



燕山大学  
YANSHAN UNIVERSITY

# 硕士学位论文

MASTER'S DISSERTATION

论文题目 无线群体脑电采集系统的设计

作者姓名 齐旭杰

学位类别 工程硕士

指导教师 李小俚 教授

2017 年 5 月

中图分类号：TP23

学校代码：10216

UDC：621

密级：公开

## 工程硕士学位论文

(工程设计型)

# 无线群体脑电采集系统的设计

硕 士 研 究 生：齐旭杰

导 师：李小隼 教授

副 导 师：武鑫 高级工程师

申 请 学 位：工程硕士

工 程 领 域：控制工程

所 属 学 院：电气工程学院

答 辩 日 期：2017 年 5 月

授予学位单位：燕山大学

A Dissertation in Control Engineering

**THE DESIGN OF WIRELESS EEG ACQUISITION  
SYSTEM BY GROUP**

by Qi Xujie

Supervisor: Professor Li Xiaoli

**Yanshan University**

May, 2017

## 燕山大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的硕士学位论文《无线群体脑电采集系统的设计》，是本人在导师指导下，在燕山大学攻读硕士学位期间独立进行研究工作所取得的成果。论文中除已注明部分外不包含他人已发表或撰写过的研究成果。对本文的研究工作做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。本声明的法律结果将完全由本人承担。

作者签字：

日期：        年    月    日

## 摘 要

脑电采集是脑科学研究的重要基础环节,本文提出了一种无线传输的、可以同时采集多人脑电的脑电采集方案。

系统由多个相同的脑电采集设备组成,使用无线局域网(Wireless Local Area Networks, WLAN)将多个脑电采集设备连起来,实现了在一台电脑上多人同时采集脑电,提高了脑电采集的效率,促进了脑科学的发展。

其中每一个脑电采集设备有 8 个通道,以 STM32 作为主控制器,使用 WIFI、USB 两种通信方式。硬件部分主要讨论了系统放大与滤波电路、阻抗检测和主动电极的设计,另外也介绍了系统的数字接口、电源电路、电池管理等。为了确保人身安全,系统的所有外部接口均做了电气隔离。软件部分包括底层固件程序的设计和采集分析软件的设计,底层固件程序设计部分主要说明了程序的流程和结构、WIFI 接口、USB 接口、ADC 数据采集、数据缓存(FIFO)等。采集分析软件部分对设备的通信方式、设备搜索与管理、数据接收、阻抗检测、事件标记、数据存储和显示等做了介绍。

系统经过性能测试和 ERP 实验的验证,采集到的脑电信号可以满足相关性能指标。

本文设计的无线群体脑电采集系统具有安全、便携、省电、信噪比高、性能稳定、成本低等特点。目前,本系统已经用于采集脑电数据,并且稳定运行。

**关键词:** 脑电采集; 无线传输; 群体采集; 模拟前端; 共模抑制比

## Abstract

EEG acquisition is an important basic part of research for brain science. This paper presents a wireless EEG acquisition system that can be used to collected EEG of several people at the same time.

The system consists of a number of identical EEG acquisition devices, the wireless local area network(WLAN) connects multiple EEG acquisition devices to achieve the simultaneous acquisition of EEG on a computer. The efficiency of EEG collection promotes the development of brain science.

Each of the EEG acquisition device with STM32 as the main controller has 8 channel , using WIFI, USB two kinds of communication. The hardware part mainly discusses the design of the system amplification, filter circuit, impedance detection and active electrode, also introduced the digital interface, supply circuit of power, battery management and so on. In order to ensure safety of the human body, all external interfaces of the system are electrically isolated. The part of software includes the design of the firmware program, acquisition and analysis software. The part of firmware program design mainly describes the process and structure of the program, WIFI interface, USB interface, data acquisition of ADC, data cache (FIFO). The part of acquisition and analysis software introduces the communication of the device, search and management of the device, the data reception, the detecting of impedance, event tagging, storage and display of data.

The performance of the system is tested, and we verified the system by the ERP experiment, it is meet for us.

The characteristics of the wireless EEG using by group is safety, portability, energy saving, high ratio of signal-to-noise, stable performance, low cost and so on. At present, the system has been used for the EEG data acquisition, and it is working stably.

**Keywords:** EEG Acquisition; Wireless Transmission; Acquisition by Group; Analog Front-end; CMRR

# 目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	II
第 1 章 绪 论.....	5
1.1 课题背景及其研究意义 .....	5
1.1.1 脑电信号背景知识 .....	5
1.1.2 无线传输数据采集相关背景 .....	6
1.1.3 无线群体脑电信号采集的意义 .....	6
1.2 脑电信号采集技术发展现状 .....	7
1.2.1 脑电信号采集发展历史 .....	7
1.2.2 脑电信号采集相关技术现状 .....	8
1.3 本文主要研究内容 .....	9
第 2 章 系统硬件设计 .....	10
2.1 硬件方案设计 .....	10
2.2 模拟电路设计 .....	11
2.2.1 前级放大器选型 .....	11
2.2.2 高通滤波器 .....	14
2.2.3 后级增益 .....	22
2.2.4 阻抗检测 .....	23
2.2.5 主动电极 .....	24
2.3 数字电路设计 .....	25
2.3.1 处理器相关电路设计 .....	25
2.3.2 接口电路设计 .....	26
2.4 电源设计 .....	28
2.4.1 系统电源结构 .....	29
2.4.2 锂电池的管理 .....	31
2.5 本章小结 .....	32
第 3 章 系统软件设计 .....	33
3.1 固件程序设计 .....	33
3.1.1 程序流程设计 .....	33
3.1.2 下位机程序结构 .....	35
3.1.3 WIFI 通信程序设计 .....	36
3.1.4 USB 通信程序设计 .....	38

3.1.5 A/D 转换器程序设计 .....	39
3.1.6 FIFO 设计 .....	40
3.2 脑电采集软件设计 .....	40
3.2.1 应用程序框架 .....	40
3.2.2 设备管理模块 .....	42
3.2.3 设备控制模块 .....	43
3.3 本章小结 .....	44
第 4 章 系统测试 .....	45
4.1 噪声测量 .....	45
4.2 通频带测量 .....	45
4.3 共模抑制比测量 .....	45
4.4 输入阻抗测量 .....	46
4.5 实际脑电波形 .....	47
4.6 无线群体脑电采集系统应用于 ERP 研究实验 .....	48
4.7 本章小结 .....	51
结 论 .....	52
参考文献 .....	53
攻读硕士学位期间承担的科研任务与主要成果 .....	57
致 谢 .....	58



## 第1章 绪 论

### 1.1 课题背景及其研究意义

#### 1.1.1 脑电信号背景知识

脑电是大脑活动时的生物电信号,是进行脑科学相关研究的基础手段,被看做是“窥视”人类心灵的窗口<sup>[1]</sup>。脑电信号不仅仅用来治疗相关脑类疾病,其应用领域目前已经广泛的覆盖到临床医学、脑科学、心理学、人工智能、经济学、教育学等学科当中。

人类的大脑有着数以亿计的神经元,大脑活动时将会有大量的神经元细胞自发性的同步放电,宏观上表现为节律性的电信号,这种电信号就是脑电信号<sup>[2]</sup>。

因为脑电信号为人体自发产生,其非常微弱,一般认为它的幅值范围大概在 $5\mu\text{V}\sim 100\mu\text{V}$ 之间,其能量主要集中在 $0.1\text{Hz}\sim 80\text{Hz}$ 之间。脑电信号常见的分类可以按照其频率分为 $\delta$ 波( $0.1\text{Hz}\sim 4\text{Hz}$ )、 $\theta$ 波( $4\text{Hz}\sim 8\text{Hz}$ )、 $\alpha$ 波( $8\text{Hz}\sim 13\text{Hz}$ )、 $\beta$ 波( $14\text{Hz}\sim 30\text{Hz}$ )<sup>[3,4]</sup>。此外,在人清醒并专心于某一件事的时候,还有一类频率比 $\beta$ 波更高的 $\gamma$ 波, $\gamma$ 波频率在 $30\text{Hz}\sim 80\text{Hz}$ 变化,波幅范围不确定;大脑在睡眠状态时还可能出现另一些波形比较特殊的脑电波。还有一种脑电波频率更高,这种高频脑电活动又可以被称为高频振荡(high-frequency oscillations, HFOs)<sup>[5]</sup>。科学上一般认为,高频脑电指的是在脑电信号滤波后,连续4个以上频率明显高于基线的 $80\text{Hz}$ 以上的脑电活动。有的学者以 $40\text{Hz}$ 为界限,也有学者以 $100\text{Hz}$ 为界限,国际上HFOs的频率范围的分类并不完全一致,但目前大多数学者以 $80\text{Hz}$ 为HFOs的界限<sup>[6]</sup>。这对要求脑电放大器有足够好的带宽,对脑电放大器的设计提出了更高的要求。

脑电图(electroencephalogram, EEG)是一种测定大脑自发的有节律的电活动的检查技术,是一种相对来说较为成熟的无创脑成像技术<sup>[7]</sup>。在过去,传统的脑电图常常采用的是目测法,这主要依赖的是脑电图的相关技师多年来积累的经验来判断,因此这种方法有着一定的主观依赖性,缺乏客观的依据<sup>[8]</sup>。而现在,通常对脑电采用定量分析的方法<sup>[9]</sup>,利用函数模型将测得的脑电信号中的一些基本要素(频率,波幅,波形,节律等)转换为量化参数,这样可以使结果更客观<sup>[10]</sup>。

近年来脑电信号的处理方法主要有时域分析法、频域分析法、时频分析法等<sup>[11]</sup>。

时域分析法可突出一些在时域上方便观测的重要特征,因此,此方法仍然被沿用至今。实际使用中,使用更加广泛的是频率分析法。另外,为了能够得到脑电信号的频域特性随时间变化的具体情况,我们也经常使用时频分析法分析脑电信号<sup>[12]</sup>,如小波分析等<sup>[13]</sup>。

实际上,环境当中许多干扰信号的存在,这些干扰信号的加入增加了脑电信号分析的难度。为了尽可能多的获得脑电信号的有用成分,不仅需要寻找更好的脑电信号去噪方法,从根源处阻止噪声的引入是一种明智的选择<sup>[14]</sup>。

### 1.1.2 无线传输数据采集相关背景

近年来,随着物联网技术的发展,数据采集系统中常用的无线传输技术有 Zigbee, 蓝牙, WIFI 等<sup>[15]</sup>。

其中, Zigbee 是基于 IEEE802.15.4 标准的个人局域网无线通信协议,其有着使用简单、传输速度慢、功耗小等特点。Zigbee 使用的频段大约为 868MHz、2.4GHz<sup>[16]</sup>,实际传输有效距离约为几十米左右,数据传输速率最大约为 250kbps~1Mbps。Zigbee 技术能够很好的满足不需要传输大量数据的小型廉价设备的控制和联网,常作为远程控制 and 自动控制用途<sup>[17]</sup>。

目前,蓝牙在物联网当中已经有了一席之地,它工作在 2.4GHz,它的特点是可以借助休眠的功能实现超低功耗,最新的蓝牙能够提供最高约 1Mbps 的数据传输能力,实际传输有效距离约为十米左右<sup>[18]</sup>。蓝牙主要应用在智能低功耗的需要进行点对点连接的设备,他在对功耗敏感的系统拥有绝对的优势。

WIFI 技术是当今广泛使用的短距离无线通信方式,它使用的频段有 2.4GHz 和 5GHz<sup>[19]</sup>,实际传输有效距离约为十米左右,它的数据传输带宽一般都在 100Mbps 以上。它将无线路由器、个人电脑和智能手机等终端设备用无线的方式连接起来使用,拥有最为广泛的用户群体。

在数据采集系统当中, Zigbee、WIFI 和蓝牙无线传输方案都有各自的技术优缺点。对于本文所讨论的脑电采集系统,由于对数据传输速率有较高的要求,所以优先使用 WIFI 技术进行脑电信号的无线采集。

### 1.1.3 无线群体脑电信号采集的意义

在现代文明的推动下,人类对自然的认识不断提高,但是对自己大脑的工作机理

却知之甚少,脑科学相关研究的进展一直以来都较为缓慢。由此带来的一系列问题已经越来越成为社会进步的掣肘,人类已经意识到了脑科学的研究迫切需要取得突破性进展。

很多发达国家不断投入大量的人力、财力对大脑进行全面的学习和研究,希望在新的一轮科技革命中占得先机,2013年美国启动脑计划(Brain Initiative)<sup>[20]</sup>,欧盟、日本也启动了脑计划。我国目前也在筹划相关的脑计划,根据2015年在召开的“类脑智能创新论坛”会议<sup>[21]</sup>,我国也将启动自己的脑计划。在刚通过的十三五规划中,提出了脑科学与类脑计划,这说明了政府对脑科学研究的重视。国家希望响应的研究计划,准确的了解大脑工作的机理,开发和保护大脑,这一措施将会进一步促进人类社会的发展和进步。

脑电信号是一种客观性反应人体大脑活动的指标,不仅可以用在脑科学的理论研究,而且更重要的意义在于它可以应用于临床实践,用于脑疾病的治疗和康复,可以说与我们的生命健康相关<sup>[22]</sup>。所以一个好的脑电采集系统就显得尤为重要。

目前,已经有上千种脑部疾病被发现。据统计,我国大约30%人口会患上与脑相关的疾病。随着我国人口老龄化程度越来越严重,这种情况还会加重。迫切需要对相关人群做出快速、精确的筛查、诊疗,以免延误患者的病情。

基于以上原因,本文提出了一种高效的无线群体脑电采集系统的解决方案。此方案可以方便的实现多人同时采集脑电信号,提高了脑电采集的效率,同时降低了脑电采集的人力物力成本。

由于需要对基数庞大的患者人群采集脑电,同时方便做对照试验,本文提出的脑电采集系统又多个完全相同的脑电放大器组成,可以实现多人同时采集脑电,所以脑电放大器需要方便移动和携带。同时,使用无线传输方式最为合理。

## 1.2 脑电信号采集技术发展现状

### 1.2.1 脑电信号采集发展历史

脑电信号是一种基本的生物电活动,它实际表现为生物体细胞膜上的离子通道活动的叠加现象<sup>[23]</sup>。

由于脑电信号以电信号的形式表现出来,所以脑电信号采集的发展始终伴随着工程技术的发展。根据脑电放大器使用的半导体技术划分,脑电放大器可以分为使用真空管技术的第一代脑电放大器,使用晶体管技术的第二代脑电放大器,加入了微处

理器的第三代脑电放大器,以及现在数字信息时代的第四代脑电放大器。同时,脑电放大器的性能也在半导体技术的进步中不断的提升。

在工程技术不断进步过程中,测量脑电信号是从测量生物电信号的基础上发展起来的。最开始时,人们使用电流计测量神经活动,当神经元上有电流经过时,电流计指针会发生偏转从而检测到神经活动脉冲。1872 年法国科学家 Gabriel Lippmann 发明李卜曼毛细静电计来检测生物电信号。1902 年 Wilhelm 发明弦丝电流计,当神经元上的电流通过镀金玻璃弦丝,它由电磁铁和镀金玻璃弦丝组成,当神经元细胞上的电流通过镀金玻璃弦丝是,弦丝会向电磁铁发生偏移。1947 年贝尔实验室发明晶体管,它可以将弱信号进行放大,20 世纪 50 年代,科学家开始使用晶体管放大器测量神经信号。同时,对应信号的存储和显示也得到了逐步发展,从最初的使用纸带、记纹鼓、墨水笔、电磁示波器等记录<sup>[24]</sup>,到现在的比较完善的使用电脑存储和显示。1936 年,美国 Grass 公司开发了真正意义上的第一台脑电图机<sup>[25]</sup>。1958 年,Jack Kilby 发明了集成电路,将原本复杂的多种分立元件集成在一个硅片上封装为独立的芯片<sup>[26]</sup>。由于集成电路的出现,脑电信号记录设备的性能得到了较大的提升,从体积、功耗、速度、精度等多个方面都得到了较好的优化。

### 1.2.2 脑电信号采集相关技术现状

目前大部分高性能的脑电采集系统都是国外科技公司研制的,其中最具有代表性的是美国 Neuro Scan、EGI 公司和德国的 Brain Products 公司<sup>[27]</sup>。他们开发的脑电采集设备性能好,在对脑电信号精度和稳定性要求较高的认知科学领域被广泛应用。拿 EGI 公司来说,他是由 Don Tucker 教授和 Ann Bunnenberg 博士在 1992 年创建<sup>[28]</sup>。凭借多年来的技术积累和不断加大的科研投入,EGI 已经有了信号良好、抗干扰能力强、性能可靠、功能强大的多款高导联超高导联的脑电放大器,因此,他们的脑电放大器如今已经成为了多少高校、医院、科研单位的首选<sup>[29]</sup>。他的 32、64、128、256 导 EEG 信号采集系统,具有非常好用的阻抗测试,可以帮助用户查看电极与头皮是否接触良好。同时拥有一定的脑电信号预处理功能,可以进行一定范围的批处理,同时数据输出格式可以有多种多样的选择,使用起来非常方便。但是,由于通道数量的原因,EGI 的高导联脑电放大器没有使用主动电极技术,这限制了它的抗环境噪声的能力。

随着物联网技术的成熟,最近几年可穿戴设备兴起了热潮,也就出现了无线传输的便携式脑电记录系统。此类脑电采集系统一般情况下导联数较少,甚至有很多单通道的脑电记录设备<sup>[30]</sup>,这些设备大部分可以长时间记录,数据需要及时发送到上位机,一般不会自带存储功能,这样的设备的一般为了缩减成本,有着比较低的精度,这样的情况是不能满足脑科学、认知科学要求的。

最近几年我国虽然也有很多公司致力于开发脑电采集系统,并推出了一系列的产品,但这些产品的性能与上述国外的产品比还有很大差距,大部分只能应用在临床诊断。认知科学相关研究对脑电放大器的性能要求相对较高,这些脑电放大器相当一部分可能无法要求。

### 1.3 本文主要研究内容

近年来脑电采集系统有朝着模块化、无线化方向发展的趋势,但是无线化、的要求将会限制系统的性能,这一方面将是本系统设计的难点之一。

另外,由于目前自闭症、抑郁症等脑类疾病人群的增加,本系统将提供一种可以同时采集多人脑电的体积小、成本低、无线便携的脑电采集系统,系统也可以单人使用,而且系统同时提供 USB 接口作为有线数据通信接口,在不能使用 WIFI 的场所依然可以使用 USB 进行通信。同时,系统也将保证在较小体积的情况下实现较高的信噪比和可靠稳定的性能。本系统可以用于脑科学实验研究、大规模人群的相关疾病筛查、诊断等,也可以走入普通家庭作为健康监测的移动终端。本系统的设计将会促进脑科学的发展。

本课题旨在设计一套无线群体脑电采集系统,能够采集脑电信号,并通过无线发送至电脑。具有信噪比高、体积小(便携)、安全等特点。

结构安排如下:

第 1 章阐述了脑电信号及其采集的背景知识、无线采集的背景知识,脑电信号采集发展的历史和相关技术现状,以及本文的主要研究内容。

第 2 章详细的介绍了系统的硬件电路的设计,主要包括放大器的选型与放大电路设计、滤波器的设计、阻抗检测、数字电路和电源电路的设计等。

第 3 章介绍了系统的固件程序设计和相应的采集分析软件设计。

第 4 章进行了系统的相关参数的测试,通过实验验证了系统的性能。

## 第2章 系统硬件设计

### 2.1 硬件方案设计

本文设计的无线群体脑电采集系统是利用无线局域网将多台脑电放大器和 PC 机连接起来，实现多人同时采集脑电。其中，系统各部分具体的连接形式如图 2-1。

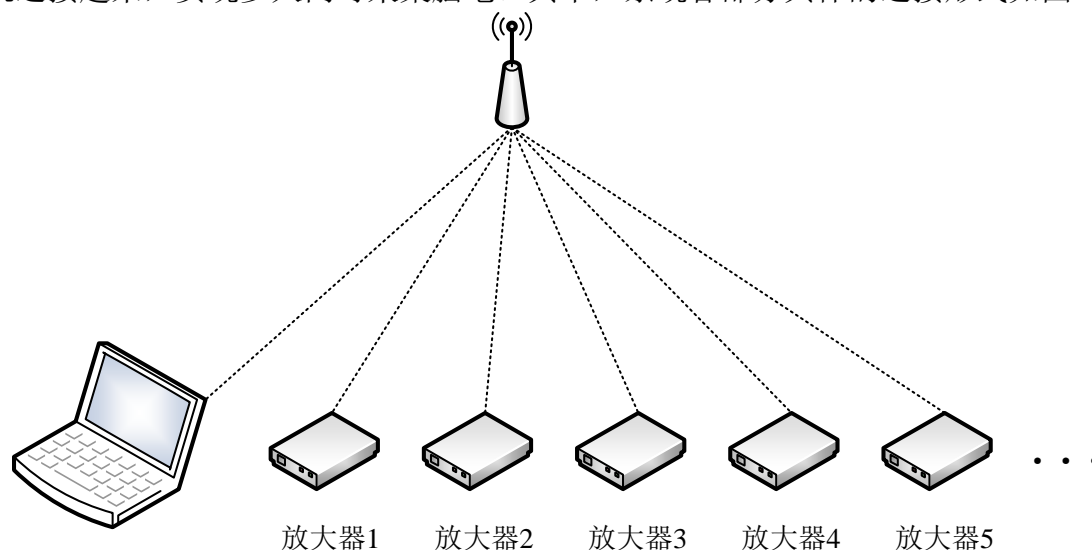


图 2-1 系统连接方式图

除了无线 WIFI 连接之外，还提供了 USB 通信方式，系统可以在不允许使用无线设备的情况下使用 USB 进行数据传输。

脑电放大器将作为本系统的重点设计内容，主要包括电极部分、模拟部分、数字部分、电源和电气隔离等。对脑电信号质量影响最为根本的是模拟电路的设计，所以，在硬件部分将详细阐述模拟电路部分。

