

Universidad de Las Palmas de G.C.

Escuela Universitaria de Telecomunicaciones de Las Palmas

TRABAJO FIN DE CARRERA

TITULO:

TOMO I : TECNICAS DE ELECTROMEDICINA .

TOMO II : ELECTROENCEFALOGRAFIA (EEG) .

AUTORES

TUTOR

V. Domínguez Roldán

R. García Fernández

M. Peñate Suárez

TRIBUNAL.

INDICE

	Pag.
PROLOGO	1.1
TEMA 1	1
ASPECTOS GENERALES DE ELECTROMEDICION.	1
1.- SISTEMA GENERAL DE INSTRUMENTACION.	1
1.1.- Transductor.	1
1.2.- Señal Condicionada	2
1.3.- Display de Salida	2
1.4.- Elementos Auxiliares	2
2.- MODOS OPERACIONALES ALTERNATIVOS	2
2.1.- Modos Directos-Indirectos	2
2.2.- Modos por muestras y continuos	2
2.3.- Transductores Moduladores y Generadores	3
2.4.- Modos Analógicos y Digitales	3
3.- RESERVAS DE MEDICIONES CLINICAS	3
4.- CLASIFICACION DE INSTRUMENTOS BIOMEDICOS	3
5.- INTERFERENCIAS Y ENTRADAS MODIFICADAS	3
6.- TECNICAS DE COMPENSACION	5
7.- CARACTERISTICAS ESTATICAS GENERALES	5
7.1.- Exactitud	7
7.2.- Precisión	7
7.3.- Resolución	7
7.4.- Reproducibilidad	7
7.5.- Control Estadístico	7
7.6.- Linealidad	7
7.7.- Impedancia de Entrada	7
8.- CARACTERISTICAS ESTATICAS NO LINEALES	8
8.1.- Saturación	8
8.2.- Ruptura	9
9.- CARACTERISTICAS DINAMICAS GENERALES	9
9.1.- Funciones de Transferencia	10
9.2.- Tiempo de Retardo	11
10.- ACTIVIDAD ELECTRICA EN LAS CELULAS	12
10.1.- Estado de reposo	12
10.2.- Estado activo	13
11.- ORGANIZACION FUNCIONAL DEL SISTEMA NERVIOSO PERIFERICO .	15
11.1.- Arco Reflejo	15

12.- RANGOS DE LOS POTENCIALES BIOELECTRICOS	15
BIBLIOGRAFIA	15
TEMA 2	16
TECNICAS DE POTENCIALES BIOELECTRICOS	16
Capítulo 1.- Electromiografía (EMG)	17
1.- FISIOLOGIA Y ANATOMIA FUNCIONAL	17
1.1.- Introducción	17
1.2.- Tipos musculares	17
1.3.- Estructura del músculo	18
1.4.- Fijación de los músculos	19
1.5.- Trabajo Muscular	19
1.6.- Función Muscular	20
1.7.- Forma de los músculos	21
2.- EL ELECTROMIOGRAMA (EMG)	21
3.- INTEGRADORES ELECTROMIOGRAFICOS	23
BIBLIOGRAFIA	26
Capítulo 2.- Electrocardiografía (ECG)	27
1.- FISIOLOGIA Y ANATOMIA FUNCIONAL	27
1.1.- Generalidades	27
1.2.- Configuración externa y relaciones	28
1.3.- Configuración interna	28
1.4.- Constitución	29
1.5.- Sistema de Conducción	29
1.6.- Irrigación	29
2.- EL ELECTROCARDIOGRAMA (ECG)	30
2.1.- Los ventrículos	30
2.2.- Activación ventricular	31
2.3.- Potenciales de la superficie corporal	32
2.4.- Ritmo cardíaco normal y anormal	33
3.- EL ELECTROCARDIOGRAFO	33
4.- RANGOS DEL SISTEMA CARDIOVASCULAR	33
5.- TECNICA ELECTROCARDIOGRAFICA	33
5.1.- Electroodos	33
5.2.- Proceso de la señal	34
6.- NOTA	36
BIBLIOGRAFIA	37

Capítulo 3.- Electroneurografía (ENG)	38
1.- INTRODUCCION	38
2.- EL ELECTRONEUROGRAMA (ENG)	38
2.1.- Potenciales de los nervios sensoriales	39
2.2.- Velocidad de conducción motriz	40
2.3.- Velocidad de conducción sensitiva (VCS)	41
BIBLIOGRAFIA	42
Capítulo 4.- Electroretinografía (ERG)	43
1.- FISILOGIA Y ANATOMIA FUNCIONAL	43
1.1.- Introducción	43
1.2.- Globo Ocular	43
1.3.- Músculos Extrínsecos del ojo	45
1.4.- Párpados	46
1.5.- Aparato lagrimal	47
2.- EL ELECTRORETINOGRAMA (ERG)	48
2.1.- Electrofisiología del ojo	49
2.2.- Propiedades espaciales de la ERG	50
2.3.- ERG computado	51
3.- EL ELECTROOCULOGRAMA (EOG)	52
BIBLIOGRAFIA	53
Capítulo 5.- Electroencefalografía (EEG)	54
TOMO II	
Capítulo 6.- Potenciales Evocados (PE)	55
1.- INTRODUCCION	55
2.- TECNICA PARA LA OBTENCION DE LOS P.E.	55
3.- FACTORES NO PATOLOGICOS QUE INFLUYEN EN LOS P.E.	59
4.- VALOR CLINICO DE LOS P.E.- APLICACIONES	59
5.- ESTIMULACION	60
5.1.- Tipos de estimulación	60
6.- CURVAS NORMALES Y CONDICIONES DE ESTIMULACION Y DE REGISTRO	61
7.- CARACTERISTICAS DE UN EQUIPO DE P.E.	63
8.- OTRAS TECNICAS	64
9.- COMPARACION PE-EEG	65
BIBLIOGRAFIA	66
Capítulo 7.- Potenciales Evocados Visuales (PEV)	67
1.- FISILOGIA Y ANATOMIA FUNCIONAL	67

2.- INTRODUCCION	67
3.- METODOLOGIA	67
3.1.- Electrodos	67
3.2.- Estímulo	68
3.3.- Estímulo Flash	69
4.- POTENCIALES EVOCADOS VISUALES NORMALES	70
4.1.- Estimulación de medio campo visual	71
4.2.- Respuesta macular y paramacular	73
4.3.- Variaciones del voltaje	73
4.4.- Variación con la edad	74
5.- APLICACIONES CLINICAS DE LOS PEV	74
5.1.- Alteraciones oculares	74
5.2.- Defectos del campo visual	81
5.3.- Lesiones del nervio óptico	84
5.4.- Enfermedades desmielinizantes	86
5.5.- Ataxia de Friedreich	90
5.6.- Lipidosis cerebral	90
5.7.- Dislexia	90
5.8.- Migraña	90
5.9.- Epilepsia	90
5.10.- Muerte cerebral	91
5.11.- Monitoreo quirúrgico	92
BIBLIOGRAFIA	92
Capítulo 8.- Potenciales Evocados Auditivos (PEA)	93
1.- FISILOGIA Y ANATOMIA FUNCIONAL	93
1.1.- Introducción	93
1.2.- Oído externo	93
1.3.- Oído medio	94
1.4.- Oído interno	95
2.- INTRODUCCION	96
2.1.- Potenciales de corta latencia	96
2.2.- Potenciales de mediana latencia	97
2.3.- Potenciales de larga latencia	97
3.- TECNICA DEL REGISTRO	98
3.1.- Electrodos	98
3.2.- Estímulo	98
3.3.- Artificios	100
3.4.- Condiciones del paciente. Vigilia y atención	102
4.- POTENCIALES EVOCADOS AUDITIVOS NORMALES	102

4.1.- Potenciales evocados auditivos de corta latencia	102
4.2.- Tiempo de conducción central	104
4.3.- Potenciales evocados auditivos de latencia media	106
4.4.- Potenciales evocados auditivos de larga latencia	107
4.5.- Onda P300(P3) y Variación Contingente Negativa (VCN)	108
4.6.- Variaciones fisiológicas de los P.E.A. con la edad	109
5.- AUDIOMETRIA POR POTENCIALES EVOCADOS	109
6.- APLICACIONES CLINICAS DE LOS POTENCIALES EVOCADOS AUDITIVOS	110
6.1.- Alteraciones auditivas	111
6.2.- Tumores	112
6.3.- Alcoholismo y mielínolisis pontina	119
6.4.- Esclerosis múltiple	120
6.5.- Coma	122
6.6.- Muerte cerebral	123
6.7.- Otras condiciones neurológicas	124
BIBLIOGRAFIA	124
Capítulo 9.- Potenciales Evocados Somatosensoriales (PES)	126
1.- FISILOGIA Y ANATOMIA FUNCIONAL	126
1.1.- Introducción	126
1.2.- Estructura de la piel	126
2.- INTRODUCCION	129
3.- POTENCIALES EVOCADOS SOMATOSENSITIVOS	129
3.1.- Estímulo	130
3.2.- Electrodo	130
4.- POTENCIALES EVOCADOS SOMATOSENSITIVOS NORMALES	131
4.1.- Plexo braquial (vía aferente, potencial de acción del nervio)	131
4.2.- Médula Espinal (vía ascendente)	132
4.3.- Corteza	133
5.- APLICACIONES CLINICAS DE LOS P.E.S.	136
5.1.- Lesiones de la médula	136
5.2.- Lesiones del tronco encefálico y diencefalo	137
5.3.- Lesiones hemisféricas	137
5.4.- Epilepsia	138
5.5.- Esclerosis múltiple	138
BIBLIOGRAFIA	140
TEMA 3	141
PROCESO DE MEDICION. DISPOSITIVOS NECESARIOS PARA LAS MEDICIONES	141

Capítulo 1.- Proceso general de Registro	142
1.- INTRODUCCION	142
2.- METODO GENERAL	142
2.1.- Estimulación	143
2.2.- Captación	144
2.3.- Amplificación	145
2.4.- Filtrado	145
2.5.- Conversión analógica-digital	145
2.6.- Promediación de la señal	146
2.7.- Representación Gráfica	147
2.8.- Ejemplo particular	149
BIBLIOGRAFIA	149
Capítulo 2.- Dispositivos electrónicos utilizados	150
1.- ESTIMULADORES/CAPTADORES	150
1.1.- Táctiles/Térmicos	150
1.2.- Electrodo	153
1.2.1.- Introducción	153
1.2.2.- Características generales	154
1.2.3.- Tipos de electrodos	155
1.2.4.- Colocación de electrodos	163
2.- AMPLIFICADORES Y PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL	169
2.1.- Amplificadores operacionales ideales	169
2.2.- Amplificadores inversores	170
2.3.- Seguidores	170
2.4.- Amplificadores diferenciales	171
2.5.- Comparadores	172
2.6.- Respuesta en frecuencia	172
2.7.- Impedancia de Entrada	176
2.8.- Impedancia de Salida	179
2.9.- Ruido	179
2.10.- Amplificadores biopotenciales	180
3.- FILTROS ACTIVOS	180
3.1.- Filtro Paso-Bajo	180
3.2.- Filtro Paso-Alto	182
3.3.- Filtro Paso-Banda	183
3.4.- Nota	183
4.- CONVERSION DE DATOS	184
4.1.- Convertidor digital-analógico (D/A)	185
4.1.1.- Parámetros de un convertidor digital-analógico	187

4.1.2.- Constitución de un convertidor D/A	188
4.2.- Conversión analógica-digital (A/D)	189
4.2.1.- Parámetros de un convertidor analógico-digital	191
4.2.2.- Tipos de convertidores analógicos-digitales	192
5.- REPRESENTADORES O VISUALIZADORES	193
5.1.- Tipos de Representadores	193
5.2.- Ejemplo: Monitor Cardíaco	194
BIBLIOGRAFIA	195
Capítulo 3.- Nuevas Técnicas y Aparatos	196
1.- INTRODUCCION	196
2.- RADIOTELEMETRIA	196
3.- METRONOMO ELECTRONICO	198
3.1.- Introducción	198
3.2.- Materiales y Métodos	198
3.3.- Resultados	200
3.4.- Discusión	201
3.5.- Conclusión	201
BIBLIOGRAFIA	201

PROLOGO

La Electromedicina ha evolucionado mucho en los últimos años debido al avance de las tecnologías electrónicas. Así pues, la medicina se ha servido de este avance tecnológico para ir mejorando sus aparatos de investigación.

En este proyecto hemos intentado dar unas nociones generales sobre cada una de las técnicas electromédicas más importantes que se practican hoy en día. Salvo pequeñas diferencias, todas estas técnicas utilizan la misma filosofía para llevar a cabo sus estudios de investigación. Como ya veremos, el cuerpo emite unos potenciales que dependiendo de la zona se utiliza una técnica u otra para ser captados. Una vez captados dichos potenciales, la filosofía de su estudio y procesamiento viene a ser muy semejante en todas estas técnicas.

Cada una de estas técnicas ayudan a dar por parte del médico un diagnóstico más acertado y aproximado del paciente en estudio.

TEMA 1

ASPECTOS GENERALES DE ELECTROMEDI- CION

1.- SISTEMA GENERAL DE INSTRUMENTACION.-

Casi todos los sistemas de instrumentación tienen los componentes funcionales que se muestran en la figura 1.1.

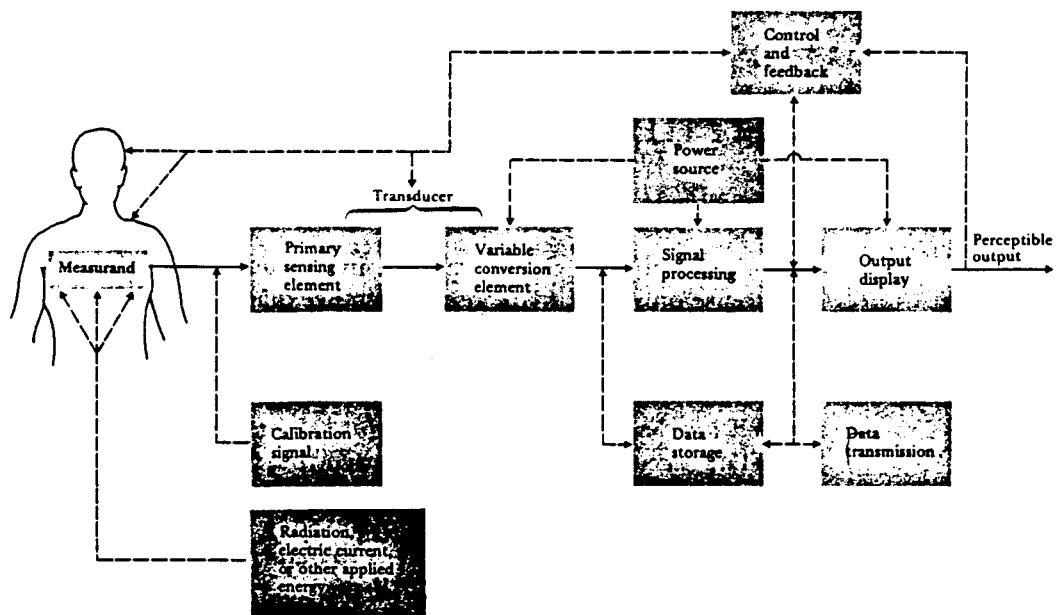


Fig. 1.1.- Sistema general de Instrumentación.

El flujo principal de información va de izquierda a derecha. Los elementos y conexiones en trazos discontinuos no son esenciales. La mayor diferencia entre este sistema de instrumentación médica y un sistema convencional de instrumentación está en que la fuente de las señales se encuentra en tejidos vivos o la energía es aplicada a tejidos vivos.

1.1.- Transductor.-

Generalmente un transductor es definido como un dispositivo que convierte una forma de energía en otra, usualmente eléctrica. El transductor suele responder solamente a la forma de energía presentada en el medidor, a excepción de otros. El transductor suele intercambiar con el sistema vivo la energía extraída mientras es mínimamente invadido. Muchos transductores tienen un elemento sensitivo como un diafragma, el cual convierte la presión en desplazamiento. Un elemento de conversión variable, como una tensión garantizada, entonces convierte el desplazamiento en un voltaje eléctrico. Algunas veces la sensibilidad del transductor puede ser ajustada por encima del rango, para cambiar la rigidez de dicho elemento sensitivo. Muchos elementos, de éstos, necesitan potencia eléctrica externa para obtener un transductor de salida.

1.2.- Señal condicionada.-

Usualmente el transductor de salida no puede estar directamente unido a un dispositivo de exhibición. Los acondicionadores de señal pueden solamente amplificar y filtrar la señal o simplemente igualar la impedancia de los transductores a la de los exhibidores. A menudo, las salidas del transductor se convierten a forma digital y entonces se procesan por circuitos digitales especializados o por un computador digital.

1.3.- Display de salida.-

Los resultados de los procesos de medida deben ser mostrados de una forma que puedan ser percibidos por el operario. La mejor forma para mostrarlo puede ser numérica o gráfica, discreta o continua, y permanente o temporal, dependiendo de la medida particular y de la acción a ser tomada por el operario. Aunque muchos displays dependen de nuestro sentido visual, mucha información se percibe mejor por otros sentidos (oído). La salida puede ser comparada directamente con una estándar, o también emplearse algunos métodos de calibración.

1.4.- Elementos auxiliares.-

Una señal calibrada con las características de la medida suele aplicarse a la entrada del transductor. Ambas señales calibradas, estática y dinámica son deseables. Muchas formas de control pueden ser requeridas para sacar la medida, ajustar el transductor y señalar las condiciones. El control puede ser automático o manual. Y los datos, pueden ser almacenados de diferentes formas, es muy utilizada la forma de almacenaje por ordenador para poder tener así un acceso rápido a los estudios realizados.

2.- MODOS OPERACIONALES ALTERNATIVOS.-

2.1.- Modos directos - indirectos.-

A menudo la medida deseada puede ser pasada directamente al transductor porque la medida es fácilmente accesible o los procedimientos aceptados son disponibles. Cuando la medida deseada no es accesible, entonces podemos usar u otro medidor que permita una relación parecida a la deseada o algunas formas de energía o material que se intermedia con el medidor para generar una nueva medida que sea accesible.

2.2.- Modos por muestras y continuos.-

Algunos medidores - tales como el termómetro - cambian tan lentamente, que pueden ser usados para sacar muestras infrecuentemente. Otros - como el electrocardiograma - a menudo requieren monitores continuos. La frecuencia del medidor, el objetivo de la medida, la condición del paciente y otros aspectos influyen temporalmente en la adquisición de datos médicos.

2.3.- Transductores moduladores y generadores.-

Los transductores generadores producen su señal de salida de la energía tomada del medidor, mientras que los transductores moduladores reciben su energía de una fuente externa y proporciona su salida por la variación de esta energía externa.

2.4.- Modos analógicos y digitales.-

Las señales que proporcionan una información de medida son o **analógicas**, que significa señales continuas que toman un valor, o **digitales**, que significan señales discretas que toman un número finito o diferencia de valores. Los transductores disponibles más corrientes utilizan el modo analógico, aunque se está incrementado el uso del modo digital, utilizando para ello convertidores analógicos-digitales y digitales-analógicos, para así poder utilizar los computadores para su estudio. Las ventajas del modo digital son mayor exactitud, inmunidad al ruido y veracidad.

3.- RESERVAS DE MEDICIONES CLINICAS.-

Las principales medidas y rangos de frecuencia para cada parámetro afectan al diseño de todos los componentes del sistema general de instrumentación mostrado en la figura 1.1. Estas medidas y rangos de frecuencia se aportan en la tabla 1.1.

4.- CLASIFICACIÓN DE INSTRUMENTOS BIOMEDICOS.-

El estudio de los instrumentos biomédicos puede verse desde cuatro puntos de vista. Las técnicas de las medidas biomédicas pueden ser agrupadas de acuerdo con la **cantidad que es transducida**, tales como presión, flujo o temperatura. Una ventaja de esta clasificación es que diferentes métodos para medir dicha cantidad pueden ser comparados realmente. Una segunda clasificación usa el **principio de transducción**, tales como resistivos, inductivos, capacitivos, ultrasónicos, etc... Diferentes aplicaciones de cada principio pueden ser usados para comprender y entender cada concepto.

Otras técnicas de medidas pueden ser estudiadas separadamente según sea el **sistema fisiológico** en estudio, ya sea el cardiovascular, pulmonar, etc.

Finalmente, otros instrumentos biomédicos pueden ser clasificados de acuerdo con las **especialidades clínicas de medicina**, tales como pediatría, cardiología, etc. Aquí tiene mucho valor la experiencia del personal en instrumentos especializados.

5.- INTERFERENCIAS Y ENTRADAS MODIFICADAS.-

Un diagrama de bloques para la clasificación de entradas deseadas y no deseadas es el mostrado en la figura 1.2.

Las entradas deseadas son las medidas que el instrumento tiene que separar. **Las entradas de interferencia** son cantidades que inadvertidamente afectan al instrumento como consecuencia de los principios utilizados para la adquisición y procesamiento de las entradas deseadas. **Las entradas modificadas** son cantidades no deseadas que

Parameter or measuring technique	Principal measurement range of parameter	Signal frequency range, Hz	Standard transducer or method	
Ballistocardiography (BCG)	0-7 mg	dc-40	Accelerometer, strain gage	
	0-100 μ m	dc-40	Displacement (LVDT)	
Bladder pressure	1-100 cm H ₂ O	dc-10	Strain-gage manometer	
Blood flow	1-300 ml/s	dc-20	Flowmeter (electromagnetic or ultrasonic)	
Blood pressure (arterial)	Direct	10-400 mm Hg	Strain-gage manometer	
	Indirect (Venous)	25-400 mm Hg 0-50 mm Hg	dc-60 dc-50	Cuff, auscultation Strain gage
Blood pH	6.8-7.8 pH units	dc-2	Specific electrode	
Cardiac output	4-25 liter/min	dc-20	Dye dilution, flowmeter	
Electrocardiography (ECG)	0.5-4 mV	0.01-250	Skin electrodes	
Electroencephalography (EEG) (Electrocorticography and brain depth)	5-300 μ V	dc-150	Scalp electrodes	
	10-5000 μ V	dc-150	Brain-surface or depth electrodes	
Electrogastrography	10-1000 μ V	dc-1	Skin-surface electrodes	
	0.5-80 mV	dc-1	Stomach-surface electrodes	
Electromyography (EMG)	0.1-5 mV	dc-10,000	Needle electrodes	
Eye potentials	EOG	50-3500 μ V	Contact electrodes	
	ERG	0-900 μ V	Contact electrodes	
Galvanic skin response (GSR)	1-500 k Ω	0.01-1	Skin electrodes	
Gastric pH	3-13 pH units	dc-1	pH electrode; antimony electrode	
Gastrointestinal pressure	0-100 cm H ₂ O	dc-10	Strain-gage manometer	
Gastrointestinal forces	1-50 g	dc-1	Displacement system, LVDT	
Nerve potentials	0.01-3 mV	dc-10,000	Surface or needle electrodes	
Phonocardiography (PCG)	Dynamic range 80 dB, threshold about 10 ⁻⁴ Pa	5-2000	Microphone	
Plethysmography (volume change)	Varies with organ measured	dc-30	Displacement chamber or impedance change	
	Circulatory	0-30 ml	dc-30	Displacement chamber or impedance change
Respiratory functions	Pneumotachography (flow rate)	0-600 liter/min	dc-40	Pneumotachograph head and differential pressure
	Respiratory rate	2-50 breaths/min	0.1-10	Strain gage on chest, impedance, nasal thermistor
Tidal volume	50-1000 ml/breath	0.1-10	Above methods	
Temperature of body	32-40°C	dc-0.1	Thermistor,	
	90-104°F		thermocouple	

Tabla 1.1.- Parámetros médicos y fisiológicos.

indirectamente afectan a la salida como consecuencia de alterar el correcto funcionamiento del instrumento. Las entradas modificadas también pueden afectar al procesamiento de entradas deseadas o de entradas de interferencia.

La relación entrada-salida para las entradas deseadas viene dada por el símbolo G_d en la figura 1.2.

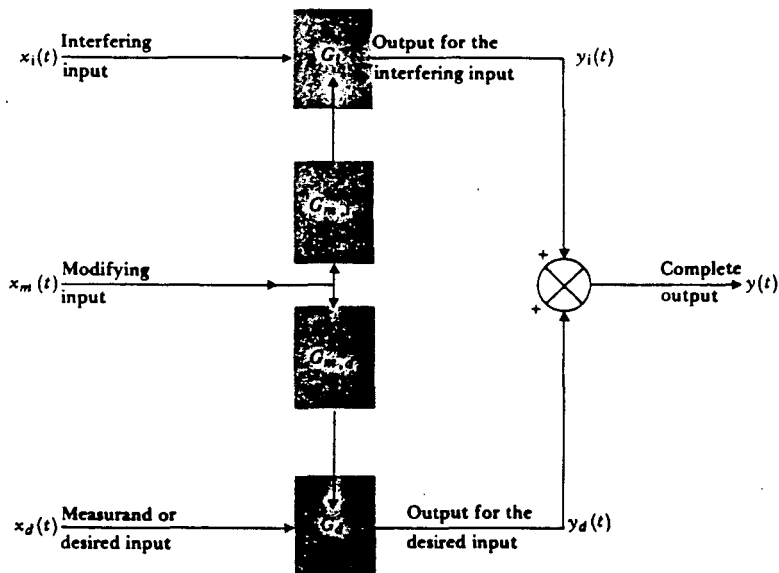


Fig.1.2. - Diagrama generalizado Entrada-Salida.

6.- TECNICAS DE COMPENSACION.-

Los efectos de la mayoría de las entradas de interferencia y modificadas pueden ser reducidos o eliminados bien por alterar el diseño de los componentes esenciales del instrumento o bien por añadir nuevos componentes al diseño para compensar las entradas no deseadas. Desafortunadamente son pocas las veces que los diseñadores de instrumentos pueden eliminar dichas entradas no deseadas.

Hay varias formas para realizar dicha compensación entre ellas podemos destacar el filtrado de la señal, entradas en oposición y otras que se pueden ver en la figura 1.3.

7.- CARACTERISTICAS ESTATICAS GENERALES.-

Para poder comparar comercialmente los instrumentos existentes y evaluar nuevos diseños es necesario cuantificar criterios para el funcionamiento de los instrumentos. La realización de las características de los instrumentos están normalmente divididas en dos clases:

Características estáticas, describen el funcionamiento de los instrumentos para entradas DC y de baja frecuencia. Las propiedades de la salida para este tipo de entradas constantes demuestran la calidad de la medición, incluyendo efectos no lineales y estadísticos. Algunos transductores e instrumentos responden solamente a entradas variables con el tiempo y no tienen características estáticas.

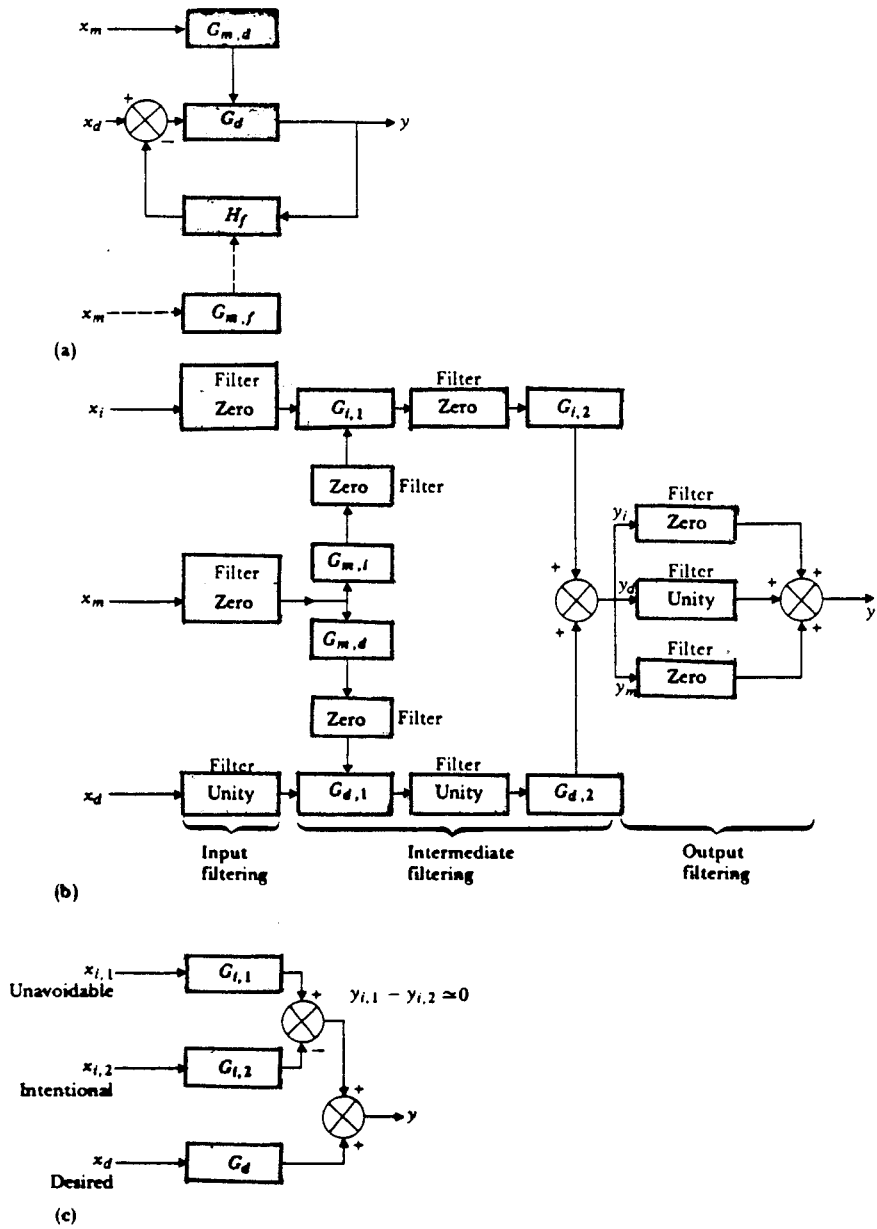


Fig.1.3.- Métodos de compensacion.

- a) Feedback
- b) Filtrado
- c) Entradas en oposición

Características dinámicas, requieren el uso de ecuaciones diferenciales y/o integrales para la descripción de sus cualidades. Aunque las características dinámicas usualmente dependen de las características estáticas, la variabilidad estadística y la no linealidad son a menudo ignoradas por las entradas dinámicas, porque las ecuaciones diferenciales llegan a ser difíciles de resolver. Las características completas son aproximadamente la suma de las características estáticas y las características dinámicas.

Esta necesidad de simplificación es frecuentemente debida a las diferencias existentes entre el funcionamiento real e ideal del instrumento.

7.1.- Exactitud.-

La exactitud de una medida es el valor real menos el valor medido, y esa diferencia dividida por el valor real. Esta operación viene siempre expresada en tanto por ciento. Rara vez está disponible el valor real. La exactitud usualmente varía por encima del rango normal de la cantidad medida. La exactitud es una medida del error total sin tener en cuenta el tipo o la fuente del error.

7.2.- Precisión.-

La precisión de la medida expresa el número de alternativas distintas de entre las cuales el resultado es una de ellas.

7.3.- Resolución.-

El menor incremento de cantidad que puede ser medido con certeza es lo que llamamos resolución.

7.4.- Reproducibilidad.-

La habilidad de un instrumento para dar la misma salida para iguales entradas aplicadas sobre un periodo de tiempo es llamada reproducibilidad o repetibilidad. Reproducibilidad no implica exactitud.

7.5.- Control Estadístico.-

La medida y/o el instrumento puede introducir variaciones estadísticas que hacen que las salidas sean irreproducibles. Si la causa de esta variación no puede ser eliminada entonces el análisis estadístico debe ser usado para determinar dicho error. La estimación del valor real puede ser improvisada haciendo múltiples medidas y hallando el término medio de los resultados.

7.6.- Linealidad.-

Un sistema o elemento es lineal si tiene propiedades tales que, si Y_1 es la respuesta a X_1 e Y_2 es la respuesta a X_2 , entonces Y_1+Y_2 es la respuesta a X_1+X_2 y $K \cdot Y_1$ es la respuesta a $K \cdot X_1$. Estas dos propiedades para un sistema lineal se pueden ver con claridad en la figura 1.4. (a). Y una gráfica que nos da una visión clara de este concepto la podemos ver en la figura 1.4.(b).

7.7.- Impedancia de entrada.-

Teniendo en cuenta que los transductores e instrumentos que se utilizan en electromedicina tienen una tensión de entrada, y por supuesto consumirán una cierta

corriente (corriente de entrada), definiremos este concepto como la relación que existe entre dicha tensión y dicha corriente; quedando reflejada en la siguiente expresión:

$$Z_e = V_e / I_e$$

8.- CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS NO LINEALES.-

Vamos a ver en este epígrafe algunas de las características estáticas no lineales más importantes.

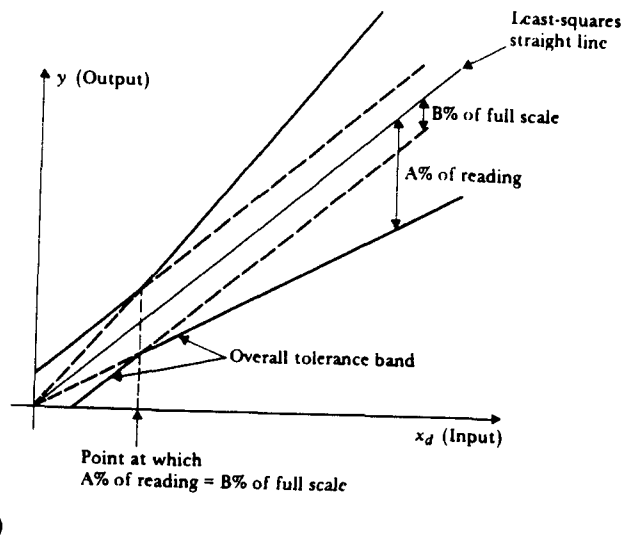
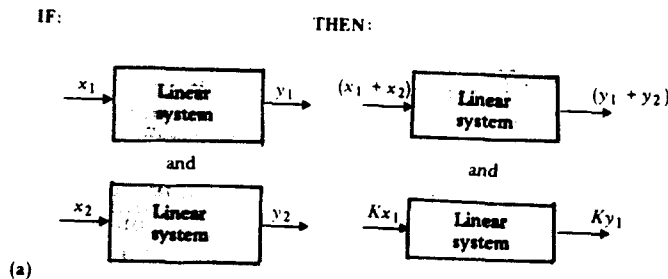


Fig. 1.4.- (a) Definición Básica de Linealidad. (b) Ilustración gráfica de linealidad.

8.1.- Saturación.-

Todos los instrumentos muestran saturación si la magnitud de las entradas es muy grande. La característica típica de entrada-salida para la saturación se muestra en la figura 1.5. Dicha característica es lineal hasta cierto punto a partir del cual para incrementos de entrada se producen incrementos de salida nulos.

La mayoría de los transductores y componentes de instrumentación tienen unos rangos de operatividad lineal limitados.

8.2.- Ruptura.-

Ocasionalmente la inclinación de la curva característica incrementa para entradas grandes, como se muestra en la figura 1.6.

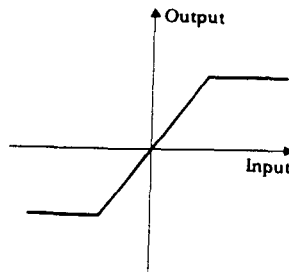


Fig. 1.5.- Características típicas de la saturación.

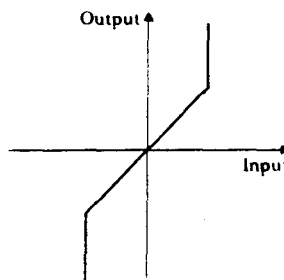


Fig. 1.6.- Característica típica de la ruptura.

Algunos dispositivos, como los diodos Zener muestra este tipo de no linealidad, sin por eso tener que ser destruido. Como su nombre lo indica **ruptura**, implica que este tipo de no linealidad puede resultar excesivo para el límite de muchos componentes de instrumentación. Aunque este tipo de no linealidad es similar al de saturación, la ruptura es mucho menos predominante que la saturación.

9.- CARACTERISTICAS DINAMICAS GENERALES.-

Muy pocas medidas médicas, tales como la temperatura corporal, son constantes o varían lentamente. La mayoría de los instrumentos médicos procesan señales que están en función del tiempo. Son estas las señales médicas, las que varían con el tiempo, las que requieren nuestra consideración dentro de las características dinámicas. Las ecuaciones diferenciales o integrales son requeridas para relacionar las entradas y salidas dinámicas de los sistemas continuos. Afortunadamente son muchos los instrumentos que se pueden

describir por ecuaciones diferenciales simples con coeficientes constantes. La entrada $X(t)$ se relaciona con la salida $Y(t)$ por la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n y}{dt^n} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y(t) \\ = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + \dots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x(t) \end{aligned}$$

donde las constantes $a_i (i=0,1,\dots,n)$ y $b_j (j=0,1,\dots,m)$ depende de los parámetros físicos y eléctricos del sistema. Introduciendo un operador diferencial podemos escribir la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} (a_n D^n + \dots + a_1 D + a_0) y(t) \\ = (b_m D^m + \dots + b_1 D + b_0) x(t) \end{aligned}$$

9.1.- Funciones de transferencia.-

La función de transferencia para instrumentos lineales o sistemas lineales, viene expresada matemáticamente como la relación entre la señal de entrada y la señal de salida. Si se conoce la función de transferencia, la salida puede ser calculada dada cualquier entrada.

La función de transferencia operacional viene dada por la siguiente expresión:

$$\frac{y(D)}{x(D)} = \frac{b_m D^m + \dots + b_1 D + b_0}{a_n D^n + \dots + a_1 D + a_0}$$

donde D es el operador diferencial. Esta forma de función de transferencia se usa particularmente para entradas transitorias. Para sistemas lineales la salida para entradas transitorias se expresa usualmente y directamente en función del tiempo, que es la solución de la ecuación diferencial.

La función de transferencia frecuencial para un sistema lineal se obtiene por la sustitución de D por $j\omega$, quedando la expresión anterior como sigue:

$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{b_m (j\omega)^m + \dots + b_1 (j\omega) + b_0}{a_n (j\omega)^n + \dots + a_1 (j\omega) + a_0}$$

donde

$$j = +\sqrt{-1}$$

y ω es la frecuencia angular en radianes por segundo. La entrada se da normalmente como sinusoidal.

La salida es una senoide con la misma frecuencia, pero la amplitud y la fase dependen de ω . La función de transferencia frecuencial es una cantidad compleja teniendo una magnitud que es la relación de la magnitud de salida con la magnitud de entrada, y una fase angular que es la fase de salida menos la fase de entrada. Dicha fase para la mayoría de los instrumentos es negativa.

Podemos ver en las siguientes figuras algunos ejemplos de instrumentos lineales con orden cero, primer orden y segundo orden

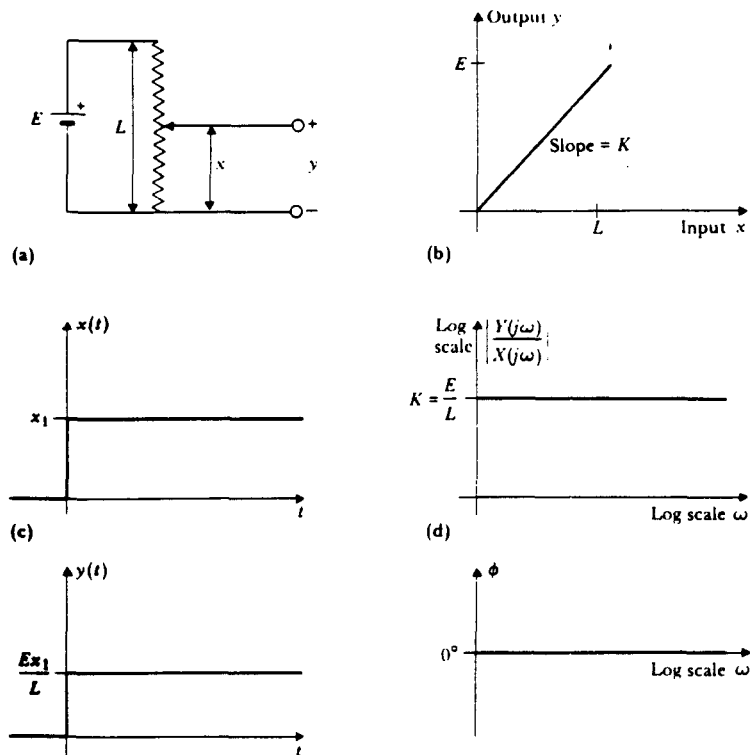


Fig. 1.7.- Instrumento lineal de orden cero.

9.2.- Tiempo de retardo.-

Los elementos de un instrumento que da una salida que es exactamente la misma que la de entrada, excepto que esté retrasada en el tiempo por T_d , se definen como elementos con tiempo de retardo. La expresión matemática para estos elementos es la siguiente:

$$y(t) = Kx(t - \tau_d), \quad t > \tau_d$$

Siendo su función de transferencia en magnitud y fase, la siguiente:

$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = Ke^{-j\omega\tau_d}$$

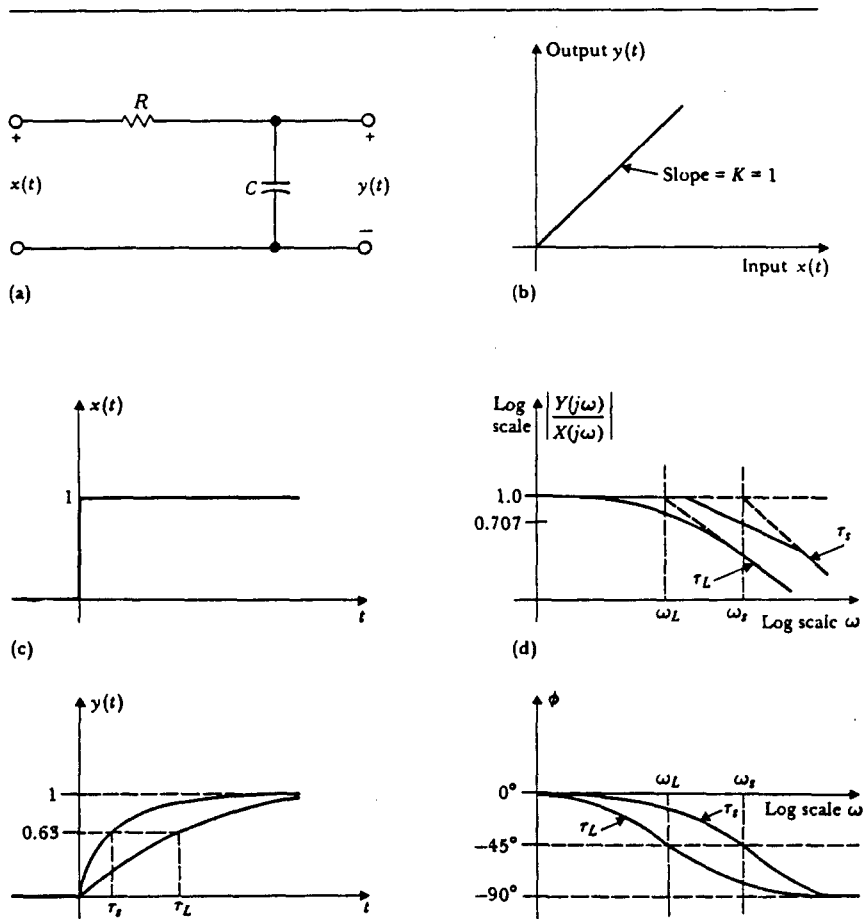


Fig. 1.8.- Instrumento lineal de primer orden.

10.- ACTIVIDAD ELECTRICA EN LAS CELULAS.-

Los potenciales bioeléctricos se producen como resultado de la actividad electroquímica que se lleva a cabo en una cierta clase de células, que son componentes de tejidos nerviosos, musculares o glandulares.

10.1.- Estado de reposo.-

Estas células mantienen una diferencia de potencial firme entre sus revestimientos externo e interno.

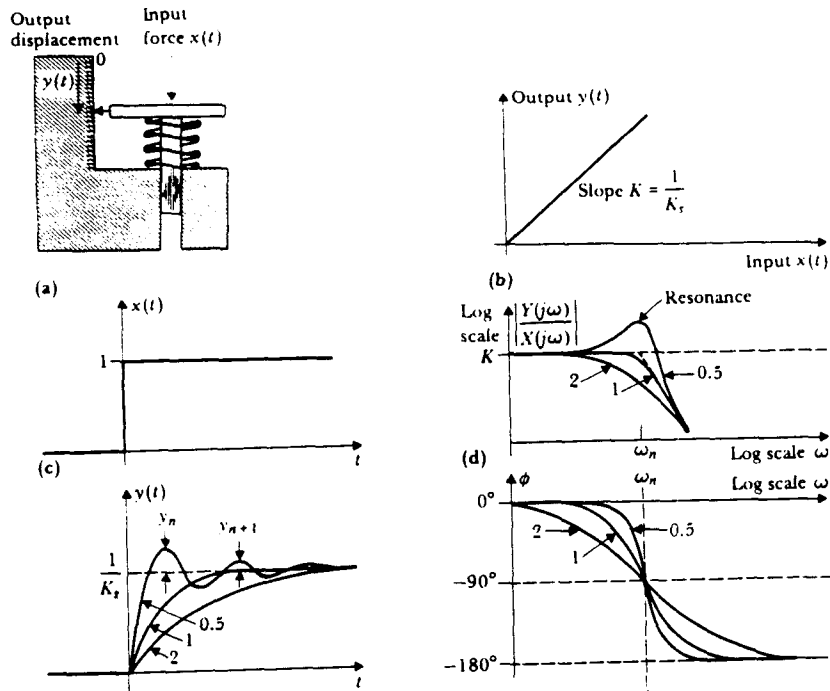


Fig.1.9.- Instrumento lineal de segundo orden.

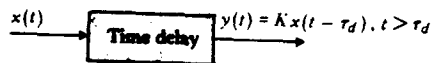


Fig. 1.10.- Tiempo de retardo.

El potencial de reposo se encuentra entre cincuenta y cien milivoltios.

En la figura 1.11.(a) se muestra como se mide usualmente el potencial de reposo. Mientras que en la figura 1.11.(b) podemos observar la típica actividad eléctrica de una fibra nerviosa.

10.2.- Estado activo.-

Otra propiedad de las células es la habilidad de conducción de este potencial eléctrico cuando se estimula adecuadamente. Un estímulo adecuado trae consigo una despolarización en la membrana que fácilmente sobrepasa su potencial pudiéndose así transmitir de forma conductora dicho potencial, como se puede apreciar en la figura 1.11.(b).

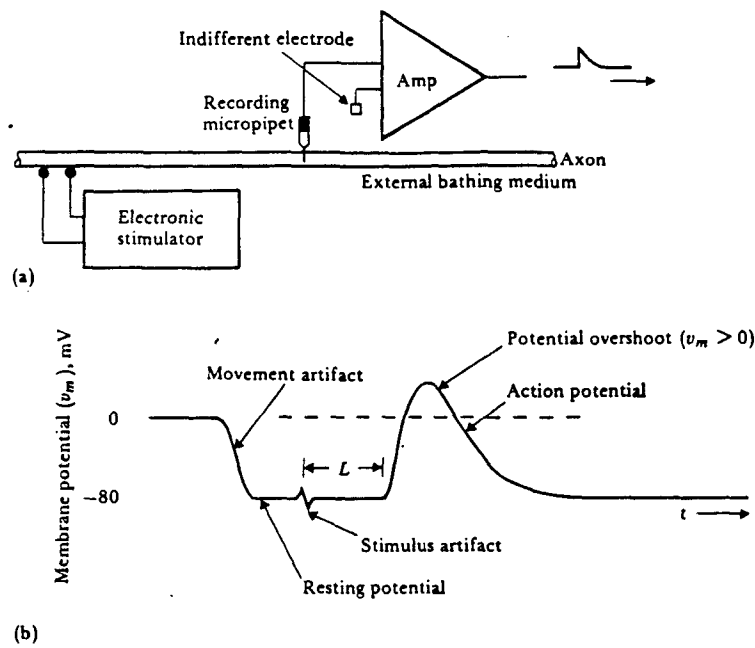


Fig. 1.11.- Proceso de la actividad eléctrica en las células.

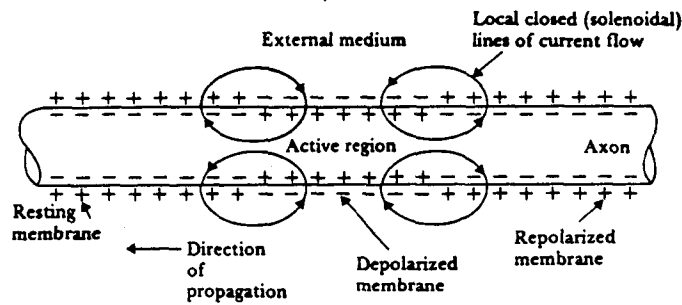


Fig. 1.12.- Distribución de carga en la vecindad o alrededor de la región activa de una fibra conduciendo un impulso.

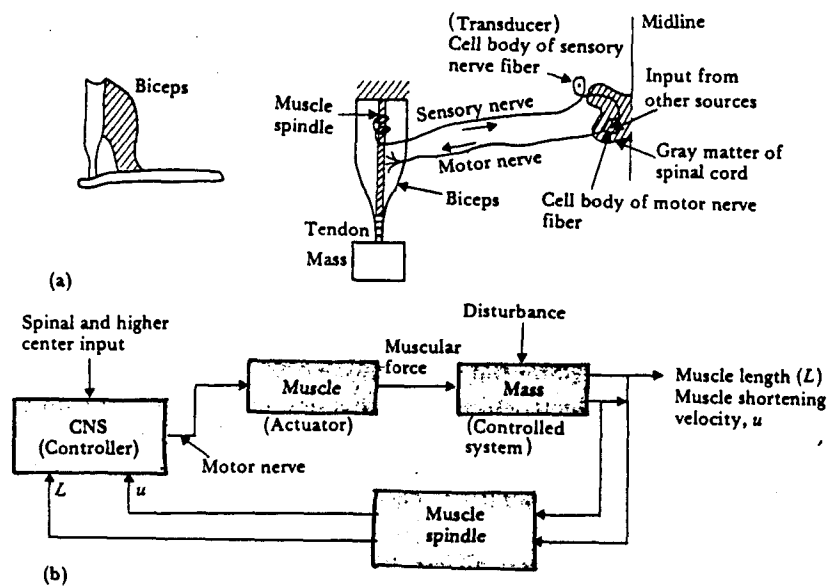


Fig. 1.13.- Diagrama esquemático de un sistema de control para biceps. (a) Diagrama anatómico de un miembro biceps. (b) Diagrama de bloques de un sistema de control.

11.- ORGANIZACION FUNCIONAL DEL SISTEMA NERVIOSO PERIFERICO.-

11.1.- Arco reflejo.-

El sistema nervioso espinal está organizado funcionalmente sobre la base de lo que comúnmente se llama **arco reflejo** (Fig. 1.13.(a)).

Bioelectric potentials

Electroencephalogram	Frequency range: dc to 100 Hz; major diagnostic components lie in range 0.5 to 60 Hz. Normal signal range: 15 to 100 μ V.
Electromyogram (primary signal)	Frequency range: 10 to 200 Hz. Pulse duration: 0.6 to 20 ms.
Electromyogram (averaged)	An average of the primary signal, after full-wave rectification.
Electroretinogram	Frequency range: dc to 20 Hz adequate. Normal signal strength: $\frac{1}{2}$ μ V to 1 mV.
Electrocardiogram	(See listing under cardiovascular system.)
Electronystagmogram	Direct: frequency range, 0 to 20 Hz. Typical signal strength, 100 μ V/10° eye movement. Derivative or velocity: frequency range, 0 to 20 Hz. Signal derived from direct reading.

Fig. 1.14.- Potenciales bioeléctricos.

12.- RANGOS DE LOS POTENCIALES BIOELECTRICOS.-

En todo el cuerpo podemos encontrar diversos tipos de potenciales bioeléctricos. En la figura 1.14. podemos ver los rangos típicos entre los cuales varían dichos potenciales bioeléctricos.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Willis J. Tompkins, John G. Webster, **Design of microcomputer-based medical Instrumentation**, PRENTICE - HALL, INC.
- * John G. Webster, **Medical Instrumentation. Application and design**, HOUGHTON MIFFLIN COMPANY.

TEMA 2

TECNICAS DE POTENCIALES BIOELECTRICOS

En este tema vamos a realizar un estudio teórico de cada una de las técnicas que existen en Electromedicina para la investigación de los distintos potenciales bioeléctricos que hay en el cuerpo humano.

De todas menos de la Electroencefalografía (EEG), de la cual haremos un estudio teórico-práctico más profundo en la segunda parte de este proyecto.

Capítulo 1: Electromiografía (EMG)

1.- FISIOLOGÍA Y ANATOMÍA FUNCIONAL.-

1.1.- Introducción.-

Los músculos son órganos que presentan propiedades morfológicas y funcionales muy específicas y que permiten al individuo cambios en el espacio con mayor o menor velocidad. La capacidad de movimiento es una de las características del organismo vivo, y justamente los músculos son los órganos del movimiento por excelencia, los **órganos activos del movimiento**.

La cualidad fundamental del tejido muscular, es decir, de las células musculares, es la de contraerse, acortar su longitud acercando sus extremos.

1.2.- Tipos musculares.-

Existen tres tipos de tejido muscular (Fig. 2.1.) dependiendo de la forma de las células musculares:

- a) Músculo estriado
- b) Músculo liso
- c) Músculo cardíaco

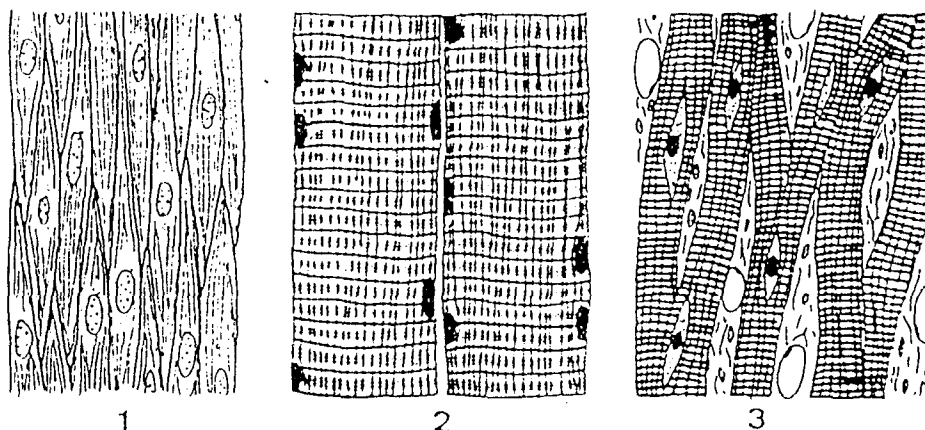


Fig. 2.1.- Tipos de tejido muscular: 1.-Tejido muscular liso. 2.-tejido muscular estriado. 3.- tejido muscular cardíaco.

El **músculo estriado** se llama así por el aspecto estriado que presenta al estudiarlo microscópicamente, debido a la presencia de unas bandas claro-oscuras que aparecen en las células musculares. La característica de este tejido muscular es la de que su actividad está bajo el control de la voluntad. La mayor parte de los músculos estriados se insertan en el esqueleto; son los órganos activos del aparato locomotor y, gracias a ellos, desplazamos nuestro cuerpo. También por esto al músculo estriado o voluntario se le conoce como músculo esquelético.

El **músculo liso** es aquel que no presenta estriación alguna al estudiar su estructura al microscopio. La característica que lo define, además de su falta de estriación, es que la actividad que realiza escapa a la voluntad, es decir, son músculos involuntarios. Se encuentran prácticamente en todas las vísceras, de ahí el nombre de músculo involuntario o visceral.

El **músculo cardíaco** presenta las características de los dos anteriores, ya que su aspecto es estriado, pero su movimiento es involuntario.

1.3.- Estructura del músculo.-

El músculo está constituido por tejido muscular (Fig. 2.1.), formado por células especializadas llamadas **fibras musculares** o **células musculares**. Las fibras musculares presentan una forma fusiforme o filiforme, con una longitud mucho mayor que su diámetro. Precisamente la capacidad de contracción o acortamiento de su longitud es lo que permite a las células actuar como elementos activos del movimiento. Las células musculares presentan una membrana que las separa del medio ambiente, llamada **sarcolema**. Las fibras musculares están envueltas en vainas de tejido fibroso, denominadas **endomisio**. Asimismo, los grupos de fibras musculares se encuentran formando paquetes o haces.

La fibra muscular es capaz de ser excitada por estímulos de naturaleza diversa, mecánicos, químicos, nerviosos, eléctricos, y, por tanto, contraerse; pero en el organismo humano vivo la actividad muscular se debe casi siempre a estímulos nerviosos.

Cada músculo tiene su propio nervio, que al entrar en él se ramifica, quedando todas las fibras musculares bajo su control. El nervio que penetra en el músculo está constituido por numerosas prolongaciones de las neuronas, situadas en la médula espinal denominadas axones. Cada axón, al entrar en el músculo, se divide en ramas terminales. Cada una de estas ramas terminales llega a una fibra muscular, donde adquiere un aspecto especializado, que ha sido comparado funcionalmente a un electrodo y que se denomina **placa motora**. Es éste el lugar donde el impulso nervioso actúa sobre la fibra muscular, excitándola y provocando su acortamiento.

Se denomina **unidad motora** al conjunto de las siguientes estructuras: neurona medular, su axón, ramificaciones axonales en el músculo, placas motoras terminales y fibras musculares que reciben estas terminaciones.

Funcionalmente, cada músculo está compuesto de un número de unidades motoras que pueden actuar independientemente.

En una contracción la fibra muscular se acorta en dos tercios o un medio de su longitud; de esto se puede deducir que la amplitud de un movimiento depende de la longitud de las fibras musculares.

1.4.- Fijación de los músculos.-

Los músculos esqueléticos se fijan generalmente en los huesos y este hecho recibe el nombre de **inserción**. Ahora bien, las fibras musculares no se insertan directamente en los huesos, sino que el músculo, a medida que se acerca a éste, va transformando su estructura muscular en fibrosa, es decir, las fibras musculares se convierten en células conjuntivas. Unas veces se forma un haz densamente apretado que se inserta en el hueso y se habla entonces de **tendón**.

Los músculos esqueléticos se insertan siempre en huesos distintos, denominándose inserción proximal la que está más cerca de la raíz del miembro e inserción distal la más alejada del mismo.

También se utilizan las expresiones de **origen e inserción**, siendo la primera el punto o extremo fijo y la segunda el extremo móvil; esta denominación es difícil de usar, debido a que muchas veces ambas inserciones pueden ser extremo fijo y extremo móvil, en cuyo caso se toma como origen la inserción más próxima al eje o plano medio sagital.

1.5.- Trabajo muscular.-

Los músculos producen movimientos en los segmentos óseos donde se insertan al desplazarlos en las articulaciones, además, las protegen y ayudan a mantener los huesos contactando en ellas, impidiendo luxaciones. Estos dos tipos de trabajos, **movimiento y fijación**, se denominan acción externa e interna.

Los músculos esqueléticos actúan sobre un sistema de palancas. Son las fuerzas que tiran del hueso, brazo rígido de la palanca, el cual se mueve sobre el punto de apoyo articular.

Existen tres tipos de palancas y los tres se dan en el organismo humano (Fig. 2.2.):

a) PALANCA DE PRIMER GENERO

En ella la fuerza se aplica en un extremo del sistema, la resistencia se encuentra en el otro extremo y el punto de apoyo está en un punto cualquiera entre ambas fuerzas.

b) PALANCA DE SEGUNDO GENERO

En este tipo la fuerza se aplica en un extremo del brazo de la palanca, el punto de apoyo está en el otro extremo y la resistencia en un punto intermedio.

c) PALANCA DE TERCER GENERO

La fuerza se aplica en un punto intermedio entre la resistencia y el punto de apoyo. Este tipo de palanca es el más frecuente en el cuerpo humano.

Un factor importante de la mecánica muscular es la **gravedad**. La gravedad actúa constantemente sobre todas las palancas del aparato locomotor, influyendo en el desarrollo mecánico de las mismas.

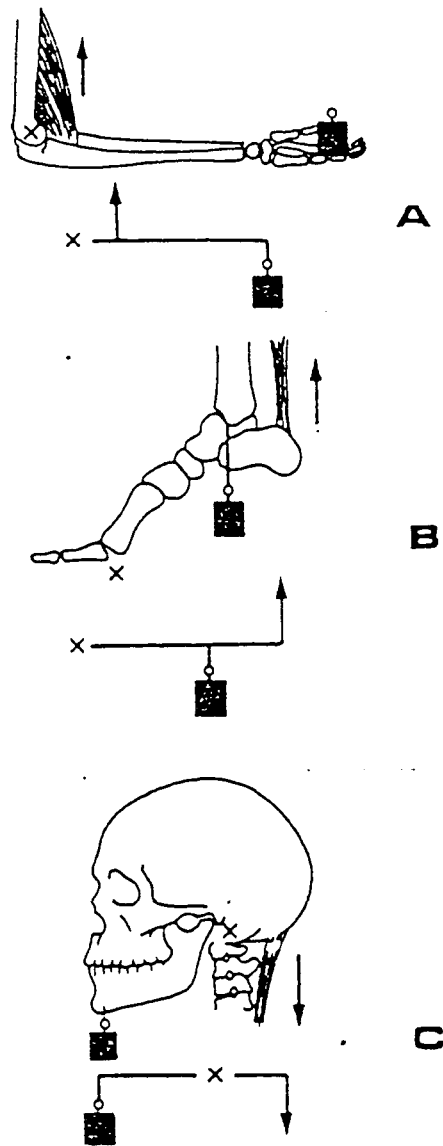


Fig.2.2.- Tipos de palancas musculares:

A.- De tercer género

B.- De segundo género

C.- De primer género

1.6.- Función muscular.-

Los músculos presentan diferentes acciones, dependiendo del movimiento en que intervengan; sería necesario por esto no estudiar la acción individual de cada músculo, sino dicha acción en los distintos movimientos en que puede participar. Así, cuando la acción principal de un movimiento es desarrollada por un determinado músculo, a éste se le llama **agonista**. Cuando su contracción sirve para oponerse y regular la actividad de un músculo agonista, se le denomina entonces **antagonista**.

El movimiento muscular produce muchas veces desplazamientos de la masa muscular o de los tendones, bien sobre otros músculos, bien sobre superficies óseas o articulares.

Para impedir la fricción en estos puntos se disponen entre las superficies en contacto **bolsas serosas**, estructuras que contienen una determinada cantidad de líquido sinovial, cuya superficie interior, lisa y resbaladiza, sirve para favorecer el movimiento, eliminando estos rozamientos (Fig. 2.3.).

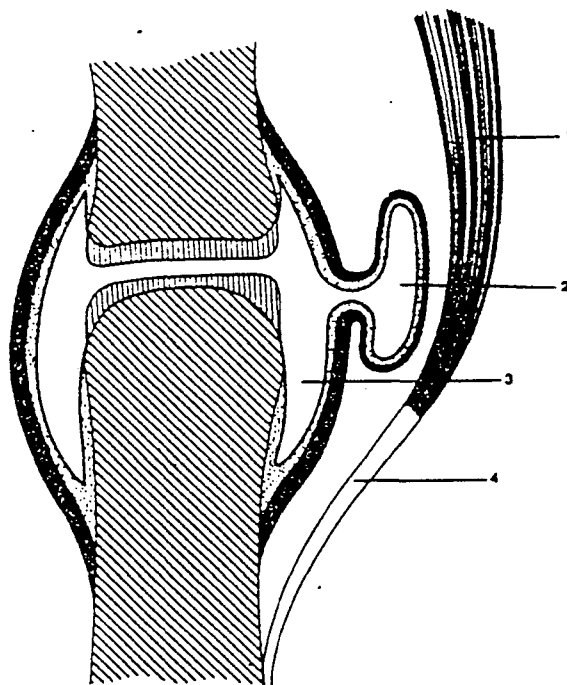


Fig. 2.3.- Músculo pasando cerca de una articulación: 1.- vientre muscular, 2.- bolsa serosa, 3.- cavidad articular. 4.- tendón.

1.7. Forma de los músculos.-

Los músculos pueden tener varias formas e insertarse de varias maneras. Existen músculos fusiformes cuando su longitud es mayor que su anchura; en este caso llamamos **vientre muscular** a la parte central carnosa del mismo que queda entre los tendones de inserción.

Existen músculos de gran anchura y escaso espesor, son los músculos anchos o planos, que, por lo general, suelen insertarse en amplias **aponeurosis** (cuando se constituye una hoja aplanada de tejido conjuntivo). Existen músculos pequeños en sus dimensiones, que reciben el nombre de músculos cortos.

La disposición y dirección de las fibras musculares puede variar; unas veces las fibras musculares se disponen paralelamente entre sí. Otras tienen aspecto de abanico.

2.- EL ELECTROMIOGRAMA (EMG).-

El esqueleto muscular se organiza funcionalmente sobre la base de una "unidad motora " (Fig. 2.5)

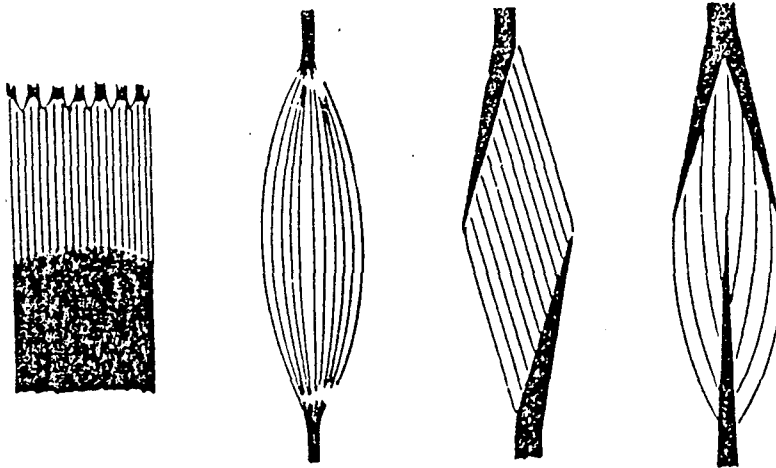


Fig. 2.4.- Tipos musculares de inserciones distintas.

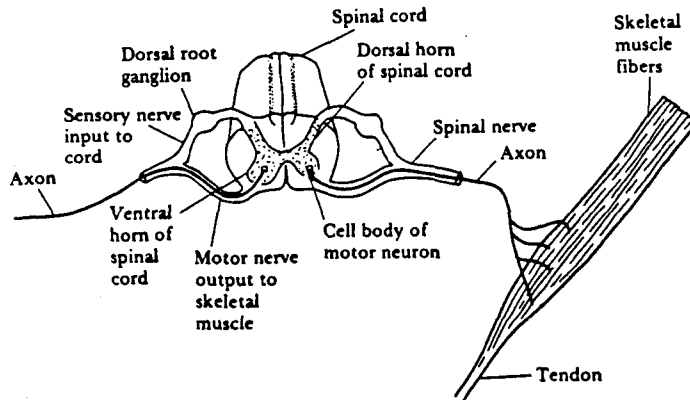


Fig. 2.5.- Diagrama de una unidad motora simple (SMU).

Dicha unidad motora es la unidad más pequeña que puede ser activada por un esfuerzo, a causa del cual todas las fibras musculares se activan sincronizadamente. Las fibras de estas unidades motoras se extienden longitudinalmente en haces a lo largo del músculo. Sin embargo, las fibras de una unidad motora dada, se entremezclan con fibras de otras unidades motoras. De este modo, las fibras musculares de la unidad motora simple (SMU) constituyen una distribución de ambas, activas e inactivas. El campo potencial evocado extracelular de las fibras activas de una SMU tiene una forma trifásica de breve duración (3-15 ms) y una amplitud de 20- 2.000 μV dependiendo de la medida de la unidad motora. La frecuencia de descarga varía usualmente de 6-30 por segundo. Una de las desventajas del EMG es que usa electrodos superficiales, con lo cual, sólo se puede usar

los tipos de electrodos, de tipo inserción, los usados comúnmente en electromiografía, como son: monopolar, bipolar y multipolar.

Estos tipos de electrodos recogen generalmente la actividad local procedente de pequeñas regiones del músculo en las cuales es insertado dicho electrodo.

La figura 2.6. muestra los potenciales de una unidad motora del músculo dorsal interóseo graduando los niveles de contracción. Para altos niveles de esfuerzo, la respuesta es complicada ya que tiene interferencias.

En las figuras siguientes podemos ver algunas respuestas electromiográficas y algunas de las zonas corporales más comúnmente estudiadas.

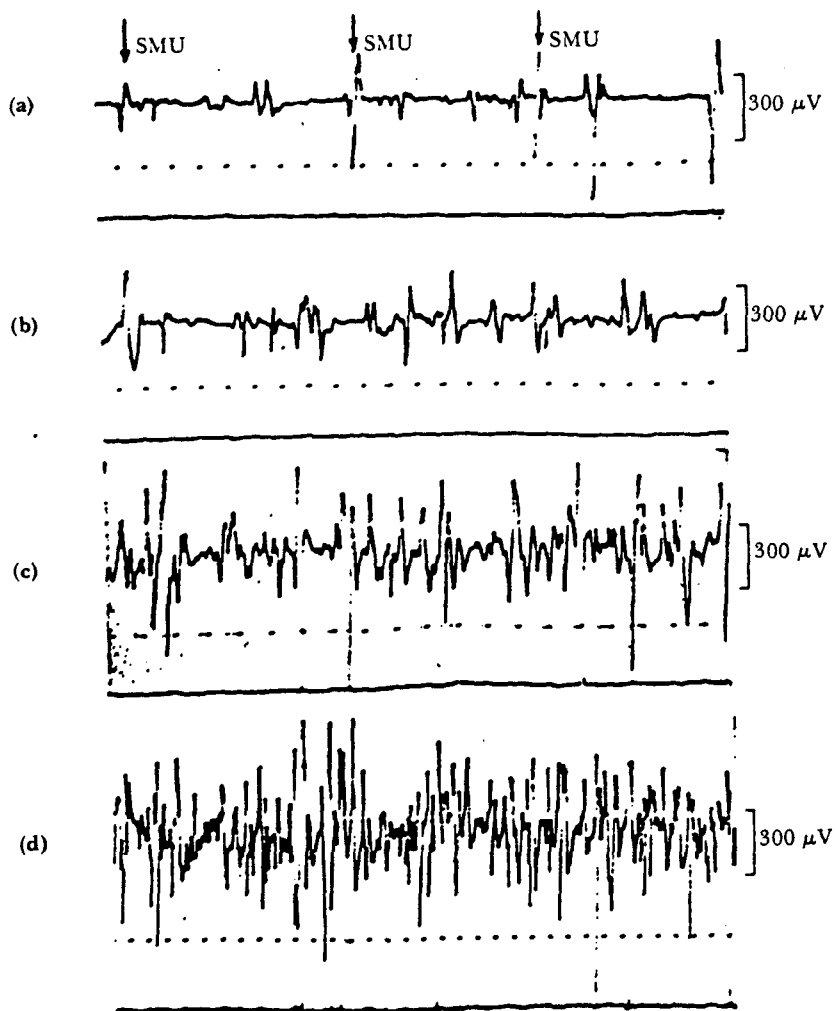


Fig. 2.6.- Potenciales de una unidad motora del músculo dorsal interóseo.

3.- INTEGRADORES ELECTROMIOGRAFICOS.-

Es a menudo interesante cuantificar la cantidad de actividad EMG medida por un sistema particular de electrodos, tal cuantificación adopta a menudo la forma de tomar el valor absoluto del EMG e integrarlo, como se muestra en el diagrama de bloques del sistema de la figura 2.9.

G= 500 H=10000 L=100.0
 S=10.00

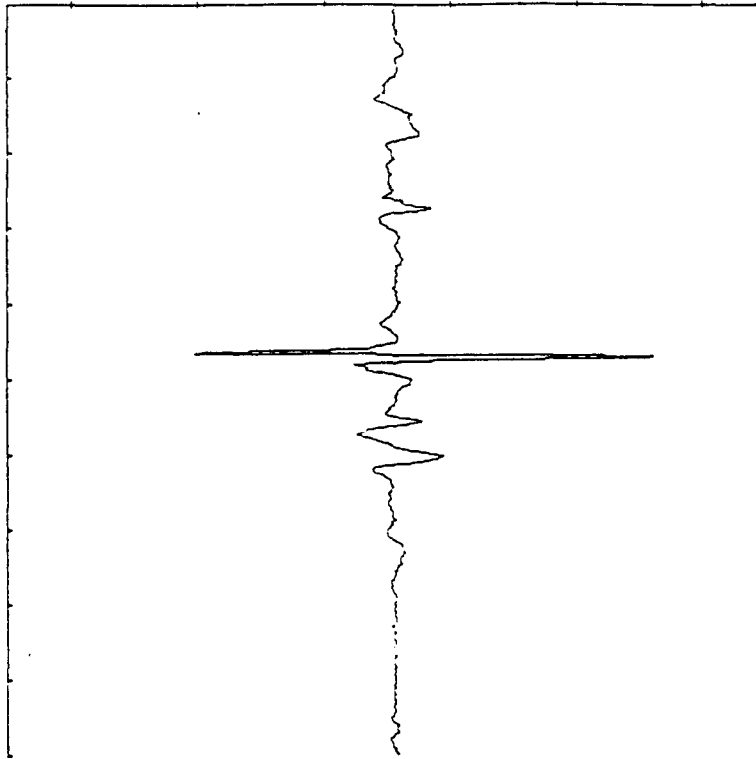


Fig. 2.7.- Resultados EMG.

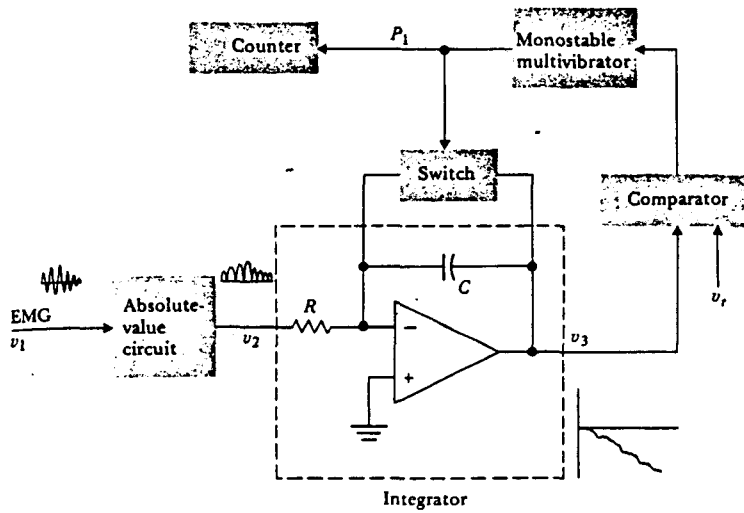


Fig. 2.9.- Diagrama de bloques de un integrador EMG.

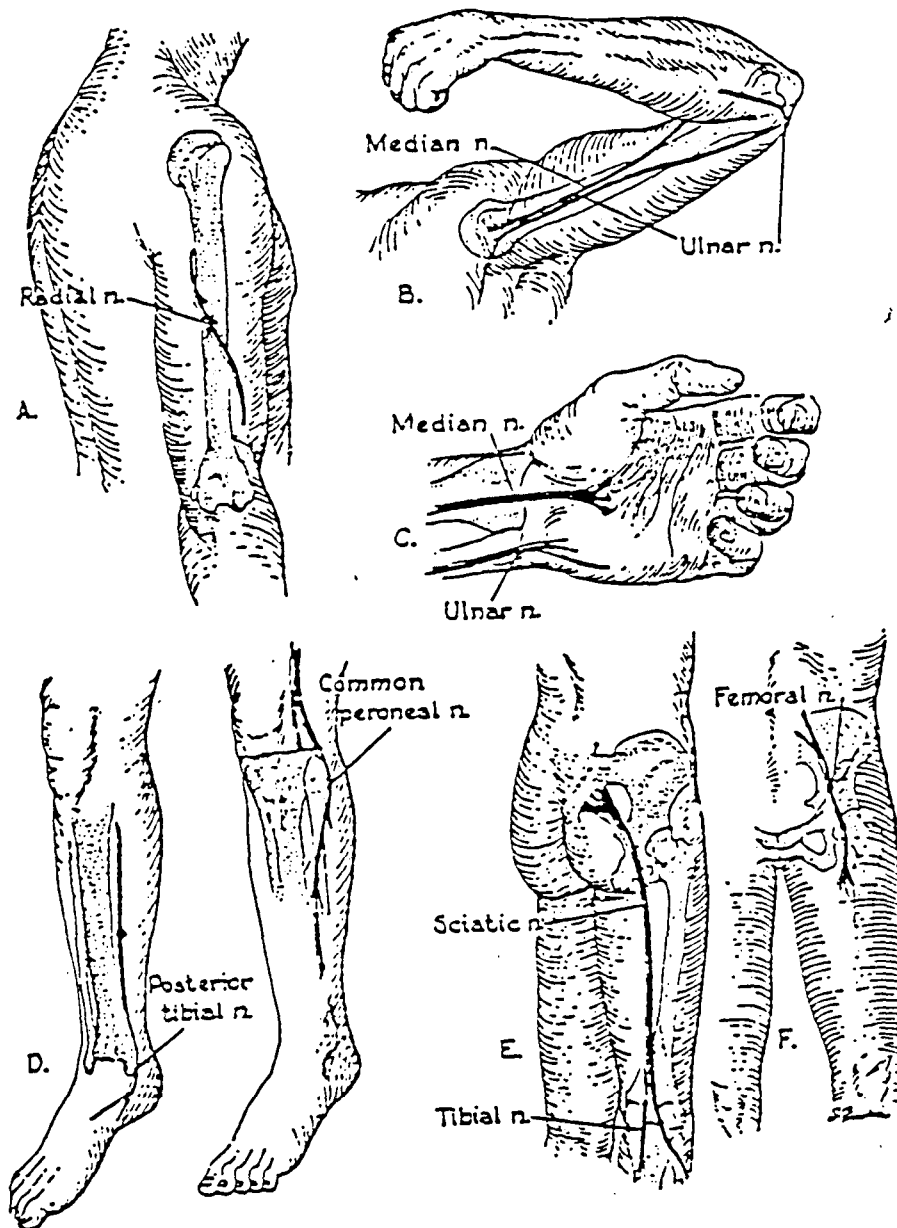


Fig. 2.8.- Zonas corporales típicas de EMG.

Como se indica en la figura 2.10., la forma de onda que se estudia solamente es la parte positiva. Las porciones negativas de la señal se invierten haciéndolas positivas.

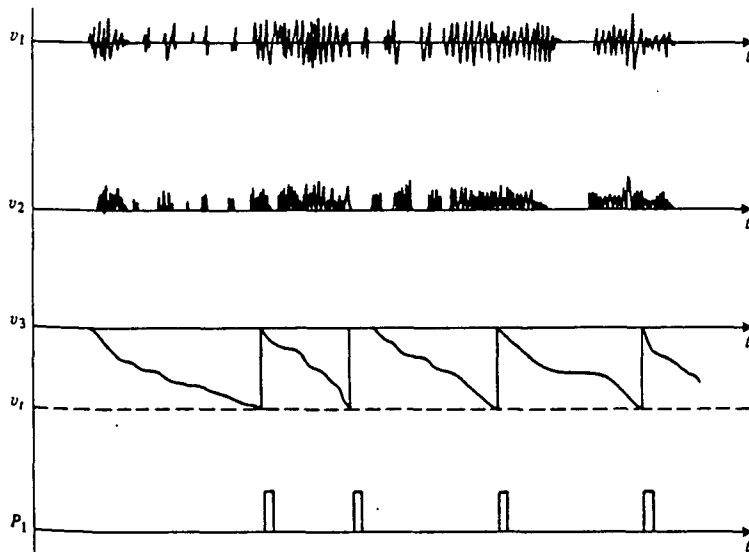


Fig. 2.10.- Varias formas de onda EMG.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Willis J. Tompkins, John G. Webster, **Design of microcomputer-based Medical Instrumentation**, PRENTICE- HALL, INC.
- * John G. Webster, **Medical Instrumentation . Application and design**, HOUGHTON MIFFLIN COMPANY.
- * **Tratado del ayudante en Medicina y Cirugía.**

Capítulo 2: Electrocardiografía

1.- FISILOGIA Y ANATOMIA FUNCIONAL

1.1.- Generalidades.-

Es una víscera hueca, eminentemente muscular, que actúa como bomba aspirante impelente, impulsando la sangre a través de los vasos; se sitúa al nivel del mediástino, en la cavidad torácica.

El corazón está dividido en cuatro cavidades, dos aurículas y dos ventrículos. Las aurículas, derecha e izquierda, están colocadas por encima de los ventrículos respectivos, comunicándose con ellos a través de los orificios aurículo-ventriculares.

Las aurículas están separadas entre sí a través del tabique interauricular, y los ventrículos, a su vez, están independizados por el tabique interventricular. Por tanto, la aurícula derecha se comunica con el ventrículo derecho y la aurícula izquierda lo hace con el ventrículo izquierdo, pero las cavidades derechas quedan separadas de las cavidades izquierdas a través de los tabiques interauricular e interventricular (Fig. 2.11.).

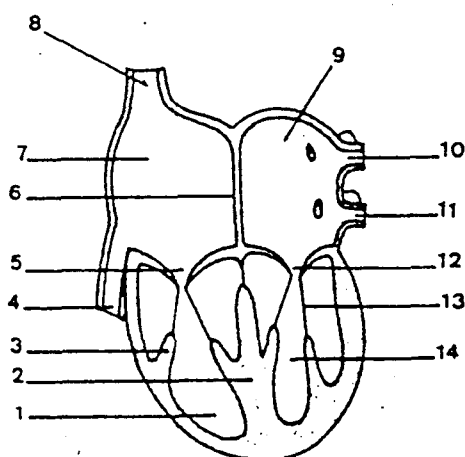


Fig. 2.11.- Esquemas de las cavidades cardíacas: 1.- ventrículo derecho, 2.- tabique interventricular, 3.- músculo papilar, 4.- vena cava caudal, 5.- orificio auriculoventricular derecho con la válvula tricúspide, 6.- tabique interauricular, 7.- aurícula derecha, 8.- vena cava craneal, 9.- aurícula izquierda, 10.- vena pulmonar superior izquierda, 11.- vena pulmonar superior derecha, 12.- orificio aurículo-ventricular izquierdo con la válvula mitral, 13.- cuerda tendinosa, 14.- ventrículo izquierdo.

En la circulación mayor la sangre oxigenada sale del ventrículo izquierdo a través de un grueso tronco arterial, la arteria aorta, que la reparte por todo el organismo. Desde los capilares la sangre retorna a través de las venas al corazón, desaguando en la aurícula derecha y cerrando así el circuito.

En la circulación menor la sangre venosa que ha llegado a la aurícula derecha pasa al ventrículo derecho y desde aquí sale impulsada a través de la arteria pulmonar hasta los pulmones, donde a nivel capilar es purificada. Retorna por las venas pulmonares

derechas e izquierdas a la aurícula izquierda, cerrándose así el circuito. La sangre que llega a la aurícula izquierda es oxigenada, pasa al ventrículo izquierdo y de allí se vierte nuevamente en la circulación mayor (Fig. 2.11.).

Los procesos de llenado y vaciamiento de las cavidades cardíacas se realizan mediante la dilatación y contracción de las paredes del corazón.

Las aurículas se rellenan simultáneamente dilatándose; este proceso recibe el nombre de diástole auricular. Mientras que esto sucede, los ventrículos expulsan sincrónicamente la sangre en ellos contenida mediante la contracción de sus paredes. Este hecho se denomina sístole ventricular. A continuación, las aurículas repletas de sangre se contraen en la sístole auricular, vertiendo la sangre en los ventrículos correspondientes en la llamada diástole ventricular.

Terminada esta acción se repite el movimiento anterior, es decir, replección auricular y expulsión ventricular, continuándose de esta manera el ciclo. Así, pues, la diástole auricular se acompaña de sístole ventricular y viceversa.

1.2.- Configuración externa y relaciones.-

El corazón tiene una forma que recuerda a una pirámide triangular con tres caras. Está situado de tal manera que la base es superior y el vértice inferior. El eje mayor de la viscera está dispuesto según una triple inclinación, se dirige de arriba abajo, de atrás adelante y de derecha a izquierda.

1.3.- Configuración interna.-

Las aurículas reciben la sangre a través de los gruesos troncos venosos que en ellas desaguan. Los ventrículos, por el contrario, son cavidades que mandan la sangre fuera del corazón.

Estas diferencias funcionales se reflejan en su morfología interna. Las aurículas son amplias cavidades globulosas, de paredes lisas y delgadas. Comunican con el ventrículo correspondiente a través de los orificios auriculo-ventriculares, que están poseídos de unas válvulas compuestas por velos valvulares cuya misión es impedir el reflujo sanguíneo de los ventrículos a las aurículas.

Los ventrículos tienen paredes muy gruesas, debido a que el esfuerzo que realizan es grande para impulsar la sangre desde el corazón hacia la periferia.

A) Aurícula derecha.

La aurícula derecha recibe la sangre venosa que llega de todo el cuerpo, excepto de los pulmones. La sangre proveniente de la cabeza, miembros superiores y parte del tronco es vertida por la vena cava craneal.

B) Aurícula izquierda.

La aurícula izquierda recibe la sangre oxigenada proveniente de los pulmones a través de las cuatro venas pulmonares, derechas e izquierdas, superior e inferior, además, presenta el orificio auriculo-ventricular izquierdo, que comunica con el ventrículo

izquierdo. Este orificio está ocupado por una válvula que impide el reflujo sanguíneo hacia la cavidad auricular. Es la válvula mitral, constituida por dos valvas o velos valvulares.

C) Ventrículo derecho.

El orificio aurículo-ventricular derecho le comunica con la cavidad auricular derecha. Por delante de él y en la parte superior de la cavidad, se encuentra el orificio pulmonar, posee tres válvulas, denominadas sigmoideas, en forma de nido de paloma.

D) Ventrículo izquierdo.

Se comunica con la aurícula correspondiente a través del orificio aurículo-ventricular. Por delante de este orificio presenta el agujero de comunicación con la arteria aorta, ocupado por las válvulas sigmoideas aórticas. Es la cavidad cardíaca de paredes más gruesas.

1.4.- Constitución.-

El corazón es un órgano formado por tres capas. La capa media está constituida por el miocardio, tejido muscular especializado, del que dependen la capacidad del trabajo del corazón.

Por fuera, el corazón está recubierto por una doble hoja, denominada pericardio seroso.

Entre las hojas parietal y visceral del pericardio seroso queda un espacio virtual, ligeramente húmedo.

1.5.- Sistema de conducción.-

El control de la actividad del miocardio depende de la inervación simpática y parasimpática. Los nervios simpáticos producen la aceleración del ritmo cardíaco, y el vago, nervio parasimpático, disminuye dicho ritmo.

Los estímulos nerviosos que llegan a través del simpático y parasimpático actúan sobre una parte especializada de tejido que se encuentra en la pared de la aurícula derecha, denominada nódulo sino-auricular o de Keith y Flack (Fig. 2.12.).

A partir de este nódulo se producen de una manera autónoma impulsos que regulan el ritmo y la fuerza de la contracción cardíaca. El impulso desencadenado se transmite a otro nódulo, situado en el lado derecho del tabique interauricular, cerca de su porción membranosa, llamada nódulo aurículo-ventricular o de Aschoff-Tawara. Este se continúa por el tabique interventricular con el fascículo de His, que se abre en dos ramas, las cuales se distribuyen por las paredes de ambos ventrículos formando la red de Purkinje, que propaga el impulso de contracción por todo el miocardio de los ventrículos.

1.6.- Irrigación.-

El corazón está irrigado por las arterias coronarias derecha e izquierda, que surgen de la aorta nada más salir ésta del ventrículo izquierdo. Su trayecto, sus ramas

colaterales y terminales, se distribuyen por las paredes del corazón, irrigando ampliamente el miocardio.

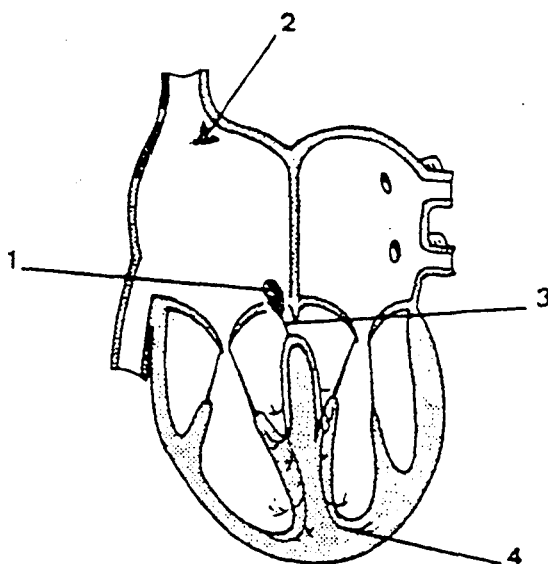


Fig.2.12.- Esquema del sistema de conducción específico del corazón. 1.- Nódulo aurículo ventricular o de Aschoff-Tawara. 2.- Nódulo auricular o de Keith y Flack. 3.- Fascículo de His. 4.- Red de Purkinje

Las venas de las paredes cardíacas van a desembocar mediante sus correspondientes troncos, en una dilatación venosa, denominada seno coronario. El seno coronario desemboca en la aurícula derecha.

2.- EL ELECTROCARDIOGRAMA (ECG)

2.1.- Los ventrículos.-

Los ventrículos están compuestos por millones de células cardíacas individuales. Más adelante, en la figura 2.15. veremos una sección del músculo cardíaco tal y como se ve al microscopio.

Dichas células cardíacas son relativamente largas y finas, y generalmente suelen ir unas a otras colocadas paralelamente, además de todo esto se ramifican e interconectan considerablemente.

Dichas células están rodeadas de una membrana que las mantiene separadas unas con otras, dicha membrana tiene una estructura densa y se la conoce con el nombre de **intercalated disc**. (Fig. 2.15.).

El ventrículo típico tiene una resistencia potencial de aproximadamente -90 mV. La fase tiene un grado de subida que es usualmente mayor que 450 V/s. La duración de la acción potencial de la forma de onda está referido al **sístole eléctrica**; el resto de la fase está referido a la **diástole eléctrica**.

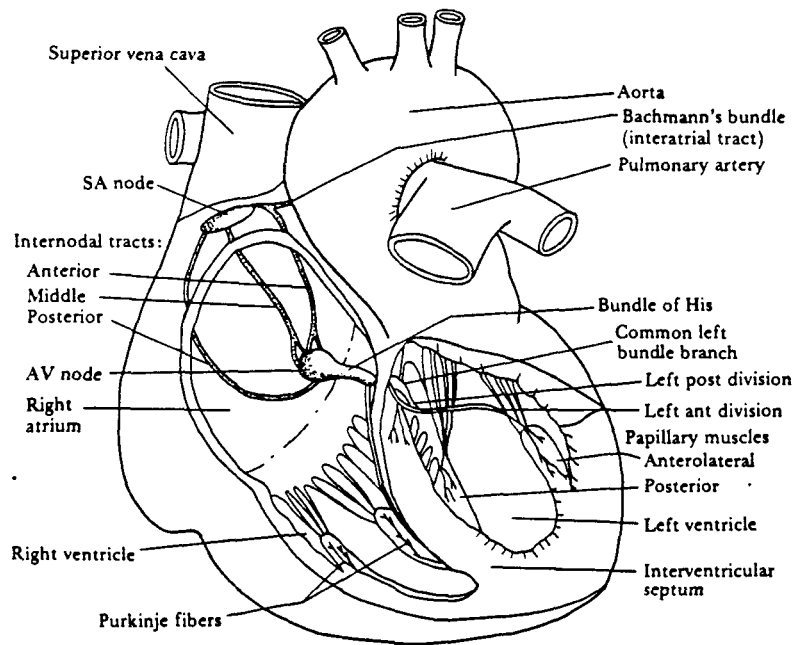


Fig.- 2.13.- Esquema general del corazón.

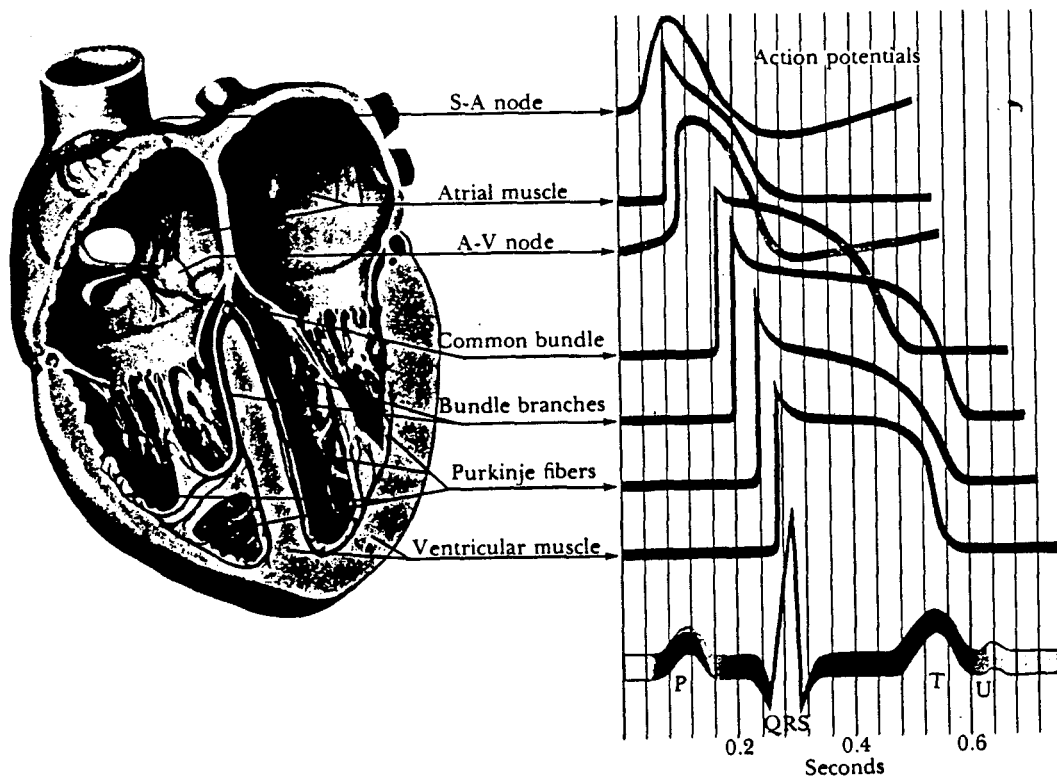


Fig. 2.14.- Representación de la actividad eléctrica en varias regiones del corazón.

2.2.- Activación ventricular.-

Los estudios realizados sobre la activación ventricular han sido conducidos sobre experimentos con animales utilizando electrodos de inserción en varios sitios del corazón. El tiempo de llegada de la activación eléctrica y la superficie de excitación puede ser mapeada (Fig.2.16.).

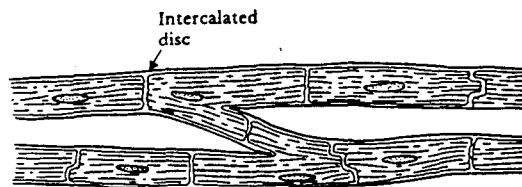


Fig. 2.15.- Arquitectura intercelular de una fibra miocárdica.

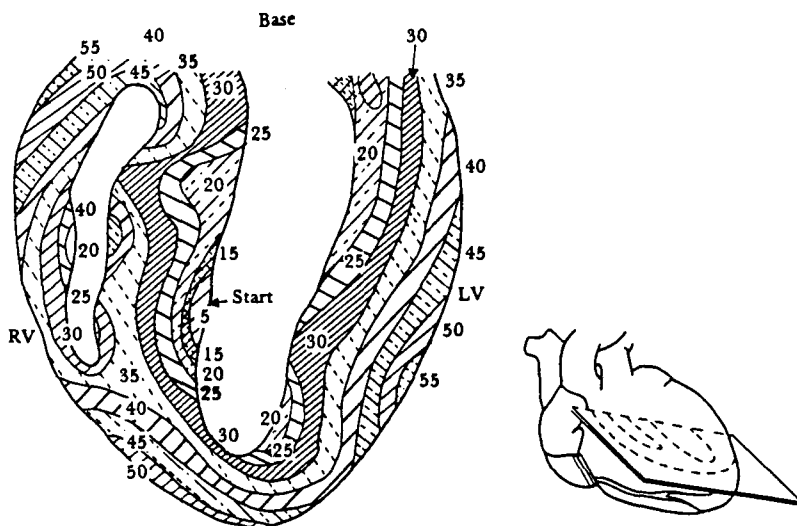


Fig. 2.16.- Activación ventricular.

2.3.- Potenciales de la superficie corporal.-

El electrocardiograma realiza el estudio de toda la actividad eléctrica captando los potenciales que se producen en la superficie cardíaca. Registrándose como en las demás técnicas electromédicas en papel o CRT.

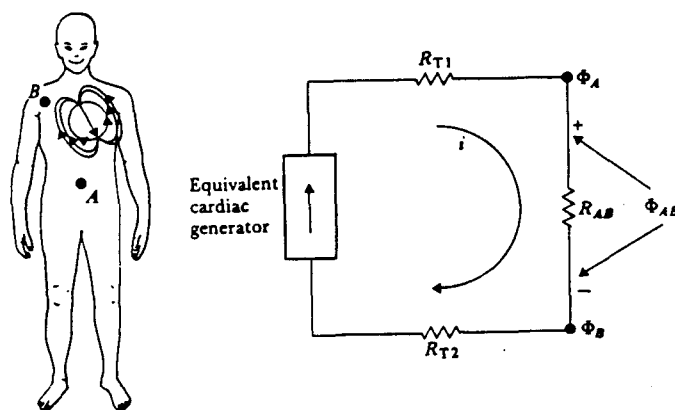


Fig. 2. 17.- Potenciales corporales.

2.4.- Ritmo cardíaco normal y anormal.-

Sobre esto hay poco que decir ya que el ritmo cardíaco normal es de unas 70 veces por minuto. Pudiendo haber patología por exceso o por defecto. En las siguientes figuras podremos observar cuando un ritmo cardíaco es normal y cuando no lo es.

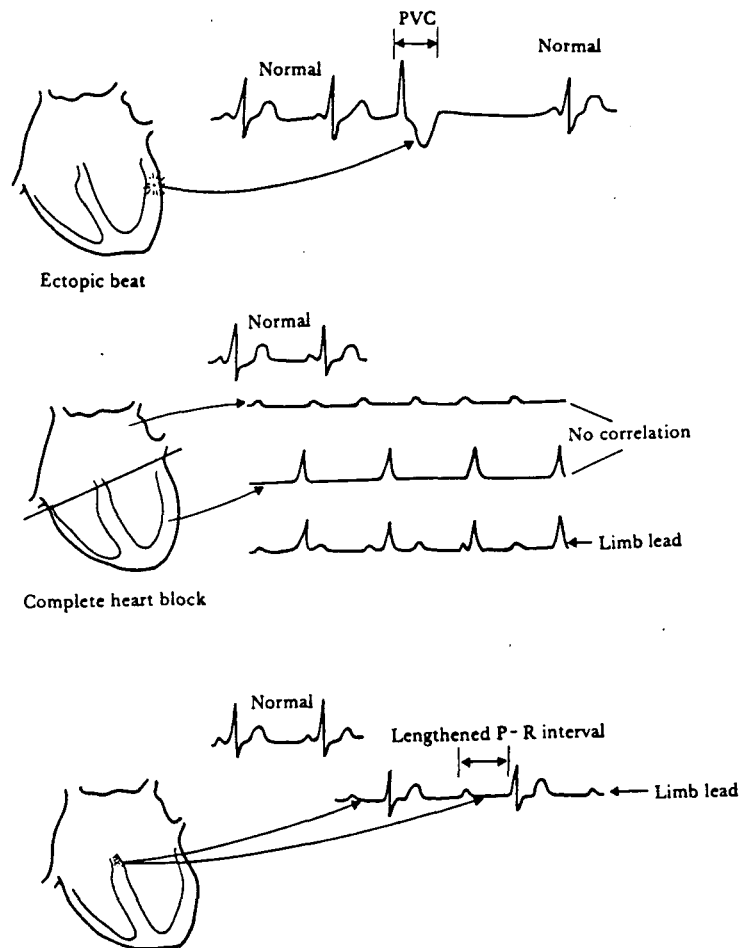


Fig. 2.18.- Ritmos cardiovasculares.

3.- EL ELECTROCARDIOGRAFO.-

El electrocardiógrafo, como es obvio, se utilizará para llevar a cabo medidas electrocardiográficas. En la figura 2.19. podremos ver un diagrama de bloques de un electrocardiógrafo típico.

4.- RANGOS DEL SISTEMA CARDIOVASCULAR.-

Ver figura 2.20. en la cual se aprecian los rangos y características principales de las señales electrocardiográficas.

5.- TECNICA ELECTROCARDIOGRAFICA.-

5.1.- Electrodo.-

Los electrodos utilizados para el registro de señales electrocardiográficas pueden ser de varios tipos, como se puede observar en la figura 2.21.

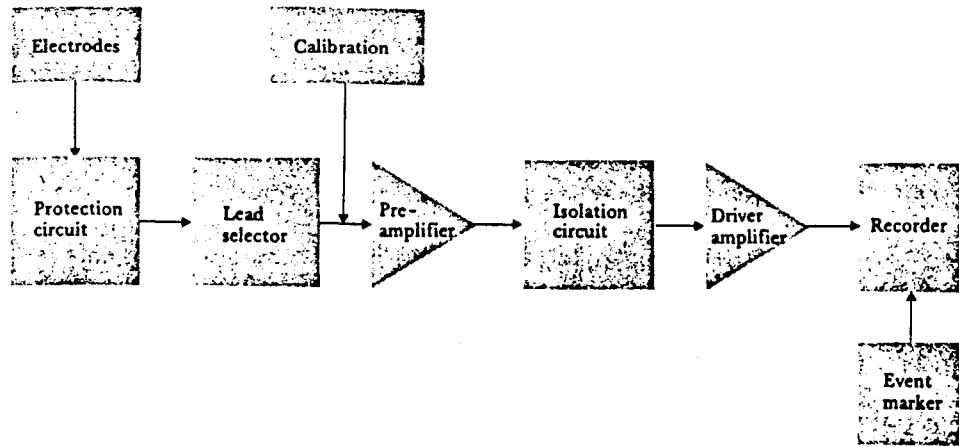


Fig. 2.19.- Diagrama de bloques de un ECG.

Cardiovascular System

Blood pressure, direct method	Frequency range: dc to 200 Hz; dc to 60 Hz usually adequate. Pressure range, arterial: 40 to 300 mm Hg; venous: 0 to 15 mm Hg.
Blood pressure, indirect method, intermittent systolic and diastolic	Auscultatory criterion (Korotkoff sounds): 30 to 150 Hz usually adequate. Palpatory criterion: 0.1 to 60 Hz. Both require additional signal showing occluding pressure.
Pulse waves, indirect method, peripheral artery	Frequency range: 0.1 to 60 Hz usually adequate. Pulse trace similar to blood pressure, direct, but without baseline zero.
Plethysmogram (volume measurements)	Frequency range: dc to 30 Hz.
Heart rate	Average rate, human: 45 to 200 beats/min; lab animal: 50 to 600 beats/min.
Oximetry	Frequency range: 0 to 60 Hz; 0 to 5 Hz usually adequate.
Cardiac output	Frequency range: 0 to 60 Hz; 0 to 5 Hz usually adequate.
Electrocardiogram	Frequency range: 0.05 to 100 Hz. Signal range: 10 μ V (fetal) to 5 mV (adult).

Fig.2.20.- Rangos cardiovasculares.

5.2.- Proceso de la señal.-

La señal una vez es recogida, se trata por cada uno de los bloques que vimos en el epígrafe tercero.

Una típica señal electrocardiográfica es la que se aprecia en la figura 2.22.

Pudiendo ser recogida esta señal y ser tratada de diferentes formas. Entre estas formas vamos a destacar las de las figuras 2.23. y 2.24.

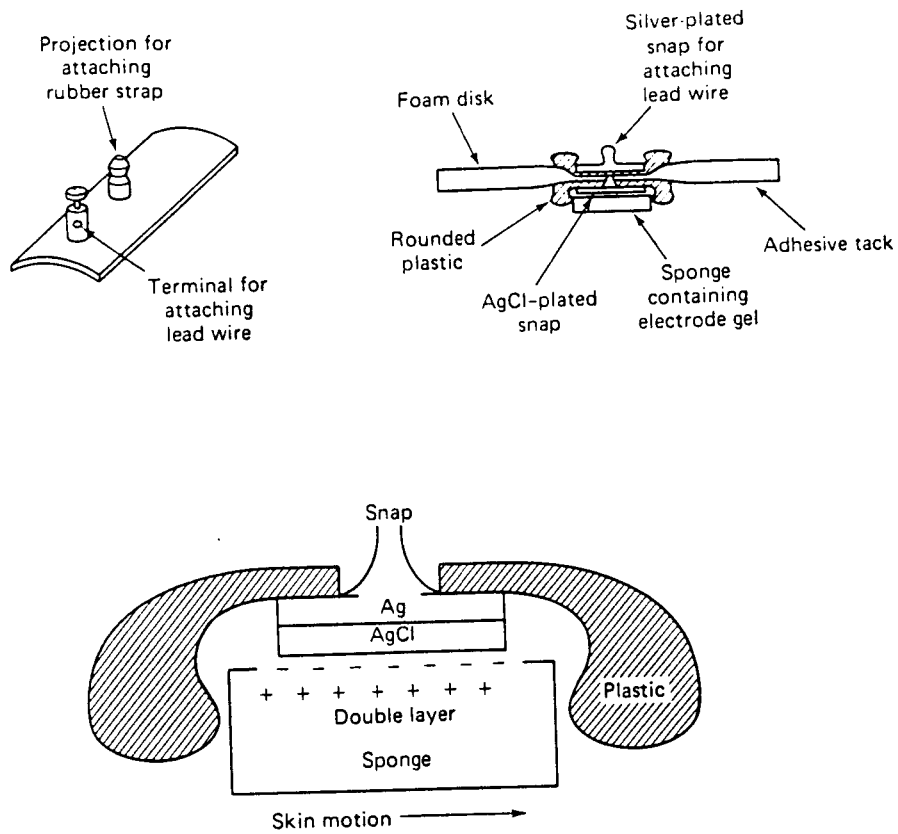


Fig. 2.21.- Tipos de electrodos.

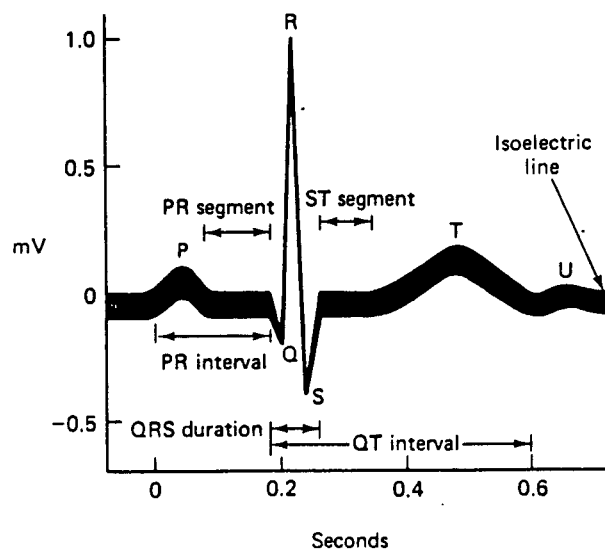


Fig. 2.22.- Señal típica ECG.

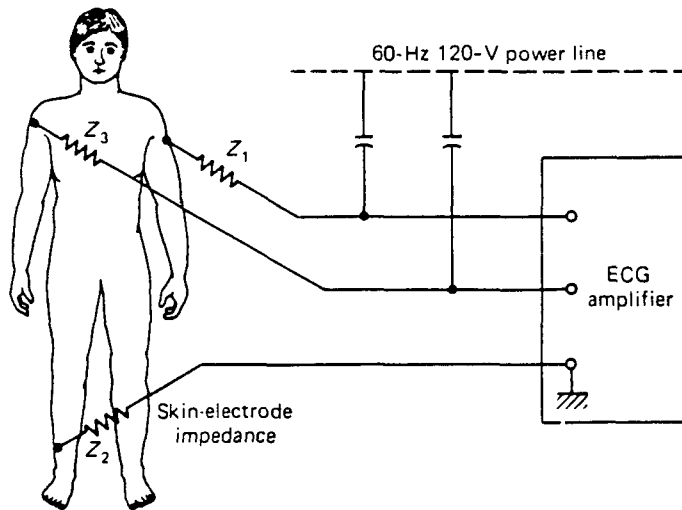


Fig. 2.23.-

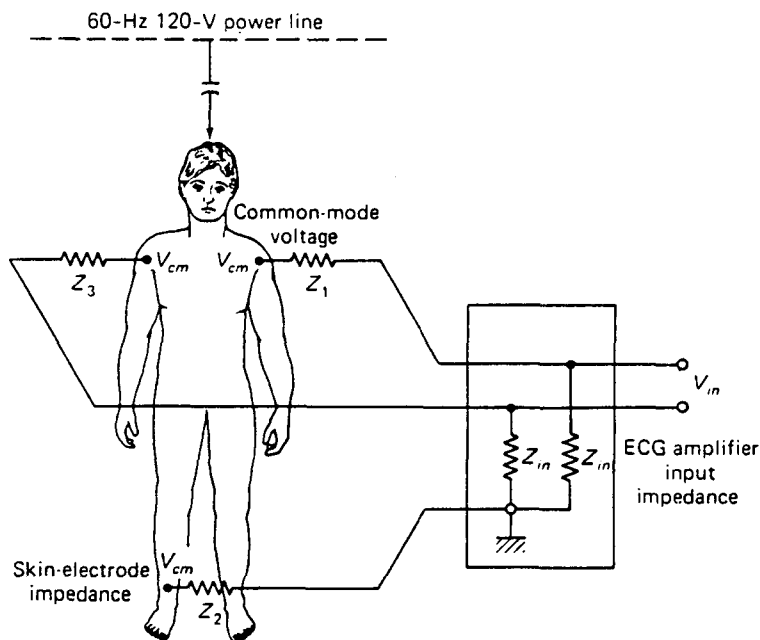


Fig. 2.24.-

6.- NOTA.-

Sobre esta técnica electromédica, la ECG (Electrocardiografía), no he querido profundizar más porque de esta técnica ya se ha hecho otro Proyecto Fin de Carrera, y me he conformado con hacer unas matizaciones generales sobre dicha técnica, para así no dejar de hablar de tan importante técnica electromédica.

Para un mayor estudio, sugiero que el interesado se remita a dicho Proyecto Fin de Carrera.

BIBLIOGRAFIA.-

- * **W.J. Tompkins, J.G. Webster, Design of Microcomputer-Based Medical Instrumentation, PRENTICE-HALL, INC.**
- * **J.G. Webster, Medical instrumentation. Application and design, HOUGHTON MIFFLIN COMPANY.**
- * **Tratado del ayudante en Medicina y Cirugía.**

Capítulo 3: Electroneurografía (ENG).

1.- INTRODUCCION.-

Es el registro de la actividad eléctrica de los nervios periféricos, en la mayoría de los casos de las extremidades y de la cara, y se ocupa fundamentalmente de la medida de velocidades de conducción (sensitiva y motriz) de los potenciales reflejos (onda H, respuesta F, "blink", etc...). (Fig. 2.25.).

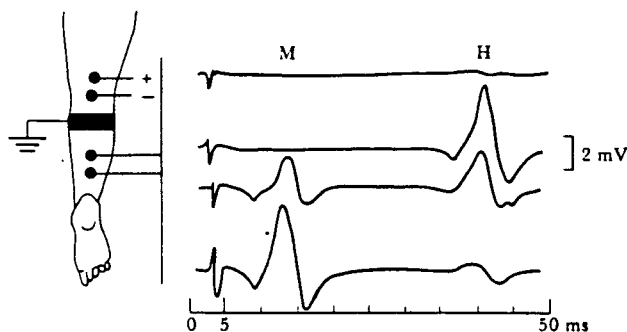


Fig. 2.25.- Onda H.

La primera referencia bibliográfica que se tiene sobre el tema data de 1.850 y su autor Helmholtz, quien midió la velocidad de conducción de un nervio periférico de una rana, y posteriormente de un hombre, aunque no fue hasta mucho más tarde que Berry (1.944), trabajando con animales, le dió valor clínico a estas mediciones al darse cuenta de que la velocidad de conducción de fibras nerviosas que se están regenerando, después de una compresión o sutura, disminuye.

En 1.948, Hodes confirmó estos resultados para el caso del hombre. El estudio de las conducciones motriz y sensitiva es una técnica muy útil, si se emplea conjuntamente con la electromiografía, para el reconocimiento y exacta localización de patologías en los nervios periféricos. El estudio de los potenciales reflejos constituye una ayuda complementaria.

La instrumentación es similar a la descrita en el apartado relativo a los potenciales evocados. De hecho, ambas velocidades de conducción se miden a partir de potenciales evocados obtenidos mediante estimulación eléctrica, que suelen consistir en pulsos de tensión o corriente de duración entre 10 y 300 μ s.

La banda pasante del amplificador suele estar entre 10 y 200 Hz y su sensibilidad puede llegar hasta 10 μ V/div.

2.- EL ELECTRONEUROGRAMA (ENG).-

La velocidad de conducción de un nervio periférico se mide por la estimulación del nervio motor entre dos puntos, cuya distancia es conocida, a lo largo del mismo. En la figura 2.26. podemos observar el proceso de dicha medida.

Conociendo la separación entre dichos puntos, nosotros podemos determinar la latencia y la velocidad de conducción del nervio. El valor clínico que se saca de la experiencia obtenida hasta ahora, es que la velocidad de conducción en un nervio dañado es más lenta que en uno sano. Aunque los potenciales de campo de los nervios son de amplitud mucho menor que los potenciales extracelulares, tales potenciales se pueden recoger, o bien con electrodos superficiales o bien con electrodos de aguja. Los potenciales de campo neurales sólo pueden ser sacados de un nervio sensorial puro o limpio o bien de los componentes sensoriales que tiene un nervio mixto o mezclado, en el cual la estimulación se aplica de una manera en la cual no se excitan las componentes motoras del nervio.

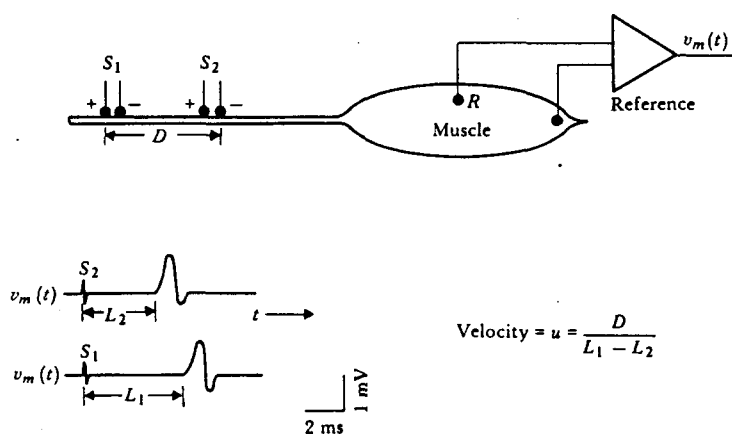


Fig.2.26.- Medida de la velocidad de la conducción.

Aunque la velocidad de conducción y la latencia son los parámetros, generalmente, más usados y asociados con las funciones de los nervios periféricos, las características de los campos potenciales evocados en el músculo, los cuales se consiguen por la estimulación del nervio, son también muy importantes. Cuando los potenciales evocados del músculo se tienen en consideración, frecuentemente la duración de la respuesta es de interés, ya que la lentitud de la conducción en una pocas fibras motoras puede, en realidad, traer consigo una activación tardía de una porción del músculo, y el resultado del potencial de campo puede, por consiguiente, ser prolongado. Cuando los potenciales del campo del nervio se miden en un cierto caso, la dispersión temporal debida a la lenta conducción en algunas de las fibras puede traer consigo un decremento significativo en la amplitud de la señal.

2.1.- Potenciales de los nervios sensoriales.-

Las respuestas de los campos extracelulares procedentes de los nervios sensoriales se pueden medir fácilmente de los nervios intermedios del brazo usando electrodos aplicados a los dedos de la mano.

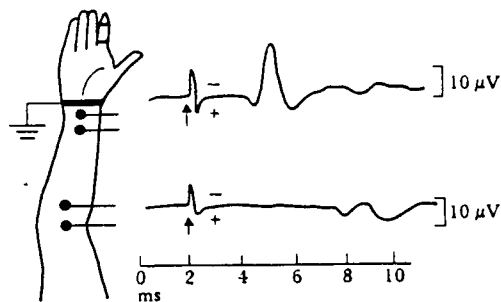


Fig. 2.27. - Potenciales evocados de los nervios sensoriales.

Como se puede ver en la figura se toman dos puntos del brazo, cuya distancia entre ambos es conocida, para así poder medir la velocidad de conducción del nervio sensorial.

Clínicamente, los potenciales de campo se recogen utilizando preamplificadores diferenciales de elevada ganancia y de elevada impedancia de entrada. La figura 2.27 muestra que la medida ENG es del orden de $10 \mu\text{V}$ y la interferencia de red es algunas veces un problema incluso con amplificadores de modo común.

2.2.- Velocidad de conducción motriz.-

Se puede medir fácilmente en los siguientes nervios: mediano, ulnar, peroneal común y tibial posterior, que suelen ser los más empleados en la rutina clínica.

Tablas de valores normales de velocidades están disponibles, con la corrección según la edad, y suelen estar comprendidos entre 49 y 66 m/s.

La velocidad de conducción motriz (VCM) se obtiene estimulando en dos puntos distintos un nervio. La distancia entre los dos puntos de estimulación (en metros) se divide por la diferencia de latencias entre ambos puntos (en segundos). El resultado es la VCM para el nervio en cuestión. La medida diferencial es necesaria para eliminar el tiempo de cruce de la unión neuromuscular. La estimulación suele ser mayor en un 30% a la supramaximal (aunque no siempre, pues algunas veces interesa comprobar la conducción de las fibras más lentas), con ello se activan todas las fibras más rápidas del nervio. El valor de estimulación supramaximal se encuentra aumentando el nivel de estimulación hasta lograr que la amplitud y la latencia de la respuesta sean máxima y mínima respectivamente (Fig. 2.28.).

Finalmente debe resaltarse la dependencia de la VCM con la temperatura 15% por grado (centígrado), lo que obliga a mantener lo más constante posible la temperatura de la extremidad sobre la que se van a realizar las medidas.

2.3.- Velocidad de conducción sensitiva (VCS).-

Puede medirse fácilmente en los nervios mediano y ulnar (nervios mixtos) utilizando electrodos de estimulación, en forma de anillos, aplicados a los dedos (Fig. 2.29).

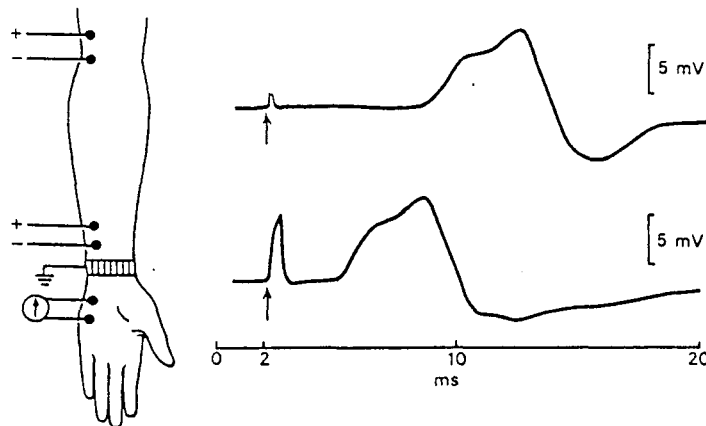


Fig. 2.28.- Medida de la velocidad de conducción motriz en el nervio ulnar.

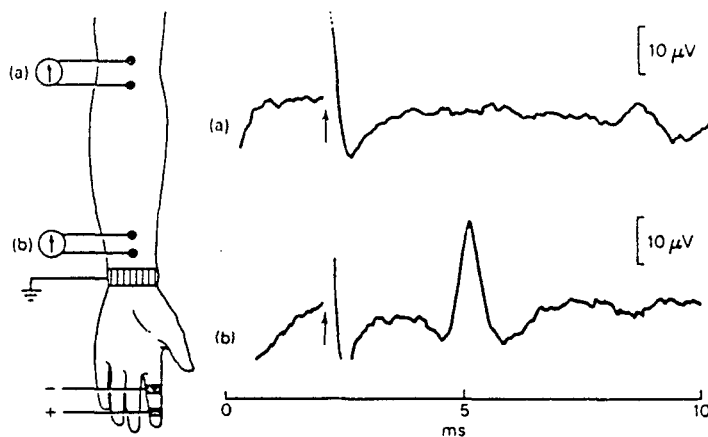


Fig. 2.29.- Medida de la velocidad de conducción sensitiva en el nervio mediano.

De forma parecida puede registrarse en el nervio tibial posterior.

Algunas veces se registran las VCS en sentido antidrómico (conducción inversa del nervio), el nivel de estimulación debe mantenerse inferior al de las fibras motrices. Dado que las fibras sensitivas poseen un umbral inferior a las motrices, esto es a menudo posible.

La VCS se suele calcular a partir de la respuesta de un solo punto de registro: no se necesita una medida diferencial como en el caso de la VCM, ya que no existe unión neuromuscular. Las respuestas obtenidas acostumbran a tener una amplitud muy inferior a las motrices; por ello se emplean a menudo técnicas de promediación.

Los valores normales de VCS son del mismo orden de magnitud que los de VCM.

ENG
PATIENT: EDDIE COX
DATE: 1 JAN 16 1984
GAIN: 200 H= 30 L= 0.1
SWEEP: 1000

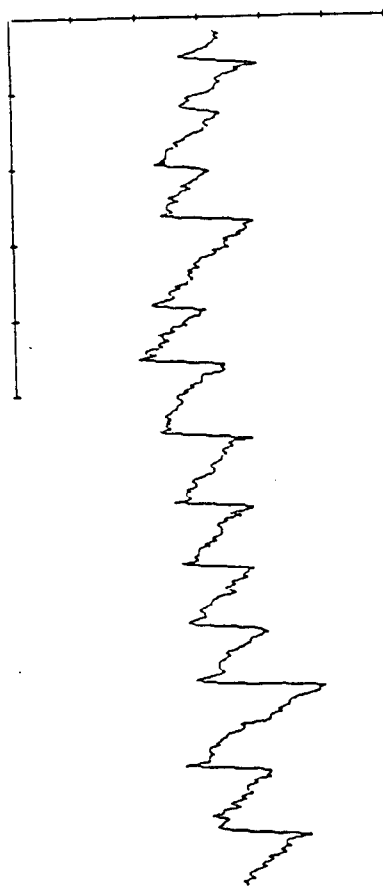


Fig. 2.30.- Resultados ENG.

BIBLIOGRAFIA.-

- * J.G. Webster, **Medical Instrumentation. Application and design**, HOUGHTON MIFFLIN COMPANY.
- * Curtis, Jacobson, **An introduction to the neurosciences**, Philadelphia: Saunders.

Capítulo 4: Electroretinografía (ERG)

1.- FISILOGIA Y ANATOMIA FUNCIONAL.-

1.1.- Introducción.-

El órgano encargado de recibir los estímulos luminosos y formar las imágenes para después transmitirlos al lóbulo occipital del cerebro a través del nervio óptico es el globo ocular.

El ojo se encuentra situado en la fosa orbitaria, pero no la ocupa totalmente, sólo en su porción anterior. Se mantiene en su posición gracias a la acción de los músculos que se encuentran en la órbita.

La órbita es la cavidad que contiene todos los elementos del globo ocular; es una fosa situada a los lados de las cavidades nasales, por encima del maxilar superior.

1.2.- Globo ocular.-

El globo ocular es una figura esférica. En su parte anterior la córnea hace prominencia, por lo que la totalidad del ojo no es una esfera perfecta. La parte más anterior se denomina polo anterior, y la opuesta, polo posterior.

MEMBRANAS OCULARES.

El globo ocular está formado por tres membranas, que de fuera a dentro son: la esclerótica, la coroides y la retina (Fig. 2.31.).

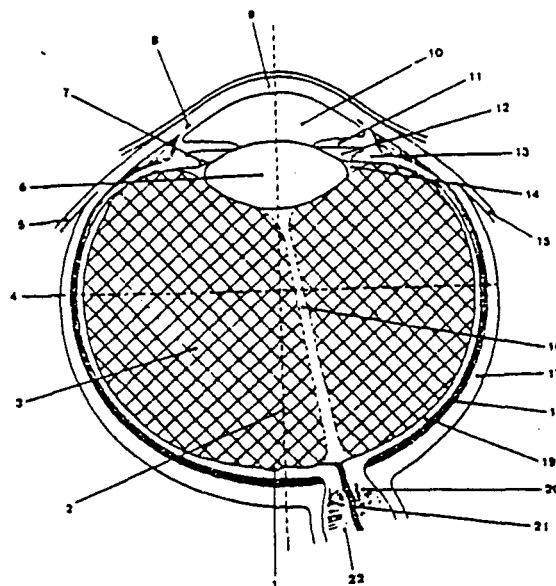


Fig. 2.31.- Corte horizontal del ojo izquierdo: 1.- región de la mácula. 2.- eje óptico anteroposterior. 3.- cuerpo vítreo. 4.- línea del ecuador. 5.- tendón del músculo recto lateral. 6.- cristalino. 7.- ligamento suspensorio del cristalino. 8.- conducto de Schlemm. 9.- córnea. 10.- cámara anterior. 11.- iris. 12.- cámara posterior. 13.- procesos ciliares. 14.- espacio zonular. 15.- tendón del músculo recto interno. 16.- conducto hialoideo. 17.- esclerótica. 18.- coroides. 19.- retina. 20.- lámina cribosa de la esclerótica. 21.- arteria central de la retina. 22.- nervio óptico.

a) **Esclerótica y córnea.**

La esclerótica es la membrana más externa del globo ocular. Es una capa fibrosa de color blanco, bastante dura, que constituye el esqueleto del ojo.

En su polo anterior presenta un orificio circular que está ocupado por la córnea; es ésta una hoja transparente curvada por lo que resalta en su superficie.

El punto de unión entre la esclerótica y la córnea es una línea circular, denominada **angulo esclerocorneal**.

En la parte posterior la esclerótica está atravesada por debajo y por dentro del polo posterior por las fibras del nervio óptico.

b) **Coroides.**

Se encuentra revistiendo la cara interna de la esclerótica, es una membrana eminentemente vascular, con numerosas células pigmentadas. Se la conoce también como tracto uveal.

Recubre todo el casquete posterior del ojo, en el punto en que las fibras ópticas atraviesan la esclerótica, se deja atravesar por dichas fibras nerviosas.

La coroides sigue cubriendo hacia adelante la esclerótica y cuando llega al orificio corneal, o mejor al contorno de la córnea, se refleja, alejándose de esta última, y forma el **iris** y su perforación **pupila**.

c) **Retina.**

Es la membrana más interna del globo ocular, constituye una capa muy especializada originada de la prolongación más anterior del nervio óptico. Cubre la coroides internamente llegando hasta la pupila. Las células encargadas de recibir los rayos luminosos son los conos y bastones, que se encuentran en la retina en contacto con la membrana coroidea.

No toda la retina tiene capacidad visual; la parte correspondiente a casi todo el casquete anterior recibe el nombre de retina ciega. La parte correspondiente al centro del polo posterior es el punto de mejor visión, se denomina **mácula lútea** y en ella sólo existen conos.

MEDIOS TRANSPARENTES.

El globo ocular está ocupado, interiormente, por unas estructuras que dejan pasar el rayo luminoso que entra atravesando la córnea.

CRISTALINO CAMARAS OCULARES.

Es una estructura transparente, biconvexa, que se coloca entre el iris por delante. Mediante la acción de los músculos ciliares, el cristalino se aplanan o engrosa, enfocando la imagen en la retina mediante la acomodación.

Por delante del iris queda una cavidad que se limita ventralmente por la córnea y dorsalmente por el señalado iris y el cristalino. Es la cámara anterior del globo ocular. Por

detrás del iris queda un espacio circunferencial entre éste y la parte periférica de la cara anterior del cristalino. Es la cámara posterior del globo ocular.

HUMOR ACUOSO.

Es un líquido transparente que ocupa las cámaras anterior y posterior del globo ocular. Circula libremente entre ambas a través de la pupila.

HUMOR VITREO.

Todo el espacio del globo ocular que queda dorsal al cristalino está ocupado por una estructura transparente, denominada humor vítreo. Este es un gel viscoso, cuya superficie periférica se pone en contacto con la retina.

1.3.- Músculos extrínsecos del ojo.-

En el fondo de la órbita se encuentra el orificio del conducto óptico y la hendidura esfenoidal. El primero es para el paso de la arteria oftálmica y el nervio óptico, y la segunda, para el resto de los vasos y nervios que llegan a la órbita.

Alrededor del agujero óptico y de la parte interna de la hendidura esfenoidal se inserta un anillo fibroso, denominado anillo de Zinn, donde se insertan varios músculos; la mayor parte de ellos, por el otro extremo, se fijan en globo ocular actuando sobre él. Estos músculos son (Fig. 2.32.):

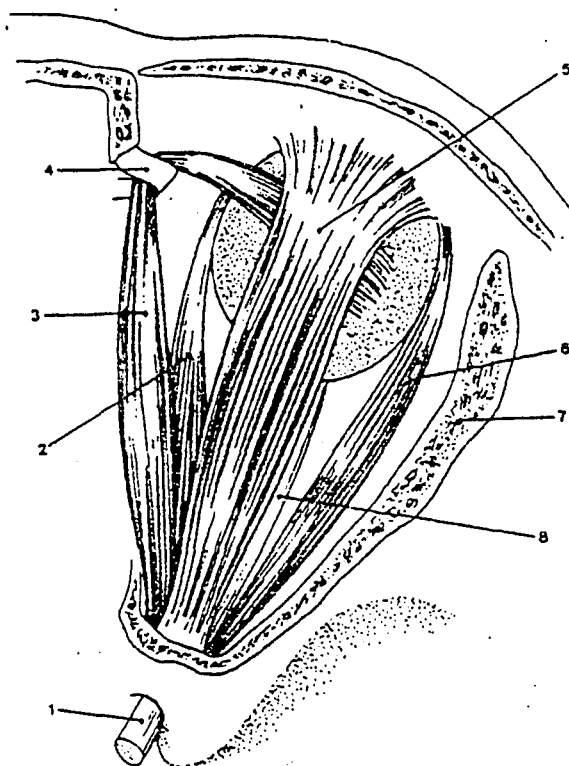


Fig. 2.32.- Esquema de los músculos extrínsecos del globo ocular: 1.- nervio óptico. 2.- *M. recto interno*. 3.- *M. oblicuo mayor*. 4.- polva de reflexión del *M. oblicuo mayor*. 5.- *M. elevador del párpado superior* debajo del cual se encuentra el *M. recto superior*. 6.- *M. recto externo*. 7.- pared externa de la órbita. 8.- *M. recto inferior*.

a) **Elevador del párpado superior.**

Se origina en la parte superior del anillo de Zinn, discurre hacia delante por el techo de la órbita y acaba insertándose en el párpado superior, al que eleva.

b) **Recto superior.**

Se dispone de delante atrás, camina en el techo de la órbita por debajo del anterior. Se inserta en la parte superior y anterior del globo ocular.

c) **Recto interno.**

Desde el anillo de Zinn hasta el globo ocular. Discurre por la pared interna.

d) **Recto inferior.**

Igual que el anterior, pero dispuesto en el suelo de la órbita.

e) **Recto externo.**

Discurre por la pared externa y se inserta en el globo ocular.

f) **Oblicuo mayor.**

Se origina en el anillo de Zinn. Se coloca en el ángulo de la órbita, entre la pared interna y superior.

Oblicuo menor: Este músculo no se origina en el anillo de Zinn, sino en la parte anterior de la pared interna de la órbita.

Todos estos músculos estriados actúan sobre el globo ocular, desplazando con ello la mirada voluntariamente hacia el lugar deseado.

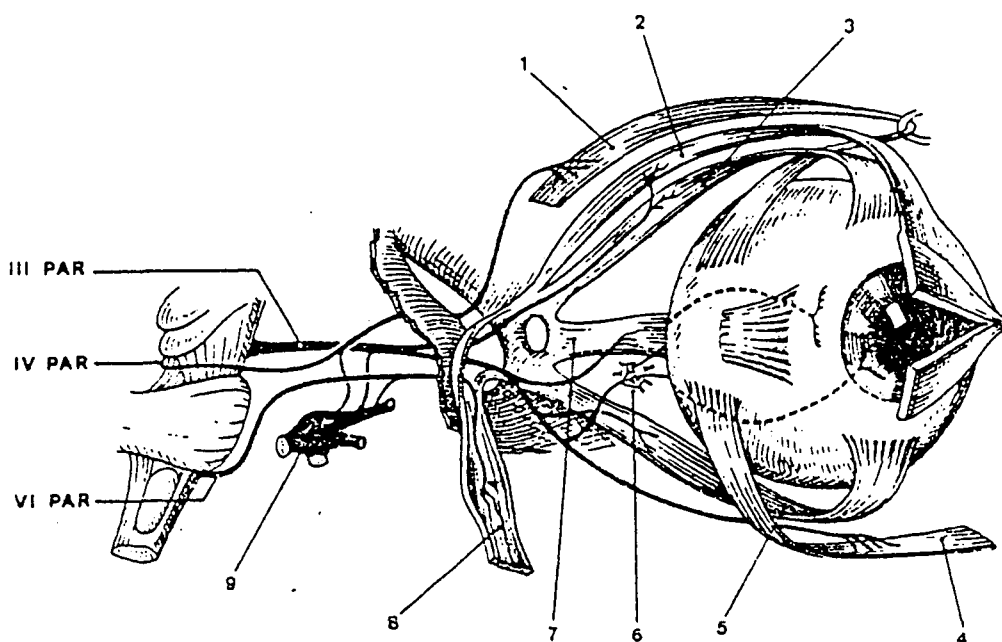


Fig. 2.33.- Esquema de distribución de los nervios motor oculares.

1.4.- Párpados.-

Ventralmente la fosa orbitaria y el globo ocular están cubiertos por dos pliegues cutáneos, superior e inferior, denominados párpados (Fig. 2.34.).

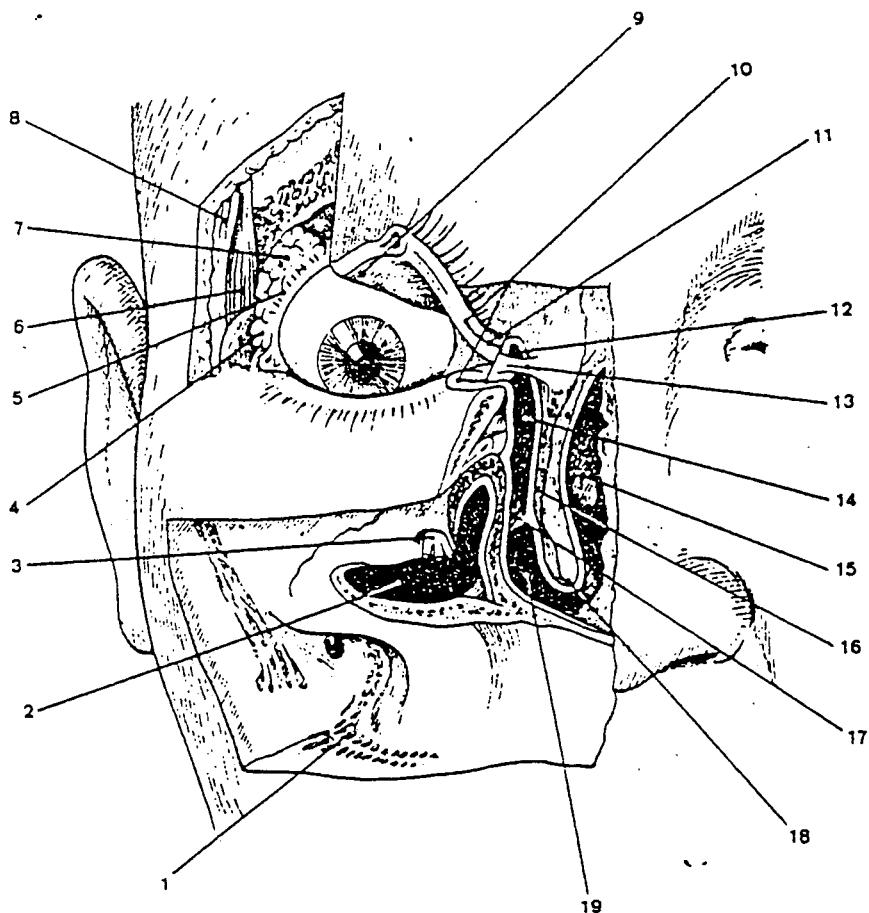


Fig.2.34.- Esquema para demostrar el aparato lagrimal: 1.- músculo buccinador. 2.- seno maxilar. 3.- nervio infraorbitario. 4.- porción palpebral de la glándula lagrimal. 5.- conductos de secreción de la glándula lagrimal. 6.- músculo temporal. 7.- glándula lagrimal. 8.- fascia temporal. 9.- conjuntiva del párpado superior. 10.- puntos lagrimales. 11.- canaliculos lagrimales. 12.- saco lagrimal. 13.- ligamento palpebral interno. 14.- conducto lacrimonasal. 15.- cornete nasal medio. 16.- mucosa y periostio del conducto lacrimonasal. 17.- pliegue lagrimal. 18.- cornete nasal inferior. 19.- meato nasal inferior.

El borde libre de ambos párpados tiene pequeños orificios; son los que abren al exterior las glándulas de Meibomio, que se encuentran en los bordes de los párpados.

Por delante de estos orificios se inserta una hilera de cilios o pestañas con misión protectora. La cara superficial de los párpados es la propia piel; la cara profunda está revestida por una membrana, denominada conjuntiva.

1.5.- Aparato lagrimal.-

La superficie anterior del globo ocular que se encuentra en contacto con el exterior y la conjuntiva se encuentran siempre humedecidas por el líquido lagrimal, que ejerce funciones de limpieza.

Este líquido se forma en la glándula lagrimal. Se encuentra ésta en la porción superior externa de la base de la órbita, cubierta por la conjuntiva. Sus conductos atraviesan la membrana conjuntival para verter las lágrimas en la parte exterior del ojo.

Las lágrimas son drenadas a las fosas nasales a través del conducto lacrimonasal.

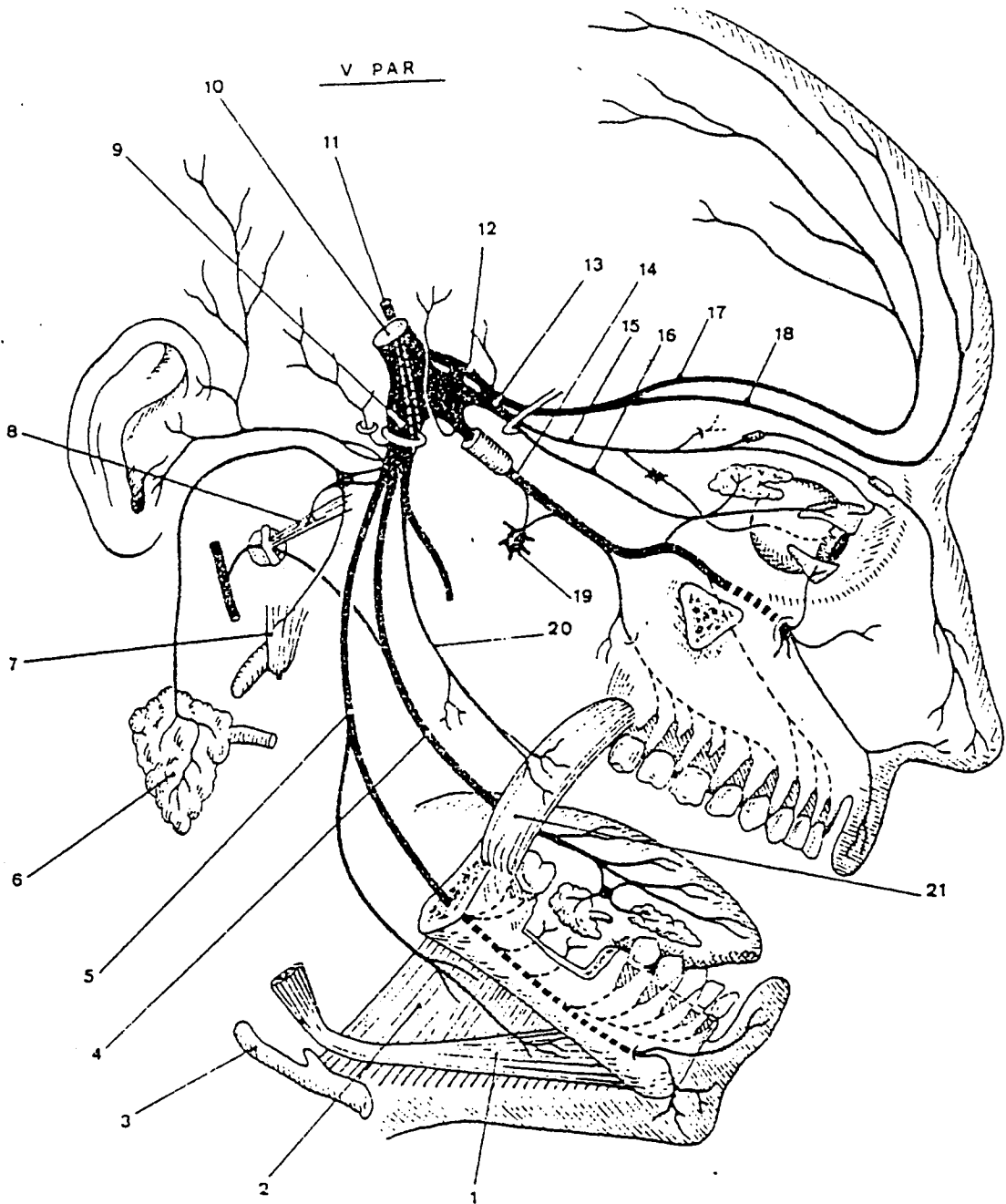


Fig. 2.35.- Esquema general ocular.

2.- EL ELECTRORETINOGRAMA (ERG).-

El electroretinograma (ERG) es el registro de los cambios de potencial, relativamente lentos, que ocurren a través de la retina, en una dirección radial, cuando es

estimulada por la luz. Estos potenciales fueron descubiertos inicialmente por Holmgren en 1.896 y, en forma independiente, por Dewar y Mckendich (Dawson, 1.972). En el hombre fue estudiado inicialmente por Adrian (1.945). Se obtiene mediante un electrodo de la córnea. El electroretinograma computado, en cambio, se obtiene con un electrodo extracorneano (en el párpado).

El registro consiste en una deflexión inicial negativa, denominada onda -a, a la cual sigue otra de mucha mayor amplitud, positiva, denominada onda -b. A estas dos ondas, que ocurren rápidamente, las sigue una onda negativa que se produce cuando cesa el estímulo (respuesta of). Finalmente se produce una lenta deflexión positiva denominada onda -c. Esta denominación de las distintas ondas fue dada por Einthoven y Jolly en 1.908 (Armington, 1.980).

Puesto que el ERG es detectado con macroelectrodos, los componentes que lo constituyen tienen que corresponder a la sumatoria de la actividad de muchas células de una clase determinada, las cuales responden sincrónicamente a la estimulación luminosa (Brown, 1.968).

La onda -a es un potencial receptor temprano asociado a iniciales procesos fotoreceptivos, mientras que la onda -c se produce en las células del epitelio pigmentado. La onda -b se cree proveniente de la actividad de las células de la capa bipolar, pero ello no identifica a las células que la producen. Se ha propuesto que la onda -b se originaría en las células de Müller, pero existe inseguridad al respecto (Armington, 1.980).



Fig. 2.36.- Disposición para el estudio ERG.

2.1.- Electrofisiología del ojo.-

Cuando la retina se estimula con una luz de flash, se producen unos cambios de potencial secuenciales y temporales que pueden ser recogidos por los electrodos. En la figura 2.37. podemos ver cual es la disposición de los electrodos y del amplificador diferencial para la recogida de la respuesta a dicho flash.

Estos cambios potenciales que son captados por los electrodos se conocen colectivamente con el nombre de **electroretinograma (ERG)**. El ERG es un potencial externo cuya forma de onda es bastante compleja.

En la figura 2.38. podemos observar una forma de onda típica de ERG como respuesta a dos destellos de flash. En dicha forma de onda podemos distinguir fácilmente cuatro tramos bien diferenciados.

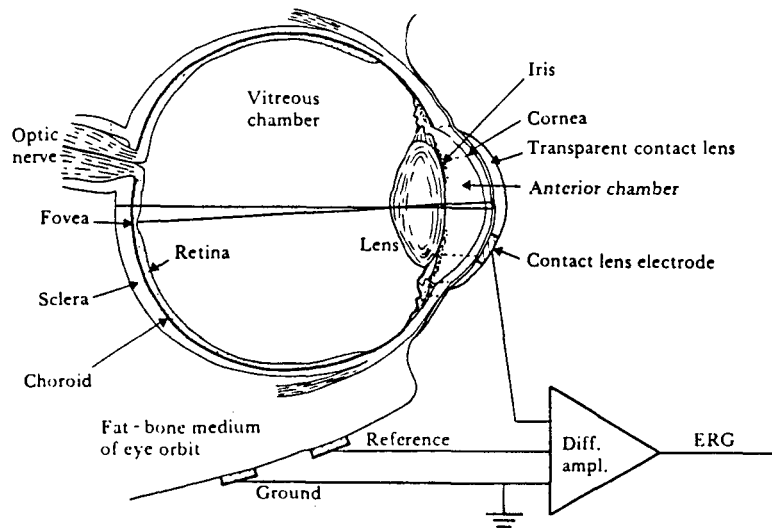


Fig. 2.37.- Disposición para la medida de la respuesta ERG ante un flash.

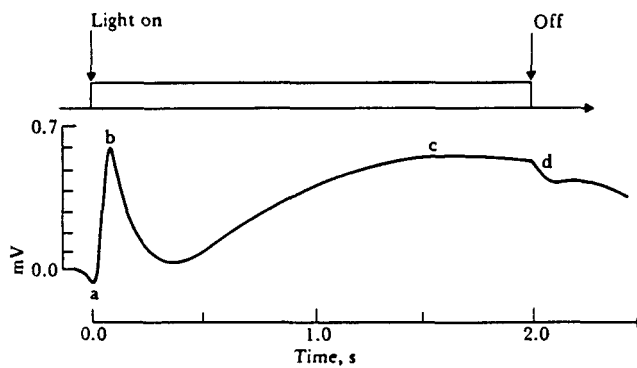


Fig. 2.38.- Forma de onda típica de ERG.

2.2.- Propiedades espaciales de la ERG.-

Es posible recoger diferentes ondas ERG procedentes de distintas áreas de la retina, como adición a la respuesta clásica que hemos descrito anteriormente (flash-ERG).

Las propiedades espaciales de un ERG humano han sido sólo establecidas por las investigaciones llevadas a cabo por Brindley y Westheimer (1.965) y Aiba (1.967).

La superposición lineal de las respuestas de ERG han sido asimismo confirmadas en el hombre. Cuando aplicamos estímulos luminosos a porciones localizadas de la retina humana, nosotros debemos tomar precauciones para prevenir derrames dentro del ojo, hecho que se produce cuando estimulamos un área de la retina mucho más grande que la pensada.

LOTSA
 1 12 84
 ERG2
 G= 100 H= 200 L= 10.0
 S=10.00 RR= 2.11
 AVE= 10/10 SC= 2

 T=12.89 37.02 DELTA=24.12
 ↓ ↓
 2.89 ms 27.02 ms

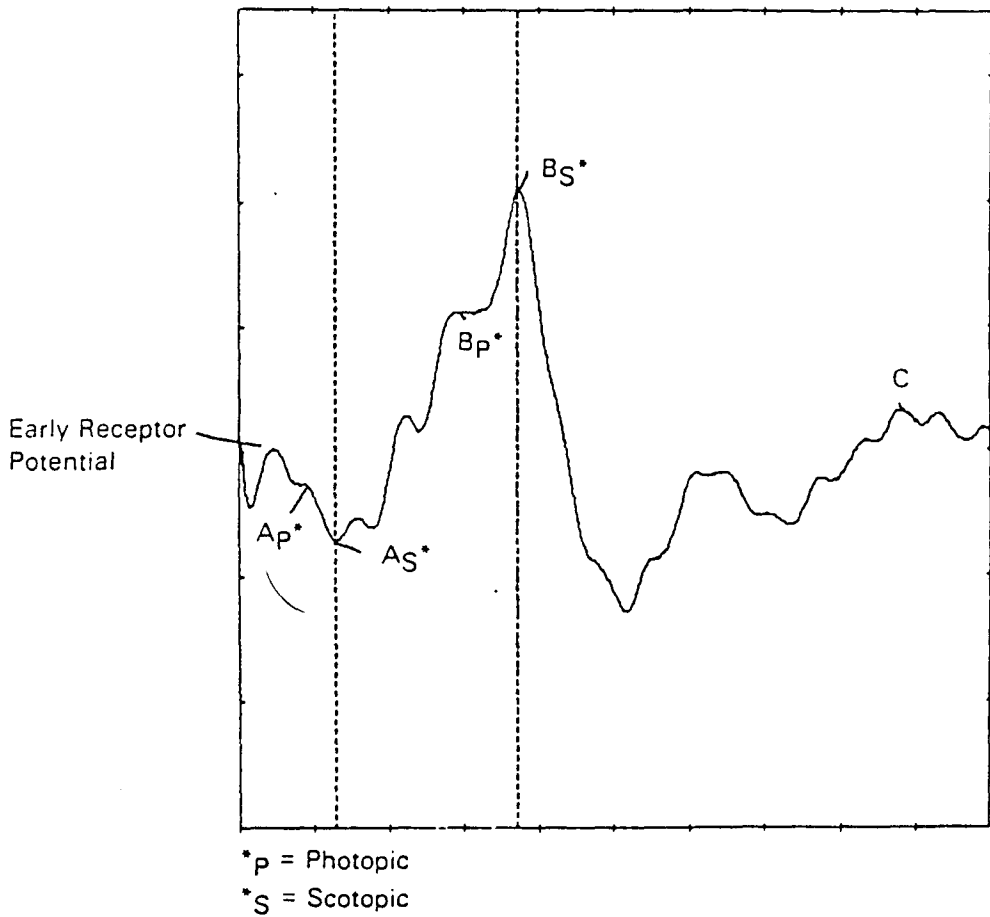


Fig. 2.39.- Resultados ERG.

A pesar de la complejidad anatómica de la retina, los problemas para obtener buenos resultados y la necesidad de emplear técnicas para calcular la media obtenida de los ERG, el ERG tiene una importancia vital para fijar la conducta funcional de la retina.

2.3.- ERG computado.-

Ahora bien, se puede obtener el ERG por medio de la computadora promediadora, colocando un electrodo en el párpado inferior o cerca del ojo, sin necesidad de colocarlo

en la córnea. De esta manera se obtiene una amplia onda -b utilizando la luz del estroboscopio, en una base de tiempo de 100 mseg. (Fig. 2.40.).

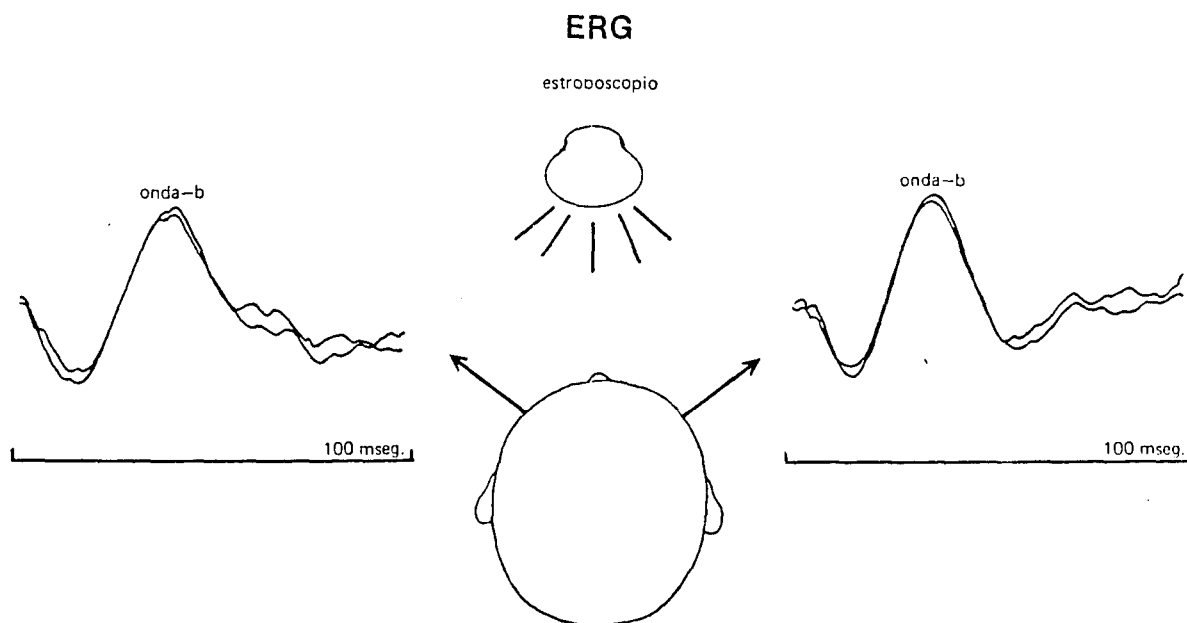


Fig. 2.40.- Electroretinograma. Se obtiene mediante la luz del fotoestimulador a una repetición de 1,1/seg. en una base de tiempo de 100 mseg., y con electrodo extracorneal. Se registra así una prominente onda -b, de alrededor de 40mseg. de latencia. Bandas de paso: 5-100Hz, número de promediaciones: 20. La obtención del ERG es un requisito en todos los casos en que los PEV son anormales, para determinar el estado del receptor.

La obtención del ERG es un requisito para evaluar los PEV. Cuando éstos son anormales (Starr, 1.978).

Debemos tener en cuenta, sin embargo, que un ERG normal no excluye una enfermedad retinal. Cuando el ERG es anormal, en cambio, indica una alteración de la retina. Así, supresión de la onda -b se encuentra en la degeneración pigmentaria primaria, coroideremia, desprendimiento retiniano, algunos estados tóxicos, etc. (Ashworth, 1.973).

La proporción de retina sana con respecto a la enferma determina la respuesta del ERG (Krill, 1.972).

3.- EL ELECTROOCULOGRAMA (EOG).-

En adición al potencial transitorio recogido como el ERG, hay un potencial firme y seguro corneo-retinal. Dicho potencial se puede usar para la medida de la posición del ojo por la implantación de electrodos superficiales a la izquierda y derecha del ojo, sobre

la nariz y sobre la sien. Cuando la mirada es en línea recta, dicho potencial está simétricamente colocado entre los dos electrodos y la salida del EOG es cero. Cuando la mirada está desviada hacia la izquierda, el electrodo de dicha zona se hace más positivo. Hay una relación casi lineal entre el ángulo horizontal de la mirada y la salida del EOG, que aproximadamente es de $\pm 30^\circ$.

El EOG es frecuentemente el método usado para recoger los movimientos del ojo en las investigaciones de adormecimiento y sueño.

ADAM L. HAMMERSMITH
JAN 12 1984
EOG
G= 200 H= 30 L= 0.1
S=1000.00 RR= 1.00

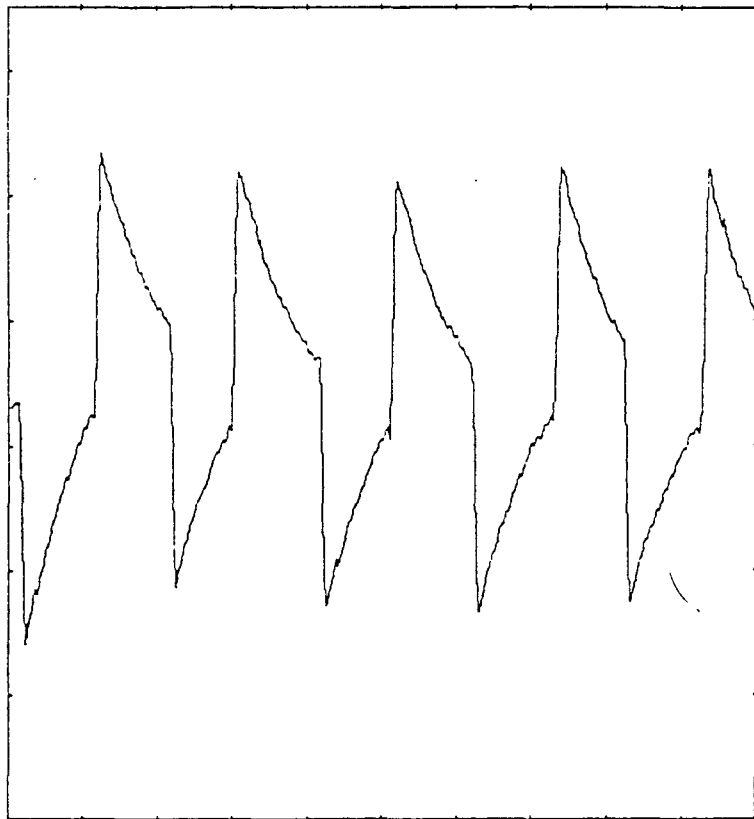


Fig. 2.41.- Resultados EOG.

BIBLIOGRAFIA.-

- * J.G. Webster, **Medical Instrumentation. Application and design**, HOUGHTON MIFFLIN COMPANY.
- * Delamonica, **Electroencefalografía**, El Ateneo.
- * **Tratado del ayudante en Medicina y Cirugía.**

Capítulo 5: Electroencefalografía (EEG).

Sobre esta técnica electromédica no vamos a decir nada en este punto, porque respecto a esta técnica se realiza un estudio más completo y desarrollado en el TOMO II de este proyecto.

Así que dejamos hasta más adelante el tratado y estudio de dicha técnica médica.

Capítulo 6: Potenciales evocados (PE).

1.- INTRODUCCION.-

Cualquier variación en el entorno de un individuo o en él mismo constituye un estímulo que el cerebro detecta inmediatamente. Esta detección representa para las células nerviosas un trabajo suplementario que se pone de manifiesto generando corrientes eléctricas que atraviesan el cráneo y originan pequeños cambios de potencial.

Los Potenciales Evocados (PE) son los cambios en la actividad eléctrica del sistema nervioso causados por algún estímulo físico o acontecimiento psicológico. Se trata de potenciales bioeléctricos recogidos en su mayor parte en el cuero cabelludo, aunque algunos lo son también en otros puntos del cuerpo (punto de Erb, vértebras cervicales, espina dorsal, etc...).

Cuando se aplica un estímulo a un órgano sensorial, la información asociada con dichos cambios, aunque esté presente en el EEG, aparece enmascarada por una gran variedad de otras señales electroencefalográficas superpuestas y es preciso recurrir a técnicas de promediado repitiendo el estímulo un cierto número de veces, con lo cual se eliminan estas otras señales **aleatorias**.

Nos ocuparemos principalmente de los PE producidos al aplicar estímulos físicos; según cuál sea el órgano sensorial estimulado (vista, oído, piel), las respuestas obtenidas reciben respectivamente el nombre de PE visuales, auditivos o somatosensoriales.

La primera publicación sobre PE (de la que se tiene registro) data de 1.875 y su autor fue Caton, aunque se suele considerar a Dawson (1.947) como el padre de los PE por ser el primero en emplear la promediación de señales (en un apartado posterior veremos por qué esta herramienta matemática es fundamental para la obtención de los PE). Dawson utilizó la técnica de superposición para examinar potenciales cerebrales evocados por la estimulación eléctrica de nervios periféricos en el hombre, el registro final se obtenía sobre una placa fotográfica.

Otros métodos más elaborados fueron empleados por Calvet (1.955) y Kozhernikov (1.958) hasta que en 1.961 Clark y sus ayudantes del MIT diseñaron el primer computador digital específicamente para PE. Pocos años después aparecieron los primeros promedidores comerciales a un precio asequible y con un software suficientemente potente.

En la actualidad la técnica de los PE es empleada en cualquier centro hospitalario mínimamente equipado y en servicios muy distintos (neurología, oftalmología, otorrino, psiquiatría, quirófano, etc.).

2.- TECNICA PARA LA OBTENCION DE LOS PE.-

A diferencia del EEG, que precisa una instrumentación electrónica relativamente sencilla (electrodos, amplificadores y registrador sobre el papel), los PE requieren técnicas

mucho más complejas para su obtención. Se pueden distinguir las siguientes operaciones en la obtención de un PE cualquiera:

- 1) Estimulación
- 2) Captación de la actividad eléctrica
- 3) Amplificación
- 4) Filtrado analógico
- 5) Promediación
- 6) Representación Gráfica

Analizaremos a continuación cada uno de estos puntos (Fig. 2.42.).

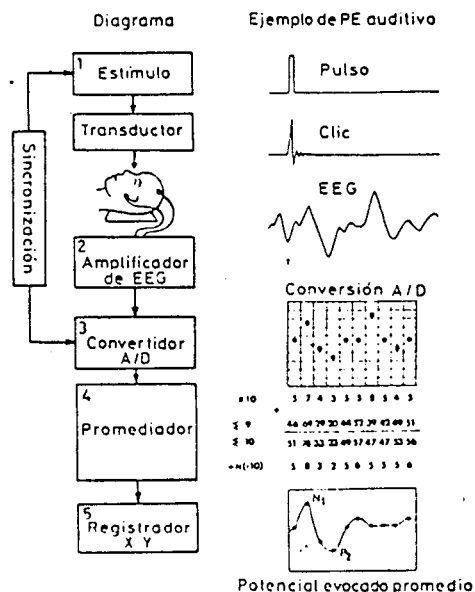


Fig. 2.42.- Obtención del PE.

1) La **estimulación** se consigue con un dispositivo diseñado para producir estímulos físicos que activen un órgano sensorial determinado. La estimulación produce cambios en la actividad eléctrica tanto en las vías nerviosas que parten de dicho órgano como en las zonas del Sistema Nervioso Central relacionados con él. Estos cambios recogidos en la superficie de la piel son los PE buscados.

Para obtener PE se suele estimular al sujeto repetidas veces (de 100 a más de 1.000 estímulos, según el tipo de PE que se desee registrar); la razón de ello se verá en el punto de la promediación.

2) Los PE que resultan de la estimulación se **captan** por medio de **electrodos superficiales** -del tipo empleado corrientemente en electroencefalografía- o de **aguja**.

Además de los PE y de la actividad eléctrica de fondo (EEG), se captan otras señales (no deseadas) de muy diversos orígenes: artefactos producidos por el estímulo, 50 Hz y armónicos, potenciales de origen muscular, parpadeos y movimiento de los ojos, potenciales de la piel, interferencias de RF, etc. Los electrodos se posicionan normalmente en puntos fijados por el sistema 10-20 de la Federación Internacional de

Electroencefalografía (como ya se verá en la parte de Electroencefalografía de este proyecto), aunque no se suelen emplear todas las derivaciones sino sólo un número reducido de ellas. En el registro de potenciales somatosensoriales de la médula espinal, se posicionan electrodos sobre distintos puntos de la columna vertebral.

3) La función del **amplificador** es doble: captar la respuesta al estímulo a través de los electrodos, sin perturbar al generador biológico, y llevarlo a un nivel energético que permita un tratamiento y una visualización sin problemas.

En cuanto a sus características, debe poseer un ancho de banda 3KHz (o mayor) para el registro de los PE más rápidos, un bajo ruido equivalente de entrada, un elevado rechazo de modo común, una ganancia o sensibilidad suficientes (100.000 ó 10 μ V/div.) y una impedancia de entrada alta (>10M Ω).

El ancho de banda mínimo recomendado hace que la mayoría de electroencefalógrafos no puedan emplearse como amplificadores para PE sin algún tipo de modificación de sus filtros internos.

4) FILTRADO ANALOGICO.

A menudo las señales eléctricas que acompañan al PE (EEG, artefactos de origen diverso, ruido del amplificador, interferencias, etc...) y que denominaremos generalmente **ruido** de ahora en adelante, poseen espectros frecuenciales que no siempre se solapan completamente con el PE, por lo que es posible y conveniente suprimirlos o atenuarlos todo lo posible. La misión del filtrado es, por tanto, dejar pasar únicamente la banda de frecuencias propias del PE en cuestión, de tal forma que la señal/ruido sea lo mejor posible antes de la promediación.

Es obvio que todo el ruido cuyo espectro coincida con el del PE pasará por los filtros sin modificarse.

5) PROMEDIACION

Es la herramienta básica en el proceso de obtención de los PE, pues es la que permite separarlos del ruido que los enmascara. Con la aplicación de un sólo estímulo la respuesta obtenida contiene ya el PE, pero es preciso presentar un número elevado de estímulos y registrar las correspondientes respuestas para poder distinguir con detalle los PE producidos.

En efecto, si se parte de uno solo de los registros obtenidos después de la estimulación, no es posible estudiar adecuadamente la respuesta evocada que contiene debido a que, en general, los PE poseen un amplitud muy inferior al ruido que los acompaña, incluso después del filtrado analógico más ajustado; la relación señal/ruido antes de la promediación puede ser hasta de 1/10.

La aplicación repetida de estímulos a un órgano sensorial determinado permite sacar provecho de dos propiedades características de los potenciales evocados:

a) Son prácticamente idénticos entre sí (su forma es siempre la misma para unas condiciones de estimulación dadas).

b) Se presentan siempre después de transcurrido un tiempo fijo y determinado pasado el estímulo.

Por el contrario, el ruido no posee una forma estable ni guarda ninguna relación temporal con el estímulo.

La técnica de promediación consiste en sumar sincronizadamente todas las respuestas a cada estímulo y dividir el resultado por el número de sumas efectuadas (las respuestas a las que nos referimos están formadas por el PE que se busca y el ruido aditivo presente en ese lapso de tiempo y que no guarda ninguna relación con el estímulo).

Al sumar N respuestas se consigue realzar la parte determinista de ellas (el PE) - su forma y localización son estables - y atenuar la parte aleatoria (el ruido); esta parte es distinta en cada respuesta y la suma de todas ellas tiende a cero.

Una expresión matemática del resultado de la promediación es la siguiente (válida siempre que se cumplan ciertas condiciones):

$$(\text{SEÑAL/RUIDO})_{\text{salida}} = \sqrt{N} \times (\text{SEÑAL/RUIDO})_{\text{entrada}}$$

donde N es el número de sumas o promedios y las relaciones son entre valores eficaces.

La promediación se lleva a cabo con computadoras, previa conversión analógico-digital de la respuesta evocada ya que éstos sólo manejan valores discretos de amplitud y tiempo.

En la figura 2.43. se muestra un ejemplo gráfico de la promediación de una señal.

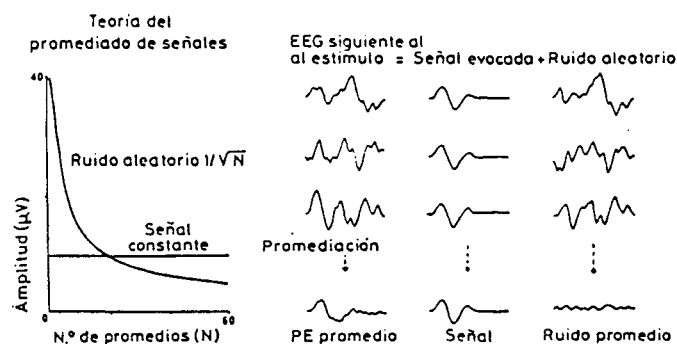


Fig. 2.43.- Teoría de la promediación.

6) REPRESENTACION GRAFICA.

La última etapa en la obtención de un PE reside en su representación gráfica en una pantalla o sobre papel. Los PE se suelen dibujar en una gráfica tipo X-Y, donde las abscisas representan tiempo (ms) y las ordenadas amplitud (µV).

3.- FACTORES NO PATOLOGICOS QUE INFLUYEN EN LOS PE.-

Se trata de factores que influyen en la forma o/y las latencias de los PE de paciente normales y que son de suma importancia a la hora de clasificar un PE como normal o no.

Se suelen clasificar en factores fisiológicos y en factores técnicos. Los factores fisiológicos más importantes son: la temperatura, la edad y el sexo.

Los factores técnicos más importantes son: la disposición de los filtros, la relación señal/ruido, la frecuencia de estimulación, la intensidad del estímulo, la posición de los electrodos, las drogas, el modo de estimulación y la fase (si existe).

Todos estos factores influyen en la forma y las latencias del PE buscado. Es por ello de vital importancia, a la hora de la rutina clínica, tenerlos muy en cuenta antes de clasificar un PE.

4.- VALOR CLINICO DE LOS PE - APLICACIONES.-

1) EVALUACION DE LAS FUNCIONES SENSORIALES.

Uno de los tests más empleados es el que se conoce por Audiometría de Respuesta Evocada, que permite una evaluación objetiva de la función auditiva. Tiene mucha utilidad en pacientes incapaces de comunicarse (neonatos, por ejemplo). Es un test obligatorio para el diagnóstico de la sordera, retraso verbal, afasia, autismo infantil, etc.

Los PE somatosensoriales se emplean para evaluar el funcionamiento de las fibras aferentes en nervios periféricos y en la espina dorsal. Es un test objetivo para la esclerosis múltiple o en pacientes incapaces de cooperar.

En la evaluación de pacientes con trastornos visuales se registran normalmente el ERG (*electroretinograma*) de cada ojo y los PE visuales de ambas regiones occipitales.

La presencia de un ERG normal y la ausencia de PE visual indica una lesión entre la retina y el córtex; la presencia de un PE visual sin ERG indica una degeneración parcial de la retina. La ausencia de ambas respuestas indica una seria anomalía de la retina.

2) EVALUACION DE LA MADURACION DEL CEREBRO.

A medida que los axones se mielinizan, y las sinapsis se vuelven más eficientes, la mayor rapidez de conducción y los menores tiempos de transmisión disminuyen las latencias de los componentes de los PE.

El uso más importante de los PE en la evaluación de la maduración del cerebro está en los cuidados a recién nacidos, donde los exámenes clínicos y electroencefalográficos pueden ser muy difíciles de interpretar.

Datos estándar están disponibles en la evaluación de los PE en niños prematuros o normales.

3) LOCALIZACION DE LESIONES CEREBRALES.

Las lesiones cerebrales pueden afectar a los PE de formas muy diversas: la falta de funcionamiento de una parte determinada del cerebro causará una ausencia de los componentes de los PE generados en esta área y en otras áreas activadas por esta región. El deterioro puede aparecer también en el PE como un incremento de la latencia o un cambio en la morfología de los componentes más tardíos. PE de amplitud mayor que la normal se puede registrar cuando existen anormalidades irritativas (por ejemplo, epilepsia fotosensitiva).

La localización de lesiones a través de las asimetrías de los PE puede ser a veces bastante exacta y algunas veces más exacta que a través del EEG.

4) EVALUACION DE LAS FUNCIONES NERVIOSAS MAS ELEVADAS.

Esta es un área donde los PE tendrán probablemente una gran importancia en años venideros, aunque actualmente exista mucha controversia ya que la correlación psicofisiológica no es del todo evidente. De todas formas hace tiempo que se ha demostrado que los PE de sujetos psiquiátricos poseen latencias más largas que los de pacientes normales.

Para estas pruebas se suelen registrar dos tipos de PE que no se han citado hasta ahora y que pertenecen a lo que se conoce por PE lentos. Son el CNV (Contingent Negative Variation) y el LPC (Late Positive Component, también conocido por P300). Emplean normalmente estímulos visuales o/y auditivos, y requieren la atención del sujeto.

5.- ESTIMULACION.-

5.1.- Tipos de estimulación.-

El estímulo, en principio, puede ser de cualquier tipo dependiendo de las necesidades clínicas o de investigación. Este debe ser reproducido exactamente ya que la técnica de promediado así lo exige. Las variaciones en la intensidad, situación o calidad del estímulo pueden producir importantes alteraciones en la evolución de los PE. El intervalo de tiempo interestímulos también debe ser constante y del orden de 2 ó 4 veces el periodo de tiempo en el cual está ocurriendo el PE.

Los tipos de estimulación más frecuentes son:

- a) Auditiva
- b) Visual
- c) Somatosensorial

a) La estimulación auditiva se refiere a señales audibles que suelen aplicarse mediante auriculares, lo que ayuda a evitar fluctuaciones en la intensidad y permite estudiar las respuestas de cada oído por separado. Los PE se llaman potenciales evocados auditivos (P.E.A.) y sirven para estudiar la agudeza

auditiva, así como para la observación y diagnóstico de diversos problemas del oído.

b) Los estímulos visuales son muy variados, siendo los más frecuentes los producidos por un estroboscopio; también se utilizan distintos gráficos o configuraciones (pattern). Los PE correspondientes se llaman potenciales evocados visuales (P.E.V.).

c) En cuanto a la estimulación somatosensorial, la más frecuente es la estimulación eléctrica en la cual se utilizan impulsos rectangulares periódicos que se aplican normalmente a una zona inervada por el nervio mediano, aunque también se pueden aplicar sobre áreas dependientes de otros nervios como el cubital, peroneal, etc...

Otros tipos de estimulación somatosensorial son: la estimulación táctil, la térmica, la olfativa, etc. Dentro de la estimulación táctil se pueden considerar: la estimulación vibrotáctil que consiste en aplicar un estímulo sinusoidal a través de un transductor electromecánico sobre la piel y la estimulación tap consistente en dar golpes de intensidad variable sobre la piel o las uñas. Los PE resultantes son los potenciales evocados táctiles.

