



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105212963 A

(43) 申请公布日 2016. 01. 06

(21) 申请号 201510542190. 4

(22) 申请日 2015. 08. 28

(71) 申请人 飞依诺科技(苏州)有限公司

地址 215123 江苏省苏州市工业园区星湖街  
218 号生物纳米园 C8 楼 501 单元

(72) 发明人 凌涛 陈惠人

(74) 专利代理机构 苏州威世册知识产权代理事

务所(普通合伙) 32235

代理人 杨林洁

(51) Int. Cl.

A61B 8/00(2006. 01)

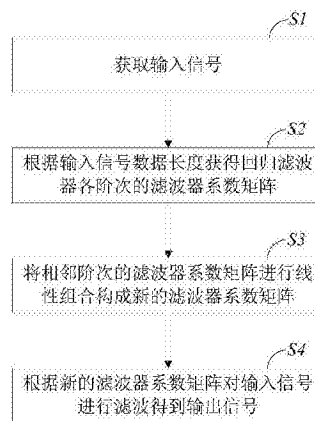
权利要求书4页 说明书12页 附图4页

(54) 发明名称

实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法及系统

(57) 摘要

本发明提供的超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法及系统,所述方法包括:获取输入信号;根据输入信号数据长度获得回归滤波器各阶次的滤波器系数矩阵;将相邻阶次的滤波器系数矩阵进行线性组合构建新的滤波器系数矩阵;根据新的滤波器系数矩阵对输入信号进行滤波得到输出信号。本发明的超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法及系统,具有平滑、单调的频率响应,阻带衰减大、过渡带窄,无暂态响应、且不损失数据点数的优点,同时可以通过改变线性组合的权重系数构建具有任意截止频率的壁滤波器,得到更好的超声彩色多普勒血流成像效果。



1. 一种实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法, 其特征在于, 所述方法包括:  
 获取输入信号;  
 根据输入信号数据长度获得回归滤波器各阶次的滤波器系数矩阵;  
 将相邻阶次的滤波器系数矩阵进行线性组合构建新的滤波器系数矩阵;  
 根据新的滤波器系数矩阵对输入信号进行滤波得到输出信号。

2. 根据权利要求 1 所述的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法, 其特征在于, 所述“根据输入信号数据长度获得回归滤波器各阶次的滤波器系数矩阵”具体包括:  
 将所述输入信号中的低频杂波成分通过给定阶次的多项式近似拟合形成低频杂波信号;

将所述输入信号中的低频杂波信号滤除得到回归滤波器的输出信号;

$$\text{公式表示为: } c(n) = \sum_{k=0}^K a_k n^k, \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad y(n) = x(n) - c(n);$$

$$\text{上式的平方差可表示为: } x^2 = \sum_{n=1}^N \left\{ x(n) - \sum_{k=0}^K a_k n^k \right\}^2$$

采用最小二乘法拟合需满足下列条件:  $\frac{\partial x^2}{\partial a_i} = 0, \quad \frac{\partial^2 x^2}{\partial a_i^2} > 0, \quad i = 0, 1, \dots, K$ ;

$$\text{即: } \sum_{k=0}^K \sum_{n=1}^N n^i n^k a_k = \sum_{n=1}^N n^i x(n), \quad i = 1, 2, \dots, K$$

引入向量矩阵:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1^0 & 1^1 & \dots & 1^K \\ 2^0 & 2^1 & \dots & 2^K \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ N^0 & N^1 & \dots & N^K \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_K \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(N) \end{bmatrix}$$

同时, 将输入信号为  $x(n)$ 、输出信号  $y(n)$  都视为  $N \times 1$  维的向量:

$$\text{则: } \mathbf{x} = [x(0) \ x(1) \ \dots \ x(N-1)]^T, \quad \mathbf{y} = [y(0) \ y(1) \ \dots \ y(N-1)]^T,$$

那么, 上式可表示为:  $(\mathbf{M}^T \mathbf{M}) \mathbf{a} = \mathbf{M}^T \mathbf{x}, \quad \mathbf{a} = \mathbf{P} \mathbf{x}, \quad \mathbf{P} = ((\mathbf{M}^T \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^T);$

$$\text{得出: } \mathbf{y} = \mathbf{x} - \mathbf{c} = \mathbf{x} - \mathbf{M} \mathbf{a} = \mathbf{x} - \mathbf{M} \mathbf{P} \mathbf{x} = (\mathbf{I} - \mathbf{M} \mathbf{P}) \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x},$$

$$\mathbf{A} = \mathbf{I} - \mathbf{M} \mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{M} (\mathbf{M}^T \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^T;$$

其中,  $y(n)$  表示输出信号,  $x(n)$  表示输入信号,  $c(n)$  表示低频杂波信号;  $a_k$  为多项式系数,  $K$  为滤波器阶次,  $N$  为数据长度,  $\mathbf{A}$  为滤波器系数矩阵,  $T$  表示矩阵转置,  $-1$  表示矩阵求逆,  $\mathbf{I}$  为单位矩阵。

3. 根据权利要求 1 所述的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法, 其特征在于, 所述“根据输入信号数据长度获得回归滤波器各阶次的滤波器系数矩阵”具体包括:  
 以勒让德多项式作为基向量构建所述回归滤波器, 勒让德多项式通过对多项式  $\{1, n^1, n^2, n^3, \dots, n^K\}$  ( $K$  为滤波器阶次) 进行格拉姆 - 施密特正交化得到;

假设勒让德多项式构建的标准正交基为  $\{b_0, b_1, \dots, b_K\}$ , 那么回归滤波器的滤波过程

为：

获取输入信号沿着每一个基向量的投影，滤波后的信号为从所述输入信号减去相应的所述投影；

将其以滤波器系数矩阵  $\{a(n, m)\}$  和频率响应函数  $H(w)$  表示：

$$\text{则：} a(n, m) = \delta(n - m) - \sum_{k=0}^K b_k(n)^* b_k(m), \quad H_0(w) = 1 - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^K |B_k(w)|^2,$$

$$B_k(w) = \sum_{n=0}^N b_k(n) e^{-inw} \quad ; \quad \text{其中, } N \text{ 为数据长度, } K \text{ 为滤波器阶次, } \{a(n, m)\} (1 \leq n \leq N, 1 \leq m \leq N)$$

构成滤波器系数矩阵,  $H_0(w)$  为所述回归滤波器的频率响应函数。

4. 根据权利要求 1、2、3 任一项所述的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法, 其特征在于, 所述“将相邻阶次的滤波器系数矩阵进行线性组合构建新的滤波器系数矩阵; 根据新的滤波器系数矩阵对输入信号进行滤波得到输出信号”具体包括：

设  $y = Ax$ , 则  $k$  阶滤波器表示为:  $y_k = A_k x$ ,  $k+1$  阶滤波器表示为:  $y_{k+1} = A_{k+1} x$ ;

在  $k$  阶滤波器和  $k+1$  阶滤波器的等式两侧均乘以一个权重系数, 所述权重系数分别为  $\alpha$ 、 $\beta$ , 且  $\alpha + \beta = 1$ ;

得出:  $\alpha y_k = \alpha A_k x$ ,  $\beta y_{k+1} = \beta A_{k+1} x$ ;

将上述  $k$  阶滤波器和  $k+1$  阶滤波器的等式两侧分别相加得出：

$\alpha y_k + \beta y_{k+1} = \alpha A_k x + \beta A_{k+1} x = (\alpha A_k + \beta A_{k+1}) x$ , 所述新的滤波器系数矩阵为  $A' = (\alpha A_k + \beta A_{k+1})$ , 所述输出信号  $y' = \alpha y_k + \beta y_{k+1} = A' x$ 。

5. 根据权利要求 4 所述的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法, 其特征在于, 所述方法还包括：

通过改变所述构建新的滤波器系数矩阵的权重系数, 获得任意截止频率的壁滤波器。

6. 一种实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波系统, 其特征在于, 所述系统包括：

信号获取模块, 用于获取输入信号；

信号处理模块, 用于根据输入信号数据长度获得回归滤波器各阶次的滤波器系数矩阵；

将相邻阶次的滤波器系数矩阵进行线性组合构建新的滤波器系数矩阵；

根据新的滤波器系数矩阵对输入信号进行滤波得到输出信号。

7. 根据权利要求 6 所述的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波系统, 其特征在于, 所述信号处理模块具体用于：

将所述输入信号中的低频杂波成分通过给定阶次多项式近似拟合形成低频杂波信号；

将所述输入信号中的低频杂波信号滤除得到回归滤波器的输出信号；

公式表示为:  $c(n) = \sum_{k=0}^K a_k n^k, \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad y(n) = x(n) - c(n)$ ;

上式的平方差可表示为:  $x^2 = \sum_{n=1}^N \left\{ x(n) - \sum_{k=0}^K a_k n^k \right\}^2$

采用最小二乘法拟合需满足下列条件： $\frac{\partial x^2}{\partial a_i} = 0$  ,  $\frac{\partial^2 x^2}{\partial a_i^2} > 0, i = 0, 1, \dots, K$  ;

$$\text{即：} \sum_{k=0}^K \sum_{n=1}^N n^i n^k a_k = \sum_{n=1}^N n^i x(n), \quad i = 1, 2, \dots, K$$
 ;

