

引文格式:黄均伟,晁武杰,邓超平,等.一种基于新能源并网的LCL型逆变器有源阻尼控制策略[J].太原理工大学学报,2026,57(2):253-263.

HUANG Junwei, CHAO Wujie, DENG Chaoping, et al. Active damping control strategy of LCL inverter based on renewable energy grid-connection[J]. Journal of Taiyuan University of Technology, 2026, 57(2):253-263.

一种基于新能源并网的LCL型逆变器有源阻尼控制策略

黄均伟^{1,2}, 晁武杰^{1,2}, 邓超平^{1,2}, 戴立宇^{1,2}, 林民鑫³, 金涛³

(1. 国网福建省电力有限公司电力科学研究院, 福建 福州; 2. 福建省智能电网保护与运行控制重点实验室, 福建 福州; 3. 福州大学 电气工程与自动化学院, 福建 福州)

摘要:【目的】在海上风电系统中,采用LCL型滤波器的并网逆变器具有衰减高频电流谐波的能力,在面对由复杂电网背景引入的谐波电流畸变时,需要采取有效策略进行抑制。针对此问题提出一种将PI控制器更改为比例谐振及谐波补偿控制器的有源阻尼方法,提升谐波抑制效果的同时减少了传感器的使用。【方法】首先,分析了所提逆变器侧电感电流反馈结合谐波补偿的AD控制策略下的传递函数和等效电路;其次,推导并验证了该策略的参数设计方法;最后,通过Matlab/Simulink仿真和所搭建的实验平台验证了所提策略的有效性。【结果】仿真与实验结果表明,该方法在刚性电网与弱电网条件下均具有较好的有源阻尼谐振抑制性能和谐波消除能力,同时减少了传感器的使用数量。

关键词:分布式电网;LCL型滤波器;背景谐波;有源阻尼

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A

DOI: 10.16355/j.tyut.1007-9432.20240882

文章编号: 1007-9432(2026)02-0253-11

Active Damping Control Strategy of LCL Inverter Based on Renewable Energy Grid-Connection

HUANG Junwei^{1,2}, CHAO Wujie^{1,2}, DENG Chaoping^{1,2}, DAI Liyu^{1,2}, LIN Minxin³, JIN Tao³

(1. State Grid Fujian Electric Power Research Institute, Fuzhou, Fujian, China; 2. Fujian Key Laboratory of Smart Grid Protection and Operation Control, Fuzhou, Fujian, China; 3. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou, Fujian, China)

Abstract: 【Purposes】Grid-tied inverters with LCL-type filters play a crucial role in offshore wind power systems. They can eliminate high-frequency current harmonics, thus ensuring that the power quality complies with grid-connection standards. Considering it is difficult to eliminate harmonic current distortions introduced by complex grid completely, effective strategies are necessary for their suppression. In this paper, an active damping (AD) method that replaces the PI controller with a proportional resonant (PR) and harmonic compensation controller to suppress background harmonics in the power grid, which not only enhances the suppression effect, but also reduces the reliance on sensors. 【Methods】First, the transfer functions and equivalent circuits under the proposed AD con-

收稿日期:2024-12-11;修回日期:2025-01-08

第一作者:黄均伟,工程师,(E-mail)632575220@qq.com

通信作者:金涛,教授,博士生导师,主要从事智能电网相关技术,新能源电力电子技术、电力系统稳定性分析与控制、测试技术与信号处理等研究,(E-mail)745972580@qq.com

trol strategy were analyzed, which combines inverter-side inductance current feedback with harmonic compensation. Second, the parameter design method for this strategy was derived and verified. Finally, the effectiveness of the proposed strategy was validated through Matlab/Simulink simulations and by constructing an experimental platform. **【Results】**Simulation and experimental results demonstrate that this method can effectively realize good performances of harmonic elimination and active damping resonance suppression with both stiff and weak grid conditions, while reducing the number of sensors used.

Keywords: distributed power grid; LCL filter; background harmonics; active damping

近年来,随着全球对绿色、低碳能源需求的不断增加,以风能和光能为主的新能源得到工业界和社会的广泛关注。其中,并网逆变器作为连接新能源电能输出与交流电网的关键设备,对推动新能源的发展具有关键的作用。特别是在海上风电领域,随着技术的进步和规模的扩大,并网逆变器的性能和可靠性直接关系到整个风电场的发电效率和电网接入的稳定性^[1]。

在新能源并网技术中,影响电能质量的一个关键因素是电网中含有的背景谐波分量。为抑制谐波,具有良好高频谐波衰减能力的LCL型滤波器已被广泛应用在并网逆变器与电网的连接中,成为提升电能质量的重要手段^[2]。然而,对于高频段噪声,传统LCL滤波器可能出现谐振问题。一种抑制谐振的可行方案是在LCL滤波器中增加阻尼设计。传统阻尼方法,如被动阻尼(PD)技术,通过添加阻尼装置(如电阻、电感等)来实现谐振抑制。然而,这种方法虽然简单直接,但会引入额外的能量损耗,影响系统整体效率。有源阻尼(AD)技术在不增加额外硬件装置的条件下,即可实现谐振的抑制。由于没有引入额外器件,AD技术也不会带来变换器功率损耗增大、运行效率降低等问题。

目前,国内外学者针对有源阻尼谐振抑制,已提出了两类控制方法。第一类方法为前向通道串联校正法^[3-5],通过在系统前向回路中串联陷波滤波器以补偿谐振峰。根据文献[3]的分析可知,当系统采用单电流闭环控制策略时,它本身就具备了抑制谐振尖峰的能力,但如果增益系数值设定得过高,它会在高频范围内产生较大的增益,这会降低系统对高频干扰的抵御能力。对此文献[4]中提出一种基于傅里叶分析的陷波器自调试设计方法,减小了陷波器调频难度,但该设计计算量大,实际应用中存在一定困难。文献[5]提出一种基于数字陷波滤波器的主动阻尼设计方法,通过将陷波频率设计在远离标称谐振频率的位置,以承受谐振漂移,

从而提高了系统鲁棒性。然而,串联校正方法中的陷波器参数设计复杂,在实际工程应用中存在一定的限制。

第二类有源阻尼技术为基于状态变量的反馈方法。目前国内外文献已提出基于电容电流、电容电压、网侧电流、逆变侧电流及多状态组合的谐振抑制技术。通过采集这些状态变量,并引入反馈环路对输出量,即变换器控制量进行校正,从而实现谐振抑制。然而,上述反馈量的采集通常需添加额外的传感器^[6]。文献[7]指出,在数字控制环境下,电容电流比例反馈可能会在采样频率的六分之一处导致系统稳定性问题。为了解决这一问题,文献[8]提出了一种改进的电容电流反馈有源阻尼策略,它能有效扩展系统的稳定范围,尽管其阻尼环节参数设计相对复杂。如文献[9]采用谐波线性化方法,提出结合电容电流反馈与串联超前校正的附加有源阻尼设计方法,抑制了中低频谐振,但对高频谐波抑制效果有限;文献[10]提出一种可以抑制由电网电压引起的并网电流失真的电容电压全反馈方法,但二阶微分的引入一定程度上影响了系统稳定性;文献[11]提出基于网侧电流反馈的有源阻尼设计方法,但所提方法中的延时补偿系数在不同电网阻抗下需重新选择,因此,其难以适用于电网电压畸变及阻抗变化迅速的工况;文献[12]提出一种满足输出阻抗超宽范围变化的控制策略,以解决网侧电流反馈方案在弱电网下对电网阻抗变化敏感的问题,但该策略下系统响应速度变慢,对高频信号的跟踪能力较差。文献[13]提出一种可以完全消除电网电压畸变影响的多状态组合反馈的控制策略,但过多的状态量也为反馈环路设计带来一定挑战。文献[14]提出了一种最优阻尼因子搜索方法,简化了AD控制器的设计,并实现系统鲁棒性的提升,但该方法低频增益不足,不利于并网控制。

