DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.8.60 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

LCL型并网逆变器电容电流反馈有源阻尼特性通用图形化评估方法及应用

李 智[1]，曾垂辉[1]，谢 俊[1]，王 伟[2,3]，姚 俊[2,3]，张 杰[2,3]
(1.国家电网公司华中分部，武汉 430077；2.南瑞集团有限公司(国网电力科学研究院)，南京 211106；3.国网电力科学研究院武汉南瑞有限责任公司，武汉 430074)

摘要：电容电流反馈有源阻尼广泛用于LCL谐振峰抑制。控制延时会引起有源阻尼等效的虚拟阻抗表现为负阻尼效应，导致系统的稳定性降低。为削弱负阻尼效应，需根据LCL谐振频率合理选择和设计反馈函数。基于此，提出了1种通用的图形化评估方法，可直观界定出不同反馈函数的正阻尼频率范围，为选择合适的有源阻尼反馈函数提供指导。运用该方法，提出对LCL谐振频率波动具有强鲁棒性的相位滞后补偿器。在1台6 kW单相LCL型并网逆变器上进行实验，实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词：并网逆变器；LCL滤波器；电容电流反馈；有源阻尼；评估方法

General Graphical Evaluation Method for Capacitor Current Feedback Active Damping Characteristics of LCL Grid-connected Inverter and Its Applications

LI Zhi[1], ZENG Chuihui[1], XIE Jun[1], WANG Wei[2,3], YAO Jun[2,3], ZHANG Jie[2,3]
(1. Central China Branch of State Grid Corporation of China, Wuhan 430077, China; 2. NARI Group Co., Ltd. (State Grid Electric Power Research Institute), Nanjing 211106, China; 3. Wuhan NARI LLC, State Grid Electric Power Research Institute, Wuhan 430074, China)

Abstract: The capacitor-current feedback active damping is widely applied to attenuate the LCL resonance. Due to the control delay, the virtual impedance equivalence of active damping may exhibit a negative-damping effect, challenging the system stability. To address this issue, the feedback function should be well selected and designed according to the LCL resonance frequency. On the basis, a general graphical evaluation method is proposed, which can intuitively identify the positive-damping frequency ranges of different feedback functions and thus provide guidance for selecting a reasonable active damping feedback function. Using the proposed method, a phase-lag compensator with strong robustness against the fluctuation of LCL resonant frequency is put forward. Experiments were carried out on a 6 kW single-phase LCL grid-connected inverter, and results verified the theoretical analysis.

Keywords: Grid-connected inverter; LCL filter; capacitor current feedback; active damping; evaluation method

提升新能源(如风能、太阳能等)在电力系统中的占比是实现“碳达峰、碳中和”目标的重要途径[1]。并网逆变器作为新能源发电系统的核心单元，其作用至关重要[2]。为滤除脉宽调制 PWM(pulse-width modulation)所产生的开关谐波，并网逆变器的输出接有L或LCL滤波器。LCL滤波器抑制开关谐波的能力强，能减小滤波器体积，因而应用广泛[3]。然而，其在谐振频率处存在谐振峰，同时相位发生−180°跳变，该频率特性易导致并网逆变器失稳振荡[4-6]。为解决此问题，需对谐振峰进行阻尼，为

收稿日期：2024-01-26；**修回日期**：2024-03-20，2024-05-13；
录用日期：2024-06-19；**网络首发日期**：2024-07-25
基金项目：国家电网有限公司科技项目(SGHZ0000JSJS2310361)
This work is supported by Scientific and Technological Project of State Grid Corporation of China under the grant SGHZ0000JSJS2310361

避免引入额外的损耗，可以采用有源阻尼。这种方法通过反馈 LCL 滤波器的状态变量虚拟 1 个电阻，模拟真实电阻的阻尼功能[7]。有源阻尼可以反馈单一的状态变量，也可以是不同状态变量的组合[8-13]，其形式灵活。其中，电容电流反馈有源阻尼由于实现简单而获得广泛关注。

对于基于模拟控制的电容电流比例反馈有源阻尼而言，它等效于在滤波电容上并联 1 个虚拟电阻。然而，采用数字控制时，受数字控制延时影响，该比例反馈等效的不再是 1 个纯虚拟电阻，而是 1 个与频率相关的虚拟阻抗。考虑 1.5 拍的数字控制延时，等效虚拟阻抗的电阻部分在 $f_s/6$(f_s为采样频率)处出现变化，一部分为正阻，一部分为负阻。当系统谐振频率落入负阻频率范围内时，会造成负阻尼效应[14]，此时系统存在 1 对开环不稳定极点，并呈现为非最小相位特性，相应地，稳定条件中的幅值裕度 GM(gain margin)变得复杂。特别是 $f_s/6$ 处，GM 要求无法满足，并网逆变器难以稳定[15-16]。为降低甚至消除负阻尼效应，许多文献针对电容电流反馈有源阻尼展开了研究，以扩大正阻尼频率区间。文献[17]采用一阶高通滤波器作为反馈函数，将正阻尼频率区间扩大至 $0.28f_s$；文献[18]采用负比例积分，将正阻尼频率区间扩大至 $0.48f_s$。通常，分析反馈函数对应的正阻尼频率区间时，需要通过方框图等效变换，推导出不同反馈函数等效的虚拟电阻，然后对其虚拟电阻的频率特性逐一进行分析。这需要穷举各种电容电流反馈函数，逐一进行分析，工作量大，过程相对复杂。且当反馈函数或其参数改变时，重复计算不可避免。为此，本文提出 1 种适用于不同电容电流反馈函数的有源阻尼特性通用评估方法，主要贡献为：①所提出的图形化方法能够识别不同电容电流反馈函数对应的正阻尼频率区间，并分析其对 LCL 谐振频率波动时的适用性和鲁棒性，可用于指导电容电流反馈函数的选择；②对于特定的电容电流反馈函数，利用所提出的图形化方法，可以直观快速地界定其对应的正阻尼频率区间，选取合适的反馈函数并优化其参数，可以使正阻尼频率区间扩大到整个控制频率范围，即 Nyquist 频率 $f_s/2$，保证并网逆变器的稳定运行。