6.- CURVAS NORMALES Y CONDICIONES DE ESTIMULACION Y DE REGISTRO.-

Se pretende dar únicamente un ejemplo. Dado un PE visual (estimulación de campo total mediante damero): En la figura 2.44a se muestran tres canales obtenidos simultáneamente y que corresponden, de arriba a abajo, al occipital derecho, al occipital central y al occipital izquierdo.

La referencia se tomó en la frente (central). El sujeto fue una mujer normal de 25 años, y el ojo estimulado el derecho.

Se empleó un monitor de TV como estimulador y la imagen mostrada (Fig. 2.44b), fue un damero. Los cuadrados se vieron con un ángulo de 30' y la imagen completa con un ángulo de 18°. La inversión del damero se produjo cada segundo.

El damero se caracteriza por ser un tablero, como el ajedrez, el cual cambia el color de los recuadros de blanco a negro y viceversa cada cierto tiempo.

El ancho de la banda del sistema de registro : de 0,5 a 200 Hz.

Tiempo de análisis: 250ms.

Número de promedios: entre 100 y 200.

Posición de los electrodos: corresponden aproximadamente a las posiciones designadas por O₂, O₃, O₁ Y F_Z del Sistema Internacional 10-20. El electrodo de masa se suele colocar en el vértex (C_Z).

Potenciales que deben reconocerse: N75, P100 y N145 (la onda P100 es la más consistente).

CRITERIOS PARA UNA ANORMALIDAD CLINICA SIGNIFICATIVA.

- 1) Ausencia de respuesta.
- 2) Latencia anormalmente larga de la onda P100 y/o lo siguiente.
- 3) Diferencia de latencias interoculares de la onda P100 anormalmente largas.

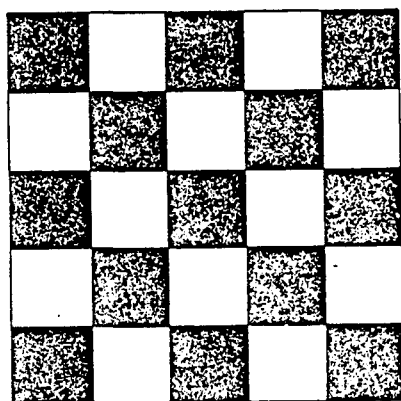
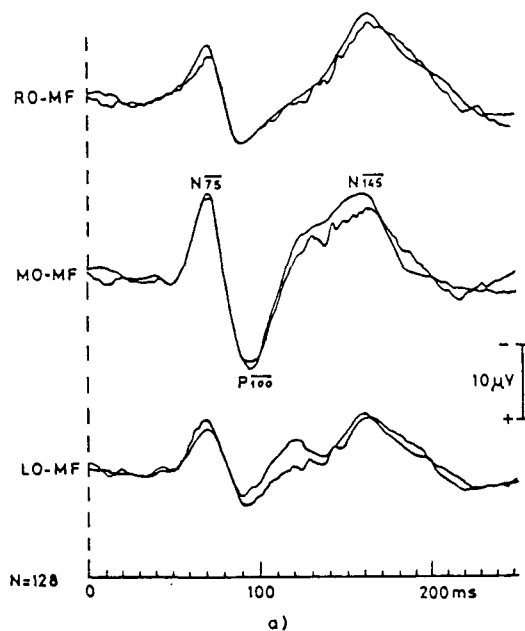


Fig. 2.44.- Potenciales evocados visuales; a) curvas obtenidas en un paciente normal; b) tipo de estimulación empleado (damero).

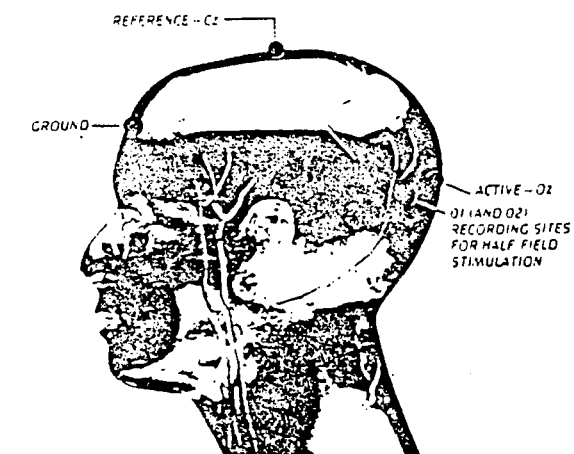
La comparación se realiza con los valores normales de una muestra de control de la población (de la misma edad que el paciente).

Las latencias o interlatencias anormalmente prolongadas pueden ser indicativas de una disfunción del nervio óptico siempre que no existan patologías oculares (de la retina especialmente).

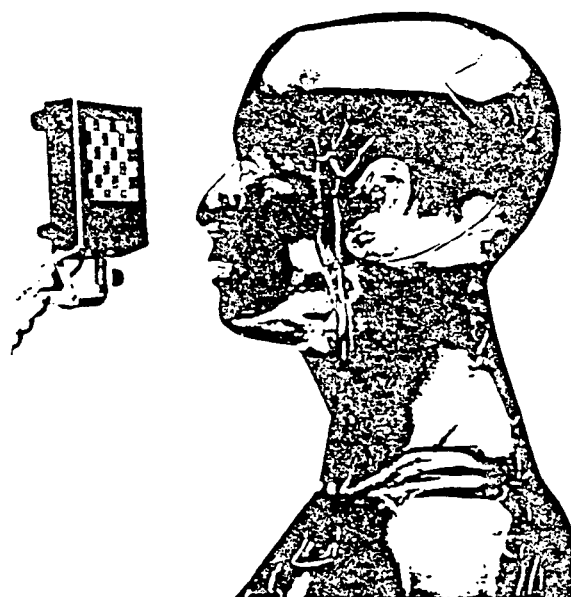
7.- CARACTERISTICAS DE UN EQUIPO DE PE.-

Citaremos únicamente las especificaciones más generales de un equipo para PE, sin entrar en los detalles de ninguna marca conocida.

La diversidad de estímulos disponibles nos dará una idea del número de pruebas distintas que pueden llevarse a cabo y de la gran cantidad de información que puede extraerse de las mismas.



VEP electrode montage. One hundred to 200 averages generate a typical trace. Responses are different depending upon stimulation of retinal location.



The Cadwell LED display can be remotely triggered, providing a reversing checkerboard pattern with two square sizes - 1/4 and 1/8 inch. The display is held 15 inches from the patient's eyes. The reversing checkerboard is most useful for cooperative patients, the bright flash is useful for difficult to-test patients.

Fig. 2.45.- Estimulación visual por damero y colocación de los electrodos.

1) *Amplificadores.*

Número de canales: 4 (recomendable)

Ruido de entrada: 0,7 μ V eficaces entre 2 y 10.000 Hz con las entradas cortocircuitadas.

Impedancia diferencial: 200 M Ω /25 μ F.

CMRR: 100 dB

Filtros baja frecuencia: de 0,01 Hz a 500 Hz en distintos pasos.

Filtros alta frecuencia: de 20 Hz a 20.000 Hz en distintos pasos.

2) *Control.*

Disparo: manual, externo e interno (normal o aleatorio; entre 0,1 y 50 Hz).

3) *Estimuladores.*

Somatosensorial: corriente entre 0,1 y 99,9 mA. Duración entre 0,1 y 2,5 ms.

Auditivo: forma del estímulo: bursts y clics; duración clics: 50, 100 y 200 μ s; polaridad clics: rarefacción, condensación y alternada; frecuencias bursts: 125, 250, 500Hz, y 1, 1'5, 2, 3, 4, 6 y 8KHz; duración bursts: 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 500, 1000ms; tiempo de subida y bajada bursts: 0, 1, 2, 3, 5, 10, y 20 ms.

Visual. tipos: TV y flash; patterns TV: damero, barras verticales, barras horizontales; formato TV: campo total, medio y cuadrantes, modos TV: reverse y flash; número de cuadrantes o barras: de 4x4 a 128x128; flash: intensidades 0'2, 0'5, 1, 2, 5, Julios; filtros color: rojo, amarillo y azul.

8.- OTRAS TECNICAS.-

1) El *mapping* que consiste en una representación espacial y temporal de los PE ofrece más información, aunque no distinta, en un formato más asequible: imágenes en color. Su contrapartida está en el elevado número de electrodos a colocar para conseguir la resolución espacial deseada y el elevado precio de los primeros equipos comerciales.

2) Otras técnicas intentan reducir el número de promedios a realizar: un ejemplo lo tenemos en la detección de respuestas auditivas del tronco cerebral mediante un filtro adaptado.

Esta técnica es muy útil en el test para la evaluación objetiva de la pérdida auditiva, ya que el tiempo empleado se reduce a una tercera parte.

3) Finalmente citaremos los procedimientos empleados para recuperar parte de la información perdida durante el proceso de promediado, como el procedimiento de Woody o el promediado corregido de latencias, ya que, un potencial evocado no es una señal cuyos componentes estén determinísticamente relacionados con el estímulo, sino que sus componentes varían ligeramente en amplitud y latencia de un estímulo al siguiente.

9.- COMPARACION PE-EEG.-

Vamos a ver algunas gráficas en las cuales, después de largos estudios, se pueden ver las diferencias entre las componentes de PE y las componentes de EEG:

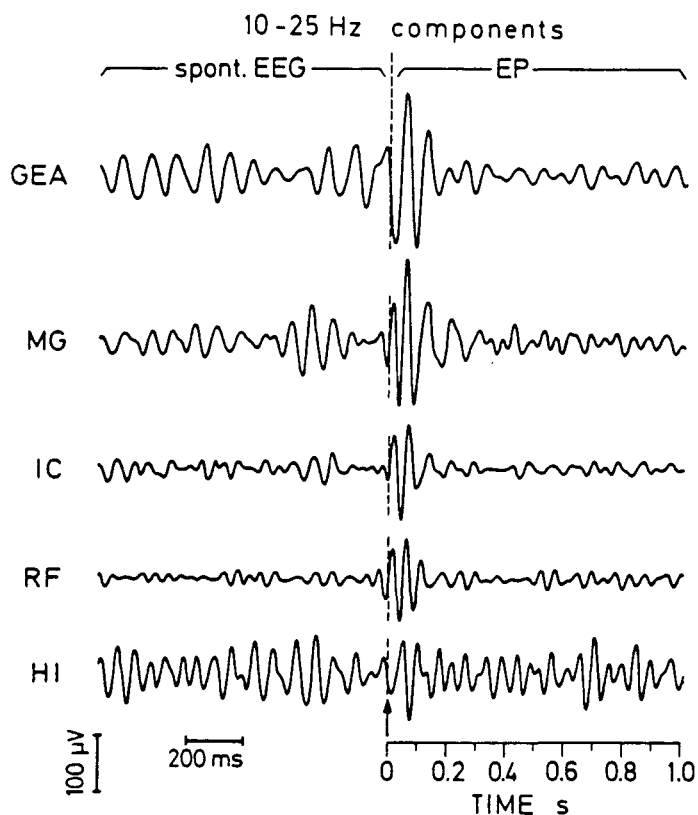


Fig. 2.46.- Componentes Alfa-Beta.

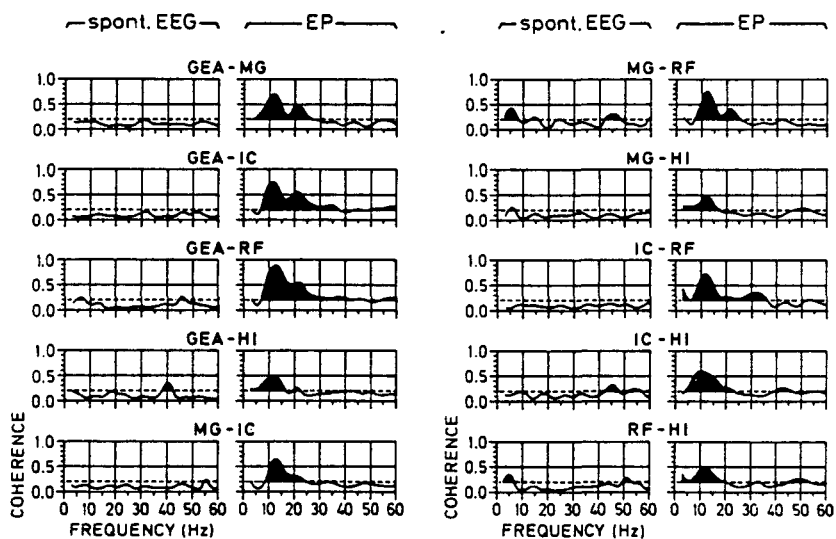


Fig. 2.47.- Una típica muestra de funciones computadas por actividades espontáneas y PE.

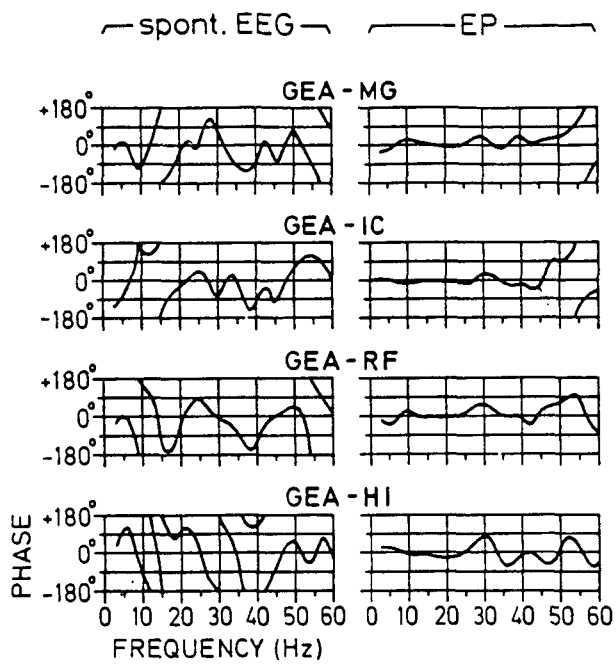


Fig.2.48.- Espectro de fases.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Colin Barber, **Evoked Potentials**, MTP press limited.
- * Dawson G.D. (1.947), **Cerebral responses to electrical stimulation of periferal nerve in man**, J. Neurol
- * Picton T.W., **Evoked Potentials: How? What? and Why?**, Evoked Responses.

Capítulo 7: Potenciales Evocados Visuales (PEV).-

1.- FISILOGIA Y ANATOMIA FUNCIONAL.-

Respecto a la fisiología y anatomía funcional de la parte del cuerpo que se trata en este capítulo de Potenciales Evocados Visuales (PEV), que es el ojo, damos un amplio estudio y desarrollo funcional en el capítulo anterior número 4.

En el primer epígrafe del capítulo 4, damos un desarrollo anatómico y funcional del ojo, por este motivo no vamos a repetirlo aquí, aunque esta técnica de PEV se basa en el estudio de la misma parte del cuerpo que la Electroretinografía (ERG).

2.- INTRODUCCION.-

Para la obtención de los potenciales evocados visuales (PEV) se pueden utilizar diversas fuentes de luz. La luz del estroboscopio fue utilizada ampliamente en un principio, pero con el advenimiento de las computadoras promediadoras se comenzaron a utilizar estímulos más complejos que la luz difusa del estroboscopio (Riggs, 1.977).

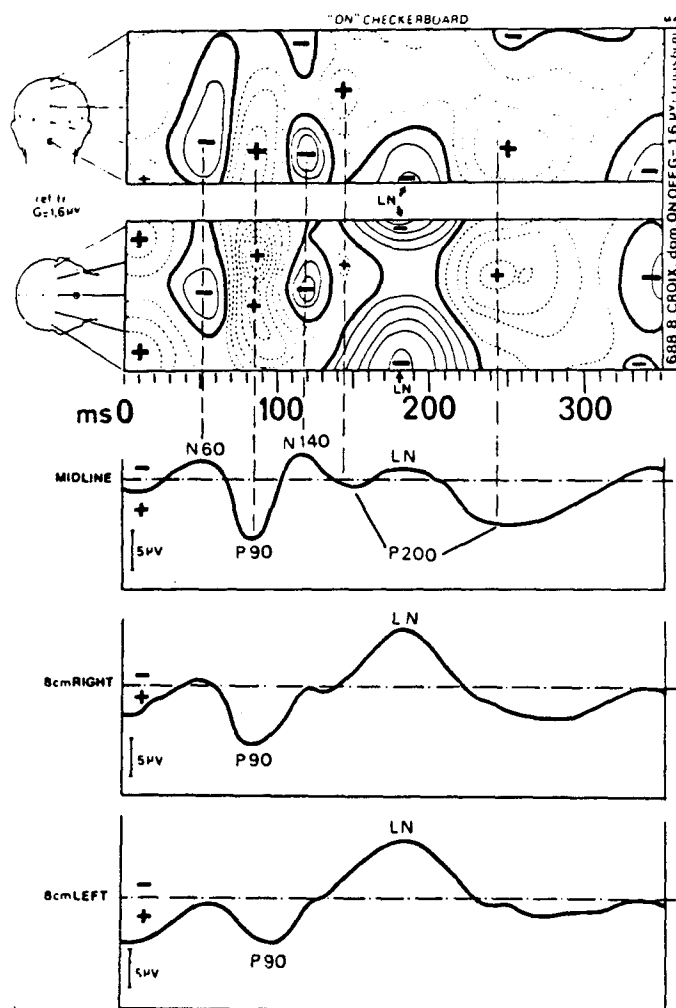


Fig. 2.49.- Típica muestra de PEV.

Además, a partir de 1.965, Hubel y Wiesel (1.965, 1.968) demostraron, en la experimentación animal, que la mayoría de las células visuales corticales responden más

vigorosamente a un estímulo con contornos que a uno sin ellos. Más aún, se había podido demostrar que líneas que se entrecruzan son más efectivas que líneas derechas.

De esta manera, y a partir, especialmente, de los trabajos de Halliday, se reemplazó el método del estroboscopio por el de damero blanco y negro reversible, que es el que se utiliza en la actualidad. Este consiste en un cuadrilátero con cuadrados blancos y negros, en el cual los blancos se tornan negros y los negros blancos, alternativamente. Este damero blanco y negro puede ser proyectado en una pantalla por un proyector o bien, electrónicamente, verse en un osciloscopio o en una pantalla de televisión. Este sistema reemplazó al estroboscopio, porque además de lo que manifestáramos anteriormente, la luz difusa de éste produce potenciales muy variables de un individuo a otro, haciéndose muy difícil identificar los distintos componentes evocados, con cierta seguridad (Halliday, 1.978). De todos modos, el estroboscopio se sigue usando en casos especiales, como veremos más adelante.

Algunos investigadores utilizan un sistema que consiste en un cuadrilátero blanco y negro iluminado intermitentemente por la luz del estroboscopio, Spehlmann (1.965) denomina a éste método pattern-light.

3.- METODOLOGIA.-

3.1.- Electrodo.-

Para el registro de los potenciales evocados visuales utilizamos electrodos ubicados en la línea media a 4 cm por arriba del inión (a este electrodo lo denominamos **cz** para equipararlo a la denominación utilizada en el sistema 10-20 de la electroencefalografía), y dos electrodos a cada lado, a 6 cm de éste último, y que denominamos **01** y **02**, para el lado izquierdo y derecho respectivamente. Como referencia utilizamos el electrodo **cz**. Otros investigadores, como Halliday utilizan más electrodos (6 a 8). La resistencia debe ser menor de 5KΩ.

3.2.- Estímulo.-

De acuerdo con lo que manifestáramos en la introducción, para la obtención de los PEV utilizamos un damero blanco y negro reversible en una pantalla de televisión. El paciente debe fijar la vista en el centro de la pantalla. La reversión de los cuadrados blancos y negros se hace a una repetición de 1,8/seg. De esta manera se obtiene un potencial evocado denominado transitorio. A mayor frecuencia se obtiene el denominado mantenido, en el cual el potencial evocado adquiere aspecto fusiforme, no reconociéndose ya con claridad los distintos componentes (Halliday, 1.978). Ahora bien, el potencial evocado es influido por el número de cuadrados blancos y negros utilizados, y el contraste de los bordes. La mayor amplitud del potencial se obtiene cuando los cuadrados del damero se presentan a un ángulo visual de 10° a 15°. El potencial evocado disminuye progresivamente de amplitud cuando el tamaño de los cuadrados varía tanto en mayor o menor. De la misma manera, la amplitud del potencial es mayor cuando el estímulo se

presenta con claro foco (Harter y White, 1.968). Presentando el estímulo fuera de foco se reduce la amplitud del potencial evocado. Harter y White (1.970) determinaron que la amplitud de los PEV está relacionada con el menor tamaño posible de los cuadrados del damero que pueden ser claramente percibidos.

Para evitar posible fatiga de la acomodación es preferible que el estímulo se halle a cierta distancia del paciente. Nosotros utilizamos una distancia de 1m, manteniendo cierta iluminación de fondo en el laboratorio. Los sonidos asociados con el estímulo visual deben ser suprimidos.

En pacientes que no pueden cooperar para el estímulo o en paciente en coma, utilizamos entonces la luz del estroboscopio. Asimismo, en caso de duda (el paciente no fija la vista adecuadamente en forma constante, involuntaria o voluntariamente - simuladores-), los destellos de luces completan el estudio. Debemos recordar aquí que Regan y Heron (1.969) postulan que estos dos tipos de potenciales evocados, los producidos por el damero y los producidos por la luz difusa, podrían ser generados por diferentes poblaciones de células corticales.

Milner y Col. (1.971) utilizaron los potenciales evocados mantenidos en la práctica clínica, atribuyéndoles ciertas ventajas a éstos sobre los transitorios. Sin embargo, las relativas ventajas y desventajas de las respuestas evocadas transitorias y mantenidas es objeto, todavía, de investigación (Halliday, 1.978).

Teorizando que un estímulo que provea un efecto fisiológico de la misma magnitud a través del campo visual producirá un potencial evocado mayor que el producido por el método de damero, Ochs y Aminoff (1.980) utilizaron un estímulo consistente en círculos concéntricos blancos y negros alternados y cuyos grosores aumentaban en sentido radial. De esta manera el ancho de los círculos varía inversamente con la agudeza visual periférica. El potencial evocado así producido, sin embargo, varía en configuración y voltaje en los sujetos sanos como para ser aplicables en la práctica clínica.

3.3.- Estímulo flash.-

El flash para potenciales evocados visuales (PEV) se usa cuando el paciente no puede ver estímulos patrones debido a opacidades corneales, deficiencia de concentración, error de refracción, estado infantil, o inconsciencia. Este protocolo se usa normalmente en la búsqueda de la disfunción del nervio óptico. Típicamente, el flash PEV indica simplemente si se ve o no se ve; es una respuesta involuntaria.

Las características técnicas normales son: un amplificador con una sensibilidad de 20 μ V/div, filtro paso alto de 200Hz, filtro paso bajo de 10Hz, velocidad de 50 msec/div, repeticiones de una vez por segundo y un promedio de 100 repeticiones.

El paciente es sentado, normalmente, con su cabeza enfrente del estimulador. Ambos ojos son testeados a la vez y dichos testeos se reflejan o bien en pantalla o bien en papel.

FRITZ PUGWORTH

JAN 12 1984

ERG:

G= 50/ 10 H= 500/ 70 L= 1.0/ 0.1

S=20.00 RR= 2.56

AVE= 306/2000 SC= 3

T=119.80 34.94 DELTA=84.86

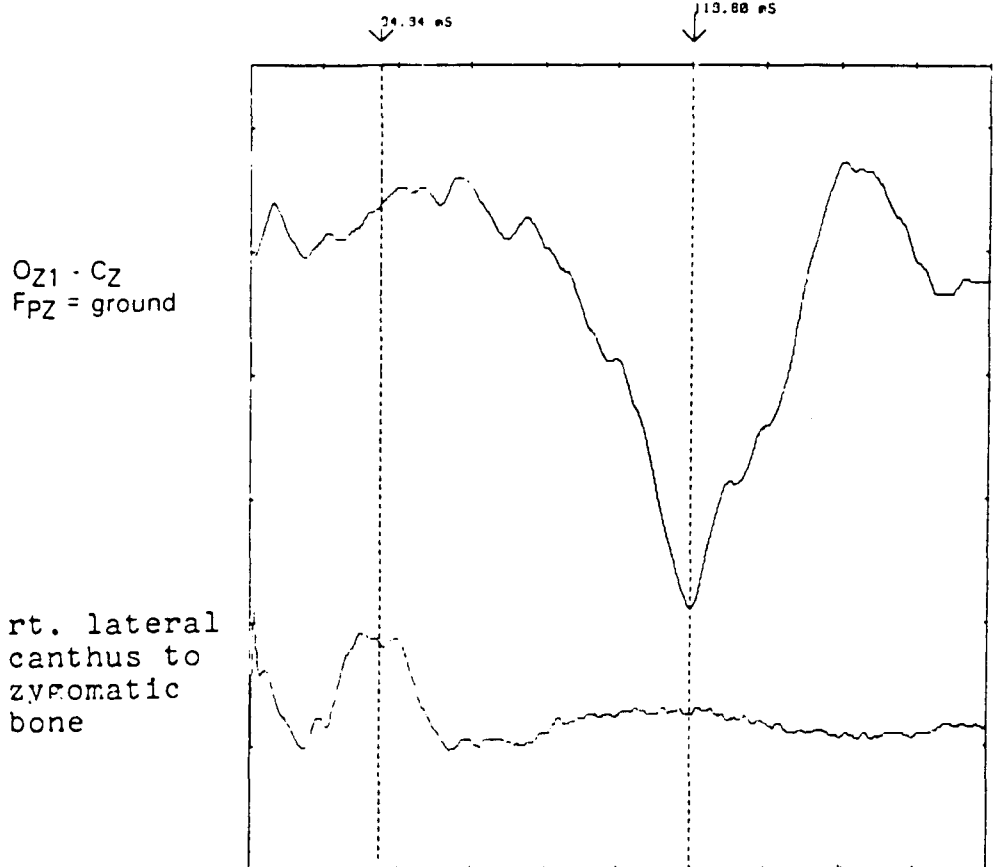


Fig. 2.50.- Resultados de Flash PEV.

4.- POTENCIALES EVOCADOS VISUALES NORMALES.-

Para establecer los valores normales de todo potencial evocado es necesario comprobar las latencias y voltajes de un grupo de controles normales. Se establecen así el promedio y la desviación standard de los principales componentes de los potenciales evocados. Valores más allá de los establecidos, entonces, pueden considerarse como anormales. Así, estimulando por medio del damero reversible, a una repetición de 1,8/seg. se obtiene un potencial usual evocado relativamente simple, caracterizado por una onda prominente de polaridad positiva denominada P1, cuya latencia oscila en los 100mseg (razón por la cual muchos autores la denominan onda P100). Previa a esta onda se detecta

una negativa, denominada N1, y luego otra también negativa denominada N2. Este complejo N-P-N se detecta en la línea media y en ambos lóbulos occipitales (Fig. 2.51.).

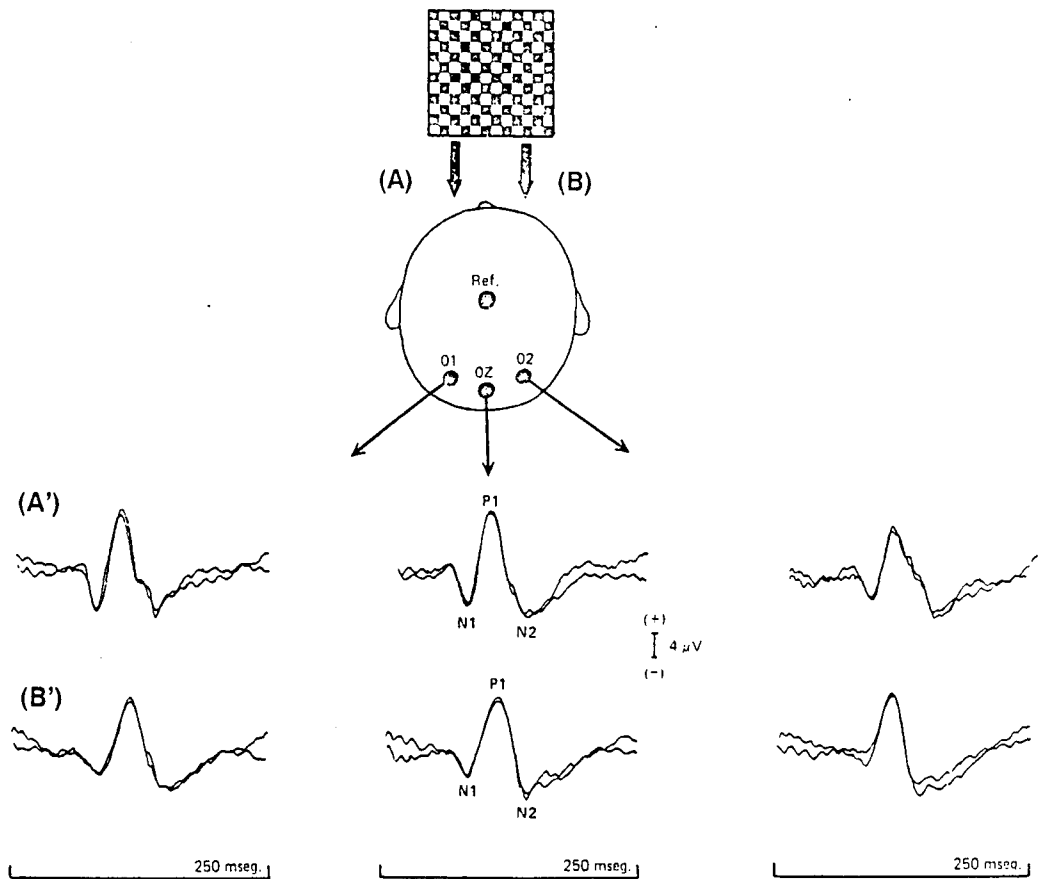


Fig. 2.51.- La estimulación del ojo izquierdo (A) por el método del damero reversible produce ondas N1, P1 Y N2, en la línea media occipital y en ambos hemisferios, en forma aproximadamente simétrica (A'). La estimulación del ojo derecho (B) por el mismo método produce similar respuesta (B'). Frecuencias del estímulo: 1.8:seg., bandas de paso: 5-100Hz, tiempo de análisis: 250 msec., número de promediaciones: 50.

Para nosotros, la latencia de la onda P1 no es mayor de 112 msec. La amplitud de estos componentes se relaciona, por un lado, con la agudeza visual del paciente y con el tamaño de los cuadriláteros blancos y negros del estímulo, por otro (Harter y White, 1.969), así como también con la frecuencia e intensidad del estímulo, con el número de cuadrados presentados y con la claridad del foco.

Debemos señalar aquí que el PEV registrado en el vertex difiere del registrado en el occiput. Estos dos tipos de registro dieron lugar a cierta controversia. En efecto, desde

la comunicación de Liganek (1.961) se discutió el carácter específico versus inespecífico de los componentes de los potenciales evocados visuales. Varios autores argumentaron que el complejo negativo-positivo occipital sería inespecífico y similar al registrado en el vertex (Kooi y Bagchi, 1.964; Gastaut y Col. 1.967). Otros autores, en cambio, se volcaron en favor del origen focal, occipital, de los componentes visuales evocados, concluyéndose que los componentes registrados en el vertex y los registrados en áreas occipitales tienen diferentes orígenes neurofisiológicos (Lehtonen, 1.973). Los registrados en el vertex son similares a los obtenidos por medio de estímulos auditivos y somatosensoriales. De esta manera, había convergencia de información a los lóbulos frontales, de todo tipo de modalidad sensorial, evidenciándose este proceso por medio del potencial del vertex.

Estimulando, entonces, con el método del damero reversible se produce en la línea media occipital un potencial evocado consistente en una prominente onda P1, precedida y seguida por las ondas negativas N1 y N2, de distribución relativamente simétrica a cada lado de la línea media. Estos potenciales se obtienen estimulando un ojo por vez, con campo completo. Pero en algunos casos se hace necesario estimular con medio campo o aún con cuadrantes. Analizaremos ahora qué ocurre cuando se estimula con medio campo.

4.1.- Estimulación de medio campo visual.-

Estimulando medio campo visual (inferior y superior) en vez de campo entero, Michael y Halliday (1.971) observaron que la polaridad positiva al estimular el campo visual inferior, se hacía negativa al estimular el superior. Al cambiar de referencia (ambos auriculares unidos) por un electrodo ubicado en la línea media frontal, los autores comprobaron que tal efecto de revesión de fase se debía a un artificio de técnica. Concluyeron, entonces, que la respuesta a la estimulación del campo superior se origina en neuronas situadas en la superficie inferior del lóbulo occipital (suficientemente cerca de la referencia auricular), mientras que la respuesta a la estimulación del campo visual inferior se origina en neuronas de la convexidad.

Más interesante es observar qué ocurre al estimular medio campo, derecho e izquierdo, de cada ojo. Como ya vimos, al estimular con campo completo un ojo, se produce una onda positiva P1 en la línea media occipital, de distribución relativamente simétrica en cada hemisferio. Ahora bien, al estimular un ojo con medio campo, se tendría que producir una respuesta en el hemisferio contralateral, dada la decusación parcial de la vía óptica. Así, como por ejemplo, al estimular el campo temporal, lado derecho, del ojo derecho, se tendría que obtener una respuesta en el hemisferio izquierdo y no en el derecho. Sin embargo, Barrett y Col. (1.976) observaron que contrariamente a ello la respuesta es ipsilateral al campo estimulado, denominándola paradójal (Fig. 2.52.).

Una posible explicación para este hecho, dada por Barrett y Col., sería que los generadores corticales se hallan situados en la superficie medial y posteromedial de la corteza visual, donde las neuronas se hallan orientadas transversalmente. Así, los

electrodos ubicados en el hemisferio ipsilateral al medio campo estimulado registrarían mejor la respuesta que los ubicados en el hemisferio contralateral. El conocimiento de esta respuesta paradójal es, ciertamente, esencial para la interpretación de los potenciales evocados visuales en pacientes con patología de la vía óptica (Blumhardt y Col. 1.977).

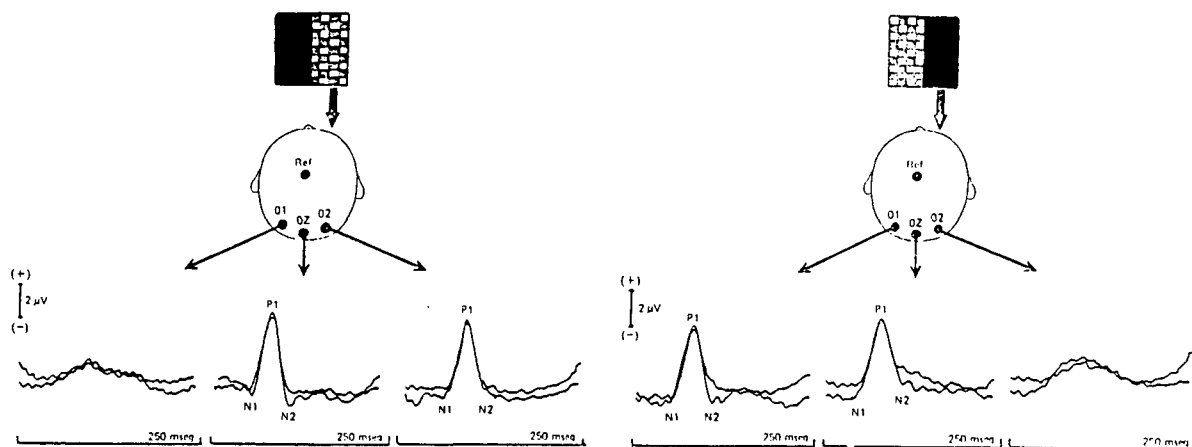


Fig. 2.52.- Respuesta paradójal. La estimulación del ojo derecho mediante medio campo derecho, produce respuesta ipsilateral y no contralateral. La estimulación del mismo ojo mediante medio campo izquierdo, produce respuesta ipsilateral y no contralateral.

4.2.- Respuesta macular y paramacular.-

Al estimular un ojo con medio campo se produce una respuesta asimétrica **paradójal**. Es decir, se produce un complejo N-P-N ipsilateral y ausencia de respuesta en el lado contralateral. Ahora bien, en el hemisferio opuesto es posible registrar, sin embargo, un complejo de ondas similares, de menor voltaje, pero de polaridad inversa. Es decir, se puede registrar un complejo P-N-P. Este complejo es de morfología y latencias variables y no se modifica, o por el contrario puede aumentar de voltaje en algunos casos, estimulando áreas paramaculares de la retina (Blumhardt y Col., 1.978). De esta manera se puede concluir que la respuesta ipsilateral depende de la estimulación de la mácula y se atenúa cuando el estímulo a la fovea se ocluye. Por consiguiente, esta respuesta debe tenerse en cuenta cuando se estudia pacientes con escotoma central, como lo manifiestan Halliday y Col. (1.979).

4.3.- Variaciones del voltaje.-

A diferencia de las latencias de los potenciales evocados visuales, en especial de la onda P1 que tienen sus valores fijos (para cada laboratorio), los valores de los voltajes son muy variables y de allí las dificultades para establecer anormalidad en base a ellos. Se acepta, sin embargo, que el voltaje es anormal si es menor de 2µV. Como la amplitud en

los sujetos sanos es muy similar para la estimulación de cada ojo, en un caso particular y en que se investigue una lesión unilateral, la diferencia de voltaje a la estimulación de uno y otro ojo puede adquirir significación (Halliday, 1.978). Debe tenerse en cuenta que el voltaje se reduce cuando se halla disminuída la agudeza visual o cuando existen vicios de refracción. Estos hechos han estimulado el estudio de los potenciales evocados visuales en optometría. Millodot (1.977), concluye, al respecto, que los datos que proveen los potenciales evocados son similares a los obtenidos por los otros métodos de optometría, excepto cuando se quiere estudiar el sistema visual en recién nacidos, en pacientes inconscientes o en sujetos incommunicativos.

σ	Midline components								Lateral components			
	N 60		P 90		N 140		P 200		Ant. LN 150		Post. LN 210	
	m	SD	m	SD	m	SD	m	SD	m	SD	m	SD
Topography (cm) L	3	2.5	2.9	2.8	3.9	1.6	5.2	2.7	12.8	2.8	inion	0
TR	mid-line	0	2.7	1.9	mid-line	0	mid-line	0	8/R/L	0	8/R/L	0
Latency (ms)	58	7	85	7	140	13	180	18	150	9.6	210	28
Amplitude (μV)	3.3	2	7.8	5.2	6.8	5.7	10.4	8.3	4.5	2.5	5.4	4.5

The *topographical* values (mean and SD across subjects) represent the location of the peaks seen on the maps given in cm, in relation to the inion for the longitudinal branch of the montage (L), in relation to the midline for the transverse branch, towards the right (R) or left (L) hemisphere. The *amplitude* and *latency* values are those of the peaks observed on the transverse branch.

Tabla 2.2.- Tabla de valores típicos.

4.4.- Variación con la edad.-

La latencia de la onda P1 se mantiene estable en el adulto hasta la edad de 60 años (55 para algunos investigadores), en que comienza a prolongarse (Asselman y Col. 1.975). Esto se debería a desmielinizaciones segmentarias de la vía óptica o bien a una disminución de la mielinización con el progreso de la edad (Celesia y Daly, 1.977). La amplitud, en cambio, no se afecta con la edad.

5.- APLICACIONES CLINICAS DE LOS PEV.-

Como ya hemos manifestado, los potenciales evocados proveen una medida objetiva, cuantitativa, de la función sensorial estudiada y, por tanto, son de gran importancia en la práctica clínica, así como también su aplicación es relevante en la práctica neurológica y en la oftalmología. A continuación veremos que ocurre en las distintas alteraciones de la vía óptica.

5.1.- Alteraciones oculares.-

Los potenciales evocados visuales muestran alteraciones en muchas enfermedades oculares. En muchos de estos casos como veremos más adelante, no siempre puede utilizarse el método de estimulación mediante el damero reversible, debiéndose recurrir,

entonces a la luz del estroboscopio. Asimismo, en niños o en pacientes en coma, debe recurrirse a este método, siendo útil entonces combinar los resultados con los del ERG y del EEG (Harden y Col. 1.980). El método del pattern light de Spehlmann (1.965) puede utilizarse en estos casos y varios investigadores así lo han hecho (como, por ejemplo, para determinar la agudeza visual del lactante).

Ciertamente, los potenciales evocados visuales pueden objetivar la agudeza visual, dada la correlación entre la amplitud del potencial evocado y la claridad del foco. Cuando la agudeza visual es inferior a 5/10, el potencial evocado siempre se reduce en amplitud. Asimismo, errores de refracción u opacidades se asocian con reducción al voltaje de los PEV (Fig. 2.53.).

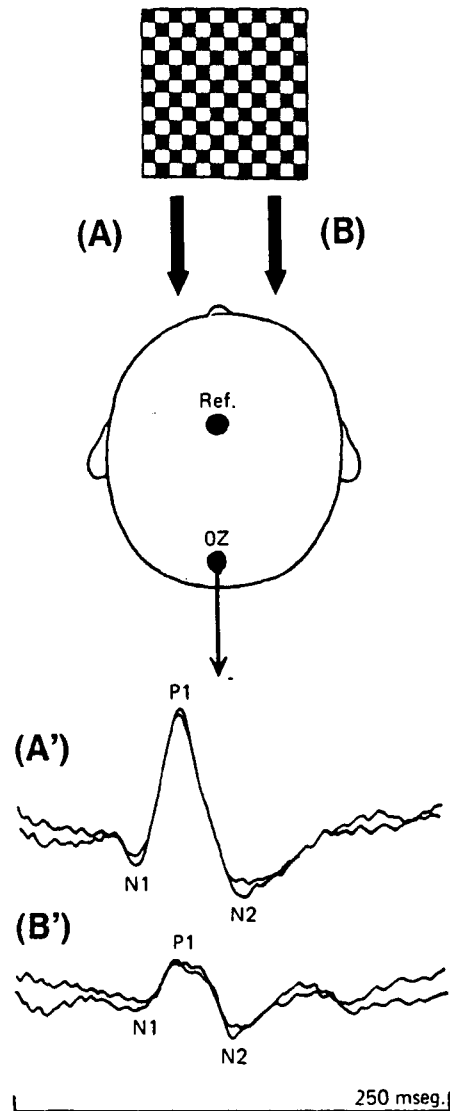


Fig. 2.53.- Membrana pupilar, ojo derecho. Niña de 8 años de edad. La estimulación del ojo izquierdo (A) produce ondas N1, P1, y N2 en la línea media occipital (A'). Latencia de P1: 98mseg. La estimulación del ojo derecho (B) produce ondas N1, P1 y N2, en la línea media occipital (B') pero de muy reducido voltaje. Latencia de P1: 97 mseg.

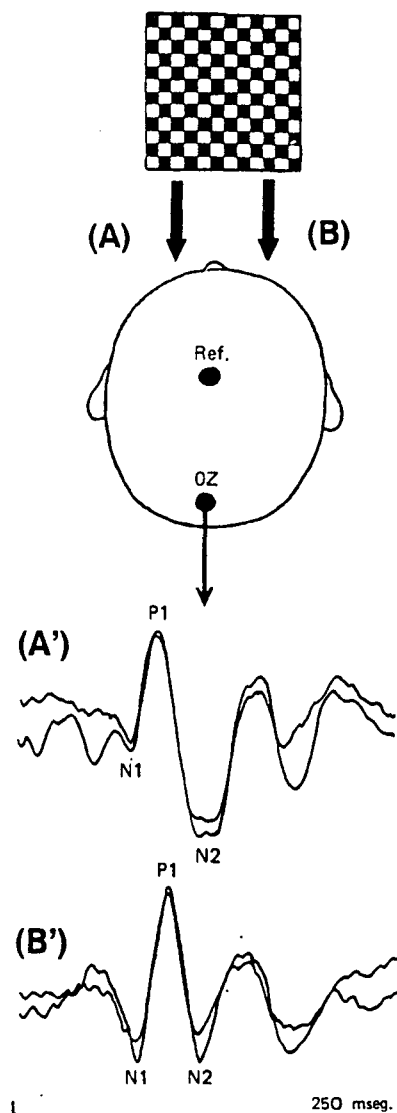


Fig. 2.54.- Amaurosis histérica. Paciente de 44 años que hace aproximadamente un año que padece un traumatismo de cráneo sin pérdida de conocimiento. Recientemente manifiesta no ver con el ojo derecho. PEV: la estimulación del ojo izquierdo (A.A'), como la del derecho (B.B') produce ondas N1, P1, y N2 de latencias y voltajes normales. No hay evidencia de alteración de la vía visual.

Marg y Col. (1.976) utilizaron los potenciales evocados visuales para determinar la agudeza visual del niño, concluyendo que ésta, al igual que la del adulto, se obtiene entre el cuarto y sexto mes de vida. Asimismo, Harter y Col. (1.977) observaron que la agudeza visual se alcanza hacia el sexto mes de la vida, con cierta reducción temporal entre el primero y segundo mes. Esta reducción temporal sería difícil de explicar, para estos autores, quienes proponen como posibilidad que la misma se debería a cambios en el tamaño de la pupila, la cual es miótica durante el primer mes. Para estos estudios se utilizó el método del pattern light.

En casos de ambliopía los PEV se hallan alterados o ausentes (Dawson y Col. 1.972). Halliday (1.978) manifiesta que el registro de potenciales evocados normales y de adecuada amplitud, ante manifestaciones de ceguera, es una evidencia de que la alteración no es orgánica (Fig. 2.54.).

En las retinopatías los PEV se hallan alterados, especialmente en lo que respecta a la amplitud (Fig. 2.55.).

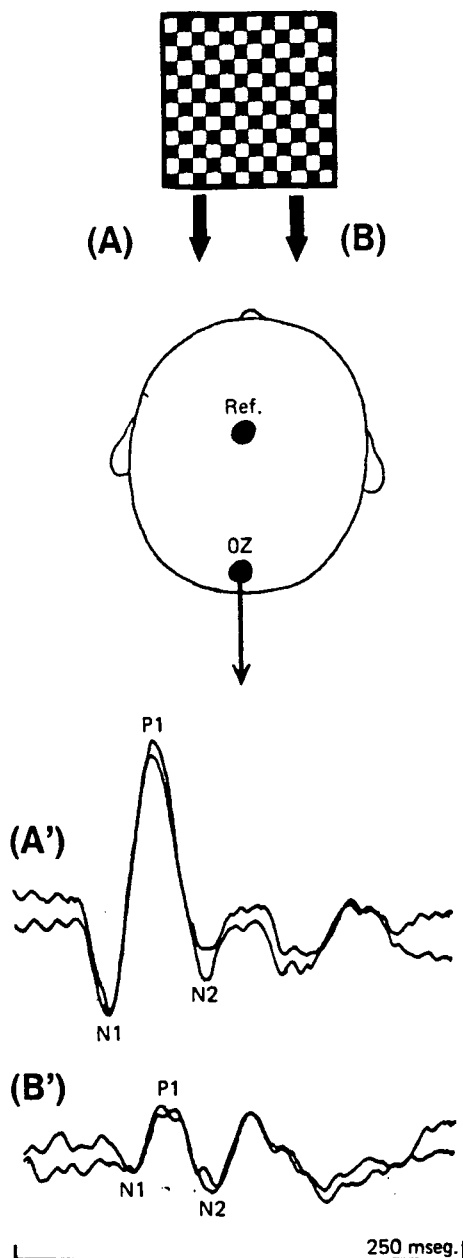


Fig. 2.55.- Maculopatía edematosa. Paciente del sexo femenino de 29 años de edad. Pérdida de visión en ojo derecho desde hace 6 años. La estimulación del ojo izquierdo (A) produce ondas N1, P1, y N2, con latencias de 67, 92 y 122 msec., respectivamente, en la línea media occipital (A'). La estimulación del ojo derecho (B) produce ondas N1, P1, y N2 con latencias de 70, 105 y 118 msec., respectivamente, en la línea media occipital, pero con una reducción de aproximadamente el 60% del voltaje. La maculopatía edematosa ocurre generalmente entre los 65 y 70 años de edad. En este caso, por tanto, su hallazgo constituye una rareza. Existiría la posibilidad de que, a esta edad, se deba al uso de anticonceptivos (paciente del Dr. Alejandro Gonella).

La reducción del voltaje, como ya señaláramos anteriormente es paralela a la reducción de la agudeza visual. El ERG es de mucha importancia en estos casos porque señala que la alteración de los PEV se relaciona con la alteración del receptor. En casos graves, ambos están abolidos (Fig. 2.56.).

En caso de glaucoma, con defectos del campo visual, se ha observado prolongación de las latencias de los PEV (estudio hecho con potenciales mantenidos),

similar a lo observado en la neuritis retrobulbar, aunque de menor magnitud (Cappin y Nissim, 1.975).

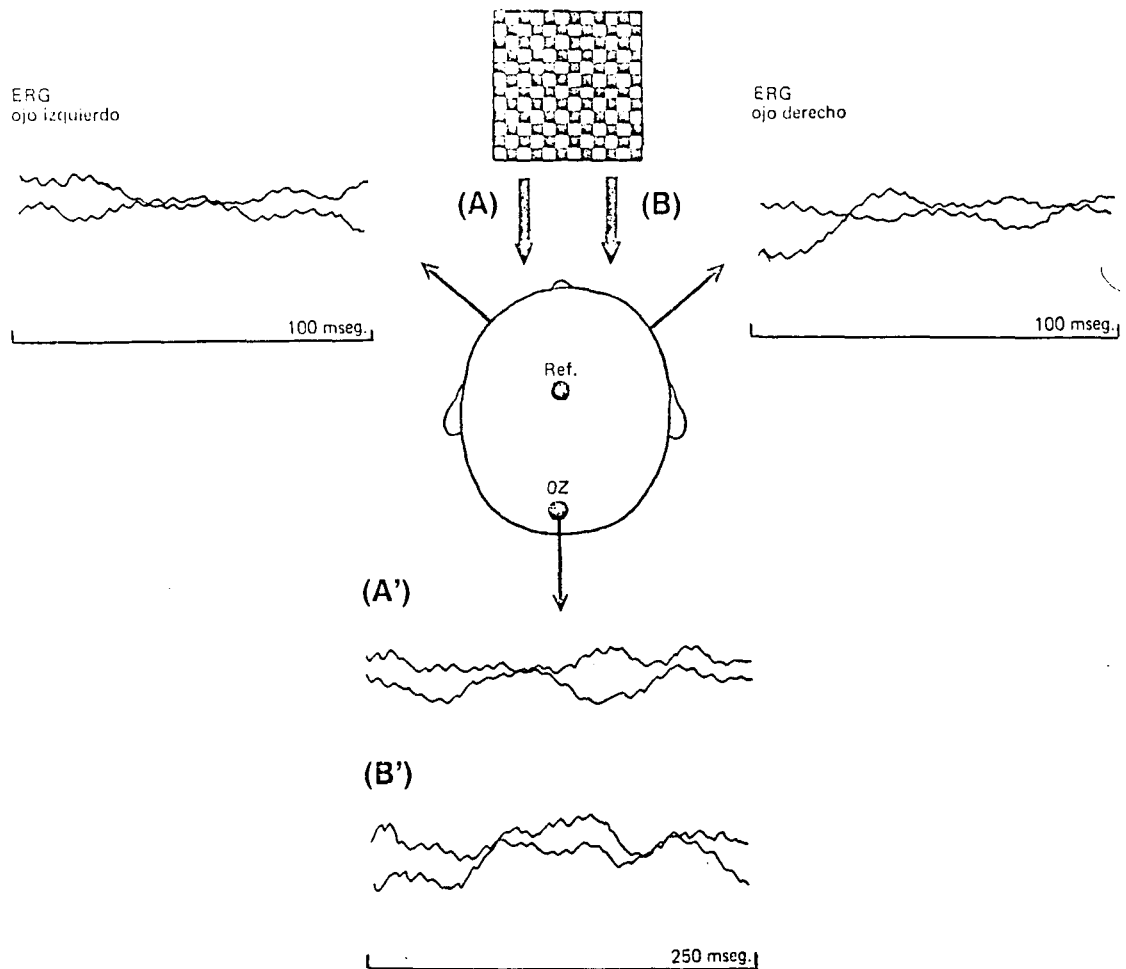


Fig.2.56.- Toxoplasmosis. La estimulación del ojo izquierdo (A,A'), como la del derecho (B,B'), no produce respuesta. El ERG se halla abolido en ambos ojos. La toxoplasmosis adquirida afecta a la retina y a la coroides, produciendo focos inflamatorios que se suelen localizar en la mácula o cerca de la papila.

En caso de cataratas unilaterales se utilizan los PEV como método para pronosticar la recuperación visual postoperatoria (Harding, 1.974). Thompson y Harding (1.978) comunicaron los resultados del valor pronóstico de los PEV obtenidos por medio del estroboscopio en 21 pacientes con catarata densa unilateral. Estos autores concluyen que una reducción mayor del 45% de la amplitud, o una prolongación de la latencia de más de 20mseg. son índices de déficit visual postoperatorio.

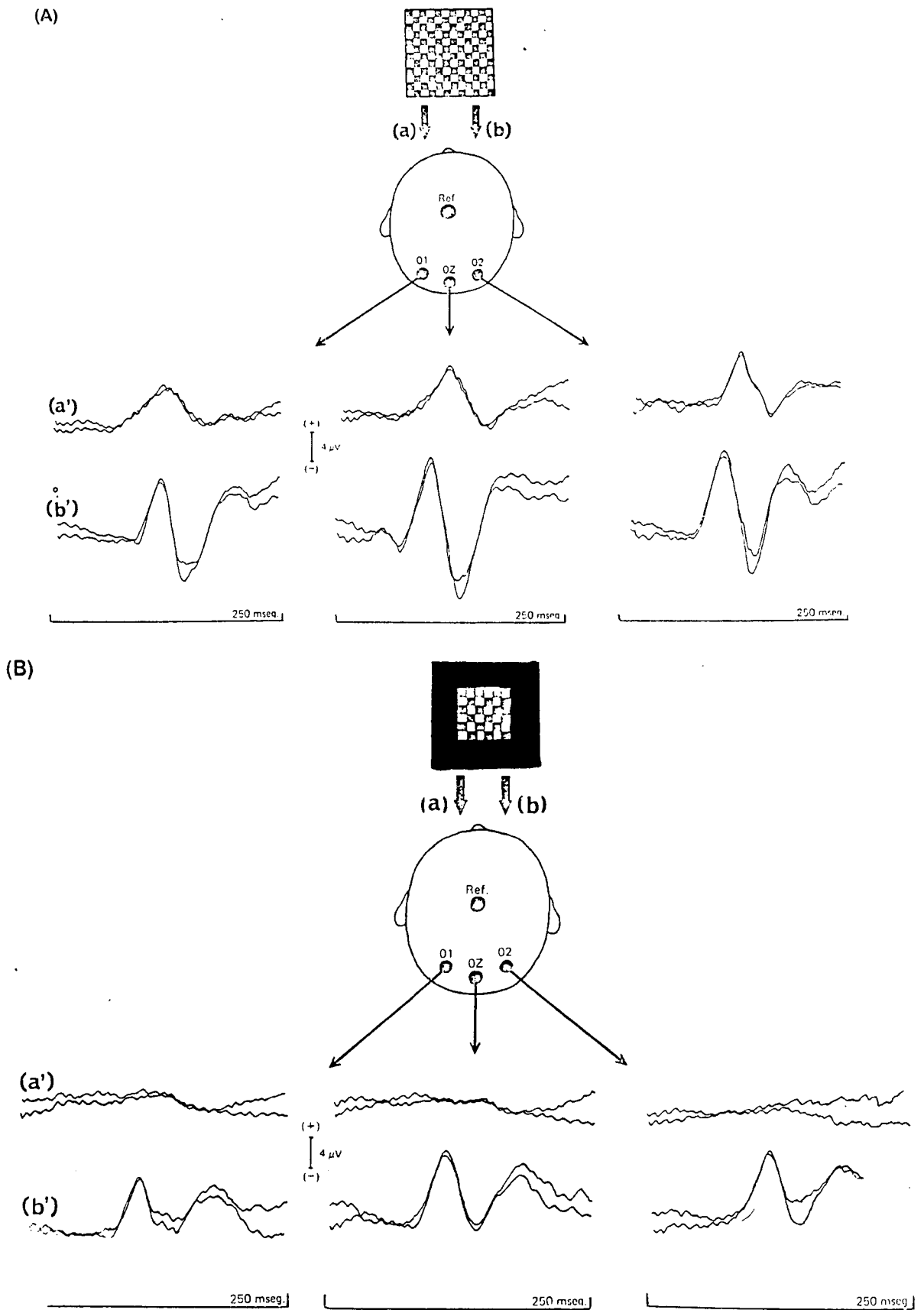


Fig. 2.57.- Oclusión de la arteria central de la retina, ojo izquierdo. La estimulación de este ojo produce una onda P1 de bajo voltaje y más prolongada en su latencia que la onda P1 obtenida a la estimulación del ojo derecho (parte superior de la figura). La estimulación de la mácula, mediante la parte central del damero reversible, no produce respuesta a la estimulación del ojo izquierdo. La estimulación del ojo derecho produce respuesta normal (parte inferior de la figura; (a) estimulación del ojo izquierdo; (b) estimulación del ojo derecho; (b') respuesta cortical. Paciente con 56 años con antecedentes de diabetes en los últimos 15 años. El examen muestra palidez de la papila izquierda. Los PEV demuestran escotoma central en ojo izquierdo.

En caso de traumatismo ocular, Crews y Col. (1.978) utilizaron el ERG y los PEV (por medio de estroboscopio) hallando que la combinación de estos dos métodos refuerzan la evaluación clínica inicial para pronosticar la evolución posttraumática. Observaron que cuando la reducción de voltaje de la onda -b del ERG y la reducción del voltaje de las ondas de los PEV, es menor del 50%, y si no hay prolongación de las latencias, indican un buen pronóstico visual.

En un caso de obstrucción de la arteria central de la retina, hemos observado que los potenciales evocados se hallaban prolongados en sus latencias y reducidos en su voltaje en el ojo afectado. Estimulando la mácula hemos visto abolición de los potenciales evocados (Fig. 2.57).

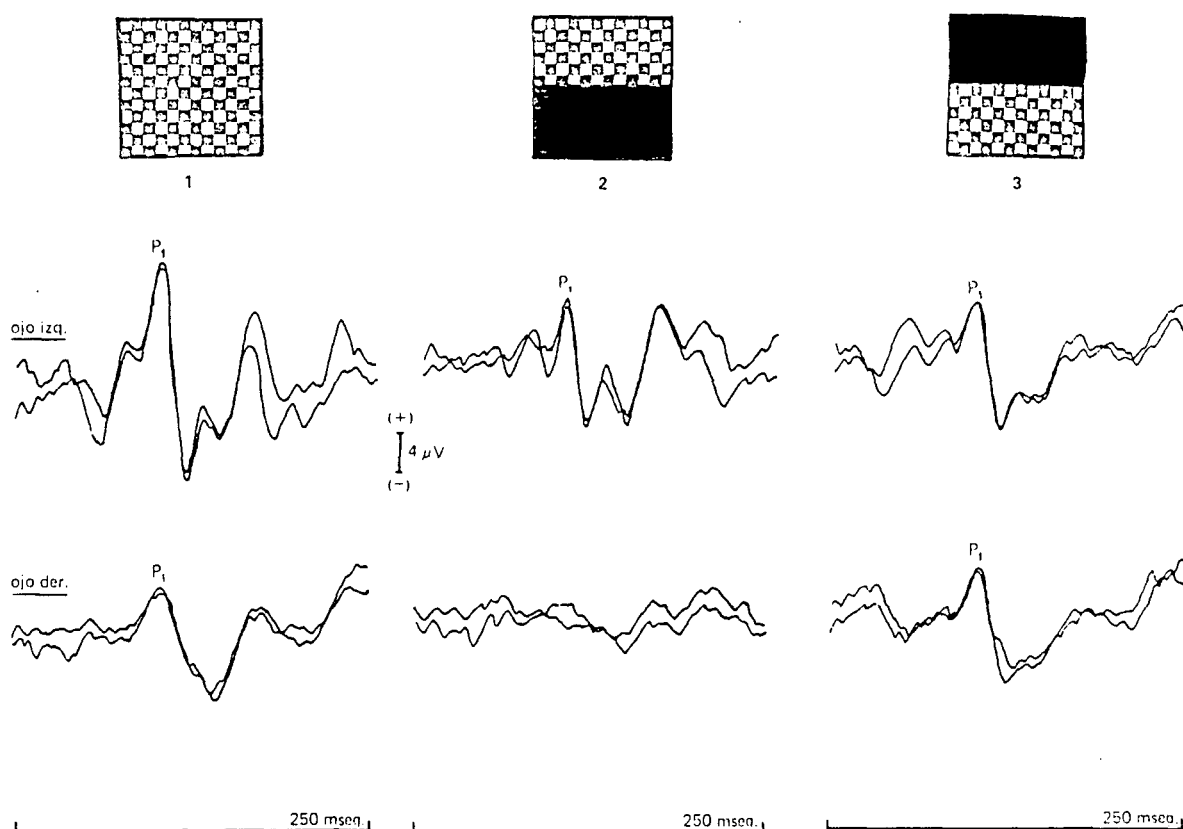


Fig. 2.58.- Paciente de 59 años que presenta visión borrosa, de aparición súbita, desde hace aproximadamente un mes. Consulta con oftalmólogo quien le diagnostica trombosis retiniana de rama inferior, en ojo derecho. La estimulación con campo completo (1) demuestra una reducción del voltaje de la onda P1 en el ojo derecho. Estimulando con medio campo superior (2) se observa ausencia de respuesta en la hemirretina inferior en este ojo. La estimulación con medio campo inferior (3) demuestra adecuada respuesta. Las respuestas en el ojo izquierdo, en cambio, son normales. En este caso el ERG fue normal en ambos ojos.

La arteria central de la retina se ramifica en la cara interna de ésta a partir del centro de la papila y nutre las fibras nerviosas y las células ganglionares. Las capas más externas de la retina se nutren a partir de la capa coriopapilar de la coroides. Los vasos centrales de la retina son vasos terminales y su obstrucción produce rápida pérdida de la función de todo el territorio afectado (Schieck, Leydhecker y Sampolesi, 1981). Dicha obstrucción suele ser una afección local de la pared arterial. La figura 2.58. corresponde a una trombosis retiniana de rama inferior.

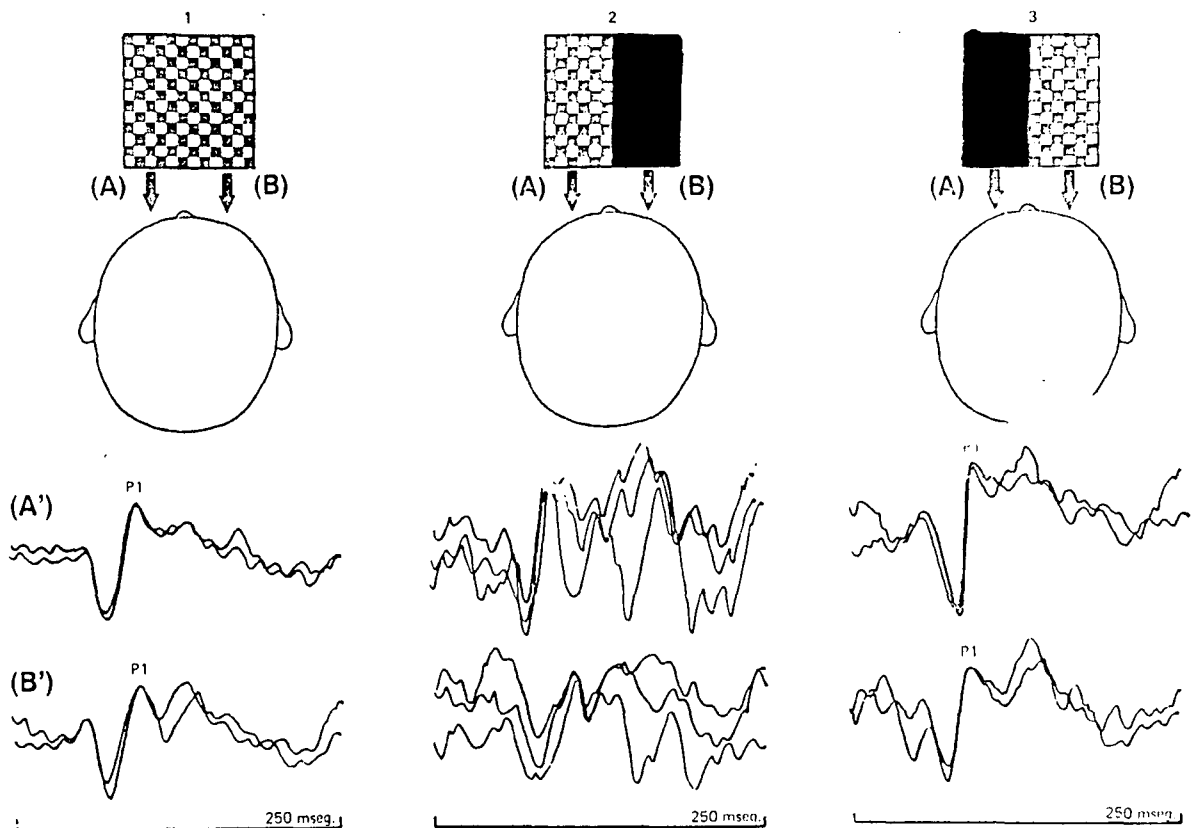


Fig. 2.59.- Paciente de 21 años con crisis jacksonianas a izquierda y hemianopsia homónima izquierda. (1): La estimulación con campo completo produce onda P1 con latencia de 97 mseg. a la estimulación del ojo izquierdo, y de 95 mseg. a la estimulación del derecho (A,A' y B, B' respectivamente). (2): La estimulación del ojo izquierdo (A) con medio campo izquierdo produce una respuesta de irregular morfología (A'). Asimismo, la estimulación del ojo derecho (B) con medio campo izquierdo, produce una respuesta irregular (B'). (3): La estimulación del ojo izquierdo (A) con medio campo derecho produce respuesta normal (A'), y lo mismo ocurre al estimular el ojo derecho (B,B'). Estos hallazgos son correlacionables con la hemianopsia homónima izquierda del paciente. La tomografía computada demostró una lesión ocupante en el parietal derecho.

5.2.- Defectos del campo visual.-

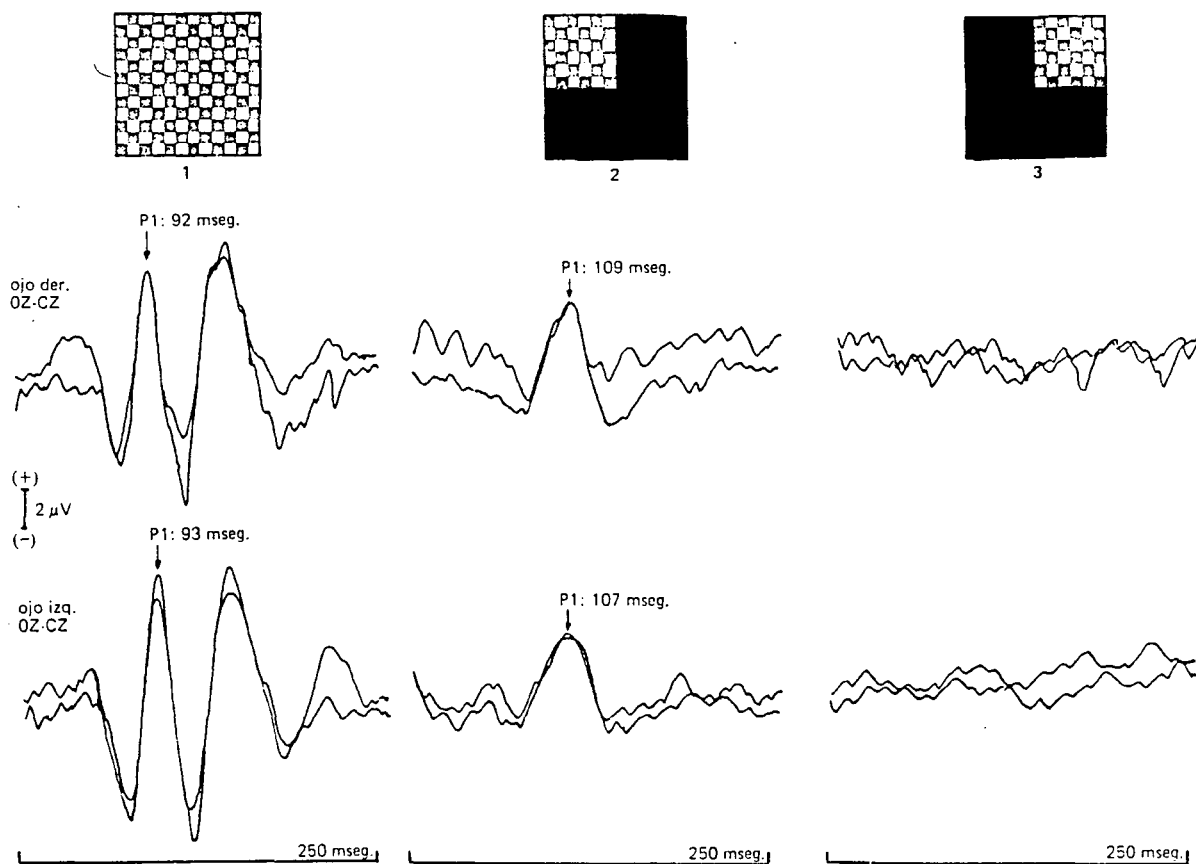


Fig. 2.60.- Paciente de 52 años que consulta por presentar galactorrea. El examen neurológico demostró una contracción del campo visual. PEV: la estimulación con campo completo (1) demuestra potenciales normales a la estimulación de uno y otro ojo. La estimulación con cuadrante superior izquierdo (2) es asimétrico normal, bilateralmente. La estimulación con cuadrante superior derecho (3), en cambio, pone en evidencia ausencia de respuesta a la estimulación de uno y otro ojo. Este estudio pone en evidencia una cuadrantanopsia homónima superior derecha.

Puede decirse que desde la introducción de los PEV en la práctica clínica se despertó el interés para poder utilizarlos para detectar defectos del campo visual. Las alteraciones halladas en las respuestas evocadas son características del tipo de defecto del campo visual y no específicas de la condición patológica subyacente (Halliday, 1976).

En las lesiones del quiasma óptico produciendo hemianopsia bitemporal, Halliday y Col. (1.976), describieron una asimetría de respuesta que denominaron **cruzada**. Cuando la lesión, en cambio, es postquiasmática, el registro muestra una asimetría **no cruzada**. Estas respuestas se obtienen estimulando el ojo con campo completo.

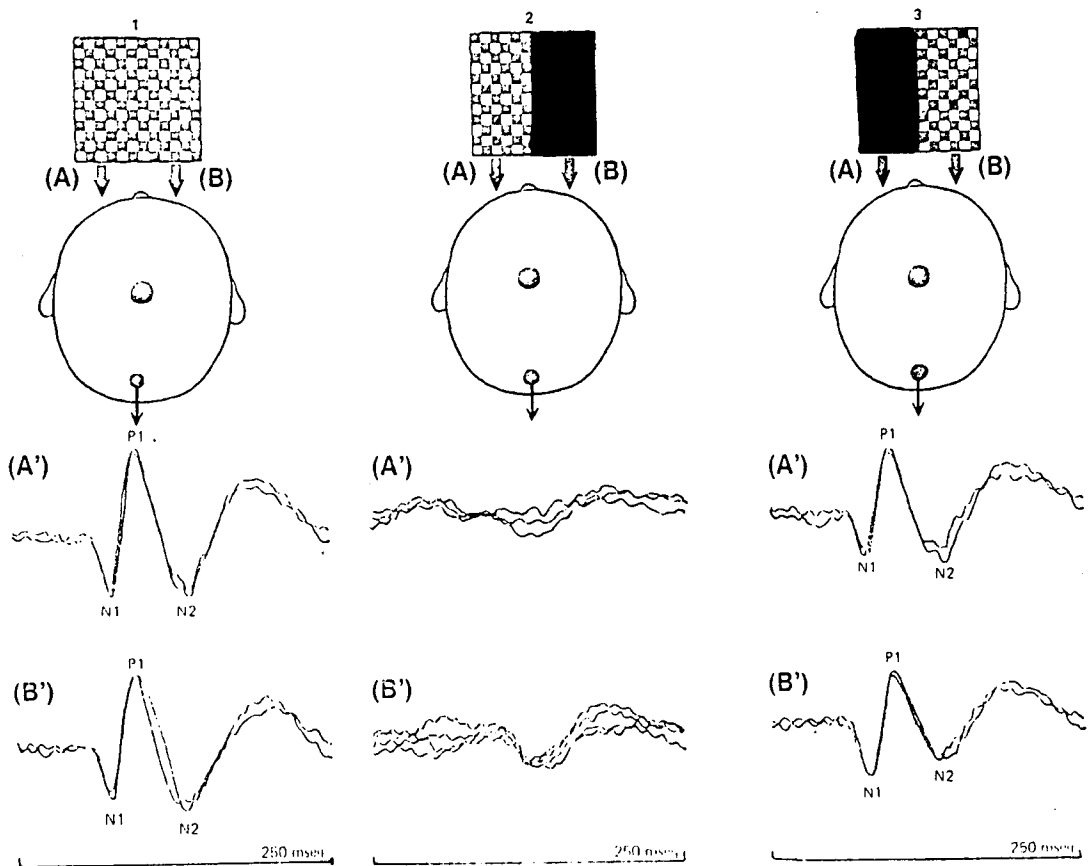


Fig. 2.61.- Paciente de 32 años remitido para estudio de retinopatía y dificultades en la visión. PEV: (1) la estimulación con campo completo produce respuesta normal a la estimulación del ojo izquierdo (A,A') y del derecho (B,B'). (2): la estimulación con medio campo izquierdo no produce respuesta a la estimulación del ojo izquierdo (A,A') ni a la del derecho (B,B'). (3): la estimulación con medio campo derecho produce respuesta normal a la estimulación de ambos ojos (A,A' y B,B'). El ERG es normal en ambos ojos. Estos PEV ponen en evidencia una hemianopsia homónima izquierda, que aún no se sospechaba.

Las alteraciones del campo visual se pueden detectar también estimulando con medio campo, o con cuadrantes en caso de cuadrantanopsia, en cuyo caso la parte afectada carece de respuesta (Figs 2.59. y 2.60.).

Sin embargo, si bien los PEV detectan fácilmente defectos del campo visual, Halliday (1.978) considera que el método no supera a la campimetría del oftalmólogo.

No obstante, el método adquiere valor cuando se sospecha un déficit funcional y no orgánico. Además, en algunos casos, las alteraciones del campo visual pueden ser detectadas en forma temprana al comienzo de la enfermedad, cuando aún no se sospecha su existencia (Fig. 2.61.).

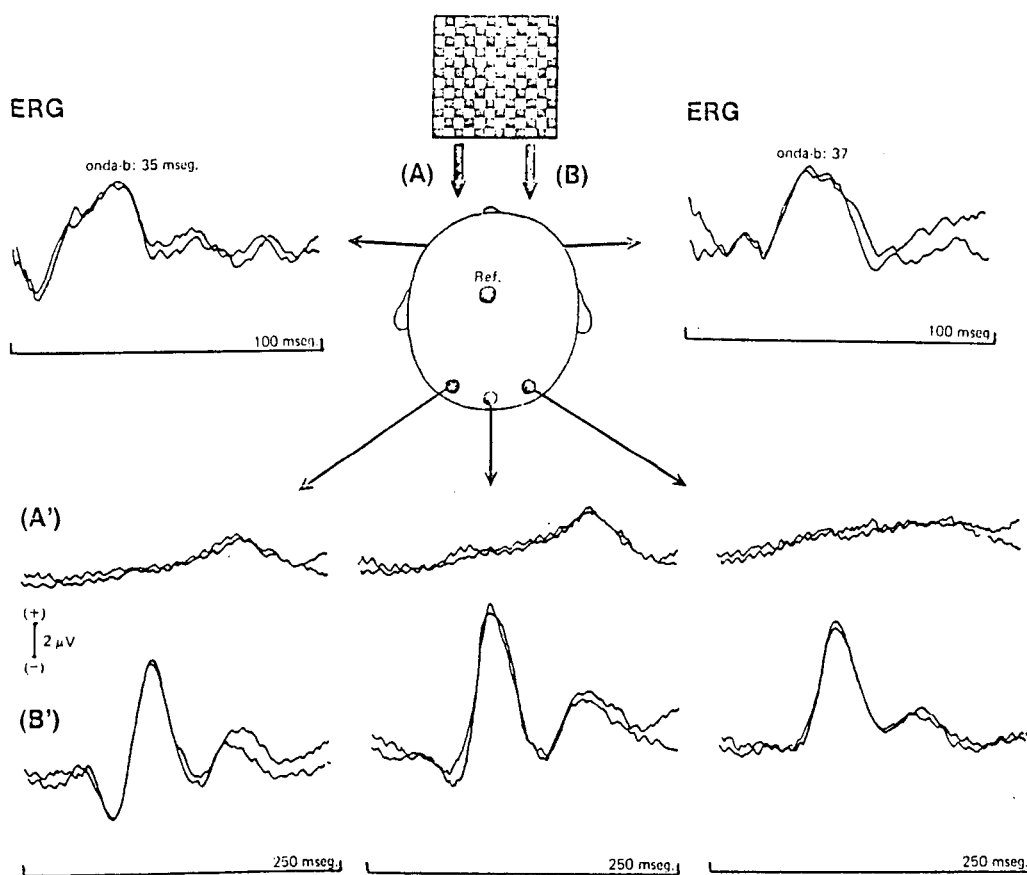


Fig. 2.62.- Compresión del nervio óptico izquierdo por un meningioma del ala del esfenoides. Paciente de 35 años, de sexo femenino. La estimulación del ojo izquierdo (A) produce una respuesta de muy baja amplitud, de alterada morfología y de latencia prolongada (A'). Esta respuesta es, además, asimétrica. La estimulación del ojo derecho (B) produce respuesta normal (B'). El ERG es normal en ambos ojos.

En casos de escotoma central debe tenerse en cuenta como dijimos anteriormente, las respuestas macular y paramacular. En efecto, la onda P1 es reemplazada por una negativa de mayor latencia y de origen paramacular.

5.3.- Lesiones del nervio óptico.-

En caso de tumores de la órbita se puede observar reducción de la amplitud del PEV del ojo afectado.

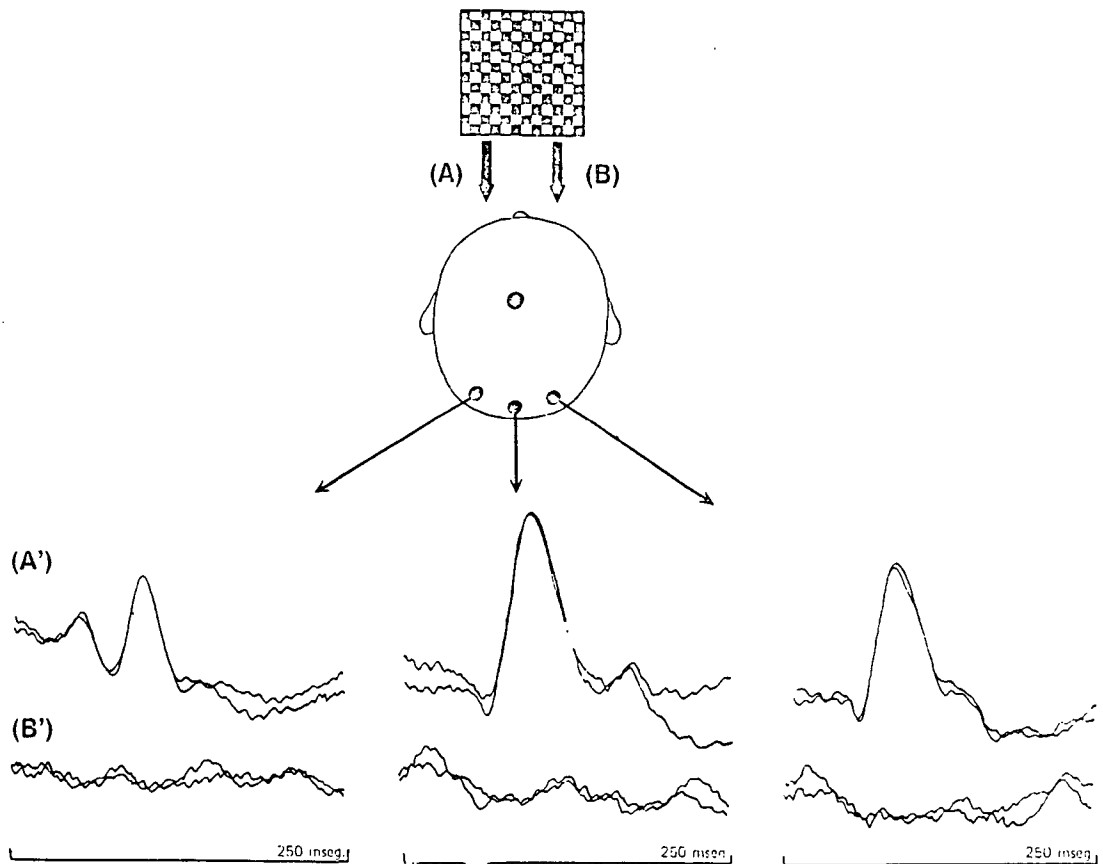


Fig. 2.63.- Glioma del nervio óptico derecho. Niña de 9 años de edad, que presenta protrusión del globo ocular derecho desde hace 9 meses, con pérdida de la visión. El ojo izquierdo es aparentemente normal. La tomografía computada demostró considerable agrandamiento del nervio óptico derecho y del canal (glioma). Se remite para su estudio para determinar si hay compromiso del quiasma o del nervio óptico izquierdo. PEV: la estimulación del ojo izquierdo (A) produce respuesta normal, indicando que no hay evidencia de compromiso del quiasma o de la vía óptica izquierda. La estimulación del ojo derecho (B) no produce respuesta, en conformidad con la pérdida de visión.

Más raramente puede observarse prolongación de la latencia de la onda P1. Si la agudeza visual se halla muy reducida, el PEV puede no detectarse.

Las compresiones del nervio óptico producidos por tumores hipofisarios se asocian generalmente con alteraciones bilaterales. Los meningiomas del ala del esfenoide, en cambio, se asocian a alteraciones unilaterales. Estas compresiones del nervio óptico generalmente producen ausencia de respuesta a la estimulación (Fig. 2.62).

O bien, en caso que se obtenga respuesta, gran distorsión de las ondas (Halliday, 1.976). Más raramente puede observarse prolongación de las latencias. Asimismo, los tumores del nervio óptico, o la atrofia del mismo, se caracterizan por ausencias de respuestas (Fig. 2.63. y 2.64.).

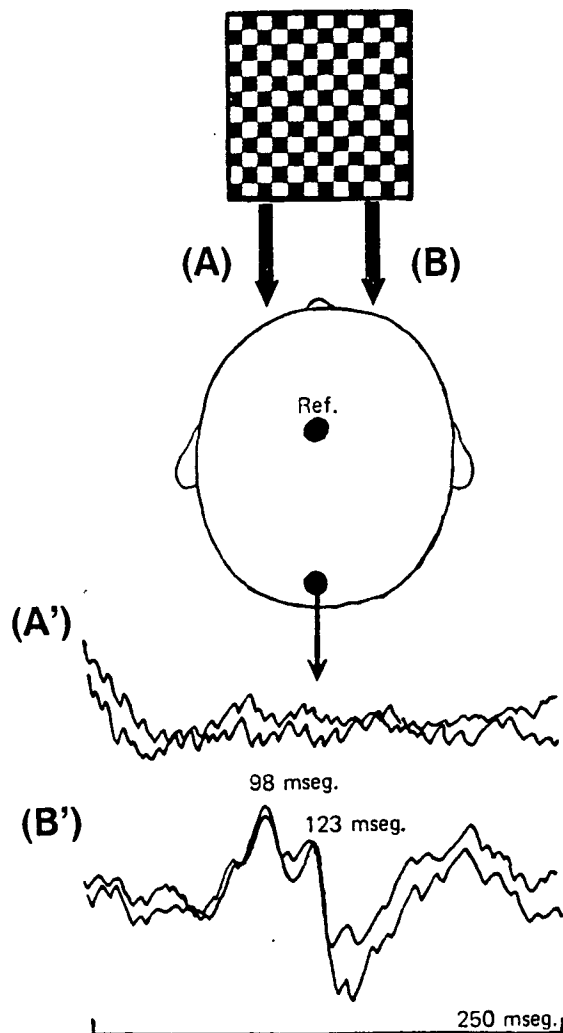


Fig. 2.64.- Atrofia del nervio óptico. Paciente de 71 años, con atrofia del nervio óptico izquierdo de etiología sin determinar, y con disminución de la visión en el ojo derecho. La estimulación del ojo izquierdo (A) no produce respuesta (A'). La estimulación del ojo derecho (B) produce una respuesta anormal consistente en una doble onda positiva, con una primera deflexión a los 98 mseg. y una segunda a los 123 mseg. El ERG es normal en ambos ojos. Este estudio es compatible con una atrofia del nervio óptico izquierdo, indicando a la vez disfunción del nervio óptico derecho.

5.4.- Enfermedades desmielinizantes.-

Las enfermedades desmielinizantes se caracterizan por presentar bloqueo de la conducción de las fibras del sistema nervioso central. Cuando la desmielinización no es completa no se produce bloqueo de la conducción pero las fibras conducen a velocidad (McDonald, 1.977).

Dadas las dificultades que ofrece el diagnóstico precoz de la esclerosis múltiple, los aportes de los métodos auxiliares de diagnóstico adquieren cierta relevancia. Así, por ejemplo, las recientes técnicas de estudio del líquido cefalorraquídeo (IgG, índice IgG/albúmina, etc.) han adquirido gran importancia en el diagnóstico de esta enfermedad (Johnson y Welton, 1.977). De la misma manera, es importante el estudio del paciente mediante los potenciales evocados (somatosensitivo, visual y auditivo). Consideremos aquí la relevancia de los potenciales evocados visuales.

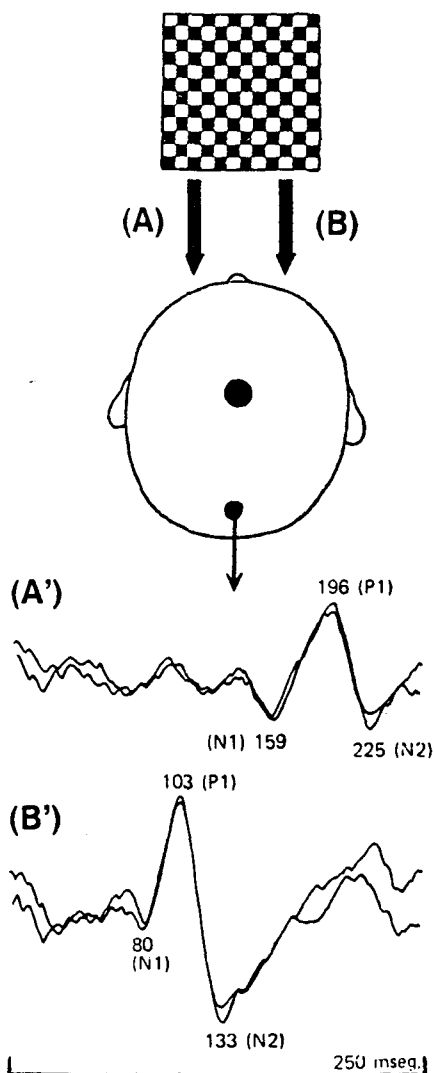


Fig. 2.65.- Neuritis óptica. Paciente de 40 años con antecedentes de trastornos psicósomáticos. Desde hace 5 meses nota en forma brusca visión borrosa en el ojo izquierdo. PEV: la estimulación del ojo izquierdo (A) produce onda P1 con una latencia de 196 mseg., de 4,7 μ V de amplitud (A). La estimulación del ojo derecho (B) produce onda P1 de 103 mseg. de latencia y de 9,8 μ V de amplitud (B). Este estudio es compatible con una neuritis óptica retrobulbar izquierda. El ERG es normal en ambos ojos.

En la neuritis óptica unilateral es característico que se prolongue la latencia de la onda P1, más allá de sus límites normales. (Fig. 2.65.).

Esto fue demostrado inicialmente, con el método del damero reversible, por Halliday y Col. (1.972). Estos autores observaron, además, que la prolongación de la latencia de la onda P1 persiste después de que el paciente recupera la agudeza visual. La conclusión de este último hecho es que el método del damero reversible es muy útil para objetivar lesiones residuales del nervio óptico, además del importante aporte a la clínica en el periodo agudo.

La prolongación de la latencia persiste hasta 5 años después de la recuperación. En algunos casos la prolongación puede persistir hasta 15 años (Halliday y Col., 1.977). La prolongación de la latencia de la onda P1 se observa en el 94-95% de los casos.

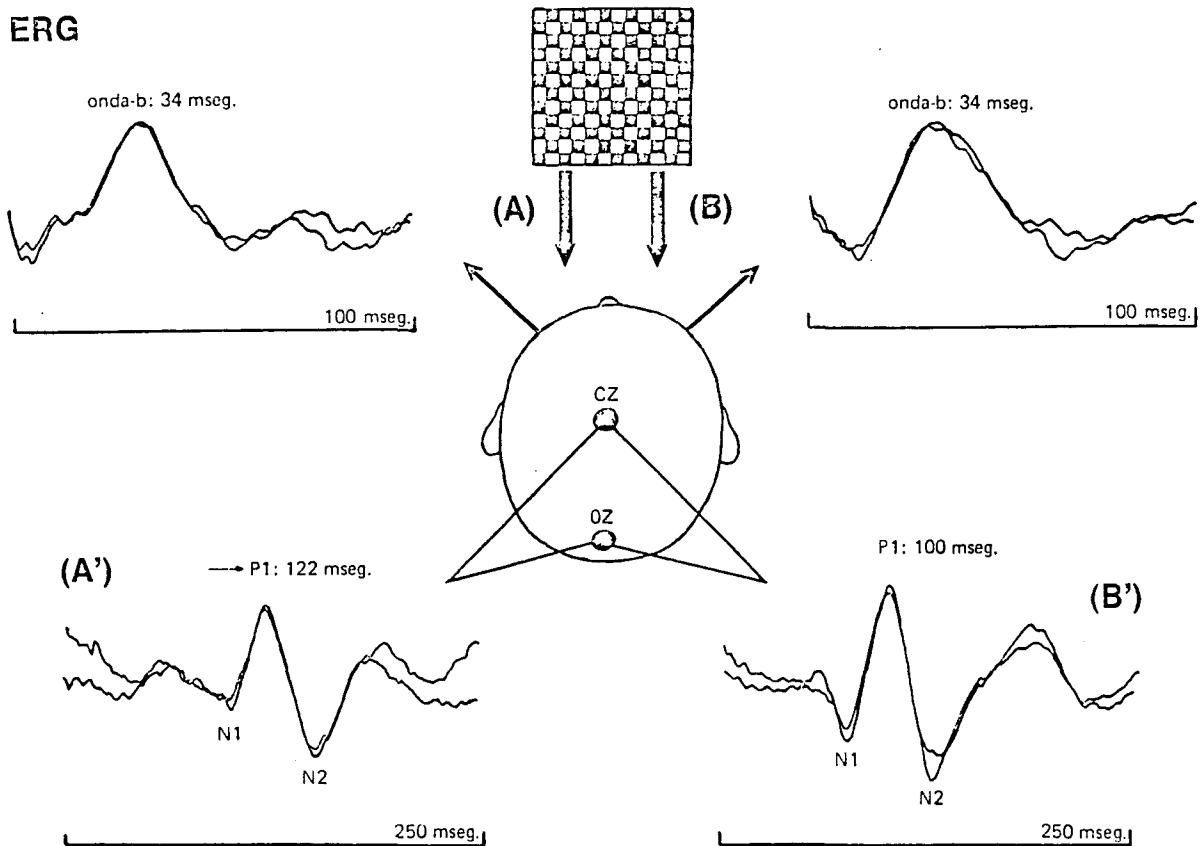


Fig. 2.66.- Esclerosis múltiple. La estimulación del ojo izquierdo (A) produce onda P1 con una latencia prolongada, de 122 mseg. (A). La estimulación del ojo derecho (B) produce respuesta normal (B). El ERG es normal en ambos ojos.

Dado que la esclerosis múltiple produce frecuentemente alteraciones visuales, es de anticipar que ocurrirán alteraciones en los PEV (Fig. 2.66. y 2.67.).

Pero más importante es señalar que las alteraciones de los PEV pueden darse aún en pacientes sin signos clínicos de compromiso de la vía óptica (Richey y Col. , 1.971; Feinsod y Col. , 1.973; Feinsod y Col., 1.975; Halliday, 1.976; Mattheus y Col., 1.977; Willson y Keyser, 1.980). En el estudio de Halliday y Col. (1.977), de un total de 51 pacientes con diagnóstico de esclerosis múltiple, 49 tenían prolongación de la latencia de la onda P1 (96% de los casos). Esto se debería a que la incidencia de placas de desmielinización en el nervio óptico es sumamente alta en pacientes con esclerosis múltiple, tanto en forma asintomática como preclínica.

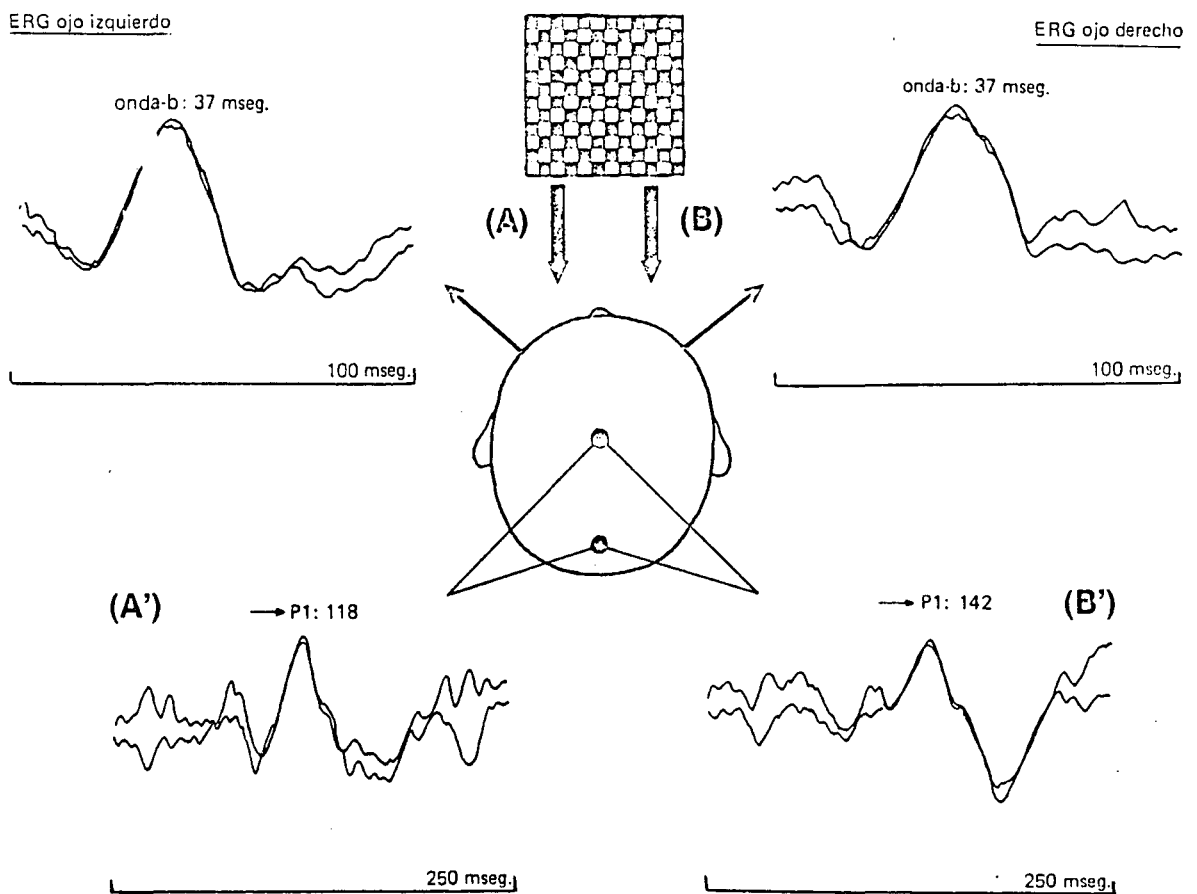


Fig. 2.67.- Esclerosis múltiple. La estimulación del ojo izquierdo (A) produce una onda P1 con latencia prolongada, de 118 msec. La estimulación del ojo derecho (B) produce onda P1 con latencia aún más prolongada, de 142 msec. El ERG es normal en ambos ojos. La prolongación de la latencia de la onda P1 en uno o en los dos ojos es característica de enfermedad desmielinizante, aunque no exclusiva de ésta.

Esto se ha corroborado por cuidadosos estudios anatomopatológicos (Lumsden, 1.970). Debido a esta predilección de la esclerosis múltiple por lesionar, tanto clínica como subclínicamente el nervio óptico, los PEV constituyen un método sumamente importante para su estudio. Para una mayor certeza diagnóstica, Cohen y Col. (1.980) han postulado utilizar también el método del arrastre por frecuencia crítica. Pero no podemos dejar de mencionar aquí que las demoras en las latencias de los PEV no son específicas o exclusivas de la esclerosis múltiple, ya que las mismas demoras pueden encontrarse en alteraciones del nervio óptico por distintas etiologías, como vimos anteriormente.

5.5.- Ataxia de Friedreich.-

Se ha observado que existe desmielinización segmental acompañando la degeneración progresiva de los axones, en la ataxia de Friedreich (Hughes y Col., 1.968; Dyck y Lais, 1.973). Carroll y Col. (1.980) estudiaron 22 pacientes con ataxia de Friedreich, en 15 de los cuales estudiaron el estado neuro-oftalmológico. Ninguno tenía síntomas visuales. Los PEV en estos casos demostraron ausencia de respuesta o bien prolongación de la onda P1. Asimismo observaron reducción de la amplitud de la respuesta.

Los autores mencionados concluyen que hay una alta incidencia de compromiso asintomático de la vía óptica en pacientes con ataxia de Friedreich.

Los ERG en estos casos fueron normales o mostraron mínimos cambios sugestivos de un compromiso secundario de la retina.

5.6.- Lipidosis cerebral.-

En caso de lipidosis neuronal, correspondiente a la enfermedad de Batten, diagnosticados por biopsia, Harden y Pampiglione (1.971) hallaron que los PEV son de mucha mayor amplitud que en los de niños normales de control, no variando, en cambio, la latencia o morfología.

5.7.- Dislexia.-

En una investigación en dislexia, Symman-Lowett y Col. (1.977) hallaron diferencias en la morfología de los PEV entre niños con dificultades de lectura y niños normales. Esta diferencia en la morfología del potencial evocado era mayor en el área parietal izquierda y mínima en el vertex o en la zona occipital.

5.8.- Migraña.-

En paciente con ataques de migraña, Regan y Heron (1.970) sugirieron que los potenciales visuales podrían ser asimétricos y proveer así una medida objetiva del ataque. En el periodo intercrítico, 3 de los 5 pacientes estudiados mostraron mayor diferencia entre la estimulación derecha e izquierda del medio campo visual que los sujetos de control.

5.9.- Epilepsia.-

Hishikawa y Col. (1.967) estudiaron pacientes con epilepsia fotosensible, hallando un aumento en la amplitud del PEV. Estos autores sugirieron que las puntas occipitales registradas en el EEG en estos casos serían potenciales visuales evocados. Consideraron, además, que el cuerpo geniculado lateral en algunos pacientes, o la corteza occipital en otros, sería responsable del aumento de amplitud observado en los potenciales evocados. Las investigaciones de Panayiotopoulos y Col. (1.970, 1.972) indicarían que no existe una simple relación entre las puntas occipitales del EEG y los PEV. Sin embargo, las puntas occipitales se hallarían relacionadas con la onda P1, como lo observaron Harding y Dimitrakoudi (1.977), quienes concluyen que las puntas occipitales reflejan una anormal reactividad de la corteza visual al estímulo luminoso, y esta anomalía focal desencadenaría una descarga epiléptica generalizada secundaria. En la epilepsia tipo G.M. no hay aparentes alteraciones de los PEV (Aoki, 1.969; Lüking y Col., 1.970).

5.10.- Muerte cerebral.-

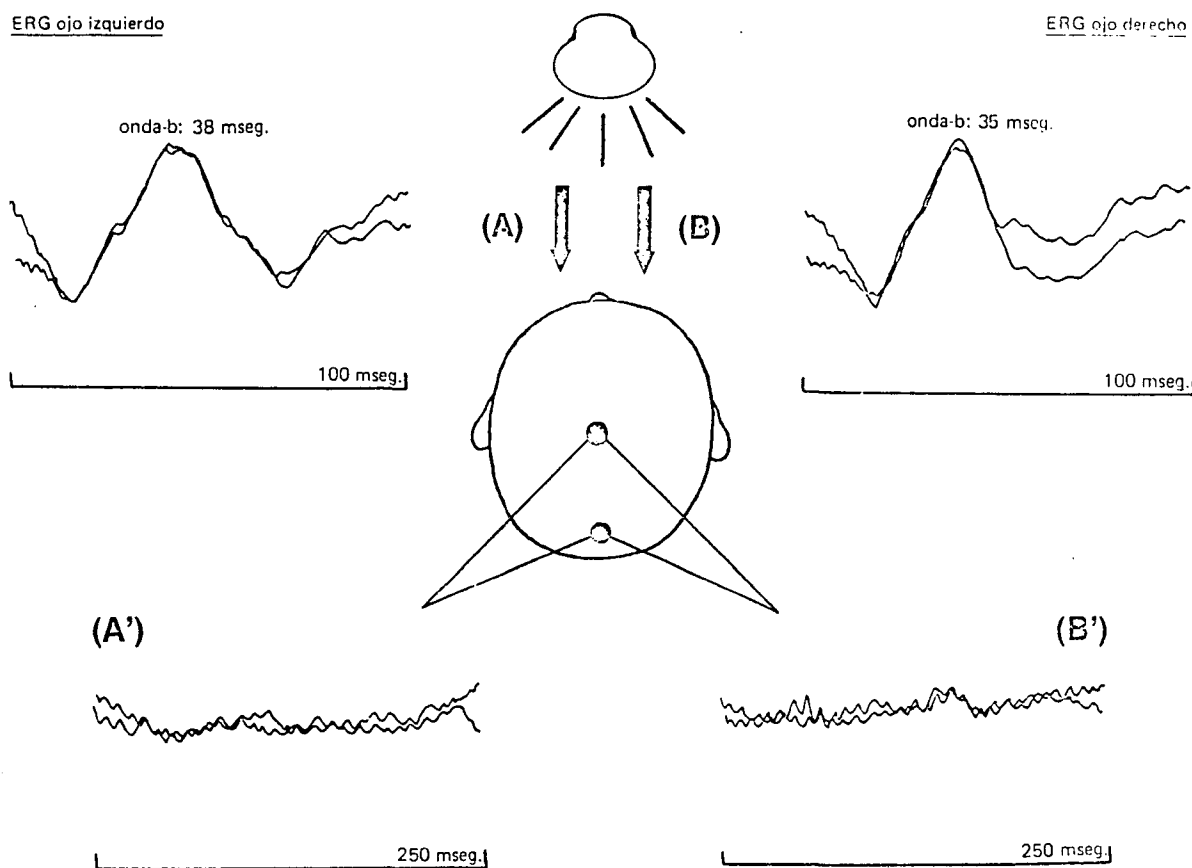


Fig. 2.68.- Muerte cerebral. La estimulación de uno y otro ojo por medio del fotoestimulador no reproduce respuesta. El ERG, sin embargo, aun es normal en este caso.

Aquí es importante determinar el estado del tronco encefálico, lo cual se puede hacer mediante el estudio de los potenciales evocados auditivos de corta latencia. De todos modos, determinar la ausencia de potenciales evocados visuales es asimismo importante. En estos casos el ERG puede estar presente (Fig. 2.68.).

5.11.- Monitoreo quirúrgico.-

Los potenciales evocados visuales se utilizan para monitorear en forma continua la función del nervio óptico durante la cirugía de la órbita (Wright y Col., 1.973). Asimismo, en la cirugía pituitaria se monitorea la conducción de la vía visual mediante el registro continuo de los PEV (Feinsold y Col. 1.976).

Se ha podido observar retorno a las latencias, amplitudes y morfología anormales de los potenciales visuales evocados inmediatamente después de la descompresión de los nervios ópticos.

Debe tenerse en cuenta que durante la anestesia se produce una moderada prolongación de las latencias normales (Squives, 1.980).

BIBLIOGRAFIA.-

- * Delamónica, **Electroencefalografía**, El Ateneo.
- * Adrian, E.D., **The electric response of the human eye**, Physiol.
- * Ashworth B., **Clinical Neuro-ophthalmology**, Blackwell Scientific Publications.

Capítulo 8: Potenciales Evocados Auditivos (PEA).

1.- FISIOLÓGIA Y ANATOMÍA FUNCIONAL.-

1.1.- Introducción.-

El órgano del oído está compuesto por tres porciones: oído externo, oído medio y oído interno. Es el órgano encargado de la percepción de los estímulos sonoros. El oído interno, además, es el órgano del equilibrio, por tanto, se conoce a esta porción como órgano estatoacústico.

1.2.- Oído externo.-

El oído externo comienza en el pabellón auricular u oreja, apéndice situado a los lados de la cabeza y cuya misión es recoger las ondas sonoras. En muchos animales las orejas pueden orientarse hacia la fuente sonora, pero el hombre ha perdido esta función.

La oreja está constituida por una pieza de cartílago elástico que presenta pliegues. En su parte inferior cuelga una masa adiposa denominada lóbulo. (Fig. 2.69).

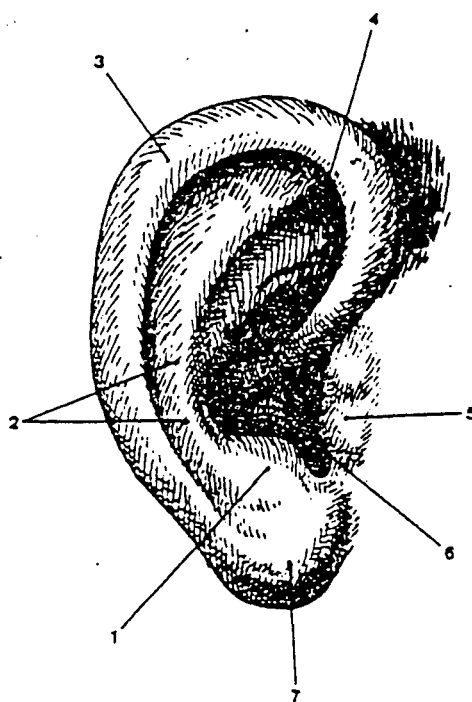


Fig. 2.69.- Pabellón auditivo; superficie externa: 1.- anfitrágo, 2.- antihélix, 3.- hélix, 4.- raíz de hélix, 5.- trago, 6.- fosa inferior de la concha.

El pabellón auricular se continua hacia dentro con una formación tubular cartilaginosa que se fija en el reborde externo del conducto óseo, que presenta al efecto el hueso temporal. Corresponde al conducto auditivo externo, cuya pared tiene una porción cartilaginosa, la más externa, y una porción ósea, la más interna, cubiertas ambas por piel.

Este conducto, de 2,5 cm de largo, viene a terminar en la cavidad del oído medio, que se labra en el peñasco del temporal y de la que está separado por una membrana dispuesta oblicuamente, denominada timpánica o sencillamente tímpano.

La piel del conducto auditivo externo tiene glándulas sudoríparas y glándulas sebáceas; estas últimas producen el cerumen.

1.3.- Oído Medio.-

Denominado también caja del tímpano. Es una cavidad que tiene forma de lente bicóncava con el contorno irregularmente cuadrangular. Está llena de aire y separada por la membrana timpánica del conducto auditivo externo. Por su pared anterior comunica con la cavidad de la faringe a través de la trompa de Eustaquio, con lo que se consigue que la presión del aire sea igual a uno y otro lado de la membrana timpánica.

La caja del tímpano tiene como misión recoger las vibraciones producidas en la membrana timpánica por las ondas sonoras y transportarlas hasta el oído interno. Esta transmisión se realiza a través de una cadena de huesecillos que cruzan la cavidad. Son el martillo, el yunque y el estribo (Fig. 2.70).

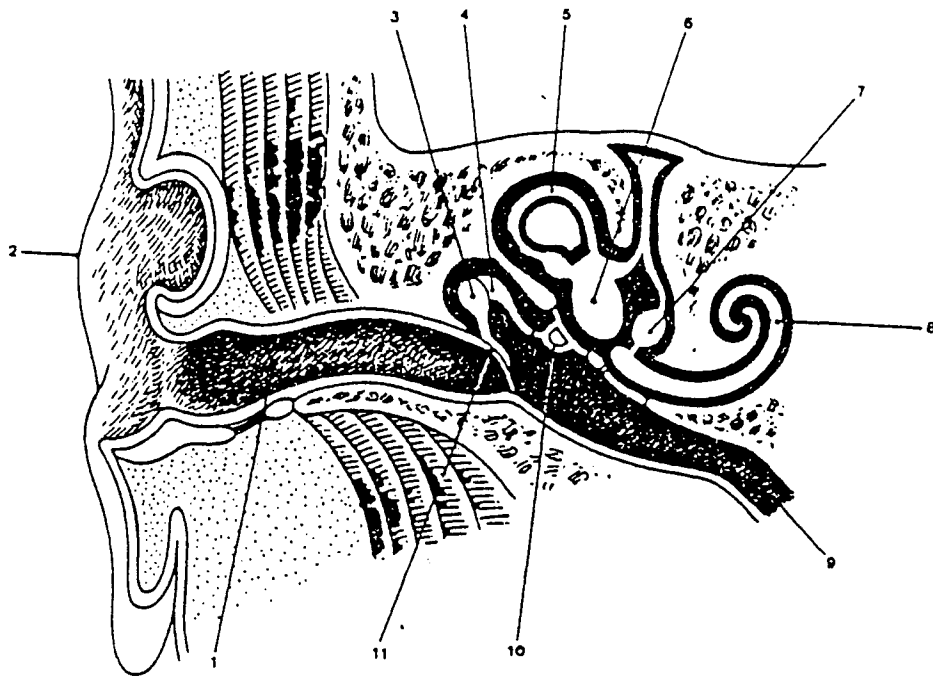


Fig. 2.70.- Esquema del oído en corte vértico-frontal: 1.- conducto auditivo externo, 2.- pabellón auricular, 3.- martillo, 4.- yunque, 5.- conducto semicircular, 6.- utrículo, 7.- sáculo, 8.- conducto coclear, 9.- trompa de Eustaquio, 10.- estribo, 11.- membrana del tímpano.

El martillo apoya el mango en la cara interna del tímpano. Se articula medialmente con el yunque, que presenta dos pequeños apófisis. Las vibraciones del tímpano son conducidas por los huesecillos hasta la base del estribo, que es empujada hacia

dentro. Los movimientos de estos huesecillos pueden ser reglados y amortiguados por dos pequeños músculos que se insertan en el martillo y en el estribo: son el músculo del martillo y el músculo del estribo.

1.4.- Oído Interno.-

Si se quita también el estribo y se abre la ventana oval brota un líquido, llamado perilinfa, que ocupa un sistema de cavernas y túneles, socavados en el peñasco del temporal. Este sistema se denomina laberinto óseo (Fig. 2.70.).

La ventana oval comunica con una pequeña cámara, denominada vestíbulo, en cuya cara anterior existe una abertura que se continúa con un túnel, que después de un corto trayecto forma una espiral alrededor de un macizo óseo central, llamado modiol o columela. Este conducto es el caracol o cóclea, describe dos vueltas y media, y está dividido en dos compartimientos, superior e inferior. El compartimiento superior se continúa en el vestíbulo y se conoce como rampa vestibular y el compartimiento inferior nombrado rampa timpánica, que llega a la ventana redonda ocluida por la membrana llamada tímpano secundario.

Al vestíbulo abocan tres conductos óseos en forma de arco árabe, el horizontal, el posterior y el superior, llamados conductos semicirculares. Estos, con el vestíbulo y el caracol, constituyen el antes referido laberinto óseo. Dentro del laberinto óseo se dispone el laberinto membranoso, formado por el utrículo, sáculo, conductos semicirculares membranosos y caracol.

El utrículo es una vesiculilla oroidea alojada en el vestíbulo. El sáculo es una pequeña vesícula esférica que se une al conducto coclear membranoso por el conducto de unión. El caracol membranoso tiene su iniciación en fondo de saco ciego en el vestíbulo, debajo del sáculo.

Estas cavidades membranosas contienen un líquido, llamado endolinfa.

Dentro del conducto coclear y a todo lo largo de su recorrido se dispone el órgano de Corti, estructura muy especializada que recibe las ondas sonoras y las transforma en impulsos nerviosos, que son conducidos por el VIII par craneal, para terminar en el lóbulo temporal.

En la columela existen diminutos conductos óseos que desembocan en el conducto espiral de Rosenthal ocupados por células bipolares, cuyas prolongaciones periféricas emergen en el borde de la lámina ósea espiral, llegando al órgano de Corti. Las prolongaciones centrales de estas células bipolares van a la base de la columela, constituyendo el nervio coclear.

La parte posterior del laberinto óseo contiene el órgano del equilibrio, esto es, los conductos semicirculares, el utrículo y el sáculo.

Los movimientos de la cabeza movilizan el líquido del utrículo, sáculo y conductos semicirculares, estimulando las terminaciones del nervio vestibular que llegan al utrículo y extremos dilatados de los conductos semicirculares a través de numerosos

orificios del hueso. Los cuerpos de las neuronas del nervio vestibular forman un ganglio que se coloca en el conducto auditivo interno. En él las fibras que se dirigen al sistema nervioso central se unen con las del nervio coclear, formando el nervio estato-acústico, VIII par craneal.

El conducto, denominado endolinfático, que se abre en el vestíbulo sirve de válvula de escape de la endolinfa. La válvula de la perilinfa es una prolongación tubular del conducto del caracol.

2.- INTRODUCCION.-

La estimulación auditiva produce una serie de ondas que se generan a lo largo de los distintos núcleos de la vía y en áreas de la corteza auditiva primaria y, finalmente, en la corteza inespecífica.

Picton y Col. (1.974, 1.977) establecen tres tipos de potenciales evocados auditivos: transitorios, sostenidos y perceptuales.

Los potenciales evocados transitorios son provocados por sonidos de muy breve duración (**clicks**) y se subdividen en tres categorías de acuerdo a sus latencias. Así, los que se producen en una latencia de 0 a 10 mseg. son denominados de corta latencia (también **rápidos** o **tempranos** por algunos autores y, más comúnmente, potenciales del tronco encefálico, como veremos más adelante). Los que se producen entre 10 y 60 mseg. son los de mediana latencia y, finalmente, los que se producen entre 60 y 250 mseg., de larga latencia (también **lentos** o **tardíos**). Los potenciales sostenidos son evocados por un estímulo auditivo continuo e incluyen a las microfónias cocleares, la respuesta seguidora de frecuencia (*frequency following response*) y el potencial negativo sostenido cortical. Los potenciales perceptuales son ondas evocadas, relacionadas al significado o sentido del estímulo más que a sus características físicas, tales como variación contingente negativa y componente positivo tardío (onda P3 o P300).

En este capítulo consideraremos solamente a los potenciales evocados auditivos transitorios en sus tres tipos de latencias.

2.1.- Potenciales de corta latencia.-

Los potenciales que se originan a lo largo de la vía auditiva, por detectarse con electrodos colocados en la superficie del cuero cabelludo, son denominados **potenciales de campo eléctrico alejado** (*far field potentials*), ya que, en efecto, se originan en estructuras profundas del sistema nervioso, alejados de los electrodos que los detecta. También, como ya vimos, son denominados **rápidos**, **tempranos** y **del tronco encefálico**. Nosotros los llamaremos, de aquí en adelante, de corta latencia o del tronco encefálico, indistintamente.

Mediante la técnica de promediación fueron inicialmente detectados por Jewett (1.970) en el gato y por Jewett y Col. (1.970) y Jewett y Williston (1.971) en el hombre. Estos últimos autores reconocieron una serie de siete ondas de muy baja amplitud

(submicrovoltios) en los 10 primeros mseg. que siguen al estímulo. Para su identificación se utilizan números romanos (Fig. 2.71.).

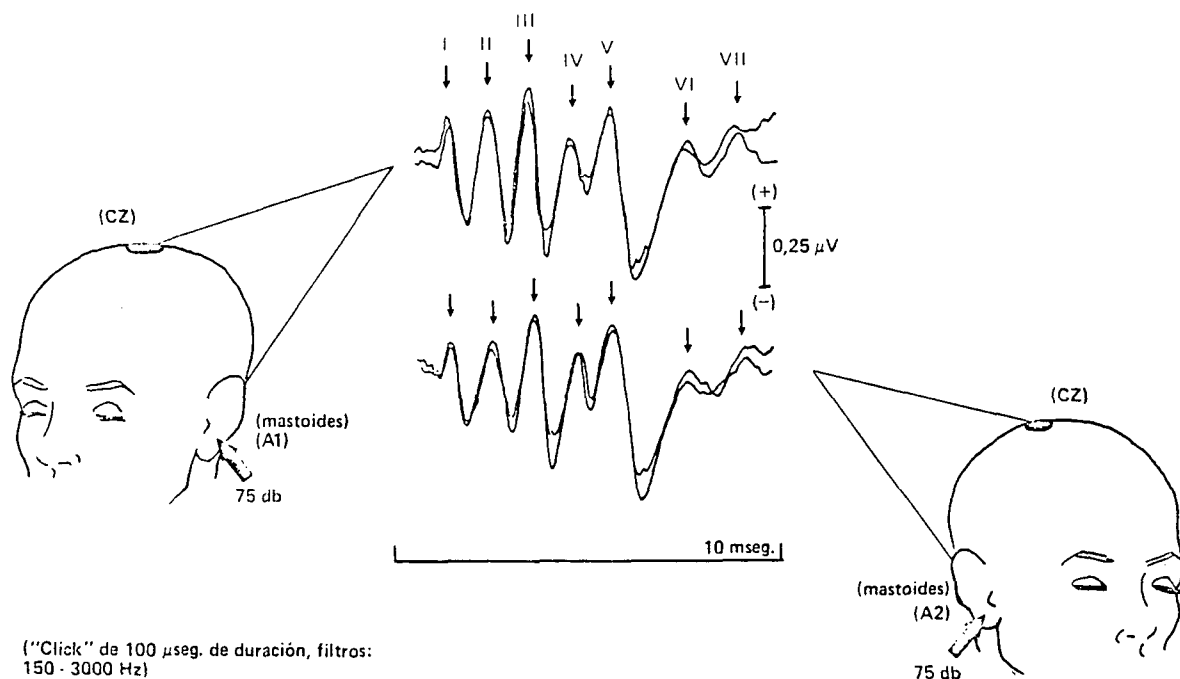


Fig. 2.71.- Potenciales evocados auditivos de corta latencia. Se producen dentro de los 10 mseg. que siguen al estímulo, y están constituidos por una sucesión de 7 ondas de polaridad positiva en el vertex. Son también comúnmente denominados potenciales del tronco encefálico, por provenir de esta estructura anatómica. Su voltaje se mide en nanovoltios.

2.2.- Potenciales de mediana latencia.-

Los potenciales evocados auditivos de mediana latencia se registran sobre amplias áreas del cuero cabelludo y se designan No, Po, Na y Pa (Fig. 2.72).

2.3.- Potenciales de larga latencia.-

Los potenciales evocados auditivos de larga latencia son designados P1,N1, P2 y N2 (Fig. 2.73.) y se hallan ampliamente distribuidos en la región fronto-central del cuero cabelludo.

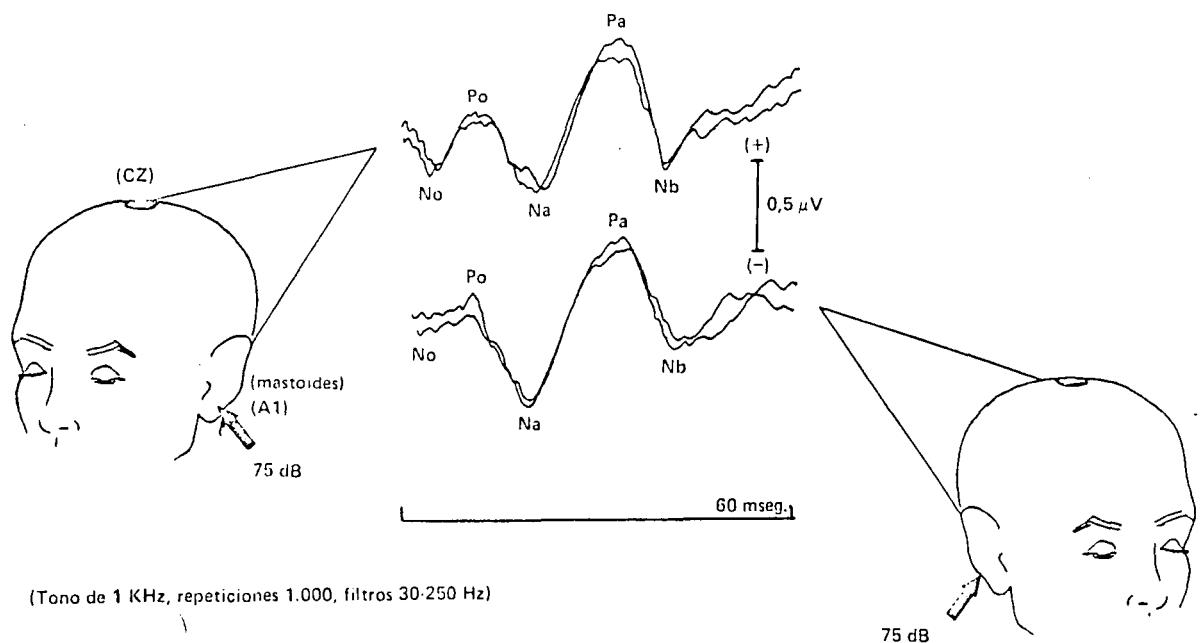


Fig.2.72.- Potenciales evocados de mediana latencia. Entre los 10 y 60 msec. que siguen al estímulo. Se producen series de polaridad positiva en el vértex, denominadas No, Po, Na, Pa y Nb. Estos potenciales se obtienen estimulando con tonos de 1000, 2000 y 4000 Hz. La duración del estímulo es de 10 msec. con tiempo de subida y caída de 3 msec.

3.- TECNICA DEL REGISTRO.-

3.1.- Electrodo.-

Para la obtención de los potenciales evocados auditivos utilizamos los electrodos de electroencefalografía, a una resistencia menor de 5.000 ohms. La derivación es CZ-M1 (electrodo central de la línea media-mastoide izquierda) para los estímulos del oído izquierdo, y CZ-M2 (mastoide derecha) para los estímulos del oído derecho.

3.2.- Estímulo.-

Para la obtención de los potenciales evocados auditivos se utilizan sonidos de muy breve duración (**clicks**) y tonos. Estos varían de intensidad, frecuencia y grado de repetición de acuerdo al potencial que se desee obtener. La presentación del estímulo auditivo puede ser unilateral o bilateral, utilizándose para ello auriculares. Nosotros utilizamos la estimulación unilateral. De esta manera, para la obtención de los potenciales

auditivos de corta latencia utilizamos sonidos de muy breve duración (100 microsegundos), a una repetición de 11,1/seg. de 75 u 85 dB.

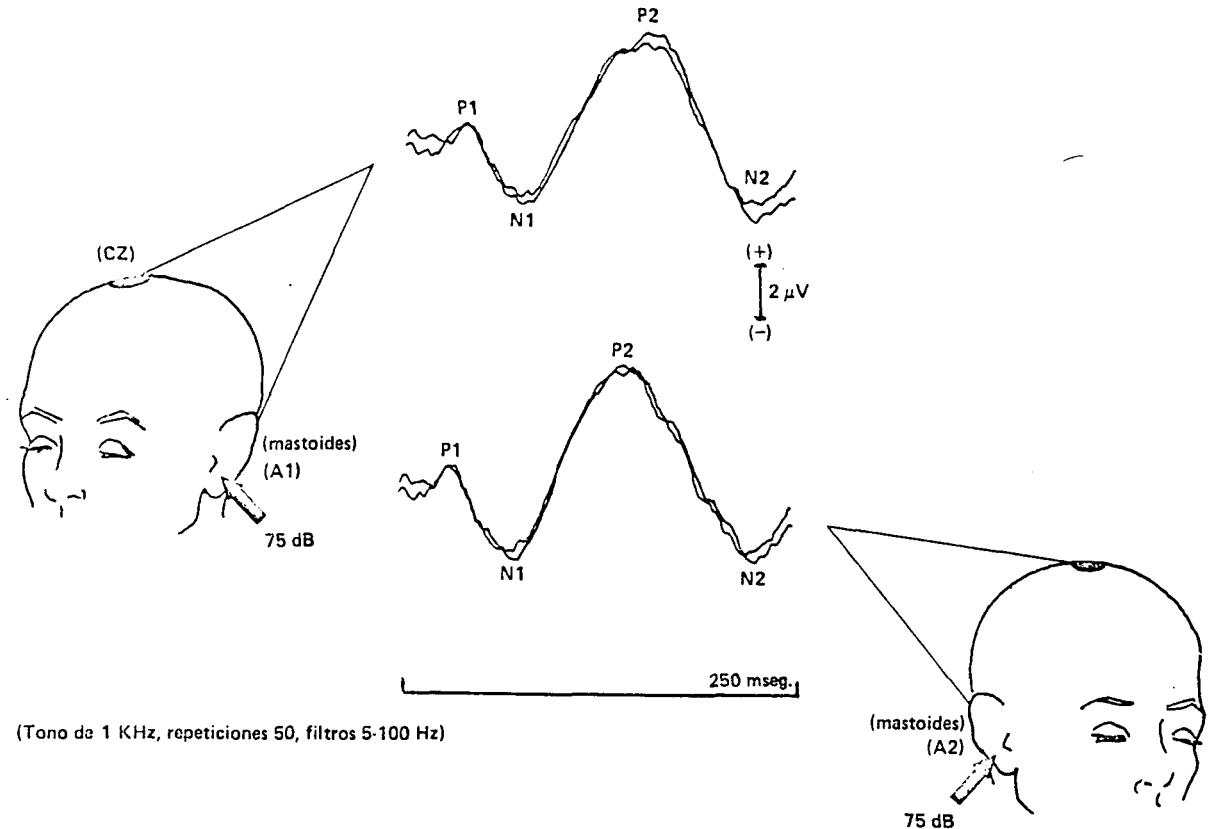


Fig. 2.73.- Potenciales evocados de larga latencia. Estos potenciales se obtienen entre los 60 y 250 msec. que siguen al estímulo. Son de mucho mayor voltaje que las anteriores. Sus ondas se designan P1, N1, P2 y N2. La más constante es la onda P2. La duración de estímulo es de 35 msec., con tiempo de subida y caída de 9,9 msec.

Para la obtención de los potenciales de mediana latencia utilizamos un tono asincrónico de 1 KHz y 4 KHz, a una repetición de 11,1/seg. La duración del estímulo es de 10 msec.

Para los potenciales de larga latencia utilizamos un tono asincrónico de 1 KHz, de 35 msec. de duración, a una repetición de 0,7/seg.

Un aumento de la intensidad del estímulo ocasiona una disminución de la latencia y un aumento de la amplitud de los potenciales evocados de corta latencia (Fig. 2.74).

En cambio sólo algunos de los componentes de los potenciales de larga latencia son afectados. El grado de repetición del estímulo, por otra parte, afecta a todos los

potenciales, prolongando las latencias (Don y Col. 1.977). La máxima amplitud de los potenciales evocados auditivos de larga latencia es obtenida cuando la repetición del estímulo es entre 6 y 10/seg. (Davis y Col., 1.966).

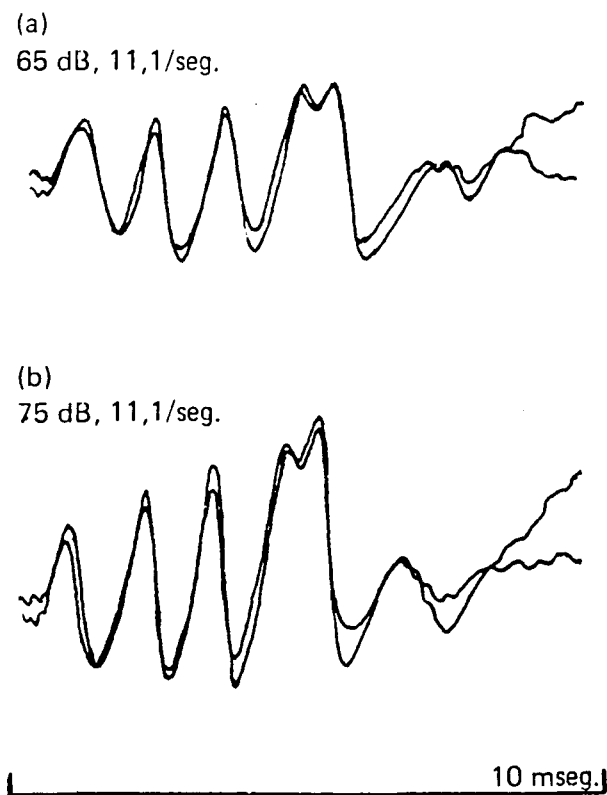


Fig. 2.74.- Al variar la intensidad del estímulo de 65 dB a 75 dB (a y b respectivamente) se produce un aumento de la amplitud y un acortamiento de las latencias de los potenciales evocados del tronco encefálico.

3.3.- Artificios.-

Al igual que en electroencefalografía, los artificios pueden interferir en la obtención de los potenciales evocados. Así, una interferencia por corriente alterna, debida a una mala derivación a tierra o a una deficiente colocación de los electrodos, puede obstaculizar su registro. Asimismo, potenciales musculares pueden dificultar considerablemente o hacer imposible en algunos casos la obtención de potenciales evocados. Estos potenciales musculares se producen entre los 6-8 mseg. y 50-80 mseg. después del estímulo. Por tanto, estos potenciales musculares afectan la obtención de los potenciales auditivos de mediana latencia, pero no influyen tanto en la obtención de los de corta latencia (Fig. 2.75).

Estos artificios musculares fueron observados inicialmente por Bickford y Col. (1.964), quienes los denominaron **respuesta sonomotora**. La diferencia entre componentes neurogénicos y miogénicos puede hacerse en base a la localización y variabilidad de los mismos. Se ha observado, por ejemplo, que los componentes miogénicos originados en el músculo frontal son de muy baja amplitud en sujetos ya experimentados con la técnica de obtención de los potenciales evocados y en cambio son de muy alta amplitud en pacientes

no experimentados (Goff y Col.,1.977). Picton y Col. (1.974) describen cuatro tipos de potenciales musculares (potenciales miogénicos reflejos): Post-auricular, temporal, músculos del cuello y frontal.

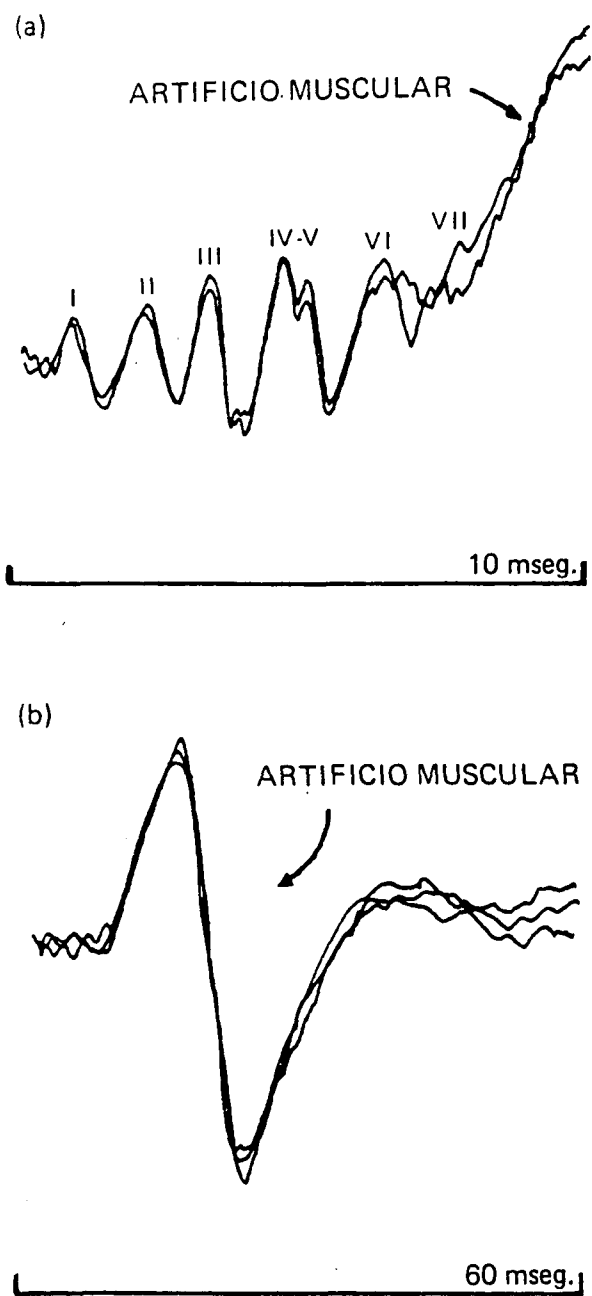


Fig. 2.75.- (a) Artificio muscular al registrarse los potenciales evocados de corta latencia. El mismo no interfiere en la interpretación del trazado. (b) Artificio muscular en la obtención de potenciales de mediana latencia, imposibilitando la identificación de los componentes evocados.

La transpiración también puede producir artificios. Potencial dérmico continuo, negativo, se encuentra en todas las áreas del cuero cabelludo (Picton y Hillyard, 1.972).

3.4.- Condiciones del paciente. Vigilia y atención.-

Los potenciales de corta latencia y de mediana latencia son estables durante las fluctuaciones del estado de vigilia y las condiciones ambientales. Es decir, estos potenciales se registran por igual durante la vigilia o durante el sueño. Esto, por supuesto, tiene mucha importancia clínica, como veremos más adelante.

Cuando se presta atención al estímulo auditivo se produce un aumento de la amplitud de los componentes N1 y P1 de los potenciales evocados auditivos de larga latencia. Para ello se necesita no sólo que el paciente preste atención, factor que muchas veces no modifica los potenciales evocados, sino que además debe hacer una discriminación auditiva (Davis y Col., 1.964). Es decir, estaríamos aquí en el campo de los potenciales evocados auditivos perceptuales.

Las condiciones ambientales y el estado del paciente producen algunas variaciones en el registro de los potenciales evocados de corta latencia que deben tenerse en cuenta.

Así, cuando se registra en la sala de internación o en Unidad de Terapia Intensiva, las ondas II, VI y VII pueden no registrarse en forma constante, mientras que las ondas I, III, IV y V son bien identificadas (Storkard y Rossiter, 1.977). Debemos señalar, de todos modos, que las ondas VI y VII son inconstantes y muchas veces están ausentes, sin significado clínico, como veremos más adelante.

4.- POTENCIALES EVOCADOS AUDITIVOS NORMALES.-

Aquí consideraremos el origen de las ondas, las morfologías y las latencias normales para cada tipo de potencial evocado auditivo.

4.1.- Potenciales evocados auditivos de corta latencia.-

Como ya hemos visto, un sonido agudo de corta duración evoca potenciales en los primeros 10 mseg. que siguen al estímulo. Estos están constituidos por una serie de 7 ondas denominadas con números romanos de I a VII.

Por provenir del tronco encefálico, estos potenciales son comúnmente denominados potenciales del tronco encefálico.

Estas ondas son de polaridad positiva en el vértex (Fig. 2.76.).

La onda I tiene una latencia de 1,6 mseg. a un estímulo de 75 db. Esta onda corresponde al potencial de acción del nervio auditivo siendo similar, aunque de menor amplitud a la que se registra en electrococleografía (Picton y Col., 1.977). Es sumamente importante identificar esta onda I, porque es uno de los puntos de referencia para determinar el tiempo de conducción central (que se establece entre las ondas I y V). Su origen extra-axial y retrococlear, ya que se origina en el nervio acústico, hace que factores auditivos periféricos tiendan a afectarla (y en forma similar a las ondas que la siguen), mientras que no es tan afectada por alteraciones del tronco encefálico, como por ejemplo en la esclerosis múltiple (Stockard y Col., 1.980). En casos de dudosa

identificación de la onda I se puede recurrir a diferentes técnicas de registro. Así, por ejemplo, se puede poner más claramente de manifiesto esta onda registrando con el electrodo auricular contralateral en vez del ipsilateral. Asimismo, colocando el electrodo auricular en el conducto auditivo externo, en vez de la mastoide, o en el lóbulo de la oreja (Stockard y Col. 1.978). Esto último pone bien de manifiesto la onda (si está presente).

Estímulo: 75 μ B, duración: 100 μ seg, repetición: 11,1/seg.
 número de promediaciones: 2.000.

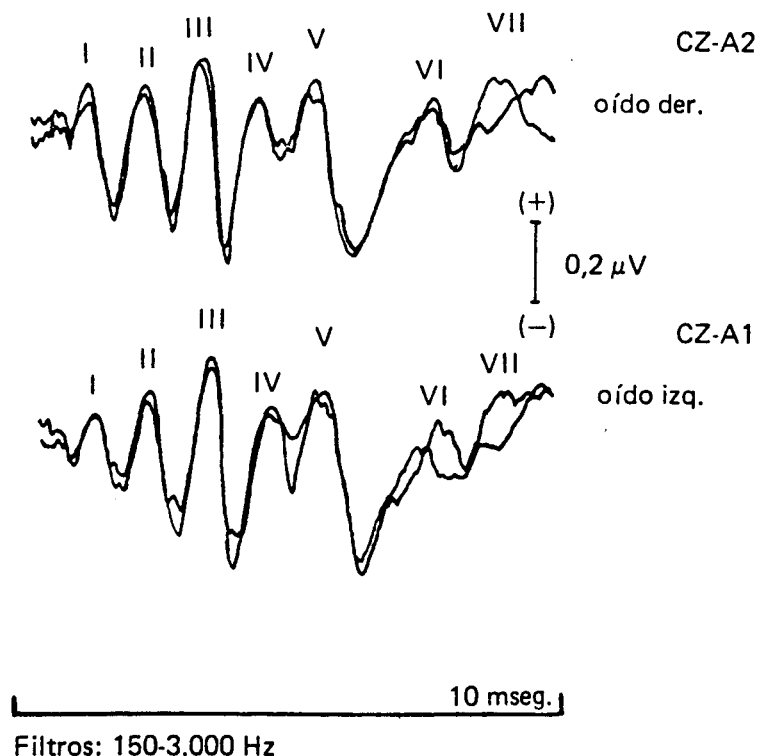


Fig. 2.76.- Potenciales evocados de corta latencia, también denominados del tronco encefálico o potenciales de campo alejado (far field potentials). Sus componentes son denominados con números romanos, de I a VII. Al estimular el oído derecho, se registra vértex-mastoides ipsilateral (CZ-A2). Al estimular el oído izquierdo se registra vértex-mastoides ipsilateral (CZ-A1).

Una reciente investigación indica que esta onda se origina en la parte más distal del VIII par (Hashimoto y Col., 1.981).

La onda II tiene una latencia media de aproximadamente 2,6 msec. Los experimentos de Buchwald y Huang (1.975) y de Starr y Hamilton (1.976) indican que esta onda se origina en la región de los núcleos cocleares.

La onda III tiene una latencia de aproximadamente 3,7 msec. Starr y Hamilton (1.976) concluyen que esta onda se origina en la oliva superior y cuerpo trapezoide.

La latencia de la onda IV es de aproximadamente 4,6 msec. y se originaría en el lemnisco lateral (Maurer y Col. 1.980).

La latencia media de la onda V es de 5,4 mseg. Esta onda se origina en el colículo inferior y presenta como característica relevante que se registra aún a alta frecuencia de estimulación (100/seg.) o a baja intensidad del estímulo (10db), mientras que las demás no lo hacen (Stockard y Col., 1980). Más aún en presencia de alteraciones patológicas del tronco encefálico, esta onda puede aún registrarse.

Las ondas IV y V muchas veces se aproximan o bien se superponen, constituyendo el complejo IV-V (Fig. 2.77.). La latencia del complejo IV-V es de aproximadamente 5,2 mseg.

Estímulo: 75dB, duración: 100µseg, repetición: 11,1/seg., número de promediaciones: 2.000

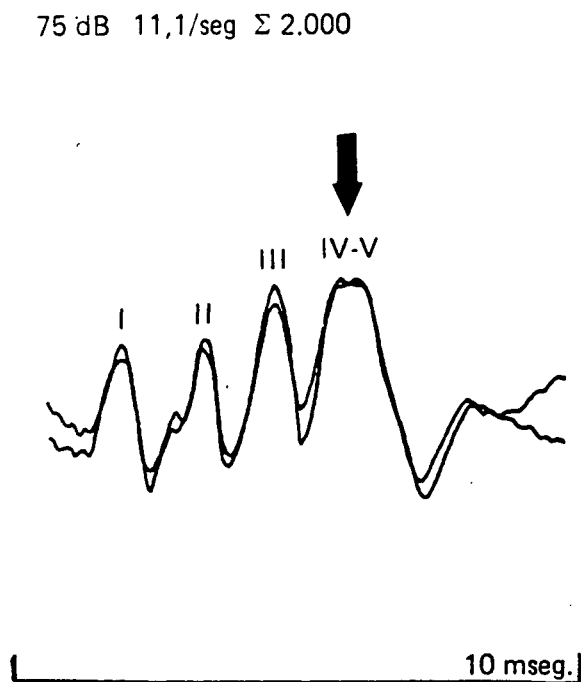


Fig. 2.77.- En algunos casos puede observarse que las ondas IV y V se superponen, constituyendo el complejo IV-V.

La onda VI se originaría en el tálamo y la onda VII también en el tálamo o probablemente en la radiación auditiva (Stockard y Rossiter, 1977). Como ya lo manifestáramos, estas ondas son inconstantes y a veces están ausentes. La figura 2.78. ejemplifica las variaciones normales de los potenciales del tronco encefálico y la figura 2.79. esquematiza sus orígenes.

4.2.- Tiempo de conducción central.-

El tiempo de conducción del estímulo sonoro en el tronco encefálico se determina mediante la diferencia de latencia entre la onda I, del nervio acústico, y la V, del colículo inferior (Fig. 2.80.)

75 dB Σ 2.000 11,1/seg.

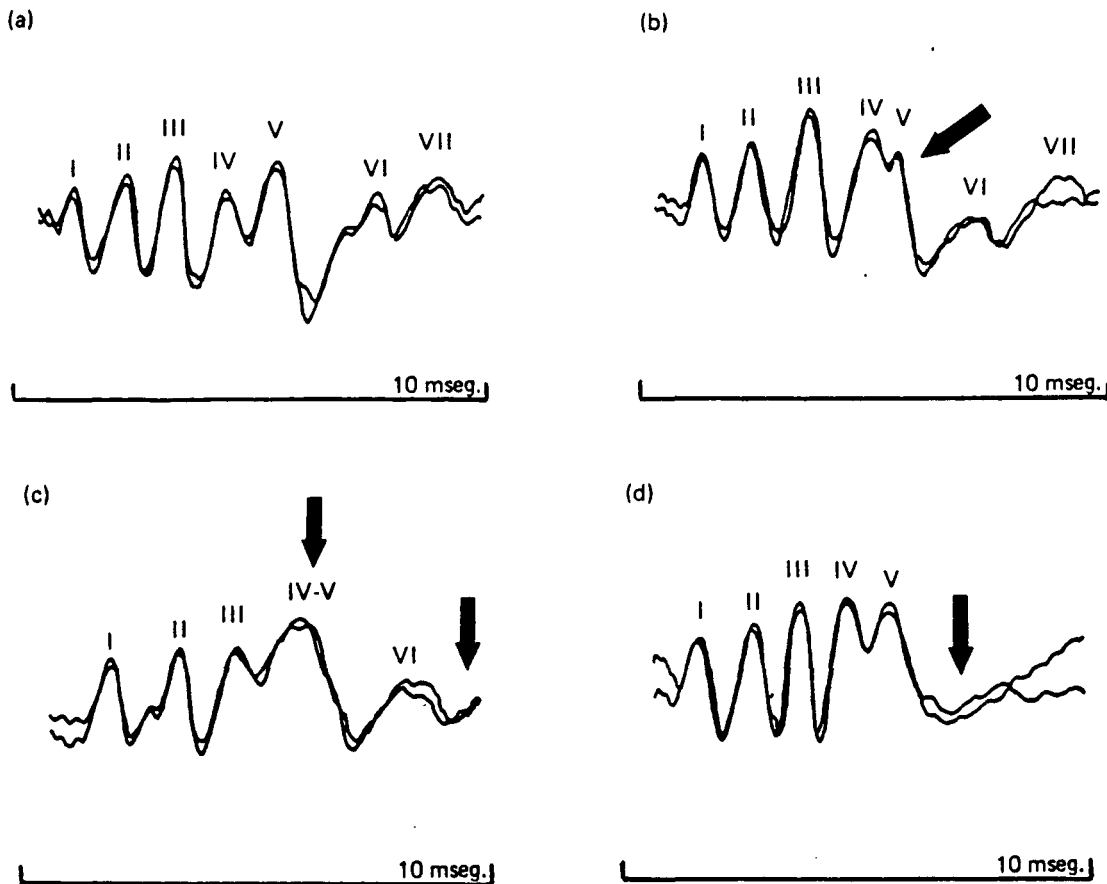


Fig. 2.78.- Variaciones normales de los potenciales del tronco encefálico (de corta latencia). (a) Están presentes todas las ondas, de I a VII, bien individualizadas. (b) La onda V tiende a estar en la ladera de la IV. (c) Las ondas IV y V se superponen constituyendo el complejo IV-V y la onda VII está ausente. (d) Están ausentes las ondas VI y VII.

Esta diferencia de latencia normalmente no supera los 4,3 msec., independientemente de la intensidad del estímulo (Starr, 1.977).

Las diferencias de latencias entre las distintas ondas es importante para evaluar demoras en la conducción central y determinar, de esta manera, alteración (o disfunción) del tronco encefálico. Considerando que estos potenciales no se alteran ni se modifican durante el sueño o las alteraciones de la conciencia, como ya vimos, se comprende la importancia de los mismos para evaluar el funcionamiento del tronco encefálico en pacientes en coma o en traumatismos craneoencefálicos, además de las distintas enfermedades neurológicas que lo pueden afectar.

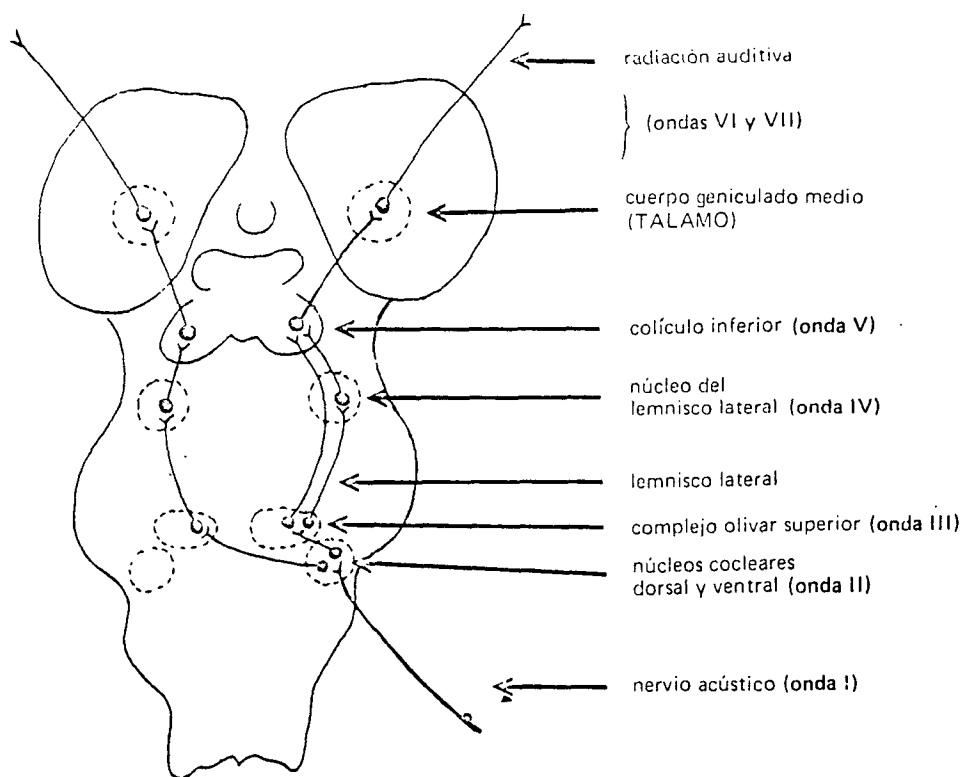


Fig. 2.79.- Esquema del origen de los distintos componentes de los potenciales evocados de corta latencia, en el tronco encefálico. Los estudios de Allen y Starr (1.978) indican que las ondas I y V se originan en generadores individuales, mientras que las ondas II, III y IV provienen de estructuras bilaterales.

4.3.- Potenciales evocados auditivos de latencia media.-

Los potenciales que se producen entre los 10 y 60 mseg. que siguen al estímulo auditivo, son denominados de latencia media y sus ondas se identifican como No, Po, Na, y Pa, como ya vimos en la figura 2.72.

Estos potenciales fueron comunicados por Geisler y Col. (1.958, 1.960), pero su interés, por su valor clínico, se vió obstaculizado por las comunicaciones de Dickford y Col. (1.963-1.964), indicando que los potenciales serían de origen muscular y no neurogénicos. Registrando simultáneamente el EMG y el potencial de latencia media puede observarse que no hay componentes miógenos en los mismos (Harker y Col., 1.977).

Los potenciales de latencia media se originan en el tálamo y la corteza auditiva primaria (Picton y Col., 1.974).

Al aumentar la intensidad del estímulo se produce un aumento de la amplitud de los potenciales de latencia media. A la vez, la latencia disminuye ligeramente. En los

lactantes este potencial es de menor amplitud que en los adultos. Las latencias, en cambio, son más cortas (Picton y Col., 1977).

75 dB Σ 2.000 11,1/seg.

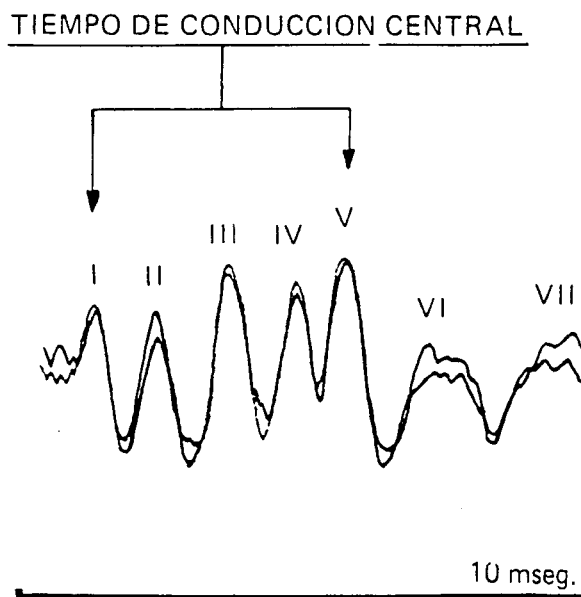


Fig. 2.80.- La diferencia de latencia entre la onda I (nervio acústico) y V (colículo inferior), determina el tiempo de conducción central, el cual normalmente no supera los 4,3 mseg.

El potencial evocado de latencia media puede observarse no sólo durante la vigilia sino también durante el sueño, tanto espontáneo como inducido, por lo que es útil en la clínica y en la audiometría por potenciales evocados (Mendel y Col., 1975); (Mendel, 1.978; Vivion, 1.980).

4.4.- Potenciales evocados auditivos de larga latencia .-

También denominados **tardíos** o **lentos**, estos potenciales se producen entre los 60 y 250 mseg. que siguen al estímulo. Como ya vimos, sus ondas son denominadas P1, N1, P2 y N2 (Fig. 2.73).

En algunos individuos estos potenciales pueden ser de suficiente amplitud como para ser registrados en el trazado electroencefalográfico de rutina. Fue así como inicialmente los observó Puline A. Davis en 1.939.

Con el advenimiento de la promediación por computadora se hizo posible el registro de estos potenciales, siendo así, por tanto, uno de los primeros potenciales evocados estudiados. Por su amplio voltaje en el vértex se los denominaron potenciales-V.

El campo eléctrico de estos potenciales de larga latencia se halla ampliamente distribuido en todo el scalp. Esta amplia distribución hizo que se les considerara inespecíficos. Se considera actualmente que estos potenciales se originarían en la corteza

asociativa frontal, especialmente los componentes N1, P2 y N2, pero el origen exacto de estos potenciales es todavía incierto (Gibson, 1.980). Vaughan y Ritter (1.970) observaron reversión de fase de la onda P2 a lo largo de la cisura de Silvio, considerando que esta distribución del potencial correspondería a un dipolo en la corteza auditiva primaria. Esta reversión de fase, sin embargo, no fue confirmada por Kooi y Col. (1.971) ni por Picton y Col. (1.974).

Durante el sueño estos potenciales se alteran en forma compleja. Se produce un gran aumento de la amplitud del componente N2, generalmente asociado a un aumento de la latencia y a una disminución de la amplitud de los componentes N1 y P2, especialmente en los momentos iniciales del sueño (Williams y Col., 1.964; Picton y Col., 1.974).

Uno de los problemas de los potenciales de larga latencia es su variabilidad tanto individual como interindividualmente. Pueden variar, además, entre un test y su repetición. Esta variabilidad, para Davis y Zerlin (1.964) sería una de las principales características. A pesar de ello, cuando estos potenciales pueden ser bien detectados son de gran importancia, pues representan un índice de un nivel superior de la función auditiva. Así, demuestra no sólo funcionamiento del oído, sino también la integridad de la vía auditiva en el sistema nervioso central. Adquieren valor, de esta manera, en medicina legal. Desde el punto de vista neurológico, en cambio, la variabilidad del potencial y su complejo e indeterminado origen, hacen que por el momento carezcan de indicaciones.

4.5.- Onda P300(P3) y Variación Contingente Negativa (VCN).-

Si bien estos potenciales corresponden a la categoría de perceptuales, consideramos de interés hacer sobre ellos un breve comentario adicional.

Estos potenciales evocados, tanto a sonidos como a estímulos visuales, muestran diferencias en función al grado de incertidumbre con respecto a la modalidad del estímulo (Sutton y Col., 1.965). De esta manera se pudo demostrar que los potenciales evocados pueden depender no sólo de la cualidad física del estímulo utilizado, sino que además pueden variar en función de la información que éste provee (Sutton y Col., 1.967). Así se pudo demostrar que varía el potencial que se produce en los 300 mseg. que siguen al estímulo (componente P300 o P3). Squires y Col. (1.975) identificaron dos tipos distintos de componentes tardíos en esta latencia, los cuales diferían no sólo en la latencia, sino también en topografía y en correlación psicológica.

La forma más simple de obtener estos potenciales consiste en estimular al paciente con una serie de estímulos regulares entre los cuales se introduce, en forma ocasional, (al azar), una señal que consiste en una variación del mismo estímulo. El paciente debe contar, y por lo tanto detectar, tales señales.

Asimismo, la onda P3 puede detectarse omitiendo ocasionalmente un estímulo. El paciente debe contar el número de omisiones. Squires manifiesta que la onda P3 variará en función a diversos factores psicológicos, tales como la atención que el paciente esté

dispuesto a prestar al test y a la dificultad en detectar la señal y su confianza en decidir si tal señal existió o se omitió entre los estímulos enviados.

Utilizando un registro de corriente directa (CD), puede detectarse una variación negativa de la línea de base cuando un estímulo de advertencia preceda a un estímulo que requiere una respuesta, también llamado estímulo imperativo. Esta deflexión negativa ha sido denominada variación contingente negativa u onda de expectación, por Gray Walter y Col. (1.964), quienes inicialmente la describieron. Se ha observado que esta onda de expectación es de menor amplitud en sujetos sumamente ansiosos comparados con sujetos de ansiedad reducida. Asimismo se ha observado que personas introvertidas presentan una onda de expectación mayor que las extrovertidas.

Hasta el presente no se ha clasificado las razones de estos hallazgos. Se ha teorizado, no obstante, que la razón de que hubiera menor amplitud se debería a que las personas ansiosas tendrían una negatividad de base mayor (Knott e Irwin, 1.967).

4.6.- Variaciones fisiológicas de los potenciales evocados auditivos con la edad.-

Los potenciales de corta latencia (del tronco encefálico) se hallan presentes desde el nacimiento, pero los valores de las latencias se mantienen prolongados con respecto a los del adulto hasta la edad de 1 a 2 años (Salamy y Mckean, 1.976; Salamy y Col., 1.975; Mecox y Galambos, 1.974; Stan y Col.; 1.977). Se ha observado que la transmisión periférica madura primero que la transmisión central. La primera lo hace hacia los 6 meses de vida, mientras que la segunda se concreta hacia el primer año de vida. La morfología de las ondas adquieren la configuración del adulto entre los 3 y 6 meses de vida (Fig. 2.81.).

Los potenciales de mediana latencia se hallan presentes ya en el lactante, mientras que los de larga latencia adquieren los caracteres del adulto a la edad de 7 años. (Gibson, 1.980).

5.- AUDIOMETRIA POR POTENCIALES EVOCADOS.-

Los potenciales evocados auditivos, en sus tres modalidades, corta, mediana y larga latencia, se pueden utilizar para evaluar la audición. Este método ha sido denominado audiometría cortical (Cody y Col., 1.965, 1.967) o audiometría por respuestas evocadas (Beagley, 1.973; Brackmann, 1.977; Picton y Col., 1.977). También se le a denominado audiometría por respuestas eléctricas (Davis, 1.976).

Los métodos más utilizados en la actualidad para evaluar la audición son los potenciales evocados de corta latencia (del tronco encefálico) y los de latencia media (Vivion, 1.980; Galambos, 1.978; Picton, 1.978; Mendel, 1.978). Debe tenerse en cuenta, sin embargo, que el potencial evocado más apropiado para cada caso individual depende de la edad, del dato clínico que se desea obtener y del estado del paciente. De esta manera la

combinación de varios potenciales evocados auditivos puede proveer una mayor y fidedigna evaluación del problema clínico del paciente (Picton y Col., 1.977).

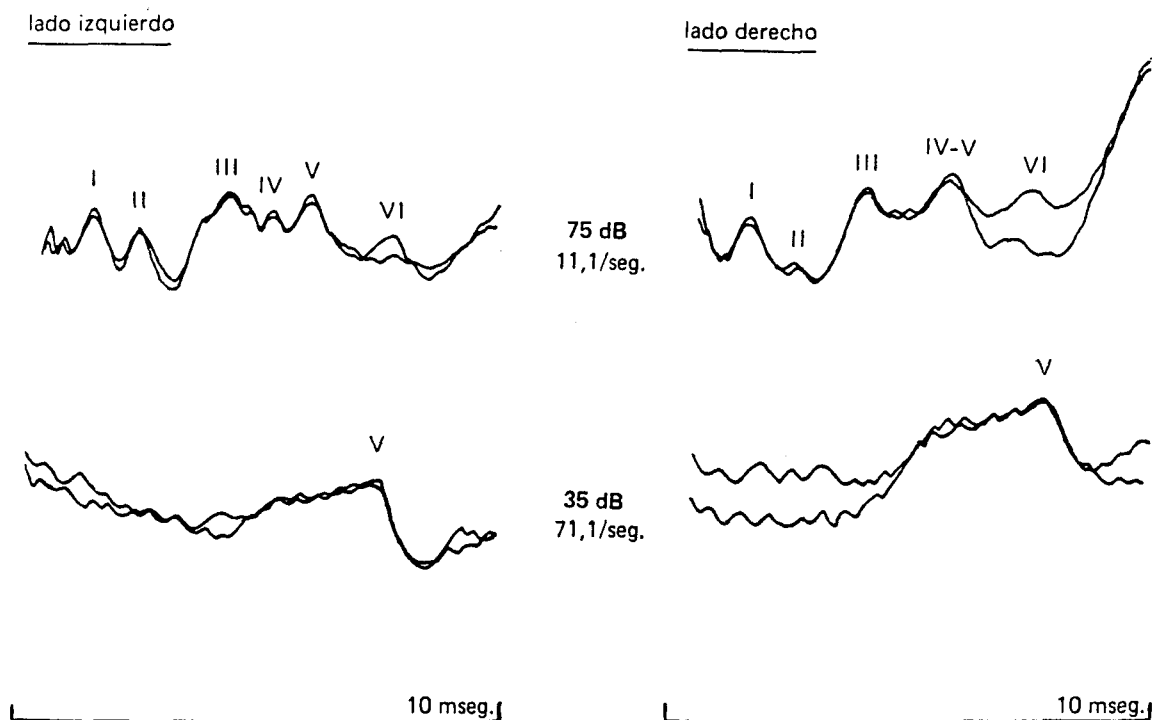


Fig. 2. 81.- Potenciales evocados de corta latencia en un niño de cinco meses de edad.

Una forma de obtener la audiometría por potenciales evocados es la que se representa en la figura 2.82.

Se estimula cada oído por separado, comenzando por 75db a una frecuencia de 70/seg. y determinando la latencia de la onda V. Luego se reduce la intensidad paso a paso, de 20 en 20 db. Se determina así la curva latencia/intensidad.

Una de las principales ventajas de la audiometría por potenciales evocados es que puede hacerse bajo sueño inducido, ya que los potenciales de corta latencia no se modifican por el sueño.

6.- APLICACIONES CLINICAS DE LOS POTENCIALES EVOCADOS AUDITIVOS.-

Vamos a considerar a continuación las aplicaciones clínicas de los potenciales evocados auditivos transitorios, es decir, aquellos que se producen en el tronco encefálico (de corta latencia), como asimismo los de mediana y larga latencia. Los consideraremos en su conjunto, en cada situación clínica, aunque en la mayoría de ellas se considera, principalmente, a los de corta latencia.

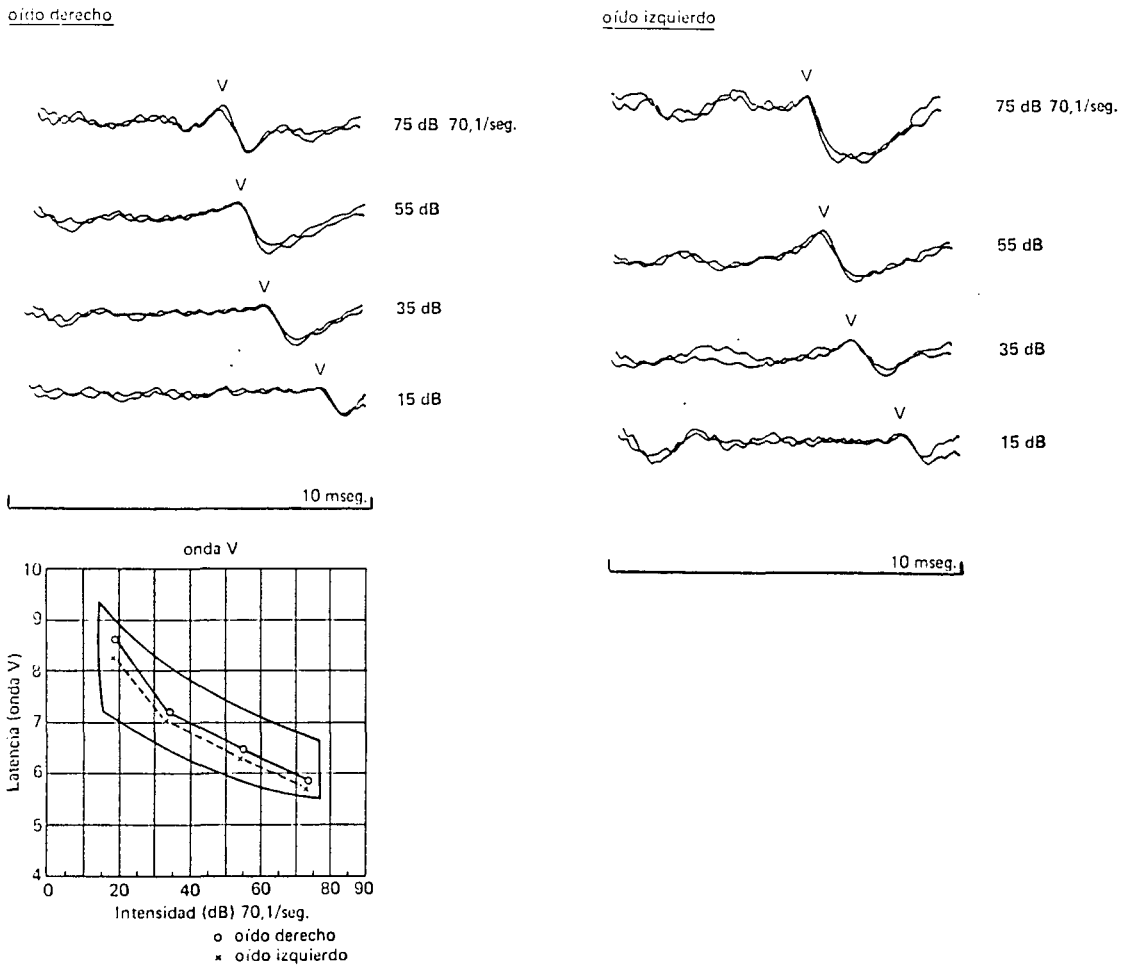


Fig. 2.82.- Audiometría por potenciales evocados de corta latencia. Se estimula cada oído por separado. Luego se reduce la intensidad paso a paso, determinándose la latencia de la onda V. Se determina entonces la curva frecuencia/intensidad.

6.1.- Alteraciones auditivas.-

La audiometría por potenciales evocados es un auxiliar sumamente útil a la audiometría convencional, al poder examinarse, por este método, a pacientes que no pueden colaborar para aquélla (Davis, 1976b). En efecto, con este método se pueden estudiar niños sordomudos, que de otra manera no sería posible. Lo mismo ocurre en casos

de déficit mental (Fig. 2.83 y 2.84); en lactantes (Fig. 2.85) o en niños de corta edad. El estudio sistemático de niños prematuros puede poner en evidencia un déficit auditivo neurosensorial o periférico, que de otra manera no se evidenciaría, siendo ello de valor para el pediatra (Despand y Galambos, 1.979).

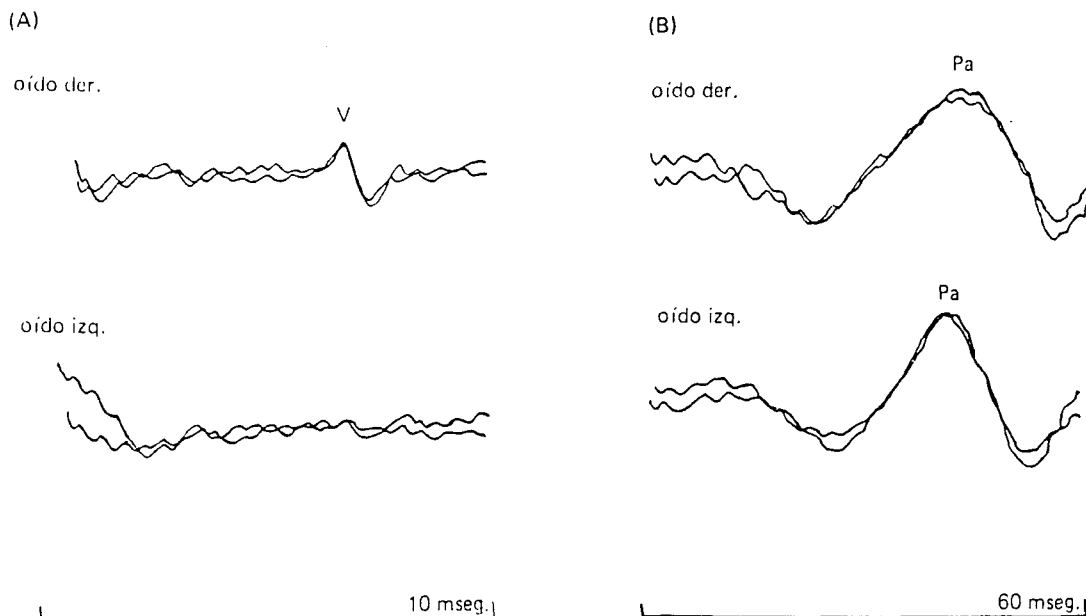


Fig. 2.83.- Niña de 10 años, deficiente mental, con probable disminución de la audición. (A) Potenciales auditivos de corta latencia: lado derecho sólo se observa la onda V con una latencia de 6,8 mseg. En el lado izquierdo no se registran potenciales evocados. (B) Potenciales de mediana latencia: se observa adecuada respuesta en ambos lados (los potenciales de larga latencia también fueron normales).

Igualmente este método es útil en el caso de niños sospechosos de padecer afasia receptiva, para confirmar la presencia o ausencia de audición. Lo mismo ocurre en algunos casos de supuesto autismo. Y, desde luego, el método es útil en el estudio de simuladores y en medicina laboral y legal, y eventualmente en un caso de audiograma convencional dudoso que requiera confirmación.

Las figs. 2.86. y 2.87. muestran las alteraciones de los potenciales evocados auditivos en casos de ruptura o perforación de la membrana timpánica.

6.2.- Tumores.-

Los tumores del tronco encefálico son más comunes en los niños que en los adultos, y el más frecuente es el astrocitoma. En los adultos, las metástasis. Se han

descrito, no obstante, angiomas, abscesos y ganglioneuromas. Estos tumores (astrocitomas) tienden a propagarse hacia arriba y abajo, causando paresias de distintos nervios craneales.

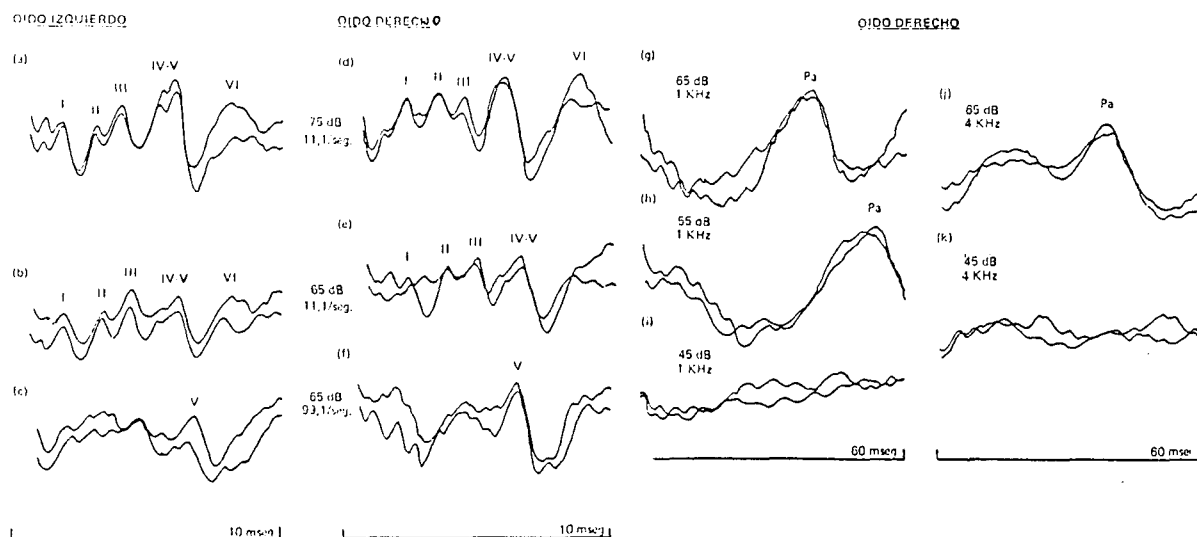


Fig. 2.84.- Paciente de 25 años, deficiente mental, en quien se sospecha pérdida de audición. Potenciales evocados de corta latencia.

La ocurrencia temprana de estas paresias permiten distinguir a los tumores del tronco encefálico de los del cerebelo (Dix, 1.974).

Si bien cualquiera de los núcleos de los nervios craneales puede ser afectado, el más comúnmente atacado es el sexto par, siguiendo luego el facial y el acústico (Merrit, 1.973). Los tumores del tronco encefálico y del mesencéfalo alteran los potenciales evocados auditivos de corta latencia (Starr y Achor, 1.975). En estos casos se suele encontrar solo la onda I. En un caso de glioma del tronco encefálico de un niño de 8 años, observado por Starr y Hamilton (1.976), la estimulación auditiva izquierda solamente mostraba la onda I, mientras que la estimulación derecha carecía por completo de respuesta.

En el caso de los tumores del acústico, donde los síntomas iniciales son imprecisos e indefinidos y demoran el diagnóstico hasta que el tumor compromete vasos o nervios importantes, el diagnóstico precoz reduce el riesgo quirúrgico. En estos casos, puede ser de utilidad los potenciales evocados auditivos de corta latencia.

El tumor presiona y causa un aumento en las latencias de las ondas del tronco encefálico. Así, se observa un aumento de la latencia del tiempo de conducción central

(entre ondas I y V). Esto puede observarse mejor comparando las latencias entre ambos lados, la cual normalmente no es mayor de 0,2 mseg.