引入向量矩阵：

$$M = \begin{bmatrix} 1^0 & 1^1 & \dots & 1^K \\ 2^0 & 2^1 & \dots & 2^K \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ N^0 & N^1 & \dots & N^K \end{bmatrix}, \quad a = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_k \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(N) \end{bmatrix}$$

同时,将输入信号为  $x(n)$ 、输出信号  $y(n)$  都视为  $N \times 1$  维的向量：

$$\text{则：} x = [x(0) x(1) \dots x(N-1)]^T, \quad y = [y(0) y(1) \dots y(N-1)]^T,$$

那么,上式可表示为： $(M^T M) a = M^T x$ ,  $a = P x$ ,  $P = (M^T M)^{-1} M^T$ ;

得出： $y = x - c = x - M a = x - M P x = (I - M P) x = A x$ ,

$$A = I - M P = I - M (M^T M)^{-1} M^T;$$

其中,  $y(n)$  表示输出信号,  $x(n)$  表示输入信号,  $c(n)$  表示低频杂波信号; $a_k$ 为多项式系数,  $K$  为滤波器阶次,  $N$  为数据长度,  $A$  为滤波器系数矩阵,  $T$  表示矩阵转置,  $-1$  表示矩阵求逆,  $I$  为单位矩阵。

8. 根据权利要求 6 所述的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波系统,其特征在于,所述信号处理模块具体用于：

以勒让德多项式作为基向量构建所述回归滤波器,勒让德多项式通过对多项式  $\{1, n^1, n^2, n^3, \dots, n^K\}$  ( $K$  为滤波器阶次) 进行格拉姆 - 施密特正交化得到；

假设勒让德多项式构建的标准正交基为  $\{b_0, b_1, \dots, b_k\}$ , 那么回归滤波器的滤波过程为：

获取输入信号沿着每一个基向量的投影,滤波后的信号为从所述输入信号减去相应的所述投影；

将其以滤波器系数矩阵  $\{a(n, m)\}$  和频率响应函数  $H(w)$  表示：

$$\text{则：} a(n, m) = \delta(n - m) - \sum_{k=0}^K b_k(n)^* b_k(m) \quad , \quad H_0(w) = 1 - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^K |B_k(w)|^2$$

$$B_k(w) = \sum_{n=0}^N b_k(n) e^{-inw} \quad ; \quad \text{其中, } N \text{ 为数据长度, } K \text{ 为滤波器阶次, } \{a(n, m)\} (1 \leq n \leq N, 1 \leq m \leq N)$$

构成滤波器系数矩阵,  $H_0(w)$  为所述回归滤波器的频率响应函数。

9. 根据权利要求 6、7、8 任一项所述的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波系统,其特征在于,

设  $y = A x$ , 则  $k$  阶滤波器表示为： $y_k = A_k x$ ,  $k+1$  阶滤波器表示为： $y_{k+1} = A_{k+1} x$ ；

所述信号处理模块还用于：

在  $k$  阶滤波器和  $k+1$  阶滤波器的等式两侧均乘以一个权重系数，所述权重系数分别为  $\alpha$ 、 $\beta$ ，且  $\alpha + \beta = 1$ ；

得出： $\alpha y_k = \alpha A_k x$ ， $\beta y_{k+1} = \beta A_{k+1} x$ ；

将上述  $k$  阶滤波器和  $k+1$  阶滤波器的等式两侧分别相加得出：

$\alpha y_k + \beta y_{k+1} = \alpha A_k x + \beta A_{k+1} x = (\alpha A_k + \beta A_{k+1}) x$ ，所述新的滤波器系数矩阵为  $A' = (\alpha A_k + \beta A_{k+1})$ ，所述输出信号  $y' = \alpha y_k + \beta y_{k+1} = A' x$ 。

10. 根据权利要求 9 所述的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波系统，其特征在于，所述信号处理模块还用于：

通过改变所述构建新的滤波器系数矩阵的权重系数，获得任意截止频率的壁滤波器。

## 实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法及系统

### 技术领域

[0001] 本发明属于超声诊断成像领域,涉及一种实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法及系统。

### 背景技术

[0002] 超声成像因为其无创性、实时性、操作方便、价格便宜等诸多优势,使其成为临床上应用最为广泛的诊断工具之一。超声成像最主要的两种功能模式分别是组织黑白(B)模式和彩色血流(CF)模式,B模式根据组织不同深度的反射信号强度进行成像,反射信号强度越大则图像灰度值越大,反之则图像灰度值越小;CF模式则计算由于多普勒效应引起的超声信号频移,通过频移得到血流速度并用不同的颜色(红、蓝)和深浅表示,从而得到实时的彩色血流图像,通常该彩色血流图像附加在B模式图像上一起显示。

[0003] 如图1所示,图1为超声彩色多普勒血流成像的简化处理流程示意图,在该过程中,I/Q信号首先经过壁滤波处理滤除静止或缓慢蠕动的组织信号,然后进行自相关运算得到N、D、R(0),再对每帧N、D、R(0)进行空间平滑滤波,然后计算出血流速度、能量、方差。

[0004] 本实施方式中, 
$$N = \sum_{n=1}^{ps-1} I_n Q_{n+1} - I_{n+1} Q_n, \quad D = \sum_{n=1}^{ps-1} I_n I_{n+1} - Q_n Q_{n+1},$$

$$R(0) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{ps-1} I_n^2 + Q_n^2 + I_{n+1}^2 + Q_{n+1}^2;$$
 其中,I和Q分别是超声多普勒血流信号的同相分量和正交分量,ps是对同一扫查线重复扫查的次数,为保证一定的帧频和计算精度,ps的取值范围通常在8~24之间。

[0005] 该超声彩色多普勒血流成像过程中,壁滤波是超声彩色多普勒血流成像中必不可少的核心步骤,其主要作用是最大程度上滤除和抑制杂波,也即静止或缓慢蠕动的组织低频信号,杂波信号相对于血流信号具有能量高、频率低的特点,壁滤波器通常是一个高通滤波器,拥有合适的截止频率、足够的衰减系数,实际应用中要求滤波器的截止频率可调,进一步的,为了保证彩色血流成像的实时性(足够的帧频),同一扫查线重复扫查的次数通常不能太高,实际应用中数据长度一般都小于24,这给超声彩色多普勒血流成像过程中实现壁滤波的壁滤波器设计带来了很大的挑战。

[0006] 该超声彩色多普勒血流成像过程中,壁滤波是超声彩色多普勒血流成像中必不可少的核心步骤,其主要作用是最大程度上滤除和抑制杂波,也即静止或缓慢蠕动的组织低频信号,杂波信号相对于血流信号具有能量高、频率低的特点,壁滤波器通常是一个高通滤波器,拥有合适的截止频率、足够的衰减系数,实际应用中要求滤波器的截止频率可调,进一步的,为了保证彩色血流成像的实时性(足够的帧频),同一扫查线重复扫查的次数通常不能太高,实际应用中数据长度一般都小于24,这给超声彩色多普勒血流成像过程中实现壁滤波的壁滤波器设计带来了很大的挑战。

[0006] 目前,常用的壁滤波器主要有三种,FIR filter、IIR filter、Regression filter;

[0007] FIR滤波器简单,但也有较为明显的缺陷,经过FIR滤波器的处理后,数据的有效点数有一定的损失,损失的点数为滤波器阶次,当滤波器阶次较低时,过渡带太宽,滤波效果不理想;滤波器阶次较高时(不能超过数据长度),数据损失点数太多,增加了血流参数估计的误差。

[0008] IIR滤波器的特点是过渡带较窄,在较低的阶次下即可获得较好的滤波效果,但其暂态响应较长,因此在多普勒血流信号较短的数据长度下,暂态响应将使血流参数的估计

产生较大偏差,直接影响滤波器的性能。

[0009] Regression filter 滤波器具有平滑、单调的频率响应,阻带衰减大、过渡带窄,而且不损失数据点数,因此非常适合作为多普勒血流信号的壁滤波器,通常认为在上述滤波器中拥有更好的性能。

[0010] 然而,传统的 FIR/IIR 滤波器基于信号不同频率成分用不同频率的正弦波表示,因此可以设计出任意不同截止频率的滤波器,而回归滤波器的基本原理和滤波方法决定了无法设计任意截止频率的回归滤波器,在较小的数据长度下,相邻阶次的回归滤波器截止频率跳跃过大,无法获得最优截止频率的壁滤波器,比如 1 阶回归滤波器对应截止频率是 100Hz,2 阶回归滤波器对应截止频率是 200HZ,那么回归滤波器难以获得 100 ~ 200HZ 之间的截止频率,这是回归滤波器的一大缺陷。

### 发明内容

[0011] 本发明的目的在于提供一种实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法及系统。

[0012] 为了实现上述发明目的之一,本发明一实施方式的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法,所述方法包括:

[0013] 获取输入信号;

[0014] 根据输入信号数据长度获得回归滤波器各阶次的滤波器系数矩阵;

[0015] 将相邻阶次的滤波器系数矩阵进行线性组合构建新的滤波器系数矩阵;

[0016] 根据新的滤波器系数矩阵对输入信号进行滤波得到输出信号。

[0017] 作为本实施方式的进一步改进,所述“根据输入信号数据长度获得回归滤波器各阶次的滤波器系数矩阵”具体包括:

[0018] 将所述输入信号中的低频杂波成分通过给定阶次的多项式近似拟合形成低频杂波信号;

[0019] 将所述输入信号中的低频杂波信号滤除得到回归滤波器的输出信号;

[0020] 公式表示为:  $c(n) = \sum_{k=0}^K a_k n^k$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ ,  $y(n) = x(n) - c(n)$ ;

[0021] 上式的平方差可表示为:  $x^2 = \sum_{n=1}^N \left\{ x(n) - \sum_{k=0}^K a_k n^k \right\}^2$

[0022] 采用最小二乘法拟合需满足下列条件:  $\frac{\partial x^2}{\partial a_i} = 0$ ,  $\frac{\partial^2 x^2}{\partial a_i^2} > 0, i = 0, 1, \dots, K$ ;

[0023] 即:  $\sum_{k=0}^K \sum_{n=1}^N n^i n^k a_k = \sum_{n=1}^N n^i x(n)$ ,  $i = 1, 2, \dots, K$ ;

[0024] 引入向量矩阵:

$$[0025] \quad M = \begin{bmatrix} 1^0 & 1^1 & \dots & 1^K \\ 2^0 & 2^1 & \dots & 2^K \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ N^0 & N^1 & \dots & N^K \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_k \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(N) \end{bmatrix}$$

[0026] 同时,将输入信号为  $x(n)$ 、输出信号  $y(n)$  都视为  $N \times 1$  维的向量:

[0027] 则:  $\mathbf{x} = [x(0) x(1) \dots x(N-1)]^T$ ,  $\mathbf{y} = [y(0) y(1) \dots y(N-1)]^T$ ,

[0028] 那么,上式可表示为:  $(M^T M) \mathbf{a} = M^T \mathbf{x}$ ,  $\mathbf{a} = P \mathbf{x}$ ,  $P = (M^T M)^{-1} M^T$ ;

[0029] 得出:  $\mathbf{y} = \mathbf{x} - \mathbf{c} = \mathbf{x} - M \mathbf{a} = \mathbf{x} - M P \mathbf{x} = (I - M P) \mathbf{x} = A \mathbf{x}$ ,

[0030]  $A = I - M P = I - M (M^T M)^{-1} M^T$ ;

[0031] 其中,  $y(n)$  表示输出信号,  $x(n)$  表示输入信号,  $c(n)$  表示低频杂波信号;  $a_k$  为多项式系数,  $K$  为滤波器阶次,  $N$  为数据长度,  $A$  为滤波器系数矩阵,  $T$  表示矩阵转置,  $-1$  表示矩阵求逆,  $I$  为单位矩阵。

[0032] 作为本实施方式的进一步改进,所述“根据输入信号数据长度获得回归滤波器各阶次的滤波器系数矩阵”具体包括:

[0033] 以勒让德多项式作为基向量构建所述回归滤波器,勒让德多项式通过对多项式  $\{1, n^1, n^2, n^3, \dots, n^K\}$  ( $K$  为滤波器阶次) 进行格拉姆-施密特正交化得到;

[0034] 假设勒让德多项式构建的标准正交基为  $\{b_0, b_1, \dots, b_k\}$ , 那么回归滤波器的滤波过程为:

[0035] 获取输入信号沿着每一个基向量的投影,滤波后的信号为从所述输入信号减去相应的所述投影;

[0036] 将其以滤波器系数矩阵  $\{a(n, m)\}$  和频率响应函数  $H(w)$  表示:

$$[0037] \quad \text{则: } a(n, m) = \delta(n - m) - \sum_{k=0}^K b_k(n)^* b_k(m), \quad H_0(w) = 1 - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^K |B_k(w)|^2,$$

$$B_k(w) = \sum_{n=0}^N b_k(n) e^{-imw} \quad \text{其中, } N \text{ 为数据长度, } K \text{ 为滤波器阶次, } \{a(n, m)\} (1 \leq n \leq N, 1 \leq m \leq N)$$

构成滤波器系数矩阵,  $H_0(w)$  为所述回归滤波器的频率响应函数。

[0038] 作为本实施方式的进一步改进,所述“将相邻阶次的滤波器系数矩阵进行线性组合构建新的滤波器系数矩阵;根据新的滤波器系数矩阵对输入信号进行滤波得到输出信号”具体包括:

[0039] 设  $\mathbf{y} = A \mathbf{x}$ , 则  $k$  阶滤波器表示为:  $\mathbf{y}_k = A_k \mathbf{x}$ ,  $k+1$  阶滤波器表示为:  $\mathbf{y}_{k+1} = A_{k+1} \mathbf{x}$ ;

[0040] 在  $k$  阶滤波器和  $k+1$  阶滤波器的等式两侧均乘以一个权重系数,所述权重系数分别为  $\alpha$ 、 $\beta$ , 且  $\alpha + \beta = 1$ ;

[0041] 得出:  $\alpha \mathbf{y}_k = \alpha A_k \mathbf{x}$ ,  $\beta \mathbf{y}_{k+1} = \beta A_{k+1} \mathbf{x}$ ;

[0042] 将上述  $k$  阶滤波器和  $k+1$  阶滤波器的等式两侧分别相加得出:

[0043]  $\alpha \mathbf{y}_k + \beta \mathbf{y}_{k+1} = \alpha A_k \mathbf{x} + \beta A_{k+1} \mathbf{x} = (\alpha A_k + \beta A_{k+1}) \mathbf{x}$ , 所述新的滤波器系数矩阵为  $A' = (\alpha A_k + \beta A_{k+1})$ , 所述输出信号  $\mathbf{y}' = \alpha \mathbf{y}_k + \beta \mathbf{y}_{k+1} = A' \mathbf{x}$ 。

[0044] 作为本实施方式的进一步改进,所述方法还包括:

[0045] 通过改变所述构建新的滤波器系数矩阵的权重系数,获得任意截止频率的壁滤波器。

[0046] 为实现上述目的之一,本发明一实施方式的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波系统,所述系统包括:

[0047] 信号获取模块,用于获取输入信号;

[0048] 信号处理模块,用于根据输入信号数据长度获得回归滤波器各阶次的滤波器系数矩阵;

[0049] 将相邻阶次的滤波器系数矩阵进行线性组合构建新的滤波器系数矩阵;

[0050] 根据新的滤波器系数矩阵对输入信号进行滤波得到输出信号。

[0051] 作为本实施方式的进一步改进,所述信号处理模块具体用于:

[0052] 将所述输入信号中的低频杂波成分通过给定阶次多项式近似拟合形成低频杂波信号;

[0053] 将所述输入信号中的低频杂波信号滤除得到回归滤波器的输出信号;

[0054] 公式表示为:  $c(n) = \sum_{k=0}^K a_k n^k$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ ,  $y(n) = x(n) - c(n)$ ;

[0055] 上式的平方差可表示为:  $x^2 = \sum_{n=1}^N \left\{ x(n) - \sum_{k=0}^K a_k n^k \right\}^2$

[0056] 采用最小二乘法拟合需满足下列条件:  $\frac{\partial x^2}{\partial a_i} = 0$ ,  $\frac{\partial^2 x^2}{\partial a_i^2} > 0, i = 0, 1, \dots, K$ ;

[0057] 即:  $\sum_{k=0}^K \sum_{n=1}^N n^i n^k a_k = \sum_{n=1}^N n^i x(n)$ ,  $i = 1, 2, \dots, K$ ;

[0058] 引入向量矩阵:

[0059] 
$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1^0 & 1^1 & \dots & 1^K \\ 2^0 & 2^1 & \dots & 2^K \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ N^0 & N^1 & \dots & N^K \end{bmatrix}, \mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_K \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(N) \end{bmatrix}$$

[0060] 同时,将输入信号为  $x(n)$ 、输出信号  $y(n)$  都视为  $N \times 1$  维的向量:

[0061] 则:  $\mathbf{x} = [x(0) x(1) \dots x(N-1)]^T$ ,  $\mathbf{y} = [y(0) y(1) \dots y(N-1)]^T$ ,

[0062] 那么,上式可表示为:  $(\mathbf{M}^T \mathbf{M}) \mathbf{a} = \mathbf{M}^T \mathbf{x}$ ,  $\mathbf{a} = \mathbf{P} \mathbf{x}$ ,  $\mathbf{P} = ((\mathbf{M}^T \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^T)$ ;

[0063] 得出:  $\mathbf{y} = \mathbf{x} - \mathbf{c} = \mathbf{x} - \mathbf{M} \mathbf{a} = \mathbf{x} - \mathbf{M} \mathbf{P} \mathbf{x} = (\mathbf{I} - \mathbf{M} \mathbf{P}) \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x}$ ,

[0064]  $\mathbf{A} = \mathbf{I} - \mathbf{M} \mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{M} (\mathbf{M}^T \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^T$ ;

[0065] 其中,  $y(n)$  表示输出信号,  $x(n)$  表示输入信号,  $c(n)$  表示低频杂波信号;  $a_k$  为多项式系数,  $K$  为滤波器阶次,  $N$  为数据长度,  $\mathbf{A}$  为滤波器系数矩阵,  $T$  表示矩阵转置,  $-1$  表示矩阵求逆,  $\mathbf{I}$  为单位矩阵。

