DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.152 中图分类号：TM464 文献标志码：A

加权平均电流控制下基于观测器的准Z源逆变器直流偏置抑制策略

林俊芳[1,2]，何国锋[1,2](中国电源学会会员)，周子淳[1,2]，王 航[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：针对准Z源逆变器采用无隔离变压器并网时电流存在直流偏置问题，提出一种加权平均电流控制下基于观测器的直流偏置抑制策略。首先，分析准Z源逆变器的拓扑及其直流偏置产生的原因。其次，利用加权平均电流控制将三阶LCL滤波器降为一阶，简化系统模型，同时消除谐振问题。然后，采用扰动观测器对逆变器输出电压直流偏置量进行实时观测，通过反馈对直流偏置量扰动进行动态补偿，并对其稳定性进行分析。最后，通过实验对所提策略进行验证。实验结果表明，所提策略可以有效减小入网电流的直流偏置量，满足并网直流偏置小于0.5%的要求，同时使逆变器具有良好的稳态和动态性能。

关键词：准Z源逆变器；直流偏置抑制；加权平均电流；观测器

DC Offset Suppression Strategy for Quasi-Z-source Inverter Based on Observer under Weighted Average Current Control

LIN Junfang[1,2], HE Guofeng[1,2], *Member*, *CPSS*, ZHOU Zichun[1,2], WANG Hang[1,2]
(1. College of Electrical Engineering and 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: Aimed at the issue of DC offset injection to the grid when the topology of a quasi-Z-source grid-connected inverter without isolation transformer is adopted, a DC offset suppression strategy based on an observer under weighted average current control is proposed in this paper. First, the topology of the quasi-Z-source inverter and the causes of DC offset are analyzed. Second, the order of an LCL filter is reduced from the third-order to first-order by weighted average current control, thus simplifying the system model and eliminating the resonance problem. Then, a disturbance observer is utilized to observe the DC offset of inverter output voltage in realtime, the DC offset disturbance is dynamically compensated by feedback, and its stability is analyzed. Finally, the proposed strategy was validated by experiments. Experimental results show that the proposed strategy can effectively reduce the DC offset of grid-connected current, meet the grid-connected DC offset requirement of less than 0.5%, and ensure good steady-state and dynamic performances of the inverter.

Keywords: Quasi-Z-source inverter; DC offset suppression; weighted average current; observer

新能源具有可持续性、灵活性、环保性等优点，其装机容量正在逐年提升。逆变器作为分布式电源和电网的接口至关重要[1-2]。准Z源逆变器是一种新型的逆变器拓扑，利用前端电感和电容组成的准Z源网络，允许逆变器上、下桥臂直通，通过调节电压增益实现升压或降压，有效解决传统逆变器的不足[3]。准Z源逆变器并网时通常采用LCL滤波器以滤除高频谐波，相对于L和LC型滤波器，LCL滤波器滤波效果更好、体积更小，但由于是三阶系统，在谐振频率处引起幅值尖峰和相位剧变，容易

收稿日期：2023-04-23；**修回日期：**2023-06-08；**录用日期：**2023-07-04；**网络首发日期：**2023-07-19
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

导致系统不稳定并增加控制系统设计难度[4]。

无隔离变压器的准Z源并网逆变器因具有体积小、效率高、成本低等优点，更具吸引力，但是无法自动抑制注入电网的直流偏置分量，导致电能质量差，热量和损耗过大[5]。因此，制定了并网逆变器直流偏置要求小于额定电流的 0.5%的国际标准[6]。目前，对直流偏置抑制的研究方法主要包括逆变器拓扑法、电容隔直法、检测补偿法、智能控制算法。文献[7]提出了一种改进的单相三电平二极管钳位逆变器，利用逆变器拓扑抑制直流偏置，但是该方法需要增加多个电容和开关器件；文献[8-9]利用电容隔离直流特性，在并网逆变器交流侧设计虚拟电容结构以隔离直流偏置注入电网，但该方法可能会引入新的谐振问题；文献[10-11]通过硬件检测逆变器输出侧的直流偏置量，增加直流偏置补偿控制器以抑制直流偏置，但对直流量检测方法和精度要求较高；文献[12]通过自适应反向传播神经网络在线调整 PID 控制器系数，使直流偏置量最小化，但需要复杂的算法和高速微处理器进行数据存储和计算。综上分析，改进拓扑会增加成本和损耗；设计虚拟电容抑制直流偏置会引入谐振问题；检测补偿法对检测精度要求较高，增加工程成本；智能算法复杂且对硬件要求较高。

针对现有直流偏置抑制方法的不足以及 LCL 并网滤波器存在的谐振问题，本文提出一种加权平均电流控制 WACC(weighted average current control)下基于观测器的直流偏置抑制策略。通过加权平均电流控制，选取合适的反馈电流系数，将三阶 LCL 滤波器降为一阶，消除谐振点对系统的影响，简化系统模型。基于加权平均电流控制下简化的系统模型，采用扰动观测器 DOB(disturbance observer)对直流偏置量进行实时估计并反馈补偿，将其抑制在小于额定电流的 0.5%。通过实验验证该策略的动、稳态性能。

1　系统描述

1.1　准 Z 源并网逆变器拓扑

无隔离变压器的准 Z 源并网逆变器拓扑如图 1 所示，由直流电源 V_{DC}、准 Z 源网络、全桥逆变器和 LCL 滤波器等组成。其中：C_1、C_2 和 L_3、L_4 分别为准 Z 源网络的电容和电感；L_1、L_2 和 C 为 LCL 滤波器的滤波电感和电容，忽略其寄生电阻；S_1~S_4 为带续流二极管的开关管；i_1 为逆变器侧电流；i_2 为网侧电流；V_{in} 为逆变器侧直流链电压；U_C 和 U_{Cref} 分别为准 Z 源网络电容的电压及其参考值；A、B 为逆变器 2 个桥臂中点；V_{AB} 为逆变器开关侧输出电压；U_g 为电网电压；D_0 为直流零矢量。H_{i1} 为准 Z 源电容电压 U_C 的采样系数；H_{i2} 为并网电流的采样系数；H_v 为电网电压的采样系数；$G_c(z)$为电容电压外环数字 PI(proportionalintegral)控制器；I^*为外环调节器的幅值输出；$G_i(z)$为电流调节器；i_{ref}为电流内环参考指令；θ 为相位角。

