**DOI**：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.5.69 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

# 并网逆变器二次谐波电流的抑制方法

朱晶菁(中国电源学会学生会员)，陈 敏(中国电源学会高级会员)，
任 昇，李鸿阳
(浙江大学电气工程学院，杭州 310027)

**摘要**：谐波污染是限制新能源并网的关键问题之一，导致并网逆变器电流谐波增加的因素较多，其中包括电网的谐波电压和并网逆变器系统中电压电流信号的采样误差。分析了并网逆变器系统电压采样误差和电流采样误差影响逆变器二次谐波电流的原理，研究了1种基于高精度谐波采样和二次谐波三相二倍频旋转*dq*反馈的二次谐波电流的抑制方法，并建立了二次谐波电流抑制环路的模型，给出了二次谐波电流抑制环参数的设计方法，推导了抑制效果的表达式，最后通过100 kW装置的实验进行了验证。

**关键词**：并网逆变器；谐波抑制；二次谐波；环路设计

# Method for Suppressing Second-order Harmonic Current of Grid-connected Inverter

ZHU Jingjing, *Student Member*, *CPSS*, CHEN Min, *Senior Member*, *CPSS*, REN Sheng, LI Hongyang
(School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** Harmonic pollution is one of the key problems restricting the grid connection of new energy sources. There are many factors that lead to an increase in current harmonics of grid-connected inverters, including the harmonic voltage of the grid and the sampling error of voltage and current signals in the grid-connected inverter system. On the basis, the principle of voltage sampling error and current sampling error of the grid-connected inverter system affecting the 2nd-order harmonic current of the inverter is analyzed, and a 2nd-order harmonic current suppression method based on high-precision harmonic sampling and 2nd-order harmonic current three-phase double-frequency rotation *dq* feedback is studied. In addition, a model of the 2nd-order harmonic current suppression loop is established, a design method for the parameters of the 2nd-order harmonic current suppression loop is given, and the expression of suppression effect is deduced. Finally, the proposed method was verified by experimental results of a 100 kW prototype.

**Keywords:** Grid-connected inverter; harmonic suppression; 2nd-order harmonic; loop design

随着新能源发电占比的提升，更多的电力电子变换器接入了电网。与传统的发电设备不同，电力电子变换器引入了大量开关管等非线性器件，输出信号的频谱更加复杂。若控制不当，将导致电网的谐波污染[1-2]。谐波的危害包括降低电网的电能传输效率，甚至引发电网的稳定性和安全性问题。例如，电流谐波会造成变压器、发电机和电机涡流损耗及磁芯损耗的增加，加速绝缘老化；在电网局部引发谐振，导致电网事故；增加电流的有效值进而使得传输线路的损耗增加等[3]。

抑制并网逆变器电流谐波的基本方法是增大逆变器在谐波频率的等效输出阻抗[4]，目前主要通过2种途径实现。一种是增大谐波频率处的电流环增益，包括比例积分PI(proportional-integral)控制[5-8]、比例谐振PR(proportional-resonant)控制[9-12]、

**收稿日期**：2022-08-30；**修回日期**：2022-10-16，2022-10-29；
**录用日期**：2022-11-06；**网络首发日期**：2023-12-26
**基金项目**：国家自然科学基金资助项目(52037010)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52037010

重复控制 RC(repetitive control)[13-16]等。采用同步旋转坐标系下的 PI 控制算法简单，但是提取出各次谐波的过程较为繁琐。采用 PR 控制器省去了繁琐的坐标变换和谐波提取的步骤，可以降低计算的负担，但对干扰的敏感性和同步误差较低。重复控制 RC 计算量较低，然而其动态响应速度较慢，通常需要与其他控制器配合使用以达到较好的动态性能。另一种是通过引入虚拟阻抗重塑逆变器的等效输出阻抗，其中电网电压前馈是 1 种常用的控制策略，即通过引入电网电压的前馈重新构造系统的等效输出阻抗[17-21]。电网电压前馈控制具有控制器结构简单、动态响应快等优点，且对系统的相位裕量没有影响。然而，前馈通路中的延时会影响系统的稳定性和削弱系统对电流谐波的抑制能力。

传统谐波抑制方法中，控制系统的谐波电压、电流输入来自系统电压、电流的采样，采样信号的精度直接决定了系统的控制效果。采样的电压、电流中基波分量一般远大于谐波分量，受限于模拟数字转换器 ADC(analog to digital converter)的精度和运放噪声等因素，谐波采样和控制精度难以得到保证。本文研究了 1 种控制方法，通过在采样通道中加入陷波器滤除采样电流中的基波分量，再放大谐波分量，有效提升了谐波的采样精度，结合引入的谐波控制环路，改善了系统的谐波性能。同时对加入谐波环后控制系统参数的设计方法进行了详细讨论。由于在实验过程中检测到较大的二次谐波电流，本文的理论与实验均为讨论二次谐波的抑制。

## 1 谐波产生原因分析

传统并网逆变器的控制框图如图 1 所示，图中：$v_{dc}$ 为直流母线电压；$v_{ga}$、$v_{gb}$、$v_{gc}$ 分别为三相电网电压；$v_a$、$v_b$、$v_c$ 分别为三相交流电容电压；$i_{L_a}$、$i_{L_b}$、$i_{L_c}$ 分别为三相电感电流；$i_a$、$i_b$、$i_c$ 分别为三相电网电流；PLL 为锁相环。

