DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.7.222　　**中图分类号**：TM935　　**文献标志码**：A

基于 EMD-小波阈值与自适应分组聚合的超高次谐波检测方法

明远东，刘建锋，范一凡，宋伊宁
(上海电力大学电气工程学院，上海 200090)

摘要：在超高次谐波检测中，噪声的存在会对检测结果造成影响，并且现有的谐波分组聚合方法并不完全适合超高次谐波的分析，因此提出经验模态分解 EMD(empirical mode decomposition)-小波阈值与自适应分组聚合的超高次谐波检测方法。首先对 EMD 方法得到的含有主要噪声的高频固有模态函数 IMF(intrinsic mode function)分量，利用小波阈值方法进行去噪处理，再将去噪后的 IMF 分量加上最初的低频 IMF 分量即为最终去噪后的信号。其次根据超高次谐波源的开关频率确定合适的分组带宽，并对去噪后信号频谱内的超高次谐波按照从特征频率中心向两边延伸的方式进行分组聚合。最后通过仿真与实验对上述方法进行验证，结果证明了 EMD-小波阈值与自适应分组聚合的超高次谐波检测方法的可行性。

关键词：超高次谐波；噪声；分组聚合；开关频率；分组带宽；谐波分析

A Supraharmonic Detection Method Based on EMD-wavelet Thresholding and Adaptive Grouping Aggregation

MING Yuandong, LIU Jianfeng, FAN Yifan, SONG Yining
(School of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: During the detection of supraharmonics, noise affects the results, and existing harmonic grouping methods were not entirely suitable for their analysis. Consequently, a supraharmonic detection method based on empirical mode decomposition (EMD)-wavelet thresholding and adaptive grouping aggregation was proposed. Initially, high-frequency intrinsic mode function (IMF) components containing significant noise from the EMD method were denoised using wavelet thresholding. The denoised IMF components were then combined with the original low-frequency IMF components to form the final denoised signal. Subsequently, an appropriate grouping bandwidth was determined based on the switching frequency of the supraharmonic sources, and the supraharmonics within the denoised signal spectrum were grouped and aggregated outward from the characteristic frequency center. Finally, simulation and experiments validated the aforementioned method, indicating the feasibility of the EMD-wavelet thresholding and adaptive grouping aggregation approach for supraharmonic detection.

Keywords: Supraharmonics; noise; grouping aggregation; switching frequency; grouping bandwidth; harmonic analysis

随着电力电子器件在电网中的广泛应用，大量具有非线性、冲击性等特征的用电负荷并入电网[1]，使得电网中的高频谐波含量大幅增加[2]。高频谐波会给电气设备的正常使用和电能计量等造成影响，从而导致新的电能质量问题[3]。对此，国内外专家学者开展了大量研究，于 2013 年在 IEEE PES 年会上将电力系统中 2~150 kHz 频率范围内的高频分量首次定义为超高次谐波[4]。

对超高次谐波进行检测时，不可避免地会受到系统运行过程中噪声的影响。目前常用的去噪方法有

收稿日期：2024-07-25；**修回日期**：2024-08-26；**录用日期**：2024-11-15；**网络首发日期**：2024-12-05
基金项目：国家自然科学基金资助项目(51777119)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51777119

经验模态分解 EMD(empirical mode decomposition)方法与小波阈值方法等[5]。EMD 法是将含噪信号作经验模态分解，算出各阶固有模态函数 IMF (intrinsic mode function)[6]。对某些 IMF 分量进行重构，便可形成高通、低通滤波器的效果。小波阈值方法是一种基于小波变换的去噪方法，其原理是用阈值函数将含主要噪声的高频分量进行处理，广泛用于处理非线性、非平稳信号[7]。但这 2 种方法极易造成信号有效信息的缺失，特别是噪声含量过高时，会极大削弱信号中突变的弱特征分量，增大测量误差。文献[8]通过引入可调阈值函数和阈值修正算子，更好地反映了信号和噪声小波系数在不同尺度间的传播特性。

对于超高次谐波的分析，常用方法有瞬时无功功率法、小波变换分析法和谐波分组聚合方法等[9]。瞬时无功功率法是一种广泛用于有源电力滤波器的谐波分析方法，但该方法仅能得到电路的总谐波电流含量，对于需要分析出任意次谐波的情况并不适用。小波变换分析方法是通过调节窗口尺度来对时频域上的分辨率进行控制，其在时间和频率上的精度不高，且其基函数不具备自适应性，一旦选定将无法更改[10]。文献[11]提出一种多孔分数阶小波变换的谐波分析方法，用以提高传统离散分数阶小波变换方法对谐波信号的分析精度。谐波分组聚合方法常用于谐波分析之中，其不仅可以聚集发射能量，还能提高频谱分析精度[12-13]。目前的谐波分组聚合方法有 IEC 61000-4-7[14]标准对 2~9 kHz 频率范围内推荐的 200 Hz 带宽分组方法与 IEC 61000-4-30[15]标准对 9~150 kHz 频率范围内推荐的 2 000 Hz 带宽分组方法。但这 2 种方法会导致无法准确反映实际发射情况和定位谐波峰值频率的弊端。对于宽带信号的测量，当测量带宽分别为 200 Hz 和 2000 Hz 时，测量结果相差约 10 dBμV[16]。并且由于超高次谐波的宽频带特性，200 Hz 带宽并不完全适合超高次谐波的分析。文献[17]提出分组带宽应大于 600 Hz，因此对于超高次谐波的分组聚合方法，其分组带宽的大小也应适当增加。

