DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.142 中图分类号：TM464 文献标志码：A

基于加权平均电流的并网逆变器鲁棒反步控制策略

周子淳[1,2]，何国锋[1,2](中国电源学会会员)，罗 霜[1,2]，李国娇[1,2]
(1.三峡大学电气与新能源学院，宜昌 443002；2.河南城建学院电气与控制工程学院，平顶山 467036)

摘要：为解决应用于LCL型并网逆变器的传统反步控制策略所存在的计算量大、测量噪声被成倍放大的问题，提出一种基于加权平均电流控制WACC(weighted average current control)的改进反步控制策略。首先，利用WACC策略将LCL三阶滤波系统降阶为一阶，在有效减少整体计算量的同时，降低对虚拟控制量的求导次数；然后，利用滑模观测器对加权平均电流进行观测，以减小LCL滤波器参数摄动对加权平均电流精度的影响；最后，依据所建立的等效系统模型设计反步控制器，控制并网电流。仿真与实验结果表明，所提控制策略具有良好的稳态性能和较高的鲁棒性。

关键词：并网逆变器；加权平均电流；反步控制；滑模观测器

Robust Backstepping Control Strategy for Grid-connected Inverter Based on Weighted Average Current

ZHOU Zichun[1,2], HE Guofeng[1,2], *Member*, *CPSS*, LUO Shuang[1,2], LI Guojiao[1,2]
(1. School of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China;
2. School of Electrical and Control Engineering, Henan University of Urban Construction, Pingdingshan 467036, China)

Abstract: To solve the problems of computational complexity and exponential amplification of measurement noise under the traditional backstepping control strategy applied to an LCL grid-connected inverter, an improved backstepping control strategy based on weighted average current control (WACC) is proposed in this paper. First, the order of the LCL filtering system is reduced from third-order to first-order by means of the WACC strategy, which effectively alleviates the overall computation load and decreases the number of derivations required for virtual control quantities. Then, a sliding-mode observer is utilized to observe the weighted average current, so as to lessen the influence of LCL filter parameter perturbation on the accuracy of weighted average current. Finally, a backstepping controller is designed to regulate the grid-connected current based on the established equivalent system model. Simulation and experimental results prove that the proposed control strategy has a good steady-state performance and high robustness.

Keywords: Grid-connected inverter; weighted average current; backstepping control; sliding-mode observer

随着“双碳”目标的实施，分布式电源DG(distributed generation)在微电网中渗透率必将快速提高。作为DG与电网的接口，并网逆变器的作用至关重要[1-5]。为降低并网电流的总谐波畸变率THD(total harmonic distortion)，需要设计滤波器以滤除高次谐波。与L型滤波器相比，LCL型滤波器体积较小且滤波效果更好，然而LCL型滤波器存在本质谐振问题，会影响系统的内部稳定[6-9]。

为抑制LCL型并网逆变器存在的谐振，文献[10]

收稿日期：2023-03-03；**修回日期：**2023-03-06，2023-04-11，2023-05-10；**录用日期：**2023-07-17；**网络首发日期：**2023-08-21
基金项目：河南省自然科学基金面上项目(222300420400)
This work is supported by Natural Science Fund Project of Henan Province under the grant 222300420400

和文献[11]提出了一种在滤波电容上串联一个无源电阻的无源阻尼策略，降低了系统谐振峰值，改善了系统的稳定性，然而上述无源阻尼策略增加了系统损耗；文献[12]利用网侧电流反馈，提出了滤波电容并联虚拟电阻的有源阻尼控制策略，设计过程简单，且对功率级的影响较低；文献[13]提出了一种基于逆变侧和并网侧电流反馈的双电流有源阻尼控制策略，在一定程度上增大了系统的稳定裕度，然而整个有源阻尼控制器的实施过程较为复杂；文献[14]提出了基于阻尼因子的有源阻尼控制策略，在利用逆变器侧电流反馈的同时，搜索最优阻尼因子，实现对谐振的最优抑制，然而该方法不仅需要精确设计阻尼的大小，还需要额外的补偿策略以增强系统的稳定性；文献[15]提出了分裂电容法，将 LCL 滤波器的电容按一定比例分成并联的前后两部分，将受控系统的特性由三阶降为一阶；文献[16]提出了一种将逆变侧电流和并网侧电流进行加权平均并反馈的加权平均电流控制 WACC(weighted average current control)策略，将 LCL 滤波系统等效为一个 L 滤波系统。上述控制方法结构简单、动态响应速度快、稳态误差小，但没有考虑滤波器参数摄动对加权平均电流 WAC(weighted average current)精度的影响。

含有扰动的 LCL 型并网逆变器是一个三阶非线性系统，相应的反步控制和滑模控制 SMC(sliding-mode control)等非线性控制策略得到了广泛运用。文献[17]针对 LCL 型并网逆变器提出了一种 SMC 方法，利用并网电流误差、电容电压误差及其导数构成滑模面函数，实现对入网电流的稳定控制。文献[18]提出了一种适用于单相并网变换器的 SMC 方法，增强了在不同功率耦合条件下的功率解耦能力。虽然滑模控制方法对参数不确定性和外部扰动具有较强的鲁棒性，然而，SMC 方法是一种严格要求内部动态稳定的反演控制技术[19]，且滑模面存在抖震问题。文献[20]利用非线性反步控制策略，通过将三阶 LCL 型并网逆变器分解为多个子系统，并引入虚拟控制律使每个子系统的误差渐近收敛，最终在保证系统全局渐近稳定前提下，实现对并网电流的控制。虽然反步控制通过采用严格稳定条件的分步递推算法，保证了内部动态稳定，但其控制器设计复杂，且没有考虑控制器内部对测量变量的微分过程所导致的测量噪声放大的影响[21-22]。文献[23]通过增加二阶低通滤波器以抑制测量噪声的影响，却使得整体控制器的设计过程更为复杂。

