



Universidad Nacional Autónoma de México

FACULTAD DE PSICOLOGIA

**Diseño y Construcción de un Analizador de
Señales Bioeléctricas y sus Aplicaciones en
Psicobiología.**

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
GRADO EN MAESTRIA EN PSICOBIOLOGIA
P R E S E N T A
IRMA IRIS LORENZO SOTO

México, D. F.

1981



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

DEDICATORIAS

A mis Padres Buenaventura y Carmen

A ellos que supieron
darme el impulso necesario
en todos los momentos
cuyos consejos, paciencia
y esfuerzos lograron lo que
hoy les entrego

A mis hermanas

Delia y Gloria con sincero cariño y afecto
para ellas

A mi primer y querida sobrina

Glorimar y los que le sucedan

A mi querida abuela con respeto

Doña Juanita

A mi querido cuñado

Dr. Juan M. González

A mi profesor y Director de tesis Angel R. Zapata F.

Con cariño por su confianza y apoyo en el desarrollo
de este trabajo

A mis asesores con cariño

Dr. Augusto Fernández G.
Dr. Carlos M. Contreras
M. en C. Alfonso Saigado

Para mis amigos

Con verdadero afecto

AGRADECIMIENTOS

Son estas algunas de las personas a las cuales deseo hacer público mi reconocimiento y agradecimiento por la participación y ayuda al desarrollo de este trabajo.

En primer lugar al autor de diseño Ing. Angel Zapata Ferrer, por asesorarme y darme el impulso necesario para que este trabajo se realizara.

Al Doctor Augusto Fernández Guardiola, por su asesoría y brindarme la oportunidad de que la construcción del analizador de frecuencia se elaborara en la Unidad de Investigaciones Cerebrales del Instituto Nacional de Neurología y Neurocirugía.

Así mismo agradezco la asesoría que me brindaron el Dr. Carlos Contreras y el Prof. Alfonso Salgado.

Agradezco sinceramente la ayuda que me brindó el Ing. Oscar Dangelada Alarcón por los comentarios y ayuda en la preparación de los circuitos.

Mi agradecimiento al Sr. Raúl Cardoso, por la elaboración de las figuras.

Agradezco muy cordialmente al Dr. Carlos Contreras y M. en C. Graciela Mexicano, por la ayuda que me brindaron al desarrollo de las aplicaciones e interpretaciones de resultados del equipo analizador de frecuencias.

Finalmente agradezco a las autoridades del Instituto Nacional de Neurología y Neurocirugía el apoyo y las facilidades brindadas. Así mismo a las del Departamento de Fisiología del Instituto de Investigaciones Biomédicas de la Universidad Nacional Autónoma de México.

PROLOGO

El objetivo de este trabajo de tesis, consiste en buscar los métodos más adecuados para medir variables Psicofisiológicas, encontrar las relaciones matemáticas entre dichas variables y su corelación con los problemas patológicos. Además proyectar y construir equipos o circuitos electrónicos, que nos permitan obtener mayor precisión en la medida de estas variables que se originan en sistemas que funcionan a cada instante con sincronía, eficacia y precisión.

El diseño fué efectuado por mi asesor de tesis: Ing. Angel R. Zapata Ferrer, quien, con la colaboración del Ing. Oscar Danglada Alarcón, lo llevaron a su realización en la Unidad de Investigaciones Cerebrales del Instituto Nacional de Neurología y Neurocirugía.

Este diseño fué presentado en el XX Congreso Internacional de la Asociación para el Estudio Psicofisiológico del Sueño, en la Unidad de Congresos del Centro Médico Nacional, aquí en la Ciudad de México, del 25 al 29 de marzo de 1980.

El equipo electrónico fué construido especialmente para la presentación de esta tesis de Postgrado, con el fin de ser aplicado en Investigaciones que serán descritas en el Capítulo que se refiere a: "Aplicaciones y limitaciones del sistema".

I N D I C E

PROLOGO

INTRODUCCION

ANTECEDENTES

CAPITULO I

DESARROLLO DEL EQUIPO ANALIZADOR DE FRECUENCIAS .

- 1.1. Descripción del sistema propuesto
- 1.2. Entrada de la señal analógica
- 1.3. Conceptos fundamentales sobre amplificadores
- 1.4. Filtros
- 1.5. Filtros usados en el circuito
- 1.6. Comparadores
- 1.7. Comparadores usados en nuestro circuito
- 1.8. Fuentes usadas en el circuito
- 1.9. El circuito integrado usado como generador de barras
- 1.10. Comparadores y divisores de voltaje usados como contadores se
cuenciales
- 1.11. Convertidores analógicos digital (A/D) con salida BCD
- 1.12. Secuenciador de punto movable
- 1.13. Codificador en código binario decimal a siete segmentos
- 1.14. Decodificadores
- 1.15. Diagrama general del circuito

CAPITULO II

ENSAYO PSICOFISIOLOGICO

- 2.1. Procedimiento

2.2. Resultados

2.3. Comentario

2.4. Conclusiones

REFERENCIAS

INTRODUCCION.- El análisis de un electroencefalograma es una tarea sumamente laboriosa y raras veces es posible obtener resultados mejores que con un 10% de tolerancia. El recuento de frecuencias individuales se complica bastante en aquellos rangos cercanos a los límites de alguna banda específica, por lo difícil que resulta estimar la frecuencia exacta de alguna onda particular. Debido a lo anterior se ha creado la necesidad de diseñar sistemas automáticos que facilitan el análisis.

SEÑALES BIOELECTRICAS DEL CEREBRO.- La utilización de las técnicas de computación en el análisis de las diferentes frecuencias de la actividad electroencefalográfica (EEG), presenta un intento por eliminar el factor subjetivo que influye en la interpretación de un trazo electroencefalográfico. Y el primer trabajo para lograr un equipo analizador de frecuencias, fué el que realizara N. GREY WALTER en 1943.

EL POTENCIAL DE CAMPO GENERADO POR LAS NEURONAS CORTICALES

Virtualmente, toda actividad encefalográfica registrada desde la superficie del cerebro es generada por corrientes que fluyen a través de las membranas corticales. Las estructuras subcorticales (por ejemplo el diencéfalo), contribuyen en poco o nada a la creación del campo eléctrico y a los voltajes sobre el cráneo, tal como se observa en el registro del electroencefalograma de rutina del EEG. Solo mediante el uso de técnicas de promediación (Averaging Techniques), se pueden evaluar potenciales evocados los cuales se producen con un nivel de actividad eléctrica de muy pequeño voltaje. Si observamos el potencial de acción de una neurona, podemos extrapolar este concepto con la teoría del campo eléctrico que se origina sobre la superficie separada del cráneo, mediante ciertas consideraciones teóricas:

- a) El impulso neuronal se produce o no se produce
- b) Cuando se encuentran respondiendo a un estímulo dado, durante un tiempo después, están incapacitadas para responder a cualquier otro estímulo. Este es el período refractario absoluto.
- c) La membrana de la neurona en reposo separa medios de diferentes cargas y concentraciones iónicas, esto quiere decir que existen polos positivos y negativos.

Convencionalmente se describe la iniciación de un impulso, como resultado de una despolarización (alteración de los voltajes de polarización). Por consiguiente, cualquier cosa que origine un aumento en la diferencia de potencial a través de la membrana ocasiona un estado de hiperpolarización. La membrana hiperpolarizada tiene un umbral más elevado, es decir, que para iniciar un impulso se requiere un estímulo mayor que en el estado de reposo. Como vemos en la figura 1, los valores verticales (sobre la ordenada) se refieren a la magnitud de la diferencia de potencial expresada en milivoltios, entre el axoplasma y el medio circundante. El valor del potencial de reposo es de -70 mV. Al ser estimulada esta célula y después de un breve período de latencia, el valor se vuelve progresivamente más positivo, pasando por 0 mV hasta alcanzar un va

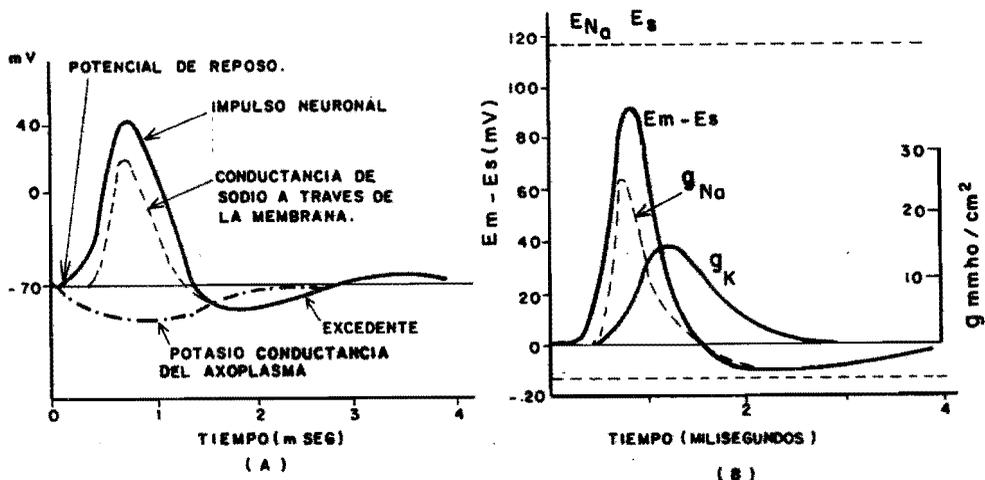


Fig. 1. (A). El impulso neuronal se establece cuando el sodio penetra al axoplasma desde el medio circundante y el potasio sale del axoplasma al medio. (B). Tiempos requeridos para la variación del voltaje de membrana ($E_m - E_s$), al variar la conductancia del sodio g_{Na} y del potasio g_K (Hodgkin, 1958).

lor de +10 mV. Luego se invierten las cargas, pasando otra vez por cero y descienden hasta más allá de los -70 mV, para luego volver a ascender hasta alcanzar el nivel de reposo. En la Figura 1 (A) y (B) vemos que las características eléctricas del impulso son una función del flujo de estos iones. Por lo anterior podemos establecer lo siguiente: La distribución asimétrica del potencial de membrana a lo largo de la neurona (permanente o temporal) resulta en una asimetría eléctrica de la célula nerviosa, la cual en una forma simplificada aparece como un dipolo eléctrico. La corriente eléctrica se desplaza del lado que tiene mayor potencial de membrana, a los sitios de bajo potencial. La positividad externa de una cierta parte de la neurona no indica necesariamente hiperpolarización de la parte correspondiente de la membrana en la fente* y puede ser normal o aún reducirse, pero por supuesto es menor que el del sumidero (pozo de potencial).

La fente será positiva, cuando se registra con respecto a un electrodo de referencia distante, el pozo de potencial (sumidero) será negativo. Si el electrodo de referencia se aproxima a la fente, éste adquirirá gradualmente el último potencial. Lo anterior trae como consecuencia una reducción en el registro del área positiva de la fuente.

*En Física se denomina fuente al dispositivo que genera el potencial.

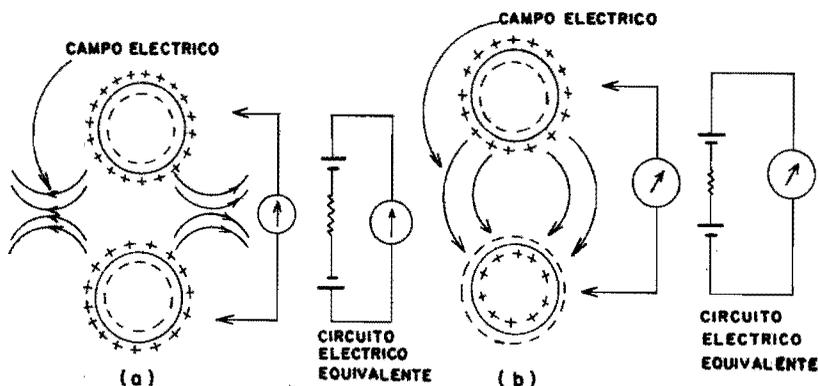


Fig. 2. Diferencia de potencial entre dos células con el potencial simétricamente distribuido. (a). Ambas células en condiciones de reposo. (b). Una célula excitada. Cada una es representada por su circuito eléctrico. (Büres, 1956).

De los componentes que integran la densidad de corriente a lo largo de la línea que une a los dos electrodos, la magnitud del potencial medio puede ser calculado aplicando la ley de ohm. Se asume que la resistencia específica del medio es constante.

ACTIVIDAD SINAPTICA.- Otra fuente de corriente se debe a la actividad sináptica. La actividad sináptica puede despolarizar o hiperpolarizar la membrana. Las sustancias transmisoras que tienden a despolarizar la membrana incrementan la permeabilidad de la membrana a todos los iones, lo que resulta es una corriente neta entrando en las regiones subsinápticas similar a la que ocurre durante el potencial de acción descrito. La despolarización resultante, dura más tiempo que el cambio en la permeabilidad de la membrana, debido a la capacitancia de esta membrana (Fig. 3). La cantidad total de despolarización, es de unos pocos milivoltios, generalmente no más de 5 a 10 mV, la cual puede ser breve o relativamente prolongada. Esta despolarización de la membrana, debido a la actividad sináptica se denomina potencial postsináptico excitatorio (EPSP). El potencial postsináptico inhibitorio (IPSP) resulta de la permeabilidad selectiva, para algunos iones (K y Cl). La corriente neta fluye en este caso desde el interior de la célula hacia afuera y en una dirección opuesta a la cual ocurre durante el EPSP.

DIPOLO.- Consideremos en un medio aislador, dos puntos A y B muy cercanos entre sí, con cargas iguales pero de signo opuesto: el conjunto de ambas constituye un dipolo. Si consideramos que las cargas de signo contrario se atraen y las del mismo signo se repelen y si recordamos que el potencial en un punto, se mide por el trabajo que es necesario desarrollar para traer una carga unitaria positiva desde el infinito hasta el punto en cuestión, resulta evidente que, en las cercanías de la carga positiva, el potencial es grandemente positivo (se desarrolla un trabajo para llevar la car-

ga unitaria hasta ahí en las cercanías de la carga negativa el potencial es grandemente negativo (se consume un trabajo al dejar que la carga unitaria sea atraída hasta ahí) y en el punto equidistante de las dos cargas el potencial es nulo.

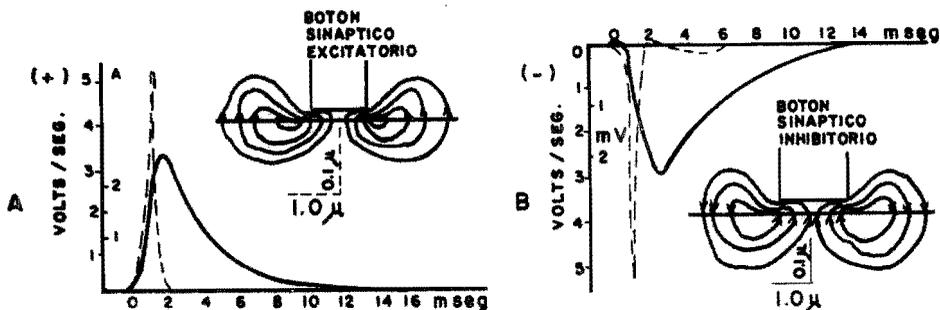


Fig. 3. Las líneas sólidas representan los valores medios del potencial excitatorio posináptico excitatorio (EPSP) y del potencial posináptico inhibitorio (IPSP) (A) y (B) respectivamente. El registro es intracelular y se efectúa en una motoneurona. Las corrientes sinápticas inhibitorias y excitatorias se muestran con líneas punteadas sobre la escala de voltios/segundos. Los dibujos del botón sináptico, señalan las corrientes iónicas de la sinápsis excitatorias e inhibitorias (De Curtis y Eccles 37a).

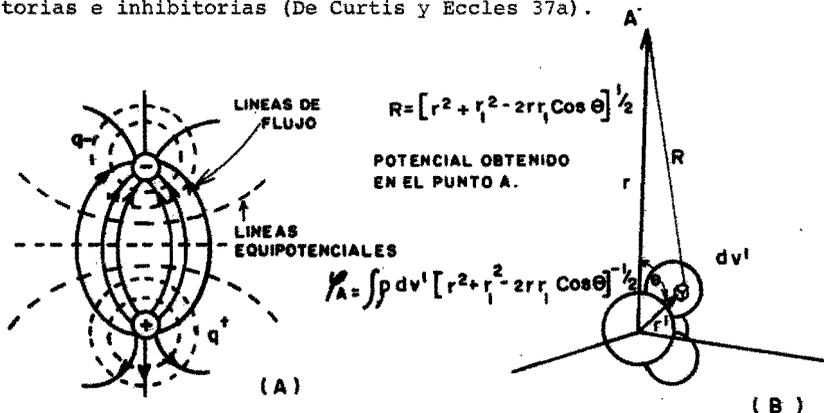


Fig. 4 (A). Esquema de las líneas de flujo (líneas con punta y flecha) y de las líneas equipotenciales en el caso de un dipolo. Nótese que una y otras son perpendiculares entre sí y que las líneas de flujo están más apretadas cerca del eje de dipolo. (B). Cálculo del potencial en un punto A, de una distribución molecular de carga (Gaylord P. Harwell, 1961).

En un medio conductor las propiedades físicas son como las de un campo que rodea algún foco eléctrico en un medio similar. La distribución de los campos potenciales alrededor de un dipolo es bien conocida. La figura 4 (A) representa, solo en dos dimensiones, un campo típico alrededor de un foco y una depresión de corriente tal como se describe para cualquier generador simple de electricidad. El flujo de corriente (según el concepto tradicional) va del polo positivo al negativo y los contornos de igual potencial están en ángulo recto con el flujo de corriente. Esto se muestra en la figura 4 (A) como líneas, pero en un medio tridimensional son con superficies equipotenciales. Estos sitios (Fig. 4 (A)) mostrados con líneas punteadas, se distribuyen en el espacio en una forma continua aproximadamente circular o mejor dicho, quedan unidos por una superficie continua aproximadamente esférica, en cada uno de cuyos puntos el potencial es el mismo (superficies equipotenciales). Estas superficies adoptan una forma de esfera, cuando el medio conductor es homogéneo. La conexión a tierra de un punto de este medio, altera el potencial de todos los puntos del mismo con respecto a tierra, pero no modifica en lo más mínimo las diferencias de potencial entre estos dos puntos del medio; en otras palabras, permanece inalterada la estructura interna del campo eléctrico y solo se desplaza hacia arriba o hacia abajo el potencial de todo el campo. Por este motivo, en estudios clínicos o de investigación, en donde no interesa el potencial absoluto del medio, sino en el comportamiento del campo eléctrico del cerebro o del corazón, no se altera el estudio para conectar a tierra un punto del cuerpo del sujeto.

En la figura 4 (B) podemos hacer un análisis del campo eléctrico, producido por un grupo de cargas eléctricas que ocupan un pequeño volumen. Vamos a suponer unas cargas que producen campos eléctricos en puntos remotos. Para efectuar el cálculo en el punto exterior a estas cargas, éstas se distribuyen en el origen de las coordenadas. Pueden ser iones y electrones o solo iones como en el caso de una célula, donde no se toma en cuenta el movimiento de electrones.

Teóricamente suponemos que se define por una función (x, y, z) . Esta es negativa en los electrones y positiva en los iones positivos. Para hallar el campo eléctrico en puntos distantes (30) podemos empezar calculando el potencial debido a la distribución de cargas. Como ilustración, tomemos un punto A exterior sobre el eje Z (Fig. 4 B). Sea r la distancia del origen en A. El potencial eléctrico en A, al que llamamos A , se obtiene como de costumbre: sumando las contribuciones de todos los elementos de la distribución de la carga, de donde:

$$A = \int \frac{\rho(x', y', z')}{R} dv' \quad (1)$$

En esta integral dv' es un elemento de volumen en la distribución de la carga $\rho(x', y', z')$ la densidad de carga en el ión o cuerpo, y la R del denominador es la distancia desde A a este elemento particular. La integración se efectúa en las coordenadas x', y', z' y se extiende a toda la región que contiene la carga. Podemos expresar R en función de r y de la distancia r' del origen al

elemento de carga. Utilizando el teorema del coseno, siendo θ el ángulo sobre r' y el eje donde llega hasta A; así tendremos:

$$R = [r^2 + r_1^2 - 2rr_1 \cos \theta]^{1/2} \quad (2)$$

sustituyendo este valor en la integral tenemos:

$$\psi_A = \int \rho dv' [r^2 - r_1^2 - 2rr_1 \cos \theta]^{-1/2} \quad (3)$$

Esta última expresión representa al potencial eléctrico producido en el punto (A) por la densidad de carga $\rho(X' Y' Z')$. Esta consideración es de índole teórica.

CONCEPTOS COMPLEMENTARIOS

Bases Teóricas del Dipolo: Si tenemos una lámina aislante y en ambos lados de ésta existen cargas eléctricas positivas y negativas, que constituyen dipolos, en todos los puntos del medio que rodea a dicha lámina existirá un potencial eléctrico, cuyo valor para cada punto depende de tres factores a saber:

- 1.- Características eléctricas del medio.
- 2.- Densidad de los dipolos sobre la lámina polarizada.
- 3.- Posición geométrica del punto considerado respecto a la lámina polarizada.

Esta última se caracteriza mediante el ángulo sólido que subtende a la lámina desde el punto considerado y al cual se le denomina Ω . Si se denomina por ρ a la densidad de polarización de la lámina, e indicando por K las propiedades eléctricas del medio, - tendremos entonces que el potencial generado en el punto P por la lámina viene dado por:

$$V_p = k \cdot \rho \cdot \Omega \quad (4)$$

$$V_p = K \cdot \rho \cdot \Omega$$

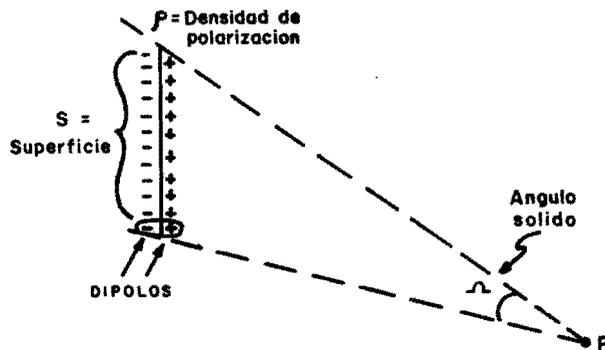


Fig. 5. El potencial en el punto P está determinado por la densidad de polarización de los dipolos, el ángulo sólido y por las propiedades dieléctricas del medio. (Facultad de Ciencias, UNAM, Lab. Biofísica, Instructivo No. 10, Pág. 1).

ANGULO SOLIDO: La noción de ángulo sólido es importante, porque el potencial de un punto con respecto a la superficie polarizada homogéneamente (como la membrana celular) es proporcional al ángulo sólido de este punto, con respecto a su superficie (Fig. 6 B). Para darle mayor rigor a lo antes expuesto, se puede decir que el potencial en un punto es igual (al momento eléctrico por unidad de superficie polarizada ($p = M/S$) multiplicando por el ángulo sólido (Ω) del punto respecto a la superficie. Así, tendremos:

$$V_p = p \cdot \Omega \quad (5)$$

Esta fórmula es aplicable en el caso de que la superficie esté polarizada homogéneamente en toda su extensión y sumergida en un medio homogéneo e infinito. Ahora bien, si el medio en que se encuentra la superficie polarizada está limitado por una frontera eléctrica, no conductora, el potencial del punto P aumenta en alguna cantidad. En este caso sigue siendo aplicable el concepto de ángulo sólido (Ω) de la "imagen eléctrica" de la superficie vista desde el punto P (Fig. 6C). Así podemos escribir:

$$V_p = m(\Omega + \Omega') \quad (6)$$

Esta última expresión representa al potencial en el punto P de las condiciones expresadas anteriormente.

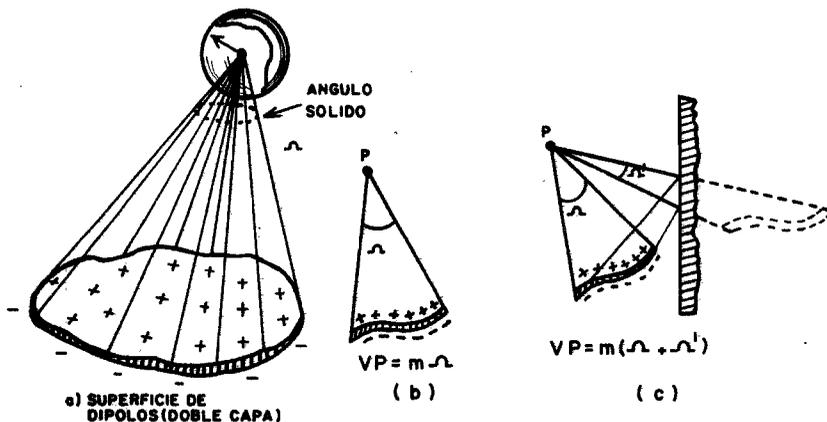


Fig. 6. El ángulo sólido (Ω) de un punto (P) con respecto a un cuerpo cualquiera. Alrededor de un punto se ha trazado una esfera cuyo radio es igual a la unidad. El ángulo sólido es la parte de la superficie esférica que queda limitada por todas las rectas trazadas desde el punto P hasta el contorno del cuerpo. El potencial en P es proporcional a Ω , el ángulo sólido formado en P por la superficie de cierto número de dipolos. En (b) se muestra la proporción que existe entre el ángulo sólido del punto con respecto a la superficie. En (c) aumento del potencial que sufre el punto P cuando la superficie polarizada se encuentra limitada por una frontera dieléctrica (Enrique Cabrera y Alfonso Gaxiola, 1966).

En la medición práctica de un evento bioeléctrico, a menudo es imposible colocar ambos electrodos sobre el tejido excitable: uno puede estar cerca de un punto definido y el otro a una distancia considerable; este último constituye una referencia ó un electrodo "indiferente".

Dipolo Viajero. La diferencia principal de este método de medición (con electrodos sin contacto en el tejido excitable) y los que se efectúan con electrodos directamente al contacto con el tejido excitable, es que los potenciales medidos reflejan el flujo de corriente en el medio conductor, que rodea la región activa del tejido excitable. Esta actividad (despolarización o polarización inversa) y recobrado (o repolarización) se considera como la de un dipolo "viajero". Este concepto fué enunciado por Hermann (1879); siendo aplicado por Craib (1927); Willson y Cois. (1933) y Macleod (1938) el cual lo incluyó en el músculo cardiaco. También Houles y Houchin (1967) lo aplicaron a diferentes partes de la célula piramidal.

Antes de explicar el concepto de "dipolo viajero", consideremos el caso de la figura 7, en donde se ha representado la membrana celular con la polarización positiva de su superficie externa y suponemos que la onda de activación avanza despolarizando a la célula de izquierda a derecha. Estudiando el exterior de la célula, el conjunto de toda la activación (A + R) puede considerarse como un estado transitorio de negatividad relativa, cuyo contorno reproduce la forma del potencial de acción monofásico. Así, la despolarización aparece como una caída brusca de potencial y la repolarización como una elevación progresiva de potencial. Si la célula se encierra en un medio conductor -como es el caso de la actividad eléctrica del EEG- las diferencias de potencial entre los puntos activados y no activados equivalen por sus efectos, a la aparición de otros tantos dipolos (Fig. 8).

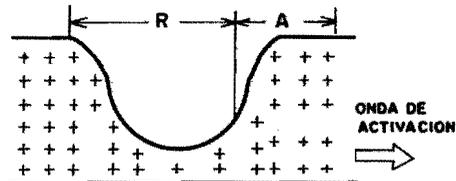


Fig. 7. La figura representa la polaridad de la membrana celular en su superficie externa, durante el avance de la onda de activación. (A). Equivale a una pérdida brusca de positividad. (R). Representa una aparición progresiva de positividad. (Enrique Cabrera y Alfonso Gaxiola, 1966).

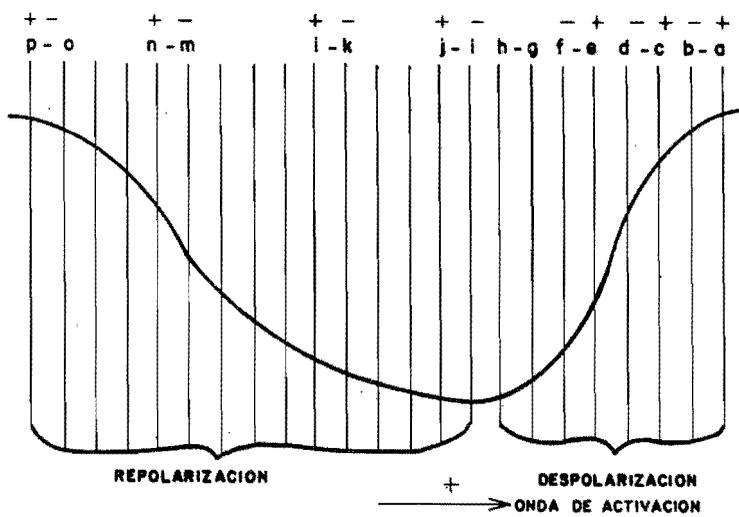


Fig. 8. Representación de la polaridad en el exterior de una célula, tal como en el caso de la figura anterior, pero ahora está sumergida en un medio conductor. Durante la despolarización dos puntos continuos cualesquiera (a-b; c-d; e-f) equivalen a un "dipolo" (que representa una diferencia de potencial generando un campo eléctrico hacia el exterior) cuyo polo positivo está hacia adelante y el negativo hacia atrás. En cambio durante la recuperación y las diferencias de potencial (i-j; k-l; m-n; crean otros tantos dipolos, con su polo negativo hacia adelante y el positivo hacia atrás. (Enrique Cabrera y Alfonso Gaxiola, 1966).

Si se analiza el concepto, tomando en cuenta la continuidad del potencial, por efecto de la polarización "cuántica", es decir, la que produce una serie de dipolos que se activan secuencialmente, vemos que el potencial de un punto (por ejemplo el a de la figura 8) cuya activación va a iniciarse, es más alto que el de un punto contiguo que ya empezó su activación (b), en estas condiciones aparece una diferencia de potencial y por ende un dipolo. Teóricamente se dice que la diferencia de potencial entre dos puntos cuya distancia es constante, varía según el momento considerado en el proceso de despolarización. Así la magnitud de los dipolos creados al inicio (a y b) y al final de la despolarización (h y g), es menor que el de los dipolos correspondientes a la parte media (c y d). - Hay, todo un tren de dipolos de diferentes valores; los máximos dipolos ocupan una posición intermedia, dentro de la despolarización y, en ésta, cada dipolo tiene orientado su polo positivo hacia adelante y el negativo hacia atrás. CRAIB (1955) considera que los

efectos de la onda de activación sobre el medio conductor equivalen a los de un dipolo que tiene su polo positivo hacia adelante y el negativo hacia atrás, en el momento de la despolarización, y a los de uno con su polo negativo hacia adelante y el positivo hacia atrás, en el momento de la recuperación (repolarización).

El concepto del "dipolo viajero" puede explicarse del siguiente modo: "si una fuente de potencial, (por ejemplo un dipolo) está situada en un medio conductor uniforme de longitud infinita (por ejemplo un volumen conductor), la corriente que fluye y el potencial eléctrico es distribuido. La figura 15 ilustra la manera en la cual se distribuye el potencial de campo. Las líneas isopotenciales (de las cuales hay un inmenso infinito) descubre el potencial medido - oír un electrodo "monopolar", localizado alrededor de cualquier punto que rodea al dipolo, cuando se refiere a otra región de cero potencial (por ejemplo a una distancia infinita) o a la línea que pasa por en medio de los dos dipolos. Suponemos ahora que un electrodo monopolar se mueve desde un punto remoto y se desplaza a lo largo de una línea ($A=1$ Fig. 15 a) paralelo al eje de los dipolos (la línea que une a los polos negativo y positivo; las líneas isopotenciales se encuentran en una secuencia ordenada, incrementándose el potencial y luego cayendo a cero (cuando el electrodo está en el punto medio del dipolo) entonces invierte su polaridad se incrementa en - magnitud y luego se reduce, de acuerdo con la distancia que se aleje el electrodo, tal como se muestra en la fig. 15 b. Si el procedimiento fuera repetido, moviendo el electrodo monopolar a lo largo de otra línea paralela al eje de dipolo, pero a mayor distancia (B de la figura 15b), la misma secuencia de eventos podría ocurrir, pero la amplitud del voltaje es menor (Fig. 15b). Una aplicación del concepto de dipolo es ilustrada en la figura 9; aquí a representa una tira de tejido irritable en reposo.

En el método de registro denominado "monopolar", el potencial V_p , en un punto cercano a p podría ser medido, con respecto a un electrodo indiferente. Un electrodo indiferente en aquel situado a una distancia infinita en el medio conductor, en estas condiciones su potencial sería de cero voltios. Si el tejido es estimulado, - tal como se aprecia en la Fig. 9b, la región activa (la cual es negativa con respecto a la región de reposo) origina que la corriente fluya en el medio conductor para establecer un potencial de campo. Debido a que el límite entre regiones activas e inactivas se caracteriza por cargas de signo opuesto, el frente de onda de excitación puede ser igualado a un dipolo, con su polo positivo, en dirección a la propagación de la excitación (Fig. 9(f)). Si la región activa ocupa un gran segmento irritable, entonces los cambios de potencial que aparecen en el punto P, son aquellos representados por el dipolo acompañado por su campo de potencial, a lo largo de su movimiento (Figuras 9b, hasta 9e).

La diferencia de potencial que aparece entre el electrodo cer

cano y el electrodo de referencia a distante, es bifásico (positivo seguido de negativo), tal como la onda de excitación atraviesa el medio en las cercanías del electrodo.

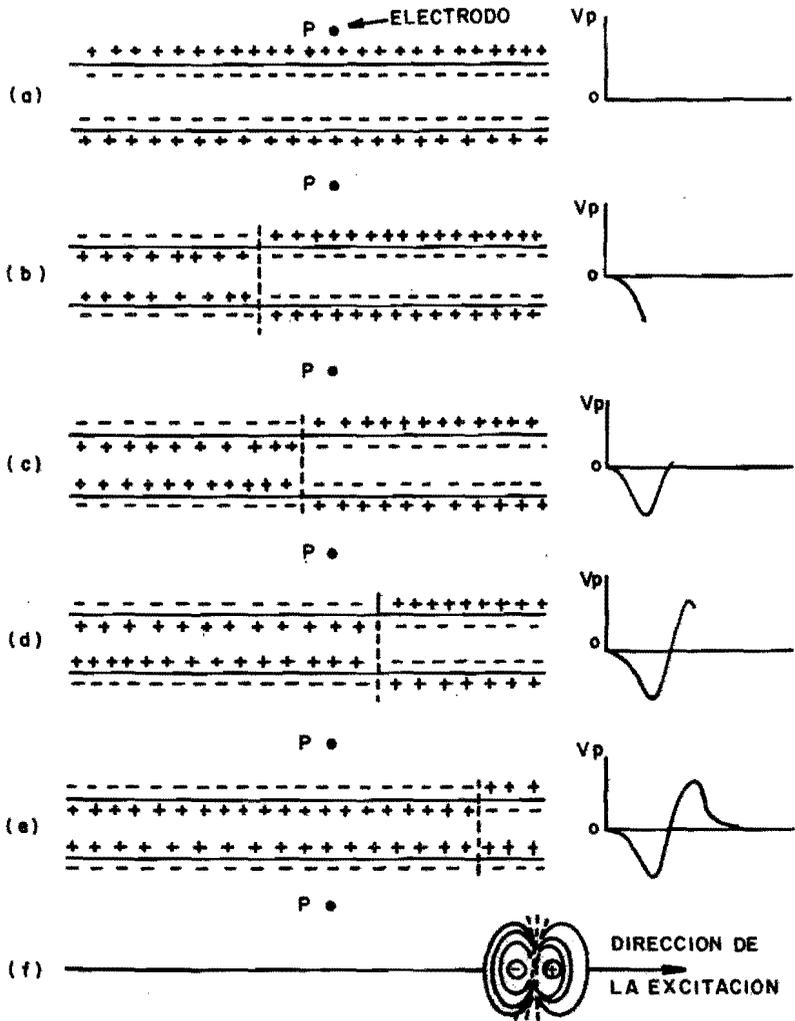


Fig. 9. Variación del potencial extracelular en el punto P , reflejando la excitación representada por un dipolo viajando, con su polo positivo enfrentándose a la dirección de la excitación, durante su propagación. (Gaylord, P. Harwell, 1961).

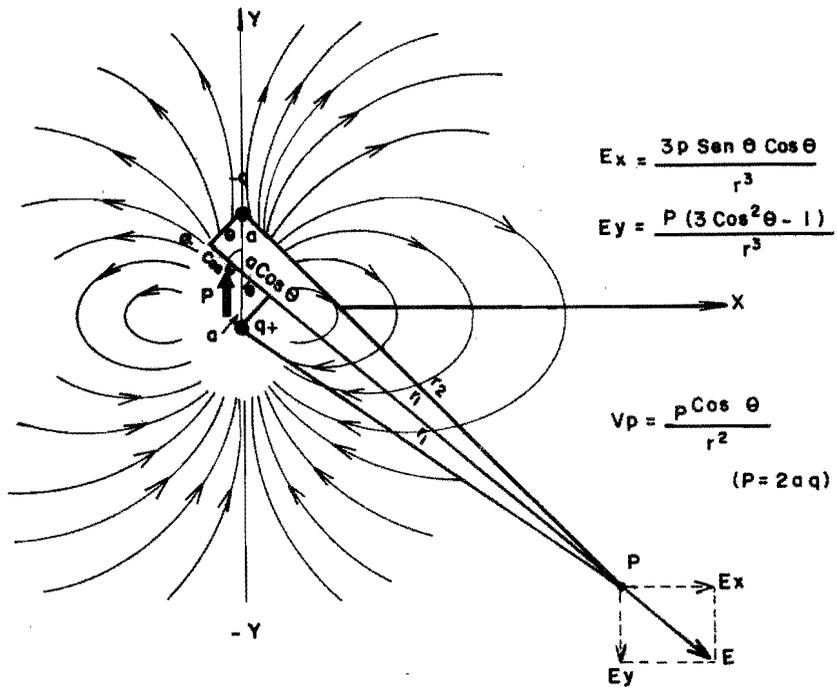


Fig. 10. Campo eléctrico y potencial de un dipolo. (Gaylord, P. Harwell, 1961).