电气隔离部分不仅起到了保护模拟信号尽可能的不被工频干扰以及系统芯片不被市电击穿，更重要的是为了将人体和市电以及其他设备隔开，保证人身安全。在实际医疗应用中，生物电采集系统，为了保证信号质量，通常需要使用大面积的导电凝胶用于降低接触阻抗。一旦设备受到电压冲击或者工作异常产生漏电流，电流流经人体会损害神经系统和影响心脏等器官的正常工作。因此，在设计本系统时，电气隔离非常重要，一点儿也不能马虎。

其硬件结构图如图 2-2:

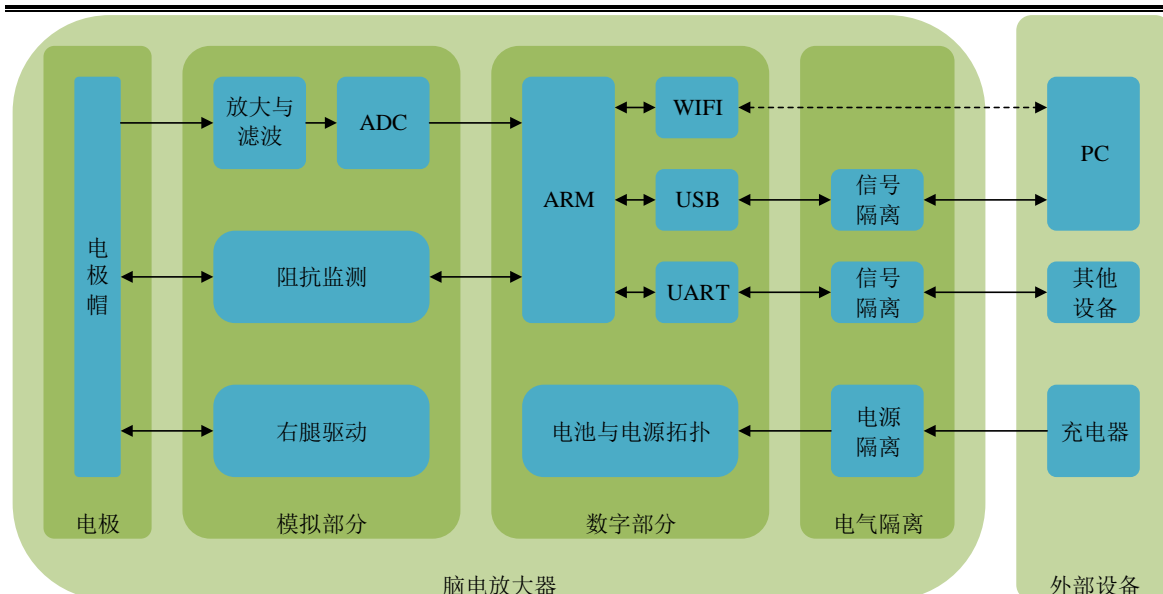


图 2-2 脑电放大器硬件结构图

系统要求的脑电放大器的性能指标见表 2-1。

表 2-1 脑电放大器性能指标

性能指标	数值
通道数	8
噪声	2uV RMS
采样率	1kSPS
带宽	0.5Hz~100Hz
输入阻抗	1MΩ@10Hz
采样深度	16bit
共模抑制比	80dB
隔离等级	3kV

## 2.2 模拟电路设计

### 2.2.1 前级放大器选型

根据 EEG 信号采集的带宽、幅度和噪声特性，需要选择一个低输入噪声、高共模抑制比、增益可选择的前级放大器。共模信号包括环境中串扰和辐射进入电路的噪声，电极接触部分形成的极化电压和电极引线导致的电压漂移等，这些与人脑的电生理活动无关，更无法反应真实的神经活动，应该在前端被滤除。但是真实的模拟电路中无法真正消除以上干扰对于正常信号的影响，只能通过一定技术手段进行抑制，在

这里定义描述这种抑制能力的参数为共模抑制比(Common-Mode Rejection Ratio, CMRR)<sup>[31]</sup>。

理性状态下,一个差分放大器两个输入端输入分别为 $V_+$ 和 $V_-$ ,输出由公式(2-1)得到:

$$V_o = A_d(V_+ - V_-) \quad (2-1)$$

这里 $A_d$ 是差模增益。然而,现实中的差分放大器的输出见公式(2-2):

$$V_o = A_d(V_+ - V_-) + A_{cm} \frac{V_+ + V_-}{2} \quad (2-2)$$

$A_{cm}$ 为共模增益,理论上它将远小于差模增益。共模抑制比可以用差模增益与共模增益的比值来表示,见公式(2-3):

$$A = \frac{A_d}{A_{cm}} \quad (2-3)$$

如果使用对数方式表示,可以使用分贝来表示共模抑制比,见公式(2-4):

$$CMRR = 10 \lg \left( \frac{A_d}{A_{cm}} \right)^2 = 20 \lg \frac{A_d}{A_{cm}} \quad (2-4)$$

前端运算放大器需要实现的主要的功能是:在具有较大共模电压和直流电位的情况下,对于较小的差分信号,尽可能的抑制共模电压( $V_{cm}$ ),而只增大或调节差分电压( $V_{diff}$ )。共模抑制比的特性就决定了共模电压传递到输出端的误差大小。图 2-3 定义了运算放大器的共模电压,并且表示了改变共模电压可能引起的参考输入误差电压。

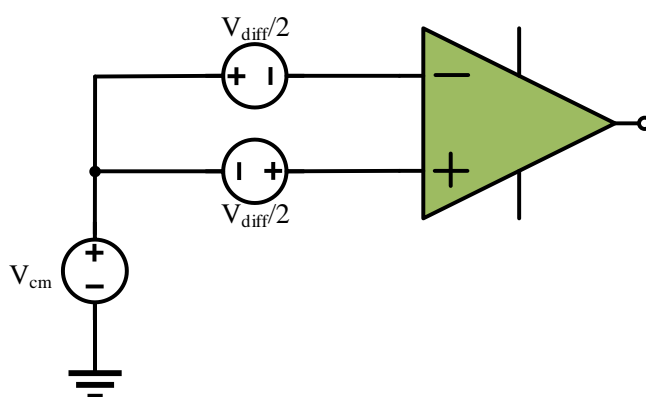


图 2-3 运算放大器的共模电压

仪表运算放大器是由在输入上有高阻抗缓冲器的差分放大器或者减法放大器衍生来的,如图 2-4 所示,差分放大器应该去尽可能的抑制共模信号,然后放大差模信号。对于有着理想平衡电阻的理想放大器,理论上是可以完全消除共模信号的影响,



共模抑制比可以做到无穷大,但是这显然是不切实际的,实际应用当中不仅需要考虑放大器自身的共模抑制能力,还需要考虑由于电阻的不匹配所带来的误差。

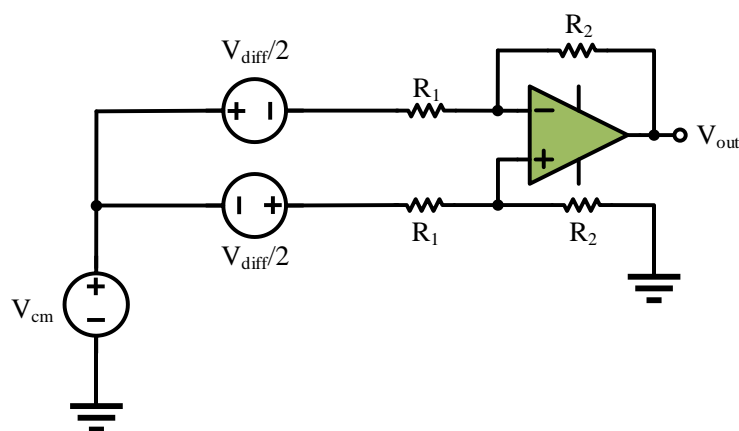


图 2-4 差分放大器

电阻匹配非常重要。在图 2-4 中,  $R_2$  与  $R_1$  的匹配程度将是影响差分放大器的 CMRR 的主要因素。表 2-2 显示了不同公差电阻对于差分放大器 CMRR 的影响(最坏情况)。

表 2-2 电阻匹配失衡的最坏情况下共模抑制比

Resistor Tolerance	Worst Case (CMRR)
1%	34dB
0.50%	40dB
0.10%	54dB
0.01%	74dB

AD620 仪表运算放大器的第二级结构就是差分放大器,由于芯片使用的平衡电阻精度精度非常高,它的第二级的差分放大器的精度是可以满足我们的要求的。

对于由三个通用运算放大器构成的仪表运算放大器 (Instrumentation Amplifier)(参见图 2-5),输入级的对称运算放大器结构有助于提高 CMRR,而输出级运算放大器电阻匹配的失衡直接决定了最终的 CMRR<sup>[32]</sup>。

我们选用 AD620 实现前级差分放大。作为一款经典的仪表放大器,它精度高、功耗小、噪声小、建立时间小,适合作为前置放大器,并且适合多路使用<sup>[33]</sup>。AD620 成本低,可以做到每个通道都用一个仪表放大器。它的封装较小,实现同样的功能体积要比分立电路设计小,而且它功耗更低,比分立电路对称性更好,因而非常适合应用在对功耗和性能要求都较高的便携式脑电采集设备中。

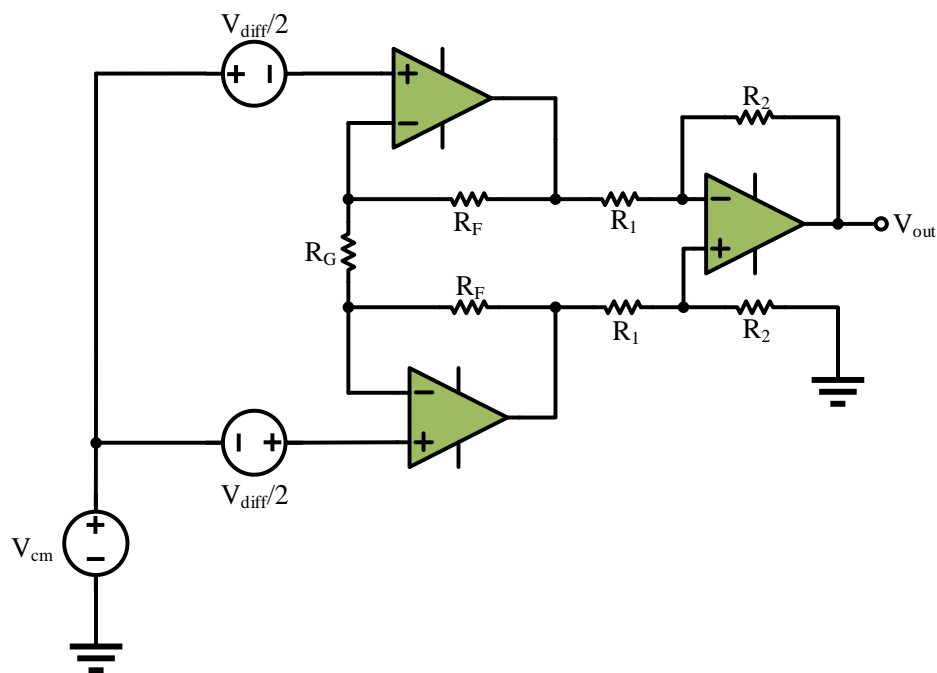


图 2-5 三运放仪表运算放大器结构

仪表运算放大器 AD620 的优势及其相关特点见下表 2-3:

表 2-3 AD620 的优势及其相关特点

易于使用	性能出色
仅使用一个外部电阻来设置增益	输入电压噪声: $9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}(1\text{kHz})$
增益范围: 1 至 10000	输入失调电压: $50\mu\text{V}$ (最大值)
宽供电电压( $\pm 2.3\text{V}$ 至 $\pm 18\text{V}$ )	输入失调漂移: $0.6\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (最大值)
8 脚 DIP、SOIC 封装	输入偏置电流: $1.0\text{nA}$ (最大值)
低功耗, 最大静态电流 $1.3\text{mA}$	共模抑制比: $100\text{dB}$ (最小值, $G=10$ )

### 2.2.2 高通滤波器

脑电电极和人体头皮接触部分由于导电凝胶的存在容易发生半电池反应, 从而产生极化电压, 但是, 极化电压能够引起基线漂移等问题, 我们实际制作电极时使用的是 AgCl 粉末电极, 因为它具有非常低的极化电压。

为了避免极化电压所引起的低频噪声和基线漂移, 前级放大需要包含高通滤波器, 以此抑制低频信号和直流电平。低频信号( $<0.1\text{Hz}$ )的信号特征为变化速度慢, 却会有很大的幅度(最大可能超过  $100\text{mV}$ )。如果前级放大电路没有衰减, 会引起放大信号超出电源轨范围, 导致信号失真。所以应当设计一个具有高通特性(不一定是普通的高通滤波器, 也包含具有抑制低频成分功能的滤波器)的电路, 保证信号的完整性。

## (1) 输入端无源 RC 高通滤波器:

简单的 RC 高通滤波器是由一只电容和一只电阻构成。优点在于电路实现简单, 每一路只需要一个电容和一个电阻; 而且由于不引入反馈环节, 可以稳定工作不会引起震荡。这种 RC 高通滤波器与微分电路极为相似, 微分电路用的是阻频带区, 而高通滤波器用的是非微分工作区间。通过仿真, 我们得出其幅频特性曲线、相频特性曲线分别如图 2-6 和图 2-7 所示:

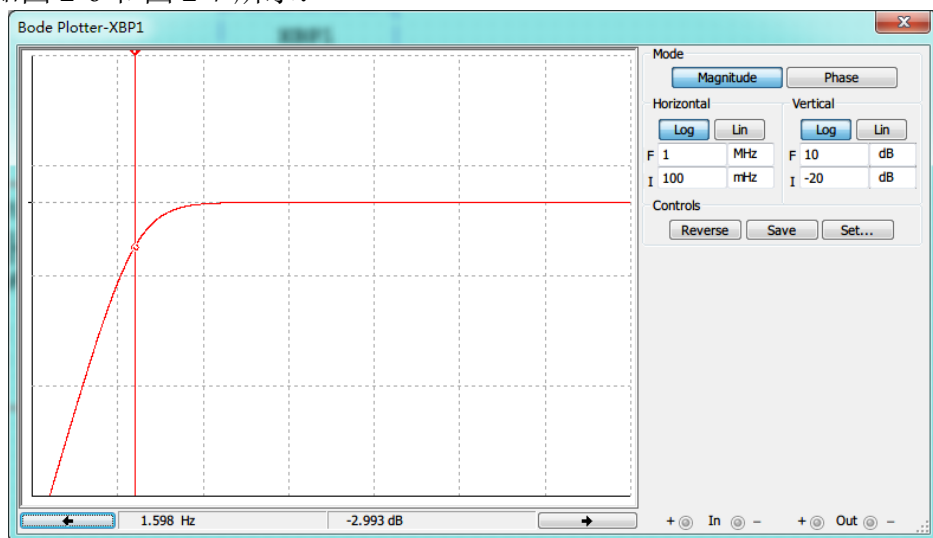


图 2-6 RC 高通滤波器的幅频特性

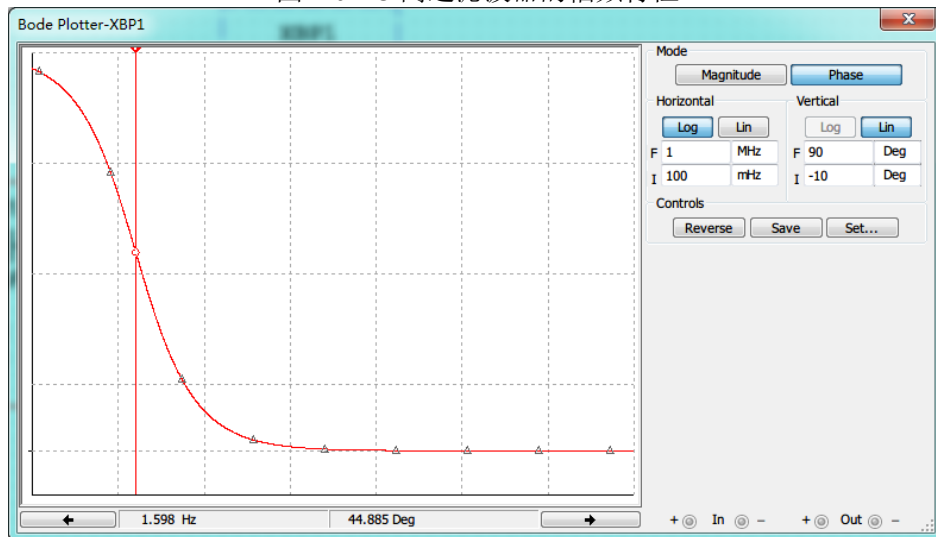


图 2-7 RC 高通滤波器的相频特性

但是由于实际元器件存在精度误差, 放大器同相输入端和反相输入端的对称结构性降低, 从而可能会导致 CMRR 在一定程度上下降。仿真设置电阻 R1 和 R2 误差为 1%, 电容 C1 和 C2 误差为 10%。按图 2-8 所示的 CMRR 的测试原理图, 得到仿真结果为图 2-9 所示(蒙特卡罗分析<sup>[34]</sup>):

