



**UNIVERSIDAD NACIONAL DE LA PLATA**

FACULTAD DE INGENIERÍA

Departamento de Electrotecnia.

**Interfaces para Control Cerebral**

Enrique Mario Spinelli

Tesis presentada para obtener el grado de

**MAGISTER EN INGENIERÍA**

Director: Dr. Miguel Angel Mayosky.

Codirector: Ing. Nolberto Martinez.

La Plata, septiembre de 2000

## Resumen

La función de una interfaz para control cerebral basada en señales de electroencefalograma (EEG), en forma general denominada BCI (Brain control Interface), es establecer un enlace directo entre el cerebro y una máquina, sin utilizar acciones motoras directas. Una BCI permite realizar operaciones simples a partir de la interpretación de las señales de EEG. Su desarrollo está principalmente orientado hacia la ayuda a personas con discapacidades motoras severas, que poseen deterioros en el sistema nervioso y muscular, pero no presentan lesiones cerebrales.

Existen diversos paradigmas en la concepción de estas interfaces. En este trabajo se analizan fundamentalmente aquellas estrategias basadas en el procesamiento de los llamados "ritmos cerebrales". Estas señales se observan en la actividad cerebral bajo determinadas circunstancias, y pueden acondicionarse para generar acciones de control.

En la parte experimental de la tesis, se presenta el diseño y la implementación de diferentes interfaces. Una de ellas permite transmitir caracteres en código Morse a partir del ritmo  $\alpha$  visual. Una segunda permite posicionar el cursor en la pantalla de un ordenador personal utilizando para ello ritmos asociados a actividades motoras ( $\beta, \mu$ ). Combinado estas dos BCI, es posible proporcionar al usuario las funciones de un apuntador o "ratón" (posicionamiento en la pantalla y selección). Esto habilitaría al sujeto para utilizar tanto programas especialmente diseñados para su asistencia, como aplicaciones estándar que cuenten con interfaz gráfica.

Gran parte de los ensayos fueron realizados sobre solo un sujeto. Si bien la estadística no es significativa, los resultados obtenidos concuerdan aceptablemente con los reportados en la literatura. El objetivo de estos ensayos no fue arribar a conclusiones definitivas sino introducirnos en el tema, validar el sistema diseñado y fundamentalmente definir sus requerimientos que fueron surgiendo a lo largo del trabajo de tesis.

El equipamiento utilizado en los ensayos y en la implementación de BCI fue diseñado y construido especialmente. En este marco, el desarrollo de la parte experimental de la tesis requirió el estudio profundo de distintos temas relacionados a la adquisición de señales biomédicas. Una importante parte de la presente tesis está dedicada a desarrollar estos puntos.

Finalmente se describen resultados de ensayos tendientes a determinar la "intención", por parte del usuario, de mover el cursor hacia uno u otro lado. Se muestra, que a partir de coeficientes derivados de un modelo autoregresivo de la señal de EEG, es posible determinar el sentido de desplazamiento deseado. Estos resultados son preliminares y serán el punto de partida de desarrollos posteriores.

Las BCI construidas incluyen algunas innovaciones orientadas especialmente a proporcionar una interfaz robusta que no requiera ajustes para cada sujeto, y al mismo tiempo mantener una estructura simple que posibilite su operación en tiempo real.

<b>Capítulo 1: Introducción</b>	1
1.1 Introducción	1
1.2 Reseña Histórica	2
1.3 Interfaces para comunicación mediante EEG: Generalidades.	3
1.4 Estructura de la Tesis	5
<b>Capítulo 2: La Señal de EEG</b>	7
2.1 La señal de EEG	7
2.2 Especialización de la corteza cerebral	7
2.3 Tipos de Registros. Sistema 10/20	9
2.4 Tipos de Potenciales de EEG	10
2.6 Ritmos Cerebrales	11
2.6.1 El ritmo Alfa Occipital	12
2.6.2 Ritmos asociados a la actividad motora. Ritmos $\mu$ y $\beta$	13
2.7 Experimentos Realizados	13
2.7.1 Potenciales Evocados (PEv)	13
2.7.2 Ritmo Alfa	14
2.7.3 Ritmos Motores ( $\mu$ y $\beta$ )	15
2.8 Conclusiones	18
<b>Capítulo 3: El sistema de Adquisición de EEG</b>	19
3.1 Interferencia Electromagnética en BioInstrumentación	20
3.1.1 Interferencia, ruido y artefactos	22
3.1.2 Fuentes de Interferencia Electromagnética	21
3.1.3 Sistemas Reductores de Modo Común	24
3.1.4 Cables Blindados - circuito Manejador de Guarda	27

3.2 Diseño del Sistema de Medida y Resultados Experimentales	29
3.2.1 El Amplificador de EEG	30
3.2.2 Acondicionamiento de la Señal	32
3.2.3 Circuito Reductor de Modo Común: Una mejora.	33
3.2.3 Circuito Completo	39
3.3 Software del sistema	39
3.3.1 Software utilizado en las experiencias	38
3.3.2 Software para BCI	41
<b>Capítulo 4: Análisis Tiempo-Frecuencia de señales de EEG</b>	<b>43</b>
4.1 Análisis Tiempo-Frecuencia	43
4.2 Análisis T-F utilizando Wavelets	45
4.2.1 La descomposición Wavelet	45
4.2.2 Análisis de señales de EEG	49
<b>Capítulo 5: BCI basadas en Ritmos Cerebrales</b>	<b>55</b>
5.1 BCI basadas en Ritmo Alfa	55
5.1.1 Medición de la Potencia Instantánea en Banda $\alpha$	56
5.1.2 Detección: Metodo Propuesto	57
5.1.3 Implementación en tiempo real	57
5.1.3 Aplicaciones	61
5.2 BCI basadas en ritmos motores	64
5.2.1 Movimiento unidimensional de un cursor	66
5.2.2 Movimiento del cursor en dos dimensiones	72
5.3 Una interfaz propuesta	73
5.3.1 Caracterización de EEG asociado a la intención de movimiento	74
5.3.2 Clasificador	75
<b>Capítulo 6: Conclusiones</b>	<b>79</b>
<b>Apéndice 1: Principio de Incertidumbre. Duración Eficaz.</b>	<b>81</b>
A1.1 Duración Eficaz	81

A1.1.1 Ventana Gaussiana. Duración efectiva en t.	82
A1.1.2 Ventana Gaussiana. Duración efectiva en f.	82
A1.1.3 Pulso exponencial. Duración efectiva en t.	82
A1.2 Principio de Incertidumbre.	83
<b>Apéndice 2: El Clasificador Bayesiano Cuadrático</b>	<b>85</b>
A2.1 Muestras unidimensionales	85
A2.2 Extensión a muestra multidimensionales.	86
<b>Apéndice 3: Listado de los programas utilizados</b>	<b>87</b>
A3.1 Programa para experiencias sobre ritmos $\mu$ y $\beta$	87
A3.2 Movimiento del cursor en dos dimensiones	91
<b>Apéndice 4: Amplificadores de Instrumentación</b>	<b>97</b>
A4.1 Caracterización de etapas diferenciales	97
A4.2 Figuras de mérito de Amplificadores Diferenciales	98
A4.3 Rechazo de Modo Común de amplificadores compuestos por múltiples etapas	98
A4.4 Rechazo de Modo Común de Amplificadores de Instrumentación con A.O.	99
A4.4.1 Configuración de un A.O.	99
A4.4.2 Configuración de un A.O con buffers de entrada	102
A4.4.3 Amplificador de 3 A.O con amplificador full diferencial de entrada.	103
A4.4.4 Configuración de 2 A.O.	105
A4.5 Características relativas al ruido propio de los I.A	102
A4.5.1 Configuración de un A.O.	106
A4.5.2 Configuración de 3 A.O con buffers de entrada	107
A4.5.3 Amplificador de 3 A.O con amplificador full diferencial de entrada.	108
A4.5.4 Configuración de 2 A.O.	108
A4.5 Tabla comparativa.	109

<b>Apéndice 5: Ruido en Amplificadores Operacionales</b>	111
A5.1 Ruido propio en Amplificadores Operacionales	111
A5.2 Ruido en A.O. FET vs. Ruido en A.O. Bipolar	111
A5.3 Ruido en Amplificadores Operacionales con tecnología FET	112
A5.3.1 Cálculo del ruido total	113
<b>Referencias</b>	115

## Listado de Figuras

### Capítulo 1.

Figura 1.1: Estructura general de una BCI

### Capítulo 2.

Figura 2.1: Especialización de la corteza cerebral

Figura 2.2: Espectro típico de señales de EEG

Figura 2.3: Distintas configuraciones de electrodos.

Figura 2.4: El Sistema 10/20

Figura 2.5: Experimento sobre potenciales evocados.

Figura 2.6: Densidad espectral de potencia en presencia de un estímulo visual

Figura 2.7: Clasificación de potenciales de EEG

Figura 2.8: Segmento de EEG característico del Ritmo Alfa

Figura 2.9: Evolución del contenido espectral al pasar a un estado de relax visual.

Figura 2.10: Evolución de la energía en la banda alfa al cerrar los ojos.

Figura 2.11: Evolución de los ritmos  $\beta$  y  $\mu$  al efectuar movimientos con el dedo índice derecho.

Figura 2.12: Evolución de la energía en las banda alfa superior y beta al realizar movimientos con el dedo índice derecho.

Figura 2.13: Evolución de la energía en las banda alfa superior y beta al realizar movimientos con el dedo índice izquierdo.

Figura 2.14: Evolución del ritmo  $\beta$  durante movimientos distanciados.

### Capítulo 3.

Figura 3.1: Diagrama en Bloques del Sistema de Adquisición.

Figura 3.2: Acoplamiento por Campo Magnético

Figura 3.3: Técnica de lazo inverso.

Figura 3.4: Acoplamiento por Campo Eléctrico.

Figura 3.5: Tensión de Modo Común y Tensión de Modo Aislante.

Figura 3.6: Transformaciones de Modo por desbalances.

Figura 3.7: Preamplificador de EEG.

Figura 3.8: Densidad Espectral de Ruido del Amplificador construido.  
Figura 3.9: Filtro Butterworth de orden 5.  
Figura 3.10: Circuito "centrador" o restaurador de nivel.  
Figura 3.11: Circuito "Shield-Driver".  
Figura 5.12: Circuito DRL.  
Figura 3.13: Circuito DRL Propuesto y su circuito equivalente para tensiones de modo común.  
Figura 3.14: Rechazo de ambos DRL  
Figura 3.15: Circuito utilizado en la Validación Experimental  
Figura 3.16: Validación de circuitos DRL: Curvas analíticas y valores Experimentales.  
Figura 3.17: Ensayo DRLs adquiriendo ECG en presencia de EMI debida a tubos fluorescentes.  
Figura 3.18: Amplificador de EEG (Se indica solo un canal)  
Figura 3.19: Formato de datos del sistema adquirente  
Figura 3.20: Estructura del Programa utilizado en los ensayos sobre Ritmos Cerebrales.  
Figura 3.21: Estructura del programa en la implementación de BCI en tiempo real.

## Capítulo 4.

Figura 4.1: Efecto "espectral" de una ventana temporal.  
Figura 4.2: Ventana temporal y resolución espectral  
Figura 4.3: Escalamientos de la wavelet madre y sus transformadas de Fourier.  
Figura 4.4: Algunos integrantes de la familia  $\psi_{jk}(t)$ .  
Figura 4.5: Seccionamiento del plano tiempo-frecuencia.  
Figura 4.6: Descomposición Wavelet utilizando el algoritmo rápido de Mallat.  
Figura 4.7: Wavelet madre y filtros espejo en cuadratura utilizados.  
Figura 4.8: Arbol Wavelet Packet utilizado para el análisis de señales de EEG  
Figura 4.9: Señal de EEG y sus coeficientes  $W_{3P2}$  (banda  $\alpha$ ) y  $W_{2P2}$  (banda  $\beta$  inferior).

## Capítulo 5.

Figura 5.1: Estructura típica de una BCI basada en ritmo alfa  
Figura 5.2: Estimación del ritmo alfa con ventanas de promediación de distinta duración.  
Figura 5.3: Estructura propuesta.  
Figura 5.4: Esquema general del "medidor" de ritmo alfa  
Figura 5.5: Respuesta en frecuencia del filtro pasabanda  $T_\alpha(z)$ .  
Figura 5.6: Respuesta impulsiva del filtro pasabajos.  
Figura 5.7: Estructura Propuesta.  
Figura 5.8: Ritmo alfa y la estimación de su nivel de background.  
Figura 5.9: Ritmo alfa durante la operación de la interfaz por el Sujeto K.  
Figura 5.10: Ritmo alfa durante la operación de la interfaz por el Sujeto A.  
Figura 5.11: Interruptores activados por puntos y por rayas.  
Figura 5.12: Grilla Lineal.

- Figura 5.13: Grilla bidimensional.
- Figura 5.14: Evolución del ritmo beta en la ejecución de movimientos.
- Figura 5.15: Esquema general de una BCI para control del movimiento de un cursor.
- Figura 5.16: Estructura de procesamiento de la BCI implementada
- Figura 5.17: Respuesta en frecuencia del filtro  $T\beta(z)$
- Figura 5.18: Estimación del ritmo  $\beta$  off-line y en tiempo real
- Figura 5.19: Evolución de la posición del cursor utilizando acciones de control extremas.
- Figura 5.20: Experiencia con blancos fijos
- Figura 5.21: Operación a lazo cerrado.
- Figura 5.22: Evolución de la posición del cursor con una ganancia  $G= 5$  pixeles/ $[\delta]$
- Figura 5.23: Ensayo con cuatro blancos
- Figura 5.24: Evolución de la posición del cursor en el ensayo de cuatro blancos.
- Figura 5.25: Ensayo de cuatro blancos con permanencia en cada uno de ellos.
- Figura 5.26: Detalle de la primer sección del ensayo de cuatro blancos.
- Figura 5.27: Movimiento del cursor en dos dimensiones.
- Figura 5.28: Esquema del ensayo para determinar intención de movimiento.
- Figura 5.29: Coeficientes  $a_r$  correspondientes a las dos direcciones de movimiento.
- Figura 5.30: (a) Matriz de covarianza de los coeficientes  $a_r$  y (b) de sus componentes principales.

---

## Capítulo 1: Introducción

---

### 1.1. Introducción.

La función de una interfaz para control cerebral basada en señales obtenidas mediante técnicas de electroencefalograma (EEG), en general denominada BCI (Brain Control Interface) es establecer un enlace entre el cerebro humano y una máquina sin utilizar acciones motoras directas (Vaughan, 1996). Esto permite realizar operaciones simples (por ejemplo, encender una lámpara, abrir una cortina u operar una prótesis), a partir de la interpretación de las señales de EEG.

Diversas técnicas han sido propuestas y utilizadas para la asistencia de discapacitados motores, como la utilización de señales miográficas (EMG) de músculos sanos, seguimiento de ojos mediante electroculograma (EOG) o seguimiento de lengua (Luster y Knapp, 1996). En general estas técnicas resultan más simples de implementar y eficientes que una BCI, pero todas ellas requieren de algún "camino" abierto entre el cerebro y el exterior.

El desarrollo de interfaces BCI está principalmente orientado hacia la ayuda a personas con discapacidades motoras severas, que poseen deterioros en el sistema nervioso y muscular, pero no presentan trastornos a nivel cerebral, por ejemplo personas afectadas de esclerosis lateral amiotrófica (Vaughan et al, 1996).

Las señales de control requeridas en este tipo de interfaces se obtienen a partir de los potenciales bioeléctricos que se generan en el cerebro. Estos biopotenciales son detectados a través de electrodos aplicados en el cuero cabelludo, luego de ser filtrados espacialmente por la masa encefálica (Gevins, 1984). En esta medición serán más notables aquellos potenciales que involucren gran cantidad de neuronas, o bien se produzcan a menor distancia del electrodo. Es una práctica habitual utilizar varios sensores distribuidos espacialmente.

Existen correlaciones entre las propiedades de estas señales (forma, intensidad, ubicación espacial, etc.), y estados mentales asociados a distintas actividades motoras o sensoriales, como mover un brazo, mantener los ojos cerrados o realizar una operación aritmética en forma mental (Deutsch, 1992). Es entonces posible determinar un estado mental a partir de las señales de EEG disponibles (Keirn & Aunon, 1990) ; (Shiao-Lin Lin *et al*, 1993) ; (Kalcher *et al*, 1996). Asociando acciones a estos estados mentales, se puede proveer al usuario de un alfabeto mínimo de comunicación.

Existen diversas dificultades que limitan las prestaciones de este tipo de sistemas, principalmente en aquellas aplicaciones "on-line" donde es necesaria tanto precisión como velocidad en la detección (Anderson, 1995). Por tal motivo, los esfuerzos se han concentrado en acciones elementales, tales como mover un cursor en la pantalla de un ordenador, a manera de validación y test de los principios utilizados en BCI. De aquí nace la denominación actualmente más utilizada para estos dispositivos: Brain-Computer-Interface.

Las BCI no se restringen únicamente al ambiente académico, existen ya productos comerciales como el Cyberlink ([www.brainfingers.com](http://www.brainfingers.com)). Este equipo si bien es descalificado totalmente por los investigadores en BCI porque utiliza no solo EEG sino también actividad miográfica de los músculos de la frente, muestra el interés del público en general por estos equipos y la existencia de una necesidad concreta.

## **1.2. Reseña Histórica**

La idea de establecer un enlace directo entre el cerebro y el mundo exterior es relativamente antigua. Tal vez el primer antecedente sea el de Dewan, quien en 1967 experimentó en la utilización del ritmo alfa para producir caracteres en código morse (Dewan, 1967).

Este tipo de interfaz es simple, robusta, y normalmente no requiere de un entrenamiento específico para su utilización. Si bien sus prestaciones son limitadas, aun hoy es objeto de investigación principalmente por Kirkup en la University of Technology of Sidney, Australia (Kirkup, 1997).

En 1988 Farwell and Donchin de la University of Illinois implementaron un sistema que a partir del potencial P300 (una onda positiva que se produce alrededor de 300 ms luego de observar un evento poco probable) permitía seleccionar letras en una pantalla.

En 1995, Mc Millan en Wrigth-Patterson Air Force Base, utilizó satisfactoriamente potenciales evocados visuales para controlar la inclinación en un simulador de vuelo (Mc Millan, 1995).

Alrededor de 1994, los grupos de Jonathan R. Wolpaw y Dennis McFarland del Wadsworth Center for Laboratories and Research en New York, USA y el de Gert Pfurtscheller en la University of Technology en Graz, Austria comenzaron a trabajar en BCI. Estos grupos históricamente se dedicaron al estudio de los ritmos cerebrales, fundamentalmente aquellos relacionados con actividades motoras y posteriormente comenzaron a aplicarlos en la implementación de BCI (Wolpaw, 1994 ; Kalcher *et al.*, 1996).

Estas BCI permiten el movimiento de un cursor en la pantalla de un ordenador personal en una dimensión. Se han realizado esfuerzos, fundamentalmente Wolpaw, por extender estas interfaces al movimiento del cursor en dos dimensiones (Wolpaw, 1994 ; McFarland, 1997), con relativo éxito.

En 1996, La Course de la Universidad de New Hampshire, USA, combinando la BCI de Wolpaw (1994) con la de Dewan (1967), concibe en forma simple y práctica la primera interfaz que proporciona las funciones de un "ratón". Esta BCI permite desplazar el cursor en dos dimensiones en la pantalla y además realizar la activación o "click", permitiendo mediante un esquema de menús, realizar distintas tareas y además ejecutar programas estándar (La Course, 1996).

Las BCI construidas por Wolpaw, Pfurtscheller y La Course, podrían hoy considerarse "clásicas". Estas interfaces se basan en una descripción espectral de la señal de EEG y generan las acciones de control a partir de la energía que esta presenta en determinadas bandas.

Actualmente se está explorando también la utilización de modelos recursivos para caracterizar la señal de EEG. Estas técnicas se utilizan en las últimas versiones de la BCI de Pfurtscheller (Schlögl, 1997) ; (Schlögl, Lugger, Pfurtscheller, 1997) y por Penny y Roberts (Roberts and Penny, 1999), de la Universidad de Oxford (Brain-Computer-Interface-Project) en el Reino Unido.

Si bien los mencionados trabajos son los que han concluido en BCIs en tiempo real (BCI "on-line"), existe tras esto una evolución de las técnicas empleadas en su concepción, que van desde la adquisición de las señales de EEG hasta las estrategias de extracción de características y clasificación.

El tema es de actualidad y además está instalado en ella, siendo frecuentes artículos sobre BCI en diarios y revistas de divulgación (La Nación, 1997); (La Nación, 1999); (Página 12, 1998).

### **1.3. Interfaces para comunicación mediante EEG: Generalidades.**

Existen diversas técnicas y paradigmas en la implementación de BCI, pero en líneas generales utilizan una estructura como la que se muestra en la Figura 1.1. Esta comprende una etapa de adquisición de la señal de EEG, una etapa de preprocesamiento y extracción de características, un clasificador de estados mentales y finalmente una traslación de estados mentales a acciones de control.

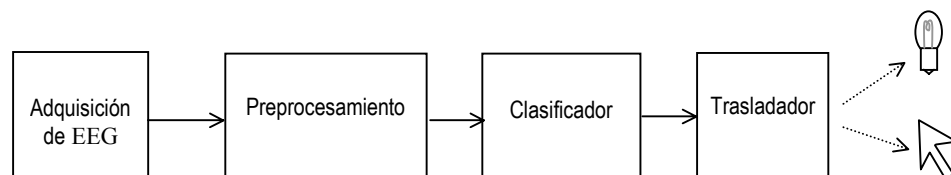


Figura 1.1: Estructura general de una BCI

#### **Adquisición de EEG.**

Las señales electroencefalográficas son captadas a través de electrodos ubicados sobre el cuero cabelludo. Si bien en ciertos ensayos destinados al diseño de BCI se llegan a utilizar decenas de canales de EEG, en la implementación final rara vez se utilizan más de tres. Disponer de muchos canales de EEG requiere la instalación de un gran número de electrodos resultando poco práctico pensando en el uso frecuente por parte de un sujeto.

#### **Preprocesamiento**

Consiste en llevar a las señales de EEG a un nuevo dominio donde sus características, fundamentalmente aquellas útiles para la implementación de una interfaz, sean más notables. Las técnicas más usadas son la estimación de la energía

que presenta la señal en determinadas bandas y/o los coeficientes  $ar$  que la describen a partir de un modelo autoregresivo.

En esta etapa se produce una importante reducción de la tasa de datos. Aquí pasamos de una frecuencia de muestreo acorde al ancho de banda de las señales de EEG, usualmente 128 o 256 muestras/segundo, a una tasa menor a 10 juegos de parámetros (bandas ó coeficientes  $ar$ ) por segundo. Esta frecuencia de muestreo es suficiente para las acciones de control que pueden producirse a través de una BCI.

### **Clasificador**

El clasificador recibe determinados parámetros y debe decidir a cuál de las clases preestablecidas pertenece. Estas pueden ser "el sujeto está realizando una actividad aritmética", "el sujeto se encuentra en un estado de relax motor", etc.

Existen numerosas técnicas para implementar esta operación, desde la simple aplicación de umbrales de comparación, clasificadores estadísticos clásicos hasta estrategias basadas en redes neuronales.

### **Traslador**

La función de este bloque es asignar una acción de control a cada una de las clases mencionadas. Por ejemplo mover el cursor a la derecha si "el sujeto se encuentra en un estado de relax motor" y mover el cursor a la izquierda si "el sujeto está realizando una actividad aritmética".

## **1.4. Organización de la Tesis.**

Esta tesis analiza y propone diferentes alternativas para la síntesis de interfaces de control cerebral (BCI), fundamentalmente aquellas basadas en ritmos cerebrales.

El desarrollo de esta tesis se focalizó en las BCI que utilizan potenciales espontáneos. Podríamos decir que estos potenciales se originan en la "voluntad" del sujeto y no se requieren estímulos externos. De esta forma, con un entrenamiento adecuado, la BCI puede integrarse al sujeto cumpliendo el rol de una prótesis, más que el de un dispositivo de asistencia. Esta estrategia resulta especialmente atractiva y es la línea que actualmente está siendo más explorada.

En todo momento se buscó obtener implementaciones que deriven en interfaces robustas. Una BCI está compuesta por distintos bloques los cuales incluyen tanto técnicas analógicas como digitales y la robustez global de la interfaz resulta de una conjunción de estos elementos.

En este contexto se buscó diseñar una etapa analógica robusta frente a fuentes de interferencia electromagnética y además algoritmos de procesamiento digital, que permitan obtener BCIs que no requieran una sintonización personalizada a cada usuario. De este esfuerzo surgieron algunas mejoras a los esquemas existentes que fueron implementadas y verificadas experimentalmente.

Las mejoras consistieron principalmente en el desarrollo de un nuevo circuito reductor de modo común basado en amplificadores de trasconductancia y un algoritmo adaptivo que permite implementar BCIs basadas en el ritmo alfa visual que no requieren ajustes personalizados.

A lo largo del trabajo de tesis se presentan resultados experimentales acerca de relevamientos de distintas señales de EEG tales como los ritmos cerebrales. Si bien en algunos casos se trata de ensayos descritos en la literatura, todos los datos presentados fueron obtenidos especialmente utilizando el equipamiento desarrollado.

La realización de estos registros, se capitalizó como "experiencia en la adquisición de biopotenciales", un punto muy importante que difícilmente se observe a partir de la lectura de esta tesis, la cual sí resulta útil para presentar los "conocimientos" adquiridos.

Por último, se propone una BCI basada en una descripción de la señal de EEG mediante modelos autoregresivos *ar* y se presentan resultados experimentales que evidencian como posible la detección de la dirección "deseada" del movimiento de un cursor. Los resultados presentados son preliminares y constituyen el inicio de un trabajo futuro.

La estructura adoptada es la siguiente:

En el capítulo 1, se presenta una descripción general del tema de tesis y una breve reseña histórica.

En el capítulo 2 se describen características de las señales electroencefalograficas, los tipos de potenciales existentes, su localización espacial y la relación de los mismos con actividades motoras.

En el capítulo 3 se presenta el diseño del equipo (hardware y software) utilizado para la adquisición de las señales de EEG en las experiencias y en la implementación de las distintas interfaces.

En el capítulo 4, se describe una de las principales herramientas utilizadas en el análisis de los registros de EEG: el análisis tiempo-frecuencia. Se presentan técnicas clásicas como la transformada de Gabor y otras más "modernas" como la descomposición *Wavelet* y los *Wavelet packets*.

En el capítulo 5, se describen las interfaces para control cerebral basadas en ritmos cerebrales, se presenta el diseño de una interfaz basada en esta técnica y algunas mejoras propuestas. Se muestran además resultados experimentales obtenidos con el prototipo construido.

Finalmente en el capítulo 6 se elaboran las conclusiones y se esbozan las principales líneas abiertas para un trabajo futuro.



## Capítulo 2: La Señal de EEG

---

En este capítulo se describen las características generales de las señales de EEG. En particular, se analizan los "ritmos cerebrales". Estas señales electroencefalográficas juegan un importante rol en la implementación de interfaces BCI y por ello fueron estudiadas en detalle. Con este objeto, se reprodujeron ensayos experimentales descritos en la literatura utilizando el equipamiento especialmente diseñado que se presentará en el capítulo 3.

### 2.1. La señal de EEG

Las neuronas que constituyen el tejido cerebral son *células excitables*, es decir que convenientemente estimuladas pueden producir y propagar *potenciales de acción*. Estos son diferencias de potencial transitorias de origen iónico que se producen a través de la membrana celular (Webster *et al.*, 1992) y dan origen a los *generadores bioeléctricos*.

Los potenciales celulares, propagados y "filtrados" a través de los tejidos circundantes que ofician de *conductor de volumen*, pueden observarse desde el exterior utilizando electrodos. Estos electrodos realizan la transducción de corrientes iónicas a electrónicas permitiendo obtener señales factibles de ser procesadas electrónicamente.

Los primeros registros y estudios sistemáticos de la actividad eléctrica del cerebro fueron realizados por el psiquiatra alemán Hans Berger en 1924, quien introdujo el término electroencefalograma (EEG) para denotar el registro estas señales. De ahí en más las técnicas de EEG se convirtieron en una de las herramientas más importantes en Neurología, tanto en investigación como en aplicaciones clínicas.

Existen básicamente tres tipos de electrodos para captar los biopotenciales cerebrales y en términos generales, la calidad de las señales obtenidas aumenta conjuntamente con la invasividad de la técnica utilizada. Los electrodos pueden ser:

- Superficiales (scalp): Están colocados sobre el cuero cabelludo. Para esta técnica, que es la menos invasiva, se reserva la denominación *Electroencefalograma* (EEG).
- Corticales: Se colocan directamente sobre la superficie expuesta de la corteza cerebral (cortex). Este tipo de registro se denomina *Electrocortigrama*.
- Profundos o Intracorticales. En este caso se utilizan electrodos tipo aguja, que pueden contener varias secciones aisladas a fin de registrar potenciales a distintas profundidades. Esta técnica se suele denominar *Electroencefalografía Profunda*.

En la medida de lo posible se prefiere utilizar electrodos superficiales (scalp). Esto permite una rápida colocación-remoción de los electrodos y los riesgos al paciente son mínimos. La colocación de electrodos corticales y/o intracorticales requiere de una intervención delicada y cuidados especiales a fin de evitar posibles infecciones especialmente si los registros se realizan durante tiempos prolongados.

Como contrapartida, la reducida amplitud de los potenciales captados en scalp (del orden de las decenas de  $\mu\text{V}$ ), junto con su generalmente alta impedancia de salida, las hacen vulnerables a fuentes de ruido e interferencia, y exigen un cuidadoso diseño de los sistemas de adquisición. Es un objeto de la Bioingeniería trabajar en este aspecto para mejorar la calidad de las señales sin recurrir a técnicas invasivas.

Los generadores bioeléctricos presentes en el cerebro generan tanto campos eléctricos como magnéticos. Estos campos magnéticos son extremadamente débiles. Avances tecnológicos relativamente recientes como los magnetómetros basados en SQUID (Superconducting Quantum Inteference Device) han hecho posible la medición de estas señales (Hamalainen *et al*, 1993). El registro de estos campos magnéticos se denomina Magneto-Encefalografía, sus ventajas en cuanto a resolución frente a EEG son materia de discusión pero queda fuera de esto su absoluta no invasividad: no es necesario contacto alguno con el paciente.

Lamentablemente estas técnicas son sofisticadas y requieren equipamiento de alto costo y habitaciones especialmente acondicionadas con apantallamiento magnético. Todo esto, frente a los electrodos y amplificadores de instrumentación utilizados en EEG, restringen actualmente su campo de aplicación al ámbito de la investigación y a aplicaciones muy particulares.

## 2.2. Especialización de la Corteza Cerebral.

El cerebro está compuesto por los hemisferios derecho e izquierdo, cada uno de ellos relacionado con el lado opuesto del cuerpo. Así, los movimientos voluntarios de un miembro derecho son planeados en el hemisferio cerebral izquierdo.

La capa superficial del cerebro se denomina corteza y recibe información sensorial desde la piel, ojos, oídos, etc. Existe una especialización del cortex, ciertas áreas se especializan en tareas específicas. Por ejemplo, el procesamiento visual se concentra en la zona occipital. En la Figura 2.1, se muestra un "mapa" que detalla esta especialización.

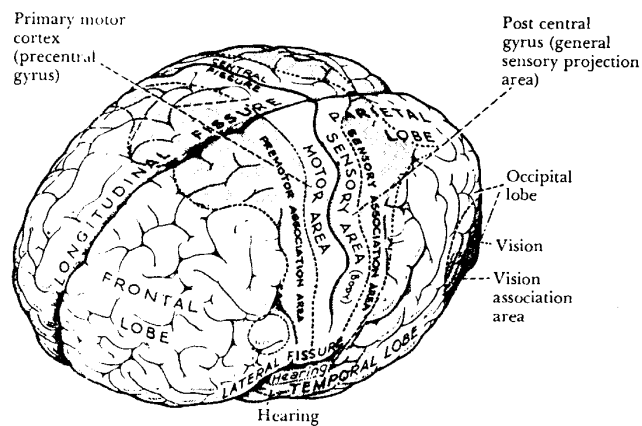


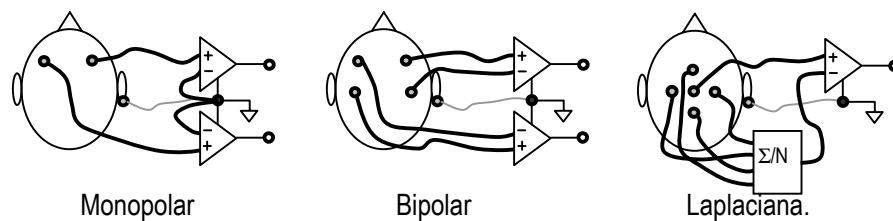
Figura 2.1: Especialización de la corteza cerebral

## 2.3. Tipos de Registros. Sistema 10/20.

Existen básicamente tres configuraciones típicas (Figura 2.2) para captar los potenciales cerebrales a partir de electrodos superficiales:

- **Monopolar:** Se registra el potencial de cada electrodo respecto de uno particular utilizado como referencia que usualmente se coloca en la oreja.
- **Bipolar:** Se utilizan canales diferenciales que registran la diferencia de potencial entre dos electrodos.
- **Laplaciana:** Se rodea al electrodo principal o activo con 4 o más electrodos auxiliares registrándose la diferencia de potencial entre el electrodo activo y el promedio de los circundantes. Esta promediación puede realizarse en forma analógica pero lo usual es realizarla en forma digital.

Figura 2.2: Distintas configuraciones de electrodos.



Existen 20 posiciones básicas normalizadas para colocar los electrodos sobre el cuero cabelludo, el conjunto de estas posiciones se conoce como “Sistema 10/20” y se muestra en la Figura 2.3. Su nombre deriva del hecho que en algunas ocasiones se utiliza un subconjunto reducido de solo 10 electrodos.

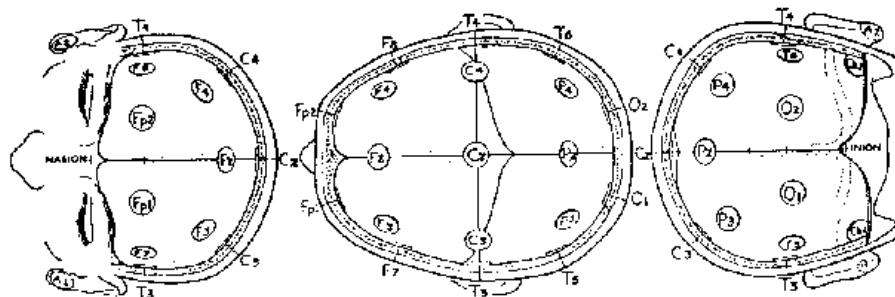


Figura 2.3: El Sistema 10/20

Cada posición se identifica con una letra que corresponde a su zona craneana, (O: occipital, P: parietal, C: central, T: temporal y F: frontal), y un sufijo que define su posición precisa. Por ejemplo O1 corresponde a la zona occipital izquierda y F4 a la frontal derecha. Si bien en algunas ocasiones se utilizan electrodos emplazados en posiciones intermedias, y comienzan a aparecer denominaciones como C4', C3', es importante en lo posible respetar las normalizadas a fin de obtener datos comparables.

Para especificar un registro es necesario informar la posición de los electrodos y el tipo de derivación utilizada: monopolar, bipolar o laplaciana. En el caso de utilizar canales monopulares, debe indicarse además la posición del electrodo de referencia. Así, Por ejemplo “O1-O2 bipolar” corresponde a un registro tomado en forma diferencial entre los electrodos O1 y O2 ubicados en la región occipital.

## 2.4. Tipos de Potenciales de EEG.

De acuerdo a su origen los potenciales de EEG pueden clasificarse<sup>1</sup> en Potenciales Evocados si se producen como consecuencia de un estímulo externo y Potenciales Espontáneos si se producen espontáneamente, podríamos decir que estos últimos nacen de la “voluntad” del sujeto.

Dentro de los *potenciales espontáneos* podemos diferenciar los *Ritmos Cerebrales* que se registran en condiciones de reposo, cuando las neuronas no procesan información, y los *Potenciales Relacionados RP* (Related Potentials), que se producen como consecuencia de algún evento puntual. Generalmente los RP son de reducida amplitud comparados con la actividad de base (“background”). Por ejemplo, las señales de EEG en scalp relacionadas a una actividad motora (MRP: Movement Related Potential) presentan relaciones señal-ruido menores a -10 dB (Lange, 1996). Cuando el análisis se efectúa en el dominio de la frecuencia se incorporan los términos ERS (Event Related Sincronization), para describir el incremento de la energía en alguna banda como consecuencia de un evento, y ERD (Event Related Desincronization), para su decremento.

A modo de resumen, en la Figura 2.4, se esquematizan los distintos tipos de potenciales en EEG.

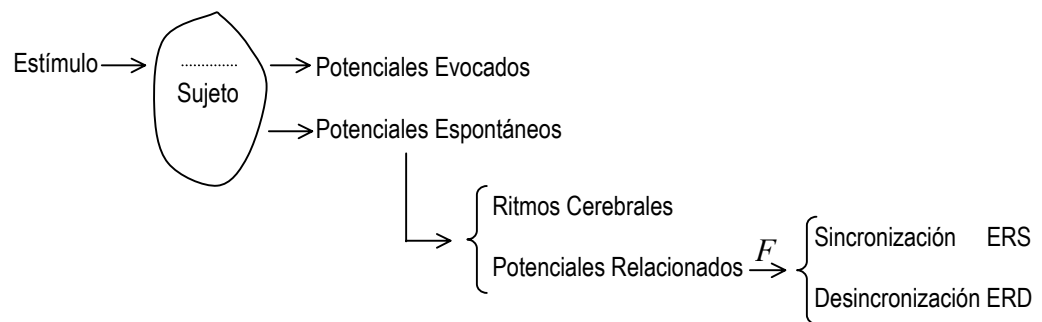


Figura 2.4: Clasificación de potenciales de EEG

## 2.5. El espectro de EEG.

El espectro de frecuencias de las señales electroencefalográficas se extiende desde algunas décimas de Hz hasta aproximadamente 100 Hz.

En el análisis espectral de señales de EEG, se definen ciertas bandas de importancia clínica que se denominan con las letras griegas  $\delta$ ,  $\theta$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$  y  $\gamma$ . Si bien estas bandas no tienen límites precisos abarcan aproximadamente los siguientes intervalos:

$\delta$	< 4 Hz
$\theta$	4-8 Hz
$\alpha$	8-12 Hz
$\beta$	12-32 Hz
$\gamma$	> 32 Hz

Tabla 2.1: Bandas espectrales utilizadas en EEG

<sup>1</sup> Esta clasificación no pretende ser general ni definitiva, solo intenta establecer un marco donde describir las señales de EEG como causa/efecto.

Si bien en aplicaciones clínicas se utilizan fundamentalmente la zona de bajas frecuencias, actualmente también son motivo de interés las componentes de alta frecuencia, especialmente alrededor de 40 Hz

La distribución espectral de la energía de las señales de EEG depende de la actividad mental en ejecución. En la Figura 2.5 se muestran espectros típicos de EEG. Corresponden a registros tomados con electrodos superficiales en la zona occipital con ojos abiertos y con ojos cerrados sobre un ancho de banda de 32 Hz. Se puede observar, en ambos casos, una predominancia de la banda alfa.

El fenómeno de intensificación de la energía en esta banda al cerrar los ojos, conocido como ritmo alfa, se analizará en detalle en la sección 2.6.

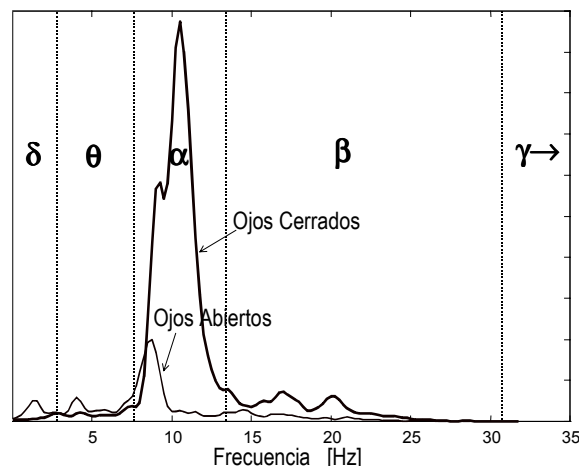


Figura 2.5: Espectro típico de señales de EEG

## 2.6. Ritmos cerebrales.

El cerebro tiene la capacidad de describir, bajo ciertas circunstancias, actividad rítmica. Estas oscilaciones, denominadas ritmos cerebrales (García Austt y Bruño, 1979), pueden observarse claramente aun utilizando técnicas de EEG no invasivas (scalp). Ritmos en la denominada "banda alfa" fueron reportados desde los inicios del EEG por Berger en 1930.

Esta actividad rítmica aparece en distintas zonas espectrales. Entre ellas merecen destacarse la banda alfa (8-12Hz.) y la beta (12-24Hz.). En general, la amplitud que alcanzan los ritmos decrece con la frecuencia. Esto se debe a que las oscilaciones más rápidas involucran grupos de neuronas más reducidos que en el caso de las más lentas (Pfurtscheller, 1997a).

Existen diversos tipos de ritmos cerebrales que se producen e inhiben según mecanismos asociados a distintas actividades mentales (por ejemplo, tareas motoras, visuales, etc.). Cada uno de ellos posee características propias, aunque en líneas generales (Pfurtscheller, 1997a, Pfurtscheller, 1997b), se observa lo siguiente:

- Los ritmos se producen sobre grupos neuronales que no se encuentran realizando su tarea específica, es decir, aparecen en condición de reposo (idling rhythms) o de descanso<sup>2</sup> (resting rhythms). Un claro ejemplo de este

<sup>2</sup> Entiéndase aquí como "descanso" el período inmediato a la culminación de un esfuerzo. Digamos que transcurrido un tiempo prolongado el "descanso" se transforma en "reposo".

fenómeno se observa en la zona occipital, donde se concentra el procesamiento visual: al cerrar los ojos y no procesar información, esta zona cortical presenta una marcada actividad rítmica denominada "ritmo alfa".

- Los ritmos son bloqueados o atenuados cuando se producen eventos que implican que el área cortical involucrada procese o se prepare a procesar información. Este fenómeno se denomina desincronización asociada al evento: ERD (Event Related Desincronization).
- Finalizado el evento que produjo la ERD el ritmo suele reaparecer intensificado. Este fenómeno se denomina Sincronización Relacionada al Evento: ERS (Event Related Synchronization).

### 2.6.1. El ritmo Alfa Occipital

Las características generales indicadas anteriormente se observan muy claramente en la zona occipital donde se localiza el procesamiento visual. Cuando estos grupos neuronales no se encuentran procesando información visual o preparándose para hacerlo, comienzan a describir una marcada actividad rítmica en la banda alfa (en esta banda y en esta misma región también coexisten otros tipos de ritmos asociados a distintos estados mentales).

En la Figura 2.6 se muestra un registro típico obtenido con electrodos en O1-O2 (bipolar). La amplitud del ritmo es importante, presenta una muy buena SNR y puede observarse por simple inspección.

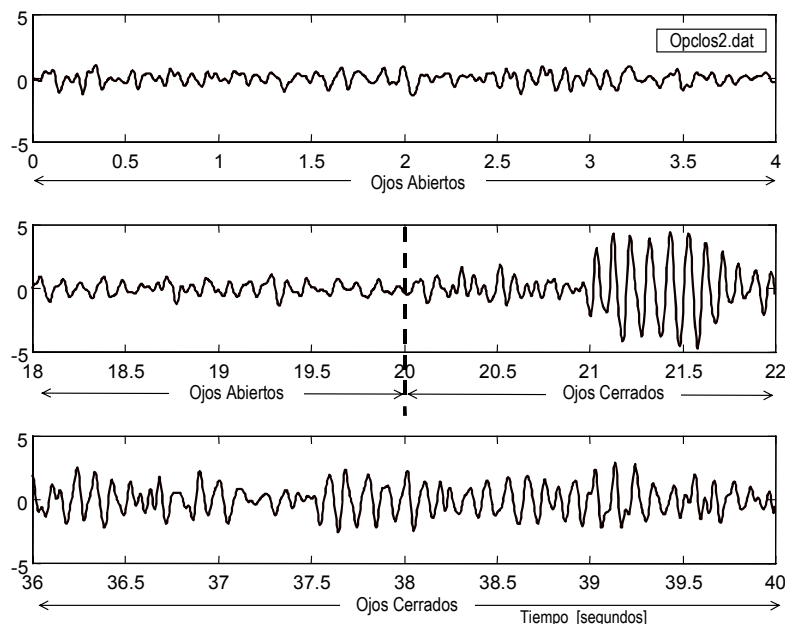


Figura 2.6: Segmento de EEG característico del Ritmo Alfa

Los primeros análisis del ritmo visual alfa coinciden con los orígenes del EEG a comienzos del siglo XX y desde entonces ha sido profusamente estudiado y utilizado tanto en investigación como en la práctica clínica. Usualmente se lo denomina ritmo u ondas alfa a secas, acaparando para sí la denominación de su banda espectral. Dado que se manifiesta en estados de relajación visual, la forma más típica de conseguirlo

es manteniendo los ojos cerrados, aunque también puede conseguirse evitando fijar la vista o manteniendo la visión "desenfocada" (Dewan, 1967).

