

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA**  
**SEDE CUENCA**

**FACULTAD DE INGENIERÍAS**  
**INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN**  
**PROTOTIPO DE ELECTROENCEFALÓGRAFO**  
**PARA ADQUISICIÓN DE SEÑALES**  
**CEREBRALES**

**Tesis previa a la obtención del**  
**título de Ingeniero Electrónico**

**AUTORES:**

**JUAN PAÚL ORTIZ GONZÁLEZ**  
**MANUEL JEOVÁ REINOSO AVECILLAS**

**DIRECTOR:**

**ING. MARCO CARPIO ALEMÁN**

**Cuenca – Ecuador**

**2010**

Los conceptos desarrollados, análisis realizados  
y las conclusiones del presente trabajo,  
son de exclusiva responsabilidad de los autores.

Cuenca, Mayo – 19 – 2010.

(f) \_\_\_\_\_

Juan Paúl Ortiz González.

(f) \_\_\_\_\_

Manuel Jeová Reinoso AVECILLAS.

Certifico que bajo mi dirección  
el proyecto fue realizado por los señores:  
Juan Paúl Ortiz González y  
Manuel Jeová Reinoso AVECILLAS.

(f) \_\_\_\_\_  
Ing. Marco Carpio Alemán.  
DIRECTOR

## **AGRADECIMIENTOS**

Nuestro más sincero agradecimiento a todas la personas que hicieron posible la culminación de este trabajo de manera especial a la Tecnóloga Médica Ana Vicuña por su ayuda incondicional para las pruebas y conceptos otorgados del equipo; al Ing. Eduardo Calle por permitirnos trabajar en el centro de investigaciones de la Universidad Politécnica Salesiana durante el desarrollo de la tesis.

Agradecemos de igual manera a nuestro director de tesis el Ing. Marco Carpio, por su guía y colaboración en este proyecto.

## **DEDICATORIA**

El presente proyecto de tesis va dedicado a los tres pilares fundamentales de mi vida en primer lugar Dios por darme salud, vida y el don para sacar adelante mis estudios; en segundo lugar dedico todo el esfuerzo realizado a mi familia, mis padres Rosa y Florencio, a mis hermanos y hermanas Jaime, Sonia, Diego y Johanna que con su apoyo incondicional y sabios consejos, me han ayudado a seguir adelante con perseverancia y mantenerme firme en cada aspecto de mi vida. También dedico este trabajo a mis amigos Natalia, Elena, Ma. Fernanda y Diego, con quienes hemos pasado un sin número de situaciones difíciles y también gratas siempre contando con su apoyo para continuar y luchar cada día.

**Paúl.**

## **DEDICATORIA**

Este trabajo va dedicado de manera muy especial a mis padres Alfonso Reinoso y Carmen Avecillas, por su apoyo incondicional en todo momento para culminar mis estudios, quienes me supieron inculcar los valores que me permitieron lograr mis metas y objetivos; también les dedico a mis hermanos Carlos, Pedro y Rodrigo, que siempre me apoyaron con su amistad y perseverancia y sus consejos para afrontar los retos y resolverlos.

**Manuel.**

## INDICE

No. Pág.

### CAPITULO 1: FUNDAMENTOS DE LA ELECTROENCEFALOGRAFIA

Introducción.....	2
1.1. Anatomía del encéfalo.....	3
1.1.1 Partes del encéfalo.....	3
1.1.2 La neurona.....	6
1.1.2.1 Partes de la neurona.....	6
1.1.2.2 Tipos de neuronas.....	7
1.2. Señales y potenciales bioeléctricos del electroencefalograma .....	9
1.2.1 Potencial membrana.....	9
1.2.2 Potencial de acción.....	11
1.2.3 La sinapsis.....	12
1.2.3.1 Tipos de sinapsis.....	13
1.3. El Electroencefalograma y las Ondas cerebrales.....	14
1.3.1 El Electroencefalograma.....	14
1.3.2 Ondas cerebrales.....	15
1.4. Interpretación de las señales del EEG.....	18
1.4.1 Mecanismo de activación.....	20
1.5. Electrodo para electroencefalografía.....	21
1.5.1 Propiedades de los electrodos.....	21
1.5.2 Tipos Electrodo.....	22
1.6. Sistema de ubicación de Electrodo.....	24
1.6.1 Sistema internacional 10-20.....	24
1.6.2 Montajes de los electrodos del EEG.....	29
1.6.2.1 Campos de potencial.....	29
1.6.2.2 Tipos de montajes de los electrodos.....	29
1.7. Aplicaciones de la electroencefalografía.....	33
1.7.1 Detección de anomalías en las señales cerebrales.....	33
1.7.2 Método de escritura mediante estimulación visual.....	35
1.7.3 Control de sillas de ruedas, prótesis, brazos robots, etc.....	35

## **CAPITULO 2: DISEÑO Y CONSTRUCCION: ARQUITECTURA DEL HARDWARE**

Introducción.....	38
2.1. Estructura del prototipo EEG.....	39
2.2. Acoplamiento de señales bioeléctricas.....	39
2.3. Selección de electrodos.....	41
2.4. Diseño de la etapa de acoplamiento.....	42
2.4.1 Montajes de los electrodos con el método 10-20.....	43
2.4.2 Interfaz electrodo paciente.....	44
2.4.2.1 El amplificador operacional .....	44
2.4.2.2 Acoplamiento de impedancias.....	49
2.4.2.3 Electrodo de referencia.....	50
2.4.3 El amplificador de instrumentación.....	51
2.5. Diseño de la etapa de amplificación.....	54
2.5.1 Diseño de la etapa del amplificador de instrumentación.....	55
2.5.2 Diseño de la etapa del amplificador configurable.....	57
2.6. Diseño de la etapa de filtrado analógico y acondicionamiento de la señal EEG.....	58
2.6.1 Filtros analógicos.....	58
2.6.2 Filtro Sallen and Key.....	61
2.6.3 Diseño filtro pasa banda.....	63
2.6.4 Diseño del filtro notch.....	69
2.6.5 Amplificación y acondicionamiento óptico.....	72
2.6.6 Diseño filtro antialiasing.....	74
2.6.7 Diseño de etapa de offset para la señal.....	76
2.6.8 Respuesta frecuencial de las etapas de filtrado y amplificación.....	77
2.7. Diseño de la etapa de adquisición, conversión A/D y transmisión de la señal EEG hacia la PC.....	78
2.7.1 La adquisición de datos.....	78
2.7.2 Conversión A/D usando el microcontrolador 18F4550.....	79
2.7.3 Diagrama de flujo del programa del microcontrolador.....	80
2.7.4 Interfaz serial virtual en C18 para el PIC18F4550.....	85



## CAPITULO 3: DISEÑO E IMPLEMENTACION: ARQUITECTURA DEL SOFTWARE

Introducción.....	87
3.1. Filtros digitales.....	88
3.1.1 Ventajas de utilizar filtros digitales sobre los analógicos.....	89
3.2. Filtro media discreto.....	89
3.3. Filtros digitales FIR e IIR.....	90
3.3.1 Filtro IIR.....	90
3.3.2 Filtro FIR.....	91
3.4. Diseño de un filtro FIR .....	93
3.4.1 Diseño por el método de la transformada de Fourier.....	93
3.4.2 Proceso de diseño de un filtro FIR.....	93
3.4.2.1 Respuesta al impulso de un filtro pasabajo ideal.....	93
3.4.2.2 Ventanas utilizadas para el diseño de un FIR.....	95
3.4.2.3 Cálculo de N del filtro.....	96
3.4.2.4 Transformaciones necesarias para pasar de un filtro pasa banda a un pasa bajo.....	97
3.4.2.5 Respuesta en frecuencia y respuesta al impulso del filtro pasa banda.....	97
3.4.3 Cálculo de los coeficientes del filtro FIR pasa banda .....	98
3.5 Diseño e implementación de un filtro adaptativo para la eliminación de artefactos oculares.....	102
3.5.1 Señales EOG utilizadas.....	102
3.5.2 Filtro adaptativo.....	103
3.5.2.1 Algoritmo LMS.....	105
3.5.3 Algoritmo de aprendizaje de un filtro adaptativo.....	107
3.5.4 Implementación del filtro adaptativo en LabVIEW.....	108
3.6. Análisis temporal.....	109
3.7. Análisis espectral.....	110
3.7.1 Espectro de una señal.....	110
3.7.2 Transformada de Fourier Discreta de una señal (DFT).....	110
3.7.3 Transformada Rápida de Fourier.....	110
3.8. Software de interfaz de usuario .....	112
3.8.1 Entorno LabVIEW.....	112

3.8.2 Interfaz de adquisición, filtrado y almacenamiento de datos .....	114
3.8.3 Interfaz de lectura de datos y análisis espectral.....	116

## **CAPITULO 4: PRUEBAS Y RESULTADOS**

Introducción.....	121
4.1 Normas de seguridad del equipo.....	122
4.2 Recomendaciones de diseño de la AAMI.....	122
4.2.1 Ancho de banda.....	122
4.2.2 Impedancia de entrada .....	122
4.2.3 Rango dinámico de entrada.....	123
4.2.4 Ganancia.....	123
4.2.5 Factor de rechazo a modo común.....	123
4.2.6 Protección del paciente.....	124
4.3 Requerimientos de las normas IEC.....	124
4.3.1 Requerimientos de seguridad de la norma IEC.....	124
4.3.1.1 Verificación de tierra de protección .....	125
4.3.1.2 Rigidez dieléctrica.....	125
4.3.1.3 Alta resistencia.....	125
4.3.1.4 Fugas de corriente.....	125
4.3.1.4.1 Fuga de paciente.....	126
4.3.1.4.2 Fuga auxiliar de paciente.....	126
4.3.1.4.3 Fuga a tierra.....	126
4.3.1.4.4 Fuga por toque de chasis .....	127
4.4 Pruebas de laboratorio de seguridad de la norma IEC 60601-1.....	127
4.4.1 Corriente de fuga de paciente .....	127
4.4.2 Corriente auxiliar de paciente .....	129
4.4.3 Condición de falla de carcasa .....	130
4.5 Pruebas de registro EEG.....	132
4.5.1 Registros EEG interpersonal.....	132
4.6 Validación del equipo.....	132
4.7 Especificaciones técnicas del equipo.....	133
4.8 Análisis económico del equipo EEG.....	134

## **CAPITULO 5: MANUAL DEL USUARIO**

Introducción.....	138
5.1. Funcionamiento y calibración del hardware del equipo.....	139
5.1.1 Componentes del prototipo EEG.....	139
5.1.2 Instalación de hardware.....	140
5.2. Instalación de los controladores y software del equipo .....	141
5.2.1 Requerimientos del sistema.....	141
5.2.2 Controlador puerto serial virtual.....	141
5.2.3 Software EEG.....	142
5.2.3.1 Funcionamiento del software .....	144
5.3. Recomendaciones.....	148

## **CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

Conclusiones.....	151
Recomendaciones.....	153
Bibliografía y referencias de internet.....	154
Glosario.....	157

## **ANEXOS**

ANEXO A: Esquemas y circuitos eléctricos.....	1A
1. esquema de dos canales con amplificación de instrumentación y la etapa de aislamiento.....	1A
2. Filtro antialias para seis canales.....	2A
3. Esquema de la tarjeta de adquisición y envío de datos por el puerto USB.....	3A
4. Esquema de la fuente simétrica con baterías.....	4A
5. Pcb de del amplificador de instrumentación.....	5A
6. Pcb del filtro antialias de seis canales.....	6A
7. Pcb de la etapa de adquisición y envío de señales por el puerto USB.....	7A
8. Pcb de la fuente simétrica.....	9A

9. Ensamblado del prototipo final.....	10A
ANEXO B: Simulaciones.....	1B
1 Simulación en ps pice 16.2.....	2B
ANEXO C: Registros EEG.....	1C
1 Datos de los pacientes para registros de EEG.....	1C
2 Registro EEG interpersonal.....	2C
3 Certificación del equipo.....	3C
ANEXO D: Hoja técnica.....	1D
1. Amplificador de instrumentación ad620an.....	1D

## INDICE DE FIGURAS

Figura 1.1: Sistema Nervioso Central.....	3
Figura 1.2: Partes del encéfalo.....	4
Figura 1.3: La corteza cerebral .....	5
Figura 1.4: Partes de una Neurona.....	6
Figura 1.5: Tipos de neuronas.....	9
Figura 1.6: Fases del potencial de acción.....	12
Figura 1.7: Onda cerebral registrada en el Electroencefalograma .....	15
Figura 1.8: Tipos de ondas electroencefalográficas normales.....	17
Figura 1.9: Tipos de ondas cerebrales y sus frecuencias.....	18
Figura 1.10: Cambios progresivos en las características de las ondas cerebrales durante diferentes estados de vigilia y sueño.....	19
Figura 1.11: Diferentes tipos de epilepsia.....	19
Figura 1.12: Electrodo superficiales (a) Electrodo Aguja (b) Electrodo de contacto (c) Casco malla.....	23
Figura 1.13: Electrodo basal faríngeo.....	23
Figura 1.14: Electrodo neuroquirúrgico.....	24
Figura 1.15: Punto frontal polar (Fp), punto occipital (O) .....	25
Figura 1.16: Fz Punto frontal, Cz punto central, Pz punto parietal .....	25
Figura 1.17: Medición coronal lateral. Electrodo T3 y T4.....	26
Figura 1.18: Electrodo C3 y C4.....	26

Figura 1.19: Electrodo F3 y F4.....	27
Figura 1.20: Ubicación de los electrodos P3 y P4.....	27
Figura 1.21: Ubicación de los electrodos F7, F8, T5, T6, FP1, FP2, O1 y O2.....	28
Figura 1.22: Situación de los electrodos A1 y A2.....	28
Figura 1.23: A) Un posible campo de potencial F8. B) Incremento rápido de Fp2 hasta F8, con disminución sucesiva hasta T4 y T6 .....	29
Figura 1.24: Registro Unipolar.....	30
Figura 1.25: Esquema del sistema Wilson en el registro de EEG.....	31
Figura 1.26: Registro bipolar.....	32
Figura 1.27: A) Montaje Longitudinal, B) Montaje Transversal.....	32
Figura 3.28: Método de escritura mediante las señales EEG .....	35
Figura 3.29: A) Control de Silla de ruedas. A) Control de un brazo robot. C) Control de una prótesis.....	36
Figura 2.1: Diagrama de bloques de funcionamiento del prototipo .....	39
Figura 2.2: Analogía eléctrica del contacto piel-electrodo .....	41
Figura 2.3: Cables de electrodos EEG.....	42
Figura 2.4: Montaje del electrodo en el cuero cabelludo.....	44
Figura 2.5: Amplificador operacional en modo diferencial.....	46
Figura 2.6: Amplificador operacional en modo común.....	46
Figura 2.7: Etapa de acoplamiento de entrada de la señal .....	50
Figura 2.8: Circuito para el electrodo de referencia.....	51
Figura 2.9: Amplificador de instrumentación.....	52
Figura 2.10: Corrientes y voltajes del amplificador operacional.....	52
Figura 2.11: Esquema del tercer operacional para el cálculo.....	53
Figura 2.12: Amplificador AD620AN.....	54
Figura 2.13: Esquema del AD620AN.....	56
Figura 2.14: Amplificador con ganancia configurable.....	57
Figura 2.15: Comportamiento frecuencial de los filtros.....	59
Figura 2.16: Características de los filtros Bessel, Butterworth, Chebyshev y Cauer.....	60
Figura 2.17: Esquema del filtro Sallen and Key pasa bajo .....	61
Figura 2.18: Ley de corrientes de kirchhoff en el filtro Sallen and Key pasa bajo.....	61
Figura 2.19: Esquema del filtro Sallen and Key pasa alto.....	63

Figura 2.20: Ley de corrientes de kirchhoff en el filtro Sallen and Key pasa alto.....	63
Figura 2.21: Filtro pasa alto primer orden.....	65
Figura 2.22: Filtros pasa alto de primer orden en cascada.....	65
Figura 2.23: Filtros pasa alto de primer orden en cascada con sus valores .....	65
Figura 2.24: Filtro pasa bajo de segundo orden topología Sallen and Key .....	68
Figura 2.25: Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajo de segundo orden de la figura 2.24.....	68
Figura 2.26: Estructura filtro notch.....	69
Figura 2.27: Valores del filtro notch para eliminación de 60Hz.....	71
Figura 2.28: Simulación del filtro notch para eliminación de 60Hz en Pspice.....	71
Figura 2.29: Amplificación sumador inversor para el acondicionamiento Óptico.....	72
Figura 2.30: Circuito de optoacoplamiento de los dos circuitos de un canal de EEG.....	74
Figura 2.31: Efecto aliasing en una señal sinusoidal.....	74
Figura 2.32: Filtro anti-aliasing de cuarto orden topología Sallen and Key en cascada.....	75
Figura 2.33: Respuesta en frecuencia del filtro anti-aliasing .....	76
Figura 2.34: Circuito de offset.....	76
Figura 2.35: Respuesta frecuencial de la etapa de filtrado .....	78
Figura 2.36: Respuesta frecuencial de la etapa de filtrado y amplificación .....	78
Figura 2.37: Disposición de pines del Microcontrolador 18F4550 .....	79
Figura 2.38: Diagrama de flujo del programa de conversión e interfaz PC.....	80
Figura 2.39: Topología interna del multiplexado que realiza el convertidor analógico digital.....	81
Figura 2.40: Instalador de la librería MCHPFSUSB v1.3 .....	85
Figura 3.1: Diagrama básico de un filtro digital.....	88
Figura 3.2: Topología de implementación de un filtro IIR .....	91
Figura 3.3: Topología de implementación de un filtro FIR.....	92
Figura 3.4: Respuesta de frecuencia de un filtro pasabajo ideal.....	94
Figura 3.5: Función sinc.....	95
Figura 3.6: Dominio en el tiempo y frecuencia de la ventana de haming.....	96
Figura 3.7: Ventana de hamming con N=151.....	99

Figura 3.8: Respuesta al impulso de un filtro pasabanda con $N=151$ .....	100
Figura 3.9: Respuesta al impulso del filtro pasabanda y ventaneado de hamming.....	100
Figura 3.10: Respuesta de magnitud vs frecuencia del filtro FIR .....	101
Figura 3.11: Respuesta de fase vs frecuencia del filtro FIR.....	101
Figura 3.12: Colocación de los electrodos para registro EOG.....	102
Figura 3.13: Estructura del filtro FIR.....	103
Figura 3.14: Estructura de un filtro adaptativo.....	104
Figura 3.15: Estructura de un filtro adaptativo para registros EEG.....	108
Figura 3.16: Señal de entrada EEG contaminada de artefactos oculares .....	108
Figura 3.17: Señal de salida EEG filtrada los artefactos oculares.....	109
Figura 3.18: Amplitud de la señal EEG.....	109
Figura 3.19: Algoritmo FFT para el calculo de la DFT en forma eficiente.....	111
Figura 3.20: Paleta de controles y panel frontal.....	113
Figura 3.21: Diagrama de bloques, paleta de herramientas y paleta de funciones.....	114
Figura 3.22: Ejemplos de presentación de subVIs en el diagrama de bloques.....	114
Figura 3.23: Interfaz de visualización de señales configuración montaje Transversal.....	115
Figura 3.24: Bloques principales de programación.....	115
Figura 3.25: Media de dos muestras consecutivas en LabVIEW.....	115
Figura 3.26: Interfaz de lectura de datos pestaña SEÑAL.....	117
Figura 3.27: Algoritmo FFT para el cálculo de la transformada discreta de Fourier.....	118
Figura 3.28: Interfaz de lectura de datos pestaña ESPECTRO.....	118
Figura 3.29: Configuración para la impresión de un reporte en LabVIEW .....	118
Figura 3.30: Interfaz de lectura de datos pestaña IMPRESIÓN .....	119
Figura 4.1: Circuito equivalente impedancia Cuerpo Humano, según la norma IEC60601-1.....	126
Figura 4.2: Circuito para la medición de corriente de fuga, con todos los electrodos unidos.....	128
Figura 4.3: Mediciones para la prueba de corriente de fuga .....	128
Figura 4.4: Circuito para la medición de corriente auxiliar de paciente.....	129
Figura 4.5: Medición para la prueba de corriente auxiliar de paciente.....	130

Figura 4.6: Circuito para la prueba de falla de carcasa.....	130
Figura 4.7: Medición para la prueba de falla de carcasa.....	131
Figura 5.1: Componentes del equipo .....	139
Figura 5.2: (A) Conexión del cable de alimentación. (B) Conexión del cable USB y llave de montajes.....	140
Figura 5.3: Proceso de instalación del controlador para el puerto Serial Virtual.....	142
Figura 5.4: Proceso de instalación del software del prototipo.....	143
Figura 5.5: Acceso directo del programa EEGv1.0 .....	144
Figura 5.6: Interfaz de inicio .....	144
Figura 5.7: Presentación de la interfaz de adquisición.....	145
Figura 5.8: Selección de archivos para la lectura de datos .....	146
Figura 5.9: Presentación de la interfaz de lectura de datos pestaña <i>SEÑAL</i> .....	146
Figura 5.10: Presentación de la interfaz de lectura de datos pestaña <i>ESPECTRO</i> .....	147
Figura 5.11: Presentación de la interfaz de lectura de datos pestaña <i>IMPRESIÓN</i> .....	148

## INDICE DE TABLAS

Tabla 1.1: Montajes recomendados para EEG. LB, montaje longitudinal; TB, montaje transversal bipolar; R, montaje referencial .....	33
Tabla 2.1: Tabla de los potenciales en electrodos de distintos tipos de Materiales.....	41
Tabla 2.2: Montajes EEG para el prototipo.....	43
Tabla 2.3: Posición de los polos Butterworth.....	66
Tabla 4.1: Detalle de ganancias del EEG.....	123
Tabla 4.2: Prueba de corriente de fuga del paciente .....	128
Tabla 4.3: Prueba de corriente de fuga auxiliar de paciente .....	129
Tabla 4.4: Prueba de corriente de fuga de falla de carcasa .....	131
Tabla 4.5: Características del modulo de comunicación .....	133
Tabla 4.6: Modulo EEG.....	133
Tabla 4.7: Software Entorno Grafico.....	134



Tabla 4.8: Software implementado DSP.....	134
Tabla 4.9: Costos generales de Hardware .....	134
Tabla 4.10: Costos de Software.....	135
Tabla 4.11: Costo de diseño e ingeniería.....	135
Tabla 4.12: Precio por equipo.....	136

# **CAPITULO 1**

## **FUNDAMENTOS DE LA ELECTROENCEFALOGRAFIA**

## **INTRODUCCION**

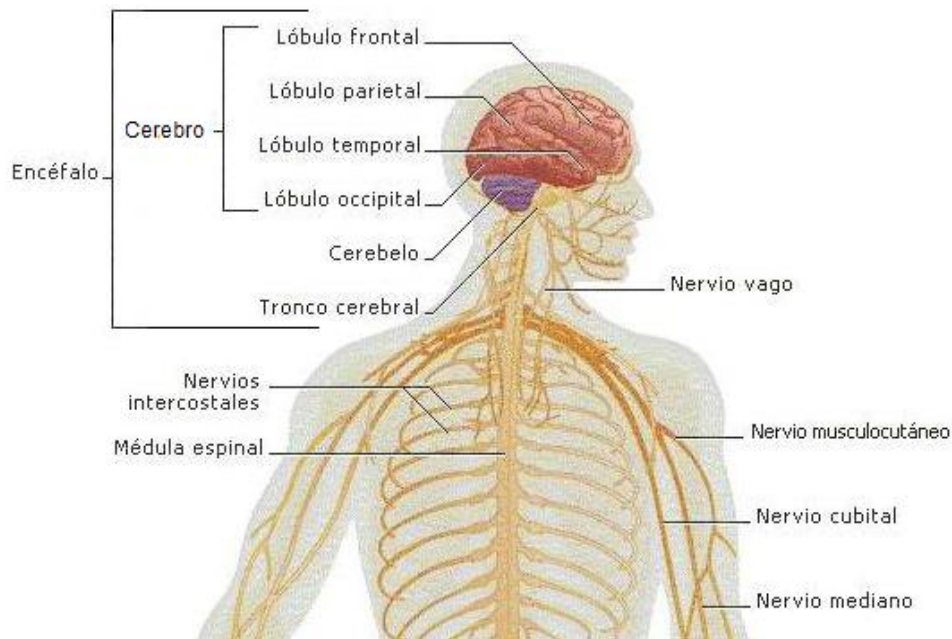
El presente capítulo realiza un análisis introductorio a la anatomía y fisiología del encéfalo en lo que respecta a sus partes, ubicaciones y funciones, conceptos importantes para entender como funcionan los sistemas electroencefalográficos. Además, se estudia la neurona, unidad fundamental del sistema nervioso y su principio de transmisión de las señales eléctricas en base a sustancias químicas y proteínas.

Una parte importante del análisis elaborado consiste en el estudio de la ubicación de los electrodos en el cuero cabelludo para lo cual se presenta el método internacional 10-20 y los campos de potencial provenientes del cerebro. La interpretación de las señales del electroencefalógrafo se basa en la distinción de las ondas alfa, betha, theta y delta; que se encuentran presentes en la actividad cerebral, así también se definen las frecuencias a la que están cada una de estas ondas cerebrales, y en el estado en que se activan o inhiben estas ondas.

También se detallan los métodos para tomar las ondas cerebrales, ya sea de modo bipolar es decir un par de electrodos que censa la actividad cerebral entre dos puntos del cerebro, y en este método se pueden tomar muestras ya sea de forma longitudinal o transversal, también existe otra manera de obtener las señales cerebrales que es de forma unipolar es decir se toman varios electrodos y sensan la actividad cerebral respecto a un punto específico del cerebro.

## 1.1. ANATOMÍA Y FISIOLOGÍA DEL ENCÉFALO

El encéfalo es la parte principal y más voluminosa del sistema nervioso central, se encuentra ubicado en el interior de la cavidad craneana, está protegido por los huesos del cráneo. Con un peso promedio de 1.500 gramos aproximadamente en un adulto; se interconecta con la médula espinal la misma que se encuentra unida a los nervios sensitivos y motores, que llevan información sensorial al encéfalo y el control de la musculatura del esqueleto.



**Figura 1.1:** Sistema Nervioso Central.<sup>1</sup>

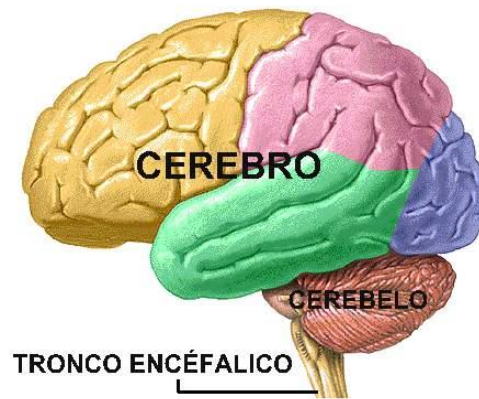
### 1.1.1 PARTES DEL ENCEFALO

El encéfalo humano se encuentra conformado por:

- El Cerebro.
- Cerebelo.
- Tallo o tronco encefálico.

---

<sup>1</sup> Tomado de: [http://www.lalupa3.webcindario.com/biologia/Sistema nervioso.htm](http://www.lalupa3.webcindario.com/biologia/Sistema%20nervioso.htm)



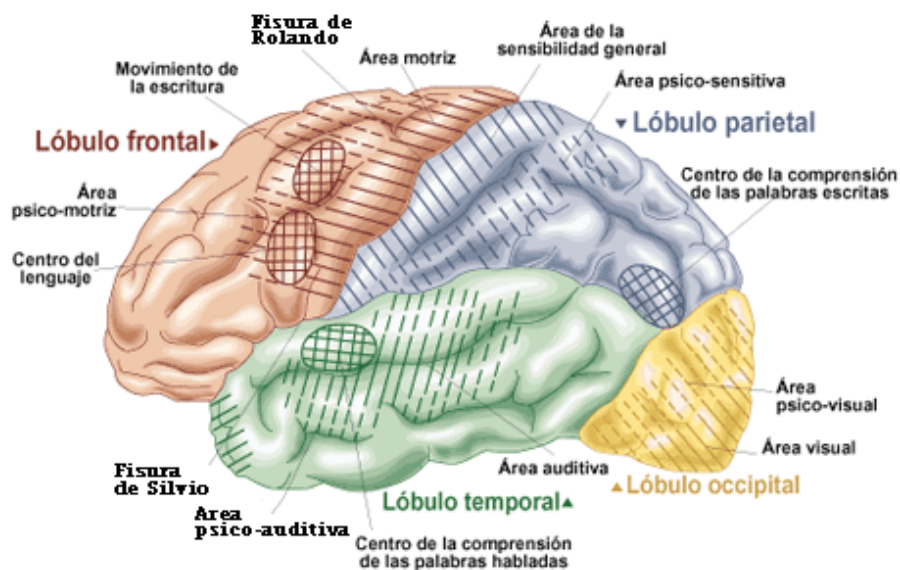
**Figura 1.2:** Partes del encéfalo [5].

## **El Cerebro**

Está formado por la sustancia gris por fuera y una sustancia blanca por dentro, se encuentra ubicado en la cabeza, protegida por el cráneo y en cercanías de los aparatos sensoriales primarios de visión, oído, balance, gusto, y olfato. Es la parte fundamental que se encarga de administrar los recursos energéticos del cuerpo humano e interpretar los estímulos externos y elaborar sus respuestas; es la porción más evolucionada del encéfalo y en él están localizadas las funciones conscientes del sistema nervioso.

Posee dos partes llamadas hemisferios que se relacionan con las partes opuestas del cuerpo. La superficie externa del hemisferio se conoce por córtex, en ella se recibe la información sensorial la procesa y da prioridad a las funciones corporales homeostáticas, como latidos del corazón, presión sanguínea, balance de fluidos y temperatura corporal, además es responsable de la cognición, las emociones, la memoria y el aprendizaje.

La corteza cerebral contiene aproximadamente 15000 a 33000 millones de neuronas dependiendo del género y la edad. La corteza es en realidad una capa fina de neuronas situada en la periferia del cerebro que contiene fisuras o pliegues entrantes para dar una mayor área superficial. Algunas de las fisuras más profundas, llamadas también surcos se utilizan como límites para dividir la corteza en ciertos lóbulos. En la figura 1.3, se muestran algunas fisuras, junto con la ubicación de los lóbulos más importantes y las funciones que desempeñan.



**Figura 1.3:** La corteza cerebral.<sup>2</sup>

## Cerebelo

Se encuentra situado en la fosa craneal posterior, con un peso aproximado de 120 gramos, por fuera tiene sustancia gris y en el interior una sustancia blanca, tiene forma de cono truncado aplastado en sentido supero-inferior en el cual se pueden diferenciar tres caras: superior, inferior y anterior.

Conocido como el árbol de la vida por su forma arborescente, es el coordinador de los movimientos voluntarios, además de mantener el equilibrio, realiza una función de “filtro paso bajo” para alisar lo que de otro modo serían movimientos musculares “espasmódicos”. El cerebelo posee el 50% de todas las neuronas del encéfalo pero solo representa el 10% de su volumen.

## Tallo o tronco encefálico

Es la parte evolutivamente más antigua del encéfalo, formado por una sustancia gris y blanca, conecta entre sí el córtex cerebral, la médula espinal y el cerebelo; es la mayor ruta de comunicación entre el cerebro anterior, la médula espinal y los nervios periféricos.

<sup>2</sup> Tomado de: <http://apiepa.galeon.com/salud.htm>

También controla varias funciones incluyendo la respiración, la secreción de jugos digestivos, regulación del ritmo cardíaco, aspectos primarios de la localización del sonido y es el centro de diversos reflejos motores como la tos, el vómito, el estornudo, la deglución, y en consonancia a los mismos músculos que se necesitan para la deglución.

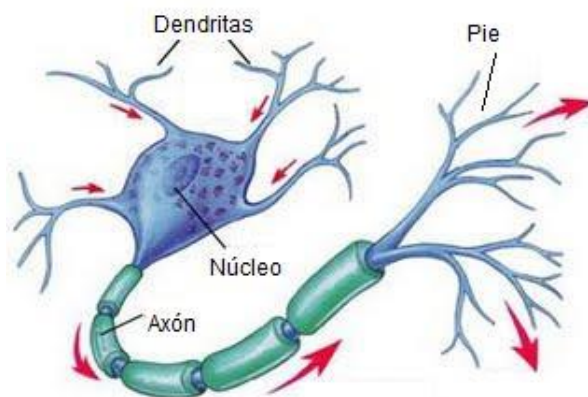
### 1.1.2 LA NEURONA

Son un tipo de células del sistema nervioso cuya principal característica es la excitabilidad de su membrana; están especializadas en la recepción de estímulos y conducción del impulso nervioso entre ellas o con otros tipos de células, como por ejemplo las fibras musculares de la placa motora. Altamente diferenciadas, la mayoría de las neuronas no se dividen una vez alcanzada su madurez; no obstante, una minoría sí lo hace.

#### 1.1.2.1 PARTES DE LA NEURONA

La neurona consta de las siguientes partes:

- Soma o Cuerpo Neuronal
- Dendritas
- Axón o Neurita



**Figura 1.4:** Partes de una Neurona.<sup>3</sup>

<sup>3</sup> Tomado de: <http://proton.ucting.udg.mx/posgrado/cursos/idc/rnb/0002.html>

## **Soma o Cuerpo Neuronal**

Es la zona que contiene el núcleo y donde nacen las prolongaciones que son el axón y dendritas. Las funciones del soma son:

- Mantener la integridad anatómica y funcional de la neurona.
- Genera las prolongaciones que aumenta la superficie de captación de impulsos nerviosos.
- Sintetizar sustancias químicas mensajeras (neurotransmisores).

## **Dendritas**

Son múltiples prolongaciones que se extienden fuera del cuerpo celular, responsables de captar y transmitir impulsos de otras neuronas hacia el soma.

## **Axón o Neurita**

Es la prolongación más larga de la neurona responsable de conducir impulsos que se alejan desde el soma hacia otras neuronas, este axón se ramifica en el extremo terminal, la longitud del axón varía en diferentes neuronas desde pocos milímetros hasta casi 1m.

### **1.1.2.2 TIPOS DE NEURONAS:**

Las neuronas se clasifican en base a los criterios de tipo morfológico y funcional, como se presenta a continuación:

#### **Clasificación Morfológica**

Morfológicamente las neuronas difieren en el número de prolongaciones, y de acuerdo con éste criterio se pueden distinguir tres grupos:



- Neuronas unipolares: Son las que tienen una sola prolongación que es el axón.
- Neuronas bipolares: Son las que tienen dos prolongaciones, una dendrita y un axón.
- Neuronas multipolares: Son aquellas que tienen más de dos prolongaciones: el axón y dos o más dendritas, son las más abundantes y conocidas.

### **Clasificación Funcional**

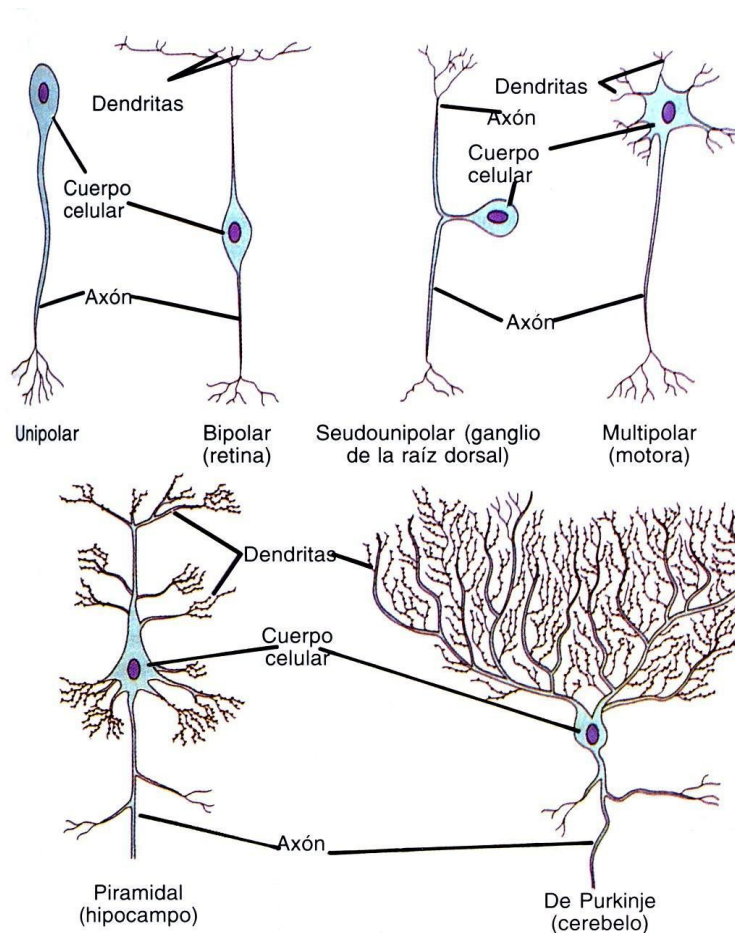
Esta en relación a la función que desempeñan, las neuronas se clasifican en:

- Neuronas sensoriales o sensitivas: Son las que conducen impulsos nerviosos entre receptor y centros moduladores o centro nervioso. Forman las vías sensitivas de conducción.
- Neuronas de asociación o interneuronas: Son las que comunican dentro del sistema nervioso central las vías sensitivas con las motoras. Generalmente constituyen los centros elaboradores.
- Neuronas motoras: Son las que comunican los centros moduladores con los músculos o glándulas. Conforman las vías motoras de conducción.

### **Clasificación de acuerdo a su velocidad**

Considerando la velocidad para conducir impulsos nerviosos, estas neuronas se clasifican en:

- Amielínicas (sin mielina): Conducen impulsos nerviosos de forma muy lenta.
- Mielínicas o mielinizadas: Conducen impulsos nerviosos a mayor velocidad, según sea el grosor de la mielina mayor es la velocidad de conducción.



**Figura 1.5:** Tipos de neuronas.<sup>4</sup>

## 1.2. SEÑALES Y POTENCIALES BIOELÉCTRICOS DEL ELECTROENFALOGRAMA

### 1.2.1 POTENCIAL MEMBRANA

El funcionamiento de las neuronas está determinado por alteraciones electroquímicas que ocurren en la membrana plasmática, Las neuronas o las células musculares están protegidas por una membrana semipermeable, es decir, que permite el paso de ciertas sustancias pero no de otras, normalmente hay potenciales eléctricos a través de las membranas en todas las células, de las cuales: Las células nerviosas y musculares son autoexcitables es decir, son capaces de autogenerar impulsos electroquímicos en sus membranas, y en muchos casos, de transmitir señales a lo largo de las mismas.

<sup>4</sup> Tomado de: <http://pmaunah.wordpress.com/2009/03/27/neurona-la-campeona-de-las-celulas/>

El Potencial Membrana (P.M.) son cambios rápidos de polaridad a ambos lados de la membrana celular de menos de 1 milisegundo. Cuando se habla de potenciales de membrana, se debería de hablar del "Potencial de Difusión", dicho potencial esta generado por una diferencia de concentración iónica en ambos lados de la membrana celular. Los P.M. son la base de la propagación del impulso nervioso.

En el interior de la membrana existe mayor concentración de  $K^+$  y proteínas con carga negativa. Los  $K^+$  tienden a salir a través de poros. En el lado externo hay mayor concentración de  $Na^+$  y  $Ca^{+2}$ , por lo que el  $Na^+$  tiende a entrar por poros que en reposo están cerrados, cuando el potencial de membrana es generado por la difusión de diferentes iones debido a la diferencia de permeabilidad a la membrana.

El potencial de membrana depende de:

- Polaridad de la carga eléctrica de cada ión.
- Permeabilidad de la membrana para cada ión.
- De cada uno de los iones en el interior y exterior celular.

Esos iones son:

$Na^+ K^+ Cl^-$

La combinación de los iones, desarrollan potenciales de membrana, en las membranas de las células neuronales, musculares y nervios de conducción. La rapidez de cambio de estas combinaciones electroquímicas a través de la membrana determina el potencial de la membrana. La permeabilidad de los canales de  $Na$  y  $K$  sufren cambios durante la conducción del impulso nervioso. Mientras que los canales de  $Cl$ . no cambian, por lo tanto los cambios de permeabilidad para  $Na$  y  $K$  son importantes para la transmisión de la señal a los nervios.

El potencial de reposo en la membrana de una célula nerviosa es de  $-90mV$ .

## 1.2.2 POTENCIAL DE ACCION

También llamado impulso eléctrico, es el potencial de membrana que conduce el impulso nervioso cuando un estímulo adecuado provoca la apertura de canales de sodio, se difunde rápidamente dentro de la célula, una onda de descarga eléctrica que viaja a lo largo de la membrana celular. Los potenciales de acción se utilizan en el cuerpo para llevar información entre unos tejidos y otros, lo que hace que sea una característica microscópica esencial para la vida. Pueden generarse por diversos tipos de células corporales, pero las más activas en su uso son las células del sistema nervioso para enviar mensajes entre células nerviosas, o desde células nerviosas a otros tejidos corporales, como el músculo o las glándulas.

El potencial de acción de una neurona tiene tres fases:

- Estado de reposo
- Etapa de despolarización
- Etapa de repolarización

### **Estado de reposo**

Este corresponde al potencial de la membrana en reposo antes del potencial de acción. En esta etapa se dice que la membrana está polarizada por su elevado potencial negativo de  $-70\text{mV}$ .

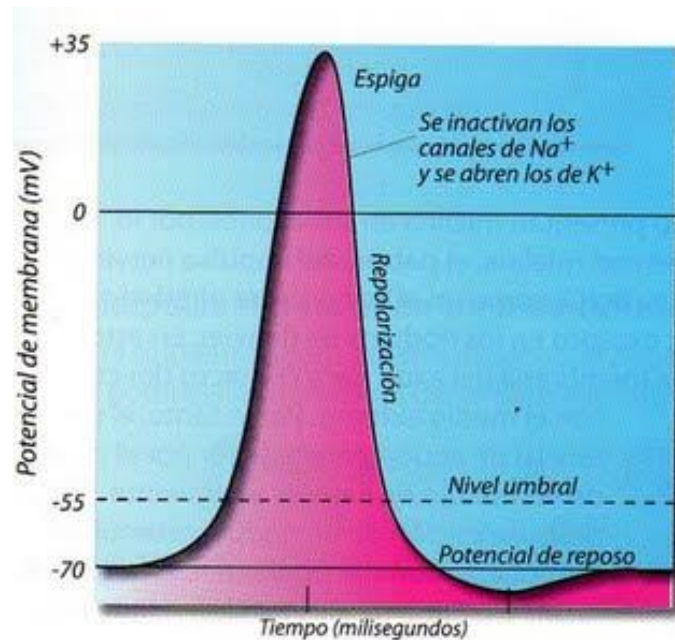
### **Etapa de despolarización**

En este momento, la membrana incrementa su permeabilidad a los iones de sodio de manera brusca y una enorme cantidad de estos fluye al exterior del axón. La polaridad normal de  $-70\text{mV}$  desaparece mientras el potencial se eleva con rapidez hacia la dirección positiva. En una fibra nerviosa gruesa el potencial de membrana sobrepasa el nivel cero y alcanza cierto valor positivo, también en gran parte de las neuronas del sistema nervioso central el potencial solo se aproxima a nivel cero y no llega al estado de positividad.

El estímulo provoca la apertura de canales para el sodio (normalmente cerrados) y el cierre de los canales para el potasio. Interior Positivo/ Exterior Negativo.

### Etapa de repolarización

Uno diezmilésimos de segundo después del incremento de permeabilidad a los iones de sodio, los canales a este ion comienzan a cerrarse, y se abren los canales al potasio. A continuación, los iones de potasio se difunden con rapidez al exterior restableciendo el potencial de membrana normal, negativo en reposo. Aquí se inactivan los canales de sodio y activan los canales de potasio. Interior Negativo/ Exterior Positivo. En este momento la neurona no puede recibir información.



**Figura 1.6:** Fases del potencial de acción.<sup>5</sup>

### 1.2.3 LA SINAPSIS

Es el proceso de comunicación entre neuronas, el proceso inicia con una descarga química que origina una corriente eléctrica en la membrana de la célula presináptica (célula emisora); una vez que este impulso nervioso alcanza el extremo del axón, la

<sup>5</sup> Tomado de: <http://lcqbiologia.blogspot.com/2008/06/impulso-nervioso.html>

propia neurona segrega un tipo de proteínas (neurotransmisores) que se depositan en el espacio sináptico, espacio intermedio entre esta neurona transmisora y la neurona postsináptica (receptora). Estos neurotransmisores son los encargados de excitar o inhibir la acción de la otra neurona.

### **1.2.3.1 TIPOS DE SINAPSIS**

Existen dos tipos:

- Sinapsis eléctrica
- Sinapsis química

#### **Sinapsis eléctrica**

Es aquella en la que la transmisión entre la primera neurona se produce por el paso de iones de una célula a otra a través de uniones gap que son pequeños canales formados por el acoplamiento de complejos proteicos, basados en células estrechamente adheridas.

Las sinapsis eléctricas son más rápidas que las sinapsis químicas y son más propensas a alteraciones que pueden modificar las señales emitidas.

#### **Sinapsis química**

La sinapsis química se establece entre células que están separadas entre sí por un espacio de unos 20-30 nanómetros(nm), la llamada hendidura sináptica.

La liberación de neurotransmisores es iniciada por la llegada de un impulso nervioso (o potencial de acción), y se produce mediante un proceso muy rápido de secreción celular, en el terminal nervioso presináptico, las vesículas que contienen los neurotransmisores permanecen ancladas y preparadas junto a la membrana sináptica produciendo una cascada de reacciones que terminan haciendo que las membranas vesiculares se fusionen con la membrana presináptica y liberando su contenido a la hendidura sináptica.

Los receptores del lado opuesto de la hendidura se unen a los neurotransmisores y fuerzan la apertura de los canales iónicos cercanos de la membrana postsináptica, haciendo que los iones fluyan hacia o desde el interior, cambiando el potencial de membrana local.

El resultado es excitatorio en caso de flujos de despolarización, o inhibitorio se produce flujos de hiperpolarización. El que una sinapsis sea excitatoria o inhibitoria depende del tipo o tipos de iones que se canalizan en los flujos postsinápticos, que a su vez son función del tipo de receptores y neurotransmisores que intervienen en la sinapsis.

La sinapsis química es menos propensa a sufrir alteraciones o modulaciones que si sufre la sinapsis eléctrica ya que facilitan el intercambio entre los citoplasmas de iones y otras sustancias químicas.

### **1.3. EL ELECTROENCEFALOGRAMA Y LAS ONDAS CEREBRALES**

#### **1.3.1 EL ELECTROENCEFALOGRAMA**

El electroencefalograma (EEG) es una representación gráfica en tiempo real de la actividad cerebral fluctuante, esta señal se la recoge con electrodos apropiados y colocados en determinadas áreas del cuero cabelludo, y mediante el electroencefalógrafo visualiza las ondas cerebrales. Mediante el EEG se realiza una exploración neurofisiológica que se basa en el registro de la actividad bioeléctrica cerebral en condiciones basales de reposo, en vigilia o sueño, y durante diversas activaciones (habitualmente hiperventilación y estimulación luminosa intermitente) mediante un equipo de electroencefalografía. La representación del EEG se da en un monitor representando una grafica en 2D con los ejes de: amplitud y tiempo, la amplitud de la señal esta en el orden de los microvoltios en el eje de las ordenadas y en segundos en el eje de las abscisas.

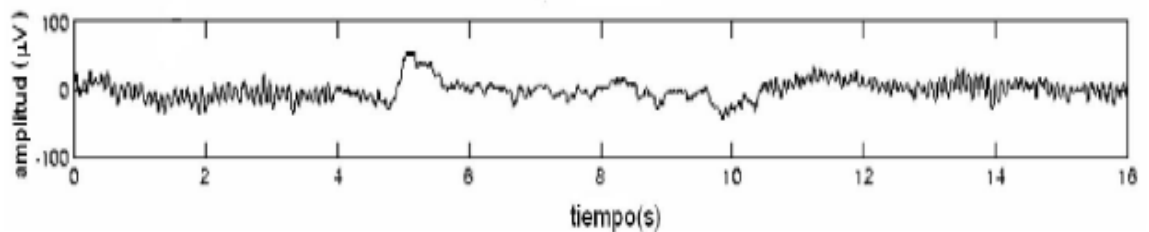
La electroencefalografía mide la actividad eléctrica de la corteza cerebral, es decir, la capa superficial del cerebro llamada córtex. Este fenómeno no es debido a la simple adición de los potenciales de acción de las  $10^{11}$  neuronas que integran el cerebro.

Las variaciones rítmicas en las ondas cerebrales registradas en el EEG, se deben a que una población grande de neuronas se pone a oscilar coherentemente.

Las neuronas generan una señal de la misma frecuencia. La presencia de estos ritmos indica actividad cerebral a nivel de millones de neuronas actuando juntas de forma sincronizada. La forma de la señal EEG depende de la edad y del estado de alerta del individuo, cambiando de forma y es muy marcada durante la niñez.

El registro en tiempo real de la actividad eléctrica cerebral carece de un patrón reproducible, como puede observar en la grafica 7, asemejándose a una señal muy irregular de muy pequeña amplitud, en torno a  $10\text{-}100\mu\text{V}$ , la señal captada por los electrodos, es muy pequeña ya que por que se registra en el Córtez cerebral, y debido a esta corteza la señal se atenúa, por lo tanto es fácil confundirla con un ruido aleatorio.

En un cerebro sano, esta actividad es muy similar en las diferentes regiones del cerebro, por lo que no existirán diferencias apreciables entre las diferentes zonas del cortex, llamadas lóbulos.



**Figura 1.7:** Onda cerebral registrada en el Electroencefalograma [2].

### 1.3.2 ONDAS CEREBRALES

La Onda cerebral es la actividad eléctrica producida por el cerebro. Estas ondas pueden ser detectadas mediante el electroencefalógrafo, debido a la complejidad de la forma de la señal en el tiempo, normalmente los estudios de la señal EEG se centran a un estudio en el espectro de potencias, mediante un análisis en su banda de frecuencia y las ondas cerebrales se clasifican en:



- Ondas alfa
- Ondas betha
- Ondas theta
- Ondas delta

### **Ondas alfa**

Son ondas de amplitud de 20-100 $\mu$ V, tienen una frecuencia de 8 –12Hz y están asociadas con estados de relajación, poseen una alta periodicidad a esas frecuencias predominantes sobre la región occipital, pero aparecen en todo el córtex. Se registran especialmente momentos antes de dormirse.

Sus efectos característicos son: relajación agradable, pensamientos tranquilos y despreocupados, optimismo y un sentimiento de integración de cuerpo y mente.

### **Ondas betha**

Estas señales de pequeña amplitud, por debajo de 20 $\mu$ V, con una frecuencia comprendida entre 13 y 30Hz, originan un campo electromagnético. Estas ondas se registran cuando la persona se encuentra despierta y en plena actividad mental. Los sentidos se hallan volcados hacia el exterior, de manera que la irritación, inquietud y temores repentinos pueden acompañar este estado. Son bastante comunes y predominan durante la edad adulta. Suele dividirse en beta baja, beta media y beta alta.

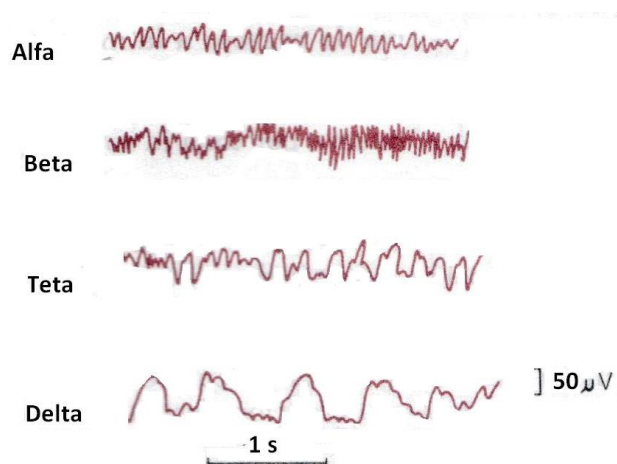
El ritmo beta bajo se suele localizar en los lóbulos frontal y occipital y los otros dos están menos localizados. Esta onda es más irregular que el ritmo alfa, se asocia a actividad psicofísica, estados de agitación, alerta o la actividad mental que se realiza en la resolución de problemas.

## Ondas theta

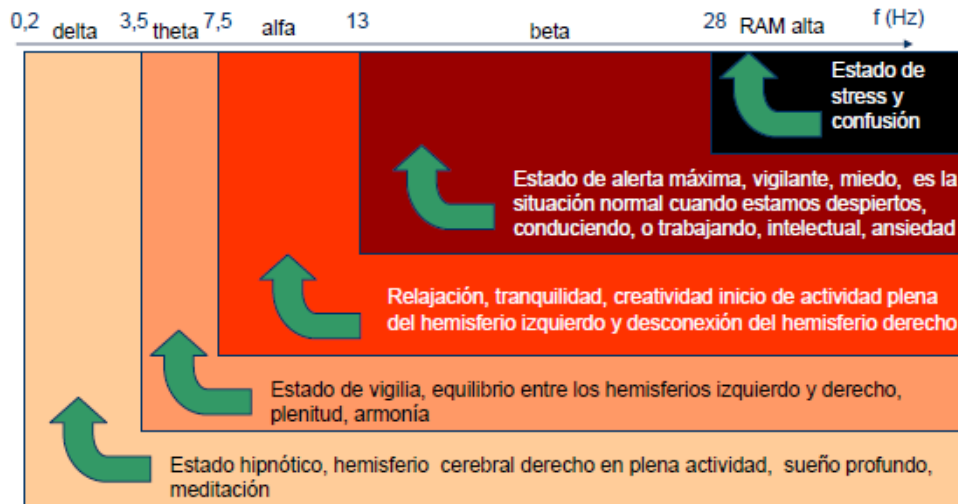
Estas ondas de amplitud inferior a  $20\mu\text{V}$ , con una frecuencia de 4-7Hz., se dan durante el proceso de maduración en toda la corteza cerebral, aunque predomina en la región occipital y temporal y es más rápida en la zona frontal. Se producen durante el sueño (o en meditación profunda, entrenamiento autógeno, yoga...), mientras actúan las formaciones del subconsciente. Las características de este estado son: Memoria plástica, mayor capacidad de aprendizaje, fantasía, imaginación e inspiración creativa. Es dominante en niños entre 5 y 7 años y quedan rastros de ella hasta la juventud. En adultos y adolescentes se asocia a pensamientos de tipo creativo, a estrés o a desordenes psíquicos.

## Ondas delta

Ondas de baja frecuencia y alta intensidad (unas centenas de  $\mu\text{V}$ ), con una frecuencia de 1-3Hz, Aparecen en estado de sueño profundo, inconsciencia o situaciones que aumenten la presión intercraneal como tumores cerebrales. Sus estados psíquicos correspondientes son el dormir sin sueños, el trance y la hipnosis profunda. Las ondas delta resultan de gran importancia en los procesos curativos y en el fortalecimiento del sistema inmunitario.



**Figura 1.8:** Tipos de ondas electroencefalográficas normales [1].

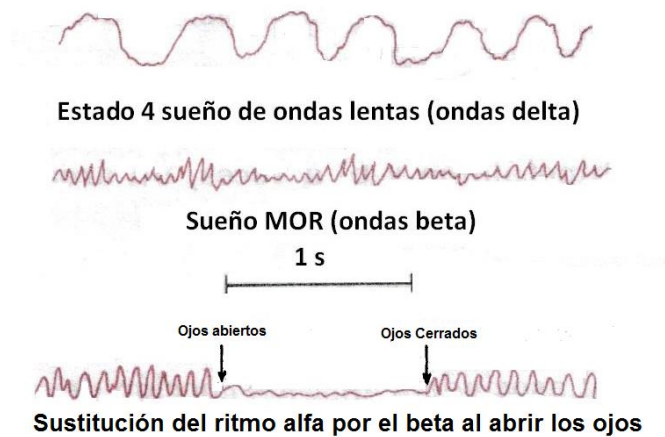


**Figura 1.9:** Tipos de ondas cerebrales y sus frecuencias.

#### 1.4.INTERPRETACIÓN DE LAS SEÑALES DEL EEG

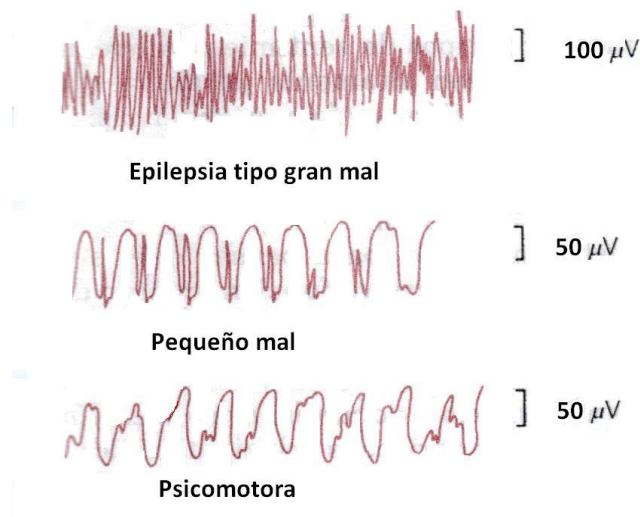
En la exploración de un adulto normal, estando en reposo, relajación muscular y sin estímulos sensoriales, aparecen en el trazado modulaciones de frecuencia de ondas alfa ( $\alpha$ ) con amplitud de 75uV, ritmo que dimana de la actividad *vegetativa basal del encéfalo* y que es sustituido con ondas beta ( $\beta$ ) de menor voltaje, debido a estímulos sensoriales sobre todo visuales, estas ondas están en relación con la actividad eléctrica de las regiones sensitivomotoras y yuxtasilvianas. Este conjunto de ritmos fisiológicos recibe el nombre de ritmo Berger. La edad y determinados estados fisiológicos como el sueño y la actividad mental, la estimulación psíquica, la sensorial, la alcalosis, etc., puede variar mucho dicho ritmo.





**Figura 1.10:** Cambios progresivos en las características de las ondas cerebrales durante diferentes estados de vigilia y sueño [1].

El electroencefalograma puede revelar distintas modificaciones patológicas. Las ondas de ritmo delta ( $\delta$ ) y subdelta, traducen estados patológicos del encéfalo, con depresión cortical; se registran en los narcotizados y comatosos, en hipoxemias<sup>6</sup> cerebrales, etc. Los ritmos rápidos con frecuencias entre 25Hz y 30Hz señalan estados de excitación cortical. Atendiendo a la forma de las ondas distinguiremos el *ritmo ondulado*, con puntas y ondas alternantes, y las *puntas rápidas altas* con voltaje elevado, propias del pequeño mal y de las crisis epilépticas. También se señalan en estos pacientes las *ondas psicomotoras*, cuya representación gráfica son ondas lentas de cúspide aplanada o dentellada.



**Figura 1.11:** Diferentes tipos de epilepsia [1].

<sup>6</sup> Hipoxemia, disminución de oxígeno en la sangre

Cuando un trazo no tiene una forma normal, pero es difícil de clasificar, se aplica el término de *disritmia cerebral* (y de disritmia lenta o bradidisritmia si su frecuencia es inferior al ritmo  $\alpha$ ), que puede registrarse en epilépticos, encefalíticos, tumores cerebrales, etc.

### 1.4.1 MECANISMOS DE ACTIVACIÓN

#### **Estimulación Luminosa Intermitente (ELI)**

Se estudia si el paciente es o no fotosensible. Son luces centelleantes e intermitentes y suele ser útil en las epilepsias mioclónicas<sup>7</sup>. Es excepcional apreciarla en crisis parciales.

#### **Hiperventilación (HV)**

Al paciente se le pide que respire de manera lenta y profunda durante varios minutos. Este mecanismo tiende a influenciar las "crisis de ausencia" más típicas en niños que en adultos.

La HV tiene una base fisiológica: Hiperventilación que produce una Hipocapnia<sup>8</sup> y conlleva un descenso del flujo sanguíneo cerebral, disminución de oxígeno en el cerebro y por lo tanto cambios en el EEG.

La respuesta en la HV depende de varios factores:

- Edad: suele ser mayor en niños y puede estar ausente en ancianos.
- Glucemia: la respuesta se incrementa con la hipoglucemia. El ayuno aumenta la respuesta.
- Respuesta cerebral a la hipocapnia.

---

<sup>7</sup> Epilepsia mioclónica, es un síndrome hereditario no progresivo caracterizado por convulsiones con sacudidas, únicas o repetitivas, de predominio en brazos.

<sup>8</sup> Disminución de la presión arterial de CO<sub>2</sub>.

## **Privación de sueño**

El paciente debe dormir poco (o no dormir) la noche antes del EEG y que duerma durante el EEG. Hay epilepsias donde es necesario grabar sueño para poder observar alteraciones (epilepsias rolándicas, Síndrome Landau-Kleffner). En ellos, bien sea por la privación de sueño, porque se registre EEG de sueño, porque son estudios más prolongados que los EEG convencionales (o probablemente por todo esto a la vez) suele ser más útil, sobre todo para ayudar a precisar el tipo de epilepsia, siendo más fácil ver alteraciones epileptiformes.

## **1.5. ELECTRODOS PARA ELECTROENCEFALOGRAFÍA**

Técnicamente la actividad bioeléctrica cerebral es captada a nivel del cuero cabelludo por los electrodos, luego es amplificada y, finalmente, registrada.

Los electrodos deben ser diseñados y contruidos de tal manera que permitan registrar la actividad eléctrica en forma eficiente y con el mínimo de distorsión. En fisiología, las características de lo que se va a registrar y su situación anatómica determinan el tipo de electrodos a utilizar y éstos, a su vez, el tipo de circuito amplificador que se necesita.

Aunque los electrodos pueden ser de tamaño, forma y materiales distintos, y aplicados sobre el cuero cabelludo por diferentes medios, deben tenerse en cuenta algunos principios generales en su diseño y uso.

Lo importante de resaltar es que de nada sirve tener dispositivos de amplificación avanzados y de gran potencia, si de todos modos ya la señal va a llegar con distorsión desde los electrodos, es decir antes de llegar a los amplificadores.

### **1.5.1. PROPIEDADES DE LOS ELECTRODOS**

Cuando se introduce un metal en una solución se produce una diferencia de potencial entre el metal y la solución. En esta etapa se realizan dos procesos electroquímicos de descarga de iones del metal hacia la solución. Cuando los iones que se separan del metal del electrodo superan a los que retornan, se produce un exceso de electrones en

el metal. En este proceso se alcanza un equilibrio y es entonces cuando el electrodo muestra su potencial, que puede definirse como la diferencia de potencial entre el metal y el volumen de la solución. Cualquier tipo de electrodo, tendrá su propio potencial que depende del metal con el que se halla construido.

### **1.5.2. TIPOS DE ELECTRODOS**

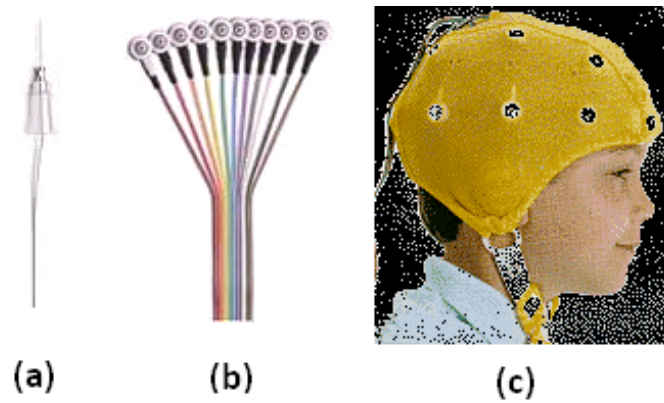
Existen varios tipos de electrodos según la forma en que se obtiene el registro:

- Superficiales, de aplicación sobre el cuero cabelludo;
- Especiales (Basales), aplicables en la base del cráneo sin necesitar procedimiento quirúrgico, y;
- Neuroquirúrgicos.

Estas tres formas de capturar la señal bioeléctrica hacen que el registro tenga diferente nombre, si se utilizan electrodos de superficie o basales, el gráfico resultante se llama electroencefalograma; cuando se usan electrodos quirúrgicos, electrocorticograma; y cuando se emplean electrodos profundos se llama estereo electroencefalograma.

#### **Electrodos de superficie**

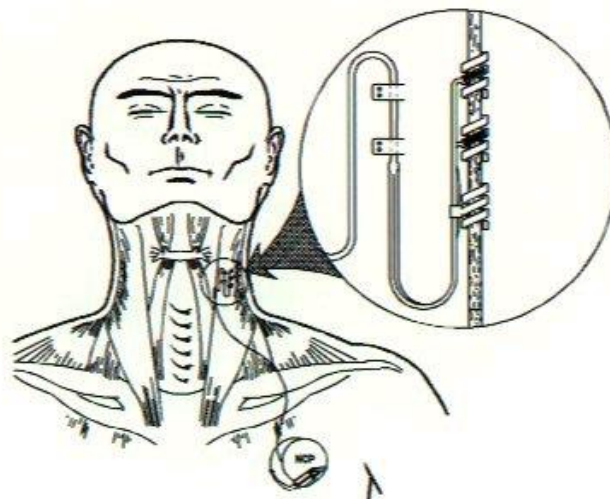
En electroencefalografía se utilizan electrodos que además de las características mencionadas, deben poseer las siguientes características: Fácil y de rápida colocación y remoción, indoloros y permanecer por un tiempo prolongado en la misma posición sin dificultades. Para tales fines se han diseñado varios tipos de electrodos, que en términos generales se pueden dividir en tres clases: adhesivos, de contacto y de aguja. La resistencia de cualquiera de estos ya aplicado sobre el cuero cabelludo no debe ser mayor a 10 K $\Omega$  y no debe de producir interferencia durante el registro.



**Figura 1.12:** Electrodoes superficiales (a) Electrodo Aguja (b) Electrodoes de contacto (c) Casco malla.<sup>9</sup>

### Electrodoes basales (especiales)

Los anteriores tipos de electrodoes mencionados, registran la actividad eléctrica del cerebro sólo a nivel de la convexidad del cráneo. Sin embargo, queda por explorar la cara interna del hemisferio cerebral y su base. La cara interna del cerebro es imposible de explorar sin embargo, la parte basal tiene vías de acceso que permiten su exploración con electrodoes especialmente diseñados para ello. De esta manera se han introducido electrodoes especiales, como el faríngeo, el esfenoidal y el timpánico, que se denominan genéricamente “electrodoes basales” porque exploran la base de los lóbulos frontales y temporales del cerebro.



**Figura 1.13:** Electrodo basal faríngeo.

<sup>9</sup> Tomado de: [www.electrodestore.com](http://www.electrodestore.com)



## **Electrodos Neuroquirúrgicos**

Pueden ser duros, corticales o intracerebrales, y son utilizados a la hora de las intervenciones quirúrgicas.



**Figura 1.14:** Electrodo neuroquirúrgico.

## **1.6. SISTEMA DE UBICACIÓN DE ELECTRODOS**

### **1.6.1 SISTEMA INTERNACIONAL 10-20**

El Sistema Internacional 10-20, es un método internacionalmente aprobado para describir y la ubicación de electrodos sobre el cuero cabelludo para el registro del EEG o el experimento. Este método fue desarrollado para asegurar la reproductibilidad estandarizada de modo que los estudios puedan ser entre uno y otro equipo. Este sistema está basado en la relación entre la posición (ubicación) de un electrodo y el área subyacente de corteza cerebral. "

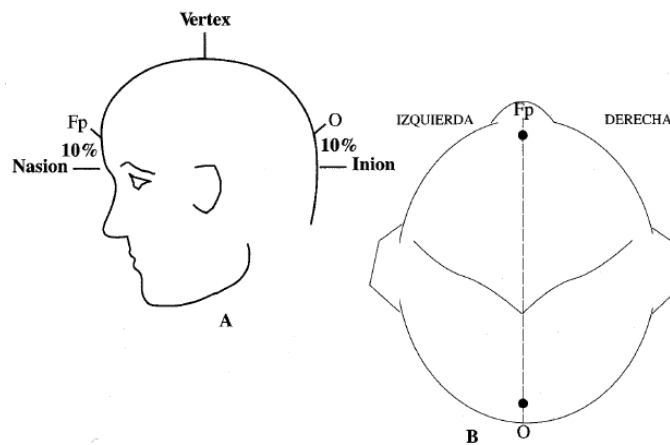
El 10 se refieren al hecho que las distancias reales entre electrodos adyacentes son el 10 % y el 20 se refiere al 20 % de la distancia total delantera trasera o derecha izquierda del cráneo.

Cada sitio tiene una letra para identificar el lóbulo y un número para identificar la posición(ubicación) del hemisferio. Las letras: F, T, C, P y la O significan: Frontal, Temporal, Central, Parietal y Occipital respectivamente. Además la z se refiere a un electrodo colocado sobre el mediano, incluso los números (2,4,6,8) se refieren a posiciones de electrodo sobre el hemisferio derecho, mientras que números impares (1,3,5,7) se refieren a aquellos sobre el hemisferio izquierdo.

Dos señales anatómicas son usadas para la colocación esencial de los electrodos EEG: primero, el nasión que es el punto entre la frente y la nariz; segundo, el inión que es el punto más bajo del cráneo de la espalda de la cabeza y normalmente es indicado por un hueso prominente.

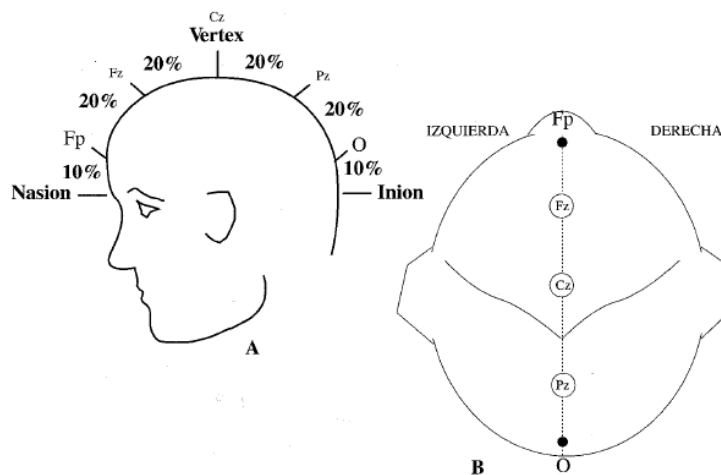
El procedimiento a seguir con este método es el siguiente:

a) Se mide la distancia entre el nasión y el inión pasando por el vertex. El 10% de esta distancia sobre el nasión se ubica el punto Fp (Frontal Polar). El 10% de esta distancia sobre el inión se ubica el punto O (Occipital) (figura 15).



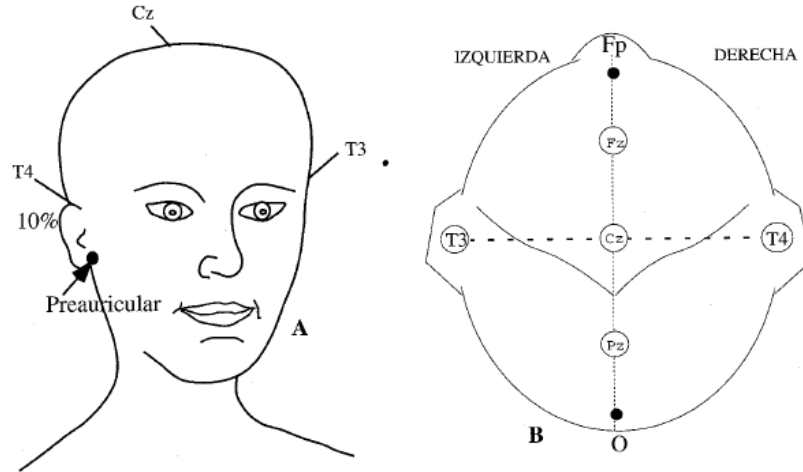
**Figura 1.15:** Punto frontal polar (Fp), punto occipital (O).

b) Entre los puntos Fp y O se sitúan otros tres puntos espaciados a intervalos iguales (el 20% de la distancia nasion-iniön). Estos tres puntos son, de delante hacia atrás, el Fz (Frontal) el Cz (Central o Vertex) y el Pz (Parietal) (figura 16).



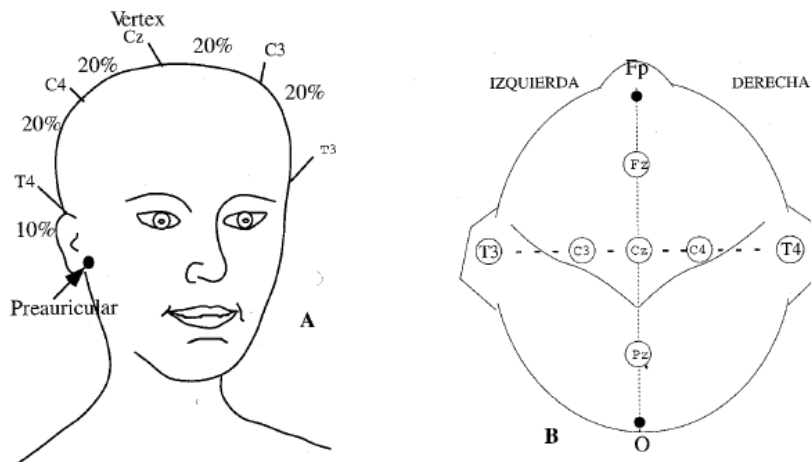
**Figura 1.16:** Fz Punto frontal, Cz punto central, Pz punto parietal.

c) Se mide la distancia entre los puntos preauriculares (situados delante del pabellón de la oreja) pasando por el vértex (Cz). El 10% de esta distancia marca la posición de los puntos temporales mediales, T3 (izquierdo) y T4 (derecho) (figura 17).



