

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

王 祺¹,秦文萍¹,张 宇¹,代 维¹,韩肖清¹,许振波²,董 苒²

(1. 太原理工大学 电力系统运行与控制山西省重点实验室,山西 太原 030024;

2. 国网山西省电力公司经济技术研究院,山西 太原 030000)

摘要:LCL型并网电力电子变换器在运行过程中存在谐振现象,有源阻尼法因其无需额外增加硬件成本、低有功损耗而被广泛采用,但往往需要额外的传感器进行控制信号采集,故提出一种仅对并网电流进行采样的附加单位延时反馈鲁棒电流控制。建立传统单环有源阻尼策略的阻抗模型,分析传统策略中有效阻尼区的局限性;考虑数字延迟和弱电网,提出一种基于附加单位延时反馈的控制策略,采用该策略后,可缓解由延时效应导致的相位滞后并扩大有效阻尼区,且无需额外的传感器即可实现有源阻尼。相比于传统方法,所提方法无需重新设计硬件、调制改进等措施,仅从控制模型角度重塑了并网变换器的虚拟阻抗。进一步地,详细设计了单位延时反馈环节的参数,当LCL参数和电网阻抗变化时,变流系统在奈奎斯特频率区间仍能保持稳定,提升了对复杂电网的适应性。

关键词:弱电网;数字控制;LCL型变换器;鲁棒性;稳定性

中图分类号:TM 46;TM 712

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202008017

0 引言

能源危机和环境污染是新能源发展的主要驱动力。随着新能源渗透率的提高,高比例电力电子化配电系统成为电网发展的主要态势,作为新能源与配电网之间的接口,电力电子并网变换器一直是研究热点。电力电子变换器广泛采用脉宽调制PWM(Pulse Width Modulation)技术以便实施各种控制策略,然而采用该调制方式会产生远高于基波频率的开关频率次谐波,恶化并网电能质量^[1-2]。针对该问题,通常在变换器的输出端采用LCL型(或其变型)滤波器来抑制开关频率次谐波,然而由于LCL拓扑的特殊结构,控制系统的传递函数缺少阻尼项,在某一特定频率下会产生谐振,降低系统的稳定性,故需要采取一些必要的阻尼措施来解决该问题^[3]。

近年来,单环阻尼策略因闭环系统结构简单、阻尼效果显著以及无需使用额外传感器成为研究热点^[4-6]。单环阻尼主要分为逆变器侧电流反馈ICF(Inverter-side Current Feedback)和网侧电流反馈GCF(Grid-side Current Feedback)。在实际应用中,

含LCL结构的转换器是集成的,不便于直接在变换器侧或电容器侧对电流进行采样。此外,ICF由于变换器侧电流中存在谐振频率分量,指令电流控制块中的无功分量不为0,故将出口侧滤波器等效为L+CL结构,无法严格确保系统处于单位功率因数运行^[7];GCF属于直接并网电流控制,其在进行系统闭环反馈的同时,可引出阻尼回路,且无需任何额外的传感器^[8]。

考虑到实际控制系统中的数字延时效应,采用不同控制方式的变换器往往呈现不同的稳定性,当谐振频率处于由采样频率构成的某一特定区间时,系统稳定,即处于有效阻尼区(稳定区间),等效虚拟阻抗中电阻为正值,需要说明的是,有效阻尼区的临界点受延时效应影响,临界值与延时呈负相关^[9]。故针对LCL型并网变换器的稳定性问题,主要取决于延时因素和固有谐振频率^[10]。若单环反馈方式不采用任何阻尼措施,则基于ICF方式的变换器稳定区间为 $(0, f_s/6)$,其中 f_s 为采样频率,其与采样周期 T_s 互为倒数,即LCL型并网变换器的谐振频率必须位于该有效阻尼区内才能保持系统稳定。类似地,GCF的稳定区间为 $(f_s/6, f_s/2)$,其中 $f_s/2$ 为奈奎斯特频率^[1,4]。一方面,电力系统中变压器的漏感、线路阻抗都会使公共并网点PCC(Point of Common Coupling)呈弱感性,即处于弱电网环境,且弱电网的阻抗模型使得LCL型并网变换器等效网侧电感变大,谐振频率减小,当采用GCF时,谐振频率可能会越过有效阻尼区的临界点,造成失稳;另一方面,LCL型变换器正常运行,主电路参数小范围波动时,

收稿日期:2020-01-10;修回日期:2020-06-15

基金项目:国家重点研发计划项目(2018YFB0904700);山西省科技重大专项项目(20181102028);国网山西省电力公司科技项目(JYY051900401)

Project supported by the National Key Research and Development Program of China(2018YFB0904700), Shanxi Province Science and Technology Major Program(20181102028) and the Science and Technology Project of State Grid Shanxi Electric Power Company(JYY051900401)

馈系数。需要说明的是,图1所示的控制环节均是在s域中建立的,与后续讨论的z域模型相对应。控制电路中,采用双同步旋转坐标锁相环(DDSRF-PLL)以获得电网相位信息,即使在谐波电网或不平衡电网的情况下,也能精确锁相。电压外环和电流内环构成整个控制系统,且控制器均为PI控制器。为便于区分,电流环控制器用 G_i 表示。其中,PI控制器的表达式为:

$$G_{pi}(s) = k_p + k_i/s \quad (1)$$

其中, k_p 、 k_i 分别为PI控制器的比例、积分系数。

主电路与控制电路的相关参数如附录A表A1所示。表中, U_{grid} 为电网线电压; U_{pcc} 和 U_{dc} 分别为并网点电压和直流侧电压; k_H 和 ω_H 分别为HPF的增益和截止角频率; k_{pwm} 为变换器等效增益; f_{sw} 为开关频率; k_g 为电压前馈比例系数。本文采用直接电流前馈以改善控制系统的动态特性,即电压前馈系数为1。

附录A图A1为GCF单环阻尼控制策略的控制框图,根据文献[10]可知,其由控制级和功率级构成,图中 H_2 为HPF环节。与HPF环节串联的是由2个复数单元组成的相位校正器以保证系统的相位裕度^[11],表达式为:

$$H_2(s) = k_H s / (s + \omega_H) \quad (2)$$

$$H_{GCFS}(s) = -k_H s / (s + \omega_H) \quad (3)$$

式(2)为附录A图A1中 H_2 的传递函数,即为一阶HPF表达式;式(3)为 H_2 与附加相位补偿器级联后的传递函数,即为图1、2中的 H_{GCFS} 。

2 单环阻尼策略的阻抗模型分析

基于电网电流的单环阻尼策略的控制框图如图2所示。不难看出,任何有源阻尼策略都可以通过恒等变换至无源阻尼策略(由控制级推导至能量级),图中虚线为采用传统单环阻尼策略形成的回路,通过恒等变换,可得主电路中的等效阻抗模型,如实线所示。控制系统的延时主要由采样延时、控制器的计算延时、PWM延时构成,由于采样延时极短,可以忽略,故主要考虑后2类延时,定义 G_d 为采样和计算延时环节, G_{zoh} 为零阶保持延时环节,其表达式分别如式(4)和式(5)所示。

