

# 考虑电网等效电感影响的 LCL 型逆变器谐振抑制方法

林永朋, 陶 顺, 肖湘宁

(新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学), 北京 102206)

## A Control Method of Suppressing Resonance for Inverter Using LCL Filter with Consideration of Grid Equivalent Inductance Effect

LIN Yongpeng, TAO Shun, XIAO Xiangning

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources  
(North China Electrical Power University), Beijing 102206, China)

**摘 要:** LCL 滤波器在大容量、低开关频率的并网逆变器系统中已广泛应用, 但 LCL 容易发生谐振, 特别是在多逆变器并联的新能源电力系统中。本文推导了 LCL 谐振的公式, 根据并网电流谐振时滤波器网侧电感与电网等效电感为串联的特性, 结合 LCL 的结构, 提出采用网侧电感电压一阶微分和入网电流的双闭环控制策略, 在不增加传感器数量条件下, 网侧电感电压一阶微分反馈内环增加了系统阻尼, 有效抑制了 LCL 的谐振; 电流外环实现了对入网电流的直接控制, 可保证较高的功率因数, 提高逆变器的利用效率。与电容电流反馈控制的仿真对比结果表明, 该控制策略在逆变器并网的环境中有更好的抑制电流谐振的效果, 实现对并网电流质量的改善。

**关键词:** LCL 型逆变器; 等效电感; 电感电压一阶微分; 谐振阻尼; 双闭环控制

**Abstract:** The LCL filter has been widely applied in the system with larger-capacity and lower switching-frequency grid-connected inverter. But resonance easily occurs in the LCL filter, especially in the new energy power systems with multiple inverters. In this paper, the LCL filter resonance formula is deduced. According to the characteristics of equivalent series inductance for grid-side inductor and power grid when the grid current resonates, and a novel control strategy with such double closed loop as the first differential of grid-side inductance voltage and network current is proposed by combining with the structure of the LCL filter. In addition, without increasing the number of sensors, the system damping is added in inner loop of the first differential grid-side inductance voltage, which effectively restrains the resonance of LCL. In the outer current loop, the network current can be controlled directly to ensure higher power factor

and improve the utilization efficiency of inverter. By comparing with the simulation of feedback control for capacitor current, the simulation results show that the control strategy has better effect on restraining current resonance in environment of grid-connected inverter, and improving network current quality.

**Keywords:** inverter by using LCL filter; grid equivalent inductance; first differential of inductance voltage; resonance damping; double-loop control

## 0 引 言

光伏发电、风力发电、燃料电池等新能源发电系统是近年来研究的热点。新能源并网发电系统的核心是并网逆变器, 为了改善逆变器入网的电流质量, 提高系统的稳定性, 一般需要在逆变器输出的交流侧安装滤波器。LCL 滤波器对高频分量呈高阻抗, 对高频谐波电流可起到很大的衰减作用, 因此 LCL 滤波器具有比传统 L 型滤波器更理想的高频滤波效果, 并且能够减小总电感值, 从而常被用于大功率和低开关频率的并网设备<sup>[1-2]</sup>。

尽管 LCL 滤波器具有许多优点, 但 LCL 容易引起谐振, 尤其在并联时存在严重且复杂的谐振现象, 必须采取措施抑制其谐振。抑制 LCL 谐振的有源阻尼策略因为没有损耗产生而受到学者们的关注。在有源阻尼控制策略中, 内环采用电容电流来抑制 LCL 的谐振尖峰最为普遍, 而外环通过直接控制入网电流使逆变器并网具有较高的功率因数<sup>[3-7]</sup>, 但是需要增加电容电流传感器, 增加了系统成本, 也降低了可靠性。文献 [8] 采用入网电流两阶微分的反馈方法, 增加了系统阻尼, 但控制

基金项目: 国家科技支撑计划(2011BAA01B03)

复杂。文献 [9-10] 提出了用电网电压反馈的控制方法来减小电网电压畸变对逆变器输出电流波形的影响。文献 [11] 指出有源阻尼实质上是对系统谐振峰值附近对应的输出频率成分的反馈控制，并解释了现有基于逆变器侧电感电流、滤波电容电流及其电压反馈控制的有源阻尼技术的本质。现有的有源阻尼策略增加了传感器的数量或者增加了控制的难度，可靠性降低，并且没有考虑到电网等效电感对谐振频率的影响。本文基于电容电流反馈，根据逆变器并网电流谐振时网侧电感与电网等效电感为串联的特性，结合 LCL 滤波器的结构，提出采用网侧电感电压一阶微分内环和入网电流外环的双闭环控制策略，用电压微分内环来增加系统阻尼，以有效抑制逆变器系统谐振的发生，省略了电容电流的传感器，同时一阶微分相较于二阶微分更容易实现。用入网电流外环控制实现对入网电流的直接控制，可保证较高的进网电流功率因数，提高逆变器的利用效率。与电容电流反馈控制的仿真对比结果表明，该控制策略有更好的抑制电流谐振的控制效果，尤其在电网电压畸变的情况下，对并网电流质量的改善效果更为明显。