### **2.6.2. Ritmos asociados a la actividad motora. Ritmos $\mu$ y $\beta$ .**

Estos ritmos se localizan en el cortex sensoriomotor (ver mapa de especialización cortical, sección 2.2). Los más importantes y estudiados son el  $\mu$  y el  $\beta$ .

En un principio se pensó que estos ritmos motores no se manifestaban en todas las personas, sino sólo en una fracción de ellas. Sin embargo Pfurtscheller (Pfurtscheller, 1979) observó el ritmo  $\mu$  en todos los sujetos por él analizados, pero sostiene que estos ritmos deben observarse como ERD o ERS alrededor del instante de planificación y ejecución del movimiento, y no integrando sobre intervalos de tiempo prolongados con o sin movimientos.

El ritmo  $\mu$  se manifiesta como una ERD (Event Related Desincronization) en la banda  $\alpha$  durante la preparación y el desarrollo del movimiento y el ritmo  $\beta$  como una ERD premovimiento y una ERS post-movimiento (banda  $\beta$ ).

## **2.7. Experimentos Realizados**

En esta sección se presentan una serie experiencias básicas relacionadas con los puntos desarrollados en este capítulo. Estas experiencias fueron realizadas utilizando el sistema de medida que se detalla en el capítulo 3.

El objetivo de este primer conjunto de experiencias fue validar el equipo construido y las técnicas de medida, comparando con resultados reportados en la literatura.

### **2.7.1. Potenciales Evocados (PEv).**

En la implementación de BCI se han utilizado fundamentalmente PEv visuales (McMillan, 1995) los cuales se producen en presencia de estímulos visuales.

Para observar estos PEv, se reprodujo parcialmente el trabajo de McMillan. El ensayo consistió en adquirir EEG sobre la zona occipital (O1-O2- bipolar) en presencia de un estímulo visual (Figura 2.7) consistente en un emisor de luz destellando a 13.5 Hz. (una frecuencia que resulta ser particularmente reactiva).

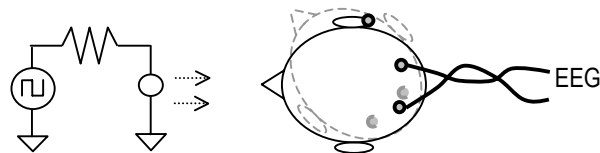


Figura 2.7: Experimento sobre potenciales evocados.

En la Figura 2.8, se muestra el espectro de la señal de EEG cuando el sujeto atiende al estímulo visual y cuando evita observarlo. Se observa claramente un importante aumento de la energía a la frecuencia del estímulo cuando este es aplicado: estamos en presencia de un *potencial evocado*.

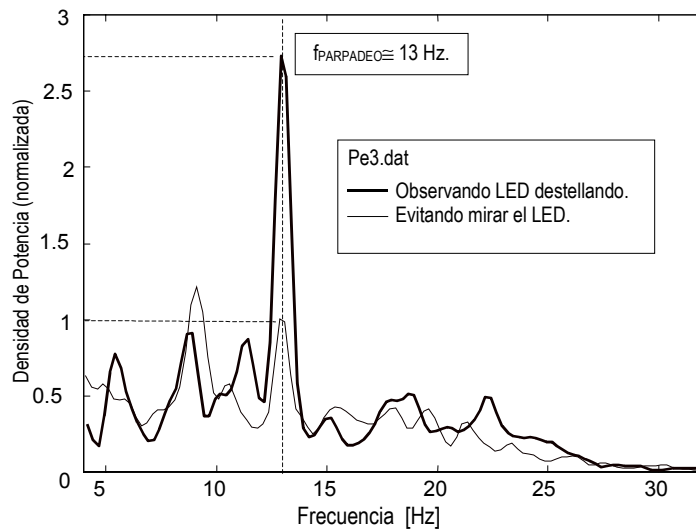


Figura 2.8: Densidad espectral de potencia en presencia de un estímulo visual

### 2.7.2. Ritmo Alfa.

Como una primer aproximación al fenómeno descrito en 2.6.1, se realizó un ensayo registrando señales de EEG sobre un sujeto con los ojos abiertos, atento a su entorno y con los ojos cerrados en una condición de relax visual.

En la Figura 2.9 se muestra la evolución de la densidad espectral de potencia en una señal de EEG captada utilizando un canal bipolar en O1-O2. Durante los primeros 20 segundos el sujeto permaneció con los ojos abiertos, mientras que en los 20 segundos restantes los mantuvo cerrados. Para su cálculo se utilizó una versión discreta de la trasformada de Gabor que se presenta en el Capítulo 4.

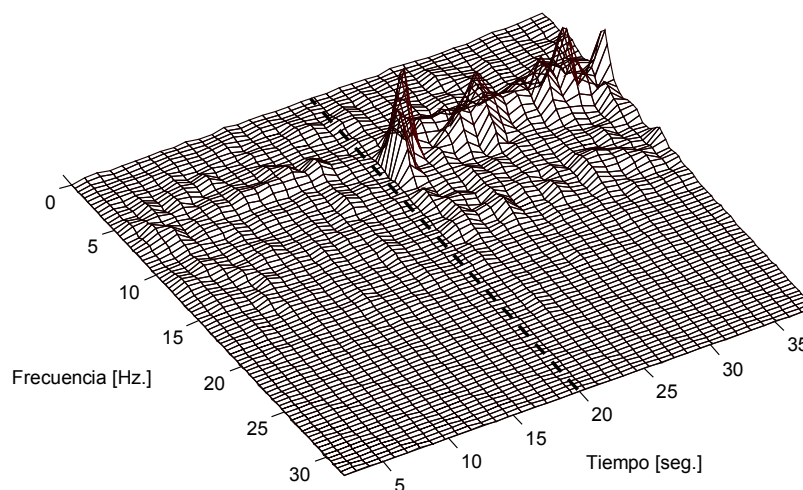


Figura 2.9. Evolución del contenido espectral al pasar a un estado de relax visual. La línea punteada en 20seg. Corresponde al instante de cierre de los ojos.

Podemos observar un claro incremento del valor cuadrático medio<sup>3</sup> ( $V_{RMS}^2$ ) en la banda alfa al cerrar los ojos. Para realizar un análisis más preciso de este fenómeno se efectuaron varios ensayos similares de los cuales se calculó la evolución temporal de la energía en la banda alfa (8-12Hz). Estas secuencias fueron referidas al valor de background con ojos abiertos y promediadas obteniendo el resultado que se muestra en la Figura 2.10.

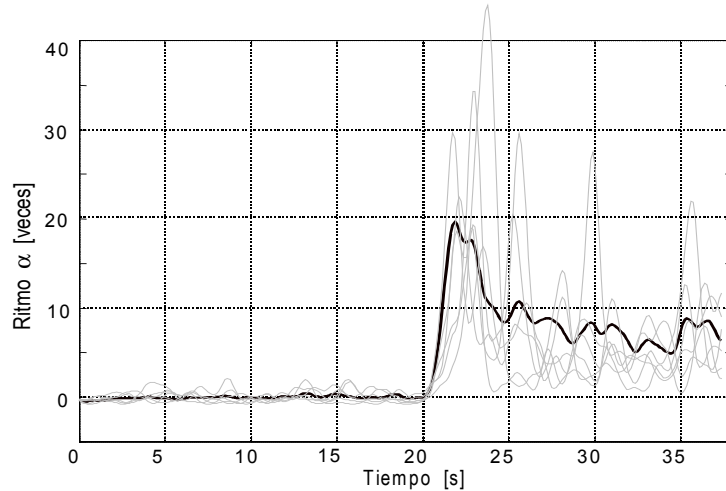


Figura 2.10: Evolución de la energía en la banda alfa al cerrar los ojos (t=20s.)

En esta figura, se aprecia una muy clara sincronización (ERS) alrededor de un segundo luego del cierre de ojos. Este incremento es muy notable y puede ser de alrededor de 20 veces el nivel de background fundamentalmente en los primeros segundos posteriores al cierre de ojos (ERS).

El ensayo presentado es un estudio realizado sobre un único sujeto pero concuerda con lo observado por Kirkup (Kirkup, 1997) en un estudio realizado sobre 16 sujetos. En los registros presentados por Kirkup no se observa la ERS mencionada anteriormente, esto puede deberse a que utilizó canales bipolares en O1-T5 en lugar de O1-O2 (mas localizadamente sobre el cortex visual) o también debido a las elevadas constantes de tiempo (>2 seg.) utilizadas en la obtención del valor RMS del ritmo alfa.

### **2.7.3. Ritmos Motores ( $\mu$ y $\beta$ )**

Para caracterizar estos ritmos se realizaron varios ensayos, el primero de ellos consistió en adquirir EEG sobre el cortex motor utilizando dos canales bipolares en C3-F3 (lado izquierdo) y C4-F4 (lado derecho), mientras se realizan movimientos con el dedo índice derecho presionando la barra espaciadora del teclado de un ordenador. Esta acción generó las marcas que se muestran en el registro. En la Figura 2.11 se muestra la evolución de la amplitud de los ritmos  $\beta$  en 16-24Hz y  $\mu$  en la banda 10-12Hz. Los subíndices "i" e "d" indican que corresponden al lado izquierdo (C3-F3) y derecho (C4-F4) respectivamente. La intensidad de los ritmos fue calculada según el procedimiento que se detalla en el Capítulo 4.

<sup>3</sup> En el transcurso del presente trabajo, se utilizó como "medida" de los ritmos cerebrales, su valor cuadrático medio. Algunos autores utilizan su valor eficaz, pero esto requiere el cálculo de una raíz cuadrada que atenta contra una futura implementación en tiempo real.

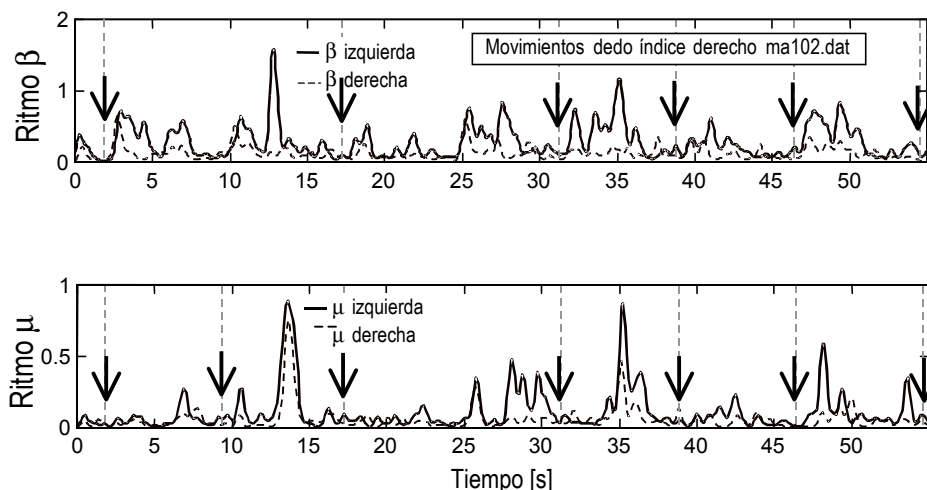


Figura 2.11: Evolución de los ritmos  $\beta$  y  $\mu$  al efectuar movimientos con el dedo índice derecho.

En la Figura 2.11 puede observarse ERD tanto en el ritmo  $\mu$  como en el  $\beta$ : en el entorno del instante del movimiento la energía en ambas bandas es baja. También puede observarse con claridad la ERS  $\beta$ . No se aprecia una clara lateralidad en la ERD  $\mu$ , pero sí en la ERS  $\beta$ . Por tratarse de movimientos realizados con un miembro del lado derecho del cuerpo, la ERS  $\beta$  izquierda es mayor que la derecha, es decir se observa mayor actividad en el lado *contralateral*. Recordemos que el cortex motor asociado al lado derecho del cuerpo se encuentra en el hemisferio cerebral izquierdo.

A fin de caracterizar algo más precisamente a estos ritmos, se realizó un ensayo similar al presentado por (Pfurtscheller, 1997d ; Pfurtscheller, 1998). En esos trabajos se realiza una exhaustiva exploración de la intensidad de estos ritmos, utilizando 24 canales monopares (referencia en la punta de la nariz) sobre 12 sujetos. Se observa que estos ritmos se manifiestan fundamentalmente en las posiciones C3 y C4 del sistema 10/20.

Aprovechando estos resultados, los ensayos propios se realizaron utilizando únicamente dos canales monopares en C3 y C4. Se realizaron alrededor de 30 movimientos del dedo índice presionando la barra espaciadora y se calculó la evolución de la potencia en las bandas 10-12Hz y 16-24Hz. De las secuencias obtenidas se tomaron segmentos alrededor del instante del movimiento. Los valores se refirieron (en %) a la potencia de background en cada una de estas bandas y finalmente fueron promediados<sup>4</sup>. En la Figura 2.12 se muestran los resultados obtenidos en un primer ensayo con movimientos del dedo índice derecho y en la Figura 2.13 los correspondientes al dedo índice izquierdo. En ambos tipos de movimientos se observa una ERD en el ritmo  $\mu$  en los instantes previos a la ejecución del movimiento (planificación) y una notable ERS post-movimiento.

<sup>4</sup> La validez del resultado de esta promediación es algo discutible y discutido. En cada realización las ERD y ERS no ocurren siempre de igual manera ni con una sincronización precisa respecto al instante de movimiento. Se trata de un proceso no estacionario y no podemos asegurar que la promediación converja a las ERD o ERS "verdaderas". Sin embargo este procedimiento es práctica habitual y los resultados obtenidos igualmente son útiles para realizar un análisis preliminar o con fines comparativos.

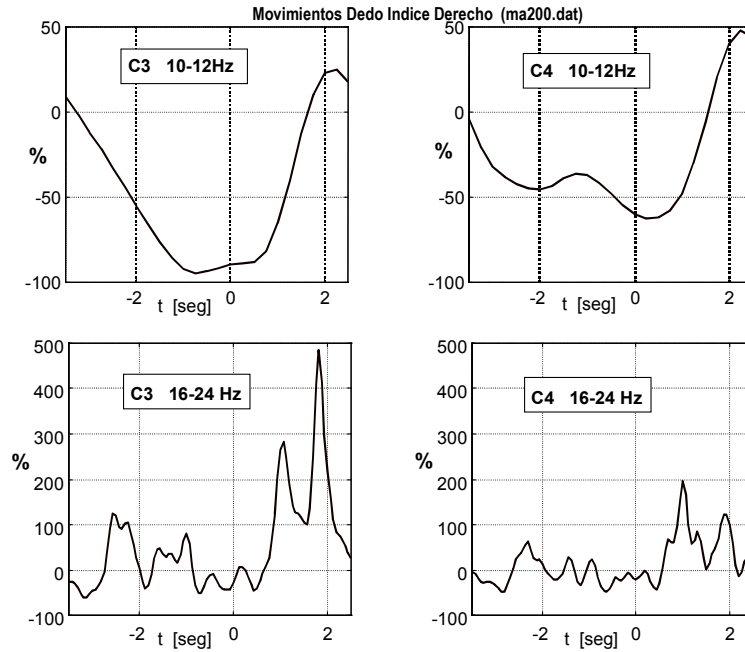


Figura 2.12. Evolución de la energía en las banda alfa superior y beta al realizar movimientos con el dedo índice derecho. El instante 0 indica la ejecución del movimiento (Presión sobre la tecla).

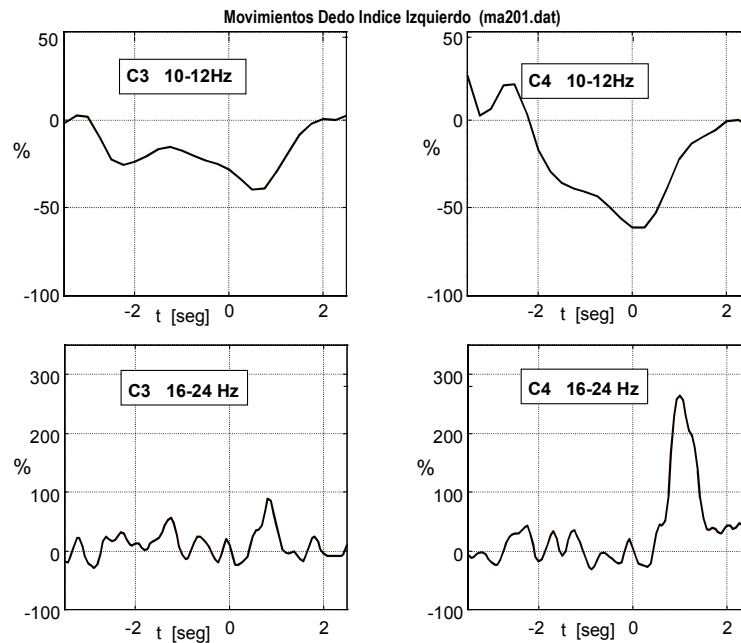


Figura 2.13: Evolución de la energía en las banda alfa superior y beta al realizar movimientos con el dedo índice izquierdo. El instante 0 indica la ejecución del movimiento (Presión sobre la tecla).

Finalmente se realizó un ensayo para determinar la duración de la ERS  $\beta$  Post-Movimiento. Para esto se tomaron registros con movimientos aislados del dedo índice derecho. En la Figura 2.14 se muestra la intensidad del ritmo  $\beta$  derecho e izquierdo. Se observa que la ERS  $\beta$  persiste durante unos 6 segundos y que presenta una importante lateralidad.

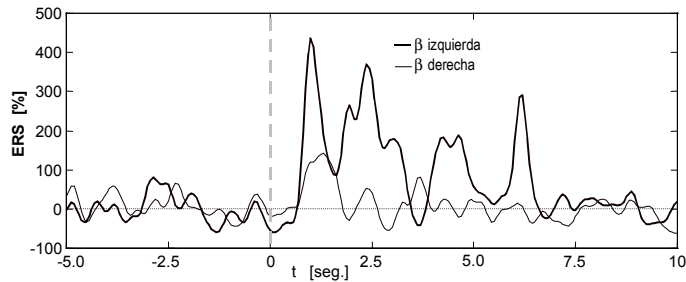


Figura 2.14. Evolución del ritmo  $\beta$  durante movimientos distanciados.

Estos resultados, si bien fueron realizados sobre un único sujeto y con una estadística reducida, concuerdan aceptablemente con los obtenidos por Pfutscheller y en cierto modo validan el sistema de adquisición.

## **2.8. Conclusiones.**

Dentro de los distintos tipos de potenciales de EEG, los ritmos cerebrales resultan muy adecuados para ser acondicionados en la operación de interfaces BCI.

Los resultados obtenidos experimentalmente en cuanto al ritmo alfa visual y a los ritmos motores  $\mu$  y  $\beta$  concuerdan aceptablemente con los reportados en la literatura. A partir de estos pueden realizarse las siguientes conclusiones:

### *Ritmo Alfa Occipital.*

- Se manifiesta claramente en condiciones de relax visual, por ejemplo al mantener los ojos cerrados.
- Utilizando un canal bipolar en O1-O2 la sincronización es más intensa alrededor de los primeros 5 segundos posteriores al cierre de los ojos (ERS) llegando a ser de varias decenas de veces ( $\sim 20$ ) el nivel de potencia de background para esta banda, luego esta relación decae a un valor de alrededor de 5 veces, manteniéndose en este nivel (ritmo alfa propiamente dicho).

### *Ritmos motores.*

- Ritmo  $\mu$ : Se manifiesta como una ERD que se inicia alrededor de 2 segundos antes de la ejecución del movimiento (preparación). En esta etapa la lateralidad (diferencia entre  $\mu$  derecha C4 y  $\mu$  izquierda C3) del ritmo es mayor que luego de la ejecución del movimiento. Se suele decir que la lateralidad es mayor con movimientos imaginados (preparados sin ejecución). Esta ERD se extiende hasta uno dos segundos posteriores al movimiento y luego, en algunos casos, puede presentarse una ERS.
- Ritmo  $\beta$ : En esta banda se observa una ERD en el entorno del instante de la ejecución del movimiento y una ERS post-movimiento que inicia con bastante precisión alrededor de 0.8 segundos luego de la ejecución del movimiento. Esta ERS puede llegar a ser muy importante (alrededor del 400% del valor de background). La ERS se extingue luego del movimiento y tiene una duración de unos 6 segundos (ver Figura 2.14). Si durante la ERS se realiza un nuevo movimiento, durante la preparación y ejecución del mismo ésta es bloqueada (ERD). Esto puede observarse con claridad en la Figura 2.11, que corresponde a un ensayo con movimientos relativamente próximos entre sí.

## **Capítulo 3. El Sistema de Adquisición de EEG.**

---

El equipamiento utilizado en las distintas experiencias, tanto su hardware como su software, fue especialmente diseñado y construido para la implementación y ensayo de interfaces para comunicación a través de señales de EEG.

Los requerimientos de hard y soft del sistema surgieron a medida que se fueron desarrollando los distintos ensayos y el diseño evolucionó a lo largo del trabajo.

Los primeros obstáculos encontrados en la captura de las débiles señales de EEG fueron debidos a problemas de Interferencia Electromagnética (EMI). Esto llevó a estudiar el tema con profundidad, resultando aquí una mejora original a los circuitos reductores de modo común clásicos.

El software del sistema, fue implementado íntegramente sobre un ordenador personal en una estructura background/foreground. Las tareas con restricciones en su tiempo de ejecución (tiempo real) fueron adjudicadas a procesos de foreground asociados a interrupciones y las restantes fueron asignadas a procesos de background.

### **3.1. Interferencia Electromagnética en Bioinstrumentación.**

La Interferencia Electromagnética (EMI), principalmente la producida por la red de distribución de potencia, es uno de los habituales inconvenientes encontrados en la captura de potenciales bioeléctricos. Para reducir sus efectos es necesario conocer tanto las técnicas existentes para atacarlo como los mecanismos por los cuales las fuentes de EMI ingresan al sistema de medida.

#### **3.1.1. Interferencia, ruido y artefactos.**

En la captura de señales, casi inevitablemente, son adquiridas conjuntamente con la señal de interés señales no deseadas ajenas al fenómeno que se desea observar. Estas señales pueden enmarcarse en lo que se denomina, en forma general, ruido.

Existen distintas fuentes generadoras de señales no deseadas, como así también diversos mecanismos por los cuales estas ingresan al sistema de medida. A partir de estas características, podemos hacer una clasificación en interferencia, ruido y artefactos. Esta clasificación no es del todo precisa y no pretende de ninguna manera

ser determinante, pero resultará útil para definir las distintas técnicas a aplicar en cada caso.

El término interferencia se refiere a una situación donde puede identificarse el generador de la señal interferente y establecerse una relación culpable-víctima (Benedetti et al., 1997). Un caso típico lo constituye el acoplamiento de la tensión de red al sistema de medida.

En aplicaciones biomédicas los roles culpable/víctima no están rígidamente establecidos. Señales mioeléctricas pueden constituir fuentes de interferencia si se desean adquirir señales electroencefalográficas o electrocardiográficas, mientras que estas últimas pueden adquirir el carácter de señales interferentes en la adquisición de registros miográficos.

Cuando estamos en presencia de un fenómeno de interferencia, generalmente disponemos de información acerca de ciertas características propias de la señal interferente<sup>1</sup> y del mecanismo por el cual ingresa al sistema. Esta información puede utilizarse para diseñar técnicas específicas que minimicen sus efectos.

Bajo el término de ruido, generalmente nos referimos a señales no deseadas, con características puramente aleatorias como pueden ser el ruido propio de la interfaz electrodo-piel o de los componentes electrónicos.

En Bioingeniería suele utilizarse el término artefacto (*artifact*) para referirse a perturbaciones cuyo origen es ajeno al fenómeno en estudio y factibles de ser consideradas como válidas, es decir capaces de falsear la señal en estudio. Ejemplos de este tipo de perturbación son las que suelen observarse en EEG cuando el paciente abre o cierra los ojos, artefactos que pueden aparecer en ECG ante movimientos del paciente, o un defecto en una placa radiográfica que podría confundirse con una malformación ósea.

Muchas veces, si bien se conoce el origen de estas señales y puede distinguirse su efecto en el registro, no es posible su cancelación pero al menos puede descartarse la zona del registro afectada.

La identificación de estas perturbaciones es generalmente un proceso simple de efectuar por un operador entrenado, pero resulta difícil su implementación en forma automática por el gran conocimiento *a priori* que debe utilizarse en su reconocimiento.

Estas diferenciaciones en interferencia, ruido o artefacto no son puramente semánticas, sino que dependiendo del tipo de fenómeno presente, son distintas las técnicas disponibles para tratar de minimizar sus efectos.

### **Mejora de la relación señal/ruido SNR.**

Para mejorar la relación señal ruido de la señal es necesario disminuir su nivel de ruido, denominando aquí como ruido a cualquier señal no deseada. Para que esto pueda realizarse, debe existir algún tipo de separación al menos en forma parcial entre la señal y el ruido. De esta forma, mediante un procesamiento selectivo, puede realizarse una sobre la otra.

---

<sup>1</sup> Por ejemplo, la interferencia producida por la tensión de red, consiste en una señal de forma sinusoidal de una frecuencia de exactamente 50 Hz. y las señales mioeléctricas contienen formas propias como son las M-waves (pulsos típicos que componen estas señales).

Esta separación puede ser:

**Separación por modo:** Por ejemplo si la señal no deseada es de modo común mientras que la de interés puede tomarse en modo diferencial. En estos casos la relación señal ruido puede mejorarse utilizando amplificadores diferenciales de alto rechazo de modo común (CMRR) o utilizando distintas técnicas para reducir las tensiones de modo común.

**Separación espectral:** Si no existe superposición espectral entre señal de interés y la fuente de interferencia o ruido, la SNR puede mejorarse mediante filtrado lineal.

**Separación Estadística:** Si las señales de EMI son independientes de la deseada, aún existiendo superposición espectral, bajo ciertas condiciones, es posible separarlas utilizando métodos de separación estadística tales como Componentes Independientes (ICA) (Spinelli et al., 1999a) o descomposición en Valores Singulares (Martínez et al., 1997).

### **3.1.2. Fuentes de Interferencia Electromagnética.**

Las señales biomédicas son de reducida amplitud, (del orden de las decenas de  $\mu\text{V}$  en EEG), y en muchas ocasiones presentan además una alta impedancia de salida. Por estos motivos la instrumentación biomédica es muy sensible a problemas de Interferencia Electromagnética (EMI) y requiere un cuidadoso diseño de los sistemas de adquisición.

El principal inconveniente en la adquisición de biopotenciales lo constituye la interferencia electromagnética de la red de distribución de energía. El problema de EMI a la frecuencia de red (50Hz) ha sido tratado prácticamente desde la generalización de la distribución de la energía en AC.

Con el paso del tiempo, la evolución de la tecnología y el conocimiento de los mecanismos de EMI, permitieron controlar los efectos de las fuentes de interferencia electromagnética. Pero así como evolucionaron las técnicas y los dispositivos para atacar el problema, podemos decir que también evolucionó la fuente de interferencia. Actualmente además de EMI a la frecuencia de red (50Hz), convivimos con fuentes de alta frecuencia como las luminarias fluorescentes y las fuentes conmutadas. Los problemas de EMI permanecen vigentes en la medición de biopotenciales.

Si bien en muchos casos la interferencia es de alta frecuencia y no se encuentra dentro del rango de frecuencia de interés, es igualmente importante reducirla. Debido a la existencia de alinealidades en los dispositivos electrónicos y fundamentalmente en la interfaz electrodo-electrolito-piel, fuentes de EMI de alta frecuencia pueden producir señales no deseadas en de baja frecuencia (Van der Horst, et al., 1998).

El rechazo de la interferencia electromagnética puede realizarse en distintas fases del proceso de adquisición de las señales. Es importante que en las primeras etapas del sistema, la interferencia sea reducida lo suficiente como para no comprometer el rango dinámico de los amplificadores ni del eventual conversor A/D. Una vez adquirida la señal correctamente, sí es posible utilizar poderosas técnicas digitales (i.e. cancelación adaptiva) para mejorar su SNR.

El acoplamiento de señales no deseadas al sistema de adquisición puede producirse a través de un Campo Eléctrico o Magnético, se trata de distintos mecanismos de interferencia y también son distintas las técnicas que permiten atacarlos.

### Acoplamiento por Campo Magnético.

En un sistema de medida existen diversos lazos cerrados (bucles) que definen áreas. Si un campo magnético variable incide sobre ellas, se inducirán fuerzas electromotrices inducidas. Requiere especial atención el bucle formado por los cables de conexión al paciente (Figura 3.1.a). Las fems inducidas en este bucle se presentarán al amplificador como entradas de modo diferencial y no podrán ser rechazadas.

La amplitud de estas tensiones es proporcional al área del lazo, por tal motivo es aconsejable reducirla en todo lo posible, por ejemplo trenzando los cables (Figura 3.1.b). Esta es prácticamente la única medida a tomar para reducir este tipo de EMI (Huhta & Webster, 1973).

El blindado de los cables no aporta mejoras frente a este tipo de EMI, solo resultaría efectivo un blindaje magnético de toda el área involucrada, algo poco práctico para equipos portables. En aplicaciones particulares donde la EMI por campo magnético constituye un serio problema (i.e. magnetoencefalografía) se utilizan habitaciones especialmente acondicionadas con blindaje magnético.

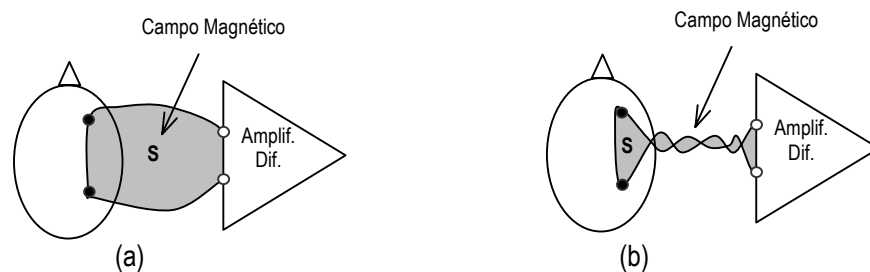


Figura 3.1: Acoplamiento por Campo Magnético

Con una correcta disposición y trenzando de los cables de conexión el área efectiva del lazo puede reducirse sensiblemente, pero restará siempre un área dada por la superficie transversal al campo magnético que presenta el cuerpo del paciente. Existe una técnica denominada de *lazo inverso* (Yamamoto et al., 1998) que permite compensar esta área.

Si bien la técnica es de engorrosa implementación, por lo simple e ingeniosa merece ser comentada. Consiste en disponer un lazo de igual área al mencionado anteriormente, pero con polaridad inversa (Figura 3.2), de este modo, si el campo magnético  $B$  fuera uniforme en la zona que abarca a ambos lazos, las fems inducidas en cada uno de ellos serán de igual magnitud y signo opuesto. La fem neta a la entrada del amplificador sería nula.

En la práctica es difícil lograr un perfecto apareamiento entre las áreas, pero de todos modos, esta estrategia proporciona mejoras de hasta 30 dB en el rechazo de EMI debida a campo magnético (Yamamoto et al., 1998).

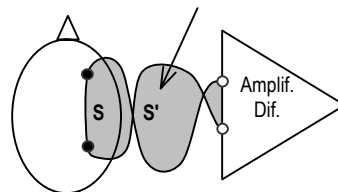


Figura 3.2: Técnica de lazo inverso.

**Acoplamiento por Campo Eléctrico.**

El acoplamiento por campo eléctrico puede producirse en distintos puntos del sistema de medida produciendo corrientes de desplazamiento. En la Figura 3.3 se esquematiza este mecanismo a través de las capacidades  $C_i$ .

Las corrientes de desplazamiento que ingresan a través de los cables de conexión al paciente ( $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$ ), completan su circuito a tierra atravesando respectivamente las impedancias  $Z_{E1}$ ,  $Z_{E2}$  de la interfaz electrodo-piel. Estas impedancias son fuertemente variables y suelen presentar importantes desbalances, debido a esto las corrientes  $i_{d1}$  e  $i_{d2}$  pueden producir tensiones de modo diferencial. El efecto de estas corrientes puede reducirse fácilmente utilizando cable apantallado (Metting Van Rijn, et al., 1990).

Un tema aparte es el efecto de las corrientes que circulan por el paciente a través de  $C_P$  y  $C_B$ . Estas llevan a que el paciente tome un potencial  $V_{P0}$  (ver Figura 3.4) no nulo respecto de tierra cuyo valor depende de las capacidades de acoplamiento. Si bien éstas pueden determinarse experimentalmente (Pallás Areny & Colominas, 1991) son muy variables y poco controlables. En general la capacitancia  $C_P$  toma valores de algunos pf y  $C_B$  de centenas de pF, determinando un potencial  $V_{P0}$  de algunos volts (Winter & Webster, 1983).

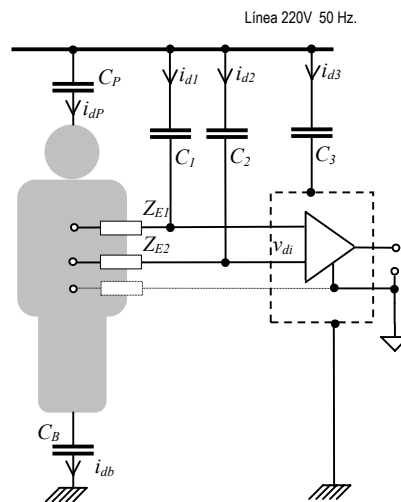


Figura 3.3: Acoplamiento por Campo Eléctrico.

**Modo común modo aislante, transformaciones de modo.**

Por razones de seguridad, en instrumentación biomédica actualmente se utilizan casi exclusivamente amplificadores aislados, según el esquema que se muestra en la Figura 3.4. En estas circunstancias, el potencial  $V_{P0}$ , se descompone en una tensión entre tierra y masa del amplificador, denominada *tensión de modo aislante*  $V_{IM}$  (por estar definida sobre la capacidad de aislación del amplificador), y una tensión del paciente respecto a masa del amplificador (Pallás Areny, 1988). Esta última constituye, para el amplificador, la *tensión de modo común*  $V_{CM}$ .

Si bien tanto  $V_{IM}$  como  $V_{CM}$  son señales de modo común, debido a desbalances en las impedancias electródicas o en las impedancias de entrada del amplificador, pueden ser transformadas en una señal de modo diferencial. Además  $V_{CM}$  puede comprometer el rango dinámico de la etapa de entrada; por todo esto es importante eliminar en lo posible este tipo de interferencia.

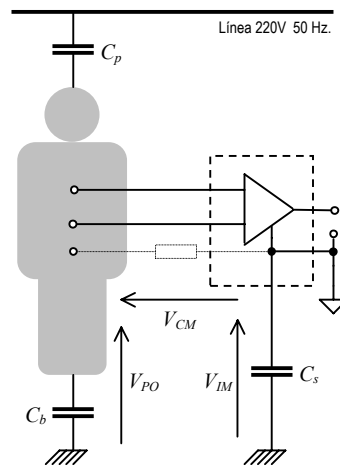


Figura 3.4: Tensión de Modo Común y Tensión de Modo Aislante.

Veamos un ejemplo, en condiciones de medida que podrían considerarse aceptables: una tensión de modo común  $V_{CM}$  de 100 mV, impedancias electródicas de 10 k $\Omega$  con un desbalance de  $\pm 20\%$  e impedancias de entrada del amplificador, tanto en modo común  $Z_{IC}$  como en modo diferencial  $Z_{ID}$  de 10 M $\Omega$ . El esquema de esta situación se muestra en la Figura 3.5.

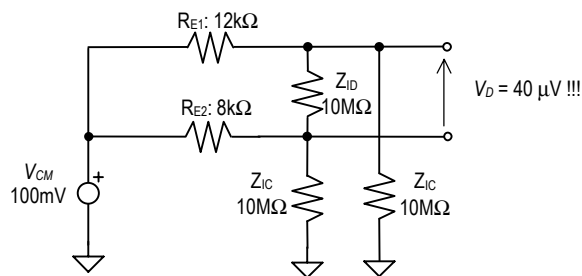


Figura 3.5: Transformaciones de Modo por desbalances

En estas condiciones, la tensión diferencial de entrada del amplificador  $V_D$  resulta de unos 40  $\mu V$ , que es del orden de la amplitud esperable en señales de EEG (scalp). Este simple ejemplo es contundente (hasta diría desesperanzador) y refleja la necesidad de altas impedancias de entrada (con  $Z_{IC}$  de 100 M $\Omega$   $V_D$  se reduce a 4  $\mu V$ ) y la importancia de reducir en lo posible la tensión de modo común  $V_{CM}$  relajando los requerimientos de CMRR del amplificador y estableciendo una buena referencia entre paciente y amplificador. Esto puede conseguirse utilizando circuitos activos, reductores de modo común.

### 3.1.3. Sistemas Reductores de Modo Común.

Una forma simple de reducir la tensión de modo común es conectando directamente el paciente a masa del amplificador a través de un tercer electrodo. Esta solución sólo es efectiva si la impedancia electródica de esta conexión es baja. Además no es conveniente por dos razones (Winter & Webster, 1983).

- Si el amplificador no presenta una buena aislación, pueden circular corrientes peligrosas a través de este tercer electrodo. Según los estándares de seguridad (Webster et al., 1992) no deben circular corrientes mayores de 20 $\mu A$  aún en el caso que el paciente tome contacto con la línea de alimentación. Esto determina para un sistema de 220V, 50 Hz., una impedancia de aislación mínima de 11M que exige una capacidad de aislación menor de 290pF.

- Un mal contacto electrodo-paciente puede presentar una impedancia mayor de 100K entre el paciente y la masa del amplificador. Por lo tanto el paciente no se encuentra efectivamente conectado a masa y pueden existir importantes diferencias de potencial.

La forma más efectiva de utilizar el tercer electrodo es conectarlo a un circuito activo reductor de modo común, conocido como “circuito excitador de pierna derecha”, “Driven-right-leg-circuit” o comúnmente DRL. Este nombre algo extraño se debe al hecho que, normalmente en electrocardiografía, el tercer electrodo mencionado se coloca en la pierna derecha. Estos circuitos reducen el modo común realimentándolo en forma negativa a través del tercer electrodo.

En la Figura 3.6.a se muestra un circuito típico. Los op-amps  $A_1$ - $A_2$  operan como buffers, la tensión de modo común  $V_{CM}$ , es obtenida promediando sus salidas mediante los resistores  $R_A$ , amplificada mediante  $A_3$  y finalmente realimentada en forma negativa a través del tercer electrodo.

Se incluyó además un filtro pasivo RC en la entrada para reducir eventuales perturbaciones de alta frecuencia. La inclusión de este filtro no es muy usual en EEG ya que degrada la impedancia de entrada del amplificador, pero si lo es en electrocardiografía (ECG). En el análisis que sigue se lo tuvo en cuenta a fin de obtener resultados comparables con los encontrados en la literatura los cuales generalmente se realizan en base a aplicaciones en ECG. Además, esta condición plantea un caso más exigente desde el punto de vista de la estabilidad del circuito. Si se remueve el mencionado filtro se dispondrá de un mayor margen de estabilidad.

**Análisis Circuito DRL Clásico.**

Los circuitos de DRL son sistemas de lazo cerrado y en su diseño es importante asegurar la estabilidad del mismo.

A partir del esquema presentado en la Figura 3.6.a se obtiene, para tensiones de modo común, el circuito que se muestra en la Figura 3.6.b. Para llegar a este esquema simplificado se consideró que los amplificadores  $A_1$  y  $A_2$ , que operan con realimentación unitaria, no presentarán singularidades en el rango de frecuencias de interés. Como  $A(s)$  se denotó a la función transferencia del amplificador  $A_3$  (que opera en configuración inversora).

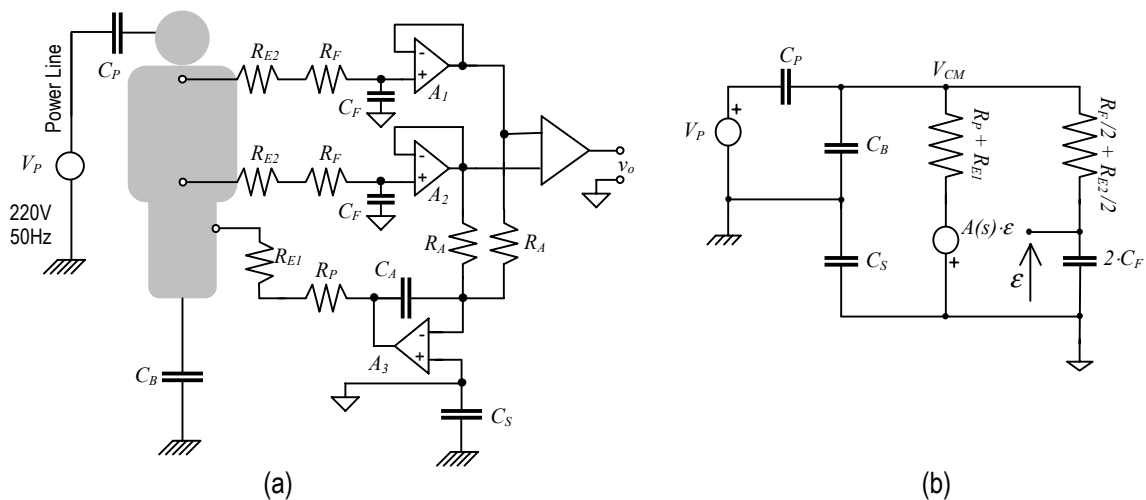


Figura 3.6. Circuito DRL.

Resolviendo el circuito simplificado, se obtiene que la relación entre la tensión de modo común  $V_{CM}$  y la tensión de línea  $V_P$ , está dada por:

$$\left. \frac{V_{CM}}{V_P} \right|_{Classic} = K_C s \frac{(1+s \cdot \tau_0)R_S}{1 + \frac{A(s)}{(1+s \cdot \tau_0)(1+s \cdot \tau_1) + s \tau_2}} \quad (3.1)$$

siendo

$$R_0 = (R_F + R_{E2})/2 \quad ; \quad R_S = R_P + R_{E1} \quad ; \quad C_0 = 2 C_F \quad ; \quad C_N = \frac{C_S \cdot (C_P + C_B)}{C_S + C_P + C_B}$$

$$K_c = \frac{C_P \cdot C_S}{C_S + C_P + C_B} \quad ; \quad \tau_0 = R_0 C_0 \quad ; \quad \tau_1 = R_S C_N \quad ; \quad \tau_2 = R_S C_0$$

Para analizar la estabilidad del DRL, debemos analizar su ganancia a lazo abierto  $GH(s)$ . Esta puede obtenerse por inspección de (3.1) y está dada por:

$$GH(s) = \frac{A(s)}{(1+s \cdot \tau_0) \cdot (1+s \cdot \tau_1) + s \cdot \tau_2} \quad (3.2)$$

En el diseño de la compensación del lazo de realimentación debe tenerse en cuenta que muchos de los parámetros involucrados no son bien conocidos y además muy variables, por ejemplo las capacidades de acoplamiento  $C_P$ ,  $C_B$ ,  $C_S$  y la resistencia de los electrodos. Por tal motivo, los polos del sistema no están definidos con precisión. Con un criterio muy razonable, (Winter & Webster, 1983) proponen una compensación por polo dominante considerando un caso desfavorable.

La ganancia de lazo abierto  $GH(s)$ , contiene un término  $A(s)$  que representa la transferencia del amplificador de modo común que opera en configuración inversora. Esta transferencia, en el caso de utilizar A.O compensados, presentará un polo cuya posición dependerá de la ganancia adoptada y del producto ganancia-ancho de banda del Amplificador Operacional. Esto dificulta el diseño de la compensación.

Normalmente como amplificador de la tensión de modo común se utiliza un integrador. Dado que el A.O. tiene una ganancia en DC finita ( $A_0$ ), este integrador "real" no presenta un polo en el origen sino a una frecuencia que depende de  $A_0$  y de los elementos  $R_A$  y  $C_A$  que lo componen. Este polo tiene asociada una constante de tiempo  $\tau_{AO}$ , que está dada aproximadamente por:

$$\tau_{AO} = R_A/2 \cdot C_A \cdot A_0 \quad (3.3)$$

Este polo que pertenece a  $A(s)$ , constituirá el polo dominante del sistema. De esta manera, el producto  $GH(s)$  puede escribirse como:

$$GH(s) = \frac{A_0}{(1+s \cdot \tau_{AO}) \cdot (s^2 \cdot \tau_1 \cdot \tau_2 + (\tau_0 + \tau_1 + \tau_2) + 1)} \quad (3.4)$$

El sistema puede compensarse ajustando la ganancia del sistema de modo tal de tener un margen de fase adecuado, digamos unos 45 grados. Esto se consigue dimensionando  $R_A$  y  $C_A$ , es decir  $\tau_{AO}$ .

