



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105640503 B

(45)授权公告日 2018.10.16

(21)申请号 201511026408.7

(22)申请日 2015.12.30

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 105640503 A

(43)申请公布日 2016.06.08

(73)专利权人 深圳先进技术研究院
地址 518000 广东省深圳市南山区西丽大
学城学苑大道1068号

(72)发明人 李焯 饶永康 李鑫

(74)专利代理机构 深圳中一专利商标事务所
44237

代理人 张全文

(51)Int.Cl.

A61B 5/00(2006.01)

(56)对比文件

US 2015/0297313 A1,2015.10.22,

US 2009/0069647 A1,2009.03.12,

US 2010/0274102 A1,2010.10.28,

石波 等.应用EKF平滑算法提高GPS/INS定
位定姿精度.《测绘科学技术学报》.2012,第29卷
(第5期),第334-338页.

R Sameni等.Filtering Noisy ECG
Signals Using the Extended Kalman Filter
Based on Modified Dynamic ECG Model.
《Computers in Cardiology》.2005,第32卷第
1017-1020页.

审查员 王传利

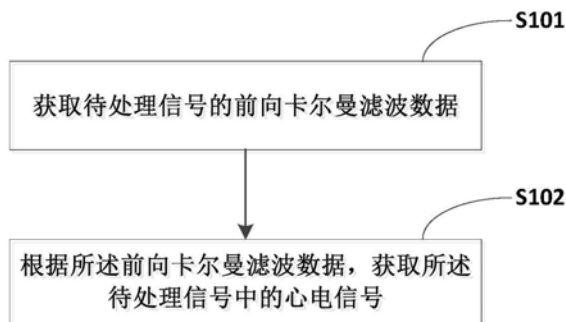
权利要求书4页 说明书14页 附图5页

(54)发明名称

一种去除心电信号中静电干扰的方法和装
置

(57)摘要

本发明属于信号处理技术领域,提供了一种
去除心电信号中静电干扰的方法和装置。所述方
法包括:获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数
据;根据所述前向卡尔曼滤波数据,获取所述待
处理信号中的心电信号。通过本发明解决了现有
扩展卡尔曼滤波器去除心电信号中静电干扰准
确率不高的问题。



1. 一种去除心电信号中静电干扰的方法,其特征在于,所述方法包括:
 获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据;
 根据所述前向卡尔曼滤波数据,获取所述待处理信号中的心电信号;
 在获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据之前,还包括:
 获取待处理信号的相关参数;
 所述获取待处理信号的相关参数包括:

采集N个心电周期的待处理信号,并存入 $2 \times M$ 矩阵O,矩阵O的第 k_0 个列矢量 $O_{k_0} = \begin{bmatrix} k_0 \\ z_{k_0} \end{bmatrix}$,

其中, $k_0 = 1, 2, \dots, M$,M、N为大于零的整数, z_{k_0} 为待处理信号的幅值, k_0 为采样点序号;

对所述采集的N个心电周期的待处理信号进行R波检测,将所述待处理信号的R峰的序号 k_0 存入一维列矢量R,计算第i个心电周期的起始点位置 $Beg(i) = INT\left(\frac{R(i)+R(i-1)}{2}\right)$,并将其存入一维列矢量Beg,其中,R(i)为第i个待处理信号R峰的采样点序号,INT为取整函数;

根据所述第i个心电周期的起始点位置Beg(i),计算第i个心电周期的采样点数 Num_i ,以

获得所述待处理信号的全局角速度 $w_g = \frac{2\pi f_s}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Num_i}$,其中, f_s 为采样频率;

将第i个心电周期的待处理信号映射成长度为 f_s 的信号序列 $ECGnew_i$,并计算所述N个心电周期的信号平均值 $ECGmean(k_e) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N ECGnew_i(k_e)$,其中, $k_e = 1, 2, \dots, f_s$;

根据所述N个心电周期的信号平均值 $ECGmean(k_e)$,计算所述待处理信号的模型参数 $[\overline{\alpha_P}, \overline{\alpha_Q}, \overline{\alpha_R}, \overline{\alpha_S}, \overline{\alpha_T}, \overline{b_P}, \overline{b_Q}, \overline{b_R}, \overline{b_S}, \overline{b_T}, \overline{\theta_P}, \overline{\theta_Q}, \overline{\theta_R}, \overline{\theta_S}, \overline{\theta_T}]$,以获得过程噪声矢量均值 $\overline{W} = [\overline{\omega_g}, \overline{\eta}, \overline{\alpha_P}, \overline{\alpha_Q}, \overline{\alpha_R}, \overline{\alpha_S}, \overline{\alpha_T}, \overline{b_P}, \overline{b_Q}, \overline{b_R}, \overline{b_S}, \overline{b_T}, \overline{\theta_P}, \overline{\theta_Q}, \overline{\theta_R}, \overline{\theta_S}, \overline{\theta_T}]$,其中, η 为建模不确定性,用五个高斯函数对应地表示心电信号的P波、Q波、R波、S波、T波, $\overline{\alpha_j}$ 、 $\overline{b_j}$ 、 $\overline{\theta_j}$ 是所述五个高斯函数对应的模型参数,j表示心电信号的P波、Q波、R波、S波、T波;

根据信号序列 $ECGnew_i(k_e)$ 和所述N个心电周期的信号平均值 $ECGmean(k_e)$,计算所述待处理信号的观测噪声功率 $ECGms$,以获得前向卡尔曼滤波观测噪声自相关矩阵

$$R(2,2) = \begin{bmatrix} (\omega_g \delta)^2 / 12 & 0 \\ 0 & ECGms \end{bmatrix}, \text{其中} \delta \text{为采样间隔。}$$

2. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,所述获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据包括:

采集所述待处理信号,计算所述待处理信号中第 k_p 个采样点所对应的弧值 φ_{k_p} ,以获得 k_p 时刻的观测矩阵 $Y_{k_p} = \begin{bmatrix} \varphi_{k_p} \\ s_{k_p} \end{bmatrix}$,其中, s_{k_p} 为 k_p 时刻的信号幅值, k_p 为大于零的整数;

计算 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测值 $\hat{X}_1^f(k_p) = f\left(\hat{X}^f(k_p-1), W_{k_p}\right) \Big| W_{k_p} = \bar{W}$ 和 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测误差自相关矩阵 $K^f(k_p-1, k_p) = A_{k_p-1}P^f(k_p-1)A_{k_p-1}^T + F_{k_p-1}QF_{k_p-1}^T$,其中, f 为前向卡尔曼滤波的状态转移抽象函数, A_{k_p-1} 为 k_p-1 时刻前向卡尔曼滤波的状态转移抽象函数 f 对 $\hat{X}^f(k_p-1)$ 的偏导数, F_{k_p-1} 为 k_p-1 时刻前向卡尔曼滤波的状态转移抽象函数 f 对 \bar{W} 的偏导数, $P^f(k_p-1)$ 为 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵, Q 为前向卡尔曼滤波观测误差自相关矩阵;

根据 k_p 时刻的观测矩阵 Y_{k_p} ,计算 k_p 时刻的新息过程 α_{k_p} ,以获得前向卡尔曼滤波值 $\hat{X}^f(k_p) = \hat{X}_1^f(k_p) + Kg_{k_p}^f \alpha_{k_p}$,其中, $Kg_{k_p}^f$ 为 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波增益矩阵;

根据 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波增益矩阵 $Kg_{k_p}^f$ 和 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测误差自相关矩阵 $K^f(k_p-1, k_p)$,计算 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵 $P^f(k_p) = (I - Kg_{k_p}^f C)K^f(k_p-1, k_p)$,其中, I 和 C 为单位矩阵。

3. 根据权利要求2所述的方法,其特征在于,所述根据所述前向卡尔曼滤波数据,获取所述待处理信号中的心电信号包括:

根据 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测误差自相关矩阵 $K^f(k_p-1, k_p)$ 和 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵 $P^f(k_p-1)$,计算 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波增益矩阵 $Kg(k_p-1) = P^f(k_p-1) [K^f(k_p-1, k_p)]^{-1}$;

根据 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波增益矩阵 $Kg(k_p-1)$ 、 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波值 $\hat{X}^f(k_p-1)$ 、 k_p 时刻的所述待处理信号中心电信号的输出值 $\hat{X}(k_p)$ 和 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测值 $\hat{X}_1^f(k_p)$,计算 k_p-1 时刻的所述待处理信号中的心电信号的输出值 $\hat{X}(k_p-1) = \hat{X}_1^f(k_p-1) + Kg(k_p-1) \left(\hat{X}(k_p) - \hat{X}_1^f(k_p) \right)$ 。

4. 一种去除心电信号中静电干扰的装置,其特征在于,所述装置包括:

数据获取模块,用于获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据;

信号获取模块,用于根据所述前向卡尔曼滤波数据,获取所述待处理信号中的心电信号;

所述装置还包括:

参数获取模块,用于获取待处理信号的相关参数;

所述参数获取模块包括:

采集单元、处理单元、第一计算单元、第二计算单元、第三计算单元以及第四计算单元;

所述采集单元,用于采集 N 个心电周期的待处理信号,并存入 $2 \times M$ 矩阵 O ,矩阵 O 的第 k_0 个列矢量 $O_{k_0} = \begin{bmatrix} k_0 \\ z_{k_0} \end{bmatrix}$,其中, $k_0 = 1, 2, \dots, M, M, N$ 为大于零的整数, z_{k_0} 为待处理信号的幅值, k_0 为

采样点序号；

所述处理单元,用于对所述采集的N个心电周期的待处理信号进行R波检测,将所述待处理信号的R峰的序号 k_0 存入一维列矢量R,计算第i个心电周期的起始点位置

$$Beg(i) = INT\left(\frac{R(i)+R(i-1)}{2}\right),$$

并将其存入一维列矢量Beg,其中,R(i)为第i个待处理信号的

R峰的采样点序号,INT为取整函数；

所述第一计算单元,用于根据所述第i个心电周期的起始点位置Beg(i),计算第i个心电周期的采样点数Num_i,以获得所述待处理信号的全局角速度 $w_g = \frac{2\pi f_s}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Num_i}$,其中, f_s 为

采样频率；

所述第二计算单元,将第i个心电周期的待处理信号映射成长度为 f_s 的信号序列ECGnew_i,并计算所述N个心电周期的信号平均值 $ECGmean(k_e) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N ECGnew_i(k_e)$,其中, $k_e = 1, 2, \dots, f_s$ ；

