

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2412961

调制式海洋电场传感输出噪声抑制*

段震宇, 文玉梅, 叶敬昌, 李平

(上海交通大学电子信息与电气工程学院 上海 200240)

摘要:海洋电场测量可应用于海洋地质结构探查、海洋矿产资源勘探、海洋生物监测以及海中、海上运动目标发现追踪。调制式海洋电场传感器由于海洋环境和传感器工作机理,传感输出包含复杂的噪声成分,只有抑制了这些噪声,得到较高的信噪比,才能从传感输出中提取出可靠的电场信号。单一的噪声抑制方法难以有效降低多种噪声,为此本文提出针对调制式海洋电场传感器输出信号中噪声特点的复合去噪方法,将噪声分为宽带随机噪声、有用信号频带内的噪声和有用信号频带外的噪声3类。利用宽带随机噪声与有用信号的不相关性,使用自适应滤波器抑制宽带随机噪声。用带通滤波器抑制有用信号频带外的噪声,最后通过变分模态分解将有用信号从传感输出中提取出来,并通过包络检波实现解调。与单独使用带通滤波去噪、经验模态分解去噪以及小波去噪相比,利用本文方法处理的传感输出信噪比提升了12 dB以上,保证了调制式海洋电场传感信号的可靠解调。

关键词: 噪声抑制; 相关去噪; 带通滤波器; VMD; 调制式电场传感器

中图分类号: TH766 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 420.50

A noise suppression method for modulated electric field sensors

Duan Zhenyu, Wen Yumei, Ye Jingchang, Li Ping

(School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Ocean electric field measurement can be applied to the exploration of marine geological structures, exploration of marine mineral resources, monitoring of marine organisms, and discovery and tracking of moving targets in and at sea. Due to the complexity of the marine environment and the working mechanism of the modulated ocean electric field sensor, the sensing output contains complex noise components. Only by suppressing these noises and obtaining a high signal-to-noise ratio, reliable electric field signals can be extracted from the sensing output. A single noise suppression method is difficult to effectively reduce multiple types of noise. Therefore, this article proposes a composite denoising method targeting the noise characteristics in the output signal of modulated ocean electric field sensors. The noise is divided into three categories, including broadband random noise, noise within the useful signal frequency band, and noise outside the useful signal frequency band. Utilize the uncorrelation between broadband random noise and useful signals, and use adaptive filters to suppress broadband random noise. A bandpass filter is adopted to suppress noise outside the useful signal frequency band. Finally, the useful signal is extracted from the sensing output through variational mode decomposition, and demodulation is achieved through envelope detection. Compared with using bandpass filtering denoising, empirical mode decomposition denoising, and wavelet denoising alone, the sensor output signal-to-noise ratio processed by the proposed method is improved by more than 12 dB, ensuring reliable demodulation of modulated ocean electric field sensing signals.

Keywords: noise suppression; correlation denoising; bandpass filters; VMD; modulated electric field sensor

0 引言

调制式电场传感器(modulated electric field sensor,

MEFS)被广泛应用于航空航天^[1]、雷电预警^[2-4]、电网监测^[5-7]等大气电场测量领域,在海洋中可被应用于海底矿产、舰船探测等领域。MEFS通过对其感应电极周期性屏蔽和暴露,使感应电极产生周期性感应电流,将直流或

低频电场信号调制到较高频率的载波信号上。因此, MEFS 输出为调幅信号, 根据信号产生的原理, 其幅值与传感器的结构参数有关, 且与被测电场信号、载波频率成正比。由于屏蔽片的加工误差以及电机转速的波动等, 载波频率实际上不可能是恒定的, 而是在设定的载波频率邻域内变化。采用相关解调方法解调 MEFS 输出信号, 那就必须要用实际的载波才能准确获取电场信号。MEFS 测量大气电场时, 通常利用光电传感器检测感应电极的运动, 获得实际的载波信号作为相敏检波所需的参考信号。但在海洋电场测量中, 感应电极、屏蔽片等装置需被部署在海水中, 光电传感器的光信号易被海水以及其他悬浮物质吸收或散射^[8], 而且海浪很容易引起光电传感器和被测对象相对位置的波动, 造成光电传感输出信号的不稳定。因此, 在海洋中很难利用光电传感器准确获得实际的载波, 也就不能为相敏检波提供可靠的参考信号。

通过 Hilbert 变换可以估计信号的瞬时频率, 计算得到信号包络。瞬时频率的估计以及包络检波效果对信号噪声非常敏感^[9], 信噪比越低估计误差越大, 需要抑制传感器输出信号中的噪声以提高信噪比才可能准确估计瞬时频率和可靠地包络检波^[10]。Pang 等^[11]利用陷波滤波器抑制滚动轴承振动信号中由轴承旋转引入的噪声, 以减少该噪声在包络检波和时频分析时产生的影响。然而, 包括陷波器在内的选频滤波器仅能抑制传感器输出中与有用信号频带不重叠的噪声, 而无法有效抑制与有用信号在频带中有重叠部分的噪声。MEFS 测量海洋电场时, 由海洋环境和机械调制引入的噪声必然包含有用信号频带内的部分, 无法用陷波器等选频滤波器抑制这部分噪声。文献[12-14]在对传感输出信号进行包络检波前, 利用经验模态分解把信号分成了若干个模态分量, 将除有用信号外的其他模态分量舍弃, 以此来抑制信号中的噪声。但是经验模态分解会遇到模态混叠问题, 输出信号信噪比越低, 越难以有效区分有用信号与噪声。Chacon 等^[15]在利用希尔伯特变换检测滚动轴承的早期缺陷时引入了小波降噪的方法抑制信号中电磁干扰等噪声以提高信噪比。Cui 等^[16]在对光纤传感器输出进行包络检波前, 利用软阈值小波降噪方法抑制输出信号中的电磁干扰等噪声。小波基的选取直接影响到小波降噪的性能。使用 MEFS 测量海洋电场时, 传感器输出信号所包含的噪声频率成分复杂且会随着测量环境变化, 无法选取到合适的小波基提取 MEFS 输出信号中的有用信号, 小波基选取不当则可能造成有用信号衰减甚至丢失。

针对 MEFS 在海洋电场测量中传感输出的噪声特点, 本文提出结合多种噪声抑制方法的复合方法, 对 MEFS 输出信号中的宽带随机噪声和有用信号频带内、外噪声分别进行处理。首先利用宽带随机噪声和有用信