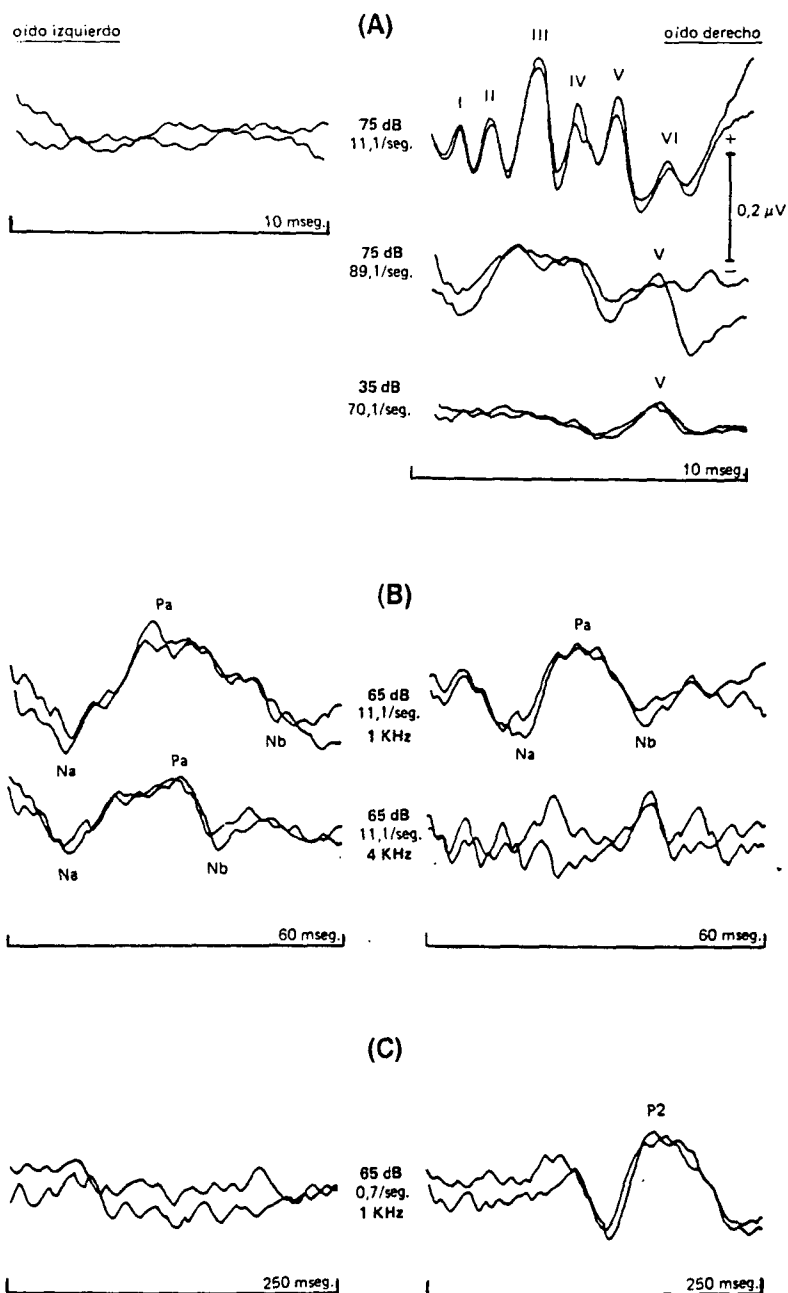


Fig. 2.85.- Niño de dos meses de edad que no responde a los sonidos (A). la estimulación del oído derecho, con 75db produce bien definidos potenciales evocados de corta latencia. Aumentando la frecuencias y disminuyendo la intensidad, aún se evoca la onda V. La estimulación del oído izquierdo con 75db no evoca potenciales. Potenciales de mediana latencia: (B) estimulando el oído derecho con un tono de 1 KHz, con una intensidad de 75db, se obtiene adecuada onda Pa. La estimulación del oído izquierdo produce adecuada onda Pa, tanto con un tono de 1 KHz como de uno de 4 KHz. Potenciales de larga latencia: (C) la estimulación del oído derecho produce onda P2, pero la estimulación del oído izquierdo no produce respuesta.

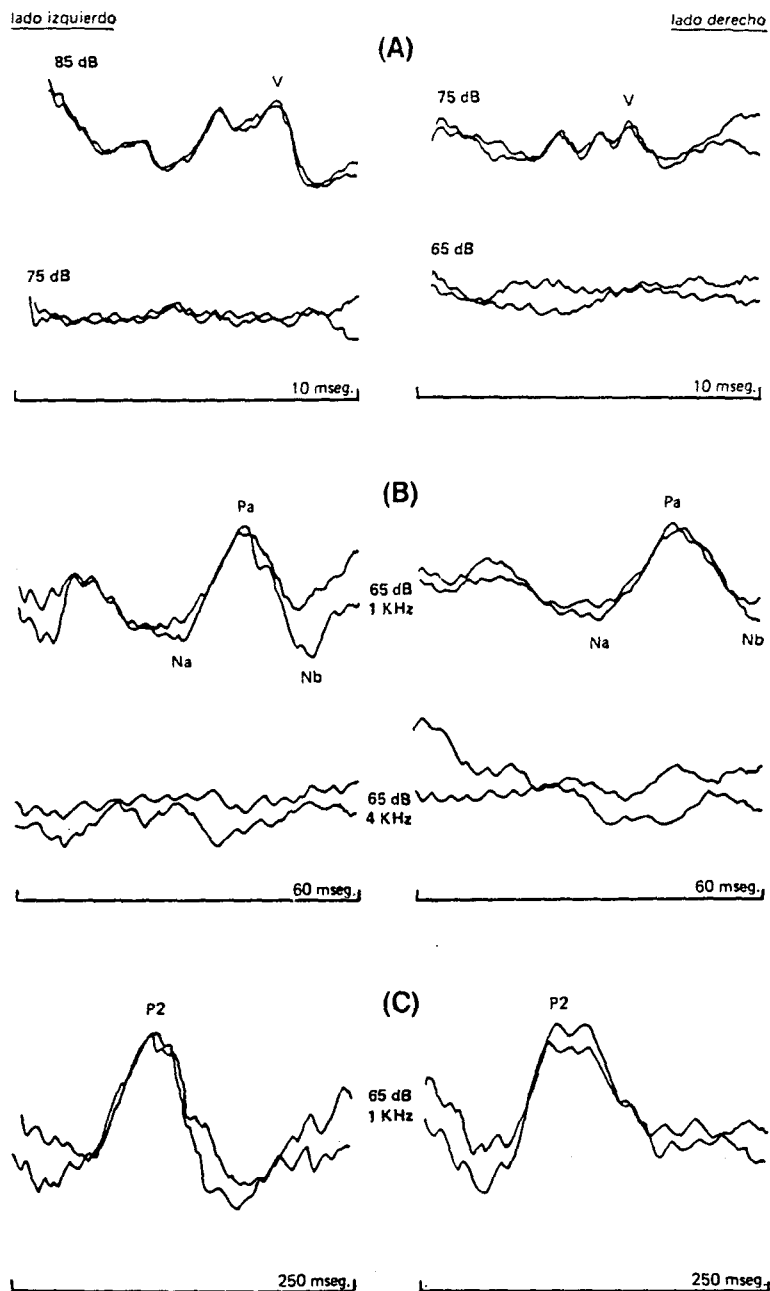


Fig. 2.86.- Niño de 2 años y 8 meses de edad, remitido a su estudio por presentar perforaciones timpánicas de gran tamaño. Potenciales evocados de corta latencia (A). Potenciales de mediana latencia (B). Potenciales de larga latencia (C).

En los pacientes con tumores del acústico observados por Selter y Brackmann (1.977), la diferencia era mayor de 0,4 msec.

En el caso de un tumor del acústico del lado derecho estudiado por Thoruton y Hawhes (1.976), las microfónias cocleares eran normales y los potenciales evocados de corta latencia daban también resultados normales excepto por la onda I de la estimulación derecha, la cual era de reducida amplitud. Normalmente la onda I tiene una amplitud de aproximadamente 200 nanovoltios. En este caso era de aproximadamente 30 nanovoltios.

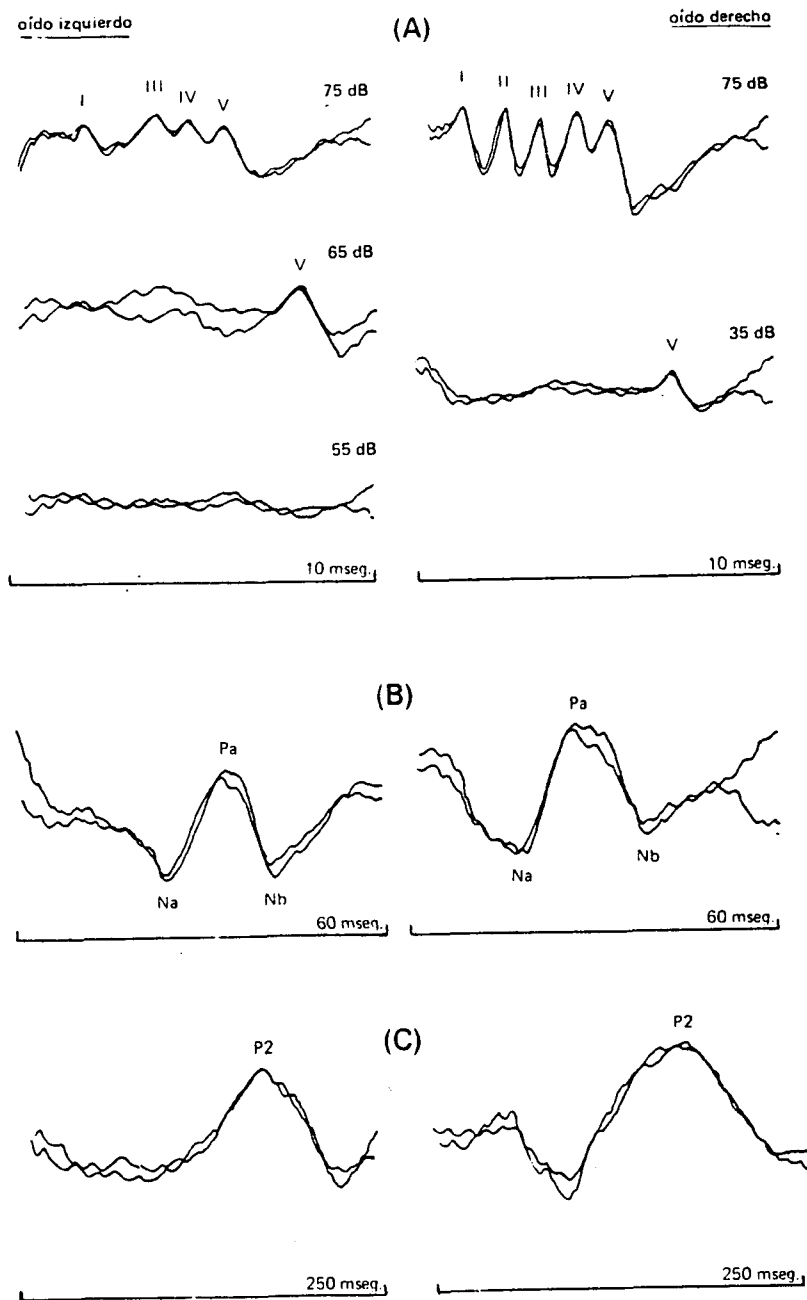


Fig. 2.87.- Paciente de 32 años, con ruptura de la membrana timpánica en el oído izquierdo. Potenciales de corta latencia (A). Potenciales de mediana y larga latencia normales a la estimulación de ambos oídos.

De esta manera, el estudio de los potenciales evocados indicó una lesión del nervio acústico (Sohmer y Col., 1.974). Asimismo, Terkildsen y Col. (1.977) observaron ensanchamiento de la onda I en casos de tumores acústicos. Estos autores señalan apropiadamente que la sintomatología de los tumores del ángulo pontocerebeloso depende del lugar del tumor. Si éste se halla en el canal auditivo interno da lugar a los conocidos signos otoneurológicos, prácticamente desde el comienzo de la enfermedad. En cambio, cuando la ubicación es extracanalicular el cuadro clínico es incierto y el tumor debe, entonces, alcanzar un cierto tamaño para ser detectado clínicamente. Es precisamente en

este tipo de localizaciones donde el estudio de los potenciales auditivos son de ayuda diagnóstica. Pero debe tenerse en cuenta que en muchos casos de tumores del acústico, la onda I se halla presente y la alteración consiste en prolongación de las latencias de las demás ondas. En todo estos casos, el tiempo de conducción cerebral se halla anormalmente prolongado. Esto puede ocurrir a expensas de la prolongación de las latencias entre ondas I-IV o a expensas de la prolongación de las latencias entre I y III (Fig.2. 89.).

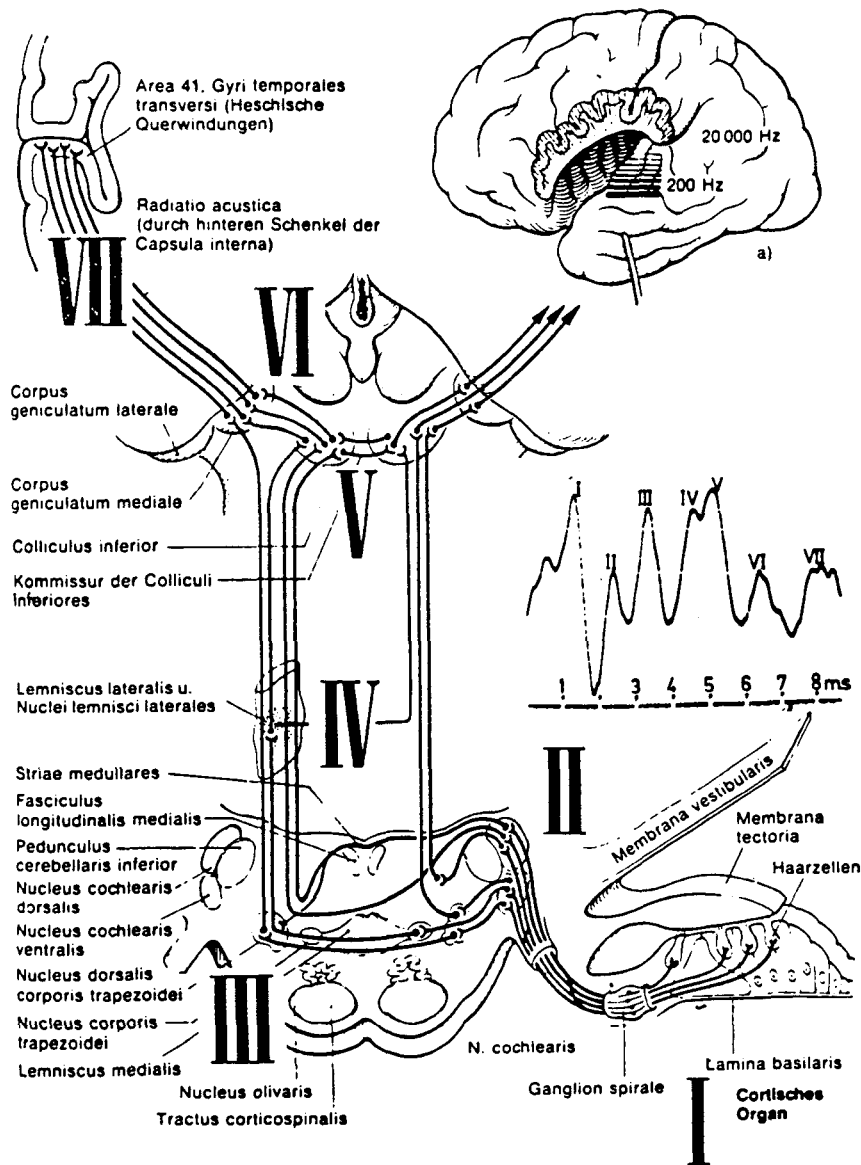


Fig. 2.88.- Diferentes niveles de Potenciales auditivos.

Es importante tener en cuenta que la prolongación de las latencias entre ondas III y V se puede registrar al estimular el oído contralateral al tumor del ángulo pontocerebeloso, debido a comprensión de tronco encefálico (Stockard y Col., 1.980). Este hecho, a su vez, explica la presencia de alteraciones de los potenciales evocados auditivos a la estimulación de ambos oídos. En casos muy avanzados puede, finalmente, no registrar

ninguna onda. Esta abolición total de las ondas puede ser debida a sordera o ser secundaria a una alteración vascular, para Chiappa, Norwood y Young (citado por Maurer y Col. 1.980).

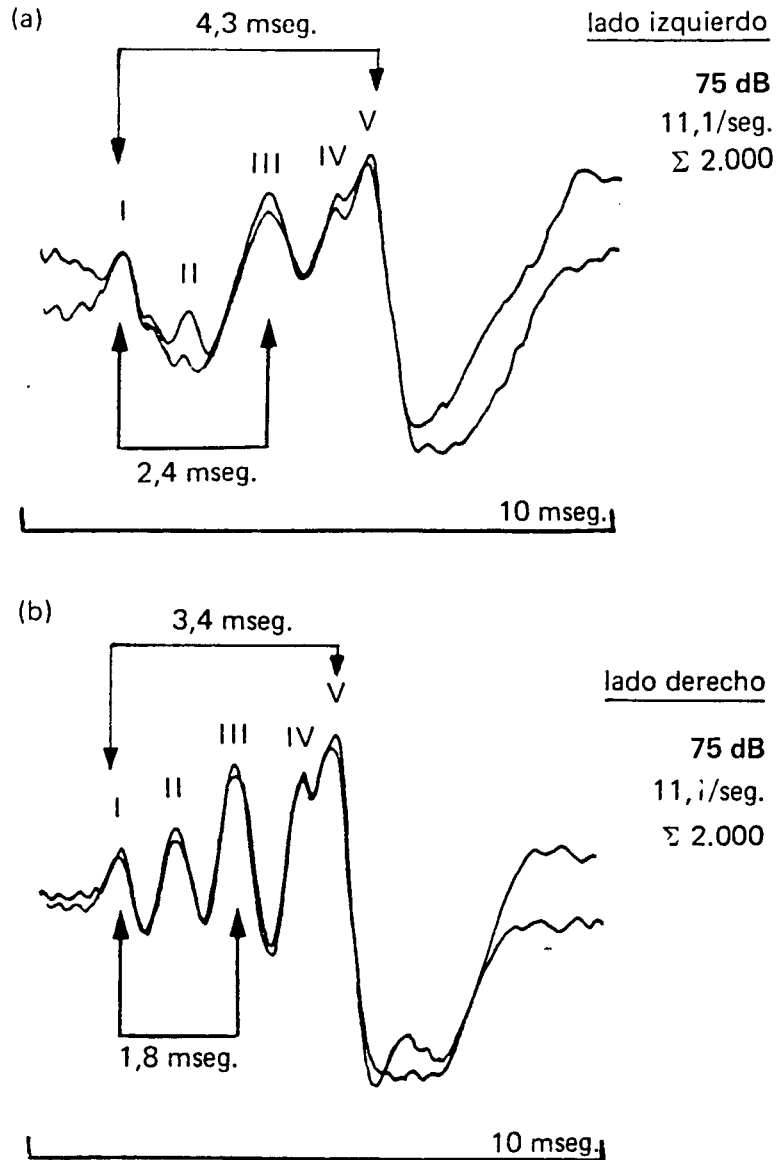


Fig. 2.89.- Tumor del acústico, lado izquierdo.

En conclusión, y de acuerdo a Stoxkard y Col. (1.980), en casos de tumores del ángulo pontocerebeloso podemos establecer los siguientes tipos de alteraciones:

- 1.- Ausencia total de ondas.
- 2.- Registrarse solamente la onda I o la I y II pero no las demás.
- 3.- Ausencia de onda I y alteración de las demás, tanto en morfología como en prolongación de las latencias.
- 4.- Presencia de todas las ondas pero con tiempo de conducción central prolongado, tanto a expensas de I-III, como III-V o bien I-V.

Finalmente, pueden observarse alteraciones bilaterales, tal vez debida a compresión del troncoencefálico y no necesariamente a la existencia de dos lesiones.

6.3.- Alcoholismo y mielinolisis pontina.-

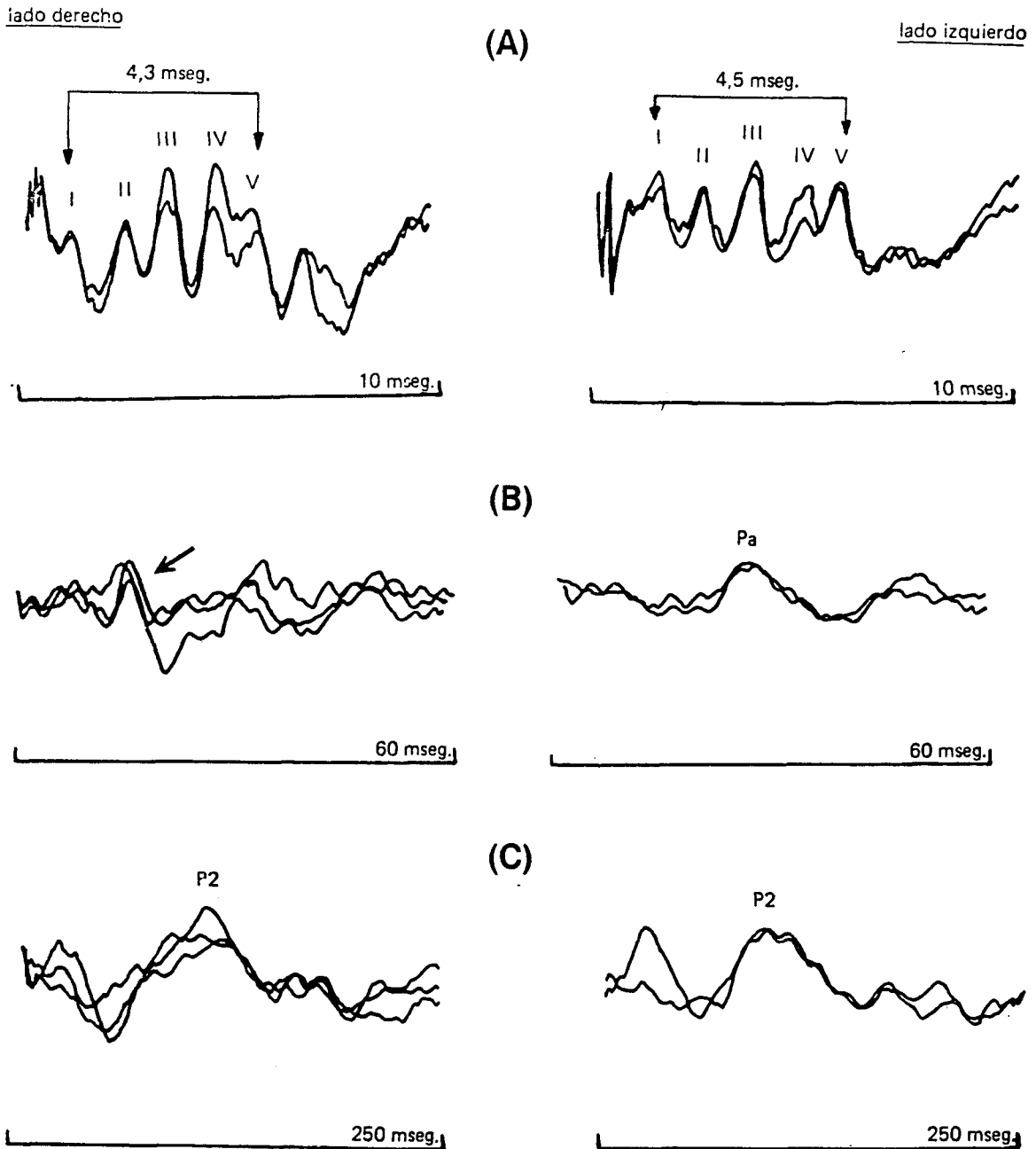


Fig.2.90.- Alcoholista crónico. Potenciales evocados de corta latencia (A): Potenciales evocados de mediana latencia. No se obtiene adecuada respuesta, pero la presencia de un artificio miógeno (flecha) pudo haber enmascarado el potencial. Potenciales de larga latencia: adecuada respuesta, onda P2, en ambos lados.

Se ha observado experimentalmente en ratas, que la intoxicación alcohólica aguda altera los potenciales evocados auditivos del troncoencefálico, prolongando las

latencias de sus ondas y el tiempo de conducción central. La intoxicación alcohólica crónica también afecta las latencias de las ondas, pero en menor proporción y alterando sólo los potenciales finales y no las iniciales.

En el hombre, se demostró que la ingesta de alcohol aumenta las latencias de los potenciales auditivos de corta latencia, en especial de las ondas III a VII. Estos resultados indican que el alcohol tiene un efecto depresivo en la transmisión neuronal de la vía auditiva del troncoencefálico (Fig. 2.90).

La mielínolisis pontina descrita por Adams (1.959) en alcoholistas y pacientes con marcada desnutrición, ha sido también observada en pacientes sin estos antecedentes.

6.4.- Esclerosis múltiple.-

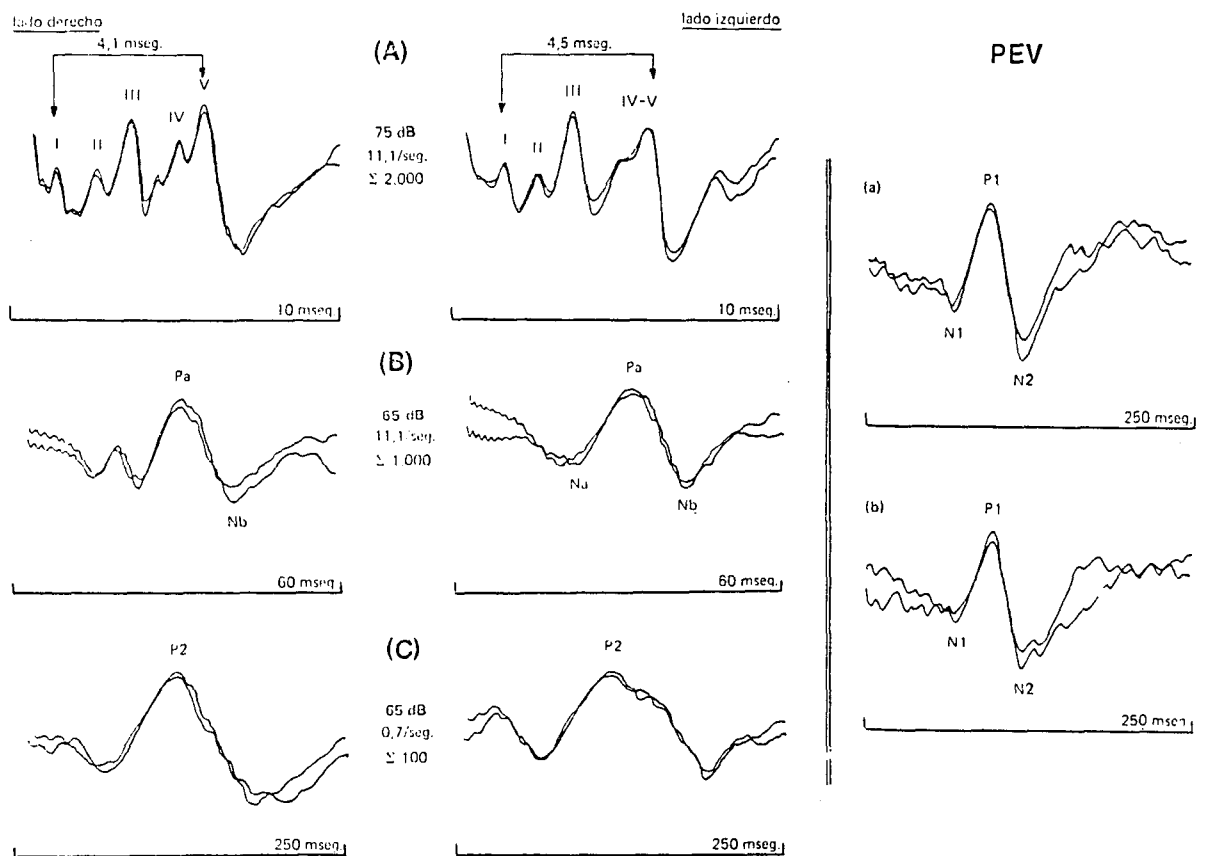
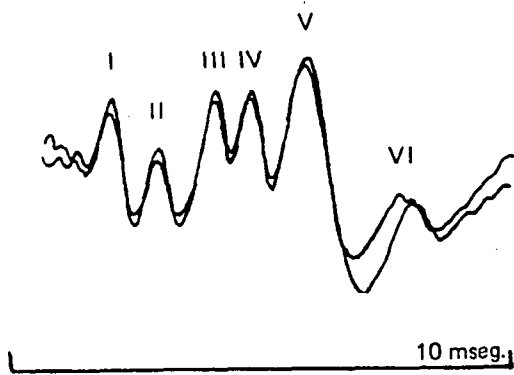


Fig. 2.91.- Esclerosis múltiple. Potenciales evocados de corta latencia (A). Los potenciales de mediana y larga latencia son normales.

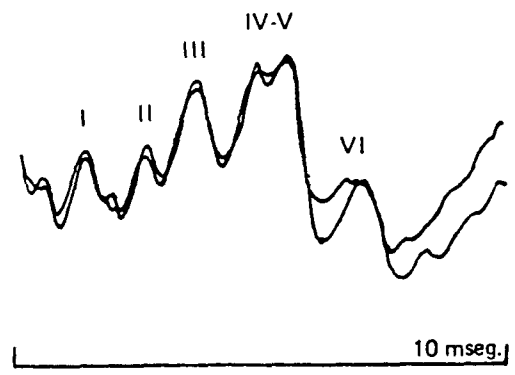
lado izquierdo



lado derecho

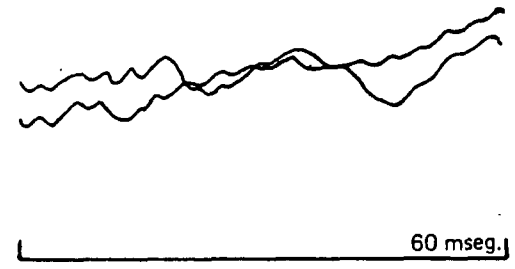
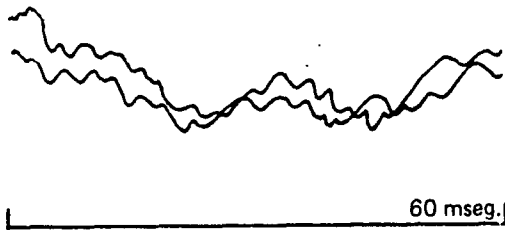
(A)

75 dB
11,1/seg.
 Σ 2.000



(B)

65 dB
11,1/seg.
1 KHz
 Σ 1.000



(C)

65 dB
0,7/seg.
1 KHz
 Σ 100

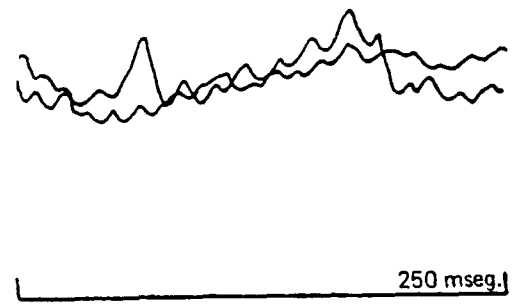
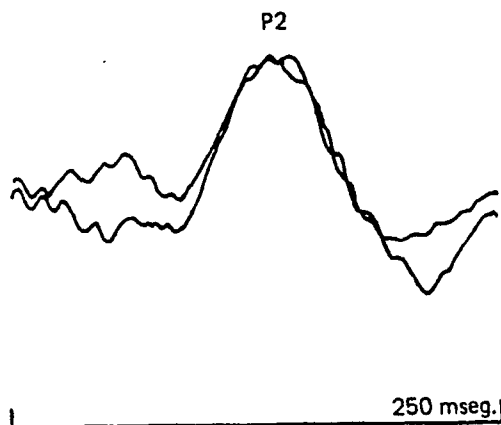


Fig. 2.92.- Traumatismo craneoencefálico. (A) Potenciales evocados de corta latencia normales en ambos lados. (B) Potenciales evocados de mediana latencia: no se detectan potenciales a la estimulación de uno y otro lado. (C) Potenciales evocados de larga latencia ausentes en el lado derecho y normales en el izquierdo.

Los potenciales evocados de corta y mediana latencia suelen estar alterados en muchos pacientes con **esclerosis múltiple**. De esta manera, los potenciales evocados auditivos adquieren importancia, ya que se pueden poner en evidencia lesiones en el troncoencefálico o tálamo, cuando estas no son clínicamente aparentes. Funcionalmente, la alteración consiste en la anormal prolongación del tiempo de conducción central en unos o ambos lados (Fig. 2.91).

En algunos casos la alteración puede ser muy sutil, hallándose el tiempo de conducción central normal en ambos lados. Eventualmente, puede hallarse alteración de los potenciales de mediana latencia únicamente en presencia de potenciales de corta y larga latencia normales. Aunque esto es una rareza, indicaría una lesión a nivel del tálamo.

6.5.- Coma.-

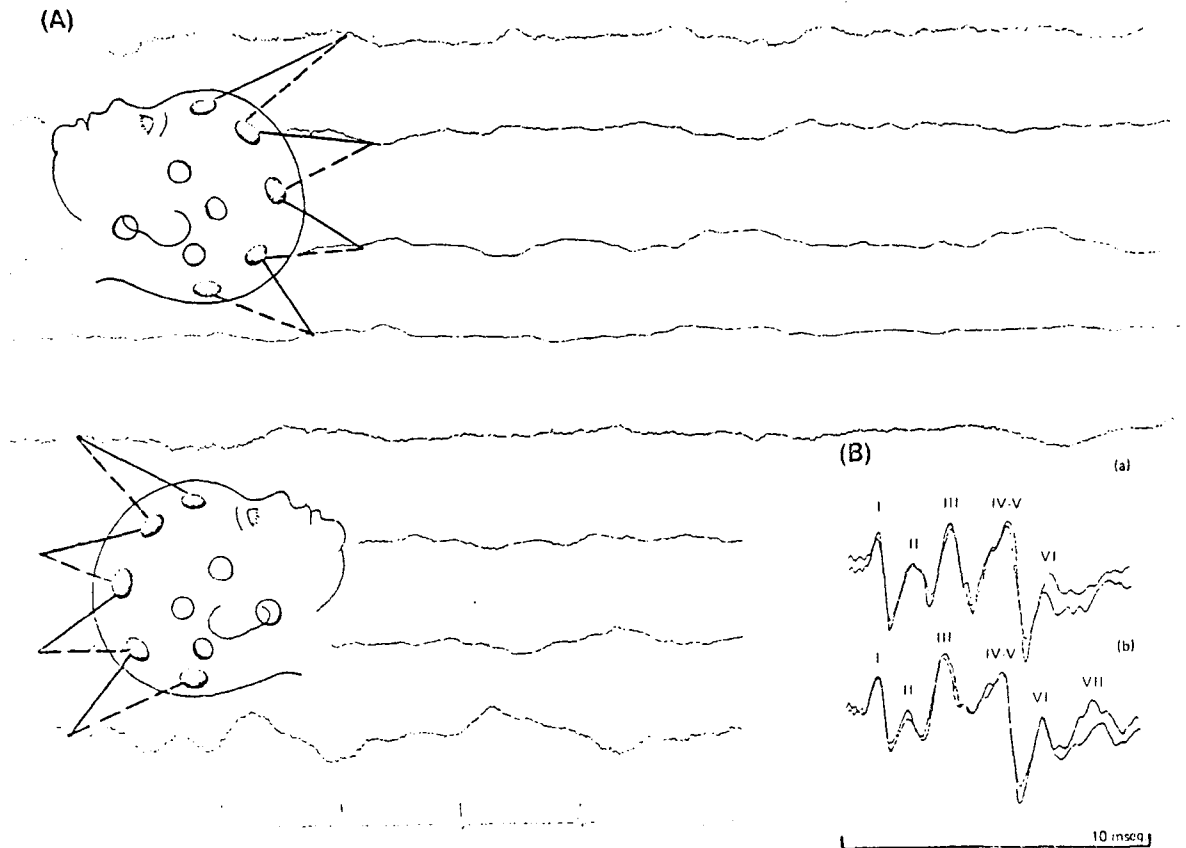


Fig. 2.93.- Coma anóxico. (A) El EEG muestra actividad lenta bilateral, de bajo voltaje. (B) Los potenciales evocados se hallan dentro de los límites normales tanto a la estimulación del oído izquierdo (a) como del derecho (b).

En pacientes en coma el estudio de los potenciales evocados de corta latencia permite determinar la integridad del troncoencefálico. Así, en pacientes en coma por **traumatismo craneoencefálico**, la presencia de potenciales de corta latencia normales indica que no hay sufrimiento del tronco (Fig. 2.92.).

Por el contrario, en caso de que esto ocurra estos potenciales muestran alteración de sus componentes o del tiempo de conducción central.

Los potenciales evocados auditivos permiten diferenciar una causa metabólica de una lesión estructural orgánica.

6.6.- Muerte cerebral.-

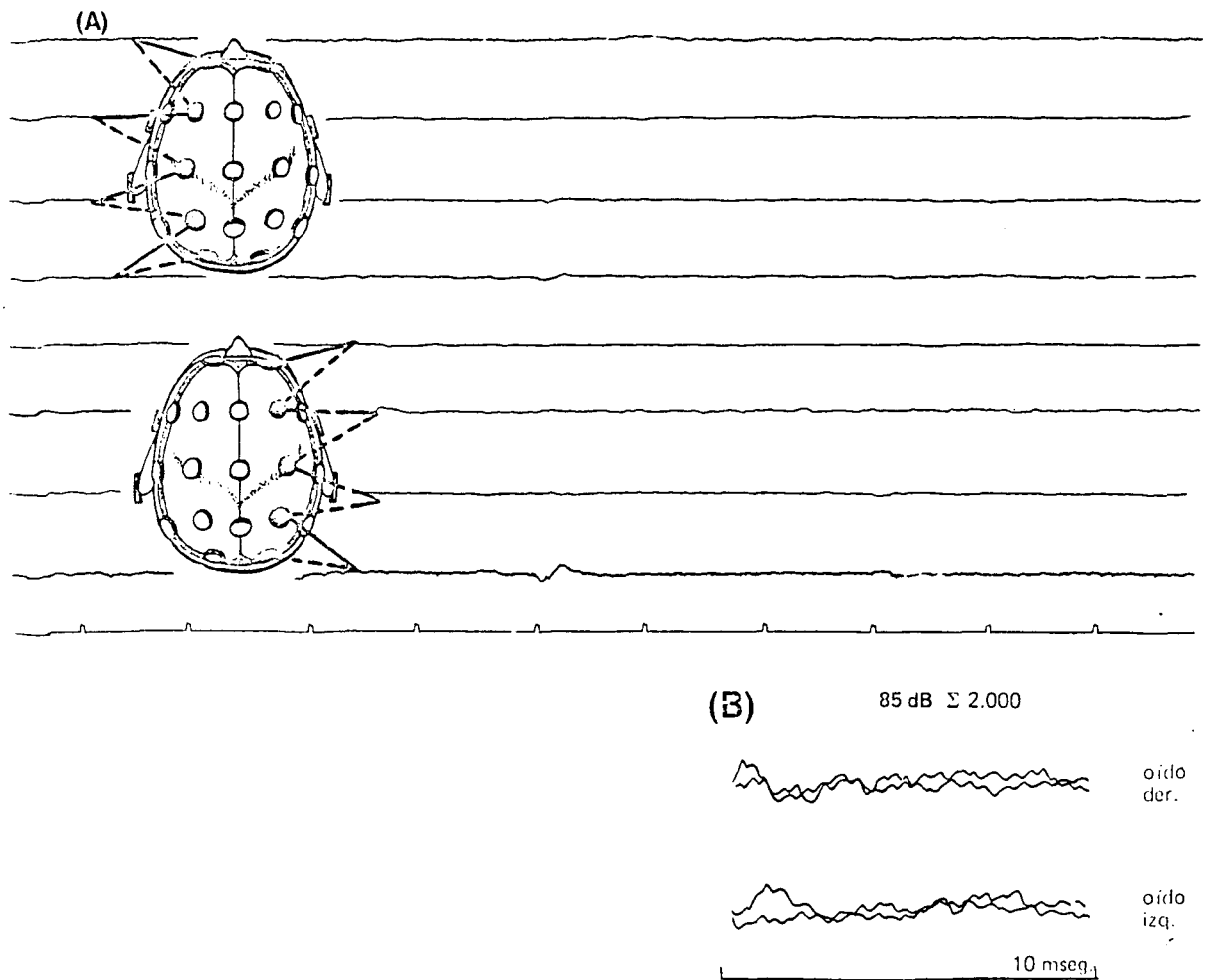


Fig. 2.94.- Muerte cerebral.

Dado que los potenciales evocados auditivos de corta latencia proveen una evidencia objetiva del estado del troncoencefálico, estos adquieren considerable importancia en el estudio de un paciente en quien se sospecha **muerte cerebral**, junto al EEG.

En caso de muerte cerebral, los potenciales de corta latencia están abolidos, así como también los de mediana y larga latencia (Fig.2.94.).

6.7.- Otras condiciones neurológicas.-

El estudio de los potenciales evocados auditivos abre un amplio campo a la investigación y a la práctica clínica. Por ejemplo, se pueden estudiar por este método síntomas tales como mareos, insuficiencia vértebroacilar, demencia, etc. (Fig. 2.95.).

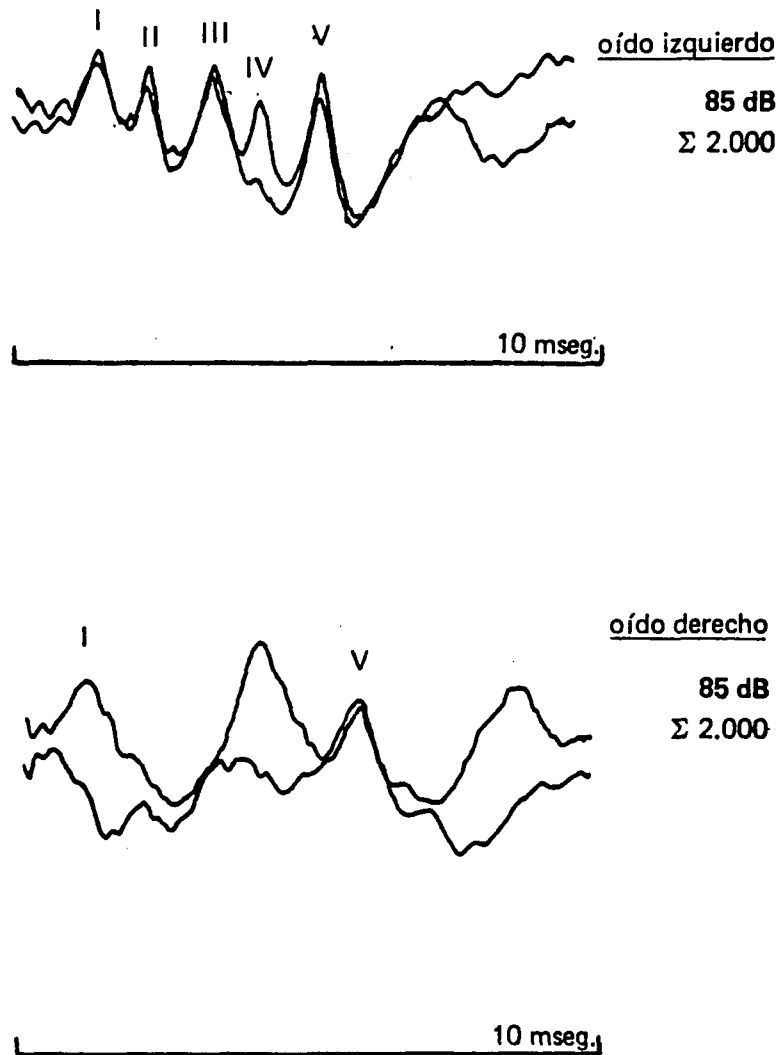


Fig. 2.95.- Insuficiencia vertebroacilar.

Queda abierta al futuro todas las posibilidades de este moderno método de investigación neurofisiológica.

BIBLIOGRAFIA . -

- * Delamónica, "Electroencefalografía", El Ateneo.
- * Allen y Starr, **Auditory brain stem potentials in monkey and man**, Electroencephalogr Clin Neurophysiol.

Capítulo 9: Potenciales Evocados Somatosensoriales (PES)

1.- FISILOGIA Y ANATOMIA FUNCIONAL.-

1.1.- Introducción.-

La piel es la cubierta que envuelve el organismo, constituyendo una barrera entre el medio interno y externo. Sus funciones son:

a) **PROTECCION**

Preserva a los tejidos del cuerpo de lesiones mecánicas, químicas, térmicas y actínicas. Impide una excesiva evaporización del agua del medio interno y protege contra los gérmenes.

b) **REGULACION TERMICA**

Mediante la irrigación más o menos intensa de la piel, ésta es capaz de eliminar más o menos calor, manteniendo constante la temperatura corporal; la evaporización del sudor en la piel se consigue mediante la utilización de calorías.

c) **EXCRECCION**

Las glándulas sudoríparas existentes en la piel producen sudor, a través del que se elimina agua, cloruro sódico y catabolitos nitrogenados.

d) **SENSORIAL**

Las terminaciones nerviosas especializadas a nivel de la piel permiten recoger los estímulos exteroceptivos de tacto, dolor y temperatura.

1.2.- Estructura de la piel.-

La piel consta de dos capas, una fibrosa profunda y otra celular superficial; la primera es la dermis y la segunda la epidermis.

En la dermis existen gran cantidad de fibras colágenas y elásticas; estas últimas dan la elasticidad a la piel. La dermis se adentra en la epidermis mediante elevaciones denominadas papilas (Fig. 2.96.).

La epidermis se adapta a la superficie de la dermis y las crestas resultantes de esta aplicación se observan muy bien a nivel de las yemas de los dedos. Son las que determinan las huellas dactilares.

Las células de la epidermis están dispuestas en varias capas: las más profundas son células cilíndricas, constituyendo el estrato germinal; hacia fuera las capas celulares se van aplanando, hasta que en la superficie las células muertas se descaman y son sustituidas por nuevos elementos del estrato germinal. La capa más superficial forma el estrato córneo, más o menos grueso.

Debajo de la dermis se dispone el tejido adiposo subcutáneo, que permite, dependiendo de las zonas, un mayor o menor desplazamiento de la piel.

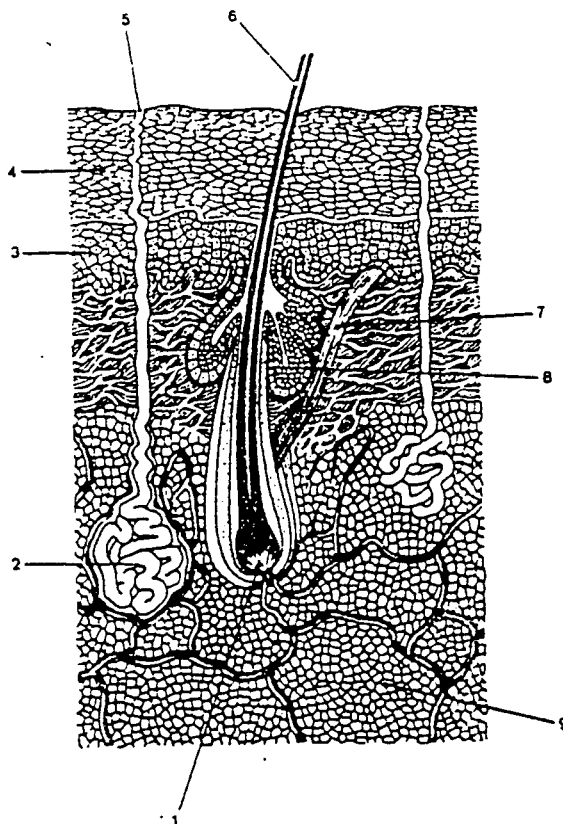


Fig. 2.96.- Esquema de un corte de piel: 1.- papila del pelo, 2.- glándula sebácea, 3.- capa de Malpighio, 4.- capa córnea, 5.- orificio de salida del conducto de la glándula sudorípara, 6.- pelo, 7.- músculo erector, 8.- glándula sebácea, 9.- tejido adiposo subcutáneo.

La pigmentación de las células epiteliales más profundas da a la piel el color característico en cada raza o el bronceado por irradiación solar. La coloración más o menos rosada de la piel, depende del grado de replección vascular.

UÑAS

Son prolongaciones epidérmicas en forma de placas que se desarrollan en la piel del dorso de las falanges distales de los dedos. Se originan de un área epidérmica, denominada lecho o matriz ungueal, que queda por debajo del borde proximal. Se forman por queratinización progresiva de esta matriz. (Fig. 2.97.).

PELOS

Son largos filamentos córneos que sobresalen de la superficie cutánea (Fig. 2.96.). El origen de los pelos se encuentra en el folículo piloso, que se adentra en la piel, hasta llegar cerca del tejido celular subcutáneo. El fondo del folículo está ocupado por el bulbo piloso, que recibe terminaciones nerviosas de fibras sensitivas. El bulbo piloso se continúa con la raíz pilosa que ocupa el trayecto del folículo. La parte de pelo que sobresale de la piel es el tallo piloso.

De la epidermis saltan fibras musculares lisas hasta el folículo piloso. Su contracción provoca la **piel de gallina** con los pelos de punta.

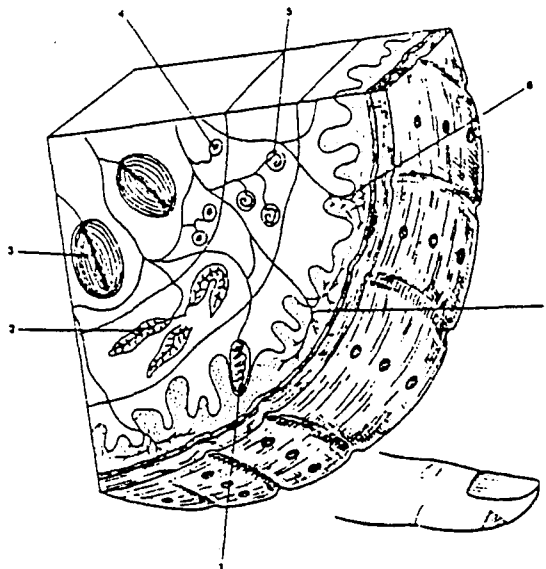


Fig. 2.97.- Corte esquemático de la piel del pulpejo del dedo para observar los receptores cutáneos: 1.- corpúsculo de Meissner, 2.- corpúsculo de Ruffini, 3.- corpúsculo de Pacini, 4.- corpúsculo de Golgi, 5.- corpúsculo de Krause, 6.- discos de Merkel, 7.- terminaciones libres (Delmos, modificado).

El crecimiento y distribución del pelo dependen del sexo y edad del individuo. Su coloración depende de la cantidad de pigmento de las células del bulbo piloso.

GLANDULAS

Existen dos tipos de glándulas en la piel, sebáceas y sudoríparas (Fig. 2.96.).

Las glándulas sebáceas se abren alrededor de los folículos pilosos; se sitúan en la dermis y proporcionan la grasa necesaria para el pelo.

Las glándulas sudoríparas tienen forma de tubos enrollados muy delicados. Pueden llegar hasta la parte más profunda de la dermis; se encuentran en toda la superficie de la piel, siendo particularmente numerosas en la ingle y axila.

ORGANOS SENSORIALES

En la epidermis, en la dermis y en la hipodermis se encuentran terminaciones nerviosas muy especializadas que recogen los estímulos del tacto, dolor y temperatura (Fig. 2.97.). Estas estructuras tienen diversas formas. En la epidermis hay terminaciones libres para el dolor, y formaciones aplanadas, denominadas discos de Merkel, para el tacto. En la dermis se encuentran los corpúsculos de Meissner para el tacto. En la dermis se encuentran los corpúsculos de Krause para el frío y de Ruffini para el calor. Más profundamente en la hipodermis, se disponen los corpúsculos de Pacini y de Golgi, que recogen sensaciones de presión.

VASCULARIZACION DE LA PIEL

Las arterias de la piel discurren por el tejido celular subyacente. De estas arterias surgen arteriolas que forman redes en la dermis. De ellas surgen los capilares, que se disponen en las papilas dérmicas. Los capilares se continúan con vénulas que drenan en venas más gruesas.

En la piel existen gran cantidad de linfáticos, que forman una red muy densa a nivel de la dermis. Desembocan en linfáticos más gruesos situados en el tejido celular subcutáneo.

2.- INTRODUCCION.-

Los potenciales evocados somatosensoriales fueron, históricamente, los primeros en ser obtenidos en el hombre por Dawson, en 1.947, utilizando la técnica de la superposición fotográfica primero, y luego, en 1.954, usando la técnica de la promediación. Y también, históricamente, fueron los primeros en ser detectados en el animal de experimentación por Caton, en 1.875. En efecto, Richard Caton, en base a los estudios de Du Bois-Reymond que probaban que la actividad de un nervio causaba un cambio en su potencial, estudió la posibilidad de que un cambio similar se produjera en el cerebro (Brazier, 1.961). La comunicación de Caton demostraba que la técnica del registro eléctrico podía aplicarse a la localización de funciones sensitivas en el cerebro fue de tal interés que oscureció otro hallazgo adicional: el electroencefalograma. Pasaron 50 años hasta que el electroencefalograma se registrara por primera vez en el hombre, por Hans Berger. Este, no obstante, no hizo comunicaciones hasta 1.929. Pasaron 72 años hasta que los potenciales evocados cerebrales fueran registrados en seres humanos. Dado que éstos, tales como los obtenemos en la actualidad, están íntimamente relacionados con los adelantos técnicos de computación, es comprensible el lapso de 72 años transcurrido. Más aún, la **era moderna** de los potenciales evocados comienza a partir de la década del 60, con el desarrollo de las computadoras promediadoras. Es decir, alrededor de 15 años después de la comunicación de Dawson.

3.- POTENCIALES EVOCADOS SOMATOSENSORIALES.-

Desde las comunicaciones de Dawson (1.947,b, 1.954) demostrando que la estimulación eléctrica de un nervio periférico producía potenciales evocados en el área volándica contralateral al miembro estimulado, son numerosas las publicaciones sobre estudios clínicos y de investigación respecto tanto al origen de los componentes evocados como a sus métodos de obtención.

La estimulación de un nervio periférico produce una serie de potenciales evocados que pueden ser registrados en varias partes de la vía. Las partes más comúnmente utilizadas para registrarlos son: 1.- plexo braquial, 2.- médula espinal, 3.- corteza.

3.1.- Estímulo.-

Los potenciales se obtienen mediante la estimulación eléctrica transcutánea de un nervio periférico (indolora), en los lugares en que éstos se hallan en las proximidades de la piel. De esta manera se puede estimular el nervio mediano a la altura de la muñeca, el peroneo a la altura de la rodilla o el tibial posterior a la altura del tobillo. Asimismo, pueden estimularse las terminaciones nerviosas de los dedos. Esta técnica permite determinar el momento preciso del comienzo del estímulo, lo cual es importante para el proceso de promediación. Dado que el estímulo no es natural, se ha intentado obtener potenciales evocados somatosensoriales por medio de un estímulo **natural**, utilizando un vibrador elástico móvil (Pratt y Col., 1979). Los potenciales somatosensoriales así obtenidos, mecánicamente, tienen menos dispersión temporal, son de menor amplitud y a veces presentan menos componentes que los provocados eléctricamente.

La intensidad del estímulo debe ser la suficiente como para producir contracciones musculares mínimas. La intensidad del estímulo tiene poca influencia sobre la latencia de los potenciales a obtener (a diferencia del auditivo), de allí que no sea necesario elevar la intensidad más allá de la necesaria para provocar la contracción visible de los músculos inervados, y de esta manera no ocasionar molestia alguna al paciente.

La duración del estímulo es de 300 μ seg. y su repetición de 4,1/seg. La banda de paso debe ser de 30-300 Hz, y el número de estimulaciones 512. El tiempo de análisis varía según si se estimula el miembro superior o inferior. Para el primero es de 30 mseg. y para el segundo de 100 mseg.

3.2.- Electrodo.-

La ubicación de los electrodos y sus correspondientes derivaciones, dependen del estudio a realizar. Así, para el registro del plexo braquial se utiliza un electrodo ubicado en zona central (este electro, C3 o C4 para el lado izquierdo y derecho respectivamente, suele ser ubicado 2 cm por detrás de lo que establece el sistema internacional 10-20) contralateral al miembro estimulado y otro en el punto de Erb (ubicado en la fosa supraclavicular, 1 cm lateral al borde del músculo esterno-cleido-mastoideo).

Para el registro del potencial de la médula espinal se utiliza un electrodo ubicado sobre la séptima vertebra cervical (CVII) y otro en la línea media prefrontal (F-Pz), cuando se estimula un miembro superior. Si en cambio se estimula un miembro inferior, entonces se utiliza un electrodo ubicado en la zona lumbar 5 y otro en lumbar 1. Para el de la corteza, también varía la ubicación de los electrodos, según se estimule un miembro superior o uno inferior. En el primer caso se utilizan los electrodos C3-FpZ o C4-FpZ (según se estimule el lado derecho o izquierdo, respectivamente), en el segundo caso se utilizan los electrodos CZ- FpZ (indistintamente para la estimulación de uno u otro lado).

4.- POTENCIALES EVOCADOS SOMATOSENSITIVOS NORMALES.-

4.1.- Plexo braquial (vía aferente, potencial de acción del nervio).-

La estimulación del nervio mediano a la altura de la muñeca produce potenciales evocados en la derivación central (contralateral) punto de Erb (ipsilateral) consistente en un primer potencial positivo de alto voltaje seguido de dos potenciales positivos de menor amplitud (Fig. 2.98.).

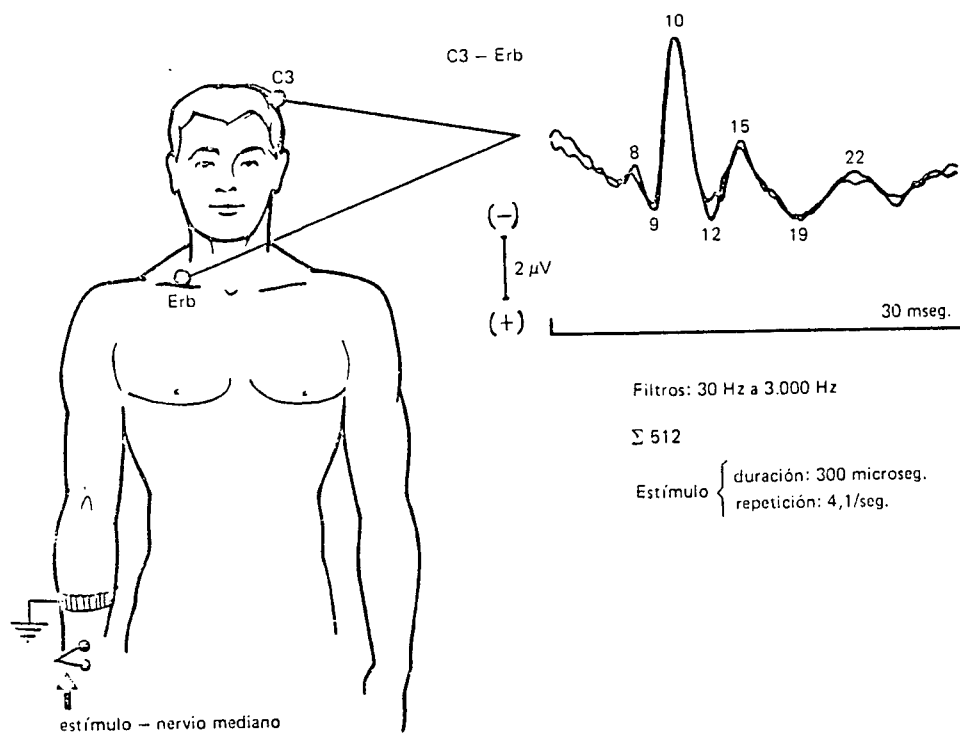


Fig. 2.98.- Potencial evocado somatosensitivo normal. El primer potencial positivo de alto voltaje, en la latencia de 10 mseg., corresponde al potencial de acción del nervio estimulado. Los números indican las latencias en mseg.

ORIGEN DE LOS COMPONENTES

El primer componente negativo tiene una latencia de 10 a 14 mseg. (varía de acuerdo con la longitud del brazo) y se origina en el plexo braquial. El segundo tiene una latencia aproximada de 20 mseg., el tercero de 25 mseg. Se originarían en la columna dorsal y en el tronco encefálico o tálamo (Jones, 1.977). A diferencia de los potenciales evocados auditivos de corta latencia, cuyos orígenes en distintos núcleos están generalmente aceptados, no ocurre lo mismo con estos potenciales somatosensitivos.

4.2.- Médula Espinal (vía ascendente).-

A) COLUMNA CERVICAL

La estimulación del nervio mediano a la altura de la muñeca produce una serie de ondas negativas registrables con electrodos en la columna cervical. Estos potenciales son de corta latencia y se denominan con letras que representan su polaridad y un número correspondiente a su latencia media (Fig. 2.99).

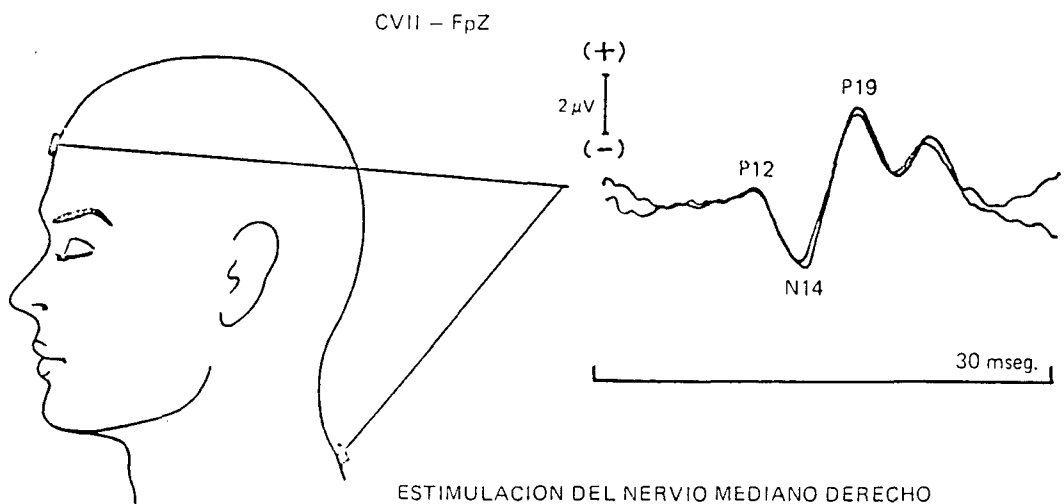


Fig. 2.99.- Potencial evocado somatosensitivo normal, registrado en la derivacion cervical VII-Prefrontal. El primer componente negativo (N14) se origina en la medula.

B) COLUMNA LUMBAR

La estimulación del nervio tibial posterior produce, a nivel de la columna lumbar, una serie de ondas negativas-positivas, contituyendo un complejo trifásico (Fig. 2.100).

A medida que se asciende en la columna vertebral, este complejo aumenta progresivamente su latencia (Cracco, 1.973; Cracco y Col., 1.975). Estos potenciales son relativamente difíciles de obtener por ser de muy bajo voltaje y a menudo enmascarados por potenciales miógenos.

Estos potenciales también se han obtenido utilizando electrodos epidurales (Caccia y Col. 1.976). La investigación en animales (gatos y monos) sugieren que estas

ondas se originan en la continuación intramedular de las fibras de la raíz dorsal, reflejando actividad sináptica y post-sináptica (Cracco y Evans, 1.978).

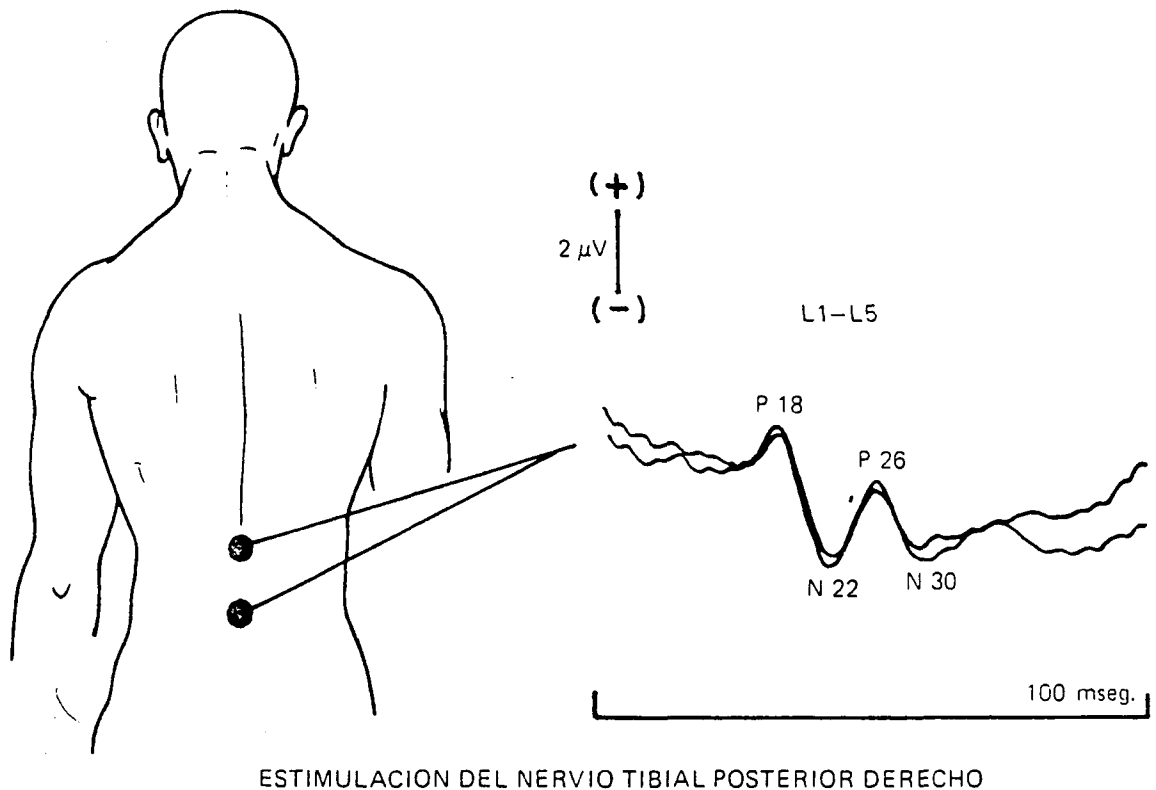


Fig.2.100.- Potencial evocado somatosensitivo normal, registrado a nivel de la columna lumbar. Se produce un complejo positivo-negativo-positivo, considerados como resultantes de la actividad sináptica y post-sináptica.

Señalaremos aquí que la media de la velocidad de conducción del nervio periférico estimulado, es un requisito en estos estudios, así como también en todo potencial somatosensitivo anormal (Starr, 1.978).

4.3.- Corteza.-

A) NERVI0 MEDIANO

La estimulación del nervio mediano a la altura de la muñeca produce una serie de potenciales evocados de la derivación post-rolándica contralateral al lado estimulado, que ha recibido diversas denominaciones por diferentes investigadores.

Los potenciales que se producen en los primeros 30-40 mseg. que siguen al estímulo, se denominan tempranos, primarios o de corta latencia. Los que ocurren entre 40-150 mseg. se denominan secundarios o tardíos.

POTENCIALES EVOCADOS DE CORTA LATENCIA

Estos potenciales se designan por una letra inicial, correspondiente a la polaridad (P o N), y luego por un número, correspondiente a la latencia media (Fig. 2.101.)

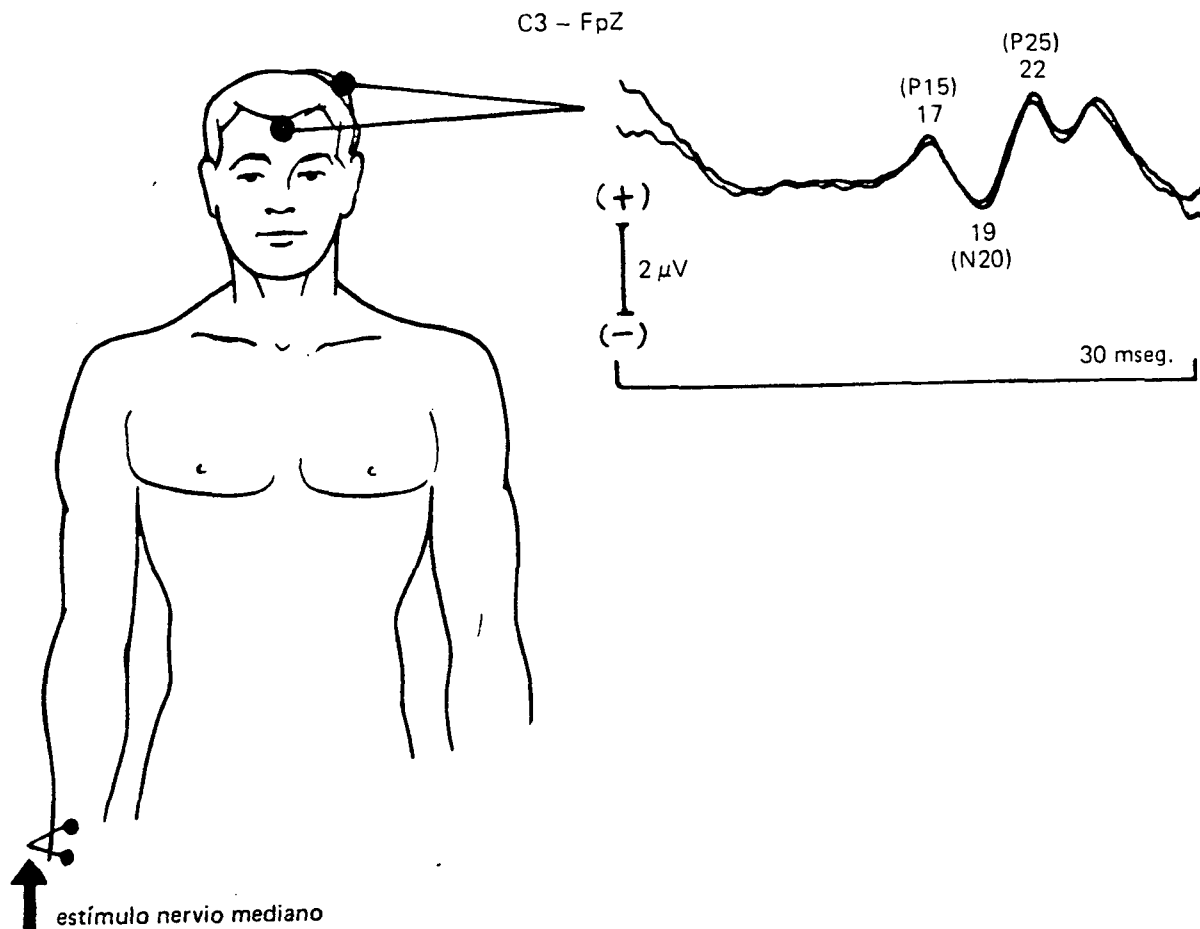


Fig. 2.101.- Potencial evocado somatosensitivo normal, cortical, obtenido por la estimulación del nervio mediano. La onda negativa N20 indica la llegada del estímulo a la corteza.

ORIGEN DE LAS ONDAS. PRIMERA ONDA POSITIVA (P15)

Esta onda ha sido denominada de diversas maneras, tales como onda 1 (Goff y Col., 1.962), onda 0 (Domino y Col., 1.965) u onda P1 (Cracco, 1.972). Este primer componente positivo fue considerado como de origen subcortical por Allison (1.962), quien propuso que sería pre-sináptico (tálamo-cortical), concepto similar al de Goff y Col. (1.962).

Este origen subcortical fue puesto en duda por algunos autores, pero luego nuevamente aceptado por Broughton (citado por Allison y Col., 1.980) y por Cracco (1.972). Allison y Col. (1.980) concluyen que esta onda P15 se produciría como combinación de eventos sinápticos de la entrada del lemnisco al núcleo ventro-pústero-lateral y eventos sinápticos en dicho núcleo y de la descarga subsiguiente tálamo-cortical. Este origen, sin embargo, no es tan claro si se considera que en pacientes con lesiones talámicas, estudiados por Nakanishi y Col. (1.978), esta primera onda positiva se hallaba presente

como lo estaba también en un paciente con hemorragia talámica, estudiado por Hume y Cant (1.978). De esta manera, el origen sería más caudal, probablemente en el tronco encefálico o cerebelo (Yumada y Col., 1.979).

Esta onda P15, debe señalarse, no siempre es fácilmente detectable sobre el cuero cabelludo, usando como referencia otro electrodo sobre el scalp. Este hecho probablemente se deba a que la onda se halla ampliamente distribuida y, por lo tanto, se cancela en un registro que utiliza la derivación scalp-scalp (ya sea auricular o prefrontal).

PRIMERA ONDA NEGATIVA (N20) Y SEGUNDA ONDA POSITIVA (P25)

Estas ondas revierten su polaridad a cada lado de la cisura rolándica, por lo que Broughton y Col. (1.968) considerarán que son generadas por un dipolo en la corteza somestésica primaria, orientado paralelamente a la superficie. De esta manera, la onda N20 es un índice de la llegada de la descarga aferente a la corteza.

POTENCIALES EVOCADOS DE LARGA LATENCIA

Estos potenciales son de mayor latencia, amplitud y duración que los anteriores. De esta manera se necesita promediar menor número de estimulaciones y un mayor tiempo de análisis.

Estos potenciales son muy variables de un sujeto a otro, o en un mismo sujeto estudiado en distintos momentos.

No se conoce con certeza su origen y esto, sumado a su gran variabilidad, hace que no los utilicemos en la actualidad en la práctica clínica, a pesar de haberse comunicado alteraciones de los mismos en la epilepsia (Halliday, 1.965; Broughton y Col., 1.969), en enfermedades degenerativas (Cracco y Col., 1.979), en traumatismos craneoencefálicos (Greenberg y Col., 1.977), etc.

B) NERVIOS TIBIAL POSTERIOR

La estimulación del nervio tibial posterior (o del peroneo) produce ondas similares a las de la estimulación del mediano, pero de mayor latencia (Fig. 2.102.).

Estas ondas se detectan mejor con electrodos en la línea media. La primera onda positiva obtenida (denominada P35) indica el arribo cortical del estímulo.

INFLUENCIA DE LA EDAD Y DEL ESTADO DE CONCIENCIA EN LOS POTENCIALES EVOCADOS SOMATOSENSITIVOS

La latencia del componente negativo inicial que se produce a la estimulación del nervio mediano es menor en el recién nacido que en el adulto (Starr, 1.978). Los valores del adulto se alcanzan hacia los 8 años de edad (Desmedt y Col., 1.976). La senectud tiene poca influencia en las latencias de los potenciales somatosensitivos.

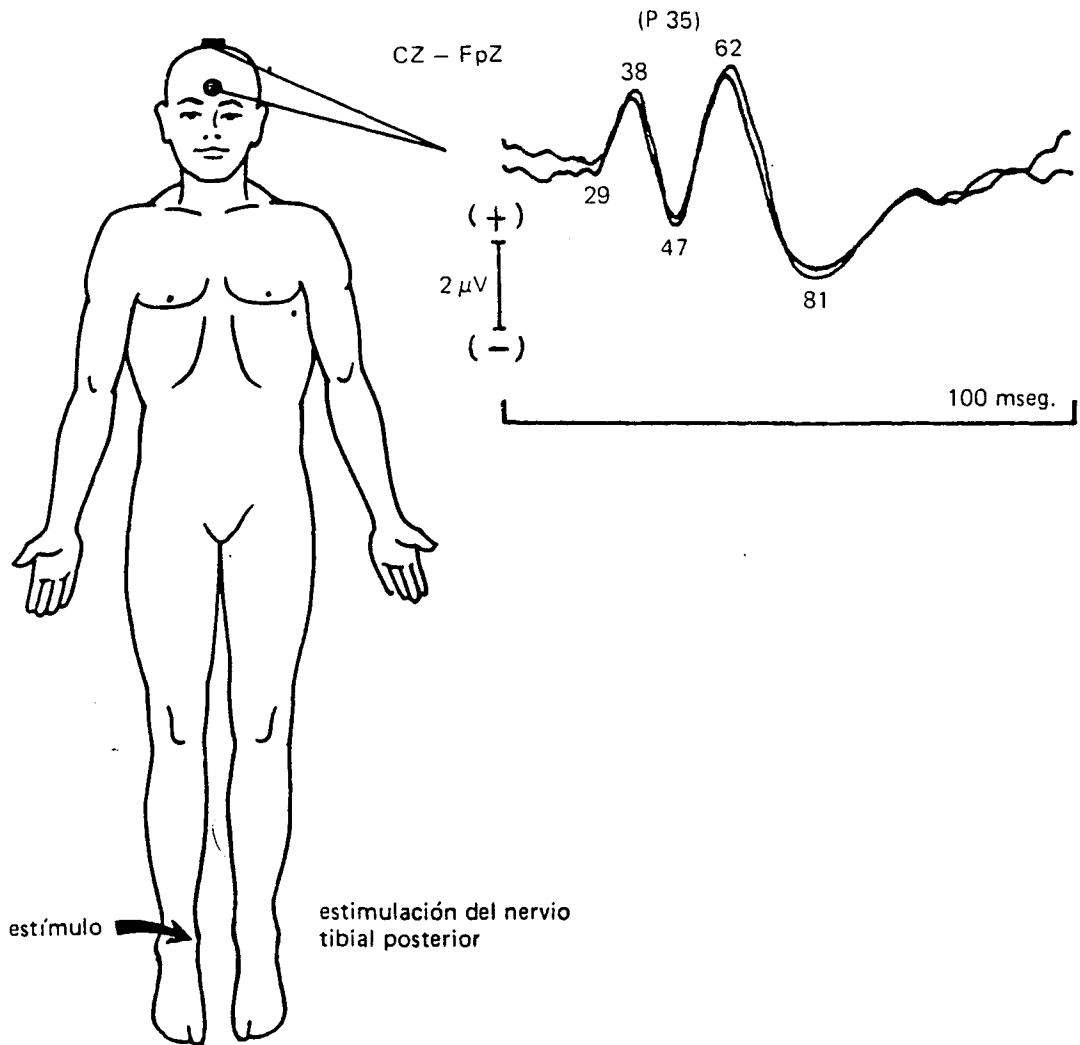


Fig. 2.102.- Potencial evocado somatosensitivo normal, cortical, obtenido por la estimulación del nervio tibial posterior. Estos potenciales se registran mejor con electrodos ubicados en la línea media, por corresponder a la distribución topográfica cortical de la somestesia. El tiempo de análisis es mayor (100 msec.) que los anteriores.

El sueño afecta a los potenciales evocados de larga latencia, pero no a los de corta latencia. Tampoco afecta a éstos la anestesia.

5.- APLICACIONES CLINICAS DE LOS POTENCIALES EVOCADOS SOMATOSENSITIVOS

5.1.- Lesiones de la médula.-

La utilidad clínica de los potenciales evocados somatosensitivos en pacientes con traumatismo de la columna vertebral fue demostrada por Perot (1.973). Este autor estudió 47 pacientes, concluyendo que los potenciales evocados constituyen un indicador muy sensible de la lesión medular.

En caso de lesiones no traumáticas de la médula espinal, las primeras observaciones corresponden a Alejovanine y Col. (1.958), A Halliday y Wakefield (1.963) y

a Gibliu en lesiones de la columna posterior se produce abolición de los potenciales evocados. Posteriormente, Bergamini y Bergamasco (1.967), señalaron que las lesiones del nervio periférico prolongan las latencias de los potenciales evocados, mientras que las lesiones de las raíces o de la médula ocasionan severos cambios morfológicos en los mismos.

Los potenciales evocados somatosensitivos se utilizan también en la cirugía de la columna vertebral (excisión de tumores medulares o corrección de la curvatura de la columna) para monitorear la función de la médula y para prevenir efectos quirúrgicos indeseados (Starr, 1.978).

5.2.- Lesiones del tronco encefálico y diencefalo.-

Las lesiones del tronco encefálico prolongan las latencias de los potenciales evocados somatosensitivos corticales de corta latencia, bilateralmente. En el estudio de Green y Mcleod (1.979), siete de once pacientes con lesiones del tronco encefálico tenían alteradas las latencias de los potenciales somatosensitivos a la estimulación de uno u otro nervio mediano, sin relación con el lado afectado. En cambio, los potenciales evocados de corta latencia, en estos pacientes, señalaron el lado afectado.

Los potenciales somatosensitivos de larga latencia que, como vimos, se hallan alterados en diversas enfermedades neurológicas, se hallan afectados en pacientes con lesiones vasculares del tronco encefálico y del diencefalo (Noël y Desmedt, 1.975). Estos autores comunicaron alteraciones bilaterales de los potenciales evocados somatosensitivos en pacientes con lesiones vasculares de la protuberancia (con síndrome de cautiverio). En pacientes con síndrome de Wallenberg o de Weber no observaron alteraciones de los potenciales. En enfermos con síndrome talámico, visualizaron, en el lado afectado, reducción de la amplitud y prolongación de las latencias. En cambio, en el estudio de Shibasaki y Col. (1.977), de 8 pacientes con lesión talámica unilateral, 6 tenían alteraciones bilaterales de los potenciales somatosensitivos. Chiappa y Col. (1.980) comunicaron, sin embargo, alteración de los potenciales solamente en el lado afectado, en dos pacientes con hemorragia del tálamo y putamen.

5.3.- Lesiones hemisféricas.-

Una lesión cerebral que produce pérdida de la sensibilidad discriminativa (epicripta) produce abolición de los potenciales evocados somatosensitivos, bilateralmente, cuando se estimula el miembro afectado por la pérdida de la sensibilidad. En cambio, cuando se estimula el miembro no afectado, se producen potenciales en ambos hemisferios (Tsumoto y Col., 1.973).

5.4.- Epilepsia.-

Desde la comunicación inicial de Dawson (1.947,b) es conocido el hecho de que en la epilepsia mioclónica los potenciales evocados somatosensitivos son de elevado voltaje. El aumento de voltaje en estos potenciales, sin embargo, no ocurre solamente en la epilepsia mioclónica, sino también en casos de tumores cerebrales y en lesiones del tronco encefálico. Nosotros hemos observado este hecho en un caso de epilepsia del tipo tónico-clónica generalizada, con discreta atrofia cortical en el estudio tomográfico (Fig. 2.103.).

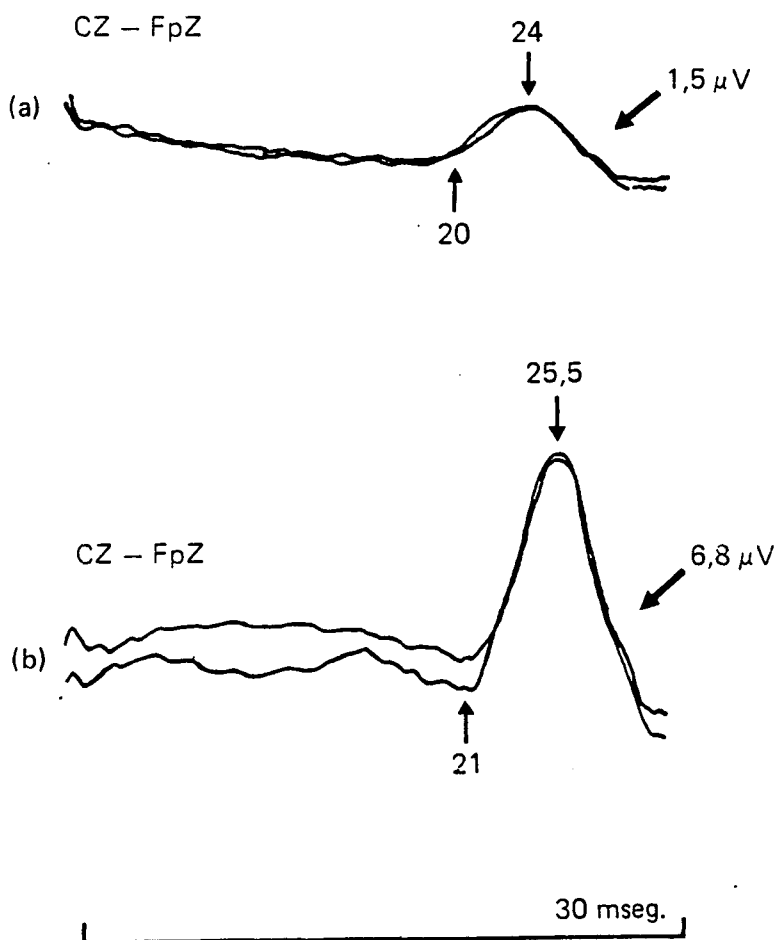


Fig. 2.103.- Paciente de 28 años que desde la edad de 20 años presenta convulsiones tónico-clónicas generalizadas. Estas son espontáneas o bien desencadenadas por estímulos sensitivos. Deterioro intelectual. La tomografía computada muestra discreta atrofia cortical. (a) La estimulación del nervio mediano derecho produce un potencial evocado cortical con una primera onda negativa a los 20 msec. de latencia. El voltaje de esta onda es de 1,5 μV. (b) La estimulación del nervio mediano izquierdo produce un potencial evocado similar pero de mucho mayor voltaje: 6,8 μV (normal hasta 2,2 μV).

5.5.- Esclerosis múltiple.-

El estudio de los potenciales evocados somatosensitivos es de utilidad en la investigación de pacientes con esclerosis múltiple, ya que estos potenciales suelen afectarse en esta enfermedad. Esto se observa aún cuando no está afectada la sensibilidad

(Namerow, 1.968). Los potenciales se alteran prolongando sus latencias. Asimismo, puede observarse abolición de los potenciales (Figs. 2.104. y 2.105.).

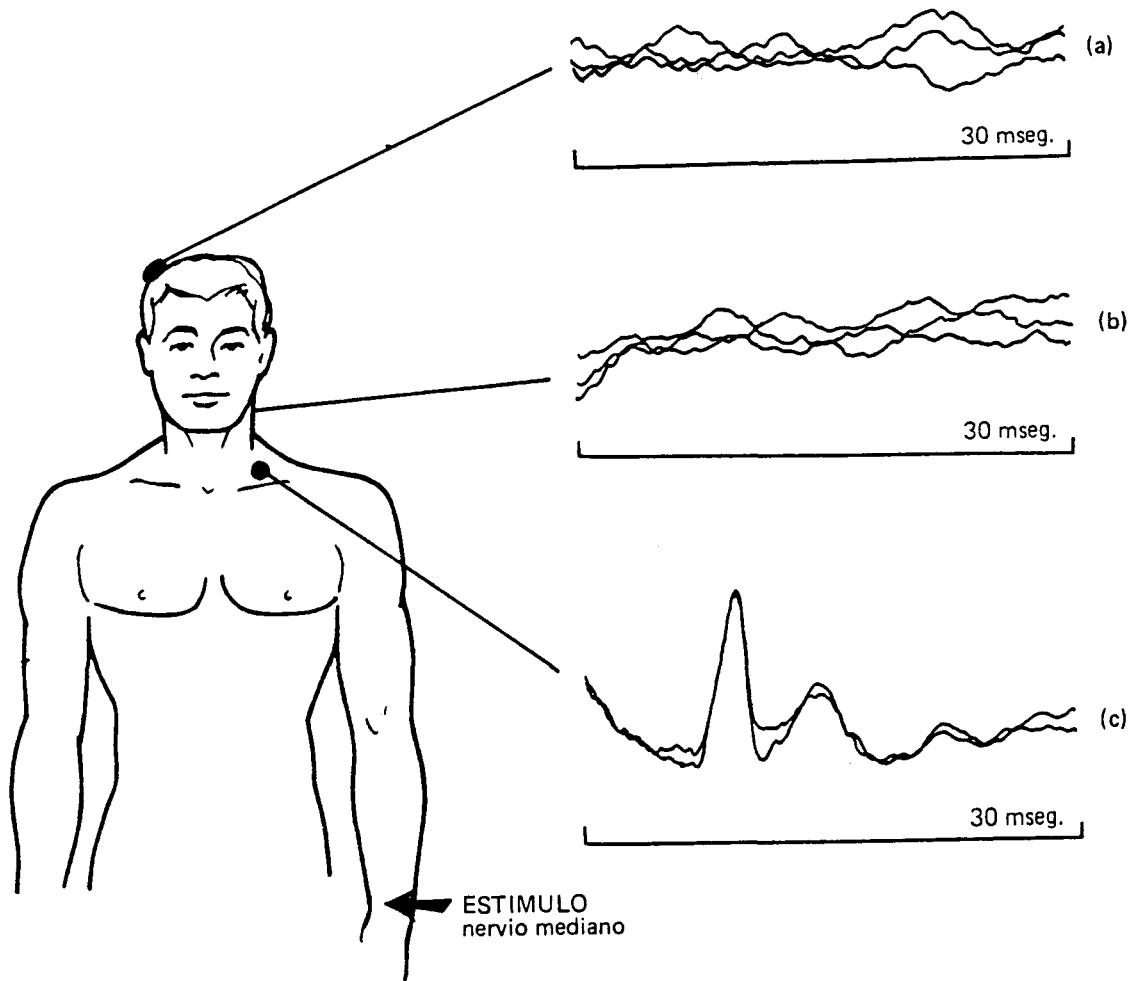


Fig. 2.104.- Esclerosis múltiple. Paciente de 35 años, padeciendo esta enfermedad desde hace 7 años. Exacerbación en el presente. La estimulación del nervio mediano no produce potenciales evocados somatosensitivos corticales (a) ni a nivel medular (b). Se obtiene un potencial evocado del punto de Erb normal. (c) Estos hallazgos indican una función somatosensitiva periférica normal y evidencia de disfunción de las fibras somatosensitivas a nivel de la médula espinal.

Debe tenerse en cuenta, sin embargo, que estas alteraciones de los potenciales evocados no son específicas de la esclerosis múltiple, ya que pueden observarse en otras alteraciones del sistema nervioso.

De acuerdo con el caso, a veces es necesario recurrir a las tres modalidades de potenciales evocados (Paty, 1.980). Cuando el diagnóstico ya se ha establecido, los potenciales evocados supervisan la evolución de la enfermedad.

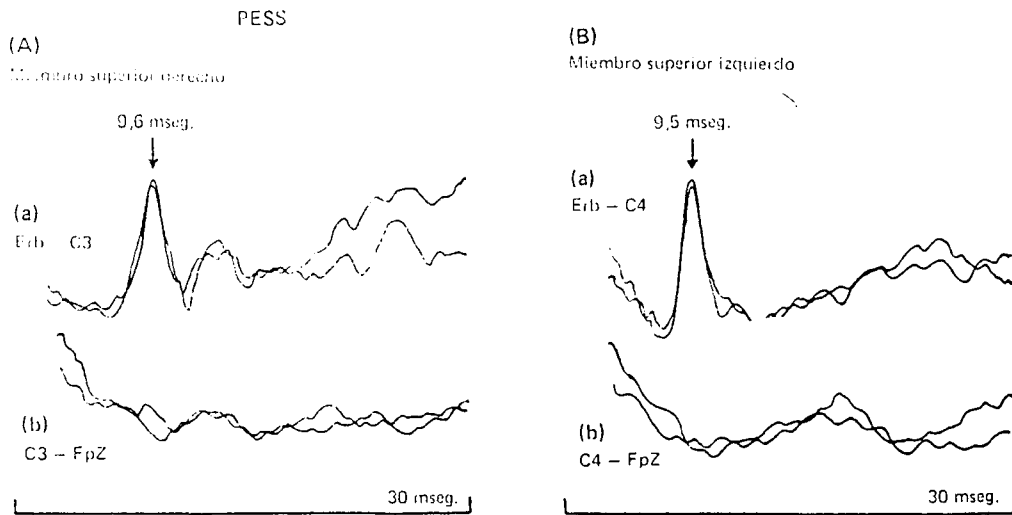


Fig. 2.105.- Esclerosis múltiple. Paciente de 46 años. (A) La estimulación del nervio mediano derecho produce un potencial de punto de Erb con latencia de 9,6 mseg. (a), normal, pero no produce respuesta a nivel cortical (b). (B) La estimulación del nervio mediano izquierdo produce un potencial normal a nivel de punto de Erb (a) pero no produce respuesta a nivel cortical (b). Los potenciales evocados visuales y auditivos también fueron anormales.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Delamonica, **Electroencefalografía**, El Ateneo.
- * Allison, **Recovery functions of somatosensory evoked responses in man**, *Electroenceph clin Neurophysiol*.

TEMA 3

PROCESO DE MEDICION. DISPOSITIVOS NECESARIOS PARA LAS MEDICIONES

En este tema vamos a ver dos aspectos más técnicos que los anteriores. El primero de ellos será sobre el proceso de medición de los potenciales eléctricos del cuerpo, es decir, proceso general de registro de las señales bioeléctricas corporales. Veremos que salvo pequeñas diferencias el proceso es el mismo para la mayoría de los casos. Y en segundo lugar veremos los distintos dispositivos necesarios para la fabricación de las distintas etapas medidoras de dichas señales bioeléctricas. Así pues dos capítulos más técnicos que junto al tercero, que data de Nuevas Técnicas y Aparatos, forman este tercer tema.

Capítulo 1: Proceso general de Registro.

1.- INTRODUCCION.-

Como ya sabemos las señales bioeléctricas corporales son muy débiles y difíciles de recoger. Para la recogida de dichas señales hay que seguir una serie de pasos que a veces se repiten en distintas zonas del cuerpo. Pero de forma general, sobre el cuerpo humano se pueden recoger infinidad de señales eléctricas o bien de una forma u otra, como lo muestra el diagrama de bloques de un sistema instrumental médico de la figura 3.1.

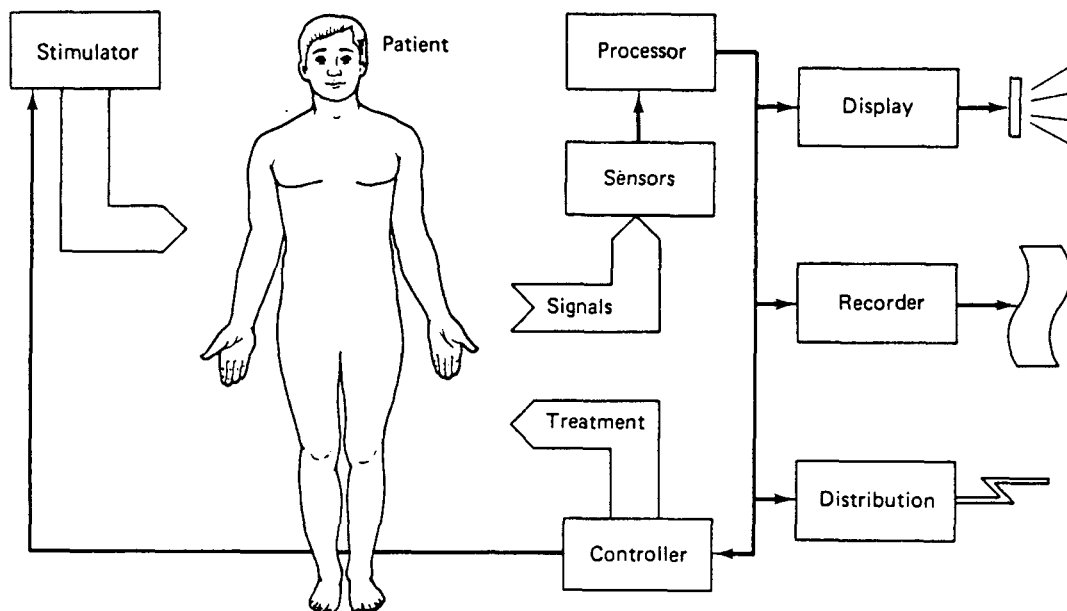


Fig. 3.1.- Diagrama de bloques de un instrumento o sistema médico general.

Podemos deducir como una vez que el cuerpo es estimulado de una forma u otra, las señales bioeléctricas del cuerpo son captadas y a su vez son tratadas de diferentes formas para así poder hacer una representación gráfica de ellas.

En este capítulo vamos a analizar el proceso general, mediante el cual son medidas y registradas dichas señales bioeléctricas.

2.- METODO GENERAL.-

Para las medidas de las señales bioeléctricas vamos a distinguir varios pasos:

- 1) ESTIMULACION
- 2) CAPTACION
- 3) AMPLIFICACION
- 4) FILTRADO
- 5) CONVERSION ANALOGICA-DIGITAL
- 6) PROMEDIACION
- 7) REPRESENTACION GRAFICA

Habrán técnicas que necesiten llevar a cabo todos estos pasos, y habrá también otras técnicas que no necesiten alguno de estos pasos.

Una figura ilustrativa del método general, para el registro de señales bioeléctricas es la figura 3.2.

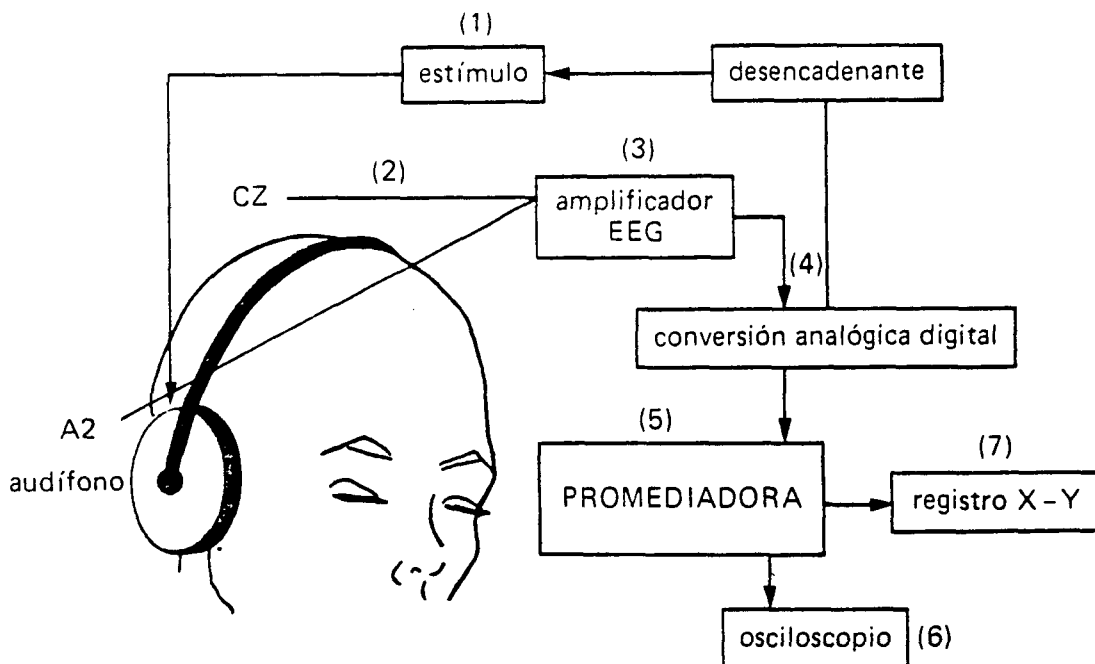


Fig. 3.2.- Diagrama básico para la obtención de señales bioeléctricas

Una vez que las señales son recogidas o registradas, podemos realizar ya el estudio y diagnóstico de éstas.

Si son dadas por representación en papel, se puede dar un diagnóstico basado en la observación de la normalidad o anormalidad del trazado recogido.

Si por el contrario dicha representación viene dada por un ordenador, no sólo se puede realizar lo anteriormente explicado; sino que también se le pueden aplicar a dichos trazados, algunos programas de software que tienen por objeto el tratamiento de dichas señales bien de una forma u otra.

Permitiendo de esa forma una exhaustiva investigación y conocimiento del problema en cuestión. Ya que en medicina cuanto más se sepa sobre un problema determinado, mejor para tomar la solución más apropiada al caso.

2.1.- Estimulación.-

Dependiendo de la modalidad a estudiar, el estímulo puede ser de distinto tipo. Entre ellos podemos destacar estímulos auditivos, estímulos visuales, etc. Entre las características más importantes que tiene que tener los estímulos cabe destacar que dicho

estímulo debe ser perfectamente controlado y reproducible, y además, que la magnitud de un potencial bioeléctrico disminuye al aumentarse su ritmo de presentación.

Los parámetros de control del estímulo son:

- 1) Intensidad.
- 2) Duración.
- 3) Grado de repetición.

El efecto de la variación de los parámetros de estimulación sobre un potencial bioeléctrico se muestra en la figura 3.3.

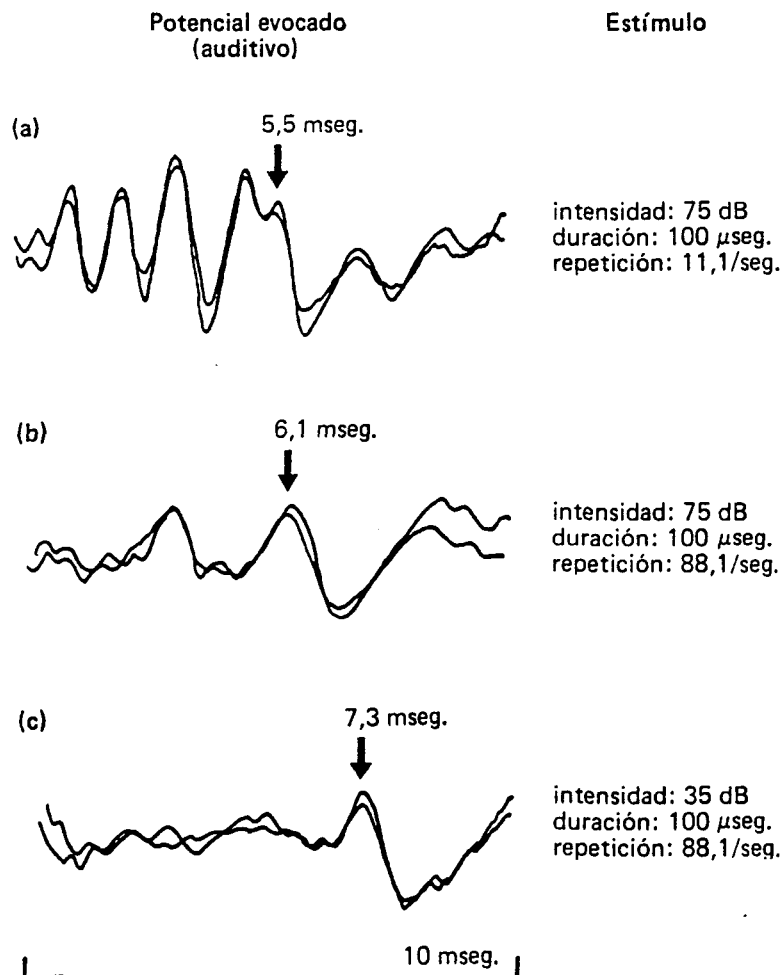


Fig. 3.3.- Efecto de la variación de los parámetros de estimulación.

2.2.- Captación.-

Los potenciales bioeléctricos se captan de diferentes zonas corporales, dependiendo de la zona en estudio.

Por ejemplo, en electroencefalografía y potenciales evocados la captación se realiza en el cuero cabelludo; sin embargo, en electrocardiografía la captación se lleva a cabo en el pecho, así como en electromiografía la captación se lleva a cabo en distintos puntos del cuerpo. La ubicación de dichos potenciales varía, en definitiva, de acuerdo con la modalidad a estudiar.

Cualquiera que sea el material del electrodo y su manera de ser colocado sobre el cuero cabelludo o bien sobre cualquier otra zona corporal, es importante que, una vez aplicado, la resistencia sea inferior a 5.000 ohms.

Una de las razones principales en las dificultades para obtener un potencial bioeléctrico, es la incorrecta aplicación del electrodo.

2.3.- Amplificación.-

La señal que se recoge por los electrodos es muy pequeña, en el orden de μV . Por esta razón, dicha señal necesita ser amplificada, y es aquí, en la etapa de amplificación donde desempeña un papel importante la banda de paso a utilizar. Esto se debe a que la banda de paso permitirá obtener una óptima relación señal/ruido, previa a su promediación. Así, por ejemplo, en la banda de paso a utilizar para obtener un potencial evocado del troncoencefálico, los filtros deben ser 150-3.000Hz, mientras que para obtener un potencial visual, dichos filtros deben ser 5-100 Hz.

Esto significa, como ya veremos en electroencefalografía, que fuera de esta extensión especificada las frecuencias son atenuadas.

2.4.- Filtrado.-

Como ya hemos dicho dependiendo de la modalidad de estudio las frecuencias entre las cuales se filtra la señal captada son distintas. El filtrado de estas señales, una vez que son amplificadas se hace necesario debido a que en la captación de éstas se mezclan con ellas otras interferencias o señales del ruido. Entre las más comunes cabe destacar la señal del ruido de la red, así como otras del propio organismo como: respiración, latidos del corazón y otras.

Por esta razón se hace imprescindible el filtrar todas estas interferencias para poder llevar a cabo el estudio de la señal requerida en cada modalidad.

2.5.- Conversión analógica- digital.-

La actividad eléctrica proveniente del amplificador es convertida en una serie de valores digitales por el sistema de conversión analógica-digital de la computadora (Fig. 3.4.).

Así, la onda digital pasa a la memoria de la procesadora de datos, donde se suma a otras. Luego se hace la conversión digital-analógica, para su muestra en el osciloscopio o al grabador X-Y.

En la conversión analógica-digital se producen dos efectos: 1) efecto en la amplitud y 2) efecto en la frecuencia. El primero es designado como **resolución vertical** y el segundo como **resolución horizontal**.

2.6.- Promediación de la señal.-

El proceso de promediación requiere una relación constante entre la presentación del estímulo y el registro de la actividad eléctrica. El promediador registra una determinada parte de la actividad eléctrica que sigue al estímulo, denominada tiempo de análisis o **barrido** (Fig. 3.5.).

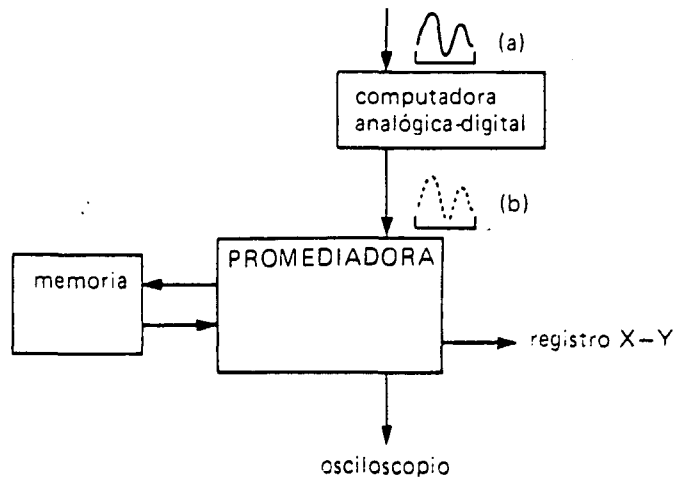


Fig. 3.4.- La actividad eléctrica que proviene del amplificador (a) es convertida en una serie de valores numéricos (b) en la computadora analógica-digital.

El proceso consiste en la sumatoria de sucesivos tiempos de análisis y su promediación. De esta manera, el potencial que se evoca por el estímulo, por ser constante, se mantendrá sin variación, mientras que la actividad eléctrica espontánea del cerebro, por ser irregular su promedio se aproximará paulatinamente al cero. La relación señal/ruido aumenta durante este proceso por la raíz cuadrada del número de barridos promediados. Es importante tener esto en cuenta porque, en un caso dado, si por ejemplo 2000 barridos no fueron suficientes para obtener un potencial evocado, el próximo paso es promediar 4000.

En suma, el proceso de promediación de la señal consiste en extraer del ruido una señal, mediante sumatoria de repetidos tiempos de análisis que se hallan fijados en el tiempo con el estímulo. Esto se obtiene mediante la conversión analógica-digital previa, en la cual un determinado número de muestras sincrónicas con el estímulo son coleccionadas y agregadas a las colectadas por otras muestras de otros barridos. La onda registrada será determinada, a la vez, por factores de resolución vertical y horizontal. Finalmente, el proceso de promediación de la señal incrementa a esta última con un factor igual a la raíz cuadrada del número de barridos colectados. La cantidad de promediaciones requeridas se halla determinada por la relación señal/ruido. Esta relación, a la vez, varía de un sujeto a otro y aún durante un determinado registro. Por consiguiente, una manera

práctica de demostrar la promediación es reduplicando el procedimiento y superponiendo los resultados (Fig. 3.6.).

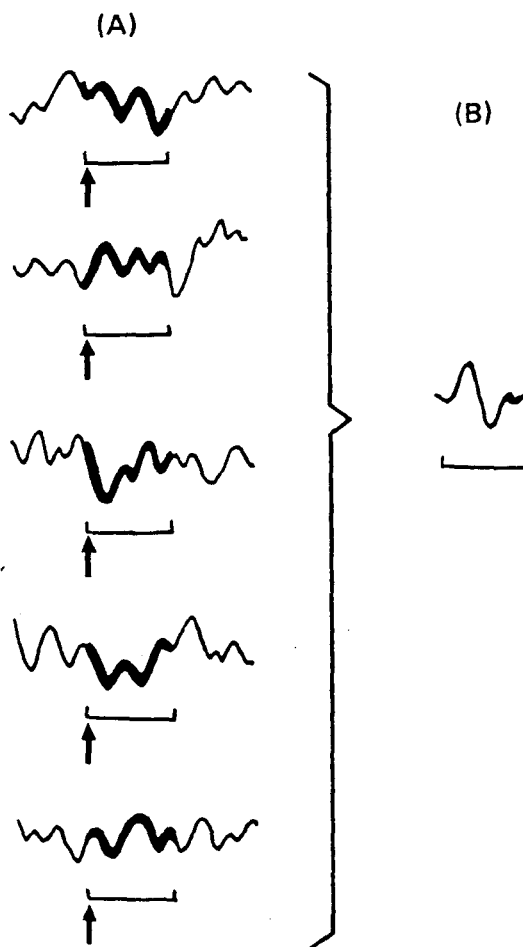


Fig. 3.5.- El proceso de la promediación de la señal requiere una relación constante en el tiempo, entre la presentación del estímulo (flechas) y el registro de la señal. (A) El promediador registra solamente la parte de la actividad eléctrica espontánea que sigue al estímulo (marcado con un trazo grueso). Así, el registro comienza con la presentación del estímulo, continúa durante un periodo determinado de tiempo, denominado tiempo de análisis o barrido. (B) La promediación de determinado número de barridos da como resultado un onda determinada. (Tomado, modificado, de **Introduction to evoked potential instrumentation**, cortesía de Nicolet Instrument Corporation).

2.7.- Representación gráfica.-

Una vez que la señal ha sido tratada y estudiada, hace falta representarla para así poder dar un diagnóstico sobre el análisis en cuestión.

La forma de representar gráficamente una señal se puede hacer de dos formas, una de ellas, como se ha venido haciendo hasta ahora, es decir, de forma tradicional, dicha forma consiste en la representación por medio de agujas, las cuales por medio de unos servomotores dibuja el trazado sobre papel. Y otra de ellas, más actual, utilizando los

ordenadores. Que por medio de distintos programas software se lleva a cabo un análisis y estudio más completo sobre las señales captadas.

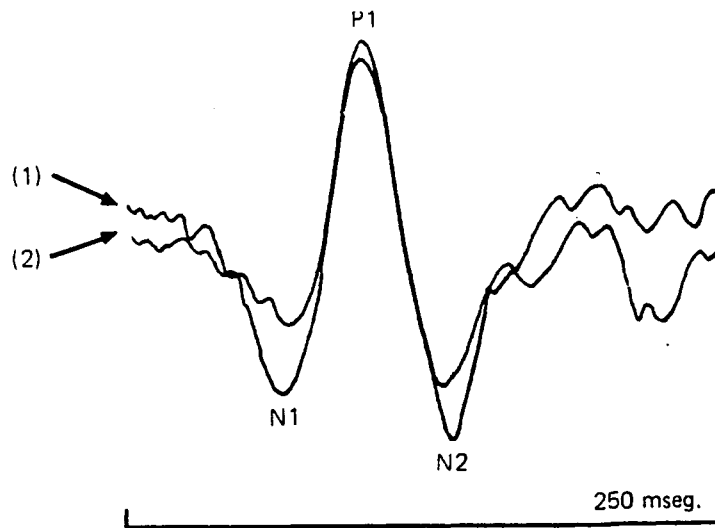


Fig.3.6.- Una vez obtenido un potencial evocado (1), se repite el procedimiento de obtención del mismo. El segundo potencial obtenido (2) se superpone al primero. Si esta duplicación del estudio es correcta, el estudio es ciertamente válido. En algunos casos se puede hacer necesario superponer más de dos potenciales, para encontrar esta coincidencia. En este caso, la coincidencia de dos estudios fue suficiente (potencial evocado visual).

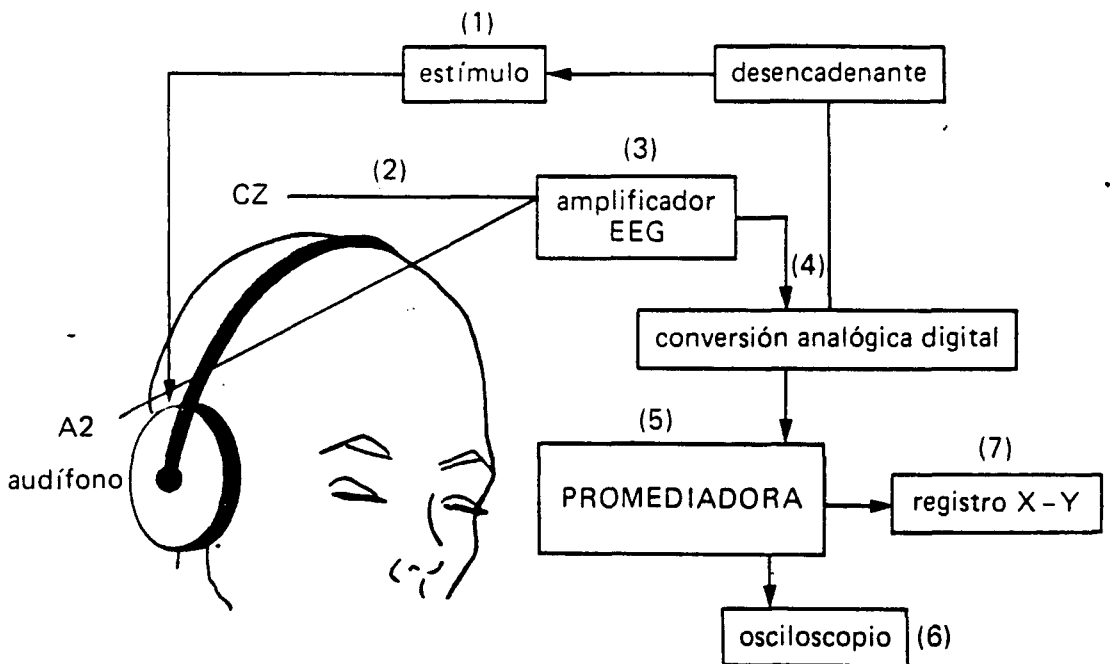


Fig. 3.7.- Diagrama básico de la obtención de un potencial evocado (en este caso auditivo). El estímulo (1) se halla sincronizado con el aparato. Los electrodos (2) captan tanto la actividad eléctrica espontánea del cerebro, EEG, como la provocada por el estímulo. Esta actividad es amplificada (3) y luego de la conversión analógica-digital (4), promediada por la computadora (5). Su resultado, al cabo de un determinado número de promediaciones previamente programadas, se visualiza en el osciloscopio (6) y se graba en forma permanente en el graficador X-Y (7).

2.8.- Ejemplo particular.-

Vamos a ver un diagrama básico para obtener, en este caso particular, un potencial evocado (auditivo).

Dicho diagrama se muestra en la figura 3.7.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Delamónica, **Electroencefalografía**, El Ateneo.
- * Tompkins, Webster, **Desing of Microcomputer-Based Medical Instrumentation**, Prentice-Hall.
- * Barber C., **Evoked Potentials**, MTP Press Ltd.

Capítulo 2: Dispositivos electrónicos utilizados.

1.- ESTIMULADORES/CAPTADORES.-

1.1.- Táctiles/Térmicos.-

DESCRIPCIÓN DE LOS ESTIMULADORES.

Desde el punto de vista del diseño del mecanismo estimulador, es necesario establecer con precisión las especificaciones técnicas más convenientes para cumplir su cometido con óptima eficacia.

En el caso que nos ocupa, hemos juzgado que las especificaciones mínimas que debe cumplir dicho mecanismo son las siguientes:

a) Estimulador táctil:

- 1.- Fuerza de estimulación variable desde 0 hasta 5 newton, de forma continua y con una precisión del 1%.
- 2.- Punta de aplicación troncoconica, con posibilidad de intercambio de puntas de distinto diámetro.
- 3.- Intervalo de tiempo interestímulos regulable desde un mínimo de 0,5s.
- 4.- Posibilidad de aplicación del estímulo a diversas partes de la anatomía humana.
- 5.- El control de todas las variables del sistema debe ser normal o automático desde un microprocesador exterior.

b) Estimulador térmico:

- 1.- Incremento de temperatura con respecto a la zona de la piel en donde se va a aplicar el estímulo, variable en rango amplio. La precisión de este incremento de temperatura es una décima de grado centígrado.
- 2.- Intervalo interestímulos regulable desde un mínimo de 0,5s.
- 3.- Posibilidad de aplicación del estímulo a diversas partes de la anatomía humana.
- 4.- El control de todas las variables debe ser manual y automático del mismo modo que en el estimulador táctil.

Las anteriores especificaciones han sido establecidas con la intención de conseguir un aparato con la mayor flexibilidad posible, en cuanto a sus prestaciones, a fin de conseguir una mayor versatilidad, en lo que se refiere a su utilización como aparato de investigación.

PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO.

a) Estimulador táctil:

En la figura 3.8. se muestra un plano de conjunto del mecanismo estimulador en sección, en lo que respecta a su parte mecánica.

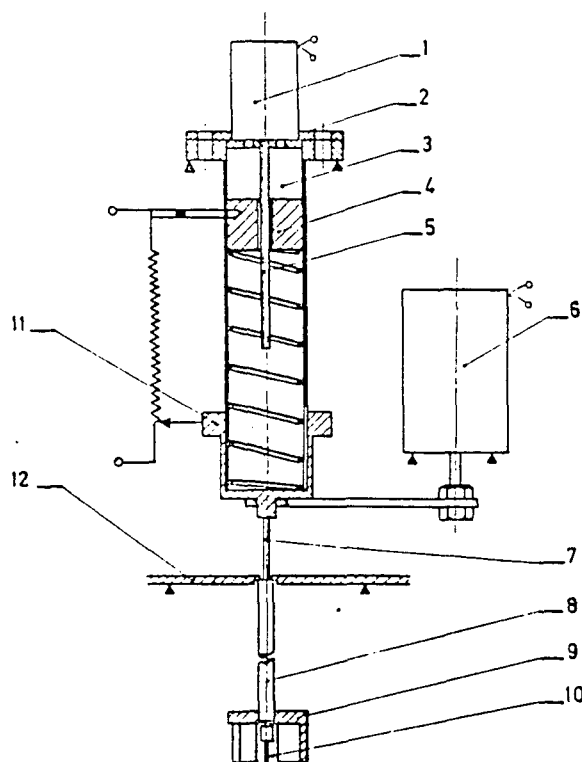


Fig. 3.8.- Conjunto: 1 motor, 2 tapa motor, 3 cilindro, 4 tuerca circular, 5 eje roscado, 6 electroimán, 7 cable flexible, 8 funda, 9 aplicador, 10 aguja, 11 platillo, 12 chasis.

Sobre la parte del estimulador correspondiente a los circuitos electrónicos de control daremos detalle de su diseño y funcionamiento.

Para obtener mayor claridad en la figura se han omitido en ella algunos detalles referentes a la sujeción del aparato y a la guía del cursor del potenciómetro por parte del platillo inferior y de la tuerca circular.

Como fácilmente se intuye al observar el plano del mecanismo, el principio de generación de fuerza elegido es la compresión de un muelle calibrado a través de un mecanismo de husillo compuesto por el conjunto motor-eje-roscado-tuerca circular. Se ha elegido este sistema por su simplicidad, siendo compatible con las especificaciones deseadas para el aparato. Por otra parte, la medida de la fuerza, realmente aplicada sobre la piel resulta muy sencilla, sin más que valorar la longitud de compresión del muelle, a través de la tensión eléctrica en el cursor del potenciómetro. Dicho potenciómetro es de tipo lineal con pista recta.

El principio de funcionamiento es el siguiente: partiendo de la posición de reposo del aparato, figura 3.9.a, se ajusta la fuerza de estimulación, bien de forma manual (ajustando la posición de un potenciómetro de referencia), o bien de forma automática (a través de un bus de entrada de datos), junto con las variables de intervalo de tiempo

interestímulos, tiempo de aplicación del estímulo y número de estímulos que se van a aplicar.

Una vez realizado esto, el circuito de control suministra corriente al motor, que gira hasta comprimir el muelle una longitud tal que la fuerza de compresión de éste sea igual a la fuerza solicitada de estimulación, como se muestra en la figura 3.9.b.

Seguidamente, una vez detectada la estabilidad de la fuerza de compresión del muelle, comienza la estimulación, para lo cual el circuito de control interrumpe la corriente del electroimán, quedando por tanto libre el platillo, que descarga la fuerza de compresión del muelle sobre la aguja de estimulación a través del cable flexible, tal como se muestra en la figura 3.9.c.

Naturalmente la zona de la piel estimulada cede algunos milímetros ante la presión de la aguja, implicando dicho proceso una cierta relajación del muelle y por tanto una pérdida en el valor de la fuerza realmente aplicada. Consecuentemente en ese mismo momento, el motor se vuelve a poner en marcha hasta recuperar la compresión del muelle que se corresponde con el valor de la fuerza de estimulación solicitada. Este proceso se muestra en la figura 3.9.d, pudiendo observarse que la aguja está aplicando sobre la piel la fuerza de estimulación deseada.

Pasado el tiempo de aplicación del estímulo solicitado del aparato, el circuito de control suministra corriente al electroimán, el cual de forma casi instantánea provoca el retorno del platillo a su posición inicial tal como se muestra en la figura 3.9.e.

Una vez culminada esta operación, el motor recupera la longitud de compresión del muelle, que se corresponde con la fuerza de estimulación deseada. Durante todo el proceso está en funcionamiento un temporizador ajustado al intervalo de tiempo interestímulos, pasado el cual se repite el ciclo de estimulación, figura 3.9.f.

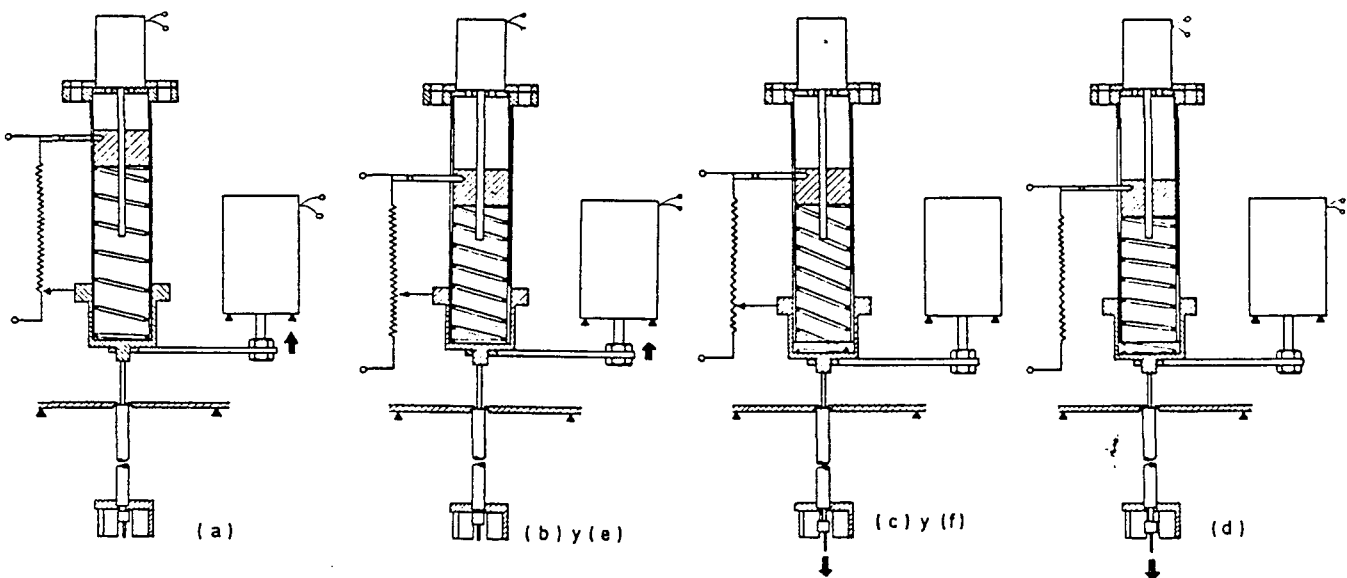


Fig. 3.9.- a) Posición de reposo; b) primera regulación; c) estimulación; d) corrección del error; e) rearme del equipo; f) estimulación siguiente.

b) Estimulador térmico.

El diseño y construcción del estimulador térmico se encuentra en fase inicial, por lo que aquí expondremos brevemente cuales son las líneas generales para la construcción del mismo.

En primer lugar, como exigen las especificaciones del diseño del aparato, la variable de la estimulación es la diferencia de temperaturas existente entre la punta del estimulador y la zona de la piel donde se va a aplicar el estímulo. Las restantes variables son las ya referidas para el estimulador táctil, es decir, tiempo de aplicación del estímulo, intervalo interestímulos y número de estímulos a aplicar.

El principio elegido para provocar el calentamiento necesario de la punta de estimulación con respecto a la zona de la piel que se va a estimular, es el efecto Joule de calentamiento de una resistencia eléctrica situada en la punta de estimulación.

La medida del salto térmico existente entre las referidas superficies se realiza mediante un termopar situado entre la piel y la punta de estimulación, de tal forma que la señal de salida del termopar es directamente proporcional a la diferencia de temperatura existente entre dichas superficies. Para garantizar que se mantiene a largo plazo la diferencia de temperaturas citada, en primer lugar se estabiliza ésta y posteriormente durante la estimulación se va produciendo una regulación continua, para evitar fundamentalmente el efecto de calentamiento de la zona de la piel sobre la que se está actuando debido a las sucesivas estimulaciones.

Por otra parte, el mecanismo que se utiliza para provocar la estimulación térmica, es decir, para poner en contacto la punta caliente con la piel, es el mismo que se ha expuesto para el estimulador táctil, debidamente modificado.

1.2.- Electrodo.-

1.2.1.- Introducción.-

La actividad bioeléctrica cerebral es captada a nivel del cuero cabelludo por los electrodos, luego es amplificada en las diferentes etapas del electroencefalógrafo y, finalmente, registrada por oscilógrafos sobre un papel en movimiento.

Los electrodos deben ser diseñados y contruídos de tal manera que permitan registrar la actividad eléctrica en forma eficiente y con el mínimo de distorsión. En fisiología, las características de lo que se va a registrar y su situación anatómica determinan el tipo de electrodos a utilizar y éstos, a su vez, el tipo de circuito amplificador que se requiere.

Si bien los electrodos puede ser de tamaño, forma y materiales distintos, y aplicados sobre el cuero cabelludo por diferentes medios, deben tenerse en cuenta algunos principios generales en el diseño y uso de los mismos. Ciertamente, es inútil utilizar aparatos con un alto grado de amplificación lineal si los electrodos encargados de detectar las señales eléctricas las distorsionan antes de que éstas lleguen a los circuitos amplificadores.

1.2.2.- Características generales.-

Potencial del electrodo. Cuando se introduce un metal en una solución se produce una diferencia de potencial entre el metal y la solución. Esto se debe en la actualidad a dos procesos: 1) pasaje de iones del metal a la solución, y 2) descarga de los iones metálicos en la solución para formar átomos del metal sobre el electrodo (Cooper, 1.963). Cuando los iones que se separan del metal del electrodo superan a los que retornan, se produce un exceso de electrones en el metal. Consecuentemente, cuando esto ocurre, los cationes se acumulan en la solución formando una doble capa eléctrica. En este proceso se alcanza un equilibrio y es entonces cuando el electrodo muestra su potencial, que puede definirse como la diferencia de potencial entre el metal y el volúmen de la solución. Cualquier tipo de electrodo, por tanto, tendrá su propio potencial que depende del metal utilizado. (tabla 3.1.).

Material del electrodo	Potencial del electrodo en voltios
Aluminio ⁺⁺⁺ /Aluminio	- 1,66
Titanio ⁺⁺ /Titanio	- 1,63
Cromio ⁺⁺⁺ /Cromio	- 0,7
Hierro ⁺⁺⁺ /Hierro	- 0,44
Níquel ⁺⁺ /Níquel	- 0,14
Plomo ⁺⁺ /Plomo	- 0,13
Hidrógeno ⁺ /Hidrógeno	0 (Arb.)
Cobre ⁺⁺ /Cobre	+ 0,35
Cobre ⁺ /Cobre	+ 0,52
Plata ⁺ /Plata	+ 0,80
Platino ⁺⁺ /Platino	+ 1,2
Oro ⁺ /Oro	+ 1,7

Tabla 3.1.-

Electrodos impolarizables. Con los electroencefalógrafos modernos se ha reducido considerablemente el efecto de la polarización de los electrodos, factor de suma importancia en los comienzos de la electroencefalografía (Hill y Parr, 1.963).

Cuando se interrumpe el equilibrio de iones del electrodo se produce la polarización electrolítica y se dice que el electrodo se ha polarizado; esto se debe al cambio de velocidades de uno o más de los procesos que ocurren en el metal del electrodo durante la descarga o formación de iones.

Los electrodos impolarizables, también denominados electrodos reversibles, tienen la característica de que no se producen cambios químicos si se aplica un voltaje igual y opuesto al potencial del electrodo. La polarización de un electrodo se reduce utilizando un metal recubierto por uno de sus propios componentes. La combinación más comúnmente usada es Ag/Cl Ag. Estos, sin embargo, tienen algunos inconvenientes. Una forma de eliminarlos es la propuesta de Cooper (1.956), que consiste en guardar estos electrodos, cuando no se los usa, en un plato especial que mantiene los terminales en solución salina. De esta manera se produce un cortocircuito que mantiene a los electrodos en un mismo potencial. Sumergido en la solución salina se halla un vástago de carbón. Como este material, en solución salina, es electronegativo con respecto a la plata, se forma una especie de batería que continuamente clorura los electrodos. De acuerdo con Cooper, recurrir regularmente a este tipo de almacenamiento hace que los electrodos sean estables y uniformes en su registro.

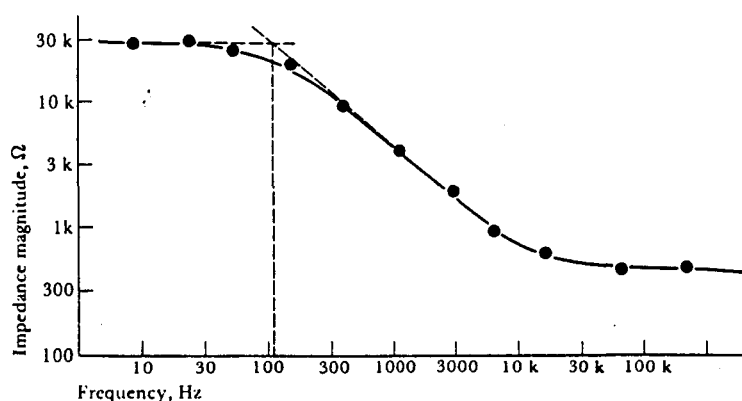


Fig. 3.10.- Función de la frecuencia de un electrodo.

1.2.3.- Tipos de electrodos.-

La actividad eléctrica del cerebro puede captarse sobre el cuero cabelludo y también en la base del cráneo, sobre el cerebro expuesto o en las profundidades del mismo.

Podemos dividir los electrodos en tres tipos: 1) superficiales, aplicables sobre el cuero cabelludo; 2) especiales (o basales), aplicables en la base del cráneo sin necesitar procedimientos quirúrgicos; 3) neuroquirúrgicos, porque necesitan este medio para su aplicación, pudiendo ser corticales o intracerebrales.

Estas distintas formas de captar la actividad eléctrica cerebral hacen que el gráfico resultante reciba diferentes denominaciones: cuando se utilizan electrodos de superficie o basales, se obtiene el electroencefalograma; cuando se usan electrodos quirúrgicos, el electrocorticograma; y cuando se emplean electrodos profundos, el estereoelectroencefalograma.

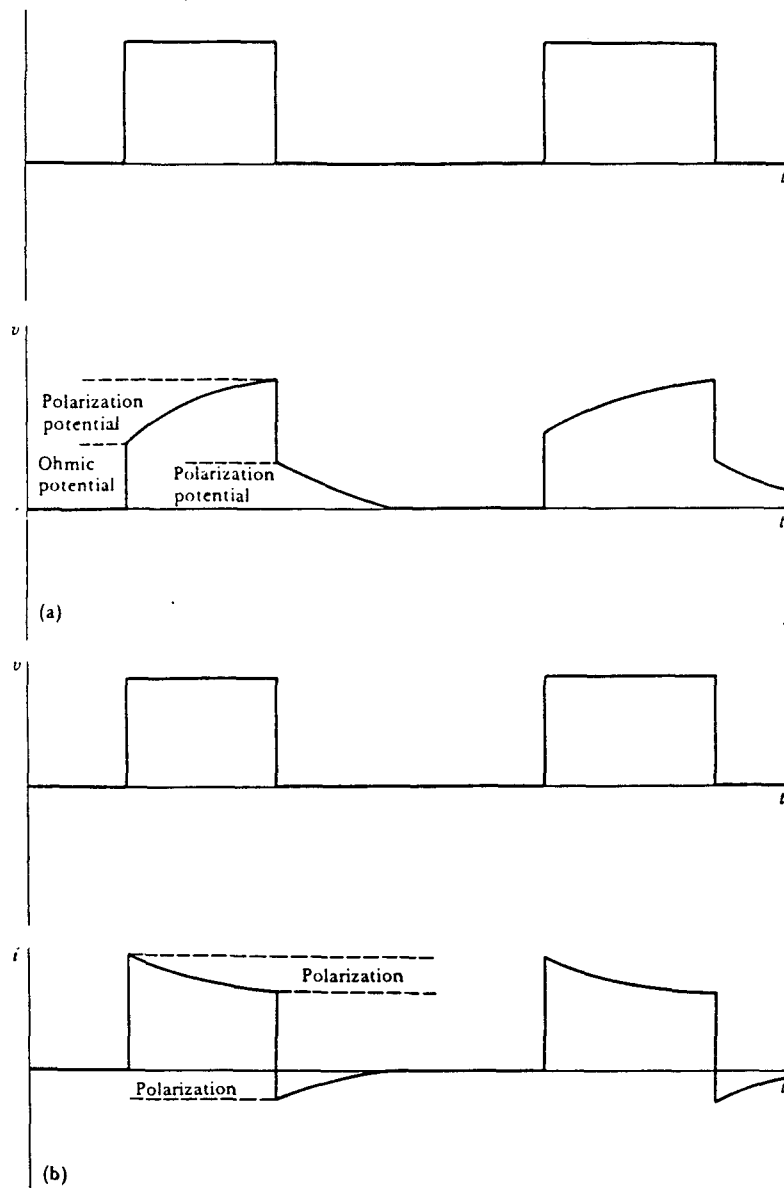


Fig. 3.11.- Funciones Voltaje y Corriente tomadas por electrodos

ELECTRODOS SUPERFICIALES.

En electroencefalografía se utilizan electrodos que además de las características mencionadas, deben ser de fácil y rápida colocación, indoloros, y permanecer en sus lugares de colocación durante un tiempo prolongado sin dificultades. Para tales fines se han diseñado varios tipos de electrodos, que son: adhesivos, de contacto y de aguja.

Cualquiera que sea el tipo de electrodo utilizado, la impedancia interelectrónica, una vez que están estos aplicados sobre el cuero cabelludo, no debe ser mayor de $5K\Omega$ y no deben producir artificios durante el registro.

Electrodos adheridos. Trazados relativamente libres de artificios, se obtienen fácilmente con electrodos adheridos.

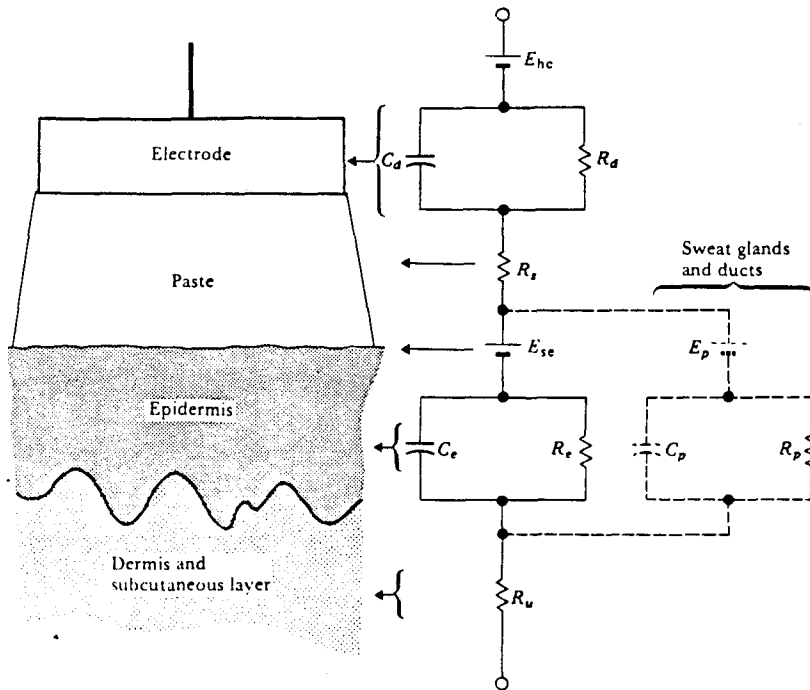


Fig. 3.12.- Electrodo Superficial.

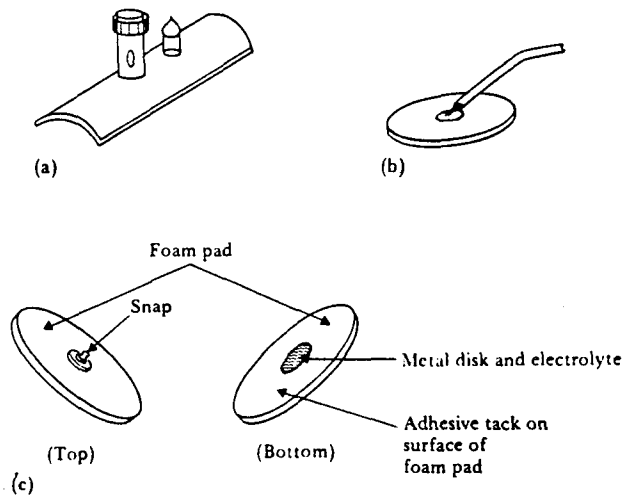


Fig. 3.13.- Electrodo Superficial.

Estos consisten en un pequeño disco metálico, de unos 5mm. de diámetro, que se adhieren al cuero cabelludo por medio de un pasta a base de bentonita (Fig. 3.14.).

Esta pasta, que es a la vez conductora, fija al electrodo por varias horas, sin mayores problemas. En nuestro medio se suelen utilizar electrodos de soldadura. Estos electrodos tienen muy baja impedancia cuando son correctamente aplicados (entre 1.000 y 2.000Ω).

Los electrodos así adheridos pueden removerse fácilmente con agua, cosa que facilita corregir su ubicación cuando ello es necesario. Para adherir el electrodo también puede emplearse collodion u otras pastas similares.

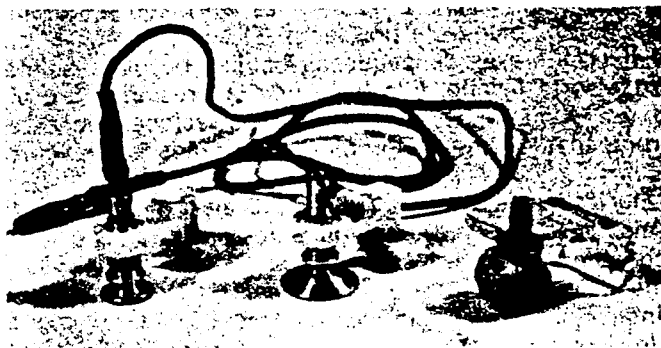


Fig. 3.14. - Electrodo de Soldadura.

Un tipo especial de electrodo adherido es el diseñado por Cooper y Walter (1.957), que consiste en un capuchón de goma conteniendo en su interior un electrodo de plata clorurada. Fue especialmente diseñado para usar en recién nacidos.

Electrodos de contacto. Los electrodos de contacto, que deben ser sujetados por el cráneo por medio de bandas elásticas se observan en la figura 3.16.

Consiste en un tubo de plata enroscada a través de un soporte de plástico, el cual se coloca debajo de la banda elástica. La parte inferior del tubo de plata puede hallarse envuelta en tejido embebido en solución salina, que queda en contacto directo con el cuero cabelludo.

El extremo superior queda libre y sobre él se aplica una pinza tipo **cocodrilo**, u otro sistema, que lo conecta a la caja de electrodos. Cuando no se hallan en uso, estos electrodos deben almacenarse en la forma descrita por Cooper, ya mencionada. Este tipo de electrodos tiene el inconveniente de que los movimientos de cabeza, al desplazarlos, originan abundantes y molestos artificios. Más aún si el paciente está acostado, su ubicación es incómoda y no permite la colocación de los electrodos occipitales.

Electrodos de aguja. Los electrodos de aguja, según Delay y Verdeaux (1.967), ya han sido abandonados. Son inadecuados, en cierto modo, algo dolorosos y peligrosos. El mayor peligro de estos electrodos es la posibilidad de transmitir hepatitis virósicas (Grass y Hazel, 1.962), siendo su uso, por tanto, desaconsejado.

Grass obtuvo evidencia de que los electrodos de aguja distorsionan y reducen la amplitud de las frecuencias altas.

Por supuesto, estos electrodos deben ser desinfectados antes de cada uso y su manipuleo debe ser semejante al de cualquier inyección.

ELECTRODOS ESPECIALES (BASALES).

Los distintos tipos de electrodos mencionados, el más recomendable posiblemente es el adherido con pasta de bentonita, registran la actividad eléctrica del cerebro sólo a nivel de la convexidad del cráneo.

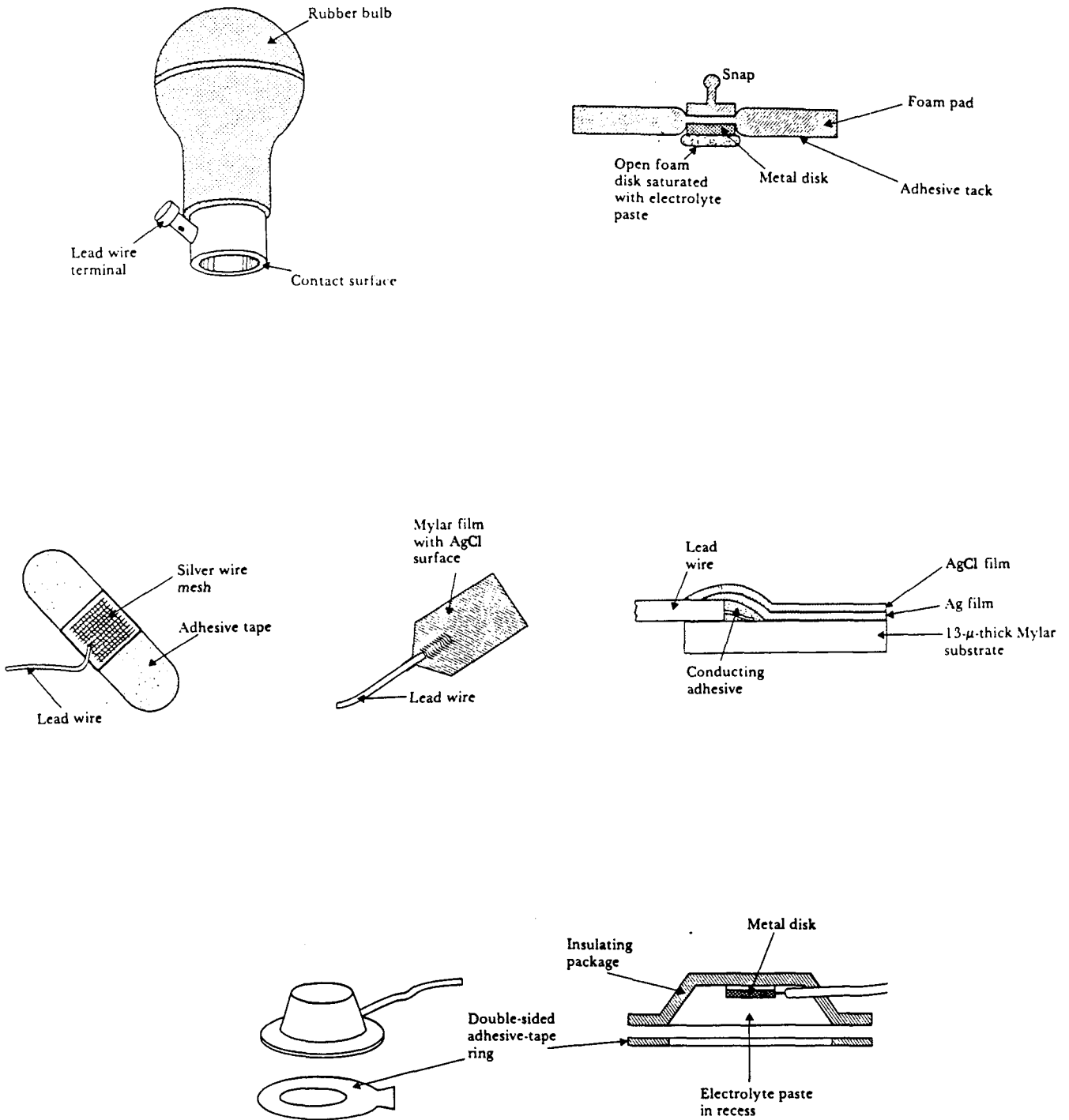


Fig. 3.15.- Electrodo Adhesivos.-

Sin embargo, queda por explorar la cara interna del hemisferio cerebral y su base. La cara interna del cerebro, por supuesto, no es accesible. La parte basal, en cambio, tiene

vías de acceso que permiten su exploración con electrodos especialmente diseñados para ello. De esta manera se han introducido electrodos especiales, como el faríngeo, el esfenooidal y el timpánico, que se denominan genéricamente electrodos basales porque exploran la base de los lóbulos frontales y temporales del cerebro.

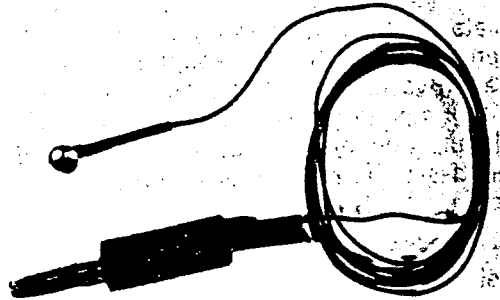


Fig. 3.16.- Distintos tipos de electrodos de contacto.

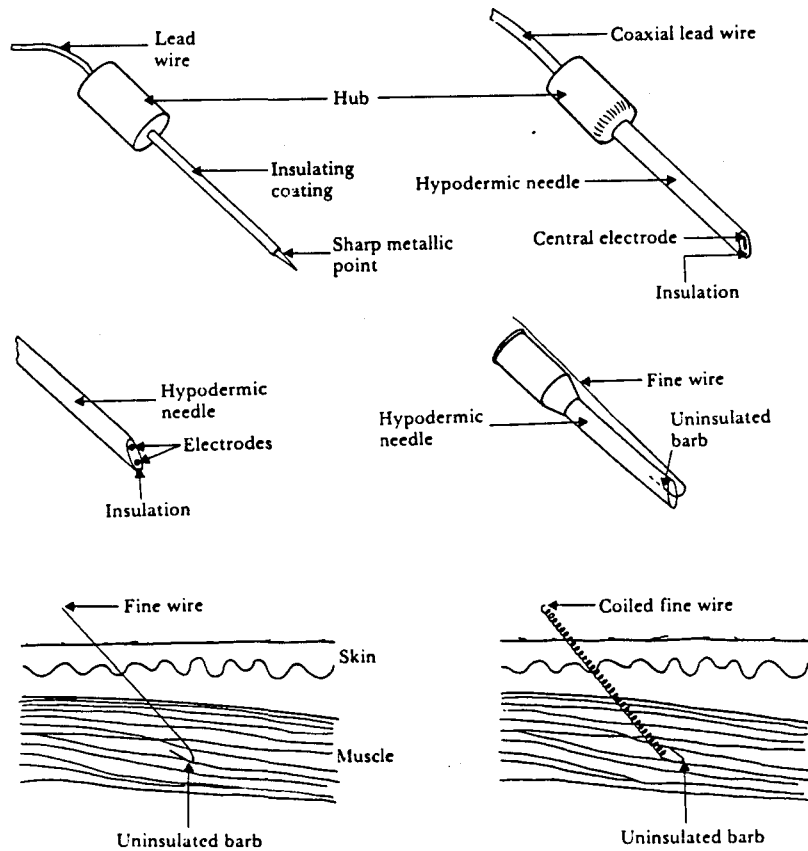


Fig. 3.17.- Electrodo de Aguja.

Electrodo faríngeo. Ya en 1.938 se había diseñado un electrodo que, insertado a través de las fosas nasales, llegaba hasta la base del cerebro al ponerse en contacto con el hueso en la región nasofaríngea posterior (Grinker y Serota, 1.938). Consistía en un estilete cuyo uso involucraba cierto peligro.

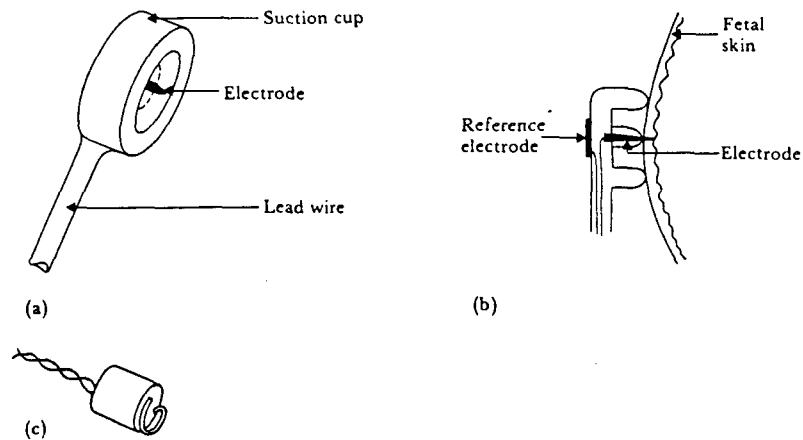


Fig. 3.18. - Electrodo de Aguja.

Ciertos electrodos faríngeos dobles, introducidos a través de las fosas nasales, registran la actividad eléctrica de la base del cerebro; tiene una doble curvatura, primero hacia arriba y luego hacia afuera y fueron diseñados por Roubicek y Hill (1.948), por Gastaut (1.948) y por Mac Lean (1.949).

El electrodo diseñado por Mac Lean consiste en un tubo de plata de 12,5cm de largo y 2,5mm de grosor, contorneado y aislado excepto en su extremo. Este tipo de electrodo no necesita anestesia de la mucosa nasal, se inserta con facilidad y no entraña peligro alguno. Su inconveniente consiste en que da muchos artificios cuando se provoca activación por medio de la hiperpnea. Además, no siempre es posible obtener registros adecuados, pues la mucosidad de la membrana faríngea no permite lograr una resistencia baja. Aunque no se lo debe usar de rutina, su utilización puede ser útil en casos especiales.

Electrodo timpánico. Otro tipo de electrodo basal es el timpánico, ideado por Avellano (1.949). Consiste en un tubo de plata de 6cm de largo y 2,5mm de espesor, contorneado en forma de S para adaptarlo a la curvatura del conducto auditivo externo. El electrodo se pone así en contacto con el tímpano y registra la actividad eléctrica de la base del lóbulo temporal.

Electrodo esfenoideal. El electrodo esfenoideal, también llamado de **ala magna**, fue construido para explorar especialmente la cara basal de la parte anterior del lóbulo temporal, y es posiblemente el electrodo de elección entre los basales. Fue diseñado por Kristensen y Reyes y experimentado por Jasper (1.949). Este electrodo consiste en una aguja hipodérmica de acero, de 5cm de largo y 0,6mm de diámetro, aislada, excepto en su punta, por un baño de baquelita (Pampiglione, 1.956). Marshall (1.957), en cambio, utiliza un fino alambre-electrodo con su punta aislada. El electrodo de Marshall es el más recomendable, pues en caso de una convulsión no corre el riesgo de romperse.

ELECTRODOS NEUROQUIRURGICOS.

Son utilizados por el neurocirujano durante el acto quirúrgico. Pueden ser duros, corticales o intracerebrales.

Electrodos duros. Introducidos por Jasper en 1.941, los electrodos duros se usan muy poco en la actualidad. Registran la actividad eléctrica del cerebro a través de la duramadre, aprovechando agujeros de trefina hechos por el neurocirujano. Fueron superados por los electrodos corticales.

Electrodos corticales. Estos electrodos registran la actividad eléctrica del cerebro al ponerse en contacto directo con éste, en la craniotomía (Fig. 3.19.)

Al principio se aplicaban directamente sobre el cerebro expuesto, pero el sistema era un tanto rudimentario y no permitía utilizar muchos electrodos. La técnica fue prontamente mejorada por Jasper (1.949) y por Marshall (Walker, 1.949), quienes idearon soportes para los electrodos. El diseñado por Marshall consiste en un platillo de lucita que contiene de 10 a 16 electrodos, colocados en una bisagra universal que permiten orientarlos en cualquier dirección. El platillo es afirmado en el hueso del cráneo por medio de un clamp. El contacto con la corteza se hace a través de pequeñas bolillas de plata sujetadas por un resorte liviano. Ello hace que la presión sobre el cerebro sea sumamente suave, y las pulsaciones de éste no interrumpa el contacto ni producen daños en la corteza.

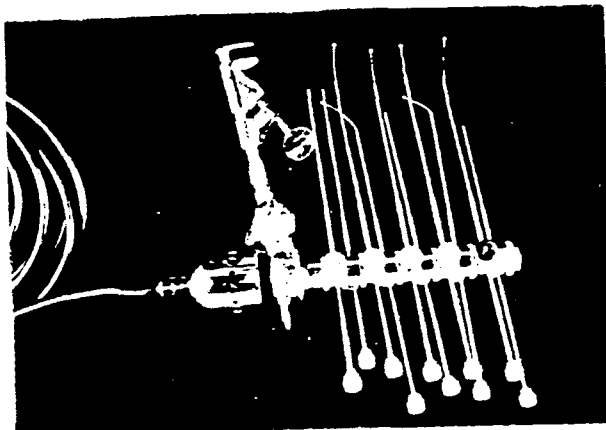


Fig. 3.19.- Electrodos Corticales.-

Electrodos profundos (intracerebrales). Son la expresión más moderna y promisoría para el estudio de los epilépticos. Los estudios realizados con estos electrodos han modificado las nociones sobre epilepsia e incluso los criterios interpretativos de los electroencefalogramas.

Inicialmente, los electrodos profundos fueron utilizados en Inglaterra por Gray Walter y Dovey (1.946), y por Lennox y Ruch (1.946) en EEUU.

A partir de 1.949 se multiplicaron las investigaciones con electrodos intracerebrales, y su uso evolucionó en forma paralela al desarrollo de las intervenciones psicoquirúrgicas y de coagulación de los núcleos profundos (Ribstein, 1.960). La técnica de

registros intracerebrales fue ampliamente utilizada en los Estados Unidos por Bickford, Brazier, Delgado, Walter, Spiegel, Heath, etc., y en Europa por Sam-Jacobsen, G. Walter, Bancaud y otros. En nuestro país la primera publicación corresponde a Betti y colaboradores (1.962).

Existen dos tipos de electrodos para registrar la actividad eléctrica subcortical del cerebro. Unos son de implantación aguda, es decir, que se insertan y luego se retiran al terminar el registro, en un solo acto quirúrgico. Los otros son de implantación crónica, o sea que se colocan y se dejan en el lugar durante varios días, incluso un par de meses.

El registro intracerebral recibió el nombre de estereoencefalografía por Bancaud y Dell.

Hay varios modelos de electrodos profundos, que son colocados en estructuras profundas previamente determinadas por el neurocirujano especializado en cirugía estereotáxica (Fig. 3.20.).

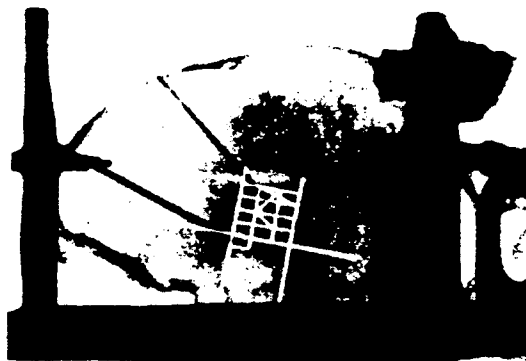


Fig. 3.20.-Radiografía que muestra electrodos intracerebrales colocados en distintas estructuras profundas del cerebro.

Los electrodos intracerebrales fueron modificados y mejorados a lo largo de los años, y se aprovechó su diseño para registrar otras variables además de la bioeléctrica. Así, por ejemplo, se han diseñado electrodos capaces de registrar también la concentración de CO_2 y O_2 cerebral, el potencial C.D., la impedancia tisular, la temperatura tisular, etc. (Cooper, 1.965).

1.2.4.- Colocación de electrodos.-

La necesidad de repetir estudios en un mismo paciente, o la de comparar trazados de otros laboratorios, hace obviamente necesario que los electrodos sean colocados siempre en el mismo lugar, especialmente en áreas anatómicas predeterminadas. Estos conceptos fueron formulados en el Primer Congreso Internacional de Electroencefalografía realizado en Londres en 1.947, y en el cual se comisionó a Herbert Jasper para establecer un sistema de posición de electrodos sobre el cuero cabelludo que pudiera ser utilizado de rutina por todos los laboratorios. Jasper, había estudiado y comparado los sistemas de colocación de electrodos utilizados en The National Hospital, Queen Square, de Inglaterra,

los empleados por Gibbs en Chicago, el método desarrollado por Schwab y Abott en el Massachusetts General Hospital, y el procedimiento usado por él mismo en el Montreal Neurological Institute de Canadá.

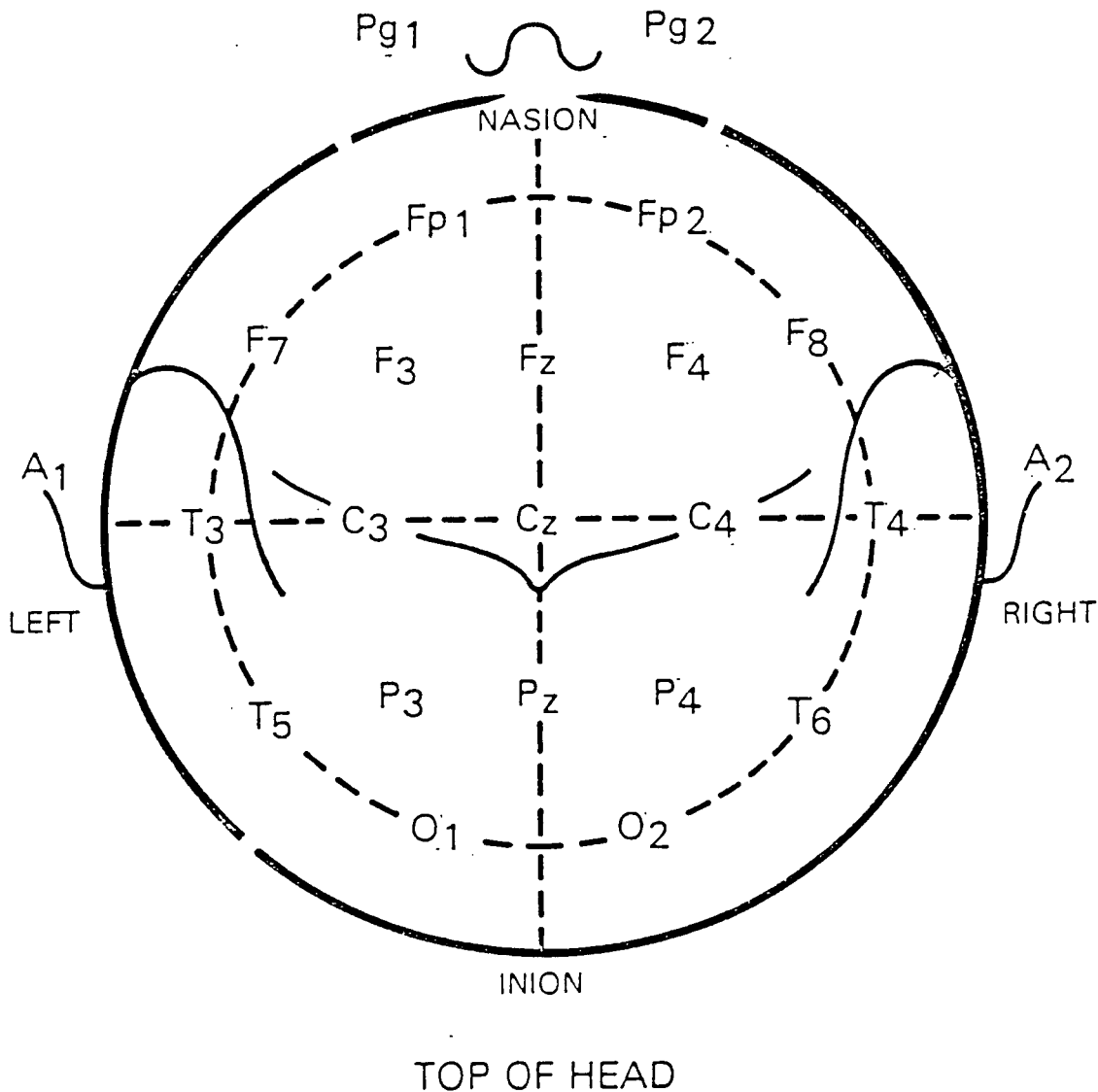


Fig. 3.21.- Colocación de Electrodo Internacional (10-20).

Aprovechando las ventajas de cada uno, fijó los principios que lo llevarían luego a establecer el método conocido como 10-20. Estos principios, resumidos, fueron los siguientes: 1) la posición de los electrodos debe ser determinada por la medición de reparos anatómicos del cráneo, siendo esta medición proporcional al tamaño de la cabeza; 2) todas las partes de la cabeza deben ser adecuadamente cubiertas con designaciones standard; 3) la designación de cada posición no debe hacerse por medio de números sino en términos

anat6micos relacionados con el 6rea cerebral, de manera que tenga significado para aqu6l que no est6 especializado; 4) deben realizarse estudios anat6micos para determinar el 6rea cortical que m6s probablemente se halla debajo de cada posici6n standard del electrodo. Para ello fue ayudado por Penfield, McRae y Caveness, quienes hicieron estudios anat6micos por medio de la radiolog6a y de autopsias.

Como fruto de este sistema surgi6 el metodo denominado **Sistema Diez Veinte de Electrodo de la Federaci6n Internacional**, publicado por el Journal de EEG (Jasper, 1.958) y recomendado para su uso por dicha Federaci6n.

UBICACION DE ELECTRODOS SUPERFICIALES.

Sistema 10.20. el m6todo de colocaci6n de electrodo del sistema 10-20 puede resumirse en la siguiente manera:

I) Medici6n anteroposterior (Fig. 3.22.)

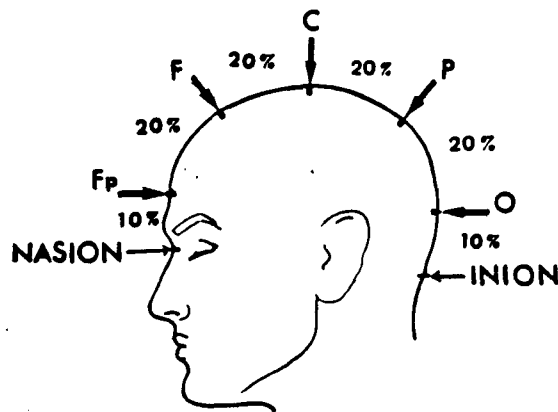


Fig. 3.22.- Sistema 10-20 de la Federaci6n Internacional. Medici6n 6ntero-posterior. Explicaci6n en el texto.

- 1.- Se mide la distancia entre el nasion y el ini6n, sobre el v6rtex.
- 2.- El 10% de esta distancia, sobre el nasion, corresponde al reparo Fp (Fronto-polar).
- 3.- A partir del punto Fp, hacia atr6s, se agrega el 20% de la distancia nasion-ini6n y se establece as6 el punto de reparo F (Frontal).
- 4.- De la misma manera, agregando el 20% de la distancia nasion-ini6n, a partir de la F y hacia atr6s, se ubica el reparo C (Central).
- 5.- El punto P (Parietal) se ubica agregando otra vez el 20%.
- 6.- El reparo O (Occipital) puede ubicarse agregando el 10% de la distancia nasion-ini6n, partiendo del ini6n y yendo hacia adelante, o agregando el 20% al electrodo P, hacia atr6s.

II) Medici6n lateral (coronal) (Fig. 3.23.).

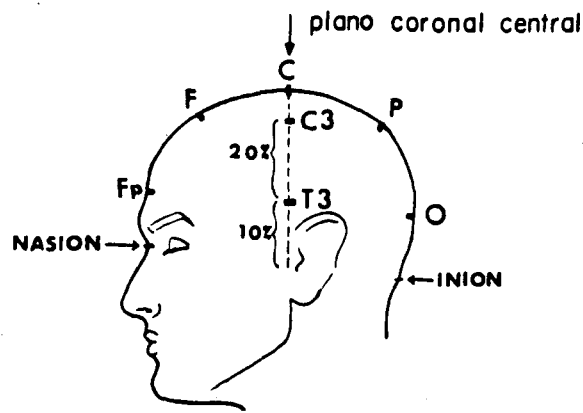


Fig.3.23.- Sistema 10-20. Medición lateral (coronal). Explicación en el texto.

- 1.- Se mide la distancia, de izquierda a derecha, entre los dos puntos preauriculares, pasado por el punto C, antes determinado.
- 2.- A partir del punto preauricular, el 10% de la medida hacia arriba corresponde al electrodo T3 (Temporal Medio).
- 3.- El electrodo C3 corresponde al punto situado a 20% de la distancia total, por arriba de T3.
- 4.- F3 se coloca sobre la línea coronal frontal, equidistante entre el punto F y la línea de electrodos temporales.
- 5.- P3 se ubica sobre la línea coronal parietal, equidistante entre el punto P y la línea de los temporales.

III) Medición lateral (anteroposterior), línea temporal (Fig. 3.24.).

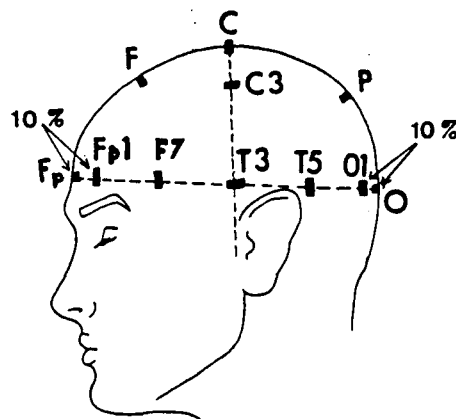


Fig. 3.24.- Sistema 10-20. Medición lateral (ántero-posterior).

- 1.- Se mide la distancia entre el punto medio Fp y el punto medio O, a través de T3, ya determinado.
- 2.- El 10% de esta distancia, a partir del punto medio Fp, corresponde a Fp1, hacia la izquierda.

- 2.- El 10% de esta distancia, a partir del punto medio Fp, corresponde a Fp1, hacia la izquierda.
- 3.- El electrodo O1 se coloca a 10% de la distancia total mencionada, a partir del punto medio O, hacia la izquierda.
- 4.- F7 corresponde al punto medio entre Fp1 y T3, en la misma línea.
- 5.- T5, en la misma línea, en el punto medio entre T3 y O1.

De esa manera, utilizando el sistema 10-20 recomendado por la Sociedad Internacional, se coloca 21 electrodos en forma standard. La ubicación final de los electrodos puede observarse en la figura 3.25.

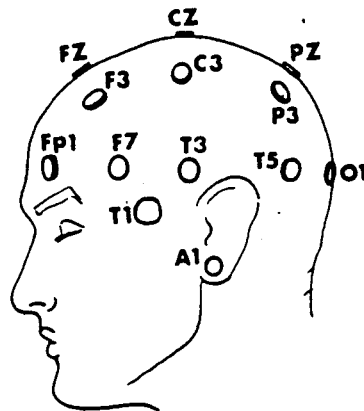


Fig. 3.25.- Colocación final de los electrodos de acuerdo con el sistema 10-20. Se ha agregado, en esta figura, la colocación del electrodo temporal anterior (T1), no determinada por el sistema 10-20.

Se han utilizado nombres anatómicos tradicionales para designar a los electrodos. En cuanto a los números adicionales, los impares corresponden al hemisferio izquierdo y los pares al hemisferio derecho. Para evitar confusiones en los electrodos de la línea media, que correspondería al número cero, como éste puede ser confundido con la letra O (Occipital), se utiliza la inicial Z que corresponde al Zero del inglés. Escribiendo Pz se evita así que P0 pueda ser tomado como Parieto-Occipital.

Indudablemente, el sistema 10-20 requiere cierto tiempo en la colocación de los electrodos, pero con práctica no insume más de 15 a 20 minutos. El tiempo consumido se compensa con la seguridad de que los electrodos se hallan colocados en áreas anatómicas correctas y en posición simétrica.

La simetría en la ubicación de los electrodos es de fundamental importancia porque en caso contrario pueden aparecer diferencias de voltaje, haciéndose el trazado artificialmente anormal.

UBICACION DE ELECTRODOS DE SUPERFICIE EN RECIEN NACIDOS Y EN NIÑOS PEQUEÑOS

El reducido tamaño de la cabeza del recién nacido no permite la colocación de 21 electrodos, como en el adulto. Además, esto no es recomendable porque la corta distancia entre cada electrodo no registraría adecuadamente las diferencias de potencial. Es por ello que en estos casos se usan 8, 10 ó 12 electrodos solamente.

El uso del sistema 10-20 se ha recomendado a partir de los 5 años de edad. Nosotros, sin embargo, lo utilizamos incluso en edades más tempranas, aunque en recién nacidos preferimos emplear un número menor de electrodos, hay otras metodologías, sin embargo, de colocación de electrodos.

COLOCACION DEL ELECTRODO DE SUPERFICIE.

Consideraremos los detalles de la colocación de los electrodos adheridos. En el lugar que corresponde a la ubicación, se separa el cabello con cuidado y se limpia el cuero cabelludo con acetona o alcohol. Esto, por supuesto, debe hacerse de la mejor manera posible, frontando incluso, hasta que la piel quede rosada. En este procedimiento no debe mojarse el pelo más de lo necesario, pues de lo contrario puede interferir en el registro y producir artificios. Luego se deja que el pelo se seque durante unos segundos.

Manteniendo el cabello así separado con los dedos de una mano, con la otra se toma una pequeña porción de pasta bentonita y se aplica sobre el cuero cabelludo ya limpio.

Es necesario tener en cuenta que el área del cuero cabelludo de la cual se registra la actividad eléctrica del cerebro depende de gran parte del área cubierta por la pasta y no del tamaño propio del electrodo. Luego, el electrodo es aplicado sobre la pasta.

COLOCACION DE ELECTRODOS BASALES.

Consideremos aquí la técnica de colocación de los dos tipos de electrodos basales más utilizados en la actualidad: el nasofaríngeo y el esfenoidal.

COLOCACION DEL ELECTRODO NASOFARINGEO.

Estos electrodos son denominados Pg1 (izquierdo) y Pg2 (derecho). Resumiremos la técnica utilizada por Mavor y Hellen (1.964).

El paciente se coloca en posición supina, previa explicación del procedimiento. Muy rara vez se necesita una anestesia local. Se eleva la punta de la nariz de manera que la cavidad nasal puede ser inspeccionada. El electrodo se desliza entonces a lo largo de la base de la cavidad nasal, pasando por debajo del cornete inferior. Una vez que su punta a pasado este reparo anatómico, la parte del electrodo que queda fuera de la fosa nasal es llevada hacia la cabeza unos 20-40°. El electrodo es entonces rotado de modo tal que la punta se mueva lateralmente hacia fuera y luego hacia arriba.

COLOCACION DEL ELECTRODO ESFENOIDAL

Estos electrodos son denominados Sph1 y Sph2, en la literatura inglesa. Los electrodos se insertan por debajo del arco zigomático de una manera similar a la usada para la inyección del ganglio trigeminal.

La introducción de electrodos esfenoideos no produce efectos secundarios y la modificación de Marshall, de usar alambres en vez de agujas, eliminó el problema de accidentes en caso de crisis convulsivas. El dolor al insertar la aguja es referido, por la mayoría de los pacientes, como similar o un poco más intenso que el de una inyección intramuscular común.

2.- AMPLIFICADORES Y PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL.-

Debido a que las señales bioeléctricas son muy pequeñas, éstas requieren amplificación. En adición a una amplificación sencilla, el amplificador puede también modificar la señal para producir un filtrado en frecuencia o efectos no lineales.

2.1.- Amplificadores operacionales ideales.-

En la figura 3.26. podemos observar un circuito equivalente de los que es un amplificador operacional.

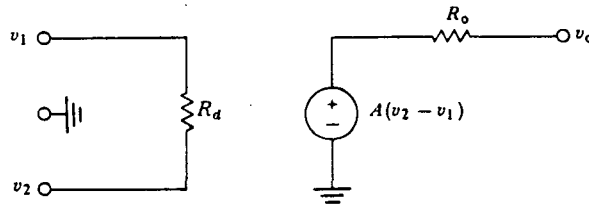


Fig. 3.26.- Circuito equivalente de un amplificador operacional.

Las características más importantes del amplificador operacional ideal son las siguientes:

- 1.- A es igual a ∞ (ganancia infinita).
- 2.- V_0 igual a 0, cuando V_1 es igual V_2 (voltaje de offset).
- 3.- R_d igual a ∞ (impedancia de entrada infinita).
- 4.- R_o es igual a 0 (impedancia de salida nula).
- 5.- Ancho de banda infinito.

En la figura 3.27. se puede ver el símbolo eléctrico del amplificador operacional, el cual incluye dos terminales de entrada diferenciales y un terminal de salida. Todos ellos medidos con respecto a masa. La potencia de alimentación de los amplificadores operacionales suele ser entre $\pm 15V$.

