三相 LCL 型并网逆变器电容电压全反馈改进并网电流谐波抑制方法

蒋天润，刘佳庆，竺明哲，葛　乐
（南京工程学院 电力工程学院，江苏 南京　211167）

摘　要：LCL 型并网逆变器采用电容电压全反馈方案可以抑制电网背景谐波，但现有方案对高次谐波抑制能力不足。文章提出一种改进谐波抑制策略，通过在单位反馈及二次微分反馈通路中分别引入一个补偿环节，补偿因忽略控制延时而造成的相位偏差，改进后的电容电压全反馈方法在高频段更接近理想效果。此外，通过向二阶微分反馈通路的补偿环节中引入权重系数，对电容电压全反馈的等效电阻进行校正，保证系统的稳定运行。实验表明，采用所提改进谐波抑制方法的并网逆变器，能有效抑制电网电压中背景谐波引起的电网电流畸变，尤其在中、高频段谐波有着良好的抑制效果。

关键词：电容电压全反馈；并网逆变器；补偿环节；中、高频段谐波
中图分类号：TK51　**文献标志码**：A　**文章编号**：1671-5292(2026)01-0106-08

0　引言

LCL 型并网逆变器广泛应用于分布式发电系统，其运行状态对电力系统的电能质量及安全运行有着重要影响[1]。随着电力电子设备在电力系统中占比逐步升高，电力系统逐渐呈现短路比降低、电网强度下降等问题[2,3]，电网阻抗的宽范围变化和电网背景谐波都会引起逆变器并网电流畸变，影响逆变器的稳定运行[4]。

当电网强度降低时，为了提高逆变器对电网背景谐波的鲁棒性，文献[5,6]采用多谐振调节器提高特定谐波频率处的电流环增益，达到对谐波的抑制效果，该方法中的每个调谐器只能抑制某一特定频率的谐波，且谐波频率较高时会影响系统的相位裕度。文献[7-10]采用电网电压前馈策略，即通过采样电网电压引入前馈函数消除电网电压对并网电流的扰动，该方法实现简单，谐波抑制效果良好，且不会影响电流环的稳定性。在电网电压前馈的基础上，文献[11-15]提出了电容电压全反馈策略。文献[11]指出，电容电压全反馈含有比例、一阶微分和二阶微分量，理想条件下可以完全消除背景谐波引起的电流畸变。与电网电压前馈不同，将电容电压引入反馈通路会改变电流环的环路增益，对逆变器的稳定性造成影响[12]。实际上，电容电压全反馈策略等效在滤波电容两端并联一个虚拟阻抗，其等效电阻为正时可以阻尼谐振尖峰，为负时则会引入右半平面极点，造成系统不稳定[13]。文献[14]在考虑延时环节的情况下，电容电压全反馈策略引入的等效电阻在（0，f_s/3）频带内呈现正阻抗，（f_s/2，f_s/3）频带内呈现负阻抗（f_s 为采样频率），因此滤波器谐振频率需要低于 f_s/3。文献[15]用一阶低通滤波器 LPF 环节对二阶微分环节进行补偿，使并联电阻在全频带内始终为正，拓宽了逆变器的控制带宽，但该方法存在对高频处的电压谐波抑制效果差，甚至会放大高频谐波的问题，这一现象在电网强度降低时更加明显。

现有电容电压全反馈研究重点多集中于对低次谐波的抑制[11-15]，忽略了高频谐波对并网电流的影响。为了解决现有电容电压全反馈策略对中、高频谐波抑制效果不佳的问题，本文提出一种改进谐波抑制方法，利用一阶惯性环节分别对比例反馈和二阶微分反馈进行补偿，补偿后的电容电压全反馈策略在中、高频更接近理想特性，通过在二阶微分回路的补偿项中引入一个权重系数 K，通过对 K 值的整定使等效并联电阻在（0，f_s/3）频带内为正，保证逆变器的稳定运行，并以非理想广义积分器（Generalized Integrator，GI）等效替代微分项，对补偿环节进行数字实现。最后，通过实物

收稿日期：2024-10-16。
基金项目：江苏省高等学校基础科学（自然科学）研究项目（22KJB470013）；南京工程学院引进人才科研启动基金项目（YKJ202207）。
通信作者：葛　乐（1982-），男，教授，研究方向为新型电力系统。E-mail：supertiger_bear@126.com

