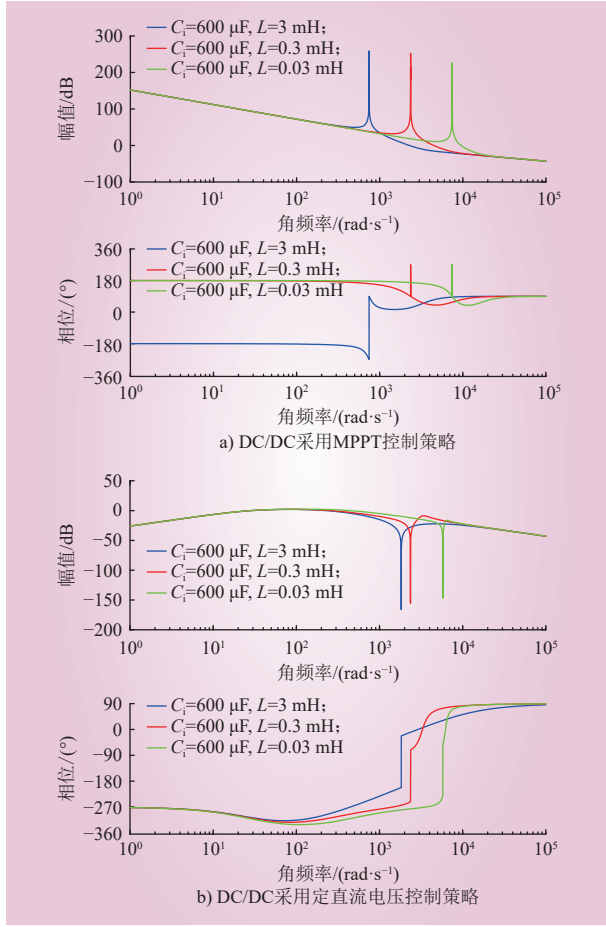


图 10 LC 电路参数取值不同的对比

Fig. 10 Bode diagram of LC circuit with different parameter values

### 2.3 有源和无源阻尼提高系统稳定性分析

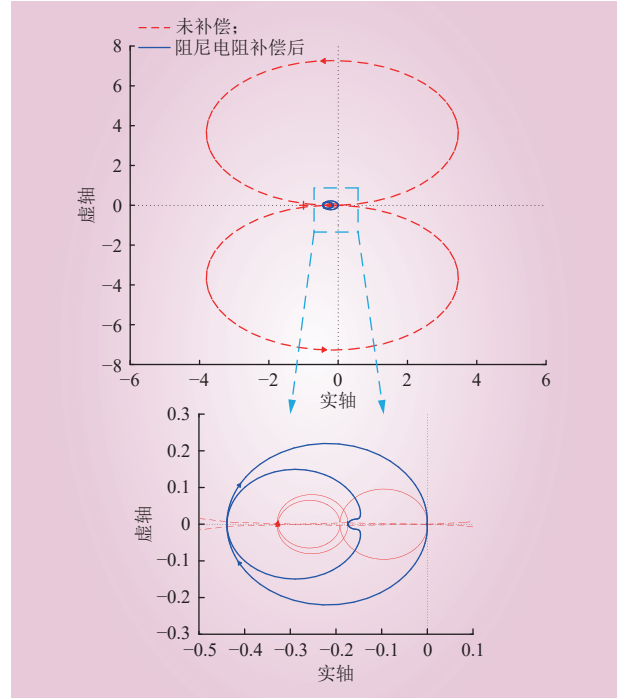
由图 9 可知，DC/DC 换流器在 MPPT 控制策略下，换流器输出阻抗  $Z_{PV1}$  在  $\omega_0=2360$  rad/s 左右存在幅值为 250 dB 的谐振尖峰，在定直流电压控制策略下，存在 -155 dB 的负谐振尖峰。由于换流器内部出现的谐振尖峰是 DC/DC 换流器左侧的 LC 电路与开关电路阻抗相互匹配引起的，可在 LC 电路中的电容支路加入阻尼电阻  $X$  来抑制谐振<sup>[12]</sup>。加入阻尼电阻  $X$  后，换流器各变量间的传递函数分别为

$$Z'_o = -\frac{s^2 C_1 L + s C_1 + 1}{s^3 C_1 C_o + s^2 C_1 C_o X + s(C_o + k^2 C_1)} \quad (10)$$

$$G'_{uod} = \frac{ku_o - G_{iL}}{n_T(sGC_o + k^2)} \quad (11)$$

$$G'_{uiio} = \frac{k(sC_1 X + 1)}{sC_1(sGC_o + k^2)} \quad (12)$$

式中： $G=X+sL+1/(sC_1)$ 。

图 11 定直流电压控制补偿前后  $T_m$  的 Nyquist 图Fig. 11 Nyquist diagram of  $T_m$  with and without compensation