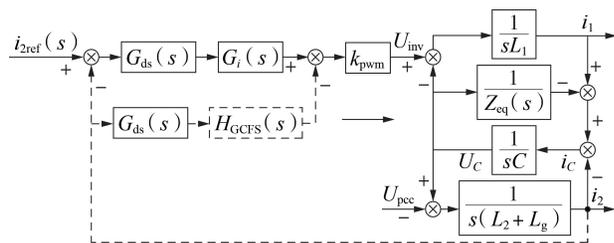


图2 基于电网电流的单环阻尼策略的控制框图

Fig.2 Control block diagram of single-loop damping strategy based on grid current

$$G_d(s) = e^{-T_s s} \quad (4)$$

$$G_{zoh}(s) = (1 - e^{-T_s s})/s \quad (5)$$

结合所有延时因素,可得整体延时环节如下:

$$G_{ds}(s) = G_d(s)G_{zoh}(s)/T_s = e^{-1.5T_s s} \quad (6)$$

根据自动控制理论,将控制策略(控制级)通过恒等变换可得到在主电路(功率级)中对应的虚拟阻抗,如图2所示,由虚线至实线即为转换过程。最终可得等效阻抗模型如式(7)~(9)所示。

$$Z_{eq}(s) = -\frac{sL_1L_2(s + \omega_H)}{k_{pwm}k_H} e^{-1.5T_s s} \quad (7)$$

$$\frac{1}{Z_{eq}(\omega)} = \frac{k_{pwm}k_H(\omega + j\omega_H)}{\omega L_1L_2(\omega^2 + \omega_H^2)} \times [\cos(1.5\omega T_s) - j\sin(1.5\omega T_s)] = \frac{1}{R_{eq}(\omega)} + j\frac{1}{X_{eq}(\omega)} = \text{Re}(\omega) + j\text{Im}(\omega) \quad (8)$$

$$\left\{ \begin{aligned} R_{eq}(\omega) &= \frac{\omega L_1L_2(\omega^2 + \omega_H^2)}{k_{pwm}k_H \sqrt{\omega^2 + \omega_H^2} \sin(1.5\omega T_s + \theta)} = \frac{\omega L_1L_2(\omega^2 + \omega_H^2)}{k_{pwm}k_H \sqrt{\omega^2 + \omega_H^2} g_R(\omega)} \\ X_{eq}(\omega) &= -\frac{\omega L_1L_2(\omega^2 + \omega_H^2)}{k_{pwm}k_H \sqrt{\omega^2 + \omega_H^2} \cos(1.5\omega T_s + \theta)} = -\frac{\omega L_1L_2(\omega^2 + \omega_H^2)}{k_{pwm}k_H \sqrt{\omega^2 + \omega_H^2} g_X(\omega)} \\ g_R(\omega) &= \sin(1.5\omega T_s + \theta) \\ g_X(\omega) &= -\cos(1.5\omega T_s + \theta) = \sin(1.5\omega T_s - \pi/2 + \theta) \\ \theta &= \arcsin \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_H^2}} = \arctan \frac{\omega}{\omega_H} \\ \omega &< \omega_H \end{aligned} \right. \quad (9)$$

从无源阻尼角度出发,等效阻抗中电阻为正值时利于抑制谐振,且由于等效电阻和电容为并联关系,抑制谐振的程度和电阻值呈负相关。由式(9)知, R_{eq} 、 X_{eq} 的正负取决于 g_R 、 g_X ,故有必要分析 g_R 、 g_X 的计算结果,如图3所示,具体分析结果见附录A表A2。

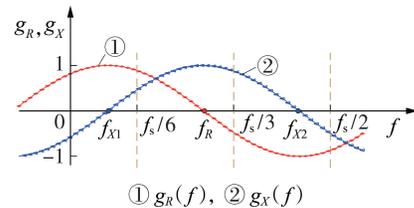


图3 计算结果

Fig.3 Calculative results

结合式(9)与附录A表A2可知, R_{eq} 和 X_{eq} 的正负间隔决定着有效阻尼区间。对于 g_R ,由三角函数可知其正区间应满足 $3\pi f/f_s + \theta \in [k\pi, (k+1)\pi]$ ($k=0, 2, 4, \dots$),则可得到f的范围。

当 $k=0$ 时, $f \in [-\theta f_s / (3\pi), f_s / 3 - \theta f_s / (3\pi)]$, 表示三角函数的最小正周期。同理, 对于 g_x , 其正区间应满足 $3\pi f / f_s + \theta - \pi / 2 \in [k\pi, (k+1)\pi] (k=0, 2, 4, \dots)$, 则可以推得 $f \in [(\pi/2 - \theta) f_s / (3\pi), (3\pi/2 - \theta) f_s / (3\pi)]$ 。当 $k=0$, 即 $f \in [f_s / 6 - \theta f_s / (3\pi), f_s / 2 - \theta f_s / (3\pi)]$ 时的结果见附录A表A3。

根据附录A表A2、表A3和图3可知, R_{eq} 的正区间为 $(f_s/6, f_s/3)$ 。由香农采样定理可知谐振频率 f_{res} 不大于奈奎斯特频率, 即 $f_{res} \in (0, f_s/2)$ 。因存在电网阻抗, f_{res} 可能会发生偏移以超过临界频率, 导致系统不稳定, 若落入不稳定区间 $f_{res} \in (f_s/3, f_s/2)$ 内, 有效阻尼区需要进一步拓宽。

3 单位延时反馈策略

3.1 单位延时反馈策略的原理

根据以上分析可知, 数字延迟会对控制策略产生复杂的影响。延迟环节的本质影响是使得谐振频率附近的相位减小。对于改善延时效应, 最直接的方法是在系统等效延时环节中串联一个超前滞后环节, 该环节的设计目标需要达到以下效果: 在缓解延时环节导致的相位滞后的同时保证低频增益。考虑上述因素, 本小节构造了单位延时反馈环节, 即本文所提策略。采用所提策略的GCF控制框图如图4所示, 为 z 域中的系统模型。图中, T_d 为传统延时模块; G_{id} 为采用单位延时反馈策略后的模块。

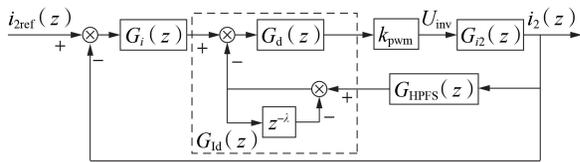


图4 采用所提策略的GCF控制框图

Fig.4 Control block diagram of GCF with proposed strategy

另外, 定义单位延时反馈环节的传递函数为 G_{df} , 如式(10)所示。所提策略与传统无单位延时的频域对比如图5所示。

$$G_{id}(s) = G_d(s)G_{df}(s) = e^{-1.5T_s s} \frac{1}{1 + e^{-\lambda s}} \quad (10)$$