样机验证了本文所提改进谐波抑制方法的有效性。

1　三相 LCL 并网逆变器控制结构

三相 LCL 并网逆变器结构和控制框图如图 1 所示。

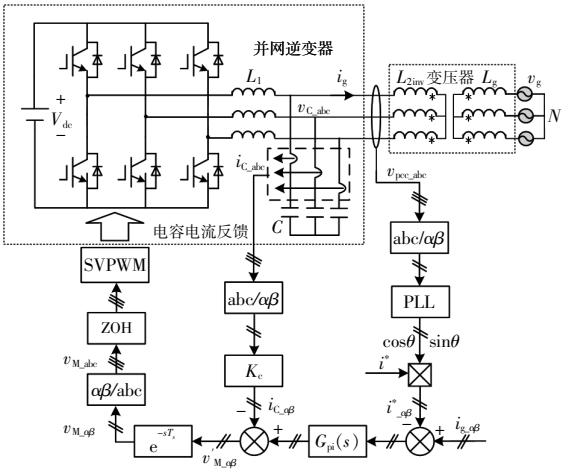


图 1　数字控制下的三相 LCL 并网逆变器控制框图

Fig.1 Control block diagram of three-phase LCL grid-connected inverter under digital control

图 1 中:L_1 为逆变器侧滤波电感;C 为滤波电容;V_{dc} 为逆变器直流侧电压;v_g 为电网电压;i_{C_abc} 为测量得到电容电流;PLL 为锁相环,用于实时获取电压的相位。采用变压器低压侧的漏感 L_{2inv} 作为逆变器网侧的滤波电感,此时并网点的电压 v_{pcc_abc} 就等于电容电压 v_{C_abc}。考虑电网阻抗最恶劣即纯电感时的工况,逆变器实际网侧电感值为 $L_2=L_{2inv}+L_g$,L_g 为变压器高压侧归算到低压侧的等效电感。

逆变器在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下进行控制,对并网电流 i_g 采样后经过坐标变换得到 $i_{g_\alpha\beta}$,与电流基准值 $i^*_{_\alpha\beta}$ 相减后送入 PI 控制器 $G_{pi}(s)$。采用传统电容电流反馈控制策略阻尼谐振尖峰[16],反馈系数为 K_c,v_M 为 SVPWM 的调制波;e^{-sT_s} 为数字控制引入的 1 拍计算延时[17],其中 $T_s=1/f_s$;ZOH 为 SVPWM 调制器引入的 0.5 拍调制延时[17]。由于 α 轴和 β 轴数学模型相同且解耦,本文以 α 轴分量为例进行论证分析,为了使表达式更加简洁和叙述方便,后续表达式中均略去了下标 $_\alpha$。

2　电容电压全反馈改进控制方法

加入电容电压全反馈策略后,逆变器控制框图如图 2 所示。

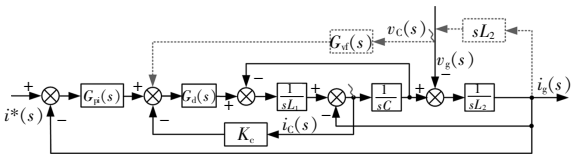


图 2　电容电压全反馈逆变器控制框图

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

延时环节 $G_d(s)=e^{-1.5T_s s}$,表示计算延时和调制延时引起的 1.5 拍数字延时,系统的环路增益 $T_A(s)$ 为

$$T_A(s)=G_{x1}G_{x2} \tag{1}$$

$$G_{x1}=\frac{G_{pi}(s)G_d(s)}{s^2L_1C+sCK_cG_d(s)+1} \tag{2}$$

$$G_{x2}=\frac{s^2L_1C+sCK_cG_d(s)+1}{s^3L_1L_2C+s^2L_2CK_cG_d(s)+s(L_1+L_2)} \tag{3}$$

理想情况下,采用电容电压全反馈能完全消除由电网电压 $v_g(s)$ 引起的扰动分量[11]。理想条件下全反馈函数 G_{vf} 的表达式为

$$G_{vf}=\frac{G_{pi}}{G_{x1}}=\frac{1}{G_d(s)}+sCK_c+\frac{s^2L_1C}{G_d(s)} \tag{4}$$

由于 $G_d(s)$ 为一个超前环节,实际中无法实现,文献[14,15]将其近似为 1,近似后电容电压全反馈函数的表达式为

$$G_{cf}=1+sCK_c+s^2L_1C \tag{5}$$

忽略延时环节相位对全反馈策略的影响,能有效降低控制环节的复杂程度,但会导致近似后的反馈函数产生相位偏差,削弱了电容电压全反馈的谐波抑制效果。文献[15]采用一个 LPF 对二次微分反馈环节进行补偿、拓宽了控制带宽,同时一定程度上提升了低频处全反馈的谐波抑制效果,然而该方法存在以下问题:①电容电压全反馈策略在中、高频段未达到抑制谐波的效果,甚至会加剧背景谐波对并网电流的影响;②LPF 截止频率的整定过于繁琐,普适性较差。