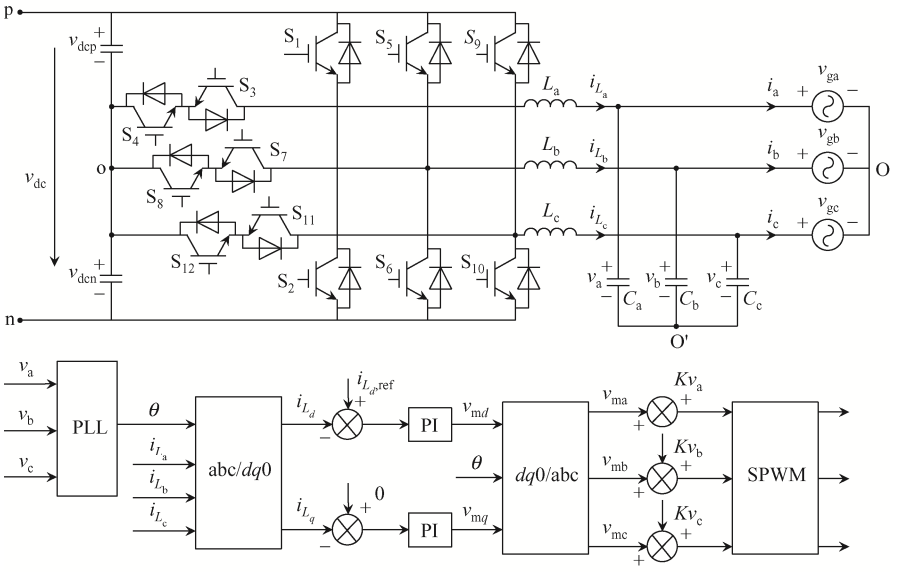



**图 1 传统并网逆变器的控制框图**

**Fig. 1 Control block diagram of traditional grid-connected inverter**

由图 1 可以计算得到，忽略 $d$ 轴和 $q$ 轴之间的耦合项，传统并网逆变器在同步旋转坐标系下的控制模型如图 2 所示。图中：$N_{vd}(s)$和 $N_{vq}(s)$为由电压采样误差引起的扰动；$N_{id}(s)$和 $N_{iq}(s)$为由电流采样误差引起的扰动；$L$ 为滤波电感；$C$ 为滤波电容；$K_{PWM}$ 为 PWM 系数；$T_d$ 为控制系统的延时，等于 1 个采样周期；$G_i(s)$为控制器的传递函数，采用 PI 控制，即 $G_i(s) = K_p+K_i/s$，其中 $K_p$ 和 $K_i$ 分别为 PI 控制器的比例系数和积分系数。

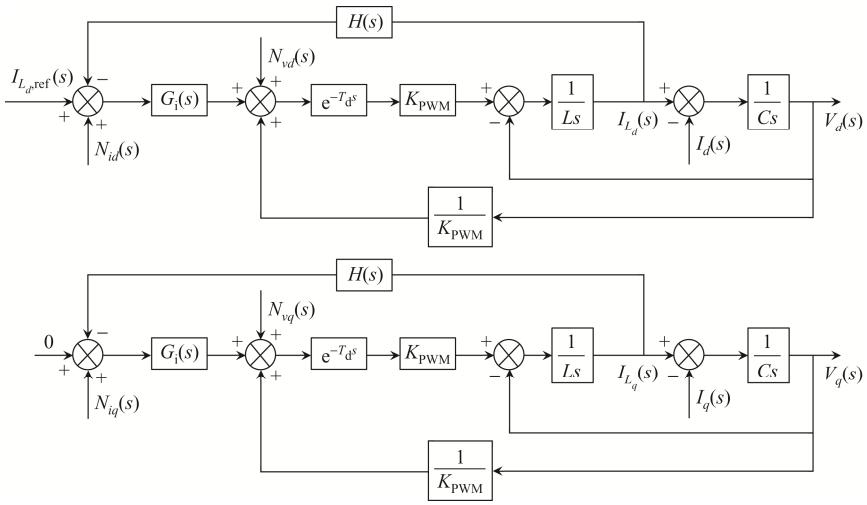



**图 2　传统并网逆变器在同步旋转坐标系下的控制模型**

**Fig. 2 Control model of traditional grid-connected inverter in synchronous rotating coordinate system**

由图 2 可得，电压采样误差到电感电流的传递函数和电流采样误差到电感电流的传递函数分别为

$$G_{Nv}(s)=\frac{I_{L_d}(s)}{N_{vd}(s)}=\frac{I_{L_q}(s)}{N_{vq}(s)}=\frac{K_{PWM}e^{-T_d s}}{K_{PWM}e^{-T_d s}G_i(s)H(s)+Ls} \tag{1}$$

$$G_{Ni}(s)=\frac{I_{L_d}(s)}{N_{id}(s)}=\frac{I_{L_q}(s)}{N_{iq}(s)}=\frac{K_{PWM}e^{-T_d s}G_i(s)}{K_{PWM}e^{-T_d s}G_i(s)H(s)+Ls} \tag{2}$$

采用如表 1 所示的参数，绘制 $G_{Nv}(s)$和 $G_{Ni}(s)$的幅频特性如图 3 所示。由图 3(a)可知，在同步旋转坐标系中，系统在直流分量的传递函数具有较大的衰减，而在其他频率处的衰减很小，说明系统对静止坐标系下基波分量的电压采样误差有较大的抗干扰能力，而对其他频率的电压采样误差的抗干扰能力较弱；由图 3(b)可知，系统对各个频率下的电流采样误差的抗干扰能力较弱。因此，当电压采

**表 1　控制模型参数**

**Tab. 1 Parameters of control model**

| 参数 | 数值 |
|---|---|
| 功率 $P$/kW | 20~60 |
| 直流侧电压 $V_{dc}$/V | 700 |
| 交流侧电压 $V_{rms}$/V | 220 |
| 电网频率 $f_0$/Hz | 50 |
| 开关频率 $f_s$/kHz | 10 |
| 滤波电感 $L$/μH | 380 |
| PWM 系数 $K_{PWM}$ | 700 |
| 系统延迟 $T_d$/μs | 100 |
| 基波环比例系数 $K_p$ | 1.95 |
| 基波环积分系数 $K_i$ | 140.00 |
| 电流环反馈系数 $H(s)$ | 1 |

