

计及电网和线路阻抗的并联逆变器 谐振抑制方法

曹芸凯¹, 赵 涛¹, 朱爱华², 孙 权¹

(1. 南京工程学院自动化学院, 江苏 南京 211167; 2. 国网浙江省电力有限公司绍兴供电公司, 浙江 绍兴 312000)

摘 要:在弱电网条件下, 由于并联逆变器之间以及逆变器与电网之间的耦合作用, 系统会产生谐振。同时, 实际系统中的电网阻抗以及逆变器到并网点处的线路阻抗又会导致谐振点发生偏移, 加剧系统谐振失稳。以单台并网逆变器为基础, 建立考虑电网阻抗和线路阻抗的多逆变器并联数学模型, 通过探讨弱网下并联系统的谐振形成机理以及分析电网和线路阻抗对系统谐振产生的影响, 研究一种进网电流全前馈与 PCC 点并联虚拟导纳相结合的谐振抑制方法。在 Simulink 中搭建 3 台基于 LCL 滤波器的 T 型三电平逆变器并联系统仿真模型并进行仿真。仿真结果表明该方法可以有效抑制 LCL 型并网逆变器的自身固有谐振以及弱电网引发的谐振, 同时还可以有效提高系统稳定性, 增强多机并联系统对线路阻抗和电网阻抗变化的鲁棒性。

关 键 词:谐振; 多逆变器并联; LCL 滤波器; 弱电网

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2022.02.022 中图分类号:TM464 文章编号:1673-9140(2022)02-0188-09

Resonance suppression method for parallel inverters considering the grid and line impedance

CAO Yunkai¹, ZHAO Tao¹, ZHU Aihua², SUN Quan¹

(1. School of Automation, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China; 2. Shaoxing Power Supply Company, State Grid Zhejiang Electrical Power Co., Ltd., Shaoxing 312000, China)

Abstract: Under weak grid conditions, the system generates resonance due to the coupling between parallel inverters and between inverters and the grid. At the same time, the grid impedance in the actual system and the line impedance from the inverter to the grid connection point cause the resonant point to shift, aggravating the system resonance instability. Under the background, a multi-inverter parallel mathematical model considering grid impedance and line impedance is established on the basis of a single grid-connected inverter firstly. Then, the resonance formation mechanism of the parallel system under weak grid is discussed and the influence of grid and line impedance on system resonance is analyzed. Meanwhile, a resonance suppression method is proposed by combining the full feedforward of the incoming current and the virtual admittance in parallel at the PCC point. Finally, three parallel system simulation models of T-type three-level inverters based on LCL filters are built in Simulink. The simulation results show that this method can effectively suppress the inherent resonance of the LCL grid-connected inverter and the resonance

收稿日期:2021-04-21; 修回日期:2021-07-26

基金项目:国家自然科学基金(61901212)

通信作者:赵 涛(1965-), 男, 博士, 教授, 主要从事新能源并网技术及变流装置的研究; E-mail: zdhxzt@njit.net.cn

caused by the weak grid. In addition, the method can also effectively improve the system stability and enhance the robustness of the multi-machine parallel system to changes in line impedance and grid impedance.

Key words: resonance; paralleled connection of multiple inverters; LCL filter; weak grid

随着全球能源结构转型进程的不断加速,风能、太阳能等可再生能源并网技术不断发展,并网逆变器的研究引起了人们的重视^[1-3]。在实际并网系统中,单台逆变器容量有限,多逆变器并联扩容可以有效解决该问题。在弱电网环境下,并联逆变器之间、逆变器与电网阻抗之间存在谐波交互问题,易导致系统全局谐振失稳^[4]。并网逆变器采用 LCL 滤波器可以较好地抑制电力电子器件高频开关谐波,但由于 LCL 是三阶系统,故其固有谐振问题不可忽视^[5-6]。

目前,对于多逆变器并联系统的谐振机理,国内外研究者开展了诸多方面的研究。有别于单台逆变器,多逆变器并联系统的谐振机理更为复杂,并联的逆变器之间、逆变器与电网阻抗之间均存在耦合作用^[7]。文献[8]提出一种逆变器受控源等效模型,并以此为基础分析了控制参数和电网参数变化情况下系统谐振规律;文献[9]指出弱电网下多逆变器并联系统存在 2 个谐振点:LCL 滤波器自身固有谐振以及电网阻抗和逆变器之间的外部耦合谐振;文献[10]指出:在实际应用中,由于馈线长度不一致造成各逆变器到公共耦合点(point of common coupling, PCC)之间的阻抗存在偏差,每台逆变器实际等效并网侧滤波电感不同,从而引发谐振点的偏移。

多机并联的谐振抑制方法研究是当下新能源并网技术的一个热点研究方向。文献[11]通过对并网电流高频分量反馈,实现了对 LCL 谐振的有效抑制,但是该控制方法难以保证对基波频率分量的无静差跟踪;针对这一问题,文献[12]提出一种新型单电流闭环反馈控制策略,可以在抑制谐振尖峰的同时保证基频处的高增益,但只考虑了单台逆变器和理想电网的情况;文献[13]采用电容电流反馈控制来抑制由逆变器本体结构导致的较高频率的谐振,在 PCC 点并联 RC 电路来抑制较低频率的外部耦合谐振,该无源抑制方法虽然能有效抑制谐振,但无源电路功耗问题严重;文献[14]提出一种滤波电容电流反馈的有源阻尼策略,并给出了有源阻尼系数的求解方法,该法可以在保证谐振抑制效果的同时兼顾控制系统的动稳态性能;文献[15]设计了滤除