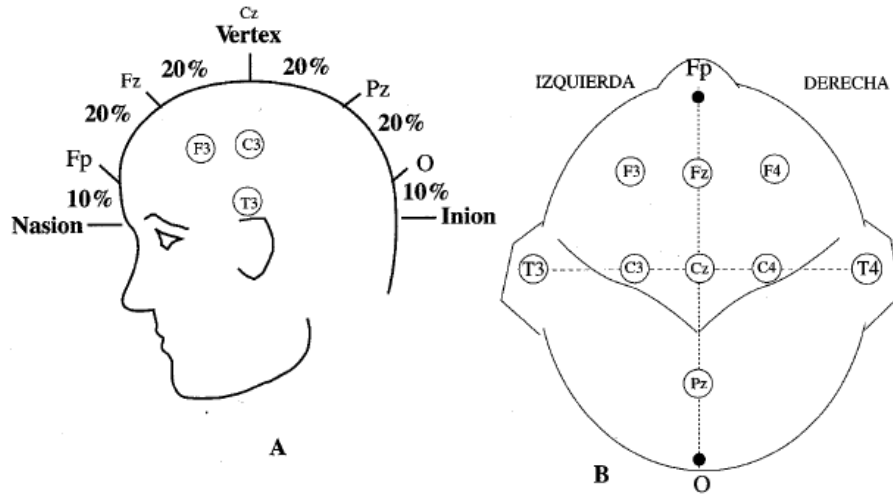
**Figura 1.17:** Medición coronal lateral. Electrodo T3 y T4.

d) Un 20% de la medida por encima de los puntos temporales medios se colocan los electrodos C3 (izquierda) y C4 (derecha). El vértex es ahora el punto de intersección entre la línea antero posterior y la línea coronal lateral (figura 18).



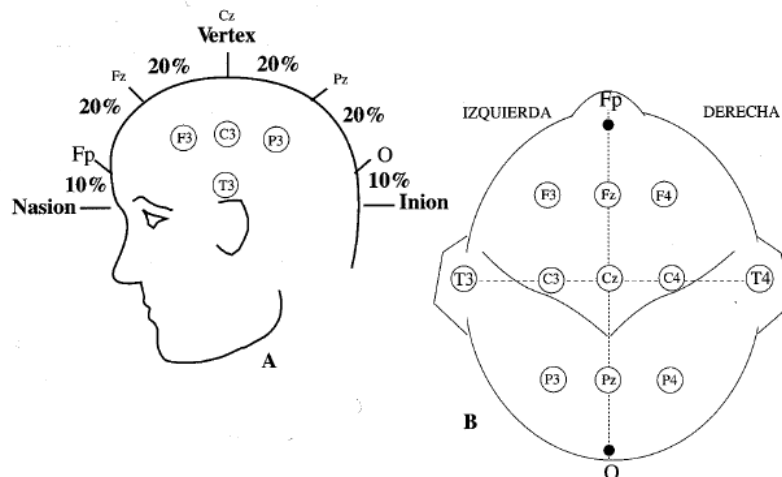
**Figura 1.18:** Electrodo C3 y C4.

e) Los electrodos F3 y F4 (Izquierda y derecha respectivamente) están situados de forma equidistante entre el punto frontal medio (Fz) y la línea de electrodos temporales (figura 19).



**Figura 1.19:** Electrodo F3 y F4.

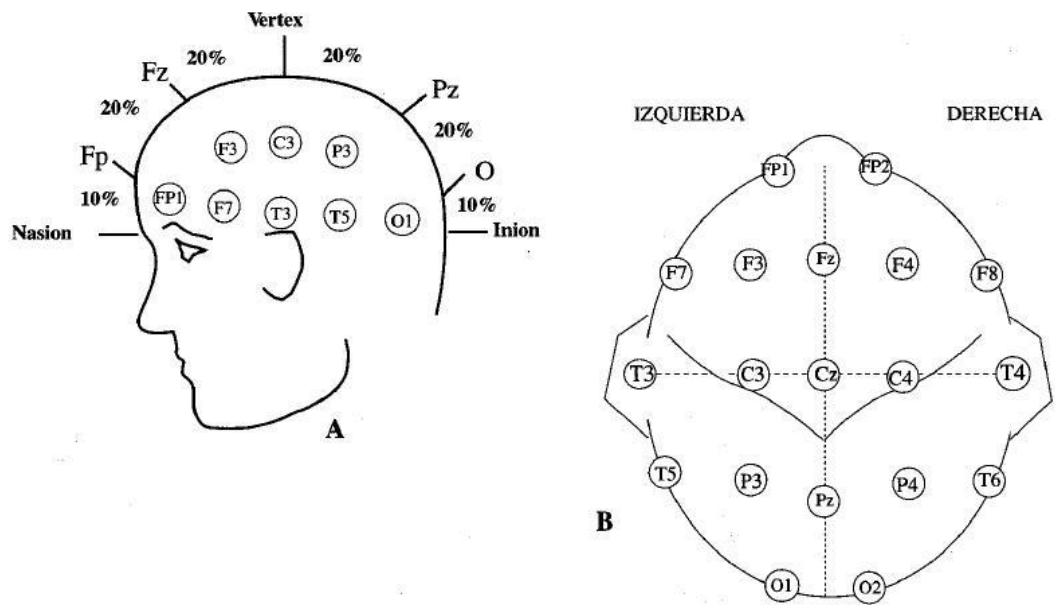
f) Los electrodos P3 y P4 (Izquierda y derecha respectivamente) equidistan entre el punto Pz medio y la línea de los electrodos temporales (figura 20).



**Figura 1.20:** Ubicación de los electrodos P3 y P4.

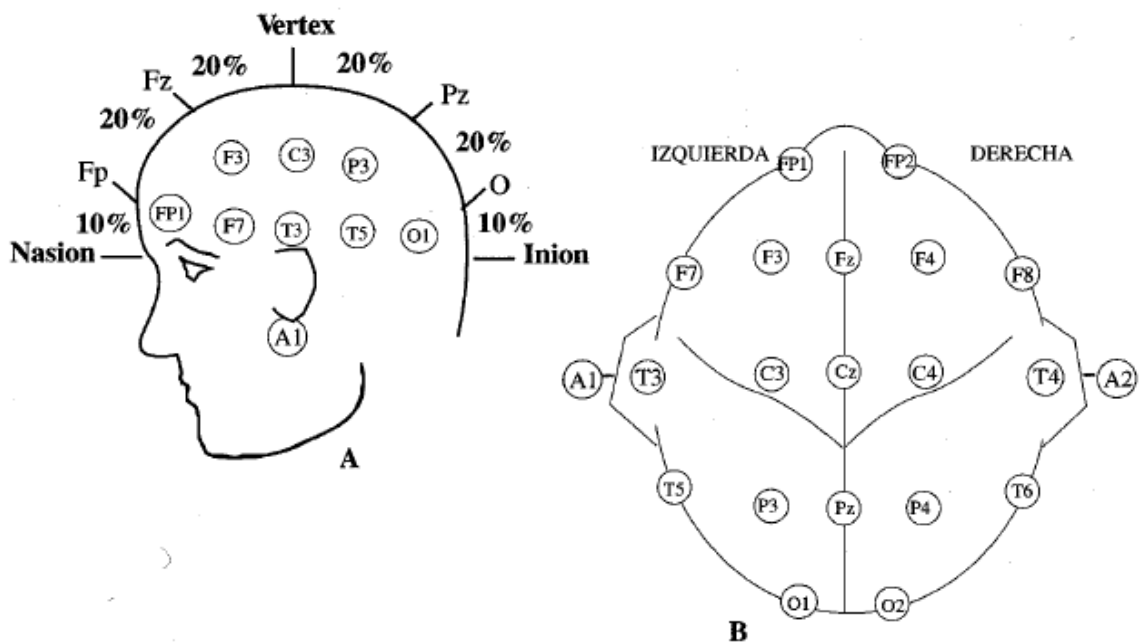
g) Se mide la distancia entre el punto medio Fp y el punto medio O a través de T3. El 10% de esta distancia a través de Fp corresponde a los electrodos FP1 y FP2. El 10% de esta distancia a través de O corresponde a los electrodos O1 y O2.

- El electrodo F7 y F8 se sitúan en el punto medio entre Fp1 y T3, y Fp2 y T4.
- El electrodo T5 y T6 se sitúan en la línea media entre T3 y O1, y T4 y O2. (figura 21).



**Figura 1.21:** Ubicación de los electrodos F7, F8, T5, T6, FP1, FP2, O1 y O2.

h) A un 10% de los temporales T3 y T4 se sitúan los electrodos auriculares A1 y A2 respectivamente (figura 22).

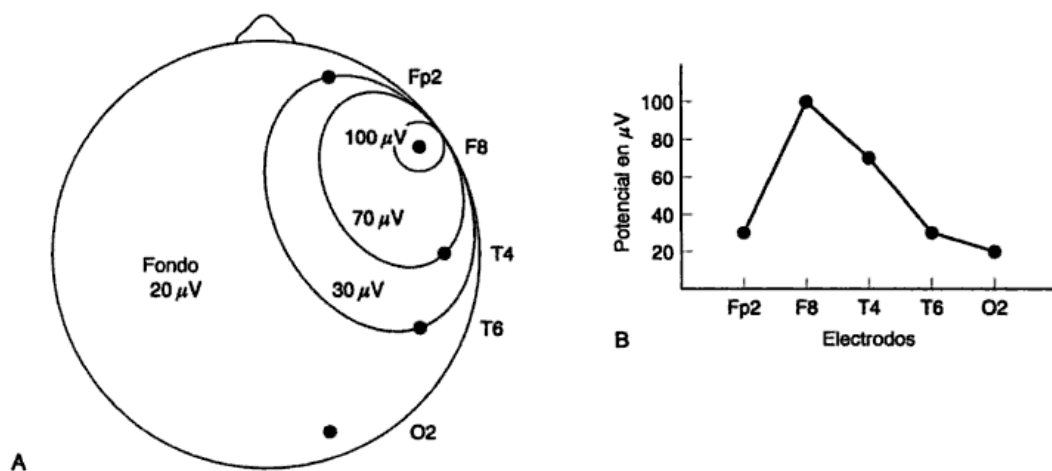


**Figura 1.22:** Situación de los electrodos A1 y A2.

## 1.6.2 MONTAJES DE LOS ELECTRODOS DEL EEG

### 1.6.2.1 CAMPOS DE POTENCIAL

La suma de los potenciales de una red neuronal genera corrientes eléctricas que fluyen alrededor de las células y hacia el interior de las mismas. El flujo de corriente crea un campo que se difunde desde el origen del fenómeno eléctrico, el efecto de éste disminuye a medida que aumenta la distancia desde su origen. Esto quiere decir que los fenómenos que dan lugar a un voltaje máximo en un electrodo concreto también influyen en los electrodos adyacentes, pero en un grado cada vez menor a medida que el potencial se aleja de su punto origen. La figura --- ilustra un potencial negativo máximo de  $100\mu\text{V}$  en F8. El campo se difunde hasta afectar a T4 con un potencial de inferior de  $70\mu\text{V}$  y después a Fp2 y T6 con  $30\mu\text{V}$ . El fondo no aparece afectado por los potenciales de  $20\mu\text{V}$  de promedio.



**Figura 1.23:** A) Un posible campo de potencial F8. B) Incremento rápido de Fp2 hasta F8, con disminución sucesiva hasta T4 y T6 [4].

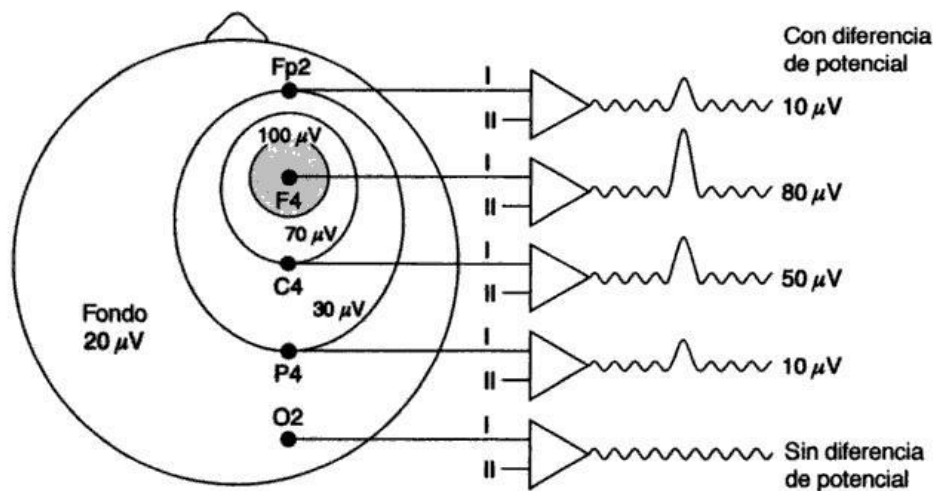
### 1.6.2.2 TIPOS DE MONTAJES DE LOS ELECTRODOS

Una vez colocado los electrodos de acuerdo al sistema indicado anteriormente (según sistema diez-veinte en este caso). Cabe recalcar que cada electrodo es un punto de registro y para poder generar una diferencia de potencial necesita de dos terminales,

una de registro y otra de referencia. Es en este momento es donde toca elegir entre dos tipos de registros, el Monopolar y el Bipolar. Esta decisión se toma dependiendo de la cantidad de canales disponibles y de las necesidades de quien realiza el estudio para efectuar un diagnóstico.

➤ **Registro Unipolar**

En este registro se considera la señal de cada uno de los electrodos independientemente de la señal de los demás en esta situación el electrodo que registra se llama electrodo activo y el otro electrodo es llamado “electrodo de referencia”.

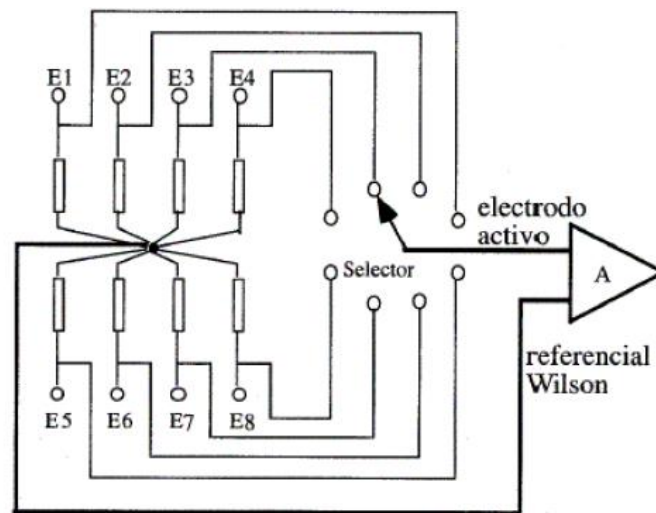


**Figura 1.24:** Registro Unipolar [4].

Teóricamente el electrodo de referencia debe estar a 0 V, pero en la práctica el electrodo se encuentra próximo a este valor, si se coloca el electrodo de referencia en: En el lóbulo de la oreja, en el mentón o en el mastoides.

Otro método para obtener un electrodo referencial es reunir todos los demás electrodos entre sí, cuyo resultado será un punto con un potencial igual a la suma de los potenciales de cada uno de los demás electrodos. Posiblemente esta suma será cero con lo que obtendrá ya el punto que buscamos, sin embargo con esto podemos observar que esto solo nos permitiría registrar el potencial de un electrodo a la vez, ya que todos los demás estarían cortocircuitados entre sí.

Para evitar este problema se introdujo un sistema llamado “Wilson”, el cual indica que la interconexión entre todos los electrodos debe realizarse a través de resistencias de valor moderadamente bajo (entre 1 y 1.5 MOhms). De esta forma podemos obtener tantos pares activo-referencial como se desee, siempre limitados por el número de canales del equipo. A continuación se muestra el Metodo de Wilson:



**Figura 1.25:** Esquema del sistema Wilson en el registro de EEG (E1-E8 electrodos).

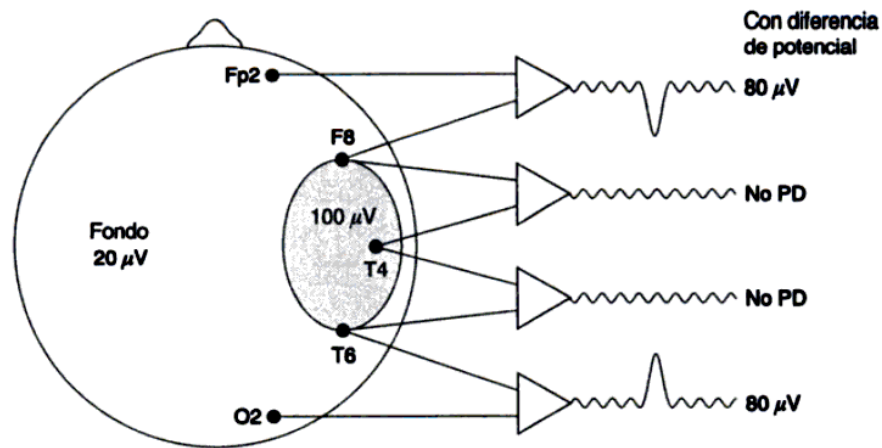
Existen otras formas de referencia diferentes que tienen como principal objetivo atenuar señales que no se desean en el registro de EEG.

Por ejemplo en los registros referenciales es muy común que se introduzcan interferencias por la señal electrocardiográfica y para atenuarla se colocan dos o más electrodos en áreas próximas al corazón y se unen entre sí. De esta forma se cortocircuita la señal electrocardiográfica con lo que esta se atenúa en gran manera.

### ➤ Registro bipolar

En el registro bipolar o amplificación diferencial las señales procedentes de dos electrodos activos son conducidas hasta el amplificador, por la que se determina la diferencia de potencial entre ambas. En este caso, cualquier señal que influye en ambos en ambos electrodos de manera idéntica (red de 60hz, interferencias) da lugar a una diferencia de potencial nula y, por tanto, no aparece mostrada, o en todo caso muy reducida. Este fenómeno se denomina cancelación en fase.

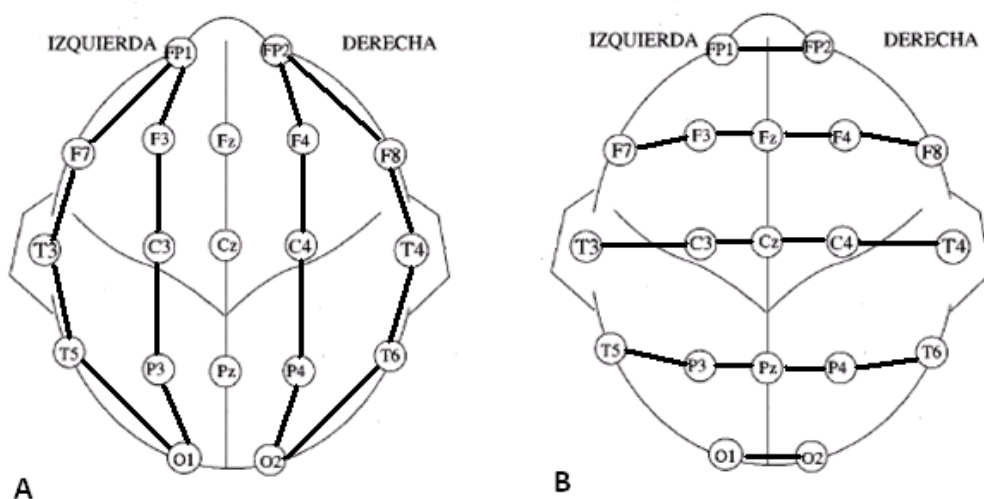




**Figura 1.26:** Registro bipolar [4].

Los montajes también han sido clasificados por la Federación Internacional de EEG y Neurofisiología en Longitudinales y Transversales.

En los *Montajes Longitudinales* se registra la actividad de pares de electrodos dispuestos en sentido anteroposterior de cada mitad del cráneo. En los *Montajes Transversales* se realizan registros de pares de electrodos dispuestos transversalmente según los planos sagitales anterior, medio o posterior. Ambos montajes se muestran en la siguiente figura.



**Figura 1.27:** A) Montaje Longitudinal, B) Montaje Transversal. Cada segmento situado entre dos puntos representa un canal de registro.

Los 16 canales recomendados por la «American Electroencephalographic Society» (1986) para cada uno de los tipos de montajes utilizados en adultos están representados en la tabla 1.1. Los canales adicionales pueden utilizarse para registrar otras funciones biológicas como ECG, movimientos oculares, respiración, EMG, etc.

Canales	LB	TB	R
1	FP1-F3	FP1-FP2	FP1-A1
2	F3-C3	F7-F3	FP2-A2
3	C3-P3	F3-Fz	F3-A1
4	P3-O1	Fz-F4	F4-A2
5	FP2-F4	F4-F8	C3-A1
6	F4-C4	A1-T3	C4-A2
7	C4-P4	T3-C3	P3-A1
8	P4-O2	C3-Cz	P4-A2
9	FP1-F7	Cz-C4	O1-A1
10	F7-T3	C4-T4	O2-A2
11	T3-T5	T4-A2	F7-A1
12	T5-O1	T5-P3	F8-A2
13	FP2-F8	P3-Fz	T3-A1
14	F8-T4	Pz-P4	T4-A2
15	T4-T6	P4-T6	T5-A1
16	T6-O2	O1-O2	T6-A2

**Tabla 1.1:** Montajes recomendados para EEG. LB, montaje longitudinal; TB, montaje transversal bipolar; R, montaje referencial.

## 1.7. APLICACIONES DE LA ELECTROENCEFALOGRAFIA

Ahora se detallan brevemente las aplicaciones del EEG, donde son muy variadas desde las aplicaciones en medicina hasta el control de sillas eléctricas con las ondas cerebrales.

### 1.7.1 DETECCION DE ANOMALIAS EN LAS SEÑALES CEREBRALES

El EEG se utiliza para la detección de enfermedades que alteren al correcto funcionamiento del cerebro, por ejemplo el EEG puede detectar las siguientes anomalías, en las ondas cerebrales:

1. *Para el diagnóstico de la epilepsia esencial.* En la epilepsia jacksoniana<sup>10</sup> indica el sitio preciso donde radica el foco epileptógeno. Según diversos autores, con los procedimientos de activación, estimulación óptica, cardiazol y pentotal, del 95% al 97% de epilépticos presentan un registro anormal.
2. *Para localizar procesos expansivos intracraneales.* El exámen es más fácil si la tumoración es cortical. Se observan ondas lentas del tipo  $\delta$  o subdelta en el foco mismo, y si las lesiones son corticales ausencia de actividad eléctrica en el centro. Alrededor de la tumoración son frecuentes ondas más rápidas que el ritmo  $\delta$ , u ondas en punta como manifestación de un proceso irritativo. Es muy útil asociarla con el ultrasonido o sonoencefalografía.
3. *Para la diferenciación de los comas.* El de origen traumático o por una hemorragia cerebral da trazados distintos del motivado por una causa tóxica exógena (alcohol, barbitúricos, óxido de carbono, etc.) o endógena (uremia, diabetes).
4. *En los procesos agudos inflamatorios,* como meningitis, encefalitis, meningoencefalitis, etc., para objetar el sufrimiento neuronal y orientar sobre posibles secuelas, etc.
5. *Para evaluar efectos de diversos medicamentos,* utilizados en el tratamiento de enfermedades del sistema nervioso central.
6. *Para evaluar estados de alerta y vigilia,* en estudios relacionados con accidentes producidos por un deterioro en el nivel de alerta como fatiga psicofisiológica (diferente a la fatiga muscular), hipo-vigilancia y somnolencia, entre otros.
7. *En estudios del sueño,* para determinar enfermedades referentes a la falta de sueño y sus etapas.
8. *Para aplicaciones de interfaz cerebro-computadora (BCI por sus siglas en inglés),* en el desarrollo de nuevas tecnologías en el campo de la medicina y más concretamente en la rehabilitación, contribuyendo a establecer un canal de comunicación y control para aquellos individuos con importantes deficiencias en sus funciones motoras.

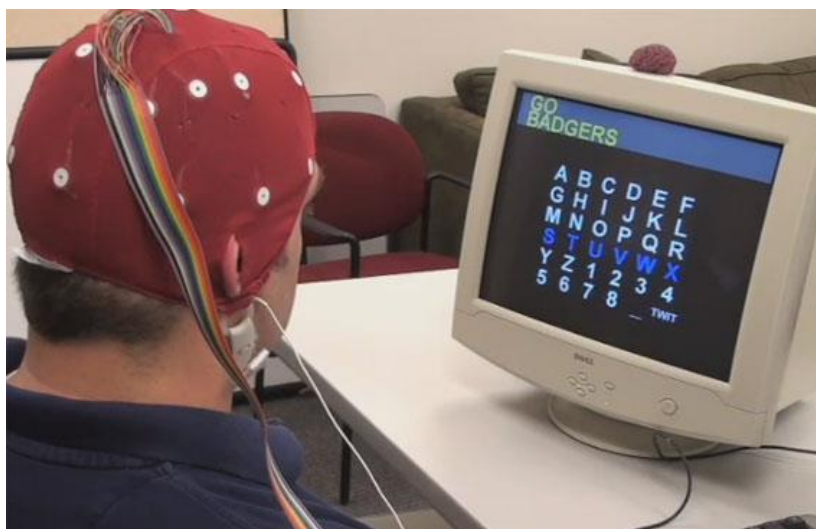
Por lo tanto el EEG está indicado en todo fenómeno en que se sospeche una causa de origen cerebral y en toda situación de disfunción cerebral.

---

<sup>10</sup> La epilepsia jacksoniana, descrita por Jackson (1861), consiste en crisis convulsivas de un solo lado del cuerpo.

### 1.7.2 MÉTODO DE ESCRITURA MEDIANTE ESTIMULACION VISUAL

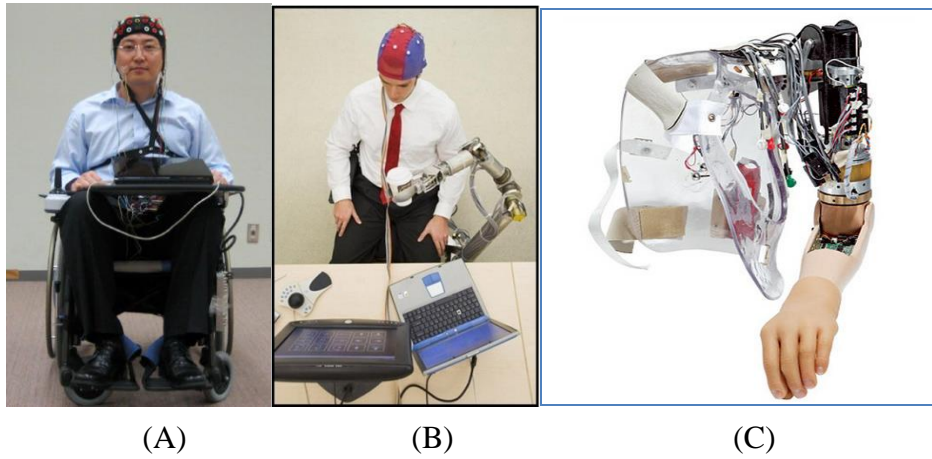
El EEG recepta las ondas provenientes del cerebro, en donde el usuario fija una letra específica en el monitor, el computador estimula el cerebro al iluminar filas y columnas de un abecedario como se muestra en la figura 3.28, al recibir el estímulo visual en la letra específica, mediante un análisis de señales con patrones previamente almacenados, es posible identificar la letra elegida. Es una aplicación que puede implementarse para la escritura de personas parapléjicas.



**Figura 3.28:** Método de escritura mediante las señales EEG.

### 1.7.3 CONTROL DE SILLAS DE RUEDAS, PRÓTESIS, BRAZOS ROBOTS, ETC

El reciente avance de la tecnología ha llevado a un análisis complejo de las señales provenientes del cerebro, para tratar de identificar patrones enlazando con los pensamientos que produce, permitiendo el control del movimiento de sillas de ruedas con las ondas cerebrales, también ha permitido el control brazos robóticos, así como de prótesis, como se muestra en la figura 3.29. Los sistemas son personalizados para cada individuo debido a la variabilidad de las señales de cada persona.



**Figura 3.29:** A) Control de Silla de ruedas. B) Control de un brazo robot.  
C) Control de una prótesis.

# **CAPITULO 2**

**DISEÑO Y CONSTRUCCION:  
ARQUITECTURA DEL HARDWARE**

## **INTRODUCCION**

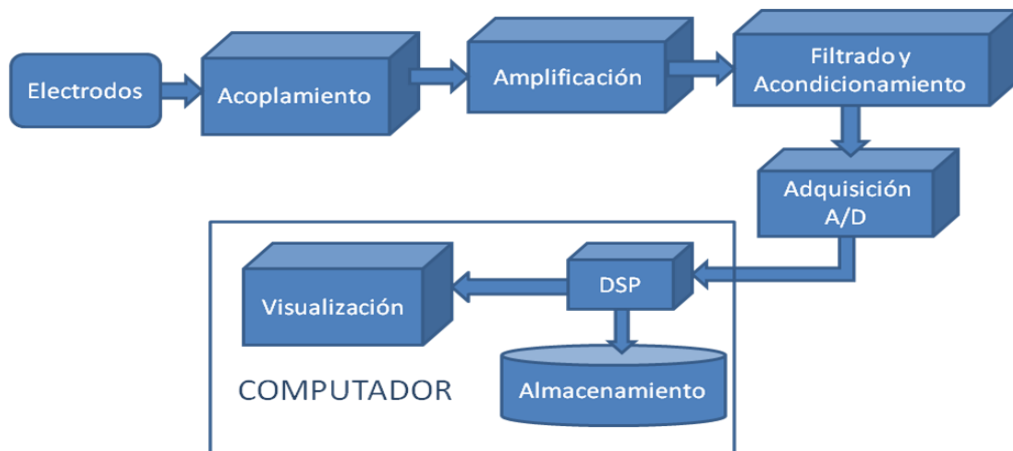
En este capítulo se analiza el diseño y construcción del prototipo de EEG, partiendo del acoplamiento de señales bioeléctricas en el cuerpo humano importante para una correcta adquisición, seguido de la selección de electrodos en donde se muestran los diferente tipos de materiales de electrodos existentes haciendo incapie en el electrodo de oro que es el más optimo para dichos registros.

Además se realiza un estudio de los amplificadores de instrumentación que permiten una disminución del ruido de las señales por su elevado rechazo a modo común, conjuntamente con el filtrado analógico, antialias y la respuesta frecuencial del sistema.

Una de las partes más importantes del hardware es la adquisición hacia la PC, la misma que se hace mediante un microcontrolador usando una interfaz serial virtual de fácil instalación y configuración para el usuario. También se presenta el diagrama de flujo del programa realizado en el microcontrolador para una mejor comprensión de los tiempos de muestreo y sincronización del bus USB.

## 2.1. ETAPAS DEL PROTOTIPO EEG

En la figura 2.1 se muestra el diagrama de bloques del sistema EEG, en donde los primeros bloques que son electrodos, acoplamiento, amplificación, filtrado y acondicionamiento; y adquisición A/D, corresponden a la arquitectura de hardware que se trata en este capítulo. Los bloques de DSP, almacenamiento y visualización; forman parte del procesamiento digital de la señal en el ordenador que se analizará en el capítulo 3.



**Figura 2.1:** Diagrama de bloques de funcionamiento del prototipo.

La arquitectura de hardware corresponde a la parte analógica y de adquisición de datos; posee además algunas características principales como el amplificador de instrumentación con una elevada ganancia y un gran rechazo al modo común, un filtro pasabanda de 0,159Hz hasta 100Hz, un convertidor analógico-digital de 10 bits y la transmisión de datos vía USB mediante el microcontrolador 18F4550. Para placas y circuitos finales referirse al anexo A.

## 2.2. ACOPLAMIENTO DE SEÑALES BIOELÉCTRICAS

Para el acoplamiento de las señales bioeléctricas es necesario tener un elemento que haga de interface entre el cuerpo y el equipo de medida, este elemento es el electrodo. Es necesario tener en cuenta que por ellos fluirá una corriente, generalmente muy pequeña pero ineludible; además los electrodos forman una interface de transducción entre una corriente de naturaleza iónica generada por el cuerpo y una señal eléctrica transmitida al bioinstrumento.



El sistema Piel-Electrodo, básicamente está compuesto por dos capas de tejido diferente pero firmemente unidos entre sí. La capa externa se denomina epidermis, formada por epitelio<sup>11</sup> y no contiene vasos sanguíneos, la segunda capa es la dermis, formada por tejido conectivo dispuesto irregularmente y contiene los vasos sanguíneos.

La composición de la dermis, desde el punto de vista eléctrico, la hace de baja impedancia al paso de corriente eléctrica. Todo lo contrario sucede con la epidermis, está presente una elevada impedancia, debido a que en la epidermis se acumulan células muertas, secreciones de sudor y grasa y si a esto le añadimos que esta capa esta cubierta de pelo, la medición de una señal a través de la piel se vuelve bien compleja.

Los electrodos, tienen la función de ser transductores es decir la de convertir las corrientes iónicas que aparecen en los fluidos orgánicos en corrientes eléctricas que puedan ser medidas adecuadamente. El electrodo es un dispositivo metálico que se pone en contacto con la piel o con el medio interno del cuerpo. Sin embargo los problemas de alta impedancia al paso de una corriente eléctrica de la piel están solucionados desde principios desde el siglo XX, la solución es la siguiente: Se aplica una capa de gel electrolítico entre la piel y el electrodo. Dicha aplicación ofrece un camino de baja impedancia entre el electrodo y la dermis. Además asegura que el contacto eléctrico entre la piel sea el adecuado.

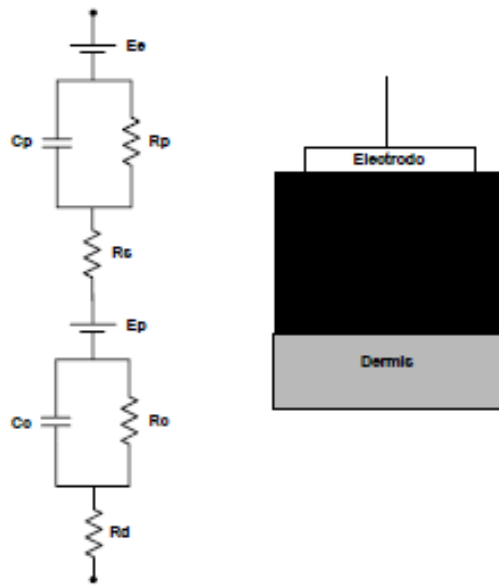
### **Sistema Eléctrico Análogo a la interfaz electrodo Piel**

El sistema formado por el electrodo, el gel electrolítico y la piel pueden ser modelados usando una red de impedancias; teniendo a cada elemento y las interfaces como se muestra en la figura 2.2.

A continuación se muestra un circuito con la resistencia y capacitancias del circuito de interfaz entre la piel y el electrodo:

---

<sup>11</sup> Tejido formado por una o varias capas de células unidas entre sí.



**Figura 2.2:** Analogía eléctrica del contacto piel-electrodo.

### 2.3. SELECCIÓN DE ELECTRODOS

Los electrodos para la captación de las señales de EEG deben ser capaces de generar suficiente potencial que permita el procesamiento de la señal adquirida, en la tabla 2.1 se muestra los potenciales de los electrodos de diferentes tipos de materiales. Para efectos de estándares el potencial del electrodo es valorado con respecto a la diferencia de potencial existente entre ese electrodo y el electrodo de hidrógeno en condiciones normales.

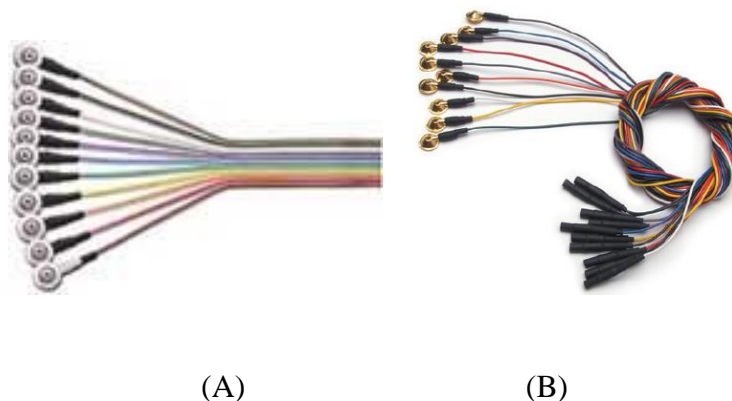
Material del electrodo	Potencial del electrodo (Volts)
Aluminio <sup>+++</sup> /Aluminio	-1,66
Titanio <sup>++</sup> /Titanio	-1,63
Cromio <sup>+++</sup> /Cromio	-0,7
Hierro <sup>+++</sup> /Hierro	-0,44
Níquel <sup>++</sup> /Níquel	-0,14
Plomo <sup>++</sup> /Plomo	-0,13
Hidrógeno <sup>+</sup> /Hidrogeno	0
Cobre <sup>++</sup> /Cobre	+0,34
Cobre <sup>+</sup> /Cobre	+0,52
Plata <sup>+</sup> /Plata	+0,80
Platino <sup>++</sup> /platino	+1,2
Oro <sup>+</sup> /oro	+1,7

**Tabla 2.1:** Tabla de los potenciales en electrodos de distintos tipos de materiales.

Para la selección adecuada de los transductores en la obtención de la señal eléctrica del cerebro se debe buscar un electrodo con las siguientes características:

- Buena conductividad eléctrica.
- Baja impedancia de polarización: Se busca que en las variaciones, las propiedades de la interfaz sean lineales.

Para este prototipo se escogieron los electrodos que se muestra en la figura 2.3 (B), los cuales son discos bañados en oro que permiten una mejor captación de la señal en comparación a los otros materiales vistos en la tabla 2.1; poseen un diámetro de 10mm, con un agujero de 2mm para la colocación del gel, la longitud de cable es de 48" (1,22m) y posee un terminal DIN de 2mm.



**Figura 2.3:** Cables de electrodos EEG. A) Cable plano de electrodos de plata.  
B) Electrodo de oro.

#### 2.4. DISEÑO DE LA ETAPA DE ACOPLAMIENTO

La etapa de acoplamiento de la señal para el EEG, está formada por varias subetapas, aunque no todas están siempre presentes, son necesarias e indispensables ya que permiten procesar señales muy pequeñas obtenidas desde el transductor, amplificarlas, filtrarlas, para poder digitalizarlas y realizar procesos de DSP de las señales.

En esta etapa se presenta el método ya explicado en el capítulo 1 sobre el montaje de los electrodos para la recepción de las ondas cerebrales, el tipo de gel a utilizar para acoplar los electrodos al cuero cabelludo de manera que se adhiera el electrodo a la piel y realice un correcto contacto con la misma, luego se menciona el método para acoplar las impedancias, desde los electrodos hasta el circuito con amplificadores operacionales, esto se consigue mediante un operacional en modo seguidor de tensión.

#### 2.4.1 MONTAJES DE LOS ELECTRODOS CON EL METODO 10-20

Para la selección del montaje de los electrodos se debe tomar en consideración ciertas características como la cantidad de canales disponibles del equipo y de las necesidades del especialista que realiza el estudio para efectuar un diagnóstico acertado.

De entre los tipos de registros previamente explicados en el capítulo 1, como el monopolar, bipolar longitudinal y bipolar transversal; los más utilizados son los registros bipolares por lo que se plantea la siguiente configuración de electrodos para los registros del prototipo, no siendo una regla general sino más bien una referencia.

Canales	LB	TB
1	FP1-F3	FP1-FP2
2	F3-C3	F7-F3
3	C3-P3	F3-Fz
4	P3-O1	Fz-F4
5	P4-O2	C3-Cz
6	FP1-F7	Cz-C4
7	F7-T3	C4-T4
8	T3-T5	T4-A2
9	T5-O1	T5-P3
10	T6-O2	O1-O2
11	EOG1 <sup>12</sup>	EOG1
12	EOG2	EOG2

**Tabla 2.2:** Montajes EEG para el prototipo.

<sup>12</sup> Electroculograma, medida de los movimientos oculares.

Al seleccionar la topología de los electrodos se toman los mismos y se untan con gel Ten20, el gel es muy importante ya que adhiere el electrodo al cuero cabelludo, produciendo un gran acoplamiento, es decir evita que el electrodo quede al aire y se introduzcan señales de ruido provenientes del ambiente, en la figura 2.4 se muestra la colocación de los electrodo al cuero cabelludo mediante el gel Ten20.



**Figura 2.4:** Montaje del electrodo en el cuero cabelludo.

## **2.4.2 INTERFAZ ELECTRODO PACIENTE**

Aquí se presenta las condiciones necesarias para realizar un correcto acoplamiento electrodo paciente, dando como resultado el éxito o fracaso del registro EEG.

### **2.4.2.1 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL**

Un amplificador operacional (comúnmente abreviado A.O. u op-amp), es un circuito electrónico que normalmente se presenta como circuito integrado, que tiene dos entradas y una salida. La salida es la diferencia de las dos entradas multiplicada por un factor de ganancia, Presenta la ventaja de que la impedancia de entrada es muy elevada, la de salida prácticamente nula, y puede ser útil, por ejemplo, para poder leer la tensión de un sensor con una intensidad muy pequeña que no afecte apenas a la medición.

## **Ganancias en modo común y en modo diferencial en un amplificador operacional**

La señal en modo común produce un error a la salida imposible de distinguir de la señal diferencial. El objetivo prioritario en el diseño de estos amplificadores será el de reducir lo máximo posible la ganancia en modo común y para ello ahora trataremos de hallar las ganancias en modo común y en modo diferencial estas ganancias nos servirán para hallar el factor de rechazo en modo común (CMRR).

### **Factor de rechazo en modo común (CMRR)**

Es la razón de rechazo al modo común (o CMRR, de las siglas en inglés Common Mode Rejection Ratio) es uno de los parámetros de un amplificador operacional. En un conjunto de amplificadores operacionales configurados como amplificador de instrumentación, cuando el V1 (V-) y el V2 (V+) son iguales, existe una pequeña señal de salida en el amplificador operacional, cuando lo ideal sería que esta fuera cero. La CMRR es una medida del rechazo que ofrece la configuración a la entrada de voltaje común, y se define mediante la fórmula (2.1).

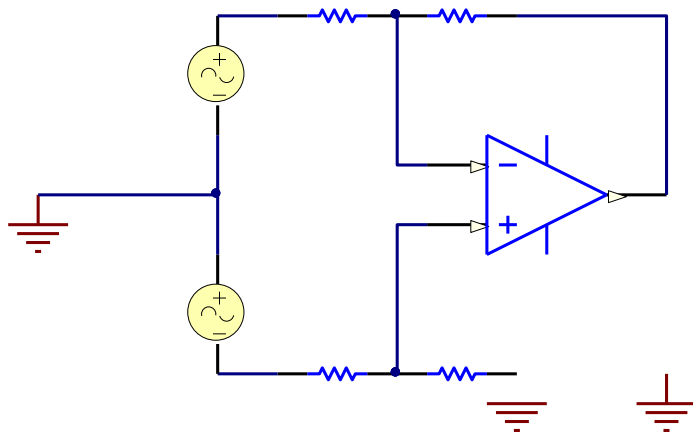
$$CMRR = \left( \frac{G_D}{G_C} \right) \quad (2.1)$$

Para expresar en dB utilizamos la siguiente expresión 2.2.

$$CMRR_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{G_D}{G_C} \right) \quad (2.2)$$

### **Modo diferencial**

En este modo de funcionamiento se hace  $V1 = V_i / 2$  y  $V2 = -V_i / 2$ , a continuación en la figura 2.5 se muestra como el amplificador operacional opera en modo diferencial.



**Figura 2.5:** Amplificador operacional en modo diferencial.

De esta forma la ganancia diferencial que se obtiene en la fórmula (2.7), se parte haciendo  $V_+ = V_-$  y por superposición se tiene las expresiones:

$$V_+ = \frac{V_2 R_4}{R_3 + R_4} \quad (2.3)$$

$$V_- = \frac{V_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.4)$$

Igualando (2.3) y (2.4) se tiene:

$$\frac{V_2 R_4}{R_3 + R_4} = \frac{V_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_o \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = V_2 \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) - V_1 \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (2.5)$$

Los voltajes de entrada se definen:

$$V_2 = -\frac{V_i}{2}, V_1 = \frac{V_i}{2} \quad (2.6)$$

Sustituyendo (2.6) en (2.5) se obtiene la ganancia diferencial en (2.7)

$$V_o \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = - \left( \frac{V_i}{2} \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) + \frac{V_i}{2} \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \right)$$

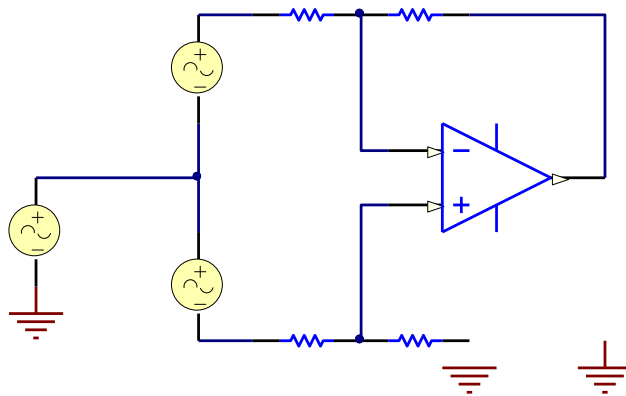
$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{\left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) + \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)}{2 \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{1}{2R_1} \left( \frac{R_4(R_1 + R_2)}{(R_3 + R_4)} + R_2 \right)$$

$$G_D = - \frac{1}{2R_1} \left( \frac{R_4(R_1 + R_2)}{(R_3 + R_4)} + R_2 \right) \quad (2.7)$$

### Modo común

Ahora hacemos  $V_1 = V_i$ ,  $V_2 = V_i$ , como la figura 2.6 mostrando como el amplificador operacional opera en modo común.



**Figura 2.6:** Amplificador operacional en modo común.

De esta manera la ganancia en modo común que se obtiene en la formula (2.12), partimos  $V_+ = V_-$  y utilizando la superposición tenemos las expresiones.

$$V_+ = \frac{V_2 R_4}{R_3 + R_4} \quad (2.8)$$

$$V_- = \frac{V_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.9)$$



Igualando (2.8) y (2.9) se tiene:

$$\frac{V_2 R_4}{R_3 + R_4} = \frac{V_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_o \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = V_2 \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) - V_1 \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (2.10)$$

Los voltajes de entrada se definen:

$$V_2 = V_i, V_1 = V_i \quad (2.11)$$

Sustituyendo (2.11) en (2.10) se obtiene la ganancia en modo común:

$$V_o \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = \left( V_i \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) - V_i \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \right)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) - \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)}{\left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_4 (R_1 + R_2)}{R_1 (R_3 + R_4)} - \frac{R_2}{R_1}$$

$$G_{cm} = \frac{R_4 (R_1 + R_2)}{R_1 (R_3 + R_4)} - \frac{R_2}{R_1} \quad (2.12)$$

De las formulas (2.7) y (2.12) se puede deducir para que la ganancia en modo común sea cero hay que cumplir con la siguiente relación.

$$G_{cm} = \frac{R_4 (R_1 + R_2)}{R_1 (R_3 + R_4)} - \frac{R_2}{R_1} = 0$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (2.13)$$

Con esta relación las ganancias en modo diferencial y en modo común sustituyendo (2.13) en (2.7) y (2.12) resultan:

$$G_D = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.14)$$

$$G_{cm} = 0 \quad (2.15)$$

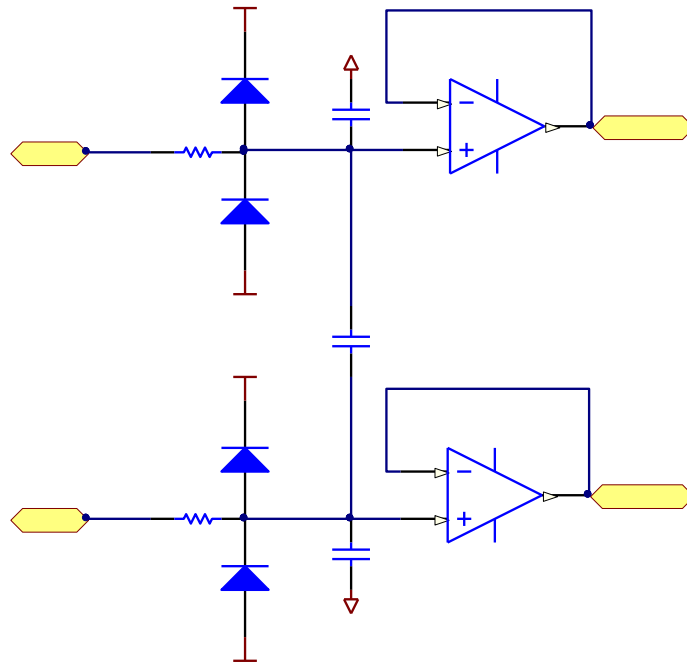
De esta forma se tendría que el factor de rechazo en modo común (2.1) y (2.2) tendería a infinito, pero el CMRR siempre se degrada y el valor máximo que alcanza es el de los amplificadores operacionales con los que se diseña el amplificador diferencial.

#### **2.4.2.2 ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS**

Para la realización del acoplamiento de impedancias entre el electrodo y el circuito eléctrico, se parte mediante la utilización del amplificador operacional, se utiliza este dispositivo en estas interfaces ya que ofrece ciertas ventajas como: gran ancho de banda, ganancia de tensión elevada hasta 10000 veces la señal de entrada, impedancia de entrada alta, impedancia de salida baja, tensión de entrada diferencial nula.

Debido a las características que ofrece el amplificador operacional el circuito de acoplamiento de impedancias partimos por la configuración operacional en modo seguidor como se muestra en la figura 2.7, además cabe destacar que las resistencias en la entrada de  $10k\Omega$  de los electrodos sirve para limitar las corrientes que puedan ingresar a los amplificadores operacionales, esto se da cuando el paciente este conectado al EEG y reciba terapia electroconvulsiva (Electroshock). Con el capacitor de  $33pF$  forman un filtro pasa bajo a una frecuencia elevada de  $100Khz$ .

Los diodos que se encuentran conectados a la señal del electrodo tienen la función de recortar el voltaje de entrada recibido desde los electrodos, es decir los potenciales mayores a  $9V$  o menores a  $-9V$ , evitando que los potenciales mencionados no pasen al circuito y lo dañen; descargándose a la fuente a través de los diodos.



**Figura 2.7:** Etapa de acoplamiento de entrada de la señal.

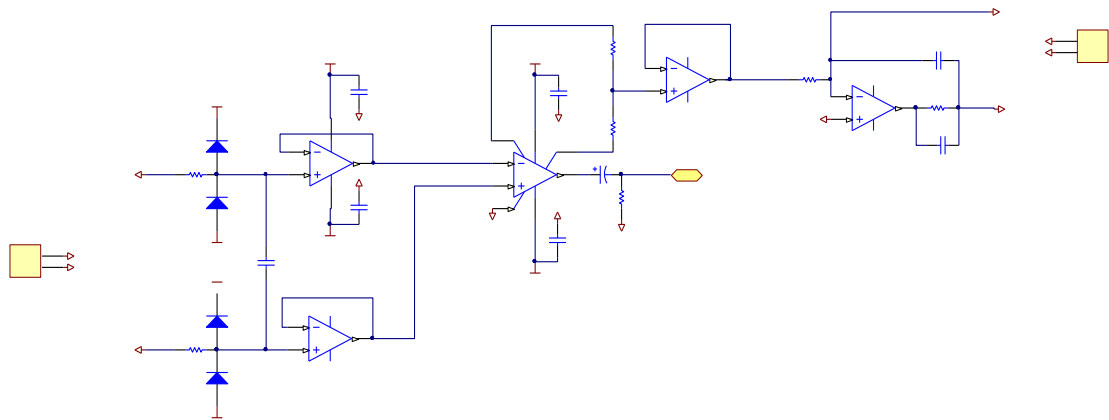
Este circuito permite acoplar la señal eléctrica de entrada proveniente desde el electrodo-córtex con el circuito del prototipo de EEG, esta etapa tiene una ganancia unitaria, sin inversión de fase o polaridad además actúa como un circuito ideal con una impedancia de entrada muy alta y de salida casi nula, por lo tanto se tiene la siguiente expresión (2.16):

$$V_0 = V_i \quad (2.16)$$

#### 2.4.2.3 ELECTRODO DE REFERENCIA

El electrodo de referencia se muestra en la figura 2.8, este es usado para elevar el CMRR del amplificador de instrumentación para lo cual se toma la señal del partidor de tensión del amplificador, es decir de la mitad de las resistencias de  $2.2k\Omega$  que son las resistencias de ganancia del amplificador de instrumentación AD620AN, este método además de reducir el ruido también reduce el offset de DC presente en el sistema. La señal COM de la bornera, permite tener varios canales interconectados obteniendo como resultado en el equipo un solo electrodo común de referencia para los todos los canales del EEG. El electrodo de referencia se coloca en el hueso mastoides, ubicado detrás de la oreja mediante una resistencia de  $100k\Omega$

para limitar cualquier corriente de fuga que se pueda producir y de esta manera proteger al paciente.

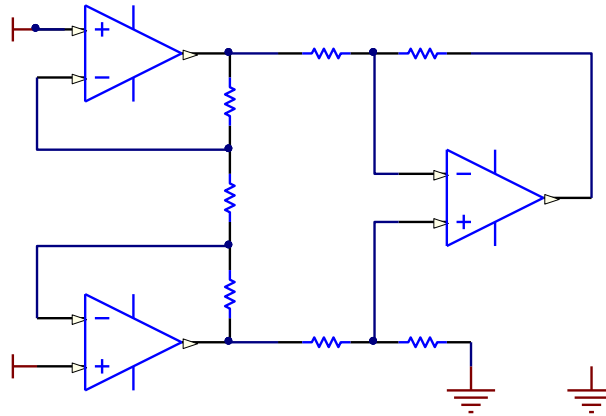


**Figura 2.8:** Circuito para el electrodo de referencia.

### 2.4.3 EL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

Teniendo en cuenta lo anterior, ahora se propone una estructura de amplificadores operacionales que permitan tener una alta impedancia de entrada y un alto rechazo al modo común (CMRR), y las resistencias del amplificador diferencial deben cumplir con la relación (2.13) para que la ganancia en modo común sea cero.

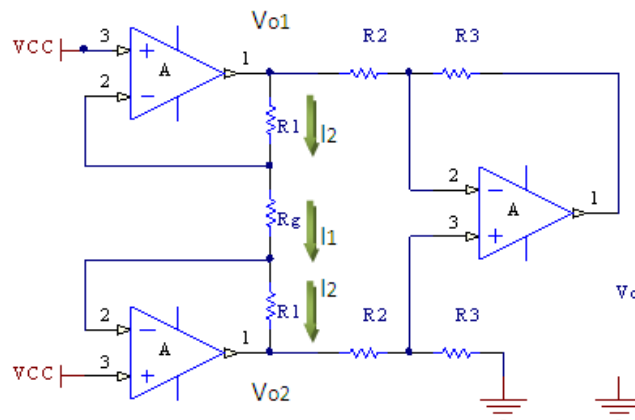
El amplificador de instrumentación se puede construir a base de componentes discretos con operacionales o también para reducir el hardware se puede encontrar encapsulado (por ejemplo el AD620AN). La operación que realiza es la resta de sus dos entradas multiplicada por un factor. Este dispositivo se utiliza ya que sirve para trabajar con señales muy pequeñas, el objetivo primordial de este amplificador es la minimización del error de medida de los electrodos, ya que en cada electrodo es portador de ruido y al restar ambas señales anulamos el efecto del ruido, además se amplifica esta diferencia de acuerdo a un factor en relación a las resistencias de la estructura del amplificador de instrumentación, a continuación en la figura 2.9 se muestra el amplificador de instrumentación basado en tres amplificadores operacionales.



**Figura 2.9:** Amplificador de instrumentación.

### Cálculo de la ganancia total del amplificador operacional

A continuación en la figura 2.10 se muestran las corrientes y voltajes del amplificador de instrumentación:



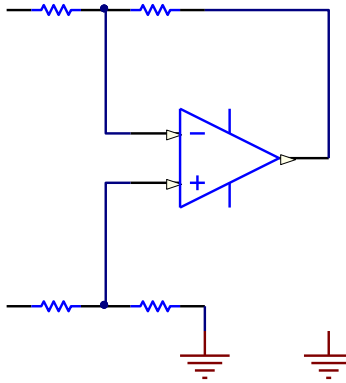
**Figura 2.10:** Corrientes y voltajes del amplificador operacional.

Mediante la propiedad del amplificador operacional que asume que las corrientes de ingreso a la entrada positiva y negativa son prácticamente cero se tiene la relación:

$$I_2 = I_1 \quad (2.17)$$

$$\left( \frac{V_{o1} - V_{o2}}{R_1 + R_g + R_1} \right) = \left( \frac{V_1 - V_2}{R_g} \right) \quad (2.18)$$

En la siguiente figura 2.11 se muestra los voltajes para poder calcular la ganancia del tercer amplificador operacional.



**Figura 2.11:** Esquema del tercer operacional para el cálculo.

Ahora se calcula la ganancia del último operacional, por concepto de tierra virtual tenemos:

$$V_+ = V_- \quad (2.19)$$

$$V_+ = \frac{V_{02}R_3}{R_2 + R_3} \quad (2.20)$$

$$V_- = \frac{V_{01}R_3}{R_2 + R_3} + \frac{V_0R_2}{R_2 + R_3} \quad (2.21)$$

Ahora sustituyendo (2.20) y (2.21) en (2.19)

$$\frac{V_{02}R_3}{R_2 + R_3} = \frac{V_{01}R_3}{R_2 + R_3} + \frac{V_0R_2}{R_2 + R_3}$$

$$V_{02}R_3 = V_{01}R_3 + V_0R_2$$

$$V_0 = \frac{R_3}{R_2}(V_{02} - V_{01})$$

$$V_0 = -\frac{R_3}{R_2}(V_{01} - V_{02})$$

$$V_{01} - V_{02} = -V_0 \frac{R_2}{R_3} \quad (2.22)$$

Ahora sustituyendo (2.22) en (2.18) y despejando  $V_0$  se tiene:

$$\left( \frac{-V_0 \frac{R_2}{R_3}}{R_1 + R_g + R_1} \right) = \left( \frac{V_1 - V_2}{R_g} \right)$$

$$\frac{-V_0 \frac{R_2}{R_3}}{2R_1 + R_g} = \frac{V_1 - V_2}{R_g}$$

$$\frac{-V_0 R_2}{R_3(2R_1 + R_g)} = \frac{V_1 - V_2}{R_g}$$

Despejando  $V_0$ :

$$V_0 = -\frac{R_3}{R_2 R_g} (2R_1 + R_g) (V_1 - V_2)$$

$$V_0 = -\frac{R_3}{R_2} \left( \frac{2R_1 + R_g}{R_g} \right) (V_1 - V_2) \quad (2.23)$$

Ganancia total del amplificador de instrumentación:

$$V_0 = -\frac{R_3}{R_2} \left( 1 + \frac{2R_1}{R_g} \right) (V_1 - V_2) \quad (2.24)$$

Las ganancias en modo común y en modo diferencial para el amplificador de instrumentación se obtienen utilizando la formula (2.8) y (2.13)

$$V_2 = -V_i, V_1 = V_i$$

$$G_D = -\frac{R_3}{R_2} \left( 1 + \frac{2R_1}{R_g} \right) \quad (2.25)$$

$$V_2 = V_i, V_1 = V_i$$

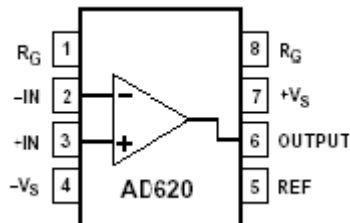
$$G_{cm} = 0 \quad (2.26)$$

## 2.5. DISEÑO DE LA ETAPA DE AMPLIFICACIÓN

Para conseguir la mayor precisión posible de la señal de entrada, deber ser amplificada de modo que su máximo nivel coincida con la máxima tensión que el convertidor pueda leer.

## 2.5.1 DISEÑO DE LA ETAPA DEL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION

En nuestro caso utilizaremos el amplificador de instrumentación AD620AN que esta integrado y a continuación en la Figura 2.12 se muestra su esquema simplificado:



**Figura 2.12:** Amplificador AD620AN.

El AD620AN es un amplificador de instrumentación que se encuentra encapsulado y su esquema interno difiere del amplificador operacional clásico y ahora mencionaremos las diferencias: Esta formado por transistores de entrada que proporcionan una entrada diferencial de alta precisión debido al lazo de realimentación que existe entre el transistor, amplificador y la resistencia de realimentación, mantienen la corriente de colector constante de los dispositivos de entrada que son los transistores, además mediante la resistencia externa  $R_g$  podemos calcular la ganancia deseada, el tercer operacional nos permite eliminar cualquier señal en modo común.

Las dos resistencias de beneficio internas, son ajustadas a un valor absoluto de 24.7k, permitiendo programar la ganancia con una sola resistencia externa.

### Ganancia del AD620AN

Mediante la fórmula (2.25) tomando en cuenta solo la magnitud de la ganancia es decir obviando el signo negativo de la fórmula, se puede hallar la ganancia en (2.27) modo diferencial del AD620AN.

Tomando en cuenta los siguientes valores de las resistencias internas equivalentes del amplificador AD620AN, se obtiene a continuación la ganancia:

$$R_1 = 24.7k\Omega \quad R_3 = R_2 = 10k\Omega$$



Ganancia:

$$G = \frac{10k\Omega}{10k\Omega} \left( 1 + \frac{2 * 24.7k\Omega}{R_g} \right)$$
$$G = \left( 1 + \frac{49.4k\Omega}{R_g} \right) \quad (2.27)$$

Por lo tanto la  $R_g$  se calcula:

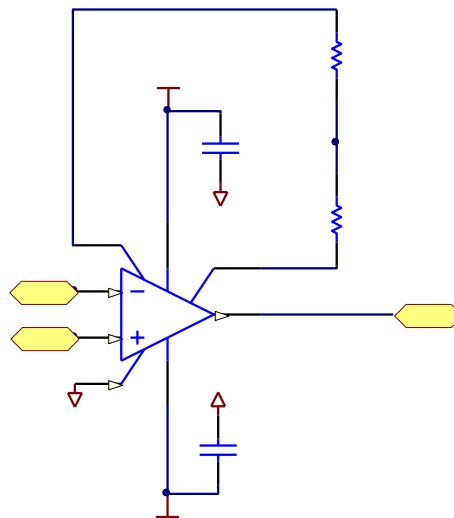
$$R_g = \left( \frac{49.4k\Omega}{G - 1} \right) \quad (2.28)$$

En esta etapa se impone una ganancia de 12.22, y mediante (2.28) se obtiene un valor de  $4.49k\Omega$ , cuyo valor comercial se aproxima a  $4.4k\Omega$ , recalculando con este nuevo valor, se obtiene mediante (2.27) un valor de 12.22 veces, que es la ganancia que produce el amplificador de instrumentación.

$$R_g = \left( \frac{49.4k\Omega}{12 - 1} \right) = 4.49k\Omega \approx 4.4k\Omega$$

$$G_{amp-ins} = \left( 1 + \frac{49.4k\Omega}{4.4k\Omega} \right) = 12.22$$

A continuación en la figura 2.13 se detalla la conexión del AD620AN con la resistencia del amplificador de instrumentación.



**Figura 2.13:** Esquema del AD620AN.

Ahora se calcula mediante (2.25) y (2.26) sustituyendo los valores de las resistencias  $R_1 = 24.7k\Omega$  ,  $R_3 = R_2 = 10k\Omega$  y  $R_g = 10k\Omega$  del amplificador AD620AN y se reemplaza en (2.3) para obtener el Factor de rechazo al modo común del amplificador de instrumentación AD620AN.

$$G_D = -\frac{R_3}{R_2} \left( 1 + \frac{2R_1}{R_g} \right) = -\frac{10k\Omega}{10k\Omega} \left( 1 + \frac{2 * 24.7k\Omega}{4.4k\Omega} \right) = 12.22$$

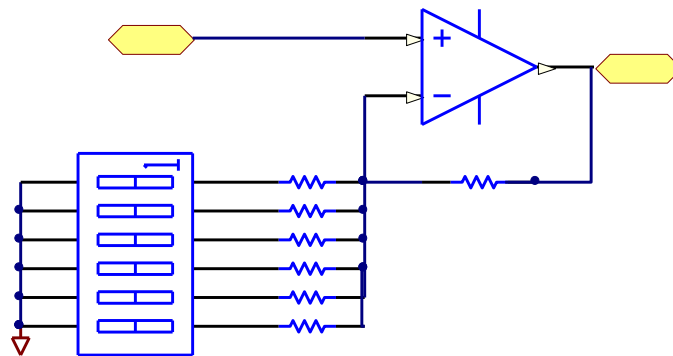
$$G_{cm} = 0$$

$$CMRR_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{G_D}{G_C} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{12.22}{0} \right) = 20 \log_{10}(\infty) = \infty$$

Por lo tanto se concluye que el factor de rechazo al modo común del amplificador AD620AN tiende a infinito, sin embargo tiene un CMRR mayor a 100dB lo que es una propiedad importantísima de este amplificador de instrumentación ya que resta las señales de entrada tal y como son y evita que se introduzca señales en modo común.

### 2.5.2 DISEÑO DE LA ETAPA DE AMPLIFICACION CONFIGURABLE

Aquí se implementa una ganancia variable, con el objetivo de medir otras señales por ejemplo señales de EOG o ECG, se plantea una configuración de seis resistencias que mediante un dip switch de seis posiciones, pudiendo colocarlas una sola resistencia RI al activar un solo switch, o se puede colocarlas en paralelo varias resistencias simplemente al activar varios switch y de este modo realizar 63 combinaciones para sacar las ganancias deseadas, a continuación en la figura 2.14 se muestra el esquema de configuraciones, teniendo en cuenta que la entrada Vi se refiere a la señal de salida del amplificador de instrumentación AD620AN.



**Figura 2.14:** Amplificador con ganancia configurable.

Ahora las ganancias, se pueden calcular mediante la siguiente fórmula:

$$G = 1 + \frac{R_F}{R_I} \quad (2.29)$$

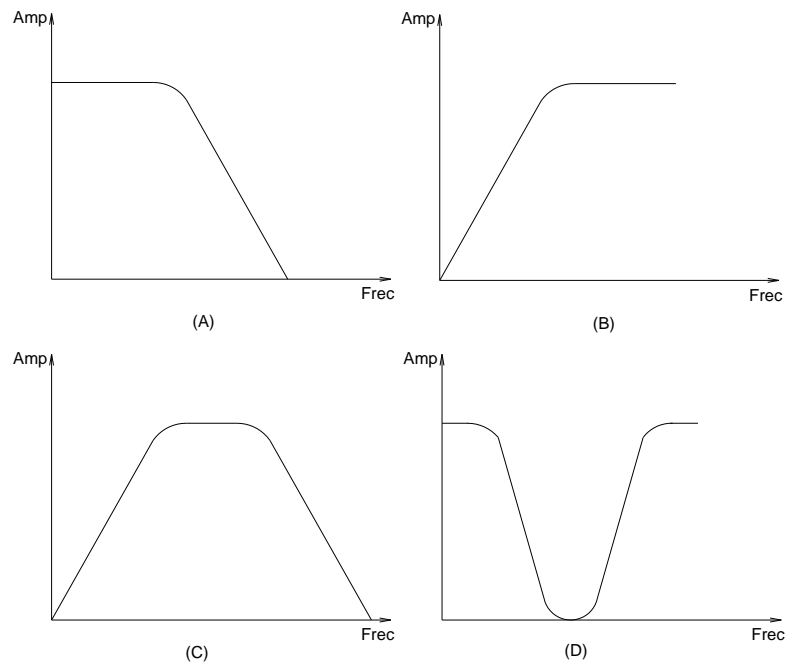
Para el registro de la señal de EEG, las resistencias adecuadas son:  $100\text{k}\Omega$  y  $1.2\text{k}\Omega$ , dando una ganancia de 84, para el registro de una señal de ECG las resistencias adecuadas son:  $100\text{k}\Omega$  y  $47\text{k}\Omega$ , dando una ganancia de 3.2.

## **2.6. DISEÑO DE LA ETAPA DE FILTRADO ANALÓGICO Y ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL EEG**

### **2.6.1 FILTROS ANALÓGICOS**

Los filtros analógicos permiten amplificar y seleccionar las frecuencias permitidas en la banda pasante, según sus características frecuenciales se clasifican en:

- Filtro pasa bajos: Permite el paso de las frecuencias bajas y atenúa las frecuencias altas, a partir de la frecuencia de corte.
- Filtro pasa altos: Permite el paso de las frecuencias altas y atenúa las frecuencias bajas.
- Filtro pasa banda: Deja pasar un determinado rango de frecuencias de una señal y atenúa el paso del resto de la señal.
- Filtro elimina banda: No permite el paso de señales cuyas frecuencias se encuentran comprendidas entre las frecuencias de corte superior e inferior.



**Figura 2.15:** Comportamiento frecuencial de los filtros: (A) Pasa bajo, (B) Pasa alto, (C) Pasa banda y (D) Elimina banda.

### Tipos de filtros analógicos

Según el método de diseño de los filtros analógicos se clasifican en:

#### ➤ Bessel

El filtro Bessel únicamente tiene polos. Está diseñado para tener una fase lineal en las bandas pasantes, por lo que no distorsionan las señales; posee un desfase casi lineal en la banda de paso y una transición lenta en la zona atenuada.

#### ➤ Butterworth

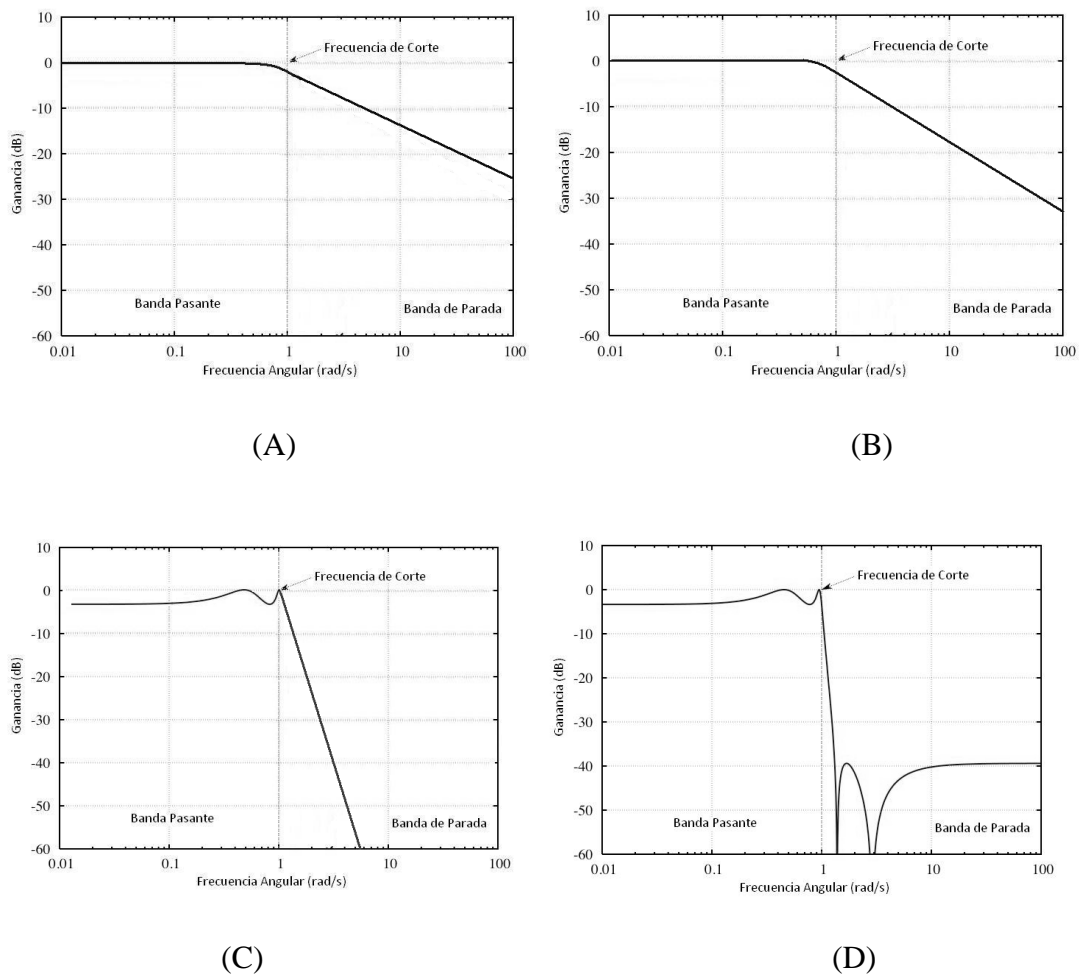
La respuesta en frecuencia del filtro es máximamente plana con mínimas ondulaciones en la banda pasante. La salida se mantiene constante casi hasta la frecuencia de corte, luego disminuye a razón de  $20 \cdot N$  dB por década, donde  $N$  es el número de polos del filtro. Es el único filtro que mantiene su forma para órdenes mayores.

➤ **Chebyshev I**

Son filtros que únicamente tienen polos, presentan un rizado constante en la banda pasante y presentan una caída de la respuesta en frecuencia más pronunciada.

➤ **Cauer (Elíptico)**

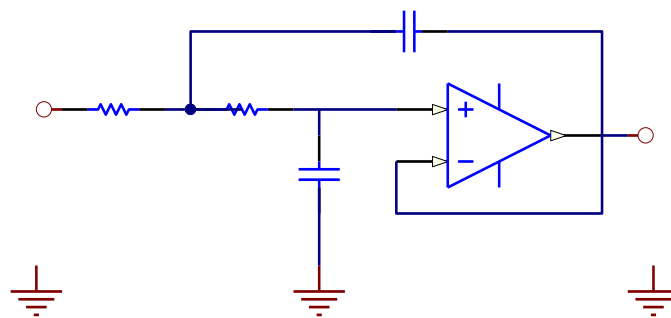
Posee rizado en la banda de paso y atenuada, su transición es óptima a la banda atenuada.