### 1 LCL 滤波器的谐振频率分析

当只有一个逆变器并入电网，如图 1 所示，图中  $L_1$  为逆变器侧电感， $L_2$  为网侧滤波电感， $L_g$  为网侧系统等效电感， $C$  为滤波电容， $u_1$  为逆变器交流侧电压， $i_2$  为逆变器入网电流， $i_g$  为并网电流。逆变器的输出电压到其并网电流的传递函数可推导得到

$$\Phi(\omega) = \frac{i_g}{u_1} = -j \frac{1}{\omega(L_1 + L_2 + L_g) - \omega^3 CL_1(L_2 + L_g)} \quad (1)$$

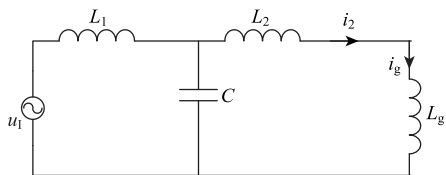


图 1 单个 LCL 型逆变器单相等效电路

由上式可见电网等效电感对谐振频率是有影响的，并且与  $L_2$  是串联关系，单个逆变器只有一个谐振点，谐振时电流为无穷大。

当有多个逆变器并联接入电网，由于谐振是网

络的固有属性，对于线性网络，单独分析其各谐波源的作用并不影响整个网络的谐振分析。

假设只考虑逆变器 1 产生谐波电压，如图 2 所示。则逆变器的输出电压到其网侧电流的传递函数可以推导如下：

$$\Phi(\omega) = \frac{i_2}{u_{11}} = -j \frac{L_1 + L_2 + L_g - \omega^2 L_1 L_2 C - \omega^2 L_1 L_g C}{\omega C^2 L_1^2 L_2 (L_2 + 2L_g) \left( \omega^2 - \frac{L_1 + L_2}{CL_1 L_2} \right) \left( \omega^2 - \frac{L_1 + L_2 + 2L_g}{CL_1 (L_2 + 2L_g)} \right)} \quad (2)$$

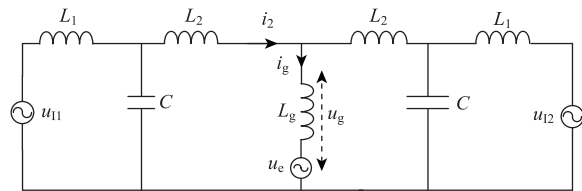


图 2 两个相同 LCL 型逆变器并联单相等效电路

为便于观察，画出公式(2)的 Bode 图，参照文献 [12-13] 中 LCL 参数的设计方法选择了 LCL 参数， $L_1 = 0.4\text{mH}$ ， $L_2 = 0.18\text{mH}$ ， $C = 120\mu\text{F}$ 。在并网点对电网进行等效，取电网等效电感  $L_g = 0.2\text{mH}$ ，其结果如图 3 所示。

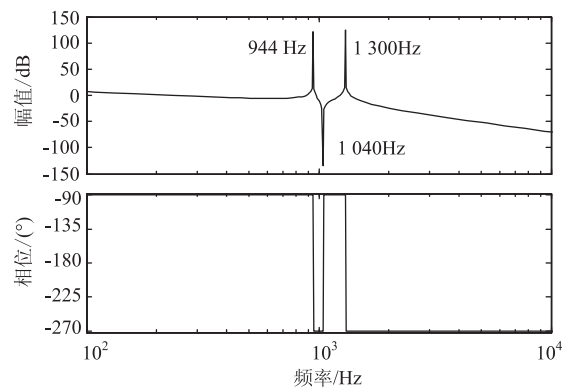


图 3 并联系统中 LCL 滤波器的频谱分析结果

图 3 中各频率与公式(2)的关系是( $\omega = 2\pi f$ ):

$$L_1 + L_2 + L_g - \omega^2 L_1 L_2 C - \omega^2 L_1 L_g C = 0 \text{ 得 } f = 1\,040\text{Hz};$$

$$\omega^2 - \frac{L_1 + L_2}{CL_1 L_2} = 0 \text{ 得 } f = 1\,300\text{Hz};$$

$$\omega^2 - \frac{L_1 + L_2 + 2L_g}{CL_1 (L_2 + 2L_g)} = 0 \text{ 得 } f = 944\text{Hz}$$

由公式(2)结合图 3 可以看出 LCL 滤波器并联的谐振频率与各参数之间的关系。使分子为零的频率恰好是单个逆变器并网的谐振频率(1 040Hz)，但与单个逆变器的谐振特性不同，无论逆变器 1 输