EFFECTOS ELECTRICOS DE UN DIPOLO.— Como vimos, un dipolo consiste de dos cargas iguales y opuestas $\pm q$ separadas por una distancia $d = 2a$. En el caso de la figura 10, el potencial en el punto p será:

$$V_p = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \left(\frac{q^+}{r_1} - \frac{q^-}{r_2} \right) = \left(\frac{q}{r_1} - \frac{q}{r_2} \right) \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \quad (7)$$

$$V_p = \frac{q}{4\pi\epsilon_0} \cdot \frac{(r_2 - r_1)}{r_1 r_2} \quad (8)$$

De la figura 10 se ve que:

$$r_1 = r - a \cos \theta$$

$$r_2 = r + a \cos \theta$$

de donde sustituyendo estos valores en la fórmula (8) tendremos:

$$V_p = \frac{q}{4\pi\epsilon_0} \frac{(r + a \cos \theta) - (r - a \cos \theta)}{(r - a \cos \theta)(r + a \cos \theta)} \quad (9)$$

$$V_p = \frac{2aq \cos \theta}{r^2} ; \text{ pero } 2aq \text{ es el momento eléctrico del dipolo} \\ l_0 = p$$

Por lo tanto:

$$V_p = \frac{p \cos \theta}{r^2} \quad (\text{Nótese que hemos suprimido } \frac{1}{4\pi \epsilon_0}) \quad (10)$$

Lo que nos indica que el potencial en P depende de las características del dipolo ($2aq$) de la distancia (r) y de la orientación θ del dipolo respecto al punto estudiado. El campo eléctrico es el gradiente negativo de este potencial. Para ver cual es el campo de un dipolo, situamos al dipolo p en el origen dirigido según el eje y (Fig. 10). Por supuesto que el potencial y el campo son simétricos en torno al eje y . Trabajamos en el plano xy , donde $\cos \theta = y/(x^2 + y^2)^{1/2}$. En este plano, tendremos que:

$$\psi = \frac{P_y}{(x^2 + y^2)^{3/2}} \quad (11)$$

Los componentes del campo eléctrico se deducen fácilmente:

$$E_x = - \frac{\partial \psi}{\partial x} = \frac{3p \cdot x \cdot y}{(x^2 + y^2)^{3/2}} = \frac{3 p \operatorname{Sen} \theta \operatorname{Cos} \theta}{r^3} \quad (12)$$

$$E_y = - \frac{\partial \psi}{\partial y} = p \left[\frac{3y^2}{(x^2 + y^2)^{3/2}} - \frac{1}{(x^2 + y^2)^{3/2}} \right] \quad (13)$$

$$= \frac{p (3 \operatorname{Cos}^2 \theta - 1)}{r^3} \quad (14)$$

En el caso del potencial que se origina en la corteza cerebral, se cree que la onda de activación actúa sobre el medio conductor volumétrico y no en forma de dipolo, en la célula misma. El neurofisiólogo se interesa en el medio conductor, como un campo eléctrico que se origina en la corteza o en las estructuras más profundas (potenciales evocados), en cambio el fisiólogo se interesa en la célula misma, como fuente de energía eléctrica. En otras palabras, el neurofisiólogo estudia las variaciones de potencial producidas en el sistema nervioso central incluyendo el cerebro, solo que traducidas en términos de fuentes de corriente (positividades) o sumideros de corriente (negatividades) por influencia del medio conductor. Podemos considerar el hecho de que durante el fenómeno que despolariza la membrana, hay un flujo neto de corriente entrando a la célula, donde un cambio en la permeabilidad de la membrana ocurre. Esta corriente fluye desde el interior de la célula hacia el exterior, haciendo un circuito cerrado de corriente. Bajo circunstancias donde la membrana está hiperpolarizada, tal como en el caso del IPSP, el cambio de la permeabilidad de la membrana produce un flujo de corriente neta hacia el exterior, en la región subsináptica y la corriente fluye hacia el interior de la célula, a través de la membrana. Viendo esta actividad desde la perspectiva

del espacio extracelular, el exterior y el interior de las células se consideran como "fuentes" o "sumideros". También estas fuentes pueden ser clasificadas como activas o pasivas. Las fuentes activas y los "sumideros" ocurren en aquellos puntos sobre la membrana, donde la actividad sináptica ha originado un cambio en la permeabilidad de la membrana. La corriente que fluye a través de la membrana celular, sin originar cambios en la permeabilidad de la membrana, se considera como "pasiva" y complementa el lazo de corriente. Por lo tanto en el caso del potencial postsináptico excitatorio (EPSP) hay un "sumidero" activo y una fuente pasiva y en el caso de un potencial postsináptico inhibitorio (IPSP), hay una fuente activa y un sumidero pasivo (Fig. 11).

La corriente y la distribución del voltaje obtenido en el espacio extracelular ha sido examinado experimentalmente, Deglaude, (1955) con el objeto de determinar cuales mecanismos generadores de corriente son más importantes, para determinar la distribución del voltaje que es registrado sobre la superficie del cráneo. Aunque los potenciales sinápticos son de un voltaje considerablemente bajo, comparados con los potenciales de acción, estos "se desplazan" mucho mejor en el espacio extracelular que los potenciales de acción. Esto se debe principalmente al hecho de que los potenciales sinápticos persisten durante un mayor período de tiempo, e involucran una mayor superficie de membrana. Por lo tanto se concluye que los potenciales sinápticos, contribuyen a la aparición de las señales eléctricas que se registran en el electroencefalograma con mucha mayor información que los potenciales de acción.

En las Figuras 11 (A) y (B), podemos observar que las líneas - del flujo de corriente da una idea general de la dirección y distribución de las corrientes longitudinales intracelular y extracelular. El número de líneas de corriente por área, representa la densidad de corriente a diferentes puntos de su recorrido. Nótese que el potencial extracelular es mayor en el sitio de la convergencia de la corriente, en la vecindad de la sinápsis. En general, los potenciales extracelulares son mucho más pequeños y rápidos que su contraparte intracelular. Los potenciales señalados tienen una elevación positiva. En un conductor volumétrico, la corriente ocurre entre dos áreas de una neurona, con diferentes dispersiones de los potenciales de la membrana para alcanzar líneas alejadas de corriente. En partes distantes del campo, la dirección del flujo de las líneas de corriente es invertida cercanamente con respecto al sector intrapolar. Estudios de los modelos experimentales de la configuración del campo eléctrico en el potencial de acción del nervio en un medio conductivo plano (Lorente de Nó 1947, Kostynk 1960) y el tratamiento teórico del problema (Offner 1954) muestra que bajo tales condiciones, los potenciales de acción monofásicos, cambian a trifásicos. Este modelo experimental, es de significancia fundamental, también para la interpretación de las manifestaciones eléctricas del movimiento de excitación, a lo largo de las neuronas en el cerebro.

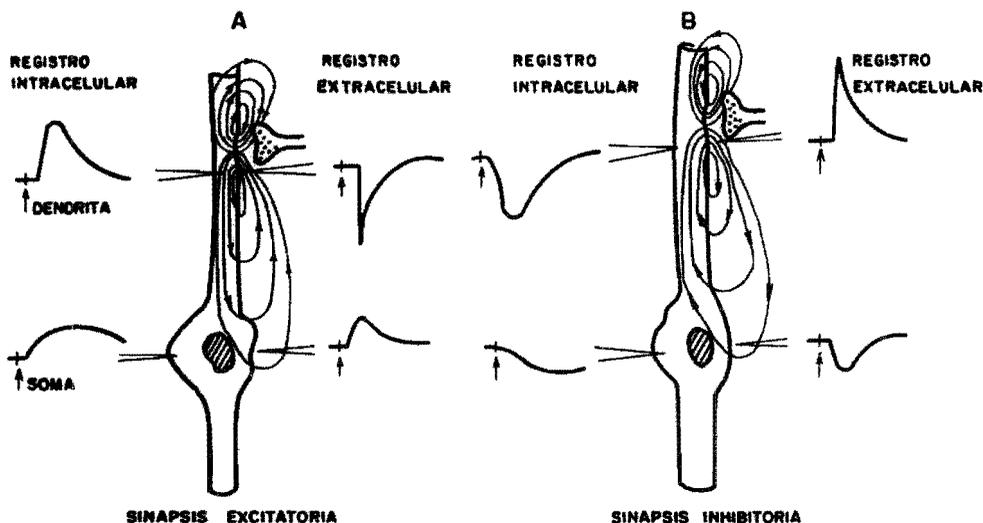


Fig. 11. Diagrama de los campos generados por corrientes sinápticas excitatorias e inhibitorias en células del sistema nervioso central. Un EPSP se genera en la dendrita intracelularmente. (A) (a la izquierda), generando una rápida despolarización a nivel del soma. Un EPSP en la dendrita, genera (A a la derecha) extracelularmente un "sumidero" (-), cerca de la sinapsis y una fuente (+) simultáneamente a una distancia a lo largo del núcleo conductor. En (B) (derecha), un IPSP dendrítico genera una hiperpolarización a niveles somáticos y dendríticos con cambios característicos en el tiempo. Extracelularmente en (B) un IPSP dendrítico genera una fuente (+) a nivel sináptico y simultáneamente un "sumidero" (-) a lo largo del núcleo del conductor. (Habbarð, 1969).

FACTORES QUE DETERMINAN LA APARICION DE LOS POTENCIALES SOBRE LA SUPERFICIE DEL CRANEO

Las fuentes y "sumideros" del espacio extracelular puede ser considerado como una separación de carga dentro de un conductor volumétrico. Tal separación de cargas, dentro de un conductor volumétrico se considera como un "dipolo". Bajo tales circunstancias la corriente fluye desde la porción positiva del dipolo hacia la porción negativa. La distribución de la corriente generada por el dipolo fluye en forma simétrica de un polo al otro y la distribución de la corriente en esta área describe una elipse tridimensional. Entre mayor sea la densidad de la corriente, mayor corriente por unidad de área se desplaza a lo largo de una línea recta, que puede ser dibujada entre el polo positivo y el negativo del dipolo.

La distribución del voltaje que ocurre conjuntamente con este flujo de corriente dentro del conductor volumétrico, puede ser descrito por líneas dibujadas a través de puntos en el conductor volumétrico, los cuales tienen un idéntico potencial, el que se puede medir con respecto a un punto de referencia distante, que no esté "afectado" por este campo. Estas "líneas isopotenciales" forman arcos que están siempre en ángulos rectos, con las líneas de la densidad de la corriente entre los dos dipolos. Una línea recta simple cae exactamente en el punto medio entre los polos positivos o negativos del dipolo y éste es el punto en el cual el voltaje es igual a cero. - Todos los potenciales registrados desde puntos sobre el lado positivo de esta línea, se registran como potenciales positivos y todos aquellos registrados desde puntos sobre el lado negativo de esta línea, son registrados como potenciales negativos (Fig. 12).

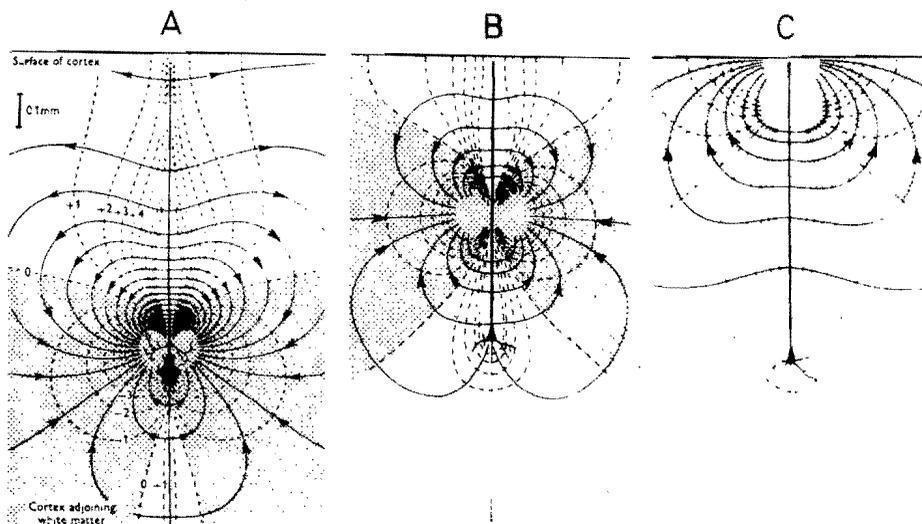


Fig. 12. Campos extracelulares teóricos generados por despolarización de diferentes partes de una célula piramidal (A de Holes y Houckin 1967, B y C de Houckin, sin publicarse). A: Despolarización de la región somática. B: Despolarización de la región media de la dendrita. Las líneas interrumpidas son contornos de voltajes numerados sobre una escala lineal arbitraria, con referencia al potencial de un punto distante. Por claridad, las partes más intensas del campo eléctrico han sido omitidos. El área sombreada indica potencial negativo. (Ver el texto). (De Holes y Houckin, 1967).

El registro del electroencefalograma, mide el potencial dentro de estos campos de voltaje, generado por dipolos dentro de la corteza cerebral, los cuales a su vez se deben a la corriente eléctrica que fluye hacia adentro o hacia afuera de las neuronas corticales. Muchas de las neuronas de la corteza están radialmente orientadas con respecto a la superficie cortical. Debido a que la corriente que fluye saliendo de la célula eventualmente deberá de fluir entrando en la misma célula, los dipolos generados por estas neuronas están también radialmente orientados. De este modo, parece que se puede intuir razonablemente que una fuente de corriente (pasiva o activa) cerca de la dendrita de una neurona, relativamente cerca de la superficie cortical, asociada con un "sumidero" de corriente cerca también del cuerpo celular a una relativa mayor distancia desde la superficie cortical, podría "inducir" un potencial positivo en un electrodo situado sobre la superficie cortical o sobre el cráneo. Así, si podemos conocer la locación y el tipo de actividad sináptica que está ocurriendo en las neuronas de la corteza, podría ser posible extrapolar la polaridad del potencial registrado sobre la superficie cortical. Desafortunadamente, la extrapolación en la dirección opuesta no es posible.

Un potencial postsináptico excitatorio que ocurra en las cercanías del soma de la célula, podría producir un "sumidero" de corriente activo, simultáneamente podría producir una fuente de corriente superficial pasiva. Esta fuente podría aparecer en un electrodo de registro sobre la superficie cortical o sobre el cráneo como una onda eléctrica de voltaje positivo. Por otro lado, un potencial post-

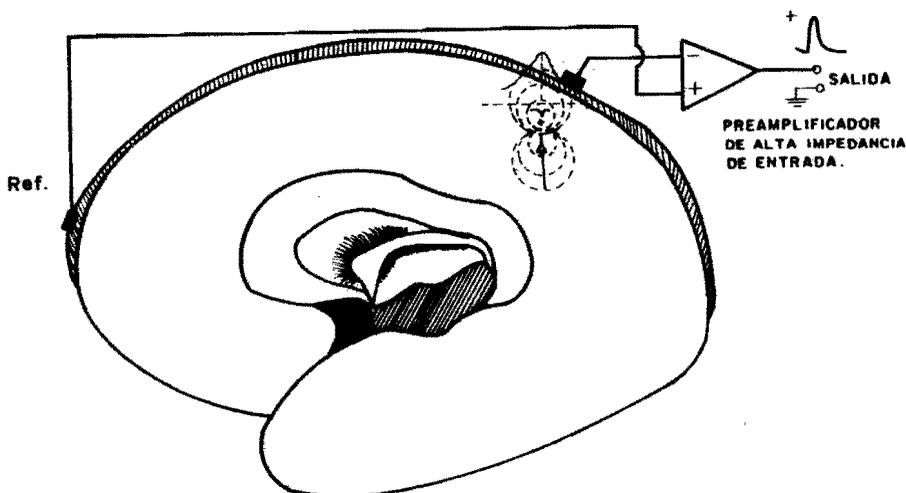


Fig. 13. Forma burda de interpretar la aparición de un potencial inducido por un "dipolo" en un electrodo situado en la superficie de la corteza cerebral (sobre el cráneo). (De A. Zapata F., 1980).

sináptico inhibitorio ocurriendo cerca del soma de una célula cortical, podría aparecer como una fuente activa en la región del soma y un "sumidero" pasivo en la región de la dendrita, cerca de la superficie cortical. Tal condición podría producir un potencial negativo, si se registrara con electrodo explorador en la superficie cortical.

En resumen: La Tabla I puede ser de ayuda para determinar la relación entre la locación y el tipo de actividad sináptica, tal como se deduce de la polaridad del potencial registrado en la superficie cortical. La interacción de la ocurrencia de potenciales sinápticos simultáneos y la duración del potencial sináptico, también - afectará a la onda obtenida sobre la superficie del cráneo.

TABLA I

POTENCIAL SINAPTICO	SITIO	POTENCIAL SUPERFICIAL
EPSP	Profundo	Positivo
EPSP	Superficial	Negativo
IPSP	Profundo	Negativo
IPSP	Superficial	Positivo

Es bien conocido que no toda la actividad eléctrica que puede ser registrada desde la superficie cortical es "detectada" totalmente por los electrodos, colocados sobre el cráneo. Esto se debe a varios factores. Primero, parece que existe una atenuación real - del voltaje, debido a las características eléctricas, tanto de resistencia como de capacitividad de las meninges, el hueso, galea y piel. Hay también un efecto de filtrado, en el sentido de que éste actúa como un filtro pasabajos. El área de la corteza involucrada en el cambio del potencial parece ser importante. De varios estudios realizados, parece que un área de la corteza de 6 cm² de superficie deberá de estar al mismo voltaje y polaridad, antes de que el potencial pueda ser registrado por los electrodos situados sobre el cráneo. Esto se debe al hecho de que los cambios en el potencial de registro dentro del conductor de volumen, es directamente proporcional al ángulo sólido formado por la superficie o capa de dipolos (Figs. 14 y 15). Este conocimiento ha sido también usado, para explicar porque es más difícil registrar cambios en la actividad neuronal que ocurren en las circunvolución y las fisuras profundas del cerebro. Con el objeto de producir una superficie o capa de dipolos de suficiente tamaño para ser registrado por los electrodos situados en el cráneo, es obvio que una cantidad mayor de sincronía neuronal es necesaria para registrar estos cambios de potencial en la superficie cortical (Fig. 14). Se ha hallado que los campos - eléctricos sobre la superficie del cráneo son semejantes a los de un dipolo; por ejemplo, el promedio de una doble capa, con su eje

orientado perpendicularmente al cráneo. Esta interpretación se hace en física teórica, considerando a la doble capa como un plano con muchos dipolos (Fig. 15a) de longitud infinitesimal y perpendiculares al plano. La figura muestra un diagrama de la distribución de los campos que rodean a un dipolo, a través de los ejes paralelos y normales.

Cuando los electrodos se colocan sobre la cabeza del sujeto o paciente, en una línea que atraviese el punto donde el foco A-P se encuentra, el tipo de registro obtenido, es similar al mostrado en la figura 16.

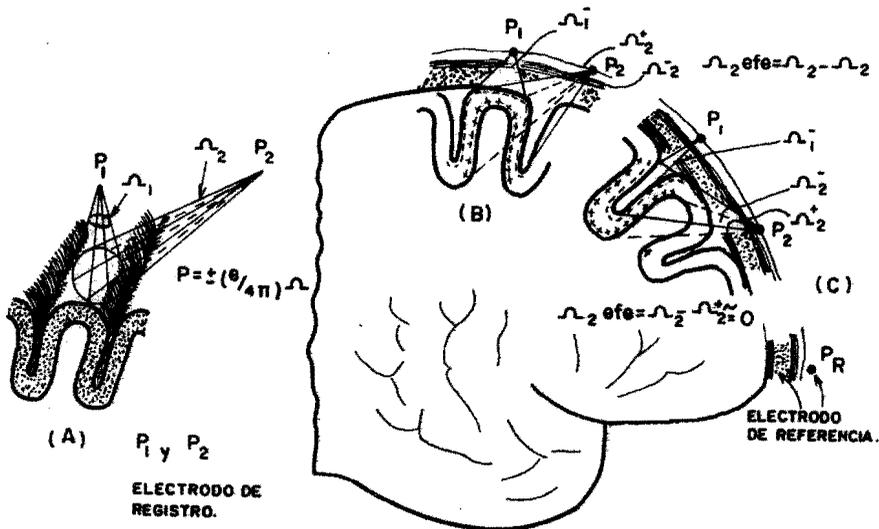


Fig. 14. Principios biofísicos del registro de potencial desde una superficie o capa bipolar, tal como se aplica en la clínica o investigación electroencefalográfica. Cuando se registra un potencial P en forma monopolar a un punto de referencia distante P_R , este potencial es proporcional al ángulo sólido Ω , formado por la capa de dipolos y la posición del electrodo de registro. (Idealmente el medio conductor deberá de ser homogéneo y el punto de referencia no deberá de ser afectado por el potencial creado por la capa o superficie del dipolo). La magnitud del potencial P en cualquier punto alrededor de la capa del dipolo, está determinada por la función expresada por la fórmula mostrada en la parte derecha de la figura A, donde e es el potencial a través de la capa del dipolo y el ángulo sólido formado a partir del punto donde está situado el electrodo de registro.

(continúa siguiente hoja)..

A: Ilustración de la dependencia de los potenciales P_1 y P_2 , sustentados por los ángulos sólidos Ω_1 y Ω_2 en las posiciones de los electrodos P_1 y P_2 , por una superficie dipolar hipotética, con una circunferencia que ocupa la corona de un gyrus.

B: Capa de dipolos ocupando la corona de un gyrus y sus dos lados formando cada una de las paredes de dos sulci adyacentes.

En P_1 el potencial depende únicamente del ángulo sólido Ω_1 , puesto que en este punto el electrodo "ve" únicamente posiciones del lado negativo de la capa de dipolos. En P_2 , dos ángulos sólidos deberán de ser tomados en consideración, Ω_2^- y Ω_2^+ , puesto que el electrodo en la posición P_2 , "ve" porciones tanto del lado negativo como del lado positivo de la capa de dipolo doblado. El potencial P_2 es por lo tanto proporcional al ángulo sólido efectivo Ω_2 , el cual es igual a la diferencia entre Ω_2^- y Ω_2^+ , el signo del ángulo sólido mayor representará al signo del potencial en P_2 .

C: En esta figura se ilustra la dificultad de obtener un registro de potencial desde una capa de dipolos que ocupan ambas paredes de un sulcus, puesto que en P_1 el ángulo sólido formado, es extremadamente pequeño y en el punto del electrodo P_2 el ángulo sólido efectivo Ω_2 está a un valor cercano a cero, debido a que los ángulos sólidos formados por las porciones positiva y negativa de las porciones de la capa de dipolos vistas por el electrodo en P_2 , son cercanamente iguales y su diferencia es cercana a cero. (Andrew J. Gabor, 1978).

En la ilustración de la figura 16 se ha efectuado un diagrama esquemático, que representa la información obtenida en el instante de tiempo señalado con una flecha. Este diagrama es aproximado. - Se ha demostrado que a pesar de la relativamente alta conductividad de la piel y de los tejidos subcutáneos, la señal se distribuye en forma aproximadamente exponencial a partir del foco de origen (Fig. 15c). Para una revisión de carácter general podemos añadir que, evidentemente las señales eléctricas se encuentran en foco de las mismas y en sus más cercanos alrededores.

ACTIVIDAD DE ONDAS LENTAS. Wiener, (1958), sugiere la posibilidad de analizar la actividad del EEG, registrado sobre la cabeza, de una manera análoga a la que se ha usado en la síntesis de sistemas de control óptimo; principalmente a la observada en una serie de intervalos de tiempo, consistentes de dos componentes, una función con respecto al tiempo no al azar y una función estacionaria al azar, descrita estadísticamente para una función de autocorrelación. Esta conceptualización fué utilizada por Brazier y Casby (1950), y Brazier y Barlow (1956) usando técnicas computacionales desarrolladas por Lee (1950), para estudiar las propiedades de correlación de la actividad del EEG, registrada sobre el cráneo del sujeto. Estos

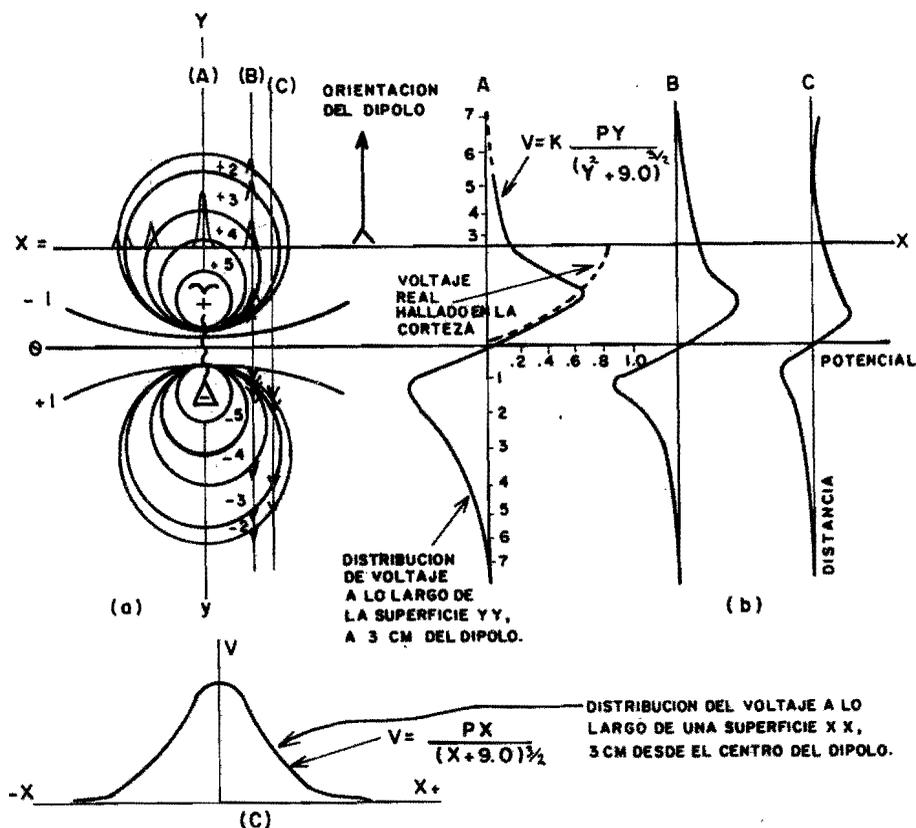


Fig. 15. a. Campos que surgen alrededor de un dipolo eléctrico y sus líneas equipotenciales características. Las líneas X, A, B y C representan secciones a través de este campo, perpendicular al eje del dipolo (x) o paralelos (A), (B) y (C). (b) y (c) Gradientes de voltaje sobre un eje paralelo al dipolo (YY) y sobre un eje normal (xx). La amplitud y polaridad de las deflexiones de los puntos correspondientes del campo son ilustrados. b. Distribución espacial de los potenciales del dipolo en el plano B, asumiendo un medio con extensión indefinida y el voltaje real hallado en la corteza cerebral. c. Distribución espacial del potencial del dipolo en el plano x. (Enrique Cabrera y Alfonso Gaxiola, 1966). Modificado por A. Zapata F. (1980).

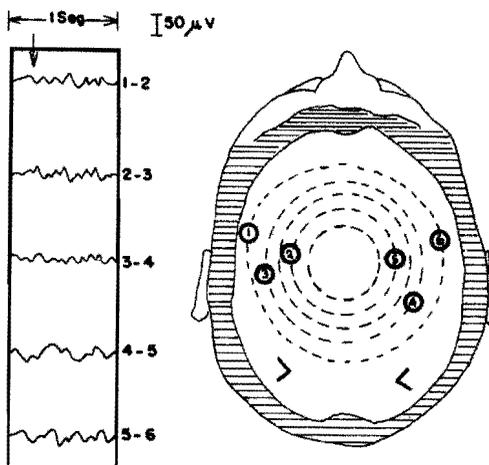


Fig. 16. Diagrama esquemático de los campos sugeridos por los datos del EEG. (3 c/s y 6 c/s). (De M. Brazier, 1956).

estudios marcan el inicio en la utilización, ya sea explícitamente o implícitamente de un modelo estocástico de la actividad neuroelétrica del EEG, acoplado al análisis computacional. Este punto de vista del EEG como una serie estocástica de intervalos de tiempo (períodos) o de frecuencias requieren de un sistema que pueda contarlas, ya sea un circuito específico o una computadora, para poder cuantificarlas en términos estadísticos. Utilizando estos procedimientos, tal como veremos después, varios investigadores han estudiado las propiedades estadísticas del EEG. Elul (1966). (A.J. Lim y W. D. Winters, 1980).

Como vimos anteriormente, el axón de una neurona puede terminar en unas sinápsis o algunos cientos de sinápsis. Se ha estimado como promedio, que hay cien terminales sinápticas por axón. Las dendritas y los somas de una neurona simple, puede recibir contactos sinápticos de algunos cientos a 15,000 axones. Dentro del sistema nervioso central, las células nerviosas están altamente interconectadas, se ha estimado que hay 10^{10} neuronas en el cerebro del hombre y que el número de uniones sinápticas es enorme. Por lo anterior, vemos que el número de permutaciones posibles de interconexiones neuronales, es aún, en pequeñas regiones del sistema nervioso central, muy grande.

Un potencial de acción del impulso nervioso (Fig. 16) se produce, cuando el potencial de membrana se incrementa a un nivel -

inestable, denominado umbral. La evidencia indica que el potencial de acción presináptico no influencia a la membrana postsináptica directamente, pero es efectivo al incrementar en un instante de tiempo el intercambio de sustancias químicas en la sinápsis del neurotransmisor, las que tienen el efecto de incrementar o reducir el potencial postsináptico transmembrana. Formando los potenciales postsinápticos excitatorios (EPSP) o inhibitorios, Gibbs, (1950).

Funcionalmente, la excitación es el proceso de cambiar a una neurona a un estado en el cual se dispara, mientras que la inhibición es el proceso de reducir la probabilidad de disparo de potencial de acción. La sinapsis es de fundamental importancia en las actividades integrativas del sistema nervioso central, Gibbs, (1950). La conducción unidireccional es determinada por los sitios de sinápsis, obteniéndose una polaridad funcional para secuencias de neuronas, de tal modo que la excitación solo puede ser transmitida del axón de una neurona a la dendrita o soma de la siguiente. La respuesta local del soma o el proceso dendrítico de una neurona con respecto a la actividad sináptica, no es necesariamente la producción de un potencial de acción. La estimulación de los sitios de entradas sinápticas en el soma y las dendritas generalmente evoca un potencial graduado (ya sea IPSP o un EPSP) el cual se dispersa, reduciéndose hasta alcanzar el segmento inicial del axón, donde un potencial de acción puede ser producido. Las dendritas y el soma no son adaptados para transmitir a largas distancias (como el axón) sino para la actividad de la sinapsis integrativa. En adición a los potenciales de acción rápidos, que se observan de unidades simples, en cualquier dominio del tejido cortical o subcortical, el proceso de ondas lentas (Fig. 16) con un contenido de frecuencias de 1 a 60 Hz puede ser observada. Esta actividad continua que varía en función del tiempo, se define como el ELECTROENCEFALOGRAMA (EEG). La relación causal entre el EEG y los potenciales eléctricos neurales y subneurales no ha sido resuelto. Bremner (1975), sugiere que las ondas cerebrales, son potenciales dendríticos sub-umbrales sincronizados de muchas neuronas sumadas. Otros especulan casi lo mismo, es decir, que esta actividad eléctrica que emerge del cerebro está compuesta de potenciales postsinápticos excitatorios e inhibitorios, así como actividad sincrónica aferente y eferente de las fibras. Grupos compactos de neuronas, denominados núcleos, son anatómicamente identificables con el sistema nervioso central. Tractos de axones que conectan estos núcleos pueden ser trazados de región a región y se cumple en regiones nucleares complejas, en donde se efectúan varias funciones del sistema nervioso central. Las características funcionales de estos núcleos son estudiados a través de la actividad neuroeléctrica (tanto en forma de potenciales de acción u ondas lentas) asociados con estos grupos. Los neurofisiólogos usualmente estudian ambos tipos de actividad, cambios en los potenciales de transmembrana asociados con condiciones que originan disparos de las propias células y potenciales de ondas lentas asociadas, actividad bioeléctrica en la superficie del cráneo o actividad neuronal ev

cada. En el hombre, esta actividad de ondas lentas, se observa normalmente sobre el cráneo.

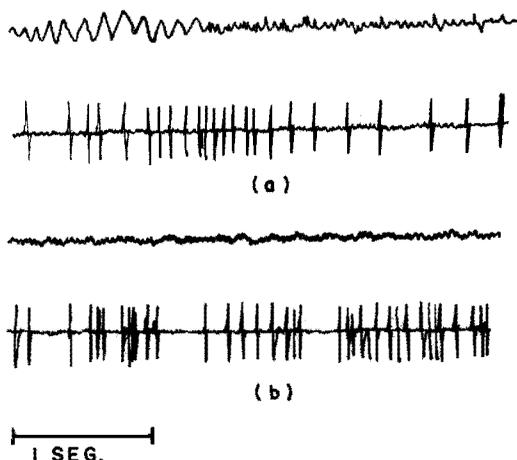


Fig. 17. Esta figura representa la actividad de ondas lentas del EEG (en los trazos superiores de (a) y (b) y en la parte inferior de las mismas figuras, la descarga neuronal registrada mediante un microelectrodo colocado en el núcleo rojo de un gato. (a) Registro de trazos durante el sueño lento. (b) Trazos registrados durante el sueño REM. La naturaleza del tipo espiga de las descargas de la célula son aparentes en el trazo inferior. Una ráfaga de actividad de ondas lentas sincrónicas de 12Hz, se aprecia al principio del trazo mostrado en (a). Las alturas de las espigas son virtualmente constantes (excepto para variaciones del ruido aleatorio), los intervalos entre las espigas (y las frecuencias) se consideran como las variables de información a analizar. Obsérvese que el análisis de las señales de EEG son continuas (analógicas) y deben convertirse a digitales antes de ser procesadas (De Bradley, C. y Meddis, R., 1974).

MODELO NEURONAL DEL POTENCIAL DE ACCION QUE SE REGISTRA EN LA SUPERFICIE DEL CRANEO

Para finalizar estos conceptos de carácter introductorio, presentaremos un modelo sencillo que permite visualizar muy fácilmente lo anteriormente expresado. Consideremos algunas células en una proximidad bastante cercana una de la otra, de modo que pueda apreciarse un grupo dentro del área restringida por ellas. Considerense a las células como las mostradas en las figuras 18 y 19.

Bajo ciertas condiciones de estimulación, estas células pueden despolarizarse simultáneamente. El potencial resultante se muestra en la figura 18. Vemos por lo tanto que el área en cada onda es la misma, puesto que la cantidad de corriente involucrado en cada proceso es la misma.

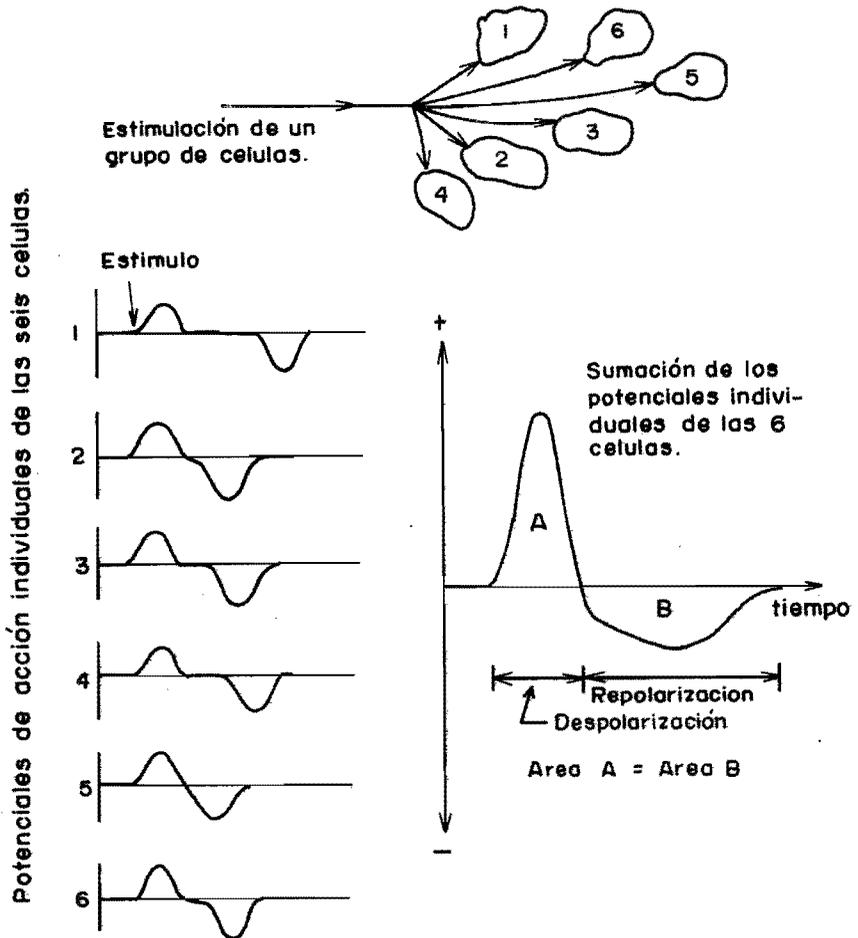


Fig. 18. Potencial de acción externo producido por un grupo de células, todas despolarizándose, como resultado de una estimulación (despolarización sincrónica). (David J. Dewhurt y Harold Shipton, Textionik, 1971).