**Figura 2.16:** Características de los filtros: (A) Bessel, (B) Butterworth, (C) Chebyshev y (D) Cauer.

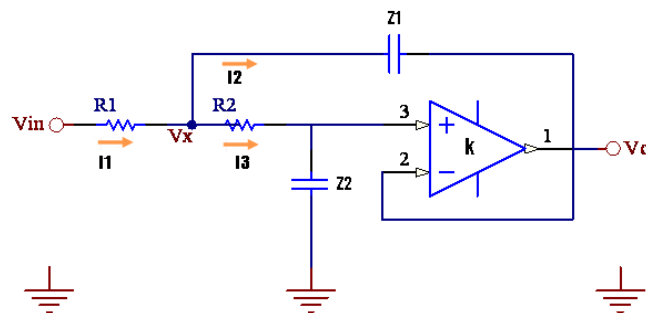
## 2.6.2 FILTRO SALLEN AND KEY

Es un tipo de filtro activo de segundo orden muy simple, con éste circuito se produce un filtro pasa bajo o pasa alto de dos polos usando dos resistencias, dos condensadores y un amplificador. Para obtener un filtro de orden mayor se pueden poner en cascada varias etapas. Permite la implementación de los filtros bessel, butterworth y chebyshev con la misma configuración, solo utilizando los polos característicos de dichos filtros.



**Figura 2.17:** Esquema del filtro Sallen and Key pasa bajo.

### Función de transferencia del filtro Sallen and Key pasa bajo



**Figura 2.18:** Ley de corrientes de kirchhoff en el filtro Sallen and Key pasa bajo.

Para la resolución de la función de transferencia del filtro pasa bajo aplicamos la ley de corrientes de kirchhoff en el nodo Vx como se muestra en la figura 2.7:

$$I_1 - I_2 - I_3 = 0 \quad (2.30)$$

De donde:

$$I_1 = \frac{V_i - V_x}{R_1} \quad (2.31)$$

$$I_2 = \frac{V_x - V_o}{Z_1} \quad (2.32)$$

$$I_3 = \frac{V_x}{R_2 + Z_2} \quad (2.33)$$

Reemplazando (2.31), (2.32) y (2.33) en (2.30) tenemos:

$$\frac{V_i - V_x}{R_1} - \frac{V_x - V_o}{Z_1} - \frac{V_x}{R_2 + Z_2} = 0$$

$$V_x \left( -\frac{1}{R_1} - \frac{1}{Z_1} - \frac{1}{R_2 + Z_2} \right) + \frac{V_i}{R_1} + \frac{V_o}{Z_1} = 0 \quad (2.34)$$

Aplicando un partidor de tensión y la característica de circuito virtual en el operacional:

$$V_x \left( \frac{Z_2}{R_2 + Z_2} \right) k = V_o$$

$$V_x = \frac{V_o (R_2 + Z_2)}{k Z_2} \quad (2.35)$$

Substituyendo (2.35) en (2.34) se tiene:

$$\frac{V_o (R_2 + Z_2)}{k Z_2} \left( -\frac{1}{R_1} - \frac{1}{Z_1} - \frac{1}{R_2 + Z_2} \right) + \frac{V_i}{R_1} + \frac{V_o}{Z_1} = 0$$

Despejando  $V_o/V_i$  obtenemos:

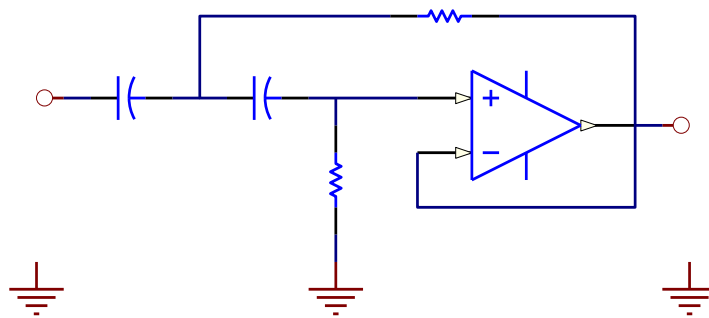
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{k}{\frac{R_2}{Z_2} + 1 + \frac{R_1 R_2}{Z_1 Z_2} + \frac{R_1}{Z_1} + \frac{R_1}{Z_2} - \frac{k R_1}{Z_1}} \quad (2.36)$$

La transformada de Laplace para la impedancia capacitiva es:

$$Z = \frac{1}{sC} \quad (2.37)$$

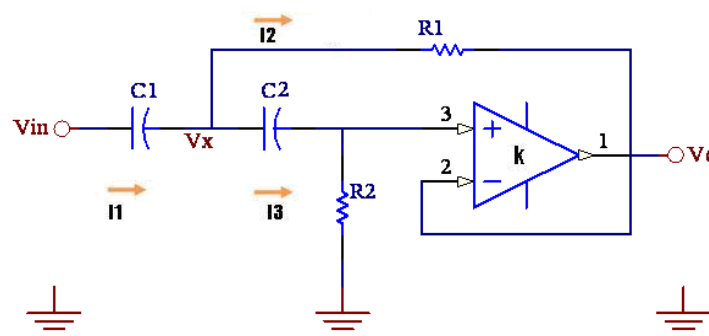
Reemplazando (2.37) en (2.36) y desarrollando la expresión se obtiene la función de transferencia del filtro que es la siguiente:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{k}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + [C_2 (R_1 + R_2) + R_1 C_1 (1 - k)]s + 1} \quad (2.38)$$



**Figura 2.19:** Esquema del filtro Sallen and Key pasa alto.

### Función de transferencia del filtro Sallen and Key pasa alto



**Figura 2.20:** Ley de corrientes de kirchhoff en el filtro Sallen and Key pasa alto.

Al igual que el filtro pasa bajo para el filtro pasa alto se aplica el mismo procedimiento; partiendo por la aplicación de la ley de corrientes de kirchhoff en el nodo Vx y el partidor de tensión, y luego resolviendo Vo/Vi se obtiene:



$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{k}{\frac{Z_2}{R_2} + 1 + \frac{Z_1 Z_2}{R_1 R_2} + \frac{Z_1}{R_1} + \frac{Z_1}{R_2} - \frac{k Z_1}{R_1}} \quad (2.39)$$

Aplicando la transformada de laplace para la impedancia capacitiva (2.37) y reemplazando en (2.39) se tiene la función de transferencia del filtro:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{k R_1 R_2 C_1 C_2 s^2}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + [R_1 (C_1 + C_2) + R_2 C_2 (1 - k)] s + 1} \quad (2.40)$$

### 2.6.3 DISEÑO FILTRO PASA BANDA

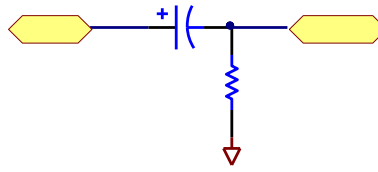
En el capítulo 1 se menciona el rango de frecuencias en donde es posible realizar un correcto registro EEG, este rango es desde 0.2Hz hasta los 100Hz; para lo cual se diseña el filtro pasa banda dentro de este rango de frecuencias que consta de dos etapas, la primera conformada por filtros pasa alto con frecuencia de corte de 0.15Hz y la segunda por un filtro pasa bajo de segundo orden con frecuencia de corte de 100Hz.

#### Filtro pasa alto

Es importante mencionar que en las etapas de amplificación se suma una componente de continua a la señal cerebral, debido a la polarización de los electrodos y el offset de los amplificadores operacionales; esta componente DC provoca que en las etapas subsiguientes los amplificadores operacionales se saturen y ocasionen un inadecuado funcionamiento del equipo, por lo que se efectuaron filtros pasa alto de primer orden como se ve en la figura 2.21 con frecuencia de corte de 0.15Hz ubicados después de cada ganancia eliminando de esta manera el problema.

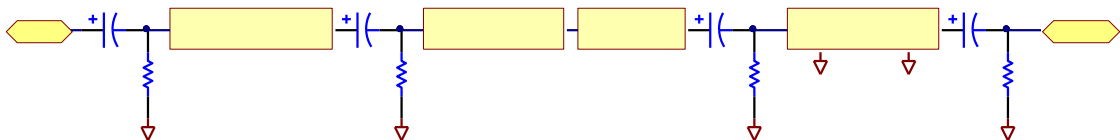
En el sistema es necesaria la ubicación de cuatro etapas de filtros de primer orden cuya frecuencia de corte viene dada por la expresión:

$$F_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.41)$$



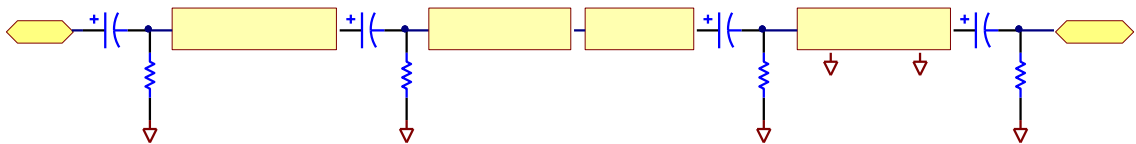
**Figura 2.21:** Filtro pasa alto primer orden.

Formando de esta manera un filtro de cuarto orden a la salida como se muestra a continuación:



**Figura 2.22:** Filtros pasa alto de primer orden en cascada.

De donde aplicando la ecuación 2.41 para una frecuencia de corte 0.159Hz, se obtiene los valores de los filtros como son: resistencia R igual a 1MΩ y capacitor C de 0.1uF, expuesto en la figura 2.23 que se muestra a continuación:



**Figura 2.23:** Filtros pasa alto de primer orden en cascada con sus valores.

### Filtro pasa bajo

Se seleccionó el filtro Butterworth de segundo orden para éste diseño por no tener rizado en la banda pasante y mantener sus características en órdenes superiores; en la transición a la banda de corte posee una atenuación de N x 20 dB/década ó N x 6 dB/octava, donde N es el orden del filtro.

Para el diseño de los filtros pasa alto como pasa bajo se tomó en cuenta el libro “ANALOG AND DIGITAL FILTER DESIGN” del autor Steve Winder; en donde se utiliza los polos normalizados característicos del filtro Butterworth.

En la Tabla 2.3 se presenta los polos normalizados característicos de la función de Butterworth en el diseño de filtros:

Canales	Parte Real, $-\sigma$	Parte Imaginaria, $\pm j\omega$
<b>1</b>	1.0000	
<b>2</b>	0.7071	0.7071
<b>3</b>	0.5000 1.0000	0.8660
<b>4</b>	0.9239 0.3827	0.3827 0.9239
<b>5</b>	0.8090 0.3090 1.0000	0.5878 0.9511
<b>6</b>	0.9659 0.7071 0.2588	0.2588 0.7071 0.9659
<b>7</b>	0.9010 0.6235 0.2225 1.0000	0.4339 0.7818 0.9749
<b>8</b>	0.9808 0.8315 0.5556 0.1951	0.1951 0.5556 0.8315 0.9808
<b>9</b>	0.9397 0.7660 0.5000 0.1737 1.0000	0.3420 0.6428 0.8660 0.9848
<b>10</b>	0.9877 0.8910 0.7071 0.4540 0.1564	0.1564 0.4540 0.7071 0.8910 0.9877

**Tabla 2.3:** Posición de los polos Butterworth.

En la implementación del filtro pasa bajo se usa la topología Sallen and Key mostrada en la figura 2.17, en donde se toma a consideración la normalización de los valores de  $R1=R2=1\Omega$  y los polos normalizados característicos de la función de Butterworth  $-\sigma \pm j\omega$ . Los valores de los capacitores C1 y C2 se obtienen mediante las ecuaciones (2.42) y (2.43)

$$C1 = \frac{2Q}{\omega_n} = \frac{1}{\sigma} \quad (2.42)$$

$$C2 = \frac{1}{2\omega_n Q} = \frac{\sigma}{\sigma^2 + \omega^2} \quad (2.43)$$

En un filtro Butterworth  $\omega_n = 1$  por lo que C2 mostrado en la ecuación (2.44) es el recíproco de C1.

$$C2 = \sigma \quad (2.44)$$

La denormalización de los valores del filtro se obtiene mediante la expresión:

$$C = \frac{C'}{2\pi F_c R} \quad (2.45)$$

De donde:

$C'$  Valor normalizado de C1 y C2

$F_c$  Frecuencia de corte del filtro

R Resistencia de  $1k\Omega$  a  $100k\Omega$  para evitar saturación y ruido respectivamente

El filtro pasa bajo Butterworth de segundo orden con un par de polos en  $0.7071 \pm j0.7071$  implementado mostrado en la figura 2.24 posee una frecuencia de corte de 100Hz y resistencias desnormalizadas  $R=R1=R2$  de  $10k\Omega$ ; mediante las ecuaciones (2.42), (2.44) y (2.45) obtenemos los siguientes valores del filtro:

$$C1' = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{0.7071} = 1.414227$$

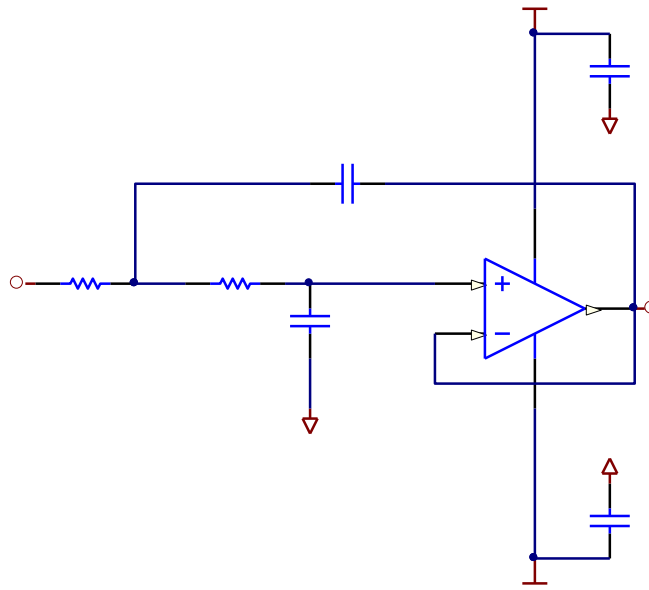
$$C1 = \frac{C1'}{2\pi F_c R} = \frac{1.414227}{2\pi \cdot 100 \cdot 10K}$$

$$C1 = 0.22508\mu F \approx 0.22\mu F$$

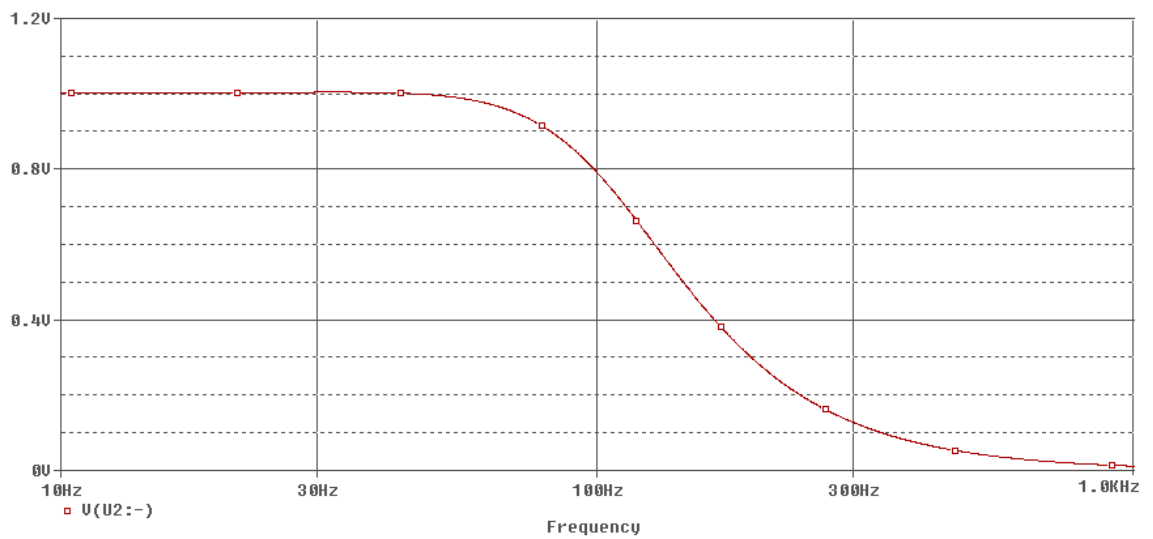
$$C2' = \sigma = 0.7071$$

$$C2 = \frac{C2'}{2\pi F_c R} = \frac{0.7071}{2\pi \cdot 100 \cdot 10K}$$

$$C2 = 0.11254\mu F \approx 0.1\mu F$$



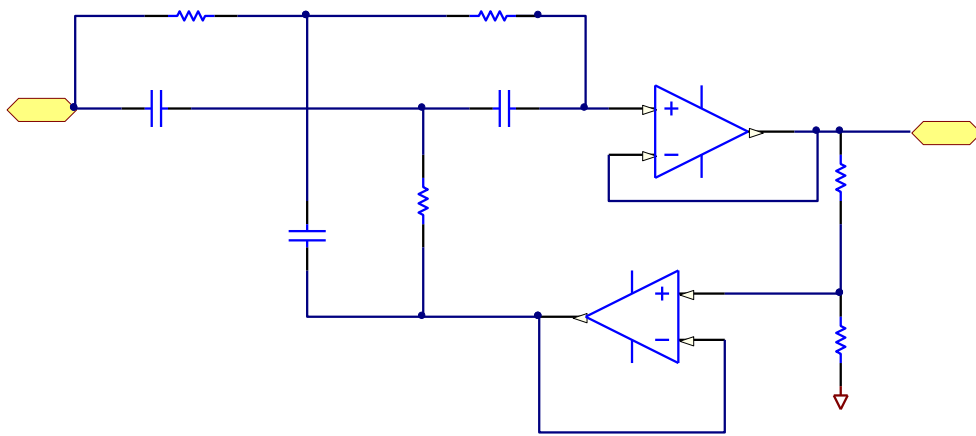
**Figura 2.24:** Filtro pasa bajo de segundo orden topología Sallen and Key.



**Figura 2.25:** Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajo de segundo orden de la figura 2.24.

## 2.6.4 DISEÑO DEL FILTRO NOTCH

El filtro notch de la figura 2.26 se caracteriza por rechazar una frecuencia determinada que este interfiriendo a un circuito, al censar las señales del EEG por medio de los electrodos se induce ruido eléctrico procedente del ambiente por ejemplo de las lámparas fluorescentes y otros dispositivos que emiten ruido a través de ondas de 60 Hz. El filtro notch diseñado se encargará de rechazar exclusivamente el ruido de 60 Hz para entregar a la salida una señal completamente pura de distorsiones, la ventaja de este filtro es que elimina casi totalmente el ruido del circuito.



**Figura 2.26:** Estructura filtro notch.

### **Función de transferencia del Filtro Notch**

A continuación siguiendo con el método anterior propuesto obtenemos la siguiente función de transferencia:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + \left(s \frac{RC}{2}\right)^2}{1 + 4(1-K) \left(s \frac{RC}{2}\right) + \left(s \frac{RC}{2}\right)^2} \quad (2.46)$$

La frecuencia de corte del filtro notch es la siguiente:

$$f_z = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.47)$$

Para el diseño de este filtro se impone el valor de C y la frecuencia a eliminar Fz y continuación se detallan las fórmulas a utilizar:

$$R = \frac{1}{2\pi f_z C} \quad (2.48)$$

Para encontrar el valor de K, se impone el valor Q

$$K = 1 - \frac{1}{4Q} \quad (2.49)$$

El mejor resultado en el circuito se obtuvo con los siguientes valores  $C = 0.1\mu F$ ,  $Q = 1.95$ ,  $R_1 = 78k\Omega$ , con estos datos se calcula las resistencias del filtro usando (2.48) y (2.49) obteniendo:

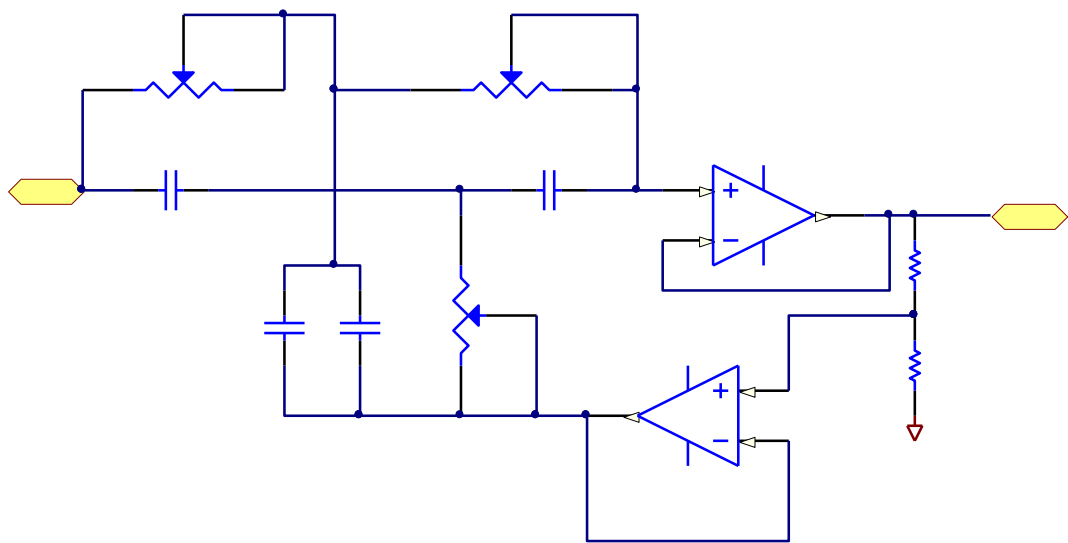
$$R = \frac{1}{2\pi f_z C} = \frac{1}{2\pi * 60 * 0.1\mu F} = 26.52K\Omega$$

$$K = 1 - \frac{1}{4 * 1.95} = 0.87179$$

$$R_2 = KR_1 = 0.87179 * 78K\Omega = 68K\Omega$$

$$R_3 = (1 - K)R_1 = (1 - 0.87179)78K\Omega = 10K\Omega$$

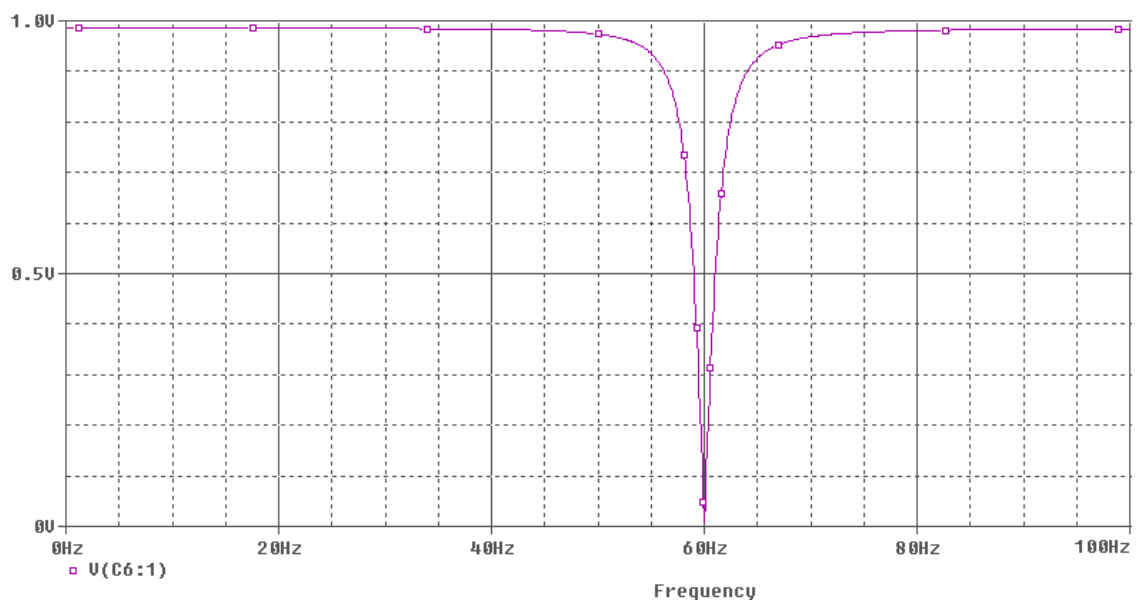
A continuación en la figura 2.27 se ve todos los valores del filtro notch implementado.



**Figura 2.27:** Valores del filtro notch para eliminación de 60Hz.

### Simulación del filtro Notch en Pspice

A continuación en la figura 2.28 se muestra la simulación en Pspice, con los valores calculados y como podemos observar en la frecuencia de 60Hz atenúamos completamente a la señal, variando el factor Q podemos agrandar o acercar la banda de corte cercana a los 60Hz.

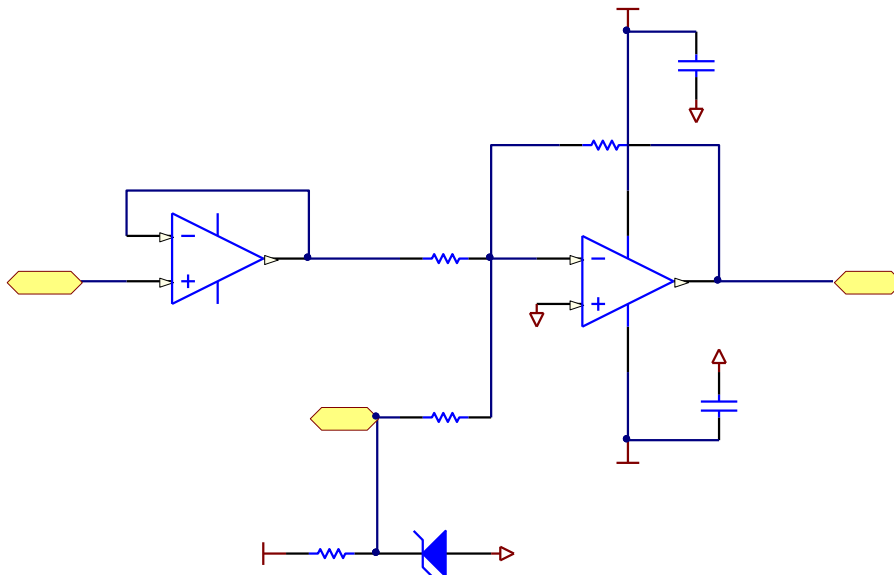


**Figura 2.28:** Simulación del filtro notch para eliminación de 60Hz en Pspice.



## 2.6.5 AMPLIFICACION Y ACONDICIONAMIENTO OPTICO

A continuación se diseña la etapa de de amplificación de la señal que sale del filtro pasa alto, la señal de entrada en esta etapa pasa por un acoplador de impedancia, que sirve para que no exista caídas de tensión en el amplificador operacional. En este circuito se diseña un amplificador sumador, la etapa de amplificación de la señal de entrada posee una ganancia de 10 veces, y además se le adiciona a esta señal un offset, mediante un diodo zéner con una resistencia de 1K para estabilizar la tensión en 2.7V; el offset se realiza con el objetivo de que la siguiente etapa se pueda polarizar al optoacoplador, en la figura 2.29 se detalla el circuito de acoplamiento de impedancia, amplificación y offset para la señal que ingresará al optoacoplador.



**Figura 2.29:** Amplificación sumador inversor para el acondicionamiento óptico.

En la expresión (2.50) se muestra la relación entre la salida en función de la señal de entrada:

$$V_o = -\left( V_i \left( \frac{R_F}{R_{I1}} \right) + V_{off} \left( \frac{R_F}{R_{I2}} \right) \right) \quad (2.50)$$

Desarrollando expresión (2.50) con los valores impuestos tenemos la relación de:

$$V_o = -\left( V_i \left( \frac{22k\Omega}{2k\Omega} \right) + 2.7V \left( \frac{22k\Omega}{22k\Omega} \right) \right) \quad (2.51)$$

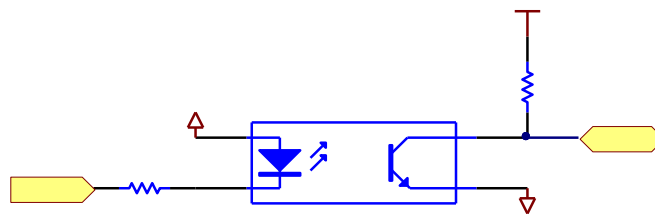
Por lo tanto si consideramos en (2.51) solo la ganancia que sufre la señal de entrada, obviando el offset tenemos que la ganancia de amplificación en esta etapa es:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\left(\frac{22k\Omega}{2k\Omega}\right) = -10$$

### **Etapa de aislamiento óptico**

Otra aplicación habitual en el acondicionamiento de la señal es el aislamiento eléctrico entre el transductor y el ordenador, para proteger al mismo de transitorios de alta tensión que puedan dañarlo. Un motivo adicional para usar aislamiento es el garantizar que las lecturas del convertidor no sean afectadas por diferencias en el potencial de masa o por tensiones en modo común. Cuando el sistema de adquisición y la señal a medir están ambas referidas a masa pueden aparecer problemas si hay una diferencia de potencial entre ambas masas, apareciendo un "bucle de masa", que puede devolver resultados erróneos.

Esta etapa es muy importante porque separa dos circuitos y los acoplamos mediante fuentes distintas, por lo que aísla la etapa del amplificador de instrumentación, el mismo que funciona con la fuente dual formada por dos baterías, y el circuito de filtro antialias que funciona con fuente continua, este optoacoplamiento se realiza con el objetivo de no exponer al paciente a los picos de tensión que pueden ocurrir en la red eléctrica. El circuito de optoacoplamiento que se utiliza es el optotransistor PC817, éste es un circuito integrado de cuatro pines; en la figura 2.30 se detalla la conexión de la etapa de optoacoplado que muestra que en su entrada va conectada a una resistencia de 1K, la misma que tiene el objetivo de limitar la corriente, que circula por el optoacoplador, ahora la señal va conectada al cátodo del optoacoplador esto es debido a que el amplificador anterior nos entrega una ganancia de 10 pero negativa, entonces para polarizar correctamente al diodo, el ánodo del mismo va conectado a la tierra del primer circuito; la segunda etapa del fototransistor se conecta una resistencia de 3.6K, la misma que limita la corriente que circula por el optotransistor, el valor de la resistencia se obtuvo mediante pruebas de laboratorio mediante un osciloscopio variando la misma hasta obtener un valor de amplificación en esta etapa de optoacoplamiento de 2.

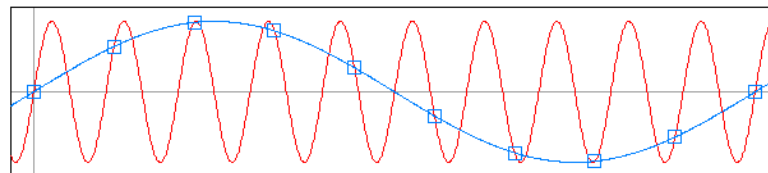


**Figura 2.30:** Circuito de optoacoplamiento de los dos circuitos de un canal de EEG.

## 2.6.6 DISEÑO FILTRO ANTIALIASING

### Aliasing

El efecto aliasing o solapamiento mostrado en la figura 2.31 consiste en la aparición de una señal indeseada de menor frecuencia a la original que provoca una degradación de la señal muestreada. El teorema de Nyquist expresa que toda señal para ser reconstruida con exactitud debe ser muestreada a una frecuencia mayor a dos veces la máxima frecuencia contenida en dicha señal, este criterio permite establecer un límite inferior de la frecuencia de muestreo para evitar el solapamiento y la distorsión.



**Figura 2.31:** Efecto aliasing en una señal sinusoidal.

### Filtro Anti-Aliasing

El filtro anti-aliasing es un filtro pasa bajo que elimina las frecuencias superiores a la frecuencia máxima contenida en la señal de entrada que se desea muestrear. Se debe tener presente que en una señal contaminada con aliasing no hay proceso alguno que permita corregir esa distorsión, por lo que la mejor opción es la utilización de este filtro en una etapa previa al muestreo.

El filtro anti-aliasing construido es un filtro pasa bajo Butterworth de cuarto orden con frecuencia de corte de 100Hz constituido en dos células de Sallen and Key de segundo orden en cascada: la primera etapa con una  $R=R_1=R_2$  de  $5.6k\Omega$  y un par de polos en  $0.9239 \pm j0.3827$ ; y la segunda etapa con una  $R=R_3=R_4$  de  $2k\Omega$  y un par de polos en  $0.3827 \pm j0.9239$ , mostrados en la Tabla 2.3.

De igual manera que en el punto 2.6.3 para el cálculo de los valores del filtro pasa bajo se aplica las ecuaciones (2.42), (2.44) y (2.45) que permiten obtener los valores:

$$c1 = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{0.9239} = 1.08236$$

$$C1 = \frac{c1}{2\pi F_c R1} = \frac{1.08236}{2\pi \cdot 100 \cdot 5.6K}$$

$$C1 = 0.30761\mu F$$

$$c2 = \sigma = 0.9239$$

$$C2 = \frac{c2}{2\pi F_c R2} = \frac{0.9239}{2\pi \cdot 100 \cdot 5.6K}$$

$$C2 = 0.26257\mu F$$

$$c3 = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{0.3827} = 2.61301$$

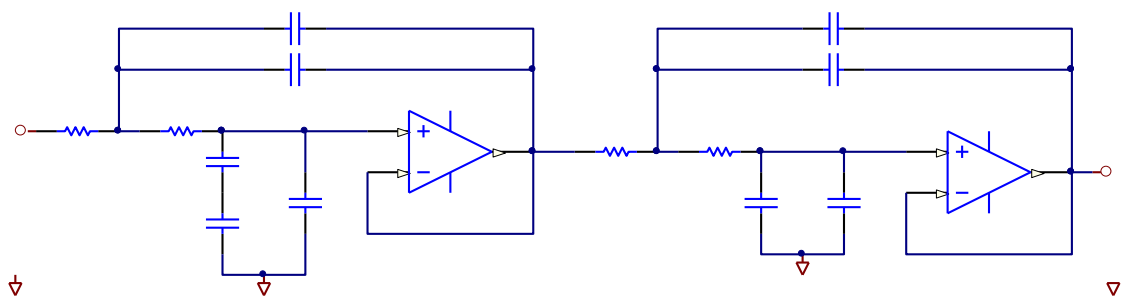
$$C1 = \frac{c1}{2\pi F_c R3} = \frac{2.61301}{2\pi \cdot 100 \cdot 2K}$$

$$C1 = 2.07937\mu F$$

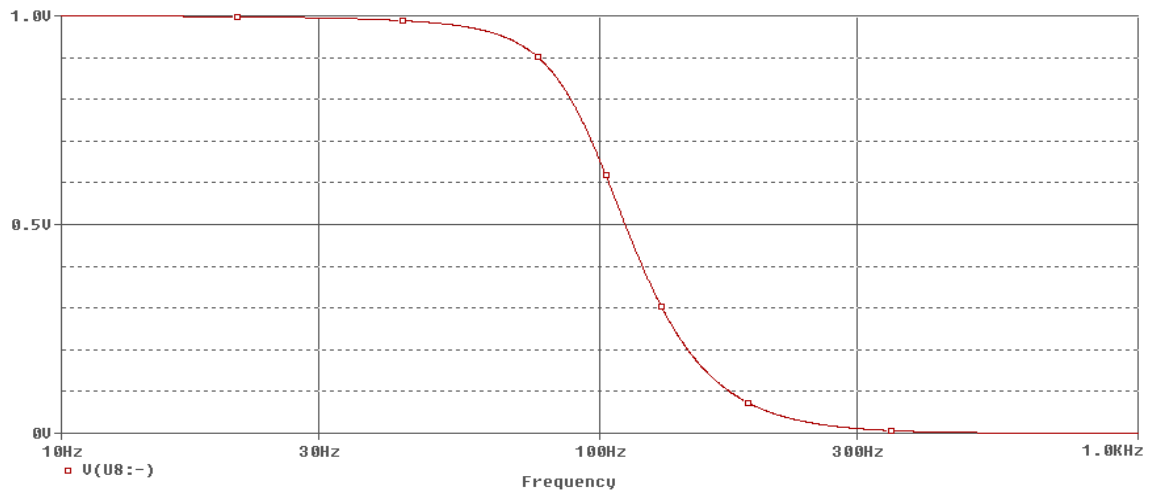
$$c2 = \sigma = 0.3827$$

$$C2 = \frac{c2}{2\pi F_c R4} = \frac{0.3827}{2\pi \cdot 100 \cdot 2K}$$

$$C2 = 0.30454\mu F$$



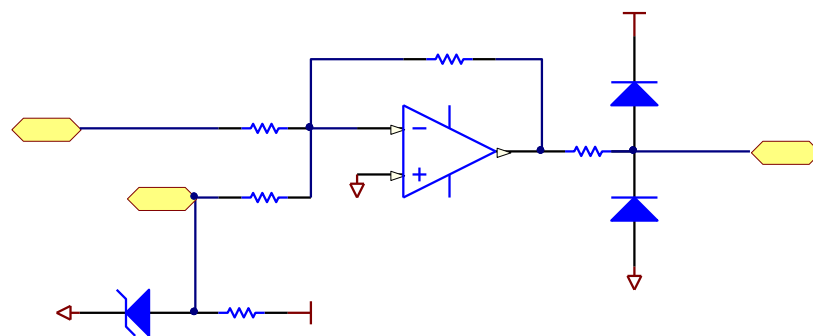
**Figura 2.32:** Filtro anti-aliasing de cuarto orden topología Sallen and Key en cascada.



**Figura 2.33:** Respuesta en frecuencia del filtro anti-aliasing.

### 2.6.7 DISEÑO DE ETAPA DE OFFSET PARA LA SEÑAL

En la figura 2.34 se muestra un circuito de offset para la señal proveniente del filtro antialias, se adiciona un offset de  $-2.7V$ , y una amplificación unitaria negativa, teniendo así en la señal de salida del amplificador operacional la señal con un offset de  $2.7V$ , además muestra la conexión de dos diodos a GND y VCC para evitar que al ingreso del convertidor A/D del Microcontrolador, se envíe voltajes mayores a VDD o menores a GND, si este es el caso estos potenciales se descargarán a la fuente.



**Figura 2.34:** Circuito de offset.

A continuación en la expresión (2.52) se muestra la relación de entrada salida de esta etapa.

$$V_o = -\left( V_i \left( \frac{R_F}{R_{I1}} \right) + V_{off} \left( \frac{R_F}{R_{I2}} \right) \right) \quad (2.52)$$

Desarrollando la expresión (2.52) con los valores impuestos tenemos la relación (2.53) que nos muestra la ganancia unitaria negativa de la señal y un offset de 2,7V.

$$V_o = -\left( V_i \left( \frac{10k\Omega}{10k\Omega} \right) + (-2.7V) \left( \frac{10k\Omega}{10k\Omega} \right) \right)$$

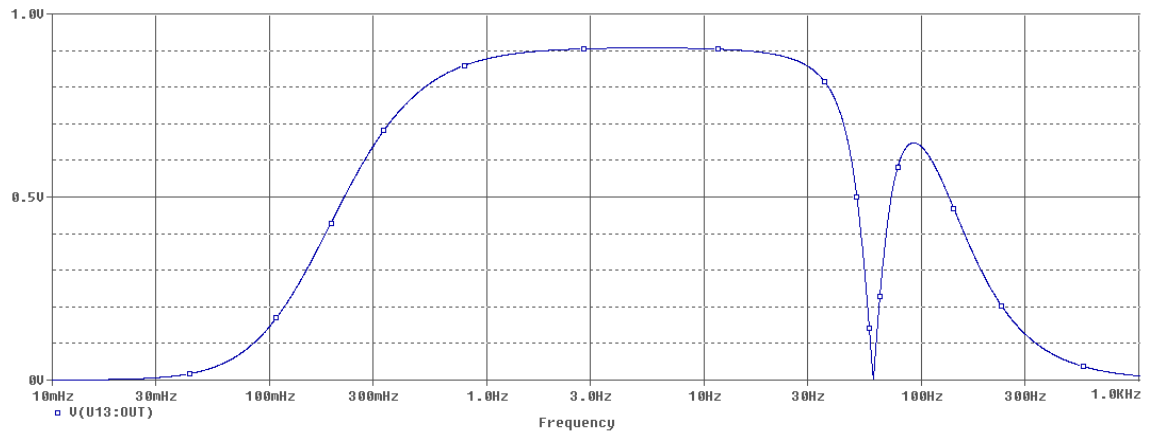
$$V_o = 2.7V - V_i \quad (2.53)$$

### 2.6.8 RESPUESTA FRECUENCIAL DE LAS ETAPAS DE FILTRADO Y AMPLIFICACIÓN

Una vez diseñado todas las etapas de filtrado y amplificación, se comprueba su funcionamiento mediante el software de simulación Orcad 16.2 que permite realizar un barrido frecuencial a partir de un análisis AC-SWEEP del circuito para observar su comportamiento y estabilidad en el rango de frecuencias de interés que en nuestro caso es desde los 0.159Hz hasta los 100Hz (Esquema del circuito en Orcad referido al ANEXO B).

#### Filtrado

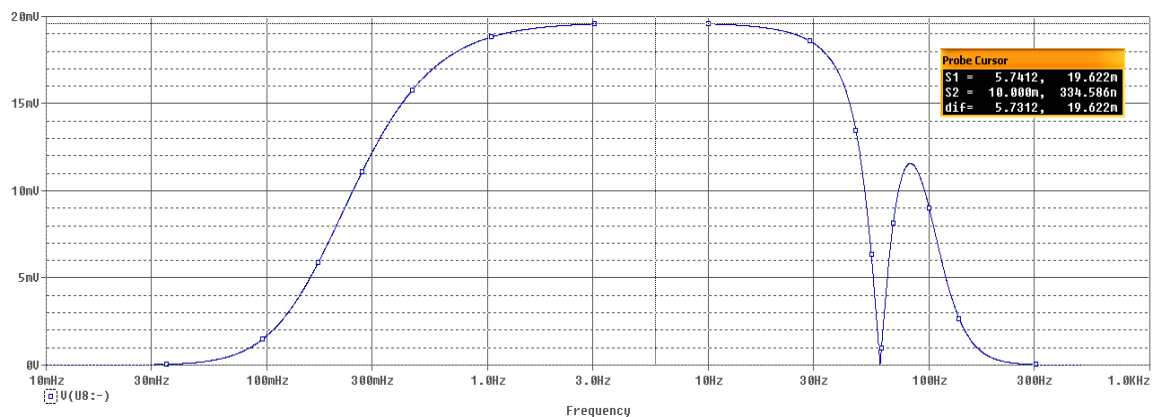
En la figura 2.35 se observa la función de transferencia o respuesta frecuencial del circuito con las etapas de amplificación unitarias, es decir actuando únicamente las etapas de filtrado pasa alto, pasa bajo, notch y antialias; la ganancia debido a la configuración en cascada de los mismos es de -0,18dB. Para la simulación se tomó como alimentación al circuito la fuente VAC con una amplitud de 1V obteniendo así una relación directa con su ganancia.



**Figura 2.35:** Respuesta frecuencial de la etapa de filtrado.

## Amplificación

La figura 2.36 muestra la ganancia total filtrada del circuito en la configuración para registros EEG, esta es de 19942 veces o 85,99dB de una manera similar que en el filtrado se tomó como la alimentación una fuente VAC con una amplitud de 1uV para obtener la relación de ganancia.



**Figura 2.36:** Respuesta frecuencial de la etapa de filtrado y amplificación.

## 2.7. DISEÑO DE LA ETAPA DE ADQUISICION, CONVERSIÓN A/D Y TRANSMISIÓN DE LA SEÑAL EEG HACIA LA PC

Ahora tratamos el proceso de digitalización de la señal previamente acondicionada.

### 2.7.1 LA ADQUISICIÓN DE DATOS

La adquisición de señales, consiste en la toma de muestras del mundo real para generar datos que puedan ser manipulados por un ordenador. Consiste, en tomar un conjunto de señales físicas, convertirlas en tensiones eléctricas y digitalizarlas de

manera que se puedan procesar en una computadora. Se requiere una etapa de acondicionamiento, que adecua la señal a niveles compatibles con el elemento que hace la transformación a señal digital. El elemento que hace dicha transformación es el módulo de digitalización o tarjeta de Adquisición de Datos (**DAQ**) que se estudia en el siguiente punto.

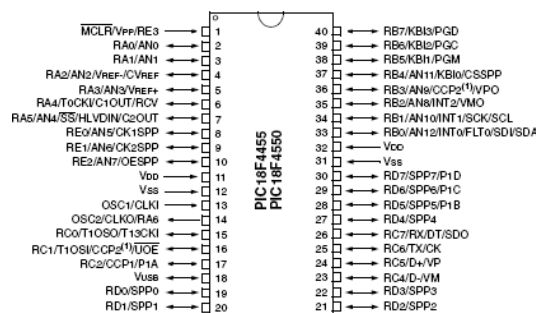
## 2.7.2 CONVERSIÓN A/D USANDO EL MICROCONTROLADOR 18F4550

En la etapa de conversión analógica digital de la señal previamente amplificada y filtrada, se elige el microcontrolador adecuado para que realice la labor de recibir la señal analógica y convertirla a una señal digital para enviarla mediante una interfaz USB hacia la PC para visualizar las señales; y realizar su análisis posterior.

El microcontrolador elegido PIC 18F4550, presenta a continuación una serie de características que le hace relevante frente a otras familias de microcontroladores:

- Interfaz USB con capacidad de transmisión en baja velocidad de 1.5Mb/s y hasta 12Mb/s en alta velocidad.
- Posee cuatro módulos de timer (Timer 0 al Timer 3) y trece canales del módulo de convertidor analógico/digital, con tiempo programable de adquisición y resolución de 10bits.
- Permite programar con un compilador C18 optimizado en lenguaje C y en lenguaje ensamblador. Posee 35 Pines de entrada-salida y 32Kbyte de memoria de programa. 2048 bytes de memoria SRAM y 255 bytes de memoria EEPROM.

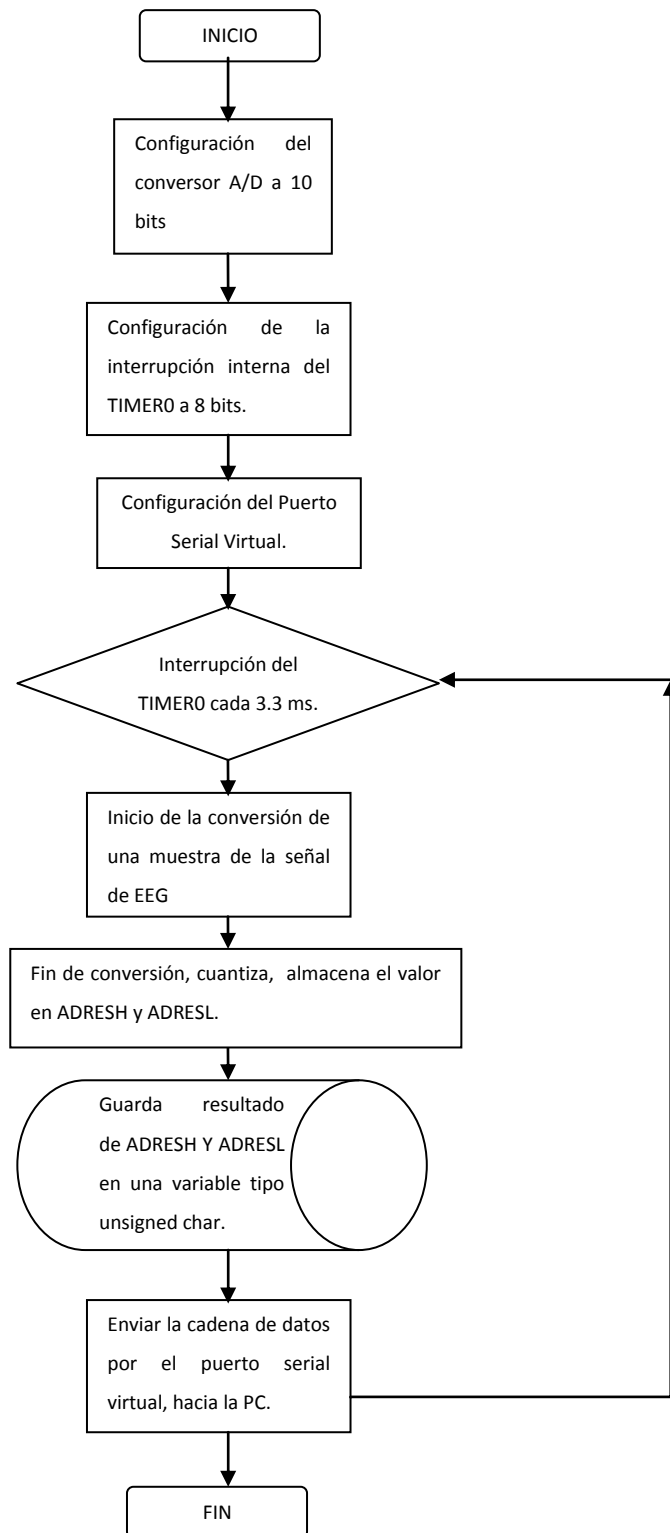
A continuación en la figura 2.37 se muestra la disposición de pines 18F4550, y además indica la función de cada pin y a que puerto pertenece.



**Figura 2.37:** Disposición de pines del Microcontrolador 18F4550.



### 2.7.3 DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA DEL MICROCONTROLADOR



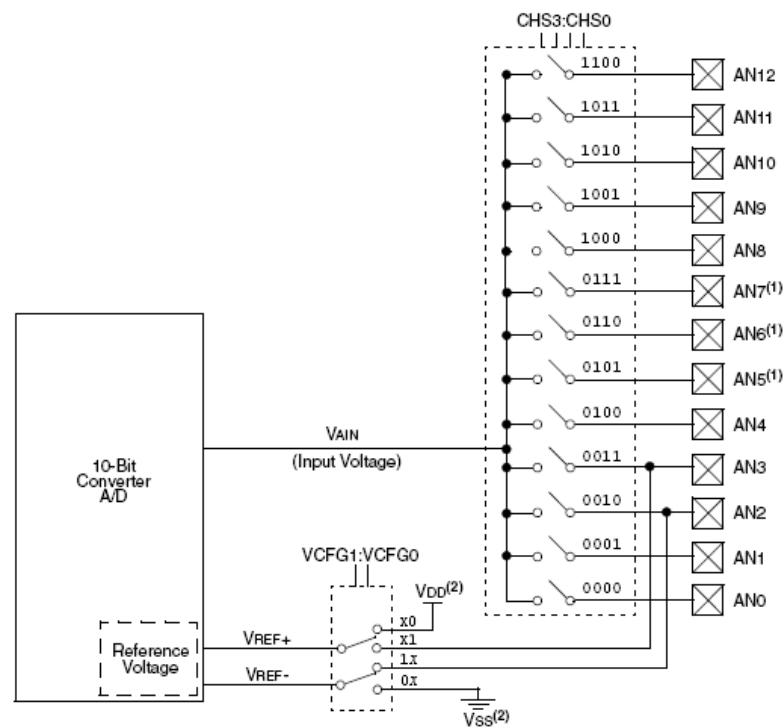
**Figura 2.38:** Diagrama de flujo del programa de conversión e interfaz a la PC.

## Descripción de funcionamiento

El programa está realizado en lenguaje C y se implementa sobre el compilador C18 v3.10 que corre sobre MPLAB v8.4 o mayor, a continuación se detalla brevemente sobre el funcionamiento y configuración del programa de conversión analógico digital de la señal acondicionada y amplificada del EEG, y la comunicación serial virtual hacia la PC.

El programa inicia, con la configuración de los pines de entrada y salida para la señal, analógica y digitales, además se inicia los valores de las variables globales, también se configura el oscilador de 20MHz, para que corra a 48MHz, mediante la el registro multiplicador de frecuencia PLL, cabe recalcar que a esta frecuencia de funcionamiento, los microcontroladores ejecutan una instrucción por cada cuatro ciclos de reloj, entonces en realidad el PIC corre a 12MHz por instrucción.

A continuación se explica el multiplexado que realiza las entradas del convertidor, de modo que con un sólo convertidor podemos medir los datos de diferentes canales de entrada. Puesto que el mismo convertidor está midiendo diferentes canales, su frecuencia máxima de conversión será la original dividida por el número de canales muestreados.



**Figura 2.39:** Topología interna del multiplexado que realiza el convertidor analógico digital.

Con esta consideración el programa prosigue con la configuración del conversor A/D donde se definen los pines de entrada para la señal analógica del EEG a ser muestreada, se definen también la cuantización del conversor a 10 bits, teniendo dos registros donde se guarda el valor convertido que son el ADRESH y el ADRESL, además se definen el tiempo que le toma al conversor para arrojar el valor digital de una muestra, el módulo A/D necesita  $11T_{AD}$  (Tiempo de adquisición por bit).

El  $T_{AD}$  es configurable en el 18F4550, se modifica mediante el registro ADCON0, puede ser de siete modos diferentes, obteniendo buenos resultados configurando a 8  $T_{osc}$  (Periodo del oscilador) por cada  $T_{AD}$ , además se configuró 4  $T_{AD}$  para escribir los valores cuantizados en los registros ADRESH y ADRESL; obteniendo  $15T_{AD}$  es decir  $120T_{osc}$ , además se necesita un delay de  $1000T_{osc}$ , para actualizar el puerto de conversión, obteniendo una duración total de  $1120T_{osc}$  es decir  $23.33\mu s$ /muestra/canal, ahora cabe recalcar que se toma dos muestras consecutivas con el objetivo, de realizar un filtro estadístico en Labview; entonces en realidad se demora  $46.66\mu s$  en muestrear una muestras por canal, teniendo así la frecuencia máxima de muestreo del conversor A/D a  $21.42\text{KHz}$ , con un solo canal; si se implementa mas de un canal analógico, la frecuencia máxima de muestreo seria  $21.42\text{KHz}$  para el número de canales a muestrear. A continuación se detalla en las siguientes expresiones lo antes mencionado:

$$\frac{\#T_{AD}}{\text{muestra}} = [T_{AD} (\#bits_{A/D} + 1) + T_{AD} (\#WRT_{ADRESH-ADRESL})] \left( \frac{\#T_{osc}}{T_{AD}} \right) \quad (2.54)$$

$$\frac{\#T_{AD}}{\text{muestra}} = [T_{AD} (10 + 1) + T_{AD} (4)] \left( \frac{\#T_{osc}}{T_{AD}} \right)$$

$$\frac{\#T_{AD}}{\text{muestra}} = [T_{AD} (15)] \left( \frac{\#T_{osc}}{T_{AD}} \right) \quad (2.55)$$

Ahora pasando la expresión (2.55) a  $T_{osc}$ . Sabiendo que cada  $T_{AD} = 8T_{osc}$

$$\frac{\#T_{osc}}{\text{muestra}} = [T_{osc} (15)] (8) = 120T_{osc} \quad (2.56)$$

Ahora en la expresión (2.56), se adiciona un delay de actualización por canal se tiene

$$\frac{\#T_{osc}}{\frac{muestra}{canal}} = 120T_{osc} + 1000T_{osc} = 1120T_{osc} \quad (2.56)$$

El valor de un  $1T_{osc}$  se obtiene en (2.57).

$$1T_{osc} = \frac{1}{48MHz} = 20.83ns \quad (2.57)$$

En (2.56), sustituimos el valor de (2.57)

$$\frac{\#T_{osc}}{\frac{muestra}{canal}} = 1120T_{osc} * \frac{20.83ns}{1T_{osc}} = 23.33us \quad (2.58)$$

Sabiendo que se toma dos muestras consecutivas, el valor anterior del periodo de muestreo de una señal se duplica como sigue:

$$\frac{\#T_{osc}}{\frac{2muestra}{canal}} = (23.33us) * 2 = 46.66us \quad (2.59)$$

Ahora pasando a frecuencia el valor de (2.59), tenemos, el valor de muestreo por canal, al convertir dos muestras consecutivas:

$$\frac{Fs}{canal} = \frac{1}{46.66us} = 21.42Khz \quad (2.60)$$

Finalmente, si muestreamos más de un canal, la frecuencia obtenida en (2.60), se dividirá entre los canales análogos digitales, que son utilizados para muestrear señales distintas, obteniendo así la frecuencia máxima de muestreo en(2.61)

$$\frac{Fs \max}{canal} = \frac{21.42Khz}{\#Canales} \quad (2.61)$$

Tomando el criterio de Niquist, sabiendo que para reconstruir una señal que ha sido digitalizada, su frecuencia de muestreo mínima debe ser mayor o igual a dos veces la frecuencia máxima de la señal a muestrear, tenemos que la frecuencia máxima de la señal del EEG a ser muestreada viene dada por la expresión (2.62)

$$\frac{F_{senMax}}{Canal} = \frac{\frac{21.42Khz}{\#Canales.}}{2} = \frac{11.21Khz}{\#Canales.} \quad (2.62)$$

Ahora como en nuestro caso se esta utilizando los doce canales análogo digital se tiene la frecuencia máxima de la señal de EEG por cada canal en (2.63)

$$\frac{F_{senMax}}{Canal} = \frac{11.21Khz}{12.} = 934Hz \quad (2.63)$$

Con este resultado, para nuestro caso la frecuencia de las señales del EEG a digitalizar tienen un ancho de banda de 100Hz, la frecuencia anterior de muestreo es suficiente para digitalizar la señal en cada uno de los doce canales de EEG.

Luego de realizar la configuración de la tasa de muestreo del conversor a 10Bits, para las señales del EEG, configuramos la interrupción del contador interno TMR0, el mismo que nos dará la tasa de envío a la PC, mediante el puerto serial a una frecuencia de 303Hz por trama de datos ya muestreados, para esto realizamos la configuración utilizando la función de C18 OpenTimer0 la cual habilita la interrupción del timer 0, configura el contador a 8bits, Además habilita al oscilador como fuente de conteo y se establece un prescaler de 8 como se muestra a continuación:

```
OpenTimer0(TIMER_INT_ON & T0_8BIT & T0_SOURCE_INT & T0_PS_1_8);
```

Luego de realizar todas las configuraciones necesarias, el muestreo, cuantización y envío de datos por el puerto USB, configurado como puerto serial virtual. Arranca el programa con la interrupción del TMR0 cada 300HZ, donde se envía los valores del ADRESH y ADRESL de las dos muestras consecutivas, y esto lo hacemos para cada uno de los doce canales, además hay que tomar en cuenta que la trama envía un caracter “k”, que sirve para sincronizar en el programa de recepción en labVIEW, y así poder sacar la frecuencia de las señales que se envían hacia la PC, el programa muestrea cada uno de los doce canales, guarda los valores en una variable tipo

arreglo, y espera hasta la interrupción del TMR0 para enviar la trama de todos los valores.

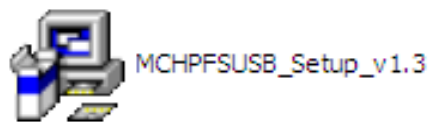
#### **2.7.4 INTERFAZ SERIAL VIRTUAL EN C18 PARA EL PIC18F4550**

El programa de interfaz que se implementa en el PIC permite conectarse al USB de la PC, de manera serial virtual, el programa utiliza lenguaje C para el PIC, debido a la facilidad de ejecutar una programación estructurada, además de la versatilidad que se tiene para la programación y creación de funciones, propias de acuerdo a la necesidad de la aplicación a realizar.

Para esto, nos ayudamos de la librería MCHPFSUSB v1.3 en el uso y configuración del puerto serial virtual para la transmisión hacia la PC vista en la figura 2.40. Donde se destacan los siguientes parámetros:

- Interfaz USB de alta velocidad a 12Mb/s.
- Versión liberada por la Microchip y driver para Windows.
- Puerto COM visible en administrador de dispositivos.
- Configuración del puerto USB como serial, transparente al usuario.

En la transmisión de datos se usó la subfunción putsUSBUSART( ), que permite enviar hasta 255bytes de datos al PC mediante un arreglo de tipo char, de los cuales se están usando 51bytes que llevan la información de 12 canales más la de sincronización.



**Figura 2.40:** Instalador librería MCHPFSUSB v1.3.

# **CAPITULO 3**

**DISEÑO Y CONSTRUCCION:  
ARQUITECTURA DEL SOFTWARE**

## **INTRODUCCIÓN**

En este capítulo se implementa los algoritmos necesarios para el tratamiento de la señal EEG en la interfaz de labVIEW. Partimos con la recepción de las señales EEG, a través del puerto serial virtual USB, luego se aplican a cada canal filtros digitales, viéndose la importancia que tienen el uso de estos filtros respecto a los filtros analógicos, además los filtros que se implementan en los canales de la señal EEG, es el filtro media que se aplica a las muestras sucesivas de la señal, permitiendo de esta manera reducir el ruido al obtener la media de dos muestras consecutivas, se implementa también un filtro FIR pasa banda para eliminar el ruido proveniente de la red y eliminar la componente de continua que puede tener la señal. Se incorpora a la etapa de procesamiento digital un filtro adaptativo con el objetivo de eliminar los artefactos oculares que contaminan a la señal EEG, y por último se implementa la FFT, con el objetivo de obtener el espectro de la señal y poder analizarla frecuencialmente.



### 3.1. FILTROS DIGITALES

La utilización de los filtros digitales para el procesamiento de señales y eliminación de ruido, son muy útiles debido a su gran facilidad de manejo, no necesitan modificaciones en hardware ya que únicamente se implementan sobre procesadores de DSP, ordenadores o FPGA, pudiendo así cambiar las características de estos filtros solamente al cambiar su algoritmo. [7]

Los filtros digitales son sistemas que tienen como entrada una señal analógica o digital y en su salida obtienen otra señal analógica o digital, pudiendo haber cambiado en amplitud, frecuencia o fase dependiendo de las características del filtro digital que se haya diseñado.

Los filtros digitales se utilizan en el procesamiento de señales para eliminar partes no deseadas, como el ruido o también permitir el paso de un cierto rango de frecuencias de la señal a procesar. A continuación en la figura 3.1 muestra un diagrama básico de un filtro digital utilizado para filtrar una señal.



**Figura 3.1:** Diagrama básico de un filtro digital.

A diferencia de un filtro analógico que se introducen directamente las magnitudes físicas de un sistema ya sea el voltaje o corriente, y mediante resistencias, condensadores e inductancias, se eliminarán las señales no deseadas; mientras tanto en un filtro digital se emplea un procesador que efectúa operaciones matemáticas a los valores que una señal que ha sido digitalizada. El procesador puede ser de cualquier tipo por ejemplo una PC, un chip DSP, o un FPGA programable.

### 3.1.1 VENTAJAS DE UTILIZAR FILTROS DIGITALES SOBRE LOS ANALOGICOS

- En un filtro digital se puede variar su funcionamiento solo modificando su algoritmo y sin afectar el hardware, mientras tanto en un filtro analógico la única forma de modificar su funcionamiento es modificando el hardware del mismo.
- Los filtros digitales pueden ser fácilmente diseñados e implementados en un ordenador, en cambio un filtro analógico se lo puede simular pero siempre será necesario probarlo físicamente con las señales reales.
- Los filtros digitales son estables en cuanto a variación de temperatura, humedad, etc. Mientras que las características de los filtros analógicos pueden verse afectados por alteraciones que dependan de la temperatura.
- Los filtros digitales pueden manejar mayor precisión en cuanto al uso en altas frecuencias que hace tiempo era trabajo exclusivo de los filtros analógicos.
- Los procesadores DSP ahora más rápidos son capaces de manejar filtros en cascada en paralelo pudiendo obtener resultados más fiables y ejecutando operaciones complejas en un solo integrado, mientras que en un filtro analógico la única forma es hacerlo agregando mas hardware lo que eleva en tamaño y costo de un equipo.
- El costo es menor, ya que si tratáramos de realizar un filtro analógico de un orden elevado, el costo se incrementaría y por ende el tamaño del equipo.

### 3.2. FILTRO MEDIA DISCRETO

La salida de este filtro estadístico se designa por  $\mu [1]$ , que calcula la media entre dos muestras consecutivas de la señal de EEG, por tanto de cada canal se reciben 600 muestras, y al promediar sucesivamente dos muestras consecutivas obtenemos, a la salida del filtro 300 muestras. A continuación se muestra la fórmula que se implementa:

$$\mu = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_i = \frac{x_0 + x_1 + x_2 + \dots + x_{N-1}}{N} \quad (3.1)$$

La expresión (3.1) suma los valores de varias muestras, divide para el número de muestras y devolverá a la salida el promedio, en nuestro caso N valdrá 2 por tanto la fórmula (3.1) se reduce a la expresión (3.2).

$$\mu = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{2-1} x_i = \frac{x_0 + x_1}{2} \quad (3.2)$$

### 3.3. FILTROS DIGITALES FIR E IIR

Esta clasificación de estos filtros digitales se la realiza mediante la respuesta al impulso que presentan ambos sistemas siendo así, una respuesta finita para el FIR e infinita para el IIR. A continuación se detallan las características y propiedades de cada uno de ellos.

#### 3.3.1 FILTRO IIR

En este tipo de filtro digital tiene la característica que si la entrada es una señal impulso, la salida tendrá un número infinito de términos no nulos, es decir, nunca vuelve al reposo, por lo que ante esta señal de entrada este filtro es inestable. Para obtener la salida se utilizan los valores de la entrada actual y los anteriores y además los valores de la salida actual y anterior que se almacenan y son realimentados a la entrada. A este tipo de filtros se les conoce como recursivos ya que interactúan con valores de la entrada y la salida simultáneamente. [8]

Por lo tanto la expresión de salida en tiempo discreto viene dado por la fórmula (3.3):

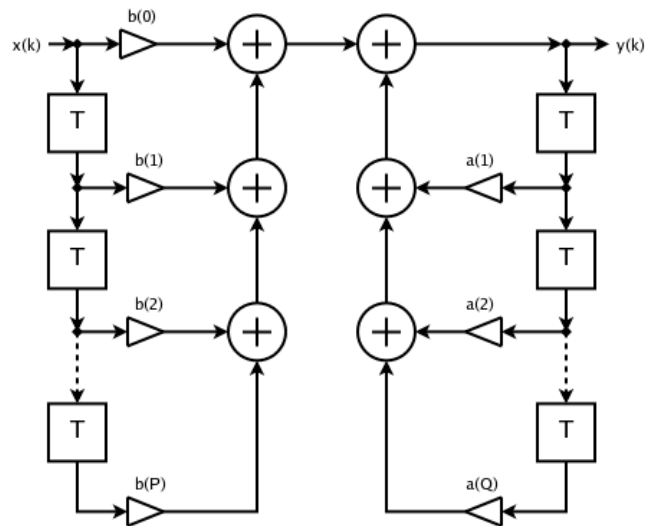
$$y[n] = \sum_{i=0}^P b_i x[n-i] - \sum_{j=1}^Q a_j y[n-j] \quad (3.3)$$

Donde a y b representan los coeficientes del filtro que multiplican a la señal  $x[n-i]$  o la salida  $y[n-j]$ . A continuación con la expresión 3.3 de la salida del sistema en función de la entrada y las salidas anteriores mediante el uso de la transformada Z se obtiene la función de transferencia del filtro IIR en la siguiente expresión (3.4).

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^P b_i z^{-i}}{1 + \sum_{j=1}^Q a_j z^{-j}} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{N-1} z^{1-N}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{N-1} z^{1-N}} \quad (3.4)$$

En esta función de transferencia podemos observar que tenemos polos y ceros los que son causantes de inestabilidad de este tipo de filtro digital.

Existen diversas topologías de implementar este filtro pero a continuación se muestra en la figura 3.2 una de las mas frecuentes y donde P y Q definen el orden del filtro.



**Figura 3.2:** Topología de implementación de un filtro IIR.

La característica principal de este filtro IIR es que puede cumplir las mismas exigencias que un filtro FIR pero con menos orden de filtro. Esto es importante a la hora de implementar el filtro, pues presenta una menor carga computacional. Pero además estos filtros pueden ser inestables, aún cuando se diseñen para ser estables.

### 3.3.2 FILTRO FIR

En este tipo de filtro digital tiene la característica que si la entrada es una señal impulso, la salida tendrá un número finito de términos no nulos, para obtener la salida solo se emplean valores de la entrada actual y anteriores, y por ende se les llama filtros no recursivos. [9]

A continuación la expresión de salida en tiempo discreto del filtro viene dado por la expresión (3.5).

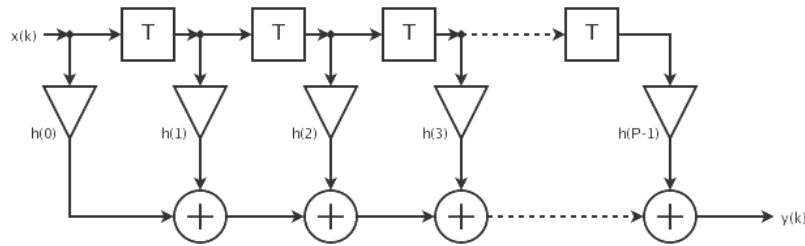
$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x[n-k] \quad (3.5)$$

El orden del filtro viene dado por N, es decir el número de coeficientes del filtro. Con la expresión (3.5) puede utilizarse la transformada Z y obtener la siguiente expresión (3.6).

$$H[z] = \sum_{k=0}^{N-1} b_k z^{-k} = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{N-1} z^{1-N} \quad (3.6)$$

Por lo tanto en esta función de transferencia podemos observar que no tiene polos por lo que este tipo de filtro se mantiene estable.

A continuación se muestra en la figura 3.3 la estructura de este tipo de filtro FIR no recursivo donde P da el orden del filtro.



**Figura 3.3:** Topología de implementación de un filtro FIR.

Por lo tanto según la topología se puede observar fácilmente que es la misma entrada retardada varias veces y multiplicada por los distintos coeficientes y finalmente es sumada para obtener así la muestra filtrada.

Los filtros FIR son estables puesto que no tienen polos es decir solo tienen elementos en el numerador de la función de transferencia. Además presentan la ventaja que pueden diseñarse para ser de fase lineal, es decir, no introducen desfases a la señal, a diferencia que los IIR o los analógicos que sí producen desfase a las señales.

Sin embargo el inconveniente de este tipo de filtro es que necesita un número mayor de coeficientes para realizar un propósito determinado provocando así una mayor carga computacional, sin embargo este filtro garantiza la estabilidad en el filtrado.

### 3.4. DISEÑO DE UN FILTRO FIR

A continuación se detalla el proceso para la implementación de un filtro FIR pasa banda, existe tres métodos de diseño de filtros FIR.

- Método de la transformada de Fourier.
- Método del Muestreo en Frecuencia.
- Métodos Iterativos basados en condiciones óptimas de diseño.

#### 3.4.1 DISEÑO POR EL METODO DE LA TRANSFORMADA DE FOURIER

El método se basa en seleccionar la respuesta al impulso  $h_N[n]$  como una versión truncada de la respuesta al impulso  $h[n]$  de un filtro ideal con respuesta frecuencial  $H[F]$ . [10]

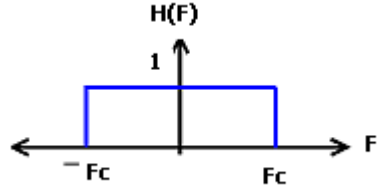
#### 3.4.2 PROCESO DE DISEÑO DE UN FILTRO FIR

A continuación se detalla los pasos a seguir:

- Normalizar las frecuencias a utilizar con respecto a la frecuencia de muestreo.
- Convertir el filtro deseado al prototipo de un filtro pasabajo ideal.
- Truncar la respuesta del impulso de un filtro ideal  $h[n]$  ideal de longitud infinita para toda  $n$  a uno de longitud infinita de longitud  $N$ . El orden del filtro es  $N-1$ .
- Seleccionar una ventana  $w[n]$  de  $N$  puntos y así obtener  $h_w[n] = h_N[n]w[n]$ .
- Convertir del prototipo filtro paso bajo al deseado  $h_F[n]$

##### 3.4.2.1 RESPUESTA AL IMPULSO DE UN FILTRO PASA BAJO IDEAL

Ahora nos planteamos a realizar un filtro pasa bajo ideal digital con una frecuencia de corte  $F_c$ , tal como se indica en la figura 3.4. [2].



**Figura 3.4:** Respuesta de frecuencia de un filtro pasa bajo ideal.

Si expresamos matemáticamente la respuesta frecuencial deseada esta dada por la expresión (3.7).

$$\begin{aligned} H_d[F] &= e^{\frac{-j2\pi F(N-1)}{2}} \quad \text{para : } |F| \leq F_c \\ H_d[F] &= 0 \quad \text{para : } |F| > F_c \end{aligned} \quad (3.7)$$

Ahora haciendo la transformada inversa de Fourier discreta en el tiempo de esta función  $H_d[F]$ , de la expresión (3.7). Se tiene la siguiente expresión (3.8).

$$h[n] = \frac{1}{F_s} \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} H_d[F] e^{j2\pi F n} dF \quad (3.7)$$

Cambiando los límites ahora por  $F_c$ , queda en la expresión (3.8), y desarrollando la expresión obtenemos la expresión (3.9).

$$h[n] = \int_{-F_c}^{F_c} e^{\frac{-j2\pi F(N-1)}{2}} \cdot e^{j2\pi F n} dF \quad h[n] = \int_{-F_c}^{F_c} e^{-j2\pi F \left( \frac{N-1}{2} - n \right)} dF$$

$$h[n] = \frac{1}{-j2\pi \left( \frac{N-1}{2} - n \right)} \left[ e^{-j2\pi F \left( \frac{N-1}{2} - n \right)} \right]_{-F_c}^{F_c}$$

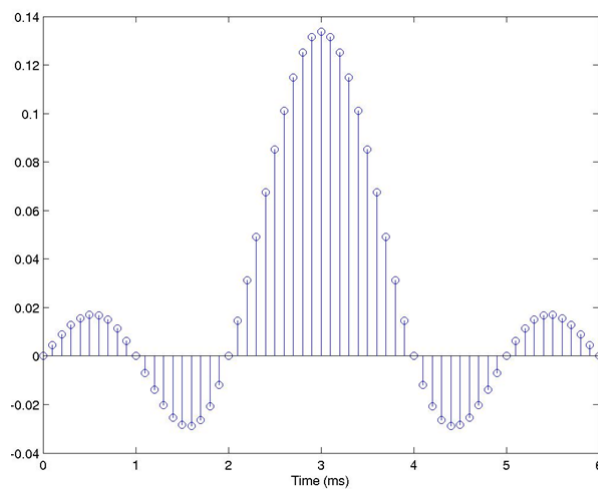
$$h[n] = \frac{1}{-j2\pi \left( \frac{N-1}{2} - n \right)} \left[ e^{-j2\pi F_c \left( \frac{N-1}{2} - n \right)} - e^{-j2\pi (-F_c) \left( \frac{N-1}{2} - n \right)} \right]$$

$$h[n] = \frac{-2j}{-j2\pi \left( \frac{N-1}{2} - n \right)} \sin \left[ 2\pi F_c \left( \frac{N-1}{2} - n \right) \right]$$

$$h[n] = 2F_c \frac{\sin\left[2\pi F_c \left(\frac{N-1}{2} - n\right)\right]}{2\pi F_c \left(\frac{N-1}{2} - n\right)}$$

$$h[n] = 2F_c \text{Sinc}\left[2F_c \left(\frac{N-1}{2} - n\right)\right] \quad (3.9)$$

La función  $\text{Sinc}[n]$ , está definida para todo valor de  $n$ , y decae muy lentamente por lo que utilizar los valores recién encontrados por  $h[n]$  en la expresión (3.9), dará lugar a sobre impulsos, es decir una respuesta del filtro con distorsiones. A continuación se muestra en la figura 3.5 una expresión Sinc discreta.