鉴于此，本文提出 EMD-小波阈值的去噪方法与自适应分组聚合的超高次谐波分析方法。首先利用小波阈值方法对 EMD 方法得到的含有主要噪声的高频 IMF 分量进行去噪处理，处理后的 IMF 分量加上最初的低频 IMF 分量即为去噪后的信号。其次根据谐波源的开关频率自适应地确定其合适的分组带宽，最后对信号频谱内的超高次谐波按照从特征频率中心向两边延伸的方式进行分组聚合。

1　EMD-小波阈值的去噪方法

1.1 EMD 去噪方法

EMD 方法认为任何一个复杂的序列均是由多个单一频率信号叠加形成的，因此可以将其分解为若干个固有 IMF 的组合。假设待检测的电力信号为 $x(t)$，则 $x(t)$ 的 EMD 公式为

$$x(t)=\sum_{i=0}^{n}c_i(t)+r_n(t) \tag{1}$$

式中：$c_i(t)$ 为第 i 个 IMF 分量；$r_n(t)$ 为残差；n 为 IMF 分量的数量。

EMD 过程如下。

(1)计算出 $x(t)$ 的全部极大值和极小值，分别组成极大值集 $X_{\max}$ 和极小值集 $X_{\min}$。

(2)对 $X_{\max}$ 和 $X_{\min}$ 使用样条函数作插值处理，得到 $x(t)$ 的上、下包络线 $x_{\max}(t)$、$x_{\min}(t)$。

(3)计算 $x_{\max}(t)$、$x_{\min}(t)$ 的均值 $m_1(t)$，即

$$m_1(t)=\frac{[x_{\max}(t)+x_{\min}(t)]}{2} \tag{2}$$

(4)将原信号 $x(t)$ 与均值 $m_1(t)$ 作差，即

$$h_1(t)=x(t)-m_1(t) \tag{3}$$

(5)用 $h_1(t)$ 替换 $x(t)$ 并循环上述步骤(2)~(4)，直到连续 2 次结果的标准差 SD(standard deviation)均小于某一给定的数值 ε（通常取 0.2~0.3），则认为第 k 个差值 h_k 符合 IMF 分量的要求，其中 SD 的计算公式为

$$SD=\sum_{t=0}^{T}\frac{|h_{k-1}(t)-h_k(t)|}{h_{k-1}^2(t)} \tag{4}$$

式中，T 为电力信号 $x(t)$ 在时域上的分量个数。

(6)计算残差 $r_i(t)=x(t)-c_i(t)$，并重复该过程 n

次，直到 $c_i(t)$ 或 $r_i(t)$ 非常小时，EMD 终止，最后输出各个 IMF 分量，即

$$\begin{cases} r_2(t)=r_1(t)-c_2(t) \\ \quad\vdots \\ r_n(t)=r_{n-1}(t)-c_n(t) \end{cases} \tag{5}$$

使用 EMD 方法对含噪电力信号进行去噪处理，就是将噪声所对应的部分高频 IMF 分量进行去除，对剩余的 IMF 分量进行重构，即可达到一定的去噪效果。

1.2 小波阈值去噪方法

小波阈值方法是基于小波变换来实现的，其原理是对原始信号进行多层小波分解，生成细节系数和近似系数，然后选择小波基函数和分解层数，使用阈值规则和阈值函数对系数进行处理，再对结果进行重构，即可得到去噪后的信号[18]。

若 $s(n)$ 表示原始信号，$e(n)$ 表示噪声信号，则含有噪声的电力信号 $f(n)$ 可表示为

$$f(n)=s(n)+e(n) \tag{6}$$

对 $f(n)$ 进行离散小波变换，得

$$Tf(j,k)=2^{j/2}\sum_{n-1}^{N-1}f(n)\cdot\psi(2^j n-k) \tag{7}$$

式中：$Tf(j,k)$ 为离散小波系数；$\psi(n)$ 为小波函数。

由 Mallat 算法可得

$$\begin{cases} Sf(j+1,k)=Sf(j,k)\cdot p_1(j,k) \\ Tf(j+1,k)=Tf(j,k)\cdot g_1(j,k) \end{cases} \tag{8}$$

式中：$Sf(j,k)$ 为重构小波系数；p_1 和 g_1 分别为分解过程中的低通滤波器和高通滤波器。

则小波重构公式为

$$Sf(j-1,k)=Sf(j,k)\cdot p_2(j,k)+Tf(j,k)\cdot g_2(j,k) \tag{9}$$

式中：p_2 和 g_2 分别为重构过程中的低通滤波器和高通滤波器。

变换后的小波系数为

$$t_{j,k}=\mu_{j,k}+\vartheta_{j,k} \tag{10}$$

式中：$\mu_{j,k}$ 为原始信号的小波系数；$\vartheta_{j,k}$ 为噪声信号的小波系数。

小波阈值去噪方法就是利用小波变换后原始信号小波系数与噪声信号小波系数之间的差异，将含噪信号中的原始信号与噪声信号进行分离，从而达到去噪的目的。

1.3 EMD 与小波阈值联合去噪方法

前述 2 种方法均可处理非线性、非平稳信号。其中 EMD 方法是选择部分的 IMF 分量进行重构，将某些含有噪声的 IMF 分量进行舍弃，容易造成信号有效信息的丢失。由于阈值的设定，小波阈值方法同样不可避免会造成此类情况。

