

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240699

## 弱电网下构网型 LCL 逆变器谐波电流抑制研究

夏烈<sup>1</sup>, 陈志磊<sup>2</sup>, 杨青斌<sup>2</sup>, 张侃健<sup>1</sup>, 沈思恒<sup>2</sup>

(1. 东南大学自动化学院, 江苏 南京 210018; 2. 中国电力科学研究院有限公司, 北京 100192)

**摘要:** 针对弱电网下构网型 LCL 三相四线逆变器网侧电流的畸变问题, 提出了一种基于相位补偿-多谐振控制器 (phase compensated multi-resonant controller, PCMRC) 电压前馈的谐波电流抑制方法。首先, 从构网型 LCL 逆变器输出阻抗的角度出发, 建立了弱电网下构网型 LCL 逆变器阻抗模型。在此基础上, 分析了当采用传统单电压前馈方法时, 系统在电网谐波频率处存在输出阻抗较低、谐波电流抑制能力较弱的不足。进一步地, 考虑 LCL 滤波器有源阻尼环路的影响, 在传统单电压前馈的基础上, 引入了 PCMRC 电压前馈方式, 利用阻抗波德图分析了所提方法的谐波抑制性能。并且详细设计了 PCMRC 的主要参数, 分析了系统的输出阻抗和谐波抑制能力。最后, 搭建了实验平台, 实验结果表明所提方法能够有效提高电网谐波频率处的逆变器阻抗, 从而抑制由电网谐波引起的电流畸变。并且在电网阻抗变化时, 系统均能保持很好的稳定性。

**关键词:** 弱电网; 电网谐波; 谐波电流抑制; 相位补偿; 多谐振控制器

### Harmonic current suppression of a grid-forming LCL inverter in a weak grid

XIA Lie<sup>1</sup>, CHEN Zhilei<sup>2</sup>, YANG Qingbin<sup>2</sup>, ZHANG Kanjian<sup>1</sup>, SHEN Siheng<sup>2</sup>

(1. School of Automation, Southeast University, Nanjing 210018, China; 2. China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China)

**Abstract:** To solve the current distortion problem of a grid-forming LCL three-phase four-wire inverter in a weak grid, a harmonic current suppression method based on a phase-compensated multi-resonant controller (PCMRC) feedforward voltage is proposed. First, looking at the output impedance of the grid-forming LCL inverter, an impedance model of the inverter in a weak grid is established. When the traditional unit feedforward voltage is adopted, the shortcomings of the system low output impedance gain and weak harmonic current suppression ability at the harmonic frequency of the grid is analyzed. Then, considering the influence of the active damping loop of the LCL filter, and based on the traditional unit feedforward voltage, the PCMRC feedforward voltage is introduced. The harmonic suppression performance of the proposed method is analyzed by an impedance bode diagram. The main parameters of PCMRC are designed in detail, and the system output impedance and harmonic suppression ability are analyzed. Finally, an experimental platform is established, and the results show that the proposed method can improve the impedance of the inverter at the harmonic frequency of the grid effectively. Therefore the current distortion caused by harmonics of the grid is suppressed, and the system can maintain good stability when the impedance of the grid changes.

This work is supported by the Science and Technology Project of State Grid Corporation of China (No. 5442NY230055).

**Key words:** weak grid; harmonics of the grid; harmonic current suppression; phase compensation; multi-resonant controller

## 0 引言

随着新能源技术的迅速发展, 电力电子发电装

置装机比例不断提升<sup>[1-2]</sup>。然而大量高频、低惯性的新能源电力电子装置接入给传统电网造成了较大冲击<sup>[3]</sup>。构网型逆变器具有同步电压源特性, 可以为电网提供一定的惯量支撑<sup>[2-4]</sup>, 因此受到了广泛关注。目前, 国内外对构网型逆变器的研究较多<sup>[5-6]</sup>, 同时也提出了许多构网控制策略, 如下垂控制、虚拟同步发电机控制、匹配控制以及虚拟振荡器控制

**基金项目:** 国家电网有限公司科技项目“计及受端电网强度变化的光储电站协同支撑技术研究与应用”资助(5442NY 230055)

等[7-8]。文献[9]通过引入虚拟励磁控制,使得系统具备电网电压支撑能力;同时,为改善并网电能质量,逆变器输出侧需要串接 LCL 型滤波器,但这也导致系统出现谐振问题[10];现有文献中大多采用有源阻尼方法解决 LCL 谐振问题[11-13]。

弱电网中存在大量低频谐波,这将导致采用电压型虚拟同步发电机(virtual synchronous generator, VSG)策略的构网型 LCL 逆变器电能质量较差。为了解决这个问题,学者们提出了诸多并网电流谐波抑制方法,如多谐振补偿器[14-17]、超前校正环节[18]、电网电压前馈控制[19-20]等。文献[17]提出了一种多比例谐振控制器(proportion multi-resonant controller, PMRC),该控制器提高了谐波频率处的系统环路增益。该方法是在电流环 PR 控制器的基础上再增加数个谐振单元,并将这几个谐振单元的谐振频率分别设置为电网谐波的频率,进而使逆变器在不同的谐波频率处获得足够大的增益,从而抑制谐波电流。但是,该方法并不适用于构网型 LCL 逆变器;因为构网型逆变器通常采用电压电流双内环的控制方式,控制对象不是并网电流。文献[19]研究了三相四线制 LCL 逆变器的电网电压前馈方案,指出其可以有效降低电网电压引起的电流谐波。但是,上述文献仅针对常规电流控制型并网逆变器,并未涉及构网逆变器技术。文献[21]提出了一种基于电流环的 VSG 逆变器的电压前馈控制,该方法能有效降低电网谐波对电流环的影响,具有较好的谐波抑制能力。但是,该方法只是针对电流型 VSG 逆变器,没有考虑到电压型 VSG 逆变器的应用。文献[22]提出了一种基于陷波器的电网电压前馈补偿策略,重塑了电网电压谐波频率处的阻抗,实现了对电压型 VSG 逆变器并网电流谐波的抑制,但该方法下的系统控制结构复杂。电压型 VSG 逆变器的并网电流由 VSG 参考电压和电网电压共同作用产生;因此,采用传统前馈方式的谐波抑制方法,不能直接消除电网对逆变器的干扰,难以直接适用于电压型 VSG 逆变器。

针对弱电网下电压型 VSG 策略的三相四线制构网型 LCL 逆变器存在的电流畸变问题,本文综合考虑了 LCL 滤波器和有源阻尼环节的影响,通过研究谐波产生的机理,分析了逆变器输出阻抗,提出了带有相位补偿的多谐振控制器(phase compensated multi-resonant controllers, PCMRC)的构网型 LCL 逆变器控制方法。本文首先分析了传统电压前馈方法,该方法能在一定程度上抑制电流畸变;采用阻抗建模方法分析了单位电压前馈控制策略在抑制构网型 LCL 逆变器网侧谐波电流的不足;进而提出了

