

基于二阶广义积分器的LCL型并网逆变器 延时补偿方法

张峻淇,康朋,田昊,马磊,冯婷婷,刘松松

(国网重庆市电力公司经济技术研究院,重庆 401120)

摘要:在LCL型并网逆变器的稳定控制中,电容电流反馈有源阻尼方法由于谐振抑制效果优良而受到广泛应用,但该方法的阻尼效果易受控制延时的影响,导致等效虚拟电阻的正负性会随着频率的增大而发生转变,而负阻性的虚拟电阻可能会使并网逆变器在电网阻抗变化的工况环境下产生不稳定现象。为解决该问题,提出了一种基于二阶广义积分器(SOGI)的延时补偿方法,可显著扩大等效虚拟电阻的正负分界频率,之后对采用补偿方法后的系统性能进行了详细分析,分析结果表明补偿方法能很好地解决控制延时导致的系统不稳定现象,大幅地提升了系统对电网阻抗的鲁棒性,最后通过实验样机验证了补偿方法的有效性与正确性。

关键词:并网逆变器;电容电流反馈有源阻尼方法;二阶广义积分器(SOGI);鲁棒性;延时补偿

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed22309

A Delay Compensation Method Based on SOGI of LCL-type Grid-connected Inverter

ZHANG Junqi, KANG Peng, TIAN Hao, MA Lei, FENG Tingting, LIU Songsong

(State Grid Chongqing Economic Research Institute, Chongqing 401120, China)

Abstract: In the stability control of LCL-type grid-connected inverter, capacitor-current-feedback active damping method is widely used because of excellent effect of resonance suppression. But the damping effect of this method is easily affected by the control delay, and the positive and negative of equivalent virtual resistance will change with the increase of frequency, and the negative virtual resistance may make the grid-connected inverter unstable under the operating condition of varying grid impedance. In order to solve this problem, a delay compensation method based on second order generalized integrator(SOGI) was proposed, the positive and negative boundary frequency of the equivalent virtual resistance could be significantly expanded. After that, the system performance after adopting compensation method was analyzed in detail. The results of analysis show that the compensation method can well solve the unstable problem caused by control delay, and the robustness of the system to the grid impedance is greatly improved. Finally, the effectiveness and correctness of the compensation method were verified by the experimental prototype.

Key words: grid-connected inverter; capacitor-current-feedback active damping method; second order generalized integrator(SOGI); robustness; delay compensation

分布式发电技术作为应对能源紧缺、解决环境污染的重要手段之一,在国家的电力能源发展中发挥了举足轻重的作用^[1-2]。LCL型并网逆变器作为分布式发电系统中最为关键的装置之一,能实现交直流的快速转变与公共电网的功率馈入,受到了较多学者和专家的重视^[3-4]。但由于LCL滤波器存在谐振现象,若不额外引入阻尼对

其进行抑制,系统将难以稳定^[5-6]。

因此,对于LCL滤波器的谐振抑制,有学者提出了基于电容电流反馈的有源阻尼方法^[7],该方法具有谐振抑制效果优良、实现方式简单以及易于技术人员掌握等优势,在实际工程中受到了广泛应用^[8-11]。但在考虑控制延时的情况下,采用电容电流反馈有源阻尼方法可能会导致系统

不稳定。文献[12]首先指出控制环路中的控制延时将严重影响有源阻尼方法的阻尼效果,导致有源阻尼的等效虚拟电阻的正负性受频率的约束,且分界频率为1/6倍采样频率。文献[13]指出在LCL谐振频率高于分界频率的场合中,电网阻抗的变化可能会使谐振频率接近甚至跨越分界频率,此时系统容易发生失稳现象。由此可见,如何切实有效地解决控制延时引起的系统不稳定问题就显得尤为重要。

