

基于小波变换和维纳滤波的半导体器件 $1/f$ 噪声滤波*

代煜[†] 张建勋

(南开大学机器人与信息自动化研究所, 天津 300071)

(2011年7月3日收到; 2011年7月15日收到修改稿)

针对半导体器件中普遍存在的 $1/f$ 噪声提出了一种结合了提升小波变换和维纳滤波器的处理方法. 首先利用重新加权迭代最小二乘法拟合 $1/f$ 噪声的功率谱曲线得到噪声参数的估计, 从而选择恰当的小波. 其次, 对包含了 $1/f$ 噪声的信号进行提升小波变换. 考虑到小波变换对 $1/f$ 噪声的白化作用, 利用维纳滤波器对每一层小波系数进行处理. 设计了最优全通滤波器以校正维纳滤波器的相频特性, 使得小波系数经滤波后相位不变. 最后利用提升小波逆变换获得被 $1/f$ 噪声淹没的信号. 利用实验检验了提出方法的有效性, 实验数据采自用于微创外科手术机器人的力传感器. 结果表明提出的方法能够有效抑制 $1/f$ 噪声, 并使传感器的分辨力提高了 25%.

关键词: 半导体器件, $1/f$ 噪声, 提升小波变换, 维纳滤波

PACS: 05.40.-a, 85.40.Qx, 84.30.Vn

1. 引言

$1/f$ 信号最早是在 1925 年对真空管的研究中作为一种超低频噪音被发现和研究的, 它具有非平稳性、自相似性、持久相关性和 $1/f$ 类型的功率谱密度等特性, 广泛地存在于各类半导体器件中^[1,2]. 对于 $1/f$ 噪声具体的产生机理以及影响 $1/f$ 噪声的物理机理, 前人针对晶体管、结型场效应管和金属氧化物半导体场效应管等器件进行了深入而广泛的研究^[3,4], 而如何从 $1/f$ 噪声中提取有用信号是在半导体器件的使用过程中经常遇到的问题, 比如对用于信号调理的模拟电路而言, 当有用信号的频率较低时, 用于放大、滤波的半导体器件产生的 $1/f$ 噪声是主要噪声, 如果不能滤除, $1/f$ 噪声将直接导致输出信号的低频漂移.

考虑到 $1/f$ 信号的小波变换域特性, 本文首先估计了 $1/f$ 噪声的参数, 提出对叠加了 $1/f$ 噪声的有用信号进行提升小波变换, 而后利用有限冲击响应 (FIR) 型维纳滤波器处理每一个尺度下的小波变换系数, 最后进行逆提升小波变换重建有用信号的

方法.

2. $1/f$ 噪声及其小波变换域特性

$1/f$ 噪声通常是以它的功率谱定义, 如果半导体器件的某种噪声电压信号 $f(x)$ 的能量主要集中在低频阶段, 其功率谱 $S_f(\omega)$ 满足

$$S_f(\omega) = \frac{A I^\sigma}{\omega^\gamma}, \quad (1)$$

式中 σ 和 γ 是常数, A 是由器件结构决定的参数, I 表示通过器件的电流, 则称 $f(x)$ 为 $1/f$ 噪声^[5]. 值得注意的是, (1) 式中当 $\gamma > 1$ 时, $S_f(\omega)$ 的积分为无穷大, 通常假设存在一个很低的频率, 低于该频率功率谱的形状发生变化, $S_f(\omega)$ 变得可积, 对实际器件的测试表明, 这个很低的频率确实存在^[5]. Tewfik 等^[6] 利用分数布朗运动模型研究了 $1/f$ 噪声在小波变换域的信号特征, 他们已经证明, 如果正交小波的消失矩 R 满足 $R > \gamma/2$, 利用该小波对 $1/f$ 噪声进行离散小波变换, 得到的细节系数序列的持久相关性和自相似性被大幅度地削弱, 可以认为是相互独立的随机变量, 也就是小波变换能够将 $1/f$ 噪声“白

* 国家高技术研究发展计划 (批准号: 2009AA044001) 和中央高校基本科研业务费专项资金资助的课题.

