



**UNIVERSIDAD
DE GRANADA**

TRABAJO FIN DE MASTER
INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

Diseño compacto mejorado del RABio w8

Autor

José David Tarifa Bonilla

Directores

Miguel Ángel López Gordo



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍAS INFORMÁTICA Y DE
TELECOMUNICACIÓN

Granada, Septiembre de 2021

Diseño compacto mejorado del RABio W8

José David Tarifa Bonilla

Palabras clave: biopotenciales, interfaz cerebro-computador, encefalografía, microcontrolador, IMU, sistema inalámbrico

Resumen

En el presente Trabajo Fin de Máster se propone una mejora de un diseño anterior, el RABio W8. Para ello se ha tenido que hacer un estudio completo para entender como se generan las señales en el cerebro y que tecnologías tenemos disponibles para poder medirlas. Una vez que se han visto todos los componentes que se van a utilizar en el diseño se ha pasado a diseñar una PCB , intentando que el diseño sea lo más compacto posible ya que tiene que ser un equipo portátil. Cuando ya hemos tenido el diseño listo, se ha pasado a la fabricación de la PCB y realizar las pruebas necesarias para comprobar que todo el sistema funciona completamente.

Improved compact design of the RABio W8

José David Tarifa Bonilla)

Keywords: Biopotentials, brain-computer interface, encephalography, microcontroller, IMU, wireless system

Abstract

In this Master's thesis we propose an improvement of a previous design, the RABio W8. To do this we have had to make a complete study to understand how signals are generated in the brain and what technologies are available to measure them. Once we have seen all the components to be used in the design, we have designed a PCB, trying to make the design as compact as possible since it has to be a portable device. When we have the design ready, we have moved on to the manufacture of the PCB and perform the necessary tests to verify that the whole system works completely.

Yo, **José David Tarifa Bonilla**, alumno de la titulación Máster en Ingeniería de Telecomunicación de la **Escuela Técnica Superior de Ingenierías Informática y de Telecomunicación de la Universidad de Granada**, con DNI 17483359-R, autorizo la ubicación de la siguiente copia de mi Trabajo Fin de Master en la biblioteca del centro para que pueda ser consultada por las personas que lo deseen.

Fdo: José David Tarifa Bonilla

Granada a 9 de Septiembre de 2021.

D. Miguel Ángel López Gordo, Profesor del Departamento de Teoría de la Señal, Telemática y Comunicaciones de la Universidad de Granada.

Informa:

Que el presente trabajo, titulado *Diseño compacto mejorado del RABio W8*, ha sido realizado bajo su supervisión por José David Tarifa Bonilla, y autorizamos la defensa de dicho trabajo ante el tribunal que corresponda.

Y para que conste, expiden y firman el presente informe en Granada a X de mes de 201 .

El director:

Miguel Ángel López Gordo

Agradecimientos

En primer lugar, mostrar todo mi agradecimiento a mi tutor Miguel Ángel López Gordo, por la confianza depositada a la hora de realizar el trabajo y ayudarme en todo lo posible para el desarrollo del mismo.

Gracias a mi familia, por estar todos los días preocupados por como llevaba el proyecto y todo el apoyo que me han dado a lo largo de mis años de estudio, por que sin su apoyo no estaría escribiendo estas líneas.

Índice general

| | |
|--|-----------|
| 1. Introducción | 1 |
| 1.1. Motivación | 1 |
| 1.2. Contexto | 2 |
| 1.3. Estructura de la memoria | 3 |
| 2. Objetivos | 5 |
| 3. Estado del arte | 7 |
| 4. Fundamento teórico | 15 |
| 4.1. El sistema nervioso | 15 |
| 4.1.1. Las neuronas | 15 |
| 4.1.2. Potencial de acción | 18 |
| 4.1.3. Técnicas de imágenes cerebrales | 19 |
| 4.2. Electroencefalograma (EEG) | 21 |
| 4.2.1. Anatomía de la corteza cerebral | 22 |
| 4.2.2. Electroodos | 23 |
| 4.2.3. Ondas cerebrales | 26 |
| 4.2.4. Interfaz Cerebro-Computador | 26 |
| 4.3. Respuesta Galvánica de la Piel | 31 |
| 5. Antecedentes y auditoria | 35 |
| 5.1. Antecedentes | 35 |
| 5.2. Diagrama de bloques | 35 |
| 5.3. Ampliación del diseño anterior | 36 |
| 6. Diseño e implementación | 37 |
| 6.1. Diseño electrónico | 37 |
| 6.1.1. PIC18F47J53 [1] | 38 |
| 6.1.2. ADS1298 [2] | 39 |
| 6.1.3. Módulo Bluetooth [3] | 49 |
| 6.1.4. Módulo WiFi [4] | 50 |
| 6.1.5. IMU [5] | 51 |
| 6.1.6. GSR | 52 |

| | |
|--|------------|
| 6.1.7. Regulador de tensión | 53 |
| 6.1.8. Batería | 55 |
| 6.1.9. Conectores | 57 |
| 6.1.10. Interruptores | 60 |
| 6.1.11. Optoacoplador | 61 |
| 6.2. Diseño de la PCB | 61 |
| 6.2.1. Esquemático | 62 |
| 6.2.2. PCB | 70 |
| 7. Presupuesto | 75 |
| 8. Montaje y pruebas | 77 |
| 8.1. Soldadura del sistema completo | 77 |
| 8.1.1. Regulador de voltaje | 77 |
| 8.1.2. PIC128F47J53, ADS1298 y módulo Bluetooth RN4678 | 78 |
| 8.1.3. Sistema completo | 79 |
| 8.2. Firmware | 80 |
| 8.3. Trama de datos | 96 |
| 8.4. Pruebas | 97 |
| 8.4.1. Pruebas ADS1298 | 97 |
| 8.4.2. Pruebas IMU | 97 |
| 9. Conclusiones | 101 |
| Bibliografía | 102 |
| A. Esquemático | 107 |

Índice de figuras

| | |
|---|----|
| 1.1. Número de artículos relacionados con EEG | 2 |
| 3.1. Esquemático de la conexión del electrodo de referencia monopolar medio. Solo se muestran 5 electrodos, actualmente se pueden usar 12 o más[6] | 9 |
| 4.1. Sistema nervioso central y Sistema nervioso periférico [7] | 16 |
| 4.2. Esquema de una neurona [8] | 17 |
| 4.3. Potencial de acción [9] | 19 |
| 4.4. Lóbulos del córtex cerebral [7] | 22 |
| 4.5. Ejemplos de electrodos. (A)Antiguo electrodo de copa, (B)Antiguo electrodo pasivo de AgCl, (C)Electrodo pasivo de anillo de de Ag/AgCl, (D)Electrodo activo de Ag/AgCl basado en gel, (E)Electrodo activo de Ag/AgCl, (F)Electrodo seco pasivo con pines recubiertos de oro, (G)Electrodo pasivo a base de agua, (H)Electrodo pasivo a base de agua, (I)Electrodos secos pasivos con clavijas [10] | 24 |
| 4.6. Sistema Internacional 10/20 [11] | 25 |
| 4.7. Diagrama de bloques de un BCI | 27 |
| 4.8. Representación de las dos componentes del potencial P300: P3a y P3b [12] | 29 |
| 4.9. Ejemplo de señal a 10 Hz (a2 - 1 intento, b2 - 10 intentos, c2 - 20 intentos) [13] | 30 |
| 4.10. Estímulo complejo y simple [13] | 31 |
| 4.11. Anatomía funcional de las vías sudomotoras [14] | 32 |
| 5.1. Diagrama de bloques general del RABio W8 | 36 |
| 5.2. Diagrama de bloques general del RABio W24 | 36 |
| 6.1. Diagrama de bloques del RABio W24 | 37 |
| 6.2. <i>PinOut</i> del PIC18F47J53 | 38 |
| 6.3. Conexiones mínimas del PIC18F47J53 | 39 |
| 6.4. <i>Pin Out</i> del ADS1298 | 40 |
| 6.5. Diagrama de bloques funcional del ADS1298 | 41 |

| | |
|---|----|
| 6.6. Circuito de protección para las entradas analógicas | 42 |
| 6.7. Multiplexor de entrada para un solo canal | 42 |
| 6.8. Implementación del amplificador de ganancia programable | 43 |
| 6.9. Espectro del ruido del modulador hasta $0.5 \times f_{MOD}$ | 44 |
| 6.10. Circuito para usar referencia de tensión interna | 44 |
| 6.11. Esquema interno de las conexiones RLD | 45 |
| 6.12. Conexión RLD para múltiples dispositivos | 46 |
| 6.13. Configuración en <i>Daisy Chain</i> del ADS1298 | 47 |
| 6.14. Configuración en cascada del ADS1298 | 47 |
| 6.15. Señales de la interfaz SPI de un ADS1298 | 48 |
| 6.16. Puerteo entre \overline{CS} y SCLK | 49 |
| 6.17. <i>PinOut</i> del integrado RN4678 | 50 |
| 6.18. <i>PinOut</i> del integrado RN1810 | 50 |
| 6.19. Módulo <i>SparkFun</i> 9DoF IMU | 51 |
| 6.20. Módulo Grove GSR | 52 |
| 6.21. Configuración de las etapas LM324 | 52 |
| 6.22. Esquema simplificado del TLV61048 | 53 |
| 6.23. Esquema simplificado del LP2985A33 | 54 |
| 6.24. Esquema simplificado del TPS73201 | 54 |
| 6.25. Dimensiones de la batería SR674361P | 55 |
| 6.26. Circuito S-8211C | 55 |
| 6.27. Circuito MCP738312 | 56 |
| 6.28. <i>PinOut</i> del conector USB-C[15] | 57 |
| 6.29. Conector DB25 hembra | 57 |
| 6.30. Casco para EEG del estándar 10/20 | 58 |
| 6.31. Conector Banana macho | 59 |
| 6.32. Conector Molex 4-Pin | 59 |
| 6.33. Conector JST-XHP-2 | 60 |
| 6.34. Conmutador SPST | 60 |
| 6.35. Conmutador DPDT | 61 |
| 6.36. Optoacoplador | 61 |
| 6.37. Esquemático del PIC18F47J53 | 62 |
| 6.38. Esquemático del ICSP | 63 |
| 6.39. Esquemático del ADS1298 | 64 |
| 6.40. Esquemático del puerteo entre \overline{CS} y SCLK | 64 |
| 6.41. Esquemático módulo GSR | 65 |
| 6.42. Esquemático módulo IMU | 65 |
| 6.43. Esquemático módulo Bluetooth RN4678 | 65 |
| 6.44. Tabla de conexión para los pines \overline{EAN} , P2_0 y P2_4 | 66 |
| 6.45. Esquemático módulo WiFi RN1810 | 66 |
| 6.46. Esquemático de los conectores | 67 |
| 6.47. Esquemático del conmutador SPST | 67 |
| 6.48. Esquemático del USB-C | 67 |
| 6.49. Esquemático del regulador TLV61048 | 68 |

| | |
|--|----|
| 6.50. Esquemático del regulador LP2985A | 68 |
| 6.51. Esquemático del regulador TPS73201 | 68 |
| 6.52. Esquemático del circuito de protección de la batería | 69 |
| 6.53. Esquemático del circuito de carga de la batería | 69 |
| 6.54. Distribución de los componentes sobre la PCB | 71 |
| 6.55. Planos de masa | 71 |
| 6.56. Trazado de pistas | 72 |
| 6.57. Distribución de las capas de la PCB | 72 |
| 6.58. Capa superior (roja) e inferior (azul) de la PCB | 73 |
| 6.59. Modelo 3D de la capa superior de la PCB | 74 |
| 6.60. Modelo 3D de la capa inferior de la PCB | 74 |
| 8.1. Convertidor USB-UART | 78 |
| 8.2. Capa superior de la PCB | 79 |
| 8.3. Capa inferior de la PCB | 80 |
| 8.4. Diagrama de flujo del <i>firmware</i> | 81 |
| 8.5. Señal sinusoidal leída por el primer ADS1298 | 97 |
| 8.6. Señal del acelerómetro de la IMU | 98 |
| 8.7. Señal del giroscopio de la IMU | 98 |
| 8.8. Señal del magnetómetro de la IMU | 99 |

Índice de tablas

| | |
|--|----|
| 3.1. Una breve historia del EEG[16] | 10 |
| 3.2. Comparación dispositivos comerciales | 11 |
| 3.3. Comparación de sistemas de captación y amplificación de bio- potenciales | 12 |
| 3.4. Comparación de sistemas de captación y amplificación de GSR | 12 |
| 3.5. Comparación de las IMU | 13 |
| 4.1. Ondas cerebrales [17][10] | 26 |
| 6.1. Conexiones DB25 hembra y el casco EEG 10/20 | 58 |
| 7.1. Coste de fabricación de una PCB | 76 |
| 8.1. Trama de datos completa | 96 |

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo vamos a ver las motivaciones del trabajo así como el contexto del mismo. También veremos la estructura que se va a llevar a lo largo de la misma.

1.1. Motivación

Una interfaz cerebro-computador (BCI, *Brain-Computer Interface*) es un sistema que es capaz de captar las señales generadas en el cerebro por las neuronas e interpretarlas. El sistema BCI graba y procesa la actividad cerebral para generar la información y comandos necesarios para comunicarse y controlar dispositivos electrónicos. Toda esta información obtenida se puede utilizar para distintas aplicaciones, en las que se incluyen las aplicaciones médicas (prevención, detección, diagnóstico, rehabilitación, etc), neuroergonomía y entorno inteligentes, neuromarketing y anuncios, educación y autoregulación, juegos y entretenimiento, y seguridad y autenticación [18].

Para poder obtener las señales necesarias del cerebro, se utiliza una técnica conocida como electroencefalografía (EEG). El EEG está definida por la Real Academia Nacional de Medicina de España ¹ como una "técnica de diagnóstico neurológico basada en el registro mediante electrodos extracraneales o intracraneales de los potenciales de acción del cerebro, en condiciones basales o bajo estímulos". Básicamente, para que se genere la señal necesaria, se necesita que un número grande de población de neuronas se polaricen y despolaricen causando una diferencia de potencial que puede ser medido a través de electrodos superficiales.

Desde el punto de vista electrónico, el principal problema de esta técnica es la atenuación que se produce de la señal debido al cráneo y a la piel que se interponen entre el electrodo y las señales que genera el cerebro. Para intentar reducir estos problemas, se utilizan geles conductores que reducen

¹<https://www.ranm.es/>

la atenuación que se produce entre la piel y los electrodos. Además de estos inconvenientes, otro problema importante es que las señales EEG son muy susceptibles de artefactos electrónicos (ruido). Aun con todos estos inconvenientes, el EEG es una de las técnicas para la obtención de señales cerebrales más usadas ya que ofrece numerosos beneficios, como que se obtiene una gran resolución temporal (milisegundos), es no invasivo y es de bajo coste en comparación con otras técnicas como la resonancia magnética.

1.2. Contexto

El estudio del EEG se remonta al año 1929, cuando el Dr. Hans Berger llevó a cabo un estudio donde realizó el primer EEG [19]. Desde ese momento, se han ido realizando numerosos avances a lo largo de los años en este tipo de diagnóstico, incluso llegando a extenderse por otros ámbitos fuera del entorno médico. Para entender la importancia del avance del EEG a lo largo de la historia, en la figura 1.1 podemos ver el crecimiento de números de artículos relacionados con el EEG que se han escrito desde 1939 hasta 2020.

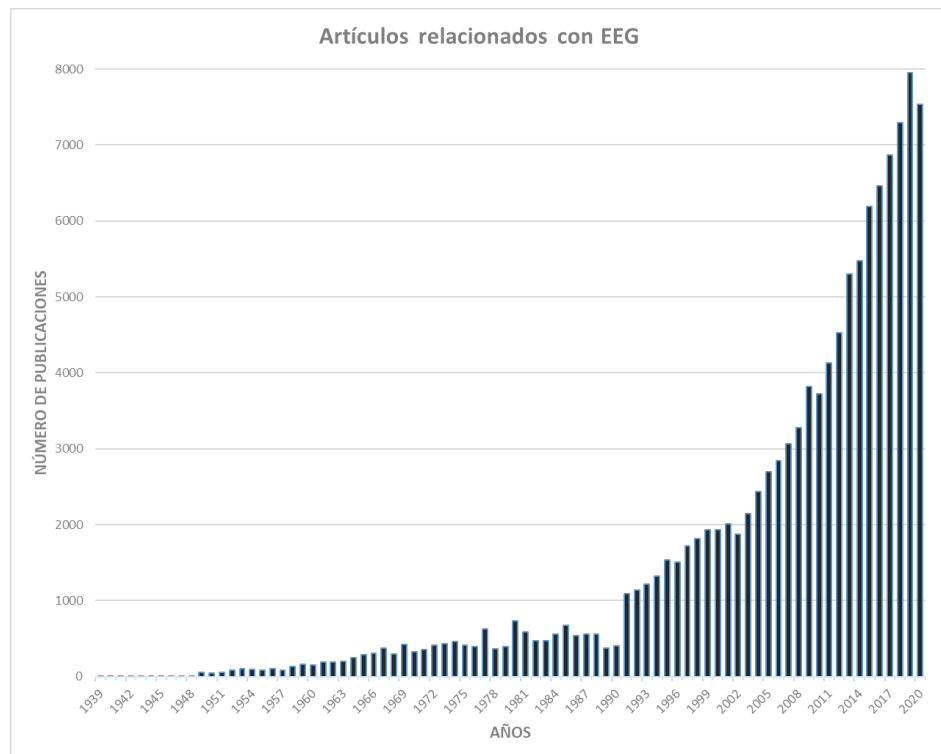


Figura 1.1: Número de artículos relacionados con EEG

Como se ha mencionado anteriormente, el estudio del EEG ya no se

centra únicamente en el ámbito médico (detección y diagnóstico), si no que se ha ido extendiendo por diferentes vías. Una de las principales vías como se ha mencionado son los BCI, ya que una vez que se ha registrado la señal EEG, por qué no aprovechar esa información obtenida del registro, se procesa y se puede utilizar para comunicarnos con un ordenador, de esta forma surgieron las Interfaces Cerebro - Computador (BCI). Los primeros BCI fueron diseñados para ayudar a personas con discapacidades motrices, sin embargo en estos días estos BCI coexisten con nuevas aplicaciones móviles para hacerlos más cercanos al público general y poder trabajar en situaciones fuera de un laboratorio.

1.3. Estructura de la memoria

A continuación, seguirán los siguientes capítulos: el Capítulo 2 nos planteamos los objetivos de desarrollo de la mejora del RABio w8, el Capítulo 3 mostraremos un breve resumen de como ha ido evolucionando la tecnología de adquisición EEG desde que se comenzó a investigar, así como los distintos sistemas de adquisición de bioseñales, en el Capítulo 4 explicamos los fundamentos de las señales EEG, las características de los BCI, y su fundamento teórico, en los Capítulos 5 veremos los requisitos del sistema y los antecedentes del diseño anterior respectivamente. El diseño y la implementación del nuevo sistema lo veremos en el Capítulo 6, en el Capítulo 7 veremos el presupuesto que supone el nuevo diseño y en el Capítulo 8 haremos las pruebas y validaciones suficientes para asegurar el correcto funcionamiento del sistema desarrollado. Para finalizar, en el Capítulos 9 y tendremos las conclusiones del trabajo.

Capítulo 2

Objetivos

El objetivo de este Trabajo Final de Máster es la mejora de un sistema de captación y transmisión de los biopotenciales, para su posterior procesamiento. A parte de poder captar hasta 24 canales EEG diferentes con respecto a los 8 del anterior diseño, el nuevo sistema es capaz de captar el Electrocardiograma (ECG) y la resistencia galvánica de la piel (GSR, *Galvanic Skin Response*), además de incluir una Unidad de Medición Inercial (IMU), para poder monitorizar la posición del sistema inalámbrico. El diseño final reúne las ventajas de muchas soluciones comerciales además de incluir un mayor control temporal.

Otro de los objetivos del nuevo sistema es garantizar que toda la trama de datos que se obtengan del usuario se transmitan al dispositivo de manera segura. Por eso el sistema dispone de un microcontrolador que se encarga de la construcción de las tramas de toda la información obtenida de los distintos sistemas, incluyendo el tiempo entre tramas para llevar un control temporal, e incluyendo una cabecera con la información temporal y que dispositivo había transmitido nueva información. Esta información se puede transmitir tanto por vía WiFi como por Bluetooth.

Como objetivo personal, el hecho de desarrollar un sistema completo de captación de bioseñales con transmisión de datos mediante un medio inalámbrico (Bluetooth/Wi-Fi) suponía un reto, ya que durante el curso del grado y el máster, se ha visto cómo hay que realizar el diseño de un sistema electrónico completo pero no se realizó ningún diseño tan complejo como el realizado durante el Trabajo Fin de Máster.

Capítulo 3

Estado del arte

Los primeros ensayos sobre la captación de la señal eléctrica asociada a la actividad cerebral se remontan a 1875, cuando Caton mostró los cambios eléctricos producidos durante el reposo o actividad motora en un animal con el cerebro expuesto. Fleischl von Marxow (1883), Beck (1890), Gotch y Horsley (1891) entre otros contribuyeron con información sobre este fenómeno que sugería que el sistema nervioso central de los animales poseían propiedades eléctricas relacionadas con las encontradas en el nervio periférico y el músculo. Prawdicz-Neminski (1913, 1925) describió seis tipos de ondas que llamó “*electrocerebrogram*” del perro, y fue el primero en intentar clasificar sus observaciones [20].

No fue hasta 1929 que Berger publicó la primera grabación de actividad eléctrica de un cerebro humano. La realizó en un cráneo sin abrir y con un galvanómetro Siemens, por lo que las desviaciones fueron pequeñas y poco convincentes. Por este motivo sus estudios preliminares no fueron muy reconocidos hasta que Adrian y Matthews (1934) aportaron una confirmación minuciosa y respetable, ya que confirmaron que con un equipo técnico adecuado, las ondas eléctricas del cerebro humano podían ser observadas con menos problemas que los potenciales de acción provenientes de las preparaciones de fibras nerviosas individuales de la electrofisiología de la época [20].

Los primeros estudios realizados con EEG estaban basados en epilepsia (crisis convulsivas tónico-clónicas) y en tumores cerebrales, ya que mostraban anomalías en las ondas cerebrales más consistentes. Hyland et al. en 1939 [21] demostraron la utilidad que tenía el EEG junto con la observación clínica para estudiar la epilepsia, ya que realizaron ensayos clínicos con pacientes con epilepsia que estaban bajo tratamiento farmacológico, donde se dieron cuenta de que con el EEG eran capaces de predecir cuando al paciente le iba a dar un ataque epiléptico debido a que se reflejaba un cambio en la onda cerebral (“picos y ondas”, *spike-and-waves*) justo antes de comenzar el ataque epiléptico. Walter y Dovey en 1945 [22] realizaron un

estudio donde fueron capaces de localizar tumores cerebrales en pacientes, comprobando su localización en operaciones posteriores o autopsias, ya que observaron diferencias del EEG obtenido cuando los tumores se localizaban en la corteza o cuando eran profundos. Cobb en 1945 [23] realizó un estudio más amplio donde se consideraron 1.316 casos (245 casos de epilepsia sin conocer la causa, 532 casos de lesiones de cabeza, 229 casos de tumores, 11 casos de abscesos¹ y 299 casos que no entraban en la clasificación anterior). El estudio se realizó utilizando dos canales y buscaban cómo afectaban estas patologías a las señales picos y ondas (aleatorios o rítmicas), en descargas lentas rítmicas hasta 4 Hz y en las demás ondas (rítmicas o no) de menos de 8 Hz y que no sean un ritmo alfa ralentizado, que muestren una respuesta al abrir o cerrar los ojos.

En torno a partir de 1945 se empezaron a realizar avances en la electrónica utilizada en el estudio del EEG, sirviendo de precedentes en la tecnología que se usa hoy en día. En 1945, Dawson y Walter [24] mostraban recomendaciones para el diseño y rendimiento de un aparato de electroencefalografía, donde hablaban de características generales de dichos aparatos semejantes a los actuales (respuesta lineal, amplificación, respuesta en frecuencia, acoplamiento de controles, nivel de ruido, discriminación, construcción, constancia, tiempo de vida y seguridad). Además de estas características, tuvieron en cuenta el diseño para equipamientos multi-canal como acoplamiento entre canales, limitación de la distorsión de arco y la similitud de los canales. Offner en 1950 [6] describió un método para obtener la referencia de todos los electrodos que se utilizaban a la hora de realizar el EEG, ya que si se disponían de un número elevado de dipolos colocados al azar y orientados de forma aleatoria, se obtendría una media bastante constante cercana a cero, por lo tanto era complicado encontrar un punto de referencia adecuado. En la figura 3.1 podemos ver el circuito que propuso para la medida de la referencia, el cual se puede ver como todos los canales influyen a la hora de calcular la referencia, teniendo en cuenta que el valor de las resistencias deben de ser mayor en comparación con la resistencia de los electrodos, pero lo suficientemente bajo para que el paralelo de dichas resistencias no afecten en la resistencia serie del circuito (valores entre 500 k Ω y 2 M Ω). Yoshii y Tsukiyama en 1951 [25] compararon tres métodos diferentes de obtención de las señales EEG del cerebro utilizando ratas blancas: método de electrodos cutáneos (fijando pequeños electrodos de disco al cuero cabelludo), método de chinchetas (introdujeron alfileres de hierro en el cráneo a través del cuero cabelludo) y método directo (introdujeron pequeños electrodos de disco de plata en el cráneo y se fijaron en la superficie de la duramadre²), demostrando que de los tres métodos de estudio, el método directo es que el conseguía resultados más precisos. Degelman en 1952 [26] desarrolló un

¹RAE: Acumulación de pus en los tejidos orgánicos.

²RAE: Meninge externa de las tres que tienen los anfibios, reptiles, aves y mamíferos.

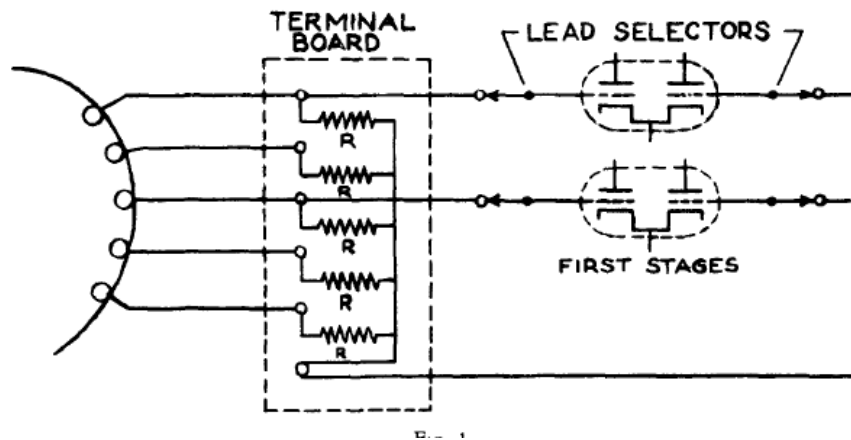


Figura 3.1: Esquemático de la conexión del electrodo de referencia monopolar medio. Solo se muestran 5 electrodos, actualmente se pueden usar 12 o más[6]

mecanismo que era capaz de representar los registros de EEG de una manera más fiable, debido a los problemas que había en la época para representar señales provenientes de los estímulos eléctricos, acústicos o visuales utilizados, ya que podían ser inferiores de 1 ms de duración, de baja amplitud y se pueden repetir periódicamente de 1 Hz a 60 Hz o en intervalos aleatorios, por lo que no se podían aplicar los pulsos directamente al bolígrafo, sino que había que amplificarlos y aumentar su duración lo suficiente para hacer funcionar el mecanismo del bolígrafo.

Todos estos estudios fueron un precedente para los dispositivos que tenemos hoy en día. Debido a los avances en la tecnología se comenzaron a utilizar en la práctica clínica no solo en investigación, lo que dio la posibilidad de monitorizar las señales EEG en los pacientes.

Otro gran avance fue a partir de los 90s, donde se empezaron a desarrollar dispositivos de lectura de EEG digitales, los cuales remplazaban los costosos y aparatosos dispositivos que se utilizaban antes. En lugar de necesitar de un dispositivo que imprimiera en papel la señal leída, en este caso se dispone de una pantalla donde se puede representar los datos leídos, así como ser capaces de enviar dichos datos leídos a un servidor para poder procesarlos y almacenarlos. Además de este cambio importante, esta digitalización del dispositivo supuso una mejora con respecto a los dispositivos anteriores, ya que los nuevos dispositivos son más inmunes al ruido y las interferencias y se consiguen SNR más altas.

En la tabla 3.1 podemos ver un resumen de los principales avances que se han ido alcanzando a lo largo de la historia desde que se documentó el primer uso del EEG:

| | |
|---------------|---|
| 1928 - 1938 | Primera medición de EEG realizado en humano con electrodos extracraneales llevado a cabo por Berger, Adrian y Matthews |
| 1937 - 1945 | Estudios realizados por Grey Walter, Gibbs, Gibbs y Lennox mostraron cambios respecto a la epilepsia y cuando la investigación podía ser utilizada clínicamente |
| 1950s - 1960s | Se empezaron a monitorizar EEG de 8 a 16 canales en prácticas clínicas, no solo en investigación |
| 1970s | Primer uso de un CCTV (Circuito Cerrado de Televisión) vinculado a un EEG analógico |
| 1980s | Se introduce el EEG de hospital analógico de 3 o 4 canales para la monitorización a largo plazo |
| 1990s - 2005 | Los dispositivos EEG digitales comienzan a remplazar gradualmente los sistemas de grabación analógicos. |
| 2005 - actual | EEG digital con vídeo simultáneo tanto para la grabación estándar como para la telemetría y la monitorización en hospital |

Tabla 3.1: Una breve historia del EEG[16]

Algunas soluciones actuales comerciales disponibles en el mercado las podemos ver en la tabla 3.2, donde mostramos algunas de las principales características:

Teniendo en cuenta los distintos dispositivos que se comercializan en el mercado y atendiendo a las características necesarias para el dispositivo que vamos a diseñar, vamos a ver los distintos integrados que se han buscado.

El integrado que se encargara de la lectura de las distintas señales de nuestro sistema y las transmitirá hacia el PC donde podremos trabajar con dichas señales será el microcontrolador (μCU). En nuestro caso partiremos del μCU utilizado en la versión anterior a nuestro diseño, el *PIC18F27J53*, que tiene un encapsulado de 28 pines, sin embargo viendo que van a ser necesarios el control de un número mayor de señales se decide optar por una versión superior, el *PIC18F47J53*, que dispone de un encapsulado de 44 pines.

Para la lectura de los biopotenciales se han evaluado distintas opciones para el diseño, dos de *Texas Instruments* de la familia *ADS129x* y dos de *Intan Technologies* de la familia *RHA2000*. En la tabla 3.3 podemos ver una comparativa entre los distintos integrados.

Para el envío de los datos desde el dispositivo hasta el PC donde trataremos dichos datos, se han barajado distintas tecnologías inalámbricas: Bluetooth, WiFi, Zig Bee y comunicación móvil.

| Dispositivo | Canales | Resolución (bits/canal) | Alimentación | Conectividad | Precio (€) | Ruido (μV_{rms}) | Otras características |
|--------------------------|----------------------|-------------------------|------------------|---------------------|----------------------------|-------------------------|----------------------------|
| g.HIamp | 16, 32, 80, 144, 256 | 24 | 5 V DC | USB | 15.900 (16) 25.900 (32) | <0.5 | — |
| g.Nautilus Pro | 8, 16, 32 | 24 | Batería LiIon | WiFi 2.4 GHz | 10.800 (16) 19.251 (32) | <0.6 | Acelerómetro |
| g.USBamp Research | 16 | 24 | 5 V DC | USB | 11.900 | 0.4 | — |
| Cyton Biosensing | 8 | 24 | 6 V (4 pilas AA) | RFduino | 499.99 \$ | 1 | — |
| Cyton + Daisy Biosensing | 16 | 24 | 6 V (4 pilas AA) | RFduino | 949.99 \$ | 1 | — |
| Versatile | 8, 16, 32 | 24 | Batería LiPo | Bluetooth 2.1 + EDR | — | < 4 | IMU Tarjeta SD |
| Enobio | 8, 20, 32 | 24 | Batería LiIon | WiFi IEEE 802.11g | 12.500 (20) | < 1 | Acelerómetro Tarjeta SD |
| CGX Quick-20r v2 | 21 EEG + 2 ExG | 24 | 2 pilas AA | Bluetooth LE | 20.000 \$ | < 1 | Acelerómetro |

Tabla 3.2: Comparación dispositivos comerciales

| | ADS1298 | ADS1299 | RHA 2116 | RHA 2132 |
|----------------------------|-----------|-----------|----------|----------|
| Canales | 8 | 8 | 16 | 32 |
| Ruido (μV_{rms}) | 4 | 1 | 2 | 2 |
| Resolución (bits/canal) | 24 | 24 | — | — |
| Consumo max (mW) | 6 | 40 | 7.8 | 15.4 |
| <i>Data rate</i> (SPS) | 250 - 16k | 250 - 32k | 62.5k | 31.25k |
| Ganancia | 1 - 24 | 1 - 24 | 200 | 200 |
| Alimentación (V) | 5 | 3.6 | 3.6 | 3.6 |
| Precio (€) | 52 | 39 | 176 | 261 |
| CMRR (dB) | 110 | 115 | 82 | 82 |
| Comunicación | SPI | SPI | SPI | SPI |

Tabla 3.3: Comparación de sistemas de captación y amplificación de biopotenciales

Además de los biopotenciales de EEG, se requiere que el sistema sea capaz de medir señal GSR, por lo que se han visto dos módulos que nos permiten la lectura de dicha señal, el *Grover - GSR* y *CJMCU - 67010*. En la tabla 3.4 podemos ver una comparativa entre ambos.

| | Grover - GSR | CJMCU - 67010 |
|------------------|--------------|---------------|
| Alimentación (V) | 3.3/5 | 5 |
| Sensibilidad | Ajustable | No ajustable |
| Señal entrada | Resistencia | Resistencia |
| Señal salida | Analógica | Analógica |

Tabla 3.4: Comparación de sistemas de captación y amplificación de GSR

Para finalizar, vamos a ver en la tabla 3.5 las distintas IMU que se han visto para incluir en el diseño, se han evaluado dos de *InvenSense* el *MPU - 9250* y el *ICM - 20948*, y uno de *ST*, el *LSM9DS1*.

| MPU-9250 | ICM-20948 | LSM9DS1 |
|--|--|---|
| Giroscopio 3-ejes | Giroscopio 3-ejes | Giroscopio 3-ejes |
| Acelerómetro 3-ejes | Acelerómetro 3-ejes | Acelerómetro 3-ejes |
| Magnetómetro 3-ejes | Magnetómetro 3-ejes | Magnetómetro 3-ejes |
| VDD = (2,4 - 3,6) V | VDD = (1,71 - 3,6) V | VDD = (1,9 - 3,6) V |
| ID = 3,7 mA | ID = 3,11 mA | ID = 4,6 mA |
| I2C a 400 kHz | I2C a 400 kHz | I2C |
| SPI a 1 MHz | SPI a 7 MHz | SPI |
| ADC de 16 bits | ADC de 16 bits | — |
| Sensor de temperatura | Sensor de temperatura | Sensor de temperatura |
| Procesador Digital de Movimiento (DMP) | Procesador Digital de Movimiento (DMP) | Funciones de detección de posición y movimiento |

Tabla 3.5: Comparación de las IMU

Capítulo 4

Fundamento teórico

4.1. El sistema nervioso

El sistema nervioso nos permite percibir nuestro entorno. Nuestra personalidad, actitud, inteligencia, coordinación y muchas otras características son el resultado de complejas interacciones que tienen lugar en el sistema nervioso. Desde el entorno se recibe información y se transmite hacia el encéfalo o la médula espinal. Una vez esta información sensitiva es procesada e integrada se inicia la respuesta motora adecuada. [8] [7]

El sistema nervioso humano se divide en **sistema nervioso central (SNC)** y **sistema nervioso periférico (SNP)**. El SNC está formado por el encéfalo y la médula espinal. Debido a su localización en el interior del cráneo y de la columna vertebral, estas estructuras son las más protegidas del cuerpo. El SNP se compone de nervios que conectan el encéfalo y la médula espinal con estructuras periféricas. En la figura 4.1 podemos ver ambos sistemas nerviosos. [8]

4.1.1. Las neuronas

A nivel histológico, el sistema nervioso se compone de **neuronas** y **células gliales**. Las neuronas, como unidades básicas estructurales y funcionales del sistema nervioso, están especializadas en recibir información, transmitir impulsos eléctricos e influir en otras neuronas o tejidos efectores, mientras que las células gliales son células de sostén, que aunque no son capaces de emitir señales eléctricas, tienen varias funciones esenciales en el cerebro adulto y en desarrollo. Las células gliales son más numerosas que las neuronas en el cerebro, superándolas en una proporción de casi tres a uno. La principal distinción es que las células gliales no participan directamente en las interacciones sinápticas y la señalización eléctrica, aunque sus funciones de apoyo ayudan a definir los contactos sinápticos y a mantener las capacidades de señalización de las neuronas. Aunque las células gliales también tienen procesos complejos que se extienden desde sus cuerpos celulares, estos son