目前而言,国内外学者针对上述问题已作出了一定的研究。文献[14]提出了基于模型预测的延时补偿方法,但该类方法的有效性是建立在精准模型的基础上,在实际应用中,模型的精准度往往会由于电气参数波动而降低,因此该方法的实现效果仍然欠佳。文献[15]在前向通路中加入了滞后补偿环节,从而通过改变环路增益的穿越情况来解决该问题,但该类方法会减少系统的相位裕度,不利于系统的动态响应能力。文献[16-17]在电容电流反馈通路中加入了超前补偿环节,延时补偿效果良好,但补偿环节的高通特性会放大采样过程中的开关噪声,影响了系统的控制性能。

为了更好地解决控制延时引起的系统不稳定问题,本文提出了一种基于SOGI的LCL型并网逆变器延时补偿方法,首先分析了补偿方法的实现原理,之后给出了SOGI参数的设计标准。通过理论分析后发现,所提补偿方法可在不引入过量开关噪声的情况下有效提升系统对电网阻抗的鲁棒性,使得并网逆变器在电网阻抗变化时始终保持稳定。最后搭建了输出功率为4.5 kW的实验样机,验证了补偿方法的有效性与正确性。

1 建立LCL型并网逆变器的数学模型

单相LCL型并网逆变器的系统拓扑结构如图1所示,主要由光伏发电端、单相全桥并网逆变器以及LCL滤波器构成,该系统能完成交直流的快速转变与公共电网的功率馈入。

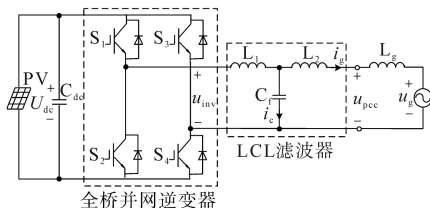


图1 单相LCL型并网逆变器的系统拓扑结构
Fig.1 System topology of single-phase LCL-type grid-connected inverter

图1中, U_{dc} 为光伏发电端产生的直流母线电压; C_{dc} 为直流储能电容; u_{inv} 为输出电压; L_1, C_f, L_2 分别为LCL滤波器的逆变器侧电感、滤波电容以及网侧电感; i_g 为网侧电流; i_c 为电容电流; u_g 为电网电压; u_{pcc} 为并网点电压;电网阻抗 L_g 假设为纯感性。

在并网逆变器的电流控制环中,通常存在1.5个采样周期的控制延时^[13],将其记为 $G_d(s)$,由于 $G_d(s)$ 为超越函数,不利于传递函数的求解与分析,因此可对其进行二阶pade近似^[18],表达式如下式所示:

$$G_d(s) = e^{-1.5sT_s} \approx \frac{1 - 0.75sT_s + 0.186(sT_s)^2}{1 + 0.75sT_s + 0.186(sT_s)^2} \quad (1)$$

式中: T_s 为采样周期。

图2为并网逆变器采用电容电流反馈有源阻尼方法时的电流环控制框图,其中, H_1 为有源阻尼反馈系数; K_{pwm} 为增益系数; $u_g(s)$ 为电网电压扰动; $G_i(s)$ 为经典的准比例谐振控制器,可实现网侧电流 $i_g(s)$ 的无静差跟踪,表达式如下式所示:

$$G_i(s) = k_p + \frac{2k_r \omega_d s}{s^2 + 2\omega_d s + \omega_o^2} \quad (2)$$

式中: k_p 为比例系数; k_r 为谐振系数; ω_d 为控制器阻尼系数; ω_o 为基波角频率。

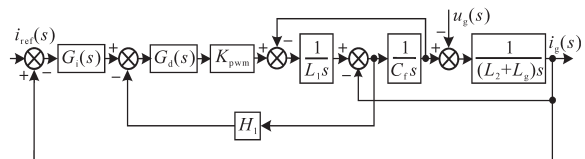


图2 采用电容电流反馈有源阻尼方法的电流环控制框图
Fig.2 Current-loop control block diagram with capacitor-current feedback active damping method