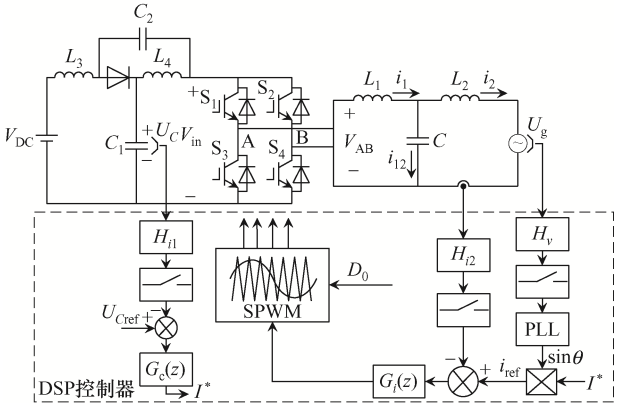


图 1　准 Z 源并网逆变器拓扑

Fig. 1 Topology of quasi-Z-source grid-connected inverter

1.2　准 Z 源并网逆变器工作原理

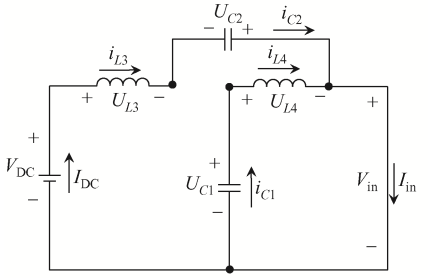
图 2 为准 Z 源逆变器直通和非直通工作状态等效电路。如图 2 所示，准 Z 源逆变器在直通状态下利用直流源和电容为电感充电，在非直通状态下将储存的电感能量释放，维持准 Z 源网络电容 C_1 和 C_2 的电压，并控制直流链电压 V_{in}。在一个开关周期 T_{sw} 内，直通状态时间为 T_0，直通零矢量为 $D_0 = T_0 / T_{sw}$。根据电感电压伏秒平衡可以推导出[13]

$$V_{in} = \frac{1}{1-2D_0} V_{DC} = BV_{DC} \tag{1}$$

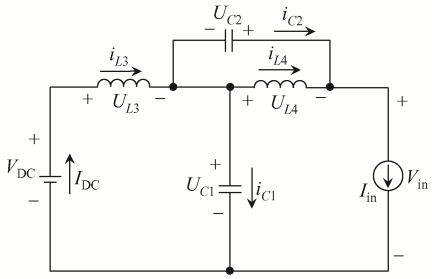
式中，B 为升压因子。则逆变器输出交流电压峰值为

$$\frac{1}{2}V_{\text{in}}M=\frac{1}{2}BMV_{\text{DC}}=\frac{1}{2}GV_{\text{DC}} \tag{2}$$

式中：M 为逆变输出调制系数；G 为电压增益。因此，通过调节电压增益，即可实现交流输出电压的升降，使准 Z 源逆变器实现宽范围电压输出。



(a) 直通状态



(b) 非直通状态

图 2 准 Z 源逆变器等效工作状态

Fig. 2 Equivalent working states of quasi-Z-source inverter

1.3 准 Z 源逆变器直流偏置产生原因分析

准 Z 源逆变器产生直流偏置的主要原因是门极驱动信号不对称、功率开关管自身的不对称性、传感器的零点漂移和检测误差、数模转换采样误差等[14]。准 Z 源逆变器由于加入直通零矢量，且每个开关管导通和关断时间延时不一致，使开关管门极驱动信号不对称，进而产生直流偏置；由于每个功率开关管导通电阻存在差异，因此导通压降不一致，使得在一个开关周期内逆变器侧输出电压 V_{AB} 存在直流偏置；控制回路通过传感器检测电压电流进行反馈，采样后经过数模转换发送到数字信号处理器 DSP(digital signal processor)控制器处理。然而，电流传感器不可避免地存在零点漂移和检测误差，数模转换也存在采样误差，导致产生直流偏置。各直流偏置源的本质反映在逆变器开关侧输出电压上[15]，可将其等效为一个集中扰动源，用 U_{dc} 表示，代表准 Z 源逆变器产生的等效直流偏置量。

1.4 系统控制策略

系统采用并网电流内环和准 Z 源电容电压外环双闭环数字控制。准 Z 源电容电压与逆变器侧直流链电压存在一定的关系，因此通过控制准 Z 源电容电压以稳定逆变器直流链电压[16-17]。如图 1 所示，准 Z 源电容电压的外环调节器 $G_{\text{c}}(z)$的幅值输出 I^*作为电流内环的幅值给定，通过锁相环 PLL (phase-locked loop)与电网电压相位同步，得到电流内环参考指令 i_{ref}；将此参考指令与采样并网电流 i_2 作差，经电流调节器 $G_i(z)$得到调制信号，与载波信号和 D_0 合成正弦脉冲宽度调制 SPWM(sinusoidal pulse width modulation)信号驱动 S_1~S_4 动作。总控制框图如图 3 所示。

