**DOI**：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.7.55 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

# 一种无静差单相谐波观测器

蔡永翔[1]，王 扬[1]，李 巍[2]，欧阳广泽[1]，白 浩[2](中国电源学会高级会员)，何肖蒙[3]

(1.贵州电网有限责任公司电力科学研究院，贵阳 550002；2.南方电网科学研究院有限责任公司，广州 510663；3.贵州电网有限责任公司贵阳供电局，贵阳 550004)

**摘要**：快速准确地获取电网或者逆变器输出波形中的谐波分量，对逆变器控制和谐波补偿具有重要意义，而以往常采用的二阶广义积分器SOGI(second-order generalized integrator)方法存在离散过程中出现谐振点偏移，影响分离提取精度的问题。为此提出了1种能够快速精确地分离提取谐波的无稳态误差谐波观测器HEO(harmonic extraction observer)技术，其实现过程可以直接等效为1组二阶差分方程，结构简洁，易于数字实现。另外，详细分析了所提HEO的原理和性能，并与传统SOGI方法进行了性能对比。同时，为了解决多种谐波观测过程中存在相互干扰的现象，在所提HEO的基础上，提出了交叉抑制性结构改进型HEO方法，详细讨论了其实现原理和结构。最后，单相系统的仿真和实验结果表明，谐波观测器能够快速精确地分离提取单相系统中的基波及各次谐波分量，具有响应速度快、观测偏差小的优势。

**关键词**：谐波观测器；伯德图；二阶广义积分；交叉抑制结构；谐波分离

# Non-static Error Single-phase Harmonic Extraction Observer

CAI Yongxiang[1], WANG Yang[1], LI Wei[2], OUYANG Guangze[1], BAI Hao[2], *Senior Member*, *CPSS*, HE Xiaomeng[3]

(1. Electric Power Research Institute, Guizhou Power Grid Co., Ltd., Guiyang 550002, China; 2. CSG Electric Power Research Institute Co., Ltd., Guangzhou 510663, China; 3. Guiyang Power Supply Company, Guizhou Power Grid Co., Ltd., Guiyang 550004, China)

**Abstract:** The rapid and accurate acquisition of harmonic components in the output waveforms from power grid or inverters is of significance for inverter control and harmonic compensation. However, the commonly used method of second-order generalized integrator (SOGI) suffers from the problem of resonance point offset during the discretization process, which affects the separation and extraction accuracy. To solve this question, a technique of non-static error harmonic extraction observer (HEO) which can rapidly and accurately separate and extract harmonics is proposed, whose implementation process can be directly equated to a set of second-order difference equations with a simple structure and easy digital implementation. The principle and performance of the proposed HEO are analyzed in detail, and its performance is compared with that of the conventional SOGI method. Meanwhile, in order to avoid the phenomenon of mutual interference during the observation of multiple harmonics, a cross-suppressed modified HEO method is further put forward, and the corresponding implementation principle and structure are discussed in depth. Finally, the simulation and experimental results of a single-phase system show that the proposed HEO can quickly and accurately separate and extract the fundamental wave and each harmonic component in the single-phase system, with advantages of fast response and small observation deviation.

**Keywords:** Harmonic extraction observer (HEO); Bode plot; second-order generalized integrator (SOGI); cross-suppressed structure; harmonic separation

**收稿日期**：2023-06-21；**修回日期**：2023-08-08，2023-08-21；**录用日期**：2023-09-26；**网络首发日期**：2023-11-22

**基金项目**：贵州省科技支撑计划资助项目(黔科合支撑[2022]一般 012)；中国南方电网公司重点科技资助项目(GZKJXM 20220043)

This work is supported by Guizhou Provincial Science and Technology Projects under the grant [2022] General 012; Key Science and Technology Projects of China Southern Power Grid Corporation under the grant GZKJXM20220043

随着电力电子装置的快速发展和可再生能源发电的高比例应用，谐波在分布式电力系统中的危害也日益严重，谐波治理已成为新型电力系统中不可或缺的重要内容[1-4]。准确地获取系统中的各谐波含量，是对高比例可再生能源和高比例电力电子设备的新型电力系统谐波阻抗分析、溯源和治理的先决条件[5-6]。但是，由于单相系统缺少三相系统可以直接构建同步锁相环的条件，因此其各次谐波的分离提取较三相系统困难[7]。

快速傅里叶变换 FFT(fast Fourier transform)是最直接的谐波分析工具[8]。但是，由于被分析信号中同时存在多次谐波，难以实现 FFT 的同步采样，而 FFT 在非同步采样时，容易发生频谱泄漏和栅栏效应，严重影响谐波的提取精度。为此，国内外研究学者提出了一些改进型插值 FFT 算法，如加窗和多项式拟合插值[9-12]，其利用加窗和插值的方法大幅度消除了频谱泄漏和栅栏效应，但随之而来的代价就是计算量的大幅度增加。另一种常用的方法是基于二阶广义积分器 SOGI(second-order generalized integrator)的谐波检测方法，其通过构造移相系统来实现正负序分离，从而达到准确获取谐波的目的，广泛应用于新能源并网、船舶岸电、孤岛微网等场合[13-16]。但其存在离散化实现后谐振点发生偏移的问题，从而产生提取误差，不利于进行准确快速的谐波治理。

为弥补现有谐波提取技术在响应速度、观测精度与工程实用性之间的平衡缺陷，本文提出 1 种能够进行快速精确谐波提取的无稳态误差谐波观测器 HEO(harmonic extraction observer)技术，该技术的核心优势在于将谐波提取过程等效为一组结构简约、数字实现复杂度低的二阶差分方程，有效解决了传统谐波检测方法在实时性与工程部署上的瓶颈。为明确所提方法优势，本文首先系统推导 HEO 的谐波提取机理，通过与传统二阶广义积分器(SOGI)在动态响应特性、稳态观测误差等关键指标上进行对比分析，量化验证 HEO 的技术优越性。然后，针对多谐波分量协同观测场景下 HEO 存在的相互干扰问题，进一步构建交叉抑制性结构，显著提升了多频率分量提取的独立性与准确性。最后，单相系统的仿真和实验结果表明，该 HEO 在基波与各次谐波分离提取中表现出快速的动态响应能力与优异的稳态观测精度，其核心性能指标优于传统 SOGI 方法，为电力系统谐波检测、电能质量治理等领域提供了理论支撑与工程化应用的新路径。