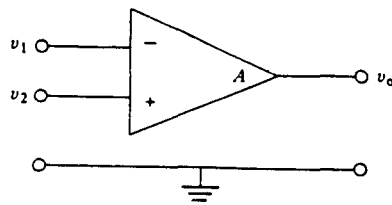


Fig. 3.27.- Símbolo de un A. operacional.

2.2.- Amplificadores inversores.-

La figura 3.28. muestra un amplificador inversor. Este amplificador es inversor porque hallando su función de transferencia sale con una ganancia negativa teniendo en cuenta el principio de tierra virtual, donde la patilla + se considera que tiene el mismo voltaje que la patilla -.

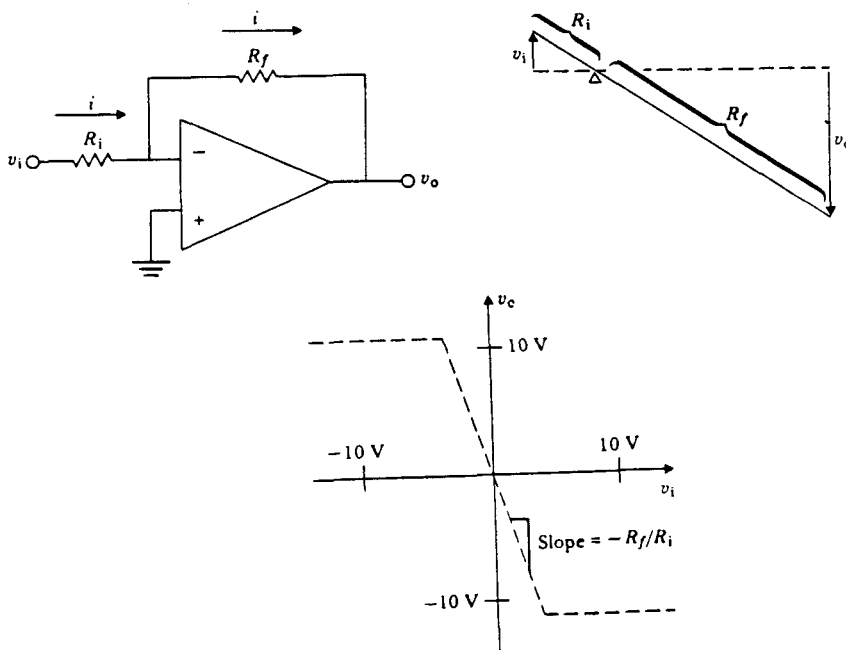


Fig. 3.28.- Amplificador inversor.

La función de transferencia será:

$$v_o = -iR_f = -v_i \frac{R_f}{R_i} \quad \text{or} \quad \frac{v_o}{v_i} = \frac{-R_f}{R_i}$$

2.3.- Seguidores.-

La figura 3.29. muestra un seguidor de ganancia 1 mientras que la figura 3.30. muestra un circuito seguidor cuya ganancia es distinta de la unidad.

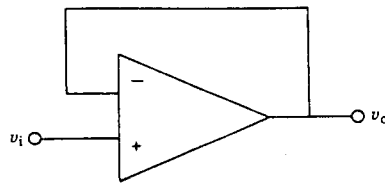


Fig. 3.29.- Seguidor de ganancia 1.

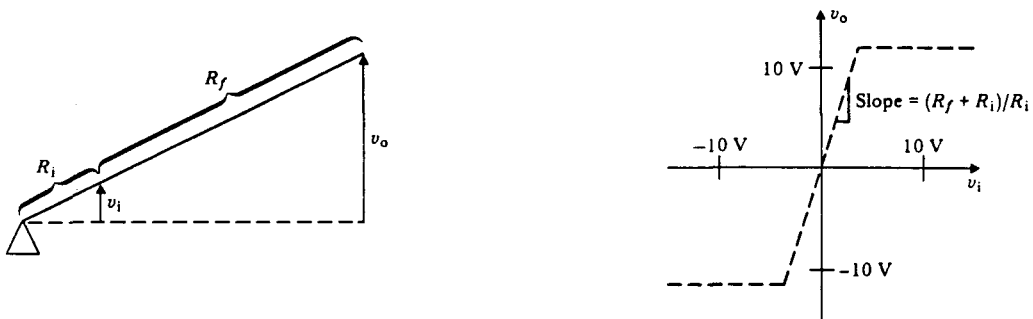
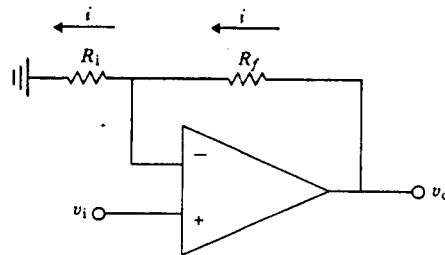


Fig. 3.30.- Seguidor de ganancia distinta a la unidad.

La función de transferencia de este seguidor cuya ganancia es distinta a la unidad será:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{i(R_f + R_i)}{iR_i} = \frac{R_f + R_i}{R_i}$$

2.4.- Amplificadores diferenciales.-

En la figura 3.31. podemos observar un amplificador diferencial llevado a cabo con amplificadores operacionales.

Podemos observar como la corriente fluye de V_4 a través de R_3 y R_4 hasta llegar a masa, teniendo en cuenta que una de las reglas del amplificador operacional es que se considera que en las patillas + y - no penetra corriente debido a una característica suya (elevada impedancia de entrada). Podemos observar que en R_3 y en R_4 hay un divisor de tensión produciéndose una atenuación.

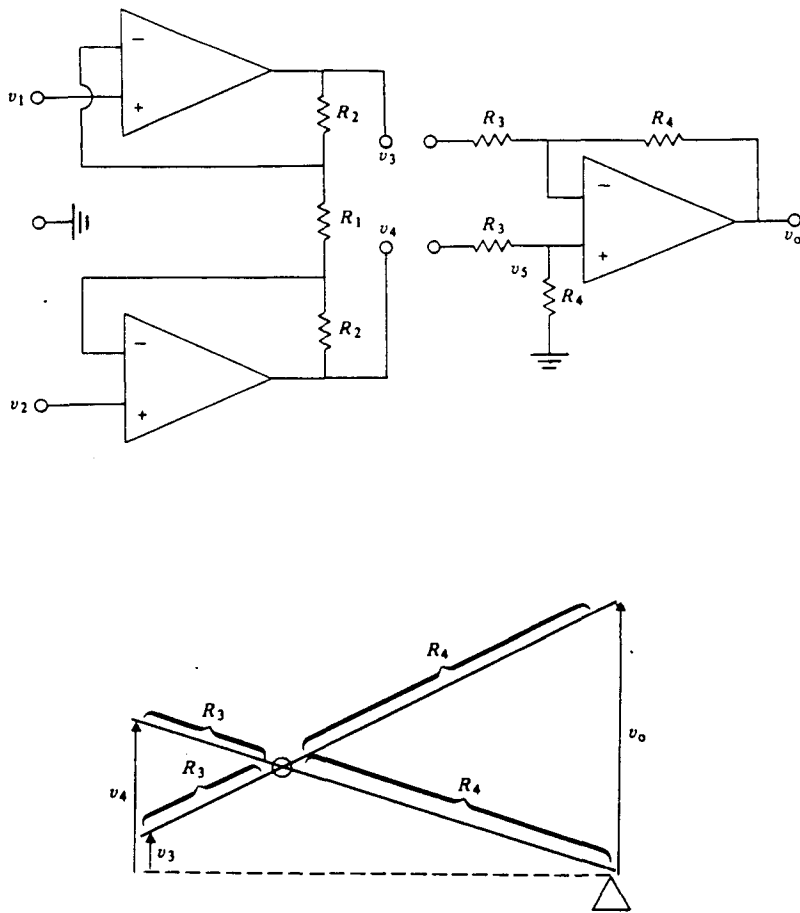


Fig. 3.31.- Amplificador diferencial.-

Quedándose como función de transferencia:

$$v_5 = \frac{v_4 R_4}{R_3 + R_4}$$

$$i = \frac{v_3 - v_5}{R_3} = \frac{v_5 - v_0}{R_4}$$

$$v_0 = \frac{(v_4 - v_3) R_4}{R_3}$$

2.5.- Comparadores.-

Un comparador es un circuito que como su propio nombre indica compara una señal de entrada con otra la cual es cogida de referencia. Un circuito característico es el que se muestra en la figura 3.32.-

Aquí podemos ver que cuando R_3 es igual a 0 indica que $(V_i + V_{ref})$ es mayor o menor que 0.

2.6.- Respuesta en frecuencia.-

RESPUESTA EN PEQUEÑA SEÑAL.

Aunque idealmente se ha supuesto una anchura de banda infinita, es evidente que, en la práctica, ésta situación no es alcanzable, y que la ganancia en lazo abierto A del

amplificador operacional presentará una caída a frecuencias altas. Debido a la necesidad de lograr una ganancia A elevada, un amplificador operacional deberá estar constituido por varias etapas, con lo cual en la respuesta en alta frecuencia aparecerán pendientes de 18dB (octava o superiores). Ya conocemos el hecho de que un amplificador de más de dos etapas, o cuya curva de respuesta tenga pendientes más elevadas que 12 dB/octava, es susceptible de presentar inestabilidades al ser realimentado. Puesto que los amplificadores operacionales van a funcionar - salvo excepciones - con alguna realimentación, es necesario adoptar precauciones para evitar esta inestabilidad potencial.

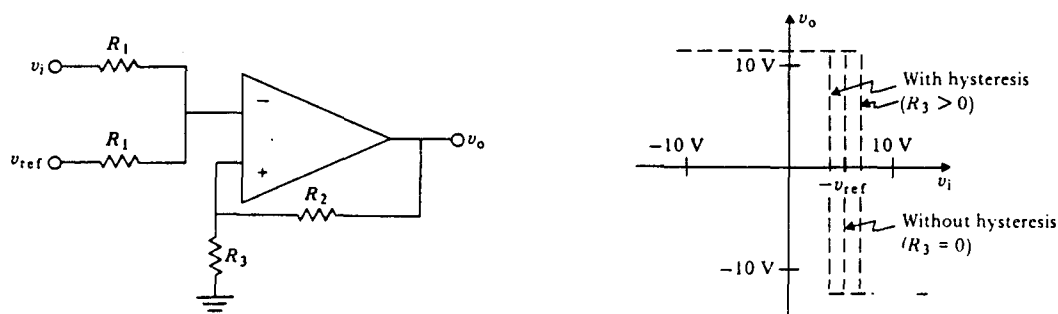


Fig. 3.32.- Comparador.

De los diversos métodos de compensación descritos anteriormente, el generalmente utilizado en este caso es el de **compensación por polo dominante**, este procedimiento es el más conservador, es decir, desaprovecha una parte de las posibilidades de anchura de banda alcanzable, pero permite efectuar de un modo sencillo una compensación adecuada para todo tipo de realimentaciones resistivas. De esta forma el usuario de amplificadores operacionales no tiene que ocuparse apenas del problema de la estabilidad, que queda garantizada incluso cuando la realimentación es del 100% como en el caso del **seguidor** en que se conecta directamente la salida con la entrada.

En los amplificadores operacionales comerciales la red de compensación puede estar ya incluida en el circuito integrado (compensación interna) o no estarlo, en cuyo caso el fabricante dará instrucciones precisas de la forma de realizarla.

En el primer caso se obtiene la ventaja de no precisarse componentes exteriores y en el segundo la posibilidad de alterar la red de compensación de forma que en una aplicación dada se obtenga la máxima anchura de banda sin inestabilidad.

La curva de respuesta de la ganancia en lazo abierto en amplificadores compensados mediante un polo dominante adopta la forma indicada en el ejemplo de la figura 3.33.

Se puede observar que la respuesta es plana hasta la frecuencia f_1 (en nuestro ejemplo 10 Hz). A partir de aquí la ganancia disminuye a un ritmo de 6 dB/oct. hasta llegar a la frecuencia f , en que se reduce a 0 dB. A frecuencias superiores carece de interés la forma de la respuesta. La frecuencia de ganancia unidad f_c es un parámetro importante al especificar las características de un amplificador operacional, recibiendo a menudo los

nombres de **ancho de banda** o producto ganancia por anchura de banda. Obsérvese que la forma de la curva de respuesta queda perfectamente definida al especificar solamente dos parámetros: la ganancia en bajas frecuencias A_0 y la frecuencia de ganancia unidad f_c .

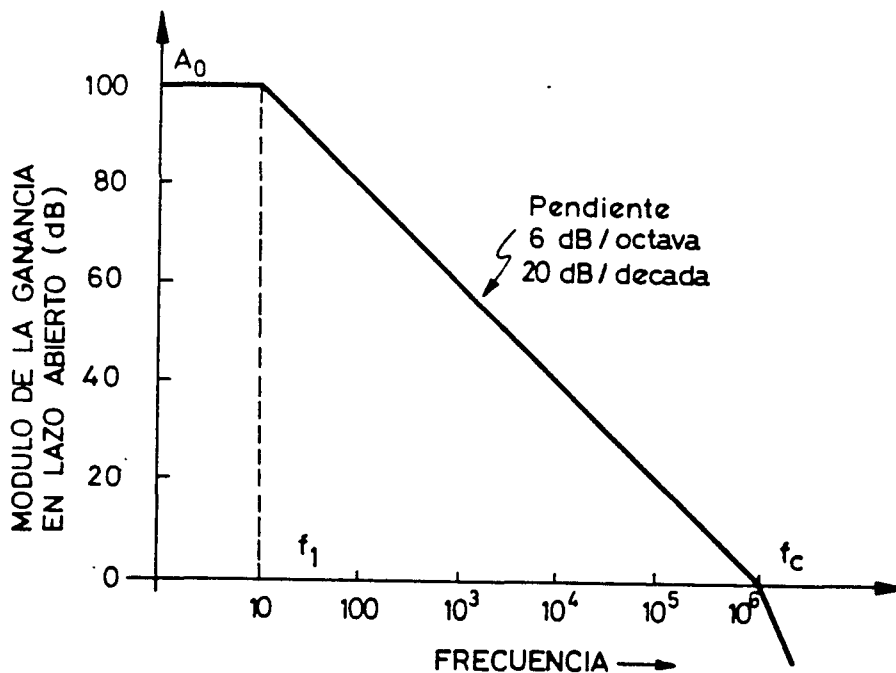


Fig. 3.33.-

RESPUESTA EN GRAN SEÑAL.

Si se ataca un operacional con una señal rápida capaz de saturar el amplificador como puede ser un escalón ideal de gran amplitud, la salida no responde inmediatamente, como puede verse en la figura 3.34.

La señal de salida crece a una velocidad dv_o/dt determinadas por las capacidades y corrientes internas, así como por la amplitud del escalón aplicado. Cuando esta amplitud es óptima se obtiene la velocidad máxima que constituye una especificación importante y que recibe el nombre de **SLEW RATE** (velocidad de subida).

Los valores típicos de este parámetro se sitúan alrededor de 1 volt/microsegundo aunque pueden encontrarse algunos modelos rápidos con velocidades superiores a 100 voltios por microsegundo.

Puesto que la velocidad de la subida y la frecuencia de ganancia unidad dependen de una causa común - la capacidad de compensación - es posible hallar una relación entre ambas.

$$S_R \equiv \left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{MAX} = \frac{\omega_C I_{O1}}{g_{m1}}$$

donde I_{01} y g_{m1} son respectivamente la fuente de corriente y la transconductancia de la etapa diferencial de entrada.

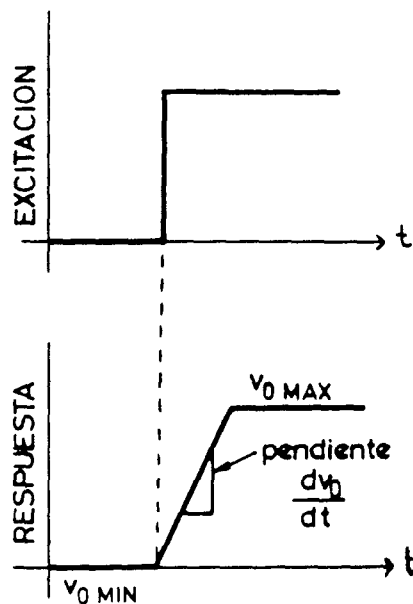


Fig. 3.34.-

Como puede verse, cuando se están manejando señales de gran amplitud, intervienen en la velocidad de respuesta factores que en un estudio en pequeña señal no serían considerados (los). Por esta razón vamos a ver cual sería la anchura de banda disponible cuando la amplitud de la señal sea tal que la velocidad de respuesta está limitada por estos factores, es decir por el *slew rate*.

Si la señal sinusoidal es de la forma

$$v_o = V_o \text{ sen } \omega t$$

Su pendiente máxima ocurrirá para $t=0$ y será

$$\left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{\text{max}} = \omega V_o$$

Por tanto, la máxima frecuencia que puede ser reproducida sin distorsión debido a esta causa es

$$\omega_{MAX} = \frac{S_R}{V_o}$$

Para frecuencias superiores la señal aparecerá distorsionada de la forma triangular indicada en la figura 3.35.

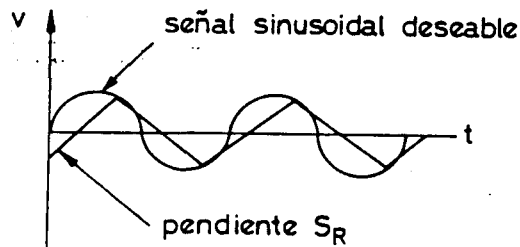


Fig.3.35.-

En conclusión podemos afirmar que la anchura de banda para gran señal es considerablemente menor que la frecuencia de ganancia unidad, encontrándose como valor típico el de 10 KHz para amplificadores de usos generales.

RESPUESTA TRANSITORIA.

En aplicaciones a circuitos digitales, como por ejemplo, convertidores D/A y A/D, amplificadores de impulso, etc. resulta de interés especificar la respuesta a un escalón de tensión aplicado a la entrada que es de la forma indicada en la figura 3.36.

Sobre la cual podemos definir los siguientes parámetros de interés:

Tr = tiempo de subida

Ts = tiempo de asentamiento

Ta = tiempo de adquisición

Usualmente estos tiempos son definidos respecto a determinados porcentajes del valor final. Es importante advertir que la forma de especificar estos tiempos e incluso sus mismas definiciones pueden ser distintas para diferentes fabricantes.

La respuesta a un escalón está relacionada de una forma compleja con la anchura de banda y con el **slew rate**, así como las condiciones de la carga.

2.7.- Impedancia de entrada.-

En el amplificador operacional ideal se supone que la impedancia de entrada es infinita. En la realidad hay que tener en cuenta que la etapa de entrada es un amplificador

diferencial de algunos tipos ya estudiados. Por tanto, cabe distinguir entre impedancia de entrada en modo diferencial e impedancia de entrada en modo común.

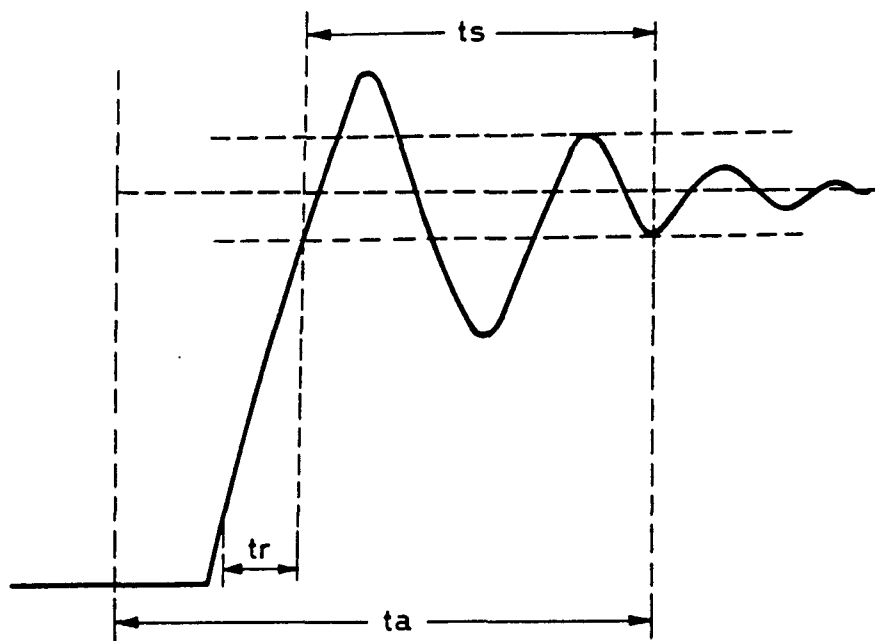


Fig.3.36.-

RESISTENCIA DE ENTRADA DIFERENCIAL.

Se define como la resistencia efectiva entre las dos entradas en funcionamiento en lazo abierto.

En la fig. 3.37. se esquematiza el sentido físico de esta resistencia.

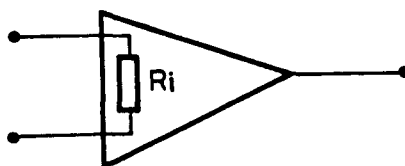


Fig.3.37.-

El orden de magnitud de la resistencia de entrada es muy variable según la forma en que se haya constituido la etapa de entrada. Los valores típicos oscilan entre algunas centenas de kilohmios para los tipos más simples con transistores bipolares hasta valores tan altos como 10^{15} ohms en amplificadores a FET.

RESISTENCIA DE ENTRADA EN MODO COMUN.

Es la resistencia entre cada una de las entradas y masa, según se representa en la fig. 3.38.

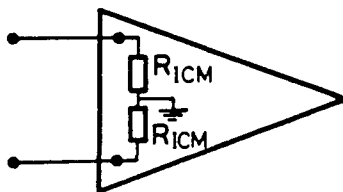


Fig. 3.38.-

Puede comprobarse fácilmente que la resistencia medible entre la entrada + y masa del seguidor de la fig. 3.39. es precisamente R_{ICM} .

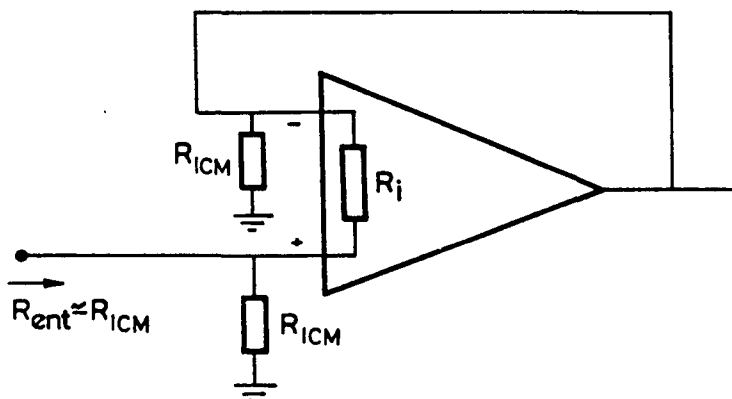


Fig. 3.39.-

El orden de magnitud de R_{ICM} es considerablemente mayor que el de R_i para los amplificadores con entrada a transistores bipolares y sensiblemente igual a éste en amplificadores a FET. A título de ejemplo podemos citar que el amplificador operacional MC1748 G cuya resistencia de entrada diferencial es típicamente de 2 Megohmios presenta una resistencia de entrada al modo común de 2 Megohmios.

CAPACIDAD DE ENTRADA.

La impedancia de entrada presenta además del término resistivo previamente definido, un término reactivo que aparece en forma de una capacidad en paralelo, que habría que especificar tanto para entrada diferencial (C_I) como para el modo común (C_{ICM}).

Por efecto de esta capacidad la impedancia de entrada disminuye notablemente con la frecuencia, siendo este efecto particularmente notable en amplificador a FET, en los que la reactancia capacitiva adopta valores dominantes frente a la componente resistiva a frecuencias de tan solo algunos hercios.

2.8.- Impedancia de salida.-

La resistencia de salida o impedancia de salida que se había supuesto cero en el caso ideal adopta en la práctica valores no nulos, típicamente del orden de algunos centenares de ohmios, aunque puede ser tan baja como unos pocos ohmios en los tipos destinados a entregar corrientes apreciables o, por el contrario, llegar a algunos kiloohmios.

Para concluir podemos representar la salida de un amplificador operacional no ideal como un generador de tensión en serie con una resistencia de salida (Fig. 3.40.)

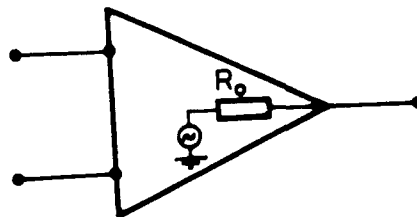


Fig. 3.40.-

2.9.- Ruido.-

Cuando se trabaja con señales débiles, el ruido generado en el amplificador puede constituir una limitación importante. Para evaluar sus efectos se utiliza un modelo que contiene generadores de tensión y de corriente de ruido a la entrada, quedando determinado el ruido a la salida por el valor de estos generadores y por la ganancia del lazo cerrado del amplificador.

Cuando las resistencias exteriores son de pequeño valor se obtienen mejores resultados con etapas de entrada a transistores bipolares, siendo preferibles los amplificadores a entrada por JFET cuando las resistencias son mayores.

La densidad de potencia de ruido es dependiente de la frecuencia adoptando la forma $1/f$, es decir, que es mayor cuanto más abajo se sitúe el margen de frecuencias considerados.

2.10.- Amplificadores biopotenciales.-

La función principal de un amplificador biopotencial es tomar una señal eléctrica débil de origen biológico e incrementar su amplitud para que pueda ser procesada, registrada y/o visualizada.

Estos amplificadores biopotenciales tienen que tener unos requerimientos básicos:

- 1) Elevada impedancia de entrada.
- 2) La entrada del circuito debe estar provista de protección al organismo estudiado.
- 3) La impedancia de salida debe ser baja.
- 4) Los amplificadores biopotenciales deben operar en aquella porción de frecuencia en la que los biopotenciales que se amplifican existen.
- 5) Por lo general las señales que llegan a los amplificadores biopotenciales suelen ser recogidas por electrodos bipolares.
- 6) Se usan tanto en el laboratorio como en aplicaciones médicas, y estos hacen posible una calibración rápida.

A continuación vamos a ver un ejemplo de un amplificador biopotencial como el de la figura 3.41.

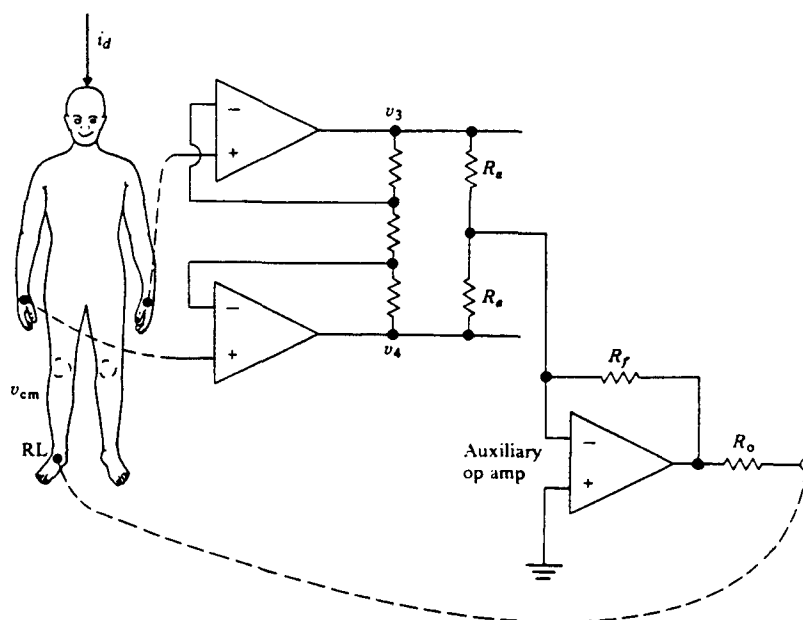


Fig. 3.41.-

3.- FILTROS ACTIVOS.-

3.1.- Filtro Paso - Bajo.-

El circuito de la figura 3.43. muestra un filtro Paso-Bajo. Las ventajas de este circuito son que es capaz de dar una ganancia y que tiene una impedancia de salida baja. La respuesta en frecuencia viene dada por la relación de la realimentación con la impedancia de entrada:

$$\begin{aligned} \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} &= -\frac{Z_f}{Z_i} = -\frac{(R_f/j\omega C_f)}{[(1/j\omega C_f) + R_i]} \\ &= -\frac{R_f}{(1 + j\omega R_f C_f)R_i} = -\frac{R_f}{R_i} \frac{1}{1 + j\omega\tau} \end{aligned}$$

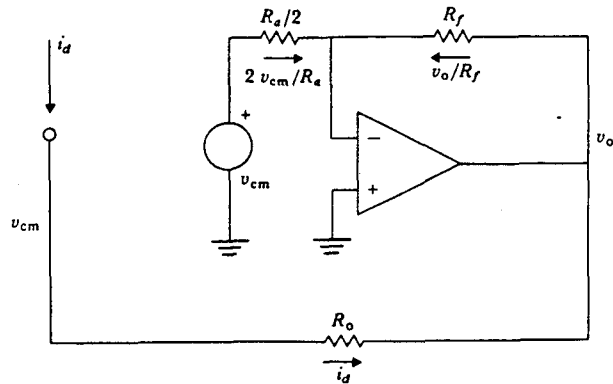
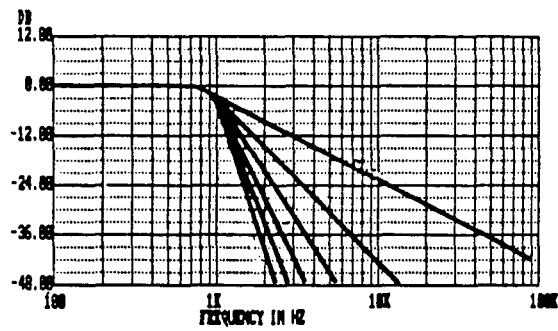


Fig. 3.42.- Circuito equivalente de la figura 3.41.

Donde podemos obtener:



3.2.- Filtro Paso-Alto.-

La respuesta en frecuencia del Filtro Paso-Alto, es:

$$\begin{aligned} \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} &= -\frac{Z_f}{Z_i} = -\frac{R_f}{1/j\omega C_i + R_i} \\ &= -\frac{j\omega R_f C_i}{1 + j\omega C_i R_i} = -\frac{R_f}{R_i} \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \end{aligned}$$

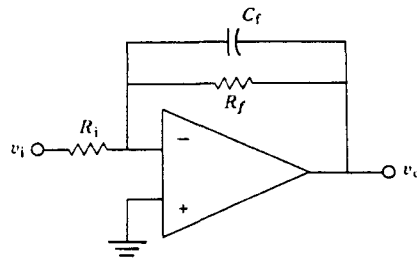
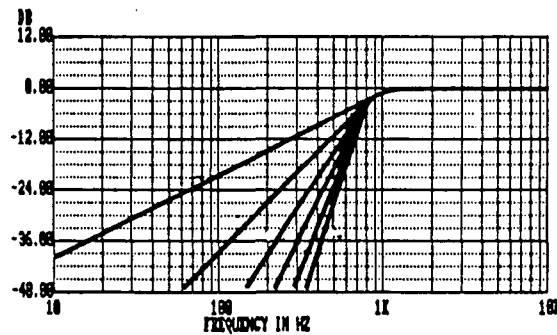


Fig. 3.43.- Filtro Paso-Bajo

Y el circuito que se muestra en la figura 3.44. es uno que representa a un Filtro Paso-Alto.

En el Filtro Paso-Alto podemos obtener lo siguiente:



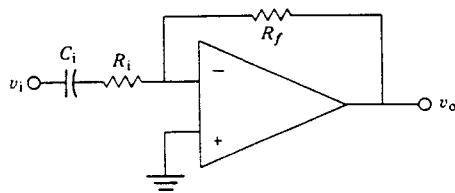


Fig. 3.44.- Filtro Paso-Alto

3.3.- Filtro Paso-Banda.-

La combinación de un Filtro Paso-Bajo y un Filtro Paso-alto da como resultado un Filtro Paso-Banda, dicha combinación es serie y sus frecuencias hacen que se filtren las frecuencias altas y las frecuencias bajas quedando así un ancho de banda limitada por un rango.

La figura 3.45. muestra un circuito de un Filtro Paso-Banda.

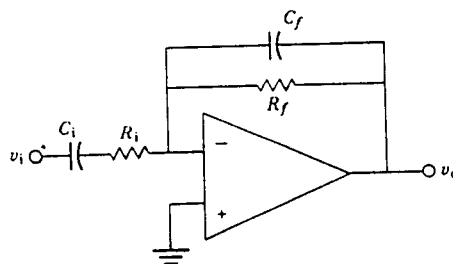


Fig. 3.45.- Filtro Paso-Banda.

Y en la figura 3.46. podemos observar las respuestas de los tres filtros: Paso-Bajo (LP), Paso-Alto (HP) y Paso-Banda (BP).

3.4.- Nota.-

Tanto las señales EEG como las demás señales biopotenciales se suelen filtrar para un correcto estudio. El motivo de su filtraje es que hay varias causas que pueden alterar su forma, entre otras causas destacan:

- Ruido de la red.
- Pulsaciones del corazón.
- Posibles alteraciones por causa de la respiración, etc.

Estas y otras causas son las que alteran o pueden alterar la recogida de un buen registro para su estudio. De ahí, que sea necesario un buen filtraje.

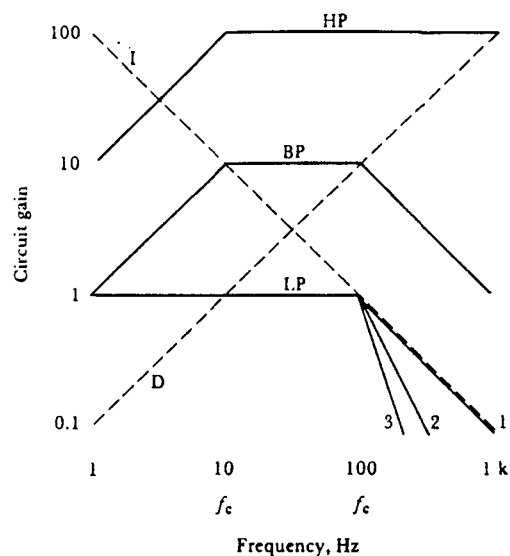


Fig. 3.46.- Respuestas de los Filtros Activos.

4.- CONVERSION DE DATOS.-

En muchos sistemas reales los parámetros del sistema son cantidades que varían de forma continua, variables analógicas, y cuando se utilizan técnicas de medida electrónica, los datos obtenidos varían de igual forma que lo hace la salida eléctrica del transductor. Estos datos se pueden procesar y almacenar en sistemas analógicos donde, empleando técnica de realimentación, se puede alcanzar un funcionamiento con gran precisión. Sin embargo, la exactitud de un sistema analógico es frecuentemente difícil de obtener debido a la dificultad de lectura, registro e interpretación de datos analógicos. Además, cuando hay una cantidad grande de datos analógicos la tarea de analizarlos y almacenarlos es muy grande.

Los sistemas electrónicos digitales pueden procesar y almacenar una gran cantidad de datos de forma rápida y con exactitud. Sin embargo para poder utilizar la técnica digital debe transformarse primero los datos analógicos a forma digital. Esta función la realiza un convertidor analógico a digital, ADC. La transformación de datos digitales a analógicos la realiza un conversor digital a analógico, DAC.

La transmisión de datos en serie tiene la ventaja de su economía y simplicidad, con sólo una línea de transmisión, pero es un procedimiento lento. La transmisión de datos en paralelo es más rápida, dado que todos los bits se transmiten y procesan simultáneamente. En la transmisión de datos en serie, la información es transmitida mediante un bit durante un intervalo de tiempo, y el tiempo que se necesita para transmitir una palabra depende del número de bits que la forman.

La relación que existe entre la entrada y la salida de un convertidor ideal puede mostrarse de una forma gráfica.

Cuanto mayor número de bits son utilizados para formar el código de un convertidor menor es el peso del bit menos significativo por lo que la resolución y exactitud del proceso de conversión será mayor.

4.1.- Convertidor digital-analógico (D/A).-

Mediante un convertidor digital-analógico una información codificada en binario se transforma en una señal analógica. A cada palabra código en la entrada se obtiene un nivel analógico en la salida del dispositivo. La salida analógica puede ser una corriente o una tensión.

En la figura 3.47. se tiene la característica de transferencia de un DAC unipolar de tres bits de longitud de palabra que utiliza el código binario natural, estando normalizado el fondo de escala, FS, a 1.

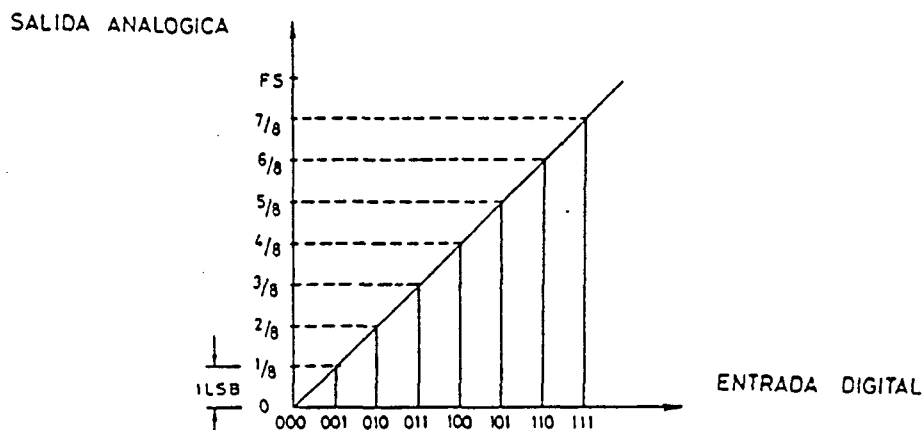


Fig. 3.47.-

Se observa que el máximo nivel de salida analógico es 7/8, ya que:

$$FS - 1\text{LSB} = FS - \frac{FS}{2^n} = 9.99609375V.$$

La pendiente de la función de transferencia determina la ganancia del convertidor y generalmente el fondo de escala es de 10V.

Un convertidor digital-analógico bipolar puede obtenerse a partir de uno unipolar teniendo en cuenta que la palabra código formada por un 1 en el MSB y el resto de los bits a 0 le corresponde la mitad del fondo de escala:

$$1 \text{ MSB} = \frac{FS}{2}$$

Según queda indicado en la característica de transferencia de un DAC unipolar de cuatro bits que aparece en la figura 3.48.

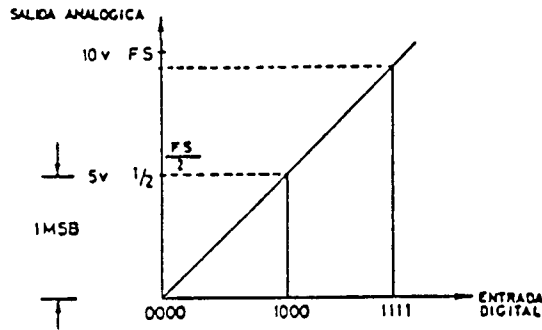


Fig. 3.48.-

correspondiéndole a la palabra código 1000 el valor de 5V habiendo considerado un F_s de 10V. Por lo tanto si se realiza un desplazamiento del cero hacia un valor negativo equivalente a 1MSB, es decir de -5V por lo que la nueva característica será la que aparece en la fig. 3.49. En esta nueva característica a la palabra código 0000 le corresponde una salida de $-FS/2$, el cero analógico corresponde a la palabra código 1000 y el máximo valor analógico, $FS/2-1LSB$, corresponde a la palabra código 1111.

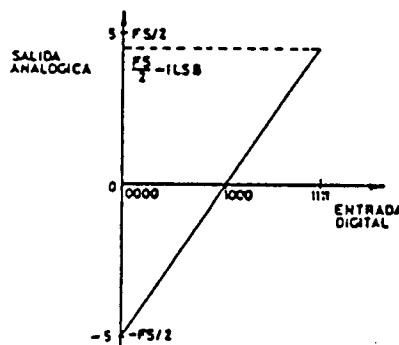


Fig. 3.49.-

4.1.1.- Parámetros de un convertidor digital-analógico.-

- a.- RESOLUCIÓN. Representa el cambio más pequeño en el voltaje de salida cuando el código de entrada se incrementa en un bit, 1LSB. Es por tanto la salida correspondiente a 1LSB, luego un convertidor con n bits tiene una resolución de 1 parte en 2^n .
- b.- TIEMPO DE ESTABLECIMIENTO. Es el tiempo que transcurre desde que se produce un cambio en la palabra código de entrada hasta que la salida alcanza el nivel analógico correspondiente dentro de una banda de error. El tiempo de establecimiento puede venir dado en modo de voltaje o en modo de corriente.
- c.- SALIDA EN MODO CORRIENTE. La variable analógica de salida es una corriente proporcional a la palabra código aplicada a la entrada.
- d.- SALIDA EN MODO VOLTAJE. La salida analógica es un voltaje que se obtiene mediante un operacional que actúa como convertidor corriente-voltaje. Son más lentos que en el modo corriente.
- e.- MARGEN DINAMICO. El margen dinámico especifica entre que valores puede variar el voltaje o la corriente de salida, en el caso de que trabaje en modo corriente. Puede modificarse exteriormente en el caso de trabajar en modo voltaje.
- f.- CODIGOS DE ENTRADA. En general pueden admitir más de un tipo de código. Interesa que trabaje con códigos unipolares y bipolares. Entre los bipolares los más convenientes son el binario desplazado y complemento a 2.
- g.- ERROR DE DESPLAZAMIENTO. Denominado también error de cero de escala es el voltaje de salida de un DAC cuando la palabra código de entrada corresponde al valor analógico cero. Generalmente se expresa como un porcentaje del rango de fondo de escala, FSR, o en fracción de LSB. En la figura 3.50.(a) se tiene indicado este error.

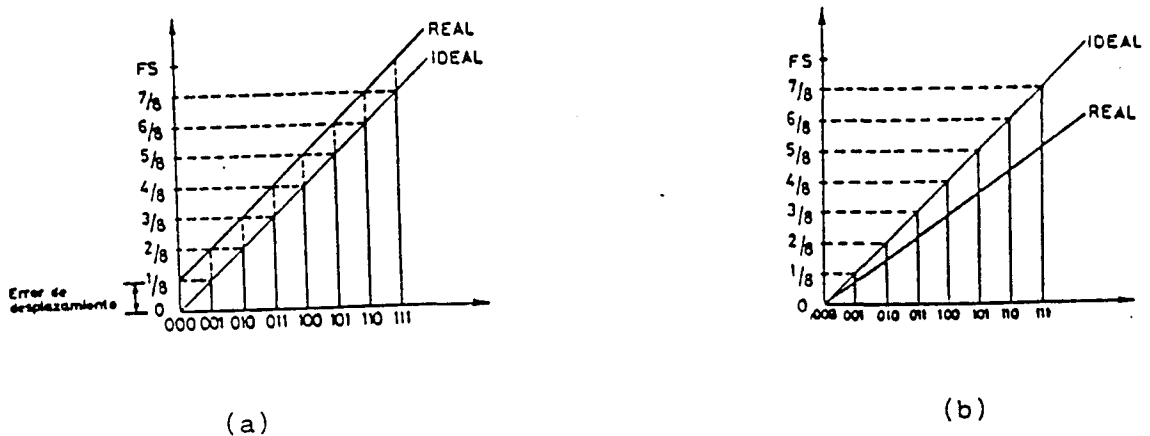


Fig. 3.50.

- h.- **ERROR DE FONDO DE ESCALA.** Es la desviación de la pendiente de la función de transferencia de su valor ideal. Una vez ajustado el error de desplazamiento, la diferencia de voltaje de fondo de escala real y teórico es el error de fondo de escala. También se le conoce en los DAC como error de ganancia. En la figura 3.50.(b) se tiene representado.
- i.- **ERROR DE LINEALIDAD.** El error de linealidad es la desviación de la característica de transferencia ideal de un convertidor D/A. Este error se mide una vez ajustados el cero y el fondo de escala, es un parámetro intrínseco al dispositivo y no puede ajustarse exteriormente. En la figura 3.51.(a) se tiene dibujada la característica de transferencia real de un convertidor D/A.

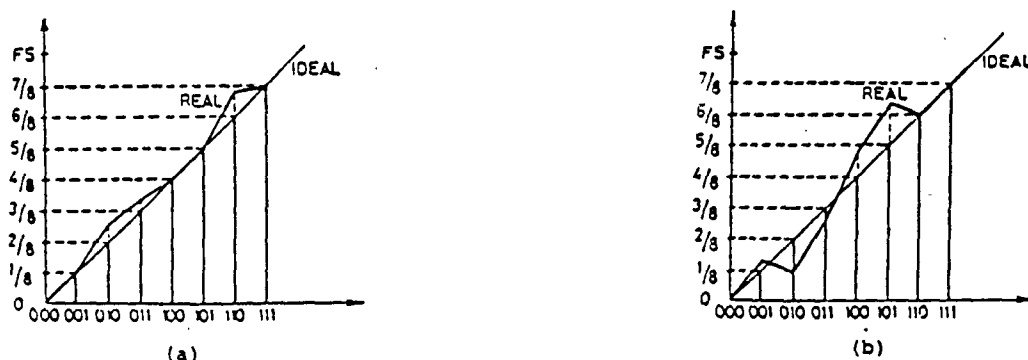


Fig. 3.51.-

La linealidad de un convertidor D/A es la medida verdadera de su comportamiento.

- j.- **NO LINEALIDAD DIFERENCIAL.** Indica la diferencia entre el cambio real en el voltaje de salida y el cambio ideal (1LSB) correspondiente a dos estados de salida adyacentes. Un error de linealidad diferencial de $\pm 1/2$ LSB significa que el voltaje de salida tiene unos escalones cuyo tamaño varía entre $1/2$ LSB y $3/2$ LSB cuando la entrada cambia desde un estado digital al próximo adyacente.
- k.- **MONOTONICIDAD.** Significa que la salida analógica debe aumentar para un incremento de la entrada digital. Si la salida analógica disminuye al aumentar la entrada el dispositivo no es monótonico, tal y como se presenta en la figura 3.51.(b) para los códigos 010 y 110.

4.1.2.- Constitución de un convertidor D/A.-

Un DAC consta básicamente de: a) Interruptores, de tensión o de corriente, controlados por la palabra código aplicada a la entrada. b) Un voltaje de referencia estabilizado en temperatura. c) Una red de resistencias ponderada. Un circuito básico de

un DAC aparece en la fig. 3.52., y está formado por un amplificador operacional que en virtud de su masa virtual convierte la suma de las corrientes que se le aplican a un voltaje equivalente. Por cada resistencia pasa una corriente que está ponderada debido al peso del bit de la palabra código que acciona el interruptor. Hay otros y algunos también vienen integrados.

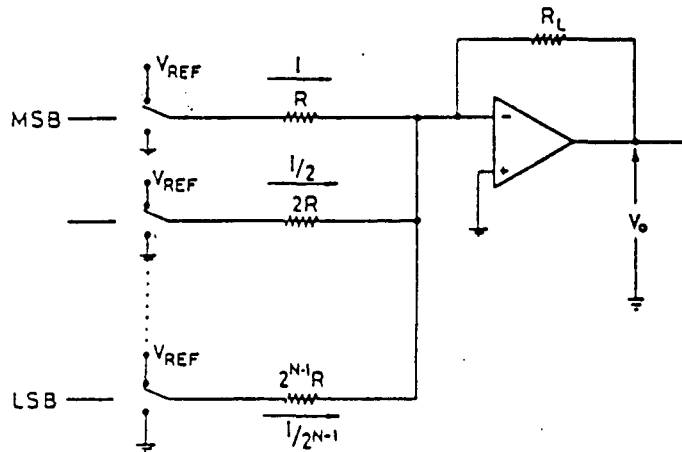


Fig. 3.52.-

4.2.- Conversión analógica-digital (A/D).-

Mediante un convertidor analógico-digital una señal analógica se transforma en una información codificada en binario. Los procesos que constituyen la conversión son: muestreo, cuantificación y codificación. Considerar una señal analógica $X(T)$, Fig. 3.53.

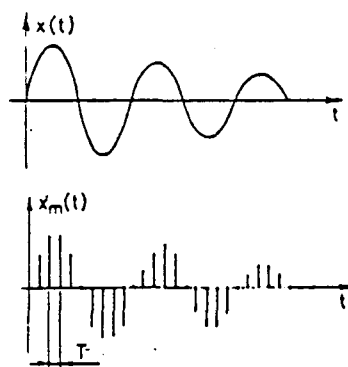


Fig. 3.53.-

Si se muestra con una frecuencia $f_s = (T_s)^{-1}$ se obtiene una señal muestreada $X_s(T)$. Para poder recuperar la señal $X(T)$ a partir de las muestras es necesario que de

acuerdo al teorema de Nyquist: $f_s > 2f_c$ siendo f_c la frecuencia de la componente de más alta frecuencia de $X(T)$.

Al ser los niveles proporcionados por las muestras infinitos, si se quiere obtener una información codificada en binario es necesario cuantificar a un número finito de niveles N . El número, n , de bits necesario para codificar en binario los N niveles debe ser tal que se cumpla:

$$2^n = N$$

En la Fig. 3.54.(a) se dispone de la característica de transferencia de un ADC unipolar de tres bits por lo que tiene ocho niveles de cuantificación, desde el nivel cero al nivel $7/8$ del fondo de escala. La incertidumbre de la cuantificación aparece al estar representados los niveles de entrada analógica, dentro de un margen, por un único código digital en la salida del convertidor. Hay, por lo tanto, un error de conversión inherente, incluso para un ADC perfecto. Así todos los voltajes de entrada comprendidos entre 0 y $1/8$ están representados por el código de salida 000 y los voltajes comprendidos entre los niveles $1/8$ y $2/8$ están representados por el código 001. Si el punto medio de cada margen de niveles de señal analógica de entrada se supone que es el valor nominal hay una incertidumbre de $\pm 1/2$ LSB. Es una práctica común desplazar el convertidor $1/2$ LSB con el fin de reducir la incertidumbre a $\pm 1/2$ LSB, tal y como se muestra en la fig. 3.54.(b).

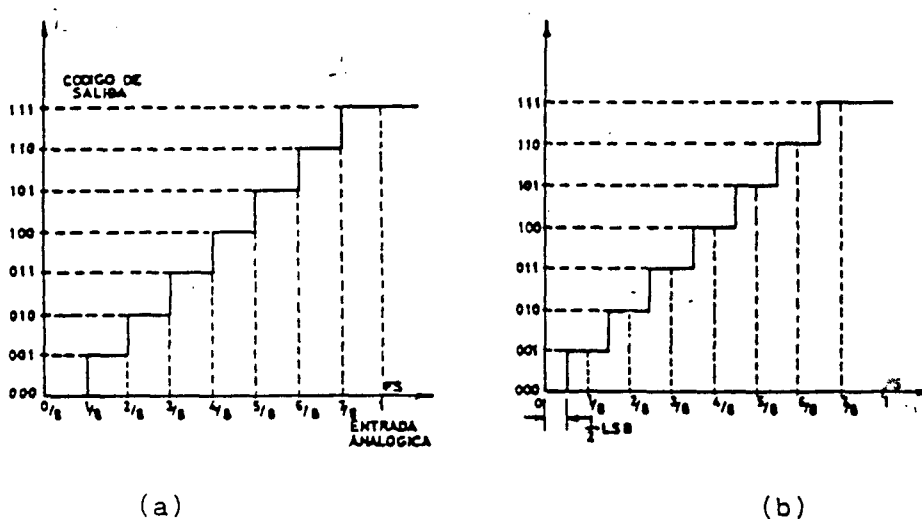


Fig. 3.54.-

El error de cuantificación (quantization error) sólo puede reducirse empleando ADC con mayor número de bits. Se especifica como $\pm 1/2$ LSB o como un porcentaje del fondo de escala.

4.2.1.- Parámetros de un convertidor analógico-digital.-

- a.- La resolución de un convertidor analógico-digital representa el más pequeño cambio en la señal analógica de entrada que incrementa o disminuye la salida digital desde una palabra código a otra palabra próxima adyacente. Se define por el número de bits o como una parte en 2^n . Así un ADC de 12 bits tiene una resolución de 12 bits o de una parte en 4096 (0.0244%).
- b.- Tiempo de conversión. Es el tiempo que transcurre desde que comienza la conversión hasta que la palabra código se obtiene en la salida del convertidor. Interesa que sea pequeña para que de esta manera poder acometer la conversión de señales de frecuencia alta.
- c.- Códigos de entrada. De los códigos bipolares los más interesantes son el binario desplazado y el complemento a 2.
- d.- Error de desplazamiento. Denominado también error de cero de escala es el valor del voltaje de entrada necesario para obtener la palabra código cero. Para un convertidor de tres bits será 000 en la salida. Como se muestra en la Fig. 3.55. (a) el efecto de error de escala de cero es el de desplazar la característica de la transferencia a la izquierda o a la derecha, a lo largo del eje abcisas. Se expresa en un porcentaje del fondo de escala, FS, o en fracciones de LSB.
- e.- Error de fondo de escala. En la Fig. 3.55.(b) se tiene indicado este tipo de error denominado también error de ganancia. El efecto es el de girar la característica de transferencia, alrededor de su origen, un cierto ángulo.

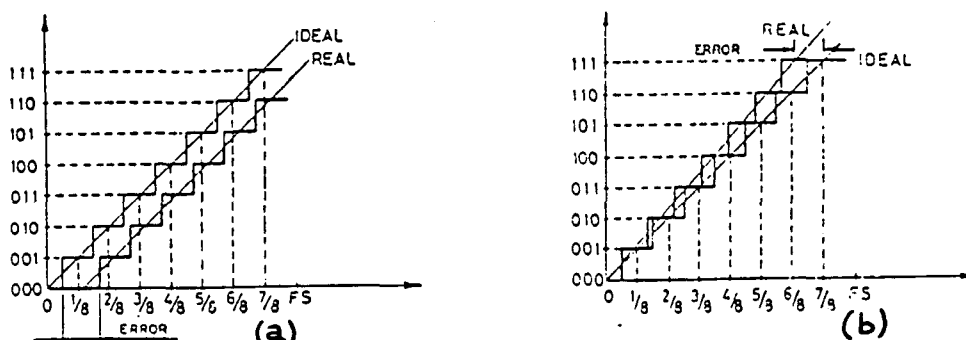


Fig. 3.55.-

- f.- Error de linealidad. Describe la desviación de la línea recta que representa la característica de transferencia ideal de un ADC. En la Fig. 3.56.(a) se tiene dibujada la característica de transferencia de un convertidor A/D que presenta error de linealidad. Se especifica como un porcentaje del rango de fondo de escala, FSR, o en términos de LSB.
- g.- Códigos omitidos. En la característica de transferencia puede ocurrir que algunas palabras códigos no aparezcan en la salida, según se indica en la Fig. 3.56.(b).

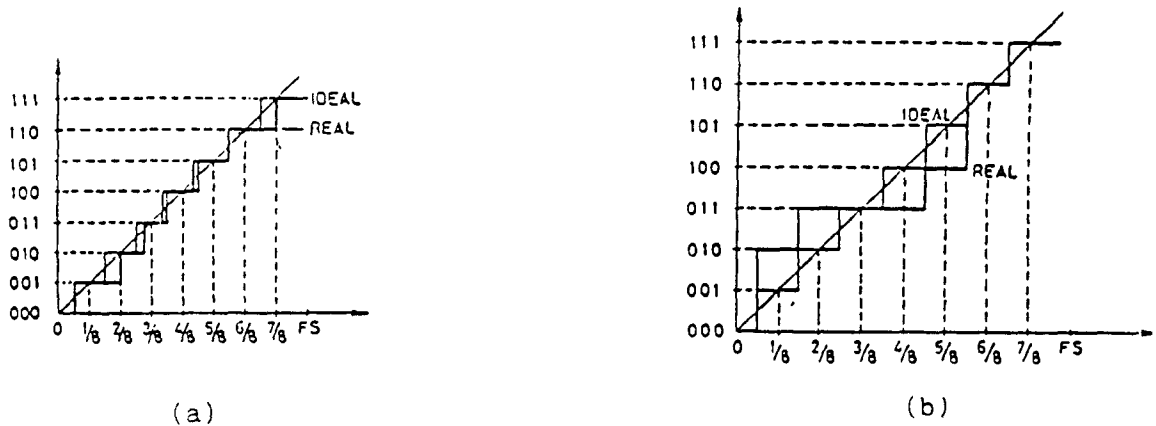


Fig. 3.56.-

- h.- Señales de control de un convertidor analógico-digital. Para el funcionamiento de un convertidor analógico-digital es necesario disponer de más señales de control. Estas señales son:
- Señal de comienzo de la conversión.** Es una señal digital que se aplica a un ADC para iniciar un ciclo de conversión. Típicamente una señal SC debe estar aplicada en la subida o bajada de la señal de reloj.
- Señal de conversión completada.** Es una señal digital que genera el ADC para informar al sistema exterior que la salida es válida. Generalmente la señal EOC puede conectarse a la entrada SC para que el ADC opere en el modo de conversión continuo.
- Señal de reloj.** Deben aplicarse para controlar los registros de aproximaciones sucesivas. Controle la velocidad de conversión, dentro de las limitaciones ADC.

4.2.2.- Tipos de convertidores analógicos-digitales.-

Hay distintos tipos de convertidores A/D se clasificarán en dos grandes grupos: a) Convertidores A/D de tipo realimentado. b) Convertidores A/D de tipo integrador. También los hay integrados.

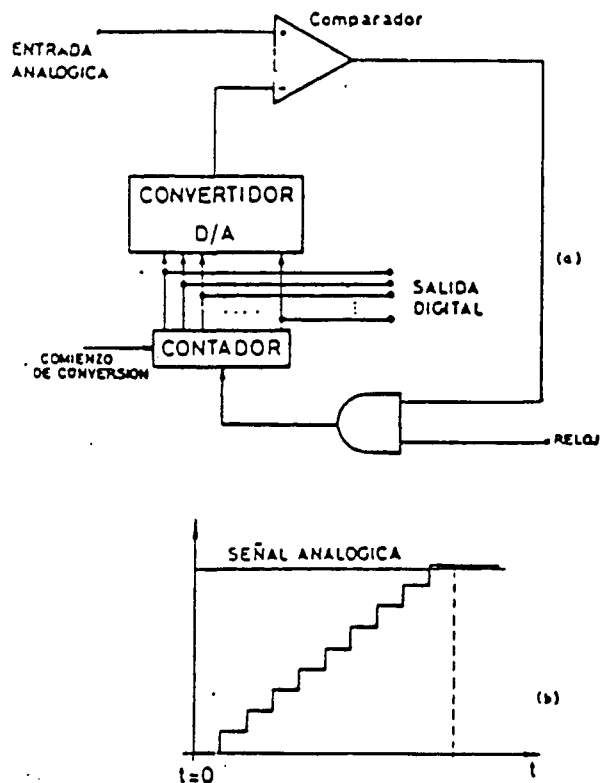


Fig. 3.57.-

5.- REPRESENTADORES O VISUALIZADORES.-

5.1.- Tipos de Representadores.-

Los representadores viene a ser los que hacen posible el estudio de un registro, para así el equipo médico apoyado por el equipo técnico puedan detectar la patología o no patología de un paciente en una zona determinada de su cuerpo; como puede ser el corazón, sistema muscular, etc.

Hay, por decirlo de alguna forma, tres tipos de representar un registro. Se puede representar por el método tradicional y es a base de un dispositivo de agujas que van trazando sobre papel la respuesta del registro. Ahora con las nuevas tecnologías, se puede representar un registro en la pantalla de un ordenador para así realizar su estudio, incluso aplicando programas software para ver su trazado.

Pero también hay equipos que tienen los dos sistemas, es decir, pueden sacar el trazado por papel y a la vez tienen una pantalla donde se puede ir viendo el trazado del registro. Como el que se muestra en la Fig. 3.58.

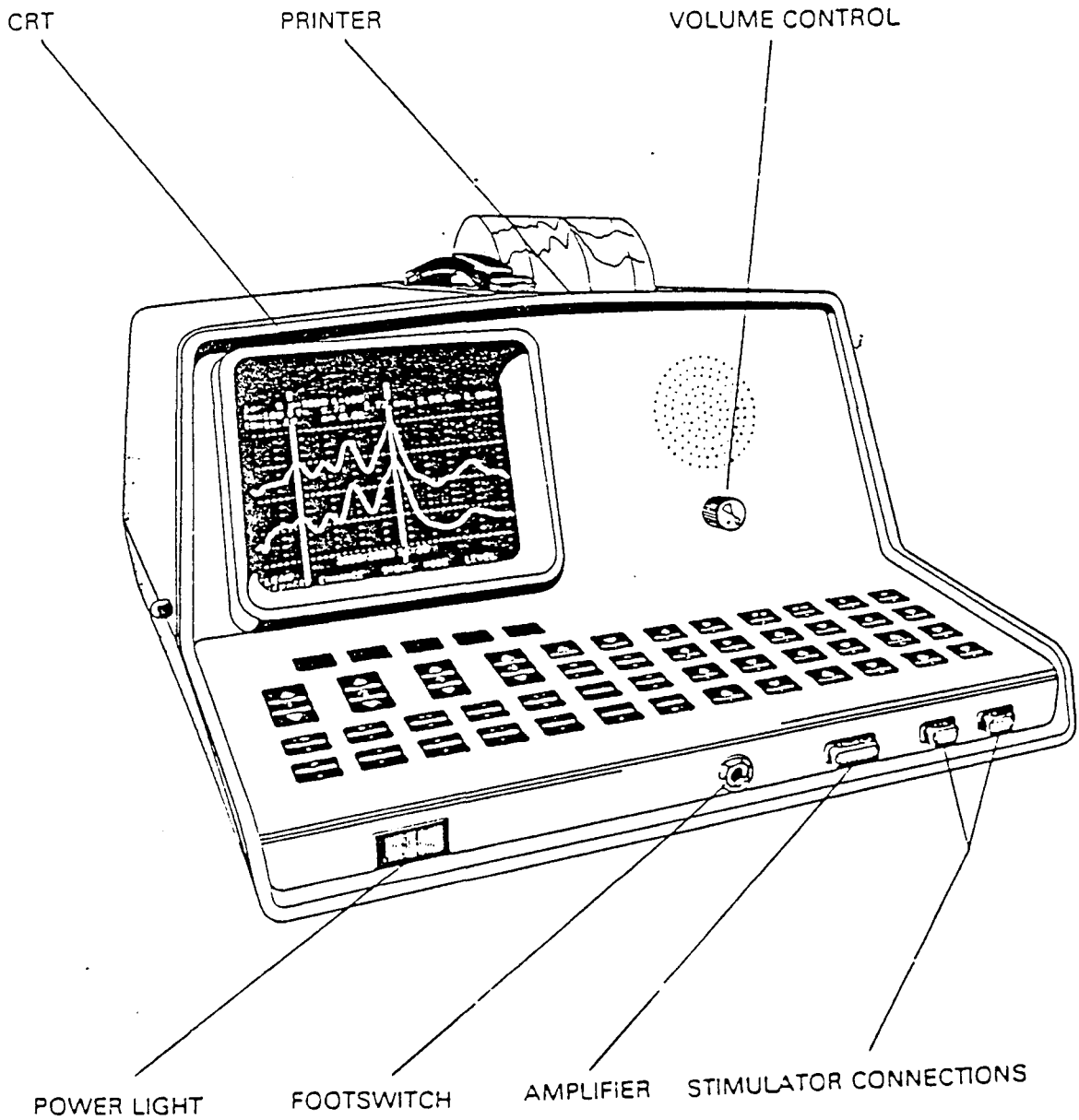


Fig. 3.58.-

5.2.- Ejemplo: Monitor Cardíaco.-

Como monitores cardíacos habrá también otros tipos de representadores con diseño específico para cada una de las técnicas electromédicas. A continuación veremos el diagrama de bloques de un monitor cardíaco específico.

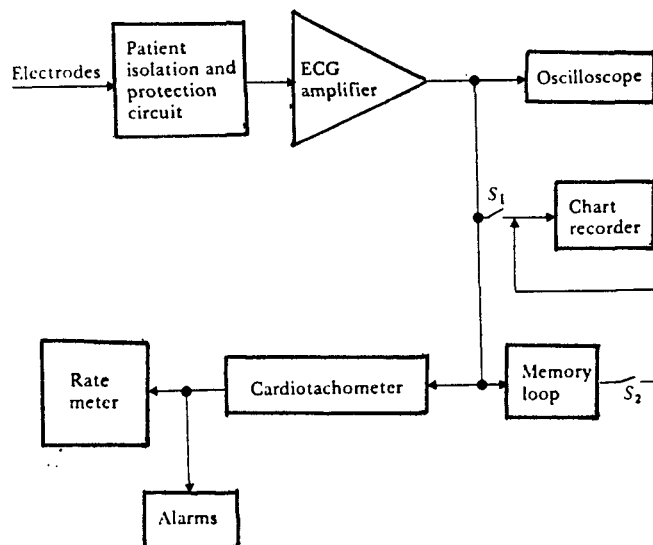


Fig. 3.59.- Diagrama de bloques de un Monitor Cardiaco.

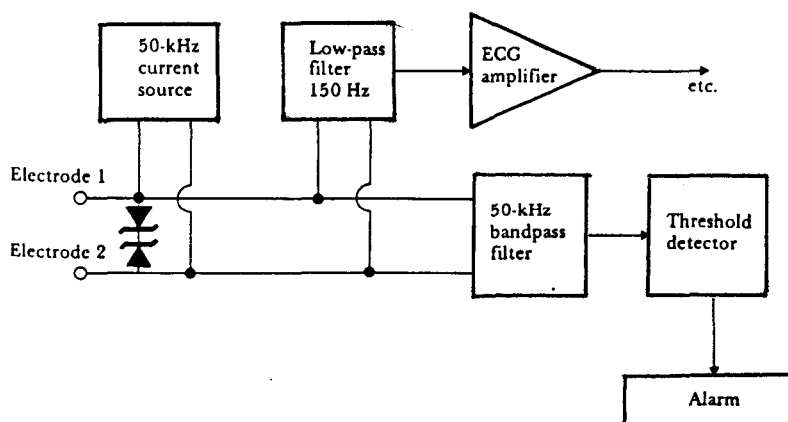


Fig. 3.60.- Diagrama de bloques de un sistema que se usa con el monitor cardiaco para detectar cada incremento de la impedancia del electrodo.

BIBLIOGRAFIA.-

- * John G. Webster, **Medical instrumentation. Application and design**, Houghton Mifflin Company.
- * Aronson, **Lock-in and carrier amplifiers**, Med. Electrom. Data.
- * Fink, **Electronic engineer's handbook**, McGraw-Hill.

Capítulo 3: Nuevas Técnicas y Aparatos.

1.- INTRODUCCIÓN.-

Aparte de los aparatos y técnicas vistas hasta ahora para medir señales electromédicas biopotenciales, hay otros aparatos y técnicas para medir o bien parte de estas señales o bien un conjunto de ellas en todo el cuerpo. En este capítulo hablaremos de estos aparatos y técnicas.

2.- RADIOTELEMETRIA.-

Los biopotenciales y otras señales son a menudo procesadas por radiotelegrafía, una técnica que proporciona un enlace inalámbrico entre el paciente y la mayoría de los componentes. Esta técnica también proporciona un método mejor de aislamiento entre el paciente y el equipo. Para un sistema de canal simple, un pequeño transmisor de radio es conectado a los electrodos del paciente.

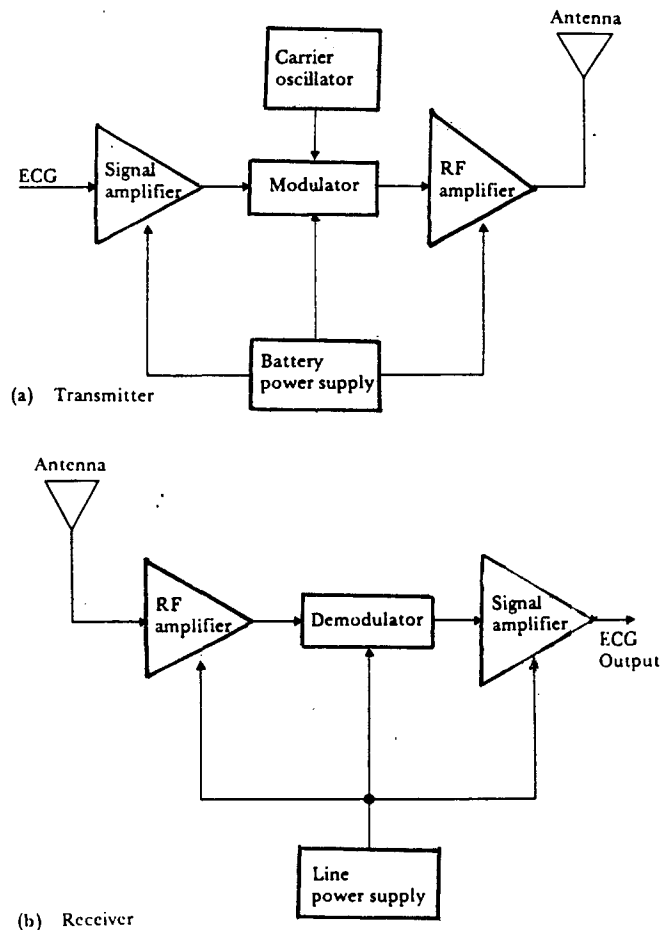


Fig. 3.61.- Diagrama de bloques de un sistema de radiotelegrafía de canal simple.

Este transmisor emite el biopotencial sobre un rango limitado por un receptor remoto localizado, el cual detecta las señales de radio y protege la señal para el procesamiento a distancia.

Hay muchos tipos de sistemas de radioteleetría que se usan en instrumentación biomédica. Uno de ellos lo podemos ver en el diagrama de bloques de la figura 3.61.

También los hay de más canales, como los de las figuras 3.62. y 3.63.

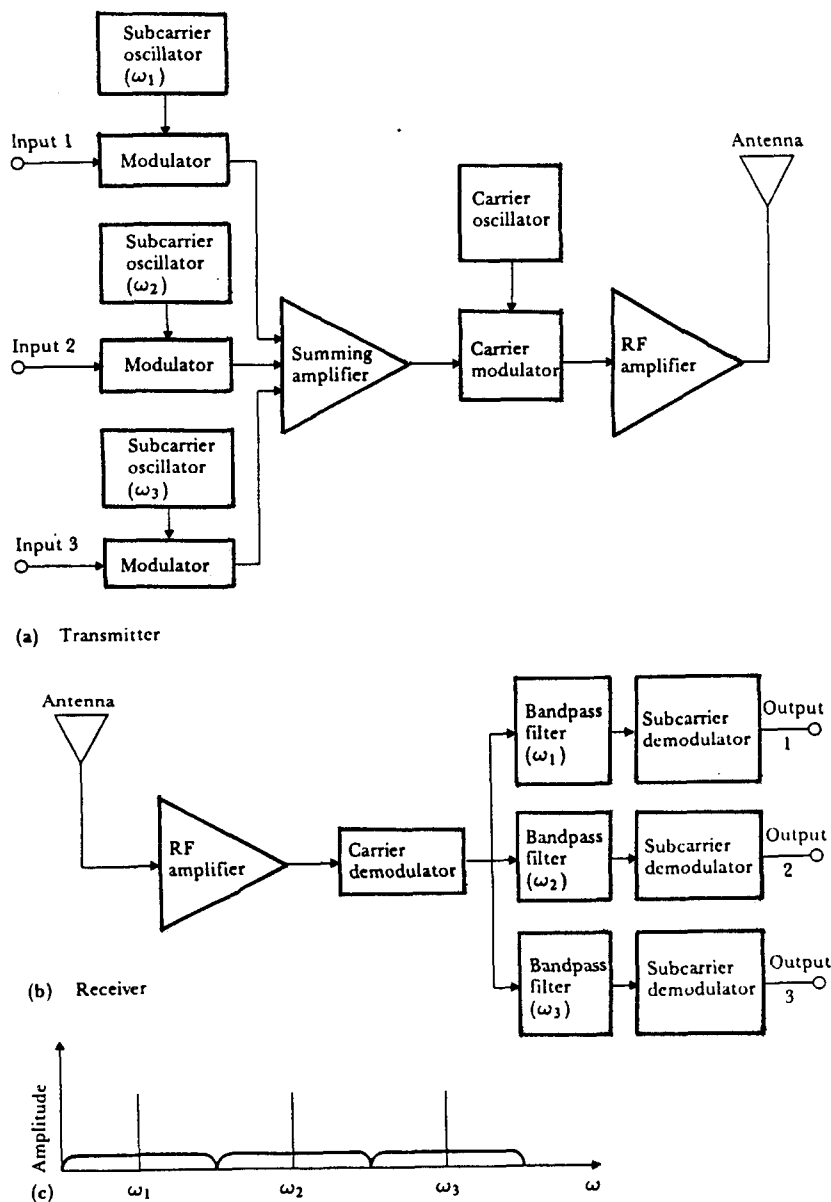
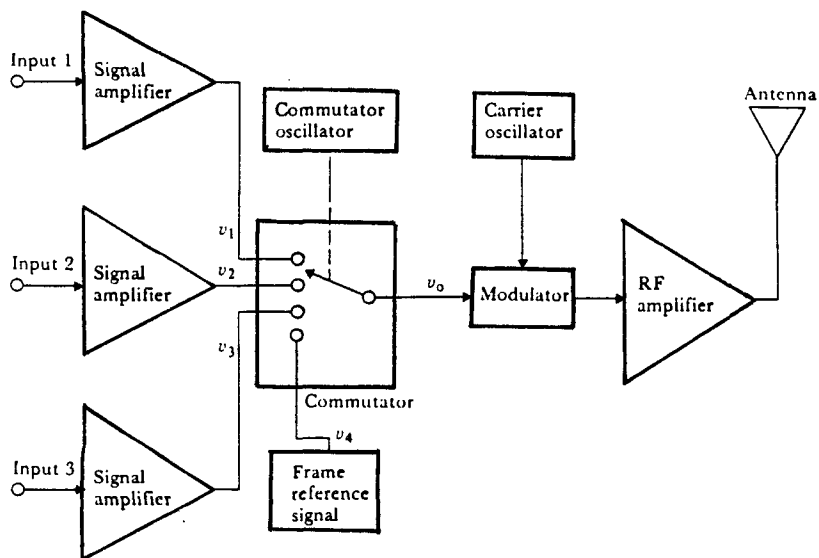
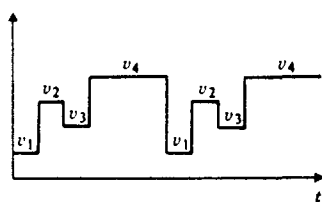


Fig. 3.62.- Sistema de radioteleetría de tres canales con división de frecuencia multiplexada.

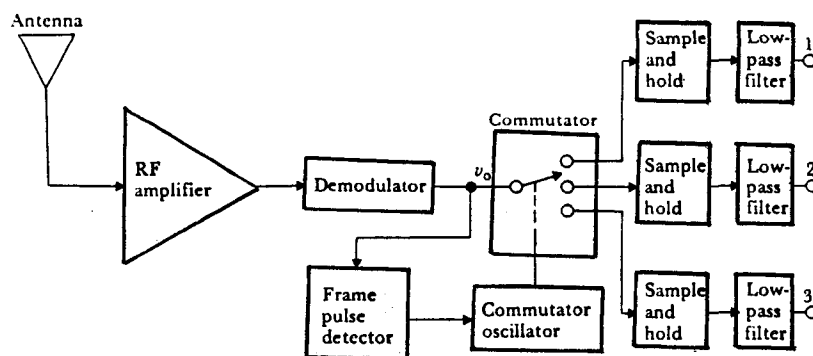
Es importante aclarar que aunque los sistemas de radioteleetría proporcionan un aislamiento ideal, estos no son completamente inmunes a los problemas del ruido eléctrico. En casos extremos estas señales no deseadas pueden traer consigo la pérdida completa de la señal deseada.



(a) Transmitter



(b)



(c) Receiver

Fig. 3.63.- Sistema de radiotelemetría de tres canales con división de tiempo multiplexado.

En adición a esto hay que decir que la orientación relativa entre las antenas del transmisor y del receptor es muy importante. Hay orientaciones por las cuales ninguna señal emitida es recibida por la antena del receptor. En tales casos, no hay transmisión de señales. Este problema está muy cuidado en sistemas de radiotelemetría de alta calidad.

3.- METRONOMO ELECTRONICO.-

Se presenta un metrónomo electrónico que proporciona un número prefijable de señales luminosas y sonoras en un tiempo de 45 segundos. Tal dispositivo fue diseñado para su uso en pruebas de adaptación al ejercicio pero se mencionan otras aplicaciones posibles.

3.1.- Introducción.-

Las pruebas de adaptación al esfuerzo son un medio útil para establecer el grado de aptitud de una persona hacia el deporte en general o a una disciplina en particular.

Se hacen a deportistas y consisten, en general, en la medición de presión sanguínea, frecuencia cardíaca, así como de otras variables fisiológicas, antes, durante y después de una actividad física determinada, tal como la carrera o las flexiones abdominales. Puesto que es importante fijar y mantener un ritmo en la actividad, se acude a un metrónomo. Este debe indicar la cadencia tanto en forma auditiva como luminosa, para poder utilizarse con una amplia variedad de pruebas.

En el caso particular nuestro, se desea efectuar un número determinado (10, 20, 40) de flexiones en 45 segundos.

3.2.- Materiales y Métodos.-

Se desea obtener una señal como la indicada en la figura 3.64.

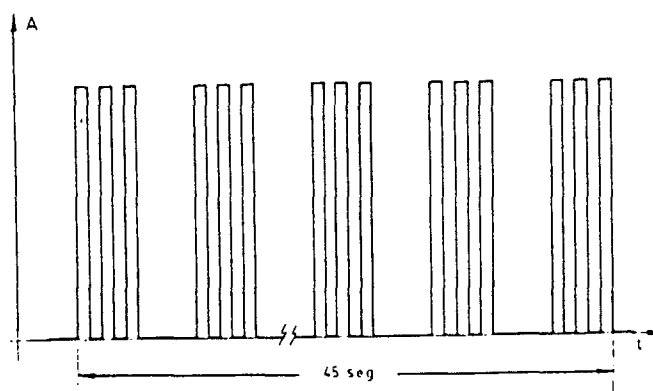


Fig. 3.64.- Tren de pulsos necesarios.

Cada paquete de impulsos enciende un indicador visual y al mismo tiempo genera un tono sonoro.

Para llegar a dicha forma de onda se realiza el sistema indicado a nivel de diagrama de bloques en la figura 3.65.(a), cuyo funcionamiento puede comprenderse con el esquema de la figura 3.65.(b).

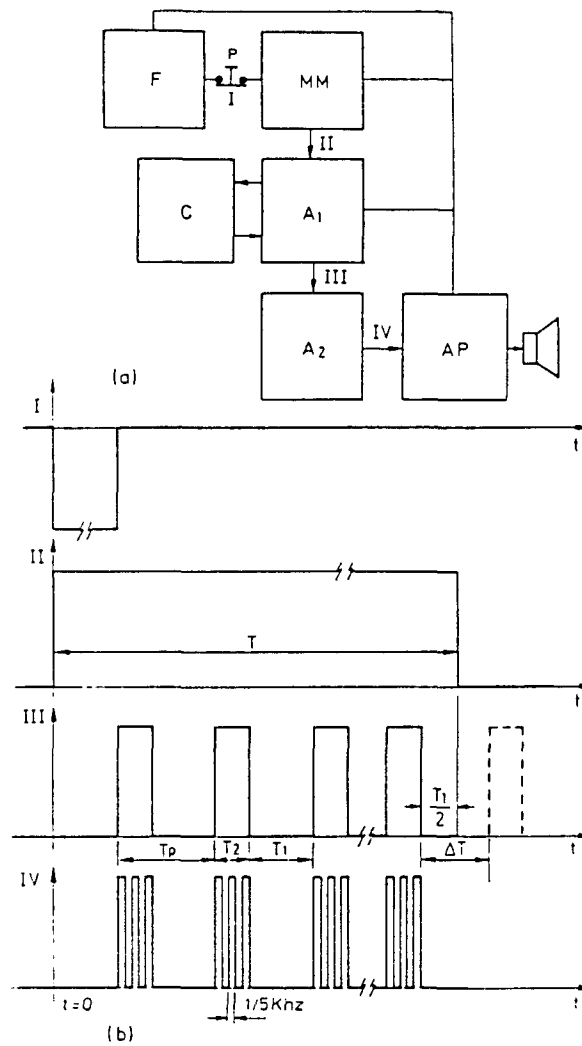


Fig. 3.65. (a) Diagrama de bloques del metrónomo. F = fuente de alimentación; P = pulsador; MM = monoestable de periodo fijo; $T = 45s$; A1 = astable de periodo regulable; A2 = Astable de periodo fijo (0.2ms); AP = Amplificador de potencia. (b) Formación del tren de impulsos. I = Onda de disparo; II = ventana del monoestable; III = tren de impulsos de A1. IV = señal definitiva.

Al presionar el pulsador P (onda I) se dispara el multivibrador monoestable MM de periodo fijo de 45 s (onda II). Este MM habilita el multivibrador astable As en el que, al regular T2 se prefija el número de impulsos en los 45 s (onda III). Durante el tiempo T1, que es fijo, se habilita el multivibrador astable A2 que genera una onda con la que se enciende un dispositivo luminoso (diodo emisor de luz, foco incandescente, etc.), y se ataca un altavoz o dispositivo sonoro similar (onda IV). Ajustando la frecuencia de A2 puede cambiarse el tono de la señal sonora.

La realización práctica se ve en la figura 3.66.; los bloques y los puntos indicados corresponden a los indicados en la figura 3.65.(a) y a las ondas de la figura 3.65(b). Se han agregado transistores del tipo BC 547 para adecuar los niveles y polaridades de las señales.

Se eligió el circuito integrado LM 555 y su versión doble LM 556 por su disponibilidad en el mercado y la relativa independencia de las duraciones prefijadas frente a variaciones de la tensión de alimentación. Pese a esto resultó conveniente intercalar un simple regulador de tensión.

El resistor R7 del amplificador de potencia que fija los niveles de excitación del diodo emisor de luz (LED) y del altavoz, se elige según las fórmulas dadas.

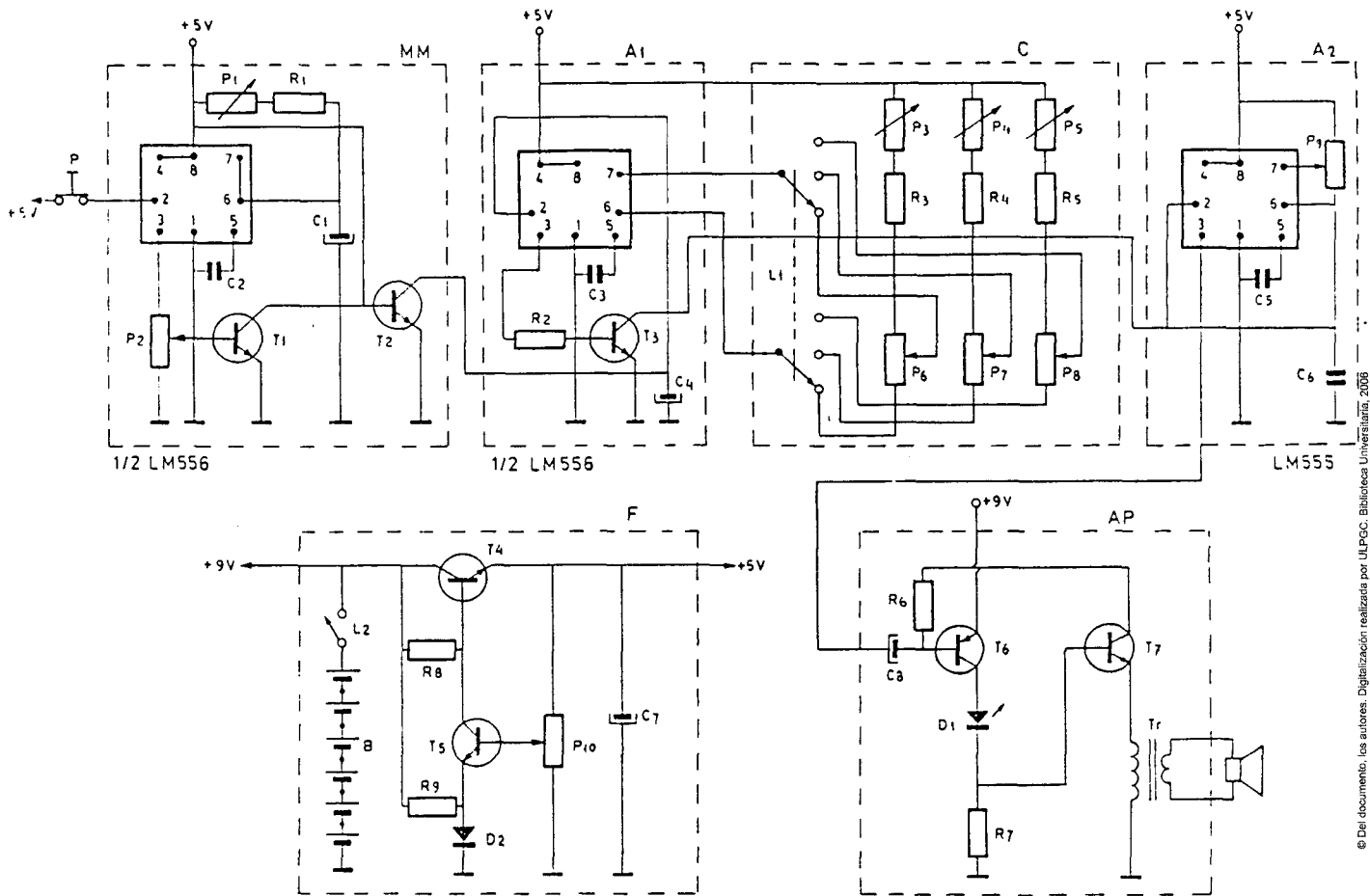


Fig. 3.66.- Circuito del metrónomo.

3.3.- Resultados.-

Puede verse que en la figura 3.65.(b) la máxima variación admisible del lapso excitado del MM es

$$\Delta T_{max} = \frac{T_1}{2}$$

ΔT_{max} para el caso más desfavorable (40 impulsos), suponiendo que la duración de cada uno sea de 0,4 s resulta:

$$\Delta T_{max} = 0,35 \text{ s} \quad \text{o sea} \quad \frac{\Delta T_{max}}{T} \% = \frac{0,35}{45} \times 100 = 0,77 \%$$

Es decir, que la máxima variación admisible es del 0,77% en la duración del MM. Esta estabilidad no puede lograrse sino con condensadores de tantalio.

Las pruebas realizadas con el metrónomo, una vez ajustado, mostraron la factibilidad del instrumento, funcionando satisfactoriamente en cada una de las ocasiones en que fue probado.

3.4.- Discusión.-

El metrónomo puede usarse tanto en el caso de personas que desean conocer su aptitud física para saber si están en condiciones de practicar un deporte, como en aquellos que, ya en la práctica de una actividad determinada, buscan tener una indicación del progreso de su adaptación física al deporte.

Por extensión, puede usarse en el seguimiento de los lisiados o enfermos vasculares que siguen un tratamiento de rehabilitación física, para constatar su efectividad.

Con las relaciones dadas pueden cambiarse las duraciones y número de impulsos, para adaptar el circuito a las distintas pruebas de esfuerzo disponibles.

3.5.- Conclusión.-

El circuito suministra una serie prefijable de destellos y sonidos cuya aplicación específica es fijar el ritmo de las pruebas de aptitud física, pero puede usarse en otras funciones.

Las pruebas de estabilidad muestran que el comportamiento del circuito es satisfactorio, pese a su simplicidad y la economía de los componentes usados.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Mackay, R.S., **Bio-medical telemetry**, New York: Wiley.
- * Plonsey, R., **Bioelectric phenomena**, New York: McGraw-Hill
- * **Mundo electrónico**, nº 98. (1.980).

Universidad de Las Palmas de G.C.

Escuela Universitaria de Telecomunicaciones de Las Palmas

TRABAJO FIN DE CARRERA

TITULO:

TOMO I : TECNICAS DE ELECTROMEDICINA .

TOMO II : ELECTROENCEFALOGRAFIA (EEG) .

AUTORES

TUTOR

V. Domínguez Roldán

R. García Fernández

M. Peñate Suárez

TRIBUNAL.

INDICE

PROLOGO	1.1
TEMA 1	1
GENERALIDADES	1
1.- NOCIONES DE NEUROFISIOLOGIA	1
2.- DEFINICIONES, VOCABULARIO Y TECNICA ELEMENTAL	3
2.1.- La Electroencefalografía se realiza en el enfermo ambulatorio y hospitalizado	3
2.2.- El aparato registrador	4
2.3.- Los montajes	6
3.- FIGURAS ELEMENTALES DEL EEG Y SU AGRUPAMIENTO	6
4.- RITMOS Y ACTIVIDADES DEL ADULTO NORMAL DESPIERTO	11
5.- VARIACIONES DEL TRAZADO NORMAL	13
5.1.- La edad	13
5.2.- El sueño	14
6.- ACTIVACION DE LOS TRAZADOS	15
7.- AUSENCIA DE ESPECIFICIDAD DE LAS ANOMALIAS ELECTROENCE- FALOGRAFICAS	18
8.- INTERPRETACION CLINICA	20
BIBLIOGRAFIA	20
TEMA 2	21
FISIOLOGIA Y ANATOMIA FUNCIONAL DEL CRANEO	21
1.- INTRODUCCION AL SISTEMA NERVIOSO	21
2.- CONSTITUCION DEL SISTEMA NERVIOSO	21
3.- DIVISION DEL SISTEMA NERVIOSO	22
4.- SISTEMA NERVIOSO CENTRAL	23
4.1.- Tronco del encéfalo	24
4.2.- Cerebelo	25
4.3.- Cerebro	25
4.4.- Meninges	30
4.5.- Vascularización del encéfalo	31
BIBLIOGRAFIA	32
TEMA 3	33
¿QUE SUCEDE EN EL DEPARTAMENTO DE EEG?	33
1.- INTRODUCCION	33
2.- FORMULARIO DEL EEG	34

3.- REGISTRO	34
4.- COLOCACION DE LOS ELECTRODOS	35
5.- EL APARATO DE EEG	38
6.- AMPLIFICADOR BIOLOGICO	39
7.- SISTEMA DE INSCRIPCION	40
8.- INFORME DEL EEG	40
BIBLIOGRAFIA	41
TEMA 4	42
EEG NORMAL Y ANORMAL	42
1.- PROBLEMA DEL ARTEFACTO	42
2.- EEG NORMAL	44
3.- FORMACION RETICULAR	45
4.- EEG ANORMAL	46
BIBLIOGRAFIA	48
TEMA 5	49
LESIONES CEREBRALES	49
Capítulo 1: Tumores cerebrales	50
1.- INTRODUCCION	50
2.- HALLAZGOS EEG	50
3.- FACTORES QUE PROVOCAN ANORMALIDADES EN EL EEG	50
4.- SIGNOS PRECOCES DE TUMOR INTRACRANEAL	51
5.- LOCALIZACION EN EL EEG	52
BIBLIOGRAFIA	55
Capítulo 2: Accidentes Cerebrovasculares	56
1.- INTRODUCCION	56
2.- GENERALIDADES	56
3.- HEMORRAGIA CEREBRAL	56
4.- TROMBOSIS CEREBRAL	57
5.- LESIONES VASCULARES DEL TRONCO CEREBRAL	57
6.- ENFERMEDAD CEREBROVASCULAR DIFUSA	58
7.- AMNESIA GLOBAL TRANSITORIA	58
8.- ¿APOPLEJIA?;TUMOR?	58
9.- JAQUECA	59
BIBLIOGRAFIA	60

Capítulo 3: Traumatismos Cerebrales	61
1.- INTRODUCCION	61
2.- TRAUMATISMOS CEREBRALES AGUDOS	62
3.- HEMATOMA SUBDURAL	62
4.- CONTROL DEL CURSO EVOLUTIVO	64
5.- EPILEPSIA POSTRAUMATICA	64
6.- ENCEFALOPATIA POSTRAUMATICA	64
BIBLIOGRAFIA	64
Capítulo 4: Infecciones y Encefalopatias	65
1.- INTRODUCCION	65
2.- ABSCESO CEREBRAL	65
3.- MENINGITIS AGUDA	65
4.- ENCEFALITIS AGUDA	65
5.- COMPLEJOS REPETITIVOS	66
6.- ENCEFALITIS SUBAGUDA	66
7.- ENCEFALOPATIA SUBAGUDA ESPONGIFORME	67
8.- ENCEFALOPATIA HEPATICA	67
BIBLIOGRAFIA	69
TEMA 6	70
EPILEPSIA	70
1.- INTRODUCCION	70
2.- EL EEG EN LA EPILEPSIA	70
3.- CLASIFICACION DE LA EPILEPSIA	71
4.- ORIGEN Y DIFUSION DE LA DESCARGA EPILEPTICA	72
5.- EL EEG DURANTE LA CRISIS	72
6.- NO-EPILEPSIA	73
7.- ALTERACIONES EEG EN LA FASE INTERCRITICA	73
8.- PETTT MAL	74
9.- EPILEPSIA REFLEJA	75
10.- RESULTADO EEG ESPERADO	78
11.- STATUS EPILEPTICUS	79
12.- TRATAMIENTO QUIRURGICO DE LA EPILEPSIA	79
BIBLIOGRAFIA	80
TEMA 7	81
EL EEG EN PEDIATRIA	81
1.- INTRODUCCION	81
2.- ALGUNOS PROBLEMAS PROPIOS DE LA INFANCIA	81

2.1.- Convulsiones de la primera infancia	81
2.2.- Hemiplejías infantiles, acompañadas o no de epilepsia	81
2.3.- Meningoencefalitis	82
2.4.- Niños con trastornos de conducta	82
3.- EL EEG DEL PREMATURO	82
4.- MADURACION DEL EEG	83
5.- EL EEG EN LOS ESTADOS PATOLOGICOS	85
6.- EPILEPSIA NEONATAL	85
7.- ESPASMOS INFANTILES	85
8.- CONVULSIONES FEBRILES	86
9.- SUBNORMALIDAD MENTAL	86
10.- TUMORES CEREBRALES	86
11.- TRASTORNOS DEGENERATIVOS	86
12.- TRAUMATISMOS CEREBRALES EN LA INFANCIA	86
13.- EL NIÑO GOLPEADO	87
BIBLIOGRAFIA	87
TEMA 8	88
MUERTE CEREBRAL	88
1.- INTRODUCCION	88
2.- CONSIDERACIONES TECNICAS	88
3.- EL EEG ISOELECTRICO	89
4.- COMA POR DROGAS	89
5.- MONITOR DE FUNCION CEREBRAL (MFC)	90
BIBLIOGRAFIA	92
TEMA 9	93
ANESTESICOS Y EEG	93
1.- INTRODUCCION	93
2.- EFECTOS DE LOS AGENTES ANESTESICOS	93
3.- REVISION PRE Y POSTOPERATORIA	94
4.- MONITORIZACION DURANTE LA INTERVENCION (COMPROBACION) ..	95
BIBLIOGRAFIA	95
TEMA 10	96
EMPLEO DE TECNICAS DE RESPUESTA EVOCADA	96
1.- INTRODUCCION	96
2.- "SEÑAL" Y "RUIDO"	96
3.- PROMEDIOS	98
4.- APLICACIONES CLINICAS	98

BIBLIOGRAFIA	99
TEMA 11	100
INFORME ELECTROENCEFALOGRAFICO	100
1.- INTRODUCCION	100
2.- VALIDEZ	100
3.- REDACCION DEL INFORME EEG	100
4.- INFORME DEL EEG	101
BIBLIOGRAFIA	102
TEMA 12	103
PROBLEMAS Y FUTURO DEL EEG	103
1.- INTRODUCCION	103
2.- UN PROBLEMA BASICO	103
3.- DIFICULTADES TECNICAS	103
4.- PERSONAL	104
5.- INTERPRETACION Y CUANTIFICACION DEL EEG	104
6.- VENTAJAS DEL EEG	104
7.- ANALISIS DE LOS SIGNOS EEG	105
8.- TELEMETRIA	105
9.- BIOFEEDBACK	106
10.- CONCLUSION	106
BIBLIOGRAFIA	106
TEMA 13	107
NUEVAS TECNICAS DEL EEG	107
Capítulo 1: Transmisión por línea telefónica de la EEG	108
1.- INTRODUCCION	108
2.- PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO	109
3.- DESCRIPCION DEL SISTEMA	111
4.- PRESTACIONES	113
5.- CONCLUSIONES	113
6.- NOTA	113
BIBLIOGRAFIA	114
Capítulo 2: EEG por Ordenador	115
1.- INTRODUCCION	115
2.- HARDWARE	115
3.- SOFTWARE	115

4.- CONCLUSION	116
BIBLIOGRAFIA	117
TEMA 14	118
LINEAS DIRECTRICES EN EEG	118
1.- INTRODUCCION	118
2.- NORMAS PARA LA PRACTICA DE LA EEG CLINICA (LINEA-1)	118
2.1.- Cualificación mínima de un electroencefalografista clínico	118
2.2.- Organización del Laboratorio	118
2.3.- Dotación material	119
3.- DESCRIPCIONES DE LAS TAREAS RECOMENDADAS PARA TECNOLOGOS EN EEG (LINEA-2)	119
3.1.- Especificación de Categorías	119
4.- REQUISITOS TECNICOS MINIMOS PARA LA PRACTICA DE LA EEG CLINICA (LINEA-3)	121
5.- NORMAS TECNICAS MINIMAS PARA EL REGISTRO DE EEG EN CASO DE SOSPECHA DE MUERTE CEREBRAL (LINEA-4)	122
6.- RECOMENDACIONES PROVINCIONALES PARA LA TRANSMISION TELEFONICA DE EEG (LINEA-5)	123
7.- NORMAS TECNICAS MINIMAS PARA LA EEG INFANTIL (LINEA-6) ...	123
8.- MONTAJES ESTANDAR USADOS EN EEG CLINICA (LINEA-7)	123
9.- NOTA	126
BIBLIOGRAFIA	126
TEMA 15	127
DESCRIPCION DE UN EEG	127
Capítulo 1: El Electroencefalógrafo	128
1.- INTRODUCCION	128
2.- CANAL ELECTROENCEFALOGRAFICO	128
3.- CARACTERISTICAS GENERALES DEL ELECTROENCEFALOGRAFO ..	131
3.1.- Amplificadores	131
3.2.- Las válvulas electrónicas	132
3.3.- Transistores	135
4.- AMPLIFICADORES BALANCEADOS	135
5.- SENSIBILIDAD	136
6.- IMPEDANCIA DE ENTRADA	139
7.- RESPUESTA DE FRECUENCIA	140
8.- FILTRO DE FRECUENCIAS LENTAS	141
9.- FILTRO DE FRECUENCIAS RAPIDAS	143

10.- DISCRIMINACION	145
11.- SISTEMAS DE INSCRIPCION	146
12.- VELOCIDAD DEL PAPEL	146
13.- CALIBRACION DEL ELECTROENCEFALOGRAFO	147
BIBLIOGRAFIA	149
Capítulo 2. Seguridad eléctrica	150
1.- INTRODUCCION	150
2.- SEGURIDAD ELECTRICA	151
2.1.- Riesgo de electrocución: modelo físico	151
2.2.- Efectos de la corriente eléctrica en el cuerpo humano	152
2.3.- Realización de la seguridad en el equipo	154
2.4.- Realización de la seguridad en la instalación	160
BIBLIOGRAFIA	162
Capítulo 3: Condiciones de diseño EEG y Especificaciones técnicas	163
1.- INTRODUCCION	163
2.- CONDICIONES DE DISEÑO DE UN EEG	163
3.- ESPECIFICACIONES TECNICAS	164
4.- DIAGRAMA DE BLOQUES	165
BIBLIOGRAFIA	167
Capítulo 4: Electrodo: Montaje	168
1.- INTRODUCCION	168
2.- MATRIZ DE ELECTRODOS	168
3.- MONTAJE POR MULTIPLEXACIÓN	168
BIBLIOGRAFIA	167
Capítulo 5: Etapa Preamplificadora	171
1.- INTRODUCCION	171
2.- DISEÑO DE LA ETAPA PREAMPLIFICADORA	171
BIBLIOGRAFIA	173
Capítulo 6: Etapa Amplificadora	174
1.- INTRODUCCION	174
2.- FIJACION DEL ANCHO DE BANDA	174
2.1.- Análisis de la función de transferencia	175
2.2.- Análisis de Módulo y Fase	176
2.3.- Estudio de Estabilidad	178
3.- SELECCION DE LA SENSIBILIDAD (CONTROL DE GANANCIA)	179

4.- DETECTORES DE SATURACION	180
BIBLIOGRAFIA	181
Capítulo 7: Etapa de Filtrado	182
1.- INTRODUCCION	182
2.- CONSTANTES DE TIEMPO	182
2.1.- Estudio de Módulo y Fase	183
2.2.- Estabilidad	185
3.- FILTROS PASO BAJO (SALLEN-KEY)	187
3.1.- Estudio de Módulo y Fase	183
3.2.- Estabilidad	193
4.- NOTH FILTER	195
BIBLIOGRAFIA	197
Capítulo 8: Canal de EEG completo (Amplificación/Filtrado).	198
BIBLIOGRAFIA	202
Capítulo 9: Etapa Visual. Adaptación de la señal de EEG a un osciloscopio	
convencional	203
1.- INTRODUCCION	203
2.- MUESTREO DE SEÑALES.TEOREMA DE MUESTRAS. RECUPERACION DE LA SEÑAL MUESTREADA	203
3.- CONVERSION DE DATOS	205
3.1.- Introducción	205
3.2.- Convertidores Digital-Análogos	205
3.3.- Conmutadores	207
3.4.- Convertidores Analógico-Digitales	208
3.5.- Convertidor A/D por aproximaciones sucesivas	208
4.- FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO Y DIAGRAMA DE BLOQUES	209
4.1.- Lógica de control	214
4.2.- Circuito de memoria	216
4.3.- Filtros	217
5.-ETAPA VISUAL COMPLETA	218
BIBLIOGRAFIA	219
Capítulo 10: Calibrador	220
1.- INTRODUCCION	220
2.- DISEÑO DEL CALIBRADOR	220
BIBLIOGRAFIA	223

Capítulo 11: Consideraciones prácticas	224
1.- INTRODUCCION	224
2.- PLACA AMPLIFICACION/FILTRADO	224
3.- TARJETA VISUALIZADORA	225
4.- FUENTE DE ALIMENTACION	226
5.- MECANORMA	227
6.- MEJORAS	229
6.1.- Mejoras con respecto a los EEG comerciales	229
6.2.- Mejoras de este proyecto	229
7.- INSTRUMENTACION UTILIZADA	230
BIBLIOGRAFIA	
Capítulo 12: Diseño teórico de un EEG completo	231
1.- INTRODUCCION	231
2.- EEG COMPLETO	231
BIBLIOGRAFIA	232
Capítulo 13: Presupuesto aproximado de un canal EEG	233
1.- INTRODUCCION	233
2.- PLACA AMPLIFICACION/FILTRADO	233
3.- PLACA VISUALIZADORA	235
4.- FUENTE DE ALIMENTACION	236
5.- OTROS COMPONENTES	236
6.- NOTA	237
Capítulo 14: Data Sheets (Hojas de Datos)	238
BIBLIOGRAFIA	238
TEMA 16	239
TIPOS DE MONTAJES Y REGISTROS (figuras)	239
1.- REGISTROS CARACTERISTICOS	240
BIBLIOGRAFIA	264
GLOSARIO	265

PROLOGO

La electroencefalografía es un tema que se presta admirablemente para ser presentado en un atlas. La mayoría de los médicos y técnicos, a menos que tengan profundos conocimientos de la electrónica de la electroencefalografía, confían en la imaginación visual para la lectura e interpretación de sus trazados. Por ello, un atlas resulta de valor incalculable en su tarea cotidiana.

En los últimos 40 años la electroencefalografía ha conocido grandes progresos, hasta el punto de que en la actualidad se la acepta prácticamente como un método de rutina para localizar enfermedades cerebrales. Como se trata de una técnica no invasora, que no exige preparación previa y que requiere la mínima cooperación del paciente, puede emplearse aún en condiciones adversas en la sala de guardia, de terapia intensiva o de recuperación, cuando no es posible trasladar al enfermo hasta el gabinete de electroencefalografía.

La electroencefalografía ha permitido al neurólogo efectuar una clasificación aceptable de la epilepsia, lo que antes se hacía sobre la base de sus características clínicas. Como algunas de estas categorías ofrecen diferencias clínicas muy sutiles, la clasificación anterior resultaba, a veces, arbitraria y confusa. Las técnicas de activación ampliaron los alcances del electroencefalograma en el diagnóstico y localización de focos epilépticos y con la implantación de electrodos ha sido posible detectar la presencia y ubicación de focos epilépticos subcorticales, accesibles así a la cirugía estereotáxica.

A través del examen del diagrama de las respuestas auditivas y visuales provocadas, el electroencefalografista puede localizar lesiones profundas de esos sistemas. Las respuestas somatosensoriales provocadas permiten la exploración de la integridad de las vías nerviosas de la médula espinal.

Para la determinación de la muerte cerebral, el EEG demostró ser el criterio más útil.

En los primeros tiempos de la electroencefalografía no se aprecian del todo las variaciones de un trazado normal, y en algunos casos se creía que eran hallazgos patológicos. Por eso es tan importante una sección dedicada al EEG normal, sobre todo para el investigador y el médico joven poco conocedor de las variaciones normales de la edad, el grado de conciencia y otros estados fisiológicos.

Por último, las abundantes ilustraciones de EEG anómalos permitirán que el electroencefalografista reconozca fácilmente los trazados específicos de ciertas patologías.

Con un registro técnicamente perfecto, el electroencefalografista podrá hacer interpretaciones de incalculable ayuda para el clínico. Si bien en algunos casos el trazado del EEG es específico, en muchos sugiere ciertas posibilidades clínicas que el examen médico confirmará o no con posterioridad. Recurriendo a un atlas como éste, el médico

estará en condiciones de apreciar la contribución que puede ofrecer el electroencefalografista al arte y a la ciencia de la medicina.

Aquí hemos intentado dar unas nociones generales de la electroencefalografía así como explicar las típicas enfermedades patológicas que se detectan por esta técnica.

En el aspecto técnico hemos dado una explicación general sobre el electroencefalógrafo, deteniéndonos más en dos de sus etapas: etapa de amplificación y etapa de filtrado. Dejando las demás etapas para posteriores proyectos.

TEMA 1

GENERALIDADES

1.- NOCIONES DE NEUROFISIOLOGIA.-

Todo acúmulo de neuronas está dotado, en ciertas condiciones, de una actividad espontánea de frecuencia variable; Tal es el caso de la corteza cerebral, de los núcleos talámicos, del tronco cerebral y aún de las astas anteriores de la medula espinal.

La actividad espontánea de la corteza cerebral da origen a la curva registrada en el electroencefalograma, curva que no es más que un reflejo alejado y fragmentario de los potenciales que poseen las neuronas.

Reflejo Global; confunde en una sola curva y onda la actividad de numerosas células animadas de pulsaciones elementales.

Reflejo Parcial; el EEG registra solamente una parte de las células nobles del cerebro, pero no todas las actividades eléctricas que animan los diferentes segmentos neuronales.

Para comprender el EEG global, debemos dirigir nuestra mirada hacia las células que constituyen su fuente de origen.

Se trata de grandes células piramidales dispuestas en las capas IV y V con una orientación radial, perpendicular a la corteza.

El estudio microfisiológico de los segmentos de las neuronas está apenas en sus comienzos; permite una primera diferenciación de la actividad subneuronal en:

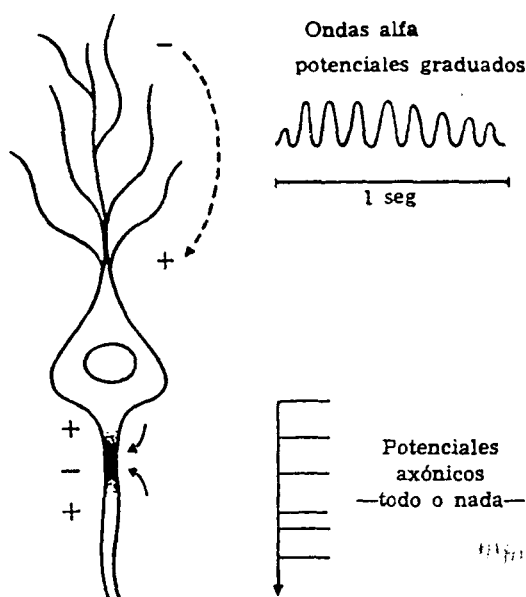
- **Microactividad dendrítica** que produce a lo largo de las dendritas apicales unas variaciones de potencial de duración idéntica a la de las ondas del EEG: 20 a 50 milisegundos. Estos potenciales dendríticos están graduados, se desplazan a lo largo de la dendrita apical y aparecen y desaparecen en el mismo lugar.
- **Microactividad somática**, del orden de 1 a 3 milisegundos, recogida por microelectrodos implantados en el cuerpo neural.
- **Microactividad axonal**, más breve aún, se prolonga a lo largo de los cilindroejes y asegura la convergencia e irradiación de los mensajes en el cerebro, coordinando, de este modo, la acción del sistema nervioso.

Contrariamente a la actividad dendrítica, la microactividad somática y axonal siguen la ley del todo o nada.

Existen además, modificaciones muchos más lentas del conjunto de las estructuras nerviosas, modificaciones continuas y progresivas que duran decenas de segundos o varios minutos. Como acabamos de decir, solamente la actividad dendrítica parece estar representada en la curva del EEG.

Pero es fácil comprender que las envolturas meníngeas, óseas y cutáneas interpuestas entre las células piramidales y los electrodos originen grandes diferencias

entre el electrocorticograma (ECG) registrado sobre la corteza y electroencefalograma sobre el cuero cabelludo.



Los problemas abordados por la técnica microfisiológica comprenden las operaciones fundamentales que se desarrollan en el cerebro, considerándose a la neurona como un eslabón, un foco de integración o una fuente.

El ECG tiene una amplitud de 2 a 50 veces mayor que el EEG; éste último muestra una localización más estricta de ritmos y de figuras, pues las ondas, además de la reducción de voltaje sufren una dispersión manifiesta, combina y mezcla las variaciones de potencial que provienen de múltiples generadores intracerebrales separados en la corteza cerebral.

A pesar de estos "fallos", el EEG nos da una imagen significativa de la actividad eléctrica cerebral, imagen compleja y modulada en función de cambios biológicos importantes.

No hay ninguna relación entre el EEG y el pensamiento, ya que el EEG varía con la edad, la vigilia o el sueño, la atención o la distracción, la necesidad de aire, el hambre, la sed o la saciedad.

Estas modulaciones son de origen químico o neural.

Las primeras comienzan a ser conocidas: los niveles de azúcar, de CO₂ o de oxígeno, están en relación directa con la aparición o la desaparición, aceleración o lentificación de las ondas cerebrales; la influencia de la insulina y del ACTH sobre el EEG normal y patológico es considerable.

Asimismo, la actividad eléctrica de la corteza está modulada y regulada por las agrupaciones neuronales subcorticales: formación reticular del tronco cerebral, rinencéfalo, tálamo, unidos a la corteza por múltiples vías.

Esta regulación es compleja; se confunden en un torbellino perpetuo los mensajes que provienen del exterior, de la corteza, y de las estructuras subcorticales; de este modo se realiza la "integración" presentada por Sherrington y Pavlov, y a la cual Hans Berger por el descubrimiento del EEG ha suministrado un maravilloso instrumento de investigación. Si se recuerda, además, que la actividad rápida de la sustancia blanca y del cerebelo escapan a su radio de acción, se comprenderá que el EEG no registra más que una pequeña fracción de la actividad eléctrica del encéfalo.

Con esta pequeña fracción los clínicos han edificado la valiosa semiología expuesta en esta obra. Pero es imprescindible que lo poco que sabemos no nos haga olvidar la inmensidad de lo que aún ignoramos.

2.- DEFINICIONES, VOCABULARIO Y TECNICA ELEMENTAL

2.1.- La electroencefalografía se realiza en el enfermo ambulatorio y hospitalizado.-

No tiene contraindicaciones, si bien puede presentar dificultades o ser imposible de practicar en los niños de 2 a 5 años que no colaboran, o en los adultos excitados. La inducción del sueño reduce considerablemente el número de estos pacientes refractarios. La tenacidad del personal técnico y su experiencia permiten lograr, a menudo, el sueño espontáneo, la calma o la relajación.

El registro de la actividad cerebral se hace a través de la bóveda craneal y del cuero cabelludo, sin que sea necesario cortar el cabello en el punto de aplicación de los electrodos. Estos últimos consisten en una pequeña placa de plata clorurada que se aplica sobre el cuero cabelludo por medio de una torunda de algodón embebida en agua salada y aplicados mediante un casco elástico. Hay otras técnicas para la colocación de electrodos que incluyen el uso de sustancias adherentes como el colodión, pastas hidrófobas conductoras, etc.. La elección depende del laboratorio donde se trabaje. La aplicación correcta de los electrodos y su disposición adecuada, son de capital importancia. No es necesaria ninguna preparación previa; sin embargo, es preferible que tanto los cabellos como la epidermis estén limpios de grasas (se recomienda un buen lavado de cabeza con "champú" en la víspera del examen).

En el enfermo epiléptico ambulatorio, la supresión del tratamiento antes del examen supone el riesgo de una crisis; no deberá suprimirse pues la medicación salvo indicación contraria, si no se desea correr el riesgo de reavivar unas crisis dominadas.

Según los autores, estos riesgos son innecesarios ya que la supresión de los barbitúricos puede perturbar el registro aún en los pacientes no epilépticos, así como precipitar en estos últimos las crisis comiciales.

2.2.- El aparato registrador.-

Está compuesto esencialmente de un amplificador en cuatro etapas, de principio idéntico al empleado en radiotelefonía. Está provisto de un sistema incriptor a plumas y de un rotador de papel cuya velocidad es regulable. El número de plumas varía de 8 a 16. Desde el número de 8, aconsejable, o su múltiplo (16), dicho número varía según el laboratorio.

Para el examen a domicilio o en pacientes que no pueden ser movilizados, se emplean aparatos portátiles, cuyo peso se ha reducido por la introducción de transistores.

El aparato y el paciente están conectados a una derivación que va a tierra y que todo buen aparato debe registrar los fenómenos eléctricos cerebrales permaneciendo insensible a las perturbaciones eléctricas que lo rodean; lo cual es necesario para tener una buena diferenciabilidad. Señalamos algunas condiciones técnicas del registro (Fig. 1.1.):

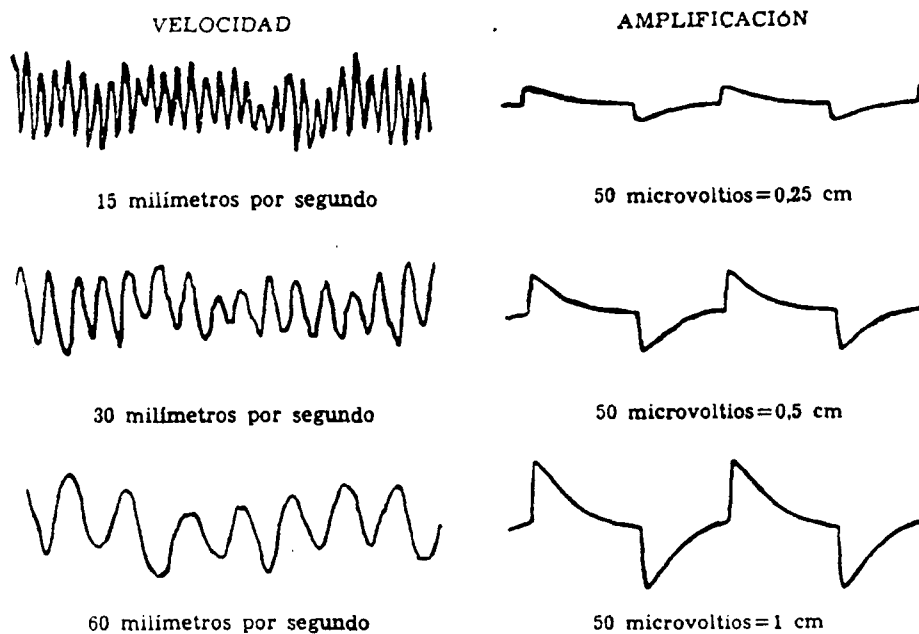


Fig. 1.1.- Velocidad de registro y amplificación.

A la izquierda: ritmo alfa registrado con distintas velocidades 15,30 y 60 mm:segundo.

A la derecha: señal de 50 microvoltios con tres ampliificaciones distintas.

- La **amplificación** representa el aumento de potenciales cerebrales muy débiles hasta una intensidad capaz de poner en movimiento las plumas; en la práctica corriente, la amplificación es tal que 50 microvoltios se traducen en el trazado por una deflexión de 5 mm.
- La **velocidad de rotación** más frecuente, en gran parte de los países europeos, es de 1,5 cm/seg. alcanzando hasta 3 y aún hasta 6 cm/seg. en el estudio de

determinados fenómenos. La velocidad preferida es de 3 cm/seg. La selección de velocidades menores está en relación con la economía del papel.

- Las constantes de tiempo y los filtros (Fig. 1.2.).

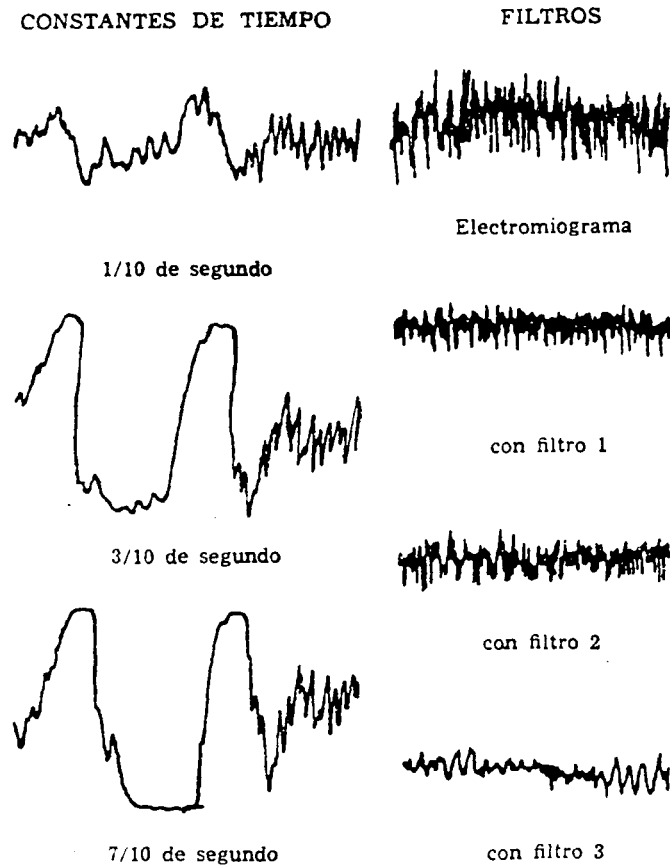


Fig. 1.2.- A la izquierda: Acción de las constantes de tiempo sobre las ondas lentas.

Trazados obtenidos con tres constantes de tiempos diferentes. Una constante de tiempo inferior a 1/10 de segundo amortigua considerablemente las ondas lentas y desfigura el trazado. Con la constante de tiempo habitual de 3/10 de segundo se dejan pasar las grandes ondas lentas de 1 c. seg. con una atenuación mínima. Una constante de tiempo prolongado, de 7/10 de segundo no modifica el trazado, pero se corre el peligro de dejar pasar ondas parasus lentas.

A la derecha: Acción de los filtros sobre los ritmos rápidos.

Con el aumento de los filtros (1,2,3,...) las frecuencias rápidas se atenúan cada vez más en amplitud. La constante de tiempo no debe cambiarse con tanta frecuencia para poder comparar los trazados. En general es de 3/10 de seg. Asimismo el técnico experimentado coloca al paciente en condiciones óptimas de comodidad y relajación, evitando así el uso de los filtros. La figura 1.2. está destinada, además, a combatir el mito gráfico de: se puede manipular una curva como se desea. Y a pesar de la objetividad de dicho método, no hace más que registrar la realidad bajo ciertas condiciones.

Empleando las constantes de tiempo de 1/10, 3/10 y 7/10 de segundo, se suprimen o atenúan en parte las ondas lentas; esta supresión es necesaria en aquellos registros en los que dichas ondas se deben a los movimientos de la cabeza o a la transpiración.

Los filtros, por el contrario, atenúan la amplitud de los elementos rápidos; una serie creciente de F1, F2, F3 permite por lo tanto hacer desaparecer los artefactos rápidos debido a los electromiogramas.

El uso de las constantes de tiempo y de los filtros debe hacerse de un modo juicioso para no eliminar las ondas lentas o rápidas de origen cerebral al suprimir artefactos.

La indicación de la constante de tiempo y de los filtros interpuestos entre el cerebro y la pluma es pues indispensable, ya que el aspecto del trazado puede modificarse tanto por la técnica empleada como por la actividad cerebral.

2.3.- Los montajes.-

Casi siempre son bipolares, es decir que investigan la diferencia de potencial entre electrodos pareados. Las derivaciones pueden ser longitudinales o transversales. Es interesante considerar la actividad propia de cada electrodo mediante montajes monopolares o de referencia. Se estudia así la diferencia de potencial de dichos electrodos con respecto a un electrodo común que debería ser inactivo y que se toma como referencia.

Esto es difícil, pues los electrodos cefálicos son siempre activos, en tanto que los electrodos extracefálicos suelen tener una actividad ajena a la cerebral.

Para completar, señalamos la utilización de electrodos especiales, faríngeos, nasales, esfenoalares y orbitarios, estos últimos a título excepcional.

Terminemos con la rápida exposición de los numerosos artefactos que pueden aparecer en el electroencefalograma (EEG): los miogramas, en pacientes acostados, simulan puntas o ritmos rápidos; los movimientos de la cabeza, simulan ondas lentas rítmicas o aisladas, a veces se trata de pulsaciones arteriales o de un electrocardiograma que será reconocido fácilmente por un técnico especializado; y por último los movimientos de los globos oculares (Fig. 1.3.).

Es raro que la duda persista, si los exámenes son hechos por personal cualificado y cuidadoso, pero es necesario conocerlos, puesto que los artefactos son a veces más espectaculares que las figuras auténticas.

3.- FIGURAS ELEMENTALES DEL EEG Y SU AGRUPAMIENTO.-

Todo trazado EEG puede descomponerse en figuras elementales o elementos gráficos agrupados en sucesión más o menos rítmica, variables de un instante a otro; conservan a través de múltiples cambios un rasgo, o tipo (**pattern**) que se capta como una **forma**, conservando su identidad a pesar de las continuas fluctuaciones.

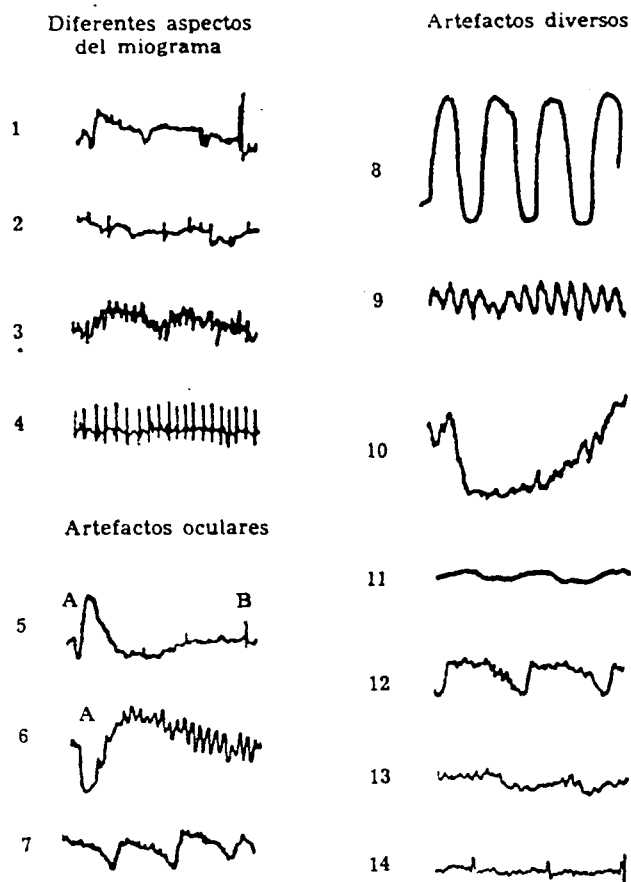


Fig. 1.3.- Algunos artefactos eléctricos o mecánicos que se producen, a menudo, en los registros.

Diferentes aspectos que deben registrarse en el miograma:

- 1.- Una punta que se repite.
- 2.- Puntas rítmicas.
- 3.- Ritmos rápidos.
- 4.- Puntas en las cuales la frecuencia se acelera.

Artefactos oculares:

- 5.- Un movimiento aislado del globo ocular en **A** simula una onda en punta, difásica, en **B** un miograma.
- 6.- Cierre de los ojos en **A** acompañado de un artefacto. Está seguido de pequeños movimientos rítmicos simulando el alfa.
- 7.- Tres movimientos rítmicos del globo ocular simulan un delta monomorfo.

Artefactos diversos:

- 8.- Los movimientos de acunar a un niño simulan un delta monomorfo.
- 9.- El temblor de la cabeza se asemeja a un theta rítmico.
- 10.- Transpiración.
- 11.- Respiración del recién nacido.
- 12.- Latidos manifiestos.
- 13.- Latidos más discretos.
- 14.- Electrocardiograma.

Antes de abordar el estudio del trazado como un conjunto, trataremos de describir estas figuras elementales con sus parámetros.

- FRECUENCIA POR SEGUNDO (C/ seg.= ciclos por segundos).

Las frecuencias con las que suceden las figuras elementales pueden ser dispuestas en **bandas** como en radiotelefonía.



14 a 30 c/seg. frecuencias *beta*



8 a 12 c/seg. frecuencias *alfa*



4 a 7 c/seg. frecuencias *theta*



0,5 a 3 c/seg. frecuencias *delta*

- AMPLITUD.

Se mide en microvoltios o millonésimas de voltios, la amplitud de cada figura se aprecia por la calibración. La amplitud de los elementos varía de 10 a 500 y aún 1000 microvoltios; los elementos se amplifican cuando la frecuencia disminuye, pero existen numerosas excepciones a esta regla.

- MORFOLOGIA.

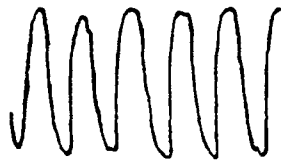
Cada elemento tiene su morfología propia: Fig. página siguiente.

La sucesión de las figuras elementales en el tiempo da lugar a su agrupamiento

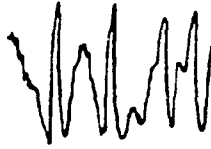
en:

- Actividades, definidas por su frecuencia, rítmicas o arrítmicas: ritmo alfa, ritmos lentos monoformos; actividades beta, theta, delta polimorfa.

Morfología



Ondas sinusoidales



Ondas agudas



Ondas simétricas



Onda asimétrica abrupta



Ondas «delta monomorfas»



Actividad «delta polimorfa»



Punta rápida de duracion inferior a 50 microvoltios



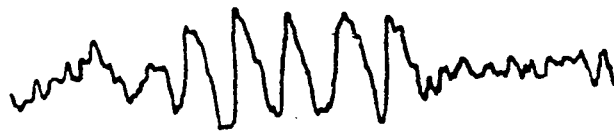
Punta menos aguda



Puntas monofásicas positivas



Punta difásica



- * Accesos paroxísticos con ondas cuya amplitud aumenta o disminuye regularmente.



- * Complejo punta - onda compuesto de una punta aguda seguida de una onda más lenta.



- * Complejo K compuesto de una o dos oscilaciones amplias y lentas, seguida de un acceso paroxístico más rápido; el complejo K representa una respuesta durante el sueño a un estímulo exterior.



- * Paroxismo: grupo de figuras anormales que se destacan bruscamente por su gran amplitud sobre el ritmo de base.

Para todas estas figuras, sería necesario anotar la topografía craneo encefálica: frontales, rolándicas, parietales, occipitales o temporales; bilaterales o unilaterales; localizadas o generalizadas.

Por último, en la descripción del aspecto general de trazado deberá tenerse en cuenta que los ritmos, los complejos o los elementos no se suceden en el tiempo con la regularidad del reloj. Un registro de media o una hora no explora un cerebro inmutable. El individuo se relaja, su atención disminuye con respecto al ambiente, se adormece o se despierta. El cerebro recibe permanentemente estímulos aferentes visuales, auditivos, táctiles, nociceptivos o viscerales y reacciona en función de su estado presente o pasado.

La reactividad del trazado consiste en la respuesta eléctrica del cerebro a los estímulos externo o interoceptivos, espontáneos o provocados (apertura de los ojos, estimulación luminosa intermitente, ruidos) estando a su vez la reactividad y la respuesta influenciada, de un modo fundamental, por las fluctuaciones del estado de atención.

De este modo, partiendo de las figuras elementales se llega a describir el conjunto de un trazado; y una vez que se describe el trazado, éste se deja interpretar e integrar en un contexto fisiológico o clínico.

4.- RITMOS Y ACTIVIDADES DEL ADULTO NORMAL DESPIERTO.-

El ritmo ALFA, muy variable de un individuo a otro; se caracteriza por una frecuencia de 8 a 12 c/seg., una amplitud media de 20 a 50 microvoltios, una topografía parietooccipital y por la desaparición al abrir los ojos.

El ritmo ALFA continuo o modulado en husos de longitud variable se registra en condiciones óptimas en el individuo adulto, despierto, y con los ojos cerrados; la apertura de los ojos lo aplana o lo inhibe totalmente, del mismo modo que la actividad mental o la atención: reacción de inhibición de Berger (Fig. 1.4.).

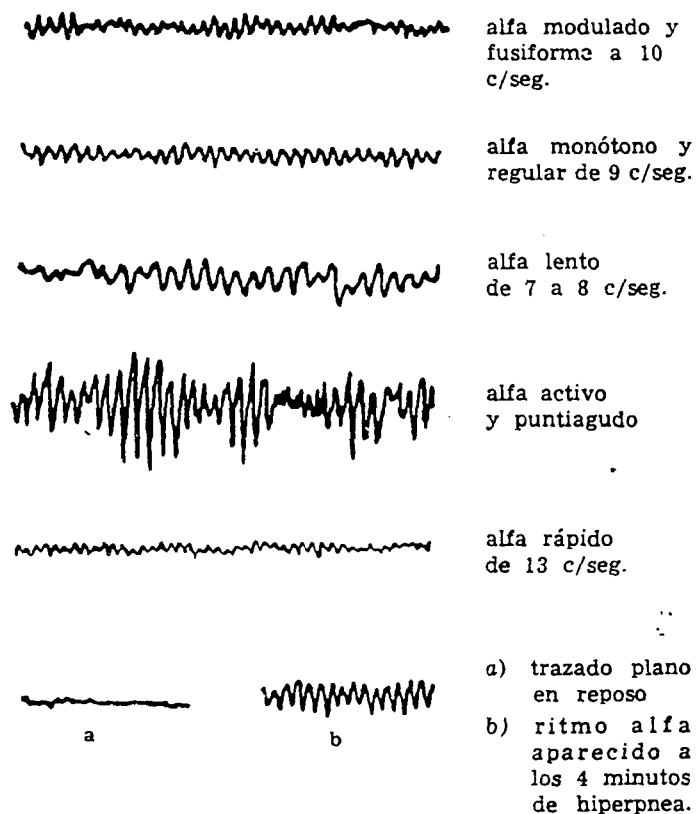


Fig. 1.4. - Diferentes tipos de ritmos alfa.

Sobre la región rolándica: la actividad BETA de 18 a 22 c/seg. se amplía en la ECG y se atenúa en el EEG.

En la misma región rolándica: actividad en **peine** de 7 a 9 c/seg. que persiste al abrir los ojos pero que se interrumpe al **cerrar** la mano - GASTAUT - (Fig. 1.5.).

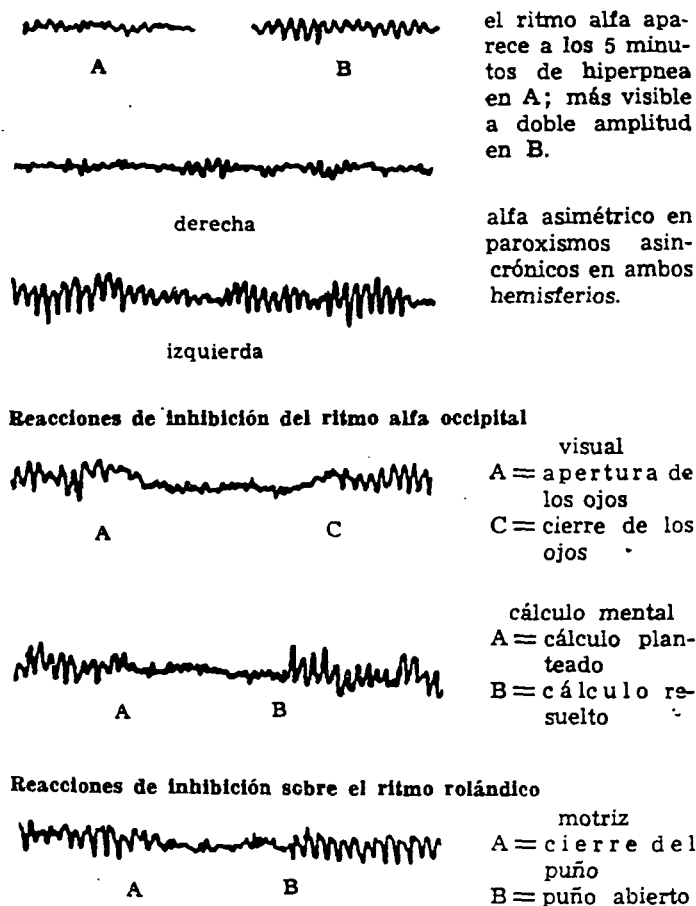


Fig. 1.5.- Diferentes tipos de ritmos alfa y de las reacciones de inhibición.

Sobre la región frontal: actividad irregular, escasa, de pequeña amplitud con numerosos artefactos.

Sobre la región temporal: actividad de 4 a 7 c/seg. llamada THETA, se superpone a menudo, a las frecuencias originales en los territorios vecinos.

El ritmo más estable y típico, propio de cada ser humano durante la edad adulta, es el ritmo ALFA; habitualmente es simétrico en ambos hemisferios, sin que la desigualdad de amplitud o la simetría sean forzosamente patológicas.

Existen individuos normales, "sin ritmo ALFA", con un trazado plano. Las frecuencias lentas de 3 a 5 c/seg. pueden manifestarse en individuos considerados como libres de toda afección cerebral.

La normalidad del EEG, o "normalidad," simplemente, de un ser humano, constituye por otra parte un concepto difícil de definir cuando se llega a zonas límite.

5.-VARIACIONES DEL TRAZADO NORMAL.-

Si la actividad cerebral de un sujeto adulto normal en vigilia se caracteriza por un aspecto relativamente definido, aparecen numerosas variaciones tan pronto uno se aleja de dichas condiciones.

5.1.- La edad.- (Fig. 1.6.)

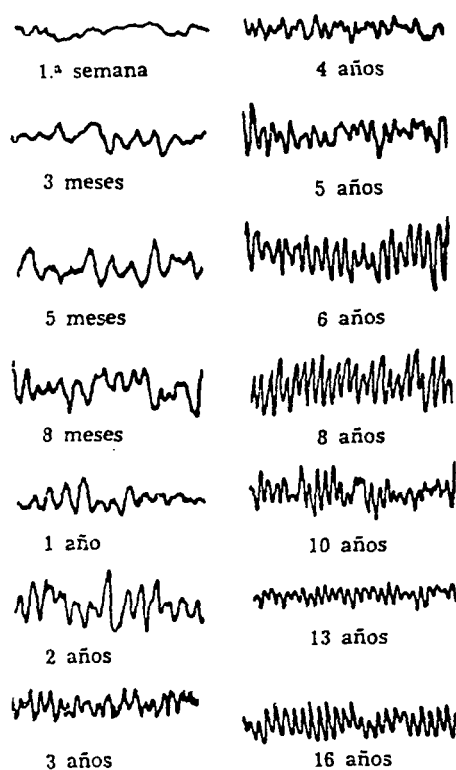


Fig. 1.6.- Evolucion esquematica del EEG occipital con la edad.

(Trazados de diferentes niños).

Al nacer el trazado carece de ritmo, apareciendo poco a poco a medida que los elementos gráficos se amplian. A los 3 meses se esboza una sucesión más regular de figuras sobre las regiones occipitales al nivel de las cuales se verá un ritmo totalmente organizado hacia el 4 o 5 mes. Es entonces cuando aparece la reacción de inhibición visual. A los 8 meses la frecuencia es de 4 a 5 c/seg.; al año, de 5 c/seg.; a los 2 años, existe ya un ritmo de 6 a 7 c/seg.

Poco a poco el trazado del niño va aproximándose al del adulto, con un ALFA de 8 a 9 c/seg., amplio y puntiagudo, mezclado con frecuencias lentas y a veces asimétricas.

Veremos más adelante que la sensibilidad a la hiperpnea persistirá en el niño y en el adolescente.

Conviene considerar el factor **maduración cerebral**, en la interpretación de los trazados de los niños tomados a diferentes edades: un trazado normal para la edad de dos años será considerado anormal a los 5 años. Pero dentro de las categorías constituidas por las edades existe una extensa gama de variaciones, que hacen difícil la interpretación del trazado de cada niño.

5.2.- El sueño (Fig. 1.7.).-

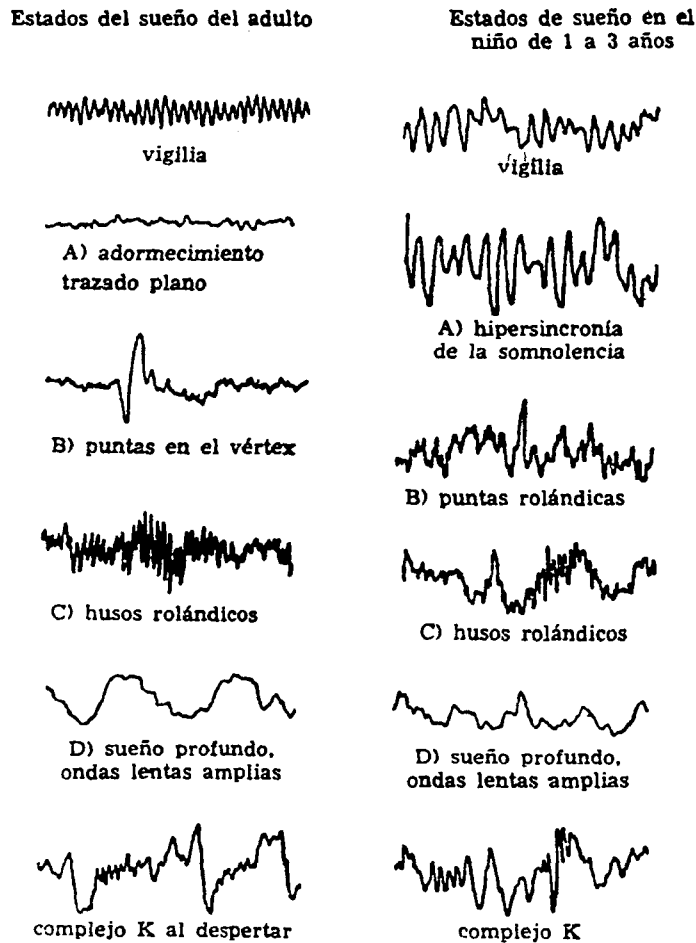


Fig. 1.7.- Diferentes estados de sueño en el adulto y en el niño.

ADULTO.-

Es suficiente un ligero estado de somnolencia, del cual el sujeto a veces no tiene conciencia, para que aparezca un aplanamiento del trazado con la desaparición del alfa y la aparición de figuras lentas. El especialista reconoce estos estados, despierta de vez en cuando al sujeto por medio de estímulos sensoriales, asegurándose de este modo de que no se trata de un trazado patológico.

Si el sueño es más profundo, aparecen otros ritmos, compuestos de diversas figuras, verdaderas señales de las fluctuaciones hipnagógicas.

Puntas lentas negativas en el vértex, mediales y paramediales; husos o ritmos rolándicos rápidos de 14 c/seg., frecuentemente sincrónicos en ambos hemisferios; lentificación de las frecuencias de base con ritmo delta polimorfo occipital.

En el sueño más profundo se hacen dominantes las ondas lentas, amplias y polimorfas.

Cuando el paciente despierta, el trazado pasa de las diferentes etapas del sueño a las del estado de vigilia, a menos que se utilice una estimulación brusca, en cuyo caso las frecuencias vecinas del alfa pueden aparecer súbitamente.

Las estimulaciones auditivas o táctiles hacen aparecer las reacciones llamadas del despertar, de las cuales la más conocida es el **complejo K**, en el que se asocian ondas muy lentas con ritmos rápidos. La respuesta varía con el grado de profundidad del sueño y con el significado asociativo de la llamada o del ruido; se agota con la repetición de los mismos estímulos.

NIÑO.-

En el niño, el adormecimiento se caracteriza por una transformación bastante característica del trazado, con una regularización de las ondas lentas, llamada - con o sin razón - **hipersincronía**, que se encuentra desde los 7 u 8 meses hasta la edad de 3 años; se vuelve a encontrar esta hipersincronía al despertar; los estímulos sensoriales la provocan en accesos breves en el sueño más profundo.

Se ha realizado un gran progreso con los registros nocturnos (D. KLEITMAN): una noche de sueño de 6-7 horas se divide espontáneamente en 4 ó 5 ciclos separados por periodos de movimientos oculares que parecen corresponder a los sueños.

Dentro de cada uno de estos ciclos, las figuras eléctricas señalan etapas diferentes A,B,C,D,E, y reactividades diferentes (punta vértex, K, etc.). De esta manera reconocemos los signos objetivos que corresponden al estado de sueño (DEMENT); mediante registros poligraficos, se constata que el individuo somnoliento o adormecido puede todavía integrar una percepción en una respuesta motora adaptada (B. SCHWARTZ).

6.-ACTIVACION DE LOS TRAZADOS.-

Se sabe que en algunos pacientes epilépticos o portadores de un tumor cerebral el EEG puede ser normal.

Con el fin de favorecer la exteriorización de anomalías, se han propuesto métodos de activación; para que éstos puedan ser útiles se requiere que el trazado del sujeto normal no se perturbe del mismo modo que el del enfermo; que exista un margen entre el umbral de activación normal y patológico, y por último que exista en la morfología o en la topografía de las alteraciones provocadas, cierta especificidad que

concuere con las crisis propias de cada sujeto. Algunos procedimientos como la hidratación y la hipoglucemia provocada por la insulina no se emplea como métodos de activación, por no reunir estos requisitos.

En cambio la hiperpnea se practica sistemáticamente: puede hacer aparecer alteraciones difusas sobre un trazado previamente alterado y por lo tanto tiene un interés mínimo; pero sobre todo puede señalar alteraciones típicas de la epilepsia sobre un trazado normal, o revelar anomalías en foco. La hiperpnea dura de 3 a 6 minutos por término medio y puede repetirse 2 ó 3 veces en el curso del mismo examen.

La activación con cardiazol ocupa también un lugar de elección, en el estudio de la epilepsia focal, particularmente la temporal. Si bien la acción del cardiazol parece subcortical, se logra provocar con este método la aparición de crisis corticales localizadas, pudiendo éstas generalizarse secundariamente. El estudio de las localizaciones ha demostrado ser más valioso que el estudio de un umbral de activación que es más elevado en los sujetos normales y demasiado variable para tener un valor diagnóstico; por otra parte se encuentra descendido en muchas afecciones no epilépticas (GASTAUT).

También se han observado resultados interesantes con el empleo de otro activador: la megimida (G. y J. VERDEAUX). Un nuevo método que reúne las condiciones expuestas más arriba, cuya aplicación tiende a generalizarse en numerosos centros y que carece de los efectos secundarios desagradables del cardiazol, ha sido puesto en práctica por los Dres. A. MOSOVICH y J. ETCHEPAREBORDA. Consiste simplemente en la administración por vía oral de 1 gr. de tolbutamida (Rastinon Hoechst) al individuo en ayunas, haciéndose el registro 3 horas después durante un periodo de 45 minutos consecutivos. Con tal procedimiento de activación se exteriorizan no sólo las anomalías difusas, sobre todo del tipo punta y onda, si también de las anomalías localizadas.

Igualmente se utilizan activaciones físicas para modificar el trazado. Pueden ser empleadas por separado o asociadas con las activaciones químicas.

La fotoestimulación es el más eficaz de estos métodos. Se emplea para ello el estroboscopio, que produce destellos intensos y breves. No insistiremos aquí, sobre su inmenso interés fisiológico (G. WALTER). En la electroencefalografía clínica se busca sobre todo la respuesta paroxística, en punta-onda típica o modificada.

La estimulación luminosa intermitente (E.L.I.), en una frecuencia de 10 a 15 destellos por segundo, es particularmente apta para señalar estos accesos paroxísticos con o sin mioclonías (GASTAUT).

La escuela de Marsella concede ultimamente un gran valor a las pruebas de anoxia por compresión carotídea o inhalación de nitrógeno.

Tales métodos, por los riesgos a que exponen, no son aconsejables en la práctica y no debieran ser realizados sin equipos adecuados de reanimación.

Es también necesario destacar el interés de una activación auditiva, mediante silbidos, palmoteos de manos, o llamando por su nombre al paciente, en ciertas epilepsias; estas activaciones son fundamentales en el sueño o en los enfermos comatosos.

En resumen: la activación del trazado para poner en evidencia anomalías eléctricas inaparentes en el trazado de rutina, se puede obtener por la hiperpnea, la E.L. I. y el sueño ligero; pero la mejor activación es la obtenida por las crisis espontáneas.

La activación por el sueño es indudablemente la más inocua de las pruebas; en un centro a prueba de ruidos, con personal técnico que sepa crear y mantener el silencio alrededor del sujeto, el trazado de sueño se impone como complemento indispensable de cada trazado, pues la desaparición del estado de vigilia ofrece una mayor riqueza en expresiones eléctricas.

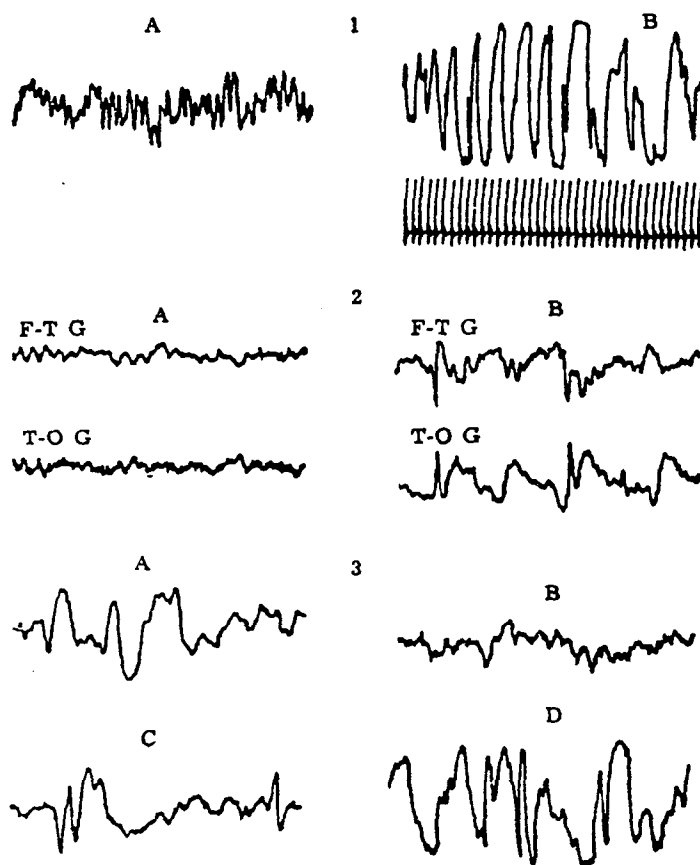


Fig. 1.8. - Activación por el sueño o por la E.L.I.

1.- En un niño de 9 años no epiléptico:

A) Trazado normal en reposo.

B) Con E.L.I. accesos en puntas y ondas bilaterales sincrónicas sin que ello suponga el diagnóstico de epilepsia.

2.- En el adulto:

A) Trazado de vigilia, subnormal, lento.

B) Somnolencia, aparición de puntas negativas y de ondas lentas temporales izquierdas.

3.- Sueño en un niño de 7 años:

A) En vigilia casi imposible.

B) Después de la administración de Nembutal el niño, más tranquilo, tiene un ritmo occipual de 5 c seg

C) Somnolencia. las ondas agudas aparecen.

D) Sueño ligero, puntas-ondas temporales derechas.

El significado de la actividad eléctrica del cerebro no podrá ser descubierto si no se tiene en cuenta este aspecto.

Uno de los activadores más eficaces y menos nocivos es el sueño: espontáneo o inducido por los barbitúricos simples (Nembutal) o mezclados a otros sedantes e hipnóticos no barbitúricos.

En los estados de sueño ligero, tanto en los de sueño superficial como al despertar pueden aparecer figuras evocadoras de epilepsia en individuos con trazados de vigilia normales. El sueño ha probado ser particularmente útil en el estudio de las epilepsias de expresión eléctrica temporal y en los trazados de niños (GIBSS, DREYFUS-BRISAC).

Podemos decir que la hiperpnea, el sueño y la E.L.I. constituyen los activadores usuales en el enfermo ambulatorio.

Pero todos los activadores tienen el inconveniente de la dificultad de decidir si una **anomalía** obtenida con activación sobre un epiléptico no aparecería igualmente en un individuo sano.

Esto no importa en las figuras evocadoras de la epilepsia, como las puntas-ondas, o en las anomalías localizadas o unilaterales.

7.-AUSENCIA DE ESPECIFICIDAD DE LAS ANOMALIAS ELECTROENCEFALOGRAFICAS.-

Las figuras **normales** y las figuras **patológicas** pueden ser idénticas: las mismas ondas lentas se ven en un sujeto sano en estado de sueño que en un epiléptico 24 horas después de una crisis.

Las figuras patológicas por sí mismas carecen de especificidad: las ondas lentas polimorfas, no diferenciables, aparecen a nivel de un tumor, de una zona de reblandecimiento, de una porencefalia o de una cicatriz cerebral después de la curación de un absceso o de un traumatismo (Fig. 1.9.).

En la práctica estas figuras deben ser interpretadas en función de la observación del enfermo y anotadas por el técnico durante el registro; cada figura adquiere una **significación** en el cuadro de la observación clínica y de la curva evolutiva.

Para todo lo relacionado con el funcionalismo cerebral, un electroencefalograma con sus elementos normales o patológicos, tendrá un valor según:

- el aparato con el cual ha sido tomado el registro;
- el especialista que ha tomado y ha anotado las observaciones durante el registro;
- la interpretación del especialista;

Y por último,

- el especialista que ha tomado y ha anotado las observaciones durante el registro;

- la interpretación del especialista;

Y por último,

- el uso que va a hacer de él el médico que tiene la responsabilidad del paciente.

A pesar de la precisión de los aparatos y de lo prodigiosa que parezca la electrónica a los ojos del profano, una máquina no reemplaza ni a la inteligencia ni al buen sentido.

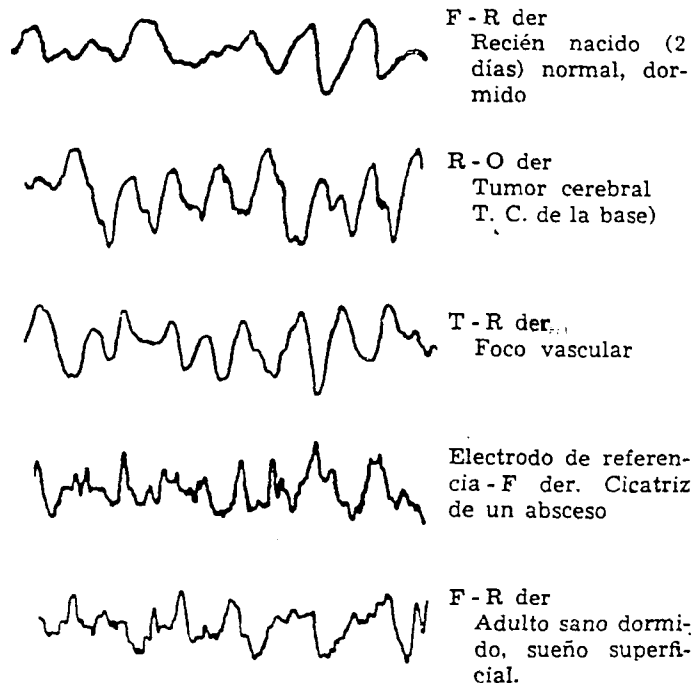


Fig. 1.9.- Inespecificidad de los ritmos delta.

Existen las mismas ondas lentas en un recién nacido de 2 días, en un tumor cerebral y en un foco vascular.

Las mismas figuras en punta en un individuo sano dormido y en la cicatriz de un absceso.

La topografía, las condiciones de registro (sueño, vigilia glucemia, acapnia por eliminación de CO₂), los antecedentes patológicos, la contextura clínica, dan a cada figura su significado.

Es preferible no tener trazados electroencefalográficos en la carpeta de un enfermo, que disponer de un registro ejecutado por un especialista improvisado.

La electroencefalografía, como la electrocardiografía, requiere años de aprendizaje que no puede ser reemplazado por la lectura de libros o por las visitas relámpago a los departamentos de EEG.

La electroencefalografía, como la semiología clínica, sólo retiene las señales evidentes, indiscutibles y constantes.

Por esto preferimos más un buen examen clínico sin EEG que un EEG sin un buen examen clínico.

La electroencefalografía no está exclusivamente consagrada a la Neurología: la Pediatría, las enfermedades del metabolismo, las enfermedades circulatorias, la Anestesia y la Reanimación, la Medicina Legal, afirman todos los días sus propias exigencias...; cada una de estas ramas exige adaptaciones técnicas y un entrenamiento propios.

Para cada una de estas ramas, el electroencefalólogo debe prodigar sus contactos con el especialista respectivo, familiarizarse con sus problemas y con su terminología particular.

8.- INTERPRETACION CLINICA.-

Los trazados que se ofrecen aquí, han sido tomados a la velocidad de 15mm/segundo y con una amplificación tal que 5mm= 50 microvoltios. La **constante de tiempo** es de 3/10 de segundo sin filtro.

La denotación directa de la región registrada está hecha por las letras:

* F - FRONTAL

* R - ROLANDICA

* T - TEMPORAL

* O - OCCIPITAL

* der - DERECHA

* izq - IZQUIERDA

* E.L.I. - ESTIMULACION LUMINOSA INTERMITENTE

Las observaciones provienen de un consultorio privado, de los departamentos de EEG del Hospital de la Pitié, de la Seguridad Social y del Hospital Bretonneau (Doctor KRAMARZ).

BIBLIOGRAFÍA.-

- * GIBBS, F.A. y GIBBS, E.L. (1971), **Atlas de Electroencefalografía clínica**, ELICIEN, Barcelona.
- * Dr. H. FISCHGOLD y Dr. DREYFUS-BRISAC, **Cómo interpretar un Electroencefalograma**, DAIMON.
- * DONALD SCOTT, **Comprensión de la EEG**, ELICIEN
- * WALTER, GREY (1951, 1963), **The Living Brain**, DUCK WORTH, LONDRES.

TEMA 2

FISIOLOGIA Y ANATOMIA FUNCIONAL DEL CRANEO

1.- INTRODUCCION AL SISTEMA NERVIOSO.-

El sistema nervioso es el encargado de regir, coordinar e integrar todas las actividades del organismo.

El hombre se relaciona con el medio ambiente respondiendo a los estímulos que le llegan desde el exterior. Estas respuestas están reguladas por el sistema nervioso. No solamente los estímulos llegan desde el mundo externo, sino que las variaciones del medio interno provocan respuestas del organismo que tienden a mantener la estabilidad del medio interno mediante el control del sistema nervioso.

2.- CONSTITUCION DEL SISTEMA NERVIOSO.-

Como todo tejido, el sistema nervioso está constituido por células. Existen dos tipos de células nerviosas, las **neuronas** y las **células de glía**. Las primeras son las encargadas de desarrollar la actividad propiamente nerviosa, en tanto que las segundas son células de sostén, que realizan otras funciones.

Las neuronas (Fig. 2.1.) tienen dos características que definen su actividad funcional: **La irritabilidad y la conductibilidad**, es decir, son capaces de alterarse mediante un estímulo externo y propagar esa irritación a lo largo de toda su estructura.

Existen diversos tipos de neuronas, si bien todas ellas mantienen unas características esenciales similares. Presentan una porción celular donde está situado el núcleo, denominado cuerpo. Presentan, además, una o varias prolongaciones, algunas veces muy largas, que se desprenden del cuerpo. Las prolongaciones son de dos tipos, dependiendo de su actividad funcional. Una de ellas por lo general la más larga, transmite el impulso nervioso alejándolo del cuerpo celular, y se la conoce con el nombre de **axón** o **cilindroeje**. Las demás prolongaciones neuronales, por lo general muy ramificadas y de menor tamaño, transmiten el impulso nervioso hacia el cuerpo de la propia neurona. Son las llamadas **dendritas**.

En el sistema nervioso existen neuronas con muchas prolongaciones, o, por el contrario, con una o dos ramificaciones. Se habla de neuronas estrelladas, arboriformes, bipolares, en T, etc..., según el tipo y número de prolongaciones.

Las neuronas transmiten entre sí los impulsos nerviosos, a través de las terminaciones axonales y dendríticas que ponen en contacto las células nerviosas. Estos puntos de conexión reciben el nombre de **sinapsis**.

3.-DIVISION DEL SISTEMA NERVIOSO.-

La clasificación y división del sistema nervioso puede realizarse desde diversos puntos de vista.

Morfológica y topográficamente se divide en **sistema nervioso central** y **sistema nervioso periférico**.

El sistema nervioso central se encuentra situado dentro de la cavidad craneal y conducto vertebral. En él se encuentran los cuerpos neuronales que se agrupan formando núcleos de distinta significación funcional y parte de las prolongaciones celulares.

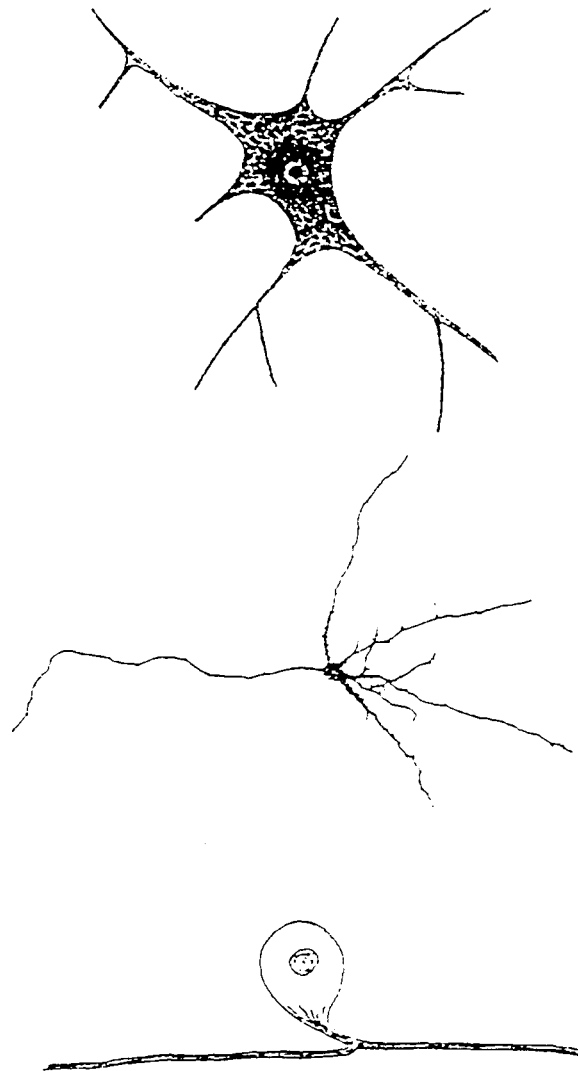


Fig. 2.1.- Diferentes tipos de neuronas.

El sistema nervioso periférico está formado por las prolongaciones nerviosas que forman los plexos nerviosos y los nervios que recorren todo el organismo.

Nos vamos a dedicar solamente a realizar un estudio fisiológico del sistema nervioso central, que en sí es la parte que más nos interesa.

4.- SISTEMA NERVIOSO CENTRAL.-

El sistema nervioso central se divide en:

1) MEDULA ESPINAL.

Se encuentra incluida en la cavidad del conducto vertebral (Fig. 2.2.)

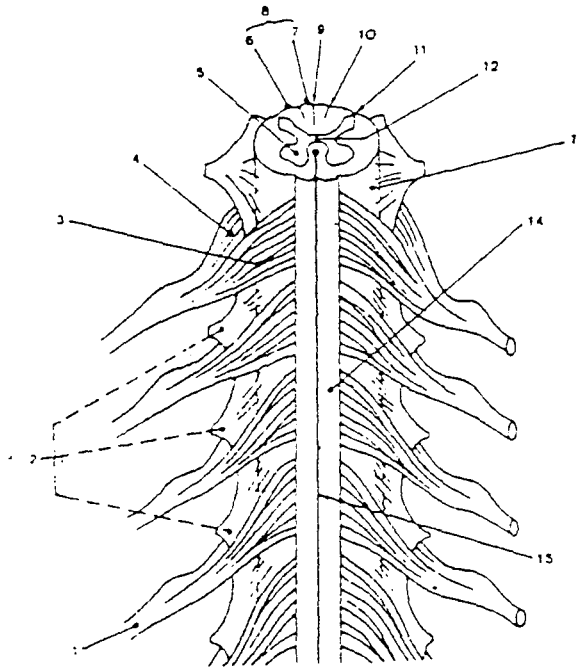


Fig. 2.2.- *Médula espinal. Superficie anterior: 1. nervio raquídeo.- 2. ligamento dentado.- 3. raíz anterior.- 4. raíz posterior.- 5. asta anterior.- 6. fascículo de Burdach.- 7. fascículo de Goll.- 8. seis y siete, según se ve, forman en conjunto el cordón posterior.- 9. surco medio posterior.- 10. surco intermedio posterior.- 11. surco colateral posterior.- 12. conducto del epéndimo.- 13. raíz intermedia.- 14. cordón anterior.- 15. surco medio anterior.-*

2) ENCEFALO.

Porción situada por encima de la médula y contenida en la cavidad craneal. En el encéfalo se distinguen:

- a) Tronco del encéfalo (Fig. 2.3.),
- b) cerebelo y,
- c) cerebro (Fig. 2.4.)

El tronco del encéfalo es un tallo que une la médula al cerebro. En él se distinguen las siguientes porciones: Bulbo, protuberancia y mesencéfalo.

El cerebelo cubre por detrás al tronco cerebral, al que se une por los pedúnculos cerebelosos.

El cerebro es la parte superior y más desarrollada del sistema nervioso, está constituida por el diencéfalo y los hemisferios cerebrales.

4.1.- Tronco del encéfalo.-

La médula espinal se continúa cranealmente con un tallo nervioso, denominado tronco del encéfalo, que sirve de unión con el cerebro (Fig. 2.3.).

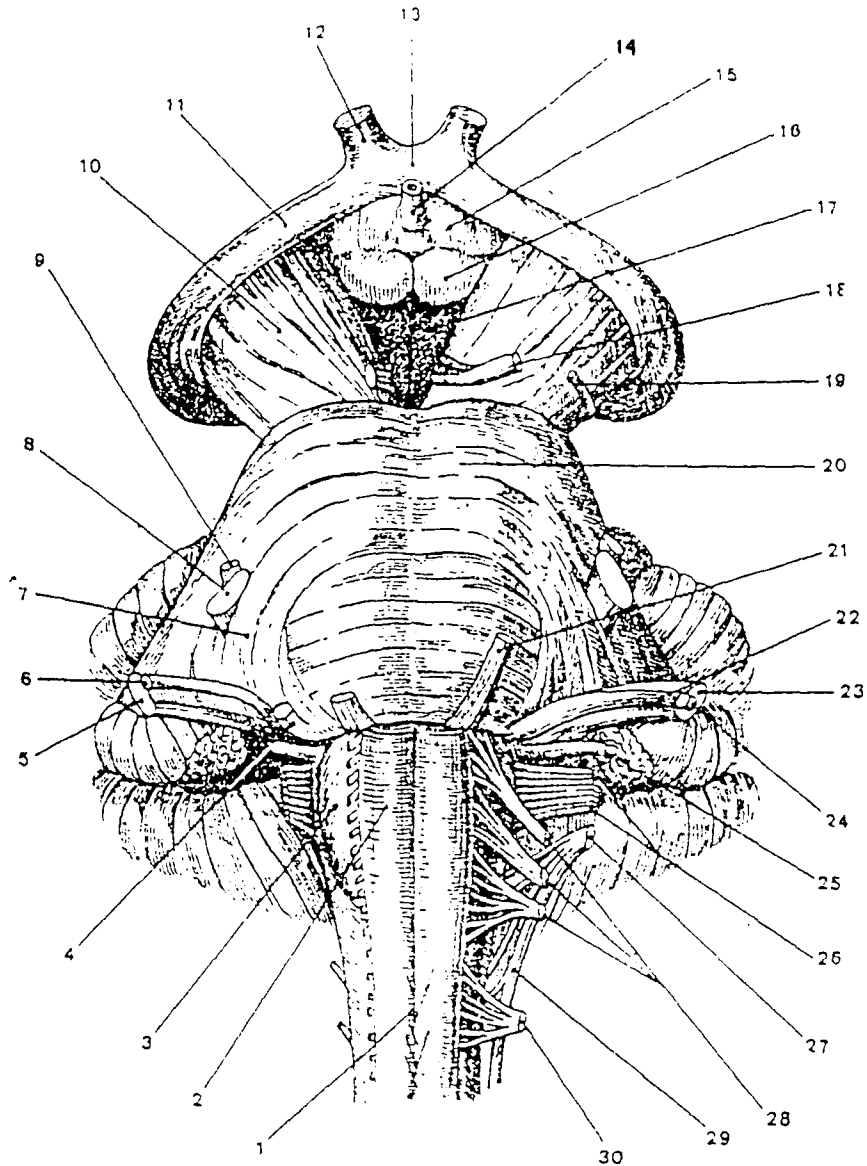


Fig. 2.3.- Cara anterior del tronco del encefalo: 1. decusación piramidal.- 2. piramide bulbar.- 3. oliva bulbar.- 4. nervio facial.- 5. nervio estatoacústico.- 6. nervio intermediario de Wrisberg.- 7. protuberancia.- 8. raiz sensitiva del nervio trigémino.- 9. raiz motora del nervio trigemino.- 10. pedúnculo cerebral.- 11. fascículo óptico.- 12. nervio optico.- 13. quiasma optico.- 14. infundibulo.- 15. Tuber cinereum.- 16. tubérculo mamilar.- 17. espacio perforado posterior.- 18. nervio motor ocular común.- 19. nervio patético.- 20. protuberancia.- 21. nervio motor ocular externo.- 22. nervio facial.- 23. nervio estato-acústico.- 24. nervio intermediario de Wrisberg.- 25. nervio glosofaríngeo.- 26. nervio vago.- 27. nervio espinal.- 28. nervio hipogloso.- 29. raiz medular del nervio espinal.- 30. raíces anteriores del primer par cervical.

El tronco del encéfalo comienza a nivel del agujero occipital, donde continúa a la médula. Está colocado, por tanto, dentro de la cavidad craneal.

Su primera porción recibe el nombre de **bulbo raquídeo**. En su parte más inferior, su morfología es similar a la de la médula. Hacia arriba va ensanchándose para continuarse con la protuberancia. Esta es una porción voluminosa que destaca ventralmente; también recibe el nombre de puente de Varolio. Bulbo y protuberancia derivan de una misma vesícula embrionaria, llamada romboencéfalo.

Hacia arriba la protuberancia se continúa con el mesencéfalo, porción que por delante forma dos cordones nerviosos muy gruesos que se introduce en los hemisferios cerebrales, llamados **pedúnculos cerebrales**. Por detrás el mesencéfalo está constituido por la llamada lámina cuadrigémina, que presenta cuatro elevaciones, dos arriba y dos abajo, denominadas **tubérculos cuadrigéminos superiores e inferiores**.

4.2.- Cerebelo.-

Dorsalmente al tronco del encéfalo se dispone el cerebelo (Fig. 2.4.), formación voluminosa constituida por dos hemisferios separados por una depresión.

Se encuentra en el piso posterior de la base del cráneo apoyado sobre la cara endocraneal de la escama del occipital. El cerebelo se ha desarrollado tanto que cubre la cara posterior de la mayor parte del tronco encefálico. Su superficie presenta multitud de surcos, que le dan un aspecto característico.

La disposición celular del tronco del encéfalo es similar a la médula, en cuanto que los cuerpos neuronales se encuentran en el interior, y las prolongaciones, axones y dendritas, en la periferia.

El cerebelo se une al tronco del encéfalo a través de los pedunculos cerebelosos. Son tractos de fibras nerviosas que unen al cerebelo con el mesencéfalo, la protuberancia y el bulbo, y se denominan, respectivamente, pedúnculos cerebelosos superiores, medios e inferiores.

El conducto del epéndimo, al llegar al bulbo, se dilata formando una cavidad denominada **cuarto ventrículo o ventrículo romboencefálico**, que queda situado entre el bulbo y la protuberancia por delante y el cerebelo por detrás.

A este nivel se comunican los espacios meningeos con la cavidad endimaria.

4.3.- Cerebro.-

El mesencéfalo se continúa hacia arriba con el diencefalo o cerebro intermedio. Queda este último colocado en la línea media, entre dos grandes formaciones nerviosas, los hemisferios cerebrales, que, debido a su gran desarrollo ocupan la mayor parte de la cavidad craneal (Fig. 2.4.).

El diencefalo presenta una prolongación que se dirige hacia abajo, denominada infundíbulo, de la que destaca el tallo hipofisario, de donde cuelga la hipófisis. Detrás, y en

el mismo espacio, se observan dos elevaciones redondeadas, llamadas tuberculos mamilares; aún más dorsalmente existe un espacio, llamado espacio perforado posterior (Fig. 2.5.).

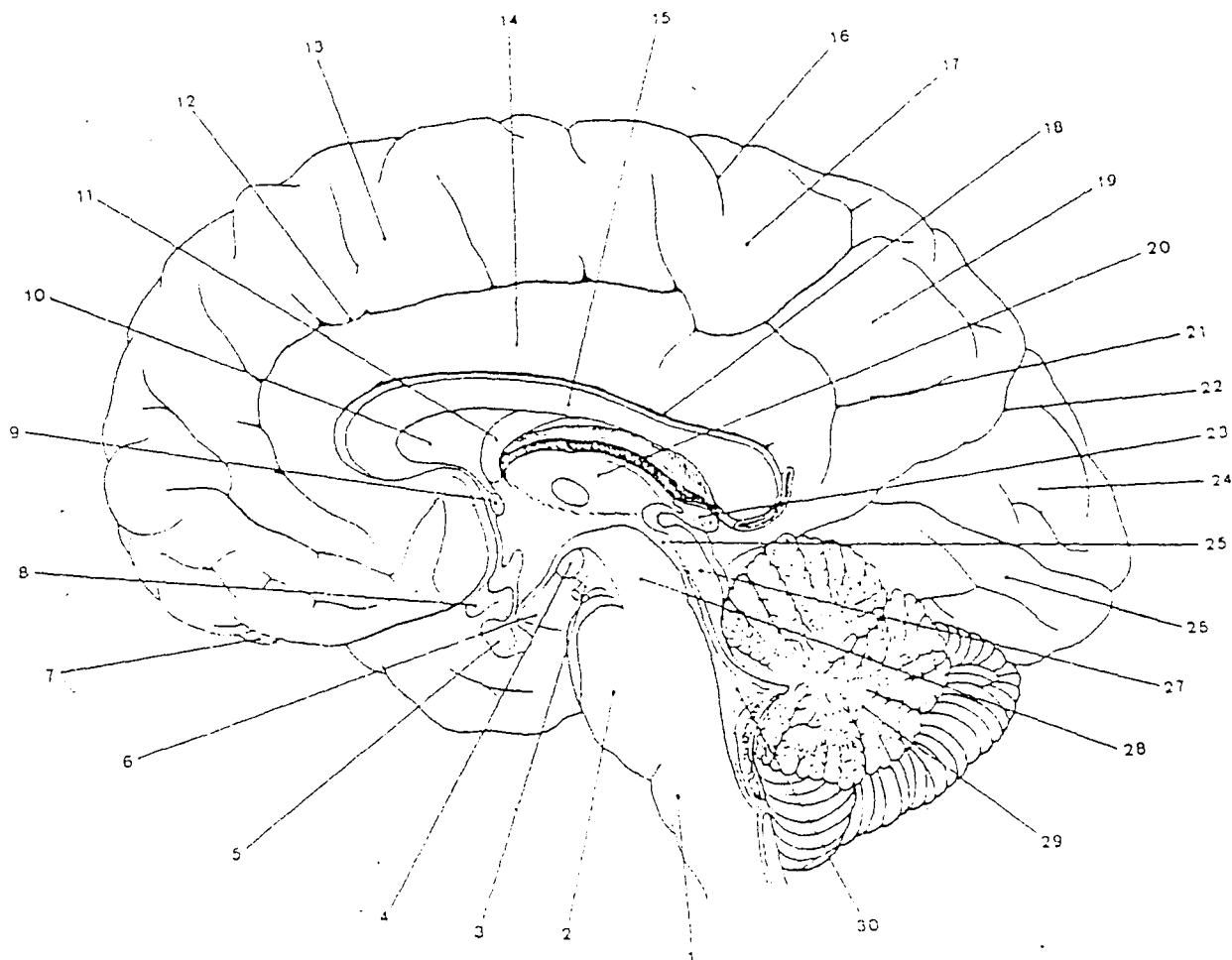


Fig. 2.4.- Esquema de un corte medio sagital del encefalo: 1. bulbo.- 2. protuberancia.- 3. nervio motor ocular comun.- 4. tuberculo mamilar.- 5. hipofisis.- 6. gancho del hipocampo.- 7. bulbo olfatorio.- 8. nervio optico.- 9. comisura blanca anterior.- 10. Septum pellucidum.- 11. Trigono cerebral.- 12. cisura calloso-marginal.- 13. circunvolucion frontal superior.- 14. circunvolucion del cuerpo calloso.- 15. cuerpo calloso.- 16. cisura de Rolando.- 17. lobulillo paracentral.- 18. surco del cuerpo calloso.- 19. precuna.- 20. talamo.- 21. surco subparietal.- 22. surco parieto-occipital o cisura parieto-occipital interna.- 23. epifisis.- 24. cuña.- 25. acueducto de Silvio.- 26. circunvolucion occipito-temporal medial.- 27. lamina cuadrigemina.- 28. pedunculos cerebrales.- 29. cerebelo.- 30. cuarto ventriculo.