[0066] 作为本实施方式的进一步改进,所述信号处理模块具体用于:

[0067] 以勒让德多项式作为基向量构建所述回归滤波器,勒让德多项式通过对多项式  $\{1, n^1, n^2, n^3, \dots, n^k\}$  ( $K$  为滤波器阶次) 进行格拉姆-施密特正交化得到;

[0068] 假设勒让德多项式构建的标准正交基为  $\{b_0, b_1, \dots, b_k\}$ , 那么回归滤波器的滤波过程为:

[0069] 获取输入信号沿着每一个基向量的投影,滤波后的信号为从所述输入信号减去相应的所述投影;

[0070] 将其以滤波器系数矩阵  $\{a(n, m)\}$  和频率响应函数  $H(w)$  表示:

$$[0071] \quad \text{则: } a(n, m) = \delta(n - m) - \sum_{k=0}^K b_k(n)^* b_k(m), \quad H_0(w) = 1 - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^K |B_k(w)|^2,$$

$$B_k(w) = \sum_{n=0}^N b_k(n) e^{-inw} \quad \text{其中, } N \text{ 为数据长度, } K \text{ 为滤波器阶次, } \{a(n, m)\} (1 \leq n \leq N, 1 \leq m \leq N)$$

构成滤波器系数矩阵,  $H_0(w)$  为所述回归滤波器的频率响应函数。

[0072] 作为本实施方式的进一步改进, 设  $y = Ax$ , 则  $k$  阶滤波器表示为:  $y_k = A_k x$ ,  $k+1$  阶滤波器表示为:  $y_{k+1} = A_{k+1} x$ ;

[0073] 所述信号处理模块还用于:

[0074] 在  $k$  阶滤波器和  $k+1$  阶滤波器的等式两侧均乘以一个权重系数, 所述权重系数分别为  $\alpha$ 、 $\beta$ , 且  $\alpha + \beta = 1$ ;

[0075] 得出:  $\alpha y_k = \alpha A_k x$ ,  $\beta y_{k+1} = \beta A_{k+1} x$ ;

[0076] 将上述  $k$  阶滤波器和  $k+1$  阶滤波器的等式两侧分别相加得出:

[0077]  $\alpha y_k + \beta y_{k+1} = \alpha A_k x + \beta A_{k+1} x = (\alpha A_k + \beta A_{k+1}) x$ , 所述新的滤波器系数矩阵为  $A' = (\alpha A_k + \beta A_{k+1})$ , 所述输出信号  $y' = \alpha y_k + \beta y_{k+1} = A' x$ 。

[0078] 作为本实施方式的进一步改进, 所述信号处理模块还用于:

[0079] 通过改变所述构建新的滤波器系数矩阵的权重系数, 获得任意截止频率的壁滤波器。

[0080] 与现有技术相比, 本发明的有益效果是: 本发明的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法及系统, 具有平滑、单调的频率响应, 阻带衰减大、过渡带窄, 无暂态响应、且不损失数据点数的优点, 同时可以通过改变线性组合的权重系数构建具有任意截止频率的壁滤波器, 得到更好的超声彩色多普勒血流成像效果。

## 附图说明

[0081] 图 1 为超声彩色多普勒血流成像的简化处理流程示意图;

[0082] 图 2 本发明一实施方式提供的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法的流程图;

[0083] 图 3 是本发明一实施方式提供的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波系统的模块示意图;

[0084] 图 4A 是本发明一具体示例中, 采用现有回归滤波器构建的频响曲线示意图;

[0085] 图 4B 是对应图 4A, 采用新的回归滤波器构建的频响曲线示意图;

- [0086] 图 5A 是本发明另一具体示例中,采用现有回归滤波器构建的频响曲线示意图;  
 [0087] 图 5B 是对应图 5A,采用新的回归滤波器构建的频响曲线示意图。

### 具体实施方式

[0088] 以下将结合附图所示的实施方式对本发明进行详细描述。但实施方式并不限制本发明,本领域的普通技术人员根据这些实施方式所做出的结构、方法、或功能上的变换均包含在本发明的保护范围内。

[0089] 如图 2 所示,图 2 本发明一实施方式提供的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法的流程图;所述方法包括以下步骤:

[0090] S1、获取输入信号。

[0091] S2、根据输入信号数据长度获得回归滤波器各阶次的滤波器系数矩阵。

[0092] 本发明第一实施方式中,所述步骤 S2 具体包括:将获取的所述输入信号作为时域的一个多项式函数,所述输入信号以  $x(n)$  表示;将所述输入信号  $x(n)$  中的低频杂波成分通过给定阶次的多项式近似拟合形成低频杂波信号,所述低频杂波信号以  $c(n)$  表示,且

$$c(n) = \sum_{k=0}^K a_k n^k, n = 1, 2, \dots, N.$$

[0093] 进一步的,将所述输入信号中的低频杂波信号滤除得到回归滤波器的输出信号,该处构建的回归滤波器为整数阶次的回归滤波器,相应的,所述回归滤波器的输出信号以  $y(n)$  表示,且  $y(n) = x(n) - c(n)$ ;

[0094] 本实施方式中,上式的平方差可表示为:  $x^2 = \sum_{n=1}^N \left\{ x(n) - \sum_{k=0}^K a_k n^k \right\}^2$ ,

[0095] 其中,  $a_k$  为多项式系数,  $K$  为滤波器阶次,  $N$  为数据长度;

[0096] 采用最小二乘法拟合需满足下列条件:  $\frac{\partial x^2}{\partial a_i} = 0, \frac{\partial^2 x^2}{\partial a_i^2} > 0, i = 0, 1, \dots, K$ ;

[0097] 即:  $\sum_{k=0}^K \sum_{n=1}^N n^i n^k a_k = \sum_{n=1}^N n^i x(n), i = 1, 2, \dots, K$ ;

[0098] 进一步的,引入向量矩阵:

$$[0099] \quad \mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1^0 & 1^1 & \dots & 1^K \\ 2^0 & 2^1 & \dots & 2^K \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ N^0 & N^1 & \dots & N^K \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_K \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(N) \end{bmatrix}$$

[0100] 同时,将输入信号为  $x(n)$ 、输出信号  $y(n)$  都视为  $N \times 1$  维的向量:

[0101] 则:  $\mathbf{x} = [x(0) x(1) \dots x(N-1)]^T, \mathbf{y} = [y(0) y(1) \dots y(N-1)]^T$ ,

[0102] 那么,上式可表示为:  $(\mathbf{M}^T \mathbf{M}) \mathbf{a} = \mathbf{M}^T \mathbf{x}, \mathbf{a} = \mathbf{P} \mathbf{x}, \mathbf{P} = ((\mathbf{M}^T \mathbf{M})^{-1})^T$ ;

[0103] 则进一步得出:  $\mathbf{y} = \mathbf{x} - \mathbf{c} = \mathbf{x} - \mathbf{M} \mathbf{a} = \mathbf{x} - \mathbf{M} \mathbf{P} \mathbf{x} = (\mathbf{I} - \mathbf{M} \mathbf{P}) \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x}$ ,

[0104]  $\mathbf{A} = \mathbf{I} - \mathbf{M} \mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{M} (\mathbf{M}^T \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^T$ ;

[0105] 该式中,  $x$  为输入信号,  $y$  为回归滤波器的输出信号向量,  $A$  为滤波器系数矩阵,  $T$  表示矩阵转置,  $-1$  表示矩阵求逆,  $I$  为单位矩阵。因此, 回归滤波器的壁滤波方式以矩阵的乘法实现。

[0106] 进一步的, 本实施方式中, 将相邻阶次的滤波器分别设定为  $k$  阶滤波器和  $k+1$  阶滤波器,  $0 \leq k \leq K$ ; 通过上述构建回归滤波器的过程, 将  $k$  阶滤波器的输出信号表示为  $k$  阶滤波器系数矩阵与输入信号的乘积,  $k$  阶滤波器的滤波过程表示为:  $y_k = A_k x$ ; 将  $k+1$  阶滤波器的输出信号向量表示为  $k+1$  阶滤波器系数矩阵与输入信号的乘积,  $k+1$  阶滤波器的滤波过程表示为:  $y_{k+1} = A_{k+1} x$ , 其中,  $y_k$  为  $k$  阶滤波器的输出信号,  $A_k$  为  $k$  阶滤波器的滤波器系数矩阵,  $y_{k+1}$  为  $k+1$  阶滤波器的输出信号,  $A_{k+1}$  为  $k+1$  阶滤波器的滤波器系数矩阵,  $x$  为输入信号。

[0107] 在本发明第二实施方式中, 以勒让德多项式作为基向量构建所述回归滤波器, 勒让德多项式通过对多项式  $\{1, n^1, n^2, n^3, \dots, n^k\}$  ( $K$  为滤波器阶次) 进行格拉姆-施密特正交化得到, 假设勒让德多项式构建的标准正交基为  $\{b_0, b_1, \dots, b_k\}$ , 那么回归滤波器的壁滤波过程如下:

[0108] 计算所述输入信号沿着每一个基向量的投影, 从所述输入信号减去该投影即为滤波后的输出信号;