图5为式(10)所对应的频域特性曲线, 图中3条曲线分别为反馈系数 λ 为0、1、2时的情况。通过调节反馈系数, 可以获得不同的延时缓解效果, 具体参数设计将在3.2节中介绍。可见所提策略与理论分析一致, 由延时导致的相位滞后得以改善, 有助于提高系统的稳定性。

3.2 采用所提策略后的阻抗模型

类似于第2节, 得到含有单位延时反馈的阻抗模型如式(11)~(15)所示。

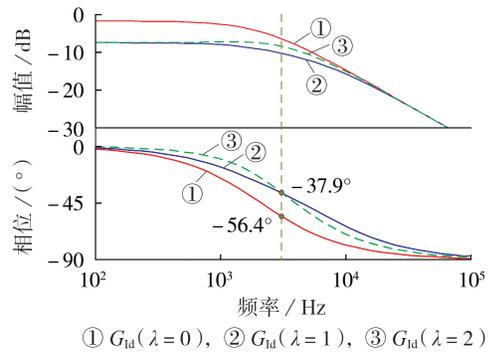


图5 含有单位延时反馈的延时环节的Bode图
Fig.5 Bode diagram of time-delay link with unit time-delay feedback

$$Z_{eq}(s) = -\frac{sL_1L_2(s + \omega_d)}{k_{pwm}k_H} \left[e^{1.5T_s s} + e^{(1.5-\lambda)T_s s} \right] \quad (11)$$

$$\left\{ \begin{aligned} R_{eq}(\omega) &= \frac{2\omega L_1L_2(\omega^2 + \omega_H^2)\cos(0.5\lambda\omega T_s)}{k_{pwm}k_H\sqrt{\omega^2 + \omega_H^2}\sin[(1.5 - 0.5\lambda)\omega T_s + \theta]} = \\ &= \frac{2\omega L_1L_2(\omega^2 + \omega_H^2)g_0(\omega)}{k_{pwm}k_H\sqrt{\omega^2 + \omega_H^2}g_R(\omega)} \\ X_{eq}(\omega) &= -\frac{2\omega L_1L_2(\omega^2 + \omega_H^2)\cos(0.5\lambda\omega T_s)}{k_{pwm}k_H\sqrt{\omega^2 + \omega_H^2}\cos[(1.5 - 0.5\lambda)\omega T_s + \theta]} = \\ &= \frac{2\omega L_1L_2(\omega^2 + \omega_H^2)g_X(\omega)}{k_{pwm}k_H\sqrt{\omega^2 + \omega_H^2}g_X(\omega)} \end{aligned} \right. \quad (12)$$

$$\left\{ \begin{aligned} g_0(\omega) &= \cos(0.5\lambda\omega T_s) \\ g_R(\omega) &= \sin[(1.5 - 0.5\lambda)\omega T_s + \theta] \\ g_X(\omega) &= -\cos[(1.5 - 0.5\lambda)\omega T_s + \theta] = \\ &= \sin[(1.5 - 0.5\lambda)\omega T_s - \pi/2 + \theta] \\ \theta &= \arcsin \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_H^2}} = \arctan \frac{\omega}{\omega_H}, \quad \omega < \omega_H \end{aligned} \right. \quad (13)$$

$$\left\{ \begin{aligned} f_{01}(k, \theta) &= (-0.5 + k)f_s, \quad f_{02}(k, \theta) = (0.5 + k)f_s \\ f_{R1}(k, \theta) &= \frac{k\pi - \theta}{2\pi}f_s, \quad f_{R2}(k, \theta) = \frac{(k+1)\pi - \theta}{2\pi}f_s \\ f_{X1}(k, \theta) &= \frac{-0.5\pi + k\pi - \theta}{2\pi}f_s \\ f_{X2}(k, \theta) &= \frac{0.5\pi + k\pi - \theta}{2\pi}f_s \end{aligned} \right. \quad (14)$$

$$\left\{ \begin{aligned} f_{01}(k, \theta) &= \left(-\frac{1}{4} + \frac{k}{2}\right)f_s, \quad f_{02}(k, \theta) = \left(\frac{1}{4} + \frac{k}{2}\right)f_s \\ f_{R1}(k, \theta) &= \frac{k\pi - \theta}{\pi}f_s, \quad f_{R2}(k, \theta) = \frac{(k+1)\pi - \theta}{\pi}f_s \\ f_{X1}(k, \theta) &= \frac{k\pi + 0.5\pi - \theta}{\pi}f_s \\ f_{X2}(k, \theta) &= \frac{(k+1)\pi + 0.5\pi - \theta}{\pi}f_s \end{aligned} \right. \quad (15)$$

其中, k 为三角函数的最小正周期, 以 $k=0$ 为例, 式

(14)对应下文图6(a)所示的工况,即 $\lambda = 1$,式(15)对应下文图6(b)和图6(c)所示的工况,即 $\lambda = 2$; f_{01} 、 f_{02} 分别为式(13)中 $g_0(\omega)$ 曲线过零点的值; f_{r1} 、 f_{r2} 分别为式(13)中 $g_r(\omega)$ 曲线过零点的值; f_{x1} 、 f_{x2} 分别为式(13)中 $g_x(\omega)$ 曲线过零点的值。事实上,仅从表示符号角度分析,上述表达式中 g_r 、 g_x 的物理意义具有一般性,分别为控制策略转化为虚拟阻抗时的虚拟电阻、虚拟电抗包含的延时项,与图3中相应的符号的物理意义相同;从计算结果角度分析, f_{r1} 、 f_{r2} 为 R_{eq} 的临界频率, f_{x1} 、 f_{x2} 为 X_{eq} 的临界频率。另外, g_0 为采用所提策略后推导出的派生项,其取值会影响有效阻尼区间的计算,但无实际物理意义。

与式(9)不同, R_{eq} 取值的正负由2个因素确定,即 $g_0(\omega)$ 和 $g_r(\omega)$ 。当选择不同的 λ 值时,上述结果也会不同。根据式(11)–(13),当 λ 单调变化时, $g_0(\omega)$ 和 $g_r(\omega)$ 的变化趋势相反,故 λ 的值不应取太大或太小以防止 R_{eq} 的值正负频繁变化。本文研究了 $\lambda=1$ 和 $\lambda=2$ 时的情况,当取其他值时, R_{eq} 的负值出现在 $f_s/4$ 以内,因此未讨论 λ 取其他值的情况,对应公式分别为式(14)、(15)。需要说明的是, $g_0(\omega)$ 或 $g_x(\omega)$ 中都存在一个临界频率,当 λ 的值太大或是太小时,该临界频率会变小, $g_0(\omega)$ 和 $g_r(\omega)$ 变化的2条曲线频繁交叉,将导致 R_{eq} 在特定区间内出现频繁的正负交替,减小了有效的正区间,即有效阻尼区间减小。