为减少有效信息的丢失，根据 EMD 方法与小波阈值方法的特点，提出一种 EMD-小波阈值的去噪方法。即利用小波阈值方法将 EMD 方法得到的含有主要噪声的高频 IMF 分量进行去噪处理，再将去噪后的 IMF 分量加上最初的低频 IMF 分量即为最终去噪后的信号，其去噪流程如图 1 所示。

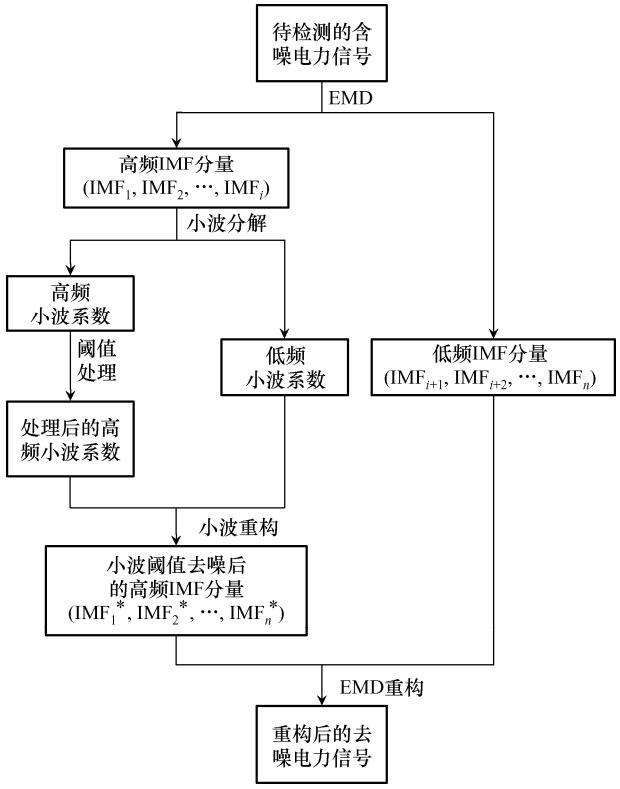


图 1 EMD-小波阈值方法去噪流程

Fig. 1 Flowchart of denoising process using EMD-wavelet threshold method

在 EMD 过程中，需要选择合适的分解层数，其值一般取决于原始信号的复杂程度与所需分析的深度。在阈值处理过程中，需要选择合适的小波

基函数、分解层数、阈值规则和阈值函数才能得到较好的去噪效果。常用的小波基函数有 sym$N$、db$N$、cofi$N$ 等，其中 N 为小波分解的级数。分解层数 j 取值一般不会过高，因为 j 愈高，有效信号与噪声的区分度就愈大，在重构过程中信号失真程度也愈大。故在实际过程中，j 一般取 3~5。阈值规则一般有 4 种，分别为自适应阈值、固定阈值、启发式阈值和极大极小阈值。设长度为 M 的离散时间序列为 $x(p)$，其中 p=1, 2, ⋯, M。设$|x(p)|$的升序序列为 $y(p)$，则 4 种阈值规则的计算公式分别为

$$\begin{cases} thr_1=\sigma\sqrt{\min\left(\dfrac{M-2p+\sum\limits_{i=1}^{p}y^2(i)+(M-p)y^2(p)}{M}\right)} \\ thr_2=\sigma\sqrt{2\ln M} \\ thr_3=\begin{cases} thr_2 & \dfrac{\|x\|^2-M}{M}\leqslant\dfrac{[\log_2 M]^{1.5}}{\sqrt{M}} \\ \min(thr_1,thr_2) & \dfrac{\|x\|^2-M}{M}>\dfrac{[\log_2 M]^{1.5}}{\sqrt{M}} \end{cases} \\ thr_4=\begin{cases} 0 & M\leqslant 32 \\ \sigma(0.393\,6+0.182\,9\cdot\log_2 M) & M>32 \end{cases} \end{cases} \tag{11}$$

常用的阈值函数有软阈值函数与硬阈值函数，其计算公式分别为

$$\begin{cases} \sigma_\lambda^{\mathrm{S}}(w)=\begin{cases} \mathrm{sgn}(w)\cdot(|w|-\lambda) & |w|\geqslant\lambda \\ 0 & |w|<\lambda \end{cases} \\ \sigma_\lambda^{\mathrm{H}}(w)=\begin{cases} w & |w|\geqslant\lambda \\ 0 & |w|<\lambda \end{cases} \end{cases} \tag{12}$$

式中：λ 为阈值；w 为小波系数。

硬阈值函数会导致重构信号的突变和不连续，故在实际中一般选择软阈值函数。

为了说明不同方法去噪效果的差异，引入信噪比 SNR(signal-to-noise ratio)和均方根误差 RMSE (root mean square error)2 个参数，其计算公式分别为

$$\begin{cases} R_{\mathrm{SNR}}=10\lg\left(\sum\limits_{i=1}^{N_0}\dfrac{y_i^2}{(x_i-y_i)^2}\right) \\ E_{\mathrm{RMSE}}=\sqrt{\dfrac{1}{N_0}\sum\limits_{i=1}^{N_0}(x_i-y_i)^2} \end{cases} \tag{13}$$