DC/DC 换流器在 2 种控制策略下的闭环输出阻抗  $Z'_{PV1}$  和  $Z'_{PV2}$ 、在有源和无源阻尼协同控制下的输出阻抗分别  $Z'_{V-RV}$  为

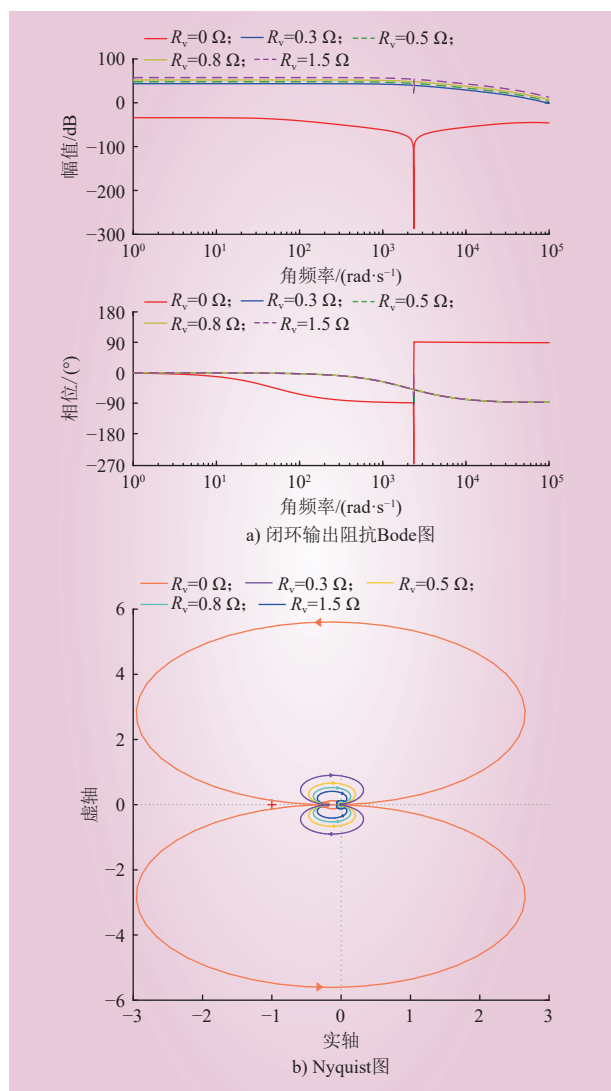
$$Z'_{PV1} = Z'_o - G'_{uiio} G_{pi} G'_{uod} \quad (13)$$

$$Z'_{PV2} = Z'_o / (1 + G'_{uod} G_{pi2}) \quad (14)$$

$$Z'_{V-RV} = \frac{Z'_o + R_v G_1 G'_{uod} G_{pi2}}{1 + G'_{uod} G_{pi2}} \quad (15)$$