号的不相关特性, 使用自适应滤波器抑制宽带随机噪声。然后用带通滤波器获取有用信号频带内的传感输出, 最后利用变分模态分解, 从有用信号频带内自动识别并提取出电场传感信号, 然后对其进行 Hilbert 变换以估计瞬时频率并进行包络检波, 解调出被测电场信号。

1 传感原理

MEFS 的测量原理如图 1 所示, 传感器包含感应电极、屏蔽片、带动屏蔽片旋转的电机。

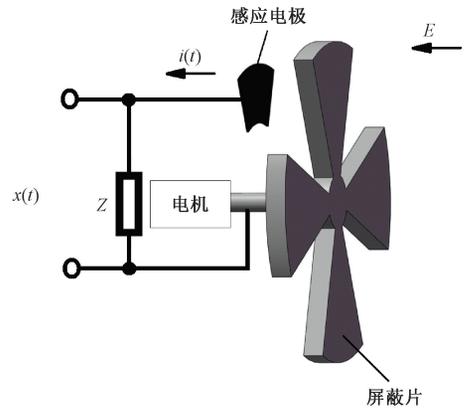


图 1 调制式电场传感器测量原理

Fig. 1 Measurement principle of modulated electric field sensors

根据高斯定理, 待测电场在 MEFS 的感应电极有效区域内的电通量正比于该有效区域内的电荷量, 可表示为^[17]:

$$\iint_S \mathbf{E}(t) \cdot d\mathbf{S}(t) = \frac{q(t)}{\varepsilon} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{E}(t)$ 为传感器所在介质中的电场矢量; $\mathbf{S}(t)$ 为感应电极在电场中的面积; ε 为海水的介电常数; $q(t)$ 为感应电极上的电荷量。当探测某一方向上电场大小时, 式(1)可写为:

$$q(t) = \varepsilon E(t) S(t) \quad (2)$$

屏蔽片由电机通过轴带动旋转, 感应电极被屏蔽片周期性的暴露和屏蔽, 从而感应出周期性的感应电流 $i(t)$ 。对式(2)的两边求时间上的微分, 可得式(3):

$$i(t) = \frac{dq(t)}{dt} = \frac{d(\varepsilon E(t) S(t))}{dt} \quad (3)$$

由于海洋中电场主要以低频形式出现^[18], 屏蔽片的旋转频率远高于电场 $\mathbf{E}(t)$ 的频率, 因此在屏蔽片的一个旋转周期内, 电场信号和环境介电常数可视为不变, 式(3)也可写做式(4)。

$$i(t) = \varepsilon E(t) \cdot \frac{dS(t)}{dt} \quad (4)$$

式中: $\frac{dS(t)}{dt}$ 表示感应电极有效面积随时间的变化。这

种变化由屏蔽片对感应电极的周期性屏蔽引入,电机带动屏蔽片旋转一周,会产生多个周期的感应电流,屏蔽片的数量决定了周期数。当感应电极与屏蔽片的形状完全相同时,在一个暴露-屏蔽的周期中,电场正对感应电极的有效面积 $S(t)$ 表达式可以写为

$$S(t) = \begin{cases} A - \frac{A}{T}t, & 0 \leq t \leq T \\ \frac{A}{T}t - A, & T \leq t \leq 2T \end{cases} \quad (5)$$

式中: A 表示感应电极暴露在电场中的有效面积最大值; $2T$ 表示一个暴露-屏蔽周期的时间,且满足式(6)的关系。

$$2T = \frac{2\pi}{\omega_c} \quad (6)$$

式中: ω_c 为屏蔽片周期性遮挡感应电极的角频率。对式(5)中 $S(t)$ 周期延拓后,其傅里叶级数展开式为:

$$S(t) = \frac{A}{2} + \frac{4A}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \cos n\omega_c t \quad n \text{ 为奇数} \quad (7)$$

由于式(7)中只含奇数次谐波,且幅值以 $1/n^2$ 的速度衰减,只考虑其直流分量和基波分量而忽略高次谐波分量,则有:

$$S(t) \approx \frac{A}{2} + \frac{4A}{\pi^2} \cos \omega_c t \quad (8)$$

由式(4)、(8)可得:

$$i(t) \approx \frac{4\omega_c A}{\pi^2} \varepsilon E(t) \cos\left(\omega_c t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (9)$$

式(9)即为感应电极在电场中产生感应电流表达式,表明了屏蔽片周期性遮挡感应电极的调制结果。通过输入阻抗 $Z = X + Yj$, 电流信号 $i(t)$ 被转换为电压信号

$$v(t) = \left(\sqrt{X^2 + Y^2}\right) \frac{4\omega_c A}{\pi^2} \varepsilon E(t) \cos\left(\omega_c t + \frac{\pi}{2} + \arctan \frac{Y}{X}\right),$$

当阻抗为纯电阻时,即 $Z = R$ 时,电压 $v(t) = R \cdot i(t)$, 是电场信号 $E(t)$ 的调幅信号,需要解调才能够得到电场信号 $E(t)$ 。由于 MEFS 在测量海洋电场时很难获得调制频率 ω_c , 所以需要通过包络检波解调。通过 Hilbert 变换估计调幅信号的瞬时频率并准确计算信号包络比用模拟电路包络检波更可靠^[19]。但实际的 MEFS 输出信号 $x(t)$ 中不仅包含电场传感信号 $v(t)$, 还包含噪声。由于海洋环境中噪声源复杂多变,并且 MEFS 在测量海洋电场时的传感输出是由机械运动调制产生,噪声成分复杂。为了保证瞬时频率的准确估计和可靠包络检波解调,必须要抑制传感输出中的噪声。

2 调制式海洋电场传感器噪声特点

MEFS 测量海洋电场时输出信号中包含的噪声来源

复杂且具有不同的频率特性:电子器件的热噪声具有宽带的特性;屏蔽片对海水的搅动导致感应电极附近介电常数变化以及海水中气泡的运动,产生和屏蔽片旋转频率相关的噪声,其频带与有用信号频带有重叠;感应电极和屏蔽片与海水之间的反应以及海水中温度的变化会引入低频的漂移噪声;感应电极和屏蔽片在电场中产生电势差,由于屏蔽片的旋转导致感应电极与屏蔽片的相对距离改变,该部分噪声的频带与有用信号频带有重叠部分。根据噪声的频率特性,将上述噪声分为宽带随机噪声 $N_r(t)$ 、有用信号频带外的噪声 $N_o(t)$ 以及有用信号频带内的噪声 $N_i(t)$, MEFS 输出信号 $x(t)$ 可表示为式(10)。

$$x(t) = E_i(t) \cos(\omega_c t + \phi_1) + N_r(t) + N_i(t) + N_o(t) \quad (10)$$