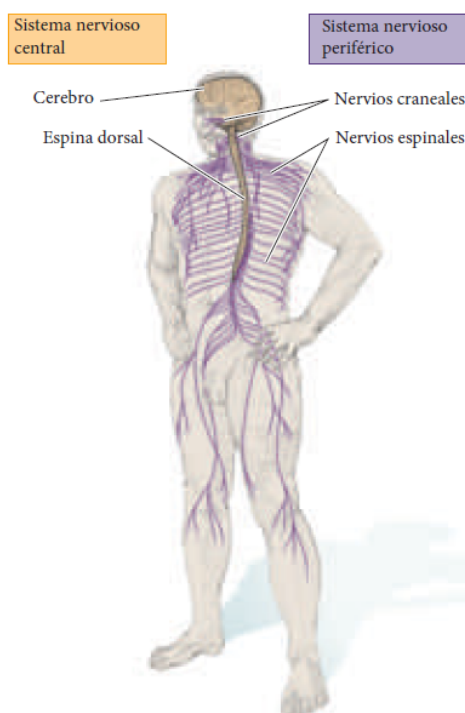


Figura 4.1: Sistema nervioso central y Sistema nervioso periférico [7]

generalmente menos prominentes en las ramas neuronales, y no sirven para los mismos propósitos que los axones y las dendritas. [8] [7]

Las neuronas están compuestas por las mismas proteínas que forman otras células que se encuentran en el cuerpo humano, sin embargo su organización distintiva es fundamental para la estabilidad y función de los procesos neuronales y las uniones sinápticas, ya que están claramente distinguidas para su especialización en la comunicación intercelular. Este atributo es evidente en su morfología general, en la organización específica de sus componentes de la membrana para la señalización eléctrica, y en sus complejidades estructurales y funcionales de los contactos sinápticos entre las neuronas. La neurona (ver imagen 4.2) consta de un **cuerpo celular** (**pericarion** o **soma**) y de las prolongaciones que parten de él. En conjunto, los somas constituyen la **sustancia gris** del SNC. Los grupos de somas neuronales que tienden a compartir funciones específicas en el SNC se denominan núcleos. Las **dendritas** son prolongaciones que se ramifican cerca del cuerpo celular y son el objetivo principal para la entrada sináptica de otras neuronas. El número de entradas que una neurona en particular recibe depende de la complejidad de su árbol dendrítico, es decir, las células nerviosas que carecen de dendritas están inervadas por sólo una o unas pocas células nerviosas, mientras que las que tienen dendritas cada vez más elaboradas

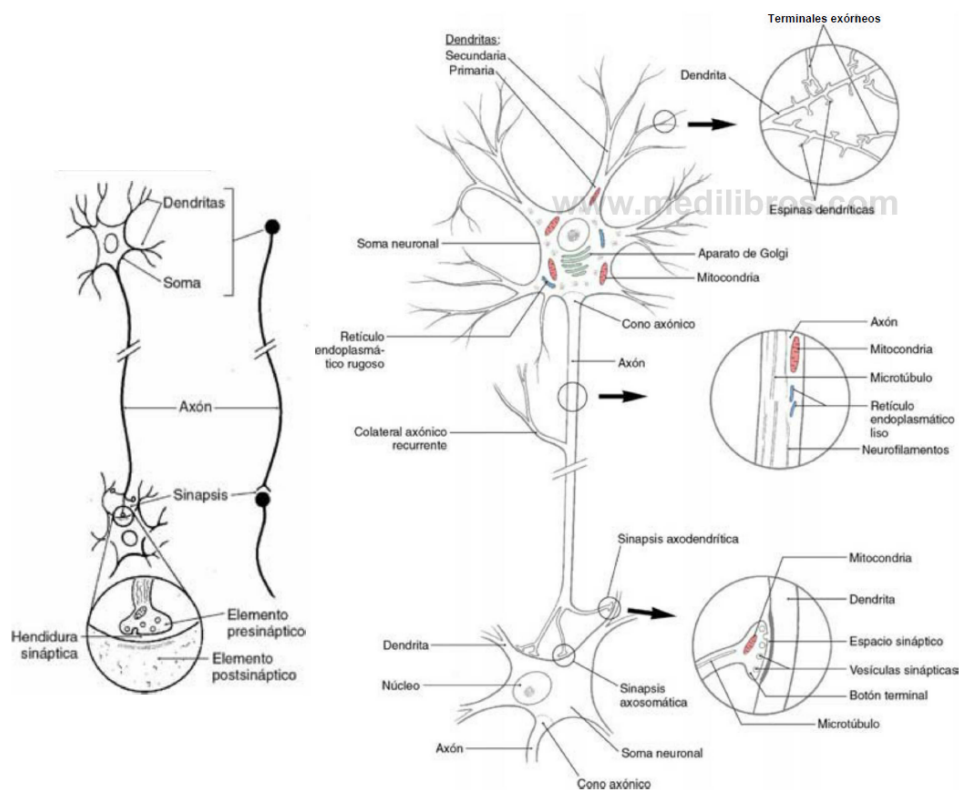


Figura 4.2: Esquema de una neurona [8]

están inervadas por un número proporcionalmente mayor de otras neuronas. La información transmitida por las sinapsis en las dendritas neuronales se integra y se “lee” en el origen del **axón**, que es una prolongación única y más larga especializada en la conducción de la señal hasta el siguiente lugar de interacción sináptica. La mayoría de las células nerviosas del cerebro humano tienen axones de no más de unos pocos milímetros de longitud, y unas pocas no tienen ningún axón. La **sustancia blanca** del SNC está formado por haces de axones envueltos en una vaina aislante de lipoproteína denominada **mielina**. El axón finaliza en estructuras especializadas denominadas **sinapsis** o, en caso de inervar músculos, **placas motoras terminales (uniones neuromusculares)**, que funcionan de forma similar a las sinapsis. [8] [7]

La sinapsis general corresponde al tipo más frecuente en el SNC, habiéndose denominado a veces **sinapsis electroquímica**. Se compone de un **elemento presináptico**, que es parte de un axón; un espacio o **hendidura sináptica**, y la **región postsináptica** de la neurona o estructura efectora inervada. El número de entradas sinápticas recibidas por cada célula nerviosa en el sistema nervioso humano varía de 1 a 100.000. Este rango refleja un propósito fundamental de las células nerviosas, es decir, integrar

la información de otras neuronas. El número de contactos sinápticos de diferentes neuronas presinápticas que hay en una célula en particular es un determinante importante en la función de la neurona. [8] [7]

4.1.2. Potencial de acción

Los axones relativamente cortos son una característica de las neuronas de los circuitos locales o de las interneuronas en todo el cerebro, mientras que los axones de las neuronas de proyección se extienden a objetivos lejanos. El evento eléctrico que transporta señales a través de tales distancias se denomina **potencial de acción**, que es una onda autorregeneradora de actividad eléctrica que se propaga desde su punto de inicio en el cuerpo de la célula hasta el extremo del axón donde se establecen los contactos sinápticos. Los procesos químicos y eléctricos por el que la información codificada por los potenciales de acción se transmite en los contactos sinápticos a la siguiente célula se denomina **transmisión sináptica**. Las terminales presinápticas y sus especializaciones postsinápticas son típicamente sinapsis química, el tipo más abundante de sinapsis en el sistema nervioso. El otro tipo de sinapsis, la sinapsis eléctrica es más rara dentro del sistema nervioso. El potencial de acción provoca la liberación de una sustancia neuroactiva (un **neurotransmisor**, **neuromodulador** o **neuromediador**) desde el elemento presináptico hacia la hendidura sináptica. Los orgánulos secretores del término presináptico de las sinapsis químicas son las **vesículas sinápticas**. El posicionamiento de las vesículas sinápticas en la membrana presináptica y su fusión para iniciar la liberación de neurotransmisores está regulado por una serie de proteínas dentro de la vesícula o asociadas a ellas. Los neurotransmisores liberados por las vesículas sinápticas modifican las propiedades eléctricas de la célula objetivo al unirse a los **receptores de neurotransmisores**, que se localizan principalmente en la especialización postsináptica. [8] [7]

Los potenciales de acción son cambios rápidos del potencial de membrana que se extiende rápidamente a lo largo de la membrana de fibra nerviosa. Cada potencial de acción comienza con un cambio súbito desde el potencial de membrana negativo en reposo normal hasta un potencial positivo y después termina con un cambio casi igual de rápido de nuevo hacia el potencial negativo. La figura 4.3 muestra gráficamente los cambios sucesivos del potencial de membrana durante unas pocas diezmilésimas de segundo, ilustrando el inicio explosivo del potencial de acción y la recuperación, que es casi igual de rápida. [9]

Las sucesivas fases del potencial de acción son las siguientes [9]:

1. **Fase de reposo.** este es el potencial de membrana en reposo antes del comienzo del potencial de acción. Se dice que la membrana está “polarizada” durante esta fase debido al potencial de membrana negativo

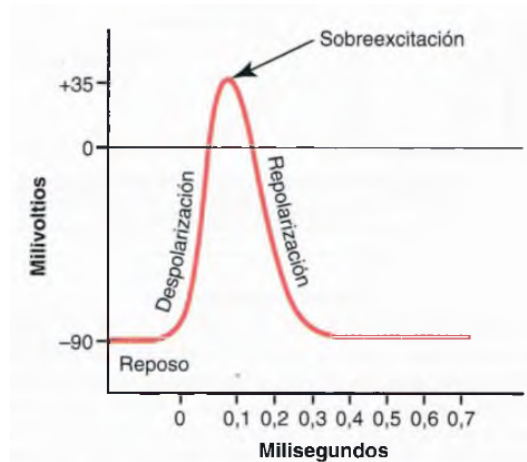


Figura 4.3: Potencial de acción [9]

de -90 mV que está presente.

2. **Fase de despolarización.** En este momento la membrana se hace súbitamente muy permeable a los iones de sodio (Na), lo que permite que un gran número de iones de sodio con carga positiva (Na^+) difundan hacia el interior del axón. El estado “polarizado” normal de -90 mV se neutraliza inmediatamente por la entrada de iones Na^+ , y el potencial aumenta rápidamente en dirección positiva. Este se denomina despolarización. En las fibras nerviosas grandes el gran exceso de iones Na^+ que se mueven hacia el interior hace que el potencial de membrana realmente se “sobreexcite” más allá del nivel cero y que se haga algo positivo. En algunas fibras más pequeñas, así como en muchas neuronas del SNC, el potencial simplemente se acerca al nivel cero y no hay sobreexcitación hacia el estado positivo.
3. **Fase de repolarización.** En un plazo de algunas diezmilésimas de segundo después de que la membrana se haya hecho muy permeable a los iones Na , los canales de sodio comienzan a cerrarse y los canales de potasio (K) se abren más de lo normal. De esta manera, la rápida difusión de los iones de potasio K^+ hacia el exterior restablece el potencial de membrana en reposo negativo normal. Esto se denomina repolarización de la membrana.

4.1.3. Técnicas de imágenes cerebrales

La neuroimagen, o exploración del cerebro, incluye el uso de diversas técnicas para obtener imágenes directas o indirectas de la estructura, la función o la farmacología del cerebro. Existen diferentes técnicas que varían

en función de la tecnología utilizada y que nos permite obtener diferente información del cerebro.

- **Tomografía computarizada (TC):** es una técnica radiológica que mide el efecto que ejercen la densidad tisular y los diferentes tipos de átomos de los tejidos sobre los rayos X que los atraviesan. Los cambios producidos en el haz de rayos X que ha atravesado el tejido se miden mediante detectores. Resulta especialmente útil para observar el cráneo y el encéfalo durante las fases precoces de una hemorragia subaracnoidea [7].
- **Imagen por resonancia magnética (MRI):** se basa en el hecho de que los núcleos de algunos átomos actúan como imanes giratorios, y que si se colocan en un campo magnético fuerte se alinean con el campo y giran a una frecuencia que depende de la intensidad del campo. Si reciben un breve pulso de radiofrecuencia ajustado a su frecuencia de giro, se desalinean con el campo y, a continuación, emiten energía de forma oscilante mientras se realinean gradualmente con el campo. La intensidad de la señal emitida depende del número de núcleos implicados en el proceso. Casi todos utilizan detectores sintonizados con las frecuencias de radio de los núcleos de hidrógeno que giran en moléculas de agua, y así crean imágenes basadas en la distribución del agua en diferentes tejidos. Una cuidadosa manipulación de los gradientes del campo magnético y de los pulsos de radiofrecuencia permite construir imágenes muy detalladas del cerebro en cualquier lugar y orientación con una resolución submilimétrica [7].
- **Tomografía por emisión de positrones (PET):** los isótopos inestables emisores de positrones se incorporan a diferentes reactivos y se inyectan en el torrente sanguíneo. El oxígeno y la glucosa marcados se acumulan rápidamente en las zonas más activas desde el punto de vista metabólico, y las sondas de transmisores marcados son captadas selectivamente por las regiones adecuadas. Cuando el isótopo inestable decae, se produce la emisión de dos positrones que se mueven en direcciones opuestas. Los detectores de rayos gamma colocados de la cabeza registran un “impacto” sólo cuando dos detectores separados 180° reaccionan simultáneamente. A continuación, se pueden generar imágenes de la densidad isotópica de los tejidos que muestran la ubicación de las regiones activas con una resolución espacial de unos 4 mm [7].
- **La tomografía computarizada por emisión de fotón único (SPECT):** es similar al PET en el sentido de que implica la inyección o inhalación de un compuesto radiomarcado, que produce fotones que son detectados por una cámara gamma que se mueve rápidamente alrededor de la

cabeza, obteniendo imágenes tridimensionales. La ventaja con respecto al PET es el radiofármaco utilizado y la cámara que se utiliza, al igual que se realiza en una atmósfera más tranquila y sin tanto ruido [7].

- **Imagen por resonancia magnética funcional (fMRI):** se basa en el hecho de que la hemoglobina en la sangre distorsiona ligeramente las propiedades de resonancia magnética de los núcleos de hidrógeno en su proximidad, y la cantidad de distorsión magnética cambia dependiendo de si la hemoglobina tiene oxígeno unido a ella. Cuando una zona del cerebro se activa esta comienza a utilizar más oxígeno y, en cuestión de segundos, la microvascular cerebral responde aumentando el flujo de sangre rico en oxígeno hacia la zona activa. De esta forma se consigue una resolución espacial de $2 - 3 \text{ mm}$ y temporal de unos pocos segundos, siendo superior a otras técnicas de imagen funcional [7].
- **Espectroscopia del infrarrojo cercano funcional (fNIRS):** es una herramienta eficaz y no invasiva para la monitorización de la oxigenación y la hemodinámica cerebral. Se basa en la absorción de la luz diferencial asociada al nivel de oxígeno presente en la sangre. Su principio es parecido al del fMRI, obteniendo una menor resolución temporal, pero realizado con un equipo de menor coste, por lo que se puede utilizar para analizar regiones más locales en lugar de tener una imagen más general del cerebro [27].

4.2. Electroencefalograma (EEG)

El cerebro humano se estima que comprende un total de 100 billones de neuronas, las cuales tienen aproximadamente 10.000 conexiones con otras neuronas. Esta enorme red neuronal eléctricamente activa puede dividirse en muchas subredes. Las corrientes iónicas presentes en estas subredes causan cambios del potencial extracelular local. La superposición de estas diferencias de potencial se llama **Potencial de Campo Local** (*Local Field Potential, LFP*). Las transmisiones sinápticas y los potenciales de acción se consideran las fuentes principales de LFP. La LFP registrada por un electrodo está dominada por lo tanto por poblaciones cercanas de neuronas, por lo que las fuentes cercanas son las que más contribuyen a la LFP mientras que las más lejanas están sujetas a una fuerte atenuación [10].

El EEG por lo tanto puede medir los potenciales cerebrales a través de distintos tipos de electrodos que se montan a nivel del cuero cabelludo. Estos potenciales medidos son una versión modificada de los LFP, ya que el campo eléctrico decae con el cuadrado de la distancia desde la fuente y la conductancia volumétrica de los tejidos de la cabeza provoca un suavizado

espacial en un área de unos 10 cm^2 . Estas señales provienen de la corteza cerebral y se deben a oscilaciones del flujo de corriente iónica alrededor de las neuronas piramidales que están orientación perpendicular a la superficie de la corteza cerebral [10][17].

4.2.1. Anatomía de la corteza cerebral

El telencéfalo está constituido de dos grandes hemisferios separados entre sí por una fisura longitudinal cerebral profunda. Cada hemisferio tiene una superficie exterior, el **córtex cerebral**. El córtex se extiende a lo largo de elevaciones denominadas **giros** que están separados por hendiduras denominadas **surcos**. Aunque los patrones de los giros y los surcos varían de un individuo a otro, hay algunos puntos de referencia bastante consistentes que ayudan a dividir los hemisferios en cuatro lóbulos. Los nombres de los lóbulos se derivan de los huesos craneales que los recubren: occipital, temporal, parietal y frontal [7][8].

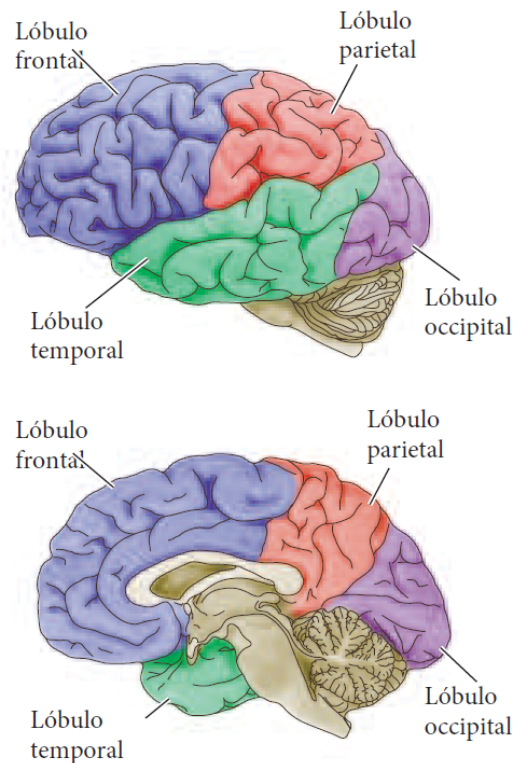


Figura 4.4: Lóbulos del córtex cerebral [7]

- **Lóbulo occipital:** en esta área se lleva a cabo el procesamiento visual y la integración visual [8].

- **Lóbulo temporal:** en esta área se procesa la información auditiva, funciones de memoria y comprensión del lenguaje [8].
- **Lóbulo parietal:** en esta zona se encarga del tratamiento de funciones sensoriales, procesamiento de sensaciones y percepciones somáticas, y lingüísticas. Controla la guía visuomotora de los movimientos en el espacio. El control de la manipulación de objetos, la percepción del alcance y los movimientos también se centran en esta zona [8].
- **Lóbulo frontal:** su principal función es la motora. Además es la parte implicada en actos de resolución de problemas, a parte del lenguaje y emociones [8].

4.2.2. Electrodo

Los electrodos son los encargados de captar las señales procedentes del córtex cerebral y llevar la señal hasta el sistema. En la actualidad existen tres tipos de electrodos diferentes: basados en gel, basados en agua y electrodos secos. En la imagen 4.5 podemos ver diferentes ejemplos de electrodos.

- **Electrodos basados en gel:** este tipo de electrodo se diferencia dependiendo del gel que utilice, pudiendo ser gel abrasivo o hidrogel. El gel abrasivo se usa principalmente junto con electrodos pasivos, mientras que el hidrogel se usa con electrodos activos. Los electrodos activos poseen un pequeño amplificador situado en el propio electrodo que incrementa la robustez de la señal antes de enviarla al amplificador principal. La principal diferencia entre ambos tipos de gel es que el gel abrasivo elimina parte de la piel exterior (estrato córneo) debido a que el estrato córneo es el mayor contribuyente a la impedancia de la piel, con una respuesta en frecuencia que oscila entre $200\text{ k}\Omega$ y $200\ \Omega$ a 1 Hz y 1 MHz respectivamente, para un centímetro cuadrado. Para ambos geles el participante necesita lavarse el pelo después de la medida. [28]
- **Electrodos basados en agua:** estos electrodos utilizan un fieltro u otro material textil empapado en agua o solución salina para conectar el electrodo con la piel. El uso de un tejido empapado para conectar las dos superficies es un método relativamente nuevo y práctico. Este tipo de electrodo debería de proporcionar una señal de muy buena calidad de la señal, el montaje requiere menos tiempo y el participante no necesita lavarse el cabello después de realizar la medición.
- **Electrodos secos:** estos electrodos funcionan sin la necesidad de utilizar una sustancia conductora. Están formados por agujas de aleación metálica o de goma conductora sobre la piel y dependen de pequeñas

cantidades de sudor existentes para conectarse a la piel. Sin embargo, estos electrodos presentan una principal desventaja frente a los artefactos de movimiento.

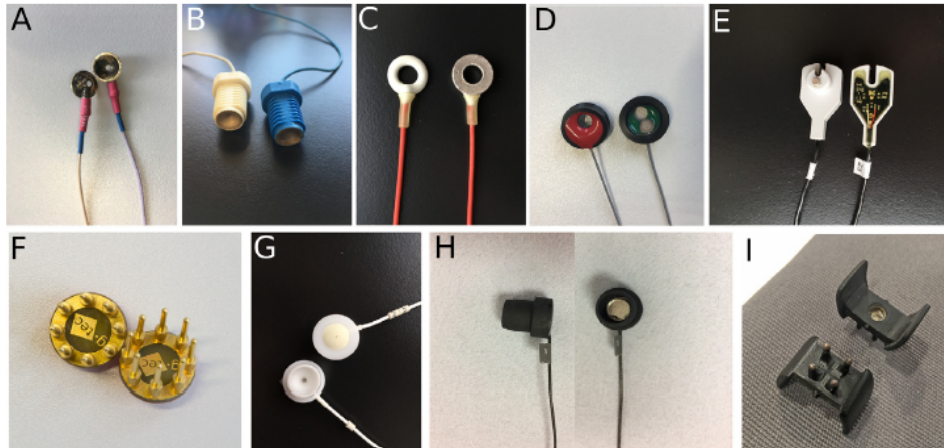


Figura 4.5: Ejemplos de electrodos. (A)Antiguo electrodo de copa, (B)Antiguo electrodo pasivo de AgCl, (C)Electrodo pasivo de anillo de de Ag/AgCl, (D)Electrodo activo de Ag/AgCl basado en gel, (E)Electrodo activo de Ag/AgCl, (F)Electrodo seco pasivo con pines recubiertos de oro, (G)Electrodo pasivo a base de agua, (H)Electrodo pasivo a base de agua, (I)Electrodos secos pasivos con clavijas [10]

Cuando se realiza un estudio de BCI con participantes, se busca maximizar la comodidad y eliminar inconvenientes adicionales (como por ejemplo lavarse el pelo después del estudio). Desde el punto de vista técnico, la calidad de la señal que se mide desde el córtex cerebral debe de ser óptima para que el sistema BCI funcione de forma eficiente, para ello hay que intentar maximizar la SNR leída de los electrodos. Viendo estas dos características necesarias para el desarrollo de un sistema BCI, es difícil conseguir que un sistema que sea fácil de usar y que proporcione, al mismo tiempo, la señal necesaria.

La colocación de los electrodos también es algo importante a la hora de realizar un diseño de un sistema BCI, ya que depende de la zona que se quiera estudiar los electrodos se pueden colocar en algunas zonas del cerebro o en otras, como se vio en la sección 4.2.1. La forma general de colocación de los electrodos viene definido por un estándar internacional llamado “Sistema Internacional 10/20” [11] donde los números 10 y 20 referencian a la distancia entre los electrodos. En la imagen 4.6 podemos ver la colocación de los electrodos según el sistema 10/20.

Las posiciones de los electrodos sobre la cabeza vienen definidos por una letra que acompaña a un número. La letra hace referencia a la zona o lóbulo

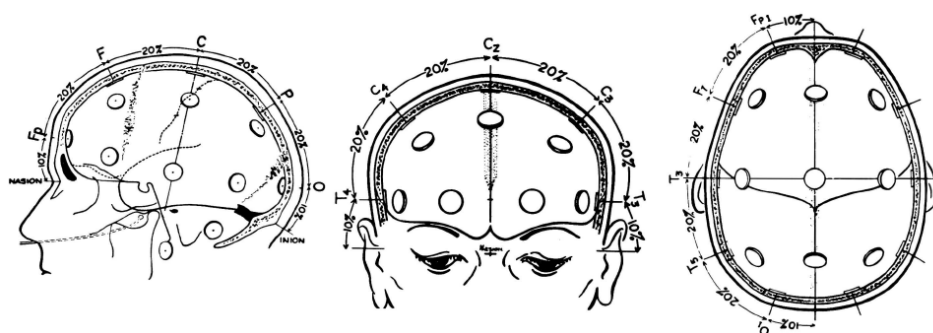


Figura 4.6: Sistema Internacional 10/20 [11]

donde está situado el electrodo:

- 'F', lóbulo frontal
- 'P', lóbulo parietal
- 'T', lóbulo temporal
- 'O', lóbulo occipital
- 'Fp', polo frontal

El número indica la posición del electrodo en cada hemisferio. Los números pares indican el hemisferio derecho mientras que los números impares indican el hemisferio izquierdo. La letra 'Z' hace referencia a la línea central que va desde el nasión hasta el inién.

Dependiendo del tipo de experimento que se vaya a llevar a cabo se suelen utilizar distintos métodos de medida para EEG. Una medida *monopolar* es la medida de un electrodo respecto de un electrodo utilizado como referencia (normalmente situado en el lóbulo de la oreja). Sin embargo, si se quiere obtener una medida diferencial se utiliza una configuración *bipolar*, la cual reduce los artefactos debidos al ruido en modo común a cambio de una distorsión en la forma de la señal. En ocasiones se necesita realizar un promediado entre las señales captadas en una zona concreta, por lo que en este caso se utilizaría una configuración *laplaciana*, en la que varios electrodos se colocan alrededor de un electrodo activo de medida y se usa como referencia un promedio de los electrodos situados alrededor. Si se usa el promedio de todos los electrodos conectados, incluyendo el activo, se denomina *CAR* (*Common Average Reference*). En el caso de que se quiera dar más peso o importancia a unos electrodos que a otros en la medida realizada, se les puede asignar diferentes pesos a cada uno de los electrodos dependiendo de la posición en la que se encuentren y del interés que se tenga, utilizando en este caso una disposición *CSP* (*Common Spatial Patterns*).

4.2.3. Ondas cerebrales

| Ritmos | Frecuencia (Hz) | Características |
|--------|-----------------|---|
| Delta | 0.2 - 4 | Se captan en la región frontal en adultos y en la región posterior en niños. A menudo se captan en situaciones de sueño profundo, meditación y en algunas tareas de atención continua. Trastornos de estas señales están asociados con serios desórdenes mentales |
| Theta | 4 - 8 | Muy común en niños jóvenes, en adultos este tipo de señales suelen aparecer en estados de meditación o sueño, sobretodo en la fase REM. Al igual que las ondas Delta, pueden utilizarse para señalar lesiones y desórdenes mentales |
| Alfa | 8 - 13 | Están relacionadas con estados de relajación, descanso, o simplemente ojos cerrados. Tienen su origen en la corteza visual, si una persona abre los ojos el ritmo desaparece bruscamente |
| Beta | 13 - 28 | Asociadas a situaciones de alerta máxima. Situación normal cuando se está despierto, pensando y en concentración intensa. Sobre la corteza motora, están asociadas a contracciones y movimientos musculares |
| Gamma | 40 - 70 | Se captan cuando se producen un procesamiento sensorial que combina 2 sentidos diferentes. También se observa en experimentos de memoria a corto plazo para el reconocimiento de objetos, sonidos y sensaciones táctiles |
| Mu | 8 - 12 | Se solapa con otras señales. Se captan en el córtex sensoriomotor, muestran el estado de descanso de las neuronas motoras |

Tabla 4.1: Ondas cerebrales [17][10]

4.2.4. Interfaz Cerebro-Computador

Una Interfaz Cerebro-Computador (BCI, *Brain-Computer Interface*) es un sistema capaz de extraer las señales eléctricas generadas por una población de neuronas para poder generar señales de control que se comuniquen con otros dispositivos. Esto nos da la posibilidad de que personas con parálisis o poca movilidad debido a condiciones neurodegenerativas puedan controlar dispositivos externos o sus propias extremidades [10][29][30].

Los investigadores que se dedican al estudio de EEG distinguen entre dos grandes tipos distintos de actividad cerebral. Consecuentemente, hay

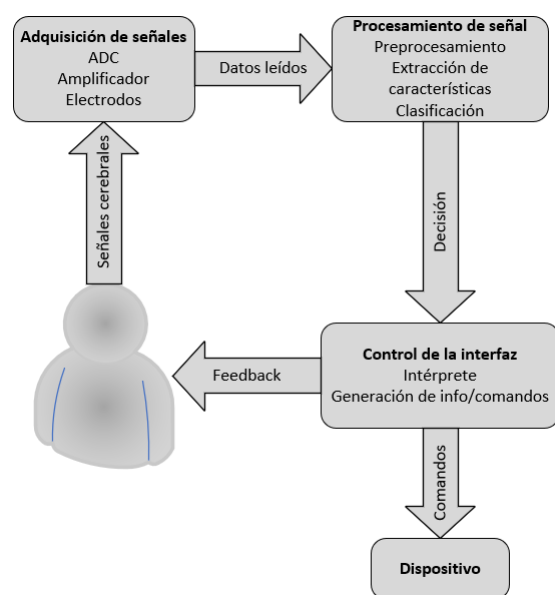


Figura 4.7: Diagrama de bloques de un BCI

dos métodos de BCI no invasivos basados en EEG: EEG continuo, que está basado en los procesos mentales internos y tareas mentales que principalmente generan cambios en el EEG, y los potenciales relacionados con eventos, que están basados en eventos y estímulos externos que provocan un cambio en la actividad cerebral [10][29][30].

EEG continuo

El EEG continuo es la actividad cerebral que está permanentemente en un individuo vivo. En un cerebro sano despierto, la amplitud pico a pico de las señales típicamente están por debajo de los $75 \mu V$ pero a veces se puede incrementar hasta los $100 \mu V$. Una gran porción de la potencia de estas señales provienen de oscilaciones rítmicas en un rango de frecuencia que pueden ir desde menos de 1 Hz hasta alcanzar los 100 Hz. Este rango de frecuencias se subdivide en las ondas cerebrales que vimos en el apartado 4.2.3 [10].

Hay que mencionar que estos ritmos pueden estar vinculados al tiempo de un evento, sin embargo, nunca están vinculados a la fase. Esto significa que, cuando se comparan ensayos similares, el comportamiento de la amplitud puede ser similar, pero las oscilaciones de los ritmos del EEG no tendrán la misma fase. Por lo tanto, con simples técnicas de promedio no es posible extraer información significativa de las señales. Sin embargo, el principal reto en la investigación del BCI es identificar los patrones oscilatorios en el EEG sin conocer el momento en que se establecen, es decir, en una aplicación de

BCI asíncrona un usuario final puede querer utilizar el sistema sin ningún ritmo, estímulo o ayuda externa [10].

Potencial relacionado con evento

Los potenciales relacionados con eventos (ERPs, *Event-Related Potentials*) principalmente están originados por un estímulo externo. Cuando el estímulo es visual, sonoro, táctil o incluso olfativo, se conocen como potenciales evocados. Sin embargo, los ERPs también pueden generarse debido a una acción que realice la persona, es decir, cuando comienza a realizar un movimiento o incluso cuando se tiene la intención o se imagina realizar un movimiento (esto se conoce como imagen motora). Esto se conocen como artefactos de EEG (también pueden darse por interferencia electromagnética del exterior) y es importante evitarlos a toda costa, ya que al producirse un artefacto enmascararían las señales de interés para nosotros, debido a que las señales del cerebro tienen una muy baja amplitud [10].

Las señales debidas al ERP son típicamente de muy baja amplitud, y por ende, es difícil de distinguirlas de las señales leídas del EEG continuo. Sin embargo, si se realiza una presentación repetida del estímulo y se realiza un promedio de la señal del EEG, estos ERPs pueden llegar a ser visibles. Debido a lo que se ha mencionado anteriormente de que el EEG no está vinculado ni en tiempo ni en fase al estímulo, realizar el promediado de la señal aumenta la SNR del sistema.

A continuación se van a presentar distintos tipos de BCIs basados en diferentes ERPs:

- Componente P300 [10][12]

El potencial P300 fue inicialmente descrito por Sutton (1965) como el componente positivo de larga latencia de los potenciales evocados, el cual es mayoritariamente provocada por estímulos visuales o auditivos, aunque se han hecho algunos usando estímulos táctiles. La respuesta P300 es uno de los componentes más populares ERPs, y se denomina así ya que presenta una polaridad positiva (P) que aparece alrededor de los 300 ms después de la presentación de un estímulo. Presentan una gran variabilidad en la latencia del pico que suele establecerse entre 250 y 500 ms y su amplitud varía por término medio entre 5 y 15 μV , siendo normalmente máxima en regiones parieto centrales. Ambos parámetros suelen presentar una correlación negativa, a mayor amplitud, menor latencia.

En cuanto a su morfología, frecuentemente pueden observarse dos componentes: P3a y P3b. La componente P3a (también conocida como “*novelty P300*”) se origina en los mecanismos de atención frontal dirigidos por estímulo durante el procesamiento de tareas mientras que la P3b (también conocida como “*classical P300*”) se origina en la actividad parietal-temporal asociada

con la atención y parece estar relacionada con el consiguiente procesamiento en la memoria. En la figura 4.8 podemos ver la formación de los distintos potenciales mencionados.

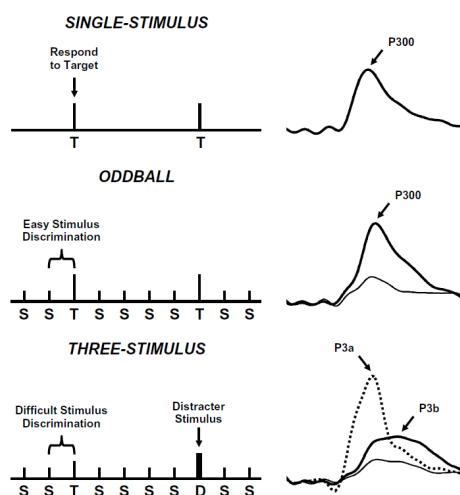


Figura 4.8: Representación de las dos componentes del potencial P300: P3a y P3b [12]

Estos parámetros están sujetos a la influencia de variables individuales tales como la edad y el género, que modifican las características de la P300 y que deben ser conocidas a la hora de su interpretación.

Para obtener la respuesta P300 se usa comúnmente el paradigma “raro” (*oddball paradigm*). Consiste en realizar una secuencia de estímulos (RSVP, *Rapid Serial Visual Presentation*), el cual consiste en dos tipos de estímulos: uno que es percibido como normal, referido como el no objetivo, y uno que es percibido como diferente (“raro, *oddball*”), referido al objetivo. La secuencia consiste en muchos no objetivos, los cuales se establecen como un estímulo normal, y solo unos pocos estímulos objetivos. Para detectar correctamente la señal P300 e incrementar la tasa de transferencia y precisión, las cuales son interdependientes, debemos considerar algunos problemas:

- Parpadeo de la atención: ocurre si el intervalo entre dos objetivos es menor de 500 ms.
- Ceguera por repetición: si dos objetivos idénticos en una cadena de no objetivos son flasheados en intervalos entre 100 a 500 ms.
- Intervalo objetivo – objetivo: la amplitud P300 está relacionada con el intervalo entre eventos objetivos.
- Habitación: la amplitud P300 a veces decrece con la presentación

repetida del mismo estímulo, aunque este no ocurre en algunos paradigmas BCI.

Cuando el usuario pierde la atención en el carácter objetivo, P300 no se provoca, por lo que no es posible una clasificación precisa. Además, los errores humanos afectan a la precisión del BCI P300, lo que debe ser considerado en el diseño de los paradigmas

- Potenciales evocados de estado estacionario [10] [13] [31]

Este potencial aparece como un senoide a la misma frecuencia que la del estímulo, pero a veces es posible que se observe con una frecuencia superior y sus subarmónicos. Se pueden obtener al estimular un órgano sensorial como el oído, vista o incluso tacto. Dentro de las posibilidades, los más utilizados y conocidos son los potenciales evocados de estado estacionario visuales, SSVEP (*Steady State Visual Evoked Potential*), que son potenciales que se registran al producir un estímulo visual que oscila a una frecuencia. Una de las ventajas de este tipo de estímulo es que se pueden presentar varias opciones que estén oscilando a diferente frecuencia, es decir, se pueden presentar dos estímulos a diferentes frecuencias y la señal que tiene una mayor amplitud de las dos, es la que el paciente se encuentra prestando atención. Existen varias teorías sobre como se distribuye la señal por el cerebro, pero su origen se halla en el córtex visual primario (V1). Como se puede ver en la figura 4.9, se obtiene una señal a 10 Hz que es el estímulo que el paciente estaría visualizando.