Los hemisferios cerebrales son dos formaciones nerviosas que se encuentran a los lados del diencéfalo y que, debido a su extraordinario crecimiento, lo cubren casi en su

totalidad. Están separados por una profunda grieta que sólo se ve interrumpida por el cerebro intermedio (Fig. 2.6.). Es la hendidura interhemisférica.

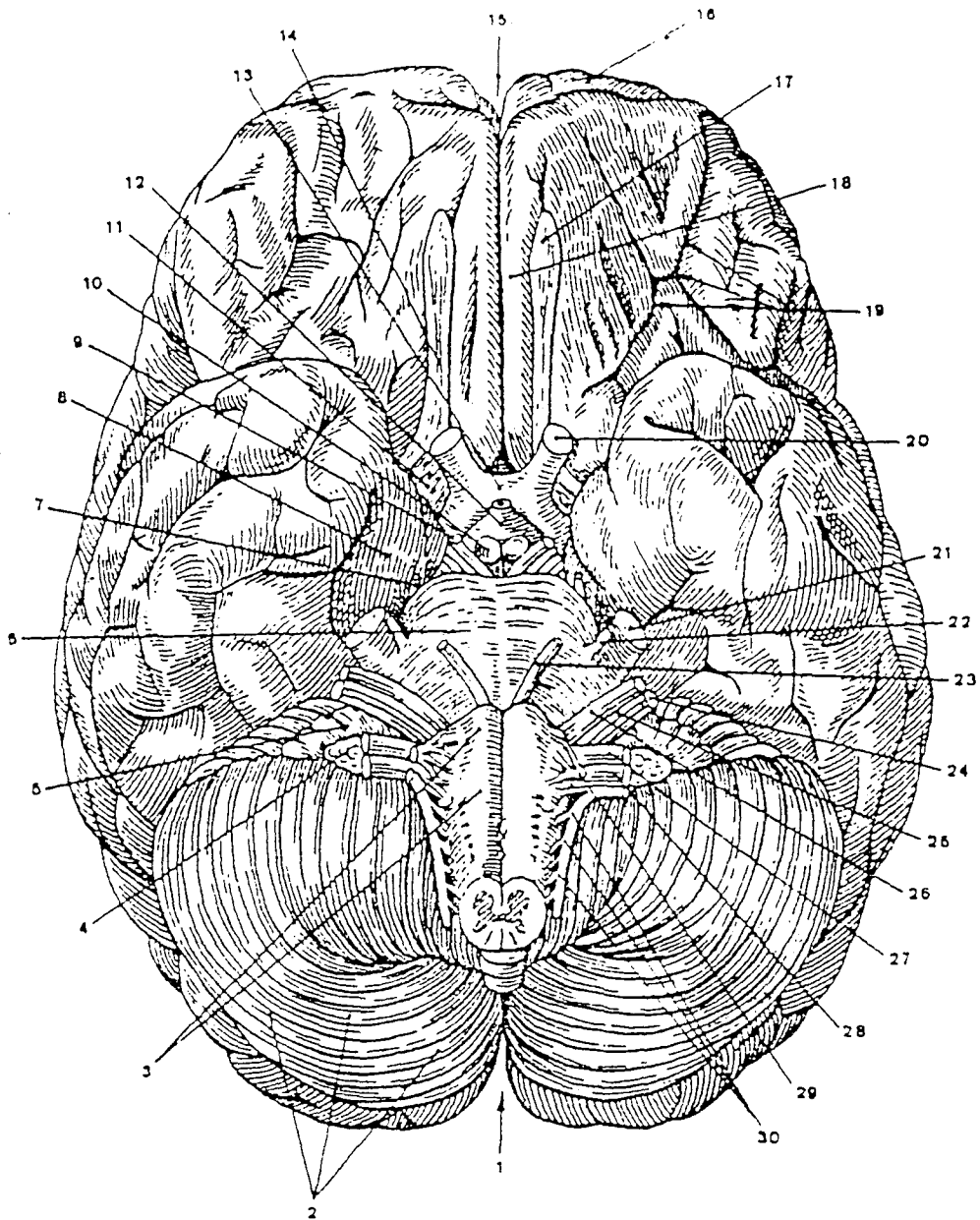


Fig. 2.5.- Superficie ventro-caudal del encefalo: 1. hendidura interhemisférica.- 2. hemisferio cerebeloso.- 3. piramide bulbar.- 4. plexos coroideos.- 5. fiocculo.- 6. protuberancia.- 7. nervio motor ocular interno.- 8. circunvolucion del hipocampo.- 9. nervio motor ocular comun.- 10. cuerpo mamilar.- 11. espacio perforado anterior.- 12. Tuber cinereum.- 13. quiasma optico.- 14. cintilla olfativa.- 15. hendidura interhemisférica.- 16. polo frontal.- 17. bulbo olfativo.- 18. girus rectus.- 19. surco en H.- 20. N. óptico.- 21. raiz sensitiva del N. Trigémino.- 22. raiz motora del N. trigemino.- 23. N. motor ocular externo.- 24. nervio acustico.- 25. N. intermedio.- 26. N. facial.- 27. N. glosofaringeo.- 28. N. vago.- 29. nervio hipogloso.- 30. N. espinal.

La superficie de los hemisferios cerebrales presenta numerosos pliegues limitados por depresiones. Estas reciben el nombre de **surcos y cisuras** que separan los lóbulos, en tanto que a aquéllos se les denomina **circunvoluciones cerebrales**.

La parte anterior de los hemisferios cerebrales se denomina **polo frontal**, que se apoya en la cara endocraneal del frontal.

El extremo posterior de los hemisferios se denomina **polo occipital** y se relaciona con la escama del occipital. Por la cara inferior de los hemisferios se observa otra protuberancia, llamada **polo temporal**, que se apoya en el piso medio de la base del cráneo.

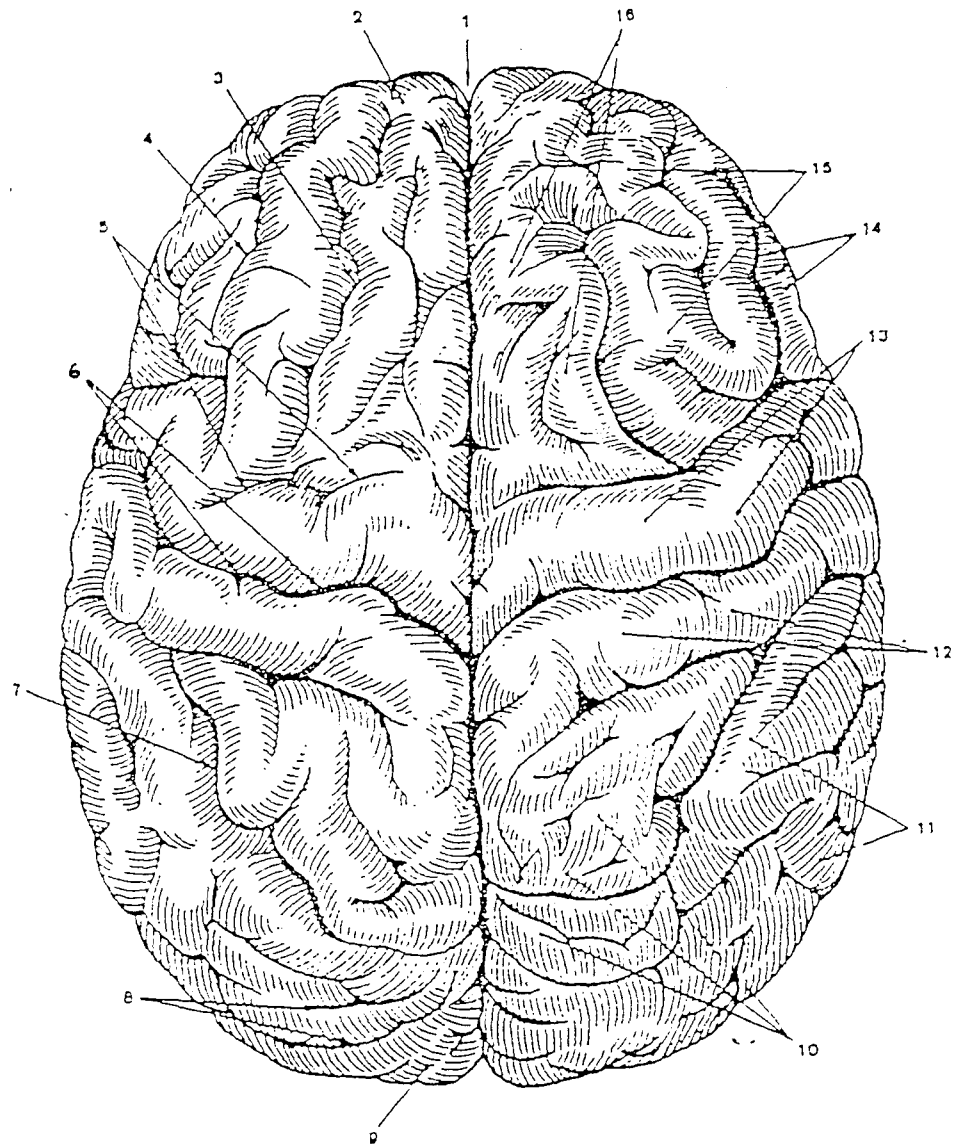


Fig.2.6.- Cerebro, visto por arriba: 1. hendidura interhemisférica.- 2. polo frontal.- 3. surco frontal superior.- 4. surco frontal medio.- 5. surco precentral.- 6. surco central.- 7. surco interparietal.- 8. surcos occipitales.- 9. polo occipital.- 10. circunvolución parietal superior.- 11. circunvolución parietal inferior.- 12. circunvolución post-central.- 13. circunvolución precentral.- 14. tercera circunvolución frontal o inferior.- 15. segunda circunvolución frontal o intermedia.- 16. primera circunvolución frontal o superior.

De los surcos y cisuras existentes en la superficie de los hemisferios cerebrales se destacan las siguientes (Fig. 2.7.):

1) CISURA DE ROLANDO.

Hendidura que baja verticalmente desde el centro del borde superior del hemisferio cerebral. Por eso también se denomina **surco central**. La porción de hemisferio ventral a él corresponde al lóbulo frontal. La zona que queda por detrás es el lóbulo parietal.

2) CISURA DE SILVIO.

Profunda depresión que separa por la cara inferior el lóbulo temporal del lóbulo frontal y por la cara súpero -externa el lóbulo temporal de los lóbulos frontal y parietal.

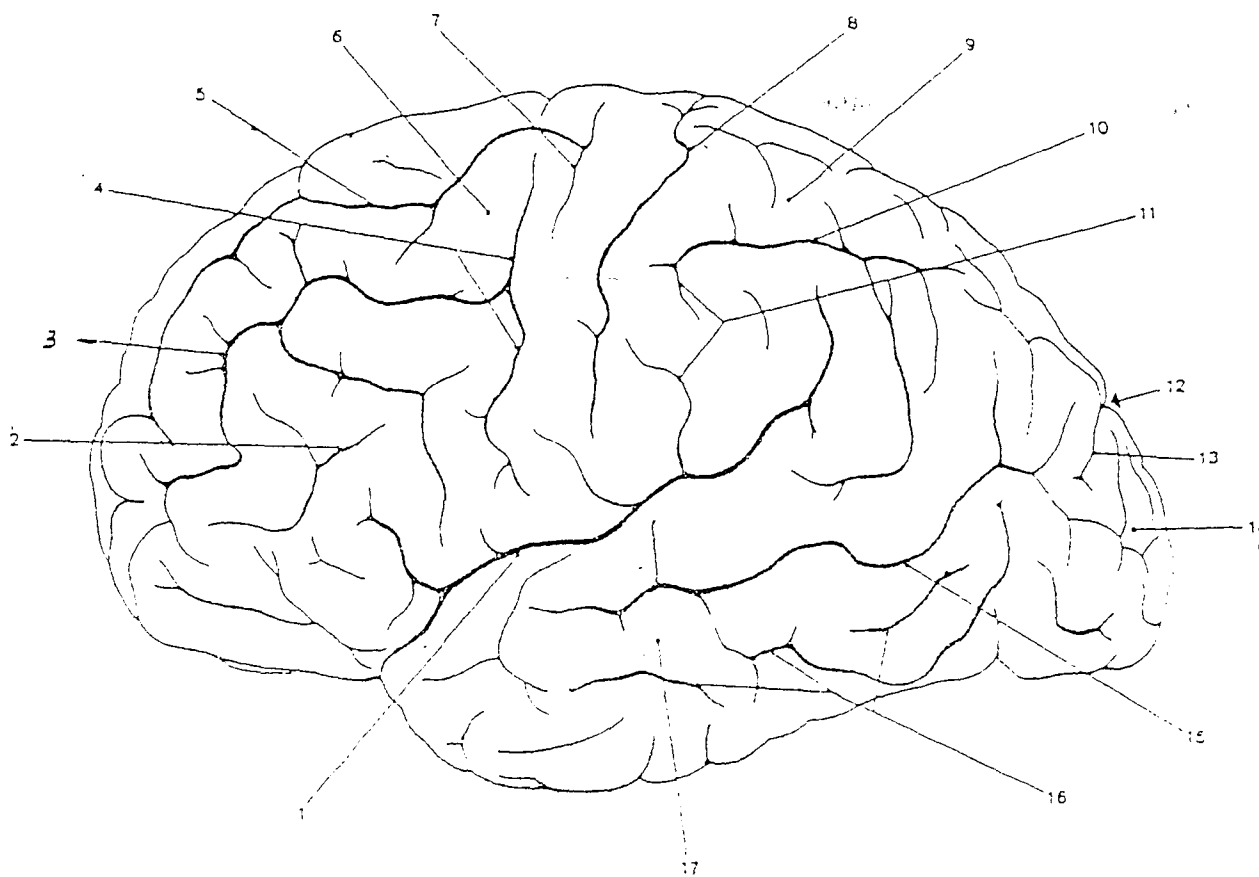


Fig. 2.7.- *Equema de la cara externa del hemisferio cerebral izquierdo: 1. cisura de Silvio.- 2. surco frontal inferior.- 3. surco frontal medio.- 4. surco precentral.- 5. surco frontal superior.- 6. lóbulo frontal.- 7. surco precentral.- 8. cisura de Rolando.- 9. lóbulo parietal.- 10. surco interparietal.- 11. surco postcentral.- 12. surco parieto-occipital.- 13. surco occipital transverso.- 14. lóbulo occipital.- 15. surco temporal superior.- 16. surco temporal medio.- 17. lóbulo temporal.*

3) SURCO CALLOSO-MARGINAL.

Discurre por la cara interna de los hemisferios cerebrales, circunscribiendo a distancia al cuerpo calloso. Este es una formación blanquecina situada encima del diencéfalo y constituida por fibras nerviosas comisurales, que unen ambos hemisferios cerebrales.

4) CISURA CALCARINA.

Se observa en la parte más posterior de la cara interna. Delimita la zona de corteza cerebral que corresponde al área visual; globalmente este área corresponde al lóbulo occipital.

5) CISURA COLATERAL.

Aparece en la cara inferior y marca el límite externo de la circunvolución del hipocampo que queda por dentro de ella. En su extremo anterior, esta circunvolución del hipocampo presenta una prolongación en forma de gancho, cuya corteza está en relación con la olfacción.

La conformación interna y la constitución del cerebro no se aparta de la norma general del sistema nervioso; en efecto, está compuesto por sustancia gris con células y fibras desprovistas de mielina y sustancia blanca constituida por fibras mielínicas y células de sostén; ahora bien, si observamos un corte horizontal o vértico - frontal del cerebro podremos ver que la sustancia gris se dispone tanto en la periferia como en el centro, alrededor de las cavidades ventriculares. La sustancia gris periférica constituye la llamada **corteza cerebral** formada por células y fibras dispuestas en estratos.

La sustancia gris central, junto a los ventrículos, forma los núcleos grises centrales, el tálamo óptico ya señalado y el cuerpo estriado con los núcleos caudado y lenticular. Este último formado por el putamen y el globo pálido (Fig. 2.8.).

A lo largo de todo el sistema nervioso central, existe una cavidad continua constituida por el epéndimo, el cuarto ventrículo, el acueducto de Silvio, el tercer ventrículo y los ventrículos laterales. Todo este espacio está ocupado por el líquido cefalorraquídeo.

4.4.- Meninges.-

El encéfalo y la médula espinal están cubiertos por tres hojas membranosas, las **meninges**, conocidas con el nombre de **duramadre**, **aracnoides** y **piamadre** (Fig. 2.9.).

La duramadre es la capa más externa, es fuerte y fibrosa. A nivel del encéfalo, forma pliegues que constituyen la hoz del cerebro y la tienda del cerebelo fundamentalmente.

La aracnoides es una delgada membrana, transparente y delicada, que se adosa a la superficie interna de la duramadre.

Más internamente se dispone la piamadre, que se adhiere íntimamente a la superficie encefálica y medular, siguiendo hasta las profundidades todos los surcos y císuras.

Entre la aracnoides y la piamadre queda el espacio subaracnoideo, ocupado por un líquido cefalorraquídeo. Este espacio comunica con el cuarto ventrículo.

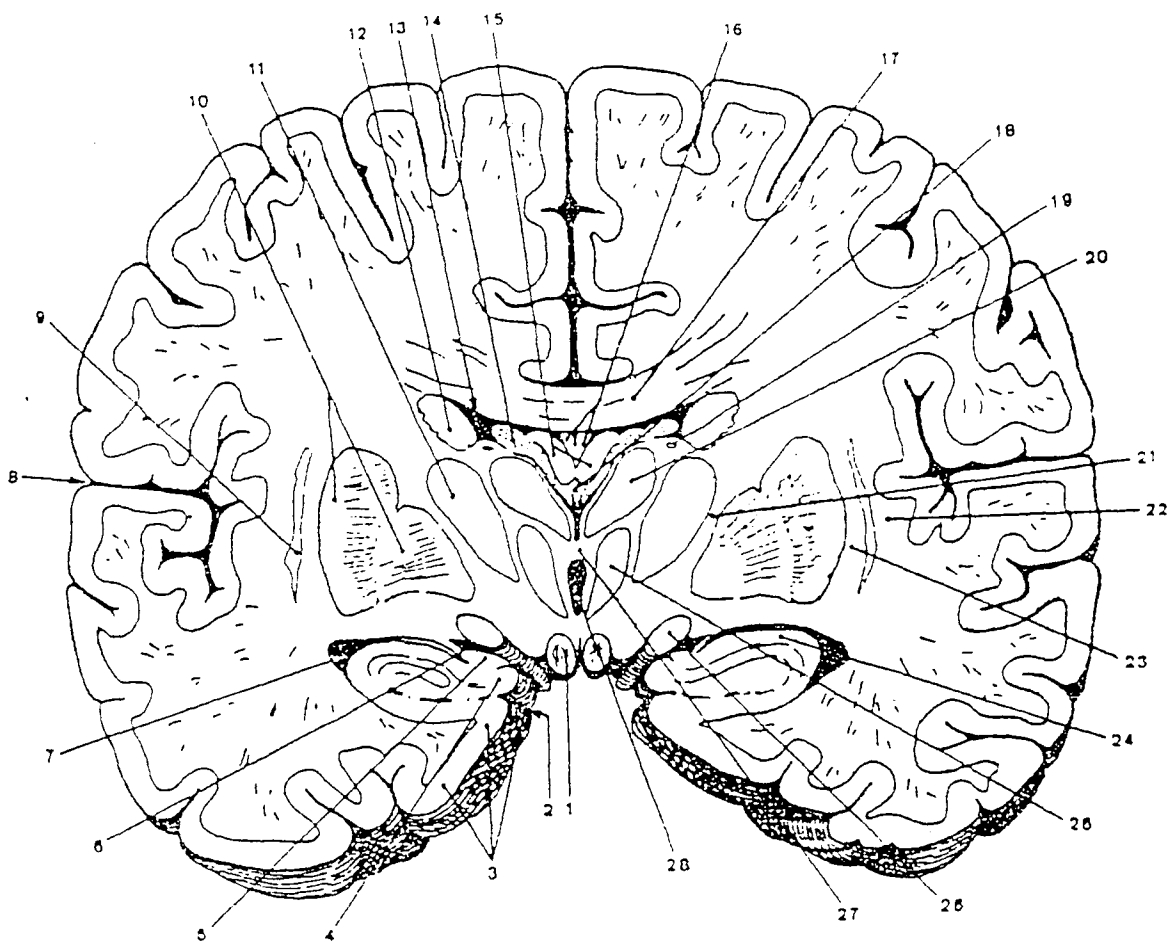


Fig.2.8.- Representación esquemática de un corte vértico-frontal del cerebro en el plano de la comisura gris: 1. cuerpo mamilar.- 2. surco del hipocampo.-3. circunvolucion del hipocampo.- 4. cuerpo abollonado.- 5. fímbria.- 6.tacnia fímbrial.- 7. asta temporal del ventriculo lateral.- 8. cisura de Silvio.- 9. ante muro.- 10. núcleo lenticular.- 11. núcleo lateral del tálamo.- 12. cuerpo del núcleo caudado.- 13. porcion central del ventriculo lateral.- 14. plexos coroideos del ventriculo lateral.- 15. cuerpo del trigono.- 16. tabique transparente. láminas.- 17. cuerpo calloso.- 18. plexos coroideos del ventriculo medio.- 19. vena talamo-estriaada.- 20. núcleo anterior del tálamo.- 21. capsula interna.- 22. capsula extrema.- 23. capsula externa.- 24. hipocampo.- 25. núcleo interno del tálamo.- 26. cintilla optica.- 27. comisura gris.- 28. ventriculo meao.

4.5.- Vascularización del encéfalo.-

Las dos arterias carótidas internas y la arteria basilar, formada por la unión de las dos vertebrales, constituyen por intermedio de sus ramas cerebrales anteriores, comunicantes posteriores, cerebrales posteriores y la anastomótica comunicante anterior

un círculo arterial, denominado **polígono de Willis**, del que surgen importantes ramas que se encargan de irrigar todo el encéfalo.

El sistema venoso desemboca en el origen de la vena yugular interna. A nivel de los ventrículos encefálicos, existen unos pelotones arteriales, denominados **plexos coroideos**, con capacidad de formación del líquido cefalorraquídeo.

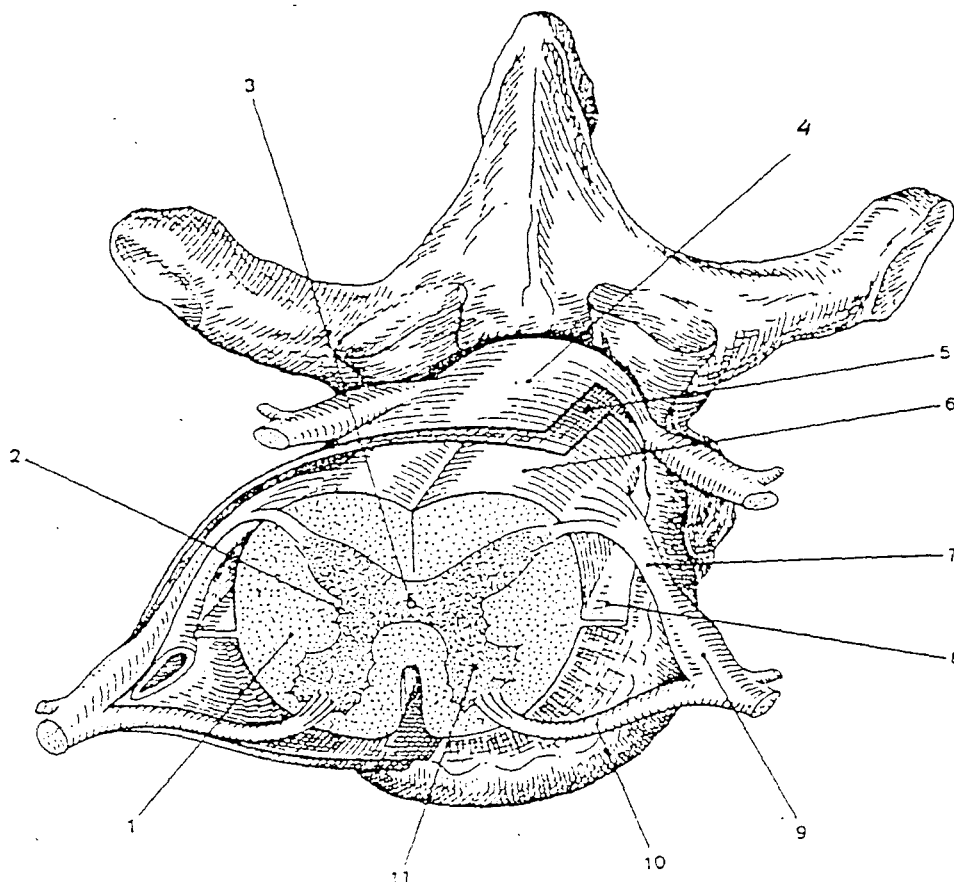


Fig.2.9.- Esquema de las meninges: 1. sustancia blanca.- 2. asta lateral.- 3. conducto del epéndimo.- 4. duramadre.- 5. aracnoides.- 6. piamadre.- 7. raíz posterior del nervio raquídeo.- 8. ligamento dentado.- 9. ganglio raquídeo.- 10. raíz anterior del nervio raquídeo.- 11. sustancia gris.

BIBLIOGRAFIA.-

- * TRATADO DEL AYUDANTE EN MEDICINA Y CIRUGÍA, **Anatomía Funcional**.
- * BRAZIER, M.A.B. (1976), **Actividad eléctrica del Sistema Nervioso**, ELICIEN, Barcelona.

TEMA 3

¿QUE SUCEDE EN EL DEPARTAMENTO DE EEG?

1.- INTRODUCCION.-

La enlectroencefalografía (EEG) es el estudio de los pequeños potenciales eléctricos, constantemente cambiables del cerebro que pueden ser registrados desde el cuero cabelludo.

La técnica fue primeramente descrita en el hombre por un psiquiatra alemán, Berger, en 1.929 (Gloor, 1.969), y aunque la experiencia en esta técnica ha mejorado durante los últimos 50 años en relación con la clínica, abundan muchos errores de concepto sobre lo que se hace en un departamento de EEG y el significado del trazado.

Es una disciplina que ha suscitado fuertes críticas, como las de Matthews (1.973) y Pappworth (1.974), por ejemplo. Algunas de estas críticas se refieren a los problemas básicos del registro y otras a la apreciación subjetiva de trazados complejos. Otros problemas surgen de la interpretación de los hallazgos para los diagnósticos particulares.

El clínico no siempre se dá cuenta de cuándo un enfermo particular necesita un informe EEG o no comprende los términos empleados en el informe EEG. El EEG es un procedimiento indoloro, aunque desde el punto de vista técnico es complejo.

El EEG es actualmente solicitado por los médicos en casi todos los hospitales y departamentos (Tabla 3.1.).

a) Procedencia		b) Distribución según la edad	
Neurología	30 %	0-1 años	4 %
Medicina general	20 %	2-5 años	5 %
Cardiología y cuidados intensivos	13 %	6-15 años	12 %
Neurocirugía.....	12 %	16-69 años	73 %
Pediatría	12 %	70 o más años	5 %
Psiquiatría	5 %		
Otros	8 %		

Tabla 3.1.- Procedencia y distribución según la edad de los pacientes remitidos para EEG.

El neurólogo lo usa como ayuda para el diagnóstico y la valoración, particularmente en epilépticos. El neurocirujano lo utiliza como medio de investigación en pacientes con posible tumor cerebral. El médico general puede encontrar ayuda en el pronóstico de enfermos incoscientos, después de un paro cardiaco y puede ser un indicador muy sensible cuando existe sospecha de encefalopatía hepática en pacientes con afección hepática.

El psiquiatra lo solicita en pacientes en los que sospecha una base orgánica en los trastornos mentales, por ejemplo en casos de demencia presenil. También recurren al EEG los pediatras. El cirujano general lo usa en los pacientes que han sufrido un colapso

durante o después de una operación y en los que han sufrido traumatismos cerebrales. También hacen uso de él los otorrinolaringólogos.

2.- FORMULARIO DEL EEG.-

El formulario del EEG es el medio principal de comunicación entre el médico y el electroencefalografista, que casi siempre es medicamente competente. Los trazados los realizan técnicos de EEG que, aunque no siendo médicos, han sufrido un curso especial de preparación. El impreso parece complicado, pero no es por otra razón que la de llamar la atención sobre los puntos que deben ser conocidos antes de decidir si el registro debe realizarse en el departamento o en la cama y también para obtener información general que puede condicionar la conducta del examen y la interpretación del EEG. Estos y otros puntos son necesarios y algunos de ellos se señalan en el cuestionario reproducido (Fig. 3.1)

This is a permanent record: please complete legibly and tick appropriate boxes: <input checked="" type="checkbox"/>	THE LONDON HOSPITAL, E.1. Department of Neurology REQUEST FOR ELECTROENCEPHALOGRAM (E.E.G.)	Remarks (eg.: urgent; portable; monitoring, etc.) Date next O.P. Appt.
SURNAME _____ First name _____ ADDRESS IF O.P. _____ CONSULTANT/referring doctor _____ REASON FOR EEG _____	Mr. <input type="checkbox"/> Mrs. <input type="checkbox"/> Miss <input type="checkbox"/> AGE _____ HOSPITAL RECORD NO. _____ Hospital if not L.H. _____ O.P./Ward _____ FOCAL BRAIN LESION SUSPECTED? <input type="checkbox"/> WHERE: _____	AMBULANT <input type="checkbox"/> CHAIR <input type="checkbox"/> BED <input type="checkbox"/>
SUMMARY OF HISTORY AND EXAMINATION _____ DIAGNOSIS _____	HISTORY: head injury <input type="checkbox"/> Craniotomy <input type="checkbox"/> ECT <input type="checkbox"/> leucotomy <input type="checkbox"/> 1° Neoplasm <input type="checkbox"/> STATE: Drowsy <input type="checkbox"/> Stupor <input type="checkbox"/> Coma <input type="checkbox"/> Disturbed <input type="checkbox"/>	Metabolic Abnormality: Uraemia <input type="checkbox"/> B12 <input type="checkbox"/> Glucose <input type="checkbox"/> Hormone <input type="checkbox"/> Calcium <input type="checkbox"/> Other <input type="checkbox"/>
RESULTS OF INVESTIGATIONS (e.g. neuro-radiology etc.) _____ MEDICATION (not to be stopped for EEG) _____ Previous EEGs elsewhere _____	ANTICONVULSANT _____ PSYCHOTROPIC _____ HORMONE _____ DATE _____	SEDATIVE OTHER NONE <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>
EEG REPORT	EEG No.:	Date:

Fig. 3.1.- Impreso usado en el London Hospital.

Al recibo del impreso se le asigna un orden de prioridad, si no ha sido indicado ya por el médico. Esto es necesario, ya que el número de trazados que pueden realizarse en un día determinado está limitado por la plantilla de personal y espacio disponible.

Otro problema del EEG es que exige unos tres cuartos de hora, incluido el tiempo de preparación, registro y retirada de los electrodos. Además existe el normal **trabajo casero** de cada departamento, incluido la comprobación del aparato y electrodos, archivos de registros y distribución de solicitantes.

3.- REGISTRO.-

El enfermo es la parte principal de **entrada** (terminal de entrada) del sistema de registro que tiene otras dos partes: el aparato adecuado de EEG y el sistema de inscripción (Fig. 3.2.)

Es importante que los pacientes sean preparados para el examen, es decir, que sepan que el examen tendrá un tiempo determinado. Algunos pacientes están asustados porque suponen que se trata de un **tratamiento convulsivante** (shock), temor creado en muchos desde que vieron la película **A Clockwork Orange** (La Naranja Mecánica).

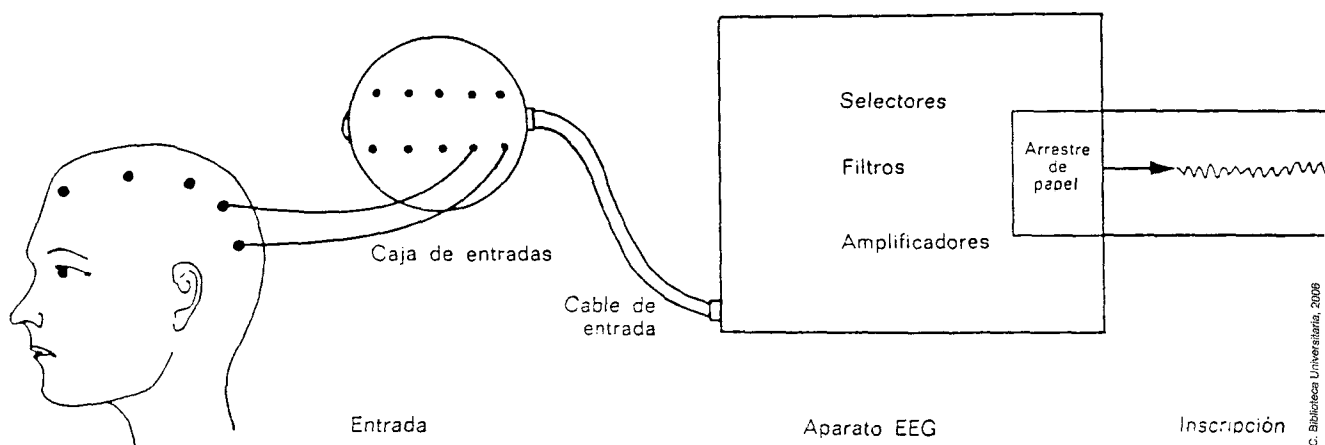


Fig. 3.2.- Sistema básico indicando la entrada, el aparato y la inscripción.

Por ello y otras razones, la primera tarea del técnico es tranquilizar al enfermo que, por lo demás, puede tomar su comida y medicamentos acostumbrados antes del examen.

Cuando se envían las citas a enfermos alejados, van acompañadas de una nota especial, dando explicaciones del examen y señalando en particular que se tiene que manipular el cabello para colocar los electrodos en su lugar y que es mejor no llevar peinados especiales el día del examen. Se deben evitar lacados, ya que dificultan la preparación y pueden a veces alterar el contacto entre el cuero cabelludo y electrodos. Un enfermo relajado contribuye a obtener un trazado libre de artefactos musculares que, como veremos más adelante, pueden confundir el trazado de EEG y desfigurar completamente los potenciales cerebrales pertinentes.

4.- COLOCACION DE LOS ELECTRODOS.-

Los electrodos, 19 como mínimo, se colocan en el cuero cabelludo según su plan general. El plan o sistematización más comúnmente usado es el propuesto por el Comité Internacional en 1.958 (Jasper, 1.958).

La situación de los electrodos se determina por mediciones sobre el cuero cabelludo desde varias referencias craneales, como el inión, el nasión y el mastoides. Las

mediciones han de ser proporcionadas al tamaño y forma del cráneo y de esta forma el sistema es aplicable a niños y adultos. Los electrodos se designan por letras y números, las letras indican el área cerebral subyacente al electrodo, por ejemplo, F para frontal, P para parietal, etc... Los números impares indican el lado izquierdo de la cabeza y los pares el lado derecho (Fig. 3.3.)

Tipos de electrodos

- Fp1 Frontopolar izquierdo
- Fp2 Frontopolar derecho
- F3 Frontal superior izquierdo
- F4 Frontal superior derecho
- F7 Frontal inferior izquierdo/
temporal anterior izquierdo
- F8 Frontal inferior derecho/
temporal anterior derecho
- Fz Frontal medio
- C3 Central izquierdo o rolándico
- C4 Central derecho o rolándico
- Cz Vértex
- T3 Temporal medio izquierdo
- T4 Temporal medio derecho
- T5 Temporal posterior izquierdo
- T6 Temporal posterior derecho
- P3 Parietal izquierdo
- P4 Parietal derecho
- Pz Parietal medio
- O1 Occipital izquierdo
- O2 Occipital derecho

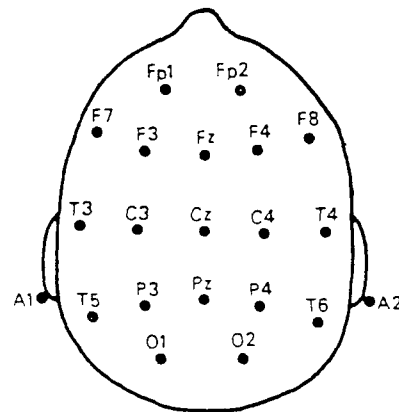


Fig. 3.3.- El mapa cefálico muestra la monenclatura de los electrodos según el sistema 10/20. La monenclatura de la mayor parte de los electrodos se explica por si misma. Los electrodos de línea media se designan con la letra Z, por ejemplo Fz, porque corresponden a los puntos cero de la línea media.

La posición de estos electrodos en relación a las zonas cerebrales subyacentes ha sido precisada de dos maneras diferentes. En la primera se colocaban clips metálicos a lo largo de fisuras durante intervenciones neuroquirúrgicas. Posteriormente se colocaban los electrodos en el cuero cabelludo y entonces los rayos X mostraban la situación de los clips y se podían precisar las relaciones entre los clips y los electrodos.

La otra técnica se realizó sobre cadaver. Se fijaban los electrodos en posición y se perforaban electrodos y cráneo para introducir tinta china a través de los orificios. Entonces se extraía el cerebro y podía comprobarse directamente la posición de los electrodos con respecto a la superficie cortical.

El técnico examina el cuero cabelludo con detalle durante las mediciones que preceden a la colocación de los electrodos, marcando puntos con un lápiz dermatográfico. A menudo descubre asimetrías de cráneo o cicatrices que habían pasado inadvertidas.

Los tipos de electrodos usados pueden dividirse en dos grupos: los comunes o de rutina y los especiales (Fig. 3.4.)

El primer grupo comprende dos variedades principales: el de almohadilla y el metálico. No hay acuerdo entre los electroencefalografistas sobre cuál de ellos es el más satisfactorio, pero el primero es de aplicación más rápida y ambos tienen un diámetro

aproximado de un centímetro y son de plata clorurada para mejorar sus propiedades eléctricas. Sea cual fuere el tipo de electrodo, debe separarse el cabello y limpiar la zona con acetona para eliminar la grasa o escamas y obtener un buen contacto eléctrico entre el cuero cabelludo y el electrodo.

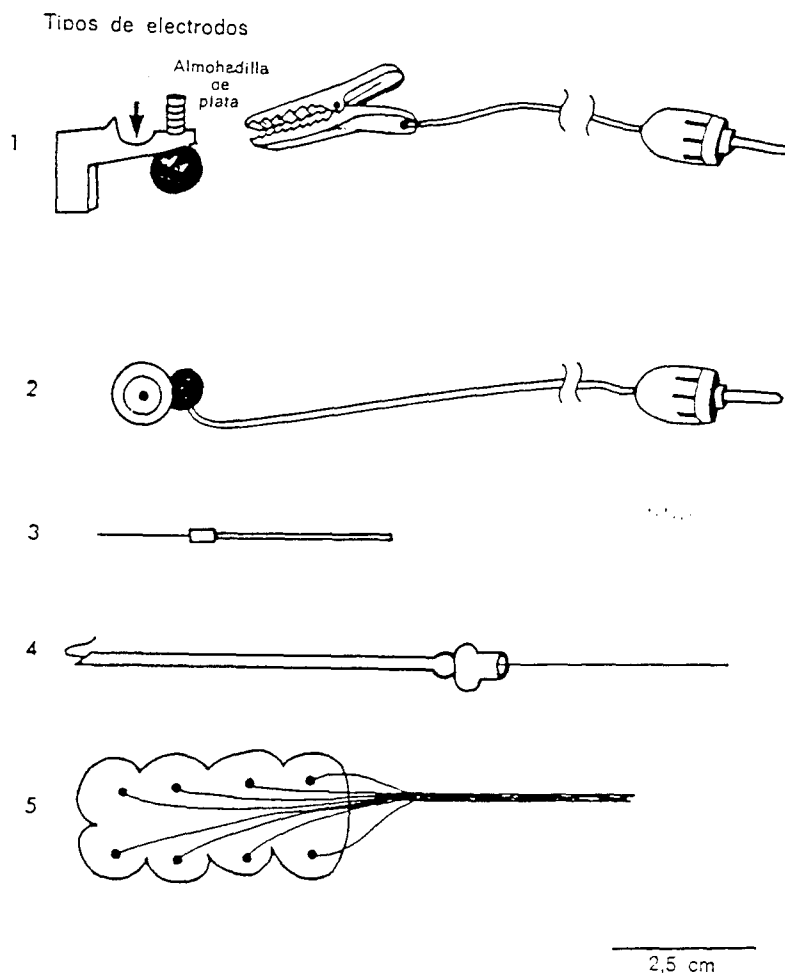


Fig. 3.4.- (1) Electrodo de almohadilla con su montura de plástico. La posición de la tira de goma elástica que lo mantiene en su posición se indica por una flecha. Una pinza cocodrilo es conectada al tallo de plata. Esta pinza lleva un conductor con un enchufe que se inserta en la caja de entradas. (2) Disco del electrodo metálico con su orificio en su centro para que pueda inyectarse la gelatina conductora salina. Posee su propio conductor. (3) Electrodo esterilizable de aguja que tiene su conductor y su enchufe. (4) Electrodo esfenooidal. Se inserta la aguja y luego se retira quedando la sonda en situación. (5) Tipo de electrodo para corticografía.

El electrodo de almohadilla consta de un corto tallo de plata envuelta en una red empapada en solución salina. Este electrodo está fijado en una montura de plástico que se ajusta en el lugar correspondiente con unas tiras de goma elástica. Estas pasan sobre la cabeza y se sujetan bajo la barbilla. Los electrodos se colocan bajo la goma y quedan así

fijos en su lugar. Generalmente estos electrodos son más fáciles y rápidos de aplicación para el técnico y precisan menos limpieza posterior que con el otro tipo de electrodo corriente. El electrodo metálico tiene forma de pequeña copa con un agujero central y una pestaña alrededor del borde.

Cualquiera que sea el tipo de electrodo se usa una gelatina salina como medio conductor.

Una vez colocados todos los electrodos en su lugar, se conectan con el aparato de EEG. Cada electrodo metálico tiene un conductor fijo permanentemente, mientras que el electrodo de almohadilla se conecta por un conductor de pinza-cocodrilo. Estos conductores tienen, en ambos casos, un enchufe al final, que se inserta en la llamada **caja de entradas** que, a su vez, se conecta al aparato de EEG por un cable. La **caja de entradas** tiene un orificio individual para cada uno de los electrodos correspondientes de la cabeza, así que el técnico inserta los enchufes sistemáticamente para conectar el enfermo al aparato.

Los electrodos especiales incluyen los pequeños electrodos de aguja de platino apropiados para inserción rápida en el cuero cabelludo de los enfermos incoscientes. Tienen la ventaja, además, de que pueden esterilizarse. Otros electrodos especiales son los que se usan para registros esfenoidales empleados en enfermos de epilepsia de lóbulo temporal y los electrodos para corticografía cuando el trazado se toma directamente de la superficie cortical.

5.- EL APARATO DE EEG.-

En esencia, es un artificio capaz de amplificar los potenciales cerebrales medidos en millonésimas de voltio y convertirlos en señales que pueden representarse de distintos modos, pero generalmente como trazado fijo de tinta sobre papel.

Sin embargo, el sistema de amplificación es sólo una parte del aparato, a causa de la existencia de interferencias tales como alta frecuencia, actividad muscular y potenciales lentos molestos. Son precisos filtros de alta y baja frecuencia. Además, el aparato contiene series de conmutadores para que los electrodos puedan ser conectados entre sí de forma diversa para obtener el trazado. Es corriente tener unas conexiones prefijadas de forma que los electrodos esten conectados de forma longitudinal de delante a atrás y más tarde en forma transversal (Fig. 3.5.).

El conmutador permite cualquier otra conexión especial que el técnico pueda decidir a la vista de anomalías en el trazado.

Otro aspecto importante es la calibración, la cual tiene que ser efectuada por el técnico antes de efectuar el trazado y además tiene que estar seguro de que la amplificación y sensibilidad de cada canal es la misma. Si el técnico efectúa alguna modificación durante el curso del trazado, tiene el deber de anotarla debidamente para la interpretación ulterior.

6.- AMPLIFICADOR BIOLÓGICO.-

Son usados en EEG y para registro de otras actividades biológicas, como el EEG, son similares básicamente. Hay dos entradas en el amplificador y el dispositivo está concebido de tal forma que las señales eléctricas, biológicas o externas que afectan a cada una de las entradas de forma semejante **señales en fase** son anuladas, mientras que las señales biológicas en **contrafase** son amplificadas. Esta propiedad de amplificador biológico de rechazar las señales indeseables se designan como *discriminación* y un aparato puede tener un grado de discriminación de 1 a 10.000. Esta característica es necesaria, ya que la variedad de radiaciones electromagnéticas de los aparatos eléctricos de un hospital puede enmascarar el trazado. En el diseño de los aparatos de EEG se tienen en cuenta también con gran cuidado otros problemas como la seguridad del enfermo y el aislamiento de la red.

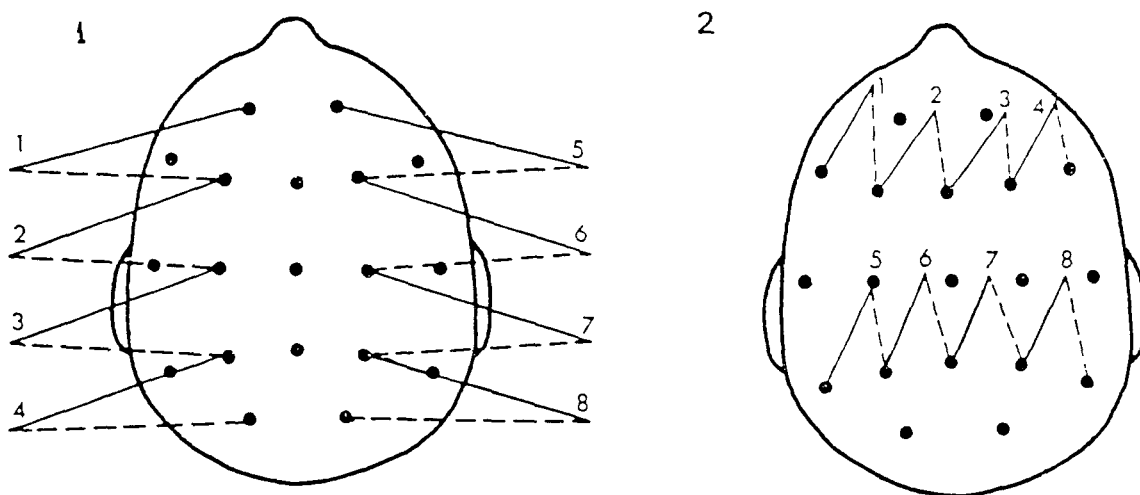


Fig. 3.5.- Dos ejemplos de como se conectan los electrodos. (1) Derivacion Longitudinal. (2) Derivacion Transversal.

Es corriente en las tareas fisiológicas denominar las dos entradas del amplificador como **activa** e **indiferente**. Aunque ambas desde luego proceden del paciente en estudio, la primera **activa**, está situada cerca del origen del potencial, y la otra, **indiferente**, situada en un área que se considera tan cercana a potencial cero como esto sea posible en un sistema biológico. La diferencia entre las salidas es amplificadas y aparece en los inscriptores. La dirección de las desviaciones en la inscripción depende de que el potencial de entrada **activo** sea negativo o positivo. Se ha convenido en EEG que un potencial negativo da origen a una desviación hacia arriba de la pluma de inscripción (Fig. 3.6.)

Hay dos técnicas básicas para la obtención de trazados. La primera es la monopolar o sistema común de referencia y la segunda es el sistema bipolar. Se usan ambos a causa de la dificultad de hallar un área de potencial cero. El sistema monopolar utiliza a menudo el lóbulo de la oreja como punto relativamente neutro, pero desgraciadamente puede recoger descargas de las áreas temporales. Otro punto de referencia es la nariz, pero puede afectarse por potenciales cardiográficos. Por estas razones, a veces se emplea una técnica diferente llamada **referencia promedio común**.

Esta técnica se basa en el hecho de que los potenciales eléctricos cerebrales son relativamente fortuitos, y que en un momento dado la suma algebraica de todos los electrodos conjuntamente es cercana a cero, esto es, tantos electrodos se están haciendo positivos como negativos y dos tipos de potenciales se anulan recíprocamente. En esta técnica, la entrada activa para cada canal se conecta a un sólo electrodo cefálico, y la entrada indiferente es la suma algebraica de los potenciales de todos los demás electrodos en conjunto.

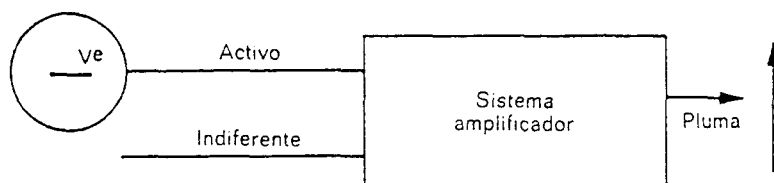


Fig. 3.6.- Convención EEG.

7.- SISTEMA DE INSCRIPCION.-

El sistema de inscripción consta de dos partes principales: el instrumento de inscripción y el de arrastre del papel. La tira de papel continuo del EEG se desplaza a una velocidad constante gracias a un motor eléctrico. La velocidad puede modificarse por la presión de un botón. Normalmente la velocidad del papel es de 3 cm por segundo. En casos particulares de trazados de larga duración (sueño, operación quirúrgica) puede emplearse velocidades más lentas, de unos milímetros por segundo. El trazado ordinario que es de unos 15 minutos de duración real consta de noventa páginas. Cada página representa 10 segundos a la velocidad de 3 cm por segundo, o sea una longitud de 30 cm. La longitud total es de 27 metros, siendo el papel plegable.

El sistema de salida más común usa una pluma, aunque existen otros como los de chorros de tinta. En ambos casos, la inscripción resultante es la señal eléctrica oscilante transmitida por el amplificador de potenciales cerebrales. Las señales de EEG se pueden visualizar también en un osciloscopio de rayos catódicos o ser convertidos en sonido como el aparato **alfa**. Asimismo los potenciales cerebrales pueden registrarse en cinta magnética para estudiarlos por ordenador.

8.- INFORME DEL EEG.-

Está dividido en partes separadas. Puede informar sobre la conducta del enfermo en el departamento, por ejemplo, descripción de una crisis (si ha ocurrido). Luego, una descripción detalla del EEG y finalmente un comentario general sobre posibles relaciones con la clínica. El informe se anota en la parte inferior del impreso como se vió en la

Fig.3.1. Y se guarda una copia de ambas, la información clínica y el informe de EEG, en el departamento.

BIBLIOGRAFÍA.-

- * Mattheus, W.B. (1.973), **The clinical value of routine electroencephalography**, Journal of Royal College of Physicians of London, 7, 207.
- * Pappworth, M. (1.974), **Neurologist need their heads examined**, Mims Magazine, Londres.
- * Donald Scott, **Comprensión de la EEG**, ELICIEN.

TEMA 4

EEG NORMAL Y ANORMAL

1.- PROBLEMA DEL ARTEFACTO.-

Una vez descrita la obtención del trazado EEG, vamos a examinar lo que realmente aparece. La primera vista de un trazado EEG (Fig. 4.1.) da origen a una expresión de perplejidad. Casi todas las páginas de cualquier EEG presentan algún signo de este tipo que llamamos **artefacto**. El electroencefalografista se encuentra en situación opuesta al arqueólogo. Este se regocija cuando encuentra artefactos en su excavación; al electroencefalografista le molesta e incluso se enfada, especialmente si éstos han sido por descuido del técnico que ha efectuado el trazado.

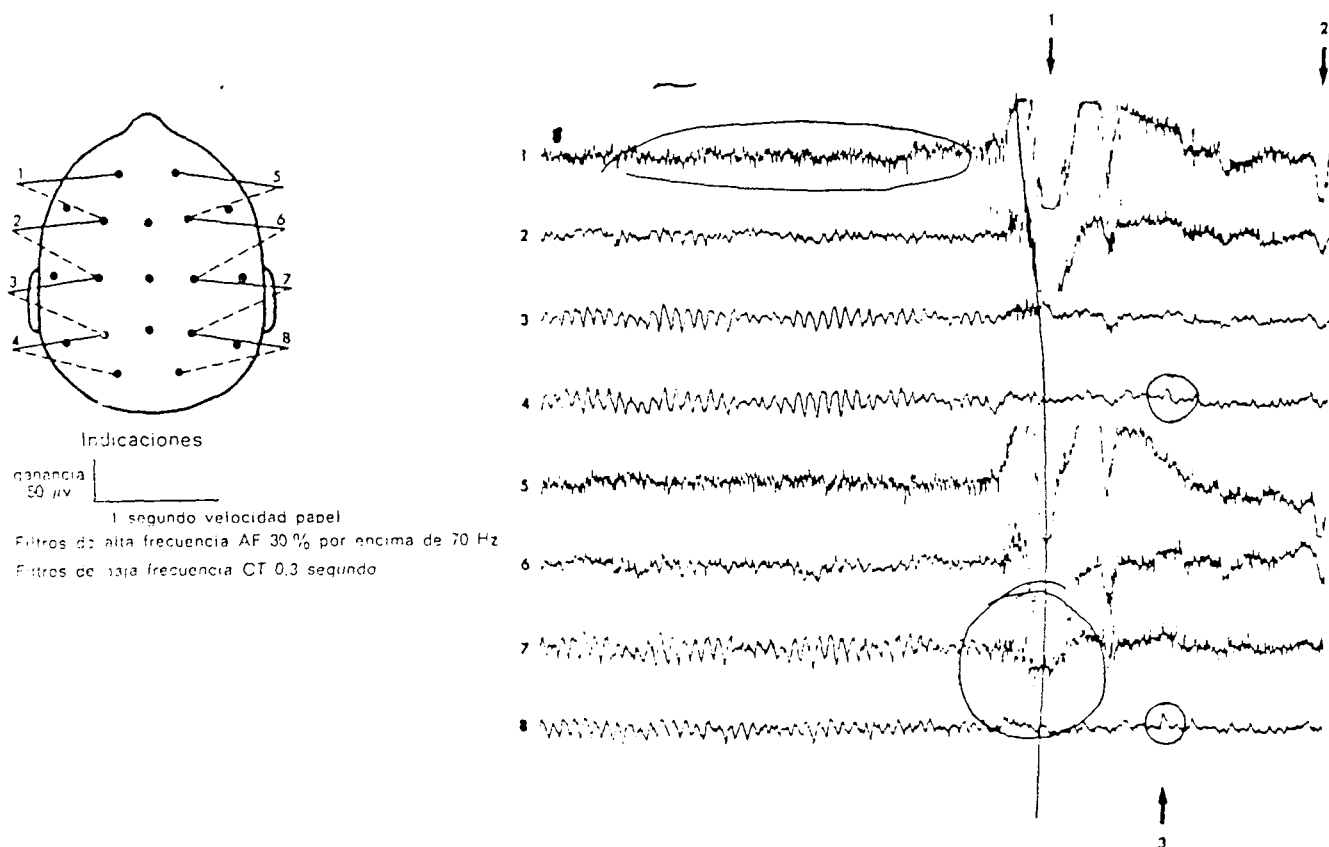


Fig. 4.1.- Ejemplo típico de trazado normal de EEG. Nótese los artefactos señalados en canal 1. Nótese la flecha 3 en los canales 4 y 8 señalando una pequeña desviación triangular sincrónica llamada onda lambda. Esta aparece cuando los ojos abiertos se mueven sobre un campo visual determinado.

Los artefactos (Fig. 4.2. y tabla 4.1.) pueden dividirse en dos clases principales: primeramente, potenciales biológicos como los producidos por movimientos de párpados; y

segundo, potenciales procedentes de los electrodos, los conductores o el aparato mismo de EEG.

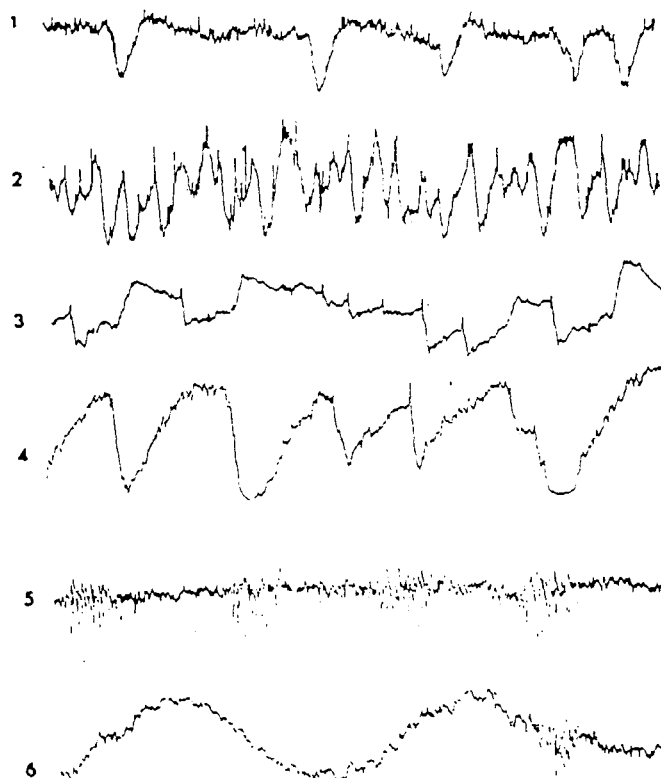


Fig. 4.2.a.- Artefactos biológicos. (1) Movimientos oculares. (2) Temblor de párpados. (3) y (4) Otros movimientos oculares. Nótese como (4) imita la actividad delta. (5) Salva de puntas musculares. (6) Artefacto por sudoración.

El segundo tipo es, desde luego, de más fácil corrección. El técnico aprende a reconocerlos y a poner las cosas en orden. Los potenciales biológicos presentan un problema un tanto diferente. La dificultad principal es que las ondas cerebrales son de bajo potencial y pueden estar enmascaradas por los potenciales biológicos mucho más amplios.

Este es el eterno problema en el trabajo EEG. En términos generales nosotros buscamos una **señal** y tratamos por todos los medios posibles en eliminar el **ruido**.

Volvamos ahora a los **métodos de apreciación del EEG, a ojo desnudo**. La actividad cerebral del adulto es generalmente de 20 a 40 millonésimas de voltios (microvoltios), mientras que los artefactos por movimientos oculares que se producen a causa de un potencial positivo en la cara anterior del globo del ojo con respecto a su parte posterior son de unos 100 milivoltios, o sea, milésimas de voltio.

Otros movimientos oculares producen efectos similares.

La forma es una de las principales guías para la identificación de los potenciales artefactos, con sus grandes desviaciones bruscas y con un dibujo geométrico. La distribución es también importante.

En consecuencia, por una combinación de sentido común y experiencia, es generalmente posible la distinción entre artefactos y potenciales cerebrales. Sin embargo, a veces esto es imposible y entonces debe realizarse nuevos trazados.

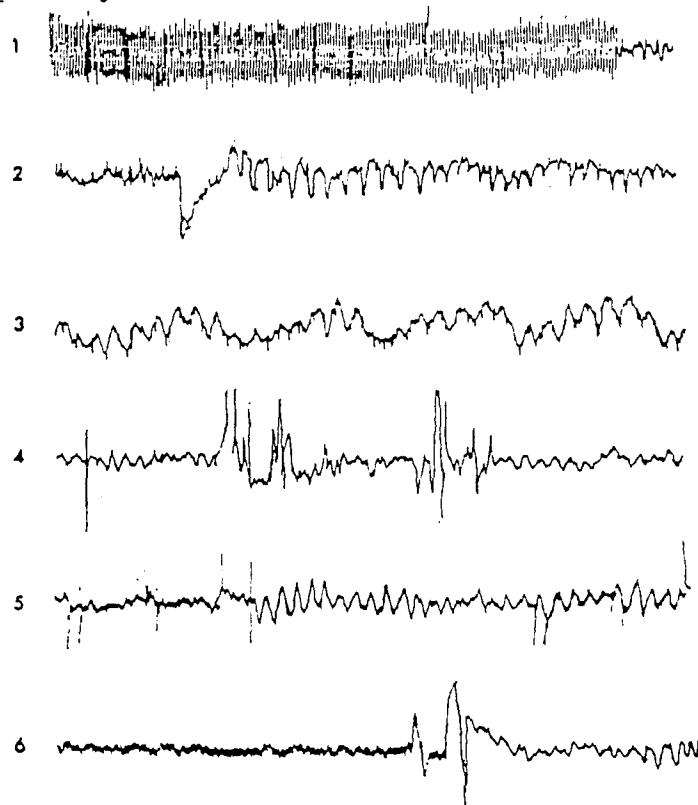


Fig. 4.2.b.- Artefactos no biológicos.1. Artefactos de 50 ciclos.2. Artefacto electrodo.3. Artefacto debido a movimientos de electrodo.4. Artefacto producido por colocación equivocada en la caja de entradas.5. Bleep artefacto.6. Artefacto debido a conmutador sucio.

2.- EEG NORMAL.-

El **ritmo alfa** es la actividad fundamental en el EEG del adulto despierto (Fig. 4.3.). Se presenta como una frecuencia de 8 a 13 ciclos por segundo y en las regiones posteriores de la cabeza, generalmente de modo simétrico.

La apertura de ojos hace desaparecer el ritmo **alfa** (Fig. 4.1.).

En el adulto despierto aparecen otros tipos de actividad. Hay actividad **beta** de baja amplitud con una frecuencia de más de 13 ciclos por segundo. En general es evidente en las regiones frontal y rolándica y no se modifica con la apertura de ojos. El ritmo **mu** es una actividad abrupta que semeja un peine y puede presentarse en las regiones rolándicas de ambos lados. Este tipo de actividad es poco frecuente y no cambia con la apertura de ojos.

Las ondas **lambda** (Fig. 4.3.) se ve en las regiones occipitales cuando, con ojos abiertos, el sujeto está viendo imágenes complejas, por ejemplo un cuadro.

En los exámenes de rutina una alcalosis pasajera en adultos jóvenes con la consiguiente aparición de episodios de actividad delta frontal de alto potencial y simétrica, que desaparecen al medio minuto de cesar la hiperpnea.

La actividad **theta** (Fig. 4.3.), con una frecuencia de 4 a una de 8 ciclos por segundo, y la actividad **delta**, con una frecuencia de 4 ciclos por segundo, son escasas o ausentes en adultos despiertos.

a) *Biológicos — del paciente*

1. Ojos	a) Parpadeo — desviación triangular frontal b) Movimientos — ondas lentas frontotemporales, variables según dirección c) Temblor de párpados — actividad frontal rítmica repetida a 5-10 por segundo
2. Músculo	Puntas generalmente en brotes, principalmente en las áreas temporales
3. Sudor	Ondas delta muy lentas frontales que se prolongan hasta 4 segundos
4. EEG	Generalmente el complejo QRS procedente del corazón (contraste con artefacto de pulso) especialmente en los trazados con sistema de referencia
5. Movimiento de cabeza y cuerpo	Muy variables en forma y distribución. se ven especialmente en niños y pacientes, inconscientes (véase capítulo 11)

b) *No biológicos — de aparatos*

1. Alterna de la línea	Artefacto de alta frecuencia (50 ciclos/segundo en Europa, 60 ciclos/segundo en USA) proveniente del mismo aparato cuando el contacto de los electrodos es insuficiente
2. Electrodo	Debidos al movimiento del electrodo en la cabeza o del mismo electrodo cuando está cerca de una arteria (contrasta con el artefacto de ECG) o movimiento del cable u otras causas. Muy variable forma de onda
3. Caja de entradas	Trenes de puntas rápidas debidas a mal contacto entre el enchufe y el zócalo
4. Artefacto de contacto	Súbitas descargas de puntas debidas a la suciedad de los contactos
5. «Discado» de teléfono	Regulares y repetidos

Tabla 4.1.- Principales tipos de artefacto.

El EEG, y particularmente el ritmo **alfa**, se modifica ante cambios corporales fisiológicos o patológicos (Tabla 4.2.)

3.- FORMACION RETICULAR.-

La actividad cerebral debe ser ahora considerada en una visión más amplia, no precisamente la corteza y sus conexiones con línea media, sino específicamente las propias estructuras de línea media.

Otra región importante de línea media es la formación reticular, que está en relación no sólo con estados normales como el sueño sino también con situaciones patológicas como el coma.

Es un complejo difuso de células nerviosas y fibras que ocupan las regiones centrales a lo largo de todo el tronco cerebral y en continuidad con los núcleos talámicos, el hipotálamo y el núcleo caudal.

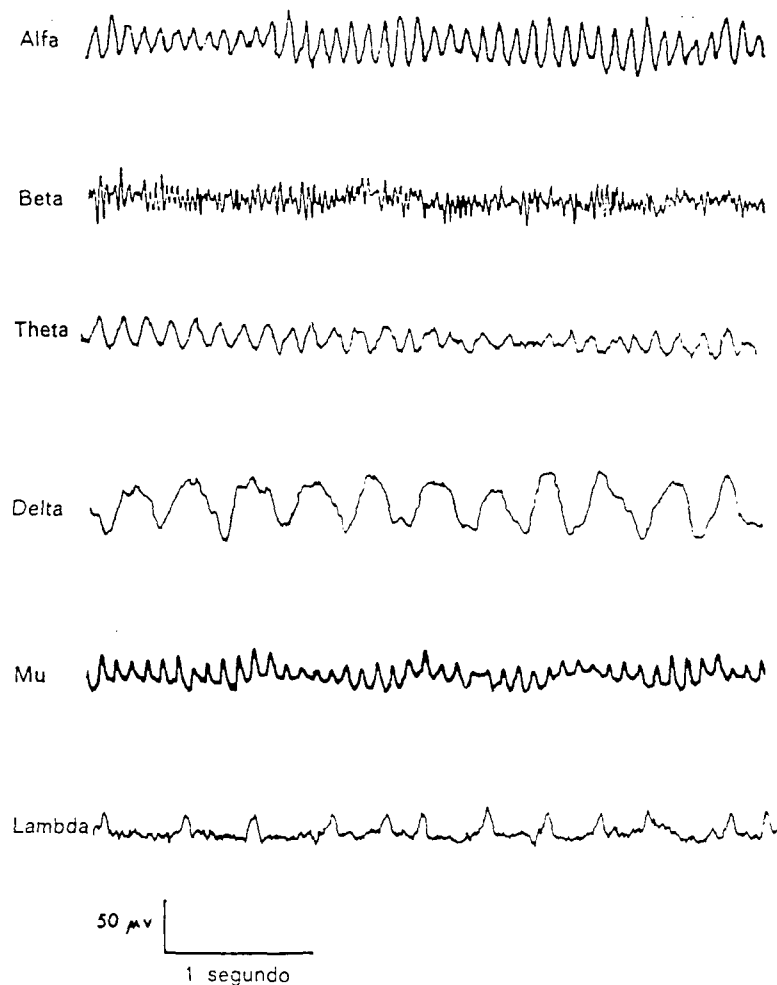


Fig. 4.3. - Actividad normal en el EEG.

La formación reticular recibe amplias aferencias sensoriales de todo el cuerpo a través de conexiones con los cordones posteriores y los tractos epinotalámicos. Además, hay enlaces con sistemas de sensibilidad especial como el ojo o el oído.

4.- EEG ANORMAL.-

Ahora estamos ya en condiciones de considerar el EEG anormal.

Hay tres regiones fisiopatológicas posibles en las cuales las lesiones causan anormalidad (Fig. 4.4.): primera en el córtex propiamente dicho; segunda en las conexiones córtico-línea media; y tercera en las estructuras de la línea media, sobre todo en la formación reticular. Es obvio que una lesión cortical traerá consigo un trastorno EEG localizado.

Una lesión que afecte las estructuras de línea media causa un trastorno bilateral que puede ser también extenso.

Hay también combinaciones de procesos estructurales y disfuncionales.

1. Edad	Aumento en frecuencia y muchos otros cambios (véase capítulo 8)
2. Hiperpnea	Produce actividad delta frontal episódica en los adultos jóvenes
3. Somnolencia y sueño	Produce puntas de todas clases, ondas abruptas en vértex, ondas lambdaoideas y complejo K
4. Variación diurna nocturna	Cambios en la frecuencia alfa comprobables durante el ciclo de 24 horas
5. Ciclo menstrual	Cambios alfa en cuantía y frecuencia cuando se comparan las fases intermenstrual y premenstrual (Margerson y col., 1964)
6. Hipoglucemia	Determina lentificación de la actividad de fondo con respuesta aumentada a la hiperpnea
7. Hipotermia	Deſcenso de amplitud de la actividad cerebral a los 18 °C, se evidencia muy pequeña actividad
8. Hipertermia	Aumento de amplitud de la actividad alfa

Tabla 4.2.- Cambios fisiológicos que afectan el EEG.

Desde el punto de vista práctico nos encontramos con dos tipos principales de anomalía en el EEG: primero, el **estructural**, el trastorno permanente local usualmente delta, característico de lesión intracerebral; segundo, el **disfuncional**, la anomalía episódica que se ve en epilepsia. En el primero los ritmos de fondo están permanentemente alterados en la zona afectada, mientras que en el segundo, cuando cesa el episodio, puede verse la actividad de fondo normal.

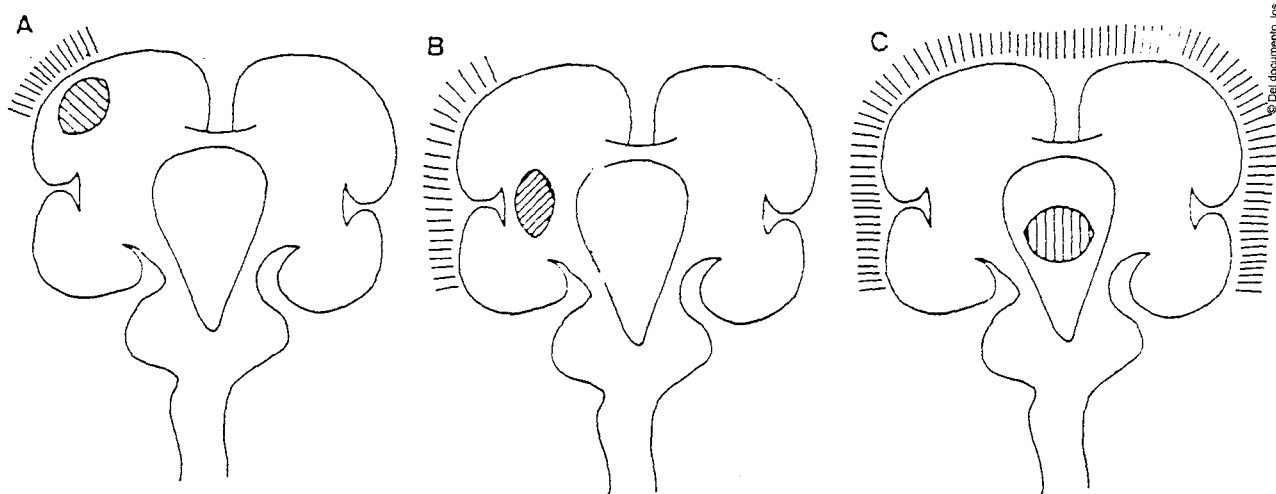


Fig.4.4.- Las lesiones están señaladas con ovalos rayados y las anomalías EEG, cualesquiera que fueren, por líneas perpendiculares a la superficie cerebral. En (a) la lesión es superficial. En (b) la lesión interrumpe las vías entre el córtex y las estructuras de línea media. En (c) se indica el efecto de una lesión de línea media con una anomalía bilateral y generalmente extensa en el EEG.

En ocasiones ambos tipos de anormalidades son evidentes, pero a veces son menos convincentes y aquí será de gran ayuda el técnico, al que se ha enseñado a distinguir los diferentes caracteres del trazado.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Adrian, E.D. y Mattheus, B.H.C. (1.934), **Interpretation of potencial waves in the cortex**, *Journal of Physiology*, 81, 440.
- * Bremer, G. (1.935), **Cervean isolé et physiologie du sommeil**, *Comptes rendus des séances de la Societé Biologique*, 118, 1235.
- * Editorial (1.974), **Computer-assited tomography of the brain**, *Lancet*, 2, 1052.
- * Donald Scott, **Comprensión de la EEG**, ELICIEN.

TEMA 5

LESIONES CEREBRALES

Dentro de las lesiones cerebrales vamos a distinguir cuatro apartados, a cada uno de los cuales le vamos a dedicar un capítulo. Estos apartados son:

- Tumores cerebrales
- Accidentes cerebrovasculares
- Traumatismos cerebrales
- Infecciones y encefalopatías

Capítulo 1: Tumores cerebrales.

1.- INTRODUCCION.-

El EEG es importante en el diagnóstico de tumor cerebral. Además, este tema aclara muchos principios generales de EEG prácticos y técnicos. Ante todo, la investigación es desde el punto de vista del enfermo, simple e indolora y puede ser repetida fácilmente en varias ocasiones. En consecuencia, en enfermos sospechosos de tumor cerebral, los trazados pueden efectuarse a intervalos de tres meses.

El EEG, con reservas, es un procedimiento útil de detección del tumor cerebral.

Un trazado **negativo** no excluye la presencia de un tumor cerebral.

2.- HALLAZGOS EEG.-

La llave para el diagnóstico positivo de un tumor cerebral es una anormalidad delta local y continua.

Este tipo de actividad es generalmente de alto voltaje y tiende a estar en el límite más bajo de las ondas delta, esto es, de 1/2 a 2 ciclos por segundo (Tabla 5.1.). Estas ondas lentas van sobrecargadas por ritmos rápidos de tipo local. La cuantía de éstos es variable, pudiendo ser desde muy variable a prácticamente ausentes (Fig. 5.1.).

-
1. *Actividad delta* localizada, irregular, generalmente de alto potencial
 2. Reducción de los ritmos normales de fondo tales como la actividad alfa o beta
 3. Ondas abruptas y puntas
 4. Episodios de brotes delta, frecuentemente frontales, bilaterales y rítmicos en relación con lesiones profundas o hipertensión intracraneal o ambas cosas. («Anormalidad proyectada» o «Ritmos a distancia»)
-

Tabla 5.1.-Cambios EEG en los enfermos con tumor cerebral.

El otro signo principal EEG que se ve en enfermos con tumor cerebral es actividad delta sinusoidal monorítmica o actividad delta rítmica intermitente frontal.

Esta anormalidad aparece en ambos lóbulos frontales en forma simultánea y simétrica.

3.- FACTORES QUE PROVOCAN ANORMALIDADES EN EL EEG.-

Hay un número de factores que influyen en la presencia y cuantía de anormalidades electroencefalográficas (Tabla 5.2.). El más importante es probablemente el tamaño de la lesión. Con tumores de menos de 2,5 centímetros de diámetro puede que el trazado parezca normal por completo.

El lugar de la lesión es también de importancia. En general, las lesiones de fosa posterior se descubren más tardíamente con la exploración EEG.

La profundidad de la lesión es también importante. Cuanto más profundamente situada esté la lesión, tanto más extensa será la anormalidad a causa de la interrupción de las conexiones corticales-línea media.

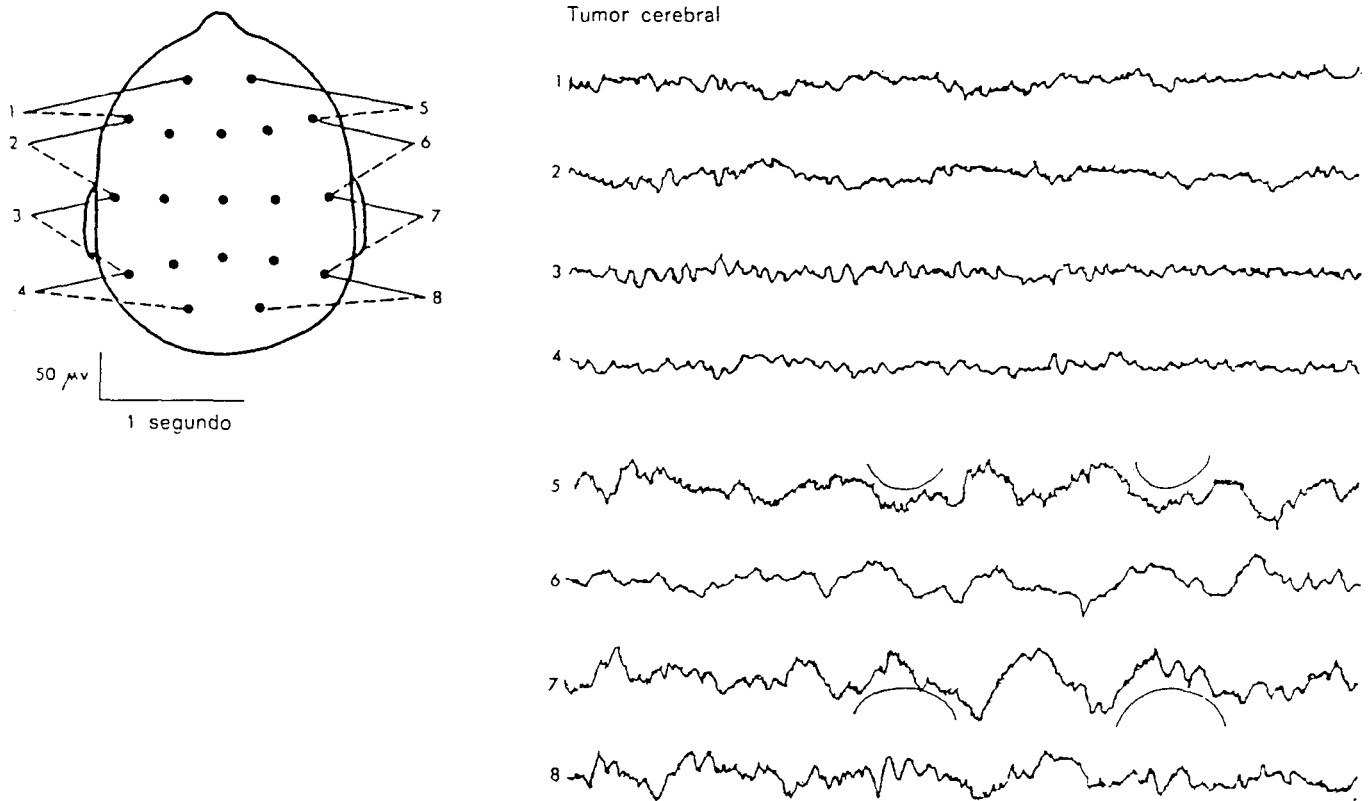


Fig. 5.1.- Muestra un ejemplo de los cambios que aparecen con tumor cerebral.

Un trazado de sueño puede ser útil para determinar la profundidad del tumor.

La naturaleza histológica del tumor es de importancia básica. Los tumores intercerebrales malignos, sobre todo los de aumento rápido, producen una marcada anormalidad.

Como en otros muchos tipos de lesión, a mayor rapidez de crecimiento, mayor probabilidad de que el EEG sea anormal.

4.- SIGNOS PRECOCES DE TUMOR INTRACRANEAL.-

El EEG, como la radiografía de cráneo y el examen cerebral por isótopos, es una investigación que puede efectuarse con prontitud sin ingreso en hospital. Por eso es importante tener alguna idea de la posibilidad de un diagnóstico positivo de tumor cerebral para decidir sobre la admisión para continuar la investigación (Tabla 5.3.).

De todas maneras, cuando se quiere utilizar el EEG en estos casos es aconsejable efectuar un EEG unos tres meses después de la salida del hospital para tener una base de comparación cuando exista la sospecha de recurrencia por los síntomas clínicos.

5.- LOCALIZACION EN EL EEG.-

En la localización de una lesión basada en el EEG, lo mejor es seguir dos etapas: primera, la **localización eléctrica**, y segunda, relacionar a ésta con la localización anatómica actual.

1. Tamaño	No se ven anomalías cuando la lesión es menor de 2,5 cm de diámetro (salvo que hayan existido crisis)
2. Situación	Las lesiones supratentoriales producen anomalías con mayor rapidez que las infratentoriales
3. Profundidad	Las lesiones profundas causan extensa anomalía no localizada (anomalía proyectada). Las lesiones superficiales producen alteraciones localizadas con inversión de fase o aplanamiento (véase texto)
4. Patología	Los tumores intracerebrales malignos producen anomalías en el EEG más fácilmente que los tumores benignos extracerebrales. Las lesiones intracerebrales de crecimiento lento producen puntas y ondas abruptas
5. Grado de crecimiento	A mayor rapidez de crecimiento del tumor, mayor probabilidad de aparición de anomalía en el EEG, especialmente si hay hemorragia repentina o formaciones quísticas
6. Presión intracraneal aumentada	Produce anomalía EEG episódica generalizada con ausencia de signos focales, pero lentificación de los ritmos de fondo
7. Alteración del nivel de conciencia	Da origen a cambios bilaterales difusos con la posibilidad de signos de localización falsos

Tabla 5.2.- Factores que afectan los hallazgos EEG en enfermos con tumor cerebral.

Glioma	Generalmente positivo
Meningioma	Puede ser negativo si no hay crisis epilépticas
Metástasis	Positivo si la lesión es de diámetro superior a 2,5 cm
Tumores de fosa posterior	Positivo solamente en un 30 %
Tumores especiales	EEG negativo o con signos no específicos en casos de neurinoma del acústico, tumores alrededor del foramen magnum y en fosa pituitaria

Tabla 5.3.- Signos EEG precoces de tumor cerebral en un paciente que, por ejemplo, acude por vez primera y reside alejado.

Para comprender los fenómenos eléctricos tenemos que considerar el modo con que se conectan al aparato los electrodos de EEG para obtener el trazado multicanal. Cada sistema amplificador para un canal tiene dos entradas, la activa y la indiferente, y la inscripción es la diferencia de potencial entre ambas.

En el EEG convencional la entrada activa se llama siempre **conductor negro** y la indiferente **conductor blanco**. El sistema amplificador está dispuesto de tal forma que un potencial negativo que afecta al **conductor negro** origina una desviación hacia arriba en el canal. Una sigla nemotécnica para esto es BUN (Black Upward Negative). Recíprocamente

un potencial negativo que afecta el **conductor blanco** producirá una desviación hacia abajo; los voltajes positivos desde luego producen efectos opuestos.

Consideremos ahora un conjunto bipolar específico. Es corriente enlazar electrodos adyacentes bien de delante atrás o de un lado al otro a través de la cabeza. El plan general de una ordenación bipolar que comprende tres electrodos se muestra en la Fig. 5.2.

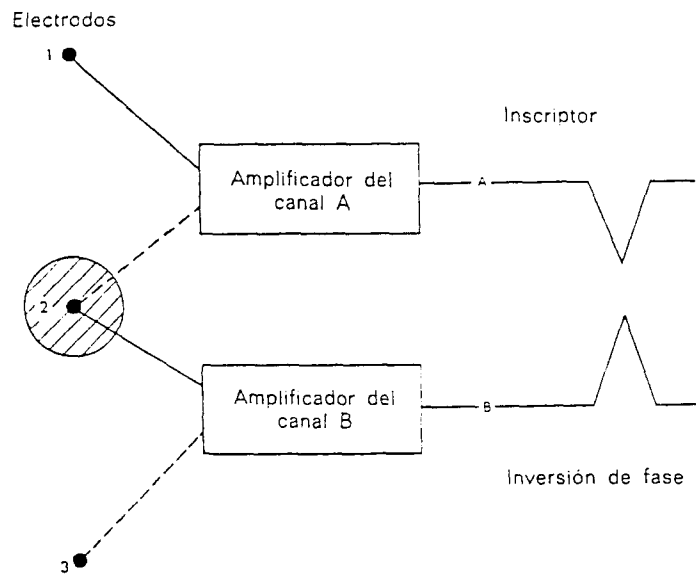


Fig. 5.2.- Muestra como se origina una inversión de fase.

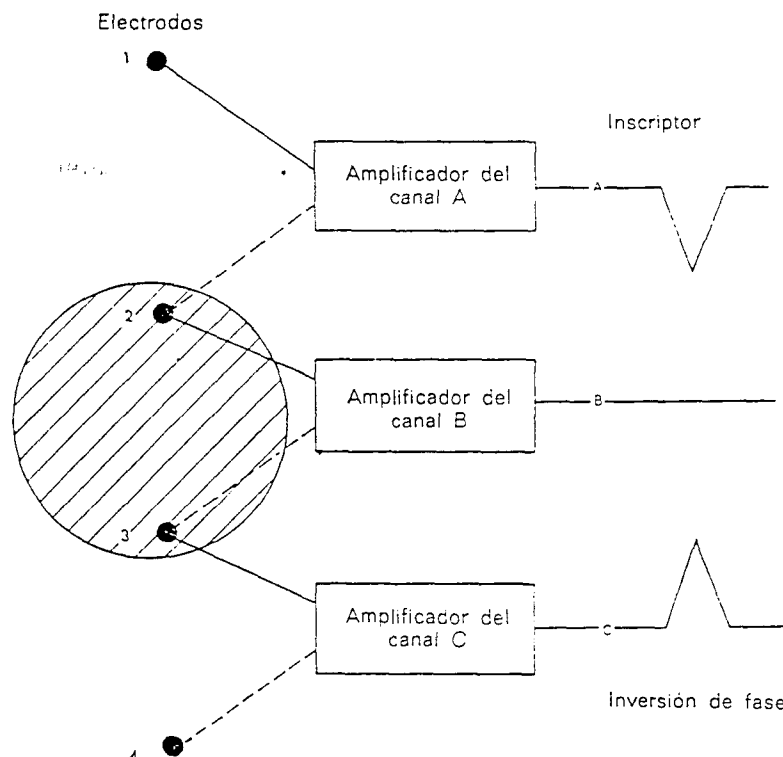


Fig. 5.3.- Ampliación de los signos representados en la figura 5.2. Aquí un área mucho mas amplia de potencial originado en una lesión afecta por un igual a dos electrodos adyacentes (2 y 3).

Hay también otro detalle. Si tenemos una descarga que afecta de modo igual a dos electrodos adyacentes en el registro bipolar, el canal conectado a estos dos electrodos no revelará o manifestará desviación alguna, esto es, aparecerá **plano** (Fig. 5.3.).

Aquí el método de localización es de comprensión más simple. La desviación es en la misma dirección en todos los canales y el canal que muestra la máxima amplitud es el más cercano al foco de descarga. (Figs. 5.4. y 5.5.).

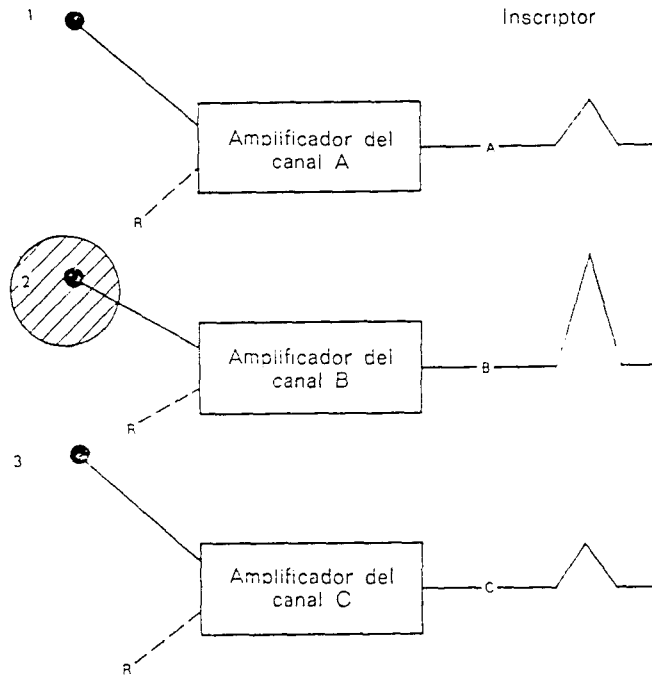


Fig. 5.4. - Muestra el efecto del uso de un electrodo de referencia conectado al conductor blanco de cada canal.

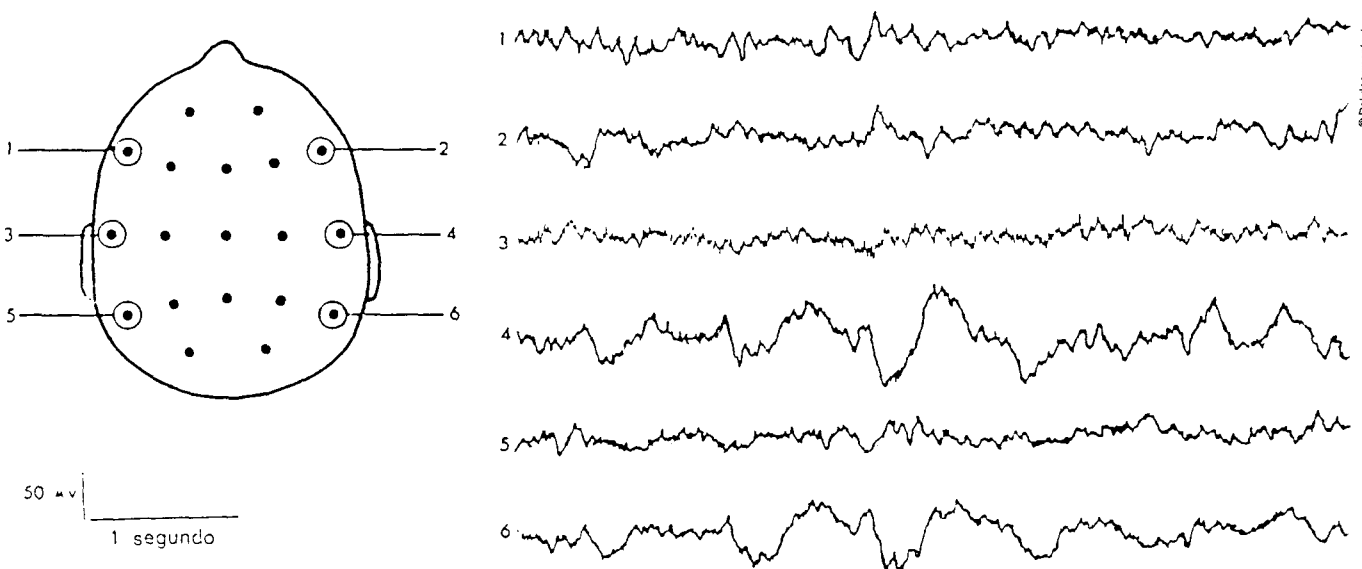


Fig. 5.5. - Trazado con referencia promedio común.

Lo mejor es emplear conjuntamente las técnicas bipolar y monopolar para conseguir información en la localización eléctrica y ambas técnicas son también la aplicación a otros fenómenos como ondas abruptas y puntas, y también las descargas de

onda lenta aquí estudiadas. El tumor en sí mismo no es activo eléctricamente y cuando se aproxima al córtex aparece un área local de actividad disminuida.

En el EEG hay también una tendencia para localizar los tumores más laterales y más posteriores de los que están en sentido anatómico.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Strang, R., y Ajmone Marsan, C. (1.961), **Brain metastases**, Archives of Neurology, 4, 20.
- * Van der Drift, J.H.A. (1.957), **The Significance of Electroencephalography for the Diagnosis and Localisation of Cerebral tumours**, Steufert Kroeses, Leiden.
- * Walta, W.G. (1.936), **The location of cerebral tumours by electroencephalography**, Lancet, 2, 305.
- * Donald Scott, **Comprensión de la EEG**, ELICIEN.

Capítulo 2: Accidentes cerebrovasculares.

1.- INTRODUCCION.-

El EEG en las enfermedades y accidentes cerebrovasculares es un tema que, se vería altamente compensado con una mayor investigación. Una de las principales dificultades en este campo es el diagnóstico clínico de si la **apoplejía** es debida a hemorragia, trombosis o embolia.

En parte, a causa de estas dificultades diagnósticas, las correlaciones exactas en el EEG han sido difíciles de establecer.

Otro detalle general es el concerniente a la correlación de resultados entre la exploración cerebral por isótopos y el EEG. Si ya se ha establecido el infarto cerebral, el EEG es anormal en el primer o segundo día, mientras que la exploración cerebral por isótopos es generalmente negativa. Una semana o diez días más tarde, la principal anomalía en el EEG disminuirá mientras que la exploración cerebral por isótopos será positiva.

2.- GENERALIDADES.-

Las hemorragias cerebrales, trombosis, hiper e hipotensiones arteriales y embolias perturban el trazado del EEG.

Las anomalías eléctricas dependen de la topografía y de la evolución.

Es raro que las anomalías esten muy limitadas.

Las anomalías eléctricas, importantes en el momento del accidente vascular, tendrán una tendencia regresiva, aunque se hayan constituido secuelas nerviosas definitivas por la destrucción del tejido cerebral.

Una **tendencia** regresiva y no una regresión; esta tendencia puede faltar, a veces, en casos excepcionales, por el hecho de una atrofia o de una epilepsia secundaria; el ritmo cerebral queda en esos casos perturbado durante meses o años.

Aunque lo hayamos repetido, diremos que no hay una imagen eléctrica específica de una lesión vascular.

3.- HEMORRAGIA CEREBRAL.-

Una gran hemorragia intracerebral determina alteraciones extensas y marcadas.

El signo más evidente está constituido por actividad delta muy lenta, extensa, irregular y de alto potencial, y si la hemorragia está próxima a la corteza se apreciará un área tipo delta focal. Si la corteza está dislacerada aparece una zona aplanada.

El trastorno en la hemorragia cerebral (Fig. 5.6.) está claramente lateralizado, pero la actividad en el otro hemisferio puede no ser completamente normal.

Con frecuencia, en las horas que siguen a una hemorragia cerebral existe un trastorno de conciencia y el hemisferio contralateral al de la hemorragia presenta cambios propios del nivel de conciencia.

Suponiendo que el enfermo sobreviva, volverá a la normalidad. Una vez ha pasado el estadio agudo, el delta bifrontal desaparecerá, disminuirá la anormalidad localizada y en el hemisferio contrafrontal al de la hemorragia aparecerá nuevamente actividad alfa.

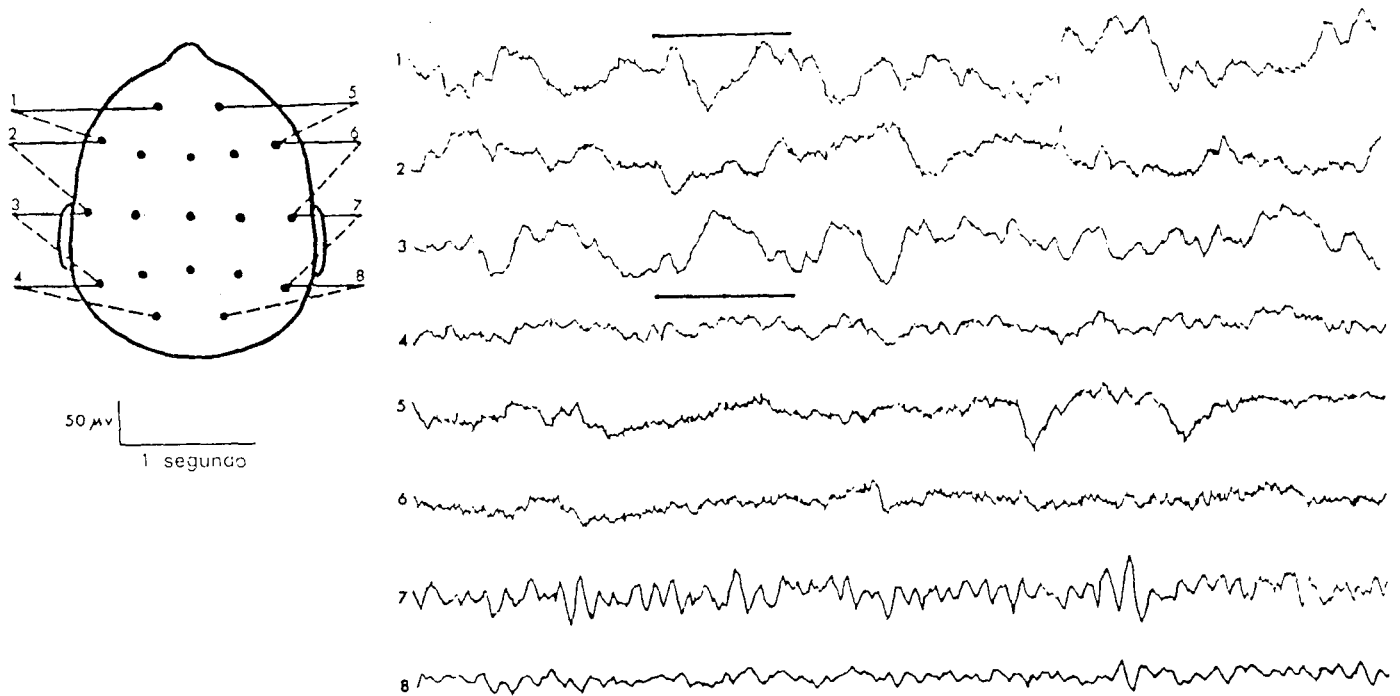


Fig. 5.6.- EEG de una mujer de 60 años con una hemiparesia derecha desde hacia dos días. Nótese la gran cantidad de actividad delta continua y extensa.

En los meses siguientes a una hemorragia cerebral incluso severa, el EEG en ambos hemisferios puede normalizarse completamente.

4.- TROMBOSIS CEREBRAL.-

La trombosis de la arteria cerebral media produce anormalidad extensa en el EEG porque esta arteria irriga la mayor parte de la convexidad del hemisferio, que es el área principal de registro de los electrodos craneales convencionales. Los signos en el EEG que siguen a una tal trombosis son menos severos que los que se presentan en una hemorragia (Fig. 5.7.).

Sin embargo, cuando las zonas de infarto son pequeñas o situadas profundamente, puede haber poca anormalidad en el EEG.

Lo mismo que en la hemorragia cerebral, así también en la trombosis mejora el EEG con el tiempo y se dice que el 50% de enfermos pueden tener un EEG casi normal, seis meses después de una trombosis cerebral.

5.- LESIONES VASCULARES DEL TRONCO CEREBRAL.-

Aunque las lesiones vasculares del tronco cerebral pueden en ocasiones mostrar de modo sorprendente poca anormalidad en el EEG, en general, cuando hay lesiones en esta

localización se presentan alteraciones de la formación reticular y se ven anomalías en el EEG.

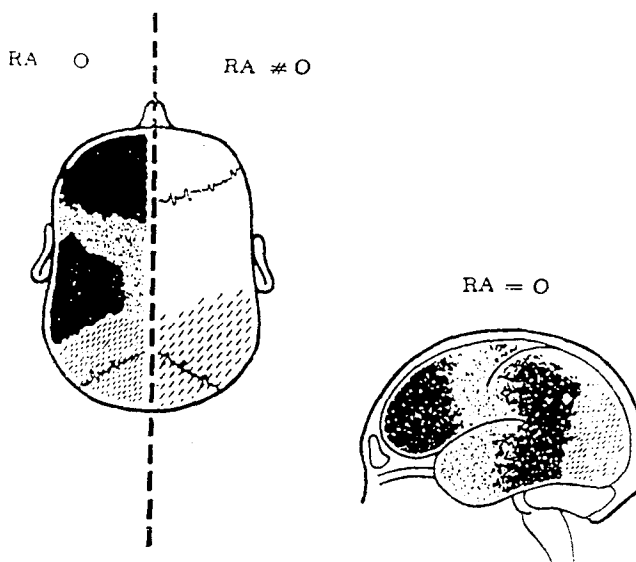


Fig. 5.7.

Hay también en las lesiones vasculares de tronco cerebral, algunas ocasiones, en que los enfermos están en coma profundo y totalmente inexcitables y, la totalidad del EEG está dominada por actividad de tipo alfa.

6.- ENFERMEDAD CEREBROVASCULAR DIFUSA.-

El tema de las modificaciones del EEG en la enfermedad cerebrovascular difusa nos presenta el problema del envejecimiento y EEG. ¿Es el EEG a los 65 años diferente, en algún aspecto, de los obtenidos a los 45 años?

No existe todavía un pleno acuerdo en este punto, pero se han realizado estudios en individuos de más de 65 años aparentemente normales, excluyendo cuidadosamente los hipertensos y los afectados de enfermedad cerebrovascular, y la mayoría de los EEG se desviaban poco de los que se aceptaron como normales en sujetos más jóvenes.

7.- AMNESIA GLOBAL TRANSITORIA.-

La amnesia global transitoria es un enigma y si se realiza el EEG unas semanas después del episodio es posible que no aparezcan anomalías. Sin embargo, cuando el trazado se realiza uno o dos días después del episodio, además de trastornos difusos de fondo pueden existir ondas abruptas temporales unilaterales y bilaterales.

8.- ¿APOPLEJIA? ¿TUMOR?.-

Con relativa frecuencia se nos pide la distinción entre **apoplejía**, **tumor** o incluso **absceso**. Aunque a base de un sólo EEG esto puede ser difícil, hay sin embargo algunos signos de EEG que pueden ser útiles en la diferenciación (veáanse tabla 5.4. y figura 5.8.).

<i>Signos EEG</i>	<i>Apoplejía</i>	<i>Tumor</i>
Anormalidad delta	Pueden ser ondas aliadas y relativamente estereotipadas	Irregular
Ondas abruptas	Ausentes	Pueden presentarse
Actividad alfa en lado ipsolateral	Puede estar aumentada	Raramente aumentada, excepto en meningiomas
Actividad de fondo en lado contralateral	Desorganizada, en particular si hubo apoplejía previa	Generalmente normal, excepto si hay aumento de presión intracraneal
Trazados en serie	Mejoría	Empeoramiento

Tabla 5.4.-Signos de EEG que pueden diferenciar la apoplejía del tumor.

En el EEG de un enfermo de apoplejía puede hallarse actividad delta en forma relativamente regular. Además, puede haber aumento en amplitud de la actividad alfa en el lado de la lesión.

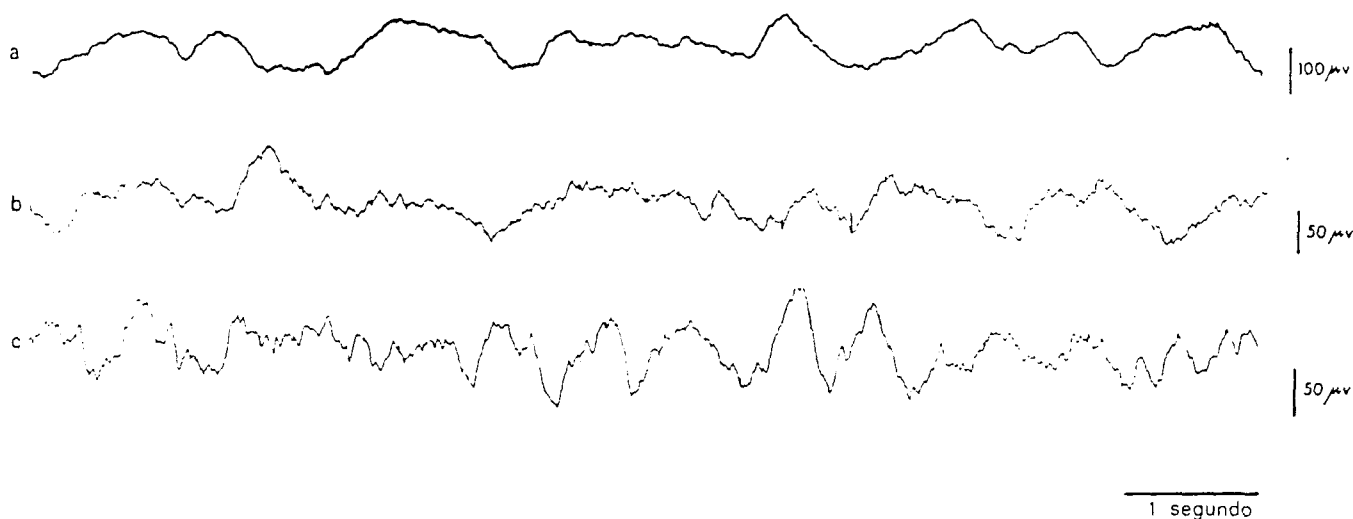


Fig. 5.8.- Tres fragmentos de EEG de enfermos distintos. (a) Absceso cerebral. (b) Glioma intracerebral. (c) Trombosis cerebral.

El modo principal de distinción entre **apoplejía** y **tumor** es la repetición de EEG. En el primero hay mejoría eléctrica antes de que aparezca clínicamente; en el segundo, empeoramiento.

9.- JAQUECA.-

La jaqueca es un trastorno caracterizado por alteraciones pasajeras en la vascularización cerebral que causan dolor de cabeza paroxístico. La causa de estas alteraciones que duran horas es incierta.

Durante la fase de dolor de cabeza, las alteraciones en el EEG pueden ser marcadas. Consisten en desorganización de la actividad de fondo y episodios de ondas theta frontotemporales. Los componentes tienen a menudo un perfil abrupto.

Algunos de los signos en el EEG que se ven en la jaqueca recuerdan versiones más moderadas de los que se presentan en la epilepsia, e incluso desde el punto de vista clínico hay una superposición de ambos estados.

El EEG es un indicador sensible de la integridad cerebrovascular a condición de que se emplee una metodología rigurosa incluso en estados que como la jaqueca existen muchos factores subjetivos.

La jaqueca es un trastorno complejo y los estudios sobre este tema requieren tener en cuenta todos los posibles factores.

El EEG puede aportar una contribución sustancial a la investigación de la enfermedad cerebrovascular.

Generalizando a todas las enfermedades cerebrovasculares, parece que la investigación continuada en esta área es probable que demuestre que el EEG puede ser incluso de mayor valor.

BIBLIOGRAFÍA.-

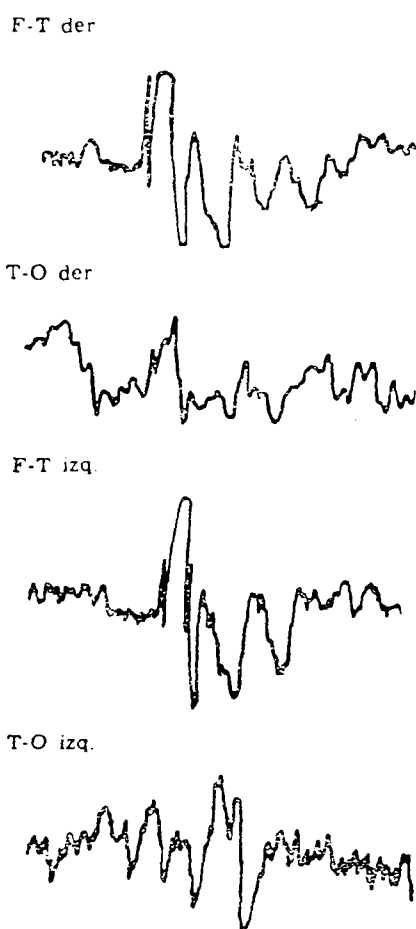
- * Hanington, E. (1.967), **A preliminary report on tyramine headache**, British Medical Journal, 2, 550.
- * Donald Scott, **Compresión de la EEG**, ELICIEN.
- * Dr. H. Fischgold y Dr. C. Dreyfus-Brisac, **Cómo interpretar un electroencefalograma**, DAIMON.

Capítulo 3: Traumatismos cerebrales.

1.- INTRODUCCION.-

La electroencefalografía es de gran utilidad en el control de pacientes después de un traumatismo cerebral. Sin embargo, el problema se complica no sólo debido a factores relacionados con las condiciones mismas del traumatismo, tales como la localización, severidad y tipo de lesión, sino también por consideraciones de tipo técnico. Pueden presentarse dificultades para la obtención de un trazado satisfactorio debido al estado de inquietud o confusión del paciente.

Las diferentes informaciones del EEG permiten distinguir un traumatismo reciente (de 0 a 3 meses) de un traumatismo antiguo (más de 3 meses).



Obs. 82

Fig. 5.9.- Traumatismo antiguo: 20 años; epilepsia; intervención quirúrgica.

En los traumatismos recientes el EEG suministra elementos necesarios de pronóstico y permite apreciar, dentro de ciertos límites, el grado de conmoción o de contusión cerebral, así como la importancia de las lesiones vasculares intracraneales. Si el paciente está consciente y se encuentra bien, un trazado normal es tranquilizador a condición de que permanezca normal en el curso de las primeras semanas; la observación

médica debe continuar. Pero si el trazado es anormal, aunque el estado del paciente sea excelente, hay que realizar una exploración neuroquirúrgica.

En los traumatismos antiguos, el paciente ha tenido unas lesiones cerebrales intensas y presenta secuelas importantes: hemiplejía, afasia, hemianopsia, trastornos psíquicos, parálisis de los pares craneales.

2.- TRAUMATISMOS CEREBRALES AGUDOS.-

Los primeros hallazgos EEG después de traumatismos cerebrales ligeros se basan en trazados en un astillero poco después del traumatismo (Dow).

El EEG puede presentar escasa anormalidad poco después del traumatismo, incluso cuando hay amnesia retrógrada. Evidentemente, el EEG era anormal cuando había afectación de la conciencia.

Hay algunos tipos básicos de cambios en EEG después de traumatismo cerebral (Tabla 5.5. y Fig. 5.10.). Es bien sabido que en los minutos u horas que siguen a un traumatismo cerebral grave el EEG puede transitoriamente estar desprovisto totalmente de actividad cerebral, esto es, isoelectrico.

-
1. *Supresión* de actividad — local o general
 2. *Actividad delta* — local o general; en niños también ondas abruptas
 3. «*Aplanamiento*» — local, debido a contusión o hematoma (extradural, subdural o intracerebral)
 4. *Discrepancias* entre el EEG y nivel de conciencia, por ejemplo, «respuesta delta paradójica» o «alfa coma»
-

Tabla 5.5.-Alteraciones básicas después de un traumatismo cerebral.

En traumatismos menos graves, como los de los boxeadores cuando son vencidos por fuera de combate, se encuentran trazados de relativo bajo voltaje.

Cuando el traumatismo es en un lado de la cabeza, puede estar suprimida la actividad alfa en el lado del traumatismo y el trazado puede resultar asimétrico.

Es obvio por los datos precedentes que la interpretación del EEG en los traumatismos cerebrales agudos y severos está llena de dificultades.

3.- HEMATOMA SUBDURAL.-

Los hematomas subdural y extradural son las complicaciones más importantes del traumatismo cerebral porque pueden ser intervenidas quirúrgicamente. El EEG (Fig. 5.11.) ha sido considerado a menudo como un instrumento diagnóstico importante en este caso particular.

La presencia de aplanamiento de todas las actividades en un área localizada o afectando virtualmente a todo un hemisferio, se dice es el signo importante.

El hematoma crónico se descubre a veces inesperadamente en el examen neurorradiológico en casos de sospecha de tumor. En estos casos el EEG es raramente

normal y tiene particular valor, ya que generalmente muestra un tipo localizado de anomalía e indica la necesidad de otras exploraciones.

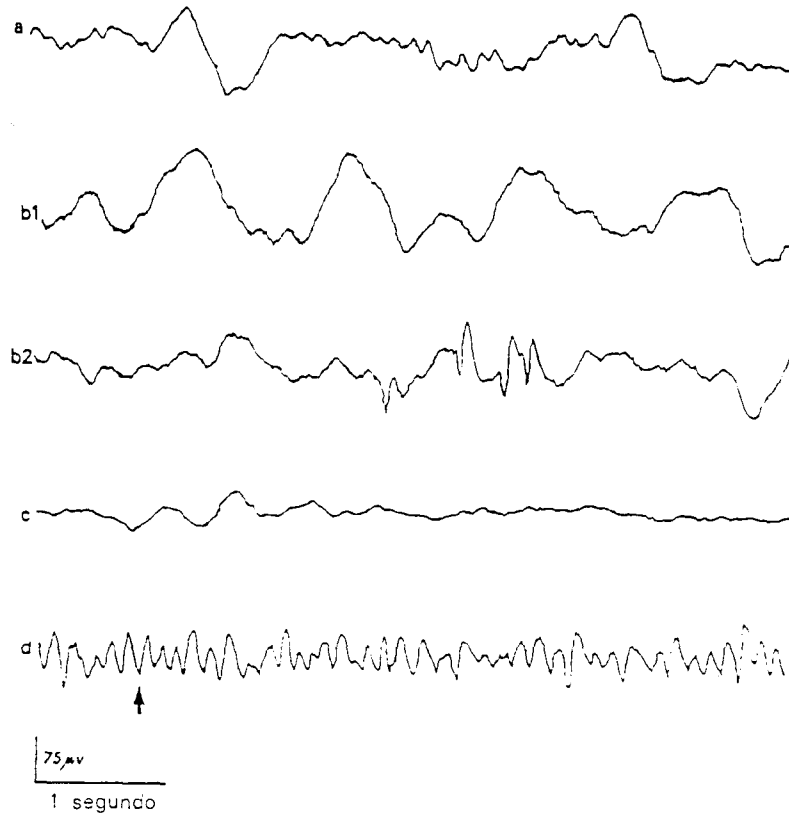


Fig. 5.10.- Algunos cambios del EEG después de traumatismo cerebral.

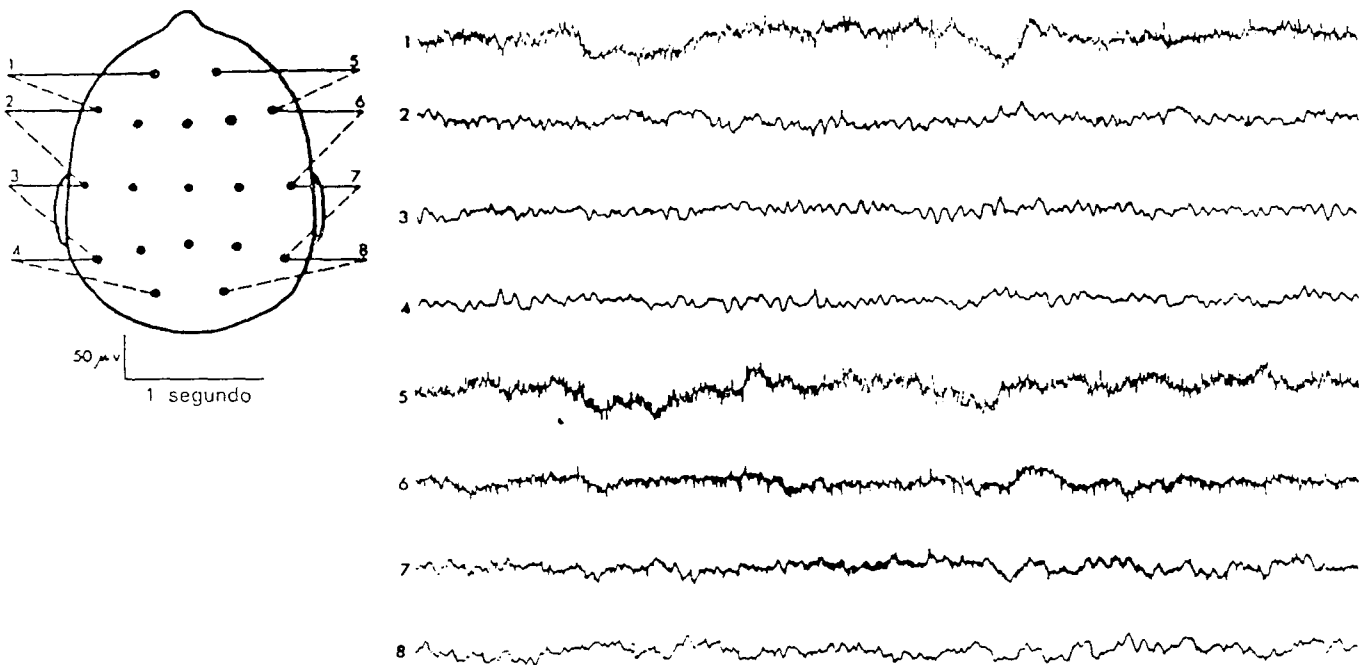


Fig. 5. 11.- Ejemplo de un EEG en un enfermo con un hematoma subdural en el lado derecho.

4.- CONTROL DEL CURSO EVOLUTIVO.-

El EEG tiene quizá un mayor valor en traumatismos cerebrales cuando se emplea para controlar el curso evolutivo. Los signos de recuperación presentan aumento global de frecuencia y disminución de amplitud de las formaciones delta anormales que son habitualmente de muy alto potencial en los primeros estadios.

Hay dos puntos adicionales que deben ser considerados.

El primero es el uso del EEG en el diagnóstico de muerte. Baste decir aquí que en pacientes que han sufrido traumatismos cerebrales graves y están arrefléxicos y que precisan respiración artificial y tratamiento medicamentoso para mantener la presión sanguínea, el EEG está generalmente, de forma total y persistente, desprovisto de potenciales cerebrales (isoelectrico).

El segundo punto se refiere al **estado vegetativo permanente** descrito con gran elegancia por Jennett y Plum (1.972). Este constituye un problema relacionado con el aumento de traumatizados en **cuidados intensivos**. Pacientes traumáticos graves que antes hubieran muerto, pueden sobrevivir debido a los excelentes cuidados que reciben en los primeros estadios.

5.- EPILEPSIA POSTRAUMÁTICA.-

Otra complicación de traumatismo cerebral es la epilepsia postraumática. En síntesis, la predicción de si ésta se presentará o no, también se establece sobre una base clínica.

En los Estados Unidos y en el Reino Unido se efectúan investigaciones sobre si se puede reducir la incidencia de epilepsia subsiguiente a ciertas intervenciones neuroquirúrgicas por el precoz tratamiento con estos compuestos.

6.- ENCEFALOPATIA POSTRAUMÁTICA.-

La encefalopatía postraumática es un tema de interés resultante de los frecuentes traumatismos cerebrales relativamente menores que soportan los boxeadores. El EEG es anormal en estos pacientes incluso antes del desarrollo del síndrome clínico y los hallazgos son semejantes a los que se presentan en pacientes de más edad afectados de enfermedad cerebrovascular con cambios difusos y a menudo asimétricos.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Donald Scott, **Comprensión de la EEG**, ELICIEN.
- * Dr. H. Fischgold y Dr. C. Dreyfus - Brisac, **Cómo interpretar un electroencefalograma**, DAIMON.
- * Prior, P.F. (1.973), **The EEG in Acute Cerebral Anoxia**, Excerpta Medica, Amsterdam.

Capítulo 4: Infecciones y Encefalopatías.

1.- INTRODUCCION.-

El EEG es de utilidad en el diagnóstico de las infecciones del sistema nervioso central, sobre todo abscesos y encefalitis, y últimamente se ha discutido la especificidad de los signos de EEG en la encefalitis aguda por virus de herpes simple. Es una enfermedad rara, pero de gran interés, porque un diagnóstico rápido permite el tratamiento precoz con agentes antivirales. En cambio, el valor del EEG en el diagnóstico de absceso cerebral es bien conocido desde hace muchos años.

2.- ABSCESO CEREBRAL.-

Un absceso cerebral es una lesión estructural rápidamente progresiva y como tal debe esperarse a que dé origen al mismo tipo básico de anormalidad que se ve en algunos tumores cerebrales (Fig. 5.8.). En el absceso intracerebral los signos de EEG son aún más **explosivos**. Se registra un gran componente de actividad delta localizada e irregular.

Cuando existe abscesos intracerebrales múltiples, pueden hallarse múltiples focos; por ejemplo, en la enfermedad cianótica congénita. El diagnóstico y el tratamiento de un absceso puede determinar la mejoría EEG en una zona, pero la progresión de la anormalidad focal hacia otras áreas indicará la expansión del proceso hacia esta otra zona. Por esto son muy útiles los exámenes seriados postoperatorios.

Existe una gran incidencia de epilepsia en pacientes que han sufrido abscesos cerebrales.

3.- MENINGITIS AGUDA.-

Los EEG de enfermos con meningitis purulenta contienen gran cantidad de actividad delta. El grado de anormalidad depende en parte de la gravedad de la infección y también de la afectación de conciencia. En general, el EEG es menos anormal que en casos de encefalitis y puede ser un signo precoz la actividad delta bifrontal.

Los enfermos de meningitis aguda tienen generalmente algún trastorno de conciencia y éste por sí mismo produce cambios en el EEG, existiendo una relación definida con el grado de afectación según el modo propuesto por Engel y Romano (1.959).

4.- ENCEFALITIS AGUDA.-

Los trazados de EEG que se ven en la encefalitis aguda son extremadamente variables y dependen de varios factores como la gravedad de la infección o de la reacción alérgica consecutiva, su agudeza y el estado de conciencia.

Puede haber un trazado dominado por actividad lenta extensa y regular de alto potencial (Fig. 5.12.) o un trazado con complejos periódicos ya lateralizados o generalizados y, en algunas ocasiones, se ve poca anormalidad.

En general, la mejoría de actividad ocurre gradualmente en pocos días o semanas, pero obviamente en los casos más graves el pronóstico debe ser reservado. La anomalía residual es de ondas abruptas y puntas.

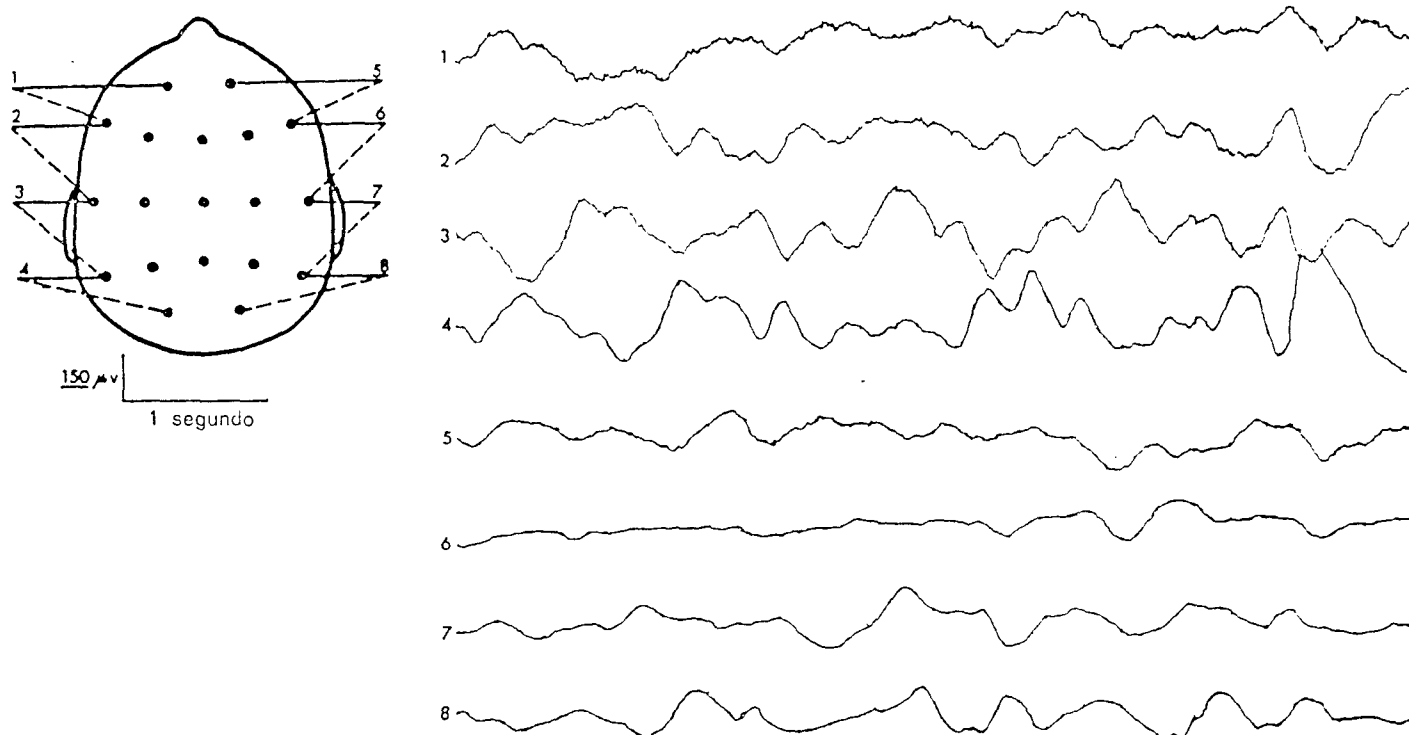


Fig. 5.12.- Fragmento de EEG de un niño con encefalitis aguda que muestra actividad delta bilateral de alto potencial diferente en ambos lados.

5.- COMPLEJOS REPETITIVOS.-

En una amplia variedad de procesos encefalíticos agudos y subagudos se presentan complejos que se repiten (Fig. 5.13.).

Se reparten en dos categorías principales: primero, los que aparecen en casos agudos; y segundo, los que se presentan en la encefalitis subaguda.

Sin embargo, si se presentan estos complejos, pueden ser un aviso de la posibilidad de encefalitis.

6.- ENCEFALITIS SUBAGUDA.-

Los hallazgos EEG en la panencefalitis esclerosante subaguda, enfermedad rara e invariablemente fatal, son los más específicos de todos. Cuando la enfermedad está establecida, con sus características de deterioro intelectual rápidamente progresivo y con sacudidas de tronco y miembros, el EEG muestra complejos generalizados de alto potencial compuestos principalmente de componente delta separados por periodos con poca actividad de fondo (Fig. 5.13).

Estos complejos se repiten regularmente como un tic-tac de reloj cada 5 o 10 segundos.

Las sacudidas coinciden generalmente con los complejos.

Fenómenos repetitivos en el EEG

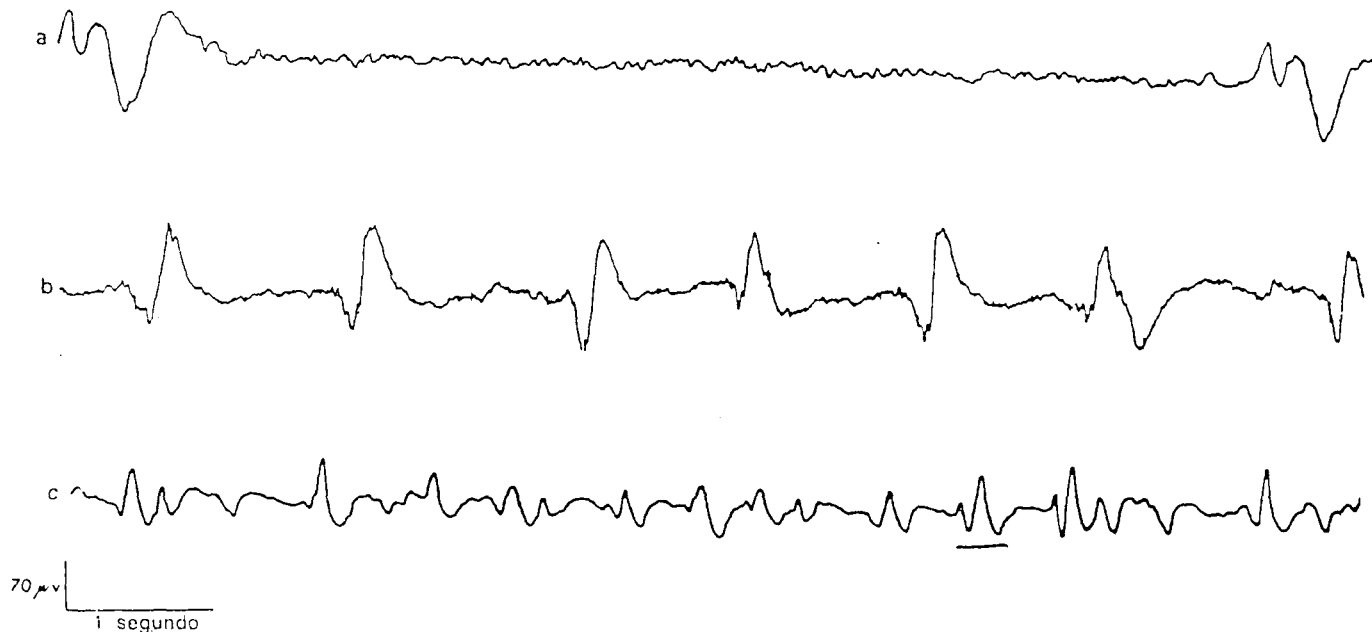


Fig. 5.13.- Tres tipos de fenómenos repetitivos en el EEG que se muestran en un canal. (a) Complejos de un caso de panencefalitis esclerosante subaguda. (b) Un ejemplo de descargas periódicas lateralizadas epileptiformes (PLEDS). (c) Complejos de encefalopatía subaguda espongiiforme.

7.- ENCEFALOPATIA SUBAGUDA ESPONGIFORME.-

La encefalopatía subaguda espongiiforme es una enfermedad acompañada de demencia progresiva en el presenium y sacudidas mioclónicas. El EEG muestra fenómenos periódicos, pero con un grado de repetición más rápido que en el caso de la encefalitis subaguda. Estos fenómenos son ondas abruptas complejas que aparecen a cada medio o un segundo y en los casos ya establecidos la actividad de fondo es escasa. (Fig. 5.14.)

En esta última variedad es posible que los signos característicos no se presenten tan precozmente en el EEG, insistiendo nuevamente en el hecho de que cuanto más agudo es el proceso, mayor probabilidad de que el EEG sea anormal.

8.- ENCEFALOPATIA HEPATICA.-

Los enfermos comatosos con encefalopatía hepática presentan de forma característica un EEG con ondas trifásicas.

Tienen el aspecto de onda delta con un contorno abrupto.

Si trazamos una línea de base imaginaria a través de la onda nos muestra primeramente una desviación redondeada hacia arriba, seguida por otra hacia abajo triangular que se continúa con otro componente redondeado hacia arriba (Fig. 5.15.).

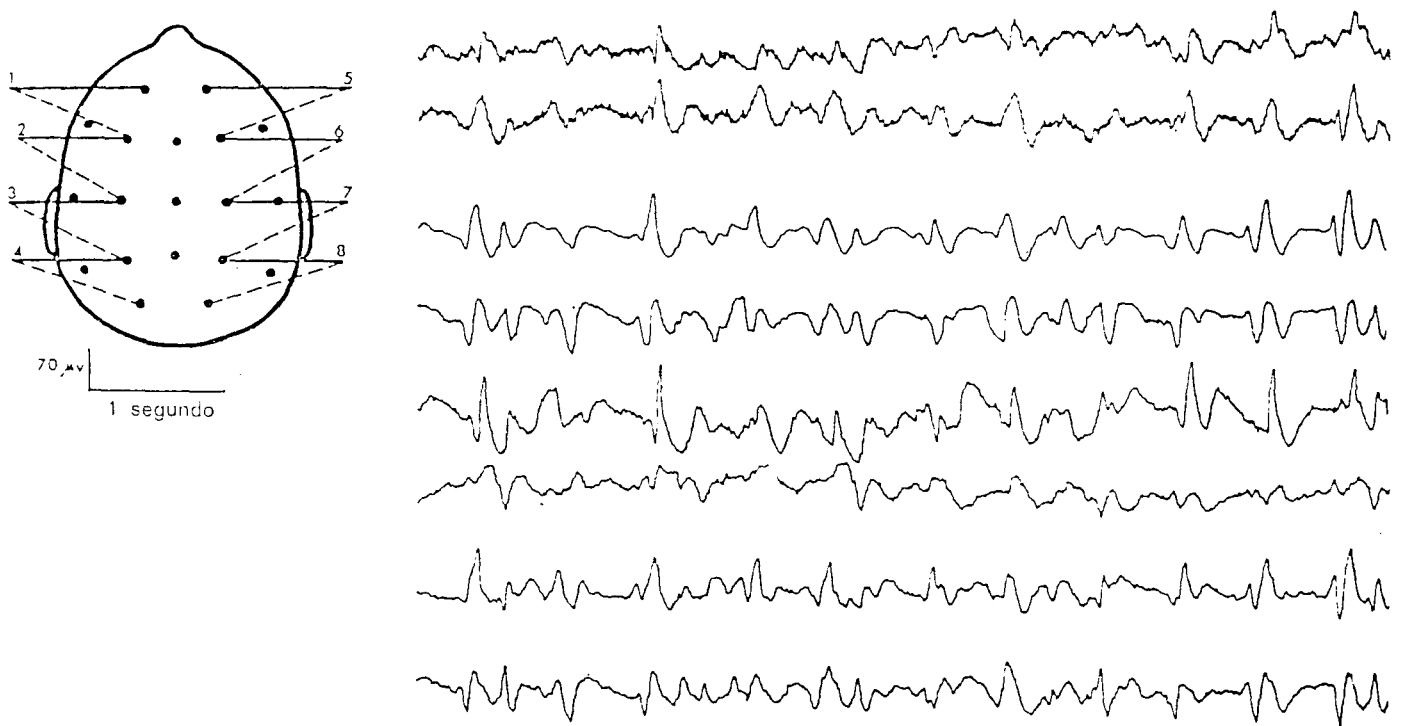


Fig. 5.14.- Ejemplo de encefalopatía subaguda espongiiforme.

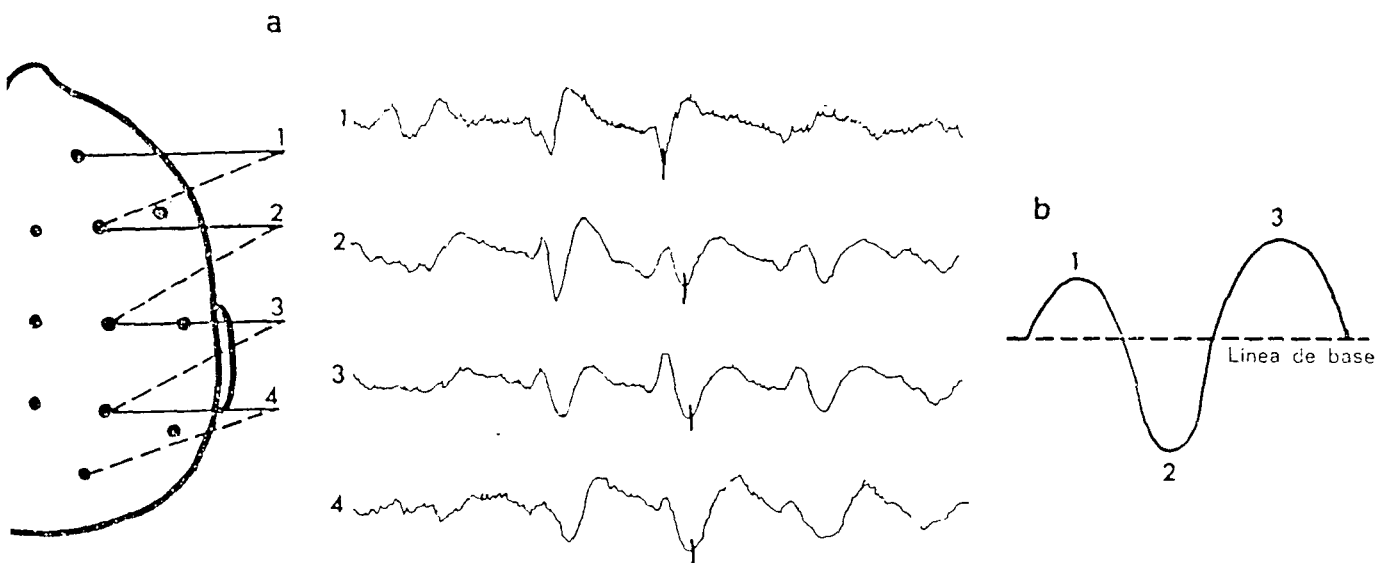


Fig. 5.15.- (a) Sección de un EEG de un enfermo con encefalopatía hepática. (b) Indica el porque se conocen a las ondas como trifásicas.

Cuando la encefalopatía hepática avanza, el EEG disminuye en amplitud, llegando en casos avanzados a un trazado isoelectrico.

Es utilísimo el uso del EEG para descubrir los más precoces estadios de la encefalopatía hepática.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Donald Scott, **Comprensión de la EEG**, ELICIEN.
- * Editorial (1.972), **Herpes encephalitis**, British Medical Journal.

TEMA 6

EPILEPSIA

1.- INTRODUCCION.-

La Epilepsia es un trastorno importante y de gran interés para el electroencefalografista, ya que contribuye de modo significativo a establecer el diagnóstico. En muchos departamentos, un tercio de las consultas están relacionadas de alguna manera con esta enfermedad. Estos exámenes están muy justificados. (Tabla 6.1.).

1. Confirmación del diagnóstico
2. Tipo de epilepsia; por ejemplo, petit mal
3. Presencia o ausencia de lesión subyacente; por ejemplo, tumor cerebral
4. Localización de foco o focos
5. Presencia de factores desencadenantes; por ejemplo, sensibilidad a la luz en epilepsia por televisión
6. Presencia o ausencia de enfermedad cerebral asociada
7. Efectividad de medicación anticonvulsivante (incluyendo monitorización en *status epilepticus*), indicación de intoxicación por anticonvulsivantes
8. Conveniencia de tratamiento quirúrgico

Tabla 6.1.- Uso del EEG en las enfermedades epilépticas.

El clínico busca ayuda en el diagnóstico del petit mal y otras formas de crisis epilépticas, en la observación de enfermos con crisis de aparición tardía o la consideración de la conveniencia de un tratamiento quirúrgico.

El punto crítico, en el que hay que insistir, es el hecho de que epilepsia es un diagnóstico clínico y una historia detallada con la descripción de un testigo ocular de lo que ha sucedido y de lo que pasó después de la crisis, por ejemplo, un estado confusional post-crisis, proporcionará generalmente más información que un único trazado de rutina mucho tiempo después del suceso.

La epilepsia es un trastorno complejo debido a las dificultades de definición y clasificación, problemas psicosociales de índole diversa y además la incertidumbre sobre la causa originaria. Desde el punto de vista clínico, la epilepsia puede ser definida como una tendencia a crisis recurrentes. Sin embargo, se necesita una definición más amplia y la siguiente satisface:

Epilepsia es un súbito y generalmente repetido cambio de conducta asociado a una afectación de la conciencia y que se prolonga segundos o minutos, acompañado de descargas eléctricas anormales en el cerebro.

2.- EL EEG EN LA EPILEPSIA.-

Un epiléptico debe tener su EEG como un cardíaco tiene su electrocardiograma; es, a menudo, tan difícil tratar correctamente a un epiléptico sin EEG como a un diabético al que no se le conocen la glucemia y la glucosuria.

Según las circunstancias, el EEG constituye un apoyo más o menos importante:

- para el diagnóstico: epilepsia inicial o dudosa;

- para la *topografía* de las anomalías: epilepsia focal, raramente quirúrgica;
- para la *elección* del tratamiento y la *dosificación* del mismo;
- para el *pronóstico*: un trazado **normal** no es una garantía para el porvenir;
- para una *orientación*: familiar, personal, social, médicolegal.

No obstante, hay que tener en cuenta lo siguiente:

- un epiléptico puede tener un trazado normal entre las crisis;
- una crisis de epilepsia focal puede tener lugar excepcionalmente sin modificación del trazado;
- existen pocas figuras típicas de la epilepsia: complejo punta-onda;
- puntas aisladas o agrupadas, de topografía localizada; en cambio la mayor parte de las figuras registradas en el epiléptico carecen de especificidad y aparecen en múltiples afecciones cerebrales.

El EEG será pues:

- útil en la *epilepsia franca*;
- indispensable en la *epilepsia inicial* o en *formas dudosas*.

Además, hay que distinguir:

- el trazado *intercrítico distanciado* de una crisis;
- el trazado *crítico* registrado en pleno *paroxismo* clínico;
- el trazado *postcrítico*, tomado *inmediatamente* o *poco tiempo después* de la crisis.

La *descripción* del trazado, sobre la cual los especialistas se ponen fácilmente de acuerdo, es distinta de la *interpretación* del mismo a través de la cual se perfila la nota personal, la formación médica y hasta el **temperamento** del especialista.

3.- CLASIFICACION DE LA EPILEPSIA.-

La simple clasificación en **idiopática** y **sintomática** es en algún aspecto recomendable. El diagnóstico de epilepsia idiopática implica una crisis sin aura y ausencia de lesiones del sistema nervioso central, caracteres particulares en el EEG y posiblemente una historia familiar con crisis.

La etiqueta de sintomática, por el contrario, significa crisis posiblemente con aura, componentes focales, caracteres particulares en EEG distintos de los de la epilepsia idiopática y posiblemente una historia de enfermedad del sistema nervioso central y quizás signos neurológicos anormales.

Desde el punto de vista electroencefalográfico, es útil otra simple subdivisión: epilepsia centroencefálica (o primariamente subcortical) y epilepsia cortical. La primera corresponde a crisis generales y con etiqueta de idiopática; la segunda, a la epilepsia sintomática. Una amalgama de estas clasificaciones se indica en la tabla 6.2.

Pero cualquiera que sea lo que se utilice, siempre hay un grupo que debe ser considerado como **inclasificable**. Con todo, algún sistema es necesario para el trabajo diario y cuanto más simple mejor.

Desde el punto de vista puramente clínico es útil tener una subcategoría llamada **epilepsia de comienzo tardío**, con una edad aproximada de comienzo de veinte o veinticinco años.

<i>Tipo</i>	1. Idiopática generalizada	2. Sintomática	3. Inclasificada
<i>Tipo de crisis</i>	Petit mal Gran mal Mioclónica	Generalmente focal o parcial, por ejemplo, lóbulo temporal (psicomotora), jacksoniana; puede ser generalizada	Inconstante
<i>EEG</i>	Subcortical centroencefálica	Focal, cortical	Variable

(Basado en Merlis J. K.: Propuesta para una Clasificación Internacional de Epilepsia, *Epilepsia* [1970] 11, 114-19).

Tabla 6.2.- Clasificación de la epilepsia.

4.- ORIGEN Y DIFUSION DE LA DESCARGA EPILÉPTICA.-

Nos queda todavía el problema de dónde se origina la descarga epiléptica. No hay respuestas definitivas. Esto sugiere un origen en línea media para la descarga centroencefálica que en el EEG del cuero cabelludo se presenta sincrónicamente sobre áreas corticales homólogas (Fig. 6.1.) y puede ser registrada su propagación siguiendo las vías talamocorticales, mientras que una descarga focal cortical en el área motora puede permanecer relativamente localizada produciendo alteraciones clínicas.

5.- EL EEG DURANTE LAS CRISIS.-

El EEG durante una crisis muestra puntas repetidas. En el gran mal estas puntas son generalizadas (Fig. 6.2.) al comienzo, mientras que en las crisis temporales la descarga puede quedar completamente localizada y en el pequeño mal cada punta va seguida normalmente por una onda lenta.

El técnico, que ve una crisis quizá cada semana, aprende a reconocer los signos clínicos que se presentan, mientras el trazado está en marcha. Tienen particularmente interés las señales anotadas por el técnico que nos permiten seguir no solamente el desarrollo de los fenómenos eléctricos, sino también los tiempos de las varias etapas de la crisis y la duración total.

Consideremos primeramente la crisis de gran mal y sus concomitantes EEG. A causa de la miografía y de los movimientos durante la crisis, raramente es posible conseguir un trazado satisfactorio en cuero cabelludo.

Las crisis de lóbulo temporal son algo diferentes (véase tabla 6.3.). La primera alteración apreciable en el EEG, y precediendo a cualquier cambio de conducta, puede ser la desaparición de las descargas de punta y onda abrupta de las intercrisis.

De manera rápida aparecen fenómenos eléctricos; a veces se ven puntas en forma localizada. Otras veces se registra actividad rítmica alisada. A medida que la crisis progresa, la descarga aumenta en amplitud mientras que disminuye en frecuencia.

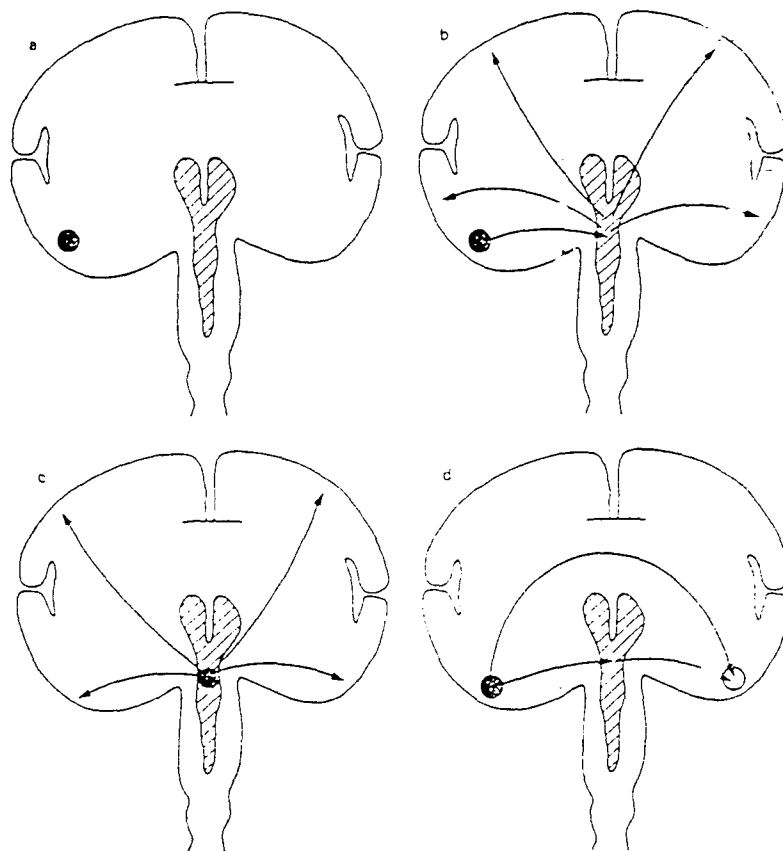


Fig. 6.1.- Modelos hipotéticos del origen y propagación de descargas epilépticas

6.- NO EPILEPSIA.-

El hecho de que casi siempre hay alteraciones en el EEG durante una crisis es de utilidad en el diagnóstico positivo de no-epilepsia. Con relativa frecuencia, quizá una vez al mes, nos solicitan un EEG de un enfermo que sufre frecuentes ataques en la sala del hospital y las apariencias sugieren que no tiene base epiléptica.

Aparte del apoyo del EEG a la idea clínica sobre la naturaleza de las crisis, es importante en estos enfermos buscar causas de tipo psíquico y social que podrían aportar información en la aparición de estos episodios funcionales. La ausencia de rasgos orgánicos aisladamente no basta para el diagnóstico de **no-epilepsia**.

7.- ALTERACIONES EEG EN LA FASE INTERCRÍTICA.-

Existen alteraciones en el EEG que, aunque aparezcan entre crisis y crisis, apoyan firmemente el diagnóstico clínico de epilepsia (véase tabla 6.4.).

Estos cambios intercríticos en el EEG de enfermos con crisis generalizadas incluyen brotes breves y diseminados de punta y onda que no tienen una configuración

regular de tres ciclos por segundo como la punta y onda que se ve en petit mal; tienden, además, a tener muchas puntas y un grado de repetición más rápido o más lento (véase tabla 6.4. y figura 6.3.)

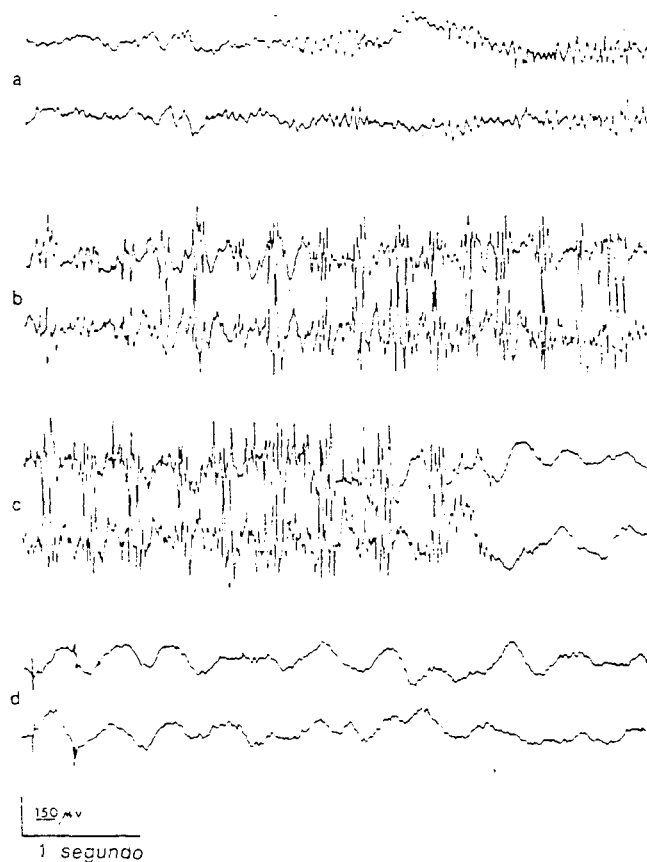


Fig. 6.2.- Una minicrisis de gran mal.

Hay otras alteraciones intercríticas que son menos específicas, catalogadas como signos débiles en las tablas 6.4. y 6.5.

Estas consisten, por ejemplo, en desorganización de la actividad de fondo y episodios generalizados de actividad theta y delta.

8.- PETIT MAL.-

El petit mal, aunque muy conocido, es una clase de epilepsia relativamente poco frecuente. Se presenta en la infancia. La importancia del petit mal para el electroencefalografista está constituido por los complejos punta-onda generalizados que aparecen con un grado de repetición regular de 3 por segundo (Fig. 6.4.) y tienen aproximadamente tanto valor para el diagnóstico de epilepsia como pueda tenerlo cualquier otro signo de EEG.

A veces, la punta y onda de tres ciclos por segundo se denomina **sincronía bilateral primaria**, porque el trastorno aparece simétricamente al mismo tiempo sobre los dos hemisferios y sin descargas focales en ningún momento del EEG.

	<i>Conducta</i>	<i>EEG</i>
Antes de la crisis	Normal	Ondas abruptas aisladas en región temporal izquierda
Comienzo de la crisis	Abre ojos, mira angustiado, sonrojado, pupilas dilatadas	Desaparecen las ondas abruptas, actividad rápida de bajo voltaje en región temporal izquierda
10 seg. más tarde	Gira la cabeza a la izquierda	Ondas abruptas frecuentes de alto voltaje en región temporal izquierda
10 seg. más tarde	No responde a órdenes	Ondas abruptas diseminadas y delta en ambos hemisferios
20 seg. más tarde	Se resiste a los intentos de mantener la cabeza en la almohada	Puntas continuas en región temporal izquierda
20 seg. más tarde	Descansa inmóvil	Continúan las puntas en región temporal izquierda, ondas abruptas y delta mezcladas
40 seg. más tarde	Intenta levantarse, sonríe, pero está confuso	Principalmente artefactos minúsculos
50 seg. más tarde	Todavía confuso, pero coopera	Recuperación de los caracteres anteriores a la crisis con actividad alfa bilateral y ondas abruptas temporales

Tabla 6.3.- Crisis de lóbulo temporal.

Signos fuertes	Brotos de actividad de punta y onda (véase tabla 4.5 para los diversos tipos) Brotos de puntas generalizadas Puntas focales u ondas abruptas Complejos abruptos lentos localizados
Signos débiles	Actividad de fondo desorganizada con exceso de actividad lenta difusa Actividad lenta localizada o generalizada episódica Actividad delta rítmica posterior Actividad theta aguda localizada

Tabla 6.4.- Signos intercríticos

Pero hay otros tipos de punta y onda (véase tabla 6.5.) que pueden tener una repetición más rápida o más lenta que en el petit mal y pueden ser signos focales también. La punta y onda puede presentarse como resultado de una lesión focal a menudo de localización frontal y entonces se denomina **sincronía bilateral secundaria**.

9.- EPILEPSIA REFLEJA.-

En la mayoría de casos las crisis se presentan a cualquier hora del día o de la noche y no hay ninguna razón del porqué aparecen en un momento dado.

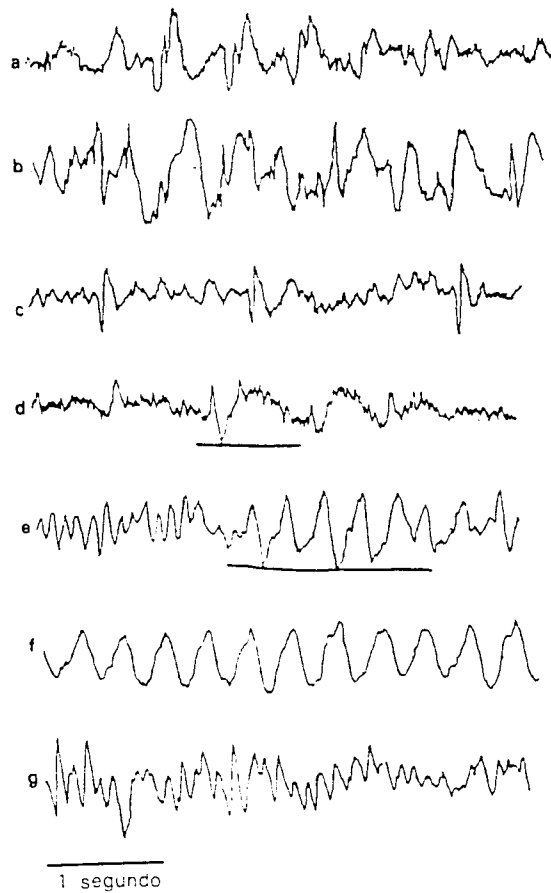


Fig. 6.3. - Cambios en EEG intercríticos.

Tipo	Grado de repetición	Crisis	Presentación	Intelecto
Típico	3/seg.	Petit mal, ocasionalmente gran mal	Poco frecuente	Normal
Atípico	2/seg. (lento)	Gran mal y diversos ataques menores	Frecuente	Subnormal
	4/seg.	Gran mal	Muy frecuente	Normal o lento
	6/seg.	Puede no haber crisis	Raro	Psicosis o normal

Tabla 6.5. - Tipos de punta y onda clasificados por su grado de repetición.

Sin embargo, un pequeño grupo de enfermos explica que existen ciertas circunstancias que provocan la crisis o que son capaces, por diversos medios, de impedir las cuando perciben los signos de aviso.

Si la estimulación continúa, puede dar paso a una crisis de gran mal. Este trastorno se llama **fotosensibilidad** y aparece particularmente en enfermos que presentan crisis frente al aparato de televisión (Fig. 6.5.).

La importancia de la luz en la epilepsia ha quedado reflejada en la historia. Se afirma que para descubrir si los esclavos eran epilépticos o no, eran sometidos a prueba ordenándoles mirar a una rueda de alfarero en rotación a la luz del sol.

Otro aspecto de la estimulación luminosa en epilepsia es el que se refiere a niños subnormales que aparentemente se provocan crisis que les produce una sensación agradable, agitando sus dedos separados y enfrente de sus ojos mientras están mirando al sol.

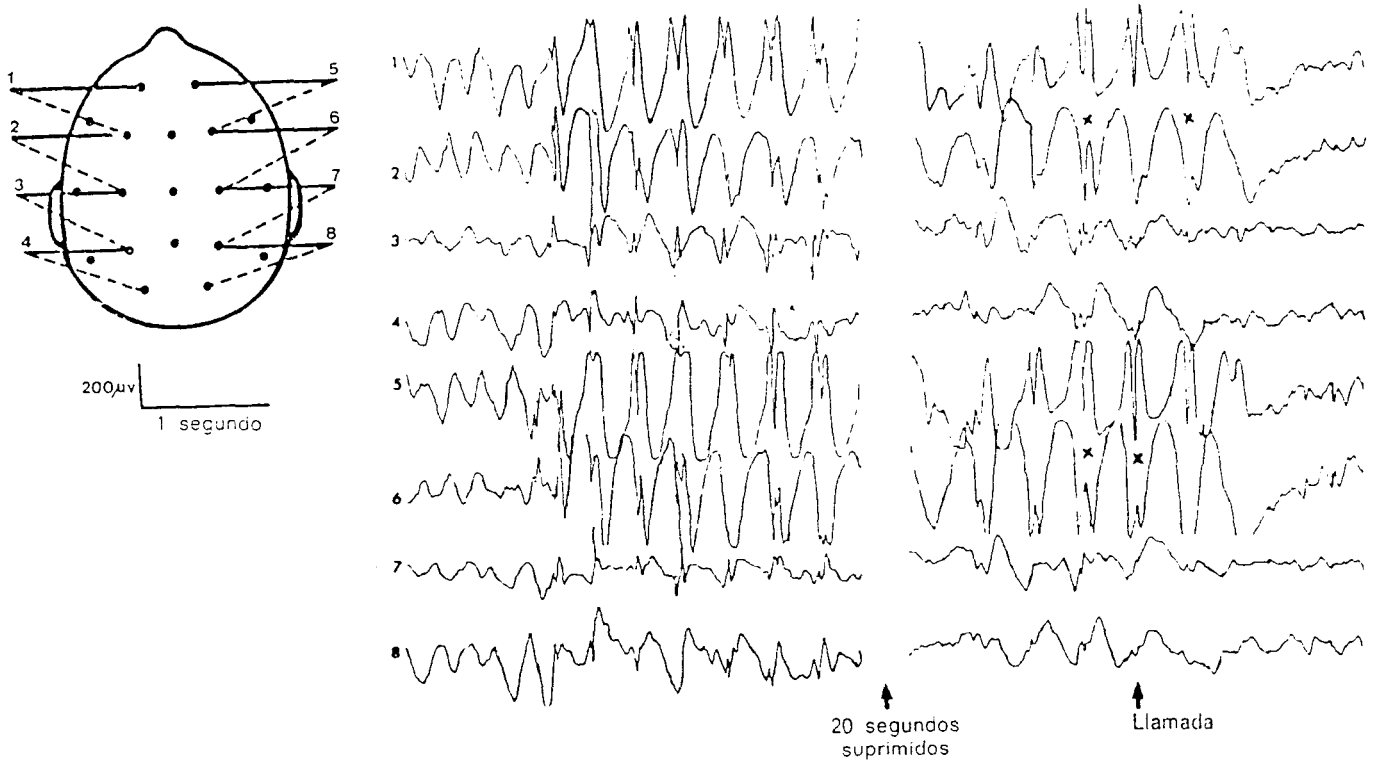


Fig. 6.4.- Crisis de petit mal en un niño de cuatro años.

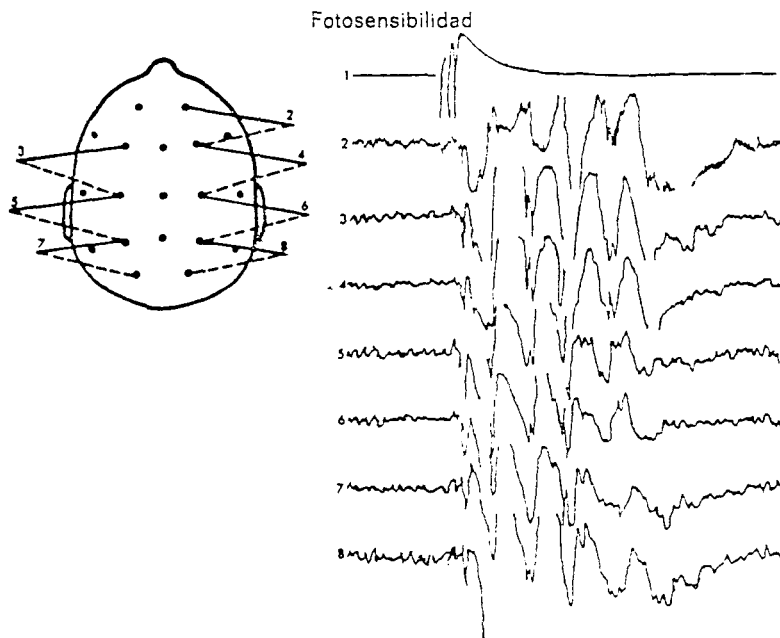


Fig. 6.5.- Ejemplo de fotosensibilidad.

10.- RESULTADO EEG ESPERADO.-

Es importante valorar el resultado del EEG, por ejemplo, en una primera consulta de un enfermo de fuera (tabla 6.6.).

Epilepsia de gran mal frecuente	Positivo en su mayoría
Epilepsia de gran mal infrecuente	30-50 % negativo
Petit mal	Generalmente positivo
Epilepsia por televisión	Generalmente positivo
Crisis jacksonianas	Puede ser negativo
Epilepsia temporal	Raramente negativo
Epilepsia postraumática	Puede ser negativo

Tabla 6.6.- Previsión del resultado del EEG en varias formas de epilepsia.

Si el enfermo tiene crisis de gran mal con frecuencia, el EEG en la gran mayoría de casos mostrará anormalidades precisas intercríticas. Pero si las crisis no son frecuentes, por ejemplo una crisis cada dos o tres meses, entonces el EEG puede ofrecer solamente muy pequeñas alteraciones menores hasta en una mitad de casos. Por el contrario, con epilepsia de pequeño mal el EEG es positivo casi invariablemente, como lo mismo ocurre con epilepsia por televisión.

Cuando solamente se considera la epilepsia temporal, el 80% mostraban signos definidos en el EEG, pero en los casos discutibles solamente el 20% presentaban una anormalidad convincente.

En un enfermo con historia dudosa, pero con hallazgos positivos en el EEG, no parece necesaria la práctica de nuevos EEG (tabla 6.7.).

Historia característica	EEG positivo	No repetir EEG
Historia característica	EEG dudoso o negativo	Considerar la repetición del EEG
Historia imprecisa	EEG positivo	No repetir EEG
Historia imprecisa	EEG dudoso o negativo	Revisión clínica y repetir el EEG ordinario y considerar el trazado de sueño

Los tipos de investigación incluyen:

- Sueño — barbitúrico oral o tiopental o metohexitona endovenoso
- Electrodos esfenoideales con tiopental
- Otros, considerando la intervención quirúrgica

Tabla 6.7.- ¿Cuándo esta indicada la repetición del EEG para fines diagnósticos?

A veces se encuentra uno con pacientes diagnosticados de epilepsia o sospecha de epilepsia en los cuales los EEG realizados en varias ocasiones revelan signos equivocados. En estos casos vale la pena considerar un nuevo enfoque del problema.

Un grupo especial de pacientes en los cuales el EEG seriado es de gran importancia es el llamado de **epilepsia de comienzo tardío**. En éstos, particularmente donde hay componentes focales en las crisis y que por ello sugieren anormalidad focal en córtex, los trazados repetidos con intervalos de 6 meses pueden ser útiles.

11.- STATUS EPILEPTICUS.-

El *status epilepticus* es, sin duda, una urgencia médica. Requiere siempre tratamiento de inmediato y todavía comporta una determinada mortalidad. En la actualidad el tratamiento de urgencia es el uso en primera instancia de diazepam endovenoso. Generalmente el EEG no se realiza en los estados iniciales porque hay frecuentes crisis y los artefactos musculares que lo acompañan pueden hacer que el trazado sea de imposible interpretación.

Hay otra circunstancia menos común en la cual el EEG es preciso en enfermos cuyo *status* ha resistido a la medición convencional y que deben ser anestesiados o curarizados y con respiración asistida.

El *status* psicomotor es difícil distinguirlo clínicamente del *status* de petit mal. Por esto el EEG es de valor, porque muestra trastornos temporales y no la punta y onda generalizada. Pero a veces en el EEG puede que no aparezcan puntas y entonces es útil colocar algunos electrodos extra entre los ya situados en la forma normal que están separados entre sí por unos 3 ó 4 centímetros.

12.-TRATAMIENTO QUIRURGICO DE LA EPILEPSIA.-

El tratamiento quirúrgico de la epilepsia es casi tan antiguo como el mismo hombre; las consecuencias de la trepanación para permitir la salida de los espíritus del demonio pueden verse en los cráneos del hombre primitivo. Pero no fue hasta 1.886 en que se dio un importante paso adelante. En ese año, Sir Victor Horsley operó un enfermo en presencia de Hughlings Jackson, una figura importante en la historia de la epilepsia.

Ablaciones	Lobectomía temporal	La operación más común con la tasa más alta de éxitos
	Otras lobectomías	(Frontal), menos frecuente y quizá menos efectiva
	Escisión local cortical	Por ejemplo, después de una lesión penetrante de cráneo
	Hemisferectomía	En hemiplejía infantil con trastornos de comportamiento
Interrupciones	Sección cuerpo calloso	Informes de pocos casos, pero con buenos resultados
	Lesiones estereotácticas, especialmente en campo de Forel	Es un enfoque reciente, puede utilizarse para epilepsia generalizada
Estimulación	Cerebelosa	En fase experimental, pero con algunos éxitos sorprendentes

Tabla 6.8.- Tratamiento quirúrgico de la epilepsia (principal indicación de crisis irreductibles)

Jackson indicaba, antes del descubrimiento de la electroencefalografía, que **epilepsia es el nombre de una descarga ocasional repentina excesivamente rápida y local**

de la sustancia gris. El sujeto joven operado había tenido crisis focales desde la edad de 15 años a consecuencia de una fractura complicada de cráneo. Se extirpó la cicatriz y cesaron las crisis.

Hay una variedad de procedimientos que han sido revisados recientemente por Wilson (1.973); los rasgos principales están expuestos en la tabla 6.8.

Para fines prácticos, y en términos numéricos, la lobectomía temporal es el procedimiento principal.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Dr. H. Fischgold y Dr. C. Dreyfus-Brisac, **Cómo interpretar un electroencefalograma**, DAIMON.
- * Donald Scott, **Comprensión de la EEG**, ELICIEN.
- * Jeavons, P.M. y Harding, G.F.A. (1.970), **Television epilepsy**, LANCET.
- * Scott, D.F. (1.937), **About Epilepsy**, DUCKWORTH.

TEMA 7

EL EEG EN PEDIATRIA

1.- INTRODUCCION.-

Los profanos en EEG comentan frecuentemente con cierta ironía frases tales como **dentro de los límites de la normalidad** o **signos de inmadurez bioeléctrica**. De este modo dan por supuesto que el electroencefalografista es incapaz de decidir si el trazado es normal o anormal. Esta actitud es curiosa, ya que cada día es más evidente que no hay cifras precisas para una característica biológica determinada que separe la normalidad de la anormalidad: altura, peso o circunferencia de la cabeza se dan como un índice para una edad particular. Otro ejemplo se refiere a las edades del desarrollo. Un niño incapaz de hablar a los 4 años podría considerarse como dentro de los límites de normalidad si su desarrollo en otros aspectos fuese normal.

2.- ALGUNOS PROBLEMAS PROPIOS DE LA INFANCIA.-

2.1.-Convulsiones de la primera infancia.-

Desde los primeros días de vida se pueden registrar crisis localizadas y anomalías intercríticas (paroxismos en puntas, puntas, disrítmicas lentas anteriores o difusas, inactividad).

Las secuelas clínicas de las crisis de los recién nacidos varían según su etiología (enfermedad fetal, edema cerebral, hemorragia meníngea) y la duración de las mismas. Las secuelas eléctricas evolucionan de formas diversas. Conviene destacar que las alteraciones bioeléctricas en el mismo niño revestirán un aspecto diferente con la edad, en función de la organización de las lesiones y del desarrollo cerebral.

La localización occipital de las alteraciones es frecuente en la primera infancia y no tiene valor de lesión.

El desplazamiento hacia delante de las alteraciones con la edad ha sido señalado por GIBBS. Las puntas-ondas generalizadas aparecen después de la edad de 3 años.

El EEG ayudará a diferenciar los tipos de crisis: espasmos por sollozos, convulsiones febriles aisladas, hipsarritmia con espasmos en flexión, tetania.

Los trazados repetidos a distancias variables de las crisis, en vigilia o durmiendo, aportan elementos válidos de pronóstico ;Hay que vigilar durante 10 a 20 años al niño epiléptico **curado** o sin crisis!

2.2.- Hemiplejias infantiles, acompañadas o no de epilepsia.-

Los aspectos del EEG se confunden con aquellos de la atrofia cerebral unilateral: asimetrías del trazado, figuras lentas o puntas localizadas, reactividad atenuada durante el sueño o la E.L.I., y constituyen una semiología eléctrica, que los estudios neumográficos y la práctica de las hemisferectomías han individualizado.

2.3.-Meningoencefalitis y encefalitis.-

Las *meningitis tuberculosas* han sido ampliamente estudiadas en electroencefalografía (PASSOVANT, A. LERIQUE) y las alteraciones registradas son testimonio de una importante reacción encefalítica. Existe un gran paralelismo entre la evolución clínica y la evolución eléctrica.

En las *complicaciones nerviosas de las enfermedades infecciosas de la infancia* (sarampión, varicela, tos ferina), que son auténticas encefalitis o encefalopatías perivenosas, el EEG con la punción lumbar constituye una de las pocas posibilidades que tenemos para confirmar y seguir la evolución de la enfermedad (RADERMECKER).

La *encefalitis vacunales (antivariólicas) o de la primoinfección tuberculosa*, aparecen todavía con frecuencia, en los antecedentes de los epilépticos o en el curso de las epidemias y merecen, por lo mismo, una atención especial.

Ciertas enfermedades tienen una resonancia cerebral que pasa inadvertida (poliomielitis, reumatismo poliarticular agudo).

Las enfermedades endocrinas tienen un contexto electroencefalográfico diferente en el niño y el adulto.

2.4.- Niños con trastornos de conducta.-

En la segunda infancia, el problema que con frecuencia se le plantea al electroencefalólogo es el de delimitar la parte que tiene la epilepsia en los trastornos de comportamiento: cóleras, terrores nocturnos, nerviosismo exagerado, estados de insomnio y otras alteraciones.

A veces el EEG confirma la comicialidad, si bien las más de las veces persiste la duda; se requiere el máximo de prudencia antes de **catalogar** a un niño como epiléptico.

Es necesario repetir que jamás debemos considerar a un niño como epiléptico basándonos solamente en la imagen electroencefalográfica. Exigimos siempre un cuadro clínico evidente para instituir un tratamiento anticomicial de larga duración; en un número de casos, asistimos a la desaparición de alteraciones importantes (puntas y puntas-ondas localizadas) sin tratamiento. Nuestra incertidumbre es muy grande al considerar el significado de las alteraciones electroencefalográficas aisladas en niños aparentemente normales, sometidos a un estudio EEG sistemático.

3.- EL EEG DEL PREMATURO.-

Los intentos para obtener trazados de actividad cerebral en prematuros se han conseguido si el embarazo era de 25 semanas o más. En esta fase, y en realidad hasta las 40 semanas, la actividad que aparece en el EEG tiende a ser discontinua. Se presenta en episodios de ondas agrupadas que duran un segundo o más y separados por periodos en que el trazado es relativamente silencioso (Fig. 7.1.).

La longitud de los brotes y los silencios varia, pero hay una tendencia de los brotes a ser más largos y los silencios más cortos cuanto más cercano esté el niño a la fecha prevista del parto. Otro signo a tener en cuenta es el estado del recién nacido. ¿Está despierto o dormido? El trazado discontinuo, **tracé alternant**, es aceptable como normal en el niño dormido hasta aproximadamente las 42 semanas de gestación, que cuando el niño ya tiene dos semanas de vida.

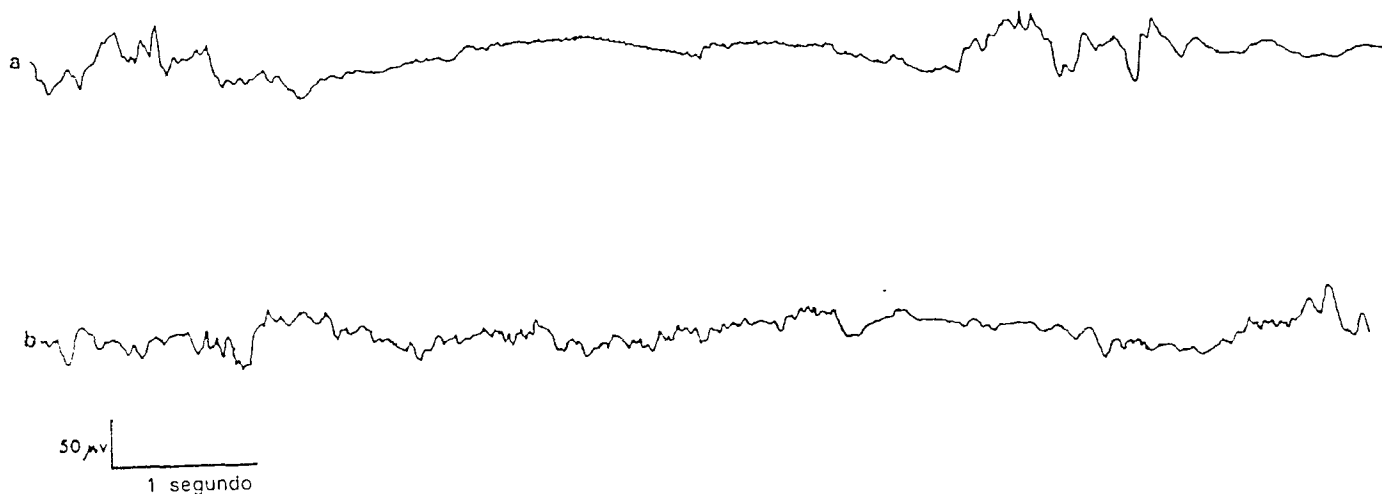


Fig. 7.1.- EEG de dos recién nacidos. (a) Trazado arritmico. (b) Trazado más continuo de actividad arritmica.

Los trazados se caracterizan por actividad irregular continua, una fase que corresponde al llamado **sueño paradójico** de los adultos.

4.- MADURACION DEL EEG.-

El EEG cambia muy rápidamente en las primeras semanas y meses de vida (véase tabla 7.1.).

-
1. ¿Cómo está el niño? ¿Despierto o dormido?
 2. ¿La actividad cerebral es continua o discontinua?
 3. ¿Frecuencia?
 4. ¿Amplitud?
 5. ¿Cantidad?
 6. ¿Ritmicidad?
 7. ¿Hay alguna diferencia regional, más actividad posterior que anterior?
 8. ¿Son iguales o no en ambos lados, por ejemplo, en amplitud o tiempo?
 9. ¿Qué efecto produce la hiperventilación? ¿Hay un cambio principalmente posterior o generalizado?
-

Tabla 7.1.- Algunos de los signos a considerar en la valoración del EEG en la infancia.