# 1 HEO

## 1.1 HEO 的原理

对含有谐波的单相系统，其采样电网电压可表示为

$$u(n)=\sum_{k=0}^{N}H_k\cos[k\omega(nT)+\phi_k] \tag{1}$$

式中：$H_k$ 为 $k$ 次谐波幅值；$\omega$ 为基波角频率；$\phi_k$ 为 $k$ 次谐波初始相位；$T$ 为采样周期。当 $k=0$ 时，$u(n)$ 为直流分量；$k=1$ 时，$u(n)$ 为基波分量。

针对采样电网电压的 $k$ 次谐波，根据所提的 HEO 观测器构造 $k$ 次谐波 $\hat{\boldsymbol{u}}_k(n)$ 的提取方程，可表示为

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_k(n)=\boldsymbol{A}_k\boldsymbol{x}_k(n-1)+(1-a_k)\left[\boldsymbol{u}_k(n)-\boldsymbol{G}_k\boldsymbol{x}_k(n-1)\right]\\ \hat{\boldsymbol{u}}_k(n)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}_k(n)\end{cases} \tag{2}$$

式中：$\boldsymbol{A}_k$ 为状态转移矩阵；$\boldsymbol{u}_k(n)$ 为输入向量；$a_k$ 为带宽调节系数，$0<a_k<1$，$k\in K=\{1,\cdots,N\}$，集合 $K$ 为需要提取的谐波次数；$\hat{\boldsymbol{u}}_k(n)$ 为提取的 $k$ 次谐波；$\boldsymbol{C}$ 为输出矩阵；$\boldsymbol{x}_k(n)$ 为观测器内部件估计的 $k$ 次谐波分量的正交 $\alpha\beta$ 坐标系下的瞬时幅值；$\boldsymbol{G}_k$ 为观测器的反馈增益矩阵。各参数的表达式为

$$\begin{cases}\boldsymbol{A}_k=\begin{bmatrix}\cos(k\omega T) & -\sin(k\omega T)\\ \sin(k\omega T) & \cos(k\omega T)\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{x}_k(n)=\begin{bmatrix}x_{\alpha k}(n)\\ x_{\beta k}(n)\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{u}_k(n)=\begin{bmatrix}u_{\alpha k}(n)\\ 0\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{G}_k=\begin{bmatrix}\cos(k\omega T) & -\sin(k\omega T)\\ 0 & 0\end{bmatrix}\end{cases} \tag{3}$$

从式(3)可知，状态转移矩阵 $\boldsymbol{A}_k$ 的特征值为

$$\begin{cases}\lambda=\cos(k\omega T)\pm \mathrm{j}\sin(k\omega T)\\ |\lambda|=1\end{cases} \tag{4}$$

由于单相系统只存在 1 个正弦量，因此输入采样只存在 $u_{\alpha k}(n)$，而 $x_{\alpha k}(n)$ 与 $x_{\beta k}(n)$ 为相互正交的正弦量，输出矩阵 $\boldsymbol{C}$ 只需要选取 1 个正弦量输出，这里选取 $x_{\alpha k}(n)$ 为谐波提取的输出，则输出矩阵为

$$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix} \tag{5}$$

根据式(2)，当误差项 $\boldsymbol{u}_k(n)-\boldsymbol{G}_k\boldsymbol{x}_k(n-1)$ 为 0 时，观测函数可以简化为

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_k(n)=\boldsymbol{A}_k\boldsymbol{x}_k(n-1)\\ \hat{\boldsymbol{u}}_k(n)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}_k(n)\end{cases} \tag{6}$$

结合式(5)和(6)可知，当振荡输出不等于实际谐波时，此时的误差修正也不为 0，从而修正观测器的振荡输出，直至观测器输出完全等于实际谐波时，误差修正项变为 0，观测器转变为等幅振荡输出，输出完全等于待提取次数的谐波，从而实现对谐波含量的无稳态误差提取。

通过将式(3)~式(5)代入式(2)可以得到传递函数的表达式为

$$\begin{cases}x_{\alpha k}(n)=a_k[\cos(k\omega T)x_{\alpha k}(n-1)-\\ \qquad \sin(k\omega T)x_{\beta k}(n-1)]+(1-a_k)u_{\alpha k}(n)\\ x_{\beta k}(n)=x_{\beta k}(n-1)\cos(k\omega T)+x_{\alpha k}(n-1)\sin(k\omega T)\end{cases} \tag{7}$$

为了便于数字处理器运算，对式(7)进行离散化 $z$ 变换，结果为

$$\begin{cases}x_{\alpha k}(n)=(1-a_k)u_{\alpha k}(n)+a_k\cos(k\omega T)x_{\alpha k}(n)z^{-1}-\\ \qquad a_k\sin(k\omega T)x_{\beta k}(n)z^{-1}\\ x_{\beta k}(n)=\dfrac{x_{\alpha k}(n-1)\sin(k\omega T)}{1-\cos(k\omega T)z^{-1}}=\\ \qquad \dfrac{x_{\alpha k}(n)\sin(k\omega T)z^{-1}}{1-\cos(k\omega T)z^{-1}}\end{cases} \tag{8}$$

将 $x_{\beta k}(n)$ 代入 $x_{\alpha k}(n)$，化简可以得到

$$x_{\alpha k}(n)=\frac{(1-a_k)(1-\cos(k\omega T)z^{-1})u_{\alpha k}(n)}{1-\cos(k\omega T)z^{-1}-a_k\cos(k\omega T)z^{-1}+a_kz^{-2}} \tag{9}$$

进而可以得到输入与输出的传递函数为

$$Z_{\mathrm{HEO},k}=\frac{x_{\alpha k}}{u_{\alpha k}}=\frac{(1-a_k)[1-\cos(k\omega T)z^{-1}]}{1-(1+a_k)\cos(k\omega T)z^{-1}+a_kz^{-2}} \tag{10}$$

式(10)共有 4 个可变参数：带宽调节系数 $a_k$、采样周期 $T$、基波角频率 $\omega$ 和谐波次数 $k$，其中基波角频率 $\omega$ 和谐波次数 $k$ 影响谐波观测器的谐振点频率，带宽调节系数 $a_k$ 和采样周期 $T$ 影响谐波观测器的带宽。

