DOI:10.12177/emca.2025.042 文章编号:1673-6540(2025)06-0646-12 中图分类号:TM 464 文献标志码:A

抑制三相 LCL 型逆变器并网电流高次谐波的自适应电容电压全反馈方法

蒋天润[1*], 蓝艺佳[2], 林名宇[3], 吕 昊[3]
(1. 国网扬州供电公司,江苏 扬州 225009;
2. 国网南京市高淳区供电公司,江苏 南京 211399;
3. 南京工程学院 电力工程学院,江苏 南京 211167)

Adaptive Capacitor Voltage Full Feedback Scheme for Three-Phase LCL-Type Inverter to Suppress High-Order Harmonics of Grid-Connected Current

JIANG Tianrun[1*], LAN Yijia[2], LIN Mingyu[3], LYU Hao[3]
(1. State Grid Yangzhou Power Supply Company, Yangzhou 225009, China;
2. State Grid Nanjing Gaochun Power Supply Company, Nanjing 211399, China;
3. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

Abstract: **[Objective]** The existing capacitor voltage full-feedback scheme for LCL-type inverters presents issues such as inadequate suppression capability for high-order harmonics. To address the contradiction between the actual harmonic suppression effect of the strategy in high frequency band and the stability of the system, an adaptive capacitor voltage full feedback method is proposed in this paper. **[Methods]** Firstly, the impact of digital time delay on the actual harmonic suppression performance of the capacitor voltage full-feedback scheme was analyzed, and a first-order inertia link was utilized to simulate the phase-frequency characteristics of the digital delay, compensating for phase deviations caused by neglecting digital delay in the full-feedback function. Secondly, virtual impedance correction method was proposed. By introducing an impedance coefficient into the second-order feedback loop, the equivalent virtual resistance was adjusted to ensure the stability of the grid-connected system and the lower limit of impedance coefficients that triggers system instability was theoretically derived. Subsequently, the influence of the impedance coefficient value on the actual harmonic suppression effect of the capacitor voltage full feedback strategy was analyzed. An adaptive impedance coefficient adjustment method was proposed, which was designed to dynamically regulate the impedance coefficient in response to real-time system harmonic content. The function of each module was elaborated in detail, with the specific parameter determination method for critical components provided. Finally, a 10 kVA grid-connected inverter prototype was developed to experimentally validate the efficacy of the proposed adaptive capacitor voltage full feedback scheme. **[Results]** Experimental results demonstrated that adaptive capacitor voltage full feedback schemes can adjust the impedance coefficient according to the harmonic content of the grid-connected current. This adaptive regulation ensures system stability while maintaining strong suppression efficacy against higher-order harmonics. **[Conclusion]** The proposed method effectively solves the contradiction between system stability margin and high harmonic suppression effect, significantly enhance the suppression capability of the capacitor voltage full-feedback strategy to high-order harmonics of the grid-connected current, which demonstrates strong applicability in the present weak grid environment with wide range of grid impedance variation and high randomness of harmonic distribution.

Key words: grid-connected inverter; capacitor voltage full feedback; harmonic suppression; weak grid

摘 要:**【目的】**LCL 型逆变器现有电容电压全反馈方案存在对高次谐波抑制能力不足等问题。为解决高频段全反馈策略实际谐波抑制效果与系统稳定性之间的矛盾,本文提出一种自适应电容电压全反馈方法。**【方法】**首

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

先，分析了数字延时环节对全反馈策略实际谐波抑制效果的影响，提出利用一阶惯性环节来模拟数字延时环节的相频特性，补偿全反馈函数因忽略控制延时而造成的相位偏差。其次，提出虚拟阻抗矫正方法，在二阶反馈环节中引入阻抗系数，矫正等效虚拟电阻，以保证并网系统的稳定性，并推导了引起系统失稳的阻抗系数下限值。接着，分析了阻抗系数取值对电容电压全反馈策略实际谐波抑制效果的影响，引入阻抗系数自适应调整方法，详细阐述了各模块功能，给出了具体的参数取值方法，使阻抗系数能够根据系统谐波含量动态调整。最后，搭建了一台 10 kVA 并网逆变器样机以验证本文所提自适应电容电压全反馈策略的有效性。【**结果**】试验结果表明，本文所提自适应电容电压全反馈方法能根据并网电流谐波含量自适应调整阻抗系数的大小，保证系统稳定性的同时，对高次谐波有较强的抑制效果。【**结论**】所提方法有效地解决了系统稳定裕度与高次谐波抑制效果间的矛盾，显著提升了电容电压全反馈策略对并网电流高次谐波的抑制能力，在当下电网阻抗变化范围大、谐波分布随机性强的弱电网环境中有较强的适用性。

关键词：并网逆变器；电容电压全反馈；谐波抑制；弱电网

0 引言

并网逆变器作为新能源分布式发电与电网之间的连接装置，在新型电力系统构建与发展过程中应用广泛，其运行状态及馈电质量对电网的安全性和供电质量影响显著[1-2]。电力电子设备的大量接入导致电力系统正面临电网阻抗上升、强度下降等问题[3-5]。弱电网下，电网电压中丰富的背景谐波会引起并网电流发生畸变[6-7]。

电网电压前馈策略能有效抑制电网背景谐波对逆变器并网电流的扰动，具有原理清晰简单、不影响设备稳定性等优势[8-13]。文献[8-9]阐述了电网电压全前馈的基本原理，推导了理想全前馈函数表达式。在此基础上，针对弱电网等工况又衍生出加权前馈、前馈阻抗重塑及重复控制等方法[10-13]。弱电网下，由于电网阻抗的存在，难以直接测量电网电压，通常用公共耦合点(Point of Common Coupling，PCC)电压进行替代[14-15]。在诸多场景下，并网逆变器经升压变压器接入电网，变压器的二次侧电感可以直接作为 LCL 滤波器的网侧电感使用，如文献[16-17]所研究的集成滤波电抗器的新型电力变压器，此时并网点电压即为滤波电容两端的电压。

以电网电压前馈为理论基础，文献[18]提出了电容电压比例反馈策略，由于电容电压是系统内部的状态变量，采用电容电压作为反馈量会影响电流环路增益，引起系统稳定裕度下降[19-21]。从有源阻尼角度看，电容电压比例反馈环节等效为在滤波电容两端并联了一个虚拟阻抗，其电阻部分为正时能够阻尼谐振，为负则会引入开环右半平面极点，存在失稳风险。文献[22]利用全延时补偿环节将虚拟电阻矫正为正值，该方法在保证系统稳定的同时有着较强的低频谐波抑制能力，然而高频谐波被放大。在比例反馈的基础上，文献[23]又引入一阶微分和二阶微反馈，称为电容电压全反馈方法，该方法在理想状态下可以完全消除背景谐波引起的电流畸变。由于在低于三分之一采样频率的频段范围内，电容电压全反馈对应的等效电阻会出现负值[24]。为保证系统稳定性，文献[23]在二阶微分环节引入一阶低滤波器 LPF，矫正后的等效虚拟电阻在奈奎斯特频率范围内均为正，有效拓宽了逆变器的控制带宽，然而 LPF 截止频率的整定较为复杂，对弱电网的适应性较弱。考虑到反馈函数的实现难度以及系统稳定性因素，现有电容电压全反馈策略均对理想全反馈函数进行了不同程度的简化处理，导致全反馈策略对高频谐波抑制能力欠佳，这一点在电网强度减弱的情况下更为显著。此外，电容电压全反馈策略会影响电流环路增益，需要有合适的矫正方法来维持系统的稳定裕度。如何平衡全反馈策略在实际应用中谐波抑制效果与系统稳定性之间的矛盾是当下研究的重点。