DESPOLARIZACION ASINCRONICA.- Bajo ciertas condiciones de estimulación, el grupo de células anteriormente descritas, no se despolarizan simultáneamente (despolarización asínrona). La estimulación puede ocurrir en una célula, la cual está interconectada a otras, haciendo que al excitarse, estimule a las otras células que constituyen un área o grupo de dipolos, haciendo que al despolarizarse asincrónicamente se produzcan una serie de potenciales, que

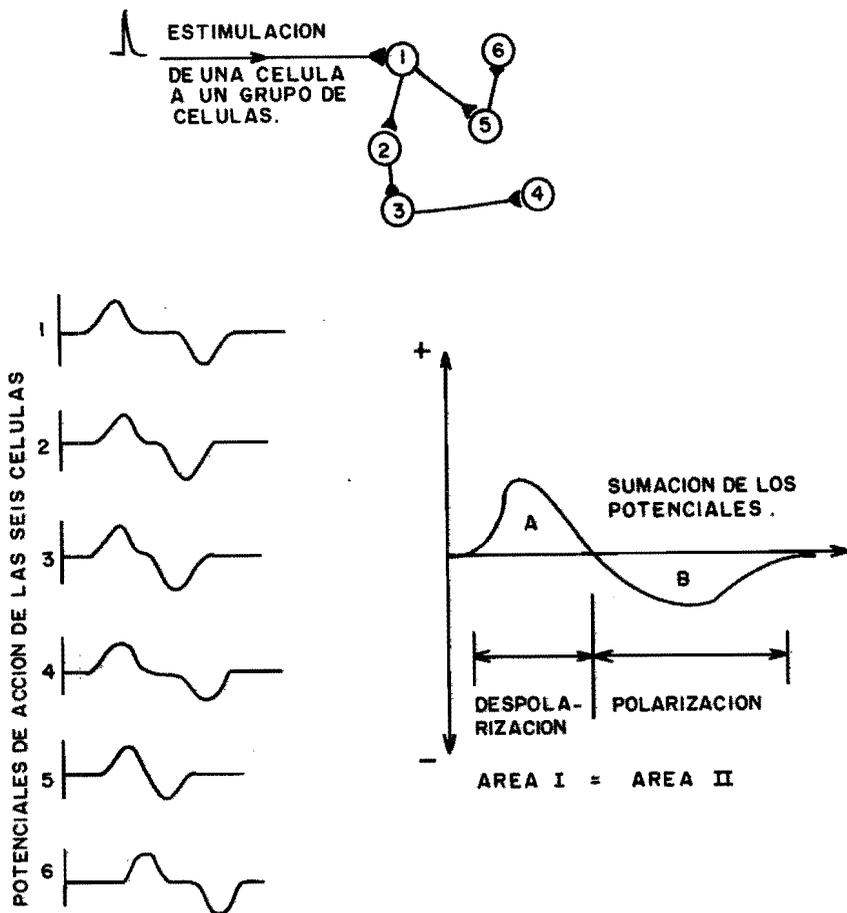


Fig. 19. Potencial de acción externo producido por un grupo de células, todas despolarizándose, como resultado de una estimulación (despolarización asínrona). (David J. Dewhurt y Harold Shipton, Textionik, 1971).

al sumarse, den el potencial cuyo campo eléctrico inducirá un pequeño voltaje en el electrodo situado sobre el cráneo. En otras palabras, esta reacción en cadena podría proseguir hasta que todas las células de esta zona particular se hayan despolarizado. El registro externo representa la suma de los potenciales individuales de cada célula (Fig. 19). Durante el funcionamiento del cerebro, es posible que ocurran ambas cosas simultáneamente.

RITMICIDAD.- Se conoce que los potenciales generados dentro de la corteza, son controlados en cierto grado por la actividad que ocurren en las estructuras profundas del cerebro. El efecto de las estructuras subcorticales es especialmente grande, durante la actividad rítmica observada en el estado de alerta (ritmo alfa) y durante el sueño (husos del sueño). El modelo usado para investigar el origen y los mecanismos de esta ritmicidad han sido las espigas "barbitúricas", producidas por la administración de sedativos en animales experimentales, registrando la actividad eléctrica en grupos de neuronas en el tálamo y en la corteza cerebral. Observando todos los tipos de tal actividad, viene a ser obvio que no solo hay una característica de periodicidad o carácter fásico de la respuesta, sino que al mismo tiempo, parece ser un elemento de la sincronía neuronal. De este modo, viene a ser necesario describir un mecanismo que pueda producir estas sincronías neuronales y es un mecanismo para producir el carácter rítmico o fásico de la actividad neuronal.

Si un microelectrodo celular es colocado en un núcleo específico del tálamo y otro electrodo similar en una parte apropiada de la corteza, la relación de la actividad que ocurre simultáneamente en las dos estructuras puede ser evaluada (Gabor J. Andrew 1978). En tal experimento la actividad rítmica en la corteza coincide exactamente con la que ocurre en el tálamo. Esto se cumple únicamente si los electrodos se "alinean" propiamente. Ha sido demostrado que la correspondencia que ocurre dentro de un grupo de células en la corteza, con un diámetro de 1/2 milímetro aproximadamente, corresponde a un grupo de células relativamente esféricas dentro de un núcleo específico del tálamo, con un diámetro de unas 250 μ (Fig. 20). Cuando los registros no son alineados del modo descrito, la correspondencia entre la actividad rítmica en el tálamo y la ocurrencia en la corteza son muy pobres. La destrucción de la corteza cerebral no afecta la actividad rítmica que ocurre simultáneamente en el tálamo, así, la destrucción de la estructura talámica apropiada, destruye toda la actividad rítmica de este tipo, que podría ser registrada de la corteza. Por lo tanto, parece que el "generador" de la actividad rítmica registrada en la corteza es de origen talámico. Las interacciones neuronales descritas anteriormente y resumizadas en la figura 18, proporcionan un mecanismo simple, para explicar la sincronía neuronal, así como también la respuesta fásica de las neuronas.

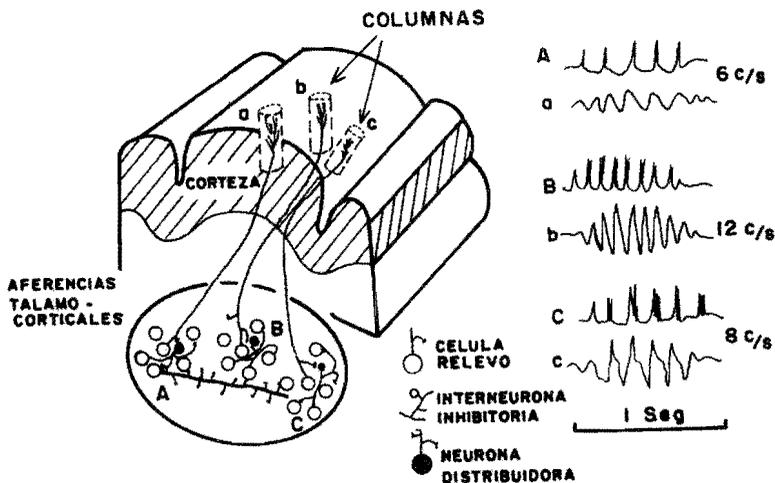


Fig. 20. Diagrama que estudia un modelo de la correspondencia talamocortical. Las neuronas de los tres grupos nucleares talámicos A, B y C envían sus axones a la parte correspondiente de la corteza cerebral, activando las columnas a, b y c. Colaterales a estos axones excitadores, hay inhibición sináptica simultáneamente en un gran número de neuronas talámicas. Los diferentes grupos nucleares talámicos, han estado dando diferentes frecuencias inter-espigas, tiempos de inicio, extinción y pérdidas de la actividad bioeléctrica. Las características correspondientes de las espigas corticales varían en concordancia, tal como se ilustra en las formas de onda Aa, Bb y Cc. Las líneas superiores son espigas imaginarias de los grupos talámicos A, B y C, mientras que las líneas inferiores muestran las espigas corticales correspondientes, tal como aparece en a, b y c. (De Andrew J. Gabor, 1978).

EL ELECTROENCEFALOGRAMA Y SU EVALUACION CLINICA

Los métodos computacionales son costosos y no todo investigador o clínico puede contar con un equipo para el análisis de sus electroencefalogramas por computadora. El equipo que presentaremos aquí, es un intento para lograr mediante un sistema sencillo y económico, la posibilidad de estudiar no solo la actividad del EEG, sino que pretendemos que se aplique en otros tipos de investigaciones donde se analiza la actividad bioeléctrica del cerebro, por ejemplo: maduración cerebral, lateralización cerebral, bioretroalimentación, etc. En la búsqueda de sistemas que simplifiquen estos estudios, se ha demostrado que el EEG refleja un estado general funcional del cerebro, tal como diferentes estados del despertar, el

sueño o disturbios metabólicos, los cuales solo enfatiza la importancia del EEG como una herramienta de diagnóstico no invasivo, para el análisis de desórdenes neurológicos, por ejemplo, epilepsia, diagnóstico precoz y localización de tumores cerebrales y definición y selección de las etapas de sueño, aprendizaje, etc.

Nuestro interés es presentar un análisis automático de las frecuencias y su distribución con el tiempo a lo largo de un estudio, de la actividad eléctrica del cerebro. Para el desarrollo de tal sistema electrónico, necesitamos alguna clase de modelo de las señales bajo consideración. Modelos estructurales y modelos neurofisiológicos no existen; las fuentes y generadores del EEG no son del todo conocidos actualmente. La única fuente de información disponible es la del electroencefalografista entrenado, así, podemos comenzar con el análisis de este procedimiento de evaluación. La evaluación dada por el médico consiste de dos partes: la primera (denominada "descripción" o "conclusiones del diagnóstico") contiene la evaluación del diagnóstico del registro. Esto corresponde al esquema general al patrón de reconocimiento mostrado en la figura:

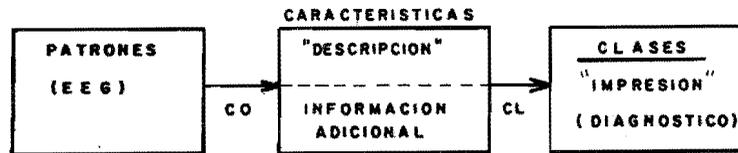


Fig. 20A. Esquema general de un patrón de reconocimiento, aplicado al análisis del EEG. CO, representa las características obtenidas. CL, la clasificación. La INFORMACION ADICIONAL, representa los síntomas neurológicos e historia (Andrew J. Gabor, 1978).

¿Cómo puede el electroencefalografista extraer bajo características pertinentes de un EEG información de carácter patológico en una sesión normal de registro de EEG de 8 a 16 canales que se registran simultáneamente, durante 10 a 20 minutos, resultado de una impresión de papel de 18 a 36 metros de largo? El análisis se facilita debido a que casi invariablemente el registro exhibe, cierto estado estacionario; esto es conocido como "actividad" de fondo (por ejemplo el ritmo α). De tiempo en tiempo, esta actividad del estado estacionario es interrumpida por la ocurrencia de diferentes formas de onda, denominadas "paroxismos", ó "espigas" anormales con una duración de más de dos segundos, con apariencia de ser "estacionarias", lo cual no es un signo de anomalía alguna, ya que ocurre (por ejemplo) en todas las etapas de sueño de un adulto saludable. Hay condiciones estacionarias un poco diferentes, éstas son los "fenómenos transitorios", ondas simples conspicuas denominadas "espigas-onda" o, si son más lar-

gas "ondas agudas", las que pueden indicar desórdenes epilépticos. Figs. 21 (a), (b) y (f).

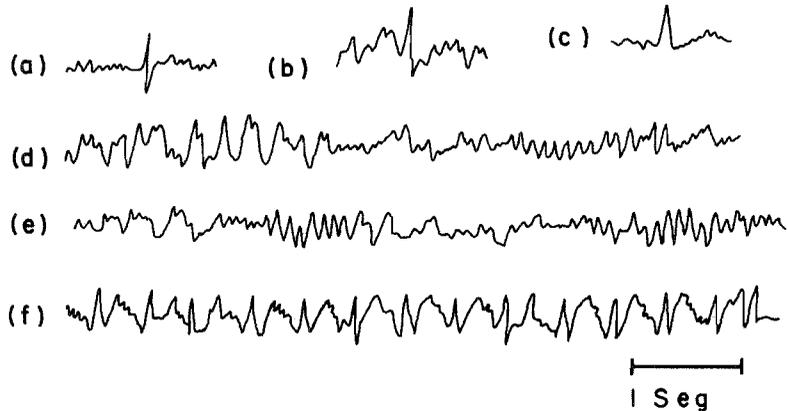


Fig. 21. Algunos ejemplos de patrones elementales del EEG. - - (a)-(c) Transientes. (a) Espigas Bifásicas. (b) Onda Bifásica aguda. (c) Onda aguda monofásica. (d) Sueño de adulto; nótese la ocurrencia de espigas de 13 Hz en ambos registros, (e) Complejo espiga-onda, típico de la variante de la Epilepsia denominada Petit Mal (f). (De Bradley C. y Meddis, R., 1974).

Cuando un investigador o médico, está leyendo un registro de EEG, comienza por observar meticulosamente, los sitios del registro con actividad anormal y describe las diferentes clases de actividad que ha hallado, sólo así, procede a dar una evaluación de diagnóstico. El punto importante que nos interesa es el tiempo que se pierde, localizando las actividades eléctricas anormales, dentro de la "actividad" de fondo, que aunque predominante, proporciona poca información. Con el objeto de ver que clase de características pueden ser extraídas, demos una mirada a la terminología y características del EEG. Como ya se mencionó, el electroencefalograma es el registro gráfico de señales eléctricas originadas en el cerebro. Estas señales son captadas en el estudio clínico mediante electrodos colocados sobre la piel de la cabeza. Bajo estas condiciones las características de las señales captadas son:

Amplitud.- Varía entre 5 y 50 μV . Casos excepcionales (epilepsia), pueden alcanzar hasta 100 μV o más. El elemento básico es la "onda", la pieza del registro entre dos extremos o amplitudes del mismo signo. En el caso de no estacionaridades aisladas ("transientes"), la onda simple se describe como un conjunto de "grafoelementos" que representan su forma, valores, extremos y

pendientes. Cuando muchas ondas similares siguen una a la otra, -son comúnmente descritas, justamente por su longitud de onda (frecuencia) y amplitud; algunas veces también por su regularidad (ancho del pico espectral). Rara vez por su forma (contenido armónico).

La descripción del dominio espectral de la frecuencia ha probado ser muy útil; la mayor parte del espectro del EEG, exhibe una estructura que la distingue y los picos (los que corresponden a los "ritmos") son motivo de mucha atención en un análisis espectral del EEG, durante un intervalo de tiempo. De acuerdo con las porciones que permite el diagnóstico relevante en el dominio espectral, se han denominado ritmo delta (0.5-3.5 Hz), teta (3.5-7.5 Hz), alfa (7.5-12.5 Hz), beta (12.5-35 Hz), K(14-16 Hz) y μ (13-14 Hz). Estas bandas de frecuencias se seleccionaron por la Sociedad Internacional de Electroencefalografía. Se demostró que, a pesar de la relativa alta conductividad de la piel y de los tejidos subcutáneos, la señal se distribuye en forma aproximadamente exponencial a partir del foco u origen. Se encontró que las bandas de frecuencia mencionadas anteriormente provienen de ciertas zonas del cerebro, principalmente. Empíricamente, a partir de 14 años se considera que el electroencefalograma es el de un adulto.

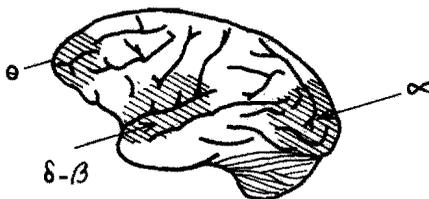


Fig. 22. Zonas del cerebro en donde se originan las bandas de frecuencias. (Grey Water, 1961).

En realidad, el sistema que proponemos permitirá efectuar investigaciones muy interesantes, ya se pueden lograr patrones que sean repetibles para los diferentes estados patológicos de un sujeto. Claro que la limitación estriba en que solo se analiza un canal del EEG. En la figura 23 se reproduce un análisis de las ondas cerebrales registradas con una persona normal, durante un período de 24 horas.

El análisis de EEG demuestra sin duda alguna (Fig. 23), las diversas bandas de frecuencia de importancia que hemos considerado anteriormente, y quizá también una onda sobresaliente en la zona de los 40 o 50 ciclos por segundo (gamma). Algunos especialistas las consideran simplemente, como ondas beta de mayor frecuencia que apa

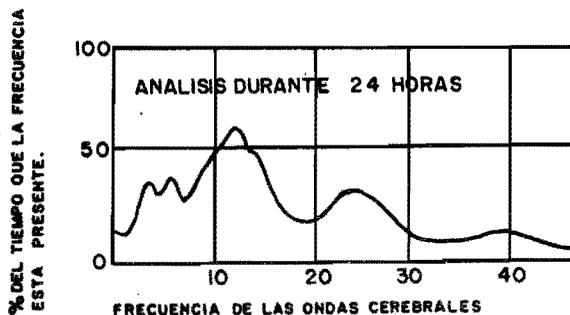


Fig. 23. Distribución de frecuencia de un sujeto normal durante un registro de 24 horas. (Robert Galambos, 1964).

recen en un estado de excitación y alerta. Finalmente daremos algunos comentarios sobre el estado presente del análisis del EEG. El problema se ha encaminado por dos direcciones. La primera se inclina al análisis espectral (que es el que usaremos nosotros), que corresponde al análisis de la actividad de fondo. Aquí, el Electroencefalograma se supone que es estacionario (ó de variaciones lentas) y el espectro se computa a cada 30 segundos de duración. Nosotros utilizamos análisis de 2 minutos como mínimo. Este método permite buenos resultados cuando la actividad espectral señala anomalías. Ejemplos de aplicación son la determinación de estados de coma, coma profundo o el estudio de la influencia de la medicación, sobre el registro del EEG. La segunda es el análisis de ondas simples, que corresponde a un análisis de eventos anormales. Aquí el patrón elemental es la onda simple, la cual es descrita por un conjunto de grafos elementos.

A continuación se considerarán las desviaciones del electroencefalograma con diferentes factores. Estos cambios ocurren principalmente, con:

- a) Pérdida de conciencia
Aumenta el contenido de ondas lentas (δ ó θ) y disminuye del contenido de ondas α .
- b) Aumento de atención
Se bloquea el ritmo alfa (α).
- c) Vigilia y sueño.

Primeramente aumenta el ritmo alfa su frecuencia. Posteriormente se generan "brotos" de ondas α , es decir, en intervalos de

terminados se repite la presencia de un cierto número de ondas . Más tarde se empiezan a manifestar ondas lentas y finalmente prevalecen únicamente ondas lentas.

Nuestro equipo tiene la opción de añadirle una ventana, la cual permite el análisis de ondas anormales.

REVISION DEL SISTEMA 10-20 INTERNACIONAL PARA LA COLOCACION DE ELECTRODOS

El sistema 10-20 para la colocación de los electrodos fué desarrollado en 1958 por los electroencefalografistas quienes deseaban un formato estandar y una terminología común para la colocación de los electrodos sobre el cráneo.

¿Qué es el sistema 10-20? El sistema internacional de la colocación de los electrodos es el procedimiento para medir la posición de los electrodos sobre la cabeza, usando unas marcas como puntos de referencia. La figura 24 (a) muestra el diagrama del

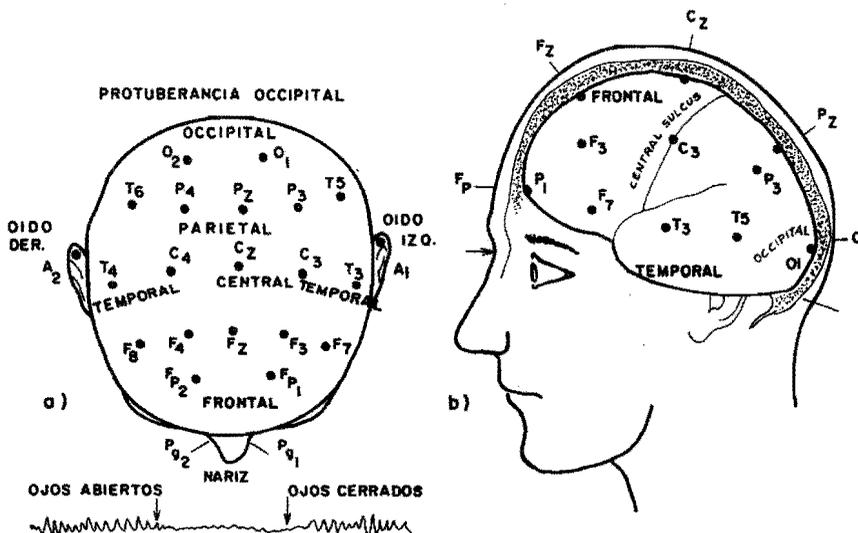


Fig. 24. a. Las ondas cerebrales pueden ser medidas desde estas locaciones estandar. La señal típica del EEG, nos muestra el cambio que ocurre, cuando los ojos se abren y se cierran. b) Relación entre el "surcus" central, la fisura silviana, lóbulos del cerebro y posición de los electrodos. (Patricia F. Harner y Theda Sannit, A Review of the International Ten-Twenty System of electrode placement, Grass Inst, 1974).

sistema de montaje 10-20. Este sistema está basado en la relación probada entre el sitio del electrodo de medición y las respectivas estructuras corticales. El sistema se denomina "10-20", debido a que los electrodos están espaciados entre el 10 y el 20% de la distancia total y un par de marcas sobre el cráneo. Además de los electrodos, la medición del electroencefalograma requiere un dispositivo de registro y suficiente amplificación para activar las agujas de los galvanómetros que inscriben la información en el papel. Para cada canal se requiere un sistema completo de instrumentación, así, los electroencefalógrafos tienen algunas veces hasta 16 canales.

Ejemplo de aplicación. Este proceso de investigación puede efectuarse con el equipo que presentaremos en los siguientes capítulos de esta tesis. Vemos un ejemplo de aprendizaje. Cada minuto, aproximadamente, se produce un sonido, después de unos 3 segundos se estimula con un destello luminoso. La primera vez que esto se produce, el ritmo alfa continúa imperturbable a pesar del sonido y desaparece cuando se enciende la luz, como era de esperar. Al repetir esta secuencia varias veces, se observa que la desaparición del ritmo alfa, en el momento en que aparece un estímulo audible, en los audífonos. A continuación daremos algunos modos de efectuar los registros.

MODOS DE REGISTRO. Para efectuar el registro se utiliza el sistema mostrado en la figura 25; el cual consta de un preamplificador, un amplificador de potencia acoplado a unas plumillas y su respectivo galvanómetro, así como también un osciloscopio y una cámara fotográfica (Fig. 25). Existen actualmente tres modos -

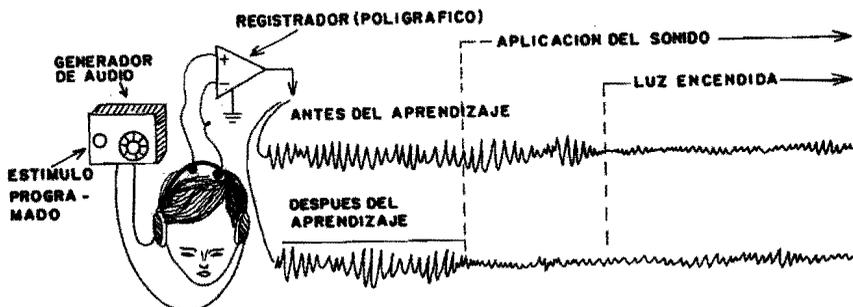


Fig. 25. Variaciones del EEG durante un experimento de aprendizaje. Un débil sonido por lo general no reduce la amplitud del registro de las ondas cerebrales, pero una luz sí la reduce (trazo superior). Cuando el sujeto se da cuenta de que la luz aparece en forma constante después del sonido, el ritmo cerebral de 8 a 13 Hz (α) desaparece, tan pronto como el sonido llega por los auriculares. (De Robert Galambos, 1962).

para efectuar un registro, los cuales se utilizan en trabajo de rutina para laboratorio de EEG, tal como se muestra en la figura 25. Estos son conocidos como monopolar, configuración de EEG de referencia promedio y registro bipolar.

MODO MONOPOLAR. En el modo unipolar un electrodo es común a todos los canales (Fig. 26 A). Idealmente este electrodo común se considera como eléctricamente inactivo, pero en la práctica, la actividad eléctrica cerca de este electrodo aparece en todos los canales, e invariablemente hay problemas para seleccionar el sitio para este electrodo común. Un oído, o ambos oídos conectados conjuntamente son conectados generalmente a regiones cercanas del cerebro con una pequeña actividad eléctrica. Si un sujeto tiene una descarga localizada, por simplicidad diremos que es una descarga en punta, entonces la localización exitosa de la espiga dependerá de su amplitud en los diferentes canales. Con alguna limitación en el campo del rigor científico; diremos que la amplitud será mayor en el canal donde el electrodo activo está más cercano a la espiga. Si el electrodo común está cerca del foco de la espiga, la localización no puede ser posible o puede ser muy ambigua. Aunque un electrodo es común a todos los canales, para reducir la interferencia y los artefactos es necesario no poner a tierra este electrodo común y un electrodo separado de tierra es conectado ante el sujeto y la tierra del equipo.

MONTAJE PARA MEDIR ACTIVIDAD PROMEDIO. En el sistema de montaje a valor promedio (el cual es poco utilizado), los conectores de entrada de todos los amplificadores son conectados al punto común de la red de los montajes en la cual una alta resistencia aparece en cada electrodo. Fig. 26 (B). El registro indicará ahora desviaciones del potencial instantáneo promedio del sistema de electrodos y así, una espiga aislada podrá (si ésta es localizada) aparecer en un canal, o en el peor de los casos en un pequeño número de canales.

ANTECEDENTES. - El impacto del análisis computarizado de señales bioeléctricas, principalmente en el caso del análisis del EEG (electroencefalograma) ha estado limitado por la falta de personal bien entrenado y las técnicas adecuadas, para lograr la evaluación de las muchas facetas que el análisis del registro requiere. El análisis de un electroencefalograma es una tarea muy laboriosa, por lo que la obtención de buenos resultados es de relativa confiabilidad. La medición y respuesta de las diferentes frecuencias se complica bastante en las zonas de los límites de alguna banda, por lo difícil que resulta el estimar la frecuencia exacta, de determinada onda de la actividad bioeléctrica originada en el cerebro, a cuya forma, frecuencia y amplitud se les asigna cierto significado de acuerdo con las aplicaciones y experiencia de la clínica.

Vimos anteriormente que si uno aplica electrodos sobre el crá-

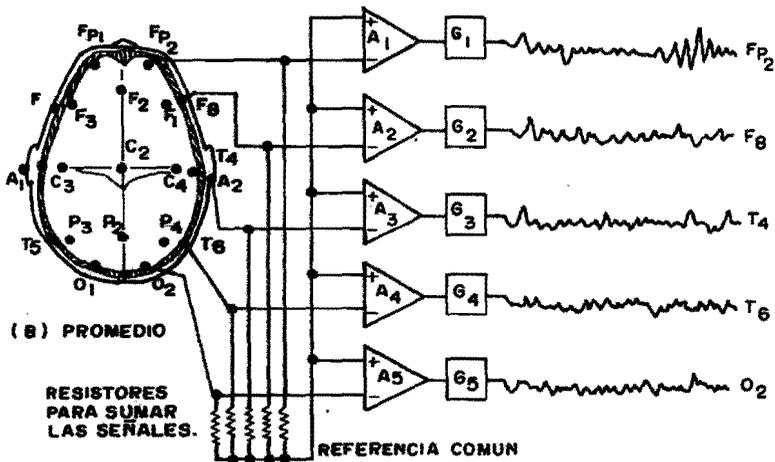
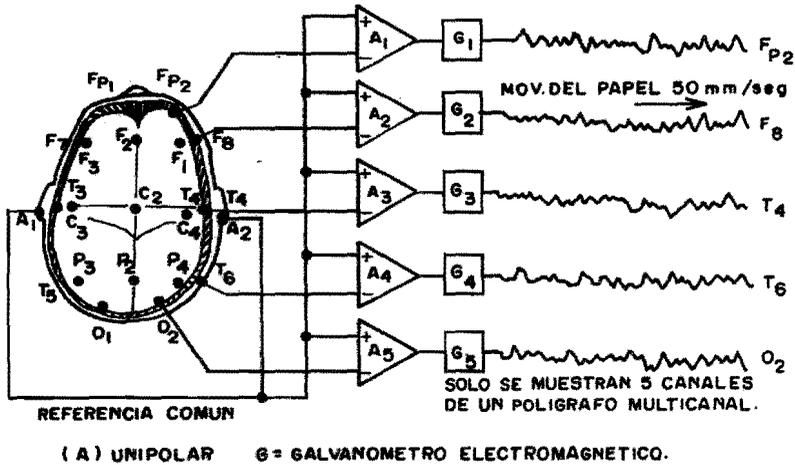


Fig. 26. (A) Configuración monopolar para registro del EEG. (B) Configuración promediada para registro del EEG. (David J. Dewhurst y Harold W. Shipton, Textronix, 1971).

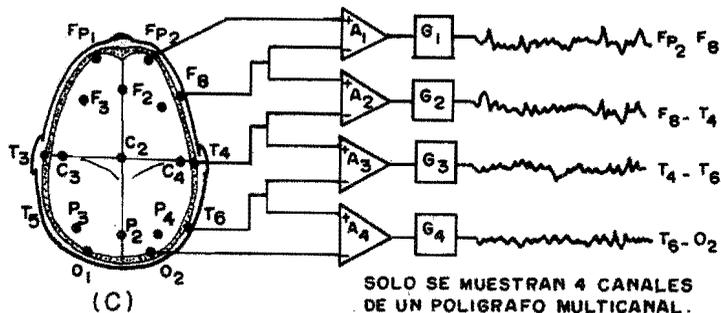


Fig. 27. Configuración de un registro bipolar. (David J. Dewhurst y Harold W. Shipton, Textronix, 1971).

neo, se amplifica el voltaje y se registra la salida como una función del tiempo, se obtiene un electroencefalograma. Un electroencefalografista experimentado, puede observar el registro del EEG y hacer un análisis ligero de la edad, sexo y estados de alerta del sujeto, Gibbs (1950). Ciertos ritmos son aparentes de un modo evidente sobre el registro poligráfico, estos se conocen con el nombre de alfa, beta, teta, etc. Estos nombres se han dado de acuerdo con la frecuencia y varían con la edad. El reconocimiento de los patrones del EEG y la ocurrencia de ésta con periodicidad, permite el análisis matemático del EEG, mediante varios métodos. El conteo simple de las más importantes formas de onda con respecto al tiempo, fue seguido por el análisis de Fourier. Originalmente se utilizó el lápiz y el papel y alguna calculadora, seguido por la instrumentación analógica y finalmente usando las modernas computadoras digitales, Genirs (1975). Ciertas bandas de frecuencias, tal como se muestra en el espectro de potencia, ocurren a mayores amplitudes que otras. La información de la fase (simultáneamente obtenida) aparece incoherente y difícil de interpretar, por lo tanto, fue descartada. La función de autocorrelación fue estudiada, siendo únicamente una representación de la estructura de la distribución de potencia en el dominio del tiempo (asumiendo que todos los ángulos de fase son iguales a cero), lo cual no proporciona ninguna nueva información, Brazier (1956). El avance reciente del análisis computarizado (44), permite la presentación de datos en varias formas; pero las técnicas más sofisticadas no nos dicen más que el análisis efectuado a un paciente, obtenido mediante las observaciones de un electroencefalografista bien entrenado, Kaiser (1965).

El problema permanece aún sin resolver. Efectuando el registro de un EEG, tal como se realiza rutinariamente, éste contiene

información útil que todavía puede ser extraída del registro y también puede contener algún tipo de información.

El recuento de frecuencias individuales se ve más complicado en aquellas bandas cercanas a los límites de alguna banda específica, por lo difícil que resulta estimar la frecuencia exacta de alguna onda particular. Esta fué la razón por la cual se ha intentado desde los primeros estudios sistemáticos de la electroencefalografía, la posibilidad de crear un sistema automático que facilite el análisis. Como vimos, el primer intento para desarrollar un sistema fué efectuado por Walter (1943) y un numeroso grupo de investigadores utilizan como metodología para su diseño la integración de intervalos de 10 segundos para cada grupo de frecuencias.

En las propias palabras del autor:

"Un analizador siempre reduce el contenido de la información en cada operación, siendo una reducción de datos. Si la salida de un analizador puede ser utilizada para sintetizar precisamente los registros originales, esa salida podría ser más difícil de manejar que el original". Aclaración: La dificultad podría no ser de la misma forma, -grandes tablas de números- en vez de metros de registros de EEG multicanal. Todos los analizadores existentes están comprometidos a este respecto, proporcionan un gráfico razonablemente adecuado, en vez del complejo número de ondas a interrelacionar. El propósito es simple: extraer de un registro complejo fundamental, un conjunto de números que describan la "cantidad de actividad" de las varias frecuencias que se filtran a través de los respectivos "filtros". El usuario tiene que aprender como detectar estas ambigüedades y errores aparentes e integrar la información procesada de los datos burdos, para lograr que se integren en una forma más exacta y detallada -con el fin de apreciar como un conjunto- al registro y datos así obtenidos. Una de las limitaciones de cualquier analizador, es que no puede compensar automáticamente los errores del polígrafo de registro. Si el voltaje que se le aplica al analizador, está distorsionado -tal como ocurre a menudo- éste dará una salida distorsionada.

Veamos ahora algunos antecedentes, para lo cual conviene hacer un poco de historia. Sin ir a los pequeños detalles conviene recordar a los precursores de esta técnica, es decir, del intento por analizar la frecuencia del registro eléctrico del EEG. Estas personas han contribuído con su esfuerzo al logro de estas técnicas, pero no han recibido el reconocimiento que se merecen:

Drohocki, consideró estos aspectos de la técnica, antes que otros pioneros como Walter, Pampiglione, Rault, etc hayan hablado de sus ideas. Bertrand y Lacape quienes escribieron un libro en francés denominado "Teoría del EEG" en 1943, el cual fue el que abrió el panorama teórico. Livanov, quien fue un trabajador

de este campo en la Unión Soviética, quien diligentemente le aplicó matemáticas al análisis del EEG en los años cuarenta. Paul Hoefler, quien parece ser que fue el primero, en obtener un panorama de la instrumentación de este tipo y Albert Grass y Fred Gibbs cuyo método indirecto de aplicar la transformada de Fourier al EEG, fueron los primeros en utilizarlos en los problemas clínicos. Como vemos, lo anterior indica que hay una inquietud por parte de muchos investigadores, de lograr una descripción más precisa del fenómeno del EEG y su relación tanto en ciertos trabajos de investigación y como en los diagnósticos clínicos. En realidad varios métodos valiosos han sido desarrollados para obtener una descripción matemática y/o analítica del EEG. Como conclusión mencionaremos estos métodos.

1. El método más simple puede ser una examinación estadística de los intervalos de tiempo entre consecutivos cruces de líneas o pares de cruces de líneas, tal como se determinara por el "índice de alfas" (Davis & Davis 1936) y el "índice de deltas" (Hoagland, Rubin & Cameron 1936; modificado por Frey 1946). Este método fué automatizado por Stein, Godwin & Carvin (1949), Prast & Noel - - (1949), Young (1954).

2. La cuantificación del EEG es también posible mediante la medición automática de la amplitud tal como fue descrito por Drohocki (1939), Drohocki & Drohocka (1939). Mediante el método de Drohocki es posible obtener la función de distribución acumulativa y mediante la derivada, la distribución de la densidad. King (1951) describe un analizador de distribución de la amplitud, para el rango de frecuencia comprendido entre D.C. y 100 Hz. La determinación de la distribución de la densidad de amplitud es una valiosa herramienta, en comparación a los modelos matemáticos del EEG (Saunders 1963).

3. Una combinación de los métodos 1 y 2 ha sido sugerido por Lonsdale (1952) mostrando el ancho de ondas sucesivas a ciertos niveles de amplitud preseleccionados, para dar el porcentaje del tiempo, en el cual la función es igual o mayor que los niveles de amplitud seleccionados. Una curva de distribución acumulativa caracteriza en esta forma los patrones de ondas. Walter (1961).

4. Los métodos mencionados anteriormente, manejar únicamente el tratamiento estadístico de la duración y/o la amplitud del EEG. Con el objeto de cuantificar la periodicidad aparente de la actividad del EEG un análisis matemático del tipo de Fourier, podría proporcionar un espectro de frecuencia-amplitud que describa el patrón de ondas. El primer intento fué efectuado por Grass & Gibbs en 1938. Un filtro automático de múltiples Q's para bajas frecuencias fué desarrollado por Walter (1943) (1), Baldock y Walter - - (1946). Un método puramente óptico basado en el principio de la difracción de ondas, dando un espectro continuo de frecuencia fué descrito por Kralcan (1951 y 1953).

5. La introducción de computadoras analógicas y digitales en el análisis del EEG han facilitado un amplio rango de nuevas posi-

bilidades para examinar la actividad bioeléctrica del cerebro. El análisis de autocorrelación y correlación cruzada, fue descrito en algunos trabajos científicos por (Barlow y Brazier (1954), Brazier y Barlow (1956), Brazier y Casby (1952). Un método comparable al proceso de autocorrelación pero que tiene una salida continua sin la pérdida de la información de fase ha sido descrito por Kaiser y Petersen en 1965. Este método denominado "correlación inversa", tiene un valor especial para detectar la actividad periódica y las interrelaciones armónicas.

6. Con el fin de aislar los potenciales repetitivos interferidos por la actividad de fondo, Dawson (1947) utilizó una técnica de superposición fotográfica. Después Dawson (1954) desarrolló un método electrónico para un almacenamiento secuencial e integración, sobre el promedio de una serie de intervalos de tiempo.