[†] E-mail: daiyu@nankai.edu.cn

化”.这就提供了一种有效滤除 $1/f$ 噪声的方法:在对 $1/f$ 噪声初步分析之后选择适合的正交或双正交小波,而后分别对每一层的小波系数进行滤波,最后通过小波逆变换就可得到滤除 $1/f$ 噪声后的有用信号序列^[7,8].

3. 基于提升小波变换和维纳滤波的 $1/f$ 噪声滤波方法

3.1. $1/f$ 噪声功率谱参数的估计

为了利用基于小波变换的方法滤除 $1/f$ 噪声,需要首先估计噪声的功率谱参数.对(1)式取对数,

$$\lg[S_f(\omega)] = \lg A + \sigma \lg I - \gamma \lg \omega. \quad (2)$$

从(2)式中可见当电流 I 是定值时 $\lg[S_f(\omega)]$ 与 $\lg \omega$ 之间是线性函数关系,通常都是用传统的最小二乘法进行直线拟合以获得 γ 等参数^[1,7].然而,最小二乘法缺乏鲁棒性,这是因为它是基于残差是独立且正态分布这样一个假设,即使存在少量残差较大且不遵从正态分布的数据,也会导致拟合的直线与实际情况不符.不同于传统的最小二乘法,重新加权迭代最小二乘法(IRLS)受离群点的影响较小^[9,10].IRLS的原理是对残差 r_i 的平方加权 w_i 使得 $\sum r_i^2 w_i$ 最小.为了使直线拟合的结果对原始数据中的离群点具有鲁棒性,IRLS需要选择合适的权函数.由于实际信号中不可能仅存在 $1/f$ 噪声,当频率稍高一些时半导体器件中还会有较显著的白噪声和 $g-r$ 噪声,这将导致 $\lg[S_f(\omega)]$ 随着 $\lg \omega$ 的增大而弯曲,此外还可能有固定频率的干扰,并且还可能由于采集信号所用的模数转换器的采样精度不够高或者量化精度不够高导致 $\lg[S_f(\omega)]$ 曲线上会出现很多尖峰.基于上述分析,本文选用 Tukey 重加权函数^[11]

$$w_i = \begin{cases} [1 - (r_i / (d_r \sqrt{1 - h_i}))^2]^2, & |r_i| < |d_r \sqrt{1 - h_i}|, \\ 0, & |r_i| \geq |d_r \sqrt{1 - h_i}|. \end{cases} \quad (3)$$

式中 h_i 是来自于最小二乘拟合的平均值函数, d 设定为 4.685, r_s 由残差绝对值的中值除以一个常数计算,即

$$r_s = \text{median}(|r_i|) / 0.6745, \quad (4)$$

常数 0.6745 使 IRLS 对正态分布的估计无偏.

在 IRLS 中,每个残差的平方都乘以一个在每次迭代中不断变化的权值,这个权值决定了每一对原始数据 ($\lg \omega, \lg[S_f(\omega)]$) 对最终直线拟和结果的影响.如(3)式所示, Tukey 重加权函数赋以距离估计直线最近的数据点以最大的权重,而对距离估计直线较远的数据点则赋以较小的权重(甚至能够取 0),这就使得离群点对直线拟和结果的影响随着迭代次数的增加越来越小.

3.2. 提升小波变换

Sweldens^[12,13]提出了一种提升格式的小波构造方法,并且已经证明所有传统的第一代小波都可以采用提升的方法构造出来.与以傅里叶变换为基础的第一代小波变换相比,提升小波变换具有以下优点:1)提升小波变换提供了一种实现离散小波变换的快速算法,比计算第一代小波变换的 Mallat 算法运算量减少一半;2)逆小波变换的实现非常简单和快速;3)易于实现整数小波变换.正是由于这些优点,使得提升小波变换在高速数字信号或图像处理、嵌入式和低功耗设备应用中有广阔的应用空间.设输入信号序列 $x(n)$ 由两部分组成,即

$$x(n) = u(n) + f(n), \quad (5)$$

式中 $u(n)$ 表示有用信号, $f(n)$ 表示 $1/f$ 噪声,则计算 $x(n)$ 的第一层提升小波变换有三个步骤:分解、预测和更新.