Por ejemplo, considerando valores no muy optimistas:

$C_S=200\text{pF}$ ,  $C_P=2\text{pF}$ ,  $C_b=200\text{pF}$ ,  $R_{E1}=R_{E2}=100\text{K}$ ,  $R_\theta=10\text{K}$ ,  $R_P=100\text{K}$ ,  $A_\theta=110\text{dB}$  (LM358)

que determinan:

$$R_S=200\text{K}, R_\theta=55\text{K}, C_\theta=400\text{pF}, C_N=100\text{pF}, \tau_\theta=22\mu\text{S}, \tau_1=20\mu\text{S}, \tau_2=80\mu\text{S}.$$

Resulta:

$$R_A/2 \cdot C_A=100\mu\text{S}.$$

y la ganancia a lazo abierto del sistema compensado estaría dada por:

$$GH(s) = \frac{3 \cdot 10^5}{(1 + s \cdot 100\mu\text{S}) \cdot (1 + s \cdot 107\mu\text{S}) \cdot (1 + s \cdot 15\mu\text{S})} \quad (3.5)$$

### Rechazo de la Tensión de línea.

Trabajando un poco la transferencia (3.2), puede llevarse a:

$$\left. \frac{V_{CM}}{V_P} \right|_{\text{Clásico}} = K_c \cdot R_S \cdot \frac{s \cdot (1 + s \cdot \tau_\theta) \cdot (1 + s \cdot \tau_{AO})}{(1 + s \cdot (\tau_\theta + \tau_1 + \tau_2) + s^2 \cdot \tau_1 \cdot \tau_2) \cdot (1 + s \cdot \tau_{AO}) + A_\theta} \quad (3.6)$$

que con los valores adoptados toma la siguiente expresión:

$$\left. \frac{V_{CM}}{V_P} \right|_{\text{Clásico}} = 1\text{pF} \cdot 200\text{k}\Omega \cdot \frac{s(1 + s \cdot 22\mu\text{S})(1 + s \cdot 33.5\mu\text{S})}{(1 + s \cdot 122\mu\text{S} + s^2 \cdot 440\mu\text{S}^2)(1 + s \cdot 33.5) + 10^{5.5}} \quad (3.7)$$

En la Figura 3.7 se muestra la respuesta en frecuencia correspondiente a esta función de transferencia.

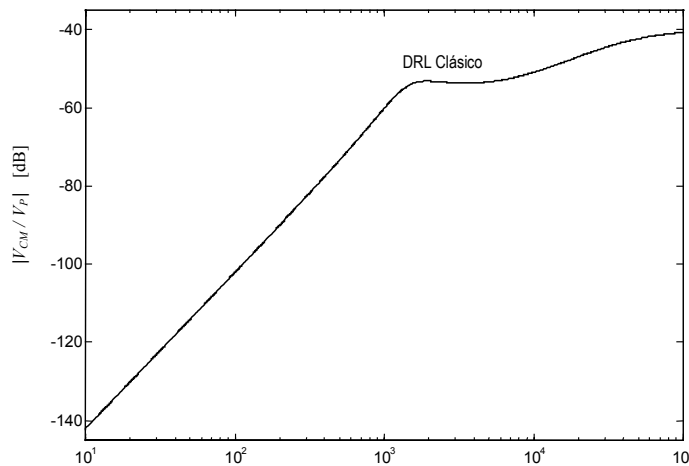


Figura 3.7. Rechazo del circuito DRL en función de la frecuencia.

#### **3.1.4. Cables blindados - Circuito Manejador de guarda (Shield-Driver)**

El objeto de utilizar cables blindados en la conexión al paciente, es conseguir que las corrientes de desplazamiento  $i_{di}$ , descritas en la sección 3.1.2, no circulen a través de las impedancias electródicas  $Z_{E1}$  y  $Z_{E2}$ .

En principio el blindaje o pantalla de estos cables puede conectarse simplemente a masa del amplificador pero esta configuración no es del todo recomendable. La capacidad distribuida de este tipo de cable puede ser importante y esto degradaría la impedancia de entrada del amplificador.

La solución usual es conectar las pantallas a un circuito manejador de blindaje (shield driver) el cual las mantiene al potencial de modo común de la entrada del amplificador (Figura 3.8). De este modo, al no existir diferencia de potencial de modo común entre los conductores centrales y la pantalla, no circularán corrientes de este modo por sus capacidades distribuidas, resultando una muy baja capacidad de entrada en modo común. La impedancia de entrada del amplificador (para señales de modo común) se mantiene prácticamente inalterada (Metting van Rijn, et al., 1990).

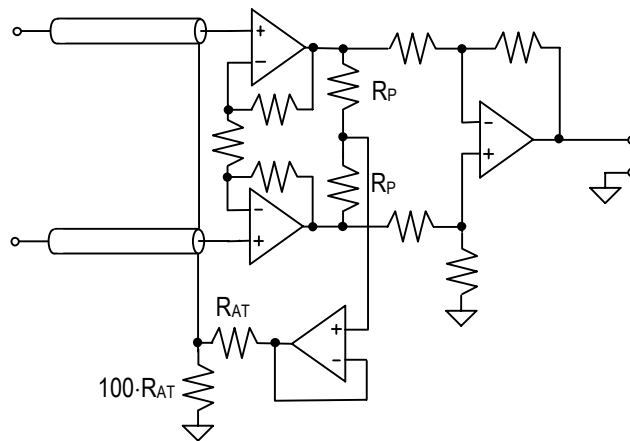


Figura 3.8: Circuito "Shield-Driver".

A través de la capacidad distribuida entre el blindaje y el conductor central (un parámetro oculto en el circuito de la Figura 3.8) se establece un camino de realimentación positiva hacia la entrada del amplificador.

El sistema será estable siempre que la ganancia del buffer sea menor que la unidad. Esto podría no cumplirse para algunas frecuencias, por ejemplo si se utilizara un A.O mal compensado. Además, el circuito shield-driver introduce singularidades en la transferencia global del amplificador que pueden producir resonancias en su respuesta en frecuencia (Metting van Rijn et al., 1990).

La ubicación de los polos introducidos por el shield-driver depende, entre otras cosas de parámetros poco controlables como las impedancias electrónicas y la capacidad distribuida del cable de conexión.

Una forma simple y robusta de solucionar los problemas descritos es incluir en el lazo un ligero atenuador con una relación de alrededor de 0.99 como se muestra en la Figura 3.8 (Metting van Rijn et al., 1990). El costo a pagar es una pequeña degradación de la capacidad del circuito para reducir la capacitancia distribuida del cable.

### 3.2 Diseño del Sistema de Medida y Resultados Experimentales

#### Requerimientos del Sistema

Las características necesarias en el sistema de adquisición, para poder implementar ensayos e interfaces BCI simples resultaron:

- Adquisición y almacenamiento simultáneo de tres canales diferenciales de EEG a una frecuencia de muestro de 256 muestras/seg. y una resolución de 8 bits.
- Aislación óptica entre el paciente y el ordenador.
- Filtrado pasabanda (digital) y medición de valor cuadrático medio de cada canal en tiempo real.
- Generación de eventos (marcas sonoras) sincronizados con la adquisición.
- Generación de marcas por eventos externos (ej. al presionar una tecla).

#### Descripción General del Sistema

El sistema diseñado consta de una etapa de instrumentación que consiste en tres amplificadores de EEG. Las señales obtenidas son adquiridas utilizando una placa A/D de propósitos generales que dispone de un microcontrolador dedicado el cual controla la adquisición de las señales y transmite las muestras al ordenador a través de una puerta serie RS232.

Para conseguir mantener al paciente aislado galvánicamente, la puerta serie fue acoplada ópticamente. Esta configuración permitió conseguir una excelente aislación galvánica sin resignar linealidad ni recurrir a amplificadores de aislación costosos. Los amplificadores de EEG y la placa A/D son alimentados a través de un transformador de doble aislación.

Una ventaja adicional de esta configuración es que, al no utilizar placas instaladas en el ordenador, sino la puerta serie standard para ingresar las muestras, estas pueden enviarse simultáneamente a varios equipos. Esto permite por ejemplo, implementar la BCI en un ordenador y adquirir datos o supervisar la experiencia en otro. Un diagrama global del sistema se muestra en la Figura 3.9.

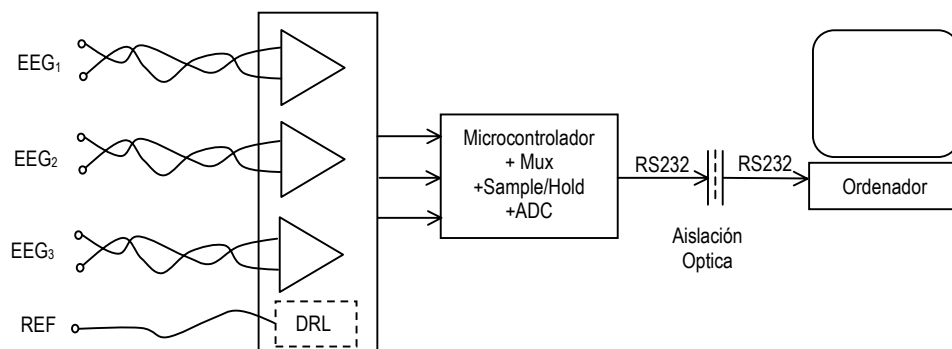


Figura 3.9 Diagrama en Bloques del Sistema de Adquisición.

### **3.2.1. El amplificador de EEG.**

La medición de potenciales de EEG en la superficie del cuero cabelludo (scalp) es tal vez la aplicación biomédica más exigente desde el punto de vista del Amplificador de Instrumentación (I.A). A continuación se realiza una reseña de las características principales que este debe reunir.

#### **Ganancia, Ancho de Banda Rechazo de modo común y Ruido Propio.**

Las señales de EEG presentan amplitudes del orden de las decenas de  $\mu\text{V}$  y su valor máximo esperable es de alrededor de  $100\mu\text{V}$ . Para obtener finalmente una amplitud de unos  $\pm 2\text{V}$ , compatible con un convertidor ADC con  $5\text{V}$  de span, se requiere una ganancia de aproximadamente  $85\text{ dB}$  ( $20.000$  veces).

El ancho de banda de interés usualmente se extiende desde  $0.1\text{ Hz}$  hasta aproximadamente  $40\text{ Hz}$ . En los ensayos e interfaces implementadas, un ancho de banda extendido de  $0.1$  a  $32\text{ Hz}$ . resultó suficiente.

#### **Rechazo de modo común.**

La amplitud de la señal de EEG puede ser varios órdenes de magnitud menor que las correspondientes a tensiones interferentes de modo común, como las producidas por acoplamiento de la tensión de línea. Por tal motivo, un alto Rechazo de Modo Común (CMRR), de al menos  $90\text{ dB}$ , es recomendable (Del Aguila, 1994).

#### **Ruido Propio**

A fin de tener una relación señal ruido razonable, para este tipo de amplificador usualmente se exige una tensión eficaz de ruido referida a la entrada menor de  $1\mu\text{V}_{\text{RMS}}$  sobre un ancho de banda extendido desde  $0.1$  a  $40\text{ Hz}$ .

#### **Impedancia de Entrada**

Las impedancias de la interfaz electrodo-piel, que determinan la impedancia del generador de señal de EEG son muy variables y pueden además ser de elevado valor (hasta cientos de  $\text{k}\Omega$ ). Por ambas causas, es deseable un amplificador con alta impedancia de entrada. En principio para no cargar al débil generador de señal, pero tal vez la razón más importante es debida a los posibles desbalances en las impedancias electrónicas. Como se mostró anteriormente, estos desbalances, frente a bajas impedancias de entrada, producen conversiones de modo no deseadas transformando tensiones de modo común en tensiones de modo diferencial que ya no podrán ser rechazadas por el amplificador diferencial. Es recomendable una impedancia de entrada superior a los  $100\text{M}\Omega$ .

En resumen, podemos decir que las especificaciones generales para el amplificador de EEG son las siguientes:

Ganancia  $\cong 20.000\text{ V/V}$ .

CMRR:  $>90\text{ dB}$

$Z_{\text{IC}}, Z_{\text{ID}}: >100\text{ M}\Omega$

BW: ( $0.1\text{Hz}, 32\text{ Hz}$ )

Ruido Propio:  $< 1\mu\text{V}_{\text{RMS}}$

Existen diversas topologías para la implementación de Amplificadores de Instrumentación basadas en amplificadores operacionales. Las características de cada

una de ellas en cuanto a su CMRR y ruido propio se analizan en detalle en los Apéndices 4 y 5.

Sobre la base de este análisis, se optó por un amplificador de instrumentación clásico de tres amplificadores operacionales (O.A) con tecnología FET. Esta configuración proporciona una elevada impedancia de entrada, baja corriente de ruido a la entrada y presenta un elevado rechazo de modo común que resulta independiente de la tolerancia de los resistores externos (Apéndice 5).

Otra característica importante de esta topología es que proporciona una versión separada ("buffered") de la tensión de entrada de modo común. Esta resulta particularmente útil cuando se utilizan circuitos activos reductores de modo común (DRL) o manejo de las mallas de los cables de señal como se verá mas adelante.

Para conseguir altos CMRR con esta configuración, es importante asignar una ganancia elevada en la etapa de entrada (Apéndice 5) pero esto se ve limitado por la existencia de tensiones de offset (DC) en la interfaz electrodo-piel (Metin van Rijn, 1994).

La diferencia entre las tensiones de offset en cada uno de los electrodos constituyen una tensión de modo diferencial que en algunos casos alcanzan valores de hasta cientos de mV. Dado que la primer etapa se encuentra acoplada en DC, pueden llevarla fuera de su rango dinámico. Lo usual es asignar a esta etapa una ganancia de unos 30 dB y luego, a través de sucesivas etapas acopladas en AC, completar la amplificación requerida.

En la Figura 3.10 se muestra el amplificador que fue construido utilizando Amplificadores Operacionales de propósitos generales (LF353). Consta de una etapa de entrada con una ganancia  $G_1=30$  y una segunda etapa acoplada en AC con  $G_3=27$  y una frecuencia de corte inferior de 0.1 Hz. Su rechazo de modo común CMRR fue determinado experimentalmente y resultó de 105 dB siendo prácticamente constante desde 1Hz. a 100 Hz.

El ruido propio del amplificador se determinó utilizando un analizador de espectro Stanford SR760. Su densidad espectral de ruido se presenta en la Figura 3.11 en  $[nV/\sqrt{Hz}]$  y en  $[(\mu V)^2/Hz]$ . Integrando bajo esta última curva, se obtuvo la tensión eficaz de ruido referida a la entrada que resultó:

$$e_{nT}(0.01 - 40Hz) = 0.69 \mu V_{RMS}$$

Cumpliendo con los requerimientos de CMRR y ruido.

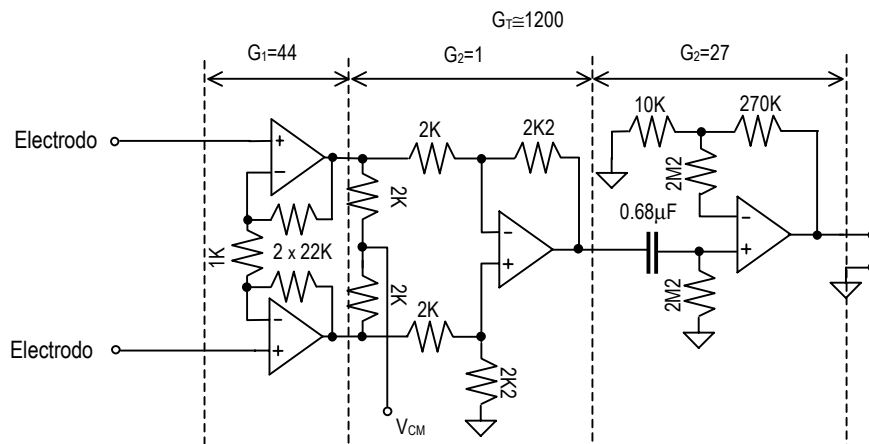


Figura 3.10 Preamplificador de EEG

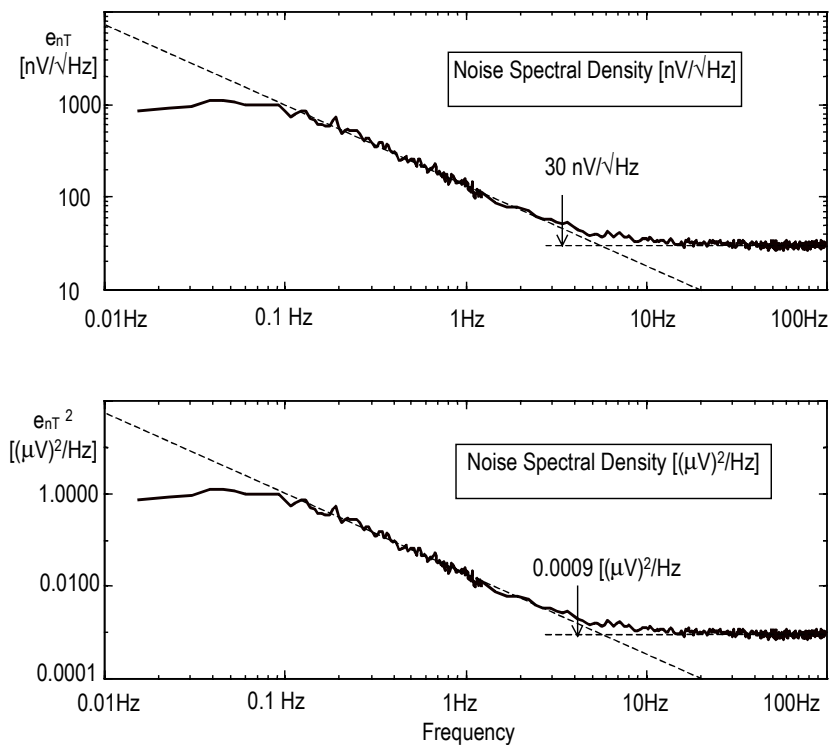


Figura 3.11 Densidad Espectral de Ruido del Amplificador construido.

### 3.2.2. Acondicionamiento de la Señal

A fin de acondicionar la señal para ser digitalizada, se incluyó un filtro antialiasing, un amplificador de ganancia variable y una etapa de traslación de nivel que permite centrar la señal dentro del span del convertidor A/D utilizado (0 a 5 V).

Si bien se realizaron experiencias previas con un convertidor A/D de 12 bits, finalmente se observó que una resolución de 8 bits resulta suficiente para la implementación de BCI. Este convertidor tiene un rango dinámico 48dB ( $20 \cdot \log(256)$ ) y el filtro antialiasing deberá proveer una atenuación de al menos este valor para una frecuencia de la mitad de la frecuencia de muestreo  $f_s$ .

Para esta función se utilizó un filtro del tipo butterworth, de 5to. orden con una frecuencia de corte de 32 Hz. Este filtro presenta en  $f_s/2=128$  Hz una atenuación de unos 60dB.

Existen diversas topologías para implementar este filtro, se utilizó la que se muestra en la Figura 3.12 porque si bien requiere ajustar las ganancias de cada amplificador a valores particulares (generalmente se requieren trimpots), su frecuencia de corte está determinada por los resistores  $R_{BW}$  y los capacitores  $C_{BW}$  los cuales son todos de igual valor. Cambiando los resistores  $R_{BW}$  ó los capacitores  $C_{BW}$ , se puede alterar la frecuencia de corte manteniendo una respuesta en frecuencia del tipo Butterworth. Esta propiedad resultó muy útil fundamentalmente en la etapa de experimentación donde se utilizaron diversos anchos de banda.

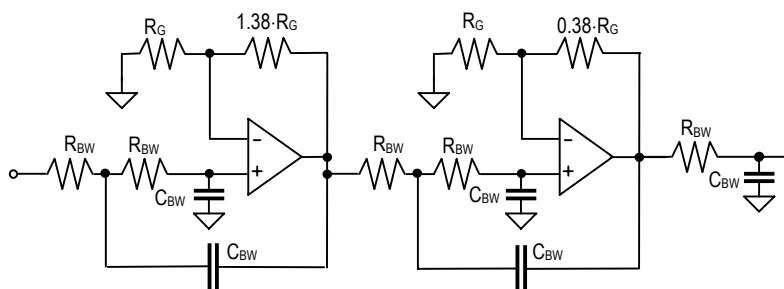


Figura 3.12 Filtro Butterworth de orden 5.

La señal de salida proporcionada por el amplificador tiene valor medio nulo, para centrarla dentro del span del convertidor A/D utilizado que es de 0-5V, es necesario trasladarla de modo tal que presente un valor medio de 2.5 V. Para esto se utilizó el circuito de la Figura 3.13 que asegura un valor medio de su salida igual a  $U_{REF}=2.5V$ .

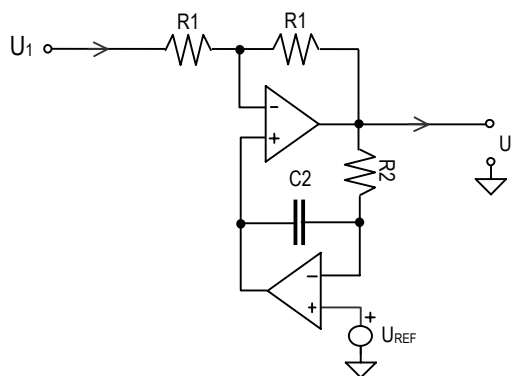


Figura 3.13. Circuito "centrador" o restaurador de nivel.

El circuito presenta además características de filtro pasa-altos y su función de transferencia está dada por:

$$T_C(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{s \cdot R_2 C_2 / 2}{1 + s \cdot R_2 C_2 / 2} \quad (3.8)$$

Para conseguir una frecuencia de corte inferior de 0.1 Hz, se adoptó  $R_2=4M7$  y  $C_2=0.68\mu F$  y para centrar la señal dentro del span del convertidor A/D (0-5V) se fijó  $U_{REF}=2.5V$ .

### 3.2.3. Circuito Reductor de Modo Común: Una mejora al esquema clásico.

En el marco de esta tesis se propuso una modificación del circuito DRL clásico que consiste en reemplazar al amplificador  $A_3$  por un amplificador de transconductancia según se muestra en la Figura 3.14. Esta modificación presenta ventajas importantes:

- La estabilidad del sistema no depende de la resistencia de protección  $R_P$  ni de la impedancia del tercer electrodo  $R_{E2}$ . Estas impedancias se encuentran en serie con el generador de corriente de salida del A.O de transconductancia.
- Manteniendo el mismo criterio de compensación por polo dominante utilizado en el circuito clásico, la compensación resulta más simple y permite obtener un mayor ancho de banda. Esto se debe a que la ganancia de un A.O de transconductancia puede variarse independientemente de su ancho de banda operando sobre su corriente de polarización (RCA, 1981). Además en general el ancho de banda de este tipo de A.O es elevado, del orden de algunos MHz y no aportará singularidades dentro del rango de frecuencias de trabajo.

En la Figura 3.14 (b) se muestra el circuito equivalente, a partir del cual se obtiene la siguiente relación entre la tensión de modo común y la tensión de línea:

$$\left. \frac{V_{CM}}{V_P} \right|_{novel} = K_c \cdot \frac{(1 + s \cdot \tau_0)}{1 + \frac{s \cdot (C_N + C_0) \cdot (1 + s \cdot \tau_{0N})_2}{G}} \quad \text{con } \tau_{0N} = R_0 \cdot \frac{C_N C_0}{C_N + C_0} \quad (3.9)$$

La ganancia de lazo abierto está dada por:

$$GH(s) = \frac{G}{s \cdot (C_N + C_0) \cdot (1 + s \cdot \tau_{0N})} \quad (3.10)$$

Adoptando los mismos valores utilizados anteriormente para los parámetros, resulta:

$$GH(s) = \frac{G}{s \cdot 500 \text{ pF} \cdot (1 + s \cdot 4.4 \mu\text{S})} \quad (3.11)$$

Podemos observar que presenta un polo en el origen (que será el polo dominante) y un polo simple que se produce a una frecuencia relativamente alta (36KHz.). Se trata de un sistema de segundo orden, que resulta más simple de compensar que el DRL clásico.

El sistema puede compensarse en forma simple ajustando la ganancia  $G$ . Recordemos que una compensación más compleja puede ser arriesgada dado que los parámetros involucrados no se conocen con precisión y pueden ser fuertemente variables. Además el modelo simplificado adoptado solo es válido para frecuencias de hasta algunas centenas de KHz, luego aparecerán singularidades que no han sido consideradas.

Para el caso analizado, para obtener un margen de fase de 45 grados se requiere una ganancia  $G=0.1 \text{ mmho}$ .

Utilizando un amplificador de transconductancia CA3080, esta ganancia implica utilizar una corriente de programación de  $5 \mu\text{A}$ , a la cual el dispositivo presenta una impedancia de salida de unos  $400 \text{ M}\Omega$ . Este valor es mucho mayor que el correspondiente al resto de las impedancias en juego. Las impedancias de aislación paciente-tierra y masa-tierra son, a la frecuencia de red, del orden de las decenas de  $\text{M}\Omega$ . Como puede verse en la Figura 3.14.b, estas impedancias quedarían en paralelo con la admitancia de salida del A.O. Podemos concluir que utilizar un generador de corriente ideal en el circuito simplificado de la Figura 3.14.b. es una suposición razonable.

### Rechazo de la Tensión de línea.

La función de transferencia (3.9), que expresa la relación entre la tensión de modo común y la tensión de línea, puede llevarse a una forma algo más compacta:

$$\left. \frac{V_{CM}}{V_{IP}} \right|_{Novel} = K_c \cdot \frac{s \cdot (1 + s \cdot \tau_0)}{s \cdot (C_N + C_0) \cdot (1 + s \cdot \tau_{0N}) + G} \quad (3.12)$$

Considerando los valores utilizados anteriormente, resulta la función de transferencia (3.13) cuya respuesta en frecuencia se muestra en la Figura 3.15.

$$\left. \frac{V_{CM}}{V_I} \right|_{Novel} = K_c \cdot \frac{s \cdot (1 + s \cdot 22\mu S)}{s \cdot 500 pF \cdot (1 + s \cdot 4.4\mu S) + 0.0001} \quad (3.13)$$

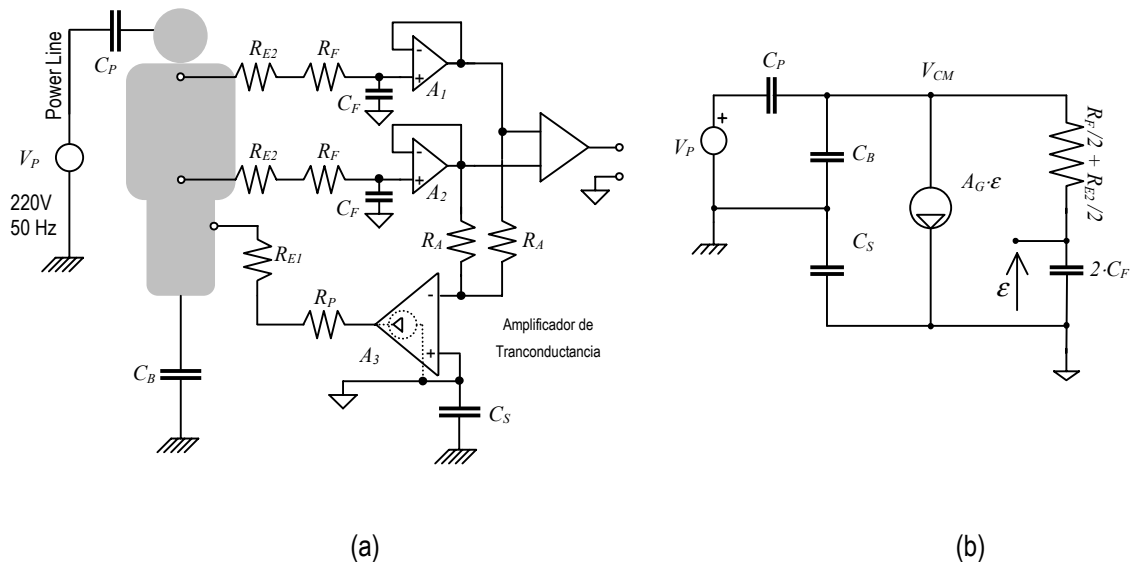


Figura 3.14: Circuito DRL Propuesto y su circuito equivalente para tensiones de modo común.

### Análisis comparativo de los circuitos DRL "clásico" y "propuesto".

En este análisis comparativo de los sistemas DRL presentados se incorporó, como una tercera posibilidad, la conexión directa del paciente a la masa del amplificador. Si bien como ya se mencionó anteriormente, no es una práctica aconsejable, resulta útil como referencia para comparar la performance de los circuitos DRL.

En la Figura 3.15. se muestra la relación entre la tensión de modo común y la tensión de línea en función de la frecuencia<sup>2</sup> y para los distintos casos: DRL Clásico, DRL propuesto y paciente conectado a masa. Esta última característica se obtiene considerando  $A(s)=0$  en las ecuaciones derivadas para el circuito DRL Clásico.

Podemos observar que para frecuencias del orden de la frecuencia de red (50, 60 Hz), ambos DRL presentan un rechazo similar y una mejora de unos 20 dB sobre la conexión directa del paciente a masa. A frecuencias del orden de los kilohertz, el circuito propuesto presenta un rechazo mayor en 20 dB respecto al obtenido conectando al paciente a masa y una mejora aún mayor respecto al circuito clásico. Esta característica es particularmente interesante frente a EMI producida por tubos fluorescentes la cual presenta componentes importantes hasta algunos kilohertz.

<sup>2</sup> En este análisis consideramos tensiones de línea  $V_p$  a frecuencias distintas a la de la red. Esto en principio puede parecer absurdo, pero en realidad lo que estamos teniendo en cuenta son distintas fuentes de EMI que influyen en el sistema de medida de acuerdo a mecanismos similares a los de la red de distribución. Por ejemplo los aparatos de luces fluorescentes producen EMI de alta frecuencia.

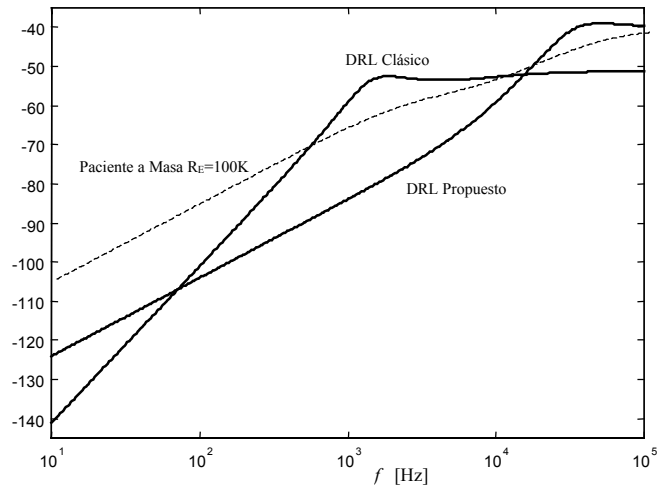


Figura 3.15. Características de rechazo de ambos DRL

**Validación Experimental.**

Para validar los resultados analíticos, se construyó un prototipo (Figura 3.16) consistente en un amplificador de ECG, ambos DRL y un amplificador de la tensión de modo común  $V_{CM}$ . Cada uno de los DRL puede seleccionarse mediante “jumpers”.

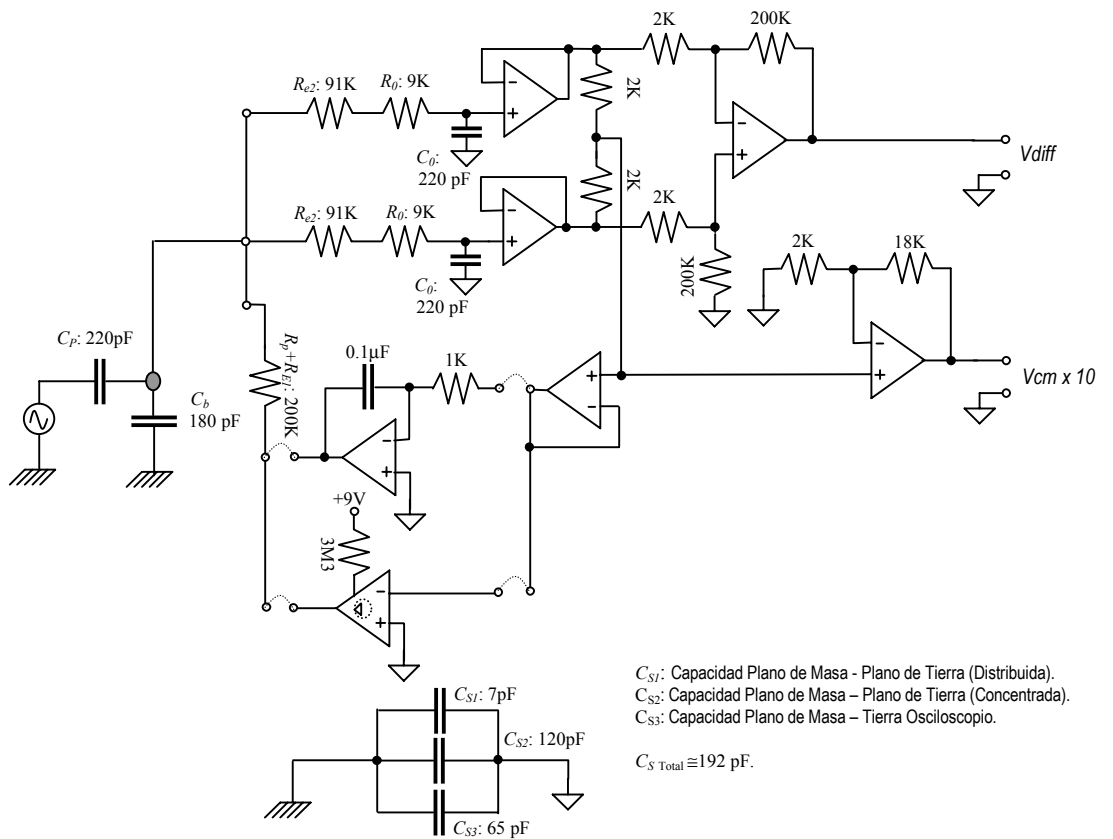


Figura 3.16: Circuito utilizado en la Validación Experimental

A fin de reproducir lo más fielmente posible las condiciones reales y evitar acoplamientos desconocidos, el circuito se alimentó a batería y las medidas fueron realizadas con un osciloscopio digital con aislación óptica y capacidad de aislación a chasis conocida (tip: 65 pF) Tektronix 710.

En primer lugar se utilizaron capacidades concentradas para simular las capacidades del paciente a tierra  $C_b$  y la capacidad de acoplamiento a la red de distribución  $C_p$ . Para esta última se utilizó un valor mayor que los valores reales esperados, a fin de conseguir tensiones de modo común  $V_{CM}$  de amplitud suficiente para ser medidas con buena relación señal ruido.

La fuente de EMI fue simulada utilizando un generador de señales para tener la posibilidad de efectuar un barrido en frecuencia. De esta manera se obtuvieron en forma experimental las características  $V_{CM}/V_P$  de ambos DRL. La amplitud de  $V_P$  se ajustó para cada frecuencia teniendo cuidado de conservar, en todo momento, el circuito dentro de su rango dinámico.

En la Figura 3.17, se muestran en forma superpuesta la transferencia predicha por las expresiones (3.6) y (3.12), considerando los valores de los elementos del circuito de la Figura 3.16 y los valores obtenidos en forma experimental.

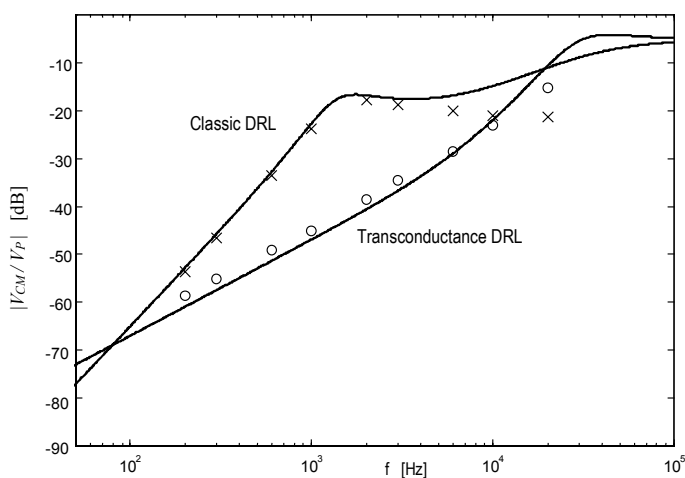


Figura 3.16: Validación de circuitos DRL: Curvas analíticas y valores Experimentales.

Se observa una buena correspondencia entre los resultados derivados de las expresiones analíticas y las medidas efectuadas en forma experimental. Esto puede considerarse una primer validación del análisis realizado.

Una evaluación del sistema en condiciones reales en forma detallada es difícil de realizar. Se efectuó un ensayo global del sistema en la adquisición de señales de ECG. Se prefirió utilizar este tipo de señal frente a una EEG, porque las señales electrocardiográficas presentan un período isopotencial (constante) que permite visualizar claramente los efectos de EMI.

Ambos circuitos DRL registraron niveles de 50 Hz. no medibles. Para evaluar su rechazo frente a EMI de alta frecuencia se tomaron medidas con un alto nivel de interferencia de tubos fluorescentes, colocando esta fuente de EMI a escasos centímetros del paciente. Los registros obtenidos se muestran en la Figura 3.17. donde se observa una notable reducción de los efectos de EMI de alta frecuencia al utilizar el DRL propuesto.

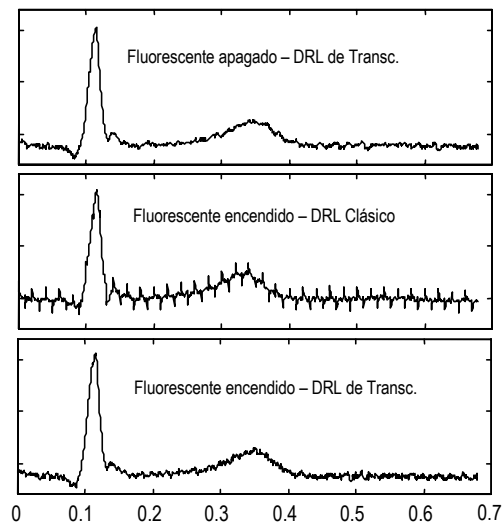


Figura 3.17: Ensayo DRLs adquiriendo ECG en presencia de EMI debida a tubos fluorescentes.

### 3.2.4. Circuito Completo

Finalmente en la Figura 3.18 se muestra el circuito completo del amplificador diseñado, incluyendo los circuitos accesorios Shield-Driver y Driven-Righth-Leg.

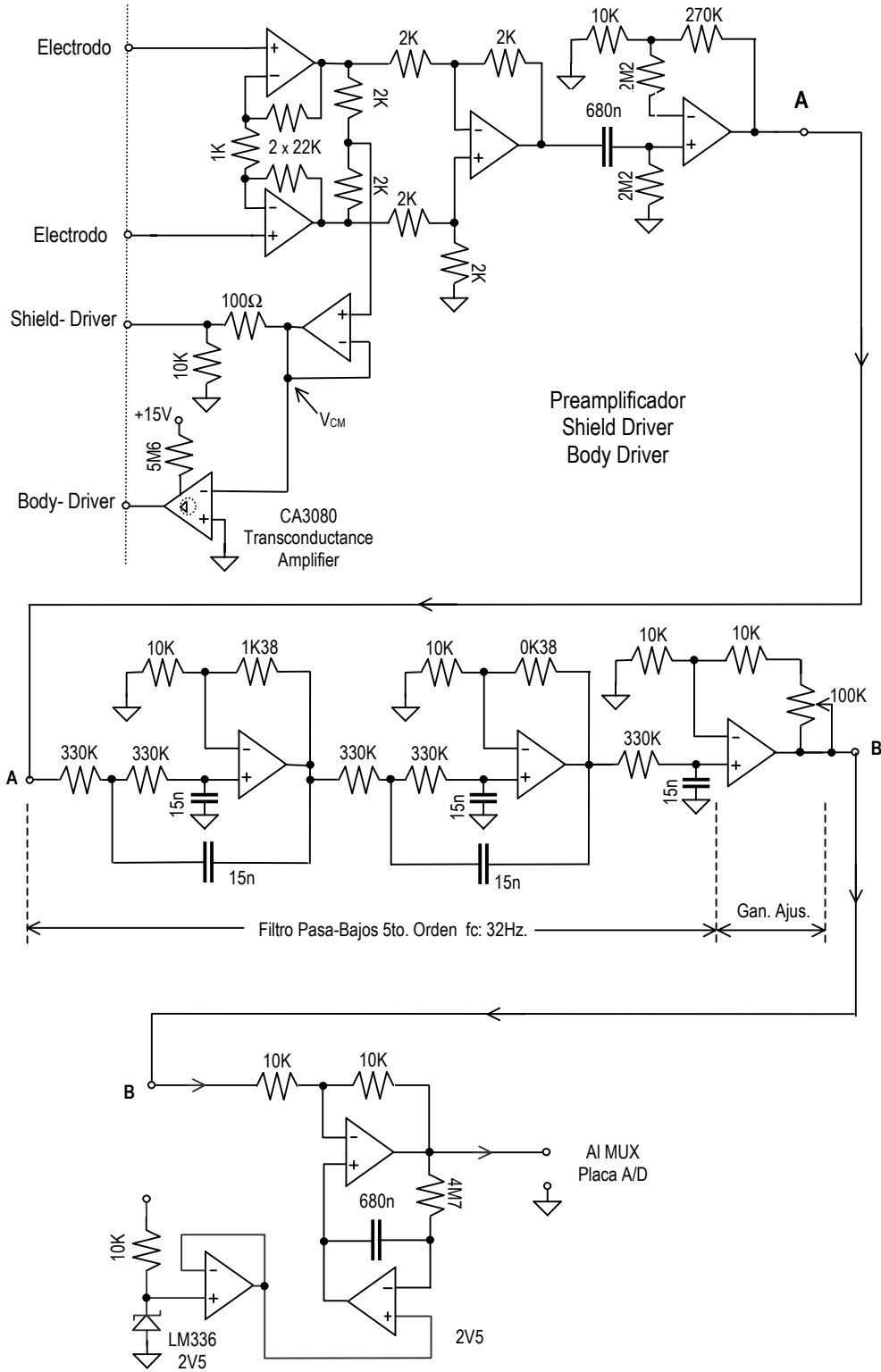


Figura 3.18 Amplificador de EEG (Se indica solo un canal)

### 3.3. Software del sistema

Como se describió anteriormente, un módulo dedicado basado en microcontrolador captura las señales de EEG de tres canales y las envía al ordenador principal a través de la puerta serie standard. Este ordenador realiza la totalidad del procesamiento de las señales obtenidas

Los programas fueron confeccionados en lenguaje de alto nivel resultando una estructura muy cómoda en el desarrollo de las distintas experiencias ya que permite cambiar y corregir rápidamente estrategias y algoritmos. En el futuro se planea, una vez definidos los algoritmos a utilizar, transferir la carga de procesamiento a un procesador digital de señales (DSP) dedicado.

En cada ensayo y para cada BCI en particular se confeccionaron programas específicos, pero en líneas generales todos ellos son pequeñas modificaciones alrededor de dos programas básicos: el software utilizado en las experiencias y el software de BCI.

En ambos casos se trata de sistemas de tiempo real, para su implementación se utilizó una estructura del tipo *foreground/background* (Veiga, 1999).

En estos sistemas el programa principal ejecuta los procesos de *background* o de *fondo*, que no tienen restricciones en su tiempo de ejecución. Estas tareas pueden ser interrumpidas por los procesos de *foreground* a los cuales se asignan las tareas de tiempo real. El intercambio de datos entre los procesos se realizó a través de *variables globales* (Veiga, 1999).

#### Formato de Datos.

Las muestras de los tres canales de EEG, son recibidas por la puerta serie. Cada muestra tiene un tamaño de 1 Byte (8 bits) y cada canal es muestreado a 256 muestras por segundo. Las muestras correspondientes a cada canal son enviadas en orden secuencial y previo al envío de la muestra correspondiente al canal 0, se envía un byte de sincronismo. Para esta función se utilizó el byte 00h el cual fué excluido de los posibles valores de cada muestra. Estos están comprendidos entre 1 y 255.

Si bien este esquema de sincronización es poco eficiente, dado que no se requiere una frecuencia de muestreo elevada resulta una solución simple y robusta.

Teniendo en cuenta que cada byte va acompañado de un bit de inicio y uno de parada, resulta una tasa de arribo de bits de unos 10.000 bits/seg. Se adoptó una velocidad de transmisión de 19200 bits/seg.

Un esquema del formato de los datos recibidos se muestra en la Figura 3.19.

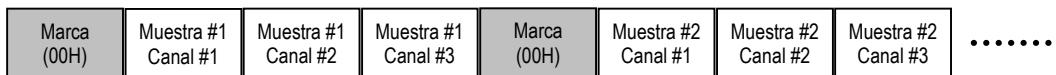


Figura 3.19: Formato de datos del sistema adquiredor

#### 3.3.1. Software utilizado en las experiencias.

Las distintas experiencias presentadas en los capítulos 2 y 5, destinadas a caracterizar los ritmos cerebrales, requirieron la adquisición y almacenamiento de hasta tres canales de EEG y la generación de marcas en los registros sincronizadas con eventos externos, por ejemplo al presionar una tecla. Las tareas de tiempo real se asociaron a

interrupciones (foreground) y las restantes se ejecutaron dentro del cuerpo principal (background)

**Foreground**

Interrupción puerta serie: Esta interrupción se produce al recibir una nueva muestra o marca. Si el byte recibido corresponde a una nueva muestra, ésta es almacenada en un buffer circular de 256 muestras. Cada canal dispone de un buffer propio y de un puntero que indica la posición del último dato almacenado. Un puntero global JRecibido indica la posición del último conjunto completo (canal 1 al 3) de muestras almacenado en el buffer de entrada.

Interrupción de teclado: Al recibir una interrupción por la presión de una tecla se genera una marca en un buffer circular.