为此，本文提出一种自适应电容电压全反馈方法，首先利用一阶延时环节来补偿反馈函数在中高频段与理想状态之间的相位偏差，接着通过在二次微分回路中引入一个阻抗系数对虚拟电阻进行矫正。针对全反馈策略在高次谐波抑制效果与系统稳定性之间存在的矛盾，提出了阻抗系数自适应调整方法，阻抗系数能根据并网电流的谐波含量自适应改变，确保电流谐波含量低于限定值的同时，能最大程度保障系统的稳定裕度。最后，通过试验验证了所提方法的有效性。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

1 三相 LCL 型逆变器电容电压全反馈策略

1.1 三相 LCL 型逆变器结构及控制方法

数字控制下采用电容电压全反馈的三相 LCL 型并网逆变器的拓扑结构及控制策略如图 1 所示。

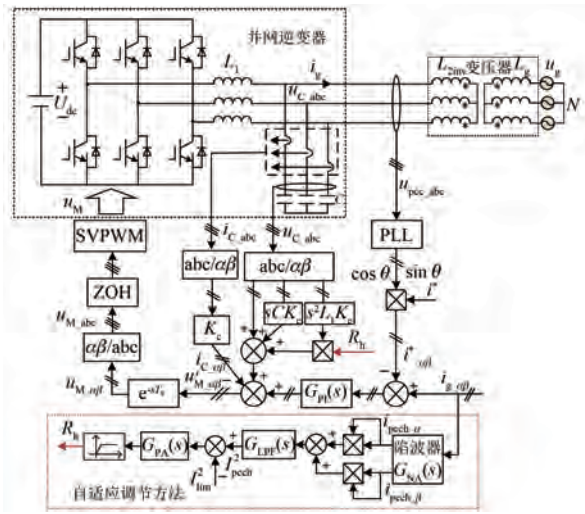


图 1 数字控制下采用电容电压全反馈的三相 LCL 型并网逆变器控制图

Fig. 1 Control Diagram of three-phase LCL type grid-connected inverter with capacitor voltage full feedback under digital control

图 1 中,U_{dc} 为直流侧电压。将电网等效为电压源 u_g 串联阻抗的形式,忽略电网阻抗中有利于系统稳定的电阻部分,用 L_g 表示电网阻抗来模拟最恶劣的工况。当逆变器经变压器接入电网时,利用变压器低压侧绕组 L_{2inv} 作为网侧滤波电感,L_{2inv} 与桥侧电感 L_1、滤波电容 C 共同构成 LCL 型谐振抑制单元,此时并网点电压 u_{pcc_abc} 就等于电容电压 u_{C_abc}。为了便于后续分析,设定变压器变比为 1,逆变器实际网侧电感值 $L_2=L_{2inv}+L_g$。

在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下对逆变器进行控制,i_g 为采样得到的并网电流,对其进行坐标变换后得到 $i_{g_\alpha\beta}$,利用锁相环(Phase Locked Loop, PLL)实时获取电压相位 θ,与基准值 I^* 相乘得到并网基准电流 $i^*_{_\alpha\beta}$,将 $i_{g_\alpha\beta}$ 与 $i^*_{_\alpha\beta}$ 的差值输入比例积分(Proportional Integral, PI)控制器 $G_{PI}(s)$。i_{C_abc} 为采样所得电容电流,用于电容电流反馈阻尼 LCL 谐振尖峰[25-26],反馈系数为 K_c。e^{-sT_s} 为数字控制引入的 1 拍计算延时[27-28],其中 $T_s=1/f_s$,f_s 为采样频率。u_M 为经空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)调制后的开关管驱动信号,SVPWM 调制器引入的 0.5 拍调制延时可以用 ZOH 环节来描述[29]。逆变器在 α 轴与 β 轴下的模型相同且解耦,为了叙述方便,在后续表述中均略去了下标 $\alpha\beta$。试验部分系统参数取值如表 1 所示。

表 1 样机参数

Tab. 1 Parameters of inverter

参数名称	参数值	参数名称	参数值
直流电压 U_{dc}/V	700	额定容量 S_N/kVA	10
电网电压 u_g/V	220	开关频率 f_{sw}/kHz	20
采样频率 f_s/kHz	20	滤波电容 C/μF	8
逆变器侧滤波电感 L_1/mH	0.6	并网电流参考值 I^*/A	21.5
变压器低压侧漏感 L_{2inv}/mH	0.4	SVPWM 调制系数 K_{pwm}	1
$G_{PI}(s)$ 比例系数 K_P	12	$G_{PA}(s)$ 比例系数 K_{PA}	0.019
$G_{PI}(s)$ 积分系数 K_I	1 000	$G_{PA}(s)$ 积分系数 K_{IA}	1.2
电容电流反馈系数 K_c	0.6	阻抗系数初始取值 R_h	17

1.2 电容电压全反馈策略

当逆变器经升压变压器接入电网时 PCC 点电压不便于测量,通过采样电容电压引入全反馈来效抑制电网电压对并网电流的影响。逆变器控制框图如图 2 所示,数字延时环节 $G_d(s)=e^{-1.5T_s s}$,包括数字控制引起的 1 拍计算延时及 0.5 拍调制延时,对图 2 进行等效化简,结果如图 3 所示。

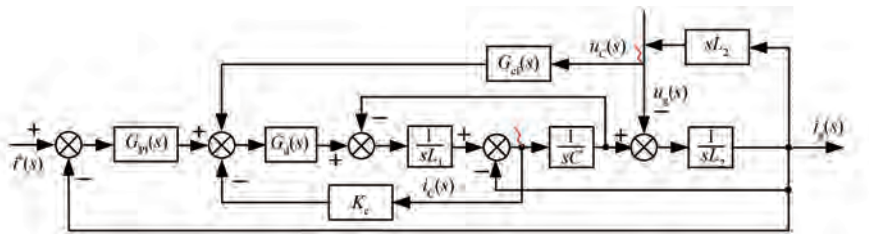


图 2 电容电压全反馈并网逆变器控制框图

Fig. 2 Control block diagram of the grid-connected inverter with capacitor voltage full feedback

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

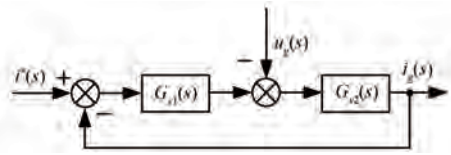


图 3　并网逆变器的简化控制框图

Fig. 3　Simplified control block diagram of grid-connected inverter

图 3 中：

$$G_{x1}=\frac{G_{\mathrm{PI}}(s)G_{\mathrm{d}}(s)}{s^2L_1C+sCK_{\mathrm{c}}G_{\mathrm{d}}(s)+1} \tag{1}$$

$$G_{x2}=\frac{s^2L_1C+sCK_{\mathrm{c}}G_{\mathrm{d}}(s)+1}{s^3L_1L_2C+s^2L_2CK_{\mathrm{c}}G_{\mathrm{d}}(s)+s(L_1+L_2)} \tag{2}$$