由图2可得到系统的开环传递函数,如下式所示:

$$T_1(s) = \frac{1}{L_1(L_2 + L_g)C_f s} \cdot \frac{G_i(s)G_d(s)K_{pwm}}{s^2 + \frac{1}{C_f Z_1(s)}s + \omega_r^2} \quad (3)$$

其中

$$Z_1(s) = \frac{L_1}{K_{pwm} C_f H_1 G_d(s)} \quad (4)$$

$$\omega_r = 2\pi f_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1(L_2 + L_g)C_f}} \quad (5)$$

式中: $Z_1(s)$ 为有源阻尼的等效虚拟阻抗; ω_r 为LCL谐振角频率; f_r 为LCL谐振频率。

Z_1 可进一步表示为虚拟电阻 R_1 与虚拟电抗 X_1 并联的形式^[15],如图3所示。

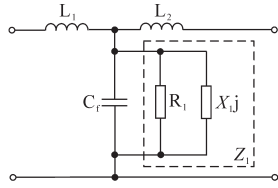
图3 虚拟阻抗 Z_1 的等效电路图Fig.3 Equivalent circuit diagram of virtual impedance Z_1

图3中, R_1 与 X_1 的表达式如下所示:

$$\begin{cases} R_1(\omega) = \frac{L_1}{C_f K_{pwm} H_1 \cos(1.5\omega T_s)} \\ X_1(\omega) = \frac{L_1}{C_f K_{pwm} H_1 \sin(1.5\omega T_s)} \end{cases} \quad (6)$$

其中,由 $G_d(s)$ 引入的 $\cos(1.5\omega T_s)$, $\sin(1.5\omega T_s)$ 函数将使得 R_1 的正负性和 X_1 的容感性受频率的影响^[19]。设置 f_s 为采样频率,若 $f_r > f_s/6$,环路增益将在 $f_s/6$ 和 f_r 处穿越 -180° ,其幅值裕度需满足相应的条件才可使系统稳定,但在 L_g 变化的情况下, L_g 的增大将使 f_r 不断下降,若 f_r 过于接近 $f_s/6$,环路增益的幅值裕度可能会不满足相应的稳定条件,进而导致系统失稳^[20]。

目前,已有较多文献对上述问题进行了详细的理论分析,因此本文对此不再作重复叙述。

2 基于SOGI的LCL型并网逆变器延时补偿方法

为解决控制延时引起的系统不稳定问题,其核心思路在于减小电容电流反馈通路中控制延时造成的相位滞后,故本文在电容电流反馈通路中加入了SOGI,利用SOGI的相位超前特性来抵消控制延时造成的相位滞后,SOGI的表达式如下式所示:

$$G_{SOGI}(s) = \frac{a\omega_g s}{s^2 + \omega_g s + \omega_n^2} \quad (7)$$

式中: ω_g 为SOGI的谐振系数; ω_n 为带通信号的角频率; a 为幅值调整系数。

采用补偿方法后的电流环控制框图如图4所示。

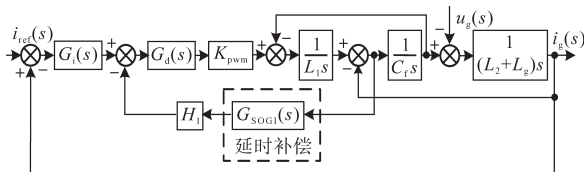


图4 采用补偿方法后的电流环控制框图

Fig.4 Current-loop control block diagram with compensation method

由图4可得到采用补偿方法后的环路增益表达式:

$$T_2(s) = \frac{1}{L_1(L_2 + L_g)C_f s} \cdot \frac{G_i(s)G_d(s)K_{pwm}}{s^2 + \frac{1}{C_f Z_2(s)}s + \omega_r^2} \quad (8)$$

$$\text{其中 } Z_2(s) = \frac{L_1}{K_{pwm} C_f H_1 G_d(s) G_{SOGI}(s)} \quad (9)$$

式中: $Z_2(s)$ 为采用补偿方法后的有源阻尼等效虚拟阻抗。

2.1 延时补偿原理

令 $s=j\omega$,并对式(7)进行化简整理后可得:

$$Z_2(j\omega) = \frac{L_1 [1 + Y(\omega)j] [\cos(1.5\omega T_s) + \sin(1.5\omega T_s)j]}{aK_{pwm} C_f H_1} \quad (10)$$

$$\text{其中 } Y(\omega) = \frac{\omega^2}{\omega_g \omega} - \frac{\omega_n^2}{\omega_g \omega} \quad (11)$$