**Figura 3.5:** Función sinc.

### 3.4.2.2 VENTANAS UTILIZADAS PARA EL DISEÑO DE UN FIR

Las ventanas más comúnmente utilizadas en el diseño de filtros FIR se mencionan a continuación: Boxcar, Hamming, vonHann, Blackman, Barlett, Papoulis, Kaiser.

De los espectros de las ventanas hay que tomar en cuenta lo siguiente:

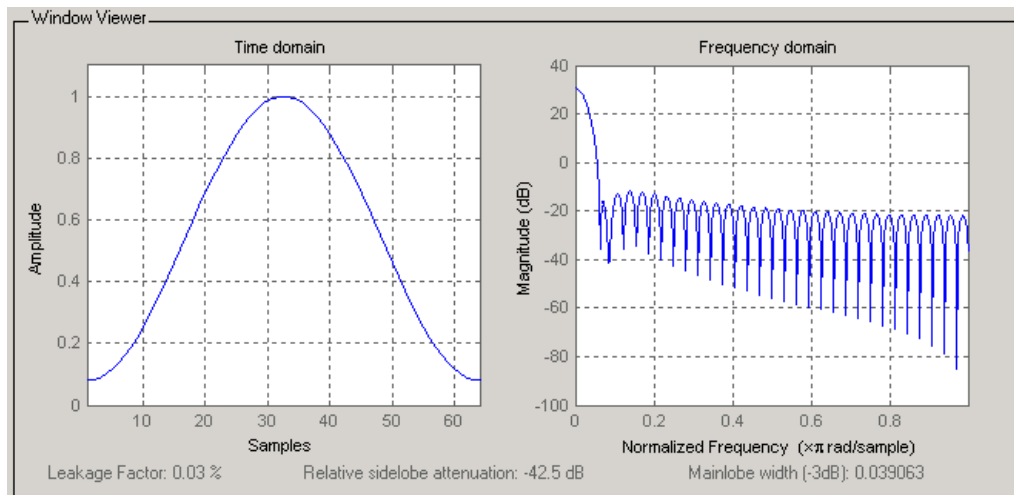
- El ancho del lóbulo principal y el de transición decrece al aumentar  $N$ .
- La amplitud de los lóbulos de los lados permanece constante con  $N$ .

Idealmente el espectro de una ventana debe estar confinado en el lóbulo principal y casi sin energía en los lóbulos secundarios. A continuación se muestra la figura 3.6



un ejemplo de la ventana de Hamming, haciendo notar su valor en tiempo y su espectro, y en la expresión (3.10) se muestra la función de la ventana de hamming.

$$w[n] = 0.54 - 0.46 \cos \left[ 2 \left( \frac{n}{N-1} \right) \right] \text{ Para } 0 \leq n < N \quad (3.10)$$



**Figura 3.6:** Dominio en el tiempo y frecuencia de la ventana de hamming.

### 3.4.2.3 CALCULO DE N DEL FILTRO

Otro criterio a tomar en cuenta en el diseño es tomar adecuadamente el valor de  $N$ , para ello se presenta en la expresión (3.11) donde  $W_s$  es la mitad de la anchura del lóbulo principal y  $F_p$  y  $F_s$  son las frecuencias de un filtro de pasa banda o para banda.

$$N \approx \frac{W_s}{F_s - F_p} \quad (3.11)$$

$W_s$  Para el caso de la ventana de Hamming vale 1.91, por lo tanto para esta ventana quedaría la expresión (3.12).

$$N_{hamming} \approx \frac{1.91}{F_s - F_p} \quad (3.12)$$

Luego de hallar el orden del filtro falta convertir los diseños de los filtros pasa bajo a otras formas o viceversa y solo dependen de las respuestas al impulso que tenga cada filtro a ser analizado.

### 3.4.2.4 TRANSFORMACIONES NECESARIAS PARA PASAR DE UN FILTRO PASA BANDA A UN PASA BAJO

A continuación se definen los límites de las frecuencias, en las expresiones de (3.13), a (3.15).

Límite de Para banda:  $F_{s1} - F_{s2}$

Límite de Pasa banda:  $F_{p1} - F_{p2}$

Frecuencia central:  $F_0$

Límite de Pasa banda:  $F_p = \frac{F_{p2} - F_{p1}}{2} \quad (3.13)$

Límite de Para banda:  $F_s = \frac{F_{s2} - F_{s1}}{2} \quad (3.14)$

Frecuencia Central:  $F_0 = \frac{F_{p2} + F_{p1}}{2} \quad (3.15)$

### 3.4.2.5 RESPUESTA EN FRECUENCIA Y RESPUESTA AL IMPULSO DEL FILTRO PASA BANDA

Ahora podemos utilizar la función de un filtro pasa banda que en el dominio de la frecuencia se define en la expresión (3.16).

$$H_{BP}(F) = \text{rect}\left[\frac{F + F_0}{2F_c}\right] + \text{rect}\left[\frac{F - F_0}{2F_c}\right] \quad (3.16)$$

Sacando la transformada inversa discreta de Fourier de la expresión (3.16) obtenemos la expresión (3.17).

$$h_{BP}[n] = 2 \cos\left(2\pi F_0\left(\frac{N-1}{2} - n\right)\right) * 2F_c \text{Sinc}\left[2F_c\left(\frac{N-1}{2} - n\right)\right] \quad \text{Para } 0 \leq n < N \quad (3.17)$$

Con las formulas anteriores descritas, ahora se procede por el método de intento-error y por ejemplo en la formula de  $h_{BP}[n]$  aparece la  $F_c$  que en el filtro pasa banda no se expresa, por tanto se puede probar con un porcentaje mayor a  $F_p$ , esto con la práctica se encontrara el valor deseado, también si no se obtiene la respuesta deseada se puede probar modificando N del filtro.

### 3.4.3 CALCULO DE LOS COEFICIENTES DEL FILTRO FIR PASA BANDA

A continuación se aplican las fórmulas anteriores para obtener los coeficientes del filtro FIR implementado por lo tanto ahora se empieza con los datos que se impone para el diseño de un filtro pasa banda.

#### Datos del filtro

Límite de Para banda:  $F_{s1} - F_{s2} = 3Hz - 60Hz$

Límite de Pasa banda:  $F_{p1} - F_{p2} = 4Hz - 59Hz$

Frecuencia de muestreo:  $F_s = 300Hz$

**Parámetros N y  $F_p, F_s$  y  $F_0$ .**

Mediante: la expresión (3.12) se obtiene un  $N=191$ , sabiendo que la frecuencia de muestreo es de 300Hz, al aplicarle el filtro FIR de este orden, existe una delay que provoca el filtro de 0.66 segundos, por lo que se baja el orden a  $N=151$ , teniendo así un delay de 0.5 segundos. A continuación se halla:  $F_p, F_s$  y  $F_0$ , mediante las expresiones (3.13), (3.14) y (3.15) teniendo en cuenta que estos valores deben ir normalizados respecto a  $F_s$ , ahora tenemos los resultados para el filtro propuesto tenemos los valores a continuación.

Límite de Pasa banda:

$$F_p = 0.091$$

Límite de Para banda:

$$F_s = 0.095$$

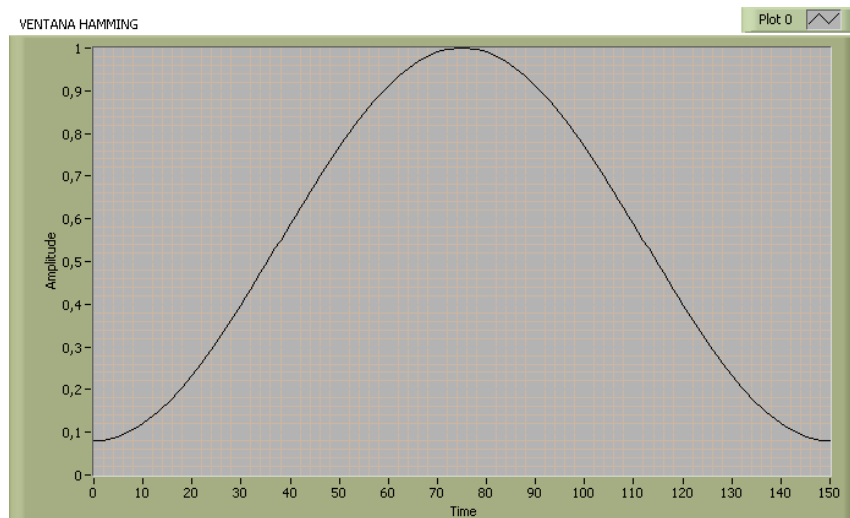
Frecuencia Central:

$$F_0 = 0.105$$

**Ventana de Hamming**  $w[n]$

Ahora formamos la ventana de hamming con  $N=151$ , con la expresión (3.10) teniendo a continuación en la figura 3.7. Hay que tener en cuenta que se ha formado un vector de 151 elementos.

$$w[n] = 0.54 - 0.46 \cos \left[ 2 \left( \frac{n}{N-1} \right) \right] \text{ Para } 0 \leq n < 151$$

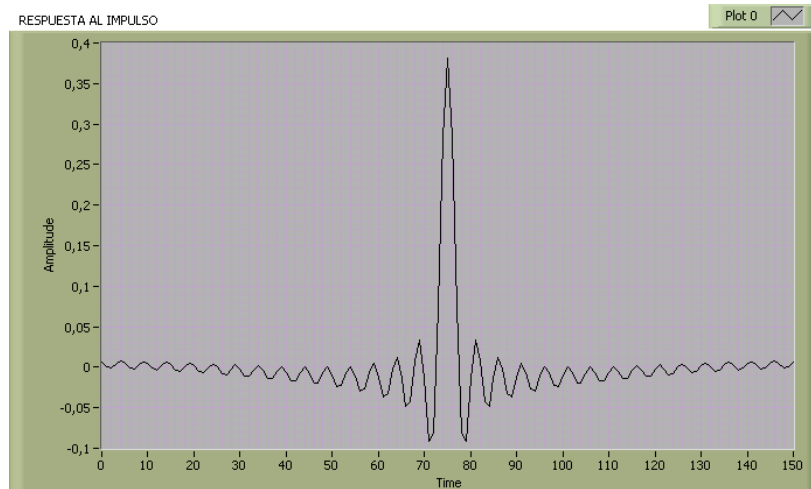


**Figura 3.7:** Ventana de hamming con  $N=151$ .

### Respuesta al impulso de un filtro pasa bajo

Con los datos anteriores y mediante prueba error, para  $F_c$  obtuvimos la figura 3.8 de la respuesta al impulso con 151 valores, utilizando la expresión (3.17).

$$h_{BP}[n] = 2 \cos \left( 2\pi F_0 \left( \frac{N-1}{2} - n \right) \right) * 2F_c \text{Sinc} \left[ 2F_c \left( \frac{N-1}{2} - n \right) \right] \text{ Para } 0 \leq n < 151$$



**Figura 3.8:** Respuesta al impulso de un filtro pasa banda con  $N=151$ .

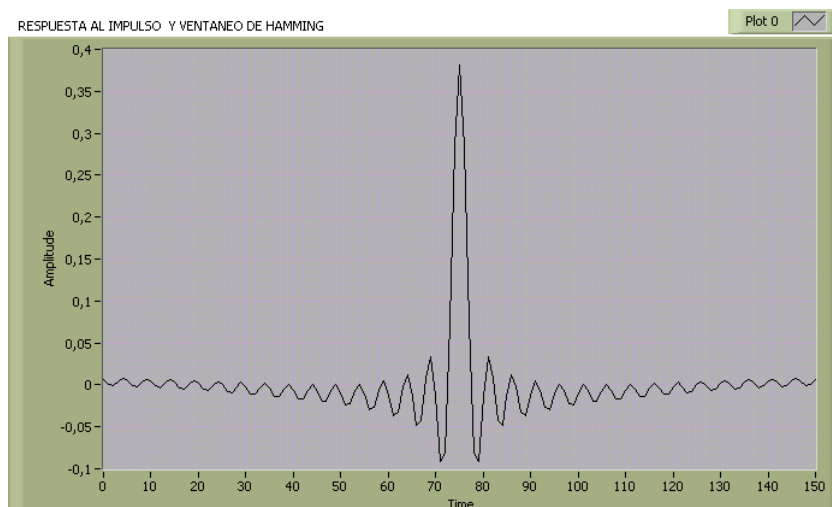
**Multiplicación en tiempo entre la ventana de  $h_w[n]=w[n]*h_{BP}[n]$**

Mediante las expresiones (3.10) y (3.17) obtenemos la expresión (3.18).

$$h_w[n] = \left\{ 0.54 - 0.46 \cos \left[ 2 \left( \frac{n}{N-1} \right) \right] \right\} * 2 \cos \left( 2\pi F_0 \left( \frac{N-1}{2} - n \right) \right) * 2F_c \text{Sinc} \left[ 2F_c \left( \frac{N-1}{2} - n \right) \right] \quad (3.1)$$

8)

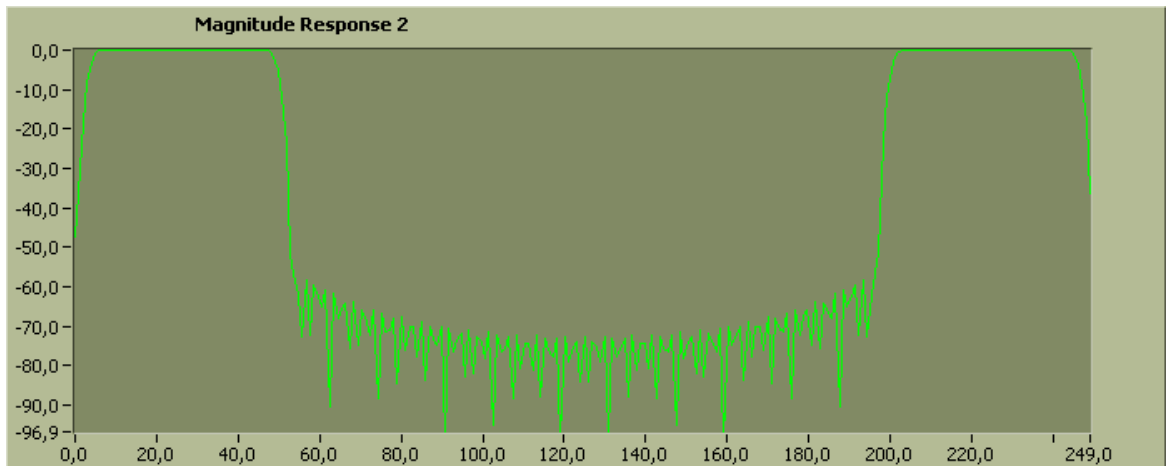
Esta operación es igual a convolucionar los espectros en frecuencia, sin embargo se realiza una multiplicación en tiempo elemento a elemento de los vectores, así obteniendo la siguiente figura 3.9 con 151 elementos.



**Figura 3.9:** Respuesta al impulso del filtro pasa banda y ventaneado de hamming.

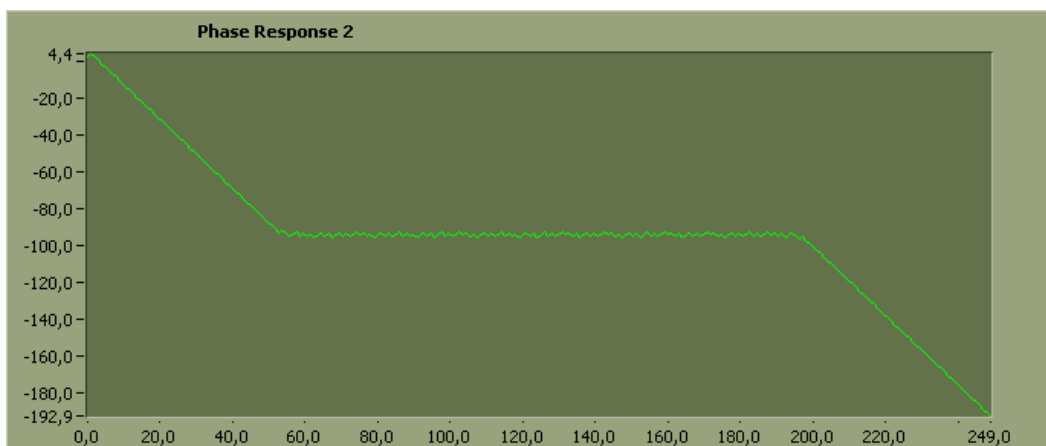
### Espectro de los coeficientes obtenidos del Filtro FIR

A continuación se muestra la grafica 3.10 de magnitud vs Frecuencia, tomando en cuenta que esta gráfica, la magnitud está en dB y la frecuencia en Hz, por lo tanto se puede decir que el diseño cumple con los requerimientos anteriormente planteados.



**Figura 3.10:** Respuesta de magnitud vs frecuencia del filtro FIR.

Ahora se muestra en la grafica 3.11 la fase vs Frecuencia, tomando en cuenta que esta grafica, la fase esta en grados y la frecuencia en Hz, y por tanto se aprecia que el filtro FIR cumple las expectativas por poseer fase lineal en la onda pasante.



**Figura 3.11:** Respuesta de fase vs frecuencia del filtro FIR.

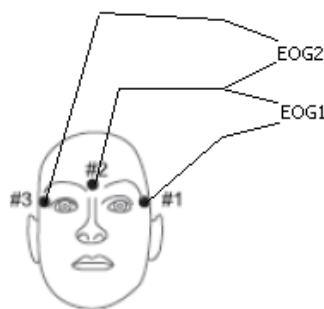
### 3.5 DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN FILTRO ADAPTATIVO PARA LA ELIMINACION DE ARTEFACTOS OCULARES

Las señales electroencefalográficas (EEG) están contaminadas con varios artefactos dentro de los que figura en gran medida los artefactos oculares haciéndose necesaria su eliminación. Por lo tanto aquí se utiliza un filtro adaptativo que permita eliminar de la señal EOG (Electrooculograma) de la señal del EEG.

La señal del EOG se produce con el movimiento del glóbulo ocular, generando un campo eléctrico alrededor del ojo, produciéndose una señal eléctrica conocida como electrooculograma (EOG). Ésta señal se propaga por medio del cuero cabelludo apareciendo como artefactos oculares no deseados en el registro de los electrodos electroencefalográficos, siendo un serio problema en el análisis de EEG, ya que pueden conducir a una interpretación errónea de los resultados.

#### 3.5.1 SEÑALES EOG UTILIZADAS

Se utiliza dos señales que censan las señales del EOG, y de manera bipolar con tres electrodos, dos están colocados alrededor de cada ojo y el último se coloca en el nasión permitiendo así obtener dos señales del EOG de manera bipolar. A continuación se muestra en la figura 3.12 la colocación de los electrodos. [11]



**Figura 3.12:** Colocación de los electrodos para registro EOG.

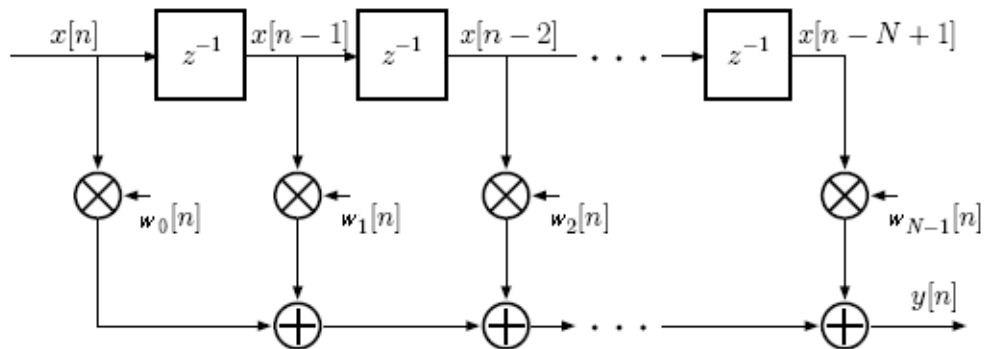
Las señales entrarán de la misma manera a las placas de amplificación, y filtrado tomando en cuenta que la señal del EOG es mucho mayor en amplitud respecto a la señal EEG, por lo que la ganancia configurable en la primera etapa es de 2.12, por lo que en el dip-switch activamos la resistencia de 47K, para obtener dicha ganancia.

### 3.5.2 FILTRO ADAPTATIVO

Un filtro adaptativo es un dispositivo que intenta modelar la relación entre señales en tiempo real y de forma iterativa, se lo puede definir de una manera sencilla y resumida como un filtro digital clásico con la única diferencia que sus parámetros pueden variar en el tiempo, delegando esta variación a un algoritmo de optimización, el cual calcula constantemente los coeficientes del filtro mas adecuados, de hecho no se saben los coeficientes del filtro cuando se diseña, éstos coeficientes son calculados cuando el filtro se implementa y se reajustan automáticamente en cada iteración mientras dura su fase de aprendizaje.

Los filtros digitales pueden ser FIR o los IIR, y se ha mencionado las ventajas y falencias de cada uno de ellos por lo que se elige trabajar con un filtro FIR, debido precisamente a la estabilidad que este tipo de filtro presenta. [12]

A continuación se muestra un diagrama en la figura 3.13 del filtro FIR común pero con los coeficientes variantes en el tiempo y las señales que intervienen en el mismo.



**Figura 3.13:** Estructura del filtro FIR.

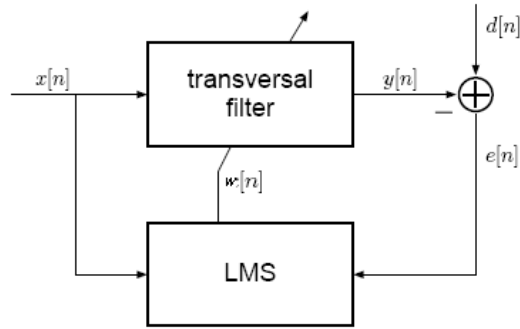
Donde:  $x[n]$  Es la señal de entrada al sistema.

$y[n]$  Es la señal de salida del filtro.

$w[n]$  Es el vector de pesos del filtro.



A continuación se muestra en la figura 3.14 el filtro adaptativo junto al algoritmo LMS de actualización de pesos, mediante el criterio de la minimización de la superficie de error.



**Figura 3.14:** Estructura de un filtro adaptativo.

Donde:  $x[n]$  Es la señal de entrada al sistema.

$y[n]$  Es la señal de salida del filtro.

$d[n]$  Es la señal deseada.

$w[n]$  Es el vector de pesos del filtro.

$e[n]$  Es la señal de error.

A continuación se desarrollan las señales en el instante  $n$ , y se presenta la demostración matemática del filtro adaptativo junto al algoritmo de actualización de pesos LMS. La señal de entrada esta dada en la expresión (3.19) en un conjunto de  $n$  entradas, la  $n$ -ésima señal de entrada será:

$$x[n] = [x[n], x[n-1], \dots, x[n-N+1]] \quad (3.19)$$

El conjunto de coeficientes o pesos del filtro será dado por la expresión (3.20).

$$w[n] = [w_0[n], w_1[n], \dots, w_{N-1}[n]] \quad (3.20)$$

La señal de salida de salida  $n$ -ésima será:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} w_k[n] x[n-k] = w^T[n] x[n] \quad (3.21)$$

Ahora si se denota la señal deseada como  $d[n]$ , el error en el instante n-ésimo es:

$$e[n] = d[n] - y[n] \quad (3.22)$$

$$e[n] = d[n] - w^T[n]x[n] \quad (3.23)$$

### 3.5.2.1 ALGORITMO LMS

El algoritmo LMS pertenece a la familia de los algoritmos de gradiente estocástico. Con el término "estocástico" se pretende distinguir que, este algoritmo utiliza un gradiente determinista para el cálculo de los coeficientes del filtro. Una característica importante del algoritmo LMS es su simplicidad, no requiere medidas de las funciones de correlación, ni tampoco inversión de la matriz de autocorrelación.

El LMS comprende dos procesos básicos:

- Un proceso de filtrado, que implica el cálculo de la salida generada por un filtro transversal, y la generación de una estimación del error comparando esta salida con la respuesta deseada.
- Un proceso adaptativo, que realiza el ajuste automático de los coeficientes del filtro de acuerdo con la estimación del error.

Ahora el error cuadrático esperado es el valor de la expresión (3.23) al cuadrado, por lo tanto tenemos:

$$MSE = E[e[n]^2] \quad (3.24)$$

$$E[e[n]^2] = E[(d[n] - w[n]^T x[n])^2] \quad (3.25)$$

$$E[e[n]^2] = E[d[n]^2] - 2E[d[n]x[n]^T]w[n] + w[n]^T E[x[n]x[n]^T]w[n] \quad (3.26)$$

Tomando en cuenta que la función del error cuadrático de la expresión (3.26), está en función de los coeficientes o pesos del filtro adaptativo  $w[n]$ , por tanto se puede asegurar que tiene un mínimo global y no mínimos locales. Además se debe tomar en cuenta que los coeficientes deben moverse en la dirección de la pendiente decreciente, es decir que el gradiente de función de coste  $J(w[n]) = E[e[n]^2]$ , debe

ser negativa y a continuación se muestra el cambio de signo a la función de coste y reemplazando  $J(w[n])$  por  $E[e[n]^2]$ , aquí se muestra en la expresión (3.27).

$$-J(w[n]) = -E[d[n]^2] + 2E[d[n]x[n]^T]w[n] - w[n]^T E[x[n]x[n]^T]w[n] \quad (3.27)$$

Ahora para sacar el gradiente de la función de coste que esta dado en la expresión (3.28), donde se introduce el diferencial Nabla  $\nabla$ , que ejecuta la diferenciación respecto a cada uno de los elementos del vector de pesos  $w[n]$ .

$$\nabla_{w[n]} = \left[ \frac{\partial}{\partial w_1[n]}, \frac{\partial}{\partial w_2[n]}, \dots, \frac{\partial}{\partial w_{N-1}[n]} \right] \quad (3.28)$$

Ahora sacando el gradiente a cada término de la función de coste tenemos la expresión (3.29).

$$\nabla_{w[n]} \{-J(w[n])\} = \nabla_{w[n]} \{-E[d[n]^2]\} + \nabla_{w[n]} \{2E[d[n]x[n]^T]w[n]\} - \nabla_{w[n]} \{w[n]^T E[x[n]x[n]^T]w[n]\} \quad (3.29)$$

Resolviendo el gradiente anterior tenemos la expresión (3.30).

$$-\nabla_{w[n]} J(w[n]) = 2E[d[n]x[n]^T] - 2E[x[n]x[n]^T]w[n] \quad (3.30)$$

Ahora en la expresión (3.30), se podría estimar siempre y cuando se tenga un gran número de muestras para  $d[n]$  y para  $x[n]^T$ . En el algoritmo LMS se utiliza una estimación cercana entre actualización de los pesos del filtro que nos será útil para encontrar el proceso de actualización de pesos, las aproximaciones son las siguientes:

$$E[d[n]x[n]^T] \approx d[n]x[n]^T \quad (3.31)$$

$$E[x[n]x[n]^T] \approx x[n]x[n]^T \quad (3.32)$$

Por lo que la fórmula (3.30) se simplifica a:

$$-\nabla_{w[n]} J(w[n]) = 2d[n]x[n]^T - 2x[n]x[n]^T w[n] \quad (3.32)$$

Por lo tanto ahora se introduce una fórmula para actualizar los pesos de manera iterativa, y dependiente de un parámetro de velocidad de convergencia  $\mu$ , que es un parámetro de paso en el que se mueven los  $w[n]$ , en la superficie de error, teniendo un  $w[n+1]$  para el vector de pesos actual, y  $w[n]$  para el vector de pesos anterior y por ende de la función de coste  $-\nabla_{w[n]}J(w[n])$ , a continuación se presenta la fórmula (3.33) que de forma iterativa actualiza los pesos del filtro:

$$w[n+1] = w[n] + \frac{\mu}{2} (-\nabla_{w[n]}J(w[n])) \quad (3.33)$$

Sustituyendo:

$$w[n+1] = w[n] + \frac{\mu}{2} (2d[n]x[n]^T - 2x[n]x[n]^T w[n]) \quad (3.34)$$

Agrupando:

$$w[n+1] = w[n] + \mu x[n] (d[n] - x[n]^T w[n]) \quad (3.35)$$

Sustituyendo la expresión del error (3.23), en la (3.35), obtenemos la expresión (3.36) de actualización de pesos para cualquier instante n, la misma que se implementará en un algoritmo en el ordenador.

$$w[n+1] = w[n] + \mu x[n] e[n] \quad (3.36)$$

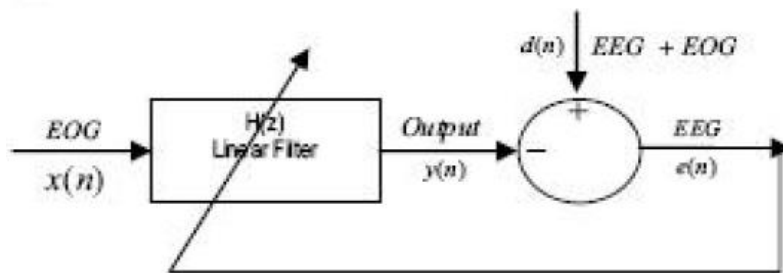
### 3.5.3 ALGORITMO DE APRENDIZAJE DE UN FILTRO ADAPTATIVO

Ahora se presenta el algoritmo de aprendizaje de un sistema adaptativo:

1. Inicializar de forma aleatoria los pesos o caso contrario inicializar con cero.
2. Elegir un valor  $\mu$
3. Calcular la salida  $y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} w_k[n] x[n-k] = w^T[n] x[n]$
4. Calcular el error  $e[n] = d[n] - y[n]$
5. Actualizar los pesos con la función de coste elegida  
 $w[n+1] = w[n] + \mu e[n] x[n]$
6. Repetir el número de veces desde el punto 3.

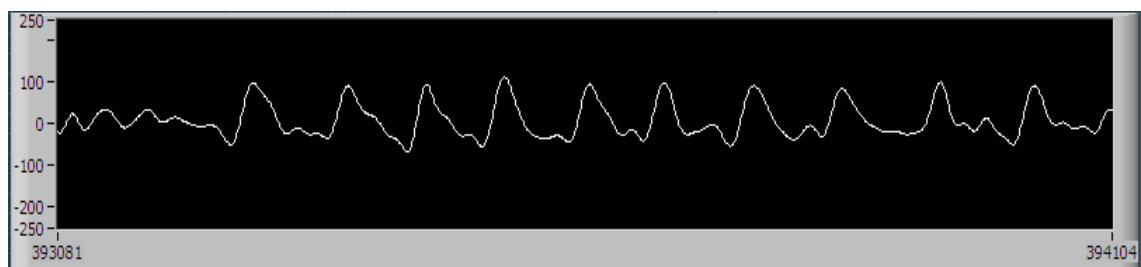
### 3.5.4 IMPLEMENTACION DEL FILTRO ADAPTATIVO EN LABVIEW

Se implementa en labVIEW, el algoritmo del filtro adaptativo y a continuación presentamos, la topología en la figura 3.15 que tiene las señales de entrada al mismo que han sido adquiridas por los canales de amplificación y filtrado para obtener las señales de EOG y la del EEG, que nos servirán de entradas al filtro adaptativo para eliminar los artefactos oculares que se infiltran a la señal EEG.

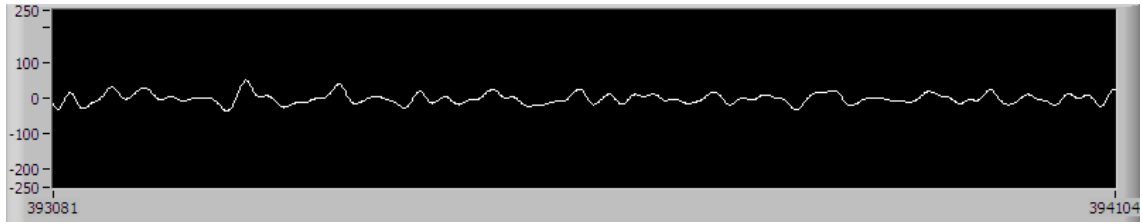


**Figura 3.15:** Estructura de un filtro adaptativo para registros EEG.

El filtro adaptativo que se implementó en labview se realizó con un coeficiente, ya que nos dio mayor velocidad de adaptación de la señal deseada que es la señal  $EEG = d[n]$  con la señal de entrada de  $EOG = x[n]$ , y con un  $\mu = 5.10^{-6}$ , el algoritmo implementado fue tal como se explica se el punto (3.5.3), a continuación se muestra figura 3.16 de la señal de entrada de EEG con artefactos oculares, cabe destacar que la señal de EOG es la que produce los picos que se observan que suman a la señal EEG de la figura 3.16, la señal filtrada se aprecia en la figura 3.18 donde vemos que se eliminan completamente los artefactos oculares.



**Figura 3.16:** Señal de entrada EEG contaminada de artefactos oculares.



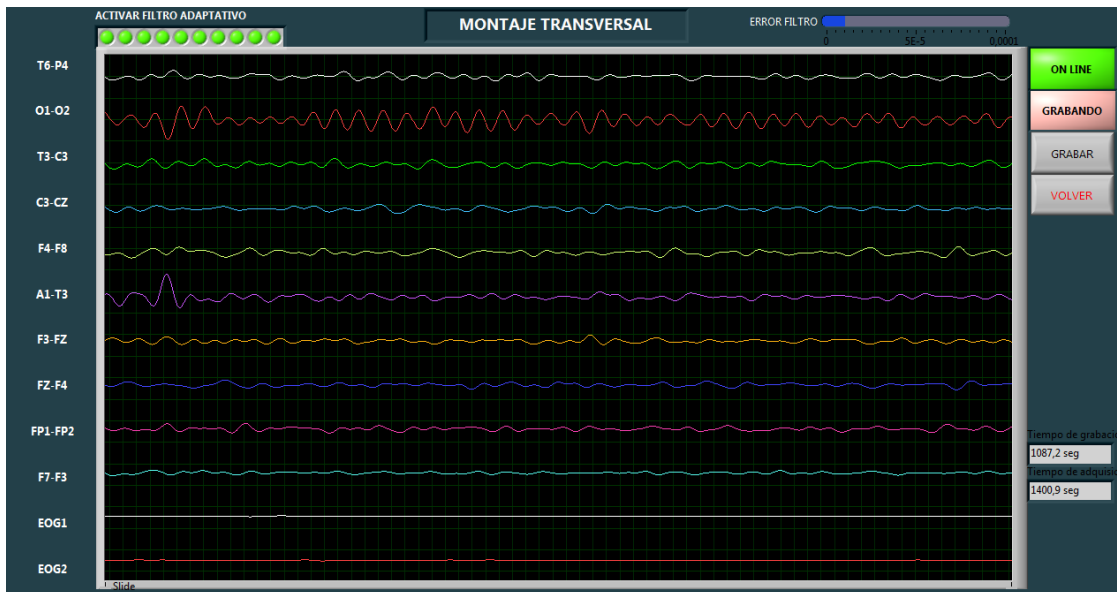
**Figura 3.17:** Señal de salida EEG filtrada los artefactos oculares.

### 3.6. ANÁLISIS TEMPORAL

El análisis temporal obtenida de la señal del EEG trata en obtener las amplitudes de la señal EEG, y su forma, es decir los cambios drásticos de amplitud. Que a continuación se va a detallar sus amplitudes. La ganancia total según el capítulo 2 para una señal EEG es de 19942 veces o 85.99dB.

La precisión del equipo es de 0.24uV, en la configuración para medir señales EEG, por tanto tenemos un rango de medida de la señales de 0,24uV a 251uV pico-pico.

A continuación se muestra en la figura 3.18 un registro realizado del EEG donde se observa la grafica amplitud vs tiempo:



**Figura 3.18:** Amplitud de la señal EEG.

### 3.7. ANÁLISIS ESPECTRAL

Ahora se realiza un análisis del espectro de las señales EEG con la utilización del algoritmo FFT para la obtención del espectro y su posterior análisis.

#### 3.7.1 ESPECTRO DE UNA SEÑAL

El espectro de una señal representa a cada frecuencia contenida en la señal y su intensidad respectiva, viene dada por una función matemática que nos informa de cómo está distribuida la potencia o la energía dependiendo del tipo de dicha señal en función de la frecuencia.

#### 3.7.2 TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA DE UNA SEÑAL (DFT)

La transformada de Fourier discreta, designada con frecuencia por la abreviatura DFT y en ocasiones se denomina transformada de Fourier finita, es una transformada de Fourier ampliamente empleada en tratamiento de señales y en campos afines para analizar las frecuencias presentes en una señal muestreada. La transformada de Fourier discreta puede calcularse de modo muy eficiente mediante el algoritmo FFT. En la siguiente expresión (3.37), explica la transformada DFT de una señal.

$$F[k] = \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} f(x) e^{-j\frac{2\pi}{N}kx} \quad \text{Donde } k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3.37)$$

#### 3.7.3 TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER

La transformada rápida de Fourier (FFT), constituye uno de los mayores desarrollos en la tecnología del tratamiento de cualquier tipo de señal. La importancia del uso de la FFT, se explica a continuación: La aplicación directa de la DFT resultaría tedioso, por ejemplo la implementación de la expresión (3.37) involucra un número de sumas y multiplicaciones complejas que es proporcional a  $N^2$ , esto se puede apreciar fácilmente ya que se requieren  $N$  multiplicaciones complejas de  $f(x)$  con  $e^{-j\frac{2\pi}{N}km}$  y de  $N-1$  para las sumas complejas de la sumatoria para obtener el resultado. El procedimiento de descomposición se denomina Algoritmo de Transformada Rápida de Fourier (FFT) y permite reducir el número de sumas y multiplicaciones a un valor proporcional a  $N \log_2 N$ . A continuación mediante un tratamiento a la fórmula de la

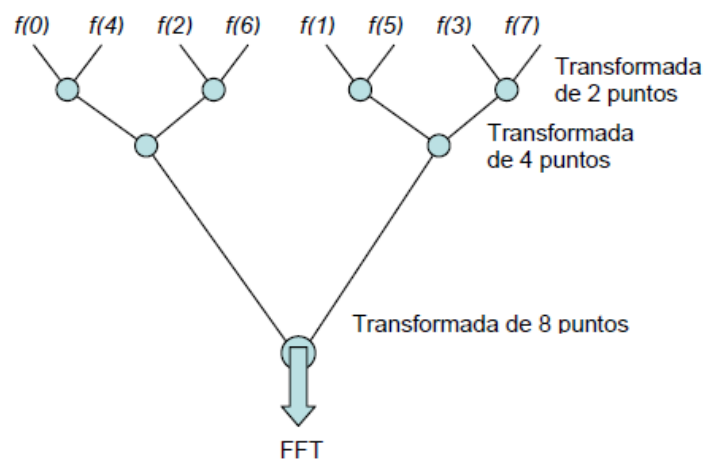
DFT normal de la expresión (3.37), se divide en dos DFT de la misma señal, una para las muestras pares y la otra para las muestras impares de la señal, obteniendo las fórmulas (3.37), (3.38) y (3.39) que utiliza la FFT para el cálculo de la DFT, se debe tomar en cuenta que  $N$  debe ser de la forma  $2^n$ . [14]

$$F_{par}[k] = \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{\frac{N}{2}-1} f(2x) e^{-j\frac{2\pi}{N}k(2x)} \quad (3.37)$$

$$F_{impar}[k] = \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{\frac{N}{2}-1} f(2x+1) e^{-j\frac{2\pi}{N}k(2x+1)} \quad (3.38)$$

$$F[k] = \frac{1}{2} [F_{par}[k] + F_{impar}[k]] \quad (3.39)$$

El proceso que realiza la FFT se muestra en la figura 3.19, se parte de una señal con  $N$  puntos, a continuación se divide en dos señales de  $N/2$  puntos la primera señal está formada por muestras pares y la segunda por las impares, donde se realiza la descomposición de la transformada DFT y se reduce en otras señales más simples y éstas a su vez hasta llegar a transformadas de 2 elementos donde  $x$  puede tomar los valores 0 y 1. Una vez resueltas las transformadas más simples, mediante las fórmulas (3.37), (3.38) y (3.39), hay que agrupar los resultados en otras de nivel superior que deben resolverse de nuevo con las mismas fórmulas y así sucesivamente hasta llegar al nivel más alto. Al final de este proceso, los resultados obtenidos deben reordenarse, y se aprecia que éste sigue una regla simple y se trata de una reversión de los bits, que identifican a cada muestra. [11]



**Figura 3.19:** Algoritmo FFT para el cálculo de la DFT en forma eficiente.



### 3.8. SOFTWARE DE INTERFAZ DE USUARIO

El software de DSP para la implementación de los filtros digitales y el entorno con el usuario se detalla a continuación.

#### 3.8.1 ENTORNO LABVIEW

*LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) es un lenguaje de programación gráfico para el diseño de sistemas de adquisición de datos, instrumentación y control. LabVIEW permite diseñar interfaces de usuario mediante una consola interactivo basado en software, es a la vez compatible con herramientas de desarrollo similares y puede trabajar con programas de otra área de aplicación, como por ejemplo Matlab. Tiene la ventaja de que permite una fácil integración con hardware, específicamente con tarjetas de medición, adquisición y procesamiento de datos (incluyendo adquisición de imágenes)<sup>13</sup>.*

Posee varias ventajas para el desarrollo de aplicaciones como por ejemplo:

- El tiempo de desarrollo se reduce al menos de 4 a 10 veces, por ser muy intuitivo y fácil de aprender.
- Ofrece gran versatilidad al sistema, permitiendo cambios y actualizaciones tanto del hardware como del software.
- Con un único entorno se integran las funciones de adquisición, análisis y presentación de datos.
- Trabaja bajo un compilador gráfico para lograr la máxima velocidad de ejecución posible.
- Tiene la posibilidad de incorporar aplicaciones escritas en otros lenguajes.

Los programas desarrollados mediante LabVIEW se denominan Instrumentos Virtuales (VIs), porque su apariencia y funcionamiento imitan los de un instrumento real. Sin embargo son análogos a las funciones creadas con los lenguajes de programación convencionales. Los VIs tienen una parte interactiva con el usuario y otra parte de código fuente, y aceptan parámetros procedentes de otros VIs.

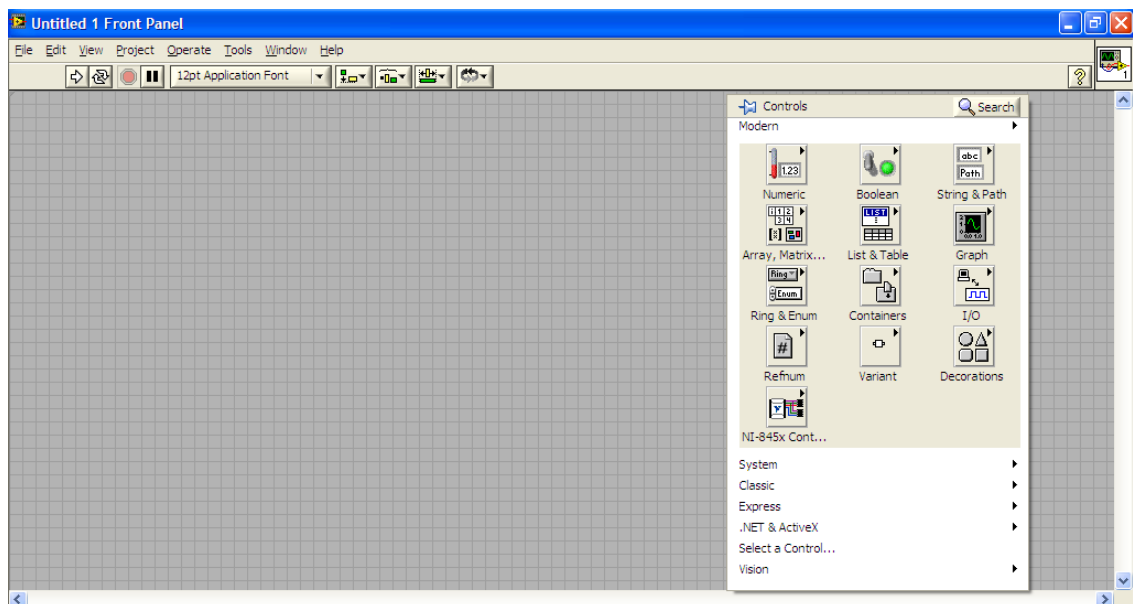
---

<sup>13</sup> Tomado de: TUTORIAL DE LABVIEW, Universidad Distrital "Francisco Jose de Caldas"

Todos los VIs tienen un panel frontal y un diagrama de bloques. Las paletas contienen las opciones que se emplean para crear y modificar los VIs.

### Panel Frontal

Es la interfaz gráfica con el usuario, recoge los datos de entradas y presenta las salidas. Un panel frontal puede estar formado por botones, pulsadores, gráficos, etc. Los controles e indicadores pueden ser del tipo numérico, booleano, texto, graficas, etc. La paleta de controles mostrada en la figura 3.20 se utiliza únicamente en el panel frontal que contienen todos los controles e indicadores para crear la interfaz con el usuario.



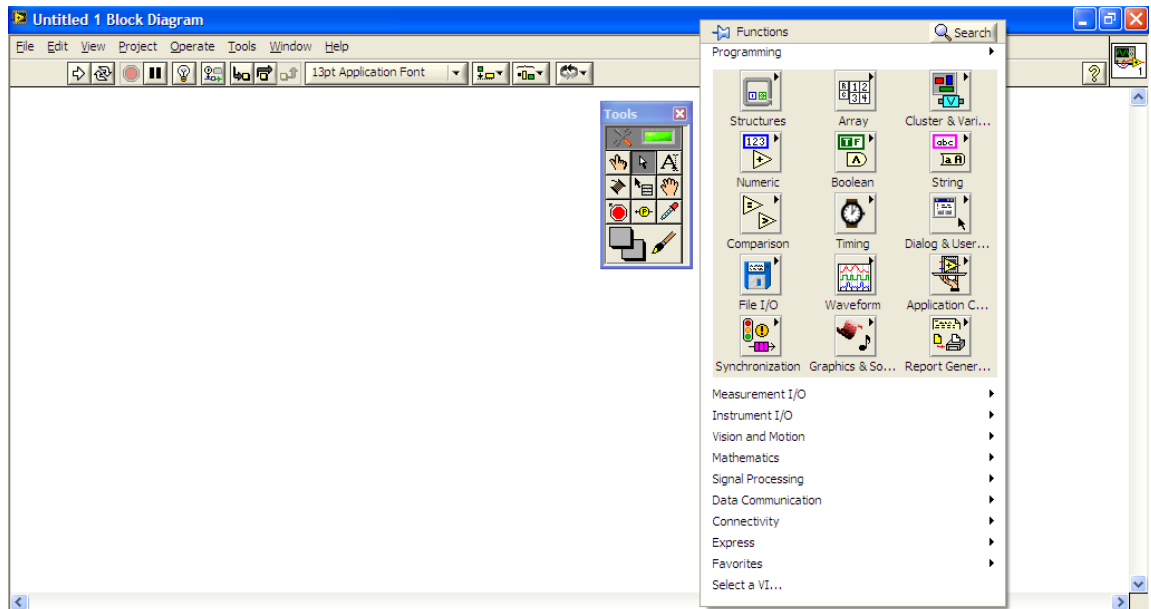
**Figura 3.20:** Paleta de controles y panel frontal.

### Diagrama de bloques

El diagrama de bloques constituye el código fuente del VI, es donde se realiza la implementación del programa para controlar o realizar cualquier procesamiento de las entradas y salidas que se crearon en el panel frontal.

Además, incluye nodos elementales funciones y estructuras, integradas en las librerías que incorpora el lenguaje G de LabVIEW. Los controles e indicadores que se colocaron previamente en el Panel Frontal, se materializan en el diagrama de bloques mediante los terminales.

La paleta de herramientas de la figura 3.21 se usa para editar y depurar los objetos en el panel frontal como en el diagrama de bloques. Mientras que la paleta de funciones se emplea en el diseño del diagrama de bloques, contiene funciones aritméticas, de entrada/salida de señales, entrada/salida de datos a fichero, adquisición de señales, temporización de la ejecución del programa, etc.



**Figura 3.21:** Diagrama de bloques, paleta de herramientas y paleta de funciones.

### SubVIs

Un subVI hace referencia a un VI dentro del cual se establece un algoritmo de programación para que trabaje dentro de un VI principal, este subVI se puede configurar para que tenga la presentación que el programador establezca en la figura 3.22 se muestra dos ejemplos de lo mencionado.

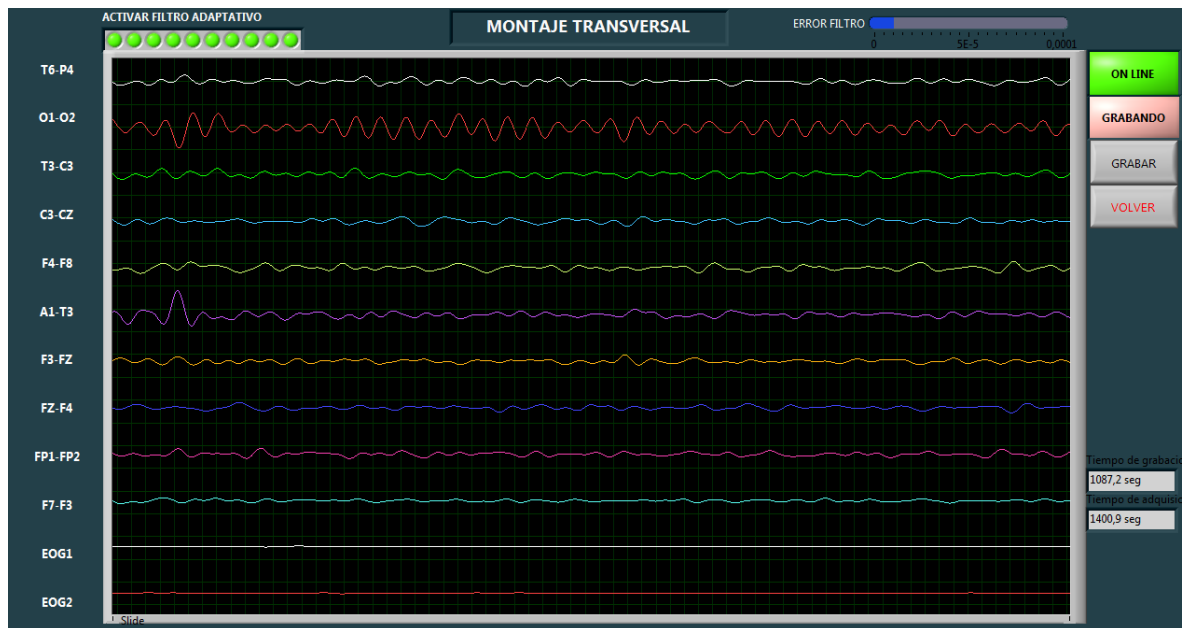


**Figura 3.22:** Ejemplos de presentación de subVIs en el diagrama de bloques.

### 3.8.2 INTERFAZ DE ADQUISICIÓN, FILTRADO Y ALMACENAMIENTO DE DATOS

En la figura 3.23 se muestra el entorno de visualización de las señales electroencefalográficas en donde se presentan las señales adquiridas por el

microcontrolador que son diez señales de EEG y dos señales EOG; además de las opciones guardar datos, tiempos de adquisición y tiempo de grabado de datos.



**Figura 3.23:** Interfaz de visualización de señales configuración montaje transversal.

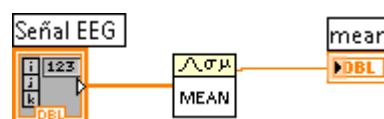
El VI consta de varias etapas las cuales se expondrán en forma general las más principales mostradas en la figura 3.24.



**Figura 3.24:** Bloques principales de programación.

### Filtro Estadístico

El subVI *Promed* de la figura 3.24 hace referencia a un filtro estadístico visto en el punto 3.2 se lo implementa en labVIEW mediante el ícono de media, que realiza el promedio a dos señales consecutivas; a continuación en la figura 3.25 se muestra el VI implementado en labVIEW.



**Figura 3.25:** Media de dos muestras consecutivas en LabVIEW.

## **Coeficientes FIR**

*Coef. FIR* es un subVI referido al cálculo de los coeficientes del filtro FIR con el procedimiento visto en el punto 3.3.4 en donde se obtiene un filtro pasa banda de orden 151 con frecuencia de corte inferior y superior definidas por el usuario, utiliza una ventana de hamming para el cálculo.

## **Estructura FIR**

El bloque *FIR* contiene el algoritmo de la estructura del filtro, vista en la figura 3.24, en donde los parámetros de ingreso son los coeficientes del bloque *Coef. FIR* y las señales de los doce canales obtenida del bloque *Promed.*

## **Filtro adaptativo**

Consta de un filtro adaptativo de un peso con algoritmo de entrenamiento LMS vistos en el punto 3.5, que permite eliminar artefactos oculares que se introducen en las mediciones de EEG.

## **Almacenamiento de datos**

*Datos* es un bloque que permite guardar los datos de las señales provenientes de las etapas de filtrado digital y filtrado adaptativo. Éste subVI crea dos archivos con extensión \*.dat cuyos nombres corresponden a *NOMBRE DEL PACIENTE\_FECHA* senal.dat y *NOMBRE DEL PACIENTE\_FECHA* config.dat, en donde se encuentran las señales EEG y su tipo de montaje en el paciente respectivamente.

### **3.8.3 INTERFAZ DE LECTURA DE DATOS Y ANÁLISIS ESPECTRAL**

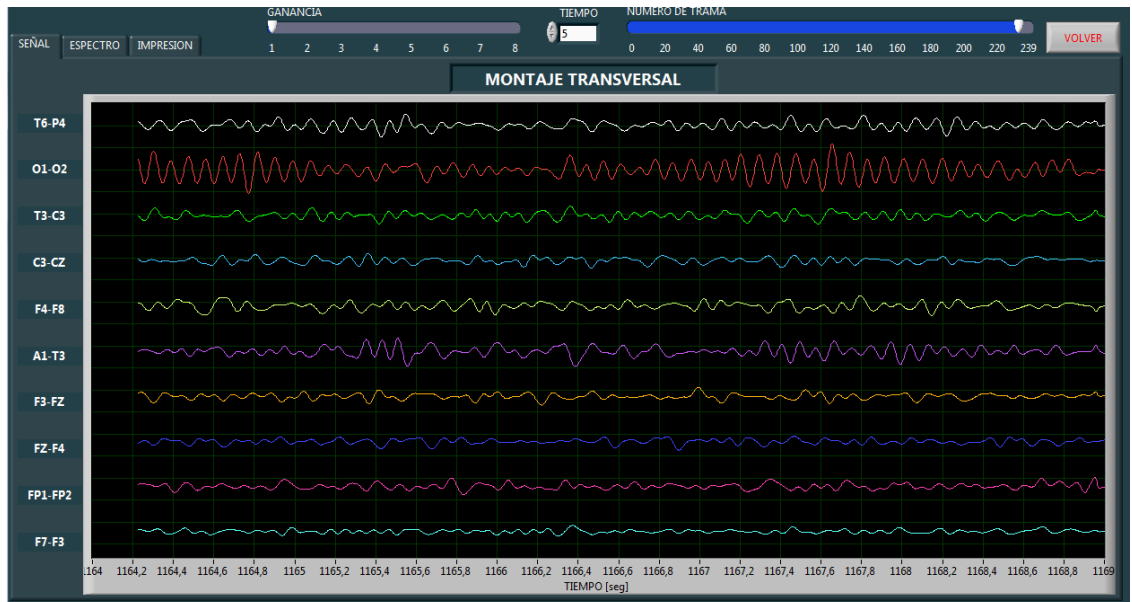
El funcionamiento de la interfaz de lectura de datos y análisis espectral se desarrolla en tiempo diferido, es decir toma los datos de los archivos generados por el VI de adquisición para procesarlos.

Esta interfaz consta de tres etapas o pestañas:

- Señal
- Espectro
- Impresión

## Señal

La figura 3.26 presenta la pestaña *SEÑAL* en donde se muestra las diez señales EEG con la opción de visualización en tramas de tiempo definidas por el usuario, consta además de una barra o slide que permite desplazar el tiempo en las distintas tramas para su visualización.

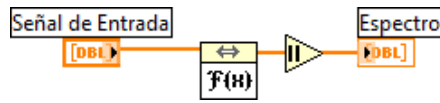


**Figura 3.26:** Interfaz de lectura de datos pestaña *SEÑAL*.

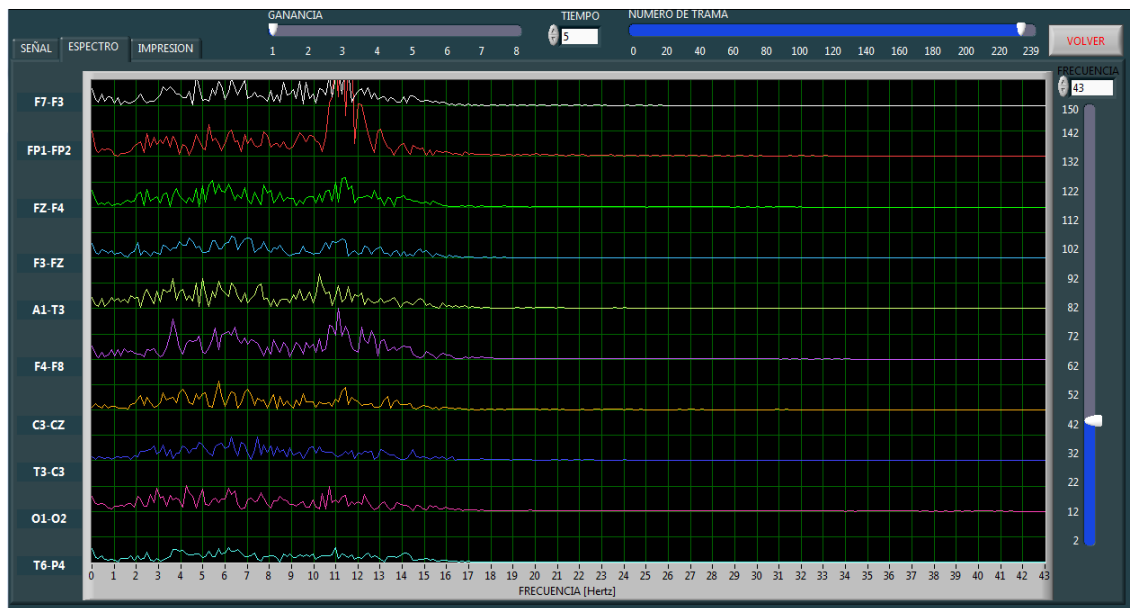
## Espectro

El panel de la figura 3.28 muestra el espectro de la señal en base a la transformada FFT explicada en el punto 3.5.3, donde el espectro es evaluado de las tramas de tiempo controladas por la barra numérica horizontal; mientras mayor sea el tiempo de trama mayor será la cantidad de puntos que se evaluarán en la transformada FFT, por ende la resolución del espectro también será mayor. La barra numérica vertical establece la frecuencia de visualización del eje x de la gráfica permitiendo expandir el eje hasta una visualización óptima de la gráfica.

A continuación se muestra el algoritmo implementado en labVIEW para obtener el espectro de la señal de un canal.



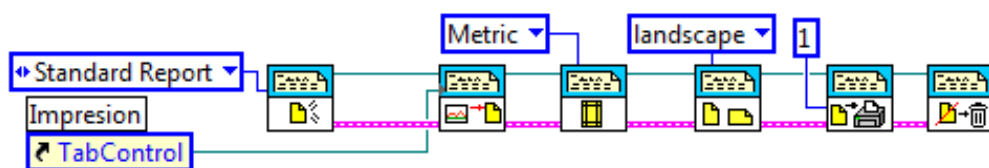
**Figura 3.27:** Algoritmo FFT para el cálculo de la transformada discreta de Fourier.



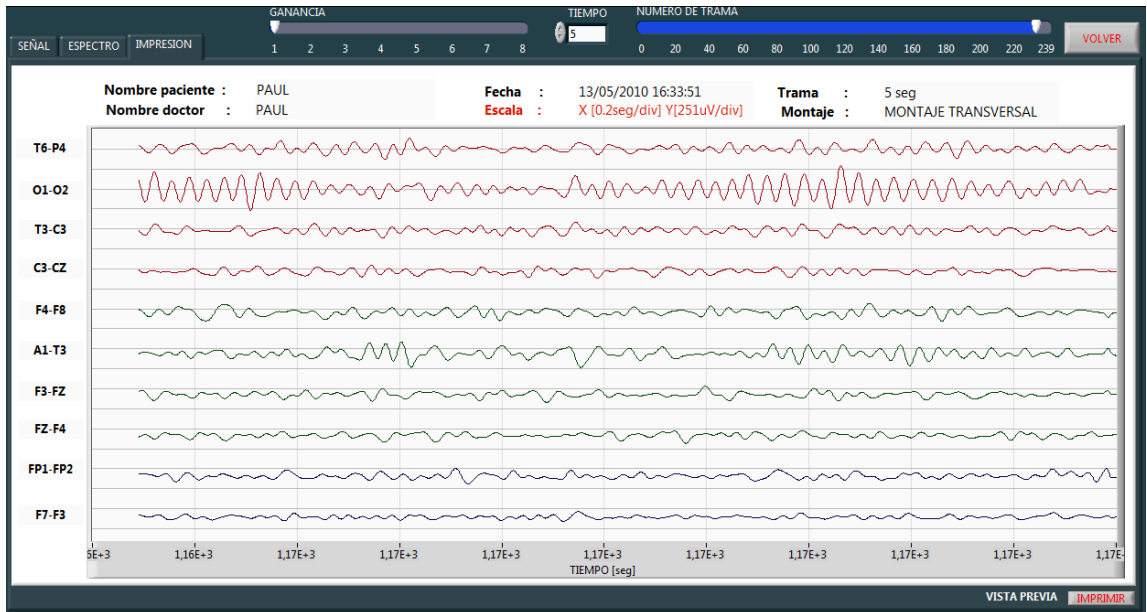
**Figura 3.28:** Interfaz de lectura de datos pestaña ESPECTRO.

## Impresión

En la pestaña *IMPRESIÓN* se encuentra la vista previa de las señales EEG mostradas en la figura 3.30, en donde se implementó un vínculo con la impresora predeterminada de Windows mediante la generación de un reporte en labVIEW para realizar la impresión de un archivo como se presenta en la figura 3.29.



**Figura 3.29:** Configuración para la impresión de un reporte en LabVIEW.



**Figura 3.30:** Interfaz de lectura de datos pestaña IMPRESION.



# **CAPITULO 4**

## **PRUEBAS Y RESULTADOS**

## **INTRODUCCIÓN**

En este capítulo se ilustra las normas de seguridad necesarias que debe tener un equipo EEG para el registro de señales cerebrales, con el fin de precautelar la salud del paciente, para cumplir con las normas de seguridad eléctrica se utilizó la norma IEC60601-1, para las corrientes de fuga del equipo hacia el paciente, las mismas que se verificaron en el laboratorio de la Universidad Politécnica Salesiana, también se ilustran las especificaciones técnicas del equipo como su ancho de banda, tipo de filtro implementado, características del tratamiento digital de señales en labVIEW, entre otras.

Además se indica el análisis de los registros EEG realizados a los pacientes, la comparación de resultados, así como la validación del equipo, luego se implementa un análisis económico breve del costo del prototipo EEG.

## **4.1. NORMAS DE SEGURIDAD DEL EQUIPO**

Existen una variedad de tipos de normas de seguridad para los equipos de electromedicina, algunas recomendaciones de diseño no son obligatorias, sin embargo existen normas de seguridad obligatorias como lo es la norma de protección eléctrica que debe tener el paciente.

Se ha decidido adoptar las recomendaciones de diseño de AAMI (Asociación para el Avance de la Instrumentación Médica), ya que estas normas han sido adoptadas por organizaciones que regulan las entidades de salud. Se ha tomado la norma IEC 60601-1 (International Electrotechnical Commission - General Requirements for Safety), con el objetivo de evitar que cualquier circuito eléctrico sea defectuoso y vaya a afectar la salud del paciente.

AAMI, es una organización que desarrolla una serie de estándares para el etiquetado, colores, seguridad y el rendimiento que debe cumplir un equipo.

## **4.2. RECOMENDACIONES DE DISEÑO DE LA AAMI**

Las recomendaciones para el prototipo EEG, son necesarias e indispensables para obtener un equipo registrador de una buena calidad.

### **4.2.1 ANCHO DE BANDA**

El ancho de banda del EEG esta diseñado para el rango de 0.159Hz a 100Hz, como se detalló en el punto 2.6.8. En este rango la banda pasante es plana y decae 80dB por década en la banda de rechazo.

### **4.2.2 IMPEDANCIA DE ENTRADA**

La impedancia de entrada entre cualquier electrodo y tierra debe ser mayor a  $5M\Omega$ . Este valor es adecuado para obtener una señal sin distorsión siempre y cuando el valor de la impedancia entre la piel y el electrodo sea menor a  $30\Omega$ . Al implementar los amplificadores operacionales constituidos por FET como lo es el TL084, explicados en el punto 2.4.2.2. La impedancia de entrada de estos amplificadores esta en el rango de  $10^{12}\Omega$ , con lo que vemos que supera fácilmente a lo mínimo estipulado, garantizando una alta impedancia de entrada.

### 4.2.3 RANGO DINAMICO DE ENTRADA

El electroencefalógrafo diseñado es capaz de responder a voltajes diferenciales de 0.24uV a 251uV, detallados en el punto 3.4.

### 4.2.4 GANANCIA

El electroencefalógrafo tiene una ganancia de 19942 veces o 85.99dB, como se detalló en el punto punto 3.4.

A continuación en la tabla 4.1 se resume todas las ganancias de cada una de las etapas anteriormente expuestas.

ETAPA	GANANCIA LINEAL	GANANCIA EN dB
Instrumentación	12,22	21.74
Amplificación	83.33	38.41
Filtro Pasa alto	0.98	-0.83
Filtro Notch	1.00	0
Amplificador Sumador	10	20
Optoacoplamiento	2	6.02
Filtro Antialias	1.077	0.65
<b>Ganancia total</b>	<b>19942</b>	<b>85.99</b>

**Tabla 4.1:** Detalle de ganancias del EEG.

### 4.2.5 FACTOR DE RECHAZO A MODO COMUN

Se recomienda como mínimo sea de 100dB, para cumplir con este requerimiento se ha implementado el amplificador de instrumentación AD620AN detallado en el punto 2.5, que trata de un amplificador de instrumentación diseñado específicamente para aplicaciones biomédicas, este amplificador garantiza como mínimo un factor de rechazo a modo común de 100dB.

#### **4.2.6 PROTECCION DEL PACIENTE**

Se debe proteger al paciente u operador de flujos de corriente mayores a 20uA de cualquier electrodo a tierra física, por medio de un sistema de aislamiento o el uso de baterías. Se optó por realizar el aislamiento al paciente mediante las baterías recargables de 12Vdc.

#### **4.3 REQUERIMIENTOS DE LAS NORMAS IEC**

La Norma IEC 60601-1, tiene los criterios de seguridad eléctrica que son comúnmente aplicados internacionalmente. La mayoría de los países han adoptado estas normas IEC. Las pruebas de seguridad eléctrica establecida en esta norma verifican que el equipo esté en correspondencia con las regulaciones y requerimientos establecidos por la IEC, para salvaguardar la salud de los pacientes. Las fallas comunes que se presentan son: Las corrientes de fuga, mal aislamiento de conductores, estas fallas se las pueden prevenir realizando pruebas de seguridad eléctrica y calibraciones de los equipos que garanticen la seguridad para el paciente así como para el que opera el equipo.

##### **4.3.1 REQUERIMIENTOS DE SEGURIDAD DE LA NORMA IEC**

Existen cuatro pruebas de seguridad eléctrica que definen la IEC, y esta incluye:

- Verificación de Tierra de protección
- Rigidez dieléctrica
- Alta resistencia
- Fugas de corriente

Ahora cabe recalcar que se menciona a continuación las tres primeras normas IEC para la seguridad de un equipo electromédico, pero no se han realizado las pruebas de laboratorio para la verificación de las mismas, debido a que en la etapa de amplificación de la señal de EEG, esta totalmente aislada del circuito de envío de datos hacia el computador, mediante un circuito de aislamiento que se consigue con el optoacoplador PC817, circuito descrito en el punto 2.6.5, por ende se garantiza el

aislamiento del paciente a la red eléctrica cumpliendo con la normativa IEC, y con esta sencilla y económica solución se cumplen los parámetros relacionados con verificación de tierra de protección, rigidez dieléctrica, alta resistencia y fuga a tierra especificado en la recomendación IEC 60601-1.

#### **4.3.1.1 VERIFICACIÓN DE TIERRA DE PROTECCIÓN**

Esta es una prueba en la que se basa en pasar corriente eléctrica a través de la línea de tierra física hacia el chasis del equipo, con el objetivo de asegurar una conexión tierra-chasis robusta, en ese instante se mide el voltaje entre la fuente de corriente y el chasis. La resistencia resultante del sistema de tierra debe ser menor a  $0.1 \Omega$ , y esta resistencia se la calcula mediante la ley de Ohm.

#### **4.3.1.2 RIGIDEZ DIELECTRICA**

Es una prueba de rigidez dieléctrica que aplica alto voltaje AD o DC al ingreso de la línea de alimentación eléctrica, para asegurar que no exista un arco eléctrico entre la tierra y la línea de alimentación. La norma requiere que el equipo soporte 1250VRMS a 60Hz por un minuto.

#### **4.3.1.3 ALTA RESISTENCIA**

Es una prueba volto-amperométrica de aislamiento usando una fuente DC de alto voltaje, en la cual se aplica un voltaje de 1000Vdc a los pines de alimentación común de los amplificadores operacionales y se mide la corriente de estado estacionario este valor debe ser menor a 1nA.

#### **4.3.1.4 FUGAS DE CORRIENTE**

En cuanto a las pruebas de fuga de corriente, existen cuatro tipos definidos por la IEC, y estos son:

- Fuga de paciente.

- Fuga auxiliar de paciente.
- Fuga a tierra.
- Fuga por toque de chasis.

A continuación se detallan cada una de ellas.

#### 4.3.1.4.1 FUGA DE PACIENTE

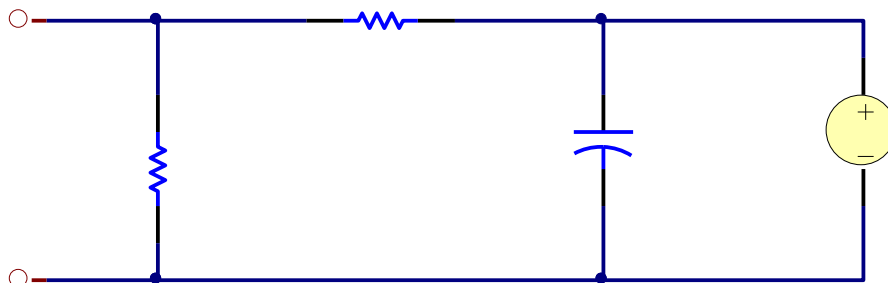
Es la corriente que circula desde las partes aplicables hacia tierra a través del paciente o desde el paciente a tierra a través de una parte aplicable.

#### 4.3.1.4.2 FUGA AUXILIAR DE PACIENTE

Es la corriente que fluye en el paciente en uso normal entre las partes aplicadas y que no están destinadas a producir un daño fisiológico.

#### 4.3.1.4.3 FUGA A TIERRA

Es la prueba más común y es básicamente la corriente de retorno que fluye a través de la conexión de tierra del cable de alimentación. Esto se mide abriendo la conexión a tierra, insertando un circuito que simula la impedancia del cuerpo humano como el visto en la figura 4.1 y se mide el voltaje RMS existente.



**Figura 4.1:** Circuito equivalente impedancia cuerpo humano, según la norma IEC60601-1

#### **4.3.1.4.4 FUGA POR TOQUE DE CHASIS**

La prueba de fuga de corriente hacia el chasis simula el efecto de una persona, que toca partes metálicas expuestas de un producto y determina si dichos niveles de corriente que llegarían a circular por el cuerpo del mismo, se encuentra o no por debajo del nivel de seguridad permitido. Esto se realiza energizando el producto a probar, entonces se miden las fugas de corriente de cualquier parte metálica expuesta en el chasis en varias condiciones de fallo como por ejemplo una falla de tierra. Según la norma IEC 60601-1, señala los límites de corriente de fuga permitidos es de: 1mA para fuga de tierra, 50uA para fuga auxiliar de paciente y 500uA para fuga por toque de chasis.

