



## (12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110393526 A

(43)申请公布日 2019. 11. 01

(21)申请号 201910757263.X

(22)申请日 2019.08.16

(71)申请人 北京师范大学

地址 100875 北京市海淀区新街口外大街  
19号

(72)发明人 李小隼 张子睿 张昊

(74)专利代理机构 南昌卓尔精诚专利代理事务  
所(普通合伙) 36133

代理人 徐柳华

(51)Int.Cl.

A61B 5/0476(2006.01)

A61B 5/00(2006.01)

H03M 1/12(2006.01)

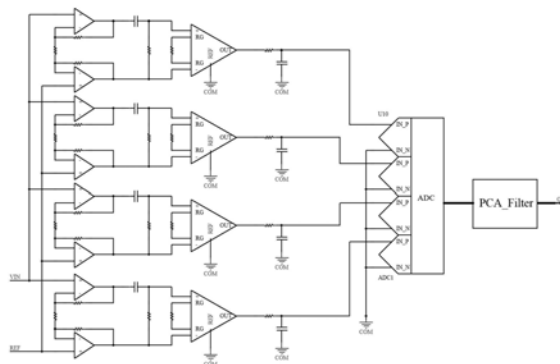
权利要求书2页 说明书5页 附图3页

### (54)发明名称

一种高频微弱脑电信号放大采集系统

### (57)摘要

本发明提供了一种能够采集颅外高频脑电信号(30-200Hz)的系统,包含电路和降噪算法两部分。采集端并联四路相同的模拟放大电路,每一路电路包括第一级放大电路、高通滤波电路、第二级放大电路和低通滤波电路。第一级为全差分放大电路,采用双运算放大器设计,通过集成低噪声运放和小阻值反馈电阻降低输入噪声,尤其抑制电阻热噪声对信号的影响;第一级放大电路的一个输出端接大电容后与另一输出端之间接小电阻,实现无源RC高通滤波电路,能有效抑制直流电压;经过RC高通滤波电路,与仪表运算放大器相连,选取不同的增益电阻实现第二级放大;输出的单端信号通过低通滤波电路,接入模数转换器获取数字化的高频脑电信号,得到四路脑电信号通过主成分分析算法进行降噪处理,在低噪声特性电路的基础上,使用算法提高信噪比,得到最终的高频脑电信号。



1. 一种能够采集颅外高频脑电信号的放大和采集系统,其特征在于,能够采集高频脑电信号的模拟放大电路,由四路相同的放大电路并联构成,对一个通道的脑电信号同时采集,最后通过主成分分析的算法得到颅外高频脑电信号,所述高频脑电信号为30Hz-200Hz。

2. 权利要求1所述的系统,一个通道的脑电信号同时接入四路放大电路采集,每一路放大电路结构相同,包括第一级放大电路,高通滤波电路,第二级放大电路和低通滤波电路。

3. 权利要求2所述的系统,其中第一级放大为双运算放大器构成的全差分放大电路,脑电信号和参考点信号作为输入信号进行第一级差分放大,采用低噪声运放和小阻值反馈电阻来降低输入噪声,然后串联无源RC高通滤波电路,第一级放大电路的一个输出端接大电容后与另一输出端之间接小电阻实现对直流电压的抑制,同时减小了电阻热噪声,提升信号的信噪比。

4. 权利要求2所述的系统,其中第二级的放大和滤波电路:双端输出的第一级放大电路经过RC高通滤波电路后与仪表运算放大器相连,通过选取不同的增益电阻控制第二级放大倍数,仪表运算放大器的REF端与输入信号的共模电压相接,输出的单端信号通过低通滤波电路后去除高频噪声,然后接入模数转换器,获得数字脑电信号。

5. 权利要求3所述的系统,其特征在于,第一级放大电路采用双运算放大器构成的差分放大结构,如图4所示,U1和U2同向比例放大,闭环输入阻抗将增高;电路放大倍数由电阻R1和R2决定,其中两个R2的阻值相同,放大倍数计算为 $1+2R_2/R_1$ ,其中R1控制在500Ω以内,放大倍数要求控制在20倍以内,

放大后的差分信号接无源高通滤波电路,U1输出端与电容C1串联,然后与U2输出端接电阻R3,R3阻值要求控制在50KΩ以下。

6. 权利要求4所述的系统,其特征在于,滤波后的差分信号接入仪表运算放大器U3,要求U1输出接电容后与U3的正输入端连接,U2输出端与U3的负输入端连接,R4为控制仪表放大器增益的电阻,U3反馈端要求接入差分信号VIN和REF的共模电压;U3输出为单端模拟信号,要求经过RC低通滤波器后与模数转换器(24Bit采样,采样率不小于4Ksps)的输入端相接,获得数字信号。