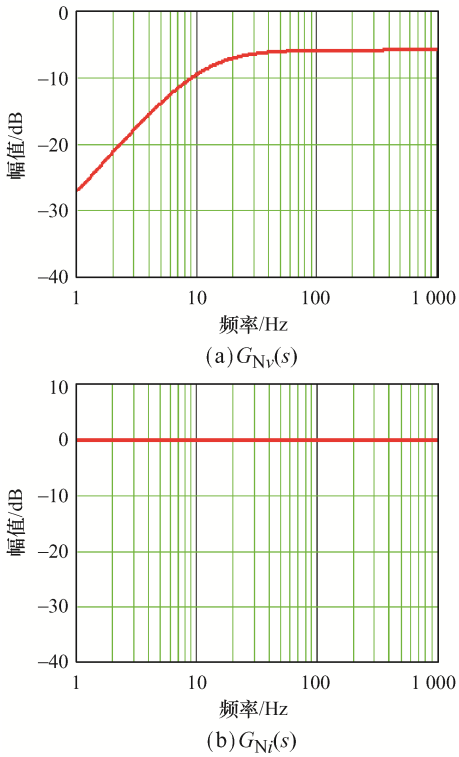



**图 3　$G_{Nv}(s)$和 $G_{Ni}(s)$的幅频特性**

**Fig. 3 Amplitude-frequency characteristics of $G_{Nv}(s)$ and $G_{Ni}(s)$**

样或电流采样中引入了二次谐波分量的误差时，电感电流中会相应地产生二次谐波。

## 2 二次谐波抑制方法

为了抑制电感电流中的二次谐波，本文引入谐波精确提取和二次谐波抑制环路，控制框图如图 4 所示。与图 1 相比，在传统的控制框图中加入了二次谐波抑制环路，其由带阻滤波器 BSF(band stop filter)、放大器 AMP(amplifier)、低通滤波器 LPF (low-pass filter)、PI 控制器和变换矩阵构成。基本原理为：逆变器输出的电感电流 $i_{L_a}$、$i_{L_b}$、$i_{L_c}$，经过硬件带阻滤波器电路 BSF 除去基波分量，得到总的谐波分量 $i_{L_a,h}$、$i_{L_b,h}$、$i_{L_c,h}$，再经过硬件放大电路使得系统对谐波电流的采样更加精确，然后将放大后的谐波分量变换到二倍频的负序旋转坐标系下，经过低通滤波器滤除其他次数的谐波分量即得到同步旋转坐标系下的二次谐波分量 $i_{d,h2}$、$i_{q,h2}$，采用 PI 控制器将二次谐波电流控制到 0，PI 输出的结果经过反变换到三相静止坐标系与基波环的输出结果叠加，最后经过 SPWM 调制为开关管的驱动信号。

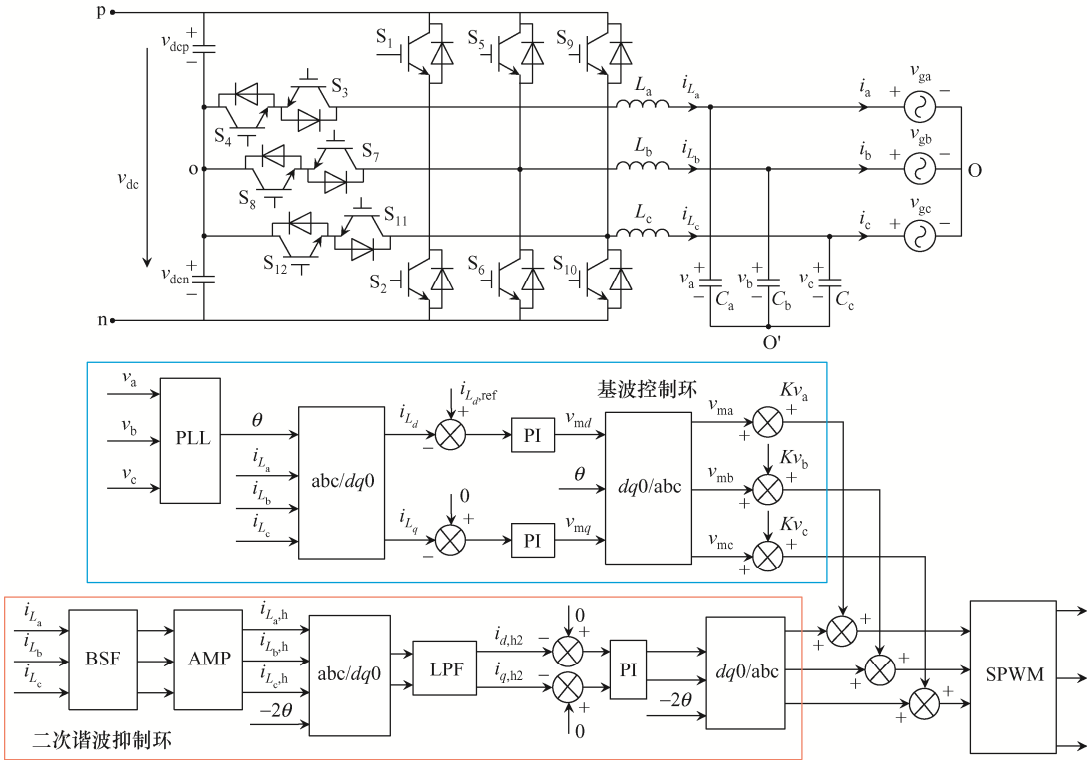



**图 4 带谐波抑制环的并网逆变器控制框图**

**Fig. 4 Control block diagram of grid-connected inverter with harmonic suppression loop**

本文针对 ADC 精度等原因会造成谐波电压和电流的采样误差，从而引入并网电流谐波这一问题，通过硬件的带阻滤波器和放大器对谐波电流进行放大，对基波电流进行衰减，以提高谐波电流的检测精度，并且通过在软件中加入二次谐波抑制环路对二次谐波电流进行抑制。区别于传统采用软件从电流采样值中提取谐波的方法，本文采用硬件将基波衰减并放大谐波电流后进行采样的思路，谐波电流提取采用双 T 型带阻滤波器[22]，其电路图如图 5 所示。

带阻滤波器的传递函数为

$$G_{\mathrm{BSF}}(s)=\frac{V_{\mathrm{out}}(s)}{V_{\mathrm{in}}(s)}=\frac{s^2+\omega_0^2}{s^2+4Q\omega_0 s+\omega_0^2} \tag{3}$$

式中：$\omega_0$ 为中心角频率，$\omega_0 = 1/RC$；$Q$ 为品质因数，$Q=R_1/(R_1+R_2)$。设计中心角频率为工频角频率，即 $\omega_0=2\pi\times50$，品质因数为 $Q=0.375$。取 $C$=