### 1.2 各参数对 HEO 性能的影响分析

为了探究不同带宽调节系数对 HEO 观测器性能的影响，图 1 展示了不同带宽调节系数 $a_k$ 下 HEO 闭环传递函数伯德图的变化关系，其中当 $k$ =1(即提取基波)时，$\omega=2\pi f$、$f=50$ Hz、$T=500$ μs。从图中可以看出，观测器在 50 Hz 基波频率处的幅值增益为 0，相位为 0，这表明观测器对 50 Hz 的基波没有幅度衰减和相位偏移，且相位偏移与带宽调节系数 $a_k$ 无关。而当频率不为 50 Hz 时，观测器增益迅速下降，相位偏移剧增，其下降幅度与系数 $a_k$ 相关，当 $a_k$ 越接近 1 时，下降得越剧烈，带宽越窄，提取速度变慢，提取精度变高；当 $a_k$ 越远离 1 时，下降变缓，带宽变宽，提取速度变快，但提取精度变低，体现了谐波观测器对提取频率信号的带通特性。

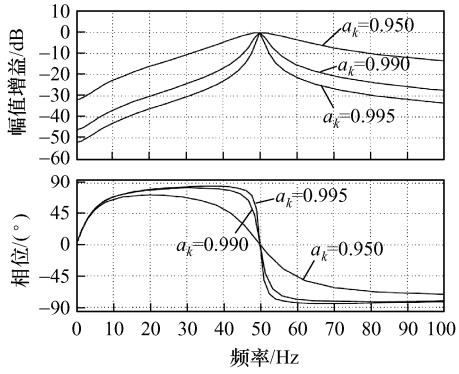



**图 1　不同带宽调节系数下的 $Z_{\mathrm{HEO},k}$ 闭环传递函数伯德图**

**Fig. 1 Bode plots of closed-loop transfer function $Z_{\mathrm{HEO},k}$ under different bandwidth factors**

为了探究不同采样周期 $T$ 对 HEO 观测器性能的影响，图 2 展示了观测器闭环传递函数伯德图随采样周期 $T$ 的变化关系，其中 $k=1$、$\omega=2\pi f$、$f=50$ Hz、$a_k=0.990$。从图中可以看出，采样周期 $T$ 从 50 μs 变化到 500 μs 时，观测器的谐振点保持在基波 50 Hz 处没有变化，但观测器带宽随着采样周期的增大而减小，这说明采样周期对谐振点位置没

有影响。采样周期的作用与带宽调节系数 $a_k$ 增大带宽变窄的作用相似，因此在提高采样频率(即减小采样周期)时，为了获取观测器的窄带宽以获得高的提取精度，需要增大带宽调节系数 $a_k$。

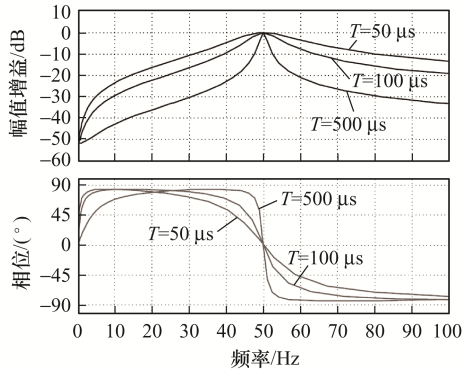



**图 2 不同采样周期下的 $Z_{HEO,k}$ 闭环传递函数伯德图**

**Fig. 2 Bode plots of closed-loop transfer function $Z_{HEO,k}$ under different sampling periods**

为了探究观测器对不同谐波的提取效果，图 3 展示了观测器闭环传递函数伯德图随谐波次数 $k$ 的变化关系，其中 $\omega=2\pi f$、$f=50$ Hz、$a_k=0.990$、$T=500$ μs。从图 3 可以看出，HEO 能够准确地随参数 $k$ 地变化而改变谐振点频率和相位，能够方便快捷地设置所需要的谐波提取次数，并保证在待提取谐波处的窄带通特性，确保提取谐波的准确性与快速性。

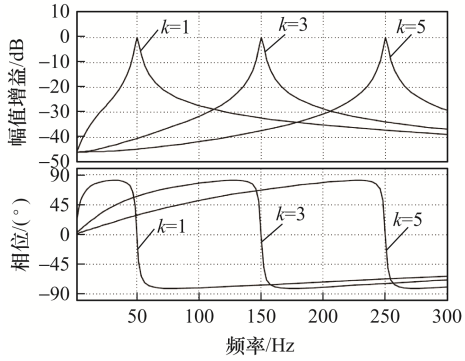



**图 3 不同谐波次数下的 $Z_{HEO,k}$ 闭环传递函数伯德图**

**Fig. 3 Bode plots of closed-loop transfer function $Z_{HEO,k}$ under different harmonic orders**

### 1.3 HEO 与传统 SOGI 的性能对比分析

传统的单相谐波可采用带阻尼的 SOGI 进行谐波提取，其连续传递函数[16]为

$$G_{\mathrm{SOGI},k}=\frac{(1-a_k)(k\omega)s}{s^2+(1-a_k)(k\omega)s+(k\omega)^2} \tag{11}$$

式中，s 为拉普拉斯交换的复频率变量。

$k=1$ 时的 $G_{\mathrm{SOGI},k}$ 伯德图如图 4 所示，从图中可以看出，在连续域下带阻尼的 SOGI 具有与 HEO 相似的幅频特性与相频特性，带宽调节系数同样不影响其谐振点的幅频特性与相频特性。并且带宽调节系数 $a_k$ 越接近 1，增益与相位变化越剧烈，这体现了带阻尼的 SOGI 同样对谐振点处的信号具有带通特性。

但是，由于在采用数字处理器处理时，要将式(11)离散成差分方程才可以用于数字处理器实现，而在离散化过程中，不可避免地会引入误差，这将导致式(11)的谐振点发生偏移，如采用最常用的双线性变换离散化方法[17]，即令 $s=\dfrac{2(z-1)}{T(z+1)}$，对式(11)离散化后的表达式为

$$Z_{\mathrm{SOGI},k,z1}=\frac{2(1-a_k)T(k\omega)(z^2-1)}{4(z-1)^2+2(1-a_k)T(k\omega)(z^2-1)+T^2(k\omega)^2(z+1)^2} \tag{12}$$