本文提出一种改进谐波抑制方法,以一阶惯性环节 $G_{FOI}(s)=1/(1.5T_s s+1)$ 对延时环节 $G_d(s)$ 进行近似($T_s=1/f_s$),在单位反馈回路和二阶微分反馈回路中分别加入补偿环节 $G_{FOIP}(s)$ 和 $G_{FOID2}(s)$,补偿因忽略延时环节而导致的反馈函数相位偏差。补偿后逆变器的控制框图如图 3 所示。

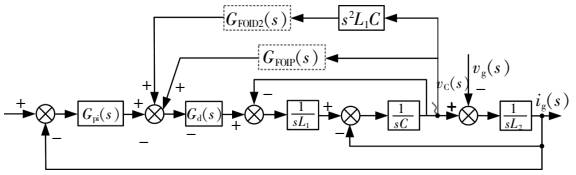


图 3 加入补偿环节后电容电压全反馈的并网逆变器控制框图

Fig.3 Control block diagram of grid connected inverter with full feedback of capacitor voltage after compensation

此时电容电压全反馈函数为

$$G'_{cf}=G_{FOIP}(s)+G_{FOID2}(s)s^2L_1C \tag{6}$$

$$G_{FOIP}(s)=G_{FOID2}(s)=1.5T_s s+1 \tag{7}$$

理想情况下,电容电压全反馈能完全消除电网电压波动引起的电流谐波,实际采用的电容电压全反馈相频特性与式(4)越接近,谐波抑制效果就越好。图 4 为不同补偿策略下电容电压全反馈函数的相位图。

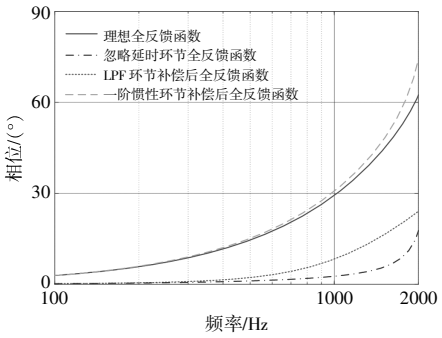


图 4 不同补偿策略下电容电压全反馈函数相位伯德图

Fig.4 Phase Bode diagram with capacitor-voltage full feedback scheme under different compensation strategies

由图 4 可知:当采用理想全反馈函数时,可以完全消除电网电压对并网电流的扰动;若忽略全反馈函数中的延时环节,其相位则始终滞后于理想全反馈,并且随着频率的升高,误差逐渐增大,1 000 Hz 处约有 25°的相位误差。当采用 LPF 环节进行补偿后,相位偏移有所改善,但在中、高频段与理想全反馈函数相位差别仍然较大,1 000 Hz 时仍有近 20°的相位误差,电容电压反馈谐波抑制策略在中、高频处效果不理想。加入一阶惯性环节后,全反馈函数的相位偏差得以补偿,尤其在中高频处全反馈函数更接近于理想补偿效果。

3 电容电压全反馈改进控制稳定性分析及数字实现方法

3.1 电容电压全反馈改进控制稳定性分析

电容电压全反馈相当于在滤波电容 C 两端等效并联了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}。Z_P 可以用电阻 R_P 和电抗 X_P 并联的形式表示,Z_{D2} 可以用电阻 R_{D2} 和电抗 X_{D2} 并联的形式表示,如图 5 所示。

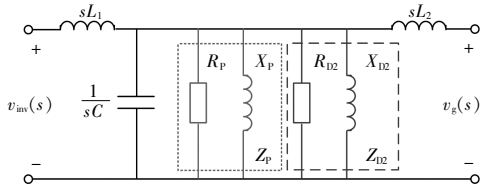


图 5 电容电压全反馈引入的等效虚拟阻抗

Fig.5 Equivalent virtual impedance introduced by the capacitor voltage full feedback scheme

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,而电阻部分则具有类似电容电流反馈阻尼谐振峰的效果,当 $R_P(f)//R_{D2}(f)$ 为正值时,可以阻尼 LCL 的谐振尖峰,有利于系统的稳定性;当 $R_P(f)//R_{D2}(f)$ 为负值时,则会引入右半平面开环极点,导致系统失稳[13]。