PCMRC 前馈补偿环节以抑制网侧电流谐波,并对 PCMRC 主要参数进行了设计。

## 1 弱电网下构网型 LCL 逆变器阻抗建模

本文选取三电平三相四线制 LCL 逆变器为主电路拓扑,图 1 为主电路拓扑及其控制框图。本文采用虚拟同步机控制策略,其基础环节主要包含功率外环控制、虚拟阻抗控制、零序控制环、电压电流双内环控制、有源阻尼环节、电压前馈环节以及 SPWM 调制模块,图 1 中: $V_{dc}$  为直流母线电压; $C_1$ 、 $C_2$  分别为直流母线的上下电容, $C_1 = C_2$ ;  $x$  表示 a、b、c 三相; $i_{1x}$ 、 $i_{cx}$  和  $i_{2x}$  分别为逆变器侧电感电流、电容电流和网侧滤波电感入网电流; $u_{cx}$  为滤波电容电压; $u_{pcc}$  为 PCC 电压; $e_x$  为电网电压;逆变器 LCL 滤波装置由逆变器侧滤波电感  $L_{1x}$ 、网侧滤波电感  $L_{2x}$ 、线路电感  $L_{gx}$  和滤波电容  $C_x$  组成。

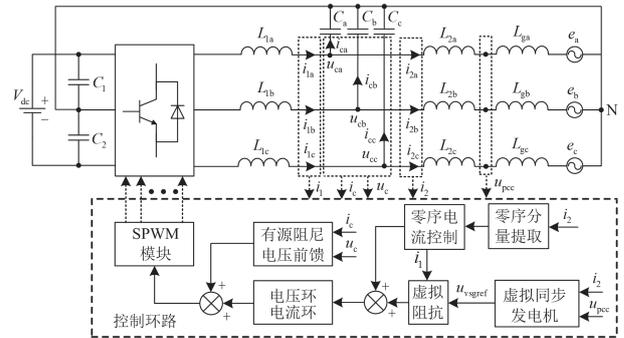


图 1 构网型 LCL 逆变器拓扑与控制框图

Fig. 1 Topology and control diagram of a grid-forming LCL inverter

### 1.1 构网型 LCL 逆变器控制策略

#### 1) VSG 功率环

VSG 可模拟同步机的机械特性,使得逆变器具有与其相似的惯性和阻尼特性,VSG 功率环方程为

$$\begin{cases} J \frac{d\omega}{dt} = \frac{P_{ref}}{\omega_n} - \frac{P_c}{\omega_n} - D_p (\omega - \omega_n) \\ \sqrt{2} E_r = \frac{1}{K_q s} [\sqrt{2} (U_n - U) D_q + Q_{ref} - Q_c] \end{cases} \quad (1)$$

式中: $J$  为 VSG 的虚拟转动惯量; $\omega$ 、 $\omega_n$  分别为 VSG 输出角频率和额定角频率; $P_{ref}$ 、 $P_c$  分别为 VSG 参考有功功率和输出有功功率; $D_p$  为阻尼系数; $E_r$  为虚拟内电势有效值; $K_q$  为励磁积分系数; $U_n$  为额定电压有效值; $U$  为并网电压有效值; $D_q$  为无功-电压下垂系数; $Q_{ref}$  为给定无功功率; $Q_c$  为输出无功功率。

为了使 VSG 逆变器系统具备与 SG 相同的定子电气特性，在 VSG 控制策略中引入虚拟阻抗。

$$\begin{cases} u_{\alpha\text{ref}}(s) = e_{\alpha}(s) - R_v i_{1\alpha}(s) + \omega L_v i_{1\beta}(s) \\ u_{\beta\text{ref}}(s) = e_{\beta}(s) - R_v i_{1\beta}(s) - \omega L_v i_{1\alpha}(s) \end{cases} \quad (2)$$

式中： $u_{\alpha\text{ref}}$ 、 $u_{\beta\text{ref}}$  为虚拟阻抗环节输出的电压环参考信号； $R_v$  为虚拟电阻； $L_v$  为虚拟电感； $e_{\alpha}$  和  $e_{\beta}$  为 VSG 内电势  $E_r$  在  $\alpha\beta$  坐标系下的参考信号； $i_{1\alpha}$  和  $i_{1\beta}$  为  $\alpha\beta$  坐标系下的网侧电流采样信号。

由于三相四线制并网逆变器的中线上存在零序电流，因此需对其进行零序电流控制。通过  $\alpha\beta\theta$  坐标变换得到输出电流零序分量，实现对零序分量进行控制；零序控制环节与虚拟阻抗环节的输出量相加得到电压环的电压参考值。

### 2) 电压电流双环

由于准比例谐振控制器(proportion resonant, PR) 对交流信号的跟踪性能好，抗谐波干扰能力强，故选取准 PR 控制器作为 VSG 电压环，电压环控制器  $G_1(s)$  的表达式为

$$G_1(s) = K_{up} + \frac{2K_{ur}\omega_1 s}{s^2 + 2\omega_1 s + \omega_0^2} \quad (3)$$

式中： $K_{up}$  为电压环  $G_1(s)$  的比例系数； $K_{ur}$  为谐振系数； $\omega_1$  为基波谐振带宽； $\omega_0$  为电网基波角频率。

电流环  $G_2(s)$  采用比例控制器，其表达式为

$$G_2(s) = K_{ip} \quad (4)$$

式中， $K_{ip}$  为电流环比例系数。

### 3) 有源阻尼环

由于网侧采用了 LCL 滤波器，这会导致输出电流存在 LCL 谐振问题。为了减小 LCL 谐振对 VSG 逆变器系统电能质量和稳定性的影响，本文采用电容电流比例反馈的有源阻尼策略，有源阻尼环节  $G_{ad}(s)$  为

$$G_{ad}(s) = K_{ad} \quad (5)$$

式中， $K_{ad}$  为有源阻尼系数。

### 4) 电压前馈环

在以电流为控制目标的并网逆变器中，常在电流环中加入电网电压前馈，减小电网谐波对电流控制环路的影响。电压前馈环节  $G_{fr}(s)$  的函数表达式为

$$G_{fr}(s) = 1 \quad (6)$$

## 1.2 阻抗建模

为了分析有源阻尼和电压前馈环节对构网型 LCL 逆变器输出阻抗的影响，需要对其闭环系统阻抗建模分析。

图 2 为构网型 LCL 逆变器双环控制框图。图 2 中： $i_{1\text{ref}}(s)$  为电压环输出的电流参考值； $G_v(s)$  为虚拟阻抗环节，其表达式为  $R_v + sL_v$ ； $u_i(s)$  为逆变器输出电压传递函数； $G_d(s)$  为延时环节； $K_{\text{PWM}}$  为调制信号到逆变器输出电压的传递函数的增益； $i_1(s)$  为逆变器输出侧电流； $i_c(s)$  为逆变器滤波电容电流。从图中可以看出，构网型 LCL 逆变器的双闭环系统有 VSG 参考电压指令  $u_{\text{vsgrf}}(s)$  和入网电流  $i_2(s)$  两个输入量，因此，电容电压  $u_c(s)$  的表达式如式(7)所示。

