

Electromiógrafo con Estimulador Integrado

Coco, Nahuel Maximiliano
Buenos Aires, Argentina
UTN FRA – Ing. Electrónica
nahuelmccoco@gmail.com

Lesnianski, Ian
Buenos Aires, Argentina
UTN FRA – Ing. Electrónica
ianlesni@gmail.com

Macri, Leonel Eduardo
Buenos Aires, Argentina
UTN FRA – Ing. Electrónica
leonel.macri@hotmail.com

Abstract — En el presente informe se describe la investigación y el desarrollo de un electromiógrafo con estimulador integrado, equipo que permite realizar estudios de velocidad de conducción nerviosa al registrar los biopotenciales musculares que se generan por la actividad eléctrica en el cuerpo humano. Dicho trabajo se desarrolla en el marco de la asignatura “Proyecto Final” de la carrera Ingeniería Electrónica de la Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Avellaneda, Argentina.

Keywords—*Electromiógrafo, Estimulador, Musculo, Nervio.*

I. INTRODUCCIÓN

El Estudio de Velocidad de Conducción Nerviosa permite conocer la velocidad con la que los impulsos eléctricos se propagan a través de los nervios. Basado en los resultados, se pueden determinar enfermedades nerviosas. Para poder recolectar los biopotenciales, se utilizan circuitos de muy bajo ruido y alta resolución, al mismo tiempo que se aísla y protege al paciente siguiendo normativas internacionales que proveen de recomendaciones para hacerlo de manera efectiva. De manera de aislar nervios y evaluarlos, se utilizan mecanismos de electroestimulación mediante un dispositivo adicional. Este se encargará de estimular los nervios en puntos específicos del cuerpo a un nivel tal que se genere un potencial de acción que active las fibras musculares. De forma sincrónica y al mismo tiempo que este efecto sucede, se deberá contar con electrodos que recolecten dicha propagación y que provean de esas señales tan pequeñas a un circuito que se encargue de amplificarlas y adecuarlas, de manera que puedan ser apreciadas por un profesional.

Este informe consta de una investigación realizada para la comprensión de la activación muscular y el entendimiento de cómo se propagan estas actividades eléctricas dentro del cuerpo humano. Luego, se procedió a desarrollar y construir un electromiógrafo que permite adquirir las señales provenientes de los electrodos superficiales para que sean digitalizadas y proyectadas en una pantalla al profesional. Se estudiarán las mejores prácticas de estimulación ya que forman un papel clave en los estudios de velocidad de conducción nerviosa.

II. TEJIDO EXCITABLE Y ELECTROMIOGRAFÍA

La Electromiografía (EMG) es la medición de los biopotenciales que aparecen en las fibras musculares debido a una contracción muscular.

En el cuerpo, se manifiestan biopotenciales como resultado de la actividad electroquímica de cierto tipo de células, las células excitables. El tejido nervioso, muscular y glandular está compuesto por células excitables, que pueden conducir una señal y desencadenar una acción. La comunicación entre los nervios y fibras musculares se lleva a cabo por estas señales. Eléctricamente las células excitables

presentan un potencial de reposo y generarán un potencial de acción si son debidamente estimuladas.

En el cuerpo humano todo músculo esquelético está bajo control voluntario o reflejo de motoneuronas del sistema motor somático.

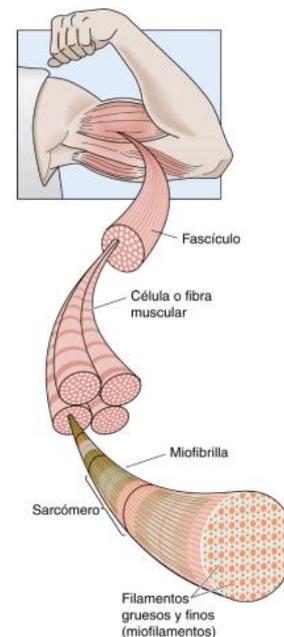


Fig. 1. Estructura del músculo esquelético.

La neurona es la célula componente principal del sistema nervioso, cuya función principal es recibir, procesar y transmitir información a través de señales químicas y eléctricas al resto del sistema. Una fibra muscular responde a una única motoneurona cuyo cuerpo celular reside en la médula espinal.

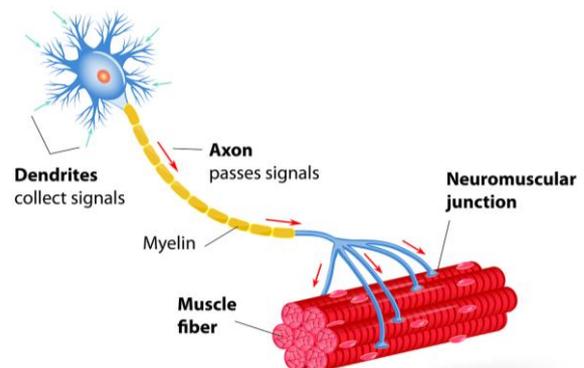


Fig. 2. Partes de una neurona motora.

El axón de una motoneurona se ramifica normalmente cerca de su terminación para inervar a unas pocas o muchas células musculares individuales. El grupo de fibras musculares inervadas por la totalidad de las ramificaciones colaterales de una sola motoneurona recibe el nombre de unidad motora.

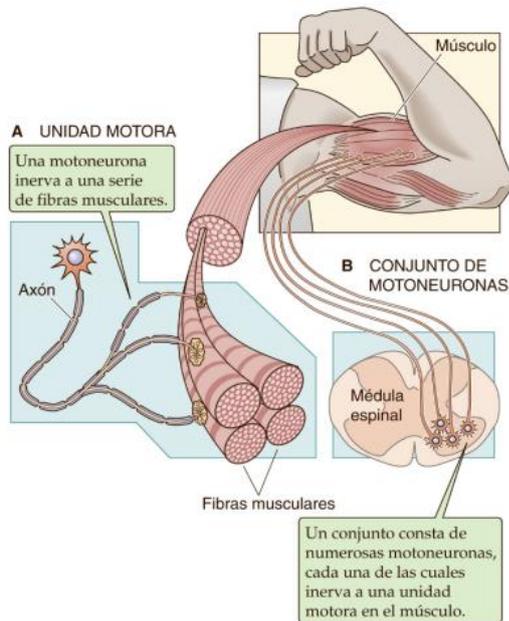


Fig. 3. Unidad motora y conjunto de motoneuronas.

Los nervios están compuestos por un gran número de axones, y estos están en contacto con cada fibra muscular que compone al músculo esquelético. Allí se establece un único punto de contacto sináptico con una fibra muscular esquelética, en la mitad de la longitud total de la fibra muscular. Esta región sináptica especializada se denomina unión neuromuscular.

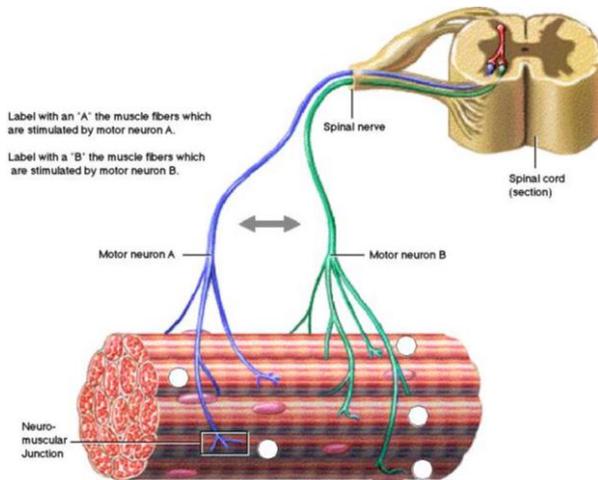


Fig. 4. Unión neuro-muscular.

Un músculo íntegro puede generar una amplia gama de fuerzas y un rango de contracción escalonada variando el número de unidades motoras excitadas dentro del músculo.

Cuando se produce una contracción muscular, habrá en la fibra muscular zonas de polarización y despolarización que son la fuente de señal. Al analizar la amplitud de la señal electromiográfica se tendrá una noción del número de

unidades motoras activas dentro del músculo durante la contracción registrada.

Cuanto mayor sea la contracción muscular realizada, mayor es el número de unidades motoras activas simultáneamente, y por lo tanto será mayor la amplitud de la señal EMG, ya que se producirán simultáneamente gran cantidad de potenciales de acción.

Para comprender qué son los potenciales de acción y cómo se manifiestan en las células que componen a los nervios y músculos, es necesario analizar la propiedad de excitabilidad eléctrica que presentan estos tejidos.

Como las células presentan una concentración de iones de sodio en su exterior (líquido extracelular) y una concentración de iones de potasio en su interior (líquido intracelular), existe una diferencia de concentraciones que crea un gradiente de difusión. La dirección de este gradiente hace que el interior de la célula sea más negativo respecto del medio exterior. Y como consecuencia se establece una diferencia de potencial transmembrana.

Si se inserta un electrodo en el interior de una célula inactiva, se medirá un potencial de reposo que es negativo y ronda los -70mV respecto del exterior. Pero como la célula no es hermética, permite el paso de distintos iones a través de canales ubicados en su pared celular, lo cual provoca un cambio en el valor del potencial de la membrana celular.

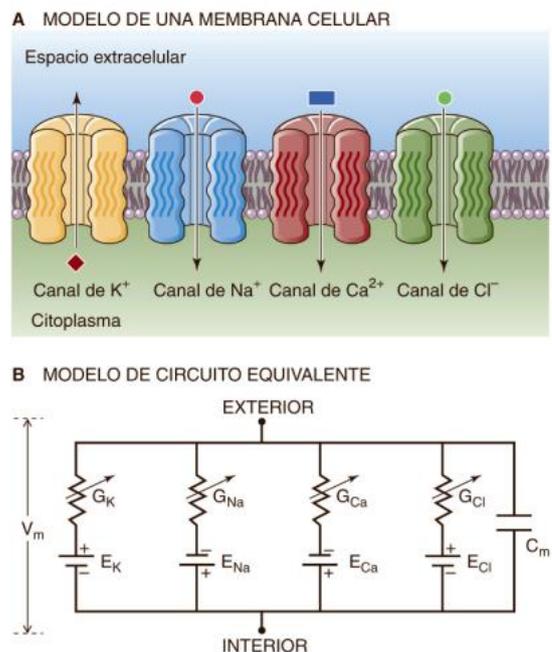


Fig. 5. Modelo de una membrana celular y su circuito eléctrico equivalente.

Se puede hacer una analogía con un capacitor de placas paralelas, donde las placas son el líquido extracelular e intracelular, y la carga de estas placas depende de la concentración de iones en ambos líquidos. El material dieléctrico será la membrana lipídica de la pared celular, que separa las cargas. Como la membrana tiene canales iónicos, permitirá el paso de ciertos iones que dan lugar a una componente de pérdida.

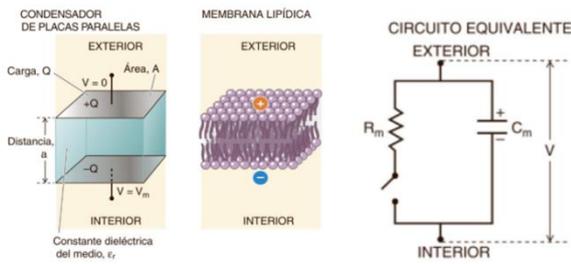


Fig. 6. Analogía de una membrana celular con un capacitor eléctrico de placas paralelas.

Al distribuirse las cargas debido al gradiente de concentración, se genera un campo eléctrico que inhibe el flujo de iones. Entonces, las fuerzas eléctricas y de difusión a lo largo de la membrana se oponen y alcanzan un equilibrio, dando lugar al potencial de reposo.

Cuando una neurona transmite información, su membrana celular permite el movimiento de iones y alcanza un potencial que supera cierto umbral de voltaje. Al superarlo se desencadena una respuesta espontánea de todo o nada llamada potencial de acción.

El potencial de acción es una perturbación transitoria breve y regenerativa del potencial de membrana.

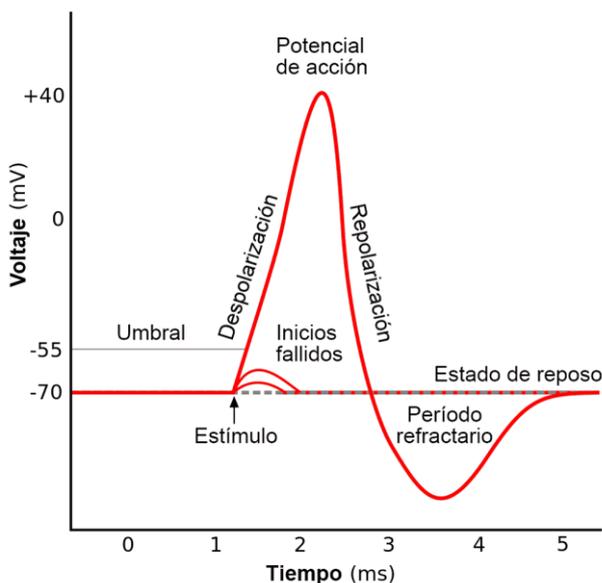


Fig. 7. Curva del potencial de acción.

Esa señal eléctrica se propaga a velocidad constante sin atenuarse a lo largo de las fibras nerviosas o musculares, y permite que el cerebro pueda recibir información de los órganos sensoriales o controlar los músculos y otros órganos efectores a través de nervios eferentes que parten del cerebro.

Como la membrana celular en reposo presenta un potencial negativo, se dice que está polarizada. Si el potencial se hace cada vez más negativo, se dice que se hiperpolariza. En caso contrario, al hacerse cada vez más positivo, se despolariza.

Cuando se estimula adecuadamente una célula excitable, esa estimulación, provoca una despolarización por sobre un nivel umbral y se desencadena un potencial de acción. La forma de este potencial se debe a los mecanismos reguladores

bioquímicos que afectan a la función de los canales iónicos que se encuentran en la membrana celular.

La característica todo o nada, significa que el potencial de membrana recorre un ciclo específico, donde el potencial cambia desde el nivel de reposo hasta un cierto valor, durante un tiempo determinado. La duración y amplitud dependen del tejido analizado, para una fibra nerviosa, la variación será de aproximadamente 120mV y durará 1ms. Hay que tener en cuenta que incrementos en la intensidad o duración del estímulo, más allá del necesario para exceder el valor umbral, producirán la misma respuesta, su forma no cambiará.

El potencial de acción se rige por la dependencia que tienen los canales iónicos del voltaje y el tiempo. El análisis temporal puede verse como una despolarización debida al incremento de la permeabilidad frente a los iones de sodio, seguido de un aumento similar pero tardío de la conductancia a los iones de potasio que desplaza el potencial nuevamente a su valor de equilibrio. Una vez que se dispara un potencial de acción, debe transcurrir cierto tiempo antes de que pueda repetirse el proceso, dado que presenta un periodo refractario. Durante ese periodo será imposible desencadenar un segundo potencial de acción, independientemente de la intensidad del estímulo aplicado. Esta característica refractaria surge de las propiedades de apertura y cierre que tienen los canales iónicos, y su solapamiento temporal durante el fenómeno del potencial de acción.

Este potencial se propagará por los axones, que conforman al nervio, debido a que las zonas activas harán que las zonas aledañas alcancen niveles de polarización suficientes para desencadenar la apertura de los canales iónicos que dan origen a un nuevo potencial de acción. Esa nueva porción de membrana estará activa un breve periodo de tiempo, luego se despolariza y hasta que no transcurra el periodo refractario no podía excitarse nuevamente. Así, el potencial de acción se irá propagando a lo largo de la fibra a velocidad y amplitud constante, transmitiendo información.

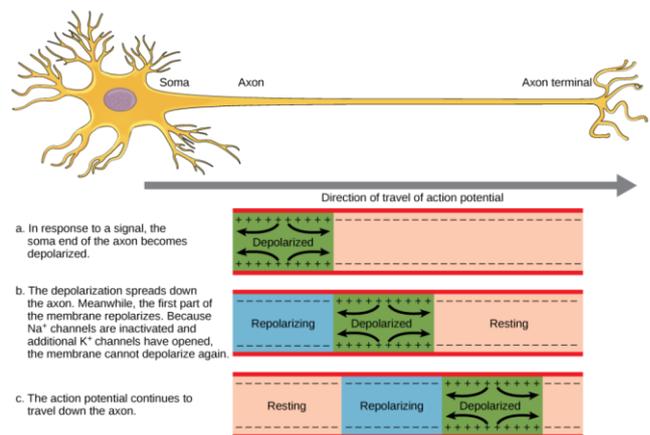


Fig. 8. Propagación del potencial de acción a través de la fibra muscular.

Cuando este potencial de acción llega a la juntura neuromuscular, se libera desde el nervio un neurotransmisor que desencadena una despolarización en la fibra muscular. Esa despolarización eleva el potencial de membrana por sobre el umbral de disparo, desencadenando un potencial de acción que se propagará a lo largo de la membrana superficial del músculo. A medida que el potencial de acción avanza superficialmente, viajará al interior de la fibra a través de unas

estructuras llamadas túbulos T y provocando allí la liberación de calcio.

El calcio interactúa con la estructura de las microfibrillas musculares dando lugar finalmente a la contracción muscular.

La aparición del potencial de acción se puede inducir de manera externa mediante estimulaciones transcutáneas como se verá en las siguientes secciones. Como la propagación es a velocidad constante, el retraso entre la aplicación del estímulo y la aparición del pico del potencial de acción aumentará linealmente con la distancia desde el punto de estimulación. Dicha característica da sustento a los estudios de conducción nerviosa.

Adicionalmente, cabe destacar que no toda la actividad eléctrica sobre las células excitables tiene como consecuencia una respuesta todo o nada. Si se lograra aplicar un pequeño estímulo de manera que el potencial de membrana se haga gradualmente más negativo, es decir un estímulo hiperpolarizante, la propagación no tendrá las mismas características que la de un potencial de acción. El mismo comportamiento tendrá un pulso polarizante que no alcance el umbral necesario.

La principal diferencia es que la amplitud del voltaje en la célula aumenta de manera proporcional a la intensidad del estímulo. En segundo lugar, dicha amplitud decae a medida que se propaga alejándose del punto de estimulación, debido a la pérdida pasiva de corriente eléctrica hacia el medio.

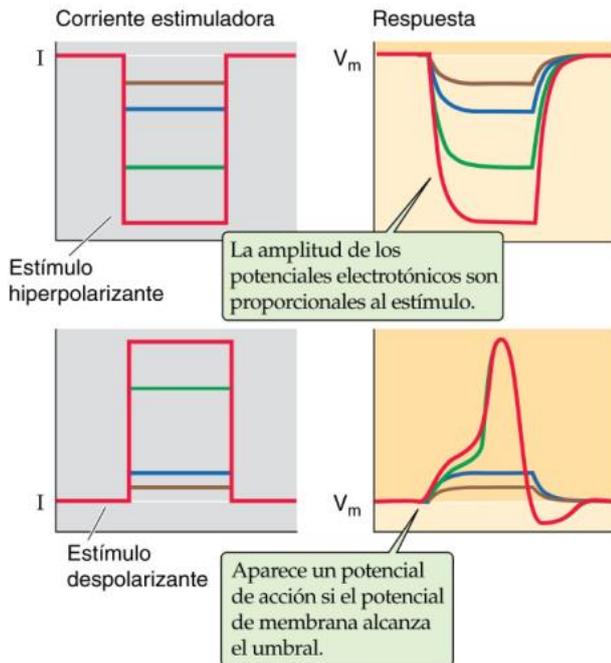


Fig. 9. Respuestas del potencial de membrana frente a estímulos hiperpolarizantes y despolarizantes.

En la siguiente figura se puede apreciar como el potencial de acción se mantiene constante tanto en velocidad, forma y amplitud, mientras que el potencial electrónico debido a un estímulo hiperpolarizante se ve atenuado a lo largo de la fibra.

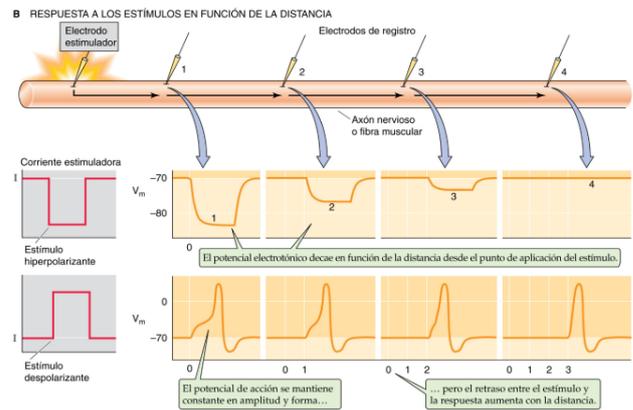


Fig. 10. Propagación de potencial electrotonico y potencial de acción a lo largo de la fibra muscular.

Al realizar una medición de la actividad electromiográfica colocando electrodos superficiales sobre el músculo de interés, la señal registrada está compuesta por la suma de los potenciales generados por las fibras musculares detectadas por los electrodos. Esa señal representa la actividad eléctrica de múltiples unidades motoras. Los potenciales de acción de cada unidad motora se detectan a cierta distancia de la fuente de biopotencial (la fibra muscular) y afectadas por el filtro pasa bajos conformado por el tejido que se encuentra en el camino hacia los electrodos de registro.

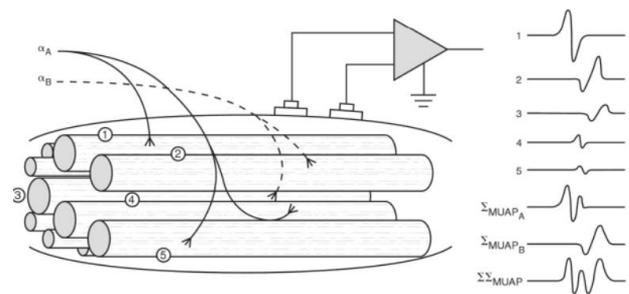


Fig. 11. Registro de la suma de los potenciales generados por múltiples unidades motoras a través de electrodos superficiales.

La forma de onda de esta señal compuesta es alterada considerablemente cuando existe alguna patología. En patologías neurológicas del sistema periférico, las terminales nerviosas se desnervan parcialmente de los músculos, provocando que los potenciales de acción viajen más lentos que en los axones sanos. Además, la excitabilidad del tejido varía y es más difícil iniciar un potencial de acción. Estas alteraciones son interpretadas por los especialistas para determinar el estado del sistema nervioso periférico.

III. ESTUDIOS DE VELOCIDAD DE CONDUCCIÓN NERVIOSA

A. Estimulación eléctrica del Sistema Nervioso Periférico

Esta técnica consiste en el uso de estimulaciones eléctricas sobre el Sistema Nervioso Periférico (SNP) con el fin de generar una contracción muscular a partir de la excitación de los nervios.

Los estímulos consisten básicamente en aplicar corriente eléctrica sobre el cuerpo, que luego se convertirá en corriente iónica dentro del tejido, capaz de transportar cargas eléctricas a través de las membranas de los tejidos excitables. De esta

manera se despolariza el nervio que sea objeto de estudio y se evaluará la respuesta fisiológica que permitirá diagnosticar diversas patologías.

La estimulación eléctrica se utiliza en el campo clínico y en el de la investigación, como una herramienta para estudiar las funciones neuromusculares in vivo.

A diferencia de las contracciones voluntarias, esta técnica permite realizar evaluaciones de manera estandarizada.

B. Estudios de Velocidad de Conducción Nerviosa (NCV)

Los estudios de conducción nerviosa permiten evaluar el comportamiento de los nervios periféricos, mediante la determinación de la velocidad de transmisión a lo largo de ellos.

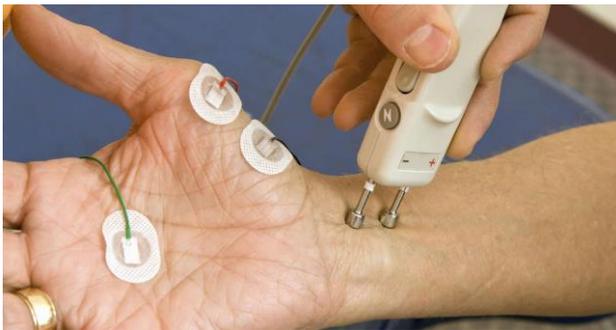


Fig. 12. Fotografía del brazo de un paciente a quien se le está realizando un estudio de Velocidad de Conducción Nerviosa.

A partir de la evaluación se determina si existe algún tipo de bloqueo en el nervio o en la inervación con el músculo.

Los nervios sanos envían señales eléctricas más rápido y con mayor amplitud que los nervios dañados, por lo tanto se puede analizar si existen demoras en la propagación que reflejan la presencia de alguna patología.

Durante el estudio, se estimulan los nervios con un impulso eléctrico y se registra la respuesta muscular utilizando electrodos superficiales que se colocan sobre el músculo que es controlado por el nervio estimulado.

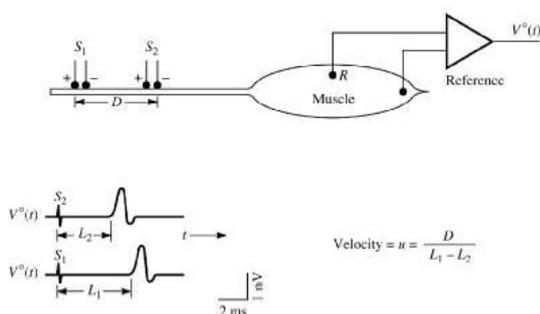


Fig. 13. Ejemplo de lo que podrían ser las curvas de respuesta registradas por los electrodos frente a dos estimulaciones diferentes.

Sabiendo que los potenciales de acción se propagan a velocidad constante, la velocidad de conducción nerviosa se calcula estimulando el nervio motor en dos puntos separados entre sí a una distancia conocida. Conociendo el tiempo que tarda en manifestarse la respuesta en el músculo para cada estímulo y la distancia a la cual se estimuló, se puede determinar la velocidad de propagación del nervio en cuestión.

Las fibras musculares son de un tamaño considerablemente mayor al de las fibras nerviosas, por lo tanto, la amplitud de los potenciales que se registran en los músculos es mayor a los que se registrarán sobre los nervios.

Además, la fuente de señal en el caso de los músculos se encuentra a una distancia mucho menor de los electrodos de registro, minimizando los efectos atenuantes del conductor volumétrico conformado por el tejido intermediario.

Teniendo esto en consideración, es conveniente realizar la medición sobre los músculos controlados por los nervios a estudiar. Esto puede realizarse utilizando electrodos superficiales o de inserción.



Fig. 14. Fotografía de un electrodo de inserción siendo colocado en un paciente.

La latencia y la velocidad de conducción son los parámetros más útiles a la hora de evaluar el estado del Sistema Nervioso Periférico, pero las características del potencial evocado sobre los músculos aportan información muy valiosa. La duración de este potencial evocado es importante, ya que la disminución de conductividad de algunas fibras nerviosas conlleva a la activación tardía de una porción del músculo. Si las fibras motoras tuvieran una superposición de los potenciales evocados que generaría una señal de corta duración y gran amplitud. Pero al disminuir la velocidad de alguna de estas fibras, los potenciales no estarán en fase produciendo una señal distorsionada, de menor amplitud y mayor duración.

C. Diagnóstico clínico

Estos estudios se valen de la estimulación de los tejidos excitables y las técnicas de electromiografía, para determinar la presencia, ubicación (juntura neuromuscular, músculo, axón), y extensión de enfermedades que dañen los nervios y los músculos. Así como también la evolución temporal de la enfermedad y la severidad de la misma.

Generalmente, el NCV se realiza junto con el EMG para determinar la diferencia entre un desorden muscular y un desorden nervioso, ya que el NCV detecta un problema en los nervios y el EMG detecta si el músculo está respondiendo correctamente frente al estímulo sobre el nervio.

Es importante saber que hay dos tipos de nervios. Los sensitivos (aférentes) que, por ejemplo, permiten sentir frío o

calor, y que transportan la información hacia el cerebro y por otro lado, los motores (eferentes), que transmiten la información desde el cerebro hacia los músculos. En nuestro caso de estudio nos enfocamos en el estudio de nervios eferentes.

Cuando se analizan enfermedades neuromusculares, se pueden encontrar:

- Patologías de la raíz nerviosa
- Patologías del sistema nervioso periférico
- Patologías de la unión neuromuscular
- Patologías musculares.

Las enfermedades que pueden ser diagnosticadas con el NVC incluyen:

- Síndrome de Guillain-Barré. Condición en la cual el sistema inmune ataca una parte del Sistema Nervioso Periférico (el Periférico es el que está conformado por los nervios y ganglios nerviosos que se extienden por fuera del Sistema Nervioso Central). Los primeros síntomas incluyen sensación de debilidad o sensación de cosquilleo en las piernas.
- Síndrome de túnel carpiano. Condición en la cual el nervio mediano, que va desde el antebrazo hacia la mano, empieza a estrangular en la muñeca por los tendones o ligamentos, causando dolor y entumecimiento en los dedos.
- Charcot-Marie-Tooth. Es una condición hereditaria que afecta a los nervios motores y sensoriales, causando debilidad en los pies y músculos bajos de las piernas.
- Hernia de disco. Esta enfermedad sucede cuando se rompen los cartílagos fibrosos que rodean los discos vertebrales. Esto ejerce presión en el nervio espinal causando dolor y dañando el nervio.
- Polineuropatía y neuropatía inflamatoria crónica debido a la diabetes o al alcoholismo. Los síntomas incluyen sensación de hormigueo o adormecimiento en un nervio o varios nervios simultáneamente.
- Problemas del nervio ciático.

D. Impedancia de carga

La estimulación eléctrica y el registro de biopotenciales se realiza por medio de electrodos superficiales aplicados sobre la piel. Para ambos casos, es necesario conocer la impedancia que presenta la interfase piel-electrodo y su modelo eléctrico equivalente a fin de interpretar correctamente las señales y, por ejemplo, predecir el comportamiento frente a una estimulación.

En primera instancia es necesario analizar brevemente la estructura de la piel. La capa más externa, la epidermis, juega el rol más importante en la interfase. Esta capa tiene la propiedad de regenerarse constantemente y su parte más externa consiste de células muertas cuyas características eléctricas difieren significativamente del tejido vivo. Las capas inferiores contienen componentes vasculares y nerviosas de la piel, así como folículos capilares y glándulas sudoríparas. De las componentes mencionadas, las glándulas sudoríparas tienen influencia en el análisis de la impedancia.

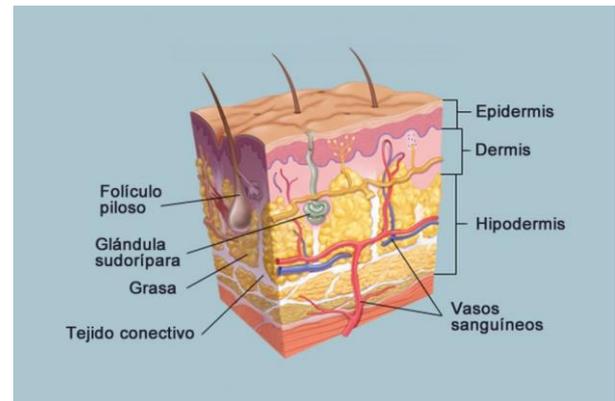


Fig. 15. Estructura de la piel

Si se busca estimular los nervios, las señales provenientes de los electrodos deben atravesar la epidermis, la dermis, las células contenidas por el tejido, capas adiposas, y el tejido conectivo antes de llegar a las fibras nerviosas motoras.

En caso de querer registrar los potenciales de acción de los músculos, el camino será el mismo pero en sentido inverso. Entonces, se puede definir el camino de la señal en dos secciones, una aislante y otra conductiva. La sección aislante será la epidermis, en especial su capa más superficial compuesta de células muertas. Y la conductora estará compuesta por las capas subsiguientes a la epidermis.

Cuando el electrodo superficial se coloca sobre la piel existirá una conexión eléctrica a través de un gel electrolítico. Esta interfase puede modelarse de la siguiente manera:

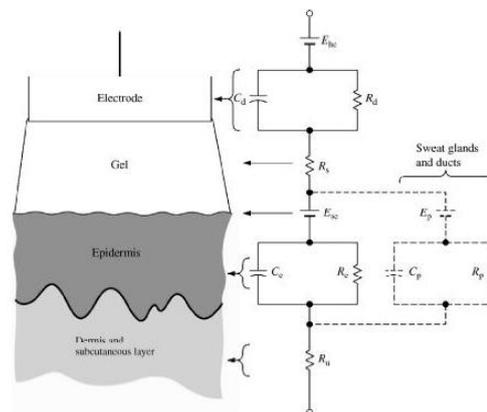


Fig. 16. Modelo eléctrico de la interfase electrodo-piel.

Si bien la siguiente figura es similar, permite visualizar un corte transversal de la interfase electrodo-piel bajo una estimulación:

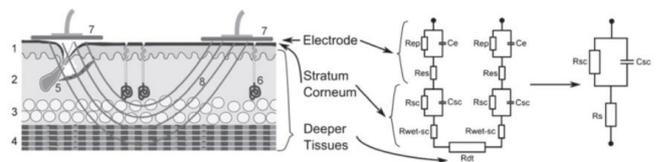


Fig. 17. Interfase electrodo-piel bajo estimulación.

El modelo se puede simplificar si se reduce el efecto de la epidermis removiendo las capas de piel muerta que conforman la capa exterior de la epidermis. Esto se logra frotando la superficie de la piel con un paño humedecido con alcohol. Se

elimina así la capa de células muertas y la grasitud de la piel, consiguiendo un mejor contacto con el electrodo. De esta manera se puede despreciar la influencia de E_{se}, C_e y R_e (Figura 16).

Es posible asignarles significado físico a los componentes del modelo. C_d representa el capacitor de doble capa que se forma por la distribución de cargas sobre el electrodo y la superficie del tejido. R_d representa la resistencia de pérdida propia de dicho capacitor. Al existir una diferencia de concentración iónica a través de la membrana, se genera un potencial de media celda E_{hc}, descrito por la ecuación de Nerst. La dermis y las capas subcutáneas tienen un comportamiento puramente resistivo.

La impedancia electrodo-tejido fue medida en múltiples investigaciones, donde se observó que su valor tiene una gran dependencia de la temperatura y la frecuencia. Para una superficie de un centímetro cuadrado, la impedancia de la piel varía entre 200KΩ a 1Hz hasta 200Ω a 1MHz. La temperatura tiene influencia debido a los cambios estructurales que genera en la piel, en especial la actividad de las glándulas sudoríparas que controlan la sudoración.

Se tomó como promedio una impedancia de carga de 1KΩ para el diseño del estimulador, definiendo el valor máximo de estimulación en 80mA (dando un amplio margen por sobre la corriente necesaria para los estudios de velocidad de conducción nerviosa) que implica que el estimulador debe aplicar una diferencia de potencial de 80V entre los electrodos.

E. Selección de la forma de onda de estimulación

a) *Seguridad*: Es necesario llevar a cabo una estimulación segura de músculos y nervios, utilizando procesos reversibles de inyección de carga. Las reacciones electroquímicas irreversibles pueden tener como producto la liberación de gases y, ácidos o soluciones alcalinas que dañan los tejidos. Otro tipo de daños irreversibles que tienen lugar en las estimulaciones involucran reacciones conocidas como Farádicas, de las cuales se pueden mencionar: oxidación de moléculas orgánicas, disolución de metales y oxidación salina.

Conceptualmente se ilustra el proceso de estimulación reversible como la carga y descarga de la capacitancia entre el electrodo y los fluidos del cuerpo.

Para que sea seguro deben evitarse:

- Procesos electroquímicos.
- Conversión de energía en calor.
- Ruptura dieléctrica que desemboca en unos pocos canales de alta densidad de corriente a lo largo de la piel, sitios de baja resistencia que se denominan “hot spots”.

b) *Fisiología de la interfase Electrodo-Tejido y daños en el tejido*: Es necesario estudiar el transporte de portadores de carga que darán lugar a la estimulación para poder comprender cuales son los parámetros críticos a la hora de realizar una estimulación de manera segura.

Al aplicar un estímulo eléctrico, se puede proceder no invasivamente colocando electrodos sobre la superficie de la

piel, o bien invasivamente aplicando electrodos de inserción sobre el nervio a estudiar.

Al entrar el electrodo en contacto con un medio fisiológico, se formará una interfase entre los dos medios. En el electrodo metálico y sus circuitos electrónicos asociados, los portadores de carga son los electrones, mientras que en el medio fisiológico, también llamado electrolito en términos electroquímicos, los portadores de carga son iones de sodio, potasio, cloro, etc.

Entonces, en la interfase electrodo-electrolito se da un proceso de transducción de portadores de carga, pasando de electrones en el electrodo de metal a iones en el electrolito.

En los sistemas de estimulación se colocan dos electrodos sobre el tejido a estimular, y se aplica una corriente eléctrica que circula entre los electrodos pasando a través del electrolito. El electrodo que desencadena la estimulación se conoce como electrodo de trabajo y el encargado de completar el circuito para la conducción de carga se denomina contra-electrodo.

La transferencia de carga entre la interfase electrodo-electrolito se da por medio de dos mecanismos: reacciones no Farádicas y reacciones Farádicas. La interfase electrodo-electrolito puede modelarse representando los fenómenos de transferencia.

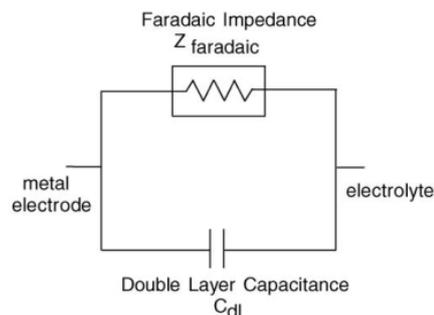


Fig. 18. Modelo eléctrico de la interfase electrodo-electrolito.

C_{dl} representa el capacitor de doble capa, representando la habilidad del electrodo de generar un flujo de carga en el electrolito sin transferir electrones.

Z_{faradic} es la impedancia Farádica, representando los fenómenos de reducción y oxidación donde se transfieren electrones entre las fases.

En las reacciones no Farádicas, no existe transferencia de electrones entre el electrodo y el electrolito, sino que se dan procesos de redistribución de iones y moléculas polarizadas que forman parte del electrolito. Si solamente se dieran procesos de transferencia no farádicos, la interfase podría modelarse como un capacitor llamado “capacitor de doble capa” representando el plano de carga que se produce en la superficie del electrodo de metal enfrentado al plano de cargas opuestas que presenta el electrolito. Este plano de cargas se debe al movimiento de moléculas polares que se orientan en la interfase y, los iones del electrolito que se combinan con el electrodo.

Si se fuerza una variación de la carga neta en el electrodo metálico (como ocurre durante las estimulaciones), se producirá una redistribución de carga en el electrolito.

Entonces, la inyección de cargas que se acumularon en el capacitor puede revertirse si se fuerza una corriente en sentido opuesto.

Esta característica reversible, permite recuperar la carga almacenada en el capacitor.

En las reacciones Farádicas, el electrodo transfiere cargas a través de procesos electroquímicos de reducción y oxidación de sustancias químicas presentes en el electrolito que dan lugar a la transferencia de electrones entre las dos fases.

A diferencia de los mecanismos capacitivos, las inyecciones de carga Farádicas forman productos en las soluciones que no pueden recuperarse totalmente invirtiendo la dirección de la corriente.

Estas reacciones se dividen en reversibles e irreversibles. En las reacciones reversibles, los productos electroquímicos se alejan lentamente de la superficie, produciendo una acumulación de carga en la superficie cercana al electrodo que puede ser parcialmente recuperada si se invierte la dirección de la corriente. En cambio, los productos que se generan en las reacciones farádicas irreversibles se difunden muy rápidamente y no dan lugar a una recuperación de carga. Estos productos son solubles en el electrolito, pueden precipitar, o formar gases dañando irremediablemente el tejido o los electrodos.

Estas reacciones tienen una dependencia exponencial de la elevación de potencial de interfase, fenómeno que se pone en manifiesto cuando se coloca una fuente de corriente entre el electrodo de trabajo y el contra-electrodo, y los electrodos se polarizan y se aleja el potencial de la interfase de su potencial de equilibrio. En principio la corriente circula únicamente por el capacitor, cargándolo. A medida que más y más carga es enviada a través de la interfase, el capacitor se sigue cargando y el potencial de interfase se incrementa. Debido a la dependencia exponencial del sobre elevamiento de potencial, la corriente farádica empieza a ser una porción significativa de la corriente total inyectada, desencadenando los procesos electroquímicos antes mencionados. Cuanto mayor sea la inyección de carga, mayor será el incremento del potencial de interfase, dando lugar a reacciones farádicas consecutivas cada vez más irreversibles.

Es evidente, entonces, que se debe implementar una metodología de estimulación que minimice los efectos irreversibles de inyección de carga. Dado que para inicializar un potencial de acción es necesario inyectar cantidades relativamente grandes de carga no es posible eliminarlos totalmente, pero sí reducir su efecto nocivo, evitando lo máximo posible la aparición de productos de reacciones farádicas irreversibles.

c) *Control de carga inyectada:* Teniendo en cuenta la naturaleza de los fenómenos que tienen lugar en la estimulación, es evidente que es crítico poder controlar la carga inyectada para evitar dañar los tejidos. Es necesario tener presente que el objetivo principal del estimulador es originar un potencial de acción mediante la despolarización de la membrana nerviosa y que esa despolarización está directamente relacionada con la cantidad de carga aplicada.

Existen dos métodos principales para controlar la inyección de carga en la estimulación: corriente constante y tensión constante. El término “constante” hace referencia a la

insensibilidad que tiene la fuente frente a la impedancia de carga que se presenta entre los electrodos.

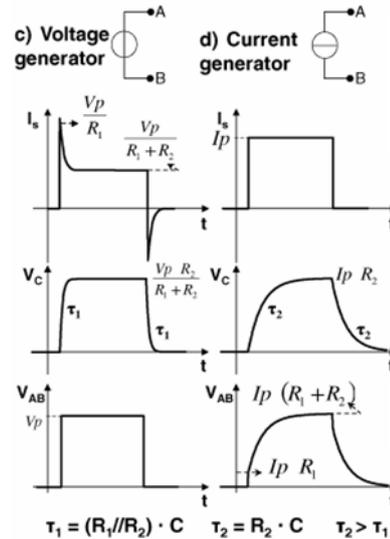


Fig. 19. Curvas referenciales a los dos métodos principales de estimulación.

Por simpleza de diseño circuital podría optarse la aplicación de tensión constante pero existen factores que limitan esa opción.

Hay que recordar que la impedancia de carga que presenta el cuerpo humano es distinta entre individuos, e incluso, analizando a una misma persona, el valor de las propiedades de los tejidos cambia con el tiempo.

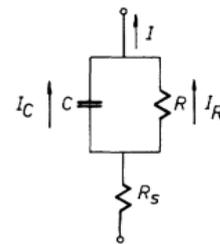


Fig. 20. Modelo de la impedancia de carga que presenta el cuerpo humano.

Por lo tanto, se buscará que la cantidad de carga inyectada sea independiente de la impedancia que presente el paciente.

Si se analizan las formas de onda resultantes de estimulaciones con ambas metodologías, se puede apreciar que al aplicarse una estimulación a tensión constante, se generan picos de corriente sobre los flancos del pulso. Será solamente en ese instante que se produzca la máxima estimulación del tejido excitable, perdiendo eficiencia a medida que su valor decrece. Como estos picos dependen de los parámetros variables que conforman la impedancia de carga, se pierde la capacidad de predecir qué valor alcanzarán en cada estimulación.

$$I \cong \left(\frac{V_0}{R_s} \right) \frac{t}{C \cdot R_s} \rightarrow R \gg R_s \text{ \& } 2\mu S < C \cdot R_s < 20\mu S \quad (1)$$

Adicionalmente, frente a incrementos en los parámetros resistivos, el aumento de las caídas de tensión producirá una disminución de la corriente que circula a través de la carga a valores que pueden no ser suficientes para generar un

potencial de acción. Entonces se puede decir que de adoptar esta metodología no se tiene control sobre la corriente inyectada, ni sobre la carga total que entra en juego, y tampoco sobre la repetitividad del estudio.

En cambio, al aplicar un pulso rectangular de corriente constante, se contará con una inyección de corriente insensible a las variaciones de la impedancia del paciente (asumiendo que el voltaje requerido esté dentro de los márgenes del estimulador), con la capacidad de definir con precisión la cantidad de carga contenida en un pulso de duración definida y pudiendo asegurar una repetitividad en los estudios realizados.

d) Balance de carga: El método de estimulación a corriente constante se implementa comúnmente mediante pulsos rectangulares de corriente. Estos pueden ser monofásicos o bifásicos. En los pulsos monofásicos la corriente se inyecta al tejido durante cierto tiempo y luego el estimulador queda a circuito abierto, ya que se desconecta eléctricamente de los electrodos hasta el próximo pulso. En los pulsos bifásicos la corriente se hace circular en un sentido en la primera fase, y luego se revierte la polaridad de los electrodos para que circule en sentido opuesto en la segunda fase, finalmente quedará a circuito abierto hasta el próximo pulso.

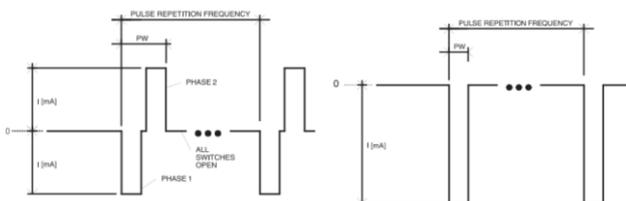


Fig. 21. Curvas de los pulsos de estimulación monofásico y bifásico.

El criterio de selección del tipo de pulso se basa en los fenómenos reversibles e irreversibles que se manifiestan en cada caso.

Si se analiza la secuencia de eventos que suceden en cada caso, se podrá discernir cuál es la forma de onda que se debe implementar en el estimulador.

Al aplicar un pulso monofásico, el capacitor de doble capa comenzará a acumular carga reversiblemente, causando que el potencial del electrodo se haga cada vez más negativo. A medida que el potencial se haga más negativo las cargas comenzarán a conformar la corriente farádica. Al quedar a circuito abierto, las cargas almacenadas en el capacitor se descargan a través de fenómenos farádicos. Esa disminución de cargas hará que el potencial comience a incrementarse, acercándose al valor de equilibrio. Si no transcurre el tiempo suficiente para que el capacitor se descargue completamente, el potencial de electrodo no llegará a su valor de equilibrio. El siguiente pulso que se aplique tendrá como consecuencia un porcentaje mayor de fenómenos farádicos, ya que habrá un sobrepotencial aún mayor que en el primer pulso, resultando en una prevalencia de reacciones irreversibles nocivas para los tejidos. Si se continúa aplicando pulsos monofásicos, toda la carga inyectada conformará una corriente puramente farádica, estaríamos en presencia del peor escenario posible.

En la estimulación bifásica el electrodo electrodo de trabajo se lleva a valores negativos respecto del potencial pre pulso, ese pulso catódico será el encargado de desencadenar

el potencial de acción. Luego, seguirá un pulso anódico donde el electrodo se hará más positivo revirtiendo los procesos electroquímicos que ocurrieron en el pulso de estimulación. Al aplicar el pulso, el capacitor se cargará reversiblemente, y a medida que el potencial aumenta negativamente, el estimulador comenzará a transferir carga a reacciones farádicas. Luego, el pulso anódico hace que el potencial del electrodo se haga más positivo, se genera una inversión de sentido de circulación y se recuperan las cargas almacenadas en el capacitor. Adicionalmente, al forzar el potencial a su valor de reposo no habrá posibilidad de que sucedan reacciones farádicas irreversibles, y como el capacitor está descargado las condiciones son óptimas hasta el siguiente pulso.

Utilizar pulsos balanceados implica que no se inyecta carga neta en el cuerpo, evitando intoxicaciones en el tejido nervioso. A igual amplitud, frecuencia y ancho de pulso las estimulaciones monofásicas producirán un daño mayor comparado con el asociado a las bifásicas.

Es por esto que se adoptó una estimulación bifásica de carga balanceada y corriente constante.

De todas maneras, el circuito implementado permite modificar la forma de onda, dando un abanico de posibilidades a la hora de elegir el pulso de estimulación. Esto se debe a que en las áreas de investigación se utilizan pulsos que, si bien no son eficientes para revertir los procesos electroquímicos, están optimizados para disparar potenciales de acción.

e) Interpulso: La estimulación puede pasar de una sensación vibratoria agradable a un dolor punzante debidos a cambios minúsculos en los parámetros de estimulación.

Estos parámetros son el ancho del pulso, la amplitud, la duración y la tasa de repetición.

El dolor punzante asociado a las estimulaciones se debe a un daño térmico sobre la capa córnea de la piel. La gran densidad de energía necesaria para dañar el tejido suele ocurrir incluso con corrientes de estimulación moderadas (500uA con duraciones de 1ms) debido a la naturaleza inhomogénea de la interfase piel-electrodo.

Frente a valores de corriente más elevados 5-10mA con duraciones de 1ms, se percibe una sensación más difusa de quemazón. Esta sensación se incrementa a medida que aumenta la intensidad de la estimulación.

Se halló que el calentamiento de tejidos se minimiza para todos los anchos de pulso de estimulación, si la separación entre la fase positiva y negativa es cero.

Utilizando el modelo de impedancia electrodo-piel, se puede calcular la cantidad de energía de estimulación que se convierte en calor, que es aquella que circula a través de R_s y R (del modelo presentado en la figura 20), y depende de la corriente de estimulación.

$$I_R = I - I_C \quad (2)$$

$$E(t) = \int_0^t R \cdot I_R^2 \cdot dt + I^2 \cdot R_s \cdot t \quad (3)$$

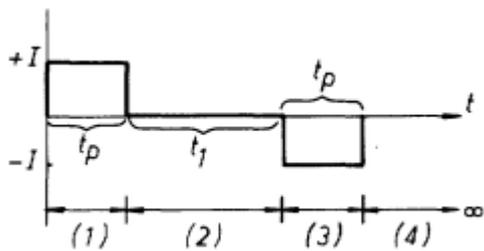


Fig. 22. Pulso de estimulación bifásico.

Haciendo un análisis de los fenómenos que tienen lugar en cada intervalo del pulso bifásico, se observa que la mayoría de la corriente pasa a través de la piel por medio de la corriente de desplazamiento capacitiva, que no contribuye al incremento de temperatura. Si el pulso negativo se aplica inmediatamente, la energía almacenada en el capacitor (debido al pulso positivo), es liberada nuevamente. Si en cambio, la carga no se remueve inmediatamente, se descargará a través de R produciendo calor.

Con este criterio, el delay entre fases debería ser nulo, pero se ha demostrado (Gorman y Mortimer 1983) que aplicar un pequeño delay de circuito abierto entre fases incrementa la efectividad para desencadenar potenciales de acción.

Esto se debe a que aplicar el pulso anódico inmediatamente después del catódico revierte ciertos fenómenos fisiológicos deseables para la fase de estimulación, por lo que podría suprimir un potencial de acción que si se manifestase en una estimulación monofásica.

Por lo tanto, se introduce un delay en circuito abierto de aproximadamente 100 μ s, suficiente para evitar que se acumulen productos de reacciones farádicas y a la vez prevenir los efectos supresivos de la fase anódica.

f) Arreglo de Electrodo (técnicas de estimulación): El objetivo es tener cierto grado de selectividad durante la excitación eléctrica del tejido. Es decir, la habilidad de activar un grupo de neuronas sin activar las aledañas.

Los cambios en el potencial de membrana se manifiestan más en aquellas fibras que se encuentran cerca de los electrodos de estimulación, debido a que el potencial que se induce extracelularmente disminuye con la distancia. Entonces, estimular neuronas que se encuentren más cerca de los electrodos requiere menos energía.

Las técnicas de estimulación hacen referencia a la manera en que se disponen sobre el cuerpo los electrodos encargados de aplicar el estímulo. La configuración puede ser monopolar o bipolar.

En la configuración monopolar uno de los electrodos, normalmente el cátodo, se encuentra sobre la región cercana al nervio o sobre el músculo a estimular, y el segundo, ánodo, generalmente se coloca sobre el músculo antagonico.

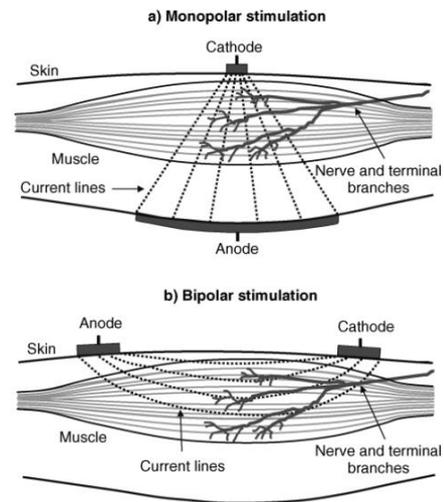


Fig. 23. Ejemplo de ubicación de los electrodos superficiales de estimulación para los dos tipos de estimulación planteadas.

El cátodo siempre va más cerca del electrodo de registro porque es el encargado de generar la despolarización celular (se hace más positivo el potencial de membrana) que da lugar al comienzo del estímulo.

El arreglo bipolar consta de dos electrodos de dimensiones similares se aplican sobre el tejido. En este arreglo la distribución de corriente está más confinada y la densidad de corriente es uniforme a lo largo del camino entre ambos electrodos. Esto evita que la corriente inyectada atravesase zonas que no son objeto de estudio estimulando tejido excitable de manera indeseada como sucede en la estimulación monopolar.

En ciertas regiones del cuerpo se pueden hallar nervios muy próximos entre sí como es el caso del antebrazo, donde tenemos el nervio mediano y el ulnar a una distancia relativamente pequeña. En caso de aplicar un estímulo monopolar la carga total inyectada se distribuiría entre los tejidos excitables que conforman a ambos nervios, perdiendo eficiencia a la hora de reclutar unidades motoras en el nervio a estudiar.

Adicionalmente, este arreglo resulta más práctico al momento de llevar a cabo múltiples estimulaciones en los procedimientos de estudios de conducción nerviosa.

Teniendo esto en consideración se optó por implementar un arreglo bipolar de electrodos.

g) Intensidad de estimulación: Para desencadenar el proceso que genera potenciales de acción en los nervios, es necesario que la onda bifásica de corriente constante tenga una intensidad y duración adecuados. Estos umbrales quedan determinados en la curva de intensidad-duración.

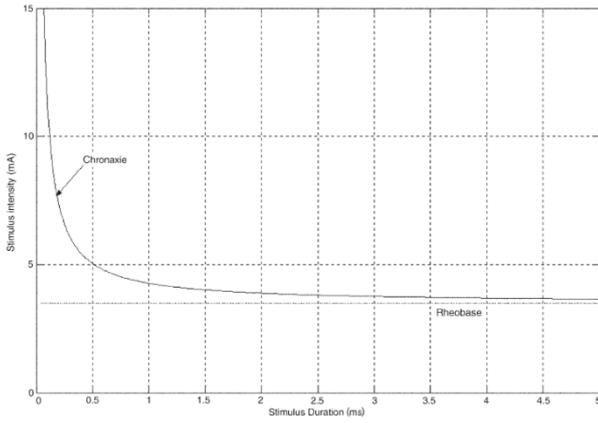


Fig. 24. Curva intensidad-duración referida a la estimulación.

Observando esta característica, cualquier estímulo cuyas características estén por encima de la curva, excitará el tejido, y su efectividad estará ligada al producto entre la corriente inyectada y duración que determinan la cantidad de carga de estimulación inyectada.

La relación de compromiso entre duración e intensidad definirá los parámetros de la estimulación aplicada.

Se define a la Reobase como la corriente mínima que producirá una respuesta. Es decir, la estimulación no será eficiente cuando la intensidad esté por debajo de la reobase, independientemente de la duración del pulso.

Adicionalmente, se define a la Cronaxis como la duración mínima necesaria del pulso que generará una respuesta cuando se estimula con una corriente igual al doble de la reobase.

La curva de intensidad-duración se obtiene empíricamente y es dependiente del tejido excitable que se esté estimulando.

Para obtener la reobase se configura el estimulador con pulsos de duración elevada y corriente nula de estimulación. Luego, se comienza a incrementar la corriente desde hasta provocar la respuesta motora mínima. A la hora de determinar la Cronaxis se ajusta la corriente de estimulación al doble del valor de reobase y se aumenta progresivamente, desde cero, la duración del pulso hasta un valor que genere la misma respuesta motora que la reobase.

$$I_{threshold} = rheobase \cdot \left(1 + \frac{chronaxie}{t}\right) \quad (4)$$

$$Q_{threshold} = rheobase \cdot t \cdot \left(1 + \frac{chronaxie}{t}\right) \quad (5)$$

Se podría suponer, a partir del concepto de la carga umbral, que la estimulación se lograría aplicando un pulso de corriente muy pequeña de gran duración, pero esto no es así. Pulsos de mayor duración requerirán más cantidad de carga inyectada para desencadenar el potencial de acción. Esto se debe a que la membrana celular no es un capacitor ideal y los efectos de la resistencia de pérdida se manifiestan en estimulaciones de larga duración. Fisiológicamente, lo que sucede es que la carga se redistribuye a lo largo del axón, y no participa en la carga del capacitor de membrana debajo del de electrodo. La curva siguiente describe la relación carga-duración.