电容电压全前馈策略的稳定性问题是因 $R_P(f)$ 和 $R_{D2}(f)$ 在谐振频率附近并联值小于 0 引起的,因此,必须保证 $R_P(f)//R_{D2}(f)$ 在 $(0,f_s/3)$ 的频段内为正[14]。本文通过在二阶微分回路的补偿环节 $G_{FOID2}(s)$ 中引入一个权重系数 K,校正等效并联电阻,以保证系统的稳定性。

引入 K 后,二阶微分回路的补偿环节表达式改写为

$$G_{FOID2}(s)=\frac{1.5T_s s+1}{K} \tag{8}$$

此时,等效并联阻抗表达式为

$$Z_P(s)=-\frac{sL_1}{G_d(s)(1.5T_s s+1)} \tag{9}$$

$$Z_{D2}(s)=-\frac{K}{sCG_d(s)(1.5T_s s+1)} \tag{10}$$

带入 $s=j2\pi f$ 后整理得到式(11)和式(12)。

$$Z_P(j2\pi f)=\frac{2\pi fL_1}{[\sin(3\pi fT_s)-3\pi T_s f\cos(3\pi fT_s)]+j[3\pi T_s f\sin(3\pi fT_s)+\cos(3\pi fT_s)]} \tag{11}$$

$$Z_{D2}(j2\pi f)=-\frac{K}{[2\pi fC\sin(3\pi fT_s)-6\pi^2f^2T_s\cos(3\pi fT_s)]+j[\pi fC\cos(3\pi fT_s)+6\pi^2f^2T_s\sin(3\pi fT_s)]} \tag{12}$$

此时 $R_P(f)$和 $R_{D2}(f)$的表达式为

$$R_P(f)=\frac{2\pi fL_1}{\sin(3\pi fT_s)-3\pi T_s f\cos(3\pi fT_s)} \quad (13)$$

$$R_{D2}(f)=-\frac{K}{2\pi fC[\sin(3\pi fT_s)-3\pi fT_s\cos(3\pi fT_s)]} \quad (14)$$

并联电阻 $R_{BL}(f)$为

$$R_{BL}(f)=\frac{R_P(f)R_{D2}(f)}{R_P(f)+R_{D2}(f)}=\frac{2\pi KfL_1}{[\sin(3\pi fT_s)-3\pi fT_s\cos(3\pi fT_s)](K-4\pi^2f^2L_1C)} \quad (15)$$

由式(15)可知,当 $f=f_s/3$ 时,K 有最小值,即 $K>(4\pi^2f_s^2L_1C)/9$,解得此时满足稳定性要求的 $K>8.5$。另外可以看出,K 值的选取与网侧电感 L_2 无关,无论电网阻抗如何变化,补偿策略均能保证 R_{BL} 的值在$(0,f_s/3)$内始终为正,无需重新整定。

3.2　基于非理想 GI 的微分项数字实现方法

考虑到补偿环节 $G_{FOIP}(s)$及 $G_{FOID2}(s)$的表达式(7),(8)中含有微分项,在实际运用中较难实现且对噪声敏感,文献[18]提出了一种用积分传递函数非理想 GI 等效替代微分项的技术手段,非理想 GI 的传递函数为

$$GI^*(s)=\frac{\omega^{*2}s}{s^2+\omega_c s+\omega^{*2}} \quad (16)$$

式中:ω_c 为截止频率;ω^* 为最大增益点处的角频率。

为了使非理想 GI 在 Nyquist 频率内都能保持微分特性,选取 $\omega^*=\pi f_s$。通过设置 ω_c 来调节 ω^* 处的增益,降低噪声影响。利用基于一阶保持(First-Order Hold,FOH)离散化可以得到非理想 GI 的离散域表达式为

$$GI^*(z)=\frac{3.214\ 1\times10^4z^2-1.207\times10^4z-2.034\times10^4}{z^2+1.248z+0.389\ 7} \quad (17)$$

根据式(16),(17)绘制出微分环节、非理想 GI 及对其离散化后的伯德图如图 6 所示。

由图 6 可见,采用非理想 GI 等效替代微分项,能有效降低噪声影响且易于数字实现。离散后的补偿环节表达式为

$$G_{FOIP}(z)=1.5T_sGI^*(z)+1 \quad (18)$$

$$G_{FOID2}(z)=\frac{1.5T_sGI^*(z)+1}{K} \quad (19)$$

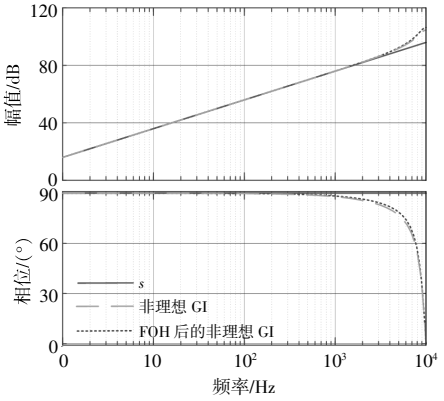


图 6　微分环节、非理想 GI 及其离散化结果的伯德图

Fig.6 Bode diagram of differential link, non-ideal GI and its discretization results