7. 权利要求1所述的系统,其特征在于:所述算法为主成分分析算法,得到的四路脑电信号即为四维特征向量,我们以1s数据为去噪处理单元,进行标准化处理,然后将得到的标准化矩阵计算得到相关系数矩阵,对相关系数矩阵进行分解得到特征向量和特征值,根据特征值的大小对特征向量重排列,并与原始数据计算得到原始数据在主成分空间的映射,只保留最大特征的特征向量,其余向量置零,得到新的特征矩阵,与原始数据在新空间的映射矩阵计算即可得到降噪后的高频脑电信号。

8. 权利要求7所述的系统,其特征在于:得到四路脑电信号后,取1s内的n个数据点构成原始数据矩阵 $X_0$ ,特征维度为4,矩阵大小为 $n \times 4$ ,

对每一维度的数据进行标准化处理,得到矩阵X,计算过程如公式(1)、(2)、(3)所示:

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (1)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (2)$$

$$X = \frac{x - \bar{x}}{\sigma} \quad (3)$$

对矩阵X的每两个维度数据进行相关系数计算,计算公式如公式(4)、(5)所示,得到相关系数矩阵A,

$$\text{Cov}(X, Y) = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (X - \bar{X})(Y - \bar{Y}) \quad (4)$$

$$A = \text{Cov}(X_1, X_2, X_3, X_4) = \begin{bmatrix} \text{Cov}(X_1, X_1) & \cdots & \text{Cov}(X_1, X_4) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{Cov}(X_1, X_4) & \cdots & \text{Cov}(X_4, X_4) \end{bmatrix} \quad (5)$$

对矩阵A求解特征值与特征向量,如公式(6)所示,

其中,V是矩阵A的特征向量组成的矩阵,T则是一个对角阵,对角线上的元素就是特征值,特征值的大小代表了特征成分的重要性,较小的值代表这一成分为噪声,

$$A = VTV^{-1} \quad (6)$$

对特征向量矩阵V按特征值大小进行重排列,得到 $V_1$ ,保留 $V_1$ 逆矩阵 $V_1^{-1}$ 的第一行数据,其余置零处理得到 $V_0$ ,  $V_T$ 为特征向量从大到小的重排列的转置矩阵,

降噪后的数据为 $X_{\text{new}}$ ,计算公式如公式(7)所示:

$$X_{\text{new}} = X_0 * V_T * V_0 \quad (7)$$

$X_{\text{new}}$ 为经过主成分分析算法处理后的 $n \times 4$ 矩阵,只取第一维数据,得到降噪后的高频脑电信号。

## 一种高频微弱脑电信号放大采集系统

[0001] 系统领域

[0002] 本发明涉及高频微弱脑电信号的放大采集系统,属于脑电处理系统领域。

[0003] 背景系统

[0004] 脑电波 (EEG) 或脑电信号是神经细胞的电生理活动在大脑皮层或头皮表面上的一种总体反映。脑电信号目前在临床医学、教育学、人工智能、脑科学、心理学等学科当中都已经被广泛的应用。脑电信号主要特点:是人体自发产生的,其能量非常微弱,其带宽通常认为在0.1-500Hz之间。根据脑电的频率范围划分,低频脑电信号的频段为(0.1Hz~30Hz),幅值范围在5~100 $\mu$ V之间。科学发现高频脑电成分(>30Hz)也有着重要的信息,比如在进行ERP实验时诱发的高频脑电成分、癫痫患者的高频脑电成分、警觉状态下高频脑电等,都包含重要的神经生理信息,应用包括病灶区的定位、疾病的诊断、揭示大脑工作过程等一系列研究。脑电信号中的高频成分反映在头皮上的幅值非常小,一般小于2 $\mu$ V,当前临床和实验的头皮脑电采集设备,往往只关注低频段幅值较大的脑电信号成分,对于幅值较小的高频成分并不能完整的记录。目前对脑电信号的高频成分一般基于颅内采集,非侵入式的高频脑电采集存在一定的系统困难,所以目前对于高频脑电的研究大部分基于患者的颅内脑电采集,限制了高频脑电在各方面的研究和应用。采集脑电信号的高频成分,模拟放大电路需要突破一些关键系统。首先,对输入噪声的控制,需要降低模拟电路的输入噪声,提高信噪比。输入噪声的来源主要为运算放大器自身的噪声和电阻热噪声,同时,进行带通滤波,尤其是对低频噪声的抑制尤为重要,因为脑电信号高频成分需要更高的放大倍数,脑电电极会产生极化电压,通常为200mV以内的直流电压,放大倍数过大容易使运算放大器的工作达到饱和,不能正常工作。