基波分量的陷波器,并引入到 PCC 点总并网电流反馈中,等效成 PCC 点并联的虚拟导纳,有效抑制弱电网引发的谐振。实际系统中电网、线路阻抗均不可忽略,而上述研究在分析谐振机理时很少有兼顾二者对系统的影响,亦鲜有谐振抑制方法同时涉及到因电网、线路阻抗造成的谐振点偏移问题。

本文以基于 LCL 滤波器的 T 型三电平逆变器为研究对象,首先,以单台并网逆变器为基础推导多逆变器并联的情况,分析弱电网下多逆变器并联系统的谐振机理;然后,采用进网电流全前馈和 PCC 点引入虚拟导纳相结合的方法抑制系统的谐振,保证逆变器输出电流满足并网要求;最后,在 Matlab/Simulink 中搭建计及电网阻抗和馈线阻抗的 3 台 T 型三电平逆变器并联系统的仿真模型,仿真结果验证上述谐振抑制方法的有效性。

1 多逆变器并联系统谐振机理分析

1.1 单台 LCL 型并网逆变器

基于 LCL 滤波器的 T 型三电平逆变器的系统结构如图 1 所示, U_{dc} 为直流侧母线电压, L_1 、 C 、 L_2 分别为滤波器的交流侧电感、滤波电容和电网侧电感, L_{line} 为逆变器到公共耦合点的馈线阻抗用等效电感(不计电阻), L_g 为电网等效阻抗用电感(不计

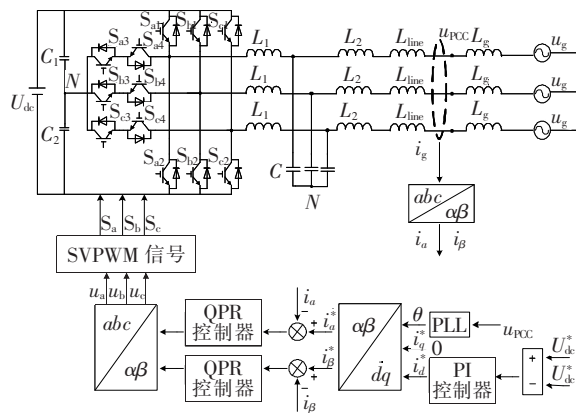


图 1 基于 LCL 滤波器的 T 型三电平逆变器结构

Figure 1 Structure of T-type three-level inverter based on LCL filter

电阻), U_{dc}^* 为直流侧电压给定值。计算直流侧电压 U_{dc} 与电压基准值 U_{dc}^* 的偏差, 通过外环 PI 电压控制器产生 d 轴并网电流基准值 i_d^* , 经过坐标变换得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的电流参考值 i_α^* 、 i_β^* , i_g 为并网电流, u_g 为电网电压。

由图 1 可得单台并网逆变器的电流反馈控制框图, 如图 2 所示, 其中 $G_i(s)$ 为准比例谐振(QPR)控制器, $L_{2eq} = L_2 + L_{line}$ 是并网侧等效电感, K_{PWM} 为调制波到逆变侧电压的传递函数。图 2 中对应的 Z_{L1} 、 Z_{L2} 和 Z_C 的表达式为

$$\begin{cases} Z_{L1}(s) = sL_1 \\ Z_{L2eq}(s) = s(L_2 + L_{line}) \\ Z_C(s) = \frac{1}{sC} \end{cases} \quad (1)$$

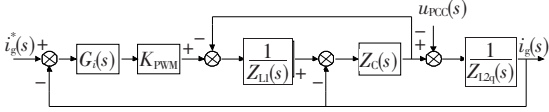


图 2 并网电流反馈控制框图

Figure 2 Grid-connected current feedback control block diagram

根据图 2 可以将单台 LCL 型并网逆变器等效成图 3 所示的一个受控源 $G_1 i_g^*$ 和输出阻抗 Y_1 并联的诺顿电路模型。对应的表达式为

$$G_1(s) = \frac{G_i(s) K_{PWM} Z_C}{Z_{L1} Z_{L2eq} + (Z_{L1} + Z_{L2eq}) Z_C + G_i(s) K_{PWM} Z_C} \quad (2)$$

$$Y_1(s) = \frac{1}{Z_{L1} + Z_C} \frac{1}{Z_{L1} Z_{L2eq} + (Z_{L1} + Z_{L2eq}) Z_C + G_i(s) K_{PWM} Z_C} \quad (3)$$