出电压  $u_1$  为何值, 入网电流为零, 而单个逆变器时电流是无穷大; 分母为零的频率即为使谐波电流放大的频率, 其中一个频率是与电网等效电感无关的, 为 LCL 自身谐振频率 (1 300Hz), 另一个 (944Hz) 随着电网等效电感的增加而减小, 并且在电网电感为零时二者相等。

并网电流  $i_g$  为  $i_2$  在  $L_g$  上的分流,  $i_g$  对电压  $u_1$  的传递函数为

$$\Phi_g(\omega) = \frac{i_g}{u_{11}} = -j \frac{1}{\omega(L_1 + L_2 + 2L_g) - \omega^3 CL_1(L_2 + 2L_g)} \quad (3)$$

推广有  $n$  个逆变器并联的情况, 逆变器的输出电压到其网侧电流的传递函数、 $\Phi_g(\omega)$  分别如式 (4)、(5) 所示:

$$\Phi(\omega) = \frac{i_2}{u_{11}} = -j \frac{L_1 + L_2 + (n-1)L_g - \omega^2 L_1 L_2 C - \omega^2 L_1 (n-1)L_g C}{\omega C^2 L_1^2 L_2 (L_2 + nL_g) \left(\omega^2 - \frac{L_1 + L_2}{CL_1 L_2}\right) \left(\omega^2 - \frac{L_1 + L_2 + nL_g}{CL_1 (L_2 + nL_g)}\right)} \quad (4)$$

$$\Phi_g(\omega) = \frac{i_g}{u_{11}} = -j \frac{1}{\omega(L_1 + L_2 + nL_g) - \omega^3 CL_1(L_2 + nL_g)} \quad (5)$$

仍以图 2 为例, 分析逆变器 2 的谐波电压  $u_{12}$  和电网电压  $u_c$  中的谐波畸变电压  $u_{ch}$  对逆变器 1 的输出电流影响, 则相应的传递函数分别为

$$\Phi_2(\omega) = \frac{i_2}{u_{12}} = j \frac{\omega L_g (1 - \omega^2 L_1 C)}{\omega C^2 L_1^2 L_2 (L_2 + nL_g) \left(\omega^2 - \frac{L_1 + L_2}{CL_1 L_2}\right) \left(\omega^2 - \frac{L_1 + L_2 + nL_g}{CL_1 (L_2 + nL_g)}\right)} \quad (6)$$

$$\Phi_{ch}(\omega) = \frac{i_2}{u_{ch}} = j \frac{-\omega^2 L_1 C + 1}{\omega(L_1 + L_2 + 2L_g) - \omega^3 CL_1(L_2 + 2L_g)} \quad (7)$$

对比式 (2) 和式 (6)、式 (3) 和式 (7) 可以发现分母是相同的, 即具有相同的谐振频率。而分子为零的点则不同于式 (2)、(3), 分析其电路结构可知此时逆变器 1 侧的  $L_1$  和  $C$  发生了并联谐振, 但此谐振并不是使谐波电流放大的频率。

由上述公式可以发现: 无论是单个逆变器还是多个逆变器并联, 电网等效电感都对 LCL 的谐振频率产生影响, 并且多并联 LCL 滤波器的谐振频率个数与两个逆变器并联的情况相同, 只是随着并联的个数的增多, 电网的等效电感发生了变化。并且从公式 (4) 得出, 分子中电感的变化为  $(n-1)L_g$  (局部变量), 分母中电感的变化为  $nL_g$  (全局变量)。观察公式可以看出, 无论是单个逆变器, 还是多个逆变器并联, 电网等效电感与逆变器网侧电感  $L_2$  都是串联关系。

## 2 网侧电感电压一阶微分反馈控制

### 2.1 控制方法的提出

正常运行的电力系统随机变化, 想要准确地确定等效电感  $L_g$  的值较困难, 同时又要求并网的逆变器具有独立控制性。从上面的分析中可以看出, 无论是单个逆变器还是多个逆变器并联, 其并网电流的谐振频率都只有一个, 并且电网等效电感与逆变器网侧电感  $L_2$  都是串联。并网电流在谐振情况下会明显增大导致电感电压增大, 而 LCL 滤波器网侧电感  $L_2$  与电网等效电感为串联关系, 同时流过  $L_2$  的电流  $i_2$  又直接决定了逆变器的并网质量, 因此只要阻尼抑制流过  $L_2$  的电流谐振, 就可以抑制并网电流的谐振。

LCL 滤波器的结构约束,  $u_{12}$  为网侧电感  $L_2$  上的电压,  $u_c$  为电容电压,  $u_g$  为并网电压。存在下式:

$$u_{12} = u_c - u_g \quad (8)$$

对上式微分得

$$\frac{du_{12}}{dt} = \frac{du_c}{dt} - \frac{du_g}{dt} \quad (9)$$

传统抑制 LCL 谐振问题常采用的有源阻尼法是电容电流反馈法, 因此首先给出了已有的电容电流和入网电流双闭环控制策略, 如图 4 所示, 其中忽略电感和电容的寄生电阻,  $G_{12}(s)$  和  $G_{11}(s)$  分别为电容电流内环和并网电流外环调节器的传递函数。