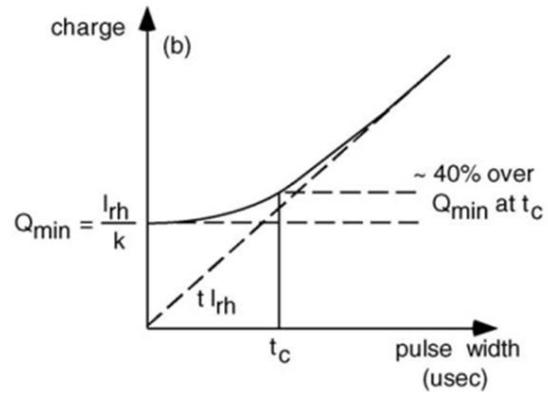


Fig. 25. Curva carga-duración referida a la estimulación.

Para garantizar una estimulación confiable en la práctica, se configuran los parámetros de la señal al doble de valor que los umbrales y en general, se recomienda que los pulsos sean angostos, para minimizar las reacciones electroquímicas que se dan en la superficie de los electrodos.

IV. ELECTROMIÓGRAFO

El sistema EMG se podrá dividir en pequeños bloques con una entrada y una salida, que en conjunto con el resto, permitirá formar un único bloque que cumpla con la funcionalidad establecida.

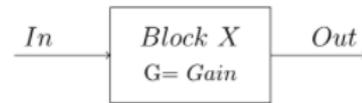


Fig. 26. Bloque genérico con entrada "In", salida "Out" y ganancia "G".

Para poder implementar cada bloque, será necesario conocer el tipo de señal que trata el EMG, las cuales serán adquiridas por medio de electrodos superficiales. Estas señales se las puede modelar como la combinación de tres efectos: la señal EMG diferencial de interés, la señal de interferencia de modo común y el offset de los electrodos.

- Señal EMG diferencial de interés: En principio, se deben conocer las amplitudes pico a pico de este tipo de señales que según la literatura de referencia varían. En algunos casos, se mencionan 2mVpp, en otros 5mVpp e incluso 8mVpp. Sin embargo, este es un parámetro crítico ya que, si se selecciona una ganancia muy baja del amplificador, estará en riesgo la resolución del ADC, mientras que si se selecciona una muy grande, se saturarán los operacionales. Dicho esto y en contraste con estudios que se realizaron con equipos de similares características, se optó por tomar un rango dinámico de entrada de $\pm 4mV$ o dicho de otra manera, 8mVpp.

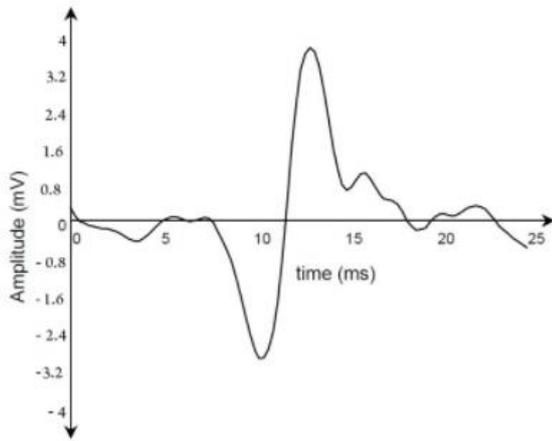


Fig. 27. Curva ejemplo del biopotencial a registrar.

Por el lado del ancho de banda de trabajo, también hay muchas variantes según el autor, algunos definen que para señales EMG se encuentran señales de 10Hz hasta 1KHz, otros de 5Hz a 2KHz o también de 10Hz a 500Hz. En la siguiente tabla, obtenida de una bibliografía confiable “Design and Development of Medical Electronic Instrumentation – David Prutchi & Michael Norris” se pueden observar los rangos de frecuencias para los diferentes biopotenciales:

TABLE 2.1 Frequency Ranges of Various Biopotential Signals

Application	Frequency Range
Action potentials detected with transmembrane pipette electrodes	dc-2 kHz
Electroneurogram (ENG): nerve bundle potentials detected with needle electrode	10 Hz-1 kHz
Electroretinogram (ERG): potentials generated by retina in response to a flash of light; detected with implanted electrodes	0.2-200 Hz
Electrooculogram (EOG): eye potentials used to measure eye position; detected with surface electrode pairs: left/right and above/below eyes	dc-100 Hz
Electrogastrogram (EGG): stomach potentials detected with surface electrodes placed on abdomen	0.01-0.55 Hz
Electroencephalogram (EEG): rhythmic brain potentials detected with surface electrodes placed on head	Delta waves 0.5-4 Hz Theta waves 4-7.5 Hz Alpha waves 7.5-13 Hz Low beta waves 13-15 Hz Beta waves 15-20 Hz High beta waves 20-38 Hz Gamma waves 38-42 Hz Visual evoked potential (VEP) 1-300 Hz Auditory evoked potential (AEP) 100 Hz-3 kHz Somatosensory evoked potential (SSEP) 2 Hz-3 kHz Heart rates (R-R intervals) 0.5-3.5 Hz R-R variability due to thermoregulation 0.01-0.04 Hz R-R variability due to baroreflex dynamics 0.04-0.15 Hz R-R variability due to respiration 0.15-0.4 Hz P,Q,R,S,T complex 0.05-100 Hz Ventricular late potentials 40-200 Hz Bandwidth requirement for clinical ECG/heart monitors 0.67-40 Hz Intracardiac electrograms 10 Hz-1 kHz Monophasic action potentials (MAPs) dc-2 kHz Surface EMG 2-500 Hz Motor unit action potentials 5 Hz-10 kHz Single fiber electromyogram 500 Hz-10 kHz
Brain evoked potentials: brain potentials evoked by stimuli; detected with surface electrodes placed on head	
Electrocardiogram (ECG): heart potentials detected with surface electrodes placed on chest, back, and/or limbs	
Clinical cardiac electrophysiology: analysis of cardiac potentials detected with catheter electrodes placed in contact with the myocardium	
Electromyogram (EMG): muscle potentials detected with surface electrodes or indwelling needle electrodes	
Galvanic skin response (GSR): battery potentials produced by sweat on skin electrodes	dc-5 Hz

Fig. 28. Tabla de rango de frecuencias según la información a registrar.

Particularmente se observa que los potenciales de acción de las unidades motoras, los cuales deben poder ser adquiridos, se encuentran en un rango de 5Hz hasta 10KHz, por lo cual se considerará dicho ancho de banda para este equipo, que además, está en concordancia con equipamientos del mercado como el Cadwell Sierra Wave.

- Señal de interferencia de modo común: Al haber elegido el rango de frecuencias de 5Hz hasta los 10KHz, el equipo será afectado por interferencias

captadas por el cuerpo humano. Algunas de ellas son las provocadas por la línea eléctrica, luces fluorescentes, entre otras. Estas interferencias electromagnéticas (EMI) se acoplan al cuerpo humano por medio de la piel.

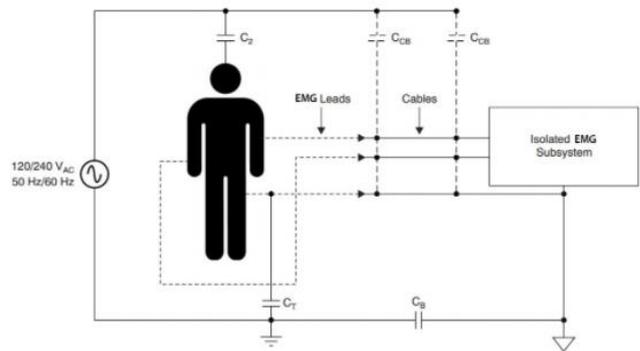


Fig. 29. Capacitancias parásitas que inyectan interferencia en la medición.

Los capacitores C2 y CT corresponden a la ruta entre el cuerpo y la tierra de la línea eléctrica, los capacitores CCB representan a la capacidad de acoplamiento existente entre los cables de conexión del cuerpo humano con el sistema aislado EMG. Finalmente, CB representa al acoplamiento entre la tierra aislada del EMG y la de la línea eléctrica. Estas interferencias deberían ser comunes para cada electrodo. Si el rechazo de modo común fuese infinito, todo esto no sería problema, pero en la realidad, a pesar de que ronda valores muy altos, esas interferencias de modo común se convertirán en señal de modo diferencial, la cual es amplificada por el sistema.

- Offset de los electrodos: Existe un tercer elemento presente en la entrada del EMG, y se trata de un posible offset de continua causado por factores que involucran a la impedancia de la piel y las reacciones químicas entre la misma piel, el electrodo superficial y el gel. Como es de suponer, cada contacto electrodo-piel es diferente del otro, por lo que habrá diferencias en los offset de DC de una entrada de par de electrodos, creando una señal diferencial que será amplificada por el sistema. El problema es que las señales de offset de continua que se están mencionando pueden tener valores mayores a los cientos de milivolts y por lo tanto esta señal podrá ser suficiente para saturar a los amplificadores del sistema. Visto los tres componentes de la señal a medir, se puede hacer el siguiente cuadro resumen:

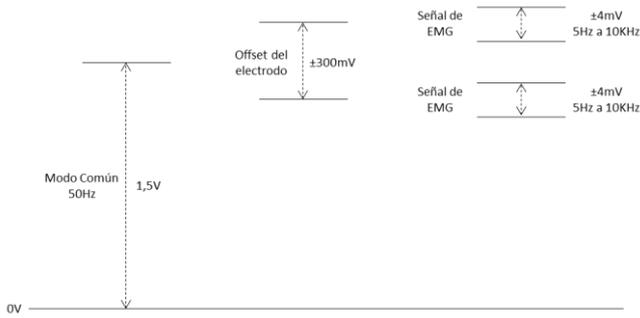


Fig. 30. Diagrama de potenciales que intervienen en la señal a registrar por el EMG.

La señal de utilidad y de interés es la de EMG, la cual contiene la información con una amplitud de $\pm 4\text{mV}$ y una frecuencia máxima de 10KHz .

A. Características consideradas para el EMG

En el desarrollo de este equipo se tuvo en cuenta lo siguiente:

- En vista a las características de la señal y la sensibilidad al ruido que tienen este tipo de aplicaciones, se optó por un ADC que cuente con 16 bits de resolución, arquitectura Sigma-Delta, velocidad de muestreo mínima de 50Ksps , dos canales integrados Single-Ended. Este último punto hace que la señal que ingresa al conversor se encuentre montada sobre un nivel de continua $\text{AVDD}/2$ para obtener la máxima excursión de señal. Por otro lado, el valor máximo de la señal de entrada al ADC debe ser de AVDD y el mínimo, cercano a 0V .
- CMRR Elevado: La señal de modo común debe de rechazarse por el sistema ya que de lo contrario se saturará el amplificador de entrada. Idealmente, los amplificadores operacionales cuentan con un CMRR infinito pero en la práctica, es un valor cercano o mayor a 100dB . A pesar de esto, no es suficiente tener un CMRR alto debido a la conversión de modo común a diferencial, lo cual se deberá tener en cuenta. Este efecto se debe principalmente a la diferencia de impedancia en las entradas del primer amplificador del circuito.

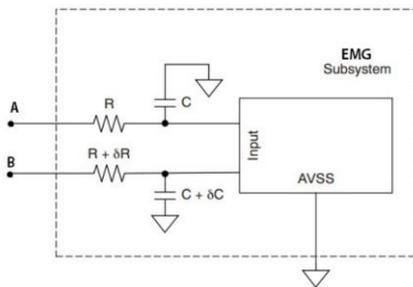


Fig. 31. Diagrama de impedancia de entrada del EMG.

En el caso de que $\delta R = 0$ y $\delta C = 0$, las impedancias de la entrada inversora y no inversora del operacional serán iguales y no habrá problema alguno ya que la tensión en cada uno será la misma. En los casos en donde ambos deltas no sean nulos,

la tensión de modo común se convertirá en modo diferencial respetando la siguiente expresión:

$$V_d \approx V_{CM} \cdot \frac{Z_a - Z_b}{Z_i} \quad (6)$$

En donde, Z_i es la impedancia de entrada del amplificador de entrada del EMG, Z_a y Z_b son las impedancias de la entrada inversora y de la no inversora, V_{CM} es el voltaje de modo común, V_d es el voltaje de modo diferencial resultante. Para poder tomar esta ecuación, se considera que Z_i es mucho más grande que Z_a y que Z_b .

Como ahora, V_d es una señal diferencial, será amplificada por el sistema mediante la ganancia diferencial, lo cual lo hace un problema a trabajar. De esta expresión se hace evidente que se buscará contar con una impedancia de entrada lo más grande posible ya que ayudará a disminuir la amplificación de la señal de modo común y además, permitirá que la mayor parte de la señal sea adquirida por el EMG.

- Etapas de aislamiento y protección ESD: Para proteger al paciente que se encuentra conectado al EMG de posibles corrientes elevadas, el sistema y la línea eléctrica, se encontrarán aislados galvánicamente. También será necesaria una etapa de protección contra descargas electrostáticas (Electrostatic Discharge o ESD) para proteger al sistema de eventuales picos electrostáticos transmitidos desde el cuerpo del paciente.

El diagrama en bloques del sistema completo es el siguiente:

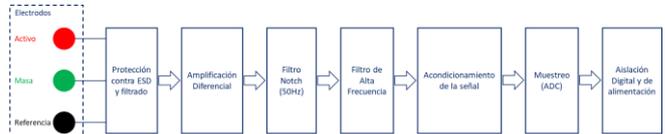


Fig. 32. Diagrama en bloques completo del EMG.

A continuación, se explicará en detalle cada uno de los bloques, su funcionalidad, su razón de estar en el EMG y el circuito que corresponde.

B. Electrodo

Un electrodo superficial para EMG puede ser definido como un sensor de la actividad eléctrica de un músculo o como un transductor de la corriente iónica que fluye en el tejido muscular hacia la corriente electrónica que fluye por los cables. Está diseñado para obtener selectivamente la señal sEMG minimizando los potenciales de continua y la recolección de ruido ambiental. La calidad de un electrodo depende de su forma, tamaño y material de construcción, aunque todos comparten características generales.

Los electrodos de contacto de la piel siempre introducen ruido. Los electrodos interconectan las corrientes iónicas que fluyen a través de los tejidos y las células vivas, en un flujo

de corriente electrónica que circulará por los cables conductores. Este proceso introduce ruido.

Para transformar corriente iónica en corriente electrónica, la reacción química toma lugar en el transductor. Este último estará compuesto por un electrodo y un electrolito (cualquier sustancia que contiene en su composición iones libres, que hacen que se comporte como un conductor eléctrico). La corriente pasará desde el electrolito hacia el electrodo no polarizado, oxidando los átomos del electrodo. Los cationes y electrones resultantes fluyen en direcciones opuestas: los electrones pasan a través del cable conductor unido a los electrodos, mientras que los cationes se van hacia el electrolito. Es claro que se formará una diferencia de potencial a la cual llamaremos "Potencial de media celda".

Aunque dichos potenciales que aparecen en cada electrodo son similares, nunca serán iguales, por lo que a la entrada del EMG se tendrá en cuenta ese potencial diferencial, ya que de lo contrario se amplificará y podrá saturar al operacional.

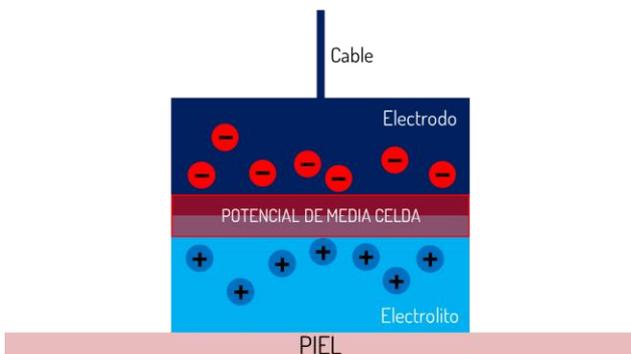


Fig. 33. Potencial de media celda en la interfase electrodo-piel.

Por su lado, la interfase electrodo-piel es dependiente de la frecuencia y de la corriente. Presentará una impedancia que podrá ser modelada como un capacitor C_1 en paralelo con un resistor R_2 . Esta impedancia puede variar desde pocos $K\Omega$ a miles de ellos, dependiendo del tamaño del electrodo y la condición de la piel. Los electrodos más grandes cuentan con impedancia y ruido menor.

Cabe destacar que el solo hecho de colocar un electrodo superficial en contacto con la piel, provoca muchos efectos indeseables, como filtrado de la señal.

El modelado de la interfase electrodo-piel se podrá sintetizar en el siguiente circuito, en donde la fuente de tensión continua corresponde al potencial de media celda.

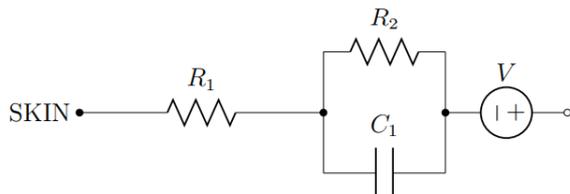


Fig. 34. Modelado electrónico de la interfase electrodo-piel considerando potencial de media celda.

Los electrodos superficiales más utilizados son los siguientes:

- Electrodo de plata – cloruro de plata: Este tipo de electrodos permite contar con los potenciales de juntura más bajos y estables, y generalmente se aplica un gel electrolítico al electrodo para mejorar su conductividad y disminuir aún más el potencial de media celda sin causar irritaciones en la piel. El contacto electrodo-piel, al utilizar estos materiales, no tendrá un efecto capacitivo importante, por lo que al no estar C_1 en el modelo, se evitarán efectos de filtrado en la banda de operación del EMG. Este tipo de electrodos son los que se utilizarán para los estudios a realizar.
- Electrodo de oro: Cuentan con una impedancia realmente baja y que disminuirá aún más al aplicar un gel conductor entre el electrodo y la piel. A pesar de ser más caros, son reutilizables y su tiempo de vida útil es mayor. Generalmente se usan para EEG.
- Electrodo de polímero conductor: Algunos materiales poliméricos tienen propiedades adhesivas y se unen al papel de aluminio o la plata para hacerse conductores. Los electrodos hechos de estos materiales no necesitan gel electrolítico o un adhesivo adicional, pero debido a su alta resistividad no son adecuados para la construcción de sistemas de bajo ruido.

En la siguiente imagen se pueden apreciar los diferentes electrodos:

- Electrodos desechables de plata – cloruro de plata (Ag – AgCl).
- Electrodos reutilizables de plata – cloruro de plata (Ag – AgCl).
- Electrodos de disco de oro.
- Electrodos desechables de polímero conductor.

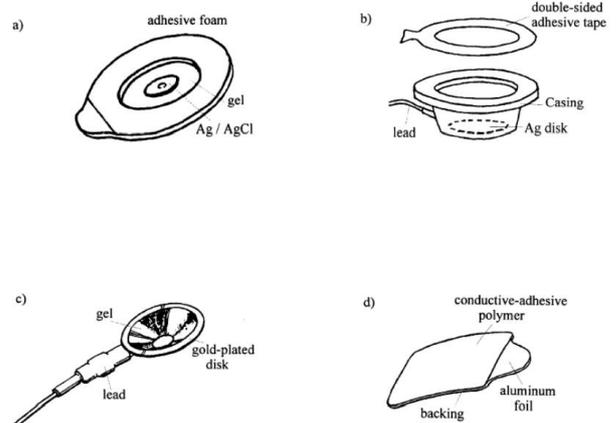


Fig. 35. Tipos de electrodos superficiales.

Una de las diferencias de los electrodos superficiales con los de aguja, es su impedancia. Es claro que los segundos tendrán menor impedancia en toda la banda de trabajo:

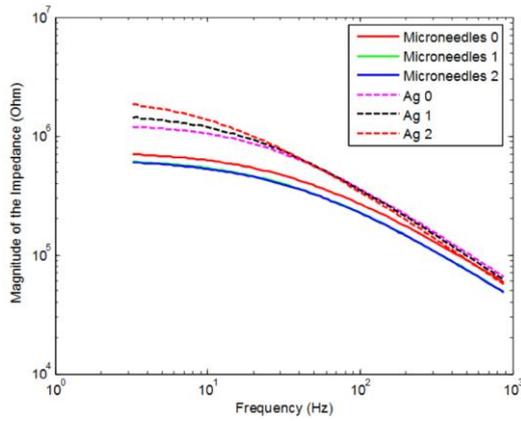


Fig. 36. Curva de impedancia en función de la frecuencia para electrodos superficiales y de inserción.

Habrà que tener en cuenta la ubicación de los electrodos y el preparado de la piel para adecuar el ambiente a la medición.

C. Protección contra ESD y filtrado

En los ambientes donde se podrá llegar a utilizar este equipo, generalmente, conviven otros que funcionan a alta frecuencia o bien, que podrían generar que picos abruptos de tensiones elevadas del orden de los kilovolts sean recibidos por el EMG, lo cual provocaría la destrucción del mismo. El típico dispositivo de desfibrilación genera sobre el cuerpo humano un shock de 3KV a 5KV, y si el EMG se encuentra conectado al cuerpo y el equipo no posee protección, resultará en un daño drástico.

Para poder adecuar el equipo a trabajar de manera segura en conjunto con otros equipos médicos, se toman las medidas necesarias para proteger al mismo. En principio, se considera una protección para altas tensiones con lámparas de Neón. Particularmente, en el mercado nacional se pueden encontrar las típicas lámparas NE2H, las cuales, en caso de un alto pico de tensión – como el que puede ser provocado por el desfibrilador – proveerán de un camino alternativo y diferente al del amplificador de instrumentación, protegiéndolo de ese evento.

En serie a estas lámparas, siempre se debe colocar una resistencia que limite la corriente de ese pico de alta tensión. Generalmente se suelen colocar valores del orden de los 50KΩ-200KΩ, por lo que particularmente para este caso y en base a los altos valores de tensión que se deben soportar, se colocó una resistencia en serie por cada electrodo del par diferencial de 220KΩ (R1 y R3).

Los equipos de cirugía y otros insumos médicos provocan señales de alta frecuencia que deben ser rechazadas para no inyectar ruido adicional al Front-End del EMG, por lo que posteriormente a esta protección contra desfibrilación, se diseñará un filtro pasa bajo diferencial que permitirá limitar el ancho de banda. En principio, y aprovechando la resistencia que limita la corriente para la lámpara de neón, se colocó un capacitor de 10pF (C1 y C2) para poder proveer de un primer filtro pasa bajo. Generalmente, este tipo de configuraciones de Front-End de los EMG, cuenta con un segundo filtro pasa bajo RC en cascada al primero, de manera de disminuir aún más la frecuencia de corte y limitar las corrientes a altas frecuencias, pero siempre considerando que no se atenúen ninguno de los armónicos que se encuentren dentro de los 10KHz.

Matemáticamente, el primer filtro pasa bajo RC, cuenta con una frecuencia de corte que se puede calcular como:

$$F_{c_{R_1C_1}} = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 220K\Omega \cdot 10pF} \quad (7)$$

$$F_{c_{R_1C_1}} = 72,34KHz \quad (8)$$

Entonces, se debe de proveer de una etapa de filtrado adicional que disminuya aún más la frecuencia de corte. Se establecerá que esta última se encuentre en 20KHz y el circuito final a implementar es el siguiente:

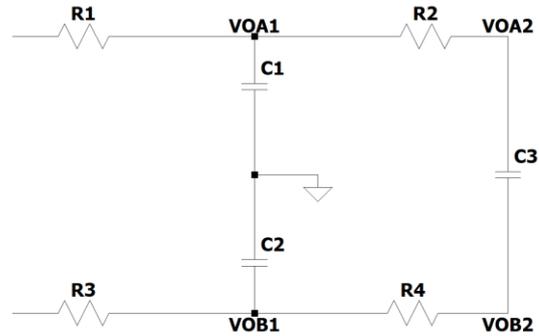


Fig. 37. Circuito de protección contra altos voltajes y filtro pasa bajo.

En el mismo, se puede apreciar que R1 y R3 son las resistencias limitadoras de corriente para la protección de alta tensión, pero que al mismo tiempo, en conjunto con C1 y C2 forman un filtro pasa bajo. Por otro lado, R2, R4 y C3, conforman un segundo filtro pasa bajo que se encuentra en cascada con el primero. Para simplificar el análisis, se analizará el circuito de la siguiente manera ya que cumple con el mismo comportamiento. Hay que tener en cuenta las siguientes relaciones:

- $R_{13} = R_1 + R_3$
- $C_{12} = C_1 // C_2$
- $R_{24} = R_2 + R_4$

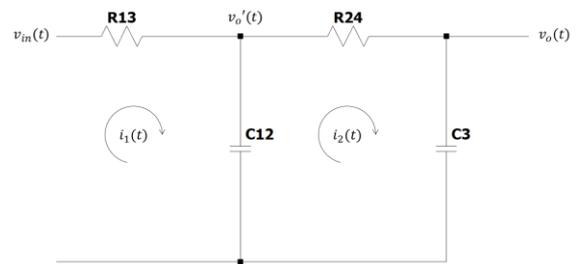


Fig. 38. Circuito equivalente al de protección contra altos voltajes y filtro pasa bajo.

De dicho circuito, se pueden identificar las siguientes cuatro ecuaciones las cuales serán directamente expresadas en el plano de Laplace para facilitar los cálculos posteriores:

$$V_{in}(s) = I_1(s) \cdot R_{13} + \frac{1}{s \cdot C_{12}} \cdot (I_1(s) - I_2(s)) \quad (9)$$

$$V_o'(s) = \frac{1}{s \cdot C_{12}} \cdot (I_1(s) - I_2(s)) \quad (10)$$

$$V_o'(s) = I_2(s) \cdot R_{24} + I_2(s) \cdot \frac{1}{s \cdot C_3} \quad (11)$$

$$V_o(s) = I_2(s) \cdot \frac{1}{s \cdot C_3} \quad (12)$$

La transferencia de este circuito se puede expresar a través de relaciones parciales, lo cual ayudará a obtener la transferencia final:

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{V_o(s)}{V_o'(s)} \cdot \frac{V_o'(s)}{V_{in}(s)} \quad (13)$$

Se resolverá la primera relación:

$$\frac{V_o(s)}{V_o'(s)} = \frac{I_2(s) \cdot \frac{1}{s \cdot C_3}}{I_2(s) \cdot R_{24} + I_2(s) \cdot \frac{1}{s \cdot C_3}} = \frac{\frac{1}{s \cdot C_3}}{R_{24} + \frac{1}{s \cdot C_3}} \rightarrow \frac{V_o(s)}{V_o'(s)} = \frac{1}{s \cdot R_{24} \cdot C_3 + 1} \quad (14)$$

La segunda relación es más compleja. De igualar la Ecuación 10 y 11 se puede obtener una relación directa entre ambas corrientes:

$$\frac{1}{s \cdot C_{12}} \cdot (I_1(s) - I_2(s)) = I_2(s) \cdot R_{24} + I_2(s) \cdot \frac{1}{s \cdot C_3} \quad (15)$$

$$I_1(s) - I_2(s) = I_2(s) \cdot s \cdot R_{24} \cdot C_{12} + I_2(s) \cdot \frac{C_{12}}{C_3} \quad (16)$$

$$I_1(s) = I_2(s) \cdot \left[s \cdot R_{24} \cdot C_{12} + \frac{C_{12}}{C_3} + 1 \right] \quad (17)$$

Con la igualdad obtenida y la Ecuación 9, es posible que esta última quede solo en función de una única corriente:

$$V_{in}(s) = I_1(s) \cdot R_{13} + \frac{1}{s \cdot C_{12}} \cdot (I_1(s) - I_2(s)) \quad (18)$$

$$\frac{1}{s \cdot C_{12}} \cdot \left(I_2(s) \cdot \left[s \cdot R_{24} \cdot C_{12} + \frac{C_{12}}{C_3} + 1 \right] - I_2(s) \right) + V_{in}(s) = I_2(s) \cdot R_{13} \cdot \left[s \cdot R_{24} \cdot C_{12} + \frac{C_{12}}{C_3} + 1 \right] + \quad (19)$$

$$\frac{C_{12} \cdot R_{13}}{C_3} + R_{13} \left] + I_2(s) \cdot \left[R_{24} + \frac{1}{s \cdot C_3} \right] \quad (20)$$

$$\frac{C_{12} \cdot R_{13}}{C_3} + R_{13} + R_{24} + \frac{1}{s \cdot C_3} \left] \quad (21)$$

$$I_2(s) \cdot \left[\frac{s^2 \cdot (R_{24} \cdot R_{13} \cdot C_{12} \cdot C_3) + s \cdot (C_{12} \cdot R_{13} + C_3 \cdot R_{13} + C_3 \cdot R_{24}) + 1}{s \cdot C_3} \right] \quad (22)$$

Con esta nueva expresión y la Ecuación 11, es posible obtener la última relación necesaria:

$$\frac{V_o'(s)}{V_{in}(s)} = \frac{I_2(s) \cdot R_{24} + I_2(s) \cdot \frac{1}{s \cdot C_3}}{I_2(s) \cdot \left[\frac{s^2 \cdot (R_{24} \cdot R_{13} \cdot C_{12} \cdot C_3) + s \cdot (C_{12} \cdot R_{13} + C_3 \cdot R_{13} + C_3 \cdot R_{24}) + 1}{s \cdot C_3} \right]} \quad (23)$$

$$\frac{V_o'(s)}{V_{in}(s)} = \frac{R_{24} + \frac{1}{s \cdot C_3}}{\frac{s^2 \cdot (R_{24} \cdot R_{13} \cdot C_{12} \cdot C_3) + s \cdot (C_{12} \cdot R_{13} + C_3 \cdot R_{13} + C_3 \cdot R_{24}) + 1}{s \cdot C_3}} \quad (24)$$

$$\frac{V_o'(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s \cdot R_{24} \cdot C_3}{s^2 \cdot (R_{24} \cdot R_{13} \cdot C_{12} \cdot C_3) + s \cdot (C_{12} \cdot R_{13} + C_3 \cdot R_{13} + C_3 \cdot R_{24}) + 1} \quad (25)$$

Finalmente, la transferencia del circuito:

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{V_o(s)}{V_o'(s)} \cdot \frac{V_o'(s)}{V_{in}(s)} \quad (26)$$

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{s^2 \cdot (R_{24} \cdot R_{13} \cdot C_{12} \cdot C_3) + s \cdot (C_{12} \cdot R_{13} + C_3 \cdot R_{13} + C_3 \cdot R_{24}) + 1} \quad (27)$$

Para obtener la frecuencia de corte de este, se puede evaluar cuando el módulo de la transferencia haya disminuido en 3dB, o lo que es lo mismo, sea de 0,707.

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} \right| = 10^{-0,15} \quad (28)$$

Hasta el momento solo se habían definido la resistencia de 220KΩ y los dos capacitores de 10pF, sin embargo, el segundo filtro no fue definido. La intención es que el conjunto tenga una frecuencia de corte de 20KHz, para lo cual se deben definir la resistencia y el capacitor. Se establecerá este último también en 10pF para unificar componentes y la resistencia deberá ser obtenida. Para facilitar cálculos se hará en Mathcad:

```

R13 := 440·103      C12 := 5·10-12      C3 := 10·10-12
f := 20·103
Transf(R24) :=  $\frac{1}{(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot (R_{24} \cdot R_{13} \cdot C_{12} \cdot C_3) + i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot (C_{12} \cdot R_{13} + C_3 \cdot R_{13} + C_3 \cdot R_{24}) + 1}$ 
Given
Transf(R) = 0.707
Find(R) = 183.746 × 103

```

Fig. 39. Cálculos realizados en MathCAD para el filtro pasa bajo de entrada para obtener los componentes.

Aquí se observa que la resistencia del segundo filtro pasa bajo deberá ser de 183,7KΩ, por lo que se normalizará a 200KΩ ya que será dividida en dos resistencias de 100KΩ. Si ahora, se calcula la frecuencia de corte para los valores de resistencia/capacitores finales:

$$R13 := 440 \cdot 10^3 \quad C12 := 5 \cdot 10^{-12} \quad C3 := 10 \cdot 10^{-12} \quad R24 := 200 \cdot 10^3$$

$$\text{Transf}(f) := \left| \frac{1}{(i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot (R24 \cdot R13 \cdot C12 \cdot C3) + i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot (C12 \cdot R13 + C3 \cdot R13 + C3 \cdot R24) + 1} \right|$$

Given

$$\text{Transf}(f) = 0.707$$

$$\text{Find}(f) = 19.678 \times 10^3$$

Fig. 40. Recálculo en MathCAD para obtener la frecuencia de corte con los componentes normalizados.

Entonces, el circuito completo tendrá una protección de alta tensión a la entrada y una respuesta en frecuencia con corte en 19,7KHz.

A continuación, se simulará el circuito para validar los cálculos realizados:

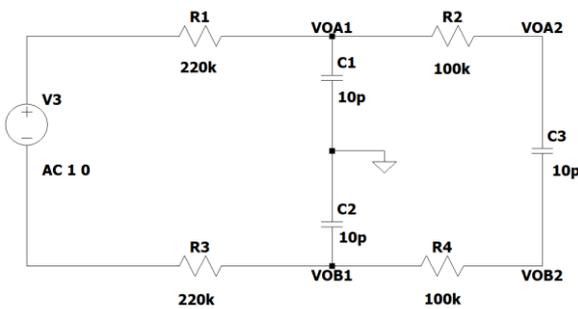


Fig. 41. Circuito final del filtro pasa bajo de entrada simulado en LTSpice.

Y si se analiza su respuesta en frecuencia se valida que la frecuencia de corte es la calculada.

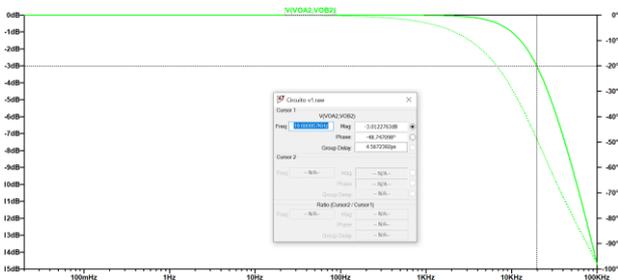


Fig. 42. Simulación del circuito final del filtro pasa bajo de entrada.

Si bien este circuito protegerá frente a picos de defibriliación y señales de alta frecuencia, también deben considerarse valores de tensión más pequeños que no serán cubiertos por las lámparas.

Una descarga electrostática es un transitorio de alto voltaje – pero no tanto como el tratado anteriormente – con un rápido tiempo de subida y de bajada que ocurre cuando un objeto eléctricamente cargado, se descarga a través de otro que tiene un potencial menor. Las actividades diarias pueden cargar eléctricamente al cuerpo humano en un proceso llamado “carga triboeléctrica” (proceso de electrificación de contacto en el que dos materiales se unen y luego se separan con algunos electrones intercambiados). Algunas de las actividades que pueden provocar ese proceso son: caminar sobre un piso alfombrado o deslizarse en una silla de oficina.

La posterior transferencia de la carga eléctrica adquirida a dispositivos electrónicos sensibles puede dañarlos permanentemente. Dicho esto, es de vital importancia proteger a los dispositivos sensibles y más aún si están en contacto directo con el cuerpo humano. Actualmente hay muchas opciones para solucionar problemas de ESD: varistores de óxido metálico, diodos de supresión de voltaje transitorio, diodos Zener. También se podrían usar diodos de pinza para derivar la energía ESD. Dicho esto, será necesario contar con una unidad de protección ESD en cada canal.

La protección contra ESD se hará en este caso con diodos clamping, asegurando que los voltajes máximos que ingresen al amplificador posterior a esta etapa sean los acotados por las fuentes de alimentación que serán soportados por el dispositivo en cuestión. Los diodos a utilizar serán los conocidos 1N4148.

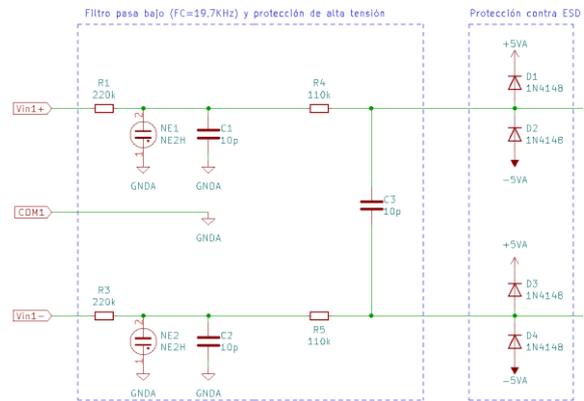


Fig. 43. Circuito final del filtro pasa bajo de entrada, protección contra altos voltajes y protección contra ESD que se implementa en el EMG.

D. Amplificación diferencial

Los amplificadores operacionales se encuentran entre los dispositivos electrónicos más utilizados en la actualidad, siendo la unidad central de muchas aplicaciones analógicas.

El modelo ideal de amplificador operacional cuenta con las siguientes propiedades:

- Ancho de banda infinito
- Impedancia de entrada infinita
- Voltaje de offset de entrada nulo
- Corriente de entrada nula
- Impedancia de salida nula
- Ruido nulo
- Relación de rechazo de modo común (relación de la ganancia diferencial y la ganancia de modo común) infinita
- Relación de rechazo de la fuente de alimentación infinita

Al trabajar con operacionales siempre se trabajarán con dos señales principales, las señales de modo común y de modo diferencial. La señal diferencial es simplemente la diferencia entre dos señales, y son la mejor opción para transmitir información de un punto a otro debido a su alta inmunidad a las interferencias externas y al ruido. Por otro lado, cuando no se trabaja con diferencia de dos señales y solo

se utiliza una, el emisor y el receptor compartirán la referencia de tierra, por lo que las interferencias con dicho punto común oscurecerán la señal de interés. En otras palabras, en una transmisión o medición diferencial, la información útil es la diferencia entre las señales y no entre una señal y su referencia. A pesar de esto, usualmente al trabajar de manera diferencial, se hará presente la segunda señal, la señal de modo común la cual aparecerá de manera superpuesta y es indeseable ya que no contiene información y empeora el proceso de medición. Esta señal se podrá dar por ejemplo, por acoplamiento parásito entre la señal diferencial y un punto de tierra común.

Si a un amplificador operacional se le inyectan dos señales, una en el borne positivo V_p y otra en el negativo V_n , las ecuaciones de las señales de modo común y diferencial tendrán la siguiente expresión:

$$V_{diff} = V_p - V_n ; V_{common} = \frac{V_p + V_n}{2} \quad (29)$$

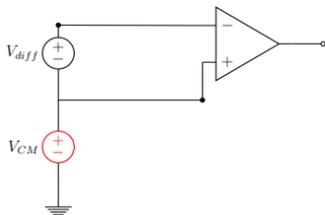


Fig. 44. Circuito de análisis de la tensión de modo común para un amplificador diferencial.

El modelo ideal del amplificador operacional indica que el rechazo de modo común debería ser infinito pero en la realidad, el CMRR no lo es, aunque toma valores muy grandes, generalmente mayores a 100dB. Esta relación puede calcularse como:

$$CMRR = 20 \cdot \log \log \left(\frac{A_d}{|A_{CM}|} \right) \quad (30)$$

La ganancia del modo diferencial disminuirá con el aumento de frecuencia, por lo que también lo hará el rechazo de modo común.

Los amplificadores de instrumentación son unas de las implementaciones de los operacionales y cuentan con gran cantidad de aplicaciones. Los Amplificadores de Instrumentación (In-Amps) son un bloque de ganancia que tiene una entrada diferencial y una salida con una referencia. Por lo general, las impedancias de los dos terminales de entrada son equilibradas y tienen altos valores. Las corrientes de polarización de entrada las cuales idealmente deberían ser nulas rondan valores de nA a 50nA. La impedancia de salida es muy baja, especialmente en bajas frecuencias. Por el lado de la ganancia, esta se establece por medio de una resistencia o puede haber sido preestablecida internamente. Los amplificadores operacionales no están diseñados para prevenir que la señal de modo común aparezca en la salida y esto se puede apreciar en el siguiente análisis. Si se tiene el siguiente circuito:

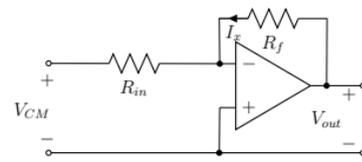


Fig. 45. Circuito Amplificador Inversor.

Como la corriente de entrada al operacional es nula, la corriente I_x que circula por R_f , también lo hará a través de R_{in} :

$$V_{out} - V_- = I_x \cdot R_f \quad (31)$$

$$V_- - V_{CM} = I_x \cdot R_{in} \quad (32)$$

Pero a su vez, la tensión V_{CM} es igual que la de la entrada inversora, por lo que:

$$I_x \cdot R_f = 0 \rightarrow I_x = 0A \quad (33)$$

Si la corriente que circula por R_f es nula, podemos decir que:

$$V_{out} = V_- = V_{CM} \quad (34)$$

Entonces, si bien la tensión de modo común no se amplifica, esta no se rechaza, e incluso, a grandes tensiones de este, el sistema podría verse saturado fácilmente.

Los amplificadores de instrumentación serán la mejor opción cuando se extraen señales débiles ya que tienen la característica de amplificar la diferencia entre los terminales de entrada mientras rechaza cualquier señal común a ambos. A continuación, un circuito ejemplo con una entrada diferencial de 10mVpp:

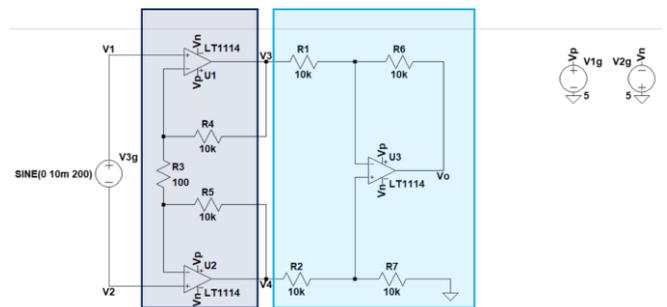


Fig. 46. Circuito interno del amplificador de instrumentación.

Para obtener la transferencia primero se trabajará sobre el bloque azul de entrada. En el mismo se aplicará superposición, por lo que:

- Análisis V_3 si $V_2 = 0V$:

Significará que la entrada inversora del operacional U2 será una masa virtual y el operacional U1 estará en una configuración no inversora con la siguiente transferencia:

$$V_{3_1} = V_1 \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \quad (35)$$

- Análisis V_3 si $V_1 = 0V$:

Significará que la entrada no inversora de U1 estará a masa y por ese mismo operacional la señal ingresará. La configuración resultante de U1 será un inversor con la siguiente transferencia:

$$V_{3_2} = V_2 \cdot \left(-\frac{R_4}{R_3}\right) \quad (36)$$

Ahora, si se suman ambos efectos:

$$V_3 = V_1 \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) + V_2 \cdot \left(-\frac{R_4}{R_3}\right) \quad (37)$$

- Análisis V_4 si $V_2 = 0V$:

Significará que la entrada no inversora de U2 estará a masa y por ese mismo operacional la señal ingresará. La configuración resultante de U2 será un inversor con la siguiente transferencia:

$$V_{4_1} = V_1 \cdot \left(-\frac{R_5}{R_3}\right) \quad (38)$$

- Análisis V_4 si $V_1 = 0V$:

Significará que la entrada inversora del operacional U1 será una masa virtual y el operacional U2 estará en una configuración no inversora con la siguiente transferencia:

$$V_{4_2} = V_2 \cdot \left(1 + \frac{R_5}{R_3}\right) \quad (39)$$

Ahora, si se suman ambos efectos:

$$V_4 = V_1 \cdot \left(-\frac{R_5}{R_3}\right) + V_2 \cdot \left(1 + \frac{R_5}{R_3}\right) \quad (40)$$

Si se considera:

$$R_4 = R_5 = R_B ; R_3 = R_A \quad (41)$$

Se tiene:

$$V_3 = V_1 \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) + V_2 \cdot \left(-\frac{R_B}{R_A}\right) \quad (42)$$

$$V_4 = V_1 \cdot \left(-\frac{R_B}{R_A}\right) + V_2 \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) \quad (43)$$

Ahora se analizará el bloque celeste por separado, también aplicando superposición:

- Análisis V_o si $V_3 = 0V$:

En principio, la señal V_4 se encontrará con un divisor de tensión entre R_2 y R_7 para luego ingresar a la entrada no inversora. Como $V_3 = 0V$, allí se tendrá una masa que hará que U3 se encuentre en una configuración no inversora:

$$V_{o_1} = V_4 \cdot \frac{R_7}{R_2 + R_7} \cdot \left(\frac{R_1 + R_6}{R_1}\right) \quad (44)$$

- Análisis V_o si $V_4 = 0V$:

En este caso el análisis es más sencillo ya que la entrada no inversora de U3 estará a masa y provocará que el mismo se encuentre en una configuración inversora:

$$V_{o_2} = V_3 \cdot \left(-\frac{R_6}{R_1}\right) \quad (45)$$

Ahora, si se toma:

$$R_1 = R_2 = R_C ; R_6 = R_7 = R_D \quad (46)$$

Y se aplica superposición:

$$V_o = V_3 \cdot \left(-\frac{R_D}{R_C}\right) + V_4 \cdot \frac{R_D}{R_C + R_D} \cdot \left(\frac{R_C + R_D}{R_C}\right) \quad (47)$$

$$V_o = -V_3 \cdot \frac{R_D}{R_C} + V_4 \cdot \frac{R_D}{R_C} \rightarrow V_o = \frac{R_D}{R_C} \cdot (V_4 - V_3) \quad (48)$$

Entonces, las expresiones con las que se trabajará son:

$$V_3 = V_1 \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) + V_2 \cdot \left(-\frac{R_B}{R_A}\right) \quad (49)$$

$$V_4 = V_1 \cdot \left(-\frac{R_B}{R_A}\right) + V_2 \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) \quad (50)$$

$$V_o = \frac{R_D}{R_C} \cdot (V_4 - V_3) \quad (51)$$

Teniendo en cuenta que:

$$R_4 = R_5 = R_B ; R_3 = R_A \quad (52)$$

$$R_1 = R_2 = R_C ; R_6 = R_7 = R_D \quad (53)$$

Entonces, ahora se debe encontrar la diferencia $V_4 - V_3$ y al restar ambas expresiones que se obtuvieron:

$$V_4 - V_3 = V_1 \cdot \left(-\frac{2 \cdot R_B}{R_A} - 1\right) + V_2 \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_B}{R_A}\right) \quad (54)$$

$$V_4 - V_3 = (V_2 - V_1) \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_B}{R_A}\right) \quad (55)$$

Por lo que:

$$V_o = (V_2 - V_1) \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_B}{R_A}\right) \cdot \frac{R_D}{R_C} \quad (56)$$

Finalmente:

$$V_o = -V_{in} \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R_B}{R_A}\right) \cdot \frac{R_D}{R_C} \quad (57)$$

$$R_4 = R_5 = R_B ; R_3 = R_A \quad (58)$$

$$R_1 = R_2 = R_C ; R_6 = R_7 = R_D \quad (59)$$

Con los valores propuestos en el circuito, se puede ver que:

$$R_A = 100\Omega; R_B = 10K\Omega; R_C = 10K\Omega; R_D = 10K\Omega \quad (60)$$

Por lo que la señal pico a pico de salida será de 2,01V y desfazará. Aquí una simulación en LTSpice en donde se multiplico la Vin en 100 veces para poder apreciarla gráficamente.

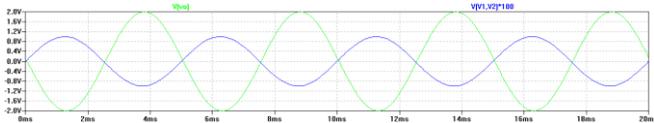


Fig. 47. Simulación de la respuesta temporal de un amplificador de instrumentación.

Gracias a esta configuración, se podrá variar la ganancia sin alterar el rechazo en modo común, únicamente modificando R_A . Otra ventaja de este circuito es que las entradas son simétricas y presentan la misma impedancia de alto valor.

Otro parámetro importante es el producto “Ganancia por ancho de banda”, el cual es un claro indicador que la ganancia del amplificador es dependiente de la frecuencia de operación. Este parámetro será constante y permitirá observar fácilmente que, a mayor ancho de banda, menor será la ganancia.

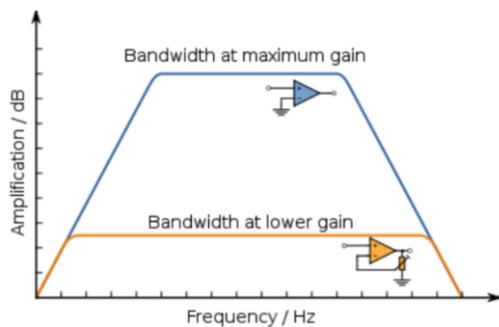


Fig. 48. Curva Producto Ganancia por Ancho de banda.

Anteriormente se mencionó que la impedancia de entrada ideal debería ser infinita, pero la realidad es que corresponde a valores finitos muy altos. La ventaja de esto es minimizar lo más posible la carga que provee el circuito In-Amp al sensor y de esta manera, que la señal sea recolectada por el amplificador en la mayor medida posible. Para mediciones de EMG se deberán utilizar operacionales que cuenten con una impedancia de entrada de $100M\Omega$ o más.

En base a estas premisas, la conclusión es que se deberá utilizar un Amplificador de Instrumentación integrado ya que permiten minimizar el ruido en gran medida y rechazar señales de modo común al mismo tiempo que amplifican las diferenciales.

En la siguiente tabla se puede apreciar un resumen de las características que deberá tener el amplificador:

TABLA I. CARACTERÍSTICAS A CONSIDERAR DEL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN.

Parámetro	Valor
Impedancia de entrada	$> 100M\Omega$
CMRR	$> 100dB$
Ganancia	100
Ancho de banda en la ganancia de interés	Hasta 10KHz

La ganancia seleccionada solo corresponde a la que proveerá el amplificador de instrumentación. Anteriormente se mencionó que la señal a medir fue considerada con un rango de $\pm 4mV$, por lo que al amplificarla unas 100 veces, se tendrá $\pm 400mV$. La ganancia del sistema en su totalidad será mayor y no se lo suele configurar con ganancia elevada a este dispositivo debido a que se pueden tener niveles de continua que podrían provocar que se sature, ya que con el circuito previo al amplificador de instrumentación, no se está rechazando al continua.

Se procedió a realizar un análisis de los diferentes Amplificadores de Instrumentación que se consiguen en el mercado:

TABLA II. COMPARATIVA DE AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACIÓN DEL MERCADO.

Parámetro	INA 110	INA 114BP	INA 101AG	INA 128	INA 826
Corriente bias	100pA	2nA	30nA	5nA	95nA
Zin Diferencial	$5.10^{12}\Omega$	$1.10^{10}\Omega$	$1.10^{10}\Omega$	$1.10^{10}\Omega$	$2.10^{10}\Omega$
Ruido de entrada [nV/ \sqrt{Hz}]	10 @ 10KHz	15 @ 10KHz	15 @ 1KHz	10 @ 10KHz	18 @ 10KHz
CMRR @ 10KHz & G=100	82dB	75dB	60dB	90dB	60dB
Ganancia vs Frecuencia	Cte hasta 90KHz	Cte hasta 600Hz	Cte hasta 300Hz	Cte hasta 100KHz	Cte hasta 1KHz
Precio [USD]	\$7,9	\$9,8	\$8,6	\$5,4	\$3,3

En base a las características analizadas – entre las que también se incluyen curvas de cada uno – se seleccionó el INA128, por ser un amplificador operacional que cumple con el ancho de banda y características necesarias, al mismo tiempo que lo hace con un precio accesible y una disponibilidad notoria en el mercado.

Entre las características principales de este dispositivo, se destacan:

- Bajo offset: 50uV máximo.
- Bajo drift: 0,5uV/ $^{\circ}C$ máximo.
- Baja corriente de entrada de bias: 5nA máximo.
- Bajo ruido.
- CMRR Elevado: 90dB para una ganancia de 100 y una frecuencia de 10KHz.
- Entradas protegidas hasta $\pm 40V$.
- Amplio rango de alimentación: $\pm 2,25V$ hasta $\pm 18V$.
- Opción de encapsulado DIP y SO-8.

El esquemático simplificado interno es el siguiente:

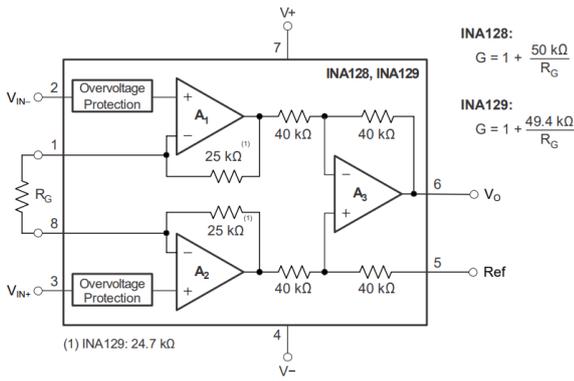


Fig. 49. Esquemático simplificado interno del INA128.

Se puede apreciar que para definir la ganancia, únicamente se debe hacer con una resistencia R_G . Particularmente, la expresión para la selección de dicho resistor será:

$$R_G = \frac{50K\Omega}{G-1} \quad (61)$$

Como la ganancia deseada es de 100:

$$R_G = \frac{50K\Omega}{100-1} \rightarrow R_G = 505\Omega \quad (62)$$

Lo ideal es que estas resistencias tengan una tolerancia baja, es decir, sean de alta precisión. De esta manera, se asegura que la ganancia ronde lo más cercano posible a la calculada.

En la siguiente curva se puede apreciar que para una ganancia de 100, la misma se mantiene constante hasta 100KHz:

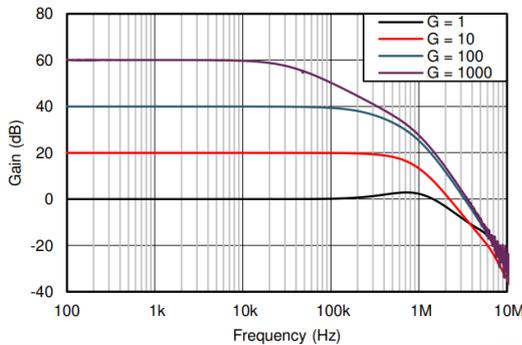


Fig. 50. Curva Ganancia-Frecuencia del INA128.

Considerar un CMRR mínimo para la máxima frecuencia a la que se trabajará también es muy importante. En la siguiente curva se aprecia que para una ganancia de 100V/V en 10KHz, el CMRR es de aproximadamente 90dB:

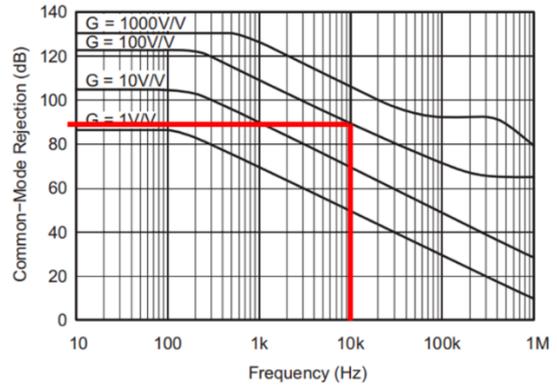


Fig. 51. Curvas CMRR-Frecuencia del INA128.

Por otro lado, es importante notar en el esquemático simplificado del INA128, que cuenta con un pin de referencia. Ese es un pin que se lo utilizará para colocar un valor de continua el cual deberá ser sumado a la señal diferencial para de esa manera sustraerlo. Entonces, esto es una funcionalidad muy importante, ya que se si encuentra la forma de conocer el valor de continua con el que cuenta la señal a la salida del INA, este puede ser reinyectado al amplificador de manera de eliminarlo.

Para detectar ese nivel de continua se utilizará el siguiente circuito integrador de acoplamiento tal y como lo recomienda la hoja de datos del amplificador de instrumentación. Este integrador funcionará como un filtro pasa alto que efectivamente cancelará cualquier offset de DC a la salida. Particularmente, para este tipo de aplicaciones se suele utilizar una frecuencia de corte de 0,48Hz.

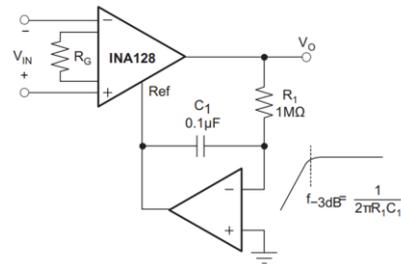


Fig. 52. Circuito para eliminar offset DC a la salida del INA128.

