

# Real-time embedded processing and instrumentation for wearable BCI application

Valentín A. Catacora<sup>1</sup>, Federico N. Guerrero<sup>1</sup> and Enrique M. Spinelli<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Instituto LEICI, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de La Plata, La Plata, Argentina.

**Abstract**— This article presents a totally autonomous, embedded, wireless and portable brain-computer interface based on occipital alpha rhythms that operates in real-time and non-invasively. In order to achieve the simplicity and versatility of a wearable device, and independence from a computer, the acquisition and power stages were designed and implemented on a portable platform with embedded processing. The output signal of the system is an on-off logic state that is activated when the cerebral rhythm surpasses a threshold. An application was developed in order to validate the platform, configuring the device to operate as a switch triggered by the alpha rhythm. The output commands the left click button of a commercial wireless mouse connected to a computer as a conventional peripheral.

**Keywords**— Brain-computer interface (BCI), alpha rhythm, electroencefalogram (EEG), portable system, embedded, wireless, real-time, wearable, non-invasive.

**Resumen**— Este artículo presenta una interfaz cerebro-computadora totalmente autónoma, embebida, inalámbrica y portátil basada en el ritmo alfa occipital que opera en tiempo-real y de forma no-invasiva. En busca de la simplicidad y la versatilidad de un dispositivo vestible, y la independencia de una computadora, se diseñaron e implementaron etapas de adquisición y alimentación en una plataforma portátil con procesamiento embebido. La señal de salida del sistema es de estado lógico on-off que es activado cuando el ritmo cerebral supera un umbral. Para validar la plataforma, se desarrolló una aplicación configurando al dispositivo para que opere como un interruptor disparado por el ritmo alfa. La salida comanda el botón click izquierdo de un mouse inalámbrico comercial conectado a la computadora como un periférico convencional.

**Palabras clave**— Interfaz cerebro-computadora (ICC), ritmo alfa, electroencefalograma (EEG), sistema portátil, embebido, inalámbrico, tiempo-real, no-invasivo.

## I. INTRODUCCIÓN

La principal motivación de los sistemas BCI (Interfaz Cerebro-Computadora, por sus siglas en inglés) radica en la asistencia a personas con discapacidades motoras severas proporcionando un canal alternativo de comunicación con una computadora, el cual permite efectuar una acción en ella mediante la detección de alguna señal cerebral de interés.

Los biopotenciales cerebrales pueden medirse haciendo uso de electrodos superficiales colocados sobre el cuero cabelludo, dando como resultado un registro llamado electroencefalograma (EEG). Una amplia clase de BCIs intenta lograr la mayor sencillez de uso adaptándose al paradigma de los sistemas vestibles o *wearables* [1]. Esto implica un diseño de adquisición y procesamiento que logre un sistema sencillo y portable, de funcionamiento robusto. Al mismo tiempo, debe favorecer una interacción sencilla con el usuario incluido el mantenimiento, la compatibilidad con otros dispositivos, y la eliminación de aspectos frustrantes durante su uso como largos tiempos de inicio debido al arranque de un programa o del dispositivo mismo.

En este trabajo, se propone el diseño de una plataforma para BCIs basada en un único canal de adquisición para lograr una colocación rápida y sencilla, con procesamiento

embebido para hacerlo independiente de la plataforma de cómputo que utiliza el usuario, y alimentado con pilas estándares comerciales.

Una aplicación típica de las interfaces BCI son los *switch* cerebrales, que consisten en utilizar la interfaz a modo de interruptor, como, por ejemplo, para activar o desactivar comandos de una computadora o cerrar un circuito eléctrico.

El desarrollo se basa en la detección del ritmo alfa, un ritmo cerebral cuya amplitud ronda entre 20  $\mu\text{V}$  y 200  $\mu\text{V}$  (con 50  $\mu\text{V}$  como amplitud típica) [2], y se hace presente en la región occipital cuando se cierran los ojos y se llega a un estado de leve relajación [3]. Cuando esto sucede se produce un aumento de energía en la banda de 8 Hz a 12 Hz que es posible detectar mediante diferentes métodos de procesamiento digital como el análisis Wavelet [4] o, para implementaciones más sencillas, un simple filtrado frecuencial [3].

La medición de una señal de EEG suficiente para detectar el ritmo alfa puede realizarse a partir de un canal diferencial con dos electrodos en las posiciones O1 y O2 del sistema internacional 10-20, junto a un tercer electrodo de referencia.

El diseño del canal diferencial de medida de la BCI está guiado por dos factores fundamentales: el rechazo a interferencia electromagnética y la relación entre las características de la señal y la tensión de continua de electrodos.

