

熔盐堆流量测量的超声信号到时检测

Detection of the Arrival Time of Ultrasonic Signal for Molten Salt Reactor

刘 婷^{1,2,3} 黄跃峰^{1,3} 李勇平^{1,3}

(中国科学院上海应用物理研究所¹,上海 201800;

中国科学院大学²,北京 100049;中国科学院核辐射与核能技术重点实验室³,上海 201800)

摘 要: 针对熔盐回路对超声流量测量需求,讨论了一种新的超声信号到达时间的检测方法。首先提取超声信号的包络,对希尔伯特变换、希尔伯特-黄变换和小波变换三种提取信号包络的方法进行了研究。经对比发现,小波变换提取信号包络最优。然后,用小波变换的奇异点定位功能对信号包络进行检测,选择 haar 小波对信号进行连续小波变换,可以更准确地找到信号的起振点。最后将水流量平台下得到的数据与熔盐回路下得到的数据进行对比,进一步验证该方法在熔盐回路中的适用性。

关键词: 熔盐堆 超声信号 小波变换 流量 滤波 误差 精度

中图分类号: TH814;TP212

文献标志码: A

DOI:10.16086/j.cnki.issn.1000-0380.201608022

Abstract: In view of the demands for ultrasonic flow measurement under molten salt loop, a new method of detecting arrival time of ultrasonic signal is discussed. Three methods of extracting signal envelop, i. e., Hilbert transformation, Hilbert-Huang transformation, and wavelet transformation are researched, and the signal envelop is detected by using singular point positioning function of wavelet transformation, the Haar wavelet is selected for continuous wavelet transforming of the signal, to precisely find out the vibration start-up point of the signal. The data obtained from water flow platform and the data obtained from molten salt loop are contrasted, it is found that the method is applicable to be used in molten salt loop.

Keywords: Molten salt reactor Ultrasonic signal Wavelet transformation Flow Filtering Error Precision

0 引言

流量计是一种重要的自动化仪表,在熔盐回路中,为了保证反应堆热工系统的正常、稳定运行,需对流量进行实时监测^[1]。堆用熔盐的熔点与运行温度都较高(500~700℃),且熔盐具有较大的腐蚀性和毒性。目前,常规的流量测量仪表无法满足对熔盐堆所用高温熔盐介质流量测量的需求。因此,对于高温熔盐回路,非接触式的外夹式超声波流量计被认为是一种较为理想的解决方案^[2]。其中,确定超声信号的到达时间点是测量的关键。为此,研制了基于 DSP 的超声流量测量信号采集与处理系统。

测量超声信号的到达时刻(以下简称到时)有很多种分析方法,如时域分析、频域分析、时频分析。这三种信号处理方法中,时域分析通常用于检测最大值、最小值等特征值点;频域分析通常针对的是稳定信号,而到时检测的是局部范围内的变化点,需研究局部时间内信号的频谱,以此确定信号发生变化的位置以及变化的程度,故频域分析也不合适^[3-4]。

在时频分析方法中,小波变换相当于用一个形状、

大小和放大倍数相同的“放大镜”在时频相面上移动,以观察某固定长度时间内的频率特性,从而较好地检测出突变的点。所以本文选择时频分析法来检测到时。由于采集的信号是一个带有噪声的平稳窄带高斯随机信号,这一特点使得直接用小波变换很难测得准确的突变点。如果先将信号的包络提取出来,再对包络信号进行小波奇异点检测,则可获得更准确的到时测量结果。