系统的环路增益 $T_{\mathrm{A}}(s)$ 可表示为

$$T_{\mathrm{A}}(s)=G_{x1}G_{x2} \tag{3}$$

理想条件下，电容电压全反馈环节的表达式为

$$G_{\mathrm{cf}}(s)=\frac{G_{\mathrm{PI}}(s)}{G_{x1}}=\frac{1}{G_{\mathrm{d}}(s)}+sCK_{\mathrm{c}}+\frac{s^2L_1C}{G_{\mathrm{d}}(s)} \tag{4}$$

采用式(4)的电容电压全反馈能完全消除由电网电压 $u_{\mathrm{g}}(s)$ 引起的并网电流扰动[23]，然而，$G_{\mathrm{d}}(s)$ 为一个超前环节，无法物理实现，因其模值为 1，通常将其近似为 1，此时全反馈的表达式为

$$G'_{\mathrm{cf}}(s)=1+sCK_{\mathrm{c}}+s^2L_1C \tag{5}$$

根据式(5)，电容电压全反馈函数包括单位反馈、微分反馈和二次微分反馈 3 项。文献[23]指出，电容电流反馈和电容电压全反馈的微分项反馈路径正负抵消，此时不再需要电容电流采样环节，可以减少逆变器中测量元件的个数，降低逆变器的建造成本。简化后的电容电压全反馈环节只剩单位反馈和二次微分反馈两项，对 LCL 谐振尖峰的阻尼由单位反馈和二次微分反馈完成。

2　电容电压全反馈相位补偿方法及稳定性分析

2.1　电容电压全反馈函数相位补偿策略

现有电容电压全反馈的相关研究将 $G_{\mathrm{d}}(s)$ 近似为 1，有效简化了控制环节，降低了全反馈策略的复杂性。然而忽略 $G_{\mathrm{d}}(s)$ 会引起反馈函数与理想值的相位偏差，且随着谐波频率的升高，相位偏移越严重，会削弱电容电压全反馈对高次谐波的抑制效果，图 4 给出了不同全反馈函数的相位图。

理想全反馈函数式(4)的相频曲线如图 4 中蓝色实线所示。理想状态下，全反馈策略能完全消除由电网电压畸变引起的并网电流扰动，因此，$G_{\mathrm{cf}}(s)$ 的相频特性与蓝色实线越接近，谐波抑制效果就越接近理想状态。忽略数字延时环节，$G'_{\mathrm{cf}}(s)$ 的相位曲线如红色虚线所示，其相位始终落后于理想全反馈函数，且随着频率升高，相位误差逐渐增加，在 1 000 Hz 处的相位滞后近 25°。因此，采用式(5)的全反馈函数与理想效果有所偏差，对高频段谐波抑制效果大大降低，甚至可能放大谐波。

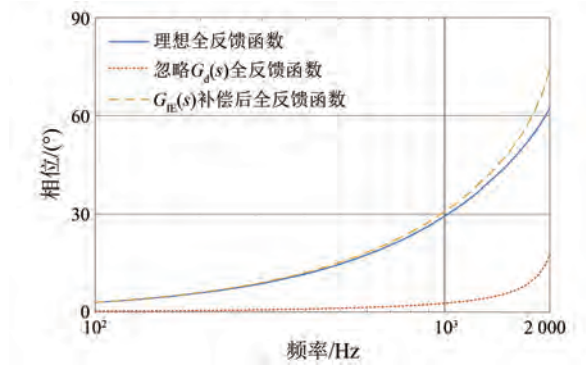


图 4　不同电容电压全反馈函数相位伯德图

Fig. 4　Phase bode plots of different capacitor voltage full feedback functions

因此，本文采用一阶惯性环节来近似模拟惯性环节的幅频特性，并将其串联在单位反馈和二阶微分反馈回路中以补偿全反馈函数相位偏差，惯性环节的具体表达式为

$$G_{\mathrm{IE}}(s)=1/(1.5T_{\mathrm{s}}s+1) \tag{6}$$

补偿后反馈函数的相频曲线如图 4 黄色虚线所示，相较于加入补偿环节前，相位偏移大大降低，在中高频段更接近理想全前馈函数特性，对高次谐波的抑制效果更接近理想状态。

2.2　系统稳定性分析及虚拟阻抗矫正方法

文献[23]指出，电容电压全反馈相当于在滤波电容两端等效并联了两个分别由单位反馈引入的虚拟阻抗 Z_{P} 和二次微分反馈引入的虚拟阻抗 Z_{D2}，其可以用电阻 R_{P}、R_{D2} 并联电抗 X_{P}、X_{D2} 的形式表示。虚拟阻抗中电阻部分 R_{P}、R_{D2} 起到类似电容电流反馈阻尼 LCL 谐振峰的效果。当 $R_{\mathrm{P}}//R_{\mathrm{D2}}$ 为正值时，能够阻尼 LCL 的谐振尖峰；而当 $R_{\mathrm{P}}//R_{\mathrm{D2}}$ 为负值时，则会引入右半平面开环极点，可能引起系统失稳[24-25]。这意味着即使逆变器在强电网下是稳定的，弱电网下电网阻抗的变化

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

可能导致系统谐振频率低于 $f_s/3$。同时,X_P 和 X_{D2} 会引起系统的谐振频率 f_r 偏离 LCL 的固有谐振频率,当 $R_P(f)$ 和 $R_{D2}(f)$ 在谐振频率附近并联值小于 0 时,系统存在谐振风险。因此,为了保证弱电网下系统的稳定性,必须保证 $R_P(f)//R_{D2}(f)$ 在 $(0,f_s/3)$ 频段内始终为正。

本文提出虚拟阻抗矫正方法的基本原理是在二阶微分回路中引入阻抗系数 R_h 矫正并联电阻,以确保 $R_P(f)//R_{D2}(f)$ 在 $(0,f_s/3)$ 频段内为正,并通过对阻抗系数自适应调整来保证对高次谐波的抑制效果。

引入补偿环节及阻抗系数后逆变器的控制框图如图 5 所示。

矫正后电容电压全反馈函数可表示为

$$G'_{cf}(s)=G_{IE}(s)+\frac{G_{IE}(s)s^2L_1C}{R_h} \tag{7}$$

在图 5 的基础上,将电容电压反馈点从 PI 控制器的输出端等效移动到滤波电容前端,移动后得到等效阻抗控制框图如图 6 所示。其中,$Z_P(s)$、$Z_{D2}(s)$的表达式为

$$Z_P(s)=-\frac{sL_1}{G_d(s)(1.5T_ss+1)} \tag{8}$$

$$Z_{D2}(s)=-\frac{R_h}{sCG_d(s)(1.5T_ss+1)} \tag{9}$$

将 $s=j2\pi f$ 代入式(8)、式(9)得到式(10)、式(11)。将虚拟阻抗 Z_P、Z_{D2} 用电阻 R_P、R_{D2} 并联电抗 X_P、X_{D2} 的形式表示,全反馈引入的等效虚拟阻抗如图 7 所示。