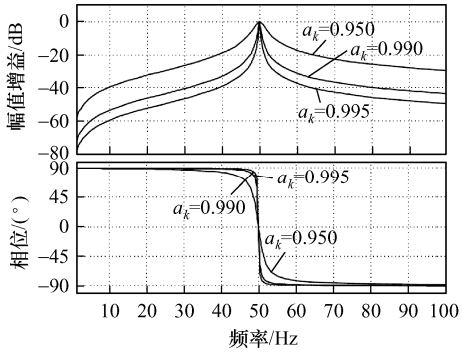



**图 4 不同带宽调节系数下的 $G_{SOGI,k}$ 闭环传递函数伯德图**

**Fig. 4 Bode plots of closed-loop transfer function $G_{SOGI,k}$ under different bandwidth factors**

为了降低频率偏移，有学者提出预校正双线性变换离散化方法[18]，其将 $s=\dfrac{2(z-1)}{T(z+1)}$ 替换为

$$s=\frac{\omega_1}{\tan(\omega_1 T/2)}\frac{z-1}{z+1} \tag{13}$$

式中，$\omega_1$ 为校正点频率，其一般为谐波提取频率，$\omega_1=k\omega$。将式(13)代入式(11)，可以得到采用预校正双线性变换的 SOGI 离散化表达式为

$$Z_{\mathrm{SOGI},k,z2}=\frac{(k\omega)^2(a_k-1)(z-1)}{\sigma_1(z+1)\left\{(k\omega)^2+\left[\dfrac{k\omega(z-1)}{\sigma_1(z+1)}\right]^2-\left[\dfrac{(k\omega)^2(a_k-1)(z-1)}{\sigma_1(z+1)}\right]\right\}} \tag{14}$$

$$\sigma_1 = \tan\frac{k\omega T}{2} \tag{15}$$

在 10 kHz 采样频率和固定的带宽调节系数 $a_k$ = 0.990、$k$ = 7 即提取 350 Hz 谐波时，双线性离散化 SOGI、连续 SOGI、预校正双线性离散化 SOGI 和离散化 HEO 的伯德图对比如图 5 所示。从图中可以看出，在 7 次谐波处，采用双线性变换法离散实现的 SOGI $Z_{\mathrm{SOGI},7,z1}$ 的谐振点偏移到了约 349.08 Hz 处，在 7 次谐波 350 Hz 处的幅值增益约为−3 dB，相位偏移到了−19.11°，已经不能实现对预期的 350 Hz 的谐波进行无偏差的提取。而离散化 HEO $Z_{\mathrm{HEO},7}$ 与连续性 SOGI $G_{\mathrm{SOGI},7}$ 在谐振点 350 Hz 处的幅值和相位都为 0，采用预校正双线性变换的离散化 SOGI 传递函数 $Z_{\mathrm{SOGI},7,z2}$ 能一定程度上修正频率偏差，但校正后的频率仍存在 0.2 Hz 的偏移量，在 7 次谐波 350 Hz 处的幅值增益约为−3 dB，相位偏移到了 5.28°。

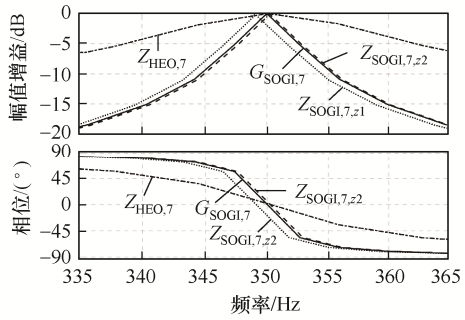
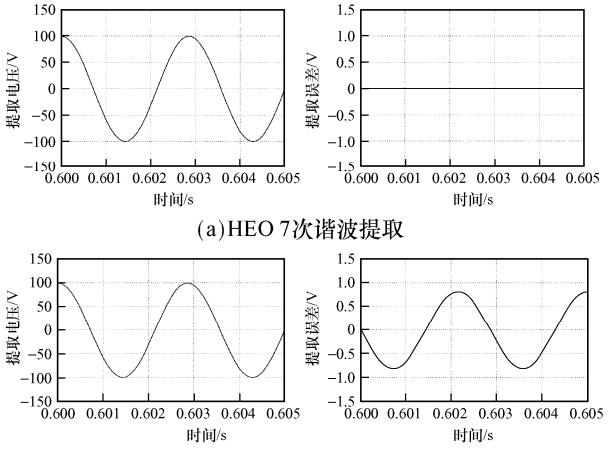



**图 5　双线性离散化 SOGI，校正双线性离散化 SOGI，连续 SOGI 和离散化 HEO 的伯德图对比**

**Fig. 5 Comparison of Bode plots among discrete SOGI with Tustin, pre-waring Tustin discrete SOGI, continuous SOGI and discrete HEO**

当采样周期 $T$ = 100 μs、$a_k$ = 0.990，在采样输入中仅含有 7 次谐波 $u_7(n)$ 时，HEO 与 SOGI 的提取波形及误差如图 6 所示。从图中可以看出，HEO 对 7 次谐波的稳态提取误差为 0，而经过离散化实现的 SOGI 对 7 次谐波已经不能无误差地提取，其根本原因就是在 SOGI 离散化后出现了偏差，从而造成提取误差，并且这种偏差还会随着采样周期的增大和提取谐波次数的增加而增大。

图 7 展示了在提取 3 次谐波时，HEO 的谐振点始终保持在 150 Hz 稳定不变，不受采样周期的影响。而对于 SOGI，当采样周期越来越长的时候，SOGI 的谐振点偏移越来越严重，由于 SOGI 的幅频特性非常陡峭，谐振点偏移过多，将严重影响谐波的准确提取，甚至无法提取到相应次数的谐波，因此 SOGI 对谐波的提取受采样周期的限制，使 SOGI 在数字化实现后不能准确体现 SOGI 在连续域下的特性。




