



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107049303 A

(43)申请公布日 2017.08.18

(21)申请号 201710148736.7

(22)申请日 2017.03.10

(71)申请人 哈尔滨工业大学

地址 150001 黑龙江省哈尔滨市南岗区西
大直街92号(72)发明人 马亚平 魏国 肖业贵 孙金玮
黄博妍 刘丹(74)专利代理机构 哈尔滨市松花江专利商标事
务所 23109

代理人 杨立超

(51)Int.Cl.

A61B 5/0444(2006.01)

A61B 5/00(2006.01)

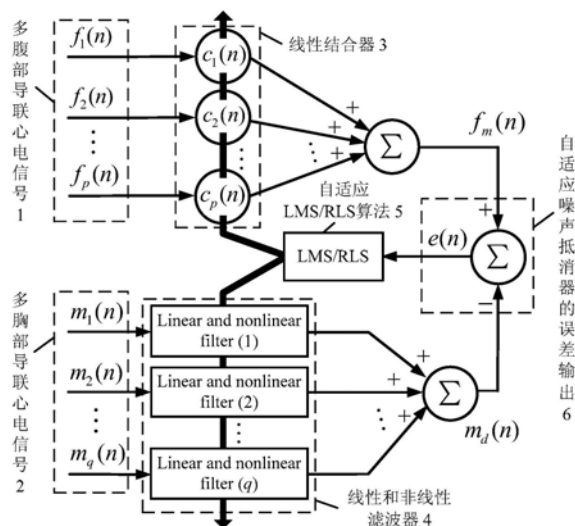
权利要求书2页 说明书8页 附图3页

(54)发明名称

一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心
电信号提取系统及方法

(57)摘要

一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取系统及方法,属于胎儿心电信号检测技术领域。多腹导心电信号经过线性结合器得到自适应噪声抵消器的原始通道总输入;多胸导心电信号经过线性和非线性滤波器得到自适应噪声抵消器的参考通道总输出;利用自适应RLS算法调整原始通道中线性结合器的系数;利用自适应LMS算法分别调整每个参考通道中线性和非线性滤波器的权值;把自适应噪声抵消器的原始通道总输入与参考通道总输出相减得到的误差输出,作为胎儿心电信号的估计。该方法不仅克服了多腹导通道优化问题,还解决了母体心电信号从胸部区域到腹部区域之间非线性导致胎儿心电信号提取精度低的问题,可以实时地提取胎儿心电信号用于临床医学诊断。



1. 一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取系统,其特征在于,所述自适应胎儿心电信号提取系统包括线性结合器(3)、线性和非线性滤波器(4)、自适应LMS/RLS算法(5)以及自适应噪声抵消器(6);

多腹导心电信号(1)经过线性结合器(3)得到自适应噪声抵消器的原始通道总输入;多胸导心电信号(2)经过线性和非线性滤波器(4)得到自适应噪声抵消器的参考通道总输出;

所述多腹导心电信号(1)和多胸导心电信号(2)分别是从小腹腹部导联和母亲胸部导联采集并经过预处理后得到的;

利用自适应LMS/RLS算法(5)的RLS算法调整原始通道中线性结合器(3)的系数;利用自适应LMS/RLS算法(5)的LMS算法分别调整每个参考通道中线性和非线性滤波器(4)的权值;

把自适应噪声抵消器(6)的原始通道总输入与参考通道总输出相减得到的自适应噪声抵消器的误差输出 $e(n)$,作为胎儿心电信号的估计。

2. 一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取方法,其特征在于,所述自适应胎儿心电信号提取方法是基于权利要求1所述系统来实现的,其过程为:

在自适应噪声抵消器的原始通道中,所述多腹导心电信号(1)包括 p 个通道,表示为 $\{f_j(n)\}_{j=1}^p$;所述线性结合器(3)的 p 个系数可表示为 $\{c_j(n)\}_{j=1}^p$;多腹导心电信号(1)经过线性结合器(3)得到的自适应噪声抵消器的原始通道总输入可表示为

$$f_m(n) = \sum_{j=1}^p c_j(n) f_j(n)$$

其中,线性结合器(3)的 p 个系数须满足 $\sum_{j=1}^p c_j(n) = 1$;

在自适应噪声抵消器的参考通道中,所述多胸导心电信号(2)包括 q 个通道,可表示为 $\{m_i(n)\}_{i=1}^q$;所述线性和非线性滤波器(4)也包括 q 个通道,其中,第 i 个通道的线性和非线性滤波器对应第 i 个通道的胸导心电信号;多胸导心电信号(2)经过线性和非线性滤波器(4)得到自适应噪声抵消器的参考通道总输出可表示为 $m_d(n)$;

利用自适应LMS/RLS算法(5)的RLS算法调整原始通道中线性结合器(3)的系数;利用自适应LMS/RLS算法(5)的LMS算法分别调整每个参考通道中线性和非线性滤波器(4)的权值,

在自适应噪声抵消器的原始通道中,利用自适应LMS/RLS算法(5)的RLS算法实时地调整原始通道中线性结合器(3)的系数 $\{c_j(n)\}_{j=1}^p$,并快速跟踪多腹导心电信号的变化,自适应地进行多腹导通道的选择优化,其过程为

$$\hat{C}(n) = \hat{C}(n-1) + \frac{P(n-1)d(n)}{1 + d^T(n)P(n-1)d(n)} e(n)$$

$$P(n) = P(n-1) - \frac{P(n-1)d(n)d^T(n)P(n-1)}{1 + d^T(n)P(n-1)d(n)}$$

$$C(n) = \hat{C}(n) - P(n) \frac{E^T \hat{C}(n) - 1}{E^T P(n) E}$$

其中, p 个腹导心电信号表示为向量形式 $d(n) = [f_1(n), f_2(n), \dots, f_p(n)]^T$;线性结合器的 p 个系数向量形式为 $C(n) = [c_1(n), c_2(n), \dots, c_p(n)]^T$;线性结合器的 p 个系数估计值向量

形式为 $\hat{C}(n)=[\hat{c}_1(n), \hat{c}_2(n), \dots, \hat{c}_p(n)]^T$; $E=[1, 1, \dots, 1]^T$ 为 $p \times 1$ 向量, $P(n)$ 为 $p \times p$ 的增益矩阵;
[$\cdot$] T 表示向量或矩阵的转置; $e(n)$ 为自适应噪声抵消器的误差输出;

所述自适应噪声抵消器的原始通道总输入 $f_m(n)$ 与参考通道总输出 $m_d(n)$ 相减得到的自适应噪声抵消器(6)的误差输出,即 $e(n)=f_m(n)-m_d(n)$,作为胎儿心电信号的估计。

