DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.3.280 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

拓宽 LCL 型并网逆变器有效阻尼区的延时补偿策略

张学毅[1]，张 栋[1,2]，李圣清[1,2]
(1.湖南工业大学电气与信息工程学院，株洲 412007；2.光伏微电网智能控制技术湖南省工程研究中心，株洲 412007)

摘要：在数字控制 LCL 型并网逆变器系统中，控制延时使得电容电流反馈有源阻尼法抑制谐振尖峰的性能降低，有效阻尼区仅为 0~f_s/6(f_s为采样频率)，严重影响系统的稳定性。针对此问题，提出 1 种延时补偿策略，首先在前向通路中加入延时补偿环节提高系统分界频率，然后根据稳定判据详细推导出补偿后系统的稳定条件，最后在新稳定条件的约束下设计电容电流反馈系数。分析结果表明，所提策略可将有效阻尼区拓宽至 0~0.4f_s，扩大滤波器谐振频率 f_r 的选取范围，降低逆变器的设计成本，提高系统对宽范围电网阻抗变化的适应能力。仿真与实验结果表明，所提策略拓宽了系统稳定运行区域，改善了弱电网下谐振频率$f_r \geq f_s/6$时系统稳定性差的问题。

关键词：控制延时；电容电流反馈；有效阻尼区；延时补偿

Delay Compensation Strategy for Widening Effective Damping Zone of LCL Grid-connected Inverter

ZHANG Xueyi[1], ZHANG Dong[1,2], LI Shengqing[1,2]
(1. School of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China; 2. Hunan Engineering Research Center for Intelligent Control Technology of Photovoltaic Microgrid, Zhuzhou 412007, China)

Abstract: In an LCL grid-connected inverter system under digital control, the control delay reduces the performance of a capacitive current feedback active damping method for suppressing resonance peaks, i.e., the effective damping zone is only 0–f_s/6 (where f_s is the sampling frequency), which seriously affects the system stability. Aimed at this problem, a delay compensation strategy is proposed. First, a delay compensation link is added to the forward path to increase the system boundary frequency. Then, the stable conditions for the system after compensation are deduced according to the stability criterion. Finally, the capacitive current feedback coefficient is designed under the new stable conditions. The analysis results show that the proposed strategy can widen the effective damping zone to 0–0.4f_s, thereby expanding the selection range of the filter resonant frequency f_r, reducing the inverter's design cost and improving the system's adaptability to a wide range of grid impedance changes. Simulation and experimental results show that the proposed strategy widens the stable operation zone of the system and improves its poor stability when the resonant frequency f_r is equal to or more than f_s/6 under the weak grid.

Keywords: Control delay; capacitive current feedback; effective damping zone; delay compensation

LCL 型并网逆变器系统会因谐振问题而影响稳定运行。为此，常用电容电流反馈有源阻尼法抑制谐振尖峰，该方法在谐振频率处对电容电流进行负反馈控制，从而引入 1 个虚拟电阻等效并联在滤波电容两端来增加系统阻尼，以此降低谐振峰值和平滑相变[1-3]。但在数字控制系统中，控制延时改变了有源阻尼特性，使原本的等效虚拟电阻变成与

收稿日期：2022-04-02；**修回日期**：2022-06-07，2022-07-05，2022-08-02；**录用日期**：2022-08-22；**网络首发日期**：2022-10-08
基金项目：国家自然科学基金资助项目(51977072)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51977072

频率相关的虚拟阻抗。因此，存在 1 个分界频率 $f_s/6$ (f_s 为采样频率)，使得该虚拟阻抗在 0~$f_s/6$ 频率段内为正值，有源阻尼性能不受影响；在 $f_s/6$~$f_s/2$ 频率段内呈现负阻抗特性，系统稳定性约束复杂，削弱了有源阻尼效果；特别是在 $f_s/6$ 处，该虚拟阻抗的电阻分量为无穷大，相当于无阻尼，难以有效抑制谐振尖峰，从而导致系统稳定性较差[4-6]。因此，有效阻尼区仅为 0~$f_s/6$[7]。

在电容电流反馈的数字控制并网逆变器中，较高的系统分界频率可使系统工作在有效阻尼区并获得较高稳定性和鲁棒性[8]。为减小控制延时带来的负面影响，可使系统分界频率高于 $f_s/6$，拓宽有效阻尼区，提高弱电网下系统的鲁棒性，这可通过在控制回路中加入相位超前补偿器来实现[9]。文献[10-13]提出在阻尼环路中加入相位超前补偿的方法重塑电容电流反馈系数，改变虚拟阻抗频率特性，拓宽有效阻尼区，从而提升系统稳定性，但有效阻尼区扩展程度有限；文献[14]提出在前向通路中加入超前补偿器的方法，可将有效阻尼区进一步提高，但该方法会放大高频噪声，影响并网电流质量，为削弱高频段噪声而在电流控制器后加入低通滤波器，这增加了设计难度和成本。

在上述文献的基础上，本文提出 1 种延时补偿策略，在前向通路中加入延时补偿环节提高系统分界频率，根据劳斯稳定判据推导了补偿后系统的稳定要求，以新稳定条件为指导设计控制参数，使有效阻尼区拓宽至 0~0.4f_s，简化了系统稳定的条件，有效改善了有源阻尼性能，提高了数字控制逆变器系统在弱电网下的稳定性。

1　LCL 型并网逆变器数字控制模型

单相数字控制 LCL 型并网逆变器控制结构如图 1 所示。LCL 滤波器由电感 L_1、L_2 和电容 C 构成，i_{L_1}、i_{L_2} 和 i_C 分别为流经 L_1、L_2 和 C 的电流；v_{in} 为新能源发电单元产生的直流母线电压；v_{inv} 为逆变器输出电压；v_{pcc} 为公共耦合点电压；L_g 为电网阻抗，仅考虑纯感性情况；v_g 为电网电压。DSP 控制器中，i_{ref} 为并网电流参考值，由锁相环 PLL(phase-locked loop)跟踪 v_{pcc} 相角 θ 与给定并网电流幅值 I^*结合得到。H_C 和 H_{L_2} 为 i_C 和 i_{L_2} 的反馈系数，$G_i(z)$为准比例谐振 QPR(quasi-proportional-resonant)调节器，调制方式为 SPWM 调制。