[0109] 将所述输出信号表示为滤波器系数矩阵与输入信号的乘积。

[0110] 该实施方式中, 构建所述回归滤波器的过程也可以通过矩阵乘法实现, 所述回归滤波器的滤波器系数矩阵  $\{a(n, m)\}$  和频率响应函数  $H(w)$  可表示为:

$$[0111] \quad a(n, m) = \delta(n - m) - \sum_{k=0}^K b_k(n)^* b_k(m), \quad H_0(w) = 1 - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^K |B_k(w)|^2,$$

$$B_k(w) = \sum_{n=0}^N b_k(n) e^{-inw} \quad \text{其中, } N \text{ 为数据长度, } K \text{ 为滤波器阶次, } \{a(n, m)\} (1 \leq n \leq N, 1 \leq m \leq N)$$

构成的滤波器系数矩阵即对应所述第一实施方式中所述回归滤波器的系数矩阵  $A$ ,  $H_0(w)$  为所述回归滤波器的频率响应函数, 在此不做详细赘述。

[0112] 进一步的, 本实施方式中, 将相邻阶次的滤波器分别设定为  $k$  阶滤波器和  $k+1$  阶滤波器,  $0 \leq k \leq K$ ; 通过上述构建回归滤波器的过程, 将  $k$  阶滤波器的输出信号表示为  $k$  阶滤波器系数矩阵与输入信号的乘积,  $k$  阶滤波器的滤波过程表示为:  $y_k = A_k x$ ; 将  $k+1$  阶滤波器的输出信号向量表示为  $k+1$  阶滤波器系数矩阵与输入信号的乘积,  $k+1$  阶滤波器的滤波过程表示为:  $y_{k+1} = A_{k+1} x$ , 其中,  $y_k$  为  $k$  阶滤波器的输出信号,  $A_k$  为  $k$  阶滤波器的滤波器系数矩阵,  $y_{k+1}$  为  $k+1$  阶滤波器的输出信号,  $A_{k+1}$  为  $k+1$  阶滤波器的滤波器系数矩阵,  $x$  为输入信号。

[0113] 如上可知:  $k$  阶回归滤波器的滤波器系数矩阵为  $A_k$ ,  $k+1$  阶回归滤波器的滤波器系数矩阵为  $A_{k+1}$ , 滤波后的相邻阶次的输出信号分别为  $y_k$  和  $y_{k+1}$ , 则其滤波过程分别表示为:  $y_k = A_k x$ ,  $y_{k+1} = A_{k+1} x$ 。

[0114] 进一步的, 本发明的一实施方式中, 所述实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法还包括:

[0115] S3、将相邻阶次的滤波器系数矩阵进行线性组合构建新的滤波器系数矩阵。

[0116] S4、根据新的滤波器系数矩阵对输入信号进行滤波得到输出信号。

[0117] 本实施方式中,在  $k$  阶滤波器和  $k+1$  阶滤波器的等式左右均乘以一个相同的权重系数,由于等式的固有特性,不会影响等式成立,本实施方式中,在  $k$  阶回归滤波器的两侧同乘以权重系数  $\alpha$ ,在  $k+1$  阶回归滤波器的两侧同乘以权重系数  $\beta$ ,得出下式: $\alpha y_k = \alpha A_k x$ ,  $\beta y_{k+1} = \beta A_{k+1} x$ ;

[0118] 其中,为了保证归一化的幅度相应,所述  $\alpha$  和  $\beta$  满足条件  $\alpha + \beta = 1$ ,进一步的,将相邻阶次的滤波器系数矩阵进行线性组合,即:将上述  $k$  阶滤波器和  $k+1$  阶滤波器的等式两侧分别相加得出:

$$[0119] \quad \alpha y_k + \beta y_{k+1} = \alpha A_k x + \beta A_{k+1} x = (\alpha A_k + \beta A_{k+1}) x$$

[0120] 将该结果作为输出信号,并将该所述输出信号对应的输出信号向量表示为  $y'$ ,则有: $y' = \alpha y_k + \beta y_{k+1} = A' x$ ,  $A' = \alpha A_k + \beta A_{k+1}$ ,  $\alpha + \beta = 1$ ;

[0121] 如此,通过  $k$  阶回归滤波器的滤波器系数矩阵  $A_k$ ,和  $k+1$  阶回归滤波器的滤波器系数矩阵  $A_{k+1}$ 以线性组合的方式构建新的回归滤波器,并通过新的所述回归滤波器可以获取新的滤波器系数矩阵  $A'$ ,在  $k$  阶回归滤波器和  $k+1$  阶回归滤波器之间通过线性插值的方式得到新的回归滤波器,最终得到的新的回归滤波器的频率响应曲线介于  $k$  阶和  $k+1$  阶回归滤波器的频率响应曲线之间,截止频率也介于  $k$  阶和  $k+1$  阶回归滤波器的截止频率之间。

[0122] 进一步的,本实施方式中,所述方法还包括:

[0123] S5、通过改变所述构建新的滤波器系数矩阵的权重系数,获得任意截止频率的壁滤波器。

[0124] 本实施方式中,新的回归滤波器的截止频率取决于权重系数  $\alpha$  和  $\beta$ ,例如: $\alpha = 1$ 、 $\beta = 0$ ,该滤波器即为  $k$  阶回归滤波器; $\alpha = 0$ 、 $\beta = 1$ ,则该滤波器为  $k+1$  阶回归滤波器。

[0125] 为了便于理解新的回归滤波器,以下将对对比列举两个实施例以供理解本发明。

[0126] 结合图 4A、图 4B 所示,图 4 中,设定数据长度  $N = 8$ , $0 \sim 4$  阶各阶回归滤波器的频响曲线(图中横坐标表示归一化频率,实际频率应再乘以脉冲重复频率 PRF,纵坐标表示幅度),阶次越大,截止频率越大同时,回归滤波器截止频率有限,相邻两阶回归滤波器的截止频率跳跃很大。

[0127] 进一步的,如图 4B 所示,图 4B 所示示例中,同样设定数据长度  $N = 8$ ,在  $k = 1$  阶回归滤波器和  $k = 2$  阶回归滤波器之间按照线性组合的方式插值出的 2 条频响曲线,2 条频响曲线的形成过程中, $\alpha$  和  $\beta$  的取值分别为  $\alpha = \frac{3}{4}$ 、 $\beta = \frac{1}{4}$ ,  $\alpha = \frac{1}{2}$ 、 $\beta = \frac{1}{2}$ ,从图 4B

中可以明确得出,随着权重系数  $\alpha$  和  $\beta$  取值的变化,新的回归滤波器的频响曲线和截止频率在相邻的两个回归滤波器频响曲线和截止频率之间变化, $\alpha$  越大,滤波器越接近于  $k$  阶回归滤波器, $\beta$  越大,滤波器越接近于  $k+1$  阶回归滤波器。

[0128] 结合图 5A、图 5B 所示,图 5A 中,设定数据长度  $N = 12$  时,其  $0 \sim 4$  阶各阶回归滤波器的频响曲线随着阶次越大,截止频率越大,同时,该回归滤波器的截止频率有限,相邻两阶回归滤波器的截止频率跳跃很大。

[0129] 进一步的,如图 5B 所示,图 5B 所示示例中,同样设定数据长度  $N = 12$ ,在  $k = 2$  阶

回归滤波器和  $k = 3$  阶回归滤波器之间按照线性组合的方式插值出的 2 条频响曲线, 2 条频响曲线的形成过程中,  $\alpha$  和  $\beta$  的取值分别为  $\alpha = \frac{2}{3}$ 、 $\beta = \frac{1}{3}$ ,  $\alpha = \frac{1}{3}$ 、 $\beta = \frac{2}{3}$ , 从图 5B 中同样可以明确得出, 随着权重系数  $\alpha$  和  $\beta$  取值的变化, 新的回归滤波器的频响曲线和截止频率在相邻的两个回归滤波器频响曲线和截止频率之间变化,  $\alpha$  越大, 滤波器越接近于  $k$  阶回归滤波器,  $\beta$  越大, 滤波器越接近于  $k+1$  阶回归滤波器。

[0130] 如图 3 所示, 图 3 是本发明一实施方式提供的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波器的模块示意图; 本实施方式中, 所述系统包括: 信号获取模块 100、信号处理模块 200。

[0131] 信号获取模块 100 用于获取输入信号; 信号处理模块 200 用于根据输入信号数据长度获得回归滤波器各阶次的滤波器系数矩阵。

[0132] 本发明第一实施方式中, 信号处理模块 200 具体用于: 将获取的所述输入信号作为时域的一个多项式函数, 所述输入信号以  $x(n)$  表示; 将所述输入信号  $x(n)$  中的低频杂波成分通过给定阶次的多项式近似拟合形成低频杂波信号, 所述低频杂波信号以  $c(n)$  表示,

$$\text{且 } c(n) = \sum_{k=0}^K a_k n^k, n = 1, 2, \dots, N;$$

[0133] 进一步的, 信号处理模块 200 用于将所述输入信号中的低频杂波信号滤除得到回归滤波器的输出信号, 该处构建的回归滤波器为整数阶次的回归滤波器, 相应的, 所述回归滤波器的输出信号以  $y(n)$  表示, 且  $y(n) = x(n) - c(n)$ ;

$$[0134] \quad \text{本实施方式中, 上式的平方差可表示为: } x^2 = \sum_{n=1}^N \left\{ x(n) - \sum_{k=0}^K a_k n^k \right\}^2,$$