La técnica de promediar intervalos de tiempo permite la determinación de patrones de onda correlacionados a estímulos o eventos. En la actualidad (1980) se han diseñado programas para el uso de la computación en el análisis del EEG (A.J. Lim y W.D. Winters). Uno de ellos utiliza el promedio de señales puestas a tiempo en lo que respecta su fase. Este método es capaz de poner a tiempo señales aleatorias, asumiendo que el EEG representa ruido aleatorio o pseudo-aleatorio, enmascarada por una señal de fondo, Averbach (1977). También mediante el uso de filtros digitales y sistemas de eliminación de artefactos permite un análisis adecuado, tomando en cuenta el uso de la computación. Por ejemplo, para diagnóstico es conveniente eliminar la redundancia de información por una parte y de ser posible extraer la información "oculta" por otra. Es decir, que el análisis tiene por finalidad la presentación óptima de la información en la forma más adecuada; con el fin de poder realizar las etapas subsiguientes, del proceso de diagnóstico. Si consideramos los fenómenos biológicos desde el punto de vista de la teoría de las funciones aleatorias, podemos permitirnos la aplicación de métodos probabilísticos y estadísticos de procesos que transcurren en el tiempo. La esperanza matemática es un criterio probabilístico que expresa el valor esperado de la media aritmética.

La dispersión de las magnitudes aleatorias es tanto mayor, - cuanto de menor cantidad de datos es el sistema investigado. Finalmente la correlación, en el caso de un proceso aleatorio estacionario de origen biológico, puede considerarse como un criterio de estabilidad de los mecanismos homeostáticos, Paria (1972). El método de las curvas de varianza o del análisis histográfico, como también se les denomina, se ha aplicado en particular, a la electroencefalografía. Se han diseñado procedimientos que permiten construir histogramas que reflejan la dependencia existente entre la amplitud y la frecuencia de los biopotenciales del cerebro.

La figura 28 señala el histograma construido en forma de -

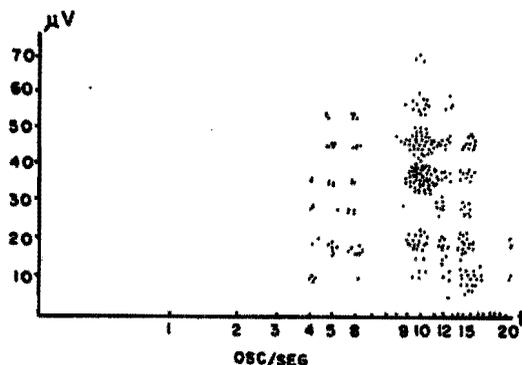


Fig. 28. Histograma que demuestra la distribución estadística de las ondas de un electroencefalograma. Cada onda está representada por un punto individual. En el eje de las abscisas se encuentran las frecuencias: en el de las ordenadas, la amplitud de las ondas en V. (Según For, 1953).

RASTER DISPLAY, de tal suerte que cada onda se representa en correspondencia con su duración y amplitud, en la forma de un punto individual y la 29 el histograma del electroencefalograma del hombre. El análisis histográfico en su forma general, tal vez permite dar una explicación importante de la función de distribución. En el caso de efectuar análisis de curvas obtenidas durante un proceso de investigación de señales bioeléctricas del cerebro, se requiere - construir una curva de variancia teórica que más se asemeja a la - que se obtuvo experimentalmente. Para estimar el grado de coincidencia de las curvas teórica y empírica se hace uso de diversos métodos, entre otros, por ejemplo, el criterio que usa Pearson (χ^2), del procedimiento de A. N. Kolmogorov y otros.

En el caso de que se quieran obtener datos de las relaciones entre los procesos que transcurren durante intervalos de tiempo pre determinados, se utiliza la función de correlación. Esta función consiste en multiplicar una serie de valores que produce la información bioeléctrica del EEG, con otros valores (ondas) que se producen durante el mismo proceso pero desplazados un intervalo de tiempo τ . Mediante el uso de este método, el dato del espectro puede ser obtenido conveniente y exactamente usando la correlación de la transformación de Fourier, el proceso de multiplicar las dos señales retardadas $f(t)$, $f(t + \tau)$, obteniéndose un promedio más rápidamente. Cualquier técnica usada para la evaluación de la función de correlación, tienen que estar fundadas en la siguiente definición matemática:

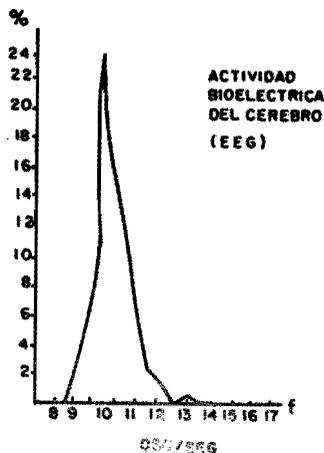


Fig. 29. Histograma del encefalograma normal de un hombre. En el eje de las abscisas se encuentran las frecuencias, en el de las ordenadas, el tiempo (en porcentos) que cada frecuencia ocupa en el electroencefalograma. (De Brazier y Coautores, 1945).

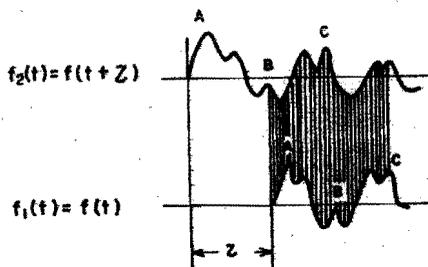


Fig. 30. Una señal bioeléctrica, que se utilizará para obtener su función de autocorrelación. Para la correlación cruzada, las dos señales son diferentes. (Hewlett Packard Journal, 21:3, Nov-1969).

$$R(\tau) = T \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T f(t) f(t + \tau) dt \quad (1)$$

Obsérvese que en esta ecuación $f(t)$ y $f(t + \tau)$ es la misma función desplazada en el tiempo.

La correspondencia entre $R(\tau)$ y el espectro de potencia o

densidad del espectro $F(j\omega)$, es dado por los valores siguientes:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (2)$$

$$R = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) e^{-j\omega\tau} d\omega \quad (3)$$

Cualquier técnica para la evaluación de las funciones de correlación tiene que estar fundada en la ecuación (1) o equivalente:

$$R(\tau) = T \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T f_1(t) f_2(t + \tau) dt \quad (3)$$

La anterior ecuación indica que la medición requiere: (1) desplazamiento del eje para generar $f_2(t + \tau)$, (2) multiplicarlas y (3) promediarlas. Es necesario implementar una memoria adecuada en la cual, las funciones $f_1(t)$ y $f_2(t)$ puedan ser almacenadas y leídas para la formación del producto desplazado o defasado en la integración mostrada en la ecuación (3). Tal como se muestra en la figura 31, las dos señales a ser correlacionadas, son descompuestas dentro de la unidad de la memoria, como voltajes que varían con el tiempo. Esto se hace para modular los rayos del tubo de almacenamiento, mientras que los haces barren las matrices de almacenamiento. La memorización comienza cuando el interruptor s_1 se sitúa en la posición e, conectando los voltajes que representan a $f(t)$ y $f(t + \tau)$ a las rejillas de control de este tubo de doble haz.

La definición clásica de correlación cruzada entre dos señales $f_1(t)$ y $f_2(t)$ que son funciones del tiempo, t , es:

$$R(\tau) = T \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T f_1(t) f_2(t + \tau) dt \quad (4)$$

donde τ es el desplazamiento a lo largo del eje de los tiempos y $2T$ es el intervalo de tiempo sobre el cual el promedio del producto $f_1(t) f_2(t + \tau)$ se efectúa. Cuando $f_1(t) = f_2(t) = f(t)$ la ecuación (4) se convierte en la función de autocorrelación. Esta cualidad se refleja en cualquier análisis de sistemas dinámicos, en los cuales estos pueden ser estudiados, ya sea en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia. El procedimiento del dominio de la frecuencia es ventajoso, debido a que son fáciles de efectuar, sobre todo con señales del tipo de las del EEG.

Como vemos, el análisis de la frecuencia de los biopotenciales del cerebro tiene por objeto determinar las frecuencias componentes de un proceso oscilatorio y asignar un peso específico a cada uno de sus componentes. Este análisis de la frecuencia se ha aplicado extensamente, quizá en primer lugar, en electroencefalografía.

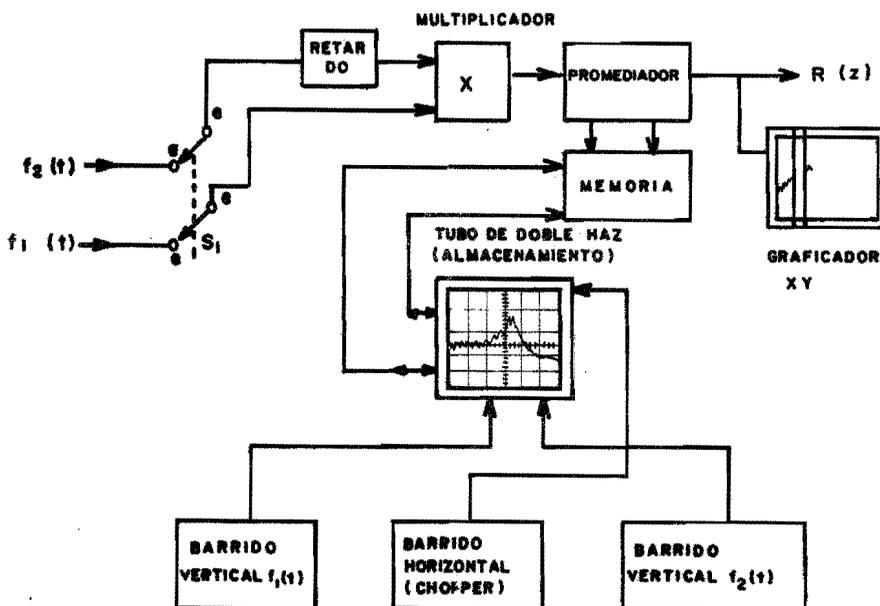


Fig. 31. Diagrama de bloques de un autocorrelador. Obsérvese de la figura 31, que en la pantalla del tubo de rayos catódicos se muestra una gráfica. En el eje de las abscisas de esta gráfica se presentan los intervalos de desplazamiento T , y en el eje de las ordenadas, la potencia mitad de la correlación estadística entre las amplitudes del proceso investigado. En la figura 32 se pueden apreciar dos tipos de las diversas funciones de correlación. (Bernard Lubows, 1966).

Podemos considerar que en el presente caso, se basa fundamentalmente en la distribución de las frecuencias conocidas como: delta, teta, alfa y beta. Es interesante el señalar aquí el análisis de frecuencia de los biopotenciales del cerebro ha sido objeto de consideración especial, por parte del "padre de la cibernética" Norbert Wiener (1977). En el último capítulo de su libro Cibernética, intitulado "Ondas cerebrales y sistemas que reorganizan a si mismos", Wiener cita el resultado obtenido del análisis armónico de la función de autocorrelación de un electroencefalograma (Fig. 32). - Se observa claramente que la curva cae bruscamente a una frecuencia cercana a 9.05 Hz. El análisis de frecuencia principia a aplicarse en el análisis de las más diversas funciones fisiológicas. E.I. - Paltsev ha demostrado que la composición espectral del tumor varía

en función de la tarea motriz.

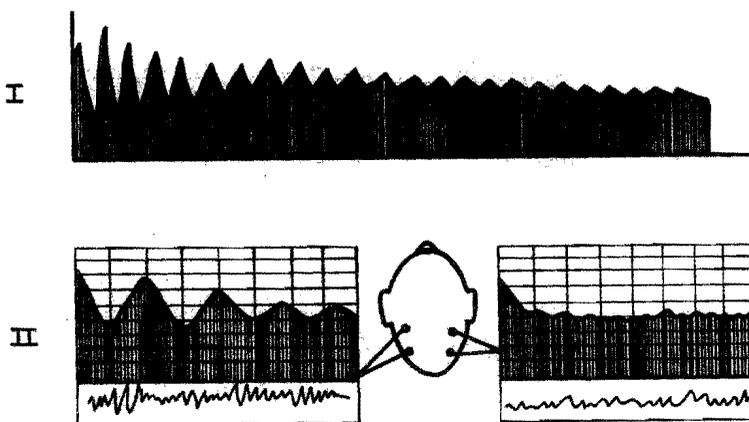


Fig. 32. I. Autocorrelograma típico de un electroencefalograma normal (según Brazier 1960); II. Autocorrelograma de un enfermo con tumor cerebral del lado derecho. (De Brazier y Barlow, 1956).

CARACTERIZACION ESPECTRAL DE LA ACTIVIDAD DEL EEG DE LOS NIÑOS. El método de filtrar bandas estrechas de la actividad eléctrica del EEG, permite obtener algún aspecto de periodicidad que no proporciona el análisis espectral. En realidad, es de interés el analizar cambios en la amplitud y fase a una frecuencia particular como función del tiempo. Los problemas asociados con la implementación de filtros estables de un paso de banda estrecha, son bien conocidos, R. K. Otnes (1970). La de modulación compleja, Tukey, (1961) proporciona un método para transformar el espectro de la señal observada, mediante el teorema de la translación de frecuencia del análisis de Fourier, de tal modo, que cualquier frecuencia especificada es trasladada a 0 Hz. La señal resultante es filtrada con un filtro digital pasabajos de banda estrecha, el cual puede tener hasta 36 dB por octava de pendiente, en su atenuación.

Los resultados de este tipo de análisis en un registro de 12 horas de datos del EEG integrados para un infante de cuatro meses de edad son mostrados en la figura 34. En esta figura 34 se pueden apreciar los datos que se obtienen al utilizar técnicas de modulación. En (a) los datos obtenidos, son integrados minuto a minuto, en un período de 12 horas, teniendo una periodicidad aparente de 60 minutos. En (b) la salida del filtro recursivo de tres etapas, después de ser demodulada la señal, a una frecuencia central de 1 ciclo por hora proporciona una salida ya "sintetizada". c) Nos muestra la amplitud absoluta y d) defasamiento con respecto

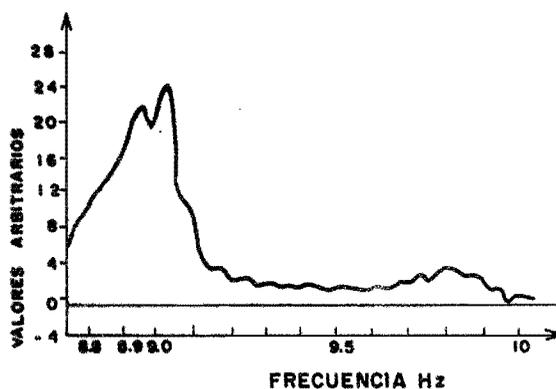


Fig. 33. Espectro de un electroencefalograma normal (según Wiener 1977).

a la frecuencia central del filtro. Como aclaración conviene decir que en la figura 34 (a) se está analizando con respecto al tiempo y consiste de 700 puntos de datos sucesivos, cada uno representa la actividad integrada del EEG, del minuto previo a su ocurrencia. - Aparecen picos del incremento de la amplitud, a l hora de intervalo aproximadamente. Se muestra el resultado de la demodulación compleja y el procedimiento del filtrado digital para una frecuencia central, de un ciclo por hora. La figura 34 (b) muestra también la variación de la señal filtrada con respecto al tiempo a razón de un ciclo por hora, mientras que la figura 34 (c) muestra la amplitud al cuadrado, como función del tiempo. Estos resultados señalan una cantidad significativa de potencia en un período de 60 minutos, particularmente en comparación con estudios a otras frecuencias centrales. En la figura 34 (d) es interesante observar la variación del ángulo de fase de la señal, la cual se incrementa positivamente, indicando que el período de mayor actividad, dura un poco más de una hora.

CARACTERIZACION ESPECTRAL DE LA ACTIVIDAD DEL EEG EN NIÑOS. Las técnicas del análisis espectral de la señal del EEG señaladas anteriormente; se utilizan para caracterizar la actividad de esta señal bioeléctrica en niños. Las mediciones efectuadas son el autoespectro, el espectro "cruzado" y la coherencia, la cual permite estimar la distribución de la potencia o variancia como una función de la frecuencia y de las interrelaciones de actividad en las bandas de frecuencia dadas en las diferentes frecuencias que se analizan.

El estimado espectral que se muestra en la figura 33 corresponde al registro del EEG obtenido de un niño de tres días de naci

do. La figura 35 (a) y (b) muestra el autoespectro y la actividad que se obtiene por la frecuencia caracterizada por un ciclo por segundo, en el registro de la actividad del EEG en el niño.

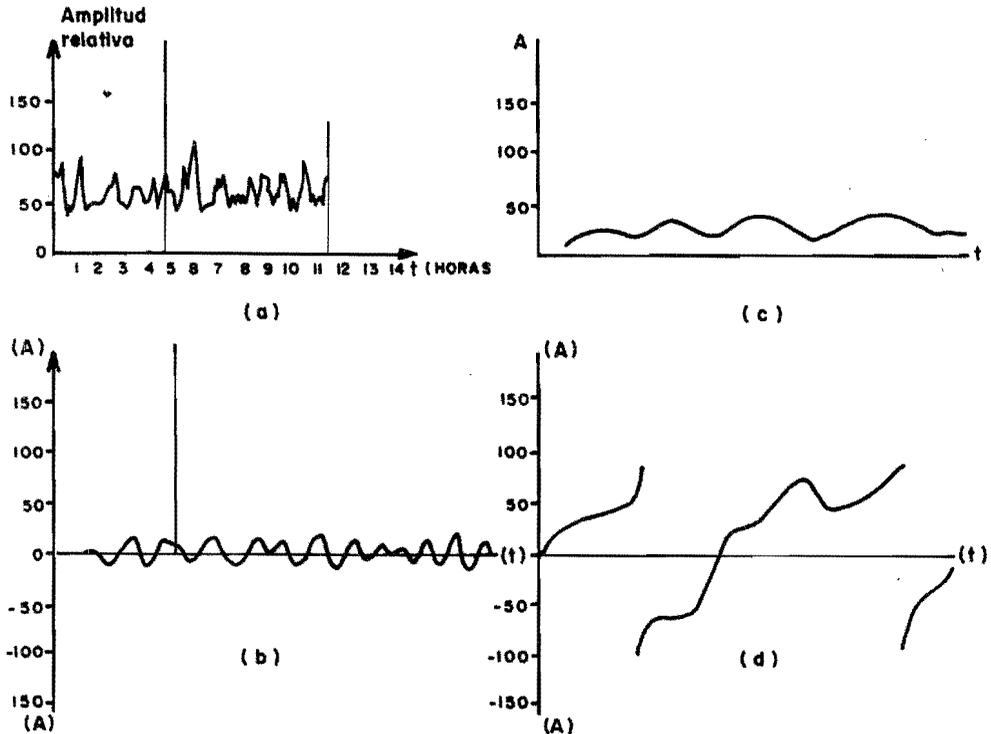


Fig. 34. Resultado del filtrado digital usando técnicas complejas de demodulación. (Bradley, 1974).

Las figuras 35 (c) y (d) presentan el espectro "cruzado" y el espectro de coherencia, respectivamente, para dos canales de datos del EEG cuyo autoespectro es mostrado. El espectro "cruzado" y el espectro de coherencia, ambos proporcionan una medición de la correlación entre las dos series de tiempo, como función de la frecuencia. El espectro de coherencia es extremadamente útil en la práctica, debido a que proporciona una medición no dimensional de la correlación.

Las aplicaciones de estos sistemas de registro en computación son verdaderamente reducidas, dado que solo existe en el mercado

una computadora diseñada para propósitos específicos (La MED 80 de la Nicolet). El método se basa en un sistema para la adquisición y análisis de datos electrofisiológicos. Este sistema (el DEDAAS) - fué construído para obtener un amplio rango de datos sobre las funciones cerebrales, con una probable utilidad en el diagnóstico. - Roy John y Karmel, (1977).

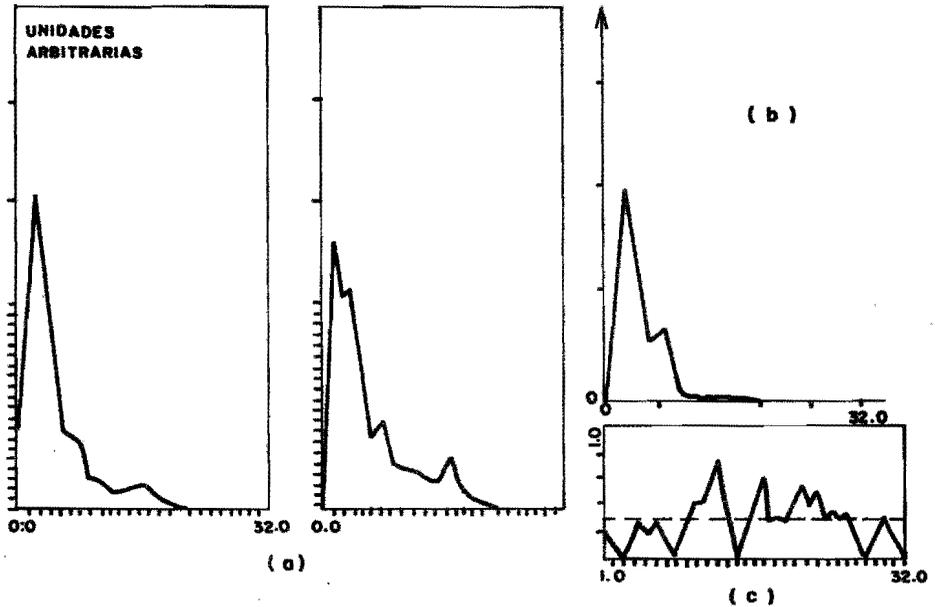


Fig. 35. Los cálculos presentados aquí son usados para examinar la relación entre pares de señales de ondas lentas, usando técnicas - que utilizan el dominio de la frecuencia. Los datos obtenidos son los de un niño de cuatro meses de edad. (Bradley, 1974).

CAPITULO I

EQUIPO ANALIZADOR DE FRECUENCIAS DEL EEG

1.1. DESCRIPCION DEL SISTEMA PROPUESTO

El analizador cuyo diseño será dado más adelante se distingue de los analizadores descritos anteriormente en dos características fundamentales.

- a. Analiza bandas de frecuencia y no frecuencias individuales.
- b. La información se señala* en forma digital.

Por lo anterior vemos que se puede obtener una serie de evaluaciones, siendo las más importantes las siguientes:

a. Se puede contar numéricamente la información del número de ciclos almacenados durante un intervalo de tiempo en las bandas delta (δ), tetha (θ), alfa (α) y beta (β), sobre puntos simétricos para conocer diferencias locales, en lugar de emplear la apreciación visual que se hace normalmente o el recuento sobre 2 páginas (10 segundos de registro) y que solo se podrían efectuar en casos excepcionales.

b. Investigación de campos aún desconocidos como el análisis de cambios y variaciones de focos epilépticos, alteraciones de frecuencia, cálculo de armónicas de modos de sincronización y desincronización, activación y supresión de frecuencias, estados de conciencia, etc.

c. Aplicaciones en otros campos, por ejemplo: Condicionamiento operante, lateralización cerebral, etc.

Aparentemente el sistema tiene dos desventajas que son:

1. No se captan las anomalías de la forma de onda, especialmente complejos epilépticos, ni cambios de amplitud. Estos factores tienen poco interés clínico, ya que como patológica se considera una desviación de más del 50% en puntos simétricos en el segundo caso y los primeros suelen tener manifestaciones variables en el paciente.

2. No se capta labilidad de frecuencia. La labilidad de frecuencia es la inestabilidad de la frecuencia dentro de una cierta banda. Bajo ciertas condiciones de registro y para un paciente dado, si existe ritmo α , (por ejemplo 9.5 Hz) que no suele de cambiar generalmente. Ambas desventajas (que también padecen otros

*Del idioma inglés, DISPLAY.

sistemas de análisis automático) pueden ser superadas acoplando a este sistema un monitor (osciloscopio) con la ventaja que se puede presentar la información procedente del selector de frecuencia con lo que, con sistemas de sincronía adecuada, la labilidad de frecuencia puede ser analizada con toda exactitud. A continuación mostramos el diagrama de bloques del sistema. Nótese que el sistema de ventana, que se le puede añadir permitirá ajustar el umbral de la amplitud de tal modo que pueda ser posible detectar cambios en amplitud, para el análisis de ciertos tipos de espigas y amplitudes de onda (sueño), etc.

a. El preamplificador del Electroencefalógrafo

La señal que se analiza se puede obtener de un polígrafo, es decir de un canal de la señal amplificada. En los amplificadores modernos de un electroencefalógrafo existen salidas que se utilizan para grabar señales ya preamplificadas y filtradas, dentro del rango usual de la actividad del EEG. El voltaje de esta señal puede alcanzar hasta 0.5 voltios, el cual es un voltaje bastante adecuado para alimentar al equipo analizador. El preamplificador del EEG, como vimos en el tema referente a los antecedentes es un amplificador diferencial (simétrico), que recibe señales provenientes de la cabeza del paciente. Como se sabe, el electroencefalograma (EEG) es el gráfico de un voltaje graficado con respecto al tiempo, medido desde las capas más superficiales de la corteza cerebral. Este voltaje, el cual constituye una medida del potencial eléctrico entre dos puntos, puede ser derivado desde dos áreas activas sobre el cráneo (registro bipolar) o desde un electrodo activo sobre la cabeza y otro conectado a la referencia (registro monopolar).

Si se considera como un gráfico de voltaje/tiempo, el EEG puede variar únicamente en dos dimensiones: frecuencia (ondas por segundo) y amplitud (voltaje). Similarmente, estos dos parámetros pueden variar en solo dos dimensiones; frecuencias que puedan ser muy rápidas o muy lentas y amplitudes muy altas o muy bajas. El diseño que presentamos en la figura 36, podría manejar las amplitudes, mediante el comparador de ventana. Realmente esto permitirá obtener una mayor información, ya que el análisis es complejo debido a las variables que hay que manejar, por ejemplo, funciones que se refieren a frecuencias y amplitudes normales, puesto que éstas varían con la edad, con el estado de alerta y la relación a la región del cráneo o cerebro, desde la cual el trazo se deriva.

1.2. a) ENTRADA DE LA SEÑAL ANALOGICA

Como puede apreciarse en la figura 36 a la señal que proviene del amplificador del Electroencefalógrafo es aplicada a la entrada de los cuatro filtros analógicos.

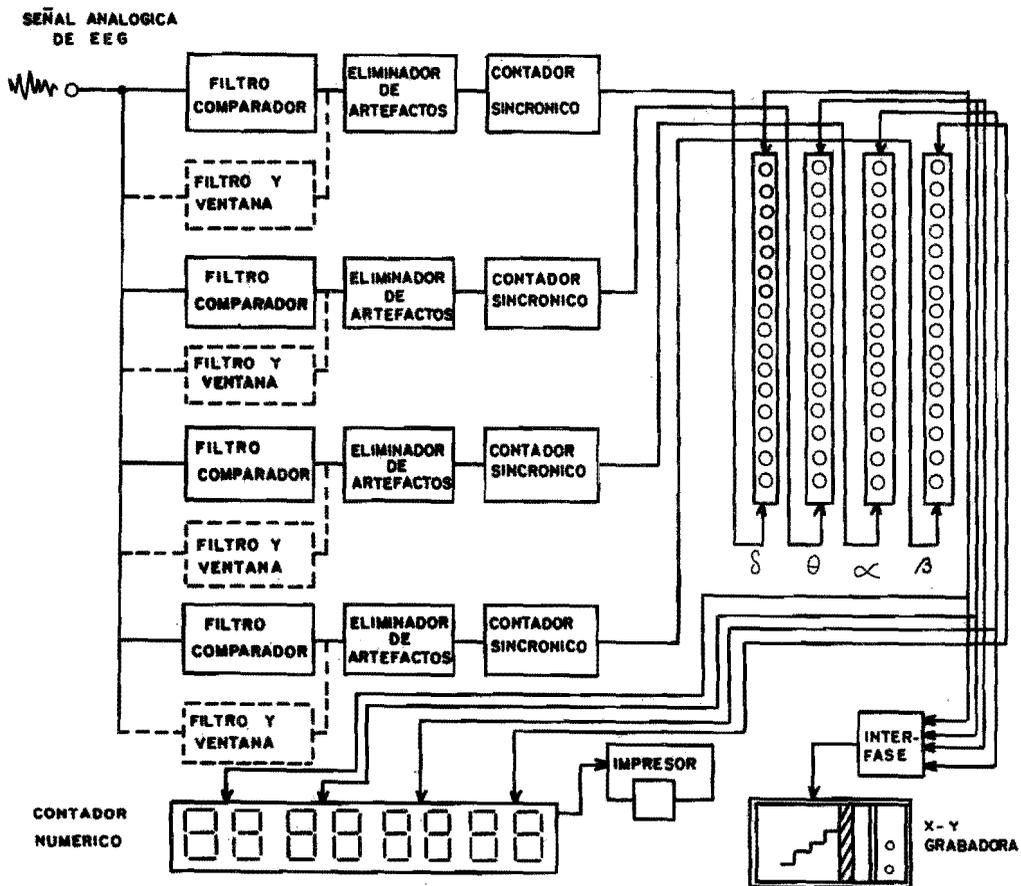


Fig. 36. Circuito del analizador de frecuencias del EEG. (De Angel Zapata F., 1980).

Cada filtro dejará pasar a la señal que permite su ancho de banda, es decir: el filtro δ (de 0.5 a 3.5 c/seg) dejarán pasar únicamente las frecuencias señaladas en los paréntesis; el θ - (3.5-7.5 c/seg.), el filtro α (7.5-13 c/seg.) y el β (13-30 c/seg). En la siguiente figura a bloques podemos visualizar estos conceptos.

Cuando examinamos las curvas de los filtros del analizador

se observa que el patrón de respuesta puede ser expresado con pocos datos, sin perder una información pertinente o adecuada. Excepto en los casos de estimulación rítmica, los picos de ciertas frecuencias muestran una actividad adyacente en un rango amplio, distribuída alrededor de la frecuencia pico. Al mismo tiempo el perfil de la frecuencia fuera de los 8-12 ciclos por segundo, muestra una menor actividad específica enmascarada parcialmente por el ruido de fondo. El uso de filtros de banda estrecha es muy útil debido a la información que contiene la distribución espectral, es mucho más fácil de expresar y manejar.

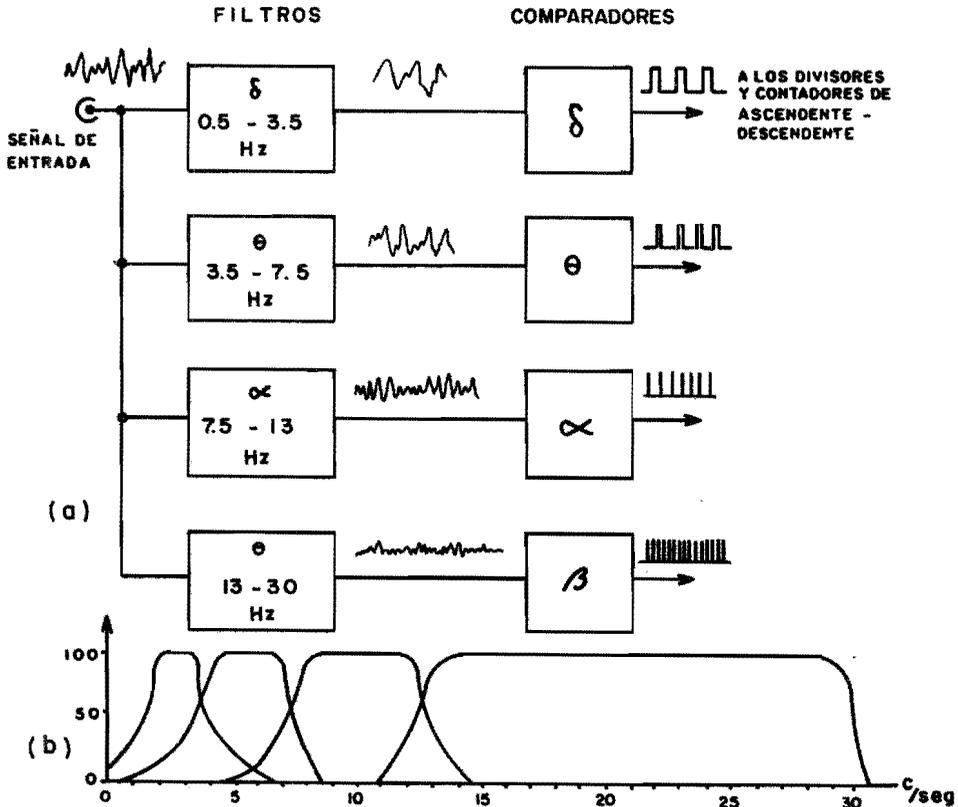


Fig. 37. a) Entrada de la señal del EEG a los filtros y comparadores. b) Curvas de transmisión de los filtros. Ordenadas: transmisión en porcentaje, Abscisas: frecuencia en ciclos por segundo. (Ange Zapata F., 1980).

La relación contradictoria entre la información compleja obtenida a la salida y los datos simples que se requieren, es un lado del problema, mientras que el esfuerzo para extraer una información óptima pertinente (con muy pocos elementos), es el otro. La elección de los rangos de cada filtro, realmente es un compromiso.

1.3. CONCEPTOS FUNDAMENTALES SOBRE AMPLIFICADORES

El diseño de los filtros se han efectuado usando el amplificador diferencial básico de CI. Generalmente usa varias etapas diferenciales en cascada para producir la forma ordinaria de rechazo. Lo cual hace de este amplificador, un elemento ideal para el manejo de señales bioeléctricas enmascaradas por un ruido de interferencia. Para explicar el funcionamiento de los filtros usados, daremos una breve descripción del amplificador diferencial. El símbolo esquemático del amplificador operacional (diferencial) mostrado aquí, es un triángulo, que indica la dirección del flujo de la señal.

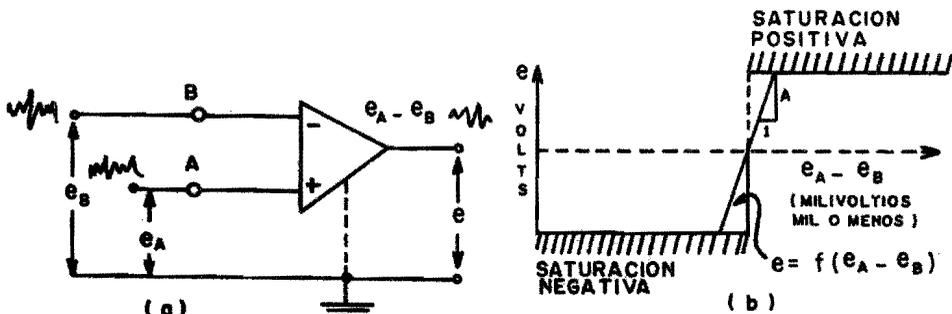


Fig. 38. (a). Diagrama esquemático de un amplificador diferencial. (b). Curvas de saturación. (B. Clayton, 1969).

Una referencia de tierra es aplicada y está señalada mediante líneas punteadas. Las entradas de las señales (+) y (-) están balanceadas con respecto a tierra. Las señales e_A y e_B son funciones del tiempo y representan instante por instante la amplitud de las dos señales de voltaje aplicadas. La salida de un amplificador operacional es referida a sus entradas como: $e = f(e_A - e_B)$, como se indica en el gráfico de la figura 38 (b). Una señal de salida adecuada puede ser obtenida aplicando una diferencia de señales pequeñas en sus terminales de entrada (pueden ser milivoltios o microvoltios), en realidad el circuito amplificador de salida, puede saturarse, con una pequeña señal de entrada. La pendiente de la porción no saturada de su característica determina la ganancia A en corriente directa (C.D.) del amplificador.

La función f es considerada de la polaridad positiva si, cam

bios positivos en e_A (la entrada positiva "+") produce cambios positivos en e y cambios positivos en e_B (la entrada "-") produce cambios negativos en e , (a la salida) etc. En realidad, el aspecto funcional de los microcircuitos están fundamentados en el amplificador diferencial cuyas características los hacen muy adecuados para muchas aplicaciones (Fig. 39). Se puede observar lo simple que es el funcionamiento. Dos transistores Q_1 y Q_2 tienen sus respectivos emisores unidos y circula por ambos una corriente constante I_e que proviene de una fuente regulada (la cual algunas veces es un transistor). Cuando aplicamos una señal a la entrada A, ésta señal halla al transistor Q_1 en una configuración denominada "seguidor catódico", pasando a Q_2 un "amplificador con reja o base a masa" y recogiendo la señal amplificada en la salida 2 del circuito de colector. Estos pasos no invierten la señal. El transistor Q_2 proporciona la ganancia en tensión y Q_1 acopla las impedancias de entrada al circuito y la baja impedancia de entrada al transistor Q_2 . Si ahora aplicamos la señal por la entrada B. Esta señal encuentra a Q_2 como un amplificador de emisor común, llegando a la salida 2 con una amplificación de tensión y una inversión de fase ocurrida en un solo transistor, de tal forma, que la señal de la salida 2 no será más que una versión amplificada de la diferencia entre las tensiones de entrada (A-B). Analizando el proceso que ocurre con las señales en la salida 1, esta salida estará moviendo a la diferencia amplificada de dichas señales. Es decir, la diferencia de los dos voltajes aplicados B-A, ahora con inversión de fase de la señal A

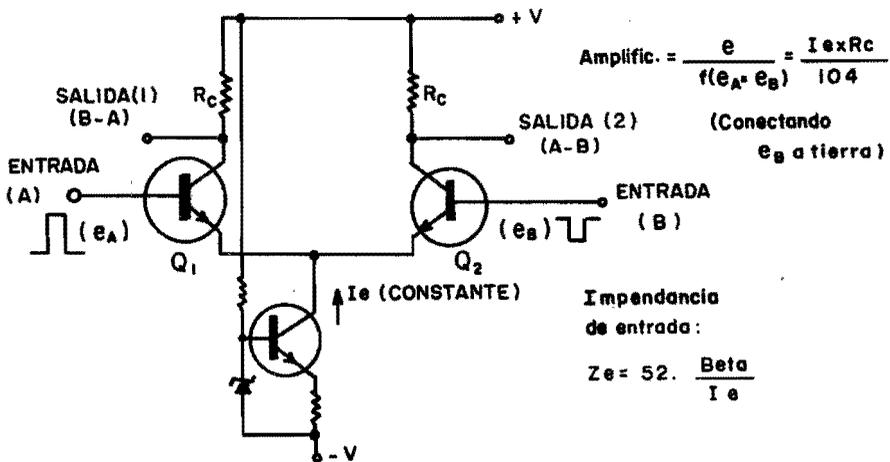


Fig. 39. Circuito de un amplificador diferencial. (Electrónica Mag no, 1968).

al atravesar Q_1 y sin inversión de fase de la señal A al atravesar Q_1 y sin inversión para la señal B. Si usáramos el amplificador diferencial, en la llamada conexión monopolar, o sea conectando una de sus entradas a tierra, la ganancia de tensión sería de: $G_t = 104 \times R_c \times I_e$, donde R_c es la resistencia de carga en ohmios, e I_e es la corriente total de emisor en miliamperios.