La actividad se hace continua y aumenta el voltaje. Sin embargo, los dos hemisferios se comportan con bastante diferencia. Así, un tren de actividad theta que

aparece en la región frontal derecha puede ser seguido segundos más tarde por un tren similar en el lado opuesto. Este trazado característico del niño se denomina **asincrónico**.

Gradualmente esta diferencia entre los dos lados disminuye.

Aunque los componentes delta caracterizan las primeras semanas y meses de vida (Fig. 7.2), pronto aparece la actividad theta y aumenta en magnitud de modo que alrededor del año ya es la actividad dominante.

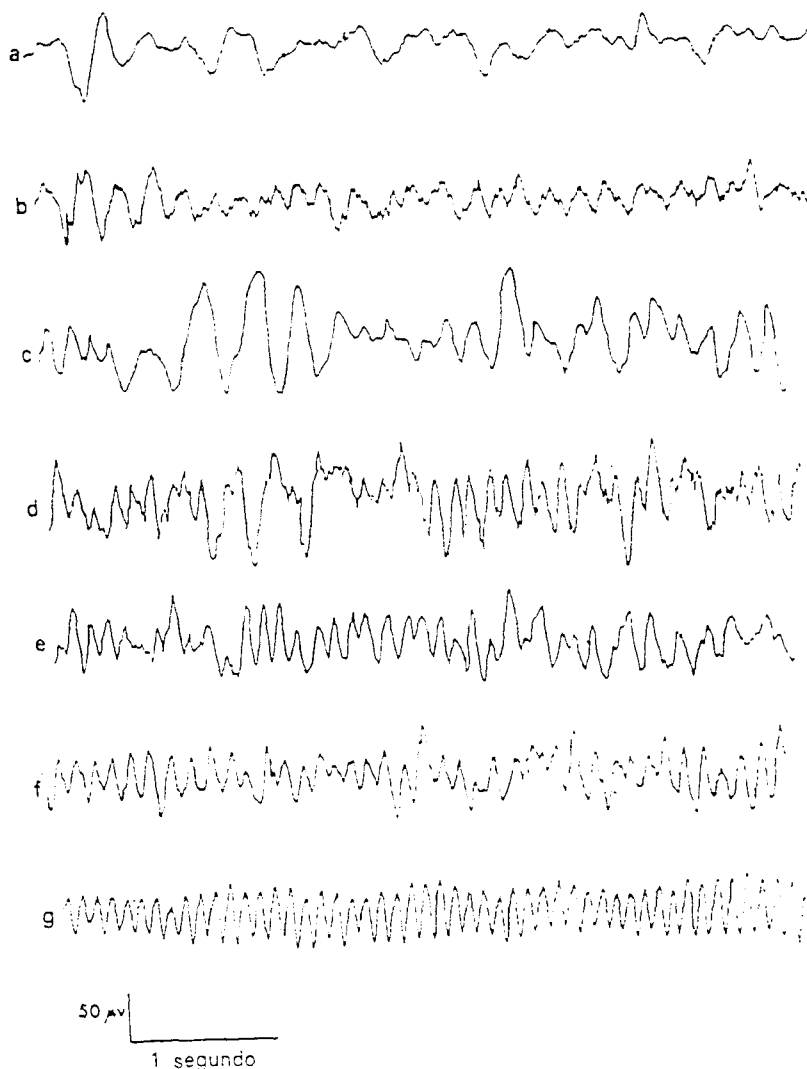


Fig. 7.2.- Secciones de trazado para indicar la variedad de EEG.

Esta diferenciación regional no aparece hasta un año o dos más tarde. Si consideramos el EEG a los 5 años, está dominado por actividad alfa en las partes posteriores de hemisferios cuando los ojos están cerrados.

Con el aumento de edad, la actividad alfa se hace más monoritmica y los componentes más lentos disminuyen en cuantía. Sin embargo, se ven ondas lentas temporales posteriores en el periodo adolescente y son un signo importante de **inmadurez**.

Otro cambio con la edad es la disminución en amplitud de la actividad bioeléctrica y en particular de la variabilidad de amplitud que determina la irregularidad

observada en los trazados de muchos jóvenes. A los 5 ó 6 años la amplitud de alfa puede ser entre 50 y 100 microvoltios. En los trazados corrientes de adultos es generalmente de 20 a 40.

Es evidentemente difícil con palabras e incluso con ilustraciones indicar cómo varía el EEG con la edad. Es difícil en particular valorar los cambios de frecuencia.

El cambio más espectacular en la frecuencia aparece cuando existe somnolencia o sueño ligero y esto es una de las dificultades para establecer la frecuencia correspondiente a una edad precisa.

5.- EL EEG EN LOS ESTADOS PATOLÓGICOS.-

A causa de la rapidez de desarrollo del cerebro en los primeros meses de vida, el cuadro clínico y el EEG durante estos meses son marcadamente diferentes del que se ve en niños de más edad y en adultos. Este es especialmente el caso que sucede en epilepsia, que usaremos como ejemplo principal.

6.- EPILEPSIA NEONATAL.-

La epilepsia en el periodo neonatal es diferente en sus manifestaciones de comportamiento y EEG de las que se ven en la infancia posterior. Las crisis son fragmentarias. Extremecimientos breves o sacudidas transitorias.

Las manifestaciones clínicas pueden ser discretas al no existir, denominándose entonces **descargas críticas infraclínicas**.

Las crisis neonatales que se presentan en los primeros 3 días de vida son debidas generalmente a anormalidades congénitas, traumatismos de parto e hipoxia. En tanto que las crisis que comienzan del tercer día en adelante tienen como posible una base metabólica, especialmente hipoglucemia e hipocalcemia.

7.- ESPASMOS INFANTILES.-

El niño de pocos meses de edad puede tener un tipo diferente de epilepsia, *espasmos infantiles*. El niño presenta sacudidas simétricas de repetición de todo el cuerpo, flexiona el cuerpo sacudiendo la cabeza adelante sobre el pecho y lanzando con fuerza los brazos adelante. La crisis se acompaña a menudo de un grito o de una falsa risa. Muchos de estos **espasmos** se repiten con pausas de uno o dos segundos para formar series de hasta 50 espasmos. La causa posible de este estado es en extremo variada: anoxia de parto, hemorragia cerebral, infecciones intrauterinas tal como toxoplasmosis, y trastornos metabólicos como hipoglucemia y acetonuria.

Los trazados (Fig. 7.3.) muestran un cuadro amorfo de puntas, ondas abruptas y salvas de punta y onda de muy alto potencial, totalmente al azar y en ambos hemisferios.

Cuando el niño está dormido el trazado es diferente.

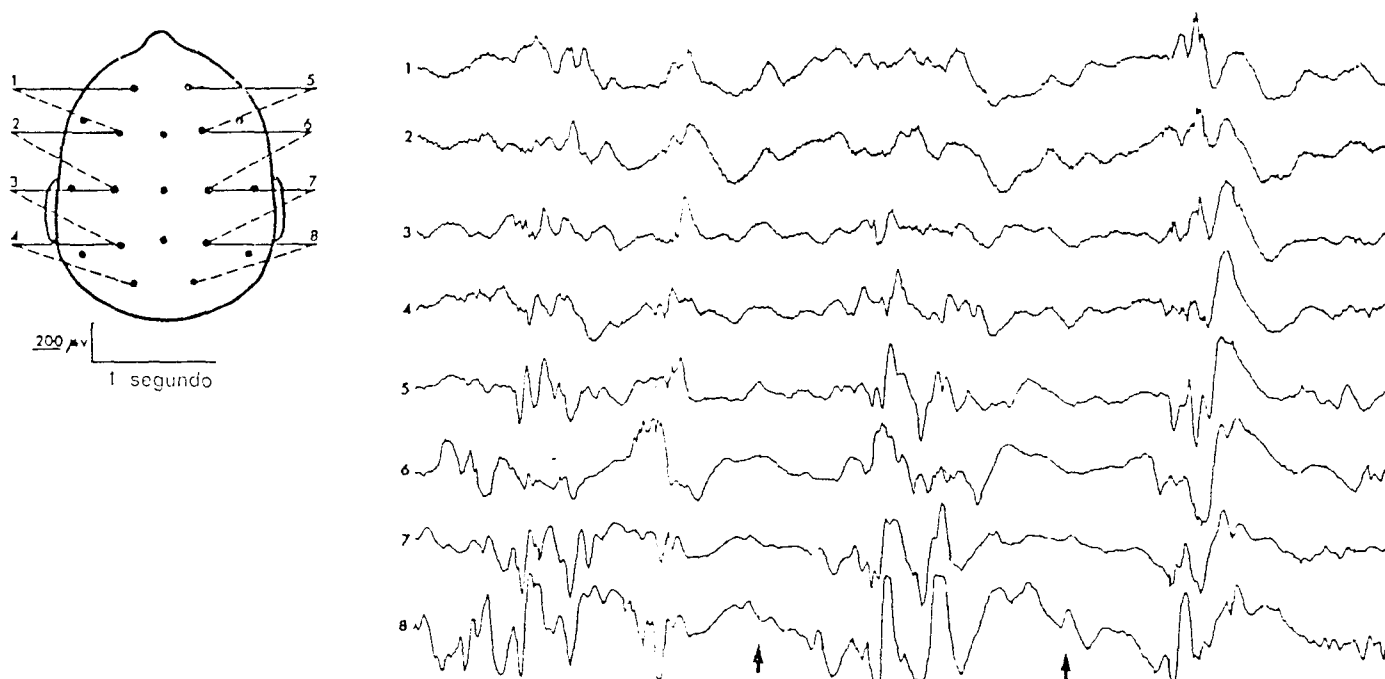


Fig. 7.3.- Un ejemplo de hirsarrumia de un paciente con espasmos infantiles.

8.- CONVULSIONES FEBRILES.-

Las convulsiones febriles se presentan generalmente entre los 6 meses y los 3 años. Estas crisis generalmente aisladas que duran pocos minutos y van precedidas por un proceso febril son de buen pronóstico. El EEG efectuado pocos días después de la crisis estará en general dentro de los límites de la normalidad o con pequeñas alteraciones difusas únicamente. Si aparece anomalía focal en un niño con una convulsión asociada a un proceso febril dudoso o convulsiones que duran más de 30 minutos o en un niño con algún retraso mental y físico, es probable entonces que no se trate de una convulsión febril benigna, sino la primera expresión de epilepsia **continua** con lesión cerebral; obviamente una situación más seria.

La epilepsia idiopática de gran mal puede aparecer como tal en los años anteriores a la primera decena, mientras que el pequeño mal y la epilepsia mioclónica se presentan de modo característico en la infancia.

9.- SUBNORMALIDAD MENTAL.-

Hay un gran número de causas de subnormalidad mental. Los EEG de estos enfermos muestran una mayor incidencia de anomalías que en los niños en general. Los hallazgos no son de ningún modo específicos y no me propongo considerar los síndromes particulares. Sin embargo, el mongolismo es uno que ha sido estudiado con detalle por Gregoriades y Pampiglione (1.966).

10.- TUMORES CEREBRALES.-

Aunque hay una gran variedad en los tipos de tumor cerebral que pueden presentarse en la infancia, el más frecuente es el meduloblastoma. Se localiza en la fosa posterior y los cambios del EEG que aparecen en esta enfermedad no son diferentes de los que se observan en otros tumores infratentoriales en cualquier otra edad.

El rasgo más característico es la presencia de episodios generalizados de actividad delta rítmica más o menos igual en amplitud y tiempo en los hemisferios cerebrales.

11.- TRASTORNOS DEGENERATIVOS.-

Los trastornos degenerativos en la infancia son raros y presentan considerables problemas de clasificación. Esta puede ser la razón de las variadas descripciones que se han asignado a enfermedades particulares.

Lo mismo que en otras enfermedades, en todas las formas de degeneración la rapidez del proceso afecta el grado de anormalidad que aparece en el EEG.

12.- TRAUMATISMOS CEREBRALES EN LA INFANCIA.-

En los niños, después de un traumatismo cerebral, el EEG presenta a menudo alteraciones extensas de ondas lentas de gran amplitud aun cuando el traumatismo sea principalmente lateral.

13.- EL NIÑO GOLPEADO.-

Un tipo de traumatismo cerebral que es parte de un síndrome traumático más amplio se presenta en el niño golpeado.

El EEG cambia, varía de modo marcado con la edad. Sin embargo, son de aplicación los mismos principios que en los adultos, pero con la dificultad añadida que la determinación de normalidad o anormalidad referentes a la actividad de fondo puede ser difícil para un trazado concreto.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Donald Scott, **Comprensión de la EEG**, ELICIEN.
- * Dr. H.F. y Dr. C . Dreyfus-Brisac, **Cómo interpretar un electroencefalograma**, DAIMON.
- * Wilson, P.J.E. (1.970), **Infantile hemiplegia**, Brain

TEMA 8

MUERTE CEREBRAL

1.- INTRODUCCION.-

El cerebro de una persona viva genera potenciales eléctricos, pero el de un muerto es eléctricamente **silencioso**. Este tipo de EEG se acostumbra a llamar **plano**, pero la palabra ha sido ampliamente usada para describir trazados de muy bajo potencial que pueden ser absolutamente normales en un sujeto en estado de vigilia y de edad madura. Por eso, actualmente, se usa el término **isoelectrico**.

Un EEG se considera en algunos países como esencial para el diagnóstico de muerte. Esto no es cierto por dos razones importantes. Primera, el diagnóstico de muerte debe basarse en criterios clínicos; ausencia de reflejos, cese de la respiración espontánea, caída de la presión sanguínea y a esto puede añadirse, en algunas circunstancias, la información EEG. Segunda, el EEG isoelectrico puede verse en pacientes que posteriormente recobraron totalmente la función cerebral, por ejemplo, después de un intento suicida por sobredosis de barbitúricos. Además, el EEG isoelectrico puede presentarse por una gran variedad de causas: paro cardíaco, encefalitis, etc.

Recientemente existe un creciente interés por el EEG por dos motivos importantes: primero, debido a la evolución de la cirugía de trasplantes; segundo, a causa del creciente interés en las unidades de cuidados intensivos.

2.- CONSIDERACIONES TECNICAS.-

Con frecuencia es difícil obtener EEG satisfactorios de pacientes en coma. El trazado debe hacerse al lado de la cama del mismo y no en el departamento de EEG y generalmente hay otros aparatos junto al paciente, como mínimo un respirador y a menudo un conjunto de aparatos de control, lo que dificulta al técnico acercarse suficientemente, incluso para colocar los electrodos en la cabeza del paciente. En estas condiciones preferimos los electrodos de aguja de platino esterilizado que pueden colocarse en su lugar rápidamente, rinden un trazado satisfactorio y no necesitan tanta limpieza en contraste con los electrodos metálicos que requieren la aplicación de colodión que posteriormente hay que quitar con acetona.

Uno de los problemas pudiera ser considerado como **filosófico**. Estamos como si se investigara para no hallar **nada**. En cambio, encontramos una gran variedad de artefactos que hay que distinguir de la **cosa real**.

El artefacto de **alterna** de los conductores de los aparatos eléctricos junto al lecho del paciente puede enmascarar el trazado por completo (Fig.8.1.)

Luego los movimientos de la cabeza del enfermo debidos a la respiración artificial o el latido cardíaco.

El problema básico es que nosotros queremos usar la máxima amplificación para observar cualquier potencial cerebral de bajo potencial, pero cuanto más aumentamos la amplificación tanto más aumenta el **ruído** artefacto amplificado también.

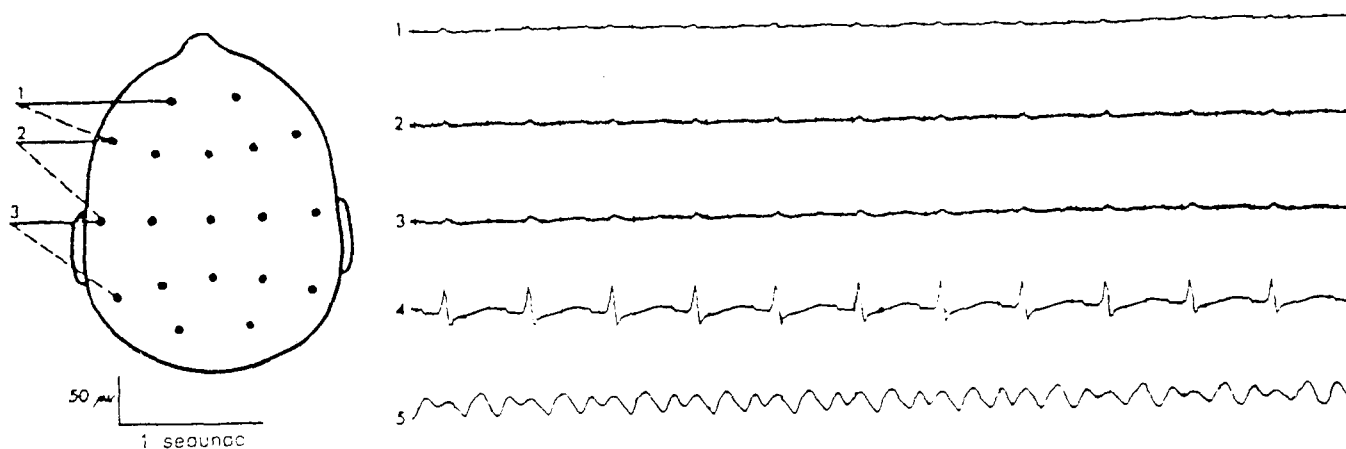


Fig. 8.1. - EEG totalmente isoelectrico 12 horas despues de un paro cardiaco.

Las dificultades de obtención de un EEG isoelectrico técnicamente satisfactorio (Fig. 8.1.) han sido reconocidas en todo el mundo y muchos países han adoptado su modelo particular.

De este modo es posible distinguir lo real de lo artificial. Si el respirador causa alteraciones en el trazado, éste puede suspenderse durante un breve periodo continuando la respiración manualmente.

3.- EL EEG ISOELECTRICO.-

Supongamos que hemos obtenido un EEG satisfactorio y estamos seguros de que no hay potenciales cerebrales. ¿Que dictamen puede hacerse para el clínico? Podemos decir que el EEG es isoelectrico, desprovisto de potenciales cerebrales; pero ¿que valor puede tener este informe? ¿En que circunstancias podría presentarse este tipo de trazado en un paciente que se recuperará totalmente? Las posibilidades, tomando en consideración todos los **si** y los **pero** son muy pequeñas.

En general hay que ser cauto con el dictamen pronóstico en un EEG isoelectrico cuando el paciente ha sufrido un traumatismo cerebral reciente, o ha tenido crisis de gran mal, o se sabe que tiene graves alteraciones electrolíticas o metabólicas.

A causa de estos diferentes **si** y **pero**, lo corriente es aconsejar que el EEG debería repetirse dentro de 12 a 24 horas y ésta es la manera de actuar generalmente aceptada.

4.- COMA POR DROGAS.-

La única excepción de pronóstico grave de un EEG isoelectrico es el coma por drogas (Fig. 8.2.)

Después de una sobredosis suicida de barbitúricos, por ejemplo, u otras drogas depresoras del sistema nervioso central, el EEG puede estar totalmente exento de potenciales cerebrales y permanecen así durante 30 horas; sin embargo, el enfermo puede recobrase por completo.

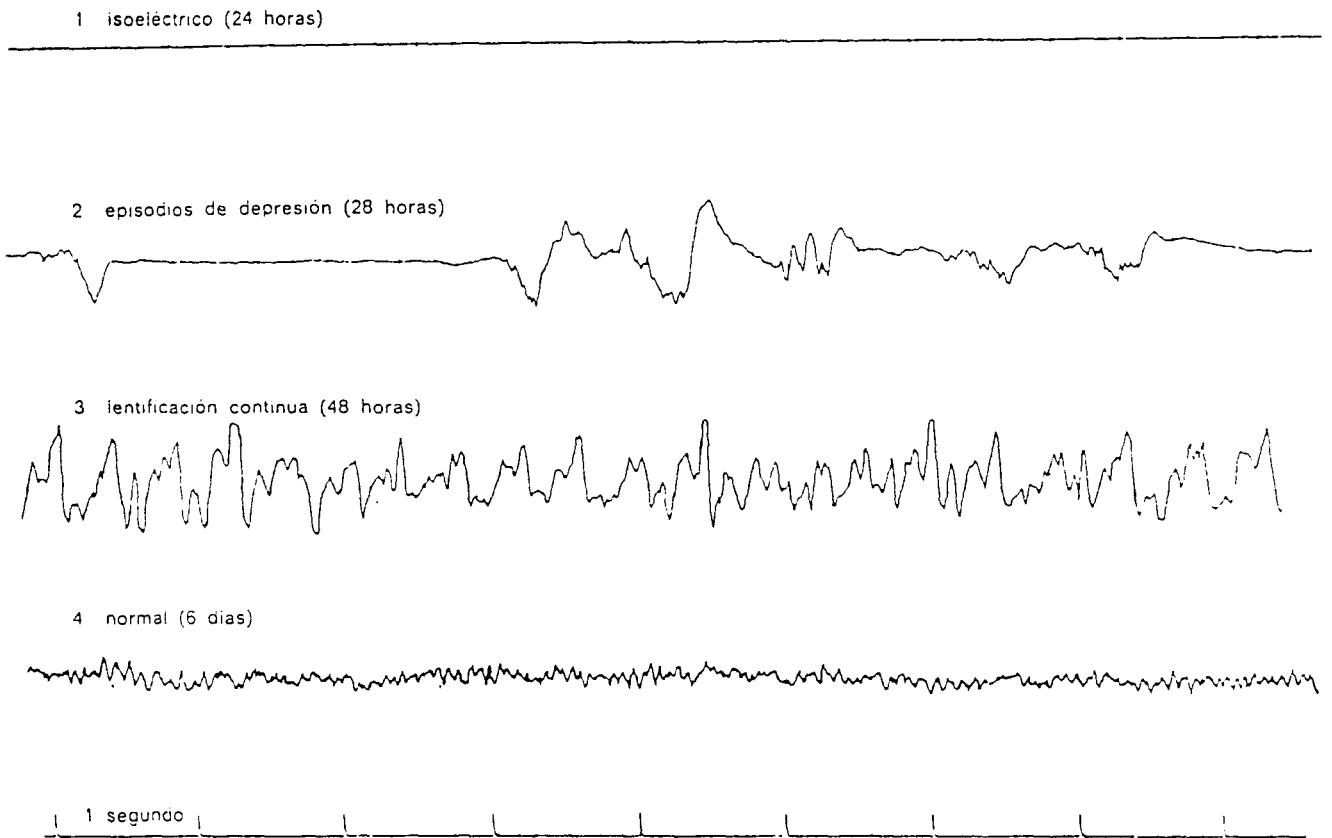


Fig. 8.2.- EEG durante la recuperación de una sobredosis de barbitúricos.

5.- MONITOR DE FUNCION CEREBRAL (MFC).-

Consideremos ahora que es el EEG. Debido a que solamente dura de 20 a 30 minutos es meramente una **instantánea** de la actividad cerebral. Puede considerarse que el EEG puede ser isoelectrico por la mañana y que la actividad puede volver por la tarde. Lógicamente necesitamos un procedimiento de comprobación continuo de la actividad cerebral más que tomar una **instantánea** cada 24 horas. Por esta razón fue inventado por el London Hospital, por Maynard, un dispositivo simple de monitorización. Utiliza un solo par de electrodos y produce un trazado EEG comprimido que puede mantenerse en marcha durante horas o incluso días. La inscripción en el papel es mucho más corta que en el EEG ordinario; ya que el papel se desplaza a una velocidad de 10 centímetros por hora, mientras que el EEG normal habitualmente es de 3 centímetros por segundo.

Aunque generalmente se emplea en pacientes de paro cardiaco, existen otros casos en los que puede ser de valor, por ejemplo, durante la cirugía cardiaca abierta cuando la perfusión cerebral puede empeorar.

El aparato consta de dos sistemas paralelos, uno para el proceso de la señal de EEG y el otro para indicar el estado de los electrodos de registro (Fig. 8.3.).

Estos son un par de electrodos metálicos ordinarios conectados por un cable blindado al MFC.

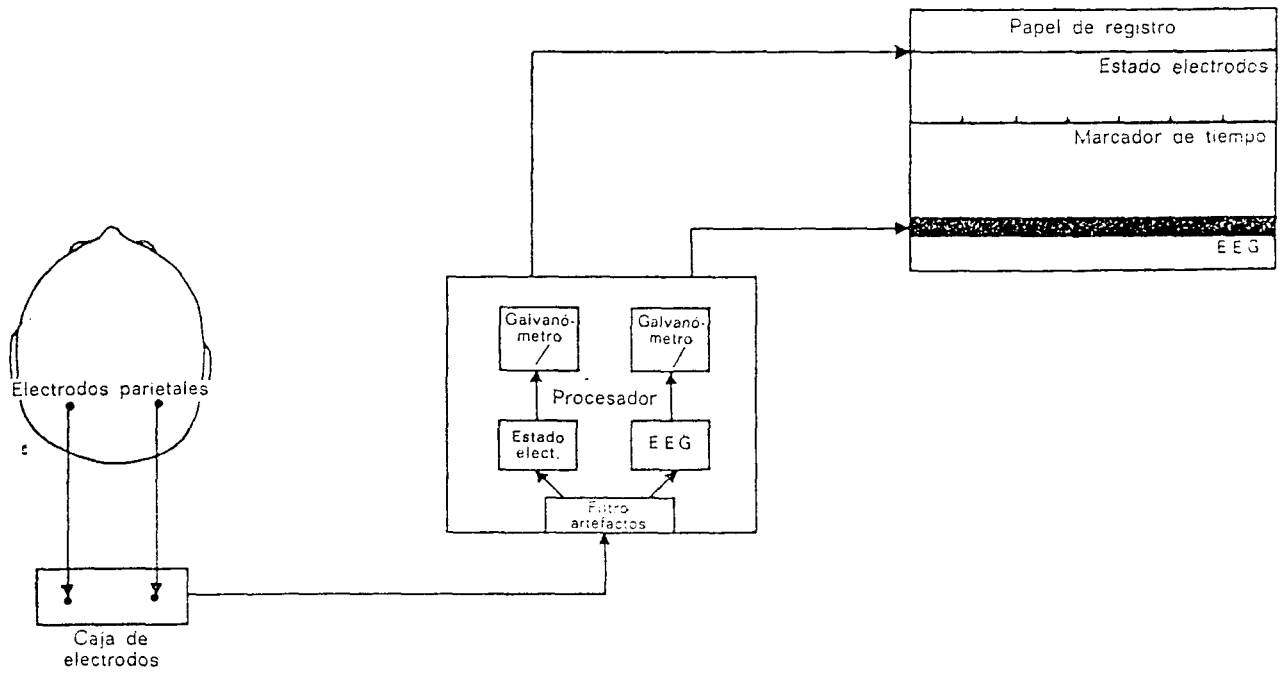


Fig. 8.3.- Diagrama de conjunto del Monitor de Función Cerebral (MFC).

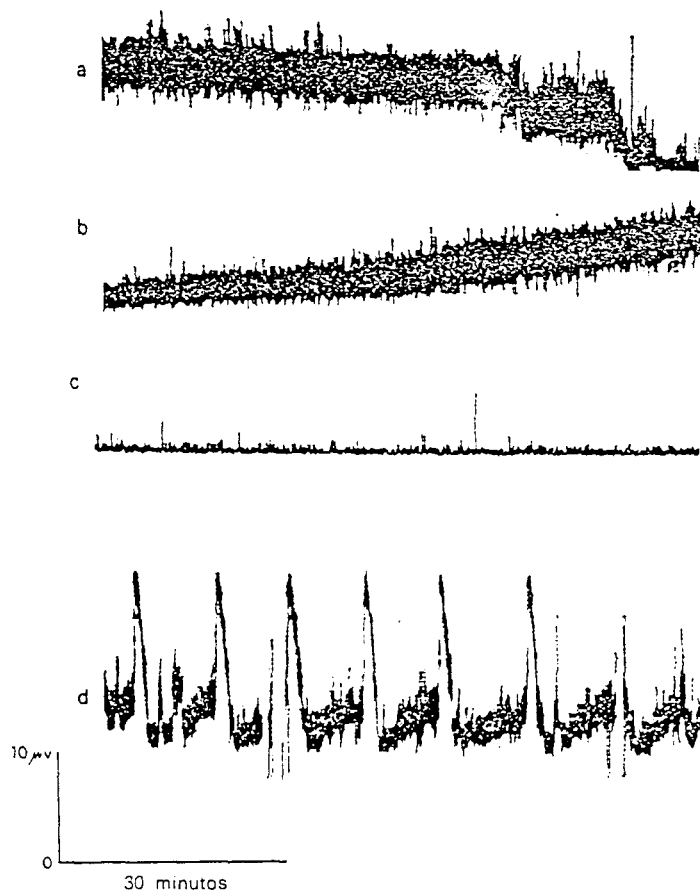


Fig. 8.4.- Ejemplos de trazados del MFC.

La señal EEG se filtra para rechazar los potenciales indeseados y entonces es amplificada y comprimida. La señal está constituida por una banda oscura producida por un inscriptor térmico. El límite inferior de la banda representa el nivel más bajo de la actividad cerebral en microvoltios y la anchura de la banda indica la variabilidad de la actividad cerebral.

Se han observado varios tipos de gráficas que pueden clasificarse en tres grupos principales (Fig.8.4.).

El primero, de nivel casi-cero persistente, es importante en pacientes después de un paro cardíaco.

Un segundo tipo de gráfica es aquella en la cual hay una marcada oscilación ascendente o descendente.

El tercer grupo de cambios se presenta en contraposición al segundo con cambios repentinos durante un periodo de minutos más que de horas.

BIBLIOGRAFÍA.-

- * Donald Scott, **Comprensión de la EEG**, ELICIEN.
- * Prior, P.F. (1.973), **The EEG in Acute Cerebral Anoxia**, Excerpta Medica.
- * Walter, Grey, **The Living Brain**, DUCKWORTH.

TEMA 9

ANESTESICOS Y EEG

1.- INTRODUCCION.-

Desde los primeros días de la técnica de EEG ha habido una estrecha relación entre ésta y la anestesia. De hecho, Berger, el descubridor de EEG, informaba en 1.933, cuatro años después de su descripción original del EEG en el hombre, que el cloroformo modificaba el trazado.

Recientemente, con el descubrimiento de nuevos anestésicos, como ketamina y alfaxalone - alfadolone, ha resurgido el interés en la investigación referida al EEG tanto en animales como en personas. Se ha continuado investigando sobre el EEG como medio de comprobación del estado de integridad cerebral durante las intervenciones quirúrgicas importantes, especialmente aquellas que precisan derivación cardiopulmonar.

¿Que puede exactamente ofrecer el electroencefalografista al anestesista?
(Tabla 9.1.).

-
1. Control pre y postoperatorio del estado cerebral del paciente
 2. Monitorización durante la intervención, a) nivel de anestesia, b) irrigación cerebral durante la derivación cardiopulmonar, hipotermia e hipotensión
 3. Control de los anestésicos, por ejemplo, valoración de un nuevo agente de inducción
 4. Monitorización en la unidad de tratamiento intensivo, por ejemplo, después de un paro cardíaco, de una sobredosis barbitúrica o de un traumatismo cerebral
 5. Control de una anestesia ligera y prolongada, por ejemplo, en pacientes semiconscientes que requieren respiración artificial después de un traumatismo torácico
-

Tabla 9.1.- El EEG y el anestesista.

2.- EFECTOS DE LOS AGENTES ANESTESICOS.-

Desde un punto de vista práctico podemos considerar a todos los agentes anestésicos en conjunto. En cuanto comienza la inducción de la anestesia, desaparecen las diferencias individuales en el EEG y también la diferenciación regional. Así en el adulto despierto, la actividad alfa se presenta en la parte posterior de la cabeza mientras que a un nivel moderado de anestesia la actividad delta se presenta difusa y por igual en ambas partes, anterior y posterior. Este **planchado** del EEG significa, por tanto, que es posible obtener información útil con una colocación limitada de electrodos, incluso con un solo par.

Los cambios provocados por la anestesia son un precoz aumento de potencial de la actividad bioeléctrica con disminución de la frecuencia. (Fig. 9.1.).

Por consiguiente, con la inducción, la actividad alfa desaparece para ser sustituida sucesivamente por componentes theta y delta. Luego sigue otro cambio, la

actividad se hace discontinua con salvas generalizadas de potenciales cerebrales seguidos por periodos de EEG que duran uno o varios segundos, **salvas de supresión**. Por último, en las fases más profundas de anestesia no hay en absoluto ninguna actividad, EEG isoelectrico. El mantenimiento de la conciencia depende de la interacción entre la corteza cerebral y la formación reticular.

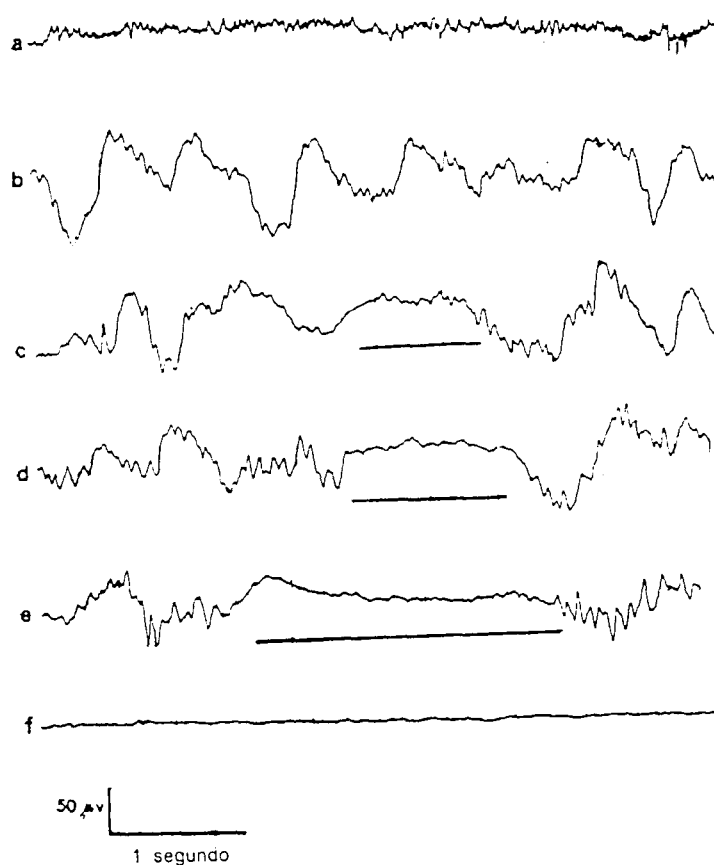


Fig. 9.1. - Cambios después de la administración de un anestésico.

Es evidente la dificultad de correlacionar la profundidad clínica de la anestesia con el tipo de trazado de EEG. Actualmente es aún más problemático por la existencia de una gran variedad de agentes usados por los anestesistas.

El EEG ha sido también empleado para controlar las dosis de anestésico. La técnica es simple. El EEG es monitorizado y la señal obtenida se pasa al aparato de anestesia. La dosis administrada al paciente se ajusta automáticamente según los cambios del EEG.

3.- REVISION PRE Y POSTOPERATORIA.-

El EEG puede ser de valor en el examen preoperatorio de pacientes sospechosos de patología cerebral. Esto es especialmente referido a pacientes que se someten a una derivación cardiopulmonar.

El EEG preoperatorio es la base de comparación con los trazados postoperatorios. Por ejemplo, si se sabe que existe una anomalía en la región temporal izquierda

relacionada con un episodio embólico previo, entonces una asimetría hallada en el periodo postoperatorio no sera interpretada necesariamente como indicación de que ha sucedido algo desfavorable durante la intervención. El EEG preoperatorio puede ser también de valor cuando meses después de la intervención el paciente presenta síntomas cerebrales o trastornos mentales.

Si se efectúa otro trazado que difiere marcadamente del trazado preoperatorio, entonces hay que pensar evidentemente que o bien se ha establecido un nuevo proceso patológico o que sufrió alguna lesión durante la intervención o en el periodo postoperatorio, que entonces pasó desapercibida.

4.- MONITORIZACION DURANTE LA INTERVENCION (COMPROBACION).-

El EEG puede ser empleado para comprobar la actividad cerebral durante diferentes tipos de procedimientos quirúrgicos, por ejemplo, los que precisan hipotensión o hipotermia y en algunos casos en intervenciones neuroquirúrgicas o cardiovasculares.

Si los problemas particulares se definen claramente y la metodología del estudio es programado con propiedad para que puedan reducirse los factores subjetivos, lo mismo del lado clínico que del EEG, es indudable que la electroencefalografía tiene mucho que ofrecer a los anestesiistas.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Donald Scott, **Comprensión de la EEG**, ELICIEN.
- * Magoym, H.W. (1.963), **The Waking Brain**, THOMAS, SPRINGFIELD.

TEMA 10

EMPLEO DE TECNICAS DE RESPUESTA EVOCADA

1.- INTRODUCCION.-

La actividad cerebral es mínima en términos absolutos y ello es aún más evidente porque otras deflexiones que se observan en el EEG debidas, por ejemplo, a movimientos de ojos, son muchos más considerables. Así es que el electroencefalografista por experiencia llega a ignorar estos fenómenos de artefacto que pueden ser considerados como **ruido** y valora únicamente los potenciales procedentes del cerebro, **las señales**.

Sin embargo, existe un enfoque totalmente diferente, la evaluación de los efectos de estímulos que alcanzan el cerebro y la observación de los potenciales cerebrales que provocan las respuestas evocadas. En general, estas respuestas son pequeñas y totalmente invisibles a la **ojeada**.

2.- "SEÑAL" Y "RUIDO".-

El problema de separar pequeñas señales del fondo de ruido no es especial para EEG.

Las respuestas evocadas guardan una relación constante de tiempo con el estímulo y este hecho es la clave de la forma de aislarlas con claridad. Esto es, separar la **señal** del **ruido** de fondo. Una forma simple de conseguirlo fue propuesta por Dawson (1.947). La técnica utilizada era la de la superposición fotográfica.

De esta manera la forma de la onda repetida de la respuesta evocada después del estímulo destacaba de la borrosidad de la actividad de fondo que no guarda relación de tiempo alguna con el estímulo. Esta técnica de superposición puede únicamente ser utilizada cuando las respuestas son de mayor tamaño o del mismo tamaño aproximadamente que el ruido de fondo.

La técnica de superposición es relativamente engorrosa y los métodos más recientes han utilizado en su mayoría pequeños computadores preprogramados, conocidos como **promediadores**, porque almacenan las respuestas y dan el promedio al final de cada serie de estímulos.

A medida que la serie de estímulos continúa, la respuesta se hace más evidente porque está determinada por el tiempo del estímulo, mientras que la actividad de fondo del EEG, que no tiene ninguna relación constante con el estímulo, se anula por si misma (Fig. 10.1).

Al final, la respuesta es muy patente, apareciendo sobre un fondo relativamente **sin ruido**.

Un diagrama de conjunto del aparato se reproduce en la Fig. 10.2.

En relación con el EEG ordinario con su abundancia de datos, algunos de los cuales son superfluos, el método tiene la gran ventaja de que las respuestas son relativamente simples.

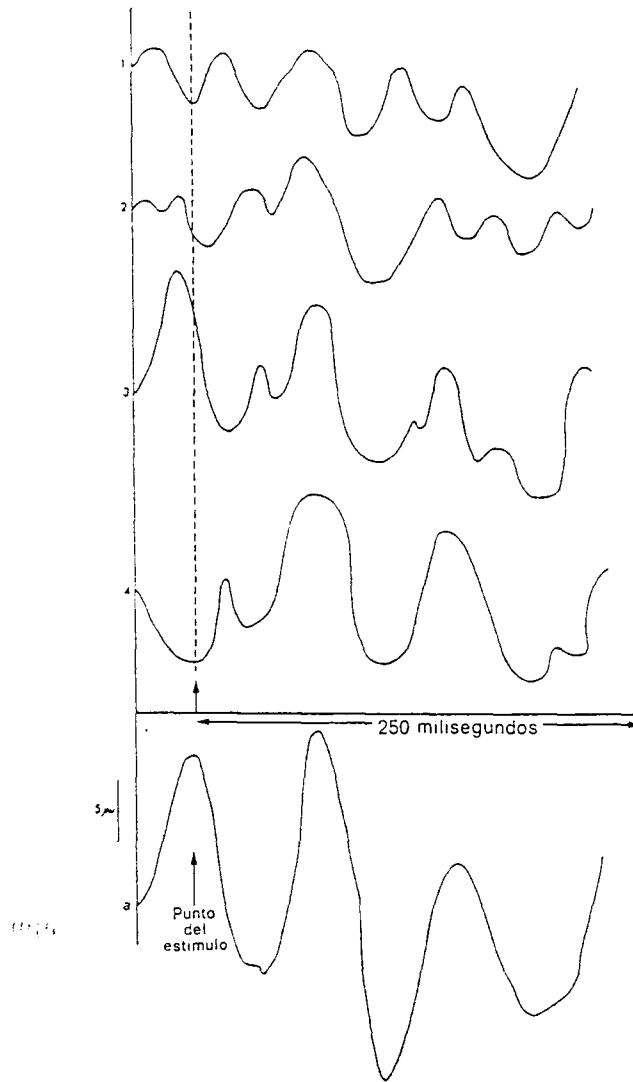


Fig. 10.1.- Demostración del principio del promediador.

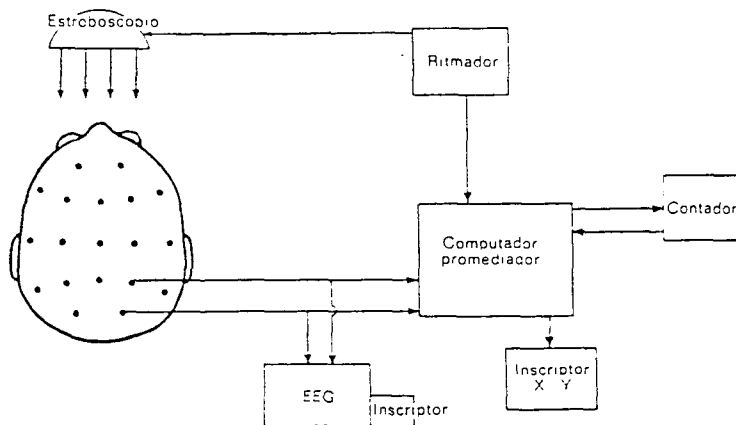


Fig. 10.2.- Diagrama de conjunto del aparato para realizar respuestas visuales evocadas.

Las técnicas de promediarse tienen el inconveniente de que ligeros cambios en la forma de la onda, que pueden presentarse entre las respuestas de una serie determinada, se pierden.

3.- PROMEDIOS.-

El empleo de promedios **comerciales** ha tenido gran **repercusión** en la electroencefalografía.

Uno de los primeros problemas que surgieron fue la gran variabilidad de respuestas, de forma que los resultados publicados por varios centros no eran coincidentes. Para comprender el porqué de esto, debemos considerar los factores que contribuyen a la respuesta evocada aparte de la propia naturaleza del estímulo.

Primero, el área específica del córtex sensorial. Segundo, cambio en las áreas del córtex adyacentes. Tercero, nivel de conciencia. Otro factor es la distribución de la respuesta sobre el córtex. Por eso las posiciones de los electrodos deben ser estudiadas cuidadosamente.

Otro factor es la edad de sujeto, que también se aplica al EEG ordinario.

4.- APLICACIONES CLÍNICAS.-

A causa de esta variabilidad es probable que las aplicaciones clínicas de estas técnicas hayan sido relativamente tardías y actualmente queda mucho por hacer en lo referente a la evaluación de los métodos y su utilidad en clínica. En este aspecto, la respuesta evocada se puede juzgar sencillamente como un medio de comprobación de las **conexiones** de un sistema particular en el sistema nervioso central sin que el individuo tenga que realizar acción alguna.

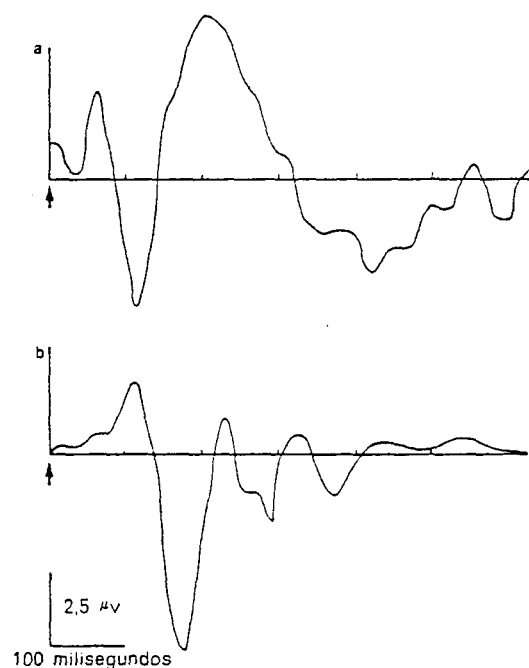


Fig. 10.3.- Respuestas visuales en la región occipital izquierda a series de 6-1 destellos con ambos ojos abiertos.

Una aplicación clínica particular para la respuesta evocada visual de gran interés para neurólogos es la exploración de enfermos con neuritis retrobulbar. Aquí se usa un estímulo visual especial. Consiste en un tablero de ajedrez cuyos cuadros negros se sustituyen por blancos, y viceversa, dos veces por segundo.

Los pacientes con neuritis óptica activa muestran respuestas evocadas disminuidas en amplitud o incluso ausentes y la latencia de una onda particular después del estímulo está marcadamente retrasada, por lo menos 20 milisegundos.

La amplitud aumenta gradualmente a medida que la neuritis mejora. Sin embargo, la latencia prolongada persiste indefinidamente incluso aunque la situación básica mejore (Fig. 10.3.).

BIBLIOGRAFIA.-

- * Taylor, I.G. (1.974), **Deaf children**, British Journal of Hospital Medicine.
- * Scott, D.F. y Bickford, R.G. (1.969), **Stimulus indicators of summated human lambda response**, Archives of Neurology.
- * Donald Scott, **Comprensión de la EEG**, ELICIEN.

TEMA 11

INFORME ELECTROENCEFALOGRAFICO

1.- INTRODUCCION.-

El impreso-solicitud y el informe son generalmente el único medio de comunicación entre el clínico y el electroencefalografista. Esto ocurre especialmente en los departamentos de EEG que tienen que atender a varios hospitales y no es conveniente porque pueden surgir errores, ya sea en la petición o en la relación con la información proporcionada por el electroencefalografista.

Los impresos de solicitud pueden estar inadecuadamente cumplimentados o la información puede omitirse, por equivocación o porque no se comprendió su importancia. También el electroencefalografista puede fallar en la total apreciación del problema y, en consecuencia, un informe puede ser incompleto.

Como en otros tipos de investigación, es importante considerar dos aspectos separados de las pruebas: primero, la fiabilidad; y segundo, su validez.

Cuando convenga determinar los tipos de fenómenos observados, puede hacerse en parte valiéndonos de la opinión de varios técnicos.

También es importante en clínica, cuando hay que determinar si un trazado es normal o anormal. En los proyectos de investigación, esto es decisivo, pero en el trabajo clínico diario del departamento hay sólidas razones que sugieren que, en primera instancia, el EEG debería ser examinado sin referencias de la edad del paciente ni de la información clínica.

2.- VALIDEZ.-

La validez es un concepto diferente de la fiabilidad. La validez se refiere al significado de la prueba en la clínica y esto, desde luego, tiene más importancia para el médico que la fiabilidad. El médico en esta ocasión está interesado especialmente en el paciente enviado.

Se debe saber también que de un tercio a la mitad de los EEG en pacientes con crisis generalizadas ocasionales pueden ser totalmente normales.

3.- REDACCION DEL INFORME EEG.-

La redacción de informes de EEG es una tarea de reconocimiento de signos. Cada uno tiene su propio y especial modo de efectuarlo. Sin embargo, y para economizar tiempo, es útil una rápida e inicial ojeada examinando cada página. Esto revelará pronto si hay fenómenos en el EEG que deban ser examinados o si el trazado en conjunto es similar; un tal examen inicial está vinculado a una sección particular del informe de EEG.

El primer paso en la confección del informe es un rápido reconocimiento de artefactos. El examen más detallado de estos y otros fenómenos queda reservado para la

segunda fase. Luego se valora sistemáticamente el tipo, cuantía, frecuencia y distribución de actividad, y así sucesivamente.

Los trazados se valoran con la experiencia conseguida en la redacción de miles de informes de EEG anteriores.

4.- INFORME DEL EEG.-

El informe del EEG se divide en dos secciones principales (véase tabla 11.1.).

Sección 1

- (a) Estado del paciente en el momento del EEG.
Descripción de crisis, etc., durante la prueba.
- (b) Informe de datos.
Descripción general del EEG, por ejemplo, marcadamente asimétrico.
Todos los fenómenos normales y anormales descritos en términos de frecuencia, amplitud, localización, simetría, forma de onda y correspondencia, etc.
Efecto de la hiperventilación y estímulo luminoso.

Sección 2

- (a) Sumario de los signos principales del EEG.
 - (b) Correlaciones clínicas posibles.
 - (c) Algún otro estudio del EEG u otros comentarios.
-

Tabla 11.1.- Informe del EEG.

La primera es descriptiva y precisa datos y la segunda es la impresión de la significación del trazado.

La primera sección del informe se divide a su vez en dos partes. La primera es una descripción del paciente en el momento del EEG. Si el paciente tuvo una crisis durante el trazado, se deben describir los signos clínicos observados con detalle. Si el paciente estuvo inconsciente deberán anotarse las respuestas de conducta a la estimulación.

La segunda parte de esta sección es un nuevo apartado, cuya primera fase sería una exposición general sobre el EEG. Luego sigue un análisis detallado de los fenómenos observados.

La sección segunda - la impresión- puede mejor considerarse dividida en tres partes. La parte primera es un breve sumario de los signos principales del EEG. La segunda adelanta las correlaciones clínicas de los signos observados. La tercera indica algún otro estudio o sugerencia de un nuevo examen EEG.

Es usual conservar la información clínica y el informe de EEG en una tarjeta en los archivos del departamento y devolver el original al clínico. Con esto se consigue evitar la repetición de la información clínica inicial en las consultas siguientes.

Hoy en día se hace uso de potentes ordenadores y programas de software para gestionar y almacenar los informes de EEG, y así tener una rápida vía para la utilización de un informe de EEG determinado en un momento dado.

De hecho, la computarización de los archivos en los departamentos de electroencefalografía es ya un hecho. Además de existir potentes programas para el

análisis y estudio de un trazado correspondiente a un informe dado, y no sólo análisis sino comparación con otros informes, etc.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Donald Scott, **Comprensión de la EEG**, ELICIEN.
- * Walter, Grey (1.951, 1.963), **The living Brain**, Duckworth.
- * Scott, D.F. (1.970), **The Psychology of Work**, Duckworth.

TEMA 12

PROBLEMAS Y FUTURO DEL EEG

1.- INTRODUCCION.-

El hecho de que el EEG sea conocido en el mundo desde la reciente fecha de 1.929 pone de relieve que es una materia relativamente joven todavía. Por eso, en términos humanos, el presente periodo debe verse no solamente como tiempo de consolidación, sino también para el desarrollo de nuevas ideas con la madurez de la segunda edad más que con el entusiasmo de la juventud.

Sin embargo, la electroencefalografía clínica ha tenido muchas críticas, incluyendo últimamente a Matthews y Pappworth. Nadie puede negar que existen problemas.

2.- UN PROBLEMA BASICO.-

El EEG se efectúa con número limitado de electrodos, unos 20, de un centímetro de diámetro, generalmente colocados con separaciones de 3,5 a 4 centímetros de modo simétrico sobre el cuero cabelludo. Cualquiera de los electrodos queda bajo la influencia de un área de forma cónica de células cerebrales. Esto se explica por el llamado **teorema de sombra**. Imaginemos una bombilla eléctrica encima de la cabeza, proyectando una sombra del electrodo, digamos por ejemplo, de seis centímetros de diámetro sobre la superficie cortical. Al mismo tiempo, entre el electrodo y la superficie cortical hay un espesor de tejido que tiene un efecto amortiguador y de difusión. Como ya sabemos, por los registros corticales directos realizados durante las operaciones, tiene lugar una atenuación de cinco veces el total de los potenciales.

Sin embargo, una punta localizada en la superficie cortical puede aparecer en el registro craneal como una onda aguda; esto es, un potencial de mayor duración y de amplitud marcadamente disminuida. Por lo tanto, la atenuación de las puntas corticales aisladas puede ser tan grande como de unas cien veces.

Teniendo en cuenta la configuración de la superficie cortical debe comprenderse que únicamente las células de los vértices de las circunvoluciones deben ser las que contribuyen al trazado de la EEG.

3.- DIFICULTADES TECNICAS.-

Es evidente que hay también dificultades técnicas. Un ejemplo llamativo es el siguiente. El electrodo corriente es de plata con un alambre de cobre soldado. Si se coloca un par de estos electrodos en un baño salino, que es el medio conductor ordinario para los registros, en conexión con un aparato de medida, se comprueban voltajes mucho mayores que los genuinos potenciales cerebrales. Este es precisamente uno de los problemas que debe ser superado por el sistema de registro de EEG. Otro es la presencia por todas partes

de corriente alterna de 50 c/s procedente de los aparatos eléctricos existentes en la zona del electroencefalógrafo.

Sin elementos apropiados de anulación de tal artefacto en el circuito del aparato, el trazado aparecería desfigurado y de imposible interpretación.

4.- PERSONAL.-

El personal que efectúa los trazados es o el eslabón más débil en la cadena o el más fuerte, en estrecha relación con la instrucción recibida. Tiene muchas funciones. La primera es situar al paciente en forma cómoda para que se reduzcan al mínimo los artefactos musculares, parpadeo y otros potenciales biológicos. La segunda es reconocer los signos que aparecen a medida que el trazado avanza.

Una vez se ha terminado el registro y se han quitado los electrodos, nada puede hacerse con un EEG técnicamente deficiente como no sea repetirlo.

5.- INTERPRETACION Y CUANTIFICACION DEL EEG.-

El informe del EEG presenta varias dificultades. En muchos centros, los técnicos son virtualmente responsables de la interpretación y por varias razones la supervisión médica es escasa. Esto tiene dos complicaciones. Primera, la calidad de los registros tienden a deteriorarse a no ser que se le señalen al técnico los artefactos corregibles durante el trazado o tan pronto como sea posible, después.

Segunda, significa que los técnicos dan a veces informes directamente al clínico sin la intervención de un electroencefalografista. Un tal proceder sólo puede aportar dificultades, ya que un gran número de técnicos no tienen experiencia de la importancia clínica de hallazgos particulares y no pueden apreciar todas sus consecuencias. Esto sólo puede conducir a la mala fama del EEG.

Otro aspecto de la interpretación del EEG es el referente al elemento subjetivo y cómo puede reducirse. He mencionado ya un simple enfoque que es aplicable al trabajo de cada día: mirar el EEG antes de estudiar el impreso-solicitud.

Sin embargo, hay otros enfoques más complejos aplicables principalmente en la investigación.

Además los trazados pueden ser estudiados independientemente por más de un investigador y ser discutidos los puntos de diferencia entre las valoraciones.

6.- VENTAJAS DEL EEG.-

A pesar de los problemas a diversos niveles que se han citado, las peticiones de EEG aumentan cada año y sólo por eso parece que los clínicos conceden valor a la investigación.

Entre sus ventajas (véase tabla 12.1.).

El EEG se ha utilizado en una amplia variedad de estados que incluyen inconsciencia simulada y amnesia global transitoria, en la práctica neuroquirúrgica en la

localización de aneurismas sangrantes especialmente en casos de aneurismas múltiples en que se duda en la clínica o en otros campos de cual es el sangrante.

<i>Problemas</i>	<i>Ventajas</i>
Lejanía de electrodos de algunas zonas cerebrales	Incruento
Problemas técnicos	Puede repetirse con frecuencia
Reclutamiento e instrucción de personal	Relativamente barato
Interpretación y evaluación del EEG	Demuestra disfunción del sistema nervioso central y también anomalía estructural

Tabla 12.1.- Problemas y ventajas del EEG.

La investigación de delirio tras operaciones quirúrgicas con técnicas de EEG es también de uso general.

7.- ANALISIS DE LOS SIGNOS EEG.-

Hasta aquí me he limitado a la interpretación del trazado de EEG por inspección visual y al reconocimiento de signos generales.

Esta técnica se usa universalmente por la relativa facilidad de obtención del EEG, su interpretación y su permanente inscripción. Hay que admitir que esto último presenta problemas de almacenamiento a causa del volumen; pero la tecnología del trazado escrito con tinta es de comprensión fácil. He citado otros dos métodos de tratamiento de datos del EEG.

Primeramente hay que obtener una inscripción de frecuencias utilizando el llamado **analizador de frecuencia**.

Otra técnica consiste en el estudio de respuestas después de estimulación, respuestas evocadas promediadas.

8.- TELEMETRIA.-

La aplicación de grandes computadoras del EEG no es el único avance en este campo. Una técnica nueva importante es la **telemetría**.

Esta, aunque posible desde hace varios años, empieza ahora a tener impacto en el trabajo clínico ordinario.

El principio es simple, aunque la tecnología es algo complicada. Básicamente, las señales biológicas se convierten en ondas de radio que se transmiten desde el hombre o el animal para ser recibidas a distancia y en muchos casos inscritas en forma usual en trazado de tinta sobre papel.

Pero no hay intervención de hilos y la técnica permite emprender un orden de estudios enteramente nuevos.

9.- BIOFEEDBACK.-

Es otro avance reciente totalmente distinto que a veces comprende técnicas electroencefalográficas. En conjunto, es el resultado de experiencias del psicólogo americano Neil Miller.

En esencia es simple. Se usan instrumentos electrónicos para medir parámetros fisiológicos, tal como presión sanguínea y EEG y la información es presentada al paciente inmediatamente en forma de imagen visual o de un sonido de tono variable.

El paciente aprende como resultado de la **realimentación** a ejercer cierto control sobre tal proceso fisiológico, lo cual sería totalmente imposible si no tuviera conocimiento instantáneo de cualquier cambio en el mismo momento que éste ocurriera.

10.- CONCLUSION.-

Se desprende de esta descripción que la electroencefalografía tiene una amplia aplicación en el campo de la clínica y también en la investigación. Aparte de las técnicas rutinarias hay nuevos avances de interés en muchas direcciones. Es una materia que exige ser comprendida para usarla apropiadamente y espero que haya quedado claro que es peligroso un mal entendimiento entre los electroencefalografistas y sus colegas clínicos .

BIBLIOGRAFIA.-

- * Walter, Grey (1.951, 1.963), **The Living Brain**, Duckworth.
- * Donald Scott, **Comprensión de la EEG**, ELICIEN.

TEMA 13

NUEVAS TECNICAS DE EEG

Aquí en este tema vamos a estudiar dos casos particulares sobre lo último que se está haciendo en Electroencefalografía.

Primero, vamos a estudiar el uso de la red telefónica para el desarrollo de un registro electroencefalográfico.

Y segundo vamos a describir un poco un electroencefalógrafo apoyado por ordenador, en lugar de el de pluma tradicional.

Capítulo 1: Transmisión por línea telefónica de la EEG.

1.- INTRODUCCION.-

Se va a describir un prototipo, actualmente en experimentación clínica, capaz de transmitir sobre la red pública telefónica, o grabar en una cassette, dieciséis canales de señales EEG con 40 Hz de ancho de banda.

Las señales recibidas (o reproducidas) se presentan en un TRC. El sistema está basado en un microprocesador y utiliza multiplexación por compresión en el tiempo.

La transmisión de electroencefalogramas (EEG) por vía telefónica, es una técnica usada en el control de pacientes extra-hospitalarios que amplía el ámbito de utilización del EEG a urgencias, ámbito rural, formación y de la propia investigación clínica.

Los sistemas existentes hoy en día son capaces de transmitir una señal EEG de 8 canales a través de la línea telefónica.

La limitación del ancho de banda del canal telefónico no permite transmitir más canales si se utiliza la convencional multiplexación FM-FDM. Hoy en día es una práctica habitual utilizar registradores de 16 canales; por tanto, un transmisor de ocho canales necesita dos líneas, o el doble de tiempo, para transmitir toda esa información.

Por otra parte, el registro magnético es un cómodo y barato método de almacenamiento de información, ocupa menos espacio que el papel y puede conectarse en línea, con un ordenador, si bien, la distorsión es el principal problema, por lo que es necesario disponer de grabadoras de alta calidad. Existen cassettes y sistemas de bobinas hasta de 32 canales.

Vamos a realizar la descripción de un sistema integrado que puede transmitir a través de la red telefónica conmutada y grabar en un cassette, dieciséis canales EEG, de 40 Hz de ancho de banda que usa multiplexación por compresión en el tiempo (TCM), para conseguir una buena utilización del ancho de banda disponible y modulación de frecuencia para protegerse contra la distorsión de amplitud. La compresión temporal se efectúa mediante almacenamiento digital controlado por un microprocesador. El sistema incluye dos partes: emisor y receptor (Fig. 13.1.).

El emisor (Fig. 13.2.) se ha diseñado para ser autónomo y portátil, y puede extraer la señal EEG directamente del paciente y enviar al receptor o/y almacenarla en una cinta cassette.

Además dispone de una pequeña pantalla (5 pulgadas) para supervisar la señal EEG. Se presentan dos segundos de cada uno de los canales.

El receptor, se ha diseñado para aplicación en un laboratorio central de EEG. Recibe la señal de la línea telefónica o reproduce la cinta cassette grabada en el emisor. Dispone de tres salidas: a) para registrador EEG de tinta y papel, b) para pantalla TRC (12" o 14") y c) un puerto paralelo que permite la comunicación con un computador.

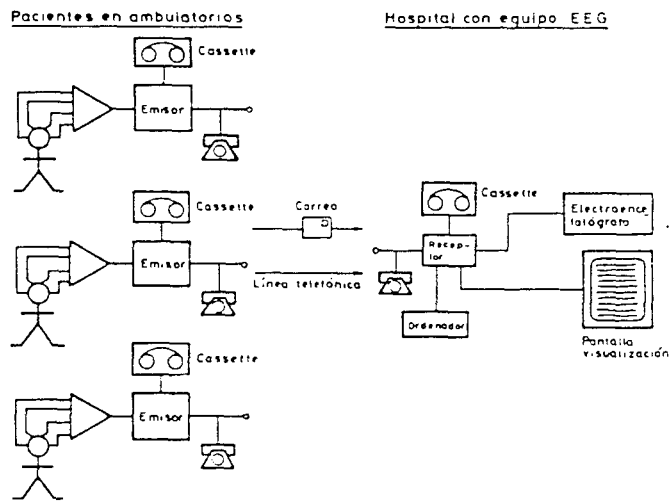


Fig. 13.1.- Telediagnos de EEG.

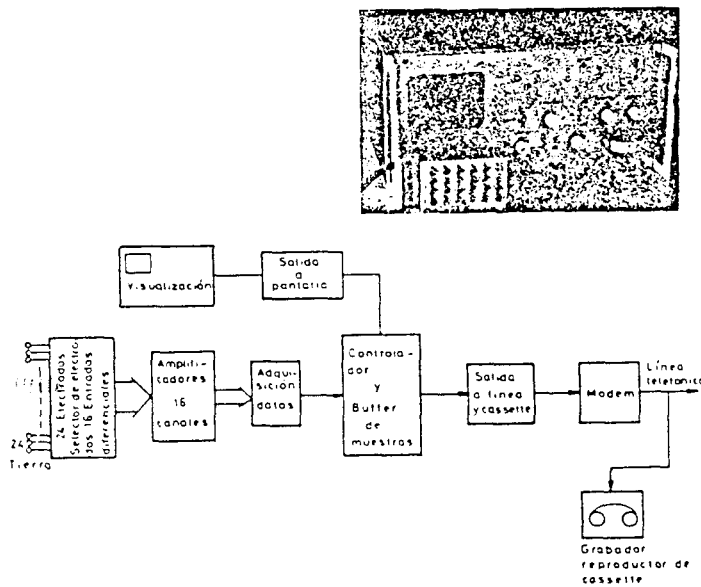


Fig. 13.2.- Emisor.

2.- PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO.-

La multiplexación por compresión en el tiempo es una técnica propuesta hace algunos años, que no se ha utilizado dada la compleja circuitería requerida. La disponibilidad de circuitos de tecnología VLSI, ha hecho posible la realización de tales multiplexores a un precio razonable. En la TCM (Fig. 13.4.) se asignan intervalos de tiempo a cada canal de forma sincronica. Las señales originales se dividen en segmentos y se comprimen de forma que pueden transmitirse durante el correspondiente intervalo de tiempo sin pérdida de información.

Generalmente los segmentos comprimidos contienen alguna redundancia en los extremos a efectos de protección.

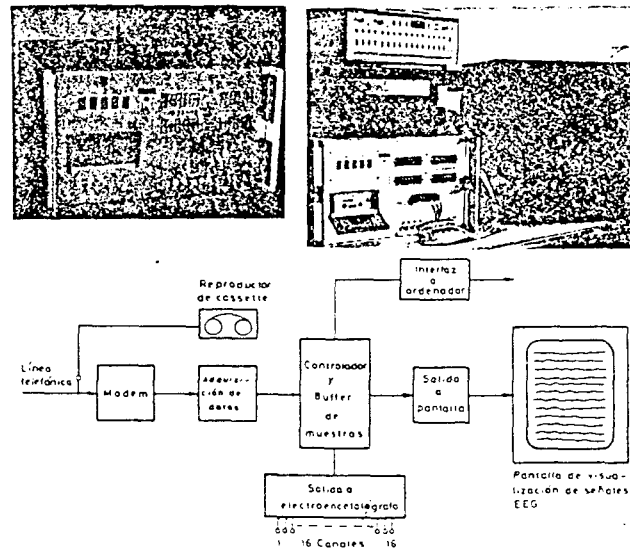


Fig. 13.3.- Receptor.

Los compresores se construyen utilizando memorias digitales. Las señales a multiplexar se muestrean y se almacenan. Durante el intervalo de tiempo asignado a cada canal, las muestras del correspondiente canal son leídas, a la velocidad apropiada, para generar a la salida una versión muestreada del segmento original.

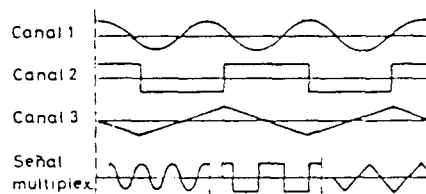


Fig. 13.4.- Multiplex por compresión temporal.

Las muestras pueden enviarse al modulador, directamente o interpoladas para generar una versión continua del segmento comprimido.

Esta es la única técnica de multiplexación, que se ha encontrado, que permite una transmisión de 16 canales EEG sobre una línea telefónica convencional, con un precio razonable.

La eficiente utilización del ancho de la banda, usando TCM, se consigue a costa del retardo de transmisión; si bien esto no presenta ningún problema puesto que la transmisión es simplex.

La trama TCM, que se muestra en la figura 13.5., tiene 17 canales.

El primero se utiliza para sincronización de trama, los otros contienen los dieciséis segmentos comprimidos. Las muestras están interpoladas. Cada segmento contiene un 16% de información redundante para protección. La duración de la trama es del orden de dos segundos. El retardo introducido es del orden de una trama. La relación de compresión es 20. La señal multiplexada, en banda de base, ocupa sólo 800 Hz de ancho de banda que es un 25% superior a la utilización ideal del ancho de banda ($16 \times 40 = 640$). La señal en banda de base modula en frecuencia una portadora de 1.800 Hz, ocupando un ancho de banda de ± 800 Hz.

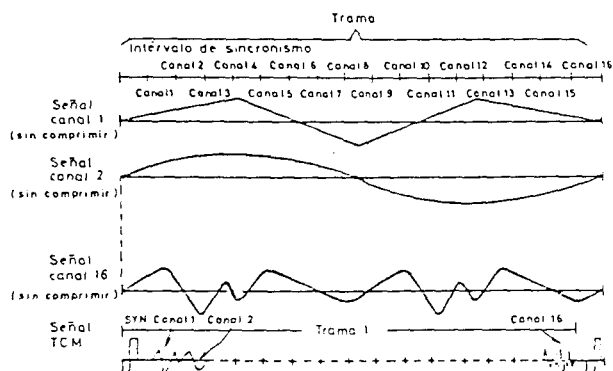


Fig. 13.5.- Trama TCM

Modulando en amplitud la misma portadora se envía información adicional sobre la cadencia de muestreo. La misma señal se utiliza para transmitir la señal EEG a través de la línea telefónica, y para grabar en la cinta cassette.

La utilización de memorias digitales por el compresor temporal hace necesario el uso de conversión analógica-digital y conversión digital-analógica. No obstante, permite el control directo del proceso por controlador inteligente digital, basado en un microprocesador de bajo coste. Las funciones más complejas como generación de trama, en el emisor, o sincronización de trama y reconstrucción de la señal en el receptor pueden controlarse totalmente por software.

Las pantallas utilizan un barrido similar al de un osciloscopio para obtener una buena calidad de imagen. Para atenderlos se dispone de controladores de acceso directo a memoria con objeto de obtener las altas velocidades de transferencia de información.

La demanda de muestras se realiza en sincronismo con los barridos mediante los circuitos de temporización que interrumpen a la CPU, cuando es necesario.

3.- DESCRIPCION DEL SISTEMA.-

El sistema tiene fundamentalmente dos partes: emisor y receptor.

El primero constituye un terminal remoto capaz de conectarse en línea al receptor a través de la línea telefónica, o fuera de línea a través de grabaciones en cassette. Sólo precisa de un enchufe de red y una línea telefónica.

Funcionalmente, el emisor puede dividirse en cinco partes:

- a) Amplificadores para EEG.
- b) Compresor temporal.
- c) Pantalla de video.
- d) Modem.
- e) Grabador de cassette.

Los amplificadores EEG tienen 16 canales con características comparables a las comerciales.

La selección de electrodos puede conectar cualquiera de los 24 electrodos a cualquiera de los 16 canales, mediante unas matrices de conexiones precableadas que son intercambiables. El multiplexor y la pantalla son difíciles de describir por separado. Ambos usan la misma memoria y son controlados por el mismo microprocesador, e incluyen la conversión de datos y todo el hardware requerido.

El Modem contiene dos moduladores. La salida del primer modulador, de FM, se modula en amplitud con la información de sincronización.

El receptor actúa como un pequeño ordenador capaz de recolectar la información transmitida desde diferentes emisoras. Se ha diseñado para uso en un servicio de diagnóstico. Funcionalmente se puede dividir en seis partes:

- a) Modem.
- b) Reproductor de cassette.
- c) Descompresor-demultiplexor.
- d) Etapa de salida para registrador de tinta.
- e) Pantalla de video.
- f) Interfaz con ordenador.

En el modem de recepción se extrae la información contenida en la modulación de frecuencia y la señal de sincronización contenida en la amplitud. Esta sincronización de muestreo es necesaria para seguir las fluctuaciones de velocidad de la cinta cuando se reproduce una señal grabada y no hubiese sido necesaria para transmisión telefónica. El demultiplexor y la pantalla, también aquí, son difíciles de describir por separado. La principal diferencia con el receptor es la pantalla, en la que se presentan doce segundos por canal y se requiere mucha más memoria (24 Kbytes).

El demultiplexor puede atacar la pantalla o a un registro de tinta, que sea conectable a un electroencefalógrafo.

Se dispone también de un puerto paralelo para comunicación con un ordenador para aplicaciones de diagnóstico automatizado.

El receptor dispone de un grabador-reproductor de cassettes que puede grabar la señal recibida por línea o reproducir cintas grabadas en el emisor.

4.- PRESTACIONES.-

En transmisiones sobre líneas telefónicas el sistema ha alcanzado las siguientes características:

- 1) Relaciones señal ruido por encima de 40 dB utilizando líneas urbanas y una potencia transmitida de 0,1 mW.
- 2) El ruido impulsivo de las líneas telefónicas, se hace notar a la salida en forma de agudos picos en la señal EEG, pero son fácilmente distinguibles.
- 3) El ancho de la banda -3dB, es de 40 Hz por canal.
- 4) En las líneas de peor calidad se introduce una ligera atenuación en las frecuencias más altas.
- 5) Diafonía entre canales, no medible.
- 6) Alinealidad, <2%.

Las características de grabación son aproximadamente las mismas. La modulación de frecuencia es sensible al **lloro y trémolo**, siendo la señal/ruido inversamente proporcional a su magnitud. Grabadores de buena calidad pueden obtener relaciones S/N mayores de 40dB si el lloro y trémolo están por debajo de un 0,5%.

5.- CONCLUSIONES.-

La multiplexación por comprensión en el tiempo es una técnica casi olvidada que puede ser muy útil en resolver ciertos problemas. El sistema que se ha descrito tiene unas características similares a las referenciadas, pero dobla el número de canales susceptibles de transmisión.

La grabación no mejora prestaciones de otros sistemas transmitibles, no obstante, el pequeño ancho de banda ocupado por los 16 canales (1000-2600Hz) hace posible aumentar el tiempo de grabación con grabadoras que tengan bajo lloro y trémolo de baja velocidad.

Un interesante logro es la integración de todas esas funciones en una unidad. Actualmente el prototipo no reduce costes de diagnósticos, pero los autores están trabajando para incorporar una velocidad de reproducción rápida que permita eliminar el registro mediante papel, observando directamente en la pantalla los EEG.

Otra ventaja es la utilización de un microprocesador que facilita la incorporación de nuevas funciones, tales como potenciales evocados, estimación espectral, etc...

Finalmente, la disponibilidad del emisor en los ambulatorios, o incluso en el domicilio de los pacientes, evita su desplazamiento hasta los centros de diagnóstico especializados.

6.- NOTA.-

Un equipo de las características del aquí descrito se encuentra en fase de evaluación clínica en el Hospital Clínico de Madrid.

El equipo en evaluación consta de un emisor y de un receptor, por supuesto.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Bennett and Gardner, **Current Status of EEG Telephone Telemetry**, Clinical Electroencephalography.
- * Schear, Row and Pori, **Telephonic Transmission of Electroencephalograms**, Clinical Electroencephalography.
- * Morgen and Protonotarios, **Time Compression-Multiplex Transmission**, Proc. IEE, Vol. 111, n° 4.

Capítulo 2: EEG por ordenador.

1.- INTRODUCCION.-

La grabación multicanal de la actividad eléctrica del cerebro ha permitido análisis topográficos que han sido estudiados durante muchos años, usualmente por la construcción de contornos isopotenciales. En realidad, la distribución espacial del EEG fue estudiada en primer lugar por Walter y Shipton, usando instrumental analógico. Solamente en los últimos cinco años, sin embargo, esa tecnología ha avanzado en tal grado que el mapeado de contornos, introducido por Duffy, ha cambiado factiblemente en la investigación y en los departamentos clínicos.

El mapeado de la actividad eléctrica del cerebro ha sido ya utilizado para examinar la distribución espacial de los potenciales evocados auditivos, visuales y somatosensoriales, y las bandas de frecuencia del EEG. La técnica es importante porque todas las imágenes muestreadas del cerebro funcionan en tiempo real. Sin embargo, todavía se debate su eficacia clínica.

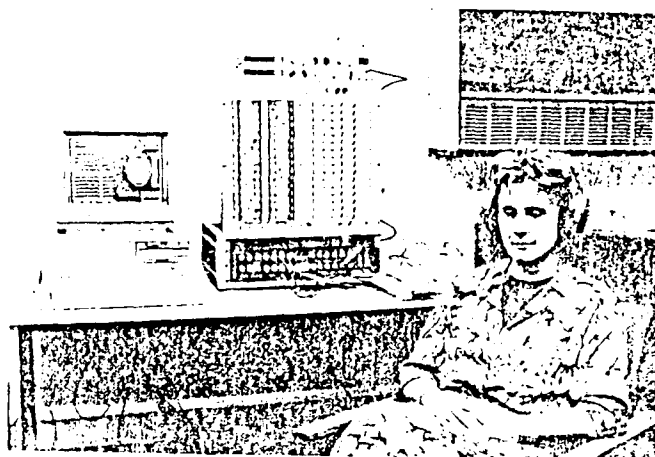


Fig. 13.6.- Sistema de mapeado del cerebro.

2.- HARDWARE.-

En cuanto al hardware se basa en la toma de las señales por electrodos como hasta ahora. Dichas señales pasan por unos amplificadores, debido al bajo voltaje de la actividad eléctrica cerebral.

Después pasarán, dichas señales, por una serie de filtros para purificar dichas actividades eléctricas. Y una vez filtradas, por medio de un convertidor analógico-digital dichas señales pasan a ser analizadas por un ordenador.

Siendo la etapa de amplificación y filtrado, también controladas por un microprocesador.

3.- SOFTWARE.-

Una vez que las señales pasan al computador u ordenador, estas son tratadas y estudiadas por toda una serie de programas en software, que no sólo representa en pantalla

los típicos trazados de EEG, que hasta ahora habíamos estado acostumbrados a ver en los electroencefalógrafos de tinta y papel, sino que también nos sale en una porción de dicha pantalla un mapeado cerebral visto desde arriba. En este mapeado cerebral se pueden distinguir toda una serie de sombras de diferentes colores o enmarcaciones (monitores monocromos); dichos colores nos revelan la presencia o posible existencia de todo tipo de artefactos, desde posibles tumores cerebrales, o hemorragias locales, etc.

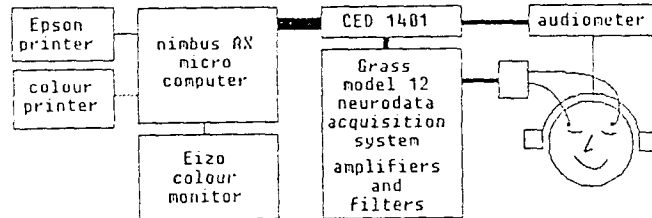


Fig. 13.7.- Diagrama de bloques del sistema de mapeado.

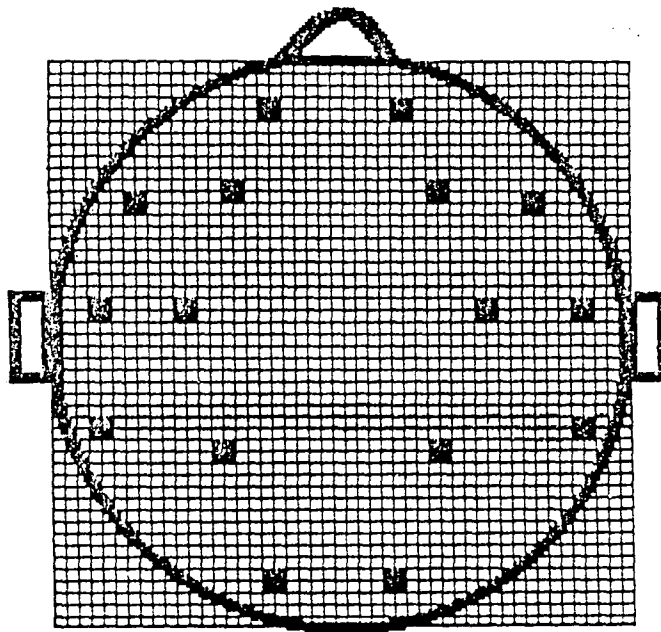


Fig. 13.8.- Proyección bidimensional de la cabeza para el mapeado.

4.- CONCLUSION.-

Por supuesto, nos encontramos con un avance dentro de la Electroencefalografía, ya que este electroencefalógrafo nos permite tener mucha más información sobre un trazado que el tradicional electroencefalógrafo de tinta y papel.

Al parecer la electroencefalografía a pesar de ser una ciencia muy joven, avanza a pasos agigantados; quien sabe lo que nos espera en el futuro, lo que si está claro es que no es una ciencia que se esté quieta en un mismo campo.

Y al igual que la EEG, todas las ciencias electromédicas semejantes, seguro que en breve aplicarán estos avances tecnológicos para la realización de sus estudios.

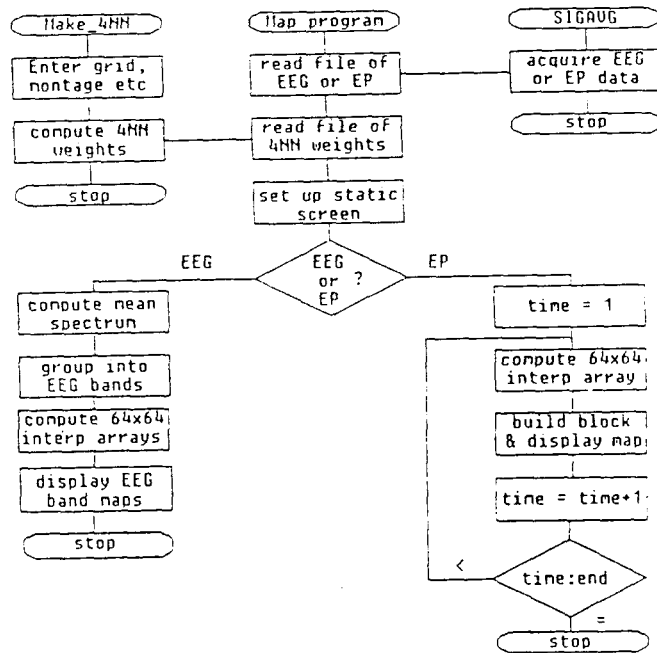


Fig. 13.9.- Diagrama de flujo de un programa de mapeado.

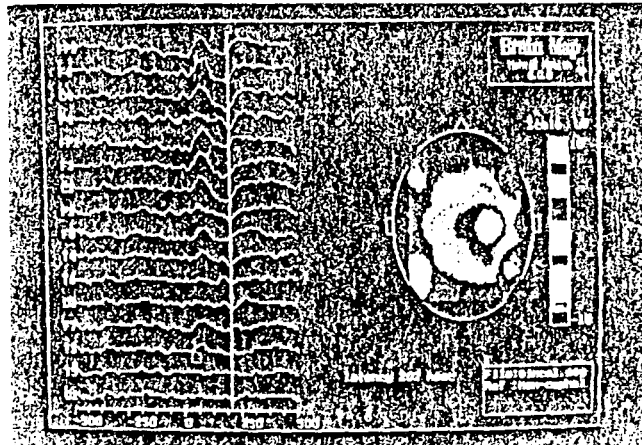


Fig. 13.10.- Presentacion en monitor de un trazado EEG.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Duffy F.H. ed. **Topographical Mapping of Brain Electrical Activity**, BUTTERWORTH.
- * Lehmann, **Multichannel topography of human alpha EEG fields**, Electroenceph. Clin. Neurophysiol.
- * Oken B.S., Chiappa K.H., **Statistical issues concerning computerized analysis of brainwave topography**, Ann Neurol.

TEMA 14

LINEAS DIRECTRICES EN EEG

1.- INTRODUCCION.-

En el periodo de 1.970-1.975 la Sociedad Americana de Electroencefalografía editó una serie de cinco Líneas Directrices en electroencefalografía. Cada una de las Líneas Directrices fue el resultado de los informes de las respectivas comisiones nombradas para considerar aspectos particulares de la electroencefalografía.

En 1.980 se añaden dos Líneas Directrices muy necesarias: las referidas a la electroencefalografía pediátrica y a montajes.

La intención de la Sociedad Americana de Electroencefalografía es que estas Líneas Directrices sean difundidas ampliamente, leídas con cuidado y seguidas con fidelidad. La Sociedad expresa también el deseo de continuar su compromiso para la superación de la Electroencefalografía.

2.- NORMAS PARA LA PRACTICA DE LA EEG CLINICA (LINEA-1).-

Estas Líneas Directrices se prepararon en principio como respuesta a las frecuentes solicitudes de información sobre la instalación y funcionamiento adecuados de laboratorios de Electroencefalografía Clínica, recibidas desde todas partes de los Estados Unidos.

2.1.-Cualificación mínima de un electroencefalografista clínico.-

El electroencefalografista debe ser un médico con tres o más años de formación como postgraduados en neurología, neuropediatría, neurocirugía o psiquiatría. Sería preferible que el médico tuviera titulación en su especialidad.

La formación incluirá como mínimo un año de experiencia en lectura e interpretación de electroencefalogramas, con dedicación exclusiva durante los seis primeros meses.

2.2.- Organización del Laboratorio.-

El electroencefalografista jefe debe tener el control primario sobre la selección de la plantilla de electroencefalografistas y de tecnólogos en electroencefalografía, la dotación material y la designación de las técnicas y procedimientos.

Todos los electroencefalogramas serán analizados por un electroencefalografista, y los informes oficiales que impliquen interpretaciones clínicas, deben estar escritos (dictados) o revisados por él.

Los médicos que refieren al paciente tienen el derecho, y pueden señalarlo, de examinar los electroencefalogramas y otros registros pertenecientes a sus propios pacientes.

2.3.- Dotación material.-

Se aconseja un equipo de dieciséis canales. En ningún caso se usará un aparato de menos de ocho canales.

Para fines clínicos ordinarios, con equipos modernos, el blindaje eléctrico no es necesario y no debe instalarse sistemáticamente a menos que las circunstancias locales lo justifiquen.

Todos los laboratorios tendrán un fotoestimulador capaz de producir salvas de destellos luminosos breves e intensos a frecuencias de 1 a 30 destellos por segundo.

Varios fabricantes disponen de electrodos de alta calidad, y por lo general son preferibles a los de fabricación casera.

3.- DESCRIPCIONES DE LAS TAREAS RECOMENDADAS PARA TECNOLOGOS EN EEG (LINEA-2)

Estas descripciones de las tareas están destinadas a los directores de laboratorio de EEG, y a proporcionar Líneas Directrices a las agencias federales y estatales y a las administraciones hospitalarias dedicadas a la clasificación del personal.

3.1.- Especificación de categoría.-

Existe un rango de categorías en EEG. Y es el siguiente:

- TECNOLOGO EN EEG EN FORMACION

Recibe formación en Tecnología Electroencefalográfica.

Características:

El tecnólogo en EEG en formación recibe la enseñanza bajo la supervisión directa de la plantilla técnica y profesional del laboratorio.

Obligaciones:

Adquiere los conocimientos básicos de la anatomía y función del cerebro normal, enfermedades encontradas en la práctica de la electroencefalografía, etc...

Aprende a registrar correctamente impulsos eléctricos del cerebro de forma progresivamente independiente mediante la práctica.

Archiva y/o microfilma los registros.

Desempeña otras obligaciones afines cuando es necesario.

- TECNOLOGO EN EEG I

Lleva a cabo las exploraciones electroencefalográficas bajo la supervisión del personal de plantilla de categoría superior.

Características:

El tecnólogo de esta categoría es responsable de la preparación del paciente, la realización de diferentes exámenes electroencefalográficos y la recogida de la información pertinente para la interpretación de las exploraciones.

Obligaciones:

Aplica los electrodos apropiados en las posiciones preestablecidas de la cabeza del paciente y comprueba su funcionamiento.

Calibra y ajusta el aparato EEG.

Selecciona combinaciones preestablecidas de electrodos.

Extracta la información pertinente de la historia clínica del paciente.

Mantiene el equipo en condiciones de limpieza y funcionamiento.

Archiva y/o microfilma los registros.

Ayuda en la instrucción de los tecnólogos en formación.

Y desempeña obligaciones afines.

- TECNOLOGO EN EEG II

LLeva a cabo registros electroencefalográficos corrientes y especiales con dirección mínima y/o actúa como tecnólogo de categoría superior con responsabilidades para asignación de trabajo e instrucción, en el servicio, del personal de categoría inferior.

Características:

Es responsable de obtener registros corrientes, así como registros electroencefalográficos con procedimientos especiales. Proporciona formación y participa en la investigación.

Obligaciones:

Actúa como instructor de formación.

Prepara a los pacientes.

Ayuda en la obtención de registros en el quirófano.

Adapta procedimientos a circunstancias clínicas particulares.

Ayuda al personal médico durante los procedimientos especiales.

Participa en la investigación recogiendo y procesando datos.

Rellena y envía volantes para facturación cuando es necesario.

Archiva y/o microfilma los registros cuando es necesario.

Y realiza otras obligaciones afines.

- TECNOLOGO EN EEG III

Está capacitado para actuar como tecnólogo jefe y supervisar el funcionamiento técnico y las actividades de formación del laboratorio.

Características:

La persona de esta categoría se distingue por un alto grado de preparación en el campo de la tecnología electroencefalográfica; es responsable del funcionamiento técnico de laboratorios que llevan a cabo trabajos clínicos y/o de investigación;

dirige las actividades administrativas relacionadas; supervisa, planifica y ayuda a desarrollar las actividades de formación.

Obligaciones:

Planifica los horarios de laboratorio.

Supervisa, planifica y revisa el trabajo del personal técnico y los sustituye cuando hace falta.

Supervisa o lleva a cabo procedimientos de registro particularmente difíciles y/o no habituales.

Dispone el mantenimiento y reparación del equipo

Y desempeña obligaciones afines.

4.- REQUISITOS TECNICOS MINIMOS PARA LA PRACTICA DE LA EEG CLINICA (LINEA-3).-

Las normas mínimas son:

- Se recomienda el registro simultáneo de 16 canales. En ningún caso deben usarse menos de 8.
- Debe usarse la totalidad de los 21 electrodos y posiciones recomendadas por la Federación Internacional.
- Las impedancias interelectrodo deben comprobarse como un procedimiento rutinario previo a cada registro. De ordinario la impedancia del electrodo no debe exceder de $5K\Omega$.
- Deben usarse ambos tipos de montaje: BIPOLAR y REFERENCIAL.
- Las conexiones de electrodos de cada canal deben indicarse claramente al comienzo de cada montaje.
- La actividad de los electrodos de los hemisferios izquierdo y derecho deben especificarse claramente en el trazado.
- Los patrones de conexiones de electrodos o montajes deben ser tan simples como sea posible. Deben ser lineales con la misma distancia interelectrodo.
- El registro debe incluir periodos en que los ojos estan abiertos y cerrados.
- La calibración debe registrarse al comienzo y fin de cada trazado.
- La sensibilidad del equipo EEG para el registro de rutina debe estar entre 5 y $10 \mu V$ por mm de deflexión (esto es, 5-10 $\mu V/mm$).
- Cuando se dude del correcto funcionamiento de un amplificador debe realizarse una calibración seguida por un registro con todos los canales conectados al mismo par de electrodos.
- Excepto por razones específicas e identificables, el registro de las frecuencias más bajas debe ser tal, que una actividad de 1 Hz no sea atenuada más del 30% de la actividad de la banda alfa (8-13 Hz). El registro de altas frecuencias debe ser tal que la actividad de 50 Hz no sea atenuada más del 30% de la actividad de la banda alfa.

- No debe hacerse menos de 20 minutos de registro eficaz para registros de vigilia. Los registros más largo frecuentemente aportan más información.
- La hiperventilación debe usarse sistemáticamente si alguna razón médica o de otro tipo no la contraindican.
- El registro de sueño debe realizarse siempre que sea posible pero sin excluir la realización del registro de vigilia.
- Los electrodos de aguja no se recomiendan en las condiciones habituales de laboratorio.
- Los procedimientos especiales que son de algún riesgo para el paciente deben ser llevados a cabo sólo en presencia de un médico cualificado.
- El registro de electroencefalogramas que se vayan a usar en la evaluación del cese de la función cerebral **muerte cerebral** requiere procedimientos especiales y precauciones extraordinarias.

5.- NORMAS TECNICAS MINIMAS PARA EL REGISTRO DE EEG EN CASO DE SOSPECHA DE MUERTE CEREBRAL (LINEA-4).-

A continuación se exponen e ilustran doce recomendaciones para el registro de EEG en casos de sospecha de muerte cerebral.

- 1-Un mínimo de 8 electrodos en el cuero cabelludo y electrodos referenciales en el lóbulo de la oreja.
- 2-Impedancia interelectrodo inferior a 10.000 Ohms, pero superior a 100 Ohms.
- 3-Comprobar la integridad de todo el sistema de registro.
- 4-Al menos 10 centímetros de distancia interelectrodo.
- 5-Sensibilidad aumentada de 7 (7,5) $\mu\text{V}/\text{mm}$ a 2 $\mu\text{V}/\text{mm}$ durante la mayor parte del registro incluyendo calibraciones correctas.
- 6-Usos de constantes de tiempo de 0,3 a 0,4 segundos durante parte del registro.
- 7-Usos de técnicas de monitorización.
- 8-Realización de pruebas de reactividad del EEG a estímulos intensos tales como dolor, sonidos fuertes y luz intensa.
- 9-Duración mínima del registro, 30 minutos.
- 10-Sólo un tecnólogo cualificado realizará los registros.
- 11-Repetición del EEG si hay duda acerca del silencio eléctrico cerebral.
- 12-Para determinación del silencio eléctrico cerebral no se usará la transmisión telefónica del EEG.

6.- RECOMENDACIONES PROVISIONALES PARA LA TRANSMISION TELEFONICA DE EEG (LINEA-5).-

La instalación de un sistema de transmisión telefónica puede muy bien causar una degradación de la calidad de la práctica de la electroencefalografía clínica, si no se cumplen las Líneas Directrices previamente señaladas.

De ahí que este sea un tema que dada su joven existencia no esté del todo todavía examinado.

7.- NORMAS TECNICAS MINIMAS PARA LA EEG INFANTIL (LINEA-6).-

Aquí se aplican las Líneas Directrices señaladas anteriormente, pero con la salvedad de que en este caso el paciente no es una adulto normal, sino que suelen ser recién nacidos o niños de pocos meses.

De ahí que tengamos que tener en cuenta lo dicho sobre electroencefalografía infantil en el Tema 7.

8.- MONTAJES ESTANDAR USADOS EN EEG CLINICA (LINEA-7).-

Existe una gran diversidad de montajes en los diferentes laboratorios de electroencefalografía, y muchos de estos montajes no consiguen dar una visión adecuada del electroencefalograma o son excesivamente complejos.

Algunos de los montajes son:

Tabla

Número de montajes recomendados (*)

N.º de canales por aparato	Bipolar longitudinal	Bipolar transverso	Referencial	Total
18	1 (3)	1 (2)	1 (3)	3
16	1 (3)	1 (3)	1 (3)	3
10	2 (6)	3 (3)	2 (4)	7
8	2 (2)	3 (3)	2 (4)	7

Montajes bipolares longitudinales

Canal N.º	BL-18.1	LB-18.2	LB-18.3
1	Fp ₁ -F ₇	F _z -C _z	Fp ₁ -F ₇
2	F ₇ -T ₃	C _z -P _z	F ₇ -T ₃
3	T ₃ -T ₅	Fp ₁ -F ₃	T ₃ -T ₅
4	T ₅ -O ₁	F ₃ -C ₃	T ₅ -O ₁
5	Fp ₁ -F ₃	C ₃ -P ₃	Fp ₂ -F ₈
6	F ₃ -C ₃	P ₃ -O ₁	F ₈ -T ₄
7	C ₃ -P ₃	Fp ₂ -F ₄	T ₄ -T ₆
8	P ₃ -O ₁	F ₄ -C ₄	T ₆ -O ₂
9	F _z -C _z	C ₄ -P ₄	Fp ₁ -F ₃
10	C _z -P _z	P ₄ -O ₂	F ₃ -C ₃
11	Fp ₂ -F ₄	Fp ₁ -F ₇	C ₃ -P ₃
12	F ₄ -C ₄	F ₇ -T ₃	P ₃ -O ₁
13	C ₄ -P ₄	T ₃ -T ₅	Fp ₂ -F ₄
14	P ₄ -O ₂	T ₅ -O ₁	F ₄ -C ₄
15	Fp ₂ -F ₈	Fp ₂ -F ₈	C ₄ -P ₄
16	F ₈ -T ₄	F ₈ -T ₄	P ₄ -O ₂
17	T ₄ -T ₆	T ₄ -T ₆	F _z -C _z
18	T ₆ -O ₂	T ₆ -O ₂	C _z -P _z

Montajes bipolares longitudinales

	BL-10.1a	BL-10.1b	BL-10.2a	BL-10.2b	BL-10.3a	BL-10.3b
Canal N.º						
1	Fp1-F7	Fp1-F3	Fz-Cz	Fz-Cz	Fp1-F7	Fp1-F3
2	F7-T3	F3-C3	Cz-Pz	Cz-Pz	F7-T3	F3-C3
3	T3-T5	C3-P3	Fp1-F3	Fp1-F7	T3-T5	C3-P3
4	T5-O1	P3-O1	F3-C3	F7-T3	T5-O1	P3-O1
5	Fz-Cz	Fz-Cz	C3-P3	T3-T5	Fp2-F8	Fp2-F4
6	Cz-Pz	Cz-Pz	P3-O1	T5-O1	F8-T4	F4-C4
7	Fp2-F8	Fp2-F4	Fp2-F4	Fp2-F8	T4-T6	C4-P4
8	F8-T4	F4-C4	F4-C4	F8-T4	T6-O2	P4-O2
9	T4-T6	C4-P4	C4-P4	T4-T6	Fz-Cz	Fz-Cz
10	T6-O2	P4-O2	P4-O2	T6-O2	Cz-Pz	Cz-Pz

BL-8.1a

BL-8.1b

1	Fp1-F3	Fp1-F7
2	F3-C3	F7-T3
3	C3-P3	T3-T5
4	P3-O1	T5-O1
5	Fp2-F4	Fp2-F8
6	F4-C4	F8-T4
7	C4-P4	T4-T6
8	P4-O2	T6-O2

Montajes bipolares longitudinales

	BL-16.1	BL-16.2	BL-16.3
Canal N.º			
1	Fp1-F7	Fp1-F3	Fp1-F7
2	F7-T3	F3-C3	F7-T3
3	T3-T5	C3-P3	T3-T5
4	T5-O1	P3-O1	T5-O1
5	Fp1-F3	Fp2-F4	Fp2-F8
6	F3-C3	F4-C4	F8-T4
7	C3-P3	C4-P4	T4-T6
8	P3-O1	P4-O2	T6-O2
9	Fp2-F4	Fp1-F7	Fp1-F3
10	F4-C4	F7-T3	F3-C3
11	C4-P4	T3-T5	C3-P3
12	P4-O2	T5-O1	P3-O1
13	Fp2-F8	Fp2-F8	Fp2-F4
14	F8-T4	F8-T4	F4-C4
15	T4-T6	T4-T5	C4-P4
16	T6-O2	T6-O2	P4-O2

Montajes bipolares transversos

	BT-16.1	BT-16.2	BT-16.3
Canal N.º			
1	F7-Fp1	Fp1-Fp2	F7-Fp1
2	Fp1-Fp2	F7-F3	Fp2-F8
3	Fp2-F8	F3-Fz	F7-F3
4	F7-F3	Fz-F4	F3-Fz
5	F3-Fz	F4-F8	Fz-F4
6	Fz-F4	A1-T3	F4-F8
7	F4-F8	T3-C3	T3-C3
8	T3-C3	C3-Cz	C3-Cz
9	C3-Cz	Cz-C4	Cz-C4
10	Cz-C4	C4-T4	C4-T4
11	C4-T4	T4-A2	T5-P3
12	T5-P3	T5-P3	P3-Pz
13	P3-Pz	P3-Pz	Pz-P4
14	Pz-P4	Pz-P4	P4-T5
15	P4-T5	P4-T6	T5-O1
16	O1-O2	O1-O2	O2-T6

Montajes bipolares transversos

Montajes bipolares transversos

Montajes bipolares transversos			Montajes bipolares transversos			
Canal N.º	BT-18.1	BT-18.2	Canal N.º	BT-10.1a	BT-10.1b	BT-10.1c
1	F ₇ -F _{p1}	F _{p1} -F _{p2}	1	F ₇ -F _{p1}	F ₇ -F ₃	A ₁ -T ₃
2	F _{p1} -F _{p2}	F ₇ -F ₃	2	F _{p1} -F _{p2}	F ₃ -F _z	T ₃ -C ₃
3	F _{p2} -F ₈	F ₃ -F _z	3	F _{p2} -F ₈	F _z -F ₄	C ₃ -C _z
4	F ₇ -F ₃	F _z -F ₄	4	T ₃ -C ₃	F ₄ -F ₈	C _z -C ₄
5	F ₃ -F _z	F ₄ -F ₈	5	C ₃ -C _z	A ₁ -T ₃	C ₄ -T ₄
6	F _z -F ₄	A ₁ -T ₃	6	C _z -C ₄	T ₃ -C ₃	T ₄ -A ₂
7	F ₄ -F ₈	T ₃ -C ₃	7	C ₄ -T ₄	C ₃ -C _z	T ₅ -P ₃
8	T ₃ -C ₃	C ₃ -C _z	8	T ₅ -O ₁	C _z -C ₄	P ₃ -P _z
9	C ₃ -C _z	C _z -C ₄	9	O ₁ -O ₂	C ₄ -T ₄	P _z -P ₄
10	C _z -C ₄	C ₄ -T ₄	10	O ₂ -T ₆	T ₄ -A ₂	P ₄ -T ₆
11	C ₄ -T ₄	T ₄ -A ₂				
12	T ₅ -P ₃	T ₅ -P ₃				
13	P ₃ -P _z	P ₃ -P _z				
14	P _z -P ₄	P _z -P ₄				
15	P ₄ -T ₆	P ₄ -T ₆				
16	T ₅ -O ₁	O ₁ -O ₂				
17	O ₁ -O ₂	F _z -C _z				
18	O ₂ -T ₆	C _z -P _z				

Montajes referenciales

Canal N.º	R-10.1a	R-10.1b	R-10.2a	R-10.2b
1	F _{p1} -A ₁	F _{p1} -A ₁	F _{p1} -A ₁	F _{p1} -A ₁
2	F ₃ -A ₁	F ₇ -A ₁	F _{p2} -A ₂	F _{p2} -A ₂
3	C ₃ -A ₁	T ₃ -A ₁	F ₃ -A ₁	F ₇ -A ₁
4	P ₃ -A ₁	T ₅ -A ₁	F ₄ -A ₂	F ₈ -A ₂
5	O ₁ -A ₁	O ₁ -A ₁	C ₃ -A ₁	T ₃ -A ₁
6	F _{p2} -A ₂	F _{p2} -A ₂	C ₄ -A ₂	T ₄ -A ₂
7	F ₄ -A ₂	F ₈ -A ₂	P ₃ -A ₁	T ₅ -A ₁
8	C ₄ -A ₂	T ₄ -A ₂	P ₄ -A ₂	T ₆ -A ₂
9	P ₄ -A ₂	T ₆ -A ₂	O ₁ -A ₁	O ₁ -A ₁
10	O ₂ -A ₂	O ₂ -A ₂	O ₂ -A ₂	O ₂ -A ₂

	R-8.1a	R-8.1b	R-8.2a	R-8.2b
1	F ₃ -A ₁	F _{p1} -A ₁	F ₃ -A ₁	F _{p1} -A ₁
2	C ₃ -A ₁	F ₇ -A ₁	F ₄ -A ₂	F _{p2} -A ₂
3	P ₃ -A ₁	T ₃ -A ₁	C ₃ -A ₁	F ₇ -A ₁
4	O ₁ -A ₁	T ₅ -A ₁	C ₄ -A ₂	F ₈ -A ₂
5	F ₄ -A ₂	F _{p2} -A ₂	P ₃ -A ₁	T ₃ -A ₁
6	C ₄ -A ₂	F ₈ -A ₂	P ₄ -A ₂	T ₄ -A ₂
7	P ₄ -A ₂	T ₄ -A ₂	O ₁ -A ₁	T ₅ -A ₁
8	O ₂ -A ₂	T ₆ -A ₂	O ₂ -A ₂	T ₆ -A ₂

Montajes referenciales

Canal N.º	R-16.1	R-16.2	R-16.3
1	F ₇ -A ₁	F _{p1} -A ₁	F ₇ -A ₁
2	T ₃ -A ₁	F _{p2} -A ₂	F ₈ -A ₂
3	T ₅ -A ₁	F ₃ -A ₁	T ₃ -A ₁
4	F _{p1} -A ₁	F ₄ -A ₂	T ₄ -A ₂
5	F ₃ -A ₁	C ₃ -A ₁	T ₅ -A ₁
6	C ₃ -A ₁	C ₄ -A ₂	T ₆ -A ₂
7	P ₃ -A ₁	P ₃ -A ₁	F _{p1} -A ₁
8	O ₁ -A ₁	P ₄ -A ₂	F _{p2} -A ₂
9	F _{p2} -A ₂	O ₁ -A ₁	F ₃ -A ₁
10	F ₄ -A ₂	O ₂ -A ₂	F ₄ -A ₂
11	C ₄ -A ₂	F ₇ -A ₁	C ₃ -A ₁
12	P ₄ -A ₂	F ₈ -A ₂	C ₄ -A ₂
13	O ₂ -A ₂	T ₃ -A ₁	P ₃ -A ₁
14	F ₄ -A ₂	T ₄ -A ₂	P ₄ -A ₂
15	T ₄ -A ₂	T ₅ -A ₁	O ₁ -A ₁
16	T ₆ -A ₂	T ₆ -A ₂	O ₂ -A ₂

Montajes referenciales

Canal N.º	R-18.1	R-18.2	R-18.3
1	F ₇ -A ₁	F _z -A ₁	F ₇ -A ₁
2	T ₃ -A ₁	P _z -A ₂	F ₈ -A ₂
3	T ₅ -A ₁	F _{p1} -A ₁	T ₃ -A ₁
4	F _{p1} -A ₁	F _{p2} -A ₂	T ₄ -A ₂
5	F ₃ -A ₁	F ₃ -A ₁	T ₅ -A ₁
6	C ₃ -A ₁	F ₄ -A ₂	T ₆ -A ₂
7	P ₃ -A ₁	C ₃ -A ₁	F _{p1} -A ₁
8	O ₁ -A ₁	C ₄ -A ₂	F _{p2} -A ₂
9	F _z -A ₁	F ₃ -A ₁	F ₃ -A ₁
10	P _z -A ₂	P ₄ -A ₂	F ₄ -A ₂
11	F _{p2} -A ₂	O ₁ -A ₁	C ₃ -A ₁
12	F ₄ -A ₂	O ₂ -A ₂	C ₄ -A ₂
13	C ₄ -A ₂	F ₇ -A ₁	P ₃ -A ₁
14	P ₄ -A ₂	F ₈ -A ₂	P ₄ -A ₂
15	O ₂ -A ₂	T ₃ -A ₁	O ₁ -A ₁
16	F ₈ -A ₂	T ₄ -A ₂	O ₂ -A ₂
17	T ₄ -A ₂	T ₅ -A ₁	F _z -A ₁
18	T ₆ -A ₂	T ₆ -A ₂	P _z -A ₂

9.- NOTA.-

Hemos hecho un resumen de las Líneas Directrices en Electroencefalografía, haciendo más incapié en las que más afectan a la parte técnica eléctrica que a las demás debido al carácter técnico de este Proyecto.

Aún así se ha dejado constancia de las demás, por supuesto.

Aunque, como todo, la Electroencefalografía va avanzando y en estos momentos están pendientes otras Líneas Directrices en diferentes estadios de preparación y sanción.

BIBLIOGRAFIA.-

- * **Líneas Directrices en EEG, 1980, American Electroencephalographic Society.**

TEMA 15

DESCRIPCION DE UN EEG

En este tema vamos a realizar el estudio teórico-práctico de un canal electroencefalográfico completo; distinguiendo y analizando cada una de sus etapas:

- ETAPA PREAMPLIFICADORA
- ETAPA AMPLIFICADORA
- ETAPA DE FILTRADO
- ETAPA VISUALIZADORA

Terminado este tema con unos capítulos sobre el Diseño Teórico de un EEG completo, con un número de canales determinado; y otras cuestiones a tener en cuenta.

Capítulo 1: El Electroencefalógrafo.

1.- INTRODUCCIÓN.-

La actividad eléctrica del cerebro, captada por los electrodos es amplificada y registrada en forma permanente por el electroencefalógrafo. Este consiste en un número variable de canales amplificadores con sus correspondientes inscriptores. Dado que los potenciales cerebrales corresponden a la millonésima parte de un voltio (microvoltios) es necesario amplificarlos considerablemente para poder registrarlos.

Un análisis detallado de los circuitos de los electroencefalógrafos actuales, cuyo desarrollo en los últimos años se ha hecho a pasos agigantados, abarca un campo muy extenso de la ingeniería electrónica y requiere conocimientos de matemáticas superior. Es por ello que aquí daremos delineamientos generales, ya que otra cosa sería imposible.

La unidad fundamental del aparato, entonces, es el canal amplificador. El número de canales de un equipo varía entre 8 y 16. Para fines experimentales pueden ser necesarios 20 o aún más. Para la práctica clínica, la Sociedad Internacional de Electroencefalografía y Neurofisiología Clínica recomienda un número mínimo de 8.

El electroencefalógrafo no es más que un conjunto de canales amplificadores, reunidos en un solo gabinete. Esto tiene la ventaja de que algunas partes, como la fuente de energía y el sistema de calibración, pueden ser comunes a todos los canales y, además, los controles de éstos pueden ser ubicados de manera conveniente para su uso práctico.

2.- CANAL ELECTROENCEFALOGRAFICO.-

Esquemáticamente el canal electroencefalográfico consta de:

- 1.- Llaves selectoras de electrodos,
- 2.- Preamplificador,
- 3.- Amplificador y,
- 4.- Galvanómetro e inscriptor.

La figura 15.1. esquematiza el canal con sus distintos controles.

Cada canal recibe dos entradas y tiene una sola salida. La doble entrada de los amplificadores balanceados requiere que los voltajes de los dos electrodos sean comparados, en cada canal. Estas dos entradas son designadas U y D y se las define de la siguiente manera (Marshall, 1.961): la entrada U es aquella que, cuando es más negativa que D, ocasiona un desplazamiento hacia arriba del inscriptor de salida; por el contrario, cuando la entrada D es más negativa, la inscripción se hace más abajo (Fig. 15.2., A y B).

Cuando en ambas ingresa el mismo voltaje y polaridad, no existe deflexión del inscriptor (Fig. 15.2.,C).

Las entradas U y D han sido denominadas de varios modos, como G1 y G2, 1ª y 2ª, Grilla y Platillo y negativa y positiva. Estas últimas formas de mencionarlas son ciertamente inapropiadas y erróneas. En la representación gráfica la entrada U se dibuja

con línea llena y la entrada D con línea entrecortada, por convención. Las denominaciones G1 y G2 siguen utilizándose en la práctica, y, en cierto modo, están consagradas por el uso, razón por la cual continuamos haciéndolo ya que así figura en la mayoría de las publicaciones sobre EEG. Al escribirse la derivación sobre el trazado, la entrada G1 es denominada en primer lugar.

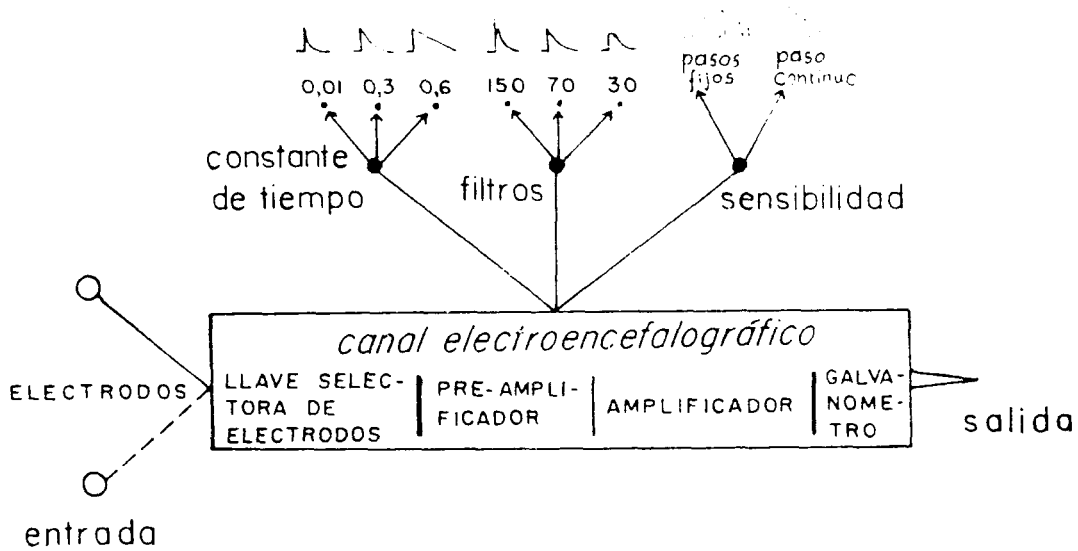


Fig. 15.1.- Esquema de un canal electroencefalográfico con sus distintos controles.

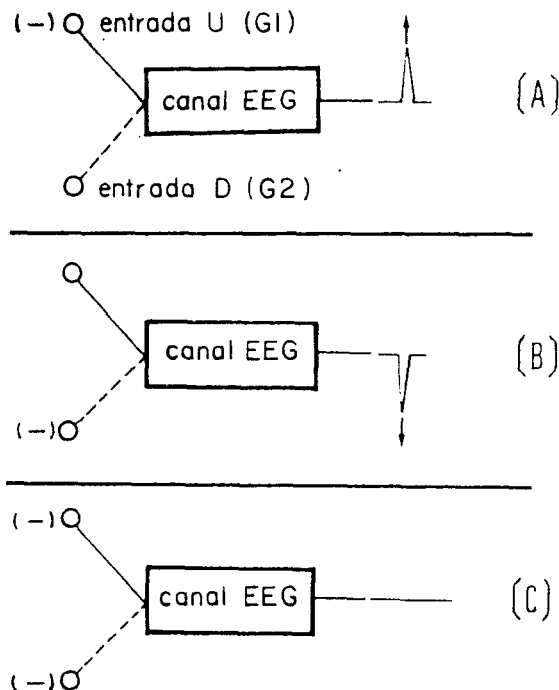


Fig. 15.2.- Cada canal electroencefalográfico tiene dos entradas y una sola salida. Cuando la entrada en U(G1) es más negativa que la D(G2), la deflexión del inscriptor es hacia arriba (A). Por el contrario, cuando la entrada en D(G2) es más negativa, la deflexión es hacia abajo (B). Cuando ambas entradas reciben el mismo voltaje y polaridad, no hay deflexión del inscriptor (C).

Ahora bien, la definición dada anteriormente no debe inducir a errores sobre polaridad en el registro puesto que una carga positiva entrando en G2 ocasiona una deflexión hacia arriba. Y en este caso deflexión hacia arriba proviene de una carga positiva y no negativa (Fig. 15.3.)

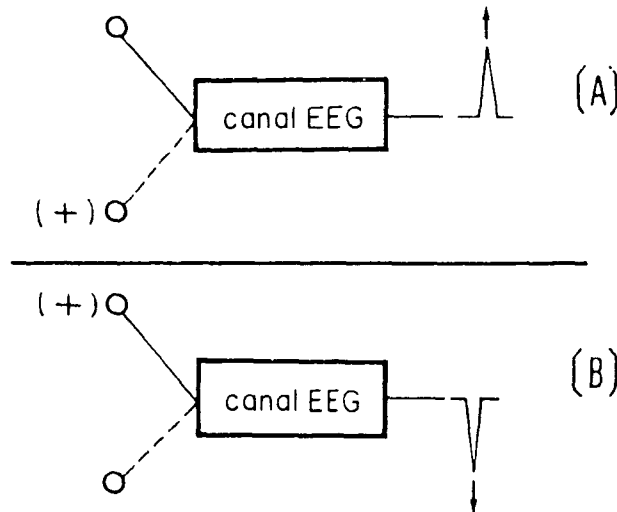


Fig. 15.3.- Cuando una polaridad positiva entra por $D(G2)$ ocasiona una deflexión hacia arriba (A); cuando entra por $U(G1)$, la deflexión es hacia abajo (B).

Comprendiendo como funciona un amplificador balanceado, se entenderá que, **deflexión hacia arriba** o **deflexión hacia abajo** pueden ser ambas debidas a polaridad negativa, de acuerdo con las circunstancias.

Es interesante señalar aquí que la convención en el diseño de los electroencefalógrafos actuales, por la cual si la entrada G1 es negativa la deflexión se produce hacia arriba, data de los trabajos de neurofisiología de principio de siglo, en los cuales el potencial de acción de los nervios se registraba hacia arriba en su fase negativa. En estudios modernos de potenciales corticales evocados, sin embargo, algunos investigadores registran positividad hacia arriba.

Observando las figuras 15.2. y 15.3., y comprendiendo como trabaja un amplificador balanceado, se entiende que **deflexión hacia arriba** o **deflexión hacia abajo** pueden ser ambas debidas a polaridad negativa. Más aún, una polaridad positiva entrando por G1 puede ocasionar una deflexión hacia abajo; y por el contrario, una entrada positiva en G2 puede ocasionar una deflexión inversa.

Estos principios son fundamentales y forman parte esencial en el posterior análisis e interpretación de los registros. Asimismo, tales conceptos deben tenerse en cuenta en el diseño de los montajes.

De esta manera, las actividades focales pueden ser fácilmente identificadas. Lo mismo se aplica a la actividad generalizada. Si estos principios no son comprendidos, o no se les da la importancia que realmente tienen, como dice Knott (1.969), sobreviene el caos cuando se hace el registro o cuando se intenta su interpretación.

La negatividad o positividad de la descarga o de la actividad cerebral no necesita ser absoluta. Es suficiente con que sea relativa para que el amplificador balanceado registre la diferencia (Fig. 15.4.).

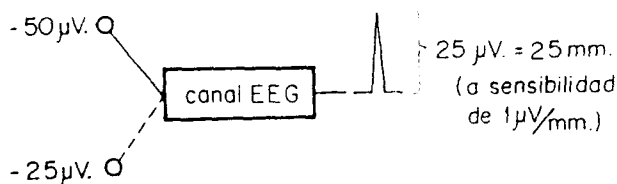


Fig. 15.4.- La negatividad o positividad no tiene que ser necesariamente absolutas para producir la deflexión del inscriptor. En este caso, ambas entradas reciben polaridad negativa, pero de distintos valores.

Así por ejemplo, una descarga negativa de $50\mu\text{V}$, menos una descarga negativa de $25\mu\text{V}$, deja una diferencia negativa de $25\mu\text{V}$, y si se utilizara una sensibilidad de $1\mu\text{V}/\text{mm}$, la altura de la onda registrada, sería de 25mm . Se habla siempre de diferencia de potencial, dado que esto es lo que se puede medir.

3.- CARACTERISTICAS GENERALES DEL ELECTROENCEFALOGRAFO.-

Los amplificadores utilizados en electroencefalografía son balanceados (sistema **push-pull** o **contrafase**), de alta sensibilidad (expresada en $\mu\text{V}/\text{mm}$), con alta impedancia de entrada ($0,5\text{M}\Omega$), con una respuesta de frecuencia variable entre Corriente Directa (CD) y 150Hz , y con una discriminación mínima de $3.000:1$ o superior (Marshall, 1.967). Las discriminaciones de $10.000:1$ ó $15.000:1$ son comunes en los aparatos actuales. Analizaremos estas características y su importancia práctica en el registro y en el análisis del mismo aunque previamente haremos una breve referencia sobre los amplificadores.

3.1.- Amplificadores.-

Amplificador es todo dispositivo, provisto de una entrada y una salida, que admite en su entrada una onda de tensión, de corriente o de potencia y entrega en su salida una onda de tensión, de corriente o de potencia de mayor amplitud que la de entrada (Dí Marco, 1.962).

En su forma más elemental un amplificador consiste en una sola válvula.

En 1.883, Thomas Edison descubrió que, en un tubo de vidrio al vacío, la corriente podía pasar desde un filamento incandescente a una placa de metal colocada a cierta

distancia, lo cual se conoce como Efecto Edison. En 1.904, Fleming descubrió que el flujo de corriente aumentaba cuando la placa se cargaba positivamente al conectarla al polo positivo de una batería. Pocos años después, en 1.907, Lee de Forest agregó un tercer elemento, llamado grilla, al diodo de Fleming, apareciendo así el triodo o válvula amplificadora. Este es el origen, a grandes rasgos, del principio de amplificación que luego se utilizó en electroencefalografía y sobre el cual se desarrolló la especialidad.

El advenimiento -muy posterior- de los transistores y el continuo mejoramiento de los circuitos electrónicos empleados para construir los aparatos no cambió el principio básico: amplificar las ondas cerebrales.

3.2.- Las válvulas electrónicas.-

DIODOS.

Las válvulas electrónicas cumplen varias funciones, entre ellas las de amplificar, rectificar o regular el voltaje. La válvula más simple es el diodo, que contiene un cátodo y un ánodo o placa. Cuando se calienta un metal éste emite electrones constituyendo el fenómeno de la emisión termoiónica. Así, cuando se calienta el cátodo directa o indirectamente por medio de un filamento, se produce la emisión de electrones, emisión que sería inútil si no hubiera manera de controlarla. Ello se consigue aplicando un potencial positivo a la placa. De esta manera los electrones son atraídos hacia ella y la corriente eléctrica pasa en forma continua (Fig. 15.5.).

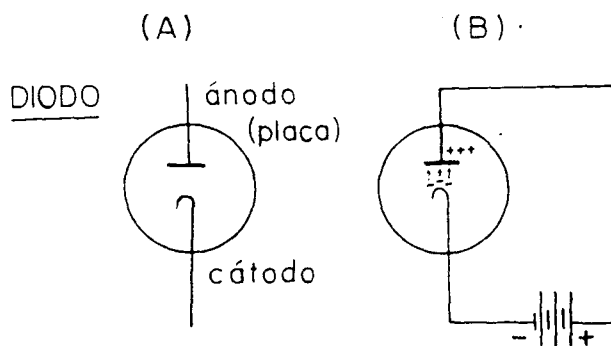


Fig. 15.5.- Esquema de un diodo.

Si se invirtiera la polaridad de la placa, el potencial negativo de ésta rechazaría los electrones emitidos por el cátodo, la emisión termoiónica se detendría y no habría paso de corriente. Este funcionamiento del diodo, al permitir el paso de la corriente en un sentido y no en otro, explica la denominación de válvula.

TRIODOS

Si a un diodo le agregamos un tercer elemento (grilla o rejilla), ubicado entre el cátodo y el ánodo, obtenemos una válvula triodo (Fig. 15.6.).

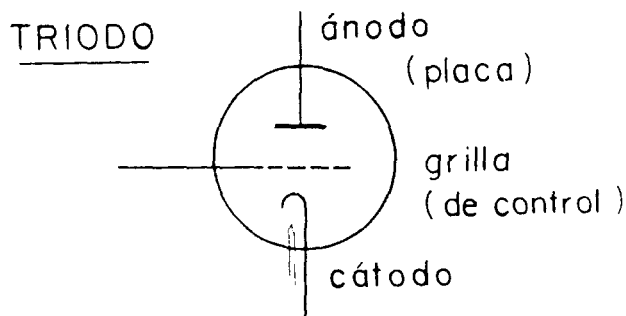


Fig. 15.6.- Esquema de un triodo.

En ésta las variaciones de tensión de la grilla producen variaciones importantes en la corriente del circuito anódico. El funcionamiento de un triodo se puede esquematizar en tres etapas: a) si la grilla se lleva a un potencial muy negativo respecto del cátodo, hallándose el ánodo en tensión normal, ésta rechaza los electrones: no habrá corriente de placa (Fig. 15.7.,A); b) si se reduce el potencial negativo de la grilla, llega un momento en que no todos los electrones son rechazados y algunos pasan a través de la rejilla para alcanzar la placa: ligera corriente anódica (Fig. 15.7., B); c) si la grilla se coloca en un potencial ligeramente positivo, los electrones no son detenidos y la corriente anódica, es, en este caso, muy importante (Fig. 15.7.,C) (Tremolieres, 1.970).

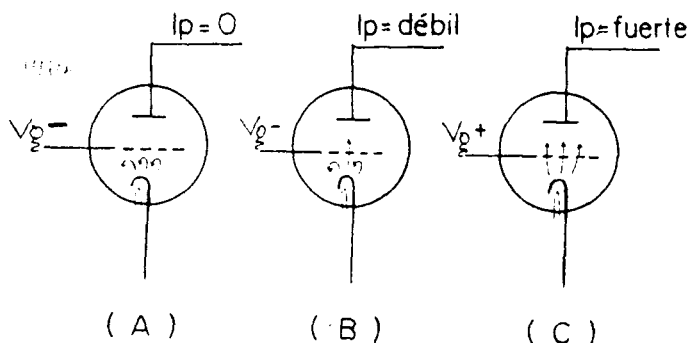


Fig. 15.7.- Esquema del funcionamiento de un triodo. V_g = potencial de la grilla; I_p = corriente de placa. En A no hay corriente de placa porque V_g es muy negativo; en B es débil y en C es fuerte.

Un triodo amplificador es aquel cuya corriente anódica pasa por una resistencia de carga, y la diferencia de potencial existentes en los extremos de ésta es la que se utiliza (Fig. 15.8.).

Esto se debe al hecho de que lo que nos interesa amplificar es el voltaje, por lo cual debemos convertir la corriente del ánodo en cambios de voltaje, y esto se consigue haciendo pasar el flujo de corriente a través de la resistencia de carga (Whitfield, 1.960).

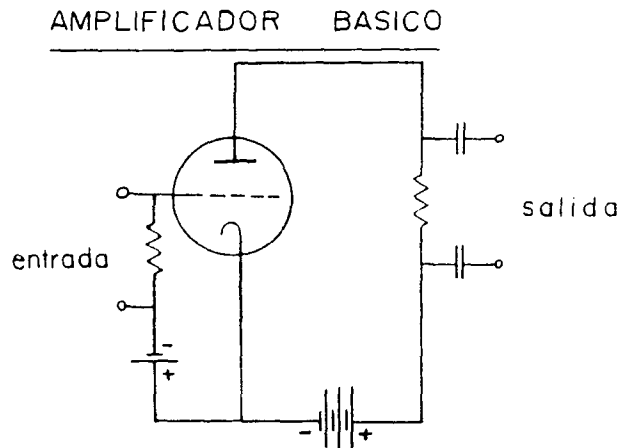


Fig. 15.8.- Esquema de un amplificador básico.

Al agregarse más grillas se obtienen válvulas más complejas, como tetrodos y pentodos.

TETRODOS Y PENTODOS

La inserción de otra grilla entre la primera y el ánodo dió origen a una válvula de cuatro elementos (tetrodo), denominándose a esta nueva grilla pantalla por su modo de actuar (Fig. 15.9.).

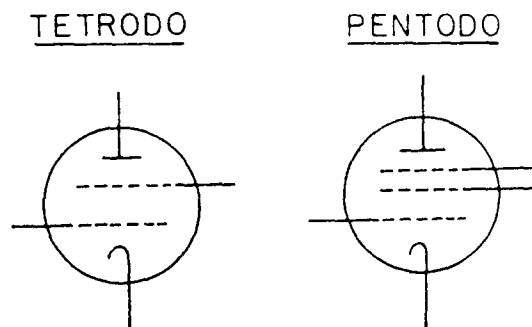


Fig. 15.9.- Esquemas de un tetrodo y de un pentodo.

El efecto de la primera grilla -llamada de control- en la corriente anódica será el mismo que en el triodo pero, en lo que respecta al ánodo, un pequeño cambio de potencial en la grilla producirá un cambio mucho mayor en la corriente anódica, por lo cual la amplificación de un tetrodo es mucho mayor que la del triodo (Walter, 1.963).

Pero como los electrodos que llegan al ánodo tienden a desalojar más electrones por impacto, los cuales van hacia la pantalla (dado que ésta es más positiva que el ánodo), se reduce, como consecuencia, la corriente anódica. Para solucionar esto se coloca otra

grilla, llamada supresora, entre la pantalla y el ánodo. Este mero tipo de válvula se llama pentodo.

3.3.- Transistores.-

Los electroencefalógrafos de construcción reciente están hechos con transistores en vez de válvulas. Los transistores tienen varias ventajas con respecto a las válvulas. Su tamaño es mucho más pequeño y facilita así la construcción de aparatos portátiles, ya que al mismo tiempo son mucho más resistentes a las vibraciones. Además son fidedignos y de mayor duración en cuanto a horas de trabajo. Los transistores son amplificadores, pero a diferencia de las válvulas, su modo de operar se basa en la amplificación de corriente más que de voltaje.

En los transistores la corriente eléctrica no fluye a través del vacío, como en las válvulas, sino de materiales sólidos como los cristales de germanio o de silicio, que se hallan contaminados con vestigios de indium o arsénico. Estos cristales se denominan semiconductores, y la contaminación con impurezas hace cambiar sus propiedades. Así, el germanio con vestigios de antimonio, que le facilita electrones libres, es denominado semiconductor tipo-n. Por el contrario, se considera que el germanio contaminado con indium tiene exceso de carga positiva, en este caso se lo llama semiconductor tipo-p. Debe notarse, sin embargo, que ninguno tiene carga propia puesto que el número de electrones presentes es igual al de protones (Margerison y Col., 1.967).

Aparte de las fundamentales diferencias en la forma de operar, los transistores pueden ser conectados en un circuito de modo muy análogo a lo que ocurre con las válvulas (Fig. 15.10.)

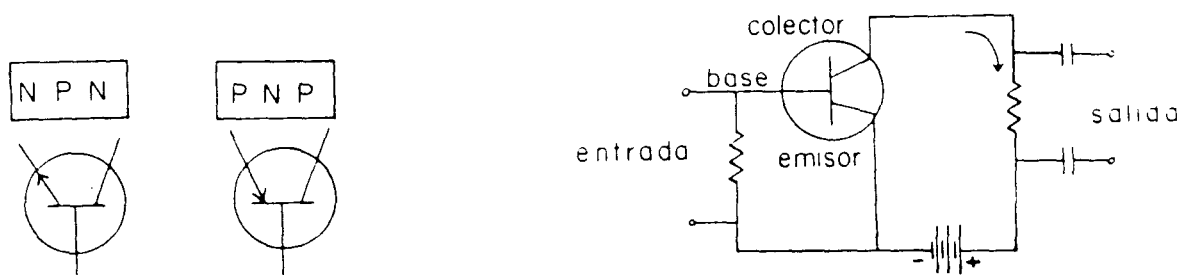


Fig. 15.10.- Esquema de un amplificador con transistores.

4.- AMPLIFICADORES BALANCEADOS.-

Las dificultades inherentes al registro de potenciales bioeléctricos hace que no todo tipo de amplificador se adapte a las necesidades de la electroencefalografía. Es así como, para EEG, se utilizan amplificadores balanceados. Estos consisten, en suma, en dos amplificadores conectados de espaldas. La señal de entrada es amplificada en ambas grillas (Fig. 15.11.).

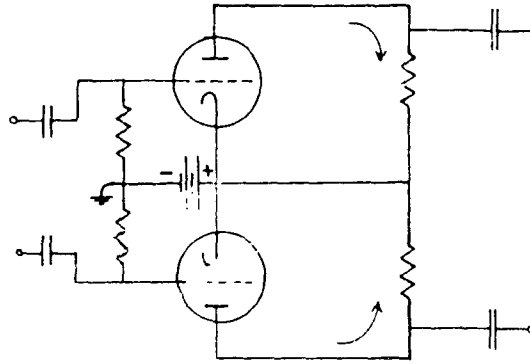


Fig. 15.11.- Los amplificadores balanceados consisten en dos amplificadores conectados de espaldas.

De manera que en una grilla ocasiona un semiciclo positivo cuando en la otra lo hace en forma negativa, o viceversa. En este tipo de circuito amplificador, cuando un mismo potencial en fase entra por igual en las grillas 1(G1) y 2(G2), éste se cancela mutuamente. Por tanto, el amplificador **push-pull** produce un rechazo de fase , o sea que **discrimina**.

Cuando se asocian dos o más amplificadores se dice que están conectados en cascada, porque la salida amplificada de uno de ellos constituye la entrada del siguiente. Este sistema se utiliza en electroencefalografía. Cada amplificador así conectado se conoce como etapa. El conjunto de etapas, con sus diferentes controles, constituye el canal electroencefalográfico. La primera etapa (preamplificadora) es la más crítica dado que las más mínimas señales son posteriormente amplificadas, aunque sean **ruidos** y no potenciales cerebrales genuinos. Además en esta etapa se produce el rechazo de fase (Smith, 1.962). Finalmente, la señal amplificada a través de sucesivas etapas activa el oscilógrafo que hace mover el inscriptor. Pero la señal así amplificada, captada inicialmente por los electrodos sobre el cuero cabelludo, no debe ser distorsionada. Sin embargo, esto ocurre invariablemente en la relación lineal entre voltaje de entrada y de salida y en los extremos de la respuesta de frecuencia. Los distintos controles de cada canal permiten variar la señal en la forma más conveniente para su ulterior análisis.

5.- SENSIBILIDAD.-

La sensibilidad o amplificación es la relación entre el voltaje obtenido a la salida de un amplificador y el que estaba aplicado a la entrada, y se expresa en microvoltios por milímetro ($\mu\text{V}/\text{mm}$).

Mientras haya una relación lineal entre entrada y salida, el voltaje puede ser determinado midiendo la deflexión que se inscribe de pico a pico (Fig. 15.12.).

Debido a las características electrónicas y mecánicas de los amplificadores y del sistema de registro, no existe una relación lineal entre entrada y salida más allá de una amplificación crítica, variable según la constitución de cada aparato (Snodgrass y Knott,

1.962). Es decir, que cuando se alcanza un punto crítico, un voltaje muy elevado, la amplificación debe reducirse para que se mantenga nuevamente una relación lineal de entrada y salida (Fig. 15.13.)

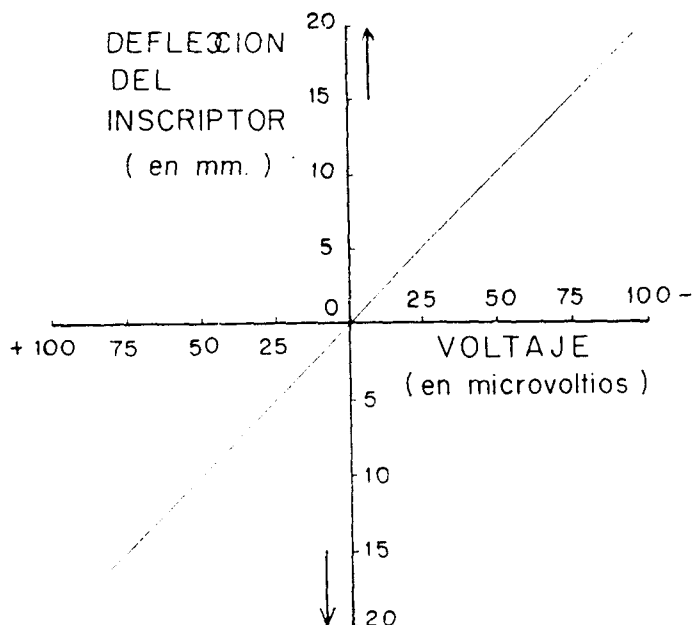


Fig. 15.12.- Representación gráfica de la relación lineal entre el voltaje y la deflexión del inscriptor.

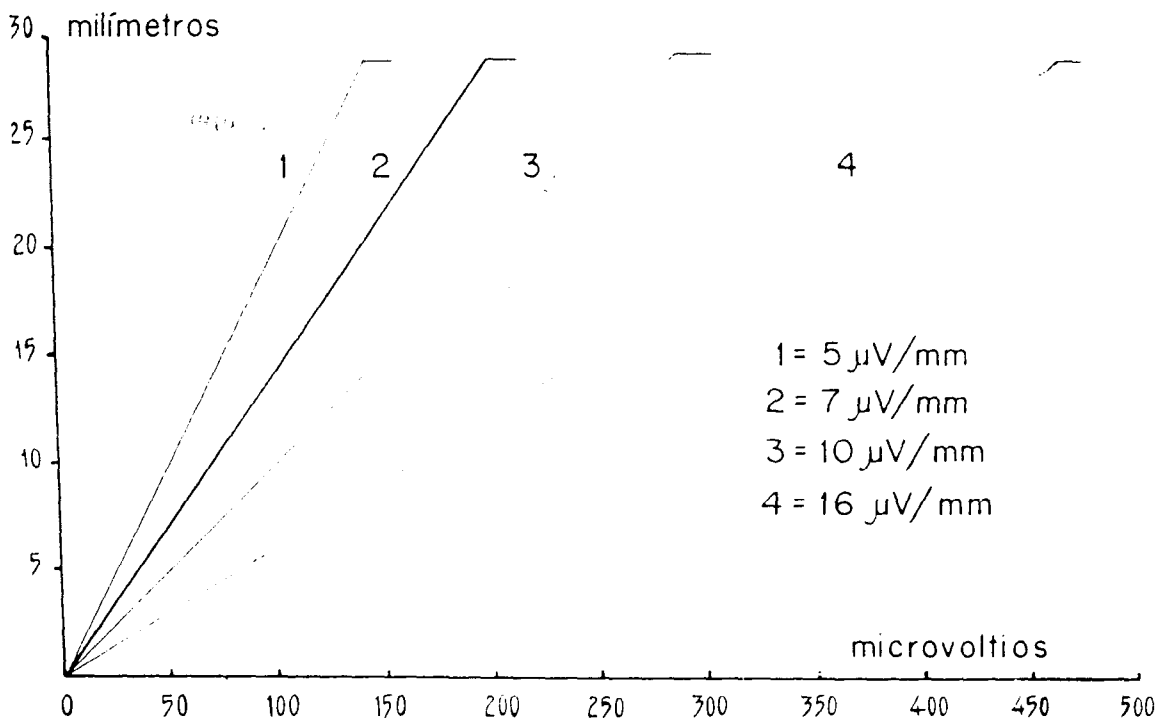


Fig. 15.13.- Distintos grados de amplificación. En 1, la curva de sensibilidad es lineal entre 0 y $140 \mu\text{V}$. En 2, entre 0 y 200. En 3, entre 0 y 275. Finalmente, en 4, lo es entre 0 y $460 \mu\text{V}$.

Controles de sensibilidad.

En la mayoría de los aparatos existe una llave general que modifica la sensibilidad de todos los canales al mismo tiempo; asimismo, hay controles independientes para cada canal.

Estas llaves suelen denominarse **ganancia** o **amplificación** y modifican la sensibilidad por pasos fijos, en más o en menos; el sistema más conveniente es el que modifica cada paso por la raíz cuadrada de dos. Otro sistema lo hace en forma continua, sin pasos fijos, dispositivo que es muy útil en la calibración del aparato.

Cuando los inscriptores se **sobrecargan** y las ondas se hacen cuadradas, como ocurre normalmente, por ejemplo, durante la hiperpnea en niños y adolescentes, se debe reducir la amplificación en todos los canales utilizando la llave general. Lo mismo debe hacerse, en condiciones anormales, cuando se presenta una descarga comicial de elevado voltaje.

Como rutina se suele utilizar para el trazado de base, sensibilidades equivalentes a $5\mu\text{V}/\text{mm}$ ó $7\mu\text{V}/\text{mm}$. El uso de una mayor amplificación permite detectar mejor las ondas rápidas de bajo voltaje como asimismo algunas ondas lentas. Marshall utiliza, como rutina, $7\mu\text{V}/\text{mm}$, y esta es la sensibilidad que consideramos más recomendable. Cuando se modifica la sensibilidad pasando, por ejemplo, de 7 a $10\mu\text{V}/\text{mm}$, la amplitud disminuye. A la vez, si se la aumenta, pasando de $7\mu\text{V}/\text{mm}$ a $5\mu\text{V}/\text{mm}$, la amplitud aumenta. Observamos, entonces, que para disminuir la amplitud debemos aumentar los valores absolutos de la sensibilidad pasando de 7 a 10. A la vez, para aumentar la amplitud, reducimos de 7 a 5. Esto, aparentemente paradójico, se debe a que la sensibilidad se expresa en $\mu\text{V}/\text{mm}$.

Al variar la sensibilidad en más o en menos, se cambia el grado de amplificación de las señales eléctricas. Es necesario recordar aquí que variación de la sensibilidad de registro no es sinónimo de variación de voltaje (Milnarich, 1.958). Los potenciales cerebrales, como el de calibración, retienen sus valores aunque se varíe el grado de amplificación. (Fig. 15.14.).

Límite de sensibilidad. Ruido.

El límite de sensibilidad es el nivel de ruido. Ruido es toda señal de carácter aperiódico o aleatorio que enmascara y hace irreconocible a la señal que se quiere estudiar. Al aumentar la amplificación es posible magnificar las señales biológicas cada vez más y más. Es decir que, al utilizar una máxima amplificación, las señales infinitamente pequeñas podrían ser detectadas. Ciertamente ello no ocurre. Cuando la señal biológica se halla en o por debajo del nivel del ruido, tanto aquella como ésta serán **amplificadas por igual**, perdiéndose así el valor de la primera (Whitfield, 1.960). El nivel de ruido, en electroencefalografía, es el potencial espontáneo generado por los amplificadores y no debe exceder de $2\mu\text{V}$; se origina en la primera etapa de la amplificación.

CONTROL DE SENSIBILIDAD

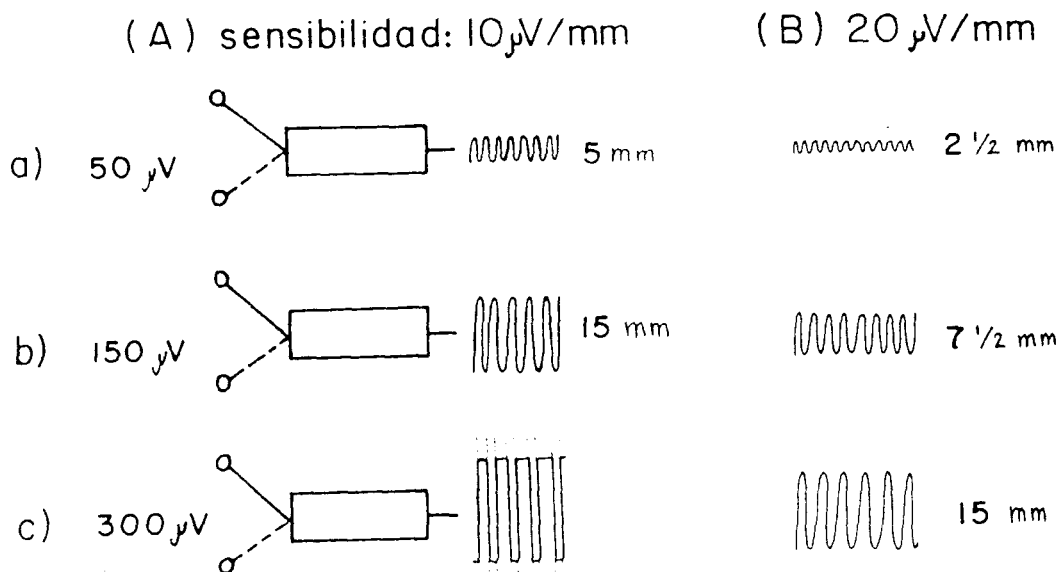


Fig.15.14.- Al variar la sensibilidad, cambia el grado de amplificación. Los potenciales cerebrales, sin embargo, retienen sus valores. En A, a la sensibilidad de $10\mu\text{V}/\text{mm}$, una entrada de $300\mu\text{V}$ no puede ser adecuadamente registrada y se obtiene ondas artificialmente cuadradas. En B, en cambio, la misma entrada se registra en la forma adecuada.

6.- IMPEDANCIA DE ENTRADA.-

La impedancia de entrada es una condición inherente a todo circuito electrónico. En el caso del equipo electroencefalográfico debe ser alta para no distorsionar la señal captada. La resistencia del cuero cabelludo, del hueso, de la duramadre, etc.; constituyen la resistencia de la fuente o resistencia de salida. En este circuito conformado por paciente-electrodos-amplificador hay dos resistencias más, y son las resistencias de los dos electrodos que entran al canal. De esta manera tenemos un circuito formado por las siguientes resistencias en serie: resistencia del paciente (de salida), más resistencia de los electrodos, más resistencia del circuito del amplificador (de entrada). (Fig. 15.15.).

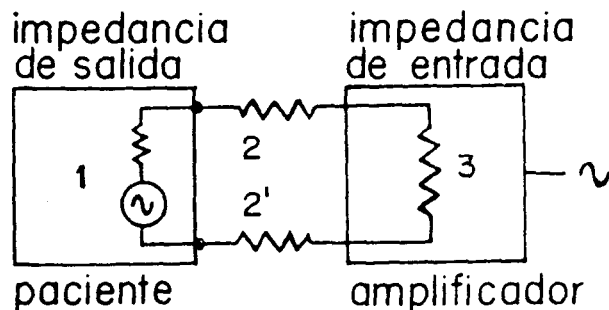


Fig. 15.15.- Esquema simplificado de las resistencias en series del circuito paciente (1), electrodos(2), amplificador (3).

Para que el voltaje (o señal captada) que presenta el amplificador en su salida sea similar al que se capta del paciente, la impedancia de entrada ha de ser lo mayor posible (Cooper y Col., 1.964).

7.- RESPUESTA DE FRECUENCIA.-

No todas las señales de entrada a un amplificador son luego reproducidas sin distorsión, sino que esto ocurre con aquellas que se hallan dentro de la banda, o respuesta de frecuencia, del amplificador utilizado. Así, en electroencefalografía, las frecuencias muy lentas, en un extremo, y las muy rápidas, en el otro, serán distorsionadas o incluso anuladas de acuerdo a las características del aparato utilizado. La figura 15.16. representa las curvas de frecuencia de un aparato tipo.

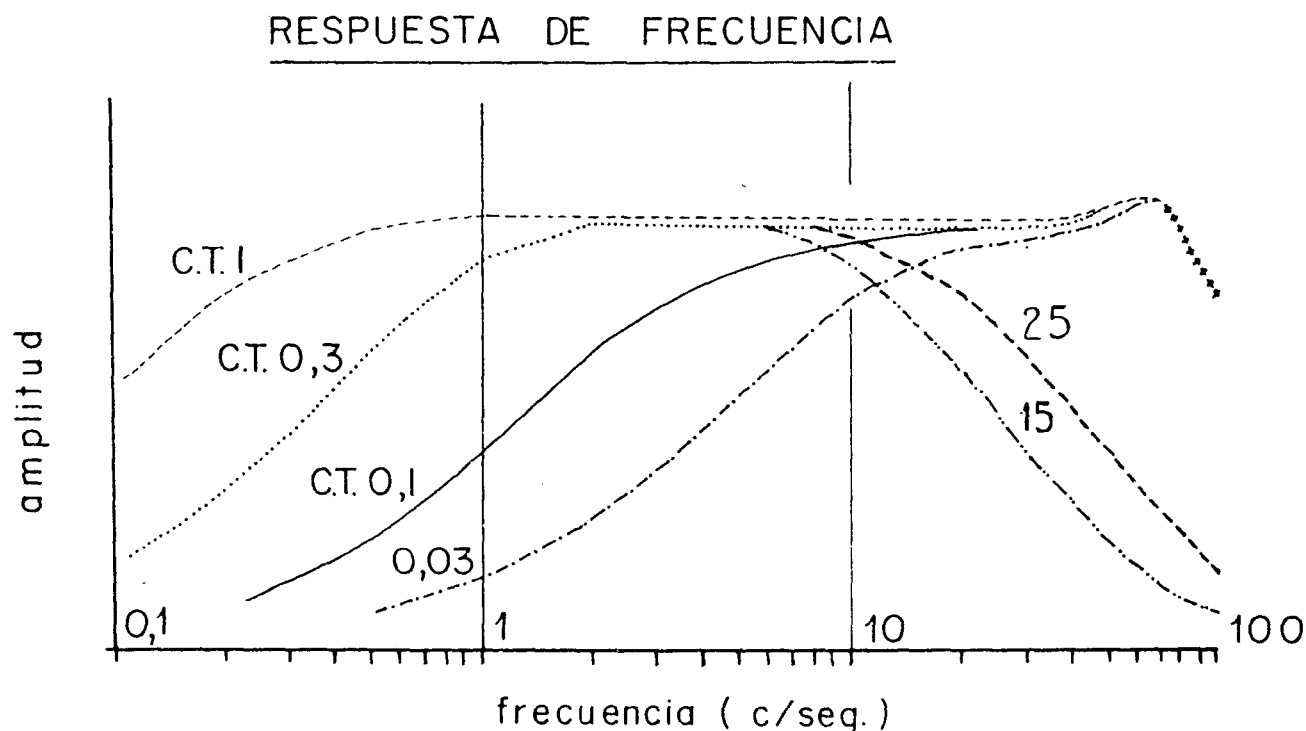


Fig. 15.16.- Curva de respuesta de frecuencia de un canal electroencefalográfico de acuerdo con los distintos controles utilizados. CT; constante de tiempo. Los números a la izquierda corresponden a los filtros de las frecuencias rápidas.

Los extremos de la respuesta de frecuencia tienen controles que permiten variaciones, muy útiles en algunos casos clínicos. Los de las frecuencias lentas son los controles de la constante de tiempo mientras que los de las frecuencias rápidas son los filtros. En rigor, ambos son filtros. La figura 15.17. muestra el efecto de los distintos controles sobre las ondas lentas y sobre las rápidas, extremos de las respuestas de frecuencia de una misma señal entrando en todos los canales. Como éstos se han puesto a

diferentes filtros, puede apreciarse cómo la misma onda es distorsionada y aún anulada en algunos canales.

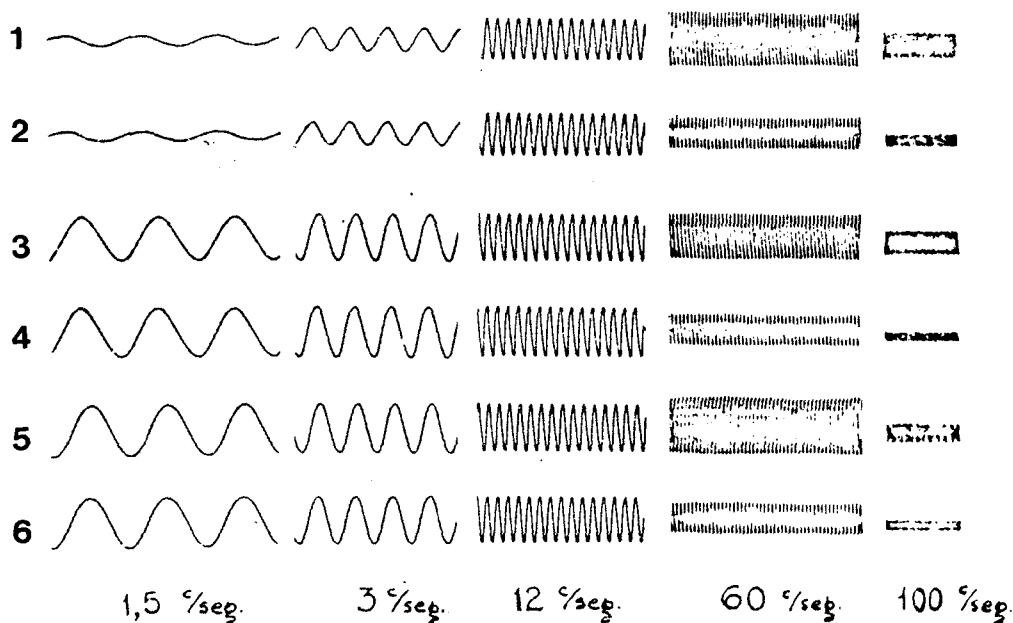


Fig. 15.17.- La misma señal entra en todos los canales. En los canales 1 y 2, la constante de tiempo es de tipo corta; en los canales 3 y 4 es de tipo media; y en el 5 y 6 de tipo larga. En los canales 1, 3 y 5 no se ha utilizado filtros para frecuencias rápidas, mientras que empleó en los canales 2, 4 y 6. Obsérvense las distintas formas de registrar la misma señal de acuerdo con los distintos controles utilizados.

8.- FILTRO DE FRECUENCIAS LENTAS.-

Noción de constante de tiempo.

Para que la diferencia de potencial entre las placas de un condensador llegue a ser igual al voltaje aplicado, se necesita un tiempo determinado cuando el circuito contiene una resistencia que limita la circulación de corriente. Como este tiempo es teóricamente infinito y nunca llega a cero, se hizo necesario establecer como guía la constante de tiempo, por razones matemáticas, considerándose a ésta como el tiempo en segundos para que la tensión a través del condensador alcance el 63% de la fuerza electromotriz aplicada (Whitfield, 1.960). La descarga de un condensador a través de un circuito con resistencia se determina en la misma forma, es decir, corresponde al tiempo en segundos para que el condensador pierda el 63% de su tensión (Figs. 15.18. y 15.19.).

El registro de las frecuencias lentas varía de acuerdo con la constante de tiempo utilizada. Cuanto más larga sea ésta, más fielmente serán reproducidas aquellas frecuencias, como hemos visto en la figura 15.17. Los aparatos están provistos de diferentes constantes de tiempo en cada canal. Pueden tener 3 ó 4 o aún más. Las más

comunes son: 0'1, 0'3 y 0'6. La figura 15.20.(A) muestra la constante de tiempo tipo **media** de 0'3 segundos. En (B) y (C) de la misma figura se ejemplifican las constantes de tiempo **corta** (0,1 seg.) y **larga** (0,6 seg.), respectivamente.

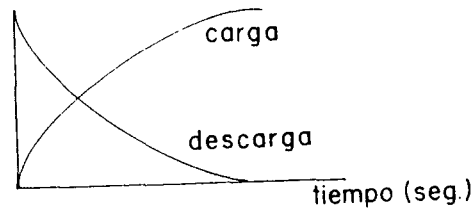


Fig. 15.18.- Curva de carga y descarga de un condensador.

CONSTANTE de TIEMPO

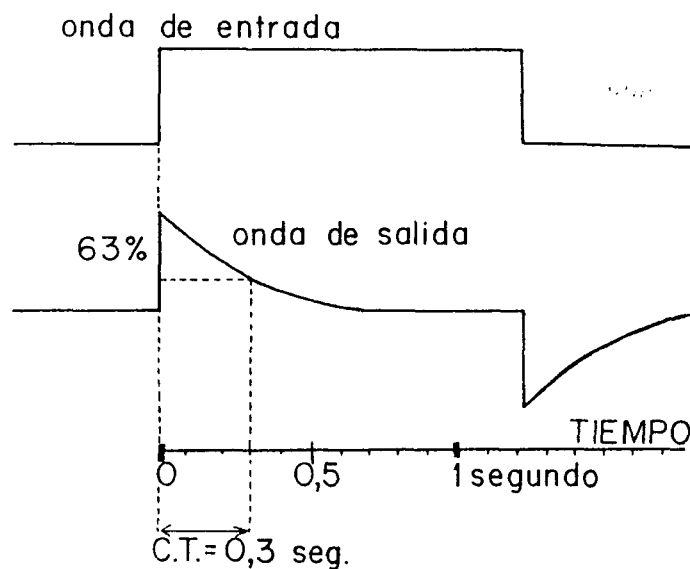


Fig. 15.19.- Constante de tiempo es el tiempo, en segundos, que tarda el inscriptor en volver a la línea de base cuando se aplica una tensión constante a la entrada del canal. Como este tiempo es teóricamente infinito, se ha tomado como referencia el 63% de la reducción.

Es importante mencionar aquí que el pico de las ondas varía en el tiempo cuanto más corta es la constante de tiempo, pareciendo ocurrir más temprano (Fig. 15.21.).

Esto se denomina **variación o muda de fase (phase shift)** de los autores ingleses. Variación de la fase y de la amplitud son inseparables en los electroencefalógrafos actuales. Tal distorsión, que afecta al eje del tiempo, debe tenerse presente especialmente cuando se estudia la relación de tiempo entre estímulo y respuesta (Samders y Fell, 1.959). Se recomienda utilizar como rutina una constante de 0,3, procediendo a variarla en más o menos de acuerdo con las necesidades del registro. Esto tiene importancia clínica, pues el hecho de modificar la constante de tiempo puede enmascarar un tumor cerebral o, por el contrario, ponerlo inequívocamente de manifiesto. (Fig. 15.22. (A), (B), (C)).

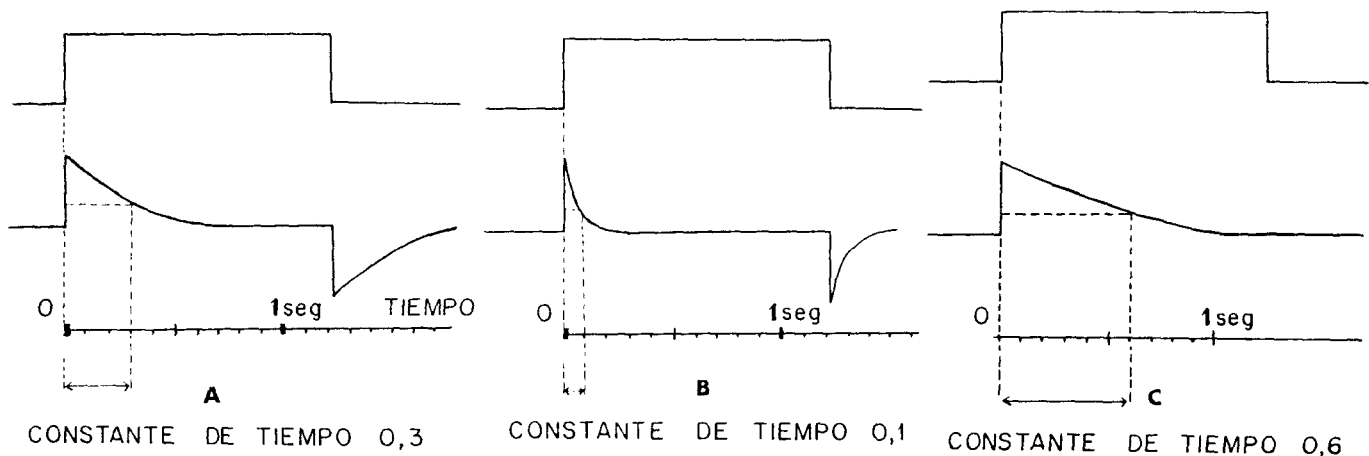


Fig. 15.20.- Efecto en una onda cuadrada usada para la calibración al variar la constante de tiempo A. Constante de tiempo usada generalmente en la práctica. B, constante de tiempo tipo corta usada para reducir o incluso abolir el paso de las ondas lentas. C, constante de tiempo tipo larga, que permite el paso de las ondas lentas.

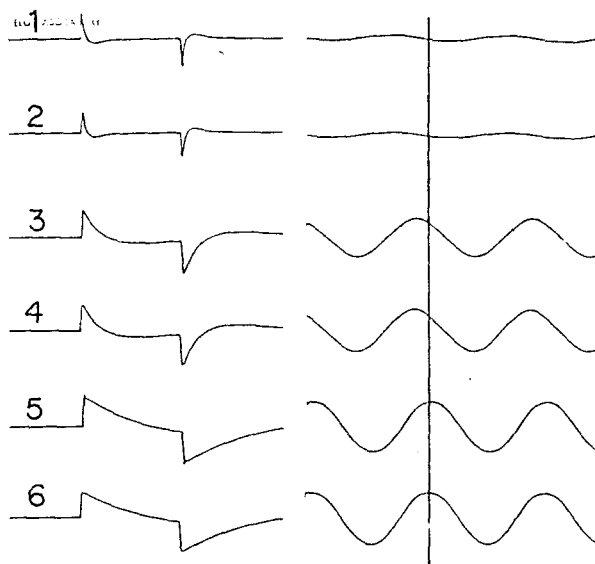


Fig. 15.21.- En todos los canales entra la misma señal. Esta es considerablemente distorsionada por las distintas constantes de tiempo. El pico de las ondas varía en el tiempo cuanto más corta es la constante de tiempo (variación o muda de fase).

9.- FILTRO DE FRECUENCIAS RAPIDAS.-

Para reducir las frecuencias altas se utilizan circuitos con condensadores y/o resistencias conectadas a través de una de las etapas de la amplificación. Generalmente se las designa por la frecuencia hasta la cual no hay reducción significativa de la amplitud. Así, F50 significa que no hay cambio de la amplificación hasta 50c/seg. A menudo se emplean designaciones arbitrarias como números y letras, pero no son recomendables. La

inercia mecánica del inscriptor actúa, asimismo, como filtro, pues no responderá a frecuencias muy elevadas. La figura 15.23.(A) muestra el efecto que produce la posición del filtro de frecuencias rápidas en una onda cuadrada de calibración cuando permite el paso máximo de estas (F150), mientras que en B el filtro deja pasar hasta 40.

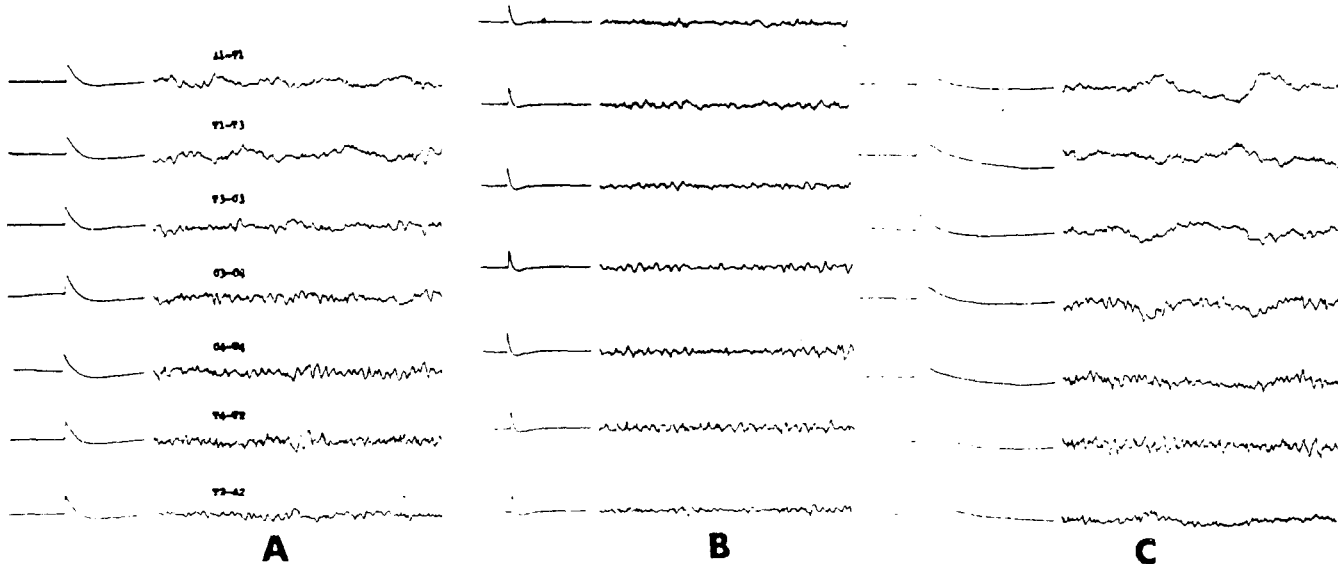


Fig. 15.22.- El uso de la constante de tiempo puede poner de manifiesto la actividad lenta anormal o bien puede abolirla normalizando el registro. En A se observa actividad lenta en las derivaciones izquierda, utilizando constante de tiempo media. En B, las ondas lentas desaparecen al usarse una constante de tiempo corta. En C, con el empleo de una constante de tiempo larga, las ondas lentas no sólo se acentúan, sino que además se puede observar la reversión de fase, o foco, en el electrodo T1.

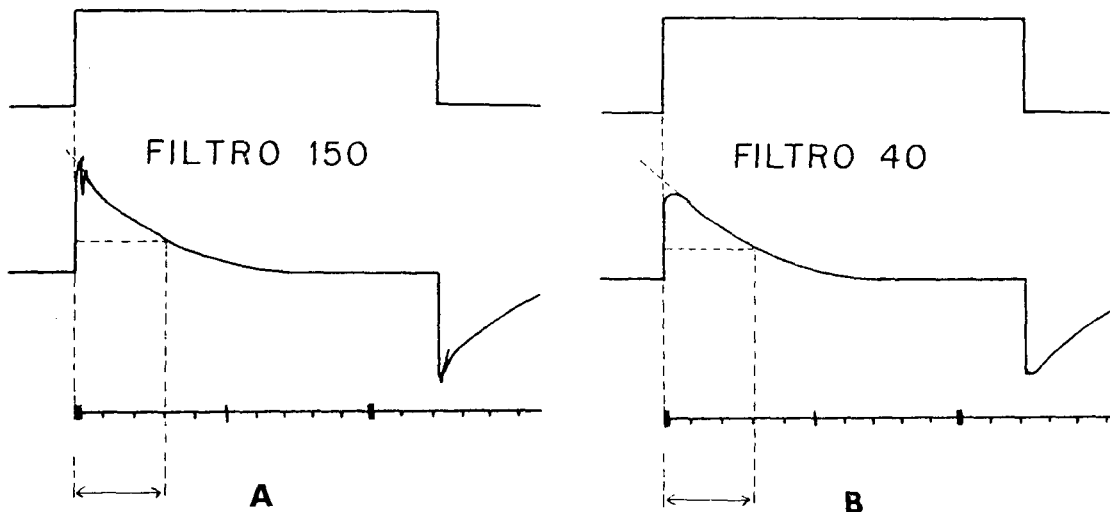


Fig. 15.23.- Efecto del filtro de las frecuencias rápidas en la calibración. En A, la respuesta de frecuencia para bandas rápidas se halla acentuada. En B, en cambio, las frecuencias rápidas son abolidas.

Esta última es una pobre respuesta de frecuencia (F40), incorrecta, que no debe usarse. Este filtro es utilizado, sin embargo, para reducir los potenciales musculares que

ocasionalmente pueden enmascarar un trazado. Debe recordarse, no obstante, que no solamente son reducidas las frecuencias rápidas originadas en el músculo, sino también las altas frecuencias cerebrales (ondas en punta, por ejemplo). Por ello, en los casos en que la actividad muscular enmascara parte del trazado, deben extremarse los cuidados en instruir al paciente para que éste consiga una buena relajación muscular, en vez de utilizar el filtro de frecuencias rápidas. Si ello no se consiguiera, en estos casos su uso estaría justificado.

La figura 15.24. muestra el efecto, en un registro, de estos distintos filtros. Puede notarse como este filtro hace desaparecer (filtra) los potenciales en punta anómalos, **normalizando** el trazado.

Nunca debe utilizarse el filtro de frecuencias rápidas para reducir una interferencia por corriente alterna, sino que es necesario eliminar las causa de ésta.

En la rutina suele emplearse F70, aunque es preferible usar F150. Un ejemplo de F70 se observa en la figura 15.20.

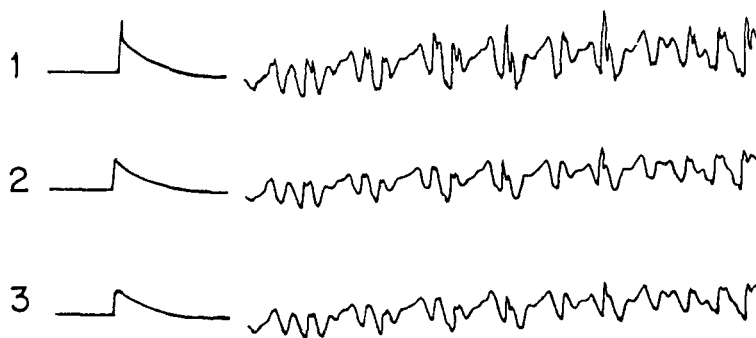


Fig. 15.24.- La misma señal entra en los tres canales. El uso indebido de una pobre respuesta de frecuencia (canal 3) hace desaparecer las puntas que se registran en los canales 1 y 2.

10.- DISCRIMINACION.-

La capacidad de un amplificador balanceado de ignorar (o **discriminar**) una señal igual en ambas grillas se representa en forma numérica. Puede variar desde 1.500:1 hasta 15.000:1, de acuerdo con la fabricación del aparato.

La discriminación es una cualidad muy importante, y cuanto más alto sea su índice, de mejor calidad será el equipo. Así, en un aparato bien diseñado al respecto, una señal fuera de fase (opuesta) será amplificada 10.000 veces más que una que se encuentre en fase (discriminación 10.000:1). Nunca hay, sin embargo, una completa cancelación, aún de exactamente igual voltaje (Suckling, 1.961). Este efecto de cancelación o de discriminación también se conoce como **rechazo de fase**. El rechazo de fase o discriminación de una amplificador balanceado hace que el registro esté libre de interferencia por corriente alterna (50 Hz).

11.- SISTEMAS DE INSCRIPCION.-

El método más común en EEG es el de inscripción a tinta de un oscilógrafo. Este sistema introduce un pequeño error que consiste en el hecho de que el estilete inscriptor se mueve en un arco; por tanto, la extensión de su deflexión sobre la línea de base es menor de lo que en realidad ocurriría si se desplazara en un ángulo recto sobre el papel en movimiento (Fig. 15.25.).

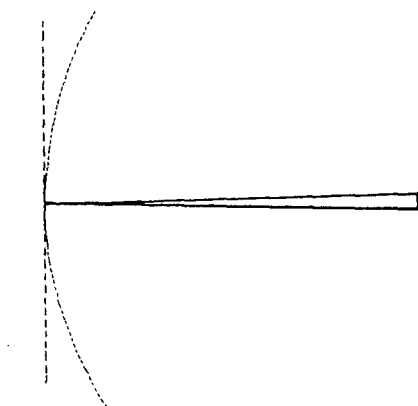


Fig. 15.25.- El inscriptor se mueve en un arco, y la extensión de su deflexión sobre la línea de base es menor de lo que ocurriría si se desplazara en ángulo recto.

Un elaborado circuito electrónico hace que, si el inscriptor es súbitamente deflexionado en cualquier dirección por una fuerte señal de entrada, vuelva a su línea de base con la misma rapidez, sin oscilar espóreamente en una y otra dirección antes de llegar a la línea media (Stewart, 1.961).

Otras formas de inscripción del galvanómetro se pueden lograr por medio de un chorro de tinta, inventado por Elmquist (Venables, 1.967), y también con un estilete sobre papel carbónico o un rayo de luz ultravioleta sobre papel sensible especial.

12.- VELOCIDAD DEL PAPEL.-

El papel en movimiento puede correr, en general, a tres velocidades distintas: 1'5,3 y 6 centímetros por segundo. La mayoría de los laboratorios americanos usan 3cm/seg., velocidad que, a nuestro criterio, es la más recomendable. No creemos que se pueda decir, sin embargo, que una velocidad sea mejor que la otra. La práctica en la utilización de una velocidad determinada tiene aquí mucha importancia. Por supuesto, un electroencefalografista se halla capacitado para informar cualquier registro, haya sido tomado a 3cm/seg. o a 1,5cm/seg.

13.- CALIBRACION DEL ELECTROENCEFALOGRAFO.-

El objeto principal de la calibración es ajustar los distintos controles del aparato para el registro del electroencefalograma, de acuerdo con las normas de cada laboratorio. Si bien no hay un sistema universal de calibración, ya que ésta puede variar de un laboratorio a otro, existen normas generales importantes que deben tenerse en cuenta.

Los aparatos vienen provistos de una batería que introduce una señal eléctrica, de voltaje conocido, a través de las dos entradas de cada canal. Esta señal eléctrica es una onda cuadrada, elegida como señal de calibración porque suministra, en una sola forma de onda, datos sobre la mayoría de las características de un amplificador. La distorsión producida por el amplificador hace que la onda cuadrada sea reproducida en una forma distinta (ver figura 15.19.). De esta manera, midiendo una señal eléctrica conocida se puede medir otra desconocida, en este caso proveniente del paciente.

Fundamentalmente, al introducir una señal eléctrica conocida en el electroencefalógrafo, para su calibración, se cumplen dos propósitos: 1) determinar la sensibilidad del sistema de registro y el grado de semejanza entre los distintos canales, y 2) obtener datos generales sobre las características de las respuestas de frecuencia del aparato (Marshall, 1.967).

A diferencia de la electrocardiografía, que utiliza un circuito de calibración en serie con el paciente, el circuito de calibración del electroencefalógrafo es completamente independiente de éste (Fig. 15.26.).

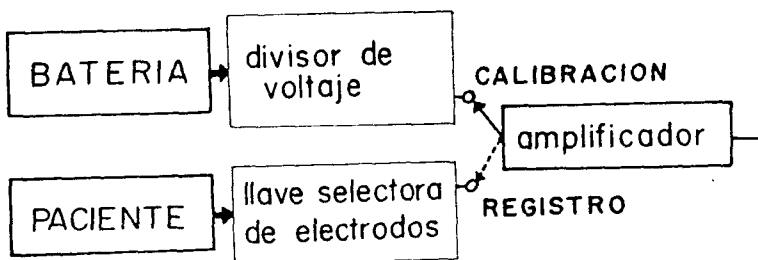


Fig. 15.26.- Para la calibración se utiliza una batería y un divisor de voltaje. Este circuito es independiente del paciente.

Marshall recomienda las siguientes características de calibración:

- 1.- Velocidad del papel de 3 centímetros por segundo.
- 2.- El voltaje de la batería de calibración debe ser controlado con un voltímetro (algunos aparatos ya lo traen incorporado), usándose como voltaje de calibración aquel que aproximadamente tendrá el paciente. Generalmente se utilizan 50µV.
- 3.- La onda cuadrada de 50µV será registrada dos veces en una página, lo cual significará dos señales hacia arriba y dos hacia abajo, igualmente distribuidas a lo largo de ésta (Fig. 15.27.).

Una vez obtenida esta página, se procederá a determinar los siguientes parámetros:

- a) Amplitud de la deflexión perpendicular del inscriptor, medida desde la línea de base hasta el pico. Es recomendable que ésta mida 7mm (algunos laboratorios utilizan 5mm).
- b) Duración de la constancia de tiempo, que deberá ser de 0,3 segundos.

Es necesario controlar, además, las siguientes condiciones:

- 1.- Todos los inscriptores deben producir las deflexiones al mismo tiempo, es decir, tendrán una adecuada alineación.
- 2.- Tanto en caso de que el aparato no esté en uso, como cuando lo está, la separación entre canal y canal debe ser la misma, igual entre cada uno de ellos.
- 3.- No debe haber interferencias ni deflexiones espúreas.