Un modelo básico de electrodo es un circuito paralelo RC

en serie con un segundo componente resistivo y una fuente de tensión continua que puede llegar a ser del orden de cientos de mV [5]. Esto implica que al realizar una medición sobre la piel con electrodos se tendrá una componente de continua varios órdenes de magnitud superior a los registros de EEG. Esta diferencia en el orden de magnitud marca dos caminos para medir y digitalizar la señal. Uno de ellos es habilitado por la disponibilidad de conversores analógico-digitales (ADCs) de muy alta resolución, de tecnología Sigma-Delta, que poseen más de 19 bits. Con estos convertidores puede adquirirse la señal acoplada en continua con el rango dinámico completo que presenta a la salida de los electrodos. El otro camino es la solución tradicional, que consiste en utilizar ADCs de menor resolución, usualmente entre 10 y 14 bits. Se debe desacoplar previamente la continua de los electrodos y amplificar con una alta ganancia para acondicionar la señal a estos convertidores.

Utilizar ADCs Sigma-Delta puede simplificar el diseño analógico y reducir el número de componentes [6]. Sin embargo, los microcontroladores comercialmente disponibles en familias *low-end* y de bajo consumo no incluyen esta tecnología, pero sí incorporan conversores tradicionales. Por este motivo, utilizar un ADC de alta resolución implica la suma obligatoria de un nuevo circuito integrado y cargar al microcontrolador con la administración de comunicaciones con ese componente, además de realizar el desacople de continua digitalmente. En el caso de utilizar el convertidor propio del microcontrolador, siguiendo el paradigma tradicional de adquisición, la red de desacople de continua realiza parte del procesamiento en forma analógica quitando parte de la carga al sistema embebido de bajo poder de cómputo. Para una plataforma wearable con un único canal de adquisición que intenta minimizar el consumo, tamaño y costo, esto puede inclinar la relación de compromiso a favor del paradigma de adquisición tradicional.

Por lo tanto, en este trabajo se desarrolló una plataforma de adquisición y procesamiento para un canal de EEG basada en un microcontrolador de bajo consumo junto a un circuito de acondicionamiento analógico con desacople de continua y un amplificador de alta ganancia. La BCI utiliza a su vez una conexión inalámbrica con la computadora mediante un mouse convencional adaptado al dispositivo, de manera que ésta vea a la interfaz como un simple periférico en el puerto USB que realiza la acción de selección.

## II. MÉTODO

En la Fig. 1 se muestra el diagrama en bloques esquemático del sistema completo. El sistema se diseñó en torno a un microcontrolador de 16 bits y bajo consumo (MSP430G2553 de Texas Instruments). Se utilizó un canal del ADC interno de 10 bits, el reloj interno se configuró en 16 MHz y se utilizó una alimentación de 3.3 V. Estos parámetros determinaron las características de la etapa de adquisición y procesamiento descriptas a continuación.

### A. Adquisición de la señal

La etapa de adquisición se encarga de acondicionar la señal para la resolución del ADC del microcontrolador, rechazando fuentes de interferencia.

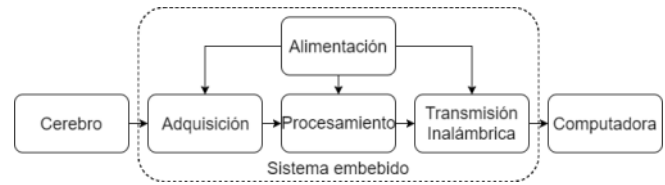


Fig. 1. Diagrama esquemático de los bloques principales de la interfaz cerebro-computadora.

El ancho de banda necesario se fijó a partir de permitir el paso de señales de EEG, principalmente de la banda alfa, llevar a cabo el desacople de continua y un filtrado anti-replicado. La ganancia se seleccionó considerando dos parámetros característicos. Uno de ellos es la ganancia máxima sin saturar el convertor alimentado con 3.3 V para una señal alterna de 200  $\mu\text{V}$  de amplitud [2] (caso pesimista de ganancia máxima), que resulta  $1.65 \text{ V}/200 \mu\text{V} = 8250$  veces. El otro parámetro implica la ganancia mínima para que el ruido de cuantificación sea menor a un tercio el ruido de la señal, cuyo valor se adoptó de 0.5  $\mu\text{V}$  [7], y así poder despreciarlo. Sabiendo que la resolución del convertor es  $3.3 \text{ V}/1024 = 3.22 \text{ mV}$ , se obtiene la cota inferior con un valor de 5577 veces. Se optó por utilizar una ganancia cercana a la máxima para aprovechar al máximo el rango dinámico del convertor.

El amplificador implementado se presenta en la Fig. 2, adaptado al ancho de banda de la señal de ritmo alfa a partir del amplificador presentado en [8].

El primer bloque es una red pasiva de filtrado pasa-altos completamente diferencial. Las redes completamente diferenciales evitan que desbalances en los valores de los componentes pasivos produzcan transformaciones de modo común a modo diferencial.