令该信号为 $x(t)$ 。为了能更准确地得到信号的到达时间点,需要对 $x(t)$ 提取包络,并最终用小波变换检测出奇异点。在提取包络之前,首先要对采集到的信号进行高通滤波,将非高频信号的噪声滤除。包络提取就是将一段时间长度的高频信号的峰值点连线,得到反映高频信号幅度变化的曲线。如式(1)中的信号,后半部分是高频信号,用 $a(t)$ 对其进行幅度调制, $a(t)$ 就成了该高频信号的包络线。从窄带信号 $x(t)$ 中提取 $a(t)$ 的过程就相当于信号的解调,使信号通过低通滤波器滤除高频分量,恢复 $a(t)$ 。

$$a(t) = \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] \quad (1)$$

1 包络提取方法

在熔盐回路中,经流体传播回来的超声波信号实际上是一种窄带信号。该信号类似于调幅信号,从窄带信号中提取包络的过程相当于信号的解调。

修改稿收到日期:2016-03-20。

第一作者刘婷(1990—),女,2016年毕业于中国科学院上海应用物理研究所信号与信息处理专业,获硕士学位;主要从事基于 DSP28335 的超声流量计的信号处理研究。

1.1 希尔伯特变换原理及其包络提取

将连续时间信号 $x(t)$ 的希尔伯特变换定义^[5]为:

$$\tilde{x}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(t - \tau)}{\tau} d\tau = x(t) \otimes \frac{1}{\pi t} \quad (2)$$

由式(2)可得单位冲击响应,由于 $jh(t) = \frac{j}{x(t)}$ 的傅里叶变换为 $\text{sgn}(w)$,故:

$$H(e^{jw}) = -j \text{sgn}(w) = \begin{cases} -j & w > 0 \\ j & w < 0 \end{cases} \quad (3)$$

希尔伯特变换频率特性为: $H(e^{jw}) = |H(jw)| e^{j\varphi(w)}$, 当 $|H(jw)| = 1$ 时:

$$\varphi(w) = \begin{cases} -\pi/2 & w > 0 \\ \pi/2 & w < 0 \end{cases} \quad (4)$$

信号 $x(t)$ 的希尔伯特变换可看作信号 $x(t)$ 通过一个幅度为 1 的全通滤波器的输出信号。通过希尔伯特变换后,其负频率成分作 $+90^\circ$ 的相移,而正频率成分作 -90° 的相移。得到:

$$\tilde{x}(t) = a(t) \sin[2\pi f_0 t + \varphi(t)] \quad (5)$$

根据 $x(t)$ 和 $\tilde{x}(t)$,可以得到实信号 $x(t)$ 的复信号 $q(t)$,即 $q(t) = x(t) + i\tilde{x}(t)$ 。对复信号 $q(t)$ 求模,可以得到实信号 $x(t)$ 的包络:

$$|q(t)| = \sqrt{x^2(t) + \tilde{x}^2(t)} \quad (6)$$

希尔伯特变换提取包络的具体过程是:首先对 DSP 采集到的超声信号进行均值处理,即减去平均值,使得信号平均值为 0;然后进行希尔伯特变换;最后以原信号的幅值作为实部,其希尔伯特变换作为虚部,得到一个复信号,对复信号取模,即可得到超声信号的包络。所得结果如图 1 所示。

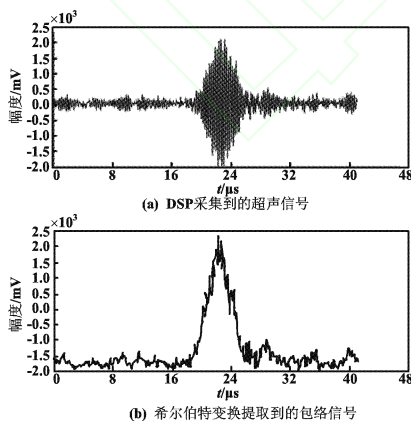


图 1 希尔伯特变换前后信号对比图
Fig.1 Comparison of the signals before and after Hilbert transformation