**Background.**

Las tareas de background consisten en el almacenamiento en disco de las muestras y su presentación gráfica en pantalla.

Un puntero (Jleido) indica el último conjunto de muestras almacenado en disco. Para conocer si existe un nuevo grupo de muestras disponible se compara Jleido con el puntero Jrecibido, si estos difieren, existen muestras en el buffer que no han sido leídas. En este caso la primer muestra disponible se almacena en disco, se presenta en pantalla y se incrementa Jleido. Este proceso continua hasta que Jleido=Jrecibido.

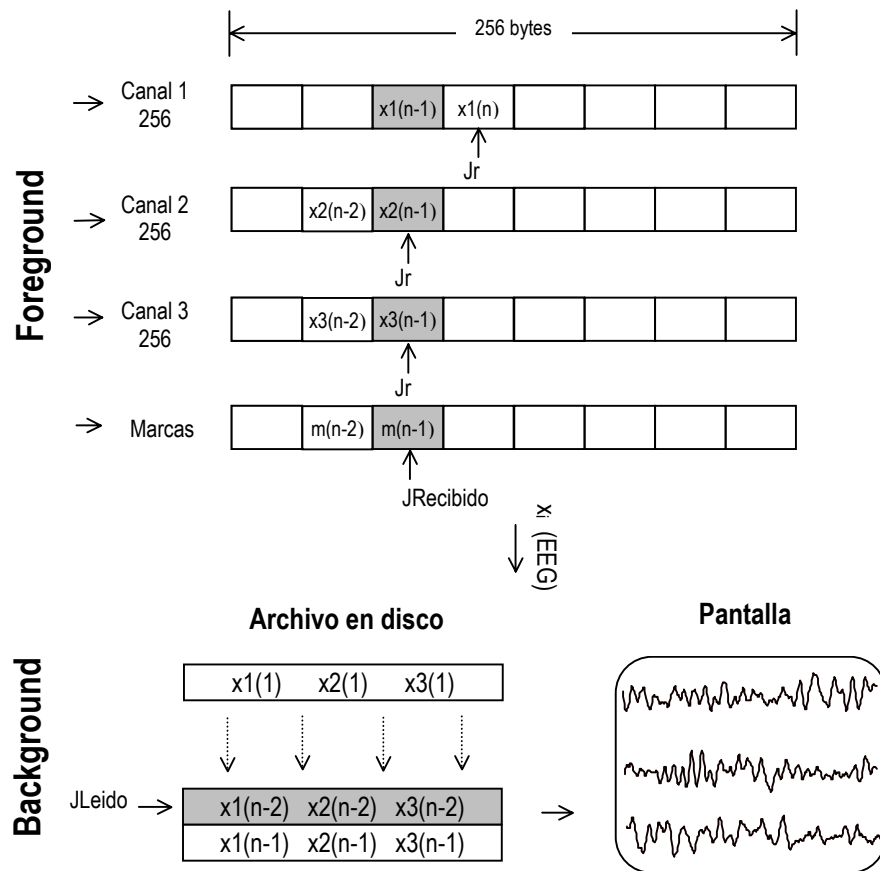


Figura 3.20: Estructura del Programa utilizado en los ensayos sobre Ritmos Cerebrales

Estas tareas no tienen restricciones importantes en tiempo, pero el almacenamiento y visualización de una muestra debe realizarse en promedio, en un tiempo menor a un intervalo de muestreo (1/256 seg.). De no ser así los buffers se desbordarán y se perderán datos.

En la ejecución del programa, se observó experimentalmente que salvo durante el proceso de borrado de la pantalla gráfica, nunca se acumulan más de dos muestras sin leer en los buffers de entrada.

Un tamaño de buffer de 256 muestras resultó suficiente para amortiguar incrementos momentáneos en la carga del procesador y no se registraron pérdidas de muestras aún ejecutando el programa sobre un ordenador personal del tipo AT286 de 12 MHz.

En la Figura 3.20 se esquematizan las distintas tareas desarrolladas por el programa y en el Apéndice 3 se adjunta el listado del programa utilizado.

### 3.3.2 Software para BCI.

Para cada una de las BCI descritas en el capítulo 5 se confeccionaron programas particulares, pero el más complejo es el correspondiente al movimiento en dos dimensiones (Sección 5.2.2). Este programa prácticamente incluye a los demás, las tareas que debe realizar se esquematizan en el diagrama de bloques de la Figura 3.21.

El esquema de software adoptado es similar al utilizado para el desarrollo de las experiencias.

Los procesos de filtrado pasabanda ( $T_\alpha(z)$ ,  $T_\beta(z)$ ), elevación al cuadrado, suavizado ( $T_2(z)$ ) y decimación, que deben ejecutarse en tiempo real a una tasa de 256 muestras por segundo se asociaron a procesos de foreground.

Una vez obtenidos los indicadores de potencia en la banda alfa y beta ( $P_\alpha$ ,  $\beta_i$  y  $\beta_d$ ), el procesamiento posterior se realiza a 8 muestras por segundo. Estas últimas tareas tales como el cálculo del coeficiente  $\delta$ , la estimación del nivel base del ritmo alfa y el movimiento del cursor, no requieren un gran esfuerzo de cálculo y fueron asignadas a procesos de background.

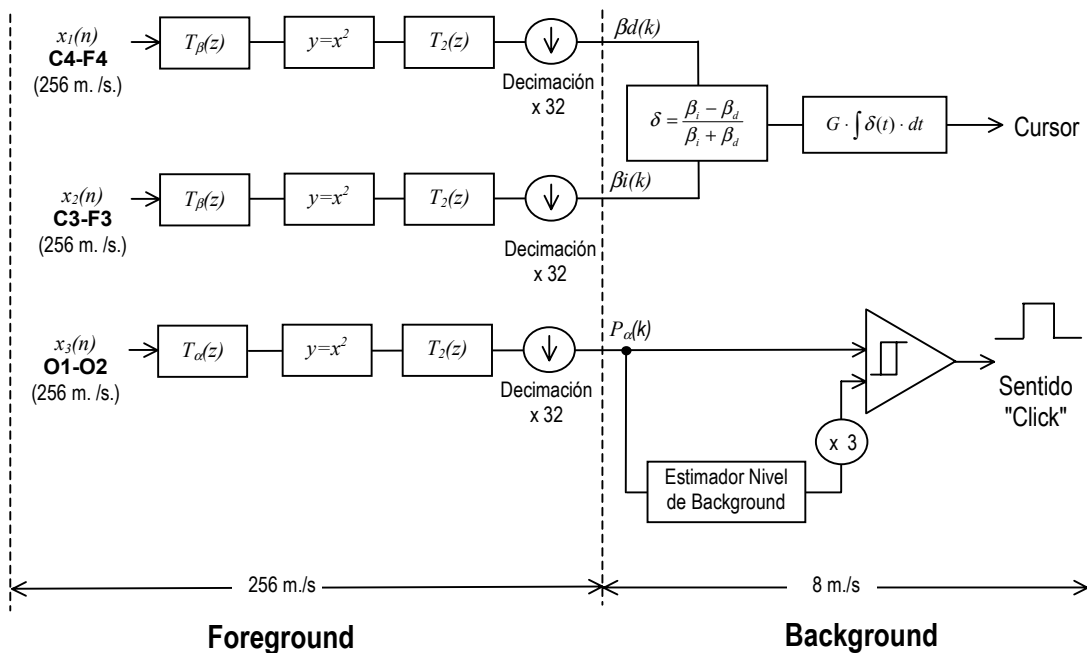


Figura 3.21: Estructura del programa en la implementación de BCI en tiempo real.

### **3.4. Conclusiones.**

Se desarrolló un sistema de adquisición de señales de EEG con prestaciones especialmente adecuadas para realizar ensayos sobre ritmos cerebrales e implementar interfaces BCI "on line".

A través de un estudio cuidadoso de los distintos factores que influyen en las prestaciones del amplificador de biopotenciales (CMRR, ruido, impedancia de entrada), se consiguió diseñar y construir un prototipo, en base a amplificadores operaciones (A.O) de propósitos generales y bajo costo, con prestaciones adecuadas para EEG sin recurrir a amplificadores de instrumentación (I.A.) costosos.

El problema podría haberse solucionado simplemente utilizando I.A. especiales. Pero el haberlo conseguido con A.O de propósitos generales, extiende los límites de lo posible con I.A. de altas prestaciones.

Se realizó una mejora original sobre los circuitos reductores de modo común clásicos (DRL) que incrementa su rechazo para frecuencias de algunos KHz., zona donde se concentra principalmente la EMI producida equipos de tubos fluorescentes. Este es un punto importante, considerando que en una situación real, la BCI deberá funcionar en un ambiente "doméstico" normal en el que esta fuente de EMI comúnmente está presente.

El software asociado a la BCI, inclusive sus rutinas con restricciones de tiempo real fueron implementadas sobre un ordenador personal. La estructura resultó flexible y muy amigable al momento de realizar modificaciones y ensayar distintos algoritmos.



## Capítulo 4: Análisis Tiempo-Frecuencia de señales de EEG.

El análisis tiempo frecuencia de una señal consiste en determinar en forma simultánea la evolución temporal y espectral de su energía.

En muchas ocasiones, tal es el caso de las señales de EEG, ciertas características propias se vuelven más evidentes en dominio de la frecuencia. Si además se desea conocer la evolución temporal de estas características, es necesario realizar un *Análisis Tiempo-Frecuencia* que permita observar ambos dominios en forma simultánea. En este capítulo se analiza, fundamentalmente, la utilización de la Descomposición Wavelet para efectuar este tipo de análisis.

### 4.1. Análisis Tiempo/Frecuencia.

Una herramienta clásica como la *Transformada de Fourier*, nos permite determinar cómo se encuentra distribuida la energía en distintas frecuencias (su distribución espectral), pero no nos brinda información acerca del instante en que una determinada componente está presente: no disponemos de *resolución temporal*.

Una extensión casi directa del análisis en frecuencia al análisis tiempo-frecuencia, consiste en tomar segmentos de "ancho"  $T$  a lo largo del registro original y realizar el análisis espectral de cada uno de ellos. De esta manera se puede observar como evoluciona el espectro de la señal con el transcurso del tiempo. Aparece como una nueva variable la posición del segmento analizado, se trata de una variable temporal que tendrá asociada una cierta resolución dada por el intervalo  $T$  mencionado.

El proceso de seccionamiento del registro original trae consigo el concepto de *ventana temporal*. Puede considerarse que los segmentos temporales se obtienen multiplicando la señal por versiones desplazadas de una función denominada *ventana* que selecciona el intervalo. La resolución temporal estará dada por el "ancho" de esta ventana. Este es un valor importante que debe definirse con precisión. En el Apéndice 1 se define la *Duración Efectiva*  $D_t$  de una ventana y se muestran algunos ejemplos.

El proceso de multiplicación en el tiempo de la señal  $x(t)$  por  $v(t)$  ("ventaneo"), en el dominio de la frecuencia es equivalente a una convolución de su transformada  $X(f)$  con la transformada de la ventana  $V(f)$ . La duración efectiva  $D_f$  de esta última determinará la resolución espectral.

La Figura 4.1 muestra un ejemplo: supongamos una señal sinusoidal  $x(t) = \sin(2\pi f_0 t)$  cuya transformada de Fourier  $X(f) = \delta(f-f_0)/2 + \delta(f+f_0)/2$  está totalmente localizada en  $\pm 1$ .

Al multiplicar  $x(t)$  por la ventana  $v(t)$ , la transformada de la señal resultante (convolución de  $X(f)$  con  $V(f)$ ), ya no presenta la energía concentrada en  $f_0$  sino distribuida en un entorno de esta frecuencia.

Si a fin de conseguir una mejor *resolución temporal*, utilizamos una ventana  $v_1(t)$  más estrecha ( $D_t$  menor), en el dominio transformado la convolucion con su transformada  $V_1(f)$ , que tendrá una duración  $D_f$  mayor<sup>1</sup> degradará la *resolución espectral*.

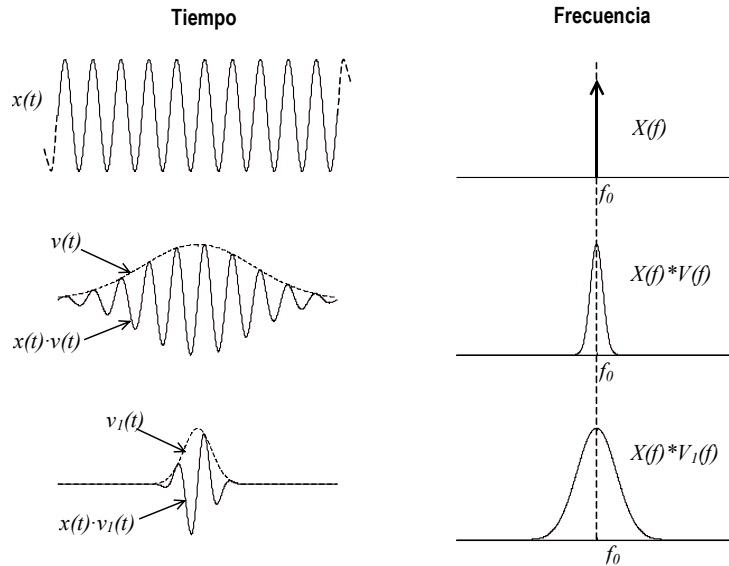


Figura 4.1: efecto "espectral" de una ventana temporal

Existe una relación de compromiso entre la resolución temporal y la espectral, solo puede mejorarse una a expensas de la otra. Además, el producto de ambas nunca puede ser mejor que una cota dada por el *Principio de Incertidumbre* (Apéndice 1) que establece:

$$D_t \cdot D_f \geq \frac{1}{4\pi} \quad (4.1)$$

La igualdad (mejor caso) se alcanza cuando  $v(t)$  es gaussiana. Utilizando esta ventana, llegamos a la *Transformada de Gabor* que está dada por:

$$G\{x(t)\} = G(f, b) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-(t-b)^2 / 2\sigma_t^2} \cdot e^{-j2\pi f t} \cdot dt \quad (4.2)$$

Esta transformada tiene dos variables, una espectral  $f$  y una temporal  $b$ . Sus resoluciones o incertidumbres asociadas  $D_t$  y  $D_f$  son (Apéndice 1):

$$D_t = \frac{\sigma_t}{\sqrt{2}} \quad ; \quad D_f = \frac{1}{\sqrt{8} \cdot \pi \sigma_t} \quad (4.3)$$

Podemos observar que elegida la ventana  $v(t)$ , es decir su varianza  $\sigma_t$ , quedan fijadas  $D_t$  y  $D_f$ . Este es el principal inconveniente de este método de análisis  $t$ - $f$ : las resoluciones temporales y espectrales son fijas.

Supongamos un caso con  $D_t=1$  seg., y  $D_f=1/(4\pi)=0.08$  Hz. Estas incertidumbres son razonables para detectar una componente de algunos Hz. Para frecuencias mayores, digamos centenas de Hz, la resolución espectral de 0.08Hz en términos relativos es

<sup>1</sup> Recordar la propiedad de cambio de escala de la *T.de Fourier*: si  $F\{x(t)\}=X(f)$ ,  $F\{x(at)\}=1/a \cdot F\{f/a\}$

muy alta, pero una resolución temporal de 1 segundo es pobre para una frecuencia que podría detectarse fácilmente en tiempos menores. Esta última componente dentro de la ventana temporal utilizada puede experimentar variaciones importantes que quedarían dentro de la resolución. Estas situaciones se muestran en la Figura 4.2.

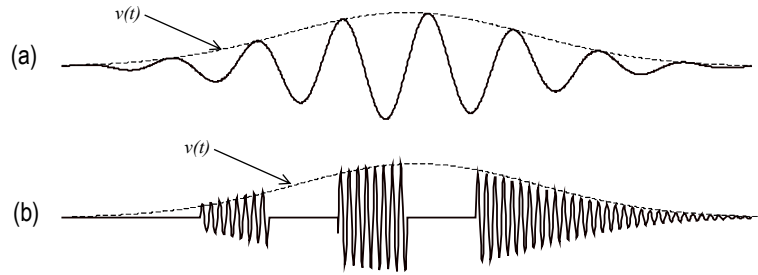


Figura 4.2: Ventana temporal y resolución espectral

En general es deseable para frecuencias altas un  $D_t$  pequeño ( $D_f$  grande) y  $D_f$  pequeño ( $D_t$  grande) para frecuencias bajas, es decir una ventana  $v(t)$  de ancho variable según la frecuencia a analizar.

Existen métodos como los basados en la *Transformada Wavelet* que, en forma natural, varían el tamaño de la ventana temporal de acuerdo al rango de frecuencia de análisis. La teoría de Wavelets proporciona un marco formal sistemático para el análisis tiempo-frecuencia utilizando ventanas de duración variable.

## 4.2. Análisis T-F utilizando Wavelets.

### 4.2.1. Descomposición Wavelet.

Dada una señal  $x(t)$ , es posible conocer la composición espectral de su energía descomponiéndola en una base formada por funciones con buena localización espectral ( $D_f$  pequeño). Si  $x(t)$  es limitada en frecuencia ( $0, BW$ ), utilizando como base exponenciales complejas  $e^{j2\pi f t}$ , (senos y cosenos), en un intervalo  $(0, T)$   $x(t)$  puede escribirse como:

$$x(t) = \sum_{k=-N}^{+N} c_k \cdot e^{j2\pi k f_0 t} \quad (4.4)$$

válida para  $0 < t < T$  con  $f_0 = 1/T$  y  $N = BW/f_0$

Donde los  $c_k$  son los coeficientes del desarrollo en serie de Fourier de  $x(t)$  dados por

$$c_k(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T x(t) \cdot e^{-j2\pi k f_0 t} \cdot dt \quad (4.5)$$

Hallados estos coeficientes, que son escalares,  $x(t)$  según (4.4) puede expresarse como:

$$x(t) = c_{-N} \cdot e^{-j2\pi \cdot N f_0 t} + \dots + c_{-2} \cdot e^{-j2\pi \cdot 2 f_0 t} + c_{-1} \cdot e^{-j2\pi \cdot 1 f_0 t} + c_0 + \dots + c_1 \cdot e^{j2\pi \cdot 1 f_0 t} + c_2 \cdot e^{j2\pi \cdot 2 f_0 t} + \dots + c_N \cdot e^{j2\pi \cdot N f_0 t} \quad (4.6)$$

Recordando que una función de la forma  $e^{j2\pi k f_0 t}$ , tiene toda su energía localizada en  $k \cdot f_0$ , un coeficiente  $c_k$  grande nos informa que la señal analizada presenta una energía importante alrededor de  $f = k \cdot f_0$ . De esta manera, a partir de los  $c_j$  podemos determinar como se distribuye espectralmente la energía de  $x(t)$ .

Ahora bien, las funciones utilizadas como base de descomposición  $e^{j2\pi f t}$ , presentan una excelente localización en frecuencia (su  $T \cdot F$  es  $\delta(f \pm f_0)$ ): toda su energía se encuentra en  $f_0$ , que nos permiten conocer con precisión como se distribuye la energía de  $x(t)$  en las distintas frecuencias. Pero no tenemos información alguna de cómo evoluciona esta energía en el tiempo, pues las funciones  $e^{j2\pi f t}$ , comienzan en  $-\infty$  y terminan en  $+\infty$ , o visto desde nuestra ventana de observación  $0-T$ , la abarcan completamente. La localización temporal de estas funciones es nula.

Para realizar un análisis  $t-f$  es necesario descomponer  $x(t)$  en una base compuesta por funciones localizadas en  $t$  y en  $f$ . Supongamos una función  $\psi(t)$  tal que su energía esté localizada tanto temporal como espectralmente (ver Figura 4.3). Si  $\psi(t)$  tiene su energía concentrada alrededor de  $f_0$ , una versión escalada  $\psi(a \cdot t)$  la tendrá en  $f_0/a$ , así, a partir del *factor de escala*  $a$ , es posible generar una familia de curvas con su energía espectralmente localizada en distintas frecuencias.

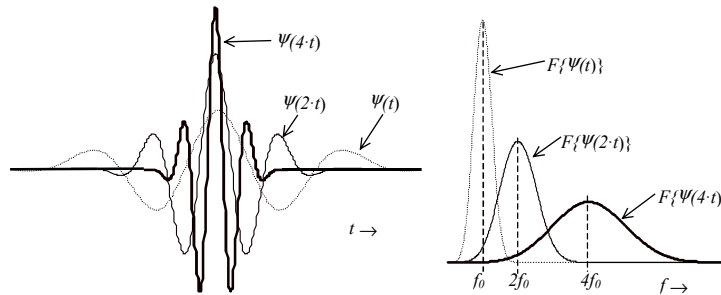


Figura 4.3: Escalamientos de la wavelet madre y sus transformadas de Fourier

Usualmente el factor de escala se toma de la forma  $a=2^j$  (descomposición diádica o en octavas) y la familia será  $\psi(2^j \cdot t)$ . Para conseguir describir energías a lo largo del eje del tiempo, debemos incorporar a la base versiones desplazadas de estas funciones. Asociando al desplazamiento un nuevo índice  $k$ , la familia finalmente está dada por:

$$\psi_{jk}(t) = 2^{-j/2} \cdot \psi(2^j \cdot t - k) \tag{4.7}$$

El factor  $2^{-j/2}$  se incluye para normalizar en energía. En la Figura 4.4 se muestran algunas  $\psi_{jk}(t)$ .

Descomponiendo  $x(t)$  en la base  $\psi_{jk}(t)$ , la misma queda expresada como una suma de escalamientos y desplazamientos de la función  $\psi(t)$ , que se denomina *Wavelet madre*.

$$x(t) = \sum W_{jk} \cdot \psi_{jk}(t) \tag{4.8}$$

De esta forma  $x(t)$  puede componerse a partir de una suma ponderada (los  $W_{jk}$  son escalares) de funciones básicas o "átomos" cada uno de ellos con energía localizada en un determinado rango de frecuencia y de tiempo. Un coeficiente  $W_{lm}$  elevado implica que la energía es importante en el tiempo y en el rango de frecuencias donde se encuentra localizada  $\psi_{lm}(t)$ .

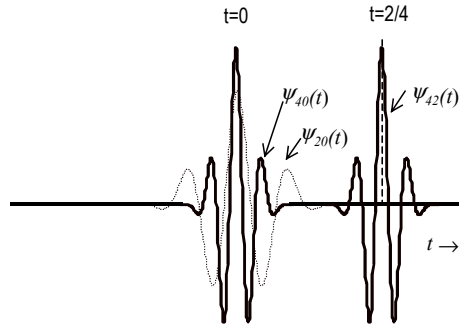


Figura 4.4: algunos integrantes de la familia  $\psi_{jk}(t)$

Nótese que estos átomos son versiones escaladas de una misma función, de este modo si las frecuencias bajas son compuestas con una versión expandida de  $\psi(t)$  ( $D_t$  grande,  $D_f$  pequeño) las altas lo serán con una versión comprimida ( $D_t$  chico,  $D_f$  grande), consiguiendo que al incrementar la frecuencia de análisis aumente la resolución temporal a expensas de la espectral. Esta es una de las ventajas principales de la descomposición *Wavelet* frente a la *Transformada de Gabor*.

En la Figura 4.5 se esquematiza como queda dividido el plano  $t$ - $f$ . La energía en cada casillero de este plano estará relacionada con el coeficiente  $W_{jk}$  correspondiente. La relación entre el factor de escala y el rango de frecuencias asociado depende de la  $\psi(t)$  utilizada.

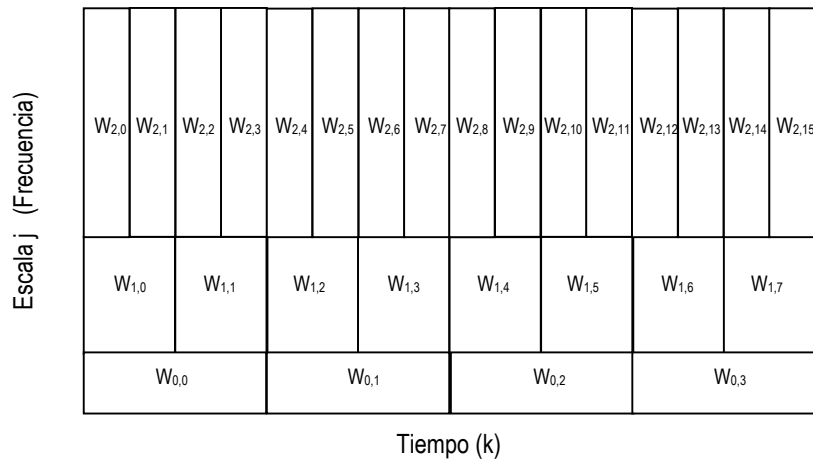


Figura 4.5: Seccionamiento del plano tiempo-frecuencia

En principio, las condiciones que debe cumplir  $\psi(t)$  para ser una wavelet madre no son muy restrictivas, están dadas por (4.9) (Cohen, 1996) e indican básicamente que  $\psi(t)$  debe corresponder a la respuesta impulsiva de un filtro pasabanda.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\psi(f)|^2}{f} \cdot df < +\infty \tag{4.9}$$

$$\psi(f) = F\{\psi(t)\}$$

Para conseguir una descomposición dada por (4.8) no redundante, las condiciones que debe cumplir  $\psi(t)$  son más estrictas. Esta función debe definir una base  $\psi_{jk}(t)$ , según (4.7), que sea ortogonal o al menos biortogonal.

Para que  $\psi_{jk}(t)$  constituya una base ortogonal, esta debe verificar que:

$$\langle \psi_{jk}(t), \psi_{jk}(t) \rangle = 0 \quad \forall j, k \quad (4.10)$$

donde

$$\langle f(t), g(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot g(t) \cdot dt$$

denota producto interno en  $L^2$ . En este caso los coeficientes  $W_{jk}$  se obtendrán proyectando  $x(t)$  sobre  $\psi_{jk}(t)$ :

$$W_{jk} = \langle x(t), \psi_{jk}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \psi_{jk}(t) \cdot dt \quad (4.11)$$

Y para el caso biortogonal, es necesario proyectar sobre el espacio dual  $\psi_{jk}^*(t)$ , es decir aquel que verifica:

$$\langle \psi_{jk}(t), \psi_{jk}^*(t) \rangle = 0 \quad \forall j, k \quad (4.12)$$

y los  $W_{jk}$  estarán dados por:

$$W_{jk} = \langle x(t) \cdot \psi_{jk}^*(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \psi_{jk}^*(t) \cdot dt \quad (4.13)$$

Usualmente los  $W_{jk}$  no se calculan utilizando explícitamente (4.10) o (4.12) sino a través de algoritmos rápidos derivados del *Análisis de Multiresolución* como el algoritmo rápido de Mallat (Cohen, 1996), (Spinelli, 1998). La descomposición en bandas se consigue a través de la aplicación sucesiva de filtros pasabajos  $L(z)$ , pasaltos  $H(z)$  y decimaciones. Los filtros  $L(z)$  y  $H(z)$  se obtienen a partir de la wavelet madre elegida y deben cumplir ciertas condiciones de simetría (*Filtros Espejo en Cuadratura* (Cohen, 1996)).

La descomposición en bandas se esquematiza en la Figura 4.6. Obsérvese que a medida que avanza la descomposición, los anchos de banda son menores, al igual que la cantidad de muestras por segundo. De este modo si  $L(z)$  aplicado sobre el nivel inicial a una frecuencia de muestreo de 128 m/s presenta una frecuencia de corte de 64 Hz, en el siguiente nivel que opera a 64 m/s, su frecuencia de corte será de 32 Hz. De este modo, actuando sobre la frecuencia de muestreo es posible variar la frecuencia de corte de un filtro sin alterar su estructura ni sus coeficientes.

Así, disponiendo de filtros pasabajos y pasaltos de distintas frecuencias de corte se pueden seleccionar las bandas deseadas. Por ejemplo para obtener la banda de 16 a 32 Hz se debe aplicar  $L(z)$  en el primer nivel ( $fc=32\text{Hz}$ ) y el filtro pasa-altos  $H(z)$  en el segundo nivel ( $fc=16\text{Hz}$ ).

Esta técnica se conoce como *multirate filter banks* (Crochiere y Rabiner, 1983) y su origen es previo a la formalización de la teoría Wavelets.

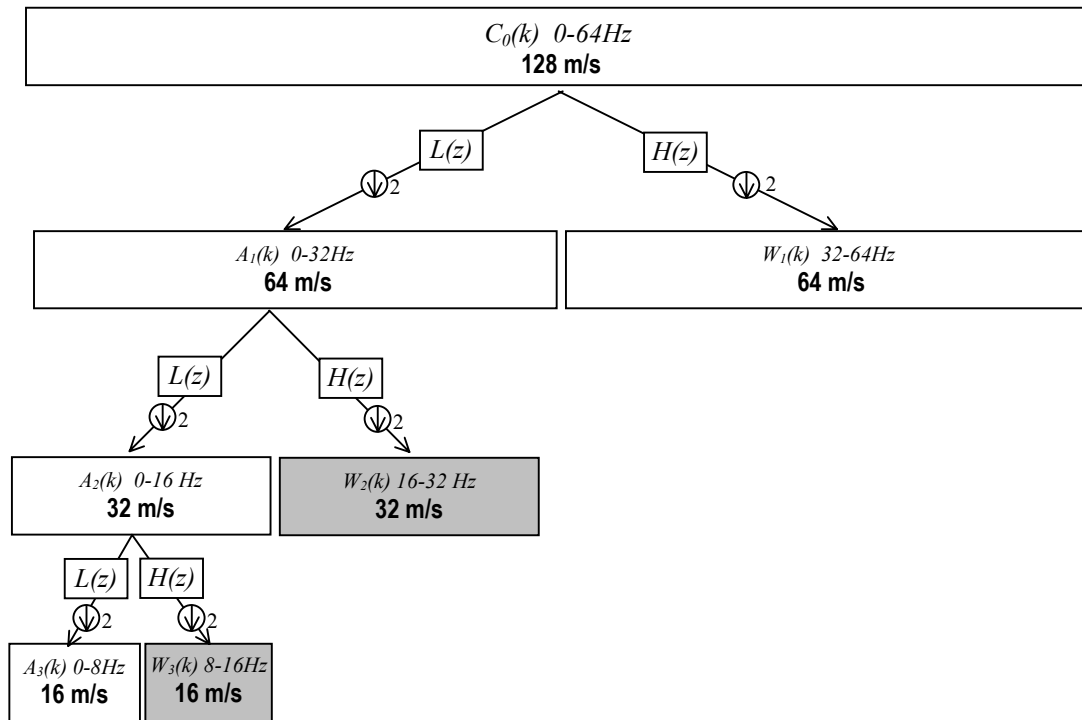


Figura 4.6: Descomposición Wavelet utilizando el algoritmo rápido de Mallat

#### 4.2.2. Análisis de señales de EEG.

Para analizar un tipo de señal en particular, el primer aspecto a tener en cuenta es la elección de la *wavelet madre*  $\psi(t)$  que generará la base de descomposición. Para que la descomposición de  $x(t)$  en la base  $\psi_{jk}(t)$ , pueda hacerse eficientemente, es importante que esta base esté adaptada a la señal a representar, es decir que el "aspecto" de  $\psi(t)$  sea similar al de la señal de EEG  $x(t)$ . Por ejemplo, si  $x(t)$  fuera una señal que presentara variaciones suaves, para describirla en una expansión utilizando como base funciones de Haar, que presentan bordes abruptos, requeriría un gran número de coeficientes.

Un tipo de wavelets que ha sido utilizado satisfactoriamente en el análisis  $t$ - $f$  de EEG son las  $\psi(t)$  derivadas de Splines Cúbicas (Blanco et al., 1996). Se trata de funciones polinomiales que presentan muy buenas características de localización. Dentro de ellas, particularmente la denominada Spline Básica (Unser et al., 1993) presenta un producto  $D_i \cdot D_f$  muy cercano a la cota impuesta por el Principio de Incertidumbre. Lamentablemente no forma una base ortogonal sino biortogonal y esto complica el cálculo de la energía a partir de los coeficientes  $W_{jk}$  como se verá en la sección 4.2.3. Por tal motivo se prefirió utilizar la denominada Spline Ortogonal que como su nombre lo indica forma una base ortogonal, además esta  $\psi(t)$  presenta una relación simple entre escalas  $j$  y frecuencias  $f$ , facilitando el análisis según conceptos clásicos de banda de frecuencias<sup>2</sup>.

<sup>2</sup> En principio, es deseable no realizar un análisis sobre frecuencias  $f$ , sino sobre escalas  $j$ . Es decir hablar de " $x(t)$  tiene gran energía en la escala  $j=2$  de  $\psi(t)$ ", en lugar de " $x(t)$  tiene gran energía alrededor de  $f=f_0$ ". Pero hay ya mucha historia sobre la segunda opción que hace prioritario un mapeo claro de escalas a frecuencias.

En la Figura 4.7 se muestra  $\psi(t)$  y la respuesta en frecuencia de los filtros espejos en cuadratura necesarios para la implementación de esta descomposición particular utilizando el algoritmo rápido de Mallat.

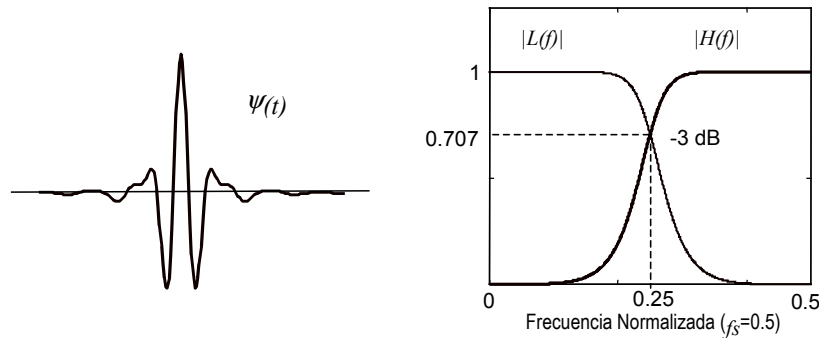


Figura 4.7: Wavelet madre y filtros espejo en cuadratura utilizados

Al realizar la descomposición diádica en octavas utilizando la spline ortogonal, las bandas obtenidas no concuerdan con las utilizadas en el análisis de EEG (ver Capítulo 2). Por ejemplo  $W_3$  comprende la banda 8 -16 Hz que es demasiado extensa e incorpora parte de la  $\beta$ , mientras que  $W_2$  (16-32 Hz) no contiene parte de la banda  $\beta$  inferior (Figura 4.5). Eligiendo una frecuencia de muestro particular puede lograrse una correspondencia aceptable entre las bandas correspondientes a los distintos niveles y las típicas de EEG (Blanco et al., 1996) pero es deseable una flexibilidad mayor. Para ello debemos apartarnos del árbol de descomposición Wavelet (Figura 4.6) y elegir una estructura adaptada a nuestros requerimientos. Esta extensión de las *Wavelets* se denomina *Wavelet Packets* (Wickerhauser, 1994).

Esta técnica permite, respetando la estructura descrita de filtros pasabajos, pasaaltos y decimación, definir un árbol de descomposición arbitrario. De esta forma, las bandas de frecuencia correspondientes a cada coeficiente wavelet pueden elegirse de acuerdo a los requerimientos particulares, apartándonos de la descomposición en octavas (diádica) standard.

Para el estudio de las interfaces implementadas fue necesario analizar fundamentalmente la banda  $\alpha$  (8-12 Hz) y la  $\beta$  inferior (16-24 Hz) que se evidenciaron como las más reactivas para aplicaciones en BCI. En función de esto se adoptó el árbol de descomposición en Wavelets Packets que se muestra en la Figura 4.8.

A modo de ejemplo, en la Figura 4.9 se muestra una sección de un registro de EEG, y se indica el valor absoluto de sus coeficientes  $W_{3P2}(k)$  (8-12Hz, 8 m/s) y  $W_{2P2}(k)$  (16-24Hz, 16 m/s).

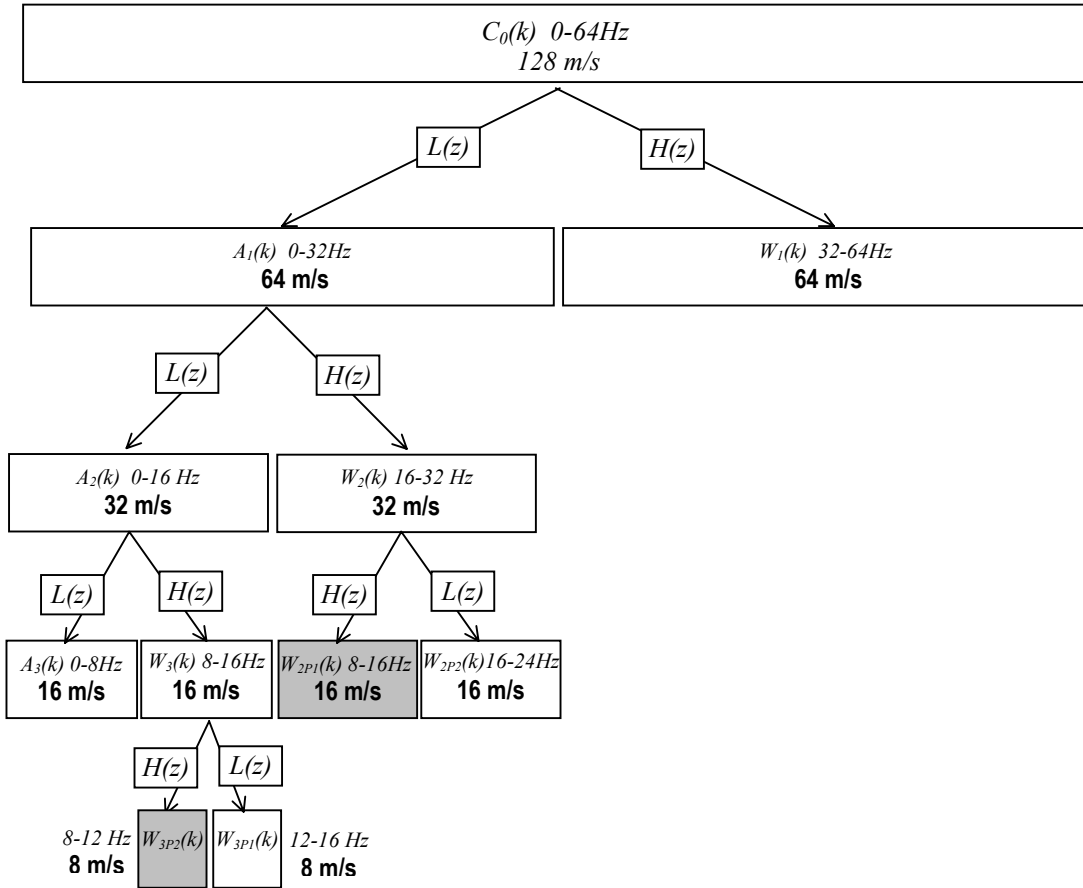


Figura 4.8: Arbol Wavelet Packet utilizado para el análisis tiempo frecuencia de señales de EEG

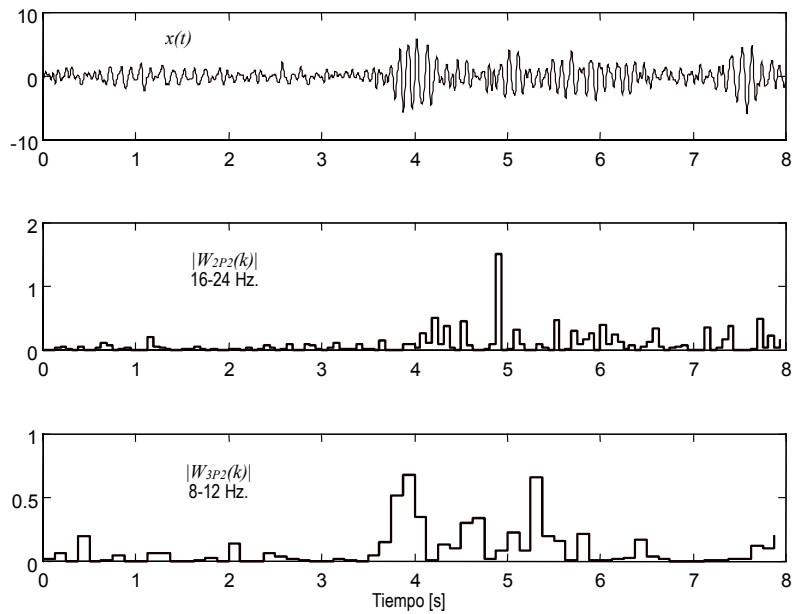


Figura 4.9: Señal de EEG y sus coeficientes  $W_{3P2}$  (banda  $\alpha$ ) y  $W_{2P2}$  (banda  $\beta$  inferior). Se muestra el valor absoluto de los coeficientes.

### Calculo de la energía de la señal a partir de los $W_{jk}$ .

En el caso que la base  $\psi_{jk}(t)$  sea biortogonal con espacio dual  $\psi_{jk}^*(t)$ ,  $x(t)$  puede expresarse como:

$$x(t) = \sum W_{jk} \psi_{jk}(t) \quad (4.14)$$

o también:

$$x(t) = \sum W_{jk}^* \cdot \psi_{jk}^*(t) \quad (4.15)$$

La energía de  $x(t)$ , está dada por:

$$\|x(t)\| = \langle x(t), x(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot x(t) \cdot dt \quad (4.16)$$

reemplazando (4.14) y (4.15) en (4.16):

$$\|x(t)\| = \langle \sum W_{jk} \psi_{jk}(t), \sum W_{jk}^* \cdot \psi_{jk}^*(t) x(t) \rangle \quad (4.17)$$

y utilizando que

$$\langle \psi_{jk}(t), \psi_{lm}^* \rangle = 0 \quad \forall j \neq l; k \neq m$$

finalmente tenemos que

$$\|x(t)\| = \sum_{\substack{j=l \\ k=m}} W_{jk} \cdot W_{lm}^* \quad (4.18)$$

Vemos que para calcular la energía es necesario calcular tanto los  $W_{jk}$  como los  $W_{jk}^*$ , sin embargo, si la base es ortogonal  $\psi_{jk}(t) = \psi_{jk}^*(t)$  y (4.18) se reduce a

$$\|x(t)\| = \sum W_{jk}^2 \quad (4.19)$$

Esta expresión permite calcular la energía total de  $x(t)$ . Usualmente se desea la secuencia "temporal" de la energía en determinada escala (rango de frecuencias), que estará dada, en el caso ortogonal por

$$e_j(k) = W_j^2(k) \quad (4.20)$$

Es decir que en el caso de una base ortogonal, los coeficientes wavelets elevados al cuadrado nos indican la energía de la señal en la zona o casillero  $(j,k)$  del plano  $t-f$  (ver Figura 4.5). Estos valores, salvo un factor de escala, dado por la extensión temporal del casillero pueden también tomarse como una secuencia de la "potencia instantánea" en la escala  $j$ .

### Proceso de Suavizado (Time Smoothing)

Como fue mencionado anteriormente, tanto la resolución espectral como la temporal utilizando Wavelets es muy buena. Particularmente en el estudio de BCI, las escalas temporales de variaciones espectrales útiles para estas interfaces son del orden de segundos, es decir se trata de variaciones lentas del contenido espectral. Por esto es práctica habitual reducir la resolución temporal a fin de eliminar variaciones rápidas. Esto se realizó utilizando ventanas gaussianas deslizantes.

Cabría aquí una pregunta: porqué esforzarse en utilizar métodos que proporcionen una alta resolución, si luego se la degrada con un proceso de suavizado?. Bien, la respuesta es simple: si utilizando un método de alta resolución esta resultara

excesiva, puede reducirse; pero si utilizamos un método con resolución pobre, es imposible incrementarla *a posteriori*.

Esto no es más que una muestra de la flexibilidad de la descomposición Wavelet. Elegido un árbol de descomposición quedan determinadas sus resoluciones espectrales y temporales asociadas, pero si se desea, esta última puede reducirse mediante un proceso de suavizado. De este modo se obtiene un grado de libertad adicional en el "seccionamiento" del plano tiempo-frecuencia.

#### **Procedimiento utilizado para la obtención de Potencia Instantánea por bandas.**

El procedimiento utilizado a lo largo del trabajo, en el procesamiento Off-Line de los registros obtenidos, fue el siguiente:

1. Descomposición Wavelet de la señal de EEG utilizando la Spline Cúbica Ortogonal. Los  $W_{jk}$  se obtuvieron utilizando el algoritmo rápido de Mallat.
2. Cálculo de la potencia instantánea en las distintas escalas (bandas de frecuencia) como  $e_j(k) = K \cdot W_{jk}^2$ .
3. Suavizado de  $e_j(k)$  aplicando una ventana gaussiana deslizante de  $D_t = 0.5$  s.

La descomposición Wavelet y su extensión: los Wavelet Packets, proporcionan indicadores de la energía presente en determinadas bandas que pueden elegirse con cierta libertad. Esto tiene un correlato directo con métodos basados en filtros pasabanda y medición del valor eficaz de su salida, los cuales son generalmente utilizados en aplicaciones on line.



---

## Capítulo 5: BCI basadas en Ritmos Cerebrales.

---

Existen básicamente dos tipos de interfaces: aquellas que utilizan potenciales espontáneos (PEs) y las que utilizan potenciales evocados (PEv).