对式(10)作进一步化简整理后,可得到如下等式:

$$Z_2(j\omega) = \frac{L_1 \sqrt{1 + Y^2(\omega)} [\sin(1.5\omega T_s + \theta)j + \cos(1.5\omega T_s + \theta)]}{aK_{pwm} C_f H_1} \quad (12)$$

$$\text{其中 } \theta = \arcsin \left[\frac{Y(\omega)}{\sqrt{1 + Y^2(\omega)}} \right] \quad (13)$$

式中: θ 为 G_{SOGI} 引入的相位补偿量。

Z_2 同样可表示为 R_2 和 X_2 并联的形式,对式(12)作进一步处理, R_2 与 X_2 的表达式如下所示:

$$\begin{cases} R_2(\omega) = \frac{L_1 \sqrt{1 + Y^2(\omega)}}{aK_{pwm} C_f H_1 \cos(1.5\omega T_s + \theta)} \\ X_2(\omega) = \frac{L_1 \sqrt{1 + Y^2(\omega)}}{aK_{pwm} C_f H_1 \sin(1.5\omega T_s + \theta)} \end{cases} \quad (14)$$

由式(14)中 R_2 的表达式可以看出, θ 的正负性将改变 R_2 的正阻性范围,当 $\theta < 0$ 时正阻性范围被扩大,而当 $\theta > 0$ 时正阻性范围被缩小,而 θ 的正负性将取决于 $Y(\omega)$ 中 ω_n 的大小,通过观察式(11)的表达式后,可以得出以下关系:

$$\begin{cases} \omega_n > \omega \Rightarrow Y(\omega) < 0 \Rightarrow \theta < 0 \\ \omega_n < \omega \Rightarrow Y(\omega) > 0 \Rightarrow \theta > 0 \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)所示的关系式可知,为了在奈奎斯特频率 $f_s/2$ 内能实现延时的补偿, ω_n 的取值应当越大越好,但由式(13)中 θ 的表达式可知,SOGI提供的相位补偿量 θ 的最大值不超过 $-\pi/2$ 。因此,本文提出的基于SOGI的延时补偿方法最高可将 R_2 的正负分界频率 f_{r2} 提升到 $f_s/3$ 左右,如图5所示。

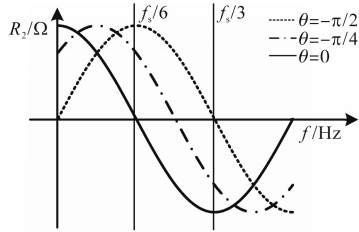


图5 θ 不同时 f_{r2} 的变化情况
Fig.5 Variation of f_{r2} with different θ

2.2 SOGI参数设计

根据上节的理论分析可知,为了使SOGI在全频段内能实现延时补偿,其带通信号的角频率 ω_n 应设置为 πf_s ,同时令 $s=\omega j$ 并代入式(7)后可得到SOGI的幅频表达式和相频表达式:

$$\begin{cases} L_{\text{SOGI}}(\omega) = 20\lg \left\{ \frac{a\sqrt{[\omega_g \omega N(\omega)]^2 + (\omega_g^2 \omega^2)^2}}{N^2(\omega) + \omega_g^2 \omega^2} \right\} \\ \varphi_{\text{SOGI}}(\omega) = \arctan \left[\frac{N(\omega)}{\omega_g \omega} \right] \end{cases} \quad (16)$$