所述第三计算单元,用于根据所述N个心电周期的信号平均值ECGmean(k_e),计算所述待处理信号的模型参数 $[\overline{\alpha_p}, \overline{\alpha_Q}, \overline{\alpha_R}, \overline{\alpha_S}, \overline{\alpha_T}, \overline{b_p}, \overline{b_Q}, \overline{b_R}, \overline{b_S}, \overline{b_T}, \overline{\theta_p}, \overline{\theta_Q}, \overline{\theta_R}, \overline{\theta_S}, \overline{\theta_T}]$,以获得过程噪声矢量均值 $\overline{W} = [\overline{\omega_g}, \overline{\eta}, \overline{\alpha_p}, \overline{\alpha_Q}, \overline{\alpha_R}, \overline{\alpha_S}, \overline{\alpha_T}, \overline{b_p}, \overline{b_Q}, \overline{b_R}, \overline{b_S}, \overline{b_T}, \overline{\theta_p}, \overline{\theta_Q}, \overline{\theta_R}, \overline{\theta_S}, \overline{\theta_T}]$,其中, η 为建模不确定性,用五个高斯函数对应地表示心电信号的P波、Q波、R波、S波、T波, $\overline{\alpha_j}$ 、 $\overline{b_j}$ 、 $\overline{\theta_j}$ 是所述五个高斯函数对应的模型参数,j表示心电信号的P波、Q波、R波、S波、T波；

所述第四计算单元,用于根据信号序列ECGnew_i(k_e)和所述N个心电周期的信号平均值ECGmean(k_e),计算所述待处理信号的观测噪声功率ECGms,以获得前向卡尔曼滤波观测噪声自相关矩阵 $R(2,2) = \begin{bmatrix} (\omega_g \delta)^2 / 12 & 0 \\ 0 & ECGms \end{bmatrix}$,其中 δ 为采样间隔。

5. 根据权利要求4所述的装置,其特征在于,所述数据获取模块包括:

采集单元、第一计算单元、第二计算单元以及第三计算单元；

采集单元,用于采集所述待处理信号,计算心电周期中第 k_p 个采样点所对应的弧值 φ_{k_p} ,

以获得 k_p 时刻的观测矩阵 $Y_{k_p} = \begin{bmatrix} \varphi_{k_p} \\ s_{k_p} \end{bmatrix}$,其中 s_{k_p} 为 k_p 时刻的信号幅值, k_p 为大于零的整数；

第一计算单元,用于计算 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测值 $\hat{X}_1^f(k_p) = f\left(\hat{X}^f(k_p-1), W_{k_p}\right) | W_{k_p} = \overline{W}$ 和 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测误差自相关矩阵 $K^f(k_p-1, k_p) = A_{k_p-1} P^f(k_p-1) A_{k_p-1}^T + F_{k_p-1} Q F_{k_p-1}^T$,其中,f为前向卡尔曼滤波的状态转移抽象函数, A_{k_p-1} 为 k_p-1 时刻前向卡尔曼滤波的状态转移抽象函数f对 $\hat{X}^f(k_p-1)$ 的偏导数, F_{k_p-1} 为 k_p-1 时刻前向卡尔曼滤波的状态转移抽象函数

f对 \bar{w} 的偏导数, $P^f(k_p-1)$ 为 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵, Q 为前向卡尔曼滤波观测误差自相关矩阵;

第二计算单元,用于根据 k_p 时刻的观测矩阵 Y_{k_p} ,计算 k_p 时刻的新息过程 α_{k_p} ,以获得前向卡尔曼滤波值 $\hat{X}^f(k_p) = \hat{X}_1^f(k_p) + Kg_{k_p}^f \alpha_{k_p}$,其中, $Kg_{k_p}^f$ 为 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波增益矩阵;

第三计算单元,用于根据 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波增益矩阵 $Kg_{k_p}^f$ 和 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测误差自相关矩阵 $K^f(k_p-1, k_p)$,计算 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵 $P^f(k_p) = (I - Kg_{k_p}^f C)K^f(k_p-1, k_p)$,其中, I 和 C 为单位矩阵。

6. 根据权利要求5所述的装置,其特征在于,所述信号获取模块包括:

第一计算单元,用于根据 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测误差自相关矩阵 $K^f(k_p-1, k_p)$ 和 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵 $P^f(k_p-1)$,计算 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波增益矩阵 $Kg(k_p-1) = P^f(k_p-1) [K^f(k_p-1, k_p)]^{-1}$;

第二计算单元,用于根据 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波增益矩阵 $Kg(k_p-1)$ 、 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波值 $\hat{X}^f(k_p-1)$ 、 k_p 时刻的所述待处理信号中的心电信号的输出值 $\hat{X}(k_p)$ 和 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测值 $\hat{X}_1^f(k_p)$,计算 k_p-1 时刻的所述待处理信号中的心电信号的输出值 $\hat{X}(k_p-1) = \hat{X}^f(k_p-1) + Kg(k_p-1) \left(\hat{X}(k_p) - \hat{X}_1^f(k_p) \right)$ 。

一种去除心电信号中静电干扰的方法和装置

技术领域

[0001] 本发明属于信号处理技术领域,尤其涉及一种去除心电信号中静电干扰的方法和装置。

背景技术

[0002] 心电信号能够给医生提供重要的临床信息,因而被广泛地用于健康状态的监测。由于外部电场的影响,心电信号的检测常常受到静电信号的干扰。因为静电信号的频谱和心电信号的频谱重叠,所以传统的频率滤波器难以去除静电干扰。目前常用小波变换和扩展卡尔曼滤波器去除心电信号中的静电干扰,但是,小波变换的复杂度大,无法应用于心电信号中静电干扰的去除。卡尔曼滤波器能够根据观测量动态估计状态量,作为一种时域算法,特别适合用于去除频谱和信号频谱重叠的噪声。所谓扩展卡尔曼滤波器,是一种针对传统卡尔曼滤波器对所处理的系统的线性化要求,根据一阶泰勒级数展开理论,将非线性的系统展开成线性近似后,对传统卡尔曼滤波器进行了相应地调整后,所形成新型滤波器,以含有噪声的心电信号作为观测量,扩展卡尔曼滤波器可以动态地估计出心电信号,从而实现心电信号中静电干扰的去除。然而,扩展卡尔曼滤波器去除心电信号中静电干扰的准确率不高。

[0003] 故,有必要提出一种新的技术方案,以解决上述技术问题。

发明内容

[0004] 鉴于此,本发明实施例提供一种去除心电信号中静电干扰的方法和装置,以解决现有扩展卡尔曼滤波器去除心电信号中静电干扰准确率不高的问题。

[0005] 本发明实施例的第一方面,提供一种去除心电信号中静电干扰的方法,所述方法包括:

[0006] 获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据;

[0007] 根据所述前向卡尔曼滤波数据,获取所述待处理信号中的心电信号。

[0008] 本发明实施例的第二方面,提供一种去除心电信号中静电干扰的装置,所述装置包括:

[0009] 数据获取模块,用于获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据;

[0010] 信号获取模块,用于根据所述前向卡尔曼滤波数据,获取所述待处理信号中的心电信号。

[0011] 本发明实施例与现有技术相比存在的有益效果是:本发明实施例通过前向卡尔曼滤波获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据,根据所述前向卡尔曼滤波数据和RTS平滑理论,平滑估计出待处理信号中的心电信号,从而实现心电信号中静电干扰的去除,解决了现有扩展卡尔曼滤波器去除心电信号中静电干扰准确率不高的问题。

附图说明

[0012] 为了更清楚地说明本发明实施例中的技术方案,下面将对实施例或现有技术描述中所需要使用的附图作简单地介绍,显而易见地,下面描述中的附图仅仅是本发明的一些实施例,对于本领域普通技术人员来讲,在不付出创造性劳动性的前提下,还可以根据这些附图获得其他的附图。

[0013] 图1是本发明实施例一提供的去除心电信号中静电干扰的方法的实现流程图;

[0014] 图2是本发明实施例二提供的去除心电信号中静电干扰的方法的实现流程图;

[0015] 图3是本发明实施例二提供的心电信号R波检测的结果示例图;

[0016] 图4是本发明实施例二提供的多个心电周期的平均ECGmean示例图;

[0017] 图5是本发明实施例二提供的用计算出的模型参数重构的心电信号示例图;

[0018] 图6是本发明实施例二提供的扩展卡尔曼滤波器估计出的心电信号和扩展卡尔曼RTS平滑器估计出的心电信号的示例图;

[0019] 图7是本发明实施例三提供的去除心电信号中静电干扰的装置的组成示意图;

[0020] 图8是本发明实施例四提供的去除心电信号中静电干扰的装置的组成示意图。

具体实施方式

[0021] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白,以下结合附图及实施例,对本发明进行进一步详细说明。应当理解,此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本发明,并不用于限定本发明。

[0022] 实施例一:

[0023] 图1示出了本发明实施例一提供的去除心电信号中静电干扰的方法的实现流程,所述实现流程详述如下:

[0024] 在步骤S101中,获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据;

[0025] 在本发明实施例中,所述待处理信号为含有静电干扰的心电信号。

[0026] 在本发明实施例中,利用扩展卡尔曼滤波器获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据。

[0027] 传统扩展卡尔曼滤波理论的具体内容如下:

[0028] 利用扩展卡尔曼滤波器去除心电信号中噪声的本质是:把含有噪声的心电信号作为观测量,利用扩展卡尔曼滤波器动态估计状态量,即心电信号。

[0029] 卡尔曼滤波器要求所处理的系统必须能够用一个线性的状态转移方程和一个线性的观测方程写成如公式(1-1)所示的形式。

$$[0030] \quad \begin{cases} X_{k+1} = F(k+1, k)X_k + W_{k+1} \\ Y_k = C(k)X_k + V_k \end{cases} \quad (1-1)$$

[0031] 其中, X_{k+1} 为k+1时刻的状态矢量, W_{k+1} 为k+1时刻的过程噪声, $F(k+1, k)$ 为k+1时刻的状态转移矩阵, Y_k 为k时刻的观测矢量, V_k 为k时刻的观测噪声, $C(k)$ 为k时刻的观测矩阵。