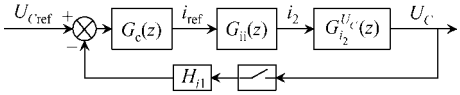


图 3 总控制框图

Fig. 3 General control block diagram

图3中，$G_{\text{ii}}(z)$为并网电流内环传递函数；$G_{i_2}^{U_C}(z)$为网侧电流 i_2 到准 Z 源网络电容电压 U_C 的传递函数，可由准 Z 源逆变器小信号模型得到[18]。

并网电流内环传递函数 $G_{\text{ii}}(z)$采用网侧电流 i_2 反馈控制，数字控制会引入控制延时，控制系统考虑延时后控制框图如图 4 所示。

图 4 中：$G_{\text{i}}(z)$为数字 PI 控制器；K_{PWM} 为逆变器增益系数；U_{dc} 为等效直流偏置量；z^{-1} 为采样与

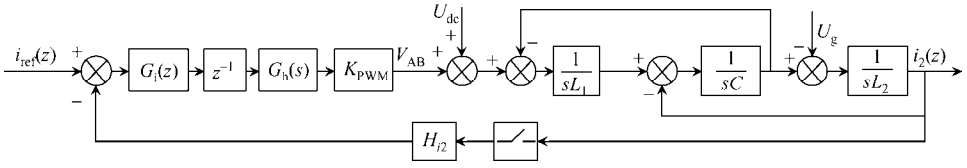


图 4 并网电流内环数字控制框图

Fig. 4 Digital control block diagram of grid-connected current inner-loop

计算产生的一拍滞后延迟[19]；$G_h(s)$为零阶保持器的传递函数，表达式为

$$G_h(s)=\frac{1-e^{-sT_s}}{s} \tag{3}$$

式中，T_s为采样周期。

并网电流内环数字控制框图如图 4 所示。根据图 4 可得电流内环采用网侧电流 i_2 反馈时，系统离散传递函数 $G_{i2}(z)$ 为

$$G_{i2}(z)=\frac{T_s H_{i2} G_i(z) K_{PWM}}{(z-1)w_r L_1 L_2 C}\cdot\frac{z\sin\omega_r T_s}{(z^2-2\cos\omega_r T_s+1)} \tag{4}$$

式中，$\omega_r^2=\dfrac{L_1+L_2}{L_1L_2C}$。

2　加权平均电流法

依据式(4)绘制出相应的伯德图，如图 5 所示。从图 5 中可以看出，准 Z 源逆变器采用 LCL 滤波器并网时，由于系统是三阶的，在 LCL 滤波器的谐振频率处存在尖峰和相位剧变，容易导致系统不稳定并增加控制系统设计难度。因此，本文采用 WACC，选取合适的反馈电流系数，将 LCL 滤波器三阶降为一阶，消除谐振点对系统的影响，简化控制器参数设计[20]。

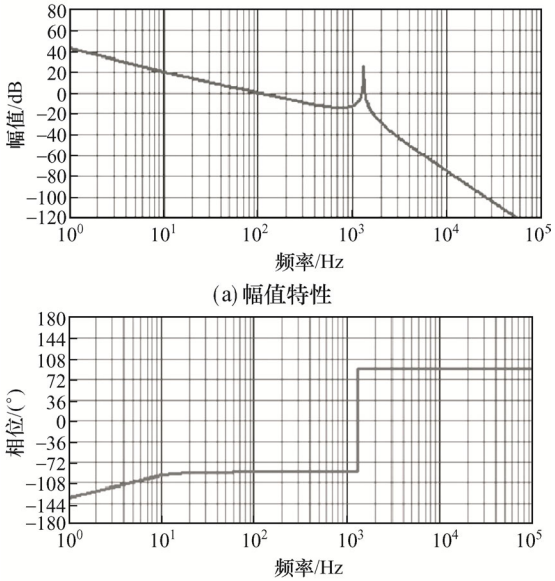


图 5　$G_{i2}(z)$的伯德图

Fig. 5 Bode diagram of $G_{i2}(z)$

WACC 采用逆变器侧电流 i_1 和网侧电流 i_2 进行加权求和，得到加权平均电流 i_{12} 进行反馈。实现框图如图 6 所示。图中，β 和 $1-\beta$ 为加权平均电流反馈系数。根据图 6 可得加权平均电流 i_{12} 反馈控制时开环传递函数 $G_{i12}(s)$ 为

$$G_{i12}(s)=\frac{G_i(s)K_{PWM}H_{i3}[L_2Cs^2(1-\beta)+1]}{L_1L_2Cs^3+(L_1+L_2)s} \tag{5}$$