Necesidad de una corriente estabilizada. Una de las aplicaciones más importantes de un amplificador diferencial es el rechazo que le hace a señales iguales aplicadas a sus entradas. Esto quiere decir que una señal igual que aparezca entre sus dos terminales, no deberá aparecer a la salida. A esta señal se le suele denominar "de modo común" y a la "habilidad" del amplificador en cancelar en la salida a esta doble señal idéntica, se le denomina "rechazo de una señal común". Vemos por lo anterior, que una corriente I_e perfecta, sería aquella que presentara un rechazo a señales iguales a la entrada infinito; es decir, que se obtuviese cero salida con este tipo de señales. En realidad, esto no es posible ya que no pueden fabricarse transistores idénticos.

Relaciones de señales de entrada y salida. 1. Vimos anteriormente que el voltaje de salida amplificado e de un amplificador, diferencial, puede ser descrito como:

$$e = e_A - e_B$$

Donde e_A e e_B son los voltajes en las terminales de entrada.

2. La ganancia $A(v)$ de un amplificador es fija e independiente de los parámetros externos. La palabra diferencial es una adaptación de la palabra diferencia. Estrictamente hablando, es una diferencia finita o incremento entre dos cantidades.

En la figura 40 analicemos el comportamiento de un amplificador diferencial, para diferentes tipos de señales de entrada.

b. Análisis de los filtros usados en el sistema. Antes de iniciar el análisis de los criterios de filtro, veamos como se conectan los amplificadores operaciones en sus aplicaciones más generalizadas.

Si colocamos e_A a tierra (el polo +), el amplificador A, está habilitado para trabajar como un seguidor no inversor con una ganancia mayor que la unidad. El voltaje en el punto A es igual a:

$E_A = e(-) (1 + R_3/R_4)$, donde $e(-)$ es el voltaje aplicado a la entrada negativa con respecto a tierra. Si queremos registrar la actividad del EEG directamente, sin utilizar el polígrafo, deberán tomarse precauciones para prevenir choques eléctricos. La actividad del EEG tiene una amplitud de 20 a 500 μV , por lo que el amplificador mostrado a continuación, deberá ajustarse para este nivel de señal de entrada (Fig. 48). Se requiere que se filtre el paso

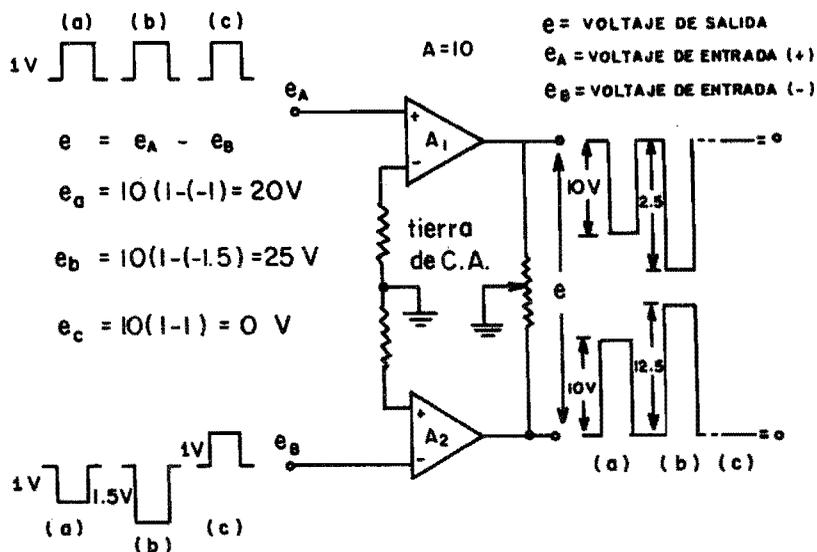


Fig. 40. Aquí se muestran tres señales de entrada y las salidas que resultan de un amplificador diferencial ideal, con ganancia $A=10$. Nótese que la señal (c) puede definirse como la señal de modo común, por lo que su salida es igual a cero.

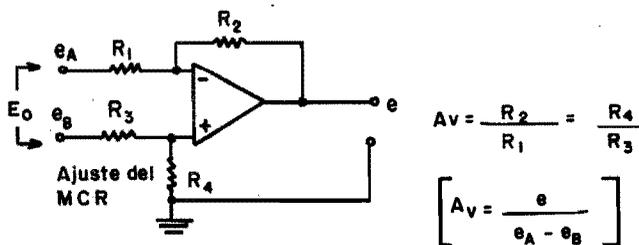


Fig. 41. 1. Amplificador diferencial simple. (G. B. Clayton, 1969).

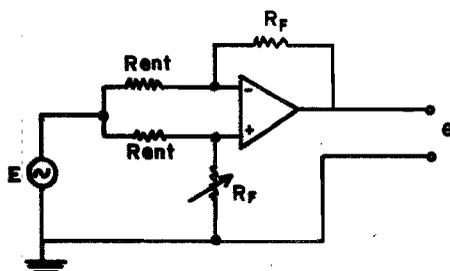


Fig. 42. 2. Circuito para lograr el mejor balance del modo común de rechazo (MCR). (G.B. Clayton, 1969).

Ganancia

$$A_v = 1 + R_4 \frac{(2R_3 + R_4)}{R_3 R_6}$$

$$\text{Si } \frac{R_2 = R_3}{R_1 = R_4}$$

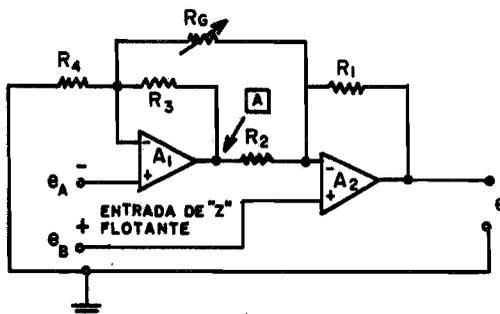


Fig. 43. 3. Amplificador usado en registros de EEG (alta impedancia de entrada). (G. B. Clayton, 1969).

de banda para evitar ruido, tal como sea posible. Conviene el uso de filtros de 12dB por octava. La figura 44 muestra la curva de respuesta en frecuencia descompensada y compensada.

Hay dos formas de utilizar el amplificador. La ganancia en anillo abierto (sin retroalimentación) y la respuesta en anillo cerrado (con retroalimentación). Deberá de tomarse en cuenta la respuesta de frecuencia y defasamiento de la señal de salida con respecto a la señal de entrada. La ganancia en anillo cerrado puede alterarse por medio de capacitores en el circuito de retroalimentación. El amplificador operacional tiene dos formas básicas, invirtiendo la retroalimentación y sin invertirla (ver figuras 45 y 46).

Métodos de compensación de fase (respuesta a frecuencias)

Compensación de la respuesta a frecuencias modificando la im-

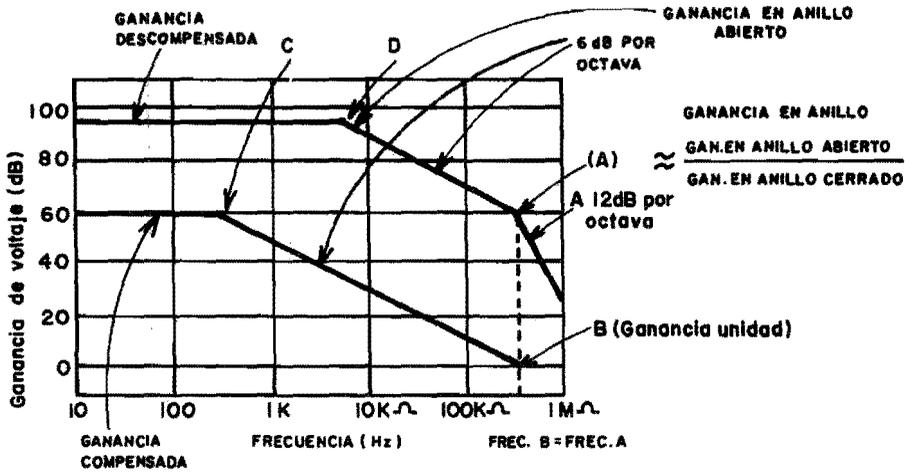


Fig. 44. Aquí señalamos las pendientes de 6dB por octava y 12dB por octava para los diferentes ejemplos. (John D. Lenk, 1974).

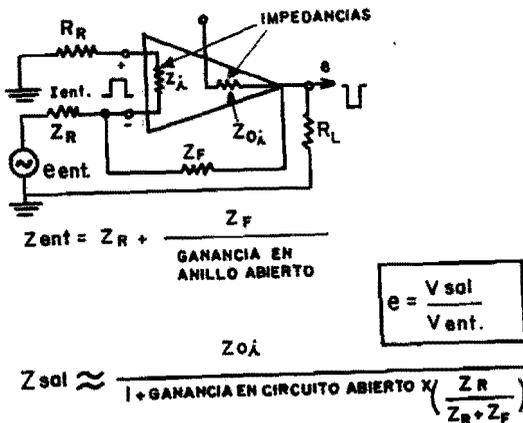


Fig. 45. Amplificador operacional con retroalimentación (etapa no inversora) (John D. Lenk, 1974).

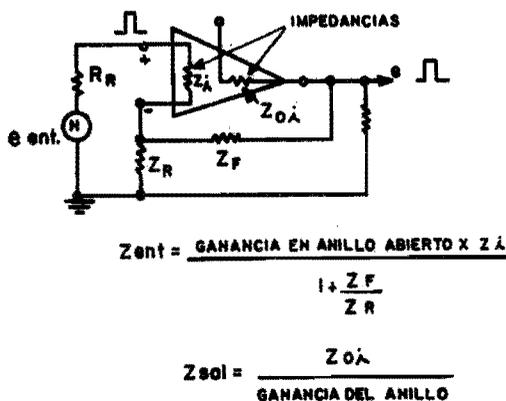


Fig. 46. Amplificador operacional con retroalimentación (etapa inversora). (John D. Lenk, 1974).

portancia de anillo abierto de la entrada. Para ello se utiliza un resistor y un capacitor, tal como se muestra en la figura 47. Veamos que la impedancia de entrada de la C y la R en serie disminuye al aumentar la frecuencia; alterando por lo tanto la ganancia a circuito abierto. Por ejemplo, los valores para R y C de la red para la compensación en lazo abierto se basan en la frecuencia descompensada en lazo abierto en la que la disminución de la ganancia cambia de 6dB/octava a 12dB/octava. Este concepto se refiere a que la pendiente, cae 12 decibeles al doblar su frecuencia. También se designa como decibeles por década. La figura 48 representa un amplificador de señales del EEG que puede ser utilizado en lugar del canal del polígrafo.

1.4. FILTROS

Se puede definir como filtro (para señales eléctricas) a un circuito que proporciona una modificación de la amplitud o la fase de los componentes del espectro de frecuencia de una señal. También puede definirse como: "un circuito que es diseñado para permitir el paso a una banda específica de frecuencias, mientras que atenúa todas las señales fuera de esta banda". Las redes de filtro pueden ser activas y pasivas. En el circuito que presentamos solo usaremos filtros activos. Básicamente hay 4 tipos de filtros: pasabajos, pasa altos, pasabanda y eliminador de banda. En el circuito que presentamos en el diseño usaremos filtros pasabanda. Como una introducción presentaremos gráficamente los cuatro tipos de filtros usados en la práctica. Para entender el diseño de los filtros utilizados en el circuito procederemos a calcular un filtro

elemental. El filtro pasabajos.

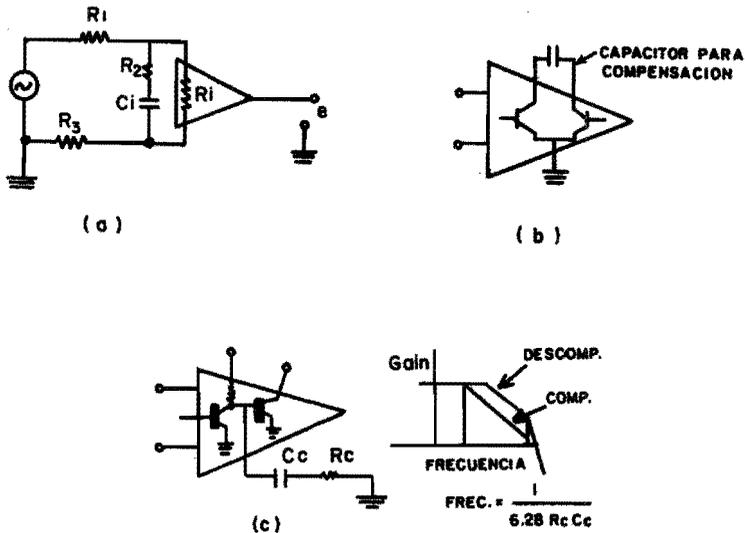


Fig. 47. (a). Compensación de la respuesta a las frecuencias modificando la independencia de anillo abierto de la entrada. (b). Compensación de la respuesta de frecuencia con un capacitor. (c). Compensación con resistencia y capacitancia externa. (John D. Lenk, 1974).

Antes de iniciar este diseño daremos algunas definiciones pertinentes:

a. Existen dos simplificaciones usadas universalmente, las cuales permiten efectuar la realización de cualquier filtro a la simple construcción de un filtro de frecuencia de corte unidad, llamado filtro prototipo. Estas simplificaciones consisten en la normalización de las unidades de frecuencias y de impedancia.

En las gráficas cuya variable es la frecuencia, se puede utilizar como abscisa el valor normalizado de la frecuencia $F = f/f_c$ o simplemente $f_c \frac{2\pi}{\omega}$ (Recordar que f_c = frecuencia de corte y f es

cualquier frecuencia). Las funciones de transferencia normalizadas son idénticas para todos los filtros.

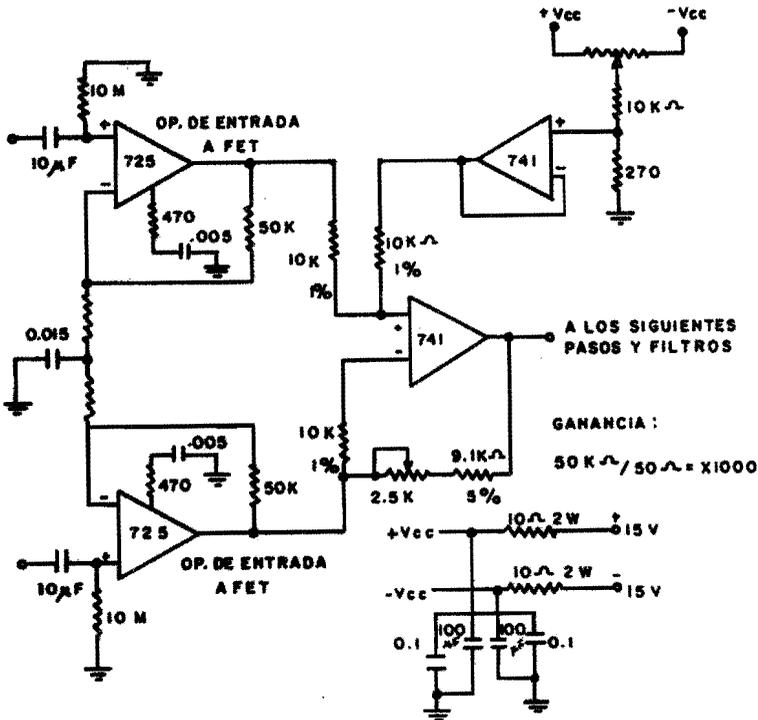


Fig. 41. Amplificador de C.A. de alta ganancia y bajo ruido para registro del EEG. (Paul B. Brown y Bruce W. Maxfield, 1972).

En las ordenadas se usa la relación $A_{CL} = \frac{V_o}{E_{ent}}$,

A_{CL} es la ganancia a circuito cerrado.

En el caso del circuito de la figura 55, la señal es filtrada mediante una red RC y el amplificador operacional es utilizado como amplificador de ganancia unitaria. El resistor R_f es igual a R y se incluye para manejar la corriente directa remanente (de offset). Se supone que el voltaje a C.A. entre las terminales 2 y 3 del amplificador operacional es casi 0. Por lo tanto el voltaje a través del capacitor C iguala al voltaje de la salida (V_o), debido a que este circuito es un "seguidor" a voltaje. El voltaje de

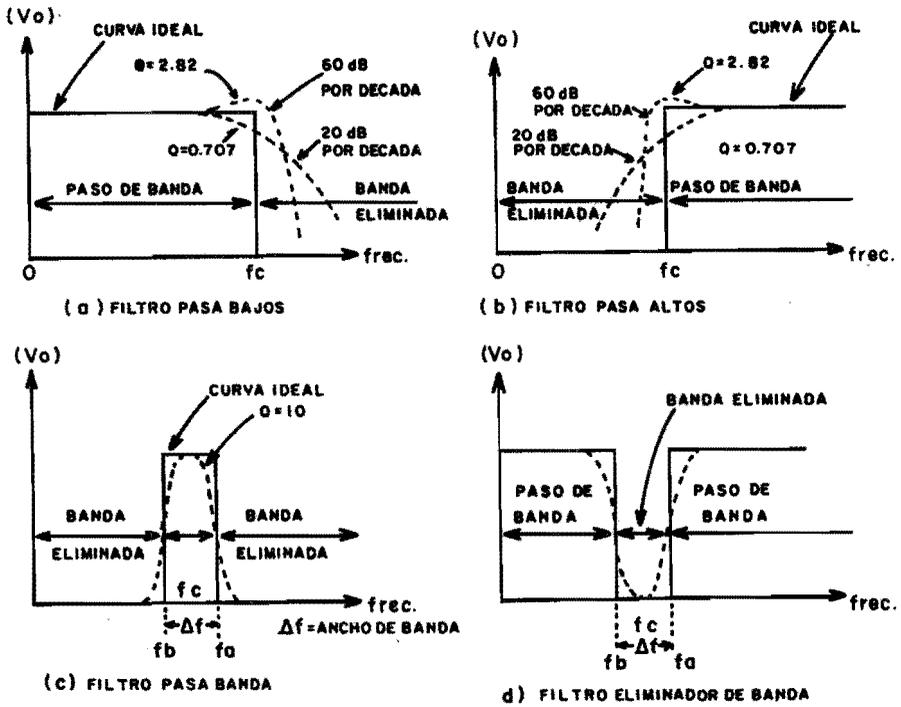


Fig. 49. Filtros usados en el sistema de registro del EEG. (Dobkin, B. y Ramey, R.L., 1971).

entrada E_i se divide en dos voltajes: uno que cae por R y el otro por C . Si el voltaje a través del capacitor es V_o , tendremos:

$$V_o = \frac{X_c \cdot E_i}{R + X_c} \text{ o } \frac{1/j\omega C \cdot E_i}{R + 1/j\omega C} \quad (1)$$

donde ω es la frecuencia de E_i en radianes por segundo ($\omega = 2\pi f$) y j es igual a $\sqrt{-1}$. Reescribiendo la ecuación (1) para obtener la ganancia de voltaje a circuito abierto tendremos:

$$A_{CL} = \frac{V_o}{E_{ent}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (2)$$

Esta ecuación proporciona información de ganancia y fase para señales sinusoidales. La ganancia o amplitud, es el módulo obtenido al tomar la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las -

partes reales e imaginarias.

$$\frac{V_o}{E_{ent}} = \frac{1}{(1 + \omega^2 T^2)^{1/2}} \quad (3)$$

Las principales características de esta función se muestran en la figura 50.

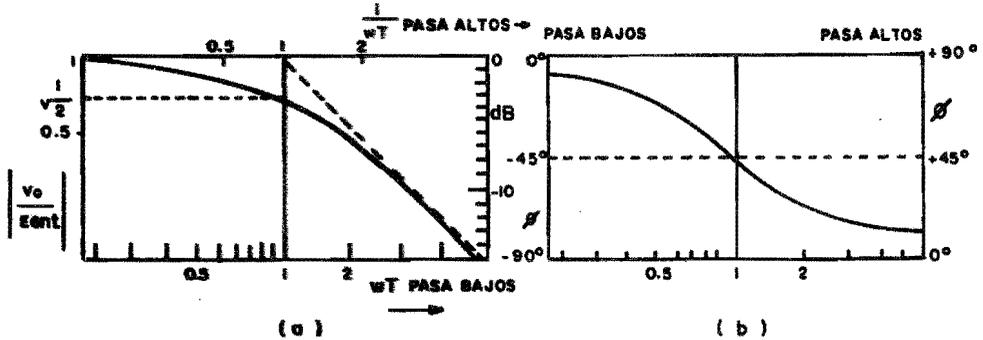


Fig. 50. Característica de amplitud o ganancia de filtros de primer orden. Arriba, pasa altos, Abajo Pasabajos. (b). Respuestas de fase de filtros de primer orden. Pasabajos escala de la mano izquierda. Pasa altos escala de la mano derecha. (Walter Welkowitz y Sin Deutish, 1976).

Usemos la fórmula (2) y el circuito de la figura 50b con el fin de observar como varía A_{CL} al variar la frecuencia. Se puede observar que a muy bajas frecuencias, tal como ω se aproxima a cero, $A_{CL} = 1$ y a muy altas frecuencias, tal como ω se aproxima al infinito $|A_{CL}| = 0$.

Filtro pasabajos. En este filtro la frecuencia de corte es evaluada del siguiente modo:

$$\omega_c = \frac{1}{RC} = 2\pi f_c \quad (4)$$

$$\text{o sea que } f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5)$$

Donde ω_c es la pulsación angular de corte en radianes por segundo, f_c es la frecuencia de corte en Hz, R se da en ohms y C, en faradios.

Para calcular C se utiliza la siguiente ecuación:

$$C = \frac{1}{\omega_c R} = \frac{1}{2\pi f_c R}$$

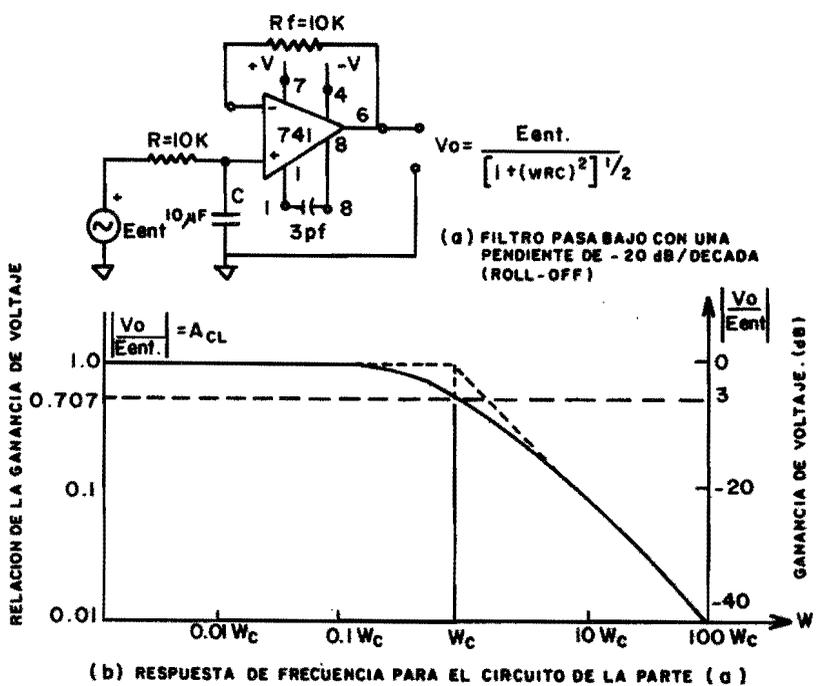


Fig. 51. Filtro pasabajos y respuesta de frecuencia del filtro (-20dB/década de pendiente). (Filtre actifs et filtres electronique trois Voies, Le Haut-Pasteur, 1978).

Como aclaración calcularemos la frecuencia de corte del filtro pasabajos señalado en la figura 52.

$$w_c = \frac{1}{(10 \times 10^3) \times 10^{-5}} = \frac{1}{10^{-1}} = 10 \text{ Rad/Seg.}$$

$$f_c = \frac{w_c}{6.28} = \frac{10}{6.28} = 1.59 \text{ Hz}$$

Si tenemos ahora una frecuencia de corte de 10 Hz, calcular la capacitancia requerida, usando el circuito de la figura 51.

$$C = \frac{1}{w_c R} = \frac{1}{(6.28)(10)(10 \times 10^3)} = \frac{1}{6.28 \times 10^5} =$$

$$C = \frac{10}{6.28} \times 10^{-6} = 1.5 \mu F$$

Respuesta del filtro. a) El valor de A_{CL} a W_c ó f_c es hallado, haciendo $wRC = 1$ en la ecuación (2).

$$A_{CL} = \frac{1}{1 + j 1} = \frac{1}{\sqrt{2} \angle 45^\circ} = 0.707 \angle -45^\circ$$

Por lo tanto, la magnitud de A_{CL} en W_c es:

$$A_{CL} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 = -3dB$$

y el ángulo de fase es de -45° .

En la figura 50b se puede observar la variación del ángulo de fase de la señal que sale del filtro a diferentes frecuencias.

b) Observamos ahora que el lado derecho de la curva mostrada en la figura 51 (b) está expresada en decibeles.

Analicemos esta unidad antes de entrar al cálculo de los filtros usados en el diseño. La unidad internacional de transmisión es el belio, llamada así en honor de Alexander Graham Bell. En la práctica se utiliza el decibelio, que es la décima parte del belio. Para tener una idea clara imagine el lector por un momento que estamos escuchando el sonido de un piano, que no es más que alteraciones periódicas producidas en el aire con una determinada frecuencia. Si consideramos que la presión atmosférica se mantiene constante, la perturbación causa que la presión en los alrededores del espacio que circundan a la cuerda se incremente en una pequeña cantidad y retorne a su valor normal, después disminuye en la misma cantidad, retornando nuevamente a su valor de presión normal. Cada uno de estos fenómenos se denomina ciclo y el número de ciclos sonoros en un intervalo de tiempo bien definido, se denomina frecuencia. La intensidad de un sonido depende de la amplitud de la onda sonora, en tanto que su altura o tono depende de la frecuencia, es decir, que el tono de un sonido se debe al número de vibraciones del cuerpo sonoro por segundo. La intensidad es una cualidad del sonido que hace que éste se perciba a mayor o menor distancia. También se puede decir que es proporcional al cuadrado de la amplitud, estando también en razón inversa del cuadrado de la distancia que media entre el cuerpo sonoro y el observador que percibe el sonido. Como que la variación del nivel de sonido que el oído humano puede percibir, corresponde al cambio de intensidad que se origina entre dos niveles de potencia acústica equivalente a la sensibilidad promedio del oído humano, el decibelio se presta maravillosamente para medir esta relación. Por ejemplo, podremos incrementar mediante el control de volumen la potencia acústica de salida de un amplificador de 2 a 5 Watts. Este incremento de 3W representa una relación de 2.5 a 1, o sea 4 decibelios. Si en otro amplificador se incrementara de 10 a 13 W, estos mismos 3 W de incremento representan una relación de 1.3 a 1, es decir, aproximadamente un decibelio. Un cambio en los niveles de sonido de 4dB

tiene un efecto notorio para el oído humano, mientras que un decibelio probablemente podría pasar inadvertido. Desde el punto de vista de su aplicación práctica, no es correcto decir que un amplificador tiene una salida de tantos decibelios a menos que se utilice un nivel de referencia.

Niveles de referencia. El nivel de referencia en trabajos de acústica es de una intensidad de 10^{-16} W por cm^2 , la cual corresponde al nivel mínimo que el oído humano puede escuchar. En las señales eléctricas usadas en amplificadores, filtros, etc. Existe otro nivel de referencia comúnmente usado para cero dB. Para que se cumpla, la línea deberá de tener 600Ω y 1mW de potencia eléctrica. Cuando se habla de un amplificador con una ganancia de 20dB. Este amplificador tiene una ganancia de 40dB sobre el nivel de referencia.

Ejemplo: En una línea de transmisión, se transmiten a la entrada 3 watts de potencia y se recibe a la salida 1.5W. ¿Cuál será la pérdida expresada en dB?

Por definición:

$$\text{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} = 10 \log_{10} 1 = 3\text{dB} \quad (6)$$

Obsérvese que en este caso se trata de una pérdida por lo que comúnmente se expresa con el signo negativo, es decir: -3dB.

Si se quiere expresar en voltajes:

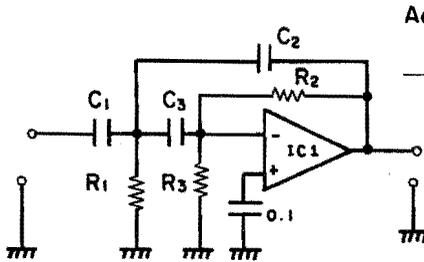
$$\text{Ganancia o pérdida en dB} = 20 \log_{10} \frac{E_1}{E_2} \quad (7)$$

Así que al hablar de un filtro, quiere decir, que la relación a la derecha de la figura 51 (b), señala que la reducción de la señal de salida con respecto a la de entrada, representan la pérdida en decibelios.

1.5. FILTROS USADOS EN EL CIRCUITO

a. Filtro activo pasa altos. El esquema se muestra en la figura 51. La frecuencia de corte f_0 está determinada por los componentes pasivos RC agrupados a través de un circuito integrado. Mediante las siguientes relaciones podemos efectuar los cálculos pertinentes:

b. Filtro activo pasabajos. La figura 53 muestra un esquema de un filtro activo pasabajos. Para pasar de un filtro pasa altos a un filtro pasabajos solo se deberán de permutar las resistencias y los capacitores, como podemos constatar. Los componentes se calculan por medio de las relaciones siguientes:



Atenuación 12 dB por octava.

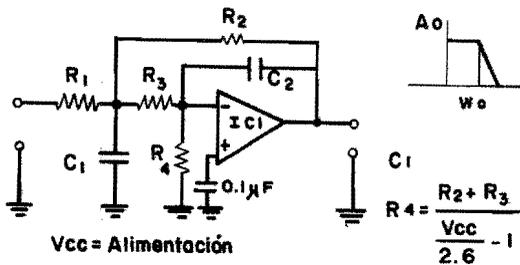
$$C_1 = \frac{Q}{\omega_o R_2} (2A_o + 1)$$

$$C_1 = C_3 \quad \text{y} \quad C_2 = \frac{C_1}{A_o}$$

$$R_1 = \frac{1}{Q \cdot \omega_o \cdot C_1 (2A_o + 1)}$$

$$R_2 = \left(\frac{V_{CC}}{2.6} - 1 \right) R_3$$

Fig. 52. Filtro pasa altos. (Filtres actifs et filtre électronique trois Voies, Le Haut Parleur, 1970).



$$K = \frac{1}{4Q^2 (A_o + 1)}$$

$$C_2 = K \cdot C_1$$

$$R_2 = \frac{1}{2Q \omega_o C_1 \cdot K}$$

$$R_3 = \frac{R_2}{A_o + 1}$$

$$R_1 = \frac{R_2}{A_o}$$

Fig. 53. Filtro pasabajos atenuación 12dB/octava. (Filtres actifs et filtre électronique trois Voies, Le Haut Parleur, 1978).

Filtro activo pasabanda. El filtro pasabanda es realizado combinando en serie un filtro pasa altos y uno pasabajos, tal como indica la figura 54. El capacitor de acoplamiento C_e permite bloquear la componente de corriente continua presente a la salida de IC₁.

La realización práctica de los filtros es un poco compleja puesto que son tres filtros pasabanda interacoplados. Hemos adoptado este montaje a fin de limitar voluntariamente las frecuencias extremas de las bandas señaladas como: δ , θ , α y β .

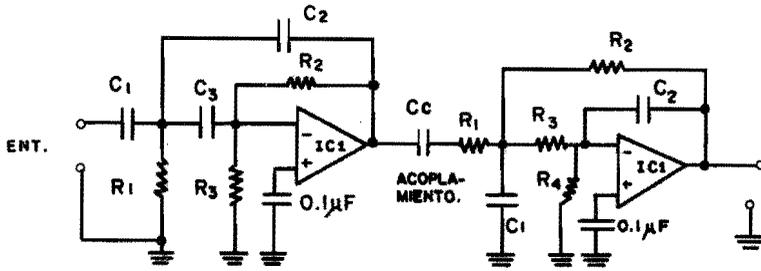


Fig. 54. Filtro pasabanda (pendiente 12dB por octava). Conexión del circuito de filtros δ , θ , α y β . (Filtres actifs et filtres électronique trois Voies, Le Haut - Parleur, 1978).

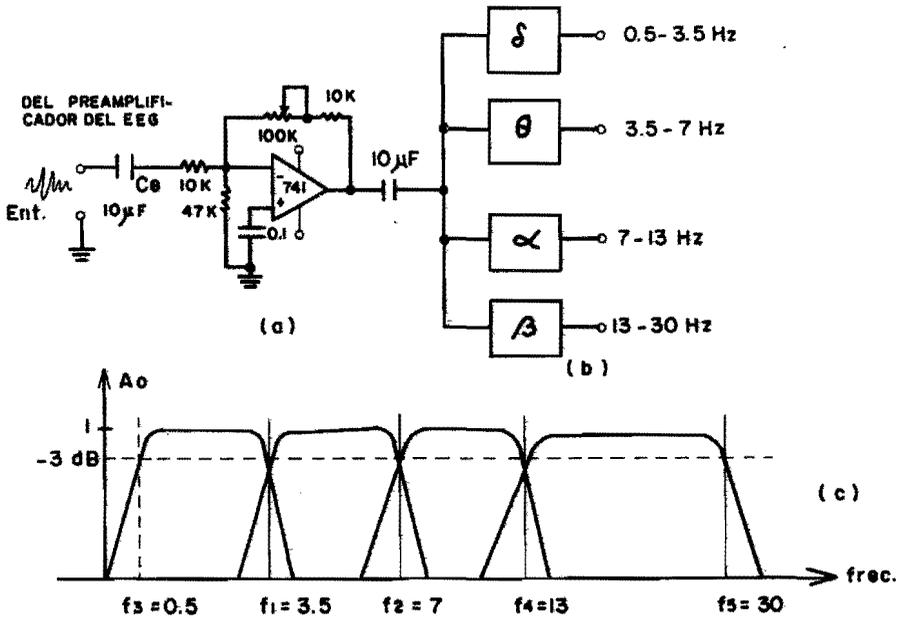


Fig. 55. Filtros usados en el circuito. a) Amplificador de acoplamiento. b) Diagrama de Bloques de Infiltros y c) Curvas de respuesta del ancho de banda de cada filtro. (A. Zapata F., 1980).

Procedimiento:

a. Determinación de las cinco frecuencias de corte siguientes: 0.5 Hz, 3.5 Hz, 7 Hz, 13 Hz y 30 Hz.

Lo anterior limita el cálculo a cuatro células pasa altos, - donde las frecuencias de corte son situadas a 0.5 Hz, 3.5 Hz, 7 Hz y 13 Hz.

I. Cálculos de cuatro filtros pasa altos

Frecuencias de corte f_0 : 0.5 Hz, 3.5 Hz, 7 Hz y 13 Hz.

Para analizar estos cálculos nos referimos a la figura 51.

-Selección arbitraria de $R_3 = 100 \text{ K}\Omega$ (Valor normalizado).