为克服上述传统反步控制策略所存在的控制器复杂、测量噪声被放大以及鲁棒性差问题，本文提出一种基于 WACC 和滑模观测器 SMO(slide-mode observer)的改进鲁棒反步控制策略。首先通过 WACC 对系统降阶，简化系统模型；然后，在滤波器参数存在摄动的情况下，利用 SMO 对 WAC 进行估计，以提高 WAC 的精度，改善系统的鲁棒性；最后，依据所建立的等效系统模型，设计一种结构简单且不包含测量变量求导项的反步控制器，实现对参考并网电流的　追踪。

1　系统模型和传统反步控制策略分析

1.1　LCL 型并网逆变器数学模型

LCL 型并网逆变器拓扑如图 1 所示。图中：V_{dc} 为直流电压源；Z_{dc} 为直流电压源等效内阻抗；C_{11}、C_{12} 为直流侧电容；S_i(i=1,2,⋯,6)为功率管；L_{1j}、C_j 和 L_{2j}(j=a，b，c 相)分别为逆变侧的滤波电感、滤波电容和电网侧滤波电感。

由图 1 可得，并网逆变器的数学模型[24]为

$$\begin{cases} L_{1j}\dfrac{\mathrm{d}i_{1j}}{\mathrm{d}t}=v_j-v_{cj} \\ C_j\dfrac{\mathrm{d}v_{cj}}{\mathrm{d}t}=i_{1j}-i_{2j} \\ L_{2j}\dfrac{\mathrm{d}i_{2j}}{\mathrm{d}t}=v_{cj}-v_{gj} \end{cases} \tag{1}$$

式中，i_{1j}、v_j、v_{cj} 和 i_{2j} 分别为逆变器侧电感电流、逆变器输出电压、电容电压和电网侧电感电流。将式(1)进行拉普拉斯变换并整理，可得逆变器交流侧端电压分别到逆变器侧输出电流、电网侧输出电

流的传递函数[16]分别为

$$G_{v_j,i_{1j}}(s)=\frac{I_{1j}(s)}{V_{1j}(s)}=\frac{s^2L_{2j}C_j+1}{L_{1j}L_{2j}C_js^3+(L_{1j}+L_{2j})s} \tag{2}$$

$$G_{v_{1j},i_{2j}}(s)=\frac{I_{2j}(s)}{V_{1j}(s)}=\frac{1}{L_{1j}L_{2j}C_js^3+(L_{1j}+L_{2j})s} \tag{3}$$

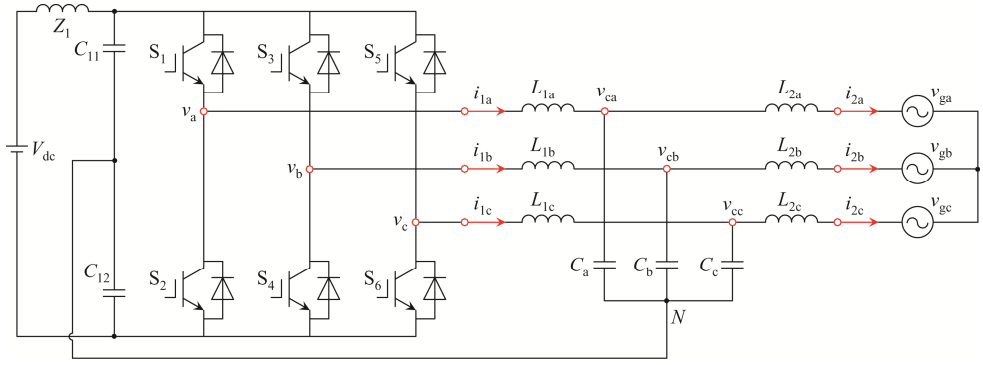


图 1 LCL 型并网逆变器拓扑

Fig. 1 Topology of LCL grid-connected inverter

1.2 传统反步控制原理分析

基于 LCL 型并网逆变器数学模型的传统反步控制方法的设计步骤如下。

首先，以追踪电网电流参考值 i_{2jr} 为目标，并选取以电网电流参考值与实际电网电流之间差值 e_1 为变量的李雅普诺夫函数 $V_1(e_1)$，其中

$$e_1=i_{2jr}-i_{2j} \tag{4}$$

然后，结合式(1)和李雅普诺夫稳定性原理，得到虚拟控制律 v_{cjr}，即滤波电容电压参考值，以实现对电网电流参考值的稳定追踪。以此类推，得到虚拟控制律 i_{1jr}，即逆变器侧输出电流参考值[21]。定义滤波电容电压参考值与实际滤波电容电压差值 e_2、逆变器侧输出电流参考值与实际逆变器侧输出电流参考值差值 e_3 分别为

$$e_2=v_{cjr}-v_{cj} \tag{5}$$

$$e_3=i_{1jr}-i_{1j} \tag{6}$$

最后，通过选取以 e_1、e_2、e_3 为变量的总李雅普诺夫函数 $V_2(e_1,e_2,e_3)$，并结合式(1)与李雅普诺夫稳定性原理，便可得到当 $t\to\infty$ 时，使得 e_1、e_2、e_3 稳定趋近于 0 的逆变器调制信号 m[21]，即

$$m=\frac{1}{C_j}\left[n_1+C_j(\dot{n}_2+L_{2j}\ddot{n}_3+L_{2j}\dddot{i}_{2jr})\right] \tag{7}$$