其中, $E_i(t)$ 为 MEFS 输出信号中的外部电场信息,且满足 $E_i(t) = \frac{4\omega_c A |Z|}{\pi^2} \varepsilon E(t)$; ϕ_1 为测量时的初相位;感应电极和屏蔽片在电场中的电势差 $N_d(t)$ 可用式(11)表示^[20]:

$$N_d(t) = \rho_R E(t) L_E(t) \quad (11)$$

其中, ρ_R 为与环境相关的系数,由海水阻抗、感应电极与海水的界面等效阻抗等决定; $L_E(t)$ 为感应电极与屏蔽片之间的距离,其变化规律的复杂性导致了 $L_E(t)$ 的频率包含了有用信号频带, $N_d(t)$ 对于 MEFS 就是需要被抑制的噪声。

3 噪声抑制方法

为降低上述各类噪声对电场传感信号解调的影响,结合各类噪声的特点,采取分步的噪声抑制策略。噪声抑制方法流程如图2所示,为了有效抑制 MEFS 输出信号中宽带随机噪声、有用信号频带外和频带内噪声,按照相关去噪、带通滤波去噪、变分模态分解去噪的顺序分别进行抑制。宽带随机噪声的频率充满整个频带,而有用信号的频带较窄。为了防止带通滤波去噪和变分模态分解去噪破坏有用信号和宽带随机噪声的不相关性,因此先用自适应滤波器抑制宽带随机噪声;有用信号频带外的噪声成分多且复杂,若直接用变分模态分解去噪将导致模态数量过多且难以确定,计算复杂度也随之变高,因此第2步用带通滤波器选取 MEFS 输出信号在有用信号频带内的部分;有用信号频带内的噪声主要来源于海水中 MEFS 调制的机械运动,该噪声的波形特征不可能和有用信号相同,并且有用信号的能量一定比有用信号频带内的噪声强,通过变分模态分解就可以自适应识别并提取出电场传感信号。

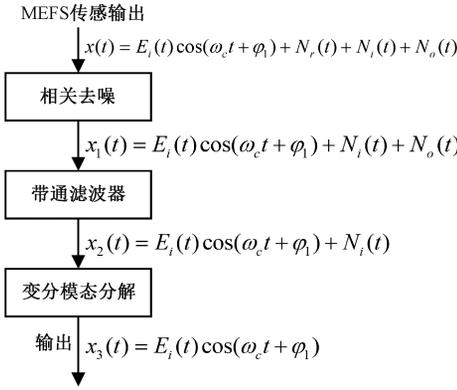


图 2 噪声抑制方法程序

Fig. 2 Program diagram of the noise suppression method

3.1 相关去噪

信号的自相关长度与其带宽成反比。信号的自相关长度 l 由式 (12) 计算得到^[21]。

$$l = \frac{f_s}{BW} \tag{12}$$

其中, f_s 为采样率; BW 为信号的带宽。MEFS 输出信号中宽带噪声的自相关长度比有用信号的自相关长度短, 可以利用自适应滤波器抑制 MEFS 输出信号中的宽带噪声。MEFS 输出信号中宽带噪声自适应抑制原理如图 3 所示^[22-23]。

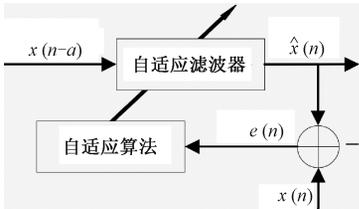


图 3 宽带噪声自适应抑制原理

Fig. 3 Principle of adaptive suppression of broadband noise

其中, 将 MEFS 输出信号 $x(n)$ 作为自适应滤波的期望信号; $\hat{x}(n)$ 为自适应过程的滤波结果, 将 $x(n)$ 的时延 $x(n-a)$ 作为输入, 此时时延 a 应当满足关系 $l_r < a < \min\{l_E, l_i, l_o\}$, l_r 为宽带噪声的自相关长度; l_E, l_i, l_o 分别为电场信号、有用信号频带内的噪声和有用信号频带外的噪声的自相关长度。时延后的信号 $x(n-a)$ 中包含的宽带随机噪声与期望信号 $x(n)$ 中包含的宽带随机噪声不相关, 而时延后信号中包含的窄带成分与期望信号中包含的窄带成分相关, 因此自适应滤波器的输出信号中宽带随机噪声将被抑制。宽带噪声的自相关长度为 0, 因此所提方法的时延 a 选为 1 个采样间隔。自适应滤波器选最常用的横向 FIR 结构, 自适应算法选用结构简单且稳定性好的最小均方误差 (LMS) 算法。该算法的迭代公

式为^[24]:

$$\begin{cases} \hat{x}(n) = \mathbf{X}^T(n-a) \mathbf{W}(n) \\ \mathbf{e}(n) = \mathbf{x}(n) - \hat{x}(n) \\ \mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + 2\mu(n)\mathbf{e}(n)\mathbf{X}(n-a) \end{cases} \tag{13}$$

其中, $\hat{x}(n)$ 为在 n 时刻的滤波结果; L 为滤波器阶数, 滤波器阶数过高会导致系统复杂度增高, 阶数过低又会导致收敛速度慢和滤波效果不佳, 为了得出最佳的滤波器长度, 实验中利用不同的自适应滤波器阶数处理传感输出, 用信号较为平稳的部分的标准差来衡量宽带随机噪声被抑制的效果, 自适应滤波器阶数与噪声抑制效果的关系如图 4 所示。

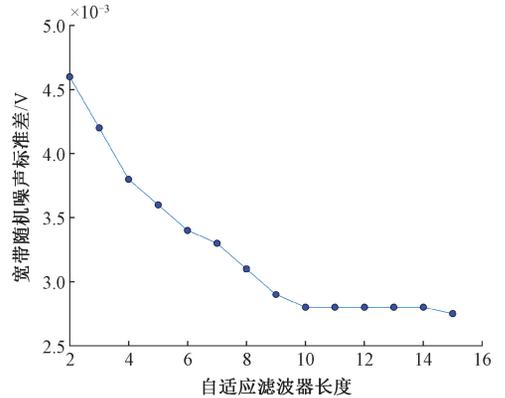


图 4 自适应滤波器阶数与噪声抑制效果的关系
Fig. 4 Relationship between adaptive filter order and noise suppression effect