3.根据权利要求2所述的一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取方法,其特征在于,

在自适应噪声抵消器的参考通道中,基于误差输出 $e(n)$ 能量最小原则,利用自适应LMS/RLS算法(5)的LMS算法分别调整每个参考通道中线性和非线性滤波器(4)的权值;

第 i 个参考通道的从胸部区域到腹部区域之间的非线性,可通过参考通道中对应的第 i 个线性和非线性滤波器的权值给出;从而,参考通道中所有 q 个线性和非线性滤波器的权值,可实现所有 q 个参考通道的从胸部区域到腹部区域之间非线性的估计。

一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取系统及方法

技术领域

[0001] 本发明属于胎儿心电信号检测技术领域,具体涉及一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取系统及方法。

背景技术

[0002] 随着我国经济水平的提升,人们对优生优育的认识逐步加强,对围产期中的胎儿和孕妇实时监护提升孕妇的生育水平和质量,将对我国人口素质的进一步改善产生积极影响。同时,日趋成熟的先进医疗仪器和医疗技术将为围产期的孕妇和胎儿监护提供技术保障,这一发展趋势引来了人们的广泛关注。因此,人们必须采用有效的胎儿监护措施,实时监测妊娠期和分娩期的胎儿发育及成长状况。

[0003] 胎儿心脏在跳动之前先产生生理电活动,胎儿心脏的生理电活动经胎体组织和母体内脏组织传导至母体的体表,采用胎儿心电信号检测仪器把传到母体腹壁上的胎儿心电活动记录下来,形成所谓的胎儿心电图(Fetal Electrocardiogram, FECG)。其产生原理与成人心电图类似,通过检测胎儿心脏电生理活动的生理电刺激信号,并在心电图纸上描记出心脏电生理活动的综合矢量波形。胎儿心电图能区分胎儿每一次心脏搏动的微细变化,比传统的多普勒超声胎心监护,更能反映心脏活动全貌。胎儿心电图是胎儿心脏生理活动的客观指标,它反映了胎儿在孕期中生长和健康状况,能够帮助及早诊断妊娠期和分娩期的胎儿是否有先天性心脏病或宫内缺氧等症状。

[0004] 目前胎儿心电信号的提取质量主要受到如下几个方面的制约:(1)腹部导联心电信号中胎儿心电信号成分与胸部心电信号分量之间的信噪比很低;(2)来自腹部导联的混合心电信号和胸导的母亲心电信号之间的存在未知的非线性;(3)体表电极数量和位置将带来不同的胎儿心电信号波形的信息,进而影响胎儿心电信号波形的重构。

[0005] 尽管存在上述问题,目前已有许多基于自适应噪声消除器的胎儿心电信号提取技术,它们均采用腹部导联(腹导)心电信号作为自适应噪声消除器的原始通道输入,采用胸部导联(胸导)心电信号作为对应的参考通道输入。1975年,斯坦福大学的Widrow等人采用基于线性FIR(finite impulse response,有限脉冲响应)滤波器的自适应噪声抵消器结构来提取胎儿心电信号,采用了单个原始通道和多个参考通道(B.Widrow, J.R.Glover, J.M.McCool. Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications[J]. Proceedings of the IEEE, 1975, 63(12): 1692-1716.)。该方法能够快速跟踪胸部导联心电信号及其在腹部心电信号成分的变化,但该自适应噪声抵消器的误差输出中仍然包含着残余的胸部心电信号成分,实验表明了该结构中的线性FIR滤波器,在估计母体心电信号在胸部区域传递到腹部区域之间非线性方面,性能较差。后来, Camps-Valls等人提出了基于FIR神经网络的非线性自适应噪声抵消器,利用单个原始通道和单个参考通道的结构(G.Camps-Valls, M.Martinez-Sober, E.Soria-Olivas, et al. Foetal Ecg Recovery Using Dynamic Neural Networks[J]. Artificial Intelligence in Medicine, 2004, 31(3):

197-209.)。该方法可很好地应对上述非线性问题,但神经网络的初始化和学习算法需要较高的时间复杂度。2008年,一种基于Volterra非线性滤波器的自适应噪声抵消器被提出,采用多个原始通道和单个参考通道,用于完成同样的胎儿心电信号提取任务(M.Shadaydeh, Y.Xiao, R.K.Ward.Extraction of Fetal Ecg Using Adaptive Volterra Filters[C].European Signal Processing Conference.2008:1-5.)。该方法可以良好地近似存在的线性和非线性的问题,但其性能随着核函数阶数增加并没有明显的改善,同时带来沉重的计算负担。Behar等人提出了基于ESN(echo state neural network,回声状态神经网络)非线性自适应噪声抵消器(J.Behar, A.Johnson, G.D Clifford, et al.A Comparison of Single Channel Fetal Ecg Extraction Methods[J].Annals of Biomedical Engineering, 2014, 42 (6) :1340-1353.)的胎儿心电信号提取方法,采用单原始通道和单参考通道结构。该方法受制于权值的初始化问题,以及寻求合适的神经网络节点数目需要一个长时间的搜索过程。

[0006] 以上方法均采用基于单原始通道或单参考通道的自适应噪声抵消器来提取胎儿心电信号。在仅采用单个原始通道时,可能丢失一些胎儿心电信号的波形信息;在仅采用单个参考通道及线性FIR滤波器时,可能导致不能良好地近似母体心电信号在胸部区域到腹部区域之间的非线性,进而影响提取结果的准确性。

[0007] 因此,在传统的基于单原始通道或单参考通道的自适应噪声抵消器的基础上,需要提供一种更可靠有效的自适应胎儿心电信号提取方法。

发明内容

[0008] 本发明的目的在于克服现有方法的缺点与不足,提供一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取系统及方法。该方法可用于胎儿心电信号临床检测,不仅能克服多腹导通道优化问题,还能解决母体心电信号从胸部区域到腹部区域存在非线性,进而导致胎儿心电信号提取精度低的问题,可以实时地提取胎儿心电信号用于临床医学诊断。

[0009] 本发明为解决上述技术问题采取的技术方案是:

[0010] 本发明提供了一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取方法,所述自适应胎儿心电信号提取方法包括多腹导心电信号(1)、多胸导心电信号(2)、线性结合器(3)、线性和非线性滤波器(4)、自适应LMS/RLS算法(5)和自适应噪声抵消器的误差输出(6)。