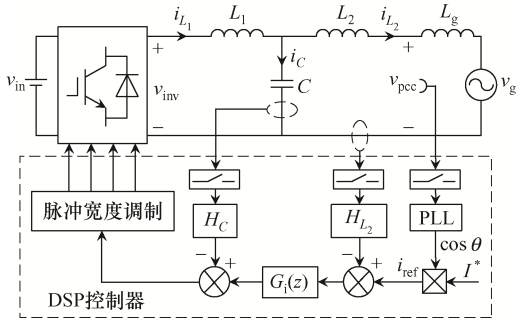


图 1　单相 LCL 型并网逆变器数字控制原理

Fig. 1 Schematic of digital control of single-phase LCL grid-connected inverter

图 1 在 s 域下的等效控制框图如图 2 所示。因电压回路和电流回路的稳定性无关[15]，故仅分析电流回路。图中：K_{PWM} 为逆变器增益，采用双极性 SPWM 调制时约为 $v_{in}/2$[16]；$G_{td}(s)$为控制延时，表达式为 $e^{-1.5sT_s}$，T_s 为采样周期；$G_i(s)$的表达式为

$$G_i(s)=k_p+\frac{2k_r\omega_i s}{s^2+2\omega_i s+\omega_o^2} \tag{1}$$

式中：k_p 为比例系数；k_r 为积分系数；ω_i 为谐振截止频率，通常取 π rad/s；ω_o 为基波角频率，$\omega_o=2\pi f_o$。

电容电流反馈等效虚拟阻抗 $Z_{eq}(s)$的表达式及其并联形式的阻性分量 R_{eq} 和电抗分量 X_{eq} 关于频率的表达式分别为

$$Z_{eq}(s)=\frac{L_1}{CH_CK_{PWM}}e^{1.5sT_s}=R_a e^{1.5sT_s} \tag{2}$$

$$\begin{cases}R_{eq}(f)=R_a/\cos(3\pi f/f_s)\\ X_{eq}(f)=R_a/\sin(3\pi f/f_s)\end{cases} \tag{3}$$

式中，$R_a=L_1/(CH_CK_{PWM})$。

式(3)中，当 $f=f_s/6$ 时，R_{eq} 为无穷大，此时相当于系统无阻尼；当 $f<f_s/6$ 时，R_{eq} 为正值，此时系统处于正有效阻尼状态；当 $f>f_s/6$ 时，R_{eq} 为负值，系统在负阻尼状态下的稳定性条件较为复杂，此时阻尼性能欠佳。

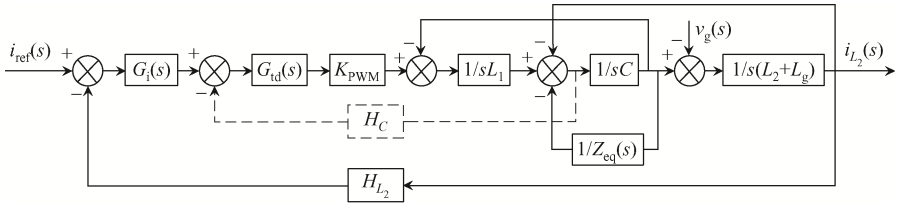


图 2 单相 LCL 型并网逆变器控制框图

Fig. 2 Control block diagram of single-phase LCL grid-connected inverter

由图 2 可得系统环路增益 $T_D(s)$的表达式为

$$T_D(s)=\frac{K_{PWM}}{L_1(L_2+L_g)Cs}\cdot\frac{H_{L_2}e^{-1.5sT_s}G_i(s)}{s^2+s/[CZ_{eq}(s)]+\omega_r^2} \tag{4}$$

式中，ω_r 为 LCL 滤波器的谐振角频率，其表达式为

$$\omega_r=2\pi f_r=\sqrt{(L_1+L_2+L_g)/L_1(L_2+L_g)C} \tag{5}$$

式中，f_r 为谐振频率，当 L_g=0 时记为 f_{ro}。

图 3 为 $T_D(s)$的伯德图，根据 f_r 和 $f_s/6$ 的关系分成 3 种情形[17]。情形 1：$f_r>f_s/6$，$T_D(s)$含 2 个不稳定极点，相频曲线在 $f_s/6$ 处有 1 次负穿越，在 f_r 处有 1 次正穿越，由 Nyquist 稳定判据知，系统稳定条件为 $T_D(s)$在 f_r 处的幅值裕度 $GM_{(+)}$<0 dB，在 $f_s/6$ 处的幅值裕度 $GM_{(-)}$>0 dB；情形 2：随着 L_g 增大，出现 $f_r<f_s/6$，$T_D(s)$无不稳定极点，仅有 1 次负穿越，系统满足 $GM_{(-)}$>0 dB 即可稳定，以稳定裕度为约束设计控制参数可实现情形 1、2 的稳定条件。情形 3：$f_r=f_s/6$，$GM_{(+)}=GM_{(-)}$，此时难以满足冲突的幅值裕度要求，系统无法稳定运行。可见若 $f_{ro}>f_s/6$，随 L_g 增大必出现情形 3，导致弱电网下系统鲁棒性差。

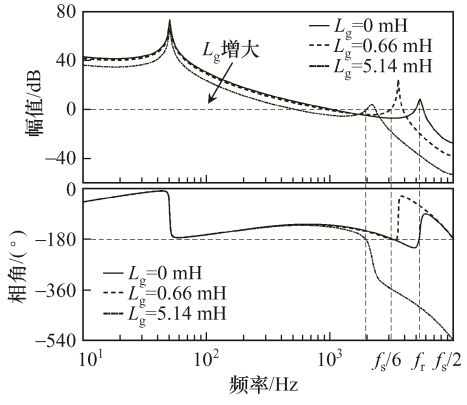


图 3 环路增益 $T_D(s)$的伯德图

Fig. 3 Bode plot of loop gain $T_D(s)$

2 延时补偿策略

当 f_r 处于由 f_s 构成的某一区间时，系统稳定，该区间即为有效阻尼区[18]。由上述分析可知，补偿前有效阻尼区仅为 0~$f_s/6$。为拓宽有效阻尼区，可将分界频率从 $f_s/6$ 提高至某一频率 f_d，使 R_{eq} 在 0~f_d 内呈现正阻尼特性，即有效阻尼，则系统稳定条件为情形 2。这样既能扩大 f_{ro} 的选取范围，又能使系统稳定条件相对简单，可保证系统在弱电网下具有较高鲁棒性[19]。为此，在前向通路加入延时补偿环节，补偿后的控制框图如图 4 所示，延时补偿环节的 s 域表达式为