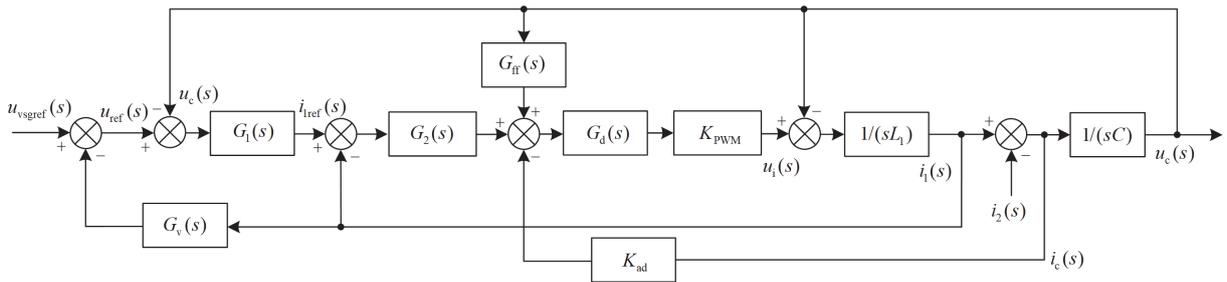


图 2 构网型 LCL 逆变器双环控制框图

Fig. 2 Double loop control diagram of a grid forming LCL inverter

$$u_c(s) = G_{\text{inv\_ref}}(s)u_{\text{vsgrf}}(s) - Z_{\text{inv\_LC}}(s)i_2(s) \quad (7)$$

式中： $G_{\text{inv\_ref}}(s)$  表示 VSG 的电压参考指令到逆变器入网电流的传递函数； $Z_{\text{inv\_LC}}(s)$  表示逆变器入网电流到逆变侧电容电压的传递函数，其表达式为

$$Z_{\text{inv\_LC}}(s) = \frac{G_{x1}(s)}{G_{x2}(s) - G_{x3}(s)G_{\text{fr}}(s)} \quad (8)$$

其中

$$\begin{cases} G_{x1}(s) = G_2(s)G_d(s)K_{\text{PWM}}(1 + G_1(s)G_v(s)) + sL_1 \\ G_{x2}(s) = 1 + s^2L_1C + G_d(s)K_{\text{PWM}}[sCG_{\text{ad}}(s) + G_2(s)(sC + sCG_1(s)G_v(s) + G_1(s))] \\ G_{x3}(s) = G_d(s)K_{\text{PWM}} \end{cases} \quad (9)$$

由此，可以得到构网型 LCL 逆变器阻抗模型等

效电路, 如图 3 所示。

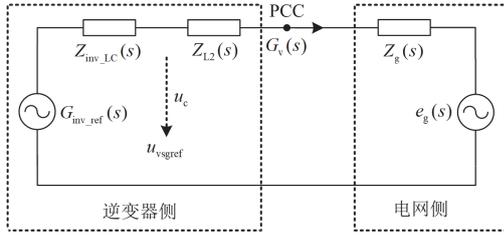


图 3 构网型 LCL 逆变器阻抗模型等效电路

Fig. 3 Impedance model equivalent circuit of a grid forming LCL inverter

图 3 中:  $e_g(s)$  为等效电网电压;  $Z_{L2}(s)$  为网侧滤波电感等效阻抗;  $Z_g(s)$  为等效电网阻抗。

构网型 LCL 逆变器等效阻抗  $Z_{inv\_LCL}(s)$  为

$$Z_{inv\_LCL}(s) = \frac{G_{x1}(s)}{G_{x2}(s) - G_{x3}(s)G_{ff}(s)} + sL_2 \quad (10)$$

式中,  $L_2$  为  $Z_{L2}(s)$  的电感量。

结合表 1 给出的逆变器实验参数, 可以得到不同控制策略下的构网型 LCL 逆变器系统阻抗  $Z_{inv\_LCL}(s)$  Bode 图。

表 1 构网型 LCL 逆变器实验参数表

Table 1 Experimental parameters for a grid forming LCL inverter

参数	数值	参数	数值
额定有功功率 $P_N/W$	1000	额定无功功率 $Q_N/var$	0
有源阻尼系数 $K_{ad}$	5	开关频率 $f_s/kHz$	20
虚拟转动惯量 $J$	0.3	阻尼系数 $D_p$	5
无功-电压下垂系数 $D_q$	368	励磁积分系数 $K_q$	20
虚拟电阻 $R_v/\Omega$	0.5	虚拟电感 $L_v/mH$	5
电压环比例系数 $K_{vp}$	0.12	电压环参数 $K_{vr}$	6
电流环比例系数 $K_{ip}$	1.3	滤波电感 $L_x/mF$	2
滤波电感 $L_{2s}/mH$	1	滤波电容容值 $C_x/\mu F$	5

由图 4 可知, 1) 红线代表在未加入有源阻尼、未加入电压前馈的情况下逆变器的输出阻抗, 在 LCL 谐振频率(2718 Hz)处, 系统阻抗的相位裕度小于  $-90^\circ$ , 导致系统进入容性负阻区间, 且对应的幅值裕度为  $-9.25$  dB, 系统阻抗过低, 将导致系统容易产生 LCL 谐振。系统在电网 5、7、11、13 次谐波频率处的幅值增益较低, 说明在电网谐波频率处系统输出阻抗较低, 谐波电流抑制能力较弱。2) 黄线代表在加入有源阻尼、未加入电压前馈情况下逆变器的输出阻抗, 与红色曲线输出阻抗相比, 系统阻抗在谐振频率处的相位特性得到一定的提升, 相位裕度从  $-179.9^\circ$  变化为  $-78.5^\circ$ , 系统稳定性得到了改善, 但幅值裕度变化不大, 在电网 5、7、11、13

次谐波频率处输出阻抗仍然偏低, 谐波电流抑制能力较弱。3) 蓝线代表在加入有源阻尼、加入电压前馈的情况下逆变器的输出阻抗, 此时, 系统阻抗在谐振频率处的相位、幅值裕度都得到较大提升(29.6°, 18.7 dB), 系统稳定性较好; LCL 滤波器谐振抑制能力得到改善; 系统阻抗在电网 5、7、11、13 次谐波频率处的幅值增益有所提高, 谐波电流抑制能力得到了改善, 但电网谐波频率处的输出阻抗仍然偏小。