[0032] 卡尔曼滤波器属于贝叶斯滤波框架,它由预测过程和更新过程组成。k时刻的卡尔曼滤波值 \hat{X}_k 可以由以下四个公式计算得到。

[0033] 利用公式(1-2)计算k时刻的状态量的估计量:

$$[0034] \quad \hat{X}_1(k) = f\left(\hat{X}(k-1), W_k, k\right) \Big| W_k = \hat{W}_k \quad (1-2)$$

[0035] 其中, f 为状态转移抽象函数, W_k 为 k 时刻的过程噪声, \hat{W}_k 为 k 时刻的过程噪声估计量。

[0036] 利用公式 (1-3) 计算 k 时刻的新息过程:

$$[0037] \quad \alpha_k = Y_k - g\left(\hat{X}_1(k), V_k, k\right) \Big| V_k = \hat{V}_k \quad (1-3)$$

[0038] 其中, g 为观测量与状态量之间的抽象函数, V_k 为 k 时刻的观测噪声, \hat{V}_k 为 k 时刻的观测噪声估计量。

[0039] 利用公式 (1-4) 计算 k 时刻的卡尔曼滤波系数:

$$[0040] \quad K_{gk} = P_{k,k} - C(k) (C(k) P_{k,k-1} C(k) + R_k)^{-1} \quad (1-4)$$

[0041] 其中, $P_{k,k}$ 为卡尔曼滤波误差自相关矩阵, $P_{k,k-1}$ 为卡尔曼滤波预测误差自相关矩阵, R_k 为观测误差自相关矩阵, $C(k)$ 为单位矩阵。

[0042] 利用公式 (1-5) 计算 k 时刻的卡尔曼滤波输出值:

$$[0043] \quad \hat{X}(k) = \hat{X}_1(k) + K_{gk} \alpha_k \quad (1-5)$$

[0044] 计算 $k+1$ 时刻的卡尔曼滤波输出值 $\hat{X}(k+1)$ 时, 将 k 时刻的卡尔曼滤波输出值 $\hat{X}(k)$ 和卡尔曼滤波误差自相关函数 $P_{k,k}$ 传递到 $k+1$ 时刻的卡尔曼滤波。

[0045] 为了利用卡尔曼滤波器去除心电信号中的静电干扰, 必须将卡尔曼滤波理论与实际的心电信号模型结合。

[0046] 目前, 常用的心电信号模型如公式 (1-6) 所示:

$$[0047] \quad \begin{cases} \theta_{k+1} = (\theta_k + \omega \delta) \bmod(2\pi) \\ Z_{k+1} = - \sum_{i \in \{P, Q, R, S, T\}} \delta \frac{\alpha_i \omega}{b_i^2} \Delta \theta_i \exp\left(\frac{\Delta \theta_i^2}{2b_i^2}\right) + Z_k + \eta \end{cases} \quad (1-6)$$

[0048] 其中, 心电信号模型用五个高斯函数对应地表示心电信号的五个波, α_i, b_i, θ_i 为这五个高斯函数对应的模型参数, θ_k 为一个心电信号周期的所有抽样点均匀分布于 0 到 2π 后, k 时刻的抽样数据对应的弧值, δ 为采样间隔, ω 为全局采样角速度, $\Delta \theta = (\theta_k - \theta_i) \bmod(2\pi)$, Z_k 为 k 时刻的抽样数据对应的心电幅值, η 为建模不确定性。

[0049] 利用卡尔曼滤波估计心电信号时, 状态矢量 X_k 由心电信号数据点的弧值 θ_k 和数据点的幅值 Z_k 组成, 而观测矢量 Y_k 由含有静电干扰心电信号的数据点的弧值 φ_k 和数据点的幅值 S_k 组成, 过程噪声 W_k 由抽样角速度, 抽样间隔 δ 以及 15 个模型参数组成, 即 $W_k = [\omega_g, \eta, \alpha_P, \alpha_Q, \alpha_R, \alpha_S, \alpha_T, b_P, b_Q, b_R, b_S, b_T, \theta_P, \theta_Q, \theta_R, \theta_S, \theta_T]$ 。

[0050] 系统的观测方程为现象的, 但是, 系统的状态转移方程为非线性的, 需利用一阶泰勒级数展开理论, 将其展开成近似线性的形式, 非线性的系统可以用非线性抽样函数表示为公式 (1-7) 所示的方程组:

$$[0051] \quad \begin{cases} X_{k+1} = f(X_k, W_{k+1}, k) \\ Y_k = g(X_k, V_k, k) \end{cases} \quad (1-7)$$

[0052] 其中, f 为状态转移抽象函数, g 为观测量与状态量之间的抽象函数, W_{k+1} 为 $k+1$ 时刻的过程噪声, V_k 为 k 时刻的观测噪声。

[0053] 对公式 (1-7) 进行线性近似, 如公式 (1-8) 所示:

$$[0054] \begin{cases} X_{k+1} = f\left(\hat{X}_k, \hat{W}_k, k\right) + A_k\left(X_k - \hat{X}_k\right) + F_k\left(W_k - \hat{W}_k\right) \\ Y_k = g\left(\hat{X}_k, \hat{V}_k, k\right) + C_k\left(X_k - \hat{X}_k\right) + G_k\left(W_k - \hat{W}_k\right) \end{cases} \quad (1-8)$$

[0055] 其中, A_k, F_k, C_k, G_k 为对应的偏导数, 其计算公式如公式 (1-9) 所示:

$$[0056] \begin{cases} A_k = \left. \frac{\partial f\left(X, \hat{W}_k, k\right)}{\partial X} \right|_{X = \hat{X}_k} \\ F_k = \left. \frac{\partial f\left(\hat{X}_k, W, k\right)}{\partial W} \right|_{W = \hat{W}_k} \\ C_k = \left. \frac{\partial g\left(X, \hat{V}_k, k\right)}{\partial X} \right|_{X = \hat{X}_k} \\ G_k = \left. \frac{\partial g\left(\hat{X}_k, V, k\right)}{\partial V} \right|_{V = \hat{V}_k} \end{cases} \quad (1-9)$$

[0057] 对应的扩展卡尔曼滤波计算公式如 (1-10) 所示:

$$[0058] \begin{cases} \hat{X}_1(k) = f\left(\hat{X}(k-1), W, k\right) \Big|_{W = \hat{W}_k} \\ \alpha_k = Y_k - g\left(\hat{X}_1(k), V, k\right) \Big|_{V_k = \hat{V}_k} \\ K(k, k-1) = A_{k-1}P(k-1)A_{k-1}^T + F_{k-1}Q_kF_{k-1}^T \\ Kg_k = C_kK(k, k-1)\left(C_kK(k, k-1)C_k^T + G_kR_kG_k^T\right)^{-1} \\ \hat{X}(k) = \hat{X}_1(k) + Kg_k\alpha_k \\ P(k) = (I - Kg_kC_k)K(k, k-1) \end{cases} \quad (1-10)$$

[0059] 由心电信号模型可知, 系统的状态转移方程组为:

[0060]

$$\begin{cases} f_1(\theta_k, \omega, W_k, k) = \theta_k + \omega\delta \\ f_2(\theta_k, X_k, \omega, \eta, \alpha_p, \dots, \alpha_T, b_p, \dots, b_T, \theta_p, \dots, \theta_T, W_k, k) = - \sum_{i \in \{P, Q, R, S, T\}} \delta \frac{\alpha_i \omega}{b_i^2} \Delta \theta_i \exp\left(\frac{\Delta \theta_i^2}{2b_i^2}\right) + X_k + \eta \end{cases}$$

$$(1-11)$$

[0061] 偏导数 A_k 为 2×2 矩阵, 偏导数 F_k 为 2×17 矩阵, 它们的计算公式如公式 (1-12)、(1-13) 所示:

$$[0062] \quad \begin{cases} A(1,1) = \frac{\partial f_1}{\partial \theta_k} = 1 \\ A(1,2) = \frac{\partial f_1}{\partial Z_k} = 0 \\ A(2,1) = \frac{\partial f_2}{\partial \theta_k} = - \sum_{i \in \{P,Q,R,S,T\}} \delta \frac{\alpha_i \omega}{b_i^2} \left[1 - \frac{\Delta \theta_i^2}{b_i^2} \right] \exp\left(\frac{\Delta \theta_i^2}{2b_i^2}\right) \\ A(2,2) = \frac{\partial f_2}{\partial Z_k} = 1 \end{cases} \quad (1-12)$$

$$[0063] \quad \begin{cases} F(1,1) = \frac{\partial f_1}{\partial \omega} = \delta \\ F(1,2) = \frac{\partial f_1}{\partial \eta} = 0 \\ \dots \\ F(1,1) = \frac{\partial f_1}{\partial \theta_r} = 0 \\ F(2,1) = \frac{\partial f_2}{\partial \omega} = - \sum_{i \in \{P,Q,R,S,T\}} \delta \frac{\alpha_i \omega}{b_i^2} \left[1 - \frac{\Delta \theta_i^2}{b_i^2} \right] \exp\left(-\frac{\Delta \theta_i^2}{2b_i^2}\right) \\ F(2,2) = \frac{\partial f_2}{\partial \eta} = 1 \\ F(2,3) = \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_p} = -\delta \frac{\omega}{b_i^2} \Delta \theta_i \exp\left(-\frac{\Delta \theta_i^2}{2b_i^2}\right) \\ \dots \\ F(2,8) = \frac{\partial f_2}{\partial b_p} = -2\delta \frac{\alpha_i \omega}{b_i^3} \Delta \theta_i \exp\left(1 - \frac{\Delta \theta_i^2}{2b_i^2}\right) \exp\left(-\frac{\Delta \theta_i^2}{2b_i^2}\right) \\ \dots \\ F(2,17) = \frac{\partial f_2}{\partial \theta_r} = \delta \frac{\alpha_i \omega}{b_i^3} \exp\left(1 - \frac{\Delta \theta_i^2}{2b_i^2}\right) \exp\left(-\frac{\Delta \theta_i^2}{2b_i^2}\right) \end{cases} \quad (1-13)$$

[0064] 在步骤S102中,根据所述前向卡尔曼滤波数据,获取所述待处理信号中的心电信号。

[0065] 在本发明实施例中,在扩展卡尔曼滤波器的基础上结合RTS平滑理论,去除心电信号中的静电干扰,获取待处理信号中的心电信号。

[0066] 卡尔曼平滑器的输出由卡尔曼前向滤波的输出值 \hat{X}_k^f 和卡尔曼后向滤波 \hat{X}_k^b , 过程噪声 W_k 和观测噪声 V_k 相互独立,可用前向卡尔曼滤波的误差自相关矩阵 $P^f(k)$ 和后向卡尔曼滤波的预测误差 $K^b(k-1,k)$ 组合得到 k 时刻卡尔曼平滑的估计误差自相关矩阵,如公式(1-14)所示:

$$\begin{aligned}
 [0067] \quad P(k) &= \left[\left[P^f(k) \right]^{-1} + \left[K^b(k-1, k) \right]^{-1} \right]^{-1} \\
 &= \left[\left[P^f(k) \right]^{-1} + S^{-1}(k) \right]^{-1}
 \end{aligned} \tag{1-14}$$

[0068] 假设矩阵 $A = [B]^{-1} + C[D]^{-1}[C]^T$, A, B, D 为正定矩阵, 根据矩阵求逆定理, 矩阵 A 的逆矩阵为 $A^{-1} = B - BC[D + C^TBC]^{-1}C^TB$.