$$G_c(s)=\frac{k}{(1+ae^{-sT_s})^2} \tag{6}$$

式中：0≤a<1[20]；k 为延时补偿环节的比例系数。

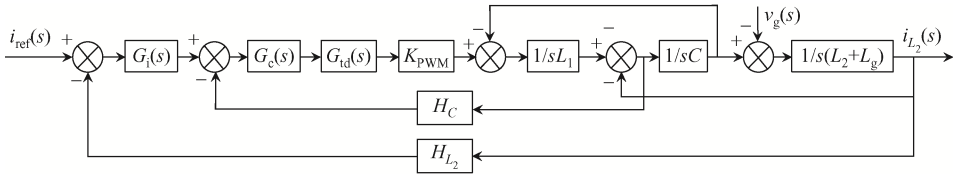


图 4 补偿后的并网逆变器控制框图

Fig. 4 Control block diagram of grid-connected inverter after compensation

由图 4 知，补偿后环路增益 $T_{D1}(s)$的表达式为

$$T_{D1}(s)=\frac{K_{PWM}G_c(s)}{L_1(L_2+L_g)Cs}\cdot \frac{H_{L_2}e^{-1.5sT_s}G_i(s)}{s^2+sH_CK_{PWM}G_c(s)e^{-1.5sT_s}/L_1+\omega_r^2} \tag{7}$$

2.1 补偿后系统的稳定条件及有效阻尼区

因对系统进行稳定性分析需要对环路增益的极点进行描述，式(7)中存在 1 个与频率相关的超越因子 $e^{-1.5sT_s}$，难以在 s 域中描述其极点，故应用一阶后向差分法将式(7)转换至 z 域进行分析，其 z 域表达式为

$$\begin{aligned}T_{D1}(z)=&\frac{G_i(z)H_{L_2}K_{PWM}kz}{\omega_r(L_1+L_2+L_g)(z-1)}\cdot\{\omega_rT_s[z^2-\\&2z\cos(\omega_rT_s)+1]-(z-1)^2\sin(\omega_rT_s)\}/\{(z+a)^2\cdot\\&[z^2-2z\cos(\omega_rT_s)+1]+\frac{kH_CK_{PWM}z}{\omega_rL_1}\cdot\\&(z-1)\sin(\omega_rT_s)\}\end{aligned} \tag{8}$$

由式(8)知，$T_{D1}(z)$的不稳定极点由其分母的分项式 $D(z)$决定，$D(z)$的表达式为

$$\begin{aligned}D(z)=&(z+a)^2[z^2-2z\cos(\omega_rT_s)+1]+\\&\frac{kH_CK_{PWM}z}{\omega_rL_1}(z-1)\sin(\omega_rT_s)\end{aligned} \tag{9}$$

将式(9)进行 w 变换 $z=(1+w)/(1-w)$，得到关于 w 的特征多项式为

$$D(w)=n_0+n_1w^1+n_2w^2+n_3w^3+n_4w^4 \tag{10}$$

式中：$n_0=(1+a)^2[2-2\cos(\omega_rT_s)]$；$n_1=2(1-a^2)[2-2\cos(\omega_rT_s)]+2\lambda$；$n_2=4[1+2a\cos(\omega_rT_s)+a^2]-2\lambda$；$n_3=2(1-a^2)[2+2\cos(\omega_rT_s)]-2\lambda$；$n_4=(1-a)^2[2+2\cos(\omega_rT_s)]+2\lambda$；$\lambda=kH_CK_{PWM}\sin(\omega_rT_s)/\omega_rL_1$。

一般有 $f_r<f_s/2$，故 $0<\omega_rT_s<\pi$。若 $H_C>0$，则 n_0、n_1 和 n_4 恒大于 0。由劳斯判据知，要使 $T_{D1}(s)$无不稳定极点，即 $D(\omega)$右半平面根的个数为 0，劳斯表第 1 列系数$[n_4\ \ n_3\ \ m_1\ \ m_2]^T$应全部大于 0，其中 $m_1=(n_3n_2-n_4n_1)/n_3$，$m_2=(m_1n_1-n_3n_0)/m_1$。通过分析证明，若要保证系统无开环不稳定极点，则 H_C必须满足条件

$$0<H_C<\frac{(1-a^2)\omega_rL_1[a^2+2a-1+2\cos(\omega_rT_s)]}{kK_{PWM}\sin(\omega_rT_s)}=H_{C,m2} \tag{11}$$

式中，$H_{C,m2}$为临界电容电流反馈系数。

系数 n_3、m_1 和 m_2 在 H_C的不同区间内正负变化情况见表 1，$H_{C,1}$、$H_{C,m1}$和 $H_{C,m2}$分别为 n_3、m_1 和 m_2 等于 0 时对应 H_C的值。$[n_4\ \ n_3\ \ m_1\ \ m_2]^T$的正负变化次数，即为开环不稳定极点个数。由表 1 可知，$0<f_r<f_d$时，若 $0<H_C<H_{C,m2}$，系统无不稳定极点；若 $H_C>H_{C,m2}$，系统有 2 个不稳定极点。由式(11)可知，$H_{C,m2}$的正负由 $g(f_r)=a^2+2a-1+2\cos(2\pi f_r/f_s)$决定，因 $g(f_r)$在 $0\sim f_s/2$ 内单调递减，且 $a^2+2a-1<2$，则必存在频率 f_d使 $f_d<f_r<f_s/2$时，$H_{C,m2}<0$。故 $f_d<f_r<f_s/2$时，$H_C>H_{C,m2}$，系统有 2 个不稳定极点。根据 Nyquist 稳定判据知，补偿后系统稳定条件见表 2。

表 1　劳斯表第 1 列系数的正负情况

Tab. 1 Positive and negative situation of coefficient in first column of Routh table

系数	$(0, H_{C,m2})$	$(H_{C,m2}, H_{C,m1})$	$(H_{C,m1}, H_{C,1})$	$(H_{C,1}, +\infty)$
n_3	+	+	+	−
m_1	+	+	−	+
m_2	+	−	−	+