#### **4.4. PRUEBAS DE LABORATORIO DE SEGURIDAD DE LA NORMA IEC 60601-1**

Estas pruebas de seguridad, se realizaron en el laboratorio de la Universidad Politécnica Salesiana Sede Cuenca, en los laboratorios de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, permitiendo verificar que el equipo este dentro de los parámetros estipulados en la norma IEC 60601-1, y no sea perjudicial al paciente cuando use el equipo registrador en condiciones normales y de falla. A continuación se detallan las pruebas de medición de corriente de fuga, cabe recalcar que se han tomado cuatro electrodos para las pruebas, que son: EOG1, EOG2, COM y REF, Esto debido a que los demás canales del EEG poseen las mismas características de diseño y aislamiento, además las mediciones se realizaron con un multímetro digital TRUE RMS(Valor Verdadero RMS), para obtener valores certeros de las pruebas realizadas.

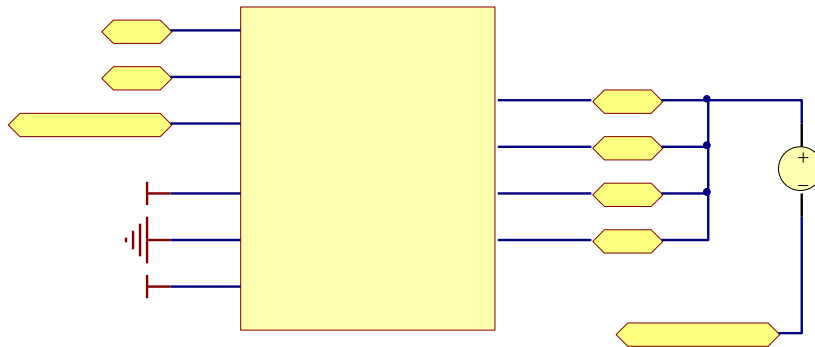
##### **4.4.1 CORRIENTE DE FUGA DE PACIENTE**

Es la corriente que circula desde la parte aplicable a tierra a través del paciente o desde el paciente a tierra a través de una parte aplicable.

A continuación se muestra el circuito realizado para las mediciones de corriente de fuga del paciente, donde se observa que el equipo EEG, está conectado a la



alimentación de 110V, para la fuente de las tarjetas del filtro antialias, además se conectó las baterías para la etapa de adquisición y amplificación de la señal. Al tener las conexiones listas se midió la corriente con el amperímetro como muestra en la figura 4.2. Cabe señalar que tierra física es la del laboratorio y no la de las baterías.



**Figura 4.2:** Circuito para la medición de corriente de fuga, con todos los electrodos unidos.

Los valores medidos se lista en la Tabla 4.2:

RESPECTO A TIERRA.	CORRIENTE DC uA.	CORRIENTE AC uA.
EOG1, EOG2, COM y REF Unidos.	0.2	0.3
Terminal de Tierra equipo	1.2	36.7

**Tabla 4.2:** Prueba de corriente de fuga del paciente.

A continuación se muestra la grafica 4.3 del equipo sujeto a las mediciones de corriente de fuga.



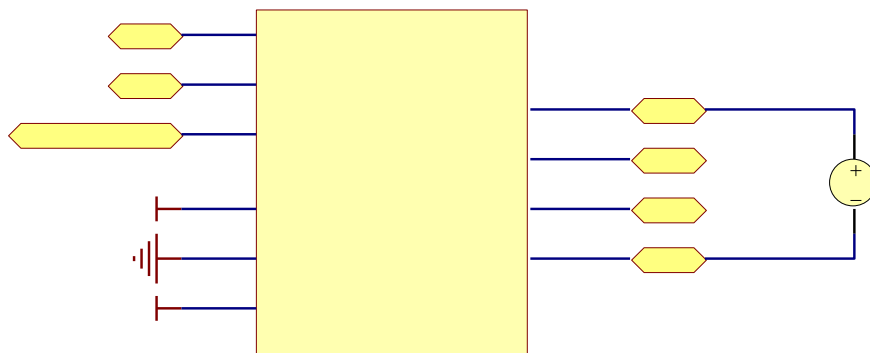
**Figura 4.3:** Mediciones para la prueba de corriente de fuga.

Los valores de la tabla 4.2, podemos observar que están muy por debajo de los valores máximos según la normativa IEC 60601-1, donde recomienda como máximo puede circular 1mA en corriente de fuga.

#### 4.4.2 CORRIENTE AUXILIAR DE PACIENTE

Es la corriente que circula en el paciente en utilización normal entre elementos de la parte aplicable y no destinados a producir un daño fisiológico.

A continuación se muestra el circuito implementado en la figura 4.4 para la medición de corriente auxiliar de paciente.



**Figura 4.4:** Circuito para la medición de corriente auxiliar de paciente.

Los valores medidos se lista en la Tabla 4.3:

ELECTRODOS	CORRIENTE DC $\mu\text{A}$	CORRIENTE AC $\mu\text{A}$
EOG1-EOG2	0.2	0.2
EOG1-COM	0.2	0.2
EOG2-COM	0.2	0.2
REF-EOG2	0.2	0.1
REF-EOG1	0.2	0.3
REF-COM	0.2	0.3

**Tabla 4.3:** Prueba de corriente de fuga auxiliar de paciente.

A continuación se muestra la grafica 4.5 del equipo sujeto a las mediciones de corriente auxiliar de paciente.



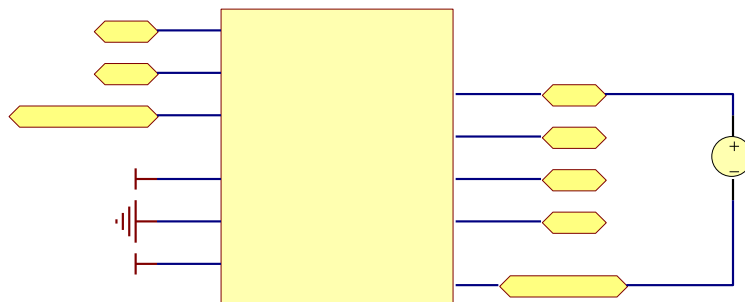
**Figura 4.5:** Medición para la prueba de corriente auxiliar de paciente.

Los valores de la tabla 4.3, podemos observar que están muy por debajo de los valores máximos según la normativa IEC 60601-1, donde recomienda como máximo puede circular 50uA en corriente de fuga auxiliar de paciente.

#### 4.4.3 CONDICION DE FALLA DE CARCASA

La única condición de falla que se puede dar en el equipo registrador, sería el contacto directo con la tierra de referencia flotante del mismo equipo, por lo cual se realizó la medición de cada una de las partes que se conectarían al paciente con respecto a la referencia de tierra equipo.

A continuación se muestra el circuito implementado en la figura 4.6 para la medición de corriente de falla de carcasa.



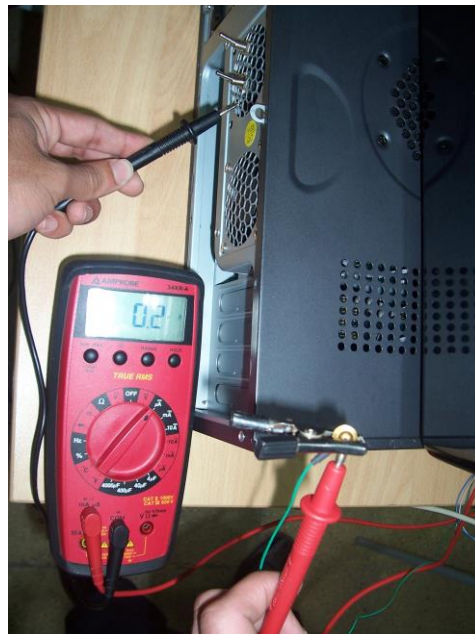
**Figura 4.6:** Circuito para la prueba de falla de carcasa.

Los valores medidos se lista en la Tabla 4.4:

ELECTRODO MEDIDO RESPECTO A TIERRA	CORRIENTE DC $\mu\text{A}$	CORRIENTE AC $\mu\text{A}$
EOG1, EOG2, COM y REF Unidos.	0.2	0.4
COM	0.2	0.3
REF	0.2	0.1
EOG1	0.2	0.3
EOG2	0.2	0.3

**Tabla 4.4:** Prueba de corriente de fuga de falla de carcasa.

A continuación se muestra la grafica 4.7 del equipo sujeto a las mediciones de corriente de falla de carcasa.



**Figura 4.7:** Medición para la prueba de falla de carcasa.

Los valores de la tabla 4.4, podemos observar que están muy por debajo de los valores máximos según la normativa IEC 60601-1, donde recomienda como máximo puede circular 500 $\mu\text{A}$  en corriente de falla de carcasa.

## **4.5 PRUEBAS DE REGISTRO EEG**

Aquí se muestran las pruebas realizadas a 4 personas que están con buena salud, en el anexo C1 se muestran los nombres de los voluntarios. Los registros se realizaron, en el consultorio de la Dra. Ana Vicuña con el objetivo de contrastar al equipo, y también se realizaron en el centro de Investigaciones de la Universidad Politécnica Salesiana. Estas pruebas son necesarias para ver la eficacia del equipo y realizar contrastes en los registros EEG interpersonales.

### **4.5.1 REGISTROS EEG INTERPERSONAL**

Ahora se trata de comparar la variación en amplitud y frecuencia de los registros EEG de varias personas, para ello se contó con la colaboración de 4 personas voluntarias, donde a todas se realizó la misma topología es decir la medición bipolar transversal de los diez canales, a todos los registros se implementó dos canales de medición EOG para la eliminación de artefactos oculares, además están con un filtro pasa banda de 3 a 15Hz.

En el Anexo C2 se puede observar que todos los registros se mantienen en un rango de 10-70uV pico-pico de la onda EEG, en cuanto al espectro de las ondas cerebrales podemos ver que todos lograron la activación del ritmo alfa al cerrar los ojos, sin embargo se observó que cada persona responde distintamente y esto depende del estado de ánimo en el que se encuentra y de la capacidad de relajamiento y la posibilidad de alcanzar otros tipos de onda como lo son los de baja frecuencia como por ejemplo las ondas delta y theta que solo se alcanzan en una profunda relajación o un sueño profundo. Además la frecuencia de la onda alfa en cada individuo fue distinta desde 10 a 12Hz. como lo muestran los espectros del canal O1-O2, en el Anexo C2.

## **4.6 VALIDACION DEL EQUIPO**

La validación del equipo la realizó la Tecnóloga Médica Ana Vicuña especialista en Electroencefalogramas. La prueba del equipo EEG, se realizó en su consultorio ubicado en la Torre Medica en la ciudad de Cuenca. En el Anexo C3, se menciona la certificación realizada para el equipo EEG.

## 4.7 ESPECIFICACIONES TECNICAS DEL EQUIPO

A continuación se presentan las especificaciones técnicas del equipo en las tablas 4.5 a 4.8.

MODULO DE COMUNICACION	
Normas de Seguridad	IEC 60601-1. (Seguridad General)
Enlace con el computador	USB 2.0 a 12MHz.
Dimensiones	41x35x13.5 cm.
Peso	6.5Kg Incluyendo los cables de conexión.
Alimentación	110Vac con optoaislamiento para baterías de 12 Vdc.

**Tabla 4.5:** Características del módulo de comunicación.

MÓDULOS DE EEG	
Número total de canales.	Modo diferencial 10 EEG y 2 EOG.
Impedancia de entrada.	$10^{12}\Omega$ .
Factor de rechazo a modo común.	> 100 dB.
Filtro común pasa-bajos.	15; 30; 50; 70 Hz.
Filtro común pasa-altos.	0.159 Hz, 0.5 Hz, 1.6 Hz.
Filtro antialiasing.	Butterworth 100Hz. con 80dB por década.
Filtro Notch.	60Hz.
Frecuencia de muestreo.	600Hz por canal.
Ganancia Total EEG	19942 veces o 85.99dB
Configuraciones de Ganancias	63 Con dip switch *Se debe Modificar el Software.
Precisión Conversión A/D.	10 Bits.
Adquisición.	Simultánea de 12 canales.
Optoaislación.	Mediante Optotransistor en relación 1:2.

**Tabla 4.6:** Modulo EEG.

SOFTWARE ENTORNO GRAFICO	
Plataforma de programación	En labVIEW 8.0.
Sistema Operativo	Windows XP, Windows 7.
Numero de Montajes Disponibles	Montaje Diferencial Longitudinal y transversal.
Base de datos de pacientes	Cantidad ilimitada.
Grabación.	Disco Duro.
Formato de grabación.	Páginas de longitud variable.
Revisión.	Páginas de longitud de 5seg en adelante.
Impresión.	De 5seg en adelante en formato horizontal a color.

**Tabla 4.7:** Software Entorno Grafico.

SOFTWARE DSP	
Filtro media estadístico.	Promedia 2 señales consecutivas.
Filtro pasa banda FIR 151 Taps.	Configurable entre el rango de: 0.159 a 100Hz.
Filtro Adaptativo	Algoritmo LMS, Filtro los Artefactos Oculares.
Espectro.	FFT de los 10 Canales, puede variar la longitud de trama y la frecuencia de visualización.

**Tabla 4.8:** Software implementado DSP.

#### 4.8 ANALISIS ECONOMICO DEL EQUIPO EEG

A continuación se detallan brevemente el costo del equipo desarrollado. En la tabla 4.9 se muestran todos los gastos realizados en hardware, donde se engloba a todos los componentes físicos del equipo EEG como son Resistencias, condensadores, amplificadores, optotransistores, cables, placas, electrodos, etc.

COSTO DE HARDWARE	
Componentes Electrónicos.	\$675
Placas PCB.	\$300
Baterías.	\$50
Carcasa y Fuente.	\$50
Electrodos.	\$150
Gel Ten 20.	\$25
TOTAL	\$1250

**Tabla 4.9:** Costos generales de Hardware

En la tabla 4.10, se muestra los costos de software, y en este caso en el valor de la licencia de labVIEW con licencia básica se muestra a continuación.

COSTOS DE SOFTWARE	
LabVIEW Licencia Básica	\$250
TOTAL	\$250

**Tabla 4.10:** Costos de Software.

En la tabla 4.11 se muestra el costo por diseño e ingeniería, el mismo que contabiliza todo el tiempo del desarrollo a tiempo completo del equipo, en cuanto al diseño del hardware y software, construcción y pruebas finales del equipo.

COSTO DE DISEÑO E INGENIERIA	
Diseño y Programación por seis meses.	\$6000
TOTAL	\$6000

**Tabla 4.11:** Costo de diseño e ingeniería.

El costo de diseño e ingeniería, que se muestra en la tabla 4.11 es de \$6000, este valor si agregamos a los demás costos, el precio total del equipo sería muy elevado, considerando que el equipo para aplicaciones médicas aun no tiene certificación, por lo tanto se consideró en recuperar el valor invertido mediante la venta de 6 equipos EEG y por lo tanto se realiza una división para hallar el valor de cada equipo en cuanto a hardware y software, tal como se observa en la expresión 4.1.

$$\text{Costo}_{\text{Diseño}} / \text{Equipo} = \frac{\text{Cost}_{\text{diseño}}}{\#_{\text{equipos}}} \quad (4.1)$$

$$\text{Costo}_{\text{Diseño}} / \text{Equipo} = \frac{\$6000}{6} = \$1000$$

En la tabla 4.12, se muestra el costo total del equipo, donde se aprecia que se suma el costo de diseño e ingeniería por equipo, junto al costo de hardware y Software.



PRECIO POR EQUIPO	
Costo Hardware.	\$1250
Costos Software.	\$250
Costo Diseño por equipo.	\$1000
TOTAL	\$2500

**Tabla 4.12:** Precio por equipo.

Como podemos observar el precio es accesible respecto a los EEG del mercado internacional, sin embargo hay que tomar en cuenta que el precio del equipo diseñado no incluye el costo de la certificación, por ende este costo elevará el precio del equipo.

# **CAPITULO 5**

**MANUAL DEL USUARIO**

## INTRODUCCIÓN

En el presente capítulo se muestra la forma correcta de realizar la instalación tanto del hardware como del software, se presenta además los componentes del equipo para su instalación y una guía detallada para la configuración de drivers y del programa EEG.

Se expone los requerimientos del computador para la instalación y funcionamiento del software del sistema, y también se presenta las interfaces visuales *INICIO*, *REGISTROS* y *LECTURA* con la descripción de su funcionamiento.

Una parte muy importante que se debe tener en cuenta son las recomendaciones que se plantean en éste capítulo para el correcto funcionamiento y registro de datos, siendo crucial para el éxito o fracaso del examen electroencefalográfico.

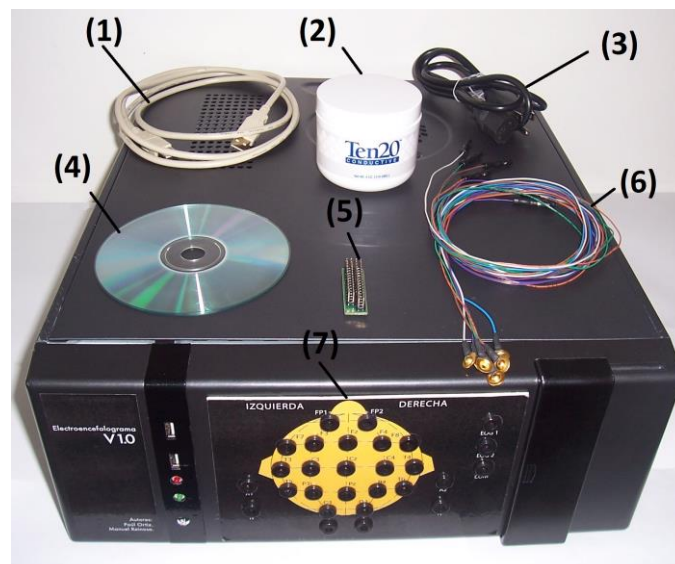
## 5.1. FUNCIONAMIENTO Y CALIBRACIÓN DEL HARDWARE DEL EQUIPO

A continuación se examinará la forma correcta de realizar la preparación del Equipo y del paciente para llevar acabo los registros de EEG, es muy importante tener en cuenta las recomendaciones que se plantean para obtener mediciones reales y efectivas.

### 5.1.1 COMPONENTES DEL PROTOTIPO EEG

El equipo posee los siguientes componentes para su instalación y funcionamiento:

- Cable USB
- Gel conductor Ten20
- Cable de alimentación 110Vac
- CD de instalación drivers y software
- 2 Llaves de configuración de montajes Longitudinal y Transversal
- Electrodo de oro para registros EEG
- Prototipo EEG v1.0 de 10 canales EEG y 2 canales EOG



**Figura 5.1:** Componentes del equipo (1) Cable USB. (2) Gel Conductor Ten20. (3) Cable de alimentación. (4) CD de instalación (5) Llave de configuración de montajes (6) Electrodo. (7) Prototipo EEG v1.0.

## 5.1.2 INSTALACION DE HARDWARE

Para la instalación de hardware se empieza por conectar el cable de alimentación en la parte posterior del equipo como se indica en la figura 5.2 (A), posteriormente se procede a conectar la llave de configuración de montajes y el cable USB al equipo en cualquiera de los puertos disponibles quedando como se indica en la figura 5.2 (B).

Es importante mencionar que no se debe conectar más de un cable USB al equipo debido a que la configuración interna del mismo no lo permite.



(A)



(B)

**Figura 5.2:** (A) Conexión del cable de alimentación. (B) Conexión del cable USB y llave de montajes.

## 5.2. INSTALACION DE LOS CONTROLADORES Y SOFTWARE DEL EQUIPO

A continuación se detallan los requerimientos y configuraciones necesarias para la instalación del software prototipo.

### 5.2.1 REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA

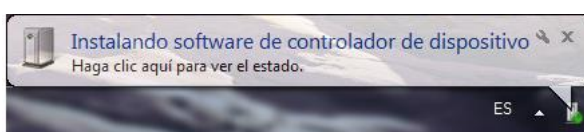
Tanto los controladores como el software del prototipo poseen los siguientes requerimientos:

- Plataforma Windows XP o más reciente
- Procesador 1.5Ghz o mayor
- Memoria RAM mínima de 512Mb
- Espacio en disco mínimo para programa de 70,9Mb
- Puerto USB 2.0
- Impresora instalada y configurada como predeterminada
- Resolución de pantalla mínimo 1024x768 pixeles

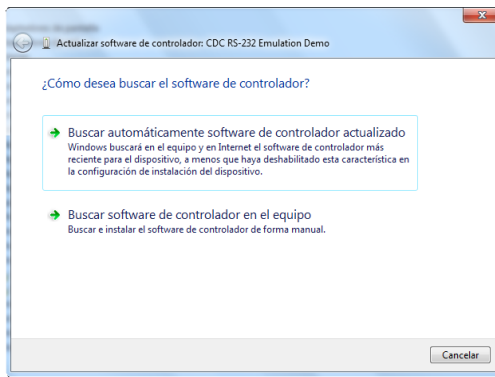
### 5.2.2 CONTROLADOR PUERTO SERIAL VIRTUAL

Para la instalación del controlador o driver del equipo en primer lugar se procede a conectar el cable USB al computador, el indicador rojo empezará a parpadear hasta que la instalación haya sido completada. En el computador aparecerá el mensaje que se muestra en la figura 5.3 (A) y en seguida aparecerá la ventana de la figura 5.3 (B) que permite elegir entre una búsqueda automática y una búsqueda manual, para lo cual se escoge la búsqueda de controlador en el equipo y a continuación se selecciona la carpeta de DRIVER de lo unidad de CD como se muestra en la figura 5.3 (C).

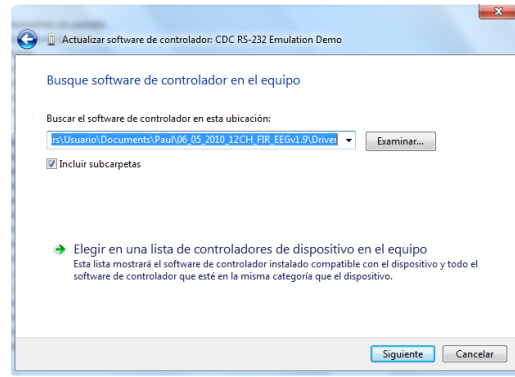
Hecho esto el driver se instalará y el puerto Serial Virtual quedará en funcionamiento como se muestra en la figura 5.3 (D) y (E) respectivamente, finalizando así la instalación del controlador para la utilización del Software del EEG.



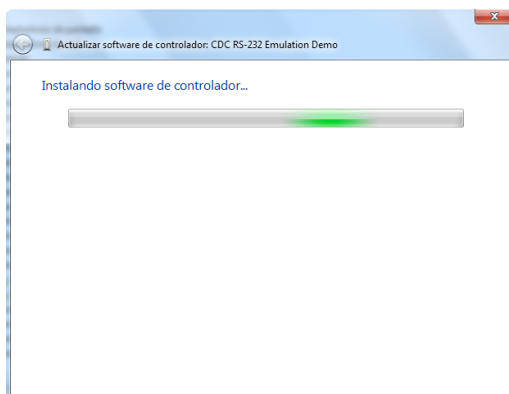
(A)



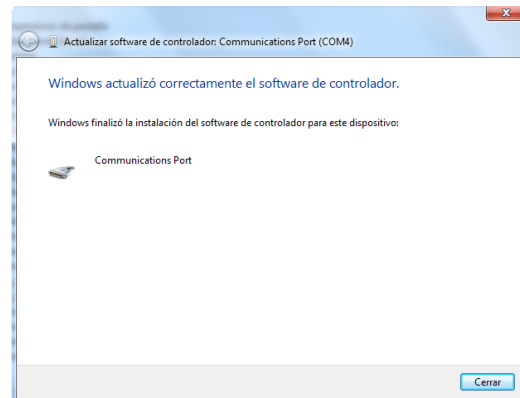
(B)



(C)



(D)

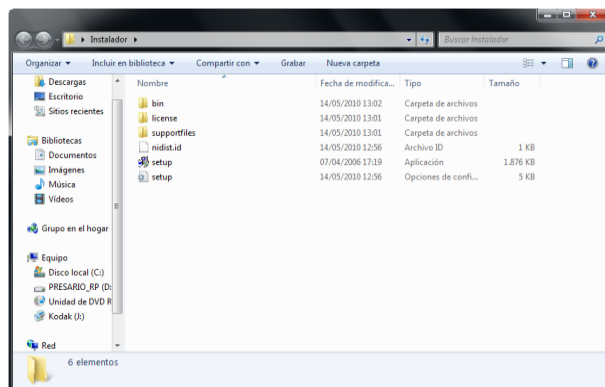


(E)

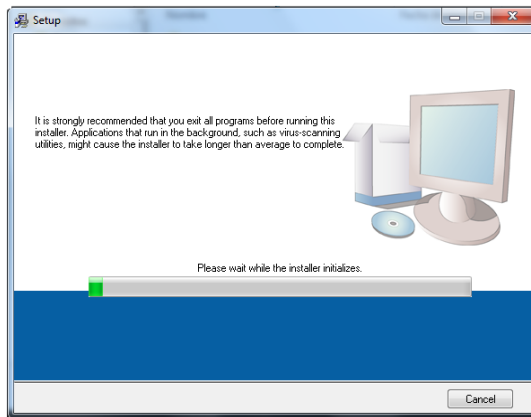
**Figura 5.3:** Proceso de instalación del controlador para el puerto Serial Virtual.

### 5.2.3 SOFTWARE EEG

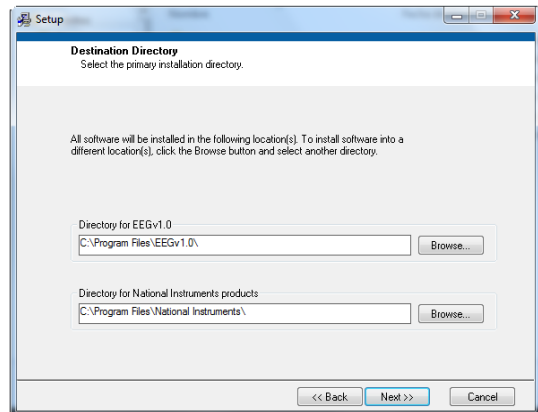
En la carpeta de instalación del software de adquisición y lectura de datos, se hace doble clic en el *setup* como se muestra en la figura 5.4 (A) y a continuación aparecerá la pantalla de la figura 5.4 (B) donde se inicializará el instalador.



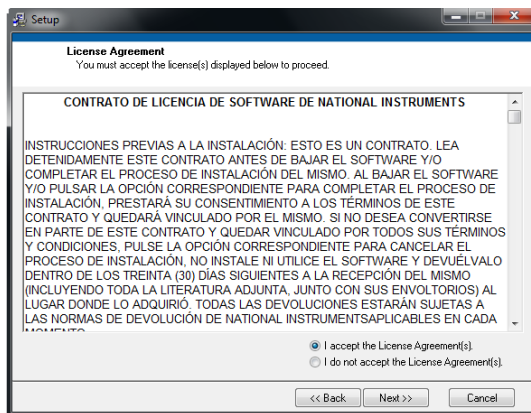
(A)



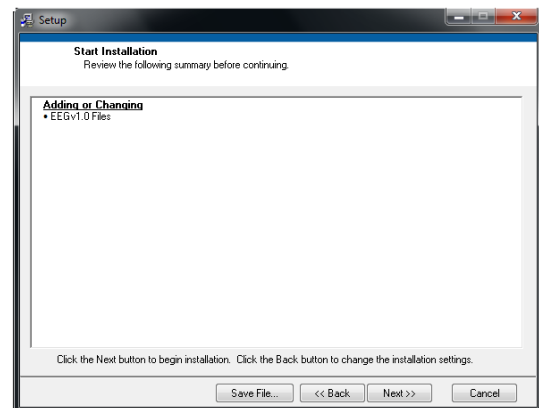
(B)



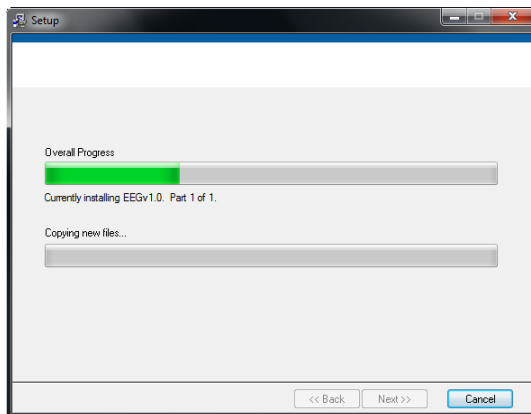
(C)



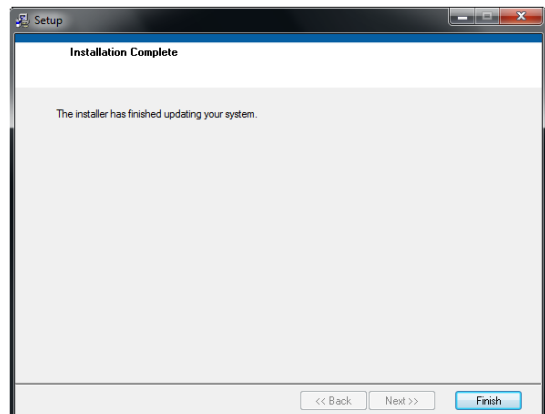
(D)



(E)



(F)



(G)

**Figura 5.4:** Proceso de instalación del software del prototipo.

A continuación dejamos las carpetas de destino por defecto y hacemos clic en *next*, aceptamos el contrato de licencia *next*, *next* y *finish* como se muestra en la figura 5.4 (C), (D), (E) y (F); y se habrá instalado exitosamente el programa.



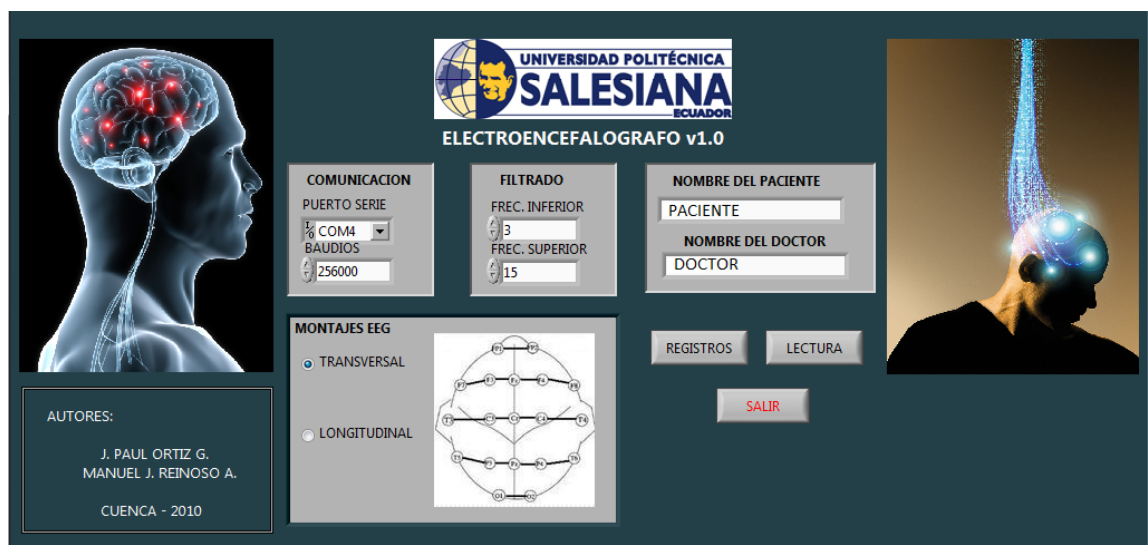
En escritorio y archivos de programa del computador aparecerá el icono de acceso directo figura 5.5, donde se podrá acceder al programa.



**Figura 5.5:** Acceso directo del programa EEGv1.0.

### 5.2.3.1 FUNCIONAMIENTO DEL SOFTWARE

En la figura 5.6 se muestra el menú de inicio del programa donde el usuario tendrá que introducir algunos datos como son puerto de comunicación, tasa de transmisión, frecuencia de corte inferior y superior del filtro, nombre del paciente y nombre del doctor que realiza el registro. Existen tres botones que permite al usuario elegir entre las opciones de *REGISTROS*, *LECTURA* y *SALIR*.



**Figura 5.6:** Interfaz de inicio.

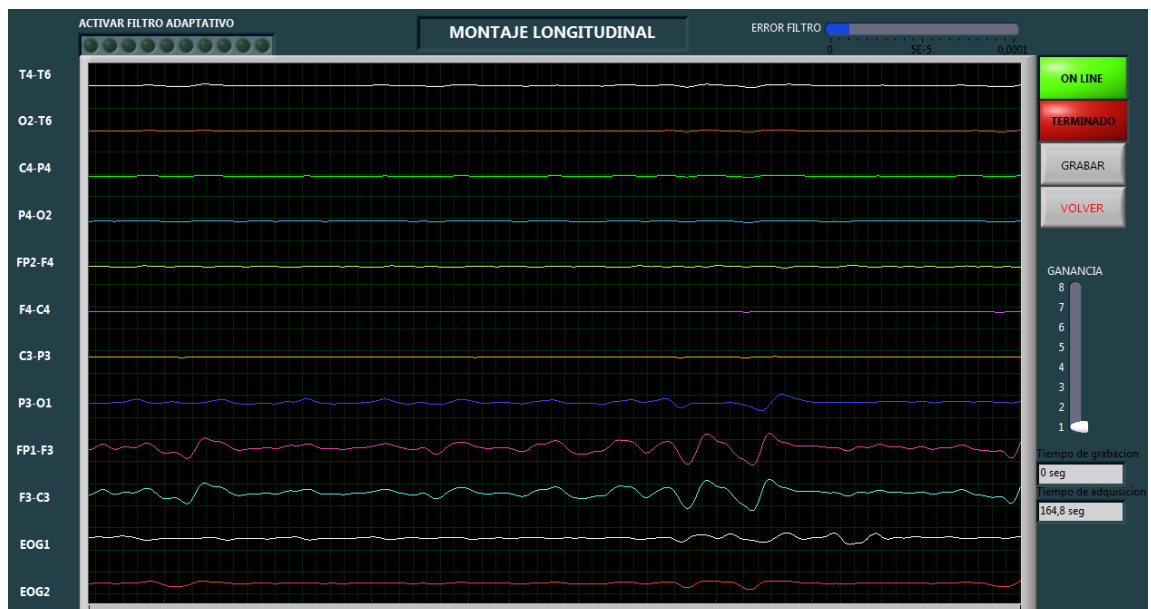
### Registros de datos

La figura 5.7 presenta la interfaz de adquisición en donde se encuentran las diez señales EEG y dos EOG, existe dos indicadores el primero indica si el puerto serial esta o no enlazado y el otro hace referencia al inicio o término de la grabación de

datos. Existen además dos barras numéricas de calibración una para el *ERROR FILTRO* y otra para la *GANANCIA* de visualización de la gráfica.

El procesamiento de la señal en tiempo real puede ser configurado para trabajar con filtro adaptativo o sin filtro adaptativo, el mismo que permite eliminar los artefactos oculares presentes en algunas de las señales. Los indicadores numéricos en la parte inferior derecha hacen referencia a los tiempos de adquisición y grabación en segundos.

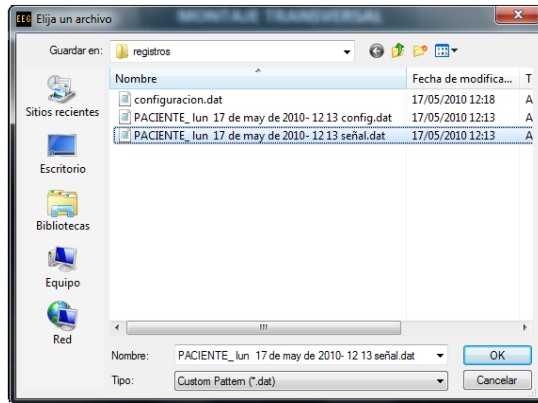
Para salir de la interfaz de adquisición se presiona el botón *VOLVER* regresando al panel de inicio y poder configurar otros parámetros o realizar la lectura de los datos.



**Figura 5.7:** Presentación de la interfaz de adquisición.

### Lectura de datos

Para la lectura de datos hacemos clic en el botón *LECTURA* de la interfaz de inicio mostrada en la figura 5.6, se abrirá un explorador en donde se selecciona el archivo de datos con el nombre del paciente referente a la señal, como por ejemplo: `PACIENTE_lun 17 de may de 2010-12 13 señal.dat`

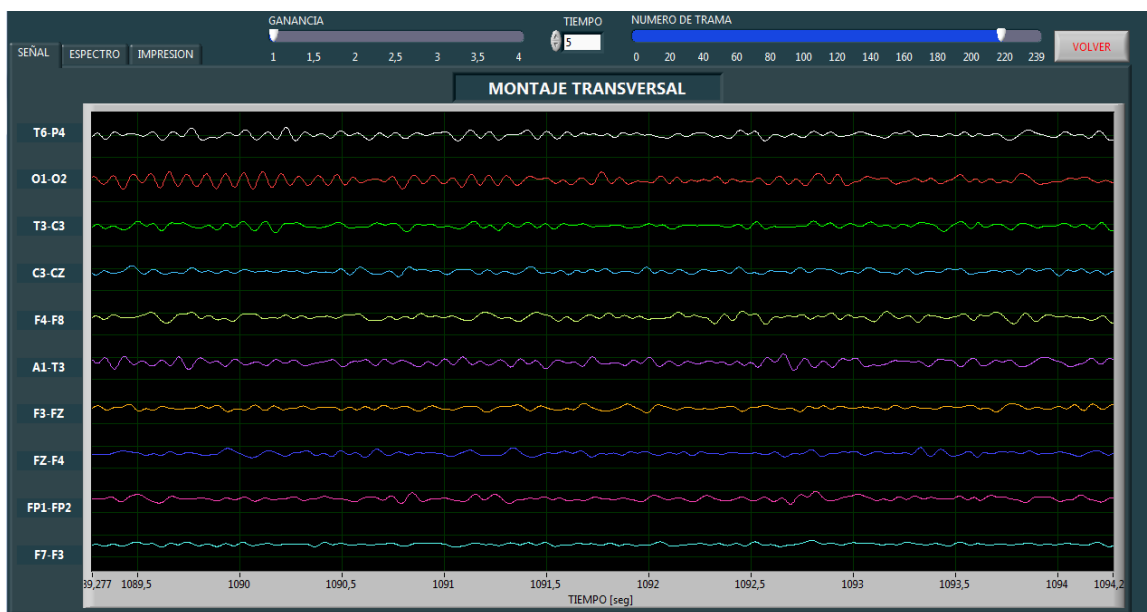


**Figura 5.8:** Selección de archivos para la lectura de datos.

Las figuras 5.9, 5.10 y 5.11 hacen referencia a la interfaz de lectura de datos, pestañas, *SEÑAL*, *ESPECTRO* y *IMPRESIÓN* respectivamente.

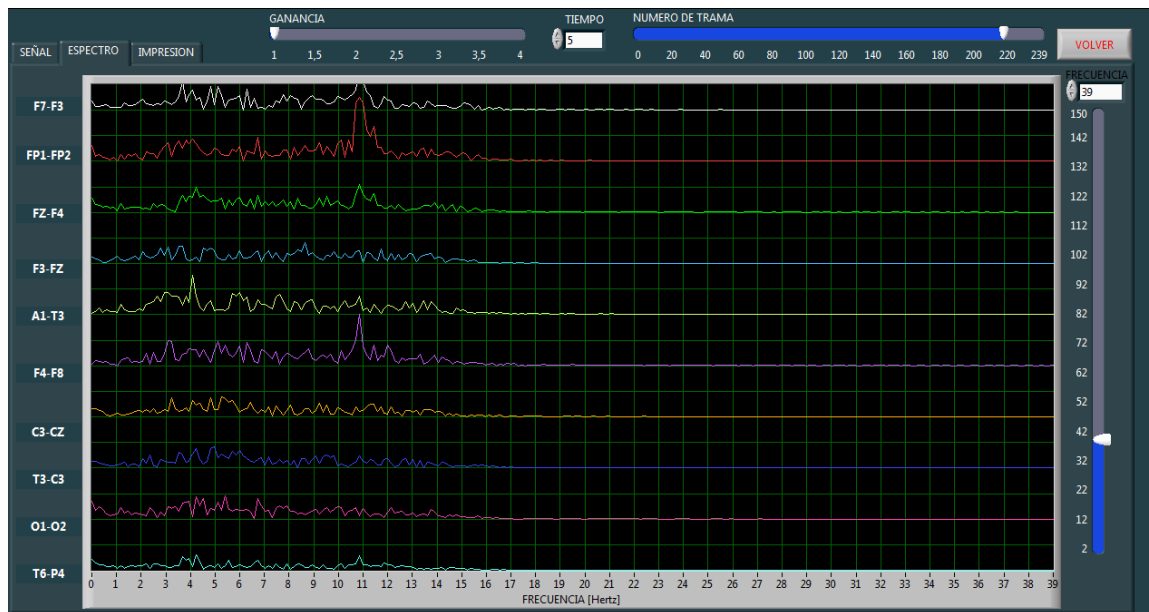
Todas las pestañas están comandadas por dos barras numéricas que controlan la ganancia de la señal y las tramas, cuyo tiempo de trama está definida por el control numérico *TIEMPO* con un mínimo tiempo de trama de 5 segundos.

La pestaña *SEÑAL* presenta las diez señales EEG almacenadas en la interfaz de adquisición, su ubicación dentro del sistema internacional 10-20 se muestra en la parte izquierda de cada una de las señales ya sea en el montaje longitudinal o transversal. El eje x de la gráfica muestra el tiempo en segundos de la trama configurado en control numérico *TIEMPO*.



**Figura 5.9:** Presentación de la interfaz de lectura de datos pestaña *SEÑAL*.

La pestaña *ESPECTRO* de la figura 5.10, contiene la transformada FFT de la señal referente a la información en frecuencia de la misma, además presenta una barra numérica que permite establecer la frecuencia del eje x de la grafica para una mejor visualización e interpretación del espectro.



**Figura 5.10:** Presentación de la interfaz de lectura de datos pestaña *ESPECTRO*.

La figura 5.11 muestra la interfaz de impresión de las señales EEG en donde se tienen los siguientes datos:

- Nombre del paciente y doctor
- Fecha y hora del registro
- Las escalas de las gráficas tanto X[tiempo] como Y[Voltaje]
- Tiempo de trama
- Tipo de montaje ya sea Transversal o Longitudinal

El contorno de visualización de color blanco será el que se imprima al presionar el botón *IMPRIMIR*, de igual manera que en la pestaña *SEÑAL* el eje X representa el tiempo de trama y el eje Y la amplitud de la señal en voltios.



**Figura 5.11:** Presentación de la interfaz de lectura de datos pestaña *IMPRESION*.

### 5.3. RECOMENDACIONES

Existen varias recomendaciones que se debe tener en cuenta para realizar un correcto registro electroencefalográfico, las principales se citan a continuación:

- El paciente debe lavar su cabello con champú, no debe usar acondicionador u otros productos para el cabello previo al registro.
- Evitar movimientos bruscos durante el registro debido a que éstos generan artefactos en la señales EEG.
- El paciente debe estar relajado y tranquilo.
- Los registros deben realizarse en lugares que estén fuera de campos electromagnéticos como transformadores de alta tensión.
- Por lo general la disposición de electrodos se toma como referencia el método internacional 10-20.
- Los electrodos deben colocarse con el suficiente gel conductor que garantice un correcto acoplamiento piel-electrodo.
- Se debe utilizar cinta micropore u otra para adherir los electrodos que no se ubiquen en el cuero cabelludo.
- El equipo debe tener sus baterías recargadas.

- Después del registro el paciente puede retirar la pasta sobrante con agua caliente y champú, es posible que necesite cepillar el cabello para eliminar el gel completamente.

**CONCLUSIONES**

**Y**

**RECOMENDACIONES**

## CONCLUSIONES:

Al culminar el presente trabajo de tesis podemos concluir lo siguiente:

- El prototipo se diseño de tal manera que permita la utilización de ganancias configurables para ser utilizado para la adquisición de señales bioeléctricas, como son electrocardiograma, electromiograma, electrooculograma y electroencefalograma.
- Al analizar las ondas registradas en los voluntarios se pudo observar que tienen gran variabilidad, dependiendo incluso del estado de ánimo del paciente y del estado de alerta o vigilia en la que se encontraban en ese momento.
- Las señales de los electrodos ubicados en la parte posterior de la cabeza como es el caso de los puntos O1 y O2, dieron una interpretación de la activación de las ondas alfa al cerrar los ojos durante la etapa de relajamiento del paciente.
- Se comprobó la seguridad del equipo con las normas IEC 60601-1 que verifican que el prototipo no posee corrientes de fuga que vayan a alterar la salud del paciente.
- La implementación de la etapa de filtrado Notch permitió eliminar lo máximo posible la interferencia de la red eléctrica, evitando de esta manera la saturación de los amplificadores operacionales debido a que la señal electroencefalografica se encuentra en el orden de los microvoltios y la señal interferente se encuentra en la mayoría de los casos en el orden de los milivoltios.
- La etapa de acoplamiento óptico y el uso de las baterías redujo las señales indeseadas como el ruido facilitando la aprobación de la norma IEC60601-1 por que permite la aislación del paciente de la red eléctrica.
- El filtro adaptativo programado con un tap facilitó la más optima reducción de artefactos aculares con el objetivo de facilitar el análisis de las ondas del médico especialista.



- La visualización de las ondas en tiempo real se dió gracias a la implementación de un filtro pasa banda FIR de 151 taps, que trabaja de manera iterativa muestra a muestra obteniendo un retardo de 0.5 segundos en su salida.
- Las pruebas de laboratorio realizadas a los filtros analógicos y su diseño mediante la topología de Sallen and Key con los polos de la función de Butterworth, dieron como resultado una gran aproximación de los valores teóricos y prácticos siendo una forma óptima de la implantación de dichos filtros.
- Las salidas de los amplificadores operacionales introducían un offset a la señal por lo que fue necesario la utilización de cuatro etapas de filtros pasa alto de primer orden evitando de esta manera la saturación de los amplificadores en las etapas posteriores.
- La utilización de diodos en antiparalelo a las entradas de los electrodos protegen al equipo cuando están sometidas a altas tensiones como por ejemplo en terapias de electroconvulsivas.
- El filtro media aritmética daría mejores resultados al promediar mayor número de muestras utilizando una mayor frecuencia de muestreo.
- El procesamiento digital de las señales se elaboró en LabVIEW sin embargo con el análisis planteado en este trabajo de tesis puede ser fácilmente llevado a un FPGA o DSPIC.
- El hardware del prototipo puede ser reducido utilizando la técnica de montaje superficial de componentes haciéndolo más portable, sin embargo elevando su costo.
- La parte más importante de la adquisición de las señales se da en el acoplamiento de impedancias electrodo-piel, determinando el éxito o fracaso del registro.

## **RECOMENDACIONES:**

- Es importante ser muy cuidadoso al momento de realizar las mediciones y pruebas de diseño en los pacientes, para evitar fugas de corriente que afecten al mismo.
- Debido a que el prototipo maneja señales pequeñas en el carácter de los microvoltios es recomendable no realizar los registros en presencia de campos electromagnéticos ya que la interferencia resultante será excesiva.
- Para la construcción de equipos biomédicos y la certificación de los mismos, es necesario que las facultades de ingenierías adquieran las normas de seguridad y calidad de los organismos internacionales permitiendo de esta manera que la elaboración de los prototipos sea la óptima.
- Es necesario que se creen las facilidades para el desarrollo de tecnología biomédica, ya que en nuestro medio no contamos con laboratorios capacitados para pruebas en esta clase de equipos.

**BIBLIOGRAFIA**  
**Y**  
**REFERENCIAS DE**  
**INTERNET**

## **CAPITULO 1**

- [1] SURÓS, J. Semiología médica y técnica exploratoria 7ª Edición. Barcelona. Masson, S.A. 1987.
- [2] GUYTON, A. Fisiología y fisiopatología 5ª Edición. México, D.F. MacGraw-Hill.1994.
- [3] GUARDERAS, C. El examen medico 3ª Edicion. Guayaquil. 1995.
- [4] ROWAN, J. Conceptos básicos sobre EEG con mini atlas. España. Elsevier. 2004.
- [5] [www.anatomiahumana.ucv.cl/morfo1/neuro2morfo.html](http://www.anatomiahumana.ucv.cl/morfo1/neuro2morfo.html)
- [6] <http://contenidos.educarex.es/cnice/biosfera/alumno/3ESO/Relacor/contenido4.htm>
- [7] <http://es.wikipedia.org/wiki/cerebro>
- [8] [http://es.wikipedia.org/wiki/tallo\\_encefalico](http://es.wikipedia.org/wiki/tallo_encefalico)
- [9] <http://es.wikipedia.org/wiki/neurona>
- [10] <http://es.wikipedia.org/wiki/neurociencia>
- [11] <http://www.psicologia-online.com/ebooks/general/neuronas.htm>
- [12] <http://www.ucm.es/info/pslogica/mente/cap2.htm>

## **CAPITULO 2**

- [1] STEVE, W. Analog and Digital Filter Design. Second Edition. USA. Library of Congress. 2002.
- [2] PRUTCHI, D. NORRIS, M. Desing and Development of Medical Electronic Instrumentation. USA. John Wiley & Sons. 2005.
- [3] BOYLESTAD, R. NASHELSKY, L. Electrónica: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos. México. Pearson Educación. 2003.
- [4] ROBERTS, M.J. Señales y sistemas: análisis mediante métodos de transformadores y Matlab. México. McGraw-Hill. 2005.
- [5] OPPENHEIM, A. Señales y sistemas. México. Pearson Educación. 1998.
- [6] HAYKIN, S. VAN VEEN, B. Señales y sistemas. México. LIMUSA. 2001.
- [7] [www.microchip.com](http://www.microchip.com)
- [8] <http://es.wikipedia.org/aliasing>

### **CAPITULO 3**

- [1] WALPOLE, R. MYERS, R .MYERS, S. Probabilidad y estadística para ingenieros. México. Prentice-Hall. 1999.
- [2] ROBERTS, M.J. Señales y sistemas: análisis mediante métodos de transformadores y Matlab. México. McGraw-Hill. 2005.
- [3] KUO, B. GOLNARAGHI, F. Automatic control systems. Reino Unido (Inglaterra). John Wiley & Sons . 2002.
- [4] SHENOI, B. Introduction to digital signal processing and filter design. Reino Unido (Inglaterra). John Wiley & Sons. 2005.
- [5] BUDZYNSKI, T. BUDZYNSKI, H. EVANS, J ABARBANEL, A. Introduction to digital signal processing and filter design. U.S.A. Academic. 2005.
- [6] <http://es.wikipedia.org/wiki/FIR>
- [7] <http://www.duiops.net/hifi/enciclopedia/filtro-digital.htm>
- [8] <http://www.duiops.net/hifi/enciclopedia/filtro-digital-IIR.htm>
- [9] <http://www.duiops.net/hifi/enciclopedia/filtro-digital-FIR.htm>
- [10] [http://voltio.ujaen.es/jaguijar/tts/tutorial/capitulo7/7\\_4\\_1.htm](http://voltio.ujaen.es/jaguijar/tts/tutorial/capitulo7/7_4_1.htm)
- [11] [http://hal.archives-ouvertes.fr/docs/00/41/99/18/PDF/ArticFA\\_esp.pdf](http://hal.archives-ouvertes.fr/docs/00/41/99/18/PDF/ArticFA_esp.pdf)
- [12] <http://www.dspguide.com/CH9.PDF>
- [13] <http://www.elo.utfsm.cl/~elo340/apuntes/tvd/cap6.pdf>
- [14] <http://www.dspguide.com/CH12.PDF>

### **CAPITULO 4**

- [1] CORDDERO S., GUZMAN E. Diseño y construcción para el monitoreo ionalambrico de tarjetas de adquisición de datos aplicado en Electrocardiografía. Tesis de Ingeniero Electrónico. Cuenca. 2010.
- [2] LLAMOSAS E., MESA M, PARRA H. Fundamentos para el diseño de la prueba de seguridad eléctrica con base en la norma NTC-ISO-IEC-60601-1. Universidad tecnológica de Pereira. Colombia. 2006.

### **CAPITULO 5**

- [1] <https://kr.ihc.com/ext/Dcmnt?ncid=520408067>

# **GLOSARIO**

K	Potasio
Na	Sodio
Ca	Calcio
P.M.	Potencial de membrana
F	Frontal
T	Temporal
C	Central
P	Parietal
O	Occipital
EEG	Electroencefalograma
EOG	Electrooculograma
EMG	Electromiograma
IEC 60601-1	Normativa de seguridad eléctrica de equipos biomédicos
IEC	International Electrotechnical Commission
AAMI	Asociación para el Avance de la Instrumentación Médica
A/D	Analógico-Digital
FIR	Finite Impulse Response
IIR	Infinite Impulse Response
LMS	Least Min Square Algorithm
DFT	Discrete Fourier Transform
FFT	Fast Fourier Transform
CMRR	Common Mode Rejection Ratio - Relación de Rechazo a Modo Común
USB	Universal Serial Bus
FET	Field Effect Transistor – Transistor Efecto de Campo
uV	Microvoltios
mV	Milivoltios
uA	MicroAmperios
K $\Omega$	Kilohmios
dB	Decibelios
Hz	Hertz
Mb	Mega bits

# **ANEXOS**



# **ANEXO A**

## **ESQUEMAS Y CIRCUITOS ELECTRICOS**

### **1 ESQUEMA DE DOS CANALES CON AMPLIFICACION DE INSTRUMENTACION Y ETAPA DE AISLAMIENTO**



## **2. FILTRO ANTIALIAS PARA SEIS CANALES.**



**3. ESQUEMA DE LA TARJETA DE ADQUISICIÓN Y ENVÍO DE DATOS  
POR EL PUERTO USB.**



#### **4. ESQUEMA DE LA FUENTE SIMETRICA CON BATERIAS.**





## 5. PCB DEL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION

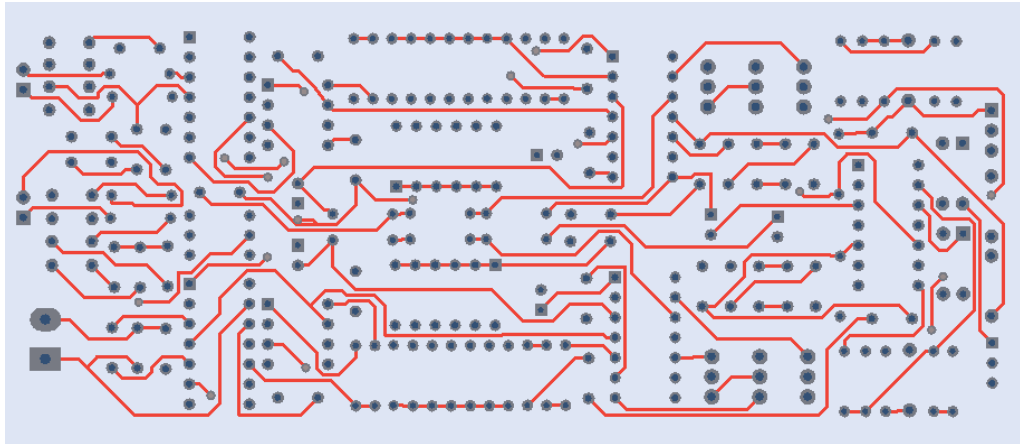


Figura A.1: Top Layer del circuito de amplificación de instrumentación.

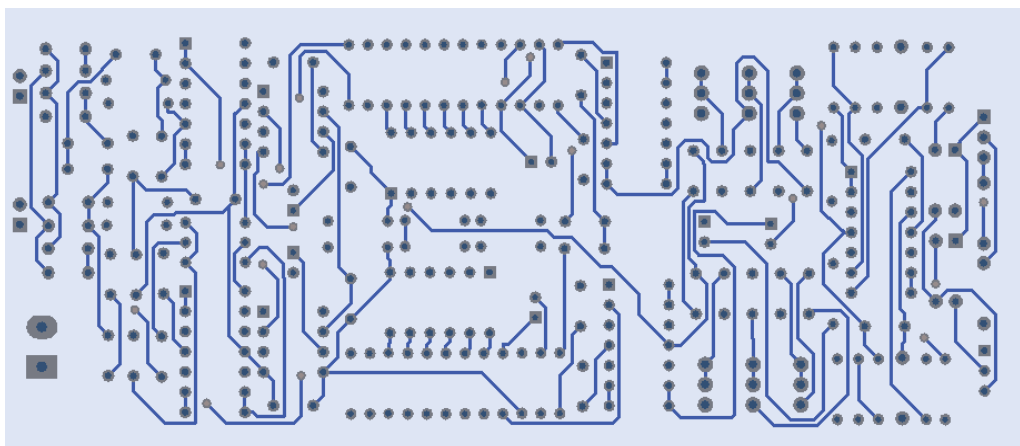


Figura A.2: Bottom Layer del circuito de amplificación de instrumentación.

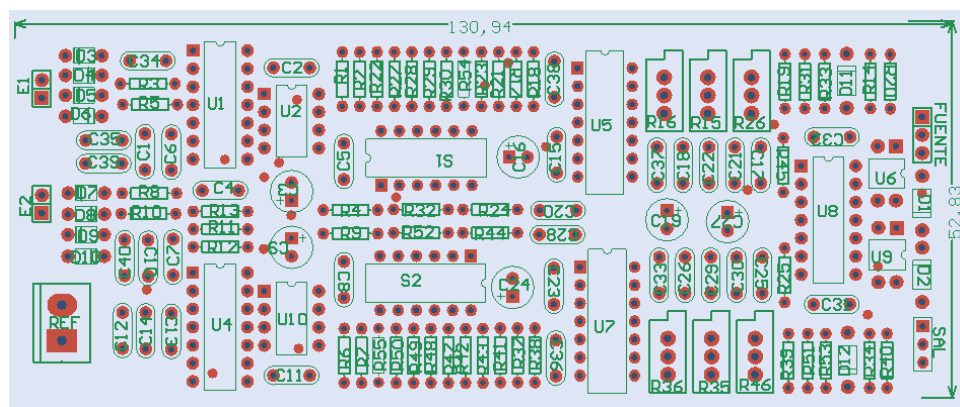
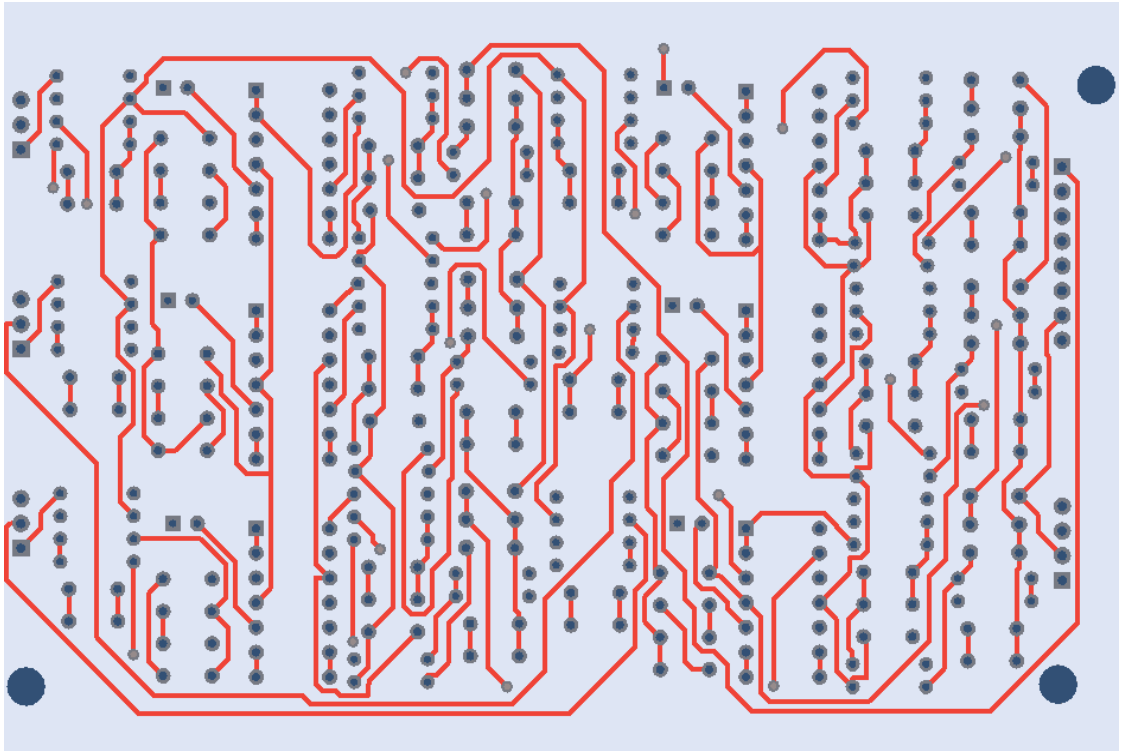
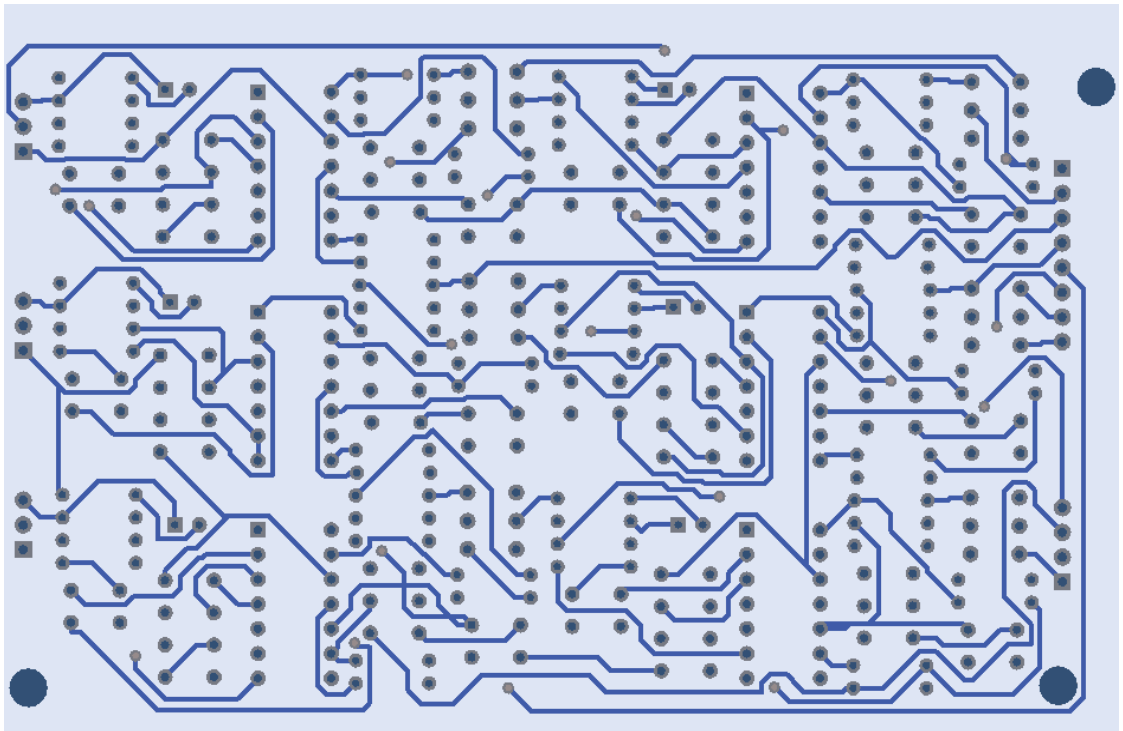


Figura A.3: Componentes del circuito de amplificación de instrumentación.

## 6. PCB DEL FILTRO ANTIALIAS DE SEIS CANALES.



**Figura A.4:** Top Layer del circuito filtro antialias de seis canales.



**Figura A.5:** Bottom Layer del circuito filtro antialias de seis canales.

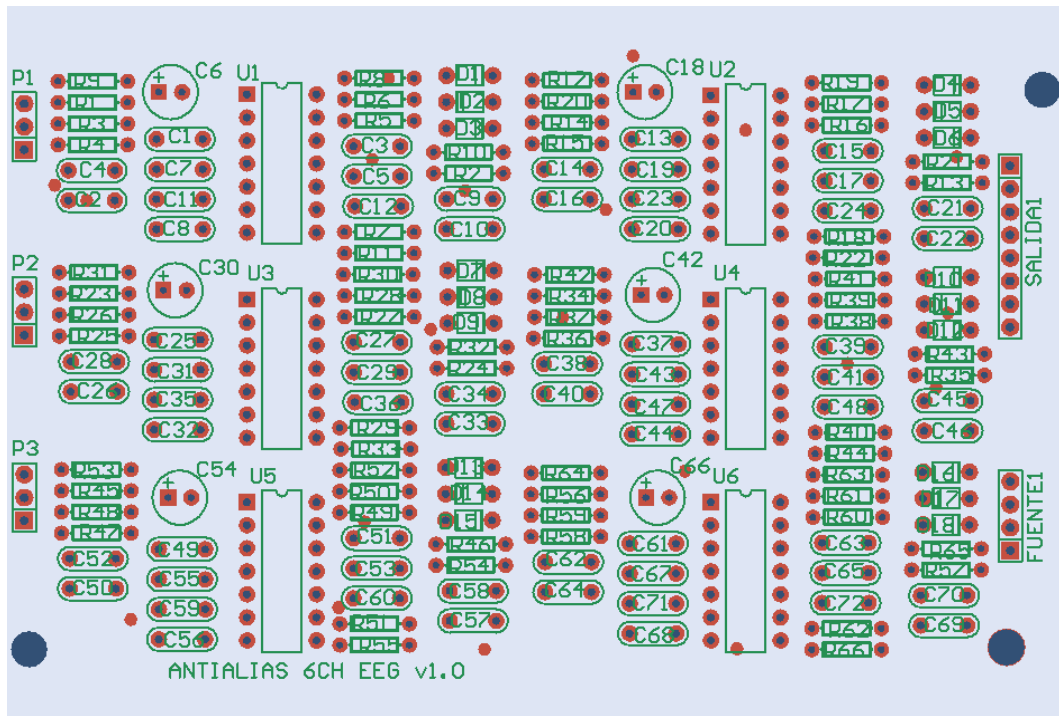


Figura A.6: Componentes del circuito filtro antialias de seis canales.

## 7. ESQUEMA DE LA TARJETA DE ADQUISICIÓN Y ENVÍO DE DATOS POR EL PUERTO USB.

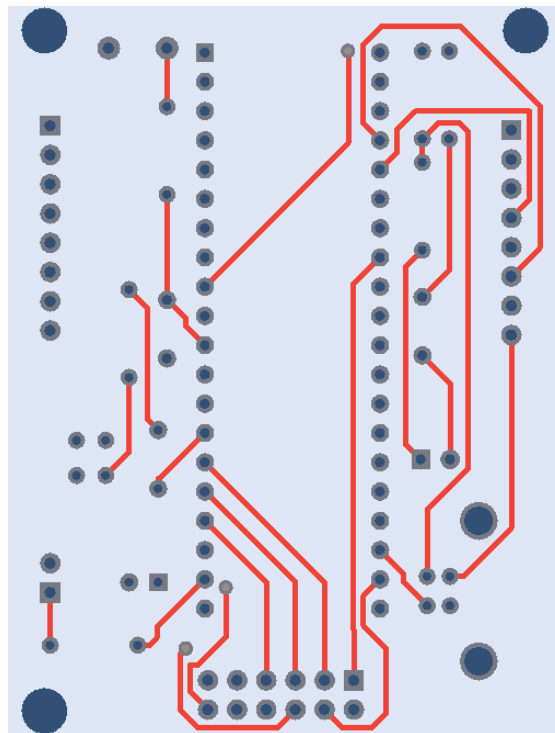
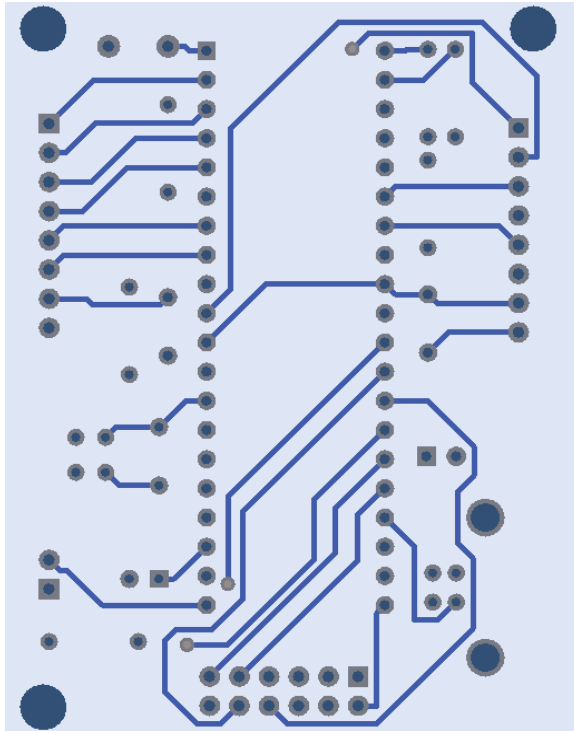
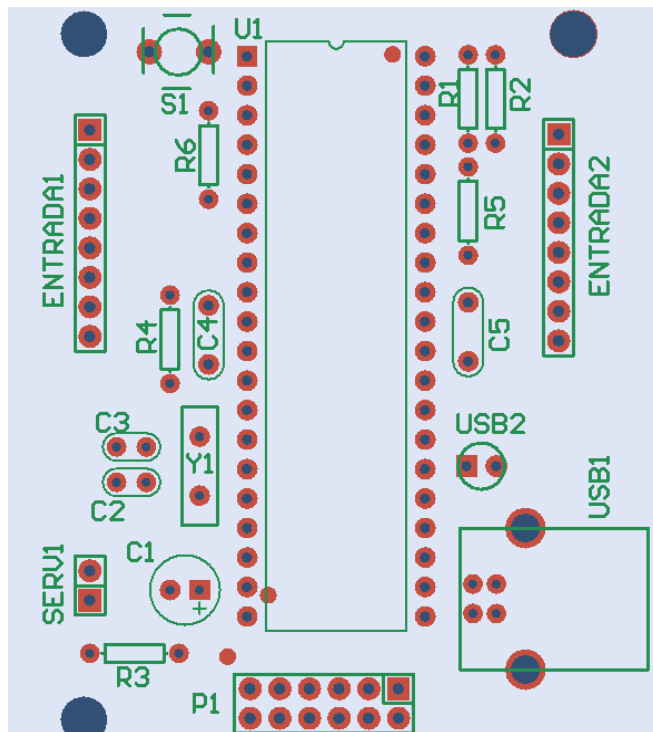


Figura A.7: Top layer del circuito de adquisición y envío por el puerto USB.