[0069] 令 $A = P(k)^{-1}$, $B = P^f(k)$, $C = 1$, $D = [S^-(k)]^{-1}$, I 为单位矩阵, 可得:

$$\begin{aligned}
 [0070] \quad P(k) &= P^f(k) - P^f(k) \left[P^f(k) + P^{b-}(k) \right] P^f(k) \\
 &= P^f(k) - P^f(k) S^-(k) \left[I + P^f(k) S^-(k) \right]^{-1} P^f(k)
 \end{aligned} \tag{1-15}$$

[0071] 卡尔曼平滑计算公式如 (1-16) 所示:

$$\begin{aligned}
 [0072] \quad \hat{X}(k) &= P(k) \left(\hat{X}_k^f \left[P^f(k) \right]^{-1} \right) + \left[K^b(k-1, k) \right]^{-1} \hat{X}_k^{b-} \\
 &= \hat{X}_k^f + \left(P^f(k) Z_k^- - Kg(k) \hat{X}_k^f \right)
 \end{aligned} \tag{1-16}$$

[0073] 其中, $Kg(k)$ 为卡尔曼平滑增益, 其计算公式如 (1-17) 所示:

$$[0074] \quad Kg(k) = P^f(k) S^-(k) \left[I + P^f(k) S^-(k) \right]^{-1} \tag{1-17}$$

[0075] 以上是传统的扩展卡尔曼平滑计算公式, 而一种更为高效的平滑器为 RTS 平滑器, 其 RTS 平滑输出值 $\hat{X}(k)$ 计算公式如 (1-18) 所示:

$$[0076] \quad \hat{X}(k) = \hat{X}_k^f + Kg(k) \left(\hat{X}(k+1) - \hat{X}_1^f(k+1) \right) \tag{1-18}$$

[0077] 其中, RTS 平滑增益 $Kg(k) = P^f(k) F(k+1, k)^T [K^f(k, k+1)]^{-1}$, $K^f(k, k+1)$ 为前向卡尔曼滤波器预测误差自相关矩阵, $F(k+1, k)^T$ 为单位矩阵。

[0078] RTS 平滑的误差自相关矩阵为:

$$[0079] \quad P(k) = P^f(k) - Kg(k) \left[K^f(k, k+1) - P(k+1) \right] Kg(k)^T \tag{1-19}$$

[0080] 本发明实施例通过前向卡尔曼滤波获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据, 根据所述前向卡尔曼滤波数据和 RTS 平滑理论, 平滑估计出待处理信号中的心电信号, 从而实现心电信号中静电干扰的去除, 解决了现有扩展卡尔曼滤波器去除心电信号中静电干扰准确率不高的问题。

[0081] 实施例二:

[0082] 图 2 示出了本发明实施例二提供的去除心电信号中静电干扰的方法的实现流程, 所述实现流程详述如下:

[0083] 在步骤 S201 中, 获取待处理信号的相关参数;

[0084] 在本发明实施例中, 所述待处理信号为含有静电干扰的心电信号。

[0085] 在本发明实施例中, 所述待处理信号的相关参数为过程噪声矢量均值 \bar{w} 和前向卡尔曼滤波观测噪声自相关矩阵 $R(2, 2)$ 。

[0086] 进一步的, 所述获取待处理信号的相关参数包括:

[0087] 采集N个心电周期的待处理信号,并存入 $2 \times M$ 矩阵O,矩阵O的第 k_0 个列矢量 $O_{k_0} = \begin{bmatrix} k_0 \\ z_{k_0} \end{bmatrix}$,其中, $k_0=1,2,\dots,M,M,N$ 为大于零的整数, z_{k_0} 为待处理信号的幅值, k_0 为采样点序号;

[0088] 对所述采集的N个心电周期的待处理信号进行R波检测,将所述待处理信号的R峰的序号 k_0 存入一维列矢量R,计算第i个心电周期的起始点位置 $Beg(i) = INT\left(\frac{R(i)+R(i-1)}{2}\right)$,并将其存入一维列矢量Beg,其中,R(i)为第i个待处理信号R峰的采样点序号,INT为取整函数;

[0089] 在本发明实施例中第i个心电周期信号 $ECG_i = \begin{bmatrix} Beg(i) \cdots Beg(i+1)-1 \\ O_{Beg(i)} \cdots O_{Beg(i+1)-1} \end{bmatrix}$ 。

[0090] 在本发明实施例中,通过对待处理信号进行R波检测,获得待处理信号的R峰,如3所示是心电信号R波检测的结果示例图。

[0091] 根据所述第i个心电周期的起始点位置,计算第i个心电周期的采样点数 Num_i ,以

获得所述待处理信号的全局角速度 $w_g = \frac{2\pi f_s}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Num_i}$,其中, f_s 为采样频率;

[0092] 在本发明实施例中,第i个心电周期的采样点数 $Num_i = Beg(i+1) - Beg(i)$ 。

[0093] 将第i个心电周期的待处理信号映射成长度为 f_s 的信号序列 ECG_{new_i} ,并计算所述N个心电周期的信号平均值 $ECG_{mean}(k_e) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N ECG_{new_i}(k_e)$,其中, $k_e=1,2,\dots,f_s$;

[0094] 示例性的,若采样频率 $f_s=350\text{Hz}$,则将第i个心电周期的待处理信号映射成长度为350的信号序列 ECG_{new_i} 。

[0095] 如图4所示是多个心电周期的平均 ECG_{mean} 示例图。

[0096] 在本发明实施例中,基于非线性插值法将第i个心电周期的待处理信号映射成长度为 f_s 的信号序列,具体的:先把第i个心电周期信号 ECG_i 的持续时间均匀地划分 f_s 等分,新的心电周期中第 k_e 个采样点的值 $ECG_{new_i}(k_e)$ 可以根据其所处的区间,参考原采样点 $ECG_i(n)$ 和 $ECG_i(n+1)$ 连线后的线段斜率计算得到,具体计算公式为

$$\begin{cases} ECG_{new_i}(k_e) = ECG_i(n) + [ECG_i(n+1) - ECG_i(n)] \left[\frac{(Num_i-1)(k_e-1)}{f_s} - n \right] \\ n = INT\left(\frac{(Num_i-1)(k_e-1)}{f_s}\right) \end{cases}, \text{其中, } n \text{ 为第 } k_e$$

个新的心电信号所处的区间序号。

[0097] 示例性的,将含有128个采样点的心电周期的待处理信号映射成长度为150个采样点,映射后的第一个采样点与第一个原采样点一样,区间序号为1;映射后的第二个采样点处于第一个原采样点与第二个原采样点之间,区间序号为2,依次定义区间信号。

[0098] 根据所述N个心电周期的信号平均值 $ECG_{mean}(k_e)$,计算所述待处理信号的模型参

数 $\left[\overline{\alpha_P}, \overline{\alpha_Q}, \overline{\alpha_R}, \overline{\alpha_S}, \overline{\alpha_T}, \overline{b_P}, \overline{b_Q}, \overline{b_R}, \overline{b_S}, \overline{b_T}, \overline{\theta_P}, \overline{\theta_Q}, \overline{\theta_R}, \overline{\theta_S}, \overline{\theta_T}\right]$, 以获得过程噪声向量均值 $\overline{W} = \left[\overline{\omega_g}, \overline{\eta}, \overline{\alpha_P}, \overline{\alpha_Q}, \overline{\alpha_R}, \overline{\alpha_S}, \overline{\alpha_T}, \overline{b_P}, \overline{b_Q}, \overline{b_R}, \overline{b_S}, \overline{b_T}, \overline{\theta_P}, \overline{\theta_Q}, \overline{\theta_R}, \overline{\theta_S}, \overline{\theta_T}\right]$, 其中 η 为建模不确定性;

[0099] 在本发明实施例中, 基于MATLAB平台, 利用非线性最小二乘函数lsqnonlin函数, 通过ECGmean, 对心电信号模型的参数 $\left[\overline{\alpha_P}, \overline{\alpha_Q}, \overline{\alpha_R}, \overline{\alpha_S}, \overline{\alpha_T}, \overline{b_P}, \overline{b_Q}, \overline{b_R}, \overline{b_S}, \overline{b_T}, \overline{\theta_P}, \overline{\theta_Q}, \overline{\theta_R}, \overline{\theta_S}, \overline{\theta_T}\right]$ 进

行非线性拟合
$$func(\overline{W}, i) = ECGmean(i) - \sum_{k=1}^{k=5} \overline{W}(k) e^{\left(\frac{\left(\frac{2\pi i - \overline{W}(10+k)}{f_s}\right)^2}{2\overline{W}(k+5)^2}\right)}$$
, 其中, 函数func为在参数

为 \overline{W} 条件下, 重构的心电信号的第 i 个数据点与ECGmean中对应的数据点的差值, 设定的参数 $\left[\overline{\alpha_P}, \overline{\alpha_Q}, \overline{\alpha_R}, \overline{\alpha_S}, \overline{\alpha_T}, \overline{b_P}, \overline{b_Q}, \overline{b_R}, \overline{b_S}, \overline{b_T}, \overline{\theta_P}, \overline{\theta_Q}, \overline{\theta_R}, \overline{\theta_S}, \overline{\theta_T}\right]$ 的初值为 $[45.8, -54.0, 429.0, -22.0, 76.3, -2.4, -1.7, 0.14, 0.09, 0.67, 2.44, 2.0, 3.17, 3.32, 5.08]$ 。