其中 $N(\omega) = \omega_n^2 - \omega^2$ (17)

图6为 ω_g 和 a 变化时SOGI的伯德图,实线代表的SOGI参数为 $a=1, \omega_g=2000\pi$;断线部分代表 ω_g 不变但 a 变化时的SOGI幅相频特性;点线部分代表 a 不变但 ω_g 变化时的SOGI幅相频特性。通过图6中的点线部分不难发现, ω_g 越小,则SOGI的延时补偿效果越好,但 $f_s/2$ 范围内的幅值衰减越严重,从而等效地减小了电容电流反馈通路中的幅值增益,不利于系统拥有良好的幅值裕度。而通过图6中的断线部分不难发现, a 的增大可以有效改善中高频段的幅值衰减状况且不影响SOGI的延时补偿效果,但会放大 $f_s/2$ 处开关噪声的幅值。因此,对于SOGI中 a 和 ω_g 的取值需要进行折中考虑。

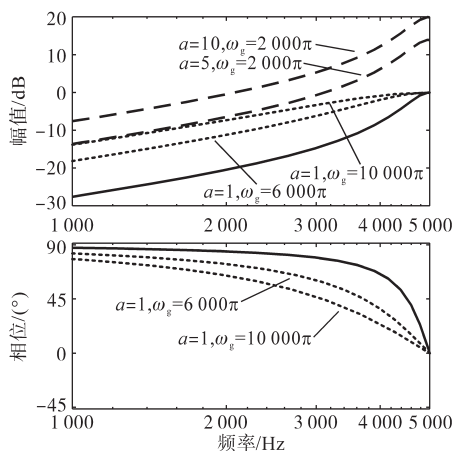


图6 ω_g 和 a 变化时SOGI的伯德图
Fig.6 Bode diagram of SOGI when ω_g and a change

由图6可知,增大 ω_g 能减小SOGI的幅值衰减状况,但这也会牺牲SOGI的延时补偿能力,因此为了尽量保证SOGI拥有最好的延时补偿效果,可对参数 a 进行适当的调整,从而缓解SOGI的幅值衰减状况。

考虑到引入过量的开关噪声将严重影响系统的控制性能,因此需对 a 的取值进行约束。图7给出 a 增大时 $f_s/2$ 处开关噪声的幅值放大情况,一般情况下, $f_s/2$ 处的噪声幅值不能超过10 dB^[13],进而可得 a 的取值范围,如下式所示,对应图7中的阴影部分:

$$0 \text{ dB} \leq L_{\text{SOGI}}(\pi f_s) \leq 10 \text{ dB} \quad (18)$$

由式(18)整理后可进一步得出 a 的取值范围:

$$1 \leq a \leq 3.16 \quad (19)$$

根据上文的分析,为了最大程度保证SOGI的延时补偿能力,参数 a 可取式(19)中的最大值。

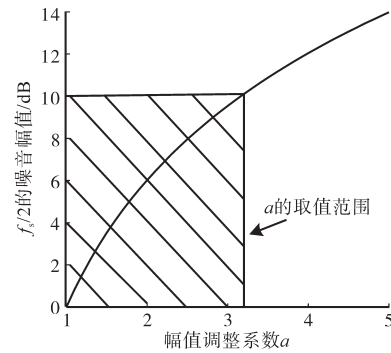


图7 参数 a 与 $f_s/2$ 处噪声幅值的函数关系
Fig.7 Function relationship between parameter a and noise amplitude at $f_s/2$

另一方面,为了保证SOGI的引入不影响有源阻尼对LCL谐振峰的抑制效果,电容电流反馈通路在 ω_r 处的增益系数必须保持不变,因此, ω_g 的选取需满足以下等式:

$$L_{\text{SOGI}}(\omega_r) = 20\lg \left\{ \frac{a\sqrt{[\omega_g \omega_r N(\omega_r)]^2 + (\omega_g^2 \omega_r^2)^2}}{N^2(\omega_r) + \omega_g^2 \omega_r^2} \right\} = 0 \text{ dB} \quad (20)$$