式中：R_{SNR} 为信号与噪声功率的比值；N_0 为采样点数；x_i 为去噪前的信号；y_i 为去噪后的信号；E_{RMSE} 为去噪后信号与原始信号的标准差。R_{SNR} 愈高，E_{RMSE} 愈低，说明该方法去噪效果愈好；反之则去噪效果愈差。

2　自适应分组聚合的分析方法

由于超高次谐波的频率覆盖范围较广，并且其谐波能量容易泄漏到相邻谐波频率上，故提出对超高次谐波进行分组聚合的方法。该方法可有效减少频谱的能量泄漏和频谱呈现的数据量，提高频谱的分析精度。

2.1　超高次谐波的分组聚合方法

在 IEC 61000-4-7 的附录 B 中提出频率范围位于 2~9 kHz 的超高次谐波，推荐使用 200 Hz 的带宽进行分组，位于每个分组内的超高次谐波根据能量守恒原理进行频谱的聚合。聚合后幅值的计算公式为

$$Y_{\mathrm{b}}=\sqrt{\sum_{f=f_{\mathrm{c}}-95\ \mathrm{Hz}}^{f_{\mathrm{c}}+100\ \mathrm{Hz}}Y_f^2} \tag{14}$$

式中：Y_{b} 为聚合后的幅值；f_{c} 为聚合后各分组内的中心频率；Y_f 为聚合前超高次谐波频率 f 处的幅值。

此外，对位于 9~150 kHz 频率范围内的超高次谐波，IEC 61000-4-30 (3.0 版)的附录 C 推荐使用 2 000 Hz 的带宽进行分组，而后对各分组内的超高次谐波进行聚合，聚合后幅值的计算公式为

$$Y_{\mathrm{b}}=\sqrt{\sum_{f=f_{\mathrm{c}}-995\ \mathrm{Hz}}^{f_{\mathrm{c}}+1\,000\ \mathrm{Hz}}Y_f^2} \tag{15}$$

2.2　分组带宽的归一化方法

超高次谐波频谱通常是宽带形式，若采用不同的带宽对超高次谐波进行分组聚合，会导致信号测量时的差异[16]。当分别采用 200 Hz 和 2 000 Hz 带宽分组聚合后，信号频谱幅值的差异如图 2 所示，可以看出，超高次谐波频谱幅值差值约为 10 dBμV。因此，为了减小超高次谐波分组聚合时频谱幅值的

差值，应当对超高次谐波分组聚合的分组带宽进行归一化处理。

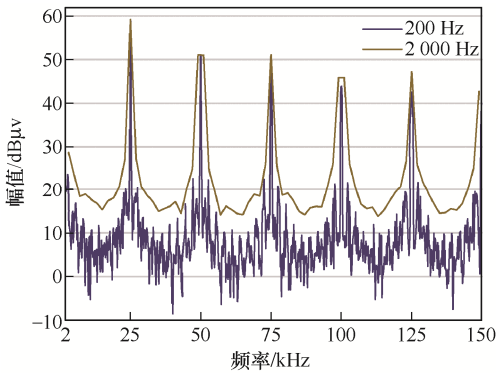


图 2 分别采用 200 Hz 和 2 000 Hz 带宽分组聚合后的频谱差异

Fig. 2 Differences in spectra after grouping aggregation with 200 Hz and 2 000 Hz bandwidths

本文主要研究的是频率范围为 2~150 kHz 的超高次谐波的检测方法，对不同开关频率的逆变电路进行仿真，并对输出端电流进行采样，采样信号经傅里叶分析后可得其频域频谱。在不同的分组带宽情况下，特征频率(整数倍开关频率)附近的超高次谐波能量相对于 2 000 Hz 带宽的百分比，以及超高次谐波分组聚合前、后的幅值差值相对于 200 Hz 带宽的百分比如图 3 所示。

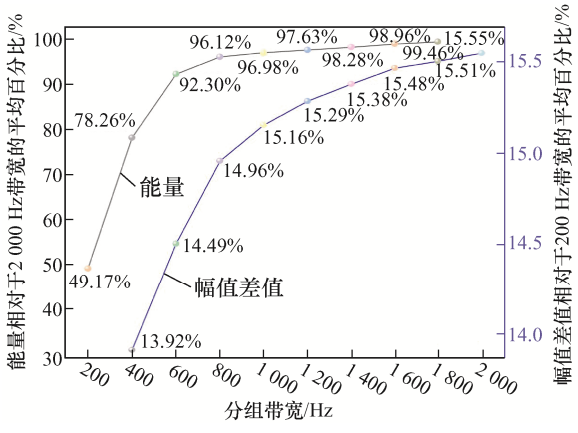


图 3 各分组带宽能量聚合与幅值差值的平均值

Fig. 3 Average values of energy aggregation and amplitude difference for each group bandwidth

由图 3 可见，在不同的开关频率下，200 Hz 带宽仅能对 49.17%的能量进行分组，而 600 Hz 带宽的聚合程度达到了 92.30%，有效减少了能量泄露，而此时幅值差值为 14.49%。当带宽为 1 000 Hz 时，随着带宽的增加，能量聚合程度增加不大，然而聚合前、后各带宽内幅值差值在逐渐增加，说明其对频谱幅值变化的描述精度在逐渐降低。故分组带宽应为 600~1 000 Hz，综合考虑能量聚合与幅值差值 2 个因素，分组带宽应尽可能位于 800 Hz 附近。