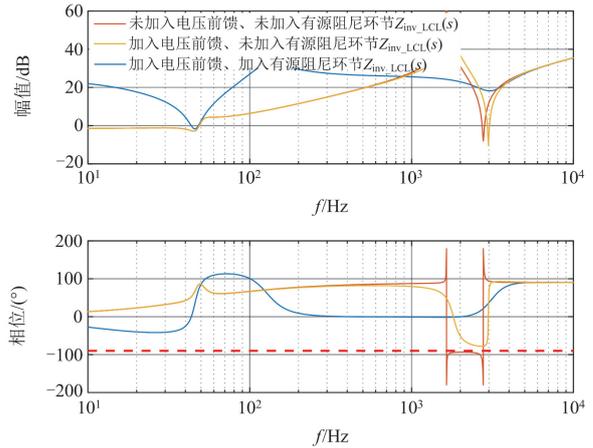


图 4 构网型 LCL 逆变器系统阻抗 Bode 图

Fig. 4 Impedance Bode diagram of a grid forming LCL inverter

## 2 弱电网下构网型 LCL 逆变器谐波电流抑制方法及参数设计

### 2.1 带有相位补偿的多谐振控制器

从以上分析可知, 加入有源阻尼环节、单位电压前馈后, 系统具有较好的阻抗特性, 但不能明显提高逆变器的输出阻抗。由于弱电网中包含丰富的背景谐波<sup>[23]</sup>, 构网型 LCL 逆变器网侧电流畸变问题仍然严重。

由式(8)可知, 若想要获得更大的系统阻抗, 需要通过设计合适的改进电压前馈环节  $G_{ff}(s)$  来减小  $Z_{inv}(s)$  分母幅值, 当  $Z_{inv}(s)$  的分母为 0 时, 电压前馈函数  $G_{ff}(s)$  为

$$G_{ff}(s) = \frac{G_{x2}(s)}{G_{x3}(s)} \quad (11)$$

图 5 给出了式(11)所示的改进电压前馈函数 Bode 图。如图 5 所示,  $G_{ff}(s)$  在基频处的增益很大, 若这样设计前馈环节  $G_{ff}(s)$ , 将会造成过调制现象, 使得 VSG 不能正常对基频电网电压进行反馈, 从而失去同步电压源的特性。

由于加入单位电压前馈的构网型 LCL 逆变器具有良好的阻抗特性, 因此, 本文提出的改进电压前馈方法在保留单位电压前馈的基础上, 对谐波频

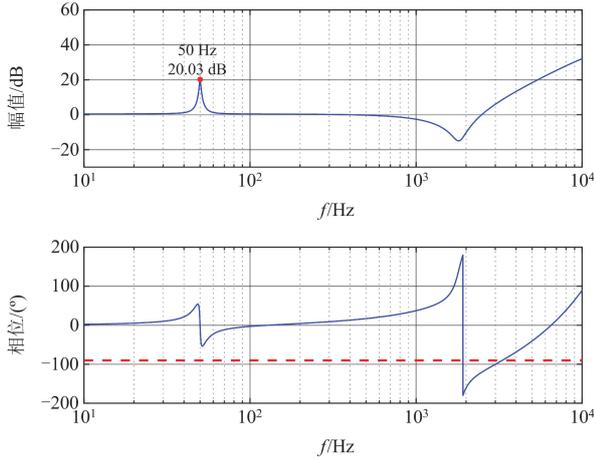


图 5 改进电压前馈函数 Bode 图

Fig. 5 Bode diagram of improved voltage feedforward function  
率处进行特定补偿, 重塑等效输出阻抗。对式(6)进行改进, 得到改进的前馈函数  $G_{ff}(s)$  为

$$G_{ff}(s) = 1 + G_{ffc}(s) \quad (12)$$

式中,  $G_{ffc}(s)$  为前馈补偿环节。

将式(12)代入式(11), 令  $s = jh\omega_0$ , 可得在电网谐波频率处前馈补偿环节  $G_{ffc}(jh\omega_0)$  为

$$G_{ffc}(jh\omega_0) = \frac{G_{x2}(jh\omega_0) - G_{x3}(jh\omega_0)}{G_{x3}(jh\omega_0)} \quad (13)$$

因式(13)各环路参数在表 1 中均已列举, 通过计算可以获得  $G_{ffc}(jh\omega_0)$  的幅值  $k_{fh}$  和  $G_{ffc}(jh\omega_0)$  的相位  $\varphi_{fch}$ 。前馈补偿环节  $G_{ffc}(s)$  在谐波频率处有补偿能力, 且不影响其他频率处阻抗特性; 多谐振控制器(multi-resonant controller, MRC)可以满足其选频功能, MRC 的表达式为

$$G_{MRC}(s) = \sum_{h=5,7,11,13} \frac{2k_h\omega_{ch}s}{s^2 + 2\omega_{ch}s + \omega_h^2} \quad (14)$$

式中:  $k_h$  为谐振控制器幅值;  $\omega_{ch}$  为谐振控制器带宽;  $\omega_h$  为谐振控制器角频率。

进一步地, 将 MRC 作为前馈补偿环节, 根据式(14), 可以得到图 6 所示的系统输出阻抗 Bode 图。从图 6 可以看出, 引入 MRC 前馈补偿环节后, 逆变器等效输出阻抗特性有了明显的变化, 但输出阻抗频率特性尖峰未处于电网谐波频率处, 发生了相位偏移, 不能在谐波频率处获得较好的阻抗增益。

MRC 在  $h$  次谐波频率处  $G_{MRC}(jh\omega_0) = k_h \angle 0^\circ$ , 其幅值  $k_h$  可以和前馈补偿环节幅值  $k_{fh}$  匹配, 但缺少相位角, 不能与前馈补偿环节的相位  $\varphi_{fch}$  匹配; 因此, 进一步对 MRC 控制器在相应频率处进行相位补偿, 以  $h$  次谐波频率为例, 相位补偿环节  $G_c^h(jh\omega_0)$  为

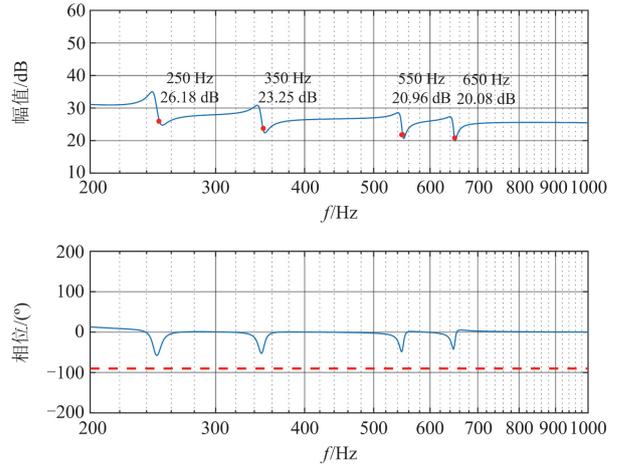


图 6 加入 MRC 控制器后的系统等效输出阻抗 Bode 图

Fig. 6 Bode diagram of equivalent output impedance of the system after adding MRC

$$G_c^h(jh\omega_0) = \cos(\varphi_{ch}) + j\sin(\varphi_{ch}) \quad (15)$$

式中,  $\varphi_{ch}$  为相位补偿角。

联立式(14)和式(15)可得带有前馈补偿环节的多谐振控制器 PCMRC, 其表达式  $G_{PCMRC}(s)$  为

$$G_{PCMRC}(s) = G_{MRC}(s) \sum_{h=5,7,11,13} G_c^h(jh\omega_0) = \sum_{h=5,7,11,13} \frac{2k_h\omega_{ch}s \cos(\varphi_{ch}) - 2k_h\omega_{ch}\omega_h \sin(\varphi_{ch})}{s^2 + 2\omega_{ch}s + \omega_h^2} \quad (16)$$