[0011] 多腹导心电信号(1)经过线性结合器(3)得到自适应噪声抵消器的原始通道总输入;多胸导心电信号(2)经过线性和非线性滤波器(4)得到自适应噪声抵消器的参考通道总输出;

[0012] 利用自适应LMS/RLS算法(5)的RLS算法调整原始通道中线性结合器(3)的系数;利用自适应LMS/RLS算法(5)的LMS算法分别调整每个参考通道中线性和非线性滤波器(4)的权值;

[0013] 把自适应噪声抵消器的原始通道总输入与参考通道总输出相减得到的自适应噪声抵消器的误差输出(6),作为胎儿心电信号的估计。

[0014] 所述的一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取方法,多腹导心电信号(1)和多胸导心电信号(2)分别是从小腹导联和母亲胸部导联采集并经过预处理后

得到的。

[0015] 在自适应噪声抵消器的原始通道中,所述多腹导心电信号(1)包括p个通道,可表示为 $\{f_j(n)\}_{j=1}^p$;所述线性结合器(3)的p个系数可表示为 $\{c_j(n)\}_{j=1}^p$;多腹导心电信号(1)经过线性结合器(3)得到的自适应噪声抵消器的原始通道总输入可表示为

$$[0016] \quad f_m(n) = \sum_{j=1}^p c_j(n) f_j(n)$$

[0017] 其中,线性结合器(3)的p个系数须满足 $\sum_{j=1}^p c_j(n) = 1$ 。

[0018] 在自适应噪声抵消器的参考通道中,所述多胸导心电信号(2)包括q个通道,可表示为 $\{m_i(n)\}_{i=1}^q$;所述线性和非线性滤波器(4)也包括q个通道,其中,第i个通道的线性和非线性滤波器对应第i个通道的胸导心电信号;多胸导心电信号(2)经过线性和非线性滤波器(4)得到自适应噪声抵消器的参考通道总输出可表示为 $m_d(n)$ 。

[0019] 所述的一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取方法,利用自适应LMS/RLS算法(5)的RLS算法调整原始通道中线性结合器(3)的系数;利用自适应LMS/RLS算法(5)的LMS算法分别调整每个参考通道中线性和非线性滤波器(4)的权值。

[0020] 在自适应噪声抵消器的原始通道中,利用自适应LMS/RLS算法(5)的RLS算法实时地调整原始通道中线性结合器(3)的系数 $\{c_j(n)\}_{j=1}^p$,并快速跟踪多腹导心电信号的变化,自适应地进行多腹导通道的选择优化,其过程为

$$[0021] \quad \hat{C}(n) = \hat{C}(n-1) + \frac{P(n-1)d(n)}{1 + d^T(n)P(n-1)d(n)} e(n)$$

$$[0022] \quad P(n) = P(n-1) - \frac{P(n-1)d(n)d^T(n)P(n-1)}{1 + d^T(n)P(n-1)d(n)}$$

$$[0023] \quad C(n) = \hat{C}(n) - P(n) \frac{E^T \hat{C}(n) - 1}{E^T P(n) E} E$$

[0024] 其中,p个腹导心电信号表示为向量形式 $d(n) = [f_1(n), f_2(n), \dots, f_p(n)]^T$;线性结合器的p个系数向量形式为 $C(n) = [c_1(n), c_2(n), \dots, c_p(n)]^T$;线性结合器的p个系数估计值向量形式为 $\hat{C}(n) = [\hat{c}_1(n), \hat{c}_2(n), \dots, \hat{c}_p(n)]^T$; $E = [1, 1, \dots, 1]^T$ 为 $p \times 1$ 向量, $P(n)$ 为 $p \times p$ 的增益矩阵; $[\cdot]^T$ 表示向量或矩阵的转置; $e(n)$ 为自适应噪声抵消器的误差输出。

[0025] 在自适应噪声抵消器的参考通道中,基于误差输出 $e(n)$ 能量最小原则,利用自适应LMS/RLS算法(5)的LMS算法分别调整每个参考通道中线性和非线性滤波器(4)的权值。在保证系统稳定的前提下,LMS算法的更新步长会影响滤波器权值的收敛速度。第i个参考通道的从胸部区域到腹部区域之间的非线性,可通过参考通道中对应的第i个线性和非线性滤波器的权值给出;从而,参考通道中所有q个线性和非线性滤波器的权值,可实现所有q个参考通道的从胸部区域到腹部区域之间非线性的估计。

[0026] 所述的一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取方法,把自适应噪声抵消器的原始通道总输入 $f_m(n)$ 与参考通道总输出 $m_d(n)$ 相减得到的自适应噪声抵消器的误差输出(6),即 $e(n) = f_m(n) - m_d(n)$,作为胎儿心电信号的估计。

[0027] 本发明具有以下优点和有益成果：

[0028] 1、本发明方法采用多腹导心电信号，包含了丰富的胎儿心电信号波形信息，为后续的胎儿心电信号波形分析提供了依据；

[0029] 2、本发明方法采用原始通道中的线性结合器，对多腹导心电信号进行通道选择优化，具有自适应的特点，实时追踪多腹导心电信号的变化；

[0030] 3、本发明方法采用参考通道中多个线性和非线性滤波器，自适应地调整滤波器的权值，能够更加良好地估计母体心电信号在胸部区域传递到腹部区域之间非线性；

[0031] 4、本发明方法设计简洁，易于实现，且计算复杂度低，能实时地提取胎儿心电信号用于临床医学诊断。

[0032] 本发明提供的基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取方法，采用多腹导心电信号和多胸导心电信号分别经过原始通道中线性结合器和参考通道中线性和非线性滤波器，利用自适应RLS (recursive least square, 递推最小二乘) 算法和自适应LMS (least mean square, 最小均方) 算法分别调整原始通道中线性结合器的系数和参考通道中线性和非线性滤波器的权值。

[0033] 本发明采用多腹导心电信号经过线性结合器得到自适应噪声抵消器的原始通道总输入；多胸导心电信号经过线性和非线性滤波器得到自适应噪声抵消器的参考通道总输出；利用自适应RLS算法调整原始通道中线性结合器的系数；利用自适应LMS算法分别调整每个参考通道中线性和非线性滤波器的权值；把自适应噪声抵消器的原始通道总输入与参考通道总输出相减得到的误差输出，作为胎儿心电信号的估计。

[0034] 和现有的基于单原始通道或单参考通道的自适应噪声抵消器的胎儿心电信号提取方法相比，本发明不仅克服了多腹导通道优化问题，同时还解决了母体心电信号从胸部区域到腹部区域存在非线性导致胎儿心电信号提取精度低的问题，是一种更可靠更有效的自适应胎儿心电信号提取方法。本发明可以实时地提取胎儿心电信号用于临床医学诊断。