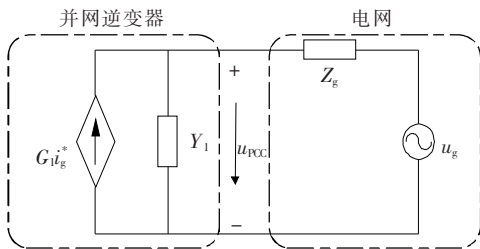


图 3 单台并网逆变器诺顿等效电路

Figure 3 Norton equivalent circuit diagram of single grid-connected inverter

1.2 多逆变器并联系统

n 台逆变器并联可以等效成 n 组受控源(图 3)与输出阻抗组合并接到公共耦合点, 如图 4 所示。

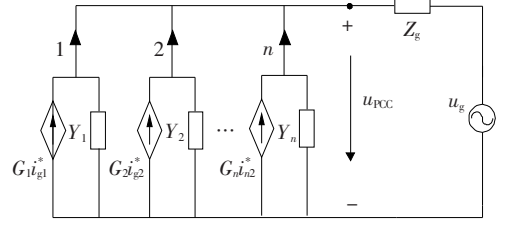


图 4 多逆变器并网系统的诺顿等效电路

Figure 4 Norton equivalent circuit diagram of multi-inverter grid-connected system

以第 1 台逆变器为例, 根据 KCL、KVL 定理可以得到第 1 台逆变器的输出电流 i_{g1} , 即

$$i_{g1}(s) = L(s) \cdot i_{g1}^*(s) -$$

$$\sum_{i=2}^n M(s) \cdot i_{gi}^*(s) - N(s) \cdot u_g(s) \quad (4)$$

由式(4)可知, 第 1 台逆变器的输出电流受 3 个因素影响, 分别为逆变器自身指令电流激励 $L(s)$ 、其他逆变器的耦合作用 $M(s)$ 以及电网电压的激励 $N(s)$, 三者作用的表达式分别如下:

$$\begin{cases} L(s) = \frac{(\sum_{k=2}^n Y_k(s) + Y_g(s))}{\sum_{k=1}^n Y_k(s) + Y_g(s)} \cdot G_1(s) \\ M_{1,i} = \frac{Y_1(s) \cdot G_i(s)}{\sum_{k=1}^n Y_k(s) + Y_g(s)}, i \in [2, n] \\ N(s) = \frac{Y_1(s) \cdot Y_g(s)}{\sum_{k=1}^n Y_k(s) + Y_g(s)} \end{cases} \quad (5)$$

假设 n 台逆变器的参数以及线路阻抗均相同, 根据逆变器自身的指令电流激励关系式可计算得到系统的 2 个谐振点:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_{2eq}}{L_1 \cdot L_{2eq} \cdot C}} \quad (6)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_{2eq} + nL_g}{L_1 \cdot C \cdot (L_{2eq} + nL_g)}} \quad (7)$$

其中, f_1 为基于 LCL 滤波器的并网逆变器固有谐振频率点, f_2 为多逆变器并联与电网阻抗耦合产生的谐振频率点。

1.3 固有谐振特性分析

计及线路阻抗时 LCL 滤波器的传递函数可表示为

$$G_{LCL}(s) = \frac{1}{s^3 L_1 (L_2 + L_{line}) C + s (L_1 + L_2 + L_{line})} \quad (8)$$

根据式(8)并计及线路阻抗情况,绘制频率特性曲线分析 L_{line} 与 f_1 的关系,如图 5 所示,可以看出,在谐振频率 f_1 处,相位出现 -180° 的跳变。随着线路等效阻抗 L_{line} 逐渐增大,谐振频率 f_1 逐渐向低频方向偏移,当 L_{line} 趋于无穷时,谐振尖峰所处频率趋向于一个定值。

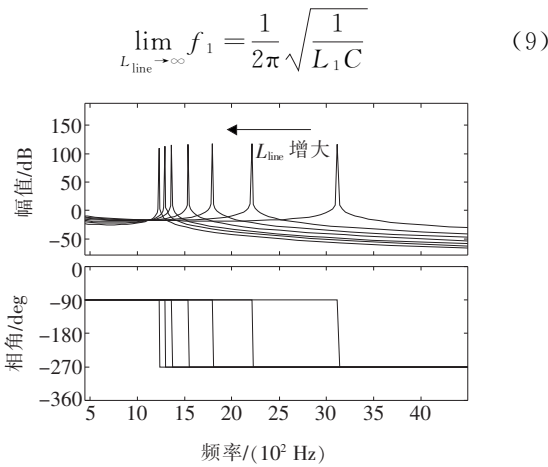


图 5 固有谐振 f_1 随 L_{line} 变化的伯德图
Figure 5 Bode diagram of natural resonance f_1 changing with L_{line}

1.4 并联谐振特性分析

由式(7)可知,谐振频率 f_2 并不是固定的谐振点,其值与并联逆变器台数 n 有关,随台数 n 增加而减少^[16]。此外, f_2 还与电网阻抗 L_g 以及线路阻抗 L_{line} 有关, f_2 、 L_g 、 L_{line} 三维关系如图 6 所示。

图 6 中逆变器台数 n 取 3,电网、线路阻抗 L_g 、 L_{line} 均从 0.1 mH 增加至 3 mH,谐振频率 f_2 从 1 890 Hz 开始不断下降,趋近一个定值。

$$\lim_{\substack{L_g \rightarrow \infty \\ L_{line} \rightarrow \infty}} f_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 C}} \quad (10)$$

因此,对于多逆变器并联系统,随着电网阻抗 L_g 的增加,谐振频率较高的 f_1 保持不变,而 f_2 不断降低。由于线路阻抗 L_{line} 的存在,可使得谐振频率 f_1 、 f_2 均向低频偏移,且 f_1 、 f_2 最终趋向于同一点。