1)分解:将输入信号 $x(n)$ 分成偶序列 $x_e(n)$ 和奇序列 $x_o(n)$.

2)预测:将偶数序列 $x_e(n)$ 作为奇序列 $x_o(n)$ 的预测值,则细节序列 $d_1(n)$ 就是奇序列和预测值之间的差

$$d_1(n) = x_o(n) - P(x_e(n)), \quad (6)$$

式中 $P(\cdot)$ 表示预测算子.

3)更新:为了使近似信号 $s_1(n)$ 能保持原信号 $x(n)$ 的某些性质,用细节序列 $d_1(n)$ 来更新:

$$s_1(n) = x_e(n) + U(d_1(n)), \quad (7)$$

式中 $U(\cdot)$ 表示更新算子.

对于选定的小波,将其对应的分解和重建滤波器用多项矩阵表示,然后根据 Laurent 多项式的 Euclidean 算法得到计算中用到的预测算子 $P(\cdot)$ 和更新算子 $U(\cdot)$ ^[12,13].如果需要进行多层小波变换,将前一层变换获得的近似信号作为当前层的输入序列即可,如图 1 所示.

3.3. FIR 型维纳滤波器的设计

1/f 噪声序列经提升小波变换得到多层系数,每一层的小波变换系数都可视为白噪声,Zhao 等^[14]采用直接对小波系数限定阈值的消噪方法,在这个方法中需要根据信号和噪声的特点选择适合的阈值,而阈值的选择不能自动进行.考虑到维纳滤波是在最小均方误差准则下的最优线性滤波器,本文将用于对小波变换系数的滤波.

如图 1 所示,利用 FIR 型维纳滤波器对每一层的小波变换系数滤波.以第一层为例,FIR 型维纳滤波器的输入为细节序列 $d_1(n)$,输出信号为 $d'_1(n)$,设滤波器的冲击响应序列为 $\{g_{1d}(n), n = 0, 1, \dots, q - 1\}$,则 $d'_1(n)$ 由下式计算:

$$d'_1(n) = \sum_{k=0}^{q-1} g_{1d}(k) d_1(n - k), \quad (8)$$

式中

$$\begin{bmatrix} g_{1d}(0) \\ g_{1d}(1) \\ \dots \\ g_{1d}(q-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{1d}(0) + \sigma_{1d}^2 & r_{1d}(1) & \dots & r_{1d}(q-1) \\ r_{1d}(1) & r_{1d}(0) + \sigma_{1d}^2 & \dots & r_{1d}(q-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{1d}(q-1) & r_{1d}(q-2) & \dots & r_{1d}(0) + \sigma_{1d}^2 \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} r_{1d}(0) \\ r_{1d}(1) \\ \dots \\ r_{1d}(q-1) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$r_{1d}(0), r_{1d}(1), \dots, r_{1d}(q-1)$ 是 $d_1(n)$ 的自相关函数:

$$\begin{bmatrix} r_{1d}(0) \\ r_{1d}(1) \\ \dots \\ r_{1d}(q-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E[d_1(n)d_1(n)] \\ E[d_1(n)d_1(n-1)] \\ \dots \\ E[d_1(n)d_1(n-q+1)] \end{bmatrix}, \quad (10)$$

σ_{1d}^2 是 $d_1(n)$ 的方差.(9)式计算的 FIR 型维纳滤波器很难保证线性相位,由于根据每一层的小波变换系数设计的维纳滤波器均不相同,这将导致各层小波变换系数通过滤波器后的群延迟不可能相同,并且群延迟是关于频率的函数.如果不能设计一个全通滤波器将群延迟校正为常数,并且通过移位使得维纳滤波器和全通滤波器的组合成为零相位滤波器,就会造成小波逆变换之后重建信号的畸变.例如,第 p 层的小波系数(包括细节系数和近似系数)如果左移 1 位,则第 w 层的小波系数($w < p$)需左移 2^{p-w} 位才能使得重建信号与原始信号的波形相同,并且重建信号与原信号相比左移了 2^p 位.全通滤波器的设计方法见附录 A.