将 PCMRC 控制器作为前馈补偿环节后, 以 5 次谐波频率为例, 研究 PCMRC 前馈补偿环节对于系统输出阻抗的作用。含 PCMRC 的输出阻抗 Bode 图如图 7 所示, 蓝色线条是  $\varphi_{cs} = 0^\circ$ 、 $k_s = 0.12$  时系统阻抗 Bode 图; 橙色线条是  $\varphi_{cs} = 40^\circ$ 、 $k_s = 0.12$  时系统阻抗 Bode 图; 黄色线条是  $\varphi_{cs} =$

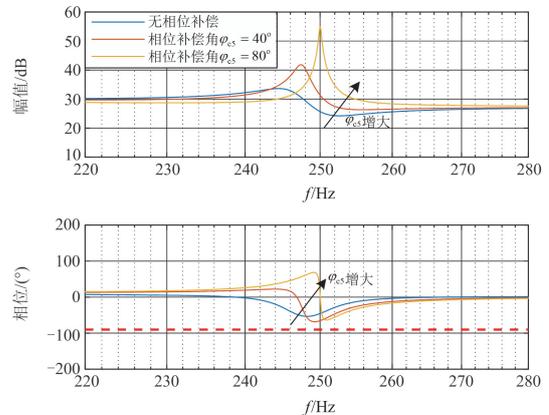


图 7 含 PCMRC 的输出阻抗 Bode 图( $h = 5$ )

Fig. 7 Bode diagram of output impedance with PCMRC ( $h = 5$ )

80°、 $k_5 = 0.12$  时系统阻抗 Bode 图。

可以看出, 引入 PCMRC 控制器后, 调节相位补偿角  $\varphi_{c5}$  可以改变阻抗特性尖峰处频率, 对相位偏移有调节作用。因此, 通过合理设计相位补偿角  $\varphi_{ch}$ 、控制器幅值  $k_h$  可以在相应的频率处获得较高的系统阻抗。

## 2.2 带有相位补偿的谐振控制器参数设计方法

从 2.1 节分析可知, 引入 PCMRC 前馈补偿环节后, 系统在谐波频率处获得较高的阻抗, 从而抑制谐波电流。进一步对所提 PCMRC 控制器的参数进行设计。针对不同频次的谐波, 带有相位补偿的谐波控制器各参数的取值也各不相同。如式(16)所示, 针对  $h$  次谐波控制器, 需要设计其控制器参数  $\omega_{ch}$ 、 $\omega_h$ 、 $\varphi_{ch}$ 、 $k_h$ , 以下分别对主要参数进行分析计算。

### 2.2.1 $\omega_{ch}$ 的设计

$\omega_{ch}$  为谐振控制器带宽, 增加带宽可以增大逆变器输出阻抗、提高 PCMRC 的响应速度以及系统抗电网扰动的能力, 但可能导致各次环节之间相位裕度降低, 甚至导致系统不稳定。当相邻谐波分量的幅值小于目标谐波分量幅值的 5%, 则可忽略各次谐振控制器之间的耦合关系<sup>[24]</sup>, 故  $\omega_{ch}$  的选取需要满足式(17)。

$$\begin{cases} |G_{\text{PCMRC}}^{h-2}(j\omega_0)| \leq 5\% |G_{\text{PCMRC}}^h(j\omega_0)| \\ |G_{\text{PCMRC}}^{h+2}(j\omega_0)| \leq 5\% |G_{\text{PCMRC}}^h(j\omega_0)| \end{cases} \quad (17)$$

式中,  $G_{\text{PCMRC}}^h$  为第  $h$  次的控制器幅值。

为了方便计算, 对式(17)中的参数进行如下假设:

$$\begin{cases} \omega_{c(h+2)} = \omega_{c(h-2)} = \omega_{ch} = \omega_c \\ \varphi_{c(h+2)} = \varphi_{c(h-2)} = \varphi_{ch} = 0 \\ k_{h+2} = k_{h-2} = k_h = k \end{cases} \quad (18)$$

式中,  $\omega_c$ 、 $k$  为待定常数。

将式(18)中的参数代入式(17), 可得

$$\omega_c \leq \frac{2}{\sqrt{399}} \frac{h-1}{h} \omega_0 \quad (19)$$

为保证系统稳定, 本文中  $\omega_{ch}$  取 25 rad/s。

### 2.2.2 $\omega_h$ 的设计

$\omega_h$  为谐振控制器角频率, 其取值为

$$\omega_h = h\omega_0 \quad (20)$$

### 2.2.3 $\varphi_{ch}$ 的设计

$\varphi_{ch}$  为相位补偿角, 为了使得在谐波频率处 PCMRC 的相位  $\varphi_{ch}$  能够与前馈补偿环节  $G_{\text{fic}}(j\omega_0)$  的相位  $\varphi_{\text{fch}}$  相等,  $\varphi_{ch}$  的取值为

$$\varphi_{ch} = \text{phase} \left\{ \frac{G_{x2}(j\omega_0) - G_{x3}(j\omega_0)}{G_{x3}(j\omega_0)} \right\} \quad (21)$$

式中,  $\text{phase}(\cdot)$  表示取传递函数的相位。

$G_d(s)$  作为延时环节, 在不考虑高频段对系统的影响时, 可以用  $G_d(s)$  的 pade 一阶近似来表示, 如式(22)所示。

$$G_d(s) \approx \frac{1 - 0.75sT_s}{1 + 0.75sT_s} \quad (22)$$

### 2.2.4 $k_h$ 的设计

$k_h$  为谐振控制器幅值, 为了兼顾稳定性要求,  $k_h$  的取值不可过大, 过补偿的  $k_h$  值容易引起阻抗相位突变, 因此,  $k_h$  的取值要略低于  $G_{\text{fic}}(j\omega_0)$  的幅值  $k_{th}$ ,  $k_h$  的取值为

$$k_h = 0.95 \text{ abs} \left\{ \frac{G_{x2}(j\omega_0) - G_{x3}(j\omega_0)}{G_{x3}(j\omega_0)} \right\} \quad (23)$$

式中,  $\text{abs}(\cdot)$  表示取传递函数的幅值。

结合式(19)一式(21)和式(23), 以及表 1 所示的构网型 LCL 逆变器系统参数, 可得本文各频次 PCMRC 参数, 如表 2 所示。

表 2 各频次带有相位补偿的谐波控制器参数表

Table 2 Parameters of harmonic controller with phase compensation for each order

谐波次数	5	7	11	13
$\varphi_{ch}/\text{rad}$	1.392	1.61	1.869	1.974
$k_h$	0.1193	0.1852	0.3083	0.3679
$\omega_h/\text{rad}$	$500\pi$	$700\pi$	$1100\pi$	$1300\pi$