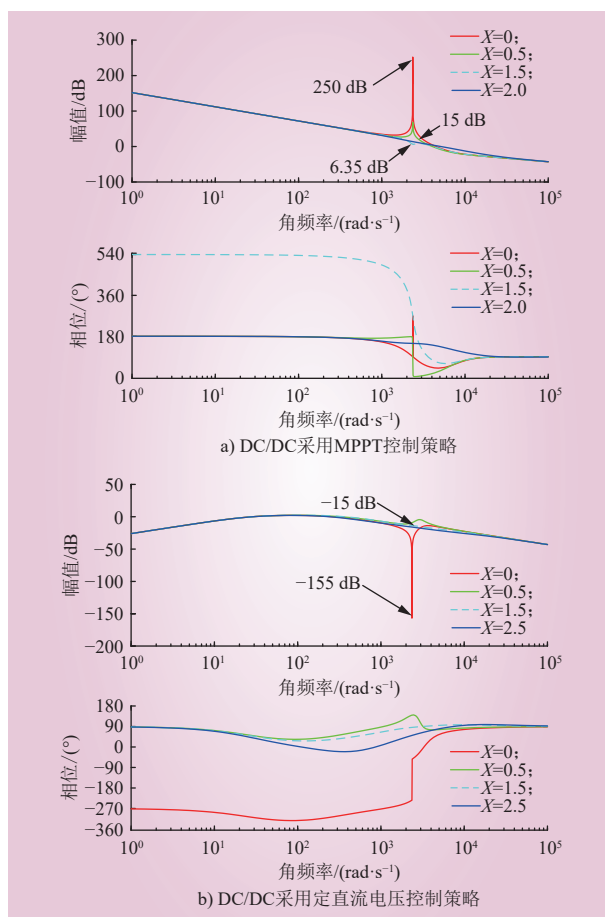
对于所加阻尼电阻的范围，主要考虑有功损耗和谐振消除效果，DC/DC 换流器的转换效率一般不低于 95%。假设谐振角频率为  $\omega_0$ ，当 DC/DC 换流器运行在 MPPT 控制下，将  $s=j\omega_0$  代入式 (13) 并展开各项得到式 (16)，本文将产生谐振峰值处的角频率点与其相邻正常角频率点的等效阻抗幅值之比限定为 [0.95, 1.15]。根据图 9 中 DC/DC 换流器闭环输出阻抗幅频特性曲线，将  $\Delta\omega$  取为 628 rad/s，由式 (17) 可求得在 DC/DC 在 MPPT 控制下阻尼电阻  $X$  为 1.2~2.1  $\Omega$ ，同理可求得在定直流电压控制下阻尼电阻  $X$  为 1.8~2.6  $\Omega$ 。

$$Z'_{PV1}|_{s=j\omega_0} = Z'_o - G'_{uiio} G_{pi1} G'_{uod}|_{s=j\omega_0} = f(X) \quad (16)$$

图 12 定直流电压控制下不同  $R_v$  的 Bode 图和 Nyquist 图Fig. 12 Bode diagram and Nyquist diagram of different  $R_v$  under constant DC voltage control

$$0.95 \leq \frac{|f(X)|}{|Z'_{PV1}|_{s=j(\omega_0 \pm \Delta\omega)}} \leq 1.15 \quad (17)$$

图 13 a) 为 DC/DC 换流器在 MPPT 控制下加入不同阻尼电阻后  $Z'_{PV1}$  的 Bode 图, 可以看出, 阻尼电阻  $X$  由  $0 \Omega$  增加至  $2.0 \Omega$ ,  $Z'_{PV1}$  谐振峰值由  $250 \text{ dB}$  减小至  $15 \text{ dB}$ 。图 13 b) 为 DC/DC 换流器在定直流电压控制下加入不同阻尼电阻后  $Z'_{PV2}$  的 Bode 图, 可以看出  $X$  由  $0 \Omega$  增加至  $2.5 \Omega$ ,  $Z'_{PV2}$  谐振峰值由  $-155 \text{ dB}$  增加至  $-15 \text{ dB}$ 。由图 13 可知, 阻尼电阻  $X$  取值过小不能较好地抑制谐振, 随着  $X$  的增大, 系统在谐振角频率处的幅值变小, 谐振逐渐消失, 直流升压汇集系统的稳定性也随之增强,

图 13 DC/DC 在不同控制策略下加入不同阻尼电阻后  $Z'_{PV}$  的 Bode 图Fig. 13 Bode diagram of  $Z'_{PV}$  under different control strategies by adding different  $X$ 

但  $X$  过大将导致损耗增加从而降低 DC/DC 换流器的转换效率, 因此应合理选取  $X$  值。

由图 13 a) 可知, 所得阻尼电阻值在 MPPT 控制策略下, 产生谐振角频率点处换流器的闭环输出阻抗幅值相比文献 [17] 得出的阻尼电阻  $R=1.5 \Omega$ , 幅值由  $6.35 \text{ dB}$  增加到  $15 \text{ dB}$ , 提高了约 1.5 倍, 从而使系统的稳定性增强。