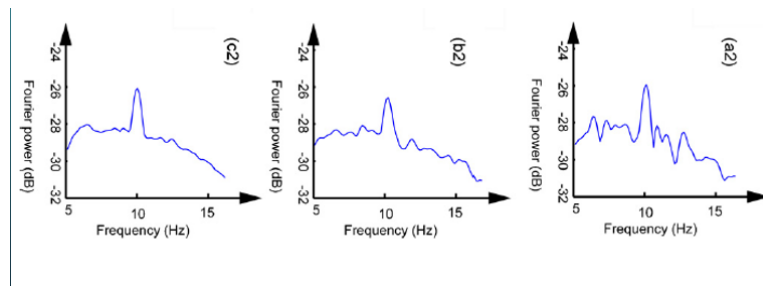


Figura 4.9: Ejemplo de señal a 10 Hz (a2 - 1 intento, b2 - 10 intentos, c2 - 20 intentos) [13]

Para poder generar el estímulo necesario para evocar dicho potencial necesitamos una pantalla LCD, CRT o incluso con LEDs, etc. Hay que elegir que tipo de estímulo se usará en el diseño del ensayo, ya que puede ser un estímulo complejo o simple. Lo que si hay que tener en cuenta que ambos estímulos deben de cambiar su estado de forma periódica, a una frecuencia de entre 3 a 40 Hz.

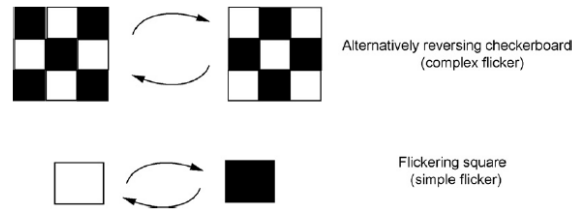


Figura 4.10: Estímulo complejo y simple [13]

4.3. Respuesta Galvánica de la Piel

La respuesta galvánica de la piel (GSR, *Galvanic Skin Response*) es la propiedad del cuerpo humano que provoca una variación continua de las características eléctricas de la piel. La GSR también se le conoce como conductancia de la piel (SC, *Skin Conductance*), actividad electrodérmica (EDA, *Electrodermal Activity*), reflejo psicogalvánico (PGR, *Psychogalvanic Reflex*), respuesta de conductancia de la piel (SCR, *Skin Conductance Response*), respuesta simpática de la piel (SSR, *Sympathetic Skin Response*) y nivel de conductancia de la piel (SCL, *Skin Conductance Level*) [14][32][33].

La teoría tradicional de la GSR sostiene que la resistencia de la piel varía con el estado de las glándulas sudoríparas de la piel. La sudoración está controlada por el Sistema Nervioso Autónomo (SNA), y la conductancia de la piel es un indicativo de la excitación psicológica o fisiológica. Si la rama simpática (SNS) del sistema nervioso autónomo está muy excitada, la actividad de las glándulas sudoríparas también aumenta, lo que a su vez incrementa la conductancia de la piel, y viceversa. De este modo, la conductancia de la piel puede ser una medida de las respuestas emocionales o simpáticas. Las investigaciones más recientes y los fenómenos adicionales (resistencia, potencial, impedancia y admitancia, que a veces responden y a veces son aparentemente espontáneos) sugieren que la GSR es más compleja de lo que parece, y se sigue investigando el origen y el significado de la GSR [14][32][33].

Existen dos tipos de sudoración reconocida generalmente: termoregulatoria, que es cuando el cuerpo completo responde a cambios en el ambiente y suda para regular la temperatura del cuerpo, y emocional (palmar y plantar). Debido a esto hay que tener en cuenta la temperatura ambiente a la hora de realizar un estudio que involucre la medida de la GSR, ya que si no se controla la temperatura de la habitación donde se realiza el ensayo, puede ocasionar que los datos leídos no sean correctos [14][33].

La medida de la GSR suele captarse en las regiones de las manos y los pies, utilizando electrodos cutáneos de fácil aplicación. La mayoría de los electrodos modernos para la lectura de la GSR suelen ser de Ag/AgCl (Plata/Cloruro de plata). Estos electrodos son baratos, robustos, seguros

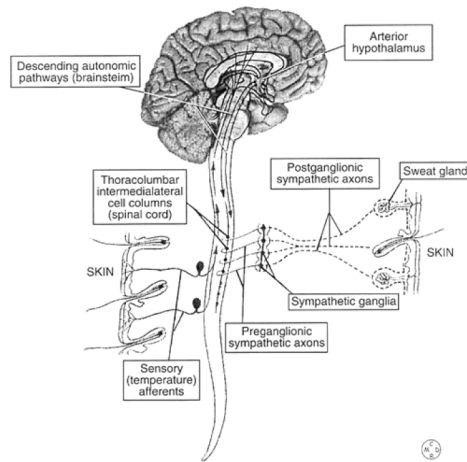


Figura 4.11: Anatomía funcional de las vías sudomotoras [14]

para el contacto humano y transmiten con precisión la señal de la actividad iónica. También se puede aplicar un gel conductor a estos electrodos para mejorar el contacto entre la piel y el electrodo [14][33].

La señal GSR tiene dos componentes, una componente tónica y una componente fásica. Por un lado, la componente tónica es una señal de baja frecuencia que se asocia a la línea base (tendencia) de la señal y sufre ligeras variaciones a lo largo del tiempo. Por otro lado, la componente fásica se corresponde a variaciones rápidas y puntuales, y se asocia directamente a la respuesta ante un estímulo. La GSR suele tener una amplitud de unos pocos milivoltios, y el rango de frecuencias suele ser bastante bajo, por lo que se suelen utilizar frecuencias de muestreo entre 1 y 10 Hz [14][33].

Los investigadores se centran en la latencia y las amplitudes de las ráfagas fásicas con respecto al inicio del estímulo cuando investigan los cambios de la señal de la GSR en respuesta a los estímulos sensoriales (imágenes, vídeos o sonidos). Cuando se producen cambios significativos en la actividad de la GSR en respuesta a un estímulo se denomina respuesta de conductancia de la piel relacionada con eventos (ER-SCR, *Event-Related Skin Conductance Response*). Otros picos de actividad GSR que no están relacionados con el estímulo se denominan respuestas de conductancia de la piel no relacionadas con estímulos (NC-SCR, *Non-Stimulus-locked Skin Conductance Responses*). Utilizando los valores de conductancia de la piel, o el número de picos de la GSR, es posible añadir datos cuantitativos a los estudios de excitación emocional [14][33].

Para la obtención de la GSR en un primer momento se realizaba tanto por medidas de AC como de DC, pero la opción de DC es la que más se ha utilizado. La obtención de la GSR es tan sencillo como aplicar la ley de Ohm, ya que lo que queremos es obtener la resistencia o conductividad

de la piel. En la ecuación (4.1) podemos ver como calcular el valor de la resistencia [32].

$$R = \frac{V}{I} \quad (4.1)$$

Por lo tanto, tenemos dos formas de calcular dicho valor de resistencia, que son los dos métodos distintos de cálculo:

- Método de corriente constante: este método consiste en hacer pasar una corriente constante y medir cuanto varía la tensión.
- Método de tensión constante: este método consiste en fijar una tensión en los extremos del electrodo y medir cuanto varía la corriente que circula por ellos.

Como se puede ver ambos métodos son muy similares, ya que viendo la Ley de Ohm (4.1) se puede ver que la idea es fijar uno de los dos parámetros y medir la variación del otro. Aunque los dos métodos son igualmente válidos, el método de corriente constante es el que más se ha extendido en su uso [32].

Como se ha comentado anteriormente, una de las aplicaciones principales para el uso de la GSR es para detectar las emociones de una persona. Una de las aplicaciones que mas nos puede sonar para utilizar la GSR es el polígrafo (“detector de mentiras”), el cual midiendo la GSR junto con otras señales como las pulsaciones, respiración, presión sanguínea, etc, de una persona, se puede intuir cuando está mintiendo debido a los cambios en de su estado emocional cuando responde a los estímulos. Además de esta aplicación, también se puede utilizar para diagnosticar problemas en el sistema nervioso central [14].

Capítulo 5

Antecedentes y auditoria

5.1. Antecedentes

Este trabajo tiene como precedente un doctorado anterior [34] en el que se desarrollo un sistema completo de captación de señales EEG de 8 canales que enviaba los datos leídos por bluetooth (RABio W8), así como un TFM [35] el cual era una ampliación de dicho sistema el cual soportaba hasta 64 canales (RABio W64).

El principal objetivo, es ampliar dicho proyecto para que sea capaz de captar hasta 24 canales de bioseñales además de incluir lectura de señal GSR a la vez.

También, se le ha añadido al diseño una IMU (*Inertial Measurement Unit*) para poder registrar los movimientos de la cabeza del paciente, ya que estos movimientos pueden afectar en las señales leídas de la corteza cerebral en forma de artefactos y/o se pueden desarrollar estudios donde se vean involucrados dichos movimientos de cabeza para realizar ciertas tareas.

Además de utilizar la tecnología Bluetooth como interfaz inalámbrica usada en la versión anterior, este nuevo proyecto también debe de ser compatible con la tecnología WiFi, pudiendo elegir sobre qué tecnología se va a realizar la transmisión de los datos desde el dispositivo hasta el PC.

5.2. Diagrama de bloques

El esquema general del diseño para el RABio W8 lo podemos encontrar en la figura 5.1, el cual consiste en un sistema de captación de bioseñales mediante electrodos, concretamente los medidos mediante un casco para EEG. Estas señales leídas, debido a su naturaleza son susceptibles al ruido y de bajo voltaje, hay que amplificarlas antes de poder realizar la conversión analógico-digital para posteriormente, un microcontrolador se encargaría de acondicionar dichas señales para poder transmitir las por el módulo de transmisión inalámbrica.

El procesamiento de las señales transmitidas tanto por Bluetooth como WiFi se realizará de forma *offline* o en línea. Para el procesamiento de los datos *offline* el sistema almacenará los datos leídos en un fichero el cual se podrá procesar una vez se haya terminado el ensayo, mientras que para el procesamiento en línea se analizarán y representarán los datos leídos en tiempo real. Este procesamiento se realizará en un ordenador o en un dispositivo móvil mediante una aplicación en la que el usuario será capaz de configurar el tipo de procesamiento que se realizará, elegir cuantos canales estarán activos y será capaz de configurar los parámetros de captación comunicándose con el microcontrolador.

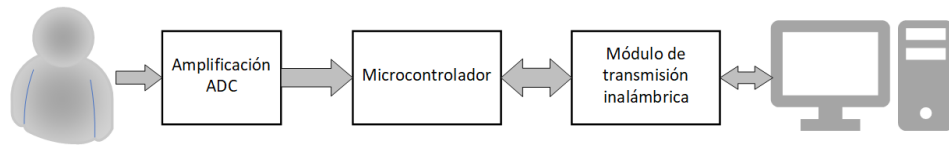


Figura 5.1: Diagrama de bloques general del RABio W8

5.3. Ampliación del diseño anterior

Tras ver el esquema general del dispositivo a desarrollar, en la figura 5.2 podemos ver el diagrama general de nuestra solución.

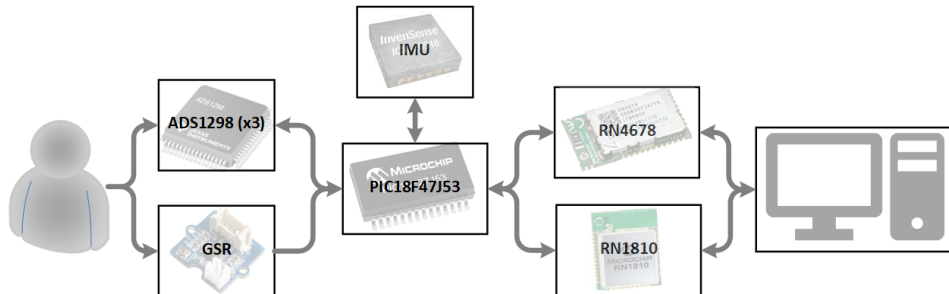


Figura 5.2: Diagrama de bloques general del RABio W24

En este diseño se emplean componentes parecidos a las versiones anteriores [34][35], manteniendo los ADS que en nuestro caso serán tres para tener 24 canales, el microcontrolador utilizado es una versión superior con la que tenemos más patillas para distintas conexiones y el módulo Bluetooth es una versión superior recomendada por el fabricante en sustitución del módulo Bluetooth anterior que está descatalogado. El módulo GSR, WiFi y la IMU son componentes nuevos añadidos para esta mejora de las versiones anteriores. Todos los detalles de la elección de los componentes así como una explicación detallada de cada uno la veremos en el siguiente capítulo.

Capítulo 6

Diseño e implementación

En este capítulo primero vamos a ver cada uno de los componentes que se utilizarán en el diseño y cómo se conectan entre ellos. Después explicaremos de forma detallada el proceso de diseño de la PCB utilizando el *software* de diseño *Altium Designer*, empezando con la creación de las librerías con todos los componentes vistos, realizaremos la conexión de cada componente en el esquemático y finalmente procederemos con el diseño de la PCB para poder fabricarla y realizar las pruebas pertinentes.

6.1. Diseño electrónico

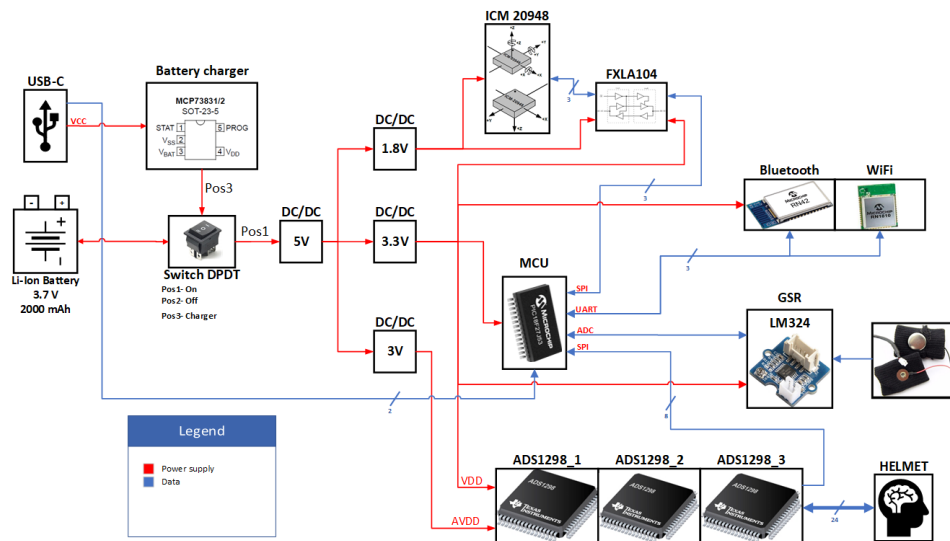


Figura 6.1: Diagrama de bloques del RABio W24

En la figura 6.1 podemos ver el diagrama de bloques del RABio W24, donde podemos ver todos los componentes que se van a utilizar en el diseño.

6.1.1. PIC18F47J53 [1]

El microcontrolador PIC18F47J53 (MCU) es un MCU de 8 bits de bajo consumo y alto rendimiento con compatibilidad USB 2.0. Entre las características principales hay que destacar la inclusión de un modo reposo profundo para aplicaciones de bajo consumo, memoria de alta capacidad para aplicaciones complejas, selección de pines de periféricos para la flexibilidad de diseño en la asignación de pines de E/S, módulo RTCC para aplicaciones en tiempo real y un módulo CTMU para una interfaz de usuario táctil capacitiva.

Las funcionalidades y tareas que desempeña el MCU son muy amplias, por un lado, obtendremos información de las bioseñales vía SPI de los tres ADS, leeremos información de la IMU utilizando una conexión SPI y lectura del módulo GSR mediante un pin analógico del MCU. Esta información que obtenemos de los distintos sistemas la transmitiremos vía Bluetooth o WiFi, mediante conexión UART. Por lo tanto, el MC actúa de pasarela entre los ADS, el módulo GSR y la IMU, y el módulo bluetooth y WiFi. También está encargado de interpretar la señal de sincronización externa recibida por el conector Molex 4 Pin, de esta forma generamos los pulsos que indican los instantes de tiempo en que se transmiten los datos al enlace. Utilizaremos el encapsulado TQFP de 44 pines, de esta forma tenemos suficientes pines para comunicarnos con todos los sistemas.

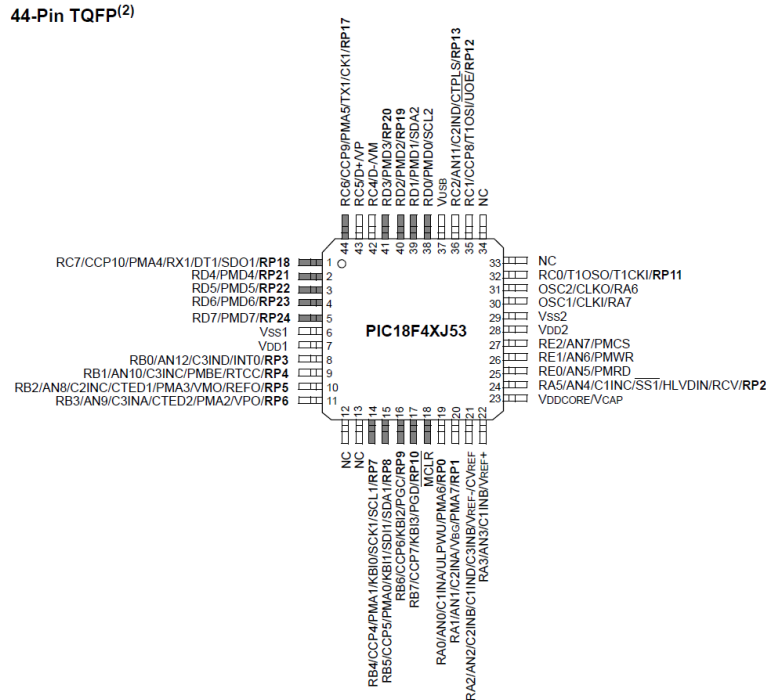


Figura 6.2: *PinOut* del PIC18F47J53

Programación

El PIC18F47J53 permite la programación serial en circuito, ICSP (*In-Circuit Serial Programming*). Es una técnica que permite programar el dispositivo una vez está colocado sobre la PCB. La programación en serie en circuito es una técnica mejorada de ISP (*In-System Programming*) implementada en los PICmicro® de Microchip *One-Time-Programmable* (OTP) y FLASH RISC (MCU) de Microchip. El simple uso de dos pines de E/S para entrada y salida de datos hace que ICSP sea fácil de utilizar y menos intrusivo en el funcionamiento normal del MCU. Las principales características es la reducción del coste de actualizaciones en el sistema, reduce el tiempo de salida al mercado, nos da la posibilidad de programar el sistema mientras se está produciendo, programar, configurar y customizar el sistema una vez está fabricado por si hay necesidad de alguna actualización de firmware.

Los pines que intervienen en la programación son: PGD (*Serial Data*), PGC (*Serial Clock*) y ($\overline{\text{MCLR}}$) que tiene dos modos de funcionamiento, uno como *reset* del dispositivo y otra para la programación y depuración del sistema. Los otros dos pines que nos quedan son el de alimentación y de masa.

Alimentación y conexiones básicas

Las conexiones mínimas que requiere el microcontrolador vienen especificadas por el fabricante y se muestran en la figura 6.3.

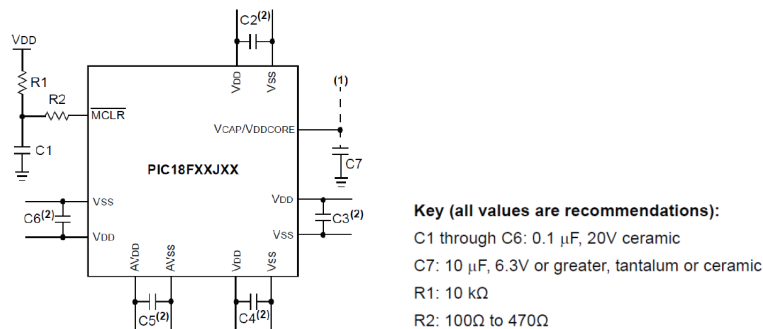


Figura 6.3: Conexiones mínimas del PIC18F47J53

6.1.2. ADS1298 [2]

El ADS 1298 es un “front-end” analógico (AFE) preparado para la lectura de bioseñales de baja amplitud que incorpora todas las características necesarias para la lectura de biopotenciales como el Electrocardiograma (ECG) o Electroencefalograma (EEG). Dispone de 8 amplificadores independientes de ganancia programable (PGA) con un CMRR de 115 dB, conectados a 8

convertidores Delta-Sigma ($\Delta\Sigma$) de 24 bits (ADC). Estos ADC además disponen de una velocidad programable, lo que nos permite frecuencias desde 250 SPS a 32 kSPS. Una vez que obtenemos los datos de los biopotenciales, se multiplexan y son transmitidas mediante SPI.

Todas estas características son configurables mediante registros internos del integrado. Se trata de un sistema integrado complejo que incluye un módulo digital para comunicación en serie mediante una interfaz SPI.

Permite el desarrollo de instrumentación médica de reducido tamaño, consumo y coste. En la figura 6.4 se puede ver la distribución de pines del dispositivo en un encapsulado 64-TQFP, que es el que usaremos en nuestro diseño.

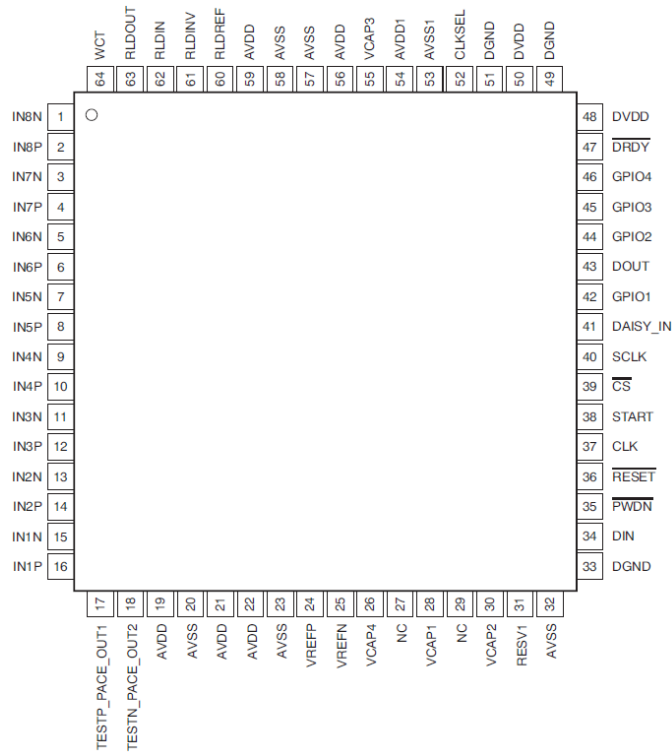


Figura 6.4: *Pin Out* del ADS1298

Arquitectura del ADS1298

Procedemos ahora a explicar cada uno de los bloques principales del ADS1298. En la figura 6.5 se muestra el diagrama de bloques interno del ADS1298.

- *EMI Filter*

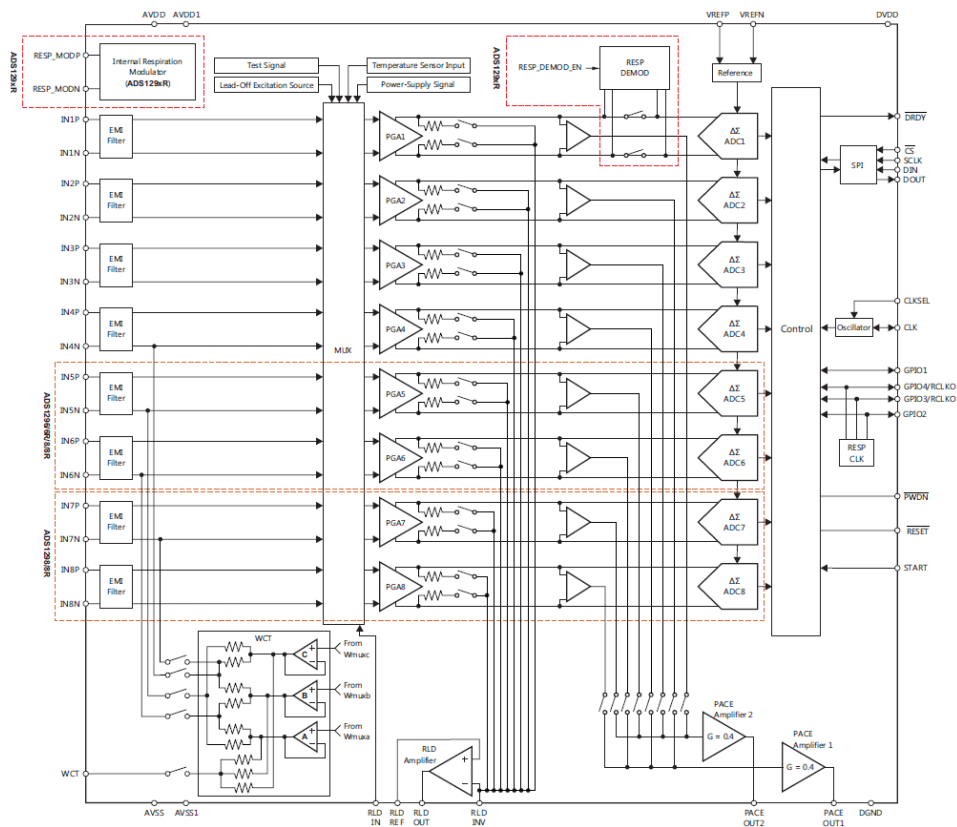


Figura 6.5: Diagrama de bloques funcional del ADS1298

A la entrada de cada uno de los canales, presenta un filtro de interferencias electromagnéticas, cuya función es degradar el campo electromagnético generado por otros dispositivos cercano a éste. Es un filtro RC de -3 dB con un ancho de banda de aproximadamente 3 MHz.

- Estructura de la entrada analógica

Aunque no aparece en el esquema de la figura 6.5, cada entrada analógica (cada canal) tiene un circuito de protección como el que se muestra en la figura 6.6, que limita las señales de entrada a los valores extremos de alimentación analógica.

- Multiplexor de entrada

Cada canal del ADS1298 presenta un multiplexor como el mostrado en la figura 6.7.

Estos multiplexores de entrada son muy flexibles y proporcionan muchas opciones de conmutación de señales, lo que permite la calibración y configuración del dispositivo.

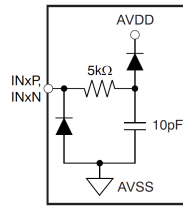


Figura 6.6: Circuito de protección para las entradas analógicas

Entre sus posibilidades nos ofrece medir el ruido intrínseco, testear la amplitud de la señal, la frecuencia, así como dejar pasar la señal del electrodo, entrada cortada, auxiliar diferencial, señal de excitación *lead-off*, *single ended* o diferencial, o bien una medida de temperatura realizada con un sensor interno del integrado.

Todas estas opciones se configuran con el registro CHnSET[2:0] y con el bit RLD_MEAS del registro CONFIG3.

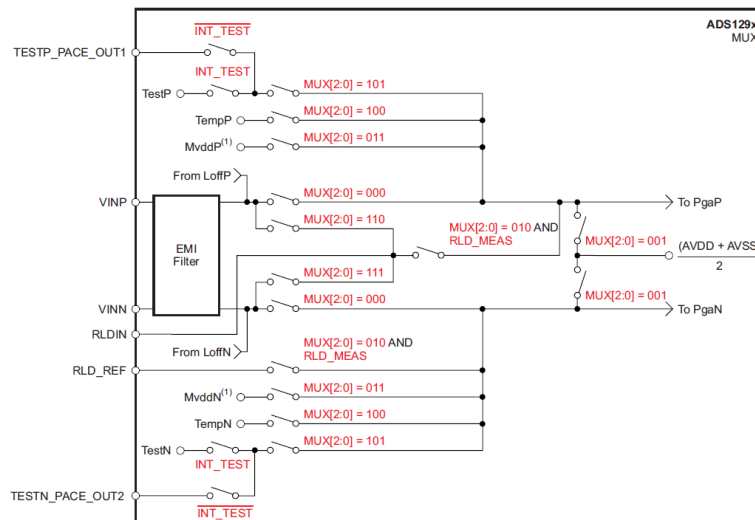


Figura 6.7: Multiplexor de entrada para un solo canal

■ Entrada analógica

La entrada analógica del ADS1298 es completamente diferencial. La entrada diferencial ($INP - INN$) puede estar entre $-V_{REF}/G$ y $+V_{REF}/G$, donde V_{REF} es la tensión de referencia y G es la ganancia del amplificador de ganancia programable (PGA). INP es la entrada de voltaje positiva e INN es la entrada de voltaje negativa.

El rango de entrada den modo común viene dado por la ecuación (6.1).

$$AVDD - 0.2 - \frac{G \cdot V_{MAX_DIFF}}{2} > CM > AVSS + 0.2 + \frac{G \cdot V_{MAX_DIFF}}{2} \quad (6.1)$$

donde:

AVDD: nivel de tensión analógica positiva (3.3 V)

AVSS: nivel de tensión analógica negativa (0 V)

V_{MAX_DIFF} : señal diferencial máxima en la entrada del PGA.

G: ganancia del PGA

CM: rango de señal en modo común

- Amplificadores de ganancia programable (PGA)

El PGA es un amplificador de entrada y salida diferencial. Cada canal tiene uno y se pueden configurar para siete ganancias distintas: 1, 2, 3, 4, 6, 8 y 12. Por defecto presentan una ganancia de 6, pero esto se puede cambiar con el registro CHnSET.

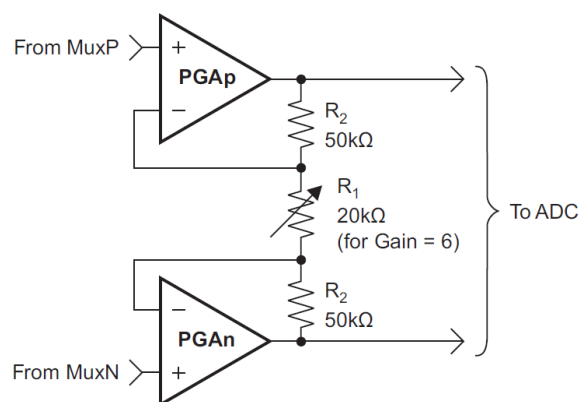


Figura 6.8: Implementación del amplificador de ganancia programable

- ADC Delta – Sigma

Cada uno de los canales del ADS1298 posee también un ADC Delta–Sigma de 24 bits. Este convertidor utiliza un modulador de segundo orden optimizado para aplicaciones de baja potencia.

El modulador puede muestrear a dos velocidades diferentes según se configure en modo de alta resolución (*High Resolution, HR*) o en modo de bajo consumo (*Low Power, LP*). En el caso de HP la velocidad de muestreo

es $f_{MOD} = f_{CLK}/4$ y en el caso de LP es $f_{MOD} = f_{CLK}/8$. El modo de muestreo se puede cambiar en el registro CONFIG1.

Como en el caso de cualquier modulador Delta–Sigma, el ruido del ADS1298 está limitado a $f_{MOD}/2$, como podemos ver en la figura 6.9.

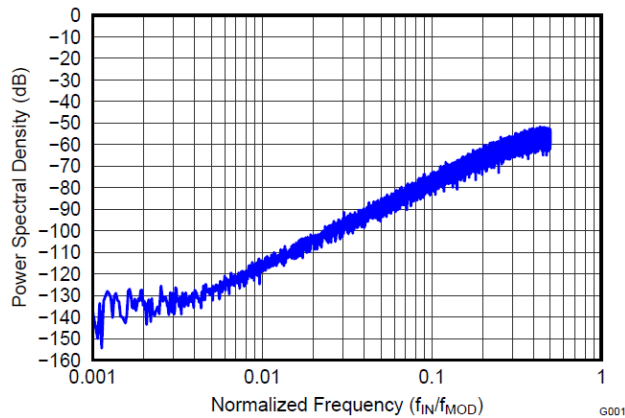
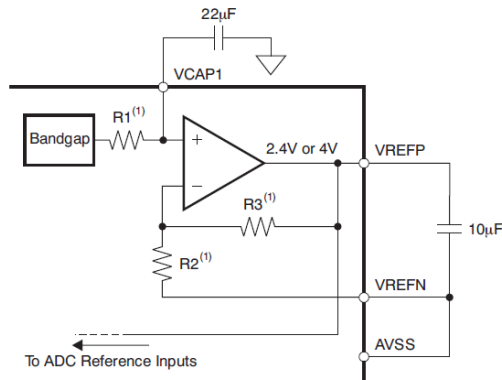


Figura 6.9: Espectro del ruido del modulador hasta $0.5 \times f_{MOD}$

■ Referencia de tensión

El ADS1298 nos ofrece dos formas de obtener la referencia de tensión: interna y externa. En nuestro caso usaremos la interna, para la cual haremos uso de la configuración y conexiones de la figura 6.10.



(1) For $V_{REF} = 2.4$ V: $R1 = 12.5$ k Ω , $R2 = 25$ k Ω , and $R3 = 25$ k Ω . For $V_{REF} = 4$ V: $R1 = 10.5$ k Ω , $R2 = 15$ k Ω , and $R3 = 35$ k Ω .

Figura 6.10: Circuito para usar referencia de tensión interna

Esta configuración nos puede proporcionar dos opciones distintas de referencia de tensión, 2.4 V y 4 V. En nuestro caso como vamos a trabajar con una tensión de 3 V, la referencia interna la configuraremos para obtener 2.4 V.

El bloque *bandgap* produce una tensión fija independientemente de las variaciones de la alimentación y los condensadores externos que se ven en el diagrama actúan como condensadores de desacoplo.

- RLD (*Right Leg Drive*)

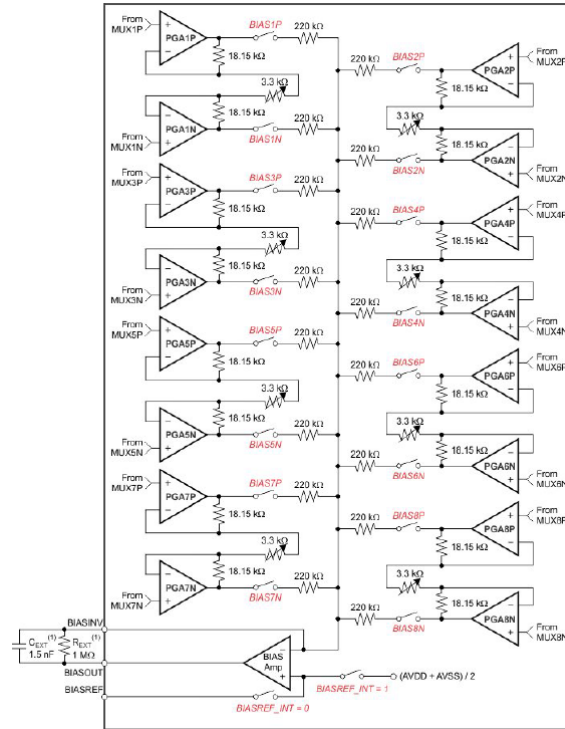


Figura 6.11: Esquema interno de las conexiones RLD

El Rechazo al Modo Común (*Common Mode Rejection, CMR*) es uno de los parámetros más importantes en las aplicaciones de EEG. En un sistema EEG hay una gran cantidad de interferencias electromagnéticas acopladas al cuerpo del paciente a través de la piel, así como al sistema completo a través de capacidades parásitas [36].

La circuitería RLD se usa para contrarrestar esta interferencia en modo común. Su objetivo es generar una masa de referencia activa para el sujeto que porta el casco EEG. Esta referencia se genera combinando los modos comunes del conjunto de electrodos, proporcionando así una mejora del CMR y por tanto de la relación señal- ruido.

El RLD mide la tensión en modo común de un rango de electrodos seleccionados y crea un bucle de realimentación negativa conectando al cuerpo una señal invertida del modo común. Esta realimentación restringe la variación del modo común a un rango muy pequeño de valores. El ADS1298 posee

varios multiplexores con los que seleccionar los canales que deben contribuir a la salida del circuito RLD.

Como se puede ver en la figura 6.11, RLD_OUT es accesible en uno de los pines del integrado, cerrando el bucle de forma externa. Conectando este pin al paciente, se inyecta el ruido en contra fase cancelando así el ruido neto a la entrada del canal y se obtiene una señal limpia y con bajo nivel de ruido.

- Configuración RLD con múltiples dispositivos

Para conectar los RLD de varios dispositivos se procede como indica la figura 6.12. Donde el primer dispositivo recibe las señales RLD del resto e implementa el filtrado y generación de la masa activa del conjunto.

Para esto necesitaremos configurar el resto de ADS de tal manera que desconectemos sus amplificadores operacionales, hay que configurar el bit PD_RLD del registro CONFIG3 para desconectarlos.

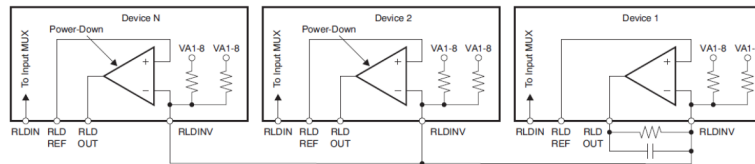


Figura 6.12: Conexión RLD para múltiples dispositivos

Conexión de varios ADS

El ADS1298 proporciona flexibilidad en su configuración a la hora de conectar varios ADS en un mismo sistema. La interfaz serie requiere normalmente de cuatro señales: DIN, DOUT, SCLK y CS.