Las BCI que utilizan potenciales evocados, los cuales se producen en respuesta a un estímulo externo, en general resultan más precisas. Dado que se dispone del estímulo aplicado, esta información puede incluirse en la etapa de detección, por ejemplo utilizando detección coherente (McMillan, 1995) obteniéndose muy buenas relaciones señal/ruido. Como contrapartida, requieren que el usuario destine parte de sus recursos de comunicación (que pueden ser escasos) para atender al estímulo (Vaughan, 1996). En esta tesis se estudiaron fundamentalmente las BCI basadas en potenciales espontáneos, mas precisamente en *Ritmos Cerebrales*.

Los ritmos cerebrales son señales particularmente apropiadas para ser utilizadas en BCI. Son factibles de ser acondicionadas, permitiendo generar a través de ellas acciones de control. Han sido utilizados satisfactoriamente el ritmo alfa, asociado al procesamiento visual y también los ritmos motores mu y beta.

En este capítulo se describen en primer lugar, las interfaces basadas en el ritmo alfa, sus posibilidades y se evalúan algunas mejoras propuestas. Luego se presentan las BCI basadas en ritmos motores, la implementación en tiempo real de una interfaz basada en el ritmo beta y resultados experimentales.

Por último, se propone un tipo alternativo de interfaz y se analiza su factibilidad.

### **5.1. BCIs basadas en Ritmo Alfa.**

Como fue visto en el Capítulo 2, el ritmo alfa es de gran amplitud y se manifiesta claramente en condiciones de relax visual. Esto se observa en prácticamente toda la población y podríamos hablar de una relación "casi fisiológica" que permite implementar BCIs que no requieren entrenamiento previo para su operación (Kirkup, 1997). Esta última característica hace a estas interfaces especialmente adecuadas para establecer un primer canal de comunicación con un individuo aislado del mundo exterior.

El ritmo alfa fue el primero en ser utilizado para establecer comunicaciones hombre-máquina basadas en EEG, Dewan (Dewan, 1967) lo utilizó para transmitir código morse, siendo éste tal vez el primer antecedente de BCI. La idea perduró en el tiempo y aun hoy es un tema de investigación (Kirkup, 1997).

En general este tipo de interfaces son de tipo on/off y se utilizan para encender y apagar artefactos o para generar señales binarias (Kirkup, 1997), (Dewan, 1967), (La Course, 1996). También pueden adaptarse para operar múltiples interruptores o seleccionar caracteres para escribir frases. En la operación de interruptores, estos generalmente se activan en modo toggle: una activación los coloca en posición encendido y la siguiente en modo apagado.

La estructura de estas BCI es muy simple (ver Figura 5.1), está compuesta por un medidor de potencia instantánea<sup>1</sup> en la banda alfa y una etapa de detección que consiste en una comparación contra un umbral predeterminado. Su "salida" es de tipo binaria, es decir proporciona un canal "digital" directo entre el cerebro y el exterior.

La performance de este tipo de interfaz es simple de especificar, de medir y de comparar con otras similares. Esta es precisamente la capacidad del canal de comunicación cerebro-máquina y está dada por los bits/min que el usuario puede transmitir con ella.

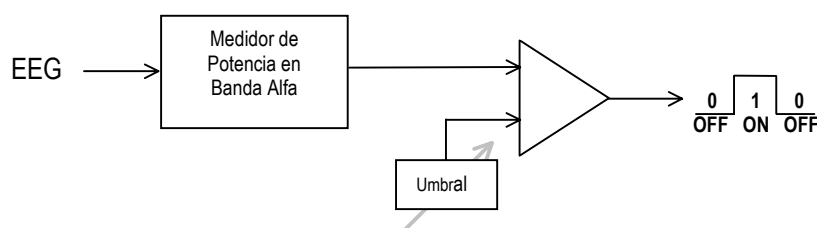


Figura 5.1: Estructura típica de una BCI basada en ritmo alfa

### 5.1.1. Diseño de una BCI basada en el Ritmo Alfa Visual

En el diseño de esta BCI se adoptó una estructura similar a la presentada en la Figura 5.1. Un inconveniente que presenta este esquema es que el nivel umbral de comparación debe ajustarse de acuerdo al nivel particular que presente el ritmo alfa en cada usuario. Para mejorar este punto se propuso y evaluó experimentalmente una estrategia que consiste en considerar medidas de la amplitud del ritmo relativas a su nivel base o de "background".

En la construcción de esta interfaz se optó por una implementación digital a fin de disponer de una plataforma flexible de experimentación. Su desarrollo, según esquema indicado, implicó la implementación de distintos bloques que serán descritos a continuación. A lo largo del diseño fueron necesarios ciertos parámetros que debieron ser obtenidos experimentalmente, los ensayos realizados a tal fin se incluyen dentro de la descripción del proceso de diseño.

#### **Medición de Potencia Instantánea en Banda $\alpha$ .**

La primera etapa está constituida por un estimador de la potencia instantánea en la banda alfa. En general la resolución temporal de este estimador es mucho mayor que la escala temporal de las variaciones de las señales útiles en BCI, por ello se agrega una etapa de "suavizado" que integra sobre un determinado intervalo de tiempo  $D_t$  (*ventana temporal*). Este proceso, que consiste en convolucionar la estimación de energía con dicha ventana, elimina las variaciones rápidas de energía y otorga robustez a la interfaz a expensas de una pérdida de resolución temporal.

<sup>1</sup> Entiéndase aquí como potencia instantánea al valor RMS elevado al cuadrado.

La elección de la *duración efectiva* de la ventana es un importante punto del diseño: una ventana de gran duración hará al sistema muy robusto pero a la vez más lento degradando la capacidad del canal. Usualmente se utiliza una ventana con una duración de décimas de segundos hasta algunos segundos.

En la Figura 5.2 se muestra la energía en la banda alfa del experimento descrito en 2.7.2 utilizando ventanas gaussianas de distinta duración efectiva.

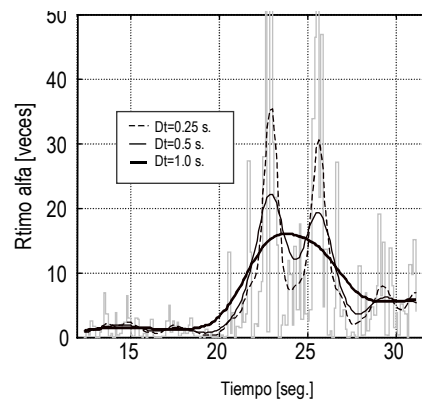


Figura 5.2: Estimación del ritmo alfa con ventanas de promediación de distinta duración

Kirkup (Kirkup, 1997), en base a datos obtenidos sobre 21 sujetos, determinó que un filtro de primer orden con una constante de tiempo  $\tau$  de 2.2 segundos es suficiente para que no se produzcan "falsos positivos". La duración efectiva de la respuesta impulsiva de este filtro,  $D_t = \tau^{3/2}/2 = 1.6$  s. (Apéndice 2).

En ensayos realizados en el marco de esta tesis, sobre tres sujetos analizados en distintos días de experimentación, se encontró que una ventana gaussiana  $D_t = 0.5$  seg. resulta suficiente para que en la condición ojos cerrados la potencia instantánea no decaiga en ningún momento por debajo de 3 veces la correspondiente al nivel de background. Se observó en todos los casos que esta duración eficaz resulta suficiente para un correcto funcionamiento de la interfaz y este valor fue finalmente adoptado.

#### Detección - Método Propuesto: una mejora al esquema clásico.

Como se mencionó anteriormente, la etapa de detección consiste en comparar el nivel del ritmo alfa contra un umbral. Las BCI analizadas (Kirkup, 1997), (Dewan, 1967), (La Course, 1996) utilizan un umbral absoluto.

Existe una gran variabilidad en la amplitud absoluta del ritmo alfa. Esto lleva a que el umbral adecuado para un buen funcionamiento depende del usuario y suele además variar con el tiempo, siendo este el principal inconveniente de este método de detección.

Es muy deseable disponer de una BCI que no necesite ajustes ni ser sintonizada al sujeto, especialmente en este tipo de BCI que no requiere de entrenamiento previo. Para conseguir esto se propuso una etapa de detección relativa al nivel base o background (condición ojos abiertos y visión activa). Es decir obtener el umbral de comparación a partir del nivel de background (Figura 5.3).

Para definir el umbral, se utilizaron los datos obtenidos por (Kirkup, 1997) sobre 21 personas analizadas. Estos muestran que todos los sujetos presentaron una relación

de potencia instantánea ojos cerrados/ojos abiertos mayor<sup>2</sup> que 4 y 14 de ellos mayor que 25.

En base a estos datos y a experiencias propias, el umbral fue fijado en 3 veces el nivel base con una banda de histerésis de  $\pm 1$  vez. De este modo, cuando la relación entre el nivel del ritmo y su valor de background toma un valor superior a 4, la interfaz toma su estado activo (ON), el cual mantendrá hasta que esta relación sea menor que 2, condición que llevará a la interfaz a su estado inactivo (OFF). La estructura general del detector propuesto se muestra en la Figura 5.3.

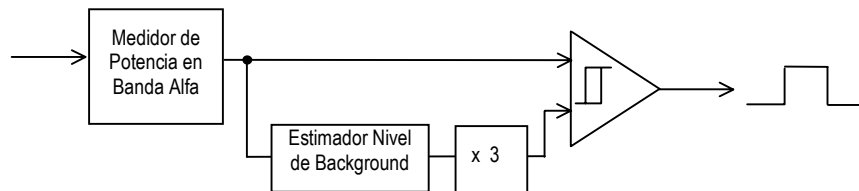


Figura 5.3: Estructura propuesta.

### Implementación en tiempo real.

La interfaz fue implementada íntegramente en forma digital a fin de disponer de una plataforma flexible de experimentación.

En los procesamientos "off-line" la potencia en la banda alfa fue calculada a partir de una descomposición de la señal de EEG en Wavelet Packets (Capítulo 4), este método proporciona una excelente resolución tiempo frecuencia, que resulta muy útil en la etapa de análisis de la señal, pero su cálculo es de una carga computacional importante. Además, como se dijo anteriormente la resolución temporal necesaria no es muy alta, de hecho las BCI trabajan normalmente con de 3 a 8 valores de potencia en cada banda por segundo.

En la implementación en tiempo real se trató de utilizar algoritmos simples a fin de cumplir con las restricciones en el tiempo de procesamiento. La estimación de la potencia instantánea en la banda alfa se realizó utilizando una estructura que aún hoy es utilizada inclusive para procesamientos digitales off line. Esta consiste en un filtrado pasabanda en la banda deseada y un convertidor de valor eficaz RMS a DC que normalmente comprende una elevación al cuadrado y una etapa final de "suavizado" o filtrado pasabajos (Pfurtscheller, 1997b).

### Medidor de Ritmo Alfa.

El diagrama en bloques del medidor utilizado se muestra en la Figura 5.4. Consta de un filtro pasabanda que operando sobre la señal de EEG (muestreada a 256 m/s), selecciona el ritmo alfa. La señal obtenida es elevada al cuadrado y "promediada" sobre un tiempo  $D_t=0.5$  seg., luego es decimada en un factor 32 para finalmente obtener un estimador del ritmo alfa  $P_\alpha(k)$  a 8 muestras/seg.

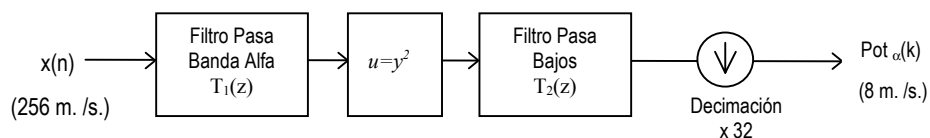


Figura 5.4: Esquema general del "medidor" de ritmo alfa

<sup>2</sup> Los valores reportados por Kirkup corresponden a relaciones de valor eficaz. Estos fueron llevados a relaciones de potencia (o valor RMS<sup>2</sup>).

*Filtro Pasa Banda*

Se utilizó un filtro de segundo orden con una frecuencia central de 10 Hz. y un ancho de banda de unos 2 Hz. (comprende solo una fracción de la banda alfa). No es recomendable una selectividad mayor pues el filtro presentará un tiempo de establecimiento elevado, además que pueden existir diferencias en la frecuencia central del ritmo alfa entre distintos sujetos. Por otra parte, la amplitud del ritmo alfa es tan importante que en muchas ocasiones para su detección basta con un medidor de valor eficaz sin ninguna selectividad en frecuencia.

Para reducir la interferencia de la red de distribución de energía se incluyó además un cero de transmisión en 50 Hz. En la Figura 5.5 se muestra un espectro típico del ritmo alfa y la respuesta en frecuencia del filtro utilizado, su transferencia  $T_{\alpha}(z)$  está dada por:

$$T_{\alpha}(z) = \frac{0.0462 \cdot (1 - z^{-1}) \cdot (1 - 2 \cdot \cos(2\pi \cdot 50/256) \cdot z^{-1} + z^{-2})}{1 - 1.8875 \cdot z^{-1} + 0.9409 \cdot z^{-2}} \quad (5.2)$$

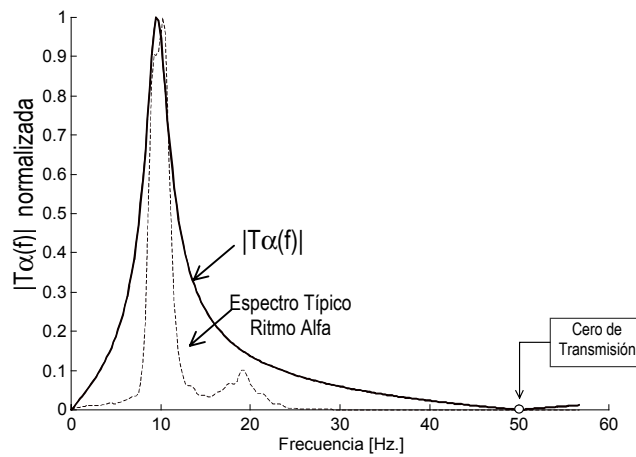


Figura 5.5: Respuesta en frecuencia del filtro pasabanda  $T_{\alpha}(z)$

*Filtro Pasabajos (Suavizado - Time Smoothing).*

En el procesamiento off line (Capítulo 4) se utilizó un filtro FIR (Respuesta Impulsiva Finita) cuya respuesta impulsiva es una ventana gaussiana, este filtro tiene muy buenas características de suavizado (time smoothing) pero también un alto costo de procesamiento (requiere un gran número de coeficientes), por ello normalmente se prefieren aproximaciones basadas en filtros IIR (Respuesta Impulsiva Infinita).

Para la implementación en tiempo real se utilizó un filtro de segundo orden con respuesta impulsiva crítica (polos reales coincidentes) y una duración efectiva.  $D_t=0.5$  seg. Resultando un filtro simple cuya respuesta impulsiva (ver Figura 5.6) aproxima aceptablemente a la gaussiana utilizada en el procesamiento "off-line".

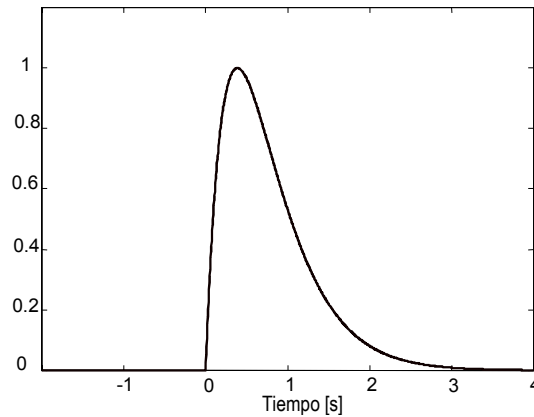


Figura 5.6: Respuesta impulsiva del filtro pasabajos

La función de transferencia utilizada fue:

$$T_2(z) = \frac{0.0001}{1 - 1.9800 \cdot z^{-1} + 0.9801 \cdot z^{-2}} \quad (5.3)$$

Este análisis del proceso de suavizado en el dominio del tiempo como la convolución con una ventana (o respuesta impulsiva), también puede analizarse como una reducción del ancho de banda en el dominio de la frecuencia. Se prefirió el primer análisis para mantener un correlato directo entre el método off line de ventana deslizante y la implementación en tiempo real mediante filtros IIR. En este contexto existen métodos de diseño de filtros basados en la duración efectiva de su respuesta impulsiva que no utilizan explícitamente especificaciones espectrales (Laakso, 1999).

*Estimador de Nivel Background.*

La función de este bloque es estimar el nivel de potencia en la banda alfa en la condición visual activa (ojos abiertos y enfocados). En esta condición la potencia  $P_\alpha(k)$  toma su valor mínimo, podríamos decir que el estimador buscado es precisamente un estimador del mínimo de esta señal, es decir un sistema cuya salida sea el mínimo valor alcanzado por su entrada.

Un sistema tal cual fue descrito resulta poco robusto, porque debido a alguna perturbación podría memorizar un valor mínimo erróneo, además si el nivel de background crece no se actualizaría la estimación, pues la existente sería menor que la actual. Para solucionar estos inconvenientes se impone incorporar un *factor de olvido* que otorgue robustez y adaptabilidad al algoritmo.

Intentando siempre mantener la simplicidad en favor de una eficiente implementación en tiempo real, se propone un estimador del nivel de background consistente en un filtro de primer orden de doble constante de tiempo. Cuando la salida decrezca se comportará como un filtro con una constante de tiempo asociada pequeña (factor de olvido pequeño o memoria "blanda") de modo de alcanzar rápidamente el valor mínimo de la entrada. Cuando la salida presente tendencia a crecer la constante de tiempo será elevada y el sistema tenderá a mantener el mínimo valor alcanzado (factor de olvido elevado o memoria "dura").

Para elegir las constantes de tiempo mencionadas hay relaciones de compromiso. La mayor domina la rapidez de adaptación a variaciones del nivel de background y la menor la robustez frente a "mínimos" espúreos. Se adoptaron  $\tau_1 \approx 2$  minutos ;  $\tau_2 \approx 1$  segundo.

Considerando que  $P_{\alpha}(k)$  tiene una frecuencia de muestro de 8 muestras/seg., la implementación digital del estimador resultó:

$$\begin{aligned} &\text{if } y(k-1) > y(k-2) \text{ then } \lambda = \lambda_{\text{grande}} (0.999) \\ &\quad \text{else } \lambda = \lambda_{\text{chico}} (0.900) \\ &y(k) = \lambda * y(k-1) + (1-\lambda) * P_{\alpha}(k) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Finalmente la estructura completa queda:

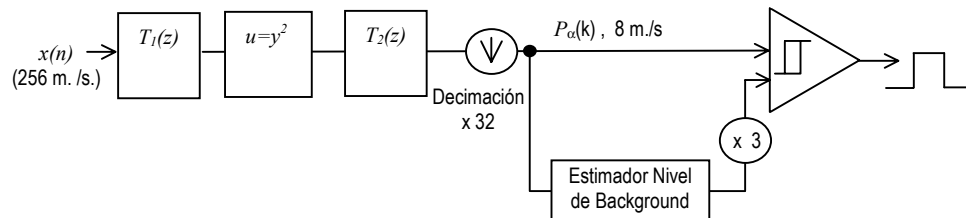


Figura 5.7: Estructura Propuesta

### 5.1.2. Resultados Experimentales y Aplicaciones

#### Validación del algoritmo propuesto

Para verificar el funcionamiento de la interfaz diseñada, se efectuó un primer ensayo donde el usuario fue instruido para producir el mayor número posible de activaciones por segundo. El ensayo fue realizado operando la interfaz en tiempo real utilizando el siguiente procedimiento:

Cuando el usuario cierra los ojos  $P_{\alpha}(k)$  crece, cuando ésta llega al umbral superior correspondiente a 4 veces el nivel base, se genera una señal auditiva y el sujeto debe abrir los ojos y esperar una señal visual en pantalla. Esta indica que el ritmo decayó por debajo del nivel inferior (2 veces el nivel base) y que la interfaz está lista para una nueva activación.

Durante la operación de la BCI se adquirió  $P_{\alpha}(k)$  y el nivel base estimados en tiempo real. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 5.8 donde también se indican los niveles superior e inferior de comparación correspondientes a 2 y 4 veces el nivel base.

En este ensayo preliminar se observó que es posible conseguir alrededor de 10 activaciones por minuto. Esta velocidad podría aumentarse disminuyendo la duración efectiva de suavizado pero comienzan a producirse activaciones espúreas al mantener los ojos cerrados.

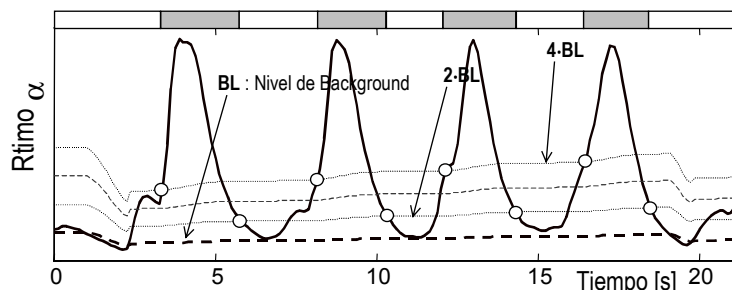


Figura 5.8: ritmo alfa y la estimación de su nivel de background

### Interfaz Asincrónica: Generación de símbolos Morse

Para producir señales en código morse, es necesario disponer de dos símbolos: punto "." y raya "-". El primero consiste en una activación de corta duración y el segundo de una duración mayor.

Como se observa en el ensayo anterior, con la estructura y los filtros utilizados el tiempo mínimo de activación es de alrededor de 2 segundos. En base a esto se establecieron las siguientes duraciones para los símbolos:

Punto:  $T < 3$  seg. (5.5)

Raya :  $T > 3$  seg.

Dado que para desbloquear el ritmo alfa el usuario debe cerrar los ojos o desenfocar su visión, es decir no dispone de información visual, se utilizó la siguiente estrategia basada en señales auditivas:

Cuando el ritmo alfa supera el umbral inferior se genera una señal auditiva (beep).

Si el estado activo se mantiene al menos 3 segundos se genera una nueva señal distinta (boop).

Cuando el nivel de  $P\alpha(k)$  decrece por debajo del umbral inferior (2 veces el nivel de background) se pone en pantalla el símbolo resultante: raya si la duración fue mayor de 3 segundos o punto en caso contrario. En esta etapa el usuario se encuentra con sus ojos abiertos.

Con este esquema se realizaron ensayos para determinar la performance de la interfaz. Estos fueron realizados sin efectuar ajuste alguno sobre tres sujetos. A: 30 años, femenino, K: 35 años, masculino y R: 28 años masculino. En las Figura 5.9 y 5.10 se muestran algunas secciones de registros tomados durante la operación de la interfaz. En el eje vertical se indica la amplitud del ritmo  $\alpha$  relativa a su nivel base.

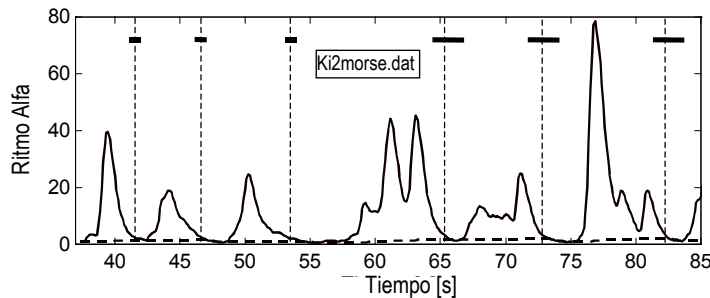


Figura 5.9: ritmo alfa durante la operación de la interfaz por el Sujeto K.

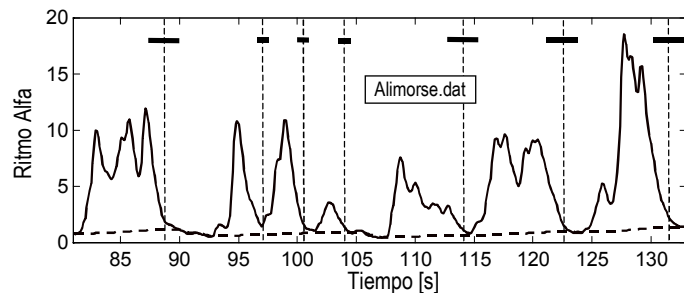


Figura 5.10: ritmo alfa durante la operación de la interfaz por el Sujeto A

Si consideramos ambos símbolos equiprobables<sup>3</sup>, es decir aportando igual información, la capacidad del canal puede calcularse como:

$$C = \frac{1}{2} \cdot \#rayas/min + \frac{1}{2} \cdot \#puntos/min \quad (5.6)$$

La velocidad promedio de la interfaz y la capacidad del canal según (5.6) obtenidos experimentalmente se presentan en la Tabla 5.1.

Sujeto	Tiempo de "Punto" (promedio)	Tiempo de "Raya" (promedio)	Capacidad del Canal (promedio)
1	4.2 s	9.2 s	10.4 bits/min
2	4.3 s	9.4 s	10.1 bits/min
3	4.8 s	9.6 s	9.4 bits/min

Tabla 5.1: Capacidad promedio del canal para los distintos usuarios

Nótese que la performance de la interfaz resultó prácticamente la misma en todos los sujetos siendo que el sujeto K presenta una relación de potencia ojos cerrados/ojos abiertos alrededor de 4 veces mayor que A (Figura 5.10).

Además de transmitir caracteres utilizando código morse, el esquema desarrollado puede utilizarse de otras formas, por ejemplo controlando dos interruptores, uno mediante rayas en modo toggle (una raya lo activa y la siguiente lo desactiva) y el otro con puntos (Figura 5.11).

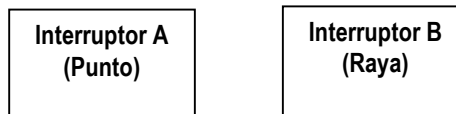


Figura 5.11: Interruptores activados por puntos y por rayas

### Interfaces Sincrónicas.

El ejemplo de aplicación que se mostró anteriormente utiliza los símbolos punto y raya, que podríamos asociar a los dígitos 1 y 0 binarios. Como se observa en la Tabla 5.1, el punto puede generarse a una tasa de aproximadamente del doble que la raya y esta última es la que degrada la performance global de la interfaz.

En lugar de componer la señal binaria por puntos y rayas podría pensarse en utilizar solo puntos ("1") y destinar la ausencia de señal para el símbolo restante ("0"), pero aquí aparece un problema: si se emitieran varios "0" seguidos, como se identifica a cada uno de ellos?. Se hace necesario disponer de algún tipo de sincronización o reloj. A continuación se presentan algunas soluciones utilizando grillas en pantalla para proveer el sincronismo necesario.

Una posibilidad es utilizar una grilla lineal como se muestra en la Figura 5.12, los casilleros son recorridos automáticamente de izquierda a derecha por el cursor; cuando este se encuentra sobre el deseado, el sujeto cierra los ojos o desenfoca su visión y genera un nivel alto, punto o "1" lógico seleccionando el casillero. Esta acción puede significar escribir un carácter o la activación/desactivación de un determinado interruptor asociado al casillero. Los casilleros más probables (los más

<sup>3</sup> Para caracterizar la capacidad de la interfaz se supuso un caso general con símbolos equiprobables. Esta no es siempre la mejor condición. De hecho en la codificación morse, el punto, que puede producirse en tiempos cortos es mucho más frecuente que la raya que demanda un tiempo mayor.

usados) se colocan en los primeros lugares para optimizar la performance global de la interfaz.

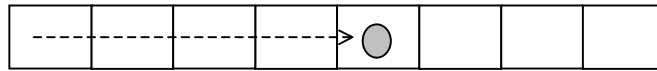


Figura 5.12: Grilla Lineal

Un aspecto importante es la velocidad de desplazamiento del cursor. Considerando que el tiempo mínimo entre activaciones es de aproximadamente 4.5 seg. (ver Tabla 5.1), el cursor debe estar sobre un casillero al menos este tiempo para que sea posible activarlo. Tomando un margen razonable, para no exigir una excesiva concentración en el uso de la interfaz, se fijó una velocidad de barrido de 1 casillero cada 10 segundos.

Un inconveniente de esta implementación es que, si para recorrer un casillero el cursor demora T segundos, para llegar al *n*ésimo serán necesarios  $N \cdot T$  segundos. Esto puede mejorarse utilizando una grilla bidimensional (Figura 5.13) y operando según el siguiente procedimiento:

Se mueve el cursor de izquierda a derecha, cuando se encuentra sobre la columna correspondiente al casillero deseado el usuario activa la BCI, esto hará que el cursor comience a moverse verticalmente de abajo hacia arriba. La próxima activación debe hacerse cuando el cursor se encuentre sobre el casillero deseado activándolo.

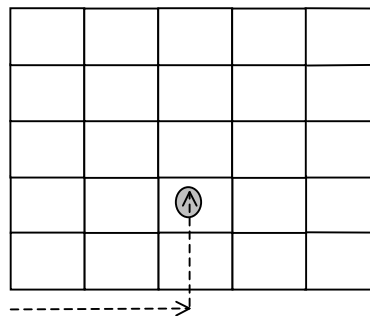


Figura 5.13: Grilla bidimensional

Si consideremos el caso de 25 casilleros (grilla de 5x5) y un tiempo T sobre cada casillero de 10 segundos, la selección de un casillero en el peor caso demorará:

Opción 1 (Grilla lineal):  $25 \cdot 10 = 250$  s.

Opción 2 (Grilla bidimensional) =  $5 \cdot 10 + 5 \cdot 10 = 100$  s.

## **5.2. BCI basadas en Ritmos Motores.**

La utilización de ritmos asociados a actividades motoras ( $\mu$ ,  $\beta$ ) resulta particularmente interesante para el caso de usuarios con discapacidades motoras severas. Este tipo de BCI utiliza zonas corticales que no desempeñan tarea alguna y no sobrecarga los canales de comunicación existentes, por ejemplo aplicando estímulos visuales o auditivos.

Estas BCI operan a partir del ritmo  $\mu$  y/o del  $\beta$ . Uno u otro ritmo, de acuerdo con el individuo, brindará una mejor acción de control.

Cabe aquí una pregunta: ¿Tiene sentido plantear una BCI basada en señales EEG asociadas con actividades motoras en personas que no pueden realizar movimiento alguno?.

En realidad este aparente absurdo no es tal. Si bien los paradigmas involucrados en el diseño de estas interfaces están basados en señales asociadas a movimientos (reales o imaginarios), y en principio estas BCI son probadas utilizando este tipo de movimientos<sup>4</sup>, en una segunda etapa, utilizando técnicas de "biorealimentación" ("biofeedback"), el usuario se entrena para operarla con movimientos imaginarios o con algún mecanismo mental propio.

Vaughan en (Vaughan, 1998), presenta un estudio donde se observa que una vez conseguida la operación de la BCI utilizando ritmo  $\mu$  o  $\beta$  imaginando movimientos, la actividad muscular detectada al operar la BCI es muy baja, y en todo caso no correlacionada con el uso de la interfaz (en este caso, con el movimiento de un cursor en pantalla). Es decir que la actividad muscular no tiene relación con el movimiento del cursor. Este resultado es importante ya que incluye dentro del espectro de usuarios de este tipo de BCI a individuos con desórdenes a nivel de motoneuronas de la médula espinal, caminos descendentes de ésta, o daños en la médula.

Por el contrario, estas interfaces no son de aplicación en sujetos con desórdenes en el cortex sensorio-motor, los cuales pueden afectar los generadores de ritmos  $\mu$  o  $\beta$  en los que se basa la operación de estos dispositivos.

Complementando este trabajo con el realizado por Miner (Miner, 1998) donde se muestran resultados satisfactorios en la utilización de BCI basadas en ritmos motores, en personas con esclerosis lateral amiotrófica queda finalmente aclarado el interrogante.

El trabajo de Miner es muy importante; es uno de los pocos realizados sobre personas discapacitadas y muestra la factibilidad del uso este tipo de interfaces por personas con discapacidades motoras severas utilizando tanto el ritmo  $\mu$  (2 sujetos) como el  $\beta$  (2 sujetos).

### **Mu o Beta?**

Las BCI asociadas a ritmos motores comúnmente utilizan el ritmo  $\mu$ . Sin embargo, recientemente se ha intensificado el uso del  $\beta$ . Este ritmo también ha sido utilizado satisfactoriamente en la operación de neuroprótesis (Lauer, 1999). Este interesante dispositivo a partir del ritmo beta genera una señal de estimulación muscular, que en

<sup>4</sup> Es importante, principalmente en la etapa de diseño de la BCI y sus algoritmos asociados disponer de eventos "tangibles" para su operación. La ejecución de un movimiento puede cuantificarse o al menos ubicarse con precisión en el tiempo, no ocurre lo mismo con un movimiento imaginario.

este caso permite abrir y cerrar la mano propia del individuo realizando un bypass de los nervios dañados.

Si bien la utilización de uno u otro ritmo requiere de un estudio particular de cada caso, en general la ERS y la ERD  $\beta$  es más clara, y más lateralizada que la ERD  $\mu$ . Esto fue observado por McFarland (McFarland, 1997) y es consistente con los resultados de los ensayos presentados en el Capítulo 2. A partir de esto se decidió en este trabajo, explorar principalmente la utilización del ritmo  $\beta$ .

La utilización del ritmo beta en lugar del  $\mu$ , trajo una importante ventaja en cuanto a la validación experimental. Durante la operación de la interfaz se observó con claridad el retardo o tiempo de latencia de la ERS beta y esto permitió asegurar que el cursor se movía realmente por la señal de EEG y no mediante artefactos como podría ser la actividad miográfica.

### Movimiento Unidimensional de un cursor.

Las interfaces basadas en ritmos motores son especialmente útiles para realizar tareas que requieran atención visual. Dado que las interfaces basadas en ritmo  $\beta$  o  $\mu$  pueden ser operadas con ojos abiertos, al disponer de una realimentación visual, es posible generar acciones en forma gradual. El proceso usual es generar la acción de control a partir de la integración de un determinado parámetro derivado de la amplitud de los ritmos (Figura 5.15). Esta variable se presenta en forma visual y el usuario la controla a voluntad. El ejemplo más claro de esto es el movimiento de un cursor en la pantalla, siendo esta última aplicación la más utilizada para testear BCI.

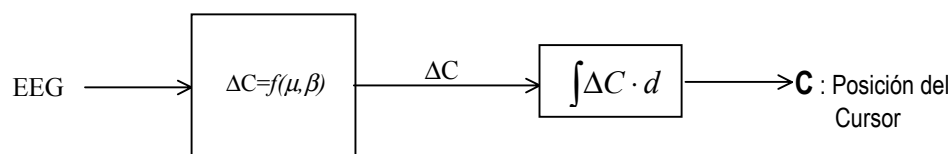


Figura 5.15: Esquema general de una BCI para control del movimiento de un cursor

Una vez conseguido el movimiento de cursor en la pantalla, esta acción puede ser "mapeada" a otra como por ejemplo seleccionar un símbolo en la pantalla o levantar una cortina parcialmente (La Course, 1996).

El movimiento del cursor generalmente se genera a partir de información obtenida de uno o dos canales de EEG. El desplazamiento  $\Delta C$  es una magnitud con signo, éste define el sentido del movimiento. Si se utiliza un único canal, por ejemplo para obtener del ritmo  $\mu$  izquierdo ( $\mu_i$ ), es imperativo definir un umbral  $I$ , de modo tal que amplitudes del ritmo mayores que  $I$  definan un sentido de movimiento (ej. izquierdo) y aquellas que no lo sobrepasen el sentido contrario (ej. derecho). Una forma de obtener  $\Delta C$  a partir de una medida del ritmo  $\mu_i$ , puede ser (Ramoser, 1997):

$$\Delta C = G \cdot (\mu_i - I) \tag{5.7}$$

Esta estrategia presenta la ventaja de utilizar un único canal de adquisición pero requiere la determinación del umbral  $I$ . Dado que las amplitudes de los ritmos son muy variables, es necesaria una estimación adaptativa del nivel de decisión  $I$  (Ramoser, 1997). Esto último no es simple de implementar sin un supervisor externo que pueda establecer si la interfaz está operando correctamente o no.

Una forma de evitar definir el umbral  $I$ , es generando el movimiento del cursor a partir de una medida de lateralidad (una magnitud con signo), es decir comparando los niveles que presenta un ritmo en el hemisferio cerebral derecho e izquierdo. Una medida simple de lateralidad, que ha demostrado funcionar satisfactoriamente (Wolpaw, 1994), está dada por:

$$\lambda = \mu_d - \mu_i \quad (5.8)$$

Siendo  $\mu_d$  a la amplitud del ritmo  $\mu$  en el lado derecho (C4-F4) y  $\mu_i$  a su amplitud del lado izquierdo (C3-F3). Wolpaw (Wolpaw, 1994), utilizó esta estrategia, obteniendo  $\Delta C$  como:

$$\Delta C = G \cdot (\mu_d - \mu_i) \quad (5.9)$$

De esta manera la velocidad del cursor es proporcional a  $\lambda$ . Esta es una propiedad interesante, ya que con un correcto entrenamiento es posible que el usuario adquiera un fino control del cursor; pero por otra parte los valores que puede tomar esta diferencia absoluta son muy variables y hacen que el ajuste de la ganancia  $G$  adecuada para un buen funcionamiento resulte difícil de conseguir (McFarland, 1998). Esta ganancia regula la velocidad del cursor, un valor alto hará difícil controlar la posición mientras que un valor bajo volverá lenta la operación de la interfaz.

Una solución simple, resignando el control de la velocidad por parte del usuario es utilizar solo el signo de  $\lambda$ , que de este modo solo tomará los valores  $\pm 1$ . Un valor de  $\lambda$  positivo moverá el cursor  $h$  pixeles a la derecha y un valor negativo lo hará en igual cantidad hacia la izquierda. Esta solución es simple, robusta y ha sido utilizada por La Course en su interfaz BRAINIAC (La Course, 1996).

Como una solución intermedia, en esta tesis se propone normalizar la medida de lateralidad  $\lambda$ , resultando una nueva variable  $\delta$ , continua pero acotada en  $\pm 1$ :

$$\delta = \frac{\mu_d - \mu_i}{\mu_d + \mu_i} \quad (5.10)$$

Este parámetro se denomina radio de asimetría, si bien no ha sido utilizado en la implementación de BCI, ha dado resultados muy satisfactorios en la clasificación de estados mentales (Keirn, 1990).

### **5.2.1. Diseño de una interfaz basada en el Ritmo Beta Motor**

En la implementación de esta interfaz, se utilizó una versión digital de la estructura propuesta por Wolpaw (Wolpaw, 1994) y La Course (La Course, 1996) con la inclusión del coeficiente de asimetría como variable de control. Este coeficiente se definió sobre el Ritmo Beta Motor, quedando definido según:

$$\delta = \frac{\beta_d - \beta_i}{\beta_d + \beta_i} \quad (5.11)$$

La estructura resultante consiste en dos medidores de potencia en la banda beta ( $\beta_i$  y  $\beta_d$ ) similares a los utilizados en la BCI con ritmo alfa. y un bloque que calcula el coeficiente de asimetría  $\delta$ . Esta variable es integrada y el resultado de esta operación determina la posición del cursor (Figura 5.16)

La amplitud del ritmo  $\beta_i$  se obtiene a partir de señal de EEG bipolar captada en lado izquierdo (C3-F3) y  $\beta_d$  a partir del EEG bipolar en C4-F4.

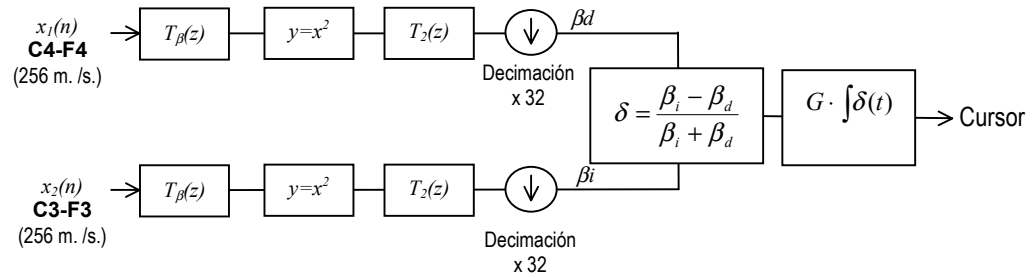


Figura 5.16: Estructura de procesamiento de la BCI implementada

### Filtros $T_\beta(z)$ y $T_2(z)$

La función del filtro pasabanda  $T_\beta(z)$  es seleccionar la banda beta, más precisamente la ERS beta. En la Figura 5.17 se muestra la densidad espectral de potencia calculada sobre segmentos que presentan ERS y el filtro pasabanda utilizado. Se incluyó además un cero de transmisión en 50 Hz para reducir la interferencia de la red de distribución.

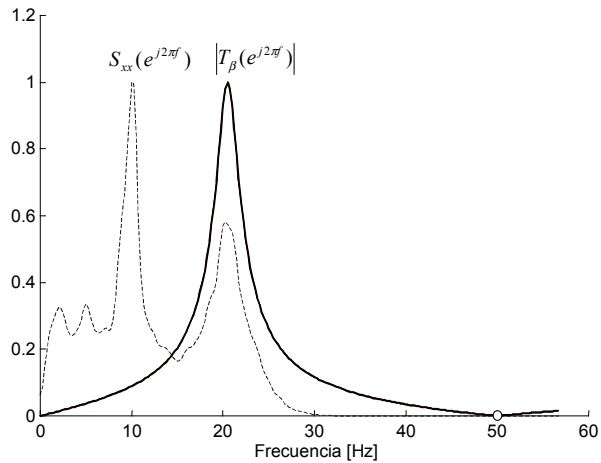


Figura 5.17: Respuesta en frecuencia del filtro  $T_\beta(z)$

La función de transferencia  $T_\beta(z)$  resultó:

$$T_\beta(z) = \frac{0.0531 \cdot (1 - z^{-1}) \cdot (1 - 2 \cdot \cos(2\pi \cdot 50/256) \cdot z^{-1} + z^{-2})}{1 - 1.6996 \cdot z^{-1} + 0.9409 \cdot z^{-2}} \quad (5.12)$$

## 5.2.2. Resultados Experimentales y Aplicaciones

Se realizaron varios ensayos alrededor de esta interfaz, algunos previos a su construcción para obtener experimentalmente parámetros necesarios en su diseño y otros para evaluar el desempeño de la BCI finalmente construida.

### Relevamiento del Ritmo Beta Motor con Canales Bipolares

En el análisis de los ritmos efectuado en el Capítulo 2, los relevamientos se realizaron utilizando canales monopoles para cotejar con resultados de publicaciones previas. En general en la implementación de BCI en *tiempo real* se utilizan canales bipolares en la búsqueda de una mejor localización sin llegar a utilizar derivaciones laplacianas.

Para analizar las posibilidades del uso del ritmo beta en esta estructura, se repitieron los ensayos anteriores utilizando en este caso dos canales bipolares en C3-F3 y C4-F4, posiciones usualmente utilizadas en la implementación de BCI en tiempo real (Wolpaw, 1994), (La Course, 1996), (Wolpaw, 1990).

En la Figura 5.1, se muestra la evolución temporal de los ritmos  $\beta_i$  y  $\beta_d$  al realizar movimientos con el dedo índice derecho y al hacerlo con el índice izquierdo. El instante  $t=0$  indica la ejecución del movimiento, más precisamente la activación de la barra espaciadora, acción que fue utilizada para generar marcas en el registro. Se observa una clara ERS  $\beta$  y un tiempo de latencia de alrededor de 650ms.

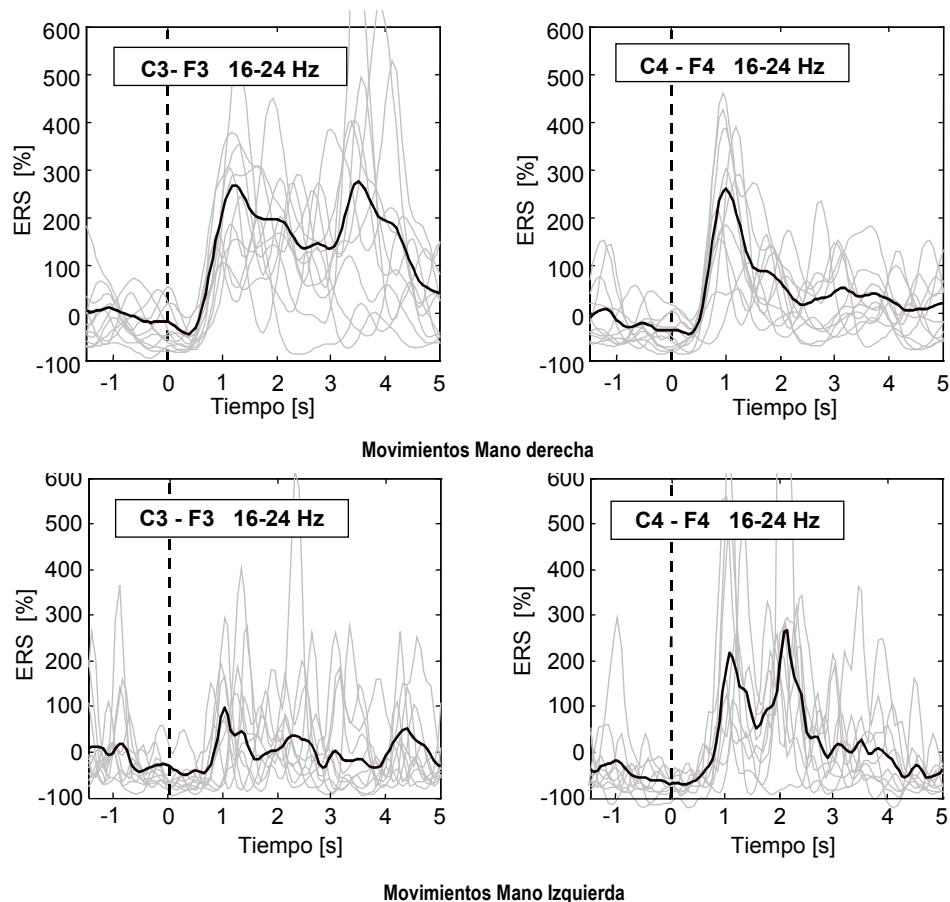


Figura 5.14: Evolución del ritmo beta en la ejecución de movimientos

### Evaluación de la estimación del Ritmo Beta en tiempo real

Para validar el algoritmo utilizado en la implementación "on-line" para estimar la potencia en la banda  $\beta$ , se compararon sus resultados con los obtenidos según el método basado en Wavelet Packets utilizado en los procesamientos "off-line". En la Figura 5.18, se muestran ambas estimaciones de  $P_\beta$  sobre un registro de EEG obtenido en C3-F3 en forma bipolar donde se observa que ambos concuerdan aceptablemente.