式中：$m=2v_j/V_{dc}$；$n_1=v_{cj}/L_{1j}-e_2/C_j-k_3e_3$；$n_2=i_{2j}/L_{1j}-e_1/L_{2j}-k_2e_2$；$n_3=v_{gj}/L_{2j}-k_1e_1$；$k_1$、$k_2$、$k_3$ 为反步控制增益系数，取值为正常数。

由式(7)可以看出，最后所得调制信号 m 中包含了测量信号 i_{2j}、v_{cj} 的一次导数项和 i_{2j}、v_{gj} 的二次导数项，计算过程过于复杂。并且求导环节对测量变量信号中的噪声非常敏感，每一次求导都会成倍放大测量噪声的影响，易导致系统失去稳定[25]。

2 基于改进控制策略的设计与分析

2.1 WACC 的设计与分析

WACC 方法本质上是一种阻尼控制策略，通过将逆变器侧的输出电流 i_{1j} 和并网侧电流 i_{2j} 的加权平均值作为虚拟入网电流，以实现追踪参考电网电流参考值 i_{2jr} 的目标。加权平均电流的表达式为

$$i_{wacj}=\beta i_{1j}+(1-\beta)i_{2j} \tag{8}$$

式中：i_{wacj} 为加权平均电流；β 和 $1-\beta$ 分别为 i_{1j} 和 i_{2j} 的权值系数，$\beta=L_{1j}/(L_{1j}+L_{2j})$。将式(8)进行拉普拉斯变换并代入式(2)、式(3)，整理得 v_j 到 i_{wacj} 的传递函数为

$$G_{v_j,i_{wacj}}(s)=\frac{I_{wacj}(s)}{V_j(s)}=\frac{1}{s(L_{1j}+L_{2j})} \tag{9}$$

由式(9)可以看出，降阶后，一阶系统中的等效滤波电感 L_{wacj} 大小为

$$L_{\mathrm{wac}j}=L_{1j}+L_{2j} \tag{10}$$

降阶后，系统的数学模型[16]变为

$$L_{\mathrm{wac}j}\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{wac}j}}{\mathrm{d}t}=v_j-v_{gj} \tag{11}$$

2.2 SMO 的设计

并网逆变器在实际运行过程中，滤波电感 L_{1j} 和 L_{2j} 的大小容易受到温度、老化程度等因素影响。由式(8)可得，滤波电感 L_{1j} 和 L_{2j} 的变化会对 $i_{\mathrm{wac}j}$ 精度造成影响，从而影响整个系统的稳定运行。由于 L_{1j} 和 L_{2j} 大小变化有界，现假设 L_{1j} 和 L_{2j} 变化大小之和为 D_{L}，有上界为 D_{Lmax}。此时，等效一阶系统中，滤波电感大小变为

$$L'_{\mathrm{wac}j}=L_{\mathrm{wac}j}+D_{\mathrm{L}} \tag{12}$$

假设 L_{1j} 和 L_{2j} 变化对 $i_{\mathrm{wac}j}$ 造成的扰动大小为 D_{i1}，此时，含有参数扰动项的加权平均电流变为

$$i'_{\mathrm{wac}j}=\beta i_{1j}+(1-\beta)i_{2j}+D_{i1} \tag{13}$$

将式(13)代入式(11)并化简，可得考虑滤波电感参数摄动的系统数学模型为

$$L_{\mathrm{wac}j}\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{wac}j}}{\mathrm{d}t}=v_j-v_{gj}-L'_{\mathrm{wac}j}\dot{D}_{i1}-D_{i2} \tag{14}$$

式中，D_{i2} 为参数变化对加权平均电流导数的影响，$D_{i2}=L'_{\mathrm{wac}j}\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{wac}j}}{\mathrm{d}t}-L_{\mathrm{wac}j}\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{wac}j}}{\mathrm{d}t}$。由于参数变化有界，加权平均电流有界，所以扰动 D_{i2} 有界。将扰动量 $L'_{\mathrm{wac}j}\dot{D}_{i1}$ 与 D_{i2} 的和当成总扰动，结合式(14)，可得相应系统状态方程为

$$\begin{cases}\dot{x}_1=x_2\\ \dot{x}_2=u+D_{i3}\end{cases} \tag{15}$$

式中：$x_2=i_{\mathrm{wac}j}$；$u=(v_j-v_{gj})/L_{\mathrm{wac}j}$；$D_{i3}=(-L'_{\mathrm{wac}j}\dot{D}_{i1}-D_{i2})/L_{\mathrm{wac}j}$。