图 14 为有源和无源协同控制下换流器输出阻抗 Bode 图和系统环路增益的 Nyquist 曲线, 其中虚拟电阻  $R_v$  取值  $0.5 \Omega$ , 由图 13 b) 可以看出, 当阻尼电阻为  $1.5 \Omega$ , 在  $\omega_0=2360 \text{ rad/s}$  处幅值为  $-6.3 \text{ dB}$ , 相比图 13 b) 与 14 a) 仅采用无源阻尼, 幅值由  $-15 \text{ dB}$  增加到  $40.5 \text{ dB}$ , 提高了约 4 倍, 系统的稳定性增强。由图 14 b) 可以看出, 相比仅采用有源或无源阻尼, 采用有源和无源阻尼协同控制, 环路增益 Nyquist 曲线离  $(-1, 0)$  点越来越远, 表明系

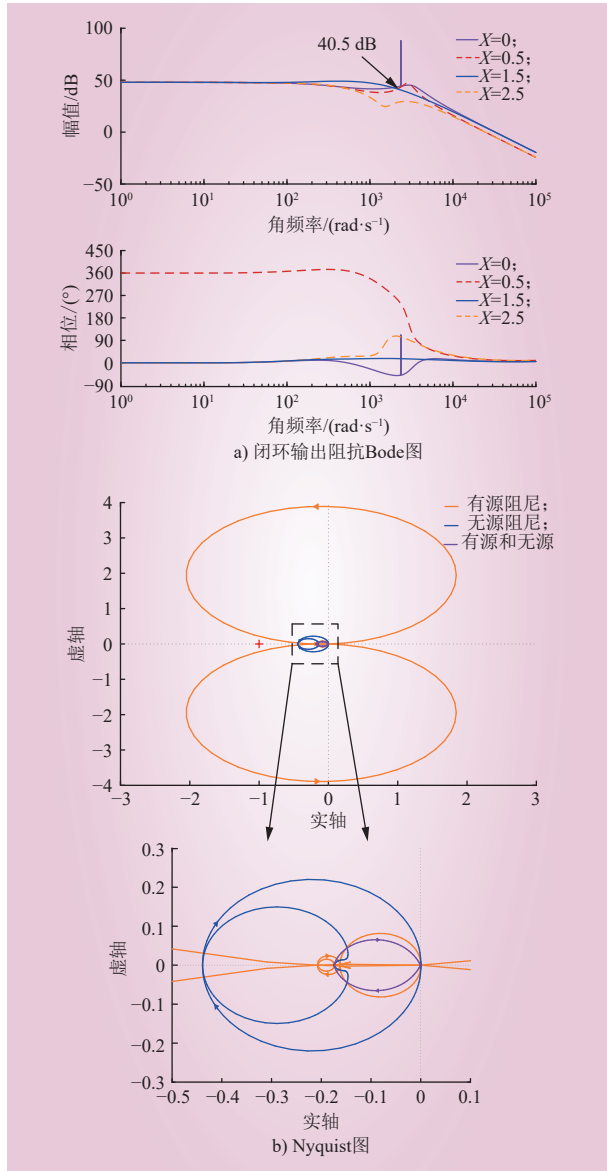


图 14 有源和无源阻尼协同控制下换流器输出 Bode 图和环路增益 Nyquist 图

Fig. 14 Bode diagram of converter output and loop gain Nyquist diagram under active and passive cooperative control

统具有较大的幅值裕度和相角裕度，提高了系统的稳定性。

### 3 仿真分析

在 PSCAD/EMTDC 平台上搭建 3 个光伏（各 0.5 MW）模块，通过输入并联、输出串联的光伏直流升压汇集系统，光伏直流升压汇集系统的仿真模型如图 1 所示，系统参数如表 1 和表 2 所示。

图 15 为无源阻尼控制策略下系统的仿真波形，在  $t=2.0$  s 时加入阻尼电阻。由图 15 a) 所示的直流母线电压波形可以看出，未加入阻尼电阻时系统产生振荡失稳现象且存在谐振，加入阻尼电阻后振荡幅度明显减小，谐振消失；由图 15 b) 有功功率的波形可以看出，阻尼电阻加入前后有功功率振荡减小，说明在 LC 电路的电容支路加入阻尼电阻，可以有效增大系统阻尼，抑制 DC/DC 换流器 LC 电路与开关电路因阻抗匹配产生的谐振。