En la hoja características del ADS1298, se nos ofrecen dos configuraciones para conectar múltiples dispositivos: *daisy-chain* o cascada.

- *Daisy-Chain*:

Para poder usar esta configuración habría que activar el bit $\overline{\text{DAISY_EN}}$ en el registro CONFIG1. En esta configuración SCLK, DIN y $\overline{\text{CS}}$ son compartidos por todos los ADSs. Se conecta el pin DOUT del primer dispositivo al pin DAISY_IN del siguiente, creando así una cadena. Si no se usa el DAISY_IN, se cortocircuitará con la masa digital.

- Cascada:

En la configuración en cascada, los pines DOUT, SCLK y DIN son compartidos. Cada dispositivo tiene su propio *chip select* (CS) y para que un

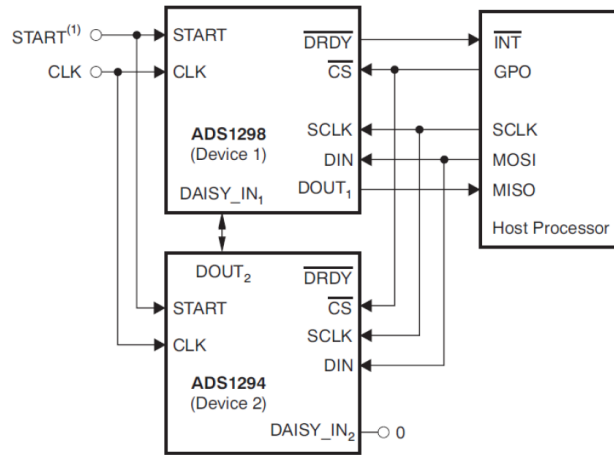


Figura 6.13: Configuración en *Daisy Chain* del ADS1298

dispositivo no esté seleccionado su correspondiente CS debe ponerse a “1” lógico, lo que pone su DOUT a alta impedancia. Esta estructura permite que otro dispositivo tome el control del bus DOUT y que se pueda aprovechar este mismo bus para conectar con diferentes integrados.

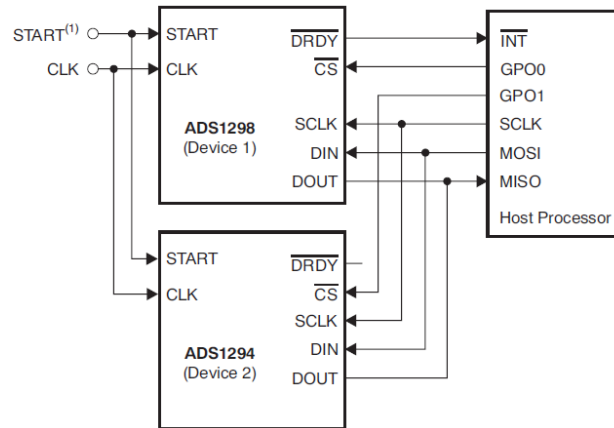


Figura 6.14: Configuración en cascada del ADS1298

Este último método de configuración es adecuado para la mayoría de las aplicaciones. Debido a la sencillez, y a que no incrementa mucho la complejidad de la trama de datos, éste será el método para conectar nuestros tres ADSs.

Interfaz SPI

La interfaz serie SPI (*Serial Peripheral Interface*) consiste en cuatro señales: \overline{CS} , SCLK, DIN y DOUT. Esta interfaz lee los datos de conversación, lee y escribe registros, y controla el funcionamiento del ADS1298.

La salida \overline{DRDY} se usa como una señal de estado para indicar cuando están listos los datos para leer por parte del MCU. \overline{DRDY} se pone en baja cuando hay disponibles nuevos datos.

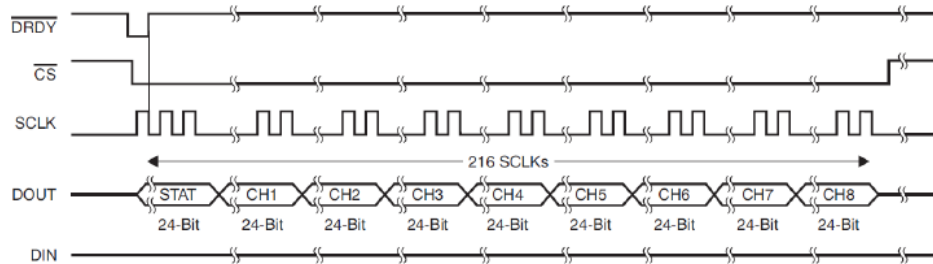


Figura 6.15: Señales de la interfaz SPI de un ADS1298

- *Chip Select* Pin (\overline{CS})

El pin \overline{CS} selecciona el ADS1298 deseado para la comunicación SPI.

Cuando \overline{CS} está en baja, la interfaz serie está activa, y debe mantenerse en este estado durante todo el proceso de comunicación serie. Cuando termina la comunicación, hay que esperar siempre cuatro o más t_{CLK} antes de poner \overline{CS} en alta.

Cuando \overline{CS} está en alta, la interfaz serie se reinicia (*reset*), SCLK y DIN son ignorados, y DOUT se pone en alta impedancia.

- *Serial Clock* (SCLK)

SCLK es el reloj serie del SPI. Es usado para introducir comandos y extraer datos del dispositivo. el reloj serie cuenta con una entrada *Schmitt-trigger*, y controla los datos en el DIN y DOUT.

- *Data Input* Pin (DIN)

El pin de datos de entrada (DIN) se usa junto con el SCLK para comunicarse con el ADS1298. El dispositivo máster pondrá los datos en DIN en el flanco de bajada de SCLK.

- *Data Output* Pin (DOUT)

El pin de datos de salida (DOUT) es usado junto con el SCLK para leer los datos de conversión y de los registros. Los datos de DOUT son captados en el flanco de subida de SCLK. DOUT se pone en alta impedancia cuando \overline{CS} está en alta.

Otra señal a tener en cuenta en el diseño es la señal (\overline{DRDY}). Esta señal se encarga de avisar al MCU cuando los datos están listos para su lectura una vez se han convertido en digital al pasar por los ADC. Cuando la señal (\overline{DRDY}) se pone en baja nos indica que nuevos datos están listos para su lectura y se reinicia cuando se recibe un pulso de reloj por el pin SCLK. Debido a esto hay que puertear las señales SCLK que es común con el correspondiente (\overline{CS}) de cada ADS1298, es decir, si no puerteamos estas señales, cuando queremos leer de uno de los ADS1298 al poner el (\overline{CS}) de dicho ADS1298 en baja y comenzar la lectura, al transmitir la señal SCLK a los tres ADS1298 los (\overline{DRDY}) de los otros dos ADS1298 se reiniciarían. Por lo tanto, debemos de puertear estas señales para evitar este problema. En la figura 6.16 podemos ver el puerteadado a utilizar, cuando la señal (\overline{CS}) se pone en baja (0), el inversor hace que por la puerta AND se transmita la señal SCLK hacia el ADS1298 seleccionado, y en el caso de que la señal (\overline{CS}) está en alta (1), la puerta AND no transmite la señal SCLK hacia los ADS1298, evitando de esta forma que la señal (\overline{DRDY}) se reinicie.

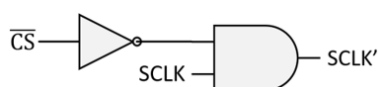


Figura 6.16: Puerteadado entre \overline{CS} y SCLK

6.1.3. Módulo Bluetooth [3]

Con respecto a uno de los módulos de transmisión inalámbrica entre el microcontrolador y el PC, se va a utilizar el módulo *RN4678* de *Microchip*, el cual es el modelo superior del utilizado en las versiones anteriores de este dispositivo, el *RN42*. Las principales ventajas de este módulo es que tiene una gran facilidad para configurarlo así como para usarlo, sin comprometer el consumo de potencia y la velocidad de transmisión.

Este módulo soporta tanto la versión *Bluetooth classic* (BR/EDR) como la versión *Low Energy* (LE). La versión BR/EDR es capaz de proporcionar una velocidad de datos de hasta 32 kBytes/s mientras que la versión de LE nos proporciona hasta 7 kBytes/s, con un *Baud Rate* de hasta 1 Mbps. Funciona con una tensión de alimentación entre 3.3 V y 4.2 V, ya que incluye internamente un convertidor de tensión LDO. Tiene un consumo máximo de 43 mA cuando está transmitiendo, y de 37 mA cuando está recibiendo datos.

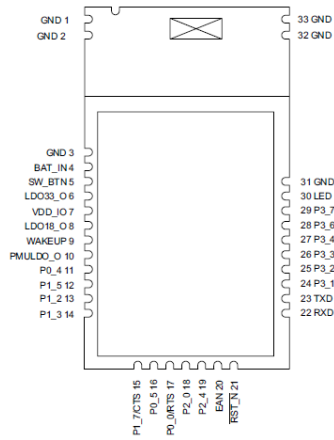


Figura 6.17: *PinOut* del integrado RN4678

6.1.4. Módulo WiFi [4]

El módulo de transmisión WiFi es el RN1810 de *Microchip*. Este módulo es de bajo consumo a 2.4 GHz, compatible con el estándar IEEE 802.11n. Incorpora una pila de red TCP/IP, un acelerador criptográfico, un subsistema de gestión de energía, un reloj en tiempo real, un transceptor de 2.4 GHz y un amplificador de potencia de RF. Funciona con una tensión entre 3.15 V y 3.45 V (típicamente 3.3 V), con un consumo de 64 mA cuando recibe y de 246 mA con una potencia de 18 dBm cuando transmite datos. El esquema de conexionado del módulo RN1810 lo podemos ver en la figura 6.18 y únicamente necesitamos alimentar el dispositivo, colocarle la masa y realizar las conexiones UART para poder utilizarlo.

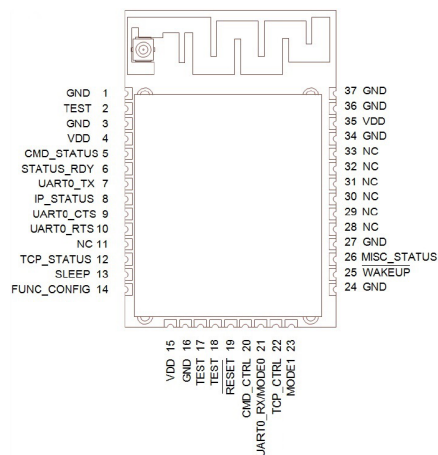


Figura 6.18: *PinOut* del integrado RN1810

6.1.5. IMU [5]

En este sistema, se va a incluir un módulo IMU (*Inertial Measurement Unit*) para poder monitorizar los movimientos de cabeza realizados por un usuario en un ensayo clínico.

La IMU elegida es el *ICM-20948*. El ICM-20948 incorpora dos integrados internos. Uno de ellos contiene un giroscopio de 3 ejes con un rango de salida configurable (± 250 dps, ± 500 dps, ± 1000 dps y ± 2000 dps) y un acelerómetro de 3 ejes con un rango de salida configurable (± 2 g, ± 4 g, ± 8 g y ± 16 g), y el otro es un magnetómetro con una salida de hasta $\pm 4900 \mu\text{T}$, por lo que es un dispositivo de seguimiento de movimiento de nueve ejes. También incorpora un sensor de temperatura interno por si fuese necesario obtener dichos datos.

Cada una de las medidas que se toma se digitalizan utilizando un convertidor analógico-digital (ADC) de 16 bits, teniendo un ADC para cada eje, siendo un total de 9 ADCs.

La comunicación entre el microcontrolador y la IMU se puede realizar tanto por I2C a una velocidad máxima de 400 kHz y por SPI a una velocidad máxima de 7 MHz.

El módulo IMU se tiene que alimentar a una tensión de 1.8 V, por lo que la parte digital de la IMU tiene una tensión inferior a la tensión del MCU de 3.3 V. Debido a esto necesitamos utilizar lo que se conoce como *level shifter*, que lo que hace es traducir las señales de la interfaz SPI a niveles de tensión que ambos integrados son capaces de entender.

Por simplificar el diseño se va a utilizar el módulo de *SparkFun*, el cual incluye el regulador para obtener la tensión de 1.8 V y los *level shifter* necesarios para la comunicación SPI. En la figura 6.19 podemos ver el módulo.

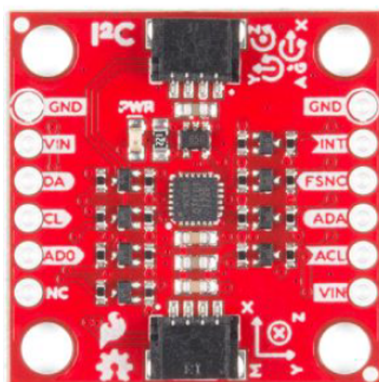


Figura 6.19: Módulo *SparkFun* 9DoF IMU

6.1.6. GSR

Para la obtención de la señal GSR se va a utilizar el módulo de *Grove*. El módulo hace una lectura de la impedancia de la piel, por lo tanto, obtenemos una señal analógica que varía en función de la impedancia de la piel que leemos directamente usando un ADC del microprocesador.



Figura 6.20: Módulo Grove GSR

Este módulo está constituido por el integrado LM324, el cual es un integrado formado por cuatro amplificadores operacionales (AO). La configuración del circuito para la lectura de la señal GSR lo podemos ver en la figura 6.21, donde se puede ver que la primera etapa está formada por dos AO en modo seguidor de tensión y la segunda etapa es un AO configurado como restador. Con el potenciómetro R1 de la primera etapa del seguidor de tensión lo que conseguimos es fijar el valor $V_{OUT}=0$ V cuando únicamente tenemos conectado el sensor sin estar midiendo la resistencia de la piel, haciendo que $V_1=V_2$.

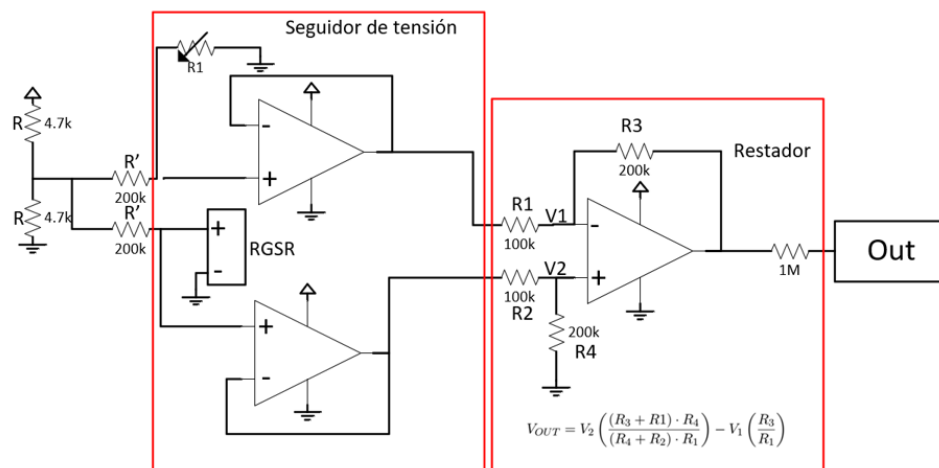


Figura 6.21: Configuración de las etapas LM324

$$V_{OUT} = V_2 \left(\frac{(R_3 + R_1) \cdot R_4}{(R_4 + R_2) \cdot R_1} \right) - V_1 \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \quad (6.2)$$

6.1.7. Regulador de tensión

El diseño consta de tres reguladores de tensión distintos. Uno va a elevar la tensión de la batería hasta 5 V para evitar la tensión de *dropout* de los siguientes reguladores que alimentarán los integrados, otro regulador alimentará la parte analógica del circuito y el otro alimentará la parte digital.

Regulador TLV61048 [37]

El *TLV61048* es un convertidor elevador asíncrono para circuitos que están alimentados con una batería de una celda de Li-ion. Se puede configurar a 600 kHz para una mayor eficiencia o a 1 MHz para poder usar un inductor y un condensador de salida más pequeños. Es capaz de operar con tensiones de entrada comprendidas entre 2.65 V y 5.5 V, consiguiendo una tensión de salida de hasta 14 V. Configurando el convertidor con una tensión de entrada de 3.3 V y 12 V de salida, se consigue una eficiencia del 90%. El encapsulado disponible para el *TLV61048* es SOT-23. En la figura 6.22 podemos ver el esquema simplificado de conexión para el *TLV61048*.

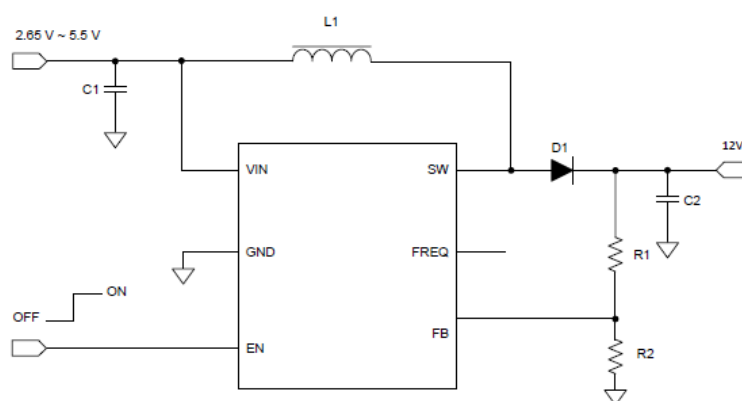


Figura 6.22: Esquema simplificado del TLV61048

Para calcular las resistencias R_1 y R_2 para fijar la tensión de salida, el fabricante nos facilita la ecuación (6.3). Eligiendo un valor de $R_1 = 523 \text{ k}\Omega$ y $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, obtenemos a la salida una tensión aproximada de 5 V.

$$R_1 = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right) \cdot R_2 \quad (6.3)$$

Regulador LP2985A33 [38]

El *LP2985* es un regulador de salida fija y con una tensión de *dropout* baja. Está disponible con distintas tensiones de salida, pero en nuestro caso la tensión de salida va a ser de 3.3 V, cuya tensión se utilizará para alimentar

la parte digital del circuito. La tensión de entrada del integrado está comprendido en el rango de 2.2 V hasta 16 V. En la figura 6.23. El encapsulado utilizado por este regulador es el SOT-23.

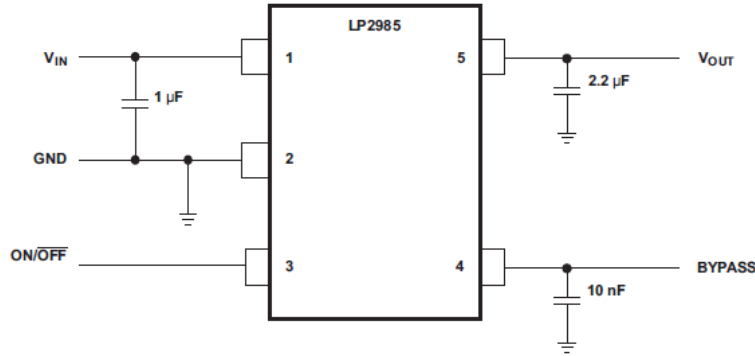


Figura 6.23: Esquema simplificado del LP2985A33

Regulador TPS73201 [39]

El *TPS73201* es un regulador de tensión de bajo *dropout* (LDO, *Low-Dropou*). Este integrado nos permite configurar la tensión de salida con un rango desde 1.2 V hasta 5.5 V, con una tensión de entrada comprendida entre 1.7 V hasta 5.5 V. En la figura 6.24 podemos ver el esquema interno del regulador.

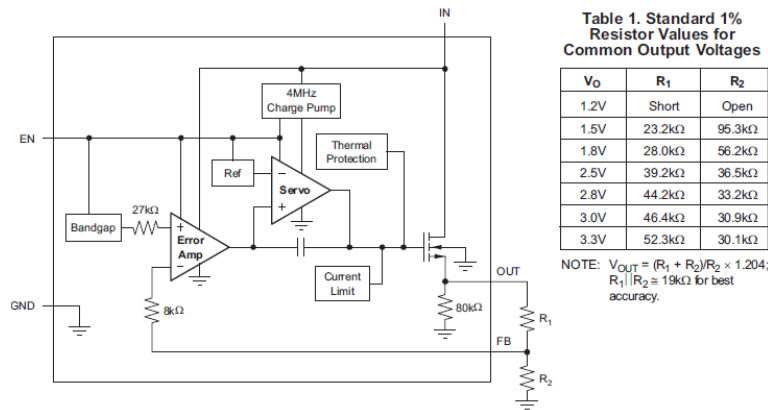


Figura 6.24: Esquema simplificado del TPS73201

En nuestro caso, la tensión de salida que queremos configurar es de 3 V, por lo que según la tabla que podemos ver en la imagen 6.24 podemos ver las resistencias necesarias para conseguir dicha tensión. Este regulador va a alimentar la parte analógica del circuito.

6.1.8. Batería

Batería de polímero de Li-Ion SR674361P [40]

La batería utilizada en el diseño es la *SR674361P*, que es una batería de polímero de Litio. La batería tiene una tensión nominal de 3.7 V y una capacidad de 2000 mAh. La batería tiene un conector *JST-XHP-2*. En la figura 6.25 podemos ver las dimensiones de la batería.

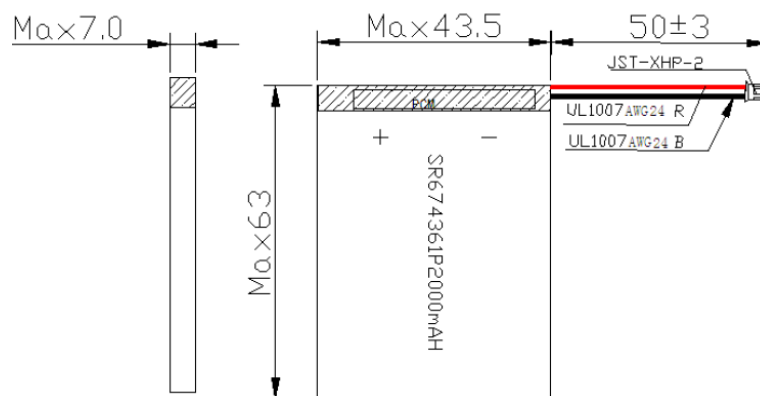


Figura 6.25: Dimensiones de la batería SR674361P

Circuito de protección S-8211C [41]

El *S-8211C* es un integrado utilizado para proteger la batería de sobrecargas, sobredescargas y sobrecorrientes. Es necesario ya que las baterías de Litio son muy susceptibles a este tipo de problemas, lo que podría ocasionar que la batería se degradara y que dañe el circuito. En la figura 6.26 podemos ver el circuito del integrado.

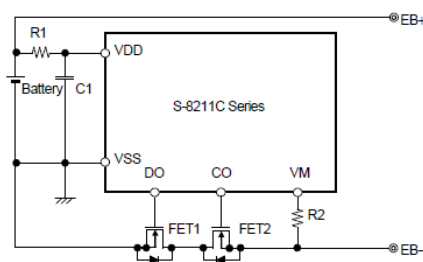


Figura 6.26: Circuito S-8211C

Como podemos ver en la figura 6.26, además de las resistencias (R1 y R2) y el condensador (C1), necesita de dos transistores Mosfet de canal N. El transistor FET1 es el encargado de controlar la descarga de la batería, es

decir, cuando la batería llega a la tensión mínima configurada este transistor desconecta la alimentación, evitando la sobredescarga. El transistor FET2 es el encargado de controlar la carga de la batería, por lo que cuando la tensión de la batería alcance 4.2 V, este transistor desconectará el circuito para evitar las sobrecargas.

Para la elección de los transistores a utilizar hay que tener en cuenta lo que nos dice el fabricante para la elección de dichos transistores. El fabricante nos especifica que la tensión umbral del transistor (V_{th}) debe de ser inferior a la tensión de sobredescarga (V_{OD}), y que la tensión entre la puerta y fuente (V_{GS}) debe de ser superior a la tensión máxima de carga (V_{OC}). El integrado elegido para los *Mosfet* es el *DMN2041UVT* [42], el cual es un integrado compuesto por dos *Mosfet* de canal N. Este transistor tiene una tensión umbral de 0.9 V ($V_{th} = 0.9$ V) y una tensión entre puerta y fuente de 8 V, por lo que se cumplen las condiciones especificadas.

Módulo de carga de la batería MCP73831T [43]

El *MCP73831T* es un integrado diseñado para diseños de tamaño pequeño y bajo coste, así como para realizar cargas por USB. La tensión de salida deseada se puede elegir entre cuatro posibilidades; 4.2 V, 4.35 V, 4.4 V y 4.5 V, y la corriente suministrada por el mismo viene fijada por una resistencia externa. En la figura 6.27 podemos ver el diagrama de conexión.

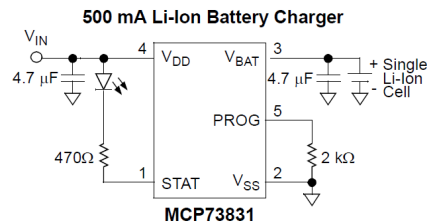


Figura 6.27: Circuito MCP738312

Para poder configurar la corriente de salida y así poder elegir a qué velocidad se cargaría nuestra batería, tenemos que elegir el valor de la resistencia entre los pines PROG y V_{SS} . Para obtener el valor de dicha resistencia hemos usado de la ecuación (6.4).

$$I_{REG} = \frac{1000 V}{R_{PROG}} \quad (6.4)$$

Se elige una resistencia con un valor de $R_{PROG} = 2.2k\Omega$, por lo que tenemos una corriente de salida $I_{REG} \simeq 450mA$, por lo que sabiendo que la batería tiene una capacidad de 2000 mAh, la batería se cargaría a una tasa de 0.225 C.

6.1.9. Conectores

USB-C

La función principal del USB-C es la carga de la batería, pero también permite la comunicación con el MCU en caso de que se requiera para alguna aplicación. En la figura 6.28 podemos ver las conexiones disponibles en el conector USB-C.

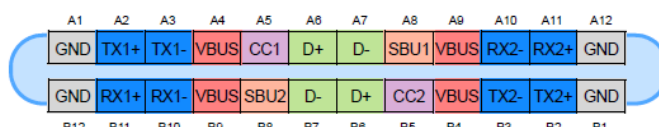


Figura 6.28: PinOut del conector USB-C[15]

Conector DB-25

El conector DB-25 tiene la función de conectar los electrodos de un casco de electrodos con las entradas de los distintos ADS1298. El conector elegido es el 2-5747704-0, ya que es compatible con los equipos estándar de uso amplio para investigación y clínico. En la figura 6.29 podemos ver el conector DB-25 elegido.

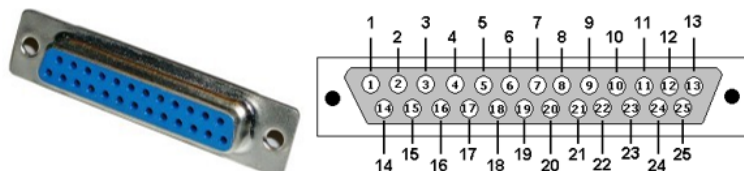


Figura 6.29: Conector DB25 hembra

En la figura 6.29 podemos ver el conexionado de los pines del conector DB25 que consta de 25 pines. Sin embargo, los cascos EEG comerciales según el estándar 10/20 tiene como máximo 20 conexiones, por lo que tenemos que ver que pines son los que se utilizan. El esquema general de los electrodos utilizados en el estándar 10/20 lo podemos ver en la figura 6.30.

Por lo tanto, vamos a ver cómo se conectarían cada pin del conector DB25 con los distintos electrodos por los que está compuesto el casco para la lectura de EEG. La relación entre los pines del conector DB25 y el casco EEG lo podemos ver en la tabla 6.1.

Hay que tener en cuenta que el electrodo situado en FpZ (Pin 9) se suele utilizar como electrodo de referencia, sin embargo, en nuestro diseño es posible elegir mediante un conmutador que electrodo se va a utilizar como referencia, pudiendo de esta forma leer las 20 señales de los electrodos del

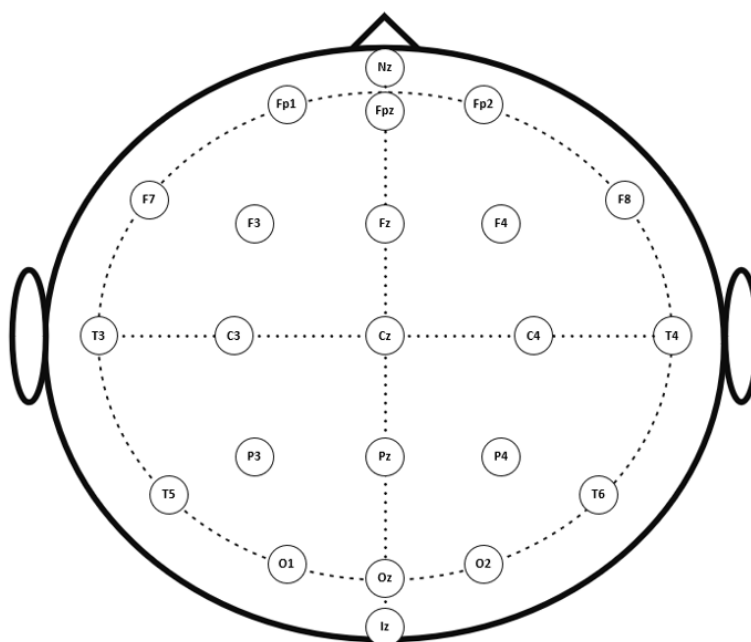


Figura 6.30: Casco para EEG del estándar 10/20

| Pin DB25 PCB | Electrodo | Pin DB25 PCB | Electrodo |
|--------------|--------------|--------------|--------------|
| 1 | Fp1 | 14 | Fp2 |
| 2 | F3 | 15 | F4 |
| 3 | C3 | 16 | C4 |
| 4 | P3 | 17 | P4 |
| 5 | O1 | 18 | O2 |
| 6 | F7 | 19 | F8 |
| 7 | T3 | 20 | T4 |
| 8 | T5 | 21 | T6 |
| 9 | FpZ | 22 | Cz |
| 10 | Fz | 23 | Oz |
| 11 | No conectado | 24 | No conectado |
| 12 | No conectado | 25 | No conectado |
| 13 | No conectado | | |

Tabla 6.1: Conexiones DB25 hembra y el casco EEG 10/20

casco EEG y utilizar un electrodo externo como referencia colocado en el lóbulo de la oreja.

Conector banana

Además del conector DB-25, el sistema consta de varias conexiones realizadas con conectores banana. Los conectores banana de 1.5 mm nos sirven para poder leer bioseñales de electrodos independientes. Tenemos en total de 7 conectores, de los cuales 5 de ellos se usan para acceder a los ADC que nos quedan libres de uno de los ADS1298, otro para la señal de referencia de los tres ADS1298 (INN) y el que nos queda para el circuito RLD común de los tres ADS1298 (RLDOUT), de esta forma podríamos tener estas dos últimas señales mediante electrodos independientes, por si se requiere para la aplicación. En la figura 6.31 podemos ver los conectores banana elegidos, sin embargo la parte de plástico que rodea al conector metálico se retirará para poder hacer la PCB más pequeña que si estos conectores tuviesen ese recubrimiento de plástico ocuparía una mayor área.

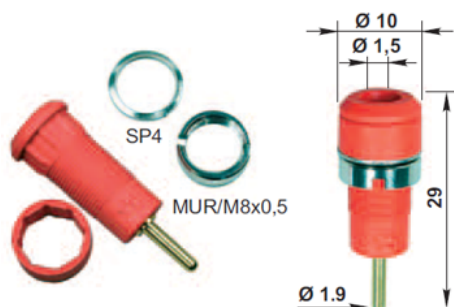


Figura 6.31: Conector Banana macho

Conector Molex 4 pines

El conector Molex 4 Pin nos permite utilizar una señal externa para disparar un *trigger* para la puesta a cero de las marcas temporales, aislando esta tensión y su masa mediante un optoacoplador.



Figura 6.32: Conector Molex 4-Pin

Conector JST-XHP-2

Este es el conector utilizado para conectar la batería al circuito.



Figura 6.33: Conector JST-XHP-2

6.1.10. Interruptores

Conmutador SPST

El conmutador SPST nos permite cambiar de manera sencilla la configuración de los pines de referencia (INN) y el pin del circuito RLD (RLDOUT) de los ADS1298.

- Opción 1: conectamos el pin 9 del casco EEG (FpZ) con un canal de entrada de uno de los ADS1298, de esta forma podemos medir la señal generada por el electrodo situado en FpZ. Si esta opción está activa, la segunda opción no se puede utilizar y en este caso hay que utilizar un electrodo externo para la obtención de la señal de referencia de los ADS1298 (INN).
- Opción 2: conectamos el pin 9 del casco EEG (FpZ) con la referencia de los ADS1298 (INN), por lo que con esta opción no podríamos leer dicho canal.
- Opción 3: conectamos la salida del circuito RLD (RLDOUT) de los ADS1298 con la referencia de los ADS1298 (INN), pero también nos da la oportunidad de poder utilizar un electrodo externo conectado al conector banana por el ensayo clínico lo requiriese.



Figura 6.34: Conmutador SPST

Conmutador DPDT

EL conmutador DPDT dispone de dos posiciones, en la primera de ellas conectamos la batería con el resto del circuito, desconectando la parte de

la carga de la batería con el resto del circuito para poder tener al sujeto a salvo de cualquier deriva de tensión, por si se conecta a la red eléctrica. La segunda posición desconecta el circuito principal, y únicamente se podría cargar la batería si fuese necesario.



Figura 6.35: Conmutador DPDT

6.1.11. Optoacoplador

El optoacoplador se utiliza para la lectura de la señal *trigger* por parte del MCU. La señal de *trigger* se utiliza para indicar cuando se va a comenzar con la lectura de los datos. El optoacoplador nos garantiza que entre el paciente y cualquier dispositivo externo conectado al dispositivo diseñado quede aislado, de esta forma garantizamos que aunque se produzca alguna deriva eléctrica por el circuito por algún problema, este nunca llegue hasta el paciente.

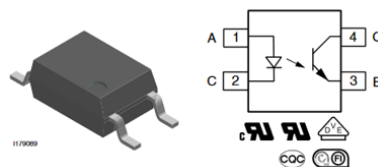


Figura 6.36: Optoacoplador

6.2. Diseño de la PCB

Una vez que hemos visto que integrados son los que vamos a utilizar para nuestro diseño pasamos a realizar el esquemático. Antes de comenzar con el esquemático hay que crear las librerías para poder trabajar con *Altium*. Para ello creamos una librería que va a contener los esquemáticos y otra librería con los *footprints* de cada componente.

6.2.1. Esquemático

PIC18F47J53

Podemos ver todas las conexiones realizadas entre el MCU y los demás integrados.

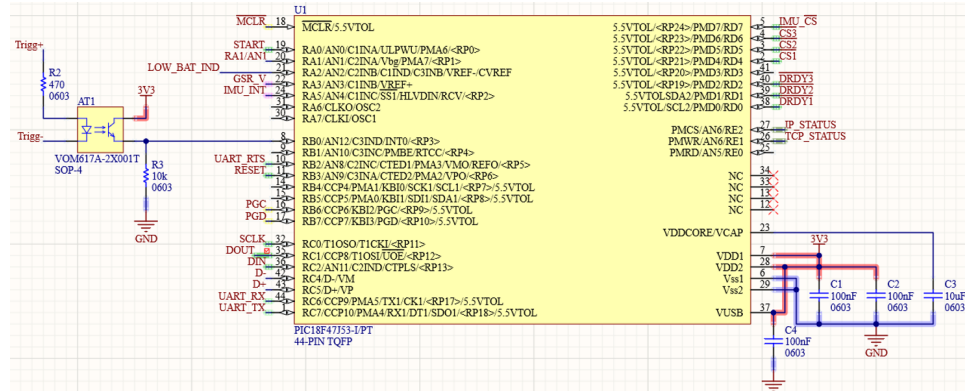


Figura 6.37: Esquemático del PIC18F47J53

Las conexiones con los ADS1298 para la interfaz SPI son los pines RC0 (SCLK), RC1 (DOUT), RC2 (DIN), RD4 ($\overline{CS1}$), RD5 ($\overline{CS2}$) y RD6 ($\overline{CS3}$), de los cuales los pines RC0, RC1 y RC2 han tenido que ser remapeados para poder realizar la conexión con el módulo MSSP2 del MCU. Además de las conexiones para la interfaz SPI tenemos el pin RA0 para la señal de START, RB3 para la señal de RESET y los pines RD1, RD2 y RD3 para las conexiones de los \overline{DRDY} de sus respectivos ADS1298.

Las conexiones para el módulo IMU también son mediante interfaz SPI, por lo que los pines RC0, RC1 y RC2 son compartidos entre el IMU y los ADS1298, sin embargo, se usa el pin RD7 para el \overline{CS} de la IMU. Además de la interfaz SPI se conecta al pin RA5 con el pin INT de la IMU, el cual envía una señal cuando los datos de la IMU están listos.