[0135] 其中,  $a_k$  为多项式系数,  $K$  为滤波器阶次,  $N$  为数据长度;

$$[0136] \quad \text{采用最小二乘法拟合需满足下列条件: } \frac{\partial x^2}{\partial a_i} = 0, \quad \frac{\partial^2 x^2}{\partial a_i^2} > 0, i = 0, 1, \dots, K;$$

$$[0137] \quad \text{即: } \sum_{k=0}^K \sum_{n=1}^N n^i n^k a_k = \sum_{n=1}^N n^i x(n), i = 1, 2, \dots, K;$$

[0138] 进一步的, 引入向量矩阵:

$$[0139] \quad \mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1^0 & 1^1 & \dots & 1^K \\ 2^0 & 2^1 & \dots & 2^K \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ N^0 & N^1 & \dots & N^K \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_k \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(N) \end{bmatrix}$$

[0140] 同时, 将输入信号为  $x(n)$ 、输出信号  $y(n)$  都视为  $N \times 1$  维的向量:

$$[0141] \quad \text{则: } \mathbf{x} = [x(0) \ x(1) \ \dots \ x(N-1)]^T, \quad \mathbf{y} = [y(0) \ y(1) \ \dots \ y(N-1)]^T,$$

$$[0142] \quad \text{那么, 上式可表示为: } (\mathbf{M}^T \mathbf{M}) \mathbf{a} = \mathbf{M}^T \mathbf{x}, \quad \mathbf{a} = \mathbf{P} \mathbf{x}, \quad \mathbf{P} = ((\mathbf{M}^T \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^T);$$

$$[0143] \quad \text{则进一步得出: } \mathbf{y} = \mathbf{x} - \mathbf{c} = \mathbf{x} - \mathbf{M} \mathbf{a} = \mathbf{x} - \mathbf{M} \mathbf{P} \mathbf{x} = (\mathbf{I} - \mathbf{M} \mathbf{P}) \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x},$$

$$[0144] \quad \mathbf{A} = \mathbf{I} - \mathbf{M} \mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{M} (\mathbf{M}^T \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^T;$$

[0145] 该式中,  $x$  为输入信号,  $y$  为回归滤波器的输出信号向量,  $A$  为滤波器系数矩阵,  $T$  表示矩阵转置,  $-1$  表示矩阵求逆,  $I$  为单位矩阵。因此, 回归滤波器的壁滤波方式以矩阵的乘法实现。

[0146] 进一步的, 本实施方式中, 信号处理模块 200 将相邻阶次的滤波器分别设定为  $k$  阶滤波器和  $k+1$  阶滤波器,  $0 \leq k \leq K$ ; 通过上述构建回归滤波器的过程, 信号处理模块 200 将  $k$  阶滤波器的输出信号表示为  $k$  阶滤波器系数矩阵与输入信号的乘积,  $k$  阶滤波器的滤波过程表示为:  $y_k = A_k x$ ; 将  $k+1$  阶滤波器的输出信号向量表示为  $k+1$  阶滤波器系数矩阵与输入信号的乘积,  $k+1$  阶滤波器的滤波过程表示为:  $y_{k+1} = A_{k+1} x$ , 其中,  $y_k$  为  $k$  阶滤波器的输出信号,  $A_k$  为  $k$  阶滤波器的滤波器系数矩阵,  $y_{k+1}$  为  $k+1$  阶滤波器的输出信号,  $A_{k+1}$  为  $k+1$  阶滤波器的滤波器系数矩阵,  $x$  为输入信号。

[0147] 在本发明第二实施方式中, 信号处理模块 200 以勒让德多项式作为基向量构建的所述回归滤波器, 勒让德多项式通过对多项式  $\{1, n^1, n^2, n^3, \dots, n^k\}$  ( $K$  为滤波器阶次) 进行格拉姆-施密特正交化得到, 假设勒让德多项式构建的标准正交基为  $\{b_0, b_1, \dots, b_k\}$ , 那么回归滤波器的壁滤波过程如下:

[0148] 信号处理模块 200 用于计算所述输入信号沿着每一个基向量的投影, 从所述输入信号减去该投影即为滤波后的输出信号;

[0149] 将所述输出信号表示为滤波器系数矩阵与输入信号的乘积。

[0150] 该实施方式中, 构建所述回归滤波器的过程也可以通过矩阵乘法实现, 所述回归滤波器的滤波器系数矩阵  $\{a(n, m)\}$  和频率响应函数  $H(w)$  可表示为:

$$[0151] \quad a(n, m) = \delta(n - m) - \sum_{k=0}^K b_k(n)^* b_k(m), \quad H_0(w) = 1 - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^K |B_k(w)|^2,$$

$$B_k(w) = \sum_{n=0}^N b_k(n) e^{-inw}; \quad \text{其中, } N \text{ 为数据长度, } K \text{ 为滤波器阶次, } \{a(n, m)\}$$

( $1 \leq n \leq N, 1 \leq m \leq N$ ) 构成的滤波器系数矩阵即对应所述第一实施方式中所述回归滤波器的系数矩阵  $A$ ,  $H_0(w)$  为所述回归滤波器的频率响应函数, 在此不做详细赘述。

[0152] 进一步的, 本实施方式中, 信号处理模块 200 将相邻阶次的滤波器分别设定为  $k$  阶滤波器和  $k+1$  阶滤波器,  $0 \leq k \leq K$ ; 通过上述构建回归滤波器的过程, 信号处理模块 200 将  $k$  阶滤波器的输出信号表示为  $k$  阶滤波器系数矩阵与输入信号的乘积,  $k$  阶滤波器的滤波过程表示为:  $y_k = A_k x$ ; 将  $k+1$  阶滤波器的输出信号向量表示为  $k+1$  阶滤波器系数矩阵与输入信号的乘积,  $k+1$  阶滤波器的滤波过程表示为:  $y_{k+1} = A_{k+1} x$ , 其中,  $y_k$  为  $k$  阶滤波器的输出信号,  $A_k$  为  $k$  阶滤波器的滤波器系数矩阵,  $y_{k+1}$  为  $k+1$  阶滤波器的输出信号,  $A_{k+1}$  为  $k+1$  阶滤波器的滤波器系数矩阵,  $x$  为输入信号。

[0153] 如上可知:  $k$  阶回归滤波器的滤波器系数矩阵为  $A_k$ ,  $k+1$  阶回归滤波器的滤波器系数矩阵为  $A_{k+1}$ , 滤波后的相邻阶次的输出信号分别为  $y_k$  和  $y_{k+1}$ , 则其滤波过程分别表示为:  $y_k = A_k x$ ,  $y_{k+1} = A_{k+1} x$ 。

[0154] 进一步的, 本发明的一实施方式中, 信号处理模块 200 还用于: 将相邻阶次的滤波器系数矩阵进行线性组合构建新的滤波器系数矩阵; 根据新的滤波器系数矩阵对输入信号进行滤波得到输出信号。

[0155] 本实施方式中,信号处理模块 200 在 k 阶滤波器和 k+1 阶滤波器的等式左右均乘以一个相同的权重系数,由于等式的固有特性,不会影响等式成立,本实施方式中,在 k 阶回归滤波器的两侧同乘以权重系数  $\alpha$ ,在 k+1 阶回归滤波器的两侧同乘以权重系数  $\beta$ ,

[0156] 得出下式: $\alpha y_k = \alpha A_k x$ ,  $\beta y_{k+1} = \beta A_{k+1} x$ ;

[0157] 其中,为了保证归一化的幅度相应,所述  $\alpha$  和  $\beta$  满足条件  $\alpha + \beta = 1$ ,进一步的,将相邻阶次的滤波器系数矩阵进行线性组合,即:将上述 k 阶滤波器和 k+1 阶滤波器的等式两侧分别相加得出:

[0158]  $\alpha y_k + \beta y_{k+1} = \alpha A_k x + \beta A_{k+1} x = (\alpha A_k + \beta A_{k+1}) x$

[0159] 信号处理模块 200 将该结果作为输出信号,并将该所述输出信号对应的输出信号向量表示为  $y'$ ,则有: $y' = \alpha y_k + \beta y_{k+1} = A' x$ ,  $A' = \alpha A_k + \beta A_{k+1}$ ,  $\alpha + \beta = 1$ ;

[0160] 如此,通过 k 阶回归滤波器的滤波器系数矩阵  $A_k$ ,和 k+1 阶回归滤波器的滤波器系数矩阵  $A_{k+1}$ 以线性组合的方式构建新的回归滤波器,并通过新的所述回归滤波器可以获取新的滤波器系数矩阵  $A'$ ,在 k 阶回归滤波器和 k+1 阶回归滤波器之间通过线性插值的方式得到新的回归滤波器,最终得到的新的回归滤波器的频率响应曲线介于 k 阶和 k+1 阶回归滤波器的频率响应曲线之间,截止频率也介于 k 阶和 k+1 阶回归滤波器的截止频率之间。

[0161] 进一步的,本实施方式中,信号处理模块 200 还用于:通过改变所述构建新的滤波器系数矩阵的权重系数,获得任意截止频率的壁滤波器。

[0162] 本实施方式中,新的回归滤波器的截止频率取决于权重系数  $\alpha$  和  $\beta$ ,例如: $\alpha = 1$ 、 $\beta = 0$ ,该滤波器即为 k 阶回归滤波器; $\alpha = 0$ 、 $\beta = 1$ ,则该滤波器为 k+1 阶回归滤波器。