100 nF、$R_1$=3 kΩ，计算得 $R$=31.8 Ω、$R_2$=5 kΩ。

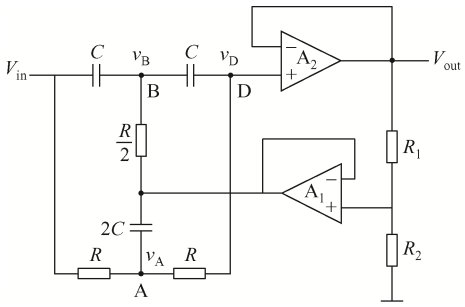



**图 5　带阻滤波器的电路**

**Fig. 5 Circuit of BSF**

本文抑制二次谐波的主要思路是在提高谐波电流检测精度的前提下，减小电压采样误差和电流采样误差到电感电流的传递函数的幅值，即可减小采样误差对输出谐波电流的影响，从而降低二次谐波电流的含量。

## 3　二次谐波抑制方法分析

### 3.1　谐波抑制控制模型的建立

由图 4 可推导出带二次谐波抑制环的并网逆变器控制模型，如图 6 所示。与图 2 相比，增加了二次谐波抑制环路，图 4 中的旋转变换通过旋转相量实现，PI 控制器的传递函数为 $G_{\mathrm{PI}}(s)=K_{\mathrm{p,h2}}+K_{\mathrm{i,h2}}/s$，其中 $K_{\mathrm{p,h2}}$ 和 $K_{\mathrm{i,h2}}$ 分别为二次谐波抑制 PI 控制器的比例系数和积分系数。

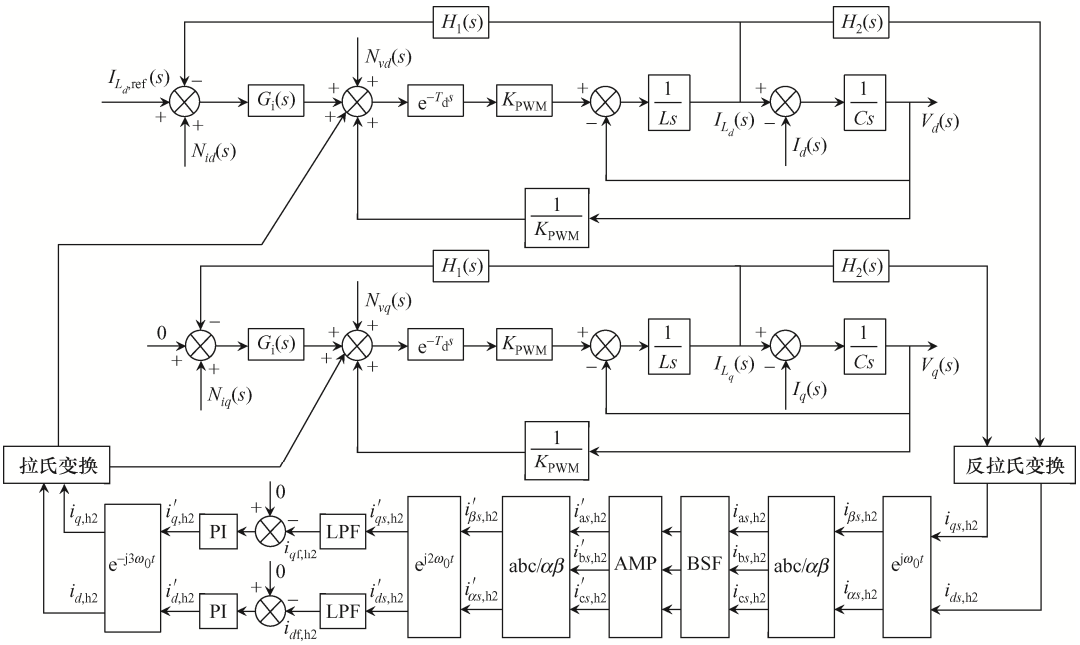



**图 6　带谐波抑制环的并网逆变器控制模型**

**Fig. 6 Control model of grid-connected inverter with harmonic suppression loop**

由图 6 可得实部和虚部满足条件

$$\begin{aligned}&i_{\alpha s,\mathrm{h2}}(t)+\mathrm{j}i_{\beta s,\mathrm{h2}}(t)\\&=\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0 t}[i_{ds,\mathrm{h2}}(t)+\mathrm{j}i_{qs,\mathrm{h2}}(t)]\\&=[\cos(\omega_0 t)+\mathrm{j}\sin(\omega_0 t)][i_{ds,\mathrm{h2}}(t)+\mathrm{j}i_{qs,\mathrm{h2}}(t)]\\&=\cos(\omega_0 t)i_{ds,\mathrm{h2}}(t)-\sin(\omega_0 t)i_{qs,\mathrm{h2}}(t)+\\&\quad\mathrm{j}[\sin(\omega_0 t)i_{ds,\mathrm{h2}}(t)+\cos(\omega_0 t)i_{qs,\mathrm{h2}}(t)]\end{aligned}\tag{4}$$

令实部和虚部分别相等，即

$$\begin{cases}i_{\alpha s,\mathrm{h2}}(t)=\cos(\omega_0 t)i_{ds,\mathrm{h2}}(t)-\sin(\omega_0 t)i_{qs,\mathrm{h2}}(t)\\i_{\beta s,\mathrm{h2}}(t)=\sin(\omega_0 t)i_{ds,\mathrm{h2}}(t)+\cos(\omega_0 t)i_{qs,\mathrm{h2}}(t)\end{cases}\tag{5}$$

改写式(4)为

$$\begin{cases}i_{\alpha s,\mathrm{h2}}(t)=\dfrac{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0 t}+\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0 t}}{2}i_{ds,\mathrm{h2}}(t)-\dfrac{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0 t}-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0 t}}{2\mathrm{j}}\cdot\\\qquad i_{qs,\mathrm{h2}}(t)\\i_{\beta s,\mathrm{h2}}(t)=\dfrac{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0 t}-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0 t}}{2\mathrm{j}}i_{ds,\mathrm{h2}}(t)+\dfrac{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0 t}+\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_0 t}}{2}\cdot\\\qquad i_{qs,\mathrm{h2}}(t)\end{cases}\tag{6}$$