Para el módulo GSR únicamente necesitamos un pin para la lectura analógica de la señal. En este caso hemos asignado el pin RA3 para la lectura de dicha señal.

Las conexiones UART con el módulo Bluetooth y WiFi también son las mismas, ya que dependiendo de la versión tendrá un módulo u otro. El pin RC6 (UART_RX) se conecta con el pin RX, el pin RC7 (UART_TX) se conecta con el pin TX y el pin RB2 (UART_RTS) se conecta al pin RTS de ambos módulos. Además de las conexiones para la comunicación por UART, el módulo Bluetooth también se conecta el pin RA2 (LOW_BAT_IND) el cual nos indicaría cuando el nivel de batería estuviera bajo. El módulo WiFi también dispone de dos conexiones más, el pin RE2 (IP_STATUS) y el pin RE1 (TCP_STATUS), los cuales son señales de estado del módulo WiFi.

Las conexiones con el conector USB-C se realiza mediante los pines RC4 (D-) y RC5 (D+). Para la señal de trigger externo está conectado al pin RB0, además del pin RA1 el cual se utilizaría para enviar una señal hacia el PC por si fuese necesario.

Para terminar con las conexiones hacia otros dispositivos nos quedan las conexiones para la programación ICSP, los cuales se utilizan los pines RB6 (PGC), RB7 (PGD) y el pin $\overline{\text{MCLR}}$

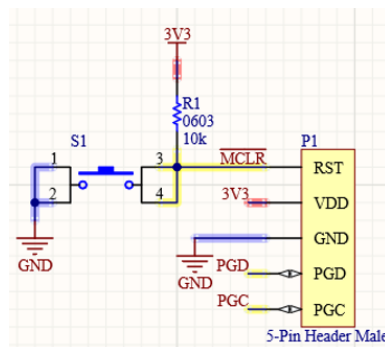


Figura 6.38: Esquemático del ICSP

ADS1298

Las conexiones de los ADS1298 son comunes, a excepción del primer ADS1298 el cual se encargará de recoger la señal RLD del resto y filtrarlas, así como el pin CLK, ya que el primer ADS1298 se encargará de generar la señal CLK para los otros dos ADS1298, de esta forma tendríamos los ADS1298 sincronizados.

Como se comentó en el apartado anterior, tenemos las conexiones con la interfaz SPI, así como el pin $\overline{\text{DRDY}}$. Con respecto a las entradas analógicas diferenciales, las negativas (INN) se cortocircuitarán todas de forma que tengamos una referencia común para todos los canales, y las positivas serán las entradas de cada uno de los electrodos por lo que se conectan a los pines del conector DB25 y los conectores banana.

En cuanto al puertado necesario que se comentó anteriormente, podemos ver las conexiones necesarias para generar las distintas señales SCLK que estarían conectadas a los pines SCLK de los distintos ADS1298.

Módulo GSR

Para la conexión con el módulo GSR únicamente necesitamos los pines de alimentación y el pin GSR_V, para la lectura analógica de la señal GSR.

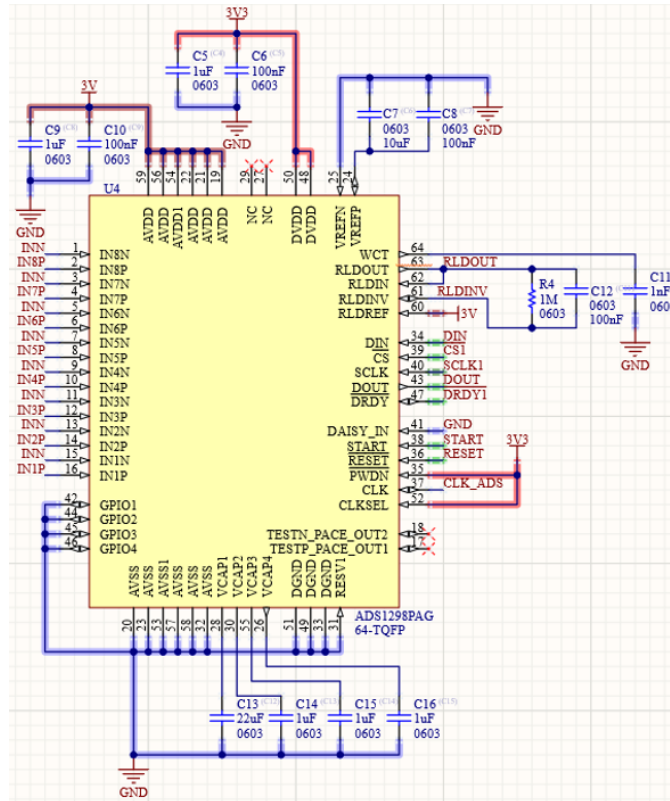
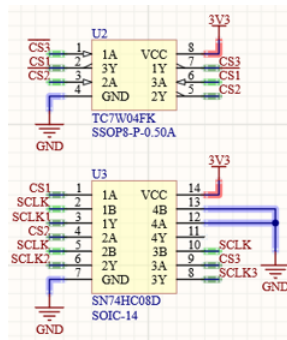


Figura 6.39: Esquemático del ADS1298

Figura 6.40: Esquemático del puertado entre \overline{CS} y SCLK

Módulo IMU

El módulo IMU se conecta mediante la interfaz SPI con el MCU, además de esta interfaz se conecta el pin IMU_INT para transmitir la señal de interrupción que genera la IMU cuando tiene los datos listos para su lectura.

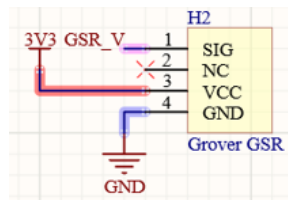


Figura 6.41: Esquemático módulo GSR

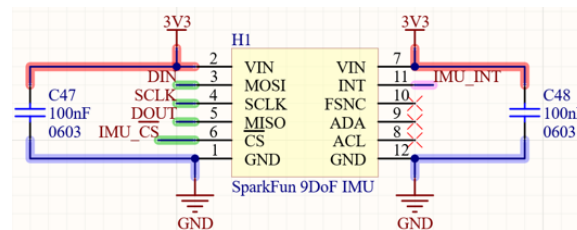


Figura 6.42: Esquemático módulo IMU

Módulo Bluetooth RN4678

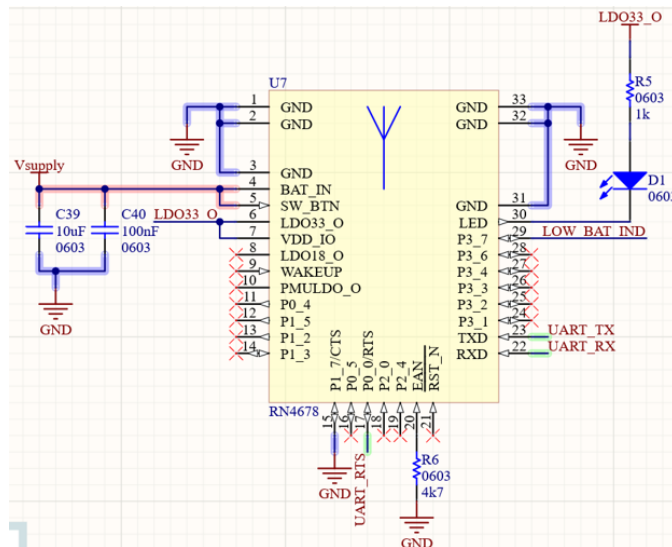


Figura 6.43: Esquemático módulo Bluetooth RN4678

El módulo Bluetooth se conecta mediante el bus UART al MCU, tal y como se describió en el apartado anterior. El pin $\overline{\text{EAN}}$, P2.0 y P2.4 se utilizan para modificar en qué modo de operación se encuentra el módulo bluetooth, por lo que para que esté en modo de operación normal el pin $\overline{\text{EAN}}$ hay que conectarlo a masa, y los pines P2.0 y P2.4 se dejan abiertos ya que internamente incluye resistencias de *pull-up* que nos garantizan que

estas señales estén en alta.

| P2_0 | P2_4 | EAN | Operational Mode |
|------|------|------|-------------------------------------|
| Low | Low | High | Write FLASH |
| Low | High | Low | Write EEPROM and Test mode |
| High | High | Low | Normal Operational/Application mode |

Figura 6.44: Tabla de conexión para los pines $\overline{\text{EAN}}$, P2_0 y P2_4

También se incluye un diodo LED que nos indica en qué estado se encuentra, es decir, la velocidad de flasheo del LED se modifica en función de si está conectado, de si está enviando datos, etc.

Módulo WiFi RN1810

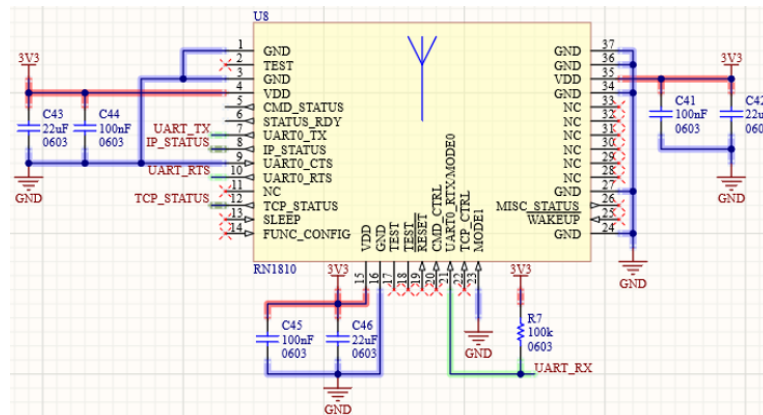


Figura 6.45: Esquemático módulo WiFi RN1810

En el esquemático podemos ver las conexiones citadas anteriormente. Para el pin de transmisión de la interfaz UART se necesita de una resistencia de *pull-up* para que nos fije la tensión en alta.

Conectores

En la figura 6.46 podemos ver las conexiones que se comentaron en el apartado anterior. Este esquemático junto con el conmutador SPST se podrían cambiar la configuración de los conectores externos como se comentó también en el apartado anterior.

Conector USB-C

La alimentación que proviene del USB se lleva hacia el módulo de carga de la batería. Conectamos los dos pines de D+ y D- para que no importe en qué sentido se conecte el cable USB-C.

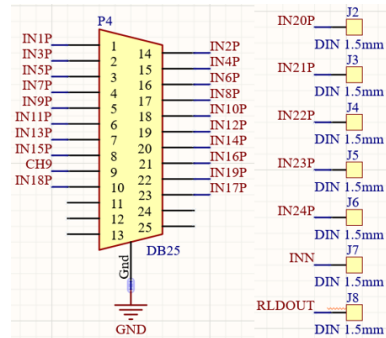


Figura 6.46: Esquemático de los conectores

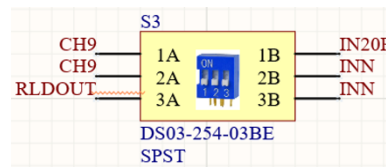


Figura 6.47: Esquemático del conmutador SPST

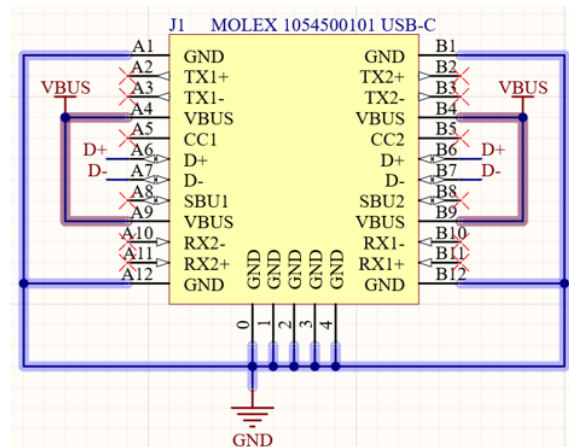


Figura 6.48: Esquemático del USB-C

Regulador de 5 V

En el esquemático podemos ver los componentes necesarios para obtener una salida 5V. Para ello los componentes R15 y R17 nos fijan la salida. El diodo LED nos indica si el regulador está funcionando bien o si por lo contrario está estropeado.

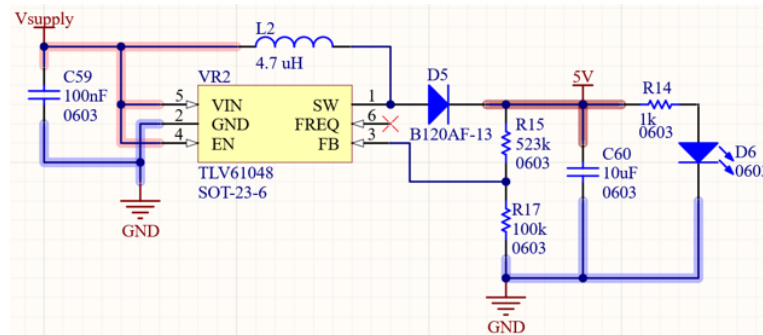


Figura 6.49: Esquemático del regulador TLV61048

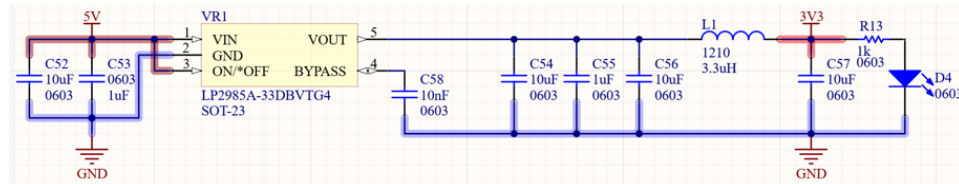


Figura 6.50: Esquemático del regulador LP2985A

Regulador de 3.3 V

Este regulador tiene una salida fija de 3.3 V. Los condensadores C54, C55 y C56 son para filtrado y la bobina L1 se encarga de evitar que las interferencias pasen al resto del circuito.

Regulador de 3 V

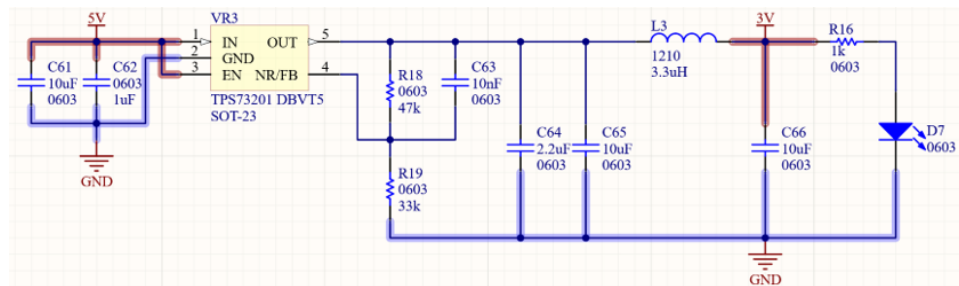


Figura 6.51: Esquemático del regulador TPS73201

En el esquemático podemos ver los componentes necesarios para obtener una salida 3V. Para ello los componentes R18 y R19 nos fijan la salida. El diodo LED nos indica si el regulador está funcionando bien o si por lo contrario está estropeado.

Circuito de protección de la batería

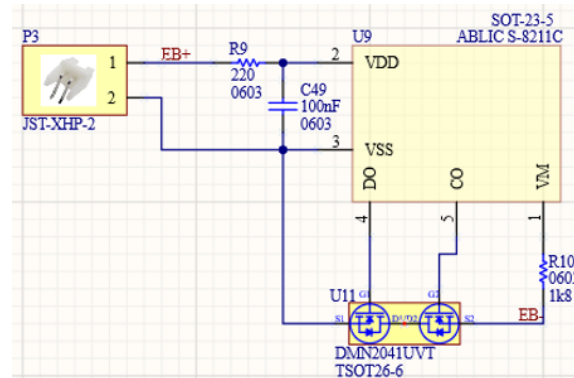


Figura 6.52: Esquemático del circuito de protección de la batería

En este esquemático podemos ver las conexiones para el circuito de protección de la batería. Desde los puntos EB+ y EB- se alimenta al resto del circuito.

Circuito de carga de la batería

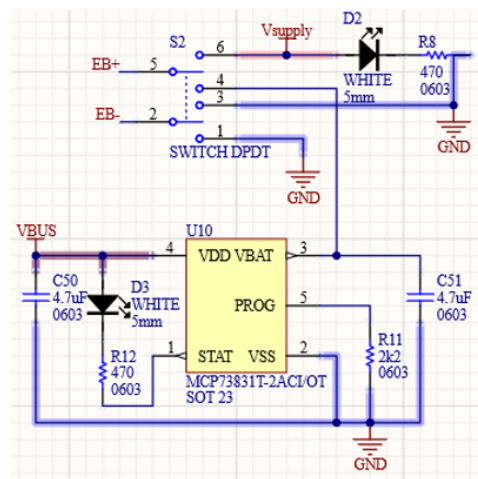


Figura 6.53: Esquemático del circuito de carga de la batería

En el esquemático podemos ver como se conecta el módulo de carga a la batería. Para el diseño se ha tenido en cuenta que en ningún momento pueda haber conexión entre el sujeto que porta el casco EEG y la masa del edificio o del circuito de carga.

El conmutador DPDT se usa para poder cambiar entre cargar la batería o encender el circuito.

- Modo encendido: VBAT+ se conecta como alimentación del circuito, como entrada a los reguladores de tensión, y VBAT- se conecta a la masa del circuito.
- Modo apagado: VBAT+ se desconecta del circuito, y si está conectado el USB se cargará la batería. VBAT- se conecta a la masa del circuito de carga de la batería.

6.2.2. PCB

Una vez que se ha terminado con la parte del esquemático pasaríamos a importarlo a la PCB. Para poder realizar el diseño de la PCB debemos de conocer las estrategias generales a la hora de realizar el diseño, por lo que primero vamos a ver las principales.

Estrategias para el diseño de la PCB

Cuando se comienza a diseñar una PCB hay que tener en cuenta como se distribuyen los componentes, como se trazan las líneas y decidir cuantas capas formarán nuestra PCB, para conseguir evitar la mayor parte de interferencias electromagnéticas y elementos parásitos.

La interferencia electromagnética (EMI) es el proceso por el que señales electromagnéticas se transmiten de un dispositivo electrónico a otro mediante caminos radiactivos o conductivos. Las pistas y vías presentan resistencia e inductancia ya que no son conductores ideales, lo que produce que entre pistas o conductores adyacentes se formen capacidades parásitas e inductancias. Esto se traduce en fenómenos de acoplamiento de diferentes tipos como acoplamiento mediante impedancia común, acoplamiento capacitivo o acoplamiento inductivo.

Para evitar la mayor parte de estos efectos en la PCB hay que tener en cuenta las siguientes reglas de diseño.

- Distribución de componentes

Cuando distribuimos los componentes sobre la PCB hay que separar la parte analógica de la digital, ya que de esta forma evitaríamos interferencia electromagnética de los componentes que puedan afectar entre ellos. En la figura 6.54 podemos ver como se distribuirían los componentes.

- Planos de masa

La masa se puede distribuir por la PCB de diferentes formas. La primera y menos aconsejable es mediante pistas que conecten las diferentes masas de los integrados, pero esto da lugar a posibles altas impedancias entre dos puntos diferentes de masa. La segunda opción que es la recomendable es el

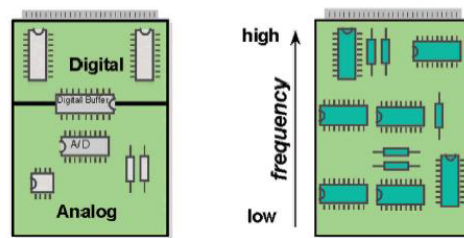


Figura 6.54: Distribución de los componentes sobre la PCB

utilizar planos de masa. Los planos de masa es una superficie conductora de una impedancia inferior que sirve como retorno de corriente por el que se optaría por el camino más corto al haber un plano completo, lo que reduce el acoplamiento capacitivo y la inductancia parásita.

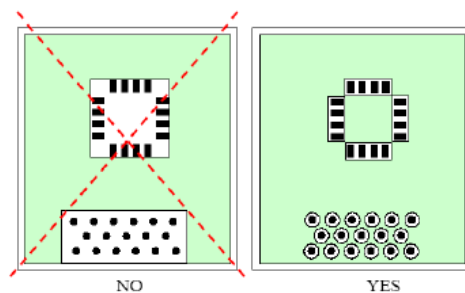


Figura 6.55: Planos de masa

Además, como podemos ver en la figura 6.55, es aconsejable maximizar el plano de masa. También colocando vías que conecten varios planos de masa se aconseja ya que se reduce el camino de retorno si tenemos componentes en las dos capas.

- Trazado de pistas

Cuando se realiza el trazado de las pistas hay que tener en cuenta que las pistas van a conducir señales que pueden ser sensibles a las interferencias de las otras, separar aquellas con señales analógicas y digitales y trazarlas lo más cortas como sea posible.

También hay que evitar formar bucles que favorezcan el acoplamiento inductivo y que puedan actuar como si fuese una antena. Las pistas de alimentación y de masa deben de trazarse juntas y no formar bucles, tal y como podemos ver en la figura 6.56.

- Condensadores de *bypass*

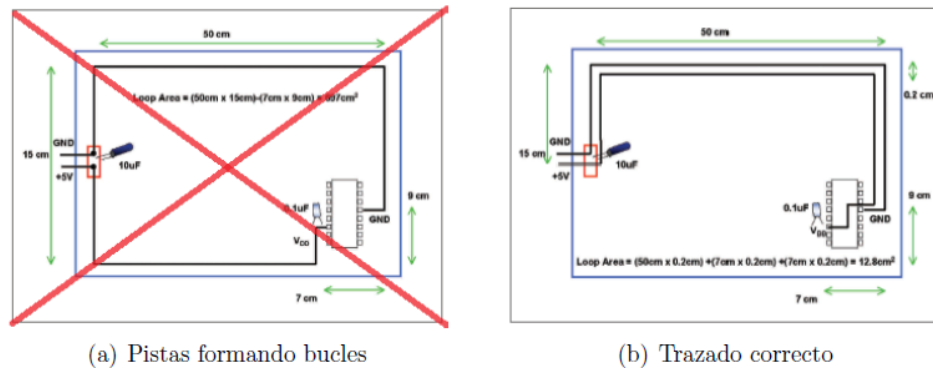


Figura 6.56: Trazado de pistas

Los condensadores de *bypass* se utilizan para establecer un camino de baja impedancia hacia la masa para señales no deseadas de alta frecuencia, así como para estabilizar la tensión en los pines de alimentación de los diferentes integrados.

En las conexiones básicas se suelen indicar que condensadores de *bypass* se utilizan, teniendo en cuenta de que hay que colocarlos lo más cerca posible del integrado para minimizar la inductancia parásita. Se suelen situar en paralelo un condensador de elevada capacidad con otro de una capacidad inferior y con resonancia a frecuencias más altas.

Distribución de las capas

La PCB está formada por dos capas, de esta forma disminuimos el coste de fabricación. La distribución y composición de las capas de la PCB lo podemos ver en la figura 6.57.

| # | Name | Material | Type | Thickness | Weight | Dk | Df |
|---|----------------|---------------|-------------|-----------|--------|-----|----|
| ✓ | Top Overlay | | Overlay | | | | |
| ✓ | Top Solder | Solder Resist | Solder Mask | 0.4mil | | 3.5 | |
| ✓ | 1 Top Layer | | Signal | 1.4mil | 1oz | | |
| ✓ | Dielectric 1 | FR-4 | Dielectric | 12.598mil | | 4.8 | |
| ✓ | 2 Bottom Layer | | Signal | 1.4mil | 1oz | | |
| ✓ | Bottom Solder | Solder Resist | Solder Mask | 0.4mil | | 3.5 | |
| ✓ | Bottom Overlay | | Overlay | | | | |

Figura 6.57: Distribución de las capas de la PCB

Diseño de la PCB

El diseño de la PCB se ha hecho de forma que los integrados que tienen que conectarse con el exterior queden en la parte superior, así como los distintos interruptores.

Antes de comenzar con el trazado de las pistas hay que definir unas reglas de diseño impuestos por el fabricante de la PCB. Dichas reglas nos van a determinar la anchura mínima de las pistas, el radio mínimos de los *pads* y vías, la mínima distancia entre las pistas, etc. Esto es sencillo de llevar a cabo ya que *Altium* nos permite definir dichas reglas para que en el caso de que las incumplamos, *Altium* nos mostraría un mensaje de error.

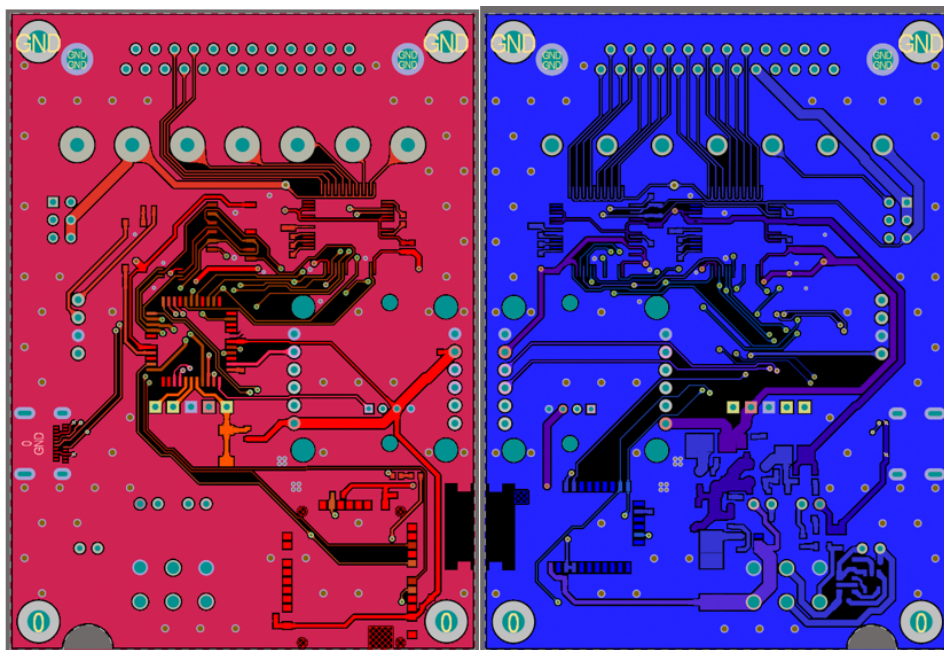


Figura 6.58: Capa superior (roja) e inferior (azul) de la PCB

En la figura 6.58 podemos ver las dos capas de nuestra PCB. Tal y como se ha comentado anteriormente, la mayoría de la superficie está compuesta por los planos de masa, y se han colocado los distintos integrados para conseguir las pistas lo más cortas posibles, sobre todo con los componentes más susceptibles a interferencias. El tamaño total de la PCB es de 90.4 mm x 66.0 mm. En las figuras 6.59 y 6.60 podemos ver el diseño completo de la PCB en 3D.

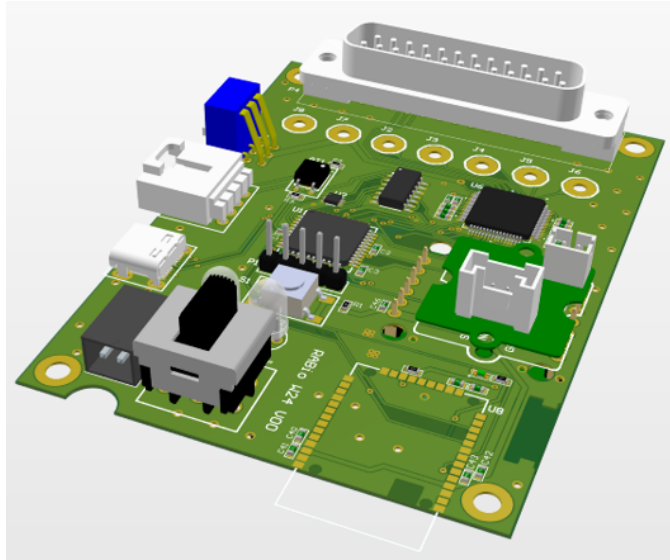


Figura 6.59: Modelo 3D de la capa superior de la PCB

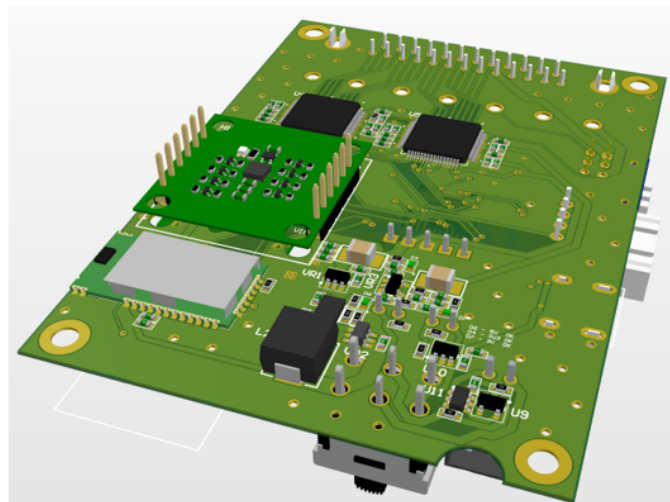


Figura 6.60: Modelo 3D de la capa inferior de la PCB

Capítulo 7

Presupuesto

En este capítulo vamos a ver los costes asociados con el proceso de fabricación de la PCB. Hay que tener en cuenta en este presupuesto que los costes de fabricación son más elevados debido a que se han pedido pocos componentes, ya que los costes de fabricación y de los componentes disminuye conforme aumentamos la cantidad de componentes a pedir.

| Componentes | Unidades | Coste/u (€) | Coste (€) |
|----------------------|----------|-------------|-----------|
| VOM617A-2X001T | 1 | 0.621 | 0.621 |
| C 100 nF 0603 | 20 | 0.243 | 4.86 |
| C 10 μ F 0603 | 13 | 0.27 | 3.51 |
| C 1 μ F 0603 | 18 | 0.396 | 7.128 |
| C 1 nF 0603 | 3 | 0.27 | 0.81 |
| C 22 μ F 0603 | 6 | 0.486 | 2.916 |
| C 4.7 μ F 0603 | 2 | 0.243 | 0.486 |
| C 10 nF 0603 | 2 | 0.162 | 0.324 |
| C 2.2 μ F 0603 | 1 | 0.216 | 0.216 |
| Green LED | 4 | 0.297 | 1.188 |
| LED-5MM-WHITE | 2 | 0.36 | 0.72 |
| B120AF-13 | 1 | 0.351 | 0.351 |
| USB-C | 1 | 1.94 | 1.94 |
| L 3.3 μ H | 2 | 0.99 | 1.98 |
| L 4.7 μ H | 1 | 2.42 | 2.42 |
| 5-pin header male | 1 | 1.1 | 1.1 |
| MOLEX Con 4Pin | 1 | 0.945 | 0.945 |
| JST-XHP-2 | 1 | 0.086 | 0.086 |
| DB25 Female | 1 | 6.44 | 6.44 |
| R 10 k Ω 0603 | 2 | 0.315 | 0.63 |
| R 470 Ω 0603 | 3 | 0.162 | 0.486 |
| R 1 M Ω 0603 | 1 | 0.315 | 0.315 |
| R 1 k Ω 0603 | 4 | 0.315 | 1.26 |

| | | | |
|-----------------------|---|-------|---------------|
| R 4.7 k Ω 0603 | 1 | 0.315 | 0.315 |
| R 47 k Ω 0603 | 1 | 0.315 | 0.315 |
| R 100 k Ω 0603 | 2 | 0.315 | 0.63 |
| R 220 Ω 0603 | 1 | 0.162 | 0.162 |
| R 1.8 k Ω 0603 | 1 | 0.162 | 0.162 |
| R 2.2 k Ω 0603 | 1 | 0.234 | 0.234 |
| R 523 k Ω 0603 | 1 | 0.09 | 0.09 |
| R 33 k Ω 0603 | 1 | 0.162 | 0.162 |
| Switch SPST | 1 | 0.101 | 0.101 |
| SWITCH DPDT | 1 | 6.55 | 6.55 |
| DS03-254-03BE | 1 | 0.693 | 0.693 |
| PIC18F47J53-I/PT | 1 | 3.68 | 3.68 |
| TC7W04FK | 1 | 0.414 | 0.414 |
| SN74HC08D | 1 | 0.423 | 0.423 |
| ADS1298PAG | 3 | 38.66 | 115.98 |
| RN4678 | 1 | 8.63 | 8.63 |
| RN1810 | 1 | 15.27 | 15.27 |
| ABLIC S-8211C | 1 | 0.855 | 0.855 |
| MCP73831T-2ACI/OT | 1 | 0.504 | 0.504 |
| DMN2041UVT | 1 | 0.396 | 0.396 |
| LP2985A-33DBVTG4 | 1 | 0.513 | 0.513 |
| TLV61048 | 1 | 1.09 | 1.09 |
| TPS73201 DBVT5 | 1 | 1.38 | 1.38 |
| Conector banana | 7 | 2.77 | 19.39 |
| Batería 3.7V 2Ah | 1 | 19.19 | 19.19 |
| PCB | 1 | 24.7 | 24.7 |
| TOTAL (€) | | | 262.56 |

Tabla 7.1: Coste de fabricación de una PCB

Capítulo 8

Montaje y pruebas

En este apartado vamos a ver el proceso de montaje de la PCB y las pruebas que se han ido realizando durante el montaje para comprobar el correcto funcionamiento de la PCB.

La soldadura se ha ido realizando por partes para ir comprobando constantemente durante el montaje que cada una de las partes funcionan correctamente. De esta forma es más sencillo ir comprobando con cada paso que se da que las partes funcionan bien, y en el caso de que haya habido algún error durante la soldadura sea sencillo de localizar dicho error y arreglarlo, ahorrando tiempo y coste en el desarrollo.

8.1. Soldadura del sistema completo

8.1.1. Regulador de voltaje

Comenzamos soldando la parte de los reguladores de tensión junto con sus componentes pasivos.

Para comprobar que funciona correctamente los distintos reguladores se suelda un diodo LED, de esta forma es fácil identificar si hay algún error en la soldadura, ya que si no está bien soldado, el regulador no funcionaría y no tendríamos tensión a la salida.

Una vez que se ha terminado de soldar todos los componentes junto con el conector para la batería y el conmutador DPDT, se comprueba que los diodos LED se encienden, lo que nos garantiza que los reguladores funcionan correctamente.

Para terminar de realizar las pruebas de los reguladores, se miden con un multímetro la salida de cada regulador. Del regulador de 5 V obtenemos una tensión de 4.98 V, del regulador de 3.3 V obtenemos una tensión de 3.29 V y del regulador de 3 V obtenemos una tensión de 2.98 V, por lo que podemos concluir que los tres reguladores funcionan correctamente.

8.1.2. PIC128F47J53, ADS1298 y módulo Bluetooth RN4678

Una vez comprobado que tenemos los niveles de tensión necesarios de los reguladores, seguimos soldando lo necesario para comprobar que el primer ADS1298 funciona correctamente, ya que va a actuar de “master” de los otros dos transmitiendo su señal de reloj. Además de soldar el ADS1298 hay que soldar el MCU PIC18F47J53 junto con la parte de programación ICSP y el módulo bluetooth RN4678.

Tras terminar de soldar estos componentes, se comprueba con el multímetro que tenemos alimentación en los distintos pines de alimentación de los integrados, y en el modo de medición continuo comprobamos que los demás pines están bien conectados y que no tenemos ningún cortocircuito entre los distintos pines, antes de pasar a comprobar que podemos comunicarnos correctamente entre el MCU y el ADS1298, y el MCU y el módulo Bluetooth RN4678.

Una vez que se termina de soldar estos componentes, pasamos a comprobar que podemos comunicarnos primero con el módulo Bluetooth. Antes de comprobar que podemos comunicarnos, debemos de configurar los parámetros del módulo Bluetooth. Para ello vamos a utilizar un dispositivo USB-UART externo, soldando los distintos cables a los conectes UART del módulo. En la figura 8.1 podemos ver el convertidor utilizado. Principalmente tenemos que configurar el *Baud Rate* a 1 Mbps y cambiamos el nombre del módulo bluetooth a RABioW24 para identificarlo más fácil, todos los comandos disponibles lo podemos consultar en [44].

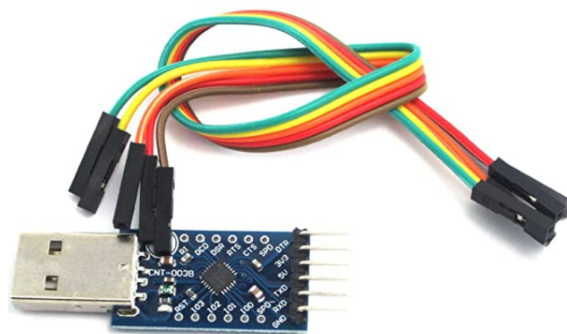


Figura 8.1: Convertidor USB-UART

Una vez configurado el módulo Bluetooth probamos un *firmware* sencillo que transmita datos por el módulo Bluetooth. Con el *software RealTerm* comprobamos que conseguimos enviar datos por el módulo Bluetooth.

Para terminar de comprobar que conseguimos comunicarnos con el ADS1298, realizamos un *firmware* sencillo que lea los datos de los registros del ADS1298, enviándolos por el módulo Bluetooth. En *RealTerm* comprobamos que la lectura de los registros se realiza correctamente.