为解决上述问题,本文基于文献[14]提出一种逆变侧电感电流反馈附加比例谐振+谐波补偿的

有源阻尼(Proportional Harmonic-compensation Inverter Current Feedback Active Damping, PHICFAD)控制策略。首先,分析了电网背景谐波对逆变器的影响,并对比分析了现有的AD和PD谐振抑制策略的特性;其次,通过对系统传递函数和等效电路的推导与分析,进一步计算PHICFAD方法下的反馈增益函数,并给出该方法下参数优化设计方法;最后,搭建了一套基于LCL型滤波器的两电平三相逆变器实验平台,验证所提策略的有效性。

1 并网逆变器阻尼控制及谐波抑制

1.1 并网逆变器有源阻尼模型推导

图1所示为电压源型逆变器(VSI)通过LCL型滤波器接入电网的系统结构与控制系统图。理想效果下,忽略逆变器侧电感 L_1 、网侧电感 L_2 、滤波电容 C 电网阻抗 L_g 的等效串联电阻,使所有PD均为零。其中 $L_T=L_2+L_g$ 。

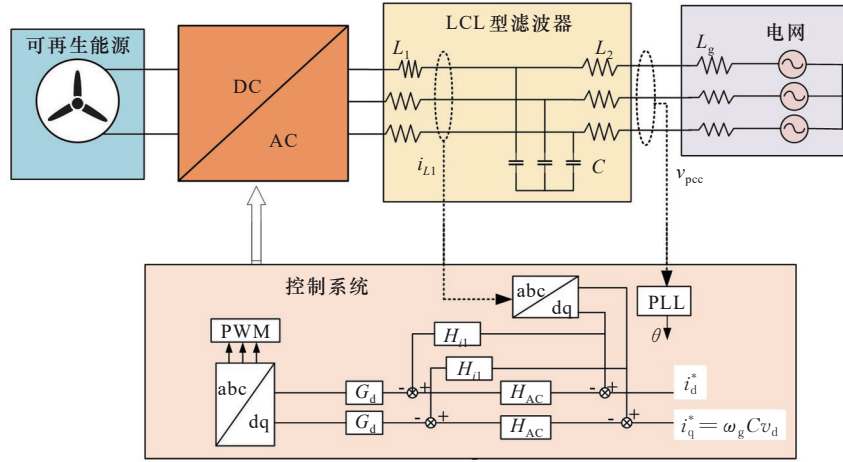


图1 并网逆变系统结构

Fig.1 Grid-connected inverter system structure

公共耦合点(PCC)电压被用于同步和抑制背景谐波,逆变器侧电流被用于调节输出功率并为AD提供定义为 H_{il} 的控制器。 ω_r 为LCL型滤波器的谐振角频率,如式(1)。同步旋转坐标系下的三相系统采用比例谐振(PR)+谐波补偿(HC)控制器 $H_{AC}(s)$ 跟踪参考电流,如式(2)。计算和脉宽调制过程会导致1个半采样周期的延迟应用同步采样模式时控制系统前向路径,如式(3):

$$\omega_r = \sqrt{(L_1 + L_T) / L_1 L_T C}. \quad (1)$$

$$H_{AC}(s) = G_{pr}(s) + G_{hc}(s). \quad (2)$$

$$G_d(s) = e^{-1.5sT_s}. \quad (3)$$

推导出LCL型并网VSI的控制框图如图2(a)所示,其中 K_{PWM} 为逆变器增益。考虑到网侧电流稳定性是评估PHICFAD方法性能的一个基本准则,逆变器侧反馈电流被网侧电流和电容电流之和代替,如图2(b)所示。由于 $H_{AC}(s)$ 的谐振环节只影响其谐振点频率附近的系统频率特性,对高频段的影响可以忽略不计,因此将 i_c 的反馈节点从 $H_{AC}(s)$ 的输入移动到 $H_{AC}(s)$ 的输出,如图2(c)所示。将LCL型滤波器看作一个整体,可以得到图2(d)。

逆变器电压 v_{inv} 到电容电流 i_c 的传递函数如式

(4)所示。逆变器电压 v_{inv} 到网侧电流 i_{L2} 的传递函数如式(5)所示。基于图2(d)推导出开环增益表达式 $T(s)$ 如式(6)。逆变器输出电压至网侧电流的开环传递函数 $G_{LCL_AD}(s)$,如式(7)所示。

$$G_{ic}(s) = \frac{s}{L_1(s^2 + \omega_r^2)}. \quad (4)$$

$$G_{iL2}(s) = \frac{1}{L_1 L_T C s(s^2 + \omega_r^2)}. \quad (5)$$

$$T(s) = \frac{H_{AC} K_{PWM} G_d G_{iL2}}{1 + K_{PWM} G_d (H_{il} G_{iL1} + K_p G_{ic})}. \quad (6)$$

$$G_{LCL_AD}(s) = \frac{G_{iL2}}{1 + K_{PWM} G_d (H_{il} G_{iL1} + K_p G_{ic})}. \quad (7)$$

1.2 电网背景谐波抑制分析

HC具有不影响PR控制器的动态,只对特定次数谐波作出反应的特性。并且,PR技术可以成功地用于电网变流器应用中的电流控制,其要求是使电流与恒定的电网频率同步,并补偿低次谐波。因此PR+HC控制器适合LCL型并网逆变器AD控制。以下是PR+HC控制器公式:

$$G_{pr}(s) = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_o^2}. \quad (8)$$