Entonces, si se define a R en 1MΩ y como se mencionó, la frecuencia de corte será 0,48Hz. Solo resta conocer C. Para ello simplemente se podrá hacer con la siguiente expresión que deriva del análisis matemático del circuito:

$$F_L = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \rightarrow C = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot F_L} = \frac{1}{2\pi \cdot 1M\Omega \cdot 0,48Hz} = 331nF \quad (63)$$

Entonces, los valores normalizados de los componentes:

- R = 1MΩ
- C = 330nF

De esta manera se produjo una salida acoplada en AC desde una entrada acoplada en DC a un amplificador de instrumentación. Si bien el cálculo difiere de los criterios de diseño de un integrador e incluso, el circuito no cuenta con una resistencia de feedback, esto es debido a que solo se requiere recuperar el nivel de continua.

Ahora solo resta definir el operacional con el cual se realizará este integrador. Se optó por utilizar el mismo operacional con el que se harán las otras etapas, para que de esta manera se coloquen menos integrados en el PCB, aprovechando que generalmente, más de un operacional se encuentra embebido en el mismo encapsulado.

Para el operacional se necesita uno que sea Rail-to-Rail para no perder información alguna, CMRR elevado, que pueda trabajar dentro del ancho de banda previsto, es decir, hasta 10KHz y que sea de bajo ruido. En base a esas premisas y a la disponibilidad de operacionales en el mercado, se optó por el TLV9152 el cual cuenta con:

- Bajo Offset: $\pm 125\mu\text{V}$
- Bajo ruido: $10,5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- CMRR elevado: 120dB
- Rail-to-Rail
- Producto Ganancia-Ancho de banda: 4,5MHz
- Alto Slew Rate: $20\text{V}/\mu\text{s}$
- Dos operacionales en el mismo encapsulado

Si bien la frecuencia de trabajo no es considerada alta, se aseguró que el operacional seleccionado pueda trabajar bajo estas condiciones sin verse afectado o introducir ruido.

A continuación, se hizo la simulación del circuito y se obtuvo la siguiente respuesta frente a una señal de 10KHz senoidal con un offset DC de 1V:

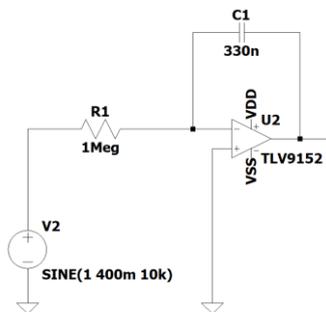


Fig. 53. Circuito integrador para obtención del nivel de DC.

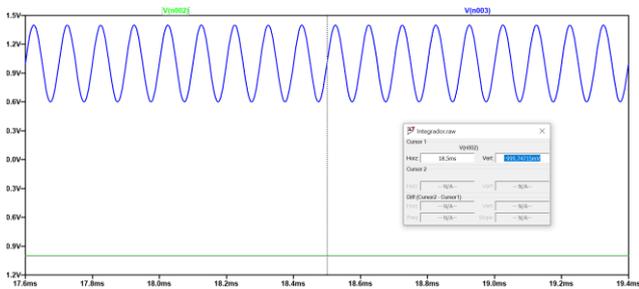


Fig. 54. Simulación del circuito integrador. En azul la señal de entrada y en verde la salida.

Entonces, el circuito cumple su función de recuperar el offset de continua. Si se lo integra en conjunto con el amplificador de instrumentación, se obtiene el siguiente circuito final de esta etapa:

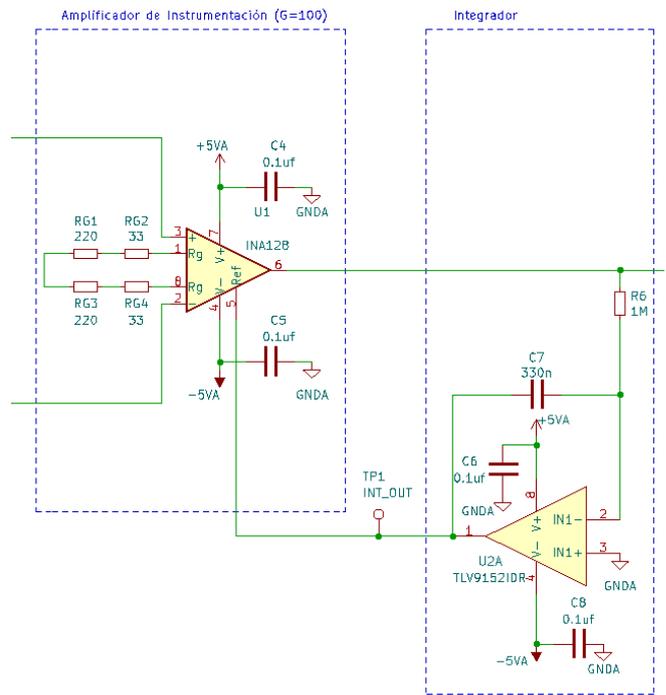


Fig. 55. Circuito del amplificador de instrumentación con acoplación de AC mediante integrador.

En este punto, se logró contar con un Front-End que protege al amplificador de instrumentación de picos de alta tensión, de señales de alta frecuencia y contra ESD. Por otro lado, se recolecta esa señal diferencial con electrodos superficiales, se los amplifica a la misma con una ganancia de 100 y se descarta el nivel de continua. En otras palabras, a la salida de esta etapa se tendrá una señal de $\pm 400\text{mV}$ como máximo y un espectro de frecuencias donde su máximo componente se encuentra en 10KHz.

En base a la teoría detallada anteriormente, se indicó que el cuerpo actúa como una antena que capta las señales de línea 50Hz y en el resumen realizado, este problema no fue abarcado, y es por ello que la próxima etapa se encargará de eliminar las frecuencias de 50Hz por medio de un filtro Notch.

E. Filtro Notch

La razón de existir de esta etapa en el circuito fue detallada anteriormente, por lo que directamente se abordará la arquitectura seleccionada. Particularmente para este filtro se implementaron diferentes arquitecturas pero esta fue la que mejor performance nos dio en cuanto a la selectividad, la sintonización de la frecuencia y cantidad de componentes.

El filtro implementado es el Filtro Girador, es un tipo de filtro notch que fue desarrollado para amplificadores de biopotenciales. En esencia, las propiedades de un inductor son simuladas con un circuito compuesto por operacionales llamado inductor sintético o girador.

Dicho inductor sintético tendrá las características de una resistencia en serie con un inductor. Si se considera que R_A es $30,1\text{K}\Omega$, R_B es $30,1\text{K}\Omega$ y C es $1\mu\text{F}$, en función a los componentes de la figura, se tendrá que el inductor sintético simula ser una resistencia de $60,2\text{K}\Omega$ en serie con un inductor de aproximadamente 900Hy . El potenciómetro representado por R_6 permitirá aumentar o disminuir R_A , por lo que

también cambiará el valor de la inductancia, lo cual se transformará en un control de la sintonización de la frecuencia de rechazo.

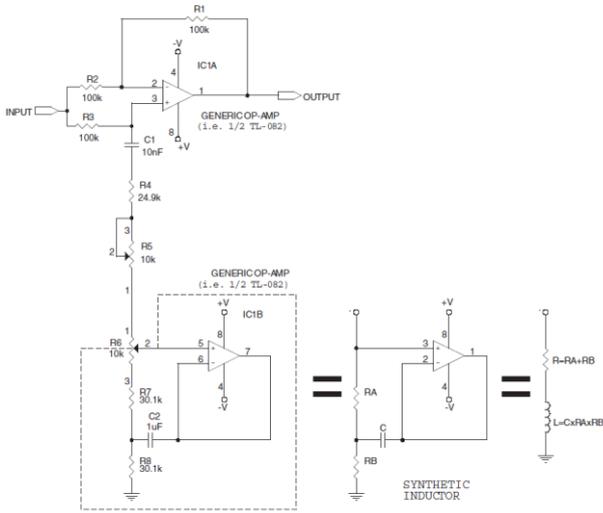


Fig. 56. Esquemático del Filtro Notch implementado y sintonizado en 50Hz.

Por otro lado, ese RL serie se colocará en serie con un capacitor, que en este caso fue colocado en 10nF. La frecuencia a la cual estará sintonizado ese circuito LC será:

$$F_{notch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{900Hy.10nF}} = 53Hz \quad (64)$$

En esa frecuencia, tanto el inductor como el capacitor anularán su impedancia y la señal de entrada será enviada a masa por medio de las resistencias en serie (R4+R5+R6+R7+R8). Para las demás frecuencias, las señales no se verán afectadas.

El potenciómetro R6 como se mencionó antes permitirá modificar la inductancia simulada ya que cambiará el valor de RA, mientras que R5 variará la resistencia total de la rama y permitirá modificar la selectividad del filtro.

Este circuito fue simulado para validar su correcto funcionamiento:

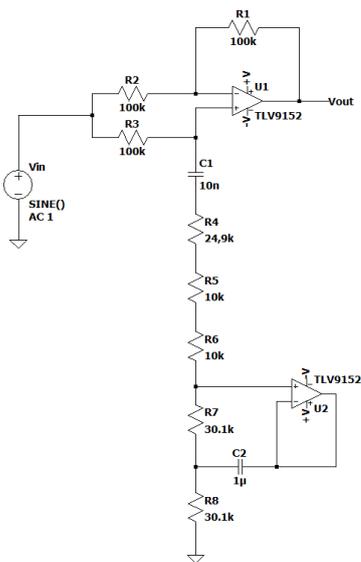


Fig. 57. Filtro Notch simulado en LTSpice.

La respuesta en frecuencia:

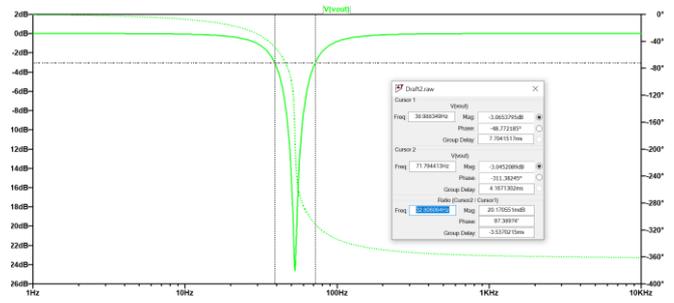


Fig. 58. Respuesta en frecuencia simulado en LTSpice del Filtro Notch. Se observa una banda de rechazo de 32Hz.

Se puede observar que la frecuencia central se encuentra en 53Hz:

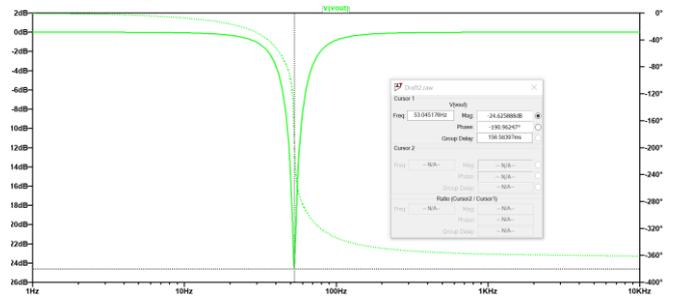


Fig. 59. Respuesta en frecuencia simulado en LTSpice del Filtro Notch. Se observa una frecuencia central de rechazo de 53Hz.

Si ahora, se varía R6 para contar con los siguientes valores resistivos:

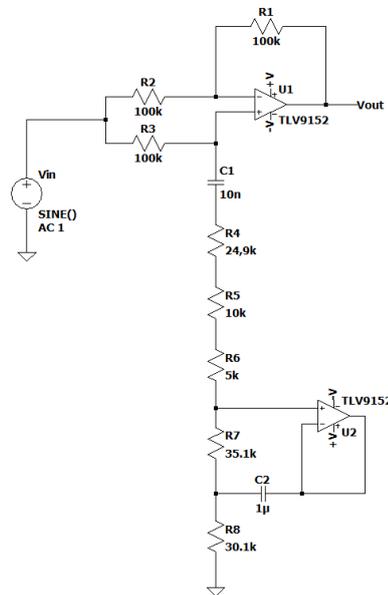


Fig. 60. Filtro Notch simulado en LTSpice con variación en el ajuste de la frecuencia central.

Es evidente que lo que se espera es que la frecuencia central se mueva a una frecuencia más baja ya que aumentaría la inductancia. La selectividad no se verá afectada:

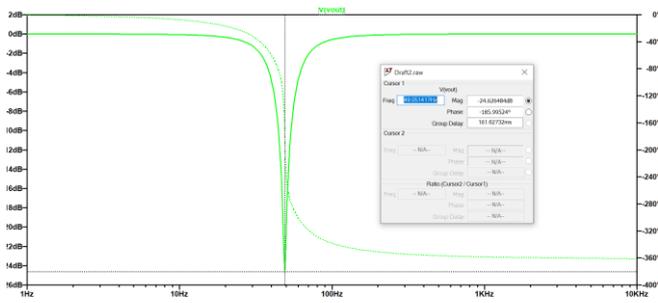


Fig. 61. Respuesta en frecuencia simulado en LTSpice del Filtro Notch con variación en ajuste de frecuencia central. Se observa una frecuencia central de rechazo de 49Hz.

Finalmente, si se desea modificar la selectividad, el potenciómetro R5 deberá variarse. Si se lo disminuye en 10 veces, es decir, R5 en $1K\Omega$, se podrá ver que el filtro se hace más selectivo:

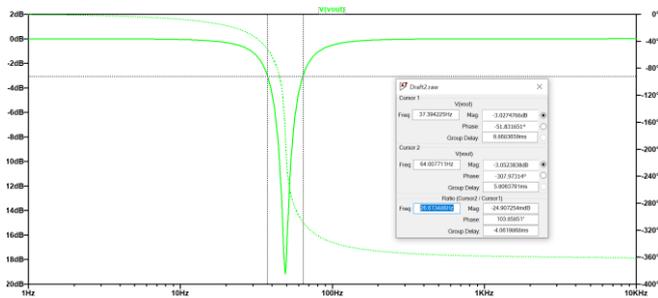


Fig. 62. Respuesta en frecuencia simulado en LTSpice del Filtro Notch con variación en ajuste de frecuencia central y en la selectividad. Se observa una banda de rechazo de 26,6Hz.

Entonces, gracias a estas ventajas en la flexibilidad para modificar la frecuencia central del filtro, su selectividad y su poca cantidad de componentes, fue el filtro Notch seleccionado. Se normalizaron sus componentes y se reemplazaron los trimmers por resistores fijos en base al siguiente circuito final:

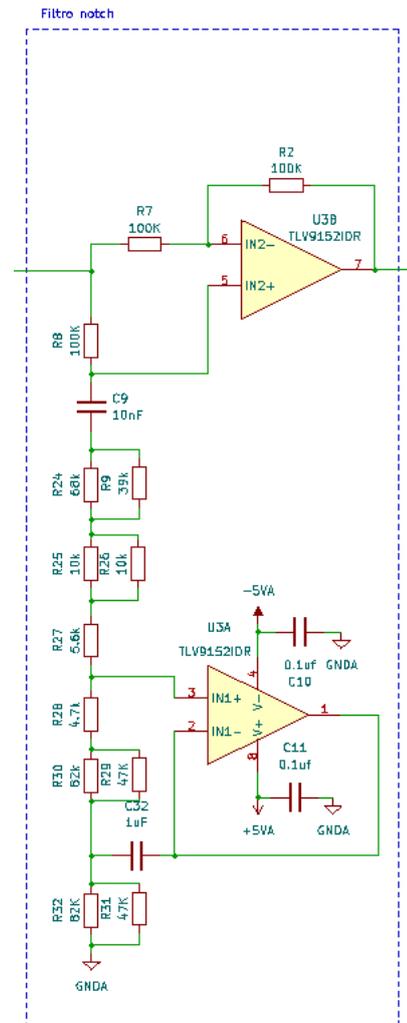


Fig. 63. Circuito final del Filtro Notch implementado.

Observación: El conjunto de resistencias que pertenecen al Filtro Notch final pueden agruparse para disminuir el número de ellas. Ténganse en cuenta que este proyecto se diseñó en un contexto de pandemia y es por eso que se optó por valores comerciales de resistencias.

La simulación de dicho circuito es la siguiente:

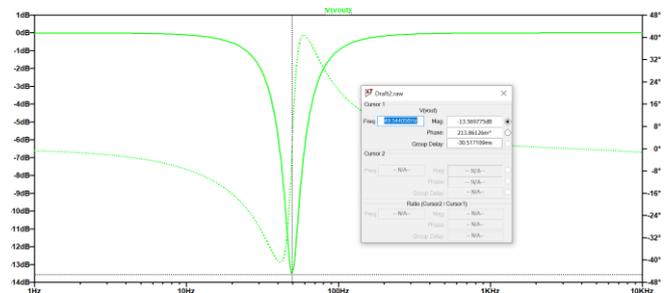


Fig. 64. Respuesta en frecuencia simulado en LTSpice del Filtro Notch implementado con frecuencia central en aproximadamente 50Hz.

F. Filtro de alta frecuencia

Si bien en el Front-End se implementó un filtro pasa bajo de 20KHz, aquí se hará nuevamente un filtrado para garantizar que la señal que ingrese al convertor ADC no supere la frecuencia de trabajo y genere Aliasing. Particularmente, se desea que el filtro que se implemente

no atenúe ninguna componente de interés, es decir, la frecuencia de corte del filtro pasa bajo estará por encima de los 10KHz para evitar atenuar información.

Por otro lado, se aprovechará esta etapa para amplificar aún más la señal. En principio, la señal que se tendrá en este punto será de $\pm 400\text{mV}$. El ADC con el que se trabajará estará alimentado con 3,3V y su referencia será la misma tensión. Entonces, se deberá adecuar la señal que se inyecta para que se encuentre montada sobre una continua de 1,65V y así pueda excursionar $\pm 1,65\text{V}$.

Esta etapa solo se encargará de proveer de un filtro pasa bajos con frecuencia de corte en aproximadamente 17KHz y una cierta ganancia característica de esta arquitectura. Se optó por elegir una configuración conocida, un Filtro Pasa Bajos Butterworth de Segundo Orden. Este tipo de filtros, para una correcta respuesta en frecuencia, deben de ganar 1,586 veces ya que se debe tener en cuenta que estos filtros suelen elegirse cuando no se desea contar con ripple en la banda de paso y que el corte en la Fc sea nitido, como es este caso. La respuesta en frecuencia de la amplitud de un filtro pasa bajo de segundo orden como el que se implementará tiene las siguientes curvas:

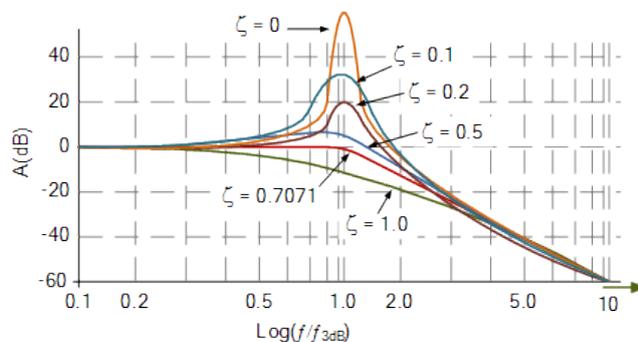


Fig. 65. Respuesta en frecuencia de un filtro pasa bajos de segundo orden para diferentes valores de factor de amortiguamiento.

Se puede ver como a medida que el factor de amortiguamiento disminuye, el pico en la frecuencia de corte aumenta, o en otras palabras, se hace aún más sub-amortiguado. Por el contrario, cuando el factor de amortiguamiento aumenta, el filtro se hace cada vez más sobre-amortiguado. El mayor factor de amortiguamiento para este tipo de filtros es de 2 ya que de lo contrario el mismo se hará inestable. Entonces, el factor mencionado puede tomar valores entre 0 y 2.

La función transferencia de este filtro de segundo orden es:

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A}{s^2 + 2 \cdot \epsilon \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (65)$$

En donde:

- A es la ganancia.
- ϵ es el factor de amortiguamiento.
- ω_n es la frecuencia natural de oscilación.

Por otro lado, si se tiene en cuenta que el circuito es el siguiente:

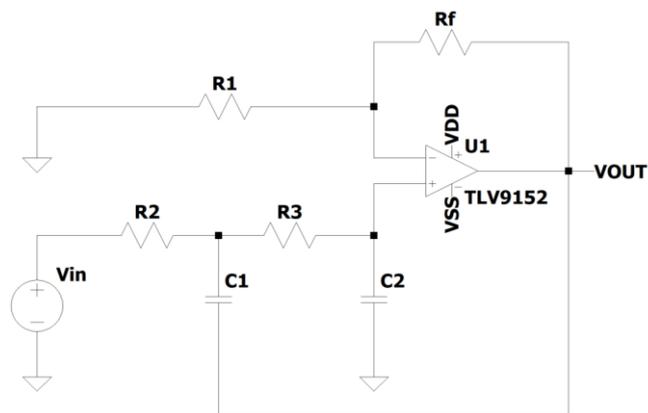


Fig. 66. Esquemático de Filtro Pasa Bajo Butterworth de Segundo Orden.

Y si se hace su análisis circuital, se podrá conocer su función transferencia. Con la premisa de que $R=R_2=R_3$ y $C=C_2=C_3$ para facilitar cálculos.

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A_f}{s^2 + \frac{3-A_f}{R \cdot C} \cdot s + \frac{1}{R^2 \cdot C^2}} \quad (66)$$

Si se toma en cuenta la función estándar y la obtenida analizando el circuito, se llega a que:

$$\frac{3-A_f}{R \cdot C} = 2 \cdot \epsilon \cdot \omega_n = 2 \cdot \epsilon \cdot 2 \cdot \pi \cdot F_n = 2 \cdot \epsilon \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (67)$$

Entonces:

$$\frac{3-A_f}{R \cdot C} = 2 \cdot \epsilon \cdot \frac{1}{R \cdot C} \rightarrow \epsilon = \frac{3-A_f}{2} \quad (68)$$

De aquí se observa que la ganancia no puede ser mayor a 3, pero también es la ecuación para conocer cuanto debe ser la ganancia para contar con un factor de amortiguamiento de 0,7071 que permitirá tener una respuesta adecuada a lo buscado con este tipo de filtros, es decir, que no solo no haya ripple en la banda de paso, si no que tampoco, haya un pico abrupto en la frecuencia de corte.

$$A_f = 3 - 2 \cdot \epsilon = 3 - 2 \cdot \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \rightarrow A_f = 1,586 \quad (69)$$

De este breve análisis, sin entrar en mucho detalle matemático, se puede apreciar la razón de haberse elegido esa ganancia. Al ser una configuración altamente utilizada y conocida, se optó por utilizar directamente las expresiones de diseño luego de haber realizado un análisis del mismo.

En principio, se debe adoptar un valor de capacidad, para este circuito se optó por elegir un valor de 10nF para ambos capacitores. Por otro lado, la frecuencia de corte del filtro será 17KHz, ya que luego de diferentes simulaciones se pudo observar que es aproximadamente el mínimo valor donde la máxima frecuencia de trabajo de 10KHz no se ve casi atenuada.

Para facilitar los cálculos, se hará que R2 y R3 sean iguales. Se podrán calcular de la siguiente manera:

$$F_c = \frac{1}{2\pi.R.C} \rightarrow R = \frac{1}{2\pi.C.F_c} = \frac{1}{2\pi.10nF.17KHz} = 936\Omega \quad (70)$$

Entonces, normalizando dicho valor:

$$R2 = R3 = 1K\Omega \quad (71)$$

Recalculando la frecuencia de corte:

$$F_c = \frac{1}{2\pi.R.C} = \frac{1}{2\pi.1K\Omega.10nF} \rightarrow F_c = 15,91KHz \quad (72)$$

La ganancia del filtro estará determinada por R_f y R_1 en una configuración no inversora, por lo que la ganancia será:

$$A_f = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (73)$$

De aquí se sabe que la ganancia debe ser 1,586. R_1 usualmente se adopta en valores menores a $100K\Omega$. Por disponibilidad de las resistencias se eligió $33K\Omega$, por lo que solo resta conocer la resistencia de realimentación:

$$R_f = (A_f - 1).R_1 \rightarrow R_f = 19,338K\Omega \quad (74)$$

Para poder sintonizar mejor la ganancia, se optó por colocar una resistencia de $18K\Omega$ en serie con un potenciómetro.

Para validar el correcto funcionamiento del filtro, se simuló en LTSpice y esta fue la respuesta en frecuencia:

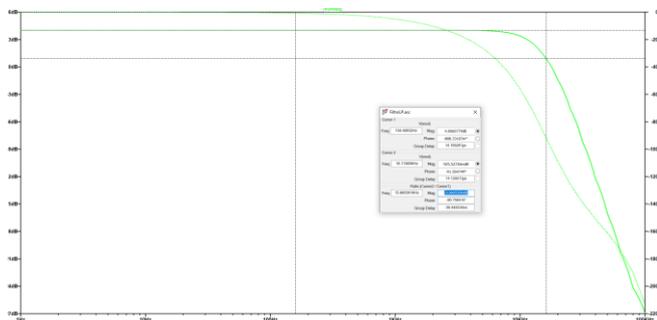


Fig. 67. Respuesta en frecuencia de la simulación realizada en LTSpice del Filtro Pasa Bajo Butterworth de Segundo Orden con un factor de amortiguamiento de 0,7071. $F_c=15,96KHz$.

Se puede apreciar cómo se cumplen los cálculos realizados, aunque también se optó por simularla en el plano del tiempo:

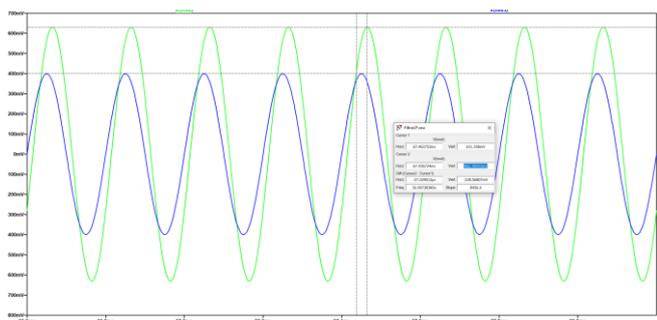


Fig. 68. Simulación temporal en LTSpice del Filtro Pasa Bajo Butterworth de Segundo Orden.

Aquí se puede ver que la relación entre las tensiones pico da como resultado la ganancia establecida.

Si por el contrario, se consideraba una ganancia de 2,7 el factor de amortiguamiento será de:

$$\varepsilon = \frac{3-A_f}{2} = \frac{3-2,7}{2} \rightarrow \varepsilon = 0,15 \quad (75)$$

Por lo que el circuito se encontraría en un estado de sub-amortiguamiento y se perderían las cualidades esperadas. A modo de ejemplo, se simuló con los siguientes valores:

$$R_f = (A_f - 1).R_1 = (2,7 - 1).33K\Omega = 36,3K\Omega \quad (76)$$

Y esta fue la respuesta, teniendo en cuenta que los demás valores se mantuvieron iguales al circuito anterior, es decir, solo se cambió la resistencia de feedback a $36,3K\Omega$:

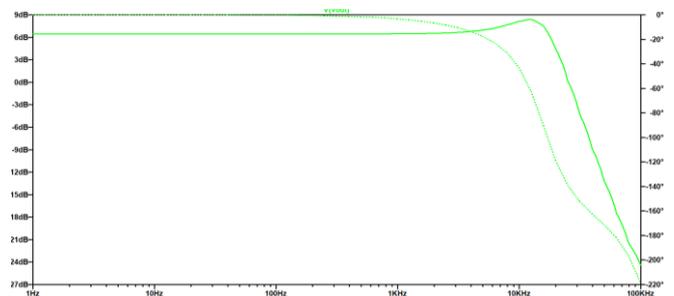


Fig. 69. Respuesta en frecuencia de la simulación realizada en LTSpice del Filtro Pasa Bajo Butterworth de Segundo Orden con un factor de amortiguamiento de 2,7.

Se aprecia el sobre impulso indeseable que se manifiesta cerca de la frecuencia de corte.

El circuito final será:

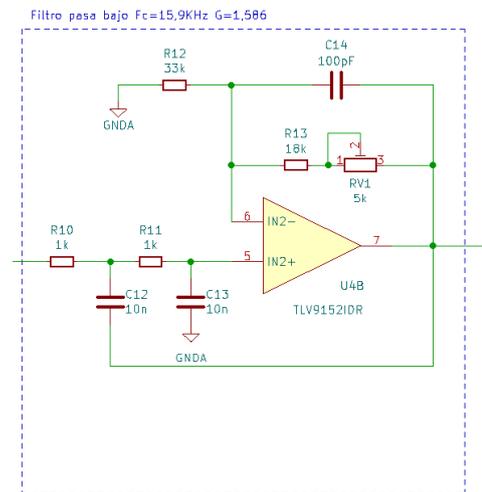


Fig. 70. Circuito final del Filtro Pasa Bajos implementado.

G. Acondicionamiento de la señal

En este punto, se cuenta con una señal que fue amplificada por el amplificador de instrumentación y por el filtro pasa bajos. El primero provee de una ganancia de 100 mientras que el segundo de una ganancia de 1,586 por lo que en total se cuenta con una ganancia de 158,6. La señal de entrada tiene un rango de excursión máximo de $\pm 4mV$ según los valores

adoptados, por lo que a la salida del filtro pasa bajo se tendrá $\pm 634,4\text{mV}$.

Como se mencionó anteriormente, para poder inyectar esta señal al ADC debe estar montada sobre un nivel de continua de $1,65\text{V}$ de manera que pueda excursionar $\pm 1,65\text{V}$. Entonces, se deberá amplificar $1650\text{mV}/634,4\text{mV}=2,6$ veces con esta etapa. Al mismo tiempo, se agregará el offset mencionado.

Para poder amplificar y sumar el nivel de continua, se optó por un sumador no inversor.

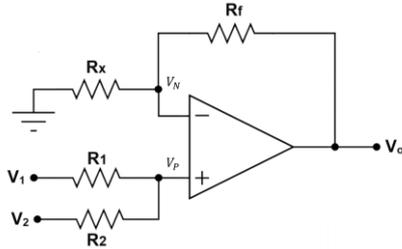


Fig. 71. Esquemático del Sumador No Inversor a implementar.

Para conocer la tensión de salida se deberá realizar el siguiente análisis:

- En principio se considera $V_2 = 0\text{V}$

Entonces, la tensión en la entrada no inversora simplemente puede obtenerse con un divisor de tensión.

$$V_{P1} = V_1 \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (77)$$

- Ahora, cuando $V_1 = 0\text{V}$

Análogamente a como se hizo con $V_2=0\text{V}$, se podrá plantear lo siguiente:

$$V_{P2} = V_2 \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (78)$$

Superponiendo:

$$V_P = V_{P1} + V_{P2} = V_1 \cdot \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) + V_2 \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (79)$$

$$V_P = \frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2} \quad (80)$$

Para el caso de la tensión en la entrada inversora, directamente se puede aplicar un divisor de tensión:

$$V_N = V_o \cdot \left(\frac{R_X}{R_X + R_f} \right) \quad (81)$$

Se sabe que la tensión en la entrada inversora es la misma que en la no inversora por las características de los operacionales. Dicho esto, se puede plantear:

$$\frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2} = V_o \cdot \left(\frac{R_X}{R_X + R_f} \right) \quad (82)$$

Esto puede expresarse de la siguiente manera:

$$V_o = \frac{R_2 \cdot (R_X + R_f)}{R_X \cdot (R_1 + R_2)} \cdot V_1 + \frac{R_1 \cdot (R_X + R_f)}{R_X \cdot (R_1 + R_2)} \cdot V_2 \quad (83)$$

Ahora, se considerará que V_1 es la señal de entrada EMG y la V_2 es la tensión de referencia de $1,65\text{V}$ sobre la cual se montará la primera señal.

La tensión de referencia no debe tener ganancia alguna ya que será regulada por un circuito que se detallará posteriormente en esta sección. Por otro lado, la señal del EMG V_1 deberá ser amplificada 2,6 veces para excursionar $\pm 1,65\text{V}$.

Además, se adoptarán valores para $R_X=1,5\text{K}\Omega$ y $R_f=3,3\text{K}\Omega$. De esta manera, las expresiones quedan:

$$\frac{R_2 \cdot (R_X + R_f)}{R_X \cdot (R_1 + R_2)} = 2,6 \rightarrow \frac{R_2 \cdot (4,8\text{K}\Omega)}{1,5\text{K}\Omega \cdot (R_1 + R_2)} = 2,6 \quad (84)$$

$$\frac{R_1 \cdot (R_X + R_f)}{R_X \cdot (R_1 + R_2)} = 1 \rightarrow \frac{R_1 \cdot (4,8\text{K}\Omega)}{1,5\text{K}\Omega \cdot (R_1 + R_2)} = 1 \quad (85)$$

En la primera ecuación, se dividirá ambos términos por 2,6:

$$\frac{R_2 \cdot (4,8\text{K}\Omega)}{3,9\text{K}\Omega \cdot (R_1 + R_2)} = 1 \quad (86)$$

Ahora pueden igualarse ambas expresiones:

$$\frac{R_2 \cdot (4,8\text{K}\Omega)}{3,9\text{K}\Omega \cdot (R_1 + R_2)} = \frac{R_1 \cdot (4,8\text{K}\Omega)}{1,5\text{K}\Omega \cdot (R_1 + R_2)} \quad (87)$$

Trabajando matemáticamente se obtiene la siguiente relación:

$$R_2 = 2,6 \cdot R_1 \quad (88)$$

Entonces, adoptando $R_2=3,3\text{K}\Omega$ se tiene que $R_1=1,27\text{K}\Omega$. Finalmente, los valores resistivos que se utilizarán:

- $R_1=1,2\text{K}\Omega$ en serie con un trimmer de 500Ω para ajustar la ganancia.
- $R_2=3,3\text{K}\Omega$
- $R_X=1,5\text{K}\Omega$
- $R_f=3,3\text{K}\Omega$

Por lo que si se recalcula con los valores resistivos:

$$V_o = \frac{3,3\text{K}\Omega \cdot (1,5\text{K}\Omega + 3,3\text{K}\Omega)}{1,5\text{K}\Omega \cdot (1,27\text{K}\Omega + 3,3\text{K}\Omega)} \cdot V_1 + \frac{1,27\text{K}\Omega \cdot (1,5\text{K}\Omega + 3,3\text{K}\Omega)}{1,5\text{K}\Omega \cdot (1,27\text{K}\Omega + 3,3\text{K}\Omega)} \cdot V_2 \quad (89)$$

Finalmente:

$$V_o = 2,3 \cdot V_1 + 0,89 \cdot V_2 \quad (90)$$

Habrà una pequeña diferencia con lo esperado pero no es un problema ya que se colocará el potenciómetro en serie con la resistencia R_1 y además, un potenciómetro de ajuste en la tensión de referencia. Esos dos potenciómetros permitirán ajustar la ganancia y el nivel de continua.

Este circuito fue simulado con una señal de EMG de 634,4mV y 10KHz. Por otro lado, la tensión de referencia es de 1,65V:

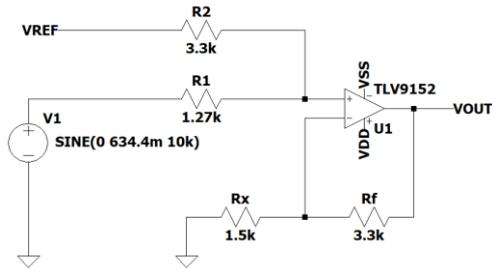


Fig. 72. Esquemático del Sumador No Inversor simulado en LTSpice.

La respuesta fue la siguiente:

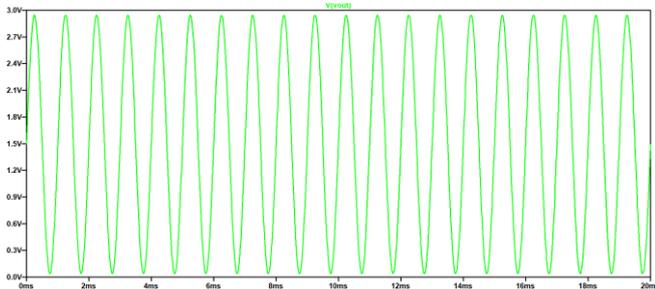


Fig. 73. Respuesta temporal del Sumador No Inversor frente a una entrada senoidal de 634,4mVpico 10KHz y un nivel de continua de referencia de 1,65V.

Para la tensión de referencia se utilizará el famoso TL431. Se contempló que por el pin de referencia del regulador casi no circula corriente en comparación con la corriente que circula por la rama de las resistencias. En el pin de referencia se espera una caída de potencial de 2,5V mientras que la corriente por la rama de las resistencias fue adoptada en 10mA:

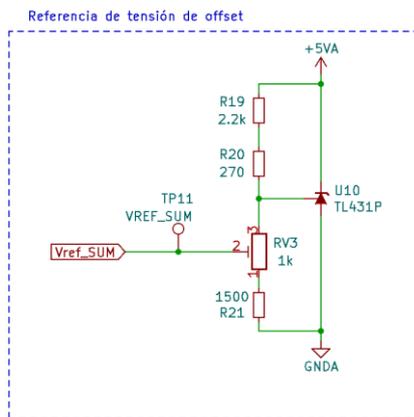


Fig. 74. Circuito final de la tensión de referencia de 1,65V implementado con un TL431.

Entonces, se tienen 2,5V que caen sobre el trimmer y la resistencia de 1,5KΩ. Esto se hizo así debido a que allí hay un divisor de tensión:

$$V_{refsum} = V_{refTL431} \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2} \rightarrow 1,65V = 2,5V \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2} \quad (91)$$

$$\frac{R_1}{R_1+R_2} = 0,66 \quad (92)$$

Si R1 es 1,5KΩ y R2 es 1KΩ, se tiene una relación de 0,4 mientras que el otro extremo con el circuito propuesto es 1. Entonces, la configuración elegida permite tener un rango de la relación desde 0,4 hasta 1. Esto permite, no solo obtener los 0,66 veces que se necesitan, si no que hacer un ajuste en caso de tener que subir o bajar el nivel de continua.

No se debe dejar de lado que la suma de las resistencias R19 y R20 es aproximadamente igual a la suma de la resistencia total del potenciómetro RV3 y la R21. Esto en concordancia con que la tensión de alimentación es 5V y la tensión en el pin de referencia es de 2,5V.

El circuito final del sumador no inversor:

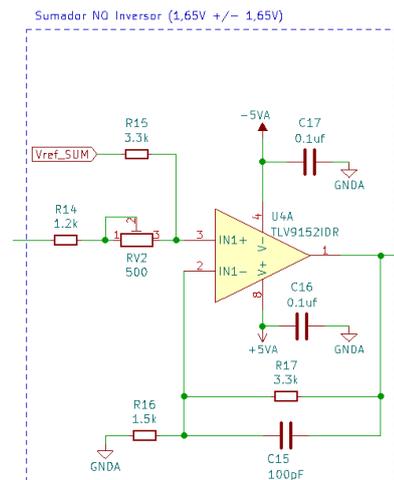


Fig. 75. Circuito final del Sumador No inversor implementado.

H. Muestreo (ADC)

Luego de la protección del Front-End, la amplificación mediante un amplificador de instrumentación, el acople en AC a través del integrador, el rechazo de la frecuencia de línea, el filtrado de la alta frecuencia y el acondicionamiento, se contará con una señal que fue amplificada y adecuada desde los ±4mV hacia los 1,65V ± 1,65V. Esta última señal estará lista para ser inyectada a un convertor analógico a digital, que permita luego, mostrar la medición realizada en pantalla a una velocidad adecuada.

Uno de los puntos más importantes de este proyecto es la selección del dispositivo que permita recolectar los valores analógicos adecuados por hardware y digitalizarlos para que puedan ser procesados y proyectados al especialista.

En la selección de estos dispositivos, se encuentran ciertos parámetros/características que deben ser definidos:

- Resolución: Número de bits de salida que un ADC puede generar por conversión analógica a digital, y, además, define la mínima señal analógica de entrada que puede ser representada digitalmente. Cuanta más cantidad de bits posea el ADC, mejor será la resolución. Particularmente para este tipo de aplicaciones lo ideal es contar con convertidores que cuenten con 16 bits o más.
- Precisión: Está determinada por el ruido de cuantificación, las no linealidades de la función

transferencia, y por fuentes adicionales de ruido en el ADC como fuente de alimentación de mala calidad. La resolución también influirá en precisión de la medición.

- **Velocidad de muestreo:** Es la mayor cantidad de conversiones que pueden realizarse por segundo. Este parámetro o, mejor dicho, la definición del mismo estará condicionado por la frecuencia de la señal que se desea muestrear. El Teorema del muestreo de Nyquist-Shannon en simples palabras indica que la frecuencia de muestreo debe ser de al menos dos veces la máxima frecuencia de la señal a medir. Dicho esto, y conociendo que la frecuencia máxima de los biopotenciales a los que se apunta es de 10KHz, se definirá una frecuencia de muestreo mínima de 20Ksps.
- **Aliasing:** Es un efecto que se da debido al incumplimiento del Teorema de Nyquist-Shannon y básicamente provoca que las muestras recolectadas a una frecuencia menor a la requerida no permitan reconstruir la señal muestreada. Principalmente se genera por el simple hecho de que entre dos muestras consecutivas no se tiene información y es imposible conocer exactamente los valores intermedios. En los EMG siempre se tienen filtros Anti-Aliasing con el fin de bloquear las componentes de alta frecuencia y esto fue implementado por hardware con filtro pasa bajos que permiten garantizar únicamente señales de hasta 10KHz sin ninguna atenuación. A continuación, se aprecia como con las mismas muestras, dos señales totalmente diferentes pueden ser reconstruidas:

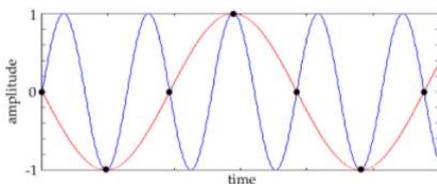


Fig. 76. Efecto del Aliasing en el muestreo de una señal.

- **Ruido de cuantificación:** Voltaje no deseado que se agrega a la señal de entrada debido a la conversión. Más específicamente, es una señal de ruido en forma de diente de sierra que es la diferencia entre el valor de entrada real y el voltaje representado por los valores digitales posibles en el convertidor. El valor de ruido máximo es el valor de resolución analógica del bit menos significativo (LSB). Dicho parámetro será $\frac{V_R}{2^N}$ donde V_R es la tensión de referencia del convertidor y N es el número de bits de resolución. Cuanta más cantidad de bits se tengan, menor será el ruido de cuantificación.

Principalmente, hay cinco tipos de convertidores comúnmente utilizados: Dual Slope, Successive Approximation (SAR), Flash, Pipelined y Delta-Sigma. Los Dual Slope son principalmente utilizados en instrumentos de medición como voltímetros digitales donde la velocidad no es una característica para considerar ya que son lentos. Los SAR tienen buena resolución y moderadamente alta velocidad, mientras que los Flash tienen una velocidad aún más alta, pero con menos resolución. Los convertidores Pipeline implementan

múltiples convertidores Flash para extender la resolución en bits, pero manteniendo la alta velocidad de los Flash.

Finalmente, los Delta-Sigma ofrecen muy alta resolución, pero una frecuencia de muestreo no tan alta. En la siguiente tabla, se pueden comparar parámetros comunes de los convertidores de diferentes tipos que se encuentran en el mercado.

TABLA III. COMPARATIVA DE LAS CARACTERÍSTICAS DE LOS DIFERENTES TIPOS DE ADC.

Tipo de ADC	Resolución (Máx bits)	Velocidad de muestreo (Máx)
Dual Slope	12-20	100 Samples/s
Successive Approximation	8-18	10 MSamples/s
Flash	4-12	10 GSamples/s
Pipeline	8-16	1 GSamples/s
Delta-Sigma	8-32	1 MSamples/s

De estos cinco tipos, el elegido para este proyecto fue el Sigma-Delta. A continuación, se detallarán sus características que justificarán su elección.

I. ADC Sigma Delta

Los convertidores modernos Delta-Sigma ofrecen alta resolución, bajo consumo energético y bajo costo. El lado analógico de este convertidor (un ADC de 1 bit) es muy simple, mientras que el lado digital que el que lo hace económico de producir, es más complejo. Se realiza filtrado y diezmado.

Hay que familiarizarse con ciertos conceptos para comprender su funcionamiento:

- **Oversampling:** Si se parte de un muestreo realizado por un ADC tradicional de múltiples bits de resolución donde se está midiendo una señal senoidal y se consideró que la frecuencia de sampling sea de al menos dos veces la señal de entrada, al observar la FFT resultante de la medición realizada por el ADC, se podrá apreciar un único tono y ruido aleatorio extendiéndose desde la continua hasta $F_s/2$. A ese ruido que se extiende en el espectro se lo llamará ruido de cuantificación. La entrada del ADC es una señal continua con un número infinito de estados posibles, pero la salida digital es discreta por lo que sus estados se determinarán por la resolución del convertidor. Entonces, la conversión de analógico a digital pierde información e introduce distorsión en la señal, explicando así, el ruido de cuantificación aleatorio.

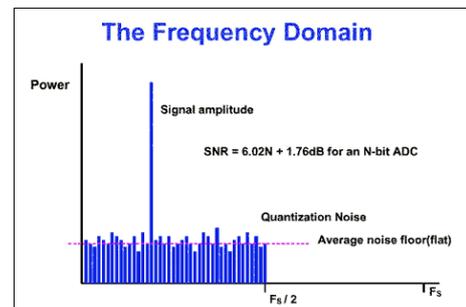


Fig. 77. Ruido de cuantificación en el muestreo de un ADC tradicional frente a una señal senoidal de entrada con una frecuencia de muestreo de al menos dos veces la máxima frecuencia de entrada.

Se puede obtener la relación señal ruido (Signal to Noise Ratio – SNR) si se hace la relación entre la amplitud de la fundamental y la suma RMS de todas las frecuencias que representan ruido. Para un ADC de N bits, se puede calcular:

$$SNR[dB] = 6,02 \cdot N + 1,76dB \quad (93)$$

Entonces, para mejorar el SNR en un ADC tradicional se debe aumentar el número de bits.

Pero ahora se encarará la medición de la misma señal senoidal para contemplando una frecuencia de muestreo incrementada por una relación de sobremuestreo "k", es decir, ahora la frecuencia de muestreo será k.Fs (considerando que Fs como mínimo debe ser dos veces la frecuencia de la máxima señal a medir).

Al hacer el análisis FFT se podrá observar que el piso de ruido ha disminuido a pesar de que la SNR es la misma que antes. Aquí, la energía del ruido se distribuyó dentro de un rango de frecuencia más alta. Los conversores Sigma-Delta utilizan este efecto añadiendo un filtro pasa bajo digital luego del ADC de 1-bit. El resultado de esto es que el ruido RMS es menor ya que la mayor parte del ruido se descarta con el filtro. Esto permite que los conversores ADC de este tipo logren un amplio rango dinámico desde un ADC de baja resolución.

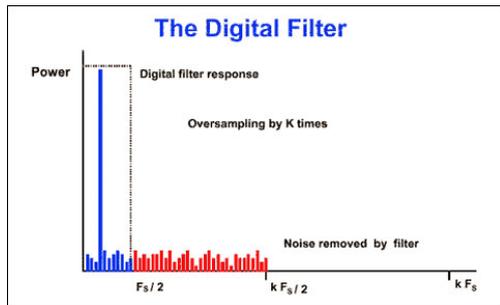


Fig. 78. Distribución del ruido de cuantificación en un espectro mayor de frecuencia y descarte de gran parte del mismo con un filtro digital pasa bajos.

De la formula planteada anteriormente se concluye que por cada bit que se tenga de resolución, la SNR aumentará en 6dB. Cada sobre muestreo de factor de 4 aumenta la SNR en 6dB, es decir, en 1 bit. Por lo tanto, se podrá considerar la siguiente ecuación:

$$F_{oversampling} = 4^W \cdot F_{sampling} \quad (94)$$

Donde W, es la cantidad de bits de resolución que se desea aumentar. Entonces, si se tiene un ADC de 1 bit y se desea una resolución de 4 bits, se debe incrementar en 3 bits, concluyendo en un factor de sobre muestreo de 64x. Partiendo de que el ADC Sigma-Delta utiliza un ADC de 1 bit, si se desean 16 bits de resolución se debería sobre muestrear a un factor de $4^{15}x$, lo cual no es realizable. A pesar de eso, este tipo de conversores resuelven esta limitación con una técnica llamada Noise Shaping,

la cual permite ganar más de 6dB por cada aumento de 4x del factor de sobre muestreo.

- **Noise Shaping:** Para entender este mecanismo se puede hacer considerando un diagrama en bloques de un modulador de primer orden Sigma-Delta. Este incluirá un amplificador diferencial, un integrador y un comparador con un lazo de realimentación que contiene un DAC de 1-bit. Este DAC es simplemente un switch que conecta la entrada negativa de amplificador diferencial con una referencia de voltaje positiva o negativa.

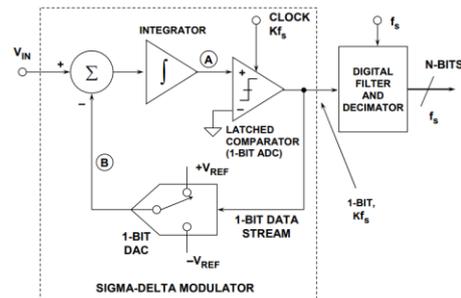


Fig. 79. Esquemático simplificado de un ADC Sigma Delta genérico.

La densidad de unos a la salida del modulador es proporcional a la señal de entrada. Cuánto más positiva sea la señal de entrada, mayor será la cantidad de unos, mientras que cuanto más negativa sea, mayor será la cantidad de ceros.

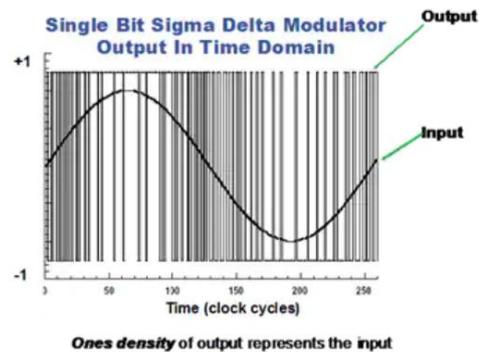


Fig. 80. Ejemplo de la salida temporal de un modulador Sigma Delta frente a una senoidal de entrada.

El integrador actuará como un filtro pasa bajos para la señal de entrada y un filtro pasa alto para el ruido de cuantificación. Por lo tanto, la mayor parte de este tipo de ruido se desplaza hacia las frecuencias más altas. En otras palabras, el ruido es el mismo pero cambia su distribución en función a la frecuencia.

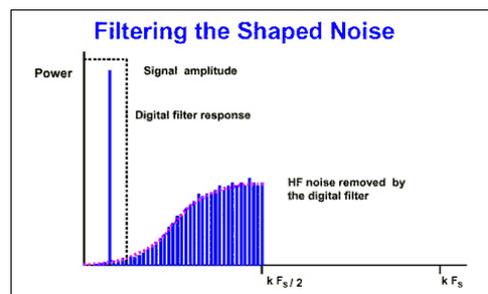


Fig. 81. Desplazamiento del ruido a las altas frecuencias gracias al integrador y Oversampling para distribuir dicho ruido en todo el espectro. El conjunto de los efectos en complemento con un filtro digital pasa bajos da como respuesta una mitigación considerable del ruido.

Entonces ahora se están utilizando dos mecanismos al mismo tiempo, el Oversampling y el Noise Shaping. Este tipo de modulador (de primer orden) proporciona una mejora de 9dB en la SNR por cada duplicación de frecuencia de muestreo.

Por otro lado, cuanto mayor sea el orden de cuantificación, más se podrá mejorar la relación SNR. De esta manera, no será necesario tener un factor de Oversampling tan grande para poder contar con una buena SNR.

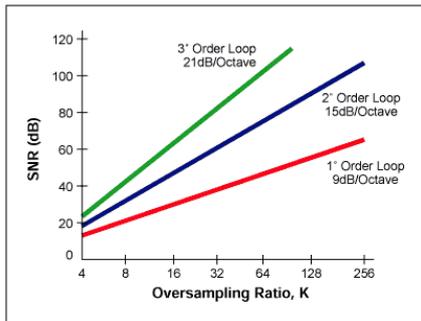


Fig. 82. Diferentes curvas para diferentes ordenes de cuantificación dentro del modulador Sigma Delta.

En conclusión, como se pudo apreciar en esta breve explicación de la arquitectura, cuenta con mecanismos que buscan disminuir el ruido al mismo tiempo que una alta resolución. En un EMG el ruido y la resolución son puntos cruciales, por lo que es la razón por la cual esta arquitectura fue seleccionada por sobre las restantes.

J. ADC MCP3461

Previo a elegir este ADC se hizo un análisis de los dispositivos disponibles en el mercado:

TABLA IV. COMPARATIVA DE LOS ADCS SIGMA DELTA DISPONIBLES EN EL MERCADO.

Convertor	#Ch	Res. [bits]	Sample Rate [Ksps]	Comm	USD
ADS7924	4	12	100	I2C	1
ADS8512	1	12	40	SPI	4,4
ADS8506	1	12	40	SPI	3,9
ADS8324	1	14	50	SPI	3,7
ADS7823	1	12	50	I2C	2,6
ADS7812	1	12	40	SPI	15,5
ADS7824	4	12	40	SPI	20,8
ADS7808	1	12	100	SPI	20,7
ADS7804	1	12	100	PARALLEL	20,3
ADS7806	1	10	40	PARALLEL	32,4
ADS8504I BDW	1	12	250	PARALLEL	4,6
ADS7841E	4	12	200	SPI	3,4
MCP3461	2	16	153,6	SPI	2,2

En el MCP3461 se encontró un ADC de altas prestaciones y muy bajo costo. Es evidente que es la mejor opción frente al resto evaluado del mercado. Este es un convertor analógico digital que cuenta con las siguientes características principales:

- 16 bits de resolución
- Modulador Delta Sigma
- Data Rate de hasta 153,6 Ksps
- Ganancia programable: 1/3x a 64x
- 1 canal diferencial o dos Single-Ended
- Compatible con velocidades de hasta 20MHz de SPI
- Comunicación SPI
- AVDD de 2,7V a 3,6V
- DVDD de 1,8V a 3,6V
- Extended Temperature Range: -40°C a +125°C
- Opción de oscilador interno o entrada para oscilador externo
- Oversampling Ratio (OSR) configurable desde 32 hasta 98304

El diagrama en bloques de este dispositivo es el siguiente:

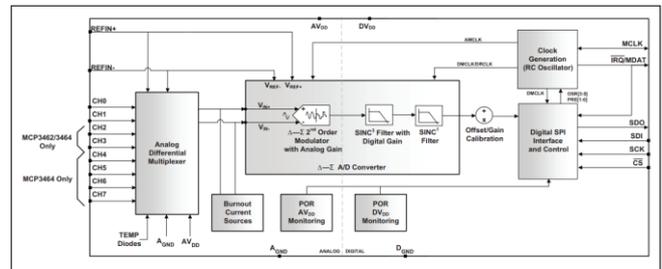


Fig. 83. Diagrama en bloques del ADC MCP3461.

En el mismo se puede encontrar como el corazón del MCP3461 al Convertor A/D Sigma-Delta. Este cuenta con un modulador de segundo orden con ganancia analógica, luego un filtro digital Sinc3 que también tiene ganancia y a su salida otro filtro Sinc1.

El convertor A/D Sigma-Delta estará siendo alimentado por un Multiplexor el cual seleccionará entre los diferentes canales. Particularmente, el MCP3461 cuenta solo con CH0 y CH1, los cuales pueden funcionar en dos modos: Single-Ended o Diferencial. Para este proyecto se seleccionará Single-Ended, ya que previamente se cuenta con un circuito que adecua la señal diferencial para que el ADC pueda convertirla. De esta manera, se puede usar un único dispositivo para un EMG de dos canales (en caso de querer hacer mejoras futuras).

Entre el convertor y el multiplexor, se cuenta con un bloque "Burnout Current Sources" el cual básicamente habilita una característica en las entradas VIN-/VIN+ del MCP3461 para poder detectar corto circuitos o circuitos abiertos. Esto lo hace con una corriente que se genera en la entrada no inversora del convertor y fluye hacia la entrada inversora del mismo. Cuando se produce un corto circuito, el ADC convertirá señales cercanas a 0V, mientras que, en circuito abierto, serán cercanas a AVDD. Debido a que se cuenta con un circuito que adecua la señal y protege al ADC, se opta por apagar esta funcionalidad.

Por otro lado, en el multiplexor se puede observar la opción de ingresar con unos TEMP Diodes. Básicamente, esto es porque el dispositivo incluye un sensor de temperatura en placa realizado con dos diodos de juntura P-N. Gracias a estos, se puede medir la temperatura interna del sensor, aunque para este proyecto no será utilizado.