表 2　补偿后系统的稳定条件

Tab. 2 Stable condition for system after compensation

频率	$(0<f_r<f_d)$		$(f_d<f_r<f_s/2)$
H_C	$(0, H_{C,m2})$	$(H_{C,m2}, +\infty)$	$(0, +\infty)$
不稳定极点	0	2	2
−180° 穿越	$f_{r(-)}$	$f_{r(-)}$　$f_{d(+)}$	$f_{d(-)}$　$f_{r(+)}$
幅值裕度要求	$GM_{(-)}>0$	$GM_{(-)}>0$, $GM_{(+)}<0$	$GM_{(-)}>0$, $GM_{(+)}<0$

由图 4 可知，补偿后等效虚拟阻抗 $Z_{eq1}(s)$表达式及其并联形式的阻性分量 R_{eq1}和电抗分量 X_{eq1}关于 f的表达式分别为

$$Z_{eq1}(s)=\frac{R_a}{k}e^{1.5sT_s}(1+ae^{-sT_s})^2 \tag{12}$$

$$\begin{cases}R_{eq1}(f)=\dfrac{R_a}{k}\cdot\dfrac{1+4a^2+a^4+(4a+4a^3)\cos(2\pi f/f_s)+2a^2\cos(4\pi f/f_s)}{\cos(3\pi f/f_s)+(2a+a^2)\cos(\pi f/f_s)}\\ X_{eq1}(f)=\dfrac{R_a}{k}\cdot\dfrac{1+4a^2+a^4+(4a+4a^3)\cos(2\pi f/f_s)+2a^2\cos(4\pi f/f_s)}{\sin(3\pi f/f_s)+(2a-a^2)\sin(\pi f/f_s)}\end{cases} \tag{13}$$

由式(13)可知，$R_{eq1}(f)$的正负取决于分母。令 $g_R(f)=\cos(3\pi f/f_s)+(2a+a^2)\cos(\pi f/f_s)$，则 $g_R(f)$的零点即为分界频率 f_d，当 $f<f_d$时，$R_{eq1}(f)>0$。补偿后的系统分界频率与补偿参数 a 有关。令 $g_R(f)=0$，可得系统分界频率f_d关于参数 a 的表达式为

$$f_d=\frac{f_s}{\pi}\arcsin\left(\frac{a+1}{2}\right) \tag{14}$$

易知补偿前($a=0$)$f_d=f_s/6$，f_d随 a 的增加而变大，故补偿后分界频率必大于 $f_s/6$，从而拓宽了有效阻尼区。$G_c(s)$可对相位超前补偿，为避免正负穿越重合使幅值裕度要求冲突，使 $G_c(s)$在 f_d 处的相位大于 10°[12]，结合式(6)、式(14)有

$$2\arctan\frac{a(a+1)\sqrt{4-(a+1)^2}}{2+a[2-(a+1)^2]}>10° \tag{15}$$

a 的取值范围为(0.686，1.000)，为避免 $G_c(s)$在 $f_s/2$ 处的幅值过大，取 $a=0.9$，代入式(14)得补偿后 $f_d=0.4f_s$。弱电网下，电网阻抗会宽范围变化，故补偿前为避免 $f_r=f_s/6$ 时系统不稳定，通常需增大滤波电感或电容使 $f_{ro}<f_s/6$，这将增加逆变器的体积和成本。所提策略将有效阻尼区拓宽至 0~0.4f_s，扩大了 f_{ro}的选取范围，降低了逆变器的体积和成本。

2.2 新稳定条件下 H_C 的设计约束

为保证较好的谐振抑制效果，通常有 $R_{eq1}>0$，故 f_{ro}应小于 f_d。由式(7)可知，L_g 增大时 $T_{D1}(s)$幅值会减小，在伯德图里表现为幅频曲线下移。故若 $f_{ro}<f_d$，当 $0<H_C<H_{C,m2}$ 或 $H_C>H_{C,m2}$时，仅需保证 $L_g=0$ 时 $T_{D1}(s)$在相应穿越频率处的幅值裕度满足表 2 稳定要求，则 L_g 增大时系统仍能保持稳定。$T_{D1}(s)$在 f_{ro} 和f_d处的幅值裕度 $GM_{(-)}$和 $GM_{(+)}$的表达式分别为

$$GM_{(-)}=-20\lg\frac{L_1 2\pi f_c(1+a)^2}{H_{C,GM_{(-)}}K_{PWM}k} \tag{16}$$

$$GM_{(+)}=-20\lg\left|2\pi f_c(L_1+L_2)\frac{(1+a)^2}{k}\right/ \left\{\frac{X_{eq1}(f_d)k}{R_a}L_1L_2C(2\pi f_d)^3-L_2CH_{C,GM_{(+)}}\cdot K_{PWM}(2\pi f_d)^2-\frac{X_{eq1}(f_d)k}{R_a}(L_1+L_2)2\pi f_d\right\} \tag{17}$$