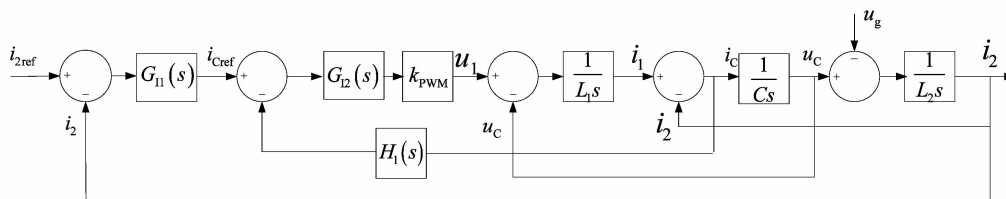


图 4 电容电流和并网电流双闭环系统框图

在图 4 基础上，将电容电流负反馈点从  $i_c$  处移至  $u_c$  处，并且考虑到式(9)，引入电网电压  $u_g$  微分反馈

函数，将最终反馈点确定在网侧电感的电压上，反馈量为网侧电感电压的一阶微分，如图 5 所示。

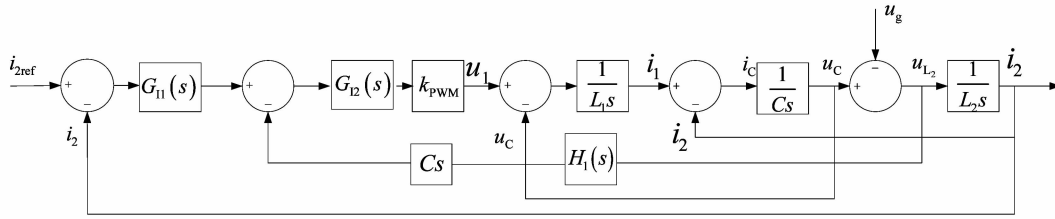


图 5 网侧电感电压微分和并网电流双闭环控制策略

式(9)改写得

$$\frac{du_{L_2}}{dt} = L_2 \frac{d^2 i_2}{dt^2} = \frac{d(u_c - u_g)}{dt} = \frac{du_c}{dt} - \frac{du_g}{dt} \quad (10)$$

从式(10)中可以看出，网侧电感压降一次微分反馈不仅包含了文献 [8] 中入网电流二阶微分反馈的方法，还包括文献 [3-7] 中电容电流(电容电压一阶微分)反馈的方法，同时还包含电网电压的微分，对减小电网电压的变化对逆变器输出的影响有利，并网电流中的谐波成分与电网电压相互作用产生功率波动进而引起直流电压波动，尤其在电网电压波动的情况，因此，由于滤波电容电压不能突变使得电感电压能够直接反映出电网电压的变化，这对减少逆变器并网电流的谐波含量是很有好处的，也降低了并网功率和直流电压的波动。这种方法与电容电流反馈相比，省去了电容电流传感器；同时电感电压的一阶微分比入网电流的二阶微分更容易实现。

### 2.2 阻尼分析

为了观察所提方法对 LCL 谐振的抑制，需要分析它的阻尼特性。根据图 5 求得系统的输出  $i_2$  与输入量  $i_{2ref}$  和  $u_g$  的关系：

$$i_2 = \frac{\Delta_1}{1+\Delta} i_{2ref} - \frac{p_2 \Delta_2}{1+\Delta} u_g \quad (11)$$

其中：

$$\Delta = \frac{G_{12}(s)H_1(s)k_{PWM}L_2Cs^2 + (L_1 + L_2)s + G_{11}(s)G_{12}(s)k_{PWM}}{L_1L_2Cs^3}$$

$$\Delta_1 = \frac{G_{11}(s)G_{12}(s)k_{PWM}}{L_1L_2Cs^3}; p_2 = \frac{1}{L_2s}; \Delta_2 = \frac{L_1Cs^2 + 1}{L_1Cs^2}$$

网侧电感电压微分反馈环的作用是阻尼系统的谐振尖峰，对稳态精度要求不高，因此  $G_{12}(s)$  采用比例调节器。分析网侧电感电压微分内环的阻尼作用，因为此时不涉及  $G_{11}(s)$  的作用，取  $G_{11}(s)=1$ 。此时  $i_{2ref}$  到  $i_2$  的增益：

$$T_c = \frac{G_{11}(s)G_{12}(s)k_{PWM}}{L_1L_2Cs^3 + G_{12}(s)H_1(s)k_{PWM}L_2Cs^2 + (L_1 + L_2)s + G_{11}(s)G_{12}(s)k_{PWM}} \quad (12)$$