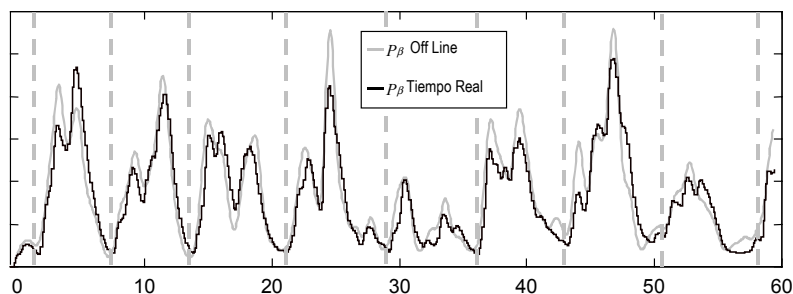


Figura 5.18: Estimación del ritmo  $\beta$  off-line y en tiempo real

### Desempeño de la BCI efectuando Movimientos del Cursor

Para analizar las posibilidades de este tipo de interfaz se realizó una primer prueba donde el usuario intenta producir acciones de control extremas. Primero debe mover el cursor a velocidad máxima hacia derecha y luego a la izquierda utilizando la siguiente estrategia basada en movimientos reales:

Movimiento del cursor a la Derecha:

Efectuar movimientos con la mano derecha (dedo índice) espaciados alrededor de 5 o 6 segundos. Esto mantendrá una ERS  $\beta_i$  importante. Recordemos que esta tiene una duración de alrededor de 5 segundos luego de efectuado el movimiento.

Al mismo tiempo mover continuamente la mano izquierda con movimientos próximos entre si separados menos de 1 seg. Esto mantiene una ERD beta continua que asegura un bajo nivel de ritmo  $\beta_d$

Movimiento del cursor a la Izquierda:

Efectuar movimientos con la mano izquierda (dedo índice) espaciados alrededor de 5 o 6 segundos. Esto mantiene una ERS  $\beta_d$  importante.

Al mismo tiempo mover continuamente la mano izquierda con movimientos próximos entre si separados menos de 1 seg. Esto mantiene una ERD beta continua que asegura un bajo nivel de ritmo  $\beta_d$ .

En la Figura 5.19 se muestra la evolución de la posición del cursor, la variable  $\delta$  y la amplitud de los ritmos  $\beta_d$  y  $\beta_i$ . Se utilizó una ganancia de cursor  $G=10$  pixeles/ $[\delta]$ .

Preliminarmente podemos observar que el paradigma planteado funciona correctamente y se observa también una buena lateralidad de los ritmos  $\beta_i$ ,  $\beta_d$ . Esta se refleja claramente en la variable  $\delta$ . Este primer ensayo no nos informa acerca del grado de control que el usuario tiene del cursor, ya que se trato de una operación a *lazo abierto*.

Para analizar este último punto se efectuaron ensayos donde el usuario fue instruido a lograr ciertos objetivos. En estas pruebas el sujeto intenta llevar el cursor desde una casilla centrada en el pixel 250 a otra centrada en 500, regresar y repetir este proceso

(Figura 5.20). Las casillas tienen un ancho del  $\pm 10\%$  de la trayectoria total (25 pixeles) y la pantalla del monitor comprende un ancho total de 748 pixeles. En esta primer prueba, se utilizó una ganancia de 10 pixeles/ $[\delta]$ .

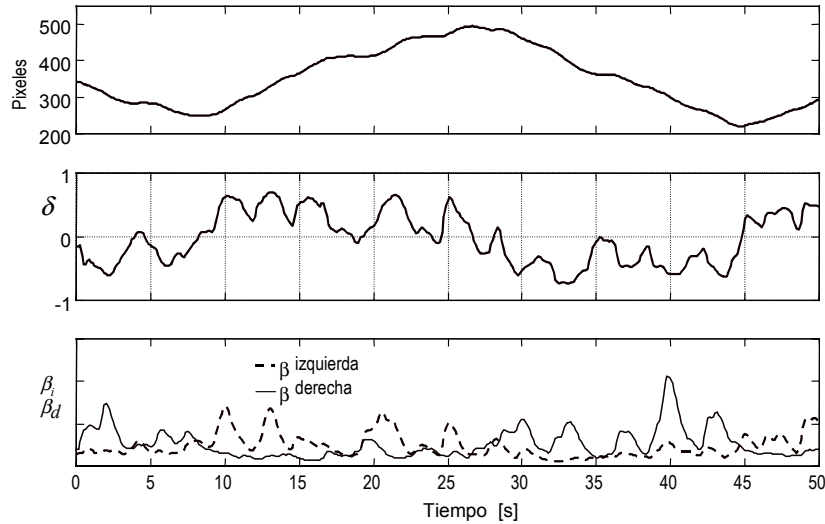


Figura 5.19: Evolución de la posición del cursor utilizando acciones de control extremas.

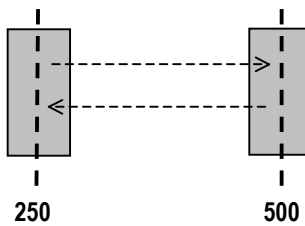


Figura 5.20: Experiencia con Blancos Fijos.

Si analizamos esta operación como un sistema de control, el lazo se cierra a través de usuario que obtiene una medida de la salida (posición del cursor) en forma visual, la compara con la referencia (posición deseada pixel 250 o 500) y genera la acción de control  $\delta$  para llevarlo a la posición deseada. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 5.21.

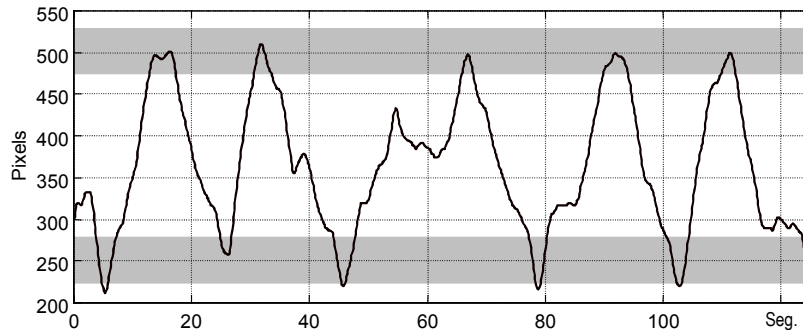


Figura 5.21: Operación a lazo cerrado.

Se observa que si bien el sujeto logra llevar el cursor a los objetivos ("targets") el control que tiene sobre el cursor no le permite revertir la dirección sin salirse de la casilla (grisado en la Figura 5.21), principalmente al moverse hacia la izquierda

cuando el control se ejerce fundamentalmente con  $\beta d$ . Se redujo la ganancia de cursor a  $G=5$  pixeles/ $[\delta]$  obteniéndose el registro de la Figura 5.22.

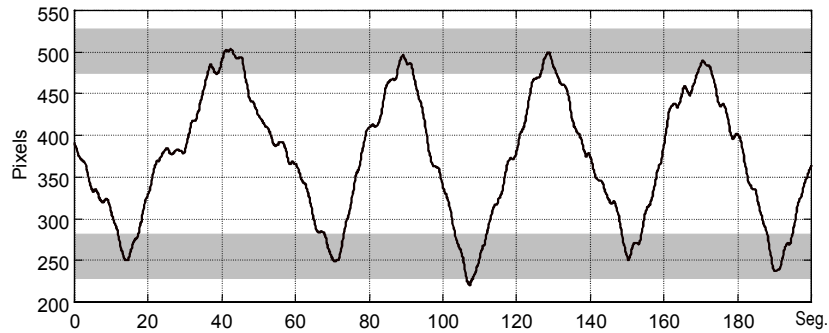


Figura 5.22: Evolución de la posición del cursor con una ganancia  $G=5$  pixeles/ $[\delta]$

En esta Figura podemos observar una mejora importante en el grado de control sobre el cursor a expensas de una menor velocidad. En primer caso un ciclo (ir del pixel 250 al 500) demandó en promedio alrededor de 25 segundos mientras que en el segundo caso más de 30. El valor de  $G=5$  pixeles/ $[\delta]$  utilizado en este ensayo fue el finalmente adoptado.

Se efectuó un segundo ensayo donde el objetivo fue alcanzar sucesivamente 4 casillas dispuestas en la pantalla según el esquema de la Figura 5.23 siguiendo la secuencia **D-A-C-B**. El resultado obtenido se muestra en la Figura 5.24.

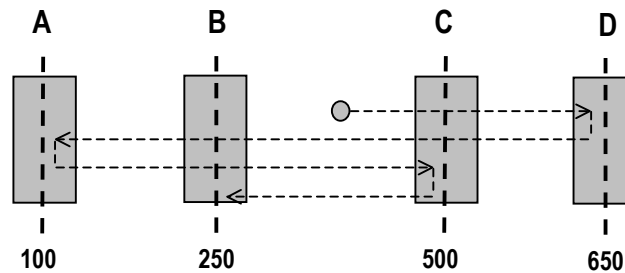


Figura 5.23: Ensayo con cuatro blancos

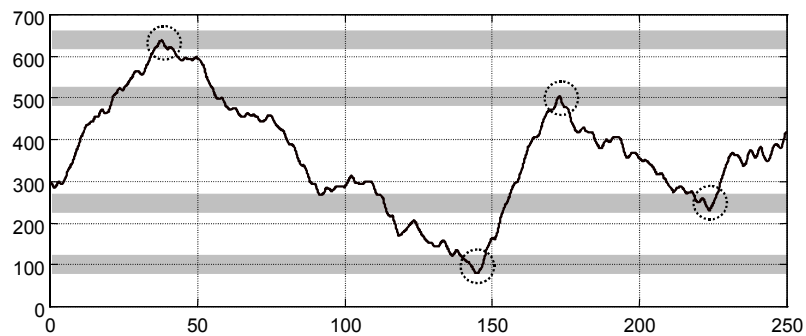


Figura 5.24: Evolución de la posición del cursor en el ensayo de cuatro blancos

La performance de estas interfaces utilizadas para mover el cursor no es simple de especificar, usualmente se evalúan como éxitos/segundos, es decir cuantas veces se alcanza un blanco por segundo (Wolpaw, 1994). Esta medida es bastante engañosa. Si por ejemplo, el objetivo es alcanzar un blanco sobre el extremo derecho sin otra

restricción, utilizando una ganancia  $G$  elevada puede lograrse en un tiempo reducido pero el grado de control del usuario sobre el control es pobre.

La forma de operación mostrada, alcanzando distintos blancos ("targets") o casilleros es la aplicación más común de estas BCI, estos casilleros estarán asociados a interruptores, caracteres o a distintas acciones a realizar. Pero si pensamos en el uso general de un cursor un aspecto importante no es solo alcanzar una determinada posición sino también mantenerlo en ella. Para determinar las posibilidades de esta interfaz para realizar esta operación se realizó un ensayo consistente en alcanzar los mismos casilleros que en el ensayo anterior pero manteniéndose un cierto tiempo sobre cada uno de ellos. En la Figura 5.25 se muestra el resultado obtenido.

En la Figura 5.26 se muestra en detalle la sección del segundo 300 al 400. Podemos observar que si bien las amplitudes absolutas de los ritmos  $\beta_d$  y  $\beta_i$  son fuertemente variables a lo largo de la experiencia, hasta el segundo 320 donde el cursor se mueve a la derecha,  $\delta$  tiene un claro valor medio positivo, mientras que en la zona donde la posición se mantiene constante (segundo 320 a 390) su valor medio es nulo pese a que en la primer parte de esta sección tanto  $\beta_d$  como  $\beta_i$  presentan una amplitud notablemente menor que en la parte final. Podemos decir que la variable  $\delta$  es, en este aspecto, *robusta*.

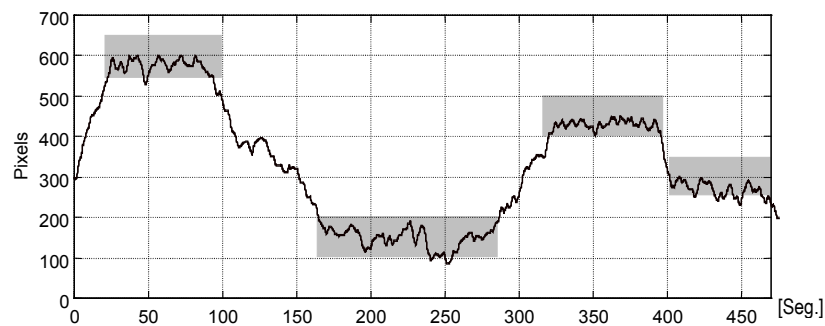


Figura 5.25: Ensayo de cuatro blancos con permanencia en cada uno de ellos

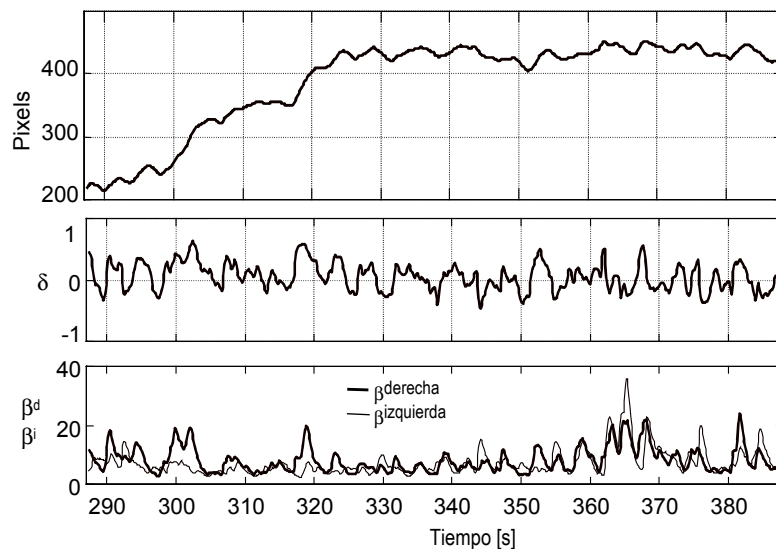


Figura 5.26: Detalle de la primer sección del ensayo de cuatro blancos

### Movimiento del cursor en 2 dimensiones.

A través de la BCI presentada en la sección 5.2.1 el usuario dispone de control sobre el cursor pudiendo, por ejemplo posicionarlo sobre un casillero en pantalla, pero siempre moviéndose sobre una línea (1 dimensión).

Para que la BCI se comporte como un verdadero apuntador (mouse) que permita al usuario utilizar tanto los programas especialmente diseñados para asistirlo como programas standard, es necesario extender el movimiento unidimensional a bidimensional. Existen algunas opciones para conseguirlo.

Wolpaw (Wolpaw, 1994) propone utilizar la diferencia de los ritmos derecho e izquierdo  $\mu_d - \mu_i$  para mover el cursor verticalmente y su suma  $\mu_d + \mu_i$  para hacerlo en forma horizontal. La idea es interesante, pero los resultados si bien son promisorios no son del todo satisfactorios: el porcentaje de éxitos al alcanzar blancos es de alrededor del 60 %.

La idea planteada por La Course (La Course, 1996) es simple y efectiva. Propone utilizar  $\mu_d - \mu_i$  tanto para movimientos horizontales como verticales, seleccionando u otra dirección a partir de una señal independiente obtenida a partir del ritmo alfa visual. Para esta función utiliza un sistema similar al presentado en la sección 5.1 para producir código morse de la siguiente manera:

Utilizando el "punto" el usuario conmuta la dirección de desplazamiento del cursor. De este modo si el cursor se está desplazando horizontalmente luego del punto hará en forma vertical y de igual manera si lo hacía en forma vertical lo hará horizontalmente. Es decir funciona en modo "toggle".

Para comprobar la factibilidad de este esquema se diseñó un experimento consistente en guiar el cursor a través de un pequeño laberinto combinando movimientos horizontales y verticales. El resultado se muestra en la Figura 5.27 donde se indica en forma separada los movimientos en ambas direcciones.

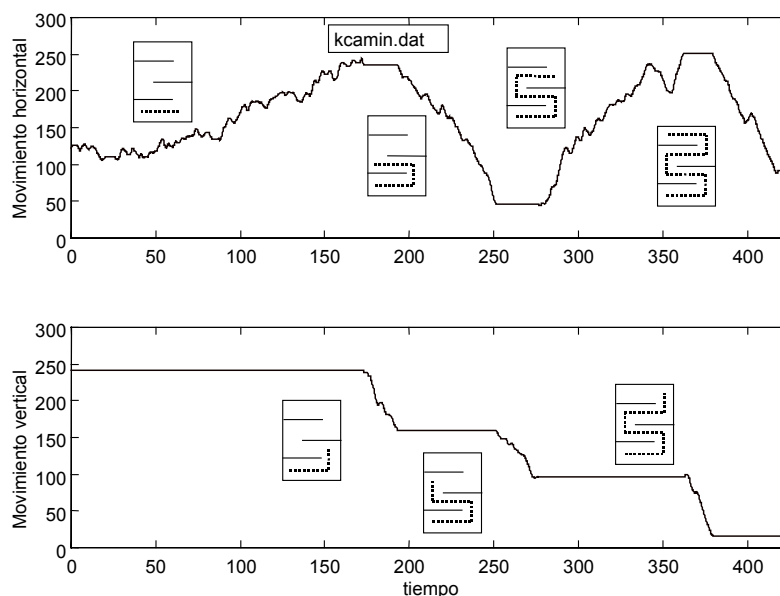


Figura 5.27: Movimiento del cursor en dos dimensiones

### Implementación de la función de selección ("Click")

Para completar los requerimientos mínimos de un apuntador nos resta aún la función de selección ("click"). Esto puede realizarse con el símbolo "raya", es decir con una activación alfa de larga duración.

## 5.3 Una interfaz propuesta.

La interfaz presentada en la sección 5.2.1, podríamos decir que es del tipo "clásico", basada en la detección de ritmos cerebrales. Este esquema, utilizado por Wolpaw y La Course, es relativamente simple pero para conseguir operarla sin ejecutar movimientos, requieren de un considerable período de entrenamiento. Estas interfaces asumen que los ritmos cerebrales pueden acondicionarse.

Un enfoque distinto es el de Pfurscheller que plantea caracterizar la señal de EEG al imaginar movimientos. De este modo, por ejemplo, podría moverse el cursor a la derecha al imaginar un movimiento con el brazo izquierdo y hacerlo en el sentido contrario si se imagina un movimiento con el brazo izquierdo (Kalcher et. al).

Este tipo de interfaz reduce el período de entrenamiento pero requiere caracterizar, para cada usuario en particular, los patrones asociados a la imaginación de movimientos con uno u otro miembro. Utilizando estos datos se construye un clasificador (específico para el sujeto) que permita discernir si el usuario está imaginando un movimiento con el brazo derecho o el izquierdo y a partir de esto se genera el movimiento del cursor.

El principal inconveniente que presentan, es que la determinación de potenciales producidos durante la imaginación de movimientos, requiere un protocolo de experimentación complejo (Kalcher et al, 1996), debido a que es necesario asegurar que durante el período de prueba el sujeto realmente esté imaginado un movimiento particular. Esto resulta especialmente difícil en un sujeto discapacitado que no pueda realizar movimientos.

Como una alternativa, que no presenta relación directa con actividades motoras y más fuertemente ligada al objetivo último que es el movimiento del cursor, se propone utilizar como estados mentales la "intención" de mover el cursor a la izquierda y la "intención" de hacerlo hacia la derecha. Si estos estados mentales resultan discernibles y detectables, la operación de la BCI no requerirá entrenamiento y resultará simple de utilizar.

### Caracterización del EEG asociado a la intención de movimiento

Para caracterizar el EEG en los mencionados estados mentales, se implementó el siguiente experimento:

Se presenta el cursor en el centro de la pantalla y un blanco a alcanzar se coloca alternativamente 10 segundos a la derecha y 10 segundos a la izquierda (Figura 5.28). Si bien cursor y blanco constituyen una figura fija igualmente el sujeto es instruido a intentar llevar el cursor hacia el blanco.

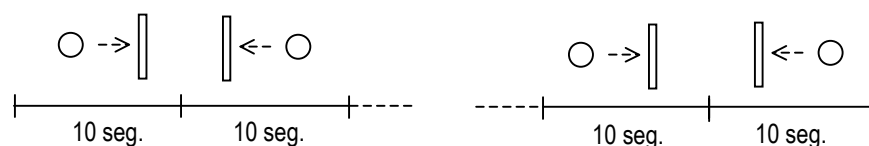


Figura 5.28: Esquema del ensayo para determinar intención de movimiento

Se realizaron dos ensayos uno de referencia y un segundo de test utilizando un canal bipolar en C3-C3'. La posición C3' se encuentra dos centímetros detrás de la posición normalizadas C3.

Siguiendo la línea actual de Pfurcheller se caracterizaron las señales obtenidas utilizando un modelo autoregresivo (Schlögl, 1997), (Anderson, 1998).

Este modelo supone que la señal de EEG se puede describir según:

$$x(n) = a_1 \cdot x(n-1) + a_2 \cdot x(n-2) + \dots + a_N \cdot x(n-N) + e(n) \quad (5.13)$$

Donde  $e(n)$  representa ruido blanco. El orden N del modelo de señal es dependiente de la tarea mental asociada y puede variar de 3 a 10 (Anderson, 1998) pero normalmente se utilizan modelos de orden 6 o 7 (Schlögl, 1997), (Roberts & Penny, 1999).

En este análisis se utilizaron los registros completos sin descartar secciones con artefactos por "pestañeos", una práctica habitual en este tipo de análisis. Estos artefactos alteran los coeficientes  $a_r$ , principalmente si la estimación de estos coeficientes se realiza sobre segmentos de corta duración. Para conseguir una estimación robusta a este tipo de artefacto, los coeficientes se calcularon sobre secciones de 5 segundos de duración.

En la Figura 5.29 se muestran los coeficientes  $a_r$  obtenidos utilizando el método de mínimos cuadrados (LMS). Los símbolos 'x' y 'o' corresponden a intenciones de movimiento a la derecha y a la izquierda respectivamente.

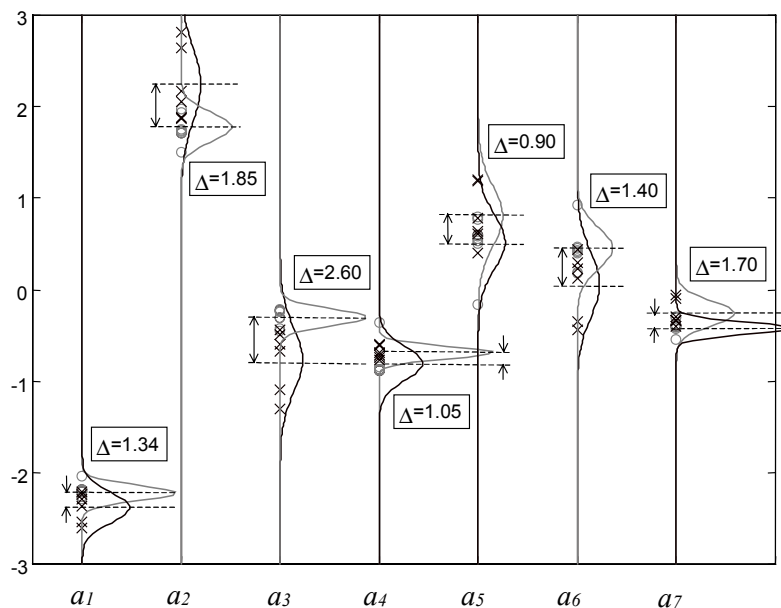


Figura 5.29: Coeficientes  $a_r$  correspondientes a las dos direcciones de movimiento.

Podemos observar que algunos de los coeficientes  $a_r$  correspondientes a cada uno de los estados mentales presentan diferencias notables. Como una medida de esto puede utilizarse la diferencia entre sus valores medios normalizada a la media geométrica de sus desviaciones standard:

$$\Delta = \frac{(a_D - a_I)}{\sqrt{\sigma_{a_D} \cdot \sigma_{a_I}}} \quad (5.14)$$

Los valores de  $\Delta$  para cada coeficientes fueron indicados en la Figura 5.29 Podemos observar que los coeficientes mas reactivos al sentido deseado en el movimiento del cursor son  $a_2$ ,  $a_3$  y  $a_7$  siendo el más importante de ellos  $a_3$ .

### Clasificador

El objetivo del clasificador es dada una muestra  $a$ , es decir un conjunto de coeficientes  $a_1$ - $a_7$  que caracterizan a la señal en un intervalo dado, decidir a que clase pertenece. En este caso las clases son:

- D: "intención de movimiento a la derecha"  
 I: "intención de movimiento a la izquierda".

Un clasificador simple que ha sido utilizado con éxito es el Bayesiano Cuadrático (Keirn, 1990). La decisión de sí una muestra  $a$  pertenece a una u otra clase se hace a partir de la evaluación de una función  $h(a)$  definida como (Apéndice 2):

$$h(a) = \frac{1}{2} \cdot (a - \bar{a}_D)^T C_D^{-1} (a - \bar{a}_D) - \frac{1}{2} \cdot (a - \bar{a}_I)^T C_I^{-1} (a - \bar{a}_I) + \frac{1}{2} \ln \left( \frac{|C_D|}{|C_I|} \right) \quad (5.15)$$

Siendo  $C_D$  e  $C_I$  las matrices de covarianza correspondientes a cada una de las clases. La pertenencia a una de las clases se decide a partir de:

$$\begin{aligned} h(a) > \ln \left( \frac{P(D)}{P(I)} \right) &\rightarrow a \in D \\ h(a) < \ln \left( \frac{P(D)}{P(I)} \right) &\rightarrow a \in I \end{aligned} \quad (5.16)$$

En el caso que nos ocupa podemos considerar que las intenciones de movimiento. en ambos sentidos son equiprobables:  $P(D)=P(I)$ , y (5.4) se reduce a :

$$\begin{aligned} h(a) > 0 &\rightarrow x \in D \\ h(a) < 0 &\rightarrow x \in I \end{aligned} \quad (5.17)$$

### Número de coeficientes

Un punto a tener en cuenta en el diseño del clasificador es el número de coeficientes a considerar. Cada muestra  $a$ , es un vector de 7 elementos que corresponden a los coeficientes  $a_1$ - $a_7$ . Estos coeficientes no son linealmente independientes y además no todos están ligados con intención de movimiento del cursor. Es decir que muchos coeficientes, o parte de ellos, no aportan información útil para el proceso de clasificación. Esto se evidencia claramente en el siguiente resultado experimental:

Si a partir de los coeficientes  $ar$  obtenidos del registro de referencia se diseña un clasificador según (5.15) utilizando únicamente el parámetro  $a_2$ , el error de este clasificador ensayado sobre el registro de test resulta del 7 % (1 error sobre 16 casos). Si se incorpora un mayor número de coeficientes la performance no mejora e inclusive se degrada. Por ejemplo utilizando  $a_2$  y  $a_3$  el error aumenta al 19% (3/16).

El hecho que, incrementando el número de parámetros, no se consigue mejorar la clasificación, indica que ellos proveen información redundante. Si calculamos la matriz de covarianza de los coeficientes  $ar$  observamos que presenta valores importantes fuera de su diagonal principal (Figura 5.30a)., esto muestra que las

variables analizadas se encuentran correlacionadas entre sí y no son linealmente independientes.

Una forma sistemática de reducir la dimensionalidad es utilizando la transformación de *Karhunen-Loeve*.

La transformación de Karhunen-Loeve (K-L) es una transformación lineal  $V$  que diagonaliza la matriz de covarianza (Haykin, 1994), es decir que está formada por sus autovectores. De esta manera los parámetros transformados  $a_{KL}$ , están dados por:

$$a_{KL} = V^T \cdot a \quad (5.18)$$

Estos nuevos parámetros no están correlacionados entre sí y su matriz de covarianza es diagonal.

La transformación inversa, que permite regresar al espacio original de las  $a$ , está dada por  $(V^T)^{-1}$ . Como esta matriz verifica que  $V^{-1}=V^T$  (Haykin, 1994), podemos escribir:

$$a = V \cdot a_{KL} \quad (5.19)$$

Las nuevas variables  $a_{KL}$  que se denominan *Componentes Principales*.

En la Figura 5.30b se presenta la matriz de covarianza de las  $a_{KL}$ . Podemos apreciar que estas  $a_{KL}$  no están correlacionadas entre si y que salvo  $a_{KL1}$  y  $a_{KL2}$  las restantes presentan muy bajas energías (los elementos  $C_{ii}$  de su matriz de covarianza son de bajo valor).

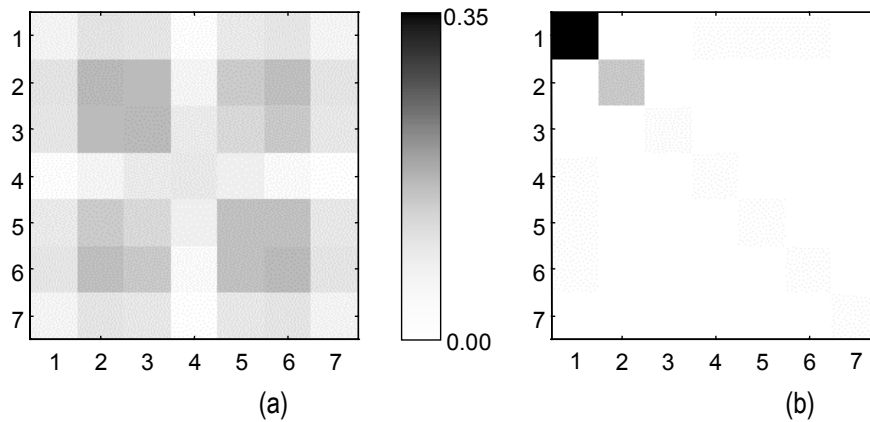


Figura 5.30: (a) Matriz de covarianza de los coeficientes  $a$  y (b) de sus componentes principales.

La componente  $a_{KL1}$  reúne alrededor del 98% de la energía total en  $a$  y juntamente con  $a_{KL2}$  más del 99.8%. Esto implica, a través de (5.19) que las  $a_{KL}$  pueden reconstruirse con muy buena aproximación a partir de solamente dos de sus componentes (Spinelli, 1998). Es decir que en este caso:

$$a = V \cdot a_{KL} = V \cdot \begin{bmatrix} a_{KL1} \\ a_{KL2} \\ \vdots \\ a_{KL7} \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} & 0 & \dots \\ v_{21} & v_{22} & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{KL1} \rightarrow \\ a_{KL2} \rightarrow \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

y podemos decir que  $a_{KL1}$  y  $a_{KL2}$  reúnen toda la información disponible en  $a_1$ - $a_7$ . De esta manera pasamos de un espacio de 7 parámetros a uno de solo dos. Resta verificar la relación de  $a_{KL1}$  y  $a_{KL2}$  con la intención de movimiento.

Utilizando cada uno de estos parámetros se obtuvieron los siguientes errores en la clasificación:

Utilizando  $a_{KL1}$ : 7 % (1 error sobre 16 casos)  
 Utilizando  $a_{KL2}$ : 42 % (7 errores sobre 16 casos)

Vemos que la componente  $a_{KL1}$  está fuertemente ligada a la intención de movimiento, mientras que  $a_{KL2}$  no presenta prácticamente relación alguna. Recordemos que un error en la clasificación del 50% implica una capacidad de clasificación nula. Es decir que al incorporar  $a_{KL2}$  en la clasificación solo adicionamos ruido a los datos.

En resumen podemos decir:

De los 7 coeficientes  $a_r$  solo pueden rescatarse 2 componentes principales, de las cuales solo una está fuertemente ligada a la intención de movimiento.

A una conclusión similar arribó Lugger, del Grupo de Pfurtscheller (Lugger et al., 1998) utilizando como estados mentales la imaginación de movimientos.

A la luz de esta hipótesis podemos analizar porqué la clasificación según  $a_2$  resulta mejor que con  $a_3$ . Si expandimos la ecuación (5.20), utilizando los elementos de la matriz V obtenida a partir de los datos experimentales, resulta:

$$a_2 \cong +0.5052 \cdot a_{KL1} + 0.2362 \cdot a_{KL2}$$

$$a_3 \cong -0.4296 \cdot a_{KL1} + 0.5174 \cdot a_{KL2}$$

Vemos que  $a_2$  al presentar una mayor proporción de  $a_{KL1}$ , la componente más ligada al sentido de movimiento deseado, resulta más apto para la clasificación.

Los datos analizados no constituyen una estadística suficiente para realizar conclusiones definitivas, pero podemos observar preliminarmente que:

- El sentido deseado de movimiento es detectable a partir de los coeficientes de un modelo autoregresivo de la señal de EEG.
- Utilizando un modelo  $ar$  de orden 7, existen aproximadamente dos coeficientes linealmente independientes
- Los 7 coeficientes  $ar$ , a través de la Transformada de Karhunen-Loeve pueden expresarse, muy aproximadamente a partir de solo dos componentes principales, de las cuales solo una está claramente ligada a la intención de movimiento.

Se planea en el futuro llevar este esquema hacia una implementación en tiempo real, siendo esta una de las principales líneas abiertas que deja esta tesis.



---

## Capítulo 6: Conclusiones

---

### Conclusiones.

Se reprodujeron varios tipos de interfaces basadas en ritmos cerebrales reportadas en la literatura. En algunos casos se propusieron e implementaron mejoras tendientes a conseguir una interfaz robusta.

Se desarrolló un sistema que, a partir del ritmo  $\alpha$ , permite establecer un canal digital de comunicación con una capacidad de unos 10 bits/min. La implementación, basada en una medida del ritmo relativa su nivel de "background", no requiere ajustes para ser utilizada por distintos sujetos, siendo esto último una mejora sobre las interfaces existentes.

A partir de los ritmos  $\beta_i$  en el hemisferio izquierdo y  $\beta_d$  en el derecho, ha sido posible mover un cursor sobre la pantalla de un ordenador en una dimensión utilizando un esquema similar al propuesto por Wolpaw. Se planteó una mejora a este esquema consistente en utilizar el coeficiente de asimetría  $\delta = (\beta_d - \beta_i) / (\beta_d + \beta_i)$ . Este parámetro presenta un efecto "normalizador" que otorga robustez a la interfaz frente a variaciones en la amplitud absoluta de los ritmos.

Combinando las dos interfaces se obtuvo un esquema similar al propuesto por La Course que permite implementar las funciones básicas de un dispositivo apuntador (mouse): movimiento del cursor en pantalla (2 dimensiones) y selección ("click").

Se propuso una BCI basada en detectar la "intención" por parte del usuario desplazar el cursor hacia uno u otro lado (derecha-izquierda). Se efectuaron ensayos preliminares que demostraron que es posible determinar esta "intención" a partir de una interpretación de las señales de EEG utilizando modelos autoregresivos ( $ar$ ).

El desarrollo del trabajo de tesis resultó muy enriquecedor en el aspecto formativo. Las interfaces para control cerebral reúnen técnicas provenientes de distintas disciplinas, desde instrumentación hasta procesamiento de señales y clasificación. Estos temas fueron estudiados y aplicados en el diseño y en la construcción de interfaces BCI.

Otro resultado particularmente importante de esta tesis fue la experiencia adquirida en la adquisición de potenciales biológicos.

### **Líneas Abiertas**

A partir del desarrollo de la presente tesis, surgieron varias ideas y temas en los cuales se planea trabajar en el futuro.

La principal línea abierta es el desarrollo de una interfaz en tiempo real basada en señales producidas con la intención de movimiento del cursor. Para ello será necesario planear y realizar numerosos ensayos previos, diseñar y construir una nueva interfaz según al paradigma planteado y evaluar sus características sobre un número considerable de sujetos.

Para obtener implementaciones de BCI robustas es necesario disponer de señales de EEG con buena relación señal/ruido. Para ello se planea continuar con el estudio de EMI en la medición de biopotenciales y técnicas de separación estadística de señales como el análisis de componentes independientes (ICA: *Independent Component Analysis*).

Se prevé también explorar la utilización de distintas técnicas para caracterizar a las señales de EEG. Analizar técnicas ya utilizadas como los coeficientes *ar* y otras basadas en teoría de la información como la entropía que si bien aún no han sido utilizadas en BCI, se muestran como indicadores útiles en el diagnóstico de epilepsia.

## Apéndice 1: Principio de Incertidumbre - Duración eficaz.

### A1.1. Duración Eficaz.

Dada una señal temporal  $x(t)$ , con norma unitaria<sup>1</sup> en  $L^2$ , se define como su duración efectiva (Papoulious, 1962), incertidumbre o resolución temporal a:

$$D_t^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (t - t_0)^2 \cdot |x(t)|^2 dt \quad (\text{A1.1})$$

Siendo  $t_0$  su centro de gravedad.  $D_t$  es una medida del grado de incertidumbre en la localización temporal de la energía. Un valor de  $D_t$  pequeño indica que la energía se encuentra concentrada alrededor de un instante dado.

De igual modo se define la incertidumbre o resolución espectral como:

$$D_f^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (f - f_0)^2 \cdot |X(f)|^2 df \quad (\text{A1.2})$$

siendo  $X(f)$  la transformada de Fourier de  $x(t)$  y  $f_0$  su centro de gravedad. Este parámetro es una medida del grado de localización en frecuencia.

A continuación se muestra el cálculo de  $D_t$  y  $D_f$  para las ventanas utilizadas en el trabajo.

#### A1.1.1. Ventana Gaussiana - Duración Efectiva en t.

Dada una ventana gaussiana

$$v(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_t^2}} \cdot e^{-t^2/(2\sigma_t^2)} \quad (\text{A1.3})$$

su norma en  $L^2$  está dada por;

$$\|v(t)\|^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |v(t)|^2 \cdot dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_t^2}} \cdot e^{-t^2/(2\sigma_t^2)} \right)^2 \cdot dt \quad (\text{A1.4})$$

$$\|v(t)\|^2 = \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma_t}$$

La ventana, normalizada en energía resulta:

$$v_n^2(t) = \frac{v^2(t)}{\|v(t)\|^2} = \frac{1}{\sigma_t \sqrt{\pi}} \cdot e^{-t^2/\sigma_t^2} \quad (\text{A1.5})$$

como se encuentra centrada en el origen  $t_0=0$  y su duración efectiva, según (A1.1) es:

$$D_t^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} t^2 \cdot \frac{1}{\sigma_t \sqrt{\pi}} \cdot e^{-t^2/\sigma_t^2} dt \quad (\text{A1.6})$$

que resulta en

$$D_t = \sigma_t / \sqrt{2} \quad (\text{A1.7})$$

<sup>1</sup> De esta forma se consigue el parámetro  $D_t$ , definido por (A1.1) sea independiente de la energía de la señal, dependiendo exclusivamente de su "extension temporal". Además, al ser unitaria el área bajo  $|x(t)|^2$  esta función adquiere propiedades de función densidad de probabilidad y la expresión (A1.1) puede pensarse como una "varianza temporal".

### A1.1.2. Ventana Gaussiana - Duración Efectiva en $f$ .

La transformada de Fourier de la ventana gaussiana, una vez normalizada en energía, esta dada por:

$$V(f) = \frac{1}{\sqrt{\sigma_f} \sqrt{\pi}} \cdot e^{-f^2/(2\sigma_f^2)} \quad (\text{A1.8})$$

siendo  $\sigma_f^2 = \frac{1}{4\pi^2\sigma_t^2}$

y la resolución en  $f$  resulta:

$$D_f = \sigma_f / \sqrt{2} \quad (\text{A1.9})$$

que puede expresarse en términos de la ventana temporal  $v(t)$  como:

$$D_f = \frac{1}{\sqrt{8\pi}\sigma_t} \quad (\text{A1.10})$$

### A1.1.3. Pulso exponencial. Duración efectiva en $t$

Sea una ventana exponencial del tipo

$$v(t) = e^{-t/\tau} \cdot u(t)$$

su norma en  $L^2$  está dada por:

$$\|v(t)\|^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |v(t)|^2 \cdot dt = \int_0^{+\infty} e^{-2t/\tau} \cdot dt \quad (\text{A1.11})$$

$$\|v(t)\|^2 = \left. \frac{e^{-2t/\tau}}{-2 \cdot t/\tau} \right|_0^{\infty} = \frac{\tau}{2}$$

La ventana normalizada en energía resulta:

$$v_n^2(t) = \frac{v^2(t)}{\|v(t)\|^2} = \frac{2}{\tau} \cdot e^{-2t^2/\tau} \quad (\text{A1.12})$$

Esta función tiene área unitaria pero su centro de gravedad no se encuentra en el origen, para determinarlo debemos hallar el tiempo  $t_0$  que divide a esta curva en dos secciones de área 1/2, es decir:

$$t_0 \quad / \quad \int_{-\infty}^{t_0} v_n^2(t) \cdot dt = \frac{1}{2} \quad (\text{A1.13})$$

planteando esta condición para la ventana considerada tenemos:

$$\int_0^{t_0} \frac{2}{\tau} \cdot e^{-2t^2/\tau} = (1 - e^{-2t_0/\tau}) = \frac{1}{2} \quad (\text{A1.14})$$

resultando

$$t_0 = \frac{\tau}{2} \cdot \ln 2 \quad (\text{A1.15})$$

Obtenido  $t_0$ , la duración efectiva  $D_t$  calculada según (A1.1) dada por:

$$D_t^2 = \int_0^{\infty} t^2 \cdot e^{-2(t-\tau/2 \ln 2)/\tau} dt = 2 \cdot e^{-2/\tau} \cdot \left[ \frac{t^2}{(-2/\tau)} - \frac{2 \cdot t}{(-2/\tau)^2} + \frac{2}{(-2/\tau)^3} \right] \Big|_0^{\infty} \quad (\text{A1.16})$$

resulta finalmente:

$$D_t = \frac{\sqrt{\tau^3}}{2} \quad (\text{A1.17})$$

## A1.2. Principio de incertidumbre.

En un análisis tiempo-frecuencia, tanto la resolución temporal como la espectral pueden hacerse tan finas como se desee, pero no en forma independiente. Su producto siempre será mayor o igual que  $1/4\pi$ . Este límite se conoce como *Principio de Incertidumbre* y puede expresarse como:

$$D_f \cdot D_t \geq \frac{1}{4\pi} \quad (\text{A1.18})$$

Este límite establece una relación de compromiso entre la resolución temporal y la espectral, para cada caso particular debe realizarse una elección resignando una u otra, teniendo presente que el límite dado por (A1.18) nunca podrá sobrepasarse.

La igualdad en (A1.18) solo se alcanza para  $x(t)$  gaussiana donde:

$$D_t \cdot D_f = \frac{\sigma_t}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{8\pi\sigma_t}} = \frac{1}{4\pi}$$



## Apéndice 2: El clasificador Bayesiano Cuadrático

### A2.1. Muestras unidimensionales

El problema de clasificación consiste en, dada una muestra  $x$  de una variable aleatoria, y una serie de clases, decidir a cual de ellas pertenece.

Suponiendo una variable aleatoria  $X$  unidimensional y solo dos clases  $A$  y  $B$ . Podemos definir las siguientes funciones densidad de probabilidad (f.d.p) condicionales:

$f_x(x/A)$  : f.d.p de  $x$  cuando pertenece a la clase  $A$ .  
 $f_x(x/B)$  : f.d.p de  $x$  cuando pertenece a la clase  $B$ .

Una forma simple de efectuar la clasificación consiste en establecer un umbral  $h$  que defina la pertenencia a cada una de estas clases (Figura A2.1).