Debajo del bloque del conversor, se observan dos bloques adicionales, “POR AVDD Monitoring” y “POR DVDD Monitoring”. Tanto las fuentes de alimentación para la parte digital como la analógica son monitoreadas de manera separada por dos circuitos de monitoreo Power-On Reset (POR) en todo momento, a excepción del Full Shutdown Mode. Cada circuito POR tiene dos thresholds separados, uno para un alto voltaje en la alimentación y otro para un bajo voltaje de la misma. Ambos incluyen histéresis, por lo que el dispositivo es tolerante a cierto grado de ruido transitorio en cada fuente de alimentación (AVDD y DVDD).

Si cualquiera de las dos alimentaciones, se encuentran por debajo de su respectivo threshold (POR Threshold Down AVDD/DVDD), el estado del POR es forzado internamente. En ese estado, la interfaz SPI es deshabilitada y ningún comando puede ser ejecutado. Todos los registros son establecidos en sus valores por defecto. Para el caso de Power Up, la tensión de alimentación debe superar el POR Threshold Up para que el dispositivo pueda estar en el estado de operación normal.

A continuación, se puede apreciar un gráfico de tiempo del Power-on Reset que aplica tanto para AVDD como DVDD. Se destaca que el tiempo de detección de los circuitos de monitoreo (t_{POR}) son de aproximadamente 1 microsegundo.

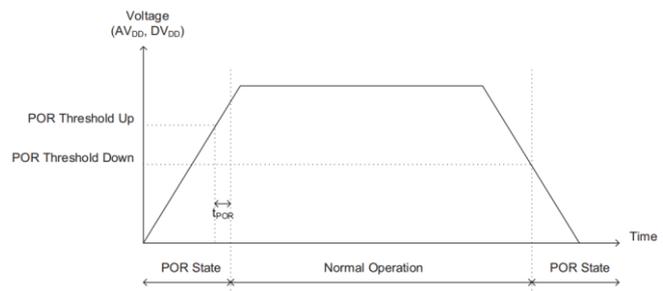


Fig. 84. Curva de funcionalidad POR Threshold Up & Down.

El threshold de monitoreo DVDD es diferente al de AVDD ya que tienen diferentes rangos de voltaje. Particularmente, el POR Threshold Up para AVDD es de $1,75V \pm 10\%$, mientras que el de DVDD es de $1,2V \pm 10\%$. La histéresis con respecto al POR Threshold Down es de típicamente 150mV. Para proveer adicional inmunidad a los transitorios se colocan capacitores de desacople en ambas alimentaciones. Dichos capacitores deben ser de 0,1uF y 10uF cerámicos.

Por otro lado, además de estas funcionalidades que son más bien físicas, se debe considerar el modo de conversión que admite este dispositivo. Particularmente cuenta con dos modos dentro de los cuales hay diferentes opciones:

- MUX Mode: En este modo, se toma una conversión de un canal seleccionado. Particularmente como se desea tener un control total de la medición, se utilizará este modo, aunque también debe indicarse lo que se hará luego de medir:

- Medir una única vez (One-Shot Conversion) y entrar en modo Shutdown.
- Medir una única vez (One-Shot Conversion) y entrar en modo Standby.
- Medir de forma continua.

Debido a que se necesita velocidad en la medición durante el periodo que se hará (será una ventana de aproximadamente 50 milisegundos que se habilita durante y luego de la estimulación), el ingresar y salir en modo Shutdown/Standby, provocarían retardos en la medición innecesarios. Dicho esto, se elije el modo de medición continua.

- SCAN Mode: En este modo, se toma una conversión de todos los canales mediante un escaneo de los mismos. Para esta aplicación, no es eficiente, ya que el medico podrá elegir qué canales medir. Hacerlo con todos generará un retraso que incluso, afectará cualquier tipo de medición por más que solo se elija un canal de los N disponibles.

A continuación, se puede apreciar un diagrama temporal de la lectura en “MUX Continuos Conversion Mode”:

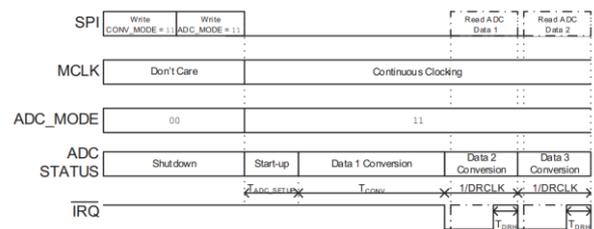


Fig. 85. Diagrama temporal del ADC MCP3461 en modo de conversión continua.

Básicamente, primero se prepara al ADC para iniciar en este modo y luego de la primera conversión se tendrán mediciones continuas. El ADC podrá indicar que la medición está lista para leerse mediante el pin de IRQ. Por cada flanco descendente de este, se podrá considerar que se cuenta con una medición disponible y esto podrá detectarse mediante una interrupción en el microcontrolador que habilitará la recolección de datos vía SPI a una frecuencia cercana a 20MHz.

Si bien esto se comprende, entra en juego un parámetro que está indicando el diagrama temporal y que define la velocidad de medición. La inversa del DRCLK definirá la velocidad de medición, entonces, se debe definir dicho valor y para hacerlo se deben comprender todos los relojes involucrados:

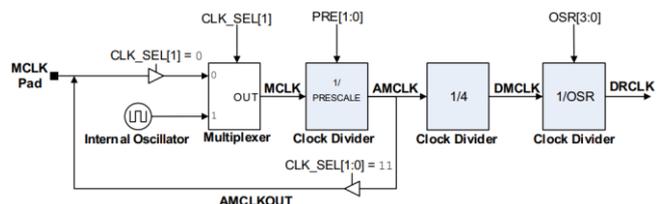


Fig. 86. Esquemático de los Clocks que intervienen en el MCP3461.

- MCLK – Master Clock: Básicamente es la frecuencia del clock maestro de la cual derivarán las demás. Puede utilizarse un clock interno o bien,

inyectar una señal cuadrada de una frecuencia determinada. El problema con el clock interno es que cuenta con una dispersión muy grande entre dispositivos, lo cual no permite asegurar y fijar una frecuencia de muestreo. Dicho clock embebido puede variar desde los 3,3MHz hasta los 6,6MHz, razón por la cual se decidió prescindir del mismo y optar por inyectar una señal cuadrada con el microcontrolador a través del módulo de PWM, lo que permite conocer la frecuencia de muestreo sin importar el clock interno del ADC.

- AMCLK – Analog Master Clock: Es básicamente la frecuencia presente en la porción analógica del dispositivo y se genera luego de un pre escalado interno de la MCLK.

$$AMCLK = \frac{MCLK}{Prescale} \quad (95)$$

- DMCLK – Digital Master Clock: Es básicamente la frecuencia presente en la porción digital del dispositivo. También es la frecuencia de muestreo en la que las salidas del modulador son actualizadas. Cada periodo de este reloj corresponde a una muestra y a una salida del modulador.

$$DMCLK = \frac{AMCLK}{4} = \frac{MCLK}{4.Prescale} \quad (96)$$

- DRCLK – Data Rate Clock: Esta es la tasa de salida de datos en el modo de conversión continua. Cada vez que haya datos disponibles, aparecerá un pulso de Data Ready con el IRQ. El Data Rate no solo depende del Master Clock, si no que también, del OSR y el prescaler:

$$DRCLK = \frac{DMCLK}{OSR} = \frac{AMCLK}{4.OSR} = \frac{MCLK}{4.OSR.Prescale} \quad (97)$$

Entonces, para definir cuanto debe ser el MCLK también se debe tener en cuenta el OSR. De la siguiente gráfica de la hoja de datos y de la teoría detallada previamente se puede observar que cuanto mayor es el OSR, mayor será la SNR. Cabe destacar que la ganancia se mantuvo en 1 para no afectar el SNR ni tampoco la THD:

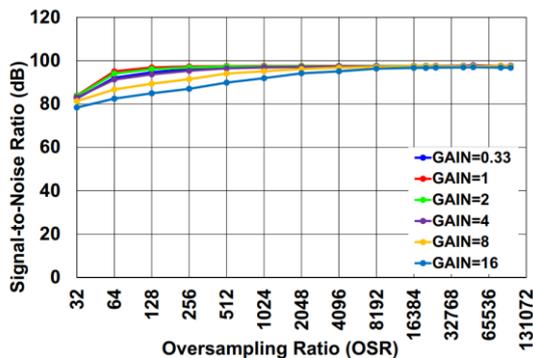


Fig. 87. Curvas del SNR vs OSR para diferentes ganancias.

El problema con tener un OSR muy alto es que, si se coloca en 131072 y el Prescaler se deja en 1, el MCLK debería ser 10,5GHz para poder tener una frecuencia DRCLK de 20Ksps (la máxima frecuencia a medir según estudios y bibliografía es de 10KHz, por lo que por el Teorema de Nyquist, la mínima frecuencia de muestreo debe ser de 20Ksps):

$$MCLK = 4.DRCLK.OSR = 10,5GHz \quad (98)$$

Esto es claramente impracticable, entonces se optó por hacer ingeniería inversa y adoptar una frecuencia de muestreo que frente al agregado de un segundo canal – que retrasaría a la mitad la velocidad – no afecte la calidad de la medición. Entonces, se fijó un DRCLK de 50KHz y el prescaler en 1 para no tener que disminuir aún más el OSR. Por otro lado, se puede observar que para una G=1, con un OSR=256, por más que se siga incrementando, la SNR se mantiene constante, y por eso, ese es el valor fijado. Entonces:

- OSR=256
- G=1
- Prescaler=1
- DRCLK=50Ksps

Y con los parámetros fijados, ya no queda más que realizar el cálculo del MCLK:

$$MCLK = 4.DRCLK.OSR = 4.50KHz.256 \quad (99)$$

$$MCLK = 51,2MHz \quad (100)$$

Entonces, desde el microcontrolador se debe inyectar una señal cuadrada de 51,2MHz al ADC para poder tener un Data Rate de 50Ksps (se tendrá un flanco descendente cada 20 microsegundos en el pin IRQ) con un OSR de 256, ganancia 1 y un prescaler en 1.

La SNR será de casi 100dB por contar con un OSR de 256. Por su lado, la THD será de casi -120dBc, y si bien, se podría mejorar, el cambio no será significativo. Cambiar la ganancia sí tendrá un impacto mayor tanto en la SNR como en la THD, por lo que hacer una modificación de este tipo tendrá consecuencias en el ruido:

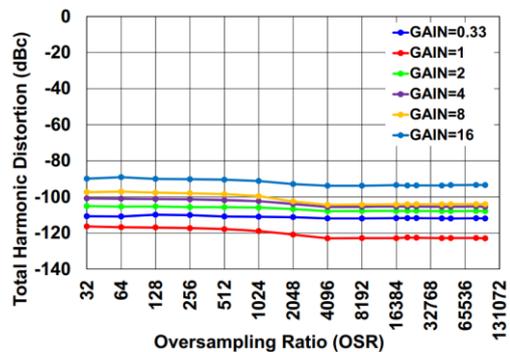


Fig. 88. Curvas del THD vs OSR para diferentes ganancias.

La configuración final realizada del ADC con la cual se realizan las mediciones son las siguientes:

- Uso de Clock Externo mediante señal de PWM inyectada por el microcontrolador. Cabe destacar que esta señal también esta aislada al igual que todas las del SPI por medio de unos aisladores digitales que soportan velocidades de hasta 20MHz.
- No se utiliza Burnout Current Sources.
- Prescaler en 1.
- OSR en 256.
- Ganancia en 1.
- Modo de conversión continua.
- Data Format en 16 bits.
- La lectura se hará en los canales de manera Single-Ended y no diferencial.

El circuito implementado en el esquemático incluye un filtro RC para atenuar aún más cualquier ruido de alta frecuencia de la fuente de alimentación digital y una protección en la entrada para que los niveles de tensión que ingresan no sean mayores a 3,3V ni menores a 0V.

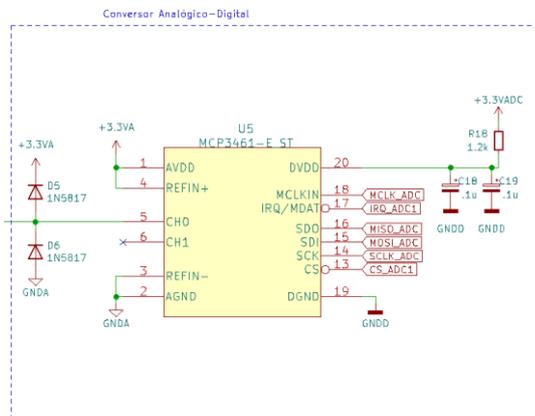


Fig. 89. Circuito final del ADC Sigma-Delta MCP3461 implementado.

La alimentación de este integrado es en 3,3V pero para asegurar que el ruido de la fuente digital no interfiera en la analógica, se decidió hacer una alimentación para cada porción con dos reguladores de tensión de 5V a 3,3V diferentes:

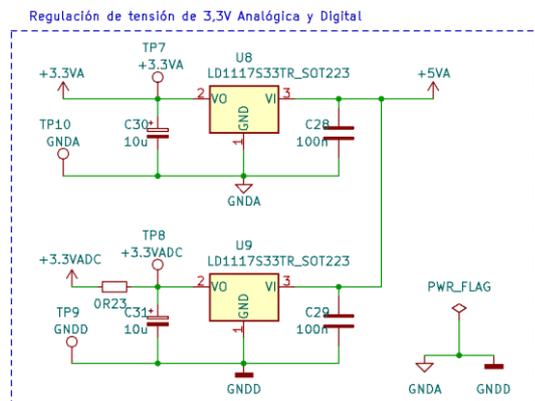


Fig. 90. Circuito final de la alimentación del ADC implementado.

K. Aislación digital y de alimentación

Respecto a la aislación, se deben contemplar dos factores principales: que pueda trabajar a la frecuencia requerida y que

su aislación cumpla con la norma internacional de equipos médicos IEC-60601. Es evidente que el cumplimiento de dicha norma fue considerado en la construcción de todo el proyecto, al mismo tiempo que se consideraba la norma nacional IRAM 4220, la cual resultó ser menos exigente que la internacional.

La revisión de 2020 de la norma IEC-60601 exige una aislación que aumentó desde los 1,5KVRMS hacia los 5KVRMS. Por lo que esa es la aislación que debe existir en este dispositivo.

En este tipo de equipos generalmente se opta por aislación digital o analógica. La razón por la cual se eligió la primera es que los integrados disponibles en el mercado que soportaban las velocidades de trabajo y una aislación de 5KVRMS eran mayoritariamente digitales, por lo que se podía elegir con un rango de variedad más amplio.

Los aisladores digitales seleccionados son MAX14435F y MAX14435FAWE+. Se eligieron dos debido a que la comunicación de la EDU-CIAA con el EMG exige las siguientes conexiones:

- Chip Select SPI: Comunicación SPI, será una señal provista por la CIAA y recibida por el MCP3461.
- Clock SPI: Comunicación SPI, será una señal provista por la CIAA y recibida por el MCP3461.
- MOSI SPI: Comunicación SPI, será una señal provista por la CIAA y recibida por el MCP3461.
- MISO SPI: Comunicación SPI, será una señal provista por el MCP3461 y recibida por la CIAA.
- IRQ MCP3461: Será una señal provista por el MCP3461 y recibida por la CIAA.
- MCLK: Será una señal provista por la CIAA y recibida por el MCP3461.

En base a dichas señales, se requerirá la aislación de 4 señales de input y 2 señales de output, visto desde el EMG. Si bien quedarán libres dos pines para uso futuro, se deberán usar los dos aisladores digitales.

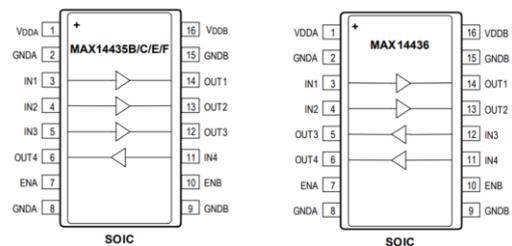


Fig. 91. Circuito final de la alimentación del ADC implementado.

Antes de seleccionar estos dispositivos, se evaluó que efectivamente cumplan con la velocidad de 20MHz a la que trabajará la comunicación SPI entre el LPC4337 de la EDU-CIAA y el MCP3461.

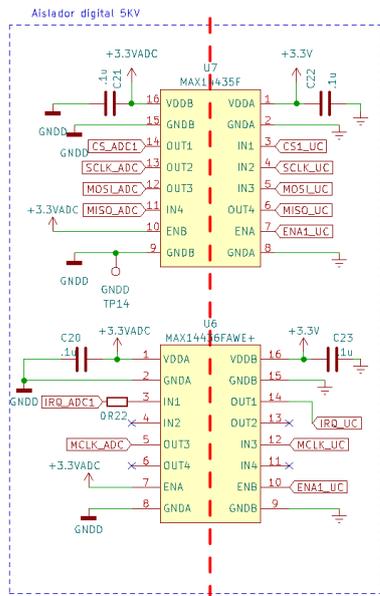


Fig. 92. Circuito final de la aislación digital implementada.

Por otro lado, no solo es importante contar con una aislación de la comunicación, sino que también es de gran importancia aislar la alimentación con el mismo alcance que lo hace el Maxim. Para hacer esto se utilizarán unos integrados TRV 1-1221M de Traco Power que cuentan con aislación de 5KVRMS y que incluso poseen certificación de la IEC 60601-1. Además, tienen la capacidad de obtener una fuente partida de $\pm 5VDC$ desde una alimentación de 12VDC. En simples palabras, es el convertor DC/DC perfecto para esta aplicación.

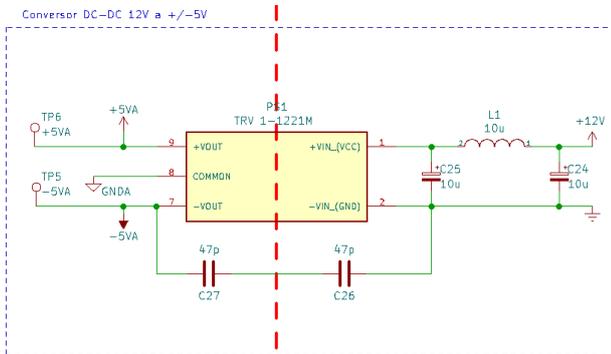


Fig. 93. Circuito final de la aislación y regulación de la alimentación mediante convertor DC-DC.

El circuito implementado para el convertor DC/DC es el recomendado por la hoja de datos del fabricante. Además, se cumplió con las recomendaciones en cuanto al PCB. Esto también se hizo para el aislador digital.

V. ESTIMULADOR

Cómo se adelantó, el pulso estimulador debe reunir ciertas condiciones para poder enervar correctamente las fibras permitiéndole al profesional a cargo realizar el estudio correctamente y sacar las conclusiones necesarias.

Desde el punto de vista electrónico se deben plantear premisas en las que se centrará el desarrollo del circuito del estimulador:

- Forma de onda: Se debe poder ajustar distintas formas de onda según el pulso requerido. Las formas de onda principales que se deben poder lograr son:



Fig. 94. Principales formas de onda de la señal estimulante.

- Amplitud: La amplitud del pulso de corriente se debe regular para asegurar la correcta estimulación de los nervios sin dañar los tejidos.
- Ancho de Pulso: La duración del pulso será fijado por el profesional antes de comenzar el estudio.
- Aislación galvánica: Para proteger al paciente y siguiendo las exigencias de la normativa vigente para los equipos médicos, el estimulador no podrá tener conexión galvánica entre los electrodos y la línea eléctrica.

Considerando dichas condiciones podemos establecer el siguiente diagrama de bloques que ayudará a analizar cada una de las partes del estimulador:

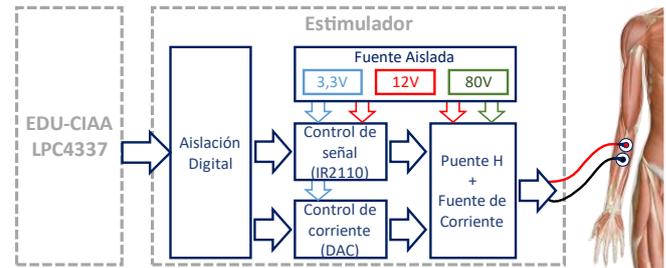


Fig. 95. Diagrama en bloques del electroestimulador

El circuito estará controlado digitalmente por el microcontrolador LPC4337 integrado en la placa de desarrollo EDU-CIAA. Del mismo se tendrán 4 pines GPIO destinados al control de la forma de onda del pulso y 3 pines de comunicación SPI destinados al control de corriente.

A. Aislación digital

Por normativa para equipos médicos, toda señal que interactúe con un dispositivo que está en contacto con el cuerpo humano debe estar aislado de la línea eléctrica. La revisión realizada en 2020 de la IEC 60601-1 establece que la aislación que se debe garantizar es de 5KV RMS. Dado que la EDU-CIAA será la interfaz entre el estimulador y la PC utilizada por el profesional, toda señal proveniente de ella debe ser aislada.

A continuación, se analizarán los dos tipos de señales provenientes de la EDU-CIAA:

1) Aislación de señal de control de forma de onda

Serán cuatro conexiones digitales que utilizaremos para controlar el driver del puente H que veremos más adelante. Por el momento, de estas señales podemos decir que no serán

de muy alta frecuencia, ya que los pulsos de la señal a inyectar, en su peor condición, no será menor que 1mS.

La aislación se podrá realizar fácilmente de forma óptica por medio de optoacopladores. El modelo seleccionado es el 4N25 de Vishay, que cumple con las siguientes especificaciones:

- Aislación de tensión de hasta 5000 V_{RMS}
- Adaptable a valores de tensión lógicos de 3,3V
- Tiempo de conmutación del orden de $10\mu S$

De esta forma se propuso el circuito de la siguiente imagen para realizar la aislación.

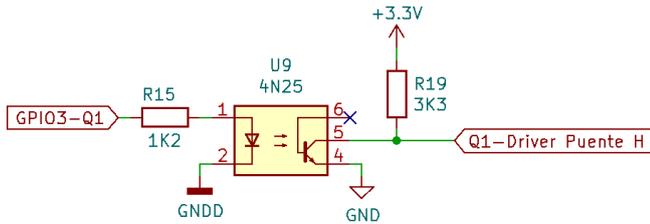


Fig. 96. Circuito de aislación para una conexión del control de señal.

Como se trata de una señal digital nos importa que el optoacoplador en su estado saturado llegue a la tensión V_{CE} necesaria para que el driver lo interprete como un 0 lógico, y en su estado de corte la V_{CE} sea suficientemente alta para que el driver lo interprete como un 1 lógico.

El driver que se utilizará es el IR2110, que alimentado con 3,3V en su circuito lógico presenta la siguiente especificación:

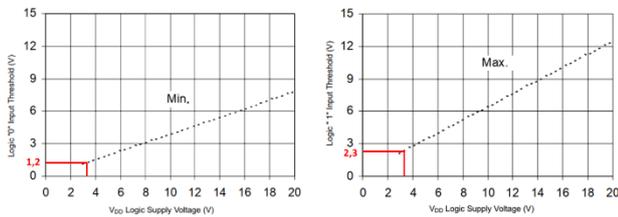


Fig. 97. Valores lógicos de tensión de entrada del IR2110 según la VDD utilizada.

Es decir, nuestro 0 lógico debe estar por debajo de 1,2V, mientras que el 1 lógico deberá estar por encima de 2,3V.

Según las especificaciones una corriente de 2mA circulando por el diodo led será suficiente para saturar la juntura colector-emisor de la salida del optoacoplador. Para dicha corriente la caída de tensión sobre la juntura del led será de 1,05V.

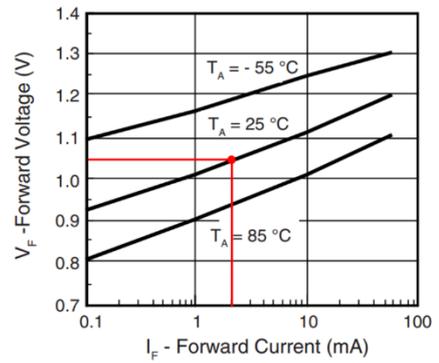


Fig. 98. Relación Corriente-Tensión en el diodo led del 4N25.

Para poder establecer dicha corriente, sabiendo que la EDU-CIAA trabaja con 3,3V, debemos utilizar una resistencia de 1,2K Ω .

$$R_{15} = \frac{3,3V - V_F}{I_F} = \frac{3,3V - 1,05V}{2mA} = 1125\Omega \quad (101)$$

$$\rightarrow R_{15} = 1,2K\Omega \quad (102)$$

Si analizamos la salida, la máxima corriente que circulará por el colector en saturación está dada por la relación $NCTR_{(SAT)}$ que podemos encontrar en el datasheet.

La misma es del 40% de la corriente del diodo:

$$I_C = I_F \cdot NCTR_{SAT} = 2mA \cdot 0,4 \rightarrow I_C = 0,8mA \quad (103)$$

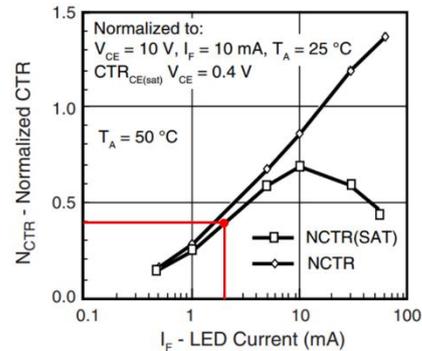


Fig. 99. CTR Normalizado para saturación.

Considerando una $V_{CE(SAT)} = 0,5V$ y que la tensión de alimentación del driver del puente H es de 3,3V, podemos calcular el valor de la resistencia de salida R_L :

$$R_{19} = \frac{V_{DD} - V_{CE(SAT)}}{I_{CE(SAT)}} = \frac{3,3V - 0,5V}{0,8mA} = 3500\Omega \quad (104)$$

$$\rightarrow R_{19} = 3,3K\Omega \quad (105)$$

Este circuito se replicará en cada una de las señales de control, por lo que tendremos 4 optoacopladores 4N25 en nuestra etapa de aislación de señales de control. Se deberá considerar que la etapa de aislación tendrá un efecto negador debido a la topología elegida.

2) Aislación de señal de control de corriente

Para poder controlar la amplitud de corriente que tendrá el pulso utilizaremos un DAC (MCP4922) configurado utilizando el estándar SPI. A comparación de las señales de control, en este caso los cambios en la señal serán más rápidos ya que el clock del SPI funcionará a 10KHz.

Como solo tendremos que escribir sobre el DAC, tendremos 3 señales para aislar: Chip Select (\overline{CS}), clock (SCK) y datos ($MOSI$).

La aislación también se hará de forma óptica y el optoacoplador elegido fue el 6N135, que está preparado para comunicaciones de este tipo.

- Aislación de tensión de hasta 5300 V_{RMS}
- Adaptable a valores de tensión lógicos de 3,3V
- Tasa de bits de hasta 1Mbps

El circuito es muy similar al utilizado para la aislación de la señal de control, pero en este caso el receptor del optoacoplador es levemente más sensible, por lo que la corriente que proponemos para el diodo led es de 1,5mA.

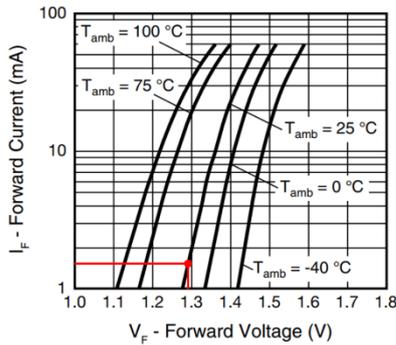


Fig. 100. Relación Corriente-Tensión del diodo Led del 6N125.

Para esa corriente la caída en el led será de aproximadamente 1,28V, por lo que necesitaremos una R_3 de 1,2K Ω .

$$R_3 = \frac{3,3V - V_F}{I_F} = \frac{3,3V - 1,28V}{1,5mA} = 1347\Omega \quad (106)$$

$$\rightarrow R_3 = 1,2K\Omega \quad (107)$$

La gráfica de $I_C(T_{amb})$ presentada en el datasheet no tiene curva para $I_F = 1,5mA$, pero podemos promediar el valor para aproximar un nivel de corriente de salida:

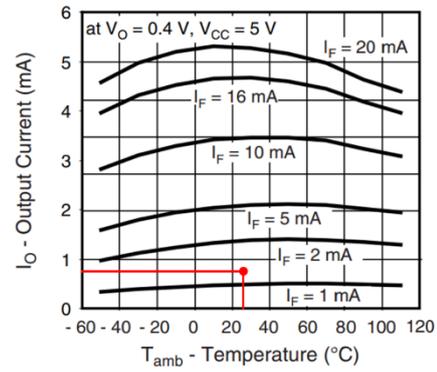


Fig. 101. Corriente de salida en función de la temperatura ambiente.

La corriente de salida será aproximadamente 0,8mA con una $V_{CE(SAT)} \cong 0,4V$. La resistencia de salida será:

$$R_8 = \frac{V_{DD} - V_{CE(SAT)}}{I_{CE(SAT)}} = \frac{3,3V - 0,4V}{0,8mA} = 3625\Omega \quad (108)$$

$$\rightarrow R_8 = 3,3K\Omega \quad (109)$$

El circuito final por cada pin de conexión SPI será el siguiente:

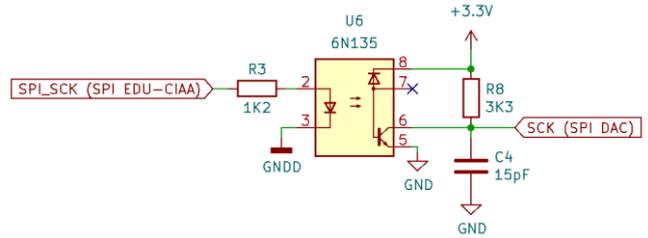


Fig. 102. Circuito de aislación para una conexión SPI del control de corriente.

Este circuito se replicará tanto para el Chip Select como para el pin de datos MOSI. A la hora de programar la EDU-CIAA se deberá considerar que la lógica estará invertida por la disposición circuital del aislador.

B. Control de señal (Forma de Onda)

Para poder conseguir las formas de onda mostradas en la introducción de esta sección se utiliza una topología de puente H en la salida. El control de los transistores Mosfet del puente requiere ciertas consideraciones ya que tenemos diferentes niveles de tensión entre la lógica de control (3,3V) y el control de los transistores (12V). Además, deberemos considerar cómo controlar la parte alta del puente con el mismo nivel de tensión que la parte baja.

El driver utilizado es el integrado IR2110 de la firma International Rectifier. El mismo cuenta con varias características que nos facilitarán la tarea:

- Compatibilidad con lógica de 3,3V.
- Separación entre la lógica de control y el control del Mosfet.
- Operación en la salida de hasta 500V con canal flotante para la operación de un bootstrap.

- Control del Mosfet (tensión de Gate) dentro de un rango de 10V a 20V.
- Bloqueo de ambos canales por baja tensión.
- Mismo retardo en la propagación para ambos canales.

Este integrado viene en encapsulado DIP14 y su pinout es el siguiente:

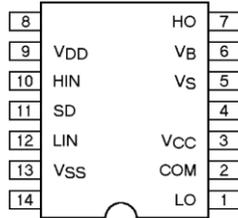


Fig. 103. Pinout IR2110.

- V_{DD} : Alimentación de entrada lógica.
- H_{IN} : Entrada lógica para la salida de la parte alta del controlador (H_O).
- SD : Entrada lógica para el apagado.
- L_{IN} : Entrada lógica para la salida de la parte baja del controlador (LO).
- V_{SS} : Referencia de masa de la alimentación lógica.
- H_O : Salida de la parte alta del controlador.
- V_B : Alimentación flotante de la parte alta.
- V_S : Retorno de corriente de la alimentación flotante de la parte alta.
- V_{CC} : Alimentación de la parte baja.
- COM : Retorno de corriente de la alimentación de la parte baja.
- LO : Salida de la parte baja del controlador.

Las señales de control de forma de onda antes aisladas se conectarán directamente en los pines H_{IN} y L_{IN} del IR2110. Estos pines se encuentran en fase con los pines H_O y LO , es decir, al enviar un pulso alto a la entrada H_{IN} tendremos un pulso alto en H_O que habilitará el transistor de la parte alta. Lo mismo ocurrirá entre L_{IN} y LO .

Una de las características importantes que tiene el IR2110 es la posibilidad de implementar un bootstrap de forma fácil. La aplicación del bootstrapping es necesaria para polarizar la juntura $G - S$ de los transistores de la parte alta del puente H. Sin esta función, se tendría que utilizar una fuente dedicada para este transistor, lo que sería poco práctico.

La problemática radica en que ambos transistores de una misma pierna no están referidos con su terminal source al mismo punto, por lo tanto, el nivel de tensión de control V_{GS} no será el mismo si se aplica una V_G en la parte alta o la parte baja. Adicionalmente, la referencia de la parte alta depende del estado en que se encuentra el transistor de la parte baja, lo cual hace incontrolable con una única fuente.

El bootstrap refiere la señal de control de la parte alta a un nivel de tensión flotante que se encuentra entre el pin Source del Mosfet de la parte alta y el Drain del Mosfet de la parte baja (Output). Esta tensión se mueve entre 0V y 80V, que es el valor de la fuente de alimentación del puente. Esta variación

se debe a que los transistores de la rama trabajan de manera complementaria y ese punto describe una señal cuadrada.

A continuación, se muestra el circuito utilizado en el control de los transistores de una pierna del puente H. Un circuito similar deberá usarse en la otra pierna del puente.

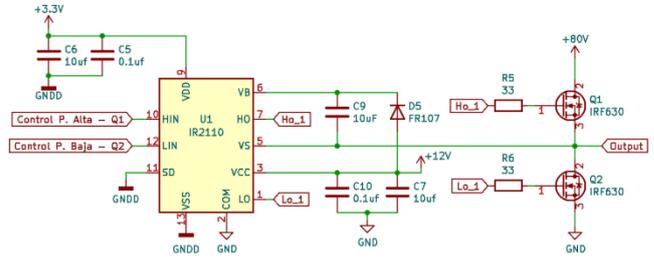


Fig. 104. Circuito Driver de una pierna del puente H.

Para el bootstrap se agregan dos componentes adicionales D_5 y C_9 que nos ayudarán a lograr ese nivel de tensión flotante que pueda controlar el Mosfet Q_1 .

Cuando Q_2 está en estado de conducción potencial del nodo "Output" es aproximadamente 0V, lo que genera que D_5 se polarice en directa y cargue el capacitor C_9 .

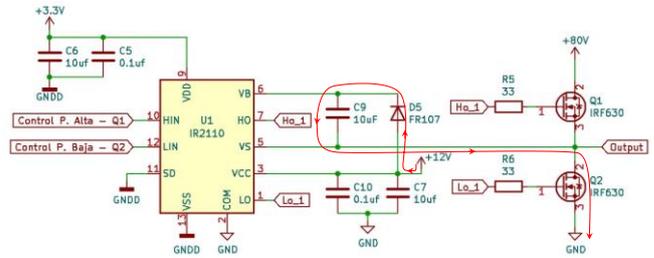


Fig. 105. Carga del capacitor C_9 del Bootstrap.

Luego, el transistor Q_2 dejará de conducir y necesitaremos habilitar el transistor Q_1 . Para eso usaremos la carga almacenada en C_9 , que tendrá un potencial de aproximadamente 12V por encima de la V_S del Q_1 . Para eso, el IR2110 tiene un conexionado interno que nos permite derivar dicha carga al terminal H_O .

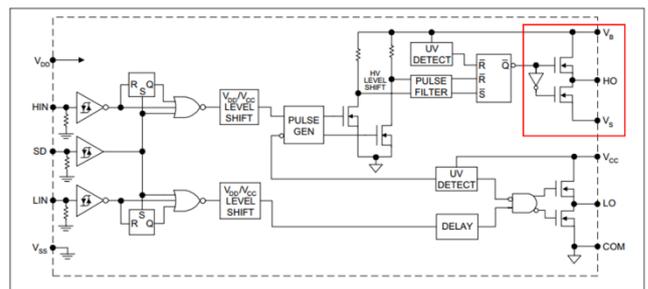


Fig. 106. Diagrama interno del IR2110. En rojo se reacuadra la interconexión interna utilizada para el bootstrap.

Cuando el Q_1 no requiere estar en conducción los terminales H_O (conectado al Gate de Q_1) y V_S (Conectado al Source de Q_1) se conectan internamente haciendo que $V_{GS} \cong 0V$. En el caso opuesto, cuando necesitamos que Q_1 entre en conducción, los terminales H_O (conectado al Gate de Q_1) y V_B (Conectado al terminal positivo de C_9) se conectan internamente haciendo que la carga almacenada en C_9 se

utilice para polarizar la juntura $G - S$ de Q_1 haciendo que $V_{GS} \cong 12V$.

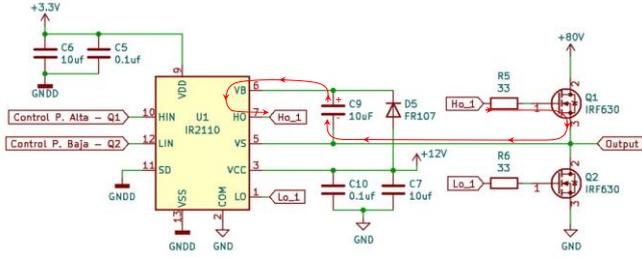


Fig. 107. Descarga del capacitor C9 de Bootstrap.

El cálculo de los componentes del bootstrap se hace en función a ciertos parámetros del transistor Mosfet y del controlador utilizado. Habiendo adoptado el mosfet IRF630, el diodo FR107 y empleando el driver IR2110, pudimos obtener de sus datasheet los datos necesarios para dimensionar el capacitor. La capacidad mínima necesaria para el funcionamiento será dada por la siguiente expresión:

$$C_{min} = \frac{2 \cdot (2 \cdot Q_g + \frac{I_{qbs}}{f_c} + Q_{ls})}{V_{CC} - V_F - V_{ls} - V_{min}} \quad (110)$$

Donde:

- Q_g : Carga del Gate del transistor de la parte alta ($Q_g = 35nC$)
- I_{qbs} : Corriente de reposo del controlador (IR2110) para la parte alta ($I_{qbs} = 126\mu A$).
- f_c : Frecuencia de portadora o máxima frecuencia a la que se producen las conmutaciones ($f_c = 1KHz$).
- Q_{ls} : Carga en juego durante un ciclo de conmutación ($Q_{ls} = 5nC$, valor típico para Mosfet de 500/600V).
- V_{CC} : Voltaje de alimentación en el pin con el mismo nombre ($V_{CC} = 12V$).
- V_F : Caída de tensión en el diodo polarizado en directa ($V_F = 1,3V$).
- V_{ls} : Caída de tensión sobre el transistor de la parte baja. Dependerá de la $R_{ds_{on}}$ y la máxima corriente que circulará. Para este transistor $R_{ds_{on}} = 0,30\Omega$ y la máxima corriente $I_{D2} = 50mA$.

$$V_{ls} = R_{ds_{on}} \cdot I_{D2} = 0,30\Omega \cdot 70mA \rightarrow V_{ls} = 21mV \quad (111)$$

- V_{min} : Mínima diferencia de potencial admitida por el IR2110 entre V_B y V_S ($V_{min} = 10V$).

Con esta información podemos definir la carga necesaria en el capacitor de bootstrapping:

$$Q_{bs} = 2 \cdot Q_g + \frac{I_{qbs}}{f_c} + Q_{ls} \quad (112)$$

$$Q_{bs} = 2 \cdot 35nC + \frac{126\mu A}{1KHz} + 5nC = 201nC \quad (113)$$

Luego, calculamos el mínimo valor de capacitor necesario para que el bootstrap funcione correctamente.

$$C_{min} = \frac{2 \cdot (2 \cdot Q_g + \frac{I_{qbs}}{f_c} + Q_{ls})}{V_{CC} - V_F - V_{ls} - V_{min}} \quad (114)$$

$$C_{min} = \frac{2 \cdot (2 \cdot 35nC + \frac{126\mu A}{1KHz} + 5nC)}{12V - 1,3V - 21mV - 10V} = 592,05 nC \quad (115)$$

C. Control de corriente

Ya vimos cómo proteger al paciente aislando el circuito y cómo manejar el puente H para poder controlar la forma de onda de la señal. Ahora, nos queda controlar la amplitud de esta señal, es decir, la intensidad de corriente que se le inyectará al paciente.

Para eso colocaremos una fuente de corriente en cada rama de la parte inferior del puente H, esto nos permitirá ajustar la corriente en ambos sentidos de circulación.

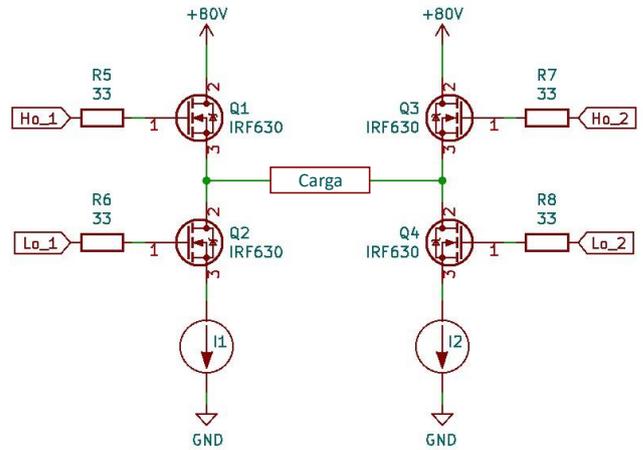


Fig. 108. Fuente de corriente en el puente H.

Nuestra fuente de corriente deberá ser ajustable de forma digital, de manera tal que el profesional a cargo pueda controlarla desde la interface gráfica. Con este fin se utiliza un DAC y luego un circuito conversor de voltaje a corriente.



Fig. 109. Control de la fuente de corriente.

Como la corriente se define por única vez antes de iniciar el pulso, el DAC no requiere una gran velocidad. Adicionalmente, la resolución pretendida para la fuente de corriente es de 1mA, por lo tanto, no necesitaremos una gran resolución. La mayor restricción que tendremos es que el DAC debe tener dos canales para poder controlar, desde un solo integrado, ambas fuentes de corriente. Se seleccionó el DAC MCP4922-ESL de Microchip, que tiene las siguientes especificaciones:

- Dual channel 12-bit Voltage Output.
- Rail-to-Rail Output.
- Comunicación SPI de hasta 20MHz.
- Alimentación simple de 2,7V a 5,5V.

- Entrada para referencia de tensión.

El encapsulado utilizado es TSSOP-14, cuyo pinout es el siguiente:

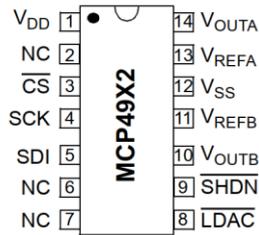


Fig. 110. Pinout MCP4922-ESL

- V_{DD} : Entrada de alimentación (2,7V a 5,5V).
- \overline{CS} : Pin Chip Select para la comunicación SPI.
- SCK : Pin de Clock para la comunicación SPI.
- SDI : Pin de recepción de datos para la comunicación SPI.
- V_{OUTA} : Salida de tensión del Canal A.
- V_{REFA} : Referencia de tensión del Canal A.
- V_{SS} : Entrada de alimentación (0V).
- V_{REFB} : Referencia de tensión del Canal B.
- V_{OUTB} : Salida de tensión del Canal B.
- \overline{SHDN} : Pin de apagado de ambos canales.
- \overline{LDAC} : Pin de sincronización de entrada entre los dos canales.

El circuito estará alimentado con 3,3V, misma tensión que usaremos como referencia para ambos canales. Esto significa que tendremos una resolución de 0,8mV. Para nuestro requerimiento no necesitamos usar los pines \overline{SHDN} y \overline{LDAC} , por lo tanto, se conectarán a V_{DD} y a GND respectivamente.

En lo que respecta al circuito convertidor de voltaje a corriente, se utilizará una topología muy simple que solo nos demanda un amplificador operacional, un transistor Darlington y una resistencia.

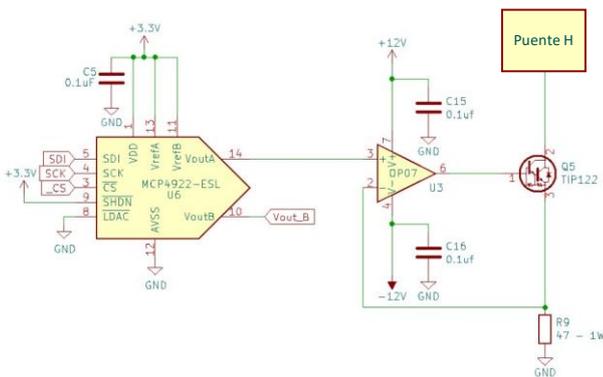


Fig. 111. Circuito de Control de Corriente.

En este circuito el DAC inyectará un nivel de tensión en su salida, la cual estará conectada a la entrada no inversora del amplificador operacional. Así, gracias a su gran ganancia de tensión, el amplificador ajustará su salida al voltaje

necesario para que el terminal inversor alcance la misma tensión que el no inversor.

De esta forma, la corriente que circulará por el transistor Q_5 estará fijada por el valor de tensión proporcionado por el DAC y la resistencia R_9 .

$$I_{C5} = \frac{V_{OUTA}}{R_9} \quad (116)$$

Si queremos variar la corriente en pasos de 1mA, entonces debemos variar la tensión de salida del DAC en pasos de 47mV.

$$V_{1mA} = 1mA \cdot 47\Omega = 47mV \quad (117)$$

El DAC presenta salida rail-to-rail ($V_{OUT(Max)} = V_{DD} - 0,04V$), por lo que la máxima corriente que podremos establecer es:

$$I_{Max} = \frac{3,3V - 0,04V}{47\Omega} = 69,4mA \quad (118)$$

Este nivel de corriente será más que suficiente para enervar las fibras musculares correctamente.

Se utiliza un transistor Darlington para tener mayor ganancia de corriente y demandarle menos corriente a la salida del amplificador operacional. El mismo debe soportar en su juntura Colector-Emisor la misma tensión que la fuente de alimentación, de esta forma nos aseguramos que en la peor condición de tensión (para corrientes muy bajas), pueda soportar la caída necesaria. Al mismo tiempo, la peor condición de corriente será la calculada anteriormente $I_{Max} = 69,4mA$. Se seleccionó el TIP122 ya que cumple con todas estas especificaciones y además es fácilmente adquirible:

- $V_{CEO} = 100V$
- $I_C = 5A$
- $h_{FE} = 2500$

D. Circuito de salida (Puente H)

Finalmente, tras haber visto como concretar cada una de las premisas que nos planteamos, nos queda integrar todos estos pequeños circuitos. Cada una de las funciones vistas convergen en el "Puente H", circuito que ya mencionamos antes, pero que merece un apartado propio para realizar algunas observaciones.

Primero que nada, debemos mencionar que el transistor principal del puente fue elegido considerando dos puntos mandatorios: Debe soportar, como mínimo, la tensión inversa de alimentación y debe permitir la corriente máxima propuesta. Como tercer punto, se eligió un modelo con alta disponibilidad en el mercado. El IRF630N cumple con todas estas características:

- $V_{DSSBR} = 200V$
- $I_{D(Max)} = 9,3A$
- $R_{ds(on)} = 0,30\Omega$

El circuito de la etapa de salida es el siguiente:

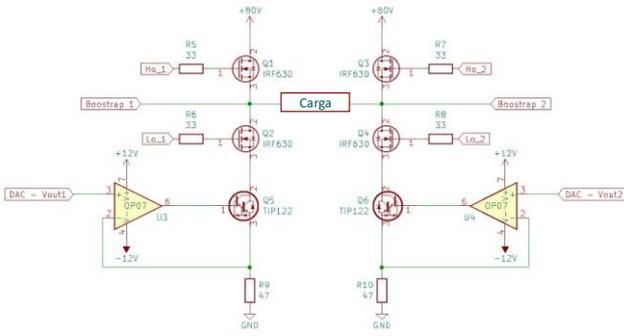


Fig. 112. Circuito de Salida del Electroestimulador.

Dado que nuestro pulso de estimulación será un pulso único, es decir, que no tendrá reiteración en el tiempo, deberemos garantizar que los transistores superiores Q_1 y Q_2 se accionen correctamente y, como se explicó anteriormente, ambos transistores son accionados gracias a la carga almacenada en el capacitor del bootstrap.

La problemática surge en el primer pulso de estimulación ya que los capacitores de bootstrap se encuentran descargados y no serían capaces de accionar los transistores de la parte superior. Para solucionar esto, se debe cargar los capacitores antes de la estimulación y para eso se pone los transistores Q_2 y Q_4 en conducción durante un lapso de tiempo suficiente para garantizar la carga de forma previa a la estimulación.

El tiempo mínimo necesario lo podemos calcular ya que los capacitores serán cargados con un pulso de corriente constante. Para el pulso de descarga en la señal bifásica la corriente será la mitad de la corriente configurada y como la mínima corriente configurada es de $1mA$, la peor condición será cargar los capacitores con una corriente de $0,5mA$.

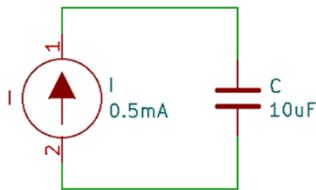


Fig. 113. Circuito equivalente de carga de capacitor de Bootstrap.

La carga de un capacitor con corriente constante está dada por la siguiente expresión:

$$v(t) = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i(t) \cdot dt + v(0) \quad (119)$$

Debemos calcular el tiempo que tarda el capacitor en alcanzar el nivel de tensión necesario para polarizar el canal del mosfet. La máxima tensión que alcanzaremos es $11,4V$.

$$V_C = V_{CC} - V_D - R_{ds(on)} \cdot I \quad (120)$$

$$V_C = 12V - 0,6V - 0,3\Omega \cdot 0,5mA \quad (121)$$

$$V_C = 11,4V \quad (122)$$

La tensión inicial en el capacitor es nula, por lo que podemos descartar el segundo término. A su vez, la corriente es constante ($0,5mA$). Resolviendo la integral y despejando el tiempo:

$$v(t) = \frac{I}{C} \cdot \int_0^t dt \quad (123)$$

$$v(t) = \frac{I}{C} \cdot t \quad (124)$$

$$t = v(t) \cdot \frac{C}{I} \quad (125)$$

El tiempo mínimo necesario para alcanzar los $11,4V$ es:

$$t = 11,4V \cdot \frac{10\mu F}{0,5mA} \rightarrow t = 0,228s \quad (126)$$

Para garantizar la carga del capacitor dejamos los transistores Q_2 y Q_4 conduciendo durante $300ms$.

Otra precaución que se debe tomar es asegurar que en la conmutación se descarguen correctamente las cargas de la compuerta de los transistores Mosfet de una misma pierna. De esta manera evitamos posibles picos de corrientes que se producen cuando uno de los transistores de la pierna se enciende y su complementario no está completamente apagado.

El proceso de apagado tiene la siguiente forma de onda y sus tiempos se pueden calcular de la siguiente manera:

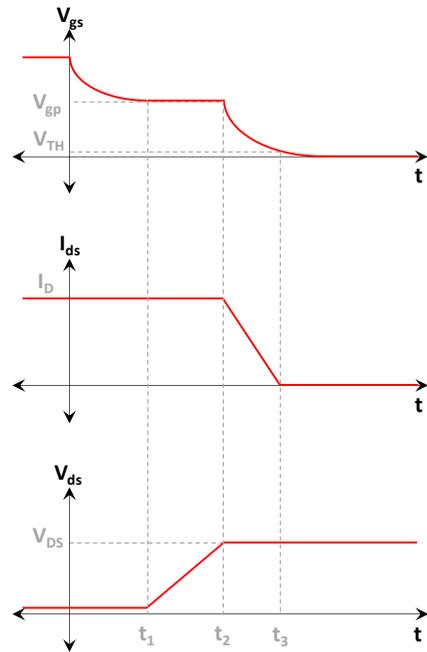


Fig. 114. Descarga de la compuerta de un transistor MOSFET.

$$t_1 = R_G \cdot C_{iss} \cdot \ln\left(\frac{V_{GS}}{V_{gp}}\right) \quad (127)$$

$$t_{vr} = t_2 - t_1 = R_G \cdot C_{gd} \cdot \frac{V_{DS}}{V_{gp}} \quad (128)$$

$$t_{ir} = t_3 - t_2 = R_G \cdot C_{iss} \cdot \ln\left(\frac{V_{gp}}{V_{TH}}\right) \quad (129)$$

Donde los parámetros necesarios son los siguientes:

- $R_G = 33\Omega$ – Resistencia externa conectada en el gate del Mosfet.
- $C_{iss} = 570pF$ – Capacidad del gate del Mosfet ($C_{gd} + C_{gs}$).
- $C_{gd} = 20pF$ – Capacidad de la juntura Gate-Drain.
- $V_{GS} = 11,4V$ – Tensión aplicada con la que se cargará la compuerta.
- $V_{gp} = 5,5V$ – Tensión de meseta de la compuerta.
- $V_{TH} = 4V$ – Tensión de threshold del transistor Mosfet.
- $V_{DS} = 80V$ – Máxima tensión inversa que se aplica sobre el transistor Mosfet.

Resolviendo:

$$t_1 = R_G \cdot C_{iss} \cdot \ln\left(\frac{V_{GS}}{V_{gp}}\right) \quad (130)$$

$$t_1 = 33\Omega \cdot 570pF \cdot \ln\left(\frac{11,4V}{5,5V}\right) \rightarrow t_1 = 13,71nS \quad (131)$$

$$t_{vr} = t_2 - t_1 = R_G \cdot C_{gd} \cdot \frac{V_{DS}}{V_{gp}} \quad (132)$$

$$t_{vr} = 33\Omega \cdot 20pF \cdot \frac{80V}{5,5V} \rightarrow t_{vr} = 9,6nS \quad (133)$$

$$t_{ir} = t_3 - t_2 = R_G \cdot C_{iss} \cdot \ln\left(\frac{V_{gp}}{V_{TH}}\right) \quad (134)$$

$$t_{ir} = 33\Omega \cdot 570pF \cdot \ln\left(\frac{5,5V}{4V}\right) \rightarrow t_{ir} = 5,99nS \quad (135)$$

La suma de estos tres valores será el tiempo mínimo que debemos esperar entre el apagado de un transistor del puente y el encendido de su complementario:

$$t_{dead} = t_1 + t_{vr} + t_{ir} = 13,71nS + 9,6nS + 5,99nS \quad (136)$$

$$t_{dead} = 29,3nS \quad (137)$$

Como en el diseño circuital pueden aparecer capacidades parásitas que incrementen este tiempo, se implementa un dead time de $1\mu S$ ya que en ese orden de magnitud no alterará la señal.

Finalmente, para la conformación de un pulso bifásico la secuencia de encendido de los transistores debe ser la que se muestra en la siguiente figura. Los tiempos de carga (T_C) y descargar (T_D) quedarán definidos según la configuración de tiempo que establezca el profesional a cargo. Por otro lado, el

tiempo de bootstrap (T_{BS}) ya fue definido en $300mS$, al igual que el dead time ($T_{dead} = 1\mu S$). El tiempo de espera (T_W) se fijó en $1mS$.

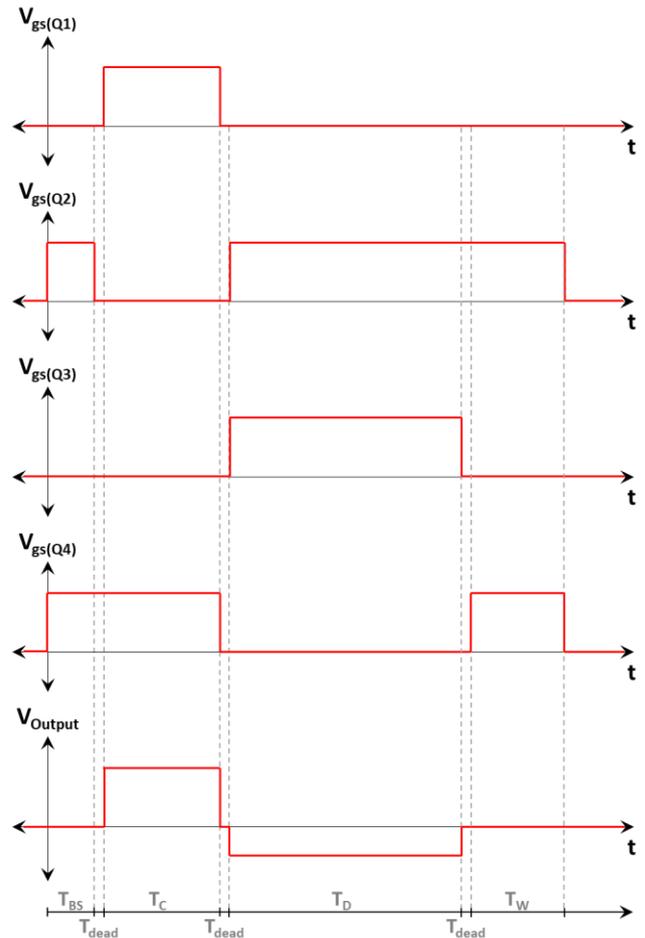


Fig. 115. Secuencia de encendido de los transistores para una señal bifásica.