式中：f_c 为系统截止频率；$H_{C,GM}$ 为幅值裕度约束下的电容电流反馈系数。

结合 $GM_{(-)}>3$ dB，$GM_{(+)}<-3$ dB 及式(10)，可得 H_C的取值区域如图 5 所示。

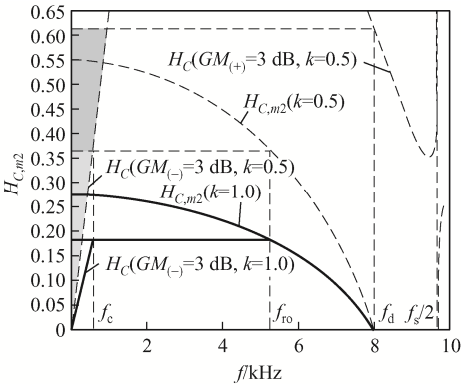


图 5 H_C 的取值区域

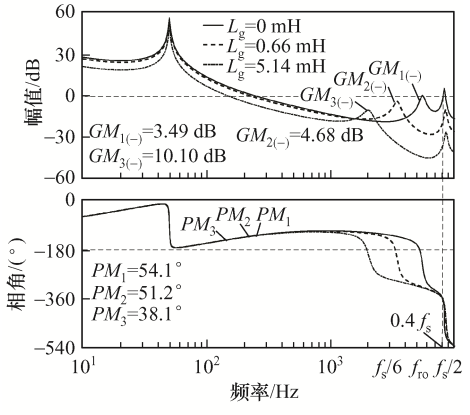
Fig. 5 Value range of H_C

事实上，在 $0<f_r<f_d$ 内，$X_{eq}(f)$为感抗，其使 f_r 发生偏移且大于 f_{ro}，且 $G_c(s)$的高通特性放大了 $T_{D1}(s)$在 f_r 处的幅值，故此时 H_C 不能很好地抑制谐振。由式(11)可知，减小 k 的值可扩大 H_C 的可选范围，且由式(11)、式(16)可知，k 的值不影响 f_c 的值，从而不影响系统动态性能，故可取 k=0.5，使 H_C 可选范围增大 1 倍以满足要求。将 k=0.5 代入式(11)得到 f_{ro} 处的 $H_{C,m2}$=0.367。$0<H_C<H_{C,m2}$ 时 H_C 的选取范围为图中三角形对应区域，$H_C>H_{C,m2}$ 时 H_C 的选取范围为图中梯形对应区域。

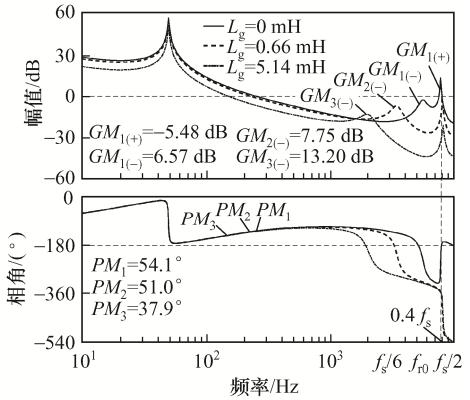
2.3 补偿后系统的稳定性分析

弱电网下，并网逆变器需要在短路比 SCR≥10 的情况下稳定运行[21]，则对应的电网阻抗最大值为 5.14 mH。为验证系统在电网阻抗 L_g 变化下的稳定性，图 6 给出了根据上述设计的参数和表 3 参数所得的系统环路增益 $T_{D1}(s)$伯德图。

图 6(a)中，$0<H_C<H_{C,m2}$，$T_{D1}(s)$相频曲线都仅有 1 次负穿越，$T_{D1}(s)$无不稳定极点，系统满足 $GM_{(-)}>0$ 即可稳定，图中相角裕度 PM 均大于 0，满足要求，且留有较高稳定裕度；图 6(b)中，$H_C>H_{C,m2}$，$T_{D1}(s)$相频曲线在 L_g=0 mH 时有 1 正 1 负的穿越，由图 5 选择 H_C 可满足稳定要求。$H_{C,m2}$ 随 L_g 增大，大于所选 H_C，则进入图 6(a)的状态，



(a) $0<f_r<f_d, 0<H_C<H_{C,m2}$



(b) $0<f_r<f_d, H_C>H_{C,m2}$

图 6　$T_{D1}(s)$的伯德图

Fig. 6 Bode plot of $T_{D1}(s)$

表 3　并网逆变器仿真参数

Tab. 3 Simulation parameters of grid-connected inverter

参数	数值
电网电压 v_g/V	220
直流母线电压 v_{in}/V	400
三角载波幅值 v_{tri}/V	2
逆变器侧电感 L_1/mH	4
滤波电容 C_f/μF	2.8
网侧电感 L_2/mH	0.36
基波频率 f_o/Hz	50
开关频率 f_{sw}/kHz	10
采样频率 f_s/kHz	20
并网电流反馈系数 H_{L_2}	0.15

系统亦可稳定。无论 H_C 大于还是小于 $H_{C,m2}$，$T_{D1}(s)$ 幅频曲线都会随 L_g 增大而下移，故只要 $T_{D1}(s)$在 L_g=0 mH 时满足幅值裕度要求，则 L_g 增大时系统仍能保持稳定。可见，所提策略大大拓宽了有效阻尼区，解决了 f_r=f_s/6 时系统稳定性差的问题，提高了系统在弱电网下的鲁棒性。