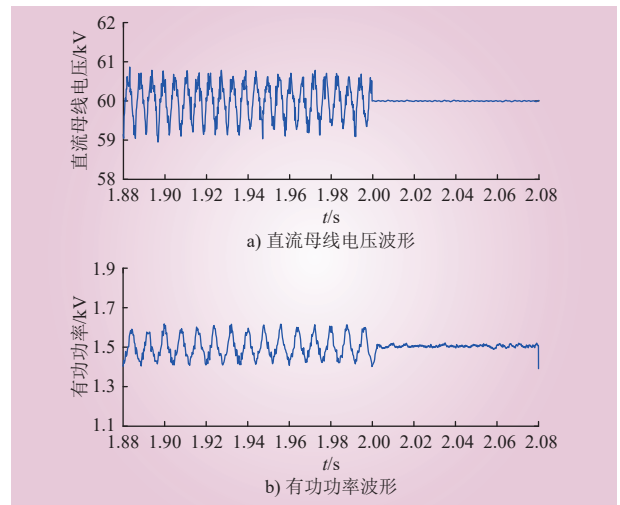


图 15 无源阻尼控制下系统的仿真波形

Fig. 15 Simulation waveforms of the system under passive damping

图 16 为有源阻尼控制策略下系统的仿真波形，在  $t=2.0$  s 时加入虚拟电阻  $R_v$ 。由图 16 a) 所示的直流母线电压波形可以看出，加入虚拟电阻前后直流母线电压波形纹波降低且无明显振荡现象；由图 16 b) 所示有功功率波形可以看出，加入虚拟电阻后，有功功率波形的纹波明显变小且未出现振荡现象。说明加入虚拟电阻可以有效抑制谐振，在增强系统稳定性的前提下还能提高光伏的发电效率。

图 17 为有源阻尼和无源阻尼协同控制系统的仿真波形，在  $t=2.0$  s 时同时加入阻尼电阻和虚拟电阻。由图 17 a) 所示的直流母线电压波形可以看出，加入阻尼电阻及虚拟电阻后直流母线电压无明显振荡现象，维持在恒定值；由图 17 b) 所示功率波形可以看出，加入阻尼电阻及虚拟电阻后功率振荡幅度降低。说明所提有源和无源阻尼协同控制能够有效抑制直流母线电压振荡，提高了系



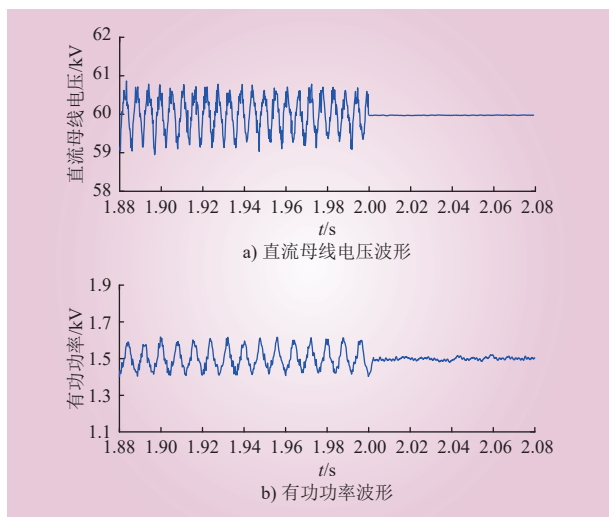


图 16 有源阻尼控制下系统的仿真波形

Fig. 16 Simulation waveforms of the system under active damping

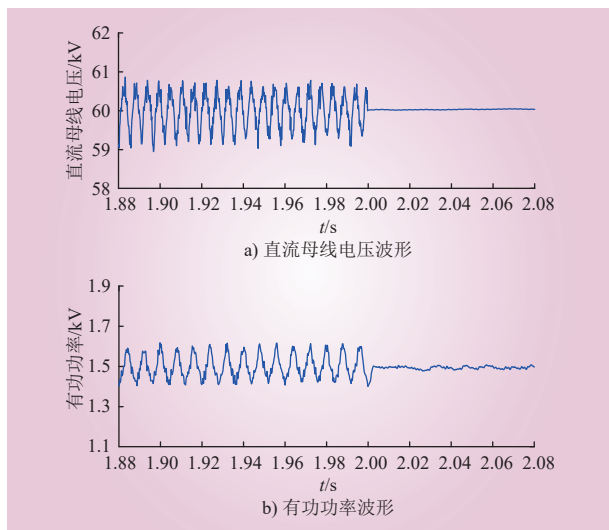


图 17 有源和无源阻尼协同控制策略下系统的仿真波形

Fig. 17 Simulation waveforms of the system under active and passive damping cooperative control strategies