式(12)给出的是闭环增益，将其转换为开环增益：

$$T_o = \frac{G_{11}(s)G_{12}(s)k_{PWM}}{L_1L_2Cs^3 + G_{12}(s)H_1(s)k_{PWM}L_2Cs^2 + (L_1 + L_2)s} \quad (13)$$

将式(13)写成典型的环节表达式：

$$T_{\text{th}} = \frac{k}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (14)$$

式中：

$$k = \frac{G_{11}(s)G_{12}(s)k_{PWM}}{L_1L_2C}$$

$$\xi = \frac{G_{12}H_1k_{PWM}}{2} \sqrt{\frac{L_2C}{L_1^2 + L_1L_2}}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1L_2C}}$$

从式(14)中可以看出，引入网侧电感压降微分反馈控制以后系统存在阻尼，并且反馈系数  $H_1$  越大，阻尼系数越大，对抑制谐振的效果越好。同时比例调节器  $G_{12}(s)$  与反馈系数  $H_1$  的引入使得系统的幅值增益与阻尼系数同时可调节，灵活性更好。

### 2.3 电感电压一阶微分阻尼的本质分析

对于 LCL 滤波器，有源阻尼反馈控制是对谐振频率及其相近频率成分的阻尼抑制。由于其谐振频率要远大于基波频率，在分析谐振时，若不计电网中较低频率的电压分量，可以认为滤波电容  $C$  上谐振频率及相近频率下的谐波电压  $u_{ch}$  和网侧滤波电感  $L_2$  上的谐振频率及相近频率下的谐波电压  $u_{L_2h}$  相等，即  $u_{ch} = u_{L_2h}$ 。在谐振频率处存在虚轴上的一对共轭极点，对系统中的所有电参数产生  $180^\circ$  的相位滞后延迟作用。

图6给出了谐振频率处的网侧电感电压、电流、滤波电容电压、电流的相位与逆变器输出电压相位的关系(细线)。从图中可知看出:电压进行滞后90°的一阶微分或电流进行滞后180°的二阶微分运算后的相位关系(粗线)都是使得电压或电流在谐振时的相位与逆变器输出电压相位一致,从而满足有源阻尼控制中特征方程的系数都是正数的要求,其控制本质为闭环负反馈控制。

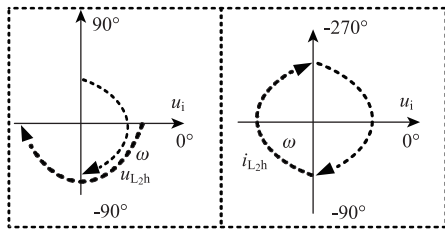


图6 谐振频率下的电感电压电流相位变化图

### 2.4 抑制功率和直流电压波动的原因分析

逆变器并网输出电流与电网电压相互作用的功率为

$$p = (u_{g1} + \sum_{d=2}^m u_{gd}) \times (i_{21} + \sum_{j=2}^m i_{2j}) \quad (15)$$

式中:  $u_{g1}$  为电网基波电压;  $u_{gd}$  为电网畸变的谐波电压;  $i_{21}$  为逆变器入网电流的基波分量;  $i_{2j}$  ( $j = 2, 3, \dots, m$ ) 为逆变器入网电流的谐波分量。

改写式(15)为分量表达形式:

$$p = u_{g1} \times i_{21} + i_{21} \times \sum_{d=2}^m u_{gd} + \sum_{d=2}^m u_{gd} \times \sum_{j=2}^m i_{2j} + u_{g1} \times \sum_{j=2}^m i_{2j} \quad (16)$$

式中第1项为控制的并网功率,由基波决定,而第2项为电网畸变电压与基波电流作用的功率波动量,不可控制或控制效果不明显。第3项和第4项中电网电压是不容易改变的,因此可以减小逆变器输出的谐波电流实现功率波动的减小,根据能量平衡  $\Delta E = CU_{dc}(\Delta U_{dc})$  可知直流电容电压的波动也就减小了。而电感电压一阶微分反馈控制不仅降低了电网等效电感对逆变器谐振的影响进而减小谐波电流含量,而且电感电压包括了电网电压的反馈,而电网电压的反馈有利于减小电网电压对LCL型逆变器输出电流的影响<sup>[9]</sup>,因此畸变电网电压下抑制功率和直流电压波动的减小主要是通过减小逆变器输出电流中的谐波含量实现的。