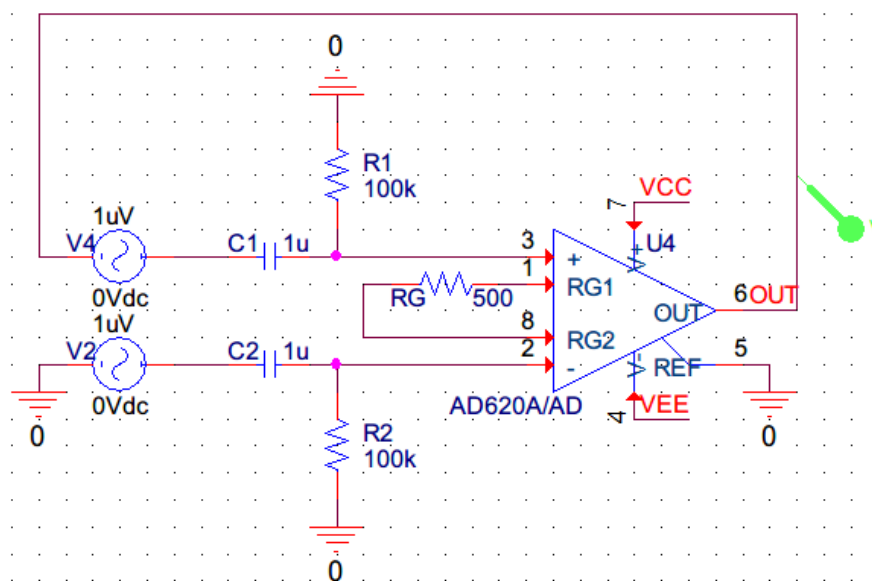


图 2-8 CMRR 测试

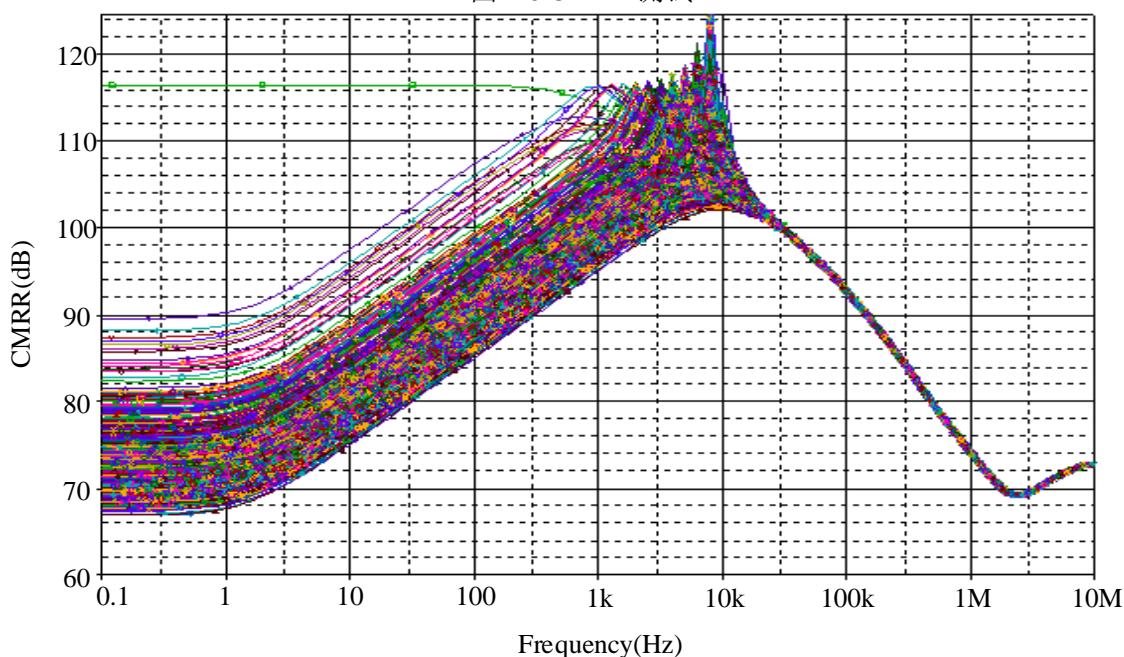


图 2-9 CMRR 仿真结果

由此可见因为输入端不对称会导致 CMRR 在 0.1Hz 至 10kHz 带宽内有明显下降,在不考虑温度漂移的最坏情况可能下降 50dB 以上。弥补对称性导致的失衡,一方面可以考虑采用更高精度的电容和电阻。例如采用静电容量误差为 2% 的电容和 0.1% 容差的电阻,可以将最差 CMRR 提高 10dB 左右。另外一方面可以考虑用增加外围器件,采用阻抗补偿或激光校准的方法来解决。这些办法都可以在一定程度上提高 CMRR,但与此同时会增加硬件实现难度和成本。

(2)增益电阻串联电容构成微分电路:

RC 高通滤波器和微分电路很相似，我们可以考虑尝试使用经过调整的微分电路搭建高通滤波器。

常见的微分电路如图 2-10 所示，其幅频特性见图 2-11 所示，由此我们可以看出它有高通的特性。

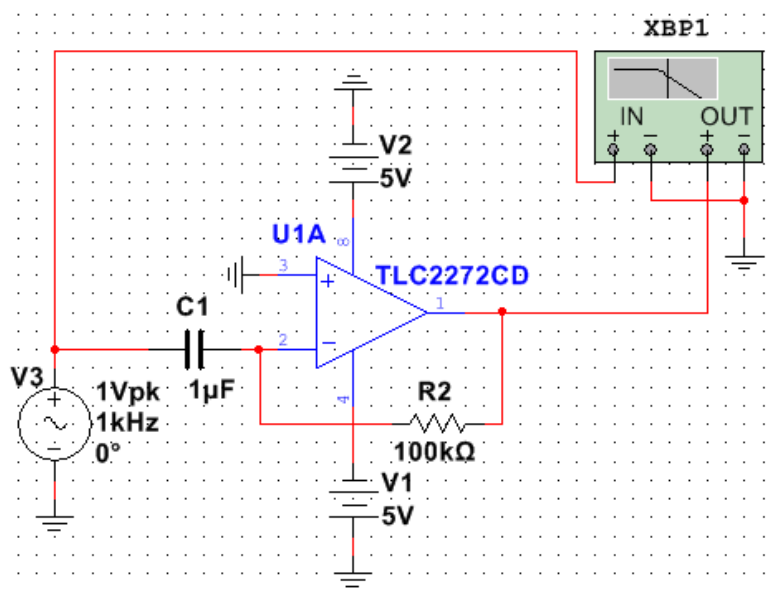


图 2-10 微分电路



图 2-11 微分电路幅频特性

经过改进的微分电路如图 2-12 所示，另外在微分电容与反相端串联一个电阻，该电路的增益公式为：

$$A = 1 + \frac{R2}{R1 + X1} \quad (2-5)$$

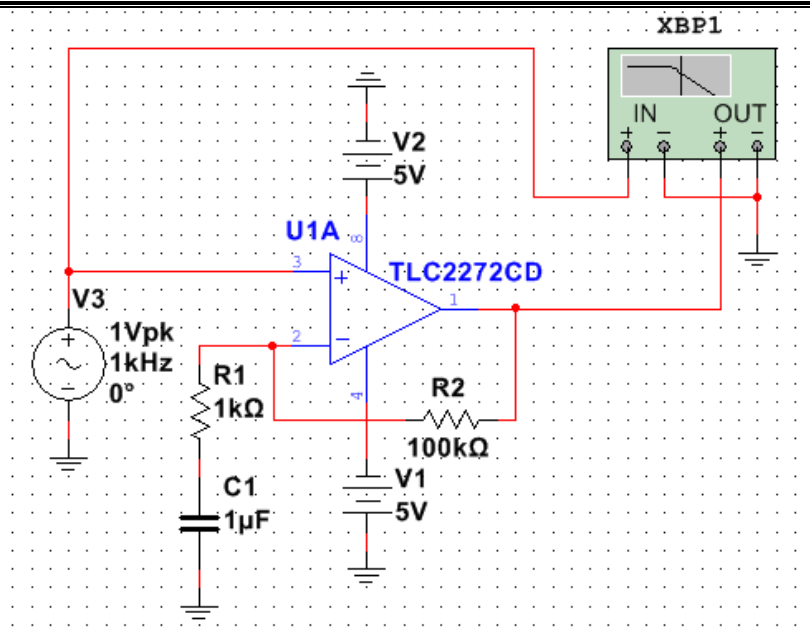


图 2-12 改进微分电路

它的幅频特性如图 2-13 所示:

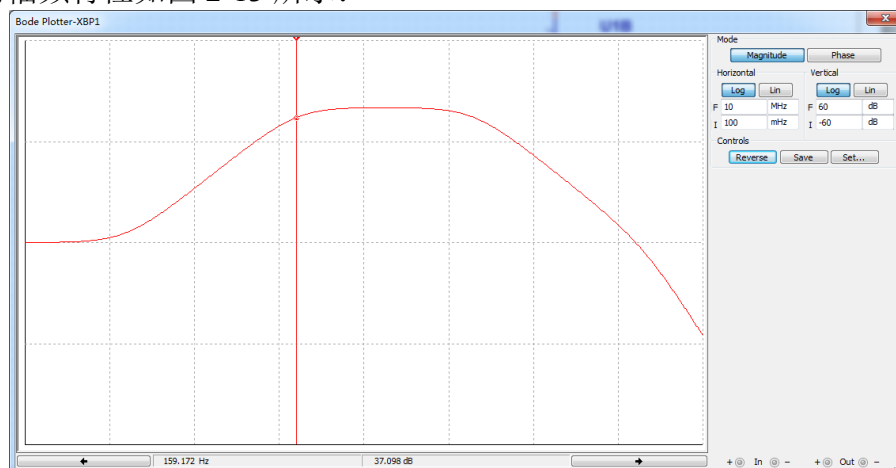


图 2-13 改进微分电路幅频特性

幅频特性的定性分析如下: 定义频率  $f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$ , 频率  $f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$ , 在  $f_1$  和  $f_2$  处, 分别有一个极点和一个零点。因为反馈电阻  $R_2$  阻抗不随频率变化, 可以视为定值。所以当信号频率大于  $f_1$  时,  $C_1$  阻抗随频率升高而减小, 电路增益主要由  $R_1$  决定; 当信号频率小于  $f_2$  时,  $C_1$  阻抗随频率降低而增大, 电路增益趋近于 1; 当频率在  $f_2$  与  $f_1$  之间时, 电路增益随频率升高而增加。从而实现了低频信号的抑制作用, 截止频率分别为  $f_1$  和  $f_2$ , 滚降速度为 20dB 每十倍频。

在以上分析基础之上, 进一步对 AD620 仪表运放放大器的基本电路进行改进, 将微分电容串联在其增益电阻上, 同样成为微分结构。如图 2-14 所示, 截止频率

$f_1 = \frac{1}{\pi R_G C_G}$ , 截止频率  $f_2 = \frac{1}{2\pi R_F C}$ 。它的幅频特性见图 2-15, 可以看出此电路呈现出了高通滤波器特性。

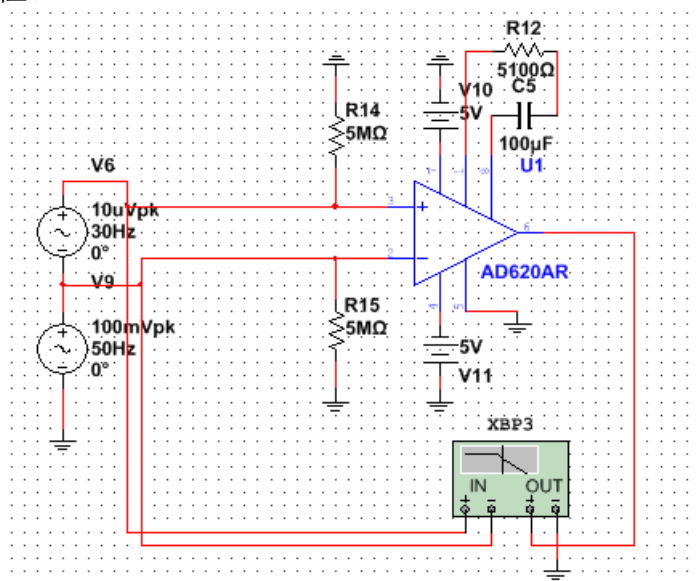


图 2-14 微分结构前置放大器



图 2-15 微分结构前置放大器幅频特性

由微分截止频率计算公式可知, 高通截止频率与  $RC$  成反比, 所以若想获得较低的高通截止频率, 就应当增大增益电阻的阻值或微分电容容值。然而由 AD620 增益计算公式可知, 增益电阻阻值与增益值成反比, 既  $R_G$  越大放大倍数越小。如果配置前级 AD620 增益为 40dB, 假如高通截止频率需要至少为 0.3Hz, 微分电容通过计算应选择 1mF 左右。然而使用这么大容值的电容作为前级高通滤波是不现实的, 不仅成本高, 而且体积过大。分析微分电路的增益公式可知, 为了解决容值过大的问题, 只能增大增益电阻, 带来的影响是增益的降低。

为了提高整个模拟电路部分对于共模噪声信号的抑制，充分发挥仪表运算放大器的对称性优势，AD620 的增益理论上越大越好，查阅 AD620 数据手册，如图 2-16 所示，既当外接电阻的值越小，CMRR 越高。另外一方面考虑由运放本身噪声引起的噪声，增大前级增益有助于提高信噪比。

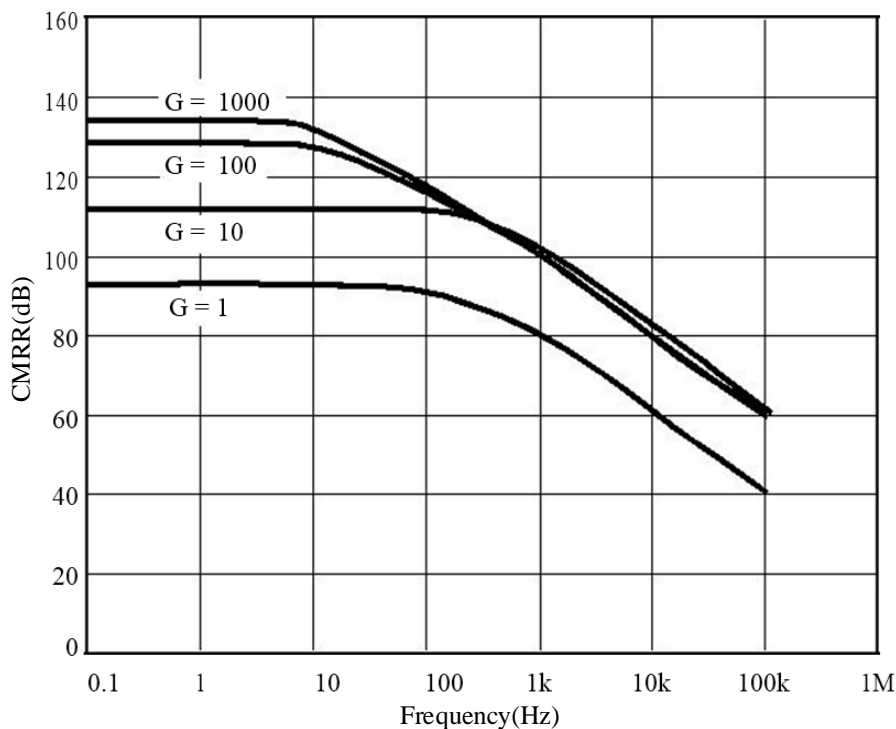


图 2-16 AD620 共模抑制比与频率和增益关系

从以上分析中可以得出，AD620 的增益不能太高，也不能太低，增益太高不利于高通滤波器的实现和信号的带宽，增益太低不利于信号的共模抑制能力，需要妥协，本系统的 AD620 增益选择为 10。关于增益不够的问题考虑后级放大电路使用更大增益补偿，或者采用低噪声的通用运放搭建仪表运算放大器结构实现相同功能。这样就可以提高  $R_F$  反馈电阻的阻值来抵消上述影响。

### (3) 反向积分电路：

AD620 芯片引脚有专用的参考电压引脚，用于输出信号的偏置电平调整，使得输出信号以  $V_{ref}$  为参考上下变化。考虑将输出信号中的低频和直流成分取出，通过反相器叠加到该引脚上，实际上等效为一个反相积分器。AD620 第二级差分电路与反相积分器形成闭环负反馈，消除或抑制原有的低频分量。电路设计见图 2-17，幅频特性见图 2-18。



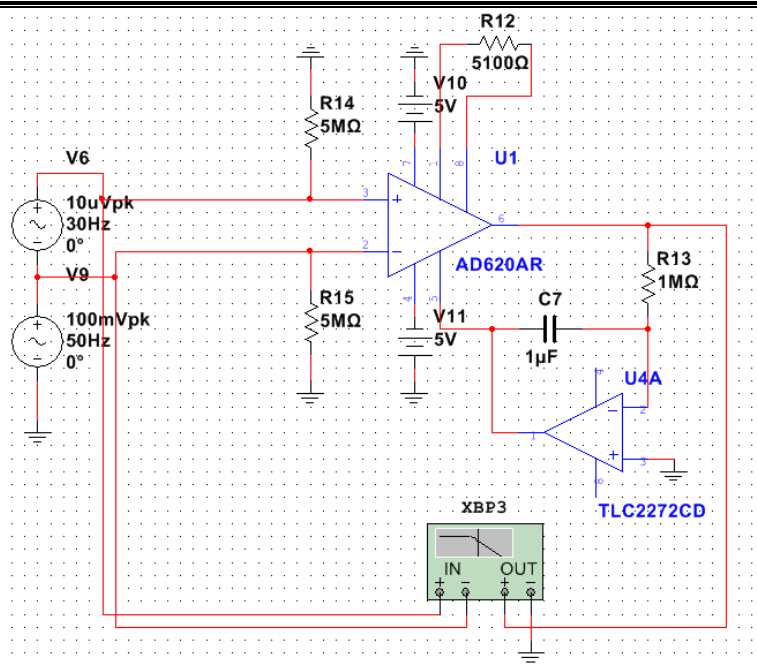


图 2-17 反向积分电路

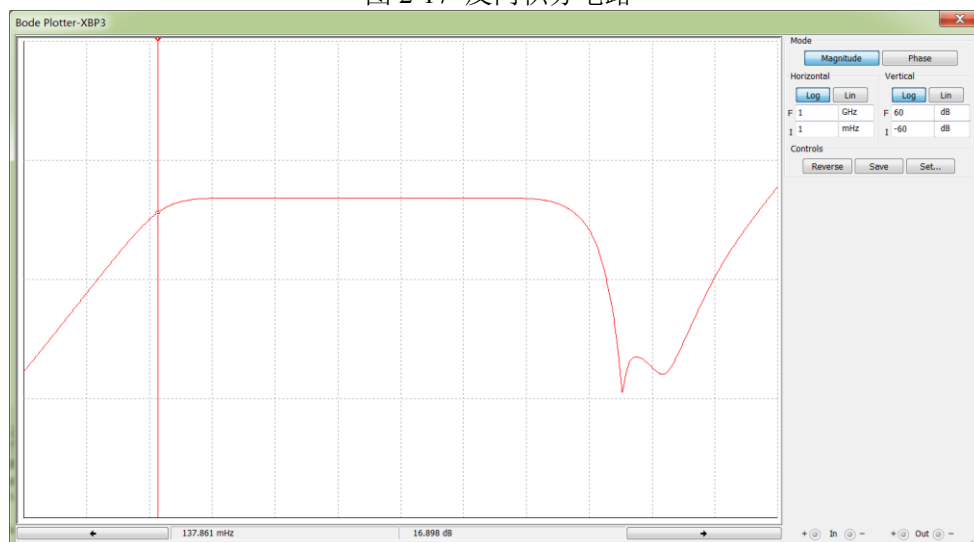


图 2-18 反向积分电路幅频特性

由仿真结果可知，该电路可以实现高通的频率特性，而且 CMRR 对于器件精度误差不敏感，电阻阻值和电容容值都有很大的选择范围，可以有效的实现抑制低频信号的功能。但是这样的电路仍然存在一定的缺点，若前级增益设置过大，会导致信号在 AD620 内部第一级放大器失真。尤其是当低频噪声幅度较大的情况下，信号被放大到电源轨，后面的反相积分器就起不到任何作用了。所以要求增益必须根据实际信号的幅度配置合理的余量。

通过以上的论证，本系统最终选择了增益电阻串联电容和反向积分电路一起使用，作为脑电放大器的高通滤波器。

### 2.2.3 后级增益

系统第二级放大电路(后级放大电路)见图 2-19。

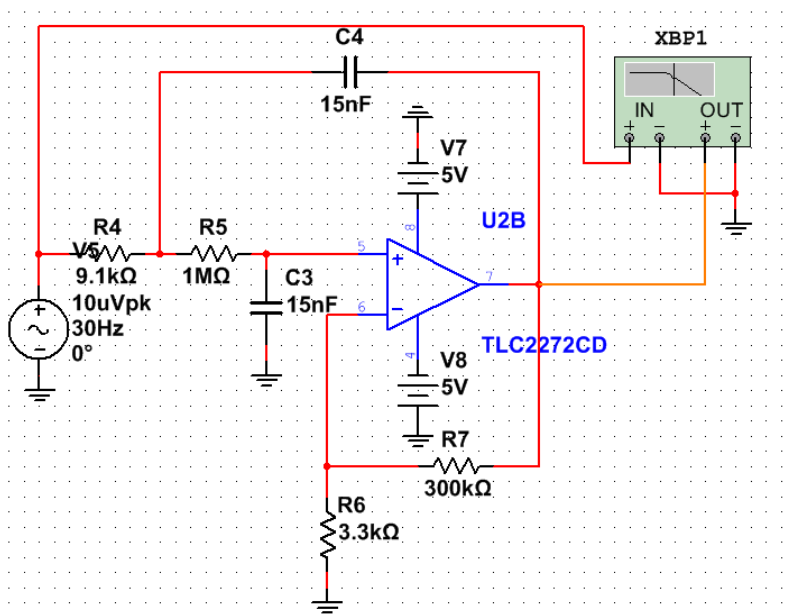


图 2-19 后级放大与滤波

第二级放大电路针对第一级放大后的脑电信号进行进一步的放大，增益为 100 倍，弥补了前级放大增益的放大倍数的不足。同时，第二级放大的引入构成了全通滤波器，补偿了由于前级滤波器的引入而造成的相位失真。我们在此增益处加入了二阶低通滤波器，具体电阻电容参数根据实际测试的具体情况而定，其幅频特性如图 2-20 所示，对于高频信号可以进行 40dB 每十倍频快速滚降衰减。