2.3 超高次谐波的自适应分组方法

前述 2 种分组聚合方法(下文简称固定分组聚合方法)采用的是以起始频率开始从左往右的顺序进行分组，会导致无法准确反映实际发射情况和定位谐波峰值频率的弊端。因此提出一种自适应的超高次谐波分组方法，即根据超高次谐波源的开关频率自适应地确定其合适的分组带宽，再对频谱内的超高次谐波按照从特征频率中心向两边延伸的方式进行分组。图 4 显示了不同分组带宽下，分组中心位于特征频率处的示意图。

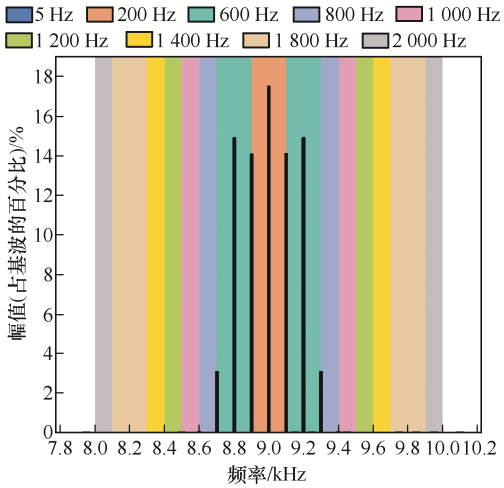


图 4 不同分组带宽下分组中心位于特征频率处的示意图

Fig. 4 Schematic diagram of group center at characteristic frequency for different group bandwidths

对于不同的分组带宽，超高次谐波频谱聚合后幅值的计算公式为

$$Y_{B,r}=\begin{cases}\sqrt{\sum_{f=f_c-(B-r)/2}^{f_c+(B-r)/2}Y_{c,f}^2} & B\text{为奇数}\\ \sqrt{\sum_{f=f_c-B/2+r}^{f_c+B/2}Y_{c,f}^2} & B\text{为偶数}\end{cases} \tag{16}$$

式中：$Y_{c,f}$、$Y_{B,r}$ 分别为聚合前、后超高次谐波的幅值；B 为分组带宽；r 为分组前频谱的分辨率；

$f_c = mF_c \pm nB$；m=1, 2, …；n=0, 1, …；F_c 为超高次谐波源的开关频率。

3　仿真及实验验证

3.1　仿真验证

本文基于实时数字仿真系统平台，对上述方法进行仿真验证。在 RSCAD FX 上搭建的两电平 DC-AC 变换器并网电路如图 5 所示。其中，电源电压 U_{dc}=800 V，稳压电容 C_1=C_2=0.032 F，滤波器电感 L=63 μH，电容 C=0.001 5 F，变压器 T 变比为 0.364/35 kV，负载电阻值为 1.25 kΩ。信号测量点位于 AC 出口侧但不经过 LC 滤波器的 A 相（以 A 相为例）上，仿真器的子步长设为 1 μs，运行时间取 0.3 s，信号采样频率设为 1 MHz，采样时间取 0.2 s。

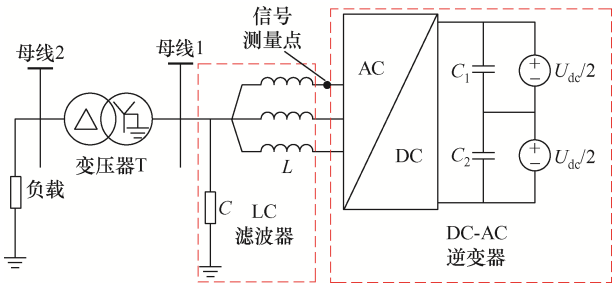


图 5　两电平 DC-AC 变换器并网电路

Fig. 5 Circuit of two-level DC-AC converter for grid connection

用示波器测量 AC 出口侧 A 相电流的波形，在加入 10 dB 的高斯白噪声后分别采用 EMD 方法、小波阈值方法和 EMD-小波阈值方法进行处理，3 种方法去噪前、后的波形如图 6 所示。去噪后信号的 SNR 和 RMSE 见表 1。然后以 200 ms 的时间窗对去噪后的信号进行采样，采样信号经傅里叶分析后可得其频域频谱。根据频谱可得超高次谐波源的开关频率为 6.0 kHz，并根据第 2.2 节中的分析可得其分组带宽为 750 Hz。分别采用固定分组聚合方法与自适应分组聚合方法前、后超高次谐波的频谱如图 7 所示。分组聚合前、后超高次谐波幅值差值的均方根见表 2。