## 3 仿真实验

### 3.1 搭建模型

基于PSCAD/EMTDC搭建了仿真模型,其控制策略和参数选取如表1所示,LCL滤波器参数和电网等效电感已在第1节给出,此处不再赘述。

表1 逆变器控制策略和参数选择

控制策略	开关频率/Hz	功率/kW	直流电压/V
SPWM	3 200	500	700

三相逆变器的控制采用dq坐标变换解耦控制<sup>[14]</sup>。为了更有效地利用逆变器的容量,提高效率,实现逆变器单位功率因素并网,要求逆变器输出电流  $i_2$  与电网电压  $u_g$  同相位,这里采用锁相环来实现。采用网侧电感电压微分反馈控制的逆变器并网控制原理如图7所示。

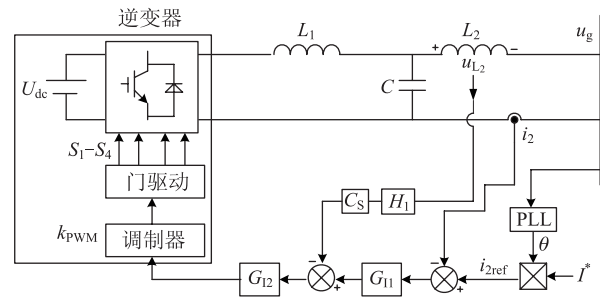


图7 网侧电感电压微分反馈的逆变器并网控制原理图

从上一节式(14)知道,反馈系数  $H_1$  和比例调节器  $G_{12}$  的值越大,抑制谐振的阻尼系数越大,但是阻尼过大,系统响应快速性差,调节时间长。综合考虑这两方面因素,取  $H_1 = 4$ ,  $G_{12} = 1.26$ 。参考文献 [5, 7] 选取电流环的PI参数  $k_p + k_i/s = 1.2 + 2000/s$ ,画出式(11)的幅频图,如图8所示。可以看出,引入网侧电感压降微分反馈控制后,谐振被有效抑制。

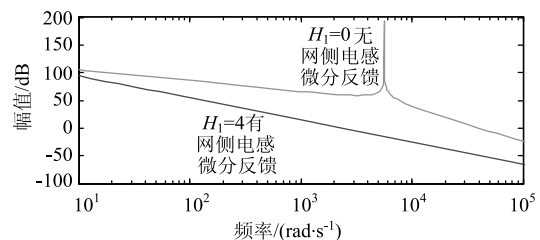


图8 传递函数开环增益的幅频图

首先说明在发生谐振时网侧电感电压会急速增大，在仿真中，在不含网侧电感电压一阶微分反馈控制的条件下，在 0.4s 设置引发谐振的频率为 944Hz、谐波电压幅值为基波幅值 0.05 倍的谐振现象，如图 9 所示。由图可知，在发生谐振以后网侧电感电压会急速增大，同前面的理论分析一致。

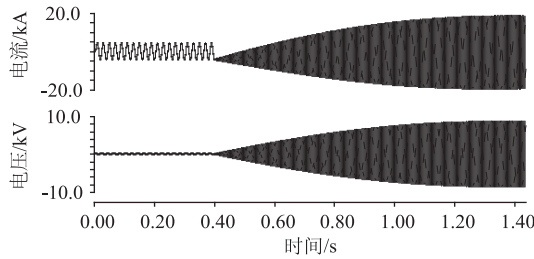


图 9 谐振时入网电流和网侧电感电压

### 3.2 正常运行时电感电压微分反馈控制与电容电流反馈控制的对比

本文中的电感电压微分反馈控制是根据目前常用的电容电流反馈方法得到的，为了对比在多逆变器并联和考虑电网等效电感影响的情况下两种方法的优越性，以 3 台逆变器并联为例，对两种方法作了对比分析。图 10、图 11 和图 12 分别给出了没有采取有源阻尼措施、采用网侧电感电压微分反馈控制的有源阻尼和采用电容电流反馈的有源阻尼方法时的并联逆变器并网总电流和并网电压波形，并联系系统谐振频率为 944Hz，对应的谐波次数近似为 19 次。为了方便观察采用两种有源阻尼策略后电流各次谐波的幅值发生的变化，详见表 2。

从图 10、图 11 和图 12 中可以看出，采用锁相环以后，逆变器入网电流和并网电压相位基本一致，实现了较高功率因数并网。由 2.3 节阻尼本质分析可知，只考虑谐波网络和不计电网电压谐