## 2.3 含 PCMRC 前馈补偿环节的等效输出阻抗分析法

如图 8 所示, 在加入 PCMRC 前馈补偿环节后, 构网型 LCL 逆变器等效输出阻抗发生了变化, 各次

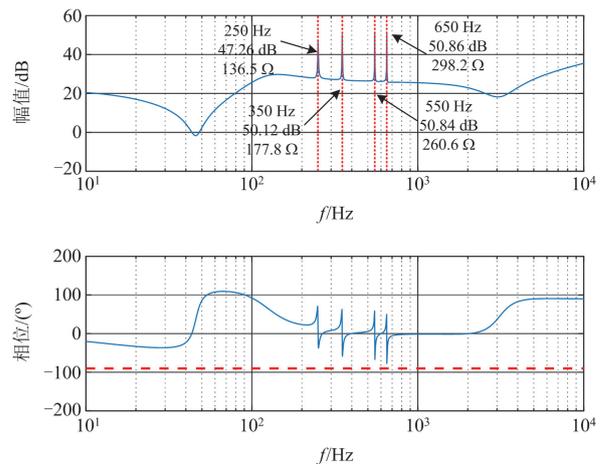


图 8 含 PCMRC 前馈补偿环节的构网型 LCL 逆变器等效输出阻抗

Fig. 8 Equivalent output impedance of a grid forming LCL inverter with PCMRC feedforward compensation

谐波频率处的阻抗增益明显提升,在电网 5、7、11、13 次谐波处的等效阻抗幅值分别为 136.5 Ω、177.8 Ω、260.6 Ω、298.2 Ω,且不影响其他频率段的阻抗。输出阻抗的相位一致保持大于-90°,具有较好的阻抗特性。PCMRC 电压前馈补偿可以使逆变器的输出阻抗特性尖峰均处于电网谐波频率处,从而有效地提高谐波抑制能力。

### 3 实验验证

为了验证本文所提含 PCMRC 前馈补偿环节的构网型 LCL 逆变器的有效性,搭建 LCL 型 NPC 三电平并网逆变器实验样机,如图 9 所示。



图 9 实验平台

Fig. 9 Experimental platform

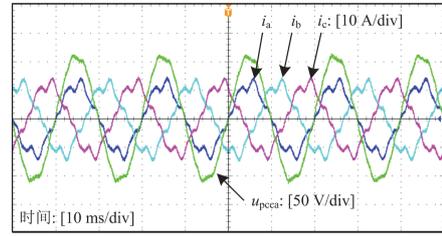
基于虚拟同步机的并网逆变器实验参数如表 1 所示。为了模拟电网谐波环境,利用可编程三相交流电源模拟谐波电网,在网侧加入 5、7、11、13 次谐波信号源,其值分别为基波幅值的 8%、7%、6%、5%,此时电网 THD 为 13.19%,弱电网条件  $L_g=3\text{ mH}$ ,  $L_g$  为图 1 中线路电感  $L_{gx}$  的电感量。

为了验证本文所提带 PCMRC 前馈补偿环节的谐波抑制方法的有效性,选择了无电压前馈环节 (without voltage feedforward, WVFF) 的控制方法<sup>[10]</sup>、基于多谐振控制器 (multi-resonant controller, MRC) 的抑制方法<sup>[15]</sup>和基于电压前馈 (voltage feedforward, VFF) 的抑制方法<sup>[19]</sup>进行对比实验,上述实验结果如图 10—图 13 所示,详细的对比分析结果如表 3 所示。

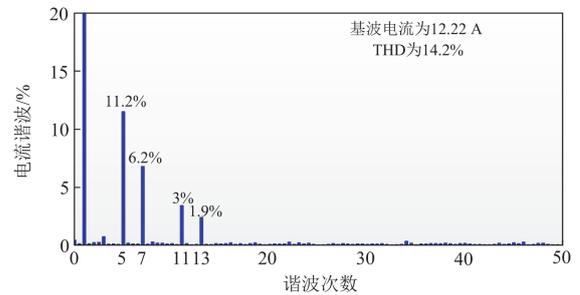
图 10(a)和图 10(b)分别为采用 WVFF 方法的构网型 LCL 逆变器 PCC 电压电流波形( $u_{pcca}$ 、 $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ )和入网电流 THD 结果,由于该控制策略中没有加入电压前馈环节,系统阻抗偏低,容易受到电网谐波的影响,在电网电压存在大量谐波时,其逆变器输出电流存在大量谐波,入网电流 THD 为 14.2%。

图 11(a)和图 11(b)分别为采用 VFF 方法的构网

型 LCL 逆变器 PCC 电压电流波形和入网电流 THD 结果,在电网电压存在大量谐波时,相对于没有电压前馈环节构网型 LCL 逆变器,其有着明显的谐波抑制能力,但逆变器输出的电流仍然存在大量谐波,入网电流 THD 为 6.4%。

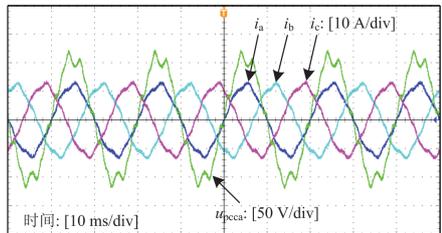


(a) PCC 电压电流波形

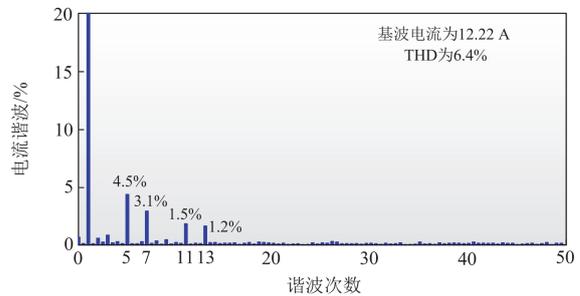


(b) 入网电流 THD

图 10 无电压前馈环节的构网型 LCL 逆变器实验波形  
Fig. 10 Experimental waveform diagram of a grid forming LCL inverter without voltage feedforward



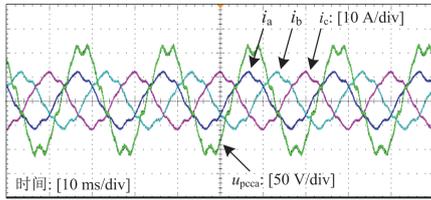
(a) PCC 电压电流波形



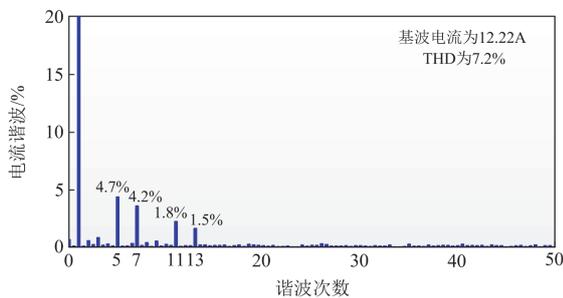
(b) 入网电流 THD

图 11 有电压前馈环节的构网型 LCL 逆变器实验波形  
Fig. 11 Experimental waveform diagram of a grid forming LCL inverter with voltage feedforward