当系统设计满足 $1-\beta=L_1/(L_1+L_2)$ 时，式(5)的传递函数即可完成零极点对消，可将 LCL 滤波

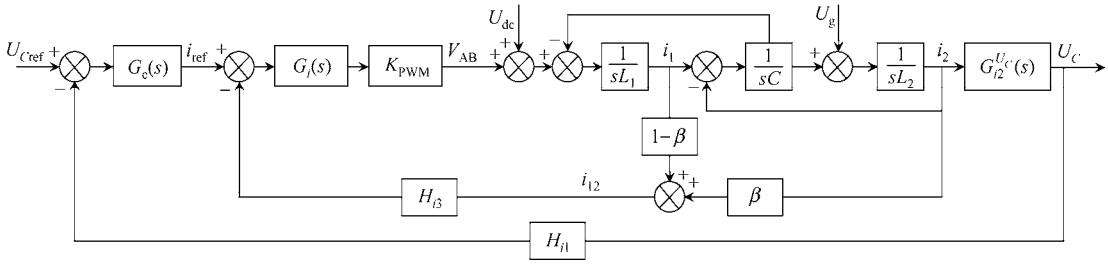


图 6　加权平均电流反馈控制框图

Fig. 6 Block diagram of weighted average current feedback control

器由三阶降为一阶，消除谐振点对系统的影响，则式(5)可改为

$$G'_{i12}(s)=\frac{G_i(s)H_{i3}K_{PWM}}{(L_1+L_2)s} \tag{6}$$

其外特性表现为电感值是 L_1+L_2 的一阶 L 型滤波器特性。因此，采用 WACC 可将图 4 的并网电流内环数字控制框图化简为图 7。

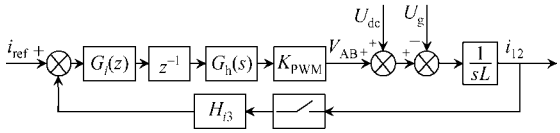


图 7　基于 WACC 的准 Z 源逆变器并网电流控制

Fig. 7 Grid-connected current control of quasi-Z-source inverter based on WACC

图 7 中，L 为采用 WACC 化简后滤波器电感总量，$L=L_1+L_2$；H_{i3} 为加权平均电流采样系数。由图 7 可得出直流偏置量 U_{dc} 到加权平均电流 i_{12} 传递函数 $G_{B2}(z)$ 为

$$G_{B2}(z)=\frac{I_{12}(z)}{U_{dc}(z)}=\frac{zT_s}{Lz(z-1)+T_sH_{i3}G_i(z)K_{PWM}} \tag{7}$$

3 DOB 抑制直流偏置分析

DOB[21]的基本原理如图 8 所示。图中：$P(s)$ 为实际受控对象；$P_n(s)$为标称模型；$G(s)$为控制器；$R(s)$、$Y(s)$分别为系统输入、输出；$U(s)$为中间运算变量；$Q(s)$为低通滤波器；$\xi(s)$ 为测量噪声。DOB 原理是，将受控对象外部扰动及内部参数变化造成的输出模型与标称模型的差异等效为系统扰动 $d(s)$，通过 DOB 估计出总扰动 $\tilde{d}(s)$，再将总扰动 $\tilde{d}(s)$ 及时准确地反馈到控制器输出 $C(s)$，即可将系统扰动 $d(s)$在反馈之前及时消除。设计 $Q(s)$为低通滤波器，当系统频率小于低通滤波器的截止频率时，抑制低频扰动，被控对象也可以标称化；当系统频率大于截止频率时，高频测量噪声信号得以抑制[22]。

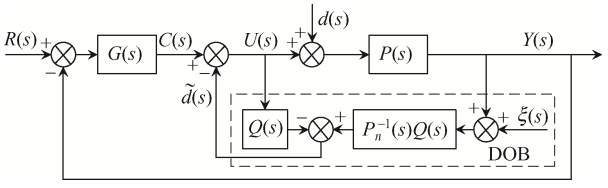


图 8 DOB 基本原理

Fig. 8 Basic principle for DOB

采用 WACC 后，系统电流环化简为图 7。因此，加入 DOB 后，系统控制框图如图 9 所示。

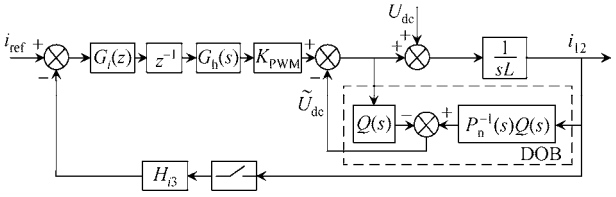


图 9 基于 DOB 的电流环控制框图

Fig. 9 Block diagram of current-loop control based on DOB

由图 9 可知，系统加入 DOB 后，将准 Z 源并网逆变器输出电压的直流偏置量 U_{dc} 视为外部扰动，利用 DOB 对扰动直流偏置量 U_{dc} 进行实时估计得到 $\tilde{U}_{dc}$，将其反馈补偿，以消除扰动直流偏置量 U_{dc} 对系统的影响。可得加入 DOB 后直流偏置量 U_{dc} 到输出电流 i_{12} 的传递函数 $G'_{B2}(z)$ 为

$$G'_{B2}(z)=\frac{I_{12}(z)}{U_{dc}(z)}=\frac{zT_s[1-Q(z)]}{Lz(z-1)+T_sH_{i3}G_i(z)K_{PWM}} \tag{8}$$

3.1 DOB 低通滤波器设计

DOB 对直流偏置量的抑制性能取决于低通滤波器 $Q(s)$的设计，需要对 DOB 滤波器进行参数设计。对于被控对象，有

$$P_n(s)=\frac{a_js^j+a_{j-1}s^{j-1}+\cdots+a_1s+a_0}{b_ks^k+b_{k-1}s^{k-1}+\cdots+b_1s+b_0} \tag{9}$$

DOB 低通滤波器可设计为

$$Q(s)=\frac{c_l(\tau_fs)^l+c_{l-1}(\tau_fs)^{l-1}+\cdots+c_1\tau_fs+c_0}{d_m(\tau_fs)^m+d_{m-1}(\tau_fs)^{m-1}+\cdots+d_1\tau_fs+d_0} \tag{10}$$

式中，τ_f为滤波时间常数。

为了保证 DOB 在物理上的实现，设计滤波器时，应保证 $m-l\geqslant k-j$，即 $Q(s)$的相对阶次必须大于或等于 $P_n(s)$的相对阶次；同时，考虑滤波器延迟的影响，$m-l$ 应越小越好[23]。本文被控对象 $P(s)=1/sL$ 为一阶系统，所以设计 $Q(s)$为一阶低通滤波器，形式为

$$Q(s)=\frac{1}{\tau_fs+1} \tag{11}$$

为了不影响系统稳定性和滤波效果，同时有效抑制扰动直流偏置量，可使不等式[24]

$$10f_d<f_b<0.1f_c \tag{12}$$

成立。式中：f_c为保证系统稳定的约束频率；f_b和 f_d分别为滤波器频率和外部扰动频率。

对于式(12)的一阶低通滤波器，其截止频率 $\omega_f=1/\tau_f=2\pi f_b$，因此有

$$\frac{10}{2\pi f_c}<\tau_f<\frac{0.1}{2\pi f_d} \tag{13}$$

本文开关频率为 10 kHz，系统穿越频率应为开关频率的 1/10~1/5，此处取 1/8，即 1.25 kHz。由

于基频为 50 Hz，直流扰动频率 f_d 为 0，加入 DOB 后为了不影响系统稳定性，可取 f_c 为 1.25 kHz。做出扰动直流偏置传递函数在不同 τ_f 下的阶跃响应曲线，如图 10 所示。