3.3　谐波抑制能力分析

采用式(6)改进后 $G'_{cf}(s)$的电容电压全反馈函数时,并网电流的表达式为

$$i'_g=i_g+i'_{gcf}=\frac{T_A(s)G_{pi}(s)}{[1+T_A(s)]G_{pi}(s)-sL_2G'_{cf}(s)T_A(s)}i^*(s)-\frac{G_{x2}(s)G_{pi}(s)-G'_{cf}(s)T_A(s)}{[1+T_A(s)]G_{pi}(s)-sL_2G'_{cf}(s)T_A(s)}v_g(s) \quad (20)$$

其中第二项为电网电压 $v_g(s)$而引起的并网电流的扰动量 $i'_{g2}(s)$。

$$i'_{g2}(s)=\frac{G_{x2}(s)G_{pi}(s)-G'_{cf}(s)T_A(s)}{[1+T_A(s)]G_{pi}(s)-sL_2G'_{cf}(s)T_A(s)}v_g(s) \quad (21)$$

电容电压全反馈的初衷是消除 $v_g(s)$对并网电流 i_g 的影响,因此,$i'_{g2}(s)/v_g(s)$的幅频曲线应尽可能的低,为了更直观地展现不同 K 值下电容电压全反馈策略对谐波的抑制效果,根据式(21),绘制了 $G_{FOID2}(s)$中 K 取不同值时 $i'_{g2}(s)/v_g(s)$的幅频曲线,如图 7 所示。

与无电容电压反馈控制的逆变器相比,采用本文所提的补偿方法,$i'_{g2}(s)/v_g(s)$幅频曲线明显下降,即电网电压谐波对并网电流的影响显著减小。然而,随着补偿环节 $G_{FOID2}(s)$的权重系数 K 值的增大,高频段开始出现谐波被放大的现象,综合系统稳定裕度和谐波抑制效果考虑,本文取权重系数 $K=11$。

为了对比不同补偿方法下电容电压全反馈的

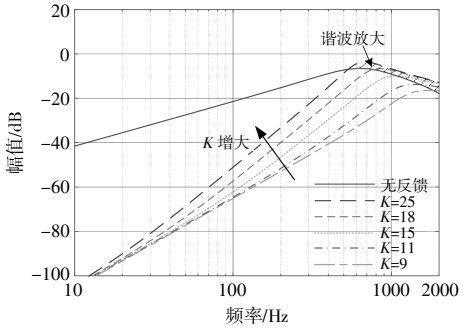
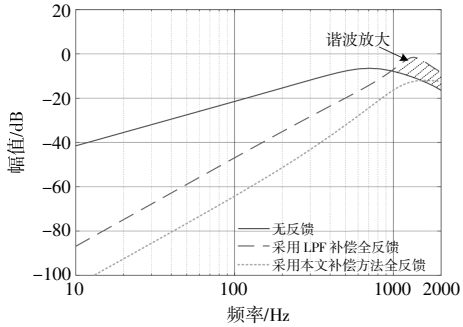


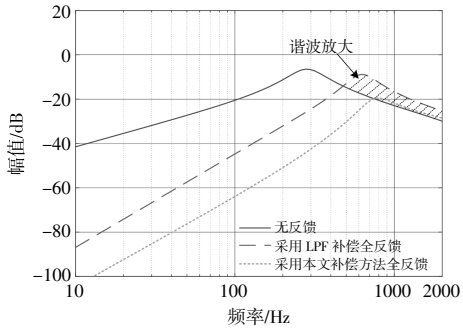
图 7 不同 K 值时 $\dot{i}_{g2}(s)/v_g(s)$ 的幅频曲线

Fig.7 Magnitude-frequency curves of $\dot{i}_{g2}(s)/v_g(s)$ with different values of K

谐波抑制能力,图 8 给出了强电网及电网阻抗较大(L_g=3 mH),采用不同补偿方法时 $\dot{i}_{g2}(s)/v_g(s)$ 的幅频曲线。



(a)L_g=0 mH



(b)L_g=3 mH

图 8 不同补偿法下 $\dot{i}_{g2}(s)/v_g(s)$ 的幅频曲线

Fig.8 Magnitude-frequency curves of $\dot{i}_{g2}(s)/v_g(s)$ under different compensation strategies