可以看出, 滤波器阶数取 10 就能够满足良好的滤波性能; $\mathbf{X}^T(n-a)$ 是 L 阶信号矢量; $\mathbf{W}(n)$ 为自适应滤波器在 n 时刻的 L 阶权系数矢量; $\mathbf{e}(n)$ 为自适应滤波器输出信号与期望信号的误差; $\mu(n)$ 为步长, 且 $\mu(n) = \min\left\{\left[\frac{\mathbf{e}(n)}{\mathbf{x}(n)}\right]^2 \mu_0, \mu_0\right\}$, μ_0 为初始步长。LMS 算法的收敛条件为 $0 < u(n) < 1/\lambda_{\max}$, λ_{\max} 为输入信号前 L 点的自相关矩阵的最大特征值, 因此 μ_0 可以设置为 τ/λ_{\max} , 且 $\tau < 1$ (本研究 τ 取 0.1)。相对于固定步长 LMS 算法, 这种变步长算法更具有优越性。在自适应过程的初始阶段, 期望信号与输入信号之间较大的误差导致步长较大, 具有较快的收敛速度。随着自适应过程的进行, 误差逐渐减小, 步长随之减小, 在最佳权系数附近产生较小的失调。自适应过程收敛时滤波器输出就是 $x(n)$ 的最优滤波, 得到抑制了宽带噪声的 $x_1(n)$, 若不考虑滤波器对噪声产生的相位影响, 该滤波器的输出为

$$x_1(n) = \mathbf{W}_{opt}^T \mathbf{X}(n-a) = E_i(n) \cos(\omega_c n + \phi_2) + N_l(n) + N_o(n) \tag{14}$$

式中: \mathbf{W}_{opt}^T 为自适应滤波器的最佳权系数矢量; ϕ_2 为相关去噪处理后的相位。

3.2 带通滤波

利用带通滤波器抑制有用信号频率范围外的噪声 $N_o(t)$ 。相较于 FIR (finite impulse response) 滤波器, IIR (infinite impulse response) 滤波器具有较低的计算复杂度, 并具备良好的阻带衰减性能。其中巴特沃斯滤波器在通带具有平坦的幅频响应, 因此选用该滤波器抑制有用信号频带外的噪声。巴特沃斯带通滤波器的幅频响应可以表示为^[25]:

$$|H_{BP}(s)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{s^2 + \omega_0^2}{\Omega_p s}\right)^{2\gamma}} \quad (15)$$

其中, Ω_p 为带通滤波器的带宽; ω_0 为带通滤波器的中心频率, 需与式(10)的载波频率相等, 设 $\omega_0 = \omega_c$ 。用 ω_{EM} 表示被测电场的最大角频率, 用 $\Delta\omega_c$ 表示真实载波频率与预期载波频率的最大偏差, 因此有用信号的频率所在范围为 $\omega_c - \Delta\omega_c - \omega_{EM}$ 到 $\omega_c + \Delta\omega_c + \omega_{EM}$ 。为保留有用信号成分, 需满足以 ω_0 为中心频率, Ω_p 为带宽的通带包含有用信号的频率范围; γ 为滤波器阶数, 其选取原则应满足 MEFS 有用信号频带外噪声抑制需求, MEFS 传感器结构特点决定了 $\Delta\omega_c$ 和 ω_{EM} 最大值均不超过 0.1 Hz, 本文所用 MEFS 的载波频率为 1 Hz, 因此将带通滤波器通带设置为 0.7~1.3 Hz。用实验寻找最佳的带通滤波器阶数, 带通滤波器阶数与信号处理后信噪比的关系如图 5 所示。

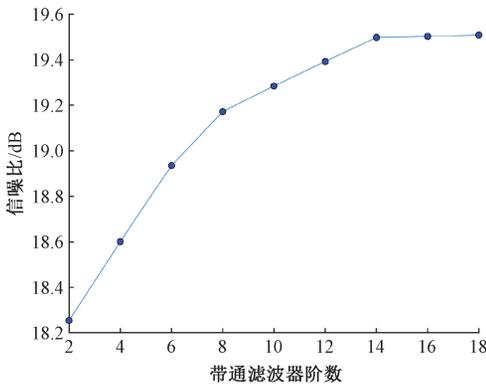


图 5 带通滤波器阶数与信号被处理后信噪比的关系

Fig. 5 Relationship between the order of bandpass filter and the signal-to-noise ratio after signal processing

可以看出, 当滤波器阶数达到 14 时, 增加滤波器阶数并不会使信噪比显著提升, 考虑到最小化算法计算量, 选择 14 阶带通滤波器比较恰当。处理后的输出可以表示为式(16)。

$$x_2(n) = a_E E_i(n) \cos(\omega_c n + \phi_3) + N_i(n) \quad (16)$$

其中, ϕ_3 为带通滤波后的相位。

3.3 变分模态分解

本研究用变分模态分解抑制有用信号频带内噪声。变分模态分解是由 Dragomiretskiy 等^[26]提出的一种自适应的信号处理方法, 该方法以迭代的方式求取变分问题的最优解, 从而得到一系列包含一定带宽的模态分量, 模态分量被定义为调幅-调频信号, 其表达式为:

$$u_m(n) = A_m(n) \cos(\phi_m(n)) \quad (17)$$

式中: $A_m(n)$ 为模态分量 $u_m(n)$ 的瞬时幅值; $\phi_m(n)$ 为瞬时相位。为了使所有模态分量 $u_m(n)$ 的中心带宽之和最小, 构造如下受约束(约束条件为各模态分量之和等于带通滤波后的输出 $x_2(n)$) 的变分问题^[27]。

$$\begin{aligned} \min_{\{u_m\}, \{\omega_m\}} & \left\{ \sum_m \left\| \Delta_n \left[\left(\sigma(n) + \frac{j}{\pi n} \right) u_m(n) \right] e^{-j\omega_m n} \right\|_2^2 \right\} \\ \text{s. t. } & \sum_m u_m = x_2(n) \end{aligned} \quad (18)$$