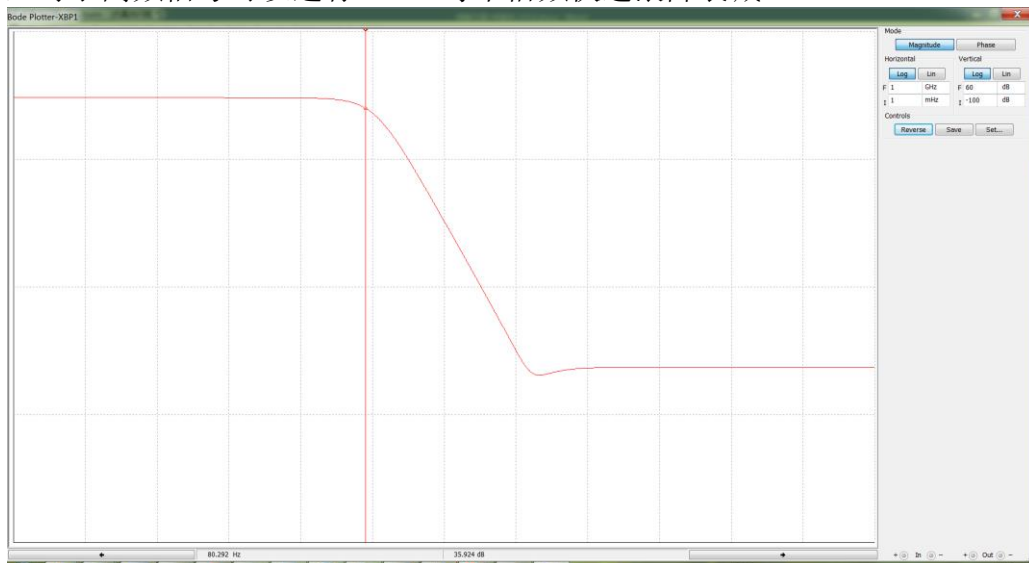


图 2-20 二阶低通滤波器的幅频特性

## 2.2.4 阻抗检测

在脑电采集当中,电极与头皮接触是否良好(一般认为阻抗在  $30\text{k}\Omega$  以下接触良好)对信号质量影响很大。假如接触不够好会致使得到的数据信噪比下降,甚至可能出现信号被噪声淹没或者运算放大器输出达到电源轨。所以我们在做实验之前一定要做好阻抗检测,接触良好或者不好会直接关系到实验的成败。阻抗检测的方式有很多种,但其原理大概有两类,一类为电压激励,最终通过电阻分压的方式计算得到接触阻抗;另一类为电流激励,通过电流源流经人体最终测出电压来计算接触阻抗。电压激励方式较电流激励方式简单,但是易受到干扰,测量结果精度较低。电流激励方式精度相对较高。

人体皮肤阻抗可以简单的等效为电阻与电容的并联再与电阻串联的形式,如图 2-21 所示。由此可见,人体阻抗将随着信号频率的变化而变化。

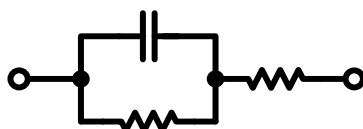


图 2-21 人体皮肤阻抗等效模型

根据激励信号的类型,电流激励可以分为直流激励和交流激励。直流激励只需恒定电流即可,操作简单,但是只能测出纯电阻部分,并不能够真实的反应其接触阻抗;交流激励操作复杂,需要提供交流的电流源,但是能较为准确的测出真实的接触阻抗。选择交流电流源频率时需考虑所要求的带宽,为了最大程度的减小量化误差,交流电流源频率要尽可能的与目标频率相一致。另外,激励电流源频率不要超过系统的奈奎斯特频率。图 2-22 所示为本系统所使用的电流源激励的阻抗检测方案。

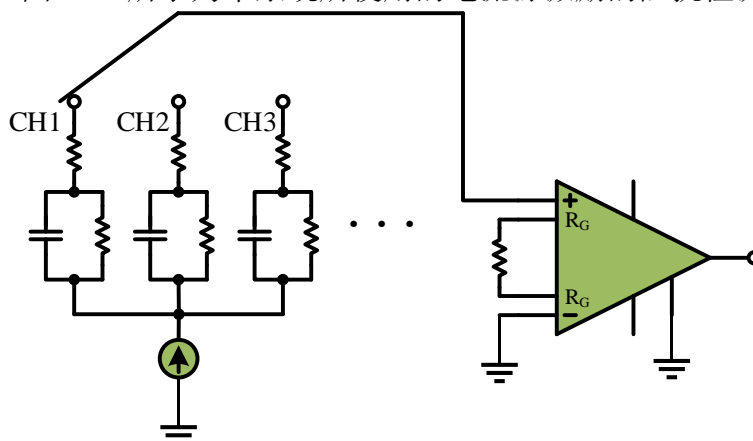


图 2-22 阻抗检测示意图

## 2.2.5 主动电极

环境当中存在着各种各样的电磁辐射,其中最常见为工频。在脑电信号采集时系统需要通过至少 1 米多的传输线才能到达放大器端,然而由于头皮接触阻抗的关系脑电信号的输出阻抗很大,无法提供强的抗干扰能力,于是共模信号通过此传输线传入到放大器,但是这么长的传输距离如果两根差分线线路上稍微不对称,将引起系统共模抑制比的迅速下降。

所以本系统使用一个运算放大器放置在 AgCl 电极处,将脑电信号的输出阻抗进行阻抗变换,事实证明这样做可以极大的提高系统的共模抑制比,尤其是抑制工频的能力。但同时也将引入额外的线路不对称和放大器噪声。图 2-23 的连接方式即为主动式电极。

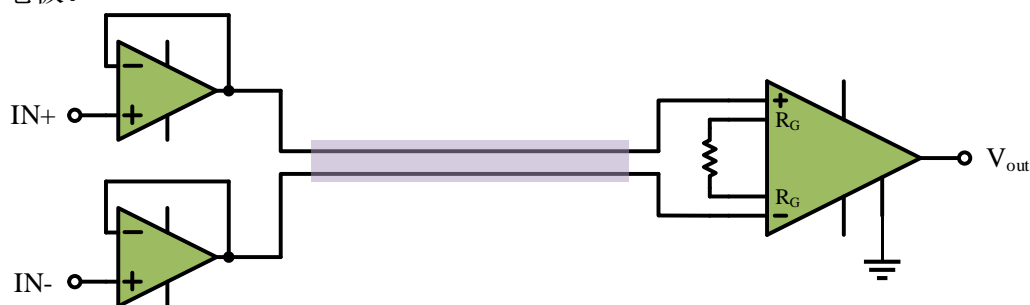


图 2-23 主动电极及其信号传输路径

实际使用中 8 个通道脑电电极位置是按照图 2-24 所标记的位置(F3、F4、T3、T4、C3、C4、O1、O2)。

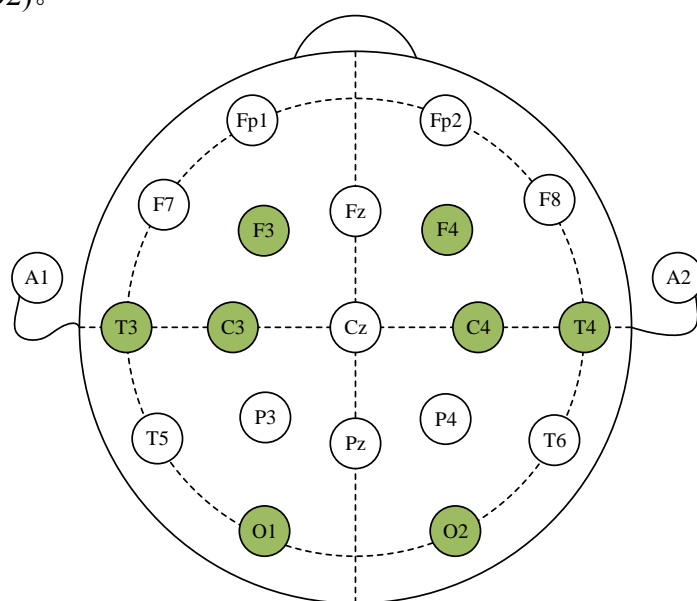


图 2-24 脑电电极位置

## 2.3 数字电路设计

### 2.3.1 处理器相关电路设计

本设备的主控制器采用庆科公司的 EWM3162 串口 WIFI 模块，该模块内嵌一块可以二次开发的 STM32F205RGT6 单片机。该微控制器的内核为 ARM 公司的 Cortex-M3，核心频率为 120MHz，并且它内部自带有 1MBytes 的闪存和 128kBytes 的内存，以及 GPIO、EXTI、DAC、DMA、ADC、USB、I<sup>2</sup>C、UART 等丰富的外设。为外围设备的连接提供了便利。

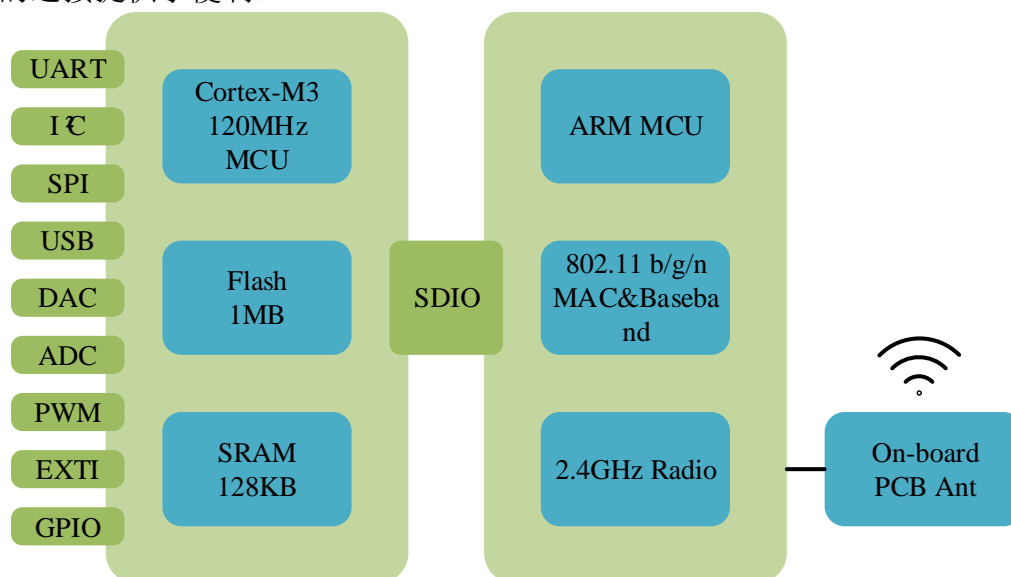


图 2-25 WIFI 模块硬件框图

开发者在使用 EWM3162 串口 WIFI 模块作为开发工具时，最简单的就是利用该模块的透明传输功能。利用其它主控制器通过串口和 EWM3162 模块相连接，本模块就会将主控制器发出的串口指令和数据编码通过 WIFI 传输出去。这种方式在程序上实现简单，但是在硬件电路设计时会带来不必要的麻烦，因为还需要增加一个额外的控制器。

本次设计抱着低功耗、低成本、小空间的目的，没有额外增加别的控制器，而是对模块上内置的 STM32F205RGT6 单片机进行了二次开发。EWM3162 模块非常方便引出了 STM32 的大部分外围设备接口，他提供了整个脑电采集设备的主控制器 STM32，是整个脑电采集设备的“大脑”，如图 2-26 所示。

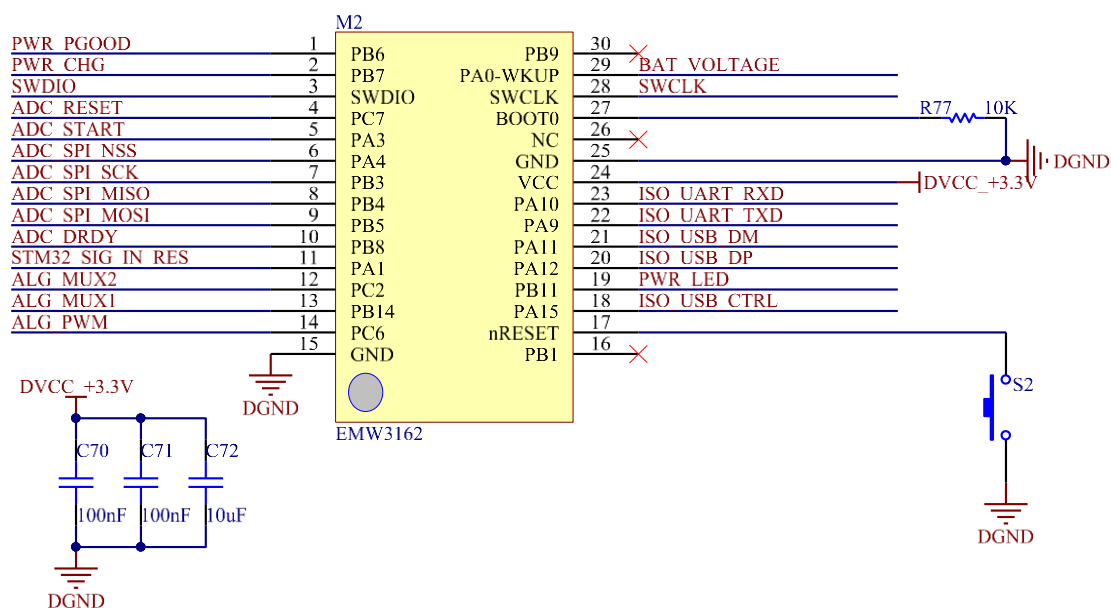


图 2-26 EMW3162 外围接口图

### 2.3.2 接口电路设计

在脑电采集过程中,当进行 USB 通信或者进行设备同步时人体不得不通过脑电设备与 PC 机发生连接,如果直接相连将有很大的安全隐患。所以在脑电采集设备与外部电气设备之间必须要加隔离器件进行电气隔离,用来满足设备的安全性能。

如图 3-27 所示,本次设计采用了亚德诺半导体(ADI)的双通道数字隔离器,型号为 ADuM6021,作为串口接口电路的隔离方案。并且使用该公司的专用 USB 端口隔离器,型号为 ADuM4160,作为 USB 接口电路的隔离方案。

这两种隔离芯片采用的都是亚德诺半导体(ADI)的 iCoupler 技术<sup>[35]</sup>,即磁隔离技术,该技术使用了芯片级的变压器集成技术。与“光耦”器件相比较,利用 iCoupler 技术的隔离办法称为“磁耦”<sup>[36]</sup>。相比较于光耦器件而言,采用该项技术的磁耦隔离器件无论是在速率、体积还是低功耗方面的性能都大大提高了。

ADuM6021 可承受  $5000V_{rms}$  的隔离电压,充分满足医疗设备使用时的安全性能。并且该芯片输出功率可以高达  $400mW$ ,输出为标准的 TTL 电平<sup>[37]</sup>,满足系统要求。

ADuM4160 具有优异的性能,兼容 USB2.0 通信协议,可进行 1.5Mbps 的低速通信和 12Mbps 的全速 USB2.0 通信,耐 5kV 的隔离电压,在 D+和 D-引脚上面还做了电路保护方案<sup>[38]</sup>,极大的简化了 USB 通信隔离的实现。同时为了保险起见,系统使用集成的 TVS 管 NUP4202W1T2G 为 USB 接口的出线端提供了静电和插拔保护。



与传统的光耦隔离相比,磁耦隔离虽然在效率、速率方面虽然有着极大的优势,但是在电磁兼容性方面却带来了不可避免的影响,为了保护模拟器件采集信号不受干扰,必须对电磁辐射进行控制。

由于磁耦隔离内部集成了高达 180MHz 的振荡器电路,所以往往带来如图 2-28 所示的偶极子辐射。

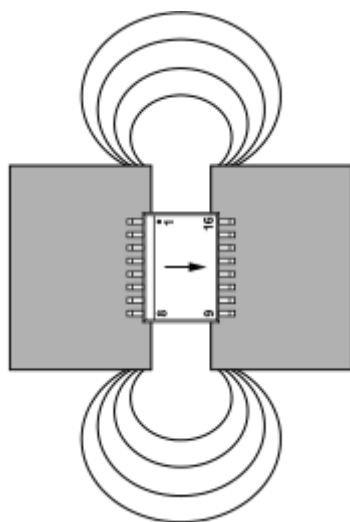


图 2-28 偶极子辐射示意图

电源信号中混有的高频镜像电荷没有通路来从隔离边界的一端跨越到另一端,这样在间隙上就会出现不可避免的差分信号(来自电源和地回路),这样就会形成偶极子天线。如果处理不恰当,差分噪声可能会从此处辐射出来,并耦合到模拟电路当中,这对系统极为不利。

为了尽可能的减小此类电磁辐射对放大器的影响,本系统设计时采用了一些措施来弥补。在辐射范围的地方尽量不放置模拟器件和信号线,将高速信号线远离边缘排放。在模拟器件电源接口处并联多个低 ESR 的退耦电容。PCB 板的设计使用了六层结构,通过增加电源层和地层来疏导和隔离电磁噪声。

为了减少上面所说的偶极子噪声,在芯片的原边和副边之间最好能放置一个安规电容来形成噪声回路<sup>[39]</sup>。

## 2.4 电源设计

传统的线性电源是相对成熟的技术,具有可靠性高,稳定性好的特点。但是线性电源功率高,转换效率的通常也是较低的,不适合使用在便携系统当中。与线性电源相比,开关电源(DC/DC)通常转换效率很高,适合用于便携设备,但是它的输出纹波



远远不如线性电源的低<sup>[40]</sup>。

### 2.4.1 系统电源结构

对于本系统，我们要兼顾供电效率和电源干净程度两个方面，采用开关电源和线性稳压电源相结合的方式以保证电源设计的合理性。

常见的电源芯片解决方案提供商有凌力尔特、德州仪器、美国国家半导体、亚德诺半导体等。本次我们经过慎重考虑，对比不同厂家的产品，做出了如下选择。

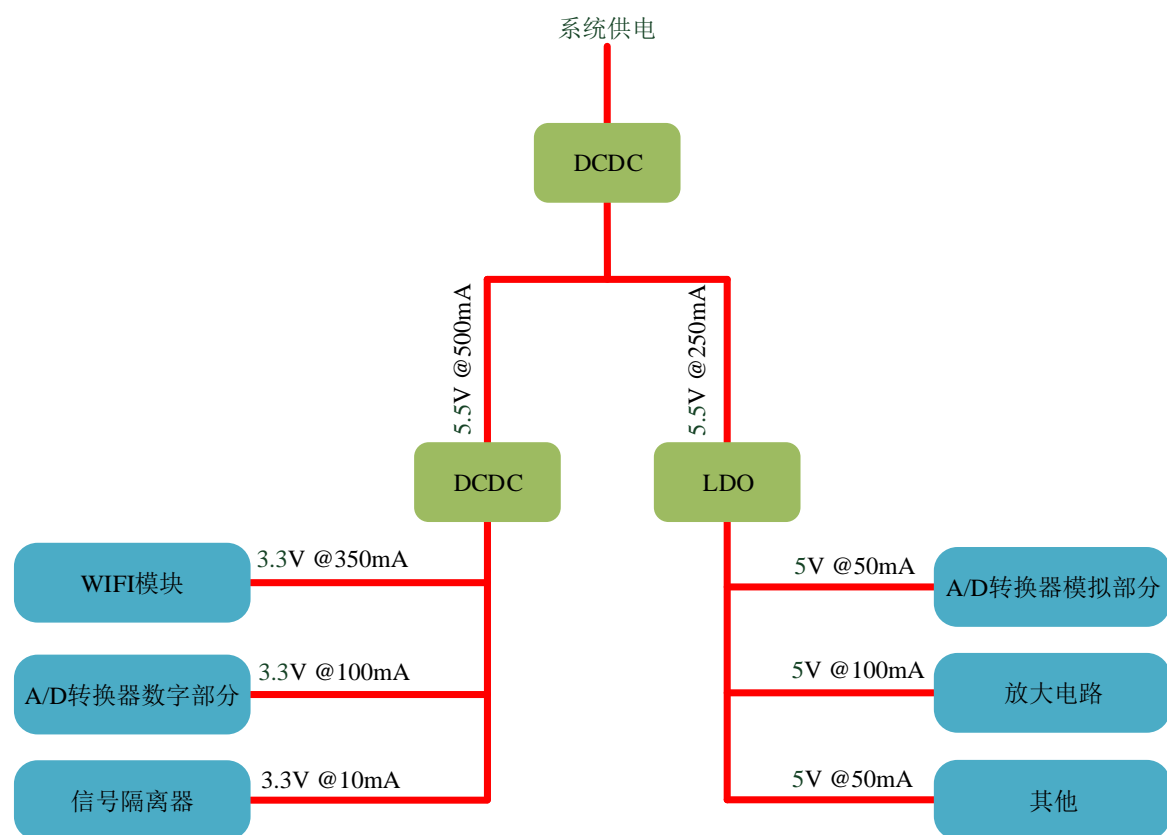


图 2-29 系统电源树

如图 2-29 所示，本系统不仅需要给 WIFI 模块、USB 隔离器等数字部分供电，也要给放大器、A/D 转换器等模拟电路供电。为了减小数字部分和模拟部分间的串扰，必须要使用两套独立的电源方案分别给模拟部分和数字部分供电。