将式(20)展开后可得 ω_g 的表达式:

$$\omega_g = \sqrt{\sqrt{\frac{A^2(\omega_r)}{4} - B^2(\omega_r)} - \frac{A(\omega_r)}{2}} \quad (21)$$

其中

$$\begin{cases} A(\omega_r) = \frac{(2 - a^2)N(\omega_r)}{(1 - a^2)\omega_r^2} \\ B(\omega_r) = \frac{N^2(\omega_r)}{\omega_r^2 \sqrt{1 - a^2}} \end{cases} \quad (22)$$

将式(5)代入式(21),可以得到 ω_g 与 f_r 之间的函数关系,如图8中的实线部分所示。同时根据式(14)中 R_2 的表达式,可以得到正负分界频率 f_{R2} 与变量 ω_g 相关的表达式,如下式所示:

$$f_{R2} = \left[\frac{\pi}{2} - \theta(f_{R2}) \right] \frac{f_s}{3\pi} \quad (23)$$

其中

$$\theta(f_{R2}) = \arcsin \left[\frac{(2\pi f_{R2})^2 - \omega_n^2}{\sqrt{(2\pi f_{R2} \omega_g)^2 + (2\pi f_{R2})^4 - 8(\pi f_{R2} \omega_n)^2 + \omega_n^4}} \right] \quad (24)$$

联立式(5)、式(21)~式(23)可以得到 f_{R2} 与 f_r 的函数关系,如图8中的虚线部分所示。

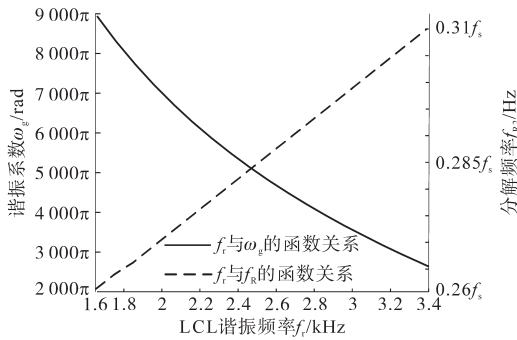


图8 f_r 与 f_{R2} 、 f_r 与 ω_g 的函数关系

Fig.8 Functional relationships between f_r and f_{R2} , f_r and ω_g

由图8可以发现,随着 f_r 的增加,SOGI的谐振系数 ω_g 需作出相应的调整才可满足式(20)所示的等式,并且随着 ω_g 的变化,SOGI的延时补偿效果也会发生变化,使得正负分界频率 f_{R2} 在 $(f_s/4, f_s/3)$ 的范围内波动。

综上所述,在 $f_r > f_s/6$ 的情况下,基于SOGI的延时补偿方法至少可将 f_{R2} 扩大至 $f_s/4$,从而提高了并网逆变器对电网阻抗的鲁棒性。

2.3 系统稳定性分析

根据文献[19]中并网逆变器的参数设计方法可设计出动静态性能优良的并网逆变器系统,其控制参数如下所示:逆变器侧电感 $L_1=1.3$ mH;网侧电感 $L_2=0.75$ mH;滤波电容 $C_f=9$ μ F;采样频率 $f_s=10$ kHz;开关频率 $f_{sw}=10$ kHz;载波幅值 $U_{in}=1$ V;等效增益 $K_{pwm}=380$;电容电流反馈系数 $H_1=0.01$;比例增益 $k_p=0.026$;谐振系数 $k_r=2$;直流侧电压 $U_{dc}=380$ V;电网电压 u_g (有效值)=220 V。参照所设置的控制参数以及2.2节中SOGI参数的设计方法,可得出相应的SOGI参数的值: $a=3.16$, $\omega_g=5000\pi$, $\omega_n=f_s/2=5000$ Hz。进而得出正负分界频率 $f_{R2} \approx 0.29f_s$ 。