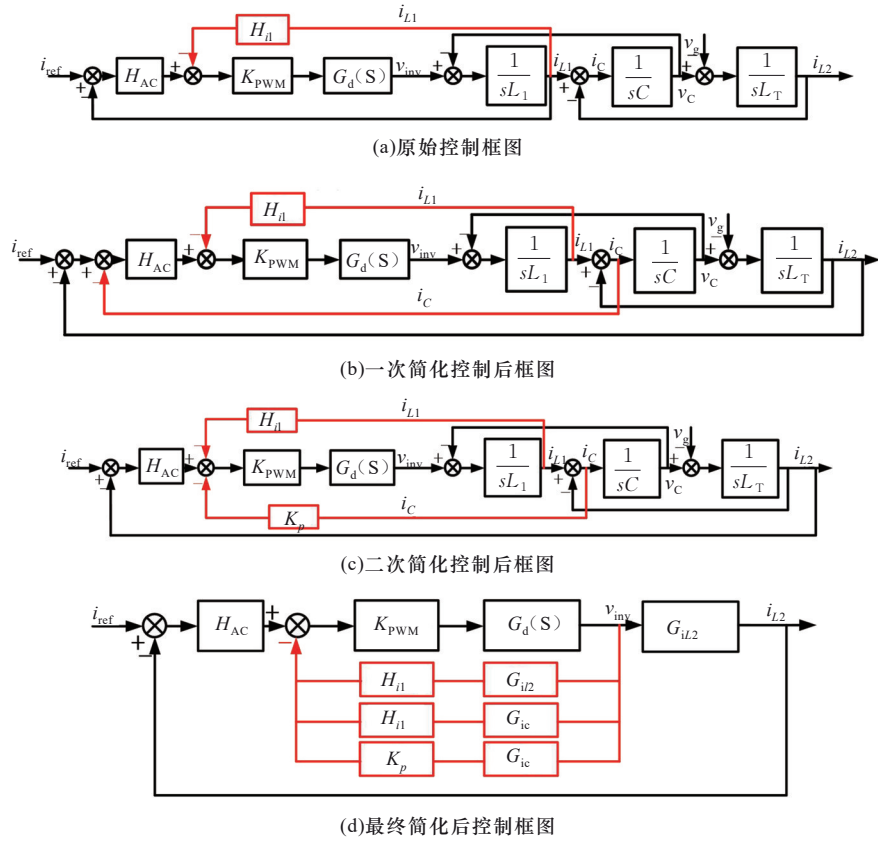


图 2 控制框图简化

Fig.2 Simplification control block diagram

$$G_{hc}(s) = \sum_{a=3,5,7,9} K_{ah} \frac{s}{s^2 + (\omega_a \cdot h)^2} \quad (9)$$

$$H_{AC} = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_o^2} + \frac{K_{ih} \cdot s}{s^2 + (2\pi \cdot 150)^2} + \frac{K_{ih} \cdot s}{s^2 + (2\pi \cdot 250)^2} + \frac{K_{ih} \cdot s}{s^2 + (2\pi \cdot 350)^2} + \frac{K_{ih} \cdot s}{s^2 + (2\pi \cdot 450)^2} \quad (10)$$

式(8)为PR控制器的传递函数,其中 K_p 为比例系数; K_i 为基波谐振项的积分增益; $\omega_o = 2\pi f_o$, ω_o 为基波角频率, f_o 为基波频率即50 Hz。式(9)为HC控制器的传递函数,它是由若干个谐振项组成的, K_{ih} 为谐波补偿谐振项的积分增益, a 为谐波补偿次数, h 为谐波的次数,其中 $a=h$ 。取 $K_p=0.4$, $K_i=300$, $K_{ih}=300$ 时式(10)谐波补偿函数 H_{AC} 的Bode图如图3所示。

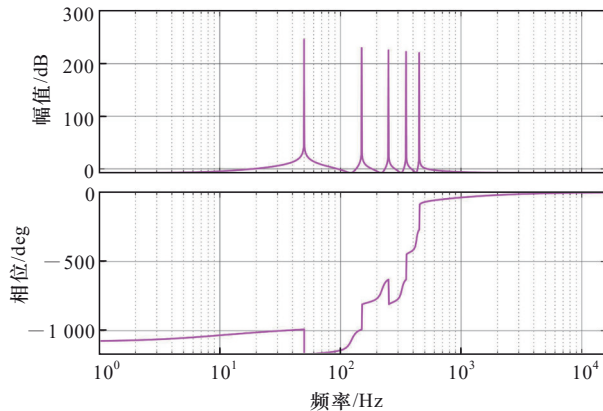


图 3 谐波补偿函数 Bode 图

Fig.3 Bode diagram of harmonic compensation function

1.3 无源阻尼传递函数分析

在 LCL 型滤波器中的滤波电容上串联电阻或滤波电感上并联电阻可以引入阻尼,但可能导致滤波器低频增益下降、高频衰减性能减弱等问题。为解决上述问题,图4展示了一种滤波电容与电阻器并联拓扑,其等效开环传递函数如式(11)所示,该拓扑在实现有效阻尼的同时避免了引入电阻带来的问题。因此,为了对比无源阻尼与有源阻尼方法,本文首先对该并联拓扑进行了分析。

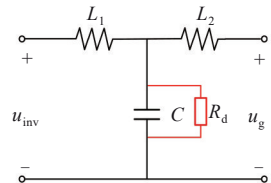


图 4 LCL 型滤波器 PD 等效结构

Fig.4 LCL filter PD equivalent structure

$$G_{LCL_PD}(s) = \frac{1}{L_1 C L_T s^3 + (L_1 L_T / R_d) s^2 + (L_1 + L_T) s} \quad (11)$$

其中 R_d 为阻尼电阻。进一步,可计算得滤波器的阻尼系数 ζ 为:

$$\zeta = \frac{1}{2CR_d\omega_r} = \frac{1}{\sqrt{\frac{4R_d^2(L_1+L_T)C}{L_1L_T}}} \quad (12)$$

结合(12), (11)可简化为:

$$G(s) = \frac{1}{L_1CL_Ts} \frac{1}{s^2 + 2\zeta\omega_r s + \omega_r^2} \quad (13)$$

2 PHICFAD 闭环控制策略设计

2.1 PHICFAD 法的等效电路设计

将式(4)和式(5)代入式(7)可得:

$$G_{LCL_AD}(s) = 1/[G_d K_{PWM}(H_{i1} + K_p)L_T C s^2 + L_1 L_T C s^3 + (L_1 + L_T)s] \quad (14)$$

所提PHICFAD方法引入两种不同类型的阻尼机制来改善性能,分别是固有阻尼和附加阻尼。其中,固有阻尼通过比例增益 K_p 进行调节,它直接影响系统的自然响应速度和振荡特性,而附加阻尼则通过 ζ 实现,提供了一种主动阻尼作用。为了使PHICFAD方法与并联逆变器电容的阻尼系统具有相同的动态特性,需要对PHICFAD方法进行调整以匹配两个系统的极点位置,使式(11)和式(14)的分母相等。为了简化描述,定义固有阻尼和附加阻尼之和为 K ,其与等效阻尼电阻 R_d 间的关系可表示为:

$$R_d = \frac{\omega_r}{K_{PWM}K} \quad (15)$$

式(15)是在不考虑时间延迟的条件下推导,当引入时滞因素时,系统的传递函数会受到影响。在式(14)的分母二次项系数引入指数项,会改变系统开环极点的位置分布。因此,可以将带有时滞的传递函数等效为一个包含虚拟阻抗的模型用 $Z_{eq}(s)$ 来表示:

$$Z_{eq}(s) = \frac{R_d}{e^{-1.5sT_s}} \quad (16)$$

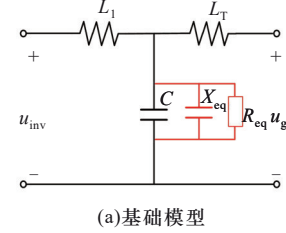
将 $s=j\omega$ 代入式(16)并展开指数项表达式即可得到 $Z_{eq}(j\omega)$:

$$R_{eq}(\omega) = \frac{R_d}{\cos(1.5\omega T_s)} \quad (17)$$

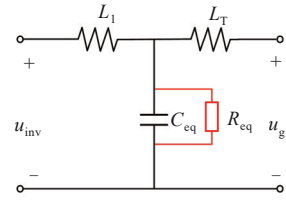
$$X_{eq}(\omega) = \frac{R_d}{\sin(1.5\omega T_s)} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} Z_{eq}(s) &= R_{eq}(\omega)/jX_{eq}(\omega) \\ &= \frac{R_d}{[\cos(1.5\omega T_s) - j\sin(1.5\omega T_s)]} \end{aligned} \quad (19)$$