El filtrado pasa-altos pasivo como bloque de entrada del amplificador significa una impedancia reducida de entrada, lo que puede degradar el rechazo a interferencia electromagnética (EMI) [9]. Por otro lado, es necesario blindar los cables de electrodo para evitar acoplamiento capacitivo con fuentes de EMI. Ambos problemas pueden solucionarse a través del uso de electrodos activos, con una implementación sencilla basada en un único amplificador operacional por electrodo configurado como seguidor de tensión [10]. Se implementaron utilizando amplificadores operacionales OPA333, soldados en respectivos circuitos impresos (PCBs) junto a un broche para intercambiar electrodos comerciales fácilmente.

Luego, se utilizó un amplificador diferencial de ganancia  $G_1 = 1001$  junto con un amplificador de diferencia de ganancia  $G_2 = 8.2258$  para obtener una ganancia total en el orden de la búsqueda.

El amplificador de diferencia incluye un circuito de compensación para evitar saturación por offset de continua de los amplificadores operacionales y al mismo tiempo fijar el nivel de continua en 1.65 V a la salida, apropiado para aprovechar al máximo el rango dinámico del ADC.

Se incluyó un circuito de realimentación de modo común conocido como DRL. La tensión de referencia conectada a la entrada no inversora del amplificador operacional y el circuito realimentado de continua permiten la utilización de fuente simple [11].

Finalmente, la tasa de adquisición del ADC se configuró

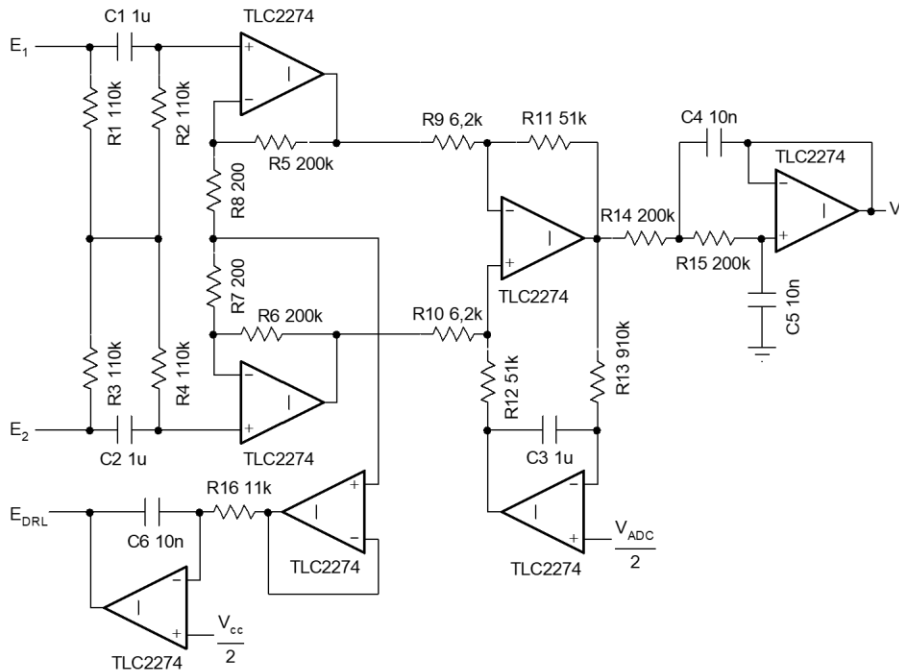


Fig. 2. Esquemático de la etapa de adquisición de la señal.  $V_{CC} = V_{ADC} = 3.3$  V. Los amplificadores operacionales se alimentan por fuente simple de 5 V.

en 261.7 Hz y a la salida del amplificador se adhirió un filtro anti-replicado activo de topología Sallen-Key de segundo orden con frecuencia de corte en 50 Hz.

**B. Procesamiento de la señal**

Una vez adquirida la señal tras el procesamiento analógico de la etapa de acondicionamiento, se efectúa el procesamiento digital para detectar la presencia de ritmo alfa.

La señal se encuentra acoplada en alterna, con una continua a la mitad del rango de entrada del ADC. El convertidor entrega muestras codificadas como valores enteros positivos de 10 bits.

El primer paso es llevar estos valores a una representación de entero con signo en palabras de 16 bits centrados en 0, de manera de efectuar todo el procesamiento en un formato de punto fijo. Esto permite implementar las etapas con un bajo tiempo de cómputo, aumentando su simplicidad y disminuyendo la exigencia para con el microcontrolador comparado con el uso de librerías de punto flotante. Se procedió con el procesamiento en punto fijo según el diagrama en bloques de la Fig. 3.

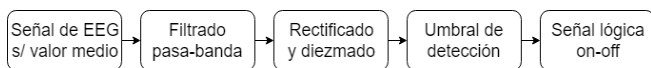


Fig. 3. Diagrama en bloques para la detección del ritmo alfa.