(a)HEO 7次谐波提取

(b)SOGI 7次谐波提取

**图 6　离散化 SOGI 与 HEO 提取效果对比**

**Fig. 6 Comparison of extraction performance between discrete SOGI and HEO**

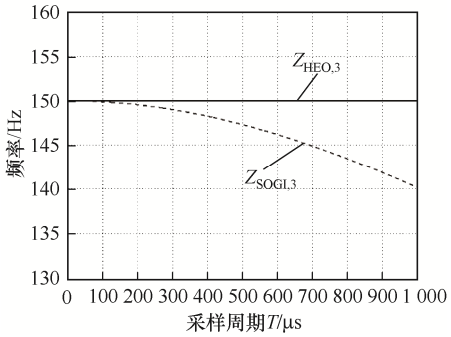



**图 7　采样时间对谐振点偏移的影响**

**Fig. 7 Effect of sampling time on resonance point offset**

表 1 汇总了在提取不同谐波次数下的 SOGI 和 HEO 的误差对比情况。随着提取谐波次数的提高，SOGI 的谐振点偏移逐渐增大，相位偏移也越来越严重，在 11 次谐波处，谐振点已经偏移至 544.82 Hz，偏移了 5.18 Hz，相位偏移至−61.71°处，严重偏移了 0 相位，这将导致提取到的 11 次谐波幅值远小于实际存在的 11 次谐波幅值；如若将该提取到的 11 次谐波送入反馈回路对 11 次谐

波进行反向抑制，则可能会在控制回路中引入新的谐波含量，使输出波形畸变更加严重。而采用预校正双线性变换的 SOGI 能大幅度提升修正频率和相位偏移量，但仍存在一定的谐振点偏移和相位偏差，所提的 HEO 相比于 2 种 SOGI 具有更高的精度，将 HEO 提取到的谐波送入控制回路，则能有效地对谐波进行反向抑制，且不会引入新的谐波含量。

**表 1 不同谐波情况下的 SOGI 和 HEO 的误差对比情况**

**Tab. 1 Comparison of errors in SOGI and HEO under different harmonic conditions**

| 项目 | 3 次谐波 (150 Hz) | | | 7 次谐波(350 Hz) | | | 11 次谐波(550 Hz) | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 谐振点/Hz | 偏移量/Hz | 相位/(°) | 谐振点/Hz | 偏移量/Hz | 相位/(°) | 谐振点/Hz | 偏移量/Hz | 相位/(°) |
| 双线性变换 SOGI | 150.87 | 0.87 | 41.66 | 349.08 | 0.92 | −19.11 | 544.82 | 5.18 | −61.71 |
| 预矫正双线性变换 SOGI | 151.02 | 1.02 | 9.64 | 350.20 | 0.20 | 5.28 | 550.71 | 0.71 | 4.49 |
| HEO | 150.00 | 0 | −1.53 | 350.09 | 0.09 | 0.08 | 549.93 | 0.07 | 0.04 |

## 2 交叉抑制改进型 HEO

在实际的逆变器应用中，输出波形不会只含有某一个特定谐波次数，而是由一系列不同幅值、不同相位的谐波叠加混合而成。虽然 HEO 具有对提取谐波处的窄带通特性，对不处于谐振点处的正弦信号具有抑制作用，但在提取某一次谐波时，基波或者其他次数的谐波，特别是幅值占比较大的谐波，会对 HEO 造成干扰，从而影响 HEO 的提取精度。

为此，本文在所提 HEO 的基础上引入交叉抑制性结构，提出了 1 种基于交叉抑制的改进型 HEO 方法，能够对谐波进行准确地分离提取，其具体的控制结构如图 8 所示。其输入项包含 2 部分之差：$\boldsymbol{u}(n)$ 为系统采样输入，另一部分为需要提取谐波次数的每一个子 HEO 的上一次输出值 $\boldsymbol{x}_k(n-1)$ 乘以 $\boldsymbol{G}_k$ 的和，此时的误差项 $\boldsymbol{e}(n)$ 的表达式为

$$\boldsymbol{e}(n)=\sum_{k=1}^{N}\boldsymbol{e}_k(n)=\sum_{k=1}^{N}\boldsymbol{u}_k(n)-\boldsymbol{G}_k\boldsymbol{x}_k(n-1) \tag{16}$$

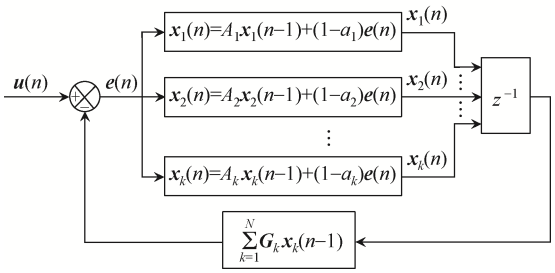
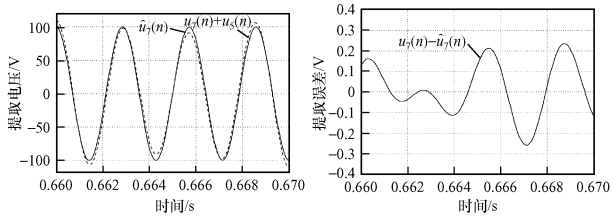



**图 8 交叉抑制改进型 HEO 的控制结构**

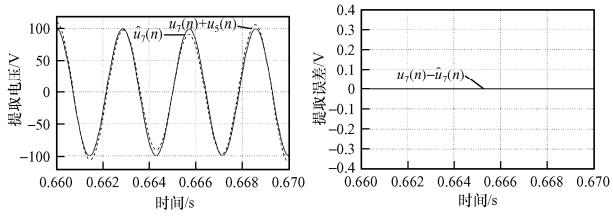
**Fig. 8 Control structure of cross-suppressed modified HEO**

系统采样 $\boldsymbol{u}(n)$ 中包含的主要成分为基波和一系列含量较高的低次谐波，这些成分对某一特定次数的谐波提取而言均为干扰项，但做了交叉抑制后，在输入端就直接减去了不需要提取的谐波成分，消除了其他次数谐波对目标提取次数谐波的干扰，理论上可以做到无静差的分离提取系统采样 $\boldsymbol{u}(n)$ 中的基波以及各次谐波成分。并且，由于在输入信号中直接减去了很大一部分干扰，这样可以加快谐波观测器的收敛速度，提高谐波的分离提取效率。

图 9 对比了未添加交叉抑制和添加交叉抑制的 HEO 谐波提取效果。其中采样周期 $T=100\ \mu s$、$a_k=0.999$ 时，在 100 V 采样输入的 7 次谐波 $u_7(n)$ 中混入 10%的 5 次谐波 $u_5(n)$。未添加交叉抑制结