-Cálculo de la resistencia R_2 , la cual se define por la relación:

$$R_2 = \left(\frac{V_{CC}}{2.6} - 1 \right) \cdot R_3$$

V_{CC} = Voltaje de alimentación (12 voltios)

$$R_3 = 100 \text{ K}\Omega \quad R_2 = \left(\frac{12}{2.6} - 1 \right) \cdot R_3 = 421 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 420 \text{ K}\Omega$$

Adoptamos un filtro Butterworth, con coeficiente

$$Q = 0.707$$

$$W_0 = 2\pi f_0 \quad f_0 = 6.28 f_0$$

$$C_1 = \frac{Q}{R_2 \cdot W_0} (2 A_0 + 1)$$

Deseamos una ganancia unitaria, $A_0=1$, así tendremos:

$$C_1 = \frac{0.707}{R_2 \cdot 6.28 f_0} (2 + 1) = \frac{2.121}{6.28 \cdot R_2 f_0}$$

$$C_1 = C_3$$

$$C_2 = \frac{C_1}{A_0}$$

$$R_1 = \frac{1}{Q W_0 C_1 (2 A_0 + 1)} = \frac{1}{0.707 \times 6.28 f_0 \times C_1 (2 \times 1)}$$

R_1 = Cálculo de R_1 y C_1 para la frecuencia de 0.5 Hz.

$$C_1 = \frac{1}{6.28 \cdot R_2 \cdot f_0} = \frac{2.121}{6.28 \times 4.2 \times 10^5 \times 0.5} = \frac{2.121}{13.18} \times 10^{-5} = 1.60 \times 10^{-6}$$

$$\underline{C_1 = 1.6 \mu\text{F}}$$

$$C_2 = \frac{C_1}{A_0} = 1.6 = 1.6 \mu\text{F}; C_1 = C_3$$

$$C_3 = 1.6 \mu\text{F} \cong 1.5 \mu\text{F}$$

$$R_1 = \frac{1}{13.32 \cdot f_0 \cdot C_1} = \frac{1}{13.32 \cdot 0.5 \times 16} = \frac{10^6}{10.65} = 93,876.7 \Omega$$

$$R_1 = 93,876.7 \Omega = 96.0 \text{ K}\Omega$$

2. Cálculo de R_1 y C_1 para $f_0 = 3.5$ Hz

$$C_1 = \frac{2.121}{6.28 \cdot 4.2 \times 10^5 \times 3.5} = \frac{2.121}{92.31} \times 10^{-7} = \frac{212.1}{92.31} \times 10^{-7} = 2.29 \times 10^{-7}$$

$$C_1 = 0.23 \mu\text{F} \cong 0.22 \mu\text{F}$$

Este resultado es lógico ya que la frecuencia de corte es más alta.

$$R_1 = \frac{1}{13.32 \cdot f_0 \cdot C_1} = \frac{1}{13.32 \times 3.5 \times 0.23 \times 10^{-6}} = \frac{10^6}{10.72}$$

$$R_1 = 93,283.58 \cong 94,000 \Omega \cong 96 \text{ K}\Omega$$

3. Cálculo de C_1 para $f_0 = 7$ Hz

$$C_1 = \frac{2.121}{6.28 \times 4.2 \times 10^5 \times 7} = \frac{2.12}{184.63 \times 10^5} = \frac{212 \times 10^{-7}}{184.6} = 0.114 \mu\text{F}$$

$$R_1 = \frac{10^6}{13.32 \cdot 7 \times 0.114} = \frac{10^6}{10.62} = 94,161.95 \Omega \cong 96,000 \Omega$$

4. Cálculo de R_1 y C_1 para 13 Hz

$$C_1 = \frac{2.121}{6.28 \times 4.2 \times 10^5 \times 13} = \frac{2.12}{342.88 \times 10^5} = \frac{2120}{342.9} \times 10^{-8} = 0.0618$$

$$C_1 = 0.0618 \mu\text{F} \cong 0.06$$

$$R_1 = \frac{1}{13.32 \cdot f_0 \cdot C_1} = \frac{10^6}{13.32 \times 13 \times 0.0618} = \frac{10^6}{10.70} = 93,457.9 \Omega$$

$$R_1 \cong 94,000 \Omega$$

Hemos efectuado los cálculos necesarios para el buen funcionamiento de los filtros pasa altos, la tabla siguiente muestra los valores obtenidos.

II. Cálculos de cuatro filtros pasabajos

Frecuencias de corte: $f_0 = 3.5$ Hz, 7 Hz, 13 Hz y 30 Hz. Estos cálculos se efectúan en función del circuito pasabajos de la figura 53.

Tensión de alimentación: Vcc 12 voltios				
Frecuencia de corte - f_0	C_1, C_2, C_3	R_1	R_2	R_3
0.5 Hz	1.6 μF	93,876	420,000	100,000
3.5 Hz	0.23 μF	93,283.5	420,000	100,000
7.0 Hz	0.114 μF	94,161.9	420,000	100,000
13 Hz	0.0618 μF	93,457.9	420,000	100,000

Se escogen los valores normalizados más cercanos a estos valores.

Tabla I. Valores de los componentes de los filtros pasa altos.

1. Cálculo de la constante k en función de Q y de A_0 .

Hemos visto que para el filtro de Butterworth el coeficiente de Q es igual a 0.707. Manteniendo la ganancia unitaria, A_0 permanece invariable y mantiene el valor de 1.

Así tendremos:

$$k = \frac{1}{4 Q^2 (A_0 + 1)} = \frac{1}{4 (0.707)^2 (1 + 1)} = 0.25$$

$$k = 0.25$$

5. Cálculo para frecuencia de corte de 3.5 Hz.

Selección arbitraria de C_1 :

Usamos 0.22 μF (valor normalizado)

$$C_1 = 0.22 \mu\text{F}$$

$$C_2 = k C_1 = 0.25 \times 0.22 = 0.055 \mu\text{F}$$

$$C_2 = 0.055 \mu\text{F} \approx 0.056 \mu\text{F}$$

$$R_2 = \frac{1}{2 Q \omega_0 C_1 k} = \frac{1}{2 \times 0.707 \times 6.28 f_0 \times 0.22 \times 10^{-6} \times 0.25}$$

$$R_2 = \frac{10^6}{2 \times 0.707 \times 6.18 \times 3.5 \times 0.22 \times 0.25} = \frac{10^6}{1.709} = 585,137.5 \Omega$$

$$R_2 = 585,137 \approx 560 \text{ K } \Omega$$

$$R_3 = \frac{R_2}{A_0 + 1} = \frac{R_2}{2} = \frac{585,137}{2} = 282,568.5 \Omega$$

$$R_3 \approx 300 \text{ K } \Omega$$

$$R_1 = \frac{R_2}{A_1} = R_2 = 585,137 \approx 560 \text{ k } \Omega$$

$$R_1 \approx 560 \text{ k } \Omega$$

$$R_4 = \frac{R_2 + R_3}{\frac{V_{CC}-1}{2.6}} = \frac{R_2 + R_3}{\frac{12}{2.6} - 1} = \frac{R_2 + R_3}{3.615} = \frac{877,705}{3.615}$$

$$R_4 = 242,795 \cong 270 \text{ k}\Omega$$

$$V_{CC} = 12 \text{ voltios}$$

6. Frecuencia de corte del pasabajos a 7 Hz

Cálculo de la R_2 de este filtro

$$R_2 = \frac{1}{2Q W_0 C_1 K} = \frac{1}{1.41 \times 6.28 \times 7 \times 0.22 \times 10^{-6} \times 0.25} = \frac{10^6}{3.409}$$

$$R_2 = \frac{10^6}{3.409} = 293,341.1 \cong 300 \text{ k}\Omega \text{ (Valor normalizado)}$$

$$R_1 = R_2 = 293,341.1 \cong 300 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_2}{2} = \frac{293,341.11}{2} = 146,670.5 = 150 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \frac{R_2 + R_3}{\frac{12}{2.6} - 1} = \frac{293,341.11 + 146,670.5}{3.615}$$

$$R_4 = 129,073.51 = 120 \text{ k}\Omega$$

7. Frecuencia de corte de 13 Hz

$$R_2 = \frac{1}{2Q W_0 C_1 K} = \frac{1}{1.41 \times 6.28 \times 13 \times 0.22 \times 10^{-6} \times 0.25} = \frac{10^6}{6.331}$$

$$R_2 = 157,952.95 \cong 156 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = R_2 = 157,952.95 \cong 156 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_2}{2} = \frac{157,952.95}{2} = 78,976.4 \cong 82 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \frac{R_2 + R_3}{\frac{12}{2.6} - 1} = \frac{R_2 + R_3}{3.615} = \frac{157,952.95 + 78,976.4}{3.615}$$

$$= 65,540.62$$

$$R_4 = 65,540.62 \cong 68 \text{ k}\Omega$$

8. Frecuencia de corte de 30 Hz

$$R_2 = \frac{1}{2Q W_0 C_1 K} = \frac{1}{1.41 \times 6.28 \times 30 \times 0.22 \times 10^{-6} \times 0.25} = \frac{10^6}{14.61}$$

$$R_2 = 68,446.26 \cong 68 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = R_2 = 68,446.28 \cong 68 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_2}{2} = \frac{68,446.28}{2} = 34,223.14 \cong 33 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \frac{R_2 + R_3}{\frac{12}{2.6}} = \frac{R_2 + R_3}{3.615} = \frac{68,446.26 + 34223.14}{3.615}$$

$$R_4 = 28400.94 \approx 27,000 \Omega$$

Tensión de alimentación $V_0 = 12$ voltios						
Frecuencia de corte = $f_0 =$	C_1	C_2	R_1	R_2	R_3	R_4
3.5 Hz	0.22	0.056	585,137	585,137	292,568	242,795
7.0 Hz	0.22	0.056	293,341.1	293,341.1	146,670	129,073
13 Hz	0.22	0.056	157,952.9	157,952.9	78,976.4	65,540.6
30 Hz	0.22	0.056	68,446.2	68,446.2	34,223.1	28,400.0

Tabla II. Valores de los componentes calculados para los filtros pasabajos.

Con estos valores procedimos a construir el circuito (Fig. 54).

Nótese que hemos incluido un amplificador a la entrada de estos filtros para acoplar estos circuitos con el precedente, el cual puede ser un canal del polígrafo o el circuito preamplificador diseñado específicamente para señales del EEG (Fig. 56).

1.6. COMPARADORES

Iniciaremos este tema analizando el circuito comparador usado. Es posible que se le pueda acoplar al circuito una ventana en lugar del comparador, lo cual permitirá analizar amplitudes. Esto podría tener relevancia en la detección de ondas de alto voltaje (espiga-onda). De acuerdo con el circuito mostrado en la figura podemos observar que la señal del EEG que proviene de la salida de un polígrafo, es aplicada a la entrada "A". Esta señal pasa por cuatro filtros, los cuales son los usuales para las señales del EEG. A la salida de cada filtro, se ha colocado un circuito eliminador de artefactos, el cual permite eliminar todos los artefactos producidos principalmente por el movimiento del paciente. Dichos artefactos producirían conteos erróneos, por lo cual, es muy conveniente que se eliminen. Más adelante hablaremos de esto. El comparador es un dispositivo que se utiliza para "detectar" cuando una señal variable alcanza algún valor umbral. Algunos amplificadores operacionales pueden ser usados a "lazo abierto" para proporcionar exce

*Open loop.

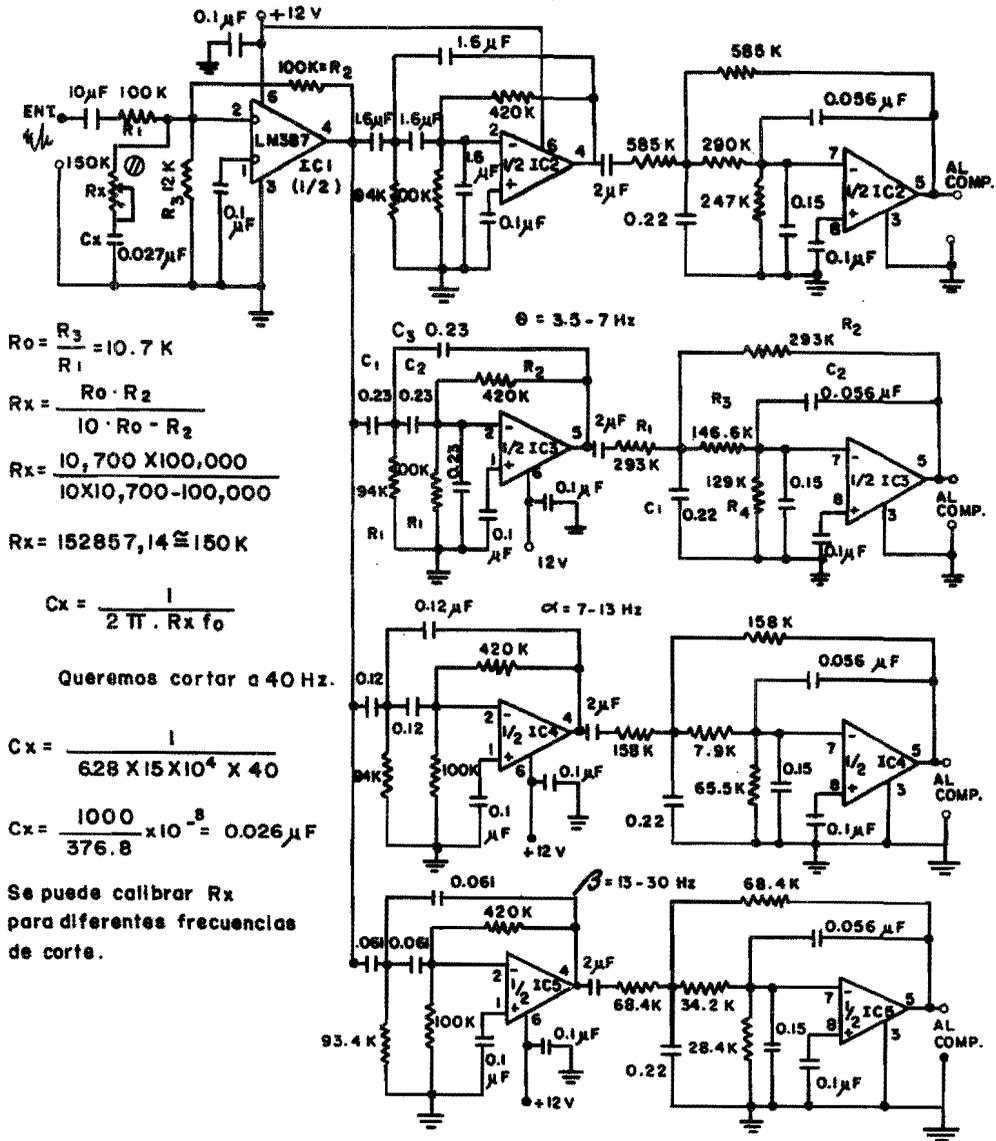


Fig. 54. Valores calculados de los componentes usados para los filtros δ , θ , α y β , los cuales se conectan a los comparadores. (A. Zapata F., 1979).

ientes características como comparador. Para comprender de una manera sencilla el funcionamiento del comparador, nos referimos a la figura 57. Este comparador no invierte la señal. Un voltaje de referencia conocido, es aplicado a la entrada "inversora" del comparador (-) y un voltaje desconocido a su entrada no inversora (+). El "Led" indicará el estado de la salida del comparador. En operación, la salida del comparador está a $-V$ voltios cuando el voltaje de referencia, que en este caso es tierra. El "Led" indicará este estado "encendiendo" o brillando. Cuando el voltaje de entrada es más positivo que el voltaje de referencia, la salida del comparador conmuta de $-V$ a $+V$ y el Led se apaga.

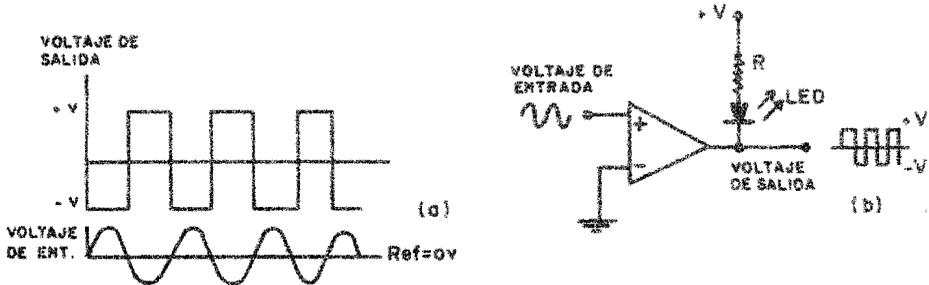


Fig. 57. a. Formas de la señal de entrada y salida de un comparador a circuito a lazo abierto. b. Circuito. También, es posible utilizar una resistencia de retroalimentación (realimentación positiva) en un amplificador operacional y obtener así el lazo de histéresis mostrado en la figura 58b. En este caso, los voltajes $-V$ umbral y $+V$ umbral son los niveles de voltajes aplicados a la entrada que saturan el amplificador. (Ralph Tenney, 1974).

Veamos otro ejemplo. En este arreglo inversor, el resistor de realimentación R_2 está conectado, desde la salida a la entrada no inversora para producir una señal, que trabaja en contra de su entrada con el fin de reducir su efecto. El resistor R_1 aísla la entrada inversora de la fuente de señales y representa la resistencia del circuito de entrada. Asumiremos que aplicamos un voltio a la entrada de R_1 . Debido a la alta impedancia de entrada del amplificador operacional, no circula corriente entre las terminales de entrada positiva o negativa (también denominadas: uniones sumatorias), y hay una caída de voltaje entre las dos terminales de entrada. La unión sumatoria permanece a cero potencial. Puesto que $R_1 = 1000$ ohmios, una señal de un voltio, crea una corriente de 1mA a través de R_1 , fluyendo también a través de R_2 hacia el terminal de salida. En este caso una corriente de 1mA a través de una resistencia de $10,000$ ohmios, crea una caída de voltaje de 10 voltios, por lo que el terminal de salida deberá de ir a -10 voltios.

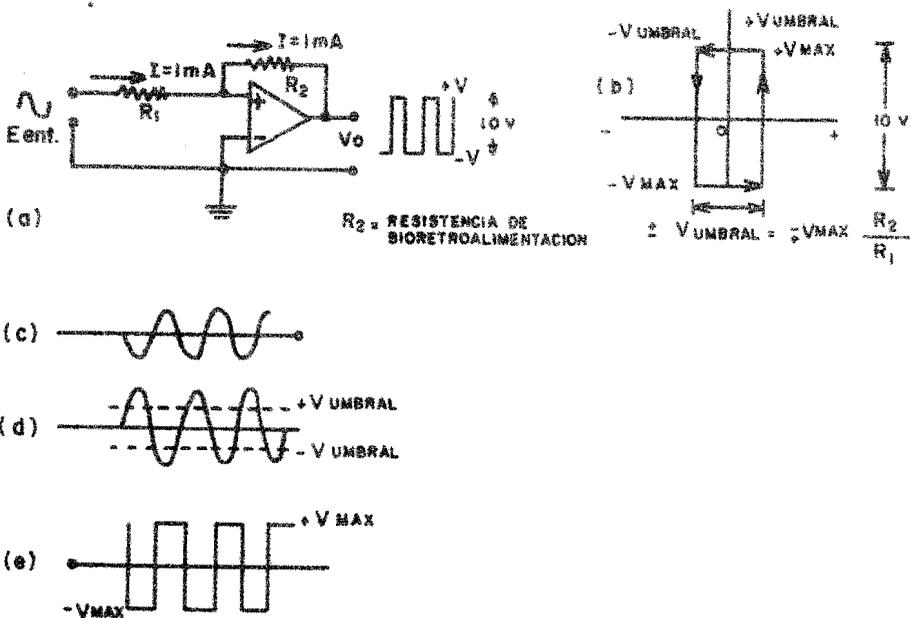


Fig. 58. Configuración de realimentación positiva. a. Diagrama esquemático. b. Característica de salida. c. Onda sinusoidal de entrada. d. Circuito de salida con realimentación negativa donde $R_2 = R_1$. e. Salida con realimentación positiva del circuito mostrado en (a), donde: $R_2 = 10 R_1$. (G. B. Clayton, 1969).

En algunos circuitos no es necesaria la retroalimentación, tal como vimos al principio. Por ejemplo se puede utilizar un comparador con voltaje de referencia variable. Si una entrada es conectada a un voltaje de referencia y el otro a una señal de entrada variable (ver figura 59), el circuito a lazo abierto responderá únicamente a la diferencia de potencial de entre las dos entradas. Debido a la alta ganancia el nivel de salida variará ampliamente (hasta el valor de los voltajes de la fuente de alimentación), tal como un voltaje variable a la entrada (Eent) iguales y exceda al voltaje de referencia. Las formas de onda se muestran en b de la misma figura.

En este tipo de comparador, el voltaje umbral de la entrada es igual al voltaje de referencia (Eref) esto quiere decir que este voltaje de referencia no deberá de exceder al voltaje máximo de modo común (E_{MC}) del amplificador particular usado. Si se requiere Eent. y Eref. pueden ser intercambiados, cambiando de este modo la polaridad de la transición a la salida.

Comparador usando una entrada simple. Para entender el comparador

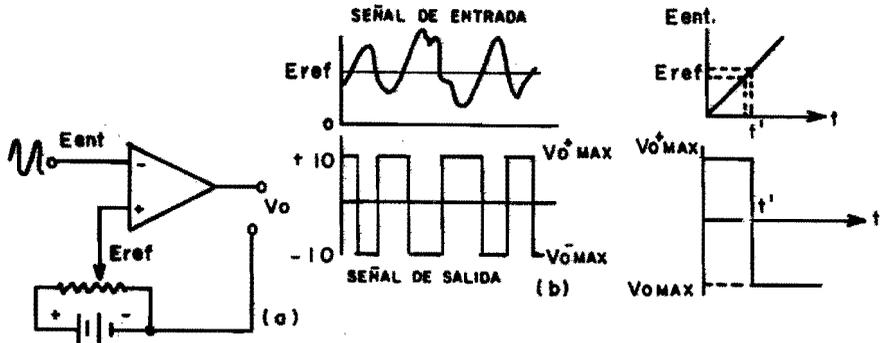


Fig. 59. a. Circuito comparador. b. Señales de entrada y salida. Cuando la señal de entrada es menor que la referencia, la salida del amplificador operacional es altamente positiva y viceversa. Si las dos entradas fueran invertidas, las relaciones de fase podrían también invertirse. (G.B. Clayton, 1969).

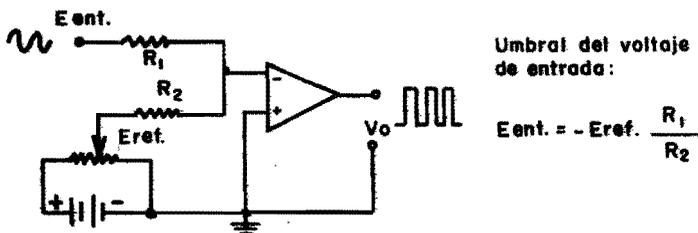


Fig. 60. Comparador usando una sola entrada (G.B. Clayton, 1969).

que utilizaremos en nuestro circuito, veamos un comparador que utiliza una sola entrada poniendo la otra en tierra.

Obsérvese que en este caso no existen limitaciones del modo común. Eref. puede ser cualquier voltaje que sea conveniente y opuesto en polaridad al voltaje de la señal. El voltaje umbral es obtenido mediante la elección de las resistencias de entrada. En ambos de estos comparadores el voltaje de entrada deberá de tener incursiones tanto de la onda positiva como de la negativa sobre el umbral de voltaje, en una cantidad:

$$\frac{V_{o\max}^+ - V_{o\max}^-}{A_{vol}} \quad A_{vol} = \text{Ganancia a lazo abierto}$$

para que una transición completa tome lugar a la salida. En el caso de variaciones rápidas de las señales de entrada, el tiempo de

transición de la salida, es dependiente de las características del transistor, pero cuando el voltaje de entrada varía lentamente, este tiempo es dependiente del incremento relativo del voltaje de entrada. Para acelerar el tiempo de transición a la salida, se requiere el uso del comparador regenerativo.

El comparador regenerativo. En este arreglo se aplica una retroalimentación positiva entre la salida y la entrada por medio de los resistores R_2 y R_1 y cuando E_{ent} alcanza el voltaje umbral el amplificador conmuta regenerativamente entre los estados de saturación y el tiempo de transición de la señal de salida se efectúa, independientemente del incremento relativo del voltaje de entrada. El circuito exhibe histéresis,* es decir que la transición toma lugar para diferentes valores de E_{ent} , independientemente que E_{ent} se incremente o se reduzca, con respecto al valor de E_{ref} .

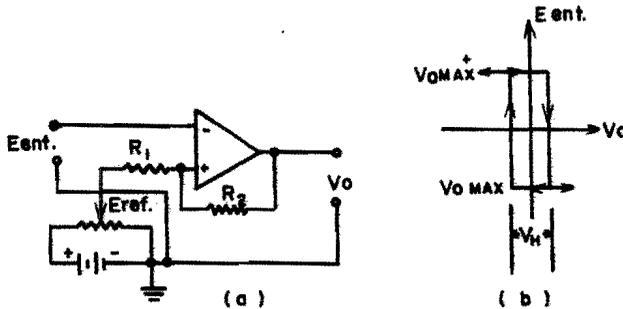


Fig. 61. a. Comparador regenerativo. b. Curva de histéresis. (G. B. Clayton, 1969).

La curva de transferencia para el comparador ilustrado para un valor de E_{ref} igual a cero. El voltaje umbral de entrada al cual la transición toma lugar tiene el siguiente valor:

$$= V_{o \max} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

y con $V_{o \max}$ teniendo sus valores de saturación positiva y negativa, la cantidad de histéresis se calcula mediante la siguiente expresión:

$$V_H = (V_{o \max}^+ - V_{o \max}^-) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

*Histéresis en un ciclo que se repite cuando se alcanzan ciertos valores en un dispositivo de material magnético o en electrónica cuando un comparador alcanza los valores de saturación tanto positiva como negativa.

En todas las salidas de los comparadores, estas pueden ser "ancladas" a valores deseados, en lugar de usar los valores de saturación y esto es enfatizado, con el fin de tener el cuidado de asegurar que los voltajes de entrada y de referencia, no excedan los límites permitidos para el modo común y las señales de entrada diferenciales.

1.7. COMPARADOR USADO EN NUESTRO CIRCUITO

Este es muy especial, puesto que no solo permite que se ajuste el valor de E_{ref} , sino que debido a su característica logarítmica, comprime la salida de señales de grandes amplitudes que se apliquen a la entrada. En la figura 62 se muestra el diagrama esquemático del circuito. Para tener una idea de su funcionamiento, analizaremos dicho circuito.

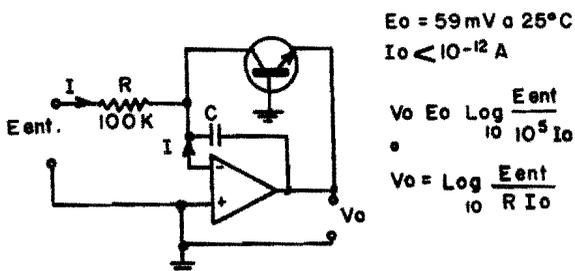


Fig. 62. Amplificador logarítmico. (G.B. Clayton, 1969).

Como es sabido, ciertas uniones semiconductoras exhiben una relación entre el voltaje y la corriente razonablemente exacta, sobre un amplio rango de corriente. El amplificador inversor es utilizado con el resistor de realimentación reemplazado por un dispositivo que exhibe una característica logarítmica. Nuestro comparador utiliza este principio, pero tiene la ventaja de poder variar el nivel de la señal, de tal modo que puede lograrse el punto de funcionamiento óptimo. Esto se efectúa con el control de 100 K (Fig.62). Puesto que tiene dos elementos no lineales como red de realimentación, su característica es casi logarítmica y cualquier señal de gran amplitud se comprime a la salida.

Fuentes de alimentación. La utilización adecuada de un circuito electrónico se basa específicamente en el diseño correcto de su fuente de alimentación. Iniciaremos estos conceptos hablando del transformador. El transformador es generalmente un convertidor de voltaje. Este reduce la línea de alimentación de 117 voltios C.A. a los bajos voltajes necesarios en los diseños de circuitos a estado sólido. La mayor parte de los circuitos descritos operan en el rango de 1.5 voltios a 28 voltios, los sistemas de circuitos integrados lineales operan en el rango de ± 4.5 voltios a ± 8 voltios; los circuitos lógico de familia CMOS requieren voltajes entre 4 y 18 voltios y los TTL requieren el uso de una fuente muy bien regu-

lada de 5 voltios.

1.8. FUENTES USADAS EN EL CIRCUITO

Las fuentes utilizadas para alimentar al circuito analizador de frecuencia son dos:

Una fuente para alimentar los filtros y la otra para los circuitos lógicos que se utilizan para los contadores de frecuencia y los generadores de barras indicadoras, con diodos emisores de luz (Led's). El circuito mostrado en la figura 63 es el diseño de la primera, donde el transformador común es uno de 25 voltios con centro, es decir, que proporciona 12.5 voltios por lado, con respecto a tierra y 2 amperios de corriente. El circuito usa un rectificador a puente, así el negativo de la fuente, proporciona el voltaje negativo y el lado positivo proporciona el voltaje positivo de la fuente, o sea, se obtienen ± 12 voltios a la salida.

Fuente de 5 voltios 3 amperios. El circuito mostrado en la figura 64 proporciona 5 voltios regulados a unos 3 amperios. Al transformador proporciona 6.3 voltios a 6 amperios (4 amperios si no se utiliza disipador en el regulador).

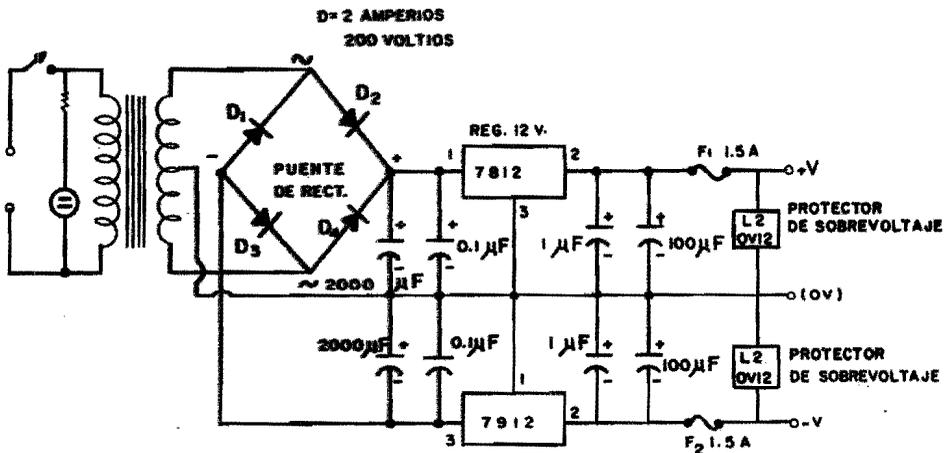


Fig. 63. Fuente de alimentación dual de ± 12 voltios. (Joseph Carr, 1978).

1.9. EL CIRCUITO INTEGRADO USADO COMO GENERADOR DE BARRAS

Para iniciar nuestros conceptos hemos de aclarar que en el caso del diseño del equipo, usamos: circuitos lógicos de la familia TTL. Para lograr la utioización de estos circuitos, tomamos los pulsos de 5 voltios de amplitud que salen de los comparadores - -

(TTL significa l3gica de transistora transistor).

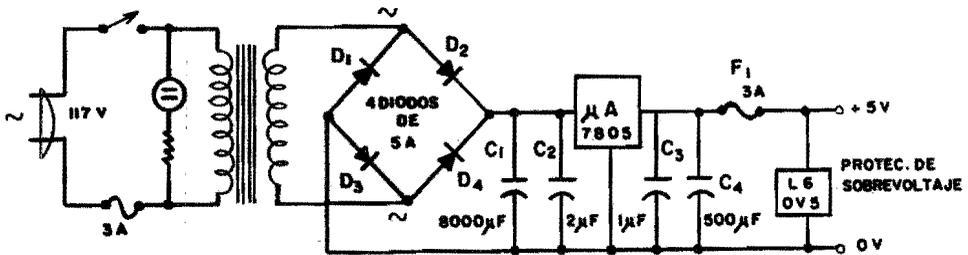


Fig. 64. Fuente de alimentaci3n de 5 voltios para ser utilizada en el circuito Analizador de se1ales del EEG. (Joseph Carr, 1978).

1.10. COMPARADORES Y DIVISORES DE VOLTAJE USADOS COMO CONTADORES SE CUENCIALES

El coraz3n de muchos circuitos que dan un gr1fico de barra a Led's es el comparador m1ltiple. Este Circuito Integrado (C.I.), contiene cuatro comparadores independientes. Conectandos dos o tres de tales circuitos a un divisor de voltaje con una serie de resistencias, se obtiene un lector a gr1fico de barras (Fig. 65). El circuito graficador de barras TL490C, contiene diez detectores de nivel anal3gicos, divisores de voltaje y diez comparadores. Pueden encender una columna (barra) de 10 "Led's", en incrementos de voltaje ajustable de 50 a 200 milivoltios por "led". Estos C.I. incorporan transistores de salida que permiten alimentar a los diodos emisores de luz, directamente.

1.11. CONVERTIDOR ANALOGICO DIGITAL (A/D) CON SALIDA BCD.*

La figura 65 muestra el circuito del convertidor anal3gico digital con una resoluci3n de 4 bits.**. El coraz3n de este circuito es el codificador de prioridad 74147. La designaci3n para este circuito integrado es la de: codificador de prioridad de 10 l1neas a 4 l1neas. Este dispositivo contiene 31 compuertas y se puede obtener en versi3n de bajo consumo (74LS147). La figura 67 muestra tanto la designaci3n de las terminales como la tabla de estados del 74147. N3tese que se ha designado a las entradas activas (+5 V) por la letra L, mientras que las entradas inactivas por la letra H (nomenclatura inglesa).

Circuito utilizado en el dise1o del analizador de frecuencias. (lectura de punto movable). Un graficador de barras es preferible en algunas aplicaciones, pero en otros casos es conveniente que un solo diodo emisor de luz brille en cada instante. El nombre m1s apropiado de este circuito ser1a: DESPLEGADO DE PUNTO MOVIBLE. La figura

*C3digo binario-decimal.

**Digito binario.

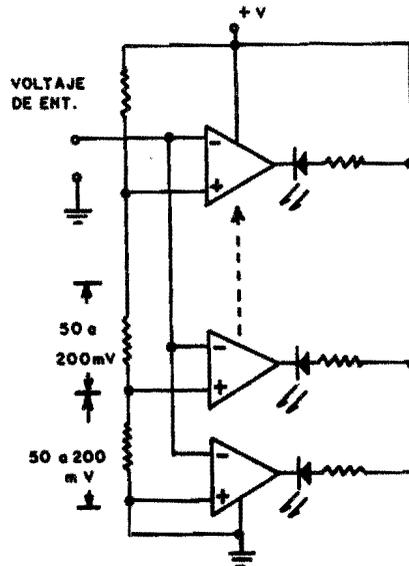


Fig. 65. Comparador a divisor de voltaje utilizado en un circuito graficador de barra a Led's. (Forrest M. Mins, 1979).

68 muestra como construir un decodificador NAND* de compuertas a C.I. Es decir, como transformar un graficador de barra de 4 elementos a un lector de 1 a 4 puntos movibles.

1.12. SECUENCIADOR DE PUNTO MOVIBLE

Un secuenciador de punto movable puede ser construido utilizando el circuito de la figura 69. Se utilizan cuatro circuitos secuenciadores (uno para cada filtro), con el fin de conocer el número de pulsos acumulados en cada canal, de tal modo que al final se calcule solo con la lectura del cómputo acumulado en los diodos emisores de luz o bien, añadiendo el conteo efectuado por el contador digital, en cada canal. Este sistema es bastante versátil, ya que puede utilizarse para análisis de señales en tiempos cortos, como análisis de señales en tiempos largos, tales como el análisis de las frecuencias de las ondas del EEG, durante una noche de sueño.

El circuito 74154 es operado como un decodificador de 4 a 16 líneas, pero puede utilizarse como DEMULTIPLEXOR, desconectando una de las dos líneas de entrada (Pins 18 y 19) de la conexión de tierra y conectando la señal de "muestreo" en estas patitas, cuando se desea una señal de salida.

*Circuito formado por un inversor y una compuerta AND.

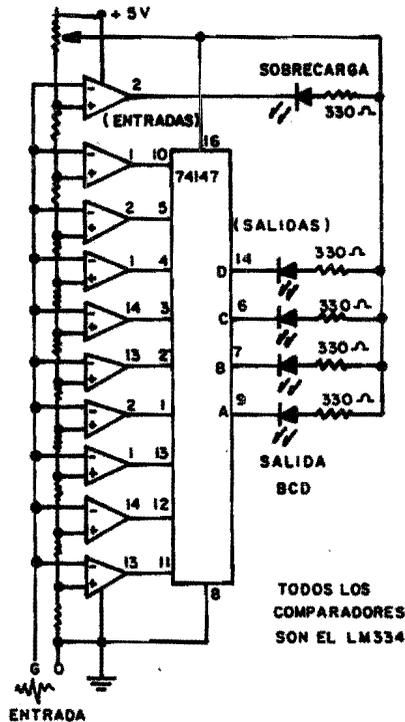


Fig. 66. Convertidor analógico digital paralelo. (Forrest M. Mins, 1979).

1.13. CODIFICADOR EN CODIGO BINARIO DECIMAL (BCD) A SIETE SEGMENTOS

Considérese el desplegado (Display)* normal de siete segmentos que aparece en la figura 70, con vistas al diseño del decodificador de BCD a siete segmentos, con lógica positiva. Esta unidad combina toria, recibe la información en sus entradas en forma binaria. Nótese que se han etiquetado a las cuatro entradas con W, X, Y y Z. En la figura 70 se está aplicando la información que representa al número 9 (Fig. 70).

Las siete salidas del decodificador etiquetadas desde la letra a a la letra g, forman en el "desplegado" de siete segmentos, el número que se está recibiendo, en codificación BCD. Cada salida está conectada a un segmento etiquetado con la misma letra. La otra terminal de cada segmento es conectada a una fuente de corriente (tal como la línea de barrido del calculador). Para energizar a un segmento (hacerlo que se ilumine), para lo cual el decodificador trans

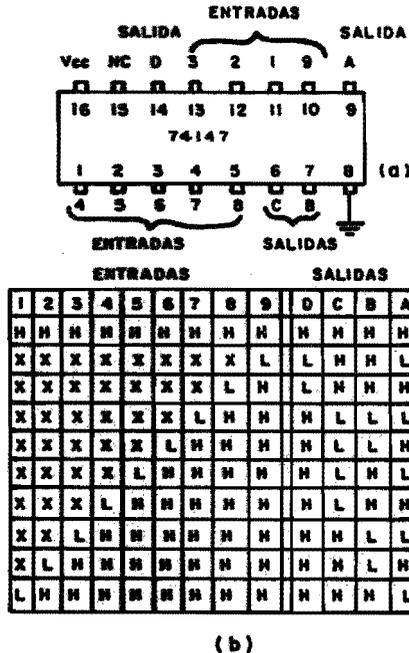


Fig. 67. (a) Conexiones de las terminales del 74147.
(b) Tabla de estados.

mite un cero en esa salida. Esto permite a la corriente fluir a través del segmento y hacia la salida. Esta acción hace que la corriente fluya a través del segmento y hacia su salida. Esto se efectúa como se describiera en el Capítulo 1, pero dejamos fuera al punto decimal para hacer la explicación más simple. En la figura el "9" ha sido transmitido en un código de 7 segmentos como el 0000100, el cual hace que todos los segmentos conduzcan exceptuando al "e" (Nótese que al referirnos a la lógica "1" y "0" en este circuito eléctrico, estamos usando lógica positiva. El alto voltaje significa 1 y el bajo voltaje significa 0). Ahora podemos decir que cualquier información binaria o lógica puede ser manejada por compuertas colocadas en la secuencia y forma adecuada. Pero en la práctica el diseñador deberá decidir como combinar una red de compuertas para manejar cualquier situación particular.