Dado que la salida de este circuito estará conectada al paciente debemos brindar la mayor cantidad de alternativas para protegerlo de una posible descarga causada por a una falla. Sabemos que las señales de control están manejadas por el microcontrolador de la EDU-CIAA, lo que implica que cualquier problema en la ejecución del programa podría dejar al paciente expuesto de forma permanente a altas tensiones. Para brindar una alternativa independiente del microcontrolador se agrega una protección que cortará la alimentación de $80V$ luego de, aproximadamente, $50mS$ de haber comenzado el pulso.

El pulso comienza con la activación del transistor Q_1 por lo que usaremos dicha señal de control para comenzar el conteo del timer. En este caso usaremos un circuito basado en el NE555 configurado como timer monoestable. El mismo se dispara con un pulso negativo, en nuestro caso, $0V$.

Como nuestras señales de control siguen lógica positiva debemos utilizar un circuito sencillo con un transistor BJT para adaptar la lógica. Además, la señal de control utiliza un nivel lógico de $3,3V$ y el NE555 opera en un rango de $4,5V$ a $16V$ (Nosotros lo usaremos con $12V$), por lo que será necesario también adaptar los niveles de tensión.

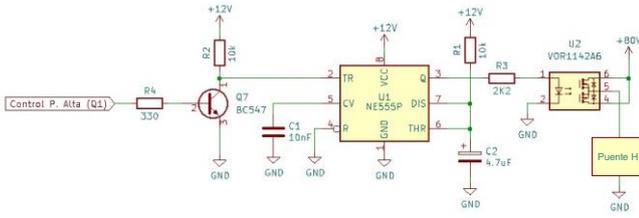


Fig. 116. Circuito de interrupción de energía con retardo.

La demora proporcionada por el NE555 está determinada por la siguiente expresión:

$$t_d = 1,1 \cdot R_1 \cdot C_2 = 1,1 \cdot 10k\Omega \cdot 4,7\mu F \quad (138)$$

$$t_d = 51,7mS \quad (139)$$

Para la interrupción de la alimentación de 80V se utiliza un relé de estado sólido VOR1142A6 de la firma Vishay. El mismo soporta una tensión de carga máxima de 400V y una corriente de continua de hasta 270mA, ambos valores se ajustan al requerimiento y característica de nuestro circuito.

E. Fuentes de alimentación

Como vimos a lo largo de las secciones anteriores, el electroestimulador cuenta con diversos circuitos que utilizan varios niveles de tensión. Por ejemplo, el DAC utilizado para el control de corriente requiere 3,3V, los amplificadores operacionales utilizados en ese mismo circuito necesitan alimentación de $\pm 12V$. Por último, tenemos el puente H, que para alcanzar los niveles de corriente deseados requiere una tensión elevada, en nuestro caso será de 80V.

A su vez, se debe considerar que todas las fuentes de alimentación deben estar aisladas galvánicamente para proteger al paciente. Para eso se presentaron varias opciones, como utilizar una fuente flyback para aislar y adaptar los niveles de tensión, pero se descartó debido a que dichas fuentes trabajan en conmutación de alta frecuencia, lo que podría introducir ruido electromagnético en las etapas de medición del electromiógrafo y sería muy dificultoso de filtrarlo ya que se trata de un circuito muy sensible.

Para asegurar su funcionamiento, aislación y bajo ruido se utilizó un transformador de 220V con varias derivaciones en su salida ($-12V, 0V, 12V$ y $24V$). En base a este componente se diseñaron las fuentes necesarias.

1) Fuente de $\pm 12V$ y 3,3V

Como mencionamos en la introducción a este apartado se decidió no usar fuentes conmutadas para evitar posibles ruidos inducidos en otros circuitos del electromiógrafo. Por este motivo se optó por una fuente lineal tradicional de fácil armado.

Como la fuente debe tener una tensión de $\pm 12V$, para su desarrollo se utilizaron los reguladores lineales LM7812 (+12V) y LM7912 (-12V). El circuito adoptado sigue las sugerencias del datasheet, agregando los capacitores necesarios para filtrar ruidos y reducir el ripple.

Adicionalmente, se protege los reguladores de tensión con diodos conectando la salida con la entrada. En caso de que se produzca un cortocircuito o una caída de tensión abrupta en la entrada, la salida quedaría con mayor potencia que la entrada debido a los capacitores de salida. Con el diodo mencionado se permite que la corriente circule de salida a entrada sin dañar el integrado.

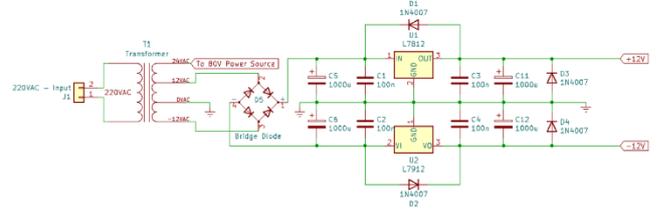


Fig. 117. Circuito para fuente de alimentación de $\pm 12V$.

Dado que también se necesita alimentar el circuito digital con 3,3V, se agrega una derivación de la salida de 12V para regularla a 3,3V. Para eso se utiliza el integrado regulador de tensión LD1117. Nuevamente, el circuito sigue las recomendaciones de su datasheet ya que se trata de un circuito básico.

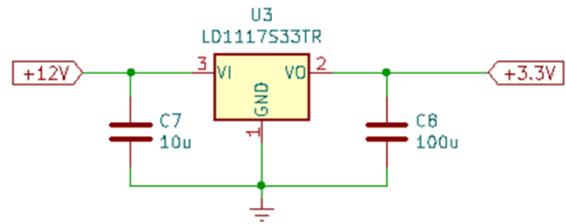


Fig. 118. Circuito para fuente de alimentación de 3,3V.

Dado que la caída de tensión sobre el regulador es alta (8,7V) debemos considerar si la potencia que disipará puede ser soportada por el encapsulado o necesitaremos disiparla. Para eso debemos aproximar el consumo de energía que tendrá asociada la fuente de +3,3V:

- Aislación de señales de control de forma de onda: La etapa de salida de los optoacopladores está alimentada con 3,3V y su consumo de corriente es:

$$I_{C_{MAX}} = \frac{V_{CC} - V_{CE(SAT)}}{R_{19}} \quad (140)$$

$$I_{C_{MAX}} = \frac{3,3V - 0,5V}{3,3k\Omega} \rightarrow I_{C_{MAX}} = 0,84mA \quad (141)$$

Como se aíslan 4 señales la corriente total consumida por esta etapa es:

$$I_{C_{FO}} = 4 \cdot I_{C_{MAX}} = 4 \cdot 0,84mA \rightarrow I_{C_{FO}} = 3,39mA \quad (142)$$

- Aislación de señales de control de corriente: Al igual que el punto anterior los optoacopladores se proveen de energía de la fuente de 3,3V:

$$I_{C_{MAX}} = \frac{V_{CC} - V_{CE(SAT)}}{R_8} \quad (143)$$

$$I_{C_{MAX}} = \frac{3,3V - 0,4V}{3,3K\Omega} \rightarrow I_{C_{MAX}} = 0,88mA \quad (144)$$

En este caso las señales son destinada para los tres hilos de comunicación SPI:

$$I_{C_C} = 3 \cdot I_{C_{MAX}} = 3 \cdot 0,88mA \rightarrow I_{C_{FO}} = 2,64mA \quad (145)$$

- Control de señal con IR2110: La etapa lógica digital de entrada está controlada por pulsos de 3,3V, tensión a la que se alimenta el integrado. Su datasheet nos provee la siguiente información:
 - Logic "1" input Current: 40uA.
 - Logic "0" input Current: 1uA.
 - VDD Supply Current: 8uA.

Supongamos que la peor condición es con las dos entradas en 1 (nunca va a pasar):

$$I_{IR2110} = 40\mu A + 40\mu A + 8\mu A \rightarrow I_{IR2110} = 88\mu A \quad (146)$$

- Control de Corriente con DAC: El convertor MCP4922 detalla la siguiente información sobre su consumo: Current at Supply Pin: 50mA. Este valor considera corriente de salida de hasta 25mA, pero como en nuestro caso a la salida tendremos un operacional no tendremos tal nivel de corriente como consumo permanente. De hecho, la corriente de operación es de 500uA.

En base a todos estos datos podemos calcular la potencia disipada por el regulador:

$$P_{LD1117} = V_{IN-OUT} \cdot I_{OUT} \quad (147)$$

$$P_{LD1117} = 8,7V \cdot (3,39 + 2,64 + 0,088 + 50)mA \quad (148)$$

$$P_{LD1117} = 488,22mW \quad (149)$$

Podemos simular el siguiente circuito para la disipación de calor:

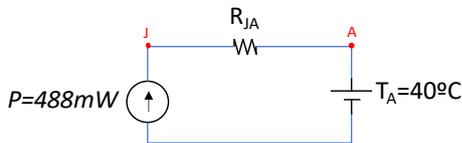


Fig. 119. Circuito equivalente de disipación de calor sin disipador.

Si consultamos el datasheet el valor de la resistencia de junta-ambiente para el encapsulado SOT-223 es:

$$R_{thJA} = 110 \frac{^{\circ}C}{W} \quad (150)$$

Y la temperatura máxima soportada por la junta es de 125°C. Por lo tanto, para no requerir un disipador a una temperatura ambiente de 40°C se debe cumplir que:

$$T_{J_{MAX}} > P_{LD1117} \cdot R_{thJA} + T_A \quad (151)$$

$$125^{\circ}C > 488,22mW \cdot 110 \frac{^{\circ}C}{W} + 40^{\circ}C \quad (152)$$

$$125^{\circ}C > 93,7^{\circ}C \quad (153)$$

Como se cumple la relación no se necesitará disipador adicional.

2) Fuente de +80V

Como ya hemos mencionado, la estimulación se debe realizar con pulsos de corriente que en algunos casos necesitarán un nivel de tensión continua elevada para concretarse. Para eso se debe diseñar una fuente de tensión que alcance, por lo menos, 80V.

Existen múltiples métodos que se pueden implementar en el diseño, algunos de ellos pueden ser un transformador elevador, una fuente boost, o un circuito triplicador. El primero de ellos fue descartado porque implicaba agregar otro transformador adicional, sumando robustes al diseño y encareciendo la solución. La segunda opción se basa en conmutación de señales a alta frecuencia, lo que mencionamos que era aconsejable evitar para proteger el circuito de medición del ruido.

La tercera opción fue la elegida para la implementación en el electroestimulador. Se trata de un arreglo de diodos y capacitores que nos permitirán triplicar el valor pico (33,94V) de la tensión alterna provista por la salida de 24V del transformador usado en la sección anterior.

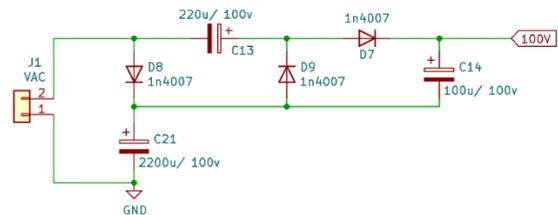


Fig. 120. Circuito triplicador de tensión.

El principio de funcionamiento del triplicador es el siguiente:

Durante el primer semiciclo el D_8 se polariza de forma directa permitiendo que la corriente cargue el capacitor C_{21} a una tensión de 33,9V si idealizamos el comportamiento de los diodos.

$$V_{C_{21}} = V_{ACpk} \rightarrow V_{C_{21}} = 33,9V \quad (154)$$

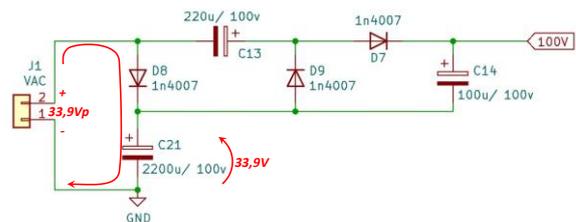


Fig. 121. Principio de funcionamiento de un triplicador de tensión. Primer semiciclo.

Luego, durante el segundo semiciclo el sentido de circulación de corriente cambia y el D_8 quedará polarizado en inversa. Por el contrario, el diodo D_9 se polarizará en directa cargando el capacitor C_{13} . Como ahora el capacitor C_{21} está cargado, su nivel de tensión se suma al de la fuente de alimentación permitiendo que sobre C_{13} se duplique la tensión:

$$V_{C13} = V_{AC_{pk}} + V_{C21} \quad (155)$$

$$V_{C13} = 33,9V + 33,9V \rightarrow V_{C13} = 67,8V \quad (156)$$

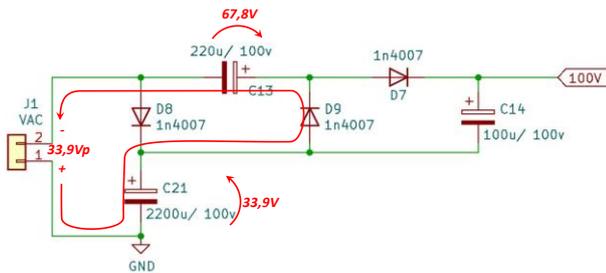


Fig. 122. Principio de funcionamiento de un triplicador de tensión. Segundo semiciclo.

Por último, cuando se vuelve a invertir la polaridad en el tercer semiciclo, D_8 se vuelve a polarizar en directa para mantener el nivel de carga en C_{21} . En ese momento entra en juego D_7 el cual se pondrá en directa permitiendo que se cargue C_{14} . El nivel de tensión al que se cargará está dado por:

$$V_{C14} = V_{AC_{pk}} + V_{C13} - V_{C21} \quad (157)$$

$$V_{C14} = 33,9V + 67,8V - 33,9V \rightarrow V_{C14} = 67,8V \quad (158)$$

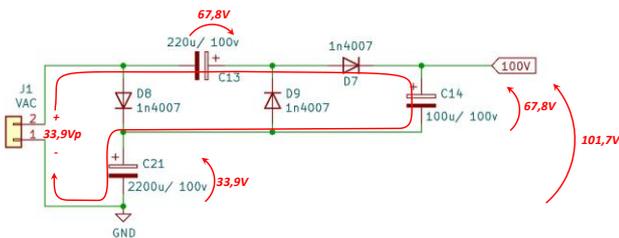


Fig. 123. Principio de funcionamiento de un triplicador de tensión. Tercer semiciclo.

La desventaja de este circuito es que dependemos de las cargas acumuladas en los capacitores y la frecuencia de la señal de entrada para garantizar la corriente necesaria a la salida. Es por eso que, en nuestro caso, para poder proveer las cargas necesarias, se utilizaron capacitores de valores elevados.

La salida de este circuito puede tener variaciones ya que depende directamente de la tensión de línea, cualquier fluctuación en dicha tensión se verá reflejada en la salida del

triplicador. Para evitar cualquier variación debemos regular el nivel de tensión estableciéndolo a los 80V requeridos.

Existen circuitos integrados reguladores de alta tensión, pero suelen ser costosos y su baja disponibilidad los hace dificultosos de conseguir, lo que nos lleva a buscar otra alternativa.

El regulador de tensión variable LM317 ajusta la tensión de salida entre 1,25V y 37V, pero puede ser adaptado para regular altas tensiones. Esto se debe al principio de funcionamiento del regulador ya que su limitación se encuentra en la tensión soportada entre V_{IN} y V_{OUT} (Máximo 40V, Mínimo 3V), pero no nos restringe sobre el potencial que debe tener el terminal de ajuste, lo único que debemos garantizar es que se mantenga una diferencia de tensión de 1,25V entre V_{OUT} y ADJ .

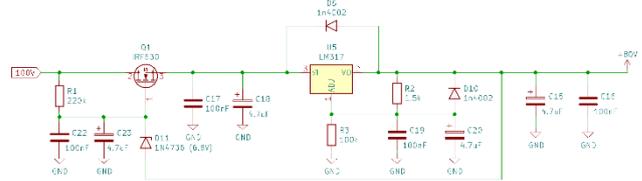


Fig. 124. Circuito regulador de alta tensión.

El circuito se puede dividir en dos partes, la configuración asociada al transistor Q_1 se la conoce como “pre-reguladora”, mientras que la configuración que conlleva el LM317 la llamamos etapa “reguladora”.

Con la etapa pre-reguladora reduciremos el potencial que caerá en el LM317. El transistor utilizado es el IRF630 ya que se tenía disposición del mismo, aunque se podría utilizar un transistor JFET o BJT para ampliar la región lineal y lograr mejor calibración. Por otro lado, debemos garantizar que la caída en el LM317 sea la menor posible, siempre y cuando estemos por encima del valor mínimo indicado en su hoja de datos (3V). Dicho potencial está fijado por la expresión:

$$V_{U5_{IN-OUT}} = V_{D11} - V_{GS_{Q1}} \quad (159)$$

V_{D11} es la tensión del diodo Zener utilizado, mientras que $V_{GS_{Q1}}$ dependerá de la corriente $I_{D_{Q1}}$ requerida y los parámetros característicos del transistor. La podemos calcular, en su peor condición ($I_{D_{Q1}(Máx)} \cong 70mA$) mediante la siguiente expresión:

$$I_D = k \cdot (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (160)$$

k lo calculamos en función de los valores proporcionados en el datasheet y su valor es de $1,25 \frac{A}{V^2}$. Además, la tensión de threshold típica es de 3V. Por lo tanto:

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{I_{D_{Q1}(máx)}}{k}} + V_{TH} \quad (161)$$

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{70mA}{1,25 \frac{A}{V^2}}} + 3V \rightarrow V_{GS} = 3,24V \quad (162)$$

Luego, calculamos la caída de tensión sobre el LM317:

$$V_{U5_{IN-OUT}} = V_{D11} - V_{G_{SQ1}} \quad (163)$$

$$V_{U5_{IN-OUT}} = 6,8V - 3,24V \rightarrow V_{U5_{IN-OUT}} = \mathbf{3,56V} \quad (164)$$

Finalmente, la regulación de tensión se puede definir con la siguiente expresión sabiendo que la diferencia de tensión entre V_O y V_{ADJ} es $1,25V$ (V_{REF}):

$$V_O = V_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \quad (165)$$

$$V_O = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{100K\Omega}{1,5K\Omega}\right) \rightarrow V_O = \mathbf{84,58V} \quad (166)$$

En lo que respecta al circuito convertidor de voltaje a corriente, se utilizará una topología muy simple que solo nos demanda un amplificador operacional, un transistor Darlington y una resistencia.

VI. INTERFAZ DE USUARIO

La aplicación cuenta principalmente con cuatro bloques ubicados dentro del ordenador del profesional. A continuación, una breve explicación de la función que cumple cada uno de ellos:

- **Software Back-End:** Se encarga de la comunicación bidireccional con la EDU-CIAA por medio de un puerto COM serial. Por otro lado, se comunicará con la aplicación web a través de un Web Socket para poder recibir instrucciones desde el profesional o bien, provisionar de información. Este servidor desarrollado en Python podrá procesar la señal, filtrarla y generar los reportes necesarios.
- **HTTP Server:** Este es únicamente un servidor HTTP programado en Python para poder descargar el informe final.
- **Software Front-End:** Básicamente es la interfaz que el usuario tendrá para interactuar con el EMG a través del servidor en Python. Está desarrollada en ReactJS.
- **Base de datos:** Está conformada por dos archivos en formato JSON que permitirá contar con toda la información necesaria de usuarios y configuración de estudios.

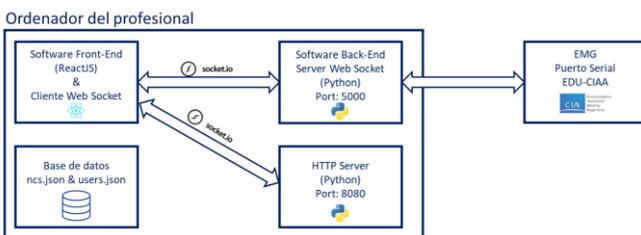


Fig. 125. Diagrama en bloques de la interfaz de usuario y comunicación con Hardware.

A. Base de datos

Esta es una aplicación que estará en un ambiente seguro dentro de una computadora. Por otro lado, no contará con información sensible ya que la data de los pacientes se guarda en el reporte Word y no en la propia base de datos.

En base a esto, se pensó en que con archivos que tengan un formato de fácil manejo sería suficiente para poder almacenar información. Otro enfoque podría haber sido trabajar sobre una base de datos SQL, lo cual complejizaría al proyecto y no tendría un valor agregado considerable.

El formato por el que se optó es JSON y es que toda la industria está optando por este ya que provee de una entendible y prolija manera de posicionar la información.

Dicho esto, se tendrán dos archivos que servirán como base de datos:

1) users.json

En este se podrán encontrar todos los usuarios y para cada uno se tendrá la siguiente información:

- **id:** Es un número único que identifica al usuario.
- **name:** Nombre y/o apellido del usuario.
- **username:** Usuario.password: Contraseña.
- **email:** Correo electrónico del usuario.
- **phone:** Teléfono del usuario.
- **role:** Este podrá tener dos valores posibles. Administrator para los administradores y Doctor para los doctores.

2) ncs.json

En este se podrán encontrar configuraciones que utiliza cada médico. Esto se hace para facilitar la experiencia de usuario y que cada doctor pueda tener salvada la configuración realizada en el último estudio.

- **id:** ID del usuario.
- **username:** Usuario al cual pertenece la configuración en cuestión.
- **lowCutoffFrequency:** Frecuencia de corte inferior del filtro digital.
- **upperCutoffFrequency:** Frecuencia de corte superior del filtro digital.
- **stimulusDuration:** Duración del estímulo aplicado por el estimulador.
- **stimulusCurrent:** Corriente pico del estímulo en miliamper.
- **numberChannels:** Número de canales a utilizar en el estudio.
- **numberStimulus:** Número de estimulaciones que se realizarán. Se admiten hasta 4 por estudio.

B. ReactJS

1) Motivación del uso de ReactJS

En principio, se barajaron muchas opciones acerca del desarrollo de la aplicación o mejor dicho, una interfaz que permita al médico el uso del equipo. Sin embargo, la mayoría

tenía una limitación. Se debía pensar en una GUI que pueda ser implementada en una computadora, ya que es el medio más sencillo por el cual se puede interactuar con el equipo y versátil, ya que al día de hoy todos cuentan con una.

Por otro lado, era primordial hacer independiente al software del sistema operativo, ya que pueden darse los casos en los que se cuente con Linux o bien, MacOS. Considerar solo opciones que sean admitidas en Windows acotaría el abanico de implementaciones y obligaría al usuario a utilizar un sistema operativo en particular.

En vista a esto, la mejor opción era crear una aplicación web, ya que puede ser implementada en cualquier sistema operativo por medio de un servidor HTTP e incluso, hacer uso de cualquier navegador de descarga gratuita. Por otro lado, existen muchas librerías que permiten hacer aplicaciones modernas y con funcionalidades que las diferencian del resto.

Si se quiere, la única desventaja es que de esta manera se debería implementar un software adicional que permita comunicarse vía serial con la EDU-CIAA y procesar la información. Sin embargo, esto abría la posibilidad de utilizar Python como Back-End, el cual tiene infinidad de librerías para poder procesar señales y dar un ambiente completo a todo el proyecto.

Definido el porqué del uso de una aplicación web, que además, no exigía grandes recursos del ordenador, se tenía que elegir la manera con la cual se iba a crear. Se pensó en hacer código nativo totalmente desde cero con HTML, CSS, Javascript y PHP, sin embargo, luego de investigar opciones, a día de hoy lo más utilizado son las librerías de ReactJS debido a su grado de fiabilidad, flexibilidad y velocidad en el uso de la aplicación.

Básicamente se podría considerar a React como una librería de código abierto que permite construir interfaces web utilizando el lenguaje de programación Javascript pero con el añadido de HTML y CSS. Estos lenguajes permitirán conformar el entorno de React en el cual se trabajará con componentes que son independientes y reutilizables. Quiere decir, que lo que se programarán serán componentes que se podrán usar tanto en esta aplicación como en otras ya que cuentan con una independencia con el proyecto general. Por otro lado, esos componentes ya consideran una estructura que incluye los tres lenguajes mencionados en una única entidad, evitando contar con una separación de los mismos.

Otra ventaja de utilizar React es que trabaja con una representación en memoria del DOM de la página web, la Virtual DOM. Esta última es muy liviana y no exige tantos recursos, por lo que cuando un componente cambia su estado y la información que se debe renderizar, React cambia la Virtual DOM y la compara con la DOM real, haciendo solo las modificaciones resultantes de la comparación y así, ejecutando mucho más rápido las acciones a llevar adelante. Esto evidentemente provee de una aplicación rápida y fluida.

2) *Conceptos base de ReactJS*

- JavaScript XML – JSX: Este se trata de uno de los conceptos núcleo de React y no es más que una extensión de JavaScript que permite integrar la sintaxis de HTML a JavaScript mediante un intérprete que permite convertir JSX a JavaScript, lenguaje que entiende el navegador. Por defecto React utiliza Babel para realizar dicha conversión.

- **Renderización de elementos:** Para entender este concepto, previamente hay que comprender que es un DOM. Document Object Model es una representación lógica estándar de cualquier página web. En simples palabras, es una estructura tipo árbol que contiene todos los elementos y propiedades de un sitio web. El DOM provee una interfaz neutral que permite acceder y actualizar contenido de un elemento de la página web. Antes de React, los desarrolladores directamente manipulaban los elementos del DOM lo cual resultaba en una manipulación frecuente de este y cada vez que se hacía, se debía actualizar el navegador, recalculando y renderizando todo nuevamente, por lo que todo esto consume mucho tiempo y procesamiento. La solución a esto fue la implementación del explicado anteriormente Virtual DOM y para la administración de este se creó un paquete llamado ReactDOM el cual provee métodos específicos que pueden ser usados para habilitar una manera eficiente de administrar los elementos del DOM de la página web. Los elementos serán los que en conjunto, conformarán un componente.
- **Componentes y propiedades:** Los componentes permiten separar la interfaz de usuario en piezas independientes, reutilizables y pensar en cada pieza de forma aislada. Conceptualmente, los componentes son como las funciones de JavaScript, aceptando entradas (props) y retornando elementos de React que describen lo que debe aparecer en pantalla. Un ejemplo de componente podría ser el siguiente:

```
function Welcome(props) {  
  return <h1>Hello, {props.name}</h1>;  
}
```

Fig. 126. Ejemplo de componente en ReactJS.

En el mismo se observa que tiene entradas y retornos, ya que corresponde a una función JavaScript. Por otro lado, para definir un componente se puede hacer de otra manera mediante una clase de ES6. El resultado será el mismo:

```
class Welcome extends React.Component {  
  render() {  
    return <h1>Hello, {this.props.name}</h1>;  
  }  
}
```

Fig. 127. Ejemplo de componente en ReactJS con formato ES6.

Para los componentes existe un concepto llamado “Composición de componentes”, el cual básicamente se refiere a que un componente puede ser utilizado por otro componente. Esto permite abstraer componentes a cualquier nivel. En el siguiente ejemplo, se puede observar un componente Welcome que es utilizado por el componente App tres veces. Generalmente, las aplicaciones de React tienen un único componente App y diferentes componentes utilizados por ese.

```
function Welcome(props) {
  return <h1>Hello, {props.name}</h1>;
}

function App() {
  return (
    <div>
      <Welcome name="Sara" />
      <Welcome name="Cahel" />
      <Welcome name="Edite" />
    </div>
  );
}
```

Fig. 128. Ejemplo de composición de componentes en ReactJS.

- Manejo de eventos: La administración de los eventos en elementos de React es muy similar a manejar eventos del DOM con leves diferencias de sintaxis. En HTML correspondería la siguiente sintaxis para el click de un botón:

```
<button onclick="activateLasers()">
  Activate Lasers
</button>
```

Fig. 129. Sintaxis ejemplo de manejo de eventos con HTML.

Mientras que en React se nombran usando camelCase (onClick en lugar de onclick):

```
<button onClick={activateLasers}>
  Activate Lasers
</button>
```

Fig. 130. Sintaxis ejemplo de manejo de eventos con ReactJS.

Una de las ventajas del manejo de eventos en React es que son sintéticos de acuerdo con las especificaciones W3C para así, evitar problemas de compatibilidad entre navegadores. Los estándares web W3C son pautas y protocolos que permiten interoperabilidad entre los diferentes navegadores con la finalidad de guiar a los desarrolladores en mejorar el rendimiento y funcionalidades.

Por otro lado, también es posible pasar parámetros a un manejador de eventos, para por ejemplo, recolectar información de un input de texto o el id dentro de una lista.

C. Aplicación WEB

La lógica de la aplicación web se basa en enrutamiento de los diferentes componentes. Se pensó en principalmente dos tipos de usuarios, administradores y doctores. Los primeros podrán crear doctores que puedan utilizar el sistema, mientras que los segundos, serán justamente los especialistas que conocen y saben utilizar el electromiógrafo.

El root de la aplicación se encontrará en el archivo "App.js" en el que se podrá encontrar toda la lógica de enrutamiento que responderá a los siguientes paths:

- localhost/: Se trata del path donde se podrá utilizar el electromiógrafo y el electroestimulador. Para poder ingresar aquí, previamente se requiere loguearse como doctor y en caso de no hacerlo, se reenviará al usuario a la página de login.
- localhost/users: Aquí un administrador puede crear nuevos usuarios de administrador o de doctor. Para poder ingresar, previamente se requiere loguearse

como administrador y en caso de no hacerlo, se denegará el acceso.

- localhost/login: Esta es la sección donde un usuario puede loguearse, y para hacerlo, debe haber sido previamente cargado en la base de datos local. Al no ser un sistema que requiera un alto grado de seguridad, dicha base de datos es conformada por un archivo en formato json. Una vez que el usuario se haya logueado, este permanecerá en el caché del navegador hasta por 24 horas o bien, hasta que se haga un logout.
- localhost/unauthorized: Se trata del path donde se reenviará al usuario cuando desee ingresar al path de /users y no se haya hecho un login como administrador.

Básicamente, se pensó a la aplicación para que cada uno de esos paths indicados redireccionen al usuario a un componente en particular según la siguiente tabla:

TABLA V. TABLA ASOCIATIVA ENTRE PATH Y COMPONENTE DE LA APLICACIÓN WEB.

Path	Componente
/	DataChartV2
/login	Login
/unauthorized	Unauthorized
/users	Administrator

A continuación, se procederá a detallar en alto nivel a cada uno de esos componentes:

1) Unauthorized

Este es el componente más básico de la aplicación ya que básicamente no se hace uso de otros componentes o funciones dentro de él. Solo cuenta con un div en el que hay un texto indicando que no se posee acceso a la sección de usuarios.

2) Login

Este componente estará compuesto por:

- TextField para el username.
- TextField para el password.
- Checkbox para mantener la sesión iniciada, aunque se cierre el navegador.
- Button para hacer el submit del login.
- Typography para poder acceder al path de users donde estos pueden ser administrados.

Este componente tendrá un evento onSubmit en el momento que se presione el botón el cual hará que se ejecute el handle llamado "handleSubmit". Este básicamente será considerado un evento asíncronico que validará las credenciales insertadas por el usuario en los campos de texto. La lógica será la siguiente:

- Si no se completaron todos los campos aparecerá una alerta indicando que para continuar se realice dicha acción.
- Si se completaron todos los campos, pero el usuario no se encuentra en la base de datos "users.json" o alguno de los datos ingresados son incorrectos, aparecerá una alerta indicándolo.

- Si se completaron todos los campos y todo es correcto, se redireccionará al usuario al path que quiso ingresar previamente. De haber ingresado al path de “/login”, redireccionará al usuario al path “/”. Se almacenará el login en el caché en caso de haber marcado el checkbox correspondiente.

Hay que destacar que, al ingresar a este componente lo primero que se realiza es evaluar si hay información en el caché. De no haberla, evidentemente aparecerá la típica aplicación de Login, mientras que, si ya se guardó el ingreso de un usuario, redireccionará a la página de DataChartV2 en caso de ser un médico o a la de Administrator en caso de ser un administrador.

Por último, pero no menos importante, los usuarios de la base de datos no son recolectados por ReactJS, si no que el encargado es el servidor Python. Al iniciar el componente, se tiene un evento denominado `useEffect()`, el cual se ejecuta únicamente una vez cuando la página de Login se abre. Este evento solicita mediante el Socket IO con el request “RequestUsers” al servidor Python. Este último, cuando recibe la solicitud, lee el archivo “users.json” y devuelve mediante la misma comunicación la información con la etiqueta “GetUsers”. Esta información es almacenada para que pueda compararse al momento de la verificación de credenciales.

3) Administrator

En principio, se contará con una AppBar la cual también estará presente en el componente de DataChartV2 pero con diferentes botones. Aquí se podrán encontrar dos principales, uno para añadir usuario y otro para eliminarlo. Ambos al presionarlos tendrán habilitados el evento `onClick` que activará diferentes Handles:

- Button “Add User” estará asociado al handler “addUser”. Este es un evento asíncronico que al ejecutarse crea una nueva entrada en la base de datos con datos por defecto y un username random de ocho caracteres. Cabe destacar que la aplicación web solo envía la solicitud de creación a través del Socket al servidor, el cual es el que verdaderamente se encarga de añadir la entrada a la base de datos, es decir, al archivo “users.json”. Una vez enviada la solicitud, se esperará la respuesta con la nueva lista de usuarios luego de este cambio.
- Button “Delete User” estará asociado al handler “deleteUser”. Este es un evento asíncronico que lo primero que hace al ejecutarse es verificar si una fila de la lista fue seleccionada ya que de no hacerlo, aparecerá una alerta indicando que falta información para proceder con la acción. Si se seleccionó, se pedirá al servidor en Python que elimine el usuario en cuestión del archivo “users.json” por medio del Socket. Se esperará la respuesta con la nueva lista de usuarios luego de este cambio.

Al igual que se detalló en el componente anterior, toda comunicación entre el Front-End y el servidor Python Back-End se hace a través del Socket Web.

Además de la barra de tareas, en el centro de la página se podrá encontrar una DataGrid, la cual no es más que una tabla editable. Aquí se podrán ver los siguientes parámetros que poseen todos los usuarios:

- Name: Nombre y/o apellido del usuario.
- Username: Usuario del doctor/administrador.
- Password: Contraseña del doctor/administrador.
- Email: Correo electrónico del usuario.
- Phone: Teléfono de contacto del usuario.
- User Role: Rol del usuario. Este podrá ser Doctor o Administrator.

Por defecto e inmutablemente, se contará con un usuario que no puede ser eliminado. Este es el usuario “admin” y básicamente es un usuario de administrador que permitirá inicialmente crear nuevos.

El resto de los usuarios que hayan sido creados podrán ser modificados posteriormente a hacerlo y luego de cada modificación del campo en cuestión, la aplicación envía un request mediante Socket con la etiqueta “UpdateUser” y la data que se desea modificar. Esto permite que el servidor Python modifique el archivo “users.json” y luego el mismo enviará el update con la etiqueta “GetUsers”.

4) DataChartV2

Este es el componente principal de la aplicación y el que posee básicamente todas las funcionalidades que permiten controlar al electromiógrafo y al estimulador.

En principio se contará con una barra de tareas con los siguientes botones:

- Refresh Ports Button: Este botón permitirá solicitar al servidor Python una nueva lectura de los dispositivos COM conectados al ordenador disponibles que sean coincidentes con el driver de la EDU-CIAA. Por seguridad, solo se mostrarán dispositivos que tengan el mismo driver ya que es probable que al mismo ordenador se tengan otros equipos médicos conectados. Al presionarse, se habilitará el evento “handleRefreshPorts” el cual validará en principio que la aplicación no se encuentre conectada a ningún puerto. En caso de estar conectada, se pedirá desconectarse para poder hacer esto, pero en el caso de no estarlo se abrirá la ventana de carga y se hará una solicitud al servidor Python mediante el Socket Web con la etiqueta “RequestCOMPorts”. El servidor responderá con la etiqueta “COMPortsUpdated” y esta información será almacenada en la aplicación web para incluirla en la lista que se encuentra a la derecha de este botón.
- COM Port List: Esta es una lista de los puertos COM disponibles para conectarse al EMG. Luego de seleccionar el puerto deseado, se permitirá la conexión con el mismo.
- Connect/Disconnect Button: Este es un botón que permite establecer la conexión con el puerto COM

seleccionado en la COM Port List. Estará asociado a un evento llamado “handleConnectPort” el cual al activarse, en principio, validará si el puerto COM es válido y de serlo, enviará la solicitud “ConnectPort” al servidor Python, pero de lo contrario aparecerá una alerta indicándolo. El servidor Python responderá con una etiqueta “StatusPortInitial” a través del servidor Socket. La información que conlleva esta respuesta dependerá del estado de la conexión con el puerto:

- Connected: En caso de ser exitosa la conexión. Esto hará que la leyenda del Connect/Disconnect Button ahora sea Disconnect para que el usuario lo presione con dicha finalidad en caso de precisarse.
- Disconnected: En caso de no poder conectarse, la aplicación se mantendrá desconectada. La leyenda del Connect/Disconnect Button se mantendrá en Connect para que el usuario lo presione con dicha finalidad en caso de precisarse.
- Error: En caso de no poder conectarse debido a un error de hardware aparecerá una alerta y el Connect/Disconnect Button se mantendrá en Connect para que el usuario lo presione con dicha finalidad en caso de precisarse.

Una vez conectada la aplicación, la misma enviará una solicitud al servidor Python cada 5 segundos para que se pueda verificar la conexión con el electromiógrafo y así alertar al médico en caso de una falla en la misma.

- Settings Button: Este botón permite configurar los parámetros del estudio de conducción nerviosa a realizar. Al presionarlo, se abrirá una ventana en la que se podrán configurar los siguientes valores:
 - Frecuencia de corte inferior del filtro.
 - Frecuencia de corte superior del filtro.
 - Duración del pulso de estimulación.
 - Corriente pico en miliamperes del pulso de estimulación.
 - Número de canales que se utilizarán.
 - Número de estimulaciones que se realizarán en el estudio. Hasta cuatro estimulaciones pueden realizarse.

Luego de configurar lo deseado, se podrá presionar el botón de “SAVE” para poder salvar esas configuraciones o bien “CANCEL” para salir sin producir ningún cambio. Cabe destacar que cada doctor podrá tener sus propias configuraciones guardadas para facilitar la experiencia de uso del electromiógrafo. Esto se almacenará en la base de datos “ncs.json”.

Además de todas las funciones que se encuentran en la barra de tareas superior, se tiene una gráfica sin información inicialmente, pero que luego de iniciar el estudio y realizar las series de estimulaciones necesarias, proveerá de data a la misma. Aquí podrán aparecer hasta cuatro gráficas en función de la configuración realizada por medio del “Settings Button”.

Al conectarse la aplicación con el EMG, un nuevo botón aparecerá en la barra de tareas y es el que se encargará de iniciar la estimulación y habilitar la recolección de biopotenciales mediante el EMG. Al presionar este nuevo botón denominado “Start Test Button” aparecerá un diálogo que pide validación. Luego de validar, la aplicación web enviará una solicitud al servidor Python con la etiqueta “StartTest” y se consigue toda la información de cómo se desea hacer el estudio (duración del estímulo, corriente del mismo, frecuencias de corte del filtro pasa banda, etc). Al finalizar dicho estudio, el servidor devolverá toda la información con la etiqueta “GetDataTest” luego de comunicarse con la EDU-CIAA, aunque este proceso será explicado en el apartado del servidor Python. Gracias a esto, se graficará la curva de respuesta medida por el EMG en la pantalla.

D. Servidor Back-End Python

Este servidor será el encargado de administrar las bases de datos de los usuarios y los estudios, comunicarse con el EMG mediante Serial y procesar la señal recibida desde el equipo. Todo esto lo hace en base a solicitudes recibidas desde la aplicación web mediante comunicación Web Socket IO.

Los eventos y la descripción de lo que permite hacer cada uno se podrán apreciar en la siguiente tabla:

TABLA VI. EVENTOS SOCKETIO EN SERVIDOR PYTHON.

Etiqueta evento SocketIO	Descripción
connect	Este evento permite a un cliente conectarse al servidor Socket generado por este software realizado con Python. Al conectarse, por consola aparecerá un ID único que lo identifica, ya que podrían conectarse múltiples clientes al mismo socket.
disconnect	Este evento permite a un cliente anunciarle al servidor que se desconectará. Si al hacerlo, el puerto COM con el EMG estaba abierto, el servidor Python se encargará de cerrarlo.
AddUser	Este evento permite crear un nuevo usuario en la base de datos “users.json” con un username random de ocho caracteres. Además, crea información por defecto para ese usuario en “ncs.json” para que tenga parámetros iniciales recomendados para el primer estudio que realizará ese nuevo doctor.
UpdateUser	Este evento permite actualizar la base de datos “users.json” en base a la información recibida desde la aplicación web.
DeleteUser	Este evento permite eliminar el usuario definido en la aplicación web de las bases de datos “users.json” y “ncs.json”.
UpdateNCSDData	Este evento permite modificar los datos del estudio de conducción nerviosa de un doctor en la base de datos “ncs.json”.
RequestNCSDData	Este evento permite a la aplicación web recolectar los datos del estudio de conducción nerviosa del doctor que lo solicite.
RequestUsers	Este evento permite a la aplicación web conocer la base de datos “users.json” para por ejemplo, acreditar credenciales durante un login.

RequestCOMPorts	Este evento permite conocer los puertos COM que se encuentren conectados al ordenador donde esté corriendo este servidor.
ConnectPort	Este evento permite conectarse a un puerto COM específico, indicando si fue posible hacerlo o si hubo un error.
TestPort	Este evento permite validar la conexión con un puerto. Será solicitada su ejecución cada 5 segundos por la aplicación una vez que se haya conectado a un puerto para verificar la consistencia de la conexión con el electromiógrafo.
DisconnectPort	Este evento permite desconectar el servidor Python del puerto serial al cual se encuentre conectado.
StartTest	Este evento permite iniciar el estudio de conducción nerviosa. Al ejecutarse, enviará por Serial una trama de datos y esperará la respuesta del EMG. Esto se explicará en detalle en la sección del EMG. Luego de recibir las lecturas realizadas con un muestreo de 50Ksps, se acondicionará cada punto y se ejecutará un filtro digital pasa banda. La señal procesada, es enviada como array a la aplicación web para que sea visualizada en el Data Chart Lineal.

Si bien todo el proceso de inicio del estudio lo comienza la aplicación web, esta última es solo una intermediaria entre el usuario y este servidor, el cual provee de toda la inteligencia y provisionamiento de datos para que la aplicación web funcione.

Todos los eventos tienen su importancia y su razón de existir en este servidor, pero quizás el más importante es el de "StartTest", el cual básicamente se encarga de iniciar la comunicación con el EMG o más específicamente, con la EDU-CIAA. Al recibir esta solicitud desde la aplicación web, se hará con la siguiente información provista por el especialista:

- Frecuencia de corte superior del filtro
- Frecuencia de corte inferior del filtro
- Duración de la estimulación en milisegundos
- Corriente de estimulación en miliampere
- Número de canales

Toda esta data estará separada por un "&" que permitirá proveer de un formato a la información recibida en el servidor y procesarla.

Con todos estos datos, el servidor se encarga de, en principio, enviar la solicitud de inicio de estimulación y lectura a la EDU-CIAA. Para esto, se le hace llegar al microcontrolador lo siguiente:

&1&Duración del estímulo&Corriente de estimulación&Número de canales&

Toda esa información, le permitirá al microcontrolador generar la estimulación al mismo tiempo que lee la data. Debido a que se está utilizando comunicación serial a 115,2Kbps y se está leyendo el ADC a una velocidad de 50Ksps, no es posible enviar la data luego de leerla, por lo que primero se almacenará y luego de hacer el total de mediciones, se enviará el array al servidor Python. Esto último permitirá asegurar una velocidad de lectura que permita tener una representación gráfica fiable del biopotencial generado.

Cuando el servidor recibe toda la lectura, se la escala para contar con la información en milivolts y en microsegundos. Luego de eso, la señal será filtrada mediante un filtro pasa bandas, el cual, al hacerlo digitalmente, permitirá que sea ideal.

A continuación, se demostrará el funcionamiento del filtro digital. Se crea una señal de 1KHz que cuenta con su frecuencia fundamental y cuatro armónicos. Estos últimos están ubicados en 2KHz, 3KHz, 4KHz y 5KHz.

Por otro lado, el filtro está configurado para filtrar entre 2900Hz y 3100Hz, por lo que solo se deberá quedar con el tercer armónico:

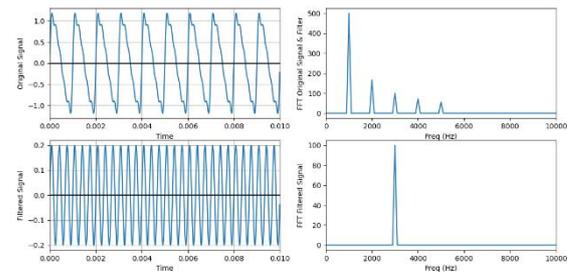


Fig. 131. Respuesta del filtro digital implementado en Python.

Este filtro, es adicional al filtrado por hardware realizado previo a inyectar la señal al ADC ya que de no hacerlo, se podría generar Aliasing e incluso contar con mucho ruido de línea (en 50Hz). Por otro lado, contar con una herramienta adicional como esta, flexibilizará la información con la que desea quedarse el especialista, el cual está capacitado para comprender y adecuar la configuración de filtrado.

E. Software embebido en LPC4337

Para la adquisición de la señal de los biopotenciales y el control de las señales de estimulación, se optó por la EDU-CIAA, la cual es una plataforma que cuenta con un microcontrolador LPC4337. Este, permitirá cubrir todas las necesidades ya que cuenta con los periféricos y velocidad de procesamiento necesaria para esta aplicación, además que soporta el uso de FreeRTOS. Este último será crucial, ya que se necesita multitasking para poder controlar la estimulación y recolectar la data del ADC casi de forma paralela.

El software realizado se basa en tres tareas:

1) vTaskMeasure – Prioridad IDLE_PRIORITY+1UL

En el estado inicial, mientras no se encuentre ejecutando el estudio, será la única activa, ya que estará a la espera de la señal de la inicialización del mismo. Al recibir la cadena de caracteres enviada por el servidor de Python, se activará todo el proceso. Primero, se usarán los separadores "&" para discriminar los datos de estimulación. Luego que se tienen los parámetros de corriente y duración del pulso, se procederá a configurar ambos canales del DAC a la tensión correspondiente mediante el protocolo SPI a una velocidad de 1KHz, ya que esto permitirá limitar la corriente al valor de estimulación establecido por el especialista. Cabe destacar que se reduce la velocidad de comunicación con el DAC a una frecuencia tan baja debido a que esto permite abaratar los costos en la aislación de dicha comunicación que no tiene ningún requisito de hacerse a máxima velocidad soportada.

Después de configurar el DAC, se habilitará la estimulación mediante un semáforo y al mismo tiempo se estará leyendo por SPI a 16MHz la información provista por el ADC. Esta data se almacenará en un array sin ningún tipo de procesamiento, ya que esto último lo realizará el servidor en Python. Ya con los valores adquiridos, se habilita la tarea vTaskSender.

2) vTaskSender – Prioridad IDLE_PRIORITY+2UL

El objetivo de esta tarea es enviar la data mediante comunicación Serial al servidor Python que estará a la espera de la misma. Luego de hacerlo, quedará bloqueada hasta la próxima lectura.

3) vTaskStimulator – Prioridad IDLE_PRIORITY+3UL

Esta tarea será habilitada dentro de la tarea vTaskMeasure. Aquí básicamente se controlarán los pines digitales que manejan los cuatro transistores del puente H. Durante los tiempos en que los estados de dichos pines digitales se mantienen constante, la tarea se mantendrá bloqueada, dando lugar a seguir midiendo en la tarea vTaskMeasure.

Previo a la activación del scheduler para el manejo de estas tareas, se hicieron todas las configuraciones de inicialización que incluye:

- Configuración del modo de los pines digitales I/O.
- Apagado de los leds de la EDU-CIAA para disminuir el consumo de corriente.
- Inicialización de PWM para DRCLK del ADC.
- Inicialización de SPI.
- Configuración del ADC con los parámetros indicados en la sección del mismo.
- Inicialización de timers.
- Inicialización de tareas y semáforos.

VII. LISTA DE COMPONENTES Y HOJAS DE DATOS

Las hojas de datos de los componentes podrán encontrarse en la web o bien, en el adjunto compartido con este informe. A continuación, se encuentran cuatro tablas con la lista de componentes y cantidades de cada uno, para cada placa que compone el equipo final:

A. Electromiógrafo

TABLA VII. LISTA DE COMPONENTES DEL ELECTROMIÓGRAFO.

Componente	Valor	Cantidad
Capacitor	10pF	3
Capacitor	0.1uf	16
Capacitor	330nF	1
Capacitor	10nF	3
Capacitor	100pF	2
Capacitor	10uF	4
Capacitor	47pF	2
Capacitor	1uF	1
Diodo	1N4148	4
Diodo	1N5817	2
Conector	3 pines	1
Conector	9 pines	1
Conector	2 pines	1
Bobina	10uHy	1
Lámpara Neón	NE2H	2
Convertor DC-DC	TRV 1-1221M	1
Resistencia	220k	2
Resistencia	100K	3
Resistencia	110k	2

Resistencia	1M	1
Resistencia	39k	1
Resistencia	1k	2
Resistencia	33k	1
Resistencia	18k	1
Resistencia	1.2k	2
Resistencia	3.3k	2
Resistencia	1.5k	2
Resistencia	2.2k	1
Resistencia	270	1
Resistencia	0	2
Resistencia	68k	1
Resistencia	10k	2
Resistencia	5.6k	1
Resistencia	4.7k	1
Resistencia	47K	2
Resistencia	82k	2
Resistencia	220	2
Resistencia	33	2
Preset	5K	1
Preset	500	1
Preset	1K	1
Amp. Instrumentación	INA128	1
Amplificador operacional	TLV9152IDR	3
ADC Sigma-Delta	MCP3461-E_ST	1
Aislador digital	MAX14436FAWE+	1
Aislador digital	MAX14435F	1
Regulador	LD1117S33TR	2
Regulador	TL431P	1

B. Estimulador

TABLA VIII. LISTA DE COMPONENTES DEL ESTIMULADOR.

Componente	Valor	Cantidad
Capacitor	10uF	7
Capacitor	4.7uF	1
Capacitor	0.1uF	8
Diodo	FR107	2
Conector	5 pines	2
Conector	2 pines	3
Transistor	IRF630	4
Transistor	TIP122	2
Transistor	BC547	1
Resistencia	10K	2
Resistencia	2K2	1
Resistencia	330	1
Resistencia	33	4
Resistencia	47 - 1W	2
Driver	IR2110	2
Operacional	OP07	2
Relé de estado solido	VOR1142A6	1
Temporizador	LM555xN	1

C. Fuente

TABLA IX. LISTA DE COMPONENTES DE LA FUENTE.

Componente	Valor	Cantidad
Capacitor	100nF	6
Capacitor	1000uF	4
Capacitor	100uF	2
Capacitor	220uF / 100V	1
Capacitor	100uF / 100V	1
Capacitor	4.7uF / 200V	4
Capacitor	.1uF / 250V	2
Capacitor	2200uF / 100V	1
Diodo	1N4007	7
Puente de diodos	-	1
Diodo	1N4002	2
Diodo	1N4736	1
Conector	4 pines	1
Conector	5 pines	1
Transistor	IRF630	1

Resistencia	220k	1
Resistencia	1.5k	1
Resistencia	100k	1
Regulador	L7812	1
Regulador	L7912	1
Regulador	LD1117S33TR	1
Regulador	LM317	1

D. Poncho

TABLA X. LISTA DE COMPONENTES DEL PONCHO.

Componente	Valor	Cantidad
Capacitor	15pF	3
Capacitor	0.1uF	1
Conector	9 pines	1
Conector	3 pines	1
Conector	2x20 pines	2
Conector	5 pines	1
Conector	2 pines	2
Conector	7 pines	2
Resistencia	1.2K	7
Resistencia	3.3K	7
Optoacoplador	6N135	3
Optoacoplador	4N25	4
DAC	MCP4922-ESL	1

VIII. PLANOS ELÉCTRICOS Y MECÁNICOS

Ver Anexo III, sección donde se encuentran los esquemáticos y PCBs finales.

IX. MÉTODOS DE AJUSTE Y CONTROL

De las cuatro placas que conforman al equipo en su totalidad, solo la del electromiógrafo cuenta con ajustes. Estos serán detallados a continuación:

- RV1: Este preset permite ajustar la ganancia y el factor de amortiguamiento del filtro pasa bajo Butterworth de Orden 2.
- RV2: Este preset permite ajustar la ganancia del sumador no inversor.
- RV3: Este preset permite ajustar la tensión de continua sobre la cual se montará la señal medida. Idealmente se espera que sea 1,65V para obtener el máximo rango de excursión.

X. MÉTODOS DE FABRICACIÓN Y MANTENIMIENTO

Se asegurará la garantía del producto durante los primeros 6 meses. La misma, podrá extenderse semestralmente con la condición de mantenimientos preventivos del equipo. Este tiempo fue estimado para garantizar un 90% de confiabilidad en su periodo de uso.

Las evaluaciones a realizarse en el proceso de mantenimiento partirán del contraste de las mediciones, con las señales características indicadas en el Anexo I.

En cuanto a la fabricación, el equipo desarrollado cuenta con un total de cuatro placas de circuito impreso y un paquete de software. La fabricación y el ensamble de los componentes de dichas placas se terceriza. Para este proceso existen múltiples opciones a nivel nacional e internacional. La empresa que se opta en primera instancia es PCB Way, dado que enviando los archivos Gerber, la lista de materiales y las coordenadas de pick and place (generados en el programa de diseño de PCB utilizado), obtenemos en un lapso de una semana, cien placas de circuito impreso listas para ser

utilizadas. El valor de producción está relacionado principalmente a la dimensión de la placa, la cantidad de componentes que se colocan y la cantidad de capas.

Se detallan a continuación los costos estimativos de producción (con envío incluido) de una tanda de placas necesarias para fabricar cien equipos.

TABLA XI. COSTOS DE FABRICACIÓN Y ENSAMBLADO DE LOS PCB

Circuito	Dimensiones [mm]	Cantidad Componentes	Precio estimado
Fuente	110x110	42	353USD
Estimulador	93x125	46	421USD
Electromiógrafo	150x50	94	467USD
Poncho	86x100	35	377USD

Por lo tanto, el costo total estimado de producción de los circuitos impresos necesarios para producir cien equipos será de 1617 usd.

XI. MÉTODOS DE PRUEBA Y ENVEJECIMIENTO

Para poder realizar las pruebas del correcto funcionamiento del equipo y además, validar su envejecimiento, se recomiendan realizar pruebas del equipo en base a las señales que deben encontrarse en los puntos de pruebas disponibles en el hardware. Ver Anexo I.

XII. MANUAL DE USUARIO

Para facilitar la lectura del manual de usuario se optó por realizarlo en un anexo. Ver Anexo II.

XIII. ESTUDIO DE GARANTÍA – CONFIABILIDAD

Para el análisis de confiabilidad del sistema se considerará que será utilizado en condiciones ambientales óptimas y bajo un operador capacitado, por lo que el factor de ajustes por condiciones ambientales (π_e) será de 1. Por otro lado, todos los componentes son de tipo industrial/profesional, por lo que el factor de ajuste por calidad de elemento (π_q) será de 3.

En principio, se realiza el estudio de confiabilidad de cada uno de los circuitos desarrollados del sistema completo. Luego, se evaluará la confiabilidad total.