[0005] 一种常见的脑电模拟放大电路如附图图1所示,脑电信号的采集通过参考点和采集点的差分电压得到。核心电路是基于仪表运算放大器的第一级放大,放大倍数由R1决定,输出电压反向积分后作为反馈端的输入,消除极化电压带来的影响;截止频率由C3和R2决定。M1为二级放大和滤波模块,输入模数转换器得到数字信号。由于极化电压的存在,而且低通负反馈电路加在仪表放大器输出之后,限制了第一级放大电路的放大倍数。仪表运算放大器的输入噪声随着放大倍数的减小而增大,但对于微弱的高频脑电信号,输入噪声的大小至关重要。由于仪表运算放大器集成化,内部结构中的普通放大器在性能上往往不如独立运算放大器。因此,传统的模拟放大电路方案仅适合低频脑电信号,对于幅值更小的高频脑电信号并不能满足需求。

[0006] 另一种常见的脑电信号放大系统方案如附图图2所示。此电路在反馈路径增加反向积分器,所达到的增益为 $(R2/R1+1) \times (R3/R4+1)$ ,对极化电压的抑制通过积分器和分压电阻来实现。这种电路结构和图1的结构相比,由于采用分压负反馈电路,可以在满足大的放大倍数同时抑制极化电压,避免了信号失真,但带来的问题是电路的不对称性,使得共模抑制比降低,而共模抑制比是衡量脑电放大装置性能的重要参数。同时,由于采用复杂的直流抑制电路,引入了放大器噪声和电阻热噪声。

[0007] 现有的脑电采集电路主要针对低频段的脑电信号或颅内的高频脑电信号,对非侵

入式采集的高频微弱脑电信号(幅值小于2uV)的记录不作要求,导致对电路的噪声特性要求不是很高,更不会考虑电阻热噪声带来的影响。热噪声也称为白噪声,是由导体中电子热振动引起的,存在于所有的电子器件和传输介质中,电阻器件的热噪声随着阻值的增加而增加,例如阻值为1k的电阻,热噪声的谱密度为 $4\text{nV}/(\text{Hz})^{1/2}$ ,1kHz之内的噪声电压峰峰值约为0.8uV,所以针对高频脑电信号,电路必须考虑电阻热噪声带来的影响

[0008] 通过对现有方案分析发现,上述方案并不能满足高频脑电信号采集的要求:(1) 输入噪声太大,对幅值小于2uV的高频脑电信号不能进行有效的采集;(2) 共模抑制比低,共模抑制能力取决于仪表运算放大器的性能;(3) 受自身电路结构的影响,直流电压抑制电路的结构复杂,且会引入电阻热噪声和运算放大器自身噪声。

[0009] 本发明旨在提供一种能够采集高频脑电信号的放大采集系统,对单个通道的信号同时进行四路采集,使用主成分分析算法对四路信号降噪处理,得到高频脑电信号。每路电路结构相同,包括第一级放大电路,高通滤波电路,第二级放大电路和低通滤波电路。

## 发明内容

[0010] 针对现有系统的缺点,本发明设计一种能够采集高频脑电信号的放大采系统。本发明所需要解决的系统问题可以通过以下系统方案来实现。

[0011] 电路的整体结构如图3所示,一个通道的脑电信号同时接入四路相同的模拟放大电路,然后分别接入模数转换器,实现脑电信号数字化后,采用主成分分析算法进行滤波降噪,得到最终的高频脑电信号。

[0012] 每一路的放大电路如图4所示,包括第一级放大电路,高通滤波电路,第二级放大电路和低通滤波电路。第一级放大为双运算放大器构成的全差分放大电路,脑电信号和参考点信号作为输入信号进行第一级差分放大,采用低噪声运放和小阻值反馈电阻来降低输入噪声,尤其抑制电阻热噪声对信号的影响;然后串联无源RC高通滤波电路,第一级放大电路的一个输出端接大电容后与另一输出端之间接小电阻实现对直流电压的抑制,同时减小了电阻热噪声对输入噪声的影响。

[0013] 本发明设计的放大电路第二级放大和滤波电路具体方案如下:双端输出的第一级放大电路经过RC高通滤波电路后与仪表运算放大器相连,通过选取不同的增益电阻控制第二级放大倍数。仪表运算放大器的REF端直接与输入信号的共模电压相接。输出的单端信号通过低通滤波电路后去除高频噪声,然后接入模数转换器(24Bit采样,采样率不小于4Ksps),得到计算机便于处理的数字脑电信号。设计的电路输入噪声的谱密度曲线,如附图5所示,在频率为10Hz以上电路的白噪声谱密度为 $2\text{nV}/(\text{Hz})^{1/2}$ 。由于无源器件的取值存在误差,对电路的共模抑制比有一定的影响,蒙特卡洛分析结果如附图6所示(电阻取阻值误差1%,电容取容差15%),在频段为30-200Hz之间的共模抑制比高于145dB。因此,设计的电路性能可以满足高频脑电信号(30-200Hz)的采集。