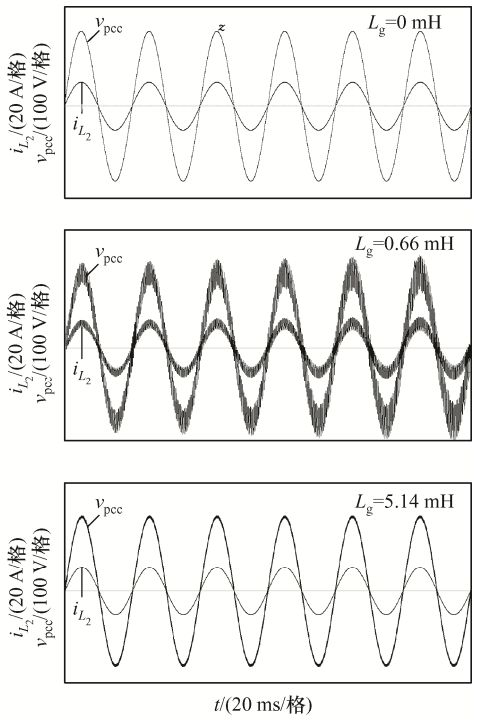
3　仿真与实验验证

3.1　仿真验证

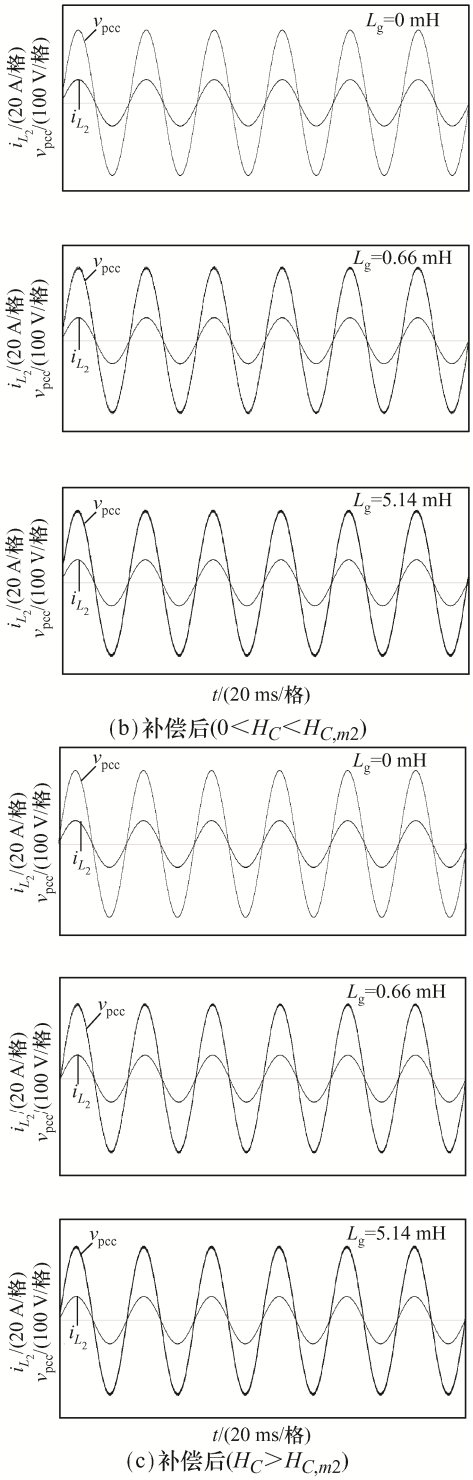
为验证所提策略对提高系统适应电网阻抗宽范围变化能力的有效性及控制参数设计的合理性，根据表 3 的参数，在 MATLAB/Simulink 仿真软件中搭建单相数字控制 LCL 型并网逆变器模型，观察不同电网阻抗下 i_{L_2} 及 v_{pcc} 的波形。

为合理比较补偿前后系统在 f_{ro}>f_s/6 情况下对电网阻抗变化的适应能力，首先保证补偿前系统在 L_g=0 mH 时满足 1 正 1 负的幅值裕度要求，故参考文献[17]的方法得补偿前的 H_C 取值范围为(0.050，0.133)，取 0.126。根据图 5 取补偿后的 H_C 为 0.280 (小于 $H_{C,m2}$)和 0.400(大于 $H_{C,m2}$)。电网阻抗 L_g 变化时，补偿前后的并网波形如图 7 所示。

由图 7 可见，L_g=0 mH 及 5.14 mH 时，补偿前后的输出电流质量均较好，说明二者选取的控制参数均满足系统稳定要求。但 L_g=0.66 mH 时，谐振频率 f_r 接近 f_s/6，补偿前的系统处于临界稳定状态，



(a) 补偿前



(b) 补偿后($0<H_C<H_{C,m2}$)

(c) 补偿后($H_C>H_{C,m2}$)

图 7 不同 L_g 下补偿前后的并网波形

Fig. 7 Grid-connected waveforms before and after compensation under different values of L_g

稳定条件严苛，选取的控制参数难以使系统保持稳定，此时可看出并网电流波形发生振荡失真；补偿后，由于 $f_r<0.4f_s$，随着 L_g 增大不会出现幅值裕度要求冲突的情况，故电流波形振荡现象明显改善。可见，补偿前无法仅通过设计控制参数实现系统在 f_r 接近 $f_s/6$ 时保持稳定运行；补偿后，只要 $f_{ro}<0.4f_s$，且 H_C 满足图 5 约束，系统就能在电网阻抗宽范围变化下始终保持稳定运行。

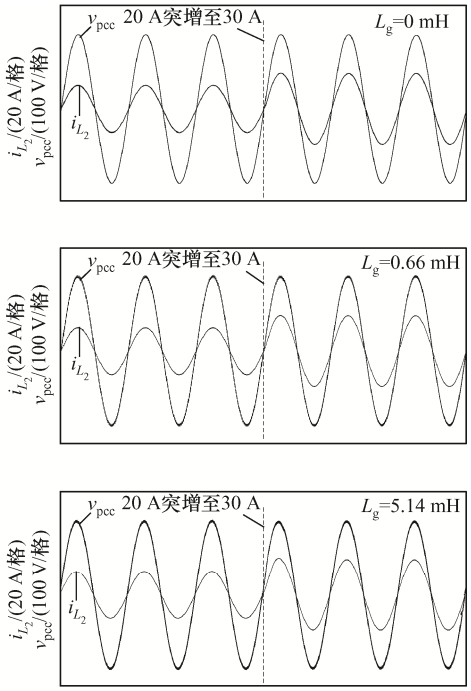
表 4 给出了补偿后在不同电网阻抗 L_g 下并网电流的总谐波畸变率 THD(total harmonic distortion)，可见在 L_g 的 3 种取值情况下，并网电流的 THD 始终保持在较低水准，满足并网要求。

表 4 补偿后的并网电流 i_{L_2} THD 分析

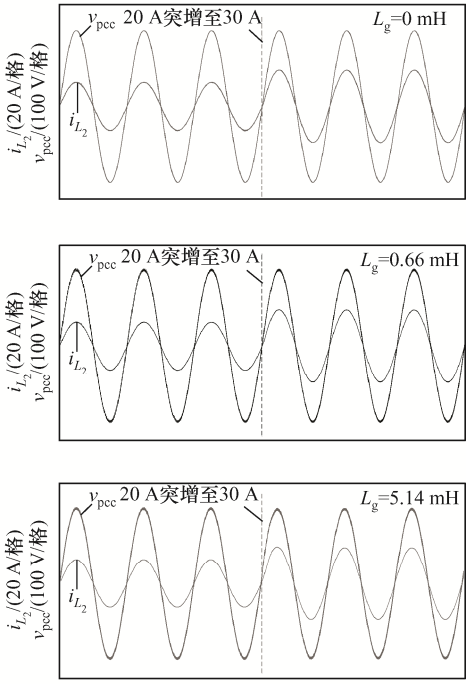
Tab. 4 THD analysis of grid-connected current i_{L_2} after compensation

电容电流反馈系数 H_C	并网电流 i_{L_2} 的总谐波畸变率 THD/%		
	L_g=0 mH	L_g=0.66 mH	L_g=5.14 mH
0.28	1.79	1.67	0.28
0.40	1.76	1.55	0.19

