

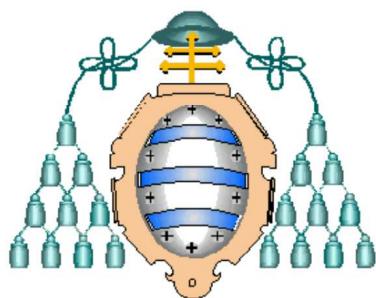
UNIVERSIDAD DE OVIEDO

**MÁSTER EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y
COMUNICACIONES EN REDES MÓVILES - TICRM**

TESIS DE MÁSTER

**SISTEMA ASISTENCIAL BASADO EN COMPUTADOR
EMPLEANDO SEÑALES ELECTROOCULOGRÁFICAS
ORIENTADO A PERSONAS DISCAPACITADAS**

**ALBERTO LÓPEZ MARTÍNEZ
JULIO 2012**



UNIVERSIDAD DE OVIEDO

**MÁSTER EN TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y
COMUNICACIONES EN REDES MÓVILES - TICRM**

TESIS DE MÁSTER

**SISTEMA ASISTENCIAL BASADO EN COMPUTADOR
EMPLEANDO SEÑALES ELECTROOCULOGRÁFICAS
ORIENTADO A PERSONAS DISCAPACITADAS**

ALBERTO LÓPEZ MARTÍNEZ

JULIO 2012

**TUTOR: GERMÁN LEÓN FERNÁNDEZ
COTUTOR: FRANCISCO J. FERRERO MARTÍN**

ÍNDICE

Prólogo	1
1.- Introducción	3
1.1.- Objetivos del proyecto	3
1.2.- Criterios de diseño	4
1.3.- Alcance del proyecto	4
2.- Anatomía básica del ojo humano	5
2.1.- El ojo y la visión	5
2.2.- Funcionamiento del ojo	7
2.3.- Los músculos del ojo	8
3.- Características físicas del ojo utilizadas en la medida del movimiento ocular	10
3.1.- Tipos de movimientos oculares	10
3.1.1.- Movimientos compensatorios	10
3.1.2.- Sacádicos y fijaciones	10
3.1.3.- Micromovimientos de fijación	11
3.1.4.- Movimientos de seguimiento o persecución lenta	12
3.1.5.- Movimientos de vergencia	12
3.1.6.- Nistagmo ocular	12
3.2.- Variables físicas medibles del globo ocular	13
3.2.1.- Potencial córnea-retina. Dipolo ocular	13
3.2.2.- Impedancia eléctrica	14
3.2.3.- Reflexiones en la córnea	14
3.2.4.- Reflexiones de otras curvaturas ópticas en las imágenes de Purkinje del ojo	14
3.2.5.- Limbus	14
3.2.6.- Pupila	15
3.2.7.- Otras características ópticas y no ópticas	15
4.- Métodos de seguimiento y medida de movimientos oculares	16
4.1.- Lentes de contacto o bobinas de búsqueda	16
4.2.- Seguimiento de pupila, limbus y párpados	17
4.3.- Seguimiento del centro del reflejo de la córnea con respecto al centro de la pupila	19
4.4.- Medida de la rotación ocular por el método de la doble imagen de Purkinje	21
4.5.- Fotooculografía o videooculografía	22
4.5.1.- Cámara fija a la cabeza	22
4.5.2.- Cámara sobre soporte fijo	23
4.6.- Electrooculografía (EOG)	25
5.- Electrooculografía como dispositivo de control de interfaces	26

5.1.- Realización de medidas	26
5.2.- Detectar señales biológicas	27
5.3.- Medida de biopotenciales mediante electrodos	30
5.4.- Colocación de los electrodos para el registro del EOG	34
5.5.- Seguridad del usuario	35
5.6.- Soluciones comerciales	36
5.6.1.- EagleEyes	37
5.6.2.- BioControl Systems	38
5.6.3.- CyberLink de Brain Actuated Technologies	38
6.- Sistema de escritura en computador mediante señales electrooculográficas ..	39
6.1.- Etapa analógica	40
6.1.1.- Preamplificación	41
6.1.2.- Compensación de la deriva	55
6.1.3.- Filtrado	56
6.1.4.- Amplificación y acondicionamiento de la señal	61
6.2.- Etapa digital	65
6.2.1.- El microcontrolador	65
6.2.2.- Sistema de transmisión	71
6.2.3.- Sistema de recepción	72
6.3.- Interfaz con el usuario	74
6.4.- Problemas y soluciones	77
6.4.1.- Influencia del potencial de modo común	77
6.4.2.- Ruido del sistema	78
6.4.3.- Interferencias capacitivas e inductivas de red en el sistema	79
6.4.4.- Interferencia de electromiograma	82
6.4.5.- Interferencia en el interfaz electrodo-usUARIO	83
6.4.6.- Correlación entre los canales	84
6.4.7.- Otros tipos de interferencias	85
7.- Presupuesto	86
8.- Normativa y aspectos legales	87
8.1.- Reglamentación y disposiciones consideradas	88
8.2.- Directivas consideradas en la ejecución del diseño	88
8.2.1.- Directiva 89/336/CEE sobre compatibilidad electromagnética	89
8.2.2.- Directiva 93/42/CEE sobre aparatos de uso sanitario	89
8.2.3.- Directiva 2002/95/CE sobre restricciones de sustancias en aparatos electrónicos	91
8.2.4.- Directiva 2002/96/CE sobre residuos en aparatos electrónicos	92
8.3.- Consideraciones de la normativa EN-60601 según directiva 93/42/CEE ...	93
8.3.1.- IT-16.201 Envoltorio	93
8.3.2.- IT-17.201 Separación eléctrica	93
8.3.3.- IT-19.201 Corrientes de fuga	94
8.3.4.- IT-49.201 Interrupción de la alimentación	95
8.3.5.- IT-56.3.201 Conexiones	95

8.3.6.- IT-57.10.201 Dispositivos de separación	95
9.- Cronología del proyecto	96
10.- Conclusiones y trabajo futuro	97
11.- Referencias bibliográficas	99

ANEXOS

Anexo I.- Código fuente del microcontrolador	104
Anexo II.- Esquemas eléctricos	106
II.1.- Sistema transmisor. Esquema general	107
II.2.- Sistema transmisor. Capa superior (<i>Top</i>)	108
II.3.- Sistema transmisor. Capa inferior (<i>Bottom</i>)	109
II.4.- Sistema transmisor. Capa <i>Top overlay</i>	110
II.5.- Sistema receptor. Esquema general	111
II.6.- Sistema receptor. <i>Top, Bottom y Top overlay</i>	112

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Esquema de las diferentes partes del ojo	5
Figura 2. Representación de los posibles estados de la pupila	6
Figura 3. Anatomía del ojo	7
Figura 4. Ejemplo de formación de la imagen en la retina	7
Figura 5. Músculos extrínsecos del ojo	9
Figura 6. Potencial córnea-retina	13
Figura 7. Lente de contacto con filamentos	17
Figura 8. Seguimiento del centro del reflejo de la córnea	19
Figura 9. Varios puntos reflejados en la córnea	20
Figura 10. Sucesivas reflexiones en diferentes capas cuando la luz incide en el ojo	21
Figura 11. Sistema de videooculografía con cámara fija a la cabeza	22
Figura 12. Sistema comercial H.E.D y equipo de reflexión combinada	23
Figura 13. Sistema comercial R.E.D	24
Figura 14. Variación de la diferencia de potencial con el ángulo de giro	29
Figura 15. Ojos moviéndose 15º a la izquierda	30
Figura 16. Ojos moviéndose 30º a la derecha	30
Figura 17. Circuito equivalente de electrodos conectados a un medio biológico	31
Figura 18. Diferentes tipos de electrodos	32
Figura 19. Electrodos de corchete utilizados	32
Figura 20. Sección transversal de un electrodo superficial de Ag/AgCl	32
Figura 21. Diagrama y modelo de las interfaces electrodo-piel	33
Figura 22. Colocación de los electrodos	35
Figura 23. Mike, uno de los primeros usuarios de EagleEyes	37
Figura 24. Equipo de EagleEyes	37
Figura 25. Equipo de BioMuse	38
Figura 26. Equipo de CyberLink	38
Figura 27. Diagrama de bloques del sistema completo	40
Figura 28. Esquema de alimentación del sistema para uno de los canales	40

Figura 29. Diagrama de bloques de la etapa analógica	40
Figura 30. Esquema de la etapa de preamplificación	41
Figura 31. Amplificación diferencial de la derivación	42
Figura 32. Estructura interna del amplificador de instrumentación INA118	45
Figura 33. Configuración de pines del INA118	47
Figura 34. Variación de la ganancia con la frecuencia	48
Figura 35. Variación del CMRR con la frecuencia	48
Figura 36. Variación de las corrientes de polarización con la tensión de entrada	49
Figura 37. Diferentes métodos de puesta a masa virtual del usuario	51
Figura 38. Circuito de referencia para disminuir el modo común en el usuario	52
Figura 39. Detalle del circuito de referencia	53
Figura 40. Detalle del circuito de referencia para los dos canales	54
Figura 41. Detalle del circuito de compensación de la deriva para un canal	56
Figura 42. Esquema del filtro paso alto de primer orden implementado	59
Figura 43. Respuesta en frecuencia del filtro paso bajo diseñado por FilterPro	60
Figura 44. Filtro paso bajo diseñado por FilterPro	60
Figura 45. Diagrama de Bode de ganancia correspondiente a la etapa de filtrado...	61
Figura 46. Etapa de amplificación y acondicionamiento de la señal de EOG	61
Figura 47. Señal obtenida en el canal horizontal mirando a la derecha	63
Figura 48. Señal obtenida en el canal horizontal mirando a la izquierda	63
Figura 49. Señal obtenida en el canal vertical mirando hacia arriba	64
Figura 50. Señal obtenida en el canal vertical mirando hacia abajo	64
Figura 51. Diagrama de bloques de la etapa digital	65
Figura 52. Esquema de conexionado del microcontrolador	68
Figura 53. Encapsulado del regulador μ A78L05A	69
Figura 54. Diagrama de flujo del programa implementado en el microcontrolador	70
Figura 55. Encapsulado del módulo XBee	71
Figura 56. Encapsulado del regulador MIC5205	72
Figura 57. Módulo receptor desarrollado utilizando tecnología XBee	72
Figura 58. Encapsulado del driver FT232	73

Figura 59. Prototipo diseñado en la placa de pruebas con el sistema receptor	73
Figura 60. Visualización de los datos enviados utilizando HyperTerminal	74
Figura 61. Tarjeta comercial AT90USBKey utilizada en el movimiento del ratón ...	74
Figura 62. Icono del <i>gadget</i> TecladoRatón desarrollado	75
Figura 63. <i>Gadget</i> TecladoRatón activo en el escritorio	75
Figura 64. Gadget TecladoRatón maximizado con el teclado desplegado	76
Figura 65. Configuración de los parámetros de recepción en el <i>gadget</i>	76
Figura 66. Modelo para el análisis de las interferencias de red	80
Figura 67. Reducción de la interferencia inductiva trenzando los cables	81
Figura 68. Efecto del parpadeo en la señal	82
Figura 69. Efecto de un parpadeo involuntario y voluntario	83
Figura 70. Correlación entre los dos canales	84
Figura 71. Influencia en los canales de un parpadeo involuntario	85

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Relación de músculos oculares y su movimiento asociado	9
Tabla 2. Señales bioeléctricas	28
Tabla 3. Parámetros de diseño del INA118	47
Tabla 4. Conexión de los electrodos a los amplificadores de instrumentación	50
Tabla 5. Corrientes de fuga según tipo de protección	91

PRÓLOGO

El último informe de la OMS indica que en el mundo existen más de mil millones de personas con alguna forma de discapacidad; de ellas, casi 200 millones experimentan dificultades considerables en su movilidad, las cuales representan cerca del 3% de la población mundial. Además, diversos estudios demuestran que existe una importante relación entre la edad de las personas y las discapacidades que sufren, siendo estas mayores en las personas de edad avanzada. Esto significa que una parte importante de la población mundial experimentará problemas funcionales puesto que la esperanza de vida aumenta en todos los países. Todo ello origina que se estén desarrollando diversas aplicaciones orientadas a estas personas con el objetivo de aumentar su calidad de vida, permitiéndoles una existencia más autónoma e independiente, así como también mayores oportunidades de integración en la sociedad.

Centrando el estudio en la tecnología asistencial, que agrupa equipos, dispositivos, instrumentos o programas para incrementar, mantener o mejorar la calidad de vida y la autonomía de las personas, se puede decir que este sector está desarrollando sistemas que aumentan la movilidad y la comunicación entre personas y que utilizan el típico joystick o ratón, pantallas táctiles, acústicas o de tipo Braille, para manejo de ordenadores personales, brazos robots o sillas de ruedas. Al mismo tiempo, se está desarrollando nuevas tecnologías de comunicación que incrementan la calidad de vida de los adultos mayores o personas discapacitadas y permiten diseñar un sistema a medida de las necesidades del usuario.

Las personas con discapacidades motrices graves presentan una problemática comunicacional que las aísla de su medio. El hecho de que no dominen la motricidad fina conduce a que no puedan tomar un lápiz para escribir ni presionar las pequeñas teclas de un teclado estándar de computador. En ocasiones, también presentan dificultades en el habla. Estos motivos complican su acceso a la educación, al ocio y dificultan la comunicación con su entorno.

Las discapacidades motrices pueden deberse a diferentes patologías tales como: distrofia muscular, parálisis cerebral, lesiones en la espina dorsal, o esclerosis múltiple. Uno de los métodos para acceder a un computador de manera no convencional (teclado o ratón), es a través de la utilización de técnicas

electrooculográficas (EOG) ya que generalmente en cualquier tipo de discapacidad el movimiento ocular es algo que rara vez se pierde.

En este proyecto se describe la técnica de comunicación a través del tratamiento de señales electrooculográficas que puede permitir la comunicación a personas con elevadas discapacidades y que en consecuencia no pueden utilizar otros métodos.

1.- INTRODUCCIÓN

Este proyecto nace del interés de proporcionar un sistema que permita dotar de capacidad de comunicación a aquellas personas, que por diferentes causas, les es imposible realizarla de forma natural o por otros medios asistidos.

Se ha desarrollado un equipo para la adquisición de las señales biológicas y posterior acondicionamiento, así como una aplicación *software* para su visualización e interpretación.

Este proyecto describe el desarrollo de un sistema de acceso a computadores mediante señales electrooculográficas. Simplemente mirando los comandos o letras a escribir, *hardware* y *software* permiten la escritura de textos en un teclado virtual, mostrado en el monitor de un computador. Esto facilitará a usuarios con discapacidades motrices severas el uso del computador como medio de comunicación.

1.1.- Objetivos del proyecto

El objetivo general del proyecto es diseñar e implementar un sistema que permita la comunicación a través del computador, utilizando exclusivamente los movimientos oculares.

Los objetivos específicos que se persiguen y los pasos a dar son los siguientes:

- Realizar un estudio e investigación relativos a las señales biopotenciales.
- Diseñar un circuito para la adquisición de señales EOG siguiendo el esquema básico de adquisición de señal de instrumentación médica.
- Diseñar las etapas de preamplificación, filtrado y amplificación de la señal adecuada para obtener e interpretar los resultados libres de ruido.
- Adecuar la señal amplificada a la entrada del microcontrolador.
- Programar el microcontrolador para convertir los datos analógicos a digitales, filtrarlos digitalmente y transmitirlos al computador.
- Desarrollar un teclado virtual para seleccionar cada letra en la pantalla con el movimiento de los ojos y poder escribir mediante dicho *software*.

Es importante destacar que no se encuentra entre los objetivos de este proyecto el desarrollar un conjunto *hardware* y *software* totalmente funcional de cara al usuario final, sino tan solo un prototipo para su estudio, que será la base para una posible implementación real.

1.2.- Criterios de diseño

Como primer paso en el desarrollo del prototipo, se han definido unos criterios básicos que debería cumplir el conjunto *hardware* y *software* a implementar:

- Adquisición de las señales electrooculográficas en dos canales.
- Obtención de las señales mediante electrodos desechables de bajo coste.
- Amplificación y filtrado de dichas señales minimizando ruidos e interferencias.
- Posibilidad de regular el nivel de amplificación y ajuste de *offset*.
- Aislamiento entre usuario y computador.

Para la realización de este proyecto ha sido necesario, por una parte, realizar un estudio de las técnicas de adquisición de señales biológicas y las consideraciones de seguridad a tener en cuenta, y por otra, analizar las posibles herramientas de desarrollo y funciones del API de Windows que podrían servir de sustento al desarrollo de las aplicaciones.

1.3.- Alcance del proyecto

El sistema desarrollado sienta las bases de diseño de un prototipo que puede ser mejorado para una posible comercialización.

El presente proyecto intentará ajustarse a la normativa internacional sobre equipo electromédico siguiendo el estándar IEC-60601, aplicando la mayoría de requisitos y consejos que expone dicha normativa en su diseño y construcción; no obstante, debido a los recursos limitados de que se dispone y que hacen imposible las comprobaciones y validaciones necesarias, el equipo presentado no podrá ser apto para su comercialización.

2.- ANATOMÍA BÁSICA DEL OJO HUMANO

El conocimiento de la estructura y funcionamiento del ojo humano es fundamental para comprender y analizar el comportamiento del mismo a nivel óptico, muscular y eléctrico, parámetros necesarios para obtener las pautas interpretativas y aplicarlas a cualquier sistema automático.

2.1.- El ojo y la visión

Aunque el ojo es denominado a menudo el órgano de la visión, en realidad, el órgano que efectúa el proceso de la visión es el cerebro; la función del ojo es traducir las ondas electromagnéticas de la luz en un determinado tipo de impulsos nerviosos que se transmiten al cerebro a través del nervio óptico.

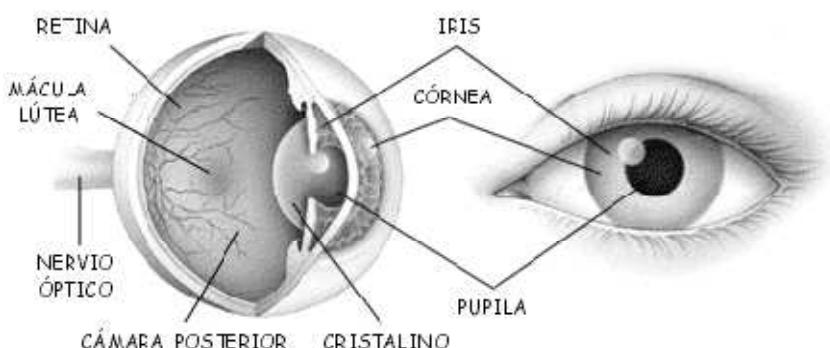


Fig. 1. Esquema de las diferentes partes del ojo^[1].

El globo ocular es una estructura esférica de aproximadamente 2,5 cm. de diámetro con un marcado abombamiento sobre su superficie anterior. La parte exterior, o la cubierta, que se aprecia en la figura 1, se compone de tres capas de tejido: la capa más externa o esclerótica tiene una función protectora, cubre unos cinco sextos de la superficie ocular y se prolonga en la parte anterior con la córnea transparente; la capa media o úvea tiene a su vez tres partes diferenciadas: la coroides muy vascularizada, reviste las tres quintas partes posteriores del globo ocular, continúa con el cuerpo ciliar, formado por los procesos ciliares, y a continuación el iris, que se extiende por la parte frontal del ojo. La capa más interna es la retina, sensible a la luz.

La córnea es una membrana resistente, compuesta por cinco capas, a través de la cual la luz penetra en el interior del ojo. Por detrás, hay una cámara llena de un fluido claro y húmedo (el humor acuoso) que separa la córnea del cristalino. En sí

misma, la lente es una esfera aplana constituida por un gran número de fibras transparentes dispuestas en capas. Está conectada con el músculo ciliar, que tiene forma de anillo y la rodea mediante unos ligamentos. El músculo ciliar y los tejidos circundantes forman el cuerpo ciliar y esta estructura aplana o redondea la lente, cambiando su longitud focal.

El iris es una estructura pigmentada suspendida entre la córnea y el cristalino y tiene una abertura circular en el centro, la pupila. El tamaño de la pupila depende de un músculo que rodea sus bordes, aumentando o disminuyendo cuando se contrae o se relaja, controlando la cantidad de luz que entra en el ojo como se aprecia en la figura 2.

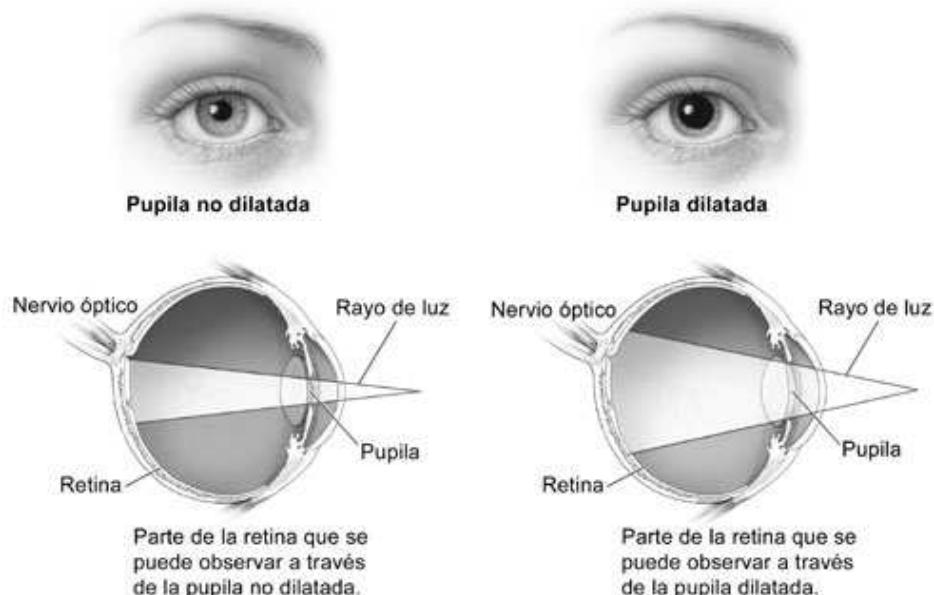


Fig. 2. Representación de los posibles estados de la pupila^[1].

Por detrás de la lente, el cuerpo principal del ojo está lleno de una sustancia transparente y gelatinosa (el humor vítreo) encerrado en un saco delgado que recibe el nombre de membrana hialoidea. La presión del humor vítreo mantiene distendido el globo ocular.

La retina es una capa compleja compuesta sobre todo por células nerviosas. Las células receptoras sensibles a la luz se encuentran en su superficie exterior detrás de una capa de tejido pigmentado. Estas células tienen la forma de conos y bastones. Situada detrás de la pupila, la retina tiene una pequeña mancha de color amarillo llamada mácula lútea, en su centro se encuentra la fóvea central, la zona del ojo con mayor agudeza visual. La capa sensorial de la fóvea se compone sólo de células con forma de conos, mientras que en torno a ella también se encuentran

células con forma de bastones. Según nos alejamos del área sensible, sólo existen las células con forma de bastones.

El nervio óptico entra en el globo ocular por debajo y algo inclinado hacia el lado interno de la fóvea central, originando en la retina una pequeña mancha redondeada llamada disco óptico. Esta estructura forma el punto ciego del ojo, ya que carece de células sensibles a la luz, esta se puede visualizar en la figura 3.

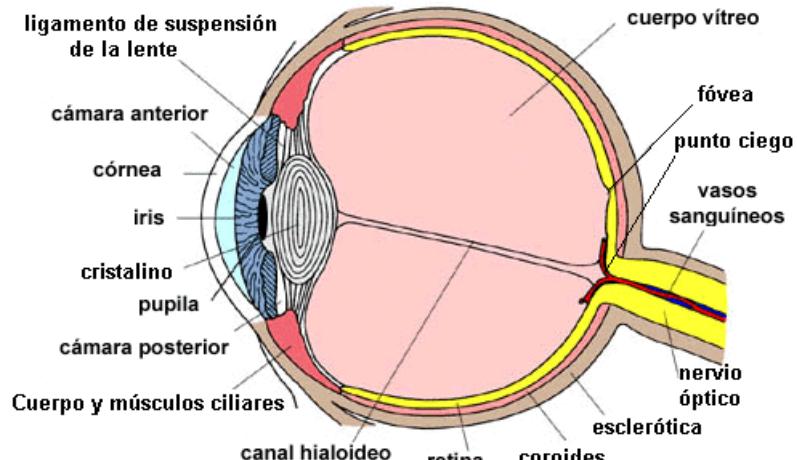


Fig. 3. Anatomía del ojo ^[2].

2.2.- Funcionamiento del ojo

El ojo tiene en su parte delantera una lente llamada cristalino que forma en la retina la imagen invertida de los objetos que enfoca como se observa en la figura 4.

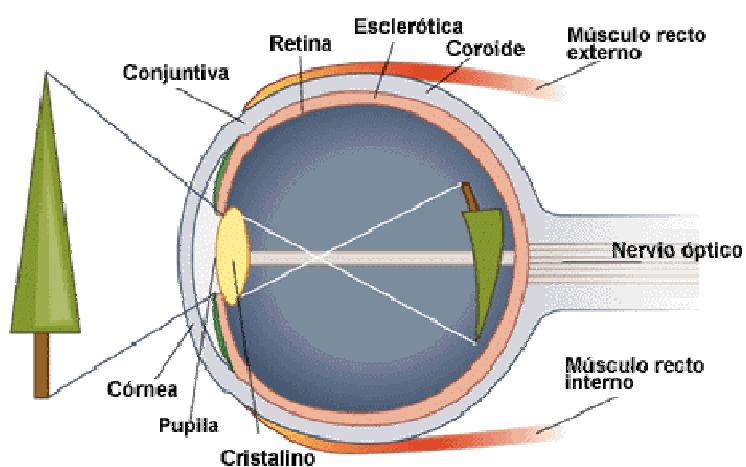


Fig. 4. Ejemplo de formación de la imagen en la retina ^[3].

El enfoque del ojo se lleva a cabo debido a que el cristalino se aplana o redondea; este proceso se llama acomodación. En un ojo normal no es necesaria la

acomodación para ver los objetos distantes, pues se enfocan en la retina cuando la lente está aplanada gracias al ligamento suspensorio. Para ver los objetos más cercanos, el músculo ciliar se contrae y por relajación del ligamento suspensorio, la lente se redondea de forma progresiva.

Debido a la estructura nerviosa de la retina, las células con forma de conos están conectadas de forma individual con otras fibras nerviosas, de modo que los estímulos que llegan a cada una de ellas se reproducen y permiten distinguir los pequeños detalles. Por otro lado, las células con forma de bastones se conectan en grupo y responden a los estímulos que alcanzan un área general (es decir, los estímulos luminosos), pero no tienen capacidad para separar los pequeños detalles de la imagen visual. La diferente localización y estructura de estas células conducen a la división del campo visual del ojo en una pequeña región central de gran agudeza y en las zonas que la rodean, de menor agudeza y con una gran sensibilidad a la luz. Así, durante la noche, los objetos confusos se pueden ver por la parte periférica de la retina cuando son invisibles para la fóvea central.

Nadie es consciente de las diferentes zonas en las que se divide su campo visual, debido a que los ojos están en constante movimiento y la retina se excita en una u otra parte, según la atención se desvía de un objeto a otro. Los movimientos del globo ocular hacia la derecha, izquierda, arriba, abajo y a los lados se llevan a cabo por los seis músculos oculares y son muy precisos. Se ha estimado que los ojos pueden moverse para enfocar en, al menos, cien mil puntos distintos del campo visual. Los músculos de los dos ojos funcionan de forma simultánea, por lo que también desempeñan la importante función de converger su enfoque en un punto para que las imágenes de ambos coincidan. El movimiento ocular y la fusión de las imágenes también contribuyen en la estimación visual del tamaño y la distancia.

2.3.- Los músculos del ojo

Los ojos se mueven en distintas direcciones gracias a seis músculos extraoculares, que son: recto externo, recto interno, recto superior, recto inferior, oblicuo superior y oblicuo inferior.

Estos músculos son inervados por los siguientes nervios craneanos:

- Nervio oculomotor o motor ocular común (III par craneal): músculos recto interno, recto superior, recto inferior y oblicuo inferior.

- Nervio troclear o patético (IV par craneal): músculo oblicuo superior.
- Nervio abducente o motor ocular externo (VI par craneal): músculo recto externo.

Cada músculo determina un movimiento, de acuerdo a la siguiente tabla:

Músculo que actúa	Inervación	Movimiento
Recto externo	Abducente (VI par)	Hacia el lado temporal
Recto interno	Oculomotor (III par)	Hacia el lado nasal
Recto superior	Oculomotor (III par)	Hacia arriba y temporal
Recto inferior	Oculomotor (III par)	Hacia abajo y temporal
Oblícuo superior	Troclear (IV par)	Hacia abajo y nasal
Oblícuo inferior	Oculomotor (III par)	Hacia arriba y nasal

Tabla 1. Relación de músculos oculares y su movimiento asociado.

Se puede observar en la figura 5 los músculos extrínsecos unidos al globo ocular. Los cuatro rectos están alineados con sus puntos de origen, mientras que los dos oblicuos se insertan en la superficie ocular formando un ángulo.

El músculo oblicuo superior se inserta en la región superior y externa del globo ocular y lo tracciona en dirección hacia abajo y medial. Por la acción de este músculo, las personas miran hacia abajo en forma convergente y pueden bajar una escalera con más seguridad. El músculo oblicuo inferior se inserta en la región inferior y externa del globo ocular y lo tracciona en dirección hacia arriba y medial.

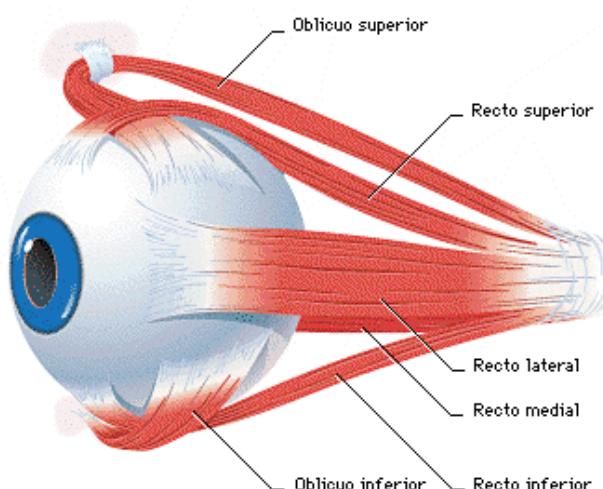


Fig. 5. Músculos extrínsecos del ojo ^[4].

3.- CARACTERÍSTICAS FÍSICAS DEL OJO UTILIZADAS EN LA MEDIDA DEL MOVIMIENTO OCULAR

Es necesario realizar un estudio de los diferentes movimientos oculares así como de sus características más importantes que permiten aplicar la electrooculografía a la interpretación de órdenes.

3.1.- Tipos de movimientos oculares

Los movimientos oculares son rotaciones en torno a un eje horizontal, rotaciones en torno a un eje vertical y torsiones en torno al eje de la mirada. Las distintas combinaciones de estos movimientos básicos dan lugar a los movimientos característicos de los ojos [5].

3.1.1.- Movimientos compensatorios

Este tipo de movimientos son reflejos e implican la participación coordinada de ambos ojos. Surgen como un mecanismo de fijación del campo visual ante movimientos de la cabeza o del tronco. Es importante destacar la funcionalidad del denominado Reflejo Vestíbulo Ocular (VOR). Estos sensores responden muy rápidamente (en unos 16 ms.) y producen la señal adecuada para que se ocasione un movimiento ocular que compense un desplazamiento de la cabeza asegurando estabilidad en la imagen retiniana. Por ejemplo, a pesar de que durante la locomoción nuestra cabeza se desplaza 30º a la izquierda el VOR iniciará la ejecución de un movimiento ocular de 30º a la derecha asegurando así la estabilidad de la imagen visual.

3.1.2.- Sacádicos y fijaciones

Los movimientos sacádicos constituyen uno de los movimientos más característicos de los ojos y fundamentalmente voluntarios aunque también los hay involuntarios. Un ejemplo de los primeros son los movimientos de orientación que nos permiten visualizar diversas zonas de una escena; los utilizamos para dirigir la mirada a diversas zonas del ambiente y facilitar así la recogida de información. Ejemplo de los segundos, los involuntarios, es el movimiento realizado en la fase REM del sueño.

El objetivo de este tipo de movimiento es el de disponer la imagen visual en la fóvea que es la región de la retina que presenta una mayor agudeza visual. Cuando se produce el movimiento sacádico tiene lugar el denominado fenómeno de supresión sacádica, es decir, durante el movimiento, la recogida de información visual del medio queda prácticamente interrumpida (aunque no en su totalidad). Una forma de comprobar este fenómeno consiste en ponerse delante de un espejo y tratar de observar el movimiento de nuestros propios ojos: casi con toda seguridad lo único que podremos percibir será una imagen estática de nuestros ojos y nunca el movimiento porque cada vez que éste se realiza se interrumpe la recogida de información.