[0014] 得到四路脑电信号后,取1s内的n个数据点构成原始数据矩阵 $X_0$ ,特征维度为4,矩阵大小为 $n \times 4$ 。对每一维度的数据进行标准化处理,得到标准化数据。然后对标准化矩阵的每两个维度数据进行相关系数计算,得到相关系数矩阵。

[0015] 对相关矩阵求解特征值与特征向量,特征值的大小代表了特征成分的重要性,较小的值代表这一成分为噪声。然后将特征向量矩阵按特征值大小进行重排列,求逆后保留

一个主成分特征向量,其余置零处理,与原始数据和特征向量矩阵进行矩阵运算后得到降噪后的数据,即我们需要的高频脑电信号。

[0016] 本发明的优点:

[0017] (1) 本发明有效降低了信号的输入噪声,电路结构上第一级放大电路选用噪声特性更好的独立运算放大器搭建差分放大电路,替代常用的仪表运算放大器,使独立运算放大器的低噪声优势在本电路设计中体现;

[0018] (2) 本发明考虑了电路结构与电阻热噪声对系统噪声的影响。在计算得到电路的噪声模型的基础上,优化电路结构降低电阻热噪声对系统整体噪声的影响。通过选取R1和R3电阻的阻值,降低系统的热噪声;

[0019] (3) 本发明选用两个放大器在第一级进行差分放大,采用对称结构提高了电路的共模抑制比,抗工频干扰能力强,共模抑制比的蒙特卡洛分析曲线如附图6所示;

[0020] (4) 本发明在两级放大电路之间加入无源高通滤波电路,结构简单,抑制了直流电压分量,同时对放大电路噪声和共模抑制比没有影响。

[0021] (5) 本发明将一个脑电通道进行四路同时采集,经过主成分分析算法进行滤波降噪得到最终的脑电信号,此方法可以将单路放大电路的高斯白噪声降低一半,最终得到实测噪声谱密度曲线如附图5所示,可以发现比目前市场上主流放大器,EGI与Brain Products公司产品的输入噪声低很多;

## 附图说明

[0022] 图1为第一种现有系统的结构示意图。

[0023] 图2为第二种现有系统的结构示意图。

[0024] 图3为本发明实施例的整体结构示意图。

[0025] 图4为本发明实施例每一路电路的结构示意图。

[0026] 图5为本发明输入噪声与常见脑电设备(EGI与Brain Products公司产品)输入噪声的谱密度曲线(0.5-400Hz)。

[0027] 图6为本发明测量电路共模抑制比的蒙特卡洛分析曲线。

[0028] 附图中的标号为:

[0029] R为电阻,C为电容,M为滤波模块,U1、U2为低噪声运算放大器,U3为仪表运算放大器,U4为模数转换器,VIN为脑电信号,REF为脑电参考信号,COM为输入信号的共模电压。

## 具体实施方式

[0030] 下面详细描述本发明的实施例,所述实施例仅用于解释本发明,而不能理解为对本发明的限制。

[0031] 本发明的具体实施例如下说明。

[0032] 实施例

[0033] 如图3所示,本实施例的整体结构为一个通道的脑电信号同时接入四路相同的模拟放大电路,输入端为参考输入信号REF和脑电输入信号VIN,信号放大后分别接入模数转换器,实现脑电信号数字化,叠加平均得到最终的高频脑电信号。

[0034] 每一路放大电路具体见图4,包括两级放大电路和两个滤波电路;

[0035] 第一级放大电路为双运算放大器构成的差分放大结构,U1和U2工作在同向放大模式,且闭环输入阻抗非常高,可以作为脑电信号的输入级。决定电路放大倍数的电阻为R1和R2,两个R2为相同阻值的电阻。放大倍数为 $1+2R_2/R_1$ ,由于要求极低的输入噪声,通过计算电路的噪声模型发现R1的热噪声为主要噪声源,R1阻值控制在 $500\ \Omega$ 以内,放大倍数在20倍以内。

[0036] 放大后的差分信号接无源高通滤波电路,U1输出端接与电容C1串联,然后与U2输出端之间接一个电阻R3,电阻R3的阻值控制在 $50K\ \Omega$ 以下。

[0037] 滤波后的差分信号接入仪表运算放大器U3,U1输出接电容后与U3的正输入端连接,U2输出端与U3的负输入端连接,R4为控制仪表放大器增益的电阻,U3反馈端接入差分信号VIN和REF的共模电压。U3输出为单端模拟信号,经过RC低通滤波器后与模数转换器的正输入端相接,输入差分信号的共模电压接入模数转换器的负输入端,使用的模数转换器的精度应为24bit,采样速率不小于4Ksps,完成模拟信号到数字信号的转换。