Cuando ya hemos terminado de comprobar que el primer ADS1298 funciona correctamente, procedemos a soldar los otros dos que nos quedan. Una vez los tenemos soldados, realizamos las mismas comprobaciones que hicimos con el primero con el multímetro, para cerciorarnos de que todas las conexiones están correctamente.

Con los tres ADS1298 soldados, seguimos modificando el *firmware* anterior pero en este caso vamos a leer los registros de los tres ADS1298 a la vez. Para que los otros dos ADS1298 funcionen correctamente, debemos de configurar el registro CONFIG1 del primer ADS1298 para que transmita la señal CLK para que los demás funcionen. Con todos estos cambios realizados se comprueba que conseguimos leer los registros de los tres ADS1298.

8.1.3. Sistema completo

Una vez terminado de comprobar que los ADS1298, el MCU y el módulo Bluetooth funcionan correctamente, se procede con el montaje de todos los demás componentes para comprobar que también podemos comunicarnos tanto con la IMU como leer los datos de GSR.

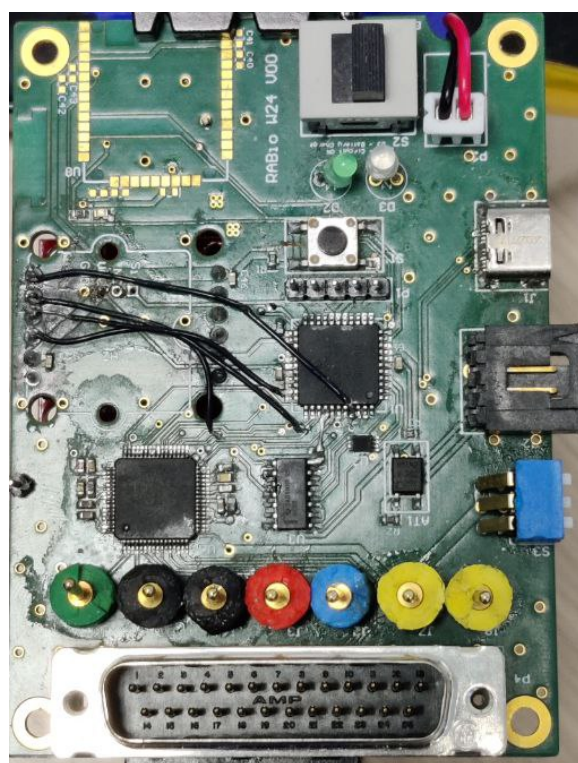


Figura 8.2: Capa superior de la PCB

Cuando ya tenemos todo soldado, volvemos a comprobar con el multímetro que tenemos la alimentación en los pines y que tenemos conectividad

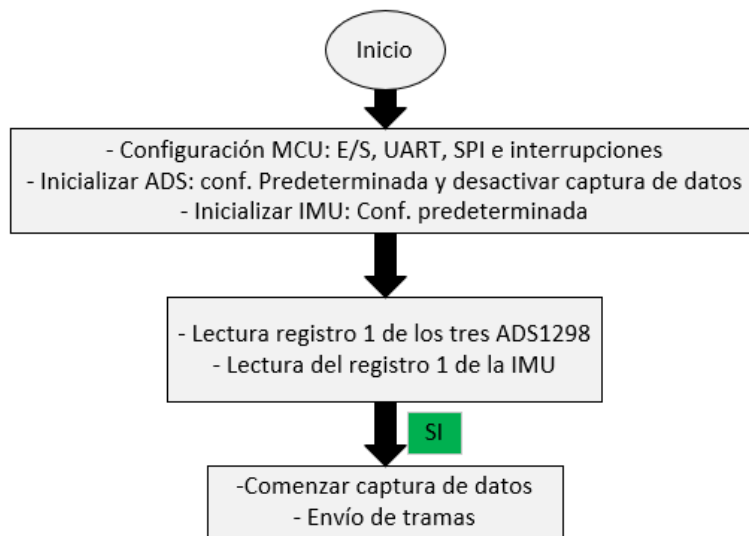


Figura 8.3: Capa inferior de la PCB

entre todas las conexiones realizadas. Con todas estas comprobaciones hechas, pasaríamos a terminar de completar el *firmware* para proceder con la lectura de los datos de todos los integrados.

8.2. Firmware

El *firmware* diseñado para comprobar el prototipo se centra en comprobar el correcto funcionamiento de todos los integrados del dispositivo, y comprobar que todo funciona correctamente. En la figura 8.4 se muestra el diagrama de flujo del *firmware*. Vamos a explicar las distintas partes del *firmware*.

Figura 8.4: Diagrama de flujo del *firmware*

En primer lugar se reasignan algunos de los pines para que la comunicación SPI entre los ADS1298 y la IMU se realice con el módulo MSSP2, por lo que se reasignan los pines SCK2, SDO2 y SDI2. Hay que tener en cuenta que cuando MSSP2 se utiliza como máster SPI, la señal SCK2 hay que configurarla como entrada y salida en el módulo PPS. Después configuramos la frecuencia de reloj del MCU y configuramos el módulo UART del MCU para poder comunicarnos con el módulo Bluetooth.

Después reservamos un espacio de memoria donde se van a cargar los valores de los registros de configuración para los tres ADS1298. También definimos variables que se utilizarán a lo largo del *firmware*

```

1 #include "18F47J53.h"
2 #fuses NOCPUDIV, NOWDT, NOPROTECT, PLLLEN, PLL2, NOCLOCKOUT, INTRC_PLL_IO,
   SOSC_DIG, NOIOL1WAY, ADC12
3 #DEVICE ADC=16 //read_adc() size configuration (16 bits)
4
5 //PARA EL RN VAMOS A USAR UART1, NO NECESITA REMAPEAR PINES TX->RC6 RX
   ->RC7
6 //PARA EL IMU USAMOS MSSP1 (SDA1, SCL1), NO NECESITA REMAPEAR PINES
7 //PARA LOS ADS VAMOS A UTILIZAR MSSP2 (FUNCIONES CON SPI2), REMAPEAMOS
   LOS PINES: SCK2->RC0, SDO2->RC2, SDI2->RC1
8 #PIN_SELECT SCK2OUT = PIN_C0
9 #PIN_SELECT SCK2IN = PIN_C0 //ES NECESARIO ASIGNAR EL MISMO PIN (
   SCK2OUT Y SCK2IN)
10 #PIN_SELECT SDI2 = PIN_C1
11 #PIN_SELECT SDO2 = PIN_C2
12
13 #use delay(clock=48Mhz)
14 #use rs232(baud=1000000, xmit=PIN_C6, rcv=PIN_C7, bits=8, stream=PORT1
   )
15

```

```

16 #ORG 0x1F780, 0x1FF80 {} //Reservamos este espacio en la memoria para
    nuestras variables
17 #ROM 0x1F780 = {0x26,0x30,0xCC,0x00,0x10,0x20,0x30,0x40,0x00,0x50,0x60
    ,0x60,0xFF,0xFF,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x0F,0x00,0x00,0x00,0x00
    ,0x00,0x06,0x30,0xC8,0x00,0x10,0x20,0x30,0x40,0x00,0x50,0x60,0x60
    ,0xFF,0xFF,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x0F,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00
    ,0x06,0x30,0xC8,0x00,0x10,0x20,0x30,0x40,0x00,0x50,0x60,0x60,0xFF
    ,0xFF,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x0F,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00}
18 //Valores de fabrica
19 //Numero de registros almacenados (25*nADS)
20 #define numregister 75
21 //Estos valores se guardan fijos y hacen referencia a los valores por
    defecto de los registros de configuracion del ADS1298
22 //Variables globales
23 //Vector con los pines que actuan como CS y DRDY de los 3 ADS
24 #define CS_ADS1 PIN_D4
25 #define CS_ADS2 PIN_D5
26 #define CS_ADS3 PIN_D6
27 #define DRDY_ADS1 PIN_D0
28 #define CS_IMU PIN_D3
29 #define IMU_PIN_INT PIN_A5
30
31 //Tamano de paquete de datos a la salida
32 //4 (reservados) + 27*nADSs + 21 (IMU) + 2 (GSR) = 108 (MAXIMOS)
33 #define sizedataHeader 4
34 #define sizedataADS 27
35 #define sizedataIMU 21
36 #define sizedataGSR 2
37 #define sizedataout 108
38 const int16 n_cal = 100;
39
40 int8 ByteDelimitador = 0;

```

La función AK09916_CONFIG() el magnetómetro interno de la IMU, para ello hay que configurar ciertos registros de la IMU para que este se comuniquen internamente por I2C y que se configure. Para finalizar se configura el SLAVE0 de la IMU para que realice una lectura constante de los valores del magnetómetro.

```

1 void AK09916_CONFIG(){
2
3     //BANK3 CHANGE
4     OUTPUT_LOW(CS_IMU);
5     spi_write2(0x7F); //Write (RW'=0) register 127 (7Fh)
6     spi_write2(0x30); //REG_BANK_SEL(127) | USER_BANK[5:4] = 11 (3:
    Select USER BANK 3)
7     OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
8
9     //WRITE REGISTER CNTL2 (AK09916)
10    OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK3
11    spi_write2(0x13); //Write (RW'=0) register 19(13h)
12    spi_write2(0x0C); //I2C_SLV4_ADDR(19)
13    spi_write2(0x31); //I2C_SLV4_REG(20)
14    OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
15
16    OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK3
17    spi_write2(0x16); //Write (RW'=0) register 22(16h)
18    spi_write2(0x08); //I2C_SLV4_D0(22) = 08h (100Hz Continuous
    measurement)

```

```

19 OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
20
21 OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK3
22 spi_write2(0x15); //Write (RW'=0) register 21(15h)
23 spi_write2(0xC0); //I2C_SLV4_CTRL(21)
24 OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
25
26 //INTERRUPTION
27 while(!input(IMU_PIN_INT)){ //Wait until the interruption in pin
    INT1
28
29 /**SLAVE0 CONFIGURATION FOR CONTINUOUS MEASUREMENT AK09916**//
30 OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK3
31 spi_write2(0x03); //Write (RW'=0) register 3(03h)
32 spi_write2(0x8C); //I2C_SLV4_ADDR(19)
33 spi_write2(0x10); //I2C_SLV0_REG(4)
34 spi_write2(0x89); //I2C_SLV0_CTRL(5)
35 OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
36 }

```

La función IMU_CONFIG() configuramos los distintos registros de la IMU para obtener los datos del giroscopio y el acelerómetro.

```

1 void IMU_CONFIG(){
2
3     /**GYROSCOPE AND ACCELEROMETER CONFIGURATION**//
4     //BANK0 CHANGE
5     OUTPUT_LOW(CS_IMU);
6     spi_write2(0x7F); //Write (RW'=0) register 127 (7Fh)
7     spi_write2(0x00); //REG_BANK_SEL(127) | USER_BANK[5:4]=00 (0:
        Select USER BANK 0)
8     OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
9
10    OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK0
11    spi_write2(0x05); //Write (RW'=0) register 5(05h)
12    spi_write2(0x70); //LP_CONFIG(5)
13    spi_write2(0x01); //PWR_MGMT_1(6)
14    OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
15
16    //BANK2 CHANGE
17    OUTPUT_LOW(CS_IMU);
18    spi_write2(0x7F); //Write (RW'=0) register 127 (7Fh)
19    spi_write2(0x20); //REG_BANK_SEL(127) | USER_BANK[5:4]=10 (2:
        Select USER BANK 2)
20    OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
21
22    /**GYROSCOPE CONFIGURATION**//
23    OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK2
24    spi_write2(0x00); //Write (RW'=0) register 0(00h)
25    spi_write2(0x0A); //GYRO_SMPLRT_DIV(0) | GYRO_SMPLRT_DIV[7:0]=0Ah
        (100 Hz)
26    spi_write2(0x3F); //GYRO_CONFIG_1(1)
27    OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
28
29    /**ACCELEROMETER CONFIGURATION**//
30    OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK2
31    spi_write2(0x10); //Write (RW'=0) register 16(10h)
32    spi_write2(0x00); //ACCEL_SMPLRT_DIV_1(16) | ACCEL_SMPLRT_DIV
        [11:0]=00 (20, 100 Hz)
33    spi_write2(0x0A); //ACCEL_SMPLRT_DIV_2(17) | ACCEL_SMPLRT_DIV_2

```

```

    [7:0]=0Ah (100Hz)
34  OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
35
36  OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK2
37  spi_write2(0x14); //Write (RW'=0) register 20(14h)
38  spi_write2(0x3F); //ACCEL_CONFIG(20)
39  OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
40
41  OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK2
42  spi_write2(0x09); //Escribir registro 9 (09h, RW'=0)
43  spi_write2(0x01); //ODR_ALIGN_EN(9)
44  OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
45  }

```

Con la función `IMU_ini()` primero comprobamos que podemos leer el registro ID de la IMU y del magnetómetro, para comprobar que podemos comunicarnos con el. Una vez se ha comprobado esto y viendo que no ha habido ningún problema en la lectura del registro ID, pasaríamos a cargar los registros de la IMU utilizando las funciones descritas anteriormente (`IMU_CONFIG()` y `AK09916_CONFIG()`)

```

1  void IMU_init(){
2
3     int i = 0;
4     int whoiam = 0;
5     char IMU_OK[] = "WHOAMI OK";
6     char IMU_NOK[] = "WHOAMI NOK";
7
8     /**RESET IMU**//
9     OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK0
10    spi_write2(0x06); //Escritura registro 6 (06h)
11    spi_write2(0xC1); //PWR_MGMT_1(6), DEVICE_RESET=1
12    OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
13
14    delay_ms(50); //Esperamos al reset
15
16    /**WAKE-UP AND LOW-POWER OFF**//
17    OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK0
18    spi_write2(0x06); //Escritura registro 6(06h) (R/W = 0)
19    spi_write2(0x01); //PWR_MGMT_1(6)-> SLEEP=0, LP_EN=0, CLKSEL=1
20    OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
21
22    /**READ WHO_AM_I ICM-20948**//
23    OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK0
24    spi_write2(0x80); //Lectura del registro 0 (R/W = 1)
25    whoiam = spi_read2(0x00); //WHO_AM_I(0)
26    OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
27
28    putc(whoiam);
29    putc('\n');
30
31    if (whoiam == 0xEA){
32        for (i=0; i<9; i++)
33            putc(IMU_OK[i]);
34    }
35    else{
36        for (i=0; i<10; i++)
37            putc(IMU_NOK[i]);
38    }

```

```

39     putc('\n');
40
41     /**READ WHO_I_AM AK09916 (COMPASS)**//
42     //INTERRUPT CONFIGURATION
43     OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK0
44     spi_write2(0x0F); //Write (RW'=0) register 15 (0Fh)
45     spi_write2(0x30); //INT_PIN_CFG(15)
46     spi_write2(0x01); //INT_ENABLE(16)
47     OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
48
49     //I2C MASTER RESET
50     OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK0
51     spi_write2(0x03); //Write (RW'=0) register 3 (03h)
52     spi_write2(0x02); //USER_CTRL(3)
53     OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
54
55     delay_us(100);
56
57     //I2C MASTER ENABLED AND SERIAL INTERFACE SPI MODE ONLY
58     OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK0
59     spi_write2(0x03); //Write (RW'=0) register 3 (03h)
60     spi_write2(0x30); //USER_CTRL(3)
61     OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
62
63     //BANK3 CHANGE
64     OUTPUT_LOW(CS_IMU);
65     spi_write2(0x7F); //Write (RW'=0) register 127 (7Fh)
66     spi_write2(0x30); //REG_BANK_SEL(127) | USER_BANK[5:4] = 11 (3:
        Select USER BANK 3)
67     OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
68
69     //I2C_MST_CTRL:
70     OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK3
71     spi_write2(0x01); //Write (RW'=0) register 1(01h)
72     spi_write2(0x17); //I2C_MST_CTRL(1)
73     OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
74
75     /**WHO_I_AM1 READ (AK09916)**//
76     OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK3
77     spi_write2(0x13); //Write (RW'=0) register 19(13h)
78     spi_write2(0x8C); //I2C_SLV4_ADDR(19)
79     spi_write2(0x00); //I2C_SLV4_REG(20)
80     spi_write2(0xC0); //I2C_SLV4_CTRL(21)
81     OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
82
83     //INTERRUPTION
84     while(!input(IMU_PIN_INT)){ //Wait until the interruption in pin
        INT1
85
86     OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK3
87     spi_write2(0x97); //Read (RW'=1) register 23(17h)
88     whoiam = spi_read2(0x00); //I2C_SLV4_DI(23) | Data read from I2C
        slave 4 (AK09916)
89     OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
90
91     if (whoiam == 0x48){
92         for (i=0; i<9; i++)
93             putc(IMU_OK[i]);
94     }
95     else{
96         for (i=0; i<10; i++)
97             putc(IMU_NOK[i]);

```

```

98     }
99     putc('\n');
100
101     /**WHO_I_AM2 READ (AK09916)**//
102     OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK3
103     spi_write2(0x13); //Write (RW'=0) register 19(13h)
104     spi_write2(0x8C); //I2C_SLV4_ADDR(19)
105     spi_write2(0x01); //I2C_SLV4_REG(20)
106     spi_write2(0xC0); //I2C_SLV4_CTRL(21)
107     OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
108
109     //INTERRUPTION
110     while(!input(IMU_PIN_INT)){ //Wait until the interruption in pin
111         INT1
112
113         OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK3
114         spi_write2(0x97); //Leemos del registro 23 (17h, RW'=1)
115         whoiam = spi_read2(0x00); //I2C_SLV4_DI(23)-> Lectura del registro
116         por I2C del magnetometro
117         OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
118
119         if (whoiam == 0x09){
120             for (i=0; i<9; i++){
121                 putc(IMU_OK[i]);
122             }
123         }
124         else{
125             for (i=0; i<10; i++){
126                 putc(IMU_NOK[i]);
127             }
128         }
129         putc('\n');
130
131         /**GYROSCOPE AND ACCELEROMETER CONFIGURATION**//
132         IMU_CONFIG();
133
134         /**AK09916 (COMPASS) CONFIGURATION**//
135         AK09916_CONFIG();
136
137         /**CAMBIO BANKO PARA LECTURAS**//
138         OUTPUT_LOW(CS_IMU);
139         spi_write2(0x7F); //Escribimos registro 127 (7Fh, RW'=0)
140         spi_write2(0x00); //REG_BANK_SEL(127) | USER_BANK[5:4]=00 (0:
141         Select USER BANK 0)
142         OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
143
144         /**CONFIGURACION INTERRUPTCION PARA LECTURA**//
145         OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK0
146         spi_write2(0x10); //Escribir registro 16 (10h, RW'=0)
147         spi_write2(0x00); //INT_ENABLE(16) | I2C_MST_INT_EN[0] = 0
148         spi_write2(0x01); //INT_ENABLE_1(17) | RAW_DATA_0_RDY_EN[0] = 1
149         OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
150
151         delay_ms(100);
152     }

```

Con la función `IMU_calibracion_acelel_gyro()` calibramos tanto el acelerómetro como el giroscopio teniendo el dispositivo en reposo.

```

1 void IMU_calibracion_acelel_gyro(){
2
3     typedef signed int8 sint8;

```



```

4   typedef signed int16 sint16;
5   typedef signed int32 sint32;
6
7   int16 i;
8   int ii;
9   int8 data[12];
10  sint32 gyro_bias[3] = {0, 0, 0}, accel_bias[3] = {0, 0, 0};
11
12  char mens1[] = "START CAL";
13  char mens2[] = "END CAL";
14
15  sint16 gyrosensitivity = 32.8;
16  sint16 accelsensitivity = 2048;
17
18  /**GYROSCOPE AND ACCELEROMETER CONFIGURATION MAX SENSITIVITY**//
19  //BANK2 CHANGE
20  OUTPUT_LOW(CS_IMU);
21  spi_write2(0x7F); //Write (RW'=0) register 127 (7Fh)
22  spi_write2(0x20); //REG_BANK_SEL(127) | USER_BANK[5:4]=10 (2:
    Select USER BANK 2)
23  OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
24
25  /**GYROSCOPE CONFIGURATION**//
26  OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK2
27  spi_write2(0x00); //Write (RW'=0) register 0(00h)
28  spi_write2(0x00); //GYRO_SMPLRT_DIV(0)
29  spi_write2(0x3D); //GYRO_CONFIG_1(1)
30  OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
31
32  /**ACCELEROMETER CONFIGURATION**//
33  OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK2
34  spi_write2(0x10); //Write (RW'=0) register 16(10h)
35  spi_write2(0x00); //ACCEL_SMPLRT_DIV_1(16)
36  spi_write2(0x00); //ACCEL_SMPLRT_DIV_2(17)
37  OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
38
39  OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK2
40  spi_write2(0x14); //Write (RW'=0) register 20(14h)
41  spi_write2(0x3F); //ACCEL_CONFIG(20)
42  OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
43
44  //BANK0 CHANGE
45  OUTPUT_LOW(CS_IMU);
46  spi_write2(0x7F); //Write (RW'=0) register 127(7Fh)
47  spi_write2(0x00); //REG_BANK_SEL(127) | USER_BANK[5:4]=00 (0:
    Select USER BANK 0)
48  OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
49
50  for (i=0; i<9; i++){
51     putc(mens1[i]);
52  }
53  putc('\n');
54
55  for (i=0; i<n_cal; i++){
56
57      sint16 accel_temp[3] = {0, 0, 0}, gyro_temp[3] = {0, 0, 0};
58
59      while(!input(IMU_PIN_INT)){} //Wait until interruption pin set
        high
60
61      OUTPUT_LOW(CS_IMU);
62      spi_write2(0x9A); //Read (RW'=1) Register 26(1Ah)

```

```

63     spi_read2(0x00); //INT_STATUS_1(26) | RAW_DATA_0_RDY_INT[0]
64     OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
65
66     OUTPUT_LOW(CS_IMU);
67     spi_write2(0xAD); //Read (RW'=1) register 45(2Dh)
68     for (ii=0; ii<12; ii++)
69         data[ii] = spi_read2(0x00);
70     OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
71
72     accel_temp[0] = (sint16)((sint16)data[0]<<8) | data[1];
73     accel_temp[1] = (sint16)((sint16)data[2]<<8) | data[3];
74     accel_temp[2] = (sint16)((sint16)data[4]<<8) | data[5];
75     gyro_temp[0] = (sint16)((sint16)data[6]<<8) | data[7];
76     gyro_temp[1] = (sint16)((sint16)data[8]<<8) | data[9];
77     gyro_temp[2] = (sint16)((sint16)data[10]<<8) | data[11];
78
79     accel_bias[0] += (sint32) accel_temp[0];
80     accel_bias[1] += (sint32) accel_temp[1];
81     accel_bias[2] += (sint32) accel_temp[2];
82     gyro_bias[0] += (sint32) gyro_temp[0];
83     gyro_bias[1] += (sint32) gyro_temp[1];
84     gyro_bias[2] += (sint32) gyro_temp[2];
85 }
86
87 for (i=0; i<7; i++){
88     putc(mens2[i]);
89 }
90 putc('\n');
91
92 accel_bias[0] /= (sint32) n_cal;
93 accel_bias[1] /= (sint32) n_cal;
94 accel_bias[2] /= (sint32) n_cal;
95 gyro_bias[0] /= (sint32) (n_cal);
96 gyro_bias[1] /= (sint32) (n_cal);
97 gyro_bias[2] /= (sint32) (n_cal);
98
99 if (accel_bias[2] > 0)
100     accel_bias[2] -= (sint32) accelsensitivity;
101 else
102     accel_bias[2] += (sint32) accelsensitivity;
103
104 //BANK1 CHANGE
105 OUTPUT_LOW(CS_IMU);
106 spi_write2(0x7F); //Write (RW'=0) register 127(7Fh)
107 spi_write2(0x10); //REG_BANK_SEL(127) | USER_BANK[5:4]=01 (1:
    Select USER BANK 1)
108 OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
109
110 OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK1
111 spi_write2(0x94); //Read (RW'=1) register 20(14h)
112 for (ii=0; ii<3; ii++){
113     data[ii*2] = spi_read2(0x00);
114     data[ii*2+1] = spi_read2(0x00);
115     spi_read2(0x00);
116 }
117 OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
118
119 sint32 accel_bias_reg[3] = {0, 0, 0};
120 accel_bias_reg[0] = (sint32) (((sint16)data[0]<<8) | data[1]);
121 accel_bias_reg[1] = (sint32) (((sint16)data[2]<<8) | data[3]);
122 accel_bias_reg[2] = (sint32) (((sint16)data[4]<<8) | data[5]);
123

```

```

124 accel_bias_reg[0] -= (accel_bias[0] & ~1);
125 accel_bias_reg[1] -= (accel_bias[1] & ~1);
126 accel_bias_reg[2] -= (accel_bias[2] & ~1);
127
128 data[0] = (accel_bias_reg[0] >> 8) & 0xFF;
129 data[1] = (accel_bias_reg[0]) & 0xFF;
130 data[2] = (accel_bias_reg[1] >> 8) & 0xFF;
131 data[3] = (accel_bias_reg[1]) & 0xFF;
132 data[4] = (accel_bias_reg[2] >> 8) & 0xFF;
133 data[5] = (accel_bias_reg[2]) & 0xFF;
134
135 OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK1
136 spi_write2(0x14); //Write (RW'=0) register 20(14h)
137 spi_write2(data[0]); //XA_OFFS_H(20) | XA_OFFS[14:7] (Upper bits of
    the X accelerometer offset cancellation)
138 spi_write2(data[1]); //XA_OFFS_L(21) | XA_OFFS[6:0] (Lowe bits of
    the X accelerometer offset cancelation)
139 spi_write2(0x00); //REGISTER 22
140 spi_write2(data[2]); //YA_OFFS_H(23) | YA_OFFS[14:7] (Upper bits of
    the Y accelerometer offset cancellation)
141 spi_write2(data[3]); //YA_OFFS_L(24) | YA_OFFS[6:0] (Lowe bits of
    the Y accelerometer offset cancelation)
142 spi_write2(0x00); //REGISTER 25
143 spi_write2(data[4]); //ZA_OFFS_H(26) | ZA_OFFS[14:7] (Upper bits of
    the Z accelerometer offset cancellation)
144 spi_write2(data[5]); //ZA_OFFS_L(27) | ZA_OFFS[6:0] (Lowe bits of
    the Z accelerometer offset cancelation)
145 OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
146
147 data[6] = (-gyro_bias[0] >> 8) & 0xFF;
148 data[7] = (-gyro_bias[0]) & 0xFF;
149 data[8] = (-gyro_bias[1] >> 8) & 0xFF;
150 data[9] = (-gyro_bias[1]) & 0xFF;
151 data[10] = (-gyro_bias[2] >> 8) & 0xFF;
152 data[11] = (-gyro_bias[2]) & 0xFF;
153
154 //BANK2 CHANGE
155 OUTPUT_LOW(CS_IMU);
156 spi_write2(0x7F); //Write (RW'=0) register 127 (7Fh)
157 spi_write2(0x20); //REG_BANK_SEL(127) | USER_BANK[5:4]=10 (2:
    Select USER BANK 2)
158 OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
159
160 OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK2
161 spi_write2(0x03); //Write (RW'=0) register 3(03h)
162 spi_write2(data[6]); //XG_OFFS_USRH(3) | X_OFFS_USER[15:8] (Upper
    byte of X gyro offset cancellation)
163 spi_write2(data[7]); //XG_OFFS_USRL(4) | X_OFFS_USER[7:0] (Lower
    byte of X gyro offset cancellation)
164 spi_write2(data[8]); //YG_OFFS_USRH(5) | Y_OFFS_USER[15:8] (Upper
    byte of Y gyro offset cancellation)
165 spi_write2(data[9]); //YG_OFFS_USRL(6) | Y_OFFS_USER[7:0] (Lower
    byte of Y gyro offset cancellation)
166 spi_write2(data[10]); //ZG_OFFS_USRH(7) | Z_OFFS_USER[15:8] (Upper
    byte of Z gyro offset cancellation)
167 spi_write2(data[11]); //ZG_OFFS_USRL(8) | Z_OFFS_USER[7:0] (Lower
    byte of Z gyro offset cancellation)
168 OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
169
170 /**GYROSCOPE CONFIGURATION**//
171 OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK2
172 spi_write2(0x00); //Write (RW'=0) register 0(00h)

```

```

173 spi_write2(0x0A); //GYRO_SmplRT_DIV(0)
174 spi_write2(0x3F); //GYRO_CONFIG_1(1)
175 OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
176
177 /**ACCELEROMETER CONFIGURATION**/
178 OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK2
179 spi_write2(0x10); //Write (RW'=0) register 16(10h)
180 spi_write2(0x00); //ACCEL_SmplRT_DIV_1(16) | ACCEL_SmplRT_DIV
    [11:0]=00 (10, 20, 50, 100 Hz)
181 spi_write2(0x0A); //ACCEL_SmplRT_DIV_2(17) | ACCEL_SmplRT_DIV_2
    [7:0]=0Ah (100Hz)
182 OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
183
184 OUTPUT_LOW(CS_IMU); //BANK2
185 spi_write2(0x14); //Write (RW'=0) register 20(14h)
186 spi_write2(0x3F); //ACCEL_CONFIG(20)
187 OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
188
189 //BANK0 CHANGE
190 OUTPUT_LOW(CS_IMU);
191 spi_write2(0x7F); //Write (RW'=0) register 127(7Fh)
192 spi_write2(0x00); //REG_BANK_SEL(127) | USER_BANK[5:4]=00 (0:
    Select USER BANK 0)
193 OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
194
195 delay_ms(100);
196 }

```

La función `IMU_read()` se encarga de leer los registros que contiene los datos del giroscopio, acelerómetro y magnetómetro. Como se puede ver, primero cambiamos la velocidad de la interfaz SPI ya que la interfaz de la IMU como máximo puede ir a 7 MHz, por lo que la configuramos a 6 MHz. Después de realizar la lectura de los datos volvemos a la velocidad del SPI a 12 MHz, ya que como los ADS1298 se configuran para que como máximo generen 500 SPS, frente a los 100 SPS que genera la IMU, de esta forma hay que cambiar la velocidad de la interfaz SPI menos veces.

```

1 void IMU_read(int *buff){
2
3     //Configuramos el SPI para la IMU
4     setup_spi2(spi_master | SPI_L_TO_H | SPI_XMIT_L_TO_H |
        SPI_CLK_DIV_8);
5
6     int i;
7
8     OUTPUT_LOW(CS_IMU);
9     spi_write2(0x9A); //Lectura INT_STATUS_1(26) (1Ah, RW'=1)
10    spi_read2(0x00);
11    OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
12
13    OUTPUT_LOW(CS_IMU);
14    spi_write2(0xAD); //Lectura registro 45 (2Dh, RW'=1)
15    for (i=0; i<12; i++)
16        buff[i] = spi_read2(0x00);
17    OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
18
19    OUTPUT_LOW(CS_IMU);
20    spi_write2(0xBB); //Lectura registro 59 (3Bh, RW'=1)

```

```

21     for (i=12; i<21; i++){
22         buff[i] = spi_read2(0x00);
23     }
24     OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
25
26     //Configuramos el SPI para los ADS
27     setup_spi2(spi_master | spi_l_to_h | SPI_SCK_IDLE_LOW |
28               SPI_CLK_DIV_4);

```

La función `START()` sirve para sincronizar los $\overline{\text{DRDY}}$ de los tres ADS1298.

```

1 //Funcion que activa la lectura continua del ADS
2 void START(){
3
4     int i;
5
6     disable_interrupts(GLOBAL);
7
8     //Habilitamos los 3 ADSs, para sincronizar los DRDY con la senal de
9     START
10    OUTPUT_LOW(CS_ADS1);
11    OUTPUT_LOW(CS_ADS2);
12    OUTPUT_LOW(CS_ADS3);
13
14    // Comando START, para comenzar y sincronizar la conversion
15    spi_write2(0x08);
16    delay_us(4);
17
18    //Desactivamos los 3 ADSs
19    OUTPUT_HIGH(CS_ADS1);
20    OUTPUT_HIGH(CS_ADS2);
21    OUTPUT_HIGH(CS_ADS3);
22
23    enable_interrupts(GLOBAL);

```

La función `lectura_ADS(int ads, int *buff_aux)` realiza la lectura de los datos del ADS1298 seleccionado, para ello en la función indicamos que ADS1298 es el que se le va a leer los datos.

```

1 void lectura_ADS(int ads, int *buff_aux){
2
3     int i;
4     int CS_aux;
5     if (ads == 1)
6         CS_aux = CS_ADS1;
7     else if (ads == 2)
8         CS_aux = CS_ADS2;
9     else if (ads == 3)
10        CS_aux = CS_ADS3;
11    else
12        CS_aux = CS_ADS1;
13
14    OUTPUT_LOW(CS_aux);
15
16    spi_write2(0x12); //Comando RDATA
17
18    for (i = 0; i < 27; i++){

```

```

19 //Con esta orden generamos el reloj de SPI y de esta forma podemos
    leer lo que se obtiene de la patilla MISO, DOUT del ADS
20     buff_aux[i] = spi_read2(0x00);
21 }
22
23 OUTPUT_HIGH(CS_aux);
24 }

```

La función `init_ADS()` carga los registros que hemos almacenado en la memoria interna del MCU.

```

1 void init_ADS(){
2
3     //CONFIGURACION ADS1
4     // Configuramos el ADS1, que actuara como el master de los 3 ADS
5     OUTPUT_LOW(CS_ADS1);
6     delay_us(100);
7
8     OUTPUT_HIGH(PIN_B3); //Reset del ADS
9     OUTPUT_LOW(PIN_A0); //Start del ADS en baja, responde al comando
    START (via SPI)
10
11     delay_ms(1000); //Esperamos un tiempo para que VCAP1 alcance 1.1V
    antes de hacer reset
12
13     spi_write2(0x06); //Mando el comando RESET al ADS
14     delay_us(100); //Esperamos el tiempo necesario para que se
    inicialice el ADS
15     spi_write2(0x11); //Mandamos el comando SDATAC para que no mande
    datos de forma continua
16     delay_us(4);
17
18     // REGISTROS ADS
19     int regs[numregister];
20     int32 dir;
21     int16 data_aux;
22     int i;
23
24     for (i = 0, dir = 0x1F780; i < numregister; i++, dir += 2){ //Desde
    la direccion base incrementamos los 2 bytes leidos cada
    iteracion
25         read_program_memory(dir, &data_aux, 2); //Leemos dos bytes y los
    almacenamos en la variable auxiliar
26         regs[i] = data_aux; //Nos quedamos con el LSB como contenido del
    registro
27     }
28
29     spi_write2(0x41);
30     delay_us(4);
31     spi_write2(24);
32     delay_us(4);
33     for (i=0; i<25; i++){
34         spi_write2(regs[i]);
35         delay_us(2);
36     }
37
38     OUTPUT_HIGH(PIN_D4);
39
40     delay_ms(500); //Esperamos un tiempo para que el ADS1 genere el CLK
    necesario para el ADS2 y ADS3

```

```

41
42 // CONFIGURACION ADS2
43 OUTPUT_LOW(PIN_D5);
44
45 spi_write2(0x06); //Mando el comando RESET al ADS
46 delay_us(100); //Esperamos el tiempo necesario para que se
    inicialice el ADS
47 spi_write2(0x11); //Mandamos el comando SDATAC para que no mande
    datos de forma continua
48 delay_us(4);
49
50 spi_write2(0x41);
51 delay_us(2);
52 spi_write2(24);
53 delay_us(2);
54 for (i=25; i<50; i++){
55     spi_write2(regs[i]);
56     delay_us(2);
57 }
58
59 OUTPUT_HIGH(PIN_D5);
60
61 // CONFIGURACION ADS3
62 OUTPUT_LOW(PIN_D6);
63 delay_us(100);
64
65 spi_write2(0x06); //Mando el comando RESET al ADS
66 delay_us(100); //Esperamos el tiempo necesario para que se
    inicialice el ADS
67 spi_write2(0x11); //Mandamos el comando SDATAC para que no mande
    datos de forma continua
68 delay_us(4);
69
70 spi_write2(0x41);
71 delay_us(2);
72 spi_write2(24);
73 delay_us(2);
74 for (i=50; i<75; i++){
75     spi_write2(regs[i]);
76     delay_us(2);
77 }
78
79 OUTPUT_HIGH(PIN_D6);
80 }

```

La función `main()` se encarga de configurar primero para utilizar el reloj interno del MCU a una velocidad de 48 MHz y después configuramos el ADC que se encargará de la lectura de la señal GSR. Cuando se ha configurado el MCU pasaríamos a llamar a las demás funciones que hemos explicado anteriormente. Después nos meteríamos en un bucle infinito que se encarga de leer los datos de cada dispositivo, montar una trama con todos estos datos para enviarlos por la interfaz UART hacia el módulo Bluetooth para enviarlos hacia el PC.

```

1 void main(){
2     int buff[sizedataout];
3     int i, c, timelow = 0, timehigh = 0;
4     int16 timer0 = 0;