La característica que diferencia un movimiento sacádico del resto es la relación existente entre el tamaño del movimiento y la velocidad punta: a mayor amplitud del movimiento mayor velocidad. Es la denominada main relation. Por ejemplo, un sacádico que abarque 80° de ángulo visual, puede alcanzar velocidades de hasta 700 grados por segundo. Asimismo, la duración media de un sacádico también depende de su magnitud y oscila entre promedios de 30 y 120 ms. El área típica de cobertura de un sacádico alcanza los 30° aproximadamente, ángulo a partir del cual la conducta exploratoria precisa cada vez más del movimiento de la cabeza. Los sacádicos exhiben un periodo de latencia (TR sacádico o tiempo que transcurre entre la aparición de un estímulo y el inicio del desplazamiento ocular hacia el mismo) que oscila entre 180 y 300 ms.

Alrededor de 230.000 movimientos sacádicos son ejecutados a lo largo de un día sin que seamos conscientes de ello. Los ojos sólo permanecen relativamente quietos para enfocar una zona concreta de la escena durante períodos de tiempo muy breves, frecuentemente, de 200 a 350 ms de duración.

3.1.3.- Micromovimientos de fijación

Durante las fijaciones oculares es posible descubrir micromovimientos de naturaleza involuntaria que presentan una amplitud inferior a 1°. La misión de estos movimientos es la de ubicar la imagen en la fóvea de la forma más precisa. Los drifts son movimientos lentos (0.1°/s). Los flicks son rapidísimos movimientos microsacádicos involuntarios cuya amplitud puede alcanzar 1° de ángulo visual que tienen lugar en intervalos de unos 20-30 ms. Durante las fijaciones también es posible descubrir minúsculos movimientos de temblor o vibración del ojo (tremor), con frecuencias entre 30Hz-150hz.

3.1.4.- Movimientos de seguimiento o persecución lenta

Este tipo de movimiento se produce de forma coordinada entre ambos ojos y tiene por finalidad seguir estímulos visuales que se desplazan lentamente. Su velocidad oscila entre 1-30°/s. En principio no son movimientos voluntarios y su finalidad no es otra que la de estabilizar la imagen visual en movimiento sobre la retina; sin embargo, es posible ejercer control sobre los mismos mediante entrenamiento.

3.1.5.- Movimientos de vergencia

Alternativamente a los movimientos de persecución, los de vergencia implican el movimiento de los ojos en direcciones opuestas; su finalidad es proyectar la imagen sobre ambas retinas y obtener una única imagen fusionada. Los movimientos de vergencia son de dos tipos: convergencia y divergencia. En el primer caso (convergencia) el movimiento de los ojos se dirige hacia la nariz y ocurre cuando el campo visual u objeto a explorar se acerca hacia el sujeto; en el segundo caso (divergencia) el movimiento de los ojos se produce hacia el exterior y aparece en el supuesto contrario. Ambos movimientos de vergencia llegan a alcanzar velocidades de unos 10°/s. y su amplitud alcanza los 15° de ángulo visual.

Un fenómeno relacionado con la vergencia ocular es el denominado error de vergencia o disparidad de la fijación. Este consiste en que en numerosas ocasiones el ángulo de convergencia generado por la línea de la mirada de ambos ojos está ligeramente desplazado (adelantado o retrasado) del objeto o localización exacta que se pretende observar.

3.1.6.- Nistagmo ocular

Este movimiento sigue un patrón coordinado y se caracteriza por una oscilación rítmica o alternante de los ojos. Se han descubierto dos fases: una de ida (fase lenta) y otra de retorno (fase rápida). En la fase lenta del nistagmo los ojos se mueven para focalizar un objeto en la retina -similar al observado en los movimientos de seguimiento o persecución lenta- mientras que la fase rápida se caracteriza por un movimiento de vuelta o retorno similar a un salto sacádico.

Se distinguen dos tipos de nistagmo: el optocinético y el vestibular. El nistagmo optocinético se puede inducir en un sujeto haciéndole percibir un campo visual en movimiento que contenga patrones repetidos (por ejemplo, un tambor en

movimiento con enrejados blancos y negros). La frecuencia del nistagmo es variable, aunque con movimientos del estímulo rápidos puede alcanzar los 5 Hz y un tiempo entre fases rápidas de 200 ms. Por su parte el nistagmo vestibular presenta un patrón de movimiento similar al anterior y aparece como consecuencia de una estimulación diferente en los canales semicirculares. Presentado en un sujeto de forma espontánea es indicio de lesión en el sistema vestibular, aunque se puede inducir en laboratorio denominándose entonces "nistagmo calórico" debido al tipo de prueba que se realiza: con una determinada posición de cabeza se inyecta en uno de los oídos agua fría o caliente que estimule de forma prolongada el canal semicircular, ocasionando de esta manera un nistagmo.

3.2.- Variables físicas medibles del globo ocular

Los ojos presentan una serie de características geométricas, ópticas y eléctricas que han sido utilizadas por diversos métodos de seguimiento de su movimiento. A continuación se especifican las más importantes [6].

3.2.1.- Potencial córnea-retina. Dipolo ocular

Existe una diferencia de potencial de hasta 1 mV entre la córnea y la retina del ojo. Este potencial tiene importantes variaciones diurnas y con el nivel de adaptación a la luz. Por ello, antes de su utilización para posibles medidas de movimiento, es necesario un periodo de entre 30 y 60 minutos para la adaptación del usuario a las condiciones lumínicas.

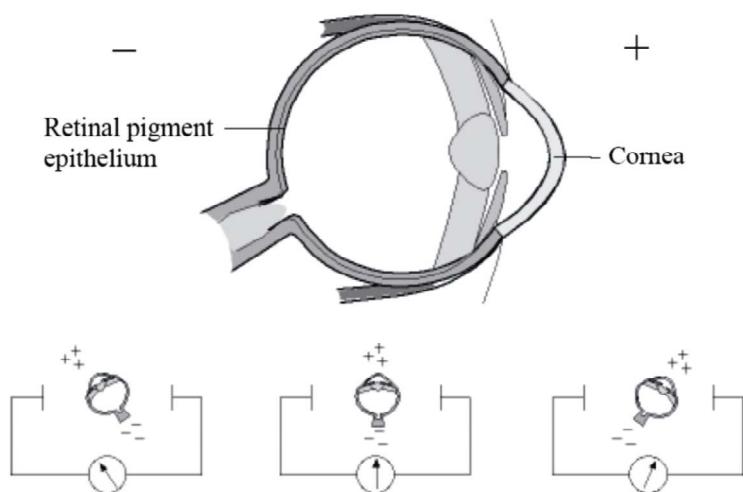


Fig. 6. Potencial córnea-retina^[1].

3.2.2.- Impedancia eléctrica

La impedancia medida entre electrodos colocados en los cantos exteriores de los dos ojos varía con la posición de los ojos. La variación de la resistencia se asocia tanto a la naturaleza anisotrópica de las características eléctricas de los tejidos oculares como a la forma no esférica del ojo, que supone un cambio en el camino resistivo entre los dos ojos cuando se produce un cambio de posición.

3.2.3.- Reflexiones en la córnea

La superficie frontal de la córnea, a pesar de no ser una superficie óptica perfecta, se aproxima a una sección de esfera de 25 grados. Como en el caso de un espejo convexo, las reflexiones de un objeto brillante en esta superficie forman una imagen virtual detrás de la superficie que puede ser grabada. La posición de la reflexión, comúnmente vista como un brillo en el ojo, es función de la posición del ojo.

3.2.4.- Reflexiones de otras curvaturas ópticas en las imágenes de Purkinje del ojo

Si bien la reflexión más brillante de una luz incidente es la anteriormente citada, procedente de la superficie de la córnea, la luz también se refleja en cada capa del ojo donde hay un cambio del índice de refracción. Por lo tanto, las reflexiones se producen también en la superficie trasera de la córnea y en las superficies frontal y trasera del cristalino. Estas cuatro se conocen como las imágenes de Purkinje. Las reflexiones más visibles son la primera y la cuarta, y la medida de su posición relativa representa una técnica de medida activa de la orientación espacial del ojo, independiente de su relación con la posición de la cabeza.

3.2.5.- Limbus

El iris, normalmente visible y claramente distinguible respecto a la esclerótica, es la base para algunos métodos de medida del ángulo de la mirada. La posición del límite entre el iris y la esclerótica (limbus) puede ser medida respecto a la cabeza. La relación entre el iris oscuro y la esclerótica brillante en ambos lados izquierdo y derecho del ojo puede ser medida directamente mediante sensores, o indirectamente, en una imagen del ojo. Esta relación está inequívocamente asociada a la posición horizontal del ojo.

3.2.6.- Pupila

La pupila puede distinguirse del iris por la diferencia en sus índices de reflexión. Se puede conseguir que la pupila aparezca mucho más oscura que el iris cuando la mayoría de la luz incidente no viene del mismo eje de medida. Por otro lado, se puede conseguir que la pupila aparezca muy brillante cuando la mayoría de la luz incidente entra a lo largo del eje óptico y se refleja atrás en la retina. En ambos casos la pupila puede separarse de su alrededor ópticamente. Esto puede ser especialmente acentuado con el uso de luz infrarroja, que será prácticamente absorbida en su totalidad cuando entra en el ojo, apareciendo de esta manera la pupila mucho más oscura.

La pupila normalmente varía entre 2 y 8 mm de diámetro en adultos. A pesar de que su forma real es algo elíptica, puede aproximarse por un círculo y es fácil encontrar su centro. La pupila aparece elíptica si se mira desde cualquier eje diferente al eje óptico y su excentricidad podría servir de base para medida del ángulo del ojo.

3.2.7.- Otras características ópticas y no ópticas

Además de la pupila y el iris, pueden utilizarse otras características del ojo. Las propias venas y arterias de la esclerótica pueden identificarse y utilizarse para la medida de movimientos oculares. Asimismo los vasos sanguíneos de la retina pueden ser identificados y seguidos. De esta forma constituyen una medida precisa de la posición de la retina en la que se forma la imagen, esto es, donde el objeto se está viendo, lo que implica el punto exacto de mira del ojo.

También se han colocado algunas marcas artificiales en el ojo para poder hacer un seguimiento de sus movimientos. Entre los materiales utilizados para este fin destacan mercurio, carbón, membrana de huevo e incluso una pieza de metal incrustada en la esclerótica que permite un seguimiento magnético de la posición del ojo.

4.- MÉTODOS DE SEGUIMIENTO Y MEDIDA DE MOVIMIENTOS OCULARES

En los últimos años, se han multiplicado las aplicaciones que utilizan técnicas de seguimiento de la mirada, dejando el ámbito del laboratorio para desarrollar sistemas comerciales para el gran público. Existen principalmente seis métodos para detectar el movimiento ocular [6, 7] de los que se hace una breve descripción a continuación.

4.1.- Lentes de contacto o bobinas de búsqueda

Es uno de los métodos más precisos pero también el más intrusivo para el sujeto, es además incómodo y las lentes son complejas de colocar, requiriendo una cierta práctica.

El usuario ha de colocarse unas lentes de contacto especiales que permiten hacer una medida precisa de la dirección de la mirada. Existen dos técnicas: la primera introduce uno o varios microespejos en la lente y mide la reflexión de los rayos de luz que inciden sobre ella, y a partir de esta información calcula la posición de los ojos. La segunda consiste en incrustar una microbobina en la lente (en algunos animales se les implanta quirúrgicamente en la esclerótica). La cabeza del usuario se somete a un campo electromagnético de alta frecuencia y como consecuencia, se crea una señal eléctrica en la bobina que es amplificada y registrada. La señal se descompone en sus componentes vertical y horizontal, reflejando los movimientos en estas direcciones. Si además se añade una segunda microbobina en forma de "8" también se podrán detectar los movimientos de torsión del ojo. Añadiendo una tercera bobina en la frente se pueden medir los movimientos de la cabeza.

Este método se suele emplear dentro de un rango de medida de $\pm 40^\circ$, tanto en horizontal como en vertical, siendo altamente preciso (inferior a 1°) y exacto. Sin embargo es un método muy invasivo y molesto (necesita de una lente especial y un casco para crear el campo electromagnético o para iluminar el ojo con luz infrarroja) y puede ser usado únicamente durante 20 a 30 minutos seguidos. Por otro lado calcula la dirección de los ojos respecto a la cabeza, por lo que no da la dirección absoluta de la mirada (ojos + cabeza).

En la siguiente figura podemos ver una de estas lentes con unos hilos en su interior que serán los que, mediante un campo magnético, nos digan la posición ocular.

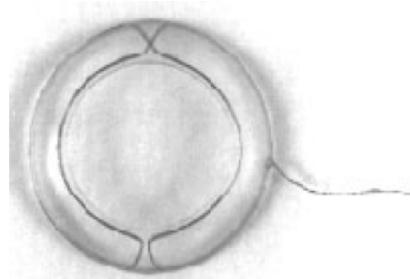


Fig. 7. Lente de contacto con filamentos.

4.2.- Seguimiento de pupila, limbus y párpados

La frontera entre el iris y la esclerótica (limbus) es un límite fácilmente identificable que puede ser detectado ópticamente y seguido por diversidad de medios. Si el iris completo fuera siempre visible y no estuviera parcialmente cubierto por los párpados, sería cuestión de trazar su circunferencia y determinar su centro. Sin embargo, debido a que normalmente sólo una parte del iris es visible, son necesarios otros métodos ópticos, como el seguimiento de la pupila para encontrar su centro.

Cuando únicamente interesan los desplazamientos horizontales, se puede realizar un seguimiento de los extremos derecho e izquierdo del iris por diferencias de la luz reflejada o por un sistema de vídeo. Cuando se necesitan mediciones verticales se puede seguir los niveles de los párpados, la posición de la pupila o el movimiento vertical de una zona visible del limbus.

Casi todos los sistemas de seguimiento de limbus usan iluminación invisible, usualmente infrarroja. Todos ellos miden la posición del limbus relativa a fotodetectores. Para el caso de fotodetectores e iluminación fija a la cabeza, los movimientos libres de cabeza son posibles y las medidas de la posición del ojo son relativas a la cabeza.

Desde el punto de vista del seguimiento ocular, la pupila ofrece varias ventajas frente al limbus. Por un lado, es más pequeña y por ello queda oculta en menos ocasiones por el párpado: para movimientos del ojo amplios presenta al instrumento de observación una porción mayor de círculo o de la forma ligeramente elíptica. El centro de la pupila coincide virtualmente con el eje óptico

de la fóvea del ojo. Existe una desviación de 5 ó 6 grados pero puede corregirse mediante el calibrado. El borde de la pupila es más limpio y definido que el existente entre iris y esclerótica. Todo ello lleva a una medida de mayor resolución. Por otro lado, la pupila cuando se observa bajo condiciones lumínicas normales, aparece negra y por ello presenta menor contraste con el iris que el iris con respecto a la esclerótica. Esto hace más complicado discriminar la pupila de forma automática. Sin embargo, si se hace uso de luz colimada, la luz se refleja desde el interior del ojo y para un observador colocado en el eje de la iluminación la pupila aparece brillante. Este efecto se observa en las cámaras de fotos cuando se utiliza el flash cercano al objetivo de la cámara y los ojos aparecen rojos en las fotografías.

Otra característica que presenta la pupila y puede resultar en ocasiones una ventaja y en otras una desventaja es el hecho de que su diámetro varía por influencias fisiológicas y psicológicas. Esto dificulta la medida del centro de la pupila pero en ocasiones, en aquellos métodos que indican el diámetro de la pupila, puede usarse para estudiar el interés en la escena observada en cualquier instante.

Existen dos grupos de sistemas que tratan de realizar el seguimiento del limbus. El primer grupo utiliza la señal de vídeo adquirida mediante una cámara de vídeo normal o algún dispositivo de escaneado de vídeo y a partir de esa señal trata de encontrar el iris y su centro. Inicialmente tratan de encontrar la línea horizontal que cruza el centro del iris, basándose en la distancia entre los dos límites con la esclerótica y una vez hallada esa línea calcula su centro. Se consiguen rangos de movimiento de ± 15 grados y resoluciones de 0,1 grados. El segundo grupo utiliza dos o más fotocélulas que observan zonas específicas del ojo, bien directamente o bien a partir de su imagen. A estas técnicas se les conoce con el nombre de Oculografía de Infrarrojo (IROG, IR-Oculography). Se puede realizar con una fuente de iluminación amplia y campos muy limitados de fotodetección o bien fuentes de iluminación limitadas y zonas de detección amplias. La técnica consiste en determinar la posición del iris a partir de la diferencia de iluminación medida en las zonas seleccionadas, que se eligen apropiadamente para que pequeños movimientos puedan ser detectados. Se consiguen de esta manera rangos de movimientos oculares de 15 grados y con una precisión de 15 minutos de arco, y pueden conseguirse precisiones de 10 segundos de arco en un rango de unos pocos grados.

4.3.- Seguimiento del centro del reflejo de la córnea con respecto al centro de la pupila

Los sistemas anteriores estudiaban los movimientos oculares respecto a la cabeza, más que el lugar donde dirigía el usuario la mirada. Cuando la cabeza se mantiene quieta las dos medidas son equivalentes. Y la posición de la mirada siempre se puede obtener si se conoce la posición del eje óptico respecto a la cabeza y mediante otras técnicas se mide la posición de la cabeza respecto al entorno.

Para poder determinar el punto de mira independientemente de los movimientos de desplazamiento que se realicen, es necesario disponer de dos puntos del ojo que se muevan de diferente manera en función de los movimientos de cabeza y de la rotación del ojo, de modo que se pueda deducir la dirección de la mirada independientemente de los movimientos de la cabeza. Dos características que cumplen estos requisitos son la reflexión en la córnea y el centro de la pupila como se observa en la figura 8.

Si se mira directamente a una fuente de luz, un observador cercano a dicha fuente observará el reflejo de la misma en el centro de la pupila. Esto tiene dos consecuencias, la primera es que la imagen del punto donde el sujeto está mirando aparece en el centro de la pupila y la segunda es que el ángulo de la mirada con respecto a la fuente de luz es proporcional a la distancia entre la imagen de la fuente de luz en la córnea y el centro de la pupila. Estas dos propiedades son equivalentes. Haciendo uso de la primera se utiliza un conjunto de fuentes de luz, y el punto donde se está mirando se determina por la fuente de luz que aparece en el centro de la pupila. Haciendo uso de la segunda, se utiliza una única fuente de luz y se mide la distancia existente entre su imagen y el centro de la pupila.

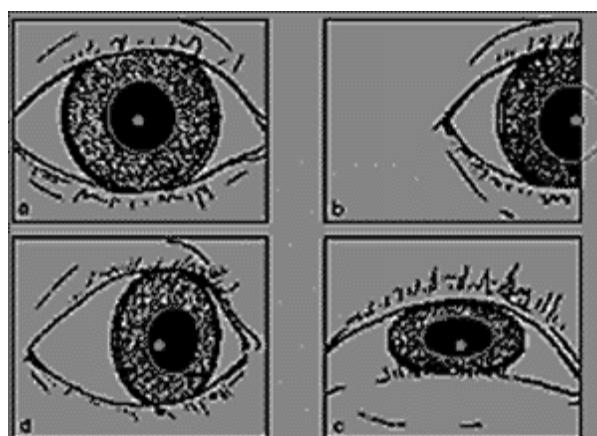


Fig. 8. Seguimiento del centro del reflejo de la córnea^[6].

En una realización real del primer tipo se utiliza la escena iluminada como fuente de luz, y a partir de una imagen ampliada del ojo se determina qué parte de la escena aparece en el centro de la pupila. El método no ofrece una gran resolución debido a que toda la escena aparece reflejada en la córnea. Además, para poder obtener la escena reflejada, ésta debe poseer varios puntos muy luminosos frente a un fondo oscuro. Sin embargo, el método no presenta restricciones con respecto al movimiento de cabeza. En otra realización práctica se ilumina con una matriz de infrarrojos y se determina el punto de mira. Se han conseguido así rangos de 40 grados con resoluciones de $\pm 2,5$ grados.

En el segundo tipo se debe medir la distancia entre el reflejo producido por una única fuente de luz y el centro de la pupila. En cuanto a la fuente de luz, se ha utilizado luz infrarroja mayormente por ser invisible y por lo tanto no molesta, pero también existen realizaciones con luz visible. En una de ellas, toda la luz ambiente se polariza excepto la de una pequeña zona. La luz de retorno se pasa a través de un filtro de polarización y se obtiene una imagen nítida del reflejo.

Una variación del segundo tipo de medida utiliza dos puntos reflejados en la córnea para eliminar los efectos de variación de distancia a la óptica (figura 9). La separación entre los dos puntos se convierte en la longitud básica respecto a la que se normalizan el resto de medidas. Esto elimina la necesidad de un calibrado absoluto y la posición de la pupila se mide con respecto al punto medio entre los dos puntos reflejados en la córnea.

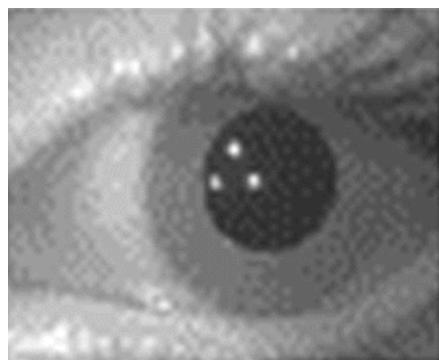


Fig. 9. Varios puntos reflejados en la córnea^[6].

En general los métodos que hacen uso de reflexiones en la córnea están limitados por la propia curvatura de la córnea a un rango de ± 15 grados. A partir de ese punto la córnea se aplana y la medida se convierte en no lineal aunque todavía monótona. También pueden existir imperfecciones en la córnea que impliquen cierta no linealidad en la medida.

4.4.- Medida de la rotación ocular por el método de la doble imagen de Purkinje

Conforme la luz atraviesa el ojo, se producen sucesivas reflexiones en varias capas como se observa en la figura 10. En la superficie de la córnea aparece la conocida reflexión de la córnea o primera imagen de Purkinje; una segunda reflexión ocurre en la parte posterior de la córnea, la tercera en la parte frontal de la lente o cristalino y la cuarta en la parte posterior de la lente, donde se encuentra en contacto con el humor vítreo. La segunda imagen de Purkinje es relativamente débil y la tercera se forma en un plano lejano a las demás; de modo que estas dos no se utilizan en el método de medida.

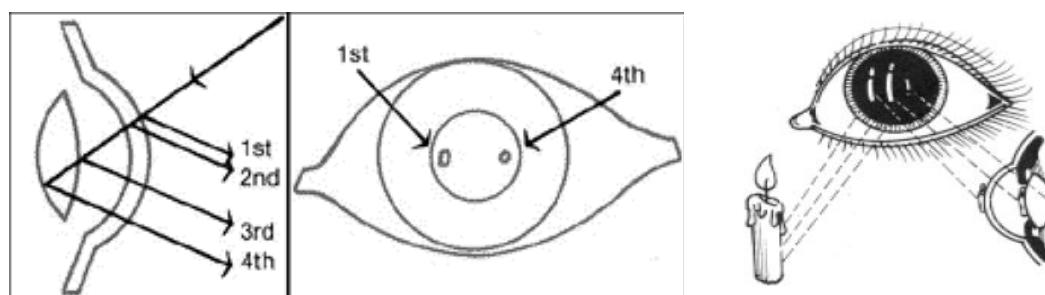


Fig. 10. Sucesivas reflexiones en diferentes capas cuando la luz incide en el ojo^[6].

Igual que en el caso del centro de la pupila y la primera imagen de Purkinje, la primera y cuarta imágenes de Purkinje son dos características del ojo que se mueven conjuntamente frente a translaciones del ojo pero de manera diferente frente a rotaciones.

Si las dos superficies se suponen esféricas y el ojo está mirando en la dirección de la luz incidente, la luz colimada incidente creará dos imágenes (primera y cuarta) que se superponen en un punto medio equidistante de ambas superficies. Frente a una rotación del ojo, las imágenes de Purkinje dejarán de coincidir en este punto medio, y aparecerán a una distancia relativa que es proporcional al seno del ángulo de rotación e independiente de translaciones de la cabeza.

A partir de una fuente de luz, una abertura circular forma las dos imágenes de Purkinje en el ojo. La óptica de adquisición se encarga de trasladar las dos reflexiones a dos fotodetectores, cada uno de los cuales genera una señal eléctrica proporcional a la posición de la imagen respecto al centro. La salida del sistema es la diferencia entre las dos señales eléctricas generadas.

4.5.- Fotooculografía o videooculografía

En esta categoría se agrupan los métodos basados en imágenes, son métodos menos precisos y más complejos. Pueden incluso no ser automáticos y requerir el visionado por parte del profesional de una grabación, incluso fotograma a fotograma.

La videooculografía consiste en utilizar cámaras de vídeo para calcular la dirección de la mirada. Se coloca una o varias cámaras CCD de reducidas dimensiones que está continuamente enfocando el ojo (o los ojos) sobre el que se desea hacer el seguimiento. La señal de vídeo de la cámara es digitalizada mediante un *frame-grabber* y posteriormente procesada empleando técnicas de visión artificial. En función de la posición de la cámara se distinguen diversas configuraciones [8]:

4.5.1.- Cámara fija a la cabeza

En estos sistemas la cámara se coloca sobre un casco a una corta distancia del ojo. Para evitar perder el campo visual en el ojo donde está ubicada la cámara se puede colocar un cristal semitransparente que permita ver a través de él y además tomar un primer plano del ojo mediante una cámara situada encima (ver figura 11).

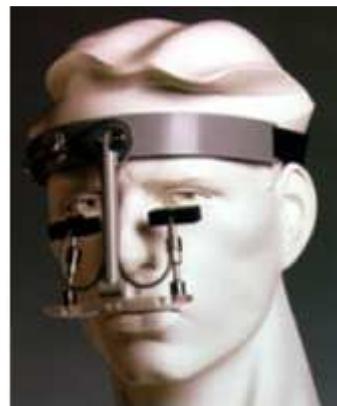


Fig. 11. Sistema de videooculografía con cámara fija a la cabeza [8].

En sistemas de realidad virtual, la cámara puede ir colocada en el interior de las gafas utilizando también un cristal semitransparente. El sistema es muy preciso (inferior a 1°) dentro de un rango de medida medio ($\pm 30^\circ$ en horizontal y $\pm 25^\circ$ en vertical). El sistema es intrusivo ya que requiere que el usuario se coloque un casco.

Este tipo de sistemas suelen requerir iluminación adicional y, salvo en las gafas de realidad virtual (en donde la iluminación está controlada), pueden aparecer problemas de reflejos en función de la iluminación ambiente. Es un

sistema referenciado a la cabeza y por lo tanto los movimientos que detecta son de los ojos con respecto a la cabeza, no calcula la dirección absoluta de la mirada. En la figura 12 se presenta la estructura de un sistema comercial llamado H.E.D. (Headband/Helmet-mounted Eye tracking Device) que realiza un seguimiento de un ojo a través de un cristal semitransparente.

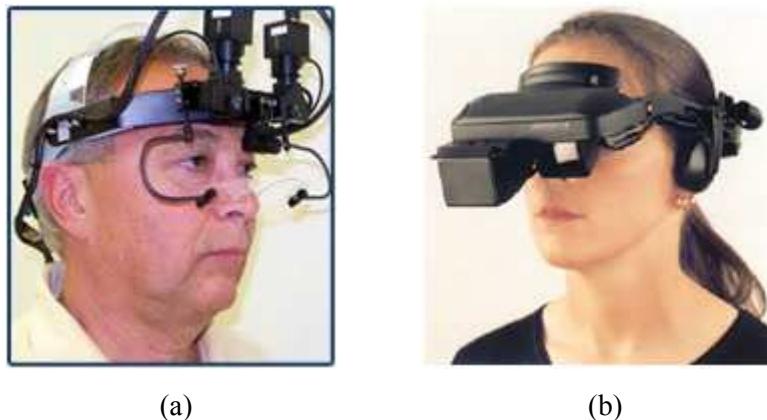


Fig. 12. Sistema comercial H.E.D (a) y equipo de reflexión combinada (b) ^[8].

4.5.2.- Cámara sobre soporte fijo

En este caso la cámara se coloca sobre un soporte fijo a una corta distancia (inferior a un metro) pero sin que moleste a la visibilidad del usuario. En la fig. 13 se muestra un sistema comercial de este tipo llamado R.E.D. (Remote Eye tracking Device) desarrollado por la empresa SMI. Se pueden dar diferentes opciones:

A) Se añade una óptica con gran zoom para que obtenga un primer plano del ojo y así poder analizar los movimientos con una resolución similar a la configuración anterior, pero sin ser intrusiva, ya que el usuario no tiene que ponerse ningún elemento adicional. El principal problema de este método es el desencuadre de la escena ya que, como se está capturando un primer plano del ojo, los movimientos de la cabeza pueden hacer que el ojo se salga de la escena. Aunque se reduzca algo el zoom, este sistema requiere que el usuario mantenga la cabeza inmóvil y además para cada uno de ellos hay que ajustar la cámara y calibrar el sistema. Las medidas se hacen con respecto a la cabeza y es muy sensible a la iluminación ambiente debiendo de utilizar algún tipo de iluminación especial (como es el caso del sistema R.E.D. que usa un foco de luz infrarroja).



Fig. 13. Sistema comercial R.E.D.^[8].

B) Cámara que captura un plano de la cabeza. En este caso se utilizan algoritmos para calcular la dirección de la mirada de forma absoluta (ojos+cabeza). La posición de los ojos se captura con menor resolución que en los casos anteriores y, por lo tanto, la precisión del sistema es menor. Al tomar una imagen de toda la cara permite utilizar otras variables para la comunicación, como son los gestos. Es un sistema no intrusivo y permite movimientos de la cabeza. Es sensible a la iluminación ya que las imágenes de la cara se toman con iluminación ambiente. Puede ser aplicable en casos donde no se requiera gran exactitud y donde la comodidad y la seguridad del usuario sean primordiales.

C) Una cámara toma un plano de la cabeza y otra, dotada de movimiento de elevación, azimut y zoom, toma un primer plano del ojo. Este sistema es una mezcla de los dos anteriores y agrupa las ventajas de ambos eliminando sus problemas. La cámara que toma un plano general de la cabeza calcula la dirección de la misma y la posición de los ojos. Una segunda cámara toma un primer plano del ojo en la posición calculada por la anterior. Para solucionar el problema de desencuadre se dota a esta última cámara de movimiento de forma que continuamente esté siguiendo la posición de un ojo. Esta alternativa es aplicable en aquellos casos en los que el factor elemental es la seguridad y comodidad del usuario y además se busca gran precisión.

D) Sistema estereoscópico con dos cámaras que toman un plano de la cabeza. La idea es utilizar técnicas de estereoscopia para hacer un modelo 3D de una cabeza que permita calcular fácilmente la posición de la mirada. Existen algunos estudios al respecto pero todavía no trabajan en tiempo real. El sistema permite hacer un análisis no sólo de la dirección de la mirada sino también de los gestos de la cara. Cuando el *hardware* permita que funcione en tiempo real será, sin duda, el más interesante y cómodo de los analizados.

4.6.- Electrooculografía (EOG)

Esta técnica consiste en detectar los movimientos de los ojos mediante el registro de la diferencia de potencial existente entre la córnea y la retina. El potencial corneo-retiniano está producido por hiperpolarizaciones y despolarizaciones de las células nerviosas de la retina del ojo. Dichas señales, convenientemente capturadas y procesadas, pueden permitir conocer con razonable exactitud la dirección de la visión de una persona y si esta tiene un buen control sobre su mirada es posible utilizar dicha información como un medio de comunicación, de acuerdo con lo expuesto por el Dr. C. Fabian [9].

La utilización de la EOG como fuente de comandos es fiable, ya que a pesar de ser propensa a fuertes perturbaciones, mediante un adecuado tratamiento, es posible conseguir una relación unívoca entre la posición del ojo dentro de su cuenca y una zona en la pantalla de un computador ya que dichas perturbaciones son fácilmente predecibles. Esta técnica fue la más utilizada hace veinte años y aún se utiliza hoy en día; obtiene la información a través de la medida de la diferencia de potencial sobre la piel del sujeto mediante electrodos colocados en puntos específicos de la cara.

Este método será el que se empleará por ser el más sencillo, barato, no invasivo y estar suficientemente probado desde hace años.

5.- ELECTROOCULOGRAFÍA COMO DISPOSITIVO DE CONTROL DE INTERFACES

A lo largo de este capítulo se realiza una introducción a la realización de medidas en pacientes, los distintos tipos de señales que se pueden captar y un breve acercamiento a la seguridad del usuario, estableciendo los límites que no deben sobrepasarse. En último lugar se expone una serie de sistemas comerciales que se basan en la electrooculografía.

5.1.- Realización de medidas

Las magnitudes a medir en los seres vivos son similares a las que se suelen medir en procesos industriales, sin embargo, son muchas las dificultades a solventar para realizar medidas en estos y, por ello, la mayoría de los principios utilizados en medidas industriales no son aplicables en el caso de seres vivos.