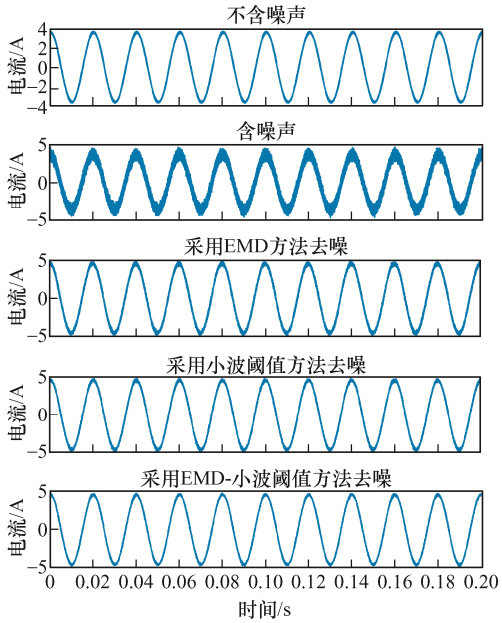


图 6　采用不同方法去噪前、后的波形

Fig. 6 Waveforms before and after denoising using different methods

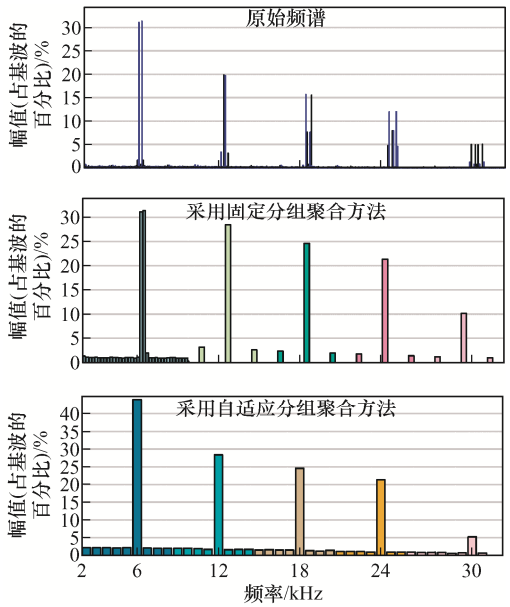


图 7　采用不同方法分组聚合前、后超高次谐波的频谱

Fig. 7 Spectra of supraharmonics before and after grouping aggregation using different methods

由图 7 可见，分组聚合后的超高次谐波幅值相比于分组聚合之前略有增加，但增加不大，主要原因是聚合后的幅值是该组内各次谐波幅值的均方根值。由表 1 可知，经过 EMD-小波阈值方法去噪后信号的 SNR 比 EMD 方法、小波阈值方法大，而

RMSE 比 EMD 方法、小波阈值方法小，说明 EMD-小波阈值方法比 EMD 方法、小波阈值方法具有较好的去噪效果。由表 2 可知，采用自适应分组聚合方法比固定分组聚合方法的超高次谐波频谱幅值差值的均方根更小，表明自适应分组聚合方法比固定分组聚合方法对超高次谐波幅值的描述精度更好。

表 1 不同方法去噪后的 SNR 和 RMSE

Tab. 1 SNR and RMSE following noise reduction using different methods

去噪方法	SNR	RMSE
EMD	16.69	0.38
小波阈值	20.15	0.26
EMD-小波阈值	21.16	0.23

表 2 不同方法分组聚合前、后超高次谐波幅值差值的均方根

Tab. 2 Root mean square of the difference in supraharmonics amplitudes before and after different grouping aggregation methods

分组聚合方法	分组聚合前、后幅值差值的均方根/%
固定分组聚合	6.32
自适应分组聚合	4.87

3.2 实验验证

在实验室中搭建逆变电路对上述方法进行验证，实验平台如图 8 所示。直流电源输出的低压直流电用于驱动模块的输入，其中 EG8010 芯片用于产生逆变桥的驱动信号，而后经 IR2110S 芯片将驱动信号放大后控制逆变 H 桥的 4 个 IRFP460 场效应管交替导通和截止。该场效应管的极限电压为 500 V，连续漏极电流为 20 A，导通电阻为 0.27 Ω，栅极控制电压为 2 V。逆变 H 桥输入端电压为 400 V，输出端电压为 220 V，输出端电压经 LC 滤波器滤波后输出。

用示波器测量交流出口侧 A 相电流，分别加入 10 dB 的高斯白噪声与高斯噪声后，采用 EMD 方法、小波阈值方法与 EMD-小波阈值方法进行去噪前、后的波形如图 9 所示。去噪后信号的 SNR 和 RMSE 见表 3。以 200 ms 的时间窗对去噪后的信号进行采样，采样信号经傅里叶分析后可得其频域频谱。根据频谱可得超高次谐波源的开关频率为 16.5 kHz，并根据第 2.2 节中的分析可得其分组带宽为 825 Hz。分别采用固定分组聚合方法与自适应分组聚合方法前、后超高次谐波的频谱如图 10 所示。分组聚合前、后超高次谐波幅值差值的均方根见 表 4。



图 8 实验平台实物图

Fig. 8 Physical photograph of experimental platform

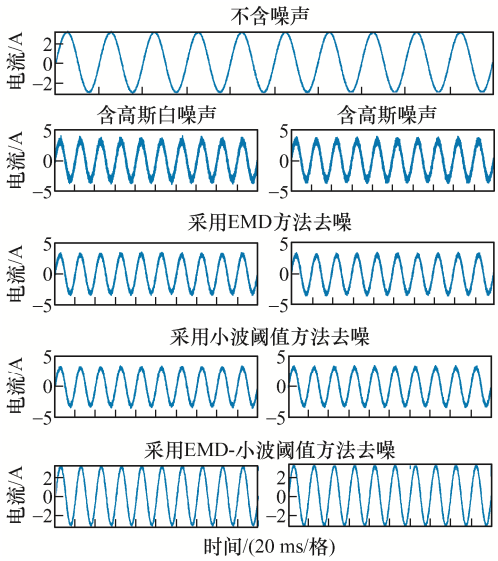


图 9 不同方法去噪前、后的电流波形

Fig. 9 Current waveforms before and after denoising using different methods

由图 10 可见，分组聚合后的超高次谐波频谱中谱线数量明显减少，并且自适应分组聚合方法比固定分组聚合方法能更好地描述原始频谱幅值的变化规律。由表 3 可知，分别采用 3 种方法去噪后的信号中，EMD-小波阈值方法的 SNR 比 EMD 方