现构造滑模观测器为

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}_1=\hat{x}_2+v_1\\ v_1=g_1\,\mathrm{sgn}(x_1-\hat{x}_1)\end{cases} \tag{16}$$

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}_2=u+v_2\\ v_2=g_2\,\mathrm{sgn}(x_2-\hat{x}_2)\end{cases} \tag{17}$$

式中：$\hat{x}_1$、$\hat{x}_2$ 分别为 x_1、x_2 的观测值；g_1、g_2 分别为取值大于 0 的滑模观测器系数[26]；sgn(·)为符号函数。

定义滑模面为

$$s_1=e_4=x_1-\hat{x}_1 \tag{18}$$

$$s_2=e_5=x_2-\hat{x}_2 \tag{19}$$

对式(18)、式(19)求导，并分别将式(16)、式(17)代入，化简得

$$\dot{s}_1=\dot{e}_4=e_2-v_1 \tag{20}$$

$$\dot{s}_2=\dot{e}_5=D_{i3}-v_2 \tag{21}$$

选取李雅普诺夫函数为

$$H_1=\frac{1}{2}s_1^2+\frac{1}{2}s_2^2 \tag{22}$$

对式(22)求导，并将式(16)、式(17)、式(20)、式(21)代入，化简得

$$\begin{aligned}\dot{H}_1=&e_4e_5-e_4g_1\,\mathrm{sgn}(e_4)+e_5D_{i3}-e_5g_2\cdot\\ &\mathrm{sgn}(e_5)\leqslant-|e_4|(g_1-|e_5|)-|e_5|(g_2-|D_{i3}|)\end{aligned} \tag{23}$$

由前文分析可得扰动 D_{i1} 和 D_{i2} 有界，所以扰动 D_{i3} 有界。由式(19)可得，估计误差 e_5 有界。现假设 D_{i3} 和 e_5 的上界分别为 $D_{i3\max}>0$、$e_{5\max}>0$。当 g_1 和 g_2 的取值满足 $g_1>e_{5\max}$、$g_2>D_{i3\max}$ 时，$\dot{H}_1\leqslant 0$ 恒成立，且只在 e_4=e_5=0 时，$\dot{H}_1$=0。根据李雅普诺夫稳定性定理可得，所设计的滑模观测器是渐近稳定的。当滑模观测器稳定后，e_4=$\dot{e}_4$=0，e_5=$\dot{e}_5$=0，结合式(20)、式(21)可得

$$D_{i3}=\hat{D}_{i3}=g_2\,\mathrm{sgn}(e_5)=g_2\,\mathrm{sgn}[g_1\,\mathrm{sgn}(e_4)] \tag{24}$$

式中，$\hat{D}_{i3}$ 为 D_{i3} 的观测值。由此即实现了对扰动 D_{i3} 的重构。

2.3 反步控制器设计

经 SMO 后，系统数学模型变为

$$\frac{\mathrm{d}\hat{i}_{\mathrm{wac}j}}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{L_{\mathrm{wac}j}}(v_j-v_{gj})+\hat{D}_{i3} \tag{25}$$

现定义加权平均电流估计值与电网电流参考值之间的误差为

$$e_6=i_{2j\mathrm{r}}-\hat{i}_{\mathrm{wac}j} \tag{26}$$

对式(26)求导，并将式(25)代入，化简得

$$\dot{e}_6=\dot{i}_{2j\mathrm{r}}-\frac{1}{L_{\mathrm{wac}j}}(v_j-v_{gj})-\hat{D}_{i3} \tag{27}$$

选取李雅普诺夫函数为

$$H_2=\frac{1}{2}e_6^2 \tag{28}$$

对式(28)求导，并将式(27)代入，化简得

$$\dot{H}_2=e_6\dot{e}_6=e_6[\dot{i}_{2jr}-\frac{1}{L_{wacj}}(v_j-v_{gj})-\hat{D}_{i3}] \tag{29}$$

结合式(24)、(25)，可选取逆变器调制信号为

$$m=\frac{2}{V_{dc}}(v_{gj}+L_{wacj}\dot{i}_{2jr}-L_{wacj}\hat{D}_{i3}+L_{wacj}k_4e_6) \tag{30}$$

式中，k_4 为反步控制增益。将式(30)代入式(29)，化简得

$$\dot{H}_2=-k_4e_6^2 \tag{31}$$

$\dot{H}_2\leqslant 0$ 恒成立，此时，根据李雅普诺夫稳定性定理可得，当 $t\to\infty$时，$e_6\to 0$。因此，由式(25)所构成的系统是渐近稳定的，即加权平均电流可以实现对电网电流参考值的追踪。

通过式(7)、式(30)对比可以看出，所提改进反步控制策略相比于传统反步控制策略，所得到的逆变器调制信号函数的结构简单，且不含测量变量的求导环节，不存在对测量噪音的放大过程。与此同时，所提控制器可以抑制系统滤波电感参数变化带来的影响，改善了系统鲁棒性。所提控制策略总控制框图如图 2 所示，其中 δ 为测量噪声。