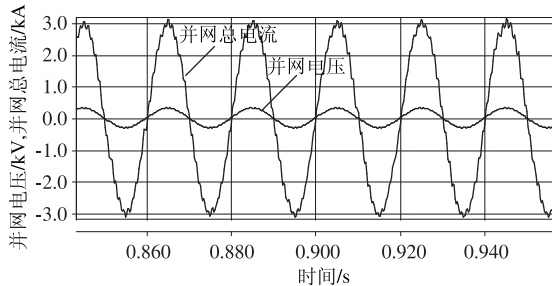


图 10 无阻尼的仿真波形

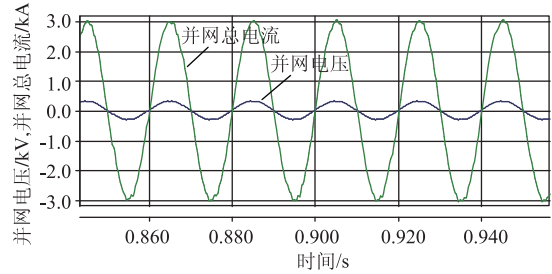


图 11 网侧电感电压微分反馈的仿真波形

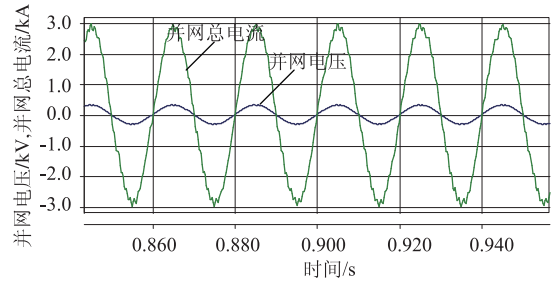


图 12 电容电流反馈的仿真波形

表 2 并网总电流各次谐波的幅值

参数	无阻尼	电网电压微分反馈	电容电流反馈
15	3.35	5.67	3.53
16	4.11	0.83	2.45
17	6.55	2.67	6.87
18	10.24	2.68	1.39
19	18.56	6.55	10.83
谐波次数	20	8.07	1.34
	21	9.28	5.77
	22	5.44	5.83
	23	6.84	2.48
	24	3.61	3.65
	25	2.82	0.48
	26	4.66	1.54
THD/%	3.87	2.43	2.95

波分量时，电容电压与电感电压相等，能实现相同效果的谐振阻尼，但在考虑电网等效电感对谐振的影响后，采用网侧电感电压微分反馈的并网电流畸变率会相对小一些。从表 2 中无阻尼与电网电压微分反馈对比可以看出网侧电感电压微分反馈控制对抑制谐振的有效性；入网电流谐波畸变

率(*THD*)由 3.87%减小为 2.43%,而电容电流反馈时入网电流谐波畸变率由 3.87%减小为 2.95%,因此网侧电感电压微分反馈控制的并网电流的谐振得到更好的抑制。

### 3.3 电网电压畸变时电感电压微分反馈控制与电容电流反馈控制的对比

为了对比在电网电压畸变时网侧电感电压微分反馈控制和电容电流反馈控制的优越性,在电网电压中引入一个电压畸变率为 5%的谐波电压,观察并联逆变器入网电流的情况。图 13 和图 14 给出了电网电压畸变下的仿真波形,表 3 给出各次谐波电流的幅值。对比 13 图和 14 图可以看出在电网电压畸变的条件下,引入网侧电感电压微分反馈控制后并网电流质量更好,同时并网功率和直流电压的波动也得到了明显的减小。由表 3 可以看出此方法下的电流谐波含量减小,谐波电流与畸变的电网电压相互作用引起的功率波动减弱,而由功率平衡和电容储能能量特性可知直流电压的波动也减小,与前面的理论分析结果一致。

表 3 电网电压畸变后并网总电流各次谐波的幅值 A

参数	无阻尼	电网电压 微分反馈	电容电流 反馈
15	3.73	4.04	6.26
16	4.51	1.13	3.47
17	6.75	7.27	5.37
18	17.92	14.52	16.38
19	54.96	20.03	36.86
谐波 次数	20	8.44	2.66
	21	9.41	7.99
	22	2.15	1.24
	23	3.84	2.98
	24	3.21	0.82
	25	6.49	2.00
	26	0.73	1.97
	<i>THD</i> /%	6.85	3.46