Los primeros intentos de realizar medidas sobre parámetros biológicos se realizaron a mediados del siglo pasado, fracasando en la mayor parte de los casos, debido al intento de trasladar métodos de la industria. Esto motivó que hacia 1960 en varios países se comenzase a desarrollar una nueva especialidad, Ingeniería biomédica, encargada de adaptar las tecnologías provenientes de la industria y de desarrollar otras nuevas específicas para solucionar los problemas que iban surgiendo a medida que medicina y biología demandaban nuevas medidas de parámetros de los seres vivos.

Las medidas a realizar en los seres vivos se pueden clasificar en dos tipos: directas e indirectas. Las primeras son aquellas en las que el parámetro que deseamos medir es el que nos modifica directamente la salida del transductor. Las indirectas son las que se obtienen a través de un efecto generado por la variación del parámetro a medir, siendo este efecto el que nos modifica la salida del transductor.

Existen otros tipos de clasificaciones atendiendo a como se realizan las medidas (sobre un ser vivo o sobre una muestra) o bien atendiendo a la frecuencia de las mismas (medidas ocasionales o mediciones continuas).

Hay que tener en cuenta que no siempre es posible hacer medidas "in vivo" (sobre el paciente) puesto que se trata de un organismo vivo al que podríamos

causar daños irreversibles al hacer la medida, o el propio aparato de medida podría ser dañino o molesto. Por todas estas razones, en biología se han desarrollado técnicas de medida en lugar de verdaderos transductores que conviertan la magnitud en una señal eléctrica.

5.2.- Detectar señales biológicas

El medio interno de los seres vivos está compuesto en su mayoría por agua donde se encuentran disueltas o suspendidas un gran número de sustancias, presentando algunas de ellas propiedades iónicas. Así mismo existen unas membranas semipermeables que limitan a las células, creando a ambos lados de las membranas unos potenciales iónicos que pueden ser estudiados.

A un nivel superior, en conjuntos o agrupaciones de células, las corrientes transversales de las membranas producen distribuciones de potencial detectables en el medio interno del organismo. Esto ocurre en la actividad de las fibras musculares que forman el miocardio o músculo cardíaco, dando lugar a una actividad bioeléctrica que puede medirse (superficialmente o desde su interior). Esto mismo sucede en la contracción de cualquier músculo liso o estirado e incluso a nivel neuronal en el cerebro.

Desde la superficie corporal se pueden encontrar una serie de señales diferenciadas que pueden ser fácilmente medibles. Las más importantes son:

- Electrocardiograma (ECG) para la actividad del corazón.
- Electromiograma (EMG) para la actividad muscular.
- Electroencefalograma (EEG) para la actividad cerebral.
- Electrooculograma (EOG) para la actividad ocular.
- Electroretinografía (ERG) para la obtención de la respuesta promediada de los potenciales retinales.

Existe otra serie de efectos bioeléctricos a nivel superficial que son más débiles y que aún se encuentran en fase de estudio como pueden ser los campos magnéticos asociados a las fuentes de potencial citadas. En la tabla 2 se expone una serie de señales bioeléctricas usuales con algunas de sus propiedades.

Tipo de señal	Amplitud típica	Ancho de banda	Comentarios
ECG	0.5 – 4 mV	0.01 Hz – 250 Hz	Medida superficial con electrodos en puntos normalizados
EMG	0,1 – 5 mV	DC – 150 Hz	Medida insertando agujas en el músculo
EEG	5 – 300 μ V	DC – 150 Hz	Medida sobre el cuero cabelludo con electrodos superficiales
EOG	50 – 3500 μ V	DC – 50 Hz	Medida superficial con electrodos
ERG	0 – 900 μ V	DC – 50	Medida por medio de una lente de contacto o con electrodos
Variaciones de impedancia eléctrica en un tejido	10 m Ω – 1 Ω	DC – 20 Hz	Medida con electrodos superficiales
Medida de potenciales intracelulares	1 mV – 100 mV	200 Hz – 10 kHz	Medida con micro electrodos de vidrio o metal con puntas de 0.1-1 μ m de diámetro
Respuesta galvánica de la piel	1 k Ω – 500 k Ω	0.1 Hz – 5 Hz	Medida con electrodos superficiales
Resistencia basal de la piel	10 k Ω – 1 M Ω	DC – 0.5 Hz	Medida con electrodos superficiales
Campo magnético generado por el abdomen	10^{-6} gauss	DC	Medida con magnetómetro superconductivo
MCG	10^{-7} gauss	DC – 100 Hz	Medida con promediado ó con magnetómetros superconductivos
MEG	10^{-9} gauss	DC – 100 Hz	Medida con magnetómetro superconductivo y promediado

Tabla. 2. Señales bioeléctricas^[10].

La señal de EOG posee una amplitud que varía en cada persona y ambiente. No existe unanimidad entre los autores consultados, pues estos proponen diferentes rangos: J. Enderle sugiere que la amplitud se encuentra en el rango de 50-3500 μ V y la frecuencia continua a 50 Hz, mientras que A. Cohen asegura que

esta puede alcanzar los 100 Hz y la amplitud presenta un mayor rango de variación desde los $10\mu\text{V}$ hasta los 5 mV, presentando una intensidad similar a la actividad cardiaca. Este proyecto se guiará por los estudios de J. Enderle.

En cuanto a su comportamiento en frecuencia, la señal de electrooculografía puede extenderse en ocasiones hasta los 50 Hz como se indica en la tabla 2. Pero en realidad, la casi totalidad de su espectro, donde reside la mayoría de la información útil, no supera los 38 Hz. Otro aspecto interesante, es que el ruido muscular se extiende a lo largo del ancho de banda de manera casi constante, lo que hace muy difícil eliminarlo totalmente.

El hecho de que la señal de EOG tenga un ancho de banda de interés bastante reducido, es debido a que los potenciales de acción no se producen con una rapidez extrema. En el caso en el que se encuentra el prototipo se considera de interés el espectro comprendido entre los 0,05 Hz y los 40 Hz aproximadamente. Dado que la señal de red produce una interferencia que llega a enmascarar totalmente la señal de EOG, el ancho de banda del prototipo se fija en 40 Hz, ya que la cantidad de información que se pierde es despreciable.

La amplitud de la señal obtenida al colocar dos electrodos en la sien es directamente proporcional al ángulo de rotación de los ojos dentro del rango $\pm 30^\circ$ como se aprecia en la figura 14. Normalmente los potenciales medidos están en el rango $50\text{-}300\mu\text{V}$ y la sensibilidad es del orden de $20\mu\text{V}$ por grado de movimiento. En las imágenes 15 y 16 se observa la variación del potencial que se produce con el giro de los ojos.

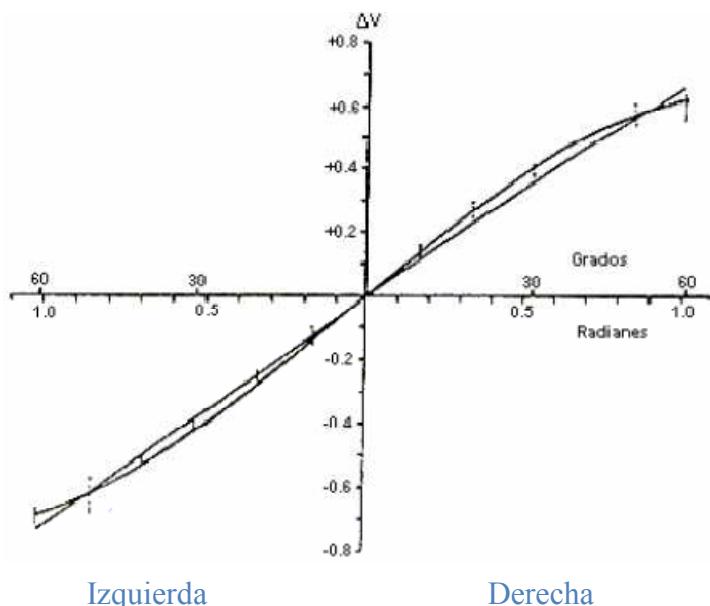


Fig. 14. Variación de la diferencia de potencial con el ángulo de giro.

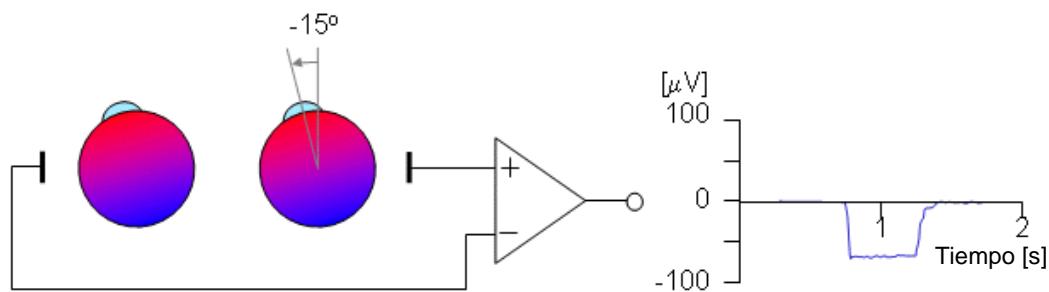


Fig. 15. Ojos moviéndose 15° a la izquierda.

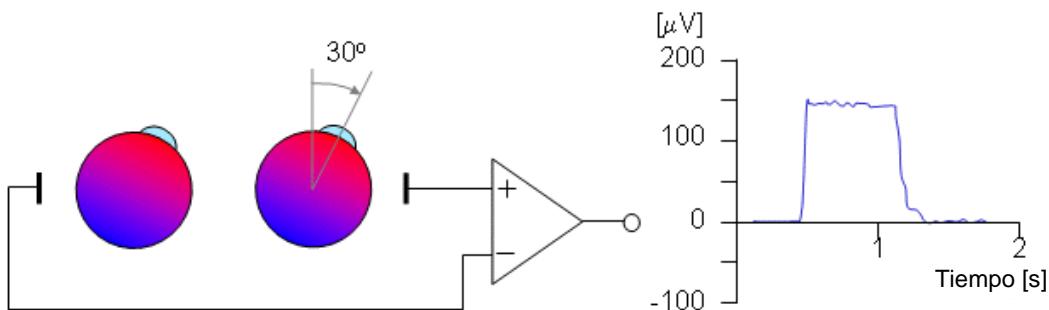


Fig. 16. Ojos moviéndose 30° a la derecha.

5.3.- Medida de biopotenciales mediante electrodos

El elemento esencial a la hora de detectar u obtener las señales biológicas es el electrodo. Un electrodo es un objeto metálico que se pone en contacto con la piel o con el medio interno del cuerpo para convertir las corrientes iónicas del organismo en señales eléctricas. El proceso tiene lugar en la unión metal-tejido biológico y es de naturaleza electroquímica.

Los electrodos pueden clasificarse en dos tipos atendiendo a la capacidad de reutilización de los mismos, tendremos de esta manera los reversibles y no reversibles. Los electrodos no reversibles más utilizados son los de plata-cloruro de plata (Ag-ClAg).

Se ha de tener en cuenta el equivalente eléctrico de los electrodos al realizar una medición. Se puede ver una aproximación en la figura 17 [11], en forma de circuito equivalente, de lo que sería el proceso de medida.

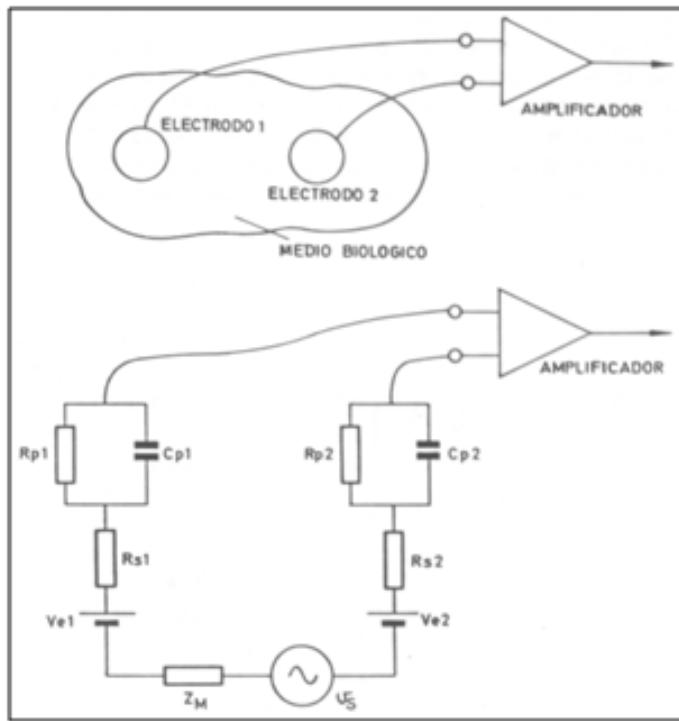


Fig. 17. Circuito equivalente de electrodos conectados a un medio biológico.

Los elementos equivalentes correspondientes a cada electrodo, los pasivos (R_p , C_p , R_s) y el activo (V_e) no se puede asegurar que sean siempre iguales. La diferencia entre las tensiones de ambas señales al llevarlas al amplificador da lugar a la aparición de una tensión neta que nada tiene que ver con la útil (V_s). Este fenómeno se conoce como offset. Debido a esto, es importante que los electrodos que se utilicen sean lo más similares posible. Además puede ocurrir que el generador interno (V_s) tenga una componente de continua, en tal caso las tensiones de offset se confundirán con dicha componente continua, falseando la medida.

En el caso de electrodos colocados sobre la piel, esta tensión de offset puede variar bastante, por lo que se recurre a no registrar la componente continua, además, a fin de no utilizar amplificadores con impedancias de entrada demasiado elevadas y de no introducir errores por desequilibrio, se suele colocar entre la piel y el metal algunas sustancias muy conductoras y que rebajan las impedancias de contacto hasta los centenares de ohmios. Estas sustancias suelen ser gel con una sal iónica disuelta.

Los electrodos más empleados son los de superficie, no obstante, en el mercado existen otros tipos como los de succión y los de aguja. En la figura 18 se puede observar una imagen de cada tipo. Los electrodos de superficie se clasifican en: electrodos de corchete o de lengüeta; presentando una mejor sujeción los primeros.

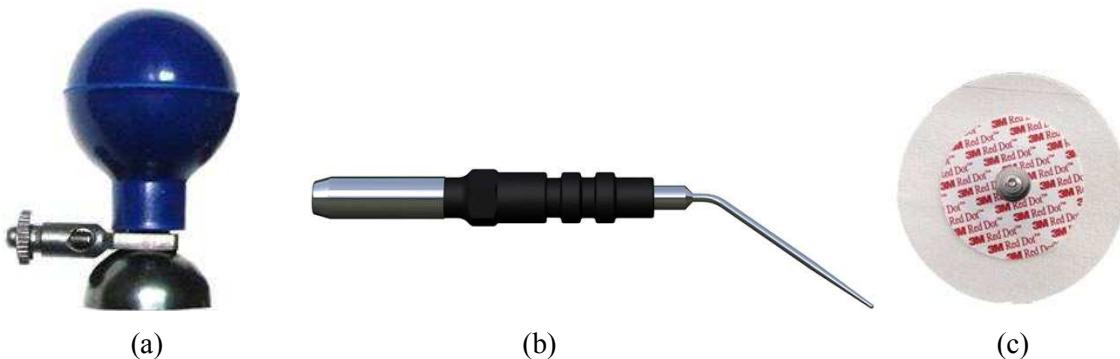


Fig. 18. Diferentes tipos de electrodos: (a) electrodo de succión; (b) electrodo de aguja; (c) electrodo de superficie.

Para el desarrollo de este proyecto se emplearon los electrodos de superficie de plata-cloruro de plata de Meditrace y de 3M por su facilidad de uso. Ambos electrodos son de corchete y presentan unas características similares, son de 4 mm de diámetro, autoadheribles y ya cuentan con un gel conductor. A continuación se incluyen las imágenes de los dos tipos de electrodos utilizados (figura 19).



Fig. 19. Electrodos de corchete utilizados.

El electrodo utilizado en el prototipo desarrollado, consiste en un metal (Ag) recubierto de una capa delgada de un compuesto iónico (AgCl); todo ello inmerso en el electrolito que contiene una alta concentración del anión Cl- (suele ser gel) y presenta un potencial de semi-celda bajo, 222 mV. Es muy estable y no presenta problemas de biocompatibilidad, características que lo hacen ideal para el uso en EOG; sin embargo, presenta la mayor parte del ruido a frecuencias bajas. En la figura 20 se muestra el corte transversal de uno de los electrodos utilizados.

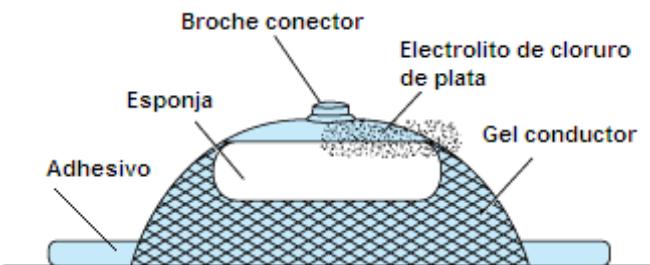


Fig. 20. Sección transversal de un electrodo superficial de Ag/AgCl.

Para entender mejor el funcionamiento de los electrodos es necesario profundizar en el interfaz existente cuando se encuentran sobre la piel del paciente. Si se toman biopotenciales sobre la piel y se utiliza el gel electrolito que contiene Cl⁻ surge una nueva interfaz que se denomina (electrodo-electrolito)-piel o simplemente electrodo-piel.

El modelo equivalente eléctrico de un electrodo como los utilizados en el prototipo se muestra en la figura 21, en el que se ha incluido la dermis y la epidermis en el análisis. Donde V_{cel} es el potencial de semi-celda, C_d y R_d son la capacidad y la resistencia equivalente del electrodo y R_s representa la resistencia equivalente del electrolito.

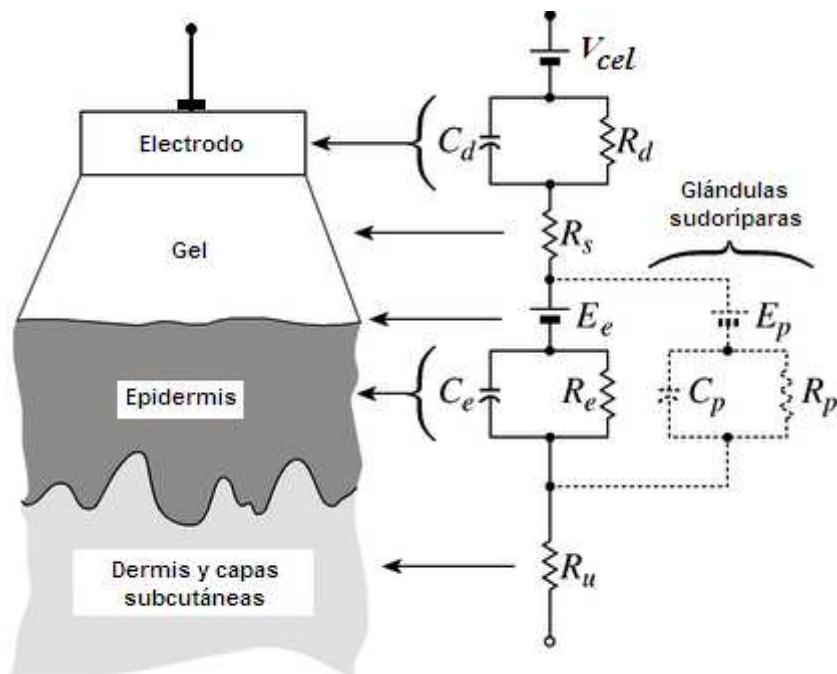


Fig. 21. Diagrama y modelo de las interfaces electrodo-piel.

Hay que notar que la impedancia total de la interfaz presenta dependencia con la frecuencia de la siguiente forma:

- A altas frecuencias, donde $1/\omega C_d \ll R_d$, la impedancia es una constante de valor R_s.
- A bajas frecuencias, donde $1/\omega C_d \gg R_d$, la impedancia es de nuevo una constante, pero de valor (R_s + R_d).
- A valores intermedios decrece con la frecuencia entre los extremos anteriores.

En la banda de frecuencias en las que el prototipo trabaja, 0,05-40 Hz, la impedancia del electrodo de Ag/AgCl normalmente varía en el rango de 5-20 K Ω [2]. Para comprobar la eficacia de los electrodos se tomaron medidas con un polímetro sobre la piel, comprobando que la resistencia es del orden de 3-4 M Ω , sin embargo, una vez colocados los electrodos, la resistencia disminuye a unos 40 K Ω .

Al analizar la anatomía de la piel en el ser humano, se encuentran tres capas diferentes, la dermis, la epidermis, y la capa de grasa subcutánea. Dentro de la epidermis, y en su parte más externa se localiza el estrato córneo o capa córnea, que se puede considerar como una membrana semipermeable a iones, por tanto, si existe una diferencia de concentración de iones a lo largo de ella, existe una diferencia de potencial que en la figura 21 se representa con Ee. Para reblanecer el estrato córneo y favorecer la captación de los impulsos se utiliza el gel conductor y será conveniente frotar la piel con una gasa humedecida en acetona o en alcohol para eliminar parte de esta capa.

La epidermis se representa por el circuito formado por Re y Ce que en la figura 21 aparece en paralelo a la red RpCp; así se pone de manifiesto la acción de las glándulas sudoríparas y los iones K⁺, Cl⁻ y Na⁺ que contiene el sudor.

Cuando el electrodo se desplaza sobre la piel del paciente cambia la distribución de cargas en la interfaz (electrodo-electrolito)-piel y el potencial Ee varía; esto hace que no sea igual al del resto de los electrodos implicados en la medición y es una causa importante de interferencia en la medida del EOG. En el dispositivo diseñado, los electrodos son de superficie y presentan un adhesivo bastante potente que limita los desplazamientos. Aún así, puede variar el potencial de las interfaces debido a la presencia de la capa córnea.

5.4.- Colocación de los electrodos para el registro del EOG

Para obtener la señal de EOG se han de colocar cinco electrodos en puntos clave del rostro del sujeto experimental, tal como se muestra en la figura 22. La colocación de los electrodos debe ser en forma perbiocular, es decir, en la vecindad de los dipolos oculares. De esta forma, el electrodo A sirve como referencia; los electrodos B y C obtienen una señal del potencial córneo-retinal relativo al movimiento vertical del ojo, mientras que los electrodos D y E obtienen una señal del potencial relativo al movimiento horizontal del ojo.

La relación entre los dos canales es casi ortogonal, ya que a pesar de poder diferenciarlos correctamente, existe una pequeña correlación como indica el profesor Rafael Barea de la Universidad de Alcalá en sus estudios [12].

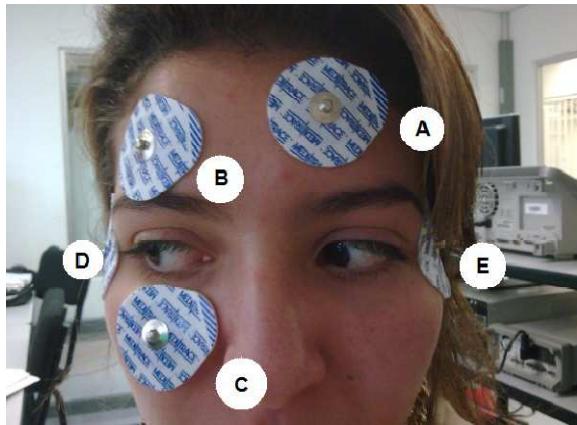


Fig. 22. Colocación de los electrodos.

5.5.- Seguridad del usuario

El dispositivo más conflictivo desde el punto de vista de la seguridad en la instrumentación electrónica suele ser el situado más próximo físicamente al usuario. Este dispositivo suele ser el transductor y el equipo de pretratamiento de la señal inmediatamente posterior.

Existen tres tipos de medidas de seguridad a adoptar [11], precauciones de tipo biológico, químico y eléctrico. Las de tipo biológico son aquellas que aseguran la ausencia total de microorganismos en los equipos que se van a poner en contacto con el usuario. Existen varios sistemas de esterilización que se suelen adaptar a estas necesidades, como son los tratamientos en frío, o los tratamientos con líquidos y gases.

Las precauciones químicas son aquellas que se han de tomar para evitar la intoxicación del medio interno del usuario por agentes exógenos o implantados de naturaleza química. Este aspecto no afecta al prototipo desarrollado.

Por último, una precaución esencial consiste en proteger al usuario de todo tipo de peligro procedente de fuentes de energía eléctrica. Este es un aspecto que hay que cuidar especialmente puesto que en cualquier tipo de instrumentación electrónica va a estar presente alguna fuente de electricidad con mayor o menor intensidad. Hay dos vertientes a tener en cuenta, por un lado la importancia que los fenómenos de generación bioeléctrica tienen para el funcionamiento de sistemas

vitales del usuario. Por otro lado, el cuerpo, sobre todo su medio interno, está compuesto de agua en su mayor parte, teniendo sustancias iónicas en disolución, lo que lo convierte en un excelente conductor.

Para ilustrar la importancia de las implicaciones que una mala política de seguridad pueden tener, se introduce el concepto de corriente mínima de fibrilación, que es la corriente necesaria para que el usuario entre en fibrilación a consecuencia de un macroshock.

$$\text{Corriente de fibrilación (mA)} = 3,68 \cdot P + 28,5$$

donde P es el peso del usuario en Kg.

Existen normativas técnicas de prevención (NTP) al respecto, en concreto se puede citar la NTP 400 (Corriente eléctrica: Efectos al atravesar el organismo humano) [13] y la NTP 437 (Aspectos particulares de los efectos de la corriente eléctrica) [14], donde se señala que el riesgo es mayor en caso de corrientes alternas, siendo mucho más difícil alcanzar la fibrilación con corriente continua.

Así mismo, cabe destacar otras normativas como la NTP 071 (Sistemas de protección contra contactos eléctricos indirectos) [15] y la NTP 247 (Reanimación cardiopulmonar: primeros auxilios) [16] y la NTP 524 (Primeros auxilios: quemaduras) [17] puesto que podrían servir de ayuda en el peor de los casos si el sujeto entra en fibrilación o bien una derivación a los electrodos provoca quemaduras en la superficie de contacto.

En resumen, si se decide comercializar el prototipo, éste se ha de regir por las normas recogidas en el apartado 9 sobre Normativa y aspectos legales.

5.6.- Soluciones comerciales

Existen actualmente muchos sistemas con esta finalidad, algunos ejemplos de ello son: Point!™, OptiTrack™, Head Master Plus, los cuales basan su funcionamiento en el seguimiento de la cabeza, por medio de una cámara de video. Otros, más complejos, como: Vision-Trak™ funcionan utilizando técnicas de seguimiento de pupila. Todas estas interfaces alcanzan gran precisión y son transparentes a los programas en el entorno Windows, pero a pesar de sus virtudes, sus precios los hacen poco accesibles para el usuario medio, y es aquí donde la técnica propuesta se hace atractiva.

Como ayuda a personas discapacitadas, se han desarrollado diversos sistemas para mover robots o sillas de ruedas con la mirada (utilizado por personas con grandes discapacidades que no pueden hacerlo por medios más convencionales) o aplicaciones que permiten controlar varios sistemas sobre una pantalla como: procesador de textos, llamadas telefónicas, control de TV, etc.

Todas estas opciones eran activadas manteniendo la mirada sobre ellas durante un período de latencia. El doctor J. Frey desarrolló una máquina de escribir controlada por la mirada llamada Erica. Para hacer más fiable y manejable el sistema sustituyó el teclado por seis grandes teclas a lo que añadió un acceso a frases comunes y un algoritmo de predicción de cadenas basado en los modelos de Markov lo que hacía que el teclado virtual cambiara dinámicamente decrementando el tiempo de escritura en un 25%. Por último, el doctor R. Clarke presentó un sistema de posicionamiento de un cursor en una pantalla mediante la dirección de la mirada.

A continuación se exponen los sistemas comerciales más destacados que utilizan señales EOG para conocer la posición ocular y utilizar dicho conocimiento para el control de interfaces de usuario.

5.6.1.- EagleEyes

EagleEyes es una tecnología desarrollada en el Boston College que se basa, al igual que el prototipo desarrollado, en la colocación de electrodos para la obtención, tratamiento de las señales oculares y su posterior utilización como ratón virtual.

En la figura 23 se puede apreciar la colocación de los electrodos en el usuario y en la figura 24 el equipo.



Fig. 23. Mike, uno de los primeros usuarios de EagleEyes.



Fig. 24. Equipo de EagleEyes.

Hay varios equipos instalados y su funcionamiento es bastante satisfactorio. Desde su página web se puede descargar videos que muestran el equipo en funcionamiento [18].

5.6.2.- BioControl Systems

BCS es una empresa con quince años de experiencia en el desarrollo de interfaces hombre-máquina mediante señales biológicas. Fue fundada en 1987 por el Dr. R. Benjamin Knapp y el Dr. Hugh Lusted.

BCS no desarrolla sistemas de control de interfaces en sí mismos, su producto consiste en la tecnología necesaria para desarrollarlos. Lo más próximo al prototipo que se ha desarrollado es su BioMuse como se puede apreciar en la figura 25 que es un sistema de adquisición de 8 canales que sirve como base para el desarrollo de otros sistemas [19].

5.6.3.- CyberLink de Brain Actuated Technologies

Utilizando solo tres electrodos en una banda elástica, colocada alrededor de la cabeza tapando la frente, permite manejar un computador mediante las señales EOG, EMG y EEG.

Las señales una vez amplificadas y digitalizadas son separadas en el computador en múltiples bandas de frecuencia que denomina Brainfingers, cada una de ellas puede ser utilizada para controlar distintos aspectos del computador. El mayor inconveniente de este sistema es su elevado precio [20].



Fig. 25. Equipo de BioMuse.



Fig. 26. Equipo de CyberLink.

6.- SISTEMA DE ESCRITURA EN COMPUTADOR MEDIANTE SEÑALES ELECTROOCULOGRÁFICAS

Para el correcto funcionamiento del prototipo deben tenerse en cuenta tres puntos básicos a la hora de realizar el diseño. Estos son: las características propias de la señal de EOG, las señales interferentes y la seguridad del usuario.

El prototipo desarrollado se divide en dos partes: *hardware* y *software*. En lo que corresponde a *hardware*, existen otras dos divisiones: analógica y digital; cada una de ellas se subdivide en diferentes partes conectadas entre sí. En cuanto al *software*, este se encarga de calibrar y realizar la escritura mediante un teclado virtual. La señal captada por los electrodos se amplifica, se adecua en la parte analógica y posteriormente se transmite en forma digital al computador, donde se ha de realizar la gestión de los comandos recibidos por la aplicación (figura 27).

En el diseño del prototipo se ha intentado cumplir con dos criterios fundamentales, simplicidad y economía, así, los componentes empleados son integrados comunes de fácil localización en las tiendas de electrónica y baratos.

Inicialmente se implementó el prototipo en una placa de pruebas y una vez comprobada la viabilidad del proyecto y que los resultados eran correctos, se realizó el diseño de la PCB. El *software* utilizado fue Altium DXP.

A continuación se procede a verificar el funcionamiento de la placa con los electrodos y el osciloscopio y se comprueba que el resultado sigue siendo correcto, las señales responden al movimiento de los ojos al igual que ocurría en la placa de prototipos. Finalmente se pasa al diseño de una interfaz con el usuario que permita la visualización de los datos.

En los siguientes apartados se explica en profundidad todas las particularidades del prototipo que se ha diseñado e implementado.

En primer lugar se aborda la problemática que entraña el diseño de la parte *hardware*, estudiando por separado las partes analógica y digital. Así mismo, se exponen los motivos que han llevado a la toma de decisiones, tanto en la elección de los componentes que forman el circuito, como de los esquemas diseñados.

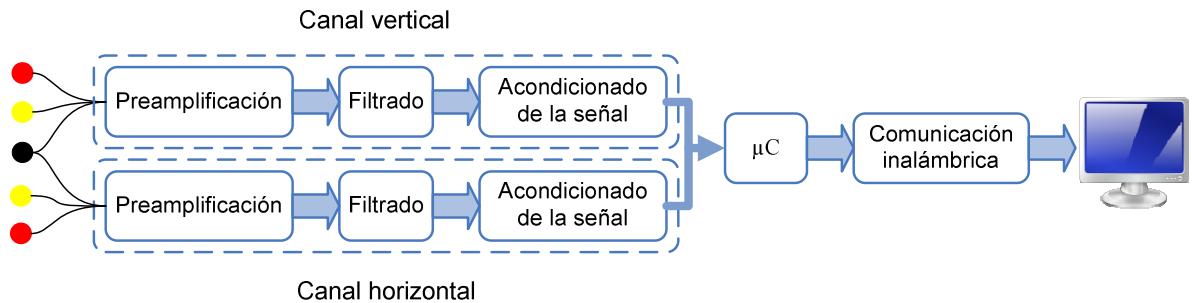


Fig. 27. Diagrama de bloques del sistema completo.

La alimentación del sistema se realiza a través de una fuente EP-613 compuesta a su vez de tres: una regulable dentro del margen de 0-30 V (que se fija a +12 V) y otras dos fijas de 12 y 5 V. Las dos primeras se emplean para alimentar toda la parte analógica, y tras pasar por el regulador que la transforma en 5 V, también al microcontrolador y al sistema de comunicación inalámbrica.