由图 8 可知,采用低通滤波器(LPF)补偿的全反馈策略时,$\dot{i}_{g2}(s)/v_g(s)$ 的幅频曲线在高频段高于无反馈的幅频曲线,此时反馈策略不能抑制谐波,反而会放大高频电流谐波。在强电网下,1 000 Hz 左右的电流谐波被明显放大,并且在电网阻抗增大时更为严重,谐波放大有向中低频段偏移的迹象,500 Hz 及以上谐波均被不同程度地放大,中、高频段的谐波抑制效果不理想。采用本文补偿方法后,幅频曲线在低频处增益更低,即对低频段的谐波抑制能力更强,且在高频段幅频曲线明显低于采用 LPF 补偿方法的幅频曲线,未出现谐波明显放大的现象。

4 实验验证

为验证本文理论分析的正确性以及补偿后的电容电压全反馈谐振抑制效果,搭建了一台 10 kW 逆变器实物样机,采用回收式电网模拟电源 61830 模拟交流电网,电压有效值 220 V、频率为 50 Hz。直流侧采用直流电源 62180D-1800 供电,如图 9 所示。

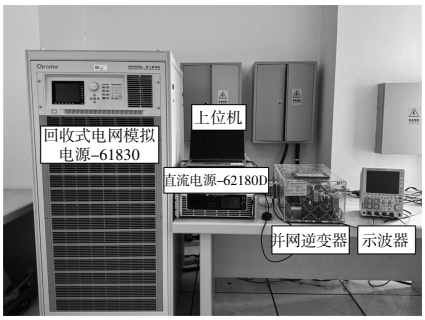


图 9 实验平台

Fig.9 Experimental platform

逆变器相关参数见表 1,与前文分析所用参数完全一致。

表 1 逆变器参数

Table 1 Parameters of inverter

参数	数值	参数	数值
直流侧电压 V_{dc}/V	700	逆变器容量 S_N/(kV·A)	10
交流侧电压 v_g/V	220	逆变器侧滤波电感 L_1/mH	0.6
PI 控制器比例系数 K_p	10	滤波电容 C/μF	8
PI 控制器积分系数 K_i	800	变压器低压侧漏感 L_{2inv}/mH	0.4
电容电流反馈系数 K_c	0.8	SVPWM 调制系数 K_{pwm}	1
补偿环节权重系数 K	11	GI 截止角频率 ω_c	8 000
并网电流参考值 i^*/A	21.5	GI 最大增益点处角频率 ω^*	63 000
采样频率 f_s/kHz	20	基波角频率 ω_0	100π

为了验证所提补偿方法对电网电压背景谐波的抑制效果,电网模拟电源 61830 中分别引入 5,7,11,13,19,23 次和 31 次谐波,同时在交流电源侧串接电感 L_g=3 mH 来模拟电网阻抗较大的情况。电压谐波含量如表 2 所示。

图 10~12 为强电网下采用不同反馈方案并网逆变器的实验波形。

表 2　注入谐波含量

Table 2 Content of the injected harmonics

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

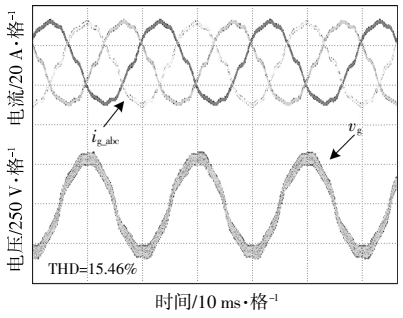


图 10　强电网下无电容电压反馈逆变器实验波形

Fig.10 Experimental waveforms of the grid-connected inverter without feedback schemes under stiff grid

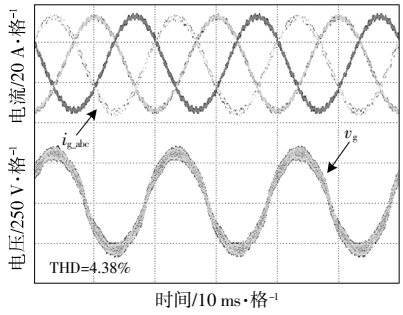


图 11　强电网下采用 LPF 补偿逆变器实验波形

Fig.11 Experimental waveforms of the grid-connected inverter with LPF compensation feedback schemes under stiff grid