根据以上分析,可以得到当 $\lambda=1$ 、 $\lambda=2$ 时的 g_0 、 g_r 和 g_x 曲线如图6所示,相应的分析结果见附录A表A4—A6。

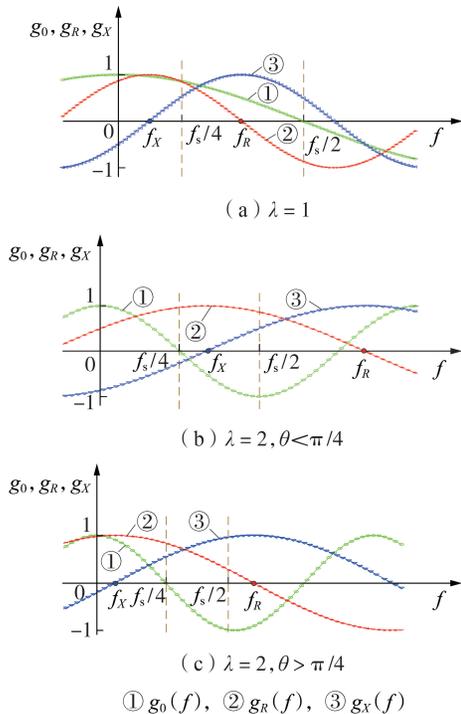


图6 当 $\lambda=1$ 、 $\lambda=2$ 时的 g_0 、 g_r 和 g_x 曲线
Fig.6 Curves of g_0 , g_r and g_x when $\lambda=1$ and $\lambda=2$

根据附录A表A4—A6和图6,当 $\lambda=1$ 时, R_{eq} 的正区间为 $(f_s/4, f_s/2)$;当 $\lambda=2$ 时,由于 $g_0(\omega)$ 、 $g_r(\omega)$ 和 $g_x(\omega)$ 每个区间的临界频率存在不确定性,必须讨论 θ 和 $\pi/4$ 之间的关系。当 $\theta < \pi/4$ 时, R_{eq} 的正区间为 $(0, f_s/3)$;当 $\theta > \pi/4$ 时, R_{eq} 的正区间为 $(0, f_s/4)$ 。根据以上分析, $\lambda=1$ 时 R_{eq} 的正区间更宽,相比于无该策略时拓宽了有效阻尼区,提高了整个控制系统的鲁棒性。

利用上述思路可得设计 λ 的一般方法。通过计算,本文选择 $\lambda=1$ 来减小数字延时对控制系统稳定性的负面影响,有效阻尼区拓宽至 $(f_s/4, f_s/2)$,将区间最大值拓宽至奈奎斯特频率,增强了系统鲁棒性,提升了对较大范围电网阻抗变换的适应能力。

4 案例分析

4.1 仿真结果

本文用MATLAB/Simulink+PLECS和dSPA-CE 1104来验证所提策略的有效性,相关参数见附录A表A1。由于电网阻抗中的电阻分量有利于谐振抑制,本文考虑情况最恶劣的情况,即电网阻抗 Z_g 为纯电感 L_g 。流过 L_1 、 C 和 L_2 的电流波形和频谱分析分别如图7(a)、(b)所示。可见流过 C 的电流极小,并且电流中包含的谐波次数主要是谐振频率和开关频率。

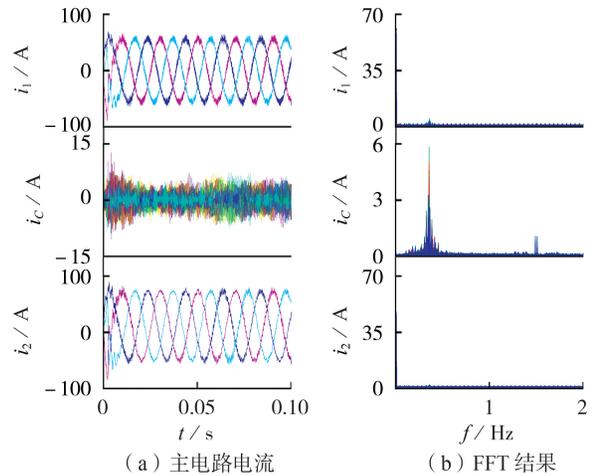


图7 流过 L_1 、 C 和 L_2 的电流波形及FFT分析结果
Fig.7 Current waveforms and their FFT results of L_1 , C and L_2

图8展示了采用传统策略(即GCF策略)和本文所提策略(即改进GCF策略)时的并网电流 i_g 波形。从图中可以看出,采用所提策略后系统具有更好的控制效果和动态特性,并网电流的总谐波畸变率(THD)保持在5%内。

考虑到电网的薄弱性,为进一步验证所提策略动态性能和参数设计的合理性,附录A图A2(a)、(b)分别展示了采用所提策略前、后的情况。可见当电流发生突变时,本文所设计的参数具有较好的动

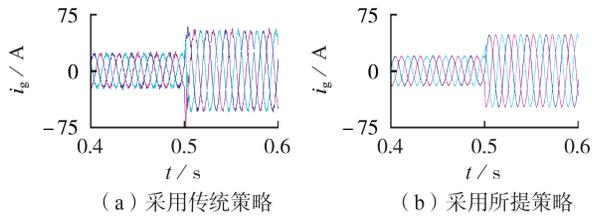


图8 采用传统策略和所提策略时的并网电流波形

Fig.8 Grid current waveforms when traditional strategy and proposed strategy are adopted

态性能和足够的带宽,从初始状态切换至最终状态仅需0.016 s。

电网阻抗变化时并网点电压、电流波形见图9,可通过图9验证电网阻抗变化时系统的并网鲁棒性。由图9(a)可知,所提策略在2 s时使能,显然采用所提策略极大地改善了并网电流波形;由图9(b)~(d)可知,随着电网阻抗增加,并网点电压的稳定性下降,THD急剧增加。然而,电网电流质量几乎不受影响,仍能稳定高效并网。此外,本文也将所提方法与传统即时采样方法进行了仿真对比,见附录B。

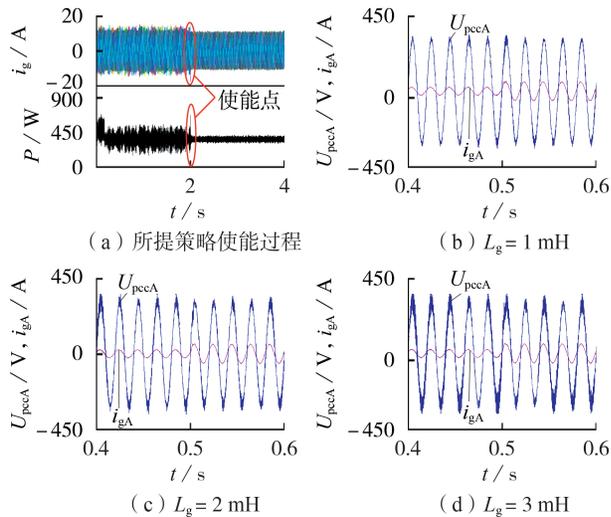


图9 电网阻抗变化时并网点的电压、电流波形

Fig.9 Voltage and current waveforms at PCC when grid impedance varying

4.2 实验结果

本文采用的实验平台如附录C图C1所示。本文的控制策略和算法通过dSPACE DS1104平台实现,非理想电网和直流电源分别由Chroma 61511和Chroma 62150H-1000模拟。利用LEM LV28-P和LEM LT208-S7/SP1采样并网点电压和电网侧电流。实验平台的开关管采用英飞凌生产的K75T60系列绝缘栅双极型晶体管(IGBT)。实验参数见附录C表C1。