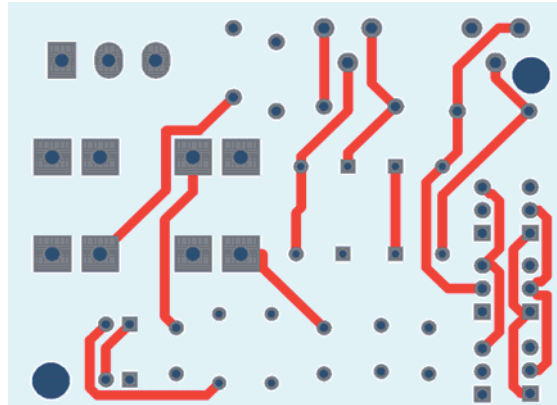


**Figura A.8:** Bottom layer del circuito de adquisición y envío por el puerto USB.

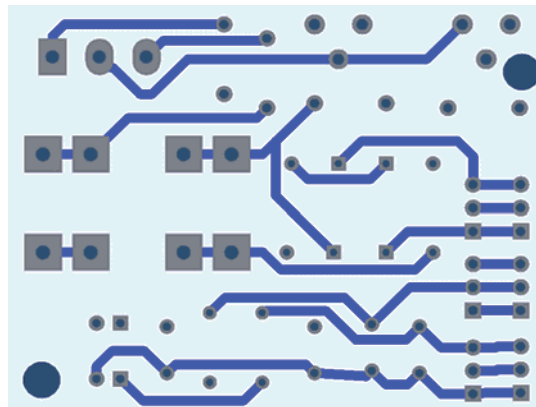


**Figura A.9:** Componentes del circuito de adquisición y envío por el puerto USB.

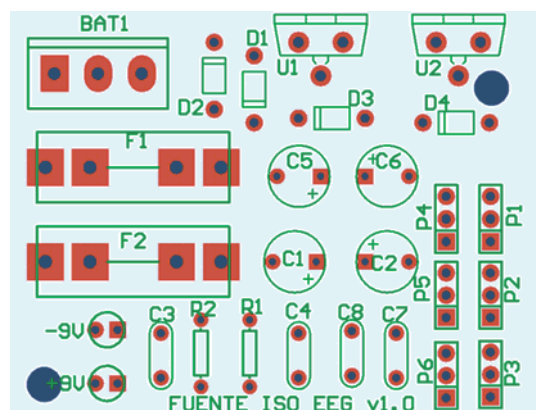
## 8 PCB DE LA FUENTE SIMETRICA



**Figura A.10:** Top layer de la fuente simétrica mediante baterías de 12Vdc.

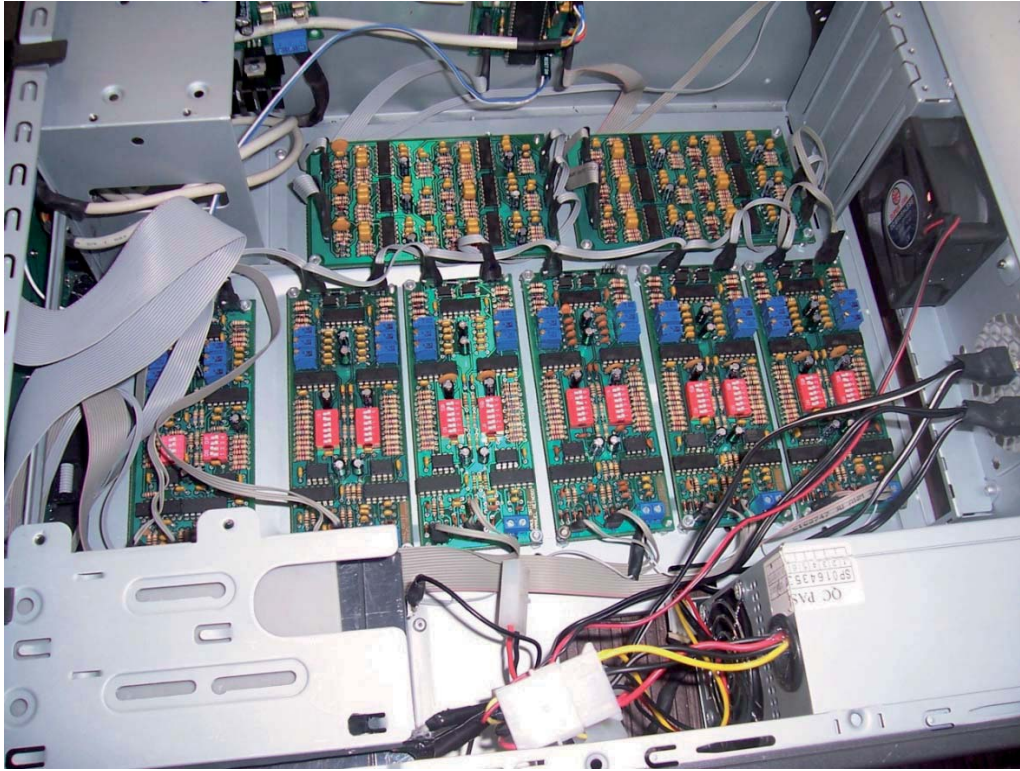


**Figura A.11:** Bottom layer de la fuente simétrica mediante baterías de 12Vdc.

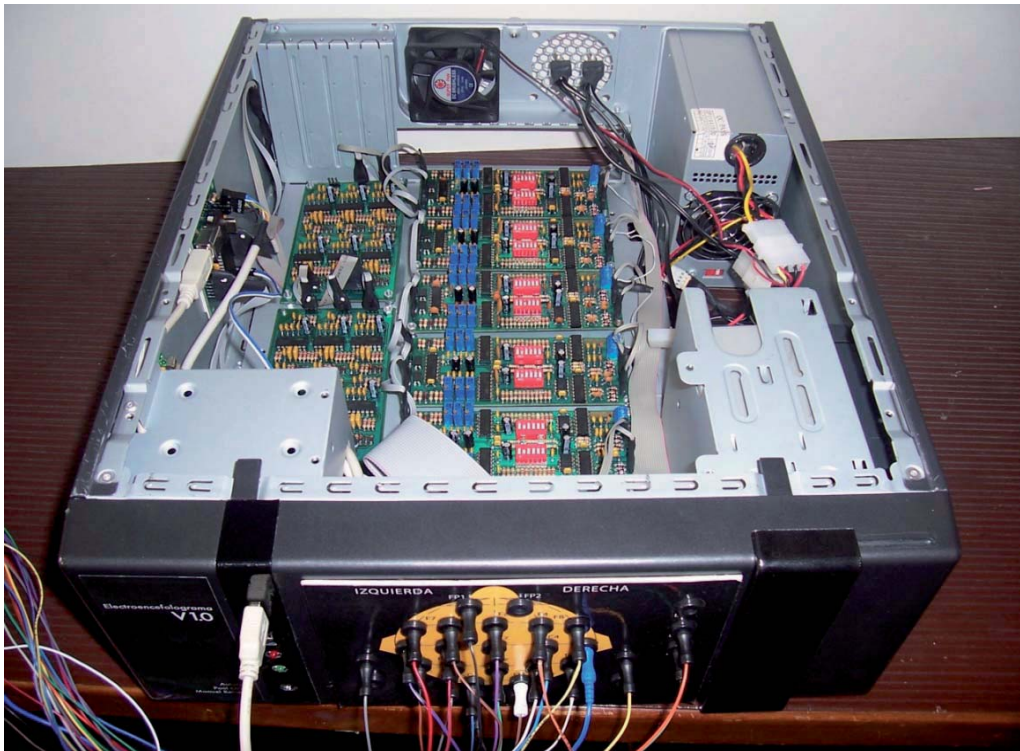


**Figura A.12:** Componentes de la fuente simétrica mediante baterías de 12Vdc.

## 9. ENSAMBLADO DEL PROTOTIPO FINAL



**Figura A.13:** Ensamblado del producto final



**Figura A.14:** Ensamblado final del Prototipo.

# ANEXO C

## REGISTROS EEG

### 1 DATOS DE LOS VOLUNTARIOS PARA REGISTROS DE EEG:

NOMBRE	EDAD
Arpi Adrian	22
González Álvarez Natalia	23
Ortiz González Paul	23
Reinoso Avecillas Manuel	23

**Tabla C.1:** Datos de voluntarios para pruebas del EEG.

## **2 REGISTRO EEG INTERPERSONAL**



Nombre paciente : MANUEL REINOSO

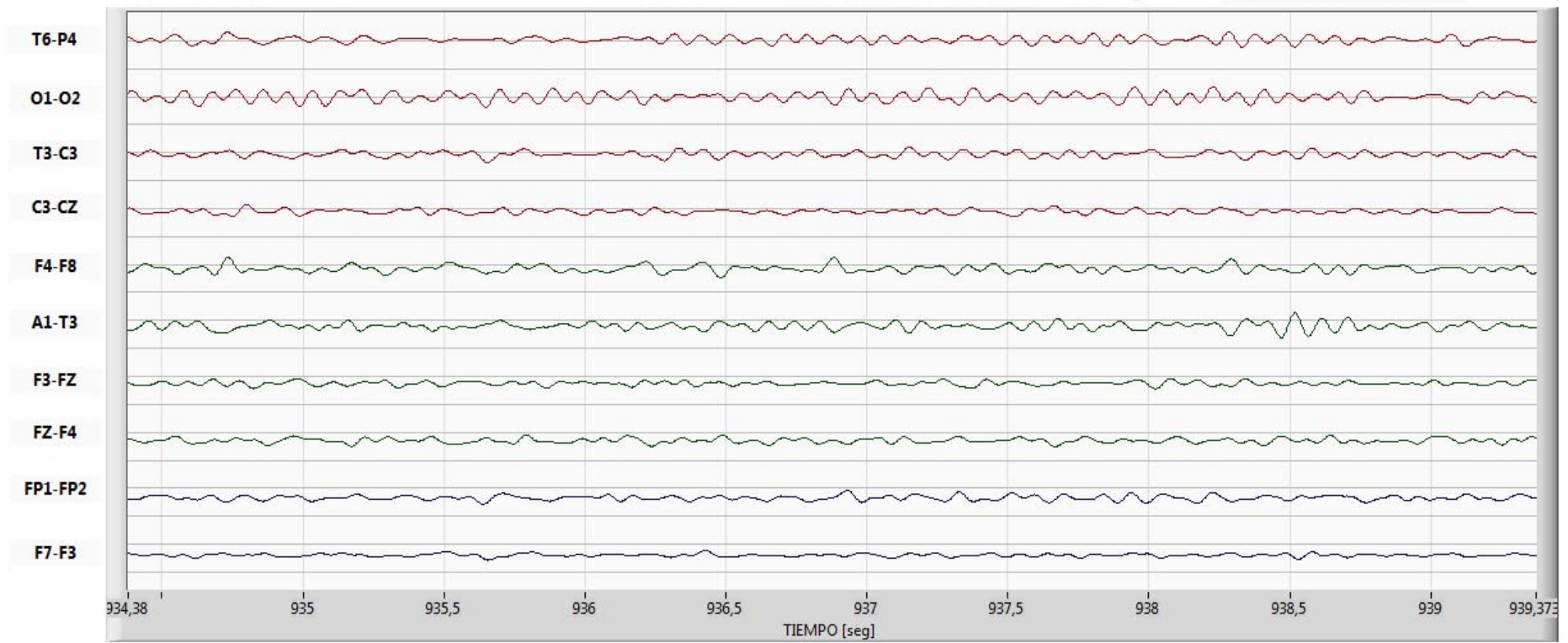
Fecha : 13/05/2010 16:33:51

Trama : 5 seg

Nombre doctor : ANA VICUÑA

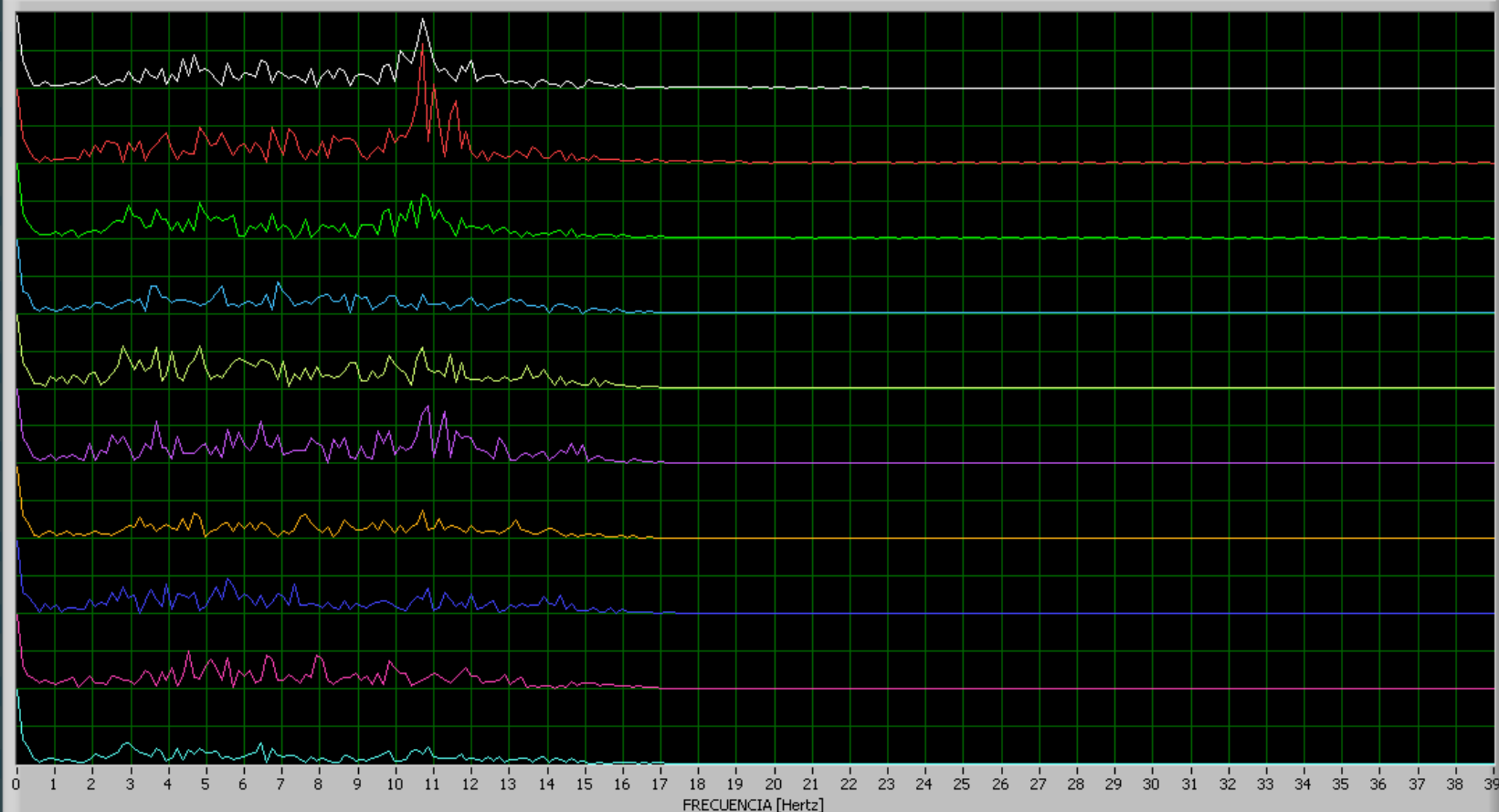
Escala : X [0,50seg/div] Y [80,0uV/div]

Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



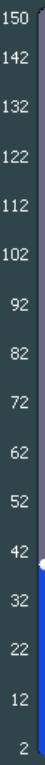
ESPECTRO

T6-P4  
O1-O2  
T3-C3  
C3-CZ  
F4-F8  
A1-T3  
F3-FZ  
FZ-F4  
FP1-FP2  
F7-F3



FRECUENCIA

39



FRECUENCIA [Hertz]

Nombre paciente : MANUEL REINOSO

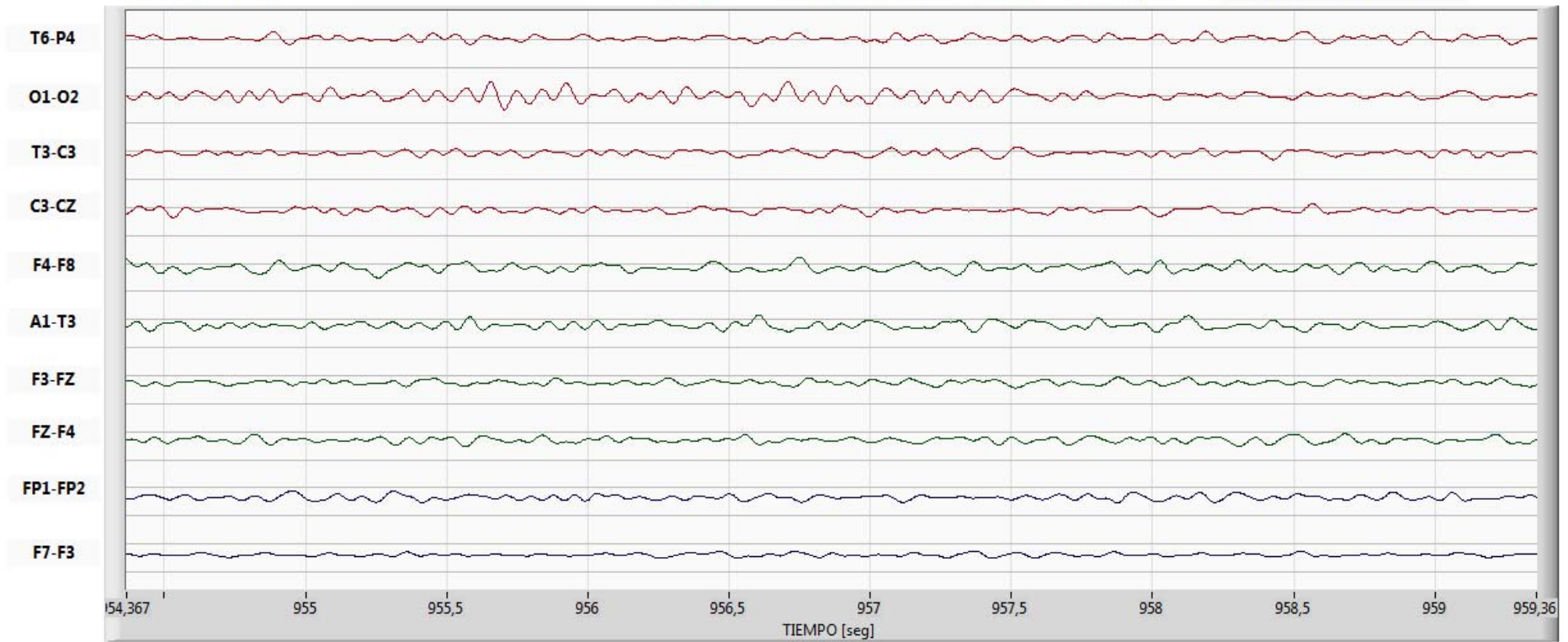
Fecha : 13/05/2010 16:33:51

Trama : 5 seg

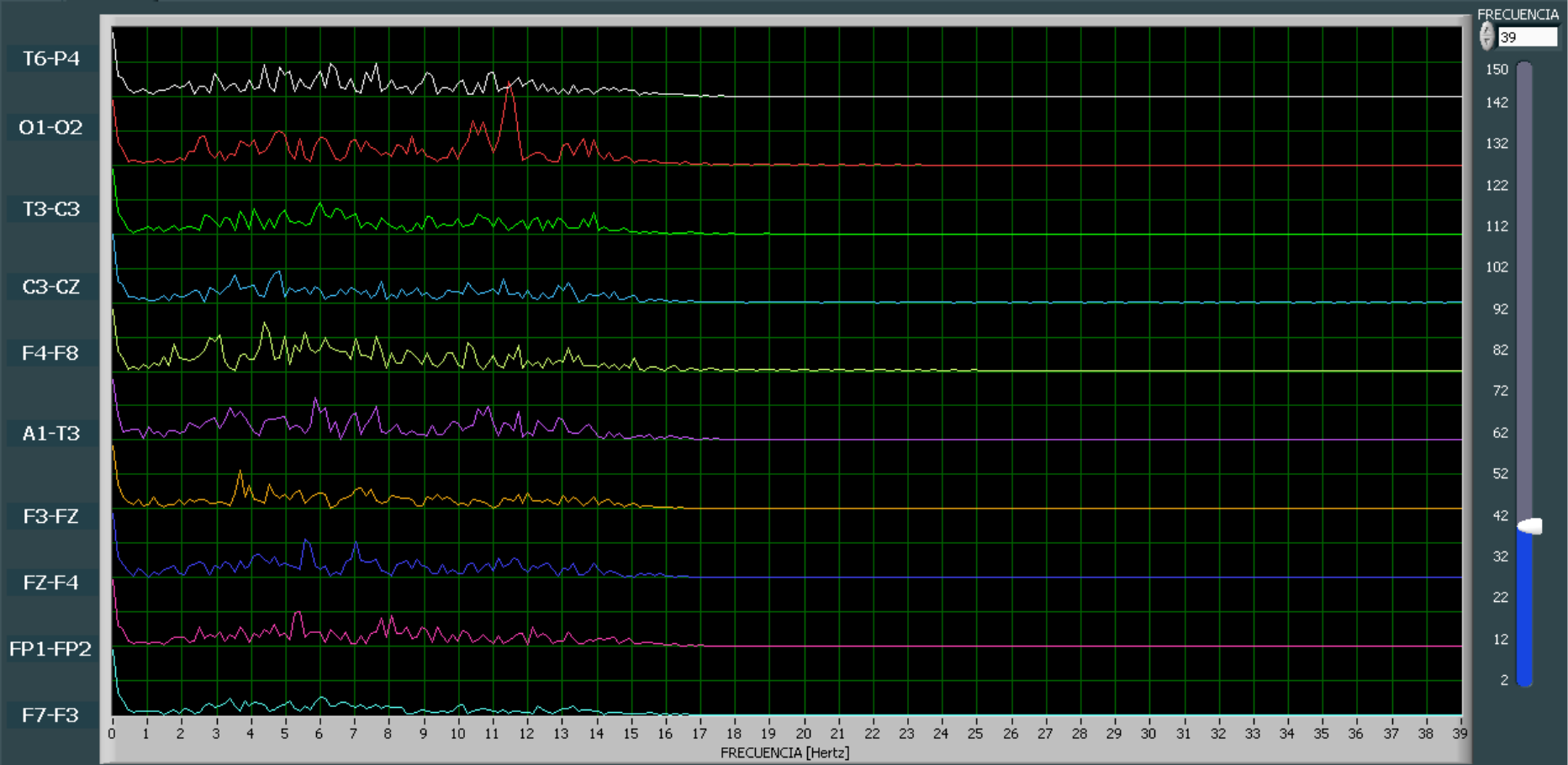
Nombre doctor : ANA VICUÑA

Escala : X [0,50seg/div] Y [ 60,0uV/div]

Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



ESPECTRO



Nombre paciente : MANUEL REINOSO

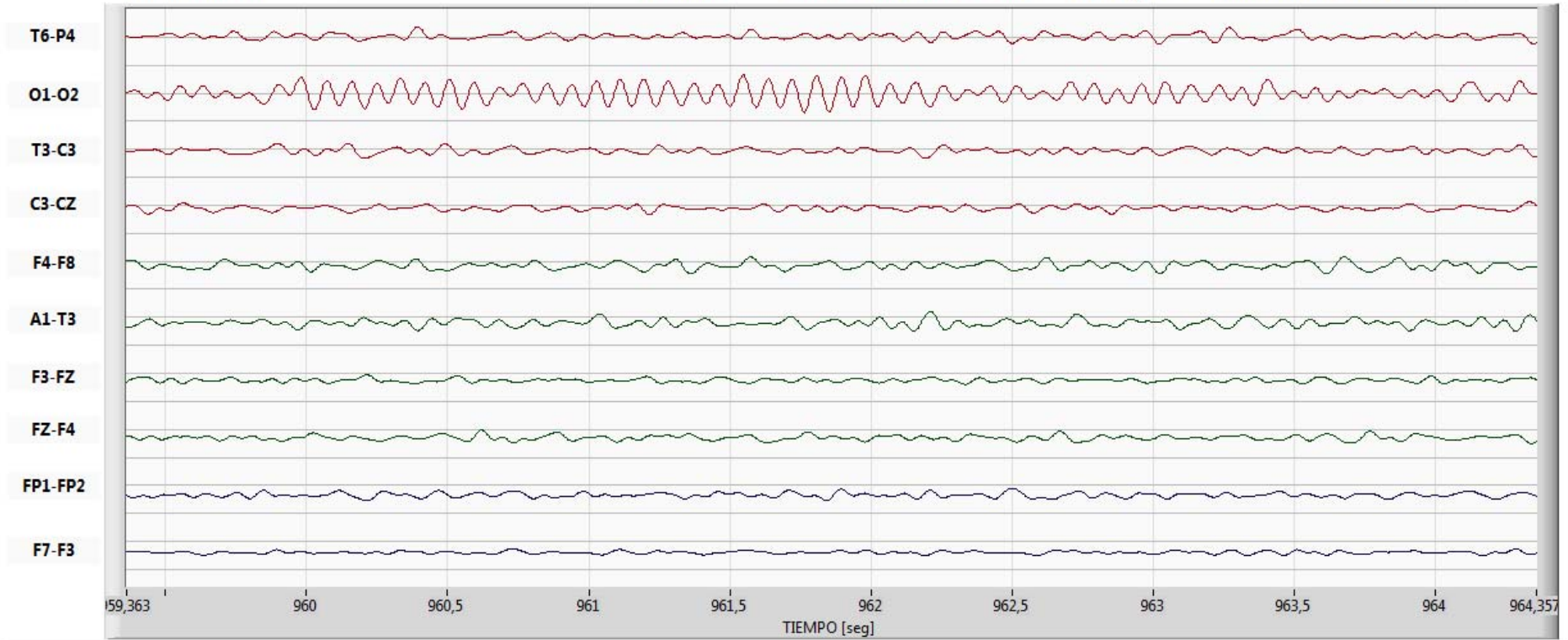
Fecha : 13/05/2010 16:33:51

Trama : 5 seg

Nombre doctor : ANA VICUÑA

Escala : X [0,50seg/div] Y [80,0uV/div]

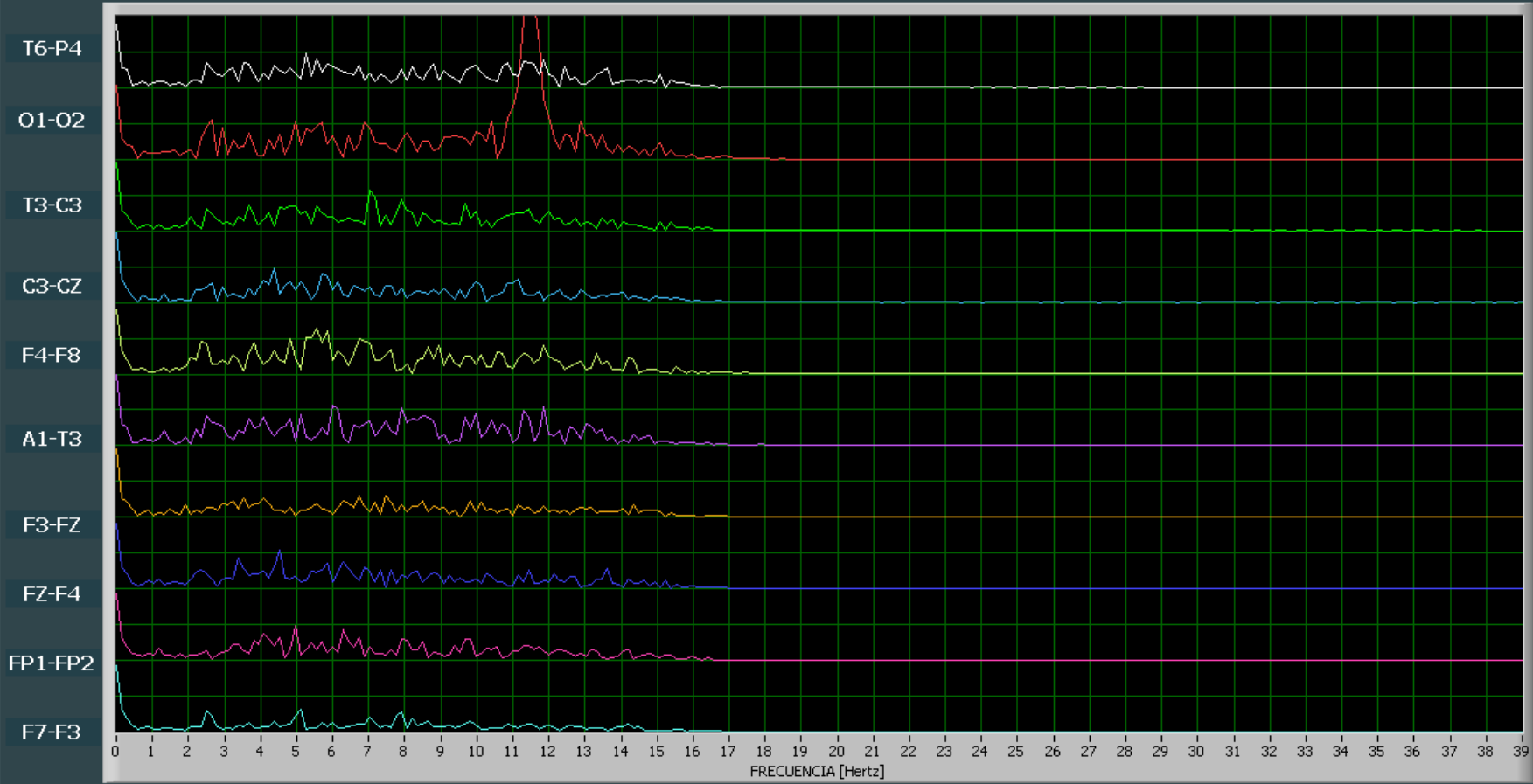
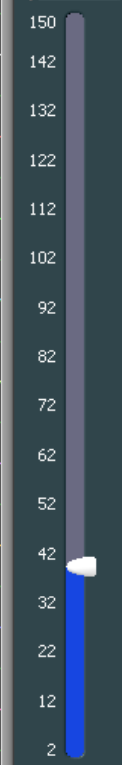
Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



ESPECTRO

FRECUENCIA

39



Nombre paciente : MANUEL REINOSO

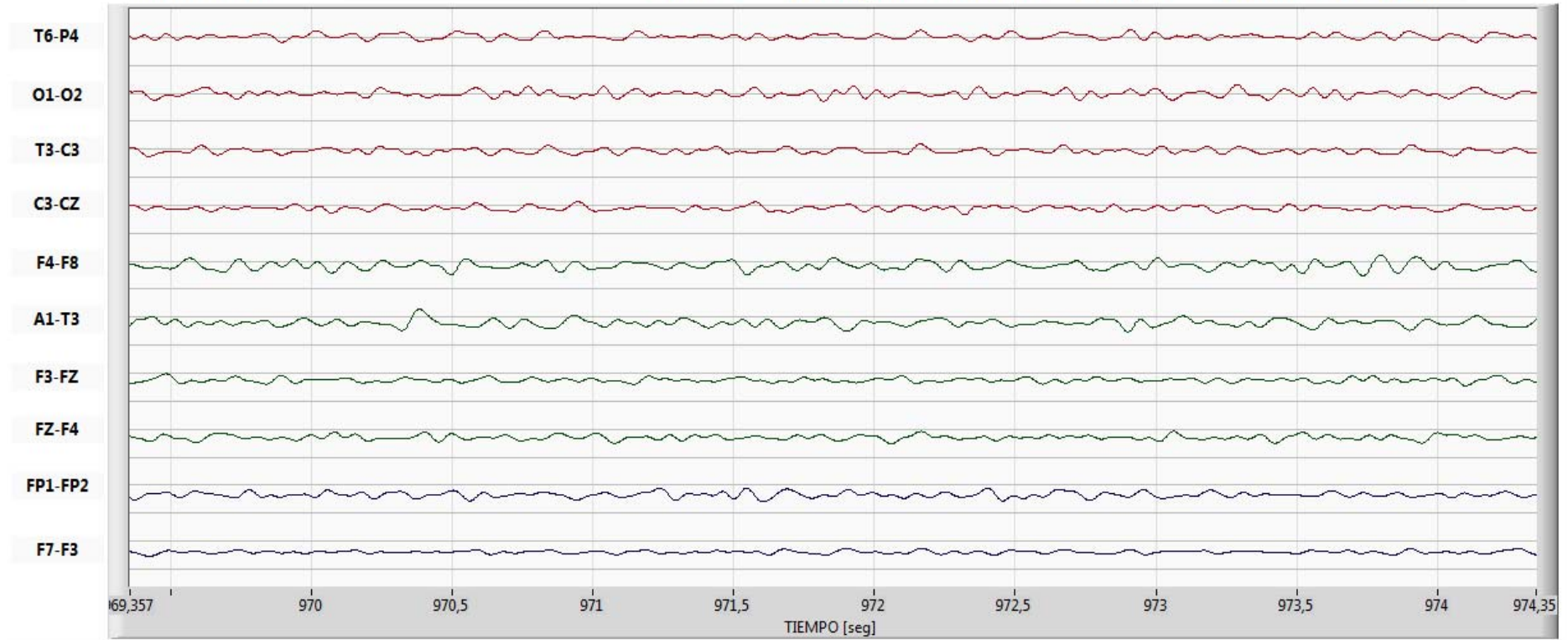
Fecha : 13/05/2010 16:33:51

Trama : 5 seg

Nombre doctor : ANA VICUÑA

Escala : X [0,50seg/div] Y [60,0uV/div]

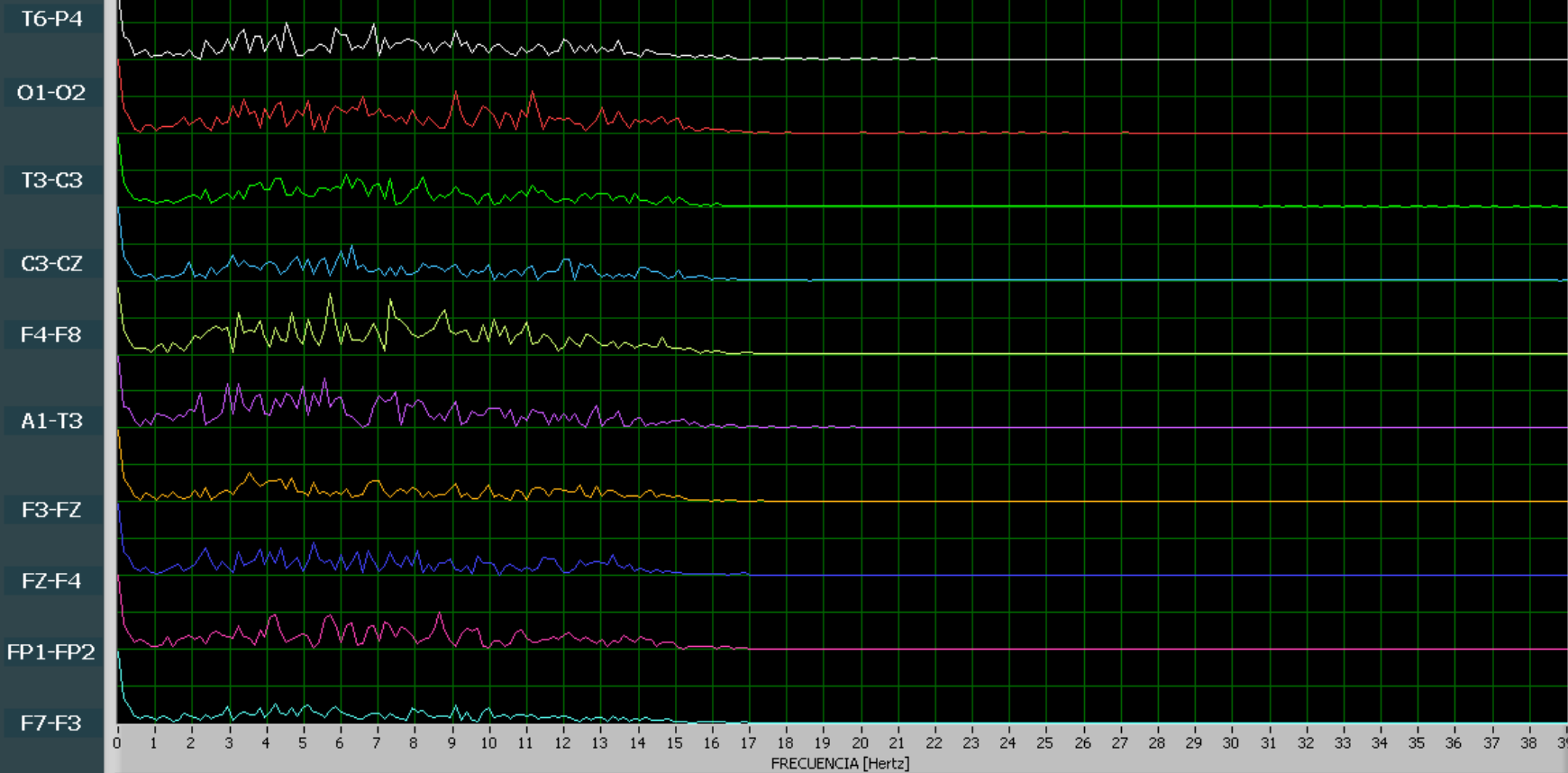
Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



ESPECTRO

FRECUENCIA

39





Nombre paciente : MANUEL REINOSO

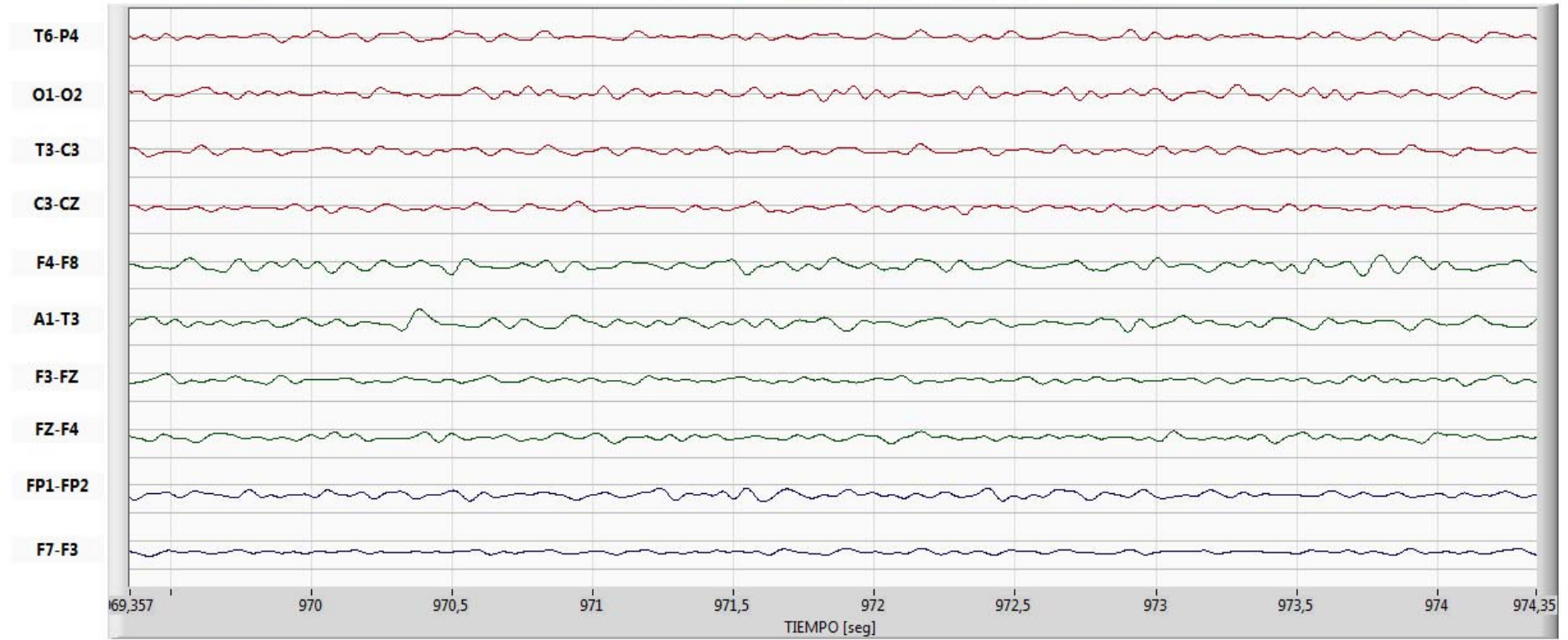
Fecha : 13/05/2010 16:33:51

Trama : 5 seg

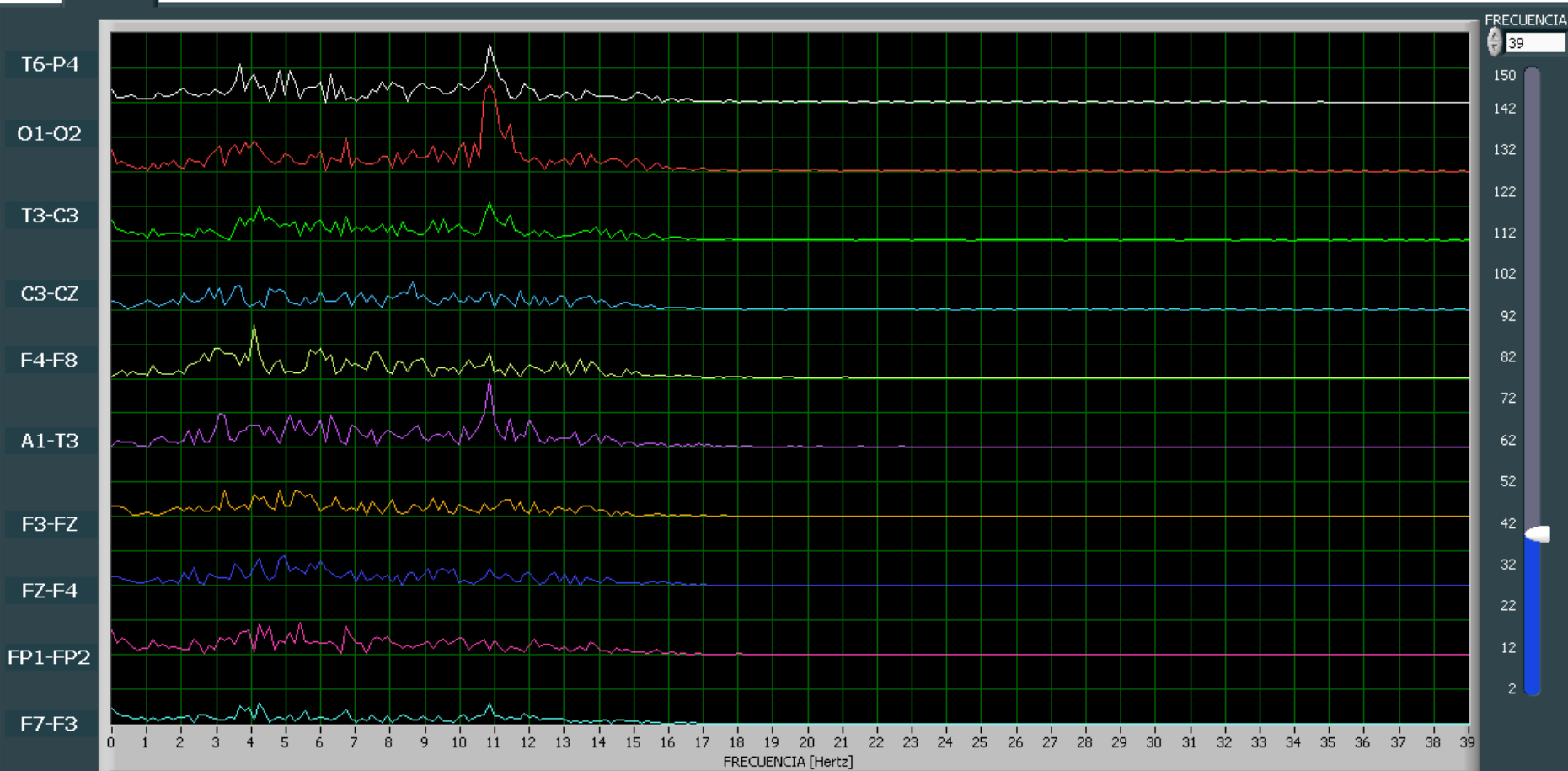
Nombre doctor : ANA VICUÑA

Escala : X [0,50seg/div] Y [60,0uV/div]

Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



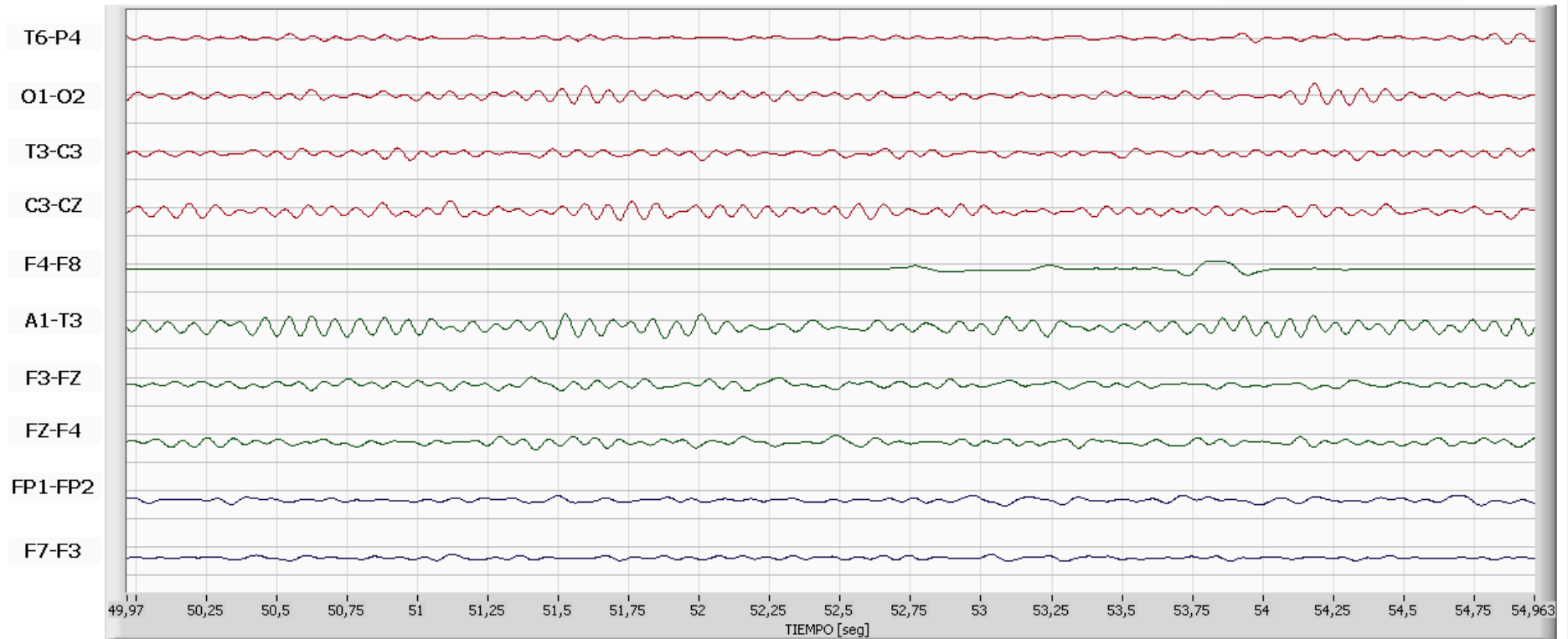
ESPECTRO



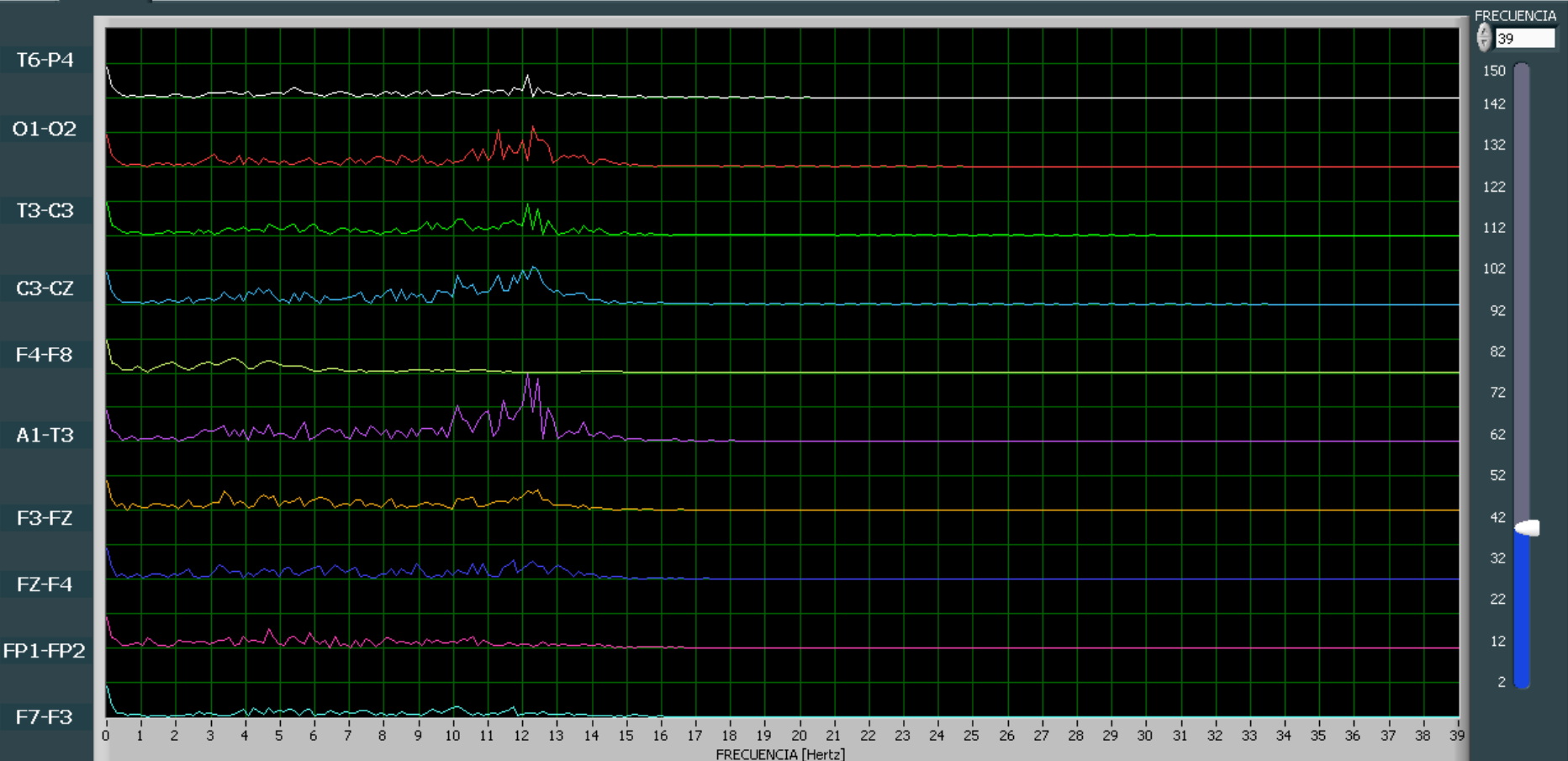
Nombre paciente : Adrian Arpi  
Nombre doctor : Paul Ortiz

Fecha : 15/05/2010 13:20:37  
Escala : X [0,25seg/div] Y[80,0uV/div]

Trama : 5 seg  
Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



ESPECTRO



Nombre paciente : Adrian Arpi

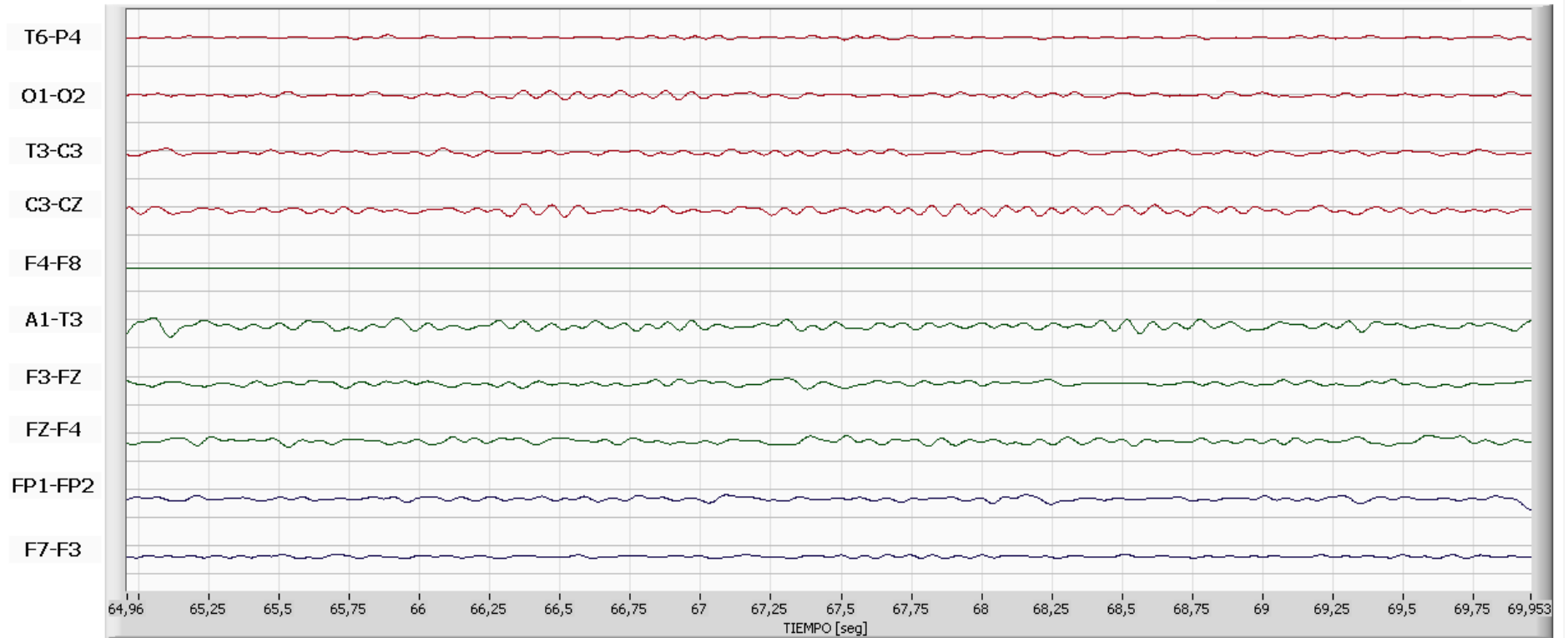
Fecha : 15/05/2010 13:20:37

Trama : 5 seg

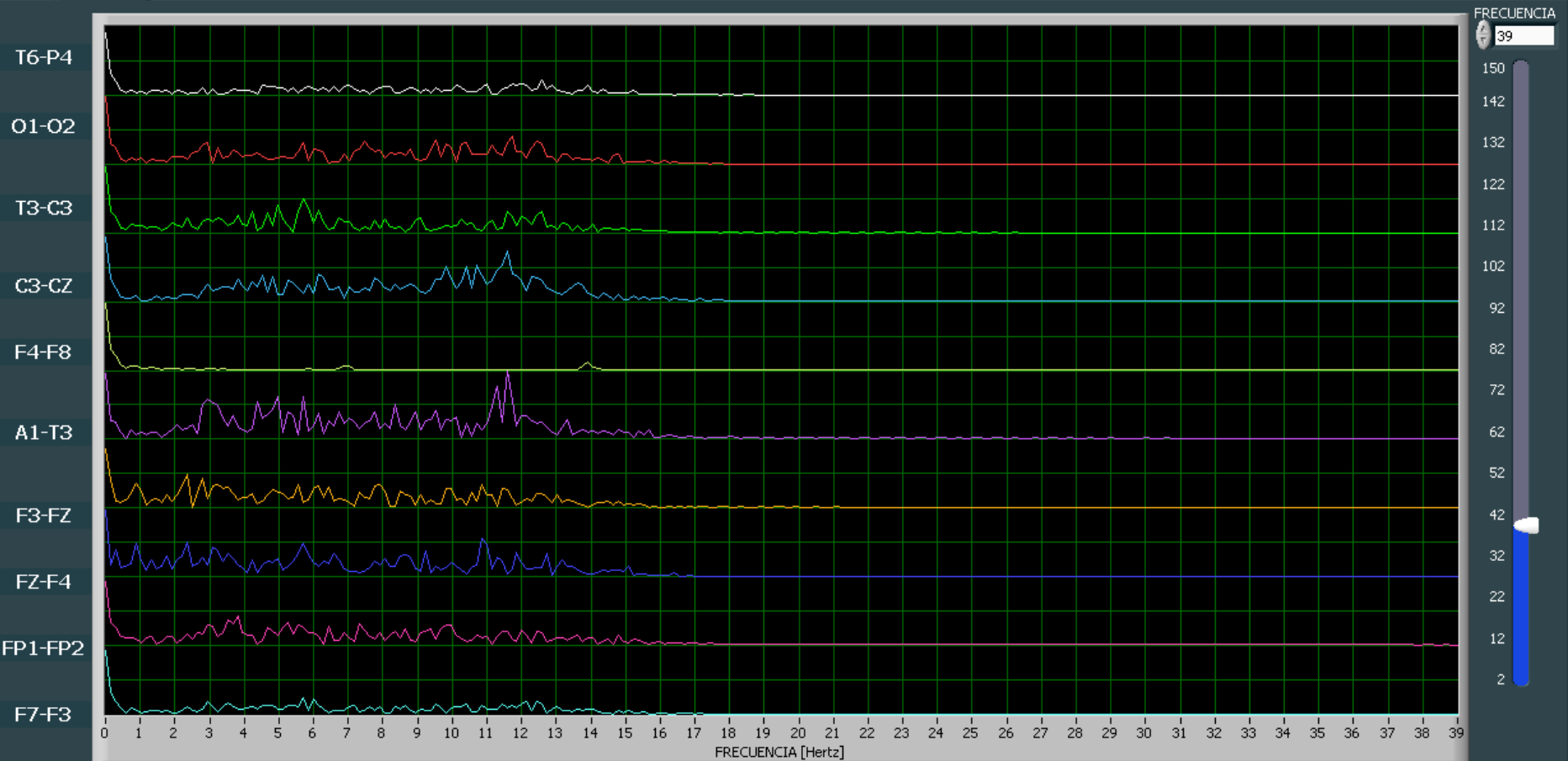
Nombre doctor : Paul Ortiz

Escala : X [0,25seg/div] Y [80,0uV/div]

Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



ESPECTRO



Nombre paciente : Adrian Arpi

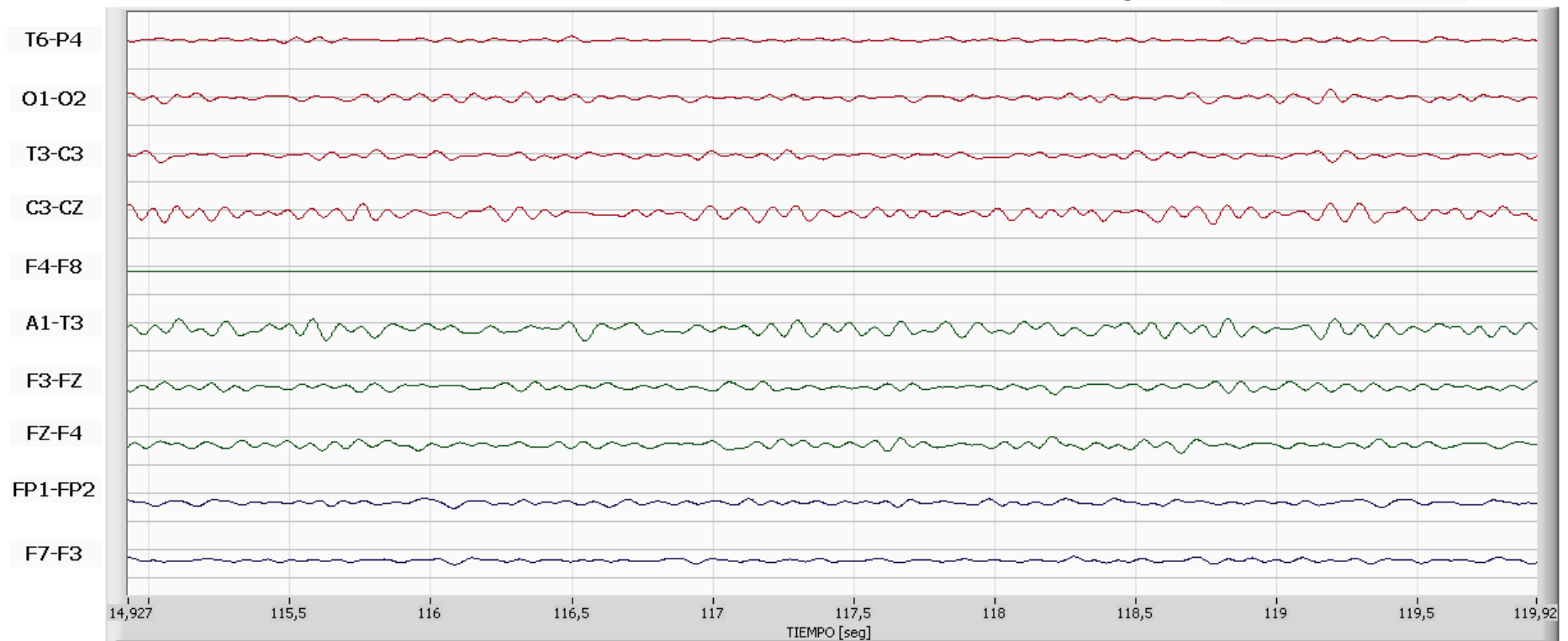
Fecha : 15/05/2010 13:20:37

Trama : 5 seg

Nombre doctor : Paul Ortiz

Escala : X [0,50seg/div] Y [70,6uV/div]

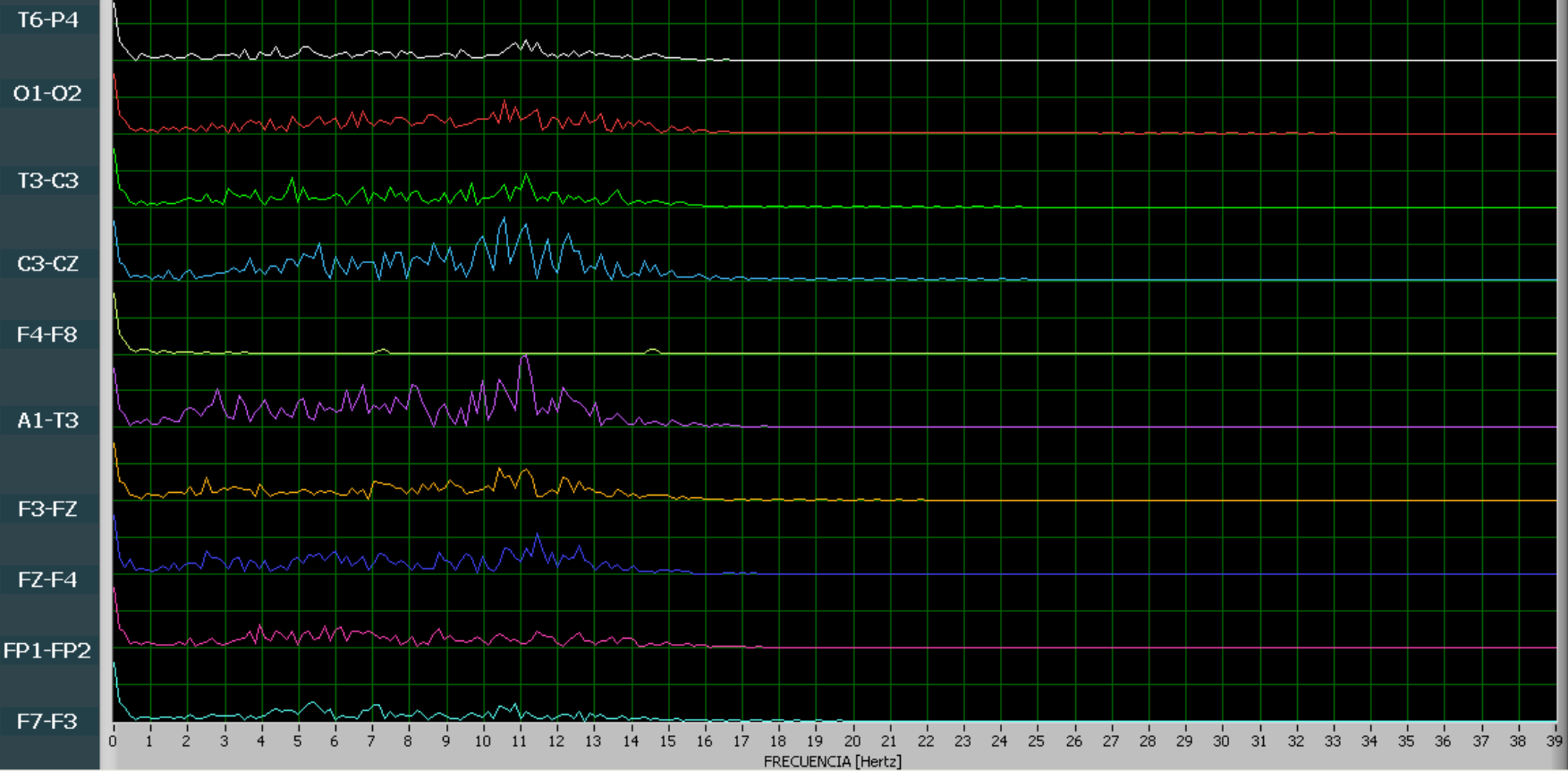
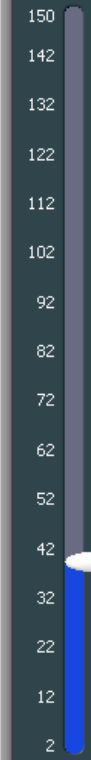
Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



ESPECTRO

FRECUENCIA

39

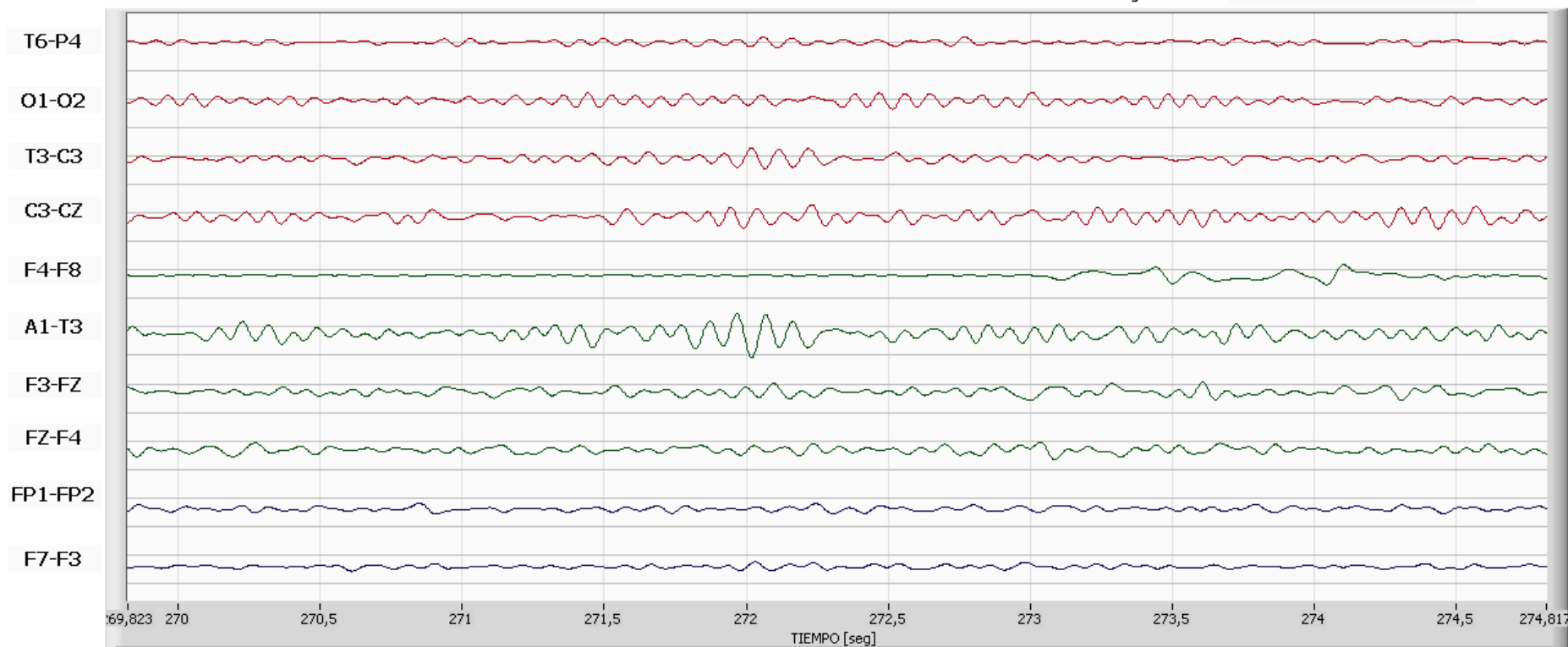




Nombre paciente : Adrian Arpi  
Nombre doctor : Paul Ortiz

Fecha : 15/05/2010 13:20:37  
Escala : X [0,50seg/div] Y [70,6uV/div]

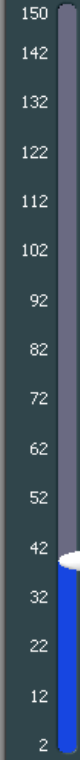
Trama : 5 seg  
Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



ESPECTRO

FRECUENCIA

39



T6-P4

O1-O2

T3-C3

C3-CZ

F4-F8

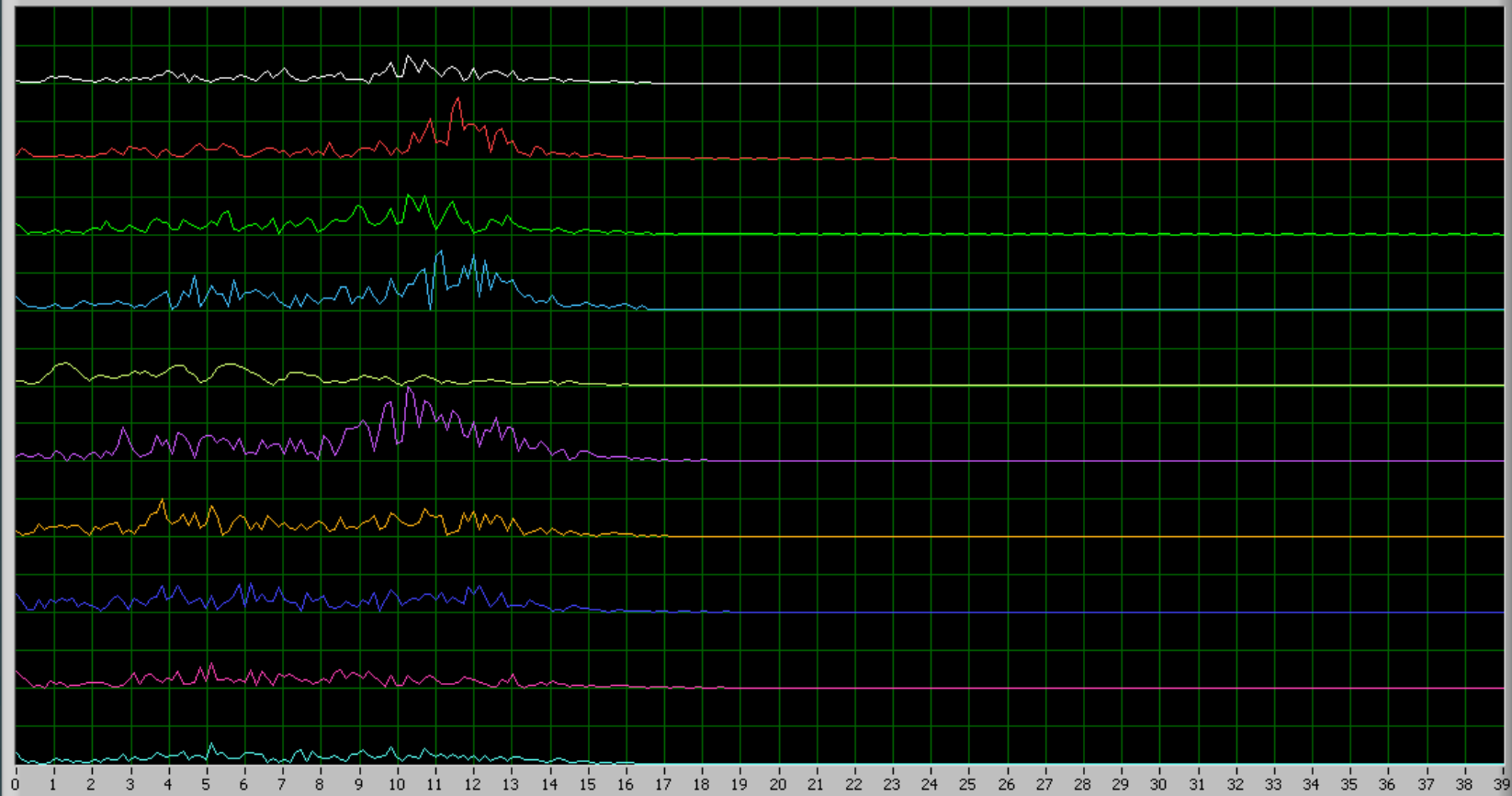
A1-T3

F3-FZ

FZ-F4

FP1-FP2

F7-F3

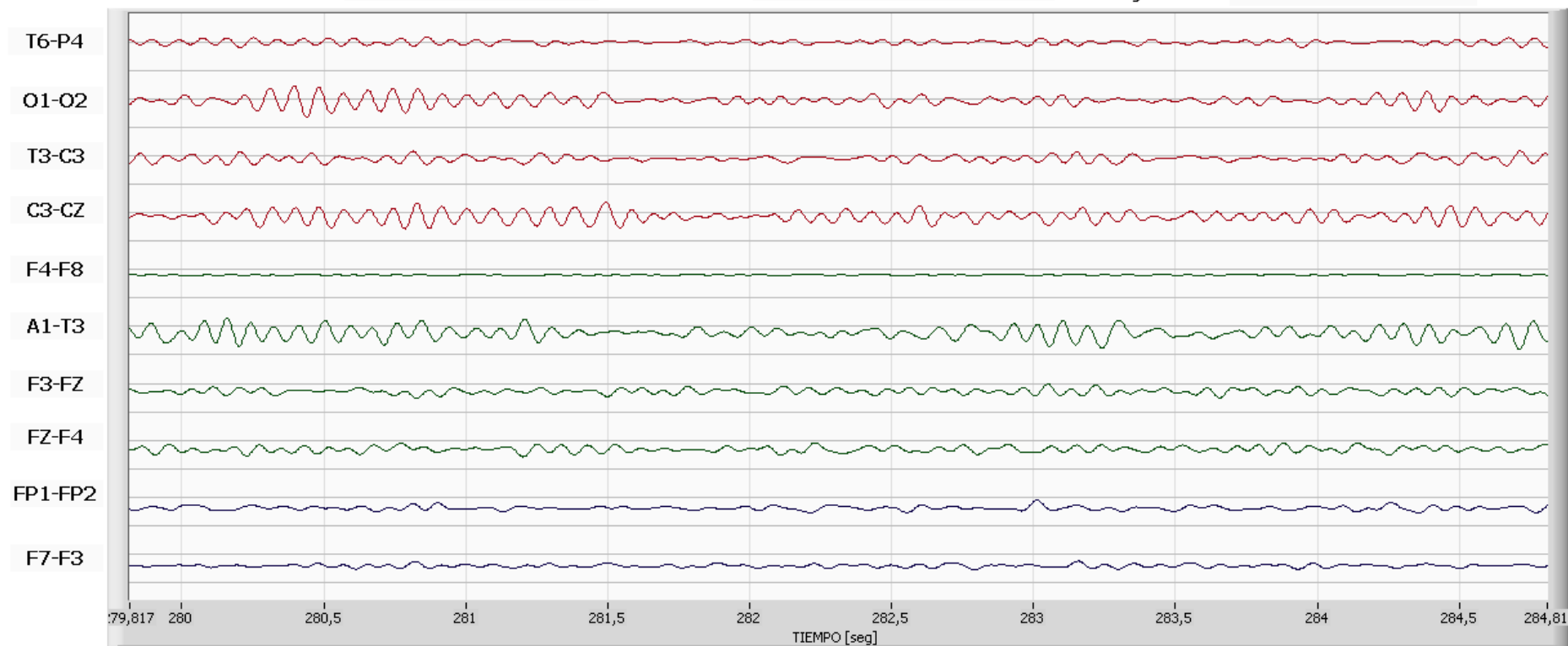


FRECUENCIA [Hertz]