统的稳定性；从有功功率波形可以看出，有功功率波形无明显振荡现象且纹波变小，提高了光伏发电效率。因此本文所提有源和无源阻尼协同控制能够有效抑制 DC/DC 换流器因阻抗匹配而产生的谐振问题，同时还能使光伏以最大功率输出，提高了光伏发电效率，另外，系统具有较大的稳定裕度。

图 18 a) 为 MMC 子模块桥臂电容电压，上桥臂电容电压最终维持在 71 kV 左右，下桥臂电容电压维持在 49 kV 左右，上下桥臂电容电压之和

约为 120 kV。根据直流母线电压与上下桥臂电容电压的关系  $U_{dc}=2DNU_c$ ，其中  $D$  为 MMC 直流偏置，一般取值为 0.5，则直流母线电压应为 60 kV，图 17 所示直流母线电压维持在 60 kV 左右，从而验证了理论值。从图 18 b) 可以看出，阻尼电阻和虚拟电阻加入前后， $q$  轴电流  $I_q$  数值一直维持在 0 附近， $d$  轴电流  $I_d$  波动较大，然后恢复至未加入阻尼电阻和虚拟电阻的恒定值，说明 MMC 可以维持阻尼电阻与虚拟电阻加入引起直流侧电压和功率的波动，使交流侧稳定。

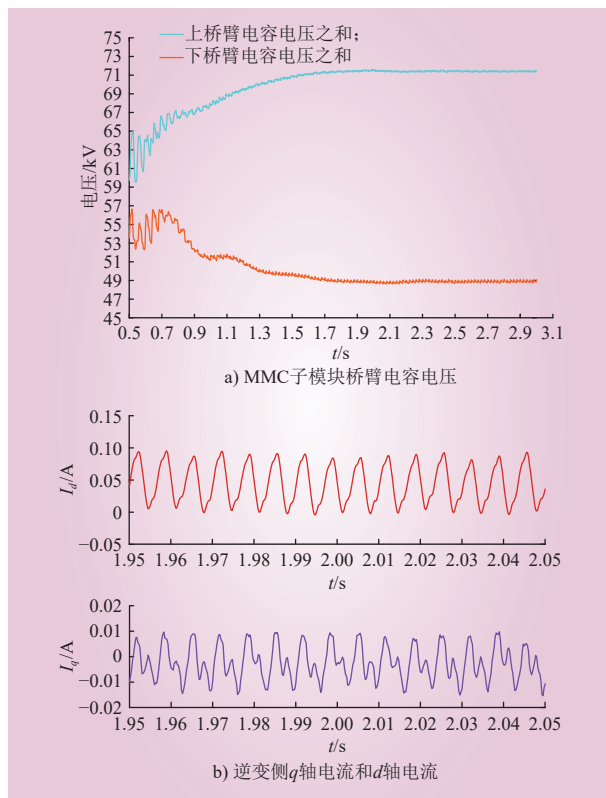


图 18 加入阻尼电阻和虚拟电阻控制交流侧的仿真波形

Fig. 18 The simulation waveform on the AC side of adding damping resistors and virtual resistors to control

## 4 结论

本文针对光伏直流升压汇集系统中换流器由于阻抗相互匹配产生的谐振，提出了一种有源和无源阻尼协同控制的谐振抑制策略，通过在电压环控制环节引入虚拟电阻和在 LC 电路的电容支路加入阻尼电阻来消除谐振，并将产生谐振峰值处的角频率点与其相邻正常角频率点的等效阻抗幅值之比限定为  $[0.95, 1.15]$ ，得到所加阻尼电阻

值的范围。通过仿真实验，分析了阻尼电阻或虚拟电阻加入前后对系统稳定性的影响，并得到以下结论。

1) 在 MPPT 控制和定直流电压控制下换流器总输出阻抗的谐振峰值不同，当阻尼电阻  $X$  由  $0\ \Omega$  分别增加到  $2.0\ \Omega$  和  $2.5\ \Omega$ ，谐振峰值分别减小  $235\ \text{dB}$  和  $-140\ \text{dB}$ 。通过改变 DC/DC 换流器侧总输出阻抗，能有效增大系统阻尼，对谐振尖峰具有较好的抑制效果，从而改善系统稳定性。