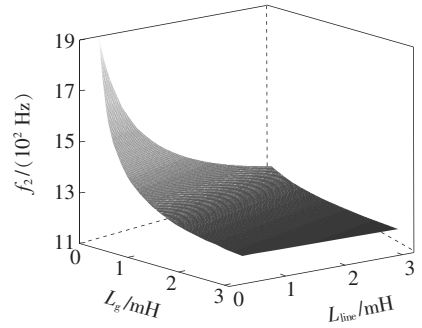


图 6 f_2 、 L_g 、 L_{line} 三维关系
Figure 6 Three dimensional relationship amongst f_2 、 L_g 、 L_{line}

2 谐振抑制方法研究

目前,多逆变器并联的谐振抑制方法分为无源和有源阻尼法 2 种。无源阻尼法通常是在逆变电路中串联或并联电阻,该法简单且容易实现,但电阻上损耗能量较大^[17]。本文采用进网电流全前馈和 PCC 点添加虚拟导纳相结合的谐振抑制方法。

2.1 进网电流全前馈

LCL 滤波器的固有谐振问题是影响并网逆变器稳定性的一个重要因素,针对逆变器的固有谐振,本文采用进网电流全前馈的抑制策略,其控制结构框图如图 7 所示,可知从控制信号 d 到电流 i_g 的传递函数为

$$G_d(s) = \frac{K_{PWM}}{s^3 L_1 L_{2eq} C + s (L_1 + L_{2eq}) + K_{PWM} H(s)} \quad (11)$$

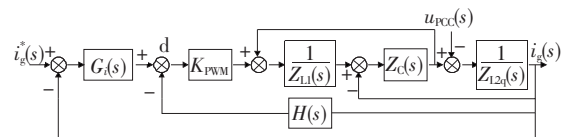


图 7 进网电流全前馈控制框图

Figure 7 Full feedforward control block diagram of incoming current

由式(8)可知 $G_{LCL}(s)$ 为欠阻尼系统,通过选取合适的反馈 $H(s)$ 可有效削弱谐振尖峰^[18]。本文取 $H(s)$ 为二次微分、一次微分、比例以及积分环节的组合。为与传统的并网电流反馈相区分,称该控制策略为进网电流全前馈控制策略。

$$H(s) = K_0 s^2 + K_1 s + K_2 + K_3 s^{-1} \quad (12)$$

其中系数 K_0, K_1, K_2, K_3 待定。

将式(12)代入式(11),得到:

$$G_d(s) = K_{PWM} s / (L_1 L_{2eq} C s^4 + K_{PWM} K_0 s^3 + (L_1 + L_{2eq} + K_{PWM} K_1) s^2 + K_{PWM} K_2 s + K_{PWM} K_3) \quad (13)$$

将式(13)再配置成二阶滤波环节和基波谐振环节相结合的形式,即

$$G_d(s) = \frac{1}{L_1 L_{2eq} C} \cdot \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_r s + \omega_r^2} \cdot \frac{1}{s^2 + 2\xi_0\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (14)$$

式中 ξ 为滤波系统谐振阻尼比; $\omega_r = 2\pi f_1$; ξ_0 为基波谐振控制的阻尼系数; $\omega_0 = 2\pi f_0$ 。

对比式(13)、(14),可以求出各系数:

$$\begin{cases} K_0 = 2L_1 L_{2eq} C (\xi\omega_r + \xi_0\omega_0) / K_{PWM} \\ K_1 = L_1 L_{2eq} C (\omega_0^2 + 4\xi_0\xi\omega_0\omega_r) / K_{PWM} \\ K_2 = 2L_1 L_{2eq} C (\xi_0\omega_r + \xi\omega_0)\omega_0\omega_r / K_{PWM} \end{cases} \quad (15)$$

$$K_3 = \omega_0^2 (L_1 + L_{2eq}) / K_{PWM}$$

将式(15)代入式(12),得到:

$$H(s) = 7.05 \times 10^{-8} s^2 + 7.39 \times 10^{-7} s + 0.0142 + 113.5 s^{-1} \quad (16)$$

并绘制出引入 $H(s)$ 前、后 $G_d(s)$ 的频率特性曲线,如图8所示,可知通过引入进网电流全前馈不仅可以抑制滤波系统固有谐振,还能保证在角频率 ω_0 处的高增益。

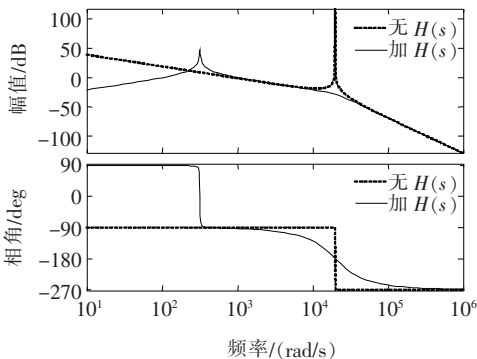


图8 加入 $H(s)$ 前、后 $G_d(s)$ 伯德图

Figure 8 Bode diagram of $G_d(s)$ before and after adding $H(s)$

2.2 PCC点并联虚拟导纳

弱网情况下逆变器组与电网阻抗交互耦合,可能引发谐波谐振,导致系统失稳。可以通过在PCC点处并联一个虚拟导纳 Y_v ,如图9所示,用于泄放高频谐波电流。在不影响基波电流的情况下,该方法可以有效抑制系统谐波谐振。