首先将锂电池出来的电池电压的 3.7V 利用 TPS61030 开关电源芯片升压到 5.5V，略高于模拟电路的 5V 电压。然后再线性稳压和 DC/DC 降压，分别给模拟电路和数字电路供电。这样做的好处是，避免直接用 DC/DC 给模拟电路进行供电而引入不必要的开关噪声，并且可以将数字电源和模拟电源独立开来，尽可能的降低它们之间的

耦合强度。TPS61030 开关电源芯片和外部的电容、电感和采样电阻等元器件可以构成自带闭环的 boost 升压电路，可以提供稳定的 5.5V 电压。

采用 XC6221 作为 5V 的模拟电源。

XC6221 作为凌力尔特公司生产的 LDO 器件的一员，具有低噪声和低压差线性的特性。它的额定输出电流为 1.1A，同时它的压差也很低，并在停机模式中，漏电流降低至 1 $\mu$ A 以下，静态电流能够很容易被控制。XC6221 与其他很多电源芯片不同，它功耗在同等压降条件下并不轻易上升。XC6221 稳压器具有非常低的输出噪声，因而非常适合于敏感的射频设备和处理器设备电源应用，尤其是作为如脑电采集设备等小信号采集设备。

采用 LM2831 提供数字 3.3V 电源。

根据设备的使用条件，我们选用美国国家半导体公司的 LM2831 芯片作为电压源为整套设备的数字部分供电，它使用关于 SOT-23 的贴片封装，与此同时，在设计中，外围电路考虑使用小封装的电容和电感节省电路板的空间，缩小设备体积。

系统使用单极性供电电源，所以采用 TLE2426 提供虚拟地。

在工程师进行模拟电路的设计时，常常会遇到此类情况，由于运放等器件的存在，整个电路系统电路需要双极性的正负电源来进行供电，但是由于条件所限制，只有采用单极性电源来供电才能满足要求，就像本次的设计整个系统由一节 3.7V 锂电池，系统为便携设备，另外搭建负压电路会较大的增加系统的负担，是不合理的。为了解决这个问题，我们用到了德州仪器生产的 TLE2426 芯片作为提供虚拟地。这种类似 TLE2426 来提供虚拟地的芯片，被称作电源分离设备。这样，将单极性电源进行分割，分出来一个电势，我们就可以得到一个双极性电源。相对于简单的分压电路，TLE2426 内部有额外的缓冲电路，可以将工作电流增大引起的电压偏移降到很低。

除了对电源芯片的选型，电源的布局也是非常重要的，对于电源的布局常见的规则有如下几点：模拟电源和数字电源在物理上分开，各自使用不同的电源回路，防止相互之间的串扰。电源最好单点接地。过大电流的地方加粗走线。本系统兼顾此三点，在 PCB 板的右半边布数字信号的线，左半边布模拟信号的线，并且每一个模拟通道使用单独的地回路，最后再单点接地。同时电源的测试点处我们做了包地处理，防止它辐射出的电磁噪声耦合到模拟电路当中。

## 2.4.2 锂电池的管理

电池充电电路选用了亚德诺半导体的一款可以被完全编程的 I<sup>2</sup>C 单芯锂离子、锂聚合物电池充电集成芯片 ADP5062。ADP5062 的输入电压范围为 4V 至 6.7V，最高可耐受 20V 电压。如图 2-30 所示，ADP5062 在系统电源输出和电池间集成了内部 MOSFET。当外部充电电源断开时，电池可以通过该内部 MOSFET 给系统供电。当外部充电电源插入，即正常充电时，电路首先会满足对系统的供电，然后将剩余的电流用作锂离子电池的充电。这一特性还可以使系统在电池没有电或者无电池的情况下给系统供电。

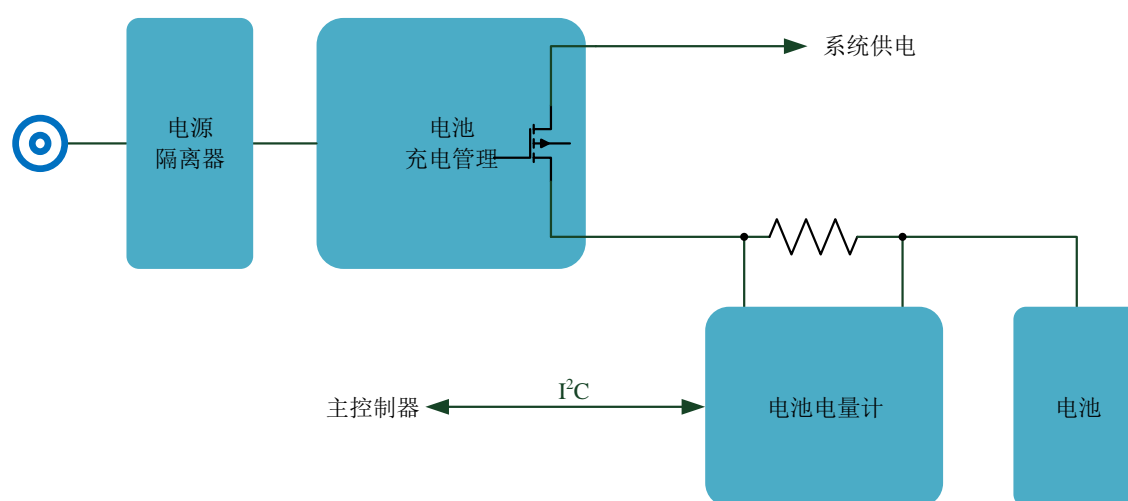


图 2-30 锂电池管理

对于深度放电的锂离子电池电压可能非常低，甚至会出现电池保护板保护的现象，直接以高电流对其充电是不安全的。ADP5062 利用涓流充电模式复位电池组保护电路，将电池电压提升到支持快速充电的安全水平<sup>[41]</sup>。在涓流充电模式下，内部 MOSFET 会将深度放电的锂离子电池与系统电源隔离，以此来保护电池。

ADP5062 有自己的内部看门狗定时器，保证整个充电过程能够在处理器的监控下进行，提高了充电的可靠性。同时，在快速充电的充电时间将会受到监控，如果快速充电的充电时间超过预先设定的值，而电池电压没有达到正常电池终端电压，将会认为硬件错误，停止充电。

电池电量检测使用的是德州仪器的单芯锂离子电池电量监测计 BQ27411，它采用获得专利的 Impedance Track™ 算法来监测电量，并提供剩余电池容量(mAh)、当前充电状态(%)和电池电压(mV)等信息<sup>[42]</sup>。它正常工作电流极小只有 93μA，可以满足系统的要求。实际当中需要配合外置采样电阻使用。

为了避免用户在充电时使用脑电设备，从而将人体与外部电网形成电气回路，产生安全隐患，本设备特地在充电接口处放置了 WRF5050P 的 6W 隔离芯片，使用  $3000V_{rms}$  的电气隔离将外部电源和设备电源隔离开，保证了人体的安全，如图 2-31 所示。

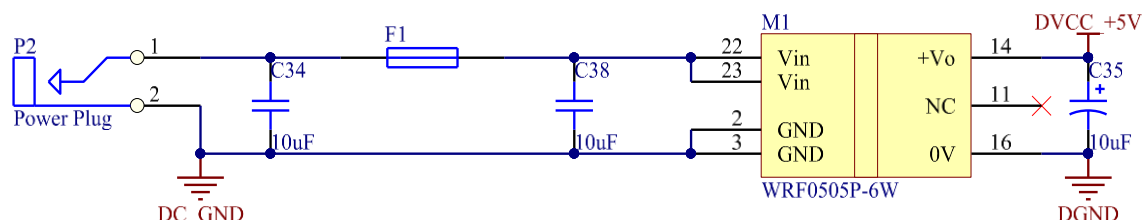


图 2-31 电源电气隔离

## 2.5 本章小结

本章是本文的重点阐述内容，介绍了硬件电路的设计。

其中，放大与滤波电路为本章的重点内容。首先我们讨论了前级差分放大器的选型，从共模抑制比的角度说明了 AD620 非常适合作为本系统的前级放大器。接着，为了去除无用的低频信号，提高脑电采集的性能，我们论证了 3 种高通滤波器的优劣。然后，我们介绍了第二级的放大电路和滤波电路，还介绍了阻抗检测和主动电极的设计方案。

阻抗检测保证系统的电极接触良好，主动电极可以减小信号传输路径上的干扰，配合超低噪声的运算放大器和硬件滤波器等手段，保证了系统优秀的信噪比。

最后，我们介绍了设备的数字电路，电源电路的选型和设计。

系统的硬件实物图如图 2-32 所示：

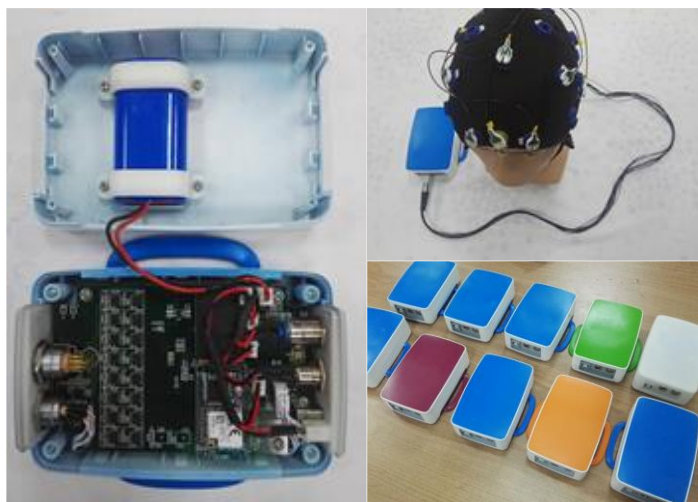


图 2-32 系统硬件实物图

## 第3章 系统软件设计

系统需要多个设备一起使用，而且有时候可能会要求使用较高的采样率采集脑电数据，所以数据速率可能会很大，通过比较，蓝牙和 Zigbee 通信都不适合本系统使用，而 WIFI 通信连接更方便而且通信数据速率更高，非常适合本系统。

首先，系统使用 WIFI 建立无线局域网，将所有设备加入无线局域网当中，多个设备可以通过 TCP/IP 协议进行通信。同时系统使用 USB 接口作为辅助通信手段。使系统在网络环境很差的地方也可以正常使用。WIFI 通信和 USB 通信可以在一次实验中同时存在。

### 3.1 固件程序设计

#### 3.1.1 程序流程设计

系统的主控制器 STM32F205RGT6 为 STM32 家族的互联型微控制器，它的 1Mbytes 的非易失性程序存储器(Flash)为 1Mbytes，静态随机存取存储器(SRAM)为 128Kbytes，不用外部扩展存储器也可以满足系统的功能要求，同时 STM32F205RGT6 也增强了网络功能。

系统主要通过 USB 和 WIFI 两种通信方式来传输，具体通信流程如图 3-1 所示。

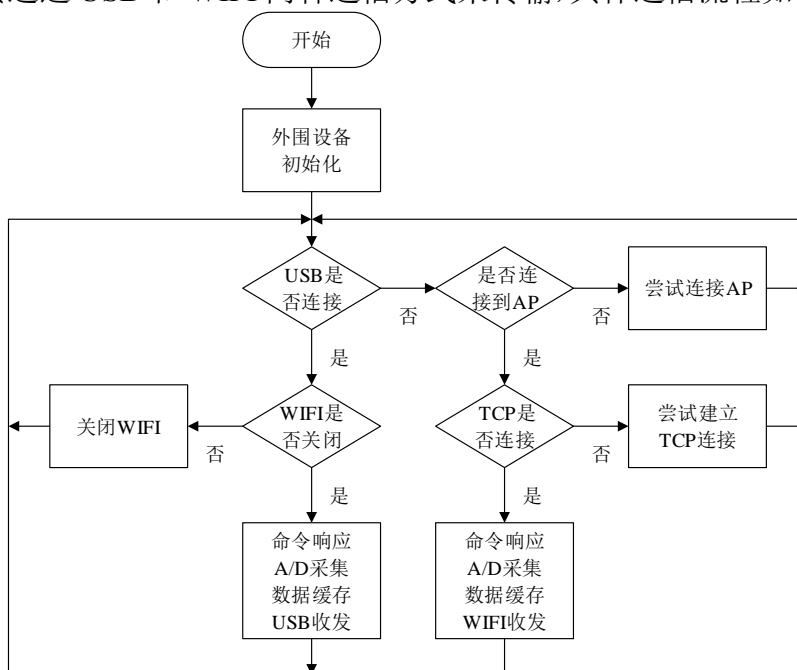


图 3-1 下位机程序通信流程图

处理器复位之后首先分配系统时钟、总线时钟，初始化系统的外围设备(GPIO、UART、I<sup>2</sup>C、SPI、DAC、ADC、PWM、EXTI、SDIO、USB、TCP/IP 等)，然后判断 USB 是否连接电脑，如果 USB 连接成功，则接下来使用 USB 通信方式传输数据，接着检查 WIFI 部分的射频电路电源是否关闭，如果没有则关闭，接下来进入程序的主要部分，脑电信号的 A/D 采集，数据的缓存，与上位机和其他设备的命令响应和 USB 数据的收发。

如果 USB 没有连接到电脑，系统使用 WIFI 进行数据通信，首先尝试连接到指定的无线热点，如果连接失败则重新检查 USB 连接进行新一轮的循环，否则建立下一步的 TCP 的连接，如果连接成功，则进入到程序的主体部分，否则同样重新检查 USB 连接进行新一轮的查询。

如图 3-2 所示，当 A/D 转换器的数据转换完成之后，将触发 STM32 的相对应的中断，然后通过 SPI 接口接收脑电信号的原始数据后放入 FIFO 中，其他的事情在主函数中完成。另外，系统还有其他的中断函数，比如 SDIO 中断、DMA 中断、USB 中断、串口中断等，这里不再详细叙述。

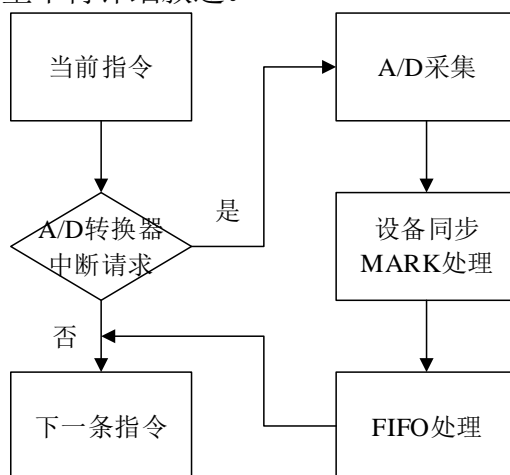


图 3-2 A/D 采集中断流程图

由于 WIFI 和 USB 两种通信方式拥有完全不同的接口函数，首先检查系统使用的是哪一种通信方式，然后将对应接口接收到的上位机的数据存入数据缓冲区。接着解包数据缓冲区里的接收的命令包，得到命令的类型，响应相关的命令。这时将数据缓冲区原先放入的脑电信号取出，并打包发送给上位机软件。由于此脑电采集系统下位机程序没有使用嵌入式操作系统，但是微处理器 STM32 的资源非常有限，软件解码复杂的 TCP/IP 协议栈和 USB 协议栈已经非常吃力，还要在 1kHz 采样率的情况下采集 8 个通道的脑电数据，与上位机进行命令响应。为了优化微处理器的资源分配，

防止系统被阻塞，系统多处使用了较为复杂的状态机机制，如解包过程、数据缓冲区的处理等，由此有效的提高了微处理器的利用率。下位机的具体数据处理流程如图 3-3 所示。

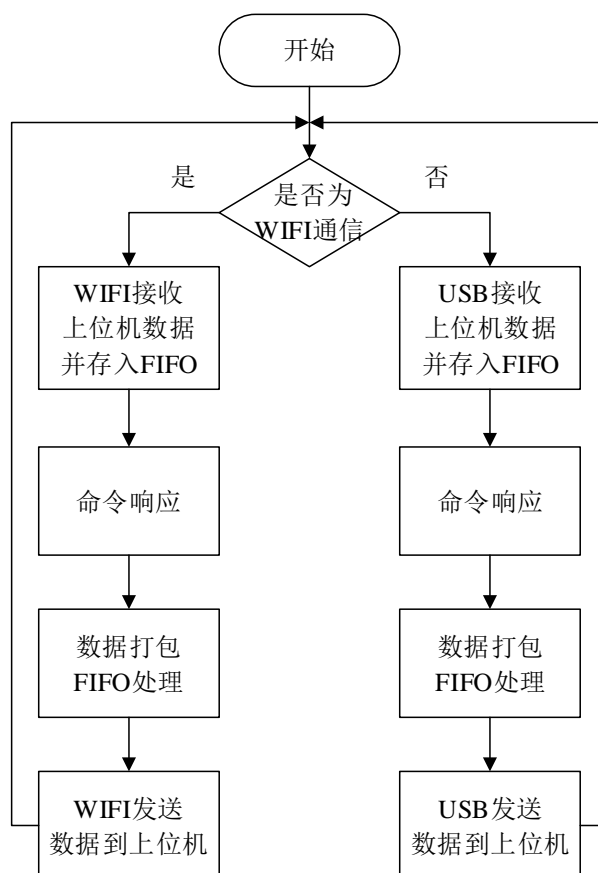


图 3-3 下位机固件程序数据处理流程图

### 3.1.2 下位机程序结构

传统的固件程序开发方式往往开发效率低，代码重复较多，并且不易修改和移植，可读性差，每次使用某一片内资源，往往都需要去查询数据手册，这样的结构给开发者带来了巨大的麻烦。

固件程序除了要实现功能，还应该兼顾移植性、维护性，同时保持程序优雅。按照此要求，本系统的下位机固件程序严格分为如图 3-4 下位机程序分层结构三层。最上层的是应用程序层，实现了系统的具体逻辑和整体功能；第二层为功能模块层，实现某一个功能模块，此层屏蔽了几乎所有硬件相关操作；第三层为硬件抽象层，基于 STM32 的外围设备固件库，封装了所有的最底层操作。这样的分层结构可以减小程序出现错误的可能性，提高了程序效率，使程序更便于维护。通过这样分层的方式，

我们利用 STM32 的外围设备固件库将系统使用的所有外围设备都写成单独的 C 程序模块，形成了自己的外围设备驱动库，在以后的开发当中，我们只需要修改极少的部分，就可以直接使用它们。