A. Electromiógrafo

TABLA XII. CONFIABILIDAD DEL ELECTROMIOGRAFO

Componente	Base Failure Rate	π_e	π_q	Qty	Failure Rate
Capacitores cerámicos	0,015	1	3	32	1,44
Diodos (señal)	0,005	1	3	6	0,09
Inductores (BF)	0,02	1	3	1	0,06
Resistores de carbón	0,03	1	3	36	3,24
Resistores variables	1	1	3	3	9
INA128	0,025	1	3	1	0,075
TLV9152IDR	0,025	1	3	2	0,15
TLV9152IDR	0,025	1	3	1	0,075
MCP3461-E_ST	0,025	1	3	1	0,075
MAX14436FAWE	0,025	1	3	1	0,075
MAX14435F	0,025	1	3	1	0,075
LD1117S33TR	0,1	1	3	2	0,6
TL431P	0,1	1	3	1	0,3
				Total FR:	15,255

B. Estimulador

$$FR_T = 15,255 + 2,7 + 2,04 + 5,19 \quad (168)$$

TABLA XIII. CONFIABILIDAD DEL ESTIMULADOR

Componente	Base Failure Rate	π_e	π_q	Qty	Failure Rate
Capacitores cerámicos	0,015	1	3	16	0,72
Diodos (señal)	0,005	1	3	2	0,03
Resistores de carbón	0,03	1	3	10	0,9
IR2110	0,025	1	3	2	0,15
OP07	0,025	1	3	2	0,15
VOR1142A6	0,025	1	3	1	0,075
LM555xN	0,025	1	3	1	0,075
IRF630	0,03	1	3	4	0,36
TIP122	0,03	1	3	2	0,18
BC547	0,02	1	3	1	0,06
Total FR:					2,7

$$FR_T = 25,185 \quad (169)$$

Con la tasa de fallas total, se podrá obtener las fallas dentro de un periodo de un millón de horas:

$$\lambda = \frac{FR_T}{10^6} = \frac{25,185}{10^6} \rightarrow \lambda = 25,185 \cdot 10^{-6} \quad (170)$$

Se adoptará para este sistema una confiabilidad del 90% por lo que:

$$Rt = e^{-\lambda t} \rightarrow t = \frac{\ln(Rt)}{\lambda} \quad (171)$$

C. Poncho EDU-CIAA

TABLA XIV. CONFIABILIDAD DEL PONCHO EDU-CIAA

Componente	Base Failure Rate	π_e	π_q	Qty	Failure Rate
Capacitores cerámicos	0,015	1	3	4	0,18
Resistores de carbón	0,03	1	3	14	1,26
6N135	0,025	1	3	3	0,225
MCP4922-ESL	0,025	1	3	1	0,075
4N25	0,025	1	3	4	0,3
Total FR:					2,04

$$t = \left\lceil \frac{\ln(0,9)}{25,185 \cdot 10^{-6}} \right\rceil \rightarrow t = 4183,5hs \quad (172)$$

Entonces, se podrá garantizar un 90% de confiabilidad dentro de un periodo de 4183,5 horas, tiempo que equivale a 174 días y por ende, a aproximadamente 6 meses de uso continuo.

XIV. LEGISLACIÓN

Teniendo en cuenta que el equipo desarrollado se aplicará en el ámbito de la medicina humana, se lo define como "producto médico". Los productos médicos son todo equipamiento, aparato, material, artículo o sistema de uso o aplicación médica.

La Administración Nacional de Medicamentos, Alimentos y Tecnología Médica (ANMAT), es el ente que controla los productos médicos a nivel nacional en Argentina, garantizando que posean eficacia, seguridad y calidad.

La normativa vigente sobre productos médicos en la Argentina puede dividirse en normativas generales, disposiciones sobre la trazabilidad, disposiciones referidas a la habilitación de los fabricantes y, disposiciones sobre el registro de estos productos.

A. Normas generales

1) 2017 – Disposición 5706/2017: La presente disposición será de aplicación para las solicitudes de registro, modificación y reválida de productos médicos Clase I y II y las solicitudes de modificación de algunos datos característicos de productos médicos Clase III y IV autorizados por esta Administración. B.O. 2 de junio de 2017.

2) 2016 – Circular 2/2016: Productos Médicos: Incumbencias de Directores Técnicos. Subsana la necesidad de ordenar los trámites en los cuales deberá autorizarse la designación del profesional que actuará como director técnico de empresas fabricantes, importadoras y/o distribuidoras de productos médicos, y teniendo en cuenta lo establecido en la Ley N° 16.463, y su decreto reglamentario NO 9763/64, el Decreto N° 2505/85, la Resolución ex M.S. y A.5. NO255/94 Y las Disposiciones ANMAT NO 2318/02 (t.o. 2004), 2319/02 (t.o. 2004) y 6052/13.

D. Fuente

TABLA XV. CONFIABILIDAD DE LA FUENTE

Componente	Base Failure Rate	π_e	π_q	Qty	Failure Rate
Capacitores cerámicos	0,015	1	3	12	0,54
Capacitores Electrolíticos Aluminio	0,07	1	3	11	2,31
Diodos (señal)	0,005	1	3	10	0,15
Diodos (potencia)	0,01	1	3	1	0,03
Resistores de carbón	0,03	1	3	3	0,27
Transistor (potencia)	0,03	1	3	1	0,09
Transformador	0,1	1	3	1	0,3
L7812	0,1	1	3	1	0,3
L7912	0,1	1	3	1	0,3
L7805	0,1	1	3	1	0,3
LD1117S33TR	0,1	1	3	1	0,3
LM317	0,1	1	3	1	0,3
Total FR:					5,19

E. Sistema completo

Del análisis realizado se obtuvo la tasa de fallas de cada uno de los sub-sistemas que forman el sistema total. Si uno de ellos falla, todo el sistema falla, por lo que el cálculo de confiabilidad deberá contemplarlos en serie. Dicho esto, la tasa de fallas total será:

$$FR_T = FR_{emg} + FR_{est} + FR_{pon} + FR_{fue} \quad (167)$$

3) 2011 – *Disposición n° 2124/11*: Créase en el ámbito de la Administración Nacional de Medicamentos, Alimentos y Tecnología Médica (A.N.M.A.T.) el Programa Nacional de Control de Mercado de Medicamentos y Productos Médicos.- B.O. 05/04/11. Con el fin de garantizar la calidad, eficacia y seguridad de los productos que llegan a la población, en un todo de acuerdo con las competencias asignadas a esta Administración Nacional de Medicamentos, Alimentos y Tecnología Médica.

B. Trazabilidad

1) 2014 – *Disposición n° 2303/2014*: Establécese el Sistema de Trazabilidad de Productos Médicos que deberán implementar las personas físicas o jurídicas que intervengan en la cadena de distribución, dispensación y aplicación de productos médicos registrados ante esta Administración Nacional, en los términos establecidos en el artículo 1° y siguientes de la Resolución del Ministerio de Salud N° 2175/2013. B.O. 23 de abril de 2014.

2) 2014 – *Disposición n° 2175/14*: Establécese que las personas físicas o jurídicas que intervengan en la cadena de comercialización, distribución y dispensa o aplicación profesional de productos médicos registrados ante la ANMAT, deberán implementar un sistema de trazabilidad que permita asegurar el control y seguimiento de los mismos, desde la producción o importación del producto hasta su aplicación al usuario o paciente. B.O. 16 de enero de 2014.

C. Habilitación de empresas fabricantes de equipos médicos

1) 2013 – *Disposición n° 7425/13*: Las actividades de fabricación e importación de productos médicos y productos para diagnóstico de uso "in Vitro" sólo podrán efectuarse previa autorización de funcionamiento de empresa según Disposición ANMAT N° 2319/02 (T.O. 2004) y bajo el contralor de esta Administración Nacional.

2) 2002 – *Disposición n° 2319/02*: Reglamento Técnico MERCOSUR de Autorización de Funcionamiento de Empresas Fabricantes y/o Importadoras de Productos Médicos.- BO 21/06/02.

3) 1999 – *Disposición n° 698/99*: Régimen de Inspección para Fabricantes o Importadores de Productos Médicos.- BO 27/10/99.

4) 1999 – *Disposición n° 194/99*: Régimen de Inspección para Fabricantes o Importadores de Productos Médicos.- BO 27/10/99.

5) 1999 – *Disposición n° 191/99*: Reglamento Técnico MERCOSUR "Buenas Prácticas de Fabricación de Productos Médicos".- BO 11/02/99.

D. Registro de productos médicos

1) 2022 – *Disposición n° 2580/2022*: La solicitud de Renovación del Certificado de Buenas Prácticas de Fabricación para empresas fabricantes y/o importadoras de productos médicos y/o productos para diagnóstico de uso in

vitro regida por la Disposición ANMAT N° 7425/13 y sus modificatorias se tramitará de conformidad a lo dispuesto en la presente disposición. B.O. 6 de abril de 2022.

2) 2019 – *Disposición n° 9688/2019*: Inscripción, modificaciones, reválida, transferencia y cancelación de Productos Médicos Clase I, II, III y IV, nacionales e importados. B.O. 02 de diciembre de 2019.

3) 2017 – *Disposición 5706/2017*: La presente disposición será de aplicación para las solicitudes de registro, modificación y reválida de productos médicos Clase I y II y las solicitudes de modificación de algunos datos característicos de productos médicos Clase III y IV autorizados por esta Administración. B.O. 2 de junio de 2017.

4) 2013 – *Disposición n° 727/13*: La ANMAT ha modificado los requisitos de inscripción de productos médicos en el Registro de Productores y Productos de Tecnología Médica (RPPTM).- B.O. 6 de febrero de 2013.

5) 2002 – *Disposición n° 2318/02*: Reglamento Técnico MERCOSUR de Registro de Productos Médicos BO.- 12/07/02.

6) 1999 – *Disposición n° 4306/99*: Reglamento Técnico MERCOSUR sobre Requisitos Esenciales de Seguridad y Eficacia de los Productos Médicos.- BO 20/08/99.

E. Aspectos técnicos

El Instituto Argentino de Normalización y Certificación (IRAM) establece en la norma IRAM4220-1 las exigencias generales de seguridad de los aparatos electromédicos, con el fin de condicionar la calidad de estos equipos en el mercado nacional.

Esta norma está basada en la norma internacional IEC 60601 que establece una serie de normas técnicas, separadas en diferentes anexos particulares y, agrupados en diferentes tipologías de equipos y sistemas, para verificar la seguridad y el funcionamiento esencial de los equipos médicos eléctricos. Si se busca comercializar el equipo en un ámbito internacional es importante implementar estos estándares para llevar a cabo la comercialización con éxito, dado que son aceptados por las autoridades sanitarias de diferentes países del mundo como EE.UU, Rusia, Japón, Canadá, la EU, Australia y Brasil.

XV. COMERCIALIZACIÓN

Se estima que el mercado de los productos médicos destinados a la electromiografía tenga un crecimiento en los años siguientes debido a la prevalencia de trastornos neuromusculares, como por ejemplo, enfermedades en las neuronas motoras, Miastenia, Miopatía, Enfermedad de Parkinson, Neuropatía Periférica, entre otras.

Según los datos aportados por el Instituto Global para la Métrica y Evaluación de la Salud, las enfermedades neuronales causaron la muerte de más de 240.000 personas en todo el mundo en el año 2017. Adicionalmente, en la actualidad, 10 millones de personas padecen Parkinson.

Teniendo en cuenta estos datos, podemos contemplar un escenario donde este tipo de equipo tendrá un rol fundamental tanto en el diagnóstico clínico como en el área de investigación.

Los potenciales clientes de este producto serán las instituciones médicas dedicadas al diagnóstico clínico, como pueden ser hospitales, sanatorios y clínicas, tanto públicas como privadas. Así como también universidades y cualquier institución que se dedique a la investigación. El mercado nacional cuenta principalmente con proveedores nacionales de equipos de electromiografía de marcas extranjeras, entre las que se encuentran Micromed S.p.A (Italia), Meditracer (Finlandia), Cadwell (EEUU), Compumedics Alpha Trace (Australia).

Son pocas las empresas nacionales que se dedican a producir este tipo de equipo. Además, la gran mayoría de los productos nacionales que ofrecen una solución integrada de electromiógrafo-estimulador, están desactualizados y además, empresas como Neurotronic S.A y Biotecnica comercializan dispositivos puramente analógicos con tecnología anticuada.

Ejemplo de características equipo Japonés NIHON KOHDEN MEB 2300 disponible en argentina:

Specifications	
Number of channels	6 or 12
Input impedance	1,000 MΩ
CMRR	≥112 dB (isolation mode)
Noise level	≤0.6 μV
A/D converter	18 bits
Sensitivity	1 μV to 10 mV/div
Low-cut filter	0.01 Hz to 3 kHz
High-cut filter	10 Hz to 20 kHz
Analysis time base	0.1 ms to 1 s/div
Electric stimulation channels	2 (up to 4, option)
Auditory stimulator	Click and tone burst
Visual stimulator	Pattern, goggle, flash
Trigger input channels	1 (up to 6, option)
Trigger output channels	1 (up to 6, option)

Fig. 132. Ejemplo de características equipo Japonés NIHON KOHDEN MEB 2300 disponible en argentina.

El equipo desarrollado en este trabajo está orientado principalmente a los estudios de conducción nerviosa, permitiendo realizar estimulaciones totalmente configuradas desde cualquier PC y generando un informe automático con los resultados del estudio y los datos necesarios en un historial clínico.

Al estar en desarrollo, no cuenta con todas las características que disponen los equipos comercializados en el mercado internacional, pero sí con lo mínimo necesario para proponer una potencial solución que compita en un esquema de sustitución de importaciones. Las diferencias sustanciales entre este desarrollo y los mejores equipos disponibles, actualmente se basan en la cantidad de canales de lectura y los múltiples programas que presentan para diagnosticar las distintas patologías neuromusculares. Los cuales son aspectos que son fácilmente alcanzables si se continúa trabajando en el equipo, compitiendo de igual a igual frente a los productos más completos disponibles en el mercado.

Las características finales más importantes del equipo desarrollado son las siguientes:

TABLA XVI. PRINCIPALES ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DEL EMG DESARROLLADO

Especificaciones	Valores
Número de canales	1
Impedancia de entrada	10GΩ
CMRR	>90dB
A/D Converter	16 bits – Sigma-Delta
Filtro analógico	Hasta 16KHz fijo
Filtro digital variable	0 a 10KHz
Velocidad de muestreo	50Ksps
Aislación	5KVRMS

Por otro lado, se hizo el análisis de costos de la fabricación del equipo. A continuación, se presentará el costo final por cada una de las cuatro placas que componen al equipo en su totalidad:

TABLA XVII. COSTO DE COMPONENTES DEL EMG

Componente	Valor	Q	\$ Unitario	\$ Total
Capacitor	10pF	3	\$ 0,20	\$ 0,60
Capacitor	0.1uf	16	\$ 0,08	\$ 1,28
Capacitor	330nF	1	\$ 0,74	\$ 0,74
Capacitor	10nF	3	\$ 0,13	\$ 0,39
Capacitor	100pF	2	\$ 0,13	\$ 0,26
Capacitor	10uF	4	\$ 0,15	\$ 0,60
Capacitor	47pF	2	\$ 0,08	\$ 0,15
Capacitor	1uF	1	\$ 0,09	\$ 0,09
Diodo	1N4148	4	\$ 0,06	\$ 0,24
Diodo	1N5817	2	\$ 0,20	\$ 0,40
Conector	3 pines	1	\$ 0,48	\$ 0,48
Conector	9 pines	1	\$ 0,48	\$ 0,48
Conector	2 pines	1	\$ 0,48	\$ 0,48
Bobina	10uHy	1	\$ 0,30	\$ 0,30
Lámpara Neon	NE2H	2	\$ 0,35	\$ 0,70
Convertor DC-DC	TRV 1-1221M	1	\$ 12,90	\$ 12,90
Resistencia	220k	2	\$ 0,19	\$ 0,38
Resistencia	100K	3	\$ 0,01	\$ 0,03
Resistencia	110k	2	\$ 0,27	\$ 0,54
Resistencia	1M	1	\$ 0,27	\$ 0,27
Resistencia	39k	1	\$ 0,28	\$ 0,28
Resistencia	1k	2	\$ 0,08	\$ 0,15
Resistencia	33k	1	\$ 0,15	\$ 0,15
Resistencia	18k	1	\$ 0,09	\$ 0,09
Resistencia	1.2k	2	\$ 0,01	\$ 0,02
Resistencia	3.3k	2	\$ 0,03	\$ 0,05
Resistencia	1.5k	2	\$ 0,01	\$ 0,02
Resistencia	2.2k	1	\$ 0,03	\$ 0,03
Resistencia	270	1	\$ 0,03	\$ 0,03
Resistencia	0	2	\$ 0,01	\$ 0,02
Resistencia	68k	1	\$ 0,09	\$ 0,09
Resistencia	10k	2	\$ 0,01	\$ 0,02
Resistencia	5.6k	1	\$ 0,08	\$ 0,08
Resistencia	4.7k	1	\$ 0,04	\$ 0,04
Resistencia	47K	2	\$ 0,01	\$ 0,03
Resistencia	82k	2	\$ 0,09	\$ 0,18
Resistencia	220	2	\$ 0,01	\$ 0,02
Resistencia	33	2	\$ 0,03	\$ 0,07
Preset	5K	1	\$ 2,41	\$ 2,41
Preset	500	1	\$ 3,00	\$ 3,00
Preset	1K	1	\$ 1,61	\$ 1,61
Amp. In.	INA128	1	\$ 9,27	\$ 9,27
Amp. Op.	TLV9152	3	\$ 1,10	\$ 3,30
ADC S-D	MCP3461	1	\$ 2,20	\$ 2,20
Aislador digital	MAX14436	1	\$ 6,54	\$ 6,54
Aislador digital	MAX14435	1	\$ 6,54	\$ 6,54
Regulador	LD1117S33TR	2	\$ 0,41	\$ 0,82
Regulador	TL431P	1	\$ 0,26	\$ 0,26
Total:				\$ 58,63

TABLA XVIII. COSTO DE COMPONENTES DEL ESTIMULADOR

Componente	Valor	Q	\$ Unitario	\$ Total
Capacitor	10uF	7	\$ 0,15	\$ 1,02
Capacitor	4.7uF	1	\$ 0,15	\$ 0,15
Capacitor	0.1uF	8	\$ 0,08	\$ 0,61
Diodo	FR107	2	\$ 0,02	\$ 0,05
Conector	5 pines	2	\$ 0,48	\$ 0,96
Conector	2 pines	3	\$ 0,48	\$ 1,45
Transistor	IRF630	4	\$ 0,63	\$ 2,52
Transistor	TIP122	2	\$ 0,56	\$ 1,11
Transistor	BC547	1	\$ 0,20	\$ 0,20
Resistencia	10K	2	\$ 0,01	\$ 0,01
Resistencia	2K2	1	\$ 0,01	\$ 0,01
Resistencia	330	1	\$ 0,01	\$ 0,01
Resistencia	33	4	\$ 0,01	\$ 0,02
Resistencia	47 - 1W	2	\$ 0,12	\$ 0,25
Driver	IR2110	2	\$ 2,62	\$ 5,24
Operacional	OP07	2	\$ 0,63	\$ 1,27
Relé de estado solido	VOR1142A6	1	\$ 1,52	\$ 1,52
Temporizador	LM555xN	1	\$ 0,29	\$ 0,29
Total:				\$ 16,7

TABLA XIX. COSTO DE COMPONENTES DE LA FUENTE

Componente	Valor	Q	\$ Unitario	\$ Total
Capacitor	0,1uF	6	\$ 0,08	\$ 0,48
Capacitor	1000uF	4	\$ 0,15	\$ 0,60
Capacitor	100uF	2	\$ 0,15	\$ 0,30
Capacitor	220uF / 100V	1	\$ 0,70	\$ 0,70
Capacitor	100uF / 100V	1	\$ 0,72	\$ 0,72
Capacitor	4.7uF / 200V	4	\$ 1,27	\$ 5,08
Capacitor	.1uF / 250V	2	\$ 1,67	\$ 3,34
Capacitor	2200uF / 100V	1	\$ 3,40	\$ 3,40
Diodo	1N4007	7	\$ 0,02	\$ 0,14
Puente de diodos	-	1	\$ 1,14	\$ 1,14
Diodo	1N4002	2	\$ 0,10	\$ 0,20
Diodo	1N4736	1	\$ 0,03	\$ 0,03
Conector	4 pines	1	\$ 0,48	\$ 0,48
Conector	5 pines	1	\$ 0,48	\$ 0,48
Transistor	IRF630	1	\$ 0,63	\$ 0,63
Resistencia	220k	1	\$ 0,01	\$ 0,01
Resistencia	1.5k	1	\$ 0,01	\$ 0,01
Resistencia	100k	1	\$ 0,01	\$ 0,01
Regulador	L7812	1	\$ 0,51	\$ 0,51
Regulador	L7912	1	\$ 0,65	\$ 0,65
Regulador	LD1117S33TR	1	\$ 0,41	\$ 0,41
Regulador	LM317	1	\$ 0,70	\$ 0,70
Total:				\$ 20

TABLA XX. COSTO DE COMPONENTES DEL PONCHO

Componente	Valor	Q	\$ Unitario	\$ Total
Capacitor	15pF	3	\$ 0,10	\$ 0,29
Capacitor	0.1uF	1	\$ 0,08	\$ 0,08
Conector	9 pines	1	\$ 0,48	\$ 0,48
Conector	3 pines	1	\$ 0,48	\$ 0,48
Conector	2x20 pines	2	\$ 0,48	\$ 0,96
Conector	5 pines	1	\$ 0,48	\$ 0,48
Conector	2 pines	2	\$ 0,48	\$ 0,96
Conector	7 pines	2	\$ 0,48	\$ 0,96
Resistencia	1.2K	7	\$ 0,01	\$ 0,04
Resistencia	3.3K	7	\$ 0,01	\$ 0,04
Optoacoplador	6N135	3	\$ 0,47	\$ 1,41
Optoacoplador	4N25	4	\$ 0,16	\$ 0,64
DAC	MCP4922-ESL	1	\$ 2,66	\$ 2,66
Total:				\$ 9,5

Por lo que el costo total en componentes es de 104,8 USD por equipo en Argentina (al momento de este análisis se tiene un dólar a \$285 Pesos argentinos, por lo que por equipo será un coste de \$29.868 Pesos argentinos).

Anteriormente se hizo el análisis de la fabricación y se pudo observar que el costo en PCB-Way sería de 1617 USD para 100 placas de cada módulo que contiene el equipo.

Entonces, en la siguiente tabla se puede resumir el costo final de los componentes, fabricación y ensamblaje del electromiógrafo con estimulador integrado:

TABLA XXI. COSTO TOTAL DEL EQUIPO

	Precio Unitario
PCB y ensamblaje Fuente	3,53 USD
Componentes Fuente	20 USD
PCB y ensamblaje Estimulador	4,21 USD
Componentes Estimulador	16,7 USD
PCB y ensamblaje Electromiógrafo	4,67 USD
Componentes Electromiógrafo	58,63 USD
PCB y ensamblaje Poncho	3,77 USD
Componentes Poncho	9,5 USD
Chasis	25 USD
Total:	146,01 USD

Este precio fue estimado para la producción de cien equipos y por ende, la inversión para dicha fabricación deberá ser de 14.601 USD ya que el software no tendrá ningún tipo de coste.

Adicionalmente se deberán considerar los costos asociados a las pruebas y ensayos de homologación requeridos certificar el cumplimiento de las normas en equipos médicos según la ANMAT.

Un equipo de estas características ronda aproximadamente entre 4.000 y 6.000 USD, por lo que con el coste de producción del desarrollo realizado se podrá tener un posicionamiento con un margen considerable, sin perder la utilidad del equipo y con un alcance de mejoras a futuro para competir con productos de mayores prestaciones.

XVI. REFERENCIAS

- [1] 4N25, 4N26, 4N27, 4N28 - Optocoupler, Phototransistor Output, with Base Connection - Vishay Semiconductors. Available: <https://www.vishay.com/docs/83725/4n25.pdf>
- [2] 6N135, 6N136 - High Speed Optocoupler, 1 MBd, Photodiode with Transistor Output - Vishay Semiconductors. Available: <https://www.vishay.com/docs/83604/6n135.pdf>
- [3] IR2110(S)PbF/IR2113(S)PbF - HIGH AND LOW SIDE DRIVER - International Rectifier. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2110-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e
- [4] Application Note AN-978: HV Floating MOS-Gate Driver ICs - International Rectifier. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-HV_Floating_MOS_Gate_Drivers-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4626c1f3dc3016c47de609d140a
- [5] IRF630NPbF IRF630NSPbF IRF630NLPbF - HEXFET® Power MOSFET - International Rectifier. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRF630N-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355e7ae3819e6
- [6] MCP4902/4912/4922 - 8/10/12-Bit Dual Voltage Output Digital-to-Analog Converter with SPI Interface - Microchip. Available: <https://www1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/22250a.pdf>
- [7] Voltage-to-current (V-I) converter circuit with a Darlington transistor. Available: <https://www.ti.com/lit/an/sboa326/sboa326.pdf?ts=1667681621296>
- [8] TIP120, TIP121, TIP122 (NPN); TIP125, TIP126, TIP127 (PNP) - Plastic Medium-Power Complementary Silicon Transistors - ON Semiconductor. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/tip120-d.pdf>

- [9] Power MOSFET Basics Understanding Gate Charge - Device Application Note AN608A – Vishay Siliconix. Available: <https://www.vishay.com/docs/73217/an608a.pdf>
- [10] xx555 Precision Timers – Texas Instruments. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf?ts=1668867151911>
- [11] 1 Form A Solid-State Relay – Vishay Siliconix. Available: <https://www.vishay.com/docs/84300/vor1142b6.pdf>
- [12] Design Considerations on Solid-State Relays in DC Configuration - Vishay Siliconix. Available: <https://www.vishay.com/docs/80312/applicationnote09.pdf>
- [13] LM340, LM340A and LM78xx Family Wide VIN 1.5-A Fixed Voltage Regulators – Texas Instrument. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm340.pdf>
- [14] LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators – Texas Instrument. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm79.pdf?ts=1668606013444>
- [15] Adjustable and fixed low drop positive voltage regulator – ST. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/ld1117.pdf>
- [16] General Purpose Plastic Rectifier 1N4007 – Vishay Siliconix. Available: <https://www.vishay.com/docs/88503/1n4001.pdf>
- [17] LM317 3-Terminal Adjustable Regulator – Texas Instrument. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf>
- [18] Second Order Low Pass Butterworth Filter, EEE Guide. Available: <https://www.eeeguide.com/second-order-low-pass-butterworth-filter/>
- [19] A Synthetic Inductor Implementation of Chua’s Circuit, Tamara Blain, Bharathwaj Muthuswamy y Kyle Sundqvist. Available: <https://www2.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/2009/EECS-2009-20.pdf>
- [20] Synthetic Inductor Based High Pass Audio Filter, Engineers Garage. Available: <https://www.engineersgarage.com/synthetic-inductor-based-high-pass-audio-filter/>
- [21] AC Coupled instrumentation amplifier circuit, TI. Available: https://www.ti.com/lit/an/sboa242/sboa242.pdf?ts=1668377950745&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [22] Hello World and Introduction, ReactJS. Available: <https://reactjs.org/docs/hello-world.html>
- [23] Tutorial Sigma-Delta ADCs, Maxim Integrated. Available: <https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/tutorials/1/1870.html>
- [24] Video Delta-Sigma Modulator Basics, Fernando Zgunov. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=NrkFd7h6R2Y>
- [25] Fundamental principles behind the Sigma-Delta ADC Topology, Arrow. Available: <https://www.arrow.com/es-mx/research-and-events/articles/fundamental-principles-behind-the-sigma-delta-adc-topology>
- [26] Amplificador sumador No inversor – Amp Op. Available: http://solucioningenieril.com/amplificadores_operacionales/amplificador_sumador_no_inversor
- [27] W.Boron, E. Boulpaep, Fisiología Médica.
- [28] J. D. Bronzino, Medical devices and systems.
- [29] Thierry Keller and Andreas Kuhn, Electrodes for transcutaneous (surface) electrical stimulation.
- [30] S. I. Birlea P. Breen G. J. Corley N. M. Birlea F. Quondamatteo and G. O’Laughlin, Changes in the electrical properties of the electrode–skin–underlying tissue composite during a week-long programme of neuromuscular electrical stimulation
- [31] J. G. Webster, Medical instrumentation Application and design.
- [32] R. Butikofer and P. D. Lawrence, Electrocutaneous Nerve Stimulation II: Stimulus Waveform Selection.
- [33] J. L. Mason and N. A. M. Mackay, Pain Sensations Associated with Electrocutaneous Stimulation.
- [34] R. Merletti and D. Farina, Surface Electromyography Physiology, Engineering, and Applications
- [35] D. R. Merrill, M. Bikson and J. G. R. Jefferys, Electrical stimulation of excitable tissue: design of efficacious and safe protocols
- [36] C. A. Bollini and F. Cacheiro, Estimulación nerviosa periférica (neurolocalización).
- [37] A. Priori, C. Cinnante, A. Pesenti, M. Carpo, A. Cappellari, E. Nobile-Orazio, G. Scarlato and S. Barbieri, Distinctive abnormalities of motor axonal strength–duration properties in multifocal motor neuropathy and in motor neurone disease.

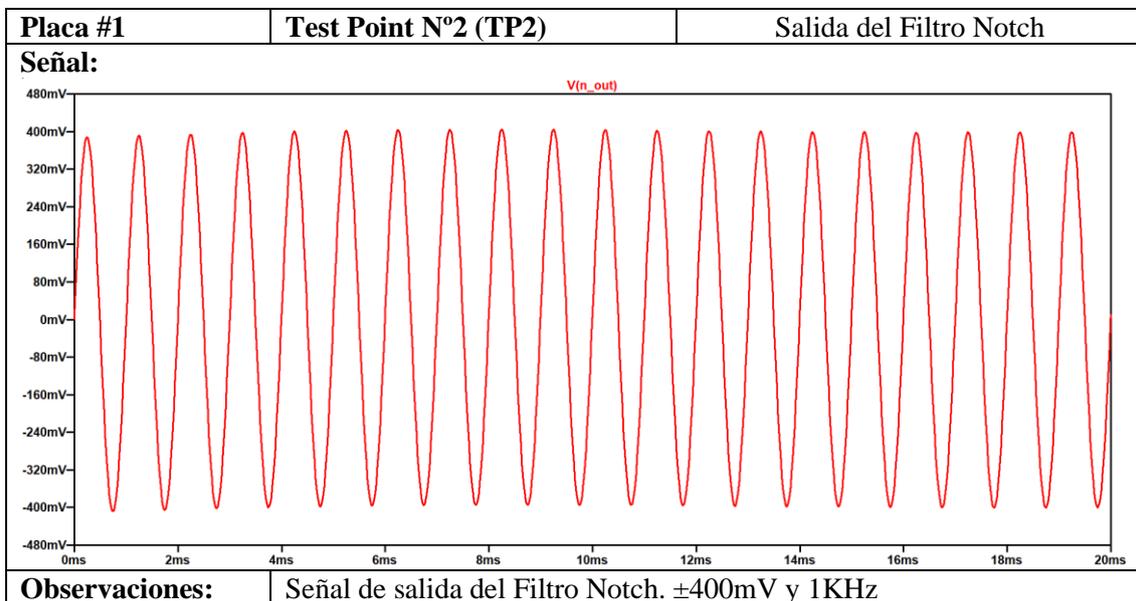
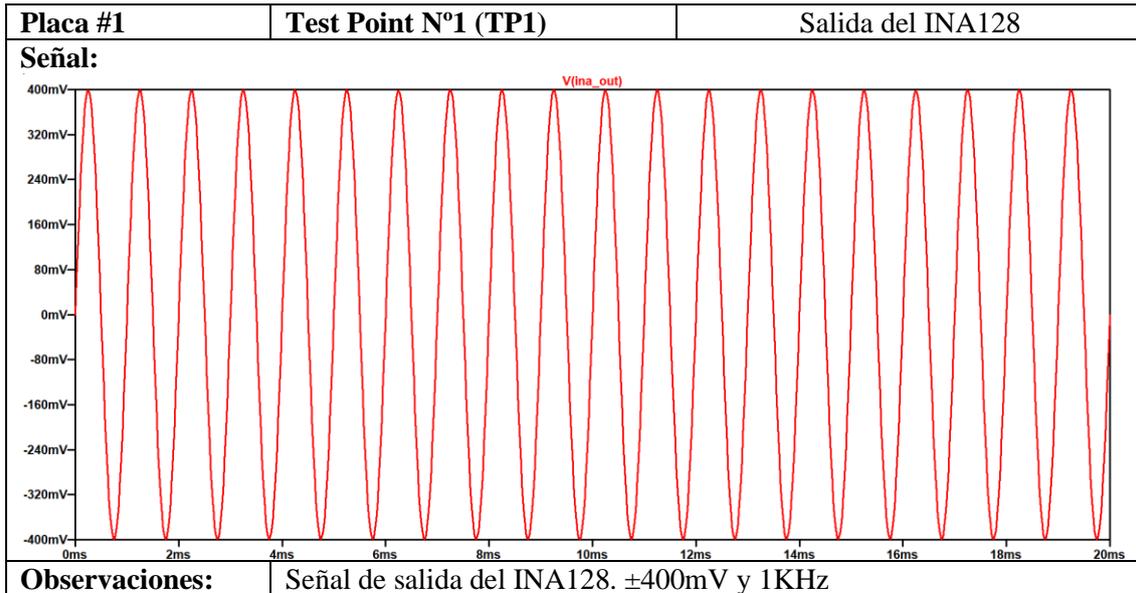
ANEXO I – SEÑALES EN PUNTOS DE PRUEBA

Para poder realizar la prueba del equipo y al mismo tiempo, validar su envejecimiento, se dejaron disponibles para el profesional que se encargue de este tipo de mediciones, ciertos puntos estratégicos donde se podrán realizar pruebas a través del uso de un osciloscopio.

Esto se realizará para todas las placas que componen el equipo final. En principio, se comenzará con las señales que deben observarse en cada Test Point del electromiógrafo.

1) Señales en Test Point del EMG

Para poder validar el correcto funcionamiento del EMG se deberá inyectar a la entrada del mismo una señal senoidal de 4mV pico y 1KHz. Las señales que deben observarse en cada test point se podrán validar a continuación:



Placa #1	Test Point N°3 (TP3)	Salida del Filtro Pasa Bajos
Señal:		
Observaciones:	Señal de salida del Filtro Pasa Bajos. $\pm 632\text{mV}$ y 1KHz	

Placa #1	Test Point N°4 (TP4)	Tensión de referencia $1,65\text{V}$
Señal: Tensión constante de referencia de aproximadamente $1,65\text{V}$.		
Observaciones:	Tensión de referencia $1,65\text{V}$. Puede variar en base a ajustes en RV3.	

Placa #1	Test Point N°5 (TP5)	Salida del Sumador No Inversor
Señal:		
Observaciones:	Señal de salida del Sumador No Inversor. Amplitud varía según ajustes	

Placa #1	Test Point N°6 (TP6)	GND Digital
Señal: -		
Observaciones:	Referencia de GND de la alimentación digital del circuito del EMG.	

Placa #1	Test Point N°7 (TP7)	GND EDU-CIAA
Señal: -		
Observaciones:	El GND del osciloscopio debe encontrarse correctamente ubicado en algún punto de GND del poncho. Es el único Test Point donde debe hacerse ya que el resto hace referencia a la masa común del EMG.	

Placa #1	Test Point N°8 (TP8)	$3,3\text{V}$ Analógico
Señal: $+3,3\text{V}$ constantes.		
Observaciones:	Sección analógica del ADC.	

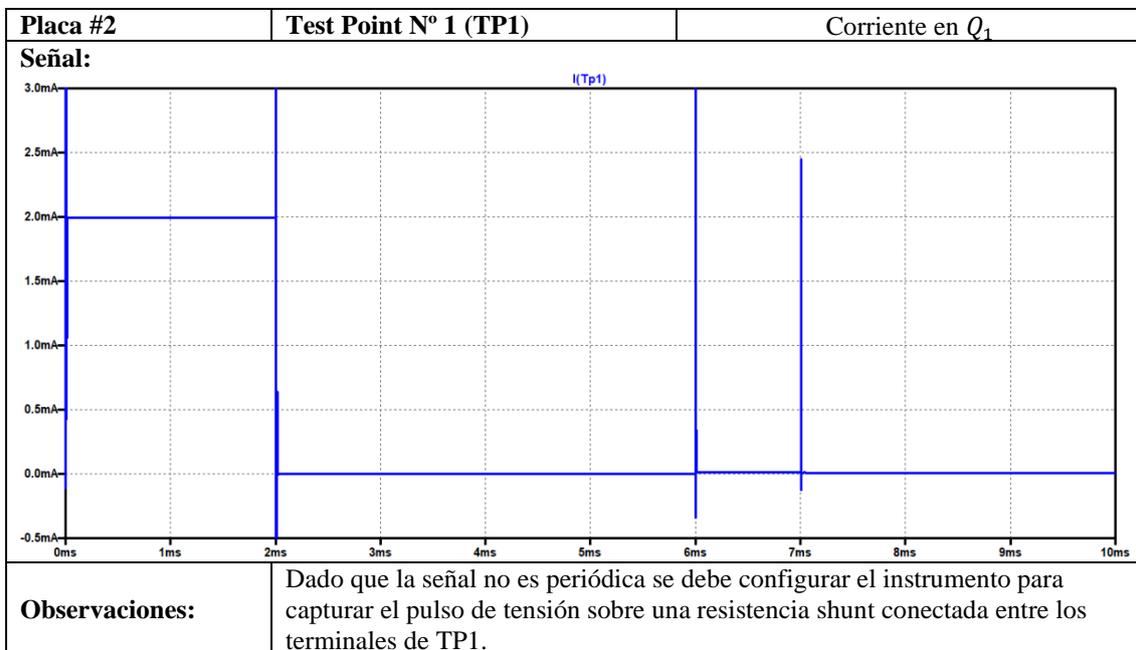
Placa #1	Test Point N°9 (TP9)	GND Analógico
Señal: -		
Observaciones:	Referencia de GND de la alimentación de 3,3V de la sección analógica del ADC.	
Placa #1	Test Point N°10 (TP10)	3,3V Digital
Señal: +3,3V constantes.		
Observaciones:	Sección digital del ADC.	
Placa #1	Test Point N°11 (TP11)	GND Digital
Señal: -		
Observaciones:	Referencia de GND de la alimentación de 3,3V de la sección digital del ADC.	
Placa #1	Test Point N°12 (TP12)	+5V Aislados
Señal: 5V constantes		
Observaciones:	Salida del TRV 1-1221M. Conversor DC-DC de 12V a $\pm 5V$.	
Placa #1	Test Point N°13 (TP13)	-5V Aislados
Señal: -5V constantes		
Observaciones:	Salida del TRV 1-1221M. Conversor DC-DC de 12V a $\pm 5V$.	

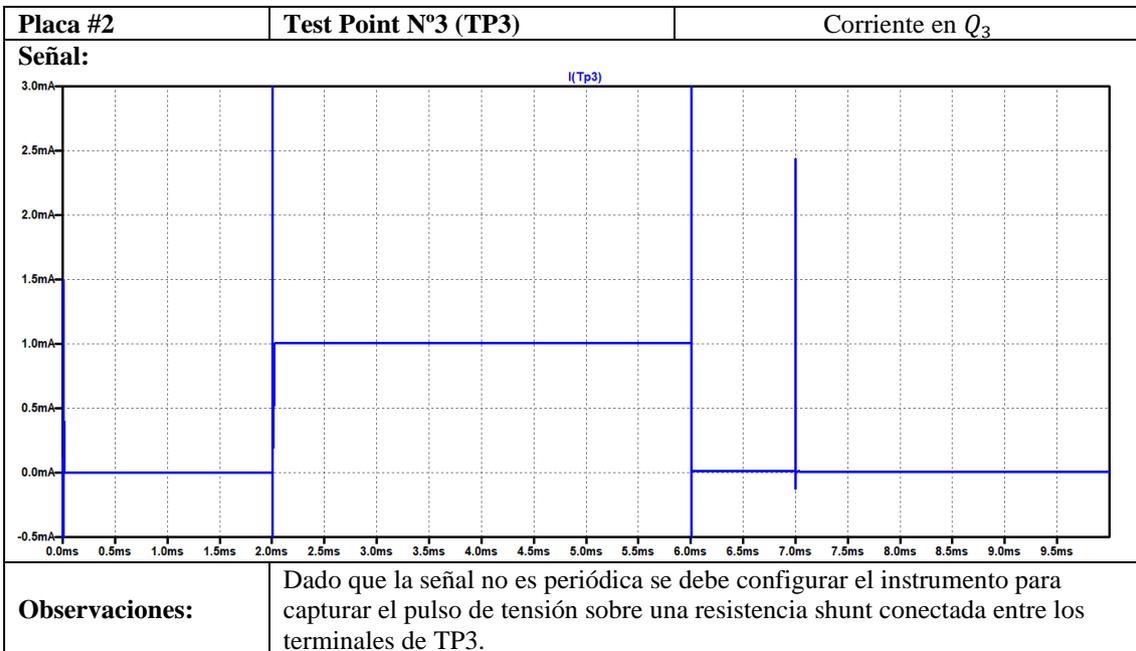
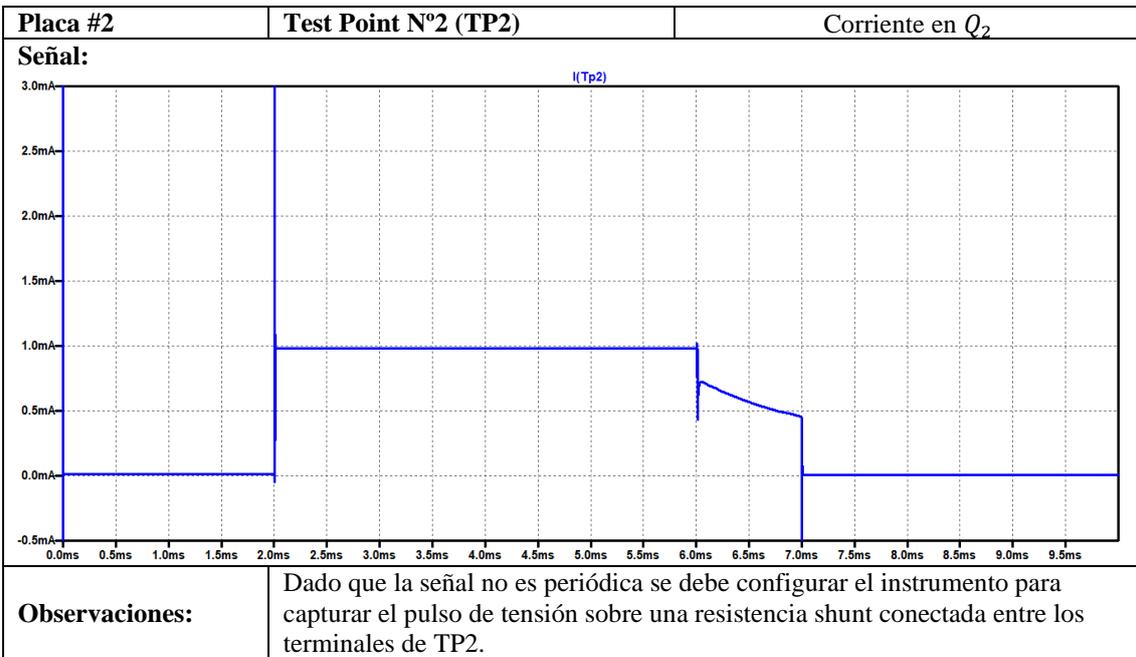
2) Señales en Test Point del Estimulador

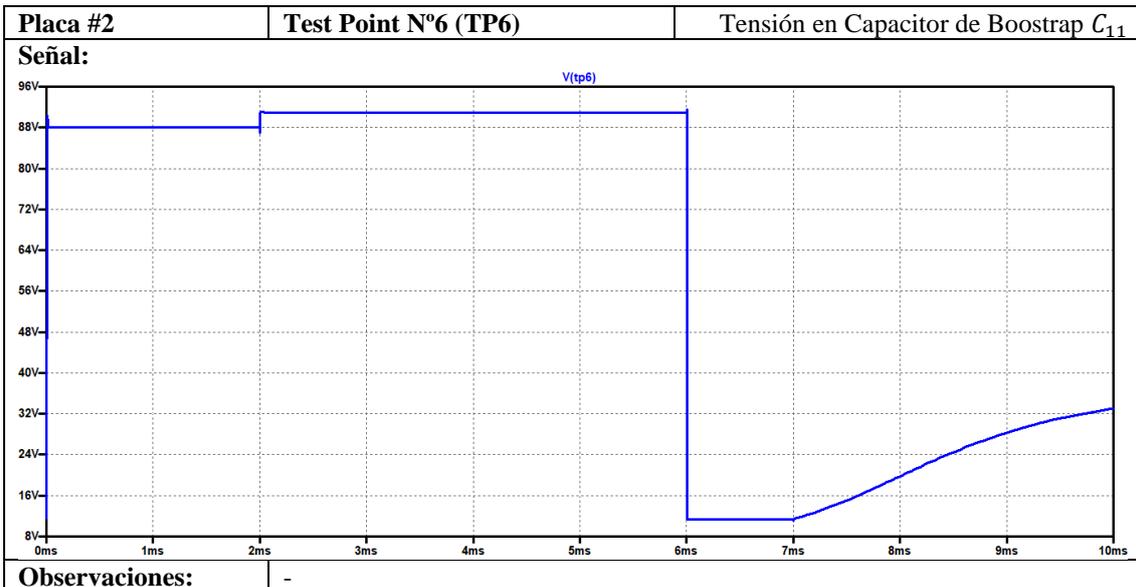
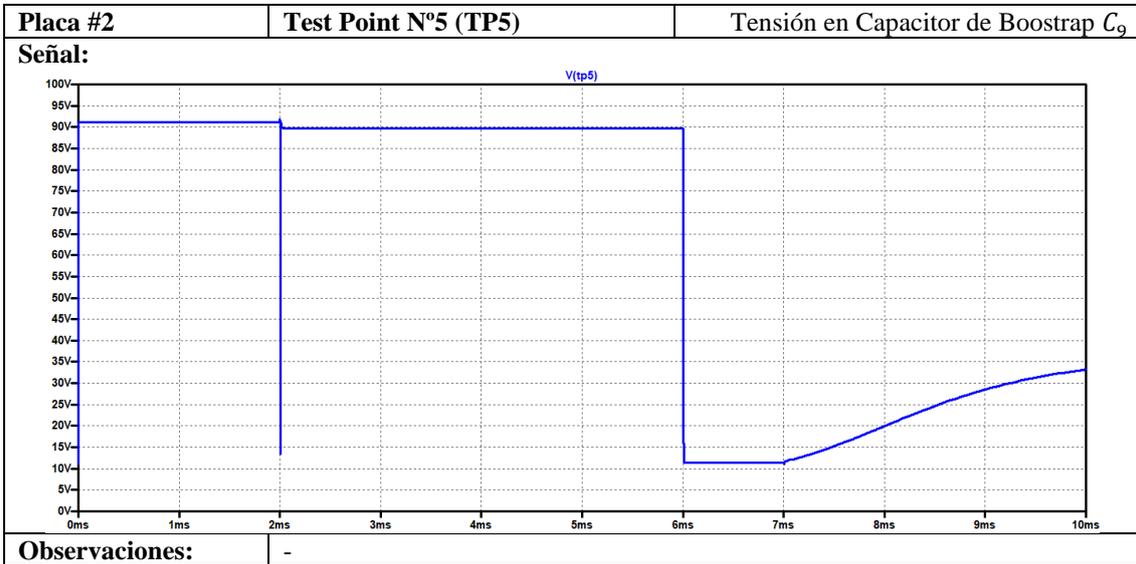
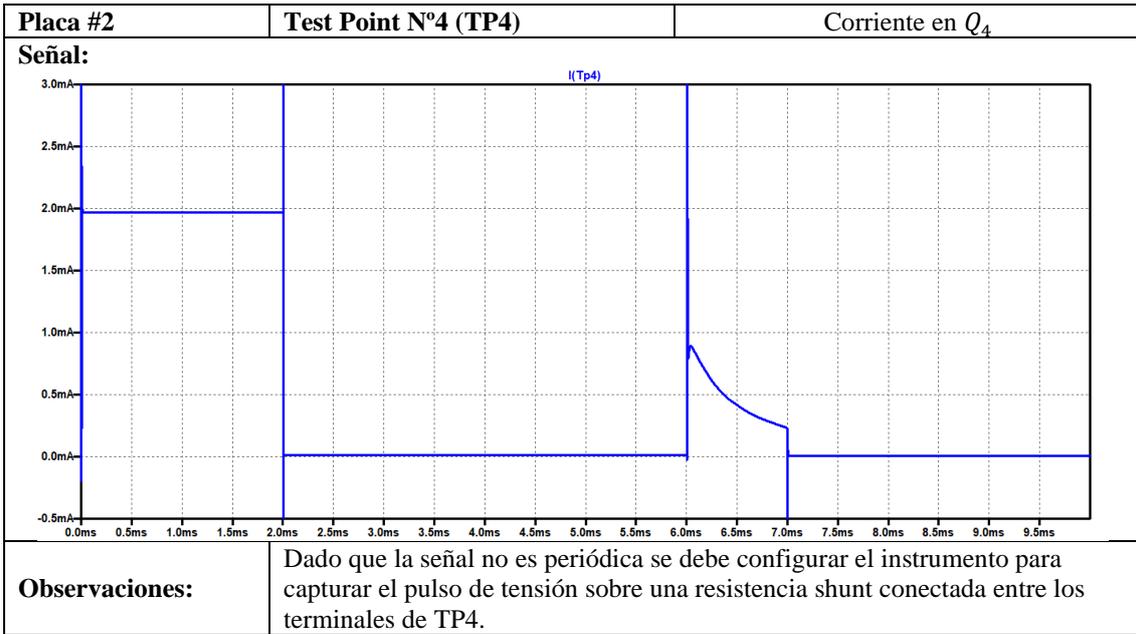
Antes de realizar las mediciones se debe configurar el estímulo con los siguientes parámetros:

- $I=2mA$
- $t=2mS$

Adicionalmente, se debe colocar entre los electrodos de estimulación una carga de 1,5K.