El sistema de alimentación se puede representar por el esquema de la figura 28 particularizado para un solo canal.

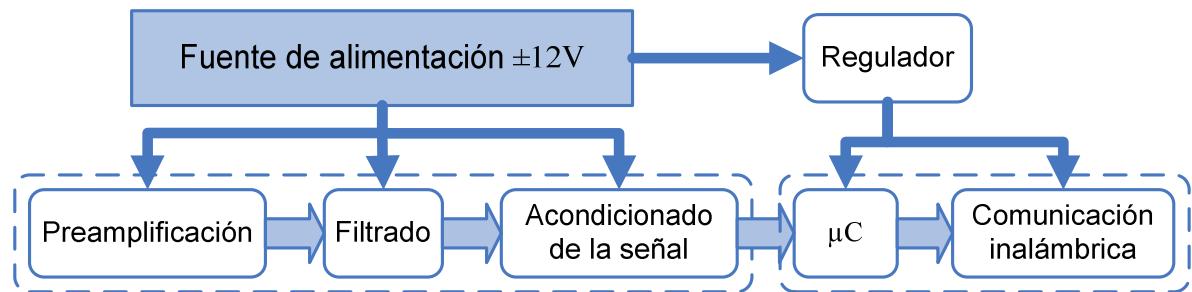


Fig. 28. Esquema de alimentación del sistema para uno de los canales.

Finalmente destacar que se han colocado condensadores de desacople en todos los puntos de consumo del circuito para mejorar la estabilidad de la alimentación.

6.1.- Etapa analógica

En la figura 29 se muestra el diagrama de bloques de la etapa analógica del prototipo con cada una de las partes que la componen.



Fig. 29. Diagrama de bloques de la etapa analógica.

El esquema seguido es el mismo para cada canal y similar al de la mayoría de bioamplificadores. Con este término se denomina a la parte del circuito del prototipo, toda ella analógica, que comprende el sensado y acondicionamiento del biopotencial, para entregar a la entrada del subsistema digital una señal libre de interferencias y en el margen de tensión adecuado para ser tratada digitalmente.

En los siguientes apartados se tratarán por separado cada uno de los bloques.

6.1.1.- Preamplificación

El preamplificador es una de las etapas más importantes del prototipo, está en contacto directo con el usuario y de su correcto diseño dependen en gran medida las prestaciones del sistema. En la figura 30 se puede ver cada uno de los tres bloques que forman el preamplificador:

- El amplificador de instrumentación, que por sus características es ideal en la captación de biopotenciales.
- El circuito de referencia, cuya función principal es la de atenuar la interferencia de modo común.
- El circuito de compensación de deriva, que contrarresta los desplazamientos de la línea de base en la señal de EOG.

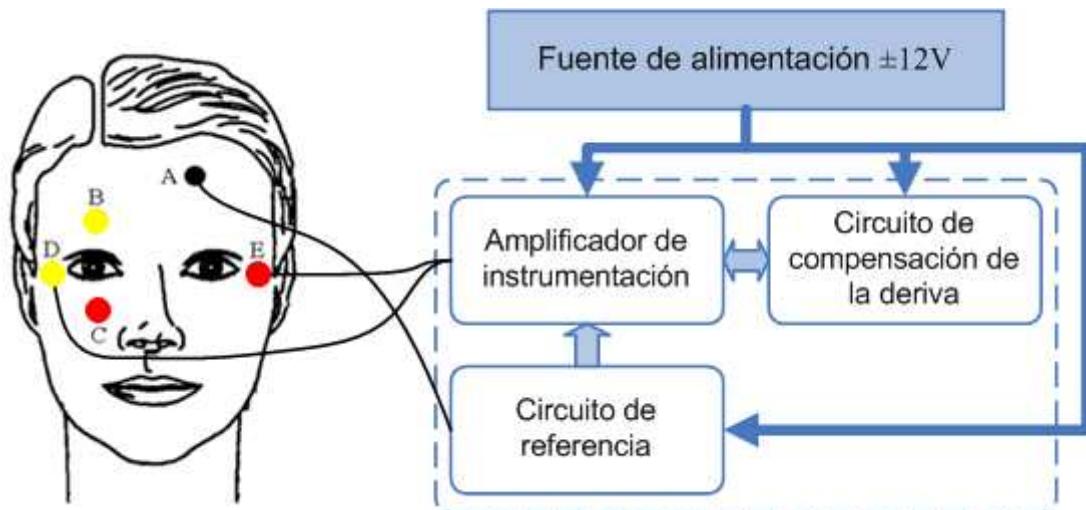


Fig. 30. Esquema de la etapa de preamplificación.

Para ser tratada adecuadamente en la etapa digital, se desea que la señal esté dentro del margen 0-5 V. Lo que indica que el bioamplificador deberá poseer una ganancia bastante elevada. Pero si se dotase a la etapa de preamplificación de toda esa ganancia, se correría el riesgo de saturar los amplificadores operacionales, ya

que existe una pequeña componente continua debida al voltaje de contacto de los electrodos con la piel y a las corrientes de polarización que circulan a través de las impedancias de los propios electrodos, por tanto la ganancia de la etapa de preamplificación no debe ser excesiva.

6.1.1.1.- Modelo de amplificación adoptado

El acoplamiento capacitivo de la red con el usuario, produce sobre el cuerpo de éste un potencial en modo común indeseable. Pues bien, el mayor problema que se debe solventar en el preamplificador, es que al amplificar la señal de interés, el ruido no aumente en la misma proporción.

Lo que se pretende medir y amplificar es la diferencia de tensión existente entre los electrodos que forman el canal vertical y horizontal, en consecuencia, se llevará a cabo una amplificación de tipo diferencial.

6.1.1.2.- Requisitos del preamplificador

El esquema de la figura 31, con el usuario expuesto a un acoplamiento de la señal de red, permite fijar las prestaciones claves en el diseño del preamplificador.

La señal presente en la entrada del amplificador diferencial, estará formada por una componente diferencial (V_d) y una componente en modo común (V_{cm}) [21]. Por lo que la señal que se obtiene a la salida del amplificador se puede expresar como:

$$V_{out} = V_o + E_o = A_d V_d + A_c V_{cm} \quad (1)$$

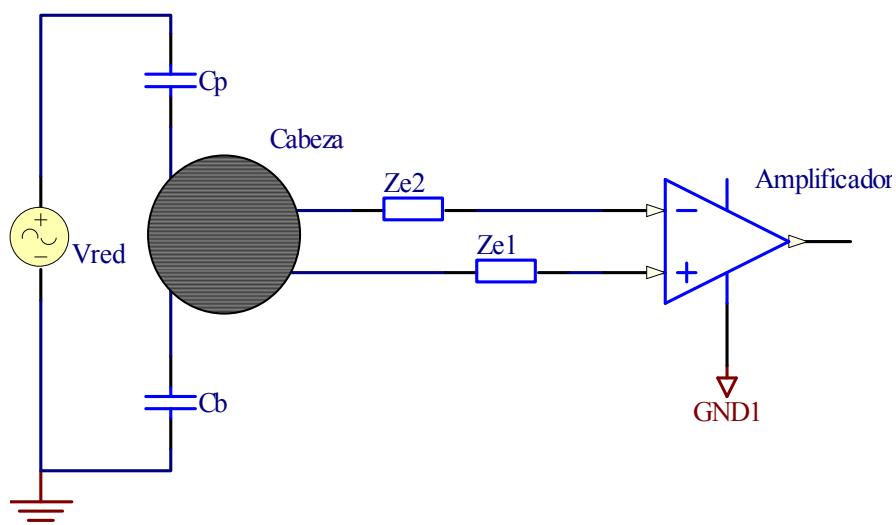


Fig. 31. Amplificación diferencial de la derivación.

En donde V_o es la componente diferencial amplificada y E_o es la componente de la señal total de salida, fruto de la amplificación del voltaje en modo común. Cada una de ellas se amplifica con su respectiva ganancia, A_d en modo diferencial y A_c en modo común.

Las ganancias A_d y A_c se pueden relacionar por medio de la expresión de la razón de rechazo de modo común (CMRR):

$$CMR = \frac{A_d}{A_c} \quad (2)$$

$$CMRR = 20 \log(CMR) \text{ [dB]} \quad (3)$$

El valor de CMRR, determinará cuanto se amplifica la señal diferencial respecto a la componente en modo común, por lo que para valores de CMRR altos, la señal de interés se amplifica mucho más que la interferencia.

En los cálculos se pueden asumir los siguientes valores:

- Impedancia de electrodos e interfaz de contacto con la piel, Z_e : 10 KΩ.
- Valor eficaz de la señal de red, V_{rms} : 230 V.
- Frecuencia de la señal de red: 50 Hz.
- Condensador de acople, C_b : 500 pF.
- Condensador de acople, C_p : 3pF.

Con esos datos las impedancias de acople valen:

$$Z_b = \frac{1}{j\omega C_b} \approx -j6,366 \text{ M}\Omega \quad (4)$$

$$Z_p = \frac{1}{j\omega C_p} \approx -j1,061 \text{ M}\Omega \quad (5)$$

Si se aproxima la tensión de modo común a la tensión que se encuentra el sujeto sobre tierra, debido a la impedancia de acople Z_b , se obtiene:

$$V_{cm} \approx |V_{red}| \frac{Z_b}{Z_p + Z_b} = |V_{red}| \frac{C_p}{C_b + C_p} = 1,939 \text{ V} \quad (6)$$

El objetivo es asegurar que a la salida del preamplificador el nivel de señal E_o , denominada por algunos autores como señal de error, sea menor que el 1% de la señal V_o , se plantea para ello la siguiente relación:

$$E_o \leq \lambda V_o \rightarrow A_c V_{cm} \leq \lambda A_d V_d \rightarrow (A_d V_{cm}) A_c V_{cm} \leq (A_d V_{cm}) \lambda A_d V_d \quad (7)$$

$$\frac{A_d V_{cm}}{A_c V_{cm}} \geq \frac{A_d V_{cm}}{\lambda A_d V_d} \rightarrow CMR \geq \frac{V_{cm}}{\lambda V_d} \rightarrow CMR \geq 193900 \quad (8)$$

Finalmente, se puede fijar el valor mínimo de CMRR que debe poseer el amplificador diferencial para satisfacer la condición impuesta, fijando una amplitud de señal de 1 mV:

$$CMRR \geq 20 \log(193900) \rightarrow CMRR \geq 105,75 \text{ dB} \quad (9)$$

Pero como se ha visto, la señal de red no sólo induce interferencia en modo común sobre el sujeto, sino que esa interferencia se traduce en otra de tipo diferencial:

$$V_{d2} = V_{cm} \left(\frac{Z_{c1}}{Z_{c1} + Z_{e1}} - \frac{Z_{c2}}{Z_{c2} + Z_{e2}} \right) \quad (10)$$

Según la expresión 10, para eliminar la interferencia V_{d2} los valores de las impedancias Z_{e1} y Z_{e2} deberían ser iguales. No obstante, debido a que es muy difícil de conseguir que el valor de impedancia del electrodo en contacto con la piel sea igual en los dos electrodos de cada canal, la manera más efectiva de obtener un valor cercano a cero de V_{d2} es disponer de unas impedancias de entrada en modo común (Z_{c1} y Z_{c2}) muy grandes.

En resumen, se han expuesto las características básicas que el preamplificador debe poseer para satisfacer los requisitos de una correcta amplificación de la señal de EOG, y éstas son:

- Que el modelo de amplificación sea diferencial, de esta forma el efecto de la tensión en modo común en el usuario se atenúa.
- Que el amplificador brinde una razón de rechazo de modo común muy alta, en torno a los 100 dB. Para que se amplifique mucho más la señal útil que la interferencia en modo común.

- Que el amplificador posea unos valores de impedancias de entrada muy elevados, de esta manera se conseguirá reducir el efecto de la interferencia diferencial.

Las características anteriores conducen a la elección de un amplificador de instrumentación para la etapa de preamplificación. Estos integrados cumplen los requisitos impuestos. Además, en el mercado existe gran variedad donde elegir.

6.1.1.3.- El amplificador de instrumentación

Un amplificador de instrumentación (INA del inglés *INstrumentation Amplifier*) es un dispositivo electrónico compuesto de amplificadores operacionales que forman un amplificador diferencial, cuyo propósito es proporcionar una CMRR alta y tener una impedancia de entrada muy elevada.

En la figura 32 se puede apreciar el circuito típico de un amplificador de instrumentación. En el mercado existen integrados que facilitan ya la estructura completa; no es necesario realizar el conexionado de los operacionales individualmente, de hecho el esquema corresponde a uno de estos integrados, el INA118 comercializado por Burr-Brown.

Se aprecia que el esquema está compuesto de dos etapas. La primera es la de entrada, que es la encargada de facilitar una alta impedancia de entrada al circuito, ésta viene dispuesta por la propia impedancia de entrada de los amplificadores operacionales que forman la etapa.

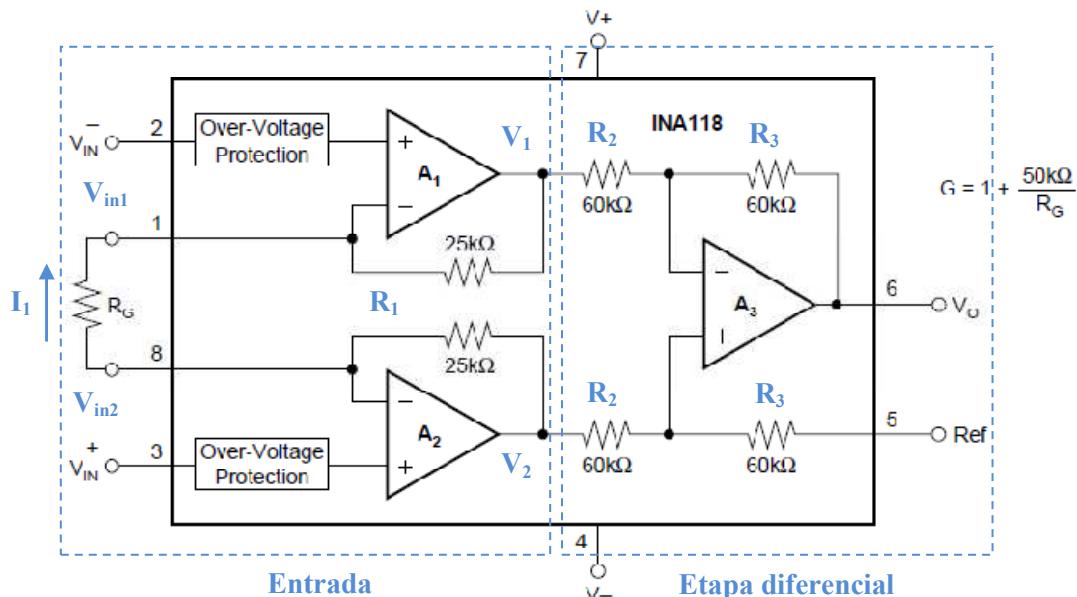


Fig. 32. Estructura interna del amplificador de instrumentación INA118.

Llamando I_1 a la corriente que fluye por R_g tal y como muestra la figura 32, y suponiendo que entre las entradas de los operacionales no existe tensión, es decir, considerándolos ideales, se tiene que:

$$\left. \begin{array}{l} I_1 = \frac{V_{in2} - V_{in1}}{R_g} \\ V_{in2} = V_{in}^+ \\ V_{in1} = V_{in}^- \\ V_1 = V_{in}^+ - I_1 R_1 \\ V_2 = V_{in}^+ + I_1 R_1 \end{array} \right\} = \left. \begin{array}{l} V_1 = V_{in}^- - R_1 \frac{V_{in}^+ - V_{in}^-}{R_g} \\ V_2 = V_{in}^+ + R_1 \frac{V_{in}^+ - V_{in}^-}{R_g} \end{array} \right\} \quad (11)$$

La segunda etapa, la diferencial, recibe las salidas de la etapa de entrada a través de las resistencias R_2 , de tal forma que:

$$V_a = V_2 \frac{R_3}{R_3 + R_2} \quad (12)$$

$$I_2 = \frac{V_1 - V_2 \frac{R_3}{R_3 + R_2}}{R_2} = \frac{V_1(R_2 + R_3) - V_2 R_3}{(R_2 + R_3)R_2} \quad (13)$$

$$V_0 = V_a - V_{R3} = V_2 \frac{R_3}{R_2 + R_3} - R_3 \frac{V_1(R_2 + R_3) - V_2 R_3}{(R_2 + R_3)R_2} \quad (14)$$

Operando con la expresión 14, se llega a:

$$V_0 = (V_2 - V_1) \frac{R_3}{R_2} \quad (15)$$

Finalmente combinando las ecuaciones 15 y 10, se obtiene:

$$V_0 = \frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{2R_1}{R_g} \right) (V_{in}^+ - V_{in}^-) \quad (16)$$

Normalmente, como se puede apreciar en la figura 32, R_2 y R_3 son iguales, lo que hace que la ganancia total del amplificador de instrumentación solo dependa de las resistencias R_1 y R_g , ésta puede ser muy grande y se fija conforme a la resistencia

exterior R_g . Por lo tanto, de la expresión 16 simplificada, se obtiene directamente la ganancia diferencial A_d .

$$A_d = 1 + \frac{2R_1}{R_g} \quad (17)$$

Fijándose en la expresión 3 se puede apreciar que con el incremento de A_d también aumenta el CMRR, además, a medida que se logren menos variaciones entre las resistencias R_2 y R_3 , más exacta será la ganancia diferencial. Por otro lado, las resistencias identificadas como R_1 al ser exactamente iguales, por la resistencia R_g no fluye ninguna corriente que sea debida a la tensión en modo común de entrada; lo que significa que la ganancia A_c es igual a uno, de ahí que se obtengan unos valores de CMRR tan grandes. El integrado que se ha elegido es el INA118 de Texas Instruments, es un amplificador de instrumentación que reúne los tres requisitos que se le exigen, como se puede apreciar en la tabla 3.

Requisito	Alto valor de impedancia en modo común de entrada	Alto valor de impedancia diferencial de entrada	Alto valor de CMRR
Característica (unds.)	$Z_{mc} (\Omega \parallel pF)$	$Z_{md} (\Omega \parallel pF)$	CMRR(dB)
Valor proporcionado	$10^{10} \parallel 4$	$10^{10} \parallel 1$	110

Tabla 3. Parámetros de diseño del INA118.

La ganancia del INA118 se obtiene mediante la colocación de una resistencia exterior entre los pines 1 y 8, y el valor se calcula mediante la expresión 18, que es igual que la ecuación 17 particularizada para los valores de las resistencias del INA118. Además su margen de ganancia va desde 1 hasta 1000. La figura 33 muestra el patillaje del INA118.

$$G = A_d = 1 + \frac{50k\Omega}{R_g} \quad (18)$$

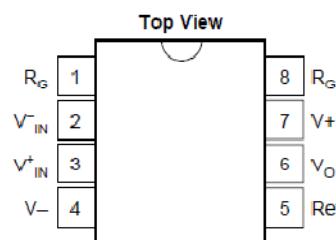


Fig. 33. Configuración de pines del INA118.

La resistencia R_g que se ha seleccionado es de 1200Ω , con ello consigue una ganancia de 42,66. Como se aprecia en el diagrama de bloques de la figura 29, la última etapa del bioamplificador analógico es también de amplificación; por lo tanto la ganancia del INA118, puede considerarse previa a la final y no ha de tener un valor excesivamente grande, de ahí el nombre de preamplificador.

Observando la gráfica 34, se aprecia que para esa ganancia, y en el rango de frecuencia de la señal de EOG (decenas de hercios), la ganancia que ofrece el INA es máxima; no decrece hasta frecuencias por encima de los 10KHz.

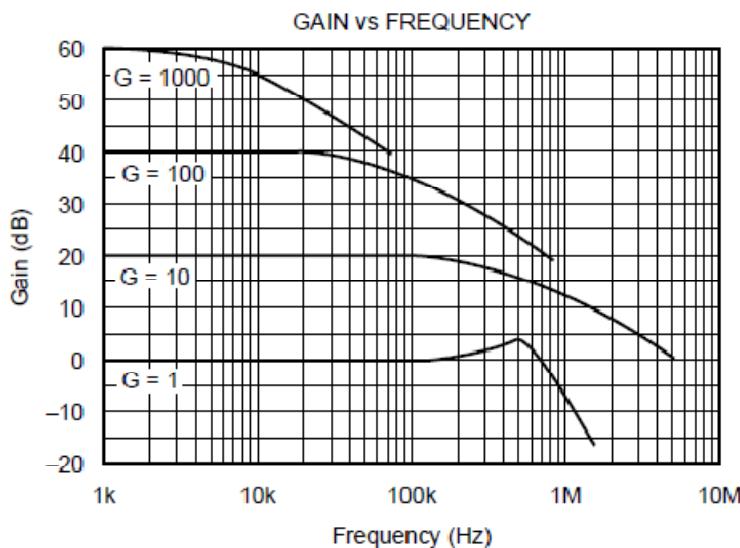


Fig. 34. Variación de la ganancia con la frecuencia.

Así mismo, en la figura 35 se muestra la variación del CMRR con la frecuencia; se puede observar que el valor que ofrece el INA118 con una ganancia $G \approx 43$, sobrepasa los 105 dB que se fijaron como necesarios en el subapartado 6.2.1.2.

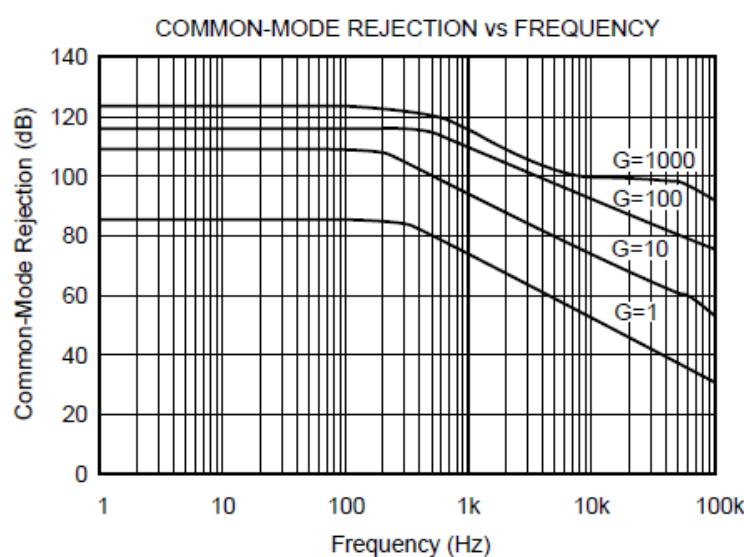


Fig. 35. Variación del CMRR con la frecuencia.

No obstante, existen técnicas para contrarrestar la tensión en modo común en el usuario, esto permite rebajar las exigencias de CMRR necesario para el INA. Una de esas técnicas es la realimentación activa del usuario, que consiste principalmente en invertir la señal de modo común presente en el INA, amplificarla y realimentar al usuario a través de un electrodo colocado en la frente. De este modo, se disminuye la interferencia de modo común (véase el apartado 6.2.1.4).

Como se puede apreciar en su esquema interno (figura 32), el INA 118 incluye un circuito de protección frente a sobrecarga en cada entrada. Si existe una tensión por encima de lo normal a la entrada del circuito de protección, limita la corriente de polarización a no más de 1,5 mA. Esta característica es muy importante a la hora de cumplir con la seguridad impuesta por la normativa IEC-60601, ya que si el sujeto se encuentra a un voltaje anormalmente grande, las corrientes que circulan hacia el dispositivo están limitadas dentro del margen de seguridad; de hecho en las hojas de características del fabricante se indica que es adecuado para uso médico.

La relación entre corrientes de entrada (polarización) y la tensión a la entrada se puede ver en la figura 36.

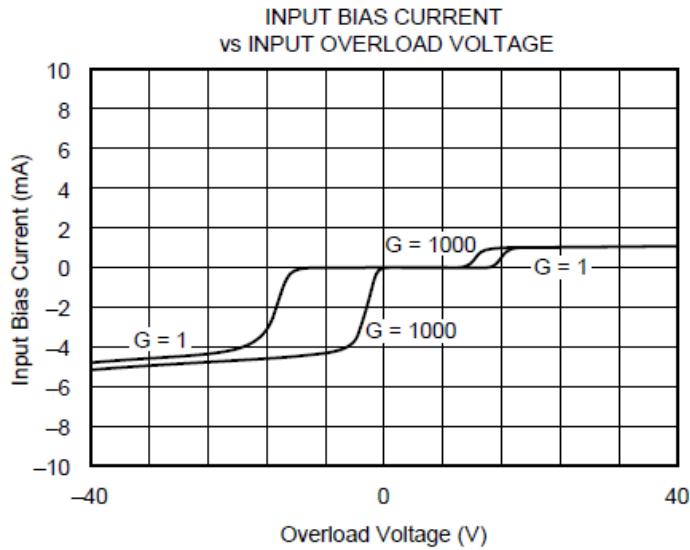


Fig. 36. Variación de las corrientes de polarización con el voltaje de entrada.

El INA118 también cumple con las especificaciones de corrientes de fuga en un funcionamiento normal, ya que las corrientes de polarización que el integrado necesita para la puesta en marcha de la etapa diferencial de entrada, son tan solo de 5 nA como máximo.

En el prototipo construido, los electrodos se conectan directamente a las entradas del amplificador de instrumentación y no a través de condensadores, con ello se evita que se forme un posible filtro RC paso alto que podría llegar a atenuar

la señal en la banda de interés, además se cortaría el paso de las corrientes de polarización. En la tabla 4, se muestra como se deben conectar los electrodos para que la señal de EOG se obtenga correctamente y no de manera invertida, tanto para el canal horizontal como vertical, siguiendo el esquema de la figura 29. El electrodo A se conecta al circuito de realimentación, común a ambos canales.

Canal	Entrada positiva (pin 3)	Entrada negativa (pin 2)
Vertical	Electrodo B	Electrodo C
Horizontal	Electrodo D	Electrodo E

Tabla 4. Conexión de los electrodos a los amplificadores de instrumentación.

El INA118 permite un amplio margen de tensiones de alimentación, desde $\pm 1,35$ V a ± 18 V, y su consumo es de solo $350 \mu\text{A}$; ambas propiedades lo hacen idóneo para esta aplicación. El INA118, como todos los integrados a los que se les suministra tensión de alimentación bipolar, se alimenta a ± 12 V.

Uno de los parámetros más importantes, a la hora de introducir errores a la salida, es la tensión de desviación (*offset* voltaje), y se debe a las diferencias en los parámetros de las ramas de los operacionales que forman el INA. En el caso del INA118 se trata de un integrado de bajo nivel de *offset*, $\pm 50 \pm 500/\text{G} \mu\text{V RTI}$. El fabricante proporciona el dato referido a la entrada y para cada etapa, lo que significa que con la ganancia de la etapa de preamplificación ($G \approx 42,66$), la tensión de desviación de entrada produce un error a la salida de como máximo $2,633 \text{ mV}$, siempre en condiciones de 25°C .

6.1.1.4.- Realimentación activa mediante electrodo de referencia

El sistema implementado consta de cinco electrodos. El quinto electrodo permite reducir la señal en modo común a la que está sometido el usuario. Esto será posible si la impedancia del quinto electrodo es pequeña; así la tensión en modo común también será menor y por lo tanto las interferencias derivadas de ella, también serán menores. En primera instancia se puede pensar en conectar directamente el sujeto a masa a través del tercer electrodo, que recordemos tiene valores de impedancia típicos entre 5 y $20 \text{ k}\Omega$. Si se calcula ahora la tensión de modo común, se aprecia que decrece considerablemente:

$$V_{\text{cm}} = V_{\text{red}} \frac{Z_{e3}}{Z_p + Z_{e3}} \quad (19)$$

Pero esta configuración presenta dos inconvenientes importantes:

- La impedancia del quinto electrodo no se puede controlar y aunque se pueden utilizar medidas para reducir su valor al máximo como: utilizar gel conductor, preparar la piel intentando eliminar la mayor parte de capa córnea de la epidermis, etc., no se consiguen grandes beneficios.
- Existe un camino de impedancia relativamente baja hacia masa a través del usuario para las corrientes que se pueden occasionar en caso de fallo, por tanto, no es un método que aporte seguridad.

Se puede pensar entonces en introducir entre el usuario y masa una impedancia mucho mayor, que limite la intensidad que circula por el usuario; pero de ese modo se pierde por completo la reducción de la tensión de modo común.

Para intentar solucionar estos inconvenientes y reducir las interferencias sin afectar en la medida de lo posible la seguridad del usuario, se utilizan dos técnicas: la puesta a masa virtual del usuario y la realimentación activa [22].

La puesta a masa virtual consiste en unir el quinto electrodo a un punto de masa a través de un circuito como el de la figura 37 (a). Como se aprecia, el usuario está unido a un punto de potencial cero a través de una resistencia muy elevada (R_f) por la que no circula corriente.

Además, si existiese un potencial muy alto en el usuario, el operacional entraría en saturación y la impedancia entre el usuario y masa sería la suma de la impedancia del electrodo y otra impedancia que se elige también muy alta (R_o), de esta manera se limita la corriente que circula por el sujeto.

Sin embargo, en el prototipo se utiliza la otra técnica, la de realimentación activa, que guarda similitud con la puesta a masa virtual.

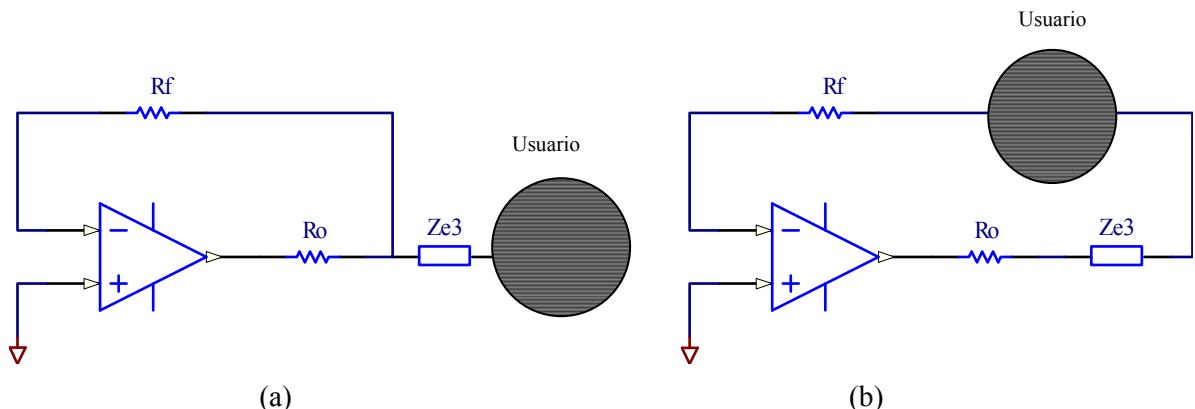


Fig. 37. En el caso (a) el electrodo está a masa virtual y en el caso (b) el usuario está a masa virtual y forma parte del lazo de realimentación.

Una manera de reducir la exigencia de CMRR del sistema consiste en disminuir el voltaje en modo común a la entrada del amplificador de instrumentación, como se muestra en la figura 38. Este circuito se llama de referencia y está basado en la técnica de realimentación activa del usuario y consiste en situar al sujeto a un potencial de referencia que es proporcional a la tensión de modo común y de signo contrario, mediante el quinto electrodo, lo que disminuye la señal de modo común.

En la figura 38, el voltaje V_{cm} viene proporcionado por dos resistencias colocadas a la salida de la primera etapa del amplificador de instrumentación (R_a), si las resistencias tienen el mismo valor, las señales diferenciales se anulan; y por tanto, la señal en la patilla inversora del operacional auxiliar es la tensión en modo común a través del paralelo de las resistencias.