交直流侧电压按 $U_{dc}/U_{grid}=700/380$ 的比例设置^[18]。图10为LCL型并网变换器正常运行时的并网波形图。图10(a)中,从上至下依次为并网电流、A相

并网电流的FFT、A相并网电压波形。可以看出当不采取阻尼措施时,并网电流畸变严重,谐振现象明显,且谐振频率约为3.35 kHz,与理论分析一致。图10(b)中,从上至下依次为电容电流、A相电容电流的FFT。由图10(b)可知,电容电流中的谐波含量主要以谐振频率次谐波为主,表明电容支路对谐振频率次谐波呈现高导纳特性。需要说明的是,实验模拟电网条件是通过Chroma可编程交流源和调压器共同实现的,电网阻抗对并网点电压有很大影响,尤其是当并网电流质量较差时,会加重并网点电压的畸变。

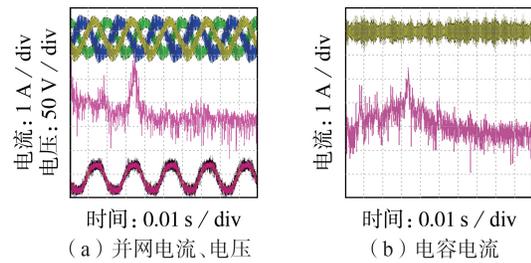


图10 并网电流、电压及电容电流波形

Fig.10 Waveforms of grid current, voltage and capacitance current

图11比较了采用传统策略和所提策略的并网电流和并网电压波形。可见采用传统GCF策略由于有效阻尼区较局限,并网电流质量较差,且有失稳的隐患;采用所提策略后,并网电流质量及稳定性得到明显改善,同时由于线路阻抗的存在,改善的电流使得并网电压波形也趋于正弦化,验证了所提策略有效、可行。

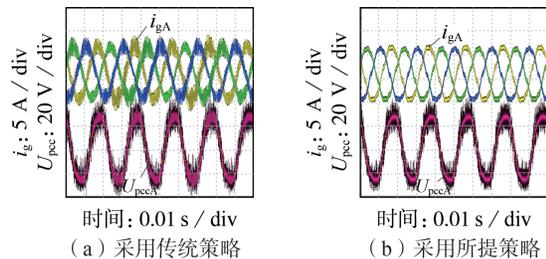


图11 采用传统策略和所提策略时的并网电压、电流波形

Fig.11 Grid voltage and current waveforms when traditional strategy and proposed strategy are adopted

同样地,为了验证电网阻抗不确定时变流系统的鲁棒性,类比图9,图12展示了相应的实验结果。其中图12(a)展示了所提单位延时反馈使能前后的并网电流、A相电压波形。可以明显看出当所提策略使能后,并网电流及电压的谐波显著降低,并网电能质量明显提升。图12(b)~(d)分别展示了采用不同电网阻抗时A相并网电流及A相并网点电压。由图可知,电网阻抗的增大恶化了并网点电压,而采用本文所提策略后,变换器仍以高质量电流并网,对由于阻抗不确定性导致的弱电网环境有较强的适应能力。

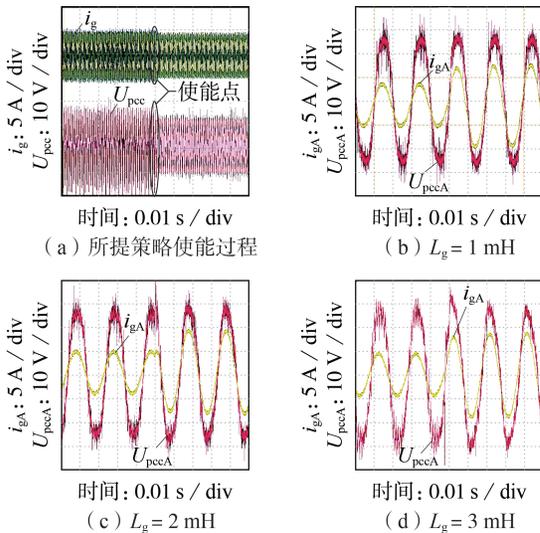


图12 电网阻抗变化时并网点电压、电流波形
Fig.12 Voltage and current waveforms at PCC when grid impedance varying

基于图12,进一步地,验证了电网阻抗变化时并网点电流、电压的动态响应,结果如图13和图14所示。图13(a)、(b)分别为 L_g 由3 mH切换至1 mH时并网电流、A相电压的局部波形图和整体波形图。可以看出电网薄弱程度会极大影响并网点电压,在电网参数动态变化时,并网电流波形仍然保持高度正弦化,证明采用本文所提策略有利于系统鲁棒性的提升。

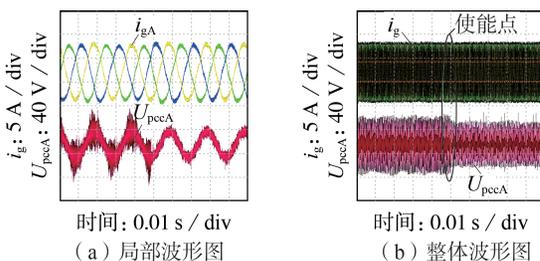


图13 L_g 由3 mH切换至1 mH时的并网点动态响应
Fig.13 Dynamic response of PCC when value of L_g switching from 3 mH to 1 mH

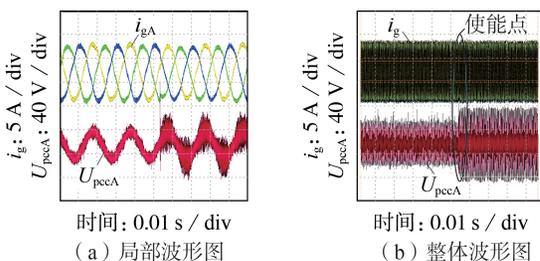


图14 L_g 由1 mH切换至3 mH时的并网点动态响应
Fig.14 Dynamic response of PCC when value of L_g switching from 1 mH to 3 mH