与传统方法相比，本文得出的图形化结果可以直观地分析各种电容电流反馈函数下的虚拟电阻频率特性，由此界定出反馈函数可实现正阻尼的频率区间，即该方法方便探究合适的反馈函数。本文主要内容包括：首先建立有源阻尼内环和并网电流外环的双环模型，探明了保证阻尼内环稳定即可避免负阻尼效应的出现；然后推导了阻尼内环稳定对反馈函数相位的限制条件，得到了通用相位约束区域；接着利用该相位约束区域，直观界定了电容电流反馈有源阻尼的正阻尼频率区间，进一步提出了基于相位滞后补偿器的电容电流反馈有源阻尼策略，实现了对 LCL 谐振频率波动的强鲁棒性；最后通过 1 台 6 kW 的原理样机，对本文理论分析的正确性进行了验证。

1　电容电流反馈有源阻尼的负阻尼效应

1.1　LCL 型并网逆变器系统描述及模型

图 1 为单相 LCL 型并网逆变器的结构。其中：滤波电感 L_1、L_2 和滤波电容 C 组成 LCL 滤波器；V_{in} 为输入直流电压；v_{inv} 为桥臂输出电压；v_g 为电网电压；L_g 为电网阻抗；$G_{ad}(s)$为电容电流的反馈函数。控制单元中，由锁相环 PLL(phase-locked

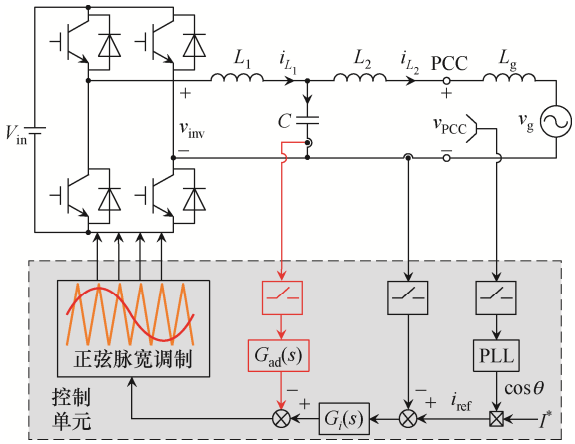


图 1　单相 LCL 型并网逆变器系统结构

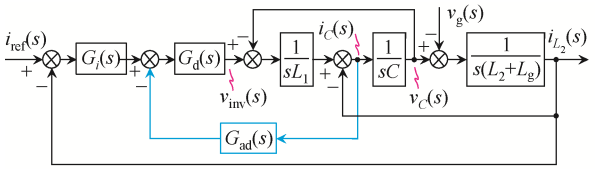
Fig. 1 Configuration of single-phase LCL grid-connected inverter system

loop)获得公共耦合点 PCC(point of common coupling)电压 v_{PCC} 的相位 θ，其余弦值 $\cos\theta$ 与并网电流给定幅值 I*相乘，得到并网电流指令 i_{ref}。i_{ref} 与反馈的并网电流 i_{L_2} 的误差信号送入电流调节器 $G_i(s)$中，其输出与电容电流反馈有源阻尼信号相减，二者的差送入 PWM 调制器中，得到各开关管的控制信号。

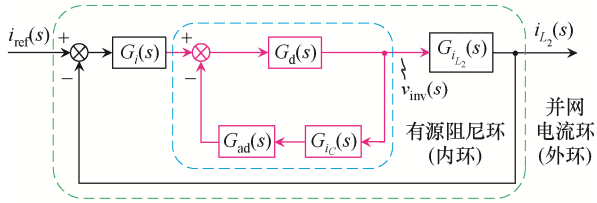
图 2(a)为图 1 对应的方框图。图中，$G_d(s)$为 1.5 拍数字控制延时[14]，其表达式为

$$G_d(s)=e^{-1.5sT_s} \tag{1}$$

式中，T_s 为采样周期，$T_s=2\pi f_s$。



(a)控制框图



(b)等效双环模型

图 2 LCL 型并网逆变器控制框图及其等效双环模型

Fig. 2 Control block diagram of LCL grid-connected inverter, and its equivalent dual-loop model

2 电容电流反馈的有源阻尼特性通用图形化评估方法

为实现系统稳定，通过优化反馈函数向系统提供正阻尼。本节提出 1 种通用图形化的有源阻尼特性评估方法，直观界定不同反馈函数对应的正阻尼频率区间，避免重复和繁琐的推导，并为发现合适的反馈函数提供 1 种新思路。

2.1 等效双环模型

忽略电网电压 v_g 扰动，可以将图 2(a)化简为图 2(b)。其中，$G_{i_{L_2}}(s)$ 和 $G_{i_C}(s)$ 分别为逆变器桥臂输出电压 $v_{inv}(s)$到并网电流 $i_{L_2}(s)$ 和电容电流 $i_C(s)$ 的传递函数，其表达式分别为

$$G_{i_{L_2}}(s)=\frac{i_{L_2}(s)}{v_{inv}(s)}=\frac{1}{s(L_1+L_2)}\cdot\frac{\omega_r^2}{s^2+\omega_r^2} \tag{2}$$

$$G_{i_C}(s)=\frac{i_C(s)}{v_{inv}(s)}=\frac{1}{L_1}\cdot\frac{s}{s^2+\omega_r^2} \tag{3}$$