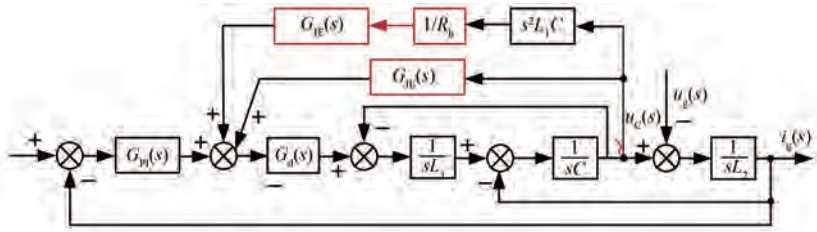


图 5　引入阻抗系数后电容电压全反馈并网逆变器控制框图

Fig. 5　Control block diagram of grid-connected inverter with capacitor voltage full feedback after introducing impedance coefficient

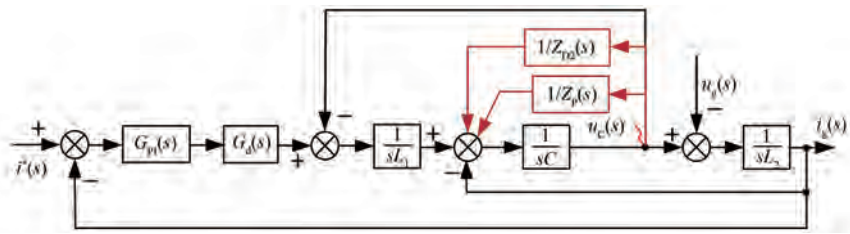


图 6　引入阻抗系数后电容电压全反馈并网逆变器等效阻抗控制框图

Fig. 6　Equivalent impedance control block diagram of grid-connected inverter with capacitor voltage full feedback after introducing impedance coefficient

$$Z_P(j2\pi f)=\frac{2\pi fL_1}{[\sin(3\pi fT_s)-3\pi T_sf\cos(3\pi fT_s)]+j[3\pi T_sf\sin(3\pi fT_s)+\cos(3\pi fT_s)]} \tag{10}$$

$$Z_{D2}(j2\pi f)=\frac{-R_h}{[2\pi fC\sin(3\pi fT_s)-6\pi^2f^2T_s\cos(3\pi fT_s)]+j[\pi fC\cos(3\pi fT_s)+6\pi^2f^2T_s\sin(3\pi fT_s)]} \tag{11}$$

等效电阻部分表达式为

$$R_P(f)=\frac{2\pi fL_1}{\sin(3\pi fT_s)-3\pi T_sf\cos(3\pi fT_s)} \tag{12}$$

$$R_{D2}(f)=\frac{-R_h}{2\pi fC[\sin(3\pi fT_s)-3\pi fT_s\cos(3\pi fT_s)]} \tag{13}$$

并联电阻值 $R_P(f)//R_{D2}(f)$ 如式(14)所示。观察式(14),分子部分恒为正,令 $F(f)=$

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

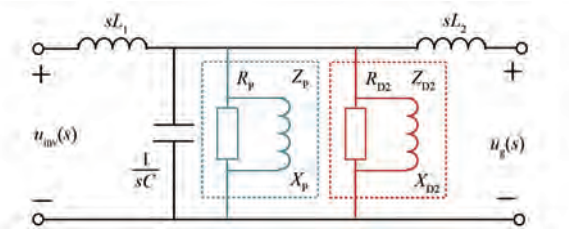


图 7　电容电压全反馈引入的等效虚拟阻抗

Fig. 7　Equivalent virtual impedance introduced by the capacitor voltage full feedback

以上推导过程说明，只要阻抗系数 R_h 取值大于下限值，就不会出现负电阻区间，此时系统是稳定的。实际取值时，R_h 应尽可能的取较大值以保证稳定裕度。为说明阻抗矫正策略的有效性，图 8 给出了采用不同反馈函数时逆变器电流环路增益的伯德图。

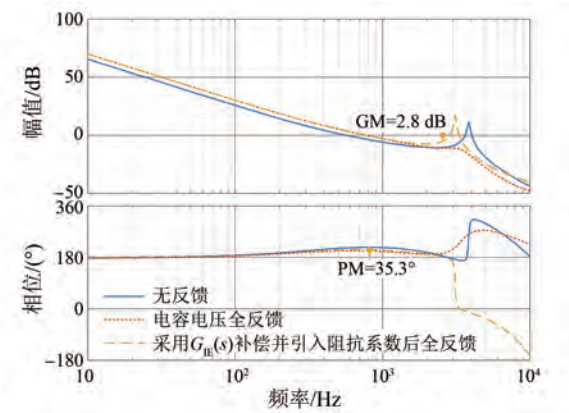


图 8　采用不同反馈函数时逆变器电流环路增益的伯德图

Fig. 8　Bode plot of inverter current loop gain with different feedback functions

从图 8 可以看出，无电容电压全反馈时，系统本身是稳定的。电容电压全反馈策略能有效抑制 LCL 的谐振尖峰，但向系统中引入一对开环右半平面极点，且相位曲线未穿越 180°，$R_P(f)//R_{D2}(f)$ 在谐振频率处呈现负电阻，导致原本稳定的逆变器产生稳定性问题。加入 $G_{IE}(s)$ 作为补偿环节并对虚拟阻抗矫正后，系统不再存在开环右半平面极点，此时系统相位裕度、幅值裕度分别为 PM = 35.3°、GM = 2.8 dB，满足稳定性要求。

$\sin(3\pi fT_s) - 3\pi fT_s\cos(3\pi fT_s)$。对其求导，$F'(f) = 3\pi T_s f\sin(3\pi T_s f)$，在 $f \in (0, f_s/3)$ 内，$F'(f) > 0$，即 $F(f)$ 在 $(0, f_s/3)$ 的频段内单调增加，又因 $F(f=0) = 0$，通过数学推导可以证明，在 $(0, f_s/3)$ 频段内，$F(f)$ 恒为正。想确保 $R_P(f)//R_{D2}(f)$ 在 $(0, f_s/3)$ 频段内为正，只需要保证 $R_h > 4\pi^2 f^2 L_1 C$，当 $f = f_s/3$ 时，R_h 有下限值 $(4\pi^2 f_s^2 L_1 C)/9$。结合试验部分样机参数，求得 R_h 的下限值为 8.5。

$$R_P(f)//R_{D2}(f) = \frac{2\pi R_h L_1 f}{[\sin(3\pi fT_s) - 3\pi fT_s\cos(3\pi fT_s)](R_h - 4\pi^2 f^2 L_1 C)} \tag{14}$$

$$i'_g = \frac{T_A(s)G_{PI}(s)}{[1 + T_A(s)]G_{PI}(s) - sL_2 G'_{cf}(s)T_A(s)} i^*(s) - \frac{G_{x2}(s)G_{PI}(s) - G'_{cf}(s)T_A(s)}{[1 + T_A(s)]G_{PI}(s) - sL_2 G'_{cf}(s)T_A(s)} u_g(s) \tag{15}$$