3.4. 提升小波逆变换

提升小波逆变换的计算方法非常简单,只是正变换的简单反向,如图 1 所示.如果输入的细节信号为 $d'_1(n)$ 和近似信号为 $s'_1(n)$,相应的三个步骤为:

1) 反更新恢复偶序列

$$x'_e(n) = s'_1(n) - U(d'_1(n)). \quad (11)$$

2) 反预测恢复奇序列

$$x'_o(n) = d'_1(n) + P(x'_e(n)). \quad (12)$$

3) 将偶序列和奇序列合成 $x'(n)$.

4. 实验分析

本文提出的 1/f 噪声滤波方法在用于微创外科手术机器人的力传感器中得到了应用.具备力感知功能的四自由度微创外科手术机械手如图 2 所示,机械手通过右端的快换接口安装在微创外科手术

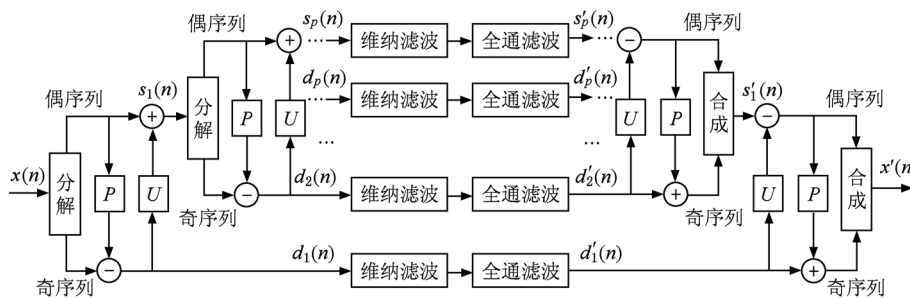


图 1 基于提升小波变换和维纳滤波的 1/f 噪声滤波方法

机器人的机械臂末端,机械手中部是外径 10 mm,长约 500 mm 的空心金属圆杆,手术开始时机械手经开在患者腹部的通道插入体内,由机械手左端钳形工具夹持手术针或其他微型器械完成整个手术,钳形工具的动力来源于安装在圆杆内的丝传动系统.为了测量手术过程中钳形工具与患者内脏组织的接触力,将应变片阵列布置在圆杆表面上靠近钳形工具的位置.用于应变信号调理(包括调零、37400 倍的放大、低通滤波和以 TMS230F2806 型数字信号处理器为核心的数字电路)的电路板密封在机械手

右端的快换接口盒内,受到体积和功耗的严格限制,放大电路设计为二级直流放大,这就不可避免地将半导体器件产生的 $1/f$ 噪声引入到应变信号中,并且二者的频带互相交叠.二级直流放大均选择常用的仪表放大器 AD8221,AD8221 基于传统三运放的拓扑结构,具有低电压失调、低增益漂移和低噪声(输入电压噪声为 $8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)的特点,模拟电路输出信号中的 $1/f$ 噪声大部分来源于 AD8221.为了减小电源噪声的影响,在机械臂上安装可充电镍氢电池组为整个信号调理电路供电.



图2 具备力感知功能的微创外科手术机械手

在传感器的初始化阶段,微创外科手术机械手还未进入工作状态,应变信号调理电路的输出可视为噪声.以 1000 Hz 的采样频率和 15 s 的采样时长获得一段噪声序列,图 3 给出了根据该噪声序列估计的功率谱(横轴是对数刻度),从图中可见在低频段功率谱和频率的函数关系接近线性,图中的虚线和点划线就是分别利用 IRLS 和最小二乘法对频率小于 50 Hz 的数据点进行拟合的结果,显然 IRLS 拟合的直线更合理,而最小二乘法的拟合结果受功率谱曲线上的尖峰影响大一些.从 IRLS 拟合直线的斜率得到 $\gamma = 2.0$.考虑到小波的消失矩 R 应满足 $R > \gamma/2$,即 $R > 1$,本文选择消失矩为 2 的 Db 2 小波.