式中，ω_r 为 LCL 滤波器的谐振频率，$\omega_r=\sqrt{\dfrac{L_1+L_2+L_g}{L_1(L_2+L_g)C}}$。

从图 2(b)可以看出，并网逆变器的控制框图可等效为 1 个双环模型，其中有源阻尼环为内环，并网电流环为外环。进一步可得内环环路增益 $T_{ad}(s)$、内环闭环传递函数$\Phi_{ad}(s)$和外环环路增益 $T_i(s)$的表达式分别为

$$T_{ad}(s)=G_d(s)G_{i_C}(s)G_{ad}(s)=e^{-1.5sT_s}\frac{1}{L_1}\frac{s}{s^2+\omega_r^2}\cdot G_{ad}(s) \tag{4}$$

$$\Phi_{ad}(s)=\frac{G_d(s)}{1+T_{ad}(s)} \tag{5}$$

$$T_i(s)=G_i(s)\Phi_{ad}(s)G_{i_{L_2}}(s) \tag{6}$$

2.2 有源阻尼特性分析及通用图形化评估方法

研究表明，电容电流反馈有源阻尼出现负阻尼效应，在外环环路增益 $T_i(s)$中引入 1 对开环不稳定极点[14]。由式(1)和式(2)可知，$G_d(s)$和 $G_{i_{L_2}}(s)$ 均没有不稳定极点。因此，根据式(6)可知，$T_i(s)$的开环不稳定极点必然来自闭环传递函数 $\Phi_{ad}(s)$。即内环环路增益 $T_{ad}(s)$不稳定，导致电容电流反馈有源阻尼出现负阻尼效应。因此，可以通过判断不同反馈函数 $G_{ad}(s)$所在的内环稳定性来界定其对应的正阻尼频率区间，从而对有源阻尼呈现正阻尼或是负阻尼这一特性进行评估。

为分析内环的稳定性，首先讨论 2.1 节中的电容电流比例反馈有源阻尼的情形，即 $G_{ad}(s)=H_p$，H_p 为电容电流比例反馈系数。根据式(4)，可绘制出内环环路增益的伯德图如图 3 所示。根据系统稳定要求，内环的稳定性取决于内环是否包含有不稳定的闭环极点。根据 Nyquist 稳定判据，内环闭环不稳定极点个数 Z 与内环开环不稳定极点个数 P、内环正负穿越次数 N^+和 N^-之间的关系为$Z=P-2\cdot(N^+-N^-)$，Z=0 时内环稳定。其中，正穿越 N^+和负

穿越 N^-是指当某频率处的幅频曲线大于 0 dB 时，对应的相频曲线沿相位增大和减小的方向穿越 $-180°+360°k$(k为整数)[17]。由式(4)可知，$T_{ad}(s)$没有不稳定极点，即开环不稳定极点个数 P=0。从图 3 可以看出正穿越 N^+=0，因此内环稳定的条件是负穿越 N^-=0。

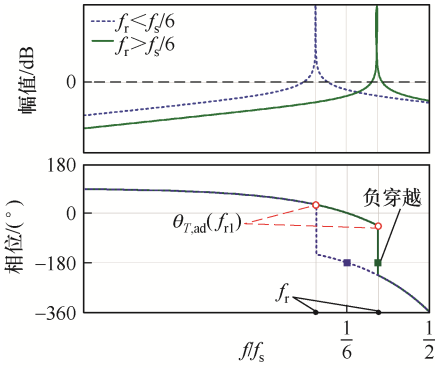


图 3　$G_{ad}(s)=H_p$ 时内环环路增益 T_{ad} 的伯德图

Fig. 3 Bode diagram of T_{ad} with $G_{ad}(s)=H_p$

由图 3 可知，内环环路增益 $T_{ad}(s)$在谐振频率 f_r 处发生−180°跳变，且增益无穷大。将内环环路增益的相位记作为 $\theta_{T,ad}(f)$。为更清晰地分析是否存在负穿越，即 N^->0，将图 3 中 2 种 f_r附近的相频曲线单独提取出来进行分析，得到图 4。由图 4 可知，内环是否出现负穿越(N^->0)实际取决于 f_r 处发生跳变前的相位 $\theta_{T,ad}(f_{rl})$，f_{rl} 为 f_r 的左极限频率。当 $f_r>f_s/6$ 时，如图 4(a)所示，$\theta_{T,ad}(f_{rl})\in(-180°,0°)$，$f_r$ 处的−180°相位跳变会使相频曲线沿相位减小的方向穿越−180°。从图 3 可以看出，此时对应的幅频曲线一定大于 0 dB，必有 N^-=1，这意味着内环一定不稳定。当 $f_r<f_s/6$ 时，情况如图 4(b)所示，$\theta_{T,ad}(f_{rl})\in(0°,180°)$，相频曲线在 $f_s/6$ 处穿越−180°。从图 3 可以看出，此时对应的幅频曲线增益并不是无穷大。显然，通过减小 H_p，就可以使 $f_s/6$ 处的增益降到 0 dB 以下，使负穿越失效，即 N^-=0，内环稳定。因此，电容电流比例反馈有源阻尼的正阻尼频率区间为(0，$f_s/6$)，与文献[2]得出的结论是一致的。

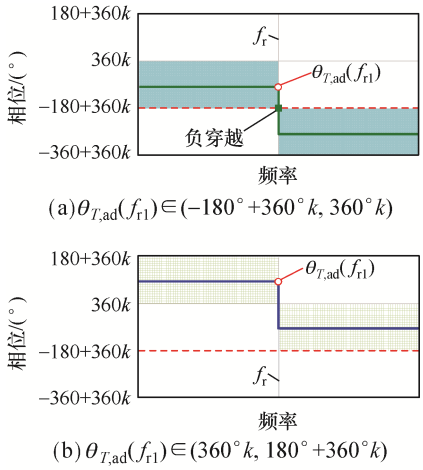


图 4　$\theta_{T,ad}(f_{rl})$所属相位区间

Fig. 4 Phase region of $\theta_{T,ad}(f_{rl})$

以上分析可总结为 2 种情况。

(1)当 $\theta_{T,ad}(f_{rl})\in(-180°+360°k,\ 360°k)$时，如图 4(a)所示，相频曲线一定在 f_r 处穿越$-180°+360°k$，由于对应的增益无穷大，始终大于 0 dB，即 N^-=1。此时，内环一定不稳定。