附图说明

[0035] 图1是本发明方法的自适应胎儿心电信号提取结构示意图；

[0036] 图2是本发明方法中第*i*个FLANN中的第*p*个线性结合器的结构示意图；

[0037] 图3是本发明方法中第*i*个GFLANN的结构示意图；

[0038] 图4给出了数据库中长度为1000点的样本数据；

[0039] 图5给出了在不同数目的腹导心电信号时获得的胎儿心电信号；

[0040] 图6给出了在参考通道采用不同滤波器的形式时获得的胎儿心电信号。

具体实施方式

[0041] 下面结合实施例及附图对本发明作进一步详细的描述，但本发明的实施方式并不限于此。

[0042] 如图1所示，本发明提供了一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取方法，所述自适应胎儿心电信号提取方法包括多腹导心电信号1、多胸导心电信号2、线性结合器3、线性和非线性滤波器4、自适应LMS/RLS算法5和自适应噪声抵消器的误差输出6。所述线性和非线性滤波器4可以分别用线性FIR滤波器和GFLANN (generalized functional

link artificial neural network, 广义函数链接人工神经网络) 非线性滤波器来具体实现。

[0043] 多腹导心电信号1经过线性结合器3得到自适应噪声抵消器的原始通道总输入; 多胸导心电信号2经过线性FIR滤波器和GFLANN非线性滤波器得到自适应噪声抵消器的参考通道总输出。

[0044] 所述的一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取方法, 多腹导心电信号1和多胸导心电信号2分别是从小腹导和母亲胸部导联采集并经过预处理后得到的。

[0045] 在自适应噪声抵消器的原始通道中, 所述多腹导心电信号1包括p个通道, 可表示为 $\{f_j(n)\}_{j=1}^p$; 所述线性结合器3的p个系数可表示为 $\{c_j(n)\}_{j=1}^p$; 多腹导心电信号1经过线性结合器(3)得到的自适应噪声抵消器的原始通道总输入可表示为

$$[0046] \quad f_m(n) = \sum_{j=1}^p c_j(n) f_j(n)$$

[0047] 其中, 线性结合器3的p个系数须满足 $\sum_{j=1}^p c_j(n) = 1$ 。

[0048] 在自适应噪声抵消器的参考通道中, 所述多胸导心电信号2包括q个通道, 可表示为 $\{m_i(n)\}_{i=1}^q$; 所述线性FIR滤波器和GFLANN非线性滤波器也包括q个通道, 其中, 第i个通道的线性FIR滤波器和GFLANN非线性滤波器对应第i个通道的胸导心电信号; 多胸导心电信号2经过线性FIR滤波器和GFLANN非线性滤波器得到自适应噪声抵消器的参考通道总输出可表示为 $m_d(n)$ 。

[0049] 如图1所示, 自适应胎儿心电信号提取结构示意图。第i个线性FIR滤波器的输出为

$$[0050] \quad y_i(n) = \sum_{l=0}^{L_1-1} w_{i,l}(n) m_i(n-l)$$

[0051] 式中, L_1-1 为线性FIR滤波器的阶数, $w_{i,1}(n)$ 为第i个线性FIR滤波器的第1个滤波权值。

[0052] 如图2所示, 给出了第i个FLANN(functional link artificial neural network, 函数链接人工神经网络) 中第p个线性结合器的结构示意图。 $m_i(n)$ 为第i个参考通道的胸导心电信号; z^{-1} 表示一阶延迟运算; $\{\alpha_{i,p,l}(n), \beta_{i,p,l}(n)\}_{l=0}^{L_2-1}$ 为第i个FLANN中第p个线性结合器的滤波权值; L_2 为FLANN非线性扩展项的时间延迟, 取值可不同于 L_1 。对长度为 L_2 的输入向量 $[m_i(n), m_i(n-1), \dots, m_i(n-L_2+1)]^T$ 进行第p阶的非线性三角扩展, 得到相应的扩展后的向量为

$$[0053] \quad [\sin[p\pi m_i(n)], \cos[p\pi m_i(n)], \sin[p\pi m_i(n-1)], \cos[p\pi m_i(n-1)], \dots,$$

$$[0054] \quad \sin[p\pi m_i(n-L_2+1)], \cos[p\pi m_i(n-L_2+1)]]^T$$

[0055] 式中, $[\cdot]^T$ 表示向量或矩阵转置运算。

[0056] 那么, 相应的第i个FLANN的输出为

$$[0057] \quad z_{f,i}(n) = \sum_{p=1}^{P_{\max}} \left\{ \sum_{l=0}^{L_2-1} \alpha_{i,p,l}(n) \sin[p\pi m_i(n-l)] + \sum_{l=0}^{L_2-1} \beta_{i,p,l}(n) \cos[p\pi m_i(n-l)] \right\}$$

[0058] 式中, $P_{\max}$ 表示非线性三角扩展阶数p的最大值。

[0059] 如图3所示,给出了第*i*个GFLANN的结构示意图,它包括第*i*个FLANN和交叉项两个部分。非线性扩展阶数为 p_g 且时间延迟为 N_d ($1 \leq N_d \leq L_3 - 1$) 的交叉项可通过以下 $2N_d$ 个向量,可简洁地表示为

$$[0060] \quad X_{i,p_g,1}(n) = [m_i(n-1)\sin[p_g\pi m_i(n)], m_i(n-2)\sin[p_g\pi m_i(n-1)], \dots, \\ m_i(n-L_3+1)\sin[p_g\pi m_i(n-L_3+2)]]^T$$

$$[0061] \quad X_{i,p_g,2}(n) = [m_i(n-1)\cos[p_g\pi m_i(n)], m_i(n-2)\cos[p_g\pi m_i(n-1)], \dots, \\ m_i(n-L_3+1)\cos[p_g\pi m_i(n-L_3+2)]]^T$$

$$[0062] \quad \vdots \quad \vdots$$

$$[0063] \quad X_{i,p_g,2N_d-1}(n) = [m_i(n-N_d)\sin[p_g\pi m_i(n)], m_i(n-N_d-1)\sin[p_g\pi m_i(n-1)], \dots, \\ m_i(n-L_3+1)\sin[p_g\pi m_i(n-L_3+N_d+1)]]^T$$

$$[0064] \quad X_{i,p_g,2N_d}(n) = [m_i(n-N_d)\cos[p_g\pi m_i(n)], m_i(n-N_d-1)\cos[p_g\pi m_i(n-1)], \dots, \\ m_i(n-L_3+1)\cos[p_g\pi m_i(n-L_3+N_d+1)]]^T$$