由此,可以将原电路转换为一个如图5(a)所示的等效电路。进一步将 X_{eq} 与 C 合并,可得简化的推导模型,如图5(b)所示。其中电容器的等效电容 C_{eq} 可以根据公式(20)来计算。同时,该等效电路的谐振频率 ω'_r 可以用公式(21)来表示。



(a)基础模型



(b)推导模型

图5 PHICFAD方法单相等效电路

Fig.5 PHICFAD method single-phase equivalent circuit

$$C_{eq}(\omega) = \frac{jX_c / jX_{eq}}{\omega} = \frac{C}{1 - \omega C X_{eq}} \quad (20)$$

$$\omega'_r = \sqrt{\frac{L_1 + L_T}{L_1 L_T C_{eq}}} \quad (21)$$

将(20)代入(21)得到等效容抗计算式:

$$X_{eq}(\omega'_r) = \frac{\omega_r^2 - \omega_r'^2}{\omega_r^2 \omega'_r C} \quad (22)$$

$$\zeta = \frac{1}{2C_{eq}R_{eq}\omega'_r} \quad (23)$$

结合(11)和(12)可得出阻尼系数 ζ 及开环传递函数 $G_{LCL}(s)$ 的表达式(24)且(12)与(24)表明这两个表达式等价。

$$G_{LCL}(s) = \frac{1}{L_1 C_{eq} L_T s^3 + L_1 L_T / R_{eq} s^2 + (L_1 + L_T)s} \quad (24)$$

2.2 控制效果优化

进一步将式(15)和式(18)代入式(22)可以推导出:

$$K = \frac{(L_1 + L_T)\omega'_r \omega_r}{L_1 L_T K_{PWM}(\omega_r^2 - \omega_r'^2) \sin(1.5\omega T_s)} \quad (25)$$

其中 ω'_r 为等效电路下的谐振频率。将式(15)、(17)、(18)和(20)代入(24)可以推导出总阻尼增益下的阻尼系数表达式,其值反映了阻尼效果。因此, $\zeta_{\omega'_r}$ 应取正值且尽可能大,这将使谐振峰形状更

平缓。

$$\zeta(\omega_r) = \frac{(K_{\text{PWM}} K \sin(1.5\omega_r' T_s) - \omega_r C \omega_r') \cos(1.5\omega_r' T_s)}{2\omega_r C \omega_r'} \quad (26)$$

图 6 为根据式(26)和表 1 中的系统参数推导出不同 L_g 条件下的阻尼系数 ζ 与系统总增益 K 之间的关系图。

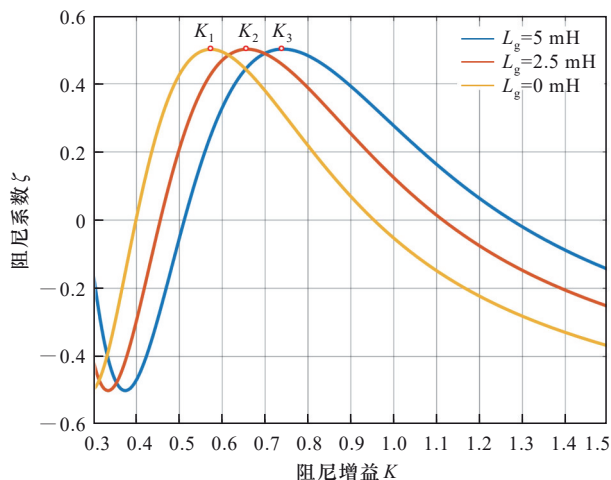


图 6 不同电网下阻尼系数与 K 的关系图

Fig.6 Relationships of damping coefficient and K within different power grids

表 1 系统参数

Table 1 System parameters

参数	值
直流侧电压 U_{dc}/V	700
电网相电压 u_x/V	220
逆变增益 K_{PWM}	200
开关频率 f_{sw}/kHz	5
采样频率 f_s/kHz	10
逆变侧电感 L_1/mH	3
网侧电感 L_2/mH	1.5
滤波电容 $C/\mu\text{F}$	29
电网阻抗 L_g/mH	0/2.5/5

根据所提出的控制器设计方法,由式(26)可知,当 $L_g=0\text{ mH}$ 、 $K_1=0.5666$ 时最优阻尼系数 $\zeta_1=0.5009$;当 $L_g=2.5\text{ mH}$ 、 $K_2=0.6553$ 时,最优阻尼系数 $\zeta_2=0.5009$;当 $L_g=5\text{ mH}$ 、 $K_3=0.7363$ 时,最优阻尼系数 $\zeta_3=0.5009$ 。可知,电网阻抗不同,最优阻尼系数 ζ 相同,并且阻尼系数 ζ 随着总阻尼增益 K 的变化呈现出相似的趋势:在较低的阻尼增益水平下,系统可能会进入一个不稳定的负阻尼区域;当逐渐增加总阻尼增益 K 时,系统将达到一个理想的最优阻尼状态。但是,如果 K 值继续增加超过这一最优点,系统的总阻尼会开始下降。因此,可以定义,当阻尼系数 ζ 大于零且小于最优阻尼系数

0.5009 时,系统处于欠阻尼状态;当阻尼系数 ζ 位于零附近,系统处于临界阻尼状态。通过分析图 6,可以确认在各种不同的电网条件下,都存在着这一恒定的最优阻尼系数 $\zeta=0.5009$ 。