(2)当 $\theta_{T,ad}(f_{rl})\in(360°k,\ 180°+360°k)$时，如图 4(b)所示，相频曲线不在 f_r 而在 $f_s/6$ 处穿越$-180°+360°k$。由于 $f_s/6$ 处幅频曲线的增益不是无穷大，只要将该频率处的增益调节到 0 dB 以下，负穿越将无效，由此实现了 N^-=0，这意味着内环可以稳定。

由此可知，内环稳定的必要条件为

$$360°k<\theta_{T,ad}(f_{rl})<180°+360°k \tag{7}$$

将 s=j2πf 代入式(4)，可得

$$T_{ad}(j2\pi f)=\frac{1}{L_1}\cdot\frac{e^{-j3\pi fT_s}\cdot G_{ad}(j2\pi f)\cdot j2\pi f}{-(2\pi f)^2+(2\pi f_r)^2} \tag{8}$$

根据式(8)可得内环环路增益相位 $\theta_{T,ad}(f)$的表达式为

$$\begin{cases}\theta_{T,ad}(f)=\theta_{ad}(f)-540°\cdot fT_s+90° & f<f_r\\ \theta_{T,ad}(f)=\theta_{ad}(f)-540°\cdot fT_s-90° & f>f_r\end{cases} \tag{9}$$

式中，$\theta_{ad}(f)$为电容电流反馈函数的相位。由于 $f_{rl}<f_r$，由式(7)和式(9)可得

$$-90°+540°\cdot f_{rl}T_s+360°k<\theta_{ad}(f_{rl})<90°+540°\cdot f_{rl}T_s+360°k \tag{10}$$

式(9)等价于

$$-90°+540°\cdot f_rT_s+360°k<\theta_{ad}(f_r)<90°+540°\cdot f_rT_s+360°k \tag{11}$$

通过上述推导，将式(7)中内环稳定对 $\theta_{T,ad}(f_{rl})$的限制条件转化为式(11)中对 $\theta_{ad}(f_r)$的限制条件。

当 k 取不同值时，式(11)反映在图上是一系列的相位约束区域，如图 5 所示。将电容电流反馈函数 $G_{ad}(s)$的相频曲线绘制于图 5 中，即可直接看出其落入相位约束区域内对应的频率范围。若在阴影区间内，则式(11)成立，即为反馈函数的正阻尼频率区间。

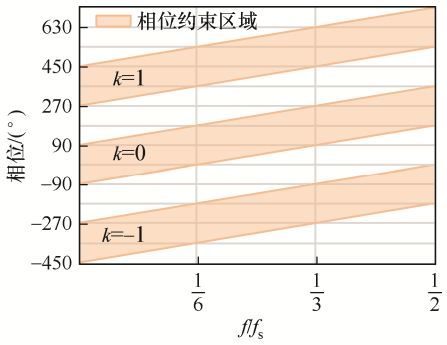


图 5 内环稳定对电容电流反馈函数相位的约束区域

Fig. 5 Phase constraint regions of capacitor current feedback function for stability of inner-loop

3 通用图形化评估方法的应用

如第 2 节所述，只要将电容电流反馈函数的相频曲线绘制在图 5 中，根据其与相位约束区域之间的关系，即可界定出电容电流反馈函数对应的正阻尼频率区间。得益于图形化形式的直观性，选取合适的正阻尼频率区间的反馈函数。

对于高通滤波器，其正阻尼频率区间存在上限，当 f_r 波动至高于该上限频率时，会出现负阻尼效应。为实现对 f_r 波动的强鲁棒性，引入的补偿器应使反馈函数的正阻尼频率区间能够覆盖所有可能的 f_r。

考虑到 f_r 一般存在 1 个最小值 $f_{r,min}$，该最小值对应 L_g 取最大值 $L_{g,max}$，其表达式为

$$f_{r,min}=\sqrt{\frac{L_1+L_2+L_{g,max}}{L_1(L_2+L_{g,max})C}} \tag{12}$$

其中，$L_{g,max}$ 可根据短路电流比 SCR(short circuit ratio)确定[19]。

从图 5 看出，k=1 时的相频区间是在 0° 以下，选用相位滞后补偿器。因此，本节提出 1 种基于相位滞后补偿器的电容电流反馈有源阻尼[20]，如图 6 所示。其中，相位滞后补偿器 $G_{plc}(s)$的表达式为

$$G_{plc}(s)=\frac{k_{plc}}{me^{-sT_s}-1} \tag{13}$$

式中：e^{-sT_s} 表示 1 拍延时；m、k_{plc} 为系数，0<m<1，k_{plc}>0。

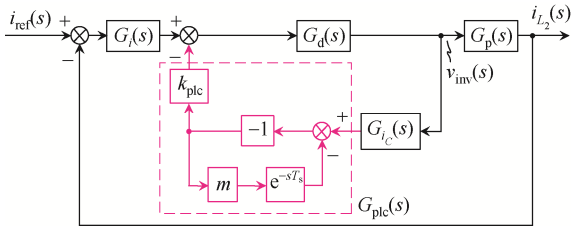


图 6 基于相位滞后补偿器的电容电流反馈有源阻尼控制框图

Fig. 6 Block diagram of phase-lag compensator based capacitor current feedback active damping control