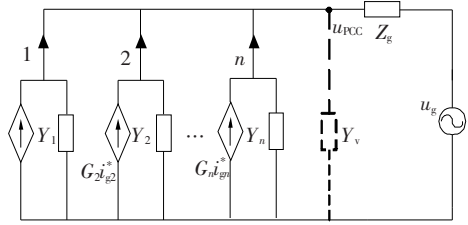


图9 PCC点并联虚拟导纳等效电路

Figure 9 Equivalent circuit of virtual admittance in parallel at PCC point

高通滤波器可以用于提取PCC点处电流高频谐波分量,且使得低频的基波分量信号受到极大衰减,其表达式为

$$G_h(s) = \frac{Ts}{1 + Ts} \quad (17)$$

式中 T 为时间常数。

为简化分析,图9的虚拟导纳 Y_v 可以进一步等效成与每台逆变器并联的虚拟导纳 Y_{vi} 。等效变换后的电路结构如图10所示。通过控制每一台逆变器的并网电流即可实现在每台逆变器侧并联虚拟导纳,所加的虚拟导纳控制结构框图如图11所示,其中, $G_h(s)$ 为高通滤波器, K 为虚拟导纳调节系数。

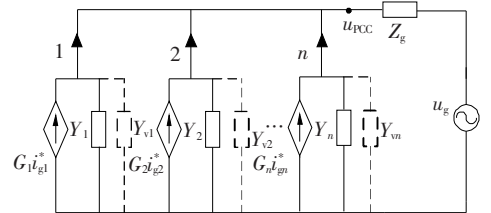


图10 等效转化后的等效电路

Figure 10 Equivalent circuit after equivalent transformation

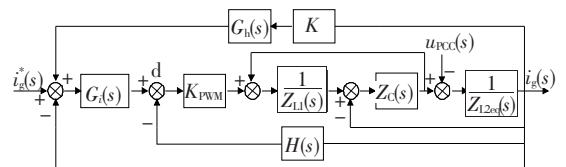


图11 添加虚拟导纳后的等效控制框图

Figure 11 Equivalent control block diagram after adding virtual admittance

根据图 7、11 并结合式(1),可以推导出并联虚拟导纳前、后逆变器输出阻抗 $Z_{o1}(s)$ 、 $Z_{o2}(s)$ 的表达式为:

$$Z_{o1}(s) = \frac{s^3 L_1 L_{2eq} C}{s^2 L_1 C + 1} + \frac{s(L_1 + L_{2eq}) + K_{PWM}(G_i(s) + H(s))}{s^2 L_1 C + 1} \quad (18)$$

$$Z_{o2}(s) = \frac{s^3 L_1 L_{2eq} C + s(L_1 + L_{2eq})}{s^2 L_1 C + 1} + \frac{K_{PWM}(G_i(s) + H(s) - KG_h G_i(s))}{s^2 L_1 C + 1} \quad (19)$$

根据阻抗稳定判据,若电网阻抗 Z_g 与逆变器输出阻抗 Z_o 之比 T_m 满足奈式稳定判据,则可以认为并网逆变器系统稳定^[19]。

$$T_m(s) = \frac{nZ_g(s)}{Z_o(s)} = \frac{Z_g^*(s)}{Z_o(s)} \quad (20)$$

其中, $Z_g(s) = sL_g$ 、 $Z_g^*(s) = nZ_g(s)$ 表示为 n 台逆变器并联的电网等效阻抗。依据式(20)分别绘制引入虚拟导纳前、后的阻抗比 Nyquist 曲线,如图 12 所示,电网阻抗取 $L_g = 0.5$ mH。

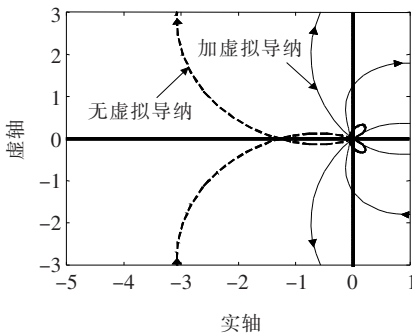


图 12 阻抗比 Nyquist 曲线

Figure 12 Impedance ratio Nyquist curve

从图 12 中可以看出,当未加入虚拟导纳时,阻抗比曲线包围 $(-1, j0)$ 点,不满足阻抗稳定判据,此时多逆变器并联系统发生谐振,系统不稳定。而引入虚拟导纳控制后曲线不包围 $(-1, j0)$ 点,满足奈式稳定判据,系统稳定,多机并联系统与电网阻抗耦合产生的谐振得到有效抑制。

2.3 鲁棒性分析

由图 11 可以推导出系统的开环传递函数:

$$G(s) = \frac{G_i(s)G_d(s)}{1 - KG_h(s)G_i(s)G_d(s)} \quad (21)$$

在不同线路阻抗 L_{line} 下,根据式(21),可以得到引入谐振抑制方法后的并网逆变器系统的幅值裕度 G_m 和相角裕度 P_m ,如表 1 所示,可以看出,随着线路阻抗增大, $G_m > 1$, $P_m > 0$,满足稳定条件,系统对线路阻抗变化具有很好的鲁棒性。