[0100] 在本发明实施例中, 建模不确定性 η 的均值为0, 如图5所示是用计算出的模型参数重构的心电信号示例图。

[0101] 根据信号序列 $ECG_{new_i}(k_e)$ 和所述 N 个心电周期的信号平均值 $ECG_{mean}(k_e)$, 计算所述待处理信号的观测噪声功率 ECG_{ms} , 以获得前向卡尔曼滤波观测噪声自相关矩阵

$$R(2,2) = \begin{bmatrix} (\omega_g \delta)^2 / 12 & 0 \\ 0 & ECG_{ms} \end{bmatrix}, \text{其中 } \delta \text{ 为采样间隔。}$$

[0102] 在步骤S202中, 获取所述待处理信号的前向卡尔曼滤波数据;

[0103] 在本发明实施例中, 根据待处理信号的相关参数为过程噪声矢量均值 W 和前向卡尔曼滤波观测噪声自相关矩阵 $R(2,2)$, 计算所述待处理信号的前向卡尔曼滤波数据。

[0104] 进一步的, 所述获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据包括:

[0105] 采集所述待处理信号, 计算所述待处理信号中第 k_p 个采样点所对应的弧值 φ_{k_p} , 以获得 k_p 时刻的观测矩阵 $Y_{k_p} = \begin{bmatrix} \varphi_{k_p} \\ S_{k_p} \end{bmatrix}$, 其中, S_{k_p} 为 k_p 时刻的信号幅值, k_p 为大于零的整数;

[0106] 在本发明实施例中, 采集待处理信号, 存入 $2 \times p'$ 矩阵 Y' , 每一个待处理信号采样

点为 $Y'_{k_p} = \begin{bmatrix} \varphi'_{k_p} \\ S'_{k_p} \end{bmatrix}$, 其中, S'_{k_p} 为 k_p 时刻的信号幅值, φ'_{k_p} 为一个ECG周期数据点均匀地映射到 $0 \sim$

2π 的范围中, 从而计算出第 i 个心电周期中所包含的采样点所对应的弧值;

[0107] 对所述待处理信号进行R波检测, 将得到的R峰的序号 k_0 存入一维列矢量 R_p , 可以得到矩阵 Y' 中的第 i 个心电周期 ECG_i^p 的起始点位置, 并将其存入一维列矢量 Beg_p ,

$$Beg_p(i) = INT\left(\frac{R_p(i) + R_p(i-1)}{2}\right), \text{其中, } R_p(i) \text{ 为第 } i \text{ 个心电R峰的采样点序号, INT为取整函}$$

数; 由此可得第 i 个心电周期中每一个采样数据点的值 $ECG_i^p = \begin{bmatrix} Beg_p(i) \cdots Beg_p(i+1) - 1 \\ Y_{Beg_p(i)} \cdots Y_{Beg_p(i+1)-1} \end{bmatrix}$,

ECG_i^p 中第 k_p 个采样点的弧值 $\phi_{k_p} = \frac{2\pi k_p}{Num_{pi}}$, $Num_{pi} = Beg_p(i+1) - Beg_p(i)$, 从第一个心电周期的起始位置 $Beg_p(1)$ 开始, 到最后一个心电周期的结束位置 $Beg_p(T)$ (T 为列向量 Beg_p 最后一个元素的值) 结束, 将这 $T-1$ 段的心电周期存入 $2 \times p$ 矩阵 Y , 矩阵 Y 的每一列为 $Y_{k_p} = \begin{bmatrix} \phi_{k_p} \\ s_{k_p} \end{bmatrix}$, 矩阵 Y 为扩展卡尔曼 RTS 平滑器的观测矩阵, 其中, $p = Beg_p(T) - Beg_p(1)$, $k_p = 1, 2, \dots, p$ 。

[0108] 计算 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测值 $\hat{X}_1^f(k_p) = f\left(\hat{X}^f(k_p-1), W_{k_p}\right) \Big| W_{k_p} = \bar{W}$ 和 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测误差自相关矩阵 $K^f(k_p-1, k_p) = A_{k_p-1} P^f(k_p-1) A_{k_p-1}^T + F_{k_p-1} Q F_{k_p-1}^T$, 其中, f 为前向卡尔曼滤波的状态转移抽象函数, A_{k_p-1} 为 k_p-1 时刻前向卡尔曼滤波的状态转移抽象函数 f 对 $\hat{X}^f(k_p-1)$ 的偏导数, F_{k_p-1} 为 k_p-1 时刻前向卡尔曼滤波的状态转移抽象函数 f 对 \bar{W} 的偏导数, $P^f(k_p-1)$ 为 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵, Q 为前向卡尔曼滤波观测误差自相关矩阵;

[0109] 根据 k_p 时刻的观测矩阵 Y_{k_p} , 计算 k_p 时刻的新息过程 α_{k_p} , 以获得前向卡尔曼滤波值 $\hat{X}^f(k_p) = \hat{X}_1^f(k_p) + K g_{k_p}^f \alpha_{k_p}$, 其中, $K g_{k_p}^f$ 为 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波增益矩阵;

[0110] 根据 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波增益矩阵 $K g_{k_p}^f$ 和 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测误差自相关矩阵 $K^f(k_p-1, k_p)$, 计算 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵 $P^f(k_p) = (I - K g_{k_p}^f C) K^f(k_p-1, k_p)$, 其中, I 和 C 为单位矩阵。

[0111] 在本发明实施例中, 定义前向卡尔曼滤波的状态矢量 $\hat{X}^f(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$, 前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵的初值 $P^f(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ 。以 $\hat{X}^f(0)$ 和 $P^f(0)$ 为输入进行 1 时刻前向扩展卡尔曼滤波, 保存前向卡尔曼滤波的状态矢量预测值 $\hat{X}_1^f(0)$ 、前向卡尔曼滤波值 $\hat{X}^f(1)$ 、前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵 $P^f(1)$ 和前向卡尔曼预测误差自相关矩阵 $K^f(0, 1)$, 根据扩展卡尔曼滤波理论, 由初始状态计算 1 时刻前向卡尔曼滤波的具体过程分为以下几个步骤:

[0112] (1) 由状态矢量的初值 $\hat{X}^f(0)$ 和平均参数矢量 \bar{W} , 计算 1 时刻状态矢量的预测值 $\hat{X}_1^f(1) = f\left(\hat{X}^f(0), W_1\right) \Big| W_1 = \bar{W}$, 其中, 前向卡尔曼滤波的状态转移抽象函数为

$$\left\{ \begin{array}{l} f\left(\hat{X}^f(k_p), W_{k_p+1}\right) = \begin{bmatrix} f_1\left(\hat{X}^f(k_p), W_{k_p+1}\right) \\ f_2\left(\hat{X}^f(k_p), W_{k_p+1}\right) \end{bmatrix} \\ \hat{\theta}_{k_p+1} = f_1\left(\hat{X}^f(k_p), W_{k_p+1}\right) = \theta_{k_p} + \omega_g \delta \\ \hat{Z}_{k_p+1} = f_2\left(\hat{X}^f(k_p), W_{k_p+1}\right) = - \sum_{i \in \{P, Q, R, S, T\}} \delta \frac{\alpha_i \omega}{b_i^2} \Delta \theta_i \exp\left(\frac{\Delta \theta_i^2}{2b_i^2}\right) + Z_{k_p} \end{array} \right. , \hat{\theta}_{k_p+1} \text{ 为 } k_p+1 \text{ 时刻弧值 } \theta \text{ 的}$$

预测值, \hat{Z}_{k_p+1} 为 k_p+1 时刻心电图幅值 Z 的预测值, $\Delta \theta_i = (\theta_{k_p} - \theta_i, 2\pi)$, $i \in \{P, Q, R, S, T\}$,

$W_{k_p+1} = [\omega_g, \eta, \alpha_P, \alpha_Q, \alpha_R, \alpha_S, \alpha_T, b_P, b_Q, b_R, b_S, b_T, \theta_P, \theta_Q, \theta_R, \theta_S, \theta_T]$ 为 k_p+1 时刻的过程噪声。

[0113] (2) 由初始滤波自相关矩阵 $P^f(0)$ 计算 1 时刻的预测误差自相关矩阵 $K^f(0,1) = A_0 P^f(0) A_0^T + F_0 Q F_0^T$, 其中 A_{k_p} 为状态转移方程组对状态矢量 X 的偏导数, A_{k_p} 为状态转移方程组对参数矢量 W 的偏导数, 具体计算参见公式 (1-13)。

[0114] (3) 由 1 时刻状态矢量的预测值 $\hat{X}_1^f(1)$ 计算 1 时刻的新息过程

$\alpha_1 = Y_1 - g\left(\hat{X}_1^f(1), V_1, 1\right) \Big| V_1 = \hat{V}_k$, 其中 Y_1 为 1 时刻的观测矢量, 前向卡尔曼滤波观测抽象函数

$$g\left(\hat{X}^f(k_p), V_{k_p+1}\right) = \begin{bmatrix} \varphi_{k_p} \\ S_{k_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_{k_p} + V_{1k_p} \\ \theta_{k_p} + V_{2k_p} \end{bmatrix} \circ$$

[0115] (4) 由 1 时刻的预测误差自相关矩阵 $K^f(0,1)$ 和观测噪声自相关矩阵 R 计算 1 时刻前向卡尔曼滤波增益矩阵 $Kg_1^f = CK^f(0,1)(CK^f(0,1)C^T + GRG^T)^{-1}$, 其中, C 为 2×2 单位矩阵, G 为 2×17 矩阵, $G(1,1) = G(2,2) = 1$, 其他元素都等于 0。

[0116] (5) 由 1 时刻新息过程 α_1 和 1 时刻前向卡尔曼滤波增益矩阵 Kg_1^f 计算 1 时刻前向卡尔曼滤波输出 $\hat{X}^f(1) = \hat{X}_1^f(1) + Kg_1^f \alpha_1$ 。

[0117] (6) 由 1 时刻前向卡尔曼滤波的增益矩阵 Kg_1^f 和 1 时刻前向卡尔曼预测误差自相关矩阵 $K^f(0,1)$, 计算 1 时刻前向卡尔曼滤波的误差自相关矩阵 $P^f(1) = (I - Kg_1^f C)K^f(0,1)$ 。

[0118] 1 时刻前向卡尔曼滤波输出 $\hat{X}^f(1)$ 和 $P^f(1)$ 作为 2 时刻的前向卡尔曼滤波的输入, 重复上述步骤 (1)、(2)、(3)、(4)、(5)、(6), 计算 2, 3, ..., P 时刻的前向卡尔曼滤波。