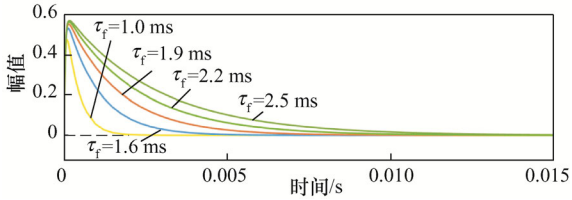


图 10　直流扰动传递函数阶跃响应对比

Fig. 10 Comparison of step response of DC disturbance transfer function

由图 10 可知，随着滤波时间常数 τ_f 增大，直流扰动衰减为 0 的时间越长。因此，在满足式(13)下，τ_f 应尽量小，以提高响应速度，但是 τ_f 太小会影响高频噪声抑制。同时，为了不影响基频的跟踪能力，$Q(s)$带宽应大于 50 Hz。综合考虑直流扰动抑制能力和系统响应速度，以及避免高频噪声的影响，取 $\tau_f = 1.6$ ms。

因此，采用 WACC 时，系统加入 DOB 后直流偏置量 U_{dc} 到输出电流 i_{12} 的离散传递函数为

$$G'_{B2}(z)=\frac{z(z-\cos\omega_f T_s)}{z^2-2z\cos\omega_f T_s+1}\cdot \frac{T_s}{L(z-1)+T_s H_{i3}G_i(z)K_{PWM}} \tag{14}$$

式中，$\omega_f^2=1/\tau_f$；$G_i(z)=k_p+k_i\dfrac{zT_s}{z-1}$。

由式(7)和式(14)可以在同一坐标下做出有、无 DOB 情况下等效直流偏置量对系统输出的幅频伯德图，如图 11 所示。

从图 11 可以看出，采用 DOB 抑制直流偏置时，在低频段范围内直流偏置量对输出电流的衰减倍率显著大于无 DOB 下的衰减倍率，且频率越低对直流偏置量的衰减越明显。

3.2　系统稳定性分析

由图 9 可知，加入 DOB 后，系统输入到输出的离散闭环传递函数表达式为

$$H(z)=\frac{k_p(z-1)+k_i zK_{PWM}H_{i3}T_s^2}{k_p(z-1)+k_i zK_{PWM}H_{i3}T_s^2+Lz(z-1)^2} \tag{15}$$

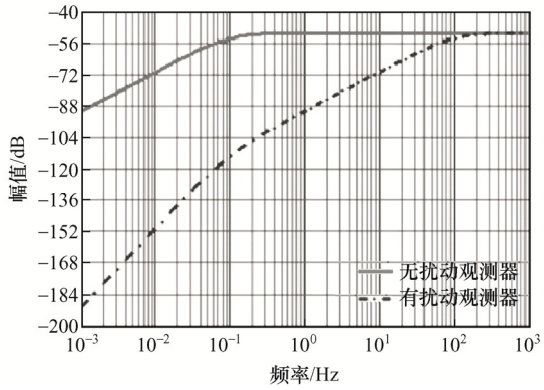


图 11　有、无 DOB 下直流偏置对系统输出的幅频伯德图对比

Fig. 11 Comparison of amplitude-frequency Bode diagram of DC offset to system output with or without DOB

图 12 为式(15)的闭环传递函数零极点图，从图中可以看出系统闭环传递函数含有 3 个极点，且都在单位圆内，因此，所设计的系统是稳定的，说明所提出的直流偏置抑制策略可以稳定运行。

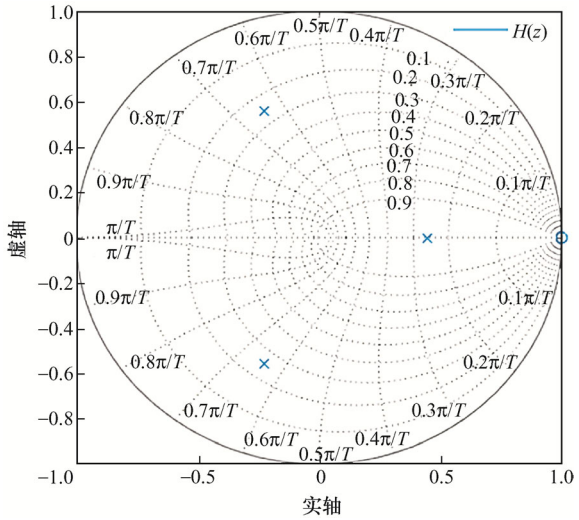


图 12　闭环传递函数零极点图

Fig. 12 Pole-zero diagram of closed-loop transfer function

4　实验验证

为了验证本文所设计直流偏置抑制策略的有效性，在 HIL 半实物实验平台上验证。实验平台如图 13 所示，上位机中的 StarSim HIL 软件将主电路及控制回路导入 HIL 实时仿真器中，与 DSP 控制器(控制芯片为 TMS320F28335)通过 I/O 接线箱形