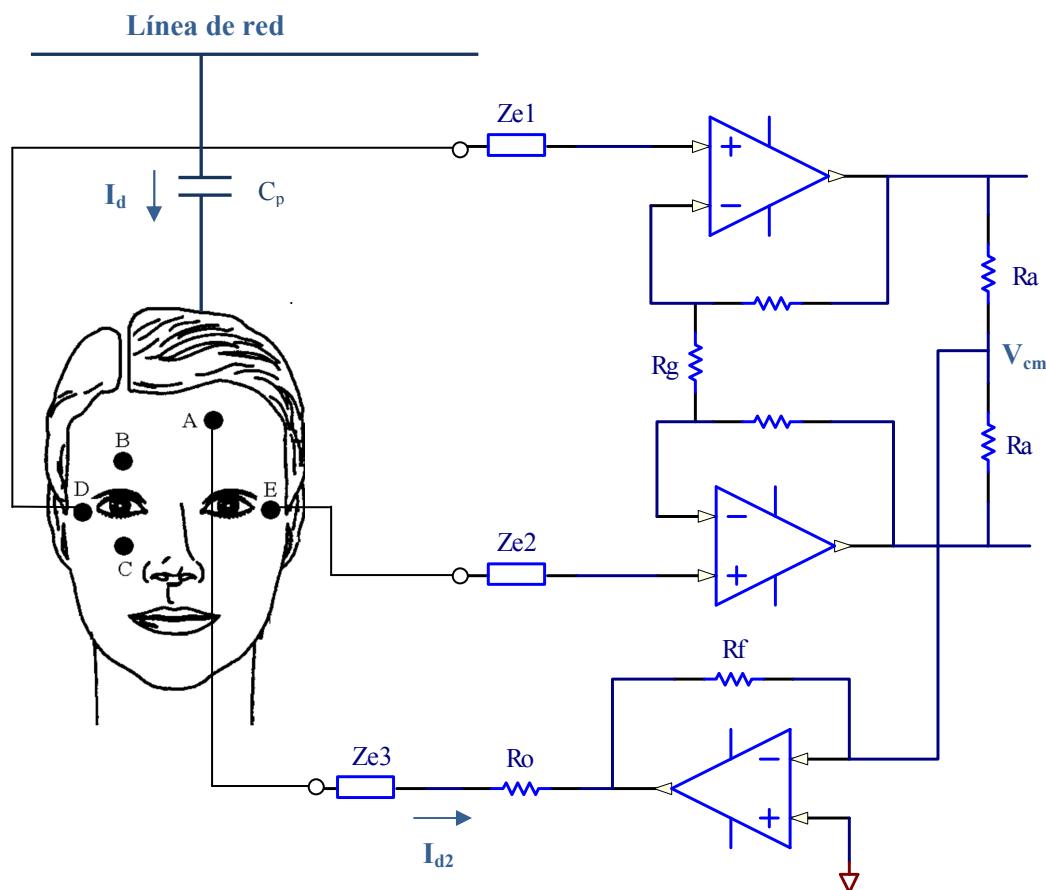


Fig. 38. Circuito de referencia para disminuir el modo común en el usuario.

Analizando el circuito equivalente de la figura 39, se tiene que la corriente de desplazamiento producida por el acoplamiento capacitivo de la red, fluye hacia la salida del amplificador operacional, que actúa como inversor.

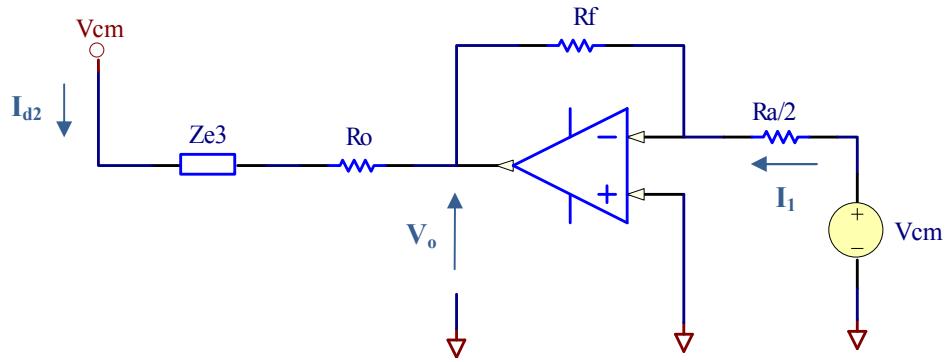


Fig. 39. Detalle del circuito de referencia.

Considerando el operacional ideal, el terminal izquierdo de $R_a/2$ está conectado a masa virtual, de modo que toda la tensión que hay en la entrada cae sobre esta resistencia, produciendo una intensidad I_1 . Toda la corriente fluye a través de R_f , y la tensión V_o será la misma que cae en R_f debido a la intensidad I_1 ; por tanto se obtiene así la ganancia (G) del amplificador inversor:

$$I_1 = \frac{2V_{cm}}{R_a} \quad (20)$$

$$V_o = -2 \frac{R_f}{R_a} V_{cm} = GV_{cm} \quad (21)$$

Considerando que el usuario está a una tensión V_{cm} y aplicando la ley de Kirchhoff se obtiene:

$$-V_{cm} + I_{d2}(Z_{e3} + R_o) + V_o = 0 \quad (22)$$

$$V_{cm} = I_{d2}(Z_{e3} + R_o) + V_o \quad (23)$$

$$V_{cm} = I_{d2} \left(\frac{Z_{e3} + R_g}{1 - G} \right) \quad (24)$$

Se fija como objetivo que V_{cm} sea lo más pequeño posible, entonces se elige de tal forma que $R_o \gg R_a$ y $R_o = R_f$, obteniendo una resistencia equivalente relativamente pequeña.

$$R_{eq} \approx \frac{R_o}{1 + 2 \frac{R_f}{R_a}} \quad (25)$$

Se ha demostrado que la resistencia equivalente o efectiva que existe entre el usuario y masa, cuando hay un funcionamiento correcto del dispositivo, es menor

incluso que la impedancia de un electrodo típico; por lo que la señal de modo común disminuye. Al mismo tiempo, si el sujeto se encuentra a un potencial alto, el operacional deja de funcionar linealmente y la resistencia que hay entre el sujeto y masa es muy mala, tanto como se haya elegido R_o ; lo que quiere decir que el circuito de referencia proporciona seguridad al usuario. Los valores elegidos son:

- $R_a = 22 \text{ K}\Omega$.
- R_o y $R_f = 1 \text{ M}\Omega$.

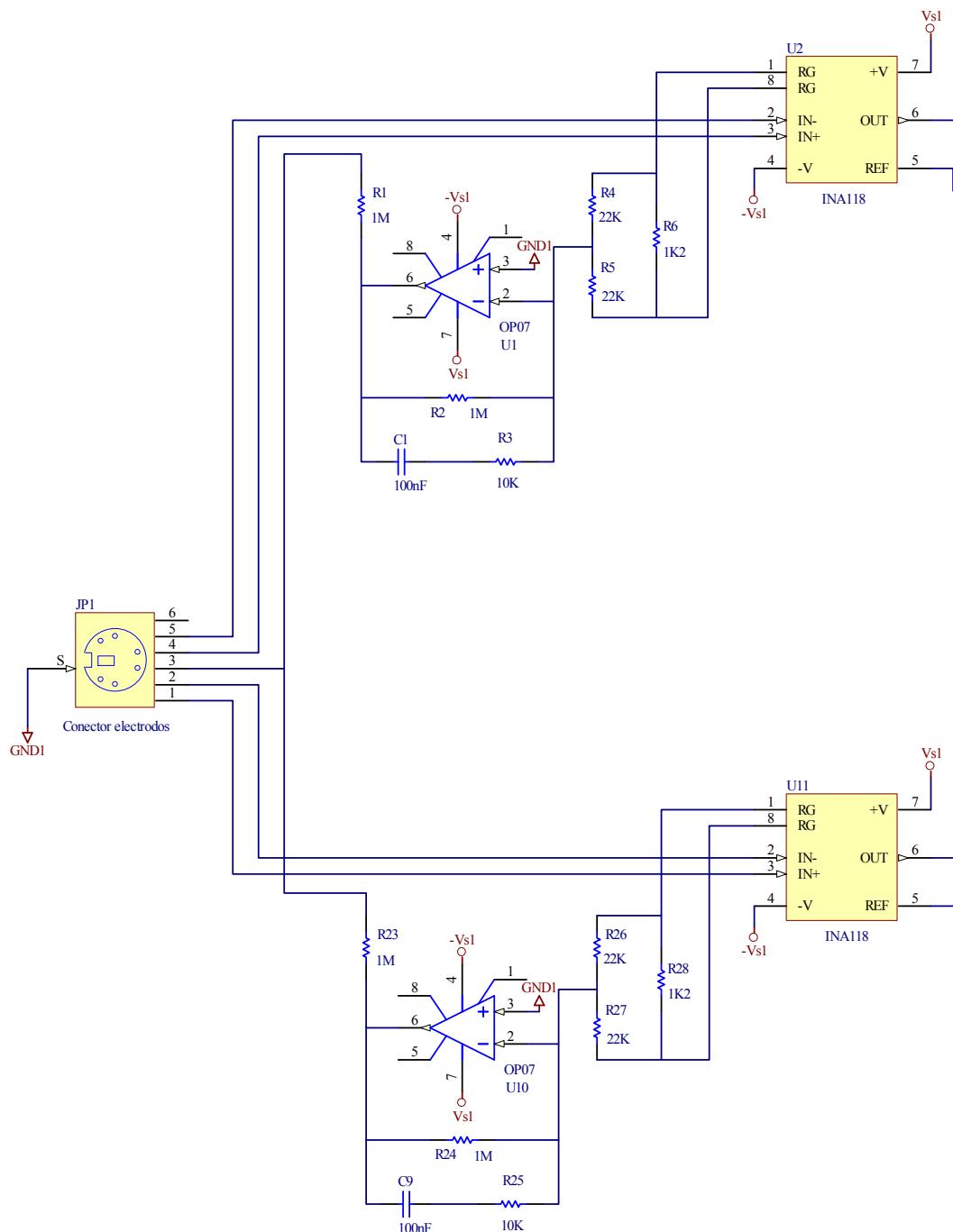


Fig. 40. Detalle del circuito de referencia para los dos canales.

El circuito final se detalla en la figura 40, donde se ha introducido un condensador (C_1 y C_9) para mantener la estabilidad de la red de realimentación, lo que limita la ganancia en alta frecuencia y ayuda a prevenir la oscilación. Fijándose en el esquema interno del INA118 (figura 32), se puede apreciar como en los extremos de la resistencia R_g , también cae la diferencia de tensión de las entradas del dispositivo, pues bien, si en paralelo a ella se colocan dos resistencias de igual valor, las señales diferenciales se cancelan y entre ellas queda la señal de modo común que sirve para alimentar la entrada del operacional U_1 .

Para realizar el amplificador inversor se ha utilizado el operacional OP07 de Analog Devices, ya que es un dispositivo de bajo nivel de *offset* de entrada, baja corriente de polarización y bajo ruido. Se puede alimentar en un margen de tensión que va desde los ± 3 V a los ± 18 V y proporciona una ganancia en lazo abierto de 1000 V/mV. El encapsulado utilizado en la PCB es de montaje superficial.

6.1.2.- Compensación de la deriva

El desplazamiento de la línea de base es uno de los principales problemas que se tiene en la señal de EOG. Sus causas son variables, y puede deberse a un mal contacto de los electrodos, al movimiento de la cabeza, a variaciones del ambiente, etc. Esta lenta oscilación se puede entender como un *offset* a la salida del INA, y para contrarrestarlo se opta por un integrador de tipo inversor, que toma la señal del pin 6 de salida del INA, la integra, la invierte y el resultado se introduce en el pin 5 de referencia del propio INA como se aprecia en la figura 41.

La tensión en la referencia de los amplificadores de instrumentación será:

$$V_o = - \int \frac{V_i}{RC_i} dt + V_{\text{inicial}} \quad (26)$$

Para conseguir un buen funcionamiento del prototipo, los componentes a utilizar han de tener las características adecuadas. El operacional ha de poseer un bajo nivel de *offset* y bajas derivas, ya que los pequeños valores de continua que se generan a la entrada pueden hacer que el circuito se sature. Ambos requisitos los cumple el OP07 y por ello es un operacional adecuado para esta aplicación.

El condensador C_2 también ha de ser estable y con bajas pérdidas, por lo que se descarta el uso de un condensador electrolítico para tal finalidad.

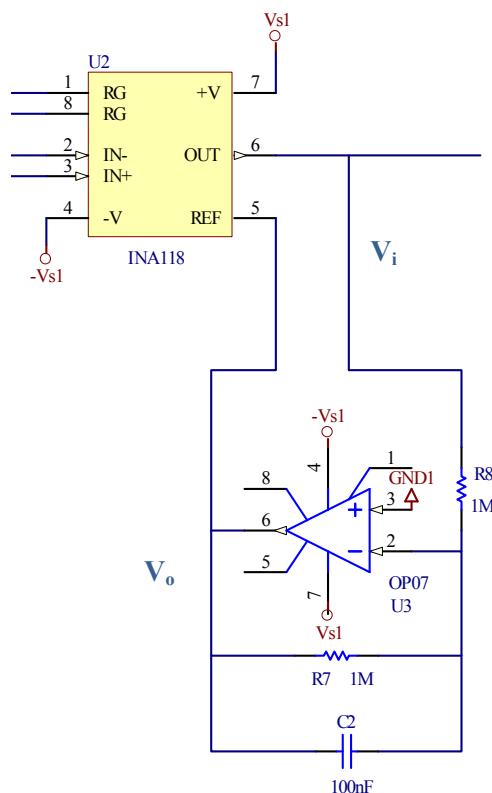


Fig. 41. Detalle del circuito de compensación de la deriva para un canal.

Todos los requisitos anteriores encuentran su explicación en la ganancia del integrador, que se puede denominar como A_v . Esta ganancia depende de la frecuencia, y por tanto, como se puede observar en la ecuación 27, para frecuencias bajas, la ganancia aumenta y llegará un punto en que sea igual a la ganancia en bucle abierto del operacional OP07, entonces los bajos niveles de continua puede que sean un problema.

$$A_v = -\frac{X_{C2}}{R_8} = -\frac{1}{2\pi f C_2 R_8} \quad (27)$$

El problema se soluciona colocando una resistencia R_7 en paralelo al condensador en la red de realimentación y de esa manera se limita el valor máximo de ganancia a $(-R_7/R_8)$.

6.1.3.- Filtrado

A la salida del amplificador de instrumentación se tiene el biopotencial adquirido sobre la superficie de la epidermis del usuario. Para que esta información sea tratada, es necesario filtrar la señal y eliminar en la medida de lo posible la mayor cantidad de ruido que la acompaña.

Como se ha avanzado en la introducción de este apartado, las frecuencias de interés no superan los 50 Hz, y para eliminar la señal de red se ha diseñado una etapa de filtrado compuesta por un filtro paso alto que elimina los efectos del ruido en continua y un filtro paso bajo con frecuencia de corte de 40 Hz.

Lo primero que se debe decidir en el diseño de la etapa de filtrado, es qué tipo de filtro utilizar, un filtro pasivo o por el contrario un filtro activo. La banda de paso de los filtros activos no presentan pérdidas de inserción, mientras que en los pasivos siempre existirá cierta pérdida de señal; además en los activos se puede dotar al filtro de una ganancia. Los componentes que se utilizan en los filtros activos suelen ser de menor tamaño a igualdad de condiciones, y no es necesario el uso de bobinas. Se podría pensar en que la limitación de ancho de banda de los operacionales es un problema; pero es evidente que para las frecuencias de señal de EOG queda descartado. Dado que tampoco se van a manejar grandes valores de potencia, los filtros activos no tienen a priori ningún punto por el que se deba descartar su uso, y como único inconveniente sólo cabe pensar en que se les debe proporcionar alimentación y por tanto aumentar el consumo del sistema. Para minimizar dicho inconveniente y decantarse definitivamente por los activos se trabaja con un operacional de bajo consumo como es el OP07.

Una vez decidido que los filtros serán activos, se debe elegir la aproximación matemática que mejor se adapte a la aplicación. Esta aproximación juega un papel fundamental en la forma de la región de transición, y en algunos casos en la forma la banda de paso y la banda suprimida. Aunque existen diversas clases de filtros activos, la discusión se centrará en torno a los tres más conocidos, que son Butterworth, Bessel y Chebychev. A continuación se resumen sus principales características [23].

- **Butterworth:** se caracteriza por una respuesta de ganancia plana en la banda de paso, además en el dominio del tiempo presenta oscilaciones moderadas en la respuesta al escalón. Por otro lado, en la banda de transición tiene una caída más rápida que el modelo de Bessel y además es el único cuya frecuencia de caída a 3 dB es igual a su frecuencia crítica.
- **Bessel:** se caracteriza porque presenta una respuesta plana en la banda de paso y una menor atenuación en la banda de transición que el modelo de Butterworth, pero a favor tiene una mejor respuesta al escalón que este último.

- **Chebychev:** esta aproximación, es realmente un conjunto de diferentes filtros que se basan en los polinomios del matemático ruso. En general, estos filtros presentan caídas superiores a los 20 dB por década y polo en la banda de transición; pero repercute en una mala respuesta al escalón y gran cantidad de oscilaciones en el dominio temporal, y con un rizado en la banda de paso.

De lo anterior se desprende que la aproximación de Butterworth es la que mantiene un mayor equilibrio en su comportamiento; así pues, es el modelo elegido para el diseño del filtro paso bajo, ya que como se verá a continuación, el filtro paso alto es un filtro de un solo polo y su elección no es tan determinante en el resultado final como lo es el paso bajo.

6.1.3.1.- Filtro paso alto

Es preciso eliminar el valor medio de la señal puesto que este cambia incluso manteniendo la mirada fija en un punto; para este fin se utilizan amplificadores paso alto. Se puede comprobar que el potencial EOG aumenta cuando aumenta la iluminación de la escena y este problema se evita con la utilización del filtro paso alto indicado.

Para el diseño del filtro paso alto de frecuencia de corte 0,05 Hz, que elimina el ruido de baja frecuencia, se ha decidido utilizar un filtro de un solo polo y de ganancia unidad. El circuito que se muestra en la figura 42 tiene una frecuencia de corte:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (28)$$

Se fija el valor del condensador en 1 μ F, ya que existe mayor variedad de resistencias que de condensadores, se obtiene:

$$R = \frac{1}{2\pi(10^{-6})0,05} = 3183098,86 \Omega \quad (29)$$

Se aproxima el valor de la resistencia por una comercial de 3,3 M Ω . Para ese valor de resistencia la frecuencia de corte es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(3,3 \cdot 10^6)10^{-6}} = 0,04822 \approx 0,05 \text{ Hz} \quad (30)$$

Por lo tanto, el condensador se fija en $1 \mu\text{F}$ y la resistencia a $3,3 \text{ M}\Omega$.

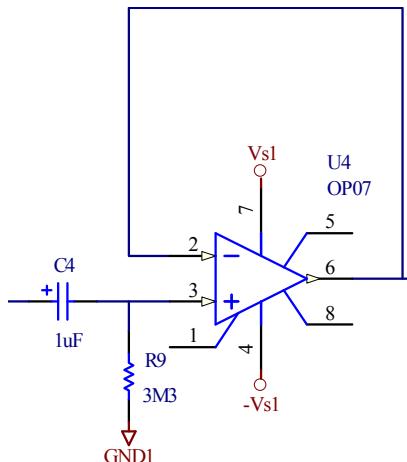


Fig. 42. Esquema del filtro paso alto de primer orden implementado.

6.1.3.2.- Filtro paso bajo

Manteniendo la premisa de realizar un filtro activo Butterworth, discutido en la introducción de este subapartado, se estudió la posibilidad de recurrir a un integrado que proporcionase una pendiente de atenuación bastante abrupta en la banda de transición. No hay que olvidar que la interferencia de red tiene una frecuencia en España de 50 Hz y se pretende disminuir su efecto todo lo posible.

Se miró en el mercado en busca de integrados que cumpliesen los objetivos anteriores, encontrándose los siguientes filtros:

- LTC1062 y LTC1063, ambos filtros de quinto orden Butterworth de la casa Linear Technology.
- MAX7418 y MAX7425, filtro de quinto orden modelo Butterworth de la casa Maxim.
- MAX291 y MAX295, filtro de octavo orden de clase Butterworth de la casa Maxim.

Sin embargo se decidió realizar uno en el cual se pudiese ir modificando los valores de resistencias y condensadores para adaptarlo mejor a las necesidades del sistema.

Para el diseño del filtro paso bajo de cuarto orden se recurrió al programa FilterPro de Texas Instruments; su descarga es gratuita en la página web de la compañía. Su manejo es sencillo y rápido, y sólo se han de introducir los parámetros de diseño, que en este caso son:

- Banda de paso: paso bajo.
- Número de polos: 4.
- Tipo de circuito: Sallen-Key.
- Tipo de filtro: Butterworth.
- Frecuencia de corte: 40 Hz.
- Series de resistencias y condensadores: E_{12} y E_6 respectivamente.

El programa facilita el circuito y su diagrama de Bode en amplitud y fase. En la figura 43 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro paso bajo, diseñado por FilterPro con los parámetros antes indicados.

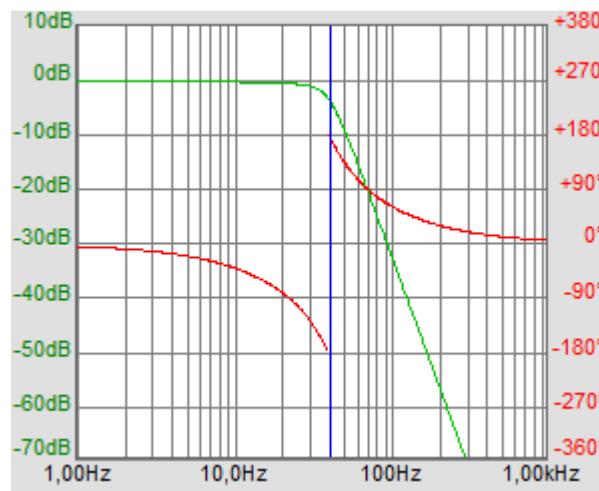


Fig. 43. Respuesta en frecuencia del filtro paso bajo diseñado por FilterPro.

El filtro que corresponde a esos parámetros de entrada es el que se muestra en la figura 44. Se puede apreciar que consta de dos etapas de segundo orden en cascada, ambos de ganancia unidad.

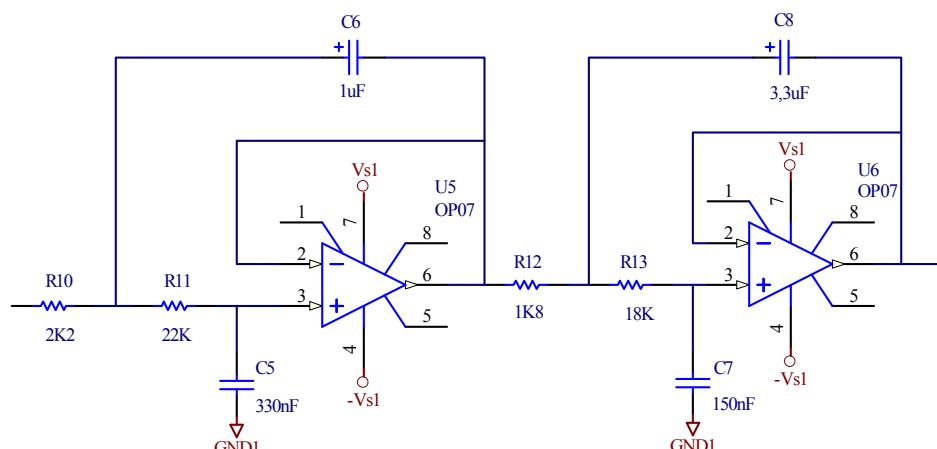


Fig. 44. Filtro paso bajo diseñado por FilterPro.

El diagrama de bode de la etapa de filtrado se representa en la figura 45.

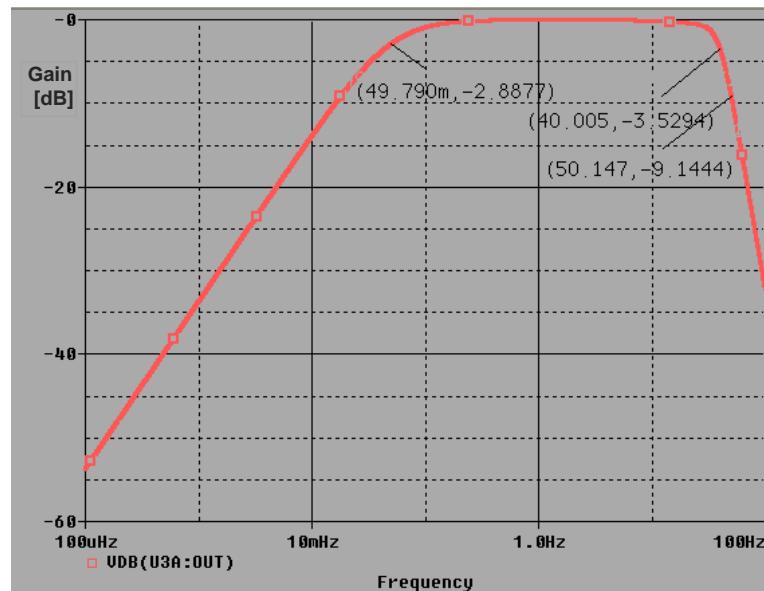


Fig. 45. Diagrama de Bode de ganancia correspondiente a la etapa de filtrado.

6.1.4.- Amplificación y acondicionamiento de la señal

Aunque la señal de EOG se visualiza correctamente en el osciloscopio una vez filtrada, no está todavía en condiciones de ser convertida a digital. Se debe amplificar y, sobre todo, sumarle una tensión continua que evite que adquiera valores negativos para adaptarla al margen 0-5 V a la entrada del microcontrolador.

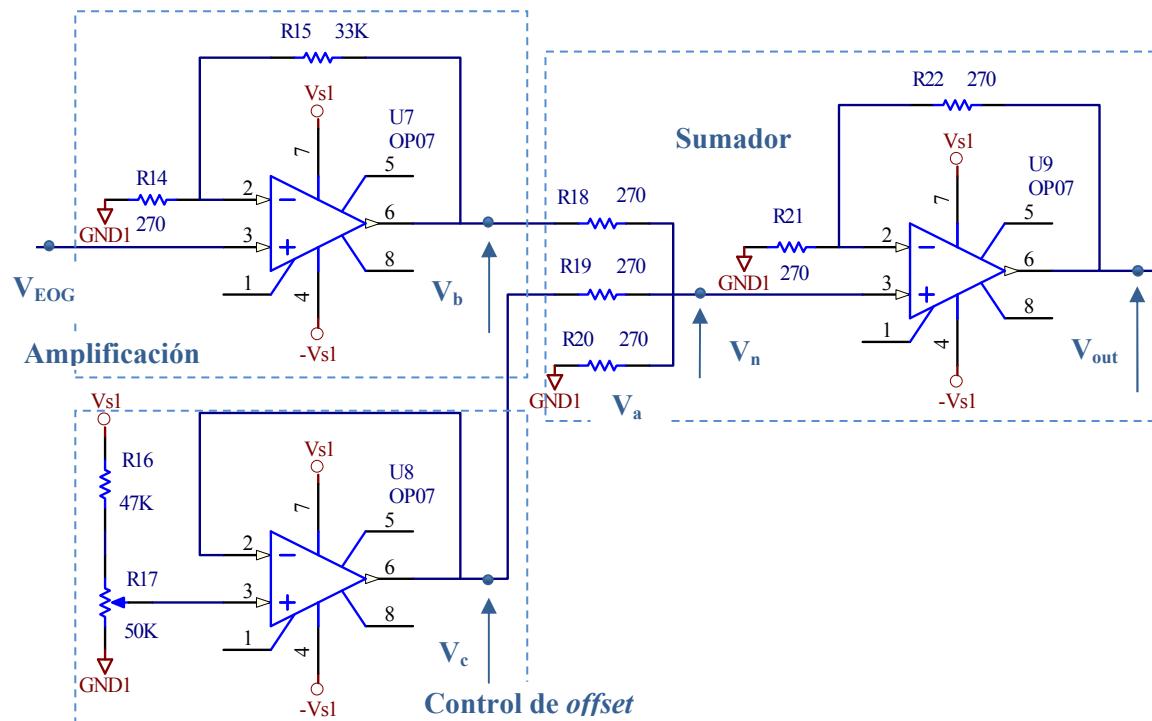


Fig. 46. Etapa de amplificación y acondicionamiento de la señal de EOG.

Para realizar ambas operaciones, se hace uso de un amplificador sumador no inversor cuyo esquema se muestra en la figura 46. Una de sus entradas es V_b que se corresponde con la salida de la señal de EOG filtrada, a la que se le dota de una ganancia previa; otra, es la tensión V_c que se obtiene del divisor formado por R_{16} y R_{17} y la tercera está puesta a masa.

Aplicando superposición en la entrada no inversora del operacional U_{10} , se tiene que la tensión V_n es:

$$V_n = V_n \frac{R_{20} || R_{19}}{R_{18} + R_{20} || R_{18}} + V_c \frac{R_{20} || R_{18}}{R_{19} + R_{20} || R_{18}} \quad (31)$$

Las resistencias R_{18} , R_{19} y R_{20} se eligen del mismo valor y por lo tanto:

$$V_{out} = \frac{1}{3} (V_b + V_c) \left(1 + \frac{R_{22}}{R_{21}} \right) = \frac{2}{3} (V_b + V_c) \quad (32)$$

El divisor de tensión lo forman un potenciómetro y una resistencia de casi el mismo valor nominal, de esta forma se podrá compensar un *offset* de hasta aproximadamente -6 V. Este valor se considera suficientemente grande ya que en las pruebas realizadas, la señal en ningún caso superó los -4,5 V. El seguidor de tensión U_9 tiene como objetivo eliminar la influencia entre canales.

R_{21} y R_{22} se eligen iguales a las resistencias de entrada, por lo que toda la ganancia que se aplica a la señal en esta etapa, la introduce el lazo de realimentación de U_8 . Así, la señal de salida corresponde a:

$$V_{out} = \frac{2}{3} (V_{EOG} \cdot G_{Etapa} + V_c) = \frac{2}{3} \left(V_{EOG} \left(1 + \frac{R_{15}}{R_{14}} \right) + V_c \right) \quad (33)$$

Primero se amplifica y luego se suma, se hace así porque la señal de EOG no es idéntica en todas las personas, y con una señal de EOG de amplitud considerable se podría saturar el operacional U_{10} [24].

Los valores finales son:

- R_{18} , R_{19} , R_{20} , R_{21} y R_{22} se fijan a 270Ω .
- R_{17} un potenciómetro de $50 K\Omega$ y R_{16} una resistencia de $47 K\Omega$.
- R_{14} y R_{15} son de 270Ω y $33 K\Omega$ respectivamente.

Con esos valores, el prototipo de EOG construido posee una ganancia total de:

$$G_{\text{TOTAL}} = G_{\text{INA}} G_{\text{ETAPA}} = 3504,37 \quad (34)$$

En las figuras 47, 48, 49 y 50 se muestra la señal que se obtiene tras la etapa de acondicionamiento, siendo más sensible el canal horizontal. La figura 47 se corresponde con una mirada hacia la derecha y la 48 a la izquierda. Por su parte, la figura 49 se ha obtenido con una mirada hacia arriba y la 50 hacia abajo. La amplitud de los pulsos varía de unas personas a otras y depende de diversos factores, como por ejemplo el ambiente en el que se utilice, la intensidad lumínica, etc., estos factores se comentarán más ampliamente en el apartado 6.5.

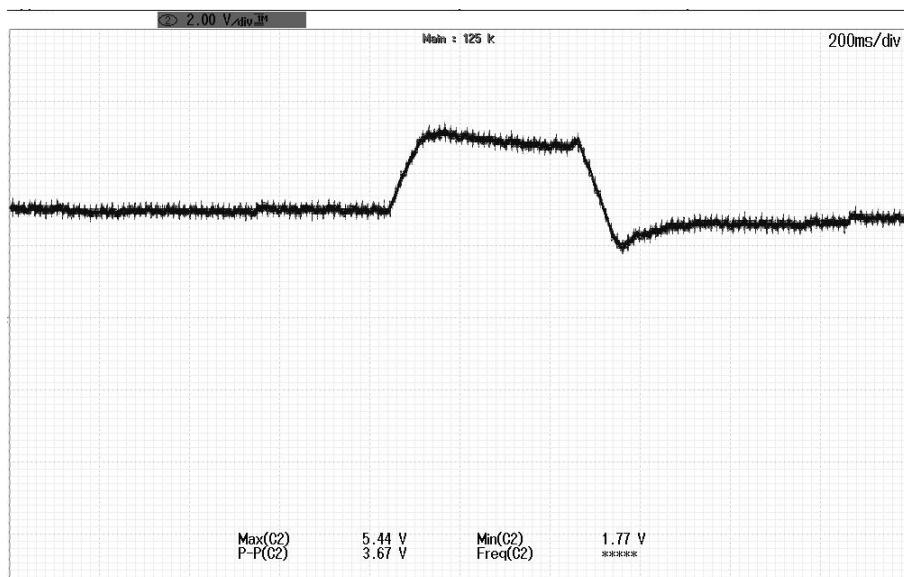


Fig. 47. Señal obtenida en el canal horizontal mirando a la derecha.