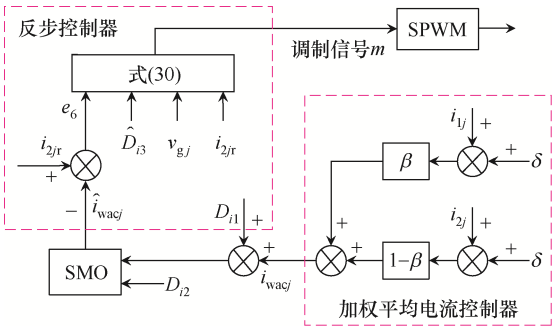


图 2 系统控制框图

Fig. 2 Control block diagram of system

3 仿真与实验

为验证本文所提出方法的有效性，首先在 MATLAB/simulink 中进行了仿真对比分析，再通过 10 kW 实验样机进行实验验证。仿真和实验中参数设置见表 1。

表 1 系统参数

Tab. 1 System parameters

参数	数值
额定功率 P/kW	10
电网电压有效值 V_{grms}/V	220
直流侧电压 V_{dc}/V	750
电网频率 f_0/Hz	50
开关频率 f_s/kHz	20
直流侧电容 C_{11}、C_{12}/μF	3 300、3 300
滤波电感 L_1、L_2/mH	6、1
滤波电容 C_f/μF	20
直流源等效内阻 Z_1/Ω	0.005
滑模观测器系数 g_1、g_2	1 000、1 000
反步控制增益 k_1、k_2、k_3、k_4	8 000、8 500、8 100、500

传统反步控制增益系数 k_1、k_2、k_3 的设计见文献[21]。本文滑模观测器系数 g_1、g_2 和反步控制增益系数 k_4 均是在式(22)、式(28)满足李雅普诺夫稳定性定理的约束条件下进行取值，并通过文献[27]中的牛顿优化法获得最优增益，使追踪误差最小化。

3.1 仿真分析

当三相 LCL 型并网逆变器的采样电压、电流都存在测量噪声时，传统反步控制策略与所提改进反步控制策略下的仿真对比结果分别如图 3 和图 4 所示。由图 3、图 4 可以看出，传统反步控制策略下并网电流的 THD 为 4.5%；采用本文所提控制策

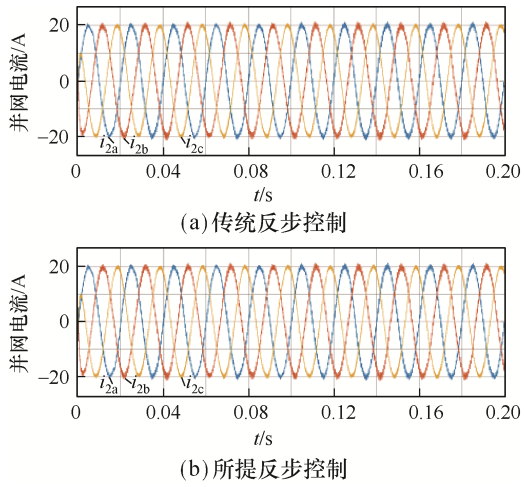
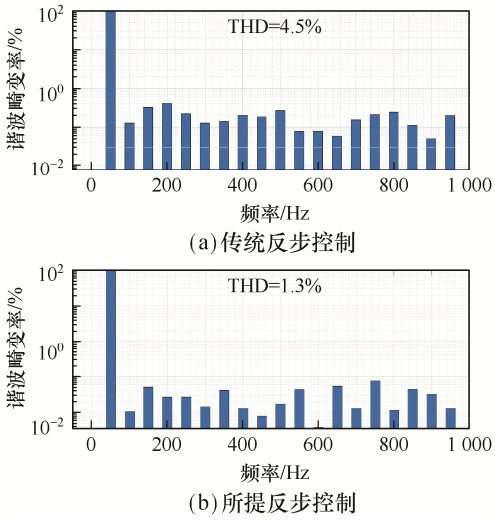


图 3 稳态时的三相并网电流

Fig. 3 Three-phase grid-connected current in steady state



(a)传统反步控制

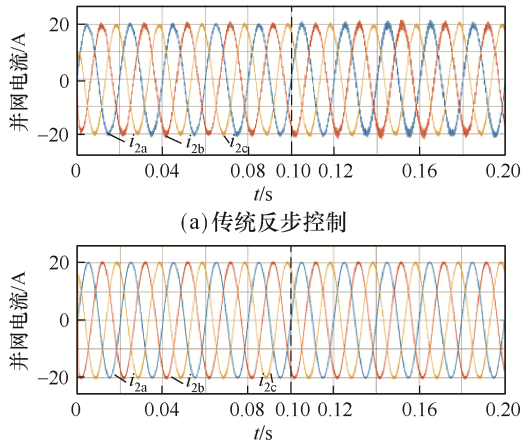
(b)所提反步控制

图 4　稳态时并网电流的谐波频谱

Fig. 4 Harmonic spectra of grid-connected current in steady state

略下并网电流的 THD 为 1.3%。

图 5 为三相 LCL 型并网逆变器存在参数摄动时，基于传统反步控制策略与所提改进反步控制策略下的仿真结果。在 t=0.10 s 时，逆变器侧电感与电网侧电感分别变化了 5%。由图 5 可以看出，在传统反步控制策略下，并网电流在 t=0.10 s 后波形质量下降；而在所提改进控制策略下，并网电流在 t=0.10 s 后波形保持平滑，能够很好抑制由于滤波器参数摄动所带来的扰动，具有较高的鲁棒性。