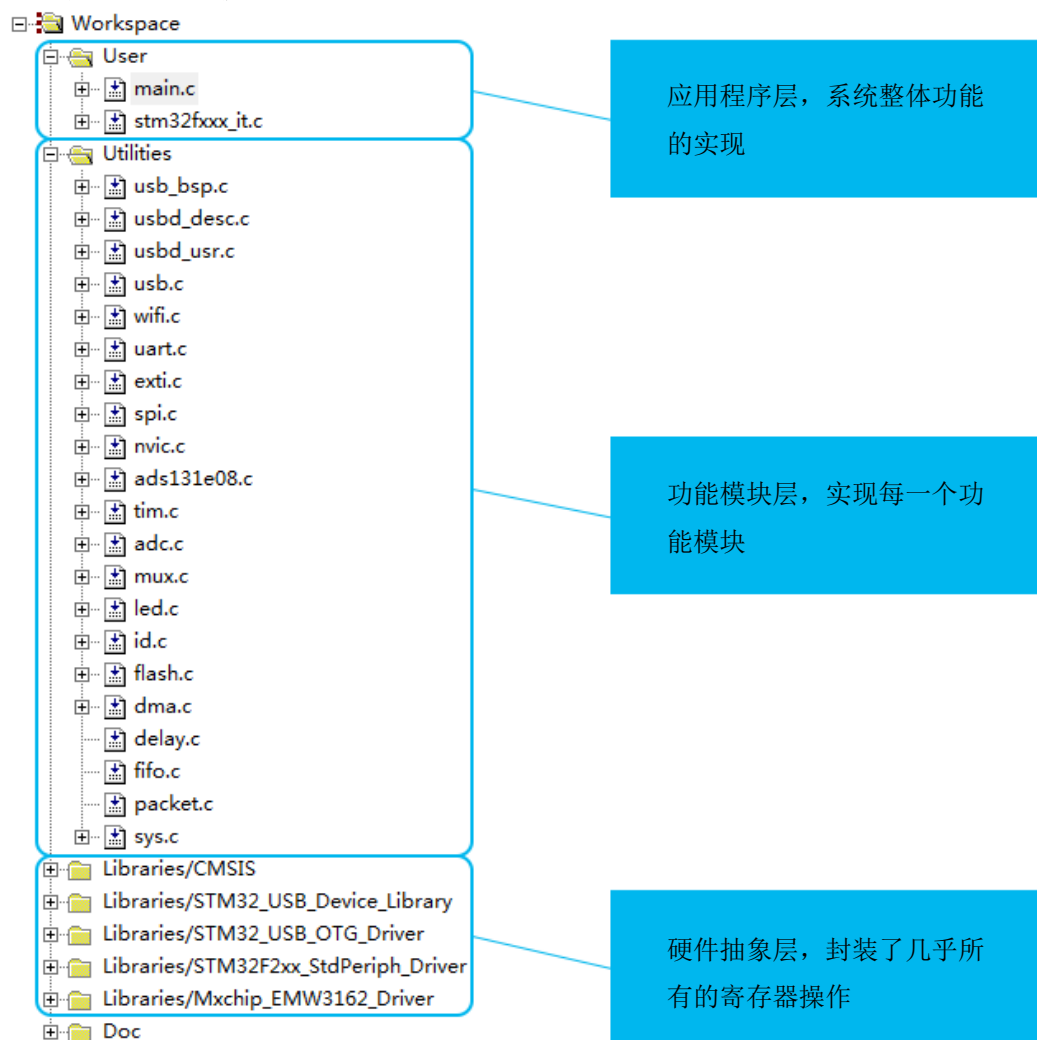


图 3-4 下位机程序分层结构

### 3.1.3 WIFI 通信程序设计

下位机部分使用的 EWM3162 模块提供了基于 TCP/IP 协议栈、WIFI 射频驱动的嵌入式 WIFI 网络运行库 mxchipWNet Library。该软件库采用标准的 BSD socket API 函数<sup>[43]</sup>。

TCP 和 UDP 是运输层的两种协议，TCP 协议在传输数据的时候需要等待对方的应答之后才能传送下一帧数据，否则会被阻塞在当前进程当中，然而 UDP 协议不需要知道对方是否接收到了，不管是否发送成功，就可以进行下一帧的发送<sup>[44]</sup>。为了



确保能收到完全没有出现错误的数据，系统采用 TCP 数据传输协议。

需要由 PC 主机端的采集分析软件发起连接下位机的请求，然后脑电采集设备响应这个请求，因此下位机部分作为 TCP 协议的服务器端。

尝试连接到无线路由器时，将下位机 WIFI 模块配置成 Station 模式，启用 DHCP，成功连接到无线路由器，无线路由器会自动给设备分配一个 IP。如图 3-5 为上位机和下位机通过 TCP 方式通信的具体流程。

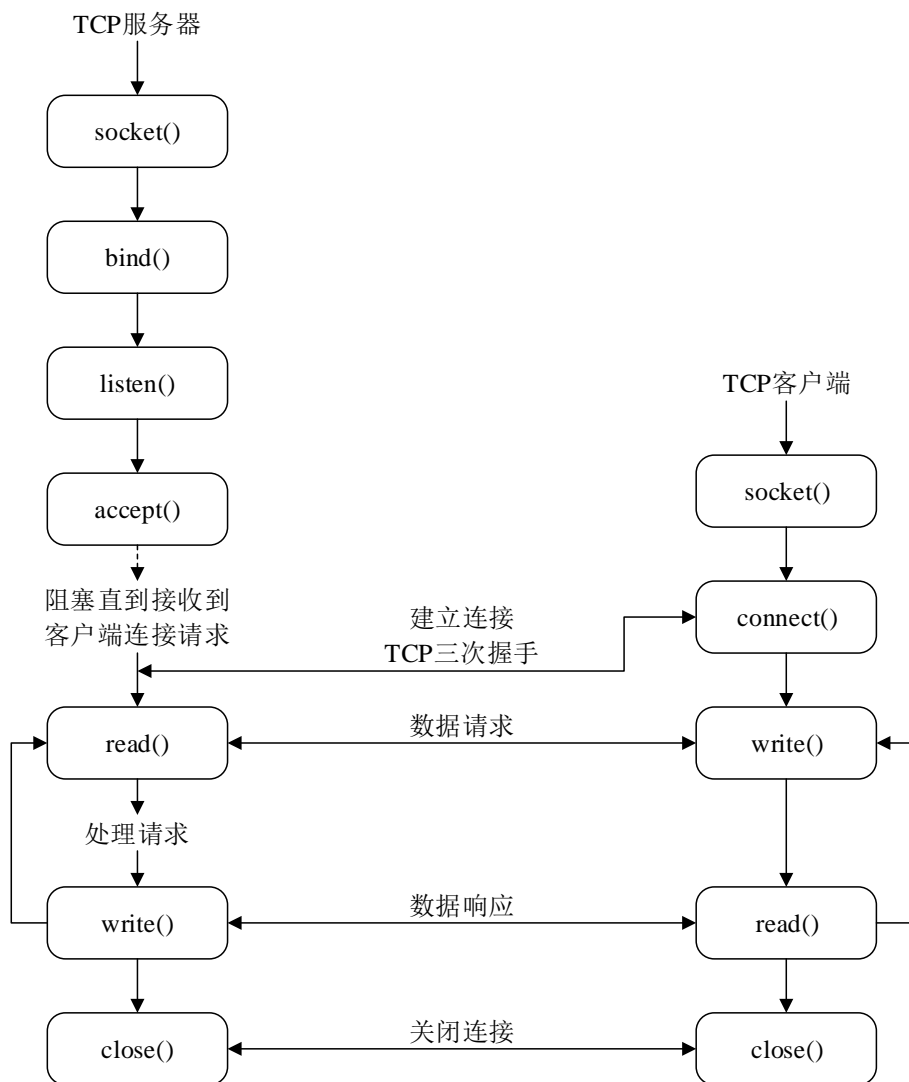


图 3-5 TCP 连接实现过程

首先下位机部分的 WIFI 模块调用 socket 函数来获取一个文件描述符，也即创建一个套接字。使用 bind 函数为此套接字分配好一个本地 IP 地址和事先规定的协议端口，将此套接字绑到它的网络地址上，做为 TCP 通信通道的一个端点，然后调用 listen 函数建立 TCP 监听服务器，将之前创建好的主动套接字变为被动套接字，在此套接

字上监听来自上位机客户端程序的连接请求。接着使用 `accept` 函数查询已经完成的连接队列并返回一个已完成的连接，如果没有以完成的连接队列，则当前进程在此处被阻塞，直到查询到来自客户端程序的连接请求，当服务器端和客户端经过了三次握手后，连接就建立起来了，然后服务器端和客户端通过各自的套接字描述符使用 `read` 和 `write` 函数进行读写操作<sup>[45]</sup>。

### 3.1.4 USB 通信程序设计

本系统除了使用无线 WIFI 进行数据通信之外，还使用 USB 作为辅助通信手段，以此适应一些不适合使用无线 WIFI 的场合。

本脑电采集设备的 USB 通信采用的硬件解决方案是 STM32 的片上 USB2.0 控制器。此方案需要配合 STM32 官方的 USB 外围设备库使用。

USB2.0 有同步、中断、批量和控制传输等方式<sup>[46]</sup>。本系统需要的数据传输速度要求不高，但是需要较低的传输延迟和可靠的传输，所以我们采用中断传输的方式，将 STM32 作为 USB 自定义人体输入设备(Human Interface Device, HID)设备，这样可以免去自己开发专用 USB 驱动程序的麻烦。

在中断传输的方式下，USB 主机向 USB 从机申请数据的时间间隔是固定的，同时也是可调的，本脑电采集设备将此时间间隔设置为 1ms<sup>[47]</sup>。

STM32 用作自定义 HID 设备在调试时，最重要的是报告描述符的配置，系统实际使用中对应的报告描述符的初始值如下所示：

```
__ALIGN_BEGIN                                static                                uint8_t
CustomHID_ReportDesc[USBD_CUSTOM_HID_REPORT_DESC_SIZE]
__ALIGN_END =
{
    0x06, 0xFF, 0x00,                        /* USAGE_PAGE   (Vendor Page: 0xFF00) */
    0x09, 0x01,                              /* USAGE        (Demo Kit) */
    0xA1, 0x01,                              /* COLLECTION  (Application) */
    /* 输入报告 */
    0x09, 0x01,                              /* 用法 (vendor defined) */
    0x15, 0x80,                              /* 逻辑最小值 (0x80 or -128) */
    0x25, 0x7F,                              /* 逻辑最大值 (0x7F or 127) */

```

```

0x75, 0x08,          /* 报告长度 Report size (8 位) */
0x95, 0x40,          /* 报告数值 (64 fields) */
0x81, 0x02,          /* 输入 (data, variable, absolute) */
/* 输出报告 */
0x09, 0x02,          /* 用法 (vendor defined) */
0x15, 0x80,          /* 逻辑最小值 (0x80 or -128) */
0x25, 0x7F,          /* 逻辑最大值 (0x7F or 127) */
0x75, 0x08,          /* 报告长度 (8 位) */
0x95, 0x40,          /* 报告数值 (64 fields) */
0x91, 0x02,          /* 输出 (data, variable, absolute) */
0xC0                 /* 集合结束(Application) */
}

```

为了简化系统的通信，系统只使用了 USB 设备端点 0 的输入和输出传输数据。

### 3.1.5 A/D 转换器程序设计

系统采用德州仪器半导体公司(TI)的 ADS131E08 作为脑电采集的 A/D 转换器。

在实际使用中，我们首先将 ADS131E08 的 START(Start conversion)引脚失能使其停止转换，然后复位 ADS131E08，将与 DRDY(Data ready)引脚连接的处理器引脚配置为外部中断模式，配置 SPI 接口，然后配置 ADS131E08 的参数，这样就完成了初始化工作。

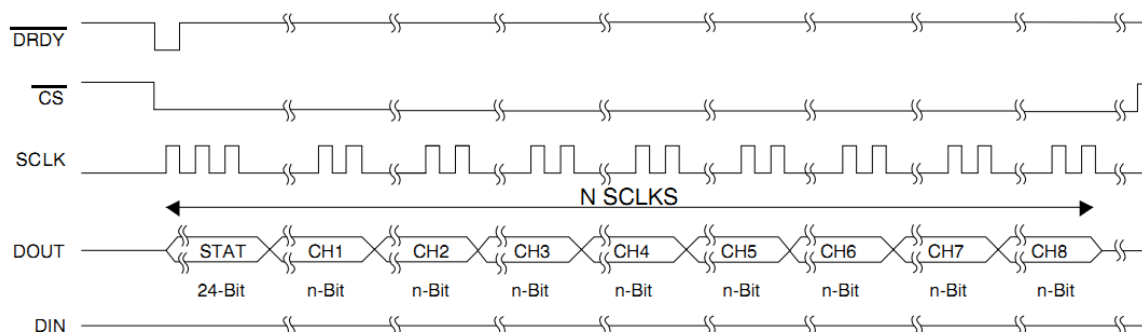


图 3-6 ADS131E08 输出数据时序图

如图 3-6 为 ADS131E08 的输出数据时序图，当 DRDY 引脚变为低电平时，表示 ADS131E08 已经将模拟量转换为数字量并将数据存放在相应寄存器，系统通过检测 DRDY 引脚的下降沿进入中断，这时拉低片选信号 CS 进行 SPI 通信。

ADS131E08 有内部的可编程增益放大器, 并且每一个通道可以单独配置, 由芯片数据手册得知, 当增益为 1 时获得的信噪比最好, 本系统采用的可编程增益为 1<sup>[48]</sup>。同时, ADS131E08 的采样率设置为 1kSPS, 采样模式设置为连续模式。

### 3.1.6 FIFO 设计

FIFO(First In First Out)是一种先入先出的循环队列, 是一种常用的数据结构。FIFO 对于通信设备来说极其重要, 通常的通信设备都不是绝对的实时系统, 这样的系统的数据交换往往存在一定的延迟, 这会造成数据丢失, 我们使用 FIFO 作为数据缓存, 可以防止数据的丢失<sup>[49]</sup>。同时, FIFO 的存在避免了数据存取的频繁操作, 可以对实时性要求不高的数据进行批量处理, 将有限的处理器资源更好的让给优先级的任务, 有效的提高了 CPU 利用率。

本脑电采集设备由于使用了 WIFI 做为主要的通讯手段, 势必将引入较高的数据交换延迟, 需要一个深度较大的 FIFO 来做脑电信号数据的缓存, 但是系统没有扩展额外的存储器, 可以使用的是 STM32F205RGT6 的 128Kbytes 片上静态随机存取存储器。由于系统的采样率为 1kSPS, 通道数为 8, 每个通道使用 16 位二进制表示, 再加上通信协议本身所占用的资源, 所以系统的单个脑电采集设备需要每秒 23kBytes 的数据速率, 这样去除系统已经使用的内存, 下位机大约还可以缓存 4 秒的脑电数据, 满足 WIFI 系统的延迟需求。由于链表的指针变量会消耗较大的存储空间, 系统采用了数组的方式实现同步 FIFO。

系统采用判断 FIFO 头尾指针是否相等的方法判断 FIFO 的空和满, 但是使用的过程中会保留一个元素不用, 以此区分 FIFO 的空和满。同时由于系统中的主函数、中断都要访问同一个 FIFO, 我们给 FIFO 加入了互斥锁, 保证了 FIFO 的安全, 同时引入了 FIFO 的阻塞, 经过分析和测试, 所引入的阻塞不会对系统的运行带来丝毫影响。

为了确保系统采集到的脑电信号没有丢失, 一旦判断 FIFO 溢出之后, 系统将立刻停止脑电数据采集并向上位机发送相关的出错命令。

## 3.2 脑电采集软件设计

### 3.2.1 应用程序框架

软件编程语言采用 C#与 WPF, 基于 Windows 平台编写。软件系统由设备管理

模块与设备控制模块组成。设备管理模块由设备搜索模块和设备访问模块组成。设备控制模块包含阻抗检测、数据接收、数据转发、用户信息采集、数据存储等模块。各个模块耦合关系如图 3-7:

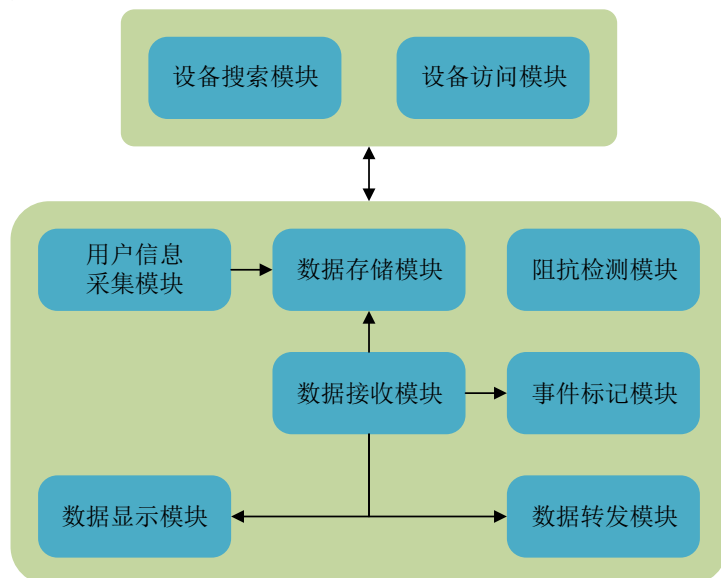


图 3-7 上位机模块结构

通过以上的结构设计，系统的采集软件的主界面如图 3-8 采集软件主界面，包括了数据保存、用户信息填写、调整波形的显示等功能逻辑。

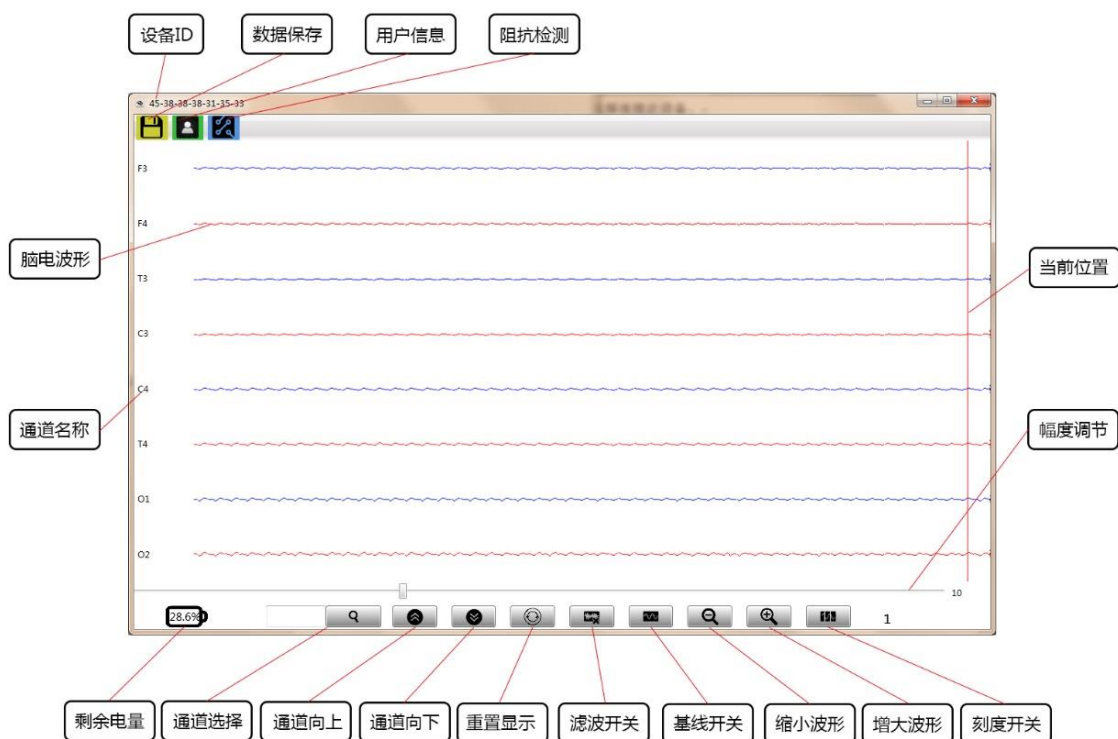


图 3-8 采集软件主界面

### 3.2.2 设备管理模块

设备管理模块提供群体多设备的管理,包括所有可能连接设备的搜索、设备地址与设备别名的管理、设备的访问控制等。

#### (1)设备搜索模块:

软件针对群体脑电采集设备所设计,由于同时连入系统的设备数量不一,设备搜索模块提供对所有可用设备的搜索功能。针对于采集设备的设计,软件支持 USB 连接设备的搜索和无线设备的搜索。

为保证软硬件整体的稳定性和兼容性,USB 连接采用兼容性最高、最为常见的 HID 规范。此规范被广泛应用于 USB 键盘、USB 鼠标等设备,可以保证采集设备及脑电采集软件可以在常见的 Windows 系统下免驱使用。

USB 设备的搜索过程包括设备枚举、通讯尝试两部分。利用 Windows 系统 API(应用程序接口)获取所有已经连入本机的 HID 设备,将所有可用设备纳入列表。程序尝试与 HID 设备建立通讯,根据设计的协议发送指定命令,根据协议,采集设备接收到尝试命令之后向上位机发送指定的数据。如果采集程序没有收到协议规定的响应数据,则判断所尝试的设备不是采集设备,否则将所枚举设备纳入可用设备列表。