3　电容电压全反馈自适应谐波抑制方法

3.1　电容电压全反馈谐波抑制能力分析

根据图 2 推导出采用电容电压全反馈并网电流的表达式如式(15)所示，式中第二项即为电网电压 $u_g(s)$ 引起的并网电流的扰动量 $i'_{g2}(s)$，如式(16)所示：

$$i'_{g2}(s) = \frac{G_{x2}(s)G_{PI}(s) - G'_{cf}(s)T_A(s)}{[1 + T_A(s)]G_{PI}(s) - sL_2 G'_{cf}(s)T_A(s)} u_g(s) \tag{16}$$

为了直观分析 R_h 取值对全反馈策略谐波抑制效果的影响，绘制出 R_h 取不同值时 $i'_{g2}(s)/u_g(s)$ 的幅频曲线，如图 9 所示。

由图 9 可以看出，全反馈策略对低次谐波抑

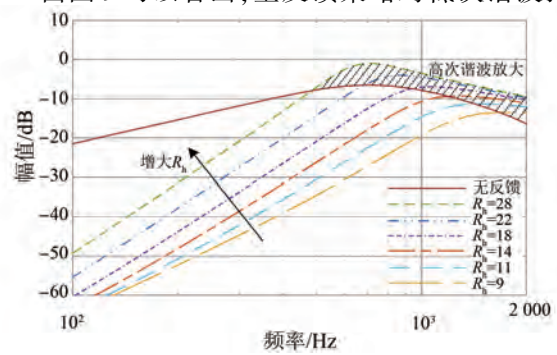


图 9　阻抗系数取不同值时 $i'_{g2}(s)/u_g(s)$ 的幅频曲线

Fig. 9　Magnitude-frequency curves of $i'_{g2}(s)/u_g(s)$ with different values of impedance coefficient

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

制效果良好,但随着 R_h 取值的增大,$i'_{g2}(s)/u_g(s)$ 的幅值逐渐抬升,对应的谐波抑制能力减弱,尤其在 500 Hz 以上的中高频段,一旦 $i'_{g2}(s)/u_g(s)$ 幅频曲线高于无反馈状态时的曲线,就意味着此时全反馈策略不但不能起到谐波抑制的作用,反而会放大高频电流谐波。通过对 $i'_{g2}(s)/u_g(s)$ 幅频曲线的分析,可以得到如下结论:R_h 的取值会影响全反馈策略在高频段的谐波抑制效果,R_h 的取值越小,对高次谐波的抑制效果越好,这与系统稳定裕度对 R_h 应尽量取较大值的要求相矛盾。

3.2 阻抗系数自适应调整方法

考虑到弱电网下背景谐波分布的复杂性和随机性,很难找到一个固定的取值来适应变化的电网环境,为保证全反馈策略对高次谐波的抑制效果,最理想的方式是在保证系统稳定性的前提下,R_h 能够根据并网电流谐波含量多少而自适应的改变。

自适应调节模块如图 1 红色虚线框所示。具体实现步骤如下:首先,将采集的并网电流输入至陷波滤波器中,目的是滤除其中的基波成分及低次谐波,提取出高频谐振分量。随后,将高频谐振分量在 α、β 轴下分别计算其平方值,利用低通滤波器滤除其中的脉动分量后,相加得到有效值的平方和。然后,将平方和与预设的阈值 I_{lim}^2 进行比较,把产生的误差信号输入至 PI 调节器中。最后,将 PI 调节器的输出值经过限幅后,作为阻抗系数 R_h,实时更新在全反馈补偿环节中。下面详细说明各模块功能及取值方法。

加入补偿环节的初衷是提高全反馈策略对高次谐波的抑制效果,为了避免低次谐波对 R_h 取值的干扰,采用陷波器来滤除采样电流中的基频及低次谐波分量,滤波器 $G_{NA}(s)$ 的表达如式(17)所示:

$$G_{NA}(s)=\prod_{h=1,5,7}\frac{s^2+(h\omega_0)^2}{s^2+h\omega_0 s+(h\omega_0)^2} \tag{17}$$

式中:h 为陷波器特征频率对应的谐波次数。

三相逆变器本身不存在 3 次谐波,$G_{NA}(s)$ 主要用于滤除基频以及 5 次、7 次谐波,取 $h=1$、5、7。$G_{NA}(s)$ 中,$\omega_0=2\pi f_0$、$f_0=50$ Hz,$G_{NA}(s)$ 的伯德图如图 10 所示。

从图 10 中可以看出,在基频以及 5 次、7 次谐波处,陷波器的幅值增益很低,经过陷波器后的谐波分量 $i_{pcch_\alpha\beta}$ 将不含基频及 5 次、7 次谐波。将 α、β 轴下的谐振分量分别求取平方,输入低通滤

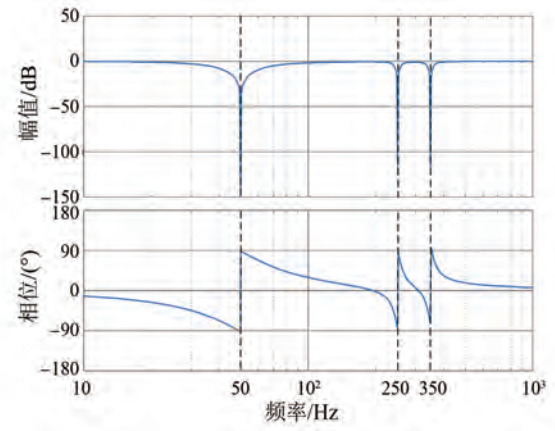


图 10 陷波器伯德图

Fig. 10 Bode plot of notch filter

波器 $G_{LPF}(s)$,其中:

$$G_{LPF}(s)=\frac{1}{s/(2\pi f_{LPF})+1} \tag{18}$$

$G_{LPF}(s)$ 主要用于抑制 I_{pcch}^2 中的脉动分量,一般取 $f_{LPF}=50$ Hz。将求得高次谐波的平方和 I_{pcch}^2 与阈值 I_{lim}^2 比较,并输入到 PI 调节器 $G_{PA}(s)$ 中,则可得:

$$G_{PA}(s)=K_{PA}+\frac{K_{IA}}{s} \tag{19}$$

参考阈值 I_{lim}^2 与并网电流的谐波含量相关,可以根据标准需要选取,根据国家标准 GB/T 37408-2019《光伏发电并网逆变器技术要求》,逆变器并网运行时的电流总谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD)应低于 5%。考虑到陷波器已经滤除了一部分的低次谐波,I_{lim}^2 应取小于 5%,本文选取 $I_{lim}=2\%I_N$,I_N 为额定并网电流。

由于 PI 控制器能够实现零稳态误差的精确跟踪,当并网电流谐波含量升高或减小时,PI 控制器会自适应的调节 R_h 的值,使系统动态维持 $I_{pcch}^2=I_{lim}^2$。最后,限幅环节确保 R_h 不会低于维持稳定性所需要的下限,应大于 2.2 节中计算得到的最小值。

为了对比不同电容电压全反馈策略对谐波的抑制能力,根据式(15),图 11 给出了电网阻抗较大($L_g=3$ mH)时,不同补偿方法下 $i'_{g2}(s)/u_g(s)$ 的幅频曲线。