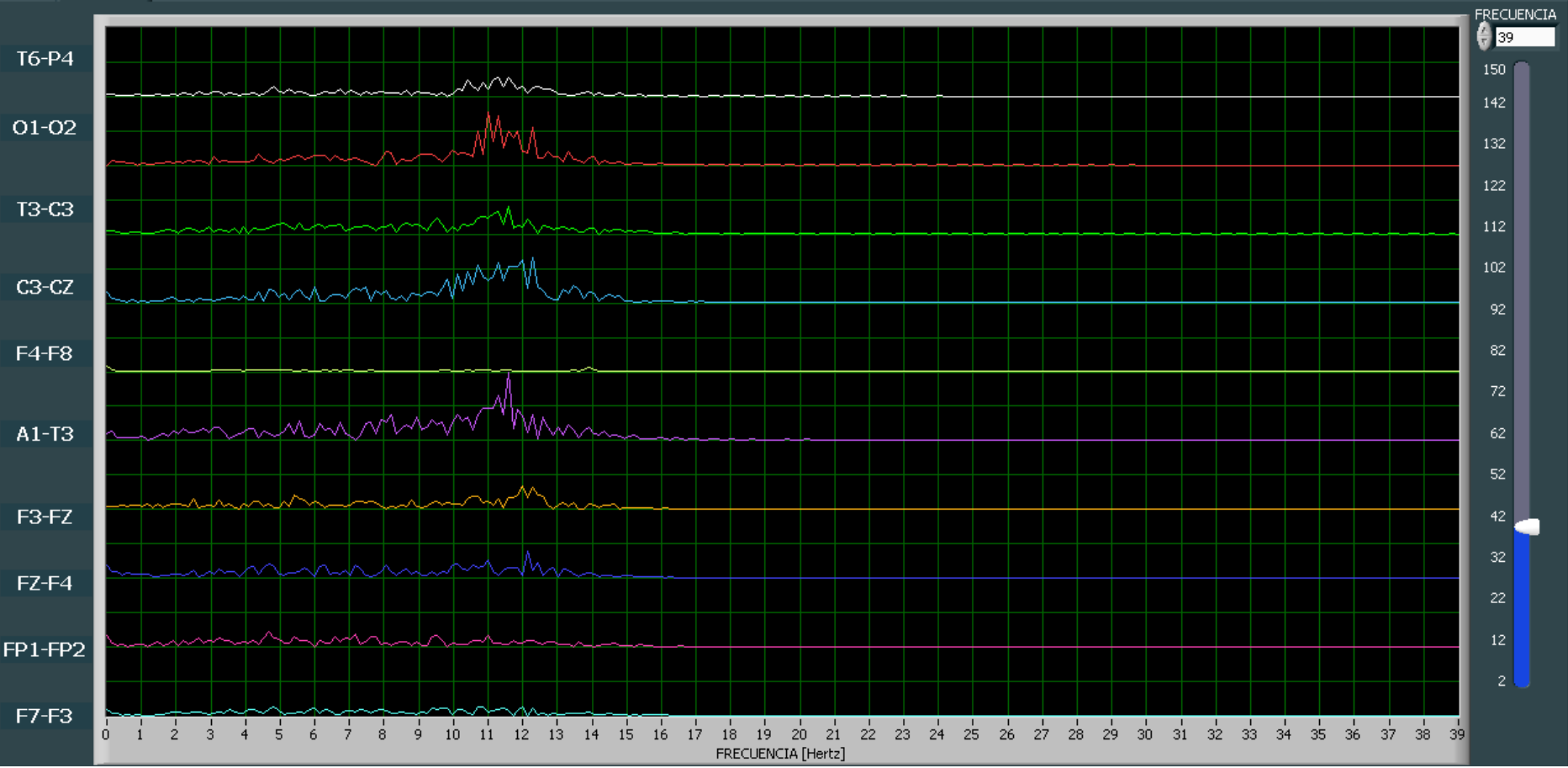
Nombre paciente : Adrian Arpi  
Nombre doctor : Paul Ortiz

Fecha : 15/05/2010 13:20:37  
Escala : X [0,50seg/div] Y [70,6uV/div]

Trama : 5 seg  
Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



ESPECTRO



Nombre paciente : Natalia Gonzalez

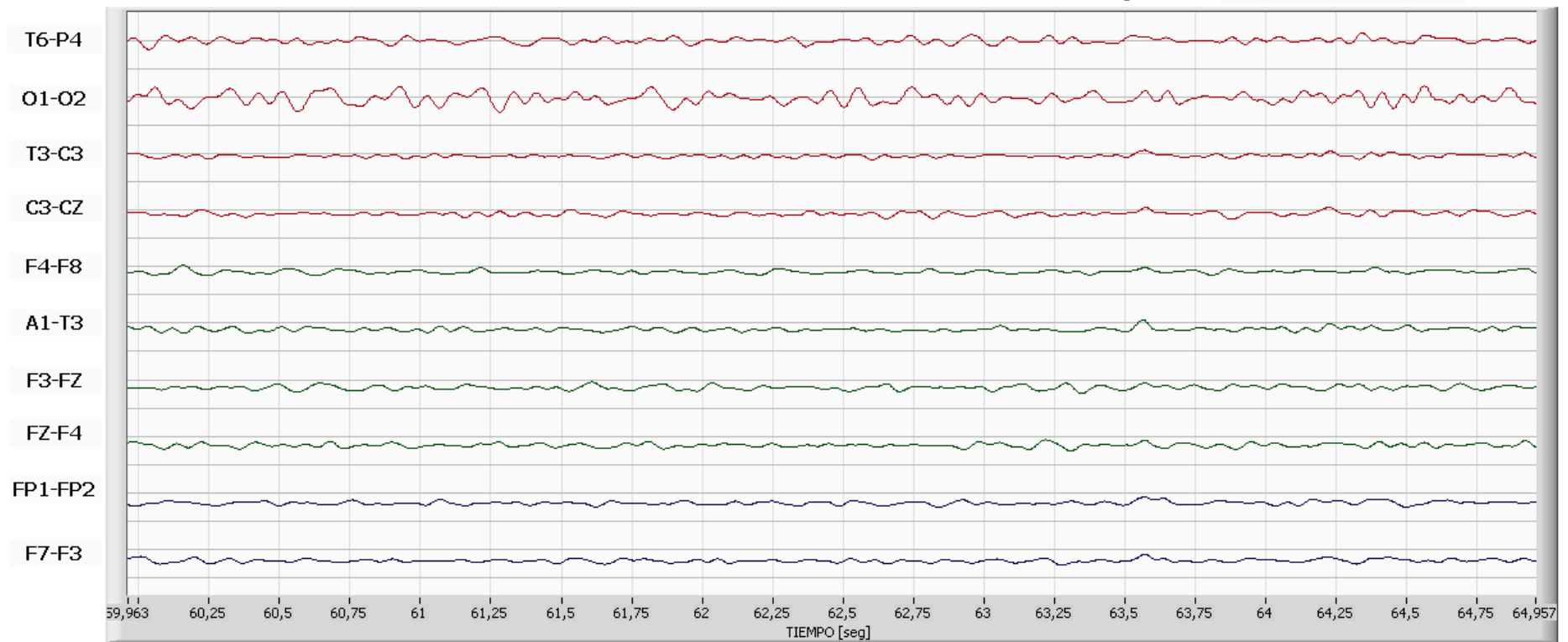
Fecha : 15/05/2010 16:53:47

Trama : 5 seg

Nombre doctor : Paul Ortiz

Escala : X [0,25seg/div] Y [60,0uV/div]

Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



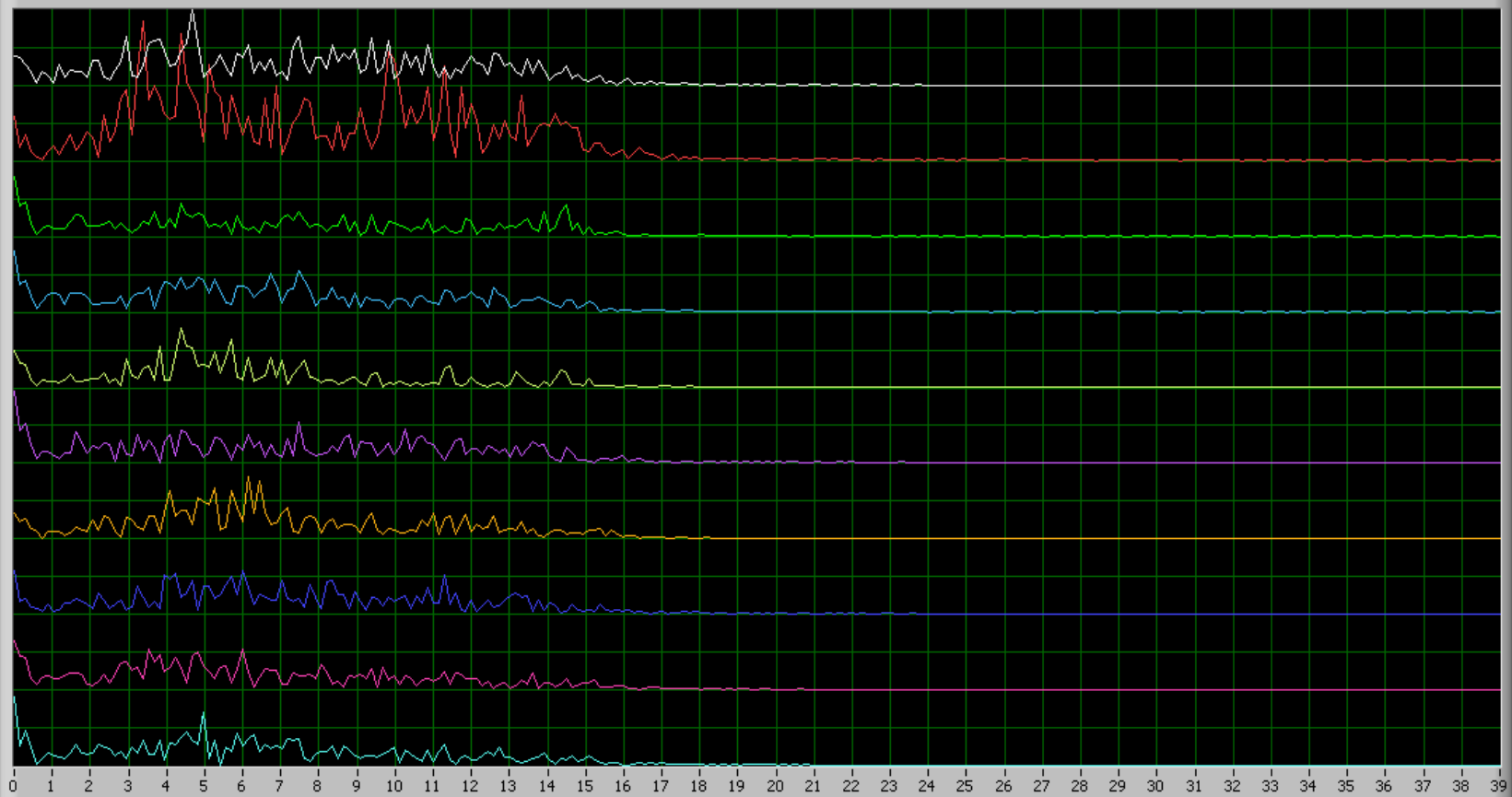
ESPECTRO

FRECUENCIA

39



- T6-P4
- O1-O2
- T3-C3
- C3-CZ
- F4-F8
- A1-T3
- F3-FZ
- FZ-F4
- FP1-FP2
- F7-F3

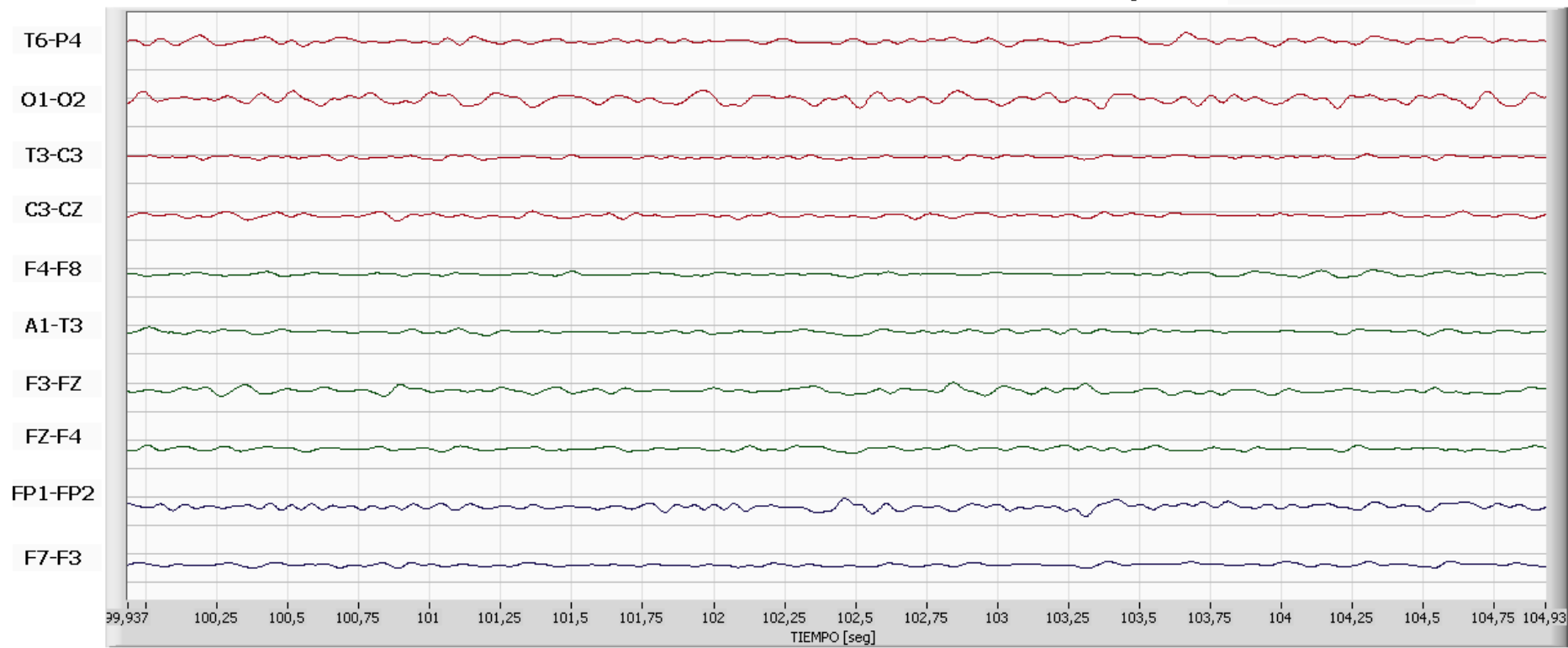


FRECUENCIA [Hertz]

Nombre paciente : Natalia Gonzalez  
Nombre doctor : Paul Ortiz

Fecha : 15/05/2010 16:53:47  
Escala : X [0,25seg/div] Y[80,0uV/div]

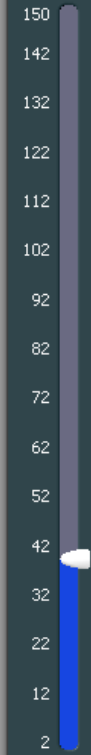
Trama : 5 seg  
Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



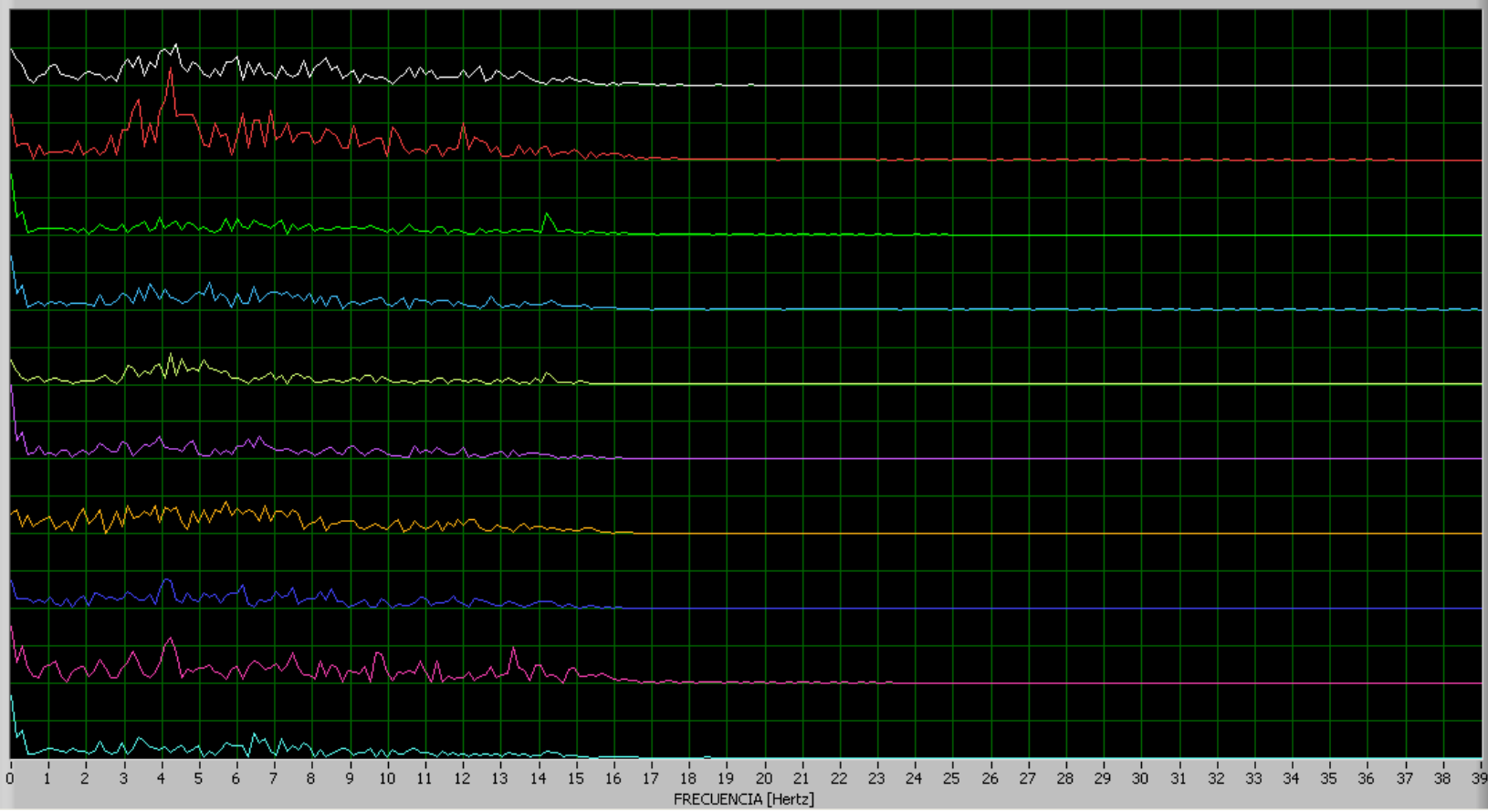
ESPECTRO

FRECUENCIA

39



- T6-P4
- O1-O2
- T3-C3
- C3-CZ
- F4-F8
- A1-T3
- F3-FZ
- FZ-F4
- FP1-FP2
- F7-F3





Nombre paciente : Natalia Gonzalez

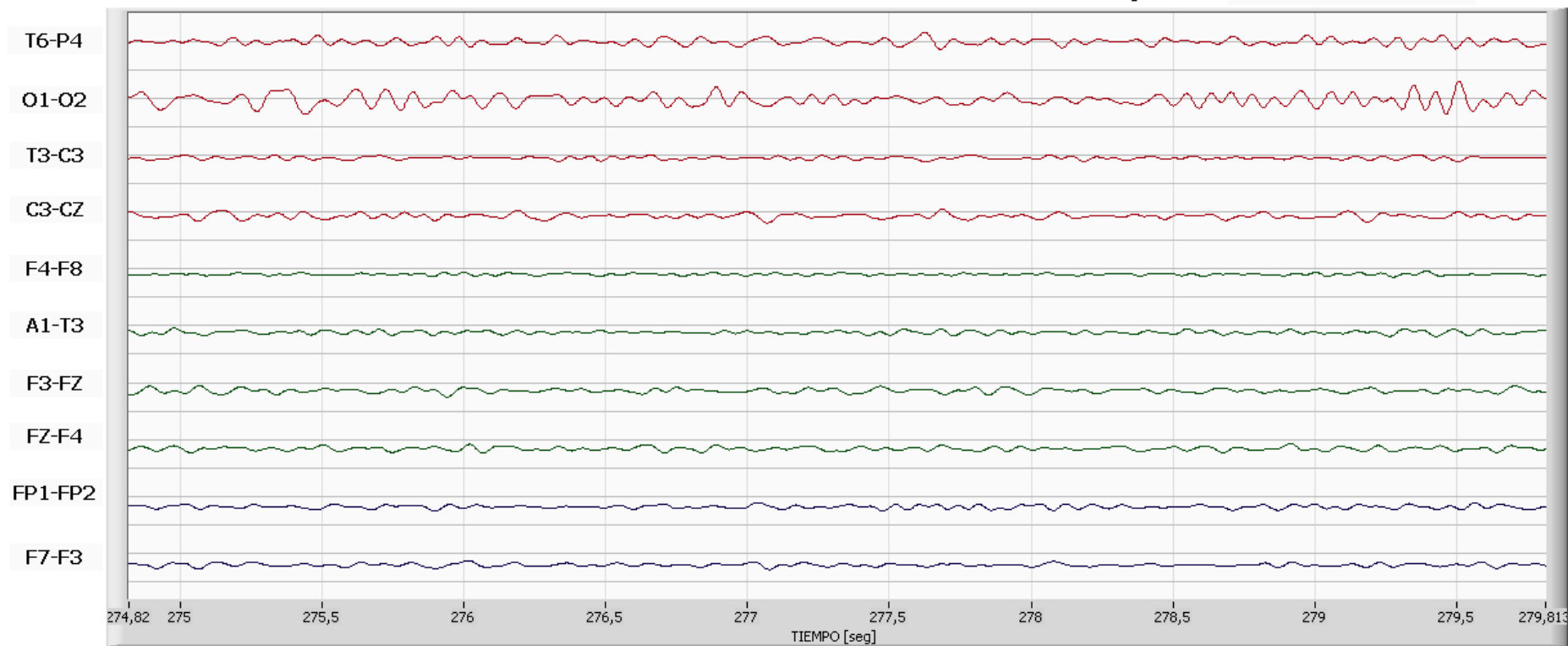
Fecha : 15/05/2010 16:53:47

Trama : 5 seg

Nombre doctor : Paul Ortiz

Escala : X [0,50seg/div] Y [60,0uV/div]

Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



ESPECTRO

T6-P4

O1-O2

T3-C3

C3-CZ

F4-F8

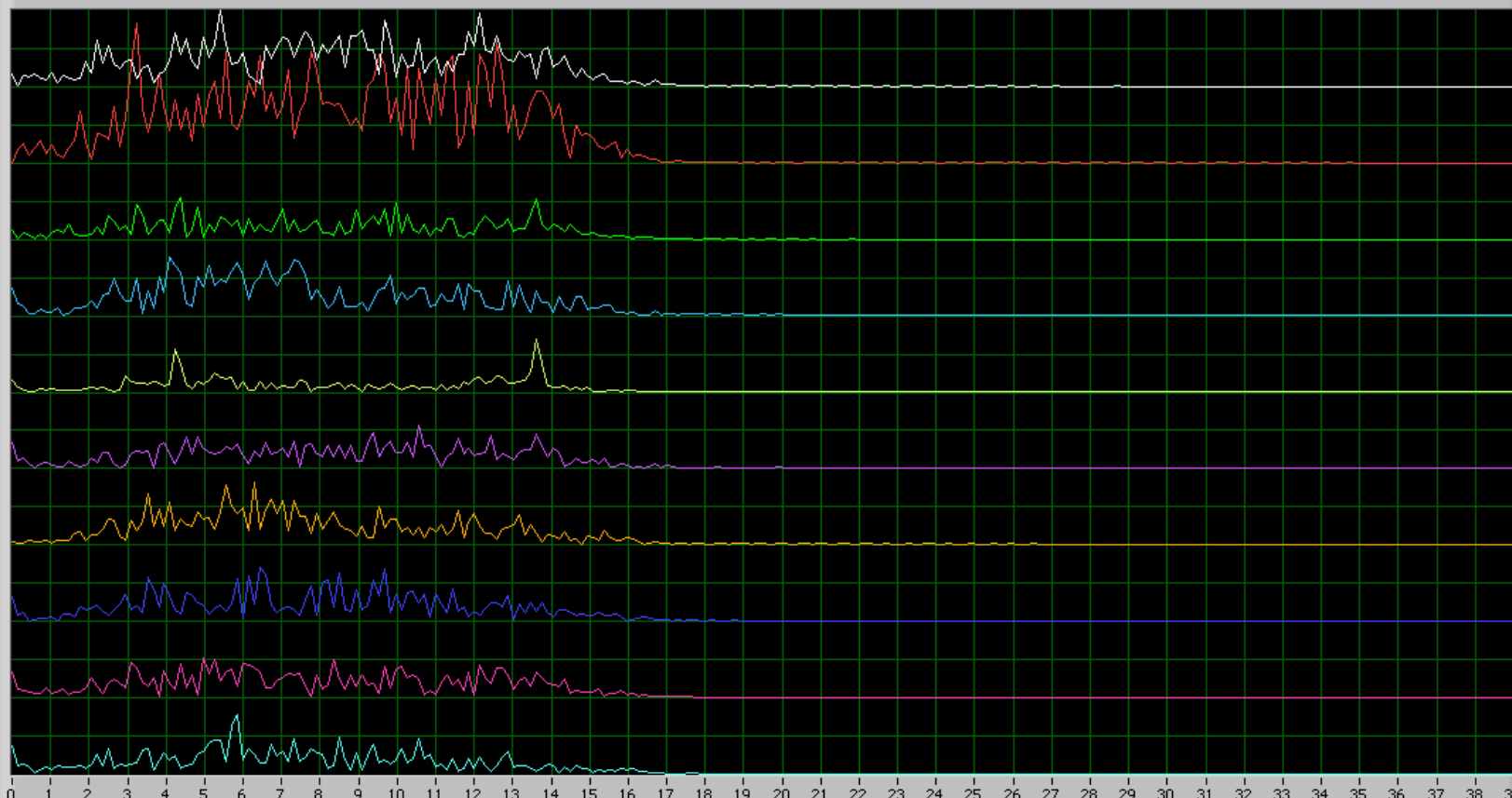
A1-T3

F3-FZ

FZ-F4

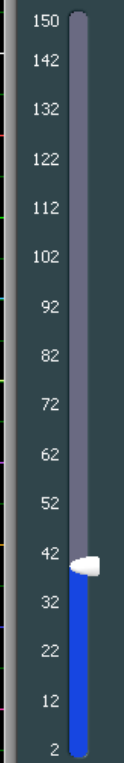
FP1-FP2

F7-F3



FRECUENCIA

39



FRECUENCIA [Hertz]

Nombre paciente : Natalia Gonzalez

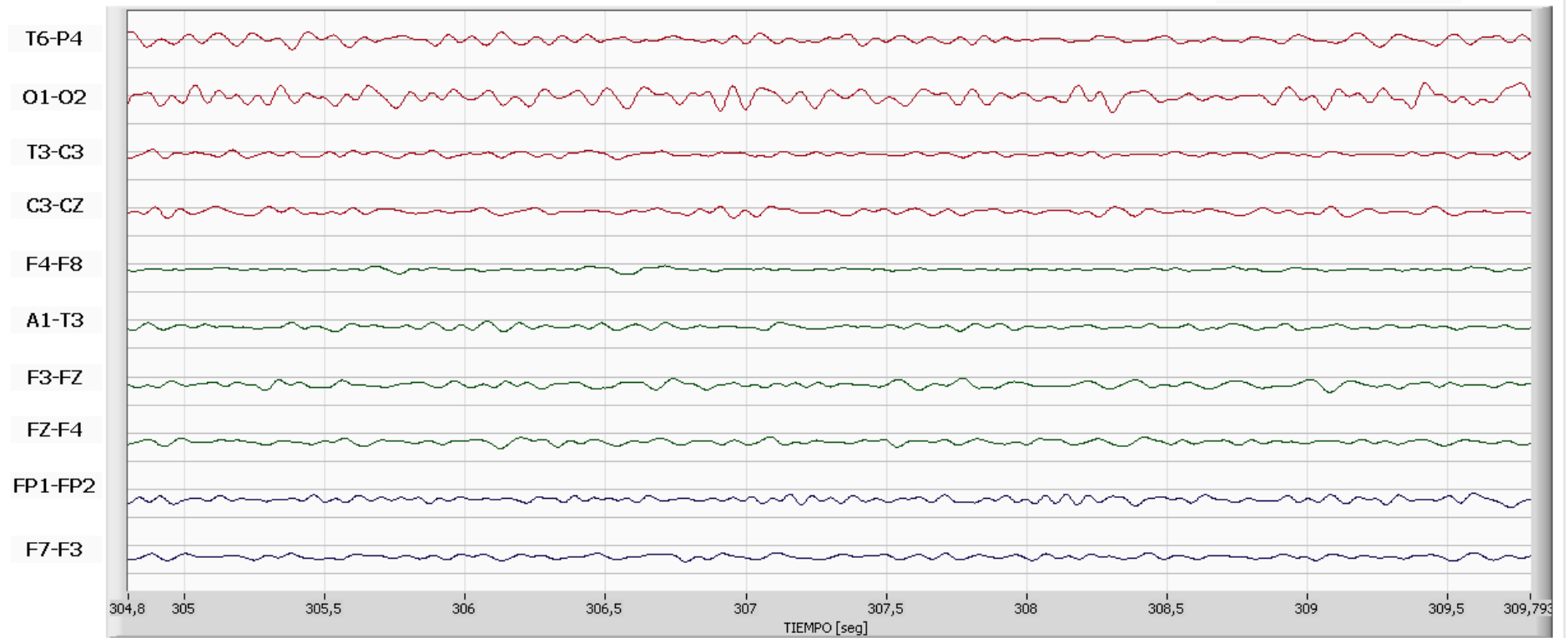
Fecha : 15/05/2010 16:53:47

Trama : 5 seg

Nombre doctor : Paul Ortiz

Escala : X [0,50seg/div] Y [60,0uV/div]

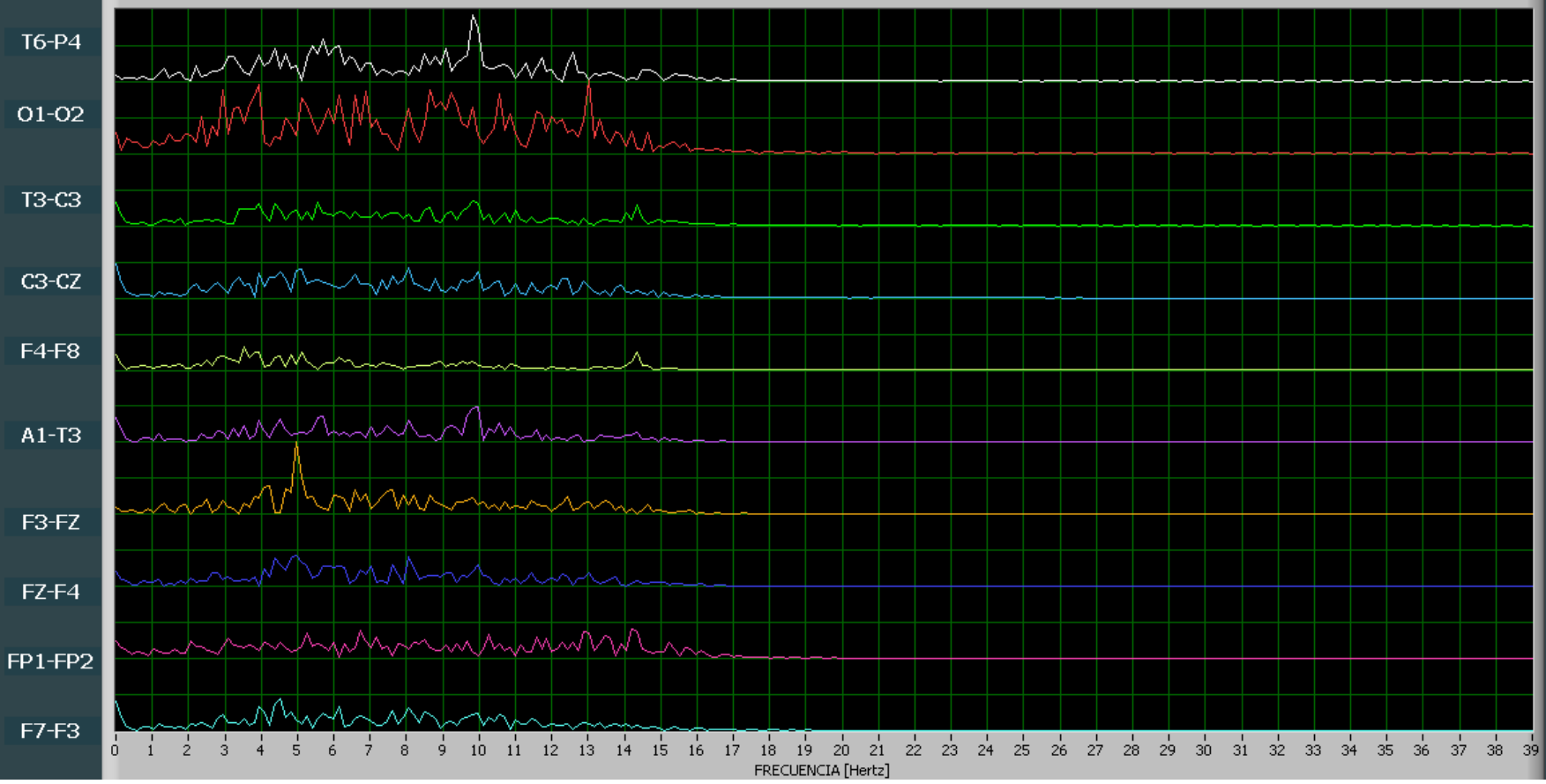
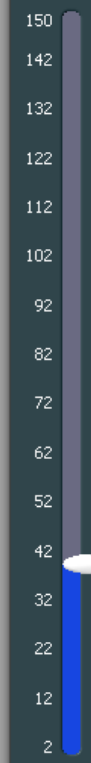
Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



ESPECTRO

FRECUENCIA

39



Nombre paciente : Natalia Gonzalez

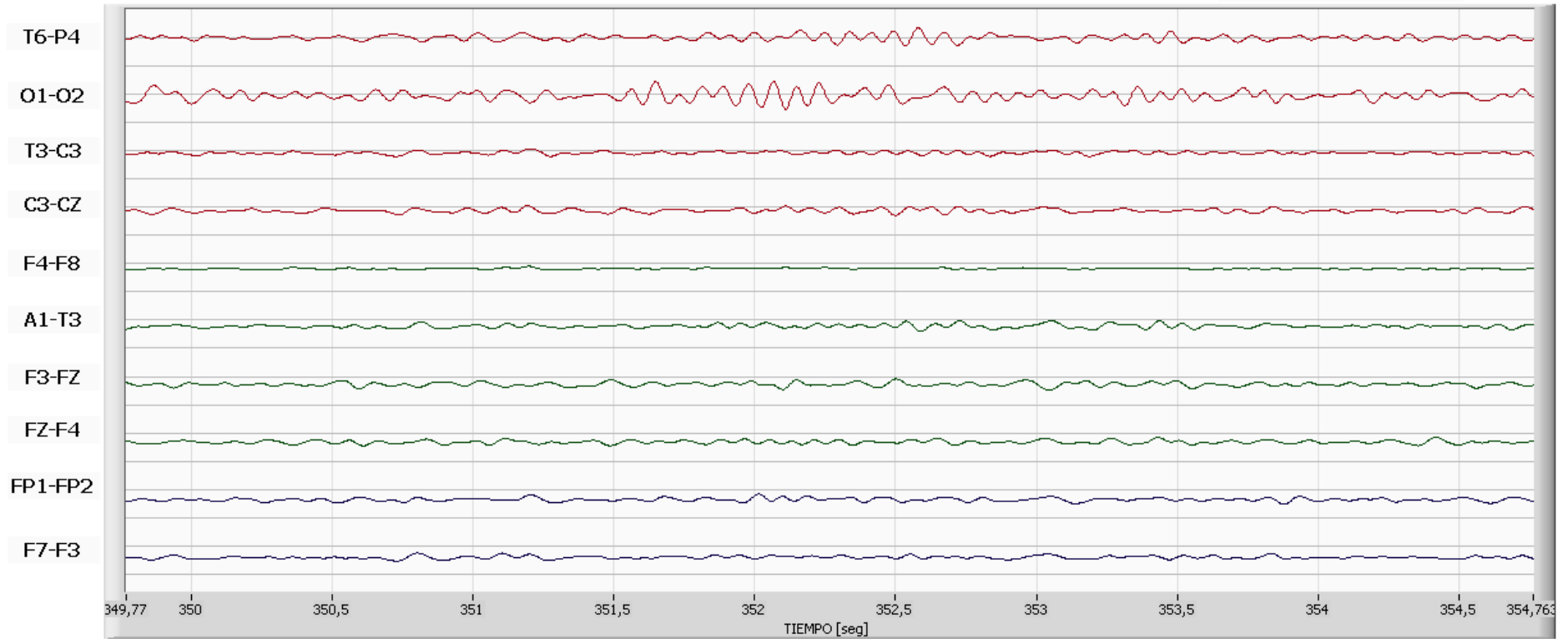
Fecha : 15/05/2010 16:53:47

Trama : 5 seg

Nombre doctor : Paul Ortiz

Escala : X [0,50seg/div] Y [80,0uV/div]

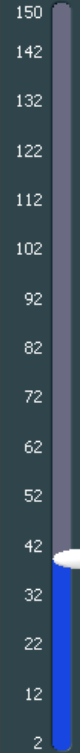
Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



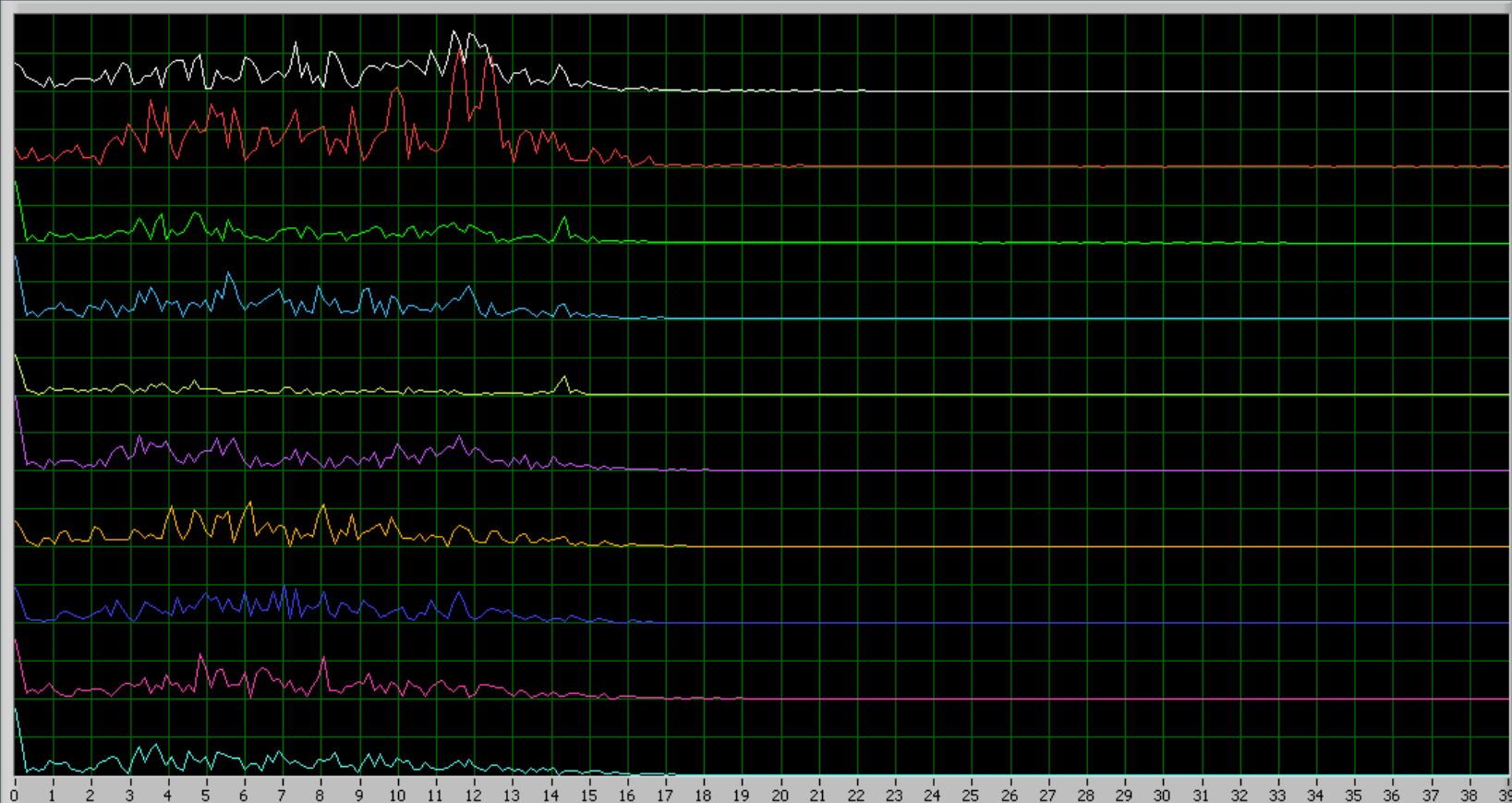
ESPECTRO

FRECUENCIA

39



T6-P4  
O1-O2  
T3-C3  
C3-CZ  
F4-F8  
A1-T3  
F3-FZ  
FZ-F4  
FP1-FP2  
F7-F3



FRECUENCIA [Hertz]

Nombre paciente : PAUL ORTIZ

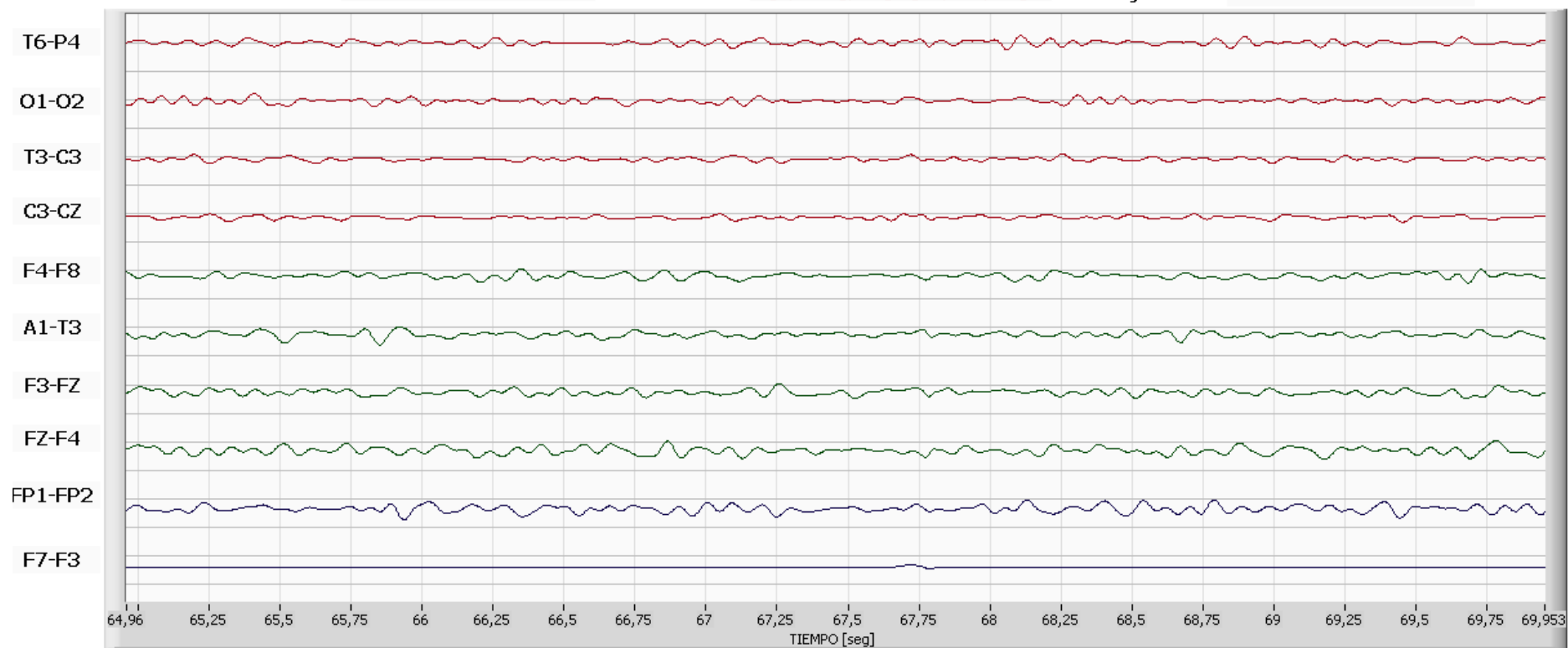
Fecha : 15/05/2010 18:15:00

Trama : 5 seg

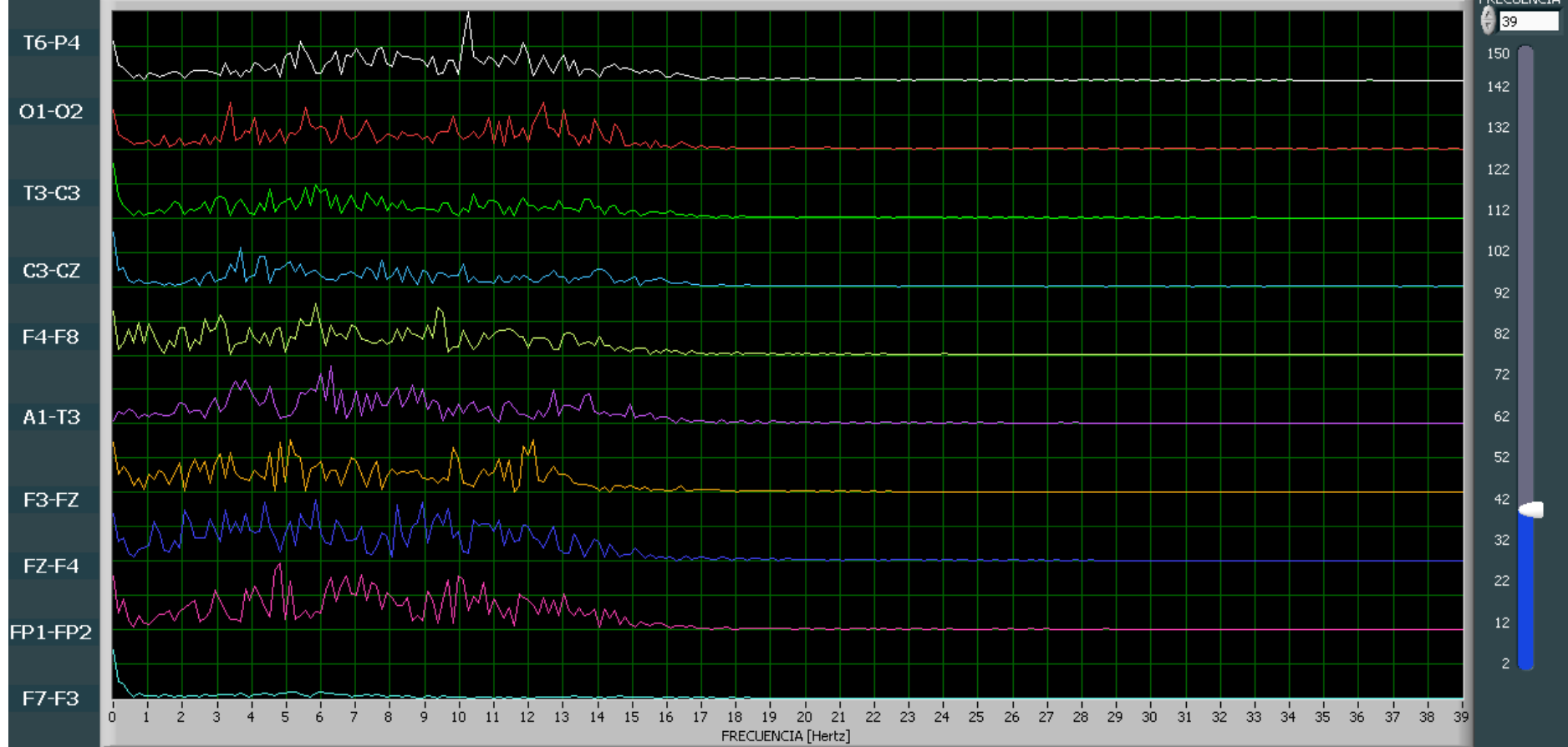
Nombre doctor : MANUEL REINOSO

Escala : X [0,25seg/div] Y [80,0uV/div]

Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



ESPECTRO





Nombre paciente : PAUL ORTIZ

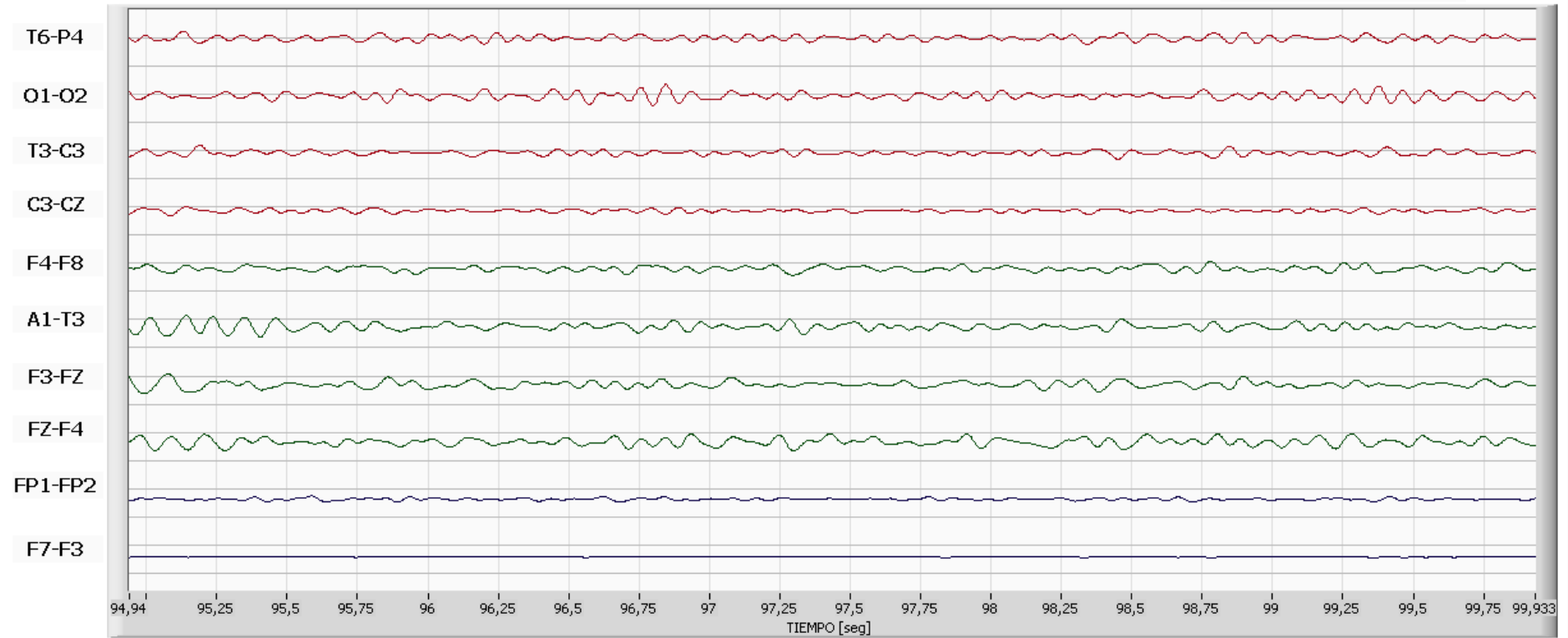
Fecha : 15/05/2010 18:15:00

Trama : 5 seg

Nombre doctor : MANUEL REINOSO

Escala : X [0,25seg/div] Y [85,7uV/div]

Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



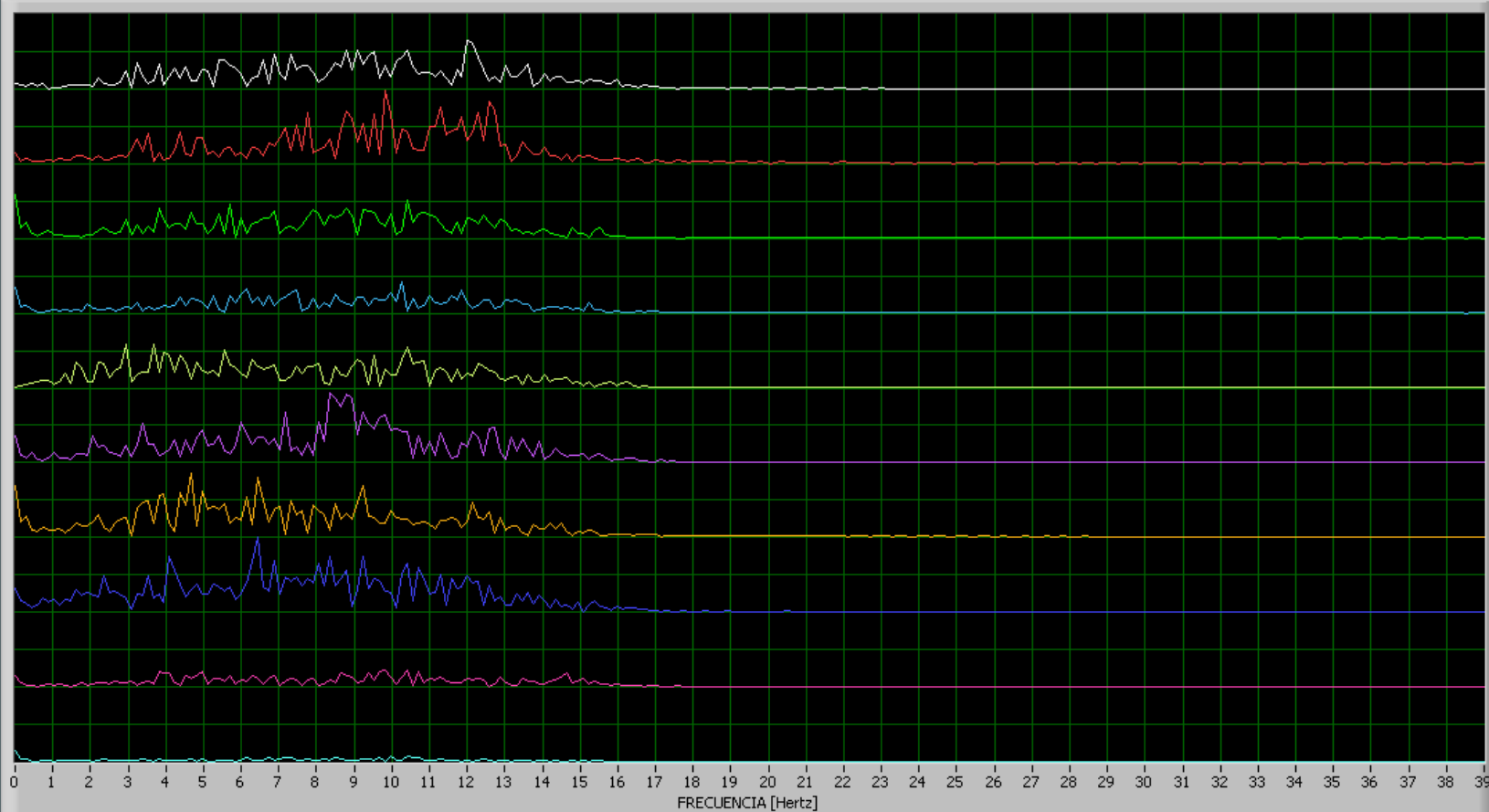
ESPECTRO

FRECUENCIA

39



- T6-P4
- O1-O2
- T3-C3
- C3-CZ
- F4-F8
- A1-T3
- F3-FZ
- FZ-F4
- FP1-FP2
- F7-F3



FRECUENCIA [Hertz]

Nombre paciente : PAUL ORTIZ

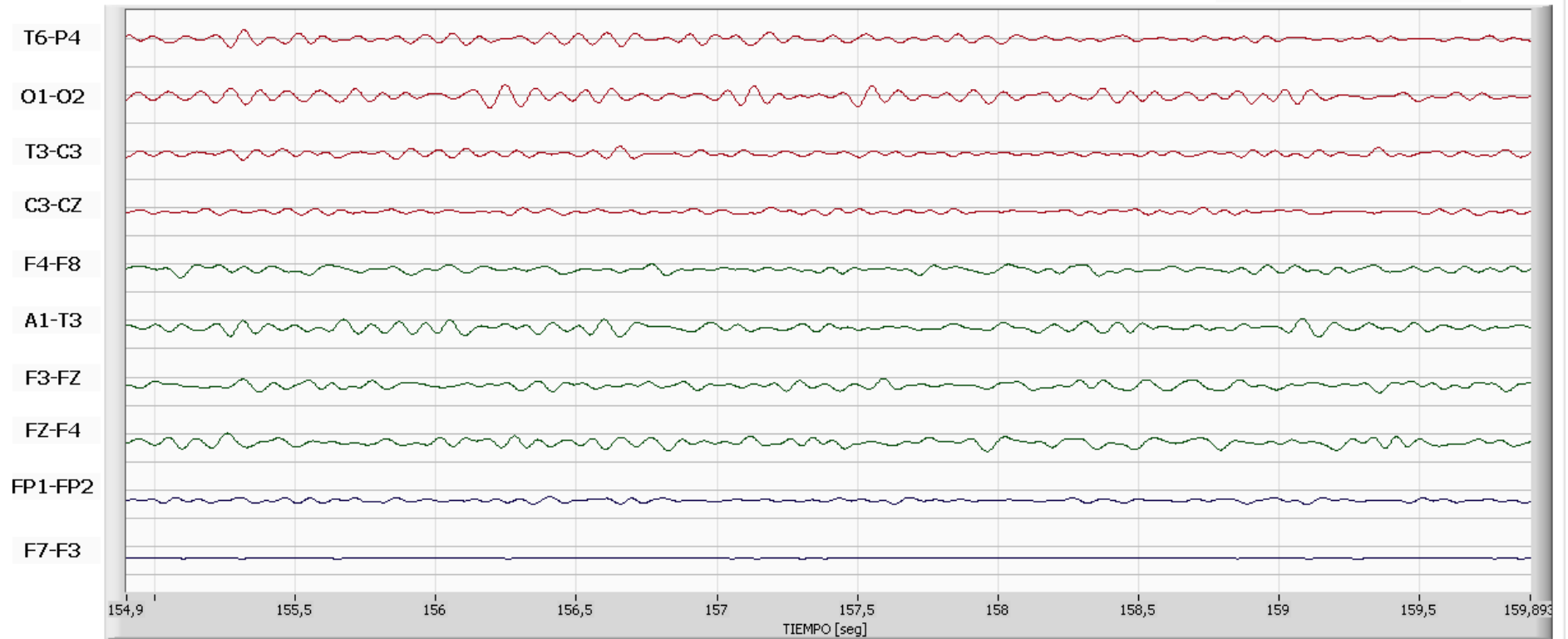
Fecha : 15/05/2010 18:15:00

Trama : 5 seg

Nombre doctor : MANUEL REINOSO

Escala : X [0,50seg/div] Y [85,7uV/div]

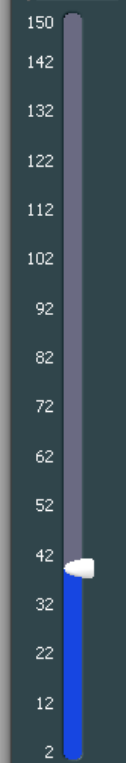
Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



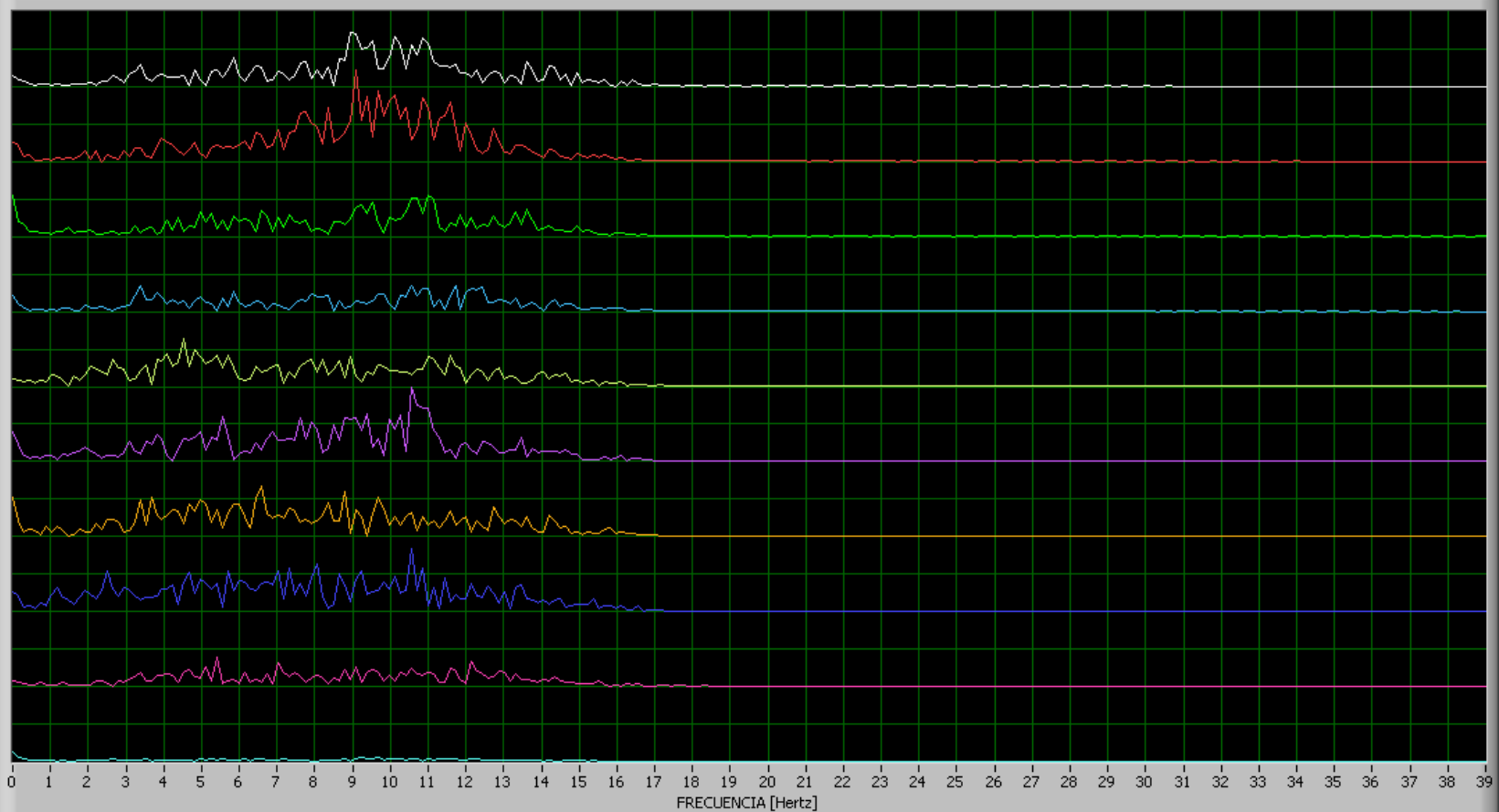
ESPECTRO

FRECUENCIA

39



T6-P4  
O1-O2  
T3-C3  
C3-CZ  
F4-F8  
A1-T3  
F3-FZ  
FZ-F4  
FP1-FP2  
F7-F3



FRECUENCIA [Hertz]

Nombre paciente : PAUL ORTIZ

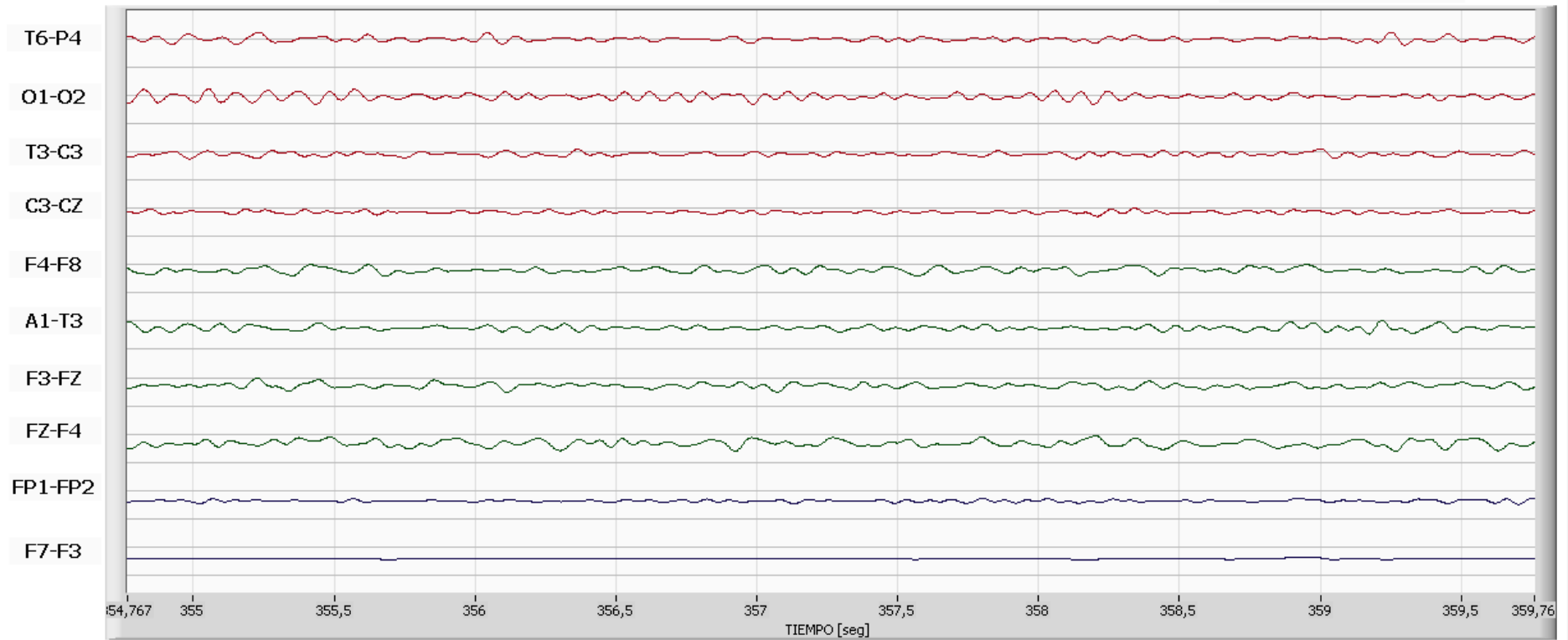
Fecha : 15/05/2010 18:15:00

Trama : 5 seg

Nombre doctor : MANUEL REINOSO

Escala : X [0,50seg/div] Y [85,7uV/div]

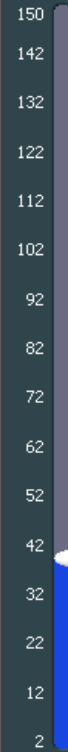
Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL



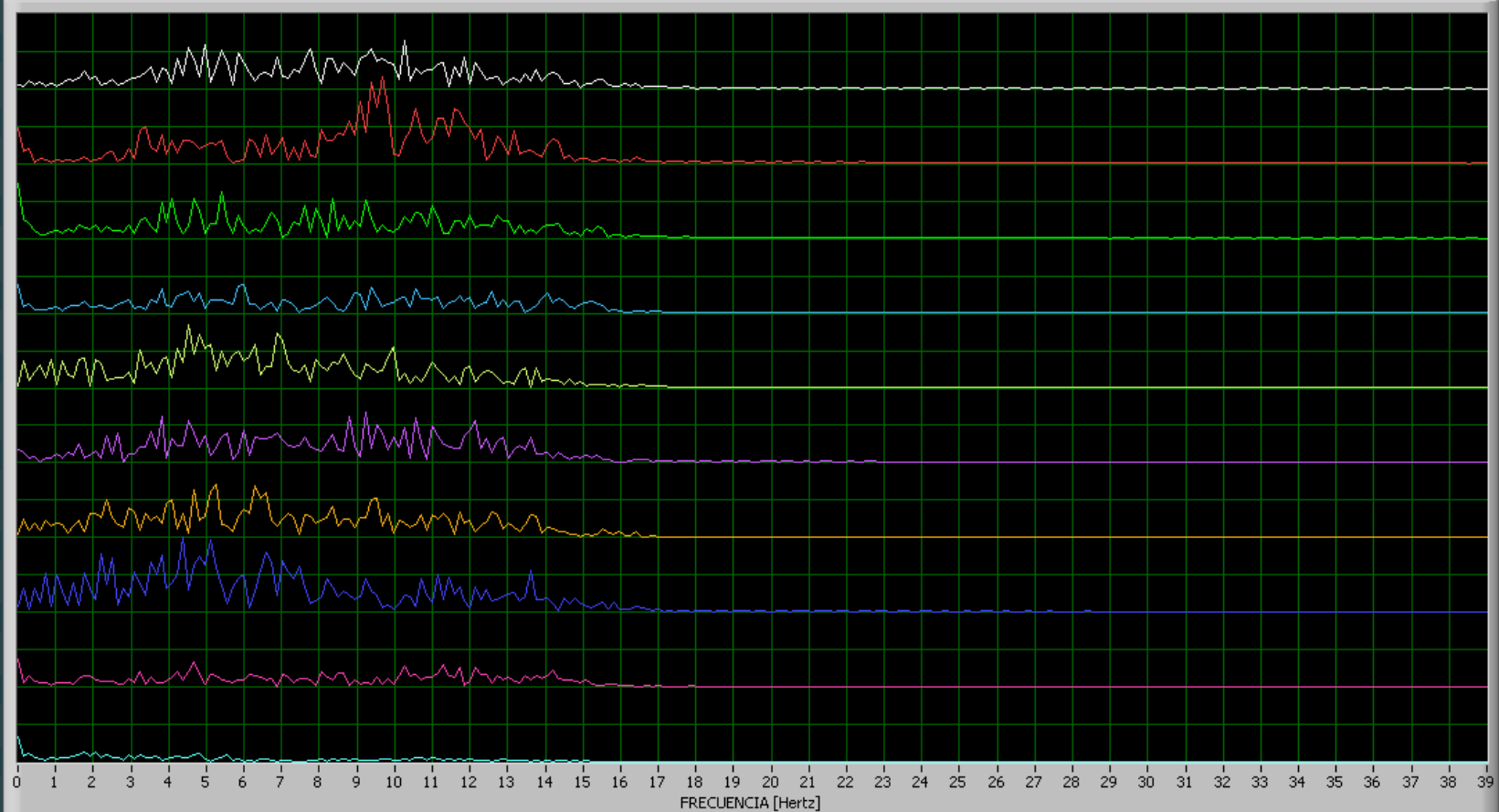
ESPECTRO

FRECUENCIA

39

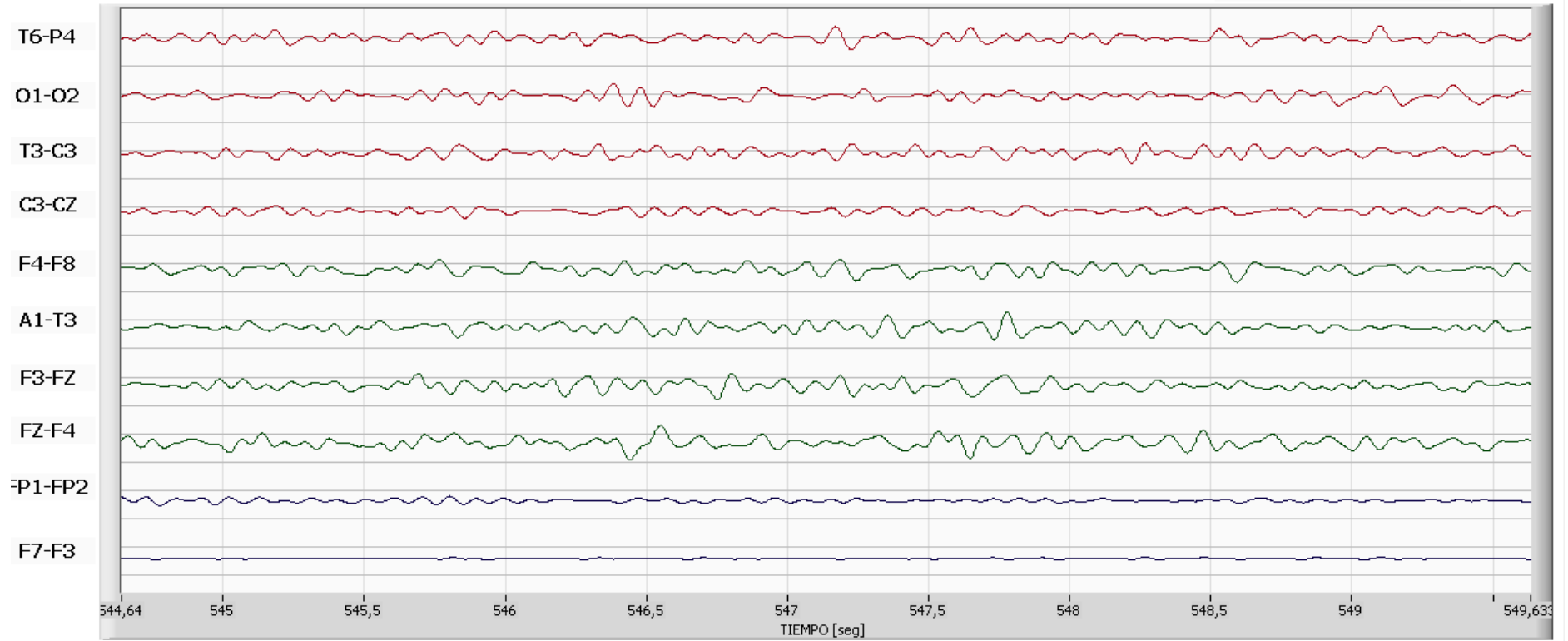


- T6-P4
- O1-O2
- T3-C3
- C3-CZ
- F4-F8
- A1-T3
- F3-FZ
- FZ-F4
- FP1-FP2
- F7-F3



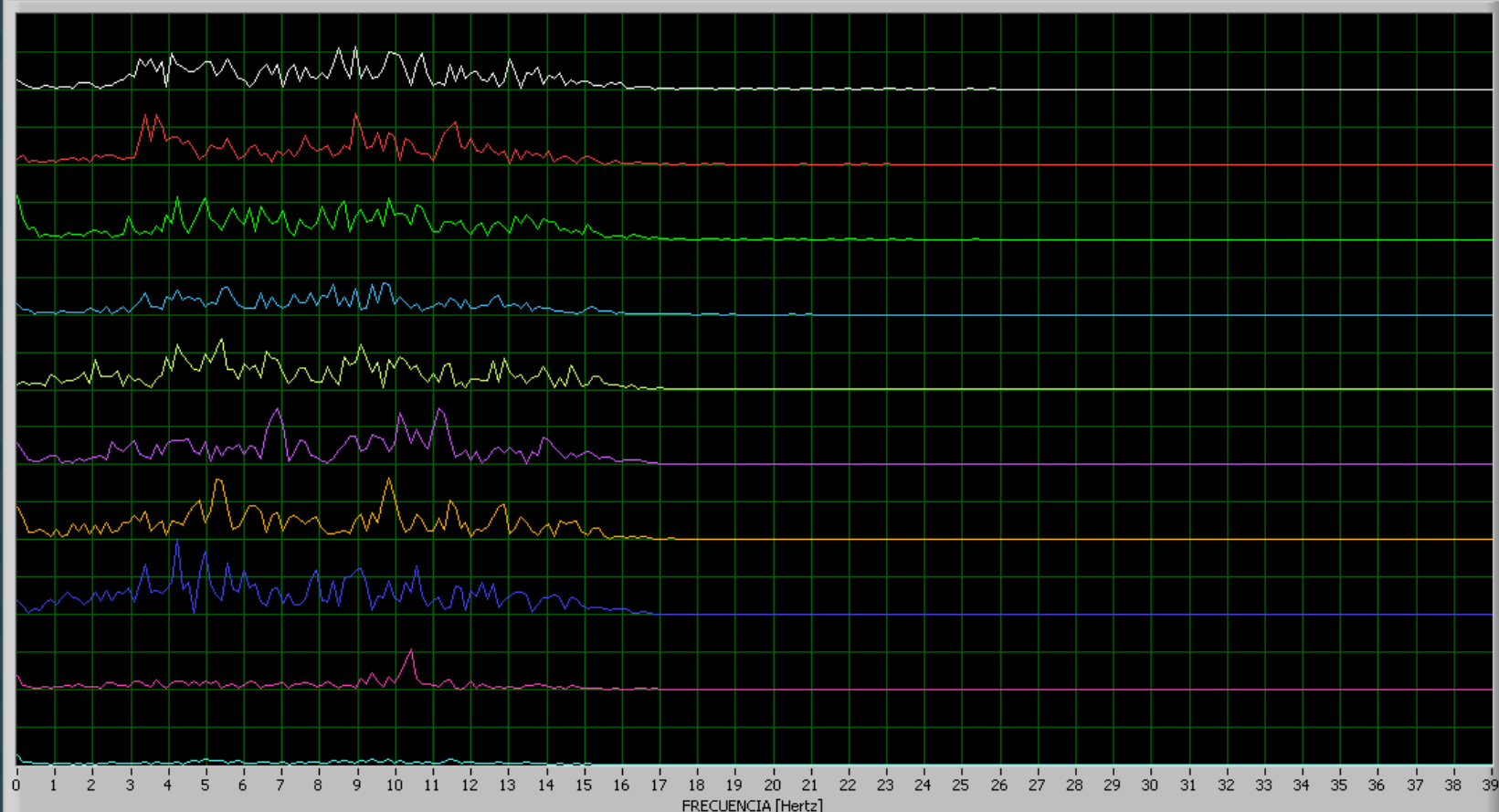
FRECUENCIA [Hertz]

Nombre paciente : PAUL ORTIZ      Fecha : 15/05/2010 18:15:00      Trama : 5 seg  
Nombre doctor : MANUEL REINOSO      Escala : X [0,50seg/div] Y [60,0uV/div]      Montaje : MONTAJE TRANSVERSAL

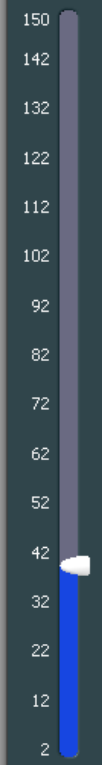


ESPECTRO

T6-P4  
O1-O2  
T3-C3  
C3-CZ  
F4-F8  
A1-T3  
F3-FZ  
FZ-F4  
FP1-FP2  
F7-F3



FRECUENCIA  
39





# **ANEXO D**

**HOJA TECNICA**

**1 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN AD620AN**

### FEATURES

#### EASY TO USE

Gain Set with One External Resistor  
(Gain Range 1 to 1000)

Wide Power Supply Range ( $\pm 2.3$  V to  $\pm 18$  V)

Higher Performance than Three Op Amp IA Designs

Available in 8-Lead DIP and SOIC Packaging

Low Power, 1.3 mA max Supply Current

#### EXCELLENT DC PERFORMANCE ("B GRADE")

50  $\mu$ V max, Input Offset Voltage

0.6  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C max, Input Offset Drift

1.0 nA max, Input Bias Current

100 dB min Common-Mode Rejection Ratio (G = 10)

#### LOW NOISE

9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ , @ 1 kHz, Input Voltage Noise

0.28  $\mu$ V p-p Noise (0.1 Hz to 10 Hz)

#### EXCELLENT AC SPECIFICATIONS

120 kHz Bandwidth (G = 100)

15  $\mu$ s Settling Time to 0.01%

#### APPLICATIONS

Weigh Scales

ECG and Medical Instrumentation

Transducer Interface

Data Acquisition Systems

Industrial Process Controls

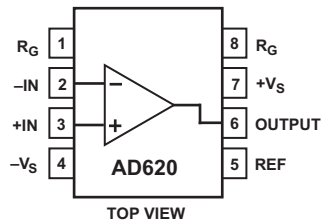
Battery Powered and Portable Equipment

### PRODUCT DESCRIPTION

The AD620 is a low cost, high accuracy instrumentation amplifier that requires only one external resistor to set gains of 1 to

### CONNECTION DIAGRAM

8-Lead Plastic Mini-DIP (N), Cerdip (Q)  
and SOIC (R) Packages



1000. Furthermore, the AD620 features 8-lead SOIC and DIP packaging that is smaller than discrete designs, and offers lower power (only 1.3 mA max supply current), making it a good fit for battery powered, portable (or remote) applications.