根据图 1 可以看到:直接用希尔伯特变换求信号的包络有很多毛刺,并不是很光滑,影响了提取的精

度,这将直接影响后续的奇异点寻找。

1.2 希尔伯特-黄变换及其包络提取

希尔伯特-黄变换(Hilbert-Huang transform, HHT)彻底摆脱了线性和平稳性的束缚,适用于分析非线性非平稳信号;同时,其具有完全自适应性,适用于检测突变信号。HHT 分析非平稳信号的基本过程是:首先利用经验模态分解(empirical mode decomposition, EMD)方法将原信号分解为若干固有模态函数(intrinsic mode function, IMF),这些 IMF 是满足一定条件的分量;然后对每一个 IMF 进行 Hilbert 变换,得到相应的 Hilbert 谱,即将每个 IMF 表示在联合的时频域中;最后汇总所有 IMF 的 Hilbert 谱,得到原始信号的 Hilbert 谱。在进行 EMD 分解前,首先对信号进行最大值归一化处理。IMF 分量必须满足下面两个条件:一是其极值点个数和过零点相同或最多相差一个,二是其上下包络关于时间轴局部对称。任何一个信号都可以分解为有限个 IMF 之和^[6]。

对信号进行 EMD 分解的信号称为预处理信号 $y(t)$ 。对预处理过的信号进行希尔伯特变换,得到 $\hat{y}(t)$;然后以 $y(t)$ 为实部, $\hat{y}(t)$ 为虚部,得到复信号 $z(t) = y(t) + i\hat{y}(t)$;最后,对 $z(t)$ 取模,便可得到实信号 $y(t)$ 的包络^[7]。

根据 DSP 采集到的原始信号,包络信号如图 2 所示。

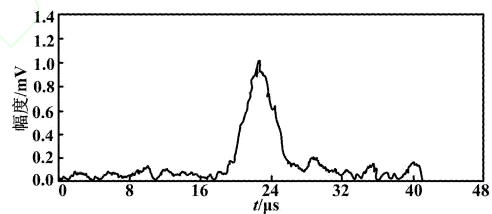


图 2 希尔伯特-黄变换包络信号图

Fig.2 The envelope signal extracted by Hilbert-Huang transformation

1.3 小波变换原理及其包络提取

相比较于希尔伯特变换,采用希尔伯特-黄变换提取包络有明显的改善,但得到的包络仍不是很平滑,且存在毛刺,会影响后续的分析。在时频处理方法中,小波变换具有良好的局部聚焦性能和多尺度分析能力,它的频带分离特性可以将信号分解到各个不同的频段上,并从中找出需要的频率段进行重构,无需配以滤波环节便可取得所需频率范围信号的包络。同时小波变换可以通过改变参数来调节小波频窗的形状、位置和宽度,有很大的灵活性。

小波变换的多尺度分析是将信号分解成低频和高频两部分,然后再对低频部分进行下一次分解,得到不同频段下的低频近似系数和高频细节系数。图 3 显示

了小波变换的5层分解图。信号 X 最后由 Ca_5 、 Cd_5 、 Cd_4 、 Cd_3 、 Cd_2 、 Cd_1 组成,利用这些系数进行重构,可以得到原信号包络^[8-9]。

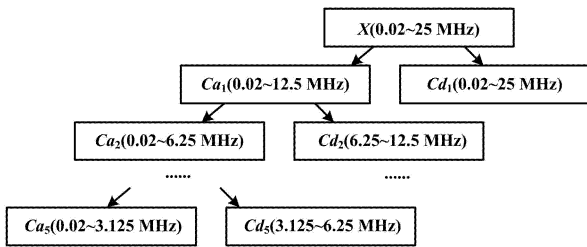


图3 5层小波分解模式

Fig. 3 Five-layer wavelet decomposition

小波变换提取包络的具体步骤是:

- ①对信号进行归一化处理;
- ②对信号进行高通滤波,将低频成分滤除;
- ③对信号取绝对值;
- ④对步骤③所得信号进行5层小波分解;
- ⑤对步骤④所得信号进行重构,得信号包络^[10]。

试验过程中,对多种小波函数提取信号包络进行对比,如图4所示。通过图4发现,由 db_4 和 $dmey$ 小波分解得到的包络信号更为合适;小波变换提取的包络较前面两种更光滑,几乎没有毛刺,更有利于进行后续的奇异点检测。