成闭环连接实验，系统参数见表 1。

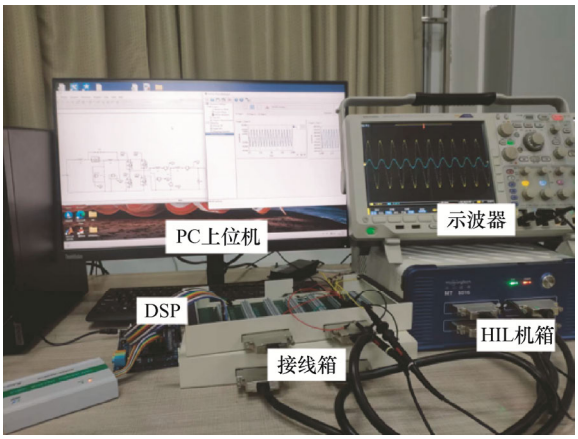


图 13 实验平台

Fig. 13 Experimental platform

表 1 系统参数

Tab. 1 System parameters

参数	数值
直流源电压 V_{DC}/V	400
电网电压 U_g/V	220
准 Z 源网络电容 C_1、C_2/μF	500
准 Z 源网络电感 L_3、L_4/mH	0.3
滤波电感 L_1、L_2/mH	2.5
滤波电容 C/μF	12
滤波总电感 L/mH	5
直通占空比 D_0	0.2
开关频率 f_{sw}/kHz	10
采样频率 f_s/kHz	20
加权平均电流采样系数 H_{i3}	0.15
k_p、k_i	0.5、30

4.1 实验结果

系统未加入 DOB 时，准 Z 源电容电压 u_c 和并网电流 i_g、电网电压 u_g 波形如图 14 和图 15 所示。从图14 可以看出，准 Z 源电容电压可以在恒定的电压附近波动，并且波动较小，满足稳压要求。由图15(a)可知，并网电流与电网电压保持同相运行，谐波较小，表明所设计的准 Z 源电容电压外环和电网电流内环控制系统可以正常稳定运行。

图 15(b)为准 Z 源逆变器并网电流总谐波失真 THD(total harmonic distortion)分析(纵坐标以对数形式表示，下同)。可以看出，并网输出电流含 0.90%左右的直流偏置量，不符合并网电流直流偏置量要求。图 16 为加入所提出的直流偏置抑制策略时并网电流波形和 THD 分析，从图 16(b)可以看出，加入该策略后直流偏置量被抑制为 0.06%左右，小于并网要求的0.50%，实验结果表明所提出的直流偏置抑制策略可以有效地抑制直流偏置量，以满足并网直流偏置量要求。

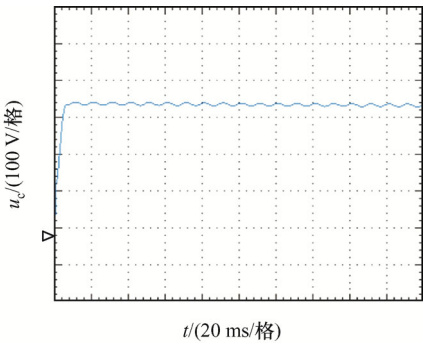
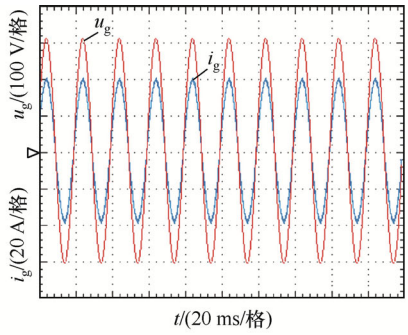
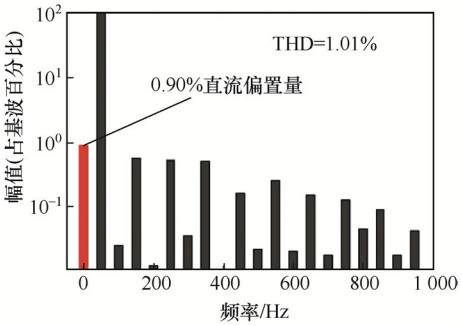


图 14 准 Z 源电容电压

Fig. 14 Quasi-Z-source capacitor voltage



(a)并网电压、电流波形



(b)并网电流THD分析

图 15 未加所提直流偏置抑制策略系统输出波形

Fig. 15 System output waveforms without proposed DC offset suppression strategy

为验证所提策略是否影响系统的动态性能，进行负载切换实验。刚开始系统运行在满载状态，0.1 s 后切换至半载，实验变化波形如图 17 所示。可以看出，系统切换至半载后很快便重新趋于稳定运行，表明所提策略不影响系统的动态性能。

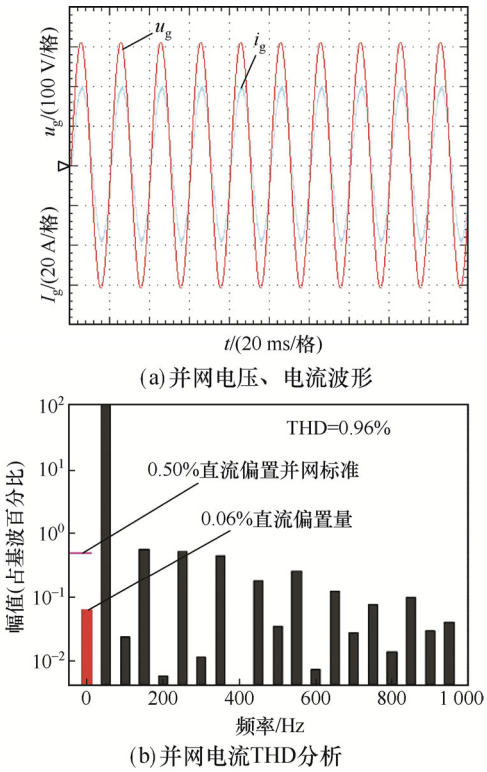


图 16　加入所提直流偏置抑制策略系统输出波形

Fig. 16 System output waveforms with proposed DC offset suppression strategy

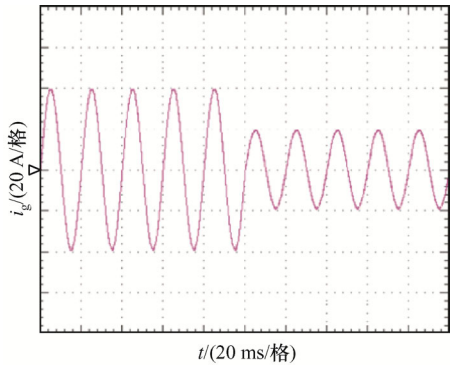


图 17　采用所提策略时系统的动态性能实验结果

Fig. 17 Experimental results of dynamic performance of system with proposed strategy