根据设计的方案,采集设备与上位机的连接采用 TCP 连接。采用 TCP 连接使数据传输稳定可靠,也可以保证脑电采集设备与其他设备的(如路由器)的兼容性,不用重新设计无线传输协议和相关硬件。同样的,搜索过程包括设备枚举、通讯尝试两部分。与 USB 设备所不同的是,无法得到 WLAN 连接范围内所有设备的连接情况,因此必须先尝试列举 WLAN 所有已接入网络的设备列表,之后在针对列表上的所有设备进行通讯尝试。通讯尝试与 USB 设备基本相同,采用“命令--响应”来判断是否为采集设备。

#### (2)设备访问模块:

同样的,由于软件针对群体性脑电采集设备所设计,当有多个采集设备设备接入系统的时候,必须采用某种方式将设备区分开来。另外出于目标使用人群及实用性考虑,使用采集设备的多为医生、研究人员,必须提供简洁明快的设备标识。设备访问模块就提供了设备的别名管理和访问控制。

针对协议规定,当搜索模块返回所有可用设备之后,设备访问模块向所有可用设备发送命令,采集设备向上位机软件发送自己的别名及设备状态信息。

### 3.2.3 设备控制模块

设备管理模块用于整个采集系统中所有采集设备的管理，而设备控制模块是应用于系统中单个设备的使用、管理和控制。设备中的各项功能通过控制模块中的各个子模块提供，设备控制模块用于控制各个子模块的协作与耦合。

#### (1)数据接收模块：

数据接收模块为核心模块之一，负责采集设备与应用程序之间的协作，包括数据传输、连接保持、数据解包打包、异常处理等功能。

数据传输功能。针对之前模块选择的设备，选择无线方式或者 USB 方式与采集设备建立通讯，接收设备发来的数据流，存储在程序缓冲区中。

数据的解包打包。对接收到的数据流根据制定的协议解包为相应的数据，如采集的脑电数据、设备状态、控制命令等。同时，将使用者的动作打包为相应的采集设备命令，控制设备的运行。

连接保持。由于设备数量不一，每个设备的连接状况不同，所使用的连接方法也不同，无线设备可以通过 TCP/IP 协议保证连接的稳定，时刻检查连接的状态，而采用 HID 方式连接的 USB 设备则缺乏此功能。此模块为了保证采集设备与应用软件的连接的稳定，提供了连接保持的功能，时刻获取连接的状态，适时调用本模块的其他功能以保证数据安全。

异常处理。针对数据接受中可能出现的各种异常情况进行处理，如解包错误、缓冲区溢出、连接断开等，也包括放大器发来的各种警报信息的处理，如低电量、硬件故障、数据丢失等等，在最大的可能上保证数据传输的安全。

#### (2)阻抗检测模块：

阻抗检测模块同样为核心模块。在脑电采集之前，必须保证电极的接触阻抗保持在一定水平之下。尤其是在本系统群体式采集情况下，大量的设备同时采集，必须保证数据的可靠性。阻抗检测模块与采集设备相互协作，当使用者调用阻抗检测功能时，像采集设备发送指定信息，同时更新程序的显示，与数据接收模块一起，将硬件设备发送的阻抗信息以图形表示出来。

#### (3)事件标记模块：

此模块同样需要与采集设备紧密配合，负责将在脑电采集过程中发生的事件记录下来。经典的范例为事件相关电位(event-related potential, ERP)的研究。

(4)用户信息采集模块:

同样针对于大规模群体脑电采集,多个设备同时采集多个被试的脑电信息,此模块能提供填写和修改被试者信息等功能。

(5)数据存储模块:

数据存储模块用于存储所采集的脑电信息、用户信息、发生的事件等。为了保证采集系统的实用性、兼容性,方便进行数据分析、交换和研究,数据存为标准的 EDF+(European Data Format Plus, EDF+)格式文件。

(6)数据显示模块:

数据显示模块用于显示所采集到的脑电数据、设备状态以及交互界面。为了保证程序扩展的灵活性,数据显示模块为独立模块,与系统中其他模块协作,方便使用者调用采集设备和应用程序的各项功能。同样针对于群体脑电采集系统的目标进行设计,当阻抗检测、信息采集等完成后,在进行数据采集的过程中,可以将此模块独立关闭,仅保留核心的数据传输和数据存储功能,以减少大量设备同时采集时的信息冗余,提升使用人员操作准确性。

### 3.3 本章小结

本章是整个系统的软件部分的介绍。主要介绍了固件程序的设计和采集软件的设计。

首先,固件程序的设计包括了程序的流程图和结构的介绍,以及对 WIFI 通信、USB 通信、A/D 转换器的时序和使用、FIFO 的设计等。然后介绍了上位机软件的设计和每一块的功能。



## 第4章 系统测试

### 4.1 噪声测量

在脑电放大器输入端没有信号时，输出电压的峰峰值，即为放大器的本底噪声。噪声越小，放大器的性能越好，信噪比越高。系统要求脑电放大器的本底噪声小于  $2\mu\text{V}$ 。测量本底噪声的方法是将电路按照如图 4-1 所示的方式连接，待信号稳定下来后，连续记录一段数据。测得系统本底噪声约为  $1.2\mu\text{V}$ ，满足要求。



图 4-1 脑电放大器噪声测量示意图

### 4.2 通频带测量

系统的通频带对放大器的性能具有非常重要的参考价值。根据设计指标的要求，系统高通的截止频率应小于  $0.5\text{Hz}$ ，低通的截止频率应大于  $100\text{Hz}$ 。我们可以使用信号源输出一个  $1\text{mV}$  峰峰值的信号，从  $0.1\text{Hz}$  开始进行扫频(由低到高)，当脑电放大器输出折算到输入端的峰峰值达到  $707\mu\text{V}$  时记录该点，从  $200\text{Hz}$  开始扫频(由高到低)，当放大器输出信号峰峰值达到  $707\mu\text{V}$  时记录该点，这两点之间频率的范围即为此放大器的通频带。



图 4-2 脑电放大器通频带测量示意图

系统的-3dB 截止频率带宽为  $0.3\text{Hz}\sim 159\text{Hz}$ 。

### 4.3 共模抑制比测量

共模抑制比描述的是系统对共模信号的抑制能力，脑电放大器要求有很高的共模抑制比，用于抑制耦合到输入端的共模噪声。设计指标要求脑电放大器有大于  $80\text{dB}$

的共模抑制比。通过图 4-3 所示的方法测量脑电放大器的共模抑制比，将其中一个普通通道与参考通道短接后与 COM 通道之间输入一个频率 10Hz、1V 峰峰值的正弦信号，然后测量输出信号折算后的峰峰值。

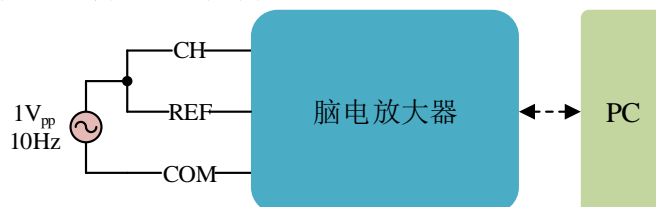


图 4-3 共模抑制比测量示意图

可计算出共模增益如公式(4-1)所示，

$$A_{com} = 20lg \frac{V_1}{1000000} \quad (4-1)$$

差模增益  $A_{diff}$  为 0dB，共模抑制比 CMRR 可以按照公式(4-2)计算，

$$CMRR = A_{diff} - A_{com} \quad (4-2)$$

在实际测试中测得  $V_1$  的值换算到输入端为 12.3 $\mu$ V，按照可以计算出共模抑制比为 98.2dB，可以满足要求。

#### 4.4 输入阻抗测量

为了提高抗干扰的能力，脑电放大器往往要求很高的输入阻抗，在此我们通过电阻分压的方式来测量脑电放大器的输入阻抗。首先，将信号源串入大电阻，串联的电阻越大产生的热噪声电压越高。另外，信号回路阻抗大大提高导致包括工频在内的干扰更容易叠加在信号中，这会导致在实际测量时，从高阻抗信号源得到的信号峰峰值反而更高。所以，在此处，不能按照测量峰峰值的方法计算输入阻抗。

从频域角度来计算能够得到更加准确的结果，方法是将得到的结果进行傅里叶变换，计算各个频点所对应的有效值，这里的有效值指的是傅里叶变换之后此频点实部与虚部的平方和的开方。这样从频域角度计算输入阻抗，可以避免其他频率成分的干扰，工频等噪声将不会影响到我们的测量结果。我们按照图 4-4 的方式测量脑电放大器的输入阻抗。

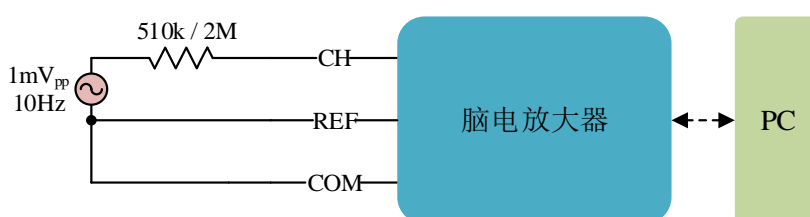


图 4-4 输入阻抗测量示意图

在其中一个通道与其参考之间输入频率为 10Hz 和峰峰值为 1mV 的正弦波，串联一个 510k $\Omega$  电阻记录输出信号，计算此频点有效值为 E1，然后将串接的电阻改为 2M $\Omega$  记录输出信号，计算其有效值为 E2。放大器输入阻抗可以按照公式(4-3)计算：

$$R = \frac{2000E_2 - 510E_1}{E_1 - E_2} \quad (4-3)$$

测量得到 E1=448.3、E2=287.1，由式(4-3)可得，系统的输入阻抗为 2144k $\Omega$ ，符合设计指标的要求。

## 4.5 实际脑电波形

我们使用此脑电采集设备记录了在静息态下睁眼和闭眼的脑电数据，采集现场如图 4-5。



图 4-5 无线群体脑电采集图

睁眼时各个通道脑电的时域图和频域图如图 4-6 和图 4-7 所示，可以看出信号当中还是有一定的工频成分，不过相对脑电信号来说它的能量还是比较小，使用时将其滤出即可。

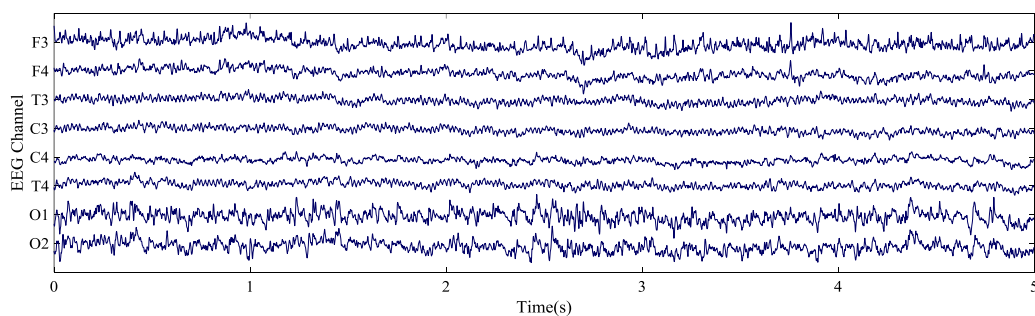


图 4-6 睁眼时各个通道脑电时域图

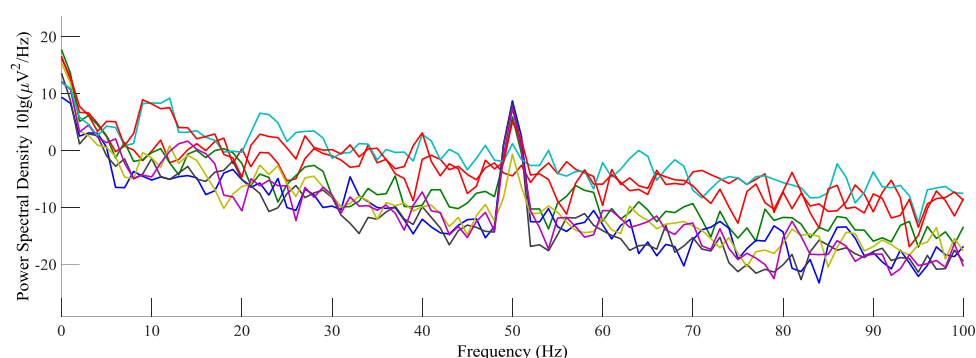


图 4-7 睁眼时各个通道脑电频域图

从睁眼到闭眼时各个通道脑电的时域图和频域图如图 4-8 和图 4-9 所示，从波形中可以清楚地看到眼电成分以及闭眼之后的  $\alpha$  波增强。该数据并未经过工频陷波，可见系统对工频的抑制能力相当出色。

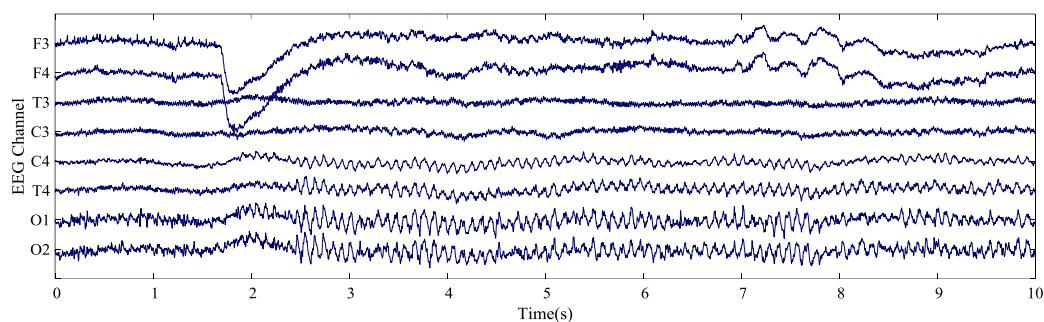


图 4-8 从睁眼到闭眼各个通道脑电时域图

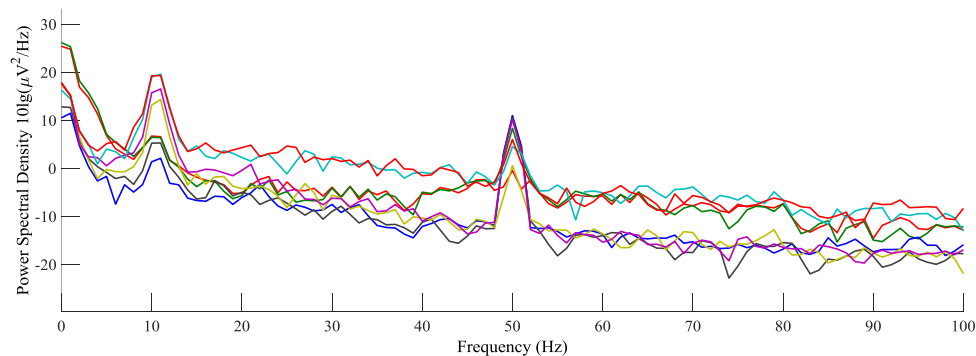


图 4-9 从睁眼到闭眼各个通道脑电频域图

## 4.6 无线群体脑电采集系统应用于 ERP 研究实验

人脑的活动过程中，脑内神经元群电活动会不断产生脑电，这种自然状态下产生的脑电称为自发电位。与之相对应，由外界刺激感觉所诱发的电位，如声音、光刺激、疼痛，或者由自动的自上而下的心理因素引起的电位，如运动想象，这一类统称为事

件相关电位(Event-Related Potential, ERP)<sup>[50]</sup>。

在本次的应用中,我们将群体脑电采集设备应用于工作记忆的相关 ERP 研究中。工作记忆(working memory, WM)是指为完成某一任务或者目标而在线保持信息,同时对所保持的信息进行加工的系统<sup>[51]</sup>。

实验范式为经典的 N-Back 实验。如下图 4-10,任务是让被试浏览一系列逐个呈现的项目,如字母、数字或图形,然后要求被试从第 N 个项目判断每一个的出现是否与之前呈现过的倒数第 N 个项目相匹配<sup>[52]</sup>。此范式的特点是可以控制 N 的大小来操纵工作记忆的负荷,从而考察不同记忆负荷下的工作记忆加工机制。

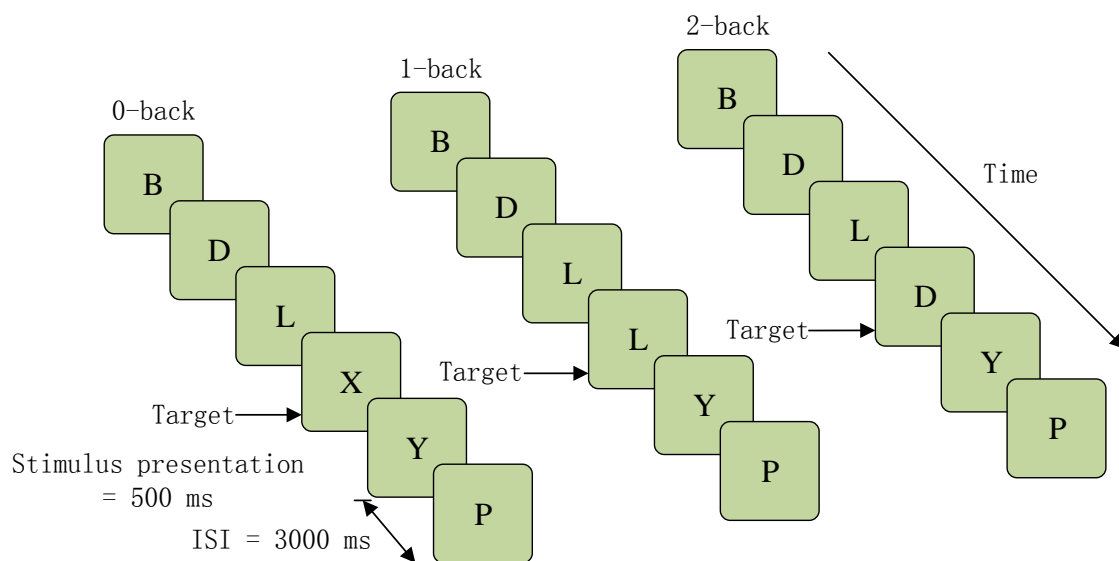


图 4-10 N-back 示意图

刺激内容为标准刺激与靶刺激,标准刺激时,判断当前内容与 N-back 不同,不需要按键;靶刺激时,当前内容与靶刺激相同,需要按键确认。本实验中, N 取 0、1、2。

下面 3 个图中显示了各种刺激条件下, F3、F4、O1、O2 通道处叠加得到 ERP 波形。由图 4-11 和图 4-12 可以看到,标准刺激与靶刺激所诱发的 ERP 波形中, F3 通道 P300 和 N200 区别明显,图 4-12 中 F4 通道 P300 差异明显, O1 和 O2 通道中 N300 差异明显。图 4-13 中,所有通道上 P300 差异都很显著,除 O1 外, N300 在各个通道上差别也很大。这些差异都反映了在不同刺激条件下大脑对于工作记忆的处理机制的不同。从数据的质量上来看,能够很好地捕捉到脑电信号的差异,与前人的结果描述也基本一致,说明此脑电采集系统的性能足以保证 ERP 研究的进行。