### 3.4 仿真结果总结

总结表 2 和表 3 可以看出,引入网侧电感电压微分反馈控制或电容电流反馈的方法后,逆变器输出的电流质量得到改善的原因是谐振频率及附

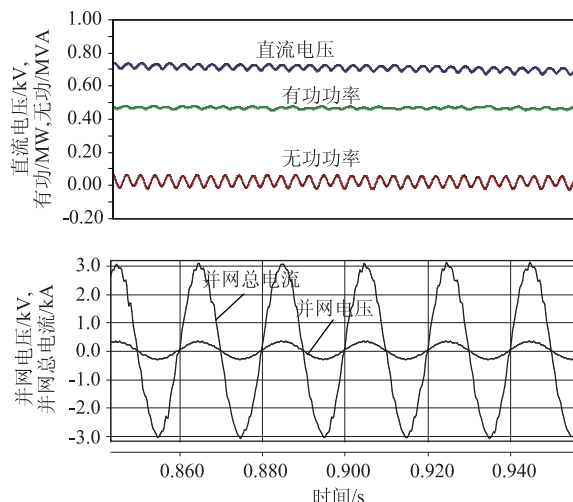


图 13 电网电压畸变后网侧电感电压微分反馈的仿真波形

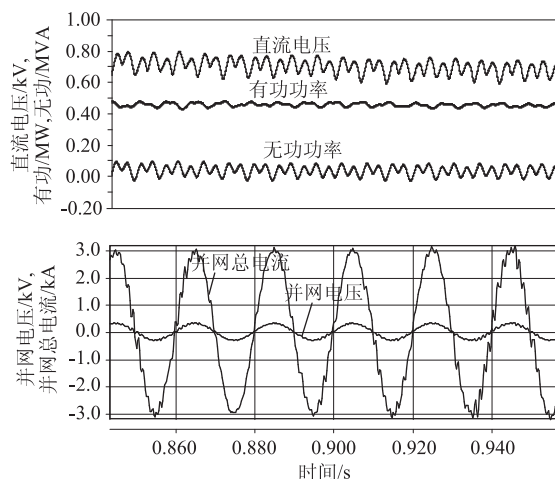


图 14 电网电压畸变后电容电流反馈的仿真波形

近的谐波电流成分被有效减少,这与文献 [11] 中指出的有源阻尼实质上是对系统谐振峰值附近输出成分的阻尼控制是一致的,并且网侧电感电压微分反馈控制的效果好,特别在电网电压畸变的情形效果更好。原因是网侧电感电压微分不仅包含了电网等效电感对并联逆变器谐振频率的影响,而且还包含了电网电压的影响,说明该控制策略对考虑电网等效电感影响的 LCL 型逆变器谐振抑制的有效性和优越性,同时也降低了电网畸变对逆变器输出电流质量的影响,改善了电流质量。

## 4 结束语

本文推导了 LCL 滤波器单个和多个并联的谐振公式,从而发现电网等效电感对谐振的影响很

大,但实际谐振分析中等效电感估算困难;同时也发现并网电流谐振时网侧电感与电网等效电感为串联和逆变器控制具有独立性的要求。从以上谐振机理分析出发,笔者基于电容电流反馈的双闭环控制提出了网侧电感电压一阶微分反馈的控制策略。在EMTDC/PSCAD中搭建相应的逆变器并联仿真模型,仿真结果说明在考虑电感等效电感对谐振的影响后,该控制方案对抑制LCL谐振、改善逆变器入网的电流质量的有效性与优越性,尤其是电网电压畸变的情况下,其并网电流的谐波含量、功率波动和直流电压的波动都相对较小。

### 参 考 文 献

- [1] Liserre M, Blaabjerg F, Hansen S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier [J]. IEEE Trans. on Industry Application, 2005, 41(5): 1281-1291.
- [2] 沈国桥,徐德鸿. LCL滤波并网逆变器的分裂电容法电流控制 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(18): 36-41.
- [3] Serpa L A, Ponnaluri S. A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverters to the grid through LCL filters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(5): 1388-1400.
- [4] Lindgren M, Svensson J. Control of a voltage-source converter connected to the grid through an LCL-filter: application to active filtering [C]//IEEE PESC, Fukuoda, Japan, 1998.
- [5] Dannehl J, Fuchs F W, Hansen S, et al. Investigation of active damping approaches for PI-based current control of grid-connected pulse width modulation converters with LCL filters [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2010, 46(4): 1509-1517.
- [6] 彭双剑,罗安,荣飞,等. LCL滤波器的单相光伏并网控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 17-24.
- [7] 徐志英,许爱国,谢少军. 采用LCL滤波器的并网逆变器双闭环入网电流控制技术 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(27): 36-41.
- [8] 陈东,张军明,钱照明. 带LCL滤波器的并网逆变器单电流反馈控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(9): 10-16.
- [9] 吴云亚,谢少军,阚加荣,等. 逆变器侧电流反馈的LCL并网逆变器电网电压反馈控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 54-60.
- [10] 王学华,阮新波,刘尚伟. 抑制电网背景谐波影响的并网逆变器控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(6): 7-14.
- [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.
- [12] 刘虔,彭力,唐诗颖,等. 一种基于图解的LCL滤波器设计和优化方法 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(36): 36-43.
- [13] Karshenas H R, Saghafi H. Performance investigation of LCL filters in grid connected converters [C]//IEEE Transmission & Distribution Conference and Exposition, Dallas, USA, 2006.
- [14] 刘飞段,善旭,查晓明. 基于LCL滤波器的并网逆变器双环控制设计 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(S1): 234-240.

收稿日期: 2014-06-05

作者简介:

林永朋(1989—),男,硕士研究生,研究方向为电能质量治理及新能源微电网技术, E-mail: lypwxs19890703@163.com;

陶 顺(1972—),女,副教授,研究方向为智能配电网及电能质量评估与治理;

肖湘宁(1953—),男,教授,博士生导师,研究方向为电能质量治理、现代电力电子技术等。

(责任编辑:杨秋霞)