对式(5)进行拉普拉斯变换，得

$$\begin{cases} I_{\alpha s,\mathrm{h}2}(s)=\dfrac{1}{2}[I_{ds,\mathrm{h}2}(s-\mathrm{j}\omega_0)+I_{ds,\mathrm{h}2}(s+\mathrm{j}\omega_0)]- \\ \qquad \dfrac{1}{2\mathrm{j}}[I_{qs,\mathrm{h}2}(s-\mathrm{j}\omega_0)-I_{qs,\mathrm{h}2}(s+\mathrm{j}\omega_0)] \\ I_{\beta s,\mathrm{h}2}(s)=\dfrac{1}{2\mathrm{j}}[I_{ds,\mathrm{h}2}(s-\mathrm{j}\omega_0)-I_{ds,\mathrm{h}2}(s+\mathrm{j}\omega_0)]+ \\ \qquad \dfrac{1}{2}[I_{qs,\mathrm{h}2}(s-\mathrm{j}\omega_0)+I_{qs,\mathrm{h}2}(s+\mathrm{j}\omega_0)] \end{cases} \tag{7}$$

其余旋转相量的处理类似，从图 6 还可以得到

$$\begin{bmatrix} i'_{\mathrm{as},\mathrm{h}2}(t) \\ i'_{\mathrm{bs},\mathrm{h}2}(t) \\ i'_{\mathrm{cs},\mathrm{h}2}(t) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} i_{\mathrm{as},\mathrm{h}2}(t)\cdot G_{\mathrm{BSF}}(t)\cdot G_{\mathrm{AMP}}(t) \\ i_{\mathrm{bs},\mathrm{h}2}(t)\cdot G_{\mathrm{BSF}}(t)\cdot G_{\mathrm{AMP}}(t) \\ i_{\mathrm{cs},\mathrm{h}2}(t)\cdot G_{\mathrm{BSF}}(t)\cdot G_{\mathrm{AMP}}(t) \end{bmatrix} \tag{8}$$

$$\begin{bmatrix} i'_{\alpha s,\mathrm{h}2}(t) \\ i'_{\beta s,\mathrm{h}2}(t) \end{bmatrix}=T_{\mathrm{abc}/\alpha\beta}\begin{bmatrix} i'_{\mathrm{as},\mathrm{h}2}(t) \\ i'_{\mathrm{bs},\mathrm{h}2}(t) \\ i'_{\mathrm{cs},\mathrm{h}2}(t) \end{bmatrix} \tag{9}$$

$$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{as},\mathrm{h}2}(t) \\ i_{\mathrm{bs},\mathrm{h}2}(t) \\ i_{\mathrm{cs},\mathrm{h}2}(t) \end{bmatrix}=T_{\alpha\beta/\mathrm{abc}}\begin{bmatrix} i_{\alpha s,\mathrm{h}2}(t) \\ i_{\beta s,\mathrm{h}2}(t) \end{bmatrix} \tag{10}$$

$$\begin{bmatrix} i'_{d,\mathrm{h}2}(t) \\ i'_{q,\mathrm{h}2}(t) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} i'_{ds,\mathrm{h}2}(t)\cdot G_{\mathrm{LPF}}(t)\cdot G_{\mathrm{PI}}(t) \\ i'_{qs,\mathrm{h}2}(t)\cdot G_{\mathrm{LPF}}(t)\cdot G_{\mathrm{PI}}(t) \end{bmatrix} \tag{11}$$

联立式(6)~式(10)并忽略 $d$ 轴和 $q$ 轴的耦合项可得

$$\begin{cases} I_{d,\mathrm{h}2}(s)=\dfrac{1}{2}I_{ds,\mathrm{h}2}(s)G_{\mathrm{BSF}}(s-\mathrm{j}\omega_0)G_{\mathrm{AMP}}(s-\mathrm{j}\omega_0)\cdot \\ \qquad G_{\mathrm{LPF}}(s-\mathrm{j}3\omega_0)G_{\mathrm{PI}}(s-\mathrm{j}3\omega_0)+\dfrac{1}{2}I_{ds,\mathrm{h}2}(s)\cdot \\ \qquad G_{\mathrm{BSF}}(s+\mathrm{j}\omega_0)G_{\mathrm{AMP}}(s+\mathrm{j}\omega_0)G_{\mathrm{LPF}}(s+\mathrm{j}3\omega_0)\cdot \\ \qquad G_{\mathrm{PI}}(s+\mathrm{j}3\omega_0) \\ I_{q,\mathrm{h}2}(s)=\dfrac{1}{2}I_{qs,\mathrm{h}2}(s)G_{\mathrm{BSF}}(s-\mathrm{j}\omega_0)G_{\mathrm{AMP}}(s-\mathrm{j}\omega_0)\cdot \\ \qquad G_{\mathrm{LPF}}(s-\mathrm{j}3\omega_0)G_{\mathrm{PI}}(s-\mathrm{j}3\omega_0)+\dfrac{1}{2}I_{qs,\mathrm{h}2}(s)\cdot \\ \qquad G_{\mathrm{BSF}}(s+\mathrm{j}\omega_0)G_{\mathrm{AMP}}(s+\mathrm{j}\omega_0)G_{\mathrm{LPF}}(s+\mathrm{j}3\omega_0)\cdot \\ \qquad G_{\mathrm{PI}}(s+\mathrm{j}3\omega_0) \end{cases} \tag{12}$$

根据式(11)可将图 6 化简为图 7，得到谐波环的传递函数为

$$\begin{aligned} G_{\mathrm{h}2}(s)=&\frac{1}{2}G_{\mathrm{BSF}}(s-\mathrm{j}\omega_0)G_{\mathrm{AMP}}(s-\mathrm{j}\omega_0)G_{\mathrm{LPF}}\cdot \\ &(s-\mathrm{j}3\omega_0)G_{\mathrm{PI}}(s-\mathrm{j}3\omega_0)+\frac{1}{2}G_{\mathrm{BSF}}(s+\mathrm{j}\omega_0)\cdot \\ &G_{\mathrm{AMP}}(s+\mathrm{j}\omega_0)G_{\mathrm{LPF}}(s+\mathrm{j}3\omega_0)G_{\mathrm{PI}}(s+\mathrm{j}3\omega_0) \end{aligned} \tag{13}$$