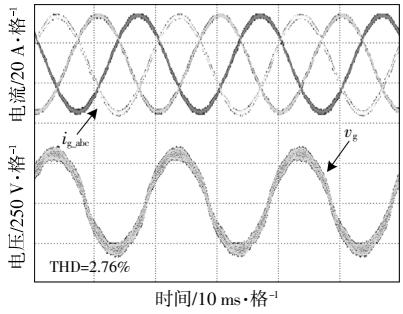


图 12　强电网下采用改进补偿方法逆变器实验波形

Fig.12 Experimental waveforms of the grid-connected inverter using improved capacitor voltage full feedback schemes under stiff grid

由图 10 可知,并网电流波形受电网电压谐波影响,发生畸变,THD 值为 15.46%。由图 11 可知,当采用 LPF 补偿的电容电压全反馈方案时,并网电流低频处的谐波得到抑制，但高频处的谐波被放大,THD 值为 4.38%。采用 LPF 补偿的电容电压反馈方案使 23 次及以上谐波明显放大,与图 8(a)的结论相符。当采用本文所提改进电容电压全反馈时,并网电流质量得到明显改善,高频处并未出现谐波被放大的迹象，此时 THD 值为 2.76%,谐波抑制效果良好。

图 13 为并网电流谐波含量的频谱。

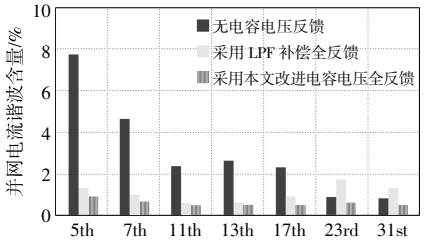


图 13　强电网下不同补偿方法电流谐波含量频谱图

Fig.13 Harmonic spectrum of the injected current with different schemes under stiff grid

图 14~16 为电网阻抗较大(L_g=3 mH)时,采用不同反馈方案的并网逆变器的实验波形。图 17 为并网电流谐波含量的频谱图。

电网阻抗加剧了电网电压背景谐波对并网电流的畸变程度。无电容电压反馈策略时,并网电流波形畸变相较强电网下更加严重,THD 值为

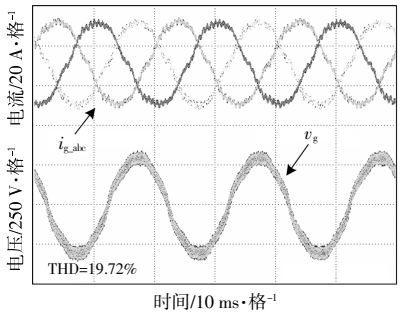


图 14　电网阻抗较大时无电容电压反馈逆变器实验波形

Fig.14 Experimental waveforms of the grid-connected inverter without feedback schemes when grid impedance is large

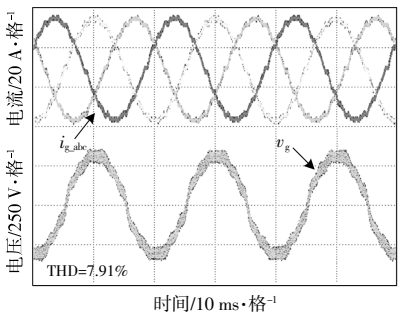


图 15　电网阻抗较大时采用 LPF 补偿逆变器实验波形

Fig.15 Experimental waveforms of the grid-connected inverter with LPF compensation feedback schemes when grid impedance is large

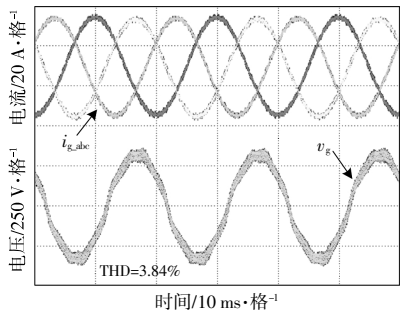


图 16 电网阻抗较大时采用改进补偿方法逆变器实验波形
Fig.16 Experimental waveforms of the grid-connected inverter using improved capacitor voltage full feedback schemes when grid impedance is large

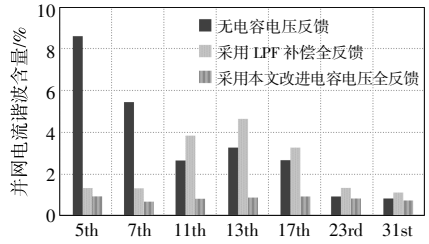


图 17 电网阻抗较大时不同补偿方法电流谐波含量频谱图
Fig.17 Harmonic spectrum of the injected current with different schemes when grid impedance is large