其中, $\sigma(n)$ 为单位冲激函数; Δ_n 为对 n 求前向差分。 ω_m 为各模态中心频率; $\{u_m\}$, $m \in 1, 2, \dots, M$ 代表分解得到的 M 个模态分量, M 取值过小会导致噪声仍然大量存在, 取值过大又会导致一个频率成分被分解到两个或多个模态分量中。所以在分解过程中, M 的初始值设置为 2, 计算所分解的模态分量中心频率差的最小值 $\min\{\omega_{m+1} - \omega_m\}$, 判断该值是否满足式(19), 若不满足, 则将 M 值加 1 并重复上述判断。当结果满足式(19)时, 代表出现了过分解现象, 将当前的 M 值减 1 作为 M 的最佳取值。

$$\min\{\omega_m - \omega_{m-1}\} < \Delta\omega \quad (19)$$

经过大量的实验数据分析, $\Delta\omega$ 取为有用信号频带宽度的 0.2 倍即可满足滤波需求。VMD 算法不断估计各模态的中心频率, 并进行迭代优化, 解决了 EMD 的模态混叠问题^[28-29]。在得到 M 个模态分量后, 计算这些模态分量与变分模态分解输入信号的相关系数, 将相关系数最大值对应的模态分量视为电场的调幅信号, 对该信号进行包络检波后, 即可计算出被测电场信号。为了得到实时的处理结果, 本研究处理的数据段最后一个点始终是最新的采样点, 数据段的长度根据计算机处理性能设定。

4 噪声抑制性能分析

为了验证该噪声抑制方法的可行性, 产生由噪声和有用信号组成的仿真信号。有用信号由 3 部分相加组成, 分别为 0.1 Hz 的正弦信号、0.001 Hz 的正弦信号以及通过截至频率为 0.1 Hz 的低通滤波器的阶跃信号。载波频率设置为 1 Hz, 采样率设置为 20 S/s。噪声设置为白噪声与不同频率噪声的组合, 根据实验数据中噪声的功率谱情况, 将功率符合实际噪声情况且频率为 0.001、0.1、0.25、0.75、1.25、2、2.5、5、8 Hz 的单频信号

的混合作为窄带噪声, 将白噪声通过截止频率为 0.1 Hz 的低通滤波器以表示具有随机性的传感器漂移噪声。经计算, 该仿真信号的信噪比为 -43.854 dB, 符合 MEFS 输出信号实际情况。分别利用本文方法、带通滤波器降噪方法、小波降噪方法、经验模态分解降噪方法处理该仿真信号, 处理后的信噪比如表 1 所示, 利用所提方法抑制 MEFS 输出信号具有最高的信噪比。

表 1 各降噪方法处理后信噪比

Table 1 Signal to noise ratio after processing by various methods

降噪方法	信噪比
本文方法	28.74
带通滤波器降噪	9.12
小波软阈值降噪	7.33
经验模态分解降噪	1.25

为了评估所提方法的实时性, 利用高性能计算机 (i7-13700F, Intel)、采集卡 (PXIe-4309, NI) 和 Labview 语言实现所提方法, 经验证, 每次分解 60 s 的数据, 在采样率不高于 1 000 S/s 时, 所提方法的处理时间小于采样周期, 能够实时处理传感输出信号。

5 实验验证

5.1 实验条件

在实际搭建的调制式电场传感器测量系统中开展实验以验证本文所提算法。图 6 展示了实验装置的组成部分, 包括信号发生器 (AFG3022C, Tektronix)、给步进电机供电的电压源、盛水容器、MEFS、数据采集卡 (PXIe-4309, National Instruments)、计算机等。在实验室环境中, 使用海盐和水按照海水的比例混合以模拟海洋环境。将 MEFS 两侧间隔 0.5 m 的铜板与信号发生器连接, 为了模拟出海水中缓慢变化的低频电场, 在铜板上施加周期为 500 s 的三角波, 三角波的极大值与极小值分别为 550 与 750 mV。由于铜板相当于一个大电容, 实际铜板产生的电场信号相当于经过低通滤波器的三角波。采集铜板上电压信号, 其频谱如图 7 所示, 该信号具有多个谐波成分, 并且频率成分在 0.1 Hz 以上的能量远小于 0.1 Hz 以下的频率成分, 满足传感器的电场测量条件。步进电机的旋转周期设置为 4 s。屏蔽片由铝合金制成, 4 片均匀分布在电机转轴上, 因此预期调制频率为 1 Hz (0.25×4=1 Hz)。碳电极被用作感应电极, 并将其固定。感应电极与屏蔽片与采集卡模拟输入端相连, 采样率设置为 20 S/s。为了得到实际的被测电场信号, 利用商用

Ag/AgCl 电极测量出 MEFS 所在位置电场信号与铜板上电压的比例系数, 将铜板上的电压乘以该比例系数得到实际被测电场信号。为了将 MEFS 的电场传感信号转换为被测电场信号, 利用商用 Ag/AgCl 电极标定 MEFS 的测量系数, 标定结果为 $\frac{8AZ\varepsilon}{\pi} = 2.213\ 66(\text{F} \cdot \Omega \cdot \text{m})$ 。