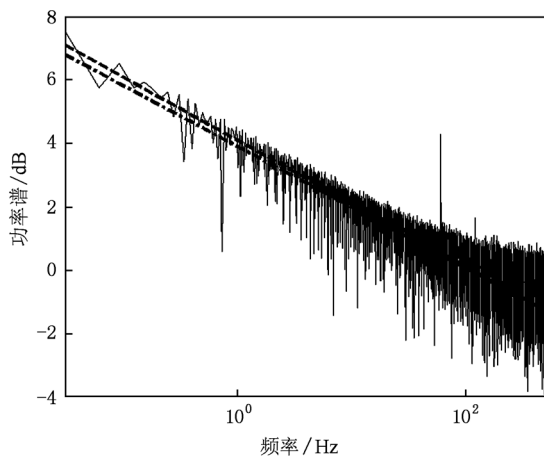


图3 噪声的功率谱曲线

图 4(a)给出了传感器进入工作状态之后采集的 160 s 数据,造成图中信号中部凸起的原因是给

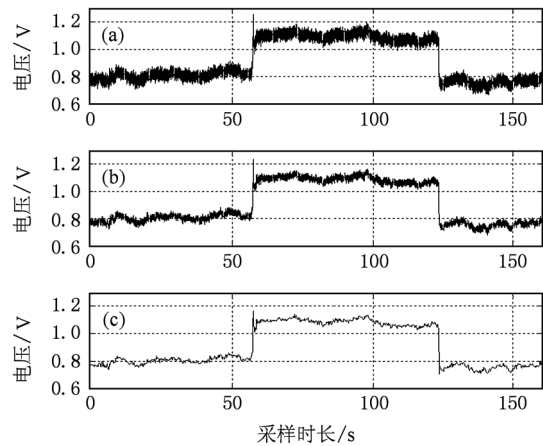


图4 (a)原始信号;(b)经维纳滤波后的信号;(c)经本文提出的方法处理后的信号

微创外科手术机械手的末端加载了一个 0.02 kg 的砝码(上升沿表示加载,下降沿表示卸载).图 4(b)是直接利用维纳滤波器对图 4(a)所示的信号处理的结果,由于 $1/f$ 噪声的持久相关性,这种滤波器的效果不够好.利用提升小波变换对图 4(a)所示的信号进行了八层分解,取维纳滤波器的参数 $q = 4$,按照(9)式对每一层的小波变换系数设计了维纳滤波器以及相应的全通滤波器,图 5(a)和(b)是对第三层小波变换系数设计的维纳滤波器的幅频和相频曲线,图 5(c)是将该维纳滤波器和全通滤波器级联后的群延迟,从图中可见群延迟很接近常数 6.为了得到最优的全通滤波器,图 6 给出了全通滤波器的阶数 v 和群延迟 E 取不同值时的残差 RES,当 $v = 7$

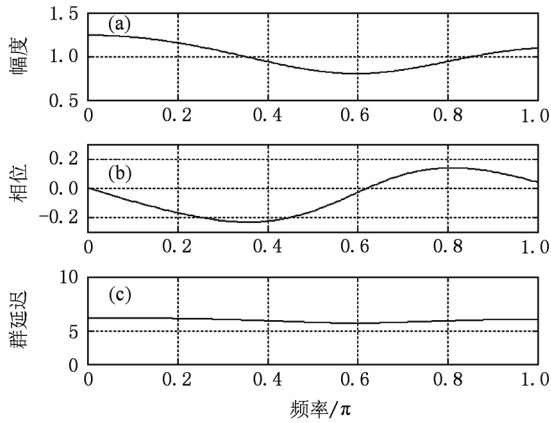


图5 (a)维纳滤波器的幅频响应;(b)维纳滤波器的相频响应;(c)维纳滤波器和全通滤波器级联后的群延迟

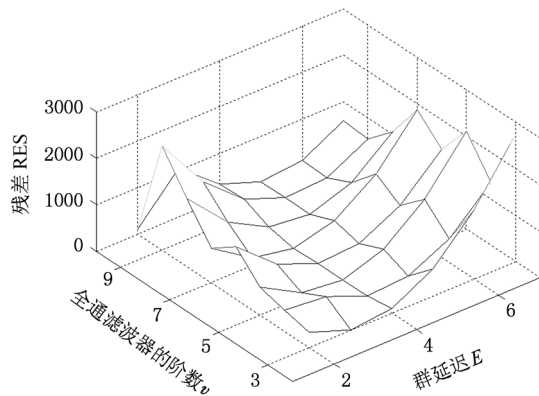


图6 最优全通滤波器的选择

以及 $E = 4$ 时 RES 取得最小值 1.02.