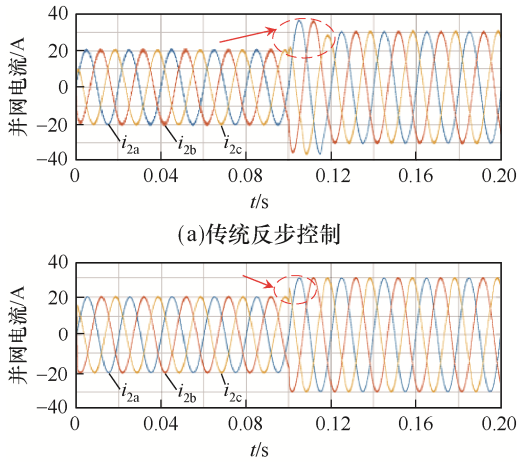
(a)传统反步控制

(b)改进控制策略

图 5　参数摄动时三相并网电流

Fig. 5 Three-phase grid-connected current with parameter perturbation

当 t=0.10 s 时，入网电流参考值的大小突变为 30 A，并网逆变器分别在传统反步控制策略和所提改进反步控制策略下的动态仿真结果如图 6 所示。由图 6 可以看出，所提改进反步控制策略的动态性能明显优于传统反步控制，能在极短时间内实现对参考信号的追踪。



(a)传统反步控制

(b)改进反步控制

图 6　动态时三相并网电流波形

Fig. 6 Waveforms of dynamic three-phase grid-connected current

3.2　实验验证

为进一步验证所提策略的有效性，在以主控芯片为 DSP TMS320F28335，硬件板卡为集成功率板、驱动板、信号调理板等的 10 kW 实验样机上，进行实验验证。实验设备如图 7 所示，实验参数见表 1。

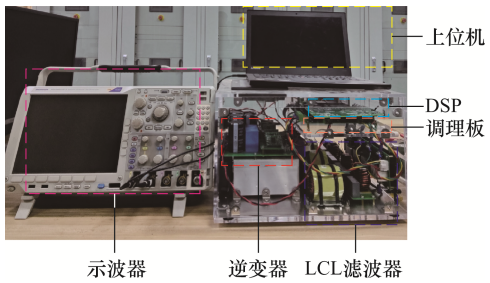
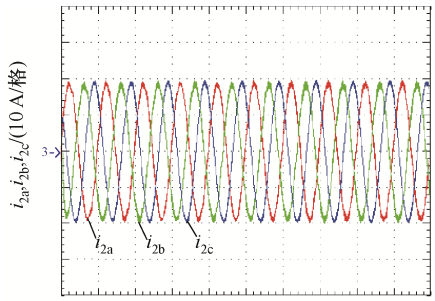


图 7　实验设备

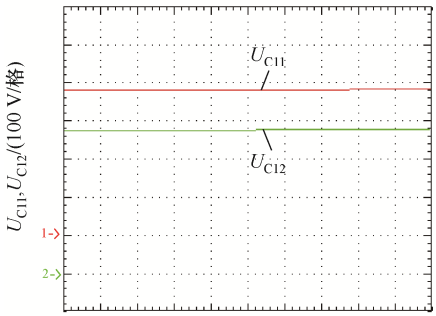
Fig. 7 Experimental equipment

图 8 为分别采用传统反步控制和所提控制策略下的入网电流实验波形和直流侧电容电压波形。由图 8 可以看出，相比于传统反步控制，采用所提控制策略时，系统入网电流质量基本不受测量噪声的影响，电流波形平滑，且系统运行稳定。