由实验结果可知,当电网阻抗变化时,本文所提控制策略呈现较强的鲁棒性和稳定性,同时保证了动态响应速度和并网电流质量,验证了上述理论分

析的正确性。

5 结论

电力系统的并网点电能质量决定了光伏、风机等分布式新能源能否友好、高效并网,而非线性负载、线路阻抗、变压器漏感、光伏等设备接入的位置会使并网点复杂化,呈弱感性,直接影响并网点电能质量,对并网逆变器正常运行的稳定性构成威胁。针对上述环境,本文以LCL型并网逆变器为研究对象,考虑弱电网因素及控制系统固有延时,在传统的LCL型并网逆变器阻尼策略的基础上提出一种单位延时反馈策略,该方法相比传统方法更为简单,容易实现,在继承传统策略的少传感器的优点下,拓宽了控制器的稳定域,增强了逆变器对复杂电网环节的适应能力,减小了延时导致控制系统相位滞后的不利影响,保障了高质量电流并网,提升了系统并网可靠性。同时,仿真和实验结果都验证了理论分析的有效性,对高渗透率新能源通过电力电子设备并入复杂电网环境时的性能优化具有一定的工程参考意义。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] LI Xiaoqiang, WU Xiaojie, GENG Yiwen. 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.
- [2] 方刚, 杨勇, 卢进军. 三相光伏并网逆变器电网高阻抗谐振抑制方法[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(2): 109-116. FANG Gang, YANG Yong, LU Jinjun. High-impedance resonance suppression method for three-phase photovoltaic grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(2): 109-116.
- [3] 韩刚, 蔡旭. 不平衡及畸变电网下并网逆变器的比例多谐振电流控制[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(11): 104-112, 119. HAN Gang, CAI Xu. Proportional multi-resonant current control of grid-connected converters in unbalanced and distorted power grids[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(11): 104-112, 119.
- [4] TANG Yi, POH C L, WANG Peng. Exploring inherent damping characteristic of LCL-filters for three-phase grid-connected voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1433-1443.
- [5] 李奕欣, 赵书强, 马燕峰, 等. 三相LCL型并网逆变器的阻抗建模及特性分析[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(7): 107-113. LI Yixin, ZHAO Shuqiang, MA Yanfeng, et al. Impedance modeling and characteristic analysis of three-phase LCL grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(7): 107-113.
- [6] 雷一, 赵争鸣, 鲁思兆. LCL滤波的光伏并网逆变器有源阻尼与无源阻尼混合控制[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(11): 23-27, 45. LEI Yi, ZHAO Zhengming, LU Sizhao. LCL-filtered photovoltaic grid-connected inverter active damping and passive damping hybrid control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(11): 23-27, 45.
- [7] 戴训江, 晁勤, 樊艳芳. 基于阻尼谐振的光伏并网逆变器谐波

- 补偿控制[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(1): 79-83, 94.
DAI Xunjiang, CHAO Qin, FANG Yanfang. Harmonic compensation control of photovoltaic grid-connected inverter based on damped resonance[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(1): 79-83, 94.
- [8] XIN Z, MATTAPELLIP, YAO W L, et al. Mitigation of grid-current distortion for LCL-filtered voltage-source inverter with inverter-current feedback control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 6248-6261.
- [9] PARKER S G, MCGRATH B P, HOLMES D G. Regions of active damping control for LCL filters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(1): 424-432.
- [10] XU J, XIE S, TANG T. Active damping-based control for grid-connected LCL-filtered inverter with injected grid current feedback only[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(9): 4746-4758.
- [11] WANG Qi, QIN Wenping, WANG Lei, et al. Enhanced robustness with damping interval widening strategy of LCL-type converter under weak grid condition[J]. Journal of Power Electronics, 2020, 20(2): 410-427.
- [12] TANG Y, LOH P C, WANG P, et al. Generalized design of high performance shunt active power filter with output LCL filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(3): 1443-1452.
- [13] WANG J, YAN J D, JIANG L, et al. Delay-dependent stability of single-loop controlled grid-connected inverters with LCL filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 743-757.
- [14] 杨东升, 阮新波, 吴恒. 提高LCL型并网逆变器电流控制性能的双采样模式实时运算方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(6): 1445-1454.
YANG Dongsheng, RUAN Xinbo, WU Heng. Double-sampling mode real-time operation method for improving current control performance of LCL grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(6): 1445-1454.
- [15] CORTES P, RODRIGUEZ J, SILVA C, et al. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1323-1325.
- [16] 周乐明, 杨苓, 陈燕东, 等. 降低谐振频率偏差和电网阻抗影响的单逆变器电流反馈谐振抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(15): 4490-4503, 4650.
ZHOU Leming, YANG Ling, CHEN Yandong, et al. Single-inverter current feedback resonance suppression method for reducing resonance frequency deviation and influence of grid impedance[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(15): 4490-4503, 4650.
- [17] 王祺, 秦文萍, 张宇, 等. 不平衡工况下新能源并网变换器韧性分析及优化控制[J/OL]. 电网技术. (2020-06-07)[2020-06-15]. <https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2020.0130>.
- [18] 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前馈控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 54-60.
WU Yunya, XIE Shaojun, KAN Jiarong, et al. Inverter-side current feedback LCL grid-connected inverter grid voltage feed-forward control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 54-60.

作者简介:



王祺

王祺(1991—),男,山西山阴人,博士研究生,主要研究方向为新能源并网技术与并网稳定性分析、微电网电能质量治理、复杂工况下高性能换流器的控制等(E-mail: 343366922@qq.com);

秦文萍(1972—),女,山西太原人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为电力系统运行与控制、电力系统继电保护等(E-mail: qinwenping1027@163.com)。

(编辑 李玮)

Robust current control strategy for LCL-type grid-connected converter based on additional unit time-delay feedback

WANG Qi¹, QIN Wenping¹, ZHANG Yu¹, DAI Wei¹, HAN Xiaoqing¹, XU Zhenbo², DONG Ran²

(1. Shanxi Key Laboratory of Power System Operation and Control, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China;

2. Economic and Technological Research Institute of State Grid Shanxi Electric Power Company, Taiyuan 030000, China)

Abstract: The resonance phenomenon generally exists during the operation of LCL-type grid-connected power electronic converters. The AD (Active Damping) approach is widely used because it does not require additional hardware cost and has relatively low active power loss. However, additional sensors are often required for control signal acquisition. An additional unit time-delay feedback robust current control strategy that only samples the grid-connected current is proposed. The impedance model of traditional single-loop AD strategy is established, and the limitations of the effective AD zone for traditional strategy are also analyzed. Then, considering the digital delay and weak grid, a control strategy based on additional unit time-delay feedback is proposed, which can alleviate the phase lag caused by the time-delay effect and expand the effective damping area. In addition, the proposed strategy can achieve AD without additional sensors. Compared with traditional strategy, the proposed strategy does not require hardware redesign and modulation improvement, and only reshapes the virtual impedance of the grid-connected converter from the perspective of control model. Furthermore, the parameters of the unit time-delay feedback link are designed in detail. When the LCL parameters and grid impedance change, the converter system can still maintain stability within the Nyquist frequency range, which improves the adaptability to complex power grid.