根据图4,利用 z 域传递函数的推导方法可得出采用补偿方法后环路增益在 z 域下的表达式:

$$T_2(z) = \frac{K_{pwm} G_r(z)}{\omega_r (L_1 + L_2 + L_g)(z-1)} \cdot \frac{\omega_r T_s [z^2 - 2z \cos(\omega_r T_s) + 1] - (z-1)^2 \sin(\omega_r T_s)}{z [z^2 - 2z \cos(\omega_r T_s) + 1] + \frac{(z-1) H_1 K_{pwm} G_{SOGI}(z) \sin(\omega_r T_s)}{\omega_r L_1}} \quad (25)$$

其中

$$G_{SOGI}(z) = Z \left[\frac{(1 - e^{-T_s})^2 (s^2 T_s + 1) a \omega_g s}{s^2 T_s (s^2 + \omega_g s + \omega_n^2)} \right]$$

式中: $G_{SOGI}(z)$ 为SOGI在 z 域中的表达式,可采用中高频段内相似度较高的一阶保持法来对其进行离散化。

根据式(25)可以得出采用补偿方法后环路增益的伯德图,如图9所示。可以发现,提出的补偿方法可将正负分界频率由 $f_s/6$ 扩大至 $0.29f_s$,进而使得环路增益不存在右平面极点,解决了系统谐振频率接近 $f_s/6$ 时所导致的幅值裕度不足的问题。由此可见,当 L_g 在0~3.6 mH(对应短路比为 10^{21})内变化时,提出的基于SOGI的延时补偿策略可使系统一直处于稳定状态,且具有充足的稳定裕度,大大提升了并网逆变器对电网阻抗的鲁棒性。

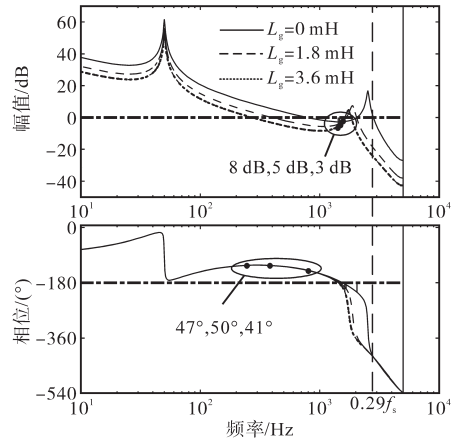


图9 采用补偿方法后环路增益的伯德图

Fig.9 Bode diagram of loop gain with compensation method

3 实验验证

为验证补偿方法的有效性与正确性,在实验室中搭建了输出功率为4.5 kW的单相LCL型并网逆变器实验样机,实验样机的数字信号处理器采用TI公司的TMS320F28335芯片,公共电网采用可编程交流源Chroma 6460和串联电感的方式

来模拟,实验参数与SOGI参数与2.3节相同,电网阻抗 L_g 变化范围为0~3.6 mH。

图10为 $L_g=0$ mH时系统采用补偿方法前后的网侧电流稳态波形。由图10可以看出,当 $L_g=0$ mH时系统采用补偿方法前后均能保持稳定,且电流波形质量良好,表明SOGI的引入基本不影响系统的稳定裕度,验证了2.2节中SOGI参数设计方法的正确性。

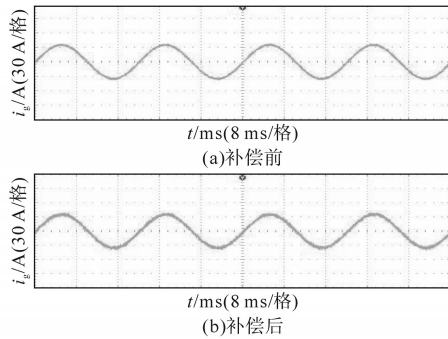


图10 $L_g=0$ mH时系统采用补偿方法前后的稳态波形
Fig.10 Steady-state waveforms before and after using compensation method when $L_g=0$ mH