4.2　所提方法与现有方法对比

为了验证所提方法的优势，将所提方法与文献[11]中的方法进行对比。文献[11]利用差分放大器和低通滤波器对逆变器输出侧电压的直流偏置量进行精确量测，并添加直流偏置抑制回路，实现直流偏置抑制目的。该方法增加了硬件成本，且抑制效果依赖于硬件检测电路的检测精度。本文采用加权平均电流控制不仅能抑制谐振，而且简化了被控对象，使控制器设计更简单；同时把直流偏置量等效为一个扰动源，采用 DOB 进行实时估计并反馈补偿，无需像文献[11]那样精确地量测出直流偏置量并增加回路，实现简单且节约了成本。

系统稳定运行后，将额定电流 5%的直流偏置量注入，0.1 s 时将所提方法和文献[11]方法分别投入，对比 2 种方法的抑制效果，如图 18 所示。

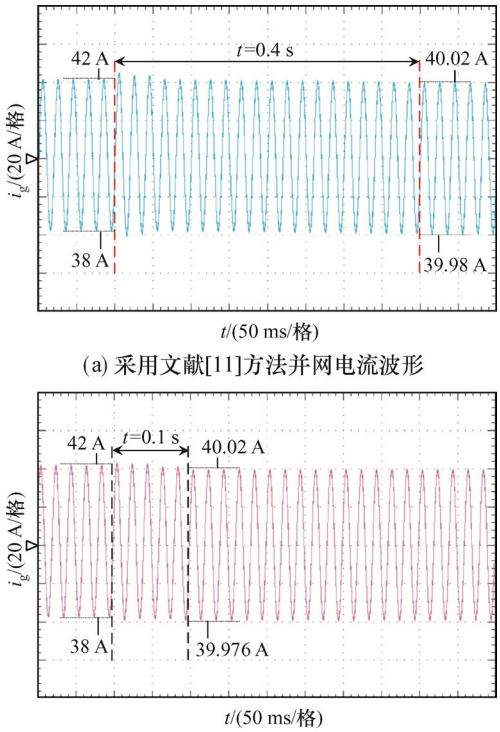


图 18　所提方法与文献[11]方法对比

Fig. 18 Comparison between proposed method and method in Ref. [11]

从图 18 中可以看出，文献[11]能将直流偏置量从 5%降低到 0.05%左右，基本消除直流偏置，但动态调整时间为 0.4 s；而本文方法可将直流偏置量从 5%降低到 0.06%左右，达到与文献[11]相当的抑制效果，但动态调整时间较快，仅为 0.1 s。综上，本文所提出的直流偏置抑制方法与文献[11]方法相比，设计更为简单，也节约了成本，且能达到与文献[11]方法相当的抑制效果，动态响应更快。

5　结论

针对无隔离变压器的准 Z 源逆变器存在直流

偏置量注入电网问题，本文提出一种直流偏置抑制策略，解决直流偏置注入电网问题，得到以下结论。

(1)设计 WACC 将三阶 LCL 滤波器降为一阶，消除谐振问题，简化被控对象，易于系统设计。

(2)将准 Z 源并网逆变器输出电压的直流偏置量视为外部扰动，采用 DOB 对扰动直流偏置量进行实时估计并反馈补偿，消除扰动直流偏置量对系统的影响。

(3)实验结果表明，准 Z 源并网逆变器在所提直流偏置抑制策略下可以有效地减少直流偏置量注入电网，满足并网直流偏置量小于 0.50%的要求，且具有良好的系统稳定性及动态性能。

参考文献：

[1] 樊刚强, 杨勇. 基于 LCL 参数优化的新能源微电网并网逆变器控制方法[J]. 电源学报, 2021, 19(3): 70-76.
Fan Gangqiang, Yang Yong. Control method for grid-connected inverter in new energy microgrid based on LCL parameter optimization [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(3): 70-76. (in Chinese)

[2] 杨权, 梁永昌, 魏建荣, 等. 多谐波源下分布式电源并网逆变器的谐波抑制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(11): 2908-2920.
Yang Quan, Liang Yongchang, Wei Jianrong, et al. Research on harmonic suppression strategy of grid connected inverter under multi-harmonic sources [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(11): 2908-2920.

[3] 屈艾文, 许俊阳, 陈道炼. 三相电压型准 Z 源逆变器电路拓扑和调制策略[J]. 电源学报, 2018, 16(4): 133-142.
Qu Aiwen, Xu Junyang, Chen Daolian. Circuit topologies and modulation strategies for three-phase voltage-fed quasi-Z-source inverter [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(4): 133-142. (in Chinese)

[4] 王林, 孙鹏菊, 薛统宇, 等. 一种提高 LCL 型并网逆变器电流控制性能的延时补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(19): 6320-6330.
Wang Lin, Sun Pengju, Xue Tongyu, et al. A delay compensation method to improve the current control performance of the LCL-type grid-connected inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(19): 6320-6330. (in Chinese)

[5] Zhang Weichi, Armstrong M, Ali Elgendy M. Mitigation of DC current injection in transformer-less grid-connected inverters using a voltage filtering DC extraction approach [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34 (1): 426-434.