```

```

5   int16 GSR_value = 0;
6   int DeviceEnable = 0b11111000;
7   int DeviceTransm = 0;
8   int cont = 0;
9   char IMU_start[] = "Datos IMU";
10
11  OUTPUT_HIGH(CS_ADS1);
12  OUTPUT_HIGH(CS_ADS2);
13  OUTPUT_HIGH(CS_ADS3);
14  OUTPUT_HIGH(CS_IMU);
15
16  //Configuramos el SPI para los ADS
17  setup_spi2(spi_master | spi_l_to_h | SPI_SCK_IDLE_LOW |
18            SPI_CLK_DIV_4);
19
20  //Configuramos el oscilador interno
21  setup_oscillator(OSC_8MHz | OSC_NORMAL);
22
23  //Configuracion TIMERO
24  setup_timer_0(RTCC_INTERNAL | RTCC_DIV_256); //16 bits, prescaler
25  256 -> desbordamiento cada 1,3981013s
26
27  //SETUP_ADC(ADC_CLOCK_DIV_64 | ADC_TAD_MUL_2);
28  SETUP_ADC(ADC_CLOCK_DIV_64);
29  //ADC_CLOCK_DIV_64 -> division del reloj /64 (TAD = 1.3us)
30  //ADC_TAD_MUL_2 -> TACQ necesario 2.16us (2.6us seleccionado)
31  setup_adc_ports(sAN3, VSS_VDD);
32  set_adc_channel(3);
33  delay_us(20);
34
35  //Inicializamos los ADS, cargando los registros
36  init_ADS();
37
38  //Configuramos el SPI para la IMU
39  setup_spi2(spi_master | SPI_L_TO_H | SPI_XMIT_L_TO_H |
40            SPI_CLK_DIV_8);
41
42  //CONFIGURACION IMU
43  IMU_init();
44
45  IMU_calibracion_ace_l_gyro_2();
46
47  for(i=0; i<9; i++){
48    putc(IMU_start[i]);
49  }
50  putc('\n');
51
52  //Configuramos el SPI para los ADS
53  setup_spi2(spi_master | spi_l_to_h | SPI_SCK_IDLE_LOW |
54            SPI_CLK_DIV_4);
55
56  // LECTURA REGISTROS DEL ADS
57  int conf[26];
58
59  for (c = 0; c < 3; c++){
60    OUTPUT_LOW(CS[c]);
61    delay_ms(1);
62
63    spi_write2(0x20); //Comando RREG desde el registro con direccion
64    0x00 (ID)
65    delay_us(2);
66    spi_write2(25); //N de registros a leer - 1 = 26 -1 = 25

```



```
62     delay_us(2);
63
64     for (i = 0; i < 26; i++){
65         //En cada iteracion leemos un registro del ADS.
66         conf[i] = spi_read2(0x00);
67         delay_us(2);
68     }
69
70     while (input(PIN_B2)){ //Esperamos a que el Bluetooth este
71         libre para enviar los datos
72         for (i = 0; i<26; i++){
73             putc(conf[i]);
74         }
75         OUTPUT_HIGH(CS[c]);
76         delay_ms(1);
77     }
78
79     START(); //Iniciamos la conversion de los ADS y los sincronizamos
80
81     while (TRUE){
82
83         DeviceTransm = 0;
84         cont = sizedataHeader; //Indice inicial del buffer (los primeros
85             4 estan reservados)
86
87         //Esperamos a que DRDY este en baja (tenemos los datos listos)
88         while(input(DRDY_ADS1)){
89
90             //Guardamos en un array 3 bytes por canal leido
91             if ((DeviceEnable & 0x80)){
92                 lectura_ADS(1, &(buff[cont]));
93                 cont += sizedataADS;
94                 DeviceTransm |= 0x80;
95             }
96             if ((DeviceEnable & 0x40)){
97                 lectura_ADS(2, &(buff[cont]));
98                 cont += sizedataADS;
99                 DeviceTransm |= 0x40;
100            }
101            if ((DeviceEnable & 0x20)){
102                lectura_ADS(3, &(buff[cont]));
103                cont += sizedataADS;
104                DeviceTransm |= 0x20;
105            }
106
107            //Comprobamos si hay datos disponibles en la IMU
108            if ((DeviceEnable & 0x10)){
109                if (input(IMU_PIN_INT)){
110                    IMU_read(&buff[cont]);
111                    cont += sizedataIMU;
112                    DeviceTransm |= 0x10;
113                }
114                if ((DeviceEnable & 0x08)){
115                    GSR_value = read_adc();
116                    buff[cont] = make8(GSR_value, 1);
117                    buff[cont+1] = make8(GSR_value, 0);
118                    cont += sizedataGSR;
119                    DeviceTransm |= 0x08;
120                }
121            }
122        }
```

```

122
123     disable_interrupts(GLOBAL);
124
125     //Posicion 0 del paquete con el byte delimitador (trigger en bit
126     //0)
127     buff[0] = ByteDelimitador;
128     ByteDelimitador &= 0xFC; //Pongo a 0 el bit de trigger una vez
129     //enviado
130
131     enable_interrupts(GLOBAL);
132
133     //Posiciones 1 y 2 del paquete con el temporizador
134     timer0 = get_timer0();
135     timelow = make8(timer0, 0); //byte bajo
136     timehigh = make8(timer0, 1); //byte alto
137     buff[1] = timehigh;
138     buff[2] = timelow;
139     buff[3] = DeviceTransm;
140
141     for(i = 0; i < cont; i++){
142         while (input(PIN_B2)){
143             putc(buff[i]);
144         }
145     }

```

8.3. Trama de datos

Las tramas de datos que el RABioW24 transmite hacia el PC depende de las partes que están en funcionamiento, es decir, del número de ADS que están leyendo datos, de si el módulo IMU está en funcionamiento y de si el módulo GSR también está en funcionamiento, por lo que el tamaño completo de la trama se adapta en función de que parte está funcionando ya que estas trabajan a distinta frecuencia.

Por lo tanto, una trama completa que el RABioW24 nos envía tiene un tamaño máximo de 107 bytes:

- 3 bytes de cabecera
- 27 bytes por cada ADS (81 bytes máximo, 3 ADS funcionando)
- 21 bytes para IMU
- 2 bytes para GSR

| HEAD | | | TIMER | | | ADS1 | | | ADS2 | | | ADS3 | | | IMU | | | GSR | |
|------|---|---|-------|---|----|------|---|----|------|---|----|------|---|-----|-----|-----|--|-----|--|
| 1 | 2 | 3 | 4 | - | 30 | 31 | - | 57 | 58 | - | 84 | 85 | - | 105 | 106 | 107 | | | |

Tabla 8.1: Trama de datos completa

8.4. Pruebas

Una vez que ya tenemos el *firmware* necesitamos comprobar que podemos leer todos los datos correctamente y que no haya ningún problema. Para ello diseñamos un programa en Python que se encarga de leer dichos datos y almacenarlos en un fichero de texto plano (txt).

8.4.1. Pruebas ADS1298

Para comprobar el funcionamiento correcto de los ADS1298, vamos a configurar cada canal con una ganancia diferente y vamos a introducir una señal sinusoidal desde un generador de señales para comprobar que obtenemos.

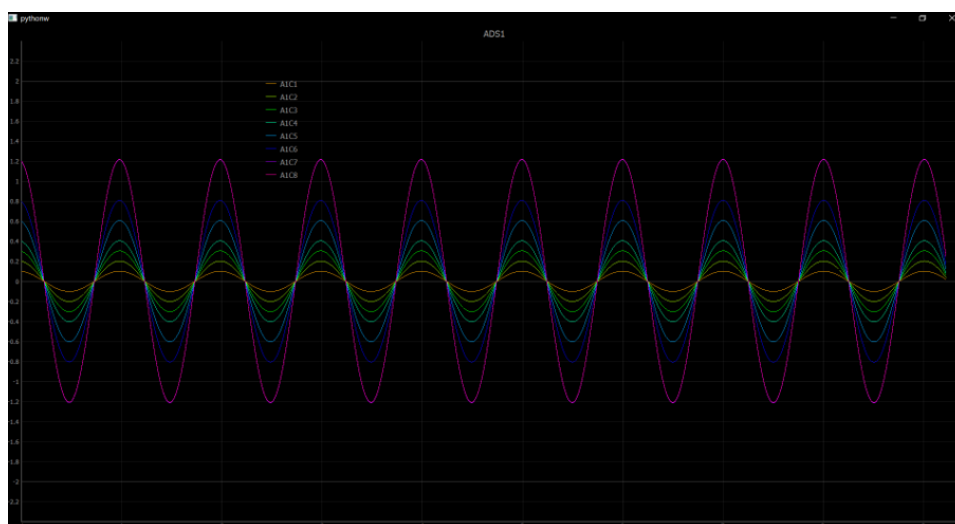


Figura 8.5: Señal sinusoidal leída por el primer ADS1298

En la figura 8.5 podemos ver la señal sinusoidal leída por el primer ADS1298 (las gráficas obtenidas por los otros dos ADS1298 son iguales, ya que se utiliza la misma señal para los tres ADS1298). Como se puede ver, cada canal tiene una ganancia diferente, como hemos configurado en el *firmware*.

8.4.2. Pruebas IMU

También se ha comprobado si los datos que obtenemos de la IMU son correctos o no, para ello se ha configurado la IMU y se han representado los valores del acelerómetro (figura 8.6), del giroscopio (figura 8.7) y del magnetómetro (figura 8.8).

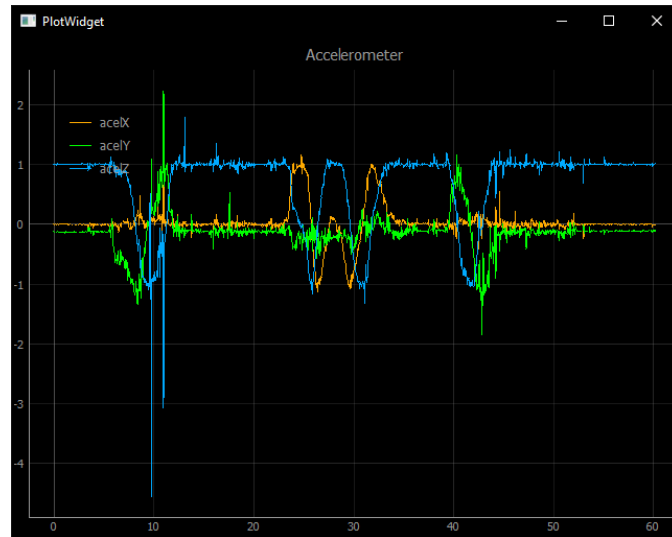


Figura 8.6: Señal del acelerómetro de la IMU

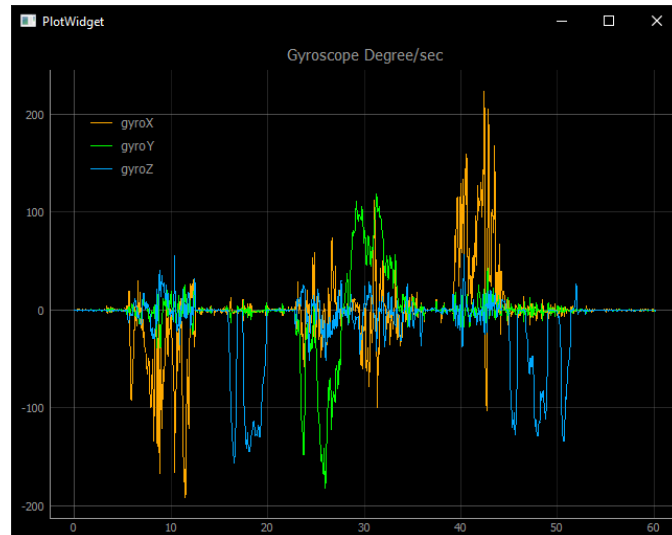


Figura 8.7: Señal del giroscopio de la IMU

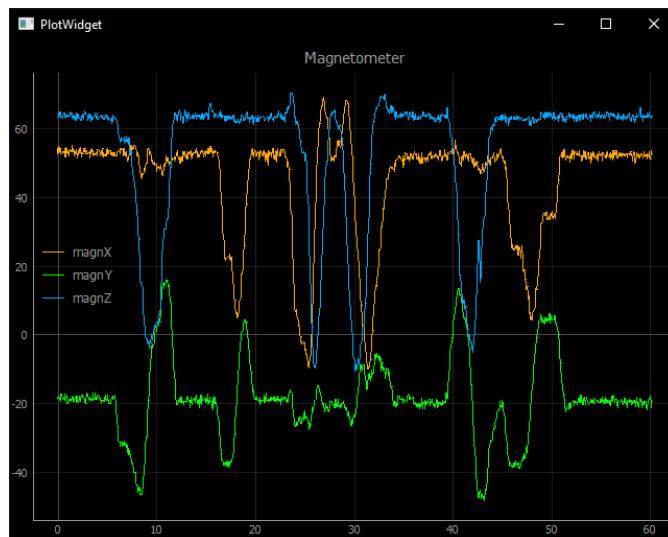


Figura 8.8: Señal del magnetómetro de la IMU

Capítulo 9

Conclusiones

La finalidad de este proyecto es ofrecer un sistema completo portátil e inalámbrico de bajo coste para la adquisición de hasta 24 canales de biopotenciales.

Con la realización de este trabajo se han afianzado todos los conocimientos adquiridos durante el desarrollo del grado y del máster, ya que se han aplicado todo lo aprendido durante estos años de formación. Se ha desarrollado un sistema complejo para solucionar un problema real, la captación de señales cerebrales. Para ello primero se ha tenido que realizar una búsqueda bibliográfica de cómo se generan las señales en el cerebro y cómo pueden ser captadas, viendo distintos integrados para su captación. Una vez que se han visto los distintos integrados necesarios para poder diseñar nuestro sistema, se ha pasado a la creación del esquemático y la consiguiente PCB, utilizando tecnología lo más actual posible, para intentar hacer el dispositivo lo más compacto posible. Cuando se ha tenido el diseño completo de la PCB, hemos procedido con el montaje de la PCB para poder realizar las pruebas necesarias para comprobar su funcionamiento. Las pruebas llevadas a cabo nos muestran un correcto funcionamiento del sistema. Somos capaces de leer de los tres ADS1298, la señal GSR y los datos de la IMU y enviarlos mediante una interfaz inalámbrica hacia un PC donde podemos interpretar dichos datos.

Bibliografía

- [1] Microchip. PIC18F47J53 FAMILY.
- [2] Texas Instruments. ADS129x Low-Power, 8-Channel, 24-Bit Analog Front-End for Biopotential Measurements.
- [3] Microchip. RN4678 - Bluetooth Dual Mode Module.
- [4] Microchip. RN1810 datasheet.
- [5] InvenSense. ICM-20948 datasheet.
- [6] F. F. Offner. The EEG as potential mapping: The value of the average monopolar reference. *Electroencephalogr Clin Neurophysiol*, 2(2):213–214, May 1950.
- [7] Dale Purves, George J. Augustine, David Fitzpatrick, William C. Hall, Anthony-Samuel LaMantia, James O. McNamara, and S. Mark Williams, editors. *Neuroscience*. Sinauer Associates, Publishers, Sunderland, Mass, 3rd edition, 2004.
- [8] Duane E. Haines, editor. *Principios de Neurociencia. Aplicaciones Básicas y Clínicas*. S.A. ELSEVIER ESPAÑA, 4^aedition, 2014.
- [9] John E. Hall. *Tratado de Fisiología Médica.pdf*. S.A. ELSEVIER ESPAÑA, 12^aedition, 2011.
- [10] Gernot R. Müller-Putz. Electroencephalography. In *Handbook of Clinical Neurology*, volume 168, pages 249–262. Elsevier, 2020.
- [11] G. Klem, H. Luders, H. Jasper, and C. Elger. The Ten Twenty Electrode System: International Federation of Societies for Electroencephalography and Clinical Neurophysiology. *American Journal of EEG Technology*, 1(1):13–19, March 1961.
- [12] John Polich. Updating P300: An integrative theory of P3a and P3b. *Clinical Neurophysiology*, 118(10):2128–2148, October 2007.

- [13] François-Benoît Vialatte, Monique Maurice, Justin Dauwels, and Andrzej Cichocki. Steady-state visually evoked potentials: Focus on essential paradigms and future perspectives. *Progress in Neurobiology*, 90(4):418–438, April 2010.
- [14] R. Vetrugno, R. Liguori, P. Cortelli, and P. Montagna. Sympathetic skin response: Basic mechanisms and clinical applications. *Clin Auton Res*, 13(4):256–270, August 2003.
- [15] Andrew Rogers. Introduction to USB Type-C™. page 20, 2015.
- [16] Robin Kennett. Modern electroencephalography. *J Neurol*, 259(4):783–789, April 2012.
- [17] William O. Tatum and DO IV. *Handbook of EEG Interpretation*. Demos Medical Publishing, second edition, 2014.
- [18] Sarah N. Abdulkader, Ayman Atia, and Mostafa-Sami M. Mostafa. Brain computer interfacing: Applications and challenges. *Egyptian Informatics Journal*, 16(2):213–230, July 2015.
- [19] Hans Berger. Uber das Elektrenkephalogramm des Menschen. In *Archiv für Psychiatrie.*, volume 87, pages 527–570. 1929.
- [20] W. G. Walter. Critical review: The technique and application of electroencephalography. *Journal of Neurology, Neurosurgery & Psychiatry*, 1(4):359–385, October 1938.
- [21] H. H. Hyland, J. E. Goodwin, and G. E. Hall. Clinical applications of electroencephalography. *Can Med Assoc J*, 41(3):239–246, September 1939.
- [22] W. G. Walter and V. J. Dovey. Electro-encephalography in cases of sub-cortical tumour. *J Neurol Neurosurg Psychiatry*, 7(3-4):57–65, July 1944.
- [23] W. A. Cobb. Rhythmic slow discharges in the electroencephalogram. *J Neurol Neurosurg Psychiatry*, 8:65–78, 1945 Jul-Oct.
- [24] G. D. Dawson and W. G. Walter. Recommendations for the design and performance of electroencephalographic apparatus. *J Neurol Neurosurg Psychiatry*, 8:61–64, 1945 Jul-Oct.
- [25] Naosaburo Yoshii and Kazuo Tsukiyama. Normal EEG and its development in the white rat. *Jpn.J.Physiol*, 2:34–38, 1951.
- [26] J. Degelman. An improved EEG signal marking pen. *Electroencephalogr Clin Neurophysiol*, 4(1):107–108, February 1952.

-
- [27] Sophie K. Piper, Arne Krueger, Stefan P. Koch, Jan Mehnert, Christina Habermehl, Jens Steinbrink, Hellmuth Obrig, and Christoph H. Schmitz. A wearable multi-channel fNIRS system for brain imaging in freely moving subjects. *NeuroImage*, 85:64–71, 2013.
- [28] M. Lopez-Gordo, D. Sanchez-Morillo, and F. Valle. Dry EEG Electrodes. *Sensors*, 14(7):12847–12870, July 2014.
- [29] Aaron Batista. Brain-computer interfaces for basic neuroscience. In *Handbook of Clinical Neurology*, volume 168, pages 233–247. Elsevier, 2020.
- [30] Jesus Minguillon, M. Angel Lopez-Gordo, and Francisco Pelayo. Trends in EEG-BCI for daily-life: Requirements for artifact removal. *Biomedical Signal Processing and Control*, 31:407–418, January 2017.
- [31] Han-Jeong Hwang, Jeong-Hwan Lim, Young-Jin Jung, Han Choi, Sang Woo Lee, and Chang-Hwan Im. Development of an SSVEP-based BCI spelling system adopting a QWERTY-style LED keyboard. *Journal of Neuroscience Methods*, 208(1):59–65, June 2012.
- [32] J. D. Montagu and E. M. Coles. Mechanism and measurement of the galvanic skin response. *Psychological Bulletin*, 65(5):261–279, 1966.
- [33] José A. Gutrecht. Sympathetic Skin Response:. *Journal of Clinical Neurophysiology*, 11(5):519–524, September 1994.
- [34] Jesús Minguillon Campos. *Mobile Brain-Computer Interface for the Cloud-Computing of Neurophysiological Responses*. PhD thesis, Universidad de Granada, October 2018.
- [35] Carmen Molinero Peña. Sistema inalámbrico multicanal para adquisición de biopotenciales, June 2017.
- [36] Improving Common-Mode Rejection Using the Right-Leg Drive Amplifier. page 11, 2011.
- [37] Texas Instruments. TLV61048 datasheet.
- [38] Texas Instruments. LP2985 datasheet.
- [39] Texas Instruments. TPS732xx Datasheet.
- [40] MikroElektronika. SR674361P datasheet.
- [41] ABLIC. S8211C Series Datasheet.
- [42] DIODES. DMN2041UVT datasheet.

- [43] Microchip. MCP738312 Datasheet.
- [44] Microchip. RN4678 Bluetooth Dual Mode Module Command Reference User's Guide.

Apéndice A

Esquemático

En este apéndice se incluye el esquemático realizado para el diseño.

PLAT-EEG

RABio-W24

21/01/20
V0.0

| Page | Index | Page | Index |
|------|-------------------------|------|-------------------|
| 1 | Cover Page | 13 | Voltage Regulator |
| 2 | Block Diagram | 14 | Connectors |
| 3 | MCU PIC18F27J53 | | |
| 4 | ADS1298 | | |
| 5 | ADS1298_1 | | |
| 6 | ADS1298_2 | | |
| 7 | Bluetooth Module RN4678 | | |
| 8 | WiFi Module RN1810 | | |
| 9 | IMU | | |
| 10 | GSR | | |
| 11 | USB Connector | | |
| 12 | Battery Protection | | |

DESIGN CONSIDERATIONS



DESIGN NOTE:
Example text for informational design notes.

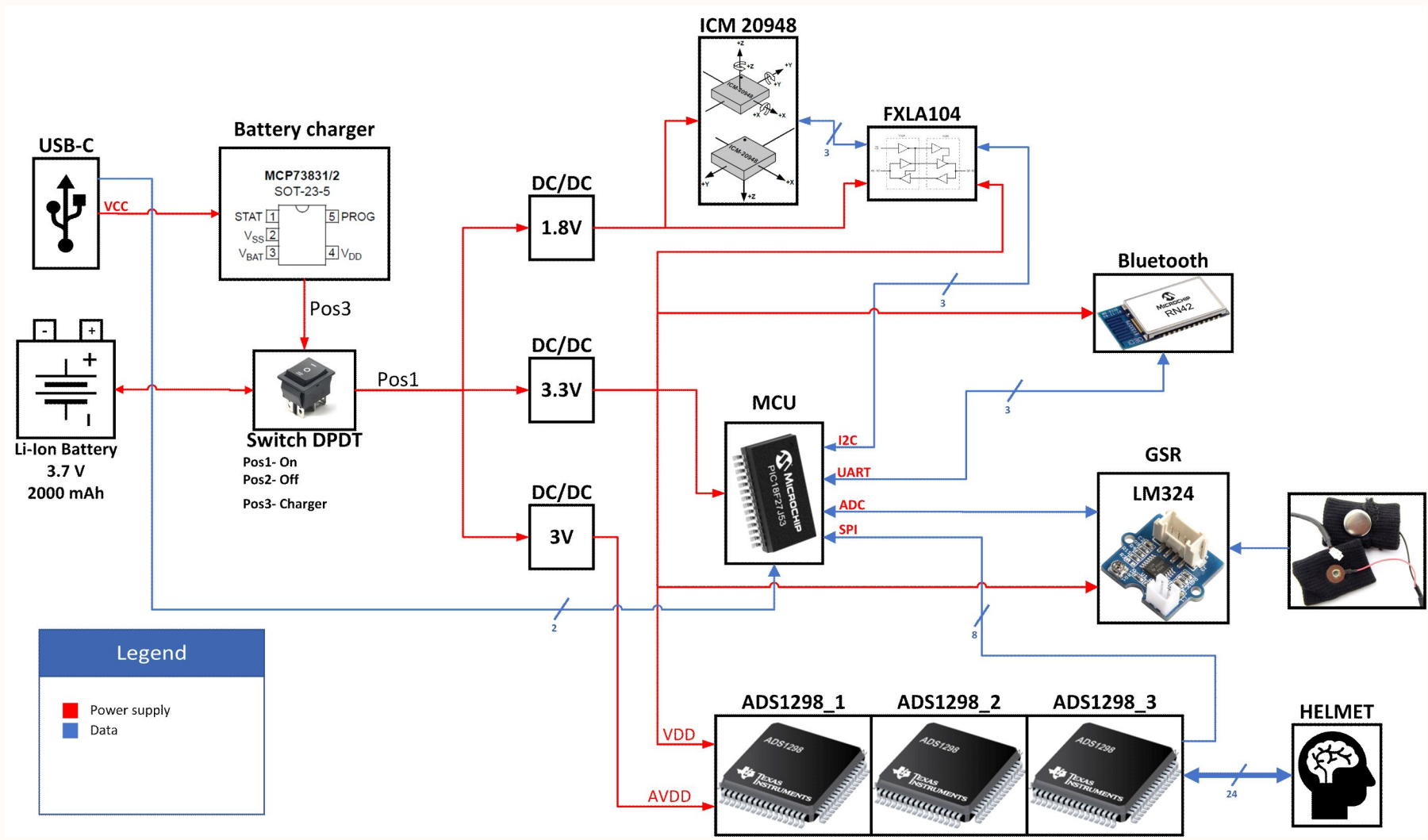
DESIGN NOTE:
Example text for cautionary design notes.


DESIGN NOTE:
Example text for debug notes.

DESIGN NOTE:
Example text for critical design notes.

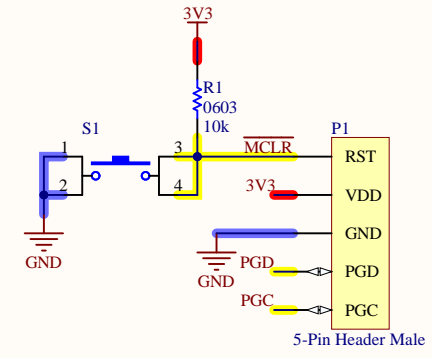
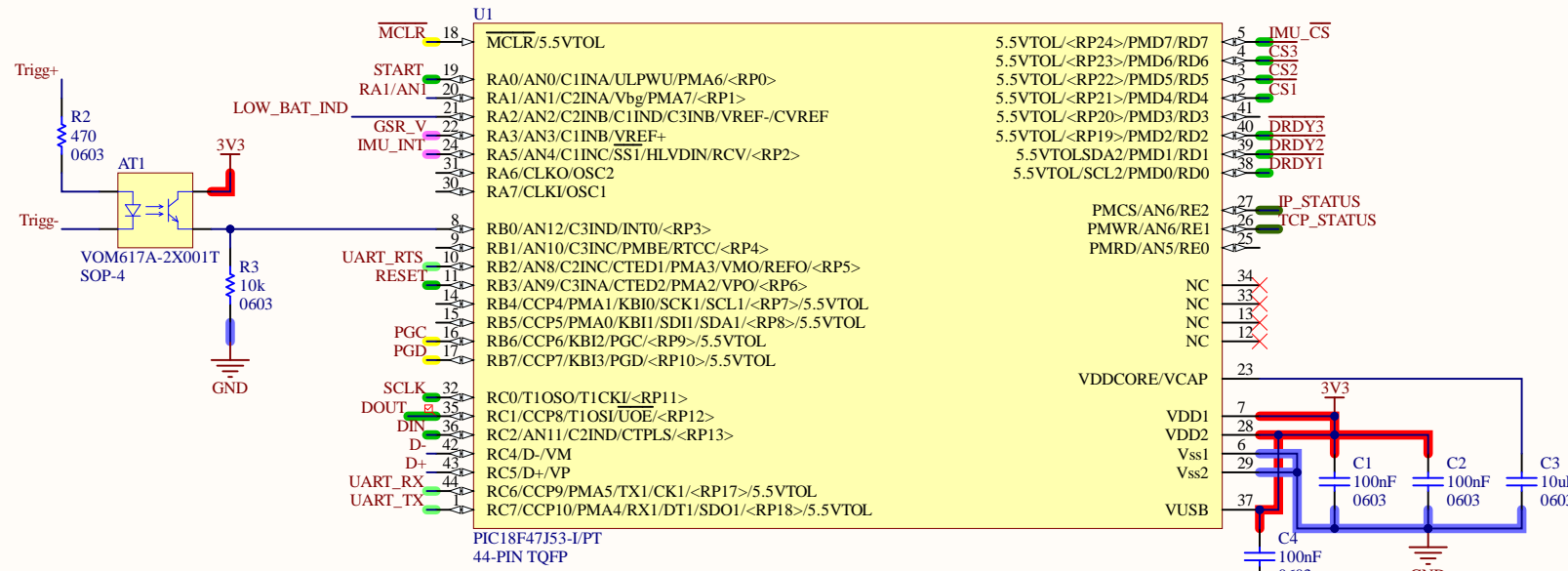
LAYOUT NOTE:
Example text for critical layout guidelines.

| | | |
|---|--|---|
| Designer's signature  | Sheet title: COVER PAGE |  - Brain Computer Interface Laboratory (I1-5) - Research Centre for Information and Communications Technologies (CITIC) - University of Granada (UGR) - C/ Periodista Rafael Gómez Montero 2, 18014, Granada (Spain) |
| | Project title: PLAT-EEG_v00.PrjPcb | |
| Supervisor's signature | Designer: JOSÉ DAVID TARIFA BONILLA | |
| Date: 21/01/20 | Revision: V0.0 | |



| | | | |
|--|--|-----------------------|--|
| Designer's signature <i>José David Tarifa Bonilla</i> | Sheet title: BLOCK DIAGRAM | | - Brain Computer Interface Laboratory (I1-5) - Research Centre for Information and Communications Technologies (CITIC) - University of Granada (UGR) - C/ Periodista Rafael Gómez Montero 2, 18014, Granada (Spain) |
| | Project title: PLAT-EEG_v00.PrjPcb | | |
| Supervisor's signature | Designer: JOSÉ DAVID TARIFA BONILLA | |  |
| | Date: 21/01/20 | Revision: V0.0 | |

ICSP (In-Circuit Serial Programming)

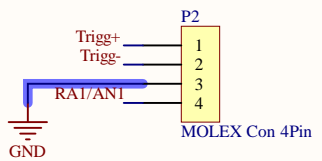


DESIGN NOTE:
The PGC and PGD pins are used for ICSP and debugging purposes.

LAYOUT NOTE:
It is recommended to keep the trace length between ICSP connector and the ICSP pins on the device as short as possible

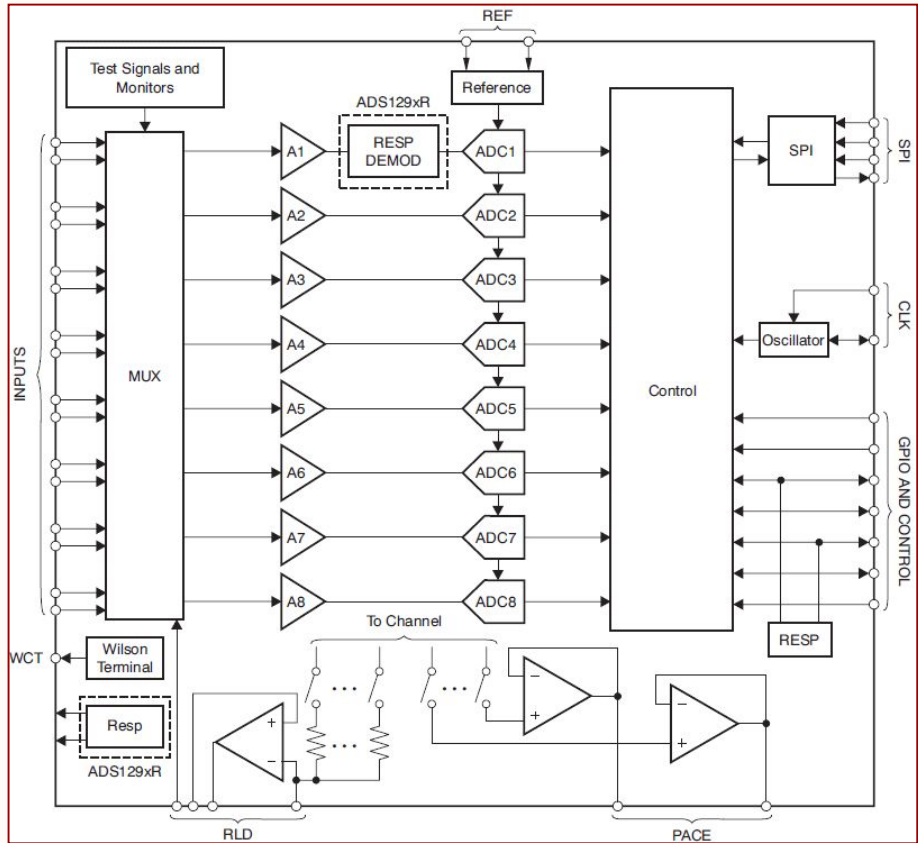
DESIGN NOTE:
Pull-up resistors, series diodes, and capacitors on the PGC and PGD pins are not recommended as they will interfere with the programmer/debugger communications to the device. If such discrete components are an application requirement, they should be removed from the circuit during programming and debugging.

DESIGN NOTE:
If the ICSP connector is expected to experience an ESD event, a series resistor is recommended, with the value un range of a few tens of Ohms, not to exceed 100 Ohms.



| | | | | |
|--------------------------|--|--|-----------------------|---------------|
| Designer's signature | Sheet title: MCU PIC18F27J53 | - Brain Computer Interface Laboratory (I1-5) - Research Centre for Information and Communications Technologies (CITIC) - University of Granada (UGR) - C/ Periodista Rafael Gómez Montero 2, 18014, Granada (Spain) | | |
| | Project title: PLAT-EEG_v00.PrjPcb | | | |
| Supervisor's signature | Designer: JOSÉ DAVID TARIFA BONILLA | Date: 21/01/20 | Revision: V0.0 | Sheet 3 of 14 |

SIMPLIFIED SCHEMATIC



RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

| | MIN | NOM | MAX | UNIT |
|---|--|-------|------|------|
| POWER SUPPLY | | | | |
| Analog power supply (AVDD – AVSS) | 2.7 | 3 | 5.25 | V |
| Digital power supply (DVDD) | 1.65 | 1.8 | 3.6 | V |
| AVDD – DVDD | -2.1 | | 3.6 | V |
| ANALOG INPUTS | | | | |
| Full-scale differential input voltage range (AINP – AINN) | ±R _{REF} /Gain | | | V |
| Common-mode input voltage | * | | | V |
| VOLTAGE REFERENCE INPUTS | | | | |
| Differential reference voltage | 3-V supply V _{REF} = (V _{REFP} – V _{REFN}) | 2.5 | | V |
| | 5-V supply V _{REF} = (V _{REFP} – V _{REFN}) | 4 | | V |
| Negative input (V _{REFN}) | AVSS | | | V |
| Positive input (V _{REFP}) | AVSS + 2.5 | | | V |
| CLOCK INPUT | | | | |
| External clock input frequency CLKSEL pin = 0 | 1.9 | 2.048 | 2.25 | MHz |
| DIGITAL INPUTS | | | | |
| Input Voltage | DGND | DVDD | | V |
| TEMPERATURE RANGE | | | | |
| Operating temperature range | Commercial grade | 0 | 70 | °C |
| | Industrial grade | -40 | 85 | °C |

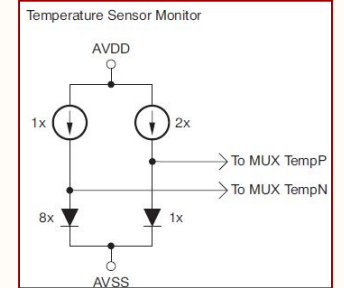
* INPUT COMMON-MODE RANGE

$$AVDD - 0.2 V - \left(\frac{\text{Gain} \times V_{\text{MAX_DIFF}}}{2} \right) > CM > AVSS + 0.2 V + \left(\frac{\text{Gain} \times V_{\text{MAX_DIFF}}}{2} \right)$$

ADC PERFORMANCE

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | MIN | MAX | UNIT |
|------------|---|-----|-------|------|
| Resolution | Data rates up to 8 kSPS, no missing codes | 24 | | Bits |
| | 16 – kSPS data rate | 19 | | Bits |
| | 32 – kSPS data rate | 17 | | Bits |
| Data rate | f _{CLK} = 2.048 MHz, HR mode | 500 | 32000 | SPS |
| | f _{CLK} = 2.048 MHz, LP mode | 250 | 16000 | SPS |

TEMPERATURE SENSOR



$$\text{Temperature (}^\circ\text{C)} = \left[\frac{\text{Temperature Reading } (\mu\text{V}) - 145,300 \mu\text{V}}{490 \mu\text{V}/^\circ\text{C}} \right] + 25^\circ\text{C}$$

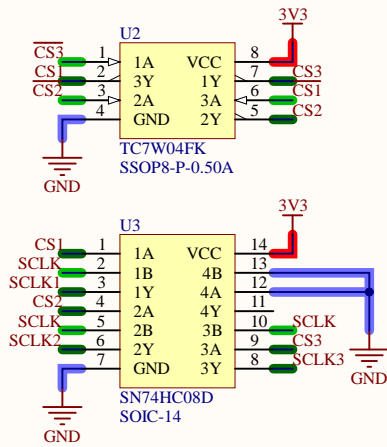
ABSOLUTE MAXIMUM RATING

| | MIN | MAX | UNIT |
|---------------------------------------|------------|------------|------|
| AVDD to AVSS | -0.3 | 5.5 | V |
| DVDD to DGND | -0.3 | 3.9 | V |
| AVSS to DGND | -3 | 0.2 | V |
| V _{REFP} input to AVSS | AVSS – 0.3 | AVDD + 0.3 | V |
| Analog input voltage | AVSS – 0.3 | AVDD + 0.3 | V |
| Digital input voltage | DGND – 0.3 | DVDD + 0.3 | V |
| Digital output voltage | DGND – 0.3 | DVDD + 0.3 | V |
| Input current (momentary) | | 100 | mA |
| Input current (continuous) | | 10 | mA |
| Junction temperature, T _J | -40 | 150 | °C |
| Storage temperature, T _{stg} | -60 | 150 | °C |

PGA PERFORMANCE

| GAIN | NOMINAL BANDWIDTH AT ROOM TEMPERATURE (kHz) |
|------|---|
| 1 | 237 |
| 2 | 146 |
| 3 | 127 |
| 4 | 96 |
| 6 | 64 |
| 8 | 48 |
| 12 | 32 |

| | | | | |
|--|--|--|-----------------------|---------------|
| Designer's signature <i>José David Tarifa Bonilla</i> | Sheet title: ADS 1298 - FEATURES | - Brain Computer Interface Laboratory (I1-5) - Research Centre for Information and Communications Technologies (CITIC) - University of Granada (UGR) - C/ Periodista Rafael Gómez Montero 2, 18014, Granada (Spain) | | |
| | Project title: PLAT-EEG_v00.PrjPcb | | | |
| Supervisor's signature | Designer: JOSÉ DAVID TARIFA BONILLA | Date: 21/01/20 | Revision: V0.0 | Sheet 4 of 14 |



DESIGN NOTE:
All unused inputs of digital logic devices must be connected to a high or low bias to prevent them from floating.