[0119] 在步骤 S203 中, 根据所述前向卡尔曼滤波数据, 获取所述待处理信号中的心电信号。

[0120] 进一步的, 所述根据所述前向卡尔曼滤波数据, 获取所述待处理信号中的心电信号包括:

[0121] 根据 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测误差自相关矩阵 $K^f(k_p-1, k_p)$ 和 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵 $P^f(k_p-1)$, 计算 k_p-1 时刻的RTS平滑增益 $Kg(k_p-1) = P^f(k_p-1) [K^f(k_p-1, k_p)]^{-1}$;

[0122] 根据 k_p-1 时刻的RTS平滑增益 $Kg(k_p-1)$ 、 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波值 $\hat{X}^f(k_p-1)$ 、 k_p 时刻的所述待处理信号中心电信号的输出值 $\hat{X}(k_p)$ 和 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测值 $\hat{X}_1^f(k_p)$, 计算 k_p-1 时刻的所述待处理信号中的心电信号的输出值 $\hat{X}(k_p-1) = \hat{X}^f(k_p-1) + Kg(k_p-1) \left(\hat{X}(k_p) - \hat{X}_1^f(k_p) \right)$ 。

[0123] 在本发明实施例中, 定义 $\hat{X}(p) = \hat{X}^f(p)$, $P(p) = P^f(p)$, 根据RTS平滑理论, 由 p 时刻的平滑初始状态计算 $p-1$ 时刻后向RTS平滑输出的具体过程可以分为以下几个步骤:

[0124] (1) 有 $p-1$ 时刻前向卡尔曼滤波所保存的前向滤波误差自相关矩阵 $P^f(p-1)$ 和 p 时刻前向卡尔曼滤波的预测误差自相关矩阵 $K^f(p-1, p)$, 计算 $p-1$ 时刻的RTS平滑增益 $Kg(p-1) = P^f(p-1) [K^f(p-1, p)]^{-1}$;

[0125] (2) 由 $p-1$ 时刻前向卡尔曼滤波输出 $\hat{X}^f(p-1)$ 、 $p-1$ 时刻RTS平滑增益 $Kg(p-1)$ 、 p 时刻的RTS平滑输出值 $\hat{X}(p)$ 以及 p 时刻前向卡尔曼滤波输出 $\hat{X}_1^f(p)$, 计算 $p-1$ 时刻的RTS平滑输出值 $\hat{X}(p-1) = \hat{X}^f(p-1) + Kg(p-1) \left(\hat{X}(p) - \hat{X}_1^f(p) \right)$ 。

[0126] (3) 由 $p-1$ 时刻前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵 $P^f(p-1)$ 、 $p-1$ 时刻RTS平滑增益 $Kg(p-1)$ 、 p 时刻前向卡尔曼滤波的预测误差自相关矩阵 $K^f(p-1, p)$ 、 p 时刻RTS平滑误差自相关矩阵 $P(p)$, 计算 $p-1$ 时刻RTS平滑误差自相关矩阵 $P(p-1) = P^f(p-1) - Kg(p-1) [K^f(p-1, p) - P(p)] Kg(p-1)^T$;

[0127] (4) 利用 $p-1$ 时刻的RTS平滑值 $\hat{X}(p-1)$ 、 $p-1$ 时刻RTS平滑误差自相关矩阵 $P(p-1)$ 、 $p-2$ 时刻前向卡尔曼输出 $\hat{X}^f(p-2)$ 和 $p-2$ 时刻前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵 $P^f(p-2)$ 作为 $p-2$ 时刻的RTS平滑输入。重复步骤(1)、(2)、(3), 进行 $p-2$ 时刻RTS平滑。以此类推, 进行 $p-3$, $p-4, \dots, 1$ 时刻的RTS平滑, 其中, $\hat{X}(k_p)$, $k_p = 1, \dots, p$ 即为利用扩展卡尔曼RTS平滑得到的心电信号的输出值。

[0128] 图6是扩展卡尔曼滤波器估计出的心电信号和扩展卡尔曼RTS平滑器估计出的心电信号的示例图, 由图6可知利用扩展卡尔曼RTS平滑器估计出的心电信号更准确。

[0129] 表1是扩展卡尔曼滤波算法信噪比与扩展卡尔曼RTS平滑算法信噪比的提升量比较, 由表1可知扩展卡尔曼RTS平滑算法的信噪比提升量较大, 利用扩展卡尔曼RTS平滑算法估计出的心电信号更准确。

[0130]

输入信号序号	NO.1	NO.2	NO.3	NO.4
输入信号信噪比 (dB)	6.24	8.16	10.17	12.15
扩展卡尔曼滤波算法信噪比提升量 (dB)	8.46	7.08	5.42	3.43
扩展卡尔曼 RTS 平滑算法信噪比提升量 (dB)	9.22	8.17	6.27	4.39

[0131] 表1

[0132] 本发明实施例通过前向卡尔曼滤波获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据,根据所述前向卡尔曼滤波数据和RTS平滑理论,平滑估计出待处理信号中的心电信号,从而实现心电信号中静电干扰的去除,解决了现有扩展卡尔曼滤波器去除心电信号中静电干扰准确率不高的问题。

[0133] 实施例三:

[0134] 图7示出了本发明实施例三提供的去除心电信号中静电干扰的装置的组成示意图,为了便于说明,仅示出了与本发明实施例相关的部分,详述如下:

[0135] 数据获取模块71,用于获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据;

[0136] 信号获取模块72,用于根据所述前向卡尔曼滤波数据,获取所述待处理信号中的心电信号。

[0137] 本发明实施例提供的去除心电信号中静电干扰的装置可以使用在前述对应的方法实施例一中,详情参见上述实施例一的描述,在此不再赘述。

[0138] 本发明实施例通过前向卡尔曼滤波获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据,根据所述前向卡尔曼滤波数据和RTS平滑理论,平滑估计出待处理信号中的心电信号,从而实现心电信号中静电干扰的去除,解决了现有扩展卡尔曼滤波器去除心电信号中静电干扰准确率不高的问题。

[0139] 实施例四:

[0140] 图8示出了本发明实施例四提供的去除心电信号中静电干扰的装置的组成示意图,为了便于说明,仅示出了与本发明实施例相关的部分,详述如下:

[0141] 参数获取模块81,用于获取待处理信号的相关参数;

[0142] 进一步的,所述参数获取模块包括:

[0143] 采集单元811、处理单元812、第一计算单元813、第二计算单元814、第三计算单元815以及第四计算单元816;

[0144] 所述采集单元811,用于采集N个心电周期的待处理信号,并存入 $2 \times M$ 矩阵O,矩阵O的第 k_0 个列矢量 $O_{k_0} = \begin{bmatrix} k_0 \\ z_{k_0} \end{bmatrix}$,其中, $k_0 = 1, 2, \dots, M$,M、N为大于零的整数, z_{k_0} 为待处理信号的幅值, k_0 为采样点序号;

[0145] 所述处理单元812,用于对所述采集的N个心电周期的待处理信号进行R波检测,将

所述待处理信号的R峰的序号 k_0 存入一维列矢量R,计算第i个心电周期的起始点位置 $Beg(i) = INT\left(\frac{R(i)+R(i-1)}{2}\right)$,并将其存入一维列矢量Beg,其中,R(i)为第i个待处理信号的R峰的采样点序号,INT为取整函数;

[0146] 所述第一计算单元813,用于根据所述第i个心电周期的起始点位置,计算第i个心电周期的采样点数 Num_i ,以获得所述待处理信号的全局角速度 $w_g = \frac{2\pi f_s}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} Num_i}$,其中, f_s 为

采样频率;

[0147] 所述第二计算单元814,将第i个心电周期的待处理信号映射成长度为 f_s 的信号序列 $ECGnew_i$,并计算所述N个心电周期的信号平均值 $ECGmean(k_e) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N ECGnew_i(k_e)$,其中, $k_e = 1, 2, \dots, f_s$;

[0148] 所述第三计算单元815,用于根据所述N个心电周期的信号平均值 $ECGmean(k_e)$,计算所述待处理信号的模型参数 $[\overline{\alpha_p}, \overline{\alpha_Q}, \overline{\alpha_R}, \overline{\alpha_S}, \overline{\alpha_T}, \overline{b_p}, \overline{b_Q}, \overline{b_R}, \overline{b_S}, \overline{b_T}, \overline{\theta_p}, \overline{\theta_Q}, \overline{\theta_R}, \overline{\theta_S}, \overline{\theta_T}]$,以获得过程噪声矢量均值 $\overline{W} = [\overline{\omega_g}, \overline{\eta}, \overline{\alpha_p}, \overline{\alpha_Q}, \overline{\alpha_R}, \overline{\alpha_S}, \overline{\alpha_T}, \overline{b_p}, \overline{b_Q}, \overline{b_R}, \overline{b_S}, \overline{b_T}, \overline{\theta_p}, \overline{\theta_Q}, \overline{\theta_R}, \overline{\theta_S}, \overline{\theta_T}]$,其中 η 为建模不确定性;

[0149] 所述第四计算单元816,用于根据信号序列 $ECGnew_i(k_e)$ 和所述N个心电周期的信号平均值 $ECGmean(k_e)$,计算所述待处理信号的观测噪声功率 $ECGms$,以获得前向卡尔曼滤波

观测噪声自相关矩阵 $R(2,2) = \begin{bmatrix} (\overline{\omega_g} \delta)^2 / 12 & 0 \\ 0 & ECGms \end{bmatrix}$,其中 δ 为采样间隔

[0150] 数据获取模块82,用于获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据;

[0151] 进一步的,所述数据获取模块82包括:

[0152] 采集单元821、第一计算单元822、第二计算单元823以及第三计算单元824;

[0153] 采集单元821,用于采集所述待处理信号,计算心电周期中第 k_p 个采样点所对应的

弧值 φ_{k_p} ,以获得 k_p 时刻的观测矩阵 $Y_{k_p} = \begin{bmatrix} \varphi_{k_p} \\ s_{k_p} \end{bmatrix}$,其中 s_{k_p} 为 k_p 时刻的信号幅值, k_p 为大于零的整数;