法、小波阈值方法大，而 RMSE 比 EMD 方法、小波阈值方法小，这表明 EMD-小波阈值方法比 EMD 方法与小波阈值方法具有更好的去噪效果。由表 4 可知，采用自适应分组聚合方法的超高次谐波频谱比固定分组聚合方法的频谱幅值差值的均方根更小，表明自适应分组聚合方法比固定分组聚合方法更适合应用于超高次谐波的分析。

表 3　不同方法去噪后电流信号的 SNR 和 RMSE

Tab. 3 SNR and RMSE of current signals following noise reduction using different methods

去噪方法	高斯白噪声		高斯噪声	
	SNR	RMSE	SNR	RMSE
EMD	19.63	2.33	17.56	2.95
小波阈值	20.34	2.15	20.33	2.16
EMD-小波阈值	21.25	1.93	21.10	1.97

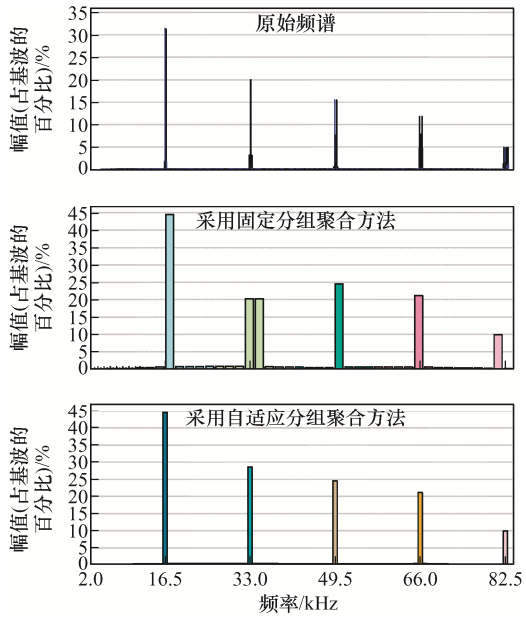


图 10　不同方法分组聚合前、后超高次谐波频谱

Fig. 10 Supraharmonic spectra before and after grouping aggregation using different methods

表 4　不同方法分组聚合前、后电流信号中超高次谐波幅值差值的均方根

Tab. 4 Root mean square of the difference in the amplitudes of supraharmonics in the current signals before and after aggregation using different methods

分组聚合方法	分组聚合前、后幅值差值的均方根/%
固定分组聚合	7.66
自适应分组聚合	4.89

4　结语

本文利用小波阈值方法将 EMD 得到的含有主要噪声的高频 IMF 分量进行去噪处理，再将去噪后的 IMF 分量加上最初的低频 IMF 分量作为去噪后的特征信号，进而提出 EMD-小波阈值与自适应分组聚合的超高次谐波检测方法。该方法是根据超高次谐波源的开关频率自适应地确定其合适的分组带宽，并对频谱内的超高次谐波按照从特征频率中心向两边延伸的方式进行分组聚合，从而实现对超高次谐波的检测。最后通过仿真与实验对上述方法进行验证，对比了采用不同去噪方法后信号的 SNR 和 RMSE，以及采用不同分组聚合方法前、后的超高次谐波频谱幅值差值的均方根，证明了 EMD-小波阈值与自适应分组聚合的超高次谐波检测方法的可行性。

参考文献：

[1] 薛林燚, 牟龙华, 徐瑞洁. 谐波分量注入式微电网控保协同技术研究[J]. 电源学报, 2025, 23(8): 115-123.
Xue Linyi, Mu Longhua, Xu Ruijie. Research on control-protection coordination technology for microgrids based on harmonic component injection [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(8): 115-123. (in Chinese)

[2] 曹武, 刘康礼, 江楠, 等. 有源滤波过采样数字滞环电流跟踪控制方法[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(6): 85-90.
Cao Wu, Liu Kangli, Jiang Nan, et al. Control method for APF hysteresis-band current tracking based on digital over-sampling [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(6): 85-90. (in Chinese)

[3] 万钰锡, 李寅, 林顺富. 基于谐波状态空间多变流器并网系统建模及稳定性分析[J]. 电源学报, 2025, 23(3): 4-14.
Wan Yuxi, Li Yin, Lin Shunfu. Modeling and stability analysis of multiple grid-connected-converter system

based on harmonic state space [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(3): 4-14. (in Chinese)

[4] Emanuel A, Mceachern A. Electric power definetions: A debate [C]// 2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting. Piscataway, Vancouver, Canada, 2013: 21-25.