19.72%。当采用 LPF 补偿的电容电压全反馈方案时,11 次及以上谐波被不同程度地放大，且谐波放大现象有向中低频段偏移的趋势,与图 8(b)的分析结果相吻合,此时 THD 值为 7.91%,并网电流谐波含量不满足并网要求。当采用本文所提改进电容电压全反馈时，高频谐波被放大的问题得以解决,此时 THD 值为 3.84%。

采用本文提出改进电容电压全反馈方法,当 L_g 从 0~3 mH 变化时，并网逆变器始终能够稳定运行,且具有良好的谐波抑制能力,尤其在中、高频段能有效抑制背景谐波引起的电流畸变。通过与传统反馈方案的前后对比，验证了所提改进电容电压全反馈方法的有效性。

5 结束语

本文提出一种改进电容电压全反馈方法,增强了并网逆变器对并网电流中、高频段谐波的抑制能力。该方法在单位反馈与二次微分反馈通路中分别引入补偿环节，修正因忽略控制延时所造成的相位偏差；通过引入阻抗系数对系统等效电阻进行校正,确保系统具有足够的稳定裕度。在不同电网强度下的实验结果表明,采用所提方法后,逆变器并网电流总谐波畸变率从原来的 15.46%和 19.72%分别降至 2.76%和3.84%,且对中、高频段谐波分量的抑制效果尤为显著，充分展示了所提改进方法的有效性。

参考文献:

[1] 张成,赵涛,朱爱华,等.弱电网下并联逆变器稳定性及电能质量治理研究[J].电力工程技术,2022,41(3):224-230.

[2] 涂丹凤,张代润,范文,等.基于 VSG 的并网变流器 LADRC 策略研究[J].电测与仪表,2022,59(7):137-144.

[3] 任冲,柯贤波,王吉利,等.高比例新能源电网新能源功率优化分配方法 [J]. 电力工程技术,2022,41(3):110-117.

[4] 沙兆义,王聪博,詹荣荣,等.基于故障全电流多阶突变的换流器并网线路纵联保护[J].中国电力,2024,57(2):62-71.

[5] Y Liu, W Wu, Y He, et al. An efficient and robust hybrid damper for LCL- or LLCL-based grid-tied inverter with strong grid-side harmonic voltage effect rejection[J].IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016,63(2):926-936.

[6] 田芫菘,李建国,张雅静,等.基于无源控制的并网逆变器特定次谐波电流抑制方法 [J]. 电力工程技术,2023,42(2):215-222.

[7] 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.

[8] Z Lin,X Ruan,L Wu,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.

[9] Q Liu,Y Li,S Hu,et al.A transformer integrated filtering system for power quality improvement of industrial DC supply system [J].IEEE Transactions on Industrial Electronics,2020,67(5):3329-3339.

[10] 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.

[11] S Y Park,C L Chen,J S Lai,et al.Admittance compensation in current loop control for a grid-tie LCL fuel cell inverter [J].IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(4):1716-1723.

[12] 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.

[13] Y He,X Wang,X Ruan,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.

[14] X Li, J Fang, Y Tang, 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 Power Electronics,2018,33(1):749-764.

[15] H Zhang,X Ruan,Z Lin,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, 2019,36(3):2996-3006.

[16] 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.

[17] 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.

[18] Xin Z,Loh P C,Wang X F,et al. Highly accurate derivatives for LCL -filtered grid converter with capacitor voltage active damping [J].IEEE Transactions on Power Electronics,2016,31(5):3612-3625.

Improved capacitor voltage full feedback scheme for three-phase LCL-type inverter to suppress current distortion

Jiang Tianrun, Liu Jiaqing, Zhu Mingzhe, Ge Le

(School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

Abstract: The capacitor voltage full feedback scheme employed in LCL-type grid-connected inverters can suppress grid background harmonics. However, the existing schemes exhibit insufficient suppression capability for high-order harmonics. To address this problem, this paper proposes an improved harmonic suppression strategy. By introducing a compensation link into both the unit feedback path and the second-derivative feedback path, the phase deviation caused by neglecting the control delay is compensated. The improved capacitor voltage full feedback method more closely approximates the ideal effect, particularly in the high-frequency band. Furthermore, by introducing a weighting coefficient into the compensation link of the second -derivative feedback path, the equivalent resistance induced by the capacitor voltage full feedback is reshaped, thereby ensuring stable system operation. Experimental results demonstrate that the grid -connected inverter utilizing the proposed improved harmonic suppression method can effectively suppress the grid current distortion caused by background harmonics in the grid voltage, showing particularly effective suppression for harmonics in the medium and high-frequency bands.

Keywords: capacitor voltage full feedback; grid-connected inverter; compensation link; medium and high-frequency band harmonics