[0163] 所属领域的技术人员可以清楚地了解到,为描述的方便和简洁,上述描述的系统的具体工作过程,可以参考前述方法实施方式中的对应过程,在此不再赘述。

[0164] 综上所述,本发明的实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法及系统,具有平滑、单调的频率响应,阻带衰减大、过渡带窄,无暂态响应、且不损失数据点数的优点,同时可以通过改变线性组合的权重系数构建具有任意截止频率的壁滤波器,得到更好的超声彩色多普勒血流成像效果。

[0165] 为了描述的方便,描述以上装置时以功能分为各种模块分别描述。当然,在实施本申请时可以把各模块的功能在同一个或多个软件和/或硬件中实现。

[0166] 通过以上的实施方式的描述可知,本领域的技术人员可以清楚地了解到本申请可借助软件加必需的通用硬件平台的方式来实现。基于这样的理解,本申请的技术方案本质上或者说对现有技术做出贡献的部分可以以软件产品的形式体现出来,该计算机软件产品可以保存在保存介质中,如 ROM/RAM、磁碟、光盘等,包括若干指令用以使得一台计算机设备(可以是个人计算机,信息推送服务器,或者网络设备等)执行本申请各个实施方式或者实施方式的某些部分所述的方法。

[0167] 以上所描述的装置实施方式仅仅是示意性的,其中所述作为分离部件说明的模块可以是或者也可以不是物理上分开的,作为模块显示的部件可以是或者也可以不是物理模块,即可以位于一个地方,或者也可以分布到多个网络模块上。可以根据实际的需要选择其中的部分或者全部模块来实现本实施方式方案的目的。本领域普通技术人员在不付出创造性劳动的情况下,即可以理解并实施。

[0168] 本申请可用于众多通用或专用的计算系统环境或配置中。例如：个人计算机、信息推送服务器计算机、手持设备或便携式设备、平板型设备、多处理模块系统、基于微处理模块的系统、置顶盒、可编程的消费电子设备、网络 PC、小型计算机、大型计算机、包括以上任何系统或设备的分布式计算环境等等。

[0169] 本申请可以在由计算机执行的计算机可执行指令的一般上下文中描述，例如程序模块。一般地，程序模块包括执行特定任务或实现特定抽象数据类型的例程、程序、对象、组件、数据结构等等。也可以在分布式计算环境中实践本申请，在这些分布式计算环境中，由通过通信网络而被连接的远程处理设备来执行任务。在分布式计算环境中，程序模块可以位于包括保存设备在内的本地和远程计算机保存介质中。

[0170] 应当理解，虽然本说明书按照实施方式加以描述，但并非每个实施方式仅包含一个独立的技术方案，说明书的这种叙述方式仅仅是为清楚起见，本领域技术人员应当将说明书作为一个整体，各实施方式中的技术方案也可以经适当组合，形成本领域技术人员可以理解的其他实施方式。

[0171] 上文所列出一系列的详细说明仅仅是针对本发明的可行性实施方式的具体说明，它们并非用以限制本发明的保护范围，凡未脱离本发明技艺精神所作的等效实施方式或变更均应包含在本发明的保护范围之内。