Para el filtrado pasa-banda se utilizaron filtros de respuesta al impulso infinita (IIR) en cascada. Debido a que los coeficientes que los representan se encuentran truncados por el formato de punto fijo, se tomó como estrategia realizar un filtrado pasa altos y un filtrado pasa bajos por separado. De esta manera resultó más simple la sintonización en las frecuencias de la banda alfa. Los órdenes de los filtros son 2 y 8 respectivamente.

A continuación, se rectifica la señal tomando su valor absoluto y luego se aplica un detector de envolvente

conformado por un filtro pasa bajos IIR de primer orden con frecuencia de corte en 2 Hz.

A partir de este punto se diezma la señal en un factor de 30 veces. Esto resulta útil para disminuir la cantidad de operaciones que realiza el microcontrolador de ahí en más, prescindiendo de muestras irrelevantes.

El procesamiento se diseñó en MATLAB y se simuló utilizando registros previamente adquiridos. Luego se tradujo el programa a lenguaje C y se implementó con operaciones simples de suma y producto que el microcontrolador puede realizar con operandos de 16 bits y un registro especial para el resultado de 32 bits. Se reemplazaron las divisiones por desplazamientos binarios, habiendo dimensionado los coeficientes de los filtros para requerir divisiones por coeficientes potencia de 2.

El último paso del procesamiento es el umbralamiento para la detección del ritmo alfa. El mismo se diseñó a partir de una máquina de estados diagramada en la Fig. 4.

Para considerar el ritmo alfa activado, el nivel de señal debe superar un *umbral de tensión*, y mantenerse por encima del mismo un determinado tiempo llamado *tiempo de habilitación*. El umbral de tensión se calcula al momento de comenzar la operación de la BCI, durante el cual el usuario debe permanecer con ojos abiertos para establecer un nivel del “piso de ruido” o *background* (alfa ausente). Este piso de ruido se multiplica por una constante de 3 veces para determinar el umbral. La constante se determinó en forma experimental.

Una vez detectada la activación del ritmo, se dispara una señal lógica en alto por un *tiempo de disparo* de 100 ms, y luego una señal lógica en bajo por un tiempo llamado *tiempo de inhabilitación*. Hasta que no se cumpla este tiempo no podrá volver a enviar un pulso de activación.

El tiempo de habilitación evita falsos disparos por artefactos o activaciones de electromiograma espurias y, por otro lado, el tiempo de inhabilitación evita disparos

consecutivos indeseados producidos por una única activación del ritmo alfa.

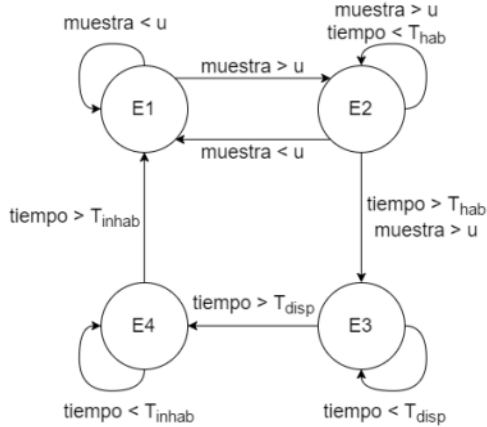


Fig. 4. Máquina de estados diseñada para la detección del sistema. E1: Estado base, la salida lógica es 0. E2: Estado de pre-disparo, la salida lógica es 0. E3: Estado de disparo, la salida lógica es 1; E4: Estado de post-disparo, la salida lógica es 0.  $T_{hab}$ : tiempo de habilitación,  $T_{disp}$ : tiempo de disparo,  $T_{inhab}$ : tiempo de inhabilitación,  $u$ : umbral de tensión.

### C. Etapa de alimentación

Para que la interfaz logre ser portátil se desarrolló una plataforma de alimentación compacta. El objetivo de este bloque consiste en alimentar la etapa de adquisición y la etapa de procesamiento digital a través de dos pilas estándar de tipo AAA, que proveen una tensión de 1.5 V cada una o 1.2 V en el caso de ser recargables.

La etapa de adquisición posee operacionales que se alimentan con fuente simple de 5 V incluyendo aquellos de los electrodos activos y, en cambio, la etapa de procesamiento se alimenta a 3.3 V. Por lo tanto, se utilizaron dos elevadores regulados de tensión integrados, TPS60100 y TPS60140, que funcionan con tensiones de entrada entre 1.8 V y 3.6 V, cada uno alimentando una etapa.

### D. Transmisión inalámbrica

La salida del microprocesador es una señal lógica *on-off* que proviene de un puerto de salida digital del microcontrolador, que se activa cuando detecta el ritmo alfa. La función que cumple esta etapa es adaptar esta señal de salida a un mouse convencional inalámbrico de manera que logre la acción de selección en la computadora.