[6] Xiao Huafeng. Overview of transformerless photovoltaic grid-connected inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 533-548.

[7] Gonzalez R, Gubia E, Lopez J, et al. Transformerless single-phase multilevel-based photovoltaic inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(7): 2694-2702.

[8] Long Bo, Wang Wei, Huang Lijun, et al. Design and implementation of a virtual capacitor based DC current suppression method for grid-connected inverters [J]. ISA Transactions, 2019, 92: 257-272.

[9] 王宝诚, 郭小强, 梅强, 等. 无变压器非隔离型光伏并网逆变器直流注入控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(36): 23-28.
Wang Baocheng, Guo Xiaoqiang, Mei Qiang, et al. DC injection control for transformerless PV grid-connected inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(36): 23-28. (in Chinese)

[10] He Guofeng, Xu Dehong, Chen Min. A novel control strategy of suppressing DC current injection to the grid for single-phase PV inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1266-1274.

[11] Chen Min, Xu Dehong, Zhang Tao, et al. A novel DC current injection suppression method for three-phase grid-connected inverter without the isolation transformer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(11): 8656-8666.

[12] Long Bo, Huang Lijun, Sun Hongbin, et al. An intelligent DC current minimization method for transformerless grid-connected photovoltaic inverters [J]. ISA Transactions, 2019, 88: 268-279.

[13] 阚志忠, 姜春鹏, 何浩, 等. 储能用宽范围输入改进型串联Z源逆变器[J]. 电工电能新技术, 2021, 40(4): 10- 16.
Kan Zhizhong, Jiang Chunpeng, He Hao, et al. Wide range input improved series Z source inverter for energy storage [J]. Advanced Technology of Electrical Enginee-

ring and Energy, 2021, 40(4): 10-16. (in Chinese)

[14] Long Bo, Zhang Muheng, Liao Yong, et al. An overview of DC component generation, detection and suppression for grid-connected converter systems [J]. IEEE Access, 2019, 7: 110426-110438.

[15] 何国锋. 全桥并网逆变器直流扰动分析[J]. 可再生能源, 2016, 34(1): 9-14.
He Guofeng. Analysis of DC disturbance for full-bridge inverter [J]. Renewable Energy Resources, 2016, 34(1): 9-14. (in Chinese)

[16] 游云峰, 李媛, 方番, 等. 级联多电平准 Z 源逆变器的无差拍并网控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(17): 48-53.
You Yunfeng, Li Yuan, Fang Fan, et al. Deadbeat grid-connected control strategy of quasi-Z-source cascaded multilevel inverter [J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(17): 48-53. (in Chinese)

[17] 丘恒越, 张桂东, 陈思哲. 基于准 Z 源的低电容电压应力高增益 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2024,22(6):1-12.
Qiu Hengyue, Zhang Guidong, Chen Sizhe. High-gain DC-DC converter with low voltage stress of capacitor based on quasi-Z-source [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 1-12. (in Chinese)

[18] 雷杨松. 准 Z 源光伏并网逆变器的设计[D]. 淄博: 山东理工大学, 2020.
Lei Yangsong. Design of quasi-Z-source photovoltaic grid-connected inverter[D]. Zibo: Shandong University of Technology, 2020. (in Chinese)

[19] 潘冬华, 阮新波, 王学华, 等. 增强 LCL 型并网逆变器对电网阻抗鲁棒性的控制参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2558-2566.
Pan Donghua, Ruan Xinbo, Wang Xuehua, et al. Controller design for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid-impedance variation [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2558-2566. (in Chinese)

[20] 汪颖, 孙建风, 肖先勇, 等. 改进加权平均电流反馈的 LCL 型逆变器控制方法[J]. 高电压技术, 2021, 47(8): 2678-2687.
Wang Ying, Sun Jianfeng, Xiao Xianyong, et al. Control method of LCL inverter based on improved weighted average current feedback [J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2678-2687. (in Chinese)

[21] Lou Guannan, Gu Wei, Wang Jianhui, et al. A unified control scheme based on a disturbance observer for seamless transition operation of inverter-interfaced distributed generation [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(5): 5444-5454.

[22] 李春鹏, 贲洪奇, 刘博, 等. 采用扰动观测器的偏差解耦控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(22): 5859-5868.
Li Chunpeng, Ben Hongqi, Liu Bo, et al. Deviation decouple control method based on disturbance observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(22): 5859-5868. (in Chinese)

[23] 曹文远, 韩民晓, 谢文强, 等. 基于扰动观测器的电压源型逆变器负载电流前馈控制及参数设计方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 862-873.
Cao Wenyuan, Han Minxiao, Xie Wenqiang, et al. A disturbance-observer-based load current feedforward control and parameter design method for voltage-sourced inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(4): 862-873. (in Chinese)

[24] 干天助, 梁理程, 陈延礼, 等. 基于改进 PCI 控制器的光伏并网逆变器的直流分量抑制策略[J]. 太阳能学报, 2022, 43(7): 93-100.
Gan Tianzhu, Liang Licheng, Chen Yanli, et al. DC component suppression of PV grid-connected inverter with improved PCI controller [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022, 43(7): 93-100. (in Chinese)



林俊芳

作者简介：

林俊芳(1996—　)，男，硕士研究生。研究方向：逆变器与新能源技术。E-mail：linjf@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：新能源发电技术、变流器高效控制技术、微电网运行与控制技术。E-mail：dragonhgf@hncj.edu.cn。

周子淳(1999—　)，男，硕士研究生。研究方向：新能源发电并网逆变器稳定控制。E-mail：202108080021064@ctgu.edu.cn。

王航(1998—　)，男，硕士研究生。研究方向：逆变器与新能源技术。E-mail：15236506912@163.com。

(责任编辑：陈国珍)