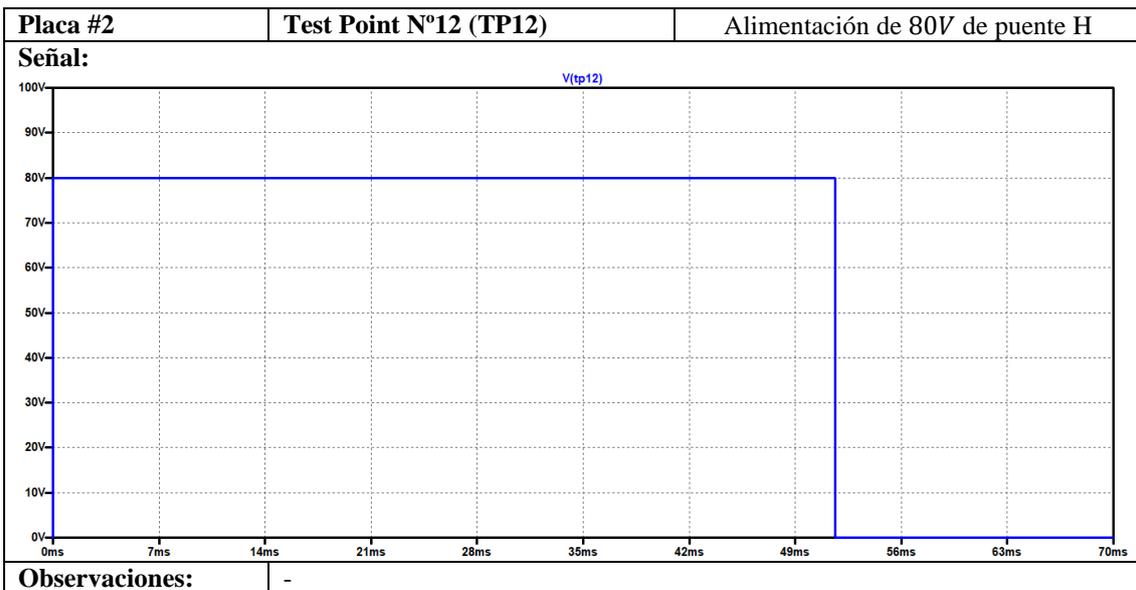
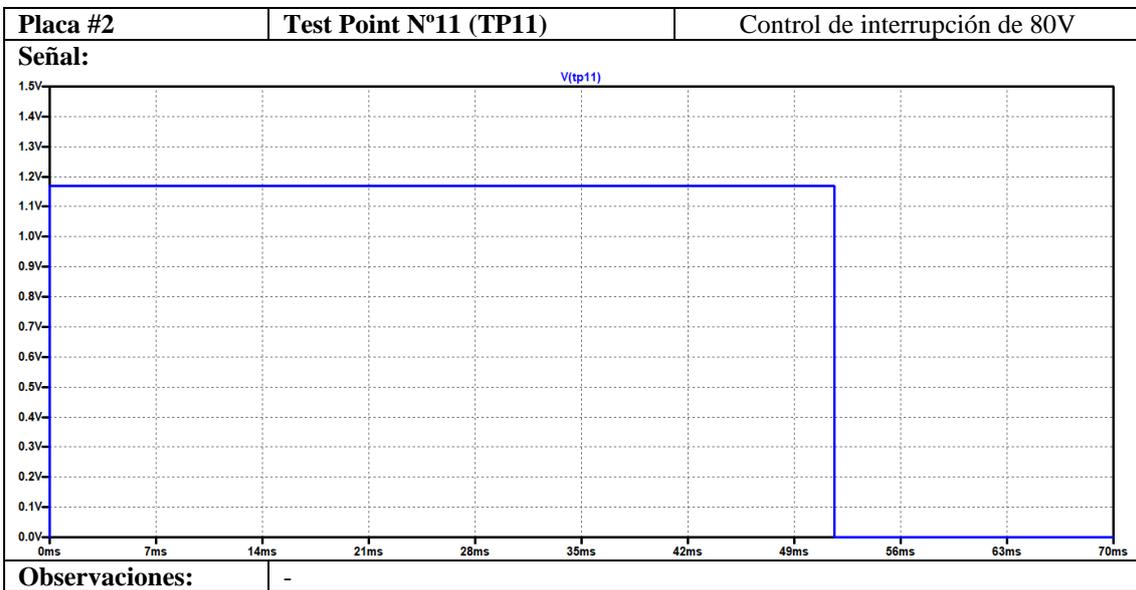
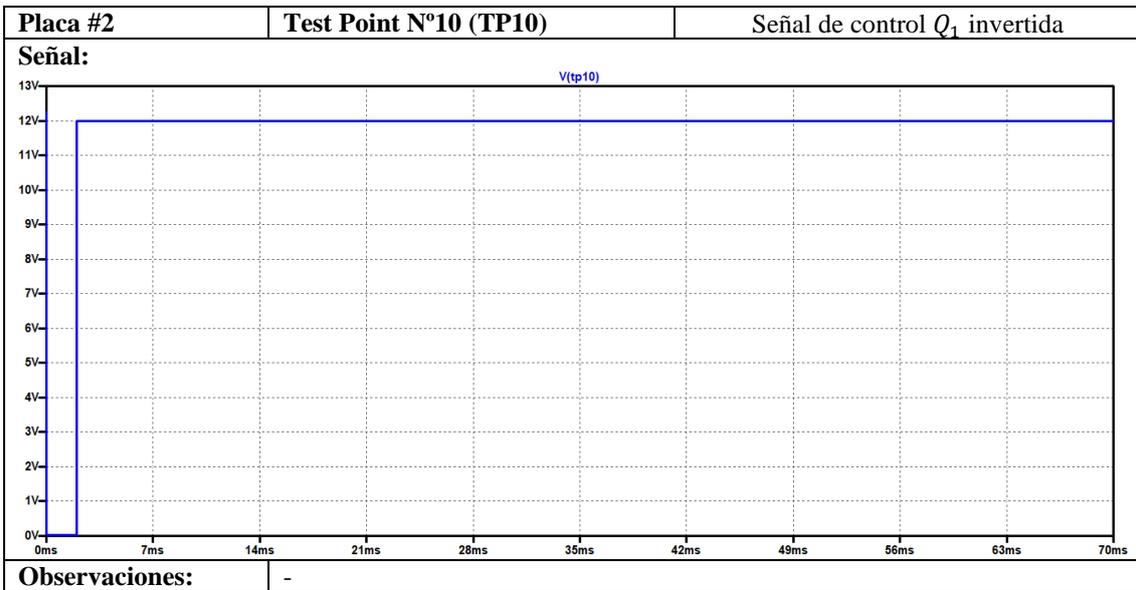


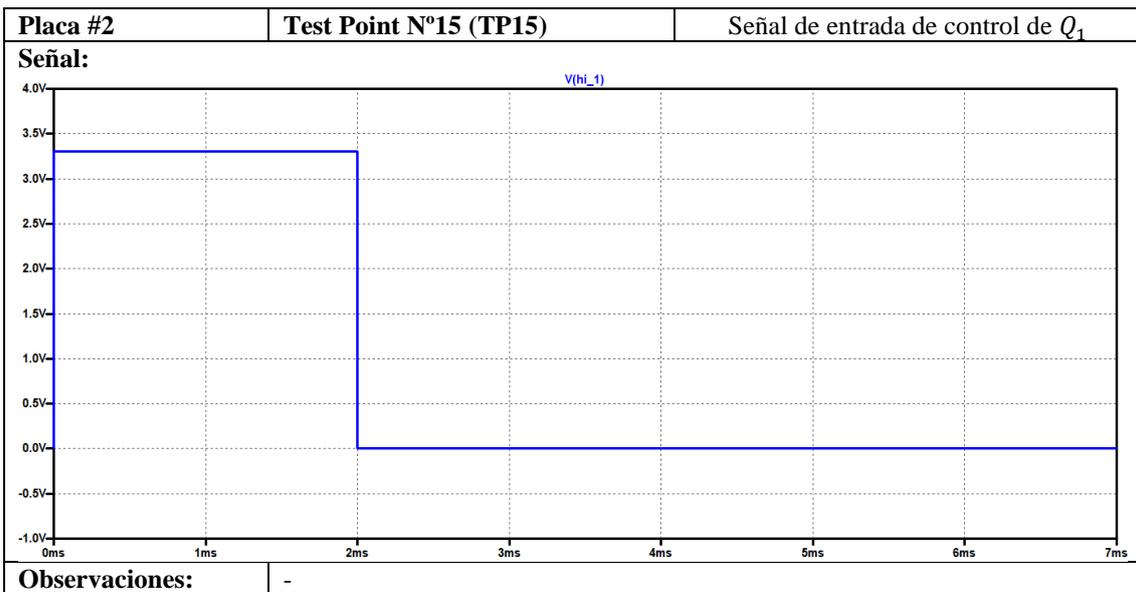
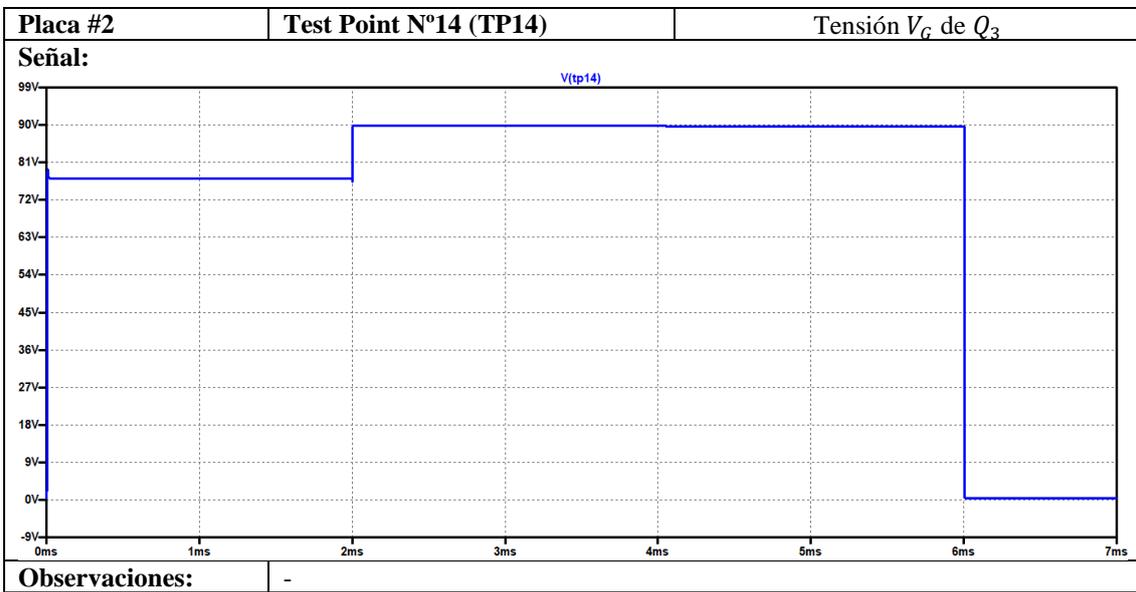
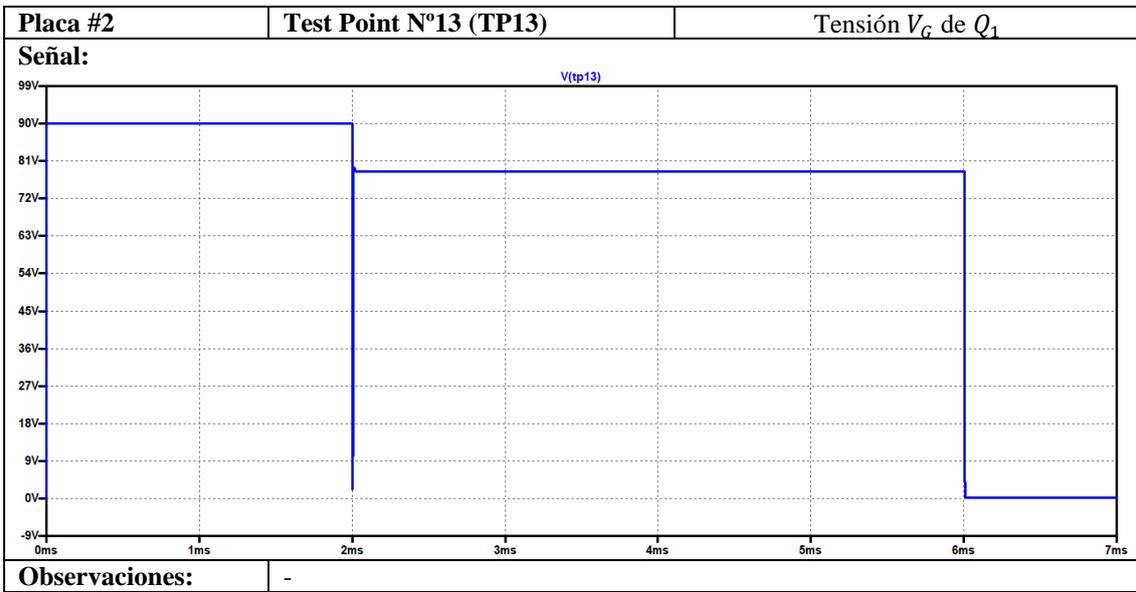


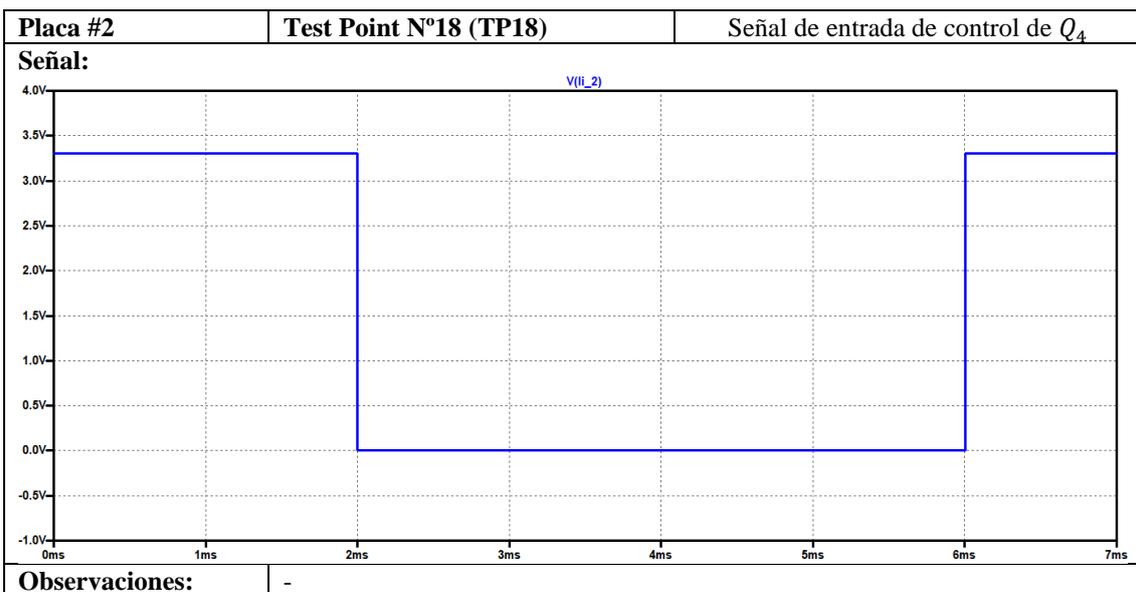
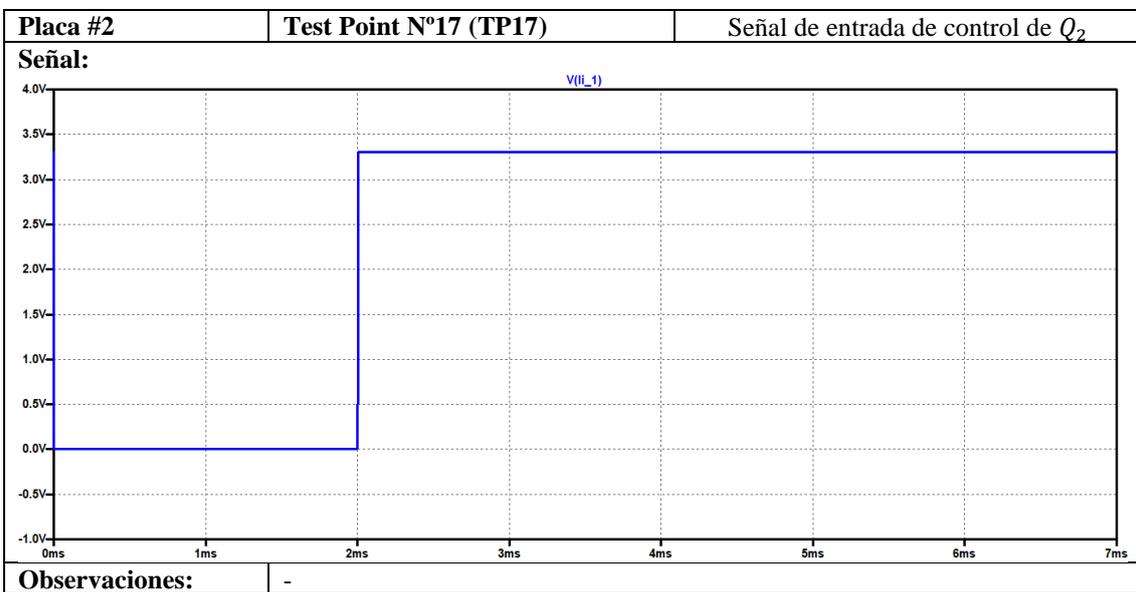
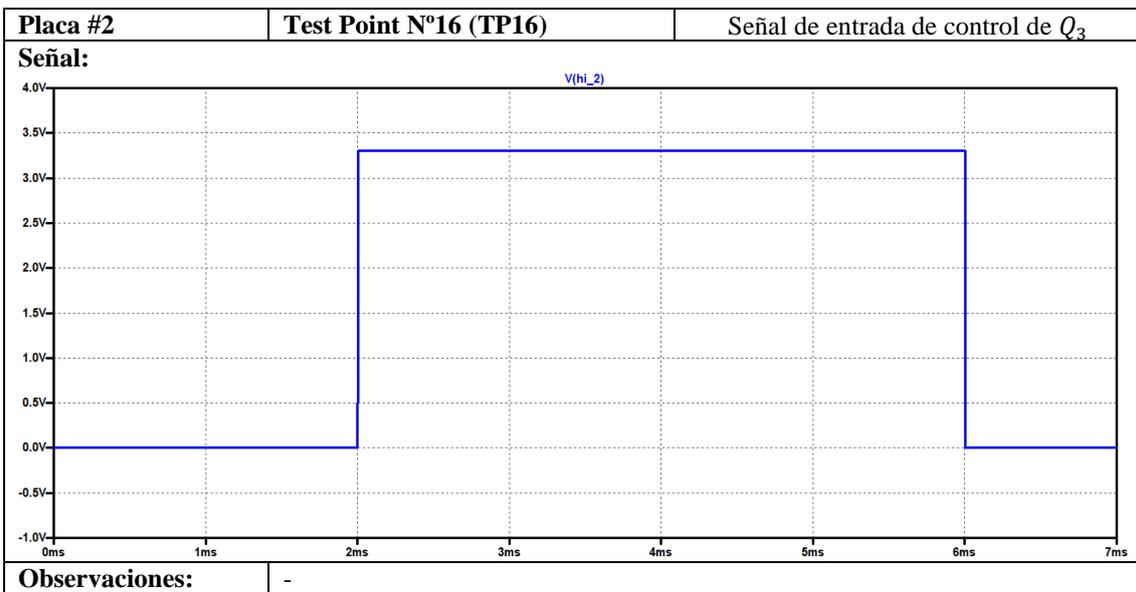
Placa #2	Test Point N°7 (TP7)	Tensión de control de corriente (R_9)
Señal:		
<p>The waveform shows a square wave signal labeled V(tp7). The vertical axis represents voltage in millivolts (mV), ranging from -10mV to 100mV with major grid lines every 10mV. The horizontal axis represents time in milliseconds (ms), ranging from 0ms to 10ms with major grid lines every 1ms. The signal is a square wave with a baseline at 50mV. There are three vertical spikes: one at 2ms (positive), one at 6ms (negative), and one at 7ms (positive).</p>		
Observaciones:	Si la corriente fue seteada en $2mA$ en la carga ($1mA$ en la descarga) la tensión debe ser de $47mV$ dado que se trata de la rama de descarga.	

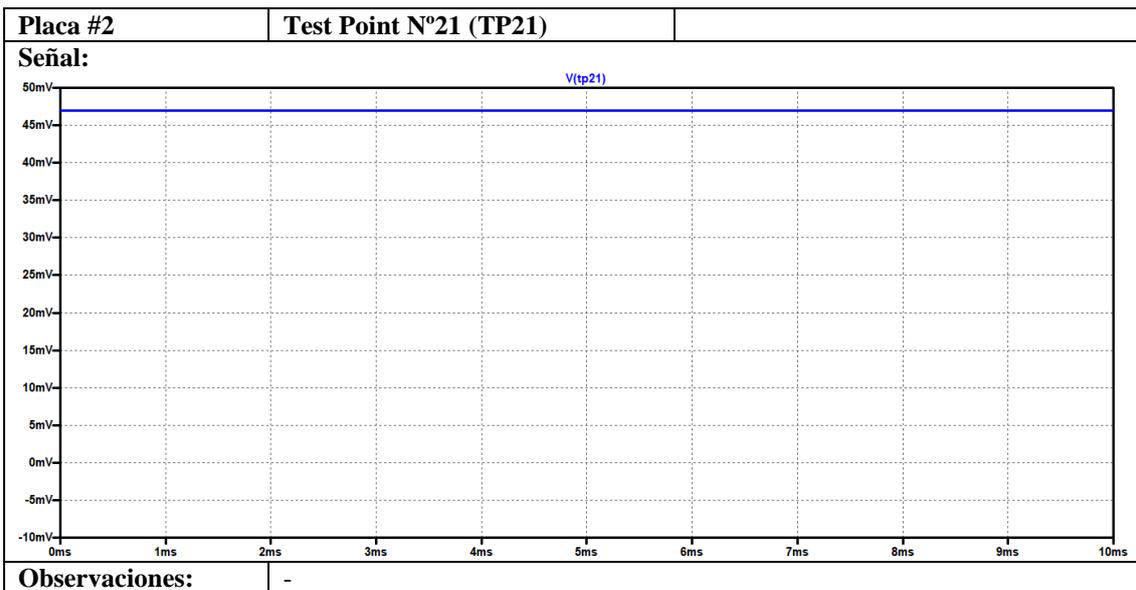
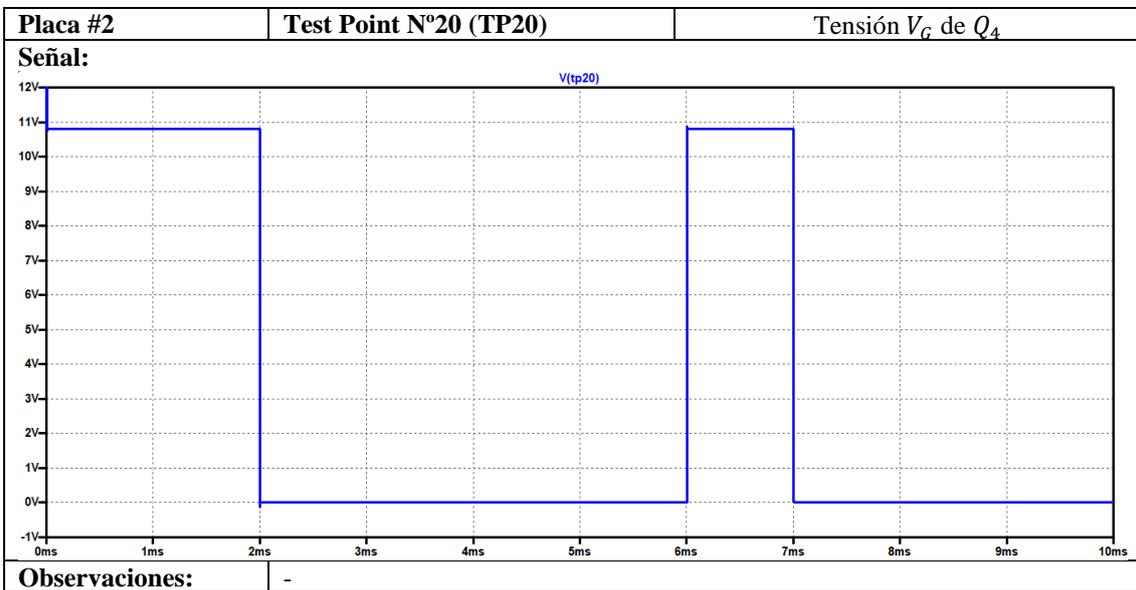
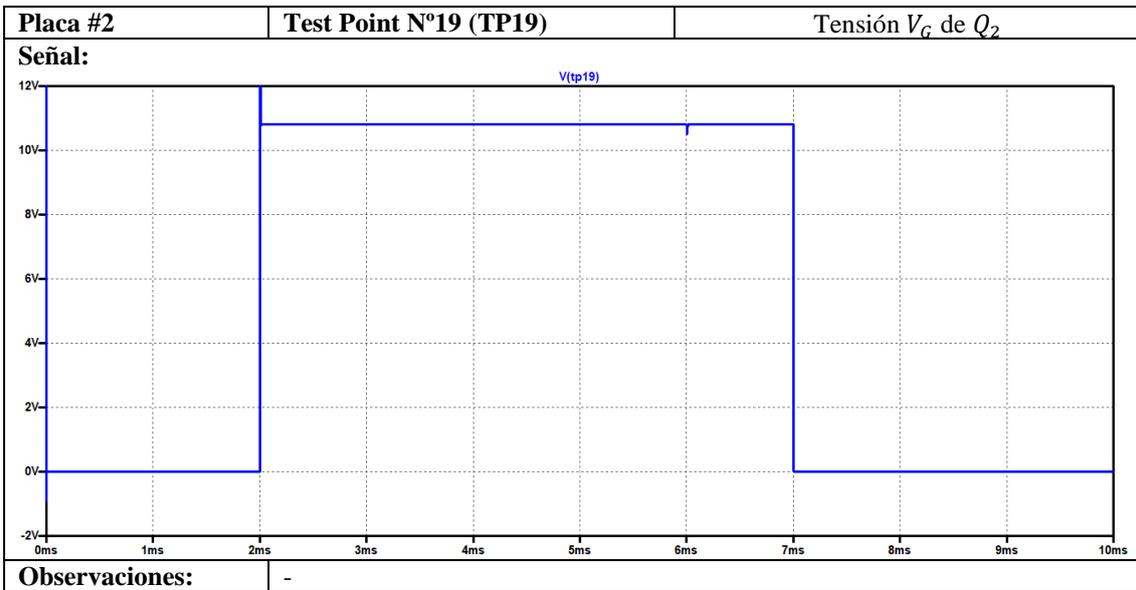
Placa #2	Test Point N°8 (TP8)	Tensión de control de corriente (R_{10})
Señal:		
<p>The waveform shows a square wave signal labeled V(tp8). The vertical axis represents voltage in millivolts (mV), ranging from -10mV to 100mV with major grid lines every 10mV. The horizontal axis represents time in milliseconds (ms), ranging from 0ms to 10ms with major grid lines every 1ms. The signal is a square wave with a baseline at 94mV. There are three vertical spikes: one at 2ms (positive), one at 6ms (negative), and one at 7ms (positive).</p>		
Observaciones:	Si la corriente fue seteada en $2mA$ en la carga ($1mA$ en la descarga) la tensión debe ser de $94mV$ dado que se trata de la rama de carga.	

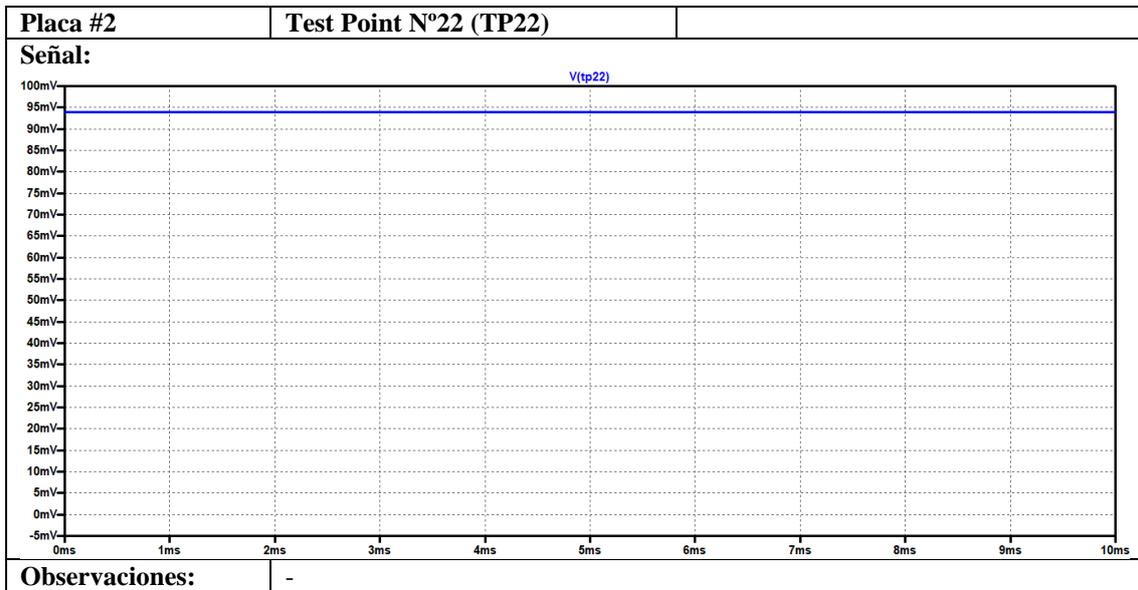
Placa #2	Test Point N°9 (TP9)	GND
Señal: -		
Observaciones:	Referencia de GND.	





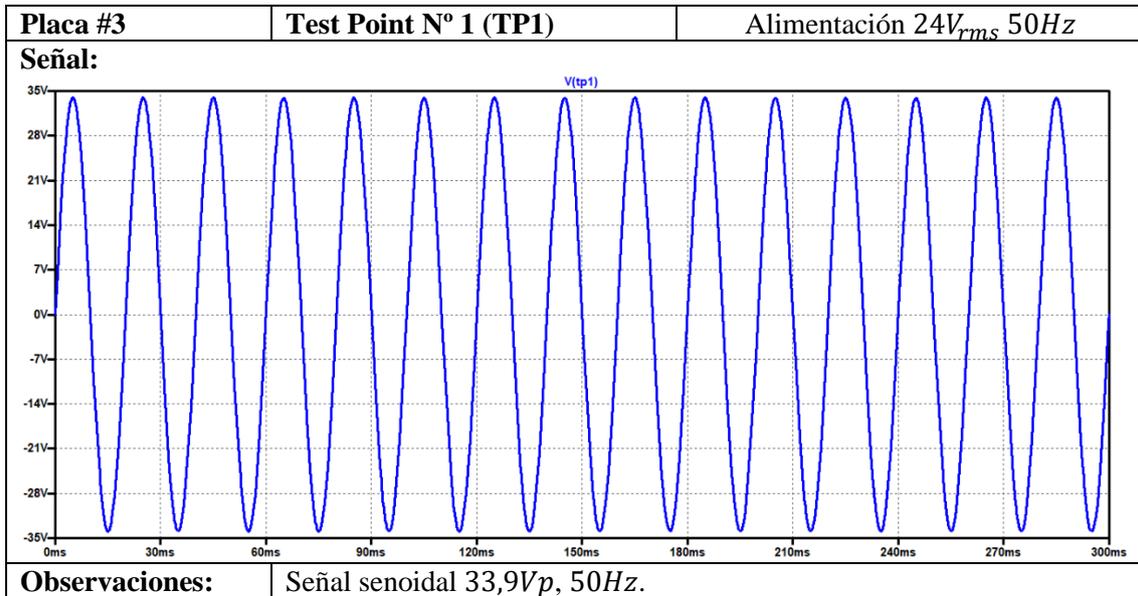


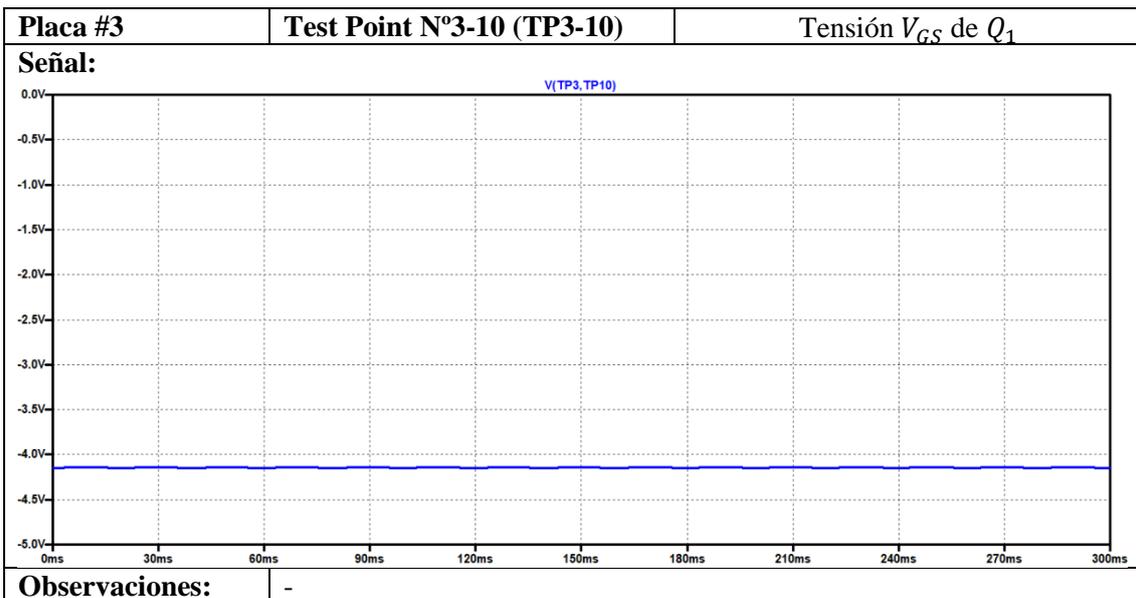
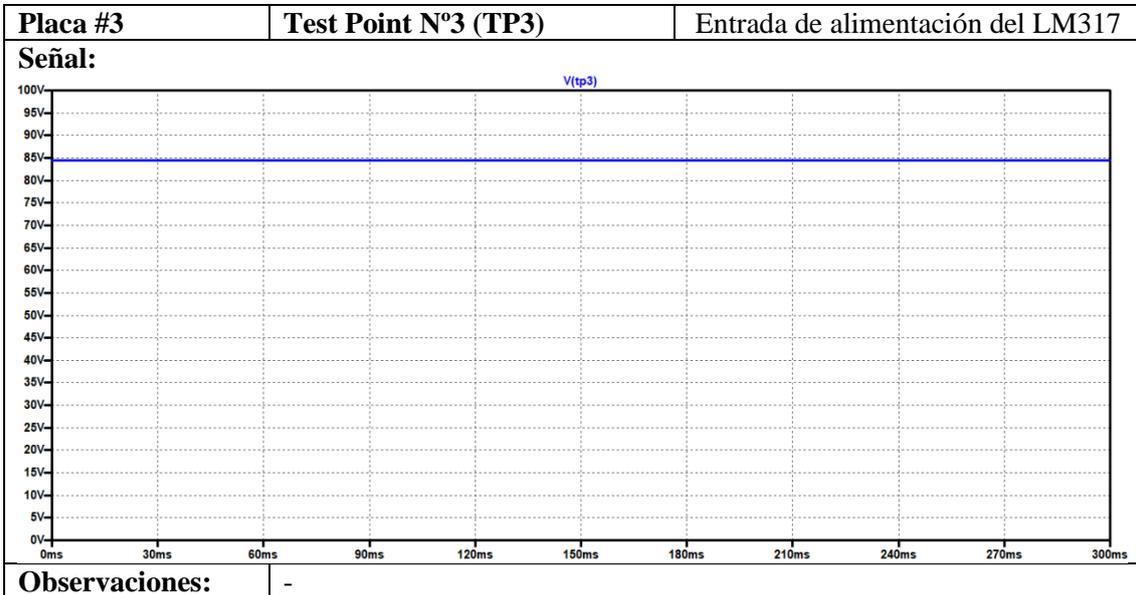
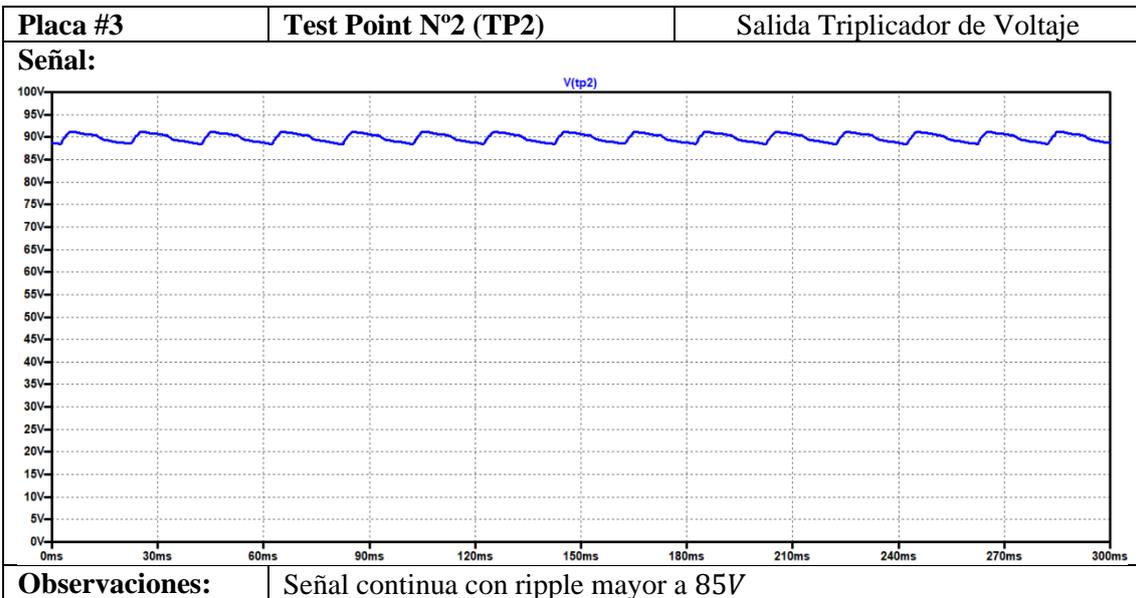


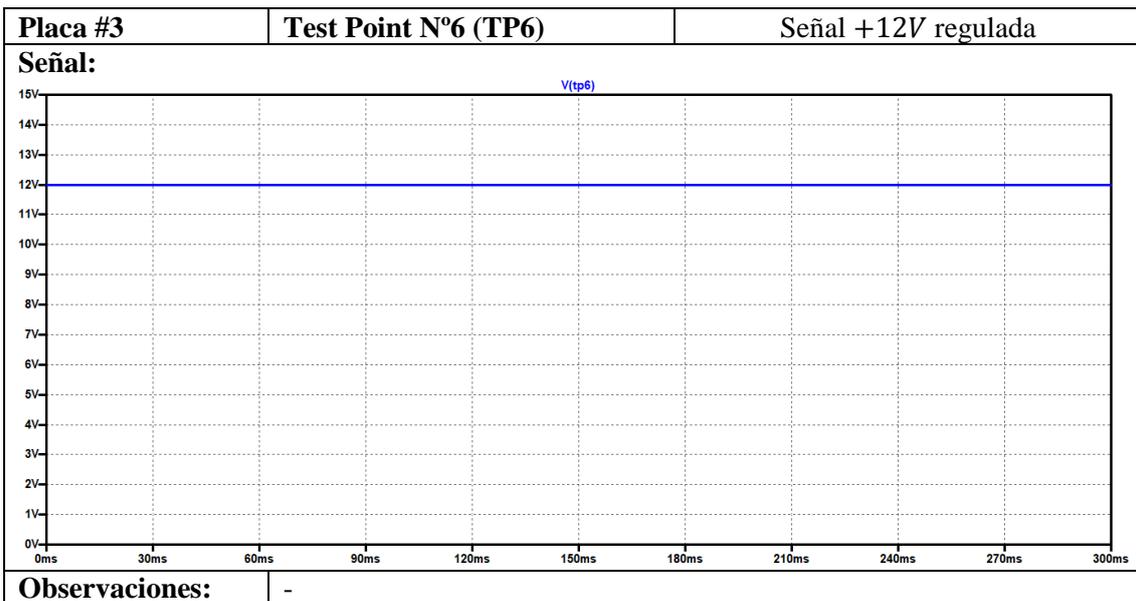
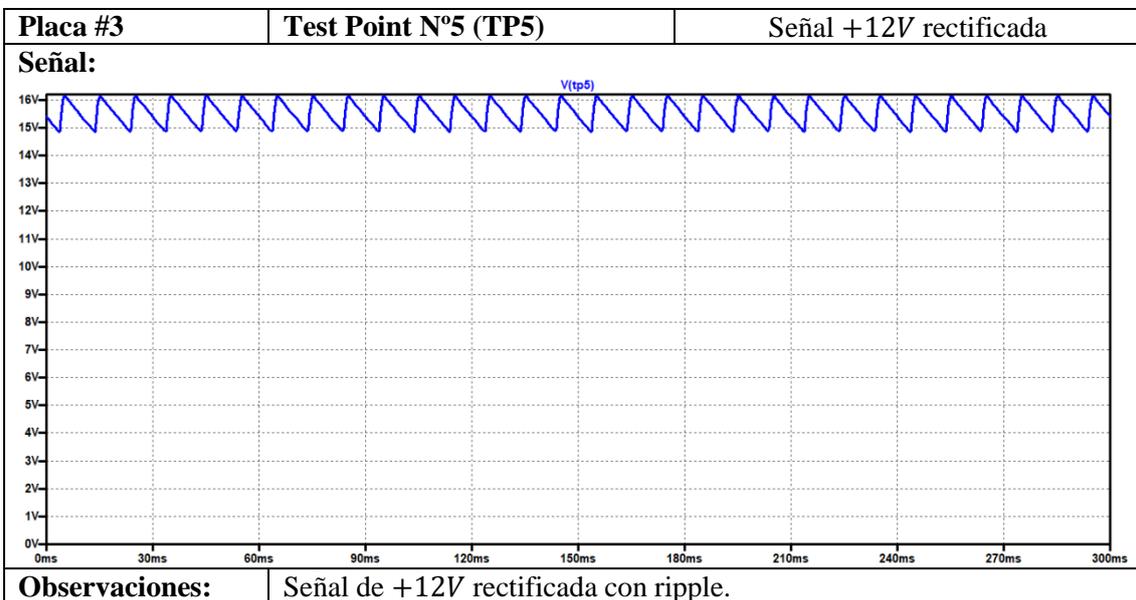
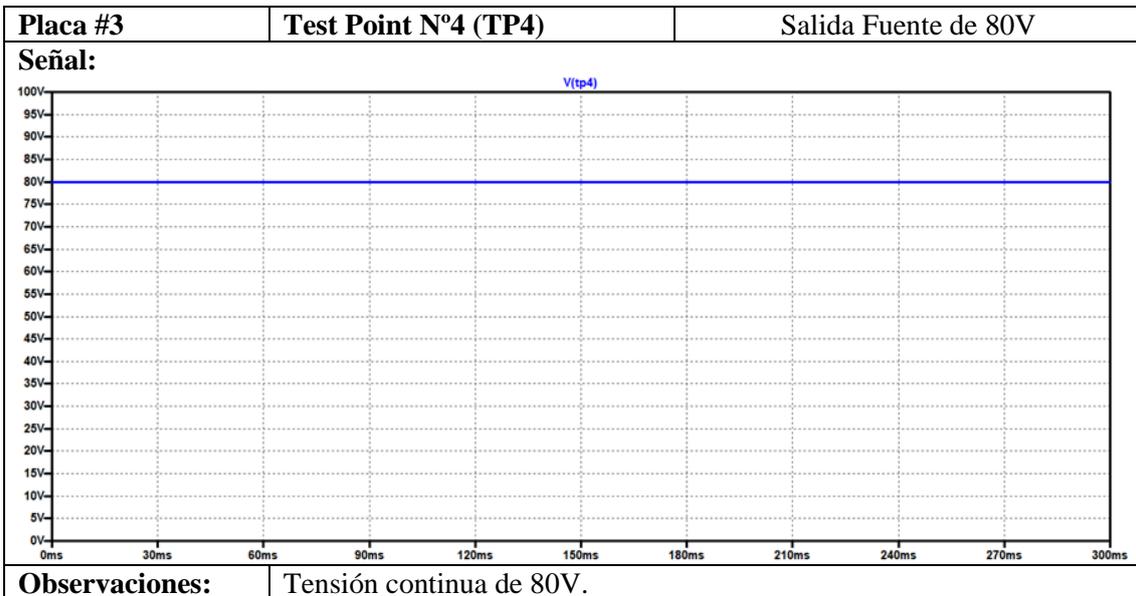


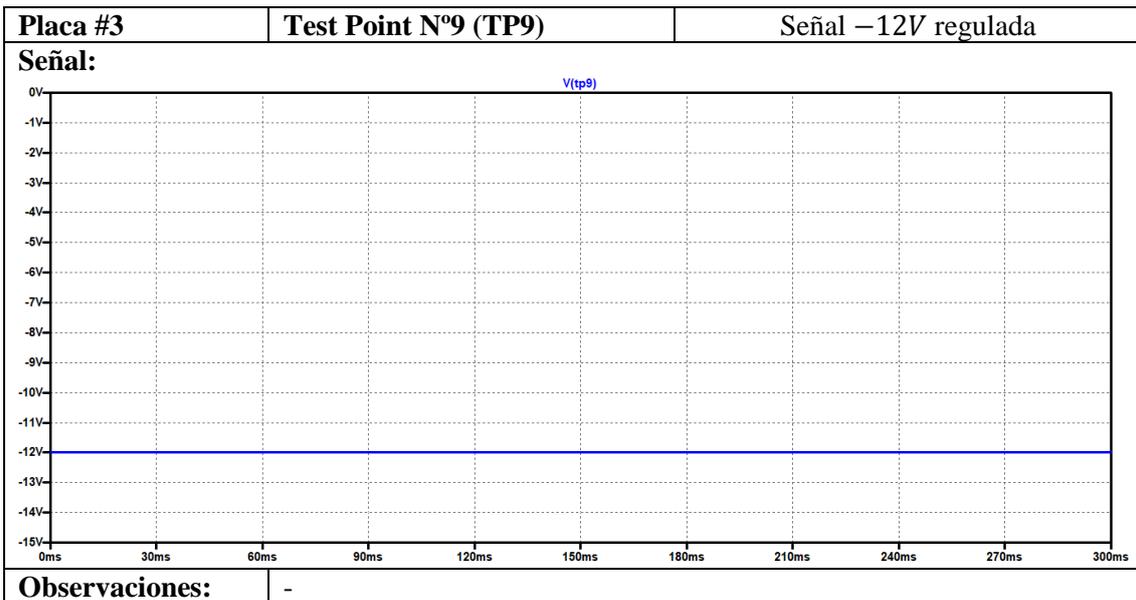
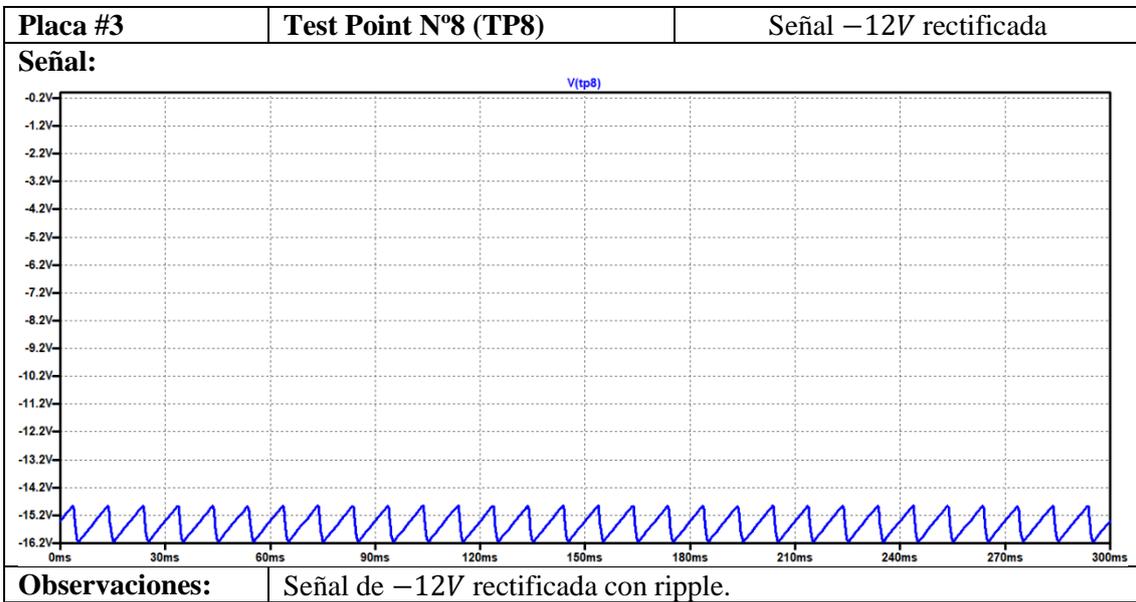
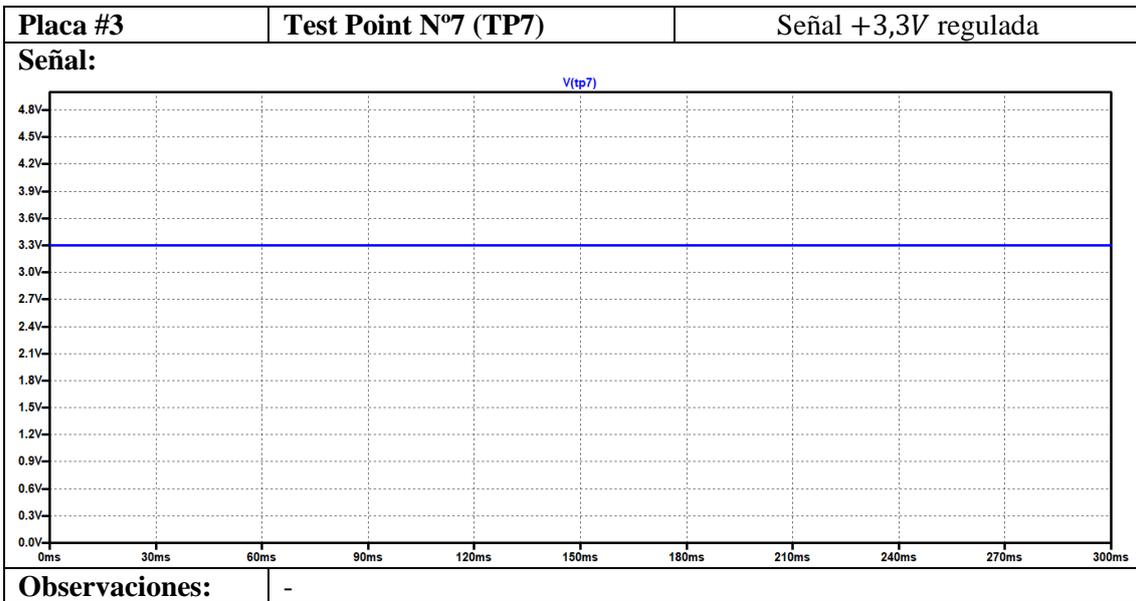
3) *Señales en Test Point de la Fuente*

Antes de realizar las mediciones se debe colocar una carga de $1K\Omega$ a la salida de la fuente de $80V$.







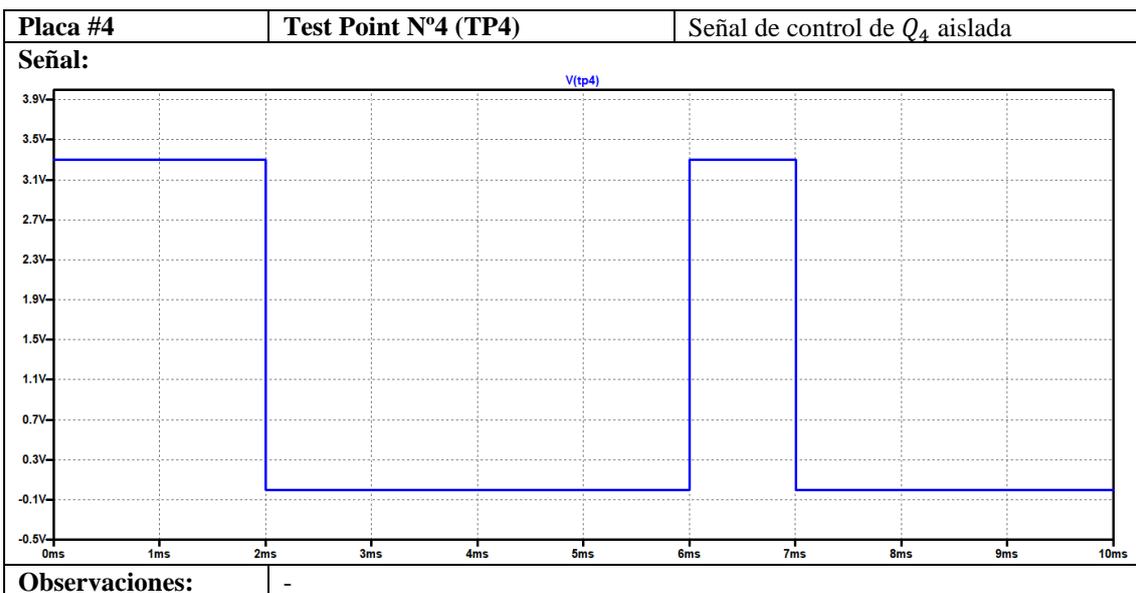
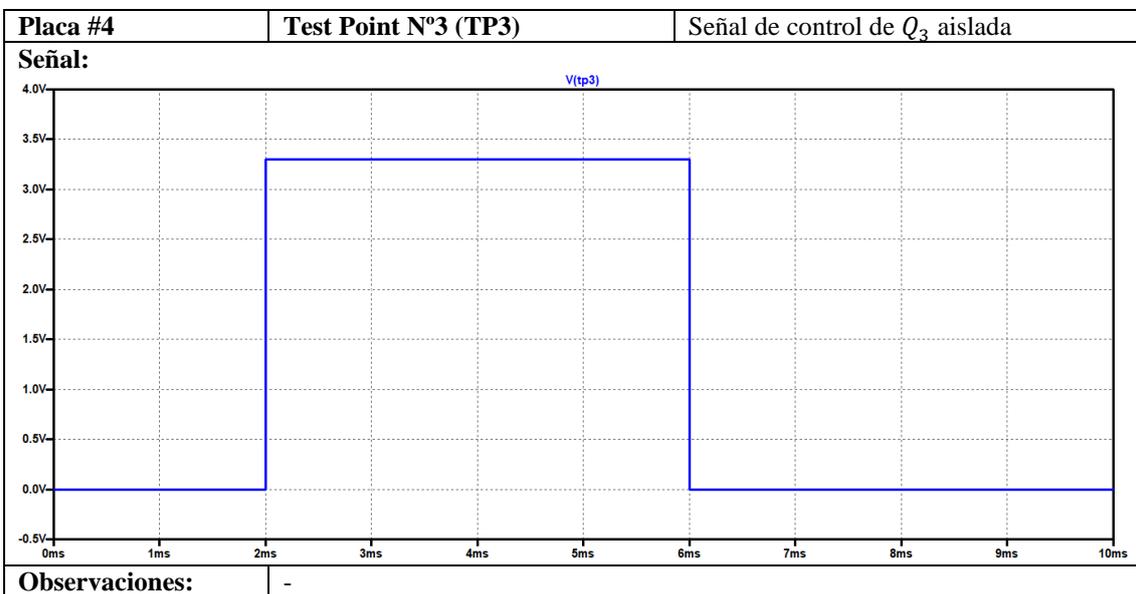
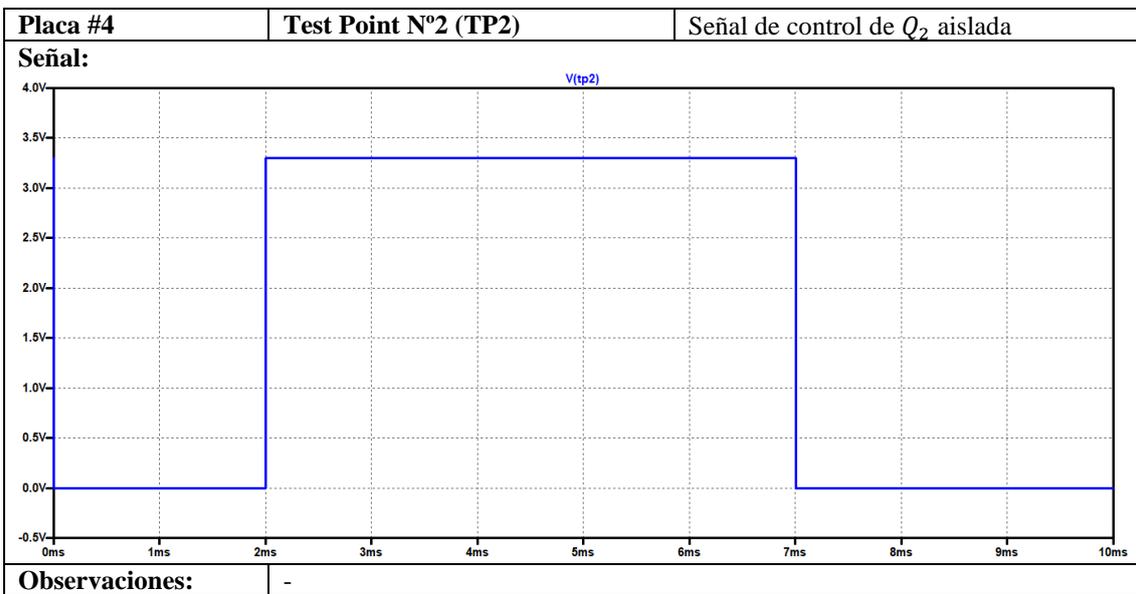


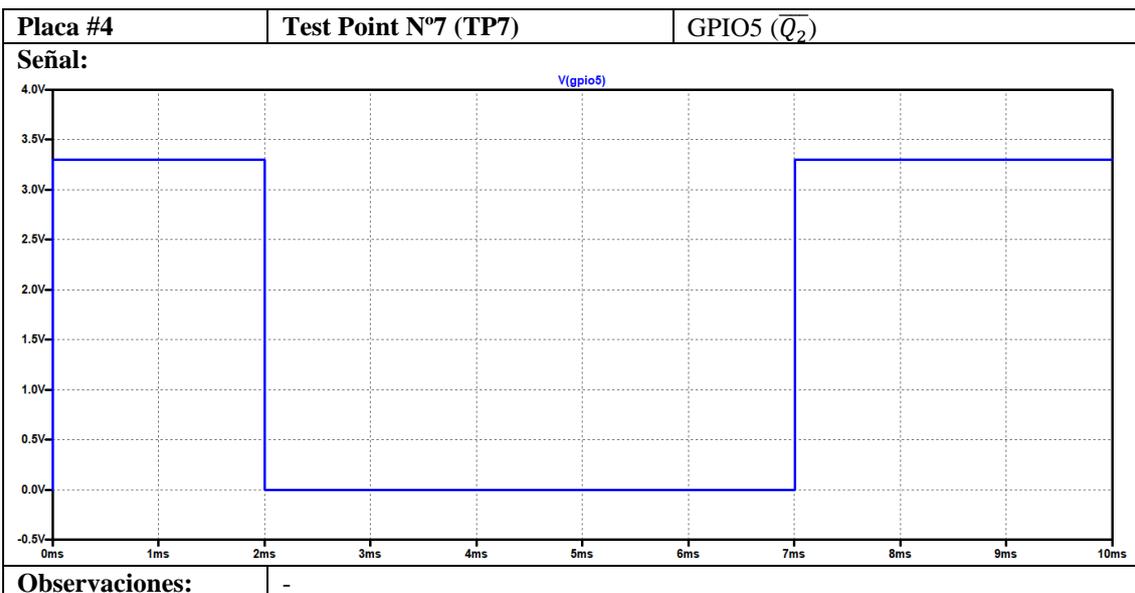
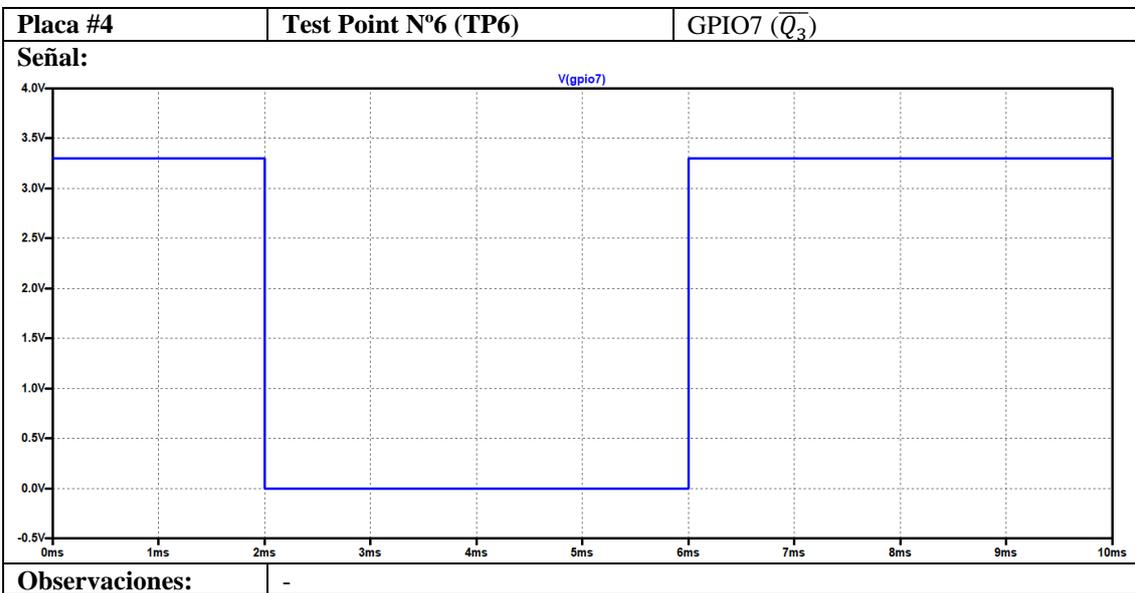
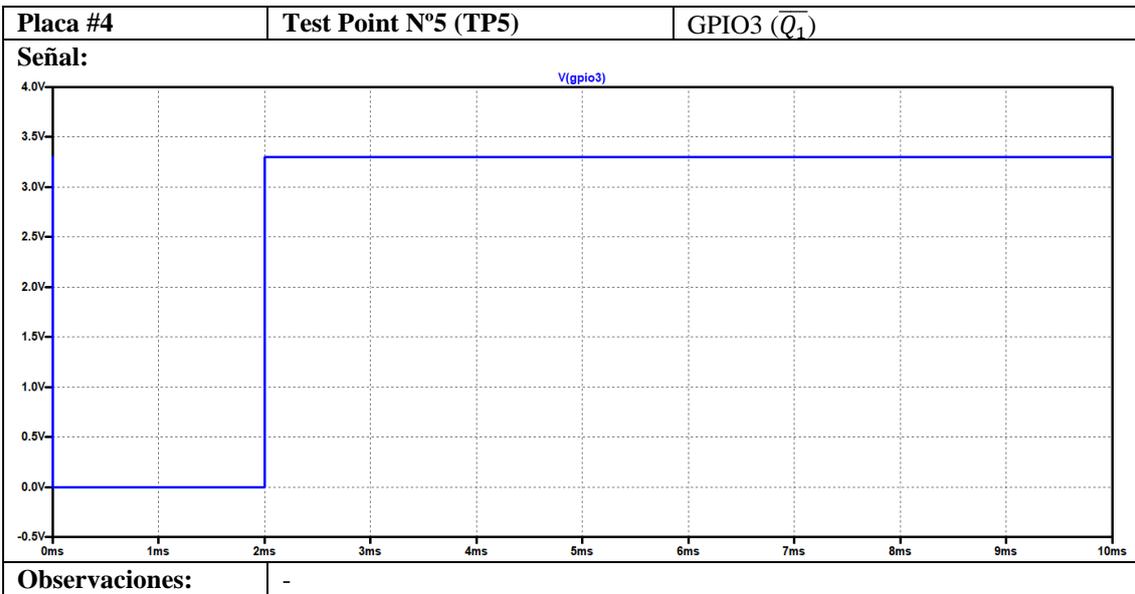
Placa #3	Test Point N°10 (TP10)	V_G de Q_1
Señal:		
Observaciones:	Tensión de Gate del transistor Q_1 . Próxima a 88,2V.	