1.14. DECODIFICADORES

Para obtener una lectura decimal desde la salida BCD del contador 7490, una etapa decodificadora es requerida con la tabla de verdad mostrado en la figura 72. El tipo utilizado aquí es el impulsor 7447 (driver) y decodificador de BCD a 7 segmentos, el cual

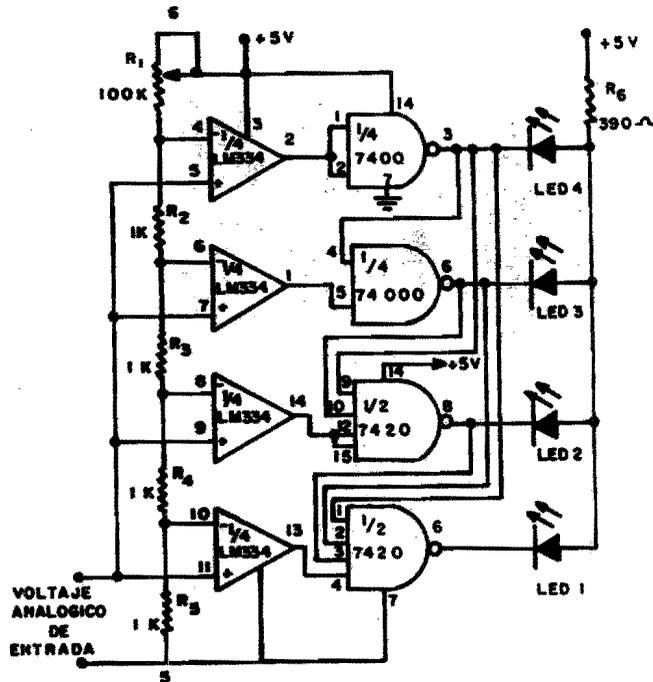


Fig. 68. Decodificador a compuertas NAND convierte un graficador de barras de 4 elementos a un lector de 1 a 4 puntos móviles. (Forrest M. Mims, 1978).

tiene etapas de salida a colector de transistor sin cargas. De este modo la combinación del LED y la resistencia limitadora actúa como carga para los colectores de los transistores de salida en el 7447. En uso, los terminales de la salida de los segmentos del 7447 están conectados a través de las resistencias limitadoras a los alfileres o patitas del display. Los valores de las resistencias limitadoras utilizadas determinan la brillantez de los segmentos del desplegado (display). Para el 7447 podemos usar resistencias de 150 ohmios, pero resistencias de 470 ohmios, han sido especificadas para asegurar mayor duración. Si se utiliza el desplegado a cátodo común, se deberá usar el decodificador 7448. Un método simple de conexión podría ser el mostrado en la figura 72.

Las entradas indicadas por las letras mayúsculas A, B, C y D sobre los alfileres de conexión 1, 2, 7 y 6 del 7447 son para la entrada BCD desde el 7490 y deberán conectarse a las salidas del contador 7490.

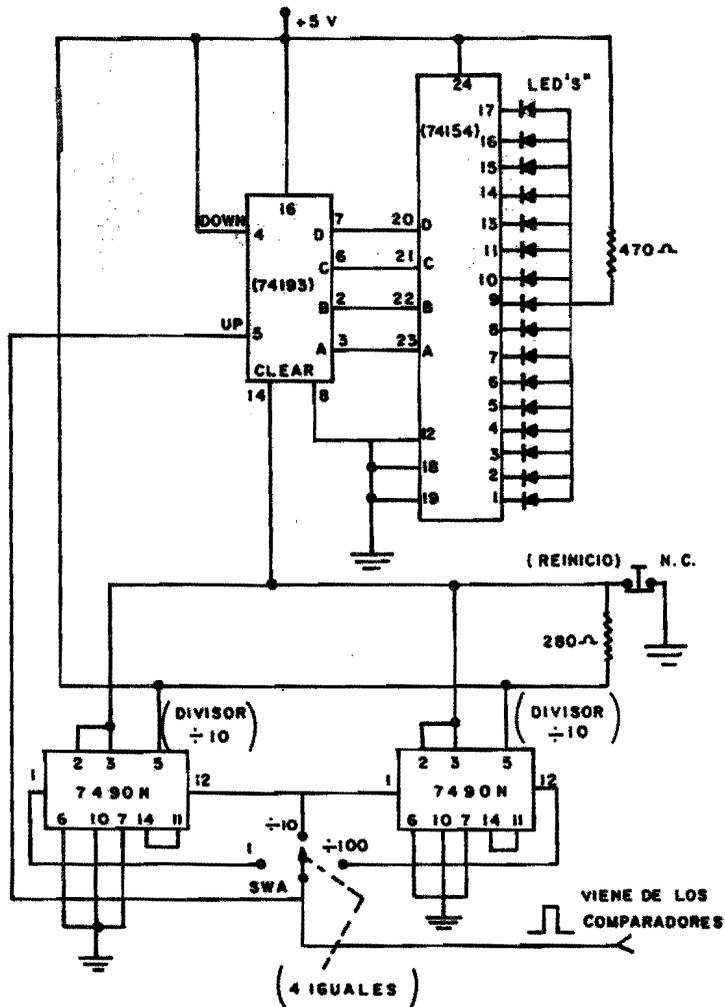


Fig. 69. Diagrama esquemático del señalador de puntos en forma de barra, nótese que se conectó la salida abajo (DOWN) a los 5 voltios para lograr que cuando el conteo llegue al número 16 vuelva a iniciarse en el 1. También se conectaron dos divisores entre 10 para lograr ampliar el rango de conteo. (Forrest M. Mims, 1978). (Modificado por A. Zapata F., 1980).

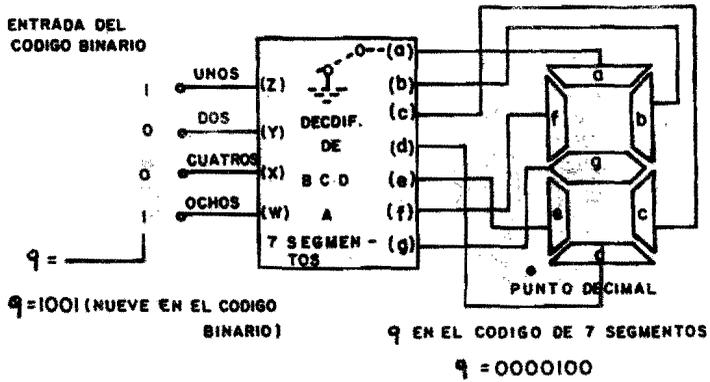


Fig. 70. Diagrama de "bloques" de un decodificador BCD a 7 segmentos, mostrando su funcionamiento. (En este circuito el "1" y el "0" tienen significados que asume la lógica positiva. (Gene Mc Whoster, 1978).

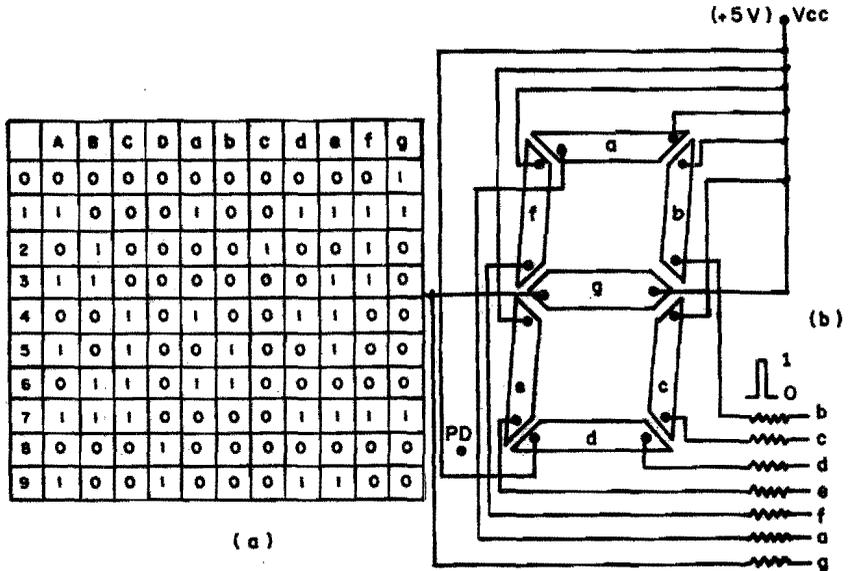


Fig. 71. (a) Tabla de estados para un display para ánodo común. (b) Tabla de estados de los caracteres para este tipo de despliegado. (Mc Whoster, 1978).

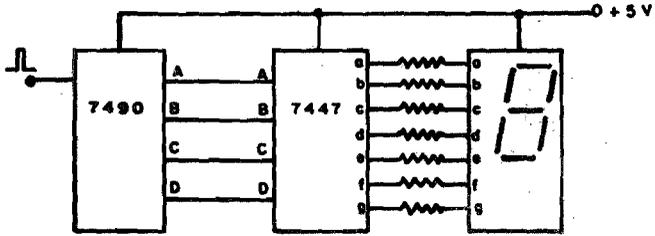
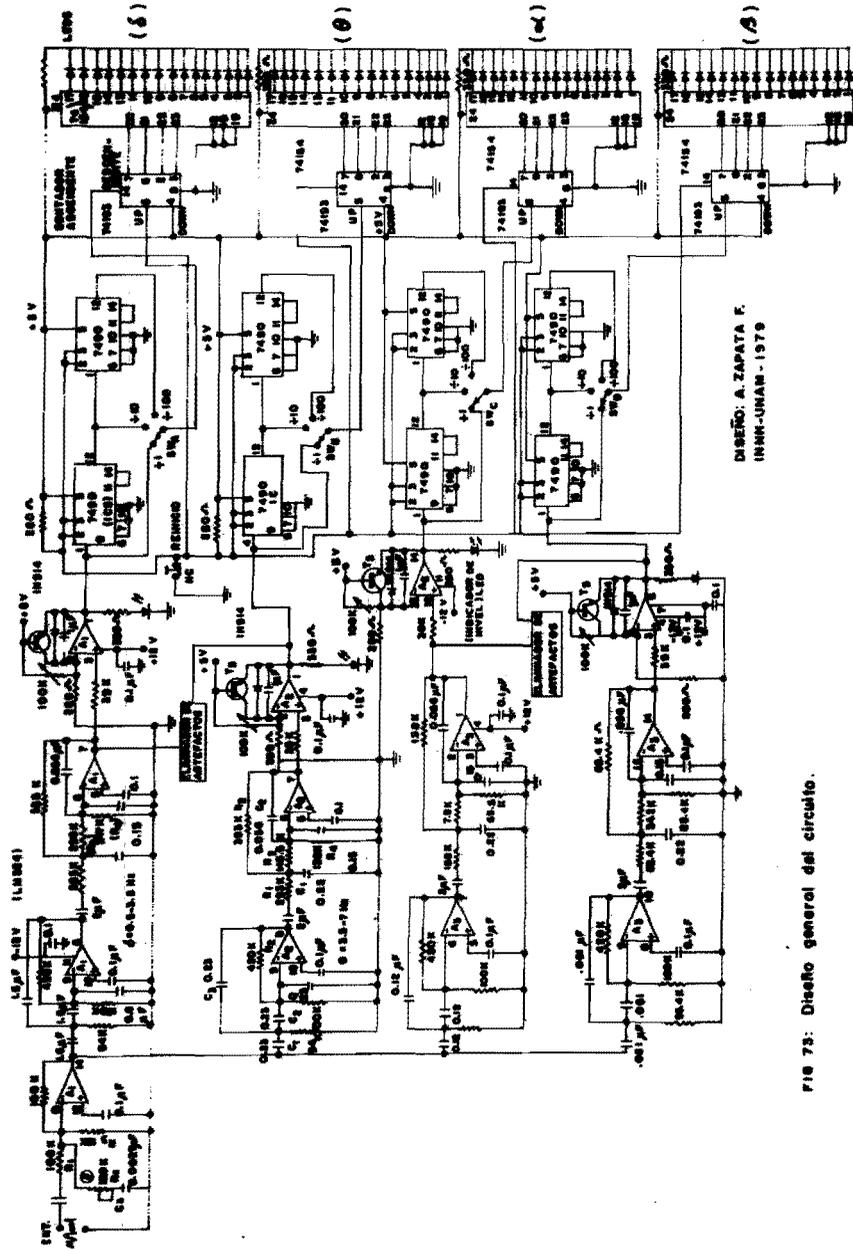


Fig. 72. Conexión de un grupo de circuitos integrados para obtener el desplegado numérico. (Electronic Today International, pp. 36, Marzo, 1978).



DISSEGNO: A. ZAPATA E.
INNH-UNAM - 1979

FIG. 73: Disegno generale del circuito.

CAPITULO II

ENSAYO PSICOFISIOLOGICO

2.1. Procedimiento

Con anterioridad se habían llevado a cabo dos series de experimentos grabados magnéticamente. A continuación resumimos la metodología utilizada en esas dos series experimentales.

SERIE I

Se seleccionaron seis voluntarios, tres hombres y tres mujeres con edad promedio de veintiseis años, estudiantes de algún postgrado universitario. Fueron sometidos a una prueba que permite determinar el nivel de ejecución de una tarea visomotora y también la capacidad de los sujetos para evaluar intervalos de tiempo. La ejecución de la prueba se relaciona a un registro poligráfico que involucra el electroencefalograma, electrocardiograma y la medida de la frecuencia y de la amplitud respiratoria. Esta prueba ya ha demostrado su eficacia para determinar con precisión cambios finos en el nivel de vigilancia (Fernández-Guardiola y Cols, 1971, 1972). En síntesis, la prueba consta de dos periodos. En el primero de ellos los sujetos reciben un estímulo luminoso único ("flash") que tiene un intervalo fijo de diez segundos. Los sujetos ignoran la magnitud real del intervalo. Previamente han sido instruídos para que opriman un botón, a la brevedad posible, cada vez que el estímulo aparece. Durante este período que puede considerarse como etapa de entrenamiento se evalúa el tiempo de reacción del sujeto. Durante el segundo período los sujetos oprimen el botón cada vez que juzgan que el estímulo luminoso aparecería. Este es el período de estimación de intervalos o ejecución de la tarea.

Para emplear los procedimientos descritos en el párrafo anterior, los sujetos seleccionados fueron introducidos en una cámara sonoamortiguada en ausencia de luz medioambiental y reposaron en una cama quiropráctica. Previamente se habían colocado electrodos percutáneos, en las regiones occipitoparietales para obtener registros EEG de esas áreas. Las señales bioeléctricas obtenidas se registraron en un electroencefalógrafo ALVAR de diez canales. Las señales encefalográficas fueron grabadas magnéticamente para su posterior análisis.

El objetivo de estas series de estudios era el ensayo farmacológico del extracto de una planta ("Calea Zacatechichi") "Calea Zacatechichi" con supuestos efectos Psicotrópicos. Por esta razón cada sujeto fue registrado cinco ocasiones para un total de treinta registros. Todos estos registros grabados magnéticamente y se analizaron con el aparato que es objeto de esta tesis.

SERIE II

Los mismos sujetos del experimento anterior fueron sometidos a otra prueba psicofisiológica. Esta vez fueron instados a dormir una siesta. Nuevamente el objetivo del estudio era un ensayo psico farmacológico. Los registros también fueron grabados magnéticamente y reproducidos para su análisis con el aparato diseñado. El total de registros en esta serie fue de veinticuatro; todos ellos fueron procesados. A fin de tener alguna forma de comparación se utilizó un dispositivo electrónico que permite el conteo de las ondas electroencefalográficas para intervalos de tiempo dados. Este aparato se basa en el circuito diseñado por Guzmán-Flores y Cols, (1971 y 1975).

Estos registros fueron reproducidos en uno de los canales de un polígrafo. La señal de la grabadora se introducía simultáneamente al polígrafo, al circuito que permitía contar las ondas de EEG y al aparato analizador de señales bioeléctricas. Cada veinte segundos se tomaba nota de las frecuencias "leídas" por el analizador y la frecuencia acumulada en el circuito contador. Los resultados se expresan tanto en cuanto a la lectura del analizador, como las lecturas del contador. A fin de determinar la sensibilidad del analizador se hizo, en primer lugar, el estudio de la acumulación de frecuencias "leídas" en comparación con las frecuencias "contadas". Esta parte del estudio permitió conocer el rango de falla del analizador cuando está procesando una señal bioeléctrica. Además con un objetivo semejante se utilizó un generador de frecuencias de uso comercial lo que también permitió conocer el rango de sensibilidad del analizador cuando se le introduce una señal artificial.

2.2. Resultados

Se encontró que dentro de cierto rango y características de entrada el aparato diseñado tiene utilidad para medir el EEG, con las siguientes consideraciones. El diseño pierde la sensibilidad cuando la amplitud de la señal que se le introduce no se ajusta adecuadamente. Es decir, cuando no se controla la amplitud de la señal que está procesando el aparato, entonces aparece ruido en el sistema, de modo tal que todos los filtros tienden a descargar dentro del mismo rango de frecuencias, que es próximo a 10 cps. No obstante esta falla del diseño es posible determinar el rango de frecuencias en que se mantiene una muestra de sujetos en una situación experimental controlada. En las figuras 74 y 75 se muestra el resultado acumulado por seis sujetos a lo largo de treinta registros en los que debían ejecutar una tarea visomotora (Serie I). La mayor parte de los sujetos pasan el tiempo que dura el experimento en un estado de expectancia por lo cual la mayor parte del tiempo su electroencefalograma muestra un predominio de ritmos de las bandas alfa.

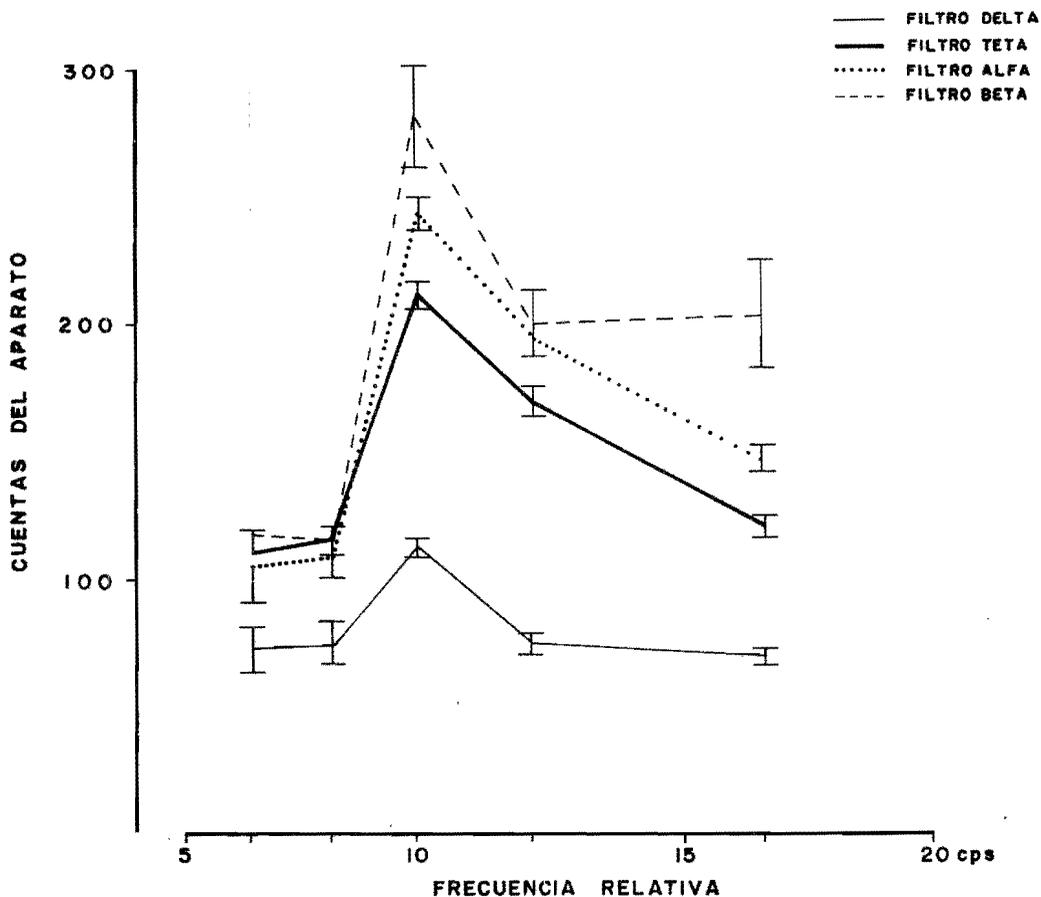


Fig. 74. Cuando la amplitud de entrada al diseño se dejó al azar el rango de discriminación del aparato falló ostensiblemente. Todos los filtros tienden a descargar en la misma frecuencia (alrededor de 10 ciclos por segundos, cps). Ordenada, cuentas leídas por el diseño; abscisa, frecuencia leída por el contador.

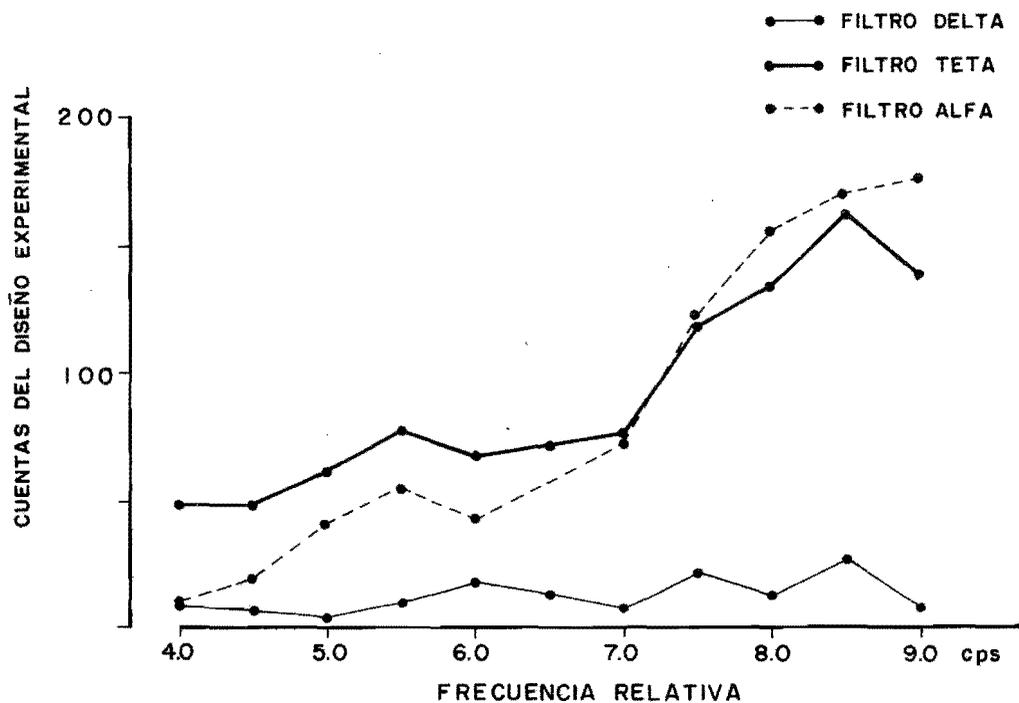


Fig. 75. El rango de sensibilidad de los filtros se altera si la sensibilidad del aparato no es constante. El filtro correspondiente a la banda beta mostró el nivel más alto de ruido, por esta razón no se muestra en esta figura.

En esta parte del estudio se pudo determinar que todos los filtros tienen un alto nivel de ruido si se deja sin control la amplitud de la señal introducida al aparato. Pero además se encontró que el filtro de la banda beta no tiene, en la forma que está construido el aparato sensibilidad de discriminación alguna y que se contamina por las demás frecuencias. Por lo que respecta a los demás filtros, se pudo observar que en algún punto comparten frecuencias, por que el filtro delta procesa los componentes lentos. Por otro lado se encontró (Figura 75) que las sensibilidades de los filtros teta y alfa en estas condiciones tienen una sensibilidad paralela.

Cuando para probar el diseño se utilizó un generador de ondas sinusoidales, se controló la amplitud y se le mantuvo fija. Este procedimiento permitió ajustar los controles de sensibilidad y encontrar el nivel óptimo de amplitud de señal que permitiera un análisis fidedigno.

Como es de esperarse cuando se construyen filtros pasabanda y sobre todo tratándose de las frecuencias del electroencefalograma, se encuentra que las constantes de caída de los filtros se trasladan; las distintas bandas de frecuencias del EEG se encuentran vecinas entre sí y dentro de un rango muy restringido. Este hecho hace que a pesar de que se mantenga fija la amplitud de entrada los filtros compartan ciertos rangos de frecuencias.

En la Tabla 1 se muestran las distintas frecuencias de corte de los filtros del aparato cuando la señal de entrada se mantuvo constante en 1 voltio. La señal procesada por el aparato se introdujo a un osciloscopio lo que permitió determinar que una señal de

TABLA 1: Amplitud de entrada, constante = 1 Volts
(Salida de monitor, constante = 60 mV)
Relación entrada/monitor = 1: 0.06

Frecuencias de corte

Filtro 1 (δ)	Filtro 2 (θ)	Filtro 3 (α)	Filtro 4
0.75-2.5 Hz	2.2-8.3 Hz	10.0-15.0 Hz	---

esta magnitud de una salida en el aparato de 60 mV. En estas condiciones se observó que los filtros escasamente comparten frecuencia de corte, pero estas frecuencias están lejos de las frecuencias ideales en cuanto a las bandas de ritmos EEG. Por ejemplo, el filtro 3 debería iniciar su descarga por arriba de los 15 cps, sin embargo, es en este punto donde tiene su límite superior de corte.

Posteriormente la amplitud de la señal de entrada se mantuvo constante en 2 voltios, la salida del monitor fue de 140 mV. Su re

TABLA 2: Amplitud de entrada, constante = 2 Volts
(Salida de monitor, constante = 140 mV)
Relación entrada/monitor = 1: 0.07

Frecuencias de corte

Filtro 1 (δ)	Filtro 2 (θ)	Filtro 3 (α)	Filtro 4
0.5-4.7 Hz	3.5-16.6 Hz	6.2-19.2 Hz	---

lación entre amplitud de la señal de entrada y de salida fue semejante a cuando la amplitud de entrada fue inferior. Como puede observarse en la Tabla 2, en estas condiciones aumenta el rango de frecuencias compartidas pero se logra que los filtros descarguen en las frecuencias más cercanas a aquella para la que fueron diseñados. Ahora bien, si la amplitud de entrada rebasa los 2 voltios, las consecuencias es que aumenta el rango de error en la lectura del diseño (Ver la Tabla Número 3).

TABLA 3: Amplitud de entrada, constante = 3 Volts
(Salida de monitor, constante = 210 mV)
Relación entrada/monitor = 1: 0.07

Frecuencias de corte

Filtro 1 (δ)	Filtro 2 (θ)	Filtro 3 (α)	Filtro 4
0.5-4.0 Hz	2.5-22.7 Hz	5.5-22.2 Hz	---

En base a estos resultados se asumió que el aparato funcionaría en condiciones óptimas cuando la amplitud de la señal introducida al aparato se mantuviera en el rango de los 2 voltios; y la salida del monitor diese una señal que en promedio fuera de 140 mV.

Con estas consideraciones todos los registros de las series experimentales I y II fueron nuevamente procesados. Esta vez se controló la amplitud de la señal y se procuró que el promedio estuviera a 140 mV, en la salida el monitor.

El análisis individual de la sensibilidad de los filtros mostró que nuevamente los filtros teta y alfa comparten algunas frecuencias EEG. El filtro beta se descartó debido al elevado nivel de ruido observado en sus lecturas. Con respecto al filtro delta se encontró que cuando la señal que se introduce es el EEG, hay tres picos de sensibilidad (Figura 76). Estos picos son 4.5, 6.5,

y 8.5 cps: evidentemente solo en el primer pico se pudo corroborar la presencia del ritmo delta del EEG. Por ese motivo se asumió que los otros dos picos de sensibilidad corresponden a los componentes lentos de los ritmos de la banda teta y alfa.

A pesar de estas limitaciones se pudo encontrar alguna coincidencia entre las características morfológicas del EEG, las frecuencias contadas y expresadas como frecuencias relativas y de estos dos elementos con las frecuencias leídas por el diseño. A continuación se presentan los resultados de cuatro registros que se tomaron como muestra.

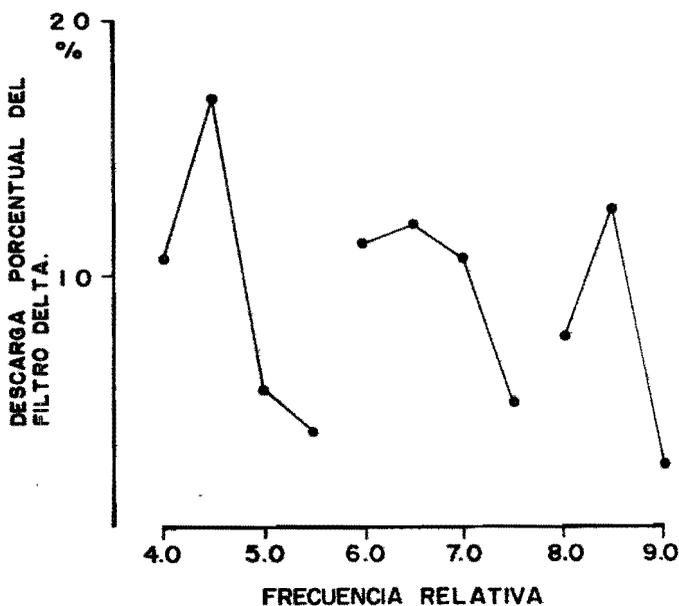
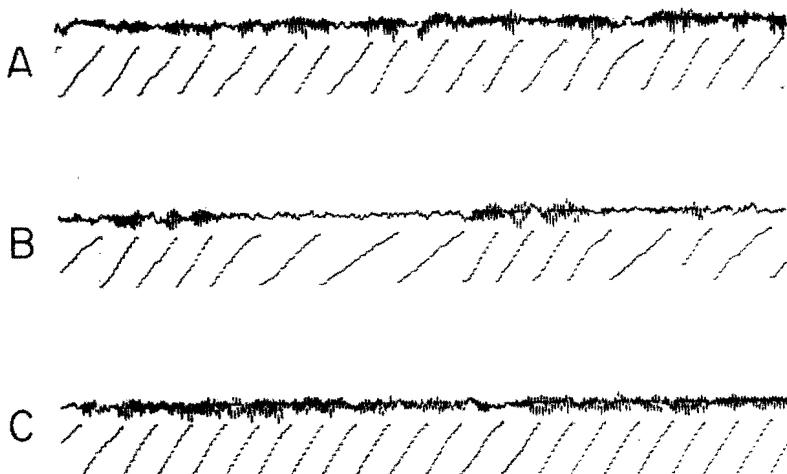


Fig. 76. Manteniendo constante el nivel de entrada al aparato en 2 voltios y la salida del monitor próxima a 140 mV, el filtro delta tiene tres bandas de descarga. Solamente las frecuencias inferiores a 4.5 cps correspondieron a la morfología de ritmo delta en el EEG. Los otros dos picos (6.5 y 8.5 cps), correspondieron al componente lento de estas frecuencias.

Ejemplo 1

La figura 77, muestra tres secciones del electroencefalograma de uno de los sujetos (GMM- C- 7), durante la prueba de ejecución visomotora. Puede observarse el predominio del ritmo alfa. En la Figura 78 se muestra el análisis de frecuencias de este registro, las flechas señalan los sitios en donde se tomaron las muestras del electroencefalograma. En términos generales las lecturas del filtro alfa y teta muestran una buena coincidencia con las frecuencia relativa y con la morfología del trazo. Sin embargo pueden observarse lecturas altas del filtro delta a pesar de que este ritmo no aparece en los trazos. No obstante en un exámen cuidadoso del EEG, permite determinar que existe una inestabilidad de la línea base lo que permitiría interpretar que es este componente lento el que se está cuantificando por el filtro delta. Por cuanto respecto a la forma en que las frecuencias se acumulan para este registro, en este sujeto, se encontró que independientemente del filtro las frecuencias se acumulan alrededor de los 8 cps (Fig. 79). Además que hay una relación lineal entre las cuentas del aparato y las frecuencias contadas (Frecuencia relativa), para los filtros teta y alfa.



Ss GMM-C-7

Fig. 77. El electroencefalograma de tres estadios distintos de vigilancia de uno de los sujetos experimentales. El trazo inferior de ésta y las demás figuras corresponde a la salida de la escalera que contaba cada onda EEG. La caída está fija en diez pulsos (Cal. 1 seg.)

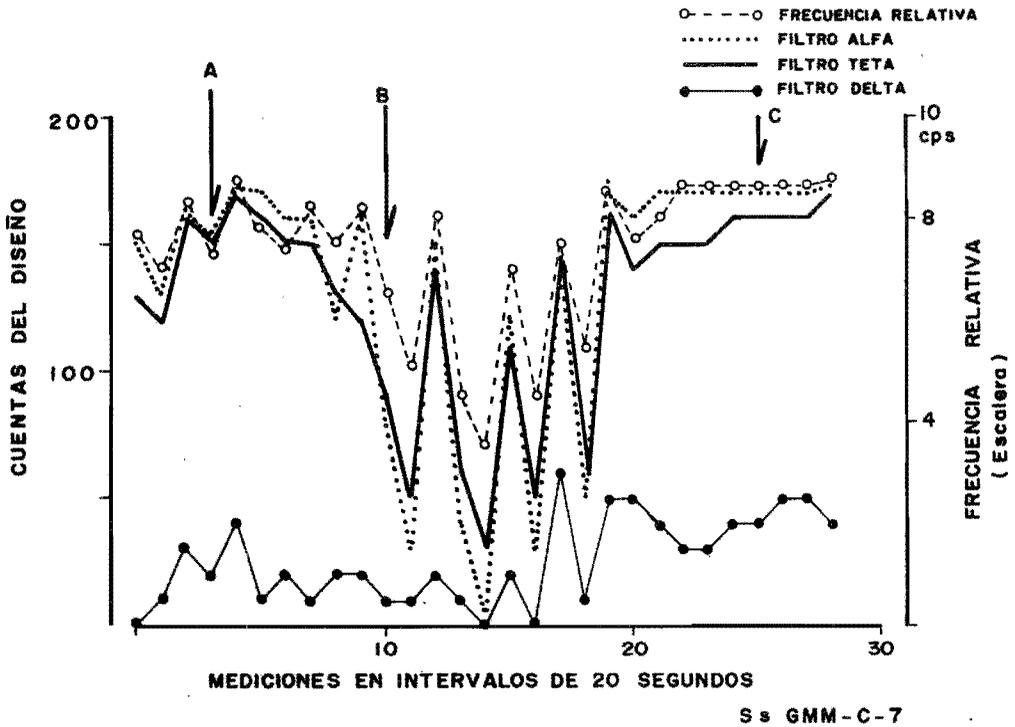


Fig. 78. Análisis de frecuencia. A, B y C y flechas señalan los puntos en que se seleccionaron los trazos mostrados en la Fig. 77. Puede observarse clara coherencia entre la frecuencia relativa y las cuentas leídas por el diseño.

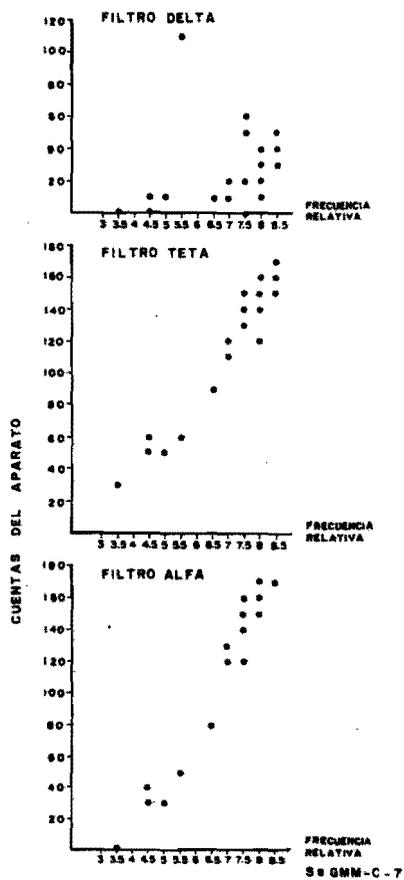


Fig. 79. Análisis de acumulación de frecuencias EEG del sujeto mostrado en las Figuras 77 y 78. Las frecuencias se acumulan predominantemente en la banda de ritmo alfa y teta, en una relación lineal.

Ejemplo 2

El mismo sujeto del que escogieron los trazos mostrado anteriormente se seleccionó, por la claridad de su EEG, para mostrar lo que ocurre en un estadio de somnolencia. En la Fig. 80 se muestran tres trazos. En A un breve período de sueño, en B el despertar y en C la vigilia. En la Figura 81 se muestra el análisis de frecuencias. Puede observarse una buena correlación en general entre la morfología del EEG, la frecuencia relativa y las cuentas del diseño para cada filtro. Como puede observarse en la Figura 82, ahora el rango de frecuencias acumuladas para cada filtro está más dispersa pero se mantiene la relación lineal para los filtros teta y alfa.