Se soldaron dos cables en la placa de un mouse para PC inalámbrico, los cuales activan la selección si se ponen en cortocircuito. Para lograr esta condición mediante la señal lógica del microcontrolador se implementó un circuito sencillo donde se utiliza un transistor como llave, llevándolo a la saturación o al corte.

## III. RESULTADOS

### A. Etapa de adquisición

Para la caracterización del circuito de adquisición implementado se midió la respuesta en frecuencia, el ancho de banda, el rechazo de modo común (CMRR) y el ruido de tensión equivalente a la entrada del sistema.

Utilizando un generador de señales a la entrada refiriéndolo a la continua de referencia obtenida del nodo  $V_{ADC}/2$  del circuito de la Fig. 2, se obtuvo la respuesta en frecuencia experimental. En la Fig. 5 se grafica superpuesta

a la obtenida por simulación utilizando el programa de SPICE Tina 9 TI. El ancho de banda de 3 dB resultó de 1.4 Hz a 53.3 Hz, apropiado para la adquisición de EEG en la banda alfa y filtrado anti-aliasing para una frecuencia de adquisición de 261.7 Hz.

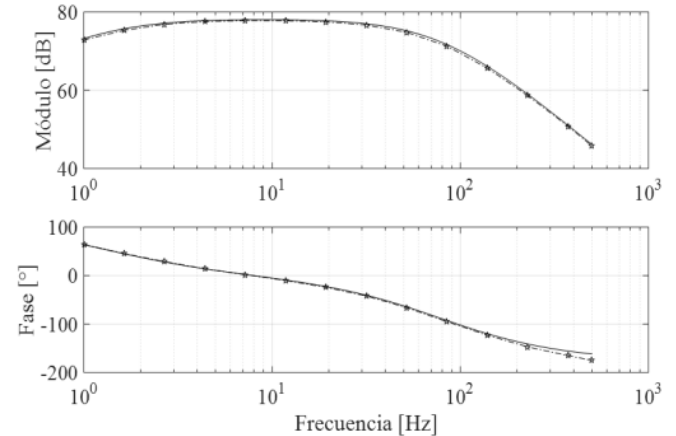


Fig. 5. Respuesta en frecuencia de la etapa de adquisición. Las curvas con línea llena corresponden a lo simulado. Las curvas con línea punteada corresponden a lo obtenido de forma experimental. Las muestras tomadas se señalizan con una estrella.

Conocida la ganancia de modo diferencial ( $G_{DIF}$ ) y midiendo la ganancia de modo común ( $G_{COM}$ ) se obtuvo el CMRR del sistema como:

$$CMRR = \frac{G_{DIF}}{G_{COM}} \quad (1)$$

Para la medición de la ganancia de modo común se cortocircuitó la entrada diferencial y se realizó un barrido en frecuencias. En la Fig. 6 se muestra el resultado de la medición de CMRR. Se observa que resultó mayor a 90 dB en todo el rango de operación, lo cual sumado al rechazo de 30 dB aportado por el DRL a las frecuencias de red resulta apropiado para medidas de EEG de alta calidad [7].

Finalmente, la tensión de ruido referida a la entrada del sistema, en el ancho de banda reportado del amplificador, resultó de  $0.524 \mu V_{RMS}$ , también apropiada para medidas de EEG [12].

Por lo tanto, los parámetros de funcionamiento de la etapa de adquisición son apropiados para la medida de la señal de ritmo alfa en el EEG rechazando fuentes de interferencia de acuerdo con la literatura.

### B. Etapa de procesamiento

Para validar el funcionamiento de la etapa de procesamiento, se cargaron en el sistema embebido muestras de una señal de EEG obtenidas previamente. Debido a las limitaciones del microcontrolador se cargó un vector de un segundo de duración con el comienzo de un ritmo alfa. Se acondicionaron las muestras del registro inicial para obtener un nuevo registro que simule haber pasado por el convertidor AD del microcontrolador. Se obtuvieron las señales salidas de cada etapa haciendo uso de una comunicación por puerto serie con una computadora, que adquirió y graficó los resultados plasmados en la Fig. 7. Se observó que el filtrado, rectificado y detección de envolvente funcionan según lo previsto.

Luego se evaluó el funcionamiento a partir de una señal externa suministrada con un generador de funciones produciendo una onda senoidal de 10 Hz atenuada a un nivel

de 50  $\mu\text{V}$  mediante un divisor resistivo de  $10\text{k}\Omega$  y  $10\Omega$  para asegurar un bajo nivel de ruido.