图 12(a)和图 12(b)分别为采用 MRC 方法的构网型 LCL 逆变器 PCC 电压电流波形和入网电流 THD 结果, 在电网电压存在大量谐波时, 采用 MRC 对电流谐波有着一定的抑制能力, 但逆变器输出电流仍然存在大量谐波, 此时入网电流 THD 为 7.2%, 不满足并网要求。



(a) PCC电压电流波形



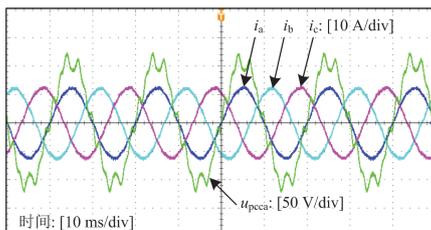
(b) 入网电流THD

图 12 采用多谐振控制器的构网型 LCL 逆变器实验波形

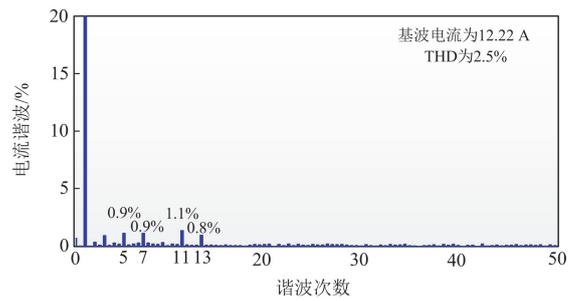
Fig. 12 Experimental waveform diagram of a grid forming LCL inverter with multi-resonant controllers

图 13(a)和图 13(b)分别为采用 PCMRC 方法的构网型 LCL 逆变器 PCC 电压电流波形和入网电流 THD 结果, 通过对实验结果进行分析, 入网电流 THD 仅为 2.5%, 谐波含量大大减小, 说明在电压前馈中增加 PCMRC 前馈补偿环节可以有效地提高系统阻抗, 此时入网电能质量较好, 满足并网标准。验证了本文所提控制方案的有效性。

从图 10—图 13 实验结果和表 3 数据分析可知, 与其他 3 种方法相比, 采用本文所提出的 PCMRC 方法时, 并网电流中的 5、7、11、13 次谐波能够得到较好抑制, 并网电流质量得到改善, 逆变器输出电流的 THD 满足并网要求, 验证了本文所提控制方案的有效性。



(a) PCC电压电流波形



(b) 入网电流THD

图 13 带 PCMRC 前馈补偿环节的构网型 LCL 逆变器实验波形

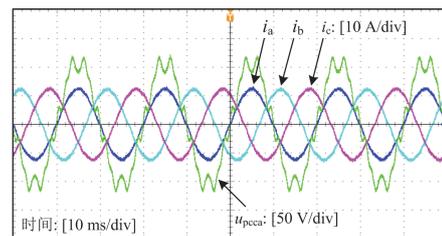
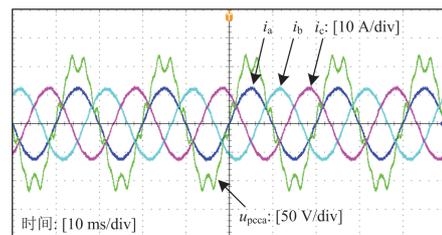
Fig. 13 Experimental waveform diagram of a grid forming LCL inverter with PCMRC feedforward compensation

表 3 并网电流谐波的实验结果对比分析

Table 3 Comparative analysis of experiment results for harmonics and distortion of grid-connected currents

控制方法	%				THD
	5 次谐波含量	7 次谐波含量	11 次谐波含量	13 次谐波含量	
WVFF 方法 <sup>[10]</sup>	11.2	6.2	3	1.9	14.2
VFF 方法 <sup>[19]</sup>	4.5	3.1	1.5	1.2	6.4
MRC 方法 <sup>[15]</sup>	4.7	4.2	1.8	1.5	7.2
本文 PCMRC 方法	0.9	0.9	1.1	0.8	2.5

为了验证本文方法在弱电网下的稳定性, 在  $L_g = 0 \text{ mH}$ 、 $1 \text{ mH}$ 、 $5 \text{ mH}$ 、 $8 \text{ mH}$  时进行了实验分析, 结果如图 14 所示, 图中短路比(short circuit ratio, SCR)取值不同。由图 4 可知, 在不同的弱电网条件下, 构网型 LCL 逆变器都能够稳定运行。

(a)  $L_g = 0 \text{ mH}$ (b)  $L_g = 1 \text{ mH}$  (SCR为9.24)

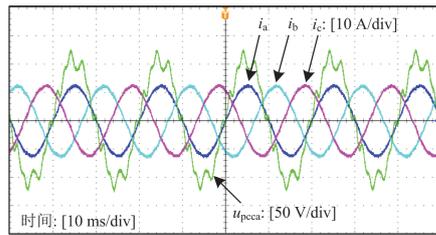
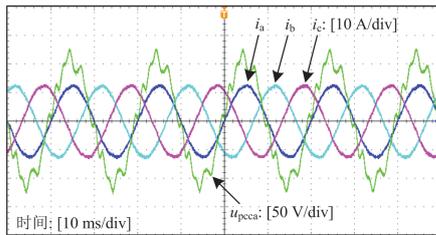
(c)  $L_g = 5 \text{ mH}$ (SCR为1.85)(d)  $L_g = 8 \text{ mH}$ (SCR为1.16)

图 14 带 PCMRC 前馈补偿环节的构网型 LCL 逆变器在不同弱电网条件下实验波形

Fig. 14 Experimental waveform of a grid forming LCL inverter with PCMRC feedforward compensation under different weak grid conditions

#### 4 结论

本文以电压型 VSG 策略的构网型 LCL 逆变器为研究对象, 针对弱电网下的逆变器网侧电流畸变问题进行了研究, 基于虚拟同步机的构网型控制策略, 建立了系统阻抗模型, 提出含 PCMRC 前馈环节的构网型 LCL 逆变器控制策略。研究表明:

1) 传统单位电压前馈不能有效解决构网型 LCL 逆变器在弱电网下的并网电流畸变问题, 其主要原因在于构网型 LCL 逆变器与传统并网逆变器的控制环路不同, 推导出的前馈函数不同。

2) 为使 VSG 具有谐波电流抑制能力且稳定运行, 提出了一种改进的电压前馈方式, 在传统单位电压前馈的基础上引入了前馈补偿环节。但将 MRC 作为前馈补偿环节, 不能有效解决构网型 LCL 逆变器在弱电网下的并网电流畸变问题, 其主要原因在于该方式没有相位调节作用, 阻抗特性尖峰处无法处于谐波频率处。

3) 本文引入 PCMRC 电压前馈补偿环节, 使得构网型 LCL 逆变器等效输出阻抗特性尖峰处于谐波频率处, 有效地提高了电网谐波频率处的逆变器阻抗, 从而抑制由电网谐波引起的电流畸变。对比实验验证了该方法的有效性。