表 1 不同 L_{line} 下的幅值、相角裕度

Table 1 G_m and P_m under different L_{line}

L_{line}/mH	G_m/dB	P_m/deg	L_{line}/mH	G_m/dB	P_m/deg
1.0	3.54	23.4	4.0	2.37	68.4
2.0	2.76	47.4	5.0	2.29	69.2
3.0	2.50	63.4			

电网阻抗 L_g 变化会导致系统谐振点的改变。绘制施加所提谐振抑制方法后随电网阻抗 L_g 变化的 Nyquist 曲线,如图 13 所示,可知加入谐振抑制方法后电网阻抗从 0.5 mH 增加至 5 mH,阻抗比曲线均未包围 $(-1, j0)$ 点,可以判定系统稳定。因此,本文所提的谐振抑制方法可以增强多机并联系统对电网阻抗变化的鲁棒性,提高系统的稳定性。

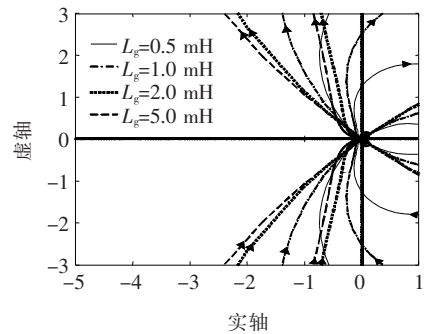


图 13 不同 L_g 下的阻抗比 Nyquist 曲线

Figure 13 Nyquist curves of impedance ratios at different L_g

3 仿真分析

为了验证进网电流全前馈结合 PCC 点并联虚拟导纳的方法对弱网下多机并联系统谐振抑制的有效性,在 Simulink 中搭建 3 台基于 LCL 滤波器的 T 型三电平逆变器并联系统仿真模型,并网逆变器的具体参数如表 2 所示。

考虑弱电网情况,仿真的电网等效阻抗 L_g 取

为 0.3 mH,第 1 台逆变器的并网电流波形如图 14 所示,PCC 点电压波形如图 15 所示。由图 14、15 可知,在 0.16 s 前电压、电流波形正弦度高,系统稳定。0.16 s 时移除 PCC 点并联虚拟导纳,此控制策略使得 3 台逆变器并联系统与弱电网耦合产生谐振,电压、电流波形发生畸变,并网电流质量下降。0.2 s 时再移除进网电流全前馈的策略,由于与弱电网的耦合谐振以及 LCL 滤波器固有谐振作用,使得电压、电流波形急剧震荡,系统失稳,多机并联系统无法再正常工作。

表 2 系统仿真参数

Table 2 System simulation parameters

直流侧电 压 U_{dc}/V	电网电压有 效值 U_g/V	滤波电感 L_1/mH	网侧电感 L_2/mH	直流侧电容 (C_1, C_2)/ μF
750	220	1.0	0.15	4 700
滤波电容 $C/\mu F$	系统额定功率 P_n/kW	开关频率 f_s/Hz	电网基频 f_0/Hz	
20	20	10 000	50	

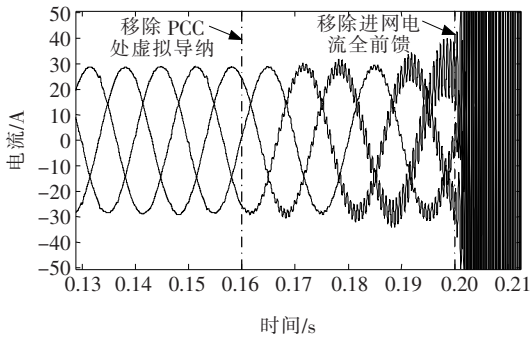


图 14 并网电流波形

Figure 14 Grid-connected current waveform

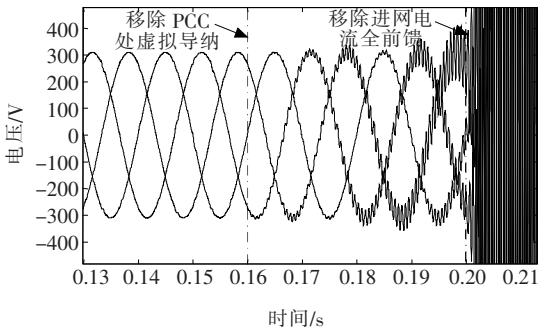


图 15 PCC 电压波形

Figure 15 Voltage waveform of PCC

0.16~0.2 s 时对并网电流进行 FFT 谐波分析,如图 16 所示,频率为 1 575 Hz 的谐波达到 3.698%,说明系统在该频率处发生谐振,与式(7)计算一致,该点即为与弱电网耦合产生的谐振峰。

在不同线路、电网阻抗下,加入谐振抑制方法后的第 1 台逆变器的并网电流 i_{g1} 的 THD 值以及公共耦合点处电压 u_{pcc} 的 THD 值分别如表 3、4 所示。由表 3、4 可知,施加谐振抑制方法后的电压、电流 THD 值均不超过 5%,满足并网要求。