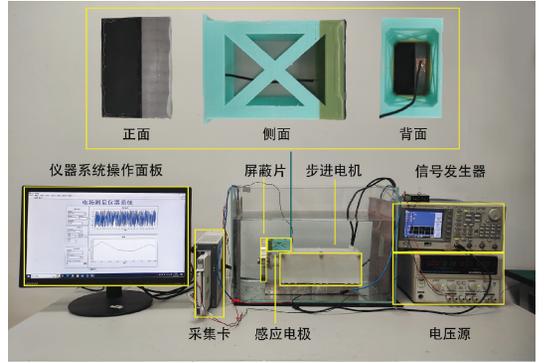


图 6 实验装置

Fig. 6 Physical diagram of experimental setup

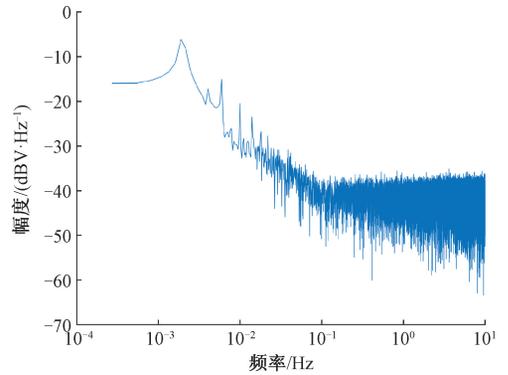


图 7 铜板上信号频谱

Fig. 7 Signal spectrum on copper plate

5.2 实验结果

图 8(a) 为 MEFS 输出信号的原始波形, 电场的调幅信号淹没在包括宽带随机噪声的各种噪声中, 波形中的低频的三角波趋势为式 (11) 中屏蔽片与感应电极的感应电势差, 与式 (11) 的分析相符。图 8(b) 为相关去噪后的时域波形, 信号中的宽带随机噪声被大幅度抑制。图 9(a) 为相关去噪前信号频谱, 图 9(b) 为相关去噪后信号频谱。经统计, 宽带噪声在高频部分的幅值下降了 10 dB 左右, 在有用信号频率附近的幅值下降了 5 dB 左右, 而包括有用信号在内的窄带成分幅值均未减小。

相关去噪后, 用带通滤波器抑制有用信号频带外的噪声。图 10(a) 为带通滤波前的信号时域波形图, 图 10(b) 为带通滤波后的信号时域波形图, 有用信号成分被保留了下来。图 11(a) 为带通滤波前的信号频谱,

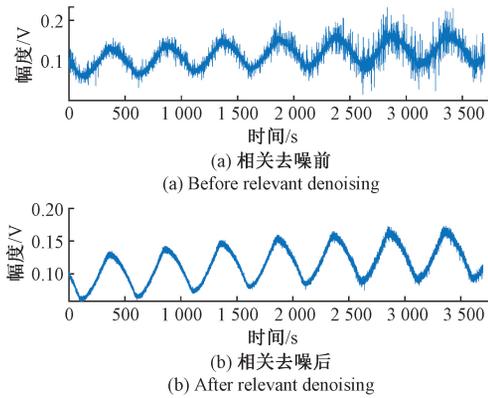


图8 相关去噪前后波形

Fig. 8 Waveform before and after relevant denoising

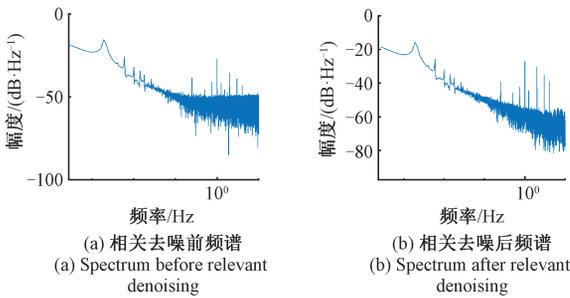


图9 相关去噪前后信号频谱对比

Fig. 9 Comparison of signal spectra before and after correlation denoising

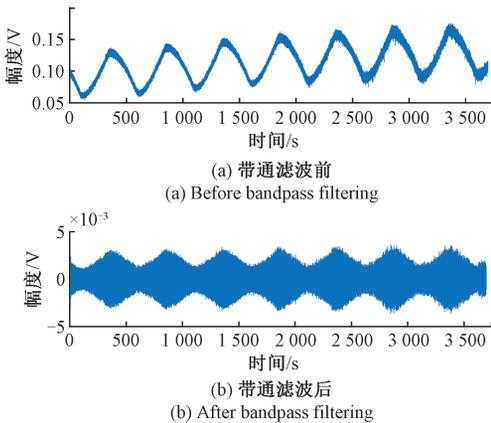


图10 带通滤波前后信号时域波形

Fig. 10 Time domain waveform of signal before and after bandpass filtering

图11(b)为带通滤波后的信号频谱,有用信号频带外的噪声降低了20 dB以上,而有用信号频带内存在未能有效抑制的噪声。

对带通滤波后的信号进行变分模态分解,表2为M取不同值的情况下各模态中心频率,当M=5时,第2模

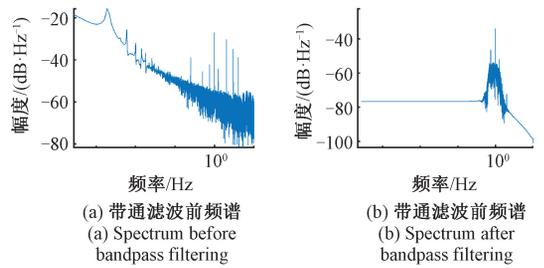


图11 带通滤波前后频谱对比

Fig. 11 Spectral comparison before and after bandpass filtering

态分量与第3模态分量的中心频率相近,出现过分解现象,因此分解个数选为4。

表2 各模态分量的中心频率

Table 2 The center frequencies of each modal component

模态数量	中心频率/Hz				
	IMF1	IMF2	IMF3	IMF4	IMF5
2	1.0	1.7	-	-	-
3	0.7	1.0	1.7	-	-
4	0.7	1.0	1.7	3.2	-
5	0.7	1.0	1.1	1.7	3.2

图12为4个模态分量的时域波形图。4个模态分量与变分模态分解输入信号的相关系数计算结果如表3所示。可以看出,IMF2与变分模态分解输入信号的相关系数最大,将该分量视为电场的调幅信号。

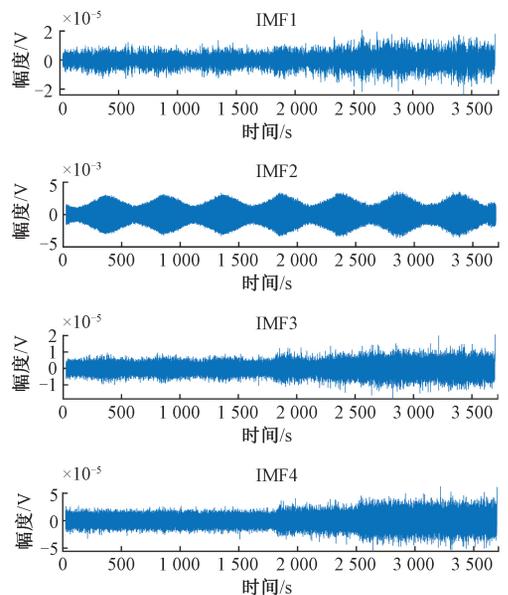


图12 变分模态分解结果

Fig. 12 Variational mode decomposition results

表 3 各模态与输入信号的相关系数

Table 3 The correlation coefficients between each modal component and the input signal