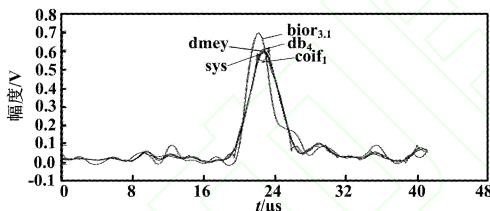


图4 各小波函数提取包络对比图

Fig. 4 Comparison of envelopes extracted by each wavelet function

2 小波变换奇异点分析

信号的突变型检测是对原信号在不同尺度上进行“磨光”,也就是对信号进行滤波,再检测滤波后的信号一阶或二阶导数的极值点或过零点。在对信号进行包络提取时,实际上已经对信号进行了滤波,所以关键在于对信号局部突变点的检测^[11]。

信号突变点的检测原理如下。

设 $h(t)$ 是 $x(t)$ 和 $\varphi(t)$ 的卷积,即:

$$h(t) = x(t) \otimes \varphi(t) \quad (7)$$

根据傅里叶变换得到:

$$h'(t) = x'(t) \otimes \varphi(t) = x(t) \otimes \varphi'(t) \quad (8)$$

这里可以将 $\varphi(t)$ 看作滤波器,则原信号与滤波器的卷积结果可看作滤波器的导数与信号的卷积。利用滤波器的导数可以构造小波函数,因此,小波变换的突变点和极值点与信号 $x(t)$ 的突变点和极值点具有对应关系,利用小波可以检测突变信号^[2]。

记 $\varphi_s = \frac{1}{s} \varphi\left(\frac{t}{s}\right)$, 则 $\varphi_s(t)$ 表示 $\varphi(t)$ 在尺度因子 s 下的伸缩。由于小波变换就是由原信号 $x(t)$ 与伸缩小波卷积得到的,因此,可将为小波函数定义的卷积型小波 $\varphi^{(1)}(t)$ 、 $\varphi^{(2)}(t)$ 变换为:

$$w_s^{(1)} x(t) = x * \varphi_s^{(1)}(t) = x * \left(s \frac{d\varphi_s}{dt} \right)(t) = s \frac{d}{dt} (x * \varphi_s)(t) \quad (9)$$

$$w_s^{(2)} x(t) = x * \varphi_s^{(2)}(t) = x * \left(s^2 \frac{d^2\varphi_s}{dt^2} \right)(t) = s^2 \frac{d^2}{dt^2} (x * \varphi_s)(t) \quad (10)$$

式中: $x(t)$ 在尺度 s 下由小波函数进行平滑后,再取一阶、二阶导数,分别得到 $w_s^{(1)} x(t)$ 和 $w_s^{(2)} x(t)$ 。当 s 较小时,用 $\varphi_s(t)$ 对 $x(t)$ 平滑的结果对 $x(t)$ 的突变位置影响不大;当 s 较大时,平滑过程会将 $x(t)$ 的一些细小的突变削去,而只剩下大尺度的突变。因此,当小波函数可看作某一平滑函数的一阶导数时,信号小波变换模的局部极值点对应信号的突变点(或边缘);当小波函数可看作某一平滑函数的二阶导数时,信号小波变换模的过零点也就对应信号的突变点(或边缘)^[6,12-13]。

小波变换奇异点检测的具体过程是:

- ①选择合适的尺度因子 s 作为小波函数,分别求该小波函数的一阶和二阶导数;
- ②将步骤①中求得的一阶和二阶导数分别与原信号相乘,得到 $w_s^{(1)} x(t)$ 、 $w_s^{(2)} x(t)$;
- ③分别对 $w_s^{(1)} x(t)$ 和 $w_s^{(2)} x(t)$ 取模,寻找它们的局部极值点^[6]。