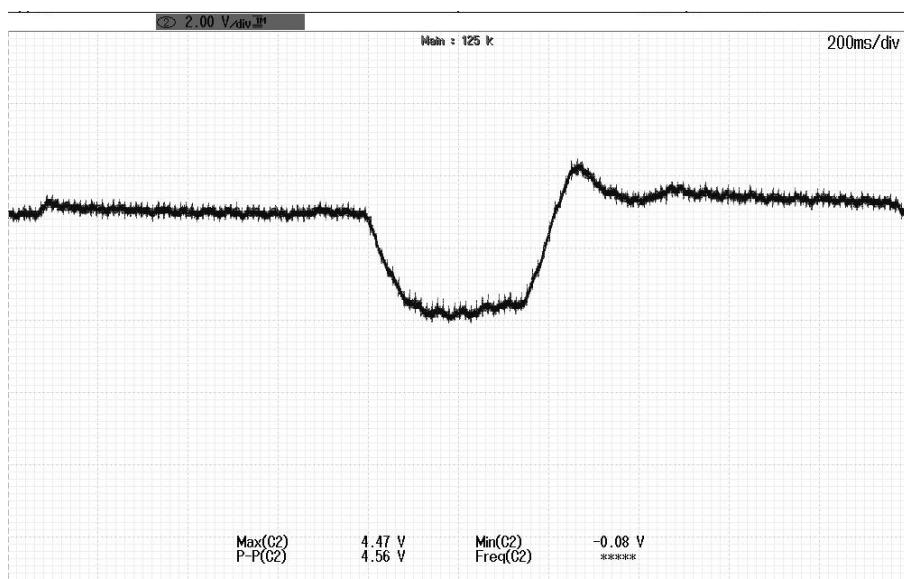


Fig. 48. Señal obtenida en el canal horizontal mirando a la izquierda.

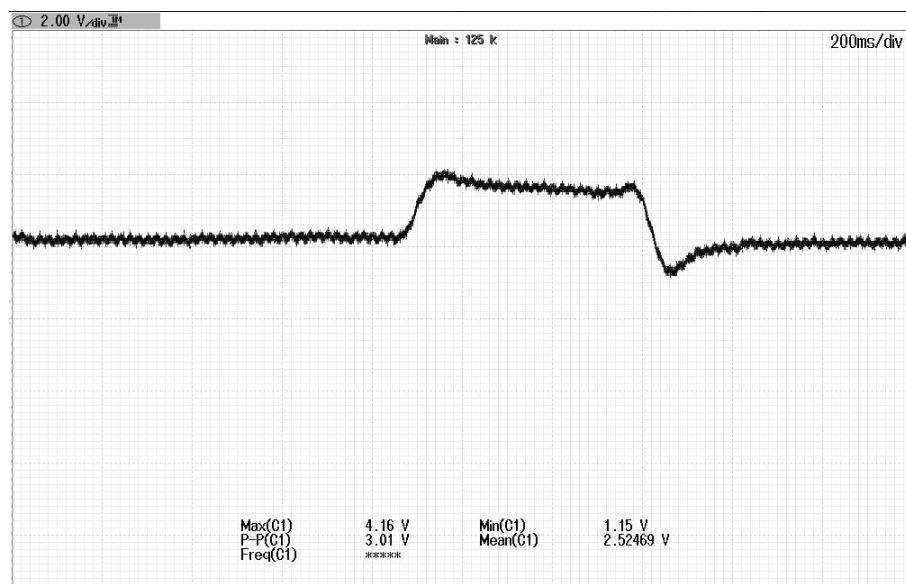


Fig. 49. Señal obtenida en el canal vertical mirando hacia arriba.

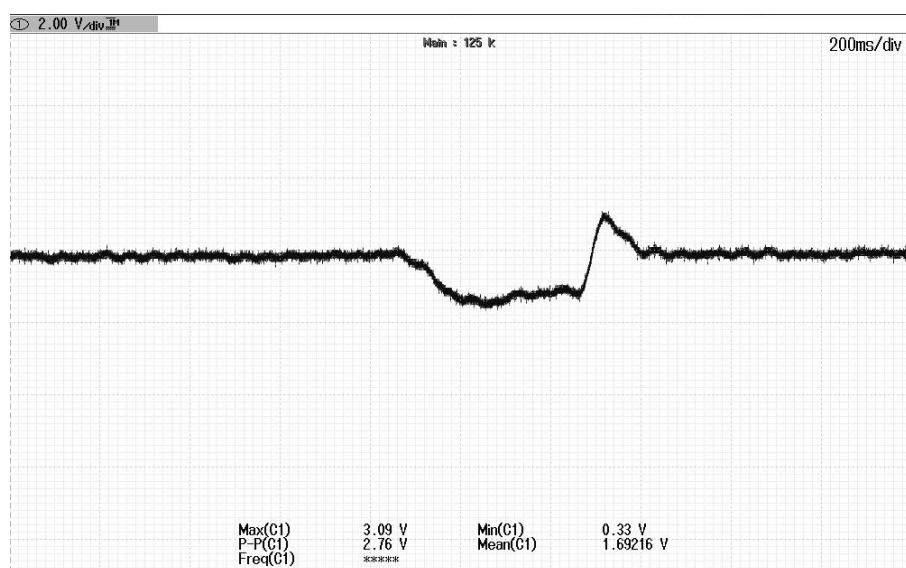


Fig. 50. Señal obtenida en el canal vertical mirando hacia abajo.

6.2.- Etapa digital

Es en esta etapa donde la señal se digitaliza y se envía al computador para su posterior tratamiento. Consta de dos bloques funcionales bien definidos, un dispositivo que realiza la conversión A/D y el filtrado digital, y otro que provee la comunicación con el computador. Para ello se recurre a un microcontrolador y a un módulo de comunicación inalámbrica respectivamente. En la figura 51 se puede observar el diagrama de bloques simplificado de la etapa digital.

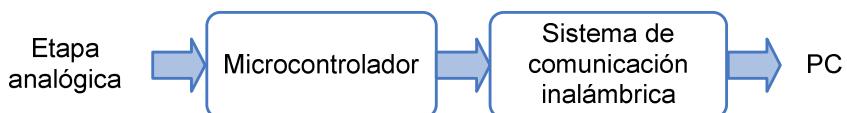


Fig. 51. Diagrama de bloques de la etapa digital.

6.2.1.- El microcontrolador

El propósito del microcontrolador es adquirir la señal analógica que varía en el rango de 0 a 5 V, digitalizarla, filtrarla y enviarla a través del protocolo estándar serie al módulo de comunicación inalámbrica.

Los requisitos que ha de cumplir el microcontrolador son básicamente:

- Alimentación entre 0-5 V.
- Disponer de módulo de conversión A/D.
- Incorporar herramientas de procesado de la señal que permitan realizar el filtrado digital.
- Estar dotado de módulo USART (Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter).

Con estos requisitos básicos se ha optado por el dsPIC30F3013 de Microchip, que además cuenta con la ventaja de tener numerosas herramientas *software* y *hardware* para trabajar con él. Se ha utilizado el encapsulado de 28 pines de montaje superficial que cumple con lo especificado.

La programación del microcontrolador se ha realizado en lenguaje C, debido a que ofrece una mayor facilidad a la hora de manejar los módulos internos, una mayor rapidez en el desarrollo del *software* así como una mayor compactación del código, a pesar de que en este caso no sea tan crítico.

El compilador MPLAB C30 C se ha integrado dentro del entorno de trabajo MPLAB 8.76 de Microchip, que a través de la placa dsPICDEM 1.1 plus y del módulo ICD2 facilita la posibilidad de trabajar en modo *debugger* o bien como programador del microcontrolador. Por el contrario esto hace necesario probar el programa desarrollado en un microcontrolador diferente: el dsPIC30F6014; compatible con el dsPIC30F3013 que se utilizará en el sistema definitivo.

Una vez que se realiza la conexión con el computador, el microcontrolador comienza a muestrear la señal analógica con una frecuencia fija, la convierte a digital y la filtra. Tras este proceso, que se realiza primero con la señal del canal horizontal y después con el vertical, se envía a través del pin de transmisión del módulo USART (U1TX); hasta que el computador cierre la conexión establecida.

A tal fin se usan tres módulos principales del microcontrolador:

- Módulo de conversión A/D.
- Las funciones de filtrado digital.
- Módulo USART, para el envío con el módulo de comunicación.

Dado que la señal analógica que se quiere muestrear está limitada en banda y además presenta ciertas componentes periódicas, según el criterio de Nyquist, la frecuencia de muestreo que permite reconstruir la señal correctamente, ha de ser como mínimo el doble de la frecuencia más alta de la señal a muestrear.

Por lo tanto si el espectro de la señal no supera los 40 Hz, la frecuencia de muestreo F_s viene dada por:

$$F_s \geq 2F_{\max} \Rightarrow F_s \geq 80 \text{ Hz} \quad (35)$$

En la práctica el espectro de la señal sufre distorsión y dado que los pulsos no son perfectos, los filtros no son ideales, y los espectros no son realmente limitados en banda, normalmente se suele tomar F_s del orden de 10 veces el ancho de banda de la señal que se muestrea [25]. Se fija F_s a 500 Hz lo que equivale a tomar una muestra cada 2 ms.

El módulo conversor analógico-digital del dsPIC30F3013 realiza la conversión de la señal analógica mediante un circuito interno de muestreo y retención, el resultado se obtiene en 12 bits en el registro de memoria ADRESH.

El tiempo necesario para cargar el condensador interno se denomina tiempo de adquisición (T_{ADQ}), el cual depende: de la temperatura, de un conjunto de

resistencias y condensadores internos y de la resistencia que vea el microcontrolador a la entrada del canal de conversión. En este caso, la resistencia que ve el microcontrolador es la impedancia de salida del OP07, que es del orden de 60Ω , de todos modos, se recomienda que esa resistencia sea menor a $10 K\Omega$. Suponiendo el peor de los casos el T_{ADQ} tiene un valor aproximado de $20 \mu s$.

Por otro lado, una vez se retiene el valor de la muestra en el condensador, se debe tener en cuenta el tiempo que tarda el microcontrolador en convertir cada uno de los 12 bits que forman el resultado. Ese tiempo de conversión se fija en $12 \cdot T_{AD}$, donde T_{AD} depende del reloj elegido. En este caso se ha seleccionado el reloj interno del microcontrolador, y suponiendo de nuevo el peor caso, T_{AD} tiene un valor aproximado de $6 \mu s$.

Por lo tanto, para un correcto muestreo de la señal de EOG, el periodo de muestreo ha de cumplir:

$$T_s > T_{conv} + 2T_{AD} + T_{ADQ} \Rightarrow T_s > 14T_{AD} + T_{ADQ} \Rightarrow T_s > 104 \mu s \quad (36)$$

Donde los $2T_{AD}$ se han de esperar detrás de cada conversión en los modelos de microcontrolador del fabricante Microchip como el utilizado. De esta forma, se asegura que entre dos desbordamientos habrá tiempo suficiente para tomar una muestra de forma correcta y convertirla.

El modulo A/D se configura como sigue:

- Conversión en 12 bits.
- El pin 0 y 1 del puerto A como entradas analógica.
- Reloj interno de conversión.
- Conversión controlada por el TIMER3.
- Generar interrupción cada dos muestras (cana horizontal y vertical)

Para ello se configuran adecuadamente los registros ADCON1, ADCON2, ADCON3, ADCHS, ADPCFG y ADCSSL.

La información detallada del modelo circuital utilizado para el cálculo, así como las restricciones, se recogen en la página 109 de la hoja de características del dsPIC30F3013.

Para el diseño de los filtros se ha hecho uso del programa dsPICfdLite en el cual se ha configurado dos filtros FIR de tipo Hannig de 64 coeficientes, uno para

cada canal. Este tipo de filtros presentan la gran ventaja de que pueden diseñarse para ser de fase lineal, lo cual hace que presenten ciertas propiedades en la simetría de los coeficientes. Esto significa que al hacer pasar una señal por un filtro FIR de estas características, el retardo es el mismo para todos los armónicos que componen la señal y esta no se distorsiona. Además presentan la gran ventaja de que son siempre estables.

Por el contrario también tienen la desventaja de necesitar un orden mayor respecto a los filtros IIR para cumplir las mismas características. Esto se traduce en un mayor retardo en la obtención de la respuesta y mayor consumo de memoria.

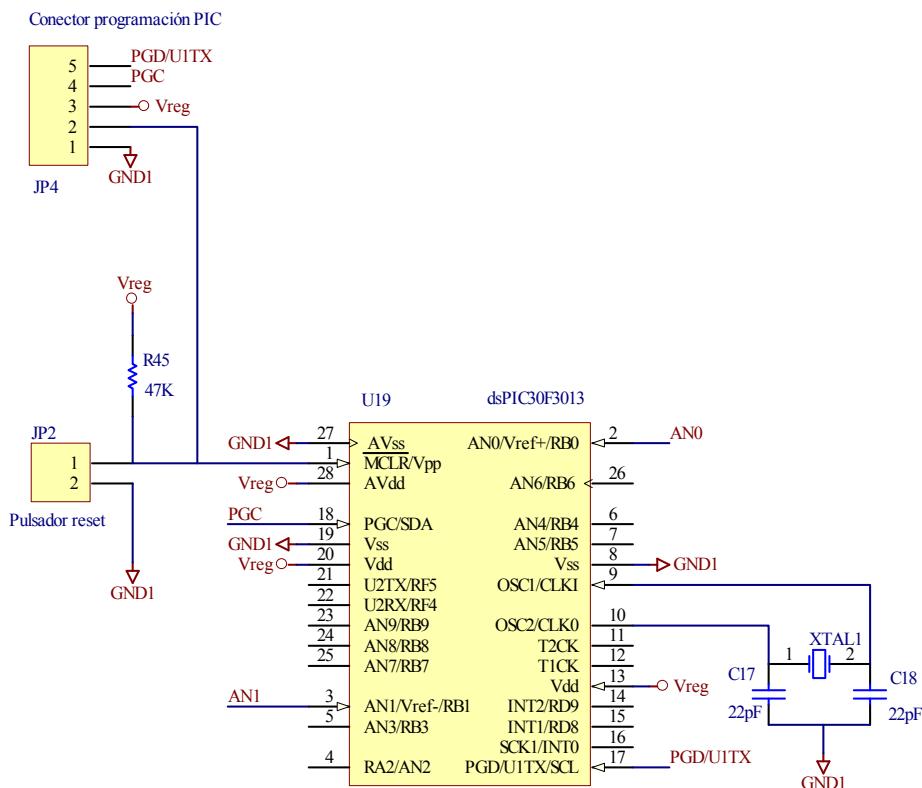
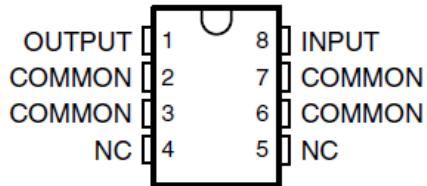


Fig. 52. Esquema de conexionado del microcontrolador.

En la figura 52 se aprecia el conexionado de los canales vertical y horizontal, el oscilador de 7,37 MHz, así como un pulsador que permite el reseteo del microcontrolador. En el microcontrolador de la placa de circuito impreso, al ser de montaje superficial, se han establecido cinco pines para la programación *in-circuit* denominado ICSP. El conexionado final se puede observar en el Anexo II.1.

Para la alimentación V_{reg} se ha elegido el regulador μ A78L05A de Texas Instruments que transforma la tensión de la fuente de 12 V en 5 V, el encapsulado elegido se muestra en la figura 53. Este regulador proporciona hasta 100 mA de corriente y soporta hasta 20 V de entrada.



NC – No internal connection

Fig. 53. Encapsulado del regulador μA78L05A.

El valor digital así obtenido será un número entre 0 y 0.1250, correspondiendo a los valores de tensión entre 0 y 5 voltios. Este valor se envía al computador a través del módulo de comunicación inalámbrica como una cadena con el siguiente formato:

x.xxxx.yyyy/r

Para la comunicación entre el microcontrolador y el computador se hace uso del modulo USART, también conocido como SCI, en modo de transmisión asíncrona. Con este sistema de comunicación los datos se envían bit a bit por una misma línea, comenzando por el bit menos significativo, y los niveles lógicos de las señales se corresponden con los niveles eléctricos de alimentación del microcontrolador [26].

Dado que se toman 500 muestras por segundo de la señal de EOG, y cada una de ellas está formada por 12 bits, la velocidad mínima de transmisión requerida es de 6000 bits por segundo (baudios). Esta velocidad se controla mediante el valor cargado en el registro SPBRG, y en modo asíncrono responde a la siguiente expresión:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Baud rate} = \frac{f_{osc}}{(16(X + 1))} & \text{si BRGH = 1 caso de velocidad alta.} \\ \text{Baud rate} = \frac{f_{osc}}{(64(X + 1))} & \text{si BRGH = 0 caso de velocidad baja} \end{array} \right. \quad (37)$$

Donde X es el valor a cargar en el registro SPBRG comprendido entre 0 y 255.

Con el reloj de 7,37 MHz que se usa en el prototipo, la velocidad inmediatamente superior a la requerida es de 9600 baudios. El valor que se debe cargar en el registro SPBRG es de 47, obteniendo así una velocidad de 9596 baudios utilizando la opción de velocidad alta. Se comete con ello un error pero es evidente que no se puede alcanzar la velocidad exacta.

Dado que en modo asíncrono, emisor y receptor son independientes, en la aplicación desarrollada se debe fijar la misma tasa de transferencia para que la recepción sea correcta.

Por lo tanto el módulo SCI se configura como sigue:

- Pin de transmisión: U1TX.
- Tasa de transferencia: 9600 baudios.
- Envío de 8 bits por dato.
- Sin bit de paridad.
- Un bit de parada.
- Sin control de flujo.

En la figura 54 se representa el flujograma del programa implementado en el microcontrolador y que se incluye en el Anexo I.

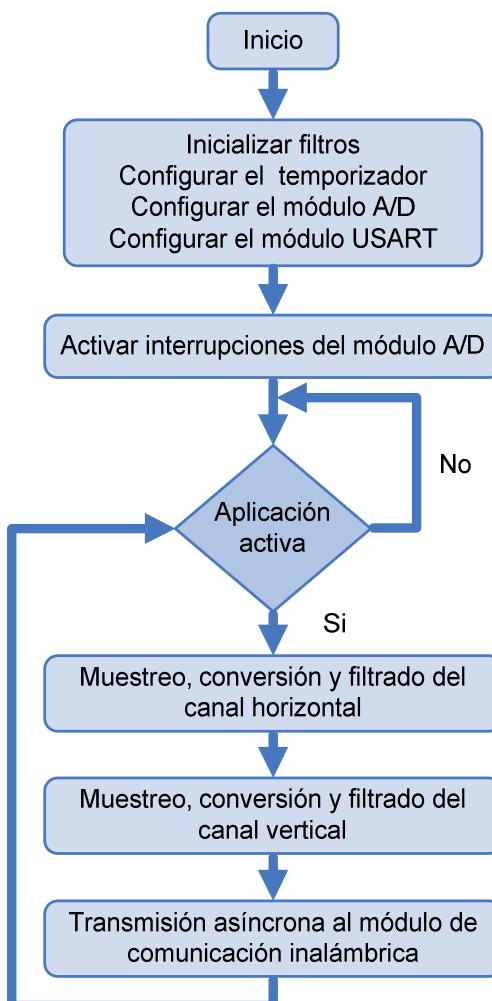


Fig. 54. Diagrama de flujo del programa implementado en el microcontrolador.

6.2.2.- Sistema de transmisión

Para el envío de los datos a la aplicación *software* se ha decidido utilizar un par de módulos de comunicación inalámbrica XBee. La tecnología XBee está basada en el protocolo 802.15.4 de redes inalámbricas de área personal (WPAN) trabajando en la banda ISM. El objetivo de este estándar son las aplicaciones que requieren comunicaciones seguras con baja tasa de envío de datos y maximización de la vida útil de sus baterías.

Este estándar del año 2003 está diseñado para comunicaciones punto a punto y punto-multipunto con tasas binarias de hasta 250 Kbits/s. Los módulos XBee se presentan con una potencia de 1 mW o 100 mW. El que se ha elegido es el de 1 mW al ser una potencia suficiente ya que transmisor y receptor se sitúan próximos. Las razones por las cuales se ha decidido utilizar esta tecnología son las siguientes:

- Su bajo consumo. Muy importante al diseñarlo como sistema autónomo alimentado mediante baterías.
- Su fácil integración (se pueden fabricar nodos con muy poca electrónica).
- Facilidad de configuración y versatilidad.

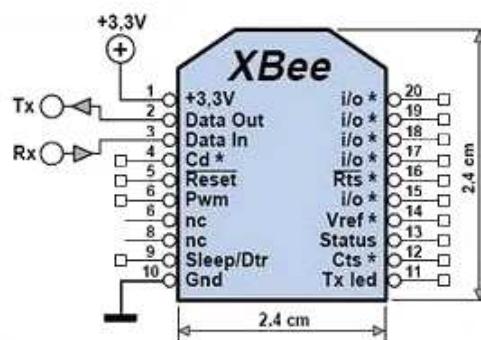


Fig. 55. Encapsulado del módulo XBee.

Los pines utilizados para la transmisión son:

- Pin 1: alimentación a 3,3 V.
- Pin 3: Datos de salida en formato USART.
- Pin 10: Masa.

La instalación de los drivers es sencilla y el módulo XBee es reconocido por el ordenador como un puerto COM virtual. Para configurarlo, el *firmware* dispone de unos registros que varían en función de la versión de instalada.

La empresa Digi, fabricante de estos módulos, proporciona una aplicación que se llama X-CTU y que sirve para configurar sus módulos, actualizar el *firmware*, etc. En esta aplicación se selecciona el puerto serie virtual, se establecen los parámetros de la UART y el modo de configuración. Si todo es correcto, en la solapa *módem configuration* podremos leer los parámetros que tiene configurado el módem.

El principal parámetro a tener en cuenta es PAN-ID que identifica a los nodos pertenecientes a la red y que ha de ser el mismo en el módulo transmisor y receptor. El resto de los parámetros no son muy significativos para esta aplicación con lo que se dejan con la configuración que viene por defecto.

Para alimentar el módulo XBee se hace necesario incluir un regulador de 3,3 V utilizando el modelo MIC5205 de MICREL que se muestra a continuación

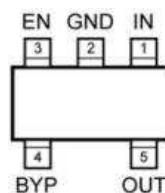


Fig. 56. Encapsulado del regulador MIC5205.

El principal inconveniente de esta tecnología es su escasa implantación en los equipos comerciales, por lo que es necesario diseñar un módulo receptor, que conectado mediante USB al computador, permita a la aplicación recibir los datos.

6.2.3.- Sistema de recepción

En las siguientes imágenes se aprecia el sistema receptor implementado. A la izquierda se observa la placa de circuito impreso con el módulo receptor en un segundo plano. En la imagen de la derecha el receptor en funcionamiento (LED rojo encendido) y recibiendo, representado por el parpadeo del LED verde.

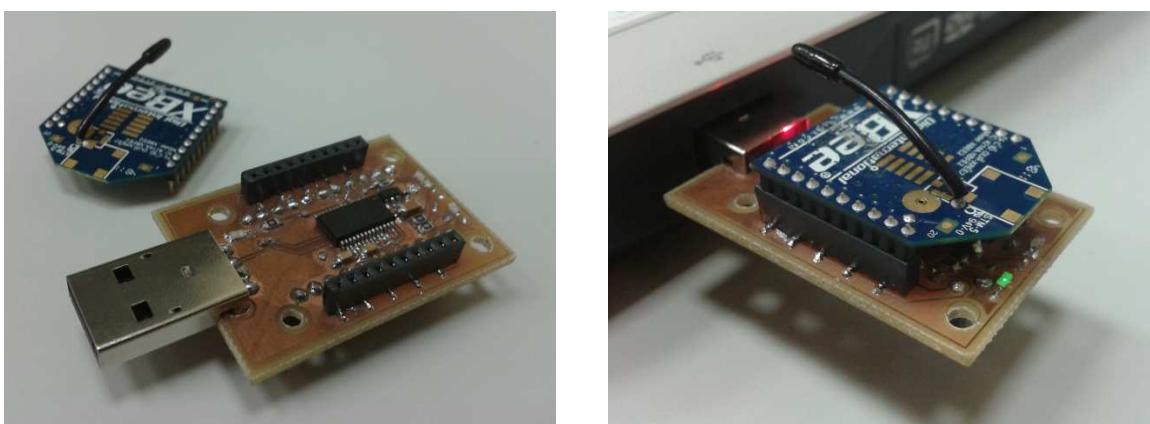


Fig. 57. Módulo receptor desarrollado utilizando tecnología XBee.

Comparado con el sistema transmisor, este además necesita realizar la conversión de los datos de formato USART a USB. Para ello se utiliza un driver FT232 de la empresa FTDI Chip cuyo encapsulado se muestra en la figura 58.

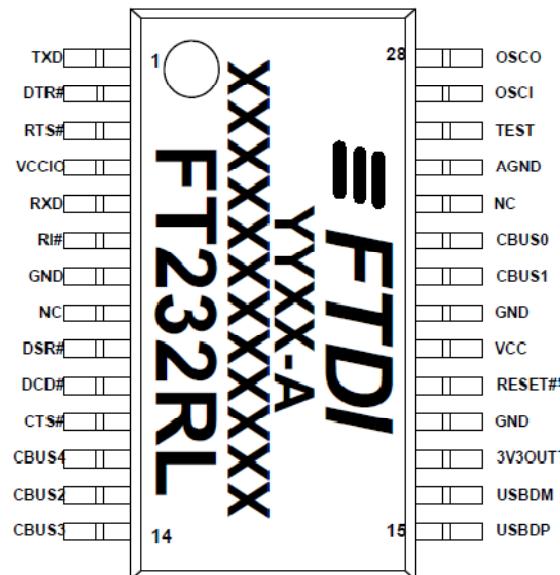


Fig. 58. Encapsulado del driver FT232.

El esquema eléctrico de este módulo receptor se incluye en el Anexo II.5. A continuación se muestra una imagen de la implementación de la parte *hardware*:

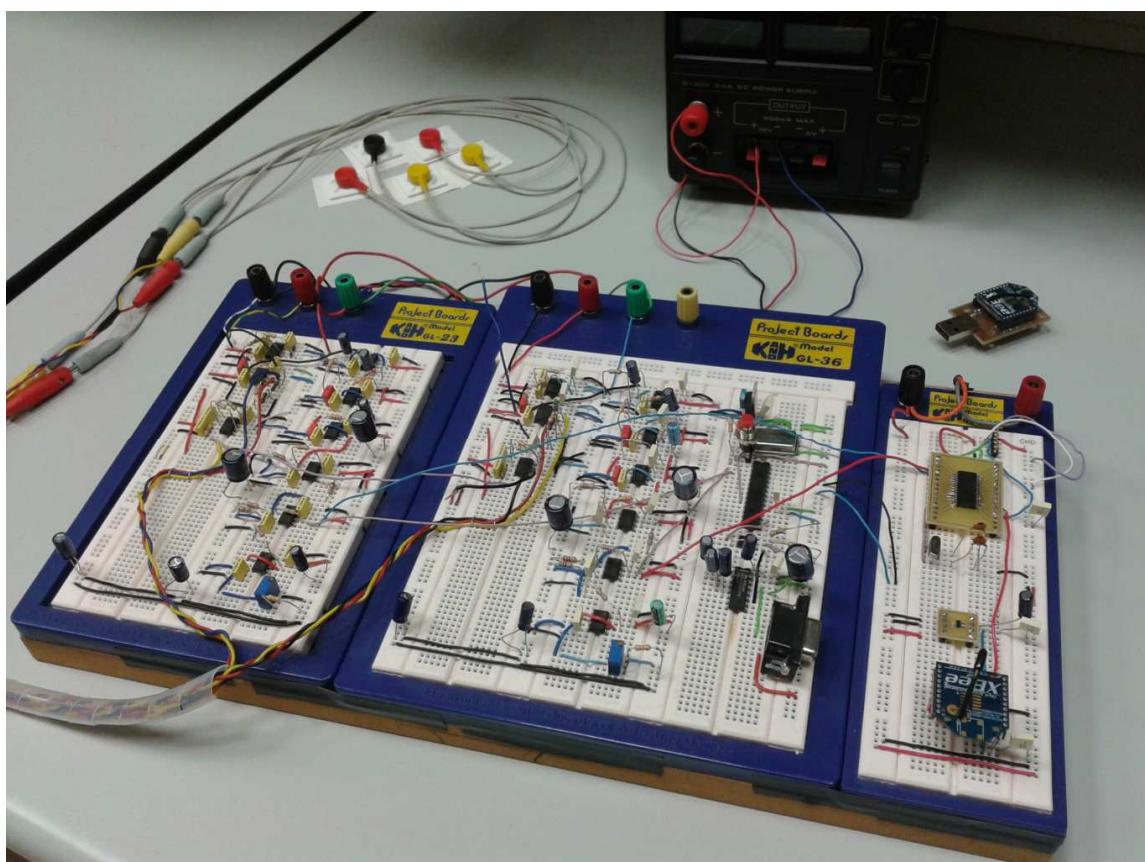


Fig. 59. Prototipo diseñado en la placa de pruebas con el sistema receptor.

6.3.- Interfaz con el usuario

Antes de tener finalizada la aplicación *software* de escritura, los valores que hacen referencia a la posición de la mirada se han visualizado utilizando el programa HyperTerminal, como se representan en la figura 60.

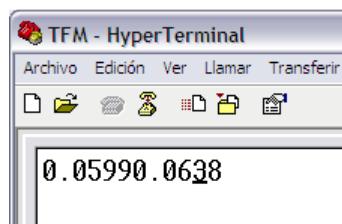


Fig. 60. Visualización de los datos recibidos utilizando HyperTerminal.

De forma paralela al diseño de la parte *hardware* del sistema se ha desarrollado una interfaz gráfica que simula un teclado. Esta aplicación ha sido desarrollada conjuntamente con Isidoro Rodríguez Cuervo, estudiante del curso de adaptación al grado y que actualmente desarrolla su Proyecto Fin de Grado dentro del Área de Tecnología Electrónica de la Universidad de Oviedo.

Esta aplicación se implementa como un *gadget* más que se puede situar en el escritorio del computador, desplegarlo o hacerlo siempre visible. Este programa se encarga de capturar los valores que recibe mediante el receptor XBee implementado y conectado como puerto COMn, a través de una tarjeta comercial AT90USBKey de Atmel y que se representa en la figura 61. Para programar los drivers de comunicación entre el módulo XBee y esta tarjeta comercial se ha utilizado Microsoft Visual Studio 2010 empleando como lenguaje Visual C++.

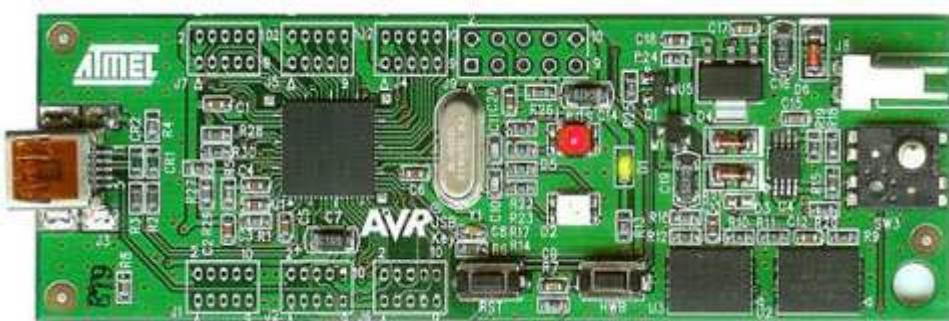


Fig. 61. Tarjeta comercial AT90USBKey utilizada en el movimiento del ratón.

Para programar y configurar la tarjeta USBKEY se ha utilizado el programa de Atmel AVR STUDIO 5.1. La programación de dicha tarjeta se realiza en lenguaje C. En la figura 62 se muestra la forma de agregar el *gadget* a la *Side Bar*. El ícono TecladoRatón es el *gadget* desarrollado.

Sistema asistencial basado en computador empleando señales electrooculográficas orientado a personas discapacitadas

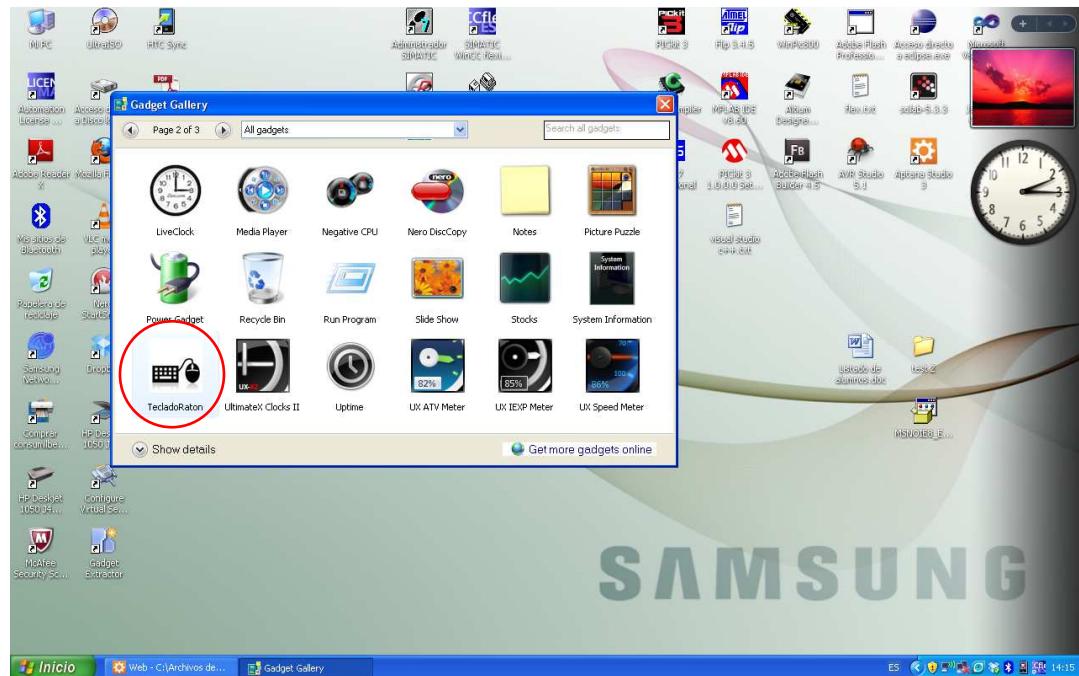


Fig. 62. Icono del *gadget* TecladoRatón desarrollado.