图 7 绘制了 $G_{plc}(s)$的相频曲线。从图中可以看出，$G_{plc}(s)$的相频曲线大部分落在阴影区间内。其正阻尼频率区间存在下限，且随着 m 增大而降低。通过选取合适的 m，使该下限小于最小的 f_r，避免 f_r 波动到正阻尼频率区间外，实现对 f_r 波动的强鲁棒性。

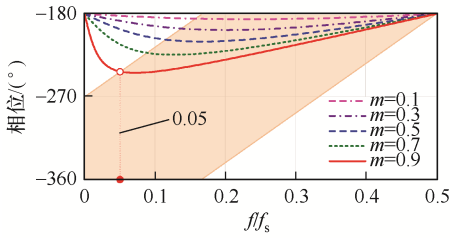


图 7 相位滞后补偿器相频曲线和相位约束区域的关系

Fig. 7 Relationship between phase-frequency curves of phase-lag compensator and phase constraint region

4 参数设计

第 3 节提出了 1 种基于相位滞后补偿器的电容电流反馈有源阻尼策略，本节对其进行参数设计并给出设计实例。

4.1 相位滞后补偿器的参数设计

如第 3 节所述，先根据式(12)确定 f_r 的最小值 $f_{r,min}$，然后根据式(4)可知，采用 $G_{plc}(s)$的内环环路

增益的表达式为

$$T_{\mathrm{ad,plc}}(s)=G_{\mathrm{d}}(s)G_{i_C}(s)\mathrm{G}_{\mathrm{plc}}(s)=\mathrm{e}^{-1.5sT_{\mathrm{s}}}\cdot \frac{k_{\mathrm{plc}}}{m\mathrm{e}^{-sT_{\mathrm{s}}}-1}\frac{s}{s^2+\omega_{\mathrm{r}}^2}\frac{1}{L_1} \tag{14}$$

由式(14)可推导出 $T_{\mathrm{ad,plc}}(s)$的相位表达式为

$$\begin{cases}\theta_{\mathrm{ad,plc}}(f)=-\arctan\dfrac{\sin(2\pi fT_{\mathrm{s}})}{1-m\cos(2\pi fT_{\mathrm{s}})}-3\pi fT_{\mathrm{s}}-\pi/2 \\ \quad f<f_{\mathrm{r}} \\ \theta_{\mathrm{ad,plc}}(f)=-\arctan\dfrac{\sin(2\pi fT_{\mathrm{s}})}{1-m\cos(2\pi fT_{\mathrm{s}})}-3\pi fT_{\mathrm{s}}-3\pi/2 \\ \quad f>f_{\mathrm{r}}\end{cases} \tag{15}$$

4.2 设计实例与鲁棒性比较

设计实验样机，参数见表 1。图 8 为基于表 1 中相关参数所得的 $T_{\mathrm{ad,plc}}(s)$的伯德图。可以看出，内环分别在$f_{\mathrm{s}}/2$ 和f_{b}穿越−540°和−180°。在确定 m 的基础上，令 $\theta_{\mathrm{ad,plc}}(f)=-\pi$ 计算得到f_{b}。如第 2 节所述，为保证内环稳定，$T_{\mathrm{ad,plc}}(s)$在$f_{\mathrm{s}}/2$ 和f_{b}处的幅值增益小于 0 dB，并保留 3 dB 的幅值裕度。随着 L_{g} 增大，$T_{\mathrm{ad,plc}}(s)$在 $f_{\mathrm{s}}/2$ 处增益减小，而 f_{b} 处增益增大，因此$f_{\mathrm{s}}/2$ 和f_{b}处的幅值裕度 GM1 和 GM2 应分别在 L_{g}=0 和 $L_{\mathrm{g}}=L_{\mathrm{g,max}}$ 时设计给定。根据并网标准，并网逆变器至少需在 SCR≥10 的工况下稳定运行[18]，根据样机参数计算可得 $L_{\mathrm{g,max}}$=2.6 mH(对应 SCR=10)。由式(13)可得 $f_{\mathrm{r,min}}$=3.2 kHz，为使$G_{\mathrm{plc}}(s)$对应的正阻尼频率区间下限小于$f_{\mathrm{r,min}}$，且保留一定的裕量，取 m=0.9，对应的正阻尼频率区间下限为 0.05f_{s}，即 1 kHz，如图 8 所示。

表 1　单相 LCL 型并网逆变器样机参数

Tab.1 Parameters of single-phase LCL grid-connected inverter prototype

参数	数值	参数	数值
电网电压 V_{g}/V	220	逆变器侧电感 L_1/μH	600
输入电压 V_{in}/V	360	网侧电感 L_2/μH	150
开关频率 f_{sw}/kHz	10	滤波电容 C/μF	5
采样频率 f_{s}/kHz	20	谐振频率 f_{r}/kHz	6.5

由 m=0.9，并令 $\theta_{\mathrm{ad,plc}}(f)=-\pi$，可得 f_{b}=945 Hz，由 GM2 相位裕度限制，可得 k_{plc}<7.9，取 k_{plc}=4。

本文中并网电流外环调节器采用比例谐振 PR (proportional-resonant)调节器，其表达式为

$$G_i(s)=K_{\mathrm{p}}+\frac{2K_{\mathrm{r}}\omega_{\mathrm{i}}s}{s^2+2\omega_{\mathrm{i}}s+\omega_{\mathrm{o}}^2} \tag{16}$$

式中：K_{p} 和 K_{r} 分别为比例项系数和谐振项系数；ω_{o} 为基波角频率；ω_{i} 为谐振截止角频率，为适应电网频率±1%的波动，一般取 ω_{i}=1%ω_{o}=π rad/s。参考文献[21]中的设计，取截止角频率f_{c}=4%f_{s}= 800 Hz[18]，PR 调节器的转折频率 f_{L}=f_{c}/10=80 Hz，可得 K_{p}=3.77、K_{r}=301.6。