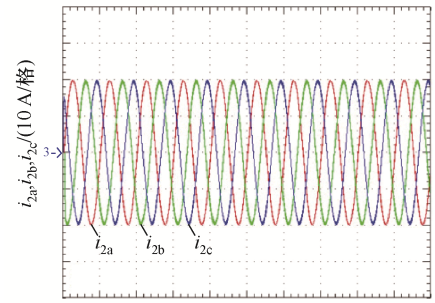
对所提控制策略的动态性能进行验证。当入



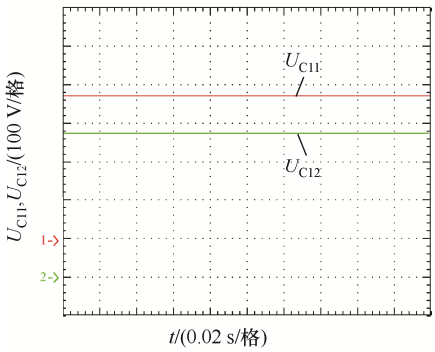
(a) 传统反步控制下的输出电流



(b) 传统反步控制下的直流侧电容电压



(c) 所提控制下的输出电流

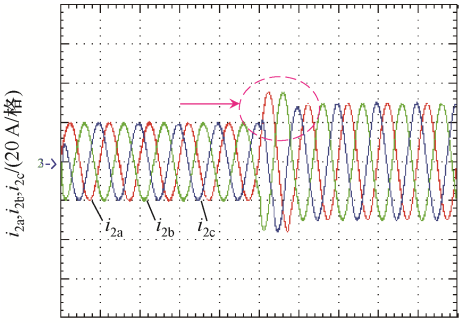


(d) 所提控制下的直流侧电容电压

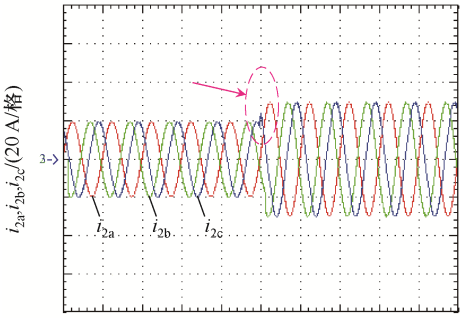
图 8 入网电流和直流侧电容电压波形

Fig. 8 Waveforms of grid current and DC-side capacitor voltage

网参考电流由 20 A 突变到 30 A 时，采用传统反步控制和所提控制策略下的实验波形对比如图 9 所示。由图 9 可以看出，相比于传统反步控制，采用所提控制策略时，系统入网电流可以较快地响应参考电流的变化，以使系统达到新的稳定状态，并具有较好的动态性能。



(a) 传统反步控制策略

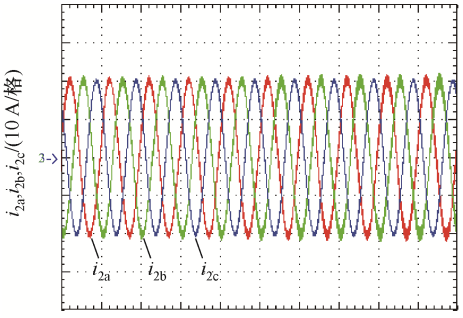


(b) 所提控制策略

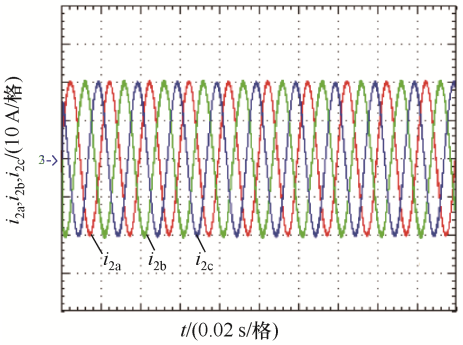
图 9 动态时并网电流波形

Fig. 9 Waveforms of dynamic grid-connected current

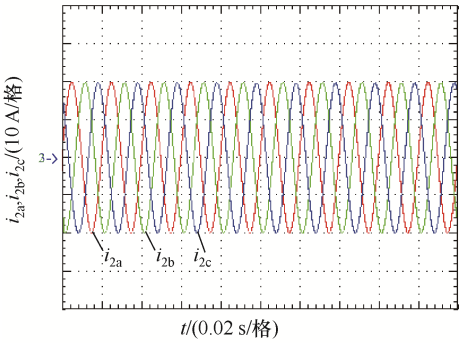
图 10 为三相 LCL 型并网逆变器存在参数摄动时，基于传统反步控制策略、经典 WACC 与所提改进反步控制策略下的实验波形。当逆变器侧电感与电网侧电感在标称值的 5%以内变化时，在传统反步控制策略和经典 WACC 下，并网电流波形的质量低；而在所提改进控制策略下，并网电流波形平滑，能够抑制由滤波器参数摄动所带来的扰动，具有较高的鲁棒性。



(a) 传统反步控制策略



(b)经典WACC



(c)所提控制策略

图 10　参数摄动时并网电流波形

Fig. 10 Waveforms of grid-connected current with parameter perturbation

4　结论

本文针对应用于 LCL 型并网逆变器的传统反步控制进行优化，提出了一种基于加权平均电流控制改进的鲁棒反步控制策略。该控制器设计简单，且不包含所需测量变量的求导项，不存在对测量噪声的放大过程。仿真和实验表明，相较于传统反步控制，所提控制策略具有良好的稳态和动态性能，且不受滤波参数摄动的影响，鲁棒性更好。

未来的工作将致力于利用智能算法优化所提控制器，以确定最优反步控制增益，使所提控制器能够在工业中得到广泛应用。

参考文献：

[1] Xie Zhiwei, Wu Wenhua, Chen Yandong, et al. Admittance-based stability comparative analysis of grid-connected inverters with direct power control and closed-loop current control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 8333-8344.

[2] Zhu Kunlong, Sun Pengju, Zhou Luowei, et al. Frequency-division virtual impedance shaping control method for grid-connected inverters in a weak and distorted grid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8116-8129.

[3] 陈才学, 刘宗元, 张路成. 一种低漏电流 HERIC 非隔离单相光伏并网逆变器[J/OL]. 电源学报, 2023: 1-11. (2023-02-16) [2023-02-22]. https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20230215.1633.002.html.

Chen Caixue, Liu Zongyuan, Zhang Lucheng. A low common-mode current heric transfosmerless single-phase photovoltaic grid-connected inverter [J/OL]. Journal of Power Supply, 2023: 1-11. (2023-02-16) [2023-02-22]. https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20230215.1633.002.html.(in Chinese)

[4] 张雅静, 张焕晨, 王勉, 等. 负载谐振软开关并网逆变器无源控制策略研究[J/OL]. 电源学报, 2023: 1-9. (2023-02-14) [2023-02-22]. https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20230213.1834.002.html.