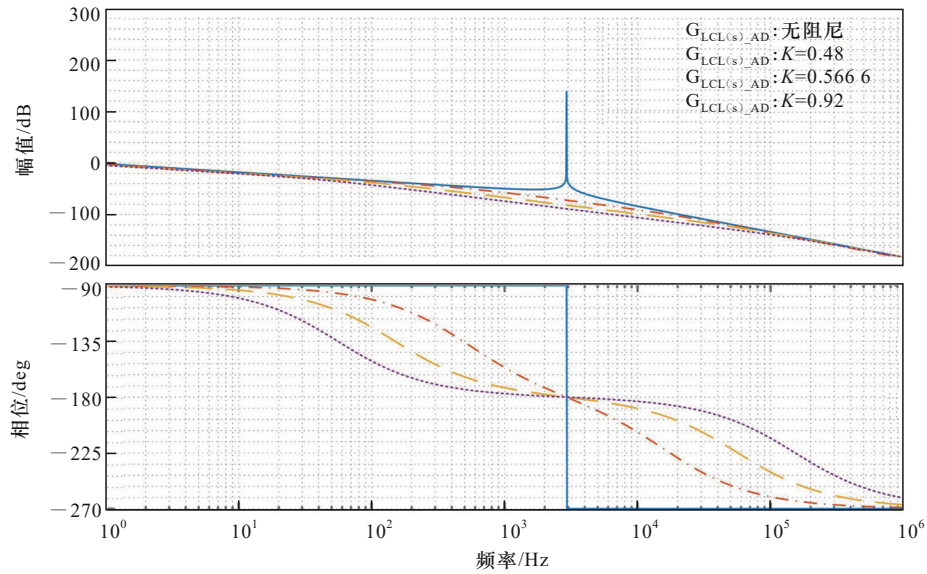
当 $L_g=0\text{ mH}$ 时,由式(24)可绘制出无阻尼、总阻尼增益 K 为 0.48、0.5666 和 0.92 四种情况下系统开环传递函数的伯德图,如图 7 所示。从图 7 中可以看到,在使用 PHICFAD 控制策略后, LCL 型滤波器的谐振得到了有效抑制。此外,从幅频曲线中可以看到,系统在不同阻尼增益情况下高频谐波的抑制效果也有所不同。当总阻尼增益低于其最优值 0.5666 时,系统在高频部分即使处于欠阻尼状态也能有效抑制高频谐波。而随着总阻尼增益的增加,系统在高频段的衰减能力增强,这意味着高频谐振更容易被抑制。然而,一旦总阻尼增益超过了最优值,尽管系统仍能在欠临界阻尼区域对高频谐波进行抑制,但其衰减能力却会随之降低。从相频曲线中可以看到,随着总阻尼增益 K 逐渐接近其最优值,系统相频曲线将不再出现穿越 -180° 的情况。

因此,由内奎斯特稳定判据可知,当系统的总阻尼增益 K 接近最优值,相角裕度的增加有助于确保系统具有良好的稳定性,且这种稳定性可以直观地通过幅值裕度的大小来评估。

2.3 稳定性分析

在电网实际运行过程中,其阻抗参数的变动对系统的稳定性有着显著影响。以刚性电网为例,从图 6 中可以看出,当 $L_g=0.0\text{ mH}$,随着电网的感抗增加, K 稳定阈值也随之增大,其欠阻尼增益的适用范围也随之扩大,而 ζ 的最优值则没有变化。值得注意的是,当系统的阻尼系数参数调整至最优时,系统的幅值裕度仍然保持在正值,这充分证明了在刚性电网环境下,本文提出的方法能够确保系统的稳定运行。

为了验证本文所提出的方法在弱电网环境下同样表现良好,绘制了当系统电感 L_g 分别为 0、2.5、5.0 mH 以及 9.0 mH 时,电网参数从刚性状态过渡到弱电网状态下的系统开环伯德图,如图 8 所示。通过对这些不同电感值下的 Bode 图进行比较分析,可以观察到随着电网电感的增加,原本尖锐的 LCL 谐振峰变得更加平滑,这说明系统的阻尼系数有所提升,因此对谐振现象的抑制效果得到了加强。同时,当电网条件由刚性向弱电网转变时,系统在低频范围内的增益逐渐下降,表现为截止频率和穿越频率的减小。尽管如此,系统的幅值裕度 GM 始终保

图7 $L_g=0$ mH时不同 K 值下PHICFAD方法开环伯德图Fig.7 Open-loop Bode plots of the PHICFAD method with different K values when $L_g=0$ mH

持在正值,根据奈奎斯特稳定判据,可以得出结论,即使在弱电网条件下,系统仍然能够实现稳定的并

网运行。由此可见,在弱电网环境下,该方法依然能够确保系统拥有较大的稳定裕度。

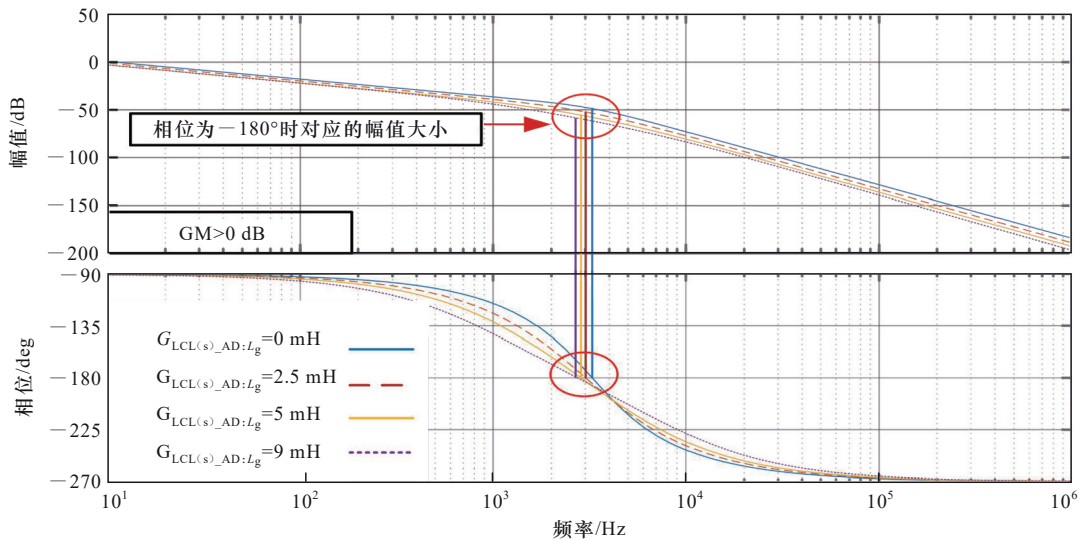


图8 不同电网条件下系统开环伯德图

Fig.8 Open-loop Bode plots of the system with different grid conditions

3 仿真实验

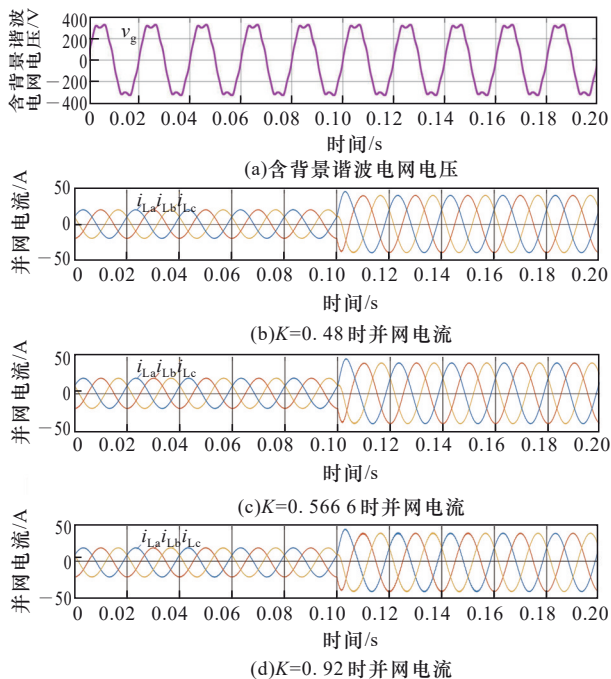
本文利用 Matlab/Simulink 软件搭建 LCL 型并网逆变器的仿真模型,根据表1所提供的系统参数进行了参数设置。实验对并网电流在0.1 s时从20 A突增至40 A进行模拟,并记录在不同电网阻抗 $L_g=0,5$ mH条件下的并网电压和电流的波形,其中 K 分别选取理论最优增益、小于和大于最优增益的两组 K 值,仿真波形如图9、10所示。