[0038] 得到四路脑电信号后,取1s内的n个数据点构成原始数据矩阵 $X_0$ ,特征维度为4,矩阵大小为 $n \times 4$ 。对每一维度的数据进行标准化处理,得到矩阵X,计算过程如公式(1)、(2)、(3)所示。

$$[0039] \quad \bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (1)$$

$$[0040] \quad \sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (2)$$

$$[0041] \quad X = \frac{x - \bar{x}}{\sigma} \quad (3)$$

[0042] 对矩阵X的每两个维度数据进行相关系数计算,计算公式如公式(4)、(5)所示,得到相关系数矩阵A。

$$[0043] \quad \text{Cov}(X, Y) = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (X - \bar{X})(Y - \bar{Y}) \quad (4)$$

$$[0044] \quad A = \text{Cov}(X_1, X_2, X_3, X_4) = \begin{bmatrix} \text{Cov}(X_1, X_1) & \cdots & \text{Cov}(X_1, X_4) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{Cov}(X_1, X_4) & \cdots & \text{Cov}(X_4, X_4) \end{bmatrix} \quad (5)$$

[0045] 对矩阵A求解特征值与特征向量,如公式(6)所示。其中,V是矩阵A的特征向量组成的矩阵,T则是一个对角阵,对角线上的元素就是特征值,特征值的大小代表了特征成分的重要性,较小的值代表这一成分为噪声。

$$[0046] \quad A = VTV^{-1} \quad (6)$$

[0047] 对特征向量矩阵V按特征值大小进行重排列,得到 $V_1$ ,保留 $V_1$ 逆矩阵 $V_1^{-1}$ 的第一行数据,其余置零处理得到 $V_0$ , $V_T$ 为特征向量从大到小的重排列的转置矩阵。降噪后的数据为

$X_{\text{new}}$ , 计算公式如公式 (7) 所示。

[0048]  $X_{\text{new}} = X_0 * V_1 * V_0$  (7)

[0049]  $X_{\text{new}}$  为经过主成分分析算法处理后的  $n \times 4$  矩阵, 只取第一维数据, 得到降噪后的高频脑电信号。

[0050] 需要说明的是, 以上所述仅为本发明的优选具体的实施例, 若依本发明的构想所作变动, 其产生的功能作用, 仍未超出说明书所涵盖的内容时, 均应在本发明的范围内。

[0051] 在本说明书的描述中, 参考术语“一个实施例”、“一些实施例”、“示例”、“具体示例”、或“一些示例”等的描述意指结合该实施例或示例描述的具体特征、结构、材料或者特点包含于本发明的至少一个实施例或示例中。在本说明书中, 对上述术语的示意性表述不一定指的是相同的实施例或示例。而且, 描述的具体特征、结构、材料或者特点可以在任何一个或多个实施例或示例中以合适的方式结合。

[0052] 尽管已经描述了本发明的实施例, 本领域的普通系统人员可以理解: 在不脱离本发明的原理和宗旨的情况下可以对这些实施例进行多种变化、修改、替换和变型, 本发明的范围由权利要求及其等同物限定。