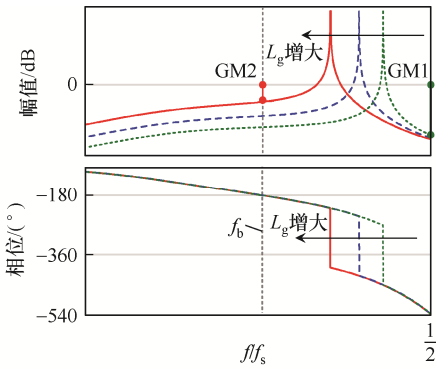
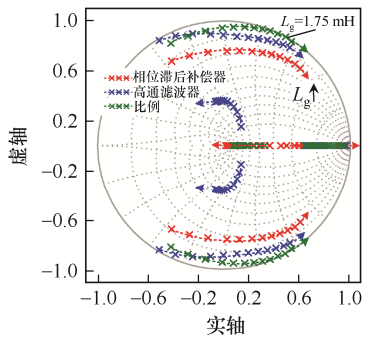


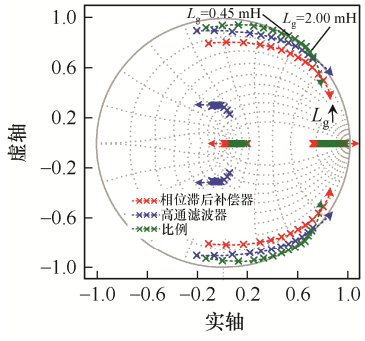
图 8　采用相位滞后补偿器内环环路增益伯德图

Fig. 8 Bode diagram of inner-loop gain with phase-lag compensator

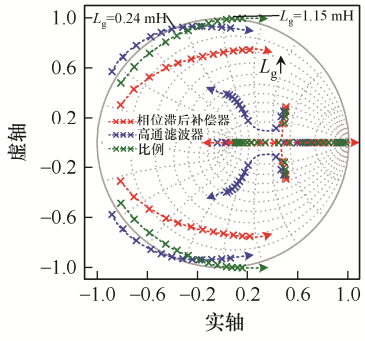
为说明所提出的电容电流相位滞后补偿器有源阻尼对f_{r}波动的强鲁棒性，将其与电容电流比例反馈和高通滤波器反馈有源阻尼进行对比，实验结果如图 9 所示。其中，电容电流比例反馈采用最优反馈系数 H_{opt}[16]，根据表 1 中样机参数计算得到 H_{opt}=0.91；高通滤波器的截止频率为 f_{hpf}=0.5f_{s}= 10 kHz，以获得最大的正阻尼频率区间，增益为 k_{hpf}=4，与 k_{plc} 保持一致。



(a)L_1和C为额定值



(b)L_1和C发生+30%波动



(c)L_1和C发生−30%波动

图 9 电网阻抗变化时采用不同电容电流反馈函数的根轨迹

Fig. 9 Root loci with different capacitor current feedback functions under varying grid impedance

5 实验验证

为验证理论分析的正确性，按照表 1 中的参数，在实验室搭建了 1 台 6 kW 的并网逆变器样机，如图 10 所示。实验平台包括可编程直流电源、单相 LCL 型并网逆变器、可编程交流电源和示波器 4 部分。其中，可编程直流电源(Chroma 62150H-1000S)作为并网逆变器的直流输入源；并网逆变器的逆变桥由 2 个半桥 IGBT 模块(CM100DY-24NF)组成，IGBT 的驱动芯片为 M57962L，PCC 电压 v_{PCC} 和并网电流 i_2 分别经电压霍尔 LV-25P 和电流霍尔 LA-55P 采样后，送入 14 位的 ADC 芯片(MAX1324-ECM)中转换成数字信号，数字信号再送入 DSP (TMS320F2812)中以实现相应的控制算法(锁相和电流控制算法)；可编程交流电源(Chroma 6590)用于模拟电网电压，通过在并网逆变器和交流电源中间串入外部电感来模拟电网阻抗[22-23]；示波器用于观测 v_{PCC} 和 i_2，并记录相应的实验波形。

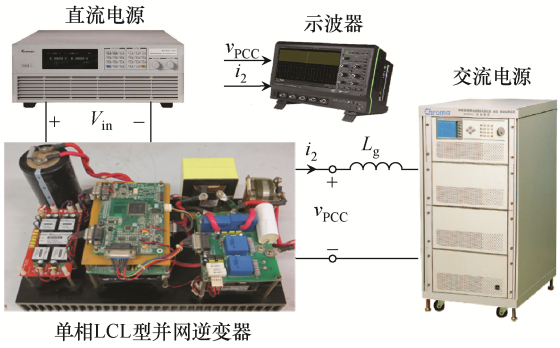
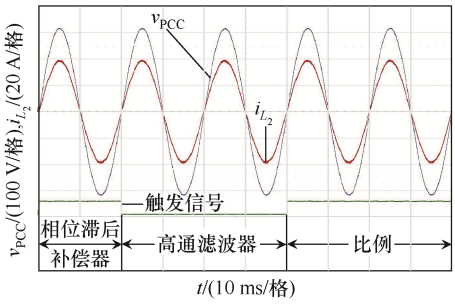


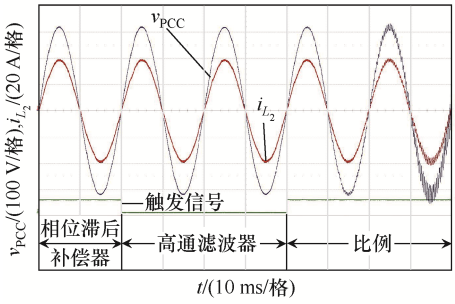
图 10 单相 LCL 逆变器实验样机

Fig. 10 Experimental prototype of single-phase LCL inverter

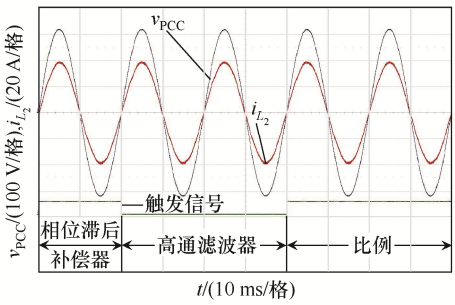
图 11 给出了 L_1 和 C 为额定值时的实验结果。实验中，电容电流反馈函数在触发信号的下降沿由