En la siguiente pantalla tenemos el *gadget* en la *Side Bar*. Como el *gadget* está minimizado sólo se puede utilizar el ratón.



Fig. 63. *Gadget* TecladoRatón activo en el escritorio.

Para la programación el *gadget* se ha utilizado el *software* Aptana Studio 3 empleando los lenguajes HTML, CSS y JavaScript. En la figura 64 se muestra el *gadget* maximizado. Ahora se puede utilizar el ratón y el teclado.

6.- Sistema de escritura en computador mediante señales electrooculográficas



Fig. 64. Gadget TecladoRatón maximizado con el teclado desplegado.

En la siguiente captura de pantalla (figura 65) se observa cómo se realiza la configuración de los parámetros de recepción del gadget.



Fig. 65. Configuración de los parámetros de recepción del gadget.

El programa desarrollado traduce las coordenadas recibidas en movimientos de ratón que permiten seleccionar las teclas, y de esta forma, escribir en cualquier aplicación que se encuentre instalada en el computador, ya sea en un programa de procesamiento de textos o accediendo a internet de una forma no convencional.

6.4.- Problemas y soluciones

Han sido varios los problemas que se han encontrado a lo largo del desarrollo del proyecto, algunos debidos a fallos humanos y otros por dificultades inherentes a la naturaleza de las señales a medir y los elementos empleados para su medida.

En cuanto a los fallos humanos los ha habido, unas veces en lo referente al propio diseño como a la implementación del sistema. Los referentes a la naturaleza de las señales serán los que se comenten más en profundidad a lo largo de este apartado.

El ruido y las interferencias cobran importancia a la hora de trabajar con biopotenciales. Esto se debe al bajo nivel de tensión de las señales sometidas a estudio, en comparación con las señales ajenas al sistema que provocan errores en las medidas.

Se tratan a continuación las diferentes causas que pueden inducir a un error en la medida. Se clasifican según sea su origen, pudiendo hablar entonces de origen interno o externo al circuito de medida. Por tanto, lo habitual es hablar de ruido cuando el origen es interno y normalmente aleatorio, y la interferencia tiene su origen en elementos o dispositivos externos al sistema de medida.

6.4.1.- Influencia del potencial de modo común

Existen dos maneras en las que un alto potencial de modo común causa interferencias. La primera tiene que ver con las características del amplificador empleado, y como se comentó en el apartado 6.2.1 el amplificador de instrumentación proporciona una razón de rechazo en modo común finita, por tanto la interferencia causada por V_{cm} se ve eliminada en gran parte pero no en su totalidad.

La segunda y más importante forma de influir en el sistema, tiene lugar cuando las impedancias de los electrodos o las impedancias de entrada son diferentes, entonces la tensión de modo común se traduce en la existencia de una tensión diferencial a la entrada del amplificador. A esta tensión se le llama V_{d2} para diferenciarla de la V_{d1} que es también diferencial pero provocada por el acoplamiento con el equipo.

$$V_{d2} = V_{cm} \left(\frac{Z_{c1}}{Z_{c1} + Z_{e1}} - \frac{Z_{c2}}{Z_{c2} + Z_{e2}} \right) \quad (10)$$

La tensión V_{d2} es la razón principal por la que se debe minimizar en lo posible la tensión en modo común a la entrada del amplificador de biopotenciales.

De nuevo, para reducir el valor de V_{d2} tanto los electrodos utilizados como las impedancias de entrada del amplificador deben ser iguales entre ellos. Como ya se explicó en el subapartado 5.3, la impedancia que caracteriza la interfaz del electrodo sobre la epidermis no es del todo controlable, por eso cuanto menor sea la componente V_{cm} y mayores sean las impedancias de entrada del amplificador, menor será la influencia como tensión diferencial.

La componente continua varía en relación a factores tales como:

- Perturbaciones ocasionadas por otros biopotenciales (EEG, EMG, etc.).
- Luminosidad ambiente.
- Variaciones en el potencial corneo-retinal.
- Variaciones producidas en los electrodos, posicionamiento y química.
- Estado del usuario (ansiedad, cansancio, etc.).
- Movimientos de la cabeza.

6.4.2.- Ruido del sistema

Se engloba con este término al ruido que introduce el sistema, es decir, el ruido térmico que se genera en las resistencias y el que introducen los integrados.

En cuanto a los componentes activos se refiere, en el mercado existe gran variedad que proporcionan un bajo nivel de ruido y además su coste no es elevado. Ejemplo de ello son los operacionales OP07 utilizados en el diseño del prototipo.

Por tanto, la mayor parte de ruido es generado por los elementos pasivos, especialmente los resistivos, la densidad espectral de ruido, expresada en (V/\sqrt{Hz}) se puede calcular mediante la expresión 38.

$$e_n = \sqrt{4KTR} \quad (38)$$

Siendo:

- K la constante del Boltzmann, $1,38 \cdot 10^{-23} (J/K)$.
- T la temperatura absoluta ($^{\circ}K$).
- R el valor de la resistencia (Ω).

6.4.3.- Interferencias capacitivas e inductivas de red en el sistema

La interferencia producida por la red eléctrica es sin duda la que afecta en mayor grado la señal de EOG. Los campos eléctricos y magnéticos generados por la red eléctrica afectan tanto al usuario como al dispositivo de medida.

Se pueden clasificar en interferencias causadas por:

1. Campo eléctrico.

- Acoplamiento capacitivo a los cables.
- Acoplamiento capacitivo a los electrodos.
- Acoplamiento capacitivo al usuario.

2. Campo magnético

- Interferencias sobre el usuario.
- Interferencias en el bucle de medida.

6.4.3.1.- Interferencias capacitivas

El origen de las interferencias de campo eléctrico es mayoritariamente capacitivo y se modela con condensadores. Han sido varios los autores que han estudiado estas interferencias de red, entre ellos podemos citar a Webster [10] o Pallás-Areny [27]. El problema se puede analizar según muestra la figura 66, dividiendo las interferencias en:

- Interferencia por acoplamiento del usuario.
- Interferencias por acoplamiento a los electrodos y cables.

Se puede apreciar que C_b y C_p se corresponden al acoplamiento de red con el usuario, mientras que C_{e1} y C_{e2} se corresponden al acoplamiento de red con cada uno de los electrodos.

Así mismo Z_{e1} , Z_{e2} y Z_{e3} , representan la impedancia de los electrodos en contacto con la piel del usuario. Mientras que Z_{e1} y Z_{e2} hacen referencia a las impedancias de entrada de modo común del amplificador.

Los valores típicos de las capacidades C_p y C_b son [10]:

- $C_p \rightarrow 0,2\text{-}20 \text{ pF}$.
- $C_b \rightarrow 100 \text{ pF - } 1\text{nF}$.

En el esquema de la figura 66 se puede observar cómo el usuario no está conectado directamente a tierra. Así, considerando el cuerpo humano un volumen conductor a la frecuencia de red se inducirá en él una corriente de desplazamiento que en la figura se representa con I_d ; esta corriente fluye desde la línea de alimentación a tierra a través del cuerpo del usuario.

Si el amplificador está conectado con el usuario, parte de la corriente I_d fluirá a tierra a través de la impedancia Z_{e3} . Esa porción de I_d causa una diferencia de potencial entre el potencial medio al que se encuentra el cuerpo y el terminal común del amplificador de biopotencial; se le denomina potencial de modo común y en la figura 66 se representa con V_{cm} .

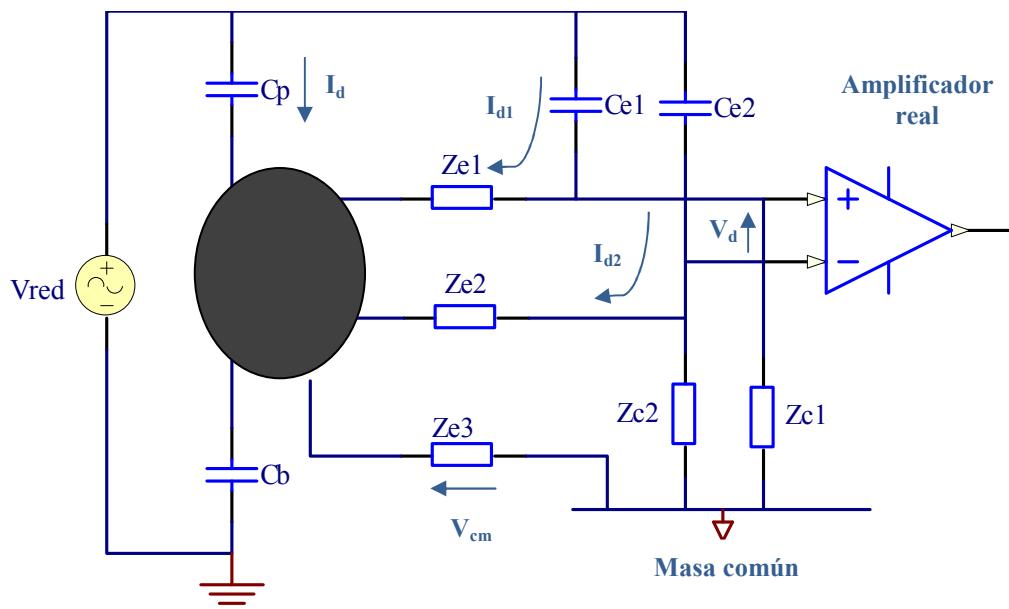


Fig. 66. Modelo para el análisis de las interferencias de red.

Otra fuente de interferencias en las medidas bioeléctricas resulta del acoplamiento capacitivo de la red con los cables y electrodos. Las corrientes inducidas que circulan por ambos cables serán: I_{d1} e I_{d2} . Éstas fluyen por el cuerpo a través de los electrodos y de ahí a tierra a través de C_b y de Z_{e3} . Debido a que las impedancias del interfaz electrodo-piel no son iguales, incluso en ocasiones pueden variar bastante, ambas corrientes también diferirán entre sí produciendo una tensión diferencial a la entrada del amplificador que responde a la expresión:

$$V_{d1} = I_{d1}Z_{e1} - I_{d2}Z_{e2} \quad (39)$$

Para intentar reducir las interferencias capacitivas se adoptan las siguientes medidas:

- Uso de electrodos de buena calidad con impedancias iguales.
- Uso de cable apantallado.
- Uso de amplificador de instrumentación con impedancias de entrada elevadas y con una CMRR alta.
- Circuito de realimentación de usuario mediante electrodo de referencia.

6.4.3.2.- Interferencias inductivas

En cuanto a las interferencias de campo magnético o interferencias inductivas, pueden alcanzar el sistema de dos maneras. La primera es induciendo una corriente en el cuerpo del usuario que propicie una caída de tensión en los electrodos. La segunda y más habitual es debida a la fuerza electromotriz que se induce en el bucle que forman los cables de medida. El potencial dependerá de la densidad del campo magnético y de la superficie que encierre el bucle. Se calcula la ley de Faraday:

$$fem = -\frac{d}{dt} \int \vec{B} d\vec{s} \quad (40)$$

Es evidente que el campo magnético que más interfiere en el sistema es el producido por la red eléctrica, aunque puede haber otros de origen variado como electrodomésticos, luz, fuentes de alimentación, etc.

Para evitar este tipo de interferencias es muy importante trenzar los cables que van desde los electrodos al equipo de medida, a fin de minimizar la superficie que atraviesa el campo magnético. Esto se aprecia manera gráfica en la figura 67.

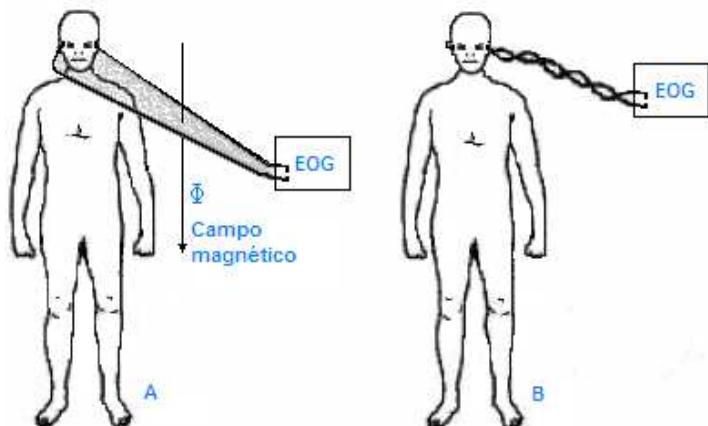


Fig. 67. Reducción de la interferencia inductiva trenzando los cables.

6.4.4.- Interferencia de electromiograma

El origen de esta interferencia reside en la actividad muscular del propio usuario. El usuario deberá, en la medida de lo posible, permanecer con la cabeza inmóvil en el periodo de utilización del sistema.

Las señales EMG o de movimiento de párpados son las responsables de los picos de amplitud, como se puede apreciar en la figura 68, los cuales obedecen tanto a movimientos voluntarios como involuntarios afectando a la interpretación de la señal. Se estudió la posibilidad de usar estos movimientos como señales de control o validación, ya que se puede distinguir perfectamente el número de parpadeos voluntarios, pero el análisis de los picos de tensión sugirió que al menos en esta primera experiencia hubiese sido muy difícil distinguir entre parpadeos voluntarios e involuntarios.

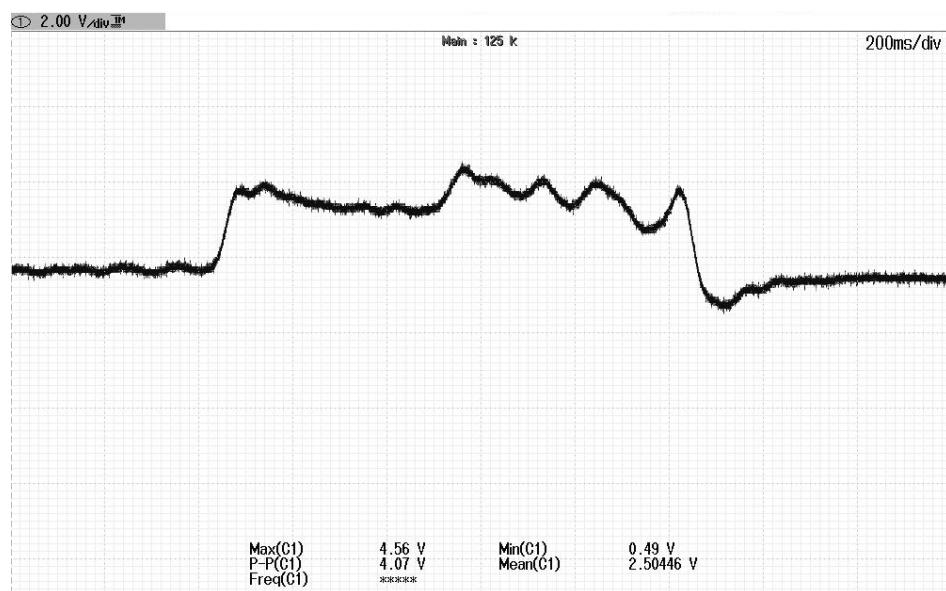


Fig. 68. Efecto del parpadeo en la señal.

Se puede apreciar en la figura 69 (a) un parpadeo involuntario y en (b) otro ejerciendo más fuerza sobre los párpados que lo normal en un parpadeo común. Sin embargo, la intensidad de los parpadeos involuntarios es muy variable con lo que no se puede establecer un patrón definido que permita distinguirlos de los voluntarios.

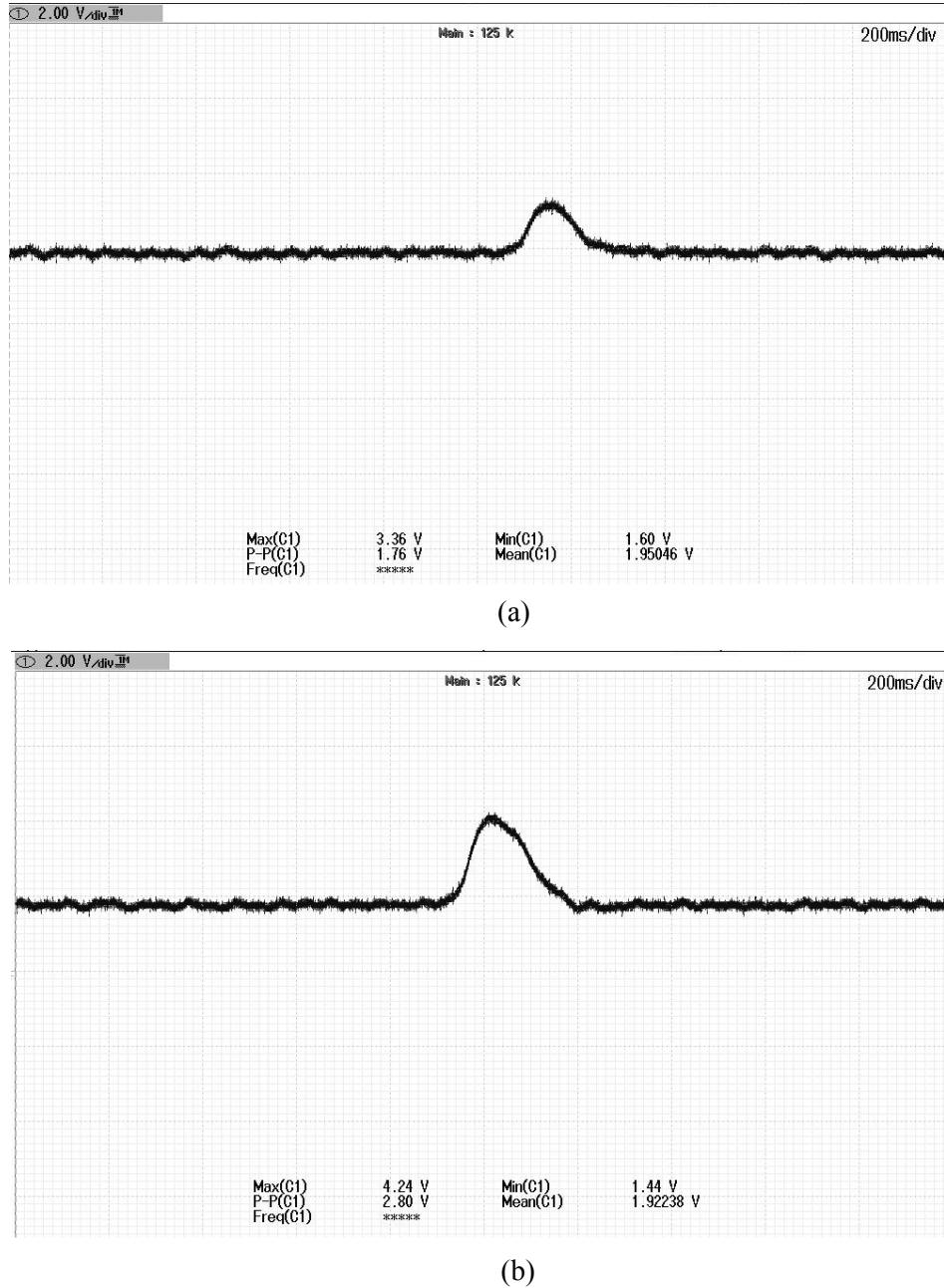


Fig. 69. Efecto de un parpadeo involuntario (a) y voluntario (b).

6.4.5.- Interferencia en el interfaz electrodo-usuario

Como se expuso en el apartado 5.3, la impedancia de los electrodos debe ser lo menor posible, para que la etapa de amplificación esté poco cargada y así minimizar el efecto de las interferencias en modo común.

Hay que tener en cuenta que para cada electrodo adosado a la piel del usuario existen dos interfaces y en cada una de ellas aparecerá un potencial debido a las concentraciones iónicas presentes. En el interfaz electrodo-electrolito, en los electrodos Ag/AgCl utilizados, ese potencial se fija en 222 mV; sin embargo, en el

interfaz electrolito-piel es más complicado fijar el potencial debido a la variación del estrato córneo a lo largo de la epidermis. Los potenciales originados por los propios electrodos en contacto con la piel podrían saturar el amplificador si son demasiado grandes y si la ganancia de la etapa de preamplificación también lo es.

Al problema del *offset* en continua (potenciales de contacto), se le añaden los denominados artefactos por movimiento, es decir, las variaciones en el potencial de contacto de los electrodos con la piel, cuando se someten a esfuerzos mecánicos tales como la presión, desplazamiento o estiramiento de la piel, que se traducen en interferencias en un rango de frecuencias muy bajo, menores de 1 Hz.

En definitiva, los electrodos se deben fijar bien al usuario para que no se muevan, y es recomendable limpiar la piel antes de utilizar el equipo.

6.4.6.- Correlación entre los canales

Como se dijo en el apartado 5.4, existe una cierta correlación entre los canales como se ve en la figura 70, donde la señal amarilla se corresponde con el canal vertical y la verde con el horizontal. Esta relación puede afectar a la interpretación de los movimientos oculares y se debe en gran medida al movimiento de los electrodos, con lo que influirá sobremanera la correcta colocación de los mismos.

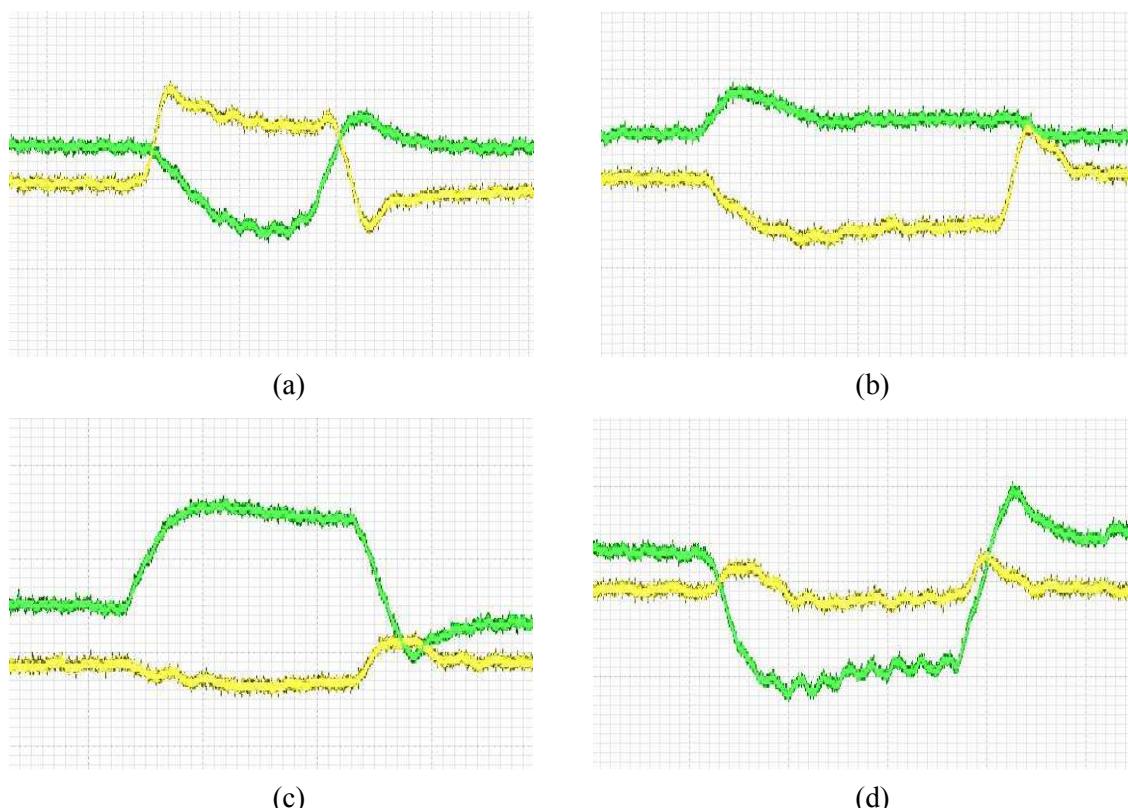


Fig. 70. (a) Mirada hacia arriba; (b) hacia abajo; (c) a la derecha; (d) a la izquierda.

Se observa que cuando se realiza una mirada hacia arriba hay mayor influencia entre los dos canales. Cuando se produce un parpadeo involuntario como el mostrado en la figura 71, este afecta principalmente al canal vertical aunque si es de mayor intensidad afecta también al canal horizontal.



Fig. 71. Influencia en los canales de un parpadeo involuntario.

6.4.7.- Otros tipos de interferencias

Las interferencias que se han mencionado se pueden englobar en lo que se llamaría interferencias debidas a la captación de las señales o al propio dispositivo. Sin embargo, se debe tener en cuenta que pueden aparecer otras interferencias debidas a equipos que se encuentran próximos al sistema como son las provocadas por el transformador de la fuente de alimentación o el rizado de la misma.

Es importante dotar al dispositivo de una caja o recubrimiento que lo proteja de este tipo de interferencias.

7.- PRESUPUESTO

En la siguiente tabla se recoge un presupuesto del prototipo básico a modo orientativo.

Concepto	Modelo	Fabricante	Precio/und	Unidades	Precio
Conector	PS/2 6 pines	Lumberg	2,8 €	1	2,8 €
USB macho	48037	Molex	0,99 €	1	0,99 €
Amplificador operacional	OPO7DRZ	Analog Devices	0,87 €	16	13,92 €
Amplificador de instrumentación	INA118U	Burr-Brown	7,87 €	2	15,74 €
Microcontrolador	dsPIC30F3013-SO	Microchip	4,96 €	1	4,96 €
Cristal 7,37 MHz	-	IQD	1,2 €	1	1,2 €
Pulsador	SW074	-	0,38 €	1	0,38 €
Regulador 5V	μA78L05A	Texas Instruments	0,15 €	1	0,15 €
Regulador 3,3 V	MIC5205	MICREL	0,84 €	2	1,68 €
Driver USB UART	FT232R	FTDI chip	6,08 €	1	6,08 €
Módulo XBEE	XB24-Z7WIT-004	Digi	26,97 €	2	53,94 €
LEDs	TLMG(S)1100	Vishay	0,29 €	3	0,87 €
Resistencias	Varios	Yageo	0,05 €	49	2,45 €
Potenciómetro	50 KΩ	Bourns	1,22 €	2	2,44 €
Condensadores	220 μF	Panasonic	0,43 €	2	0,86 €
	1 μF	Panasonic	0,62 €	4	2,48 €
	3,3 μF	Panasonic	0,65 €	2	1,3 €
	varios	Panasonic	0,46 €	60	27,6 €
Conector 5 pines	PS1, 5/2-5.0-H	Phoenix contact	1,65 €	1	1,65 €
Tira de pines	-	-	0,75 €	1	0,75 €
Electrodos	-	Meditrace	0,1 €	5	0,5 €
Cables electrodos	-	Meditrace	9,25 €	5	46,25 €
Placa de fibra de vidrio	100 x 160 mm	CIF	3,45 €	1	3,45 €
					TOTAL 192,44 €

8.- NORMATIVA Y ASPECTOS LEGALES

Al abordar el diseño de dispositivos electrónicos que deban entrar en contacto directo con personas, se debe de tener en cuenta la seguridad tanto de los usuarios sobre los que se va a utilizar, como de los operarios al mando del equipo. Es evidente que entre ellos, se encuentran los dispositivos destinados al uso médico, encargados de realizar diagnósticos, tratamientos o vigilancias, dentro de los cuales se puede englobar el sistema aquí expuesto.

Los niveles de seguridad que deben cumplir los equipos electro-médicos están normalizados bajo estándares especiales, con el fin de minimizar los riesgos existentes. Esto es así, debido a que los pacientes o residentes de áreas hospitalarias suelen ser más susceptibles a los peligros de la corriente eléctrica.

Tanto en el ámbito internacional como nacional existen varias organizaciones que regulan la seguridad de este tipo de dispositivos, entre ellas se pueden citar [28]:

- IEC (The International Electrotechnical Commission).
- UL (Underwriters Laboratories, Inc).
- AAMI (Association for the Advancement of Medical Instrumentation).
- CENELEC (Comité Européen de Normalisation Electrotechnique).
- AENOR (Asociación Española de Normalización y Certificación).
- NFPA (National Fire Protection Association).

De las consultas realizadas, se desprende que los estándares publicados en las normas de IEC son adaptados a nivel europeo por CENELEC, y tienen su correspondiente versión nacional adaptada y publicada por AENOR.

Por tanto, la norma bajo la que se diseña el prototipo, es la IEC-60601 adaptada y publicada para la Unión Europea como EN 60601 y cuyo equivalente en AENOR es UNE-EN 60601.

En un principio, la normativa está pensada para la comercialización del aparato, y no solo tiene en cuenta los aspectos puramente técnicos o de diseño, pero debido a la naturaleza de éste proyecto y que se trata de un diseño único y específico que no está destinado a su comercialización, sólo nos centraremos en los aspectos técnicos de diseño que deben observarse para que el equipo mantenga un nivel teórico de seguridad y fiabilidad suficientes.

8.1.- Reglamentación y disposiciones consideradas

Dentro del territorio comunitario, para los equipos médicos, hay cuatro directivas a tener en cuenta:

- Directiva **89/336/CEE** sobre compatibilidad electromagnética (EMC) y sus modificaciones 91/263/CEE, 92/31/CEE y 93/68/CEE.
- Directiva **93/42/CEE** relativa a los productos sanitarios y sus modificaciones 98/79/CE, 2000/70/CE y 2001/104/CE. Instrucciones técnicas en norma EN-60601.
- Directiva **2002/95/CE** sobre restricciones a la utilización de determinadas sustancias peligrosas en aparatos eléctricos y electrónicos (RoHS).
- Directiva **2002/96/CE** sobre residuos en aparatos eléctricos y electrónicos (RAEE).

Las Directivas RoHS y RAEE son de consideración medioambiental.

La Directiva RoHS prohíbe la puesta en el mercado de aparatos electrónicos que contengan en sus componentes: Cadmio, plomo, mercurio, cromo hexavalente, polibromobifenilos (PBB) o polibromodifeniléteres (PBDE).

El seguimiento de la normativa permite disponer de una guía con la cual dotar al diseño de unos requisitos mínimos de seguridad y fiabilidad acorde con la legislación internacional y garantizar el mínimo impacto sobre el medioambiente por parte del aparato, pero no la certificación de éste conforme cumple estos requisitos legalmente, ya que no se dispone de medios ni recursos y no es el objetivo de este proyecto.

8.2.- Directivas consideradas en la ejecución del diseño

A continuación se hace referencia a las disposiciones del articulado de las Directivas que afecten al diseño del prototipo y que han sido contempladas, así como las posibles consecuencias de su aplicación al diseño dentro de los parámetros que se han delimitado para este proyecto.

8.2.1.- Directiva 89/336/CEE sobre compatibilidad electromagnética

El sistema diseñado, está excluido doblemente de la Directiva sobre EMC por el Artículo 2. Por una parte, por el punto 1 de dicho artículo, al tratarse de un aparato pasivo, es decir, que no emite perturbaciones electromagnéticas; y debido a que difícilmente se puede ver afectado por estas ya que opera en una banda de frecuencia muy baja y restrictiva por requisitos funcionales de diseño.

Por otro lado, queda excluido totalmente por el punto 2 del Artículo, al tratarse de un tipo de aparato que está armonizado por una normativa específica: la directiva 93/42/CEE, mediante su norma EN-60601, eximiendo del cumplimiento de la directiva sobre EMC.

8.2.2.- Directiva 93/42/CEE sobre aparatos de uso sanitario

El sistema diseñado, como equipo dirigido a personas discapacitadas, está sujeto a las consideraciones que establece la Directiva 93/42/CEE (en adelante “Directiva”) sobre seguridad, producción, calidad y comercialización en equipos sanitarios. Se tendrán en cuenta sólo los aspectos de esta directiva que atañen a seguridad del aparato.

Se contempla la Directiva en su artículo 3 [29], correspondiente a los requisitos esenciales que deberá cumplir el producto según su finalidad. Los requisitos esenciales se recogen en el Anexo I de la Directiva.

En cuanto a los requisitos generales, se asegura que el prototipo diseñado no debe comprometer el estado clínico ni la seguridad de los usuarios cuando se utilice con la finalidad prevista. Se han eliminado los riesgos en la medida de lo posible, se han utilizado las medidas de protección adecuadas y se informa a los usuarios de los riesgos que corren, todo ello cumpliendo con el Anexo I.

Los otros Artículos y Anexos no son aplicables a este proyecto ya que regulan el proceso de fabricación, calidad y certificación.