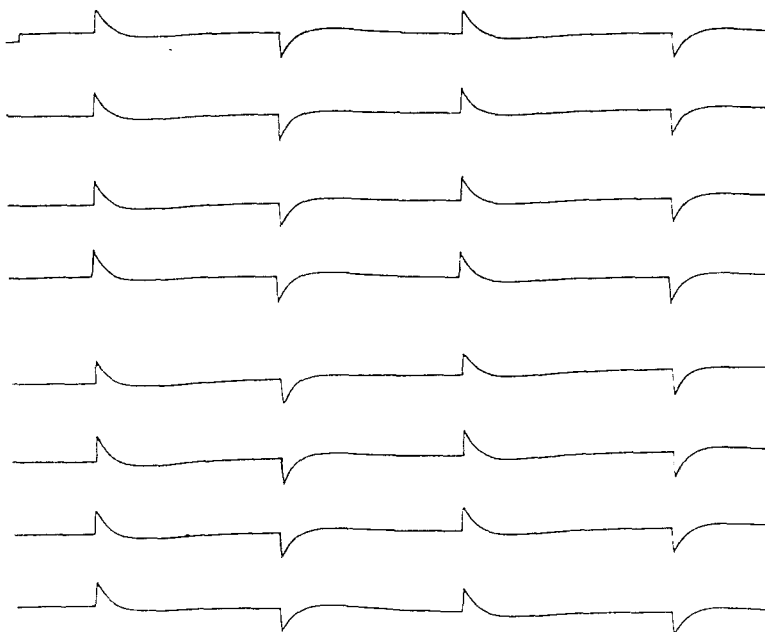


Fig. 15.27.- Para la correcta calibración del aparato es suficiente con hacer entrar la señal seleccionada, por lo general 50 μ V, dos veces a lo largo de una página.

Cuando todos los detalles se han cumplido en la forma apropiada, se procederá a retener la página de calibración así obtenida (si fue necesario hacer modificaciones, estas páginas deben descartarse), la cual no deberá tener solución de continuidad con el registro obtenido del paciente, y a anotar sobre la misma los siguientes parámetros:

- 1.- Voltaje de la señal de calibración utilizada.
- 2.- Filtro de alta frecuencia utilizado.
- 3.- Filtro de baja frecuencia utilizado.
- 4.- Velocidad del papel (en mm/seg.)

5.- Sensibilidad (en $\mu\text{V}/\text{mm}$) utilizada.

La llave selectora puede pasar ahora a trabajo y comenzar el registro del electroencefalograma. Al final de éste, y sin solución de continuidad, se registrará otra página de calibración en las condiciones en que se hizo la última página del trazado. Ejemplos de modificaciones introducidas durante dicho trazado, si las hubo deberán, asimismo, obtenerse en páginas adicionales de calibración.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Delamónica, **Electroencefalografía**, El Ateneo.
- * Cooper, Osselton, **EEG Technology**, London.
- * Milnarich, **A manual for EEG Technicians**, Little, Brown & Co.

Capítulo 2: Seguridad Eléctrica

1.- INTRODUCCION.-

La creciente disponibilidad de equipos eléctricos para diagnósticos, monitorización y terapia, plantea problemas de seguridad nuevos para los que la propia técnica ofrece soluciones. La comprensión de éstas es esencial para el diseño, fabricación, instalación, utilización y mantenimiento de la instrumentación médica, y afecta así, en mayor o menor grado, a todas las áreas de actividad dentro de la bioingeniería. En este apartado se ofrece una visión general de la problemática de la Seguridad de la instrumentación.

El objetivo de la Seguridad es **reducir** el riesgo para el paciente, el operador, el entorno, el equipo y/o la instalación. Los riesgos pueden ser debidos a las energías puestas en juego durante el funcionamiento normal o cuando el equipo presenta un fallo, y a la interrupción del funcionamiento del equipo. La eliminación total de estos riesgos sería económicamente inviable, pero es posible reducirlos a niveles razonables de acuerdo con los beneficios esperados por el empleo de la tecnología que los origina.

El origen del riesgo puede ser eléctrico, por la interacción directa de las corrientes eléctricas con el cuerpo humano o a través de otras radiaciones generadas a partir de la energía eléctrica; puede ser debido a fuerzas mecánicas: por ejemplo, caída de equipos o sujeciones de pacientes inseguras; puede resultar de explosiones (en quirófanos con anestésicos o productos de limpieza inflamables); puede ser debido a temperaturas excesivas o condiciones ambientales adversas (sacudidas, vibraciones, golpes, humedad, etc); pueden producirlo las esterilizaciones defectuosas, los errores humanos en general, las averías de componentes, los fallos de alimentación, etc.

En la instrumentación biomédica, la situación puede venir agravada por alguna de las circunstancias siguientes. En primer lugar, el paciente suele ser muy sensible a determinadas formas de energía, porque la realización de una medida o un tratamiento pueden privarle de sus defensas naturales, como es el caso de un contacto eléctrico por debajo de la piel. En segundo lugar, el personal médico puede estar sometido a exposiciones repetidas, caso de la radiología, de modo que de una situación que en sí no encierra gran riesgo puede ser peligrosa si se repite frecuentemente. En tercer lugar, dado que el cuerpo humano presenta una capacidad limitada de absorción de energía en todas su formas, para cada acción no debe usarse más que la adecuada a la finalidad pretendida. Es por ello muy importante que el equipo indique correctamente la cantidad de energía que suministra. Para alcanzar la seguridad deseada es necesaria una o más de las siguientes acciones: incorporar protecciones en el equipo; emplear medidas suplementarias externas; y adoptar precauciones en la instalación o utilización. La forma exacta de estas acciones depende del tipo de riesgo que se desea reducir.

2.- SEGURIDAD ELECTRICA.-

2.1.- Riesgo de electrocución: modelo físico.-

El riesgo de electrocución consiste en la posibilidad de circulación de una corriente eléctrica a través del cuerpo humano. Surge cuando éste entra a formar parte de un circuito eléctrico cerrado, donde exista una diferencia de potencial. Las consecuencias de este riesgo dependen de las características del cuerpo humano y de la duración del paso de la corriente. El efecto fisiológico producido se denomina choque eléctrico y depende de la intensidad, mejor, de la densidad, de la corriente. Se habla de **macro choque** cuando el contacto se produce con la superficie del cuerpo, mientras que si se trata de un contacto con el interior (bajo la piel), se habla de **micro choque**.

En la figura 15.28 se presenta un modelo físico y su circuito equivalente, donde se señalan los parámetros que determinan la intensidad de la corriente de contacto (a través del cuerpo), cuando la fuente de riesgo es directamente la red de distribución eléctrica.

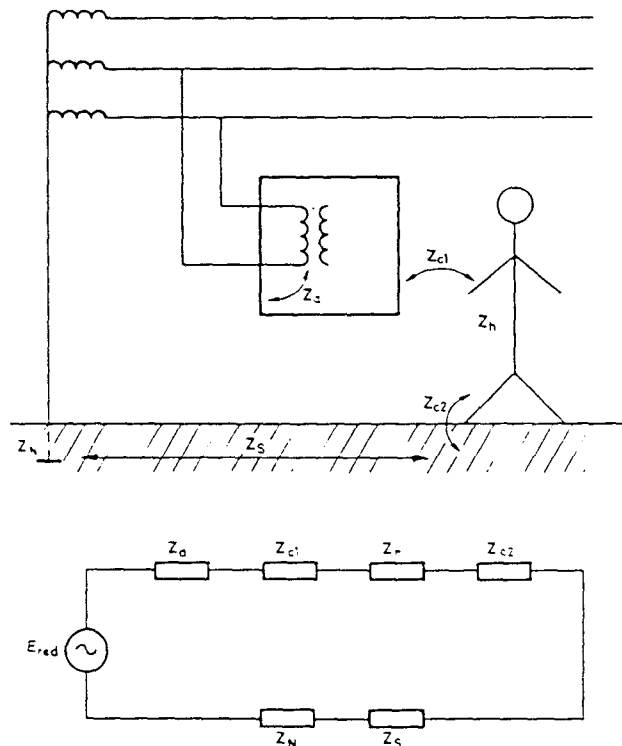


Fig.- 15.28.- Modelo y circuito equivalente eléctrico para el riesgo de electrocución.

Si se denomina Z_a a la impedancia de aislamiento, Z_{c1} y Z_{c2} a las impedancias de contacto, Z_h a la impedancia del cuerpo humano, Z_s a la impedancia del suelo, y Z_n a la toma de tierra del neutro, dicha corriente viene dada por:

$$i = \frac{E_{RED}}{Z_a + Z_{c1} + Z_{c2} + Z_h + Z_s + Z_n}$$

A la frecuencia de 50 Hz, la impedancia del cuerpo humano, la del suelo y la de toma de tierra del neutro, son resistivas. Las de aislamiento y las de contacto dependen de la situación: un defecto franco reduce el aislamiento a una resistencia de pocos ohmios, mientras que si no hay contacto con el suelo Z_{c2} viene determinada por la capacidad cuerpo - tierra (100pF a 1nF).

La resistencia del cuerpo humano no es constante sino que depende de la trayectoria de la corriente, de la superficie de contacto (zona, área), de la humedad de la piel, de la magnitud y frecuencia de la tensión, de la edad, del peso, y también del estado fisiológico. En función de la tensión, los valores de las resistencias para corriente continua y corriente alterna hasta 100Hz, con piel húmeda y para la trayectoria mano - mano, o mano - pie son : 2500 ohmios a 25V, que se reducen a 2.000 y 1.000 ohmios, respectivamente, a 50V, y 250V. El valor asintótico para tensiones mayores es de 650 ohmios.

Con la piel seca, los valores mínimos son del doble. También aumentan si el área de contacto es pequeña (y no está empañada). Por contra, si la trayectoria no es a través de las extremidades, la resistencia es menor.

Si el contacto es con el interior del cuerpo (bajo la piel) la resistencia es mucho menor, incluso para tensiones muy pequeñas. Ello se debe a que, mientras la piel es aislante, el interior del cuerpo no lo es, debido a la presencia de electrólitos. Se toma como valor límite 1.000 ohmios, con independencia de la tensión. Hay que destacar que un contacto que inicialmente sea externo puede convertirse en interno si por una quemadura u otra causa se rompe la barrera que ofrece la piel.

2.2.- Efectos de la corriente eléctrica en el cuerpo humano.-

Las corrientes eléctricas producen tres tipos de efectos en el cuerpo humano: alteraciones funcionales por estimulación de células excitables (tejidos nervioso y muscular); destrucción irreversible de tejidos por efecto Joule; y quemaduras químicas. Los dos primeros suelen ser los más graves, y no dependen del origen de las corrientes (por contacto o inducidas por campos eléctricos o magnéticos variables). Las quemaduras químicas se producen al reaccionar con la piel los electrólitos liberados por el paso de una corriente continua o de muy baja frecuencia (menos de 0'1Hz). Para evitarlas hay que limitar su valor a 10 microamperios.

En los tejidos excitables se ha encontrado experimentalmente que hay una relación entre la intensidad y la duración de la corriente necesarias para que se produzca la estimulación, y que varía según los tejidos.

Se observa también que para estímulos cortos hace falta más corriente, y por ello al aumentar la frecuencia es mayor la amplitud necesaria para lograr la estimulación. Las peores frecuencias resultan ser precisamente las de 50 - 60Hz. Por otra parte, por debajo de una intensidad mínima (denominada reobase) no hay estimulación aunque esté aplicada durante mucho tiempo. Por último, hay que destacar que el parámetro de interés no es la

tensión sino la densidad de corriente, aunque, como el área de contacto puede ser muy variable, los límites se dan como valores de intensidad de corriente.

El nivel mínimo en el que una persona puede detectar conscientemente si hay o no un estímulo presente (cosquilleo), define el umbral de percepción. Depende sobre todo de la zona del cuerpo y el área de contacto, del sexo y de la frecuencia. Para frecuencias de 50 - 60Hz, para hombres y agarrando un conductor con la mano, el valor medio es de 1'1mA. Si sólo se apoya ligeramente el dedo, es de 0'36mA, mientras que deslizándolo es de 10 microamperios. Con la lengua el valor mínimo es de 4 microamperios y el valor medio 43 microamperios. Para las mujeres, los valores al tocar o agarrar con la mano son del 67% de los del hombre. A frecuencias menores y mayores, el umbral aumenta. El valor medio para hombres, agarrando con la mano, es de 5'2mA en continua y de 12mA a 10KHz. Cuando el nivel de la corriente aumenta se alcanza un punto en el que la sensación es irritante si se va repitiendo.

Con niveles de corriente mayores se producen contracciones musculares involuntarias. Si el estímulo ocurre de forma inesperada, produce un reflejo muscular involuntario (susto). Como resultado, se deja de hacer contacto, y esto es de por sí una protección. Sin embargo, algunos movimientos involuntarios pueden ser peligrosos. Piénsese, por ejemplo, en un cirujano durante una intervención.

Con intensidades mayores se alcanza la corriente límite de control muscular (let - go current). Para estos valores, una persona no puede soltar un conductor agarrado mientras persista el estímulo. Se queda agarrado, y no se suelta, porque los músculos flexores son más potentes que los extensores. Como resultado, se prolonga el tiempo de paso de la corriente. Para corrientes de 60Hz, el valor medio de la corriente necesaria en hombres es de 16mA. En sí no es un peligro, pero, si se prolonga, puede producir asfixia. Para corrientes de 23mA, aparecen dificultades respiratorias en el 50% de los hombres.

La frecuencia de la corriente influye en los niveles necesarios para tener los efectos anteriores. Para la corriente continua, la intensidad I_{cc} que produce el mismo efecto que una corriente alterna (50 - 60Hz) I_{ca} , para tiempos entre 10ms y 10s, es :

$$I_{cc} = I_{ca} \times \log t$$

Cuando la corriente es mayor, si el camino de la corriente influye al corazón hay peligro de fibrilación auricular o ventricular, con la consiguiente pérdida de eficiencia en el bombeo. A diferencia de los efectos anteriores, la fibrilación no desaparece al cesar el estímulo, y sólo se puede detener mediante una descarga intensa (por desfibrilador). Los umbrales de la intensidad necesaria han sido extrapolados a partir de experimentos en animales. Se ha encontrado que el umbral de fibrilación es aproximadamente proporcional a la raíz cuadrada del peso (de hecho, la desfibrilación es también más difícil en pacientes obesos), y que decrece al aumentar el tiempo de aplicación de la corriente. Para 70Kg y

3s, el percentil 0'5% se estima en 100mA. En el caso de un contacto directo con el miocardio, 100µA pueden ser ya fatales.

El tiempo de aplicación de la corriente influye en estos efectos, aumentando el umbral para tiempos breves. Para corrientes de 50 - 60Hz, en personas con peso mínimo de 50Kg, y paso de corriente entre extremidades, se acepta la relación

$$I = 10 (1 + 1/t) \text{ mA}$$

donde t está expresado en segundos.

Para corrientes mayores de 100mA se pueden producir tetanización muscular - parálisis respiratoria si quedan afectados los músculos del torax-, y quemaduras externas si la densidad de corriente es suficiente, con independencia de la frecuencia en este caso. Con densidades menores de 1mA/mm² es difícil tener quemaduras, pero se han observado al pasar 5mA/mm² durante 10s.

2.3.- Realización de la seguridad en el equipo.-

Para reducir el riesgo de electrocución hay que adoptar, en primer lugar, una serie de precauciones en el diseño, utilización y mantenimiento de los equipos. En el apartado siguiente se describen las medidas relativas a la instalación.

Las alternativas en el diseño de los equipos, en cuanto a su seguridad, pueden comprenderse fácilmente examinando el circuito de la figura 15.29, que es una versión simplificada de la figura 15.28, y con una resistencia R_T adicional .

Las resistencias del cuerpo humano y de contacto se han agrupado, y las del suelo y de toma de tierra del neutro se han considerado mucho menores que ésta. En ausencia de R_T la corriente a través del cuerpo viene dada por

$$I = \frac{E}{R_a + R_H} \quad (A)$$

habiéndose supuesto que la impedancia de aislamiento viene determinada por la resistencia de los materiales aislantes. Un fallo en éstos puede reducir el valor de R_a a menos de 1 Ohmio, por lo que, si la cubierta externa del equipo es metálica, el valor de la corriente vendrá fijado por la resistencia del cuerpo humano. Con E = 220 V y R_H = 1000 Ohmios se obtiene I ≈ 220mA, suficiente para provocar una fibrilación cardíaca.

De la expresión (A) y la figura 15.29, se deducen directamente las vías de solución. La corriente se puede reducir aumentando R_a o disminuyendo E. Como alternativa, si se conecta la cubierta del equipo a tierra mediante un conductor de baja resistencia, R_T, en caso de defecto la fracción de corriente que pasa por R_H (usuario o paciente) es pequeña, y el valor total es suficiente para activar un cortocircuito fusible. Cada una de estas formas de realizar la seguridad caracteriza a las distintas clases de equipos definidas en las normas internacionales : clase I, clase II, clase III, y equipos con alimentación interna.

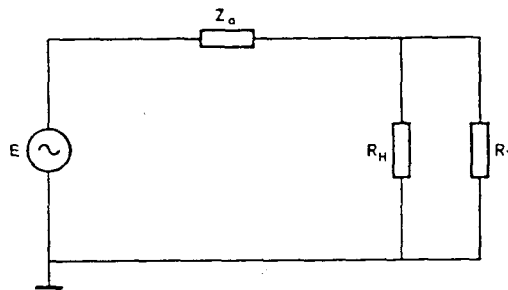


Fig.- 15.29.- Circuito equivalente para un equipo electrónico en cuanto a su seguridad.

Un equipo de **clase I** tiene como medida de protección, además del aislamiento básico, un medio para conectar a tierra todas sus partes conductoras accesibles por medio de un conductor de protección de la instalación eléctrica. Esta conexión drena a tierra las corrientes de fugas debidas a los acoplamientos capacitivos entre las partes internas sometidas a tensión y las partes conductoras accesibles. Por esta razón, su integridad es muy importante ya que puede ser una fuente de micro choque incluso en ausencia de otros defectos.

Un aparato de electromedicina se considera de **clase II**, cuando su protección se basa en la presencia de un aislamiento doble o reforzado, además del aislamiento básico, sin necesidad de una puesta a tierra de seguridad. Pueden tener, eso sí, un borne para realizar una conexión de equipotencialidad cuando su cubierta no sea totalmente aislante. Conviene recordar que las pinturas, lacas, barnices o similares no pueden considerarse como aislamiento.

En los equipos de **clase III** la seguridad se realiza a base de emplear una tensión de alimentación pequeña (hasta 24V si es alterna y 50V si es continua), sin que se generen tensiones mayores en su interior. Su cable de alimentación debe ser fijo y con una clavija especial. Puede tener también un borne de equipotencialidad.

Un equipo se considera con alimentación interna cuando no requiere una conexión a la red para su funcionamiento, o bien cuando no puede funcionar si se conecta la fuente de alimentación interna a la red (durante la recarga de baterías). En término de la figura 15.29, esto supone **abrir** el circuito, ya que la fuente interna no está puesta directamente a tierra. No obstante, no hay que olvidar que todo conductor tiene un acoplamiento capacitivo con el plano de tierra, por lo que en alterna siempre hay una impedancia finita entre ambos.

En la figura 15.30 se presenta una situación que ilustra claramente el peligro en un equipo a baterías, en este caso un cardioscopio. Su diseño incluye filtros de radiofrecuencias para evitar la entrada de corrientes elevadas cuando se utiliza conjuntamente con un electrobisturí o un desfibrilador. Pero si el operador, o el propio

paciente, entran en contacto con su cubierta metálica, pueden ofrecer un camino a tierra de baja impedancia para las corrientes funcionales (o de fugas) de los otros instrumentos. Con el circuito equivalente de la figura 15.30, si el acoplamiento capacitivo es de 50pF (3Kohmios a 1MHz), con los valores supuestos para las demás impedancias, resulta una corriente a través del operador de unos 35mA, suficiente para producir una reacción o quemaduras. La solución estriba en reducir el valor de C a base de emplear cubiertas aislantes bien separadas de las partes activas internas, y sin elementos externos metálicos.

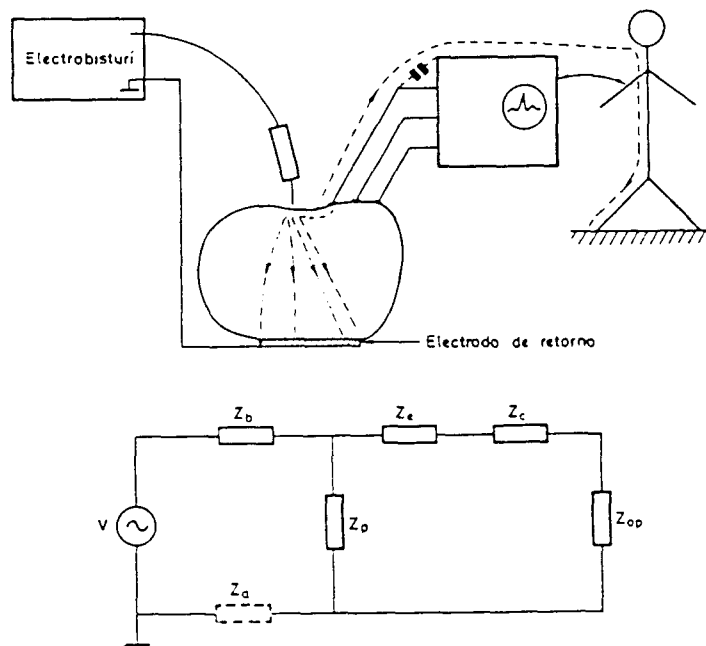


Fig. 15.30.- Accidente en un cardioscopio a baterías.

Los medios de realización de la seguridad expuestos no son en sí una garantía total, pues no dicen nada del nivel de seguridad obtenido. Desde este punto de vista, los equipos pueden ser de tipo B, BF, CF o H. Estos tipos no deben confundirse con los establecidos para aparato de baja tensión en general (A, B, C) - Norma UNE 20314 -. Pueden considerarse equipos de tipo B aquellos de clase I, II, III, o con alimentación interna, que ofrezcan un grado de protección contra los choques eléctricos adecuado. Si tienen una parte aplicada al paciente flotante, se consideran tipo BF. Una conexión es flotante si al conectar la tensión de red a la parte aplicada no fluye por el paciente una corriente excesiva.

Para que un equipo pueda ser considerado de tipo CF, debe ser de clase I o II, o con alimentación interna (pero no de clase III), con una parte aplicada flotante y un alto

grado de protección. Son equipos de tipo H los de clase I, II, III o con alimentación interna, que ofrezcan un grado de protección comparable al de los electrodomésticos.

Los equipos tipo B y BF pueden emplearse en pacientes para aplicaciones externas o internas excluyendo el corazón; por ejemplo, en hemodiálisis. Para aplicaciones cardíacas directas (electrodos, catéteres, micrófonos y termistores intracardíacos), hay que emplear equipos tipo CF. En el resto del hospital, los equipos basta que sean tipo H. Dada la importancia de esta clasificación para la seguridad, los equipos deben llevar en lugar bien visible el símbolo que les corresponda, de acuerdo con su clase y tipo, según el código de la figura 15.31.

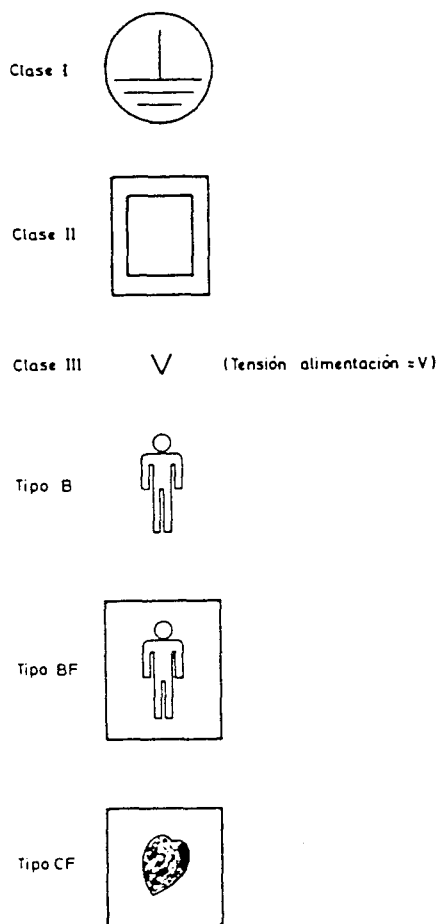


Fig.15.31.- Símbolos para la clase y tipo de aparatos de electromedicina.

El grado de seguridad alcanzado se evalúa a partir de las corrientes de fugas que posee finalmente el equipo, es decir, aquellas que circulan a través de los aislamientos. Se definen para ello las corrientes de fuga a tierra, de la cubierta y del paciente, y las corrientes auxiliar y funcional de paciente figura 15.32. Sus valores máximos se indican en la siguiente tabla, tanto en condiciones normales como en presencia de un primer defecto. Las circunstancias que se consideran un primer defecto están descritas en las normas, pues no se trata simplemente de una primera avería de cualquier tipo.

<i>Camino de la corriente</i>	<i>Tipo B</i>		<i>Tipo BF</i>		<i>Tipo CF</i>	
	<i>CN</i>	<i>CPD</i>	<i>CN</i>	<i>CPD</i>	<i>CN</i>	<i>CPD</i>
Fugas a tierra	0,5	1	0,5	1	0,5	1
Fugas de la cubierta	0,1	0,5	0,1	0,5	0,01	0,5
Fugas a través del paciente	0,1	0,5	0,1	0,5	0,01	0,05
Fugas a través del paciente con la red en la entrada y salida de señal	—	5	—	—	—	—
Fugas a través del paciente con la red en una parte aplicada al paciente	—	—	—	5	—	0,05
Corriente auxiliar a través del paciente	0,01	0,5	0,01	0,5	0,01	0,05
Corriente auxiliar a través del paciente en pletismografía de impedancias	0,1	0,5	0,1	0,5	0,01	0,05

CN: condiciones normales

CPD: condición de primer defecto

Corrientes de fugas a través del paciente permitidas (en miliamperios).

La medida de las corrientes de fugas se hace de acuerdo con lo indicado en la normativa propia de cada instrumento. El paciente se simula con una red como la de la figura 15.33. o similar, que tiene en cuenta la diferente peligrosidad de la corriente según sea su frecuencia.

El diseño y el mantenimiento no son suficientes para la seguridad si la utilización del equipo es incorrecta. Uno de los ejemplos más frecuentes que lo demuestran son las quemaduras en el paciente al emplear un electrobisturí. La acción de éste se basa en la concentración de la corriente en la zona deseada, pero evidentemente cualquier concentración de corriente en otra zona puede producir un efecto indeseado. La situación se puede examinar con ayuda de la figura 15.34. El monitor de ECG posee entrada flotante, es decir, con gran aislamiento a 50Hz (pero no a 1MHz), y con filtros de radiofrecuencia en serie para limitar las corrientes de entrada debidas al electrobisturí.

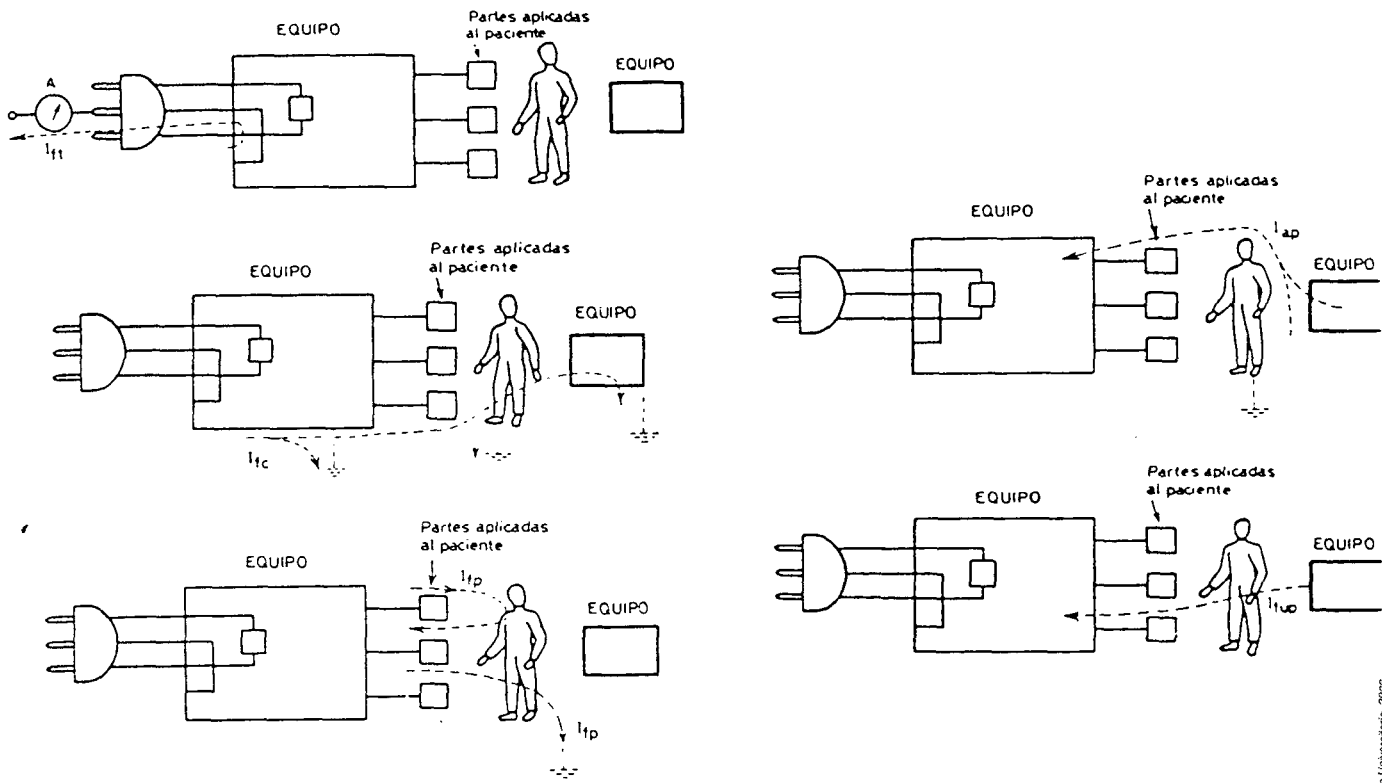


Fig.15.32.- Corrientes de fugas definidas para los equipos de electromedicina.

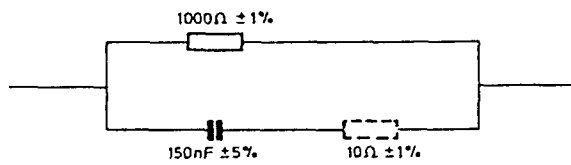


Fig.- 15.33.- Red de simulación del paciente para la medida de las corrientes de fugas.

Con el circuito equivalente de la figura 15.34. es fácil deducir la necesidad de los filtros de protección para no tener quemaduras bajo los electrodos de ECG. Pero esto no evita que si el área de contacto del electrodo de retorno es pequeña, se produzcan en él quemaduras, si se supera una densidad $1\text{mA}/\text{mm}^2$. Lo importante no es, pues, el tamaño del electrodo de retorno, sino el área de contacto. Si, en vez de estar puesto a tierra, el electrobisturí tiene salida flotante, ello sólo reduce las corrientes de retorno a tierra por vías alternativas, pero en el electrodo de retorno.

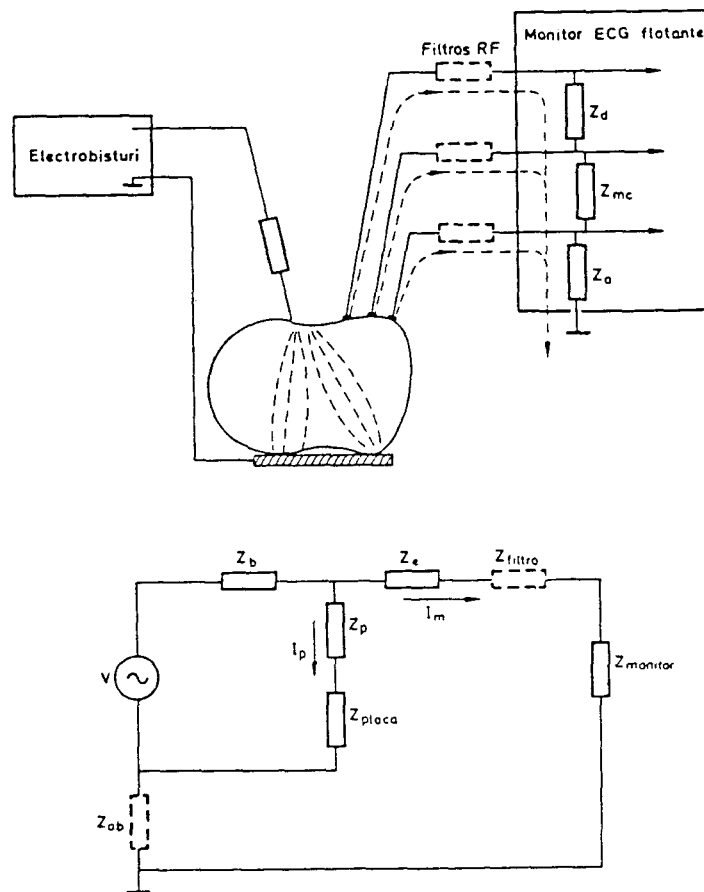


Fig. 15.34.- Peligro de quemaduras en un electrobisturí.

2.4.- Realización de la seguridad en la instalación.-

La instalación comprende el conjunto de conductores, interruptores, transformadores y todo lo necesario para suministrar energía al equipo. Desde el punto de vista de la seguridad, recibió atención mucho antes, los equipos, en particular en lo relativo a los problemas de suministros complementarios y de protección frente a las explosiones en los quirófanos. El riesgo de electrocución no recibió inicialmente más atención que la que se le prestaba en la industria.

La profusión de equipos eléctricos y de técnicas de medida evasivas planteó la necesidad de protecciones específicas frente al choque eléctrico. La incorporación de medidas de seguridad en los equipos no es suficiente, en particular cuando se desea una

protección frente al microchoque. Es necesario que la instalación tenga una estructura bien estudiada, y que incorpore dispositivos de seguridad y vigilancia. Además, todo ello debe ser controlado mediante un programa de mantenimiento adecuado, obligatorio en España en el caso de los quirófanos. La protección frente a las explosiones es menos compleja y se basa en el empleo de materiales antiestáticos y la puesta a tierra de las masas.

Para reducir el riesgo de macrochoque se emplea un conductor de protección y también interruptores automáticos y diferenciales. Para reducir el riesgo de microchoque debe cuidarse la distribución de las tomas de tierra y crear una zona equipotencial en las proximidades del paciente. En ambos casos, el empleo de transformadores de aislamiento ofrece una seguridad adicional.

La distribución eléctrica en el hospital se realiza mediante cinco hilos, cuatro de los cuales son activos (tres fases y uno neutro), y el quinto es un conductor de protección. Todos deben ser identificables por el color de su cubierta, que para el último es amarillo con líneas verdes. El conductor neutro está conectado a tierra en el centro de generación, en los de transformación y en otros puntos a lo largo del transporte. La conexión a tierra de todas las masas conductoras por medio del conductor de protección es una forma habitual de protección frente al macrochoque, pues se deriva fuera del paciente la mayor parte de corriente de defecto y, al estar el neutro también puesto a tierra, la corriente de defecto puede disparar un interruptor automático. Esto limita la duración de la corriente, y con ella el peligro.

Los interruptores automáticos de tipo térmico interrumpen el circuito eléctrico a la carga cuando hay una sobrecarga. El tiempo de intervención depende de la cuantía de ésta. Los de tipo electromagnético, en cambio, intervienen rápidamente cuando la corriente excede en mucho al valor nominal (sobrecorriente). Combinado con el anterior, podría ser inferior a 2s cuando la corriente fuera superior a seis veces la nominal. Obviamente, ninguno de estos interruptores debe interrumpir al conductor de protección.

Los interruptores diferenciales cortan el circuito eléctrico a la carga cuando la corriente de fuga a tierra excede de un valor predeterminado (inferior al capaz de accionar los interruptores de sobrecorriente). La corriente de fuga a tierra se determina a partir de la diferencia entre las corrientes de los dos conductores conectados a la carga, de forma que no requieren la existencia del conductor de protección. Son necesarios cuando la protección se basa exclusivamente en la combinación de puesta a tierra de las masas y dispositivos de corte por intensidad de defecto.

La protección obtenible mediante interruptores diferenciales es limitada por varias razones. Por una parte, hay un compromiso entre la sensibilidad mínima y la corriente nominal, que no permite tener alta sensibilidad para cargas elevadas. Debe cumplirse también que la corriente total de fugas de la instalación sea menor que la corriente de no intervención. Además, limitan la duración de la corriente pero no su magnitud, y, por último, no protegen de un contacto con dos conductores activos.

Aislando la instalación respecto a tierra se obtiene una limitación adicional de las corrientes de fugas, a la vez que aumenta la fiabilidad del suministro ya que al limitar las sobrecorrientes, se evita el disparo de los interruptores automáticos. Si la continuidad óhmica de los conductores activos se interrumpe mediante un transformador, la corriente que puede circular desde la fuente de energía a tierra, a través del paciente, viene limitada por la impedancia parásita entre primario y secundario, siempre y cuando los conductores del secundario estén efectivamente aislados de tierra. es por ello necesario vigilar continuamente dicho aislamiento de acuerdo con ciertas reglamentaciones. Esta solución no es efectiva si la potencia del transformador es alta, caso de los equipos de rayos X ya que, entonces, las fugas propias alcanzan valores inaceptables.

BIBLIOGRAFÍA.-

- * Norma UNE 20-572. **Efectos de la corriente eléctrica al pasar por el cuerpo humano.**
- * **Introducción a la bioingeniería**, Mundo Electrónico.
- * Norma UNE 20-611. **Aspectos fundamentales de la seguridad de los equipos eléctricos utilizados en la práctica médica.**

Capítulo 3: Condiciones de diseño EEG y Especificaciones Técnicas.

1.- INTRODUCCION.-

A la hora de diseñar un electroencefalógrafo, tenemos que tener en cuenta, toda una serie de condiciones y características propias de las señales procedentes del cerebro. Y una vez vistas estas características; como son niveles máximos y mínimos de señal, niveles de ruido, tipos de ondas de las señales, márgenes de frecuencia, etc...; tenemos que sacar con ello unas especificaciones técnicas del aparato.

2.- CONDICIONES DE DISEÑO DE UN EEG.-

Como hemos dicho anteriormente, tenemos que tener en cuenta una serie de características de las señales biológicas procedentes del cerebro; y entre ellas vamos a distinguir las siguientes:

- Una de las más importantes es el nivel de amplitud, máximo y mínimo, de la señal. Dicho nivel está entre 10 y 300 microvoltios.
- Otra característica es la Impedancia de entrada; la cual tiene que ser alta, para evitar con ello que se cargue la señal. Además, ponemos unas resistencias en serie con los electrodos (de unos 10 Kiloohmios) para así minimizar los efectos posibles de alimentación y con ello proteger al paciente. Siendo el circuito equivalente el de la figura 15.35.

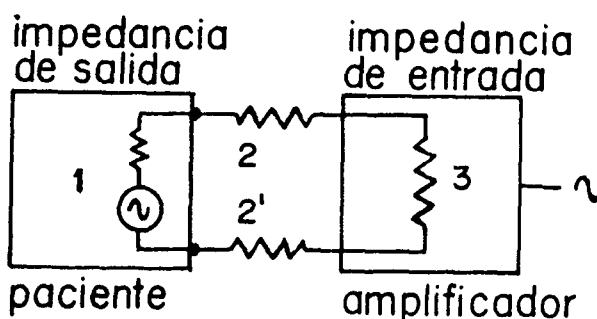


Fig.- 15.35.- Circuito equivalente Paciente - Aparato.

- Otra de las características más importantes es la banda de frecuencias de las señales a tratar. Dicha banda va de 0'1Hz a 100Hz.

- Otro dato que no se puede olvidar es el Ruido, éste tiene que ser inferior a 2 microvoltios después del preamplificador.
- Hay que distinguir, también, diferentes tipos de ondas dentro de las señales:
 - * ONDA ALFA \Rightarrow 8 - 13Hz, 20 - 50 μ V
(desaparece apertura de ojos)
 - * ONDA BETA \Rightarrow > 13Hz
 - * ONDA THETA \Rightarrow 4 - 8Hz
 - * ONDA MU \Rightarrow 7 - 11Hz
 - * ONDA DELTA \Rightarrow 4Hz
- En cuanto a la frecuencia hay que distinguir dos tipos de frecuencias:
 - * FRECUENCIAS RÁPIDAS (F.P.B.).
Estos filtros reducen los potenciales musculares, (Artefactos - Movimientos miográficos). También atenúan las altas frecuencias cerebrales. Los filtros normalizados para ello son: 15Hz, 30Hz y 70Hz.
 - * FRECUENCIAS LENTAS - CONSTANTES DE TIEMPO (F.P.A.).
Estos filtros lo que hacen es reducir los potenciales del movimiento de cabeza; así como los potenciales de transpiración. Siendo las normalizadas: 0'1seg, 0'3seg y 1seg.
- Así como también es necesaria una señal de calibración, para así tenerla de referencia. Dicha señal vamos a cogerla de 100 μ V (Cuadrada o Triangular).

3.- ESPECIFICACIONES TECNICAS.-

Se dan a continuación las especificaciones más relevantes de un electroencefalógrafo (teniendo en cuenta un sólo canal):

- Impedancia de Entrada: 10^{10} Ohmios.
- Rechazo de Modo Común: C.M.R.R. = 106 dB
- Ruido: Inferior a 2 μ Vpp (Referido a la entrada).
- Sensibilidad: para una señal entre 10-300 μ V, ajustable por 5, 20 y 50.
- Calibrado: Señal triangular o cuadrada de 100 μ V (1Hz y Ajustable).
- Filtros: 15, 30 y 70Hz (Paso Bajo).

- Constantes de tiempo: 0'1, 0'3 y 1seg (Paso Alto).
- Filtro de red (Notch Filter): 50Hz.
- No usar en presencia de gases anestésicos inflamables.
- Seguridad (ver capítulo anterior): Clase I, Tipo B.

4.- DIAGRAMA DE BLOQUES.-

Vamos a describir brevemente cada bloque, ya que la descripción detallada vendrá en capítulos posteriores.

CALIBRADOR: Como hemos dicho anteriormente, nos dará una señal cuadrada o triangular de 100 μ V a una frecuencia de 1Hz.

La señal cerebral se recoge del cerebro por los electrodos y va atravesando los siguientes bloques:

- PREAMPLIFICADOR.

De ganancia 10; debido al potencial de los electrodos (Potencial de Polarización). Evita que sature al INA 101 HP.

- AMPLIFICADOR NO INVERSOR.

Son dos; uno lleva a cabo la fijación del ancho de banda (0'1 - 100Hz) y con una ganancia de 200. Y el otro selecciona la sensibilidad (5, 20, 50).

Teniendo en cuenta:

$$\text{SEÑAL } 10\mu\text{V} \Rightarrow G = 50 \Rightarrow 1 \text{ V (máximo)}$$

$$\text{SEÑAL } 300\mu\text{V} \Rightarrow G = 5 \Rightarrow 3 \text{ V (mínimo)}$$

- CONSTANTES DE TIEMPO.

Son filtros RC pasivos, paso alto, con constantes de tiempo normalizadas: 0'1, 0'3 y 1seg.

- NOTCH FILTER.

Es el filtro de la red, 50Hz.

- FILTROS.

Son filtros paso bajo, con estructura Sallen - Key y con las frecuencias normalizadas: 15, 30 y 70Hz.

- TARJETA VISUALIZADORA.

Tarjeta que nos permite ver las señales en osciloscopio, de dos formas: modo continuo o modo congelado.

El diagrama de bloques completo es el visto en la figura 15.36.

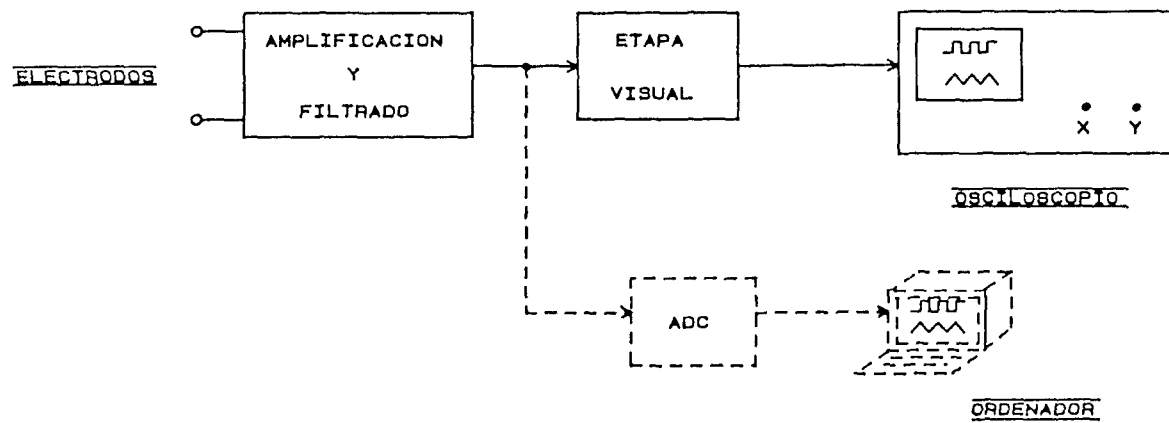


Fig. 15.36.- Diagrama de bloques

RODOLFO GARCIA FERNANDEZ VICENTE DOMINGUEZ ROLDAN		
Size	Document Number	REV
A	DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL	
Date:	July 17, 2000	

BIBLIOGRAFIA

- * **Introducción a la bioingeniería, Mundo Eléctrico.**
- * **J.G. Webster, Medical Instrumentation. Application and design, Houghton Mifflin.**

Capítulo 4: Electrodo : Montaje

1.- INTRODUCCION.-

Generalmente, todos los electrodos están conectados a una caja que debe colocarse muy cerca del paciente para evitar que los cables tengan demasiada longitud, cosa que no interesa debido a que serían más sensibles al ruido. Esta caja va unida eléctricamente al aparato de EEG por medio de un cable apantallado con los veinticuatro conductores correspondientes a cada electrodo.

Hay varias formas de conectar cada par de electrodos a cada canal de EEG, a esta selección de cada par de electrodos se denomina **montaje**; una de las formas es disponer de una matriz de electrodos en la que cada canal tiene disponible todos los veinticuatro electrodos en los correspondientes conectores y el montaje deseado se haría punteando con un pequeño cable el par de electrodos deseado a la entrada de cada canal.

Otro tipo de conexión es por conmutadores, para ello necesitaríamos dos conmutadores para cada canal, teniendo los veinticuatro electrodos disponibles en cada conmutador.

Un sistema bastante utilizado para el montaje de electrodos es por medio de multiplexores.

Normalmente, para evitar problemas de ruido, en la misma caja de conexión de los electrodos se hace una pequeña amplificación de la señal y luego se conduce al módulo principal de EEG, donde se selecciona el montaje deseado. En este caso, el cable apantallado debe llevar también la alimentación de los amplificadores.

La caja de electrodos debe estar suficientemente apantallada y unida a la malla del conductor.

2.- MATRIZ DE ELECTRODOS.-

La matriz correspondiente a un EEG de ocho canales sería la de la figura 15.37.

Un ejemplo de montaje es el elegido en el canal 1 donde hemos conectado $Pg1$ a la entrada no inversora y O_z a la entrada inversora.

3.- MONTAJE POR MULTIPLEXACION.-

En este caso, la señal que proviene de los electrodos es necesario amplificarla para luego multiplexarla. El diagrama de bloques para un EEG completo de 10 canales sería el de la figura 15.38.

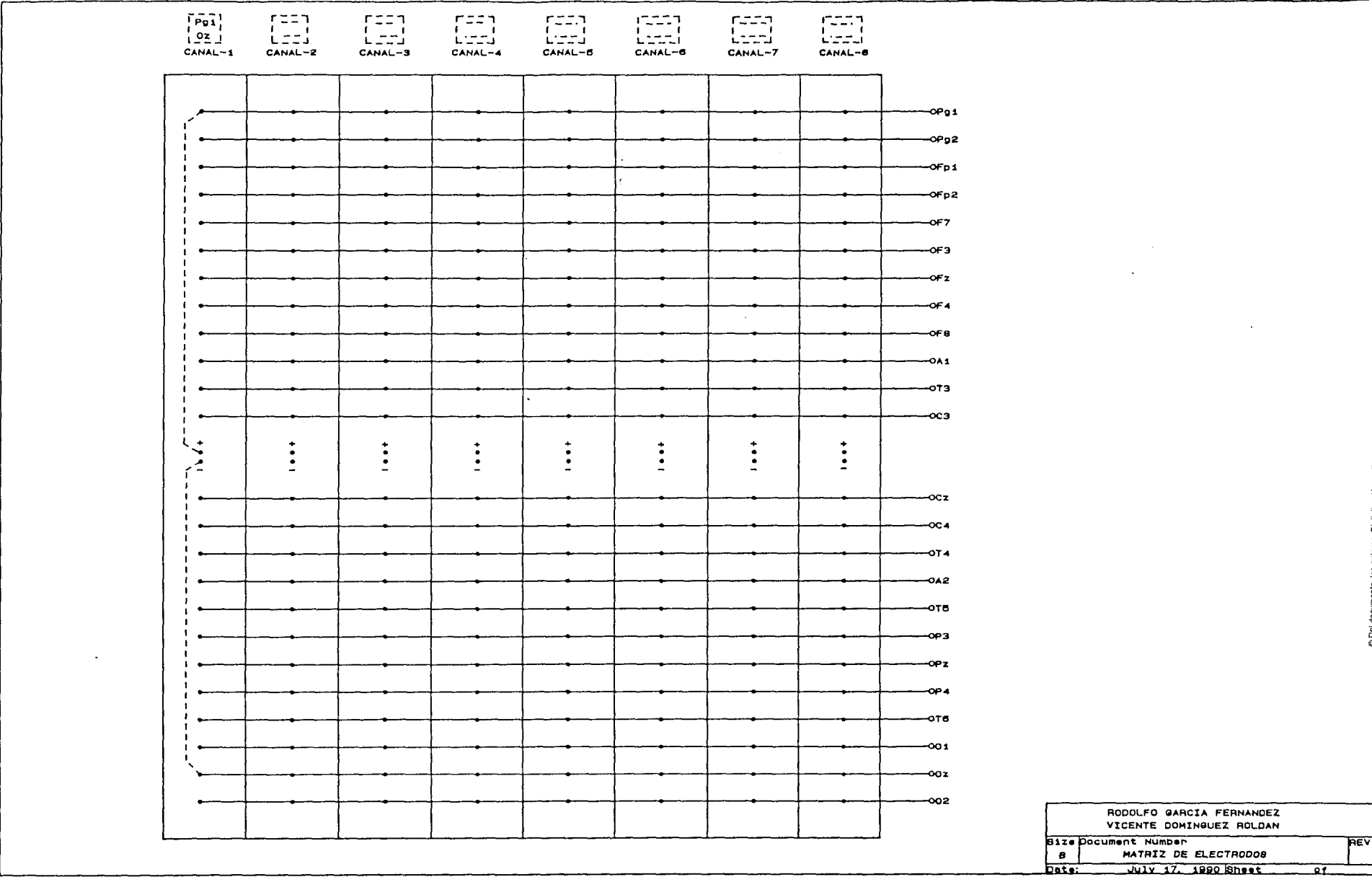


Fig. 15.-37. Matriz de Electroodos.

RODOLFO GARCIA FERNANDEZ VICENTE DOMINGUEZ ROLDAN		
Size	Document Number	REV
B	MATRIZ DE ELECTRODOS	
Date:	JULY 17, 1990	Sheet of

© Universidad Nacional de Ingeniería, 2008

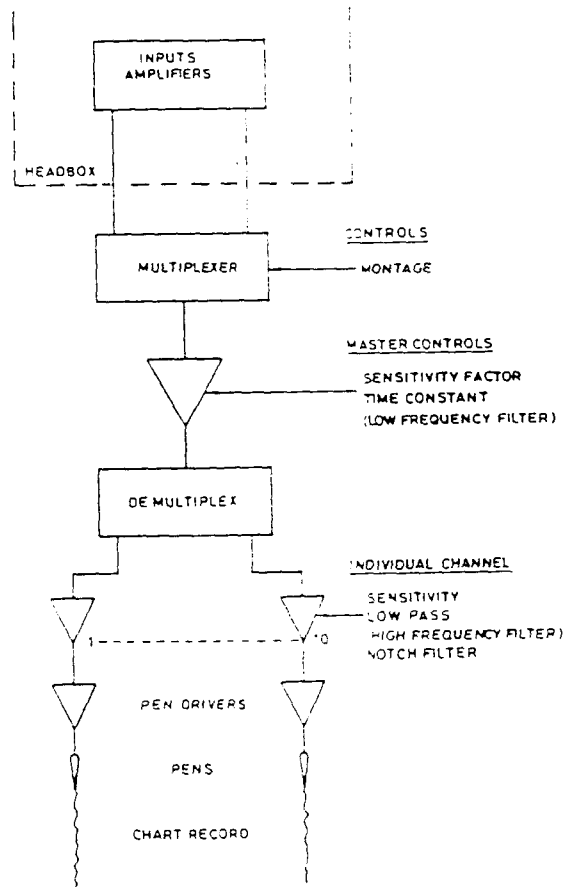


Fig.- 15.-38.- EEG con multiplexación

BIBLIOGRAFIA

- * Delamonica, **Electroencefalografía**, El Ateneo.
- * Manual **MEDELEC TM 500**.
- * Manual **NIHON KOHDEN 7209**.

Capítulo 5: Etapa Preamplificadora

1.- INTRODUCCION.-

Las señales fisiológicas que provienen del paciente tienen una amplitud, como hemos visto anteriormente, de 10 - 300 μV ; por lo cual necesitan ser amplificadas para su posterior estudio; y así poder ser representadas en papel, osciloscopio, ordenador (CRT), etc.

2.- DISEÑO DE LA ETAPA PREAMPLIFICADORA.-

Una vez que la señal fisiológica entra en el preamplificador se acopla en d.c., y la primera etapa es propensa a problemas de offsets. Se ha descubierto que los electrodos de oro pueden desarrollar unos potenciales de polarización de 0'5 voltios o más. Si pusieramos una ganancia al preamplificador de 100, por ejemplo; la polarización de los electrodos podría causar la saturación del amplificador de instrumentación de entrada (preamplificador). Esto hace necesario limitar la ganancia de la primera etapa a 10.

También es necesario colocar unas resistencias a la entrada del amplificador de instrumentación, después de cada electrodo, para así proteger al paciente de posibles descargas de alimentación.

Dicho amplificador de instrumentación tiene que tener las siguientes características:

- * Bajo nivel de ruido.
- * Capaz de amplificar señales de baja amplitud, decenas de microvoltios.
- * Bajo voltaje de offset.
- * Alto CMRR.
- * Y Alta Impedancia de Entrada.

De todos los amplificadores de instrumentación, el más adecuado para este trabajo, se considero el INA 101 HP de Burr-Brown; el cual cumple los requisitos anteriores, como consta en sus hojas de datos. Además tiene la gran ventaja de poder variar su ganancia con el cambio de una sola resistencia.

Quedando la etapa preamplificadora como la de la figura 15.39.

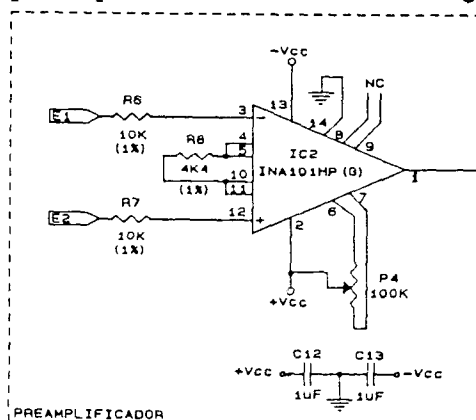


Fig.- 15.39. Etapa Preamplificadora.

Al interesarnos una ganancia de 10, calculamos la R_G por la fórmula:

$$G = 1 + \frac{40K}{R_G}$$

En nuestra figura 15.39 $R_G = R_8$

Dicha fórmula sale del circuito interno del INA 101 HP, el cual se desarrolla a continuación a partir de la figura 15.40.

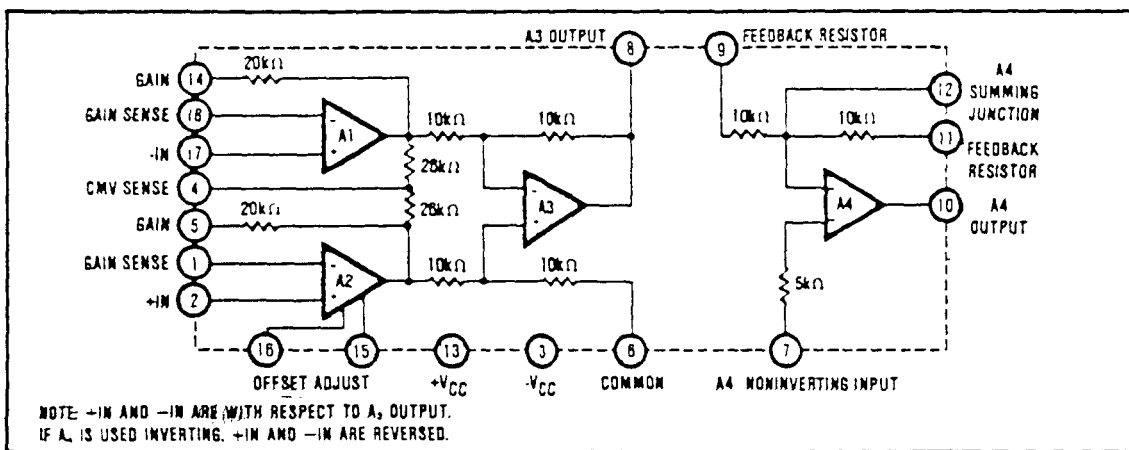


Fig.- 15.40. Circuito equivalente interno del INA 101 HP

Tenemos que:

$$\frac{V_- - V_1}{R_5} = \frac{V_+ - V_-}{R_G}$$

$$\frac{V_2 - V_+}{R_6} = \frac{V_+ - V_-}{R_G}$$

De donde se deduce que :

$$(V_2 - V_1) = (V_+ - V_-) \frac{R_5 + R_6}{R_G} + 1$$

Y teniendo en cuenta que:

$$R_7 = R_8 = R_9 = R_{10} = R$$

$$V_0 = (V_2 - V_1)$$

Por lo tanto, la ganancia sería:

$$\text{GANANCIA} = \frac{V_0}{V_+ - V_-} = 1 + \frac{R_5 + R_6}{R_G}$$

Con esto deducimos que para una ganancia 10; la R_G tiene que ser $4k\ 4\Omega$ aproximadamente.

BIBLIOGRAFIA

- * **Manual Burr-Brown.**
- * **W.J. Tompkins, J.G. Webster, Design of Microcomputer-Based Medical Instrumentation, Prentice-Hall, INC.**
- * **J.G. Webster, Medical instrumentation. Application and design, Houghton Mifflin.**

Capítulo 6: Etapa Amplificadora

1.- INTRODUCCION.-

Una vez la señal es preamplificada por el INA 101 HP (Amplificador de instrumentación de $G = 10$), la señal es tratada por una etapa amplificadora, en la cual se lleva a cabo dos operaciones: Una, realizar la fijación del ancho de banda y la otra, seleccionar la sensibilidad requerida para cada caso. Estas funciones las realizamos en dos pasos de amplificación, las cuales describimos a continuación.

2.- FIJACION DEL ANCHO DE BANDA.-

Esta función la realizamos con el circuito de la figura 15.41.

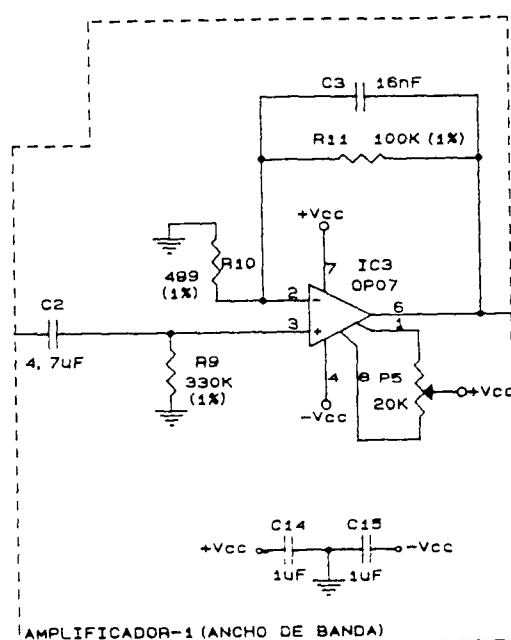


Fig. 15.41 Circuito de fijación del Ancho de Banda.

En el circuito podemos ver como la señal pasa por un filtro paso alto de elementos pasivos R-C; formado por C2 y R9; cuya frecuencia de corte nos interesa que sea del valor de 0'1 Hz.

A continuación la señal pasa a través de un amplificador no inversor cuya ganancia es de 200. Teniendo en cuenta que a su vez entre la entrada inversora y la salida hay una realimentación formada no sólo por R11 sino por el paralelo de R11 y C3, formando un filtro paso bajo de elementos pasivos R-C; cuya frecuencia de corte es de 100 Hz.

Fijamos así el ancho de banda deseado, que va desde 0'1 Hz a 100 Hz.

2.1.- Análisis de la función de transparencia.-

Teniendo en cuenta las ecuaciones de nudos señaladas en la figura 15.41. podemos poner:

$$(V_1 - V_2) s C_2 R_9 = V_2$$

Por lo tanto, la función de transferencia del filtro paso alto queda como sigue:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{s R_9 C_2}{1 + s R_9 C_2} = \frac{H \cdot s}{s + \frac{1}{R_9 C_2}}$$

Siendo:

$$H = 1$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{R_9 C_2}$$

Donde:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_9 C_2}$$

Fijando:

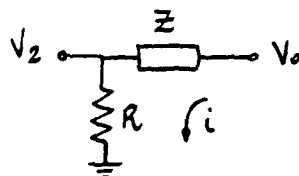
$$R_9 = 330 \text{ K}$$

$$f_0 = 0.1 \text{ Hz}$$

Obtenemos:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_9 f_0} = 4.8 \mu\text{F}$$

Vamos a ver ahora el resto del circuito; poniendo el circuito equivalente:



Teniendo:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{R_{10}C_3}}{s + \frac{1}{R_{11}C_3}} = \frac{G \cdot \omega_o}{s + \omega_o}$$

Siendo:

$$\omega_o = \frac{1}{R_{11}C_3}$$

$$G\omega_o = G \frac{1}{R_{11}C_3} = \frac{1}{R_{10}C_3}, \quad G = \frac{R_{11}}{R_{10}}$$

Cómo nos interesa una ganancia de 200, fijamos $R_{11} = 100k$; obteniéndose una $R_{10} = 499 \Omega$ y como queremos una frecuencia de Corte de 100 Hz tenemos:

$$\omega_o = \frac{1}{R_{11}C_3} = 2\pi f_o$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi R_{11}f_o} = 15,9 \text{ nF}$$

2.2.- Análisis de Módulo y fase.-

Una vez calculados los filtros y la ganancia, vamos a realizar el estudio de Módulo y fase, pero sin considerar el filtro paso alto, ya que dicho estudio se hará en capítulos posteriores debido a que es idéntico al realizado en la etapa de las constantes de tiempo.

Por lo tanto, teniendo la función de transferencia:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{R_{10}C_3}}{s + \frac{1}{R_{11}C_3}} = \frac{G\omega_o}{s + \omega_o}$$

Quedará de la siguiente forma:

$$\frac{V_o}{V_i} = G(s) = \frac{\frac{R_{11}}{R_{10}}}{R_{11}C_3 s + 1} = \frac{K_n}{T_s + 1} \quad \left| \quad s = j\omega \right. = \frac{K_n}{1 + j\omega T}$$

Siendo los factores K_n y $(1 + j\omega T)^{-1}$

Veamos el módulo y fase de cada factor:

$$K_n \left\{ \begin{array}{l} |G|_{dB} = 20 \log |K_n| \\ \angle G = 0^\circ \pm 180^\circ \end{array} \right.$$

$$|G|_{dB} = 20 \log |(1+j\omega T)^{-1}| = -20 \log |(1+j\omega T)| = -20 \log \sqrt{1+\omega^2 T^2} \rightarrow$$

$$(1+j\omega T)^{-1} \left\{ \begin{array}{l} \rightarrow |G|_{dB} \left\{ \begin{array}{l} \omega T \ll 1 \rightarrow |G|_{dB} \cong -20 \log 1 = 0_{dB} \\ \omega T \gg 1 \rightarrow |G|_{dB} \cong -20 \log \omega T \end{array} \right. \end{array} \right.$$

$$\angle G = -\arctg \omega T \left\{ \begin{array}{l} \omega T \downarrow \downarrow \rightarrow \angle G = -\arctg 0 = 0^\circ \\ \omega T \uparrow \uparrow \rightarrow \angle G = -\arctg \infty = -90^\circ \end{array} \right.$$

Siendo el módulo global:

$$|G|_{dB} = 20 \log |K_n| - 20 \log \sqrt{1 + \omega^2 T^2}$$

y la fase global sería:

$$\angle G = \pm 180^\circ - \arctg \omega T$$

En nuestro caso:

$$K_n = 200 = \frac{R_{11}}{R_{10}} = \frac{100K}{499}$$

$$20 \log 200 = 46'0206 \text{ dB}$$

Podemos ver que la ganancia se mantiene constante hasta la frecuencia de corte $\omega T=1$, a partir de la cual cae 6dB por octava.

Para la fase tenemos:

ω	K_n	$(1 + j \omega T)^{-1}$	G
$\omega \leq 0'1$	0°	0°	$0^\circ/\text{déc}$
$0'1 \leq \omega \leq 10$	0°	$-45^\circ/\text{déc}$	$-45^\circ/\text{déc}$
$\omega \geq 10$	0°	0°	$0^\circ/\text{déc}$

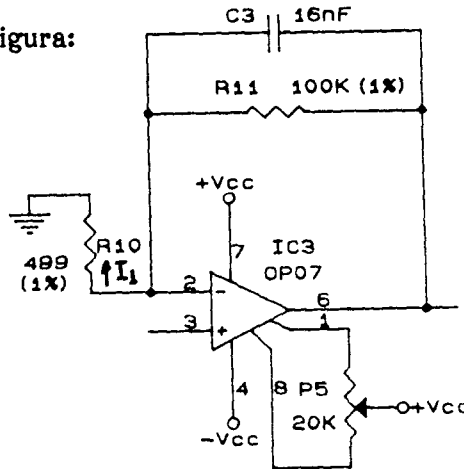
Cómo se ve en la tabla hasta $0'1$ se mantiene constante, cae $45^\circ/\text{déc}$ hasta 10 y a partir de aquí sigue constante a -90° .

Podiéndose ver las gráficas del módulo y la fase en el capítulo de Consideraciones prácticas donde se lleva a cabo un estudio más general.

2.3.- Estudio de Estabilidad.-

Como en el apartado anterior no tenemos en cuenta el filtro paso alto porque se veía más adelante.

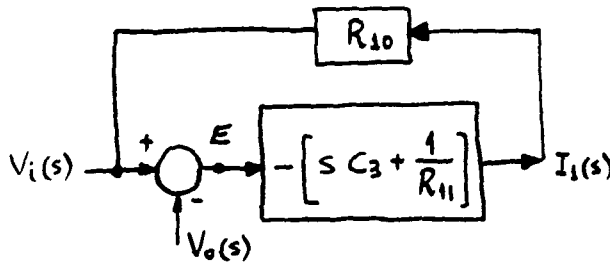
Teniendo la figura:



Obtenemos:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{s R_{10} C_3 + \frac{R_{10}}{R_{11}}}$$

Por diagrama de bloques y partiendo de las ecuaciones del circuito obtenemos:



Donde:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + s R_{10} C_3 + \frac{R_{10}}{R_{11}}}{s R_{10} C_3 - \frac{R_{10}}{R_{11}}}$$

Vemos que los denominadores son iguales, siendo los denominadores la ecuación característica:

$$1 + GH = s R_{10}C_3 + \frac{R_{10}}{R_{11}}$$

Igualando a cero, tenemos:

$$s R_{10}C_3 + \frac{R_{10}}{R_{11}} = 0 \rightarrow s R_{11}C_3 + 1 = 0$$

Y por Routh:

s'	$R_{11}C_3$	No hay cambio de signo, por lo tanto es ESTABLE.
s^0	1	

3.- SELECCION DE LA SENSIBILIDAD (CONTROL DE GANANCIA).-

El Control de ganancia lo llevamos a cabo con un amplificador no inversor como el de la figura 15.42.

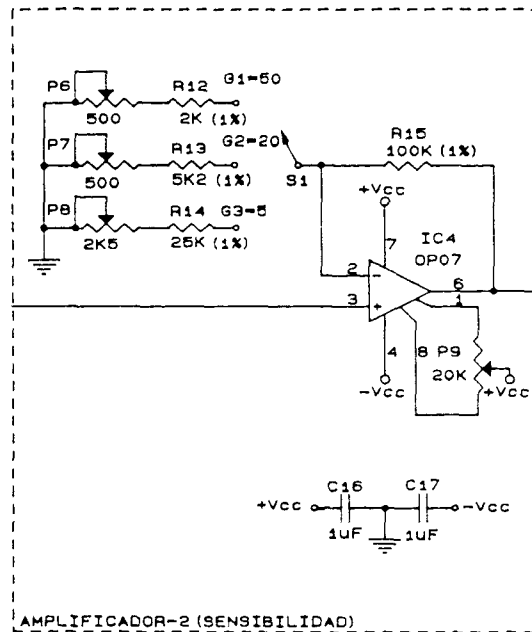


Fig. 15.42. Control de Ganancia.

Donde:

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_{15}}{R}$$

Como queremos unas ganancias determinadas, fijando $R_{15} = 100K$, tenemos:

$$\begin{aligned} G_1 = 50 &\rightarrow R_{12} = 2k \\ G_2 = 20 &\rightarrow R_{13} = 5k \\ G_3 = 5 &\rightarrow R_{14} = 25k \end{aligned} \quad \left. \begin{array}{l} \backslash \\ \rightarrow R \\ / \end{array} \right\}$$

Dicho control de ganancia se lleva a cabo por medio de un conmutador, el cual selecciona la R deseada, y por tanto la ganancia deseada.

4.- DETECTORES DE SATURACION.-

Para detectar una saturación de la última etapa amplificadora, debido a una mala selección de la sensibilidad, hemos considerado oportuno utilizar un circuito adicional que nos indique este hecho para evitar recortes de señal.

Dicho circuito consiste en un comparador, donde se relaciona la señal de salida del amplificador con un nivel de referencia, previamente ajustado. Si la señal de salida mencionada supera en amplitud dicho nivel de referencia, se encenderá un Led indicador; el cual nos dirá que existe saturación. Por lo tanto nos estará indicando que hay que bajar la sensibilidad.

Este circuito es el mostrado en la figura 15.43.

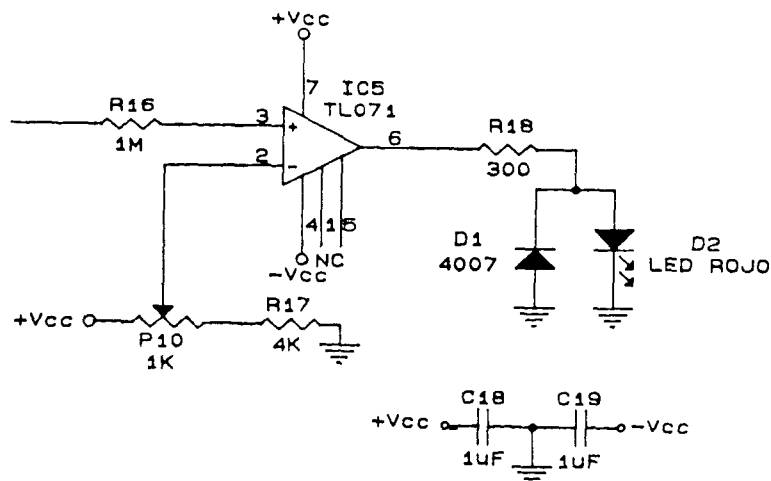


Fig.15.43. Detector de Saturación.

Dicho circuito está basado en el funcionamiento del amplificador operacional en lazo abierto. Es decir, que si la señal de la entrada no inversora es mayor que la señal de la inversora, la salida del operacional será +Vcc, y por consiguiente, nos polariza directamente el diodo emisor de luz (LED). En el caso de que sea al contrario, entrada inversora mayor que la no inversora (sensibilidad adecuada); la salida del operacional será -Vcc, que polarizará al diodo 4007 en directo, con lo que protegemos al diodo LED para tensiones inversas.

El nivel de referencia lo fijamos por un potenciómetro (P10 en nuestra figura 15.43.), el cual tiene un margen de ajuste de un voltio.

Con el circuito de la figura 15.43, marcamos el nivel de referencia superior, que es de aproximadamente +Vcc (algo menos).

De forma análoga, obtenemos el circuito que nos detecte el nivel de referencia inferior, que aproximadamente es de -Vcc (algo menos), en el cual, la única diferencia con el anterior está en que aquí las entradas del operacional están intercambiadas para conseguir el mismo efecto.

BIBLIOGRAFIA

- * J.G. Webster, **Medical instrumentation. Application and design** Houghton Mifflin.
- * Delamonica, **Electroencefalografía**, El Ateneo.
- * W.J. Tompkins, J.G. Webster, **Design of Microcomputer-Based Medical instrumentation**, Prentice -Hall, INC.

Capítulo 7: Etapa de Filtrado

1.- INTRODUCCION.-

En esta etapa vamos a distinguir tres tipos de filtros; cada uno de ellos con una misión concreta en el tratamiento de la señal.

Un detalle importante a tener en cuenta es que todos ellos van a tener ganancia unidad, habiendo entre ellos filtros activos y filtros pasivos. Los filtros activos van a tener una estructura cuya atenuación es de 12dB/oct, (Segundo orden), mientras que en los pasivos la atenuación es de 6dB/oct (Primer orden).

2.- CONSTANTES DE TIEMPO.-

Son filtros paso alto cuya misión es reducir los potenciales del movimiento de la cabeza; así como los potenciales de transpiración. Siendo las constantes normalizadas: 0'1seg, 0'3seg y 1seg.

Dichos filtros los hemos hecho basándonos en el circuito de la figura 15.44.

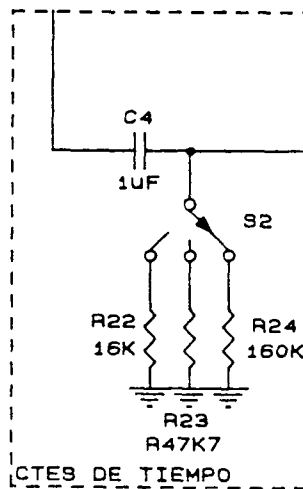


Fig. 15.44. Constantes de tiempo.

De este circuito deducimos:

$$V_i = I \left(R + \frac{1}{sC} \right)$$

$$V_o = IR$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{sRC}{1 + sRC}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} = \frac{s}{s + \omega_o}$$

Donde: $C = C_4$ y $R = R_{22} = R_{23} = R_{24}$

Obteniendo para:

Constante 0'1seg

$$f_o = 10\text{Hz} \quad \omega_o = 2\pi f_o = \frac{1}{R_{22}C_4} = 62'8318$$

Fijando $C_4 = 1\mu\text{F}$, obtenemos $R_{22} = 16\text{K}$ (aproximadamente)

Constante 0'3seg

$$f_o = 3'3333\text{Hz} \quad \omega_o = 20'9439 \quad R_{23} = 47\text{K}7$$

Constante 1seg

$$f_o = 1\text{Hz} \quad \omega_o = 6'2832 \quad R_{24} = 160\text{K}$$

2.1.- Estudio de Módulo y fase.-

Siendo la función de transferencia:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} = \frac{s}{s + \omega_o} = G(s) = \frac{sRC}{1 + sRC} \quad \left| \quad T = RC \right.$$

Donde: $C = C_4$ y $R = R_{22} = R_{23} = R_{24}$

$$G(j\omega) = \frac{j\omega T}{1 + j\omega T} = \frac{j\omega}{j\omega + \omega_o}$$

y la ganancia y fase quedarán:

$$|G(j\omega)| = \left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \left| \frac{j\omega T}{1-j\omega T} \right|$$

$$G(j\omega) = |G(j\omega)| e^{j\phi}$$

$$\phi = \angle G(j\omega) = \arctg \frac{\text{PARTE IMAGINARIA } G(j\omega)}{\text{PARTE REAL } G(j\omega)}$$

$$G(j\omega) = \frac{j\omega T}{1+j\omega T} \Big|_{s=j\omega} = \frac{sT}{1+sT}$$

Siendo los factores: $j\omega T$ y $(1 + j\omega T)^{-1}$

Teniendo:

$j\omega T$

$$|G|_{dB} = 20 \log |j\omega T| = 20 \log \omega T \text{ (dB)}$$

$$\angle G = \arctg(\omega T/0) = \arctg \infty = 90^\circ$$

$(1 + j\omega T)^{-1}$

$$|G|_{dB} = 20 \log |(1 + j\omega T)^{-1}| = -20 \log |1 + j\omega T| =$$

$$= -20 \log \sqrt{1 + \omega^2 T^2} \begin{cases} \omega T \ll 1 \rightarrow |G|_{dB} \approx -20 \log 1 = 0 \text{ dB} \\ \omega T \gg 1 \rightarrow |G|_{dB} \approx -20 \log \omega T \end{cases}$$

$$\angle G = -\arctg \omega T \begin{cases} \omega T \downarrow \rightarrow \angle G = -\arctg 0 = 0^\circ \\ \omega T \uparrow \rightarrow \angle G = -\arctg \infty = -90^\circ \end{cases}$$

Siendo el módulo global:

$$|G|_{dB} = 20 \log \omega T - 20 \log \sqrt{1 + \omega^2 T^2}$$

Y la fase global:

$$\angle G = 90^\circ - \arctg \omega T$$

Siendo la tabla:

<u>Factores</u>	<u>G dB</u>	<u>G</u>
$j\omega T$	6dB/oct	90°
$(1 + j\omega T)^{-1}$	$\omega T < 1$ 0 dB	0°
	$\omega T > 1$ -6dB/oct	\downarrow -90°

Donde podemos especificar:

Módulo

<u>w</u>	<u>jwT</u>	<u>(1 + jwT)-1</u>	<u>Total</u>
$w \leq 1$	6dB/oct	0dB	6dB/oct
$w \geq 1$	6dB/oct	-6dB/oct	0dB/oct

Fase

<u>w</u>	<u>jwT</u>	<u>(1 + jwT)-1</u>	<u>Total</u>
$w \leq 0.1$	----	0°	$0^\circ/\text{déc}$
$0.1 \leq w \leq 10$	----	$-45^\circ/\text{déc}$	$-45^\circ/\text{déc}$
$w \geq 10$	----	0°	$0^\circ/\text{déc}$

2.2.- Estabilidad.-

Siendo el circuito de la figura 15.45

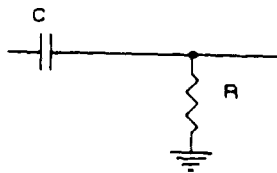


Fig.15.45. Filtro Paso Alto.

Obtenemos:

$$\begin{array}{l}
 V_i \frac{1}{sC} i + R i \\
 V_o = R i
 \end{array} \left| \begin{array}{l}
 \rightarrow \\
 \rightarrow \\
 \rightarrow
 \end{array} \right. \begin{array}{l}
 V_i - V_o = \frac{1}{sC} i \\
 i = sC (V_i - V_o) \leftrightarrow I_{(s)} = sC [V_{i(s)} - V_{o(s)}] \\
 R i = V_o \leftrightarrow R I_{(s)} = V_{o(s)}
 \end{array} \left| \begin{array}{l}
 \rightarrow \\
 \rightarrow \\
 \rightarrow
 \end{array} \right.$$

→ De aquí sale el esquema de la figura 15.46.

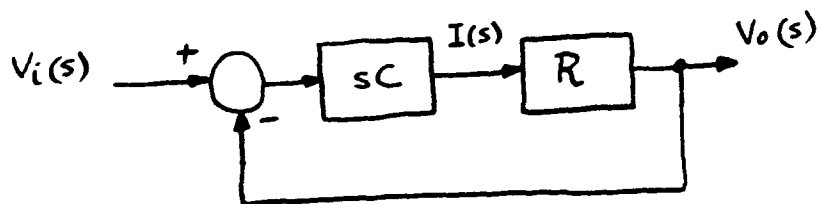


Fig. 15.46. Circuito equivalente.

Con lo cual, tenemos:

$$\begin{array}{l}
 H(s) = 1 \\
 G(s) = sRC
 \end{array} \left| \begin{array}{l}
 \rightarrow \\
 \rightarrow
 \end{array} \right. \begin{array}{l}
 1 + GH = 0 \quad \blacksquare \quad 1 + sRC = 0
 \end{array}$$

Por Routh tenemos:

$$\begin{array}{l}
 s^1 \quad | \quad RC \\
 s^0 \quad | \quad 1
 \end{array} \quad \text{No hay cambio de signo} \quad \blacksquare \quad \text{ESTABLE}$$

3.- FILTROS PASO BAJO (SALLEN - KEY).-

Estos filtros tienen por misión reducir los potenciales musculares (Artefactos - Movimientos miográficos). Y también atenúan las altas frecuencias cerebrales.

Estos filtros al igual que las constantes de tiempo están normalizados, y los valores típicos son entre otros: 15Hz, 30Hz y 70Hz.

Para diseñar estos filtros nos hemos basado en la estructura Sallen - Key, como podemos ver en la figura 15.47.

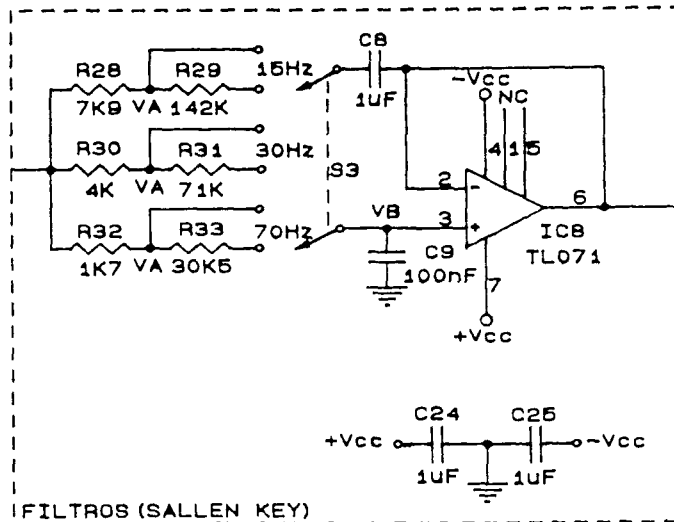


Fig. 15.47. Estructura Sallen - Key (F.P.B.)

Donde la función de transferencia es:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{s^2 + s \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Donde la forma general es:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{H \omega_o^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} s + \omega_o^2}$$

Por lo que, podemos observar que:

$$H = 1 \text{ (Ganancia Unidad).}$$

Y tener en cuenta:

$$Q = \frac{W_o}{AB}$$

$$W_o = 2 \pi f_o$$

Siendo:

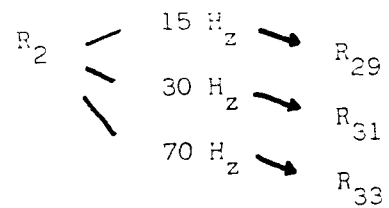
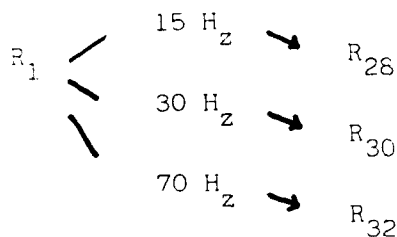
Q = Factor de calidad.

AB = Ancho de banda.

Wo = Pulsación de corte.

fo = Frecuencia de corte.

Hay que tener en cuenta que en la figura 15.47. están las tres frecuencias normalizadas, y la relación de las resistencias y condensadores, con la función de transferencia, es la siguiente:



Y:

$$C_1 = C_8$$

y

$$C_2 = C_9$$

Vamos a explicar ahora el método para la obtención de los valores de las resistencias y condensadores para las distintas frecuencias de los filtros.

Primero hay que tener en cuenta dos aspectos muy importantes a la hora de diseñar un filtro, y son:

- Coeficiente de amortiguamiento (ξ) y;
- Factor de calidad (Q).

Como podemos ver en las figuras 15.48 y 15.49; unos valores óptimos de ambos serían:

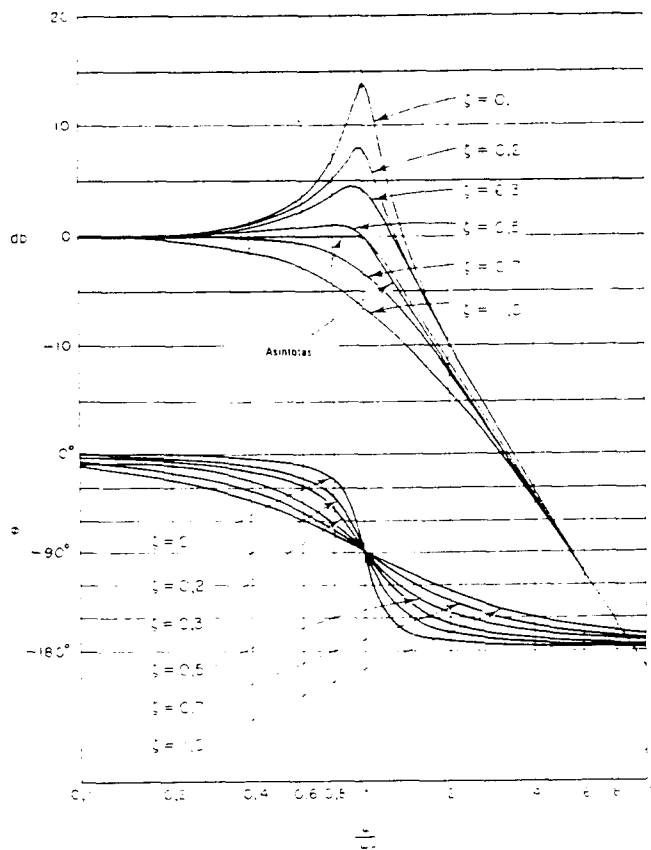


Fig. 15.48. Curvas de logaritmo de ζ .

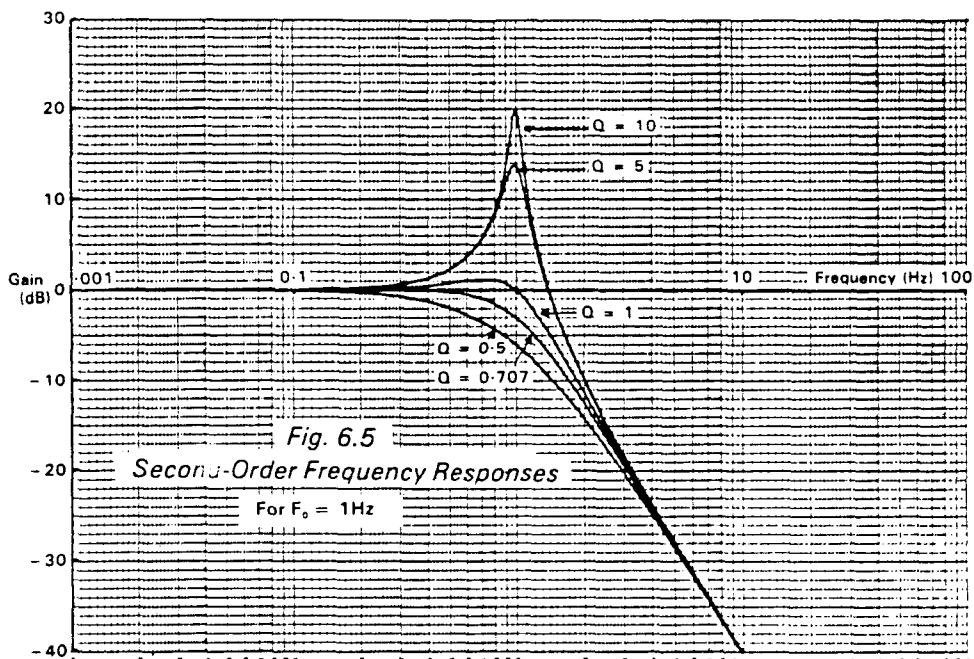


Fig. 15.49. Curvas de logaritmo de Q .

Teniendo en cuenta que:

$$Q = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2} = 0,7$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1}} = 0,7$$

$$W_n = W_o = 2\pi f_o = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

H = GANANCIA = 1

Fórmulas que se deducirán más adelante. Otra cosa importante es tener en cuenta, en todo momento, que hay una relación entre las R y C de la figura 15.47., y las R y C de las fórmulas.

Partiendo de las fórmulas anteriores podemos deducir:

$$0,7 = W_n \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{2} = \frac{1}{W_n} \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1}$$

Siendo:

$$W_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Quedando:

$$I) \cong W_n \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$II) \cong W_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

De II:

$$R_1 = \frac{1}{W_n^2 R_2 C_1 C_2}$$

Sustituyendo en I.

$$R_2^2 W_n^2 C_1 C_2 - R_2 W_n C_1 \sqrt{2} + 1 = 0$$

Siendo una ecuación de segundo grado; cuya solución:

$$R_2 = \frac{C_1 \sqrt{2} \mp \sqrt{C_1^2 2 - 4 C_1 C_2}}{2 W_n C_1 C_2}$$

Dentro de la raíz no nos puede dar un número negativo, por lo tanto, se tiene que cumplir:

$$2 C_2 > 4 C_1 C_2$$

Por lo que:

$$C_1 > 2 C_2$$

Cogiendo un $C_2 = 100 \text{ nF}$ (Poliester) $\rightarrow C_1 = 1 \text{ } \mu\text{F}$ (Poliester)

Tenemos que C_1 y C_2 cumplen la condición anterior.

Quedando, con estos valores:

$$R_2 = \frac{1,4142136 \times 10^{-6} \mp 1,2649111 \times 10^{-6}}{2 \times 10^{-13} W_n}$$

Cogiendo la +, por ejemplo, tenemos:

$$f_0 = 15 \text{ Hz} \rightarrow R_2 = 142131,98 \approx 142 \text{ K} \rightarrow R_1 = 7920,7433 \approx 7 \text{ K } 9$$

$$f_0 = 30 \text{ Hz} \rightarrow R_2 = 71065,99 \approx 71 \text{ K} \rightarrow R_1 = 3960,3717 \approx 4 \text{ K}$$

$$f_0 = 70 \text{ Hz} \rightarrow R_2 = 30456,853 \approx 30 \text{ K } 5 \rightarrow R_1 = 1697,3031 \approx 1 \text{ K } 7$$

3.1.- Estudio de Módulo y fase.

Siendo la función de transferencia:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{H W_o^2}{s^2 + \frac{W_o}{Q} s + W_o^2} = \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + s \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Y siendo los factores cuadráticos de la forma:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{H}{1 + s \frac{1}{W_o} + \frac{1}{W_o^2} s^2} \quad \left| \quad H = 1 \right. = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{W_n} s + \frac{1}{W_n^2} s^2}$$

Donde:

$$\frac{1}{W_o Q} = \frac{2\xi}{W_n}$$

$$\frac{1}{W_o^2} = \frac{1}{W_n^2}$$

Siendo el factor:

$$\left[1 + \frac{2\xi}{W_n} s + \frac{1}{W_n^2} s^2 \right]^{-1} \xrightarrow{jW = s} \left[1 + \frac{2\xi}{W_n} jW - \frac{1}{W_n^2} (jW)^2 \right]^{-1}$$

Teniendo:

$$|G|_{dB} = -20 \log \left[\left(1 - \frac{W^2}{W_n^2} \right)^2 + \left(\frac{2\xi W}{W_n} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad \begin{matrix} \text{I) } W \ll W_n \\ \text{II) } W \gg W_n \end{matrix}$$

$$\text{I) } W \ll W_n \rightarrow |G|_{dB} = -20 \log 1 = 0 \text{ dB.}$$

$$\text{II) } W \gg W_n \rightarrow |G|_{dB} = -20 \log \left[\left(\frac{W}{W_n} \right)^4 + 4\xi^2 \left(\frac{W}{W_n} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} =$$

$$= -20 \log \left(\frac{W}{W_n} \right)^2 = -40 \log \frac{W}{W_n}$$

Teniendo en cuenta que:

$$-40\text{dB/déc} \approx -12\text{dB/oct}$$

Y la fase será:

$$\angle G = -\arctg \left[\frac{2\xi \frac{W}{W_n}}{1 - \left(\frac{W}{W_n}\right)^2} \right] \quad \begin{cases} \text{I) } W \ll W_n \\ \text{II) } W \gg W_n \end{cases}$$

$$\text{I) } W \ll W_n \rightarrow \angle G = -\arctg \frac{0}{1} = 0^\circ$$

$$\text{II) } W \gg W_n \rightarrow \angle G = -\arctg \frac{2\xi \frac{W}{W_n}}{-\frac{W^2}{W_n^2}} = -\arctg \frac{2\xi}{-\frac{W}{W_n}} = -180^\circ$$

Tenemos que en $w = w_n$ ■ $\angle G = -90^\circ$

Por lo tanto, el coeficiente de amortiguamiento ξ hay que tenerlo en cuenta, como hemos dicho anteriormente.

Podemos ver que con las fórmulas anteriores, deducimos las fórmulas de ξ y Q que dijimos antes a la hora de calcular las R y C .

$$Q = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2}$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1}$$

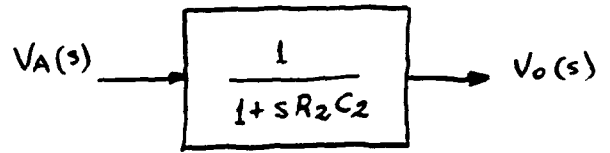
Donde la relación entre el factor de calidad y el coeficiente de amortiguamiento es:

$$\xi = \frac{1}{2Q}$$

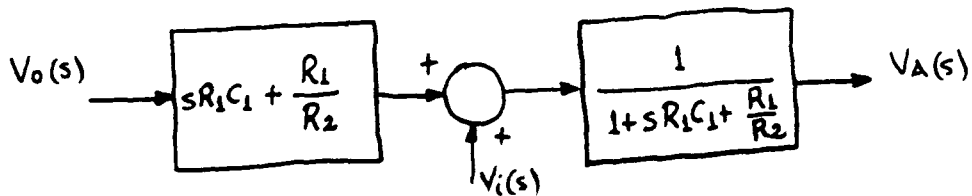
3.2.- Estabilidad.-

Del circuito de la estructura Sallen - Key, sale:

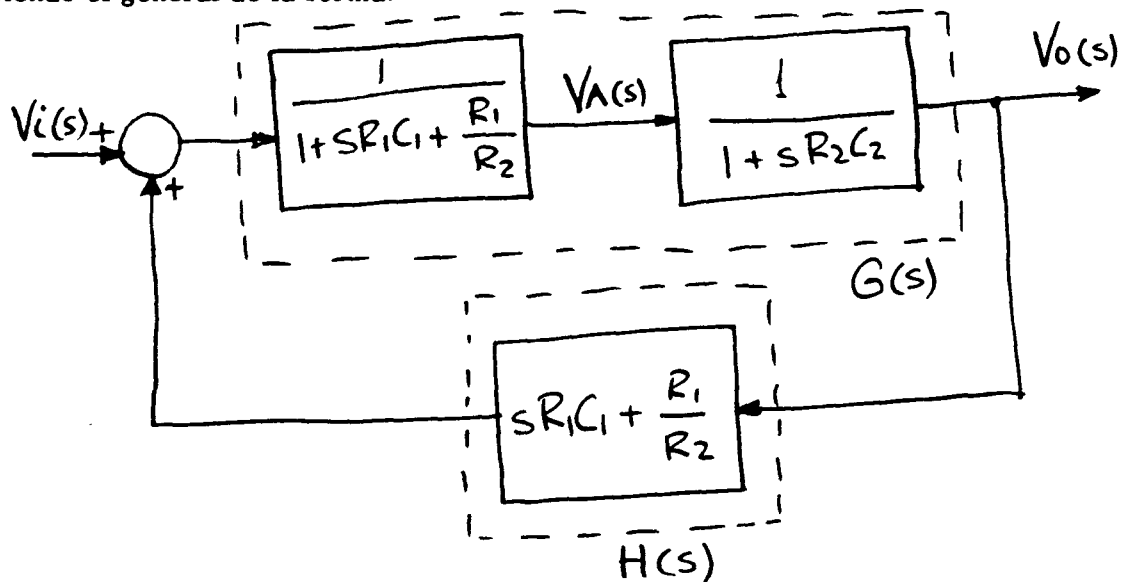
$$I) \quad V_A = [1 + sR_2 C_2] V_O \rightarrow$$



$$II) \quad V_i + V_O \left[sR_1 C_1 + \frac{R_1}{R_2} \right] = V_A \left[1 + sR_1 C_1 + \frac{R_1}{R_2} \right] \quad \downarrow$$



Siendo el general de la forma:



Saliendo de éste, la función de transferencia:

$$\frac{V_O}{V_i} = \frac{G(s)}{1 - G(s) H(s)}$$

Siendo la ecuación característica:

$$1 - GH = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \text{Denominador de } \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 + R_2) C_2 + 1} \rightarrow 0$$

Quedando:

$$s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 + R_2) C_2 + 1 = 0$$

Por Routh, tenemos:

s^2	$R_1 R_2 C_1 C_2$	1	No hay cambio de signo ■ ESTABLE
s^1	$(R_1 + R_2) C_2$	0	
s^0	1		

4.- NOCTH - FILTER.-

Como ya sabemos el Notch - Filter nos sirve para filtrar la frecuencia 50Hz de la red de alimentación.

Y lo vamos a diseñar con un circuito en el cual se le pueda variar la caída.

Siendo el circuito, el de la figura 15.50.

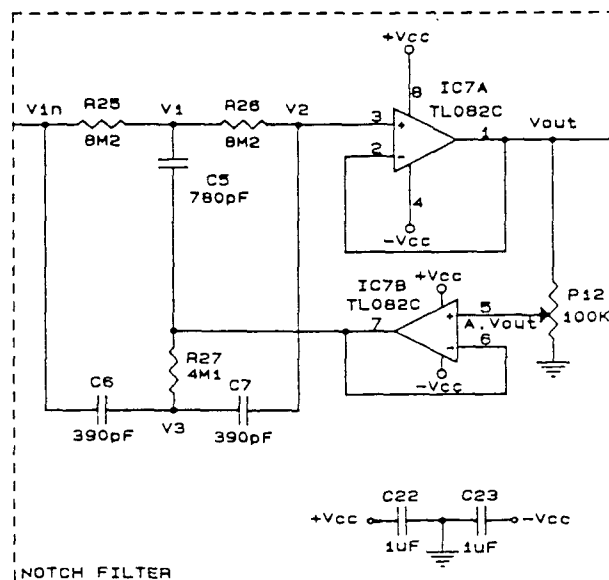


Fig 15.50 Notch - Filter variable

De donde obtenemos:

$$I_1 = \frac{V_{in} - V_1}{2R}$$

$$I_2 = (V_1 - AV_2) s 2C$$

$$I_3 = \frac{V_1 - V_2}{2R} = (V_2 - V_3) s C$$

$$I_4 = (V_{in} - V_3) s C$$

$$I_5 = \frac{V_3 - AV_2}{R}$$

Donde:

$$C = C_6 = C_7 = 390\text{pF}$$

$$2C = C_5$$

$$R = R_{27} = 4\text{M}\Omega$$

$$2R = R_{25} = R_{26}$$

Observando que:

$$I_1 = I_2 + I_3$$

$$e \quad I_5 = I_3 + I_4$$

Tenemos:

$$(V_1 - AV_2) 4sRC = V_{in} + V_2 - 2V_1$$

$$V_1 = (V_2 - V_3) 2sRC + V_2$$

Donde la función de transferencia es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{4s^2R^2C^2 + 1}{4s^2R^2C^2 + (1-A)8sRC - 1}$$

Donde:

$$\omega_0 = \frac{1}{2RC} \quad \text{y} \quad F = \frac{1}{4\pi RC}$$

Con estos valores de R y C , nos sale una frecuencia de aproximadamente 50Hz (frecuencia de la red).

Vemos que el factor de calidad del filtro (Q) depende del valor que tenga A ($0 \leq A < 1$).

$$\frac{\omega_0}{Q} = (1 - A) \frac{2}{RC}$$

Donde:

$$\frac{1}{2Q} = 2(1 - A)$$

Para una $Q = 0'7$ (Factor de calidad aceptable) tenemos:

$$Q = 0'7 \quad \text{■} \quad A = 0'643$$

Colocando un divisor de tensión (atenuador) hacemos que en la entrada no inversora de IC7B tengamos A . V_{out} y con una $A = 0'643$ y un potenciómetro $P_{12} = 100 \text{ K}$ lo conseguimos; simplemente hay que regular el potenciómetro hasta que obtengamos la A deseada.

Es interesante ver qué ocurre cuando $A = 1$; sustituyendo en la ecuación vemos que se cancela o anula el coeficiente de s y el notch puede llegar a desaparecer. En realidad, A nunca es igual a la unidad; y con una A grande lo que hace es que en la frecuencia del notch se atenúa la señal muy poco; y si nos interesa que la atenuación sea grande, tenemos que disminuir la A , bajando por tanto el factor de calidad del filtro Q .

BIBLIOGRAFIA

- * The Bifet, Texas Instruments.
- * Delamonica Electroencefalografía, El Ateneo.
- * J.G. Webster. Medical Instrumentation. Application and design, Houghton Mifflin.

Capítulo 8: Canal de EEG completo (Amplificación/Filtrado)

Una vez estudiados los distintos bloques de los que está compuesta la etapa de **AMPLIFICACION/FILTRADO**; podemos decir que, el diagrama de bloques de dicha etapa, junto con el calibrador (estudiado en un capítulo posterior), es el que se puede ver en la figura 15.51.

A partir de este diagrama de bloques, tenemos el circuito electrónico de dicha etapa, que no es otro que el da la figura 15.52.

Además hemos analizado cada bloque de la etapa de **AMPLIFICACION/FILTRADO** con un analizador de espectros; visualizando las funciones de transferencia; algunas de ellas se muestran en la figura 15.53.

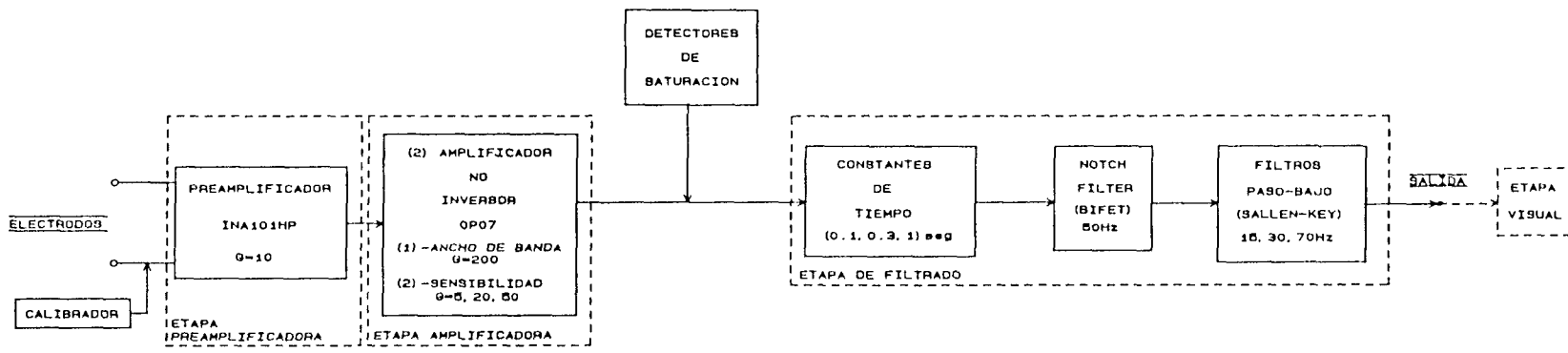
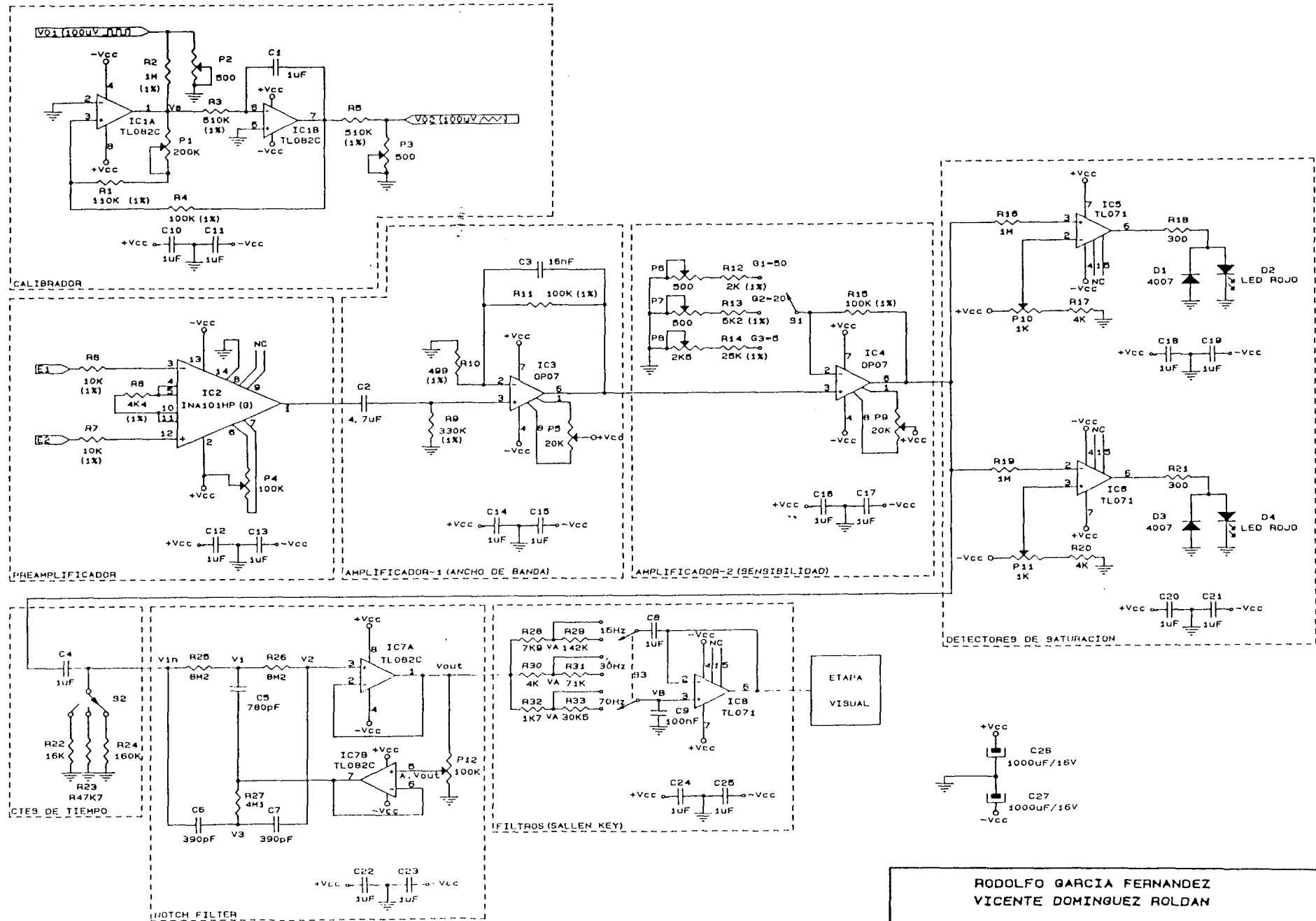
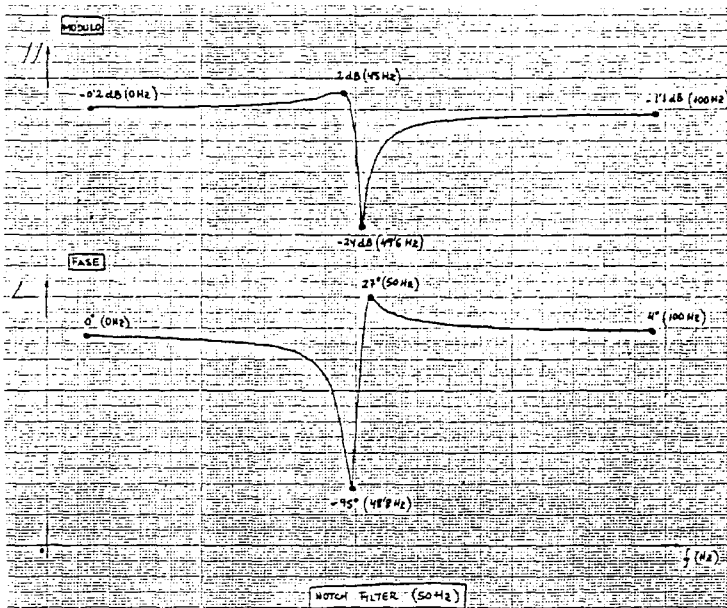
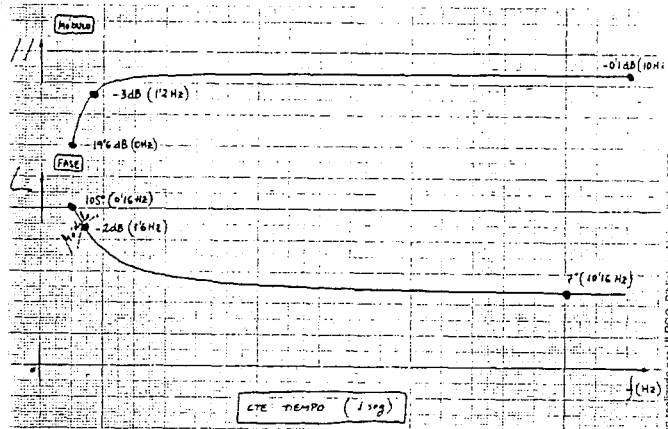
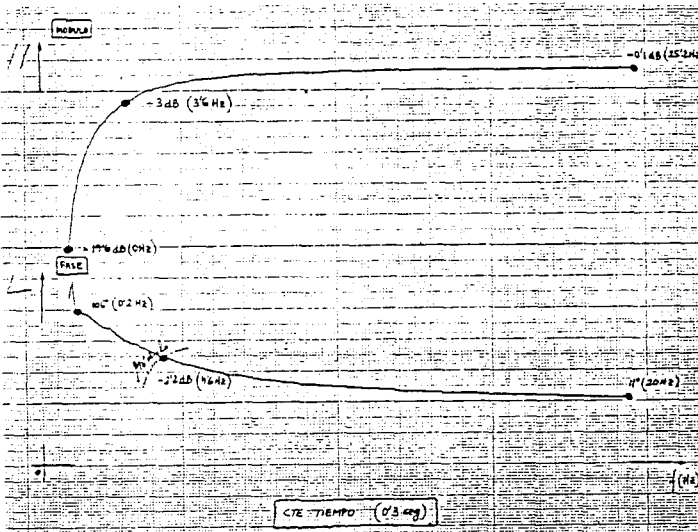
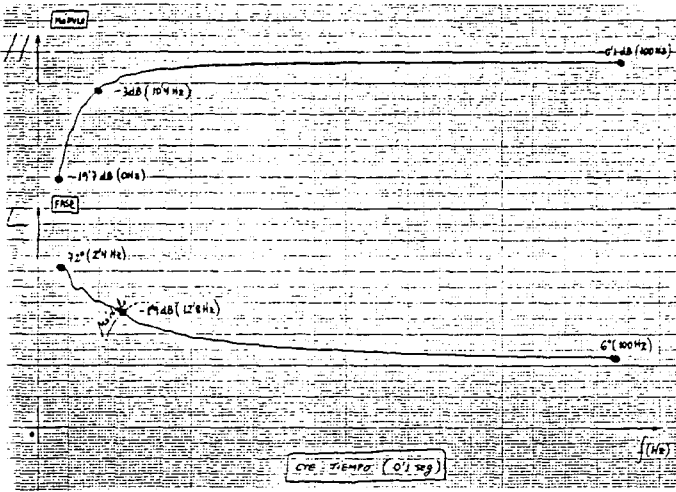


DIAGRAMA DE BLOQUES "AMPLIFICACION/FILTRADO"

RODOLFO GARCIA FERNANDEZ VICENTE DOMINGUEZ ROLDAN		
Size	Document Number	REV
8	DIAGR. BLOQUES AMPLIFICACION/FILTRADO	
Date:	July 17, 1990	Sheet 01

Fig. 15.52.





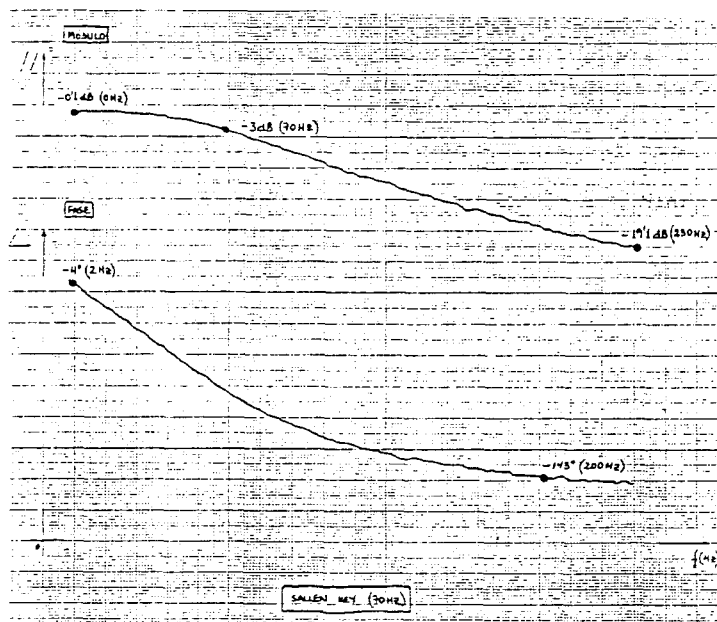
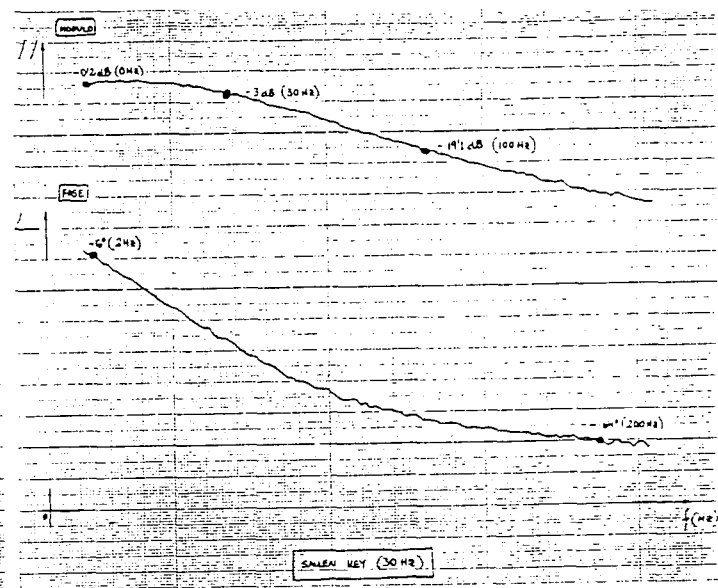
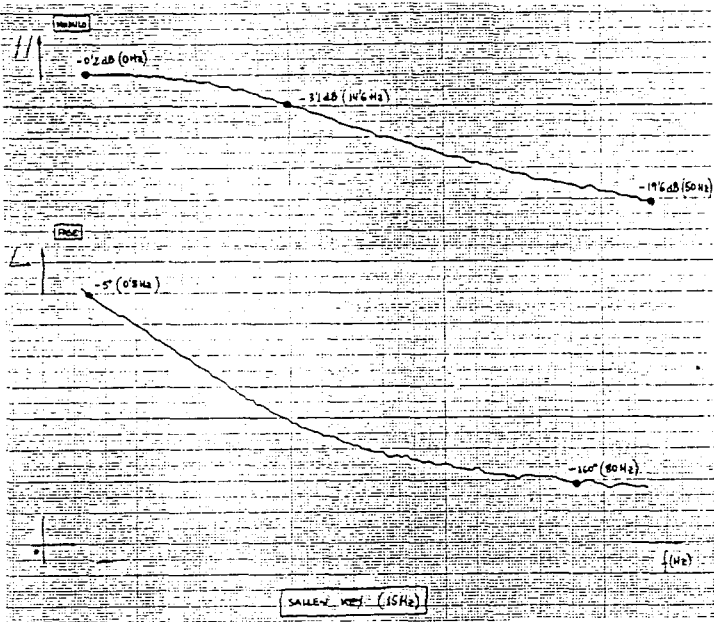


Fig. 15.53.

BIBLIOGRAFIA

- * Aparatos usados:
- * Analizador de espectros Hewlett Packard.
- * Osciloscopio Philips.
- * Generador de señales Philips.

Capítulo 9: Etapa visual. Adaptación de la señal de EEG a un osciloscopio convencional

1.- INTRODUCCION.-

Aunque en realidad el estudio de una señal de EEG se hace habitualmente sobre un registro de papel, en algunos casos nos vemos en la necesidad de observar simultáneamente al registro el comportamiento de la señal debido a las condiciones en que se encuentre el paciente.

En algunas enfermedades en las que el paciente debe tomar habitualmente una medicación, como podría ser el caso de epilepsia, a veces interesa registrar las señales cuando el paciente sufre estos ataques, para lo cual se le suspende la medicación y ya se prevee que en determinadas circunstancias es muy probable que aparezcan estos síntomas. En este caso, aparte del operario, que normalmente es un A.T.S. ó especialista, es necesario que esté presente un médico que detecte cuando se produce este efecto y a su vez tome las medidas de cuidados necesarios. Por tanto, se hace necesario la observación continua del paciente y a la vez las señales de registro. Esto se consigue haciendo que la salida del aparato de EEG se derive hacia un registrador y hacia un monitor de TV El monitor de TV sería el punto de observación del médico y, desde ahí, determinar cuando se producen las crisis convulsivas y su atención.

En este trabajo, nuestro monitor de TV, lo vamos a obtener a partir de un osciloscopio convencional y, para ello, debido a las pequeñas variaciones de las señales que vamos a tratar, debemos añadir un circuito, que llamaremos etapa visual, que nos convertirá nuestro osciloscopio en una pantalla de larga persistencia. Este circuito muestra la señal y la almacena en una memoria en un tiempo de aproximadamente 8'4 segundos y refresca la pantalla lo bastante rápido para la eliminación del parpadeo visual. La forma de onda de la señal puede ser vista en pantalla en tiempo real o puede ser congelada para su estudio.

El tipo del registrador necesario para grabar la señal de EEG debe ser muy rápido ya que debe como mínimo registrar señales de hasta 50Hz. Esto se consigue con registradores cuyos galvanómetros tienen una parte móvil con muy poca inercia mecánica como puede ser el caso de los registradores de chorro de tinta.

2.- MUESTREO DE SEÑALES. TEOREMA DE MUESTRAS. RECUPERACION DE LA SEÑAL MUESTREADA.-

Sea una señal $x(t)$, esta señal está completamente definida en función de sus muestras tomadas a un ritmo determinado. Por consiguiente la transmisión de $x(t)$ puede efectuarse no de manera continua, en todo el tiempo, sino en forma discreta transmitiendo sólo sus muestras y reconstruyendo en recepción a partir de ellas la señal continua por medio de filtros paso bajo.

Según el Teorema de muestreo, toda señal de energía finita y de banda limitada puede expresarse de modo único en función de sus muestras o valores instantáneos tomados a intervalos regulares T_s . El valor de T_s es tal que $1/T_s$ tiene que ser mayor o igual que $2w$, siendo w la máxima frecuencia espectral de la señal. A la frecuencia $F_s = 2w$ se la llama frecuencia de Nyquist. Del Teorema de muestreo se deduce que estas muestras contienen la información acerca de $x(t)$ en cada valor de t . La rapidez de muestreo, sin embargo, debe ser por lo menos el doble de la máxima frecuencia w presente en el espectro de $x(t)$. Expresado en otras palabras, se debe muestrear la señal por lo menos dos veces en cada período o ciclo de su componente de frecuencia más alta.

Debemos tener en cuenta el afecto de solapamiento o **aliasing**, debido a que las señales no están limitadas en banda, con lo que al reconstruirla nos aparece este efecto.

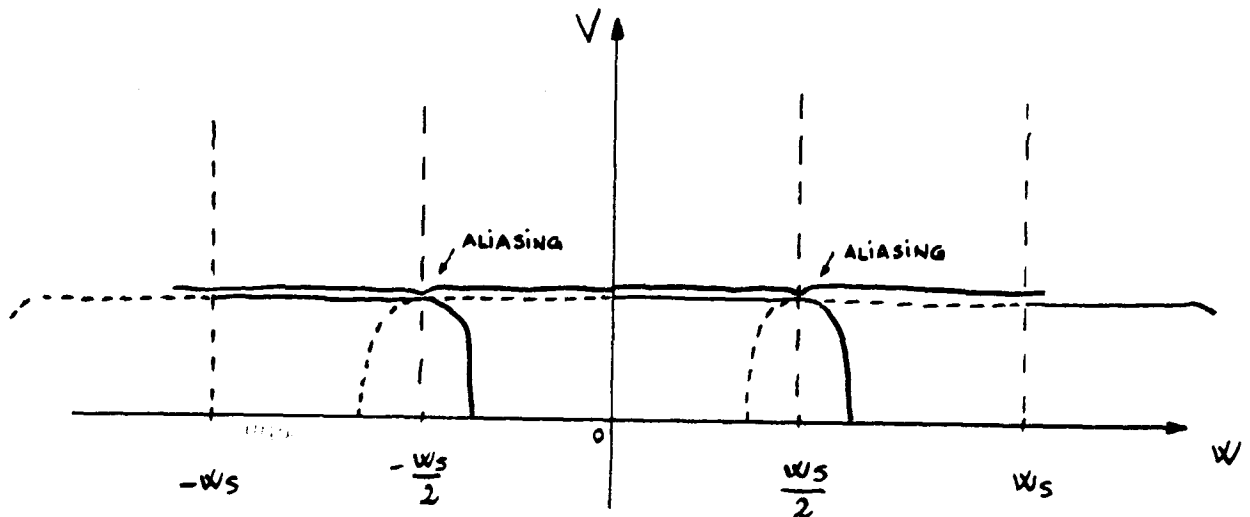


Fig. 15.54. Efecto de solapamiento

Este efecto lo podemos corregir de dos formas, una es filtrando la señal antes de muestrearla con un filtro paso bajo, es decir, limitándola en banda, y otra es aumentando la frecuencia de muestreo.

Si una señal $x(t)$ ha sido filtrada en paso - bajo de modo que tiene componentes espectrales despreciables por encima de w , puede describirse adecuadamente para muchas aplicaciones mediante muestras instantáneas de duración no nulas, separadas uniformemente en el tiempo por un intervalo $T_s \leq 1/2 w$. Si se ha muestreado la señal a la frecuencia de Nyquist o mayor y las muestras se representan mediante impulsos periódicos cuya amplitud sea proporcional a sus valores, puede reconstruirse aproximadamente la señal a partir de sus muestras mediante un filtraje paso bajo.

3.- CONVERSION DE DATOS.-

3.1.- Introducción.-

El objeto de los subsistemas de conversión A/D ó D/A es producir una relación biunívoca entre una magnitud eléctrica analógica (tensión ó corriente) y una función digital calificada, ó viceversa.

La necesidad de tales conversores A/D y D/A es evidente desde el momento que se piensa que los desarrollos electrónicos tienden a abaratar enormemente cualquier proceso hecho a base de electrónica digital, mientras que las magnitudes o parámetros físicos controlados por tal proceso serán siempre de tipo analógico. Se impone pues una conversión en la forma de representar la información para ser tratada por máquinas digitales.

Una vez elaborada una información cualquiera, puede ser que sea necesario actuar sobre algún sistema analógico de acuerdo con los resultados obtenidos y que se tienen en forma digital y codificados. En estos casos, un convertidor A/D resolverá el problema.

Por lo tanto, un convertidor A/D ó D/A será en sí, un sistema híbrido que participade naturaleza analógica y digital y que servirá de adaptación entre dos formas básicas de representar informaciones referentes a fenómenos físicos, forma analógica y forma digital.

3.2.- Convertidores digital - analógicos.-

Existen multitud de formas para convertir de forma biunívoca una información digital en una información analógica. En efecto, hay convertidores que producen una salida caracterizada por una tensión, otros producen una corriente; algunos tienen referencia interna, en otros hace falta ponerla desde el exterior, etc.

No obstante limitaremos nuestro estudio al tipo utilizado en este trabajo y que corresponde al tipo R - 2R, el cual dispone de una red de resistencias para obtener un convertidor D/A, y en la representada en la figura que da lugar a los convertidores D/A conocidos bajo el nombre de **convertidores en escalera** debido a la disposición de la red de resistencias.

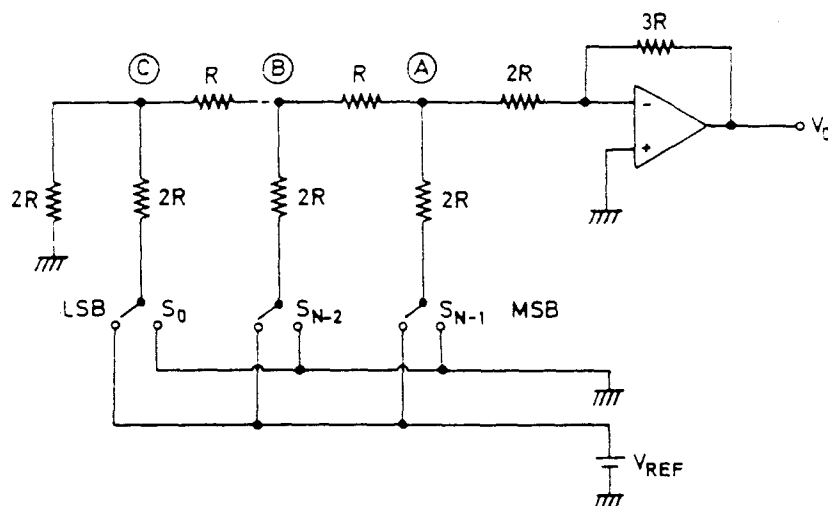


Fig.15.55. DAC R-2R

La misión de los conmutadores (C_0 a C_{N-1}) es conectar las resistencias de $2R$ al potencial de tierra o al de la fuente de referencia V_R , dependiendo del contenido del bit que controla cada conmutador. Si es 1 se conecta a V_R , si es 0 se conecta a tierra.

Obsérvese que la resistencia vista desde cada nudo de la red de resistencias, mirando hacia la izquierda, directa, o hacia los conmutadores, es siempre $2R$, por lo tanto la corriente que viene por cada resistencia de $2R$ conectada a V_R se dividirá en dos partes iguales en cada nudo, produciéndose a la entrada del amplificador operacional una corriente dividida por una potencia de 2 que dependerá del número de nudos atravesados.

Si suponemos por ejemplo, en el bit $N-1$ en estado 1 y el resto 0, el potencial en el nudo $N-1$ será $-V_R/3$ y como la ganancia en tensión del AO en de $-\frac{3R}{2R}$, la salida V_o será

$$V_o = - \frac{V_R}{3} \cdot \frac{-3R}{2R} = \frac{V_R}{2}$$

Una de las ventajas del convertidor en escalera reside en que la impedancia vista desde el AO es siempre constante, sea cual sea el contenido de la palabra digital representada en sus entradas, lo cual repercute en que las características del circuito no serían con la entrada digital.

Otra ventaja, de gran importancia, de este convertidor es que sólo precisa disponerse de dos valores de resistencias, R y $2R$, por lo tanto los efectos de la temperatura, exactitud de valores, etc influirán en la exactitud del convertidor, de una forma más leve que en otro tipo de convertidor.

3.3.- Conmutadores.-

En cualquier D/A que se considere, los conmutadores juegan un papel fundamental en el buen funcionamiento del circuito.

Básicamente, la función de los conmutadores es conectar una resistencia a tierra o a la tensión de referencia, por lo tanto, básicamente, a un conmutador hay que pedirle que introduzca una resistencia despreciable comparada con la resistencia que conecta.

Un conmutador típico es el representado en la figura y se compone de un biestable SR conectado para que funcione como D, a cuyas salidas Q y \bar{Q} se conectan .

Los Most canal P, que darán camino hacia V_R o hacia tierra dependiendo del bit que se presenta a la entrada del biestable.

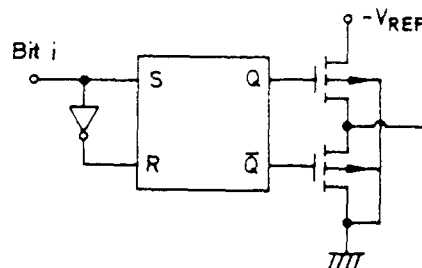


Fig 15.56.- Conmutador con Biestable.

El biestable SR está hecho de forma que a sus salidas los niveles lógicos sean de 0V para 0 y -10V para 1, con lo cual la salida del conmutador queda conectada, a la tensión de referencia o a tierra, siempre a través de un Most en conducción, cuya resistencia de canal ha de ser relativamente baja.

Otra forma de conmutador es la que utiliza dos transistores complementarios consus emisores conectados a la tensión de referencia V_R y a la tierra como la mostrada en la figura.

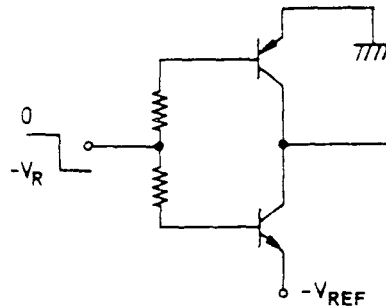


Fig.15.57.- Conmutador con Transistores.

3.4.- Convertidores Analógicos - Digitales.-

Como su nombre indica, se trata de circuitos electrónicos capaces de recibir una información analógica y de entregar una información digital de tal forma que exista una relación biunívoca entre cada información que reciben y cada información que entregan.

Con la ayuda de estos circuitos se podrán recibir datos referentes a un proceso o fenómeno físico que evoluciona de forma continua, convertirlos en datos digitales y tratarlos mediante un ordenador o en cualquier otra máquina digital.

A continuación vamos a considerar una de las técnicas de conversión A/D más comunes y utilizada en este trabajo.

3.5.- Convertidor A/D por aproximaciones sucesivas.-

En este convertidor, se introduce un circuito de control que introduce en un registro de salida un 1 en el lugar de más peso de este registro. Este contenido del registro se convierte a forma analógica y se compara con la entrada al convertidor A/D como se ve en la figura.

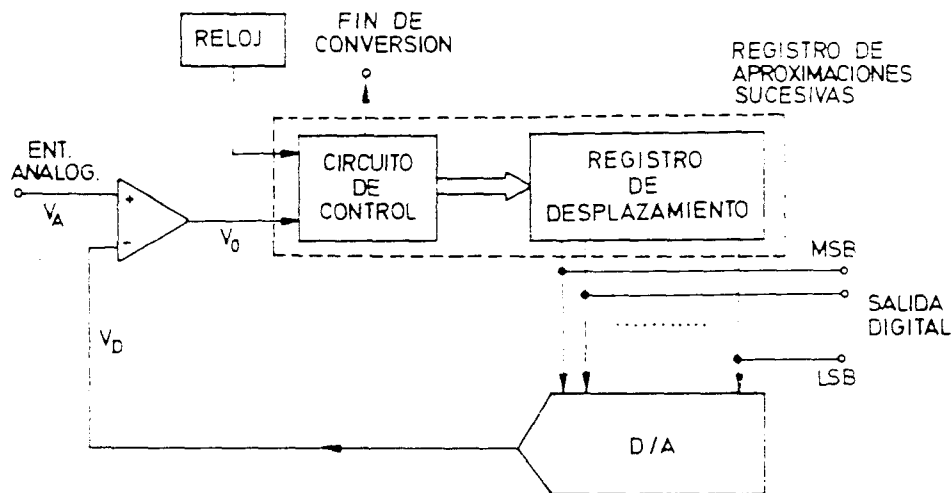


Fig. 15.58. ADC.

Si el nivel alcanzado es mayor que la señal de entrada, se desplaza el 1 a un lugar de peso inmediato inferior y se vuelve a comparar. Si el nivel alcanzado ahora es inferior al de entrada se deja el 1 en esta posición y se introduce otro en el lugar de peso inmediato inferior volviéndose a repetir todo el proceso hasta llegar al lugar de menor peso.

4.- FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO Y DIAGRAMA DE BLOQUES.-

La señal de entrada es primero filtrada y muestreada unas 245 veces por segundo por el ADC. Los 8 bits de datos resultantes son almacenados en el RAM de 2K. Mientras se almacenan las muestras, el contenido de la memoria es leído por el DAC y es mostrado en pantalla, en modo continuo o congelado. La frecuencia de refresco de 245 veces por segundo (4ms por muestra) es lo bastante alta para crear una visión continua sin parpadeo.

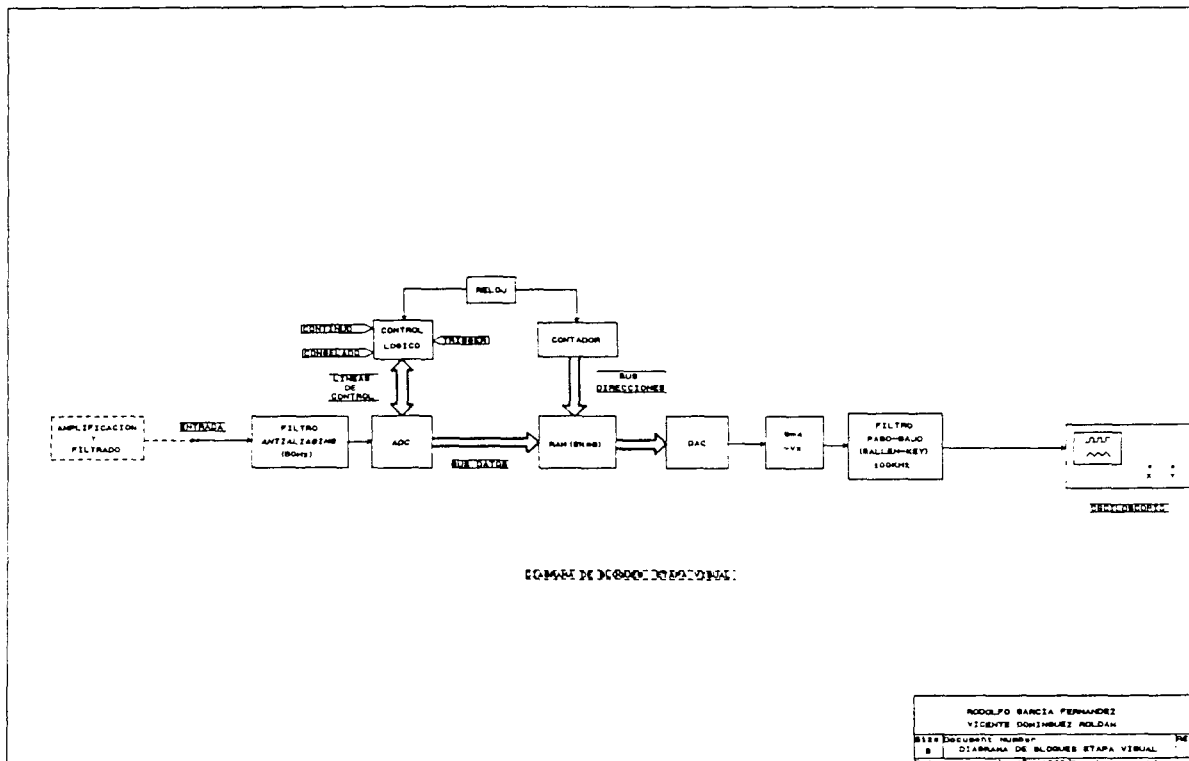


Fig. 15.59.- Diagrama de Bloques.

En el modo normal continuo el control lógico asegura que las sucesivas muestras son almacenadas en posiciones de memoria consecutivas, así el contenido de la memoria es gradualmente llenado a la cantidad de una localización por barrido de 4ms. La forma de onda mostrada de este modo presenta la forma continua en la pantalla, tomando unos 8'4 segundos para las 2048 direcciones (2K).

En el modo congelado, el muestreo sucesivo es almacenado repetidamente en la misma dirección de memoria en el extremo izquierdo del display. Los datos almacenados correspondientes a las otras 2047 direcciones permanecen inalterables entre barrido y barrido, así el display permanece estacionario.

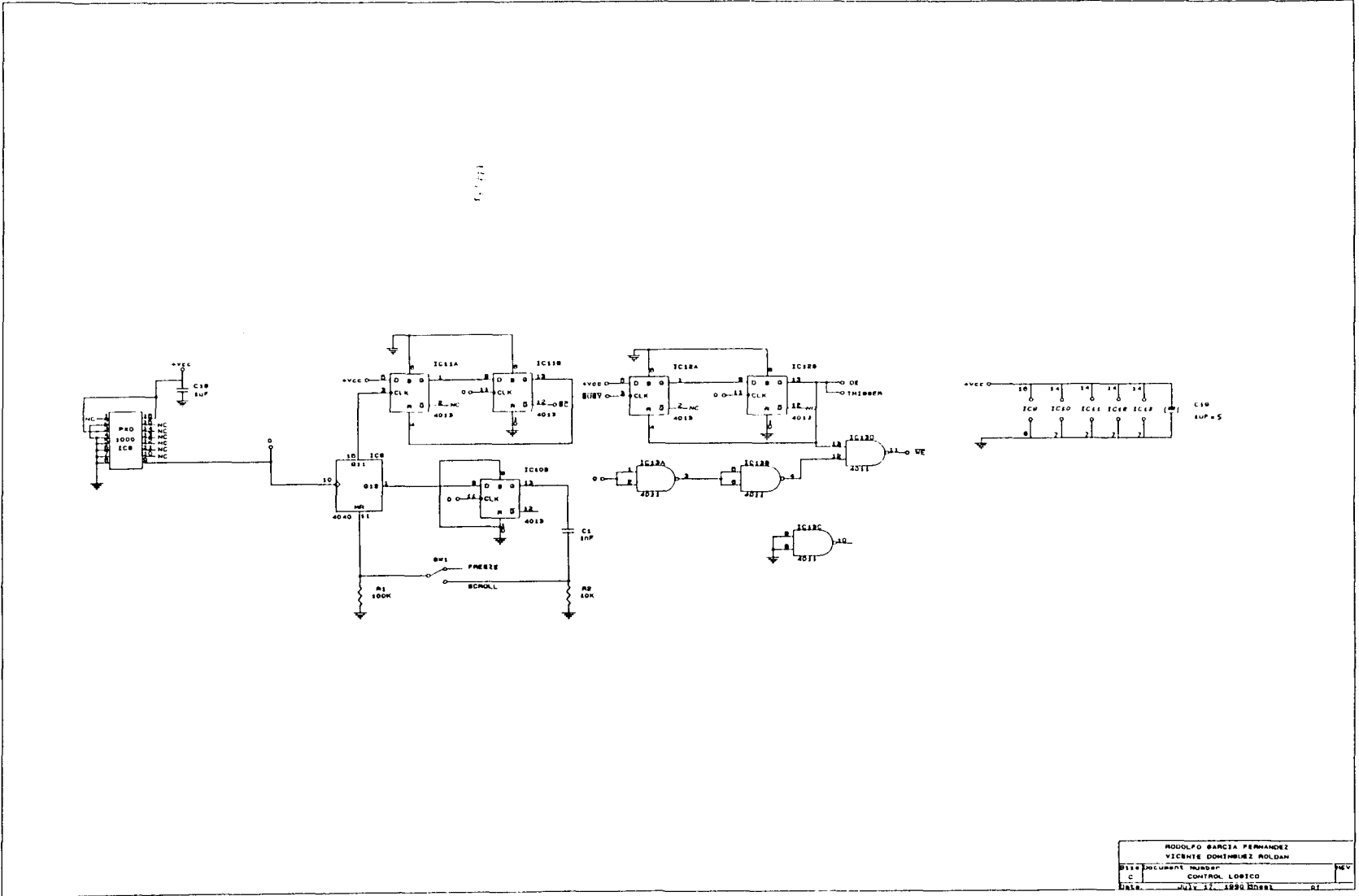
La señal de entrada es pasada a través del filtro anti-solape (anti-aliasing) IC1 antes de ser muestreada por el ADC IC2. Las muestras son almacenadas en la memoria 2K x 8 IC3 en la dirección presente a la salida del contador de display IC4. Excepto cuando la

muestra está siendo almacenada, la RAM está en modo lectura y como las direcciones son secuencialmente contadas de paso, el dato es leído a la salida en el DAC, IC5.

La señal es desplazada en continua y a la vez amplificada por el operacional IC6 para que tenga las mismas condiciones de amplitud y nivel de continua que la señal de entrada y por último es filtrada por el filtro paso bajo IC7 antes de ser mostrada en el osciloscopio.

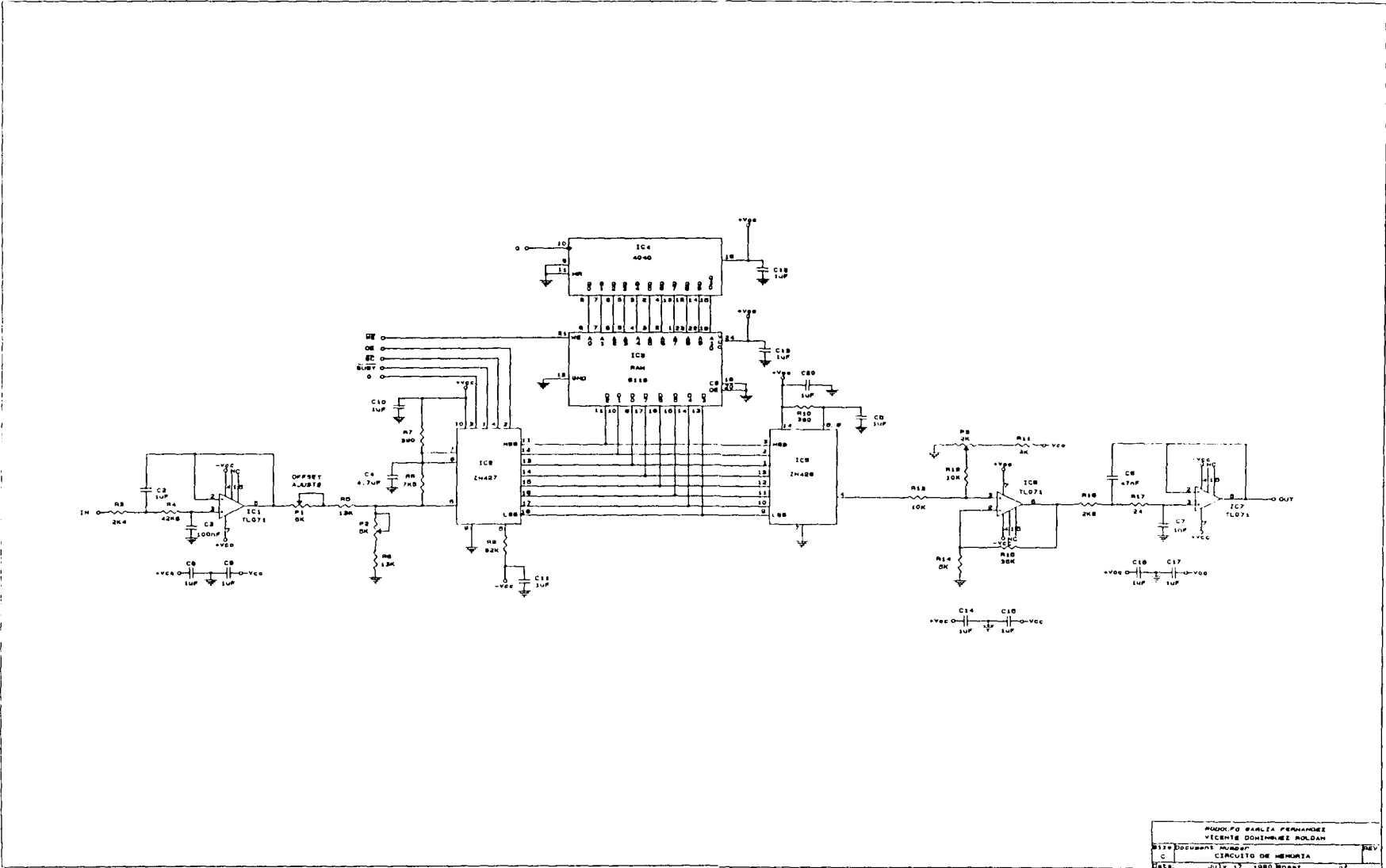
La lógica continua/congelada (IC9 e IC10a) dicta la relación entre el intervalo de muestreo y la dirección de memoria mostrada y, con IC11, 12 y 13, se producen los pulsos necesarios para tomar una muestra, almacenarla en la dirección correcta, y el trigger de barrido del osciloscopio. En el modo continuo, IC10a introduce un ciclo de retardo de este modo esos 2049 ciclos de reloj transcurren entre las muestras. Durante este tiempo el contador de memoria IC4 ha progresado a través de todos estos estados y ha avanzado una cuenta adicional. De este modo, las muestras se almacenan progresivamente en una posición de memoria posterior cada vez, creando la acción continua. En el modo congelado, los pulsos de muestreo están sincronizados con la dirección de memoria así que una posición es solamente llenada repetidamente mientras el resto de los datos permanecen congelados.

Fig.15.60. Lógica de Control.



RODOLFO GARCIA FERNANDEZ		REV
VICENTE DOMESTICO SOLDAN		
Titulo	INSTRUMENT	
C	CONTROL LOGICO	
Fecha	JULY 17 1998	DT

Fig. 15.61. Circuito de Memoria.



4.1.- Lógica de Control.-

El reloj programable IC8 (PXO - 1000) nos produce una frecuencia de 500KHz. La señal de reloj es conducida al contador IC9, el cual puede estar en las condiciones de continuo o congelado, y al contador de dirección de memoria IC4.

En el modo de operación continuo, la salida Q12 del contador IC9 se realimenta a su entrada vía flip - flop IC10a el cual introduce un retardo de un ciclo de reloj antes de reinicializar la secuencia de cuenta. Así los 2049 ciclos de reloj transcurren antes de que se repita la secuencia de cuenta. La salida Q11 es conducida a los flip - flops IC11a e IC11b para generar el pulso de comienzo de conversión (star convert [SC]) para el ADC. Este pulso está sincronizado con el reloj, y su duración es de un ciclo.

Una vez que la conversión ADC es inicializada, su línea de ocupado (BUSY) va a cero (L) hasta que se completa la conversión (en nueve ciclos de reloj) momento en el cual la línea BUSY vuelve a estado alto (H). La señal BUSY se envía a los flip - flops IC12a e IC12b generando una salida enable (output enable [OE]) para solicitar los datos procedentes del ADC. Las señales OE y O son procesadas para producir un pulso Write Enable (WE) para la RAM; el proceso es necesario para asegurar que WE no esté todavía baja (L) cuando las líneas de dirección de la RAM están cambiando debido al avance del contador IC4 en el siguiente estado de reloj.

Las puertas IC13a e IC13b se usan para producir un retardo de O con respecto a WE, igualando el retardo de propagación a través del flip - flop IC13b. Por medio de los pulsos OE y WE, la nueva muestra de datos es almacenada en la dirección especificada por IC4. Las muestras se toman cada 2049 períodos de reloj, dando una frecuencia de muestreo de aproximadamente 245 por segundo. Como 2049 ciclos de reloj transcurren entre sucesivas operaciones muestra/almacenamiento, el contador de direcciones IC4 habrá avanzado 2049 estados (una secuencia completa de 2^{11} más un estado extra). De este modo, cada muestra se almacena progresivamente en una posición posterior de memoria, sobrescribiendo el antiguo dato. Con el barrido del osciloscopio disparado por OE, el display se muestra continuo, la señal de entrada aparece en el lado derecho, moviéndose hacia la izquierda a través de la pantalla y desapareciendo. En la frecuencia de muestreo 245, todos los 2K de direcciones se llenan en 8'37 segundos, siendo el total de la señal mostrada.

En el modo congelado, la línea reset de IC9 se mantiene baja (L) a través de R₁ y el contador permite sólo un ciclo en modo binario. La salida Q¹¹ tiene transiciones positivas cada 2048 ciclos de reloj y los pulsos SC resultantes hacen que la conversión ADC y la muestra almacenada estén sincronizados con el contador de dirección de la memoria. Las sucesivas muestras se almacenan en la misma posición en memoria mientras que los contenidos de las otras 2047 direcciones RAM quedan inalteradas. El display, por consiguiente, aparece estacionario con un retraso de 8'37 segundos de la señal congelada.

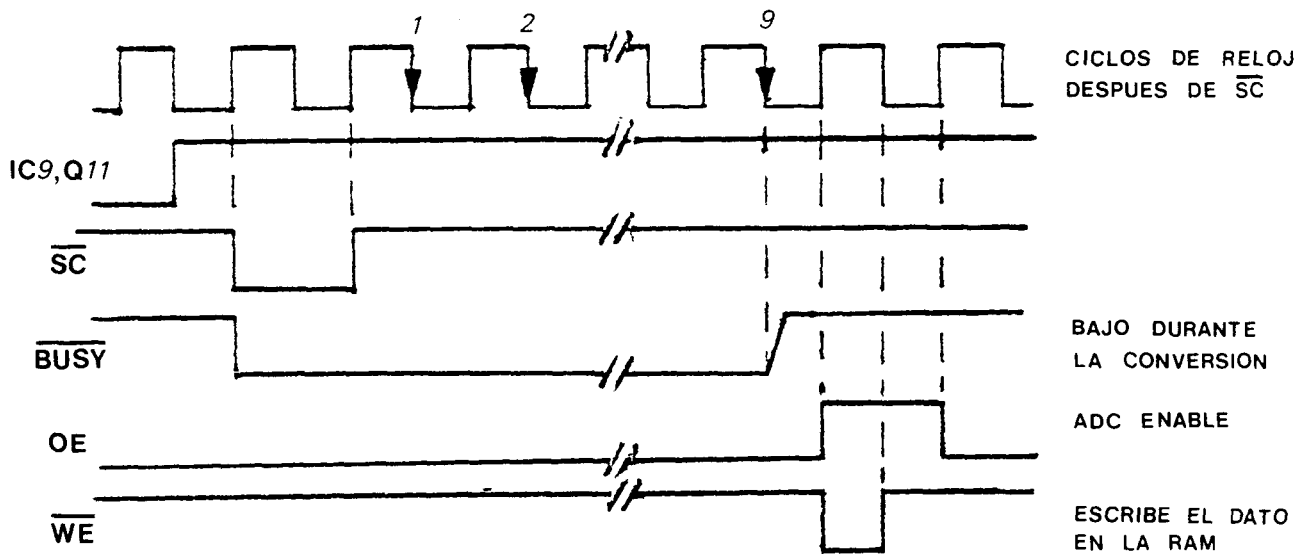


Fig. 15.62. Tiempo de muestreo.

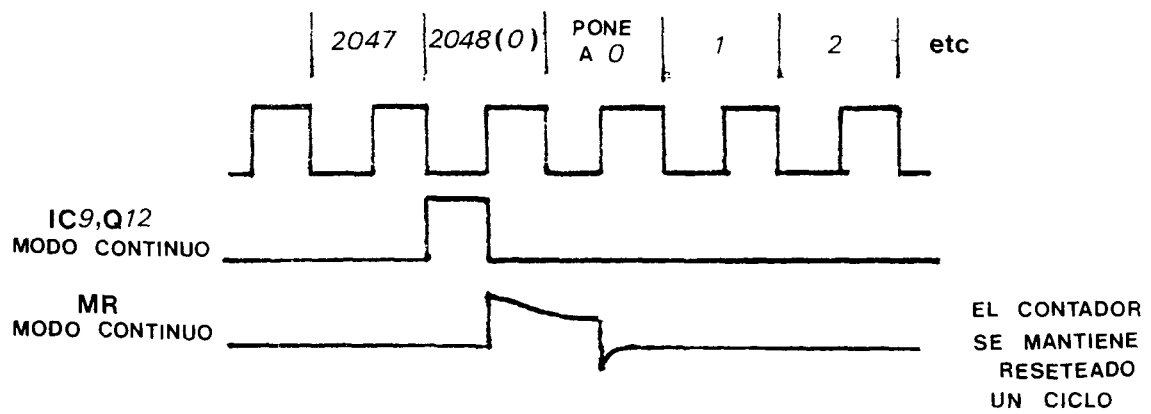


Fig.15.63. Secuencia Continua.

4.2.- Circuito de Memoria.-

En el circuito de memoria, la señal que se va a mostrar se pasa a través de un filtro paso bajo de segundo orden formado por IC1, el cual tiene una frecuencia de corte de unos 50Hz , este filtro previene el aliasing (solape) de la señal al eliminar los componentes de señal mayores de 50Hz (componentes que en EEG no son significativas) a la vez que elimina componentes submúltiplos de la frecuencia de muestreo. El filtro tiene una ganancia de 1 y a la salida la señal se introduce en la red externa del ADC IC2.

El ZN427 ADC IC2 utilizado con la red externa para señal bipolar nos permitidigitalizar la señal directamente ya que se ajusta a los márgenes de entrada del ADC. Es de aproximaciones sucesivas de 8 bits, tomando 9 ciclos de reloj para una conversión completa. Tiene una tensión de referencia de $2'56\text{V}$ la cual está disponible en el pin 8, y en este diseño se usa como entrada de referencia para conectarlo al pin 7. Una conversión se inicializa por un pulso \overline{SC} , entonces la línea \overline{BUSY} va a nivel bajo (L). Al final del período de conversión, \overline{BUSY} retorna a estado alto (H), señalizando el control lógico que una muestra ha sido tomada y está lista para ser almacenada en memoria. El posterior pulso OE procedente de IC12 habilita las salidas del ADC (las cuales están normalmente en estado de alta impedancia) colocando el nuevo dato en el bus de datos. Simultáneamente \overline{WE} es tomado a nivel bajo (L) así que el nuevo dato es escrito en los $2\text{K} \times 8$ de la RAM IC3, en la dirección marcada por el contador IC4. Esta operación de muestreo y almacenamiento ocurre entre los sucesivos barridos de display.

Durante un barrido de display, la RAM está en modo lectura y el contador IC4 de las líneas de dirección. El dato procedente de la RAM es leído en secuencia con el DAC IC5, y la reconstrucción de la señal analógica se dispone en el pin 4. La salida del DAC nos da una señal que puede variar en los márgenes de cero a $2'5\text{V}$, lo que nos indica que la señal obtenida es nuestra señal inicial desplazada en continua $1'25\text{V}$ y atenuada por 4, por lo que necesitamos adaptarla a las mismas condiciones que la entrada así que esto lo hacemos con el operacional IC6, el cual tiene la configuración de sumador y a la vez amplificador, cuya función de transferencia sería $V_o=4(V_x+V_i)$, siendo V_x los $-1'25\text{V}$ que nos interesa deapazar la señal. Dicha función de transferencia nos indica que en el pin + obtenemos una señal $V=(V_x+V_i)/2$ con lo que la red de realimentación de IC6 tiene que guardar la relación 7 ya que la amplificación debe ser de 8 para obtener los valores deseados. La señal obtenida la pasamos a través del filtro paso bajo IC7, el cual limpia la envolvente de la forma de onda para ser mostrada posteriormente. El filtro utilizado es similar a los ya estudiados en anteriores capítulos (Sallen Key) y tiene una frecuencia de corte de aproximadamente 107KHz , con lo cual nos elimina la componente de la frecuencia de reloj.

4.3.- Filtros.-

Hemos utilizado dos filtros paso bajo, ambos del tipo Sallen Key, de segundo orden y de ganancia unidad, ya estudiados en anteriores capítulos. El primero tiene una frecuencia de corte de 50 Hz y su función es la de antialiasing (anti - aliasing) y el segundo tiene una frecuencia de corte de unos 100 KHz y nos anula el efecto de conversión del DAC.

Veamos el de 50Hz y los valores de los componentes a partir de las fórmulas obtenidas en anteriores capítulos.

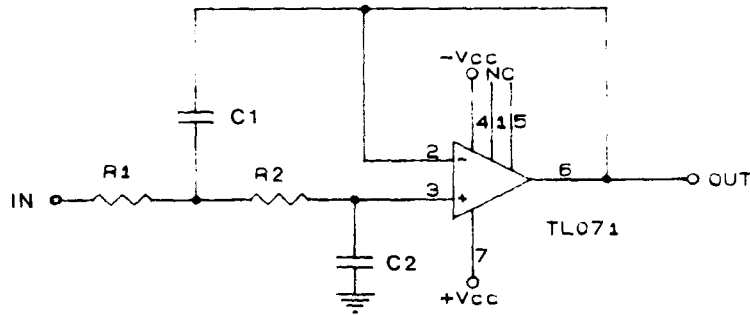


Fig. 15.64. Estructura Sallen Key.

La función de transferencia obtenida es:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{H W_o^2}{s^2 + \frac{W_o}{Q} s + W_o^2} = \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + s \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Tomando: $C_1 = 1\mu F$ y $C_2 = 100nF$ obtenemos los valores:

$$R_1 = 2376'2 \quad \text{que ponemos } R_1 \cong 2K4 \Omega$$

$$R_2 = 42639'59 \quad \text{que ponemos } R_2 \cong 42k6 \Omega$$

Para el filtro de 100KHz tomando $C_1 = 47nF$ y $C_2 = 1nF$ obtenemos

$$R_2 = 24'34 \cong 24 \Omega$$

$$R_1 = 2214'2 \cong 2K2 \Omega$$

Tomando estos valores de los componentes nos sale una frecuencia de corte $f = 98989'6\text{Hz}$.

5.- ETAPA VISUAL COMPLETA.-

Considerando lo visto anteriormente, tenemos el siguiente circuito:

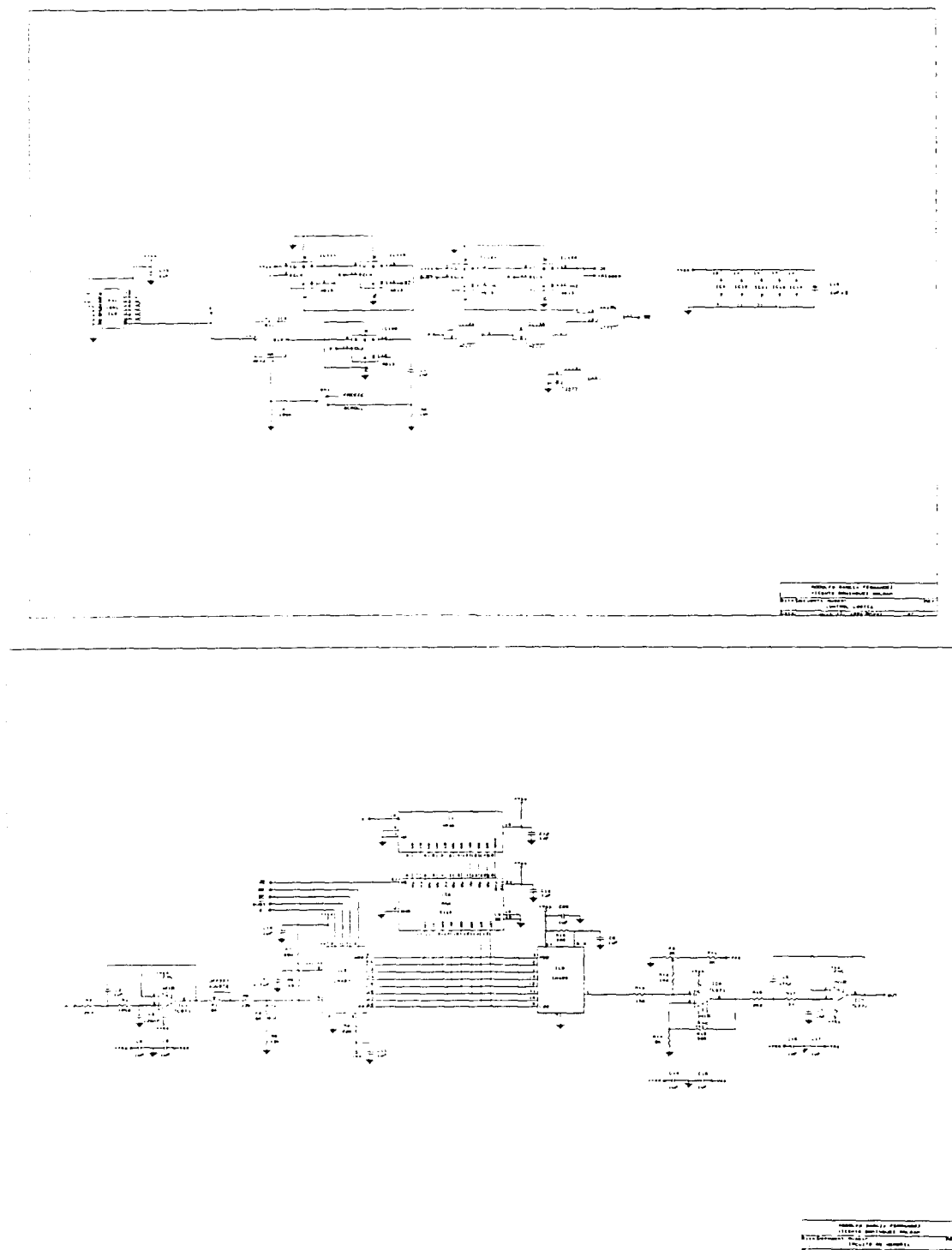


Fig.15.65.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Delamónica, **Electroencefalografía**, El Ateneo.
- * W.J. Tompkins, J.G Webster, **Design of Microcomputer - Based Medical Instrumentation**, Prentice - Hall, INC.
- * **Sistemas de Telecomunicación**, ETSIT. Madrid.
- * J.G. Webster, **Medical Instrumentation. Application and design**, Houghton - Mifflin.
- * Elías Muñoz Merino, **Circuitos Eléctricos (Tomo IV)**, ETSIT Madrid.
- * B.P. Lathi, **Introducción a la teoría y Sistemas de Comunicación**, LIMUSA.

Capítulo 10: Calibrador

1.- INTRODUCCION.-

Además de realizar el estudio de la señal fisiológica sin más; es necesario una señal de calibrado para varias cosas; entre ellas: comprobar el perfecto funcionamiento del aparato y servir como señal de referencia para compararla con la anteriormente dicha señal fisiológica en estudio

2.- DISEÑO DEL CALIBRADOR.-

Las señales de calibrado más utilizadas son las cuadradas y las triangulares.

Nosotros para ello vamos a diseñar un oscilador que nos produzca ambas: señal cuadrada y señal triangular. Consiguiéndose la triangular mediante la integración, como ya sabemos, de la cuadrada.

Sea el circuito, para nuestro caso, el de la figura 15.66.

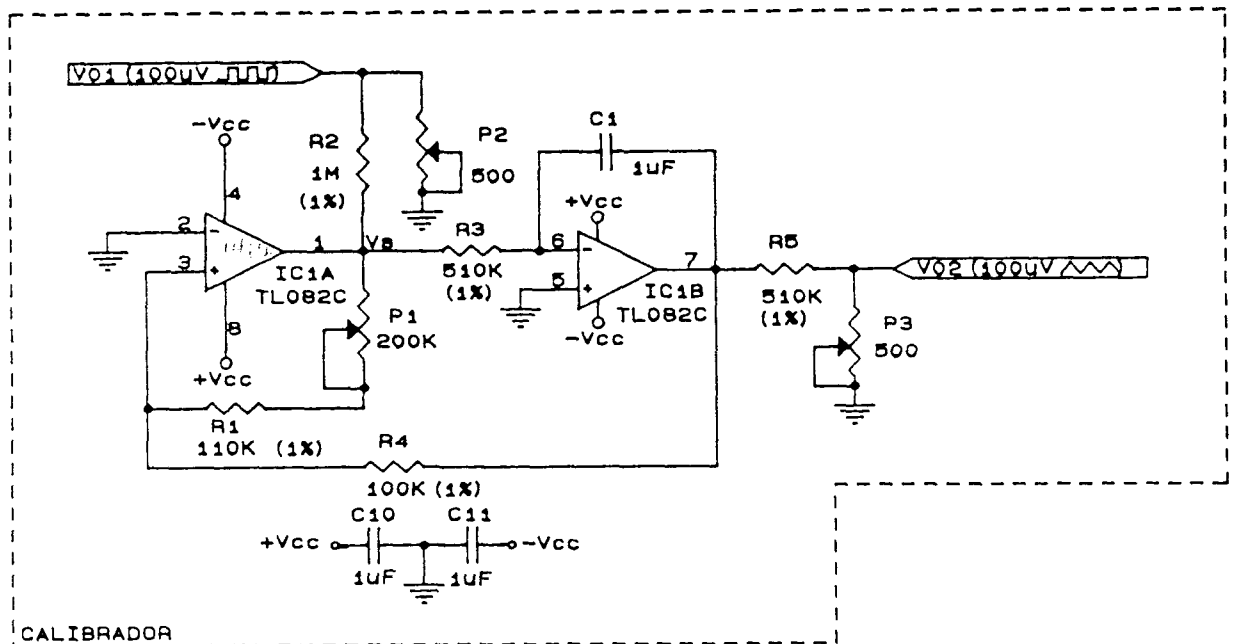


Fig. 15.66. Calibrador.

Del circuito de la figura 15.66. obtenemos, como ya hemos dicho, una señal cuadrada y una señal triangular; cuya representación gráfica se puede ver en la figura 15.67.

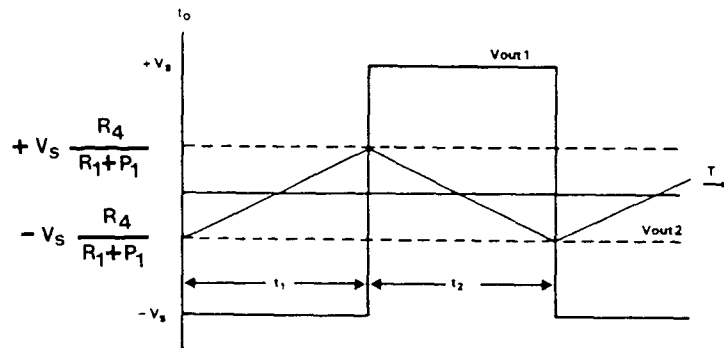


Fig. 15.67. Representación Gráfica.

Tenemos que IC1A funciona como un comparador y conmuta en los umbrales $\pm V_s [R_4 / (R_1 + P_1)]$ donde $\pm V_s$ representa las salidas del operacional (alimentaciones).

Suponiendo $T = 0$, $V_{O2} = -V_s [R_4 / (R_1 + P_1)]$

La corriente en el integrador $I = -V_s / R_3$

La salida del integrador será:

$$\begin{aligned} \text{SALIDA INTEGRADOR} &= -\frac{1}{C_1} \int_0^T I \, dt = V_{O2}(t_0) - \frac{I}{C_1} (T - t_0) \\ &= V_{O2}(t_0) + \frac{V_s}{C_1 R_3} (T - t_0) = \\ &= \frac{-V_s R_4}{R_1 + P_1} + \frac{V_s}{C_1 R_3} (T - t_0) \end{aligned}$$

Cuando $(T - t_0) = t_1$:

$$\frac{V_s R_4}{R_1 + P_1} = \frac{-V_s R_4}{R_1 + P_1} + \frac{V_s t_1}{C_1 R_3}$$

$$t_1 = \frac{2 R_4}{R_1 + P_1} C_1 R_3$$

(t_2 sale igualmente, haciendo $t_1 = t_2$)

El período será $t_1 + t_2$ y por tanto la frecuencia de oscilación será:

$$f = \frac{R_1 + P_1}{4 R_4 R_3 C_1} \text{ Hz}$$

Y V_{o2} tiene un valor pico a pico de:

$$V_{o2} = \frac{2 R_4 V_s}{R_1 + P_1}$$

Así este circuito puede usarse para generar ondas cuadradas, cuya frecuencia puede ser convenientemente alterada por C_1 ó R_3 , y ondas triangulares de igual frecuencia cuya amplitud puede ser variada por P_1 .

Sabemos que:

$$V_{o1} = 2 V_s$$

Para nuestro caso en cuestión, queremos una frecuencia de 1Hz y la misma amplitud en la señal cuadrada y en la señal triangular.

$$f = 1 \text{ Hz} = \frac{R_1 + P_1}{4 R_4 R_3 C_1} \quad (I)$$

$$\frac{V_{o2}}{R_4} = - \frac{V_{o1}}{R_1 + P_1} \rightarrow V_{o2} (R_1 + P_1) = - V_{o1} R_4$$

Nos interesa que $|V_{o2}|_{\text{Máx}} = |V_{o1}|_{\text{Máx}}$; entonces:

$$\bullet \frac{R_1 + P_1}{R_4} = 1 \rightarrow R_1 + P_1 = R_4 \quad \begin{cases} P_1 = 100 \text{ K} \\ R_1 = 10 \text{ K} \\ R_4 = 110 \text{ K} \end{cases}$$

$$\bullet (I) \quad 1 \text{ Hz} = \frac{10 \text{ K} + 110 \text{ K}}{4 \cdot 110 \text{ K} R_3 C_1}$$

$$R_3 C_1 = 0'25$$

Poniendo C_1 $1\mu F$ ■ $R_3 = 250K$

Veamos la amplitud de señal de salida:

$$V = V_{o2} = \frac{2 R_4 V_s}{R_1 + P_1}$$

Suponiendo que la alimentación $\pm V_{cc} = \pm V_s = \pm 5V$.

$$V_{o2} = \frac{2 \cdot 110 K \cdot 5}{10 K + 100 K} = 10 \text{ VOLTIOS}$$

Esta señal es muy grande; y nos interesa por decisión de análisis una señal de $100\mu V$. Dicha señal la conseguimos por medio de un atenuador, como se puede ver en la figura 15.66., formado por R_2 , P_2 y R_5 , P_3 respectivamente.

BIBLIOGRAFIA.-

- * Delamónica, **Electroencefalografía**, El Ateneo.
- * **The Bifet**, Texas Instruments.

Capítulo 11: Consideraciones Prácticas

1.- INTRODUCCIÓN.-

En este apartado queremos poner de manifiesto todos los detalles que nos han surgido a la hora de llevar a la práctica el proyecto teórico. Entre los detalles que se nos han planteado tenemos ajustes de offsets de los amplificadores operacionales, así como el apantallamiento del cableado y el proceso de obtención de las placas impresas con plano de masas, para conseguir una mayor inmunidad al ruido.

En los diferentes apartados que siguen a continuación veremos, en cada uno de ellos, todos los inconvenientes surgidos, así como su posible resolución.

2.- PLACA AMPLIFICACIÓN/FILTRADO.-

En cuanto al CALIBRADOR, cometimos un error en el estudio teórico y fue considerar $R_1 + P_1 \leq R_4$, y en estas condiciones no había oscilación; debido a que la red de realimentación del IC1A, formada por R_1 y P_1 , de menor valor que R_4 , hace que la tensión de la entrada no inversora esté en desventaja frente a la red de realimentación de R_4 . Y para que oscile tiene que predominar la red de realimentación formada por R_1 y P_1 ; por lo que, se tiene que cumplir que $R_1 + P_1 > R_4$. Por lo tanto, los nuevos valores de los componentes para que esto ocurra son:

$$R_4 = 100K$$

$$R_1 = 110K$$

$$C_1 = 1\mu F$$

Y con la frecuencia de 1Hz:

$$R_3 = 510K$$

$$P_1 = 104K \text{ ■ } 200K \text{ (POTENCIOMETRO)}$$

Siendo entonces:

$$R_2 = 1M \quad \text{■} \quad P_2 = 500$$

$$R_5 = 510K \quad \text{■} \quad P_3 = 500$$

En cuanto al PREAMPLIFICADOR y AMPLIFICADOR-1, simplemente se le ajustó el offset.

Al AMPLIFICADOR-2, se le ajustó el offset y las distintas sensibilidades.

Respecto a los DETECTORES DE SATURACIÓN, se les marcó el nivel de saturación superior e inferior.

Y por lo que respecta a los distintos filtros, simplemente se comprobaron las distintas frecuencias de corte.

Es interesante tener en cuenta que como los operacionales jamás darán los $\pm 5V$; hemos puesto los márgenes de saturación por debajo de lo que realmente nos daban los operacionales. En este caso nos daban $\pm 4.6V$ y los márgenes se colocaron en $\pm 4.4V$.

En los amplificadores de elevada ganancia y que trabajan con pequeña señal es aconsejable utilizar una caja de Faraday o algún sistema similar que nos aisle del ruido externo. En nuestro caso, además de un buen plano de masas, utilizamos una caja metalizada conectada a masa.

3.- TARJETA VISUALIZADORA.-

El reloj programable $P \times 0 - 1000$ utilizado para obtener una frecuencia constante de 500 KHz será el corazón de toda la lógica de control.

También podríamos haber tomado una frecuencia de reloj mayor (1MHz), pero también hubiéramos tenido mayores inconvenientes al intentar visualizar en un osciloscopio convencional las señales lógicas que surgen de cada circuito, ya que, en principio todos los chips utilizados pueden funcionar a esta frecuencia, sólo que sería un nuevo problema a plantearse pues habría que hacer ciertas modificaciones, las cuales nos plantearemos en el apartado de mejoras posibles.

Una vez la lógica de control nos funciona como habíamos supuesto, procedemos a montar en el circuito el ADC ZN427 al cual hay que hacerle los ajustes externos correspondientes según consejos del fabricante para que nos funcione en modo bipolar. Asimismo aprovechamos en el ajuste para corregir al mismo tiempo con P1 el offset de IC1. Con este primer ajuste fijamos al límite inferior del ADC que nos dará el código 00000001 en el cual el bit de menor peso estará cambiando de 0 a 1, código correspondiente a la tensión de entrada de $-4'9805 \text{ V}$, $[-(FS - 1/2 \text{ LSB})]$.

Con el potenciómetro P2 ajustamos la ganancia y con ello el límite superior, correspondiente al código 11111111 en el que el último bit nos aparezca inestable. Este código corresponde a una tensión de entrada de $+4'94'4 \text{ V}$, $[(FS - 1/2 \text{ LSB})]$.