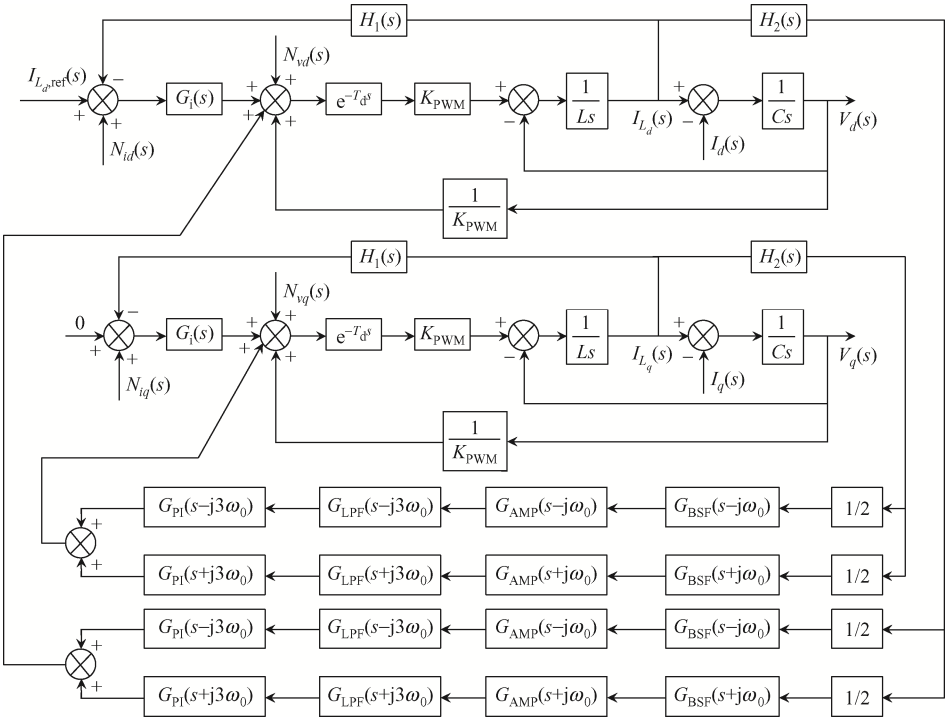



**图 7 化简后的控制模型**

**Fig. 7 Simplified control model**

### 3.2 谐波抑制环的参数设计

由图 7 可得谐波抑制环的开环传递函数为

$$G_{\text{open}}(s)=G_{\text{I}}(s)G_{\text{PI}}(s) \tag{14}$$

$$G_{\text{I}}(s)=\frac{1}{2}G_0(s-\text{j}3\omega_0)H_2(s-\text{j}3\omega_0)G_{\text{BSF}}(s-\text{j}2\omega_0)\cdot G_{\text{AMP}}(s-\text{j}2\omega_0)G_{\text{LPF}}(s)+\frac{1}{2}G_0(s+\text{j}3\omega_0)\cdot H_2(s+\text{j}3\omega_0)G_{\text{BSF}}(s+\text{j}2\omega_0)G_{\text{AMP}}(s+\text{j}2\omega_0)\cdot G_{\text{LPF}}(s) \tag{15}$$

$$G_0(s)=\frac{\text{e}^{-T_{\text{d}}s}K_{\text{PWM}}}{Ls+H_1(s)G_{\text{i}}(s)\text{e}^{-T_{\text{d}}s}K_{\text{PWM}}} \tag{16}$$

设计开环传递函数的穿越频率为 10 Hz，相位裕度为 60°，求解得到

$$\begin{cases}K_{\text{p,h2}}=0.12\\K_{\text{i,h2}}=26.16\end{cases}$$

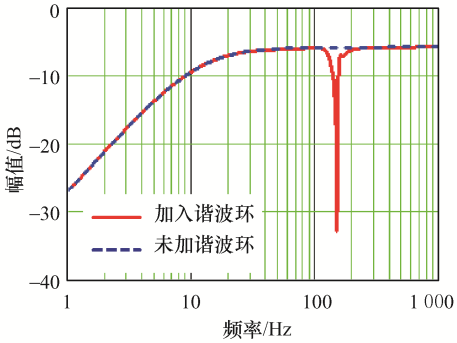
### 3.3 谐波环对采样误差扰动的抑制效果

由图 7 可以求得加入谐波抑制环后，电压采样误差到电感电流的传递函数和电流采样误差到电感电流的传递函数分别为

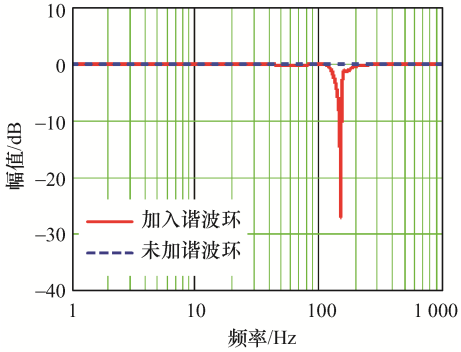
$$G'_{\text{Nv}}(s)=\frac{I_{L_d}(s)}{N_{vd}(s)}=\frac{I_{L_q}(s)}{N_{vq}(s)}=\frac{K_{\text{PWM}}\text{e}^{-T_{\text{d}}s}}{Ls+K_{\text{PWM}}\text{e}^{-T_{\text{d}}s}G_{\text{i}}(s)H_1(s)-K_{\text{PWM}}\text{e}^{-T_{\text{d}}s}G_{\text{h2}}(s)H_2(s)} \tag{17}$$

$$G'_{\text{Ni}}(s)=\frac{I_{L_d}(s)}{N_{id}(s)}=\frac{I_{L_q}(s)}{N_{iq}(s)}=\frac{K_{\text{PWM}}\text{e}^{-T_{\text{d}}s}G_{\text{i}}(s)}{Ls+K_{\text{PWM}}\text{e}^{-T_{\text{d}}s}G_{\text{i}}(s)H_1(s)-K_{\text{PWM}}\text{e}^{-T_{\text{d}}s}G_{\text{h2}}(s)H_2(s)} \tag{18}$$