从图 11 中可以看出,采用电容电压全反馈时,在 900 Hz 及以上频段,幅频曲线高于无反馈时的曲线,这表明此时全反馈策略不但无法抑制

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

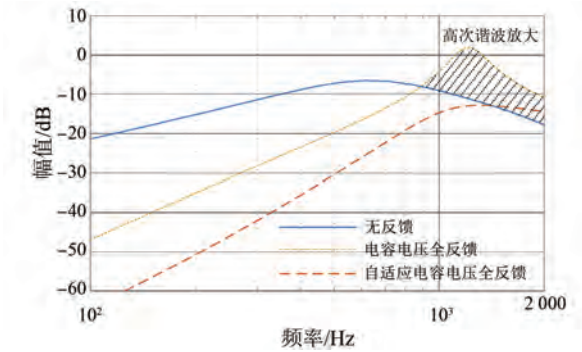


图 11　L_g=3 mH 时不同补偿法下 $i'_{g2}(s)/u_g(s)$ 的幅频曲线

Fig. 11　Magnitude-frequency curves of $i'_{g2}(s)/u_g(s)$ under different compensation strategies when L_g=3 mH

该频段的电流谐波，反而会放大背景谐波对并网电流的影响。相比较而言采用本文所提的自适应电容电压全反馈策略，$i'_{g2}(s)/u_g(s)$ 幅频曲线在低频处增益更低，且在高频段显著低于补偿前的幅频曲线，自适应电容电压全反馈策略对低频谐波的抑制能力更强，高次谐波放大问题得以改善。

4　试验验证

搭建了一台 10 kVA 并网逆变器样机以验证本文所提自适应电容电压全反馈策略的有效性及前文理论分析的正确性，采用回收式电网模拟电源-61830 模拟交流电网，电压有效值为 220 V、频率为 50 Hz，并在网侧串接电感 L_g = 3 mH (0.05 p.u.)模拟弱电网环境。逆变器采用直流电源 62180D-1800 供电，试验平台如图 12 所示。逆变器相关参数如表 1 所示，与仿真分析所用参数一致。

在电网模拟电源中注入 5 次、7 次、11 次、13 次、17 次、23 次以及 31 次谐波以验证自适应电容电压全反馈策略对不同频段并网电流谐波的抑制能力，谐波次数及含量如表 2 所示。

表 2　注入谐波含量

Tab. 2　Content of the injected harmonics

谐波次数	含量/%	谐波次数	含量/%
5	3	17	2
7	3	23	1
11	2	31	1
13	2		

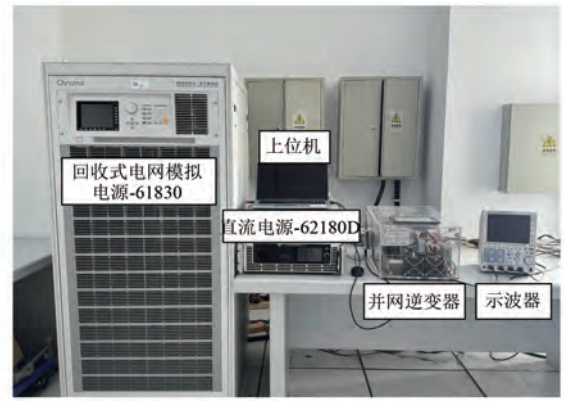


图 12　试验平台

Fig. 12　Experimental platform

图 13 展示了电网阻抗较大(L_g = 3 mH)时电网电压及并网电流波形，可以看出，弱电网下电网电压中存在的背景谐波引起了逆变器并网电流的畸变，并网电流的 THD 为 9.12%。

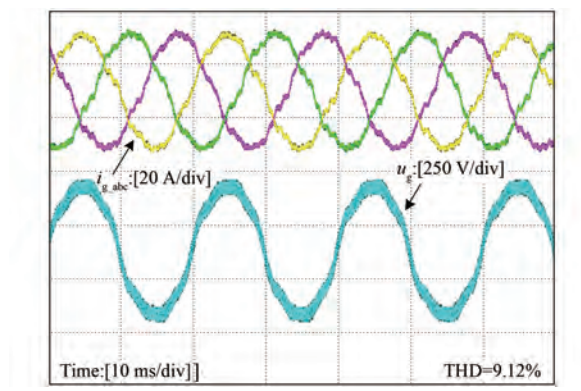


图 13　电网阻抗较大时无电容电压反馈并网逆变器试验波形

Fig. 13　Experimental waveforms of the grid-connected inverter without capacitor voltage feedback when grid impedance is large

电容电压全反馈策略能一定程度上抑制背景谐波对逆变器并网电流的影响，采用电容电压全反馈逆变器试验波形如图 14 所示。由于全反馈策略的加入，并网电流的谐波含量有所降低，低次谐波畸变得以抑制，但高次谐波的含量明显高于无反馈时的波形，此时的 THD 值为 7.65%。

为解决电容电压全反馈策略对并网电流高频谐波抑制不充分的问题，本文提出一种自适应电容电压全反馈方法。为了对比验证自适策略的有效性，先将阻抗系数初始取值设定为 R_h = 17，未启用自适应调整模块以及启用自适应模块前后的试验波形分别如图 15、图 16 所示。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

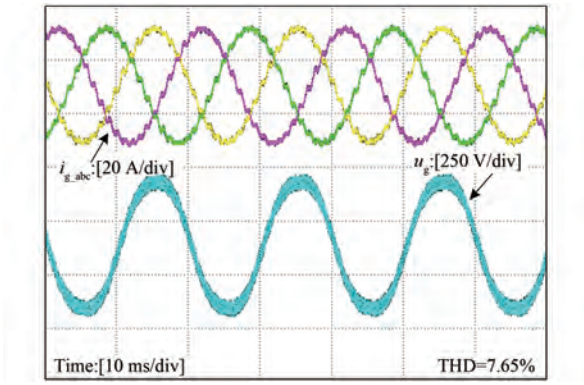


图 14　电网阻抗较大时采用电容电压全反馈并网逆变器试验波形

Fig. 14　Experimental waveforms of the grid-connected inverter with capacitor voltage full feedback when grid impedance is large

图 15 中并网电流的质量与图 14 相比略有改善,这说明所提的电容电压全反馈函数相位补偿策略在一定程度上能提高全反馈对高次谐波的抑制效果。但由于 R_h 的取值不合适,高次谐波仍未得到充分的抑制,此时 THD = 5.64%,不满足并网电流谐波含量指标要求。

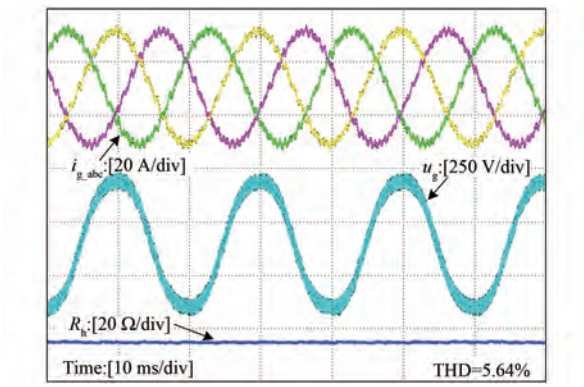


图 15　电网阻抗较大时采用自适应电容电压全反馈并网逆变器试验波形(R_h 为定值)

Fig. 15　Experimental waveforms of the grid-connected inverter with adaptive capacitor voltage full feedback when grid impedance is large (R_h have fixed value)