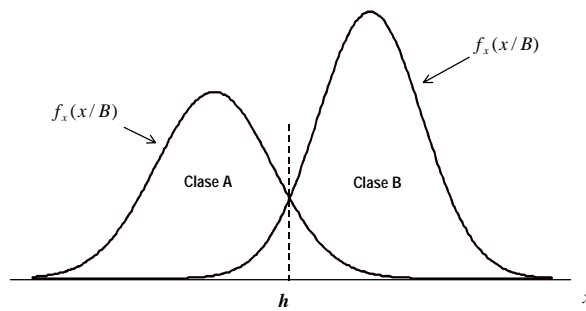


Figura A2.1

Dado un cierto umbral  $h$ , la probabilidad de cometer un error en la clasificación está dada por:

$$P(e) = P(A) \cdot \int_{-\infty}^h f_x(x/B) \cdot dx + P(B) \cdot \int_h^{\infty} f_x(x/A) \cdot dx \quad (A2.1)$$

Siendo  $P(A)$  y  $P(B)$  las probabilidades *a priori* correspondientes a cada una de las clases. El valor de  $h$  que minimiza esta probabilidad es aquel que verifica (Schwartz, 1980).

$$\frac{f_x(h/B)}{f_x(h/A)} = \frac{P(A)}{P(B)} \quad (A2.2)$$

Si las f.d.p.  $f_x(x/A)$  y  $f_x(x/B)$  son gaussianas, pueden escribirse como:

$$f_x(x/A) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_A} \cdot e^{-(x-\bar{x}_A)^2/2\sigma_A^2} \quad (A2.3)$$

$$f_x(x/B) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_B} \cdot e^{-(x-\bar{x}_B)^2/2\sigma_B^2}$$

Evaluando A2.3 en  $h$  y reemplazando en A2.2, se obtiene la siguiente igualdad:

$$\frac{e^{-(h-\bar{x}_A)^2/2\sigma_A^2}}{\sqrt{2\pi}\sigma_A} \cdot \frac{\sqrt{2\pi}\sigma_B}{e^{-(h-\bar{x}_B)^2/2\sigma_B^2}} = \frac{P(A)}{P(B)} \quad (A2.4)$$

que, aplicando logaritmos a ambos miembros puede llevarse a:

$$\frac{1}{2} \cdot \ln\left(\frac{\sigma_B^2}{\sigma_A^2}\right) - (h-\bar{x}_A)^2/2\sigma_A^2 + (h-\bar{x}_B)^2/2\sigma_B^2 = \ln\left(\frac{P(A)}{P(B)}\right) \quad (A2.5)$$

De donde podría determinarse  $h$ . Para evitar obtenerlo en forma explícita, se define una función discriminante  $h(x)$  que consiste en el primer miembro de la igualdad (A2.5). De este modo la pertenencia de  $x$  a una u otra clase se determina según:

$$h(x) = \frac{1}{2} \cdot \ln\left(\frac{\sigma_B^2}{\sigma_A^2}\right) - (h - \bar{x}_A)^2 / 2\sigma_A^2 + (h - \bar{x}_B)^2 / 2\sigma_B^2 \quad (\text{A2.6})$$

$$h(x) > \ln\left(\frac{P(A)}{P(B)}\right) \quad \rightarrow \quad x \ni A$$

$$h(x) < \ln\left(\frac{P(A)}{P(B)}\right) \quad \rightarrow \quad x \ni B$$

La función  $h(x)$  es cuadrática en  $x$  y el clasificador dado por (A2.6) se denomina *Clasificador Bayesiano Cuadrático*.

## A2.2. Extensión a muestras multidimensionales

La expresión del clasificador dado por (A2.6) es válida únicamente para una variable  $x$  unidimensional.

En el caso multidimensional, la muestra  $x$  será un vector de parámetros. En lugar de varianzas  $\sigma_A^2$  y  $\sigma_B^2$ , tendremos matrices de covarianza  $C_A$  y  $C_B$ . Los valores medios de  $x_A$  y  $x_B$  serán vectores compuestos por los valores medios de cada una de sus componentes y la ecuación (A2.6) se transforma en (Keirn y Aunon, 1990):

$$h(x) = \frac{1}{2} \cdot \ln\left(\frac{|C_D|}{|C_I|}\right) - \frac{1}{2} \cdot (x - \bar{x}_A)^T C_A^{-1} (x - \bar{x}_A) + \frac{1}{2} \cdot (x - \bar{x}_B)^T C_B^{-1} (x - \bar{x}_B) \quad (\text{A2.7})$$

$$h(x) > \ln\left(\frac{P(A)}{P(B)}\right) \quad \rightarrow \quad x \ni A$$

$$h(x) < \ln\left(\frac{P(A)}{P(B)}\right) \quad \rightarrow \quad x \ni B$$

## Apéndice 3: Listado de los Programas utilizados

### A3.1 Programa para experiencias sobre ritmos $\mu$ y $\beta$

**program tecla;**

{Este programa adquiere en tres canales con un canal mas que es el teclado.}

uses crt,dos,graph;

**var**

```
i,j,k,jr,jl,GraphDriver,GraphMode,
j0, j1, j2           : integer;
error,bo,MARK       : boolean;
c,d,e               : char;
BaseAdress,TX,RX,IntEnabReg,
LineControlReg,LineStatusReg,
BaudRateLo,BaudRateHi,
ModemControlReg     : Word;
Regs                : Registers;
ViejoManejador, ViejoTeclado : pointer;
Arch                : text;
x                   : array[0..3 , 0..256] of byte; {armo buffercitos de 256 Bytes}
                                                           {x[3,i] es la marca por tecla }

jrChan0, jrChan1, jrChan2, n, n_1, n_2: byte;
PathNombre          : string[20];
WriteArch,Recep,Creacion : Boolean;
bh,bl,RByte,NChan,tekla : byte;
```

**Procedure Beep;**

```
begin
Sound(880);
Delay(20);
NoSound;
end;
```

**Procedure Recepcion; Interrupt;**

```
Begin
Inline($FA);
RByte:=Port[RX];
Port[$20]:=$20;
if RByte=0 then begin
    NChan:=0;           {si recibo MARK fuerzo a canal0}
    MARK:=true;
    end
else if MARK then
begin

Case NChan of
0: begin
x[0,jrChan0]:=RByte;
x[3,jrChan0]:=tekla;tekla:=0;
jrChan0:=(jrChan0+1) mod 256
end;

1: begin
x[1,jrChan1]:=RByte;
jrChan1:=(jrChan1+1) mod 256
end;
```

```

2: begin
  x[2,jrChan2]:=RByte;
  jrChan2:=(jrChan2+1) mod 256
end;

```

```

else NChan:=0;
end; {case}

```

```
end;
```

```

NChan:=(NChan+1) mod 3;    {incremento numero de canal}
jr:=jrChan0;
if jrChan1<jr then jr:=jrChan1;
if jrChan2<jr then jr:=jrChan2;

```

```

Inline($FB);
end;

```

#### **Procedure ClearBufSerie;**

```

Begin
for j:=0 to 3 do
  begin
  for i:=0 to 256 do x[j,i]:=$00;
  end;
jr:=0;jl:=0;
end;

```

#### **Procedure InterTecla; Interrupt;**

```

begin
tekla:=1;
SetIntVec($09,ViejoTeclado);
Inline($CD);
Inline($09);
SetIntVec($09,@Intertecla);
Port[$20]:=$20;
end;

```

#### **Procedure IniSerie;**

```
{Inicializa RS232 }
```

```

Begin
jr:=0;jl:=0;
BaseAddress:=$3F8;    {COM1}
TX:=BaseAddress;
RX:=BaseAddress;
IntEnabReg:=BaseAddress+1;
LineControlReg:=BaseAddress+3;
LineStatusReg:=BaseAddress+5;
BaudRateHi:=BaseAddress+1;
BaudRateLo:=BaseAddress;
ModemControlReg:=BaseAddress+4;

```

```
{Instalacion de la Interrupcion IRQ4}
```

```

Inline($FA);          {CLI}
GetIntVec($0C,ViejoManejador);
SetIntVec($0C,@Recepcion);    {Instala Interrupcion IRQ3 (TYPE 0CH)}

```

```
Port[$21]:=$00;           {Habilita todas las interrupciones }

{Instalacion de la Interrupcion IRQ1: Teclado}

Inline($FA);
GetIntVec($09,ViejoTeclado);
SetIntVec($09,@InterTecla);   {IRQ1 (TYPE 09H) }
Port[$21]:=$00;           {Habilita todas las interrupciones}
```

{Inicializacion Pserie}

```
Port[LineControlReg]:=$80; {habilita escrit. en Divisores}
Port[BaudRateLo]:=$06;    {19200 Baudios}
Port[BaudRateHi]:=$00;    {BRH,BRL=115200/BaudRate}
Port[LineControlReg]:=$07; {NoParity, 8bits, 2stops}
Port[IntEnabReg]:=$01;    {Int. solo por recepcion}
Port[ModemControlReg]:=$08; {habilita RX y TX en $3F8}
end;
```

### {Programa Principal}

```
Begin
DetectGraph(GraphDriver,GraphMode);
WriteLn(GraphDriver,GraphMode);
GraphDriver:=7;
GraphMode:=0;
InitGraph(GraphDriver,GraphMode,'tp\bgi');

Assign(arch,'c:\ramaiz3.dat');
Rewrite(arch);

ClearBufSerie;
Delay(200);
IniSerie;
Delay(200);
c:=' ';
Delay(200);
d:=Chr(port[RX]);           {leo Basura que puede haber quedado}
jr:=0;jl:=0;               {inicializo los punteros circulares }
jrChan0:=0;jrChan1:=0;jrChan2:=0;
tekla:=0;
i:=50;
k:=100;
ClearViewPort;
Inline($FB); { STI}

While (c<>#27) do
  Begin
    While jr<>jl do begin
      WriteLn(arch, x[0,jl]:3,' ', x[1,jl]:3,' ',x[2,jl]:3,' ',x[3,jl]:1);
      tekla:=0;
      j0:=trunc(100-x[0,jl]/6);
      j1:=trunc(200-x[1,jl]/6);
      j2:=trunc(300-x[2,jl]/6);
      PutPixel(trunc(i/8),j0,15);
      PutPixel(trunc(i/8),j1,15);
      PutPixel(trunc(i/8),j2,15);
      Inc(i);
    end;
  end;
```

```
    if i>20*256 then Begin
        i:=1;
        beep;
        ClearViewPort;
        end;

        jl:=(jl+1) mod 256;
        end;
    if Keypressed then c:=ReadKey;
    end;

SetIntVec($0C,ViejoManejador);
SetIntVec($09,ViejoTeclado);

end.
```

### A3.2 Programa para el movimiento del cursor en dos dimensiones

**program BCI;**

{Movimiento del cursor en 2 dimensiones y Click }

uses crt,dos,graph;

**var**

i,j,ii,jj,  
 GraphDriver,GraphMode,  
 Ndec, Ton,t,Simbol : integer;  
 MARK, Punto, Raya, Dir : boolean;  
 c,d,e : char;

BaseAdress,TX,RX,IntEnabReg,  
 LineControlReg,LineStatusReg,  
 BaudRateLo,BaudRateHi,  
 ModemControlReg : Word;

Regs : Registers;  
 ViejoManejador,Mira : pointer;  
 Arch : text;

{Buffers Circulares}

x : array[0..2, 0..255] of byte; {buffercito de entrada de 256 Bytes }  
 xz : array[0..2, 0..255] of real; {salida del zero en 50Hz. }  
 y : array[0..2, 0..255] of real; {salida filtro pasabanda }  
 p : array[0..2, 0..255] of real; {potencia media en banda Alfa y Beta }  
 ppro : array[0..2, 0..255] of real; {potencia media decimada }  
 base : array[0..2, 0..255] of real; {Nivel Base }  
 tech : array[0..2, 0..255] of real; {Nivel Techo }  
 medio : array[0..2, 0..255] of real; {Nivel Medio }

{Punteros de los Buffers Circulares}

jr, jr\_1, jl, n, n\_1, n\_2, nl : byte;

PathNombre : string[20];  
 RByte,NChan : byte;  
 umbral, aa1, aa2, acum0,  
 acum2,acum1 : real;  
 delta, cursor : real;

**Const**

{Coeficientes Filtro Zero de Tr. en 50 Hz}

bz0 : real = 0.7540;  
 bz1 : real =-0.5080;  
 bz2 : real = 0.7540;

{Coeficientes Filtro Pasabanda 10 Hz: Ritmo Alfa}

apb10\_1 : real =-1.8875;  
 apb10\_2 : real = 0.9409;  
 bpb10\_0 : real = 0.0588;  
 bpb10\_1 : real =-0.0588;

{Coeficientes Filtro Pasabanda 20 Hz: Ritmo Beta}

apb1 : real =-1.6996;  
 apb2 : real = 0.9409;

```

bpb0 : real = 0.0573;
bpb1 : real =-0.0573;

```

```
{Coeficientes Filtro Pasabajos Suavisante }
```

```

as1 : real =-1.980;
as2 : real = 0.9801;
bs0 : real = 0.0001;

```

**Procedure Beep1;**

```

begin
Sound(1000);
Delay(20);
NoSound;
end;

```

**Procedure Beep2;**

```

begin
Sound(500);
Delay(50);
NoSound;
end;

```

**Procedure Recepcion; Interrupt;**

```

Begin
Inline($FA);
RByte:=Port[RX];
if RByte=0 then NChan:=3; {si recibo MARKA fuerzo a canal0}

```

```
Case NChan of
```

```

2: begin
x[0,n]:=RByte;

```

```

{Zero de Transmision en 50 Hz}
xz[0,n]:=bz0*x[0,n]+bz1*x[0,n_1]-bz2*x[0,n_2];

```

```

{Filtro PasaBanda}
y[0,n]:=bpb0_0*xz[0,n]+bpb10_1*xz[0,n_1]-apb10_1*y[0,n_1]-apb10_2*y[0,n_2];

```

```

{Calculo de RMS^2 promedio}
p[0,n]:=bs0*Sqr(y[0,n])-as1*p[0,n_1]-as2*p[0,n_2];

```

```
end;
```

```
1: begin
```

```

x[1,n]:=RByte;
{Zero de Transmision en 50 Hz}
xz[1,n]:=bz0*x[1,n]+bz1*x[1,n_1]+bz2*x[1,n_2];

```

```

{Filtro PasaBanda}
y[1,n]:=bpb0*xz[1,n]+bpb1*xz[1,n_1]-apb1*y[1,n_1]-apb2*y[1,n_2];

```

```

{Calculo de RMS^2 promedio}
p[1,n]:=bs0*Sqr(y[1,n])-as1*p[1,n_1]-as2*p[1,n_2];

```

```
end;
```

```
0: begin
```

```

x[2,n]:=RByte;
{Zero de Transmision en 50 Hz}
xz[2,n]:=bz0*x[2,n]+bz1*x[2,n_1]+bz2*x[2,n_2];

```

```

{Filtro PasaBanda}
y[2,n]:=bpb0*xz[2,n]+bpb1*xz[2,n_1]-apb1*y[2,n_1]-apb2*y[2,n_2];

{Calculo de RMS promedio}
p[2,n]:=bs0*Sqr(y[2,n])-as1*p[2,n_1]-as2*p[2,n_2];

end;

3: begin
{Calculo de Potencias - Decimacion por 32 con promedio}
acum0:=acum0+p[0,n];
acum1:=acum1+p[1,n];
acum2:=acum2+p[2,n];

if Ndec=0 then
begin
{Potencia media: ppro[2,jr]}
ppro[0,jr]:=acum0/32; acum0:=0;
ppro[1,jr]:=acum1/32; acum1:=0;
ppro[2,jr]:=acum2/32; acum2:=0;

{Nivel Base - Filtro de doble constante de tiempo para el Ritmo Alfa}
base[0,jr]:=aa1*base[0,jr_1]+(1-aa1)*ppro[0,jr];

if base[0,jr]>=base[0,jr_1] then aa1:=0.999
else aa1:=0.925;

{Incremento puntero de 8 muestras/seg.}
jr_1:=jr ; jr:=(jr+1) and 255;
end;

Ndec:=(Ndec+1) and $1F;

{ Incremento puntero de 256 muestras/seg.}
n_2:=n_1 ; n_1:=n ; n:=(n+1) and 255;

NChan:=2;
end;

else NChan:=2;
end; {case}

NChan:=(NChan+1) mod 3; {incremento numero de canal}

Inline($FB);
Port[$20]:=$20;

end;

```

**Procedure ClearBufSerie;**

```

Begin
for j:=0 to 2 do
begin
for i:=0 to 255 do begin
x[j,i]:=0;
y[j,i]:=0;
p[j,i]:=0;
ppro[j,i]:=0;

```

```

        base[j,i]:=0;
        tech[j,i]:=0;
        medio[j,i]:=0;
    end;

end;

n:=0 ; n_1:=0 ; n_2:=0; nl:=0;
jr:=0; jr_1:=0; jl:=0; NChan:=0;
end;

Procedure IniSerie;
{Inicializa RS232 }
Begin
BaseAddress:=$3F8;           {COM1}
TX:=BaseAddress;
RX:=BaseAddress;
IntEnabReg:=BaseAddress+1;
LineControlReg:=BaseAddress+3;
LineStatusReg:=BaseAddress+5;
BaudRateHi:=BaseAddress+1;
BaudRateLo:=BaseAddress;
ModemControlReg:=BaseAddress+4;

{Instalacion de la Interrupcion IRQ4}

Inline($FA);                 {CLI}
GetIntVec($0C,ViejoManejador);
SetIntVec($0C,@Recepcion);   {Instala Interrupcion IRQ3 (TYPE 12D) }
Port[$21]:=$00;              {Habilita todas las interrupciones }

{Inicializacion Pserie}
Port[LineControlReg]:=$80;    {habilita escrit. en Divisores }
Port[BaudRateLo]:=$06;        {19200 Baudios }
Port[BaudRateHi]:=$00;        {BRH,BRL=115200/BaudRate }
Port[LineControlReg]:=$07;    {NoParity, 8bits, 2stops }
Port[IntEnabReg]:=$01;        {Int. solo por recepcion }
Port[ModemControlReg]:=$08;   {habilita RX y TX en $3F8 }

d:=Chr(Port[RX]);             {Leo Basura }
Inline($FB);                  {STI }

end;

{Programa Principal}
Begin
DetectGraph(GraphDriver,GraphMode);
WriteLn(GraphDriver,GraphMode);
GraphDriver:=7;
GraphMode:=0;

RestoreCrtMode;
InitGraph(GraphDriver,GraphMode,'tpltbgi');

Assign(arch,'c:\ramin8.dat');
Rewrite(arch);

Inline($FA);   {CLI}

ClearBufSerie;

```

```

i:=20; t:=20;
ClearViewPort;

IniSerie;
d:=Chr(Port[RX]);
Port[$20]:=$20;

{Armo la mira telescopica (cursor)}

Line(100,90,100,110);
Line(85,100,115,100);
Circle(100,100,5);
GetImage(95,95,105,105,Mira^);

{Dibujo el laberinto}

Rectangle(1,1,300,300);
Line(1,200,200,200);
Line(1,66,200,66);
Line(100,133,300,133);

c:=' ';
delta:=0;
umbral:=0;
Cursor:=150;j:=150;
jj:=250;

While (c<>#27) do
  Begin
    While jr_1<>jl do
      begin
        Writeln(arch,ppro[1,jl]:3:2,' ',ppro[2,jl]:3:2,' ',delta:3:2,' 'j:3,' 'jj:3);
        delta:=(ppro[1,jl]-ppro[2,jl])/(ppro[1,jl]+ppro[2,jl]);
        PutImage(j,jj,Mira^,XorPut);
        cursor:=cursor+2*delta;
        if Cursor>300 then Cursor:=1;
        if Cursor<1 then Cursor:=1;
        if Dir then j:=trunc(cursor) mod 320
          else jj:=trunc(cursor) mod 320;
        PutImage(j,jj,Mira^,NormalPut);

        if ppro[0,jl]>umbral then begin
          Inc(Ton);
          if Ton=2 then begin
            Beep1;
            Punto:=True;
            Dir:=not Dir;
            if Dir then begin
              jj:=trunc(Cursor);
              Cursor:=j;
            end
            else begin
              j:=trunc(Cursor);
              Cursor:=jj;
            end;
          end;

          if Ton=32 then begin
            Beep2;

```

```
        Punto:=False;
        Raya:=True;
        end;
    umbral:=2*base[0,jl];
end

else begin
    umbral:=4*base[0,jl];
    if Punto or Raya then
        begin
            if Punto then Simbol:=1;
            if Raya then Simbol:=2;
            Punto:=False; Raya:=False;
            end;
            Ton:=0;
            end;

    jl:=(jl+1) and 255;
    end;

    if Keypressed then c:=ReadKey;
    end;

SetIntVec($0c,ViejoManejador);
end.
```

## Apéndice 4 - Amplificadores de Instrumentación

En este Apéndice se analizan las características, en cuanto al rechazo de modo común y al ruido propio de distintas configuraciones factibles de ser utilizadas como etapa de entrada en el amplificador de EEG.

### A4.1. Caracterización de etapas diferenciales.

Considerando un cuadripolo con una entrada y una salida, ambas descritas a través de sus componentes de modo común y modo diferencial se pueden definir cuatro funciones de transferencias  $G_{DD}$ ,  $G_{DC}$ ,  $G_{CD}$  y  $G_{CC}$  (Pallàs Areny, 1991a) que relacionan estas señales. Esta descripción (Figura A4.1) resulta útil para evaluar características de etapas diferenciales normalmente usadas en instrumentación.

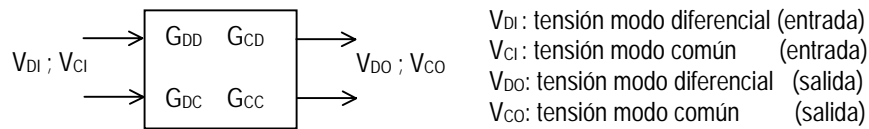


Figura A4.1

$$\begin{aligned} V_{DO} &= G_{DD} \cdot V_{DI} + G_{DC} \cdot V_{CI} \\ V_{CO} &= G_{CD} \cdot V_{DI} + G_{CC} \cdot V_{CI} \end{aligned} \quad (A4.1)$$

Definiendo los vectores de entrada y salida:

$$V_I = \begin{bmatrix} V_{DI} \\ V_{CI} \end{bmatrix} ; \quad V_O = \begin{bmatrix} V_{DO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (A4.2)$$

(A4.1) puede expresarse como

$$V_O = G \cdot V_I \quad (A4.3)$$

Siendo  $G$  una matriz de ganancia que nos permite calcular tensiones de modo común y de modo diferencial en la salida a partir de las tensiones de entrada correspondientes a ambos modos. Sus elementos están dados por:

$$\begin{aligned} G_{DD} &= \left. \frac{V_{DO}}{V_{DI}} \right|_{V_{CI}=0} = \frac{\text{salida m. diferencial}}{\text{entrada m. diferencial}} \\ G_{DC} &= \left. \frac{V_{DO}}{V_{CI}} \right|_{V_{DI}=0} = \frac{\text{salida m. diferencial}}{\text{entrada m. común}} \\ G_{CD} &= \left. \frac{V_{CO}}{V_{DI}} \right|_{V_{CI}=0} = \frac{\text{salida m. común}}{\text{entrada m. diferencial}} \\ G_{CC} &= \left. \frac{V_{CO}}{V_{CI}} \right|_{V_{DI}=0} = \frac{\text{salida m. común}}{\text{entrada m. común}} \end{aligned} \quad (A4.4)$$

A través de la matriz  $G$  pueden también describirse estructuras no full-diferenciales como casos particulares. Si se trata por ejemplo de un amplificador diferencial con salida single-ended, solo estarán definidos  $G_{DD}=A_D$ : ganancia diferencial y  $G_{DC}=A_C$ , su ganancia para señales de modo común. En el caso de un amplificador con entrada y salida single-ended, este queda totalmente descrito por el elemento  $G_{DD}=A$ .

### A4.2. Figuras de Mérito de Amplificadores Full-diferenciales.

En un amplificador diferencial ideal, su salida de modo diferencial dependerá exclusivamente de la entrada diferencial y ambas estarán relacionadas por la ganancia  $G_{DD}$  del amplificador. De igual modo, su salida de modo común dependerá exclusivamente de la entrada de modo común.

Es decir, en un amplificador diferencial ideal  $G_{DC}=G_{CD}=0$  y su matriz  $G$  tendrá solo 2 elementos no nulos:  $G_{DD}$  y  $G_{CC}$ . El cociente de estos dos últimos define el *factor de discriminación D* (Pallás Areny, 1999). Este factor es un indicador de la capacidad de la etapa de propagar de señales de modo diferencial frente a la de hacerlo con señales de modo común. No constituye un índice de calidad del amplificador, pero tendrá un importante rol en las características globales de un amplificador compuesto por múltiples etapas como se mostrará en la próxima sección.

$$D = \frac{G_{DD}}{G_{CC}} \quad (A4.5)$$

En un amplificador "real" existen *conversiones de modo*: entradas de modo común producen salidas de modo diferencial y entradas de modo diferencial común pueden producir salidas de modo común. Estos efectos producen apartamientos respecto del amplificador ideal; para caracterizarlos, se definen *el Rechazo de Modo Común CMRR* (Common Mode Rejection Ratio), que llamaremos  $C$ :

$$C = CMRR = \frac{G_{DD}}{G_{DC}} \quad (A4.6)$$

y el *Factor de Exclusión E*, dado por

$$E = \frac{G_{CD}}{G_{DD}} \quad (A4.7)$$

El primero de ellos es el más importante índice de "calidad" de un amplificador diferencial.

El factor  $E$  es un indicador de la eficiencia en la conversión de señales de modo diferencial de entrada en señales de modo común; normalmente estas últimas serán rechazadas por una etapa posterior y por ello este parámetro es de importancia menor.

### A4.3. Rechazo de Modo común de amplificadores compuestos por múltiples etapas.

La caracterización de un circuito a través de su matriz  $G$  es particularmente útil para analizar circuitos compuestos por varias etapas diferenciales en cascada. Si consideramos que no existen efectos de carga entre ellas, la matriz  $G$  total del circuito que resulta de conectar  $n$  etapas en cascada (Figura A4.2) está dada por el producto de las matrices  $G_i$  individuales. Esto puede aplicarse para calcular el rechazo de modo común de un amplificador diferencial compuesto por varias etapas.

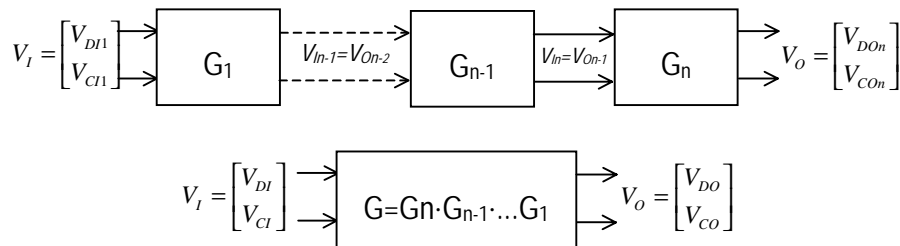


Figura A4.2

$$G = G_n \cdot G_{n-1} \cdots G_1 = \prod_{i=1}^n G_i \quad (A4.8)$$

Obtenida la matriz G total circuito, puede hallarse, por ejemplo, su Rechazo de Modo Común CMRR como:

$$CMRR = \frac{\text{Ganancia para señales de modo diferencial}}{\text{Ganancia para señales de modo común}} = \frac{G_{DD}}{G_{DC}} \quad (A4.9)$$

Este resultado es exacto pero implica hallar en forma completa la matriz G<sub>i</sub> de cada una de las etapas. Pallás Areny y Webster en (Pallás Areny, 1991a) proponen un método simple, que si bien es aproximado proporciona muy buenos resultados.

A partir de los parámetros C<sub>i</sub> y D<sub>i</sub>, propios de la etapa i, puede calcularse su "CMRRi equivalente" que se define como el CMRR total del circuito considerando que todas las etapas salvo la i-ésima son perfectas desde el punto de vista de su amplificación diferencial. Este *Rechazo de Modo Común Equivalente* tiene en cuenta tanto características propias de la etapa como su influencia en las del circuito del cual forma parte. De este modo:

$$\begin{aligned} CMRR_1 &= \frac{G_{DD1}}{G_{DC1}} = C_1 \\ CMRR_2 &= \frac{G_{DD1}}{G_{CC1}} \cdot \frac{G_{DD2}}{G_{DC2}} = D_1 \cdot C_2 \\ CMRR_3 &= \frac{G_{DD1}}{G_{CC1}} \cdot \frac{G_{DD2}}{G_{CC2}} \cdot \frac{G_{DD3}}{G_{DC3}} = D_1 \cdot D_2 \cdot C_3 \\ &\vdots \\ CMRR_n &= D_1 \cdot D_2 \cdot \dots \cdot D_{n-1} \cdot C_n \end{aligned} \quad (A4.10)$$

Definidos estos CMRR<sub>i</sub> y considerando que E<sub>i</sub> << C<sub>i+1</sub> y E<sub>i</sub> << D<sub>i+1</sub> · C<sub>i+1</sub> para todas las etapas (una suposición muy razonable), el Rechazo de Modo Común total puede calcularse en forma aproximada por:

$$\frac{1}{CMRR_T} \cong \frac{1}{CMRR_1} + \frac{1}{CMRR_2} + \dots + \frac{1}{CMRR_n} \quad (A4.11)$$

El CMRR total será siempre menor que el menor de los CMRR<sub>i</sub>. Para conseguir CMRR<sub>i</sub> elevados, es importante tanto que el CMRR intrínseco de la etapa i (C<sub>i</sub>=G<sub>DDi</sub>/G<sub>DCi</sub>) sea alto como que los D<sub>i</sub> de las etapas precedentes también lo sean. Recordemos que este último parámetro está relacionado con la propagación del modo común.

Por ejemplo, una etapa como la de la Figura A4.3a, presenta un factor D<sub>i</sub>=1, mientras que el de la Figura A4.3b tiene un factor D<sub>i</sub> mayor (D<sub>i</sub>=1+R<sub>2</sub>/R<sub>1</sub>) y resultará particularmente útil como primera etapa para elevar el CMRR<sub>i</sub> efectivo de las etapas siguientes. En este caso el CMRR total estará dominado por el de la primer etapa. Obsérvese que el factor D<sub>i</sub> juega un papel similar al de la ganancia en la SNR de un amplificador multietapa: si la ganancia en la primer etapa es importante la SNR total estará determinada principalmente por ella.

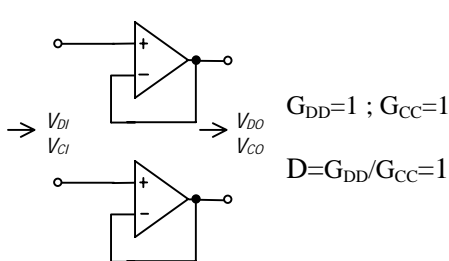


Figura A4.3a

$$\begin{aligned} G_{DD} &= 1 ; G_{CC} = 1 \\ D &= G_{DD}/G_{CC} = 1 \end{aligned}$$

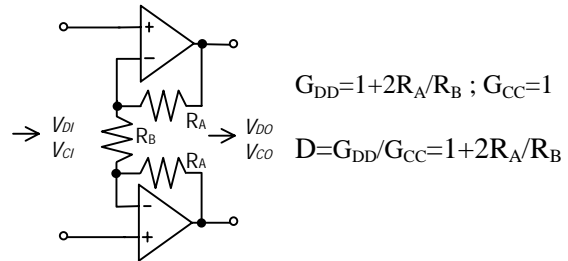


Figura A4.3b

$$\begin{aligned} G_{DD} &= 1 + 2R_A/R_B ; G_{CC} = 1 \\ D &= G_{DD}/G_{CC} = 1 + 2R_A/R_B \end{aligned}$$

### A4.4. Rechazo de modo Común de Amplificadores de Instrumentación con A.O.

Un *Amplificador de Instrumentación* (IA) es básicamente un amplificador diferencial de buenas prestaciones. Existen diversas topologías para implementarlos a partir de amplificadores operacionales. Las configuraciones más utilizadas se muestran en la Figura A4.4. Estas son el IA de un A.O (a), esta misma estructura con buffers de entrada (c), la configuración de 2 A.O (b) y el IA de tres Amplificadores Operacionales (d) .

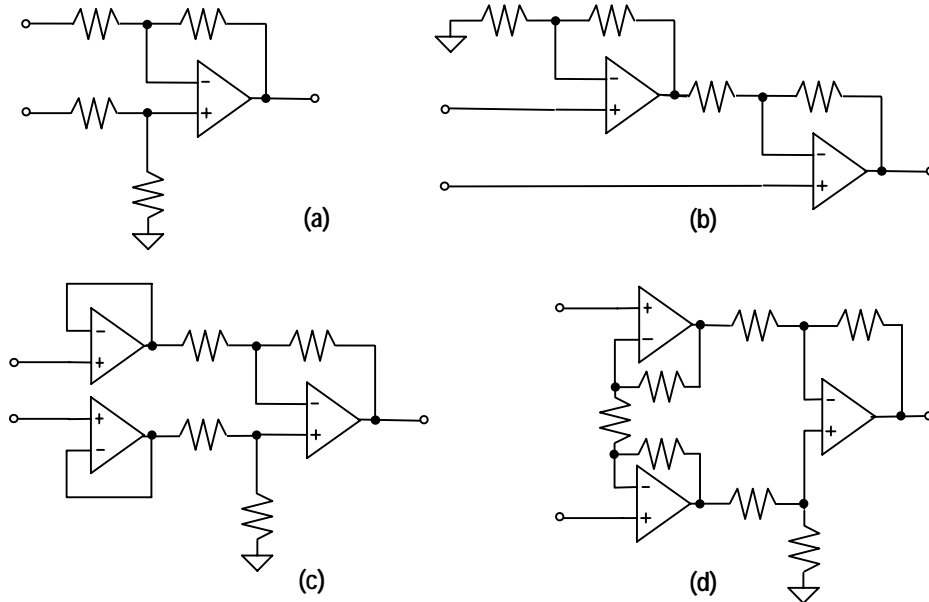


Figura A4.4

#### A4.4.1. Configuración de un A.O.

Esta topología presenta una baja impedancia de entrada y por tal motivo no es adecuada para amplificadores de EEG. Igualmente se analizó ya que forma parte de estructuras multietapas que serán presentadas más adelante.

El circuito equivalente, se muestra en la Figura A4.5. El generador  $V_{CM}/C_{AO}$  adicionado a la entrada describe el rechazo de modo común finito del A.O. Nótese que este generador tiene signo definido, el CMRR es una magnitud con signo, más precisamente una magnitud compleja.

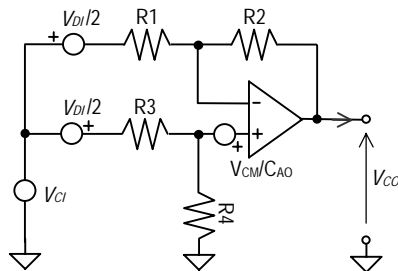


Figura A4.5

En este caso la salida es single-ended y solo están definidos  $G_{DD}$  y  $G_{DC}$ . La tensión de salida  $V_O$  está dada por:

$$V_O = G_{DD} \cdot V_{DI} + G_{DC} \cdot V_{CI} \quad (A4.12)$$

Aplicando el principio de superposición puede hallarse la tensión de salida del amplificador debida a los distintos generadores que intervienen en el circuito.

$$V_O = \frac{V_{DI}}{2} \cdot \left\{ \frac{R_4}{R_4 + R_3} \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{R_2}{R_1} \right\} + V_{CI} \cdot \left\{ \frac{R_4}{R_4 + R_3} \cdot \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - \frac{R_2}{R_1} \right\} + \frac{V_{CM}}{C_{AO}} \cdot \left\{ 1 + \frac{R_2}{R_1} \right\} \quad (A4.13)$$

La tensión de modo común  $V_{CM}$  presente en la entrada del A.O, puede expresarse a partir de la tensión de modo común de entrada según:

$$V_{CM} = V_{CI} \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_3} \quad (A4.14)$$

Reemplazando (A4.14) en (A4.13) y luego de un poco de álgebra (A4.13) puede escribirse como:

$$V_O = V_{DI} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} + 1 \right) + V_{CI} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \left\{ \left( \frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} - 1 \right) + \frac{1}{C_{AO}} \cdot \frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} \right\} \quad (A4.15)$$

llamando

$$\alpha = \frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} \quad \text{y} \quad A_{Dn} = \frac{R_2}{R_1}$$

La ecuación (A4.15) se transforma en:

$$V_{CO} = V_{DI} \cdot A_{Dn} \cdot (\alpha + 1)/2 + V_{CI} \cdot A_{Dn} \cdot \left\{ (\alpha - 1) + \frac{1}{C_{AO}} \cdot \alpha \right\} \quad (A4.16)$$

El parámetro  $\alpha$  depende exclusivamente de los resistores externos y más precisamente del desbalance en las relaciones  $R_2/R_1$  y  $R_4/R_3$ . En un amplificador diferencial razonablemente construido presentará un valor cercano a la unidad  $\alpha \cong 1$ . Como  $A_{Dn} = R_2/R_1$  se denominó a la ganancia nominal o "de diseño" del amplificador.

En (A4.16) se pueden identificar los elementos de la matriz G, que están dados por:

$$\begin{aligned} G_{DD} &= A_{Dn} \cdot (\alpha + 1)/2 \cong A_{Dn} \\ G_{DC} &= A_{Dn} \cdot \left\{ (\alpha - 1) + \frac{1}{C_{AO}} \cdot \alpha \right\} \cong A_{Dn} \cdot \left( (\alpha - 1) + \frac{1}{C_{AO}} \right) \end{aligned} \quad (A4.17)$$

A partir de estos parámetros es posible calcular el rechazo de modo común propio como:

$$\frac{1}{C} = \frac{G_{DC}}{G_{DD}} \cong (\alpha - 1) + \frac{1}{C_{AO}} \quad (A4.18)$$

llamando

$$\frac{1}{C_R} = (\alpha - 1) = \frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} - 1 \quad (A4.19)$$

Se obtiene finalmente una expresión muy conocida (Christiansen et al., 1982) para el rechazo de modo común de este amplificador:

$$\boxed{\frac{1}{C} = \frac{1}{C_R} + \frac{1}{C_{AO}}} \quad (A4.20)$$

El primer término depende exclusivamente del desbalance en los resistores, mientras que el segundo es una característica propia del A.O. utilizado. Es decir, podemos hablar de un  $C_R$  debido a los resistores externos y un  $C_{AO}$  debido al A.O. que componen el rechazo  $C$  total. Este será siempre menor que el menor de ellos.

En el proceso de diseño, mejorar  $C_{AO}$  significa simplemente elegir un AO con mayor rechazo de modo común, es decir más caro. Solo es necesario que su  $C_{AO}$  sea lo suficientemente alto para que en (A4.20) el valor de C quede dominado por  $C_R$ , digamos  $C_{AO} > 10 \cdot C_R$ . En estas condiciones:

$$\frac{1}{C} \cong \frac{1}{C_R} \tag{A4.21}$$

Considerando que todos los resistores tienen igual tolerancia  $\Delta R/R$ , El mínimo  $C_R$  (peor caso) está dado aproximadamente (Pallàs Areny, 1991) por:

$$\frac{1}{C} \cong \frac{4 \cdot \Delta R/R}{1 + R_2/R_1} \cong \frac{4 \cdot \Delta R/R}{A_{Dn}} \tag{A4.22}$$

Podemos observar que el  $C_R$  se degrada al aumentar la tolerancia de los resistores utilizados: un hecho esperable. Otra conclusión no tan obvia que es que el rechazo de modo común aumenta al incrementar la ganancia  $A_{Dn}$  del amplificador diferencial. Este efecto no es tan importante como promete. Si la ganancia  $A_{Dn}$  (una ganancia de lazo cerrado) es demasiado grande, se evidenciarán efectos relacionados con la ganancia finita  $A_{V0}$  del AO a lazo abierto y con su respuesta en frecuencia, además también se reducirá su ancho de banda.

Por otra parte,  $C_R$  es mucho más sensible a las tolerancias en los resistores que a  $A_{Dn}$ , pero reducir la tolerancia (utilizar resistores de mayor precisión) puede ser algo mucho más costoso que incrementar la ganancia del amplificador. Por tal motivo es recomendable la mayor ganancia diferencial  $A_{Dn}$  posible.

El CMRR de esta configuración puede mejorarse si se admiten ajustes. Usualmente el elemento variable es  $R_4$  el cual es ajustado para obtener el mayor CMRR posible, en (A4.20) podemos ver que esto se produce cuando  $C_{AO} = -C_R$ . Generalmente el ajuste se realiza a la frecuencia de  $\text{red}^1$ , donde se desea el mayor CMRR.

#### A4.4.2. Configuración de un A.O. con buffers de entrada

Una forma de solucionar el problema de la baja impedancia de entrada del I.A de un amplificador diferencial es colocando buffers en las entradas como se muestra en la Figura A4.4c. De este modo el I. A queda compuesto por una primera etapa separadora y una segunda etapa que aporta la totalidad de la ganancia. Para el análisis de esta estructura multietapa se utilizó el procedimiento presentado en la sección A4.3.

En la Figura A4.6 se muestra el circuito equivalente de la etapa separadora, considerando A.O con un CMRR finito.

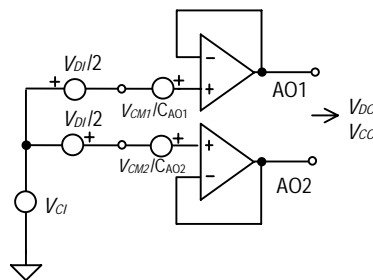


Figura A4.6

Resolviendo este circuito se obtienen la tensión de salida de modo diferencial y de modo común.

<sup>1</sup> El CMRR propio del Amplificador Operacional ( $C_{AO}$ ) y su ganancia a lazo abierto  $A_{V0}$  dependen de la frecuencia y por lo tanto, a través de (A4.20) también el del I.A.

El análisis planteado solo es válido para bajas frecuencias ya que no se tuvo en cuenta la dependencia con  $f$  de las ganancias de lazo abierto de los A.O. ni de sus CMRR. De todos modos los resultados obtenidos son una buena aproximación para frecuencias del orden de las decenas de Hz, comprendiendo la banda de EEG y resultan útiles para fines comparativos.

$$V_{DO} = V_{DI} + (C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1}) \cdot V_{CI} \quad (A4.23)$$

$$V_{CO} = [1 + (C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1})/2] \cdot V_{CI}$$

comparando con (A4.1) se determinan:

$$\begin{aligned} G_{DD} &= 1 \quad ; \quad G_{DC} = C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1} \\ G_{CD} &= 0 \quad ; \quad G_{CC} = 1 + (C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1})/2 \cong 1 \end{aligned} \quad (A4.24)$$

A partir de los cuales se pueden calcular los factores de mérito de la etapa 1:

$$C_1^{-1} = C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1} \quad ; \quad D_1 = 1 \quad ; \quad E_1 = 0 \quad (A4.25)$$

El factor de mérito  $C_2$ , correspondiente a la segunda etapa, ya fue calculado en la sección A4.4.1 y esta dado por:

$$C_2^{-1} = C_{AO3}^{-1} + \frac{4 \cdot \Delta R/R}{A_{Dn}} \quad (A4.26)$$

A partir de estos factores se obtienen los rechazos de modo común equivalentes de cada etapa:

$$\begin{aligned} CMRR_1^{-1} &= C_1^{-1} = C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1} \\ CMRR_2^{-1} &= (D_1 \cdot C_2)^{-1} = C_{AO3}^{-1} + \frac{4 \cdot \Delta R/R}{A_{Dn}} \end{aligned} \quad (A4.27)$$

y finalmente el rechazo de modo común total esta dado por:

$$CMRR_T^{-1} = (C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1}) + C_{AO3}^{-1} + \frac{4 \cdot \Delta R/R}{A_{Dn}} \quad (A4.28)$$

Vemos que es muy deseable un buen apareamiento entre los amplificadores operacionales AO1 y AO2 que componen la etapa de entrada. Considerando A.O. de igual rechazo de modo común y el peor caso en cuanto a su apareamiento (signos opuestos), resulta:

$$CMRR_T^{-1} = 3 \cdot C_{AO3}^{-1} + \frac{4 \cdot \Delta R/R}{A_{Dn}} \quad (A4.29)$$

#### A4.4.3. Amplificador de 3 A.O con amplificador full-diferencial de entrada.

Este I.A está compuesto por dos etapas. La primera consiste en un amplificador full-diferencial formado por 2 A.O acoplados en configuración no inversora que aportan a la estructura una elevada impedancia de entrada, y una segunda etapa basada en un I.A de un A.O que proporciona una salida single-ended (Figura A4.8).

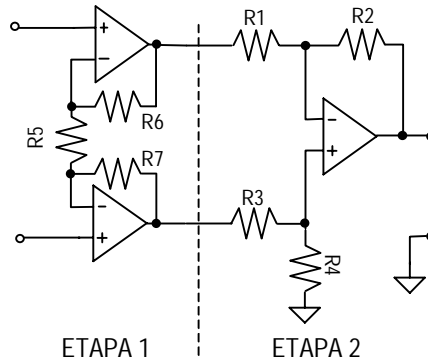


Figura A4.8

El modelo equivalente de la primer etapa, considerando A.O con CMRR finito se muestra en la Figura A4.9.

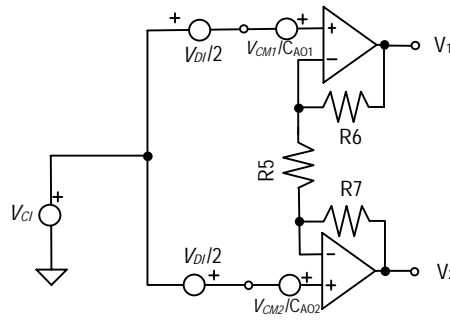


Figura A4.9.