Zhang Yajing, Zhang Huanchen, Wang Mian, et al. Research on passivity-based control strategy of load resonant soft-switching grid-connected inverter [J/OL]. Journal of Power Supply, 2023: 1-9. (2023-02-14) [2023-02-22]. https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20230213.1834.002.html. (in Chinese)

[5] 朱晶菁, 陈敏, 任昇, 等. 并网逆变器二次谐波电流的抑制方法[J/OL]. 电源学报, 2022: 1-13. (2022-12-26) [2023-02-22]. https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20221223.1346.004.html.

Zhu Jingjing, Chen Min, Ren Sheng, et al. Method for suppressing 2nd-order harmonic current of grid-connected inverter [J/OL]. Journal of Power Supply, 2022: 1-13. (2022-12-26) [2023-02-22]. https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20221223.1346.004.html. (in Chinese)

[6] Yang Liyong, He Xiaojuan, Chang Aoyu, et al. Analysis and design of L + LCL-filtered dual-frequency single-phase grid-connected inverter [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(7): 1416-1425.

[7] Zhang Rui, Zhang Chenghui, Xing Xiangyang, et al.

Modeling and control method to suppress common-mode resonance circulating current for high-power parallel three-level inverters system with improved LCL filter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2484-2496.

[8] Beddar A, Abadlia I, Abdoune F, et al. Investigation and implementation of a nonlinear decoupled power control for a single-phase grid-connected power inverter *via* an LCL filter [J]. Journal of Engineering Research, 2023, 11(1): 100010.

[9] 张洪亮, 张子成, 陈杰, 等. 自适应三次谐波注入的回接型 LCL 光伏逆变器共模谐振电流抑制方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(1): 220-233.
Zhang Hongliang, Zhang Zicheng, Chen Jie, et al. Common-mode resonant current suppression for back-connected LCL photovoltaic inverter using adaptive third harmonic injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(1): 220-233. (in Chinese)

[10] Beres R N, Wang Xiongfei, Blaabjerg F, et al. Optimal design of high-order passive-damped filters for grid-connected applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2083-2098.

[11] Kouchaki A, Nymand M. Analytical design of passive LCL filter for three-phase two-level power factor correction rectifiers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3012-3022.

[12] 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.

[13] Guan Yuanpeng, Wang Yu, Xie Yunxiang, et al. The dual-current control strategy of grid-connected inverter with LCL filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5940-5952.

[14] Chen Wei, Zhang Yan, Tu Yiming, 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] 沈国桥, 徐德鸿. LCL 滤波并网逆变器的分裂电容法电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(18): 36-41.
Shen Guoqiao, Xu Dehong. Current control for grid-connected inverters by splitting the capacitor of LCL filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(18): 36-41. (in Chinese)

[16] He Ning, Xu Dehong, Zhu Ye, et al. Weighted average current control in a three-phase grid inverter with an LCL filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2785-2797.

[17] Komurcugil H, Ozdemir S, Sefa I, et al. Sliding-mode control for single-phase grid-connected LCL-filtered VSI with double-band hysteresis scheme [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 864-873.

[18] Wang Yu, Wai R J. Adaptive power decoupling strategy for single-phase grid-connected converter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(4): 4275-4285.

[19] Arora S, Balsara P, Bhatia D. Input–output linearization of a boost converter with mixed load (constant voltage load and constant power load) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 815-825.

[20] Yang Tongguang, Cai Zhenhua, Xun Qian. Adaptive backstepping-based H- robust controller for photovoltaic grid-connected inverter [J]. IEEE Access, 2019, 8: 17263-17272.

[21] Zhang Zhiru, Ding Wenfang. Improved active disturbance rejection control strategy for LCL-type grid-connected inverters based on the backstepping method [J]. Electronics, 2022, 11(14): 2237.

[22] 蒋经纬, 陆益民. 基于逆系统解耦的三电平 Buck 变换器反步滑模控制[J]. 电源学报, 2024,22(2):73-80.
Jiang Jingwei, Lu Yimin. Backstepping sliding mode control of three-level buck converter based on inverse system decoupling [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 73-80. (in Chinese)

[23] Yang Chengshun, Yang Fan, Xu Dezhi, et al. Adaptive command-filtered backstepping control for virtual synchronous generators [J]. Energies, 2019, 12(14): 2681.

[24] He Guofeng, Chen Min, Yu Wei, et al. Design and analysis of multiloop controllers with DC suppression loop for paralleled UPS inverter system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6494-6506.

[25] Yao Jianyong, Jiao Zongxia, Ma Dawei. Extended-state-observer-based output feedback nonlinear robust control of hydraulic systems with backstepping [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(11): 6285-6293.

[26] Kim H, Son J, Lee J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069-4077.

[27] Ahmad A, Ullah N, Ahmed N, et al. Robust control of grid-tied parallel inverters using nonlinear backstepping approach [J]. IEEE Access, 2018, 7: 111982-111992.



周子淳

作者简介：

周子淳(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：202108080021064@ctgu.edu.cn。

何国锋(1971—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，教授。研究方向：变流器高效控制技术。E-mail：dragonhgf@huuc.edu.cn。

罗霜(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：202208580121148@ctgu.edu.cn。

李国娇(2000—)，女，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：lymjlgj@163.com。

(责任编辑：陈国珍)



公益广告来源：文明上海