3.1 刚性电网验证

图9(a)为含背景谐波电网电压波形图,图9

(b)、(c)、(d)为电网阻抗 $L_g=0$ mH, K 分别为0.48、0.5666、0.92时 PHICFAD 方法仿真结果,表2总结了不同电网阻抗参数下并网电流谐波含量。

从仿真波形与并网电流谐波含量对比可以看到,PHICFAD方法在刚性电网环境下实现最佳控制效果的增益参数是0.5666。在此参数下,该方法能够有效地控制并网电流的质量,使得从0.06 s以及0.16 s开始的一周期内的谐波含量分别为1.12%和0.54%,从而保持了总谐波含量在较低水平。同时,通过调整阻尼增益 K 的值,进一步观察到,当 $K=0.48$ 时,即阻尼增益偏小处于欠阻尼状

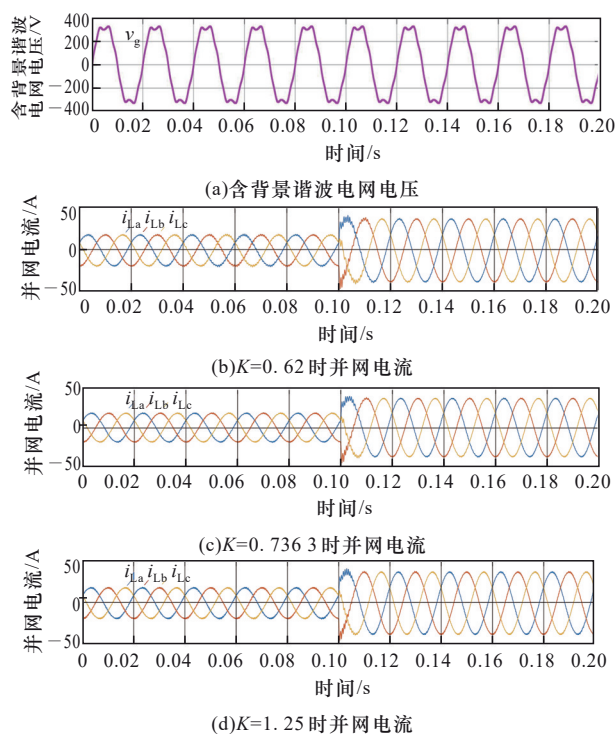
图9 电网阻抗 $L_g=0$ mH 时不同 K 工况下的仿真波形Fig.9 Simulation waveforms with different K values when $L_g=0$ mH

态,谐波含量略有上升至 1.17% 和 0.73%;而当 $K=0.92$ 时,即阻尼增益偏大处于临界阻尼状态,谐波含量进一步增加至 1.52% 和 1.25%。这一变化趋势表明,随着 K 的增大,谐波含量经历了先减小后增大的过程,这与不同阻尼增益所对应的不同阻尼系数分析相符,并且所有这些参数设置都能够满足并网运行的实际需求。

3.2 $L_g=5$ mH 的弱电网验证

图 10(a) 为含背景谐波电网电压波形图。图 10(b)、(c)、(d) 为电网阻抗 $L_g=5$ mH, K 分别为 0.62、0.736 3、1.25 时 PHICFAD 方法仿真结果。

通过对图 10(b)、(c)、(d) 和表 2 综合分析,可以得出 PHICFAD 方法在 $L_g=5$ mH 的弱电网环境下实现最佳控制效果的增益参数是 0.736 3。在此参数下,该方法能够有效地控制并网电流的质量,使得从 0.06 s 以及 0.16 s 开始的一周期内的谐波含量分别为 2.65% 和 1.23%,从而保持了总谐波含量在较低水平。同时,通过调整阻尼增益 K 的值,进一步观察到,当 $K=0.62$ 时,即阻尼增益偏小处于欠阻尼状态,谐波含量略有上升至 2.91% 和 1.25%;而当 $K=1.25$ 时,即阻尼增益偏大处于临界阻尼状态,谐波含量进一步增加至 3.34% 和 1.41%。这一变化趋势表明,随着 K 的增大,谐波含量经历了先减小后增大的过程,这与不同阻尼增益所对应的不

图 10 电网阻抗 $L_g=5$ mH 时不同 K 工况下的仿真波形Fig.10 Simulation waveforms with different K values when $L_g=5$ mH

同阻尼系数分析相符,并且所有这些参数设置都能够满足并网运行的实际需求。表 2 不同电网阻抗参数下谐波含量。

表 2 不同电网阻抗参数下并网电流谐波含量

Table 2 Harmonic contents of grid current with different grid impedance parameters

电网阻抗参数	K	THD (20A)	THD (40A)
$L_g=0$ mH(刚性电网)	0.48	1.17%	0.73%
	0.566 6	1.12%	0.54%
	0.92	1.52%	1.25%
$L_g=5$ mH(弱电网)	0.62	2.91%	1.25%
	0.736 3	2.65%	1.23%
	1.25	3.34%	1.41%

4 实验验证

为验证所提控制策略的有效性,搭建了基于 LCL 型滤波器的两电平三相并网逆变器实验平台,如图 11 所示。实验平台包括主电路、驱动电路、LCL 型滤波器、采样板等部分。其中三相并网逆变器的额定功率为 5 kW,采用的控制芯片为 STM32G474。为提升控制系统的响应速度,采样频率设置为开关频率的两倍^[15]。其他实验参数如表 3 中所示。为确保理论分析与所设计的方案在刚