Las tensiones de modo común a la entrada de A.O1 y A.O2 coinciden con la de entrada ( $V_{CI}$ ). La corriente a través de  $R_5$  está dada por:

$$I_{R5} = \left[ V_{DI} + V_{CI} \cdot (C_{AO2}^{-1} - C_{AO1}^{-1}) \right] \cdot \frac{1}{R_5} \quad (A4.30)$$

Las tensiones  $V_1$  y  $V_2$  en los nodos de salida resultan:

$$V_2 = V_{CI} + \frac{V_{DI}}{2} + \frac{V_{CI}}{C_{AO2}} + I_{R5} \cdot R_7 \quad (A4.31)$$

$$V_1 = V_{CI} - \frac{V_{DI}}{2} + \frac{V_{CI}}{C_{AO1}} - I_{R5} \cdot R_6$$

A partir de  $V_1$  y  $V_2$  se pueden obtener las tensiones de modo común y modo diferencial a la salida:

$$\begin{aligned} V_{DO} &= V_{DI} \cdot A_{Dn} + V_{CI} \cdot A_{Dn} \cdot (C_{AO2}^{-1} - C_{AO1}^{-1}) \\ V_{CO} &= V_{DI} \cdot \frac{R_7 - R_6}{R_5} + V_{CI} \cdot \left[ 1 + (C_{AO2}^{-1} - C_{AO1}^{-1}) \cdot \left( \frac{R_5 + R_7 - R_6}{R_5} \right) \right] \end{aligned} \quad (A4.32)$$

Donde

$$A_{Dn} = \frac{R_6 + R_7}{R_5} \cong 1 + 2 \cdot \frac{R_6}{R_5} \quad (A4.33)$$

Considerando  $R_6=R_7$  y rechazos de modo común razonables se obtienen los elementos de la matriz G de esta etapa:

$$\begin{aligned} G_{DD} &= A_{Dn}; \quad G_{DC} = A_{Dn} \cdot (C_{AO2}^{-1} - C_{AO1}^{-1}) \\ G_{CD} &= \frac{R_7 - R_6}{R_5}; \quad G_{CC} \cong 1 \end{aligned} \quad (A4.34)$$

a partir de los cuales se pueden calcular sus factores de mérito:

$$\boxed{C_1^{-1} = C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1}; \quad D_1 = A_{D1n}; \quad E_1 = \frac{R_7 - R_6}{R_5 + R_6 + R_7}} \quad (A4.35)$$

Utilizando resultados obtenidos previamente para la segunda etapa, los rechazos de modo común eficaces de cada una de las etapas resultan:

$$\begin{aligned} CMRR_1^{-1} &= C_1^{-1} = C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1} \\ CMRR_2^{-1} &= (D_1 \cdot C_2)^{-1} = \left( \frac{1}{A_{D1n}} \right) \cdot \left( C_{AO3}^{-1} + \frac{4 \cdot \Delta R/R}{A_{Dn}} \right) \end{aligned} \quad (A4.35)$$

Y el rechazo de modo común total:

$$CMRR_T^{-1} = CMRR_1^{-1} + CMRR_2^{-1} = (C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1}) + \frac{1}{A_{D1n}} \cdot \left( C_{AO3}^{-1} + \frac{4 \cdot \Delta R/R}{A_{D2n}} \right) \quad (A4.36)$$

Si la ganancia  $A_{D1n}$  de la primer etapa es importante, ésta tendrá un alto factor  $D_1$  y  $CMRR_2 \gg CMRR_1$ , el CMRR total estará dominado por la primer etapa:

$$CMRR_T^{-1} \cong (C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1}) \quad (A4.37)$$

Una característica muy importante de esta configuración es que su CMRR depende del desapareamiento entre los  $C_{A.Oi}$  y no de sus valores absolutos. Por ello en implementaciones en CI monolíticos pueden obtenerse altos rechazos de modo común.

Según (A4.37) si los A.O. estuvieran perfectamente apareados en cuanto a su rechazo de modo común, el CMRR total sería infinito. Esto no es así debido a la influencia de otros factores no considerados, como por ejemplo el desapareamiento en las ganancias de lazo abierto  $G_{DDAO}$  de los A.O. El cálculo de esto lleva a expresiones tan complejas que se vuelven inútiles, el CMRR, está dado aproximadamente por (Pallás Areny, 1991):

$$CMRR_T^{-1} \cong (C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1} + G_{DDAO1}^{-1} - G_{DDAO2}^{-1}) \quad (A4.38)$$

#### A4.4.4. Configuración de 2 A.O.

Utilizando 2 A.O. es posible construir un I.A. de alta impedancia de entrada utilizando el circuito que se muestra en la Figura A4.10. Se trata de un amplificador diferencial de estructura desbalanceada. Esto atenta contra su CMRR pero le otorga flexibilidad para inyectar señales externas de tipo single ended a través de puntos de suma como pueden ser las entradas inversoras de los A.O.

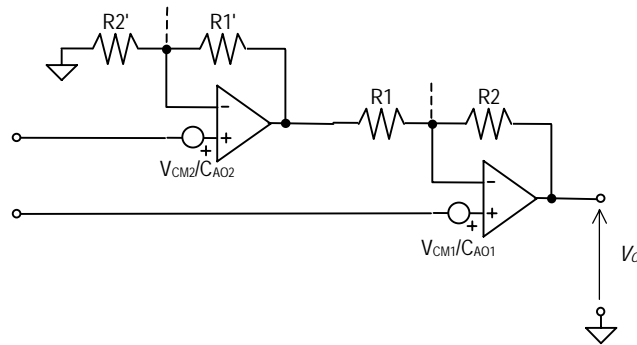


Figura A4.10

La tensión de salida  $V_o$ , está dada por:

$$V_o = \frac{V_{DI}}{2} \cdot \left\{ (1 + R_2/R_1) + (1 + R_1'/R_2') \cdot R_2/R_1 \right\} + \frac{1}{C_{AO1}} \cdot (1 + R_2/R_1) - \frac{1}{C_{AO1}} \cdot (1 + R_1'/R_2') \cdot R_2/R_1 + V_{CI} \cdot \left\{ (1 + R_2/R_1) - (1 + R_1'/R_2') \cdot R_2/R_1 \right\} \quad (A4.39)$$

Considerando  $R_1'=R_1$  y  $R_2'=R_2$ , definiendo la ganancia nominal  $A_{Dn}$  como  $1+R_2/R_1$  y considerando además que el desbalance en los resistores es mucho menor que el desbalance en los rechazos de modo común obtenemos:

$$V_o \cong V_{DI} \cdot A_{Dn} + V_{CI} \cdot \left\{ \alpha + (C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1}) \cdot A_{Dn} \right\} \quad (A4.40)$$

siendo

$$\alpha = (1 + R_2/R_1) - (1 + R'_1/R'_2) \cdot R_2/R_1 = 1 - \frac{R'_1 \cdot R_2}{R_2 \cdot R_1} \quad (\text{A4.41})$$

un parámetro que depende exclusivamente del desbalance en los resistores. Los elementos de la matriz G, resultan:

$$G_{DD} \cong A_{Dn} = 1 + R_2/R_1; \quad G_{DC} = \alpha + (C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1}) \cdot A_{Dn} \quad (\text{A4.42})$$

y el rechazo de modo común propio

$$\frac{1}{C} = \frac{\alpha}{A_{Dn}} + \left( \frac{1}{C_{AO1}} - \frac{1}{C_{AO2}} \right) \quad (\text{A4.43})$$

Normalmente los rechazos de modo común de los A.O son elevados y si además están medianamente apareados el factor C está determinado por  $C_R$ , es decir por las tolerancias en los resistores.

$$\frac{1}{C} \cong \frac{1}{C_R} \cong \frac{\alpha}{A_{Dn}} \quad (\text{A4.44})$$

Suponiendo resistores de igual tolerancia relativa  $\Delta R/R$ , el menor valor de alfa (peor caso) estará dado por:

$$\alpha_{min} = 1 - \frac{(1 + \Delta R/R)^2}{(1 - \Delta R/R)^2} \quad (\text{A4.45})$$

que para bajas tolerancias ( $\Delta R/R \ll 1$ ), puede aproximarse por:

$$\alpha_{min} \cong 1 - (1 + 4 \cdot \Delta R/R) \cong 4 \cdot \Delta R/R \quad (\text{A4.46})$$

y finalmente se obtiene:

$$C \cong \frac{A_{Dn}}{4 \cdot \Delta R/R} \quad (\text{A4.47})$$

Una expresión similar a la correspondiente al I.A de un A.O. Para conseguir CMRR elevados es necesaria un gran ganancia  $A_{Dn}$ . Si  $A_{Dn}$  es muy elevada desnuda algunos inconvenientes de este amplificador, los dos A.O trabajan en condiciones muy disímiles, mientras uno de ellos tiene una fuerte realimentación mientras que el otro muy débil y esto producirá una degradación den el CMRR del circuito. Esta situación se agrava aún más al incrementarse la frecuencia y volverse más evidentes los efectos de la ganancia finita de los A.O y fundamentalmente su característica de fase. De todos modos, si la frecuencia de trabajo no es muy alta y no se requiere un elevado CMRR, es una configuración útil y utilizada (Metting VanRijn, 1994).

#### A4.5. Características de relativas al ruido propio de los I.A.

Existen diversas formas de especificar las cualidades de un amplificador en cuanto a su ruido propio (Figura de ruido, temperatura de ruido equivalente, etc.). En la medición de potenciales bioeléctricos generalmente los requerimientos se establecen como una máxima tensión de ruido en la entrada admisible. En este contexto se analizan las distintas configuraciones.

##### A4.5.1. Configuración de un A.O.

Para determinar el ruido aportado por el amplificador, en la Figura A4.11 se plantea su circuito equivalente incluyendo los generadores de ruido (ver Apéndice 2) correspondientes a las resistencias y al A.O. Estos generadores de ruido son de valor eficaz y no tienen signo definido.

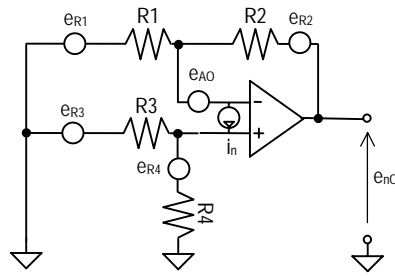


Figura A4.11

Resolviendo este circuito se obtiene la tensión eficaz de ruido a la salida:

$$e_{nO}^2 = \left( e_{R3} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 + \left( e_{R4} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 + \left( e_{R1} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right)^2 + e_{R2}^2 + \left( e_{AO} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right)^2 + \left( i_n \cdot \frac{R_4 \cdot R_3}{R_4 + R_3} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} + i_n \cdot R_2 \right)^2 \quad (A4.48)$$

Si suponemos  $R_1=R_3$  y  $R_3=R_4$ , y denominamos  $A_{Dn}=R_2/R_1$ , la ecuación (A4.48) se reduce a:

$$e_{nO}^2 = 2 \cdot A_{Dn}^2 \cdot e_{R1}^2 + 2 \cdot e_{R2}^2 + i_n^2 \cdot R_2^2 \cdot (2 + A_{Dn})^2 + A_{Dn}^2 \cdot e_{AO}^2 \quad (A4.49)$$

Si suponemos resistores con bajo *exceso de ruido*, podemos expresar  $e_{R2}^2$  como:

$$e_{R2}^2 = 4KTB \cdot R_2 = A_{Dn} \cdot e_{R1}^2 \quad (A4.49)$$

Reemplazando en (A4.49) se obtiene:

$$e_{nO}^2 = 2 \cdot A_{Dn}^2 \cdot e_{R1}^2 + 2 \cdot A_{Dn} \cdot e_{R1}^2 + i_n^2 \cdot R_2^2 \cdot (2 + A_{Dn})^2 + A_{Dn}^2 \cdot e_{AO}^2 \quad (A4.50)$$

Si suponemos una ganancia  $A_{Dn} \gg 1$ , el valor cuadrático medio de ruido a la salida  $e_{nO}^2$  está dado aproximadamente por:

$$e_{nO}^2 \cong 2 \cdot A_{Dn}^2 \cdot e_{R1}^2 + i_n^2 \cdot R_2^2 \cdot A_{Dn}^2 + A_{Dn}^2 \cdot e_{AO}^2 \quad (A4.51)$$

Finalmente, el valor cuadrático medio de ruido a la entrada  $e_{nI}^2$  resulta:

$$e_{nI}^2 \cong 2 \cdot e_{R1}^2 + i_n^2 \cdot R_2^2 + e_{AO}^2 \quad (A4.52)$$

#### A4.5.2. Amplificador de 3 A.O con buffer de entrada.

El ruido a la entrada de esta configuración es similar al del I.A de un A.O analizado anteriormente más el ruido aportado por los 2 buffers de entrada<sup>2</sup>:

$$e_{nI}^2 \cong 2 \cdot e_{R1}^2 + i_n^2 \cdot R_2^2 + e_{AO1}^2 + e_{AO2}^2 + e_{AO3}^2 \quad (A4.53)$$

<sup>2</sup> En el análisis las distintas etapas de entrada no fueron incluidos generadores de corriente de ruido. Como se muestra en el Apéndice 2, en aplicaciones biomédicas donde es posible tener elevadas impedancias de generador, si los requerimientos de ruido son rigurosos, es conveniente en estas etapas utilizar A.O basados en FET. En este caso la corriente eficaz de ruido es despreciable.

**A4.5.3. Amplificador de 3 A.O con amplificador full-diferencial de entrada.**

En este tipo de amplificador, en general a su primer etapa se le asigna una ganancia importante para obtener un buen CMRR. Esto también es beneficioso desde el punto de vista del ruido: las características de esta primer etapa serán dominantes.

En la Figura A4.12 se muestra un circuito equivalente de la primer etapa que incluye los generadores de tensión de ruido de los A.O. de entrada.

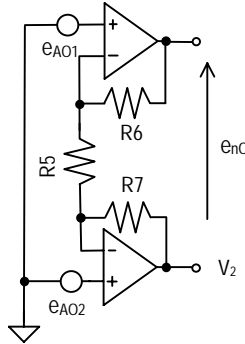


Figura A4.12

La tensión media cuadrática de ruido a la salida, está dada por:

$$e_{n1O}^2 = (e_{AO1}^2 + e_{AO2}^2 + e_{R5}^2) \cdot A_{D1n}^2 + 2 \cdot e_{R6}^2 \tag{A4.54}$$

Si suponemos resistores con bajo exceso de ruido

$e_{R6}^2 = 4KTR_6 \cong 4KT \cdot 2R_5 \cdot A_{D1n} = 2A_{D1n} \cdot e_{R5}^2$  y (A4.54) puede escribirse como:

$$e_{n1O}^2 = (e_{AO1}^2 + e_{AO2}^2 + e_{R5}^2 \cdot (1 + 4/A_{D1n})) \cdot A_{D1n}^2 \tag{A4.55}$$

suponiendo  $A_{D1n} \gg 1$ , el ruido referido a la entrada resulta:

$$e_{n1I}^2 \cong e_{AO1}^2 + e_{AO2}^2 + e_{R5}^2 \tag{A4.56}$$

El ruido total referido a la entrada será el correspondiente a la primer etapa más el debido a la segunda dividido por la ganancia de la primera.

$$e_{nT1}^2 \cong e_{n1I}^2 + e_{n12}^2 / A_{D1n}^2 \tag{A4.57}$$

Si  $A_{D1n}$  es  $\gg 1$ , el ruido total estará dominado por el de la primer etapa y:

$$e_{nT1}^2 \cong e_{AO1}^2 + e_{AO2}^2 + e_{R5}^2 \tag{A4.58}$$

**A4.5.3. Amplificador de 2 A.O.**

El circuito equivalente incluyendo los generadores de ruido asociados a los A.O y a los resistores es:

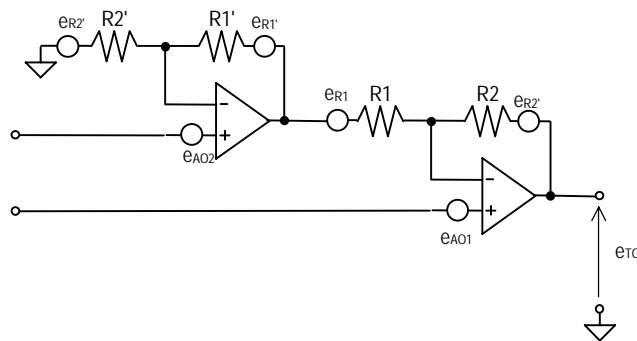


Figura A4.13

La tensión cuadrática media de ruido a la salida:

$$e_{TO}^2 = (e_{AO1}^2 + e_{AO2}^2) \cdot A_{Dn}^2 + (e_{R1}^2 + e_{R1'}^2) \cdot A_{Dn}^2 + e_{R2}^2 + e_{R2'}^2 \quad (A4.59)$$

siendo  $A_{Dn} = R_2/R_1$ .

Si los resistores son de bajo exceso de ruido:

$$e_{R2}^2 = 4KTB \cdot R_2 = A_{Dn} \cdot e_{R1}^2$$

y si suponemos además  $R_1 = R_1'$  y  $R_2 = R_2'$ , el ruido total a la salida resulta:

$$e_{TO}^2 = (e_{AO1}^2 + e_{AO2}^2) \cdot A_{Dn}^2 + 2e_{R1}^2 \cdot A_{Dn}^2 + 2 \cdot e_{R2}^2 \cdot A_{Dn} \quad (A4.60)$$

Considerando una ganancia  $A_{Dn}$  importante, el ruido total referido a la entrada está dado aproximadamente por:

$$e_{TI}^2 \cong e_{AO1}^2 + e_{AO2}^2 + 2e_{R1}^2 \quad (A4.61)$$

#### A4.6. Tabla comparativa.

A continuación se presenta una tabla comparativa de las características de los distintos I.A analizados. En su confección se utilizaron expresiones muy simplificadas para tener una visión clara de las características principales. Se consideró una ganancia  $A_{Dn}$  importante, A.O. de elevada ganancia a lazo abierto  $A_{V0}$ , bajos valores ohmicos en los resistores críticos desde el punto de vista del ruido y A.O. FET cuyas corrientes de ruido son despreciables..

	Configuración			
	1 A.O	1 A.O con Buffer de Entrada	2 A.O	3.A.O
<b>CMRR<sup>-1</sup></b>	$C_{AO}^{-1} + C_R^{-1}$	$\Delta C_{AO}^{-1} + C_{AO}^{-1} + C_R^{-1}$	$\Delta C_{AO}^{-1} + C_R^{-1}$	$\Delta C_{AO}^{-1}$
<b>Ruido a la entrada</b> $e_{nTi}^2$	$1 \cdot e_{AO}^2$	$3 \cdot e_{AO}^2$	$2 \cdot e_{AO}^2$	$2 \cdot e_{AO}^2$
<b>Observaciones</b>	Reducido ruido propio. Baja Zin: no es apto para EEG.	Proporciona a la salida de la primer etapa una version "bufferada" de la tensión de modo común de entrada ( $G_{cc}=1$ )  Elevado ruido. Es apto para ECG pero no recomendable para EEG.	Para obtener CMRR elevados es necesaria una alta ganancia $A_{Dn}$ y esto suele no ser compatible con problemas de rango dinámico.  Dispone de puntos de suma para inyectar señales externas.	El CMRR depende exclusivamente de desbalances en los A.O.  Dispone de salida single ended y diferencial.  Proporciona a la salida de la primer etapa una version "bufferada" de la tensión de modo común de entrada ( $G_{cc}=1$ )

Referencias:

$$C_R^{-1} = \frac{4 \cdot \Delta R/R}{A_{Dn}}, \quad A_{Dn}: \text{ganancia nominal,}$$

$e_{AO}^2$ : tensión cuadrática media de ruido a la entrada correspondiente a un A.O.

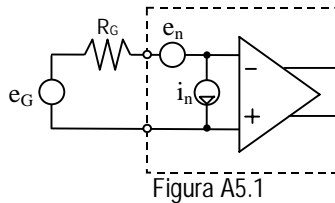
$$\Delta C_{AO}^{-1} = C_{AO1}^{-1} - C_{AO2}^{-1}.$$



## Apéndice 5 - Ruido en Amplificadores Operacionales

### A5.1. Ruido Propio en Amplificadores Operacionales

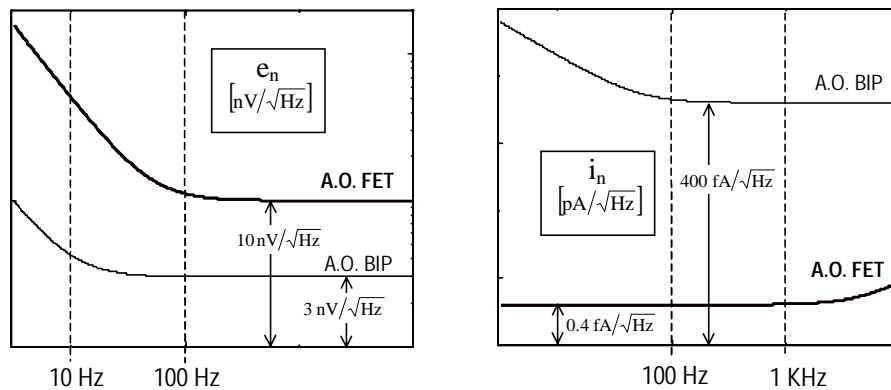
El ruido propio de un amplificador operacional puede especificarse en términos de un generador de tensión de valor eficaz  $e_n$  y un generador de corriente de valor eficaz  $i_n$ , que adicionados a un A.O. sin ruido como se muestra en la Figura A5.1, permiten reproducir del comportamiento de un A.O. respecto a su ruido propio.



El generador  $e_n$ , se denomina *tensión eficaz de ruido a la entrada con entrada cortocircuitada* y el generador de corriente  $i_n$ , *corriente eficaz de ruido a circuito abierto* (un modelo más preciso implica colocar un generador de corriente de ruido en cada entrada).

Estas fuentes de ruido tienen densidades espectrales asociadas. Lamentablemente para estas densidades, se utilizan también las denominaciones  $e_n$  e  $i_n$ . Para diferenciarlas sin crear nuevos términos, en lo siguientes se las distinguirá consignando las unidades correspondientes. De este modo, por ejemplo,  $e_n$  se referirá a una tensión eficaz de ruido y  $e_n$  [nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ] ó  $e_n^2$  [(nV) $^2$ /Hz] a su correspondiente densidad espectral<sup>1</sup>.

En la Figura A5.2 se muestran curvas típicas de densidades espectrales  $e_n$ [nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ] e  $i_n$ [fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ] para Amplificadores Operacionales con tecnologías FET y Bipolar.



### A5.2. Ruido en A.O. FET vs Ruido en A.O. Bipolar

En general se observa que un A.O bipolar presenta un valor de  $e_n$  [nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ] menor que un A.O FET, pero su corriente de ruido  $i_n$  [fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ] puede ser hasta 3 órdenes de magnitud superior.

<sup>1</sup> Vemos aquí otra desagradable costumbre, además de utilizar para los valores eficaces de ruido la misma denominación que para sus densidades espectrales, estas últimas se expresan en [nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ] o [fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ]. Una verdadera densidad espectral que permita calcular el valor cuadrático medio de ruido como la integral bajo su curva debe estar expresada en [(nV) $^2$ /Hz] ó [(fA) $^2$ /Hz]. Una "densidad espectral" en [nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ] resulta útil únicamente en un intervalo de frecuencia ( $f_1, f_2$ ) donde sea constante, de modo que la tensión eficaz de ruido pueda calcularse como:  $e_n$ [nV] =  $e_n$ [nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ] ·  $\sqrt{(f_2 - f_1)}$ .

Creo que un buen reflejo de estas imprecisiones es el título de la nota de aplicación AN-104 de National Semiconductors sobre ruido en A.O. : "Noise Specs Confusing?".

No es posible asegurar *a priori* la conveniencia de una u otra tecnología, esto dependerá de cada caso particular. Un punto muchas veces determinante es el referido a la impedancia del generador de señal.

Si analizamos el circuito de la Figura A5.2, encontramos que la tensión cuadrática media de ruido referida a la entrada está dada por:

$$e_{TI}^2 = e_n^2 + i_n^2 \cdot R_G^2 + e_{RG}^2 \tag{A5.1}$$

Siendo  $e_{RG}$  la tensión eficaz de ruido propia de la resistencia del generador de señal.

En esta ecuación puede observarse que  $R_G$  es un importante factor amplificador del generador de ruido  $i_n$ . Debido a esto, para  $R_G$  pequeñas es conveniente utilizar un A.O Bipolar mientras que si el valor de  $R_G$  es elevado es recomendable utilizar A.O. FET.

En la Figura A5.3 se muestra del ruido total referido a la entrada  $e_{TI}$  por unidad de Hz en función de  $R_G$ , considerando valores de  $e_n$  e  $i_n$  típicos y constantes para ambas tecnologías. El punto de cruce se produce para resistencias del generador de señal del orden de las decenas de  $k\Omega$ . También se puede observar en esta figura que para valores de  $R_G$  mayores, el ruido introducido por un A.O. FET es despreciable frente al ruido propio de  $R_G$ <sup>2</sup>.

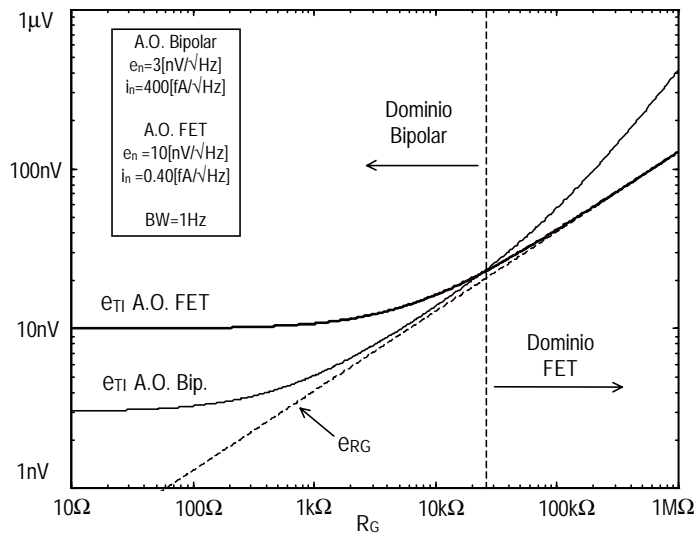


Figura A5.3

En aplicaciones Biomédicas los generadores de biopotenciales pueden presentar a la entrada del amplificador impedancias de hasta centenas de  $k\Omega$ , si la aplicación exige bajos niveles de ruido (i.e. EEG) es recomendable utilizar A.O con tecnología FET.

Existe otra alternativa consistente en A.O con transistores superbeta. Estos A.O cuya etapa de entrada está confeccionada con transistores bipolares de alta ganancia en corriente, presentan corrientes de ruido un orden de magnitud menor que los bipolares convencionales pero igualmente muy superiores a las de un A.O. FET.

### A5.3. Ruido en Amplificadores Operacionales con tecnología FET.

Como se describió anteriormente, en estos dispositivos, la corriente de ruido  $i_n$  es muy baja y su densidad espectral se mantiene constante y menor de  $1(fA)^2/Hz$  para frecuencias de hasta decenas de KHz. La contribución de esta fuente de ruido es despreciable frente al aportado por  $e_n$ , aún para valores de  $R_G$  del orden de cientos de  $k\Omega$ . En un A.O FET, la fuente de ruido dominante es el generador  $e_n$ . Su densidad espectral está compuesta fundamentalmente por una componente constante y una segunda del tipo  $1/f^n$  (Figura A5.4), respondiendo aproximadamente a:

$$e_n^2[nV/Hz] \cong K_w + K_f / f^n \tag{A5.2}$$

<sup>2</sup> Para confeccionar estas curvas se supuso que  $R_G$  es un resistor sin exceso de ruido, es decir solo presenta ruido térmico cuyo valor cuadrático medio está dado por:  $e_{RG}^2=4KT \cdot R_G \cdot BW$ . Este nivel de ruido es muy inferior al que presentan las impedancias electrodo-piel.

El parámetro  $K_w$  es el valor de  $e_n$  [ $nV/\sqrt{Hz}$ ] a frecuencias medias elevado al cuadrado, una característica que puede obtenerse explícitamente de las hojas de datos del dispositivo. El valor de  $K_f$  no es tan simple de obtener y en general es necesario extraerlo a partir de curvas no siempre bien documentadas.

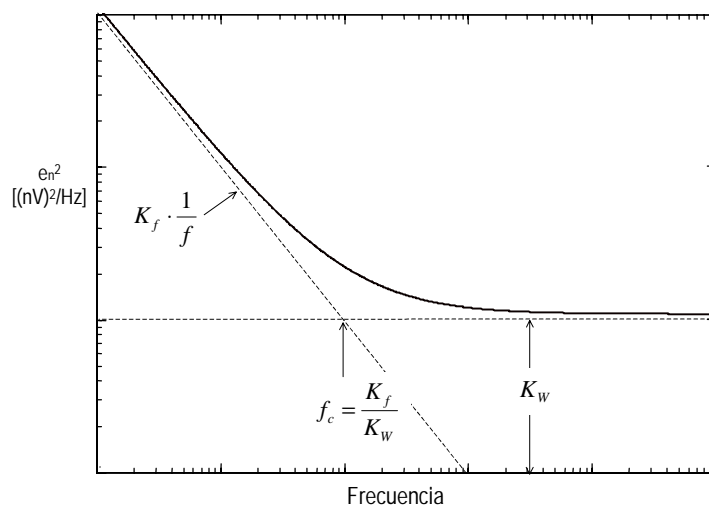


Figura A5.4

Otro parámetro característico es la frecuencia del codo  $f_c$  de la densidad espectral. Especialmente en aplicaciones de baja frecuencia es deseable que  $f_c$  sea bajo al mismo tiempo<sup>3</sup> que  $K_w$ .

$$f_c = \frac{K_f}{K_w} \tag{A5.3}$$

### A5.3.1. Cálculo de ruido total.

En instrumentación biomédica, la especificación deseada es el ruido total a la entrada. Para su cálculo es necesario integrar la densidad espectral  $e_n^2[(nV)^2/Hz]$  a lo largo del intervalo  $(f_1, f_2)$  que abarca el ancho de banda del amplificador. El valor cuadrático medio de ruido, considerando un ancho de banda extendido desde  $f_1$  a  $f_2$ , está dado por:

$$e_n^2 = \int_{f_1}^{f_2} e_n^2[nV/Hz] \cdot df = \int_{f_1}^{f_2} (K_w + K_f/f^n) \cdot df \tag{A5.4}$$

resultando:

$$\begin{aligned} \text{si } n \neq 1 \quad e_n^2 &= K_w \cdot (f_2 - f_1) + \frac{K_f}{(1-n)} \cdot \left( \frac{1}{f_2^{n-1}} - \frac{1}{f_1^{n-1}} \right) \\ \text{si } n=1 \quad e_n^2 &= K_w \cdot (f_2 - f_1) + K_f \cdot \ln(f_2/f_1) \end{aligned} \tag{A5.5}$$

Si el intervalo  $(f_1, f_2)$  se encuentra muy por encima de la frecuencia del codo  $f_c$ , el primer término será dominante. Por el contrario si comprende frecuencias mucho menores que  $f_c$ , preponderará el término correspondiente a ruido  $1/f$ .

Considerando A.O. FET de bajo ruido como el AD645,  $K_w=(8nV)^2/Hz$ ,  $K_f=10000 (nV)^2/Hz$ ,  $n \neq 1$  y  $f_1=0.1 Hz$ ,  $f_2=32Hz$ , resulta:

$$\begin{aligned} e_n^2|_{AD645} &= 64 \cdot (32 - 0.1) + 10000 \cdot \ln(32/0.1) [(nV)^2] = 2048(nV)^2 + 58000(nV)^2 \\ e_n|_{AD645} &= 244 [nV_{RMS}] \end{aligned}$$

<sup>3</sup> Una manera falaz de conseguir  $f_c$  bajos es con un gran nivel de ruido a frecuencias medias ( $K_w$  elevado)

Si para el mismo rango de frecuencias utilizamos un A.O mucho más modesto<sup>4</sup>, como el LF353,  $K_w=(25\text{nV})^2/\text{Hz}$ ,  $K_f\cong 10000 \text{ (nV)}^2\text{Hz}$ ,  $n\cong 1.7$ :

$$e_n^2|_{\text{LF353}} = 25^2 \cdot (32 - 0.1) + \frac{10000}{1.7 - 1} \cdot \left( \frac{1}{0.1^{1.7-1}} - \frac{1}{32^{1.7-1}} \right) [(\text{nV})^2] = 20000(\text{nV})^2 + 70300(\text{nV})^2$$

$$e_n|_{\text{LF353}} = 300 [\text{nV}_{\text{RMS}}]$$

Vemos que el ruido total no es mucho mayor y que en ambos casos, para esta banda de frecuencias el término dominante corresponde a ruido de tipo 1/f..

---

<sup>4</sup> El LF 353 es un A.O tan modesto como sus hojas de datos. Sus parámetros se estimaron aproximadamente a partir de sus curvas documentadas para frecuencias mayores de 10 Hz.

## Referencias.

Anderson, Charles, 1995, "Discrimination of Mental Tasks by EEG Signal Classification", NIPS'95 WORKSHOP. <http://128.49.52.9/~www/nips.html>.

Anderson 1998, "Multivariate Autoregressive Models for Classification of Spontaneous Electroencephalographic signals During Mental Tasks", *IEEE Trans. on Biom. Engineering*, Vol 45, No. 3, pp. 277-286.

Benedetti, M. et. al, 1997. Capítulo 1 en "Control de la Interferencia Electromagnética", notas del curso de posgrado de igual nombre, Laboratorio de Instrumentación y Control, Fac. de Ingeniería, Universidad Nacional de Mar del Plata.

Blanco, S. et al., 1996, "Time-frequency analysis of electroencephalogram series II. Gabor and wavelet transforms", *Physical Review E*, vol. 54. No. 6, pp. 6662-6671.

Cohen, A. & Kovacevic, J., 1996, "Wavelets: the Mathematical Background", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 84, No. 4, pp. 514-522

Christiansen, C. et al, 1982, "Análisis comparativo de estructuras diferenciales con amplificadores operacionales", *Revista Telegráfica Electrónica*, Mayo de 1982, pp. 456-459.

Crochiere, R. y Rabiner, L., 1983, "Multirate Digital Signal Processing", Prentice Hall, New Jersey, 1983. ISBN: 0-13-605162-6.

Del Aguila, C., 1994, "Electromedicina", Editorial Hispano Americana, Colombia, 1994. ISBN: 950-528-113-7.

Deutsch, S. and Deutch, A. 1992, "Understanding the Nervous System", IEEE Press, ISBN 0-87942-296-3.

Dewan, Edmond, 1967, "Occipital Alpha Rhythm Eye Position and Lens Accommodation", *Nature*, No. 214, pp. 975-977, Jun 1967.

García Austt, E. & Bruño, W., 1979, "Ritmos eléctricos del cerebro e integración sensoriomotriz", *Investigación y Ciencia*, No 38, pp. 150-162, Nov 1979.

Gevins, A., 1984, "Analysis of the Electromagnetic Signals of the Human Brain: Milestones, Obstacles, and Goals", *IEEE Trans. on Biom. Engineering*, Vol 32, No. 12, pp. 833-850.

Hamalainen, M. et al, 1993, "Magnetoencephalography - theory, instrumentation, and applications to noninvasive studies of the working human brain", *Reviews of Modern Physics*, Vol 65, No 65, April 1993, pp. 413-497.

Haykin, S., 1994, "Principal component Analysis", in "Neural Networks", Chapter 9, pp. 363-370. Prentice Hall, New Jersey, USA, ISBN: 0-02-352761-7.

Huhta, J and Webster, J., 1973. "60-Hz Interference in Electrocardiography", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, VOL. 20, NO.2, pp.

Kalcher, J. et al., 1996 "Graz Brain-Computer Interface II: towards communication between humans and computers based on online classification of three different EEG patterns", *Medical & Biological Engineering & Computing*. Vol 34, pp. 382-388.

Keirn, Z. & Aunon, J. 1990, "A New Mode of Communication Between Man and his Surroundings", *IEEE Trans. on Biomedical Engineering*, Vol. 37, No. 12, pp. 1209-1214.

Kirkup, L. et al., 1997, "EEG-based system for rapid on-off switching without prior learning", *Medical & Biological Engineering & Computing*. Vol 35, pp. 504-509.

Laakso, T. And Valimaki, V., 1999, "Energy-Based Effective Length of the Impulse Response of a Recursive Filter", *IEEE Transactions on Instruments and Measurement*, Vol. 48, No. 1, pp 7-17.

La Course, J., Wilson, E., 1996, "BRAINIAC: A Brain-Computer Interface". *IEEE Instrumentation and Measurement Society Newsletter*, pp. 9-14, Spring 1996.

La Nación, 1997, "Control Remoto versus Control Mental". Periódico del día lunes 24 de noviembre de 1997, pp. 5.

La Nación, 1999, "Un Bit de Esperanza". Periódico del día lunes 1 de febrero 1997, pp. 8-9.

Lange, D. and Inbar, G. , 1996, "A Robust Parametric Estimator for Single -Trial Movement Related Brain Potentials", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol 433, NO. 4, pp. 341-347.

Lauer, R, Peckhman H. and Kilgore, K., 1999, "EEG-based control of a hand grasp neuroprosthesis", *NeuroReport*, vol 10, pp. 1767-1771.

Lugger, K., et al., 1998, "Feature extraction for on-line EEG classification using principal components and linear discriminants", *Medical & Biological Engineering & Computing*, VOL 36, pp. 309-314.

Lusted, H. and Knapp, R, 1996, "Controlling Computers with Neural Signals", *Scientific American*, October 1996.

Martinez, M. et al, 1997. "Estudio Comparativo de variantes de la SVD para la eliminación de ruido de red", Anales del congreso CASEIB 97.

McFarland, D, Lekkowicz, and Wolpaw, J., 1997a, "Design and operation of an EEG-based Brain-computer interace with digital signal processing technology", *Behavior Resarch Methods, Instruments and Computers*, Vol 29 (3), pp 337-345.

McFarland, et al, 1997b, "EEG mu and beta topographies with movement imagery and actual movement", Technical Report, Wadsworth Center, New York State Department of Health and State University of New York, Albany.

McFarland, D. et al, 1998, "An EEG-Based Barin-Computer Interface (BCI) Using Digital Signal Processing (DSP) Technology". Technical Report, Wadsworth Center, New York State Department of Health and State University of New York, Albany.

McMillan, G., 1995, "EEG-Based Control utilizing Self-Regulation of the Steady-State Visual Evoked Response (SSVER)", <http://128.49.52.9/~www/nips.html>. NIPS'95 WORKSHOP.

Miner Laurie, McFarland D. and Wolpaw J., 1998, "Answering questions with an Electroencephalogram-Based-Brain-Computer Interface", *Archs. Phys. Medical Rehabilitation*, vol79, pp. 1029-1033.

Metting Van Rijn, Peper, A., and Grimbergen, C., 1990, "High-quality recording of bioelectric events, Part 1", *Medical & Biological Engineering & Computing*, VOL 28, pp. 389-395.

MettingVanRijn. Et al., 1994, "Amplifiers for bioelectric events: a design with a minimal number of parts," *Medical & Biological Engineering & Computing*, No. 32, pp 305-310.

Página 12, 1998, "El verdadero cerebro mágico", Periódico del sábado 24 de octubre de 1998, pp. 18-19.

Pallás-Areny, R., 1988, "Interference-Rejection Characteristics of Biopotential Amplifiers: A comparative Analysis", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, VOL. 35, NO.11.

Pallás-Areny, R and Webster, J., 1991a, "Common Mode Rejection Ratio for Cascaded Differential Amplifier Stages," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 40 No. 4, pp. 677-681.

Pallás-Areny, R and Webster, J. , 1991b, "Common Mode Rejection Ratio in Differential Amplifiers," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Col. 40 No. 4, pp. 669-676.

Pallás Areny, R and Webster, J. , 1999, Capítulo 2, en "Voltage Amplification" en "Analog signal Processing", John Willey and Sons, USA, 1999.

Pallás-Areny and Colominas, J., 1991, "Simple, fast method for patient body capacitance and power-line electric interference measurement", *Medical & Biological Engineering & Computing*, VOL 29, pp.561-563.

Papoulis, A., 1962, "Duration of a Signal and Uncertainty Principle", en "The Fourier Integral and its Applications", Capítulo 4, p.62-74. McGraw-Hill, New York 1962.

Pfurtscheller, G. And Aranibar, A., 1979, "Evaluation of event-related desynchronization (ERD) preceding and following self-spaced movement. *Electroencephalography and Clinical Neurophysiology*, vol 46, pp 138-146.

Pfurtscheller, G., 1997a, "On the Origin of post-movement beta oscillations in EEG of man", *Biomedizinische Technik*, Vol 42, pp. 171-173.

Pfurtscheller, G. et al., 1997b, "Foot and hand area rhythms", *International Journal of Psychophysiology*, vol 26, pp. 121-135.

Pfurtscheller, G., 1997c, "On the origin of post-movement beta oscillations in EEG of man," *Biomedicine Technik*, Vol 1, Nro 42, pp. 171-173.

- Pfurtscheller, G. et al, 1997d, "On the existence of different types of central beta rhythms below 30 Hz", *Electroencephalography and Clinical Neurophysiology*, No. 102, pp 316-325.
- Pfurtscheller, G. et al, 1998, "Event-related beta synchronization after wrist, finger and thumb movement", *Electroencephalography and Clinical Neurophysiology*, No. 109, pp 154-160.
- Penny, W., 2000, <http://www.robots.ox.ac.uk/~wpenny/publications/publications.html>.
- Ramoser, H., Wolpaw, J. and Pfurtscheller, G., 1997, "EEG-Based communication: Evaluation of Alternative Signal Prediction Methods", *Biomedizinische Technik*, 42, pp. 226-233.
- RCA, 1978, "Linear Integrated Circuits", Somerville, NJ, 1978, pp 146-151.
- Roberts, S. and Penny, W., 1999, "Real-time Brain-computer Interface: a preliminary study using Bayesian learning,". Enviado a *Medical and Biological Engineering and Computing*.
- Schlögl A., et al 1996, "Classification of Single trial EEG: A comparison of different parameters. in *Qualitative and Topological EEG and MEG analysis - Proc. Third Int Hans Berger Congress*, Jena, pp. 266-268, 1996.
- Schlögl, A. K. Lugger, G. Pfurtscheller 1997, "Adaptive Autoregressive Parameters for Brain-Computer-Interface Experiment. Proceedings of the 19<sup>th</sup> International Conference IEEE/EMBS, pp. 1533-1535, Chicago.
- Schwartz, M., 1983, "Transmisión de Información, Modulación y Ruido", McGraw Hill, Mexico, D.F, 1983. ISBN: 0-07-055782-9.
- Shiao-Lin Lin *et al.*, 1993, "Conscious mental tasks and their EEG signals", *Medical & Biological Engineering & Computing*. Vol 31, pp. 421-425.
- Spinelli, E., Veiga, A. y Martínez, N., 1998, "Análisis e implementación de estrategias de multiresolución aplicadas a imágenes". Proceedings del IV Congreso Argentino en Ciencias de la Computación CACIC98, VOL I, pp. 35-45.
- Spinelli, E., Mayosky, M. y Felice, C., 1999a. "Obtención de ECG fetal utilizando Separación Ciega de Componentes", Anales del XII Congreso Argentino de Bioingeniería. SABI 99. (en CD).
- Spinelli, E., Martinez, N. and Mayosky, M., 1999b, "A Transconductance Driven Righth Leg Circuit". *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, VOL 46, NO. 12, pp.1466-1470.
- Sherwin, J., 1974, "Noise Specs confusing?," National Semiconductors Application Note AN-104.
- Unser, M. Aldroubi, A. and Eden, M., 1993, "A family of polynomial spline wavelet transforms", *Signal Processing*, 30, pp. 141-162.
- Vaughan, T., Wolpaw, J., Donchin E., 1996, "EEG- Based Communication: Prospects and Problems", *IEEE Trans. on Rehabilitation Engineering*, Vol. 4, No. 4, pp. 425-430.

- Vaughan, Theresa et al, 1998, "EEG-based communication: analysis of concurrent EMG activity". *Electroencephalography & Clinical Neurophysiology*, vol 107, pp. 428-433.
- Van der Horst, M., Metting van Rijn, A., Peper, A. and Grimbergen, C., 1998, "High frequency interference effects in amplifiers for Biopotential Recordings", Proceedings of the 20th Annual International Conference o IEEE/EMBS, Hong Kong, 1998, pp. 3309-3312.
- Veiga, A., 1999, Capítulo 1 en "Sistemas Jerárquicos de Tiempo Real para Adquisición de Datos y Control", Tesis de Magister, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de La Plata.
- Webster, J. et al, 1992, "Medical Instrumentation: Application and Design". Houghton Mifflin Company, ISBN 0-395-59492.
- Wickerhauser, Miaden Victor, 1994, "Adapted Wavelet Analysis from Theory to Software", A. K, Peters Ltd.
- Winter, B& Webster, J., 1983, "Driven Righth-Leg Circuit Design", *IEEE Transactions on biomedical Engineering*, VOL. BME-30, No.1, pp.
- Wolpaw, J. and McFarland, D., 1994, "Multichannel EEG-based brain-computer communication", *Electroencephalography & Clinical Neurophysiology*, vol 90, pp. 444-449.
- Wolpaw, J. et al, 1990, "An EEG based Brain Computer Interface for cursor control", *Electroencephalography & Clinical Neurophysiology*, vol 78, pp. 252-259.
- Yamamoto, A. et al., 1998. "Elimination of Power Line Interference in ECG signal Using Inverse Loop", Proceedings 20 th Annual International Conference IEEE/EMBS, Hong Kong.