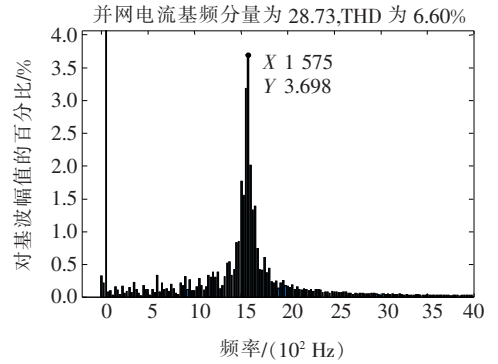


图 16 0.16~0.2 s 并网电流谐波分析

Figure 16 Harmonic analysis of grid-connected current during 0.16 s to 0.2 s

表 3 不同 L_{line} 下电压、电流 THD 值 ($L_g=0.3$ mH)

Table 3 THD values of voltage and current under different L_{line} ($L_g=0.3$ mH) %

L_{line}/mH	THD		L_{line}/mH	THD	
	电流	电压		电流	电压
0.5	1.30	0.53	3.0	0.82	0.40
1.0	1.27	0.61	5.0	0.99	0.57
2.0	0.59	0.29			

表 4 不同 L_g 下电压、电流 THD 值 ($L_{line}=0.3$ mH)

Table 4 THD values of voltage and current under different L_g ($L_{line}=0.3$ mH) %

L_g/mH	THD		L_g/mH	THD	
	电流	电压		电流	电压
0.5	1.06	0.88	3.0	0.78	3.55
1.0	0.95	1.52	5.0	0.84	3.69
2.0	1.29	2.87			

如图 17 所示,0.16 s 时增加 1 mH 电网阻抗,并网电流在经过一个周期的过渡后回到稳定状态。0.2 s 时再增加 1 mH 线路阻抗,并网电流依然能够

保持稳定。如图 18 所示,PCC 点电压在电网、线路阻抗发生变化的动态过程中均能保持稳定。

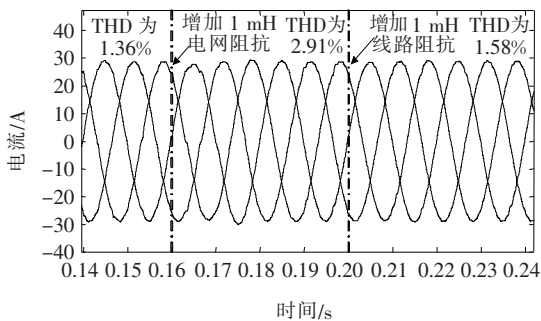


图 17 随阻抗变化的并网电流波形

Figure 17 Grid-connected current waveform changing with impedance

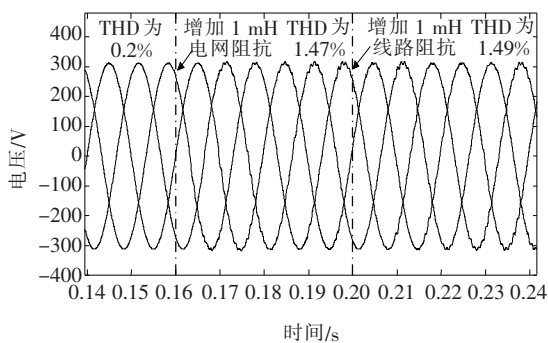


图 18 随阻抗变化的 PCC 电压波形

Figure 18 PCC voltage waveform changing with impedance

4 结语

本文建立了考虑电网、线路阻抗的多逆变器并联系统数学模型,探讨弱网下并联系统的谐振形成机理,分析了电网、线路阻抗对系统谐振的影响,研究了一种进网电流全前馈与 PCC 点并联虚拟导纳相结合的谐振抑制方法。结果表明:

1) 本文研究的谐振抑制方法可以有效抑制 LCL 型并网逆变器的自身固有谐振以及弱电网引发的谐振,输出电流波形良好,满足并网要求;

2) 施加进网电流全前馈与 PCC 点并联虚拟导纳相结合的控制方法,增强了多机并联系统对线路、电网阻抗变化的鲁棒性,有效提高了系统稳定性。

参考文献:

[1] 文云峰,杨伟峰,汪荣华,等. 构建 100% 可再生能源电

力系统述评与展望[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(6):1843-1856.

WEN Yunfeng, YANG Weifeng, WANG Ronghua, et al. Review and prospect of toward 100% renewable energy power systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6):1843-1856.

[2] ROCABERT J. Control of power converters in AC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11):4734-4749.

[3] 解东,杨欢红,丁宇涛,等. 基于逆变器直流侧电流控制的微网无幅差控制[J]. 电力科学与技术学报, 2020, 35(4):107-113.

XIE Dong, YANG Huanhong, DING Yutao, et al. Non-amplitude difference control of microgrid based on DC-side current control of inverter[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2020, 35(4):107-113.

[4] 刘怀远,徐殿国,武健,等. 并网换流器系统谐振的分析、检测与消除[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(4):1061-1074.

LIU Huaiyuan, XU Dianguo, WU Jian, et al. Analysis, detection and mitigation of resonance in grid-connected converter systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(4):1061-1074.