(a)未添加交叉抑制结构的HEO的谐波提取效果




(b)添加交叉抑制结构的HEO的谐波提取效果

**图 9 添加交叉抑制结构前后的波形对比**

**Fig. 9 Comparison of waveforms before and after the addition of cross-suppressed structure**

构的提取结果如图 9(a)所示，在稳态时，谐波观测器提取的 7 次谐波的稳态误差并不为 0，存在一定的偏差，这是由于 5 次谐波虽然被 7 次谐波观测器衰减抑制了，但并不能完全消除 5 次谐波的干扰，从而造成提取的 7 次谐波存在误差，这将不利于谐波的有效抑制。图 9(b)展示了添加交叉抑制结构后的提取效果，从图中可以看出，在进行交叉抑制后，7 次谐波的提取精度极大地提高了，在稳态时，其稳态误差为 0，实现了对特定次数谐波的零稳态误差提取。

为了验证所提 HEO 在负载突变状况下的性能，对基波信号发生变化进行了仿真分析，结果如图 10 所示。在 0.1 s 时刻，电压波形的基波信号由 100 V 降低为 50 V，3 次谐波保持不变。结果表明，所提 HEO 在基波突变的情况下能够在 0.013 s 内重新获取到准确的谐波信息，受到基波突变的影响较小。

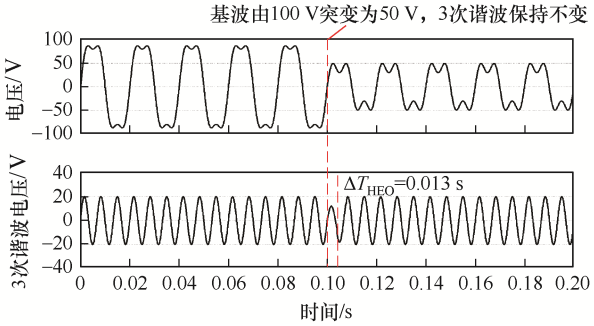



**图 10　基波信号突变时的仿真效果**

**Fig. 10 Simulation effect when fundamental wave signal changes**

## 3　实验验证

### 3.1　HEO 对多次谐波的提取实验

周期方波包含频率非常丰富的各次谐波成分，因此采用周期方波来验证 HEO 的多次谐波提取能力。通过将式(6)转变为差分方程实现后，在采样周期 $T=100\ \mu s$、$a_k=0.990$ 时，在 100 V 的方波采样输入中提取基波及 7 次谐波情况如图 11 所示。由 FFT 分析得到的 100 V 方波的 1 至 25 次谐波的理论值幅值和采用 HEO 提取的 1 至 25 次谐波幅值对比见表 2。从表 2 中可以看出，HEO 非常准确地提取到了基波及各次谐波，偏差率都小于 4%，存在微小偏差的原因有如下 2 个。

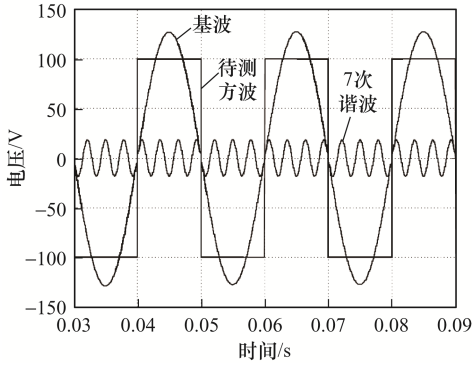



**图 11　所提 HEO 对周期方波中基波及 7 次谐波的提取波形**

**Fig. 11 Extracted waveforms of fundamental wave and seventh harmonic of proposed HEO for periodic square waves**

**表 2　周期方波各次谐波的分离提取**

**Tab. 2 Separation and extraction of harmonics of periodic square wave**

| 谐波次数 | FFT 谐波(理论值) | HEO | 偏差 | 偏差率 |
|---|---|---|---|---|
| 基波(50 Hz) | 127.32 | 127.328 3 | −0.008 3 | 0.01% |
| 3(150 Hz) | 42.44 | 42.424 6 | 0.015 4 | 0.04% |
| 5(250 Hz) | 25.46 | 25.461 7 | −0.001 7 | 0.01% |
| 7(350 Hz) | 18.19 | 18.241 7 | −0.051 7 | 0.28% |
| 9(450 Hz) | 14.15 | 14.278 3 | −0.128 3 | 0.91% |
| 11(550 Hz) | 11.57 | 11.737 7 | −0.167 7 | 1.45% |
| 13(650 Hz) | 9.79 | 9.896 0 | −0.106 0 | 1.08% |
| 15(750 Hz) | 8.49 | 8.563 1 | −0.073 1 | 0.86% |
| 17(850 Hz) | 7.49 | 7.587 9 | −0.097 9 | 1.31% |
| 19(950 Hz) | 6.70 | 6.825 5 | −0.125 5 | 1.87% |
| 21(1 050 Hz) | 6.06 | 6.194 2 | −0.134 2 | 2.21% |
| 23(1 150 Hz) | 5.54 | 5.733 9 | −0.193 9 | 3.50% |
| 25(1 250 Hz) | 5.09 | 5.064 3 | 0.025 7 | 0.50% |

(1)从表 2 中可以看出，HEO 的谐波提取误差总体呈现出在低次谐波处提取偏差较小、高次谐波处偏差加大的情况。这是由于随着谐波次数的提高，其单

个谐波周期中采到的有效点数降低，如基波 50 Hz 处 1 个基波周期有 200 个采样点，但到 11 次谐波处，则 1 个 11 次谐波周期只有不到 20 个点，获取的有效信息较少，因此谐波提取的误差会相应加大。

(2)由于 FFT 分析存在 1 个截断频率，此处的截断频率选取为 4 kHz，而方波中含有的谐波分量是无穷次，因此 FFT 数据本身就存在微小的偏差。而 HEO 采用交叉抑制结构，其含有的子谐波观测器数量也是有限的，此处的子谐波观测器数量为 40，也即提取的谐波上限为 2 kHz，其也存在 1 个截断误差，所以 FFT 数据与 HEO 提取数据存在微小的偏差。