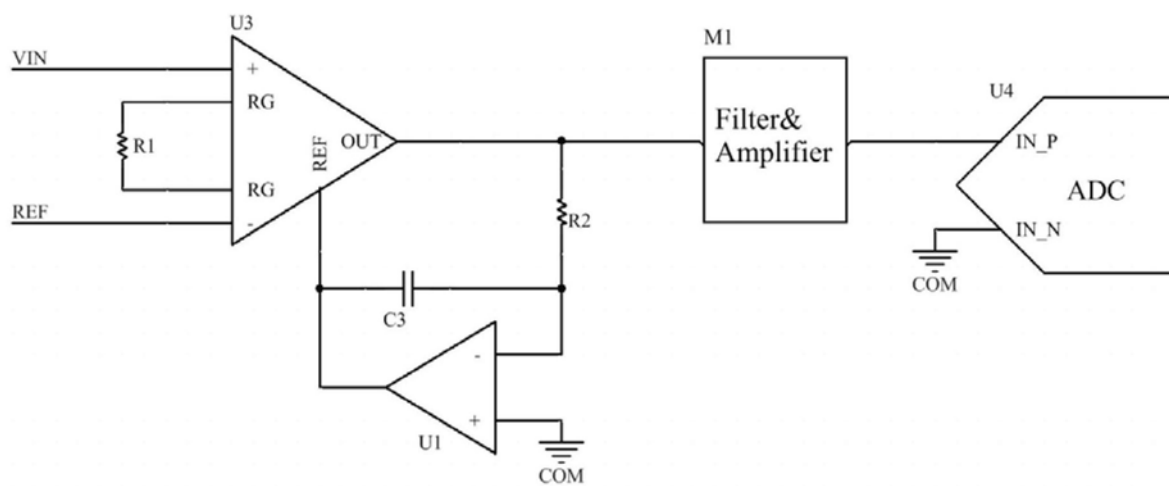


图1

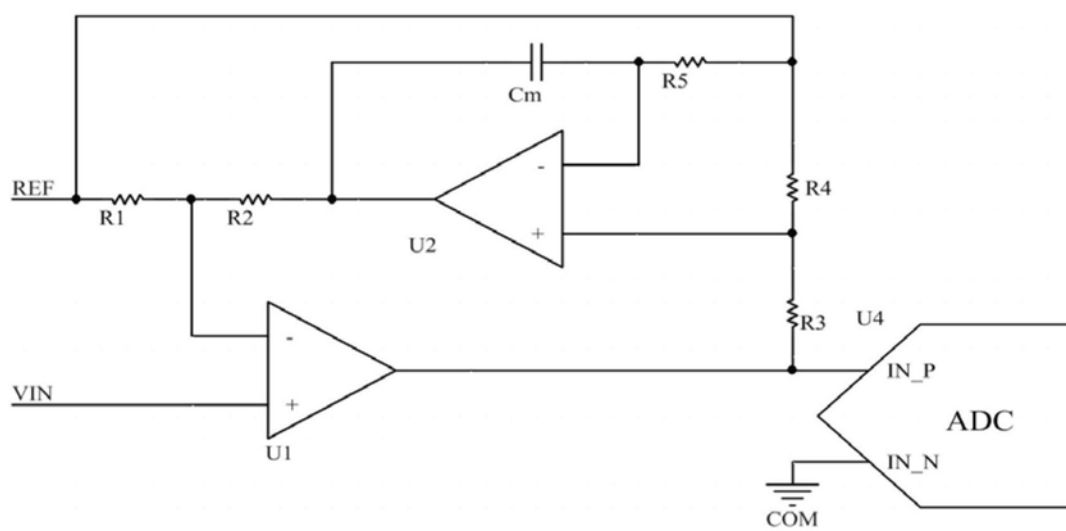


图2

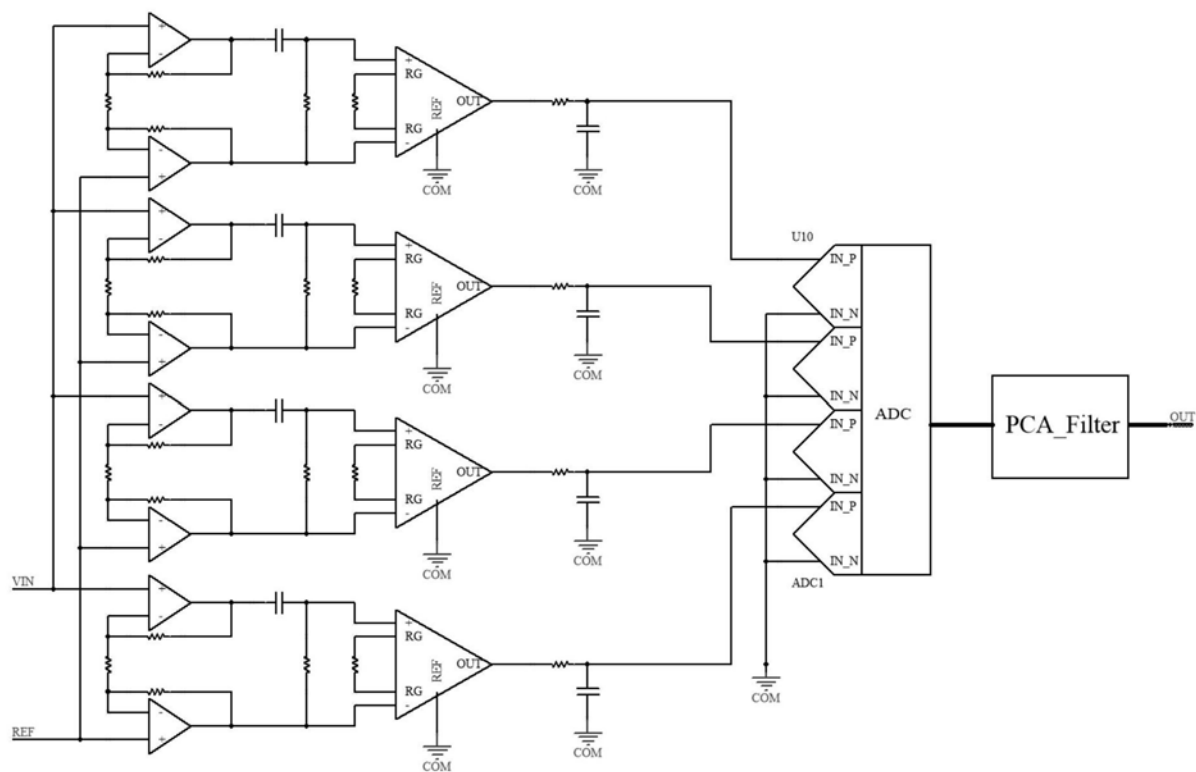


图3

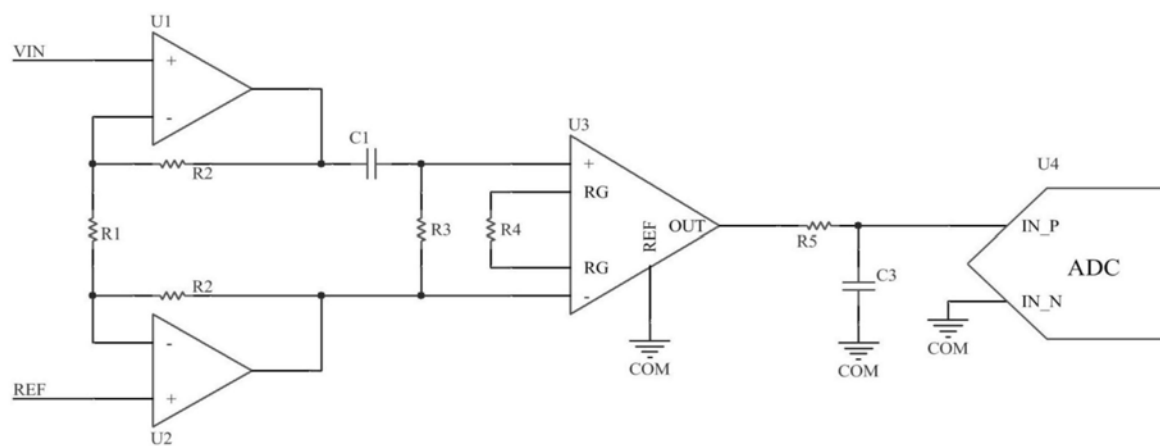


图4

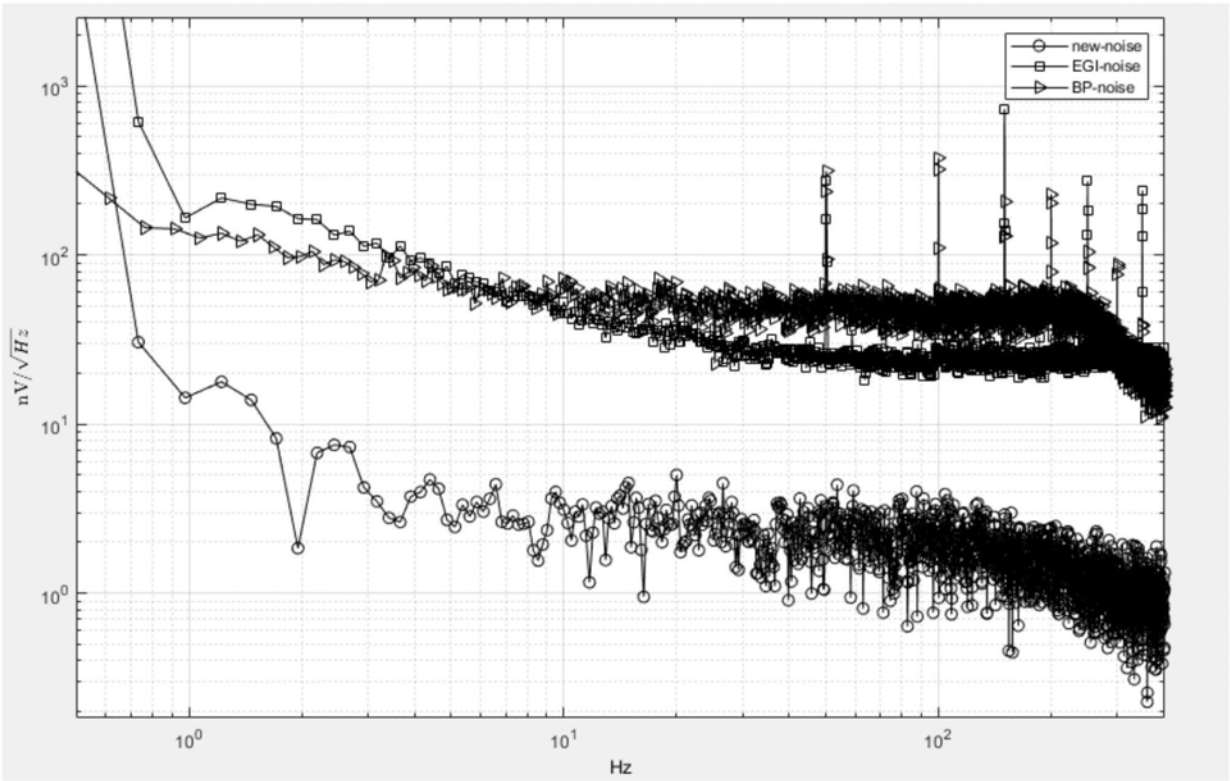


图5

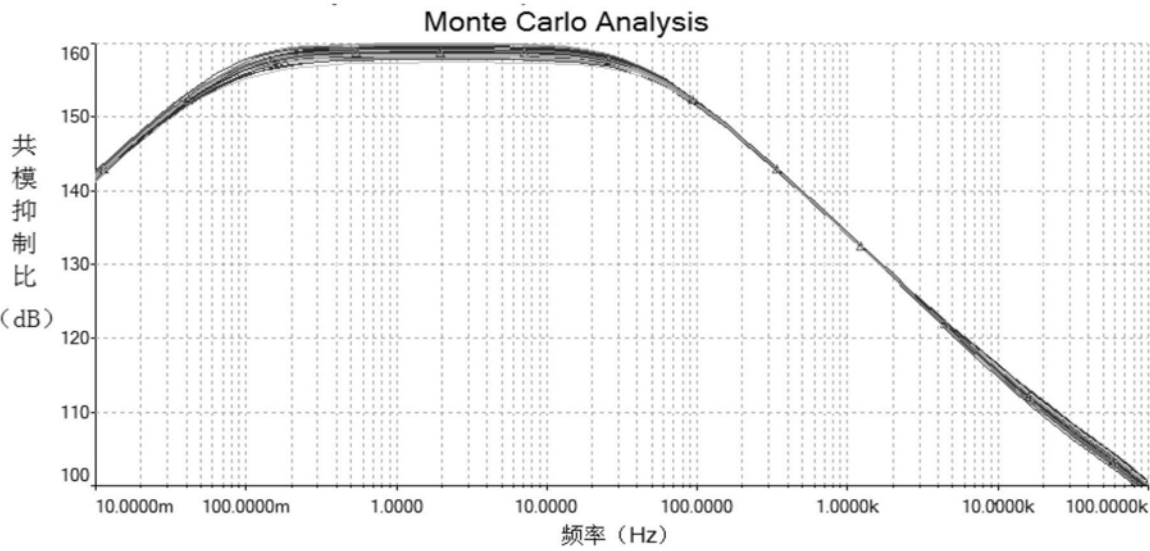


图6

专利名称(译)	一种高频微弱脑电信号放大采集系统		
公开(公告)号	<a href="#">CN110393526A</a>	公开(公告)日	2019-11-01