Placa #3	Test Point N°11 (TP11)	GND
Señal: -		
Observaciones:	Referencia de GND.	

4) *Señales en Test Point del Poncho*

Placa #4	Test Point N°1 (TP1)	Señal de control de Q_1 aislada
Señal:		
Observaciones:	-	





Placa #4	Test Point N°8 (TP8)	GPIO8 ($\overline{Q_4}$)
Señal:		
<p>The waveform shows a square wave pulse. The y-axis represents voltage from -0.5V to 4.0V in 0.5V increments. The x-axis represents time from 0ms to 10ms in 1ms increments. The signal is at 0.0V until 2ms, then rises to approximately 3.3V and remains constant until 7ms, then falls back to 0.0V.</p>		
Observaciones:	-	

Placa #4	Test Point N°9 (TP9)	SDI (DAC) – Aislado
Señal: -		
Observaciones:	Una cadena de pulsos (bits) se presenta en dicha señal al momento de escribir los registros del DAC.	

Placa #4	Test Point N°10 (TP10)	SCK (DAC) – Aislado
Señal: -		
Observaciones:	Pulsos de clock con frecuencia de 10KHz se transmiten al momento de la comunicación con el DAC.	

Placa #4	Test Point N°11 (TP11)	Chip Select (DAC) – Aislado
Señal: -		
Observaciones:	Se manifestará un pulso al momento de comunicar la EDU-CIAA con el DAC.	

Placa #4	Test Point N°12 (TP12)	Salida DAC Channel 1
Señal:		
<p>The waveform shows a steady-state signal. The y-axis represents voltage from 0mV to 100mV in 5mV increments. The x-axis represents time from 0ms to 10ms in 1ms increments. The signal is a constant horizontal line at approximately 95mV.</p>		
Observaciones:	-	

Placa #4	Test Point N°13 (TP13)	Salida DAC Channel 2
Señal:		
Observaciones:	-	

Placa #4	Test Point N°14 (TP14)	Chip Select (DAC) – No Aislado
Señal: -		
Observaciones:	Un pulso negado se presenta como señal al momento de habilitar la comunicación entre la EDU-CIAA y el DAC.	

Placa #4	Test Point N°15 (TP15)	Clock SPI – No Aislado
Señal: -		
Observaciones:	Pulsos de clock con frecuencia de 10KHz se transmiten al momento de la comunicación con el DAC. Cuando se establece la comunicación con el ADC la frecuencia es de 16MHz.	

Placa #4	Test Point N°16 (TP16)	MOSI SPI
Señal: -		
Observaciones:	Se deberá medir una sucesión de pulsos al momento de la escritura de datos mediante SPI, ya sea escritura del DAC o el ADC.	

Placa #4	Test Point N°17 (TP17)	MISO SPI
Señal: -		
Observaciones:	Se deberá medir una sucesión de pulsos al momento de la lectura de datos del ADC mediante SPI.	

Placa #4	Test Point N°18 (TP18)	Chip Select (ADC) – No Aislado
Señal: -		
Observaciones:	Un pulso se presenta como señal al momento de habilitar la comunicación entre la EDU-CIAA y el ADC.	

Placa #4	Test Point N°19 (TP19)	Master Clock ADC – No Aislado
Señal: -		
Observaciones:	Se debe visualizar una señal periódica de 51,2MHz.	

Placa #4	Test Point N°20 (TP20)	GPIO (<i>IRQ</i>)
Señal: -		
Observaciones:	Una sucesión de pulsos se presentará en dicho terminal al momento de la lectura de datos del ADC.	

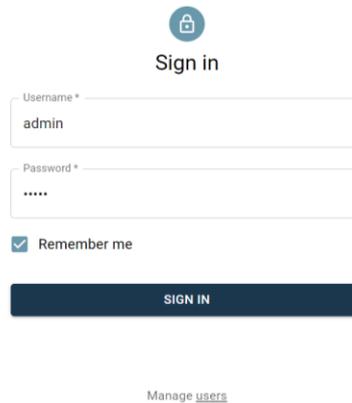
Placa #4	Test Point N°21 (TP21)	GND
Señal: -		
Observaciones:	Referencia de GND.	

ANEXO II – MANUAL DE USUARIO

Se pensó la aplicación web lo más sencilla posible y, como se vio anteriormente, cuenta con dos partes principales: una donde se podrán crear nuevos doctores que estén habilitados a utilizar el equipo y otra donde se podrá realizar el estudio. Ambas serán detalladas a continuación:

a) *Administración de un nuevo usuario doctor/administrador*

- 1) En principio, se debe ingresar desde el navegador a la página: “localhost/users”.
- 2) Si no se encuentra logueado, la aplicación pedirá que lo haga:



Sign in

Username *
admin

Password *
.....

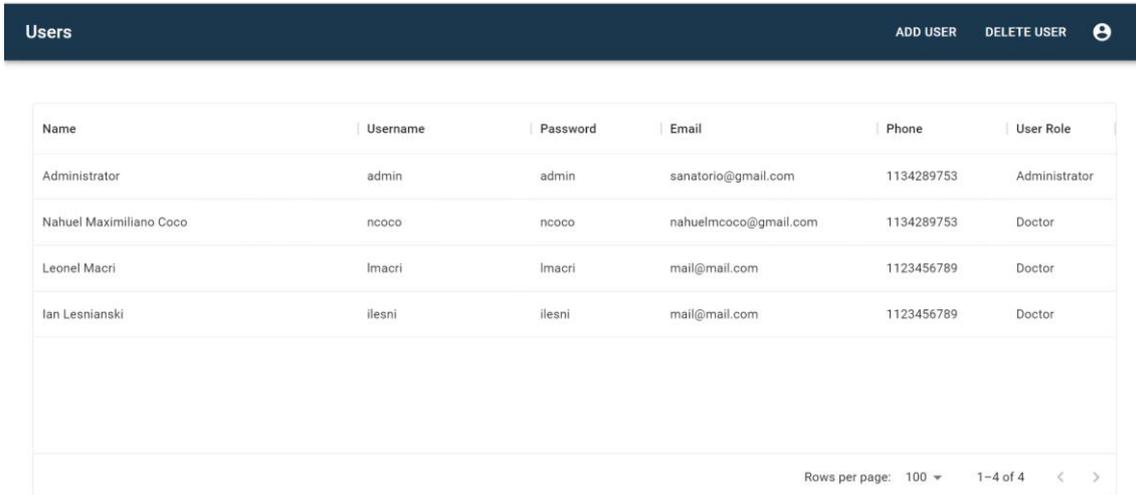
Remember me

SIGN IN

[Manage users](#)

Fig. 133. Captura de pantalla del login a la app web.

- 3) Allí se deberá colocar un usuario/contraseña de un usuario de administrador, siendo el creado por defecto admin/admin.
- 4) Al presionar “SIGN IN” ya estará dentro de la página que permite administrar los usuarios:



Name	Username	Password	Email	Phone	User Role
Administrator	admin	admin	sanatorio@gmail.com	1134289753	Administrator
Nahuel Maximiliano Coco	ncoco	ncoco	nahuelmcoco@gmail.com	1134289753	Doctor
Leonel Macri	lmacri	lmacri	mail@mail.com	1123456789	Doctor
Ian Lesnianski	ilesni	ilesni	mail@mail.com	1123456789	Doctor

Rows per page: 100 1-4 of 4

Fig. 134. Captura de pantalla de la sección de usuarios de la app web.

- 5) Para agregar un usuario se presionará en el botón “ADD USER” y allí se generará un nuevo usuario con un username random de ocho caracteres:

Users						ADD USER	DELETE USER	🔍
Name	Username	Password	Email	Phone	User Role			
Administrator	admin	admin	sanatorio@gmail.com	1134289753	Administrator			
Nahuel Maximiliano Coco	ncoco	ncoco	nahuelmcoco@gmail.com	1134289753	Doctor			
Leonel Macri	lmacri	lmacri	mail@mail.com	1123456789	Doctor			
Ian Lesnianski	ilesni	ilesni	mail@mail.com	1123456789	Doctor			
Name	AHYGOE3A	Password	mail@mail.com	1123456789	Doctor			
						Rows per page: 100	1-5 of 5	< >

Fig. 135. Captura de pantalla de la sección de usuarios de la app web luego de crear un nuevo usuario.

- 6) Para modificar los parámetros se hará doble click en el campo que se desea modificar.
- 7) Para eliminar un usuario, se seleccionará al mismo y luego se presionará en el botón superior “DELETE USER”.

b) Procedimiento para Estudio de Velocidad de Conducción Nerviosa

Para poder realizar un estudio de velocidad de conducción nerviosa se deben seguir los siguientes pasos:

- 1) Conectar los tres electrodos de medición del EMG al paciente en base al estudio a realizar.
- 2) Conectar los dos electrodos de estimulación al paciente en base al estudio a realizar.
- 3) En la siguiente foto se puede apreciar un ejemplo de conexión. En rojo los electrodos de estimulación y en amarillo los de medición del EMG (el tercer electrodo de masa está en la parte de atrás de la mano ya que se busca que sea en una ubicación ósea).

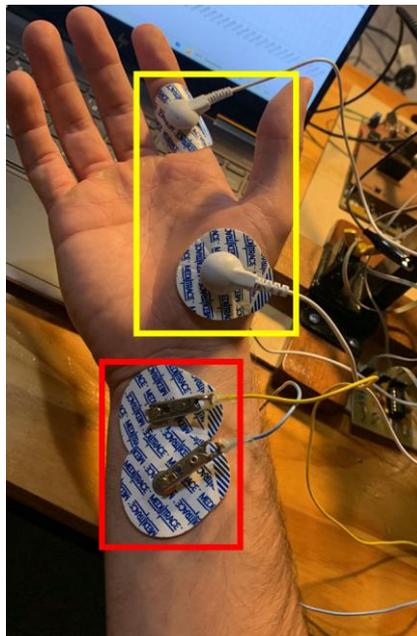


Fig. 136. Conexión ejemplo de los electrodos de medición y estimulación.

- 4) Conectar el EMG al ordenador sobre el cual se realizará el estudio.
- 5) Alimentar el equipo mediante la conexión del transformador a la línea de tensión de 220V / 50Hz.

- 6) Abrir en un navegador web (recomendado Google Chrome) la aplicación del sistema ingresando a: localhost:3000.

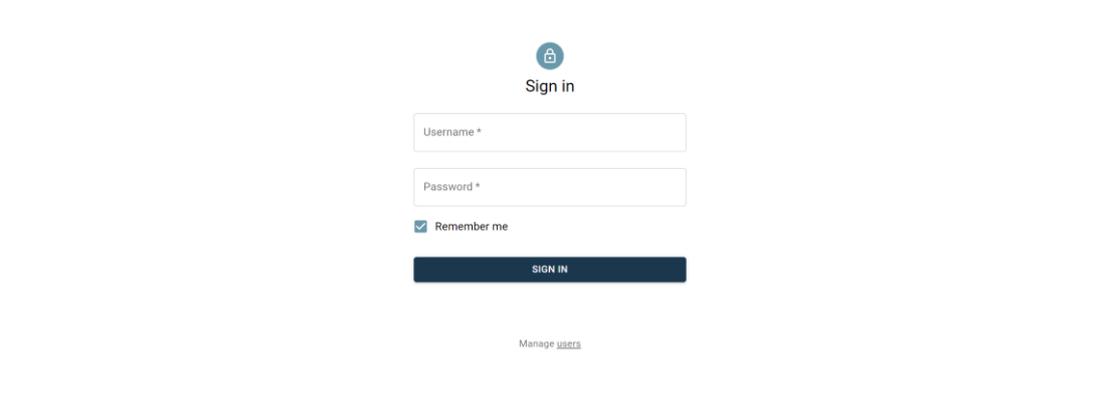


Fig. 137. Captura de pantalla del login a la app web.

- 7) Loguearse con un usuario de médico valido que haya sido previamente creado por un administrador.
8) Presionar en el icono de configuración dentro de la aplicación:

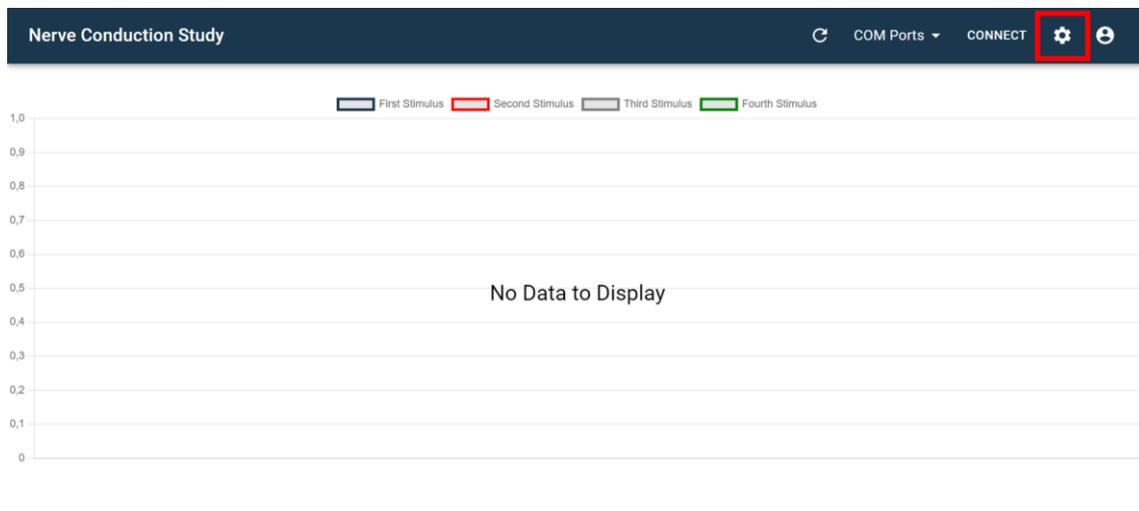


Fig. 138. Botón de configuración de los parámetros del estudio de velocidad de conducción nerviosa en la app web.

- 9) Configurar los parámetros del estudio de conducción nerviosa:

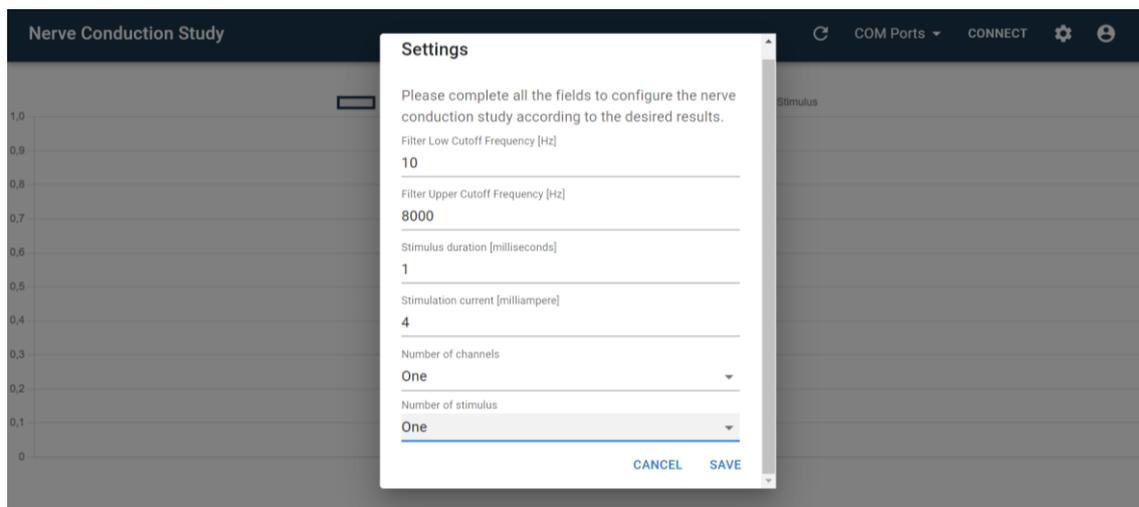


Fig. 139. Configuración de parámetros del estudio de velocidad de conducción nerviosa.

- 10) Una vez configurado los parámetros, presionar en “SAVE”. Hay que destacar que esos valores serán almacenados para el doctor que se haya logueado y podrán ser modificados cuando se deseen.
- 11) Presionar en el botón “COM Ports” y seleccionar en el del EMG. Aquí solo aparecerán los dispositivos que correspondan a este equipamiento, por lo que con seguridad podrá seleccionar el que aparezca por más que haya otros equipos conectados al ordenador.

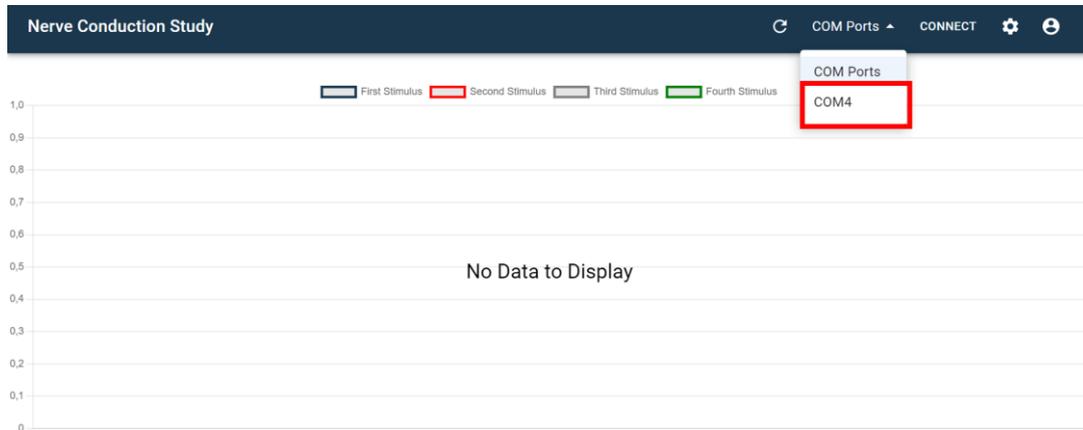


Fig. 140. Lista de puertos disponibles para conectividad entre app web y EMG.

- 12) Presionar en CONNECT para conectarse al equipo.

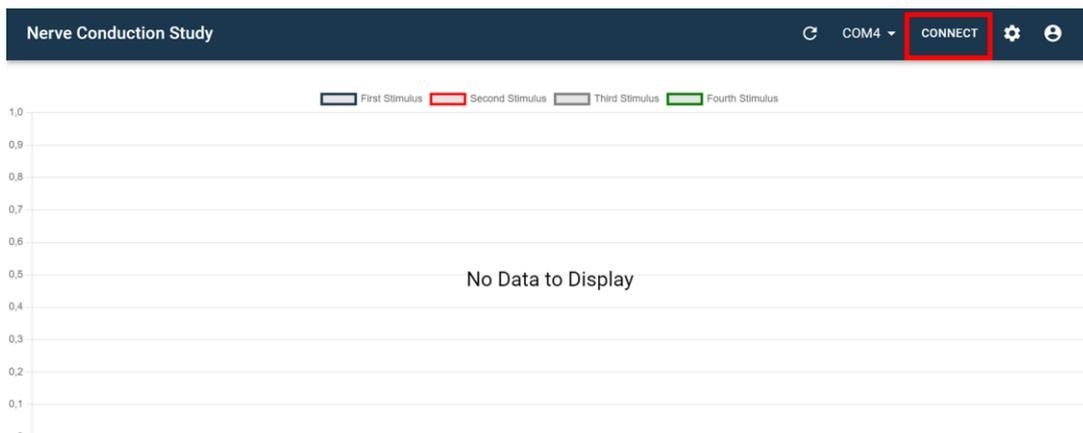


Fig. 141. Botón de conexión entre app web y EMG.

- 13) En caso de ser exitosa la conexión y emparejamiento con el equipo, aparecerá el siguiente mensaje:

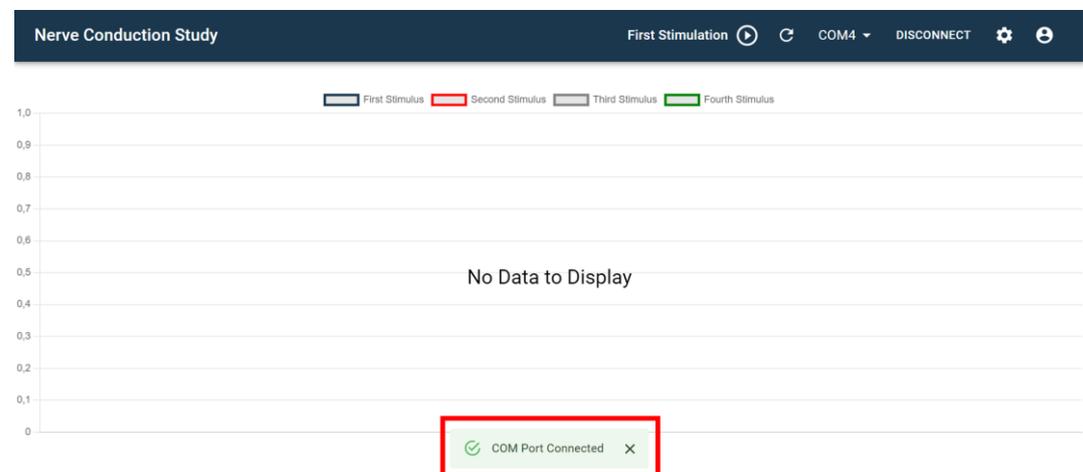


Fig. 142. Conexión exitosa entre la app web y el EMG.

14) Anunciar al paciente que se procederá con la estimulación.

15) Presionar el botón de estimulación.

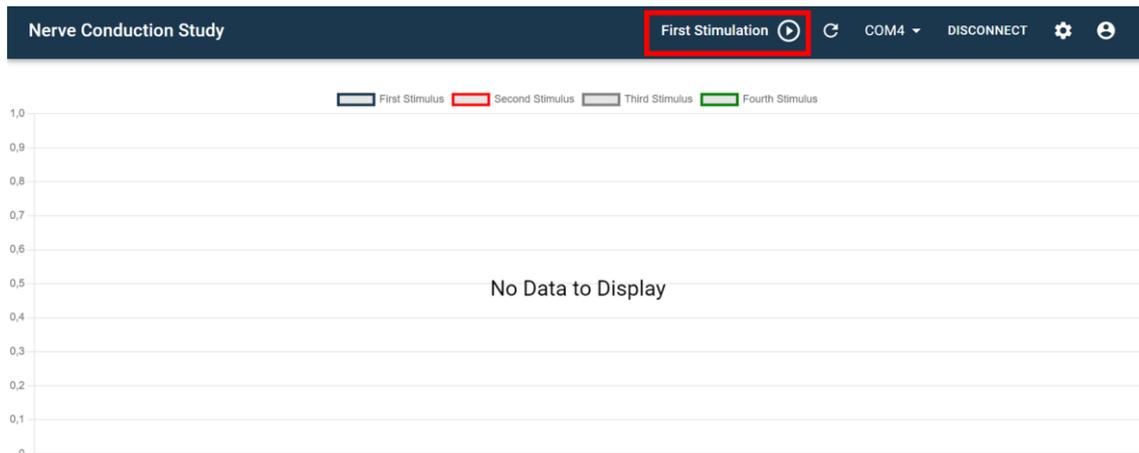


Fig. 143. Inicio de la estimulación para el estudio en la app web.

16) Aceptar la confirmación de inicio de estimulación.

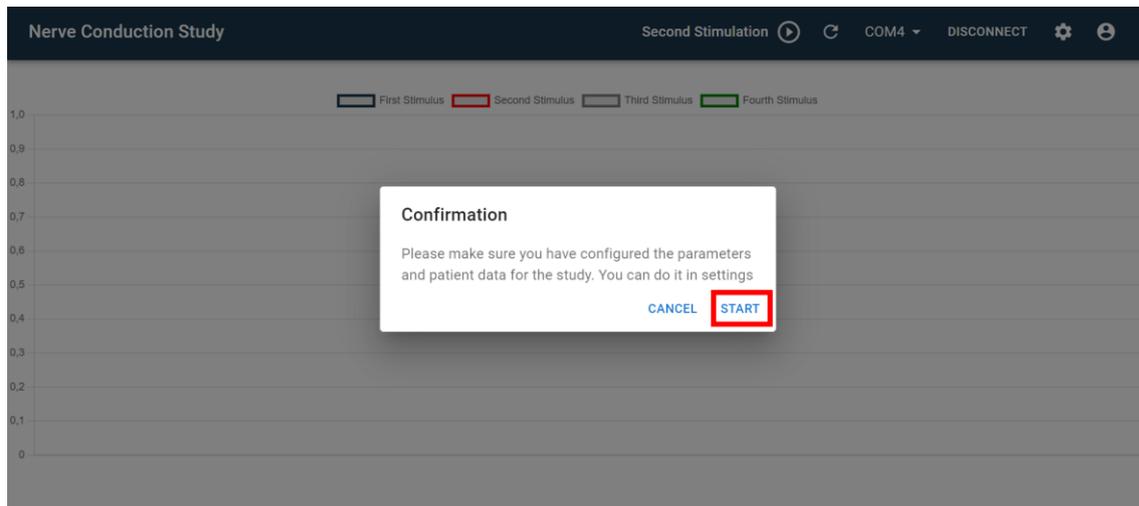


Fig. 144. Confirmación de la estimulación para el estudio en la app web.

17) Esperar que el EMG realice la recolección de datos y los envíe al ordenador.

18) Repetir este procedimiento en función a la cantidad de estimulaciones configuradas. Entre ellas seguramente sea necesario mover los electrodos de estimulación y medir la distancia en [cm] entre ellas para luego colocarlas al descargar el informe.

19) Para este ejemplo solo se realiza una estimulación y esta es la curva obtenida. Se puede observar el artefacto de estimulación y luego el potencial de acción:

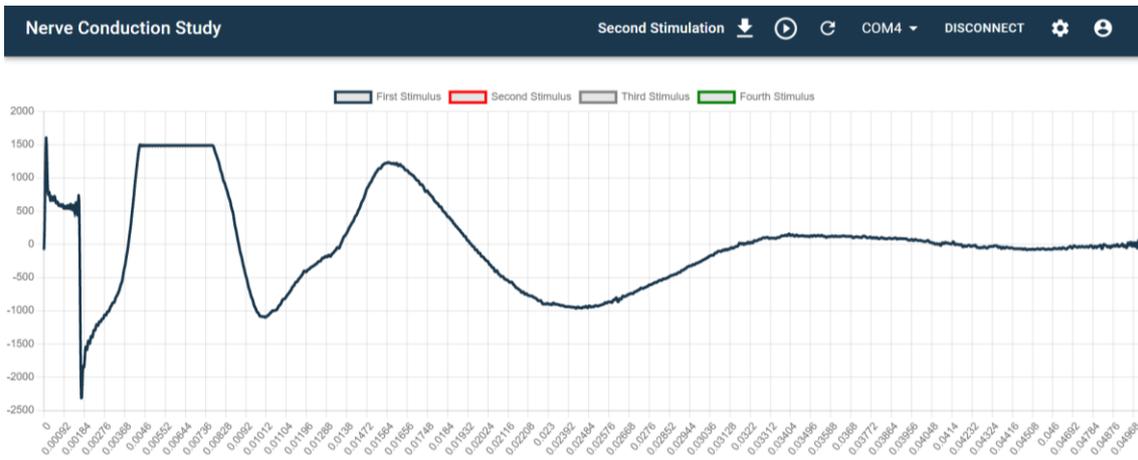


Fig. 145. Mediciones recolectadas por el EMG y enviadas a la app web. Se observa artefacto de estimulación y potencial de acción.

20) Al finalizar el estudio se presionará en el botón de Download el cual solo aparecerá después de que se hayan realizado todas las estimulaciones configuradas.



Fig. 146. Mediciones recolectadas por el EMG y enviadas a la app web. Se observa artefacto de estimulación y potencial de acción.

21) Se deberán cargar los datos del paciente para que el equipo pueda personalizar el informe. El nombre del doctor corresponderá al que realizó el estudio. Al finalizar se deberá presionar en Download y el informe se descargará automáticamente en formato Word.

Fig. 147. Datos del paciente y del estudio realizado para descarga del reporte.

22) A continuación, un ejemplo del informe del estudio realizado:

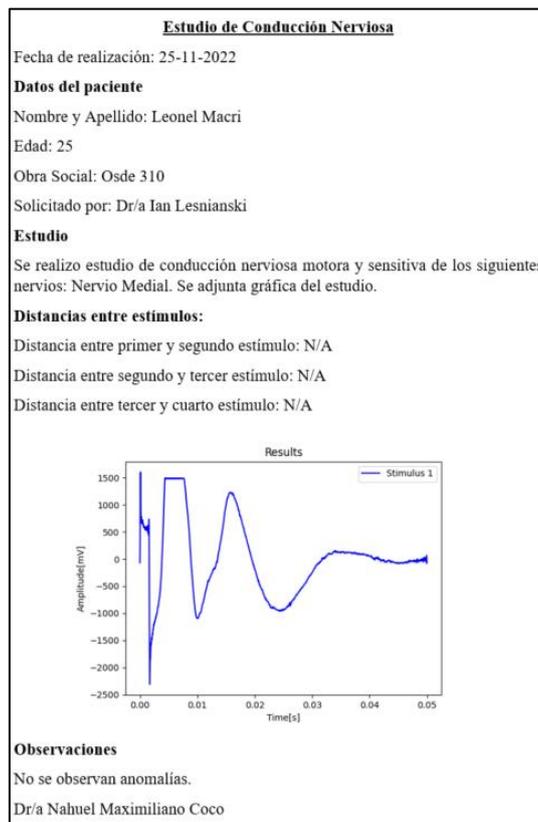


Fig. 148. Ejemplo de reporte descargado desde la app web del equipo. Las observaciones realizadas no representan ningún tipo de conclusión médica y ninguno de los etiquetados como “Dr/a” son doctores al momento de realizar esta tesis; esto fue realizado solo a fines demostrativos del ejemplo.

ANEXO III – ESQUEMÁTICOS Y PCBs FINALES

a) Esquemático del EMG

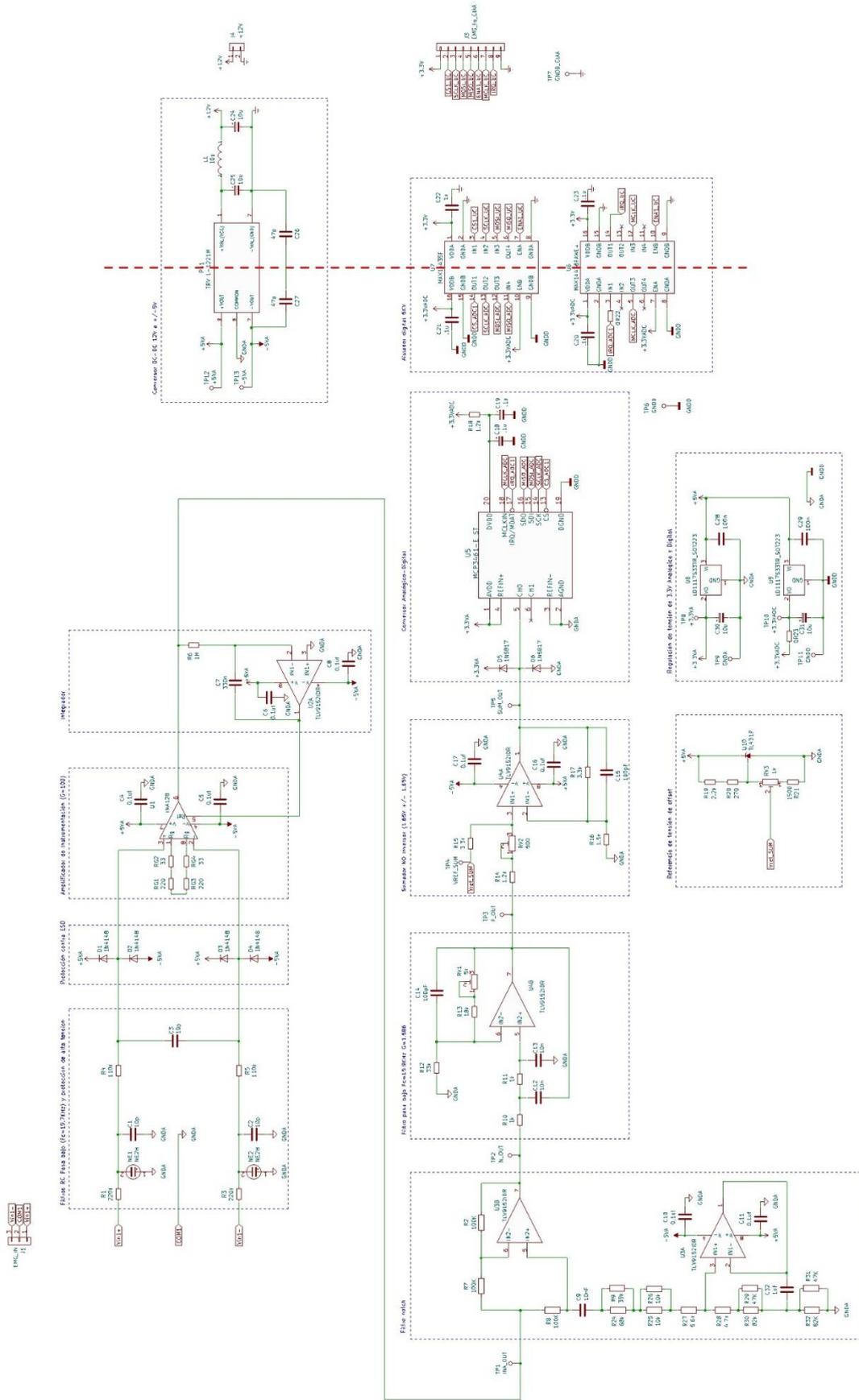


Fig. 149. Esquemático del EMG

b) PCB del EMG

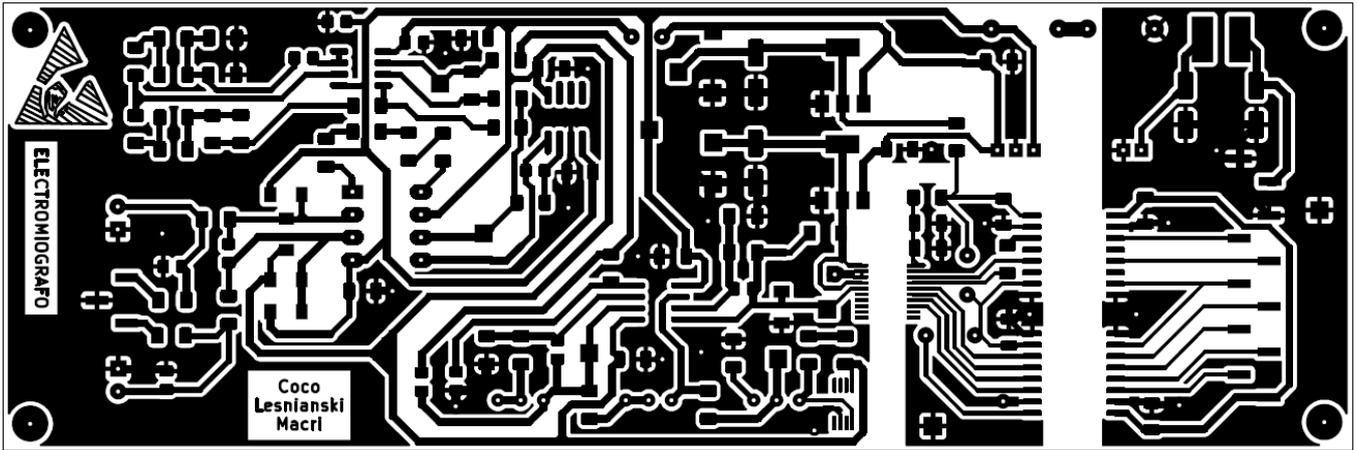


Fig. 150. PCB del EMG - Top

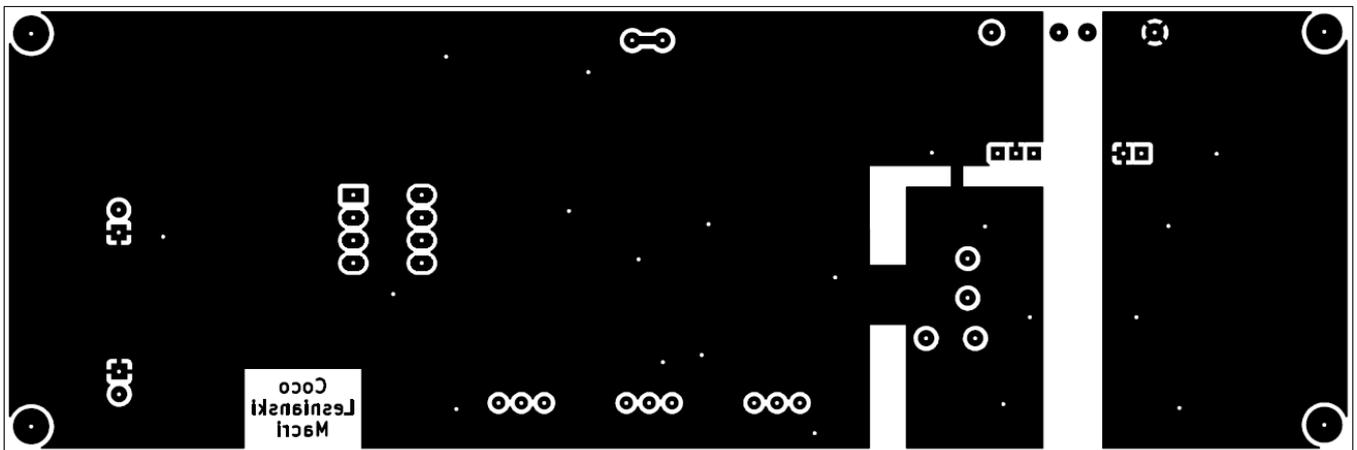


Fig. 151. PCB del EMG - Bottom

c) 3D EMG

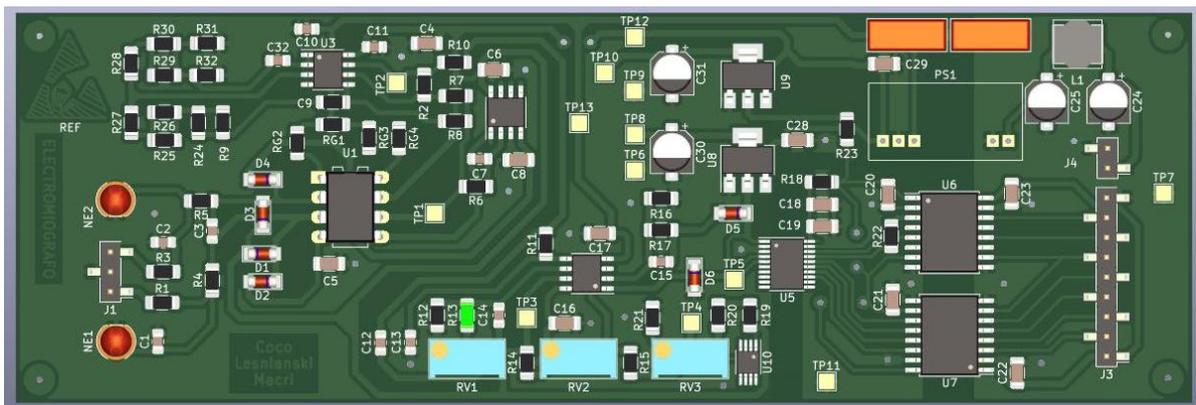


Fig. 152. Figura 3D del EMG

d) Esquemático Estimulador

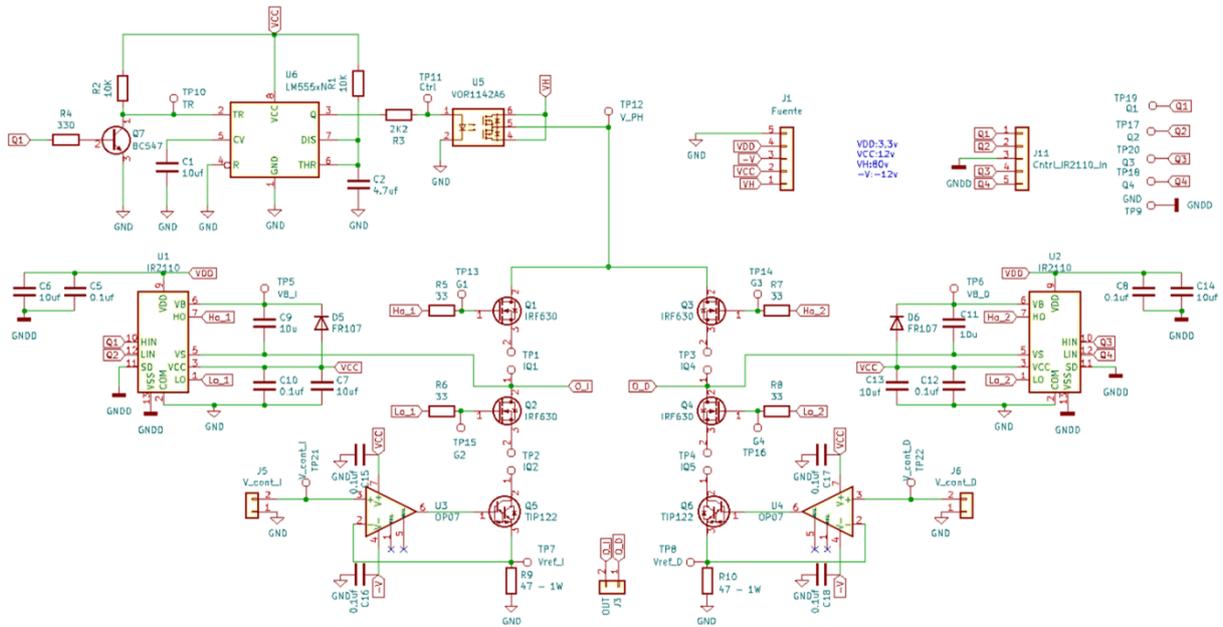


Fig. 153. Esquemático del Estimulador.

e) PCB Estimulador

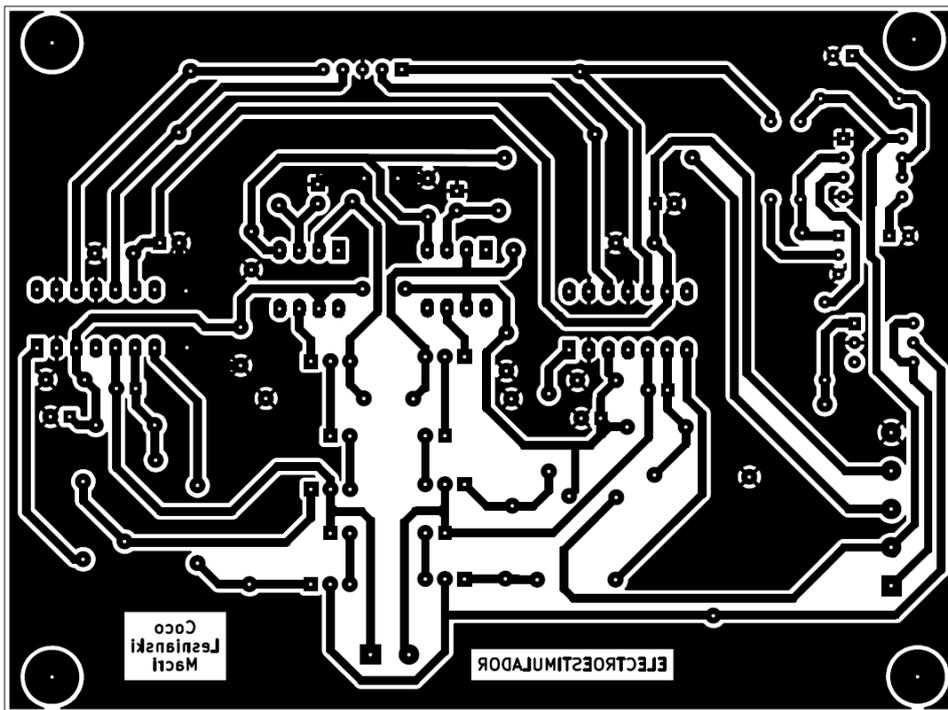


Fig. 154. PCB del Estimulador.

f) 3D Estimulador

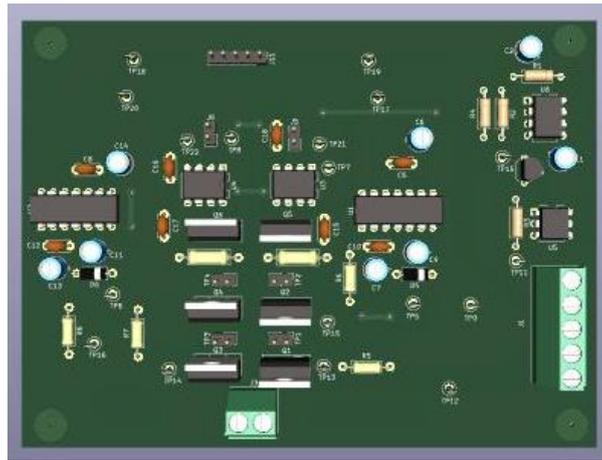


Fig. 155. Figura 3D del Estimulador.

g) Esquemático Fuente

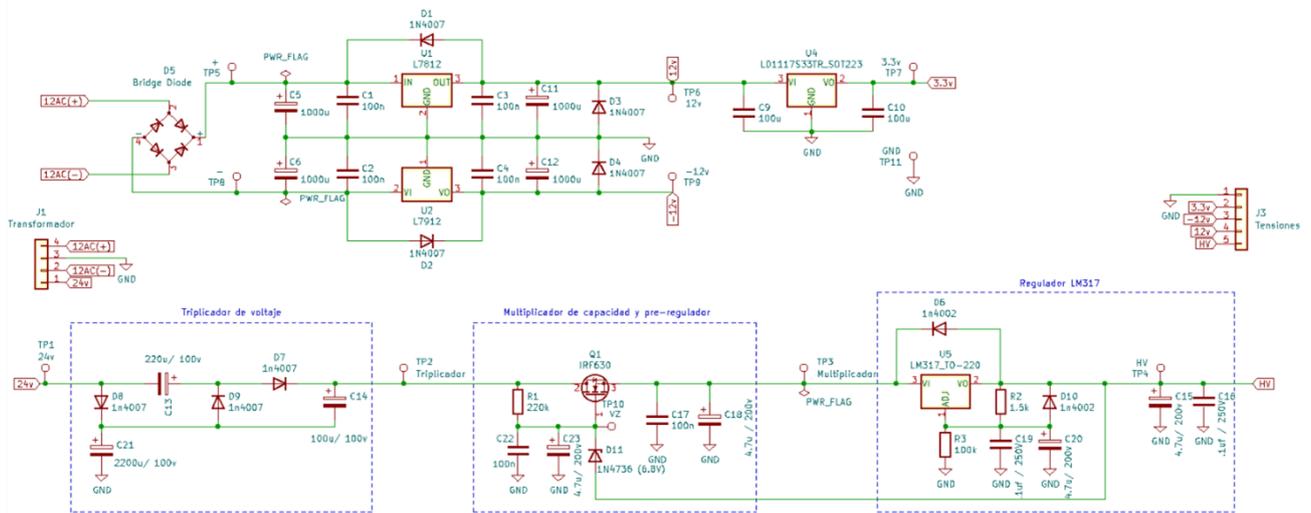


Fig. 156. Esquemático de la Fuente.

h) PCB Fuente

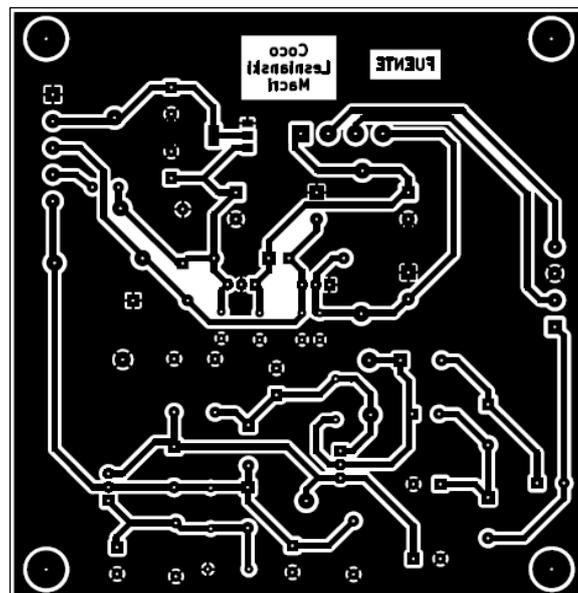


Fig. 157. PCB de la Fuente.

i) 3D Fuente

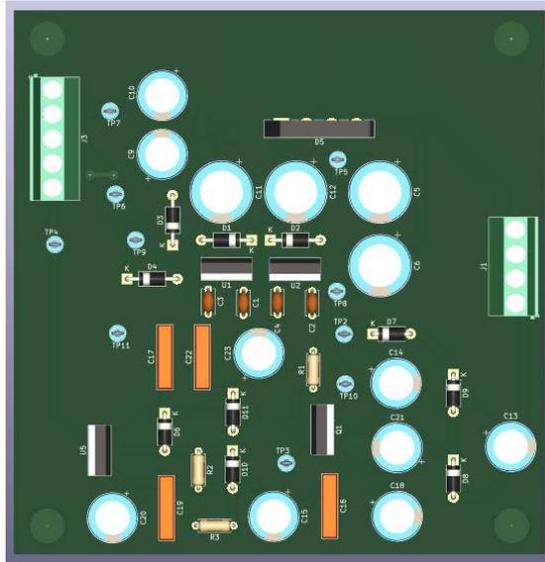


Fig. 158. Figura 3D de la Fuente.

j) Esquemático Poncho

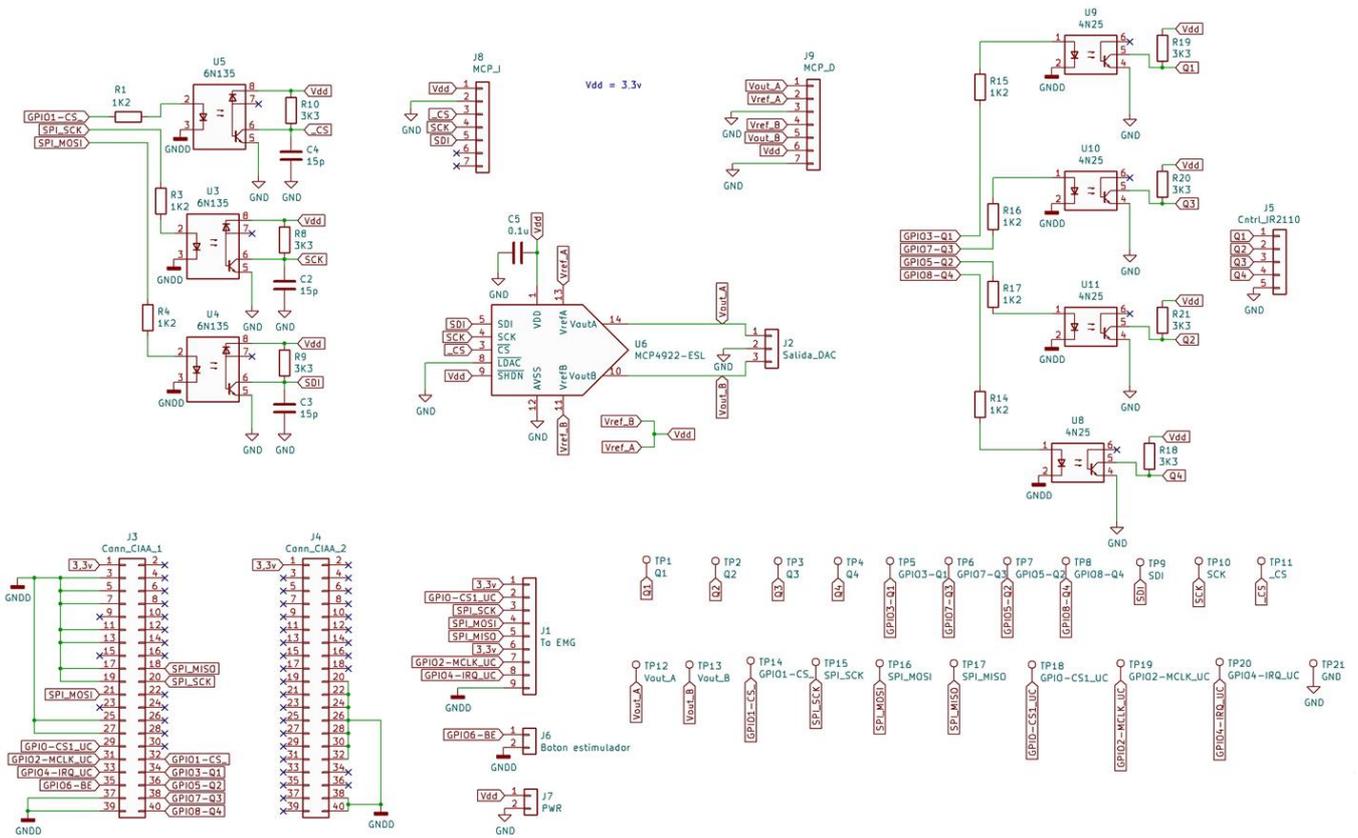


Fig. 159. Esquemático del Poncho.

k) PCB Poncho

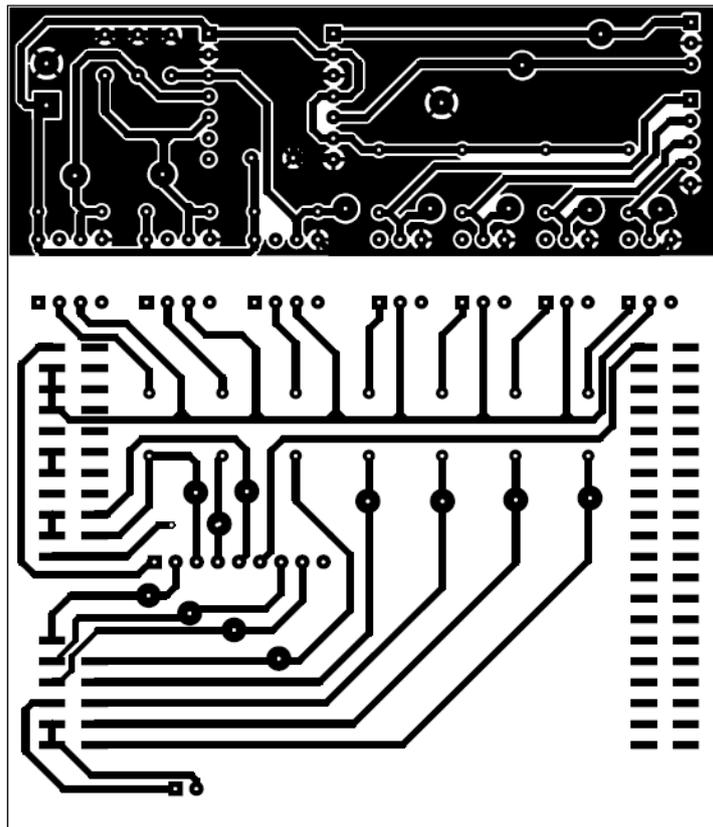


Fig. 160. PCB del Poncho.

1) 3D Poncho

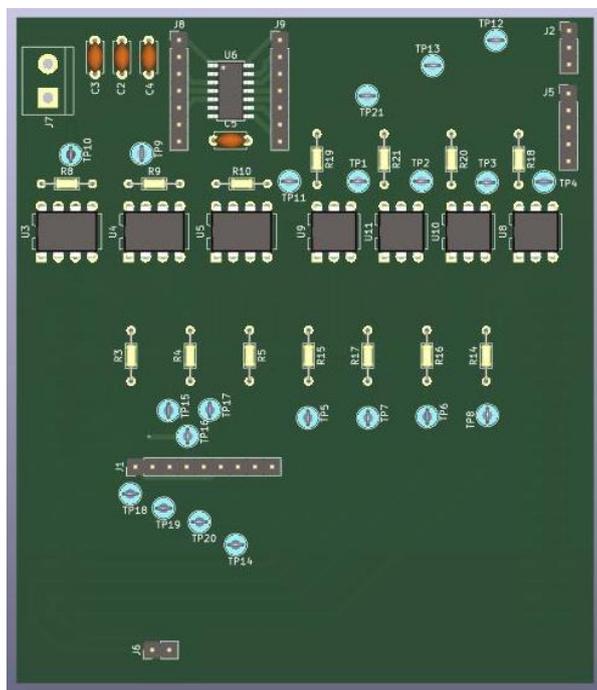


Fig. 161. Figura 3D del Poncho.