[5] 高倩, 陈晓英, 孙丽颖. 基于稀疏表示的 TQWT 在低频振荡信号去噪中应用[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(13): 55-60.
Gao Qian, Chen Xiaoying, Sun Liying. Low frequency oscillating signals denoising based on TQWT via sparse representation [J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(13): 55-60. (in Chinese)

[6] 尹杰, 刘博, 孙国兵, 等. 基于迁移学习和降噪自编码器−长短时间记忆的锂离子电池剩余寿命预测[J]. 电工技术学报, 2024, 39(1): 289-302.
Yin Jie, Liu Bo, Sun guobing, et al. Transfer learning denoising autoencoder-long short term memory for remaining useful life prediction of Li-ion batteries [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 289-302. (in Chinese)

[7] 樊艳芳, 王永进. 基于 Hilbert 能量幅值信息和波形信息的特高压直流输电线路单端保护方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(9): 1818-1830.
Fan Yanfang, Wang Yongjin. Single-ended protection method for UHVDC transmission line based on Hilbert energy amplitude information and waveform information [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(9): 1818-1830. (in Chinese)

[8] 龚静. 电能质量信号去噪中小波选取特点的研究[J]. 电测与仪表, 2022, 59(5): 129-135.
Gong Jing. Research on the characteristics of wavelet selection in power quality signal de-noising [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2022, 59(5): 129-135. (in Chinese)

[9] 胡立聪, 卢闻州, 王尉, 等. 非理想电网下并网变换器频率自适应特定次谐波重复控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 114-122.
Hu Licong, Lu Wenzhou, Wang Wei, et al. Frequency self-adaptive and selective-order harmonic repetitive control strategy for grid-connected converter under non-ideal grid conditions [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 114-122. (in Chinese)

[10] 张鹏, 齐波, 张若愚, 等. 基于经验小波变换和梯度提升径向基的变压器油中溶解气体预测方法[J]. 电网技术, 2021, 45(9): 3745-3754.
Zhang Peng, Qi Bo, Zhang Ruoyu, et al. Dissolved gas prediction in transformer oil based on empirical wavelet transform and gradient boosting radial basis [J]. Power System Technology, 2021, 45(9): 3745-3754. (in Chinese)

[11] 陈蓉, 杨勇. 基于多孔分数阶小波变换的谐波检测新方法[J]. 电测与仪表, 2023, 60(11): 142-150, 157.
Chen Rong, Yang Yong. A novel method for harmonic detection based on fractional wavelet transform with A trous algorithm [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(11): 142-150, 157. (in Chinese)

[12] Angulo I, Arrinda A, Fernández I, et al. A review on measurement techniques for non-intentional emissions above 2 kHz [C]// 2016 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON). Leuven, Belgium, 2016: 1-5.

[13] 祁永胜, 李凯, 高畅毓, 等. 三相电压不平衡下 DDSRF-PLL 与 DSOGI-PLL 的锁相误差检测与补偿方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 567-579.
Qi Yongsheng, Li Kai, Gao Changyu, et al. Phase estimation error detection and compensation method of DDSRF-PLL and DSOGI-PLL under three-phase voltage unbalance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 567-579. (in Chinese)

[14] IEC 61000-4-7, Electromagnetic compatibility (EMC)-Part 4-7: Testing and measurement techniques - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connect thereto [S]. 2.0 ed., Geneva: International Electrotechnical Commission, 2008.

[15] IEC 61000-4-30, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-30: Testing and measurement techniques - Power quality measurement methods [S]. 3.0 b ed., Geneva: International Electrotechnical Commission, 2015.

[16] Klatt M, Meyer J, Schegner P. Comparison of measurement methods for the frequency range of 2 kHz to 150 kHz [C]// 2014 16th International Conference on

Harmonics and Quality of Power (ICHQP). Bucharest, Romania, 2014: 818-822.

[17] Klatt M, Meyer J, Schegner P, et al. Emission levels above 2 kHz - Laboratory results and survey measurements in public low voltage grids [C]// 22nd International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED 2013). Stockholm, Sweden, 2013: 1-4.

[18] 姬鑫, 陈超波, 张彬彬, 等. 基于 Prony 算法的三电平逆变器开路故障诊断方法[J]. 电测与仪表, 2023, 60(8): 97-104.

Ji Xin, Chen Chaobo, Zhang Binbin, et al. Open-circuit fault diagnosis method of three-level inverter based on Prony algorithm [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(8): 97-104. (in Chinese)



明远东

作者简介：

明远东(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：超高次谐波检测方法。E-mail：516480896@qq.com。

刘建锋(1968—)，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力设备在线监测，数字化变电站智能设备。E-mail：bansen@sina.com。

范一凡(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：变压器绕组故障诊断。E-mail：1658552238@qq.com。

宋伊宁(2000—)，女，硕士研究生。研究方向：超高次谐波抑制策略。E-mail：760977246@qq.com。

(责任编辑：耿越)

关于《电源学报》2025 年度优秀审稿人的表彰

在过去的 2025 年，共计 600 余名专家大力支持《电源学报》审稿工作。各位专家严谨治学，恪尽职守，乐于奉献，严格把关学术质量，为期刊整体学术水平的提高做出巨大贡献，在此我们深表感谢！

为表彰审稿人对《电源学报》发展做出的突出贡献，本刊第四届编委会根据《2025 年度优秀审稿人推选方案》，推选出优秀审稿人 10 名，具体名单如下。

李　想	郑州大学
杨之青	合肥工业大学
刘　懿	天津工业大学
钱　强	河海大学
刘　越	香港城市大学
刘宿城	安徽工业大学
任　磊	南通大学
邹宇航	清华大学
刘　飞	南京航空航天大学
任春光	太原理工大学

特此表彰！

藉此，我们向所有审稿专家表示最崇高的敬意！

《电源学报》编辑部

2026 年 6 月