采用 $dmey$ 小波进行连续小波变换后,得到的结果如图5所示。

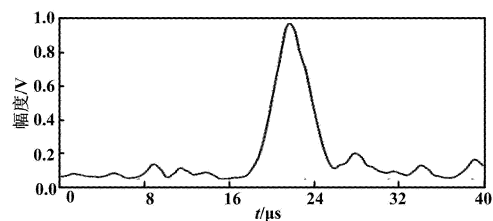


图5 dmey小波变换奇异点检测结果示意图

Fig. 5 Detection of singular points with dmey wavelet transformation

由图5可知,尖峰位置表示局部极值点。因为信号集中在16~24 μs之间,所以需要寻找起振点。通过图5发现:在17.4 μs时,信号的幅度开始连续变化;在28.84 μs时,信号结束。因为在滤波时信号存在3.6 μs的位移,所以实际起振点为13.8 μs。dmey得到的信号包络在16~28 μs的时间范围内,呈现明显的对称,尖峰更为明显,更容易观察出信号的起振点。所以用dmey小波函数提取信号包络更合适。

3 分析与比较

前面讲述了奇异点检测的方法,为了验证该方法的准确性和稳定性,共测得了3组数据,并检测了其奇异点,对最后的结果进行了对比分析。为研究不同的流速对到时的影响,在试验中以Z法对射方式安装超声换能器^[2],管道内径 $D = 10$ cm,管壁厚度 $l = 3.5$ mm,换能器声楔声速 $c_a = 2\ 460$ m/s,换能器声楔角度 $\theta = 45^\circ$,单只换能器声楔延迟即超声在声楔中的传播时间 $t_a = 4$ μs,换能器出射面中心到换能器外边缘的距离 $P = 15.2$ mm。管道横波声速 $c_1 = 3\ 200$ m/s,流体纵波声速 $c_2 = 1\ 450$ m/s。根据折射定律: $\beta_1 = \arcsin\left(\frac{c_1}{c_a} \sin\theta\right) \approx 57^\circ$, $\beta_2 = \arcsin\left(\frac{c_2}{c_a} \sin\theta\right) \approx 24.6^\circ$, $L_1 = l \tan\beta_1 = 8.26$ mm, $L_2 = D \tan\beta_2 = 45.78$ mm(β_1 与 β_2 分别为超声入射到管壁以及流体中的折射角)。

换能器安装距离为: $L_p = L_2 + 2L_1 - 2P = 31.89$ mm。超声在单侧管壁内的传播时间为: $t_1 = \frac{l}{\cos\beta_1 \times c_1} \approx 2.8$ μs。超声在流体中的传播时间为: $t_2 = \frac{D}{\cos\beta_2 \times c_2} \approx 75.8$ μs。

根据以上推理,超声信号的到时与流速无关,因此在流速不同时,由本文介绍的方法所测得的奇异点应趋于稳定。当其他条件一致、管径不同时,超声信号在介质中的传播时间与管径的长短成正比。

根据在水流量平台下测得的数据可知:当流量为5.67 m³/h时,顺流奇异点为 $\text{index_down} = 360$,逆流奇异点为 $\text{index_up} = 357$,所以在静止情况下的奇异点为 $\text{index} = (\text{index_down} + \text{index_up})/2 = 358.5$;当流量为17.1 m³/h时, $\text{index_down} = 363$, $\text{index_up} = 355$, $\text{index} = 359$;当流量为28.4 m³/h时, $\text{index_down} = 360$, $\text{index_up} = 360$, $\text{index} = 360$;当流量为42.54 m³/h时, $\text{index_down} = 360$, $\text{index_up} = 363$, $\text{index} = 361.5$ 。当流量为56.9 m³/h时, $\text{index_down} = 369$, $\text{index_up} = 365$, $\text{index} = 367$ 。

根据以上结果可知:当管径为100 mm时,index值的范围稳定在350~370之内。为了验证该方法的正确性以及稳定性,我们测得了24组数据。根据水流量平台下管径为50 mm时测得的结果可知: $\text{index_max} = 366.75$, $\text{index_min} = 352$;但是通过多次测量求得平均值,可以将index的波动控制在5个点的浮动范围内。根据水流量平台管径为50 mm测得的结果可知:index的范围稳定在76~81之内,index的范围稳定在71~79之内。以下将分析最后到达时间对整个到时测量的影响。