图11、图12分别为 $L_g=1.8$ mH, 3.6 mH时系统采用补偿方法前后的稳态波形。

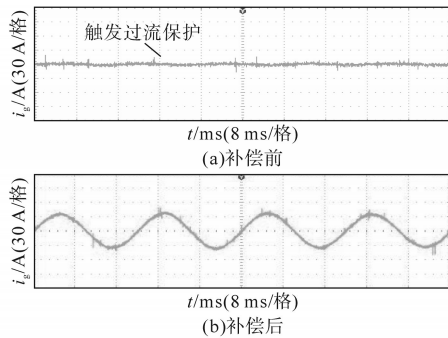


图11 $L_g=1.8$ mH时系统采用补偿方法前后的稳态波形
Fig.11 Steady-state waveforms before and after using compensation method when $L_g=1.8$ mH

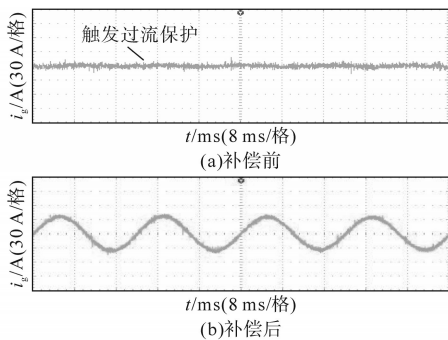


图12 $L_g=3.6$ mH时系统采用补偿方法前后的稳态波形
Fig.12 Steady-state waveforms before and after using compensation method when $L_g=3.6$ mH

如图11a、图12a所示,当 $L_g=1.8$ mH, 3.6 mH时,系统在采用补偿方法前难以适应电网阻抗的变化,一旦开机并网,逆变器过电流保护机制立即被触发,系统始终无法正常工作。而由图11b、图12b可看出,系统在采用补偿方法后,网侧电流 i_g 呈现较为标准的正弦波形态,系统始终处于稳定状态,表明补偿方法能有效补偿电容电流通路中的控制延时,从而使系统在电网阻抗变化时具备良好的稳定裕度,显著地提升了并网逆变器对电网阻抗的鲁棒性。

综上,实验结果与理论分析结果一致,验证了补偿方法的有效性。

4 结论

文章以采用电容电流反馈有源阻尼的LCL型并网逆变器为研究对象,详细分析了控制延时引起的系统不稳定问题,并针对该问题提出了有效的解决方法。

主要内容及结论如下:

1)控制延时将影响有源阻尼中虚拟电阻的阻性,若LCL谐振频率 $f > f_0/6$,在电网阻抗发生变化时系统容易发生不稳定现象。

2)为解决控制延时引起的系统不稳定问题,提出了基于SOGI的延时补偿方法,理论分析结果表明该方法可在不引入过量开关噪声的情况下大幅度提升等效虚拟电阻正负分界频率的大小,显著地增强了并网逆变器对电网阻抗的鲁棒性。

3)在实验室中搭建了实验样机,且实验结果与理论分析结果一致,即补偿方法能使并网逆变器在电网阻抗变化时稳定运行。

参考文献

- [1] Blaabjerg F, Teodorescu R, Liserre M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1398-1409.
- [2] WU Weimin, LI Yuan, HE Yuanbin, et al. Damping methods for resonances caused by LCL-filter-based current-controlled grid-tied power inverters: an overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 7402-7413.
- [3] 王力,雷勇,林晓东,等. 非理想工况下并网逆变器的谐波分析与抑制[J]. 电气传动, 2020, 50(5): 20-26.
- [4] 李东,李峰,戎道建,等. 基于虚拟阻抗的电流源光伏逆变器谐波补偿法[J]. 电气传动, 2019, 49(12): 28-32, 37.
- [5] 陈燕东,王伊,周乐明,等. 弱电网下LCL逆变器阻尼谐振抑制与功率快速调节方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(11):