### 3.2 HEO 与 SOGI 响应速度对比实验

为了验证 HEO 的响应速度，开展了动态谐波提取实验。实验通过在 0.5 s 时在 100 V 的 50 Hz 基波中注入 10%的 3 次谐波，即 3 次谐波含量由 0 突变到 10 V，观察 HEO 和 SOGI 的谐波追踪能力，系统的采样时间设置为 100 μs。之前的研究表明，带宽系数对 SOGI 的响应速度影响较大[19-20]。为此，首先对比分析了不同带宽调节系数下的 SOGI 提取效果，如图 12 所示，初步筛选出 SOGI 在 $a_k=0.950$ 时具有较快的响应速度。在此基础上，开展了 SOGI 和 HEO 的响应速度测试，此时 HEO 和 SOGI 的带宽调节系数 $a_k$ 均为 0.950。实验结果如图 13 所示，结果表明 HEO 能够在 1 个周期内完成 3 次谐波的提取，而传统的 SOGI 则需要 3 个周期才能实现谐波的精确提取，这充分展示了所提 HEO 相比于传统的 SOGI 具有更快的响应速度。

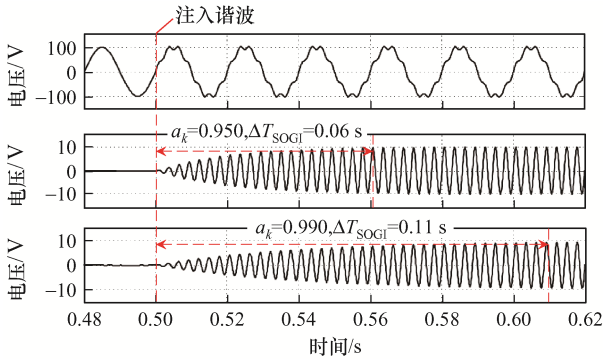



**图 12 不同带宽调节系数下的 $Z_{SOGI}$ 谐波提取效果对比**

**Fig. 12 Comparison of extraction performance of $Z_{SOGI}$ under different bandwidth factors**

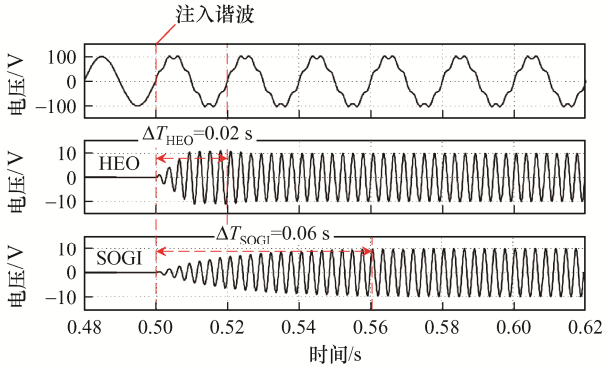



**图 13 所提 HEO 和 SOGI 响应速度对比测试波形**

**Fig. 13 Experimental waveforms of response speed comparison between proposed HEO and SOGI**

### 3.3 HEO 对非线性负载谐波的分离提取实验

为了验证 HEO 对非线性负载谐波分离的效果，开展了非线性整流负载的谐波分离实验。其中，采样周期 $T=100$ μs、$a_k=0.999$，离网逆变器带非线性整流型负载，整流侧滤波电容为 1000 μF，负载电阻为 30 Ω。HEO 观测器对输出电压谐波的基波及各次谐波的分离提取结果如图 14 所示。从图中可以看出，所提的交叉抑制结构的 HEO 能够实现对多次谐波的有效提取，具有较好的应用价值。

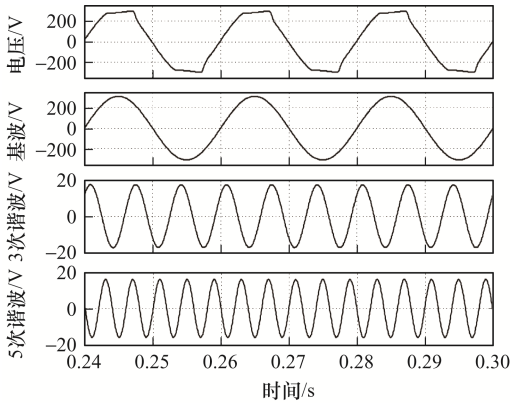



**图 14 HEO 对非线性负载谐波的分离提取波形**

**Fig. 14 Separated and extracted waveforms of proposed HEO for nonlinear load harmonic**

## 4 结论

针对电力电子与谐波治理领域的研究需求，本文提出 1 种无稳态误差的 HEO 技术，可实现谐波

分量的快速精准分离与提取。该技术的核心实现逻辑可等效为一组二阶差分方程，具备结构简洁、便于数字算法部署的技术优势。本文深入剖析了所提 HEO 的工作原理与性能特性，并将其与传统二阶广义积分器方法展开系统性的性能进行对比。针对多谐波观测场景下普遍存在的分量间相互干扰问题，本文进一步提出 1 种带交叉抑制机制的改进型 HEO 方法，对其实现原理与拓扑结构进行了详尽阐述。单相系统实验结果表明，无论是周期方波信号分解、动态响应特性测试，还是非线性负载谐波分离验证，所提谐波观测器均能快速、精准地提取基波与各次谐波分量，展现出响应速度快、观测误差小的显著技术优势。

未来可进一步拓展 HEO 的应用场景，将其延伸至三相复杂电网系统，结合谐波特征估算方法和多谐波源溯源方法，推动其在新能源并网、电能质量治理等实际工程中的深度应用。

**参考文献：**


[1] 付华, 刘超, 张松. 基于 VMD-SWT 联合算法的谐波/间谐波检测[J]. 电源学报, 2021, 19(3): 116-124.
Fu Hua, Liu Chao, Zhang Song. Harmonics/interharmonics detection based on VMD-SWT joint algorithm [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(3): 116-124. (in Chinese)

[2] 张敢, 施火泉, 饶琨. 基于 HHT 谐波与间谐波检测研究[J]. 电源学报, 2019, 17(4): 155-161.
Zhang Gan, Shi Huoquan, Rao Kun. Research on detection of harmonics and inter-harmonics based on HHT [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(4): 155-161. (in Chinese)

[3] 叶宗彬, 侯波, 张延澳, 等. 一种三相对称系统快速谐波检测算法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 510-522.
Ye Zongbin, Hou Bo, Zhang Yan'ao, et al. A fast harmonic detection algorithm for three-phase symmetric systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 510-522. (in Chinese)

[4] Du Qingxiao, Gao Lei, Li Quanhui, et al. Harmonic reduction methods at DC side of parallel-connected multipulse rectifiers: A review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 2768-2782.