8.2.2.1.- Clasificación de los sistemas médicos.

El artículo 9 de la Directiva indica que los equipos médicos se clasifican en cuatro categorías según el riesgo que plantean para el paciente, contemplándose distintas aplicaciones de la norma según su clasificación, especialmente a lo relativo a la certificación del producto.

Las reglas de clasificación se regulan por el Anexo IX de la Directiva. El sistema diseñado se define por el punto 1 del Anexo como “*producto activo terapéutico*”. Se trata de un producto activo ya que necesita para su funcionamiento una fuente de energía eléctrica y terapéutico ya que está destinado a restaurar funciones en el contexto del alivio de una lesión o deficiencia.

El punto III, Regla 1 especifica que el sistema diseñado queda clasificado en el apartado I a efectos de la Directiva.

Quedar englobado dentro de la clase I supone que el prototipo puede entrañar bajo riesgo para los usuarios. Este riesgo es evaluado en función de la capacidad de generar descargas eléctricas, por tanto, se deberá equipar con las protecciones adecuadas.

Las definiciones completas de estos términos, o de otros, se pueden consultar en la referencia [29].

Por lo tanto, cuando el equipo está alimentado con fuente de alimentación externa, no deben de existir medios de conexión a tierra. Además en el hipotético caso de que el dispositivo se comercializase, se debería proteger al mismo con una carcasa aislante.

La clasificación que se incluye en la Directiva (clases I, II y III) está basada según el tipo de protección contra descargas eléctricas. Además, los fabricantes de equipos médicos, pueden clasificar sus productos según el grado de protección que éstos aporten en sus partes aplicables frente a las corrientes de fuga. En España también se adoptan las pautas marcadas por la IEC en este caso. Los diferentes tipos de dispositivos según esta clasificación se detallan a continuación:

Una segunda clasificación relativa al instrumental médico se puede hacer según las medidas de seguridad adoptadas por el fabricante para prevenir las corrientes de fuga, esto es, el tipo de seguridad que aspiran a alcanzar.

- **Tipo B:** todos los equipos pertenecientes a las clases I, II o III que provean protección contra corrientes de fuga y conexión a tierra, si es el caso. Los equipos tipo B no tendrán partes aplicadas sobre el paciente directamente.
- **Tipo BF:** equipos de tipo B que poseen partes o entradas aplicadas sobre el paciente. Indica que las partes aplicadas están aisladas del resto del aparato de tal manera que las corrientes de fuga que fluyen del paciente a tierra no exceden los límites indicados aún cuando un voltaje

igual al 110% del indicado para la alimentación del aparato está presente entre la parte aplicada y tierra.

- **Tipo CF:** similar al BF, pero se da cuando las partes aplicadas están provistas de un nivel mayor de protección que permiten incluso la conexión directa al corazón.

Por parte aplicada se entiende cualquier elemento activo o pasivo que está en contacto directo con el paciente como pueden ser unos electrodos.

En esta tabla se especifican las corrientes de fuga (*leakage current*) permitidas para los distintos tipos de protección adoptadas en condiciones normales y en condiciones de fallo. Las corrientes auxiliares son aquellas que son producidas por el aparato intencionadamente para determinar ciertos parámetros, como la resistividad de los tejidos, por ejemplo.

Condition	Equipment Type					
	B		BF		CF	
	Normal	Single fault	Normal	Single fault	Normal	Single fault
Ground leakage current	0.5	1	0.5	1	0.5	1
Enclosure leakage current	0.1	0.5	0.1	0.5	0.1	0.5
Patient leakage current	0.1	0.5	0.1	0.5	0.01	0.05
Patient leakage current (with power line voltage on the applied part)	—	—	—	5	—	0.05
Dc patient auxiliary current	0.01	0.05	0.01	0.05	0.01	0.05
Ac patient auxiliary current	0.1	0.5	0.1	0.5	0.01	0.05

Tabla 5. Corrientes de Fuga según tipo de protección (en mA) ^[30].

El tipo de seguridad adoptada se certifica mediante pruebas que miden las corrientes de fuga en el aparato en condiciones normales y en condiciones de fallo (Tabla 6). No se dispone de los recursos necesarios para realizar dichas pruebas pero es evidente que los electrodos del prototipo diseñado se aplican directamente sobre el usuario y por tanto resulta fácil catalogar como de tipo BF al sistema desarrollado.

8.2.3.- Directiva 2002/95/CE sobre restricciones de sustancias en aparatos electrónicos

La Directiva RoHS establece en su artículo 2, punto 1, las clases de aparatos que deben cumplir la Directiva según la clasificación realizada en el Anexo IA de la Directiva 2002/96/CE sobre residuos en aparatos eléctricos y electrónicos (RAEE).

Según la Directiva RAEE, los equipos médicos se clasifican como aparatos electrónicos de clase 8. Según el Artículo 2 de la Directiva RoHS, quedan exentos de cumplirla ya que la clase 8 no está incluida en dicho Artículo. Por ello, podrán contener sustancias peligrosas que prohíbe la Directiva para otro tipo de aparatos electrónicos pero deberán contemplar la Directiva RAEE cuando estos, por la finalización de su vida útil, se conviertan en residuos.

No obstante, aunque el sistema estaría eximido de cumplir dicha Directiva, como no hay ninguna de las sustancias prohibidas que tengan una función crítica en su funcionamiento, se utilizarán elementos que cumplan con la Directiva RoHS para realizar su construcción y se indicará cuando esto no haya sido posible para que se pueda efectuar una eliminación más respetuosa con el medioambiente.

8.2.4.- Directiva 2002/96/CE sobre residuos en aparatos electrónicos

La Directiva RAEE no es una norma de mercado único, y puede diferir entre los estados miembros. Su aplicación se hará de acuerdo con la legislación local.

La Directiva tiene por objetivo la concienciación sobre el reciclaje de los aparatos eléctricos y electrónicos y promover el diseño y desarrollo de productos que sean más fácilmente reciclables al final de su vida útil. Así, deja la función de promover y legislar sobre reciclaje en manos del estado, aconsejando las líneas de actuación que deberían observarse.

Según lo dispuesto en el Artículo 4 sobre diseño del producto, se adopta la Directiva RoHS en la elección de los componentes del sistema para facilitar el posterior reciclaje del mismo y que este cause el menor impacto posible en el medioambiente.

Así mismo, en caso de comercializarse se realizará un listado de los componentes que deben ser desmontados para su reciclaje y tratamiento selectivo por separado a efectos de garantizar la aplicación del artículo 4 de la Directiva 75/442/CEE; según lo indicado por el artículo 6, punto 1, sobre Tratamiento de la directiva RAEE y lo dispuesto en el Anexo II de la misma.

Las partes que no puedan ser recicladas mediante tratamiento específico por el receptor del aparato, deberán ser devueltas para que se realice el reciclaje apropiado.

8.3.- Consideraciones de la normativa EN-60601 según directiva 93/42/CEE.

El sistema diseñado no está sujeto a ninguna norma específica ya que no está incluido como aparato específico en ninguna referencia de la norma EN-60601 [31].

Seguidamente se detallan las instrucciones técnicas (IT) de la norma que han sido contempladas para la realización del proyecto.

8.3.1.- IT-16.201 Envolvente

El prototipo, si se comercializase, estaría provisto de una envolvente aislante y duradera, que proporcionase protección contra el contacto directo con partes activas del circuito y también con aquellas que pudiesen llegar a serlo en caso de fallo.

Si la alimentación del prototipo corre a cargo de la fuente de alimentación externa del laboratorio, como se ha implementado, se ha de disponer de protección contra las sobrecargas y protección contra los cortocircuitos, además de poseer un transformador de seguridad que evite cualquier camino a tierra de las corrientes. Si se realizase una conexión con la polaridad equivocada no supondría riesgo alguno para el usuario, no se puede decir lo mismo del dispositivo, ya que puede resultar dañado si esto ocurre.

La norma fija una tensión de seguridad, a la que denomina "Muy Baja Tensión de seguridad para usos Médico" (MBTSM), cuyo valor eficaz no excede los de 24 V en AC o 60 V en DC.

Dado que en el prototipo, ningún elemento está alimentado a tensión superior a ± 12 V en DC y que cuando se desconecta, no hay elementos que hagan que siga cargado a tensiones que pudiesen ser problemáticas en cuanto a la seguridad; se puede decir que cumple con la limitación de MBTSM. Además, la fuente de alimentación permite la visualización de la corriente y la tensión de salida.

8.3.2.- IT-17.201 Separación eléctrica

Las partes aplicables están separadas eléctricamente de las partes activas, se evita así que se pueda cerrar cualquier bucle de corriente a través del usuario o riesgo de electroshock por fallo de los sistemas conectados. Este requisito se satisface gracias a la utilización de un optoacoplador, que separa la parte del

circuito encargada de la captación de biopotenciales y su acondicionamiento del computador; proporcionando de esta manera una transmisión segura y correcta de la señal. Las alimentaciones y las masas que se le proporcionan al optoacoplador, para que éste realice la función deseada, están completamente aisladas.

8.3.3.- IT-19.201. Corrientes de fuga

8.3.3.1.- IT-19.201.1 Corrientes de fuga en la envolvente

La disposición de un buen aislamiento es importante, pero en ocasiones aun con su presencia, se pueden producir derivas de corriente a través del usuario, denominadas corrientes de fuga. Por ejemplo, el acople entre un cable activo y la envolvente de un equipo, puede crear corrientes de fuga de magnitud considerable.

Según la normativa, en condiciones normales, la corriente de fuga del aparato desde o entre partes del sistema no debe exceder los 0,1 mA, siendo las corrientes de fuga derivadas a tierra. Se puede garantizar este valor debido al bajo consumo de corriente de los elementos utilizados y sobre todo a la baja corriente de desviación que tiene el amplificador de instrumentación, 10 nA de valor máximo; siendo el elemento que está conectado en serie con las partes aplicables del circuito.

Por otra parte, si el usuario se encuentra a un potencial más alto de lo normal y las corrientes que circulan por él hacia las partes aplicables tienden a crecer, el dispositivo cuenta con circuitos de protección presentes en el amplificador de instrumentación frente a sobrecargas; estos circuitos no permiten que las corrientes superen los 1,5 mA. Esto es debido al bajo consumo de los elementos activos escogidos, el uso de baja tensión y el aislamiento del usuario mediante elementos activos.

No se puede verificar el correcto aislamiento de las partes en el aparato ya que no se dispone de los recursos para realizar el ensayo de rigidez dieléctrica que indica el capítulo 20 de la Norma CEI 60601-1, pero los elementos de aislamiento cumplen dicha normativa y están certificados por el fabricante mediante sus propios ensayos.

8.3.3.2.- IT-19.201.2 Corriente de fuga de usuario

El aparato diseñado tendrá una protección contra corrientes de fuga de paciente equivalente a la clase BF. Dicha corriente no superará los 0.1 mA en condiciones normales. La protección está configurada por la realimentación activa del usuario mediante un amplificador de alta impedancia ($>106 \Omega$).

8.3.4.- IT-49.201 Interrupción de la alimentación

La interrupción y restauración de la alimentación del equipo no generará un riesgo a la seguridad del usuario debido al aislamiento y al hecho de que la función del equipo no es monitorizar procesos vitales del usuario.

8.3.5.- IT-56.3.201 Conexiones

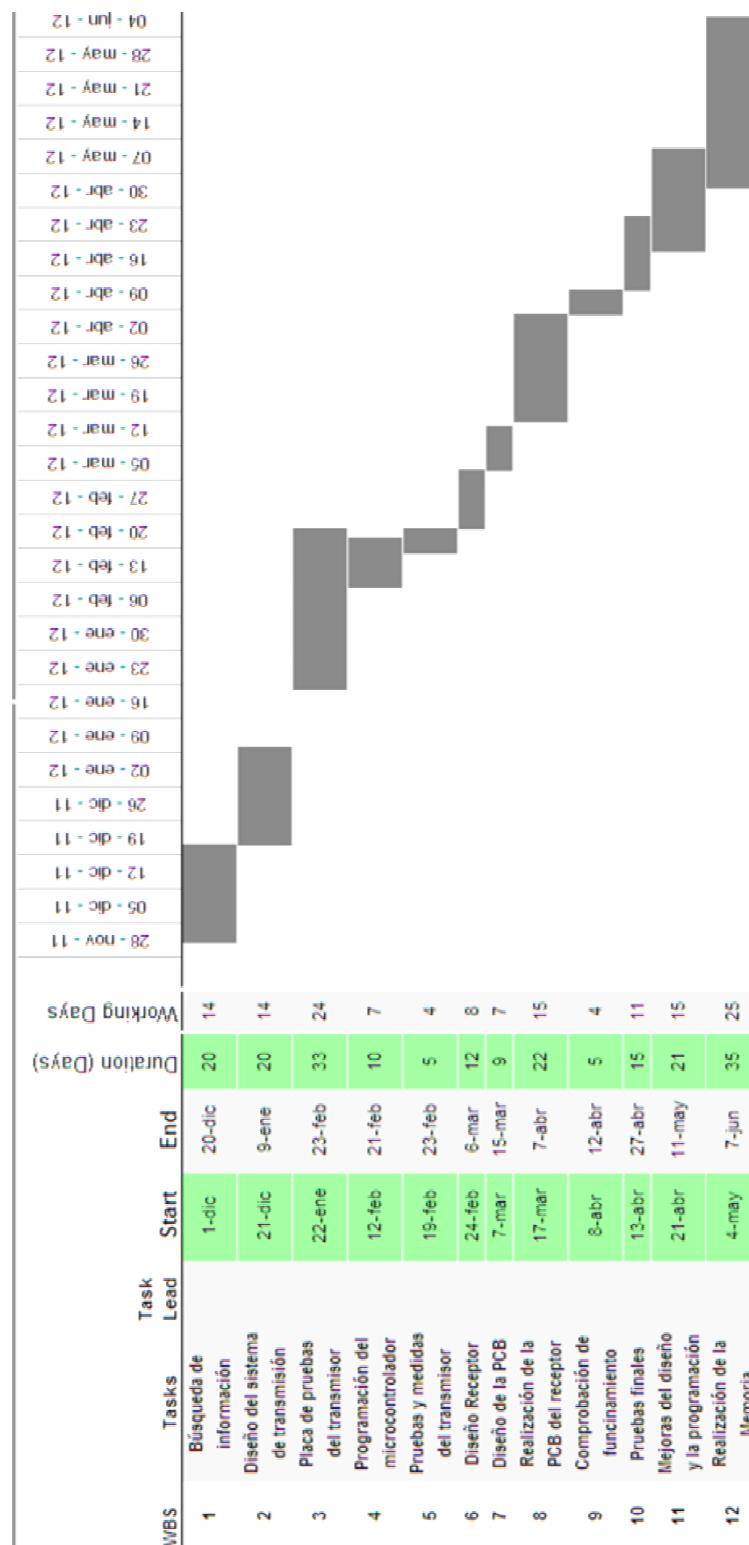
No se puede garantizar el cumplimiento de la normativa en este apartado debido a que no se controla el diseño de los electrodos ni su fabricación y no se tiene conocimiento del entorno donde se trabajará con el equipo.

Aunque las clavijas de conexión son de tipo estándar para este tipo de aparatos, se debe indicar en la envolvente del aparato gráficamente este posible riesgo para el usuario.

8.3.6.- IT-57.10.201 Dispositivos de separación

Los dispositivos de aislamiento deberán tener unas líneas de fuga no inferiores a los 1.6 mm y distancias en el aire de 0.8 mm o superiores.

9.- CRONOLOGÍA DEL PROYECTO



10.- CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

La realización de un proyecto de estas características supone una cierta disciplina, metodología, búsqueda de información, pruebas, errores, etc. Esto dota a quien lo realiza de una experiencia enriquecedora, nuevos conocimientos, capacidad para enfrentarse a nuevos problemas y la sensación de estar mejor preparado para su desempeño profesional. Es una experiencia muy recomendable, que une dos campos como son electrónica e informática que están enormemente relacionados.

El haber conseguido desarrollar un prototipo funcional con unos costes reducidos, que puede llegar a ser útil a muchas personas, es muy satisfactoria. Los resultados conseguidos animan a seguir investigando en la misma línea, desarrollando nuevas aplicaciones e intentando que el producto final sea más cómodo, portable y fiable.

Como aplicaciones del proyecto se pueden destacar todas aquellas relacionadas con la accesibilidad para personas discapacitadas. Una vez pasado un corto periodo de tiempo para la adaptación al dispositivo, un sistema de estas características podría mejorar ostensiblemente su calidad de vida, acercándoles de una manera inimaginable el mundo de las nuevas tecnologías con todas las consecuencias que ello conlleva. Desde la navegación por la red a los aspectos puramente lúdicos, desde la posibilidad de escribir e incluso hablar mediante sintetizadores de voz a la capacidad de moverse controlando una silla de ruedas motorizada. Controlar interruptores, persianas, cortinas, puertas, etc. desde un interfaz gráfico sin necesidad de moverse. La capacidad para dotar de cierta independencia a personas físicamente impedidas es inmensa.

En el caso de personas no discapacitadas también se pueden beneficiar de esta tecnología, puesto que un médico podría controlar ciertos equipos mientras tiene ocupadas sus manos, un piloto podría manejar un interfaz donde controlar aspectos de un avión sin separar sus manos de los mandos, un operador podría manejar las cámaras de un robot remoto tan solo con mirar donde desea, etc.

Como se puede apreciar, las posibilidades son enormes y aquí tan solo se han enumerado algunas de ellas.

Como futuras líneas de trabajo se puede intentar crear nuevas funcionalidades o mejorar las ya existentes, algunas de ellas se exponen a continuación:

- Utilizar integrados alimentados entre 0 y 5 voltios para simplificar la alimentación.
- Diseñar un sistema de alimentación mediante baterías que permita hacerlo portable.
- Diseñar un sistema más ergonómico para adquisición de las señales electrooculográficas.
- Simplificación, reducción en el número de electrodos, con posibilidad de utilizar una simple cinta elástica para la sujeción.
- Realizar pruebas en pacientes con distintos grados de parálisis para obtener valiosos datos en cuanto al mejor modo de adaptar el dispositivo a estas personas.
- Incorporar un sistema de predicción de textos y una distribución eficiente de los comandos, según su probabilidad de uso, que permita reducir el tiempo de ejecución.
- Incluir un sintetizador de voz que permita expresar el mensaje en forma oral.

11.- REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] El ojo humano y sus partes.
Biología en la guía 2000.
www.biologia.laguiia2000.com/biologia/el-ojo-humano-y-sus-partes
- [2] Información sobre la visión saludable.
National Eye Institute.
www.nei.nih.gov/health/espanol/saludable/saludable.asp
- [3] Globo ocular y formación de la imagen.
Biología.
www.lcqbiologia.blogspot.com
- [4] Anatomía del ojo humano.
Anatomía.
www.anatomia.tripod.com/ojo.htm
- [5] Tipos de movimientos oculares.
Eye-movement & Pupilometry Research Group.
www.uned.es/eyemovements-lab/links/tipos_movimientos.htm
- [6] Síntesis visual del habla.
Y. Blanco, A. Villanueva, R. Cabeza.
Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica. Universidad Pública de Navarra.
www.cfnavarra.es/salud/anales/textos/vol23/n1/revis1a.html
- [7] Eye-Based Interaction In Graphical Systems: Theory & Practice.
Andrew Duchowski, Clemson University.
Siggraph 2000, Course Notes.
- [8] Eye trackers.
Cad engineering services.
www.cadengineering.co.in/home-6/products/eye-trackers.
- [9] Development of an Electro-Oculography (EOG) Measurement System
C. Fabian, M. Fuller, B. Guo, X. Lin, M. Kavanagh.
Vestibular and Balance Center, University of Virginia, 2002.
www.researcher.nsc.gov.tw/public/8905
- [10] Medical Instrumentation: Applications and Design.
John G. Webster.
John Wiley and sons. 4^a Edición. 2007.

- [11] Transductores y medidores electrónicos
Varios autores.
Marcombo, 1977.
- [12] Aplicación de electrooculografía para ayuda a minusválidos.
R. Barea, L. Boquete, M. Mazo, E. López, L.M. Bergasa.
Departamento de Electrónica. Universidad de Alcalá.
Revista Española de Electrónica, Vol 539, Octubre 1999, pp 85-88.
- [13] Corriente eléctrica: efectos al atravesar el organismo humano.
Luis Pérez Gabarda, 1995.
Ministerio de trabajo y asuntos sociales.
Instituto nacional de seguridad e higiene en el trabajo.
www.mtas.es/insht/ntp/ntp_400.htm
- [14] Aspectos particulares de los efectos de la corriente eléctrica (I).
Luis Pérez Gabarda, 1997.
Ministerio de trabajo y asuntos sociales.
Instituto nacional de seguridad e higiene en el trabajo.
www.mtas.es/insht/ntp/ntp_437.htm
- [15] Sistemas de protección contra contactos eléctricos indirectos.
Joseph Mestre Rovira, 1983.
Ministerio de trabajo y asuntos sociales.
Instituto nacional de seguridad e higiene en el trabajo.
www.mtas.es/insht/ntp/ntp_071.htm
- [16] Reanimación cardiopulmonar: primeros auxilios.
José Luis Moliné Marco, 1989.
Ministerio de trabajo y asuntos sociales.
Instituto nacional de seguridad e higiene en el trabajo.
www.mtas.es/insht/ntp/ntp_247.htm
- [17] Primeros auxilios: quemaduras.
José Luis Moliné Marco, Mª Dolores Solé Gómez, 1999.
Ministerio de trabajo y asuntos sociales.
Instituto nacional de seguridad e higiene en el trabajo.
www.mtas.es/insht/ntp/ntp_524.htm
- [18] EagleEyes Project.
J. Gips, P. DiMattia, F. X. Curran, P. Olivieri.
Computer Science Department, Boston College.
www.bc.edu/schools/csom/eagleeyes

- [19] BioMuse.
BioControl Systems.
www.biocontrol.com
- [20] The Cyberlink.
Brain Actuated Technologies.
www.brainfingers.com/cyberlink.htm
- [21] Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales.
James M. Fiore.
Thomson. 2002.
- [22] Instrumentación electrónica.
M. A. Pérez García, J. C. Álvarez Antón, J. C. Campo Rodríguez,
Fco. J. Ferrero Martín, G. J. Grillo Ortega.
EPSIG. Universidad de Oviedo.
Thomson. 2004.
- [23] Circuitos microelectrónicos.
H. Muhammad Rashid.
Thomson. 2000.
- [24] Designing amplifier circuits: How to avoid common problems.
Analog Devices. Application note: AN-937.
- [25] Fundamentos y electrónica de las comunicaciones.
E. Sanchís.
Universitat de Valencia. 2004.
- [26] Tratamiento digital de señales.
John G. Proakis, Dimitris G. Manolakis.
Prentice Hall. 3^aEdición. 1998.
- [27] A Comprehensive Model for Power Line Interference in Biopotential Measurements.
M. Fernández Chimeno, Ramón Pallas-Areny.
IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol 49, n^o3.
- [28] Normalización de productos electromédicos en la Unión Europea.
M. Fernández.
Grup de compatibilitat electromagnética. Universitat Politècnica de Catalunya. 2004.

- [29] Directiva 93/42/CEE.
Ministerio de Industria, Turismo y Comercio.
www.ffii.nova.es/puntoinfomcyt/Directivas.asp?Directiva=93/42/CEE.
- [30] Design and Development of Medical Electronic Instrumentation – A Practical Perspective of the Design, Construction and Test of Medical Devices.
D. Prutchi, M. Norris.
John Wiley & Sons, Noviembre 2004.
- [31] Norma EN-60601-1.
www.aenor.es/desarrollo/normalización/normas.
www.dforum.net/index.php?topic=27748.msg1010615568.

ANEXO I. CÓDIGO FUENTE DEL MICROCONTROLADOR

EOG_TFM.c

```
-----  
// Configuración del dsPIC para la Tesis Fin de Máster en TICRM  
-----  
// Este programa toma las señales de los canales horizontal (AN0) y vertical (AN1)  
// los digitaliza, los filtra y envía al PC por el puerto serie asíncrono USART  
-----  
//-----  
// Archivos de cabecera  
  
#define __dsPIC30F3013__  
#include <p30f3013.h>  
#include <dsp.h>  
#include <math.h>  
#include <stdio.h>  
#include <uart.h>  
  
//-----  
// Bits de configuración  
  
FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL4);  
FWDT(WDT_OFF);  
FBORPOR(PBOR_OFF & PWRT_OFF & MCLR_EN);  
FGS(CODE_PROT_OFF);  
  
//-----  
// Definiciones  
  
#define Fcy 7370000  
#define NUM_SAMPLES 1  
  
// Variables externas generadas con el dsPIC Filter Design  
extern FIRStruct Filtro_FIR_EOG_HFilter;  
extern FIRStruct Filtro_FIR_EOG_VFilter;  
fractional filtrada_H, filtrada_V;  
  
fractional conversion_H, conversion_V;  
  
//-----  
// Subrutina para inicializar el TIMER3  
  
void inicializaT3 (void)  
{  
    int fsample = 500;  
    TMR3 = 0;  
    PR3 = (Fcy/fsample)-1;  
    T3CONbits.TON = 1;  
}  
  
//-----  
// Subrutina para inicializar el convertidor AD  
// El convertidor AD muestrea el canal 0 y 1, interrumpe cada vez que obtiene dos  
// muestras e inicia la conversión controlado por el TIMER3  
  
void inicializaAD (void)  
{  
    ADCON1=0b0000000001000100;
```

Anexo I.- Código fuente del microcontrolador

```
ADCON2=0b0000010000000100;
ADCON3=0b000001111111111;
ADCHS=0b0000000000000000;
ADPCFG=0b1111111111111100;
ADCSSL=0b0000000000000011;
}

//-----
// ISR del conversor. Interrupción del ADC

void _ISR _ADCInterrupt(void)
{
    IFS0bits.ADIF = 0;

    conversion_H = ADCBUF0;
    FIR (NUM_SAMPLES, &filtrada_H, &conversion_H, &Filtro_FIR_EOG_HFilter);

    conversion_V = ADCBUF1;
    FIR (NUM_SAMPLES, &filtrada_V, &conversion_V, &Filtro_FIR_EOG_VFilter);

    printf("%4f%4f\r", Fract2Float(filtrada_H),Fract2Float(filtrada_V));
}

//-----
// Configuracion Módulo UART

void conf_UART (void)
{
    U1BRG = 0b0000000000101111;
    U1MODEbits.UARTEN = 1;
    U1STA = 0b0000010000000000;
    TRISF = 0xFFFF;
}

//-----
// RUTINA PRINCIPAL -----
//-----

int main(void)
{
    FIRDelayInit (&Filtro_FIR_EOG_HFilter);
    FIRDelayInit (&Filtro_FIR_EOG_VFilter)

    conf_UART();
    inicializaT3();
    inicializaAD();

    T3CONbits.TON = 1;
    ADCON1bits.ADON = 1;
    IEC0bits.ADIE = 1;

    while(1){ }
}
//-----
//----- FIN -----
```

ANEXO II. ESQUEMAS ELÉCTRICOS

Número	Esquema
1	Sistema transmisor. Esquema general
2	Sistema transmisor. Capa superior (<i>Top</i>)
3	Sistema transmisor. Capa inferior (<i>Bottom</i>)
4	Sistema transmisor. Capa <i>Top overlay</i>
5	Sistema receptor. Esquema general
6	Sistema receptor. <i>Top, Bottom</i> y <i>Top overlay</i>

Relación de componentes

Sistema transmisor

Nombre	Descripción	Valor
JP1	ConeCTOR de los electrodos, PS/2 6 pines	
JP2	Pulsador de reset	
JP3	ConeCTOR de alimentación 6 pines	
JP4	ConeCTOR de programación del microcontrolador	
XTAL1	Cristal	7,37 MHz
U1	Amplificador operacional OP07D	
U2	Amplificador de instrumentación INA118U	
U3	Amplificador operacional OP07D	
U5	Amplificador operacional OP07D	
U6	Amplificador operacional OP07D	
U7	Amplificador operacional OP07D	
U8	Amplificador operacional OP07D	
U9	Amplificador operacional OP07D	
U10	Amplificador operacional OP07D	
U11	Amplificador de instrumentación INA118U	
U12	Amplificador operacional OP07D	
U13	Amplificador operacional OP07D	
U14	Amplificador operacional OP07D	
U15	Amplificador operacional OP07D	
U16	Amplificador operacional OP07D	
U17	Amplificador operacional OP07D	
U18	Amplificador operacional OP07D	
U19	Microcontrolador PIC16F876-20/SO	
U20	Regulador μ A78L05A	
U21	Regulador MIC 5205	

Anexo II.- Esquemas eléctricos

R1	Resistencia	1 MΩ
R2	Resistencia	1 MΩ
R3	Resistencia	10 KΩ
R4	Resistencia	22 KΩ
R5	Resistencia	22KΩ
R6	Resistencia	1,2 KΩ
R7	Resistencia	1 MΩ
R8	Resistencia	1 MΩ
R9	Resistencia	3,3 MΩ
R10	Resistencia	2,2 KΩ
R11	Resistencia	22 KΩ
R12	Resistencia	1,8 KΩ
R13	Resistencia	18 KΩ
R14	Resistencia	270 Ω
R15	Resistencia	33 KΩ
R16	Resistencia	47 KΩ
R17	Potenciómetro	50 KΩ
R18	Resistencia	270 Ω
R19	Resistencia	270 Ω
R20	Resistencia	270 Ω
R21	Resistencia	270 Ω
R22	Resistencia	270 Ω
R23	Resistencia	1 MΩ
R24	Resistencia	1 MΩ
R25	Resistencia	10 KΩ
R26	Resistencia	22 KΩ
R27	Resistencia	22 KΩ
R28	Resistencia	1,2 KΩ
R29	Resistencia	1 MΩ
R30	Resistencia	1 MΩ
R31	Resistencia	3,3 MΩ
R32	Resistencia	2,2 KΩ

R33	Resistencia	22 KΩ
R34	Resistencia	1,8 KΩ
R35	Resistencia	18 KΩ
R36	Resistencia	270 Ω
R37	Resistencia	33 KΩ
R38	Resistencia	47 KΩ
R39	Potenciómetro	50 KΩ
R40	Resistencia	270 Ω
R41	Resistencia	270 Ω
R42	Resistencia	270 Ω
R43	Resistencia	270 Ω
R44	Resistencia	270 Ω
R45	Resistencia	47 KΩ
C1	Condensador	100 nF
C2	Condensador	100 nF
C3	Condensador	150 nF
C4	Condensador	1 µF
C5	Condensador	330 nF
C6	Condensador	1 µF
C7	Condensador	150 nF
C8	Condensador	3,3 µF
C9	Condensador	100 nF
C10	Condensador	100 nF
C11	Condensador	150 nF
C12	Condensador	1 µF
C13	Condensador	330 nF
C14	Condensador	1 µF
C15	Condensador	150 nF
C16	Condensador	3,3 µF
C17	Condensador	22 pF
C18	Condensador	22 pF
C19	Condensador	470 pF

Anexo II.- Esquemas eléctricos

C20	Condensador	2,2 µF
C21	Condensador	100 nF
C22	Condensador	100 nF
C23	Condensador	100 nF
C24	Condensador	100 nF
C25	Condensador	100 nF
C26	Condensador	100 nF
C27	Condensador	100 nF
C28	Condensador	100 nF
C29	Condensador	100 nF
C30	Condensador	100 nF
C31	Condensador	100 nF
C32	Condensador	100 nF
C33	Condensador	100 nF
C34	Condensador	100 nF
C35	Condensador	100 nF
C36	Condensador	100 nF
C37	Condensador	100 nF
C38	Condensador	100 nF
C39	Condensador	330 nF
C40	Condensador polarizado (radial)	220 µF
C41	Condensador	100 nF
C42	Condensador	100 nF
C43	Condensador	100 nF
C44	Condensador	100 nF
C45	Condensador	100 nF
C46	Condensador	100 nF
C47	Condensador	100 nF
C48	Condensador	100 nF
C49	Condensador	100 nF
C50	Condensador	100 nF
C51	Condensador	100 nF

C52	Condensador	100 nF
C53	Condensador	100 nF
C54	Condensador	100 nF
C55	Condensador	100 nF
C56	Condensador	100 nF
C57	Condensador	100 nF
C58	Condensador	100 nF
C59	Condensador polarizado (radial)	220 µF
C60	Condensador	100 nF
C61	Condensador	100 nF
C62	Condensador	100 nF
C63	Condensador	100 nF
C64	Condensador	100 nF

Sistema receptor

Nombre	Descripción	Valor
JP1	Conector USB	
JP2	Conector XBee 10 pines	
JP3	Conector XBee 10 pines	
U1	Driver FT232	
U2	Módulo XBEE	
U3	Regulador MIC5205	
R1	Resistencia	1 KΩ
R2	Resistencia	1 KΩ
R3	Resistencia	1 KΩ
R4	Resistencia	330 Ω
C1	Condensador	10 µF
C2	Condensador	0,1 µF
C3	Condensador	0,1 µF
C4	Condensador	0,1 µF