启用 3.2 节中所述阻抗系数自适应调整方法,试验波形如图 16 所示。可以看出,自适应模块启用前,试验现象与图 15 一致,而在自适应模块启用的瞬间,由于并网电流中高次谐波含量高于设定的阈值,阻抗系数 R_h 的值迅速自适应的减小并最终维持在 $R_h = 12$ 附近,同时并网电流中的高次谐波含量显著下降,对此并网电流进行快速

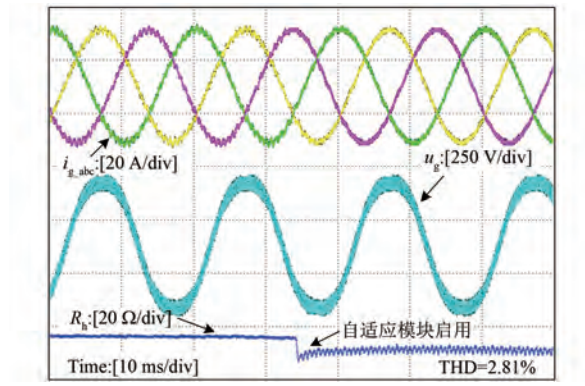


图 16　电网阻抗较大时采用自适应电容电压全反馈并网逆变器试验波形

Fig. 16　Experimental waveforms of the grid-connected inverter with adaptive capacitor voltage full feedback when grid impedance is large

傅里叶变换分析,此时的 THD = 2.81%,满足并网要求。

对图 13~图 16 中并网电流进行谐波分析,谐波含量的频谱图如图 17 所示。在电网电压存在背景谐波的弱电网工况下,并网电流受并网电压谐波影响畸变严重,主要以低次谐波为主。采用电容电压全反馈后,并网电流中的低频谐波得以有效抑制,但 17 次及以上谐波出现了明显放大的现象,这与图 11 分析的结果相符。

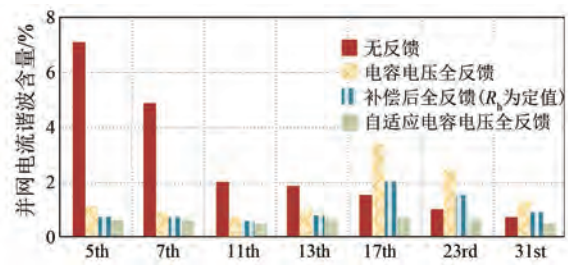


图 17　电网阻抗较大时不同补偿方法电流谐波含量频谱图

Fig. 17　Harmonic content spectrum of current with different compensation schemes when grid impedance is large

在全反馈环节中加入补偿环节能一定程度改善高次谐波放大问题,但此时系统中的高次谐波含量相较于无反馈状态仍然偏高。原因在于,为了确保系统具备足够的稳定裕度,在设定初始参数时采用了较大的值,然而随着 R_h 的增大,全反馈策略对于高次谐波的抑制效果逐渐减弱,这与图 9 分析的结果相佐证。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

采用自适应电容电压全反馈后，R_h 的取值能根据并网电流中的谐波含量自适应调整，自适应模块启用后 17 次及以上谐波含量显著降低。该方法对高次谐波有更强抑制效果的同时，能尽可能维持更高的稳定裕度，有效平衡了全反馈策略高频谐波抑制能力与系统稳定裕度之间的矛盾。

5 结语

本文提出一种自适应电容电压全反馈方法。在反馈回路中引入补偿环节提高全反馈环节在高频段的实际谐波效果，接着引入阻抗系数矫正等效虚拟阻抗来保证系统稳定性。为解决全反馈策略对高次谐波抑制效果与系统稳定性之间的矛盾，提出阻抗系数自适应调整方法，对其实现过程及原理进行了详细阐述。试验表明，相较现有方法，自适应电容电压全反馈方法对高次谐波有较强的抑制能力，在目前谐波分布不均匀、变化频繁的弱电网环境下有较强的适用性。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

蒋天润、蓝艺佳进行了方案设计、内容总结与论文撰写，林名宇、吕昊进行了试验研究，蒋天润、蓝艺佳参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summary and paper writing were carried out by Jiang Tianrun and Lan Yijia. The experiment was conducted by Lan Mingyu and Lü Hao. The manuscript was revised by Jiang Tianrun and Lan Yijia. All authors have read and approved the final version of paper for submission.

参 考 文 献

[1] 钱佳钰，赵虎府，刘文泉，等. 直流微电网并离网协调控制策略[J]. 电机与控制应用，2024，51(9)：11-23.
QIAN J Y，ZHAO H F，LIU W Q，et al. Coordinated control strategy for DC microgrid grid-connected and off-grid [J]. Electric Machines & Control Application，2024，51(9)：11-23.

[2] 张世聪，徐永海，陶顺，等. 弱电网下多逆变器并网稳定性分析及提高策略[J/OL]. 南方电网技术，2024-12-15. https://link. cnki. net/urlid/44. 1643. TK. 20241201. 2041. 004.
ZHANG S C，XU Y H，TAO S，et al. Stability analysis and improved strategy of multi-inverter grid-connected in weak grid [J/OL]. Southern Power System Technology，2024-12-15. https://link. cnki. net/urlid/44. 1643. TK. 20241201. 2041. 004.

[3] 汤骏，陈红坤，徐维炜，等. 高比例新能源接入下计及灵活性的电网分区方法[J/OL]. 电力自动化设备，2024-12-15. https://link. cnki. net/doi/10. 16081/j. epae. 202412017.
TANG J，CHEN H K，XU W W，et al. Power grid partitioning method considering flexibility under high proportion of new energy [J/OL]. Electric Power Automation Equipment，2024-12-15. https://link. cnki. net/doi/10. 16081/j. epae. 202412017.

[4] 史明明，姜云龙，史鸿飞，等. 集成有源阻尼器功能的并网逆变器虚拟电阻补偿控制方法[J]. 电力自动化设备，2024，44(4)：119-126.
SHI M M，JIANG Y L，SHI H F，et al. Virtual resistance compensation control method for grid-connected inverter integrated with active damper function [J]. Electric Power Automation Equipment，2024，44(4)：119-126.

[5] 杨旭红，王阗姝. 一种改进的 LCL 并网逆变器控制方法的研究[J]. 电机与控制应用，2017，44(9)：67-70.
YANG X H，WANG T S. Research on improved control method of LCL grid connected inverter [J]. Electric Machines & Control Application，2017，44(9)：67-70.

[6] 赵本强，曾江，谢宝平，等. 基于光伏逆变器的电网谐波阻抗测量新技术[J]. 电机与控制应用，2024，51(3)：1-9.
ZHAO B Q，ZENG J，XIE B P，et al. New technology of grid harmonic impedance measurement based on photovoltaic inverter [J]. Electric Machines & Control Application，2024，51(3)：1-9.

[7] 韩鸿霖，王星璐，林存浩. 基于自适应 VSG 控制策略的光伏混合储能系统研究[J]. 电机与控制

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

应用, 2025, 52(2): 159-170.
HAN H L, WANG X L, LIN C H. Research on photovoltaic hybrid energy storage system based on adaptive VSG control strategy [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(2): 159-170.