(a)L_g=0



(b)L_g=1.75 mH



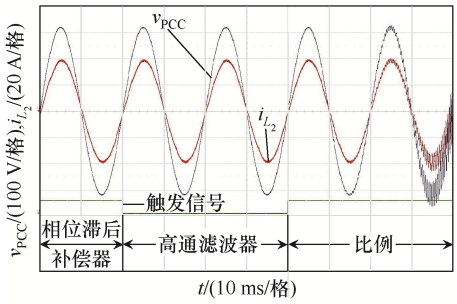
(c)L_g=2.60 mH

图 11 L_1 和 C 为额定值时的实验结果

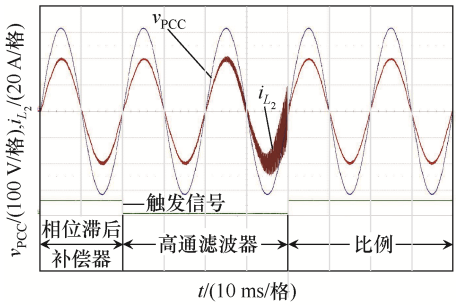
Fig. 11 Experimental results under nominal L_1 and C

相位滞后补偿器切换为高通滤波器，然后在上升沿切换为比例，以对比 3 种不同反馈函数下系统的稳定性。从图 11(a)和(c)可以看出，当 L_g=0 和 L_g=2.60 mH 时，采用 3 种反馈函数，并网电流都能实现稳定；从图 11(b)可以看出，当 L_g=1.75 mH 时，采用相位滞后补偿器和高通滤波器，并网电流稳定，切换为比例后，并网电流不稳定。

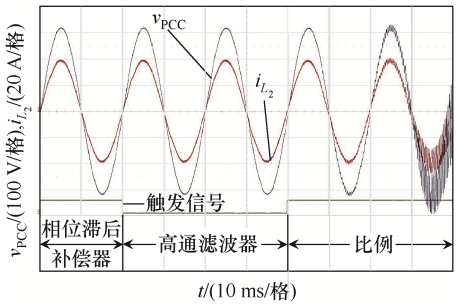
图 12(a)给出了 L_g=1.75 mH，L_1 和 C 发生+30%波动时的实验结果。可以看出，反馈函数为相位滞后补偿器和高通滤波器时，并网电流稳定，切换为比例后，并网电流振荡发散。实验结果与图 9(b)的分析结果一致，说明相位滞后补偿器和高通滤波器能够改善鲁棒性。图 12(b)和(c)给出了 L_1 和 C 发生−30%波动时的实验波形。从图12(b)可以看出，当 L_g=0 时，反馈函数切换为高通滤波器后，并网电流不稳定。从图 12(c)可以看出，当 L_g=2.60 mH 时，反馈函数切换为比例后，并网电流不稳定。图 12(b)和(c)中，采用相位滞后补偿器，并网电流始终保持稳定。实验结果与图9(c)的分析结果一致，验证了相位滞后补偿器的强鲁棒性。



(a) L_g=1.75 mH考虑L_1和C发生+30%波动



(b) L_g=0考虑L_1和C发生−30%波动



(c) L_g=2.60 mH考虑L_1和C发生−30%波动

图 12　滤波器参数波动时的实验结果

Fig. 12 Experimental results under fluctuations of filter parameters

6　结语

本文针对 LCL 型并网逆变器电容电流反馈有源阻尼，提出了 1 种有源阻尼特性的通用图形化评估方法。首先建立并网逆变器的等效双环模型，通过分析有源阻尼内环的稳定性得到了对反馈函数相位的约束区域，并通过反馈函数相频曲线和该约束区域的关系，界定正阻尼频率区间，从而评估有源阻尼特性。运用所提方法，对电容电流高通滤波器反馈的有源阻尼特性进行了评估，结果与传统的计算等效虚拟电阻所得结果一致，避免了繁琐的计算过程。得益于所提图形化方法的直观性，提出了基于相位滞后补偿器的电容电流有源阻尼策略，并对其进行了参数设计，实验结果验证了所提有源阻尼策略的强鲁棒性及参数设计的正确性。本文所提方法也可以推广应用至三相 LCL 型并网逆变器。

参考文献：

[1] 张智刚, 康重庆. 碳中和目标下构建新型电力系统的挑战与展望[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(8): 2806-2819.
Zhang Zhigang, Kang Chongqing. Challenges and prospects for constructing the new-type power system towards a carbon neutrality future [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(8): 2806-2819. (in Chinese)

[2] 阮新波, 王学华, 潘冬华, 等. LCL 型并网逆变器的控制技术[M]. 北京: 科学出版社, 2015.
Ruan Xinbo, Wang Xuehua, Pan Donghua, et al. Control Techniques for LCL-type Grid-connected Inverters [M]. Beijing: Science Press, 2015. (in Chinese)

[3] Cai Yuxi, He Yingjie, Zhou Hongwei, et al. Design

method of LCL filter for grid-connected inverter based on particle swarm optimization and screening method [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10097-10113.