性电网和弱电网接入情况下的准确性和实用性,分别在 $L_g=0\text{ mH}$ 和 $L_g=5\text{ mH}$ 工况下进行实验验证。

其中电网背景谐波电压的次数为 5、7、9 次谐波,对应的幅值 11 V、6.6 V、4.4 V。

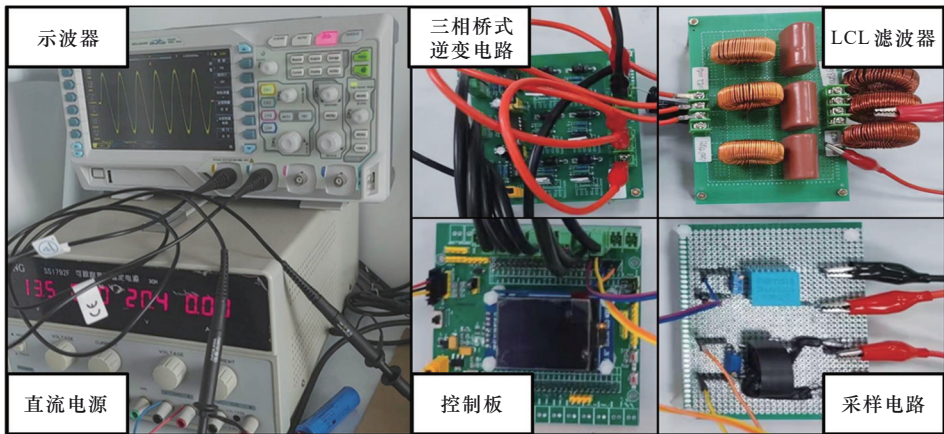


图 11 实验平台
Fig.11 Experimental platform

表 3 实验参数
Table 3 Experimental parameters

参数	值
直流侧电压 U_{dc}/V	130
电网线电压有效值 u_x/V	315
电网电流 I/A	3/6
电感 L_1/mH	4.5/4.5
电感 L_2/mH	1.8/0.0
电容 $C/\mu\text{F}$	29/3.5
开关频率 f_{sw}/kHz	5
采样频率 f_s/kHz	10
调制深度 M	0.9

4.1 刚性电网实验验证

首先在刚性电网下对逆变器进行测试,即 $L_g=0\text{ mH}$ 。保持 $H_{AC}(s)$ 恒定,即 $K_p=0.3$,为了证明 $K=0.5666$, $\zeta=0.5009$ 为最优值,测试了两组参考实验,即欠阻尼情况 $K=0.48$,临界阻尼情况 $K=0.92$ 。同时,通过改变电流参考值从 3 A 到 6 A 来评估系统的动态性能。当 $K=0.48$ 时,如图 12(b) 所示, $K=0.92$ 时,如图 12(d) 所示,虽然谐波与图 12(c) 所比较大,但也在允许范围内。

4.2 $L_g=5\text{ mH}$ 的弱电网实验验证

其次,在 $L_g=5\text{ mH}$ 下进行实验。电流调节器与针对 $L_g=0\text{ mH}$ 设计的电流调节器相同,共测试三组实验,即最优阻尼增益 $K=0.7363$ 、欠阻尼情况 $K=0.62$ 和临界阻尼情况 $K=1.25$ 时电流参考值从 3 A 到 6 A 来评估系统的动态性能。如图 13 (b)、(c)、(d) 所示,波形与图 12(c)、(b)、(d) 类似。因此,所提出的 PHICFAD 方法具有良好的鲁棒性,控制参数无需实时更新。此外, $L_g=5\text{ mH}$ 电网下的

电流纹波比刚性电网下电流纹波大,可能是由于滤波器配置不匹配造成的。

根据样机实验和表 3 的数据分析,可以得出结论:在刚性电网条件下,本文所提出的方法能够有效地实现恒定电流和变电流的并网操作,并且系统表现出优秀的动态响应和稳态性能。然而,在弱电网环境中,阻尼增益如果选择不当的,比如欠阻尼或临界阻尼,系统的并网电流质量会受到影响,导致稳定性降低。尽管如此,当采用最佳阻尼增益时,系统在一个周期内就能恢复良好的并网电流波形,并显著减少谐波含量,从而确保了稳定的并网运行。

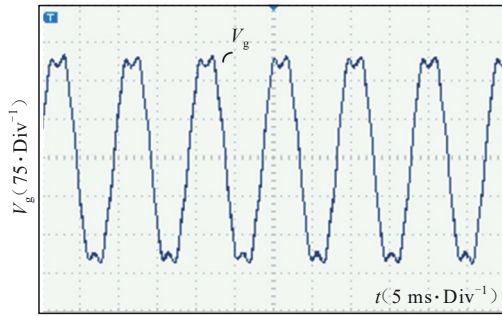
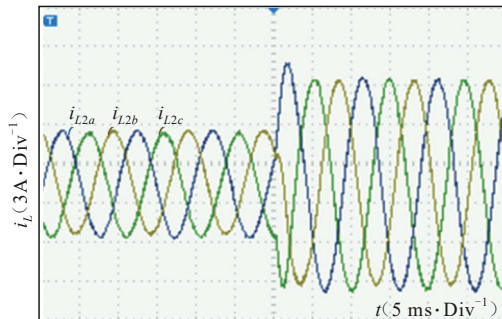
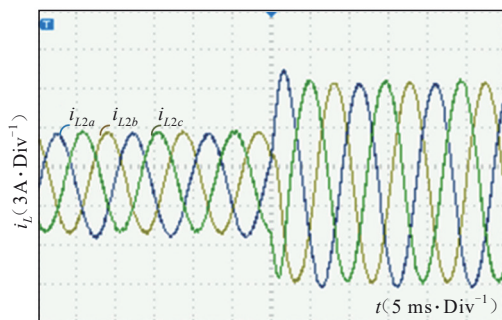
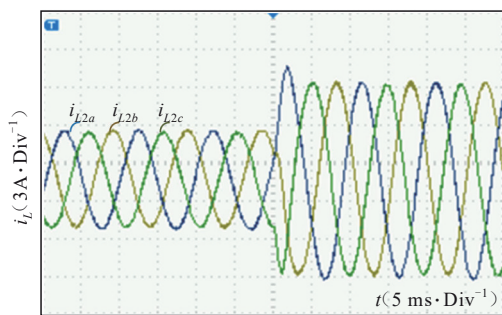
从表 4 可以看出,当电网阻抗参数较小时,谐波含量总体较低。当电网阻抗参数较大时,谐波含量总体较高。但总体趋势是先降低后增加,证明了所提方法的有效性。因此,在设计和选择电网时,应考虑电网的阻抗参数,以减少谐波的影响。

表 4 不同电网阻抗参数下并网电流谐波含量
Table 4 Harmonic contents of grid current with different grid impedance parameters

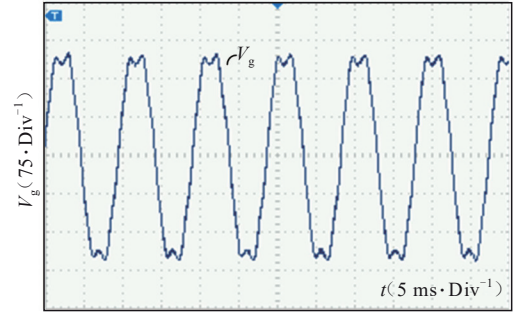
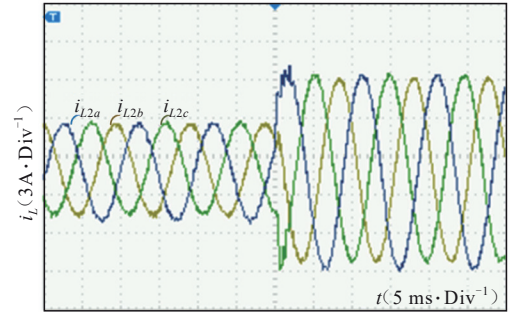
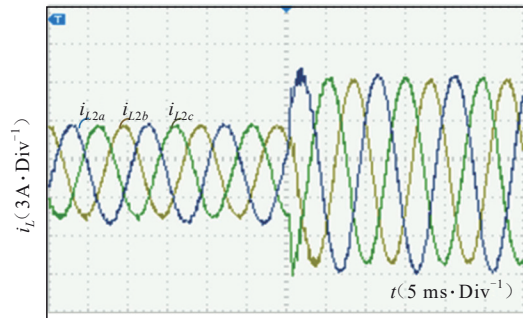
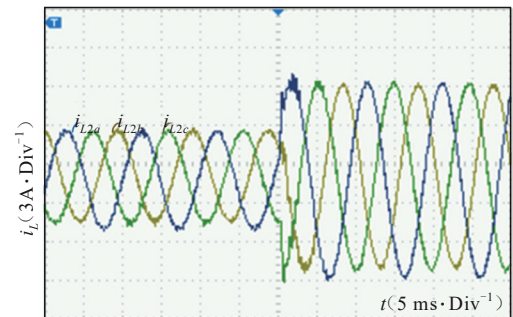
电网阻抗参数	K	THD(20A)	THD(40A)
$L_g=0\text{ mH}$	0.48	1.69%	0.83%
	0.5666	1.45%	0.74%
	0.92	2.67%	1.82%
$L_g=5\text{ mH}$	0.62	3.31%	1.78%
	0.7363	2.98%	1.52%
	1.25	3.74%	1.92%