采用表 1 的参数，系统对电压采样误差和电流采样误差的抑制效果分别如图 8(a)和图 8(b)所示。




(a)对电压采样误差的抑制效果




(b)对电流采样误差的抑制效果

**图 8　系统对采样误差的抑制效果**

**Fig. 8 Suppression effect of system on sampling error**

从图 8 可以看出，加入谐波抑制环后，系统在 150 Hz 处对电压采样误差扰动和电流采样误差扰动都有较大的衰减，静止坐标系的二次谐波分量转换到基波同步旋转坐标系下为 150 Hz，即电感电流中的二次谐波分量可以被较好地抑制。

## 4　实验验证

为了验证本文所提谐波抑制策略的抑制效果，在 100 kW 双向 T 型三电平 AC-DC 变换器实验平台进行实验，实验参数见表 2，实验平台如图 9 所示。

**表 2　实验参数**

**Tab. 2 Experimental parameters**

| 参数 | 数值 |
|---|---|
| 额定功率 $P_0$/kW | 100 |
| 直流侧电压 $V_{\text{dc}}$/V | 700 |
| 交流侧电压 $V_{\text{rms}}$/V | 220 |
| 电网频率 $f_0$/Hz | 50 |
| 开关频率 $f_{\text{s}}$/kHz | 10 |
| 滤波电感 $L$/μH | 380 |
| 基波环比例系数 $K_{\text{p}}$ | 1.95 |
| 基波环积分系数 $K_{\text{i}}$ | 140.00 |
| 二次谐波环比例系数 $K_{\text{p,h2}}$ | 0.12 |
| 二次谐波环积分系数 $K_{\text{i,h2}}$ | 26.16 |

图 10(a)为并网输出功率为 20 kW 时的 A 相电感电流和电网电压的波形，图 10(b)为并网输出功率为 40 kW 时的 A 相电感电流和电网电压的波形。

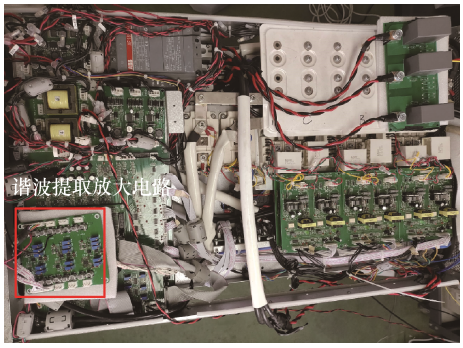
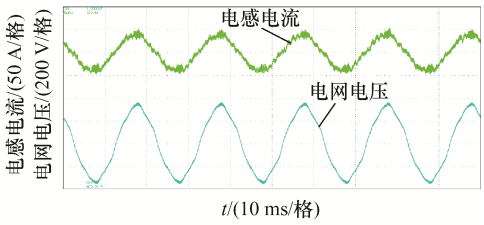
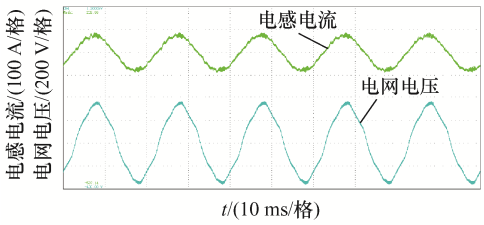



图 9 实验平台

**Fig. 9 Experimental platform**




(a) 20 kW



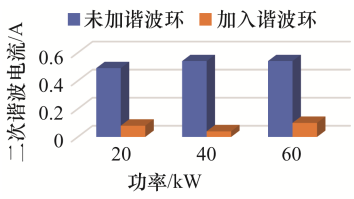

(b) 40 kW

图 10 电网电压和电感电流的实验波形

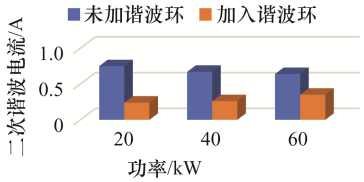
**Fig. 10 Experimental waveforms of grid voltage and inductor current**

不同功率下的二次谐波电流抑制效果如图 11 所示，二次谐波通过功率分析仪 YOKOGAWA WT1800 测得，图 11(a)和图 11(b)分别为 A 相和 B 相的抑制效果。可以看出，谐波环对三相二次谐波电流的抑制效果不平衡，对 A 相的抑制效果最好，二次谐波电流衰减了 80%左右。

负载突变时的 A 相电感电流和电网电压波形如图 12 所示，可以看出，在负载突变时该控制方法具有较好的动态跟踪能力。



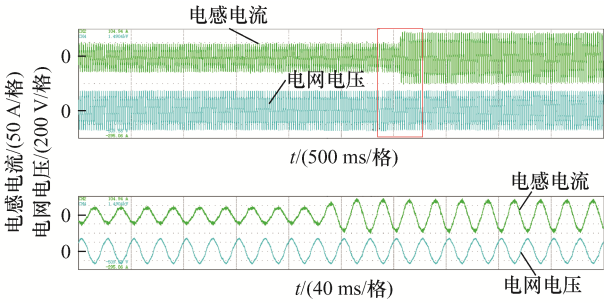

(a) A相



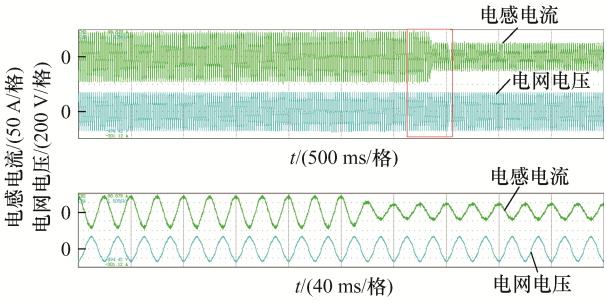

(b) B相

图 11 不同功率下的二次谐波电流抑制效果

**Fig. 11 Second-order harmonic current suppression effect under different values of power**




(a) 20 kW到40 kW




(b) 40 kW到20 kW

图 12 负载突变时的电感电流和电网电压波形

**Fig. 12 Waveforms of inductor current and grid voltage under load mutation**

## 5 结语

本文探究了电压采样误差和电流采样误差对并网逆变器电感电流谐波的影响，研究了 1 种并网逆变器二次谐波电流的抑制方法，该方法的主要原理是采用额外的硬件带阻滤波器电路和放大电路提高系统对谐波电流的采样精度，再引入二次电流谐波抑制环增大逆变器在二次谐波频率的等效输出阻抗，从而实现对并网逆变器电感电流谐波的抑制。理论分析及实验结果都表明这种二次谐波电流的抑制方法可以有效地抑制并网逆变器电感电流中的二次谐波。