在超声流量计中所用DSP芯片为TI公司的TMS320F28335,采样芯片为TI公司的ADS807,采样频率为25 MHz,从发射超声信号到接收到超声信号总时间为80 μs + $\Delta t = 94.4$ μs。其中:80 μs是管径延时, $\Delta t = 360 \times 40$ ns = 14.4 μs。流量公式如下:

$$Q = K_f A K_a \frac{\Delta t}{2t_f} \quad (11)$$

式中: $0.75 \leq K_f < 1$; $A = \pi d^2/4 \approx 7.85 \times 10^{-3}$; $k_a \approx 1\ 739.22$; $\Delta t \approx 100$ ns; $t_f \approx 89.4$ μs。如果没有对index求平均,即index的误差范围为20,其对整个流速的影响约为0.886 9%,小于1%。当对结果求5次平均,index误差范围为5时,其对整个流速的影响约为0.223 2%,小于1%。如果改善硬件条件,将采样速率提高至10 ns,那么即使index的误差范围为20,对整个流速的影响仅为0.223 2%左右,不到0.5%。此时,如果对index经过多次测量求取平均值,还可以进一步提高精度。而在熔盐回路中,也就是测得的第三组数据,index的误差范围为10,对整个流速的影响不到0.25%。虽然该测量到时方法的精度不算最高,但是在熔盐回路中,该精度已经足够研究人员作其他研究使用。因此,在流量计中,可以针对该到达时间点取得较为准确的时间窗,提高流量的精确度。

以下验证该方法的准确性以及正确性。针对水介质,分别测得在管径为100 mm和50 mm时的情况。通过水流量平台管径分别为100 mm和50 mm测得的数据可以发现,在管径一定的情况下,当流速不同时,最后的到时点基本上是趋于稳定的。由两者对比可发现,当管径为100 mm时,到达时间约为94.5 μs;当管径为50 mm时,到达时间约为43.2 μs。由此可知两者接近于两倍的关系,与此前的预估是一致的,即超声信号在流体中传播的时间与流速无关,与管径成正比。只是因为100 mm的管壁比50 mm的管壁厚,受试验条件限制,所以无法得到绝对的2倍关系,但其大体是一致的。

在管径同时为 50 mm 时,在水介质和硝酸盐介质下测得到达时间。在水介质下,到达时间大约为 43.2 μs ;在硝酸盐介质下,到达时间大约为 133.5 μs 。前者显示的是水介质中,没有加高温导波板时所测得的到时;后者是在高温熔盐回路下,必须要加高温导波板,否则超声换能器将无法正常工作。经过理论估计,超声信号在导波板中的传输时间大约为 92.88 μs 。因此可除去导波板的传输时间,则超声信号的到达时间大约为 40.62 μs 。两者的时间是接近的,但由于两者的环境温度差异较大,所以无法得到一致^[14]。

通过以上 3 组数据对比发现,该方法具有一定的准确性以及稳定性。虽然精度没有达到 ns 级别^[15],但已经将其对最后流量结果的影响控制在 0.5% 的范围内,这对熔盐回路中的测量流量而言已经足够。而且,其他测量到的方法对于高温熔盐回路具有一定的局限性,比如传统的阈值测量法在熔盐回路中容易受到反射波的影响,很难测得准确的结果。而本文的方法能够较大程度地规避反射波的影响,具有一定的稳定性和准确性。同时,通过 3 组数据发现:管径越小,测量结果越准确,所以针对熔盐回路的小管径环境,该方法更适用。在高温熔盐回路下,加上导波板后仍然能观察到超声信号;而在水流量平台下,因为信号衰减无法通过导波板观察到超声信号。这进一步说明了该方法在高温熔盐回路下的适用性。通过以上的分析可知:本文方法可用于熔盐回路中流量的测量。