[5] 杨旭红,孙克帅,何超杰. 基于单周期和 LCL 型有源阻尼 Z 源逆变器并网研究[J]. 电力科学与技术学报, 2021, 36(2):155-161.

YANG Xuhong, SUN Keshuai, HE Chaojie. Grid-connected Z-source inverter based on single-cycle and dual-current loop[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2021, 36(2):155-161.

[6] 周建萍,王涛,张纬舟,等. 基于电容电流双反馈 LCL 滤波器的光伏并网控制策略研究[J]. 可再生能源, 2017, 35(7):1014-1021.

ZHOU Jianping, WANG Tao, ZHANG Weizhou, et al. Research on photovoltaic grid-connected control based on capacitive current double feedback LCL filter[J]. Renewable Energy Resources, 2017, 35(7):1014-1021.

[7] WANG X F, BLAABJERG F, LISERRE M, et al. An active damper for stabilizing power-electronics-based AC systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7):3318-3329.

[8] 周杰,刘傲洋,罗皓文,等. 虚拟同步机接入弱电网的电能质量新问题及谐波抑制方法[J]. 智慧电力, 2021, 49(2):83-90.

- ZHOUJie, LIUAoyang, LUO Haowen, et al. Power quality issues and harmonic suppression method of virtual synchronous generator connected to weak grid[J]. Smart Power, 2021, 49(2): 83-90.
- [9] 严干贵, 常青云, 黄亚峰, 等. 弱电网接入下多光伏逆变器并联运行特性分析[J]. 电网技术, 2014, 38(4): 933-940.
- YAN Gangui, CHANG Qingyun, HUANG Yafeng, et al. Analysis on parallel operational characteristics of multi photovoltaic inverters connected to weak-structured power system[J]. Power System Technology, 2014, 38(4): 933-940.
- [10] 谢志为, 陈燕东, 伍文华, 等. 弱电网下多逆变器并网系统的全局高频振荡抑制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 885-895.
- XIE Zhiwei, CHEN Yandong, WU Wenhua, et al. A global high-frequency oscillation suppression method for multi-inverter grid-connected system in weak grid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4): 885-895.
- [11] 许津铭, 谢少军, 肖华锋. LCL 滤波器有源阻尼控制机制研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 27-33.
- XU Jinming, XIE Shaojun, XIAO Huafeng. Research on control mechanism of active damping for LCL filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(9): 27-33.
- [12] 王何, 李雨佳, 尹忠东, 等. 弱电网条件下多 APF 并网交互影响分析[J]. 中国电力, 2020, 53(11): 23-30+88.
- WANG He, LIYujia, YINZhongdong, et al. Analysis on interactive influences among multiple APFs connected to weak-structured power system[J]. Electric Power, 2020, 53(11): 23-30+88.
- [13] 雷阳, 李浩, 何信林, 等. 混联谐振耐压关键参数研究与实证性分析[J]. 电网与清洁能源, 2021, 37(11): 39-46.
- LEI Yang, LI Hao, HE Xinlin, et al. Research and empirical analysis on key parameters of hybrid resonant voltage withstand test[J]. Power System and Clean Energy, 2021, 2021, 37(11): 39-46.
- [14] 何国锋, 徐德鸿. 基于有源阻尼的多逆变器并网谐振抑制[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(10): 62-68.
- HE Guofeng, XU Dehong. Resonance suppression for grid-connected multi-inverter based on active damping method[J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(10): 62-68.
- [15] 汪泓, 高宇轩, 孙秋芹, 等. 同塔多回线路非全相运行谐振特性研究[J]. 高压电器, 2021, 57(4): 62-68.
- WANG Feng, GAOYuxuan, SUNQiuqin, et al. Analysis of resonance characteristics during non-full-phase operation of multi-circuit transmission lines on the same tower[J]. High Voltage Apparatus, 2021, 57(4): 62-68.
- [16] 李建文, 阮筱菲, 李永刚, 等. 弱电网下多并网逆变器谐振失稳研究综述[J]. 现代电力, 2020, 37(2): 187-196.
- LI Jianwen, RUAN Xiaofei, LI Yonggang, et al. An overview on resonance instability of multiple grid-connected inverters in weak grid[J]. Modern Electric Power, 2020, 37(2): 187-196.
- [17] 艾松波, 唐欣, 王红亚. 光伏电站附加阻尼控制器及控制参数优化设计[J]. 电力科学与技术学报, 2020, 35(6): 21-27.
- AI Songbo, TANG Xin, WANG Hongya. Optimal design of additional damping controller and control parameters for photovoltaic power station[J]. Journal of Electric Power Science and Technology 2020, 35(6): 21-27.
- [18] 廖志凌, 徐长波, 曹晨晨. LCL 型并网逆变器的新型单电流反馈控制方案[J]. 电测与仪表, 2020, 57(2): 135-140+152.
- LIAO Zhiling, XU Changbo, CAO Chenchen. Novel single current feedback control scheme for grid-connected inverter with LCL filters[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(2): 135-140+152.
- [19] 王磊, 张凌博. 多逆变器并网等值建模及谐振抑制优化[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(6): 19-29.
- WANG Lei, ZHANG Lingbo. Equivalent modeling of multi-inverters connected to the grid and optimization of resonance suppression[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(6): 19-29.