[0154] 第一计算单元822,用于计算 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测值

$\hat{X}_1^f(k_p) = f\left(\hat{X}^f(k_p-1), W_{k_p}\right) \Big|_{W_{k_p} = \overline{W}}$ 和 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测误差自相关矩阵

$K^f(k_p-1, k_p) = A_{k_p-1} P^f(k_p-1) A_{k_p-1}^T + F_{k_p-1} Q F_{k_p-1}^T$,其中, f 为前向卡尔曼滤波的状态转移抽象

函数, A_{k_p-1} 为 k_p-1 时刻前向卡尔曼滤波的状态转移抽象函数 f 对 $\hat{X}^f(k_p-1)$ 的偏导数, F_{k_p-1}

为 k_p-1 时刻前向卡尔曼滤波的状态转移抽象函数 f 对 \overline{W} 的偏导数, $P^f(k_p-1)$ 为 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵, Q 为前向卡尔曼滤波观测误差自相关矩阵;

[0155] 第二计算单元823,用于根据 k_p 时刻的观测矩阵 Y_{k_p} ,计算 k_p 时刻的新息过程 α_{k_p} ,以获得前向卡尔曼滤波值 $\hat{X}^f(k_p) = \hat{X}_1^f(k_p) + Kg_{k_p}^f \alpha_{k_p}$,其中, $Kg_{k_p}^f$ 为 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波增益矩阵;

[0156] 第三计算单元824,用于根据 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波增益矩阵 $Kg_{k_p}^f$ 和 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测误差自相关矩阵 $K^f(k_p-1, k_p)$,计算 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵 $P^f(k_p) = (I - Kg_{k_p}^f C)K^f(k_p-1, k_p)$,其中, I 和 C 为单位矩阵。

[0157] 信号获取模块83,用于根据所述前向卡尔曼滤波数据,获取所述待处理信号中的心电信号。

[0158] 进一步的,所述信号获取模块83包括:

[0159] 第一计算单元831,用于根据 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测误差自相关矩阵 $K^f(k_p-1, k_p)$ 和 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波误差自相关矩阵 $P^f(k_p-1)$,计算 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波增益矩阵 $Kg(k_p-1) = P^f(k_p-1) [K^f(k_p-1, k_p)]^{-1}$;

[0160] 第二计算单元832,用于根据 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波增益矩阵 $Kg(k_p-1)$ 、 k_p-1 时刻的前向卡尔曼滤波值 $\hat{X}^f(k_p-1)$ 、 k_p 时刻的所述待处理信号中心电信号的输出值 $\hat{X}(k_p)$ 和 k_p 时刻的前向卡尔曼滤波预测值 $\hat{X}_1^f(k_p)$,计算 k_p-1 时刻的所述待处理信号中的心电信号的输出值 $\hat{X}(k_p-1) = \hat{X}^f(k_p-1) + Kg(k_p-1) \left(\hat{X}(k_p) - \hat{X}_1^f(k_p) \right)$ 。

[0161] 本发明实施例提供的去除心电信号中静电干扰的装置可以使用在前述对应的方法实施例二中,详情参见上述实施例二的描述,在此不再赘述。

[0162] 所述领域的技术人员可以清楚地了解到,为描述的方便和简洁,仅以上述各功能模块的划分进行举例说明,实际应用中,可以根据需要而将上述功能分配由不同的功能模块完成,即所述装置的内部结构划分成不同的功能模块,上述功能模块既可以采用硬件的形式实现,也可以采用软件的形式实现。另外,各功能模块的具体名称也只是为了便于相互区别,并不用于限制本申请的保护范围。

[0163] 综上所述,本发明实施例通过前向卡尔曼滤波获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据,根据所述前向卡尔曼滤波数据和RTS平滑理论,平滑估计出待处理信号中的心电信号,从而实现心电信号中静电干扰的去除,解决了现有扩展卡尔曼滤波器去除心电信号中静电干扰准确率不高的问题。

[0164] 本领域普通技术人员还可以理解,实现上述实施例方法中的全部或部分步骤是可以通程序来指令相关的硬件来完成,所述的程序可以在存储于一计算机可读取存储介质中,所述的存储介质,包括ROM/RAM、磁盘、光盘等。

[0165] 以上所述仅为本发明的较佳实施例而已,并不用以限制本发明,凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换和改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