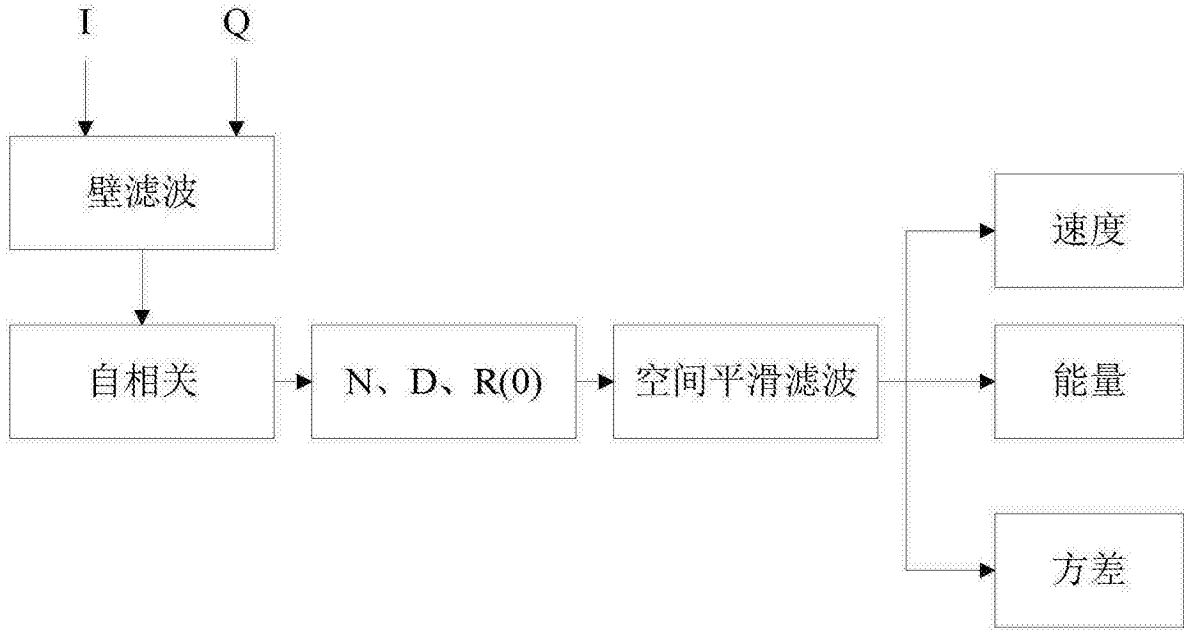


图 1

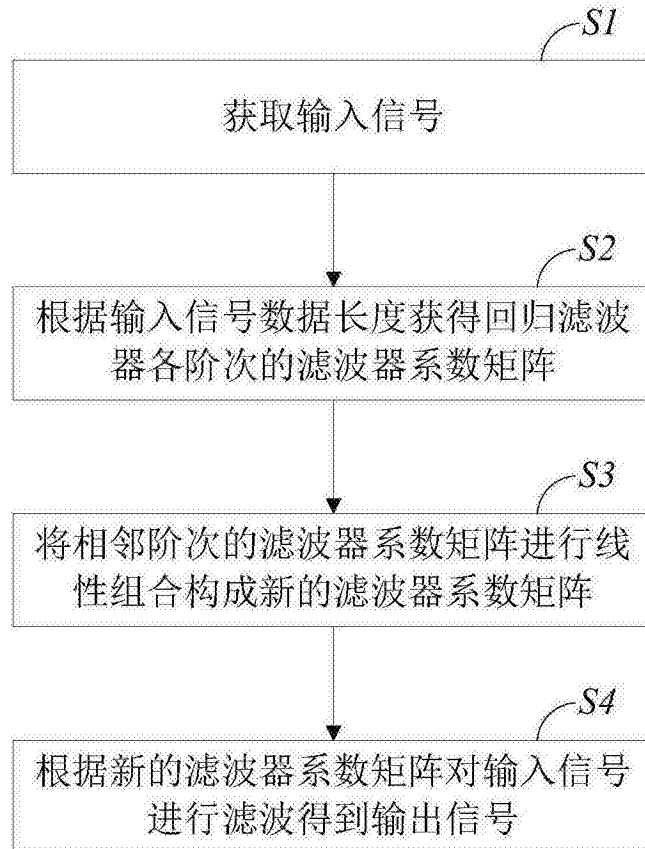


图 2

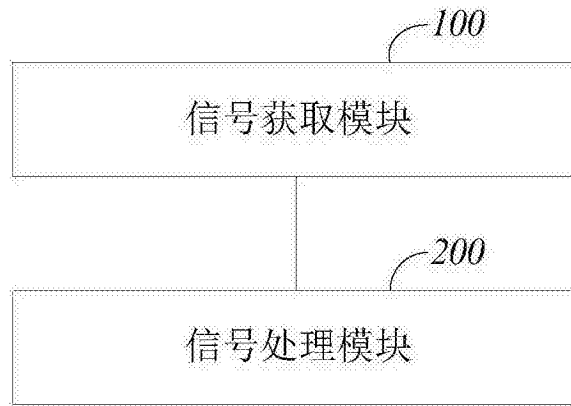


图 3

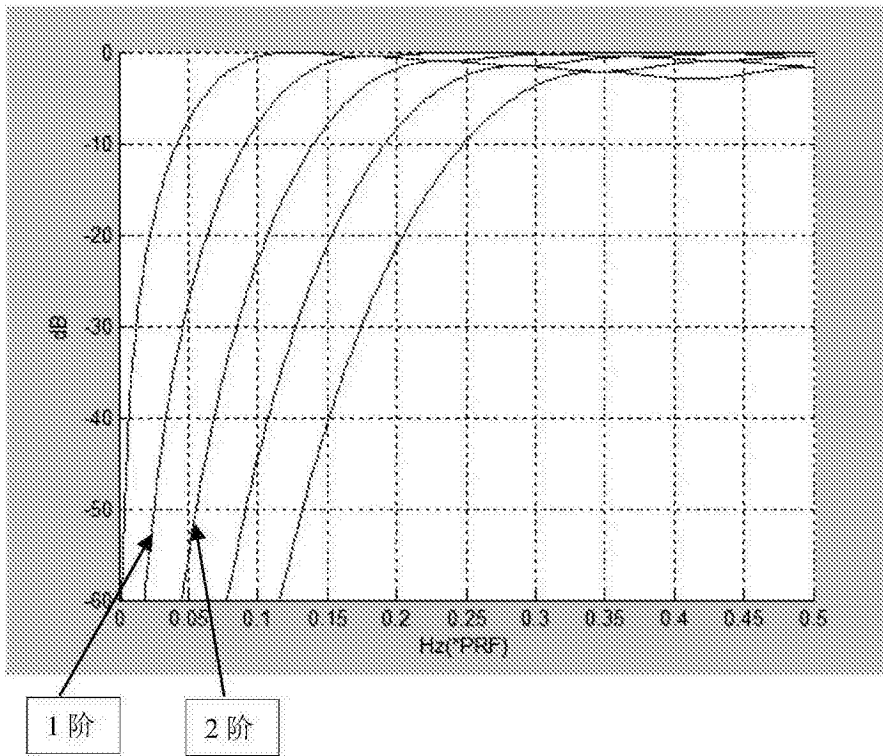


图 4A

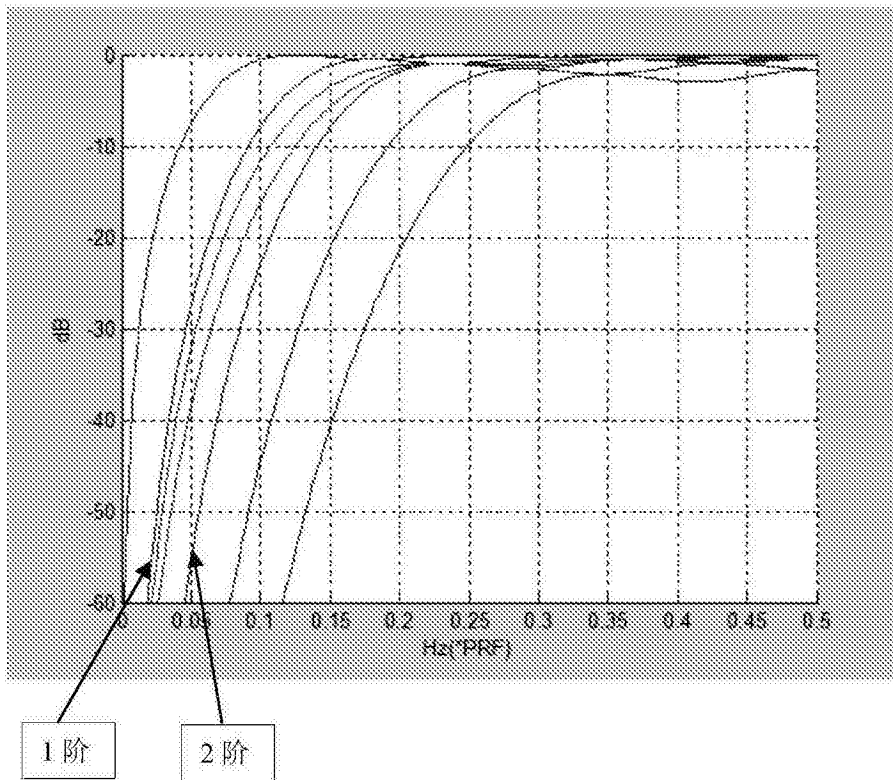


图 4B

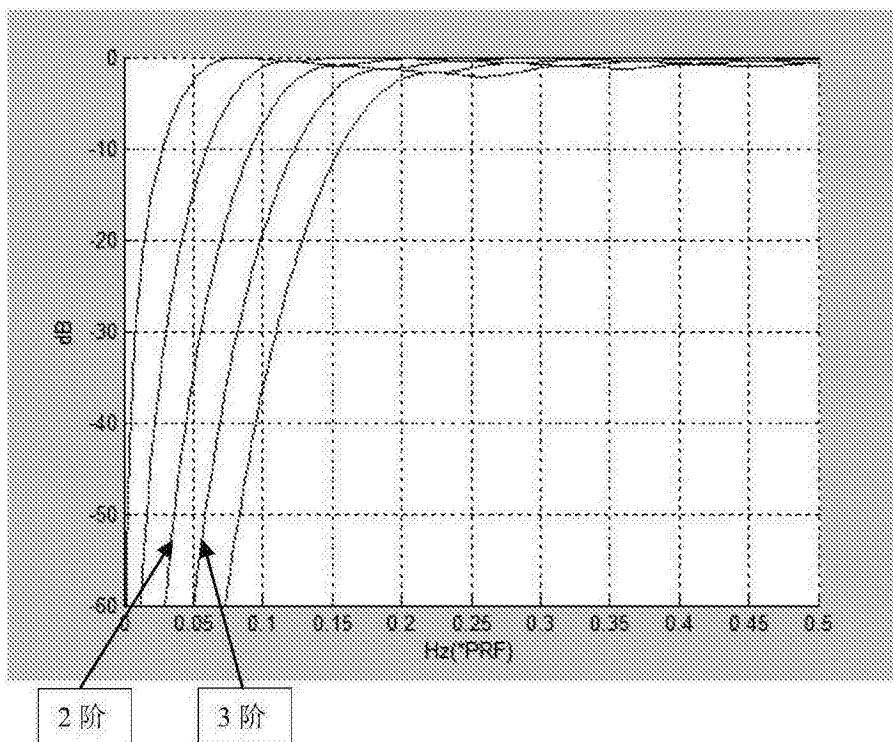


图 5A

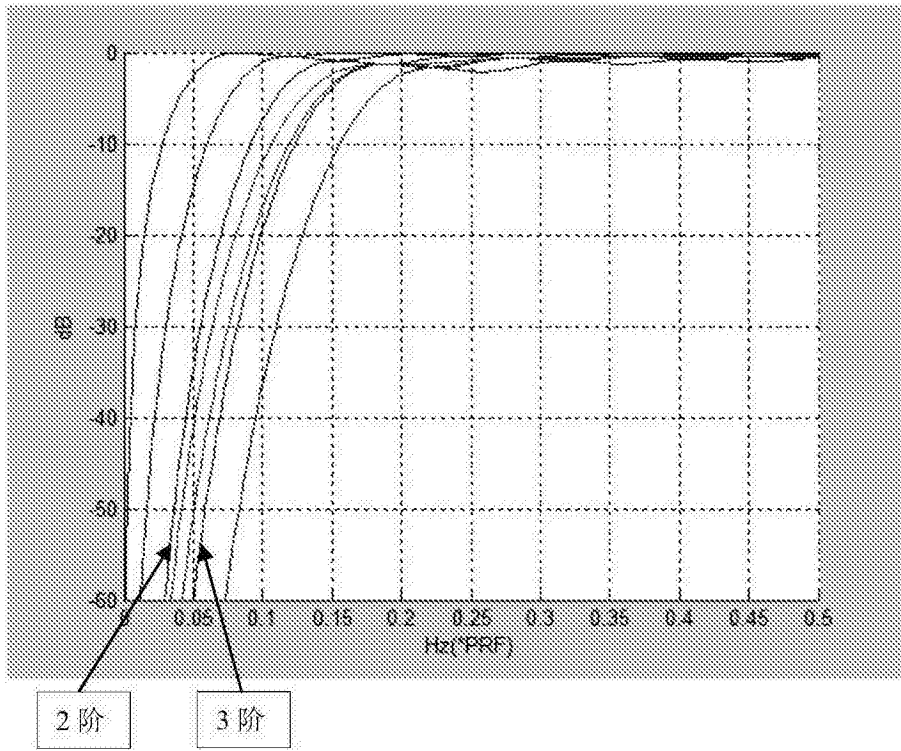


图 5B

专利名称(译)	实现超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法及系统		
公开(公告)号	<a href="#">CN105212963A</a>	公开(公告)日	2016-01-06
申请号	CN201510542190.4	申请日	2015-08-28
[标]申请(专利权)人(译)	飞依诺科技(苏州)有限公司		
申请(专利权)人(译)	飞依诺科技(苏州)有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	飞依诺科技(苏州)有限公司		
[标]发明人	凌涛 陈惠人		
发明人	凌涛 陈惠人		
IPC分类号	A61B8/00		
代理人(译)	杨林洁		
其他公开文献	CN105212963B		
外部链接	<a href="#">Espacenet</a> <a href="#">SIPO</a>		

摘要(译)

本发明提供的超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法及系统，所述方法包括：获取输入信号；根据输入信号数据长度获得回归滤波器各阶次的滤波器系数矩阵；将相邻阶次的滤波器系数矩阵进行线性组合构建新的滤波器系数矩阵；根据新的滤波器系数矩阵对输入信号进行滤波得到输出信号。本发明的超声彩色多普勒血流成像的壁滤波方法及系统，具有平滑、单调的频率响应，阻带衰减大、过渡带窄，无暂态响应、且不损失数据点数的优点，同时可以通过改变线性组合的权重系数构建具有任意截止频率的壁滤波器，得到更好的超声彩色多普勒血流成像效果。