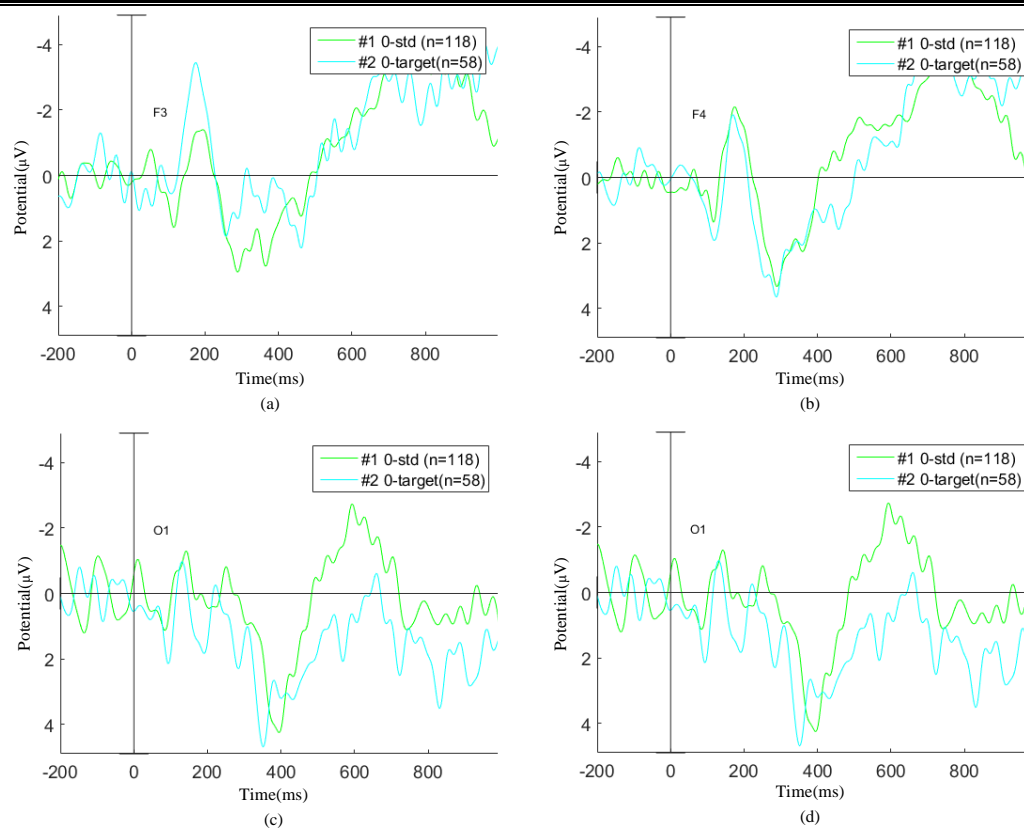


图 4-11 0-back 中的标准刺激和靶刺激对比

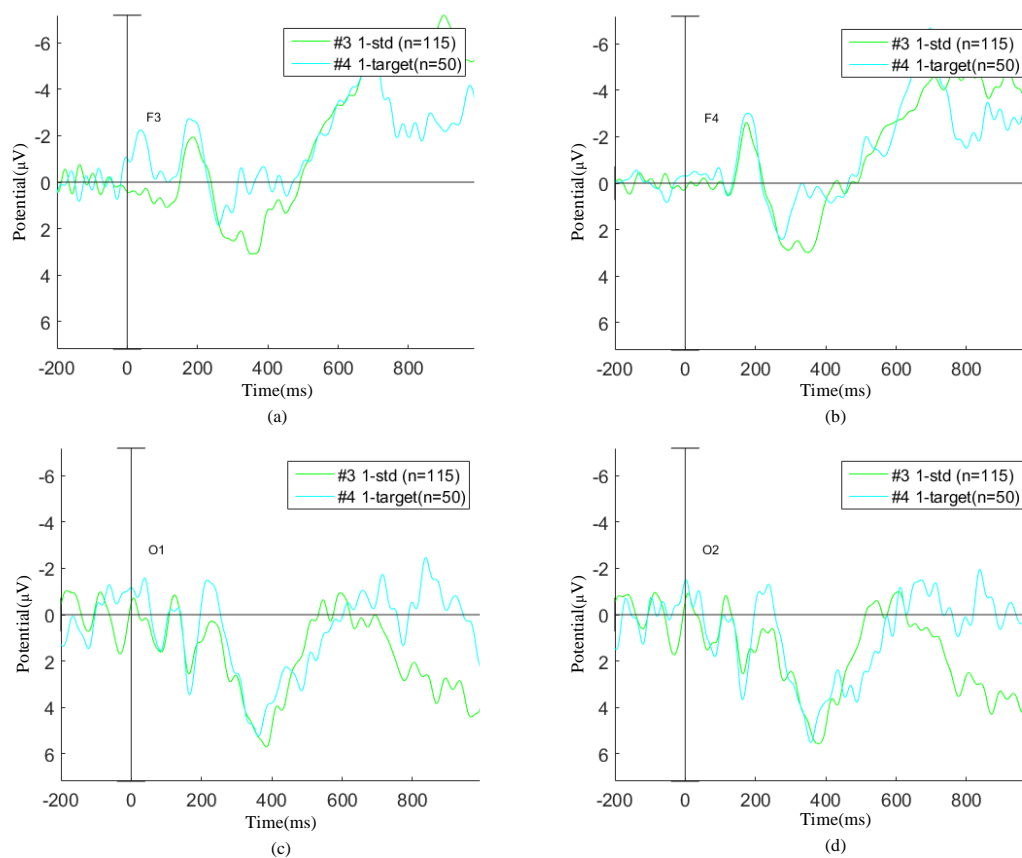


图 4-12 1-back 中的标准刺激和靶刺激对比

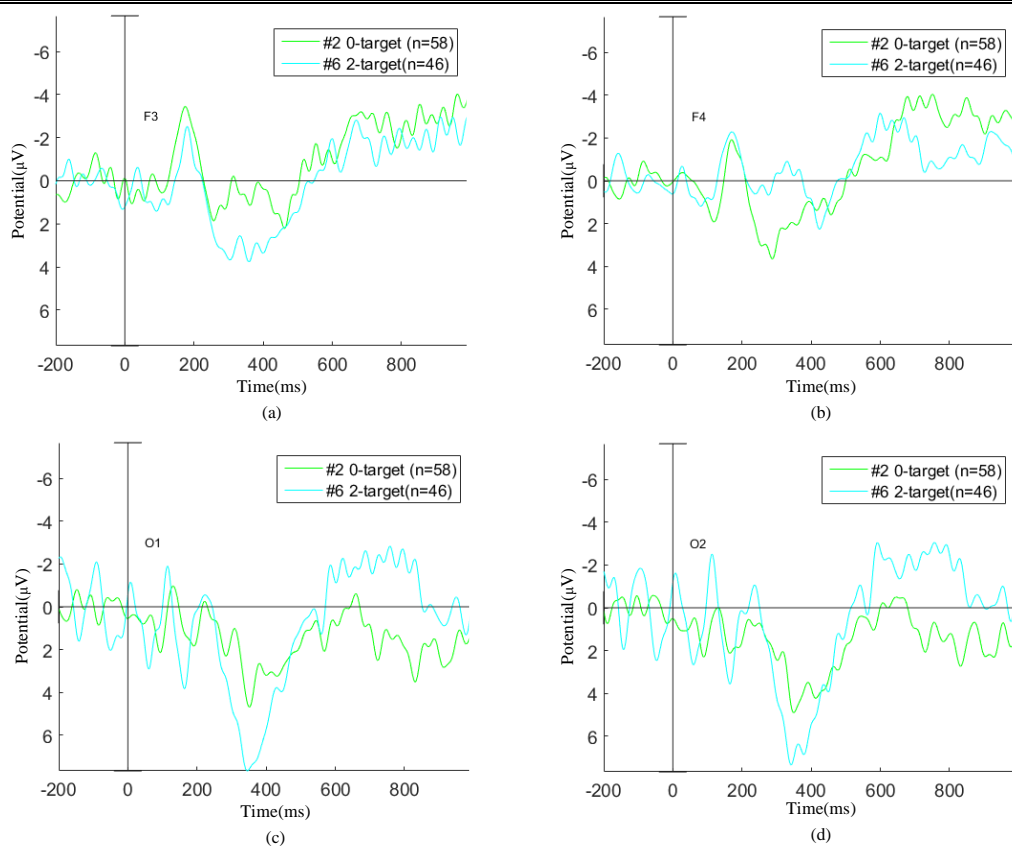


图 4-13 0-back 和 2-back 中的靶刺激对比

## 4.7 本章小结

本章主要对系统的重要性能指标进行了测试。其中的指标有，噪声测量、通频带测量、共模抑制比测量、输入阻抗测量等，同时也进行了人体脑电采集的测试，通过系统的设备同步接口做了相关的 ERP 的实验。经过测试，证明了系统可以满足相关设计指标的要求，同时也验证了系统设计当中的部分理论。

## 结 论

随着脑科学的发展,对脑电放大器的要求不断提高,不仅要求更高的共模抑制比,而且对于脑电采集的具体形式也有变化,这些变化都将被加入到新的脑电放大器的功能当中。

本文提出的无线群体脑电采集系统是由多个脑电采集设备组成的无线便携设备,同时提供 USB 通信接口,可以实现同时采集多人脑电的功能。硬件部分的脑电采集设备采用意法半导体的 STM32 做为主控制器,ADC 选取德州仪器(TI)公司的 ADS131E08。它具有 8 个通道,使用 WIFI 和 USB 两种通信方式。

本系统针对相关的要求,提出了一种无线群体脑电采集的实现方法。硬件部分,论文论述了前端放大器的选型,滤波器的设计,阻抗检测主动电极的设计,最终完成了电路板的设计。软件部分完成了下位机和 Windows 端采集软件的设计。最后通过测试,对系统的性能进行了验证。

本系统设计的重点内容详细如下:

(1)针对脑电信号的特点,本系统设计了一种增益电阻串联电容方式的高通滤波器和一种反向积分式的高通滤波器,增加了脑电采集设备的输入动态范围,也解决了脑电信号基线漂移的问题。

(2)本系统的脑电采集设备通过无线 WIFI 来传输数据,多个采集设备可以方便的通过一台电脑同时使用,实现批量采集,与其他多痛脑脑电采集设备相比,本系统具有更高的脑电采集效率,便于大规模的疾病筛查。

经过测试,我们最终完成了预期的设计目标。但是,由于本人的能力和精力不足,本无线群体脑电采集系统还存在一些需要完善的细节问题。由于初期方案设计的问题,本系统的内存使用有些紧张,我们以后可以通过升级硬件的办法解决。另外,本系统在设计时没有考虑到后续需要推向市场,所以在生产、电路保护等方面考虑的不够周全。



## 参考文献

- [1] 李文娟. 事件相关电位 N400 的实验编排及提取分析研究[D]. 合肥: 安徽大学硕士学位论文, 2008: 3-5.
- [2] Næss S. Biophysical modeling of eeg signals from neurons in the brain[J]. Geomorphology, 2015, 228: 448-461.
- [3] 朱晓军, 吕士钦, 王延菲, et al. 改进的 lmd 算法及其在 eeg 信号特征提取中的应用[J]. 太原理工大学学报, 2012, 43(3): 339-343.
- [4] Ashkinazi M L. Spectral power of  $\theta$  and  $\alpha$ -EEG bands in preschool children with different levels of visual set plasticity[J]. Human Physiology, 2010, 36(6): 678-690.
- [5] Chaibi S, Sakka Z, Lajnef T, et al. Automated detection and classification of high frequency oscillations (hfos) in human intracerebral eeg[J]. Biomedical Signal Processing & Control, 2013, 8(6): 927-934.
- [6] Jrad N, Kachenoura A, Merlet I, et al. Automatic detection and classification of High Frequency Oscillations in depth-EEG signals[J]. IEEE transactions on bio-medical engineering, 2016, PP(99): 1-10.
- [7] 韩俊. 基于脑电与眼电的电动轮椅控制方法研究[D]. 杭州: 杭州电子科技大学硕士学位论文, 2015: 17-21.
- [8] 陈金燕. 发作期癫痫脑电信号的自动检测方法研究[D]. 上海: 华东理工大学硕士学位论文, 2013: 8-14.
- [9] Pijn J P, Silva F L D. Propagation of Electrical Activity: Nonlinear Associations and Time Delays between EEG Signals[M]. Basic Mechanisms of the EEG. Birkhäuser Boston, 1993: 41-61.
- [10] D'Rozario A L, Nd D G, Banks S, et al. An automated algorithm to identify and reject artefacts for quantitative eeg analysis during sleep in patients with sleep-disordered breathing[J]. Sleep and Breathing, 2015, 19(2): 607-615.
- [11] 曹锐. 非线性与复杂网络理论在脑电数据分析中的应用研究[D]. 太原: 太原理工大学工学博士论文, 2014: 18-22.
- [12] Li Y, Liu Q, Tan S R, et al. High-resolution time-frequency analysis of eeg signals using multiscale radial basis functions[J]. Neurocomputing, 2016, 195: 96-103.

- [13] Mowla M R, Ng S C, Zilany M S A, et al. Artifacts-matched blind source separation and wavelet transform for multichannel eeg denoising[J]. Biomedical Signal Processing & Control, 2015, 22: 111-118.
- [14] 翟经纬. 脑电信号非线性处理方法在精神分裂症诊断中的应用[D]. 兰州: 兰州大学硕士学位论文, 2012: 8-11.
- [15] 沈星星. 基于 zigbee 的智能家居系统关键技术的研究[D]. 南京: 南京邮电大学硕士学位论文, 2011: 11-14.
- [16] Xuan K, Tsang K F. A novel tunable dual-band low noise amplifier for 868/915 MHz and 2.4 GHz Zigbee application by 0.35 um CMOS technology[C]. Asia-Pacific Microwave Conference. IEEE, 2008: 1-4.
- [17] Gill K, Yang S H, Yao F, et al. A zigbee-based home automation system[J]. Consumer Electronics IEEE Transactions on, 2009, 55(2): 422-430.
- [18] Pastena L, Formaggio E, Faralli F, et al. Bluetooth communication interface for eeg signal recording in hyperbaric chambers[J]. IEEE Trans Neural Syst Rehabil Eng, 2015, 23(4): 538-547.
- [19] 党梅梅. 无线局域网技术及发展[J]. 通信管理与技术, 2004, (5): 11-13.
- [20] Insel T R, Landis S C, Collins F S. Research priorities. The nih brain initiative[J]. 2013, 340(6133): 687-688.
- [21] 邱晨辉. 造出比人类聪明的机器人,还要多久[J]. 云南教育:视界, 2015, (8): 45-46.
- [22] Babiloni C, Lizio R, Marzano N, et al. Brain neural synchronization and functional coupling in Alzheimer's disease as revealed by resting state EEG rhythms[J]. International Journal of Psychophysiology Official Journal of the International Organization of Psychophysiology, 2015, 103:88-102.
- [23] Subasi A, Erçelebi E. Classification of EEG signals using neural network and logistic regression[J]. Computer Methods & Programs in Biomedicine, 2005, 78(2): 87-99.
- [24] 安燕. 不同项目优秀运动员运动表象过程中的脑电变化特点研究[D]. 上海: 华东师范大学硕士学位论文, 2010: 16-19.
- [25] Chen X, Wang Z J. Design and Implementation of a Wearable, Wireless EEG Recording System[C]. Bioinformatics and Biomedical Engineering, (iCBBE) 2011 5th International Conference on. IEEE, 2011: 1-4.
- [26] 孔梅影. 半导体工程的历史[J]. 国外科技新书评介, 2007, (10): 4-5.

- [27] 蔡佳. 16 导脑电采集系统硬件设计[D]. 成都: 电子科技大学硕士学位论文, 2010: 9-10.
- [28] Gajos, Wójcik A, Grzegorz M. Independent component analysis of EEG data for EGI system[J]. Bio-Algorithms and Med-Systems, 2016, 12(2): 67-72.
- [29] Wójcik G M. Usefulness of EGI EEG system in brain computer interface research : Bio-Algorithms and Med-Systems[J]. Bio-Algorithms and Med-Systems, 2013, 9(2): 72-79.
- [30] Ko L W, Lai W K, Liang W G, et al. Single channel wireless eeg device for real-time fatigue level detection[J]. 2015: 1-5.
- [31] Amina M, Biswas P, Ullah A, et al. Analysis of common-mode rejection ratio of a CMOS differential amplifier considering all the non-idealities[C]. International Conference on Electrical Information and Communication Technologies. 2015: 234-238.
- [32] 李继凯. 模拟电子技术及应用[M]. 西南交通大学出版社, 2015: 57-83.
- [33] Analog Devices, Inc. Ad620 low cost, low power instrumentation amplifier[J]. 1999: 1-4.
- [34] 陈江华. 蒙特卡罗分析方法与电子电路模拟[J]. 山东工业大学学报, 2000, 30(1): 91-95.
- [35] Abtahi F, Aslami B, Boujabir I, et al. An Affordable ECG and Respiration Monitoring System Based on Raspberry PI and ADAS1000: First Step towards Homecare Applications[M]. 16th Nordic-Baltic Conference on Biomedical Engineering. Springer International Publishing, 2015: 5-8.
- [36] Schnetzler P. The Isolation Portable EEG: Techniques, Problems, And Equipment[J]. American Journal of Eeg Technology, 1967(4): 87-90.
- [37] Analog Devices, Inc. Dual-Channel, 5 kV Isolators with Integrated DC-to-DC Converter[J]. 2012: 1-9.
- [38] Analog Devices, Inc. Full/Low Speed 5 kV USB Digital Isolator[J]. 2012: 10-11.
- [39] Draine B T, Lazarian A. Electric Dipole Radiation from Spinning Dust Grains[J]. Astrophysical Journal, 1998, 508(1): 157-179.
- [40] Shen Z H, Min H. Combination method of DC-DC converter and LDO to improve efficiency and load regulation[J]. Electronics Letters, 2011, 47(10): 615-617.
- [41] Analog Devices, Inc. Linear Li-Ion Battery Charger with Power Path and USB Compatibility in LFCSP[J]. 2013: 18-20.
- [42] Texas Instruments, Inc. BQ27411-G1 Single Cell Li-Ion Battery Fuel Gauge for Battery Pack Integration[J]. 2015: 1-6.

- [43] Sang O P, Choi M S, Kim S J. An implementation and performance evaluation of kernel-level RTP supporting the BSD socket API.[J]. International Journal of Communication Systems, 2010, 23(8): 1000-1015.
- [44] Kita T, Kitayama S, Kawamura M, et al. Multimedia Satellite Networks and TCP/IP Traffic Transport.[C]. 2016: 436-443.
- [45] Xiang M, Luo L, Wang P, et al. Design of simplified TCP/IP protocol stack for electricity information acquisition test system[C]. International Conference on Measurement, Information and Control. IEEE, 2013: 12-16.
- [46] 刘荣. 圈圈教你玩 USB[M]. 北京航空航天大学出版社, 2013: 31-46.
- [47] Zhigang L U, Liu J, Liu B, et al. Design and Implementation of USB Monitoring Technique Based on HID[C]. Communications (APCC), 2010 16th Asia-Pacific Conference on. IEEE, 2010: 1-5.
- [48] Texas Instruments, Inc. Analog Front-End for Power Monitoring, Control, and Protection [J]. 2013: 10-12.
- [49] Gurski F, Rethmann J, Wanke E. On the complexity of the fifo stack-up problem[J]. Mathematical Methods of Operations Research, 2016, 83(1): 1-20.
- [50] Zakeri Z, Samadi M R H, Cooke N, et al. Automatic ERP classification in EEG recordings from task-related independent components[C]. Ieee-Embs International Conference on Biomedical and Health Informatics. IEEE, 2016:288-291.
- [51] Mennes M, Wouters H, Vanrumste B, et al. Validation of ICA as a tool to remove eye movement artifacts from EEG/ERP[J]. Psychophysiology, 2010, 47(6):1142-1150.
- [52] Dong S, Reder L M, Yao Y, et al. Individual differences in working memory capacity are reflected in different ERP and EEG patterns to task difficulty.[J]. Brain Research, 2015, 1616:146-156.

## 攻读硕士学位期间承担的科研任务与主要成果

### (一)参与的科研项目

- [1] 中央在京高校重大成果转化项目《少年儿童脑发育与认知的功能成像系统》参与硬件部分设计。

## 致 谢

首先我要感谢我的导师李小隼老师，他对我的生活上、学习上的关心和帮助让我非常感动，他在科研上的专注和严谨的态度让我敬佩不已。每当我的气馁放弃时，他总是鼓励我，给了我继续前行的信心和力量，让我可以坚持走到现在。同时他教会了我很多做人做事的道理，使我受益匪浅。

我要感谢梁振虎老师、袁毅老师、李英伟老师、欧阳高翔老师和闫嘉庆老师对我的学业、生活上的帮助。每当我遇到自己难以解决或者不懂的问题时，他们会耐心给予我指导并且尽可能的帮助我寻找解决问题的办法。没有他们的指导我将举步维艰。

我要感谢课题组的张昊师兄、关龙舟师兄、陈贺师弟、王凯师弟、丁兆环师弟等师兄弟，在本系统的设计、调试和生产中，他们给了我直接的帮助。没有他们，我的毕业设计将不会如此顺利。

我要感谢课题组使用本系统做实验的师姐妹们，她们提出了本系统在使用中存在的多种问题和改进意见，才使本系统越来越完善。

我要感谢我的宿舍舍友们，他们主动给了我很多生活上的帮助。

最后，我要感谢我的家人，是他们给了我家的温暖，一直在背后默默的支持。