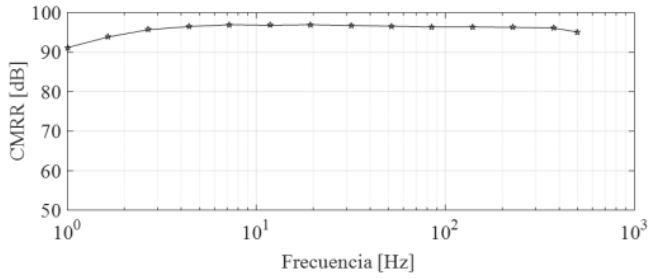


Fig. 6. Rechazo de modo común del sistema de adquisición.

A su vez, se blindó el circuito con un gabinete metálico conectado a la masa del sistema de medida para evitar EMI acoplada luego del divisor. Debido a que el esquema de procesamiento se diseñó para operar sobre cada nueva muestra recibida, para lograr la resolución en tiempo real el dispositivo debe completar el procesamiento en el tiempo entre muestras. Por lo tanto, se midió con un osciloscopio un puerto que indica con un estado lógico alto el tiempo en el que se procesa una muestra. Se muestra una imagen de la pantalla de medición en la Fig. 8. El ciclo de trabajo resultó cercano al 10 %.

Finalmente, se programó el modo de bajo consumo logrando reducir el consumo del microcontrolador en el tiempo entre muestras.

C. Prototipo implementado

En la Fig. 9 a se muestra el prototipo final completo desarrollado, incluyendo el mouse inalámbrico, y gabinete portátil de 7.5 cm x 5.5 cm x 3 cm con cables correspondientes a los electrodos activos, al DRL y a la salida lógica *on-off* adaptada al mouse. En la Fig. 9 b se observa un detalle de las placas realizadas correspondientes a la etapa de alimentación y de adquisición en una plataforma de prueba donde se llevaron a cabo las pruebas de banco.

La estimación calculada para la durabilidad de las pilas AAA que alimentan al dispositivo funcionando fue de 40 hs.

D. Evaluación preliminar de aplicación BCI

Se evaluó el funcionamiento del sistema completo utilizándolo como BCI de tipo switch alfa. Para ello se adosó el gabinete a un soporte tipo vincha que lo sujeta a la cabeza del usuario, de manera que los cables se muevan junto a ella y no generen artefactos de movimiento.

El mouse por su parte se instala simplemente colocando su correspondiente adaptador inalámbrico USB en la PC deseada, y puede situarse sobre un escritorio para que un ayudante inicie la aplicación de asistencia en la PC y coloque el puntero en una posición apropiada.

Con el propósito de validar la detección del ritmo alfa y cuantificar la performance del dispositivo, se realizaron cálculos de ITR (del inglés, *information transfer rate*). Dicho parámetro es la métrica más comúnmente utilizada para evaluar el rendimiento general de una BCI. Se desarrolló una aplicación en lenguaje C# que consiste en un teclado de barrido de 36 caracteres (presentados en una matriz de 6x6) basada en los principios de evaluación para BCIs presentados en [13].

Se realizaron pruebas con 4 voluntarios sanos, entre 22 y 30 años, 3 hombres y 1 mujer. Los resultados se muestran en la tabla I.