2) 相比仅采用有源或无源阻尼，所提有源和无源协同控制策略使系统的环路增益 Nyquist 曲线离  $(-1, 0)$  较远，系统具有较大的幅值裕度和相角裕度，系统的稳定性增强。

3) 相比采用无源阻尼，有源和无源协同控制使得产生谐振处的幅值由  $-15\ \text{dB}$  增加到  $40.5\ \text{dB}$ ，提高了约 4 倍，使系统稳定性增强。

## 参考文献：

- [1] WANDHARE R G, AGARWAL V. Reactive power capacity enhancement of a PV-grid system to increase PV penetration level in smart grid scenario[J]. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2014, 5(4): 1845–1854.
- [2] 赵建文, 李洋, 袁艺博, 等. NFTSM 控制的光伏并网系统低压穿越控制策略 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2024, 36(5): 27–36, 47. ZHAO Jianwen, LI Yang, YUAN Yibo, *et al.* LVRT control strategy for photovoltaic grid-connected system controlled by NFTSM[J]. *Proceeding of the CSU-EPSCA*, 2024, 36(5): 27–36, 47.
- [3] 王磊, 武小龙, 侯俊贤, 等. 光伏经多端柔性直流输电并网的控制研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(4): 65–72. WANG Lei, WU Xiaolong, HOU Junxian, *et al.* Control of photovoltaic power integration based on multi-terminal VSC HVDC system[J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(4): 65–72.
- [4] MALINOWSKI M, LEON J I, ABU-RUB H. Solar photovoltaic and thermal energy systems: current technology and future trends[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2017, 105(11): 2132–2146.
- [5] 田艳军, 高皓楠, 王毅, 等. 光照不均时独立输入串联输出型光伏升压 DC-DC 变流器组合电平法均压稳流控制 [J]. 高电压技术, 2020, 46(7): 2425–2433. TIAN Yanjun, GAO Haonan, WANG Yi, *et al.* Voltage balance and current smoothing modulation for independent input serial output photovoltaic boost DC-DC converter control under uneven illumination[J]. *High Voltage Engineering*, 2020, 46(7): 2425–2433.
- [6] SRINIVAS V L, SINGH B, MISHRA S. Fault ride-through strategy for two-stage grid-connected photovoltaic system enabling load compensation capabilities[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(11): 8913–8924.
- [7] 高晓帆, 田书, 常永强. 一种新的大型光伏并网系统稳定性分析方法 [J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(1): 26–32. GAO Xiaofan, TIAN Shu, CHANG Yongqiang. A novel stability analysis method for large-scale photovoltaic system[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(1): 26–32.
- [8] 杨苓, 陈燕东, 罗安, 等. 多机并网系统的两带阻滤波器高频振荡抑制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(8): 2242–2252. YANG Ling, CHEN Yandong, LUO An, *et al.* High-frequency oscillation suppression method by two Notch filters for multi-inverter grid-connected system[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(8): 2242–2252.
- [9] 田艳军, 彭飞, 王慧, 等. 输电系统中并网变流器优化双向功率稳定性差异的阻抗控制策略 [J]. 高电压技术, 2020, 46(11): 3734–3742. TIAN Yanjun, PENG Fei, WANG Hui, *et al.* Impedance control strategy for optimizing bidirectional power stability difference of grid-connected converters in transmission system[J]. *High Voltage Engineering*, 2020, 46(11): 3734–3742.
- [10] SUN J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(11): 3075–3078.
- [11] 田艳军, 刘腾飞, 王毅, 等. 光伏直流升压汇集系统级联变换器虚拟阻抗控制 [J]. 高电压技术, 2022, 48(1): 385–397. TIAN Yanjun, LIU Tengfei, WANG Yi, *et al.* Virtual impedance control for cascaded converters in photovoltaic DC boost collection system[J]. *High Voltage Engineering*, 2022, 48(1): 385–397.
- [12] HAROUN R, EL AROUDI A, CID-PASTOR A, *et al.* Impedance matching in photovoltaic systems using cascaded boost converters and sliding-mode control[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 30(6): 3185–3199.
- [13] 郭力, 冯泽彬, 李霞林, 等. 直流微电网稳定性分析及阻尼控制方法研究 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(4): 927–936. GUO Li, FENG Yibin, LI Xialin, *et al.* Stability analysis and research of active damping method for DC microgrids[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(4): 927–936.
- [14] 张辉, 杨甲甲, 支娜, 等. 基于无源阻尼的直流微电网稳定性分析 [J]. 高电压技术, 2017, 43(9): 3100–3109. ZHANG Hui, YANG Jiajia, ZHI Na, *et al.* Stability analysis of DC microgrid based on the passive damping method[J]. *High Voltage Engineering*, 2017, 43(9): 3100–3109.