4 结束语

无论是在机械、医学还是计量仪表领域,包络提取都应用广泛。通过多种方法的比较,发现小波变换能克服希尔伯特变换提取包络毛刺多、不平滑等缺点,提高了提取包络的精度。同时,小波变换在突变点检测方面也具有傅里叶变换无法比拟的优越性。经过小波变换提取包络后,再用小波变换进行突变点检测,可以找到突变点的位置。但是在熔盐回路中 DSP 采

集到的超声信号中有反射波等杂波,这些信号与需采集的信号频率一致,很难滤除,所以会存在微小的定位误差。这些微小误差可通过多次计算求平均值来减小。今后,在滤除反射波方面还需作进一步的研究。

参考文献:

- [1] 江绵恒,徐洪杰,戴志敏. 未来先进核裂变能—TMSR 核能系统[J]. 中国科学院院刊,2012,27(3):366-373.
- [2] 王飞. 数字式时差法超声流量计的设计与实现[D]. 上海:上海应用物理研究所,2014.
- [3] 吕清华,唐慧强. 基于小波的信号到达时间定位方法[J]. 武汉理工大学学报,2006,30(5):873-876.
- [4] 肖尚辉,黄邦菊. 基于小波分析的信号突变点探测及其 MATLAB 仿真[J]. 宜宾学院学报,2005(6):29-31.
- [5] 张绪省,朱贻盛,成晓雄,等. 信号包络提取方法——从希尔伯特变换到小波变换[J]. 电子科学学刊,1997,19(1):120-123.
- [6] 许晓飞,林勇,严彬彬. 基于希尔伯特-黄变换的心音包络提取[J]. 航天医学与医学工程,2008,21(2):134-136.
- [7] LU L, MASM, FENG SH, et al. Envelope extraction of anaesthesia breathing sound signal on hilbert huang transform [J]. Procedia Engineering, 2012, 29(4): 2693-2698.
- [8] 袁晓,虞厥邦. 复解析小波变换与语音信号包络提取和分析[J]. 电子学报,1995(5):142-144.
- [9] 刘彬,戴桂平,林洪彬. 一种改进的基于小波变换的包络提取算法研究[J]. 仪器仪表学报,2006,27(1):34-37.
- [10] 周酥,朱蒂,吴效明,等. 基于小波变换的心音包络提取算法及应用[J]. 中国组织工程研究与临床康复, 2011, 15(30): 5615-5619.
- [11] 王平,靳雁艳,杨洁明. 基于小波变换的信号奇异点检测[J]. 机械管理开发,2005,3(84):57-58.
- [12] 牟铿钰,韦明,杨辉. 基于小波奇异点检测和阈值去噪的眨眼伪迹去除方法[J]. 北京生物医学工程,2015,34(3):251-255.
- [13] 张新鹤. 基于小波变换模极大值的信号奇异性检测[J]. 电子制作,2015(5):13.
- [14] 侯铁双. 基于复解析小波变换的信号包络检测[J]. 西安邮电学院学报,2011,16(3):18-21.
- [15] 岑敏敏. 超声波在液体中的传播速度与温度的关系[J]. 物理实验,2008,28(5):38-41.

(上接第 87 页)

- [8] 王煜琦. 核磁共振找水仪阵列式接收机研制[D]. 长春:吉林大学,2009.
- [9] 戴永胜,吴迎春,吴建星. 一种新型边带陡峭宽带通 LTCC 滤波器的设计与实现[J]. 电子元件与材料,2013,32(10):55-58.
- [10] 夏晓荣. 可编程开关电容滤波器系统的研究与实现[D]. 长沙:

湖南大学. 2009.

- [11] 刘树棠,朱茂林,荣玫. 基于运算放大器和模拟集成电路的电路设计[M]. 西安:西安交通大学出版社,2009.
- [12] 乔小瑞,沈博,郑彦鹏,等. 一款平顶特性窄带滤波器的设计[J]. 电测与仪表,2009,46(2):59-62.