模态分量	相关系数
IMF1	0.004 5
IMF2	0.998 1
IMF3	0.006 7
IMF4	0.020 8

对处理后信号进行 Hilbert 变换,计算瞬时频率并对进行包络检波,计算出被测电场信号,图 13(a)为实际电场大小,图 13(b)为利用所提算法所提取出的电场信号,可以看出,本文所用方法可靠地提取出被测电场信号。

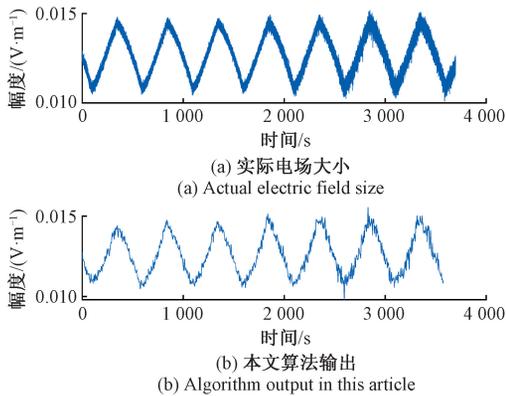


图 13 本文算法结果与实际电场信号

Fig. 13 The algorithm results and actual electric field signals in this article

为了展示本文方法的优势,对 MEFS 输出信号分别利用带通滤波器、db3 小波软阈值降噪、经验模态分解抑制信号中的噪声。带通滤波器的参数选择方法按照文献[30]确定。db3 小波软阈值降噪的参数选择方法基于文献[31]。利用经验模态分解抑制噪声的具体步骤按照文献[21]。图 14(a)~(c)分别为小波降噪、经验模态分解降噪、带通滤波降噪后解调出的电场信号,可以看出,这些方法未能有效提升 MEFS 输出信号信噪比,提取出的电场具有较大的误差,而本文算法具有最好的噪声抑制效果,提取出了更可靠的被测电场信号。以提取出的电场信号与实际电场信号的差的均方值为噪声功率,各算法处理后的信噪比如表 4 所示,利用本文方法处理 MEFS 输出信号的信噪比分别提升了 15.7、16.6 和 12.4 dB。

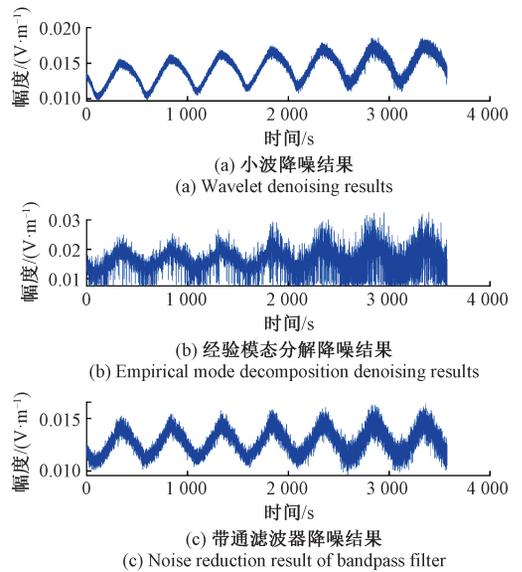


图 14 其他算法降噪结果

Fig. 14 Other algorithm denoising results

表 4 不同方法对 MEFS 输出信号处理后的效果对比
Table 4 Comparison of the effects of different algorithms on MEFS output signal processing

方法	信噪比/dB
本文方法	27.3
带通滤波器去噪	11.6
经验模态分解去噪	10.7
db3 小波软阈值去噪	14.9

6 结 论

针对 MEFS 测量海洋电场时传感输出中复杂的噪声成分,本文结合了相关去噪、带通滤波去噪、变分模态分解去噪的信号处理手段,抑制了 MEFS 输出信号中的各类噪声,可靠提取出被测电场信号。本研究通过实际实验,验证了该算法的可行性。将所提算法与带通滤波、变分模态分解、db3 小波软阈值去噪算法进行比较,结果表明本文算法具有更好的噪声抑制性能。本文所提出的方法为解决传感器参考信号不能准确获得的问题提供了新思路。不仅可以应用于调制式电场传感器,还可以为其他传感器调制信号的解调工作提供参考。这一方法不仅在理论上具有可行性,而且在实际应用中也表现出了很好的效果。

参考文献

[1] HARRISON R G, NICOLL K A, TILLEY D J, et al. Demonstration of a remotely piloted atmospheric