图4(c)给出了经本文提出的方法处理后的信号,从图中可以看出信噪比得到了有效提升. 经过多次加载砝码的测试,最终传感器的测力分辨力不大于 0.09 N;如果不采用任何滤波方法,传感器的测力分辨力不大于 0.12 N.

5. 结 论

本文针对半导体器件中普遍存在的 $1/f$ 噪声提出了一种结合了提升小波变换和维纳滤波器的处理方法. 这种方法需要首先利用重新加权迭代最小二乘法拟合 $1/f$ 噪声的功率谱曲线并估计噪声参数,而后选择恰当的分析小波. 这种处理方法包括

三个过程:1)提升小波分解;2)滤波:考虑到小波变换对 $1/f$ 噪声的白化作用,利用维纳滤波器对每一层小波系数进行处理. 设计了最优全通滤波器以校正维纳滤波器的相频特性,使得小波系数经滤波后相位不变;3)提升小波重构. 在用于微创外科手术机器人的力传感器上进行的实验表明提出的方法能够有效抑制 $1/f$ 噪声,并使传感器的分辨力提高了 25%,同时也为分析和检测半导体器件的 $1/f$ 噪声提供了实验依据.

附录 A 最优全通滤波器的设计

如果 FIR 滤波器的冲击响应序列为 $\{g_{1d}(n), n = 0, 1, \dots, q - 1\}$, 则其频率响应可表示为:

$$G_{1d}(\omega) = \sum_{n=0}^{q-1} g_{1d}(n) \exp(-jn\omega) = g_{1d}(0) \prod_{n=1}^{q-1} (1 - b_n \exp(j\theta_n) \exp(-j\omega)). \quad (A1)$$

滤波器的群延迟表示为

$$\text{grad}[G_{1d}(\omega)] = \sum_{n=1}^{q-1} \frac{b_n^2 - b_n \cos(\omega - \theta_n)}{1 + b_n^2 - 2b_n \cos(\omega - \theta_n)}. \quad (A2)$$

设全通滤波器的频率响应为

$$A_{1d}(\nu, c_n, \xi_n, \omega) = \prod_{n=1}^{\nu} \frac{\exp(-j\omega) - c_n \exp(-j\xi_n)}{1 - c_n \exp(j\xi_n) \exp(-j\omega)}, \quad (A3)$$

式中 $0 \leq c_n < 1$. 为了避免滤波器的系数出现复数,令 $\xi_n = 0, n = 1, 2, \dots, \nu$, 则群延迟表示为

$$\text{grad}[A_{1d}(\nu, c_n, \omega)] = \sum_{n=1}^{\nu} \left[\frac{1 - c_n^2}{1 + c_n^2 - 2c_n \cos(\omega)} \right]. \quad (A4)$$

FIR 滤波器和全通滤波器直接级联后的群延迟为 $\text{grad}[G_{1d}(\omega) + A_{1d}(\nu, c_n, \omega)]$, 用全通滤波器对 FIR 滤波器进行相位校正的目标是使 $\text{grad}[G_{1d}(\omega) + A_{1d}(\nu, c_n, \omega)]$ 对于 $[0, \pi]$ 内的所有 ω 均接近正整数 E , 也就是寻找合适的 $\{c_n, n = 1, 2, \dots, \nu\}$ 使得 $\sum_m \{|\text{grad}[G_{1d}(\omega_m) + A_{1d}(\nu, c_n, \omega_m)] - E|^2\}$ 取得最小值,这个过程由非线性最小二乘法实现. 对于每一对给定的正整数对 (ν, E) 均能得到在最小二乘意义下的一组 $\{c_n, n = 1, 2, \dots, \nu\}$, 定义残差 RES 为

$$RES(\nu, E) = \sum_m \{|\text{grad}[G_{1d}(\omega_m) + A_{1d}(\nu, \omega_m)] - E|^2\}. \quad (A5)$$

使得 RES 取得最小值的全通滤波器系数 $\{c_n, n = 1, 2, \dots, \nu\}$ 即是最优滤波器,该全通滤波器和维纳滤波器级联的群延迟为 E . 信号通过维纳滤波器和全通滤波器后,还需将滤波器的输出序列左移 E 位,以达到零相位滤波的效果.