[8] 王学华, 阮新波, 刘尚伟. 抑制电网背景谐波影响的并网逆变器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(6): 7-14.
WANG X H, RUAN X B, LIU S W. Control strategy for grid-connected inverter to suppress current distortion effected by background harmonics in grid voltage [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(6): 7-14.

[9] LIN Z H, RUAN X B, WU H Z, 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.

[10] 潘嘉进, 刘彦呈, 孙赫男, 等. LCL 并网逆变器准比例谐振与网压前馈控制研究[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(1): 17-21.
PAN J J, LIU Y C, SUN H N, et al. Control strategy of LCL-Filtered grid-connected inverter based on quasi-proportional resonant and grid voltage feed-forward [J]. Electric Machines & Control Application, 2016, 43(1): 17-21.

[11] 竺明哲, 刘佳庆, 吕昊, 等. 考虑全前馈的重复控制逆变器稳定性提升策略[J]. 电力电子技术, 2025, 59(2): 8-12.
ZHU M Z, LIU J Q, LYU H, et al. Stability improvement strategy of inverters with grid voltage full feedforward and repetitive control under weak grid [J]. Power Electronics, 2025, 59(2): 8-12.

[12] 党克, 田勇. 基于电网电压前馈的 VSG 平衡电流控制策略[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(1): 35-40.
DANG K, TIAN Y. VSG balanced current control strategy based on grid voltage feedforward [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(1): 35-40.

[13] 王瑞斌, 刘佳庆, 王庆园, 等. 弱电网下基于前置低通滤波器的电网电压加权前馈控制策略[J/OL]. 电力系统及其自动化学报, 2025, 37(3): 93-99.
WANG R B, LIU J Q, WANG Q Y, et al. Grid voltage weighted feedforward control strategy based on pre-low pass filter under weak grid [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2025, 37(3): 93-99.

[14] 曲晨明, 郭昆丽, 白阳, 等. 弱电网下 LCL 型逆变器的改进有源阻尼控制策略[J/OL]. 电气传动, 2024-12-15. https://link.cnki.net/doi/10.19457/j.1001-2095.dqcd25805.
QU C M, GUO K L, BAI Y, et al. Improved active damping control strategy for LCL inverter in weak grid [J/OL]. Electric Drive, 2024-12-15. https://link.cnki.net/doi/10.19457/j.1001-2095.dqcd25805.

[15] 叶康权, 曾江, 刘佩. 基于固定开关状态切换的三电平逆变器定频滞环电流控制的仿真分析[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(12): 13-25.
YE K Q, ZENG J, LIU P. Simulation analysis of fixed frequency hysteresis current control of three-level inverter based on fixed switch state switching [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(12): 13-25.

[16] 刘乾易, 李勇, 胡斯佳, 等. 集成电抗型电力感应调控滤波系统[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(8): 2460-2467.
LI Q Y, LI Y, HU S J, et al. A controllable inductive power filtering system with integrated reactors [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(8): 2460-2467.

[17] 刘乾易, 李勇, 胡斯佳, 等. 应用变压器集成滤波技术的光伏并网系统电能质量治理方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(10): 2946-2954.
LI Q Y, LI Y, HU S J, et al. Power quality management of photovoltaic grid-connected system based on transformer integrated filtering method [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(10): 2946-2954.

[18] HE Y Y, WANG X H, RUAN X B, et al. Capacitor-current proportional-integral positive feedback active damping for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid impedance variation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12423-12436.

[19] 王爱华, 葛维春, 李铁, 等. LCL 型并网逆变器电容电压微分反馈有源阻尼实现技术研究[J]. 电气工程学报, 2023, 18(1): 126-132.
WANG A H, GE W C, LI T, et al. Research on realization technology of active damping method with differential feedback of filter capacitance voltage for LCL filter based grid-connected inverters [J].

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

Journal of Electrical Engineering，2023，18(1)：126-132.

[20] 杨明，宋明洋，张国澎，等. LCL 型并网逆变器新型电容电压有源阻尼策略[J]. 太阳能学报，2023，44(2)：399-408.
YANG M，SONG M Y，ZHANG G P，et al. New type capacitive voltage active damping strategy for LCL grid-connected inverter [J]. Acta Energiae Solaris Sinica，2023，44(2)：399-408.

[21] LIU B Y，WEI Q K，ZOU C Y，et al. Stability analysis of LCL-type grid-connected inverter under single-loop inverter-side current control with capacitor voltage feedforward [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics，2018，14(2)：691-702.

[22] LI X Q，FANG J Y，TANG Y，et al. Capacitor voltage feedforward with full delay compensation to improve weak grids adaptability of LCL-filtered grid-connected converters for distributed generation systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2018，33(1)：749-764.

[23] 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.

[24] 张琳，游龙翔，宋美艺，等. 基于自适应电压前馈的并网逆变器弱网致稳控制[J/OL]. 电源学报，2024-12-10. https://link. cnki. net/urlid/12. 1420. tm. 20241010. 1914. 004.
ZHANG L，YOU L X，SONG M Y，et al. Weak grid stabilization control of grid-connected inverter based on adaptive voltage feedforward [J/OL]. Journal of Power Supply，2024-12-10. https://link. cnki. net/urlid/12. 1420. tm. 20241010. 1914. 004.

[25] 鲍陈磊，阮新波，王学华，等. 基于 PI 调节器和电容电流反馈有源阻尼的 LCL 型并网逆变器闭环参数设计[J]. 中国电机工程学报，2012，32(25)：133-142+19.
BAO C L，RUAN X B，WANG X H，et al. Design of grid-connected inverters with LCL filter based on PI regulator and capacitor current feedback active damping [J]. Proceedings of the CSEE，2012，32(25)：133-142+19.

[26] 张涛，苏建徽，杨向真. 一种高性能并网逆变器的控制策略研究[J]. 太阳能学报，2025，46(1)：449-459.
ZHANG T，SU J H，YANG X Z. Research on a control strategy of high-performance grid-connected inverters [J]. Acta Energiae Solaris Sinica，2025，46(1)：449-459.

[27] 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 D S，RUAN X B，WU H. A real-time computation method with dual sampling modes to improve the current control performance of the LCL-type grid-connected inverter [J]. Proceedings of the CSEE，2015，35(6)：1445-1454.

[28] 李建文，马小棠，吴滨源，等. 结合数字延时补偿的并网逆变器阻抗重塑方法[J]. 太阳能学报，2023，44(4)：316-323.
LI J W，MA X T，WU B Y，et al. Impedance remodeling method of grid connected inverter combined with digital delay compensation[J]. Acta Energiae Solaris Sinica，2023，44(4)：316-323.

[29] 杨旭红，何超杰. 基于单周期控制的 LCL 并网逆变器控制策略研究[J]. 电机与控制应用，2016，43(5)：7-11.
YANG X H，HE C J. A control strategy of grid-connected inverter with LCL filter based on one-cycle control [J]. Electric Machines & Control Application，2016，43(5)：7-11.

收稿日期：2024-12-21
收到修改稿日期：2025-04-01

作者简介：

蒋天润(1999-)，男，硕士研究生，研究方向为新型电力系统稳定性分析、逆变器并网控制，trjhon@163.com；

*通信作者：蒋天润(1999-)，男，硕士研究生，研究方向为新型电力系统稳定性分析、逆变器并网控制，trjhon@163.com。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.