DESIGN NOTE:
When using the internal voltage reference, connect VREFN to AVSS

DESIGN NOTE:
When using a 3-V analog supply, set the internal reference to 2.4 V. For a 5-V analog supply, set the internal reference to 4 V by setting the VREF_4V bit in the CONFIG2 register

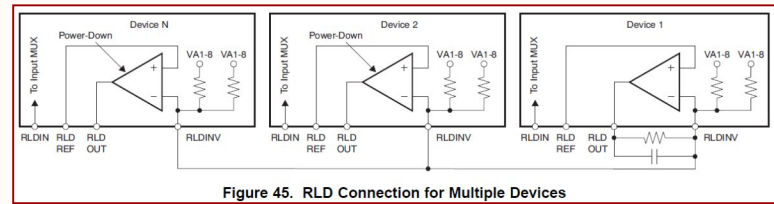
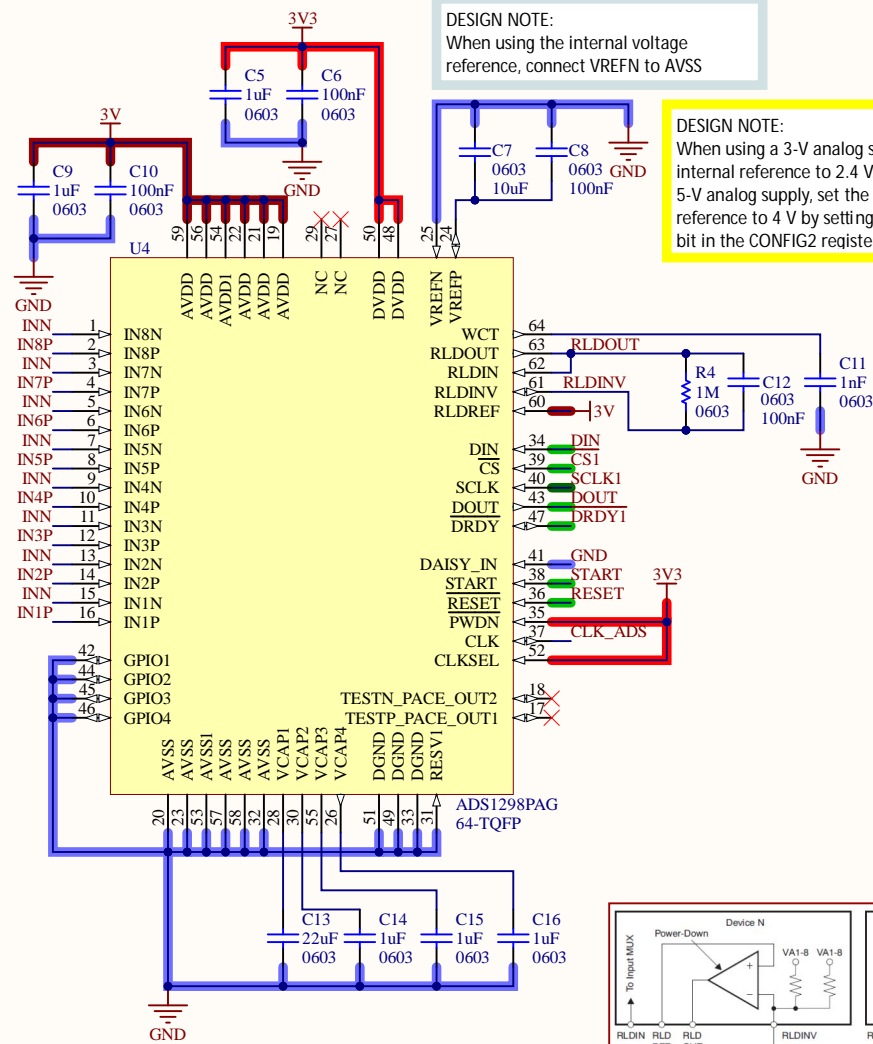
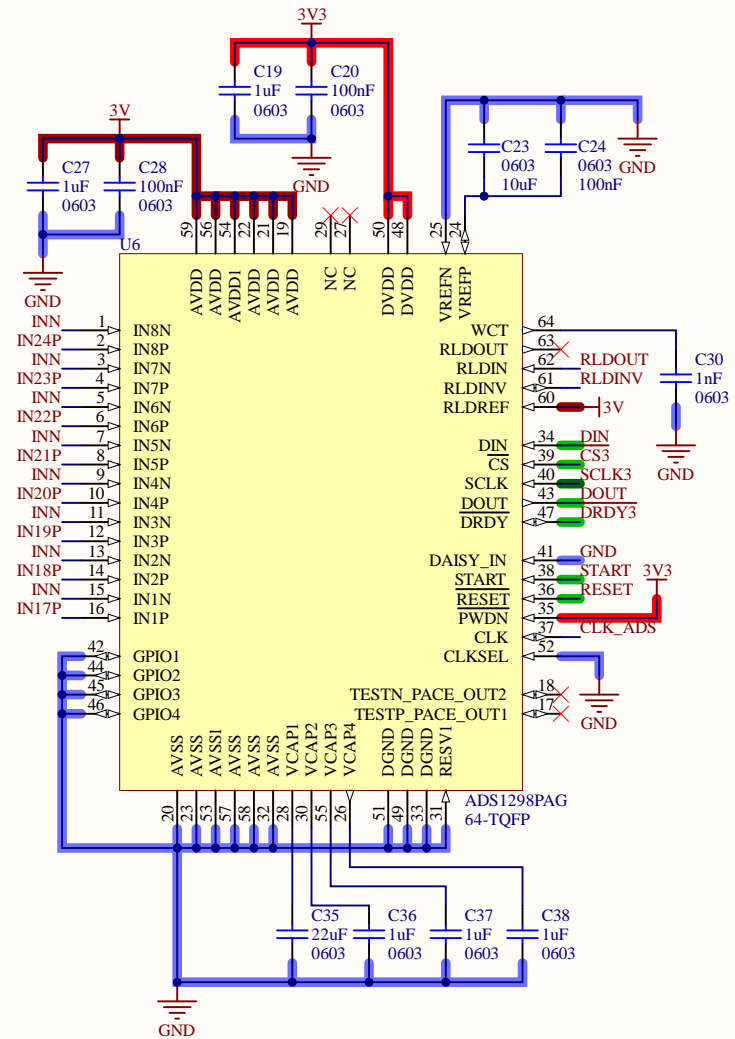
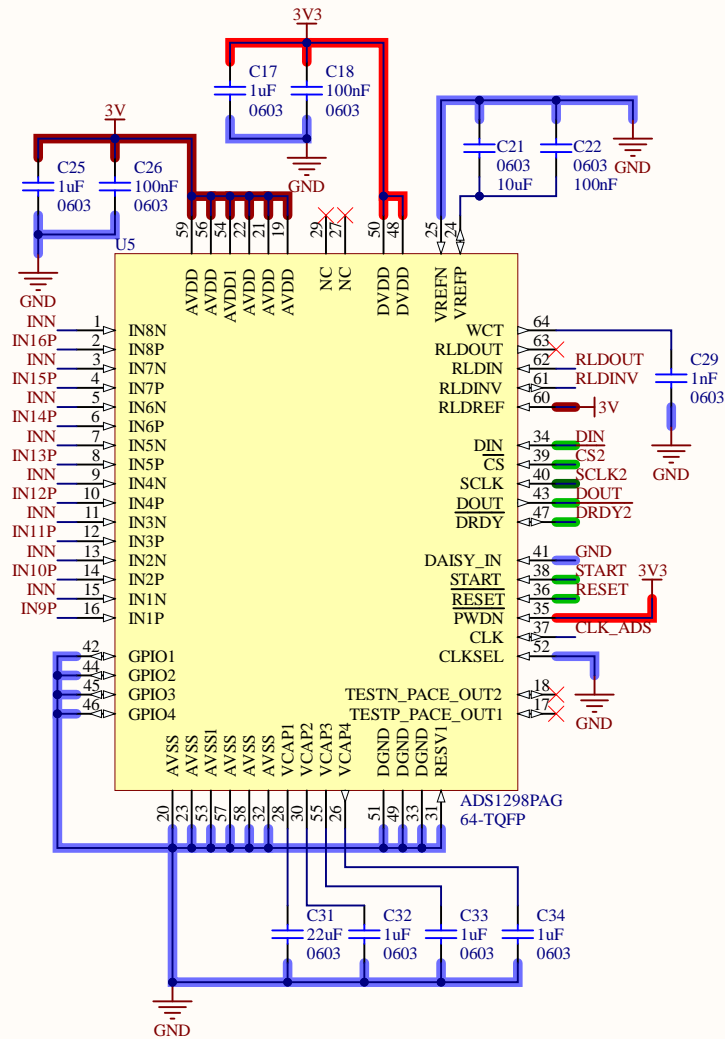
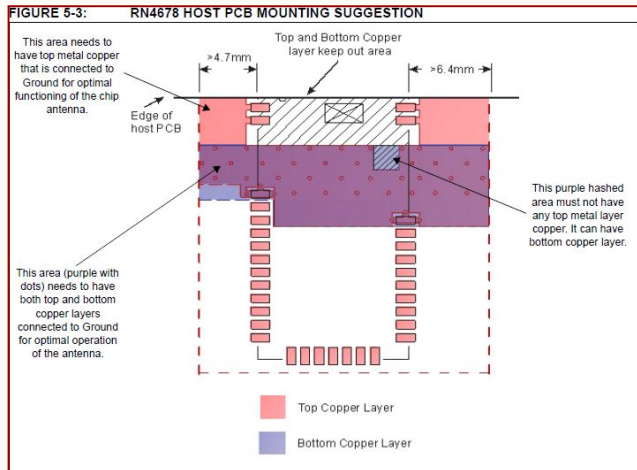
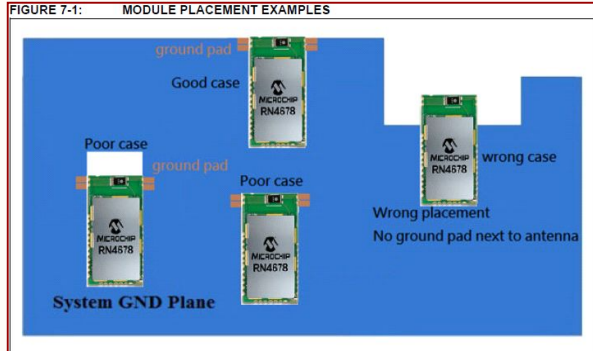
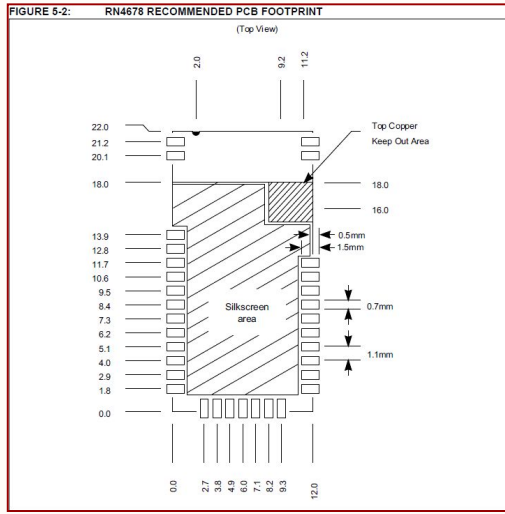


Figure 45. RLD Connection for Multiple Devices

| | | |
|--|--|---|
| Designer's signature <i>José David Tarifa Bonilla</i> | Sheet title: ADS1298 | - Brain Computer Interface Laboratory (I1-5) - Research Centre for Information and Communications Technologies (CITIC) - University of Granada (UGR) - C/Periodista Rafael Gómez Montero 2, 18014, Granada (Spain) |
| | Project title: PLAT-EEG_v00.PrjPcb | |
| Supervisor's signature | Designer: JOSÉ DAVID TARIFA BONILLA | |
| Date: * | Revision: V0.0 | |
| | Sheet 5 of 14 | |



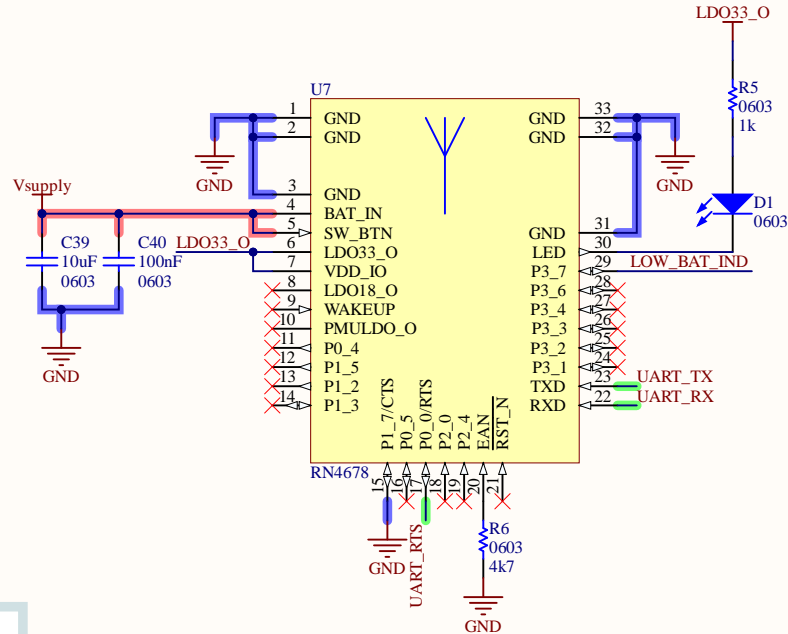
| | | | | |
|--|--|--|-----------------------|---------------|
| Designer's signature <i>José David Tarifa Bonilla</i> | Sheet title: ADS1298 | - Brain Computer Interface Laboratory (I1-5) - Research Centre for Information and Communications Technologies (CITIC) - University of Granada (UGR) - C/ Periodista Rafael Gómez Montero 2, 18014, Granada (Spain) | | |
| | Project title: PLAT-EEG_v00.PrjPcb | | | |
| Supervisor's signature | Designer: JOSÉ DAVID TARIFA BONILLA | Date: * | Revision: V0.0 | Sheet 6 of 14 |



DESIGN NOTE:
Software Button:
- H: Power On
- L: Power Off
* By default, this functionality is disabled.

DESIGN NOTE:
P0_4: Status indication pin. Indicates the current status of BLE data transmission.
- High: Data currently transmitting
- Low: No current data transmission

DESIGN NOTE:
P0_5: Status indication pin. Indicates the current connection status
- High: Powered On and not connected
- Low: Connected to peer device



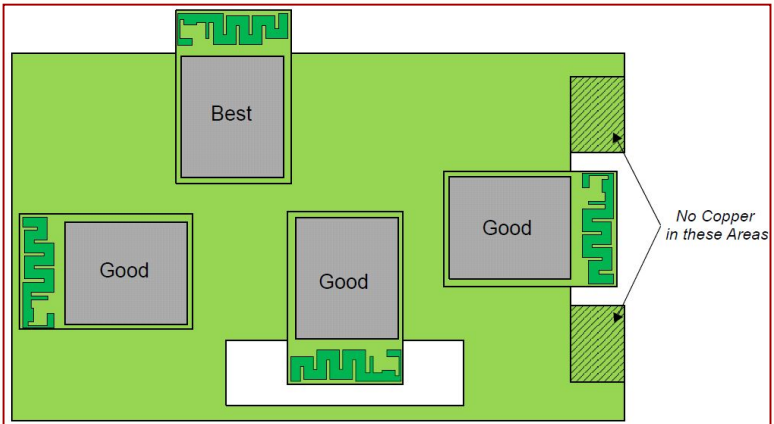
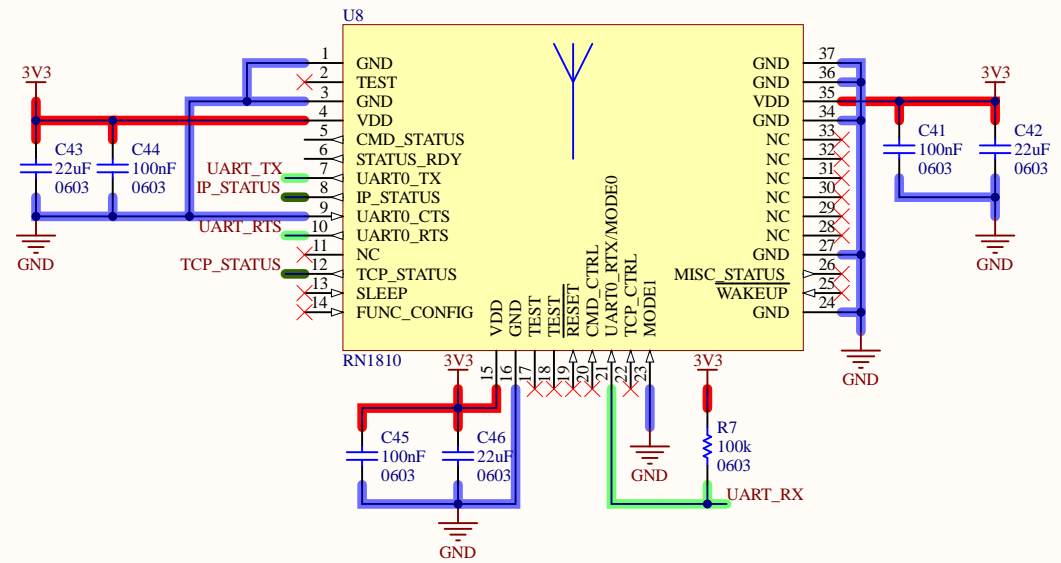
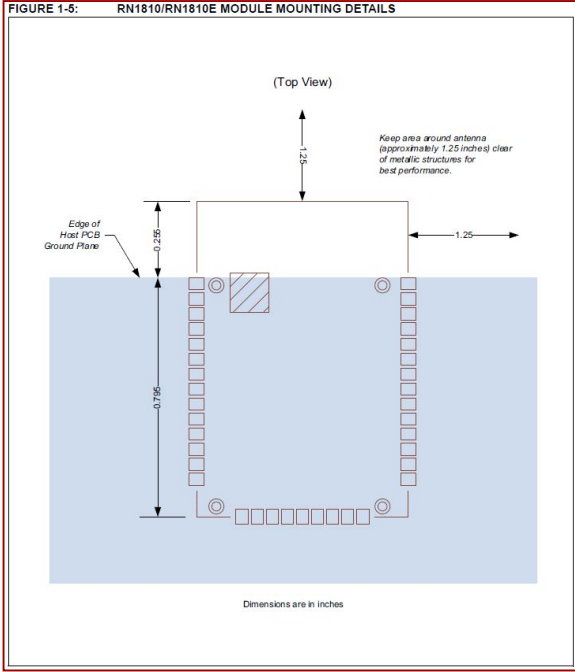
DESIGN NOTE:
For the I/O pins, P2_0, P2_4 and EAN, place the RN4678 into Operating mode. Each of these pins have internal pull-up and allow configuration settings and firmware to be updated from UART.

DESIGN NOTE:
P2_0: System configuration pin.
P2_4: System configuration pin.
EAN: External address-bus negative pin. Must be pulled down with 4.7kOhm to GND
Used to set the module in any of the following three modes: Application mode (for normal operation), Test mode (to change EEPROM values), and Write Flash mode (to enter the new firmware into the module)

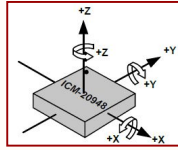
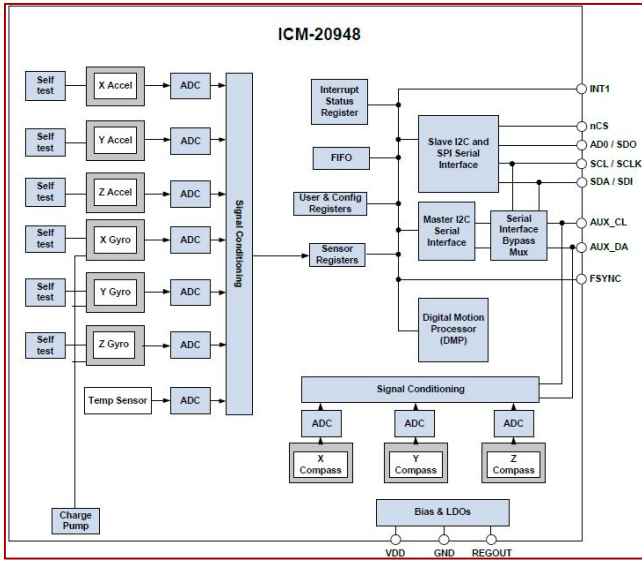
DESIGN NOTE:
To pause data flow from the RN4678, the CTS (RN4678 input pin) must be pulled high. The RN4678 pulls the RTS pin (output pin) low to indicate that it can accept data.

| P2_0 | P2_4 | EAN | Operational Mode |
|------|------|------|-------------------------------------|
| Low | Low | High | Write FLASH |
| Low | High | Low | Write EEPROM and Test mode |
| High | High | Low | Normal Operational/Application mode |

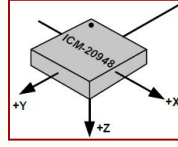
| | | | | |
|--|--|-----------------------|--|--|
| Designer's signature <i>José David Tarifa Bonilla</i> | Sheet title: BLUETOOTH RN4678 | | - Brain Computer Interface Laboratory (I1-5) - Research Centre for Information and Communications Technologies (CITIC) - University of Granada (UGR) - C/ Periodista Rafael Gómez Montero 2, 18014, Granada (Spain) | |
| | Project title: PLAT-EEG_v00.PrjPcb | | | |
| Supervisor's signature | Designer: JOSÉ DAVID TARIFA BONILLA | | | |
| Date: 21/01/20 | | Revision: V0.0 | Sheet 7 of 14 | |



| | | | |
|--|--|---------------|--|
| Designer's signature <i>José David Tarifa Bonilla</i> | Sheet title: WIFI RN1810 | | - Brain Computer Interface Laboratory (I1-5) - Research Centre for Information and Communications Technologies (CITIC) - University of Granada (UGR) - C/ Periodista Rafael Gómez Montero 2, 18014, Granada (Spain) |
| | Project title: PLAT-EEG_v00.PrjPcb | | |
| Supervisor's signature | Designer: JOSÉ DAVID TARIFA BONILLA | | |
| Date: * | Revision: V00 | Sheet 8 of 14 | |



Orientation of Axes of Sensitivity and Polarity of Rotation



Orientation of Axes of Sensitivity for Magnetometer

| INTERRUPT SOURCE |
|--------------------------|
| DMP Interrupt |
| Wake on Motion Interrupt |
| PLL RDY Interrupt |
| I2C Master Interrupt |
| Raw Data Ready Interrupt |
| FIFO Overflow Interrupt |
| FIFO Watermark Interrupt |

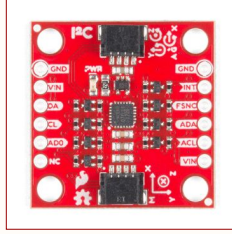
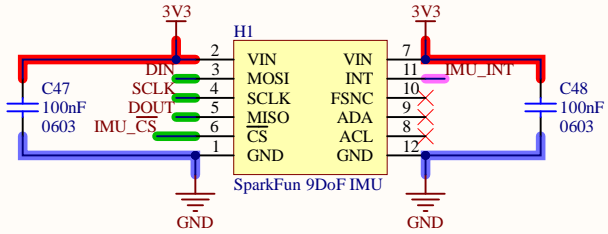
Table 13. Interrupt Sources

DESIGN NOTE:
 Min/Max Full-Scale Range
 3-Axis Gyroscope: ± 250 dps, ± 2000 dps
 3-Axis Accelerometer: ± 2 g, ± 16 g
 3-Axis Magnetometer: ± 4900 μ T
 ADC Word Length: 16 bits

DESIGN NOTE:
 Output Data Rate
 - Gyroscope:
 - Low-power mode: 4.4 - 562.5 Hz
 - Low-Noise mode (GYRO_FCHOICE=1): 4.4 - 1.125k Hz
 - Low-Noise mode (GYRO_FCHOICE=0): 9 kHz (max)
 - Accelerometer:
 - Low-power mode: 0.27 - 562.2 Hz
 - Low-noise mode (GYRO_FCHOICE=1): 4.5 - 1.125k Hz
 - Low-noise mode (ACCEL_FCHOICE=0): 4.5 kHz (max)
 - Magnetometer: 100 Hz (max)

DESIGN NOTE:
 Max. Sensitivity Scale Factor
 3-Axis Gyroscope: 16.4 LSB/dps
 3-Axis Accelerometer: 2.048 LSB/g
 3-Axis Magnetometer: 0.15 μ T/LSB

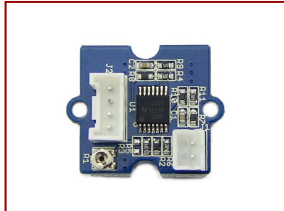
DESIGN NOTE:
 Full-Scale range (0/1/2/3) for gyroscope and accelerometer can be set in source code



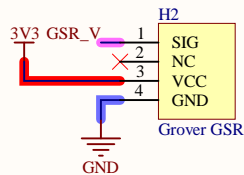
| | | | |
|--------------------------|--|-----------------------|--|
| Designer's signature | Sheet title: IMU MODULE | | - Brain Computer Interface Laboratory (I1-5) - Research Centre for Information and Communications Technologies (CITIC) - University of Granada (UGR) - C/ Periodista Rafael Gómez Montero 2, 18014, Granada (Spain) |
| | Project title: PLAT-EEG_v00.PrjPcb | | |
| Supervisor's signature | Designer: JOSÉ DAVID TARIFA BONILLA | | |
| | Date: * | Revision: V 01 | |

DESIGN NOTE:
 Example text for informational design notes.

Grove GSR V1.0

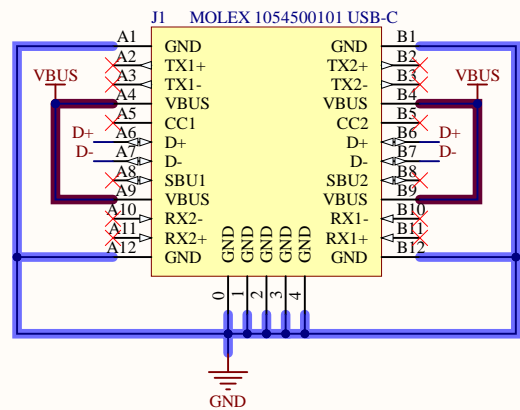




Grove GSR V1.2

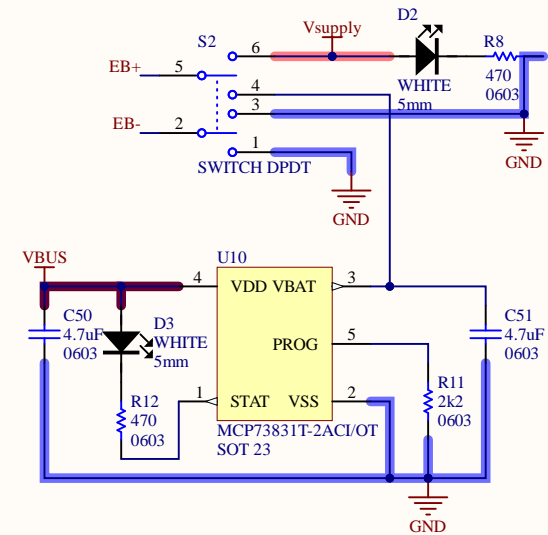
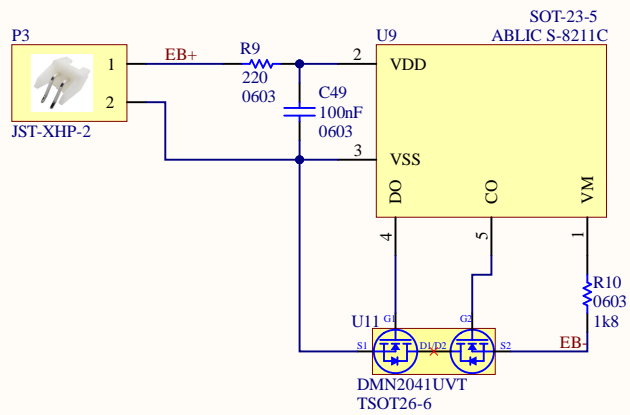


| | | | |
|--|--|-----------------------|--|
| Designer's signature <i>Jose David Tarifa Bonilla</i> | Sheet title: GSR MODULE | | - Brain Computer Interface Laboratory (I1-5) - Research Centre for Information and Communications Technologies (CITIC) - University of Granada (UGR) - C/ Periodista Rafael Gómez Montero 2, 18014, Granada (Spain) |
| | Project title: PLAT-EEG_v00.PrjPcb | | |
| Supervisor's signature | Designer: JOSÉ DAVID TARIFA BONILLA | | |
| | Date: * | Revision: V 00 | |

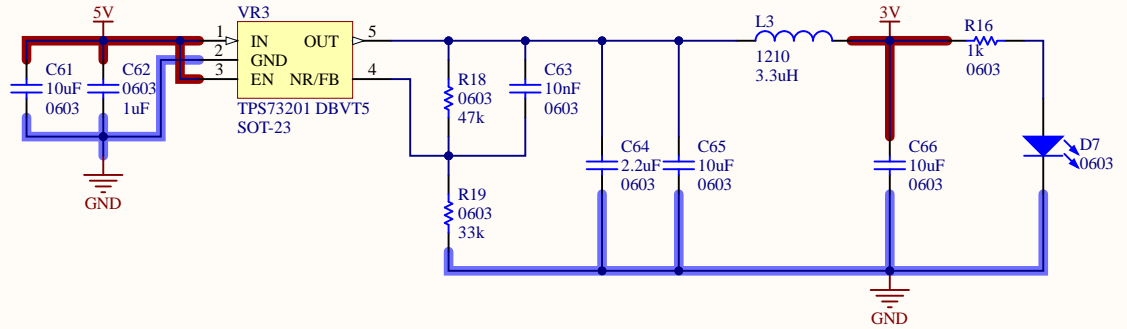
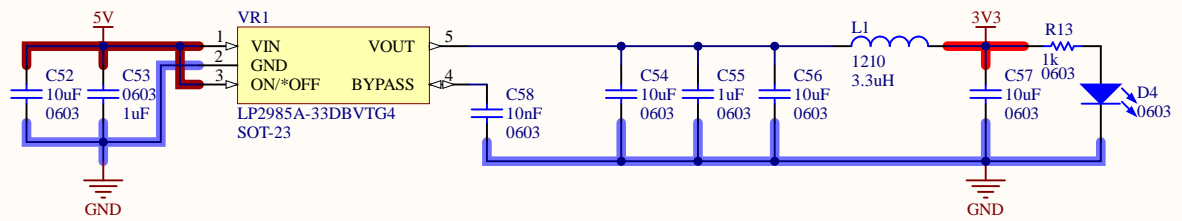
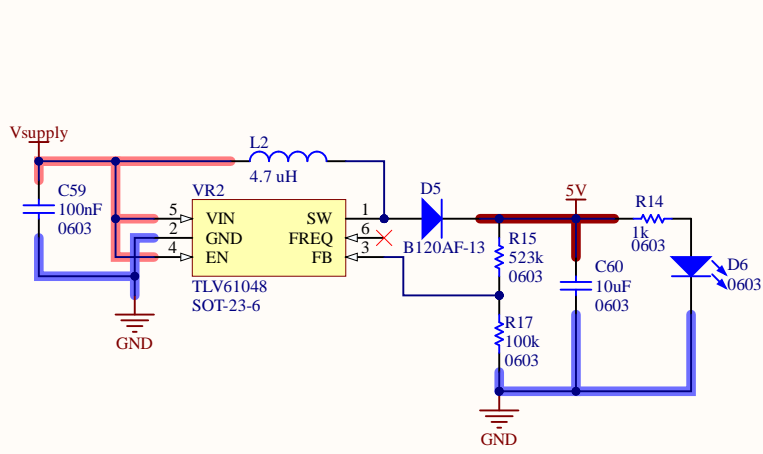






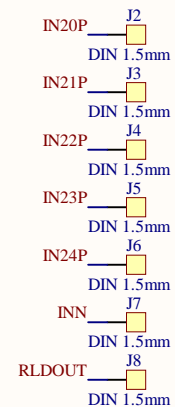
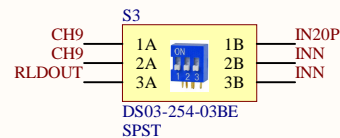
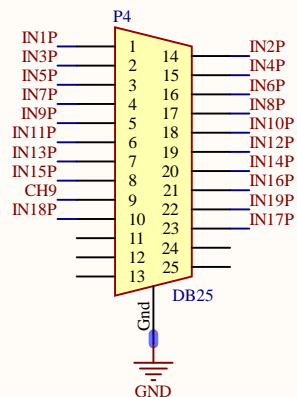
| | | | | | |
|---|--|--|--|---|----------------|
| Designer's signature  | Sheet title: USB - CONNECTOR | | - Brain Computer Interface Laboratory (I1-5) - Research Centre for Information and Communications Technologies (CITIC) - University of Granada (UGR) - C/ Periodista Rafael Gómez Montero 2, 18014, Granada (Spain) |  | |
| | Project title: PLAT-EEG_v00.PrjPcb | | | | |
| Supervisor's signature | Designer: JOSÉ DAVID TARIFA BONILLA | | Date: 21/01/20 | Revision: V0.0 | Sheet 11 of 14 |



| | | | |
|--------------------------|---|------------------------|---|
| Designer's signature | Sheet title: BATTERY PROTECTION AND CHARGE | | - Brain Computer Interface Laboratory (I1-5) - Research Centre for Information and Communications Technologies (CITIC) - University of Granada (UGR) - C/Periodista Rafael Gómez Montero 2, 18014, Granada (Spain) |
| | Project title: PLAT-EEG_v00.PrjPcb | | |
| Supervisor's signature | Designer: JOSÉ DAVID TARIFA BONILLA | | |
| | Date: 11/05/2020 | Revision: V 0.0 | |



| | | | | | |
|---|--|--|--|---|----------------|
| Designer's signature  | Sheet title: VOLTAGE REGULATOR | | - Brain Computer Interface Laboratory (I1-5) - Research Centre for Information and Communications Technologies (CITIC) - University of Granada (UGR) - C/ Periodista Rafael Gómez Montero 2, 18014, Granada (Spain) |  | |
| | Project title: PLAT-EEG_v00.PrjPcb | | | | |
| Supervisor's signature | Designer: JOSÉ DAVID TARIFA BONILLA | | Date: 21/01/20 | Revision: v 0.0 | Sheet 13 of 14 |



DESIGN NOTE:
 Switch para seleccionar la
 realimentación del circuito RLD, se
 puede seleccionar INN o usar un
 electrodo externo

| | | | | | |
|--------------------------|--|--|---|------------------------|----------------|
| Designer's signature | Sheet title: PCB CONNECTOR | | - Brain Computer Interface Laboratory (I1-5) - Research Centre for Information and Communications Technologies (CITIC) - University of Granada (UGR) - C/ Periodista Rafael Gómez Montero 2, 18014, Granada (Spain) | | |
| | Project title: PLAT-EEG_v00.PrjPcb | | | | |
| Supervisor's signature | Designer: JOSÉ DAVID TARIFA BONILLA | | Date: * | Revision: v 0.0 | Sheet 14 of 14 |