5 结论

本文针对三相两电平 LCL 型并网逆变器存在

(a) 电网电压 V_g (b) $K=0.48$ 时并网电流(c) $K=0.5666$ 时并网电流(d) $K=0.92$ 时并网电流图 12 $L_g=0$ mH 时不同 K 工况下的实验波形Fig.12 Experimental waveforms with different K values when $L_g=0$ mH

谐振峰影响并网逆变器稳定性,并且在电网背景谐波的影响下,并网电流质量很难保证的问题,提出一种通过逆变侧电感电流反馈增加 PR+HC 控制器的并网电流控制策略。经过对现有的谐振抑制方法进行分析,揭示了 AD 和 PD 谐振抑制方法各自固有的特性。基于 AD 谐振抑制方案,通过构建 AD 和 PD 的等效模型,得到最优有源阻尼增益 K ,进而

(a) 电网电压 V_g (b) $K=0.62$ 时并网电流(c) $K=0.7363$ 时并网电流(d) $K=1.25$ 时并网电流图 13 $L_g=5$ mH 时不同 K 工况下的实验波形Fig.13 Experimental waveforms with different K values when $L_g=5$ mH

得到最优有源阻尼系数 ζ 。从仿真结果可得,所提出的控制方法直接控制逆变侧电流,受电网谐波影响小,可生成高质量并网电流,具有更宽范围取值的控制参数。实现了并网逆变器的注入功率控制、过流保护以及谐振抑制功能。通过仿真与实验,验证该方法在刚性电网与弱电网都可以具有优越的表现。

参考文献:

- [1] 李玉龙,杨明,杨倬,等.抑制谐波谐振的并网逆变器机侧电流反馈的CVFAD设计方法[J].电力系统保护与控制,2023,51(18):125-136.
LI Y L, YANG M, YANG Z, et al. Design method for CVFAD of grid-connected inverter inverter-side current feedback with harmonic resonance suppression[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(18): 125-136.
- [2] 郑嘉龙,杨鸽,陈开宇,等.LCL型多逆变器并网系统谐振研究综述[J].电力系统保护与控制,2022,50(21):177-186.
ZHENG J L, YANG G, CHEN K Y, et al. An overview on resonance for a multiple LCL-type inverter grid-connected system[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(21): 177-186.
- [3] 解宝,李萍宇,苏建徽,等.弱电网下光伏并网逆变器的数字 H_{∞} 鲁棒控制器设计[J].太阳能学报,2023,44(2):353-360.
XIE B, LI P Y, SU J H, et al. Design of digital H_{∞} robust controller for photovoltaic grid-connected inverter in weak grid[J]. Acta Energaie Solaris Sinica, 2023, 44(2): 353-360.
- [4] 杨明,刘铠源,陈扬洋,等.基于PI-Lead控制的永磁同步电机双环位置伺服系统[J].电工技术学报,2023,38(8):2060-2072.
YANG M, LIU K Y, CHEN Y Y, et al. Permanent Magnet Synchronous Motor Dual-Loop Position Servo System Based on PI-Lead Control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(8): 2060-2072.
- [5] YAO W L, YANG Y H, ZHANG X B, et al. Design and analysis of robust active damping for LCL filters using digital notch filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017 32(3): 2360-2375.
- [6] 梁文科,苏淑靖,梁东飞,等.一种逆变器并网电流采集与过流检测方法[J].电子测量技术,2021,44(13):11-16.
LIANG W K, SU S J, LIANG D F, et al. A method of current acquisition and overcurrent detection for grid-connected inverter[J]. Electronic Measurement Technology, 2021, 44(13): 11-16.
- [7] CAI P, WU X, YANG Y, et al. Analysis and design of robust LLCL-Type filters for grid-tied applications with capacitor-current active damping[C]//2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-EC-CE Asia), 南京, 2020.
- [8] 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 Z H, XIAO X Y, MA J P, 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.
- [9] 王渝红,叶葳,宋瑞华,等.基于阻抗分析法的三相LCL型并网逆变器附加有源阻尼设计[J].高电压技术,2021,47(8):2645-2656.
WANG Y H, YE W, SONG R H, et al. Design of Additional active damping for three-phase lcl grid connected inverter based on impedance analysis method[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2645-2656.
- [10] ZHANG H, RUAN X B, LIN Z H, et al. Capacitor voltage full feedback scheme for LCL-type grid-connected inverter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021 36(3): 2996-3006.
- [11] 贺诗明,熊健.基于牛顿插值的LCL型并网逆变器机侧电流反馈延时补偿策略[J].电网技术,2020,44(12):4766-4772.
HE S M, XIONG J. Time delay compensation based on newton interpolation for inverter-side current feedback of lcl-type grid-tied inverter[J]. Power System Technology, 2020, 44(12): 4766-4772.
- [12] 边志维,何远彬,吴圆圆,等.一种提高LCL型并网逆变器无源性及抗扰性的网侧电流控制策略[J].中国电机工程学报,2022,42(6):2175-2186.
BIAN Z W, HE Y B, WU Y Y, et al. An injected current control strategy for passivity enhancement and disturbance rejection of LCL-type Grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2175-2186.
- [13] 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+9.
WU Y Y, XIE S J, KAN J R, et al. A full grid voltage feed-forward control strategy with inverter-side current feedback for lcl grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 54-60+9.
- [14] CHEN W, ZHANG Y, TU Y M, et al. Active damping control for LCL filters with inverter-side current feedback only[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022 37(9): 10065-10069.
- [15] 蔡逢煌,江彦伟,王武,等.单相并网逆变器并网电流的过采样技术[J].电力电子技术,2015,49(2):62-65.
CAI F H, JIANG Y W, WANG W, et al. Multisampling technique of current in single-phase grid-connected inverter[J]. Power Electronics, 2015, 49(2): 62-65.

(编辑:贾丽红)