4) 本文主要解决弱电网下单台构网型 LCL 逆变器的谐波电流抑制问题; 后续将进一步考虑其他

复杂电网、多机并联工作等运行工况进行研究。

#### 参考文献

- [1] LASSETER R H, CHEN Zhe, PATTABIRAMAN D. Grid-forming inverters: a critical asset for the power grid[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 925-935.
- [2] 周柯, 金庆忍, 莫枝阅, 等. 虚拟同步机并网运行下电网谐波抑制和故障穿越策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(9): 166-173.  
ZHOU Ke, JIN Qingren, MO Zhiyue, et al. Grid harmonic suppression and fault ride-through strategies for a virtual synchronous generator in grid-connected operation[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(9): 166-173.
- [3] ELMELEGI A, MOHAMED E A, ALY M, et al. Optimized tilt fractional order cooperative controllers for preserving frequency stability in renewable energy-based power systems[J]. IEEE Access, 2020, 9: 8261-8277.
- [4] WANG Jiashi, MA Ke. Inertia and grid impedance emulation of power grid for stability test of grid-forming converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 2469-2480.
- [5] DU Wei, CHEN Zhe, KEVIN P, et al. A comparative study of two widely used grid-forming droop controls on microgrid small-signal stability[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 8(2): 963-975.
- [6] RATHNAYAKE D B, AKRAMI M, PHURAILATPAM C, et al. Grid forming inverter modeling, control, and applications[J]. IEEE Access, 2021, 9: 114781-114807.
- [7] 詹长江, 吴恒, 王雄飞, 等. 构网型变流器稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2339-2359.  
ZHAN Changjiang, WU Heng, WANG Xiongfei, et al. An overview of stability studies of grid-forming voltage source converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2339-2359.
- [8] LIU Jia, MIURA Y, ISE T. Comparison of dynamic characteristics between virtual synchronous generator and droop control in inverter-based distributed generators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3600-3611.
- [9] VISSCHER K, DE HAAN S W H. Virtual synchronous machines (VSG's) for frequency stabilisation in future grids with a significant share of decentralized generation[C]// CIRED Seminar 2008: SmartGrids for Distribution, 2008, Frankfurt, France: 1-4.
- [10] 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.

- [11] FONSÉCA T Q, RIBEIRO R L A, ROCHA T D O A, et al. Voltage grid supporting by using variable structure adaptive virtual impedance for LCL-voltage source converter DG converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(11): 9326-9336.
- [12] BERES R N, WANG Xiongfei, LISERRE M, et al. A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1): 54-69.
- [13] 赵铁英, 李俊然, 高宁, 等. 基于双二阶滤波器的 LCL 型并网逆变器延时补偿方法[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(8): 145-157.  
ZHAO Tieying, LI Junran, GAO Ning, et al. A delay compensation method based on a biquad filter for an LCL-type grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(8): 145-157.
- [14] YANARATES C, ZHOU Zhongfu. Symmetrical pole placement method-based unity proportional gain resonant and gain scheduled proportional (PR-P) controller with harmonic compensator for single phase grid-connected PV inverters[J]. IEEE Access, 2021, 9: 93165-93181.
- [15] LIN Zhiheng, RUAN Xinbo, WU Liguang, et al. Multi resonant component-based grid-voltage-weighted feedforward scheme for grid-connected inverter to suppress the injected grid current harmonics under weak grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9784-9793.
- [16] 赵强松, 陈莎莎, 周晓宇, 等. 用于并网逆变器谐波抑制的重复-比例复合控制器分析与设计[J]. 电工技术学报, 2019, 34(24): 5189-5198.  
ZHAO Qiangsong, CHEN Shasha, ZHOU Xiaoyu, et al. Analysis and design of combination controller based on repetitive control and proportional control for harmonics suppression of grid-tied inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(24): 5189-5198.
- [17] 雷少辉, 胡海兵, 凌博文. 基于谐振控制器的并网谐波电流抑制研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(7): 37-40.  
LEI Shaohui, HU Haibing, LING Bowen. Design of harmonic current suppression strategy based on resonance control[J]. Power Electronics, 2022, 56(7): 37-40.
- [18] WANG Qi, QIN Wenping, HAN Xiaoqing, et al. Robustness evaluation for harmonic suppression of LCL-type converter based on converter-side current feedback strategy under weak and distorted grid[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2021, 6(2): 166-177.
- [19] 柴秀慧, 张纯江, 赵晓君, 等. 基于电网电压全前馈的电网背景谐波抑制研究[J]. 电力电子技术, 2020, 54(8): 5-7, 18.  
CHAI Xiuhui, ZHANG Chunjiang, ZHAO Xiaojun, et al. Research on power grid background harmonic suppression based on grid voltage full-feedforward[J]. Power Electronics, 2020, 54(8): 5-7, 18.
- [20] 陈林, 徐永海, 王天泽, 等. 弱电网下计及背景谐波的多并网逆变器阻抗重塑谐振抑制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 59-72.  
CHEN Lin, XU Yonghai, WANG Tianze, et al. Resonance suppression method for multiple grid-connected inverters with impedance remodeling with background harmonics in a weak power grid[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 59-72.
- [21] 杨伊茜, 陈杰, 万雨朦, 等. 电网电压前馈控制 VSG 的阻抗建模与并网稳定性分析[J]. 电力工程技术, 2021, 40(6): 52-61.  
YANG Yixi, CHEN Jie, WAN Yumeng, et al. Impedance modeling and grid stability analysis of VSG for voltage feedforward control in power grid[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(6): 52-61.
- [22] 耿乙文, 田芳芳, 孙帅, 等. 一种基于虚拟同步发电机的电流谐波抑制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(5): 1040-1050.  
GENG Yiwen, TIAN Fangfang, SUN Shuai, et al. A method of current harmonics suppression based on VSG[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(5): 1040-1050.
- [23] 谢志为, 陈燕东, 伍文华, 等. 弱电网下多逆变器并网系统的全局高频振荡抑制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 885-895.  
XIE Zhiwei, CHEN Yandong, WU Wenhua, et al. A global high-frequency oscillation suppression method for multi-inverter grid-connected system in weak grid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4): 885-895.
- [24] 曹子恒, 肖先勇, 李媛, 等. 弱电网下 LCL 型并网逆变器的自适应改进前馈控制策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(5): 1560-1570.  
CAO Ziheng, XIAO Xianyong, LI Yuan, et al. Adaptive novel feed-forward control strategy for LCL type grid-connected inverters in the weak grid[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(5): 1560-1570.

收稿日期: 2024-06-04; 修回日期: 2024-08-01

作者简介:

夏烈(1983—), 男, 通信作者, 博士研究生, 高级工程师, 研究方向为新能源发电与并网技术; E-mail: xialie@epri.sgcc.com.cn

陈志磊(1982—), 男, 硕士, 正高级工程师, 研究方向为太阳能发电并网检测与评估技术;

杨青斌(1988—), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为新能源并网技术与检测。

(编辑 许威)