Key words: weak grid; digital control; LCL-type converter; robustness; stability

附录
附录 A

表 A1 主电路和控制电路的参数

Table A1 Parameters of main circuit and control circuit

参数	数值	参数	数值
U_{grid}	380V	k_p	0.1
L_1	0.8mH	k_i	0.3
L_2	0.8mH	k_H	0.08
C	5 μ F	ω_H	0.75 f_{res}
f_s	15kHz	T_s	1/ f_s
f_{sw}	15kHz	U_{dc}	700V
Z_g	1~3mH	f_{res}	3350Hz
k_{pwm}	$U_{dc}/2$	h_g	1

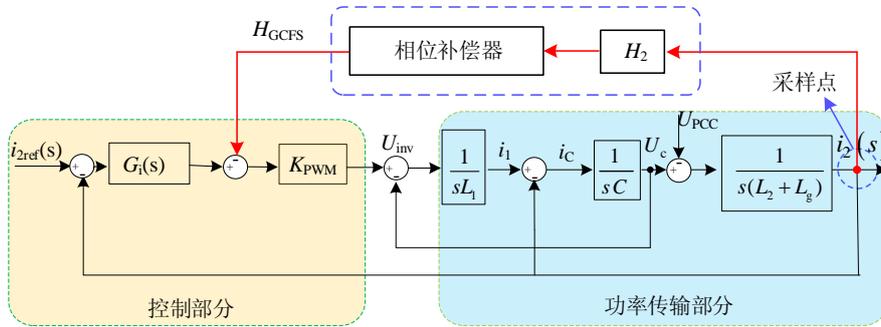


图 A1 GCF 单环阻尼控制策略

Fig.A1 Single-loop damping control strategy of GCF

表 A2 图 4(a)的分析结果

Table A2 Results of Fig.4(a)

频率区间	R_{eq}	X_{eq}	Z_{eq}	f_{res}
$(0, f_{x1})$	+	-	容性	↓
(f_{x1}, f_R)	+	+	感性	↑
(f_R, f_{x2})	-	+	感性	↑
$(f_{x2}, f_s/2)$	-	-	容性	↓

表 A3 式(9)的计算结果

Table A3 Results of Expression(9)

频率区间	T (周期)	正区间
g_R	$\frac{2\pi}{3f_s}$	$[\frac{-\theta f_s}{3\pi}, \frac{f_s}{3} - \frac{\theta f_s}{3\pi}]$
g_X	$\frac{2\pi}{3f_s}$	$[\frac{f_s}{6} - \frac{\theta f_s}{3\pi}, \frac{f_s}{2} - \frac{\theta f_s}{3\pi}]$

表 A4 $\lambda=1$ 时, 阻抗稳定区间的分析结果

Table A4 Analysis results of Z_{eq} with Fig.7, $\lambda=1$

频率区间	g_0	g_R	g_X	R_{eq}	X_{eq}	Z_{eq}	f_{res}
$(0, f_X)$	+	+	-	+	-	容性	↓
(f_X, f_R)	+	+	+	+	+	感性	↑
$(f_R, f_s/2)$	+	+	+	-	+	感性	↑

表 A5 $\lambda=2, \theta < \pi/4$, 阻抗稳定区间的分析结果

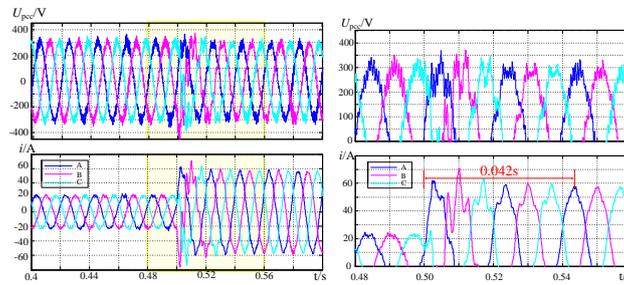
Table A5 Analysis results of Z_{eq} with Fig.8(a), $\lambda=2, \theta < \pi/4$

频率区间	g_0	g_R	g_X	R_{eq}	X_{eq}	Z_{eq}	f_{res}
$(0, f_s/4)$	+	+	-	+	-	容性	↓
$(f_s/4, f_x)$	-	+	-	-	+	感性	↑
$(f_x, f_s/2)$	+	+	+	-	+	感性	↑

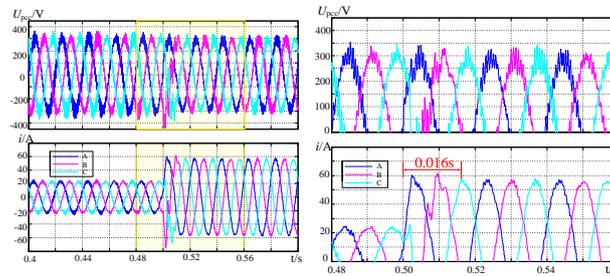
表 A6 $\lambda=2, \theta > \pi/4$, 阻抗稳定区间的分析结果

Table A6 Analysis results of Z_{eq} with Fig.8(b), $\lambda=2, \theta > \pi/4$

频率区间	g_0	g_R	g_X	R_{eq}	X_{eq}	Z_{eq}	f_{res}
$(0, f_x)$	+	+	-	+	-	容性	↓
$(f_x, f_s/4)$	+	+	+	+	+	感性	↑
$(f_s/4, f_s/2)$	-	+	+	-	-	容性	↓