图8为补偿后的系统在电流参考值发生突变时的动态响应情况，可见并网电流能快速跟踪突变的电流并进入稳态，且突变时波形未出现振荡，表明补偿后系统的动态响应能力较好。



(a) $0<H_C<H_{C,m2}$



(b) H_C>$H_{C,m2}$

图 8　补偿后的系统动态响应

Fig. 8 System dynamic response after compensation

3.2　实验验证

利用远宽硬件在环半实物仿真平台进一步验证所提策略的有效性，实验参数同表 3。主电路拓扑和控制算法通过上位机软件 Starsim HIL 分别导入实时仿真器的 FPGA 和 CPU 中，通过示波器进行波形输出，半实物仿真平台如图 9 所示。

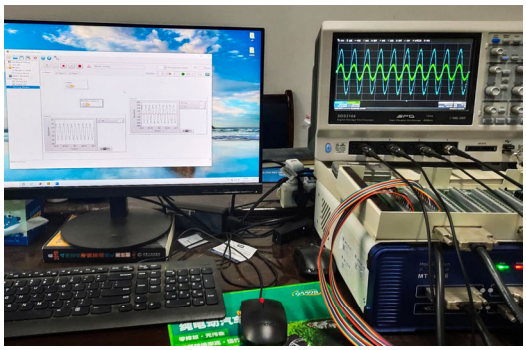
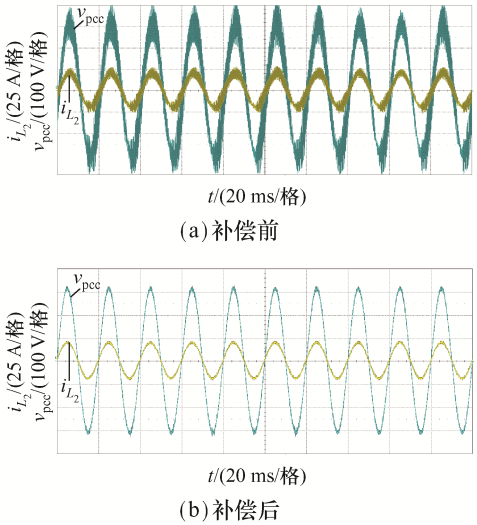


图 9　半实物仿真平台

Fig. 9 Semi-physical simulation platform

由前述分析可知，补偿前系统仅在 $f_r \approx f_s/6$($L_g \approx$ 0.66 mH)时难以稳定，其他情况可通过合理设计控制参数实现稳定，相关实验文献[17]已进行验证。故本文仅对 L_g=0.66 mH 时的情况进行比较验证，结果如图 10 所示。



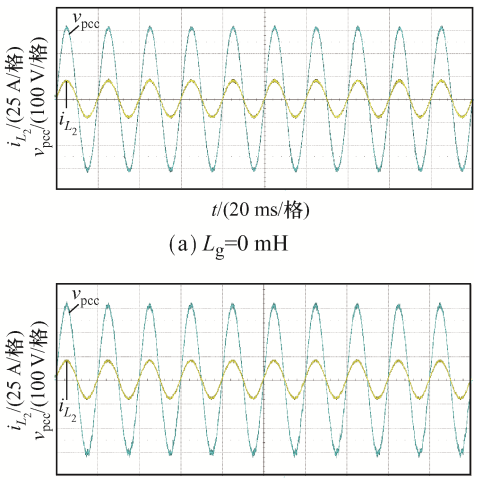
(a) 补偿前

(b) 补偿后

图 10　L_g=0.66 mH 时补偿前后的并网波形

Fig. 10 Grid-connected waveforms before and after compensation when L_g=0.66 mH

由图 10 可见，补偿前并网波形发生较严重振荡，电流谐波含量高，补偿后振荡明显改善。同时，以 0<H_C<$H_{C,m2}$ 为例，验证补偿后系统在其他 L_g 下的稳定性，结果如图 11 所示，可见 L_g=0 和 5.14 mH (短路比为 10)时，电流波形无振荡，质量较好。实验结果表明，所提策略拓宽了系统稳定运行区域，提高了其在弱电网下的鲁棒性。



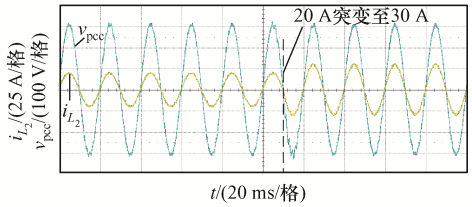
(a) L_g=0 mH

(b) L_g=5.14 mH

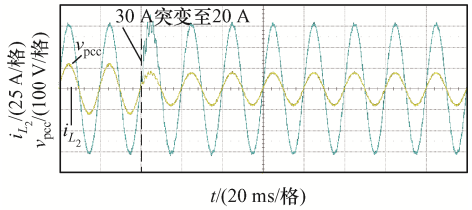
图 11　补偿后的并网波形

Fig. 11 Grid-connected waveforms after compensation

补偿后系统的动态响应如图 12 所示，可见电流 i_{L_2} 的参考值 i_{ref} 无论是从 20 A 突变至 30 A，还是从 30 A 突变至 20 A，电流 i_{L_2} 都能快速跟上并达到稳态，表明补偿后的系统具有较好的动态响应性能。



(a) i_{L_2}从20 A突变至30 A



(b) i_{L_2}从30 A突变至20 A

图 12 系统动态响应

Fig. 12 System dynamic response

4 结论

本文针对弱电网下控制延时对 LCL 型并网逆变器系统鲁棒性的不利影响，提出了 1 种拓宽有效阻尼区的延时补偿策略，详细推导了补偿后的系统稳定条件并设计了相关控制参数，主要结论如下。

(1)控制延时的存在改变了电容电流反馈有源阻尼特性，使有效阻尼区仅为 0~f_s/6，当 f_r>f_s/6 时，随着电网阻抗变化会出现稳定要求矛盾的情况，导致系统鲁棒性差，仅调节控制参数难以得到有效改善。

(2)在前向通路加入延时补偿环节可将有效阻尼区拓宽至 0~0.4f_s，能在更宽范围内满足较为简单的稳定条件，同时扩大了电容电流反馈系数选取范围，利于系统参数设计，提高了系统鲁棒性，确保补偿后的系统能在电网阻抗宽范围变化的弱电网下保持稳定运行。理论分析与实验证明了所提策略的有效性。

参考文献：

[1] 黄亚申, 汪海宁, 马志保, 等. 并网逆变器系统的谐振抑制研究综述[J]. 电源学报, 2018, 16(4): 143-156.
Huang Yashen, Wang Haining, Ma Zhibao, et al. Review on researches of resonance suppression for grid-connected inverter system [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(4): 143-156. (in Chinese)

[2] 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)

[3] 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)

[4] Pan Donghua, Ruan Xinbo, Bao Chenlei, et al. Capacitor-current-feedback active damping with reduced computation delay for improving robustness of LCL-type grid-connected inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3414-3427.