- [1] Zhang Z G, Guo S X, Gao F L, Yu S Y, Li X Y 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 2772 (in Chinese) [张振国、郭树旭、郜峰利、于思瑶、李雪妍 2009 物理学报 **58** 2772]
- [2] Bao J L, Zhuang Y Q, Du L, Li W H, Wan C X, Zhang P 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 2118 (in Chinese) [包军林、庄奕琪、杜磊、李伟华、万长兴、张萍 2005 物理学报 **54** 2118]
- [3] Liu Y A, Du L, Bao J L 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 2468 (in Chinese) [刘宇安、杜磊、包军林 2008 物理学报 **57** 2468]
- [4] Lin L Y, Du L, Bao J L, He L 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 047202 (in Chinese) [林丽艳、杜磊、包军林、何亮 2011 物理学报 **60** 047202]
- [5] Zhuang Y Q, Sun Q 1993 *Noise and its Minimizing Technology in Semiconductor Devices* (Beijing: National Defense Industry Press) pp80—128 (in Chinese) [庄奕琪、孙青 1993 半导体器件中的噪声及其低噪声化技术(北京: 国防工业出版社) 第80—128页]
- [6] Tewfik A H, Kim M 1992 *IEEE Trans. Inform. Theory* **38** 904
- [7] Ninness B 1998 *IEEE Trans. Inform. Theory* **44** 32
- [8] Atto A M, Pastor D, Mercier G 2010 *IEEE Trans. Inform. Theory* **56** 4741
- [9] Jabr R A 2006 *Int. J. Elec. Power* **28** 86
- [10] Fomenko I, Durst M, Balaban D 2006 *Comput. Meth. Prog. Bio.* **82** 31
- [11] Hund E, Massart D L, Smeyers-Verbeke J 2002 *Anal. Chim. Acta* **463** 53
- [12] Sweldens W 1996 *Appl. Comput. Harmon.* **A 3** 186
- [13] Sweldens W 1998 *SIAM J. Math. Anal.* **29** 511
- [14] Zhao Z H, Zhang Y H, Jiang H 2002 *J. Shanghai Jiaotong Univ.* **36** 1037 (in Chinese) [赵忠华、张炎华、江红 2002 上海交通大学学报 **36** 1037]

Reduction of $1/f$ noise in semiconductor devices based on wavelet transform and Wiener filter*

Dai Yu[†] Zhang Jian-Xun

(Institute of Robotics and Automatic Information System, Nankai University, Tianjin 300071, China)

(Received 3 July 2011; revised manuscript received 15 July 2011)

Abstract

In order to reduce universal $1/f$ noise in semiconductor devices, a method with combining lifting wavelet transform and Wiener filter is presented. Firstly, the iteratively reweighted least square method is introduced to fit the power spectrum of $1/f$ noise and estimate its parameter, and then an appropriate wavelet can be selected. Secondly, the signal with $1/f$ noise is decomposed by lifting wavelet transform. Considering the fact that the wavelet transform whitens $1/f$ noise, Wiener filter is used to treat the wavelet coefficient of each layer. Allpass filter is optimized to adjust the phase frequency response of Wiener filter, and the phase of filtered wavelet coefficient is not changed. Finally, the useful signal embedded in $1/f$ noise is retrieved by the inverse lifting wavelet transform. Experimental study demonstrates the proposed procedure and verifies its effectiveness, and the experimental data are acquired from a force sensor developed for minimally invasive surgery robot. The results show that the method works very well in minimizing $1/f$ noise, and so the resolution of the sensor increases 25%.

Keywords: semiconductor devices, $1/f$ noise, lifting wavelet transform, Wiener filter

PACS: 05.40.-a, 85.40.Qx, 84.30.Vn

* Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2009AA044001), and the Fundamental Research Funds for the Central Universities, China.

[†] E-mail: daiyu@nankai.edu.cn