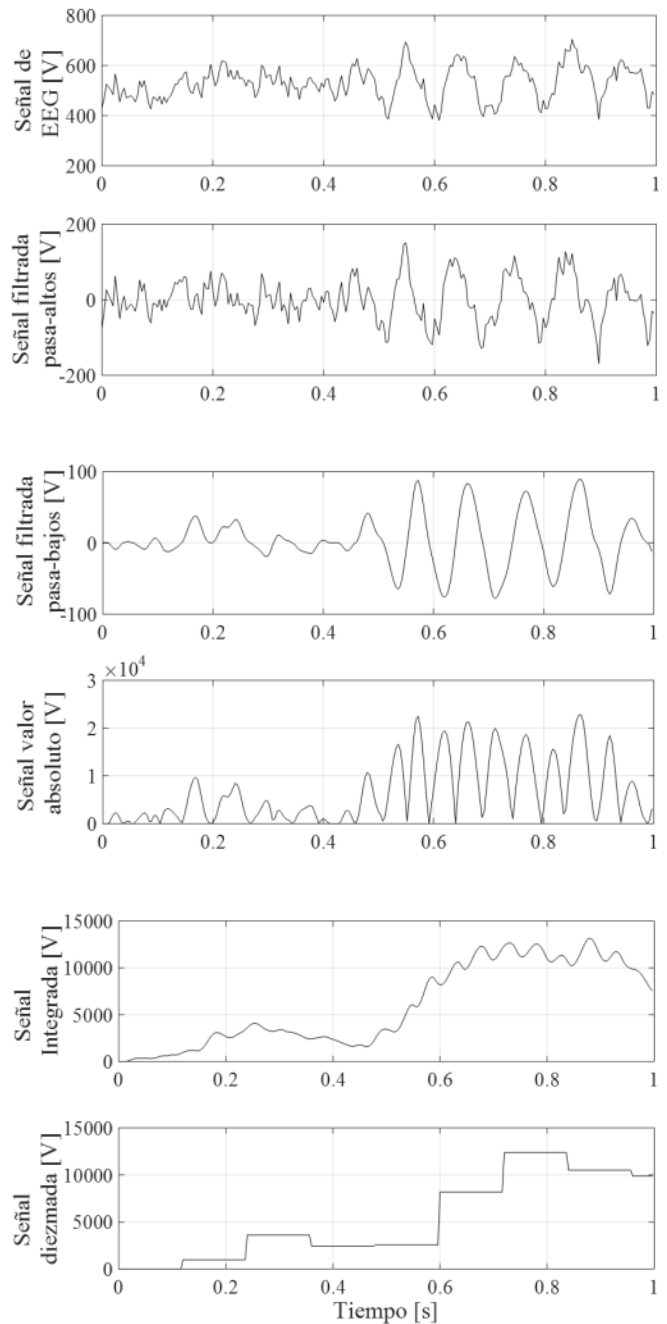


Fig. 7. Señal de EEG luego de cada bloque de procesamiento en punto fijo.

El sujeto 1 era un usuario avanzado en el uso de la BCI presentada, la había utilizado en numerosas ocasiones y se presenta el ITR que alcanzó luego de entrenar. Los usuarios 2 y 3 nunca habían utilizado una BCI de ningún tipo. Se les otorgó un tiempo, previo a la prueba, de 15 minutos para practicar y adquirir confianza con la interfaz. Para el sujeto 4 se siguió el mismo protocolo, pero se trataba de un sujeto con experiencia con otras BCIs.

La duración de la prueba fue siempre de 6 minutos. Cada usuario podía elegir el tiempo de barrido de caracteres que le resultara cómodo (eligieron valores entre 1 y 2.2 segundos). En el parámetro T utilizado para el cálculo del ITR se desactivó el tiempo de presentación del objetivo de 1.5 segundos, tiempo durante el cual inhibía la posibilidad de realizar un *click* y se detenía el barrido.

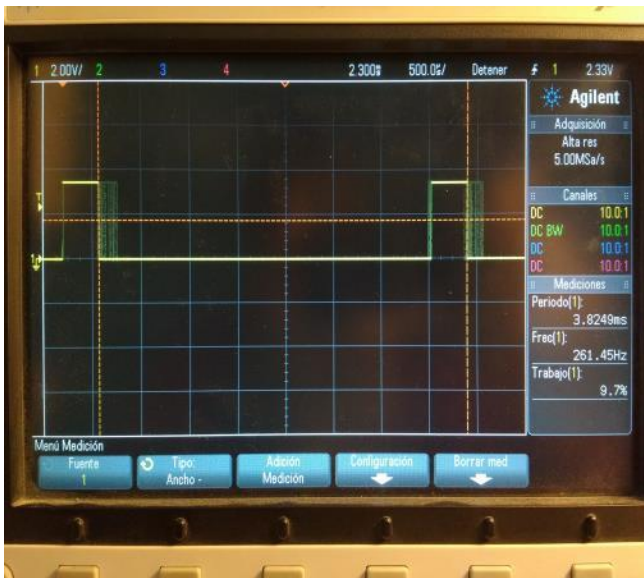
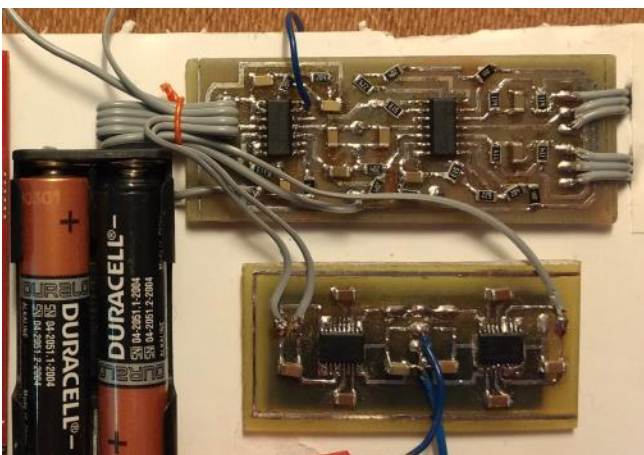


Fig. 8. Ciclo de trabajo del microprocesador.



(a)



(b)

Fig. 9. (a) Prototipo final de la interfaz cerebro-computadora. Puede verse el circuito para portar el microcontrolador. (b) Detalles de los PCBs del equipo. En la placa superior se observa la etapa de adquisición incluyendo: amplificador, DRL, compensación de offset y filtro Sallen-Key. En la placa inferior se observa la etapa de alimentación.