[5] 陈丽, 周永博, 李瑞琪, 等. 计及控制延迟和电网阻抗变化的并网微网内压控逆变器的被动增强控制[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 203-212.
Chen Li, Zhou Yongbo, Li Ruiqi, et al. Passive enhancement control of voltage-controlled inverters in grid-connected microgrids considering control delay and variation in grid impedance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 203-212. (in Chinese)

[6] 王旭, 杨淑英, 李典, 等. 大功率并网变流器离散域电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2523-2540.
Wang Xu, Yang Shuying, Li Dian, et al. Discrete-time domain current control strategy for high power grid-connected converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2523-2540. (in Chinese)

[7] Li Xiaoqiang, Wu Xiaojie, Geng Yiwen, et al. Wide damping region for LCL-type grid-connected inverter with an improved capacitor-current-feedback method [J].

IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 5247-5259.

[8] Liu Jinhong, Zhou Lin, Molinas M. Damping region extension for digitally controlled LCL-type grid-connected inverter with capacitor-current feedback [J]. IET Power Electronics, 2018, 11(12): 1974-1982.

[9] Elhassan G, Zulkifli S A, Pathan E, et al. A comprehensive review on time-delay compensation techniques for grid-connected inverters [J]. IET Renewable Power Generation, 2021, 15(2): 251-266.

[10] 曹子恒, 肖先勇, 马俊鹏, 等. 提高 LCL 型并网逆变器鲁棒性的改进型电容电流反馈有源阻尼策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(11): 3781-3790.
Cao Ziheng, Xiao Xianyong, Ma Junpeng, et al. Novel capacitor current feedback active damping strategy for enhancing robustness of LCL-type grid-connected inverters [J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(11): 3781-3790. (in Chinese)

[11] 刘鸿鹏, 边新新, 张伟, 等. 扩大有效阻尼区的改进型电容电流反馈有源阻尼策略[J]. 高电压技术, 2021, 48(1): 114-124.
Liu Hongpeng, Bian Xinxin, Zhang Wei, et al. Novel capacitor current feedback active damping strategy for extending the range of equivalent virtual damping [J]. High Voltage Engineering, 2020, 48(1): 114-124. (in Chinese)

[12] 方天治, 黄淳, 陈乃铭, 等. 一种提高弱电网下 LCL 型并网逆变器鲁棒性的相位超前补偿策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(20): 4813-4822.
Fang Tianzhi, Huang Chun, Chen Naiming, et al. A phase-lead compensation strategy on enhancing robustness of LCL-type grid-tied inverters under weak grid conditions [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(20): 4813-4822. (in Chinese)

[13] 华铤, 林桦, 肖建杰, 等. 一种扩展 LCL 型并网逆变器有效阻尼区的超前补偿方法[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(9): 197-203.
Hua Ting, Lin Hua, Xiao Jianjie, et al. Lead compensation method for extending valid damping region of LCL-type grid-connected inverter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 197-203. (in Chinese)

[14] 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)

[15] Zhang Xing, Chen Peng, Yu Changzhou, et al. Study of a current control strategy based on multisampling for high-power grid-connected inverters with an LCL filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5023-5034.

[16] Xia Wei, Kang Jinsong. Stability of LCL-filtered grid-connected inverters with capacitor current feedback active damping considering controller time delays [J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2017, 5(4): 584-598.

[17] 潘冬华, 阮新波, 王学华, 等. 增强 LCL 型并网逆变器对电网阻抗鲁棒性的控制参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2558-2566.
Pan Donghua, Ruan Xinbo, Wang Xuehua, et al. Controller design for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid-impedance variation [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2558-2566. (in Chinese)

[18] 王祺, 秦文萍, 张宇, 等. 基于附加单位延时反馈的 LCL 型并网变换器鲁棒电流控制策略[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(9): 203-215.
Wang Qi, Qin Wenping, Zhang Yu, et al. Robust current control strategy for LCL-type grid-connected converter based on additional unit time-delay feedback [J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 203-215. (in Chinese)

[19] 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.

[20] Pan Donghua, Ruan Xinbo, Wang Xuehua. Direct realization of digital differentiators in discrete domain for

(下转第 308 页)

[20] 李圣清，江宇，罗朝旭. 基于多谐振前馈与电流估计的光伏并网逆变器控制策略研究[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 67-73.
Li Shengqing, Jiang Yu, Luo Zhaoxu. Research on photovoltaic grid-connected inverter control strategy based on multi-resonance feed-forward and current estimation [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 67-73. (in Chinese)

[21] 杨蕾，向川，黄伟，等. 基于不同工况下双馈风机响应控制的电力系统频率控制方法[J]. 电源学报, 2023, 21(5): 91-100.
Yang Lei, Xiang Chuan, Huang Wei, et al. Frequency control method for power system based on DFIG response control under different working conditions [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(5): 91-100. (in Chinese)



徐海亮

作者简介：

徐海亮(1985—)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，教授。研究方向：新能源电力变换与微电网技术。E-mail：xuhl@upc.edu.cn。

陈翔宇(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：风力发电技术。E-mail：chenxyupc@163.com。

吴瀚(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：风力发电技术。E-mail：wuhanupc@163.com。

(责任编辑：耿越)

(上接第 289 页)

active damping of LCL-type grid-connected inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8461-8473.

[21] 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 staticn connected to power grid: Q/GDW 617— 2011 [S]. Beijing: China Electric Power Press, 2011. (in Chinese)



张学毅

作者简介：

张学毅(1966—)，男，硕士，教授。研究方向：电工理论与新技术。E-mail：774970930@qq.com。

张栋(1997—)，男，硕士研究生。研究方向：并网逆变器控制技术。E-mail：1287261983@qq.com。

李圣清(1961—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：电能质量与控制技术，电力电子系统控制技术。E-mail：3524194629@qq.com。

(责任编辑：耿越)