- measurement and charge release platform for geoenvironment [J]. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, 2021, 38(1): 63-75.
- [2] AGORASTOU Z, NOULIS T, SISKOS S. Analog sensor interface for field mill sensors in atmospheric applications [J]. *Sensors*, 2022, 22(21): 8405.
- [3] ANTUNES DE SÁ A, MARSHALL R, SOUSA A, et al. An array of low-cost, high-speed, autonomous electric field mills for thunderstorm research [J]. *Earth and Space Science*, 2020, 7(11): 15.
- [4] YAMASHITA K, FUJISAKA H, IWASAKI H, et al. A new electric field mill network to estimate temporal variation of simplified charge model in an isolated thundercloud [J]. *Sensors*, 2022, 22(5): 1884.
- [5] HAN ZH F, XUE F, HU J, et al. Trampoline-shaped micro electric-field sensor for AC/DC high electric field measurement[J]. *Ieee Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(12): 13791-13798.
- [6] LI J M, ZHAO P H, YUAN H W, et al. Differential structure to improve performance of dc electric field sensors[J]. *Ieee Sensors Journal*, 2023, 23(9): 9909-9916.
- [7] LIU CH X, YUAN H W, LYU J X, et al. A sensor for 3-D component measurement of synthetic electric field vector in HVDC transmission lines using unidirectional motion [J]. *Ieee Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2023, 72: 1500110.
- [8] HU L B, ZHANG X D, PERRY M J. Light scattering by pure seawater: Effect of pressure[J]. *Deep-Sea Research Part I-Oceanographic Research Papers*, 2019, 146: 103-109.
- [9] TIAN X G, GU J X, REHAB I, et al. A robust detector for rolling element bearing condition monitoring based on the modulation signal bispectrum and its performance evaluation against the Kurtogram [J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2018, 100: 167-87.
- [10] SHI T N, HAO Y J, JIANG G K, et al. A method of resolver-to-digital conversion based on square wave excitation[J]. *Ieee Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(9): 7211-7219.
- [11] PANG B, HE Y L, TANG G J, et al. Rolling bearing fault diagnosis based on optimal notch filter and enhanced singular value decomposition[J]. *Entropy*, 2018, 20(7): 482.
- [12] KIM S J, KIM K, HWANG T, et al. Motor-current-based electromagnetic interference de-noising method for rolling element bearing diagnosis using acoustic emission sensors[J]. *Measurement*, 2022, 193: 110912.
- [13] LI Y, ZHOU J W, LI H G, et al. A fast and adaptive empirical mode decomposition method and its application in rolling bearing fault diagnosis [J]. *Ieee Sensors Journal*, 2023, 23(1): 567-576.
- [14] XIE Q, LI J P, GAO X G, et al. Real time infrared gas detection based on a modified EMD algorithm [J]. *Sensors and Actuators B-Chemical*, 2009, 136 (2): 303-309.
- [15] CHACON J L F, KAPPATOS V, BALACHANDRAN W, et al. A novel approach for incipient defect detection in rolling bearings using acoustic emission technique [J]. *Applied Acoustics*, 2015, 89: 88-100.
- [16] CUI J W, NIU Y ZH, DANG H, et al. Demodulation method of F-P sensor based on wavelet transform and polarization low coherence interferometry [J]. *Sensors*, 2020, 20(15): 4249.
- [17] CUI Y, YUAN H W, SONG X, et al. Model, design, and testing of field mill sensors for measuring electric fields under high-voltage direct-current power lines [J]. *Ieee Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(1): 608-615.
- [18] SMITH D R, BURNS S, SIMPSON J J, et al. FDTD modeling of scattered ultra-low frequency electromagnetic waves from objects submerged in the ocean [J]. *Ieee Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, 67(4): 2534-2541.
- [19] WANG K, WU ZH. Oversampling synchronous envelope detection for resolver-to-digital conversion [J]. *Ieee Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67 (6): 4867-4876.
- [20] 申振, 宋玉苏, 王焯焯, 等. Ag/AgCl 和碳纤维海洋电场电极的探测特性研究 [J]. *仪器仪表学报*, 2018, 39(2): 211-217.
SHEN ZH, SONG Y S, WANG Y X, et al. Study on the detection characteristics of Ag/AgCl and carbon fiber marine electric field electrodes [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2018, 39(2): 211-217.
- [21] 史革, 文玉梅, 李平, 等. 采用余弦调制滤波器组泄漏检信号处理研究 [J]. *仪器仪表学报* 2015, 36(12): 2849-2856.
SHI G, WEN Y M, LI P, et al. Research on leak detection signal processing with cosine modulated filter bank [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2015, 36(12): 2849-2856.
- [22] LEE J, VANDIERENDONCK H. Towards lower precision adaptive filters: Facts from backward error analysis of RLS [J]. *Ieee Transactions on Signal Processing*, 2021, 69: 3446-3458.

- [23] 袁敏, 施佳, 许致火. 基于维纳滤波的汽车毫米波雷达干扰自适应抑制 [J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(2): 194-201.
YUAN M, SHI Q, XU ZH H. Wiener filter based automotive millimeter wave radar interference adaptive reduction [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(2): 194-201.
- [24] KAR A, BURRA S, SHOBA S, et al. Improved active noise cancellation using variable step-size combined Fx-LMS algorithm [J]. Circuits Systems and Signal Processing, 2024: 1-15.
- [25] 侯北平, 张晓刚, 朱文, 等. 基于频域滤波的电缆芯图像纹理消除研究 [J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(11): 210-219.
HOU B P, ZHANG X G, ZHU W, et al. Research on texture removal of the cable core image based on frequency domain filtering [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(11): 210-219.
- [26] DRAGOMIRETSKIY K, ZOZZO D. Variational mode decomposition [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(3): 531-544.
- [27] 杨昊, 孙衍山, 李健, 等. 滑油磨粒信号的变分模式分解和概率密度估计 [J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(4): 99-106.
YANG H, SUN Y SH, LI J, et al. Variational mode decomposition and probability density estimation of lubricating oil debris detection signal [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(4): 99-106.
- [28] HUANG N E, SHEN ZH, LONG S R, et al. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis [J]. Proceedings of the Royal Society: Mathematical, Physical and Engineering Sciences, 1998, 454(1971): 903-995.
- [29] 周航, 丁建, 林川, 等. 基于二次CEEMD与时域特征分析的去噪方法 [J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(3): 222-229.
ZHOU H, DING J, LIN CH, et al. Denoising method based on secondary CEEMD and time domain feature analysis [J]. Journal of Electronic Measurement and

Instrumentation, 2023, 37(3): 222-229.

- [30] FEDOTOV A A, AKULOVA A S. Adaptive detector of QRS complexes of an electrocardiogram signal based on the Hilbert transform [J]. Measurement Techniques, 2017, 60(2): 196-202.
- [31] 王维, 张英堂, 任国全. 小波阈值降噪算法中最优分解层数的自适应确定及仿真 [J]. 仪器仪表学报, 2009, 30(3): 526-530.
WANG W, ZHANG Y T, REN G Q. Adaptive selection and simulation of optimal decomposition level in threshold de-noising algorithm based on wavelet transform [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2009, 30(3): 526-530.

作者简介



段震宇, 2022年于天津大学获得学士学位, 现在为上海交通大学硕士研究生, 主要研究方向为传感器系统与数字信号处理。

E-mail: DDDDDDD@sjtu.edu.cn

Duan Zhenyu received his B. Sc. degree from Tianjin University in 2022. He is currently a master student at Shanghai Jiao Tong University. His main research interests include sensor systems and digital signal processing.



李平 (通信作者), 1984年于重庆大学获得学士学位, 1995年于重庆大学获得硕士学位, 2003年于重庆大学获得博士学位, 现为上海交通大学教授, 主要研究方向为传感器技术、仪器和测量、能量采集和自供电技术。

E-mail: liping_sh@sjtu.edu.cn

Li Ping (Corresponding author) received his B. Sc. degree, M. Sc. degree, and Ph. D. degree all from Chongqing University in 1984, 1995, and 2003, respectively. He is currently a professor at Shanghai Jiao Tong University. His main research interests include sensors and actuators, measurement and instrumentation, energy-harvesting and self-powered technology.