申请号	CN201910757263.X	申请日	2019-08-16
[标]申请(专利权)人(译)	北京师范大学		
申请(专利权)人(译)	北京师范大学		
当前申请(专利权)人(译)	北京师范大学		
[标]发明人	李小俚 张子睿 张昊		
发明人	李小俚 张子睿 张昊		
IPC分类号	A61B5/0476 A61B5/00 H03M1/12		
CPC分类号	A61B5/0476 A61B5/7203 A61B5/7225 H03M1/129		
代理人(译)	徐柳华		
外部链接	<a href="#">Espacenet</a> <a href="#">SIPO</a>		

#### 摘要(译)

本发明提供了一种能够采集颅外高频脑电信号 ( 30-200Hz ) 的系统，包含电路和降噪算法两部分。采集端并联四路相同的模拟放大电路，每一路电路包括第一级放大电路、高通滤波电路、第二级放大电路和低通滤波电路。第一级为全差分放大电路，采用双运算放大器设计，通过集成低噪声运放和小阻值反馈电阻降低输入噪声，尤其抑制电阻热噪声对信号的影响；第一级放大电路的一个输出端接大电容后与另一输出端之间接小电阻，实现无源RC高通滤波电路，能有效抑制直流电压；经过RC高通滤波电路，与仪表运算放大器相连，选取不同的增益电阻实现第二级放大；输出的单端信号通过低通滤波电路，接入模数转换器获取数字化的高频脑电信号，得到四路脑电信号通过主成分分析算法进行降噪处理，在低噪声特性电路的基础上，使用算法提高信噪比，得到最终的高频脑电信号。