The AD620, with its high accuracy of 40 ppm maximum nonlinearity, low offset voltage of 50  $\mu$ V max and offset drift of 0.6  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C max, is ideal for use in precision data acquisition systems, such as weigh scales and transducer interfaces. Furthermore, the low noise, low input bias current, and low power of the AD620 make it well suited for medical applications such as ECG and noninvasive blood pressure monitors.

The low input bias current of 1.0 nA max is made possible with the use of Super $\beta$  processing in the input stage. The AD620 works well as a preamplifier due to its low input voltage noise of 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  at 1 kHz, 0.28  $\mu$ V p-p in the 0.1 Hz to 10 Hz band, 0.1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$  input current noise. Also, the AD620 is well suited for multiplexed applications with its settling time of 15  $\mu$ s to 0.01% and its cost is low enough to enable designs with one in-amp per channel.

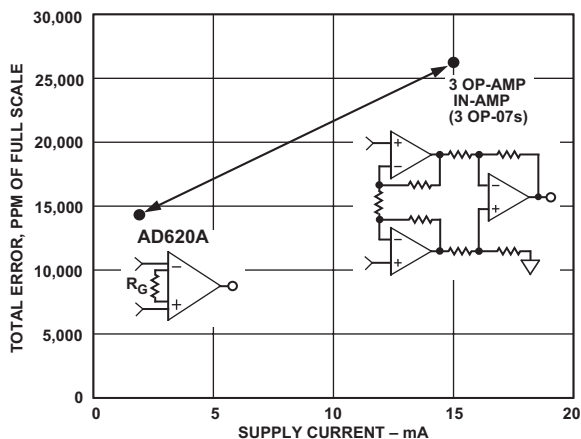


Figure 1. Three Op Amp IA Designs vs. AD620

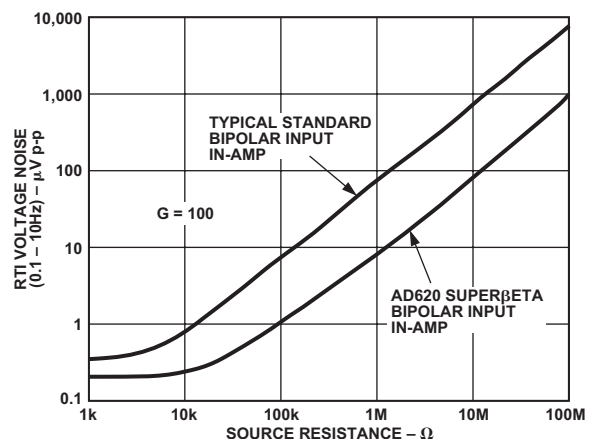


Figure 2. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

### REV. E

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

# AD620—SPECIFICATIONS

(Typical @ +25°C,  $V_S = \pm 15$  V, and  $R_L = 2$  k $\Omega$ , unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S <sup>1</sup>			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>GAIN</b>	$G = 1 + (49.4 \text{ k}/R_G)$	1		10,000	1		10,000	1		10,000	
Gain Range	$V_{OUT} = \pm 10$ V										
Gain Error <sup>2</sup>											
G = 1			0.03	0.10		0.01	0.02		0.03	0.10	%
G = 10			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 100			0.15	0.30		0.10	0.15		0.15	0.30	%
G = 1000			0.40	0.70		0.35	0.50		0.40	0.70	%
Nonlinearity,	$V_{OUT} = -10$ V to +10 V, $R_L = 10$ k $\Omega$		10	40		10	40		10	40	ppm
G = 1–1000	$R_L = 2$ k $\Omega$		10	95		10	95		10	95	ppm
G = 1–100											
Gain vs. Temperature											
G = 1				10			10			10	ppm/°C
Gain >1 <sup>2</sup>				-50			-50			-50	ppm/°C
<b>VOLTAGE OFFSET</b>	(Total RTI Error = $V_{OSI} + V_{OSO}/G$ )										
Input Offset, $V_{OSI}$	$V_S = \pm 5$ V to $\pm 15$ V		30	125		15	50		30	125	$\mu$ V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to $\pm 15$ V			185			85			225	$\mu$ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to $\pm 15$ V		0.3	1.0		0.1	0.6		0.3	1.0	$\mu$ V/°C
Output Offset, $V_{OSO}$	$V_S = \pm 15$ V		400	1000		200	500		400	1000	$\mu$ V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V			1500			750			1500	$\mu$ V
Average TC	$V_S = \pm 5$ V to $\pm 15$ V			2000			1000			2000	$\mu$ V
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)	$V_S = \pm 2.3$ V to $\pm 18$ V										
G = 1		80		100	80		100	80		100	dB
G = 10		95		120	100		120	95		120	dB
G = 100		110		140	120		140	110		140	dB
G = 1000		110		140	120		140	110		140	dB
<b>INPUT CURRENT</b>											
Input Bias Current			0.5	2.0		0.5	1.0		0.5	2	nA
Over Temperature				2.5			1.5			4	nA
Average TC			3.0			3.0			8.0		pA/°C
Input Offset Current			0.3	1.0		0.3	0.5		0.3	1.0	nA
Over Temperature				1.5			0.75			2.0	nA
Average TC			1.5			1.5			8.0		pA/°C
<b>INPUT</b>											
Input Impedance											
Differential			10	2		10	2		10	2	G $\Omega$   pF
Common-Mode			10	2		10	2		10	2	G $\Omega$   pF
Input Voltage Range <sup>3</sup>	$V_S = \pm 2.3$ V to $\pm 5$ V	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.2$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to $\pm 18$ V	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.3$	V
Over Temperature		$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.9$		$+V_S - 1.4$	V
Over Temperature		$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.1$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.4$	V
Common-Mode Rejection Ratio DC to 60 Hz with 1 k $\Omega$ Source Imbalance	$V_{CM} = 0$ V to $\pm 10$ V		73	90		80	90		73	90	dB
G = 1			93	110		100	110		93	110	dB
G = 10			110	130		120	130		110	130	dB
G = 1000			110	130		120	130		110	130	dB
<b>OUTPUT</b>											
Output Swing	$R_L = 10$ k $\Omega$ , $V_S = \pm 2.3$ V to $\pm 5$ V	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	$-V_S + 1.1$		$+V_S - 1.2$	V
Over Temperature	$V_S = \pm 5$ V to $\pm 18$ V	$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.4$		$+V_S - 1.3$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.3$	V
Over Temperature		$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	$-V_S + 1.2$		$+V_S - 1.4$	V
Over Temperature		$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 1.6$		$+V_S - 1.5$	$-V_S + 2.3$		$+V_S - 1.5$	V
Short Current Circuit			$\pm 18$			$\pm 18$			$\pm 18$		mA

Model	Conditions	AD620A			AD620B			AD620S <sup>1</sup>			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
<b>DYNAMIC RESPONSE</b>												
Small Signal -3 dB Bandwidth	10 V Step											
G = 1			1000			1000			1000		kHz	
G = 10			800			800			800		kHz	
G = 100			120			120			120		kHz	
G = 1000			12			12			12		kHz	
Slew Rate			0.75	1.2		0.75	1.2		0.75	1.2	V/μs	
Settling Time to 0.01%												
G = 1-100			15			15			15	μs		
G = 1000			150			150			150	μs		
<b>NOISE</b>												
Voltage Noise, 1 kHz	f = 1 kHz	$Total\ RTI\ Noise = \sqrt{(e_{ni}^2) + (e_{no}/G)^2}$										
Input, Voltage Noise, $e_{ni}$			9	13		9	13		9	13	nV/√Hz	
Output, Voltage Noise, $e_{no}$			72	100		72	100		72	100	nV/√Hz	
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz												
G = 1				3.0			3.0	6.0		3.0	6.0	μV p-p
G = 10				0.55			0.55	0.8		0.55	0.8	μV p-p
G = 100-1000			0.28			0.28	0.4		0.28	0.4	μV p-p	
Current Noise			100			100			100	fA/√Hz		
0.1 Hz to 10 Hz			10			10			10	pA p-p		
<b>REFERENCE INPUT</b>												
$R_{IN}$	$V_{IN+}, V_{REF} = 0$		20			20			20		kΩ	
$I_{IN}$			+50	+60		+50	+60		+50	+60	μA	
Voltage Range			$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$		$-V_S + 1.6$	$+V_S - 1.6$	V	
Gain to Output				$1 \pm 0.0001$			$1 \pm 0.0001$			$1 \pm 0.0001$		
<b>POWER SUPPLY</b>												
Operating Range <sup>4</sup>	$V_S = \pm 2.3\text{ V to } \pm 18\text{ V}$		$\pm 2.3$	$\pm 18$		$\pm 2.3$	$\pm 18$		$\pm 2.3$	$\pm 18$	V	
Quiescent Current				0.9	1.3		0.9	1.3		0.9	1.3	mA
Over Temperature				1.1	1.6		1.1	1.6		1.1	1.6	mA
<b>TEMPERATURE RANGE</b>												
For Specified Performance			-40 to +85			-40 to +85			-55 to +125		°C	

**NOTES**

<sup>1</sup>See Analog Devices military data sheet for 883B tested specifications.

<sup>2</sup>Does not include effects of external resistor  $R_G$ .

<sup>3</sup>One input grounded.  $G = 1$ .

<sup>4</sup>This is defined as the same supply range which is used to specify PSR.

Specifications subject to change without notice.

# AD620

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup>

Supply Voltage	±18 V
Internal Power Dissipation <sup>2</sup>	650 mW
Input Voltage (Common Mode)	±V <sub>S</sub>
Differential Input Voltage	±25 V
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range (Q)	-65°C to +150°C
Storage Temperature Range (N, R)	-65°C to +125°C
Operating Temperature Range	
AD620 (A, B)	-40°C to +85°C
AD620 (S)	-55°C to +125°C
Lead Temperature Range	
(Soldering 10 seconds)	+300°C

## NOTES

<sup>1</sup>Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

<sup>2</sup>Specification is for device in free air:

8-Lead Plastic Package:  $\theta_{JA} = 95^\circ\text{C/W}$

8-Lead Cerdip Package:  $\theta_{JA} = 110^\circ\text{C/W}$

8-Lead SOIC Package:  $\theta_{JA} = 155^\circ\text{C/W}$

## ORDERING GUIDE

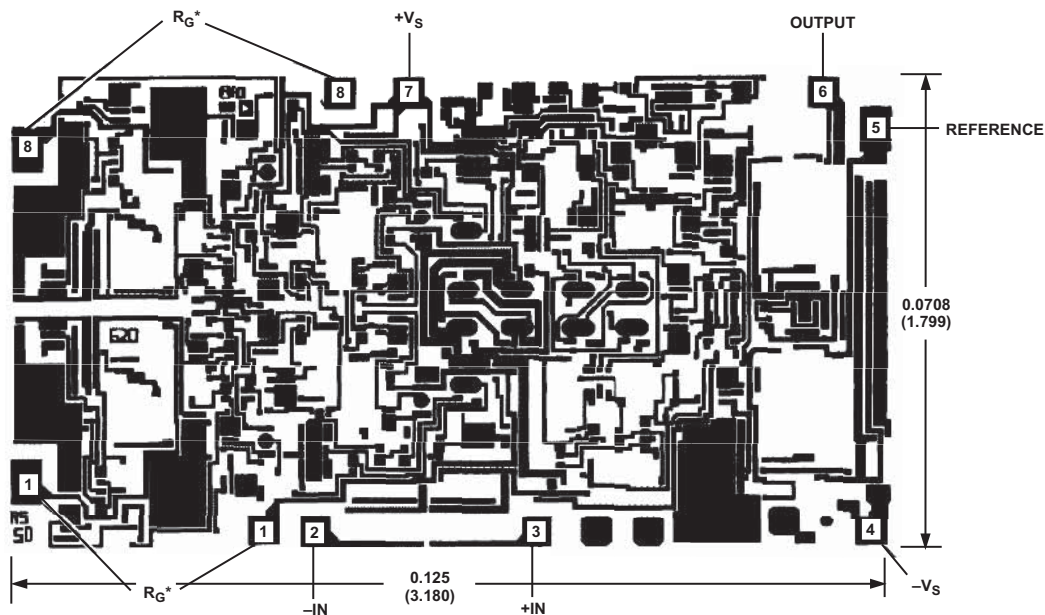
Model	Temperature Ranges	Package Options*
AD620AN	-40°C to +85°C	N-8
AD620BN	-40°C to +85°C	N-8
AD620AR	-40°C to +85°C	SO-8
AD620AR-REEL	-40°C to +85°C	13" REEL
AD620AR-REEL7	-40°C to +85°C	7" REEL
AD620BR	-40°C to +85°C	SO-8
AD620BR-REEL	-40°C to +85°C	13" REEL
AD620BR-REEL7	-40°C to +85°C	7" REEL
AD620ACHIPS	-40°C to +85°C	Die Form
AD620SQ/883B	-55°C to +125°C	Q-8

\*N = Plastic DIP; Q = Cerdip; SO = Small Outline.

## METALIZATION PHOTOGRAPH

Dimensions shown in inches and (mm).

Contact factory for latest dimensions.



\*FOR CHIP APPLICATIONS: THE PADS 1R<sub>G</sub> AND 8R<sub>G</sub> MUST BE CONNECTED IN PARALLEL TO THE EXTERNAL GAIN REGISTER R<sub>G</sub>. DO NOT CONNECT THEM IN SERIES TO R<sub>G</sub>. FOR UNITY GAIN APPLICATIONS WHERE R<sub>G</sub> IS NOT REQUIRED, THE PADS 1R<sub>G</sub> MAY SIMPLY BE BONDED TOGETHER, AS WELL AS THE PADS 8R<sub>G</sub>.

## CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD620 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



**Typical Characteristics** (@ +25°C,  $V_S = \pm 15\text{ V}$ ,  $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , unless otherwise noted)

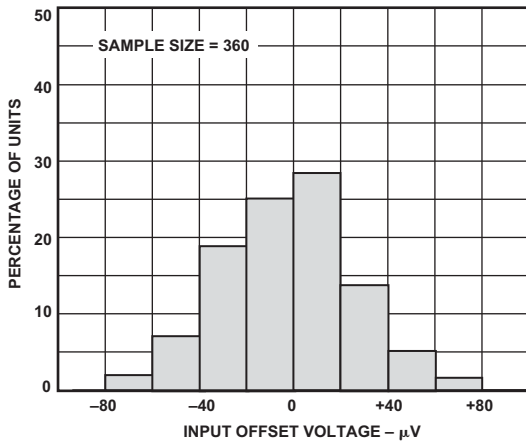


Figure 3. Typical Distribution of Input Offset Voltage

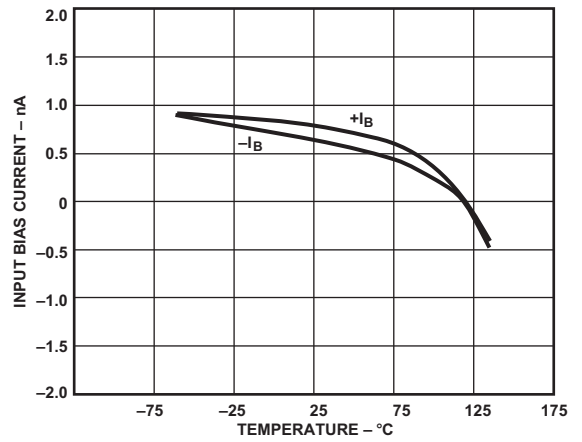


Figure 6. Input Bias Current vs. Temperature

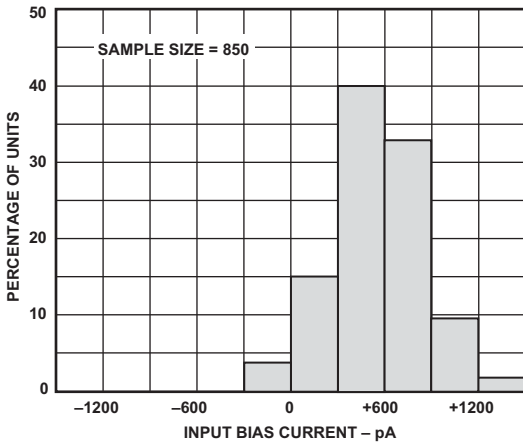


Figure 4. Typical Distribution of Input Bias Current

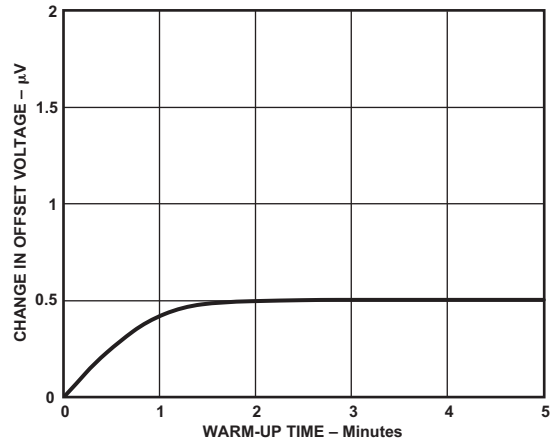


Figure 7. Change in Input Offset Voltage vs. Warm-Up Time

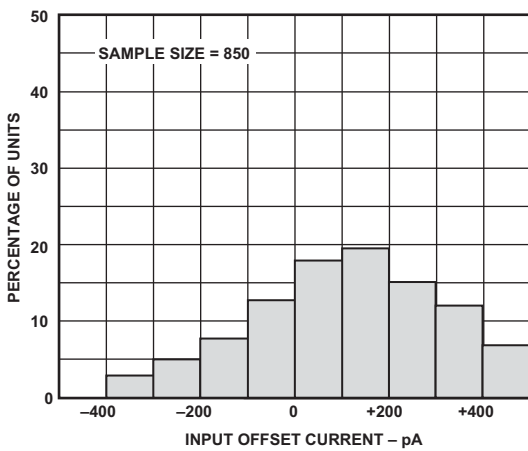


Figure 5. Typical Distribution of Input Offset Current

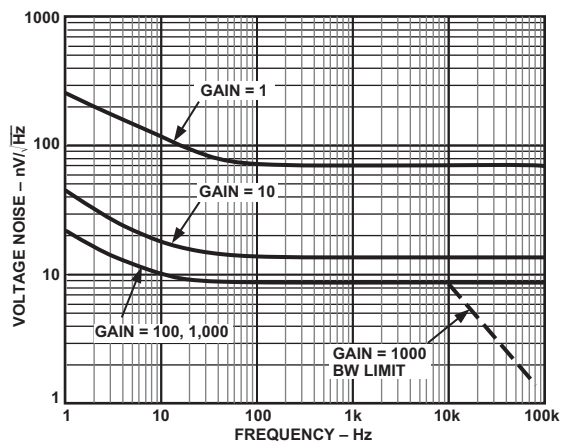


Figure 8. Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency, ( $G = 1-1000$ )

# AD620—Typical Characteristics

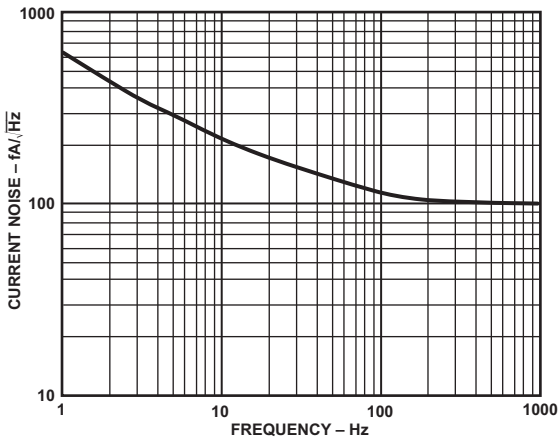


Figure 9. Current Noise Spectral Density vs. Frequency

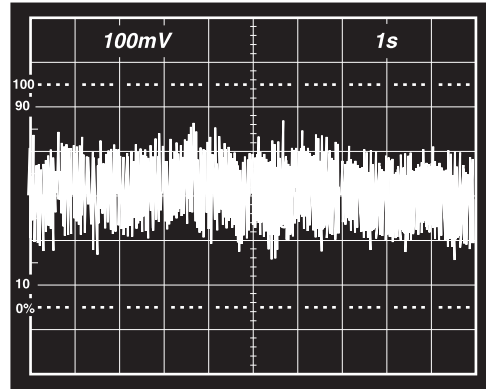


Figure 11. 0.1 Hz to 10 Hz Current Noise, 5 pA/Div

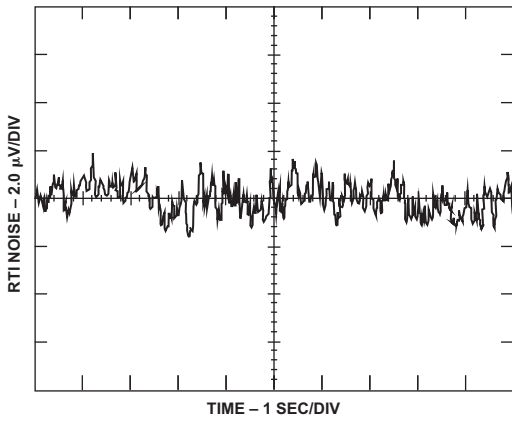


Figure 10a. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise ( $G = 1$ )

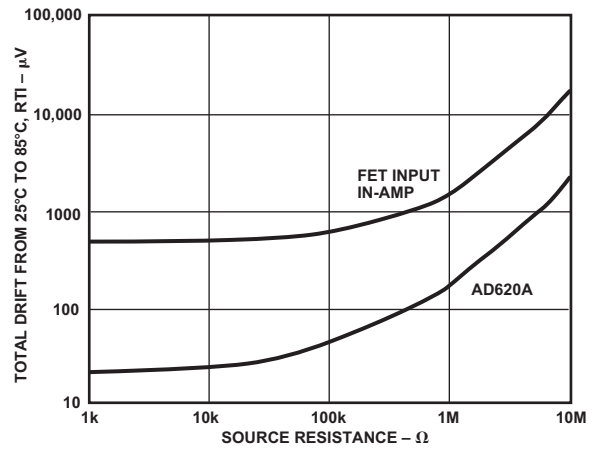


Figure 12. Total Drift vs. Source Resistance

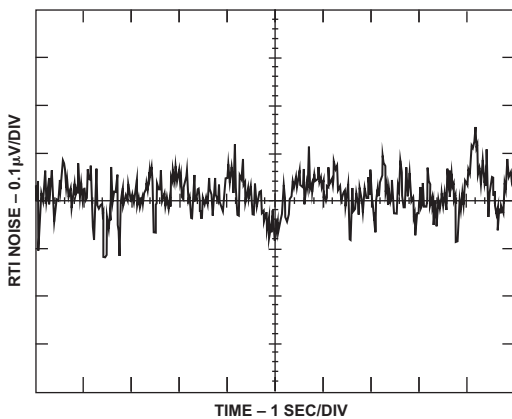


Figure 10b. 0.1 Hz to 10 Hz RTI Voltage Noise ( $G = 1000$ )

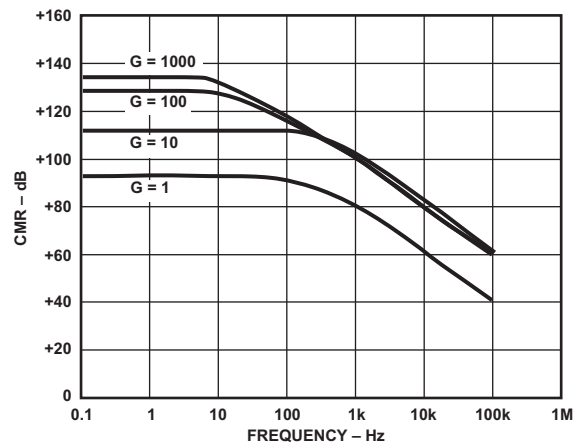


Figure 13. CMR vs. Frequency, RTI, Zero to 1 kΩ Source Imbalance

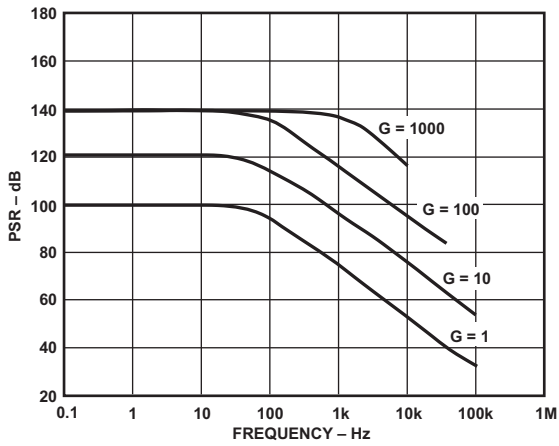


Figure 14. Positive PSR vs. Frequency, RTI ( $G = 1-1000$ )

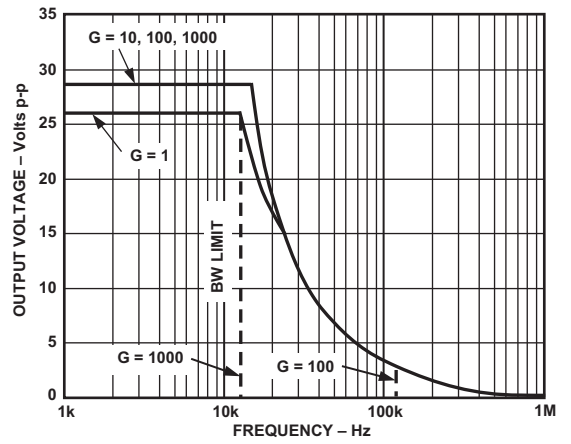


Figure 17. Large Signal Frequency Response

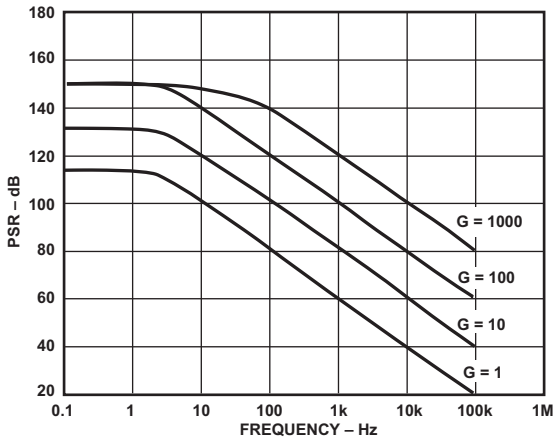


Figure 15. Negative PSR vs. Frequency, RTI ( $G = 1-1000$ )

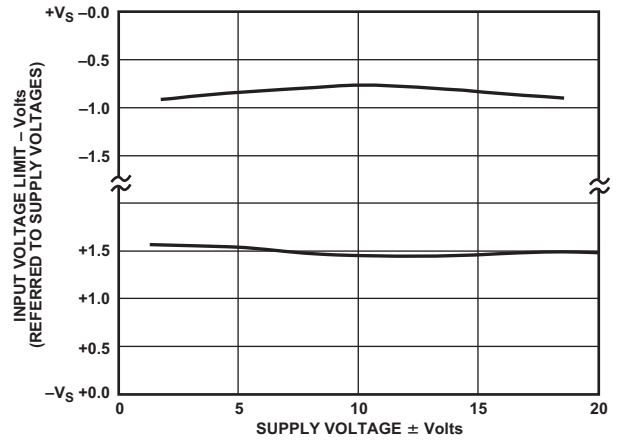


Figure 18. Input Voltage Range vs. Supply Voltage,  $G = 1$

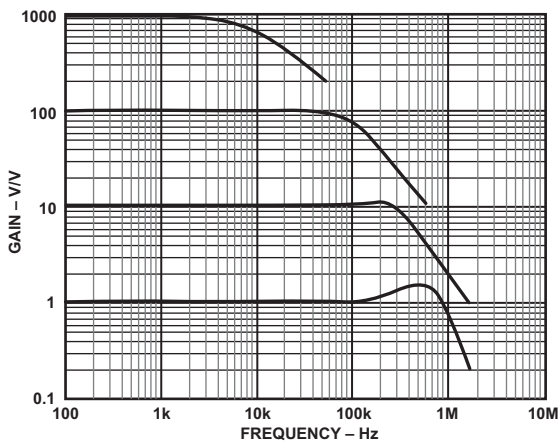


Figure 16. Gain vs. Frequency

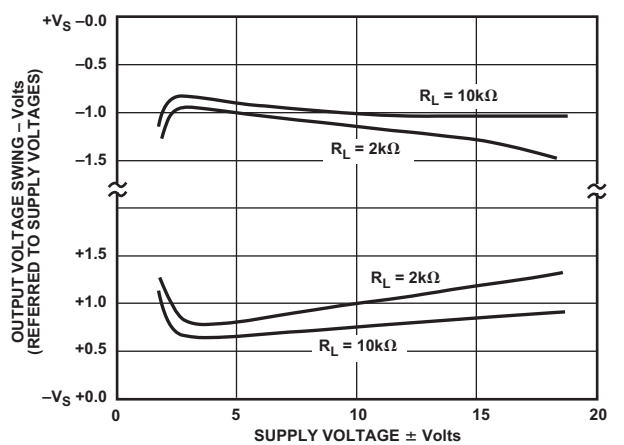


Figure 19. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage,  $G = 10$



# AD620

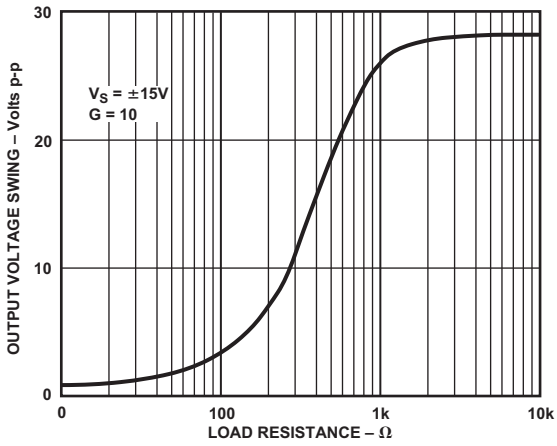


Figure 20. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

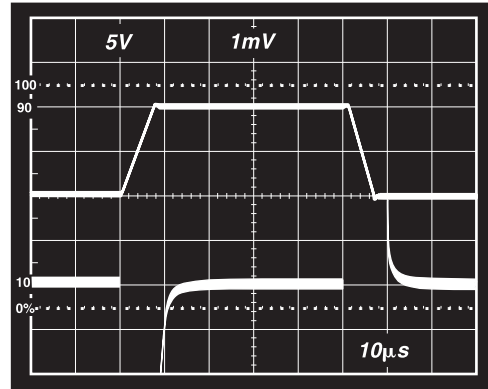


Figure 23. Large Signal Response and Settling Time,  $G = 10$  ( $0.5 \text{ mV} = 001\%$ )

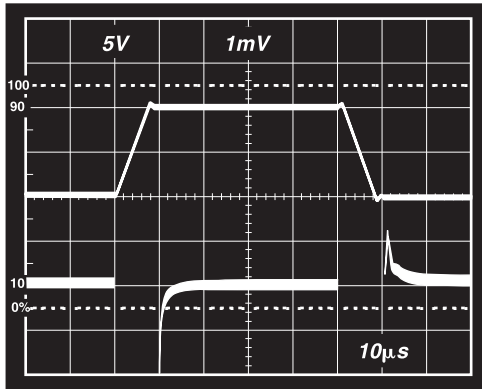


Figure 21. Large Signal Pulse Response and Settling Time  $G = 1$  ( $0.5 \text{ mV} = 0.01\%$ )

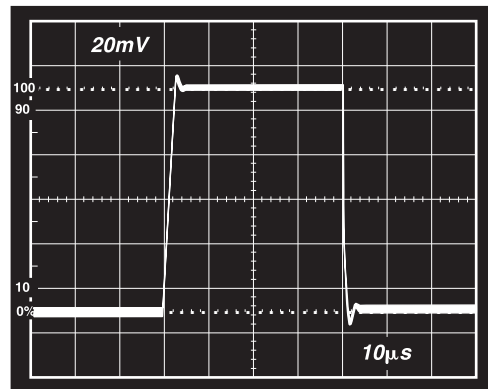


Figure 24. Small Signal Response,  $G = 10$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $C_L = 100 \text{ pF}$

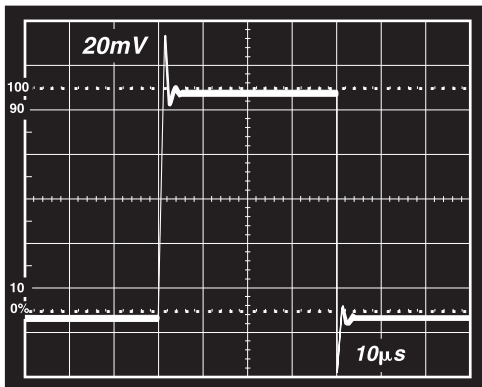


Figure 22. Small Signal Response,  $G = 1$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $C_L = 100 \text{ pF}$

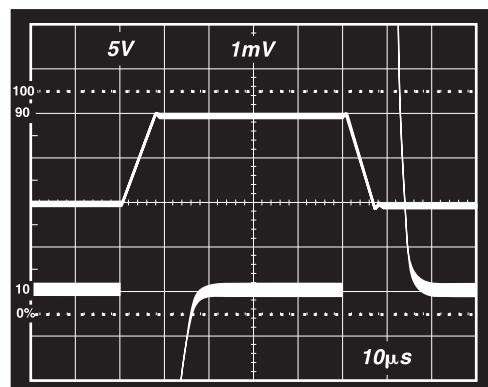


Figure 25. Large Signal Response and Settling Time,  $G = 100$  ( $0.5 \text{ mV} = 0.01\%$ )

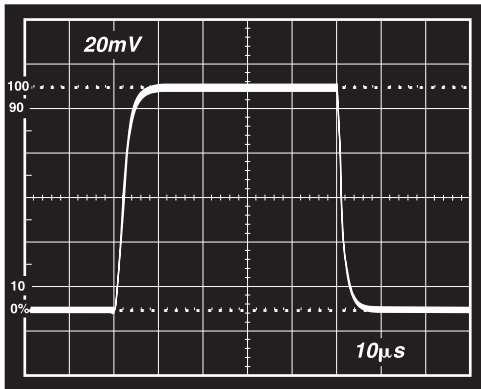


Figure 26. Small Signal Pulse Response,  $G = 100$ ,  $R_L = 2\text{ k}\Omega$ ,  $C_L = 100\text{ pF}$

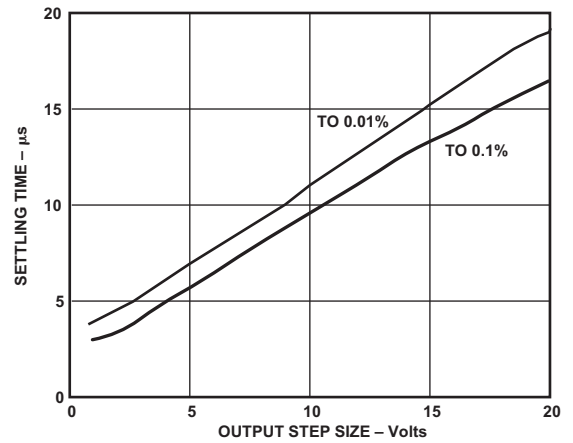


Figure 29. Settling Time vs. Step Size ( $G = 1$ )

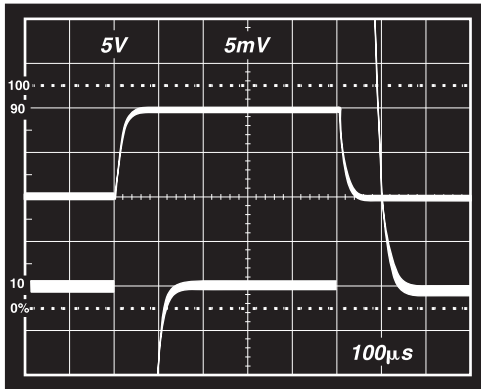


Figure 27. Large Signal Response and Settling Time,  $G = 1000$  ( $0.5\text{ mV} = 0.01\%$ )

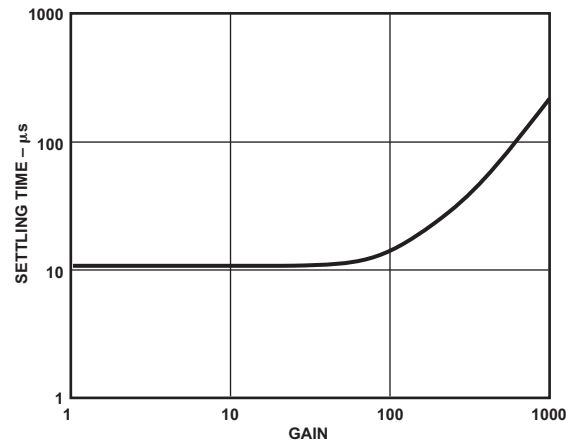


Figure 30. Settling Time to 0.01% vs. Gain, for a 10 V Step

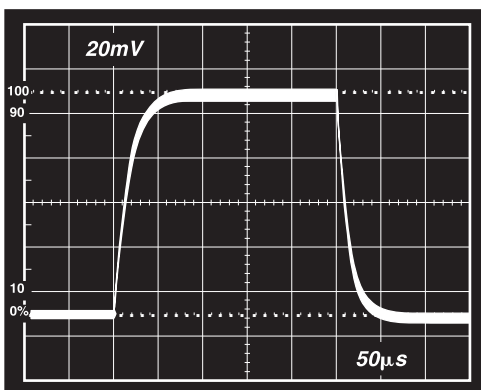


Figure 28. Small Signal Pulse Response,  $G = 1000$ ,  $R_L = 2\text{ k}\Omega$ ,  $C_L = 100\text{ pF}$

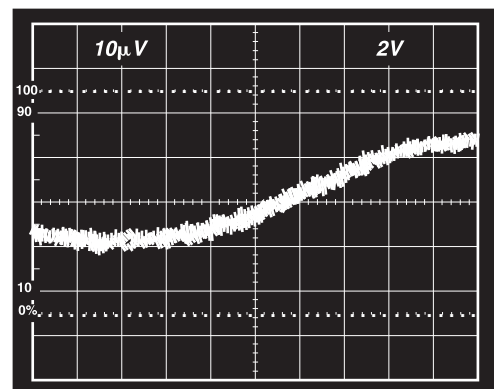


Figure 31a. Gain Nonlinearity,  $G = 1$ ,  $R_L = 10\text{ k}\Omega$  ( $10\text{ }\mu\text{V} = 1\text{ ppm}$ )

# AD620

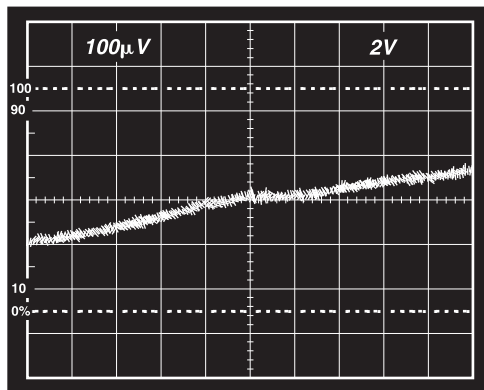


Figure 31b. Gain Nonlinearity,  $G = 100$ ,  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$   
( $100 \mu\text{V} = 10 \text{ ppm}$ )

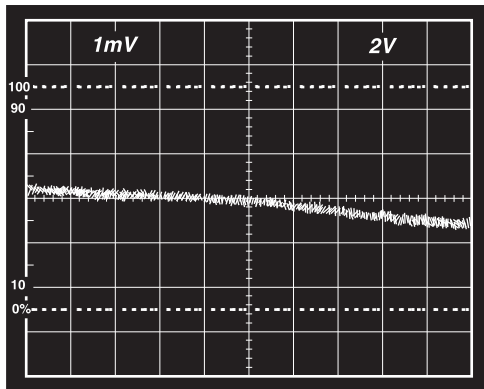


Figure 31c. Gain Nonlinearity,  $G = 1000$ ,  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$   
( $1 \text{ mV} = 100 \text{ ppm}$ )

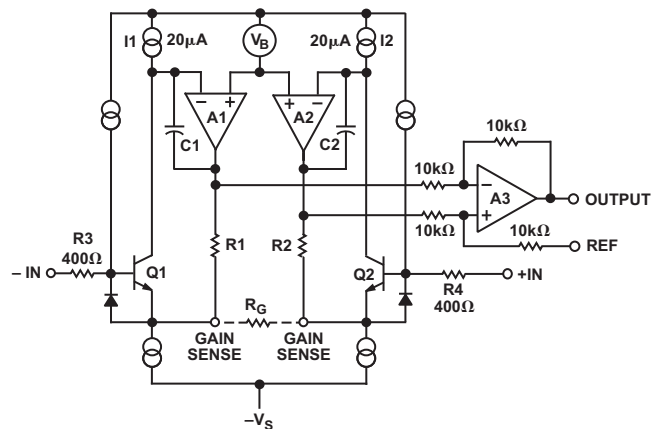


Figure 33. Simplified Schematic of AD620

## THEORY OF OPERATION

The AD620 is a monolithic instrumentation amplifier based on a modification of the classic three op amp approach. Absolute value trimming allows the user to program gain *accurately* (to 0.15% at  $G = 100$ ) with only one resistor. Monolithic construction and laser wafer trimming allow the tight matching and tracking of circuit components, thus ensuring the high level of performance inherent in this circuit.

The input transistors Q1 and Q2 provide a single differential-pair bipolar input for high precision (Figure 33), yet offer  $10\times$  lower Input Bias Current thanks to Superbeta processing. Feedback through the Q1-A1-R1 loop and the Q2-A2-R2 loop maintains constant collector current of the input devices Q1, Q2 thereby impressing the input voltage across the external gain setting resistor  $R_G$ . This creates a differential gain from the inputs to the A1/A2 outputs given by  $G = (R_1 + R_2)/R_G + 1$ . The unity-gain subtractor A3 removes any common-mode signal, yielding a single-ended output referred to the REF pin potential.

The value of  $R_G$  also determines the transconductance of the preamp stage. As  $R_G$  is reduced for larger gains, the transconductance increases asymptotically to that of the input transistors. This has three important advantages: (a) Open-loop gain is boosted for increasing programmed gain, thus reducing gain-related errors. (b) The gain-bandwidth product (determined by C1, C2 and the preamp transconductance) increases with programmed gain, thus optimizing frequency response. (c) The input voltage noise is reduced to a value of  $9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , determined mainly by the collector current and base resistance of the input devices.

The internal gain resistors, R1 and R2, are trimmed to an absolute value of  $24.7 \text{ k}\Omega$ , allowing the gain to be programmed accurately with a single external resistor.

The gain equation is then

$$G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1$$

so that

$$R_G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

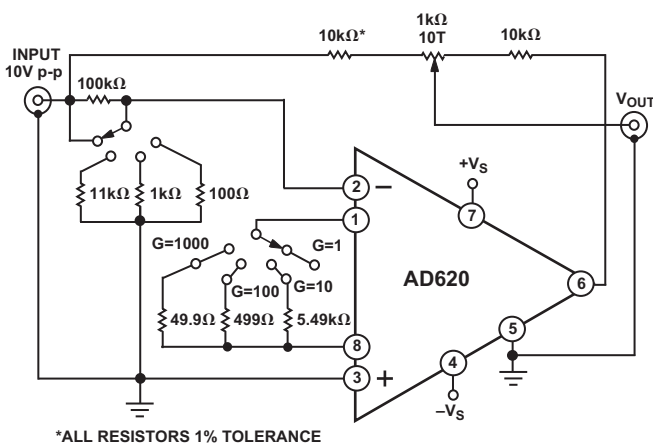


Figure 32. Settling Time Test Circuit

### Make vs. Buy: A Typical Bridge Application Error Budget

The AD620 offers improved performance over “homebrew” three op amp IA designs, along with smaller size, fewer components and 10× lower supply current. In the typical application, shown in Figure 34, a gain of 100 is required to amplify a bridge output of 20 mV full scale over the industrial temperature range of -40°C to +85°C. The error budget table below shows how to calculate the effect various error sources have on circuit accuracy.

Regardless of the system in which it is being used, the AD620 provides greater accuracy, and at low power and price. In simple

systems, absolute accuracy and drift errors are by far the most significant contributors to error. In more complex systems with an intelligent processor, an autogain/autozero cycle will remove all absolute accuracy and drift errors leaving only the resolution errors of gain nonlinearity and noise, thus allowing full 14-bit accuracy.

Note that for the homebrew circuit, the OP07 specifications for input voltage offset and noise have been multiplied by  $\sqrt{2}$ . This is because a three op amp type in-amp has two op amps at its inputs, both contributing to the overall input error.

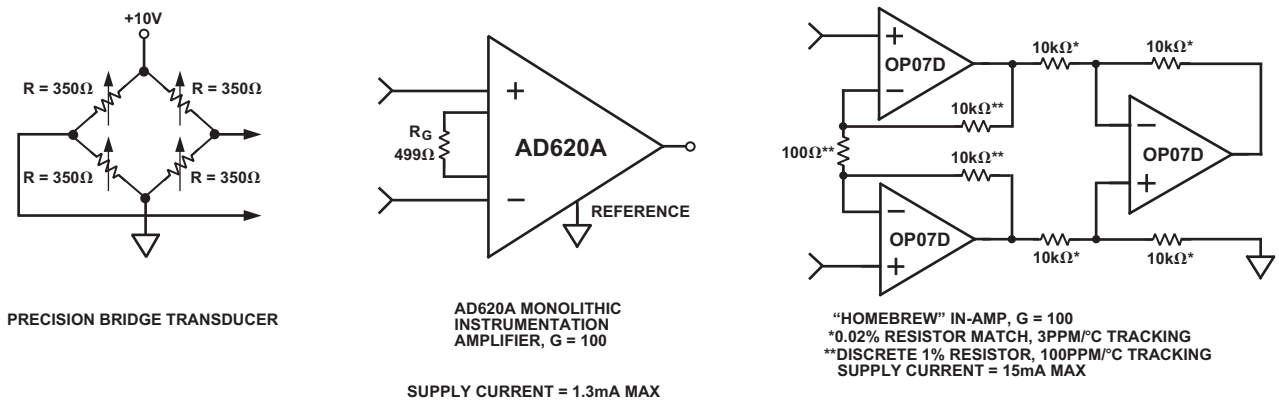


Figure 34. Make vs. Buy

Table I. Make vs. Buy Error Budget

Error Source	AD620 Circuit Calculation	“Homebrew” Circuit Calculation	Error, ppm of Full Scale		
			AD620	Homebrew	
<b>ABSOLUTE ACCURACY at T<sub>A</sub> = +25°C</b>					
Input Offset Voltage, μV	125 μV/20 mV	(150 μV × √2)/20 mV	6,250	10,607	
Output Offset Voltage, μV	1000 μV/100/20 mV	((150 μV × 2)/100)/20 mV	500	150	
Input Offset Current, nA	2 nA × 350 Ω/20 mV	(6 nA × 350 Ω)/20 mV	18	53	
CMR, dB	110 dB → 3.16 ppm, × 5 V/20 mV	(0.02% Match × 5 V)/20 mV/100	791	500	
<b>DRIFT TO +85°C</b>					
Gain Drift, ppm/°C	(50 ppm + 10 ppm) × 60°C	100 ppm/°C Track × 60°C	3,600	6,000	
Input Offset Voltage Drift, μV/°C	1 μV/°C × 60°C/20 mV	(2.5 μV/°C × √2 × 60°C)/20 mV	3,000	10,607	
Output Offset Voltage Drift, μV/°C	15 μV/°C × 60°C/100/20 mV	(2.5 μV/°C × 2 × 60°C)/100/20 mV	450	150	
<b>RESOLUTION</b>					
Gain Nonlinearity, ppm of Full Scale	40 ppm	40 ppm	40	40	
Typ 0.1 Hz–10 Hz Voltage Noise, μV p-p	0.28 μV p-p/20 mV	(0.38 μV p-p × √2)/20 mV	14	27	
			<b>Total Drift Error</b>	<b>7,050</b>	<b>16,757</b>
			<b>Total Resolution Error</b>	<b>54</b>	<b>67</b>
			<b>Grand Total Error</b>	<b>14,662</b>	<b>28,134</b>

G = 100, V<sub>S</sub> = ±15 V.

(All errors are min/max and referred to input.)

# AD620

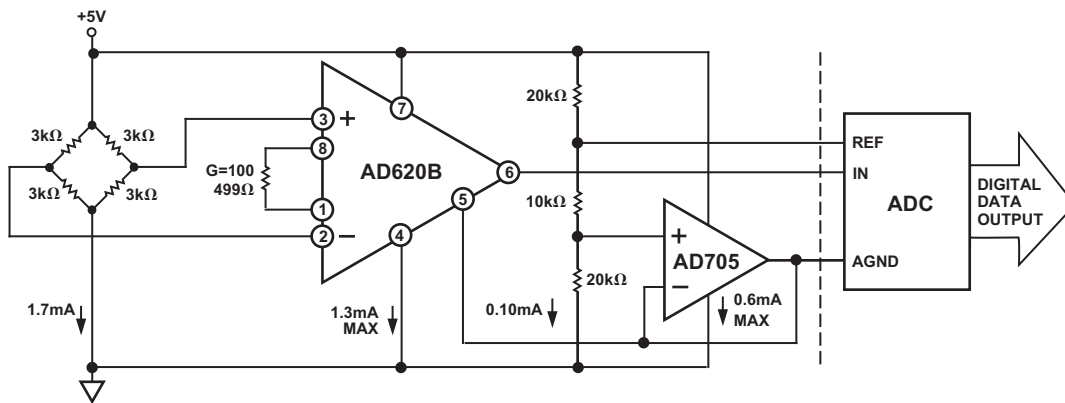


Figure 35. A Pressure Monitor Circuit which Operates on a +5 V Single Supply

## Pressure Measurement

Although useful in many bridge applications such as weigh scales, the AD620 is especially suitable for higher resistance pressure sensors powered at lower voltages where small size and low power become more significant.

Figure 35 shows a 3 kΩ pressure transducer bridge powered from +5 V. In such a circuit, the bridge consumes only 1.7 mA. Adding the AD620 and a buffered voltage divider allows the signal to be conditioned for only 3.8 mA of total supply current.

Small size and low cost make the AD620 especially attractive for voltage output pressure transducers. Since it delivers low noise and drift, it will also serve applications such as diagnostic non-invasive blood pressure measurement.

## Medical ECG

The low current noise of the AD620 allows its use in ECG monitors (Figure 36) where high source resistances of 1 MΩ or higher are not uncommon. The AD620's low power, low supply voltage requirements, and space-saving 8-lead mini-DIP and SOIC package offerings make it an excellent choice for battery powered data recorders.

Furthermore, the low bias currents and low current noise coupled with the low voltage noise of the AD620 improve the dynamic range for better performance.

The value of capacitor C1 is chosen to maintain stability of the right leg drive loop. Proper safeguards, such as isolation, must be added to this circuit to protect the patient from possible harm.

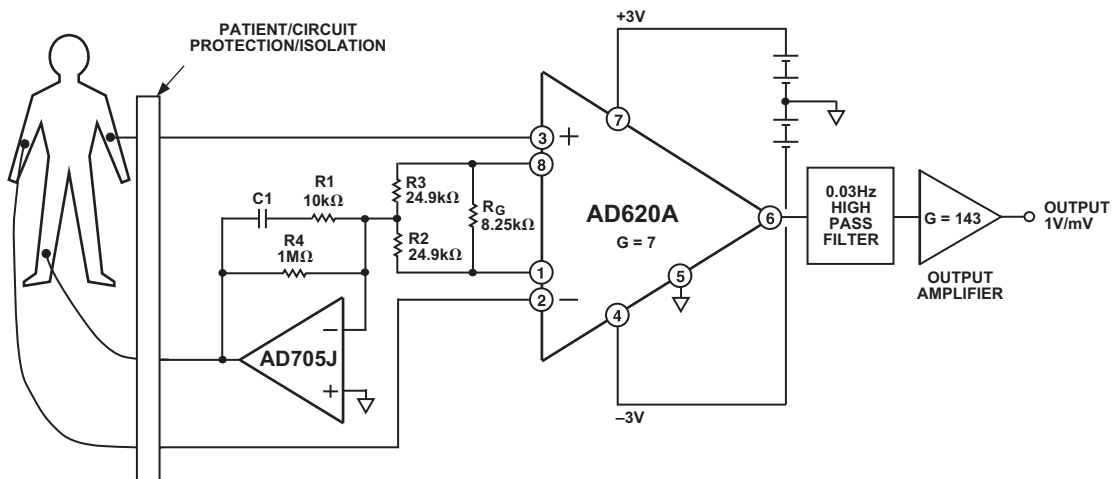


Figure 36. A Medical ECG Monitor Circuit

**Precision V-I Converter**

The AD620, along with another op amp and two resistors, makes a precision current source (Figure 37). The op amp buffers the reference terminal to maintain good CMR. The output voltage  $V_x$  of the AD620 appears across  $R_1$ , which converts it to a current. This current less only, the input bias current of the op amp, then flows out to the load.

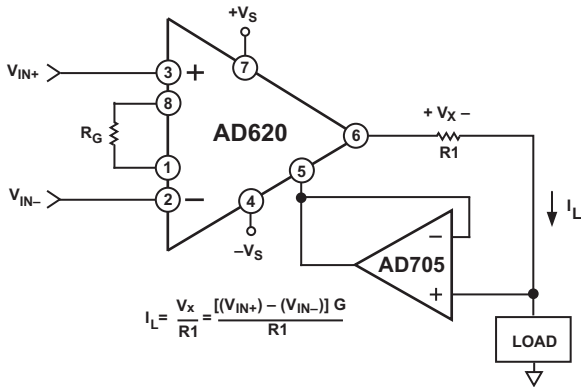


Figure 37. Precision Voltage-to-Current Converter (Operates on 1.8 mA, ±3 V)

**GAIN SELECTION**

The AD620's gain is resistor programmed by  $R_G$ , or more precisely, by whatever impedance appears between Pins 1 and 8. The AD620 is designed to offer accurate gains using 0.1%–1% resistors. Table II shows required values of  $R_G$  for various gains. Note that for  $G = 1$ , the  $R_G$  pins are unconnected ( $R_G = \infty$ ). For any arbitrary gain  $R_G$  can be calculated by using the formula:

$$R_G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

To minimize gain error, avoid high parasitic resistance in series with  $R_G$ ; to minimize gain drift,  $R_G$  should have a low TC—less than 10 ppm/°C—for the best performance.

Table II. Required Values of Gain Resistors

1% Std Table Value of $R_G$ , $\Omega$	Calculated Gain	0.1% Std Table Value of $R_G$ , $\Omega$	Calculated Gain
49.9 k	1.990	49.3 k	2.002
12.4 k	4.984	12.4 k	4.984
5.49 k	9.998	5.49 k	9.998
2.61 k	19.93	2.61 k	19.93
1.00 k	50.40	1.01 k	49.91
499	100.0	499	100.0
249	199.4	249	199.4
100	495.0	98.8	501.0
49.9	991.0	49.3	1,003

**INPUT AND OUTPUT OFFSET VOLTAGE**

The low errors of the AD620 are attributed to two sources, input and output errors. The output error is divided by  $G$  when referred to the input. In practice, the input errors dominate at high gains and the output errors dominate at low gains. The total  $V_{OS}$  for a given gain is calculated as:

$$\text{Total Error RTI} = \text{input error} + (\text{output error}/G)$$

$$\text{Total Error RTO} = (\text{input error} \times G) + \text{output error}$$

**REFERENCE TERMINAL**

The reference terminal potential defines the zero output voltage, and is especially useful when the load does not share a precise ground with the rest of the system. It provides a direct means of injecting a precise offset to the output, with an allowable range of 2 V within the supply voltages. Parasitic resistance should be kept to a minimum for optimum CMR.

**INPUT PROTECTION**

The AD620 features 400  $\Omega$  of series thin film resistance at its inputs, and will safely withstand input overloads of up to  $\pm 15$  V or  $\pm 60$  mA for several hours. This is true for all gains, and power on and off, which is particularly important since the signal source and amplifier may be powered separately. For longer time periods, the current should not exceed 6 mA ( $I_{IN} \leq V_{IN}/400 \Omega$ ). For input overloads beyond the supplies, clamping the inputs to the supplies (using a low leakage diode such as an FD333) will reduce the required resistance, yielding lower noise.

**RF INTERFERENCE**

All instrumentation amplifiers can rectify out of band signals, and when amplifying small signals, these rectified voltages act as small dc offset errors. The AD620 allows direct access to the input transistor bases and emitters enabling the user to apply some first order filtering to unwanted RF signals (Figure 38), where  $RC \approx 1/(2 \pi f)$  and where  $f \geq$  the bandwidth of the AD620;  $C \leq 150$  pF. Matching the extraneous capacitance at Pins 1 and 8 and Pins 2 and 3 helps to maintain high CMR.

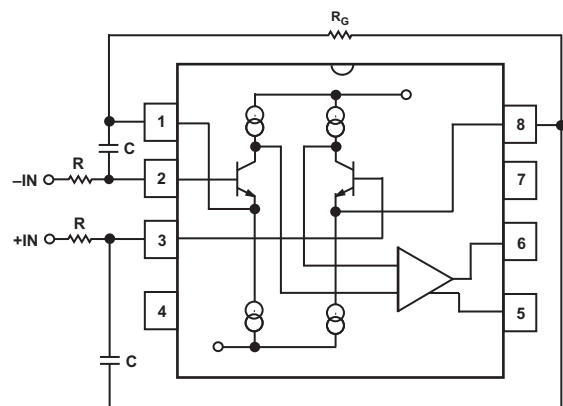


Figure 38. Circuit to Attenuate RF Interference

# AD620

## COMMON-MODE REJECTION

Instrumentation amplifiers like the AD620 offer high CMR, which is a measure of the change in output voltage when both inputs are changed by equal amounts. These specifications are usually given for a full-range input voltage change and a specified source imbalance.

For optimal CMR the reference terminal should be tied to a low impedance point, and differences in capacitance and resistance should be kept to a minimum between the two inputs. In many applications shielded cables are used to minimize noise, and for best CMR over frequency the shield should be properly driven. Figures 39 and 40 show active data guards that are configured to improve ac common-mode rejections by “bootstrapping” the capacitances of input cable shields, thus minimizing the capacitance mismatch between the inputs.

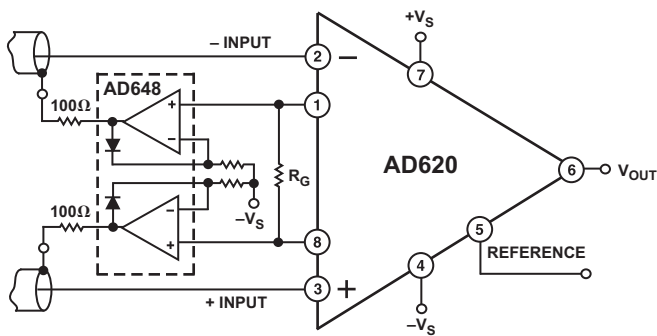


Figure 39. Differential Shield Driver

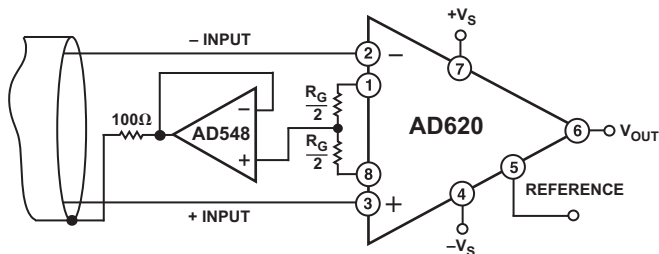


Figure 40. Common-Mode Shield Driver

## GROUNDING

Since the AD620 output voltage is developed with respect to the potential on the reference terminal, it can solve many grounding problems by simply tying the REF pin to the appropriate “local ground.”

In order to isolate low level analog signals from a noisy digital environment, many data-acquisition components have separate analog and digital ground pins (Figure 41). It would be convenient to use a single ground line; however, current through ground wires and PC runs of the circuit card can cause hundreds of millivolts of error. Therefore, separate ground returns should be provided to minimize the current flow from the sensitive points to the system ground. These ground returns must be tied together at some point, usually best at the ADC package as shown.

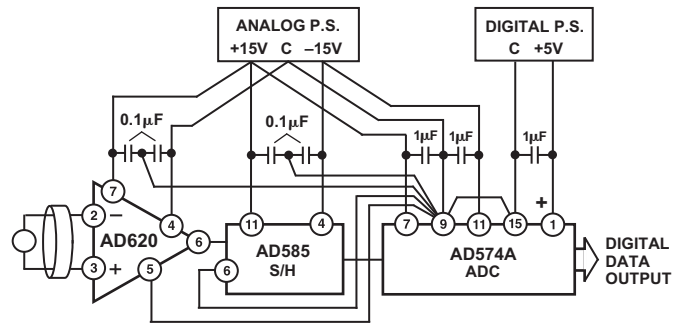


Figure 41. Basic Grounding Practice

## GROUND RETURNS FOR INPUT BIAS CURRENTS

Input bias currents are those currents necessary to bias the input transistors of an amplifier. There must be a direct return path for these currents; therefore, when amplifying “floating” input

sources such as transformers, or ac-coupled sources, there must be a dc path from each input to ground as shown in Figure 42. Refer to the *Instrumentation Amplifier Application Guide* (free from Analog Devices) for more information regarding in amp applications.

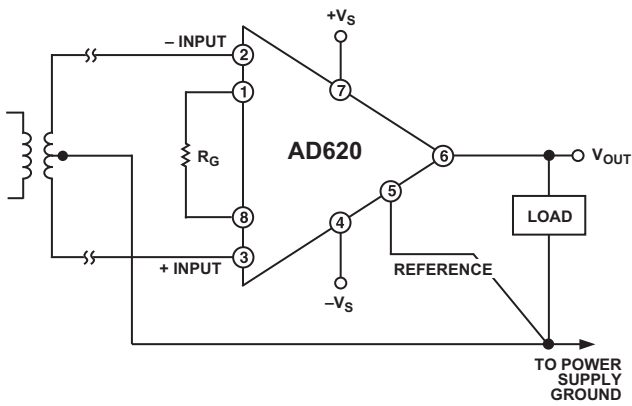


Figure 42a. Ground Returns for Bias Currents with Transformer Coupled Inputs

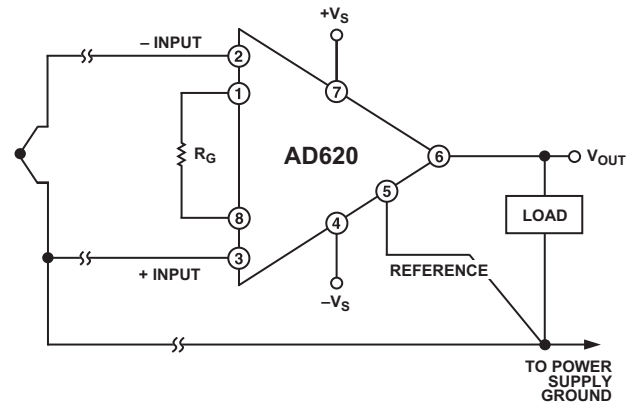


Figure 42b. Ground Returns for Bias Currents with Thermocouple Inputs

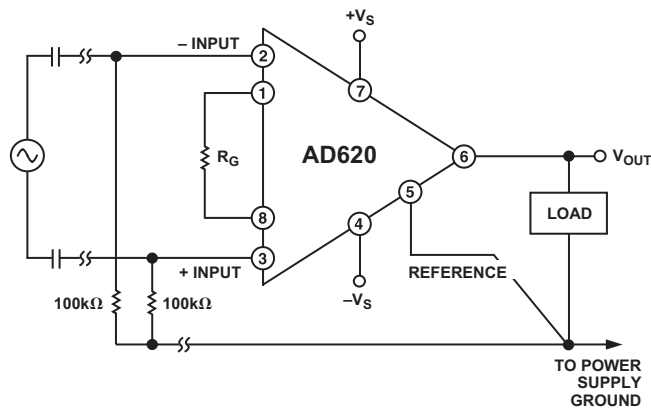


Figure 42c. Ground Returns for Bias Currents with AC Coupled Inputs

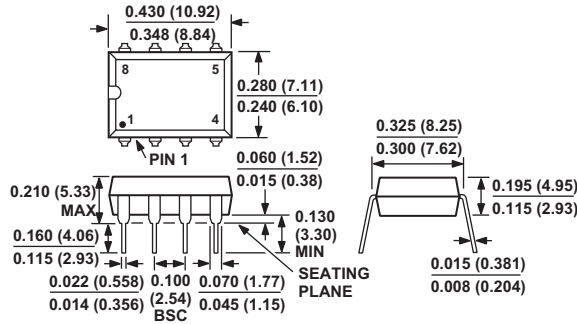


# AD620

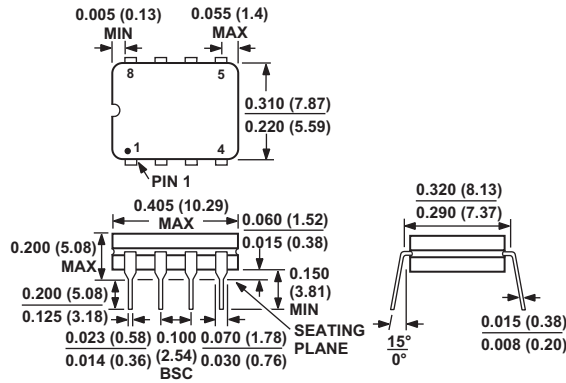
## OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

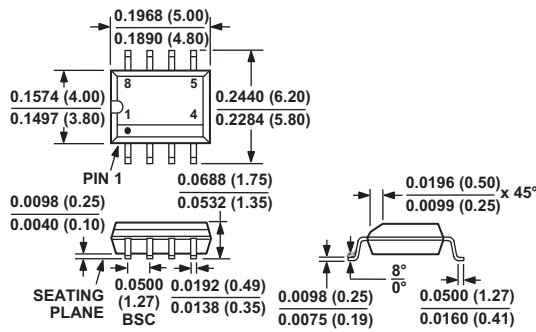
### Plastic DIP (N-8) Package



### Cerdip (Q-8) Package



### SOIC (SO-8) Package



This datasheet has been download from:

[www.datasheetcatalog.com](http://www.datasheetcatalog.com)

Datasheets for electronics components.

**PROYECTO DE TESIS PRESENTADO EN LA VICEPRESIDENCIA DE LA  
REPUBLICA DEL ECUADOR**

**QUITO, Mayo - 2010**



**Paúl.**



**Manuel.**