**参考文献：**


[1] Eroğlu H, Cuce E, Mert Cuce P, et al. Harmonic problems in renewable and sustainable energy systems: A comprehensive review [J]. Sustainable Energy Technologies and Assessments, 2021, 48: 101566.

[2] Adineh B, Keypour R, Davari P, et al. Review of harmonic mitigation methods in microgrid: From a hierarchical control perspective [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 3044-3060.

[3] Kalair A, Abas N, Kalair A R, et al. Review of harmonic analysis, modeling and mitigation techniques [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2017, 78: 1152-1187.

[4] Gharani Khajeh K, Solatialkaran D, Zare F, et al. An enhanced full-feedforward strategy to mitigate output current harmonics in grid-tied inverters [J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2021, 15(5): 827-835.

[5] 王小军. UPS 逆变器输出谐波抑制与控制软件验证方法探讨[D]. 杭州: 浙江大学, 2017.
Wang Xiaojun. Investation of output harmonic suppersion and controll software verification for UPS inverter [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2017. (in Chinese)

[6] Xiao Peng, Corzine K A, Venayagamoorthy G K. Multiple reference frame-based control of three-phase PWM Boost rectifiers under unbalanced and distorted input conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4): 2006-2017.

[7] Pan Zhifeng, Wang Xiaohong, Guan Quanxue, et al. Adaptive current harmonics suppression strategy for grid-tie inverters [J]. ISA Transactions, 2022, 128: 698-710.

[8] Zhou Keliang, Yang Yongheng, Blaabjerg F, et al. Optimal selective harmonic control for power harmonics mitigation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 1220-1230.

[9] Teodorescu R, Blaabjerg F, Liserre M, et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters [J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2006, 153(5): 750.

[10] Xin Zhen, Mattavelli P, Yao Wenli, et al. Mitigation of grid-current distortion for LCL-filtered voltage-source inverter with inverter-current feedback control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 6248-6261.

[11] Castilla M, Miret J, Matas J, et al. Control design guidelines for single-phase grid-connected photovoltaic inverters with damped resonant harmonic compensators [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(11): 4492-4501.

[12] Liserre M, Teodorescu R, Blaabjerg F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(3): 836-841.

[13] Lu Wenzhou, Zhou Keliang, Yang Yunhu. A general internal model principle based control scheme for CVCF PWM converters [C]// The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems. Hefei, China, 2010: 485-489.

[14] Costa-Castello R, Grino R, Fossas E. Odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(4): 1060-1068.

[15] Liu Tao, Hao Xiang, Yang Xu, et al. A novel repetitive control scheme for three-phase grid-connected inverter with LCL filter [C]// Proceedings of the 7th International Power Electronics and Motion Control Conference. Harbin, China, 2012: 335-339.

[16] 张兴, 汪杨俊, 余畅舟, 等. 采用 PI+重复控制的并网逆变器控制耦合机理及其抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30): 5287-5295.
Zhang Xing, Wang Yangjun, Yu Changzhou, et al. Mechanism of the control coupling and suppression strategy using PI and repetitive control in grid-connected inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(30): 5287-5295. (in Chinese)

[17] Tian Hao, Li Yunwei, Wang Peng. Hybrid AC/DC system harmonics control through grid interfacing converters with low switching frequency [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2256-2267.

[18] Timbus A, Liserre M, Teodorescu R, et al. Evaluation of

current controllers for distributed power generation systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 654-664.

[19] Wang Xuehua, Ruan Xinbo, Liu Shangwei, et al. Full feedforward of grid voltage for grid-connected inverter with LCL filter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(12): 3119-3127.

[20] Qian Qiang, Xie Shaojun, Huang Liuliu, et al. Harmonic suppression and stability enhancement for parallel multiple grid-connected inverters based on passive inverter output impedance [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 7587-7598.

[21] 史帅彬, 曾江, 康文韬, 等. 具有谐波抑制功能的电网电能质量最优控制方法[J]. 电源学报, 2022, 20(1): 158-164.
Shi Shuaibin, Zeng Jiang, Kang Wentao, et al. Optimal control method for grid power quality with harmonic suppression function [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(1): 158-164. (in Chinese)

[22] 严正国, 史王莹, 万景涛 等, 基于 Multisim 工频信号陷波器的设计与仿真[J]. 工业控制计算机, 2021, 34(11): 135-137
Yan Zhengguo, Shi Wangying, Wan Jingtao, et al. Design and simulation of power frequency notch catcher based on multisim [J]. Industrial Control Computer, 2021, 34(11): 135-137. (in Chinese)



朱晶菁

**作者简介：**

朱晶菁(1997— )，女，中国电源学会学生会员，硕士。研究方向：双向 AC-DC 变换器。E-mail：zhujingjing105@zju.edu.cn。

陈敏(1976— )，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，教授。研究方向：高功率变换技术和电能质量控制技术。E-mail：heaven@zju.edu.cn。

任昇(1998— )，男，硕士。研究方向：双向 DC-AC 中点电压控制，孤岛切换，孤岛情况下的逆变器稳定性研究和谐波抑制。E-mail：rensheng_173@foxmail.com。

李鸿阳(1999— )，男，硕士。研究方向：光伏并网发电。E-mail：22110130@zju.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)