[4] 王林, 孙鹏菊, 薛统宇, 等. 一种提高 LCL 型并网逆变器电流控制性能的延时补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(19): 6320-6330.
Wang Lin, Sun Pengju, Xue Tongyu, et al. A delay compensation method to improve the current control performance of the LCL-type grid-connected inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(19): 6320-6330. (in Chinese)

[5] 方天治, 张惠丽, 沈姝衡, 等. 弱电网下基于高带宽并网逆变器的并网系统鲁棒性提升技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(14): 5583-5596.
Fang Tianzhi, Zhang Huili, Shen Shuheng, et al. Technical research on improving the robustness of grid-connected system based on high-bandwidth grid-connected inverter in weak grid [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(14): 5583-5596. (in Chinese)

[6] Ye Jie, Shen Anwen, Zhang Zhixiong, et al. Systematic design of the hybrid damping method for three-phase inverters with high-order filters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 4944-4956.

[7] Liu Teng, Liu Jinjun, Liu Zeng, et al. A study of virtual resistor-based active damping alternatives for LCL resonance in grid-connected voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 247-262.

[8] Chen Wei, Zhang Yan, Tu Yiming, et al. Unified active damping strategy based on generalized virtual impedance in LCL-type grid-connected inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 8129-8139.

[9] Tang Weiyu, Ma Ke, Song Yubo. Critical damping ratio to ensure design efficiency and stability of LCL filters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 315-325.

[10] Li Shaojie, Lin Hua. A capacitor-current-feedback positive active damping control strategy for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(6): 6462-6474.

[11] 张雅静, 张焕晨, 王勉, 等. 负载谐振软开关并网逆变器无源控制策略研究[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 34-41.
Zhang Yajing, Zhang Huanchen, Wang Mian, et al. Research on passivity-based control strategy for load resonant soft-switching grid-connected inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 34-41. (in Chinese)

[12] 曾华荣, 周天吉, 杨旗, 等. 直流融冰电流源 PWM 整流器的功率特性分析及有源阻尼与解耦控制研究[J]. 电源学报, 2025, 23(7): 45-54.
Zeng Huarong, Zhou Tianji, Yang Qi, et al. Research on power characteristics and active damping and decoupling control of current source PWM rectifier for DC ice-melting application [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(7): 45-54. (in Chinese)

[13] 周子淳, 何国锋, 罗霜, 等. 基于加权平均电流的并网逆变器鲁棒反步控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 142-151.
Zhou Zichun, He Guofeng, Luo Shuang, et al. Robust backstepping control strategy for grid-connected inverter based on weighted average current [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 142-151. (in Chinese)

[14] 王翰文, 曾成碧, 苗虹. 弱电网下 LCL 逆变器的有源阻尼控制策略研究[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 167-174.
Wang Hanwen, Zeng Chengbi, Miao Hong. Research on active damping control strategy for LCL inverter in weak grid [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 167-174. (in Chinese)

[15] 朱江舸, 李飞, 凤强, 等. 并网逆变器全等效并联电阻有源阻尼控制方法[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 143-149.
Zhu Jiangge, Li Fei, Feng Qiang, et al. Active damping control method of fully equivalent shunt resistor for grid-connected inverter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 143-149. (in Chinese)

[16] 潘冬华. 数字控制 LCL 型并网逆变器的有源阻尼和电流控制研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.
Pan Donghua. Active damping and current control for digitally controlled LCL-type grid-connected inverter [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2015. (in Chinese)

[17] Wang Xiongfei, Blaabjerg F, Loh P C. Virtual RC damping of LCL-filtered voltage source converters with extended selective harmonic compensation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 4726-4737.

[18] He Yuying, Wang Xuehua, Ruan Xinbo, et al. Capacitor-current proportional-integral positive feedback active damping for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid impedance variation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12423-12436.

[19] 国家电网公司. 光伏电站接入电网技术规定: Q/GDW 617—2011[S]. 北京: 中国电力出版社, 2011.
State Grid Corporation of China. Technical rule for photovoltaic power station connected to power grid: Q/GDW 617—2011 [S]. Beijing: China Electric Power Press, 2011. (in Chinese)

[20] Buso S, Mattavelli P. Digital Control in Power Electronics [M]. San Rafael, California: Morgan & Claypool Publishers, 2006.

[21] Wang Cheng, Wang Xuehua, He Yuying, et al. Passivity-oriented impedance shaping for LCL-filtered grid-connected inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(9): 9078-9090.

[22] 张琳, 游龙翔, 宋美艺, 等. 基于自适应电压前馈的并网逆变器弱网致稳控制[J]. 电源学报. 2025, 23(4): 137-150.
Zhang Lin, You Longxiang, Song Meiyi, et al. Weak grid stabilization control of grid-connected inverter based on adaptive voltage feedforward [J]. Journal of Power Supply. 2025, 23(4): 137-150. (in Chinese)

[23] 凌子涵, 许津铭, 宗林, 等. PQ 扰动型电网阻抗估计方法的误差分析与改进策略[J]. 电源学报. 2025, 23(4): 163-172.
Ling Zihan, Xu Jinming, Zong Lin, et al. Error analysis and improvement strategy for grid impedance estimation method based on PQ variation [J]. Journal of Power Supply. 2025, 23(4): 163-172. (in Chinese)



李智

作者简介：

李智(1981—　)，男，本科，高级工程师。研究方向：电网一次设备管理，设备带电监测。E-mail：4514330@qq.com。

曾垂辉(1989—　)，男，硕士，工程师。研究方向：电网资产管理/运行管理。E-mail：wangwei9580@126.com。

谢俊(1980—　)，男，博士，教授级高级工程师。研究方向：电网一二次设备原理研究及运行管理。E-mail：xjvhj@163.com。

王伟(1982—　)，男，通信作者，硕士，高级工程师。研究方向：储能监控系统，储能优化调度。E-mail：47178146@qq.com。

姚俊(1983—　)，男，硕士，高级工程师。研究方向：全钒液流电池储能。E-mail：290988064@qq.com。

张杰(1979—　)，男，博士，教授级高级工程师。研究方向：全钒液流电池储能。E-mail：11831009@qq.com。

(责任编辑：郭凯凯)