[5] 王小明, 郑浩, 赵文广, 等. 计及背景谐波时变特征的系统谐波阻抗估计方法[J]. 电源学报, 2025, 23(3): 36-46.
Wang Xiaoming, Zheng Hao, Zhao Wenguang, et al. Utility harmonic impedance estimation method considering time-varying characteristics of background harmonics [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(3): 36-46. (in Chinese)

[6] 丁艺, 王羽, 何震, 等. 基于多频段阻抗对比的多谐波源溯源方法[J]. 电源学报, 2025, 23(3): 47-55.
Ding Yi, Wang Yu, He Zhen, et al. Multi-harmonic source tracing method based on multi-band impedance comparison [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(3): 47-55. (in Chinese)

[7] Lü Qin, Zhao Fei, Guo Zhen, et al. A review of research on power system harmonic detection and its suppression methods [C]// 2020 IEEE 4th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC). Chongqing, China, 2020: 1495-1500.

[8] Zhang Fusheng, Geng Zhongxing, Yuan Wei. The algorithm of interpolating windowed FFT for harmonic analysis of electric power system [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2001, 16(2): 160-164.

[9] 王娟, 张尔东, 于广艳. 基于加窗 FFT 和 HWT 算法的谐波检测系统设计[J]. 电测与仪表, 2021, 58(7): 189-194.
Wang Juan, Zhang Erdong, Yu Guangyan. Design of harmonic detection system based on FFT and HWT algorithms [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58(7): 189-194. (in Chinese)

[10] 王保帅, 肖勇, 胡珊珊, 等. 适用于非整数次幂的高精度混合基 FFT 谐波测量算法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(13): 2812-2820, 2843.
Wang Baoshuai, Xiao Yong, Hu Shanshan, et al. High precision mixed radix FFT algorithm for harmonic measurement under non-integer power sequence [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(13): 2812-2820, 2843. (in Chinese)

[11] 李博, 尹家悦, 李波, 等. 基于置零点窗函数的电力谐波 FFT 分析方法[J]. 电测与仪表, 2024, 61(9): 197-203.

Li Bo, Yin Jiayue, Li Bo, et al. FFT analysis method of power harmonics based on placing-zeros window function [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(9): 197-203. (in Chinese)

[12] 李一然, 田立军, 吴勇, 等. 基于双窗全相位 FFT 双谱线插值的谐波和间谐波分析算法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2021, 33(4): 55-61.
Li Yiran, Tian Lijun, Wu Yong, et al. Harmonics and interharmonics analysis algorithm based on double-spectral-line interpolation of double-window all-phase FFT [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2021, 33(4): 55-61. (in Chinese)

[13] 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. (in Chinese)

[14] 张浩, 何忠祥, 郑海滨, 等. 基于 SOGI 的船用永磁同步电机谐波电流抑制方法[J]. 船电技术, 2022, 42(12): 8-10.
Zhang Hao, He Zhongxiang, Zheng Haibin, et al. Harmonic current suppression method of marine PMSM based on SOGI [J]. Marine Electric & Electronic Engineering, 2022, 42(12): 8-10. (in Chinese)

[15] 李卓城, 王杨, 唐俊苗, 等. 基于逆变器剩余容量及自适应虚拟谐波阻抗控制的孤岛微电网谐波功率分配策略[J]. 电网技术, 2023, 47(3): 1169-1185.
Li Zhuocheng, Wang Yang, Tang Junmiao, et al. Harmonic power allocation strategy in islanded microgrid based on remaining capacity and adaptive virtual harmonic impedance control of inverter [J]. Power System Technology, 2023, 47(3): 1169-1185. (in Chinese)

[16] Herrejón-Pintor G A, Melgoza-Vázquez E, Chávez J J. A modified SOGI-PLL with adjustable refiltering for improved stability and reduced response time [J]. Energies, 2022, 15(12): 4253.

[17] 古超帆. 基于改进型二阶广义积分器的 APF 谐波检测算法研究[D]. 乌鲁木齐: 新疆大学, 2020.
Gu Chaofan. Research on APF harmonic detection algorithm based on second-order generalized intergrator [D]. Urumqi: Xinjiang University, 2020. (in Chinese)

[18] Mandava S, Gudipalli A, Amutha Prabha N, et al. Control of micro-grid by discretized PR controller using Tustin frequency pre-wrapping method [C]// Advances in Automation, Signal Processing, Instrumentation, and Control. Singapore: Springer, 2021: 2301-2311.

[19] 许富强, 周迪青, 付立, 等. 基于二阶广义积分器的谐波电流检测算法[J]. 水电能源科学, 2012, 30(5): 142-144, 214.
Xu Fuqiang, Zhou Diqing, Fu Li, et al. Algorithm study on harmonic current detection based on second-order generalized integrator [J]. Water Resources and Power, 2012, 30(5): 142-144, 214. (in Chinese)

[20] 古超帆, 张新燕, 童涛, 等. 基于二阶广义积分器的改进型 $i_p$-$i_q$ 谐波检测算法[J]. 电测与仪表, 2020, 57(10): 88-93.
Gu Chaofan, Zhang Xinyan, Tong Tao, et al. An improved $i_p$-$i_q$ harmonic detection algorithm based on second-order generalized integrator [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(10): 88-93. (in Chinese)



蔡永翔

**作者简介：**

蔡永翔(1991— )，男，博士，工程师。研究方向：配网运行分析与控制。E-mail：lpscaiyx@163.com。

王扬(1993— )，男，硕士，工程师。研究方向：配网运行分析与控制。E-mail：yangwstu@163.com。

李巍(1993— )，男，通信作者，硕士，工程师。研究方向：配网运行控制，分布式电源并网。E-mail：liwei2732@126.com。

欧阳广泽(1978— )，男，硕士，高级工程师。研究方向：配网运行管理。E-mail：ouygz@im.gzas.csg。

白浩(1987— )，男，中国电源学会高级会员，博士，高级工程师。研究方向：配网运行与控制。E-mail：baihao@csg.cn。

何肖蒙(1987— )，女，硕士，工程师。研究方向：配电网电力通信。E-mail：531104564@qq.com。

(责任编辑：孙美菊)