[0065] 式中, $X_{i,p_g,k}(n)$ ($1 \leq k \leq 2N_d$) 表示第*i*个参考通道中第 p_g 个线性结合器的第*k*个输入向量;非线性扩展阶数 p_g 的最大值 P_{gmax} 。

[0066] 相应地,第*i*个GFLANN的输出为

$$[0067] \quad z_{g,i}(n) = z_{f,i}(n) + \sum_{p_g=1}^{P_{gmax}} \sum_{k=1}^{N_d} \sum_{l=0}^{L_3-k-1} \left\{ \xi_{i,p_g,k,l}(n) m_i(n-k-l) \sin[p_g\pi m_i(n-l)] \right. \\ \left. + \eta_{i,p_g,k,l}(n) m_i(n-k-l) \cos[p_g\pi m_i(n-l)] \right\}$$

[0068] 式中,等式右侧表达式的第二项对应第*i*个GFLANN中与交叉项有关的非线性输出; $\xi_{i,p_g,k,l}(n)$ 和 $\eta_{i,p_g,k,l}(n)$ 为与交叉项有关的滤波权值; P_{gmax} 表示交叉项中 p_g 的最大值, L_3 为交叉项中的时间延迟,其取值可能不同于 L_1 和 L_2 。

[0069] 最后,自适应噪声抵消器的参考通道总输出为

$$[0070] \quad m_d(n) = \sum_{i=1}^q [y_i(n) + z_{g,i}(n)]$$

[0071] 所述的一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取方法,利用自适应LMS/RLS算法5的RLS算法调整原始通道中线性结合器3的系数;利用自适应LMS/RLS算法5的LMS算法分别调整每个参考通道中线性FIR滤波器和GFLANN非线性滤波器的权值。

[0072] 在自适应噪声抵消器的原始通道中,利用自适应LMS/RLS算法5的RLS算法实时地调整原始通道中线性结合器3的系数 $\{c_j(n)\}_{j=1}^P$,并快速跟踪多腹导心电信号的变化,自适应地进行多腹导通道的选择优化,其过程如下

$$[0073] \quad \hat{C}(n) = \hat{C}(n-1) + \frac{P(n-1)d(n)}{1 + d^T(n)P(n-1)d(n)} e(n)$$

$$[0074] \quad P(n) = P(n-1) - \frac{P(n-1)d(n)d^T(n)P(n-1)}{1 + d^T(n)P(n-1)d(n)}$$

$$[0075] \quad C(n) = \hat{C}(n) - P(n) \frac{E^T \hat{C}(n) - 1}{E^T P(n) E} E$$

[0076] 其中, p 个腹导心电信号表示为向量形式 $d(n) = [f_1(n), f_2(n), \dots, f_p(n)]^T$; 线性结合器的 p 个系数向量形式为 $C(n) = [c_1(n), c_2(n), \dots, c_p(n)]^T$; 线性结合器的 p 个系数估计值向量形式为 $\hat{C}(n) = [\hat{c}_1(n), \hat{c}_2(n), \dots, \hat{c}_p(n)]^T$; $E = [1, 1, \dots, 1]^T$ 为 $p \times 1$ 向量, $P(n)$ 为 $p \times p$ 的增益矩阵; $e(n)$ 为自适应噪声抵消器的误差输出。

[0077] 在自适应噪声抵消器的参考通道中, 基于误差输出 $e(n)$ 能量最小原则, 利用自适应LMS/RLS算法5的LMS算法分别调整每个参考通道中线性FIR滤波器和GFLANN非线性滤波器的权值。在保证系统稳定的前提下, LMS算法的更新步长会影响滤波器权值的收敛速度。第 i 个参考通道的从胸部区域到腹部区域之间的非线性, 可通过参考通道中对应的第 i 个线性FIR滤波器和GFLANN非线性滤波器的权值给出; 从而, 参考通道中所有 q 个线性FIR滤波器和GFLANN非线性滤波器的权值, 可实现所有 q 个参考通道的从胸部区域到腹部区域之间非线性的估计。

[0078] 第 i 个参考通道线性FIR滤波器权值的更新公式为

$$[0079] \quad w_{i,l}(n+1) = w_{i,l}(n) + \mu_{fir,i} e(n) m_i(n-l)$$

[0080] 式中, $\mu_{fir,i}$ 为第 i 个线性FIR滤波器的更新步长。类似地, 第 i 个GFLANN中所有的线性结合器的权值更新方式为

$$[0081] \quad \alpha_{i,p,l}(n+1) = \alpha_{i,p,l}(n) + \mu_{f,i} e(n) \sin[p\pi m_i(n-l)]$$

$$[0082] \quad \beta_{i,p,l}(n+1) = \beta_{i,p,l}(n) + \mu_{f,i} e(n) \cos[p\pi m_i(n-l)]$$

$$[0083] \quad \xi_{i,p_g,k,l}(n+1) = \xi_{i,p_g,k,l}(n) + \mu_{g,i} e(n) m_i(n-k-l) \sin[p_g \pi m_i(n-l)]$$

$$[0084] \quad \eta_{i,p_g,k,l}(n+1) = \eta_{i,p_g,k,l}(n) + \mu_{g,i} e(n) m_i(n-k-l) \cos[p_g \pi m_i(n-l)]$$

[0085] 式中, $\mu_{f,i}$ 和 $\mu_{g,i}$ 分别对应第 i 个FLANN中线性结合器权值更新步长和第 i 个GFLANN的交叉项中线性结合器权值更新步长。可采用统一的更新步长, 记为 μ_{fir} 、 μ_f 、 μ_g , 即满足 $\mu_{fir} = \mu_{fir,i}$ 、 $\mu_f = \mu_{f,i}$ 、 $\mu_g = \mu_{g,i}$, 对所有的 $i = 1, 2, \dots, q$ 。

[0086] 所述的一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取方法, 把自适应噪声抵消器的原始通道总输入 $f_m(n)$ 与参考通道总输出 $m_d(n)$ 相减得到的自适应噪声抵消器的误差输出 e , 即 $e(n) = f_m(n) - m_d(n)$, 作为胎儿心电信号的估计。

[0087] 上述实施例为本发明较好的实施方式, 但本发明的实施方式并不受上述实施例的限制, 其他的任何未背离本发明的精神实质与原理下所作的改变、修饰、替代、组合、简化, 均应为等效的置换方式, 都包含在本发明的保护范围之内。

[0088] 本发明结合实际的公开DaISy数据库, 进一步验证本发明的技术效果如下:

[0089] 该数据库包括从孕妇体表电极得到, 采样率为250Hz, 时间长度为10秒。选取三个通道的胸导心电信号 ($q=3$) 和三个通道的腹导心电信号 ($p=3$), 如图4所示, 给出了数据库中长度为1000点的样本数据。根据图1给出的自适应胎儿心电信号提取结构, 通过调整滤波长度和步长等用户参数, 使得整个自适应胎儿心电信号提取达到良好的性能, 进而获得相对高质量的胎儿心电信号。选取的用户参数取值分贝为 $\mu_{fir}=0.02$ 、 $\mu_f=0.00005$ 、 $\mu_g=0.002$ 、 $L_1=75$ 、 $L_2=35$ 、 $L_3=35$ 、 $P_{max}=30$ 、 $P_{gmax}=2$ 和 $N_d=3$ 。

[0090] 为了对比不同数目的腹导心电信号对本发明的自适应胎儿心电信号提取效果, 可

采用相同数目的胸导心电信号,选取 $q=3$,相应地改变腹导心电信号的数目,验证本发明的胎儿心电信号提取系统及方法的性能。如图5所示,给出了在不同数目的腹导心电信号时获得的胎儿心电信号:从上至下分别对应腹导心电信号 $f_1(n)$ 、单个通道的腹导心电信号($p=1$)时提取后的胎儿心电信号、两个通道的腹导心电信号($p=2$)时提取后的胎儿心电信号、三个通道的腹导心电信号($p=3$)时提取后的胎儿心电信号。利用实心箭头分别标记了部分胎儿心电信号R波和母体心电信号R波的位置。图5中给出的三种不同腹导心电信号情况下胎儿心电信号波形的均方误差分别为 5.31×10^{-3} ($p=1$)、 2.92×10^{-3} ($p=2$)、 2.45×10^{-3} ($p=3$)。利用实线椭圆标记了三个不同时间点的胸导心电信号的去噪结果。可知,随着腹导心电信号的数目增加,本发明的胎儿心电信号提取系统将获得更为清晰的胎儿心电信号。

[0091] 为了对比不同的线性和非线性滤波器对胎儿心电信号提取结果的影响,采用三个通道的胸导心电信号($q=3$)和三个通道的腹导心电信号($p=3$)。本实例中,参考通道采用线性FIR滤波器和GFLANN非线性滤波器的形式,与传统提取系统的参考通道仅采用线性FIR滤波器的形式进行对比。如图6所示,给出了在参考通道采用不同滤波器的形式时获得的胎儿心电信号:从上至下分别对应腹导心电信号 $f_1(n)$ 、参考通道仅采用线性FIR滤波器时提取后的胎儿心电信号、参考通道采用线性FIR滤波器和GFLANN非线性滤波器时提取后的胎儿心电信号。利用实心箭头分别标记了部分胎儿心电信号R波和母体心电信号R波的位置。图6中给出的两种参考通道采用不同滤波器形式时得到的胎儿心电信号均方误差分别 4.33×10^{-3} 和 2.45×10^{-3} 。同样地,利用实线椭圆标记了三个不同时间点的胸导心电信号的去噪效果。可知,同时采用线性FIR滤波器和GFLANN非线性滤波器的胎儿心电信号提取系统较传统的仅采用线性FIR滤波器的胎儿心电信号提取系统具有更好的性能。