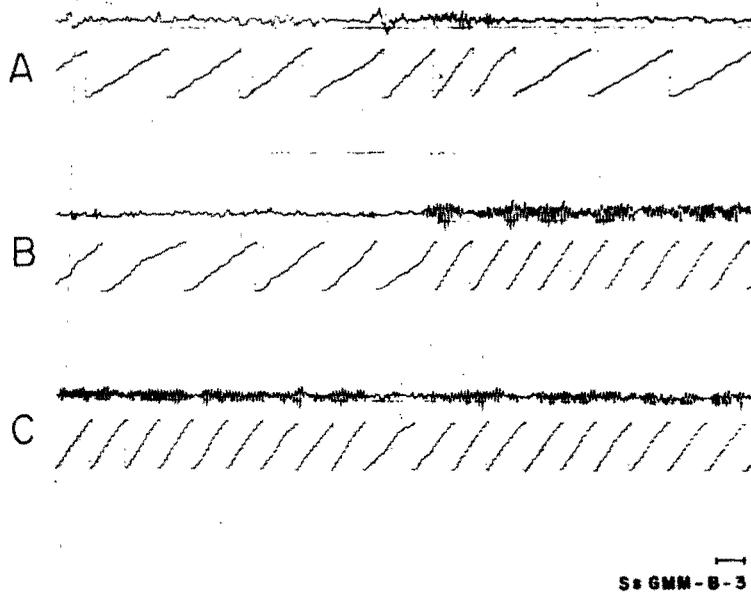
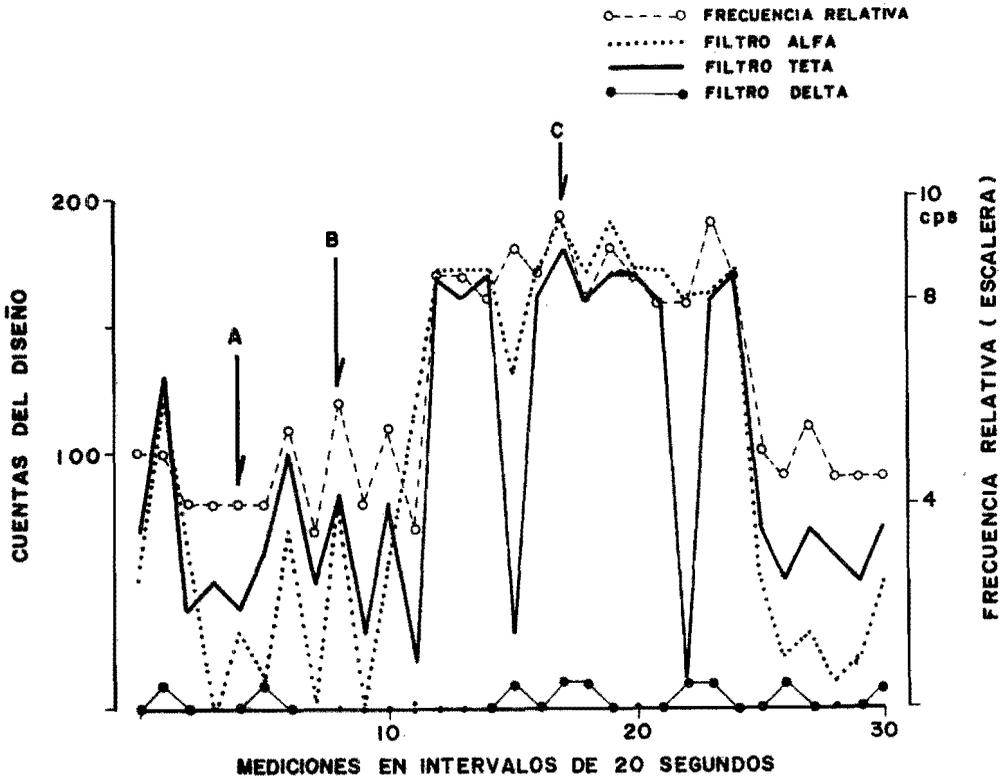


Fig. 80. Muestra de un electroencefalograma en estado de somnolencia (A y B) y en vigilia (C). (Cal. 1 seg.).



Ss GMM-B-3

Fig. 81. Análisis de frecuencia del registro mostrado en la Fig. 80. A, B, C, corresponden a los registros mostrados en la figura antes aludida. Puede observarse que al principio del registro (A y B) la frecuencia dominante es teta y en C hay un aumento de las frecuencias con reaparición del ritmo alfa.

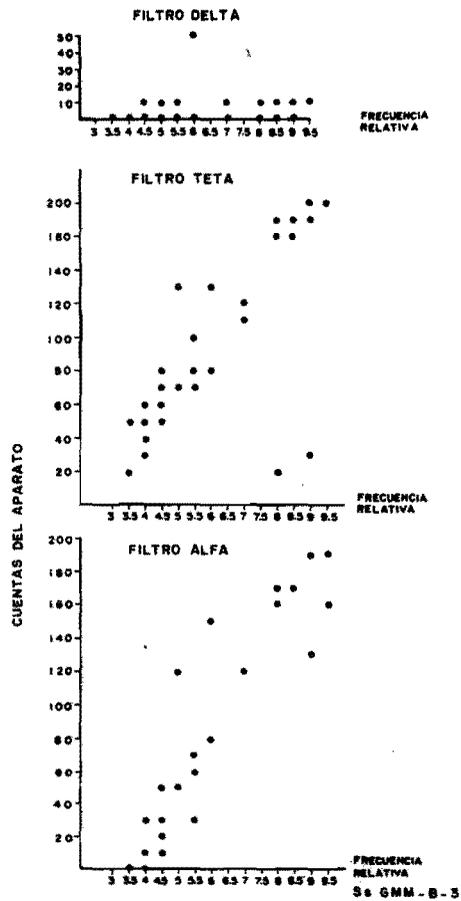


Fig. 82. Acumulación de frecuencias del registro mostrado y analizado en las Figuras 80 y 81. Hay una relación lineal para los filtros teta y alfa.

Ejemplo 3

En las Figuras 83 y 84 se muestran los resultados obtenidos en un sujeto dormido. Nuevamente se observó una nueva correlación entre trazos EEG y frecuencias. Merece mención especial el hecho de que las frecuencias acumuladas se desplazaron hacia las frecuencias bajas, pero además, el que se perdiera la linealidad que se venía mostrando en las dos muestras anteriores (Fig. 85).

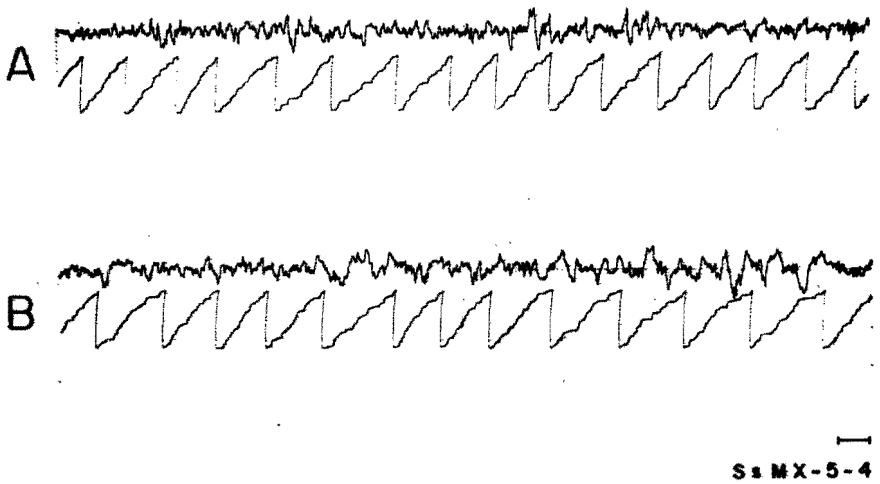
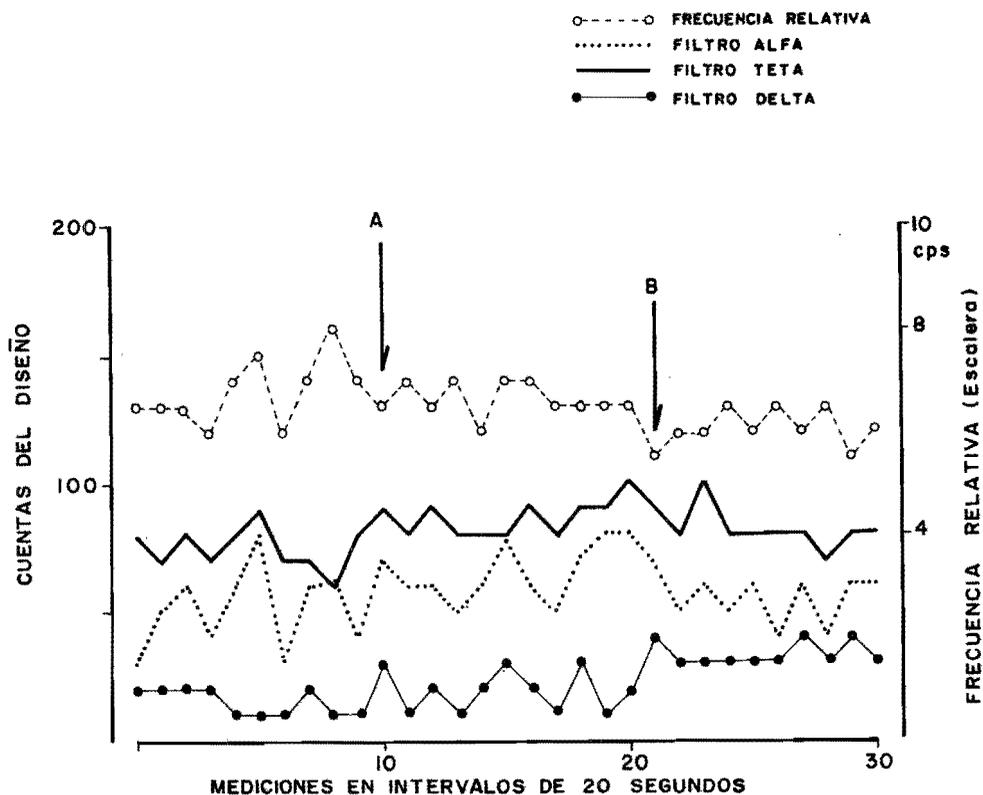


Fig. 83. Electroencefalograma de un sujeto en estadio de sueño.
(Cal. 1 seg.).



S s MX-S-4

Fig. 84. Análisis de frecuencias del registro mostrado en la Fig. 83. La frecuencia relativa no sobrepasan los 6 cps. Obsérvese el predominio de ritmos teta, la constante aparición de ritmos delta y la escasa presencia de ritmos de la banda alfa.

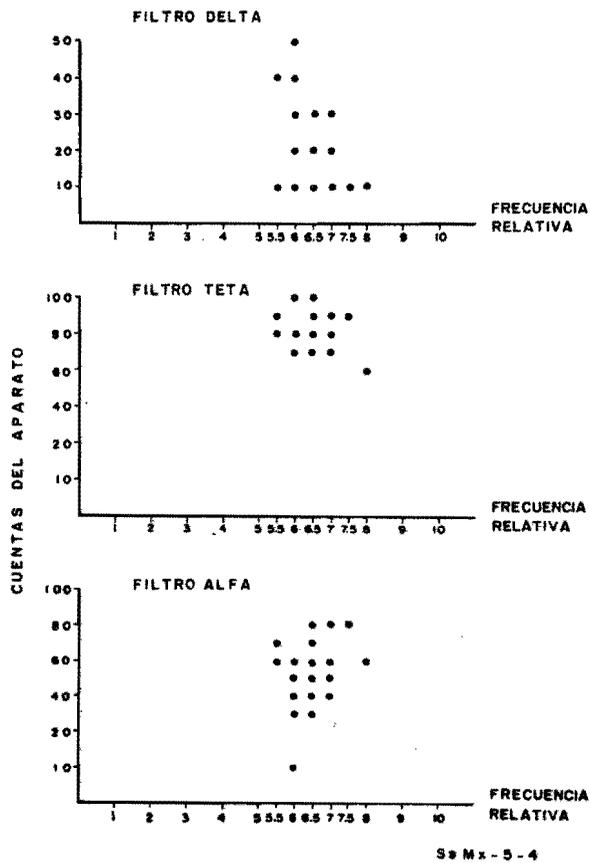


Fig. 85. Para el sujeto en estadio de sueño se pierde la relación lineal en la acumulación de frecuencias. Estas se acumulan en la banda teta.

Ejemplo 4

Casualmente se encontró que uno de los sujetos en estudio tenía el antecedente de un traumatismo craneoencefálico que le provocó - pérdida de la conciencia (Fig. 86). El trazo EEG durante la somnolencia mostró ondas lentas y espigas. El análisis de las frecuencias mostró que la frecuencia relativa no sobrepasaba la banda teta. Las cuentas del diseño para el filtro teta mostraron un predominio de esta banda EEG; mientras que las bandas alfa y delta fueron cuantificadas en forma semejante por el diseño (Fig. 87). En forma semejante al trazo de sueño mostrado en la muestra anterior se encontró (Fig. 88), una pérdida de linearidad, pero con menor dispersión y en un rango de frecuencias relativas inferior, cercanas a los 4 cps, para los filtros alfa y teta.

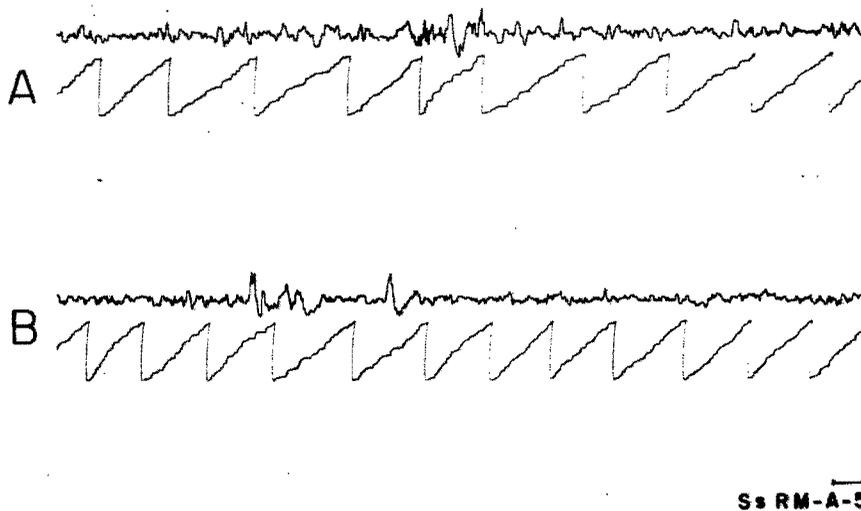


Fig. 86. Electroencefalograma de un sujeto con el antecedente de traumatismo craneoencefálico en estadio de somnolencia. Pueden observarse ritmos lentos y ocasionalmente espigas.

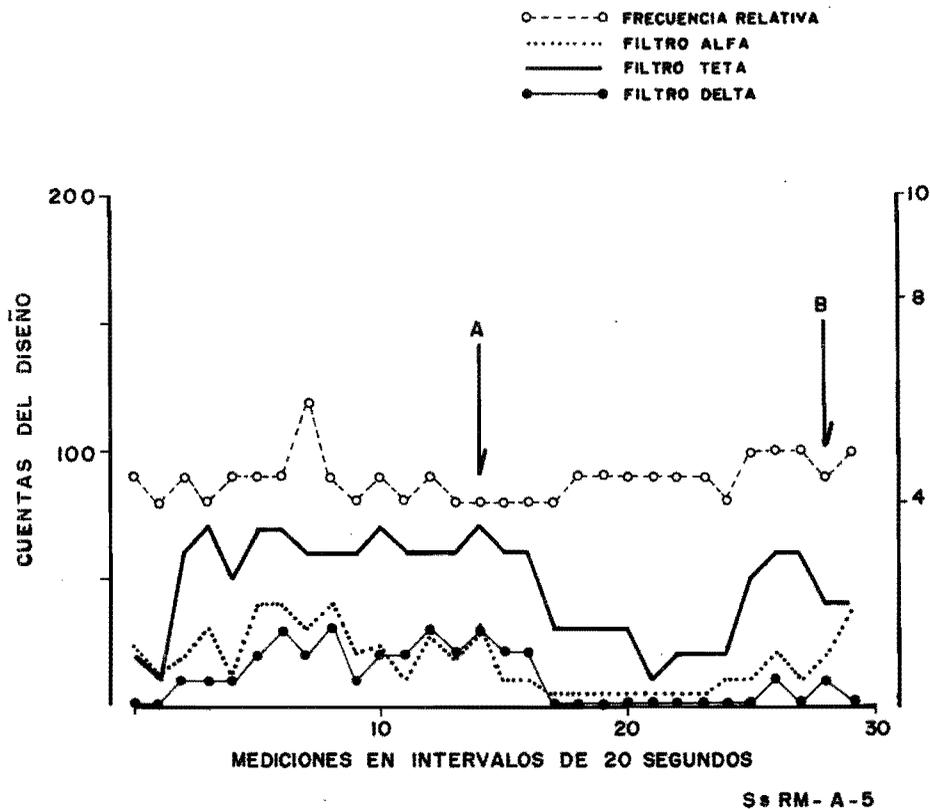


Fig. 87. El análisis de frecuencia del sujeto RMA-5 (Fig. 86) mostró un predominio de ritmos teta. Los ritmos alfa y delta fueron cuantificados en forma semejante y la frecuencia relativa no sobrepasó los 4.5 cps.

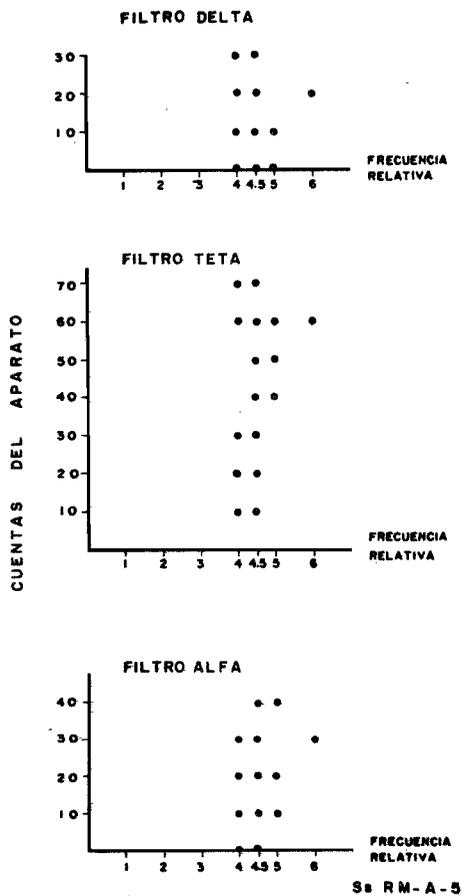


Fig. 88. La acumulación de frecuencia del sujeto con el antecedente traumático osciló entre 4 y 5 cps sin relaciones lineales.

2.3. Comentarios

Los resultados que hemos mostrado señalan que el diseño experimental del aparato que es objeto de esta tesis tiene, como era de esperarse, deficiencias y aciertos.

De entre las deficiencias más claras está el hecho de que los filtros pasabandas a pesar de haber sido calculados con la precisión que el caso lo permitió, no funcionan óptimamente. El filtro que se diseñó para discriminar frecuencias EEG de la banda beta no operó. Atribuimos este hecho a que el circuito se haya estropeado en alguno de los traslados que sufrió el equipo.

Por cuanto respecta a los filtros encargados de discriminar las frecuencias alfa, teta y delta, tienen la falla de traslapar las frecuencias de corte. Este artefacto en la medición puede ser atribuido a uno de dos factores que pueden ser tomados aislados o en forma combinada. El primero de ellos, consiste en que las partes electrónicas que constituyen estos filtros no tienen la precisión en cuanto a los valores requeridos que pudieran considerarse ideales. De hecho (ver la Fig. 54), los valores de las resistencias y los condensadores calculados no corresponden a los valores en ohmios y microfaraudios que se ofrecen comercialmente, por lo que para construir el circuito es necesario recurrir a nuevos cálculos y a la inventiva a fin de obtener valores de los componentes próximos a lo ideal. Este hecho hace que la probabilidad de error aumente.

En segundo lugar el tipo de filtro que se utilizó implica valores semejantes de capacitancia a la entrada positiva del amplificador operacional, lo cual a su vez reduce el rango de discriminación diferencial por cada filtro. Además el valor de los capacitores que van a la entrada negativa y a la realimentación de cada amplificador operacional de los filtros es el mismo, lo cual aumenta la fidelidad del filtro, pero debido a que las frecuencias que se desea discriminar están en un espectro reducido (0.5 a 30 Hz), se produce un nivel de contaminación indeseable.

No obstante lo anterior, el diseño funciona en forma relativamente adecuada cuando la amplitud de la señal de entrada se mantiene dentro de cierto rango. Por el contrario, el rango de falla aumenta si la amplitud no está dentro del rango adecuado. El electroencefalograma, por definición es una señal que varía continuamente su amplitud en función del tiempo; es decir en el EEG se evalúan fluctuaciones de amplitud y de frecuencia.

Hemos demostrado que bajo ciertas características fijas de amplitud el diseño experimental funciona adecuadamente. Queda entonces por resolver el problema de mantener fija la amplitud en una se

ñal bioeléctrica, para entonces tener el análisis correcto. Una solución alternativa sería intercalar algún dispositivo electrónico entre el amplificador de entrada del aparato y los filtros pasabandas (ver Fig. 41), que permitiera mantener constante la amplitud de la señal que va ser procesada precisamente por los filtros. Este dispositivo deberá tener la característica de producir ondas en condiciones ideales, próximas al cuadrado. El circuito aludido puede ser un recortador ("Clipper"), el cual independientemente de las distintas amplitudes de entrada produce pulsos de la misma amplitud, pero esto requiere de experimentación posterior.

Otra falla detectada es en cuanto a los contadores luminosos, (leds, ver Fig. 69). A este respecto se encontró un nivel de ruido que no sigue patrones constantes. Es decir, no logramos detectar una coincidencia entre el número total de ondas EEG con el número total de ondas "leídas" por el diseño experimental, posiblemente debido a que los controles de sensibilidad de cada filtro son, válgase la redundancia, demasiado sensibles, el ajuste es difícil de lograr y muy probablemente ésto genera una fuente de ruido en las lecturas que escapan del control del operador.

A pesar de estas limitaciones el diseño experimental opera en forma global de un modo que ciertamente dista mucho de la perfección. Pero los resultados mostrados anteriormente señalan que existen una cierta coherencia entre los valores leídos por el aparato y el electroencefalograma real. No es posible en este momento, enlistar una serie de aplicaciones. Una comparación de las Figuras 79 y la 88, deja la inquietud de que se están analizando dos registros de dos sujetos distintos, el segundo de ellos con antecedentes patológicos. Lo mismo ocurre al comparar las Figuras 78 y 87, que son los mismos sujetos. Estas comparaciones simples, aunque quizás prematuras, permiten suponer que si se lograran subsanar las deficiencias que tiene el diseño experimental, se podría establecer en algún futuro, patrones de salud y de patología. Por cuanto respecta a distintos estadios fisiológicos como en el sueño se hace necesario llevar a cabo numerosos estudios, pero siempre y cuando se parta nuevamente de cero. Es decir, que el diseño sea revisado desde el principio, aprovechando la experiencia obtenida en este primer intento.

2.4. Conclusiones

1.- El electroencefalograma es una medida relativa de la actividad del sistema nervioso central, que se utiliza como complemento diagnóstico.

2.- Es necesario, debido a la gran demanda de estudios de este tipo el diseño y la elaboración de sistemas automatizados para el estudio del EEG.

3.- El presente trabajo describe el diseño y la construcción de un sistema que pretende facilitar el estudio del EEG.

4.- Se detectaron fallas en el funcionamiento de los filtros pa sabandas.

5.- Estas fallas se minimizan cuando se mantiene la amplitud de entrada constante.

6.- Se sugieren algunos cambios y adiciones al diseño que permi tan el funcionamiento óptimo del diseño. Una de las sugerencias sería intercalar algún dispositivo electrónico entre el amplificador de entrada del aparato y los filtros pasabandas que permitiera mantener constante la amplitud de la señal, que va ser procesada precisamente por los filtros. Corregir los cortadores luminosos para una mejor precisión en el análisis del conteo del analizador de señales bioeléc tricas. Mejorar los ajustes de los filtros.

7.- Se analizaron cincuenta y cuatro electroencefalogramas de distintos sujetos jóvenes, bajo distintas condiciones. Se encontró que en forma global las lecturas del diseño se acercan a lo que - electroencefalograma representa en sí para cada registro.

8.- Es necesario revisar el diseño con el fin de corregir sus fallas y en una etapa posterior llevar a cabo estudios con poblaciones más grandes a fin de determinar la posibilidad de establecer cons tantes de diversos tipos.

R E F E R E N C I A S

- 1) Bailow, S. John. Computerized clinical Electroencephalography in Perspective. IEEE Transactions on Biomedical Engineering. 7:27-36, 1979.
- 2) Bernard, Lubow. Correlations enterings new fields with real-time signal analysis, Electronics, Oct. 31, pp. 75, 1966.
- 3) Bildstein, Paul. Filtro activos, Editorial Paraninfo, Madrid, pp. 96-136, 1977.
- 4) Bradley, C., Meddis R., Arousal there shaeld in dreaming sleep, Physiological Pychology, 2:109-110.
- 5) Brazier, M., B. Casby, J. "Cross correlation and autocorrelation Studies of Electroencephalography potentials". Electroencephalografic Clin. Neurophysiol. 1:201-215, 1950.
- 6) Brazier, M.A.B., Barlow, J. S "Some aplications of correlation analysis in clinical problems in electroencephalography. Electroencephalografic Clin. Neurophysiol. 8:320-330, 1956.
- 7) Brooks, D.C. y Bizzi, E. Brain Stem Electrical Activity During Deep Sleep. Arch. Ital. Biol. 101:648, 1963.
- 8) Brown, B.P.; Maxfield B.W. Electronics for neurobiologist, The Mit Press, Cambridge, pp.406, 1942.
- 9) Cabrera E.; Gaxiola A. Teoría y Práctica de la electrocardiografía. Prensa Médica Mexicana, pp.313, 1966.
- 10) Carr, Joseph.; How to design & Build power supplies Electronics, pp. 63, April, 1978.
- 11) Clayton, B. Operational Amplifer, Wireless Word Electronics, pp. 55, Feb. 1969.
- 12) Cohen, H.B. y Dement, W.C. Sleep changes in threshold to electroconvulsive shock in rat after deprivation of Paradoxical Phase. Science 150, 1965.
- 13) Contreras Carlos M., Fernández Guardiola, A. Valoración de la profundidad del sueño mediante una ecuación empírica. Cuaderno Científico CEMEF. México, D. F., 5:41-51, 1976.

- 14) Childers, A. Evoked Responses. IEEE Transactions on Biomedical Engineering 15:612-613, 1977.
- 15) Deglaude, L., Laurens, P. Etude vecto graphique de la Surcharge ventriculaire droite dans le rétrécissement mitral Arch. malcoeur. 48:129-140, 1955.
- 16) Dewhurst, J.D.; Shipton, H.W. Biofiscal Measurement, Textro-nix Inc, First Edition. pp. 19, 1971.
- 17) Dobkin, B.; High O Notchfilter National Semiconductor Corp. Linear Brief L.B.5, 1969.
- 18) Dumermuth, G., Huber, P.J., Kleiner y B. Gasser, Th: "Analysis of the interrelations between frequency bands of the EEG by means of the bispectrum. A preliminary study. Electroencephalographic Clin. Neurophysiol. 31:137-148, 1971.
- 19) Elul, R. "Statistical mechanisms in generation of the EEG", Progr, Biomedical Eng. 1:125-131, 1966.
- 20) Elul, R. "Brain Waves.- Intracellular recording and Statistical analysis help clarify their physiological significance in data acquisition and Processing in Biology and Medicine, K. Enstein Ed. New York: Pergamon Press, pp. 93-115, 1968.
- 21) Enciclopedia de Electrónica Mayno. Los circuitos integrados o Microcircuitos. Barcelona, pp.16, Oct. 1968.
- 22) Fernández-Guardiola Augusto, Alfonso Escobar Izquierdo, Fernando Antón-Tay y Dionisio Nieto. Microbiología del sueño, Bol. Estud. Med. Biol., Méx. 28:41-70, 1973.
- 23) Fernández-Guardiola, A. y Ayala, F. Red nucleus fast activity and signs of paradoxical sleep appealing during the extinction of experimental seizures. Electroenceph. Clin. Neurophysiol. 30:547-555. 1971.
- 24) Fernández-Guardiola, A. Farjul-Moles, L., Ayala, F. y Salgado, A. The relations of EEG changes to reaction time and heart rate during a vigilance task. Bol. Estud. Med. Biol. Mex. 27:101-108, 1971.
- 25) Fernández-Guardiola, A. Lerdo de Tejada, A., Contreras, C.M., Salgado, A. y Ayala, F. Poligraphic study in man to differentiate sleep inducing action of hypnotics. Psychopharmacologia (Amst.) 26:285-295, 1972.

- 26) **Filtres Actifs et Filtres Electronique Trois Voies, Le Haut-Parleur, No. 1639, pp.215-218, December, 1978.**
- 27) **Fisher, C., Gross, J. y Zuch, J. A cycle of Penile Erections Syn Chronous with Dreaming (REM) Sleep. Arch. Gen. Psychiat. 12:29, 1965.**
- 28) **Frost, J.B. "An automatic sleep analysis" Electroenceph. Clin. Neurophysiol. 29:88-92, 1970.**
- 29) **Gabor, Andrew. Physiological Basics of Electrical Activity of Cerebral Origin, Grass Instrument, Boston, pp.9, 1978.**
- 30) **Galambos, Nervios y Músculos. Editorial Universitaria de Buenos Aires, pp. 108-129, 1962.**
- 31) **Gastaut H., y Batini, C. y Ressay, J. On epileptic attacks recorded during in the night sleep of Epileptic Children. EEG. Clin, Neurophysiol. 15:142, 1963.**
- 32) **Gaylord P. Harwell. Principio de electricidad y Magnetismo, Berkeley, Physic Course, Vol. 2, pp.302, Mayo 1961.**
- 33) **Gevins Alan S., Joseph C. Doyle y Robert E. Schaffer, Enoch callaway and Charles Yaser. Lateralized cognitive processes and the Electroencephalogram, Science, 107: pp.1005-1008, 1980.**
- 34) **Gevins, A.S., G.L. Yeargen, G.M. Zeitlin, S. Ancoli y M.F. De don on line computer rejection of EEG artifact Electroencephalography and Clinic Neurophysiology, 42: 267-274, 1977.**
- 35) **Gevins, A.S., Yeargen, C.L., Diamond S.L., Spire, J.P., Zeitlin, G.M., Gevins, A.H. "Automatic of electrical activity of the human brain (EEG): A progress report" Proc. IEEE, 63:1382-1399, 1975.**
- 36) **Gevins, A.S., Zeitlin, G.M. EEG Patterns During Cognitive Trasks. I. Methodology and Analysis of Complex Behaviors Electroencephalography and Clinical Neurophysiology, 47:693-703, 1979.**
- 37) **Gibbs, F.A., Gibbs, E.L. Atlas Electroencephalography, Cambridge Mass, addison wesley, 1:18-26, 1950.**
- 38) **Gibbs, F.A., Gibbs, E.L. Atlas Electroencephalography, Cambridge Mass, addison wesley, 2:9-14, 1950.**

- 39) Guzmán-Flores, C., García-Castells, E. y M. Alcaraz. An electronic model of the neurons as analyser of nervous activity. *Bol. Estud. Méd. Biol. Mex.* 28:411-419.
- 40) Guzmán-Flores, C., Martínez-Sopeña, S., Almanza, J. y García-Castells, E. An electronic model of the neuron. *Bol. Estud. Méd. Biol. Mex.* 27:51-59, 1971.
- 41) Hartmann, E.L., *Dreaming Sleep and the Menstrual Cycle.* Association for the Psychology biological study of sleep. Washington, D.C., 1965.
- 42) Harner, F.P.; Sannit, T. A Review of the international twenty Systems of electrode placement, EEG T., Grass Instrument Company, pp.14, 1974.
- 43) Hauris Peter. Current concepts, The Sleep Disorders, A scope Publication. Upjohn, pp.6-21, 1977.
- 44) Hernández Feón, R. Attention Sleep Motivation and Behavior. En Heath, R. (ed) *The Role of Pleasure in Behavior.* Hoeber-Harper, Nueva York, 1964.
- 45) Humprey, D.R. "Re-Analysis of the antidramic cortical response. II on the contribution of cell discharge and PSP'S to the evoked potentials". *Electroenceph. Clin. Neurophysiol.* 26:421-422. 1968.
- 46) Jouvét, M. Neurophysiology of the states of sleep. *Physiol. Rev.* 47:117, 1967.
- 47) Jouvét, M. y Jouvét, D. A study of the Neurophysiological Mechanisms of Dreaming. *EEG Clin. Neurophysiol. Suppl.* 24:138, 1962.
- 48) Jouvét, M. Paradoxical Sleep - A study of Its Nature and Mechanisms. En Aker, K.; Bally C., y Schode, J.P. (eds.) *Sleep Mechanisms, Vol. 18,* Elsevier, Amsterdam, 1965.
- 49) Kaiser, E. & Petursen: A new method for detecting rhythmic activity in time series. *14:535-537,* 1965.
- 50) Kugler Johann. *La Electroencefalografía en la clínica y en la práctica,* Editorial Alhambra, México, pp.39-152, 1969.
- 51) Landee, Robert W., Davis C. Donovan y Albert P. Albrecht. *Electronic Designers Hand Book,* Mc Graw-Hill Book Company, Inc. New York: pp.16-34, 1957.

- 52) Lindsley, D.B. y Wicke, J.D. "The electroencephalogram: autonomous electrical activities in man and animals: Bioelectric Recording Techniques Parts. B. R. F. Thompson and M.M. Patterson Ed. New York Academic, Press. pp. 3-83, 1974.
- 53) Lee, Y.W., Cluathom, T.P. y Wiesner, J.B. "Applications of correlation analysis to the detection of periodic signals in noise".
- 54) Lenk, D.J.; Manual simplificado para el proyecto de circuitos de Estados sólidos, Editorial Diana, México, pp.16, 1974.
- 55) Losaya, X., Velázquez, X., y Morgain Suárez E. "El índice oscilatorio de la actividad electroencefalográfica. Revista de Salud Mental, 7:71-83, 1975.
- 56) Lucas Gaer Gay y Segal Julius. El Sueño. Editorial Siglo XXI, México, pp.13-366, 1977.
- 57) Mc. Clung, R.E., A. Gozalia y N. Dofny. Inexpensive stimulus artifact suppressor signal inverter for use while recording unit activity. Physiol. Behav. 218:829-831, 1978.
- 58) Mc. Lennan, H. Synaptic transmission. Philadelphia, Pa. - Saunders, Cap. 3, 1970.
- 59) Mc Worter, Gene. Understanding Digital Electronic, Texas Instrument Inc., pp.36-51, 1975.
- 60) Mc Whorter, Gene. Understanding Digital Electronics, Texas Instruments Learning Center, pp.3-3, 1978.
- 61) Parin, V.V.; Baievsky, R.M. Introducción a la Cibernética y la Computación Médicas. Editorial XXI, México, pp. 162, 1969.
- 62) Parlov, I.P. Conditioned reflexes; an investigation of the physiological activity of the cerebral cortex. Oxford University Press. London. 1927.
- 63) Ramey, R.L., White, E.J. Matrices and computers in Electronics circuit analyses, Mc Graw-Hill Book Company, New York, pp.36, 1971.

- 64) Robinson, N. Daniel. La Máquina consciente. Editorial El Manual Moderno. Ciudad Argentina pp.23-24, 1973.
- 65) Roy John, E.; B.Z. Karmel. Neurometric, Science, Vol.196, No. 4297, June 1977.
- 66) Saunders, M.B. "Amplitud probability density studies of alpha and alpha-like patterns" *Electroenceph Clin. Neurophysiol.* 15:761-77, 1963.
- 67) Schalg, J. "Generation of brain evoked potentials, in Bioelectric Recording Techniques, Part. A, R.F. Thompson once M.M. Patterson. Eds. New York: Academic Press, pp.273-316, 1973.
- 68) Shipton, H.W. "A transportable low frequency wave analysis". *Electroenceph. Clin. Neurophysiol.* 8:705-711, 1956.
- 69) Snyders F. Psychophysiology of human sleep. *Clin. Neurosurg* 18:503-526, 1971.
- 70) Texas Instruments Incorporated. The TTL Data Book for Design Engineers, Second Edition, Texas, pp. 36-42, 1977.
- 71) Walter, W.G. "An automatic low frequency analyzer" *Electronic Engineering: Burden Neurological Institute, Bristol (Great Britain)* 16:8-21, 1943.
- 72) Walter, W.G. "Frequency analysis in computer techniques in EEG analysis. *Electroenceph. Clin. Neurophysiol. Suppl.* 20:14-26, 1961.
- 73) Weide, W. Bruce. Real Time analysis of EEG using walsh - transforms. *Comput Biol. med.* 8:255-263, 1978.
- 74) Welkowitz, W.; Deutisch, S. Biomedical Instruments Theory and Design, Academic Press, New York, pp.18, 1976.
- 75) Wennberg, A. y Zetterberg, L.H. "Application of a computer-based, model for the EEG analysis" *Electroenceph. Clin. Neurophysiol.* 31:457-468, 1971.
- 76) Weiner, N. Cybernetic, Cambridge Mass. Mit Press, Cap. X., pp. 181-203, 1958.
- 77) Zapata Ferrer, Angel, R. Radioelectricidad y Electrónica (Teoría y Práctica) Paraninfo. Madrid, pp.88-92, 1973.