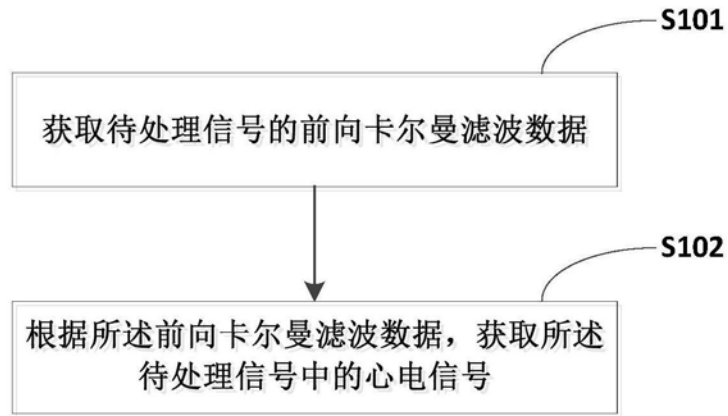


图1

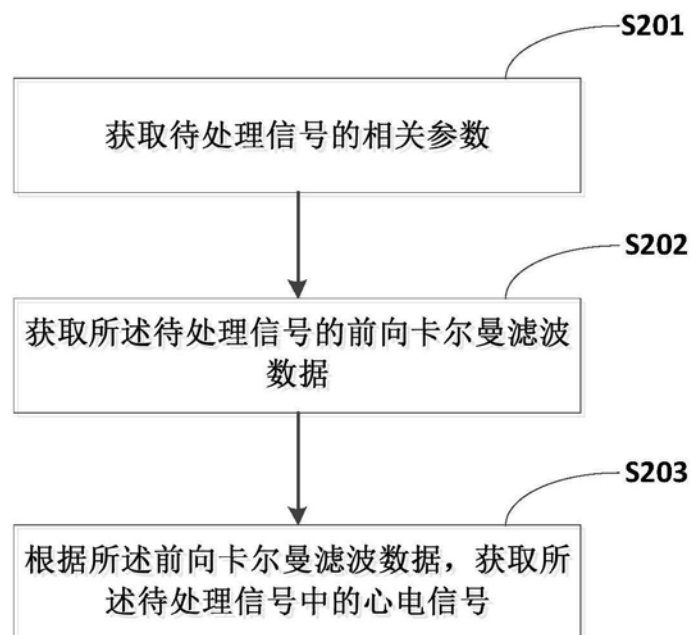


图2

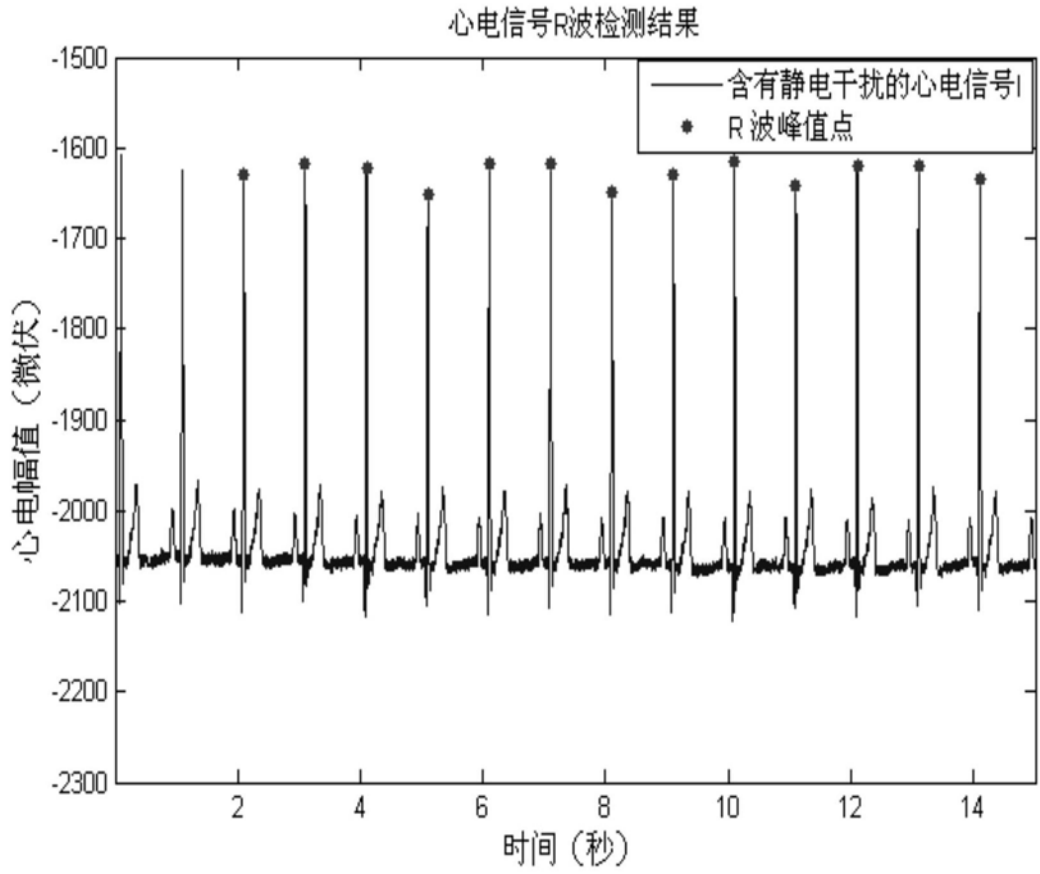


图3

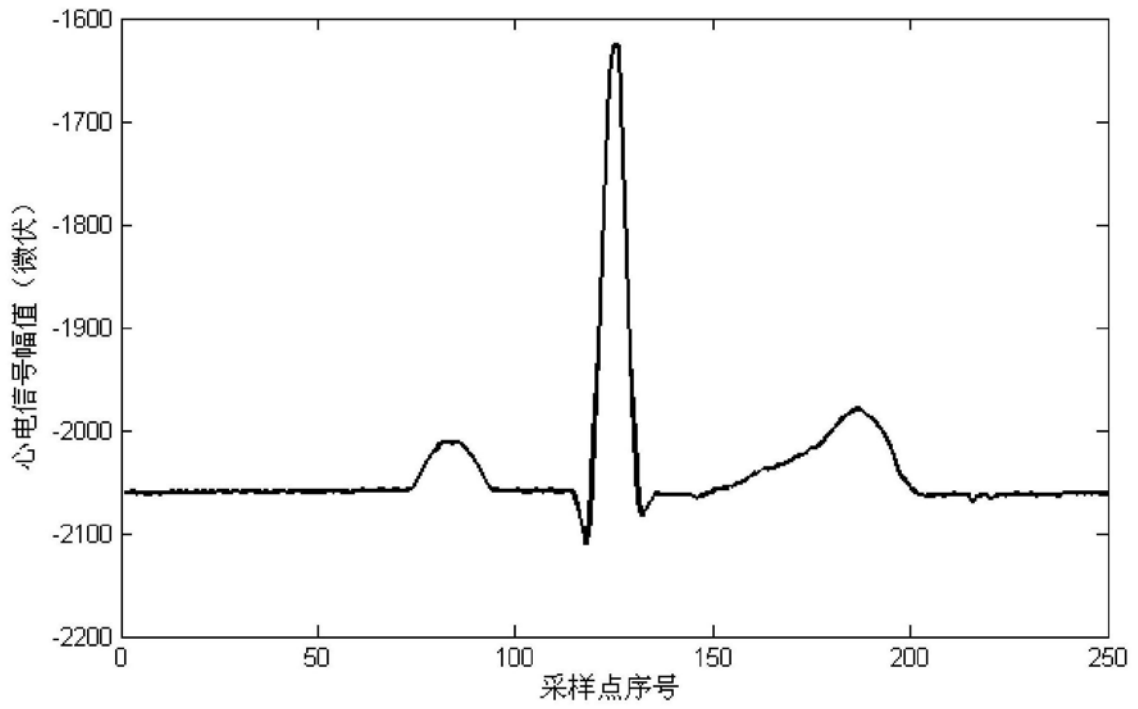


图4

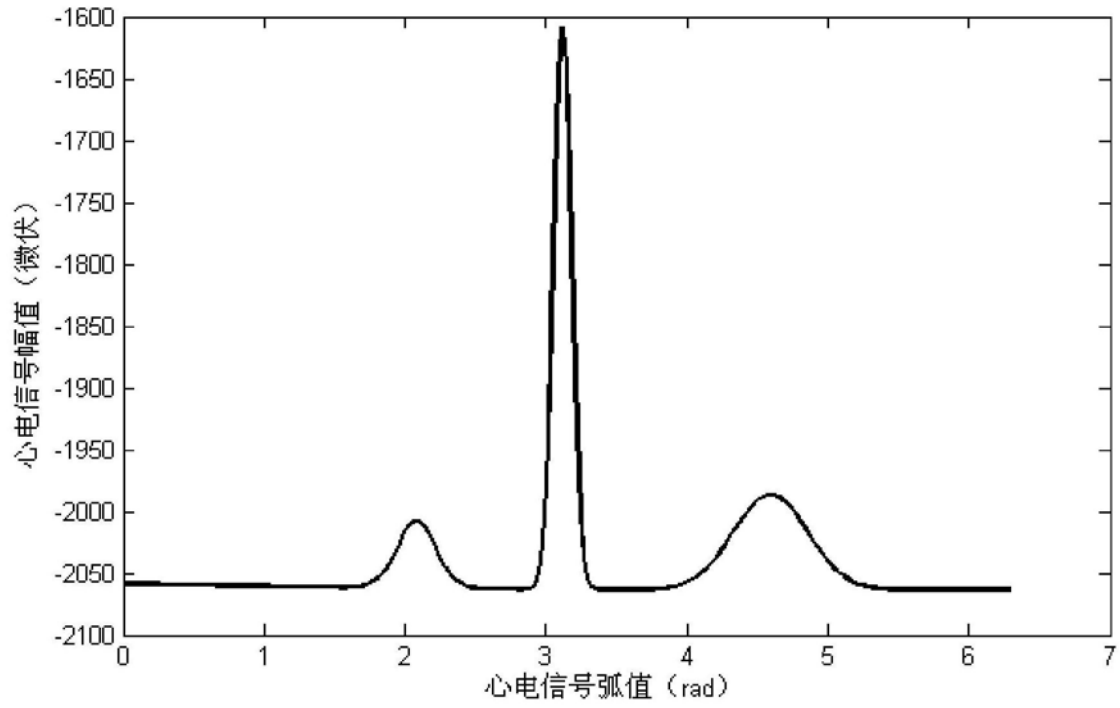


图5

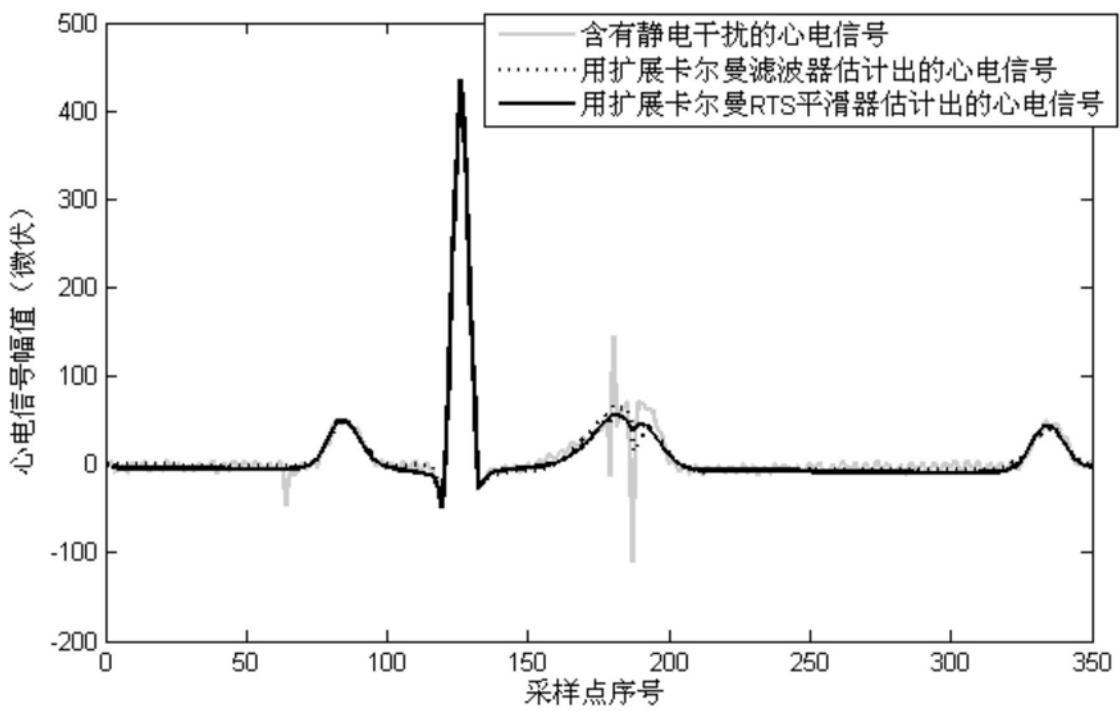


图6

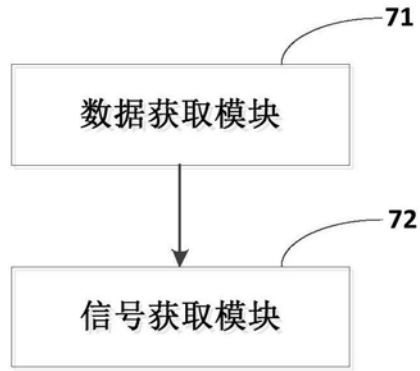


图7

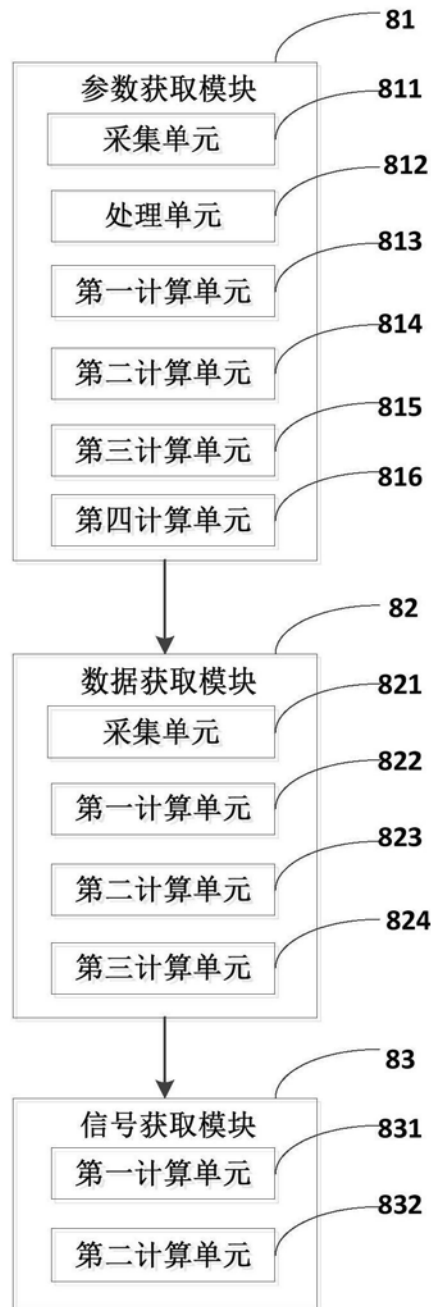


图8

专利名称(译)	一种去除心电信号中静电干扰的方法和装置		
公开(公告)号	CN105640503B	公开(公告)日	2018-10-16
申请号	CN201511026408.7	申请日	2015-12-30
[标]申请(专利权)人(译)	深圳先进技术研究院		
申请(专利权)人(译)	深圳先进技术研究院		
当前申请(专利权)人(译)	深圳先进技术研究院		
[标]发明人	李焯 饶永康 李鑫		
发明人	李焯 饶永康 李鑫		
IPC分类号	A61B5/00		
CPC分类号	A61B5/7203		
代理人(译)	张全文		
审查员(译)	王传利		
其他公开文献	CN105640503A		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

本发明属于信号处理技术领域，提供了一种去除心电信号中静电干扰的方法和装置。所述方法包括：获取待处理信号的前向卡尔曼滤波数据；根据所述前向卡尔曼滤波数据，获取所述待处理信号中的心电信号。通过本发明解决了现有扩展卡尔曼滤波器去除心电信号中静电干扰准确率不高的问题。