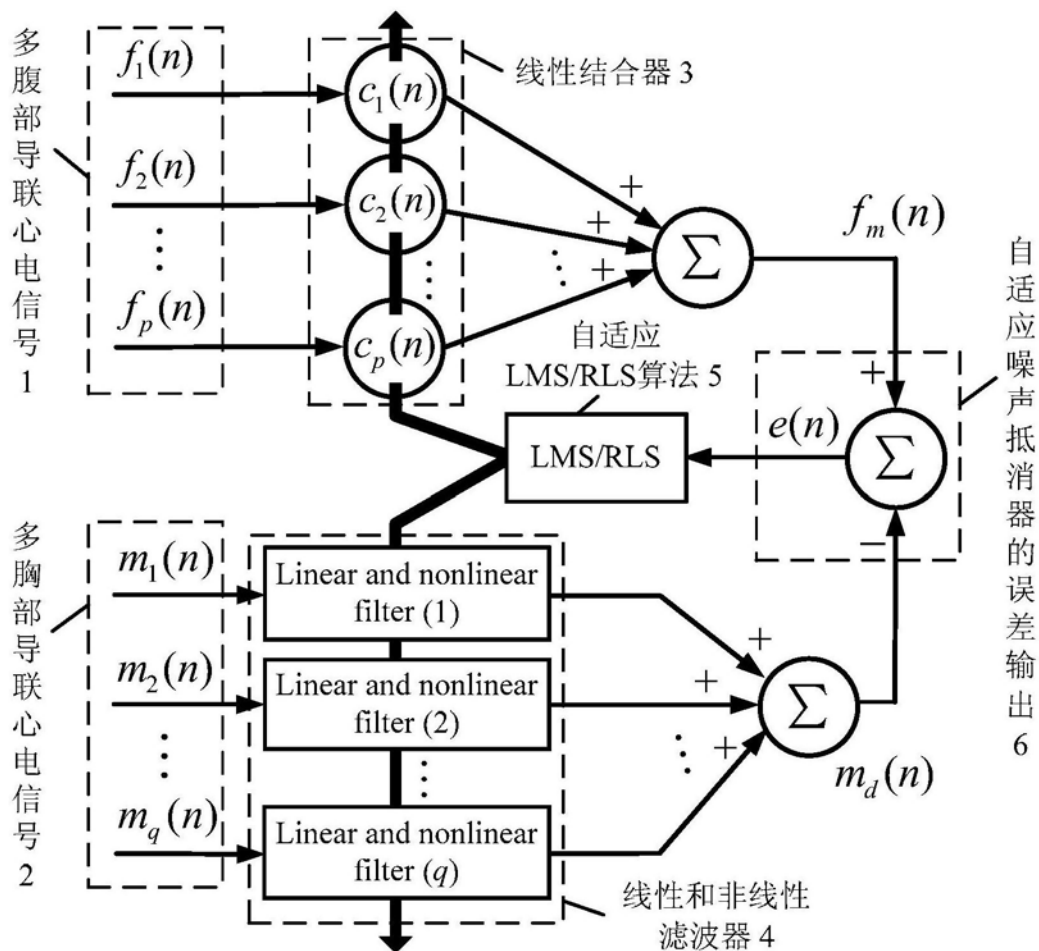


图1

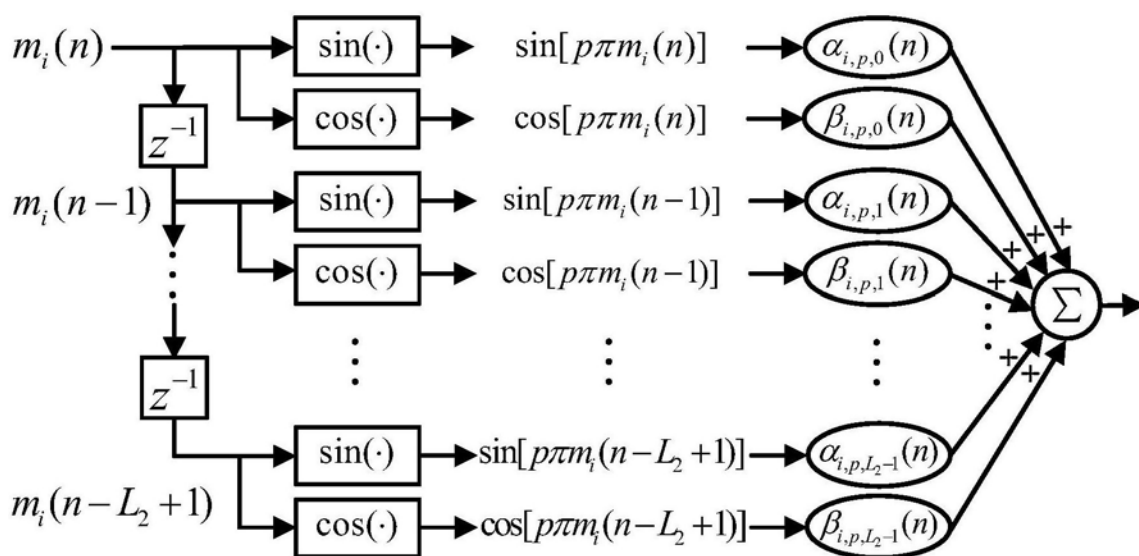


图2

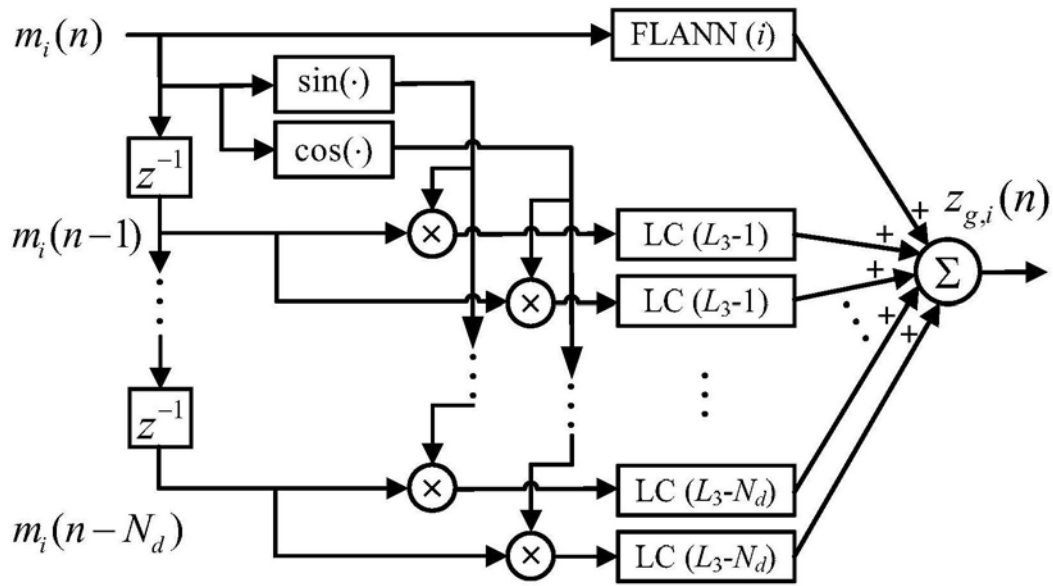


图3

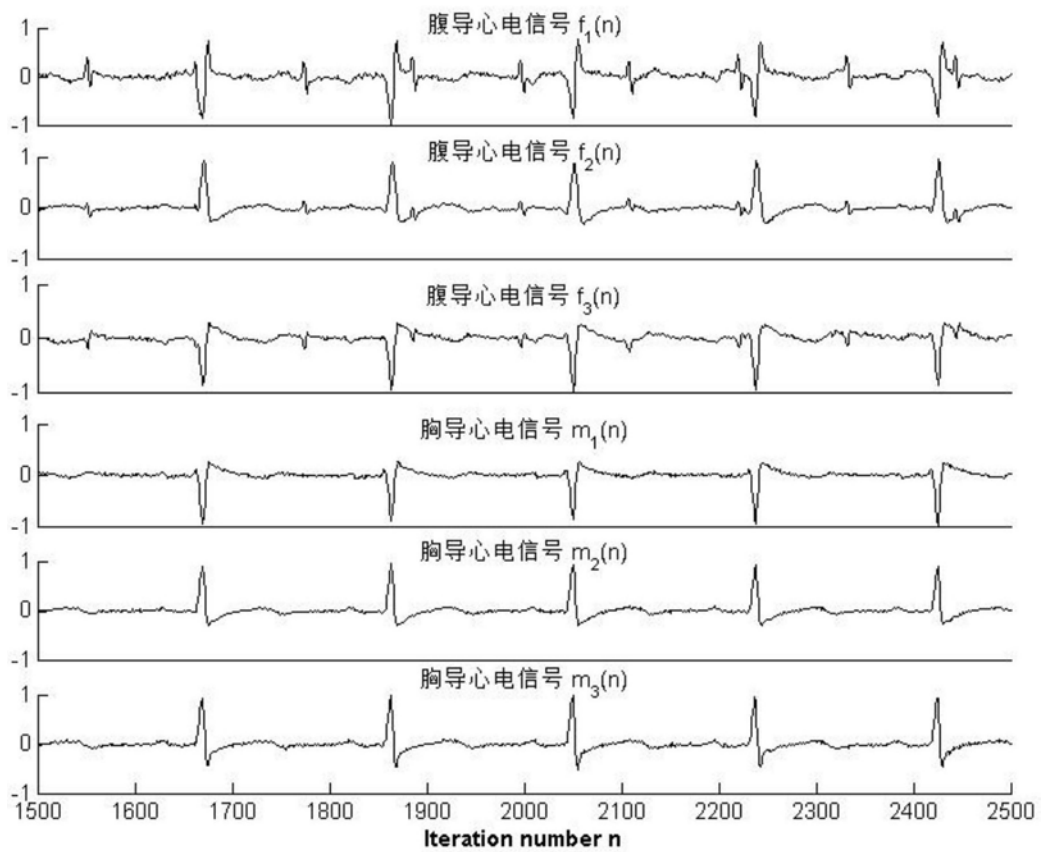


图4

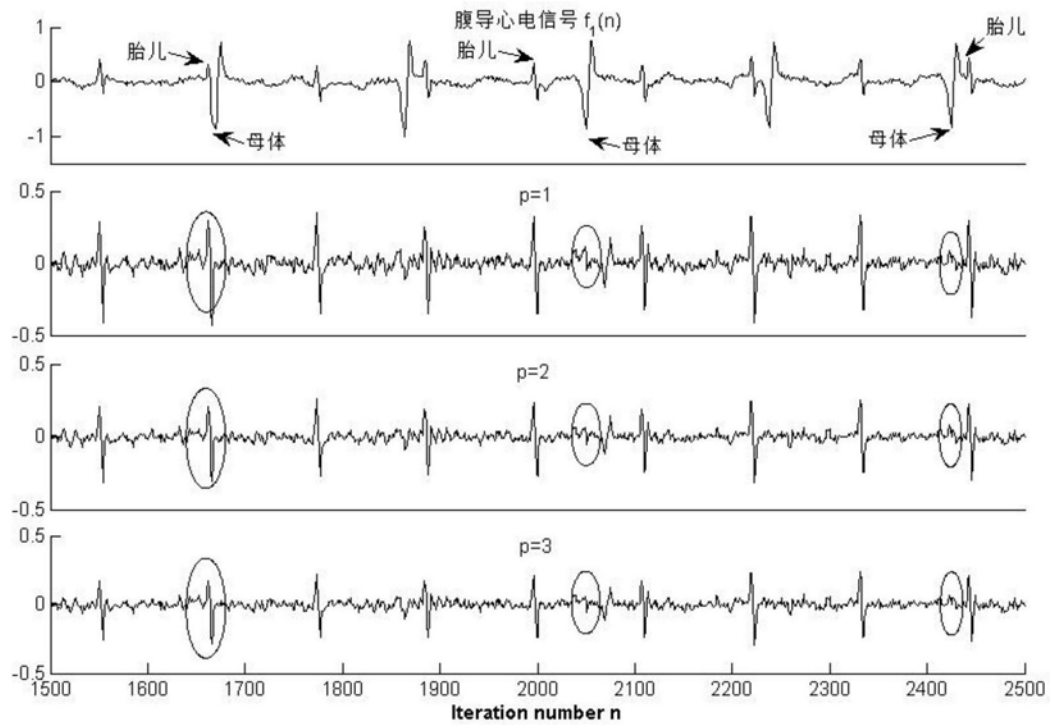


图5

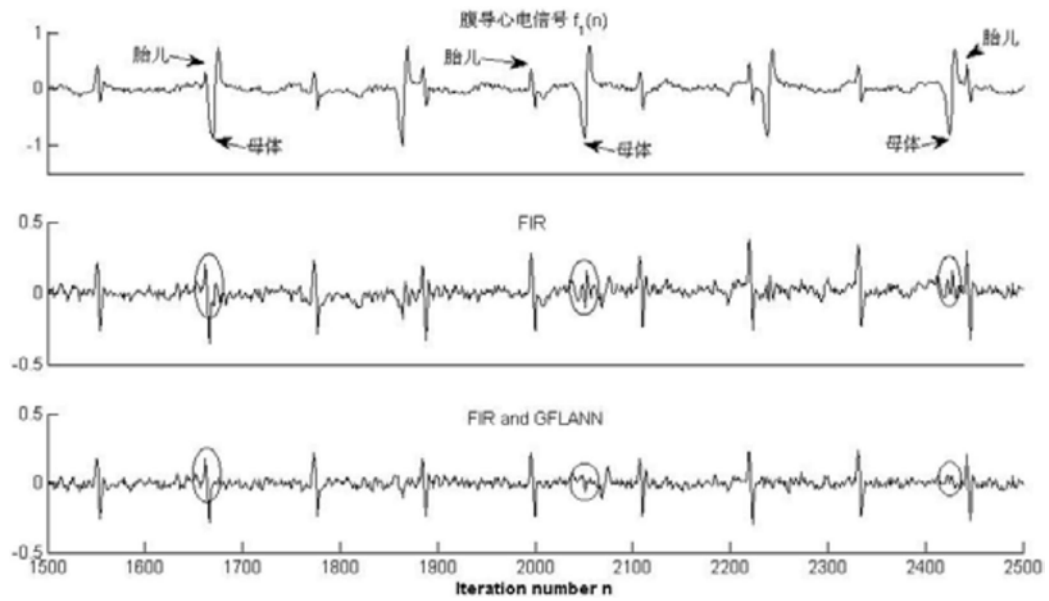


图6

专利名称(译)	一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取系统及方法		
公开(公告)号	CN107049303A	公开(公告)日	2017-08-18
申请号	CN201710148736.7	申请日	2017-03-10
[标]申请(专利权)人(译)	哈尔滨工业大学		
申请(专利权)人(译)	哈尔滨工业大学		
当前申请(专利权)人(译)	哈尔滨工业大学		
[标]发明人	马亚平 魏国 肖业贵 孙金玮 黄博妍 刘丹		
发明人	马亚平 魏国 肖业贵 孙金玮 黄博妍 刘丹		
IPC分类号	A61B5/0444 A61B5/00		
CPC分类号	A61B5/0444 A61B5/4362 A61B5/7203 A61B5/725		
代理人(译)	杨立超		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

一种基于多腹导和多胸导的自适应胎儿心电信号提取系统及方法，属于胎儿心电信号检测技术领域。多腹导心电信号经过线性结合器得到自适应噪声抵消器的原始通道总输入；多胸导心电信号经过线性和非线性滤波器得到自适应噪声抵消器的参考通道总输出；利用自适应RLS算法调整原始通道中线性结合器的系数；利用自适应LMS算法分别调整每个参考通道中线性和非线性滤波器的权值；把自适应噪声抵消器的原始通道总输入与参考通道总输出相减得到的误差输出，作为胎儿心电信号的估计。该方法不仅克服了多腹导通道优化问题，还解决了母体心电信号从胸部区域到腹部区域之间非线性导致胎儿心电信号提取精度低的问题，可以实时地提取胎儿心电信号用于临床医学诊断。