- Engineering, 2017, 43(9): 3100–3109.
- [15] 林刚, 李勇, 王姿雅, 等. 直流微电网谐振模态分析及有源阻尼抑制方法[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(4): 119–125.
- LIN Gang, LI Yong, WANG Ziya, *et al.* Analysis of resonant model of DC microgrid and its active damping suppression method[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(4): 119–125.
- [16] 张辉, 杜明桥, 孙凯, 等. 双母线直流微电网的级联稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(5): 34–42.
- ZHANG Hui, DU Mingqiao, SUN Kai, *et al.* Cascade stability analysis of double-bus DC microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(5): 34–42.
- [17] 贾科, 陈金锋, 钮厚敏, 等. 光伏并网系统的谐振抑制策略及无源阻尼选取方法[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(15): 109–114.
- JIA Ke, CHEN Jinfeng, NIU Houmin, *et al.* Resonance suppression strategy and passive damping resistance selection method for photovoltaic grid-connected system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(15): 109–114.
- [18] 罗宇强, 谭建成, 董国庆. 级联式光伏电站直流并网拓扑及其控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(13): 14–19.
- LUO Yuqiang, TAN Jiancheng, DONG Guoqing. Topology of direct-current connecting cascaded photo-voltaic power station to power grid and its control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(13): 14–19.
- [19] 江悦, 曹旌, 梁刚, 等. 光伏并网逆变器谐波特性分析与谐波电流抑制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2022, 34(9): 64–72.
- JIANG Yue, CAO Jing, LIANG Gang, *et al.* Analysis of harmonic characteristics and suppression of harmonic current for photovoltaic grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSC, 2022, 34(9): 64–72.
- [20] 徐政, 屠卿瑞, 管敏渊, 等. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2013.



潘鹏程

## 作者简介:

潘鹏程(1990), 男, 通信作者, 博士, 讲师, 从事新型电力系统、分布式能源发电技术研究, E-mail: [pcpan@whut.edu.cn](mailto:pcpan@whut.edu.cn);

韩文舜(1995), 男, 硕士研究生, 从事光伏并网系统的稳定性研究, E-mail: [1732351624@qq.com](mailto:1732351624@qq.com).

(责任编辑 许晓艳)

## Resonance Suppression of Photovoltaic DC Boost Collection System Based on Active and Passive Damping Cooperative Control

PAN Pengcheng<sup>1,2</sup>, HAN Wenshun<sup>1,2</sup>, GUO Xueli<sup>3</sup>

(1. College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China; 2. Hubei Provincial Collaborative Innovation Centre for New Energy Microgrid, China Three Gorges University, Yichang 443002, China; 3. State Grid Nanyang Power Supply Company, Nanyang 473000, China)

**Abstract:** In a photovoltaic DC collection system, the impedance matching between the LC circuit and switching circuit in the DC/DC converter is easy to generate resonance, which leads to the system stability deterioration or even collapse. In order to solve the resonant problem of the converter due to impedance matching, the active and passive damping cooperative control is proposed to eliminate the resonance. Firstly, the small-signal impedance model of the converter under different operating conditions is established. Secondly, the impedance ratio criterion is used to analyze the stability differences of the system, and the influence of different virtual resistance values on the system stability is discussed. Finally, by using the ratio of the equivalent impedance amplitude between the angular frequency point at which the resonance peak is generated and its neighboring normal angular frequency point limited between [0.95, 1.15], the closed-loop output impedance amplitude of the converter under MPPT control with the value of the damping resistor is obtained to be improved by about 1.5 times. The results show that compared with only active or passive damping control, the proposed cooperative control strategy increases the amplitude at resonance generation from -15dB to 40.5dB, which is about 4 times, and the system has large amplitude margin and phase margin, which effectively improve the stability of the system.

This work is supported by Open Fund of the National Engineering Research Center for Water Transport Safety (No.B2022002).

**Keywords:** photovoltaic power; DC boost collection; small-signal impedance model; active and passive damping; resonance suppression; stability analysis