El dispositivo completo resultó liviano y los cuatro usuarios lo llevaron sin experimentar molestias, aunque durante un tiempo reducido entre 15 y 30 minutos.

TABLA I  
PERFORMANCE DE LA BCI COMO SWITCH ALFA.  
RESULTADOS DE ITR CALCULADO SOBRE CUATRO PERSONAS  
UTILIZANDO UN DELETREADOR DE 36 CARACTERES

Sujeto	N	P (%)	T (seg/caract) <sup>a</sup>	ITR
1	32	68.8	9.5	16.86
2	11	72.7	27.16	5.76
3	15	86.7	21.99	10.68
4	19	84.2	16.42	13.62

<sup>a</sup>El valor de T se encuentra desactivado por el tiempo de presentación del objetivo o *cue*.

#### IV. CONCLUSIONES

Se desarrolló un dispositivo autónomo, con procesamiento independiente de una computadora, portable y vestible, alimentado a baterías y orientado al bajo consumo.

Se logró un diseño compacto basado en componentes discretos de una etapa de adquisición de señales de EEG. El procesamiento digital se implementó utilizando un formato de punto fijo para lograr bajo ciclo de trabajo en el microcontrolador, que resultó del 10% permitiendo llevar al dispositivo a un estado de bajo consumo durante el 90% de su tiempo de uso.

Finalmente se implementó sobre la plataforma una aplicación de *switch BCI* que permite realizar un clic en una PC mediante un mouse convencional inalámbrico al detectarse el ritmo alfa occipital.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue financiado en parte por la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), Argentina, bajo el proyecto PID I-219, por ANPCyT, Argentina, proyecto PICT 2015-2257, y por CONICET, Argentina, proyecto PIP-112-2015-0100558.

#### REFERENCIAS

- [1] C. Lin, L. Ko, M. Chang, J. Duann, J. Chen, T. Su y T. Jung, "Review of Wireless and Wearable Electroencephalogram Systems and Brain-Computer Interfaces – A Mini-Review," *Gerontology*, vol. 56, no. 1, pp. 112-119, 2010.
- [2] J. G. Webster, "The origin of biopotential," en *Medical Instrumentation: Application and Design*, 3rd ed., New York: Wiley, 1998.
- [3] E. M. Dewan, "Occipital Alpha Rhythm Eye Position and Lens Accommodation," *Nature*, vol. 214, no. 5092, pp. 975-977, 1967.
- [4] C. Li y H. Wang, "Wavelet transform for on-off switching BCI device," *7th Asian-Pacific Conf. on Med. and Biol. Eng.*, pp. 363-365, 2008.
- [5] L. A. Geddes, "Historical evolution of circuit models for the electrode-electrolyte interface," *Ann. of Biomed. Eng.*, vol. 25, no. 1, pp. 1-14, 1997.
- [6] M. Curtin, "Sigma-delta techniques reduce hardware count and power consumption in biomedical analog front end," *Analog Dialogue*, vol. 28, no. 2, pp. 6-7, 1994.
- [7] A. C. Metting van Rijn, A. Peper, y C. A. Grimbergen, "High-quality recording of bioelectric events. Part 2. Low-noise, low-power multichannel amplifier design," *Med. Biol. Eng. Comput.*, vol. 29, no. 4, pp. 433-40, 1991.
- [8] E. M. Spinelli, R. Pallas-Areny y M. A. Mayosky, "AC-coupled front-end for biopotential measurements," *IEEE Trans. on Biomed. Eng.*, vol. 50, no. 3, pp. 391-395, 2003.
- [9] J. C. Huhta y J. G. Webster, "60-HZ interference in electrocardiography," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 20, no. 2, pp. 91-101, Mar. 1973.
- [10] S. Nishimura, Y. Tomita, y T. Horiuchi, "Clinical application of an active electrode using an operational amplifier," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 39, no. 10, pp. 1096-1099, 1992.

- [11] E. M. Spinelli, N. H. Martinez, y M. A. Mayosky, "A single-supply biopotential amplifier," *Med. Eng. Phys.*, vol. 23, pp. 235–238, Jul. 2001.
- [12] M. Teplan, "Fundamentals of EEG measurement," *Meas. Sci. Rev.*, vol. 2, pp. 1–11, 2002.
- [13] P. Yuan, X. Gao, B. Allison, Y. Wang, G. Bin, y S. Gao, "A study of the existing problems of estimating the information transfer rate in online brain–computer interfaces," *J. Neural Eng.*, vol. 10, no. 2, p. 26014, 2013.
- [14] K. Ullah, M. Ali, M. Rizwan y M. Imran, "Low-cost single-channel EEG based communication system for people with lock-in syndrome," *2011 IEEE 14th International Multitopic Conf.*, 2011.