(a)未采用改进 GCF 策略时的动态响应



(b)采用改进 GCF 策略后的动态响应

图 A2 采用改进 GCF 策略后的变换器并网电流动态响应

Fig.A2 Dynamic performance of GCF with designed parameters

附录 B 本文所提方法与传统即时采样法的对比分析

以下通过案例，证明本文所提方法的优越性，以传统方法中的即时采样为例（以下称为传统策略），做对比。

案例 1: 理想电网情况下，并网电流及电压波形。

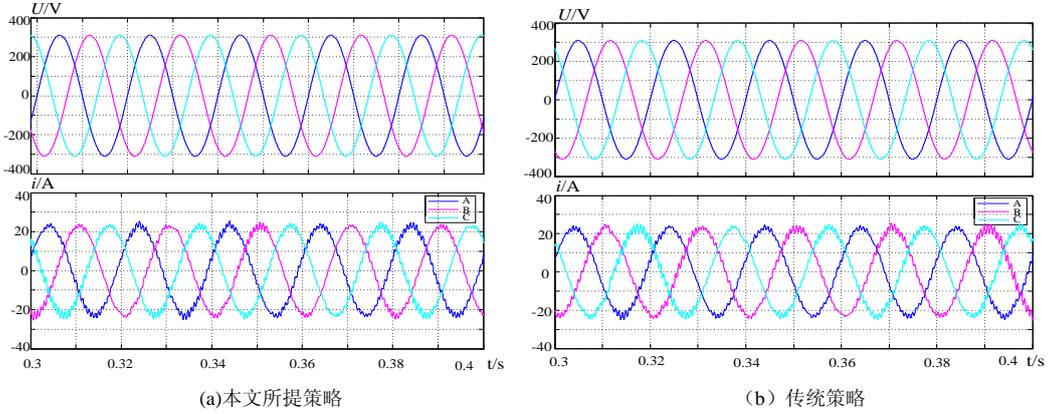


图 B1 案例 1 结果

Fig.B1 Results of Case 1

案例 2: $Z_g=1\text{mH}$ 时，并网电流及电压波形。

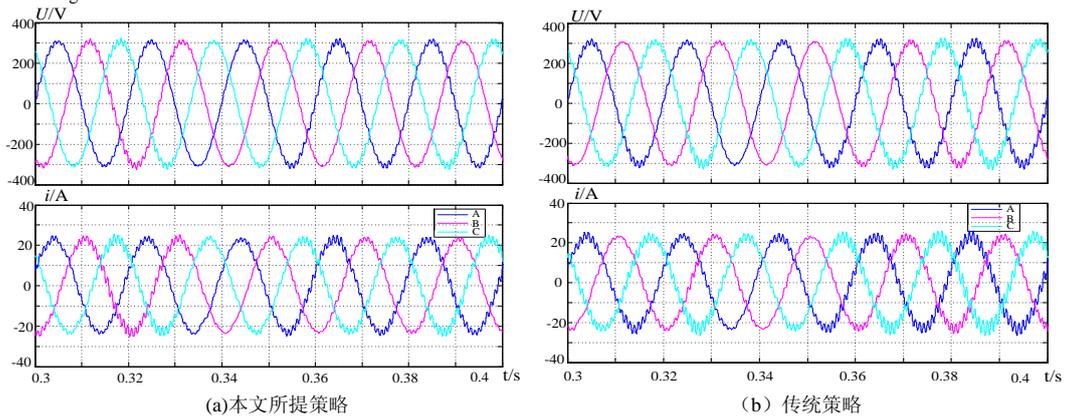


图 B2 案例 2 结果

Fig.B2 Results of Case 2

案例 3: $Z_g=3\text{mH}$ 时，并网电流及电压波形。

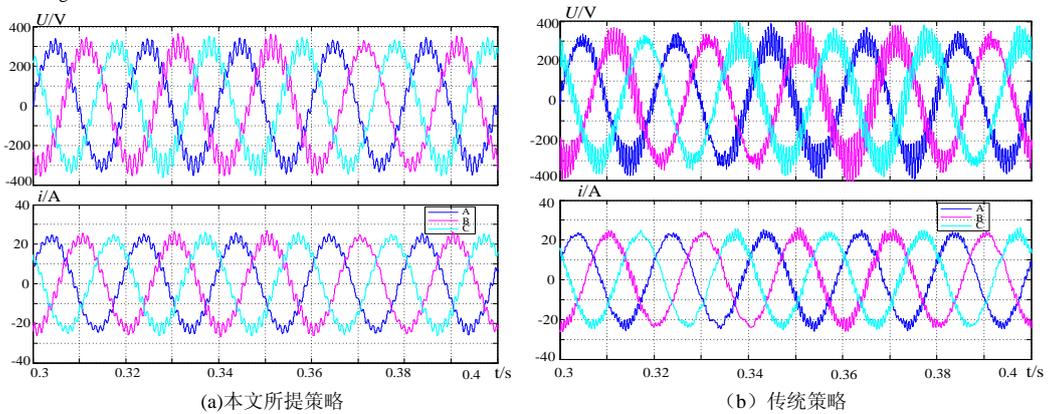


图 B3 案例 3 结果

Fig.B3 Results of Case 3

案例 4: $Z_g=5\text{mH}$ 时, 并网电流及电压波形。

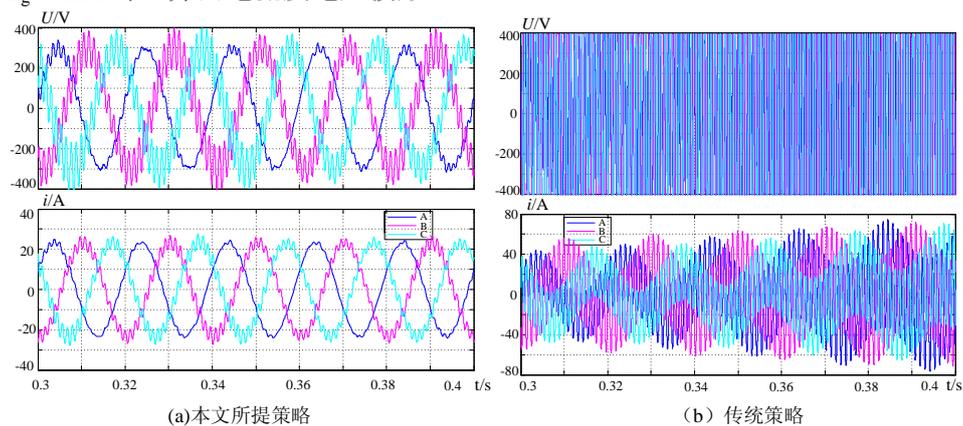


图 B4 案例 4 结果

Fig.B4 Results of Case 4

从上述对比不难看出, 当电网阻抗大范围变化时, 本文所提策略表现出更强的鲁棒性, 在电网阻抗 5 mH 时, 传统策略已经开始失稳, 并由于电网阻抗的存在, 并网点电压受到严重影响。采用本文所提策略后, 虽然随着电网的薄弱程度加剧, 并网电能质量降低, 但仍能保证电流稳定入网。

附录 C

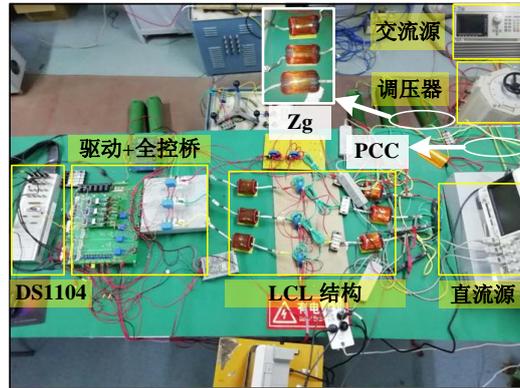


图 C1 硬件实验平台

Fig.C1 Experimental setup to validate proposed strategy

表 C1 实验硬件参数

Table C1 Parameters of experiment

参数	数值	参数	数值
U_{grid}	380/9V	k_p	0.1
L_1	0.8mH	k_i	0.3
L_2	0.8mH	k_H	0.08
C	5 μ F	ω_H	0.75 f_{res}
f_s	15kHz	f_{res}	3350Hz
f_{sw}	15kHz	U_{dc}	700/9V
Z_g	0~3mH	k_{pwm}	$U_{\text{dc}}/2$