Por último volvemos a corregir con P1 el primer ajuste que habíamos hecho ya que habrá variado algo al mover P2. Con esto el ADC queda ajustado a nuestros márgenes de tensión. Es de tener en consideración que estos valores límites no se nos van a producir nunca debido a que los operacionales nunca nos dan en las salidas cuando están saturados, tensión de alimentación $\pm V_{cc}$, sino que es un valor algo menor.

El siguiente paso es colocar la memoria con su contador y el DAC IC5 en cuya salida disponible en el pin 4 debemos hacer un proceso de ajuste de offset y de amplificación para obtener los mismos márgenes de tensión en la señal de entrada, para, por último filtrar la señal y limpiar la envolvente característica de los DAC.

Este circuito impreso se ha obtenido por el procedimiento de Mecanorma, proceso algo laborioso pero que nos permite algunas ventajas como son el obtener un buen plano de masa, con lo que evitamos bastante el ruido y además que podemos obtener el número de circuitos impresos que deseamos con gran rapidez una vez hecho el primero.

Una vez logrados todos los ajustes hemos pasado a la comprobación del circuito con señales procedentes de un generador de señales. Aquí hemos comprobado cómo se va procesando la señal en los diferentes puntos del circuito así como la respuesta del circuito

para los márgenes de frecuencias y amplitudes deseadas. Se observa que para los márgenes de frecuencias bajar (0 a 10 Hz) el circuito funciona perfectamente y la señal de salida es muy aproximadamente igual a la de entrada, pero, antes del filtro de salida vemos que según se va aumentando la frecuencia nos van apareciendo unos puntos de error que se desvían de la forma de onda de la señal y que son más acusados en las frecuencias altas sobre los 30Hz y que una vez filtrados nos producen una especie de modulación en amplitud de la señal. Este afecto al principio nos desconcertó pero vino a confirmar nuestras dudas sobre el ADC y la frecuencia de muestreo.

A la frecuencia de muestreo de 245 aproximadamente, en las frecuencias bajas la señal está perfectamente definida por sus muestras y el tiempo de conversión del ADC no afecta a la recuperación de la señal. Es muy importante tener en cuenta que una vez comenzada la conversión la señal sigue variando y cuando termina, código obtenido no corresponde exactamente con la señal a la entrada, este error es mayor cuanto más rápida sea la señal de entrada es decir, mayor frecuencia, todo ello hace que a frecuencias altas, entre dos puntos de muestreo, se produzcan grades errores en los códigos de salida, códigos que por otra parte, van obteniéndose a una frecuencia fija dada por la frecuencia de muestreo. Debido a estos errores se nos forman unas señales de error con envolvente de forma senoidal, indeseables, que nos afectan a nuestra señal original produciendo el ya discreto efecto de modulación en la señal de salida una vez filtrada.

En electroencefalografía este efecto no es muy importante ya que lo que más nos interesa es la frecuencia de la señal y sus cambios de ritmo.

El efecto de modulación se puede anular totalmente utilizando un ADC el cual a su entrada tenga un circuito que memorice la señal en cada muestra y mantenga su valor durante el intervalo de conversión. Estos circuitos existen en el mercado y ya van incluidos dentro del ADC y permiten muestrear señales de frecuencias del orden KHz como es el caso del AD7575 que posee internamente unos circuitos de seguimiento y memoria (Track/Hold) de la señal de entrada y que junto con su pequeño tiempo de conversión (5µS) pueden digitalizar tensiones de hasta 50KHz. Todo esto, claro está, nos obligaría a elevar la frecuencia de reloj para conseguir una frecuencia de muestreo más elevada.

La cantidad de señal obtenida en muestreo circuito de memoria la vemos en el osciloscopio con una frecuencia de barrido de aproximadamente 0ms apareciendo la señal por el lado de la derecha de la pantalla desplazándose lentamente hacia la izquierda hasta que desaparece.

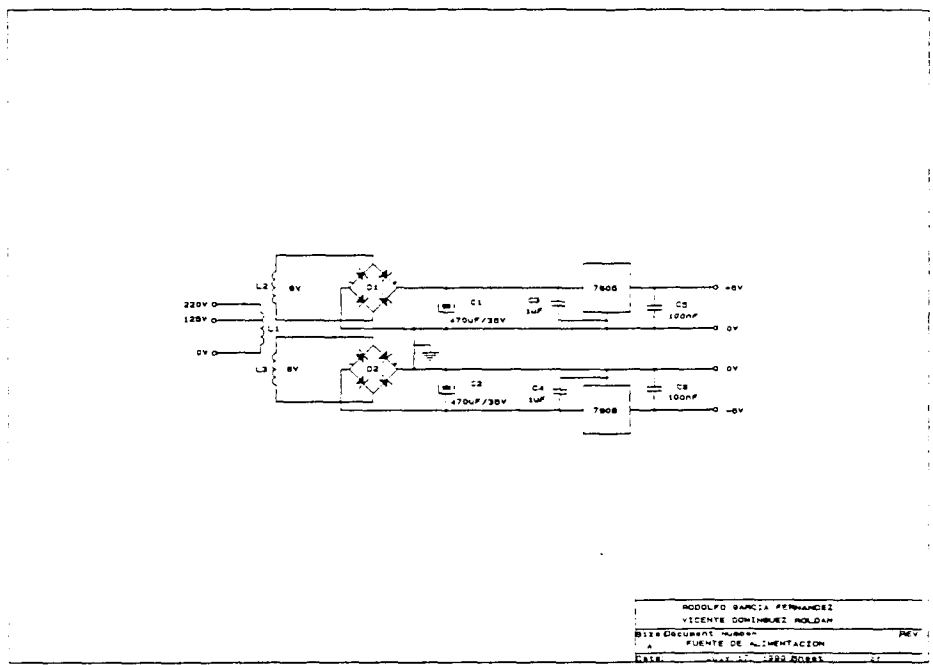
4.- FUENTE DE ALIMENTACIÓN.-

Como para las diferentes pruebas de los circuitos utilizados, nos hacía falta una fuente de alimentación regulada, con protección del cortocircuito y bajo nivel de ruido; todo esto sin saber exactamente que consumo total tendríamos a la finalización de los circuitos impresos, nos decidimos por realizar una fuente de alimentación que nos pudiese suministrar hasta un amperio de corriente, dentro del cual tendríamos más que suficiente.

Una vez comprobados los distintos circuitos habiendo elegido definitivamente los que iban a componer el canal de EEG, haciendo una cálculo aproximado, la corriente máxima de consumo era de unos 150 mA; por lo tanto, la fuente elegida, como ya habíamos previsto, nos era más que suficiente. Es de considerar que estos 150mA de consumo serían en la fuente de +5V. Ya que la de -5V. tendrá un valor menor.

Según las normas de seguridad para equipos de electromedicina, el transformador debe tener los bobinados independientes y aislados, así mismo debe estar blindado para evitar campos magnéticos en su entorno, cosa que nos produciría ruidos entre otras cosas.

Los reguladores de tensión usados son de bajo ruido; y corresponde al 7805 y 7905, positivo y negativo respectivamente. Estos reguladores tiene internamente protección de temperatura y cortocircuito. El esquema de la fuente es la siguiente:

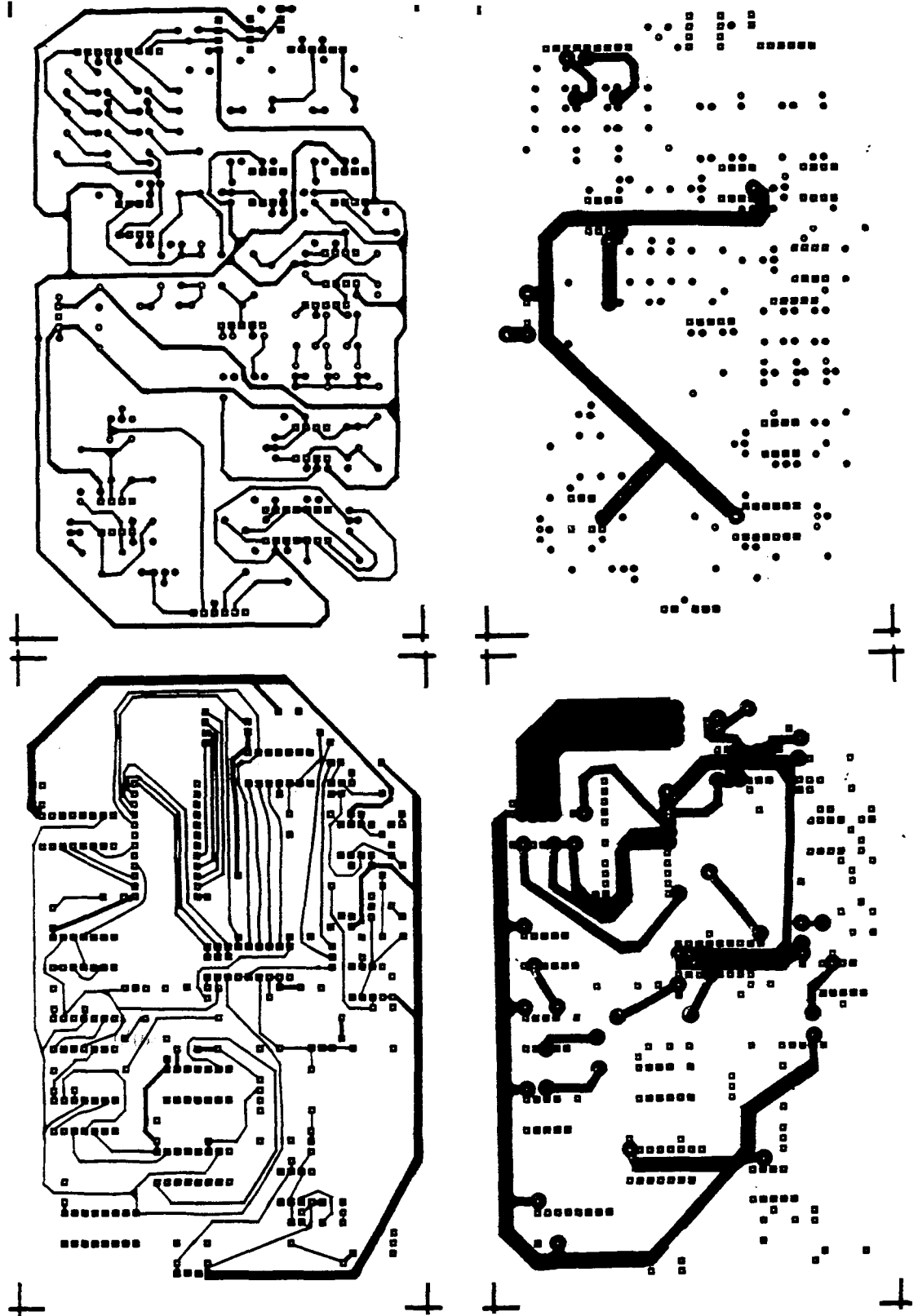


5.- MECANORMA.-

Para hacer las placas impresas de dichos circuitos, hemos utilizado la técnica de MECANORMA; obteniendo unas placas de doble cara, una de las cuales (cara) tiene un plano de masas para inmunizar la placa frente al ruido.

Dichas caras de las placas las podemos ver a continuación:

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2008



¿Por qué el uso de MECANORMA?

Hay otras técnicas para hacer las placas, como es el WRAPPING pero lo hemos hecho por mecanorma por varias razones: ruido (plano de masas); porque el Wrapping se usa cuando hay que hacer pruebas en la placa, y la mecanorma se usa cuando la placa es ya definitiva; y porque a la hora de hacer una producción en serie, la mecanorma es ideal.

6.- MEJORAS.-

En este apartado queremos poner de manifiesto las posibles mejoras de este canal de EEG con respecto a los canales de EEG comerciales y mejoras que podríamos hacer en nuestros circuitos, así como la posibilidad de procesar la señal mediante ordenador.

6.1.- Mejoras con respecto a los EEG comerciales.-

Las mejoras introducidas en nuestro trabajo están basadas en la utilización de circuitos de muy bajo nivel de ruido como son el INA 101 y los OP-07 así como los Bifet con tecnología CMOS de bajo consumo, mientras que los EEG comerciales utilizan amplificadores con circuitos discretos ó amplificadores operacionales de uso corriente como puede ser 741 ó similares. También hemos tenido en cuenta las posibles variaciones de amplificación y hemos optado por utilizar R con bajas tolerancias.

6.2.- Mejoras de este proyecto.-

Una de las posibles mejoras sería añadir un circuito medidor de impedancias entre los electrodos, cosa que con la que podríamos asegurarnos de que los electrodos están haciendo buen contacto con la piel del paciente.

Los filtros utilizados podrían haber sido de frecuencia conmutada, con lo que podríamos tener unas pendientes de corte más elevadas ya que estos circuitos están disponibles en el mercado y tienen la posibilidad de conectarse en cascada consiguiendo filtros de hasta 10^2 orden como es el caso del filtro paso bajo LTC1062.

El ADC tendríamos que cambiarlo por un convertidor del tipo del AD7575 con lo que obtendríamos una señal muy exacta a la de entrada, lo que nos obligaría a cambiar un poco el entorno del ADC utilizado, cosa que podríamos haber hecho pero por motivos de tiempo y las dificultades para obtener este circuito en los comercios locales hacen que tengamos que comprarlos a comercios en la Península, con el consiguiente retraso.

También podríamos haber utilizado un circuito de Sample and Hold a la entrada de nuestro ADC 427 como podrían ser el LF398 o el de precisión de alta velocidad AD585, circuitos con los cuales también hubiéramos solucionado el problema planteado en el apartado 3 referente al error en la digitalización.

Podríamos obtener un Software para Ordenador con lo que utilizaríamos nuestra señal digitalizada para procesarla con todas las ventajas que nos ofrece la gestión por ordenador.

7.- INSTRUMENTACION - UTILIZADA.-

Para el montaje, estudio y análisis de este proyecto; se han utilizado los siguientes aparatos:

- * **Analizador de espectros; HP 3582A.**
- * **Plotter (Analizador de espectros); PHILIPS PM 8134.**
- * **Osciloscopio; TEKTRONIX 225 50 MHz.**
- * **Multímetro; FLUKE 75.**
- * **Generador de funciones/pulsos; HP 8111A 20 MHz.**
- * **Insoladora; PARKER.**
- * **Fuente de Alimentación; IAC.**

Capítulo 12: Diseño teórico de un EEG completo

1.-INTRODUCCION.-

Una vez más tenemos que tener en cuenta que lo hecho hasta aquí, es sólo referente a un sólo canal. Dicho canal nosotros lo hemos hecho para poder ser visualizado por osciloscopio; pero a la hora de tener en sí un EEG completo, hay que tener en cuenta que habría diferentes formas de hacerlo.

2.- EEG COMPLETO.-

Primero hay que decir que el número de canales es importante en un EEG; ya que cuantos más tenga, más señales a la vez se podrán estudiar.

Por lo tanto, tenemos que decidir cuantos canales nos interesa; una vez decidido el número de canales sólo tenemos que realizar tantas placas de las anteriores descritas como canales queramos (según la Normativa el mínimo es 8 canales).

En la parte de los electrodos habría que tener en cuenta lo dicho en el capítulo 4 de este tema.

Con referencia a la representación; nosotros hemos representado un canal por osciloscopio. Sería un problema tener un osciloscopio por canal para un EEG. Así tendríamos que buscar un sistema en el cual se necesitase un sólo osciloscopio; por ejemplo, podríamos realizar una especie de multiplexación.

Pero hay otras formas de representar las señales electroencefalográficas, como ya hemos dicho en otras ocasiones. Una forma podría ser un sistema inscriptor de agujas, mediante servomotores, como el EEG tradicional, en el cual la representación se realiza en papel. Otra forma podría ser por ordenador, en el cual habrían tantas placas de AMPLIFICACIÓN/FILTRADO como canales tuviese el EEG, y mediante unos convertidores analógicos - digitales se pasaría a un ordenador, que mediante un software adecuado se podría realizar un análisis y estudio de las señales electroencefalográficas en cuestión.

Por lo tanto, dependiendo del sistema a utilizar tendríamos que coger una carcasa adecuada para el EEG en cuestión; ya que no sería la misma carcasa de un sistema por ordenador, que la de un sistema inscriptor por agujas.

Otra cuestión a tener en cuenta es que a parte de los canales electroencefalográficos en sí, un EEG tiene un canal calibrador, como el que nosotros hemos hecho y un Timer (1Hz), para así tener una señal patrón o de referencia con la cual poder comparar las señales electroencefalográficas recogidas en el registro. Además de un canal ECG, así como un canal de respiración.

Con todo esto tenemos un equipo de EEG completo.

BIBLIOGRAFÍA

- * Delamonica, **Electroencefalografía**, El Ateneo.
- * Willis J. Tompkins, John E. Webster, **Design of Microcomputer - Based Medical Instrumentation**, Prentice - Hall.
- * John E. Webster, **Medical Instrumentation Application and design**, Houghton Mifflin.

Capítulo 13: Presupuesto aproximado de un canal EEG.

1.- INTRODUCCIÓN.-

Hay que tener en cuenta que hemos hecho un presupuesto de un sólo canal de EEG; por lo que, un EEG completo saldrá tantas veces más caro como canales pongamos.

Otro aspecto es que hemos diferenciado entre las distintas placas de las que consta dicho canal; por ello, el presupuesto es más detallado. Hemos tomado la fuente como si fuese una placa independiente; pero a la hora de diseñar un EEG completo hay que tener en cuenta que dicha fuente sería única y no habría necesidad de hacer una, para cada canal.

Otro aspecto a detallar es la caja; para un EEG. completo necesitaríamos otra muy distinta y mayor.

2.- PLACA AMPLIFICACIÓN/FILTRADO.-

A continuación detallamos todos los componentes:

CONCEPTO	CANTIDAD	PRECIO UNIDAD (Ptas.)	PRECIO TOTAL (Ptas.)
Resistencias del 5%	18	3	54
Resistencias del 1%	15	9	135
Potenciómetros (Multivuelta)	12	165	1.980
TLO82C	2	168	336
INA 101 HP	1	2.500	2.500
OP 07	2	157	314
TLO71	3	122	366
Diodos 4007	2	12	24
LED (Rojo)	2	21	42
Condesadores (Propileno) [4'7 μ F]	1	360	360
Condesadores (Tántalo) [1 μ F]	16	17	272
Condesadores (Electrolíticos) [1000 μ F/16V]	2	46	92
Condesadores (Poliéster) [1 μ F]	2	135	270
Condesadores (Cerámicos) [390pF]	4	22	88
Condesadores (Poliéster) [15nF]	1	58	58
Condesadores (Poliéster) [1nF]	1	15	15
Condesadores (Cerámico Multicapa) [1 μ F]	1	70	70
Condesadores (Cerámico Multicapa) [100 μ F]	1	80	80
Zócalos (8 pins)	7	72	504
Zócalos (14 pins)	1	126	126
Conector Alimentación (3 pins)	1	146	146
Conectores (10 pins)	5	360	1.800
Conectores (5 pins)	1	180	180
Placa Fibra de Vidrio (Doble cara)	1	575	575
Soportes	4	20	80
		TOTAL	10.467

TIEMPO DE FABRICACION=6 HORAS

3.- PLACA VISUALIZADORA.-

Los componentes son los siguientes:

CONCEPTO	CANTIDAD	PRECIO UNIDAD (Ptas.)	PRECIO TOTAL (Ptas.)
Resistencia del 5%	17	3	51
Potenciómetros (Multivuelta)	3	165	495
PXO - 100	1	3.560	3.560
4040	2	160	320
4013	3	65	195
4011	1	66	66
ZN426	1	1.500	1.500
ZN427	1	3.280	3.280
6116 (RAM)	1	525	525
TL071	3	122	366
Zócalos (8 pins)	3	72	216
Zócalos (16 pins)	3	144	432
Zócalos (14 pins)	5	126	630
Zócalos (24 pins)	1	216	216
Zócalos (18 pins)	1	162	162
Condesadores (tántalo) [1 μ F]	16	17	272
Condesores (Electrolítico) [4'7 μ F/50V]	1	40	40
Condesadores (Cerámico Multicapa) [1 μ F]	2	70	140
Condesadores (Cerámico Multicapa) [100mF]	1	80	80
Condesadores (Cerámico) [1nF]	2	12	24
Condesadores (Cerámico) [47nF]	1	15	15
Conector Alimentación (3 pins)	1	146	146
Conector (5 pins)	4	180	720
Placa Fibra de Vidrio (Doble cara)	1	575	575
Soportes	4	20	80
		TOTAL	14.106

TIEMPO DE FABRICACION: 6 HORAS.

4.- FUENTE DE ALIMENTACION.-

Los componentes son:

CONCEPTO	CANTIDAD	PRECIO UNIDAD (Ptas.)	PRECIO TOTAL (Ptas.)
Transformador (6 + 6 Voltios/0'7A c/u)	1	1.450	1.450
Condensadores (Electroliticos) [470 μ F/35V]	2	56	112
Puentes Rectificadores (B125C1500)	2	94	188
Condesadores (tántalo) [1 μ F]	2	17	34
7805 (Regulador)	1	100	100
7905 (Regulador)	1	137	137
Placa Fibra de Vidrio (Taladrada)	1	480	480
Soportes	4	20	80
Conector Alimentación (3 pins)	1	146	146
		TOTAL	2.727

TIEMPO DE FABRICACIÓN = 2 HORAS.

5.- OTROS COMPONENTES.-

Son:

CONCEPTO	CANTIDAD	PRECIO UNIDAD (Ptas.)	PRECIO TOTAL (Ptas.)
Caja	1	3.100	3.100
Conmutador de encendido	1	550	550
Indicador Neón	1	90	90
Porta fusible	1	91	91
Fusible	1	24	24
Conector BNC	2	195	390
Conectores (4mm)	2	24	48
Conmutadores Giratorios	2	212	424
Conmutadores (Dos posiciones/Un circuito)	1	383	383
Conmutadores (Tres posiciones/Un circuito)	2	950	1.900
Cable Monfásico con Tierra	2m	90	180
Enchufe (3 patillas)	1	270	270
		TOTAL	7.450

6.- NOTA.-

La mayoría de los precios reflejados en este presupuesto han sido tomados de venta a mayoristas, mientras que algunos de ellos han sido puestos con precio de venta de detalle.

Capítulo 14: Data Sheets (Hojas de datos)

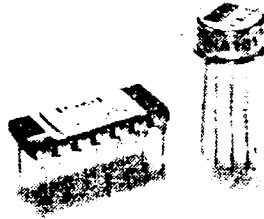
A continuación vamos a tener las hojas de características de todos los dispositivos (circuitos integrados, etc) utilizados en la elaboración de este canal electroencefalográfico.

(I - CIV)

BIBLIOGRAFIA

- * Texas Instruments.
- * National Semiconductor.
- * RS data.
- * PM I.
- * Burr - Brown (BB).
- * Philips
- * Sigmetics.
- * Microfichas **LINEAR TECHNOLOGY.**
- * Microfichas **PLESSEY SEMICONDUCTORS.**

INA 101HP



INA101

Very-High Accuracy INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- ULTRA-LOW VOLTAGE DRIFT - $0.25 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- LOW OFFSET VOLTAGE - $25 \mu\text{V}$
- LOW NONLINEARITY - 0.002%
- LOW NOISE - $13 \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at $f_0 = 1 \text{kHz}$
- HIGH CMR - 106dB at 60Hz
- HIGH INPUT IMPEDANCE - $10^{10} \Omega$
- LOW COST

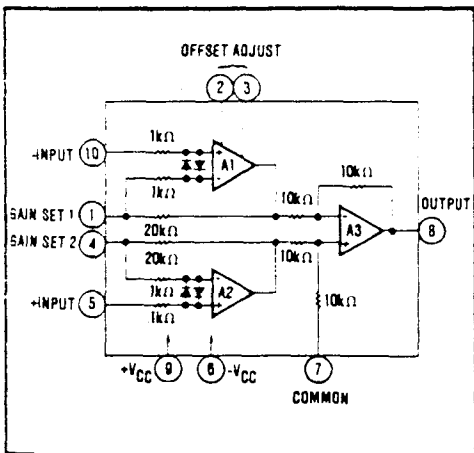
APPLICATIONS

- AMPLIFICATION OF SIGNALS FROM SOURCES SUCH AS:
 - Strain Gages
 - Thermocouples
 - RTDs
- REMOTE TRANSDUCERS
- LOW LEVEL SIGNALS
- MEDICAL INSTRUMENTATION

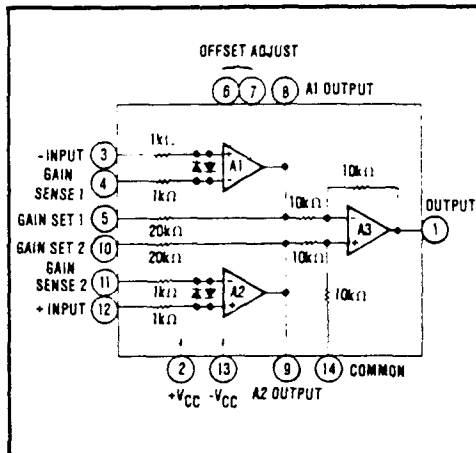
DESCRIPTION

The INA101 is a high accuracy, multistage, integrated-circuit instrumentation amplifier designed for signal conditioning requirements where very-high performance is desired. All circuits, including the interconnected laser-trimmed thin-film resistors, are integrated on a single monolithic substrate.

A multi-amplifier design is used to provide the highest performance and maximum versatility with monolithic construction for low cost. The input stage uses Burr-Brown's ultra-low drift, low noise technology to provide exceptional input characteristics.



M Package



G Package

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At -25°C with ±15VDC power supply and in circuit of Figure 2 unless otherwise noted

MODEL	INA101AM/AG			INA101SM/SG			INA101CM/CG			UNITS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
GAIN										
Range of Gain	1		1000	*	*	*	*	*	*	V/V
Gain Equation		$G = 1 + 140k/R_G$		*	*	*	*	*	*	V/V
Error From Equation, DC ⁽¹⁾⁽²⁾		$\pm 0.04 \pm 0.00016G$ $- 0.02/G$	$\pm 0.1 \pm 0.003G$ $- 0.05/G$	*	*	*	*	*	*	% of FS
Gain Temp. Coefficients⁽³⁾										
G = 1		2	5	*	*	*	2	5	*	ppm/°C
G = 10		20	100	*	*	*	10	50	*	ppm/°C
G = 100		22	110	*	*	*	11	55	*	ppm/°C
G = 1000		22	110	*	*	*	11	55	*	ppm/°C
Nonlinearity, DC ⁽²⁾		$\pm 0.002 - 10^{-5}G$	$\pm 0.005 - 2 \times 10^{-5}G$	± 0.001 $- 10^{-5}G$	± 0.002 $- 10^{-5}G$	± 0.002 $- 10^{-5}G$	± 0.001 $- 10^{-5}G$	± 0.002 $- 10^{-5}G$	± 0.002 $- 10^{-5}G$	% of FS
RATED OUTPUT										
Voltage	±10	±12.5		*	*	*	*	*	*	V
Current	±5	±10		*	*	*	*	*	*	mA
Output Impedance		0.2		*	*	*	*	*	*	Ω
INPUT OFFSET VOLTAGE										
Initial Offset at +25°C ⁽⁴⁾		±25 ±200/G	±50 ±400/G	±10 ±100/G	±25 ±200/G	±25 ±200/G	±10 ±100/G	±25 ±200/G	±25 ±200/G	μV
vs. Temperature ⁽⁴⁾			±2 ±20/G	*	*	*	*	*	±0.25 ±10/G	μV/°C
vs. Supply		±1 ±20/G		*	*	*	*	*	*	μV/V
vs. Time		±1 ±20/G		*	*	*	*	*	*	μV/mo
INPUT BIAS CURRENT										
Initial Bias Current ⁽⁴⁾		±15	±30	±10	±30	±30	±5	±20	±20	nA
each input				*	*	*	*	*	*	nA
vs. Temperature		±0.2		*	*	*	*	*	*	nA/°C
vs. Supply		±0.1		*	*	*	*	*	*	nA/V
Initial Offset Current ⁽⁴⁾		±15	±30	±10	±30	±30	±5	±20	±20	nA
vs. Temperature		±0.5		*	*	*	*	*	*	nA/°C
INPUT IMPEDANCE										
Differential		10 ¹⁰ Ω	3	*	*	*	*	*	*	Ω
Common-mode		10 ¹⁰ Ω	3	*	*	*	*	*	*	Ω
INPUT VOLTAGE RANGE										
Range Linear Response	±10			*	*	*	*	*	*	V
CMR with 1kΩ Source Impedance				*	*	*	*	*	*	dB
DC to 60Hz, G = 1 ⁽⁵⁾	80	90		*	*	*	*	*	*	dB
DC to 60Hz, G = 10	96	106		*	*	*	*	*	*	dB
DC to 50Hz, G = 100 to 1000	106	110		*	*	*	*	*	*	dB
INPUT NOISE										
Input Voltage Noise										
$f_b = 0.01\text{Hz to }10\text{Hz}$		0.8		*	*	*	*	*	*	μV/√Hz
Density, G = 1000				*	*	*	*	*	*	μV/√Hz
$f_c = 10\text{Hz}$		18		*	*	*	*	*	*	μV/√Hz
$f_c = 100\text{Hz}$		15		*	*	*	*	*	*	μV/√Hz
$f_c = 1\text{kHz}$		13		*	*	*	*	*	*	μV/√Hz
Input Current Noise										
$f_b = 0.01\text{Hz to }10\text{Hz}$		50		*	*	*	*	*	*	pA/√Hz
Density				*	*	*	*	*	*	pA/√Hz
$f_c = 10\text{Hz}$		0.8		*	*	*	*	*	*	pA/√Hz
$f_c = 100\text{Hz}$		0.46		*	*	*	*	*	*	pA/√Hz
$f_c = 1\text{kHz}$		0.35		*	*	*	*	*	*	pA/√Hz
DYNAMIC RESPONSE										
Small Signal, ±3dB Flatness										
G = 1		300		*	*	*	*	*	*	kHz
G = 10		140		*	*	*	*	*	*	kHz
G = 100		25		*	*	*	*	*	*	kHz
G = 1000		2.5		*	*	*	*	*	*	kHz
Small Signal, ±1% Flatness										
G = 1		20		*	*	*	*	*	*	kHz
G = 10		10		*	*	*	*	*	*	kHz
G = 100		1		*	*	*	*	*	*	kHz
G = 1000		200		*	*	*	*	*	*	Hz
Full Power, G = 1 to 100		6.4		*	*	*	*	*	*	kHz
Slew Rate, G = 1 to 100 ⁽⁶⁾	0.2	0.4		*	*	*	*	*	*	V/μsec
Setting Time, 0.1%										
G = 1		30	40	*	*	*	*	*	*	μsec
G = 100		40	55	*	*	*	*	*	*	μsec
G = 1000		350	470	*	*	*	*	*	*	μsec
Setting Time, 0.01%										
G = 1		30	45	*	*	*	*	*	*	μsec
G = 100		50	70	*	*	*	*	*	*	μsec
G = 1000		500	650	*	*	*	*	*	*	μsec

ELECTRICAL (CONT)

MODEL	INA101AM/AG			INA101SM/SG			INA101CM/CG			UNITS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
POWER SUPPLY										
Rated Voltage		±15								V
Voltage Range	±5		±20							V
Current, Quiescent I_Q		±6.7	±8.5							mA
TEMPERATURE RANGE										
Specification	-25		+85	-55		+125				°C
Operation	-55		+125							°C
Storage	-65		+150							°C

*Specifications same as for INA101AM/AG

NOTES

- Typically the tolerance of R_{II} will be the major source of gain error.
- Specifically tested for /883.
- Not including the TCR of R_{II} .
- Adjustable to zero at any one gain.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply	±20V
Internal Power Dissipation	600mW
Input Voltage Range	±V _{CC}
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature - soldering 10 seconds	-300°C
Output Short-Circuit Duration	Continuous to ground

ORDERING INFORMATION

Basic Model Number INA101 C G
 Performance Grade Code
 S -55°C to -125°C
 A, C -25°C to +85°C
 Package Code
 M TO-100
 G 14-Pin Hermetic DIP

TO-100 (M Suffix)	Hermetic DIP (G Suffix)
INA101AM	INA101AG
INA101CM	INA101CG
INA101SM	INA101SG

MECHANICAL

M Package

TO-100

NOTE
 Leads in true position within 0.010" (0.25mm) R at MMC at seating plane.
 Pin numbers shown for reference only. Numbers may not be marked on package.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	.325	.370	8.51	9.40
B	.305	.335	7.75	8.51
C	.165	.185	4.19	4.70
D	.016	.021	0.41	0.53
E	.010	.040	0.25	1.02
F	.010	.040	0.25	1.02
G	.230 BASIC		5.84 BASIC	
H	.028	.034	0.71	0.86
J	.029	.045	0.74	1.14
K	.500	---	12.70	---
L	.120	.160	3.05	4.06
M	.36° BASIC		.36° BASIC	
N	.110	.120	2.79	3.05

BOTTOM VIEW

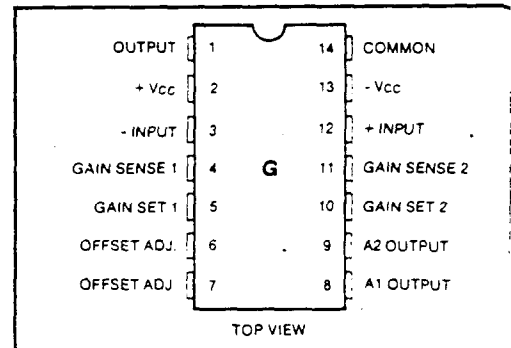
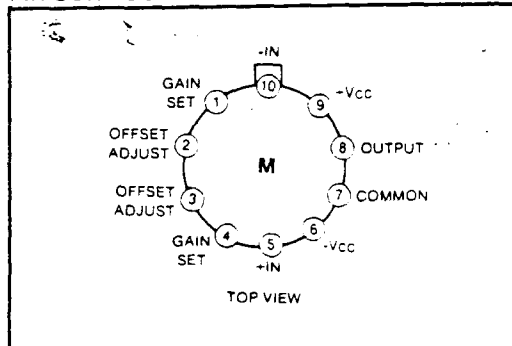
G Package

Hermetic DIP

Leads in true position within 0.01" (0.25mm) R at MMC at seating plane.
 Pin numbers shown for reference only. Numbers may not be marked on package.

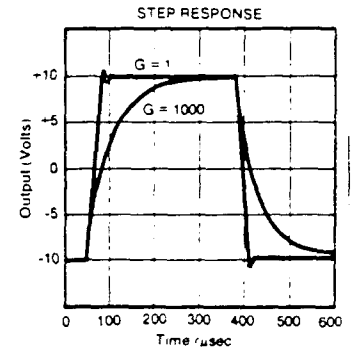
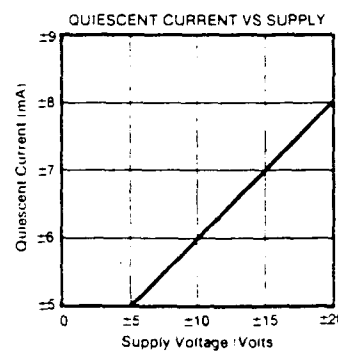
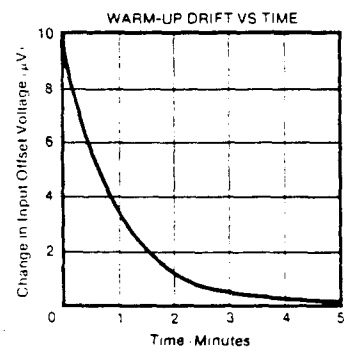
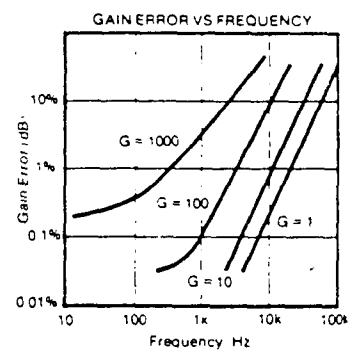
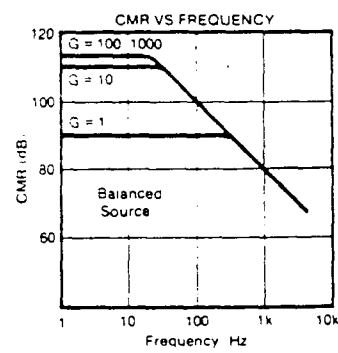
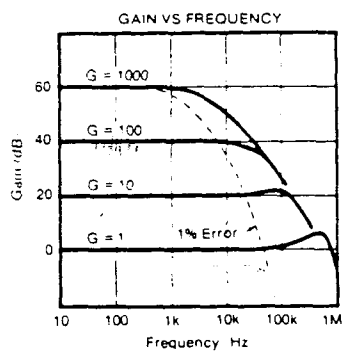
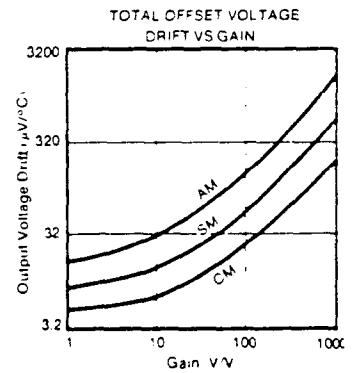
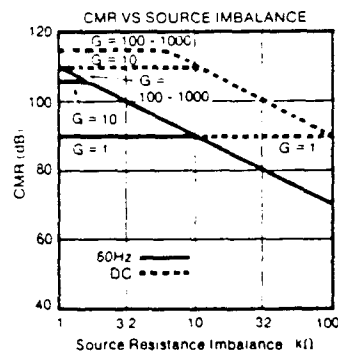
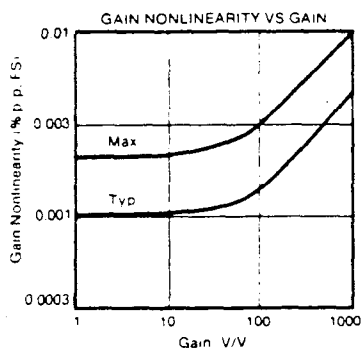
DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	.870	.910	22.02	23.03
C	.085	.110	2.15	2.82
D	.015	.021	0.38	0.53
E	.045	.080	1.14	2.03
G	.100 BASIC		2.54 BASIC	
H	.025	.070	0.64	1.78
J	.008	.012	0.20	0.30
K	.120	.240	3.05	6.10
L	.300 BASIC		7.62 BASIC	
M	---	10°	---	10°
N	.009	.060	0.23	1.52

PIN CONFIGURATION

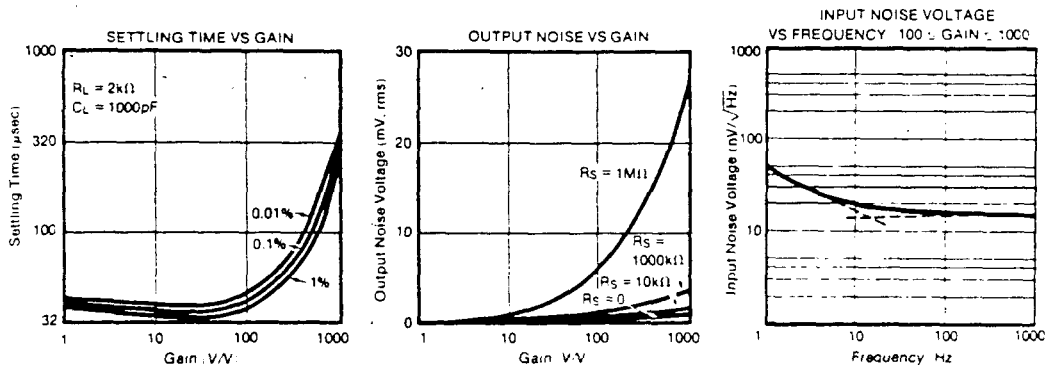


TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At +25°C and in circuit of Figure 2 unless otherwise noted



TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)



DISCUSSION OF PERFORMANCE

INSTRUMENTATION AMPLIFIERS

Instrumentation amplifiers are differential input closed-loop gain blocks whose committed circuit accurately amplifies the voltage applied to their inputs. They respond only to the difference between the two input signals and exhibit extremely-high input impedance, both differentially and common-mode. Feedback networks are packaged within the amplifier module. Only one external gain setting resistor must be added. An operational amplifier, on the other hand, is an open-loop, uncommitted device that requires external networks to close the loop. While op amps can be used to achieve the same basic function as instrumentation amplifiers, it is very difficult to reach the same level of performance. Using op amps often leads to design trade-offs when it is necessary to amplify low level signals in the presence of common-mode voltages while maintaining high input impedances. Figure 1 shows a simplified model of an instrumentation amplifier that eliminates most of the problems.

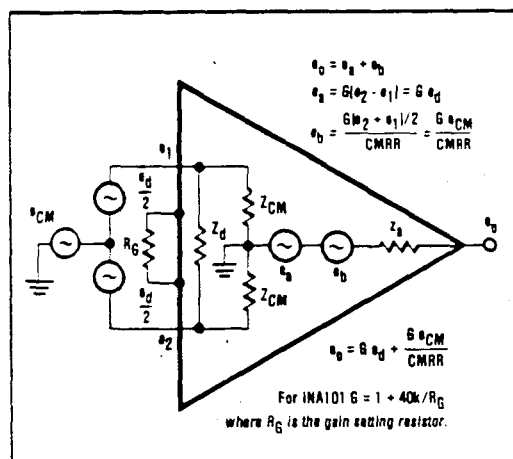


FIGURE 1. Model of an Instrumentation Amplifier.

THE INA101

Simplified schematics of the INA101 are shown on the first page. It is a three-amplifier device which provides all the desirable characteristics of a premium performance instrumentation amplifier. In addition, it has features not normally found in integrated circuit instrumentation amplifiers.

The input section (A1 and A2) incorporates high performance, low drift amplifier circuitry. The amplifiers are connected in the noninverting configuration to provide the high input impedance ($10^{10}\Omega$) desirable in the instrumentation amplifier function. The offset voltage and offset voltage versus temperature is low due to the monolithic design and improved even further by the state-of-the-art laser-trimming techniques.

The output section (A3) is connected in a unity-gain difference amplifier configuration. A critical part of this stage is the matching of the four $10k\Omega$ resistors which provide the difference function. These resistors must be initially well matched and the matching must be maintained over temperature and time in order to retain excellent common-mode rejection. (The 106dB minimum at 60Hz for gains greater than 100V/V is a significant improvement compared to most other integrated circuit instrumentation amplifiers.)

All of the internal resistors are compatible thin-film nichrome formed with the integrated circuit. The critical resistors are laser-trimmed to provide the desired high gain accuracy and common-mode rejection. Nichrome ensures long-term stability of trimmed resistors and simultaneous achievement of excellent TCR and TCR tracking. This provides gain accuracy and common-mode rejection when the INA101 is operated over wide temperature ranges.

USING THE INA101

Figure 2 shows the simplest configuration of the INA101. The gain is set by the external resistor, R_G , with a gain equation of $G = 1 + (40k/R_G)$. The reference and TCR of R_G contribute directly to the gain accuracy and drift.

For gains greater than unity, resistor R_G is connected externally between pins 1 and 4. At high gains where the value of R_G becomes small, additional resistance (i.e., relays, sockets) in the R_G circuit will contribute to a gain error. Care should be taken to minimize this effect.

The optional offset null capability is shown in Figure 2. The adjustment affects only the input stage component of the offset voltage. Thus, the null condition will be disturbed when the gain is changed. Also, the input drift will be affected by approximately $0.31 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ per $100 \mu\text{V}$ of input offset voltage that is trimmed. Therefore, care should be taken when considering use of the control for removal of other sources of offset. Output offsetting can be accomplished in Figure 3 by applying a voltage to Common (pin 7) through a buffer amplifier. This limits the resistance in series with pin 7 to minimize CMR error. Resistance above 0.1Ω will cause the common-mode rejection to fall below 106dB . Be certain to keep this resistance low.

It is important to not exceed the input amplifiers' dynamic range. The amplified differential input signal and its associated common-mode voltage should not cause the output of A_1 or A_2 to exceed approximately $\pm 10\text{V}$ or nonlinear operation will result.

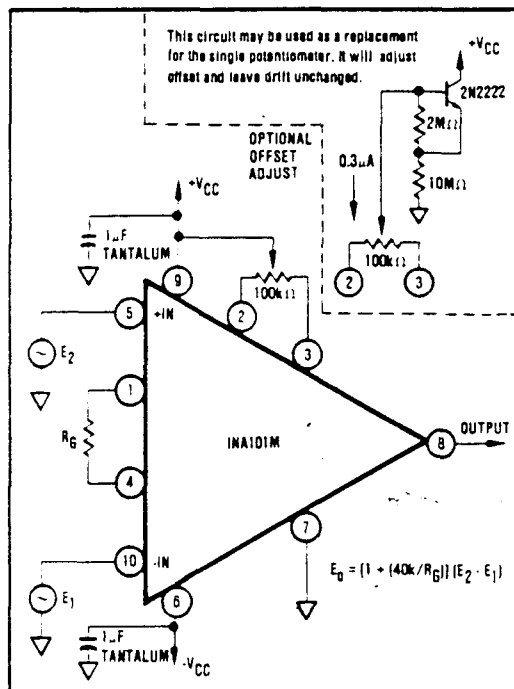


FIGURE 2. Basic Circuit Connection for the INA101 Including Optional Input Offset Null Potentiometer.

BASIC CIRCUIT CONNECTION

The basic circuit connection for the INA101 is shown in Figure 2. The output voltage is a function of the differential input voltage times the gain.

OPTIONAL OFFSET ADJUSTMENT PROCEDURE

It is frequently desirable to null the input component of offset (Figure 2) and occasionally that of the output (Figure 3). The quality of the potentiometer will affect the

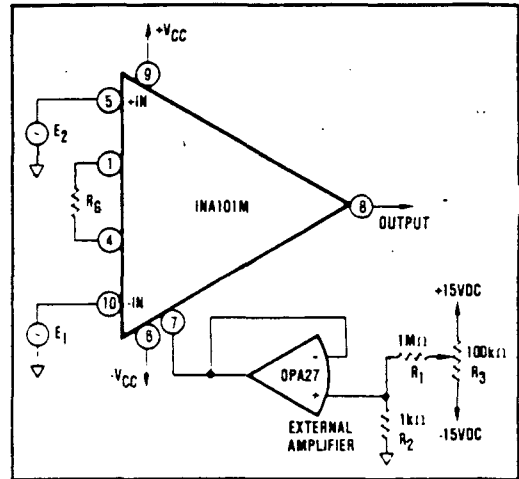


FIGURE 3. Optional Output Offset Nulling or Offsetting Using External Amplifier (Low Impedance to Pin 7).

results, therefore, choose one with good temperature and mechanical-resistance stability. The procedure is as follows:

1. Set $E_1 = E_2 = 0\text{V}$ (be sure a good ground return path exists to the input).
2. Set the gain to the desired value by choosing R_G .
3. Adjust to $100\text{k}\Omega$ potentiometer in Figure 2 until the output reads $0\text{V} \pm 1\text{mV}$ or desired setting. Note that the offset will change when the gain is changed. If the output component of offset is to be removed or if it is desired to establish an intentional offset, adjust the $100\text{k}\Omega$ potentiometer in Figure 3 until the output reads $0\text{V} \pm 1\text{mV}$ or desired setting. Note that the offset will not change with gain, but be sure to use a stable external amplifier with good DC characteristics. The range of adjustment is $\pm 15\text{mV}$ as shown. For larger ranges change the ratio of R_1 to R_2 .

TYPICAL APPLICATIONS

Many applications of instrumentation amplifiers involve the amplification of low level differential signals from bridges and transducers such as strain gages, thermocouples, and RTD's. Some of the important parameters include common-mode rejection (differential cancellation of common-mode offset and noise, see Figure 1), input impedance, offset voltage and drift, gain accuracy, linearity, and noise. The INA101 accomplishes all of these with high precision.

Figures 4 through 9 show some typical applications circuits.

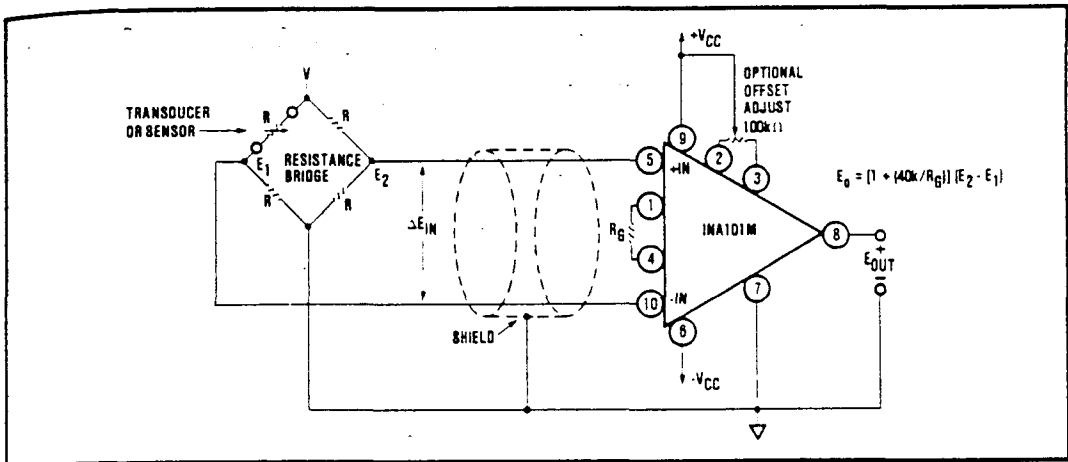


FIGURE 4. Amplification of a Differential Voltage from a Resistance Bridge.

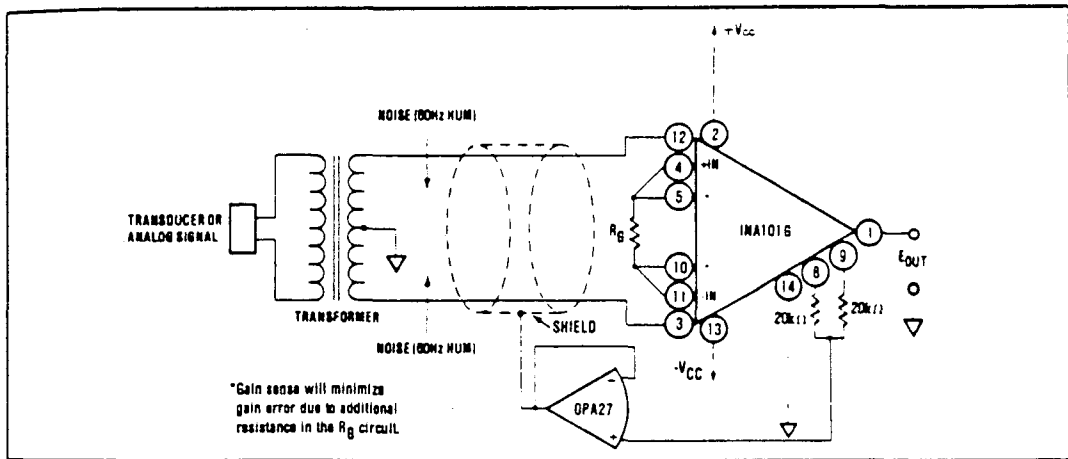


FIGURE 5. Amplification of a Transformer Coupled Analog Signal.

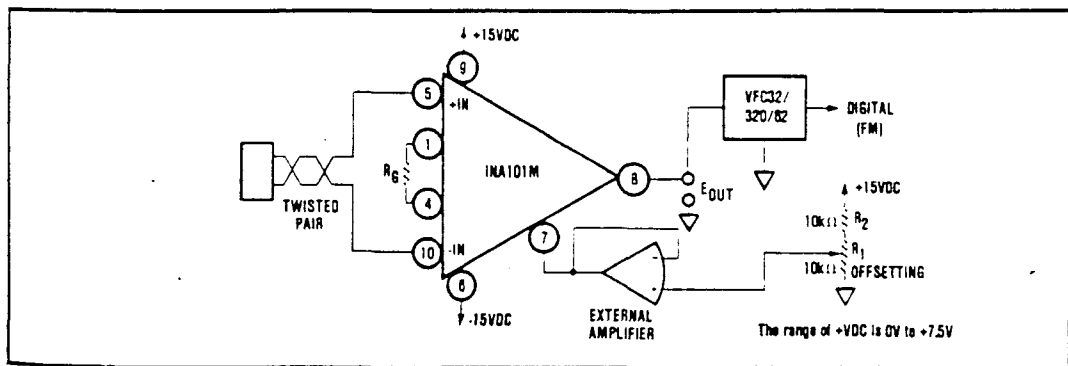


FIGURE 6. Output Offsetting Used to Introduce a DC Voltage for Use with a Voltage-to-Frequency Converter.

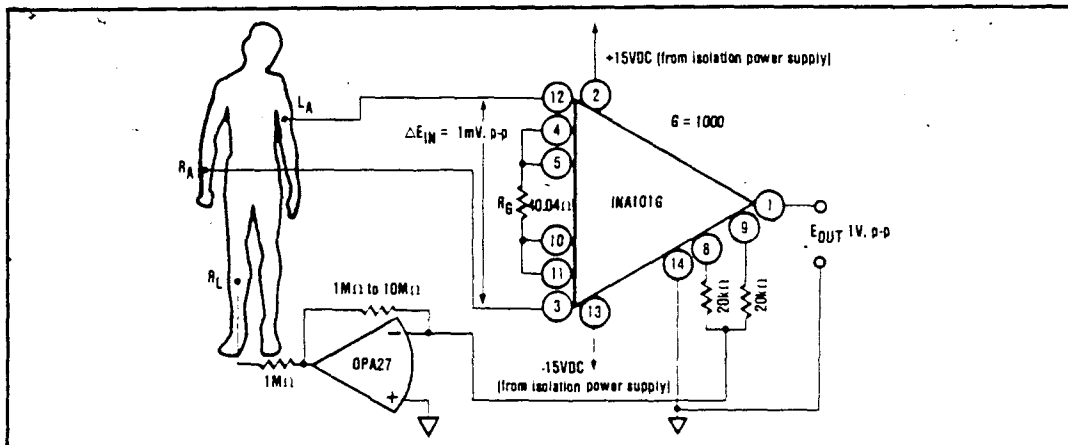


FIGURE 7. ECG Amplifier or Recorder Preamp for Biological Signals.

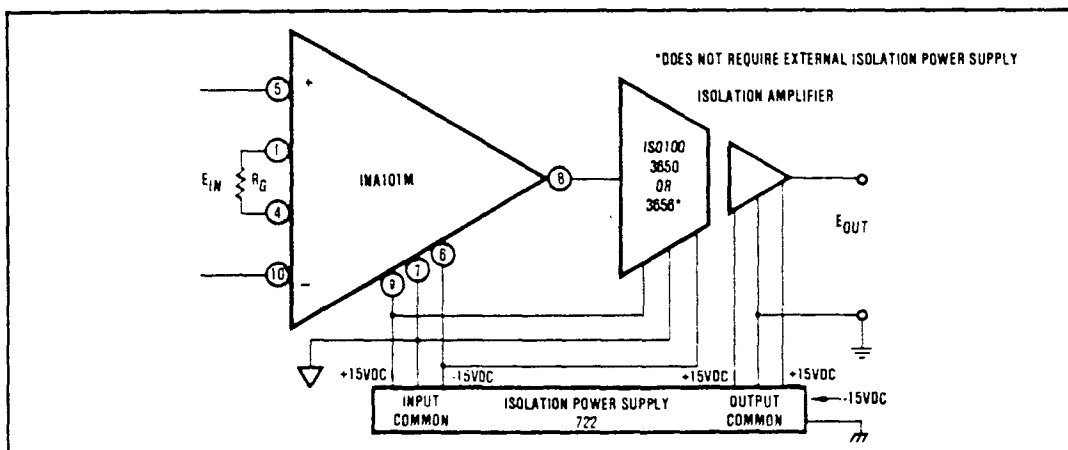


FIGURE 8. Precision Isolated Instrumentation Amplifier.

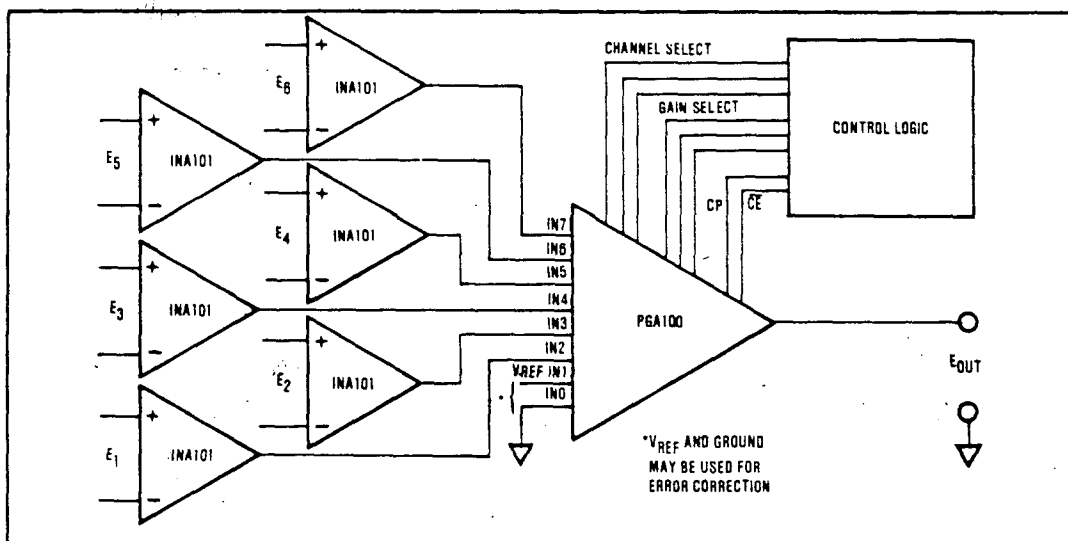


FIGURE 9. Multiple Channel Precision Instrumentation Amplifier.

TL082

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B

JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

BULLETIN NO. DL-S 12484 FEBRUARY 1977 REVISED JUNE 1978

24 DEVICES COVER COMMERCIAL, INDUSTRIAL, AND MILITARY TEMPERATURE RANGES

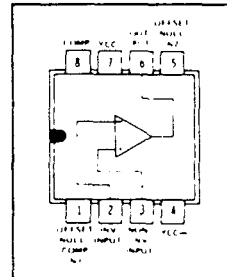
- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation (Except TL080, TL080A)
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/ μ s Typ

description

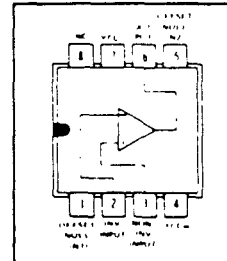
The TL081 JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL081 Family.

Device types with an "M" suffix are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C , those with an "I" suffix are characterized for operation from -25°C to 85°C , and those with a "C" suffix are characterized for operation from 0°C to 70°C .

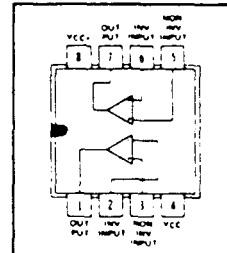
TL080, TL080A
JG OR P DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)



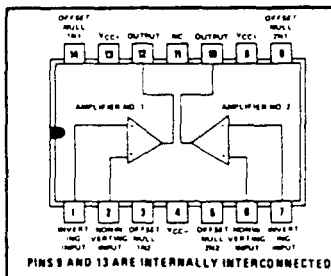
TL081, TL081A, TL081B
JG OR P DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)



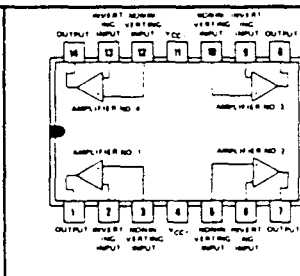
TL082, TL082A, TL082B
JG OR P DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)



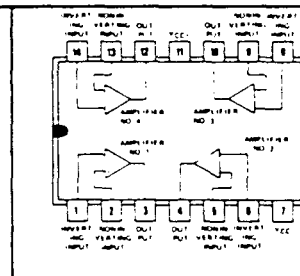
TL083, TL083A
J OR N DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)



TL084, TL084A, TL084B
J OR N DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)



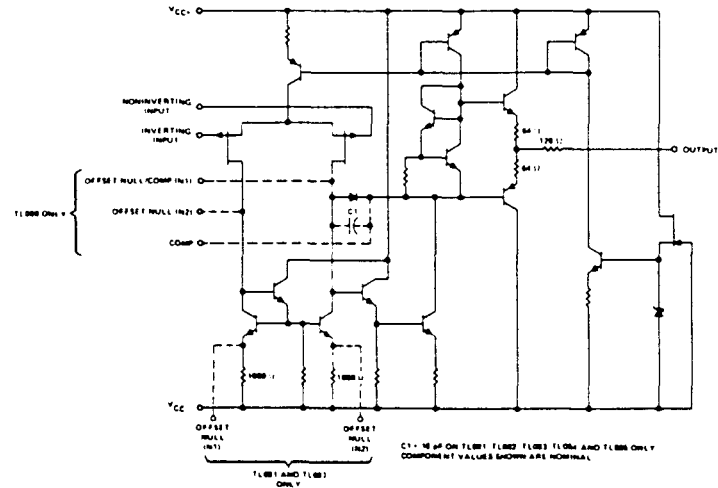
TL085
N DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)



NC - No internal connection

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

schematic (each amplifier)



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

		TL08_M	TL08_I	TL08_C TL08_AC TL08_BC	UNIT
Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)		18	18	18	V
Supply voltage, V_{CC-} (see Note 1)		-18	-18	-18	V
Differential input voltage (see Note 2)		+30	+30	+30	V
Input voltage (see Notes 1 and 3)		+15	+15	+15	V
Duration of output short circuit (see Note 4)		Unlimited	Unlimited	Unlimited	
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (See Note 5)	J, JG, N, or P Package	680	680	680	mW
Operating free-air temperature range		-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	°C
Storage temperature range		-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 60 seconds	J or JG Package	300	300	300	°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 10 seconds	N or P Package		260	260	°C

- NOTES
- All voltage values, except differential voltages, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 - Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 - The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
 - The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.
 - For operation above 25°C free air temperature, refer to Dissipation Derating Table.

DISSIPATION DERATING TABLE

PACKAGE	POWER RATING	DERATING FACTOR	ABOVE T_A
J	680 mW	8.2 mW/°C	67°C
JG	680 mW	6.6 mW/°C	47°C
N	680 mW	9.2 mW/°C	76°C
P	680 mW	8.0 mW/°C	65°C

DEVICE TYPES, SUFFIX VERSIONS, AND PACKAGES

	TL080	TL081	TL082	TL083	TL084	TL085
TL08_M	JG	JG	JG	J	J	*
TL08_I	JG, P	JG, P	JG, P	J, N	J, N	*
TL08_C	JG, P	JG, P	JG, P	J, N	J, N	N
TL08_AC	JG, P	JG, P	JG, P	J, N	J, N	*
TL08_BC	*	JG, P	JG, P	*	J, N	*

*These combinations are not defined by this data sheet.

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

electrical characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V

PARAMETER	TEST CONDITIONS [†]		TL08_M			TL08_I			TL08_C TL08_AC TL08_BC			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$R_S = 50 \Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	TL08_±	3	6	3	6	5	15	mV			
		TL08_A [‡]					3	6				
		'81B,'82B,'84B					2	3				
	$R_S = 50 \Omega$, $T_A = \text{full range}$	TL08_±		9		9		20	mV			
TL08_A [‡]						7.5						
		'81B,'82B,'84B					5					
ρV_{IO} Temperature coefficient of input offset voltage	$R_S = 50 \Omega$, $T_A = \text{full range}$		10		10		10	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$				
I_{IO} Input offset current [§]	$T_A = 25^\circ\text{C}$	TL08_±	5	100	5	100	5	200	pA			
		TL08_A [‡]					5	100				
		'81B,'82B,'84B					5	100				
	$T_A = \text{full range}$	TL08_±		20		10		5	nA			
TL08_A [‡]						3						
		'81B,'82B,'84B					3					
I_{IB} Input bias current [§]	$T_A = 25^\circ\text{C}$	TL08_±	30	200	30	200	30	400	pA			
		TL08_A [‡]					30	200				
		'81B,'82B,'84B					30	200				
	$T_A = \text{full range}$	TL08_±		50		20		10	nA			
TL08_A [‡]						7						
		'81B,'82B,'84B					7					
V_{ICR} Common-mode input voltage range*	$T_A = 25^\circ\text{C}$	TL08_±	±11	±12	±11	±12	+10	±11	V			
		TL08_A [‡]					±11	±12				
		'81B,'82B,'84B					±11	±12				
V_{OPP} Maximum peak-to-peak output voltage swing	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$R_L > 10 \text{ k}\Omega$	24	27	24	27	24	27	V			
		$R_L > 2 \text{ k}\Omega$	24	24	24	24	24	24				
	$T_A = \text{full range}$	$R_L > 2 \text{ k}\Omega$	20	24	20	24	20	24				
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$R_L > 2 \text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	TL08_±	50	200	50	200	25	200	V/mV			
		TL08_A [‡]					50	200				
		'81B,'82B,'84B					50	200				
	$R_L > 2 \text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10 \text{ V}$, $T_A = \text{full range}$	TL08_±	25		25		15					
	TL08_A [‡]					25						
	'81B,'82B,'84B					25						
B_1 Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3		3		3	MHz				
r_i Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		10^{12}		10^{12}		10^{12}	Ω				
$CMRR$ Common-mode rejection ratio	$R_S < 10 \text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	TL08_±	80	86	80	86	70	76	dB			
		TL08_A [‡]					80	86				
		'81B,'82B,'84B					80	86				
kSVR Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$)	$R_S < 10 \text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	TL08_±	80	86	80	86	70	76	dB			
		TL08_A [‡]					80	86				
		'81B,'82B,'84B					80	86				
I_{CC} Supply current (per amplifier)	No load, $T_A = 25^\circ\text{C}$	No signal,	1.4	2.8	1.4	2.8	1.4	2.8	mA			
V_{O1}, V_{O2} Channel separation	$A_{VD} = 100$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		120		120		120	dB				

[†] All characteristics are specified under open-loop conditions unless otherwise noted. Full range for T_A is -55°C to 125°C for TL08_M, -25°C to 85°C for TL08_I, and 0°C to 70°C for TL08_C, TL08_AC, and TL08_BC.

[‡] Types TL085I and TL085M are not defined by this data sheet.

[§] Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 18. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as is possible.

* The V_{ICR} limits are directly linked volt for volt to supply voltage, viz the limit is 4 volts less than $|V_{CC\pm}|$.

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

operating characteristics, $V_{CC} \pm = \pm 15 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
S_R Slew rate at unity gain	$V_I = 10 \text{ V}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$, See Figure 1		13		$\text{V}/\mu\text{s}$
t_r Rise time	$V_I = 20 \text{ mV}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$, See Figure 1		0.1		μs
Overshoot factor			10%		
V_n Equivalent input noise voltage	$R_S = 100 \Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$		25		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

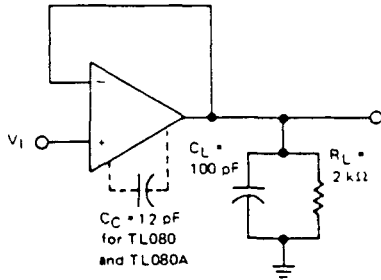


FIGURE 1—UNITY-GAIN AMPLIFIER

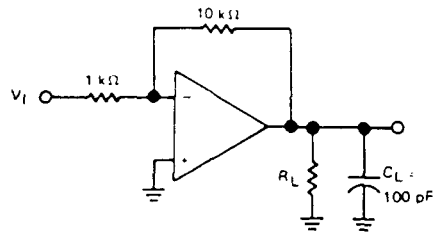


FIGURE 2—GAIN-OF-10 INVERTING AMPLIFIER

INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUITS

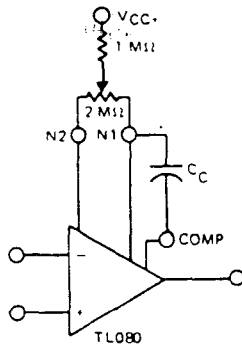


FIGURE 3

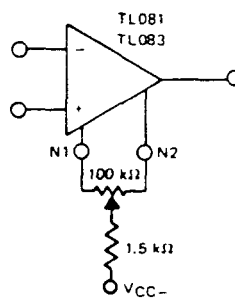
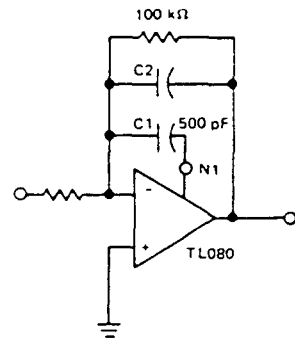


FIGURE 4



FEED-FORWARD COMPENSATION

FIGURE 5

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B

JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†

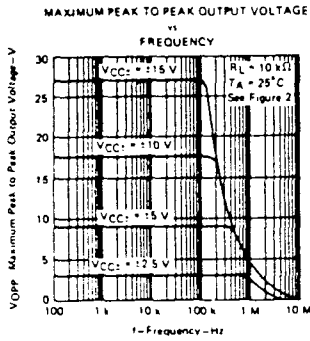


FIGURE 6

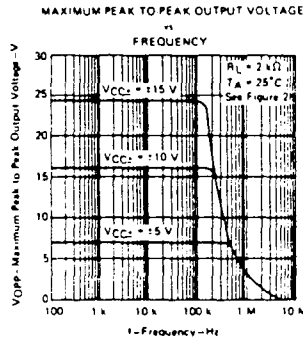


FIGURE 7

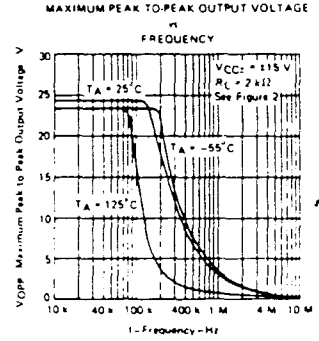


FIGURE 8

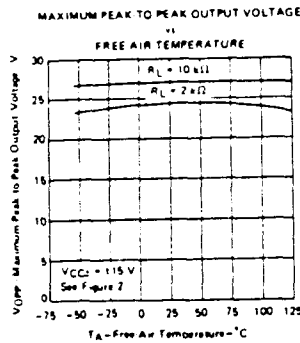


FIGURE 9

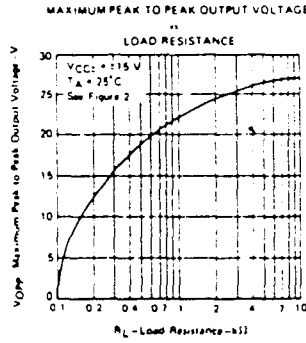


FIGURE 10

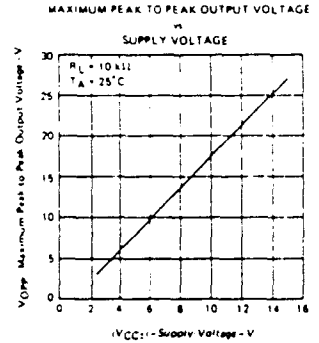


FIGURE 11

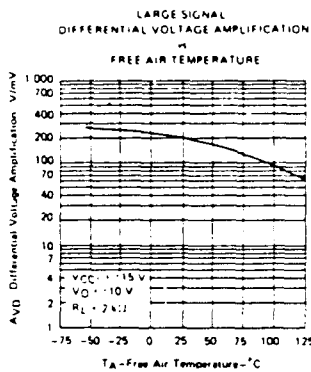


FIGURE 12

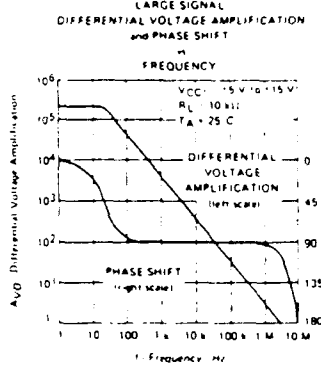


FIGURE 13

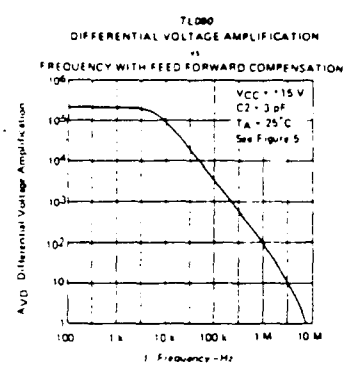


FIGURE 14

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. A 12-pF compensation capacitor is used with TL080 and TL080A.

TYPES TL080 THRU TL085, TL080A THRU TL084A, TL081B, TL082B, TL084B JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†

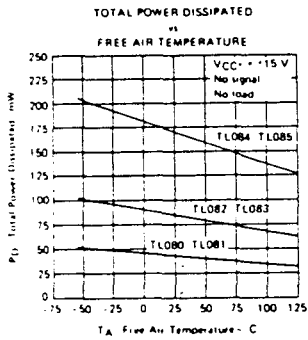


FIGURE 15

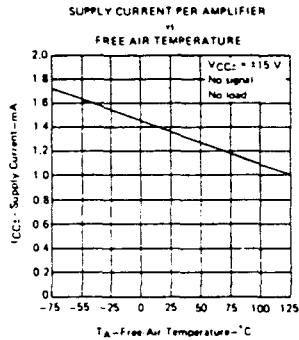


FIGURE 16

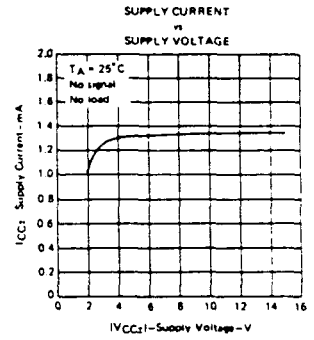


FIGURE 17

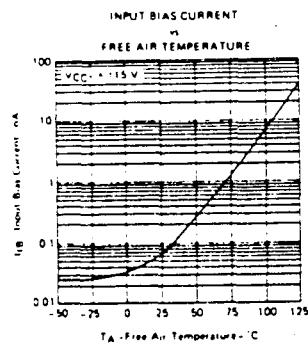


FIGURE 18

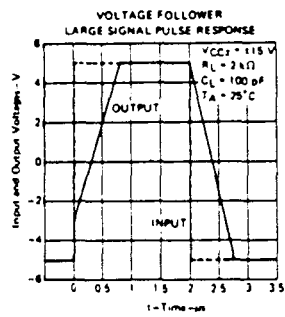


FIGURE 19

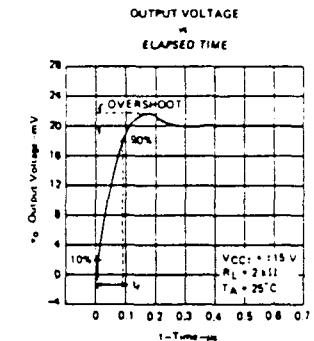


FIGURE 20

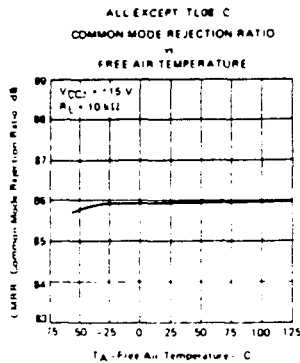


FIGURE 21

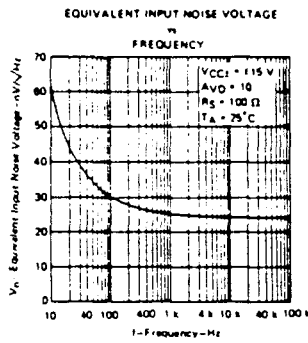


FIGURE 22

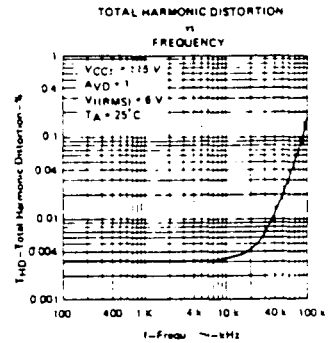


FIGURE 23

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. A 12-pF compensation capacitor is used with TL080 and TL080A.



OP-07

ULTRA-LOW OFFSET VOLTAGE
OPERATIONAL AMPLIFIER

Precision Monolithics Inc.

FEATURES

- Low V_{OS} $25\mu V$ Max
- Low V_{OS} Drift $0.6\mu V/^{\circ}C$ Max
- Ultra-Stable vs Time $1.0\mu V/\text{Month}$ Max
- Low Noise $0.6\mu V_{p-p}$ Max
- Wide Input Voltage Range $\pm 14V$
- Wide Supply Voltage Range $\pm 3V$ to $\pm 18V$
- Fits 725, 108A/308A, 741, AD510 Sockets
- $125^{\circ}C$ Temperature-Tested Dice

ORDERING INFORMATION†

$T_A = 25^{\circ}C$ ΔV_{OS} MAX (μV)	PACKAGE				OPERATING TEMPERATURE RANGE
	TO-99	CERDIP	PLASTIC	LCC	
25	OP07AJ*	OP07AZ*	—	—	MIL
75	OP07EJ	OP07EZ	OP07EP	—	COM
75	OP07J*	OP07Z*	—	OP07RC/883	MIL
150	OP07CJ	OP07CZ	OP07CP	—	COM
150	—	—	OP07CS††	—	COM
150	OP07DJ	—	OP07DP	—	COM

* For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add /883 after part number. Consult factory for 883 data sheet.

† Burn-in is available on commercial and industrial temperature range parts in cerdip, plastic dip, and TO-can packages. For ordering information, see 1988 Data Book, Section 2.

†† For availability and burn-in information on SO and PLCC packages, contact your local sales office.

GENERAL DESCRIPTION

The OP-07 has very low input offset voltage ($25\mu V$ max for OP-07A) which is obtained by trimming at the wafer stage. These low offset voltages generally eliminate any need for external nulling. The OP-07 also features low input bias current ($\pm 2nA$ for OP-07A) and high open-loop gain ($300V/mV$ for OP-07A). The low offsets and high open-loop gain make the OP-07 particularly useful for high-gain instrumentation applications.

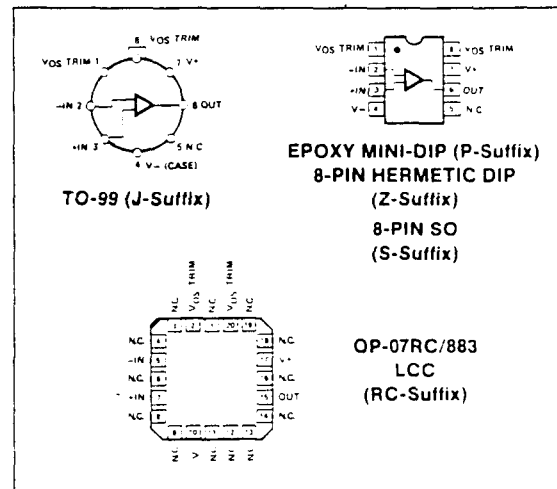
The wide input voltage range of $\pm 13V$ minimum combined with high CMRR of 110dB (OP-07A) and high input impedance provides high accuracy in the noninverting circuit configuration. Excellent linearity and gain accuracy can be maintained even at high closed-loop gains.

Stability of offsets and gain with time or variations in temperature is excellent. The accuracy and stability of the OP-07, even at high gain, combined with the freedom from external nulling have made the OP-07 a new industry standard for instrumentation and military applications.

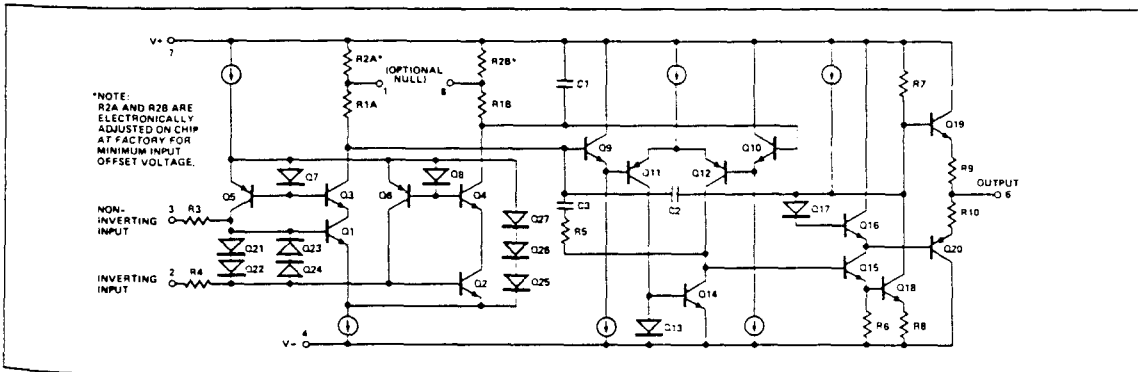
The OP-07 is available in five standard performance grades. The OP-07A and the OP-07 are specified for operation over the full military range of $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$; the OP-07 E, C, and D are specified for operation over the $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$ range.

The OP-07 is available in hermetically-sealed TO-99 metal can or ceramic 8-pin Mini-DIP, and in epoxy 8-pin Mini-DIP. It is a direct replacement for 725, 108A, and OP-05 amplifiers. 741-types may be directly replaced by removing the 741's nulling potentiometer. The OP-207, a dual OP-07, is available for applications requiring close matching of two OP-07 amplifiers. For improved specifications, see the OP-77.

PIN CONNECTIONS



SIMPLIFIED SCHEMATIC



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS** (Note 2)

Supply Voltage	$\pm 22\text{V}$
Internal Power Dissipation (Note 1)	500mW
Differential Input Voltage	$\pm 30\text{V}$
Input Voltage (Note 3)	$\pm 22\text{V}$
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	
J, RC and Z Packages	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
P Package	-65°C to -125°C
Operating Temperature Range	
OP-07A, OP-07, OP-07RC	-55°C to -125°C
OP-07E, OP-07C, OP-07D	0°C to $+70^\circ\text{C}$
Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec)	300°C
DICE Junction Temperature T_J	-65°C to -150°C

NOTES:

1 See table for maximum ambient temperature rating and derating factor.

PACKAGE TYPE	MAXIMUM AMBIENT TEMPERATURE FOR RATING	DERATE ABOVE MAXIMUM AMBIENT TEMPERATURE
TO-99 J	80°C	$7.1\text{mW}/^\circ\text{C}$
8-Pin Hermetic DIP Z	75°C	$6.7\text{mW}/^\circ\text{C}$
8-Pin Plastic DIP P	35°C	$5.6\text{mW}/^\circ\text{C}$
LCC RC	72°C	$7.8\text{mW}/^\circ\text{C}$

2 Absolute maximum ratings apply to both packaged parts and DICE, unless otherwise noted.

3 For supply voltages less than $\pm 22\text{V}$ the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** at $V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07A			OP-07			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	Note 1	—	10	25	—	30	75	μV
Long-Term Input Offset Voltage Stability	ΔV_{OS} / Time	Note 2	—	0.2	1.0	—	0.2	1.0	$\mu\text{V}/\text{Mo}$
Input Offset Current	I_{OS}		—	0.3	2.0	—	0.4	2.8	nA
Input Bias Current	I_B		—	± 0.7	± 2.0	—	± 1.0	± 3.0	nA
Input Noise voltage	e_{n-p-p}	0.1Hz to 10Hz (Note 3)	—	0.35	0.6	—	0.35	0.6	μV_{p-p}
Input Noise Voltage Density	e_n	$f_C = 10\text{Hz}$ (Note 3)	—	10.3	18.0	—	10.3	18.0	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_C = 100\text{Hz}$ (Note 3)	—	10.0	13.0	—	10.0	13.0	
		$f_C = 1000\text{Hz}$ (Note 3)	—	9.6	11.0	—	9.6	11.0	
Input Noise Current	i_{n-p-p}	0.1Hz to 10Hz (Note 3)	—	14	30	—	14	30	pA_{p-p}
Input Noise Current Density	i_n	$f_C = 10\text{Hz}$ (Note 3)	—	0.32	0.80	—	0.32	0.80	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_C = 100\text{Hz}$ (Note 3)	—	0.14	0.23	—	0.14	0.23	
		$f_C = 1000\text{Hz}$ (Note 3)	—	0.12	0.17	—	0.12	0.17	
Input Resistance (Differential-Mode)	R_{IN}	Note 4	30	80	—	20	60	—	M Ω
Input Resistance (Common-Mode)	R_{INCM}		—	200	—	—	200	—	G Ω
Input Voltage Range	IVR		± 13	± 14	—	± 13	± 14	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13\text{V}$	110	126	—	110	126	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$	—	4	10	—	4	10	$\mu\text{V}/\text{V}$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2\text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{V}$	300	500	—	200	500	—	V/mV
		$R_L \geq 500\Omega$, $V_O = \pm 0.5\text{V}$	150	400	—	150	400	—	
		$V_S = \pm 3\text{V}$ (Note 4)							
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 10\text{k}\Omega$	± 12.5	± 13.0	—	± 12.5	± 13.0	—	V
		$R_L \geq 2\text{k}\Omega$	± 12.0	± 12.8	—	± 12.0	± 12.8	—	
		$R_L \geq 1\text{k}\Omega$	± 10.5	± 12.0	—	± 10.5	± 12.0	—	
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2\text{k}\Omega$ (Note 3)	0.1	0.3	—	0.1	0.3	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
Closed-Loop Bandwidth	BW	$A_{VOL} = +1$ (Note 3)	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	MHz
Open-Loop Output Resistance	R_O	$V_O = 0$, $I_O = 0$	—	60	—	—	60	—	Ω
Power Consumption	P_d	$V_S = \pm 15\text{V}$, No Load	—	75	120	—	75	120	mW
		$V_S = \pm 3\text{V}$, No Load	—	4	6	—	4	6	
Offset Adjustment Range		$R_e = 20\text{k}\Omega$	—	± 4	—	—	± 4	—	mV

NOTES:1 OP-07A grade V_{OS} is measured approximately one minute after application of power. For all other grades V_{OS} is measured approximately 0.5 seconds after application of power.2 Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of V_{OS} vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation.Excluding the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30 operating days are typically $2.5\mu\text{V}$ — refer to typical performance curves. Parameter is sample tested.

3 Sample tested.

4 Guaranteed by design.



OP-07 ULTRA-LOW OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIER

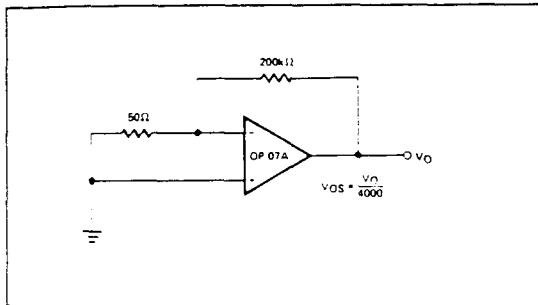
ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07A			OP-07			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	Note 1	—	25	60	—	60	200	μV
Average Input Offset Voltage Drift Without External Trim	TCV_{OS}	Note 2	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	$\mu V/^\circ C$
	TCV_{OSn}	$R_p = 20k\Omega$ (Note 3)	—	0.2	0.6	—	0.3	1.3	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	I_{OS}		—	0.8	4	—	1.2	5.6	nA
Average Input Offset Current Drift	TCI_{OS}	Note 2	—	5	25	—	8	50	$\mu A/^\circ C$
Input Bias Current	I_B		—	± 1	± 4	—	± 2	± 6	nA
Average Input Bias Current Drift	TCI_B	Note 2	—	8	25	—	13	50	$\mu A/^\circ C$
Input Voltage Range	IVR		± 13	± 13.5	—	± 13	± 13.5	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	106	123	—	106	123	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	—	5	20	—	5	20	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	200	400	—	150	400	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$	± 12	± 12.6	—	± 12	± 12.6	—	V

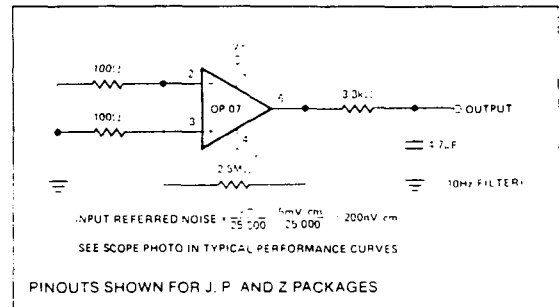
NOTES:

- OP-07A grade V_{OS} is measured approximately one minute after application of power. For all other grades V_{OS} is measured approximately 0.5 seconds after application of power.
- Sample tested.
- Guaranteed by design.

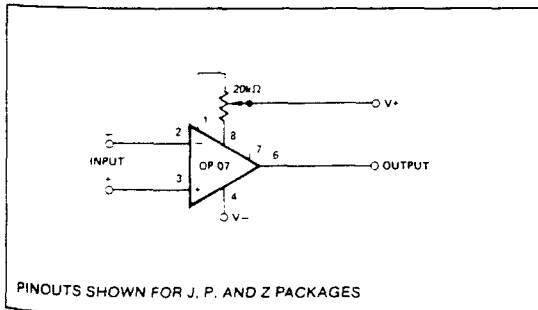
TYPICAL OFFSET VOLTAGE TEST CIRCUIT



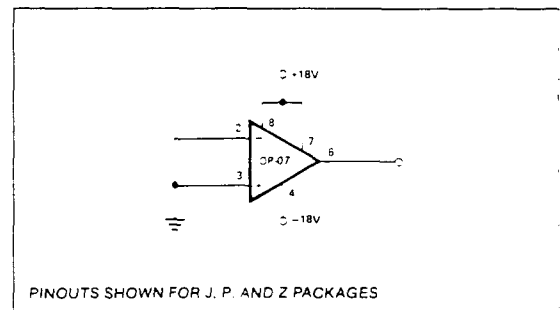
TYPICAL LOW-FREQUENCY NOISE TEST CIRCUIT



OPTIONAL OFFSET NULLING CIRCUIT



BURN-IN CIRCUIT





OP-07 ULTRA-LOW OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIER

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$. unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07E			OP-07C			OP-07D			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	Note 1	—	30	75	—	60	150	—	60	150	μV
Long-Term V_{OS} Stability	$V_{OS}/Time$	Note 2	—	0.3	1.5	—	0.4	2.0	—	0.5	3.0	$\mu V/Mo$
Input Offset Current	I_{OS}		—	0.5	3.8	—	0.8	6.0	—	0.8	6.0	nA
Input Bias Current	I_B		—	± 1.2	± 4.0	—	± 1.8	± 7.0	—	± 2.0	± 12	nA
Input Noise Voltage	e_{np-p}	0.1Hz to 10Hz Note 3	—	0.35	0.6	—	0.38	0.65	—	0.38	0.65	μV_{p-p}
Input Noise Voltage Density	e_n	$f_O = 10Hz$	—	10.3	18.0	—	10.5	20.0	—	10.5	20.0	nV/\sqrt{Hz}
		$f_O = 100Hz$ Note 3	—	10.0	13.0	—	10.2	13.5	—	10.3	13.5	
		$f_O = 1000Hz$	—	9.6	11.0	—	9.8	11.5	—	9.8	11.5	
Input Noise Current	i_{np-p}	0.1Hz to 10Hz Note 3	—	14	30	—	15	35	—	15	35	pA_{p-p}
Input Noise Current Density	i_n	$f_O = 10Hz$	—	0.32	0.80	—	0.35	0.90	—	0.35	0.90	pA/\sqrt{Hz}
		$f_O = 100Hz$ Note 3	—	0.14	0.23	—	0.15	0.27	—	0.15	0.27	
		$f_O = 1000Hz$	—	0.12	0.17	—	0.13	0.18	—	0.13	0.18	
Input Resistance — Differential-Mode	R_{IN}	Note 4	15	50	—	8	33	—	7	31	—	$M\Omega$
Input Resistance — Common-Mode	R_{INCM}		—	160	—	—	120	—	—	120	—	$G\Omega$
Input Voltage Range	I_{VR}		± 13	± 14	—	± 13	± 14	—	± 13	± 14	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	106	123	—	100	120	—	94	110	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	—	5	20	—	7	32	—	7	32	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	200	500	—	120	400	—	120	400	—	V/mV
		$R_L \geq 500\Omega$, $V_O = \pm 0.5V$ $V_S = \pm 3V$ Note 4	150	400	—	100	400	—	—	400	—	
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 10k\Omega$	± 12.5	± 13.0	—	± 12.0	± 13.0	—	± 12.0	± 13.0	—	V
		$R_L \geq 2k\Omega$	± 12.0	± 12.8	—	± 11.5	± 12.8	—	± 11.5	± 12.8	—	
		$R_L \geq 1k\Omega$	± 10.5	± 12.0	—	—	± 12.0	—	—	± 12.0	—	
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$ Note 3	0.1	0.3	—	0.1	0.3	—	0.1	0.3	—	V/ μs
Closed-Loop Bandwidth	BW	$A_{VCL} = +1$ Note 5	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	MHz
Open-Loop Output Resistance	R_O	$V_O = 0$, $I_O = 0$	—	60	—	—	60	—	—	60	—	Ω
Power Consumption	P_d	$V_S = \pm 15V$, No Load	—	75	120	—	80	150	—	80	150	mW
		$V_S = \pm 3V$, No Load	—	4	6	—	4	8	—	4	8	
Offset Adjustment Range		$R_P = 20k\Omega$	—	± 4	—	—	± 4	—	—	± 4	—	mV

NOTES:

1. Input Offset Voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power.
2. Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of V_{OS} vs Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30 operating days are typically $2.5\mu V$ — refer to typical performance curves. Parameter is sample tested.
3. Sample tested
4. Guaranteed by design
5. Guaranteed but not tested.



OP-07 ULTRA-LOW OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIER

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$, unless otherwise noted.

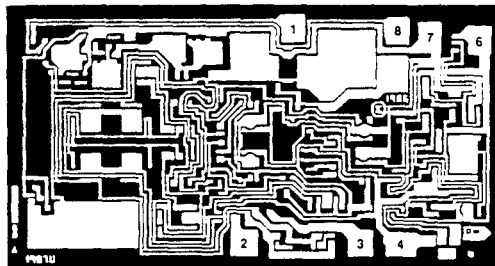
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07E			OP-07C			OP-07D			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	Note 1	—	45	130	—	85	250	—	85	250	μV
Average Input Offset Voltage Drift Without External Trim	TCV_{OS}	Note 3	—	0.3	1.3	—	0.5	1.8	—	0.7	2.5	$\mu V/^\circ C$
With External Trim	TCV_{OSn}	$R_o = 20k\Omega$; Note 3	—	0.3	1.3	—	0.4	1.6	—	0.7	2.5	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	I_{OS}		—	0.9	5.3	—	1.6	8.0	—	1.6	8.0	nA
Average Input Offset Current Drift	TCI_{OS}	Note 2	—	8	35	—	12	50	—	12	50	$\mu A/^\circ C$
Input Bias Current	I_B		—	± 1.5	± 5.5	—	± 2.2	± 9.0	—	± 3.0	± 14	nA
Average Input Bias Current Drift	TCI_B	Note 2	—	13	35	—	18	50	—	18	50	$\mu A/^\circ C$
Input Voltage Range	IVR		± 13.0	± 13.5	—	± 13.0	± 13.5	—	± 13.0	± 13.5	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	103	123	—	97	120	—	94	106	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	—	—	32	—	10	51	—	10	51	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	180	450	—	100	400	—	100	400	—	V/mV
Output Voltage Swing	V_O	$R_L = 2k\Omega$	± 12	± 12.5	—	± 11	± 12.5	—	± 11	± 12.5	—	V

NOTES:

1. Input offset voltage measurements are performed by automated test equipment approximately 0.5 seconds after application of power
2. Sample tested
3. Guaranteed by design.



DICE CHARACTERISTICS (125°C TESTED DICE AVAILABLE)



- 1. BALANCE
- 2. INVERTING INPUT
- 3. NONINVERTING INPUT
- 4. V-
- 6. OUTPUT
- 7. V+
- 8. BALANCE

DIE SIZE 0.100 × 0.055 inch, 5500 sq. mils
(2.54 × 1.40 mm, 3.56 sq. mm)

For additional DICE ordering information, refer to 1988 Data Book, Section 2.

WAFER TEST LIMITS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$ for OP-07N, OP-07G and OP-07GR devices; $T_A = 125^\circ C$ for OP-07NT and OP-07GT devices, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07NT LIMIT	OP-07N LIMIT	OP-07GT LIMIT	OP-07G LIMIT	OP-07GR LIMIT	UNITS
Input Offset Voltage	V_{OS}		140	40	210	80	150	μV MAX
Input Offset Current	i_{OS}		4.0	2.0	5.6	2.8	6.0	nA MAX
Input Bias Current	i_B		± 4	± 2	± 6	± 3	± 7	nA MAX
Input Resistance Differential-Mode	R_{IN}	Note 2	—	20	—	20	8	M Ω MIN
Input Voltage Range	IVR		± 13	± 13	± 13	± 13	± 13	V MIN
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	100	110	100	110	100	dB MIN
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	20	10	20	10	30	$\mu V/V$ MAX
Output Voltage Swing	V_O	$R_L = 10k\Omega$	—	± 12.5	—	± 12.0	± 12.0	V MIN
		$R_L = 2k\Omega$	± 12.0	± 12.0	± 12.0	± 11.5		
		$R_L = 1k\Omega$	—	± 10.5	—	± 10.5		
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L = 2k\Omega$ $V_{in} = \pm 10V$	200	200	150	120	120	V/mV MIN
Differential Input Voltage			± 30	± 30	± 30	± 30	± 30	V MAX
Power Consumption	P_d	$V_{OUT} = 0V$	—	120	—	120	150	mW MAX

NOTES:

- 1. For 25°C characteristics of OP-07NT and OP-07GT, see OP-07N and OP-07G characteristics, respectively.
- 2. Guaranteed by design

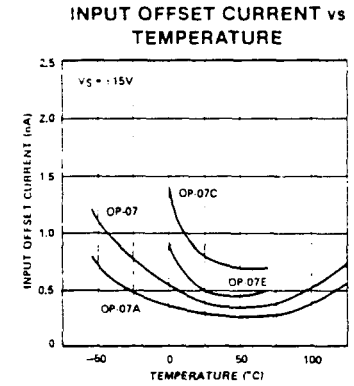
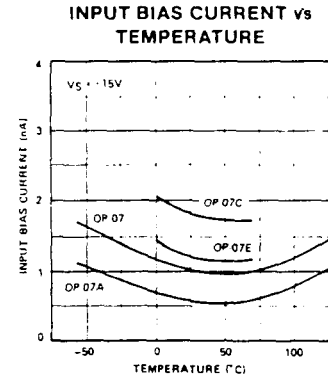
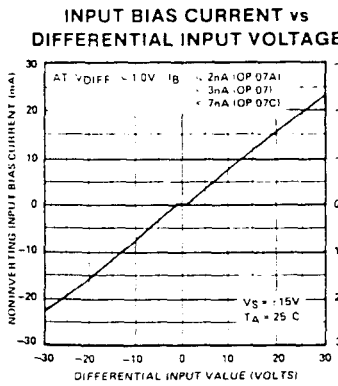
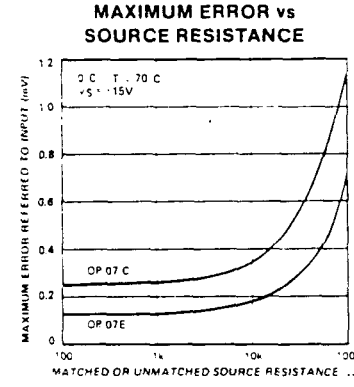
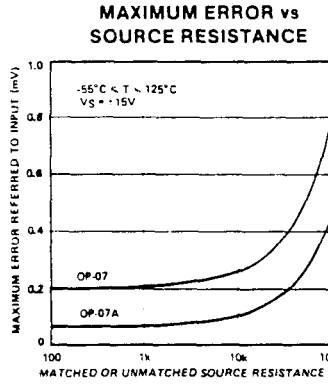
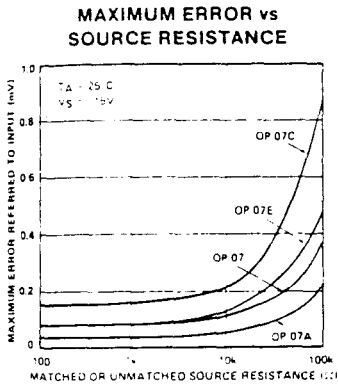
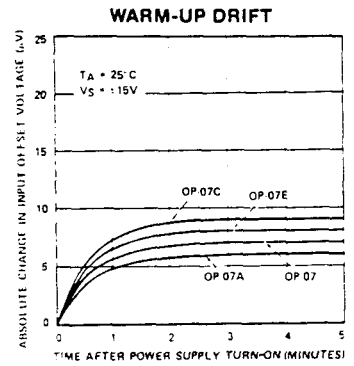
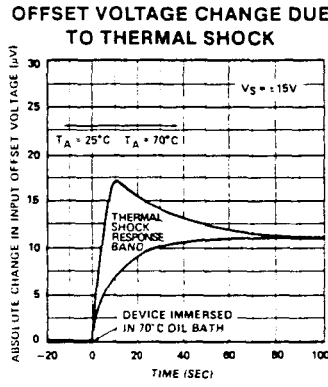
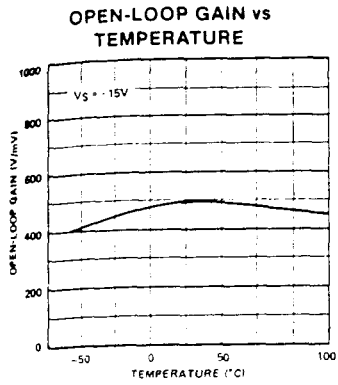
Electrical tests are performed at wafer probe to the limits shown. Due to variations in assembly methods and normal yield loss, yield after packaging is not guaranteed for standard product dice. Consult factory to negotiate specifications based on dice lot qualification through sample lot assembly and testing

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-07NT TYPICAL	OP-07N TYPICAL	OP-07GT TYPICAL	OP-07G TYPICAL	OP-07GR TYPICAL	UNITS
Average Input Offset Voltage Drift	TCV_{OS}	$R_S = 50\Omega$	0.2	0.2	0.3	0.3	0.7	$\mu V/^\circ C$
Nullified Input Offset Voltage Drift	TCV_{OSn}	$R_S = 50\Omega$, $R_P = 20k\Omega$	0.2	0.2	0.3	0.3	0.7	$\mu V/^\circ C$
Average Input Offset Current Drift	TCI_{OS}		5	5	8	8	12	pA/°C
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	V/ μs
Closed-Loop Bandwidth	BW	$A_{VCL} = +1$	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	MHz



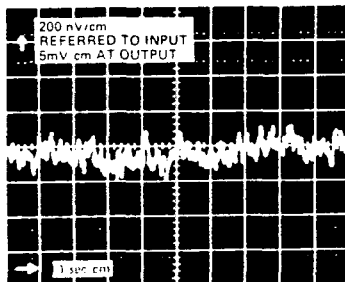
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



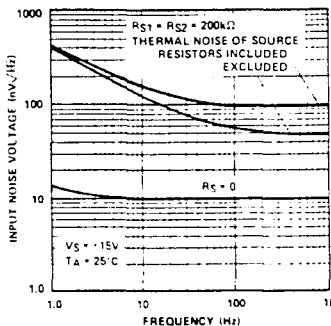


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

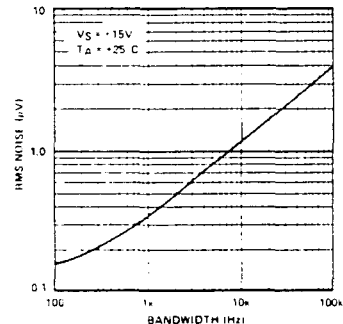
OP-07 LOW FREQUENCY NOISE



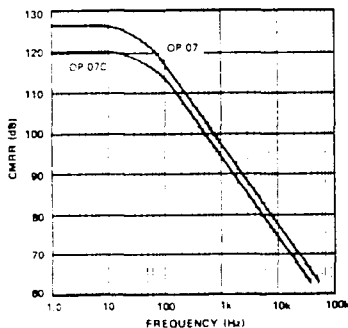
TOTAL INPUT NOISE VOLTAGE vs FREQUENCY



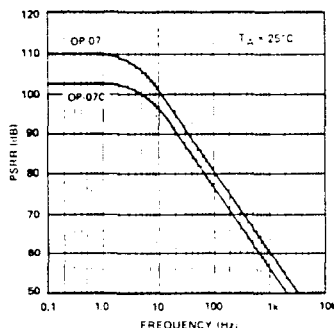
INPUT WIDEBAND NOISE vs BANDWIDTH (0.1Hz TO FREQUENCY INDICATED)



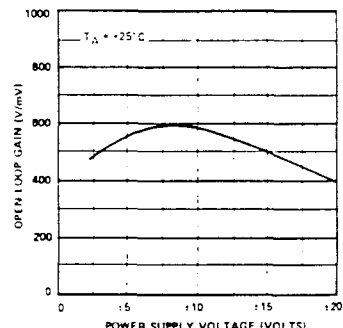
CMRR vs FREQUENCY



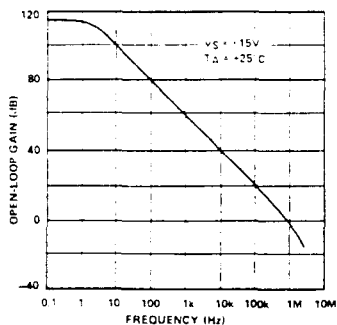
PSRR vs FREQUENCY



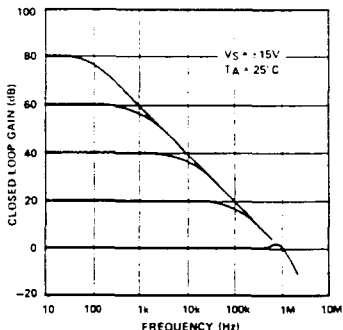
OPEN-LOOP GAIN vs POWER SUPPLY VOLTAGE



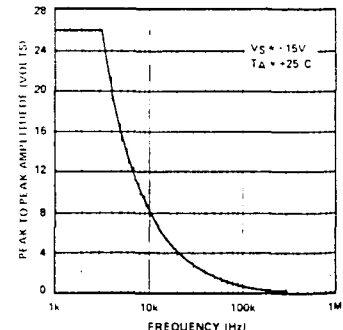
OPEN-LOOP FREQUENCY RESPONSE



CLOSED-LOOP RESPONSE FOR VARIOUS GAIN CONFIGURATIONS



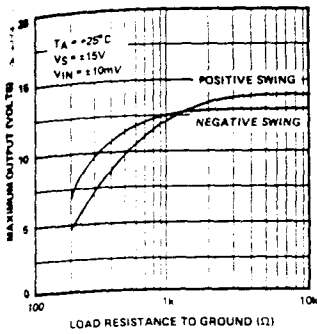
MAXIMUM OUTPUT SWING vs FREQUENCY



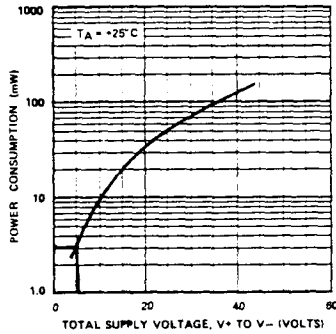


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

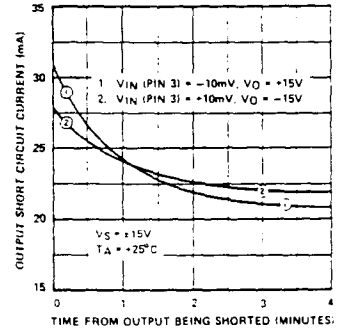
MAXIMUM OUTPUT VOLTAGE vs LOAD RESISTANCE



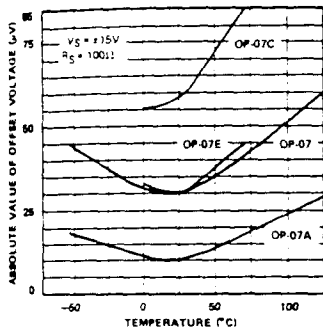
POWER CONSUMPTION vs POWER SUPPLY



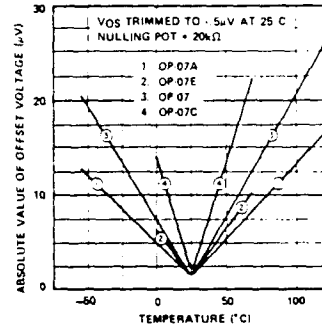
OUTPUT SHORT-CIRCUIT CURRENT vs TIME



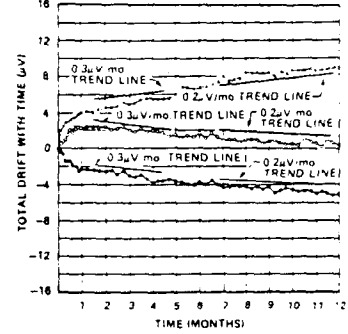
UNTRIMMED OFFSET VOLTAGE vs TEMPERATURE



TRIMMED OFFSET VOLTAGE vs TEMPERATURE

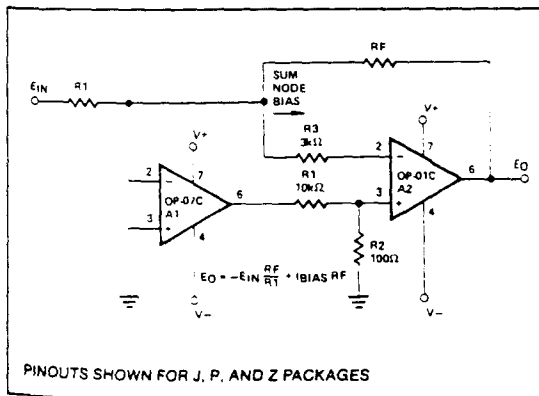


OFFSET VOLTAGE STABILITY vs TIME

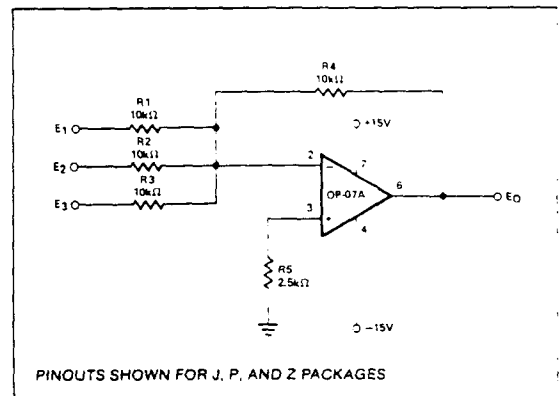


TYPICAL APPLICATIONS

HIGH SPEED, LOW VOS_Q COMPOSITE RF AMPLIFIER



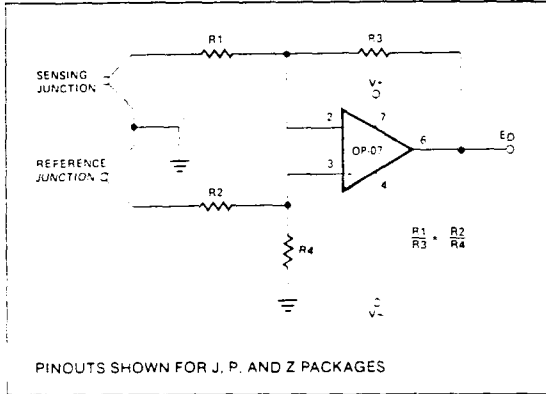
ADJUSTMENT-FREE PRECISION SUMMING AMPLIFIER



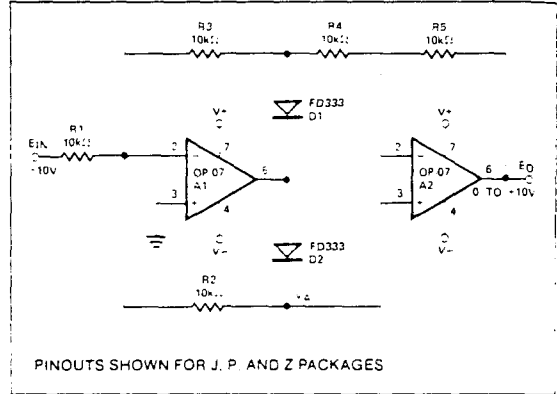


TYPICAL APPLICATIONS

HIGH-STABILITY THERMOCOUPLE AMPLIFIER



PRECISION ABSOLUTE-VALUE CIRCUIT



APPLICATIONS INFORMATION

OP-07 series units may be substituted directly into 725, 108A/308A* and OP-05 sockets with or without removal of external compensation or nulling components. Additionally, the OP-07 may be used in unnullified 741-type sockets. However, if conventional 741 nulling circuitry is in use, it should be modified or removed to enable proper OP-07 operation. OP-07 offset voltage may be nulled to zero through use of a potentiometer (see offset nulling circuit diagram).

The OP-07 provides stable operation with load capacitance of up to 500pF and $\pm 10V$ swings; larger capacitances should be decoupled with a 50 Ω decoupling resistor.

Stray thermoelectric voltages generated by dissimilar metals at the contacts to the input terminals can degrade drift performance. Therefore, best operation will be obtained when both input contacts are maintained at the same temperature, preferably close to the package temperature.

*TO-99 Package only

TL071

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B, TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

BULLETIN NO. DL-S-12640, SEPTEMBER 1978

20 DEVICES COVER COMMERCIAL,
INDUSTRIAL, AND MILITARY
TEMPERATURE RANGES

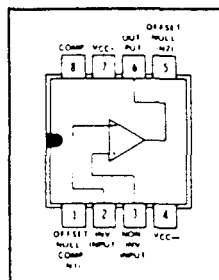
- Low Noise . . . $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ
- Low Harmonic Distortion . . . 0.01% Typ
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Low Power Consumption
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . $13 \text{ V}/\mu\text{s}$ Typ

description

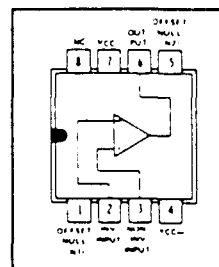
The JFET-input operational amplifiers of the TL071 series are designed as low-noise versions of the TL081 series amplifiers with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL071 series ideally suited as amplifiers for high-fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET-inputs (for high input impedance) coupled with bipolar output stages all integrated on a single monolithic chip.

Device types with an "M" suffix are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C , those with an "I" suffix are characterized for operation from -25°C to 85°C , and those with a "C" suffix are characterized for operation from 0°C to 70°C .

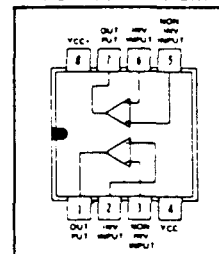
TL070, TL070A
JG OR P DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)



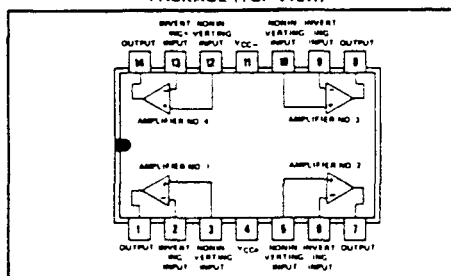
TL071, TL071A, TL071B
JG OR P DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)



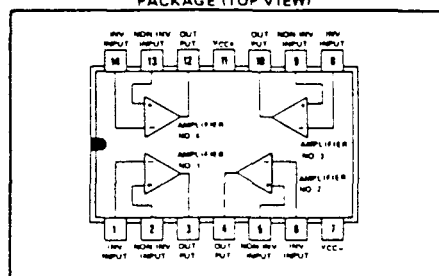
TL072, TL072A, TL072B
JG OR P DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)



TL074, TL074A, TL074B
J OR N DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)

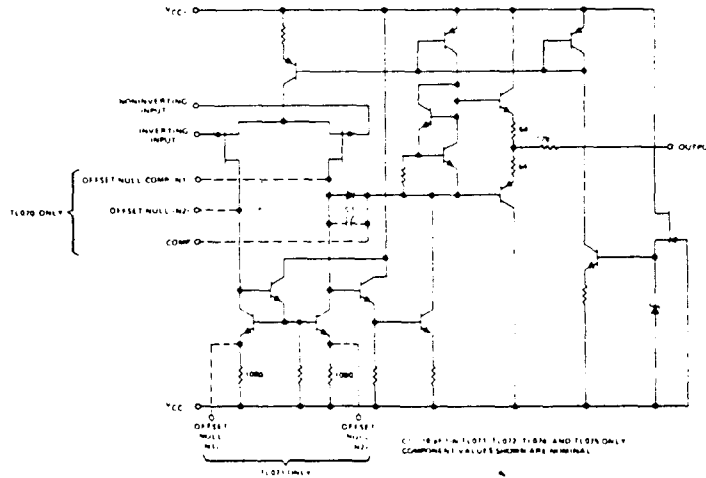


TL075
N DUAL-IN-LINE
PACKAGE (TOP VIEW)



TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B, TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

schematic (each amplifier)



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	TL07_M	TL07_I	TL07_C TL07_AC TL07_BC	UNIT	
Supply voltage, V_{CC} * (see Note 1)	18	18	18	V	
Supply voltage, V_{CC-} (see Note 1)	-18	-18	-18	V	
Differential input voltage (see Note 2)	+30	+30	+30	V	
Input voltage (see Notes 1 and 3)	+15	+15	+15	V	
Duration of output short circuit (see Note 4)	Unlimited	Unlimited	Unlimited		
Continuous total dissipation at or below 25°C free-air temperature (see Note 5)	J, JG, N, or P Package	680	680	680	mW
Operating free-air temperature range	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	°C	
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C	
Lead temperature 1/16 inch from case for 60 seconds	J or JG Package	300	300	300	°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 10 seconds	N or P Package		260	260	°C

- NOTES
1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.
 5. For operation above 25°C free-air temperature, refer to Dissipation Derating Table.

DISSIPATION DERATING TABLE

PACKAGE	POWER RATING	DERATING FACTOR	ABOVE T_A
J	680 mW	8.2 mW/°C	67°C
JG	680 mW	6.6 mW/°C	47°C
N	680 mW	9.2 mW/°C	75°C
P	680 mW	8.0 mW/°C	65°C

DEVICE TYPES, SUFFIX VERSIONS, AND PACKAGES

	TL070	TL071	TL072	TL074	TL075
TL07_M	JG	JG	JG	J	*
TL07_I	JG, P	JG, P	JG, P	J, N	*
TL07_C	JG, P	JG, P	JG, P	J, N	N
TL07_AC	JG, P	JG, P	JG, P	J, N	*
TL07_BC	*	JG, P	JG, P	J, N	*

*These combinations are not defined by this data sheet.

TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B, TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

electrical characteristics, $V_{CC} = \pm 15$ V

PARAMETER	TEST CONDITIONS†		TL07_M			TL07_L			TL07_C TL07_AC TL07_BC			UNIT	
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
V_{IO} Input offset voltage	$R_S = 50 \Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	'70, '71, '72, '75'	3	6		3	6		3	10		mV	
		'74	3	9		3	6		3	10			
		'70A, '71A, '72A, '74A, '71B, '72B, '74B								2	3		
	$R_S = 50 \Omega$, $T_A = \text{full range}$	'70, '71, '72, '75'			9			9			13		
		'74			15			9			13		
		'70A, '71A, '72A, '74A, '71B, '72B, '74B								7	5		
μV_{IO} Temperature coefficient of input offset voltage	$R_S = 50 \Omega$, $T_A = \text{full range}$			10			10			10	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		
I_{IO} Input offset current‡	$T_A = 25^\circ\text{C}$	'70, '71, '72, '74, '75'	5	100		5	100		5	100	μA		
		'70A, '71A, '72A, '74A, '71B, '72B, '74B							5	100			
		'70, '71, '72, '74, '75'			20			10				2	
	$T_A = \text{full range}$	'70A, '71A, '72A, '74A, '71B, '72B, '74B								2	nA		
I_{IB} Input bias current‡	$T_A = 25^\circ\text{C}$	'70, '71, '72, '74, '75'	30	200		30	200		30	200	μA		
		'70A, '71A, '72A, '74A, '71B, '72B, '74B							30	200			
		'70, '71, '72, '74, '75'			50			20				7	
	$T_A = \text{full range}$	'70A, '71A, '72A, '74A, '71B, '72B, '74B								7	nA		
V_{ICR} Common-mode input voltage range*	$T_A = 25^\circ\text{C}$	'70, '71, '72, '74, '75'	± 11	± 12		± 11	± 12		± 10	± 11	V		
		'70A, '71A, '72A, '74A, '71B, '72B, '74B							± 11	± 12			
		'70, '71, '72, '74, '75'											
V_{OPP} Maximum peak-to-peak output voltage swing	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	24	27		24	27		24	27	V		
		$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	24			24			24				
	$T_A = \text{full range}$	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$	20	24		20	24		20	24			
A_{VD} Large signal differential voltage amplification	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $V_O = +10 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	'70, '71, '72, '74, '75'	50	200		50	200		25	200	V/mV		
		'70A, '71A, '72A, '74A, '71B, '72B, '74B							50	200			
		'70, '71, '72, '74, '75'	25			25			15				
		'70A, '71A, '72A, '74A, '71B, '72B, '74B							25				
		$T_A = \text{full range}$	'71B, '72B, '74B							25			
B_1 Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$			3			3		3	MHz			
r_i Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$			10^{12}			10^{12}		10^{12}	Ω			
CMRR Common-mode rejection ratio	$R_S = 10 \text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	'70, '71, '72, '74, '75'	80	86		80	86		70	76	dB		
		'70A, '71A, '72A, '74A, '71B, '72B, '74B							80	86			
		'70, '71, '72, '74, '75'	80	86		80	86		70	76			
k_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC} / \Delta V_{IO}$)	$R_S = 10 \text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	'70, '71, '72, '74, '75'	80	86		80	86		70	76	dB		
		'70A, '71A, '72A, '74A, '71B, '72B, '74B							80	86			
		'70, '71, '72, '74, '75'							90	86			
I_{CC} Supply current (per amplifier)	No load, $T_A = 25^\circ\text{C}$	No signal			14	25		14	25	14	25	mA	
$V_{O1} - V_{O2}$ Channel separation	$A_{VD} = 100$, $T_A = 100^\circ\text{C}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$			120			120		120		dB		

† All characteristics are specified under open loop conditions unless otherwise noted. Full range for T_A is -55°C to 125°C for TL07_M, -25°C to 85°C for TL07_L, and 0°C to 70°C for TL07_C, TL07_AC and TL07_BC.

‡ Types TL075I and TL075M are not defined by this data sheet.

§ Input bias currents of a FET input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 1B. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperatures as close to the ambient temperature as is possible.

* The V_{ICR} limits are directly linked volt-for-volt to supply voltage, viz the limit is 4 volts less than $V_{CC} + V_{EE}$.

**TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B,
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075**
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

operating characteristics, $V_{CC} \pm = \pm 15 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	Slew rate at unity gain $V_I = 10 \text{ V}$, $C_L = 100 \text{ pF}$, See Figure 1		13		$\text{V}/\mu\text{s}$
t_r	Rise time $V_I = 20 \text{ mV}$, $C_L = 100 \text{ pF}$, See Figure 1		0.1		μs
	Overshoot factor		10%		
V_n	Equivalent input noise voltage $R_S = 100 \Omega$		18		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
			4		μV
I_n	Equivalent input noise current $R_S = 100 \Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$		0.01		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
THD	Total harmonic distortion $V_{O(\text{rms})} = 10 \text{ V}$, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$		0.01%		

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

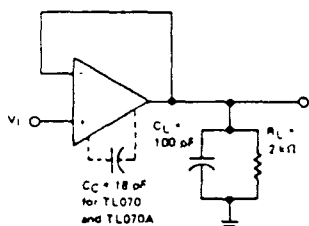


FIGURE 1—UNITY-GAIN AMPLIFIER

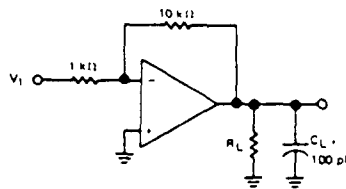


FIGURE 2—GAIN-OF-10 INVERTING AMPLIFIER

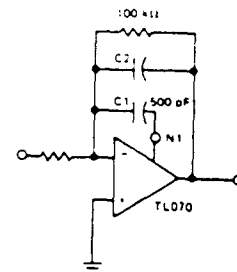


FIGURE 3—FEED-FORWARD COMPENSATION

INPUT OFFSET VOLTAGE NULL CIRCUITS

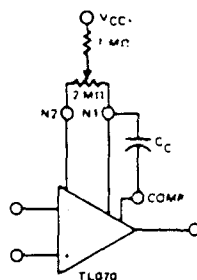


FIGURE 4

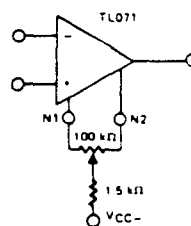


FIGURE 5

TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B, TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†

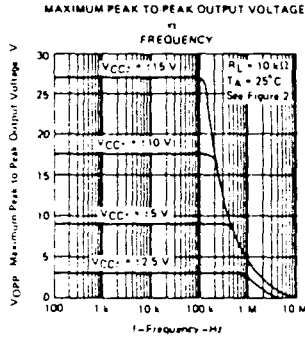


FIGURE 6

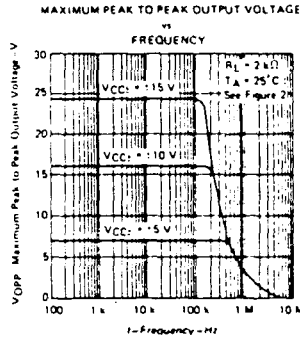


FIGURE 7

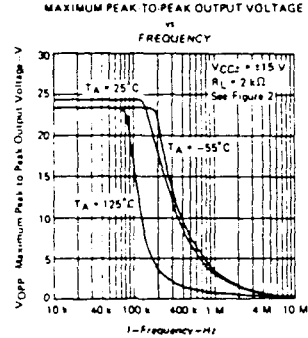


FIGURE 8

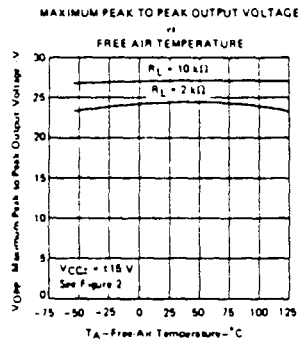


FIGURE 9

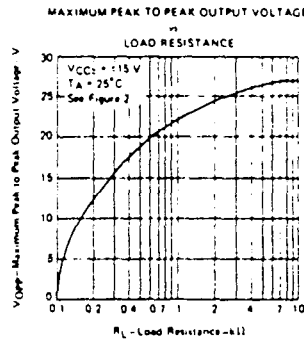


FIGURE 10

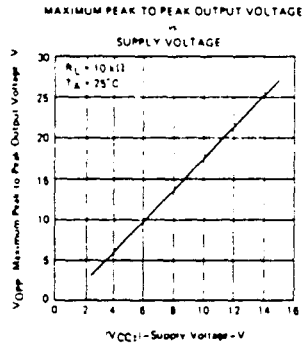


FIGURE 11

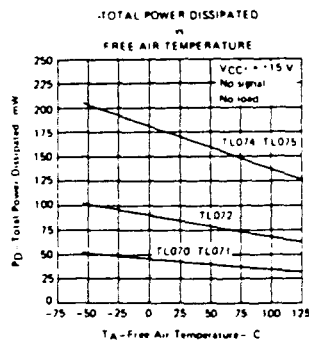


FIGURE 12

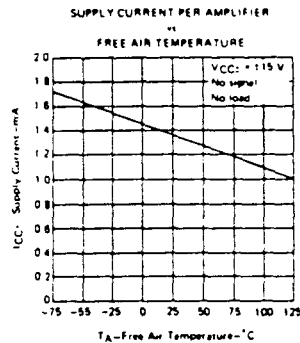


FIGURE 13

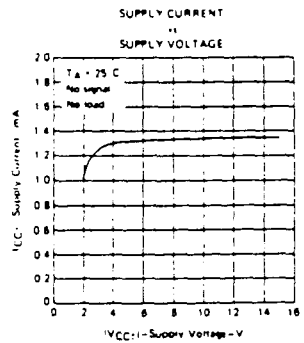


FIGURE 14

†Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. A 18-pF compensation capacitor is used with TL070 and TL070A.

TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B, TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†

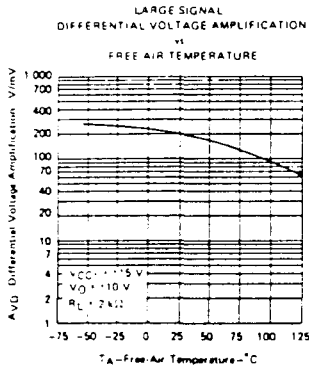


FIGURE 15

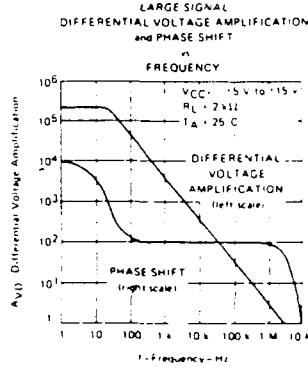


FIGURE 16

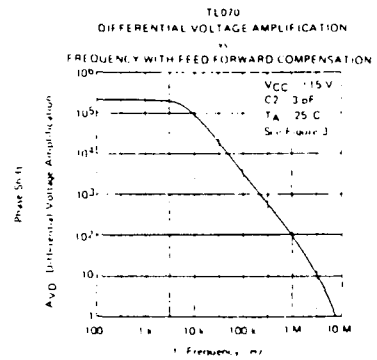


FIGURE 17

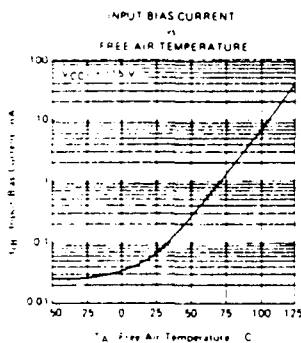


FIGURE 18

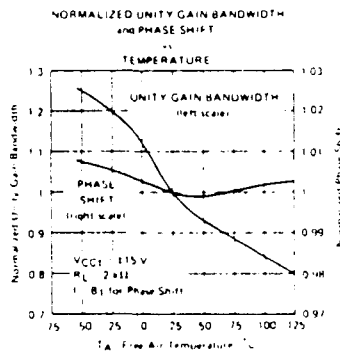


FIGURE 19

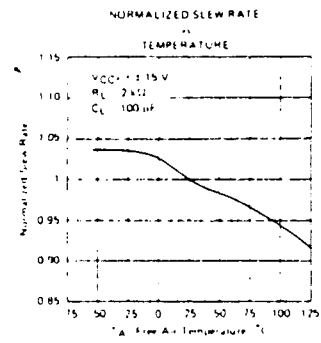


FIGURE 20

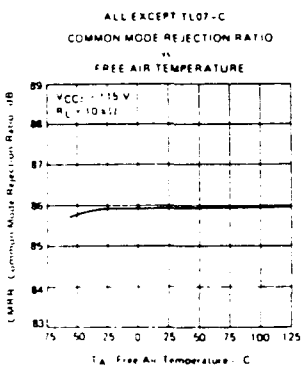


FIGURE 21

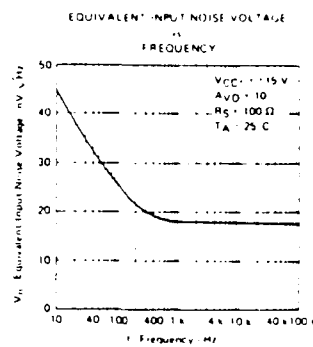


FIGURE 22

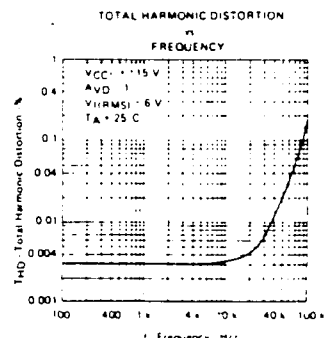


FIGURE 23

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. A 18-pF compensation capacitor is used with TL070 and TL070A.

TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B, TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075 LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

TYPICAL CHARACTERISTICS†

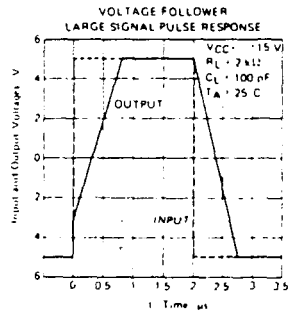


FIGURE 24

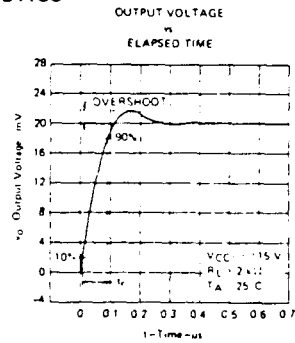
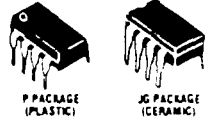



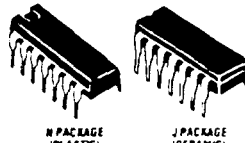
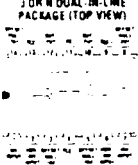




FIGURE 25

†Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices. A 18 of compensation capacitor is used with TL070 and TL070A.

Packages and pin assignments

TL080	TL081, TL071, TL061	TL082, TL072, TL062	8-PIN DUAL IN-LINE PACKAGES  P PACKAGE (PLASTIC) J PACKAGE (CERAMIC)
			
TL083	TL084, TL074, TL064	TL085, TL075	16-PIN DUAL IN-LINE PACKAGES  N PACKAGE (PLASTIC) J PACKAGE (CERAMIC)
			

NC - NO INTERNAL CONNECTION

RS
data

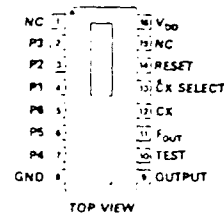
Programmable Crystal Oscillators

Stock numbers 301-858, 301-864

Two programmable crystal oscillators which can be used to generate 57 different output frequencies. The broad range of output frequencies is derived from the internal crystal oscillator. Two different base frequency oscillators of 600kHz and 1MHz are available giving output frequencies from 0.005Hz up to 1MHz. The oscillators are housed in standard 16-pin DIL packages.

Features

- Provide 57 different frequencies from a single internal quartz crystal.
- Frequency range from 0.005Hz to 1MHz.
- Laser trimmed for high accuracy.
- Lower power consumption.
- TTL compatible.



Absolute maximum ratings

Supply voltage	-0.3 to +10V
Operating temperature	-10 to +70°C
Storage temperature	-30 to +85°C

Performance specification

Calibration tolerance	±100 p.p.m.
Frequency stability	±0.015%
Voltage coefficient	10 p.p.m/V typ. 25 p.p.m/V max.
Aging	10 p.p.m max.

Electrical characteristics $T_a = 25^\circ\text{C}$ $V_{DD} = 5\text{V}$

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
V_{DD}	Supply voltage	4.0	5.0	6.0	V
I_{OH}	Output current: Hi ¹			-1.0	mA
I_{OL}	Output current: Lo ²	1.6			mA
V_{IH}	Input voltage: logic 1	$V_{DD} - 1.0$		V_{DD}	V
V_{IL}	Input voltage: logic 0	0.0		1.0	V
I_{IH}	Input current reset: Hi			0.5	μA
I_{IL}	Input current reset: Lo	-15			μA
I_{IH}	Input current Prog 1-6, CSEL, CK, TEST Hi			15	μA
I_{IL}	Input current Prog 1-6, CSEL, CK, TEST Lo	-0.5			μA
I_{DD}	Supply current ³		0.7	1.0	mA

¹ $V_{OH} = 4\text{V}$ ² $V_{OL} = 0.4\text{V}$ ³Crystal: 600kHz, OUT: 60kHz

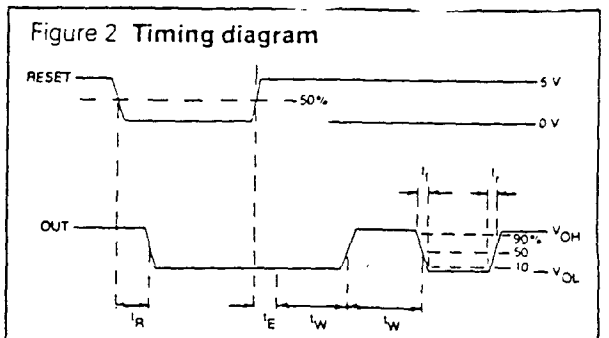
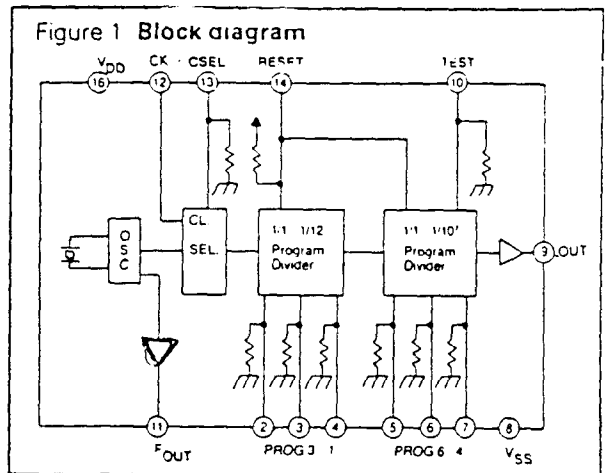
Switching characteristics

$T_a = 25^\circ\text{C}$ $V_{DD} = 5\text{V}$ $C_L = 15\text{pF}$

Symbol	Parameter	Typ	Max	Unit
t_R	Reset delay time		1.0	μsec
t_E	Timing error after reset released		1.5	μsec
t_r	Rise time	70		nsec
t_f	Fall time	30		nsec
F_{in}	External oscillator operating frequency	1.25		MHz

WARNING!

CAUTION:
ESD (Electro-Static-Discharge) sensitive device. The digital control inputs are diode protected; however, permanent damage may occur on unconnected devices subject to high energy electrostatic fields. Unused devices must be stored in conductive foam or shunts. The protective foam should be discharged to the destination socket before devices are removed.



Pin Functions

Prog 1 through Prog 6 control divide ratio of base frequency.

Prog 1	Prog 2	Prog 3	Dividing ratio	Prog 4	Prog 5	Prog 6	Dividing ratio
0	0	0	1:1	0	0	0	1:1
0	0	1	1:10	0	0	1	1:10
0	1	0	1:2	0	1	0	1:10 ²
0	1	1	1:3	0	1	1	1:10 ³
1	0	0	1:4	1	0	0	1:10 ⁴
1	0	1	1:5	1	0	1	1:10 ⁵
1	1	0	1:6	1	1	0	1:10 ⁶
1	1	1	1:12	1	1	1	1:10 ⁷

- OUT: Supplies programmed output frequency with rectangular pulse shape (50% duty cycle, except as noted).
 - TEST: Setting this terminal Hi multiplies programmed output frequency by 1,000, except when programmed divide ratio is less than 1/1000.
 - FOUR: Supplies base frequency of internal crystal oscillator.
 - CK: External clock input.
 - CSEL: Clock select. Setting this terminal Hi causes the divider to count the frequency of an external clock instead of the internal clock.
 - RESET: Setting this terminal Lo resets all counters and sets output to Lo.
- (All inputs except CK and RESET have internal pull-down resistors. RESET has an internal pull-up resistor.)

Output frequencies of 600kHz unit (301-858)

UNIT: Hz

Program Pin Settings	P4				P5				P6			
	P1	P2	P3									
0	0	0	600K	60K	6K	600	60	6	0.6	0.06		
0	0	1	60K	6K	600	60	6	0.6	0.06	0.006		
0	1	0	300K	30K	3K	300	30	3	0.3	0.03		
0	1	1	200K	20K	2K	200	20	2	0.2	0.02		
1	0	0	150K	15K	1.5K	150	15	1.5	0.15	0.015		
1	0	1	120K	12K	1.2K	120	12	1.2	0.12	0.012		
1	1	0	100K	10K	1K	100	10	1	0.1	0.01		
1	1	1	50K	5K	500	50	5	0.5	0.05	0.005		

*33% duty cycle **40% duty cycle

Output frequencies of 1MHz unit (301-864)

UNIT: Hz

Program Pin Settings	P4				P5				P6			
	P1	P2	P3									
0	0	0	1M	100K	10K	1K	100	10	1	0.1		
0	0	1	100K	10K	1K	100	10	1	0.1	0.01		
0	1	0	500K	50K	5K	500	50	5	0.5	0.05		
0	1	1	333.3K	33.3K	3.3K	333.3	33.3	3.3	0.33	0.033		
1	0	0	250K	25K	2.5K	250	25	2.5	0.25	0.025		
1	0	1	200K	20K	2K	200	20	2	0.2	0.02		
1	1	0	166.6K	16.6K	1.6K	166.6	16.6	1.66	0.16	0.016		
1	1	1	83.3K	8.3K	833.3	83.3	8.3	0.83	0.083	0.0083		

*33% duty cycle **40% duty cycle

Applications

Figure 3 One shot timer

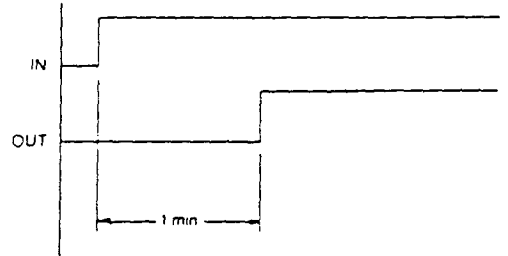
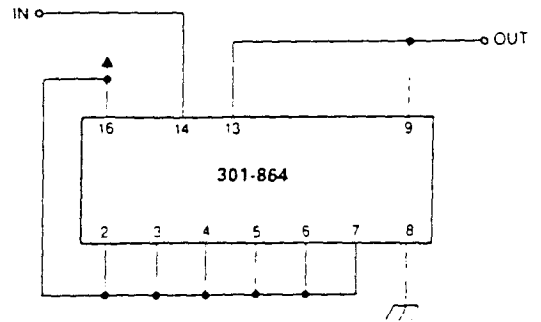
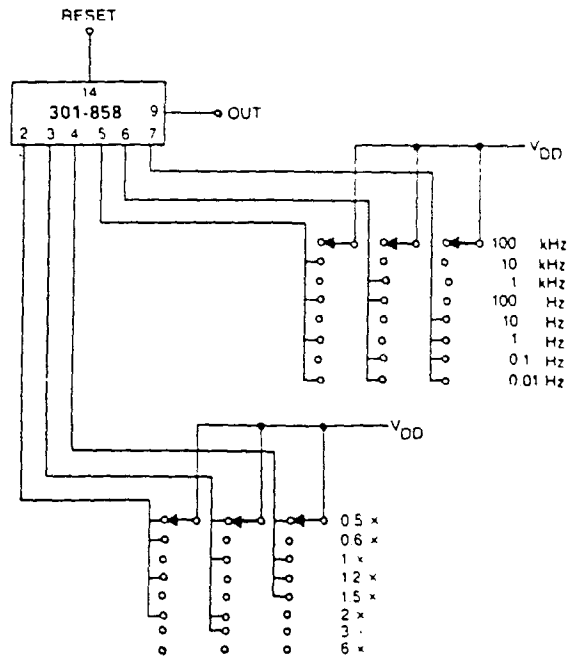


Figure 4 Square wave generator providing 0.005Hz to 600kHz (for 600kHz oscillator)



12-STAGE BINARY COUNTER



The HEF4040B is a 12-stage binary ripple counter with a clock input (\overline{CP}), an overriding asynchronous master reset input (MR) and twelve fully buffered outputs (O_0 to O_{11}). The counter advances on the HIGH to LOW transition of \overline{CP} . A HIGH on MR clears all counter stages and forces all outputs LOW, independent of \overline{CP} . Each counter stage is a static toggle flip-flop. Schmitt-trigger action in the clock input makes the circuit highly tolerant to slower clock rise and fall times.

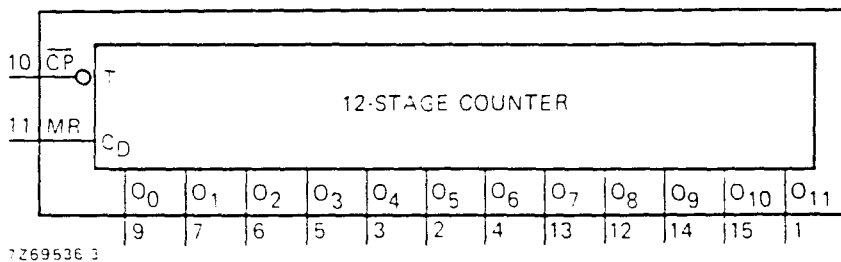


Fig. 1 Functional diagram.

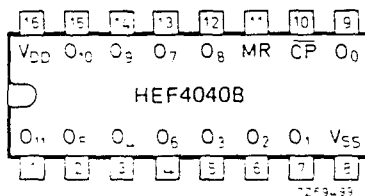


Fig. 2 Pinning diagram.

HEF4040BP : 16-lead DIL; plastic (SOT-38Z);
HEF4040BD : 16-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT-74).
HEF4040BT : 16-lead mini-pack; plastic (SO-16; SOT-109A).

PINNING

- \overline{CP} clock input (HIGH to LOW edge-triggered)
- MR master reset input (active HIGH)
- O_0 to O_{11} parallel outputs

APPLICATION INFORMATION

Some examples of applications for the HEF4040B are:

- Frequency dividing circuits
- Time delay circuits
- Control counters

FAMILY DATA

I_{DD} LIMITS category MSI

see Family Specifications

HEF4040B
MSI

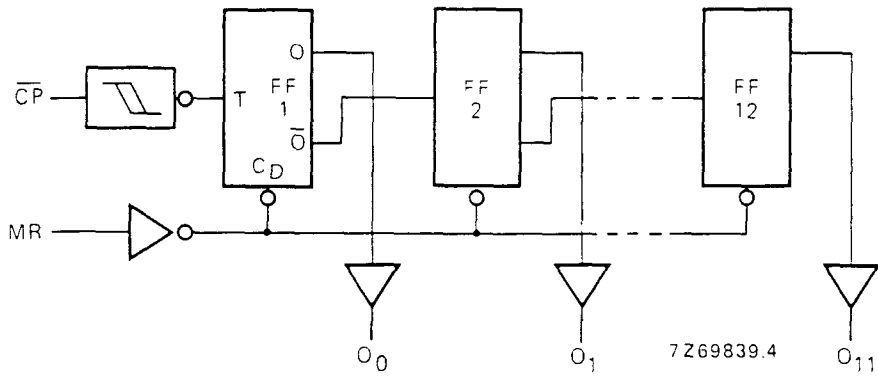


Fig. 3 Logic diagram.

A.C. CHARACTERISTICS

$V_{SS} = 0\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $C_L = 50\text{ pF}$; input transition times $\leq 20\text{ ns}$

	V_{DD} V	symbol	min.	typ.	max.	typical extrapolation formula	
Propagation delays							
$\overline{CP} \rightarrow O_0$	5			105	210	ns	$78\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) C_L$
HIGH to LOW	10	t_{PHL}		45	90	ns	$34\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) C_L$
	15			35	70	ns	$27\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) C_L$
LOW to HIGH	5			85	170	ns	$58\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) C_L$
	10	t_{PLH}		40	80	ns	$29\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) C_L$
	15			30	60	ns	$22\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) C_L$
$O_n \rightarrow O_{n+1}$	5			35	70	ns	note $(0,55\text{ ns/pF}) C_L$
	10	t_{PHL}		15	30	ns	note $(0,23\text{ ns/pF}) C_L$
	15			10	20	ns	note $(0,16\text{ ns/pF}) C_L$
LOW to HIGH	5			35	70	ns	note $(0,55\text{ ns/pF}) C_L$
	10	t_{PLH}		15	30	ns	note $(0,23\text{ ns/pF}) C_L$
	15			10	20	ns	note $(0,16\text{ ns/pF}) C_L$
$MR \rightarrow O_n$	5			90	180	ns	$63\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) C_L$
	10	t_{PHL}		40	80	ns	$29\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) C_L$
	15			30	60	ns	$22\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) C_L$
Output transition times							
LOW	5			60	120	ns	$10\text{ ns} + (1,0\text{ ns/pF}) C_L$
	10	t_{THL}		30	60	ns	$9\text{ ns} + (0,42\text{ ns/pF}) C_L$
	15			20	40	ns	$6\text{ ns} + (0,28\text{ ns/pF}) C_L$
HIGH	5			60	120	ns	$10\text{ ns} + (1,0\text{ ns/pF}) C_L$
	10	t_{TLH}		30	60	ns	$9\text{ ns} + (0,42\text{ ns/pF}) C_L$
	15			20	40	ns	$6\text{ ns} + (0,28\text{ ns/pF}) C_L$

note

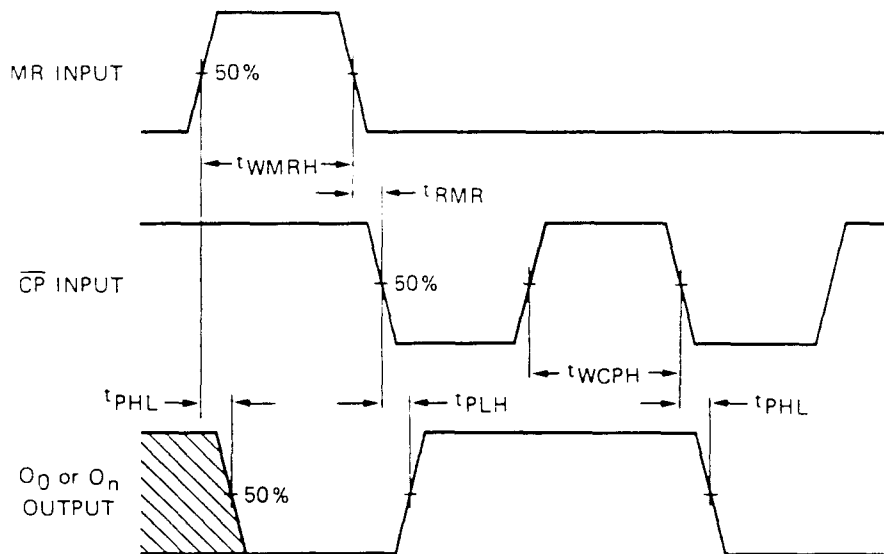
For other loads than 50 pF at the n^{th} output, use the slope given.

A.C. CHARACTERISTICS

$V_{SS} = 0\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $C_L = 50\text{ pF}$; input transition times $\leq 20\text{ ns}$

	V_{DD} V	symbol	min.	typ.	max.	
Minimum clock pulse width; HIGH	5	t_{WCPH}	50	25	ns	see also waveforms Fig. 4
	10		30	15	ns	
	15		20	10	ns	
Minimum MR pulse width; HIGH	5	t_{WMRH}	40	20	ns	
	10		30	15	ns	
	15		20	10	ns	
Recovery time for MR	5	t_{RMR}	40	20	ns	
	10		30	15	ns	
	15		20	10	ns	
Maximum clock pulse frequency	5	f_{max}	10	20	MHz	
	10		15	30	MHz	
	15		25	50	MHz	

	V_{DD} V	typical formula for P (μW)	where f_i = input freq. (MHz) f_o = output freq. (MHz) C_L = load cap. (pF) $\Sigma(f_o C_L)$ = sum of outputs V_{DD} = supply voltage (V)
Dynamic power dissipation per package (P)	5	$400 f_i + \Sigma(f_o C_L) \times V_{DD}^2$	
	10	$2000 f_i + \Sigma(f_o C_L) \times V_{DD}^2$	
	15	$5200 f_i + \Sigma(f_o C_L) \times V_{DD}^2$	



7275389

Fig. 4 Waveforms showing propagation delays for MR to O_n and \overline{CP} to O₀, minimum MR and \overline{CP} pulse widths.

DUAL D-TYPE FLIP-FLOP



The HEF4013B is a dual D-type flip-flop which features independent set direct (S_D), clear direct (C_D), clock inputs (CP) and outputs (O, \bar{O}). Data is accepted when CP is LOW and transferred to the output on the positive-going edge of the clock. The active HIGH asynchronous clear-direct (C_D) and set-direct (S_D) are independent and override the D or CP inputs. The outputs are buffered for best system performance. Schmitt-trigger action in the clock input makes the circuit highly tolerant to slower clock rise and fall times.

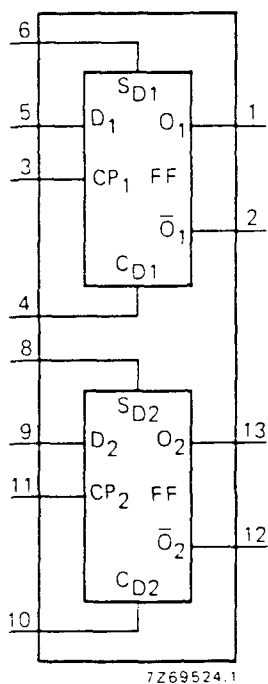


Fig. 1 Functional diagram.

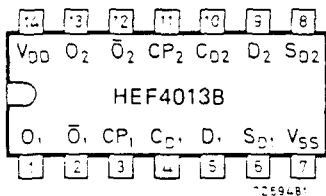


Fig. 2 Pinning diagram.

FUNCTION TABLES

inputs			outputs	
S_D	C_D	CP	D	\bar{O}
H	L	X	X	H L
L	H	X	X	L H
H	H	X	X	H H

inputs			outputs	
S_D	C_D	CP	D	O_{n+1} \bar{O}_{n+1}
L	L	/	L	L H
L	L	/	H	H L

- H = HIGH state (the more positive voltage)
- L = LOW state (the less positive voltage)
- X = state is immaterial
- / = positive-going transition
- O_{n+1} = state after clock positive transition

PINNING

- D data inputs
- CP clock input (L to H edge-triggered)
- S_D asynchronous set-direct input (active HIGH)
- C_D asynchronous clear-direct input (active HIGH)
- O true output
- \bar{O} complement output

- HEF4013BP : 14-lead DIL; plastic (SOT-27K, M, T).
- HEF4013BD : 14-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT-73).
- HEF4013BT : 14-lead mini-pack; plastic (SO-14; SOT-108A).

FAMILY DATA

I_{DD} LIMITS category FLIP-FLOPS

see Family Specifications

HEF4013B
flip-flops

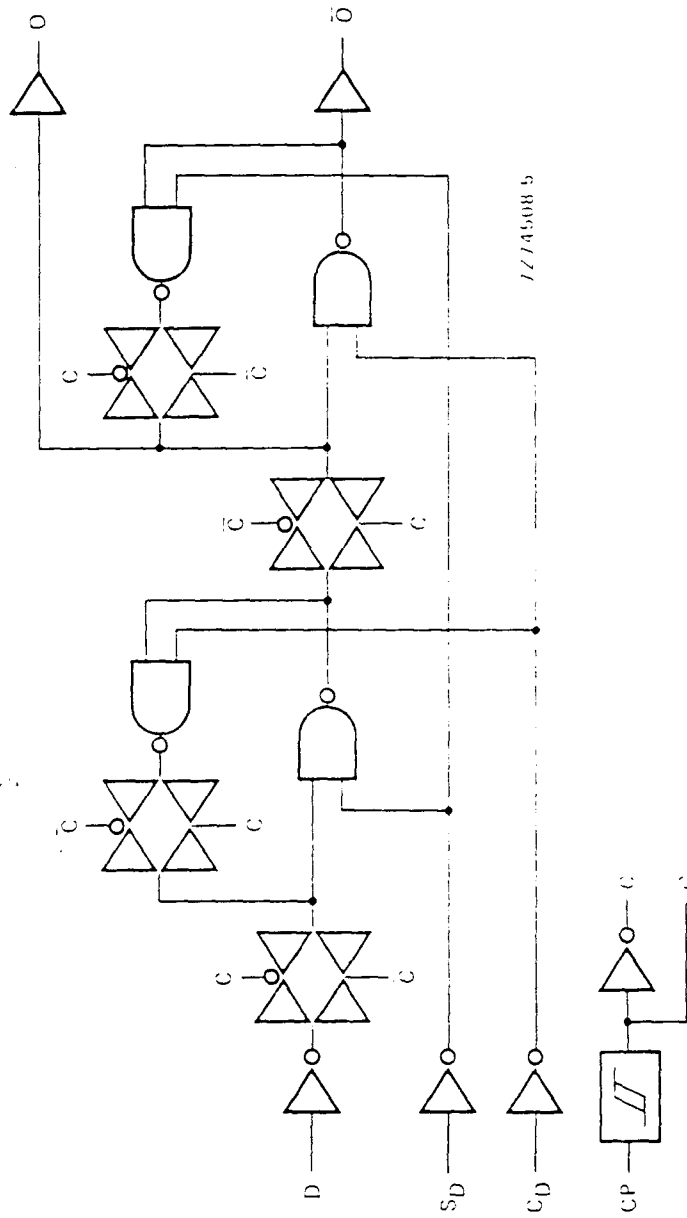


Fig. 3 Logic diagram (one flip-flop).

A.C. CHARACTERISTICS

 $V_{SS} = 0\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $C_L = 50\text{ pF}$; input transition times $\leq 20\text{ ns}$

	V_{DD} V	symbol	min.	typ.	max.	typical extrapolation formula
Propagation delays						
$CP \rightarrow Q, \bar{Q}$ HIGH to LOW	5		110	220	ns	$83\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	10	t_{PHL}	45	90	ns	$34\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	15		30	60	ns	$22\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
LOW to HIGH	5		95	190	ns	$68\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	10	t_{PLH}	40	80	ns	$29\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	15		30	60	ns	$22\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
$S_D \rightarrow \bar{Q}$ HIGH to LOW	5		100	200	ns	$73\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	10	t_{PHL}	40	80	ns	$29\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	15		30	60	ns	$22\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
$S_D \rightarrow Q$ LOW to HIGH	5		75	150	ns	$48\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	10	t_{PLH}	35	70	ns	$24\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	15		25	50	ns	$17\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
$C_D \rightarrow Q$ HIGH to LOW	5		100	200	ns	$73\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	10	t_{PHL}	40	80	ns	$29\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	15		30	60	ns	$22\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
$C_D \rightarrow \bar{Q}$ LOW to HIGH	5		60	120	ns	$33\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	10	t_{PLH}	30	60	ns	$19\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	15		20	40	ns	$12\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
Output transition times						
HIGH to LOW	5		60	120	ns	$10\text{ ns} + (1,0\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	10	t_{THL}	30	60	ns	$9\text{ ns} + (0,42\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	15		20	40	ns	$6\text{ ns} + (0,28\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
LOW to HIGH	5		60	120	ns	$10\text{ ns} + (1,0\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	10	t_{TLH}	30	60	ns	$9\text{ ns} + (0,42\text{ ns/pF}) \cdot C_L$
	15		20	40	ns	$6\text{ ns} + (0,28\text{ ns/pF}) \cdot C_L$

HEF4013B

flip-flops

A.C. CHARACTERISTICS

$V_{SS} = 0\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $C_L = 50\text{ pF}$; input transition times $\leq 20\text{ ns}$

	V_{DD} V	symbol	min.	typ.	max.	
Set-up time D \rightarrow CP	5		40	20	ns	
	10	t_{su}	25	10	ns	
	15		15	5	ns	
Hold time D \rightarrow CP	5		20	0	ns	
	10	t_{hold}	20	0	ns	
	15		15	0	ns	
Minimum clock pulse width; LOW	5		60	30	ns	
	10	t_{WCPL}	30	15	ns	
	15		20	10	ns	
Minimum S_D pulse width; HIGH	5		50	25	ns	see also waveforms Figs 4 and 5
	10	t_{WSDH}	24	12	ns	
	15		20	10	ns	
Minimum C_D pulse width; HIGH	5		50	25	ns	
	10	t_{WCDH}	24	12	ns	
	15		20	10	ns	
Recovery time for S_D	5		15	-5	ns	
	10	t_{RSD}	15	0	ns	
	15		15	0	ns	
Recovery time for C_D	5		40	25	ns	
	10	t_{RCD}	25	10	ns	
	15		25	10	ns	
Maximum clock pulse frequency	5		7	14	MHz	
	10	f_{max}	14	28	MHz	
	15		20	40	MHz	

	V_{DD} V	typical formula for P (μW)	where
Dynamic power dissipation per package (P)	5	$850 f_i + \Sigma(f_o C_L) \times V_{DD}^2$	f_i = input freq. (MHz)
	10	$3600 f_i + \Sigma(f_o C_L) \times V_{DD}^2$	f_o = output freq. (MHz)
	15	$9000 f_i + \Sigma(f_o C_L) \times V_{DD}^2$	C_L = total load cap. (pF)
			$\Sigma(f_o C_L)$ = sum of outputs
			V_{DD} = supply voltage (V)

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

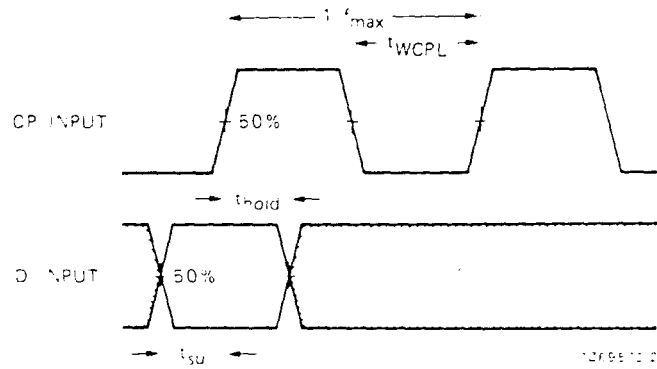


Fig. 4 Waveforms showing set-up times, hold times and minimum clock pulse width. Set-up and hold times are shown as positive values but may be specified as negative values.

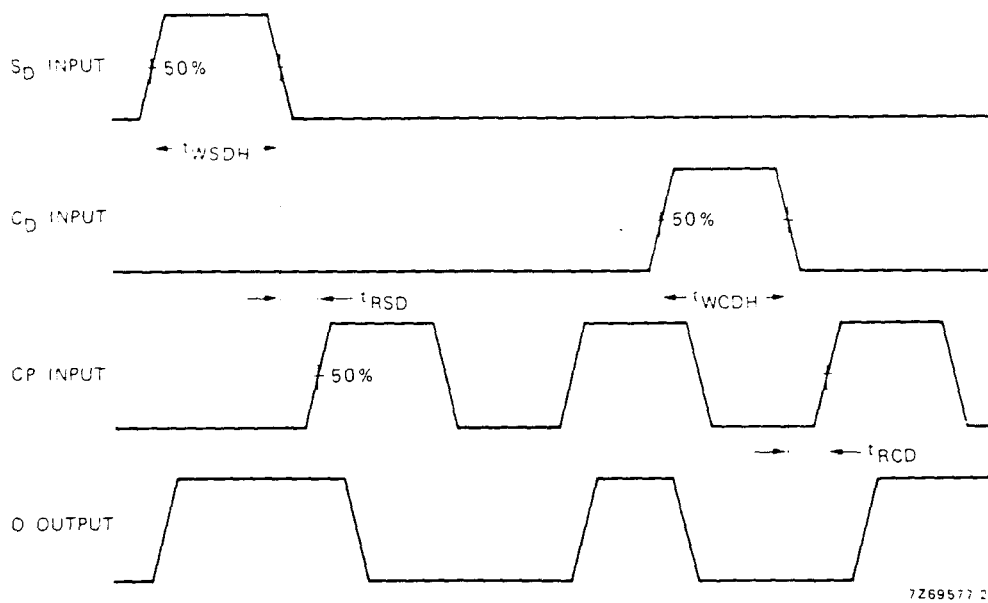


Fig. 5 Waveforms showing recovery times for S_D and C_D; minimum S_D and C_D pulse widths.

HEF4013B
flip-flops

APPLICATION INFORMATION

Some examples of applications for the HEF4013B are:

- Counters/dividers
- Registers
- Toggle flip-flops

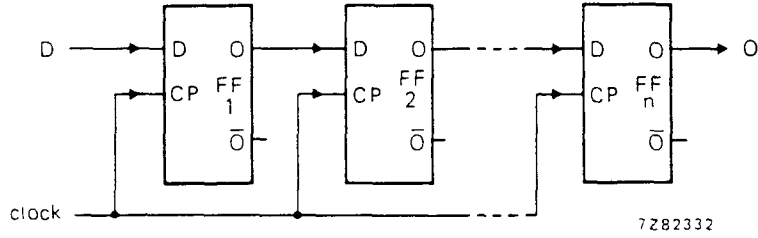


Fig. 6 Typical application of the HEF4013B in an n-stage shift register.

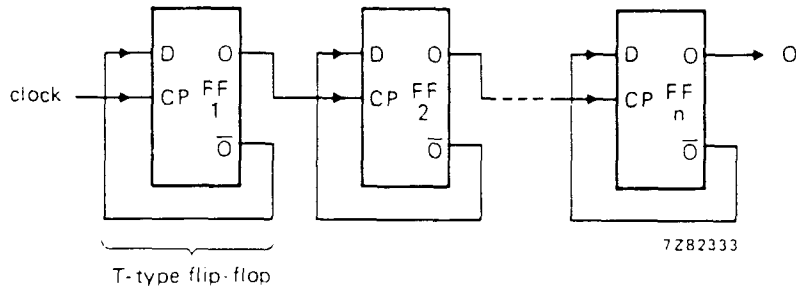


Fig. 7 Typical application of the HEF4013B in a binary ripple up-counter; divide-by- 2^n .

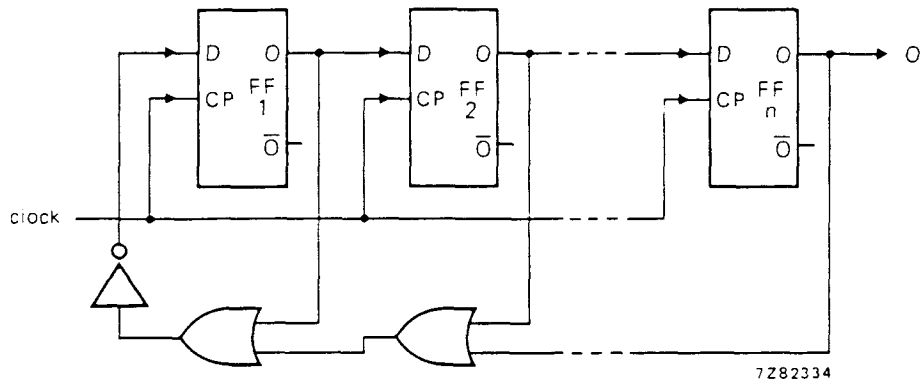


Fig. 8 Typical application of the HEF4013B in a modified ring counter; divide-by-(n + 1).

QUADRUPLE 2-INPUT NAND GATE



The HEF4011UB is a quadruple 2-input NAND gate. This unbuffered single stage version provides a direct implementation of the NAND function. The output impedance and output transition time depends on the input voltage and input rise and fall times applied.

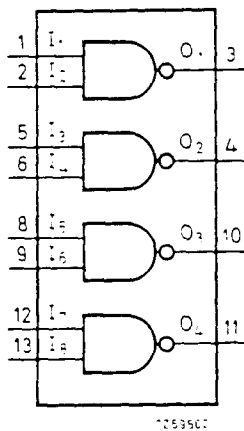


Fig. 1 Functional diagram.

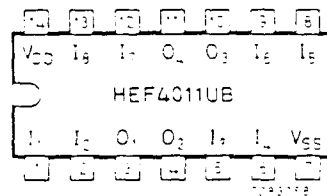


Fig. 2 Pinning diagram.

- HEF4011UBP: 14-lead DIL; plastic (SOT-27K, M, T).
- HEF4011UBD: 14-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT-73).
- HEF4011UBT: 14-lead mini-pack; plastic (SO-14; SOT-108A).

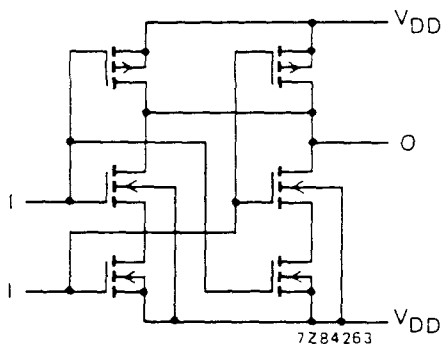


Fig. 3 Schematic diagram (one gate). The splitting-up of the n-transistors provide identical inputs.

FAMILY DATA

I_{DD} LIMITS category GATES

see Family Specifications for V_{IH}/V_{IL} unbuffered stages

HEF4011UB

gates

A.C. CHARACTERISTICS

$V_{SS} = 0\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $C_L = 50\text{ pF}$; input transition times $\leq 20\text{ ns}$

	V_{DD} V	symbol	typ.	max.		typical extrapolation formula
Propagation delays						
$I_n \rightarrow O_n$ HIGH to LOW	5	t _{PHL}	60	120	ns	$25\text{ ns} + (0,70\text{ ns/pF}) C_L$
	10		25	30	ns	$12\text{ ns} + (0,27\text{ ns/pF}) C_L$
	15		20	40	ns	$10\text{ ns} + (0,20\text{ ns/pF}) C_L$
LOW to HIGH	5	t _{PLH}	35	70	ns	$8\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) C_L$
	10		20	40	ns	$9\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) C_L$
	15		17	35	ns	$9\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) C_L$
Output transition times						
HIGH to LOW	5	t _{FHL}	75	150	ns	$15\text{ ns} + (1,20\text{ ns/pF}) C_L$
	10		30	60	ns	$6\text{ ns} + (0,48\text{ ns/pF}) C_L$
	15		20	40	ns	$4\text{ ns} + (0,32\text{ ns/pF}) C_L$
LOW to HIGH	5	t _{FHL}	60	110	ns	$10\text{ ns} + (1,00\text{ ns/pF}) C_L$
	10		30	60	ns	$9\text{ ns} + (0,42\text{ ns/pF}) C_L$
	15		20	40	ns	$6\text{ ns} + (0,28\text{ ns/pF}) C_L$
Input capacitance		C _{IN}		10	pF	

	V_{DD} V	typical formula for P (μW)	where
Dynamic power dissipation per package (P)	5	$500 f_i - \sum (f_o C_L) \times V_{DD}$	f_i = input freq. (MHz)
	10	$5\,000 f_i - \sum (f_o C_L) \times V_{DD}$	f_o = output freq. (MHz)
	15	$25\,000 f_i - \sum (f_o C_L) \times V_{DD}$	C_L = load capacitance (pF)
			$\sum (f_o C_L)$ = sum of outputs
			V_{DD} = supply voltage (V)

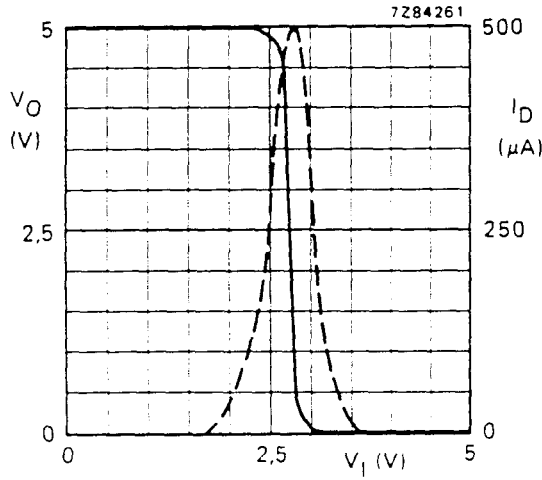


Fig. 4 Typical transfer characteristics;
one input, the other input connected to V_{DD} ;
— V_O ; - - - I_D (drain current); $I_O = 0$;
 $V_{DD} = 5$ V.

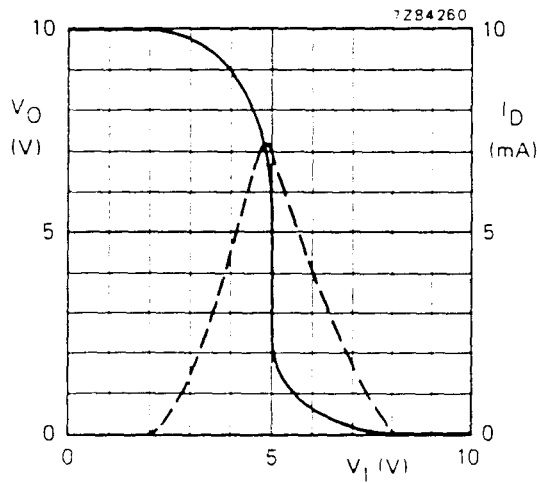


Fig. 5 Typical transfer characteristics;
one input, the other input connected to V_{DD} ;
— V_O ; - - - I_D (drain current); $I_O = 0$;
 $V_{DD} = 10$ V.

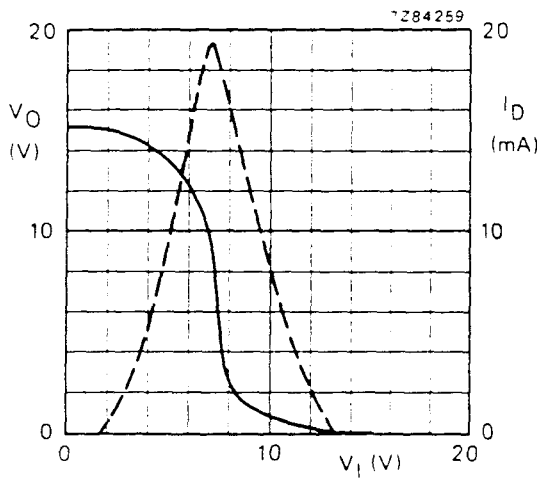


Fig. 6 Typical transfer characteristics;
one input, the other input connected to V_{DD} ;
— V_O ; - - - I_D (drain current); $I_O = 0$;
 $V_{DD} = 15$ V.

HEF4011UB
gates

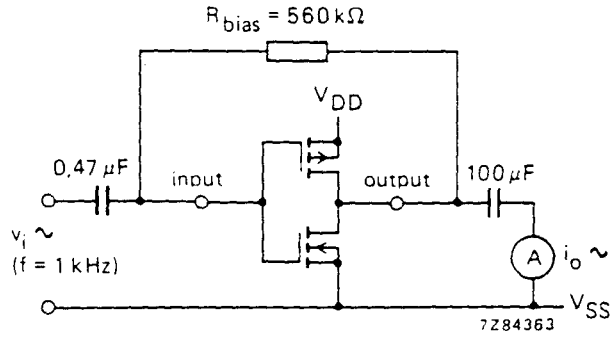


Fig. 7 Test set-up for measuring forward transconductance $g_{fs} = di_o/dv_i$ at v_o is constant (see also graph Fig. 8).

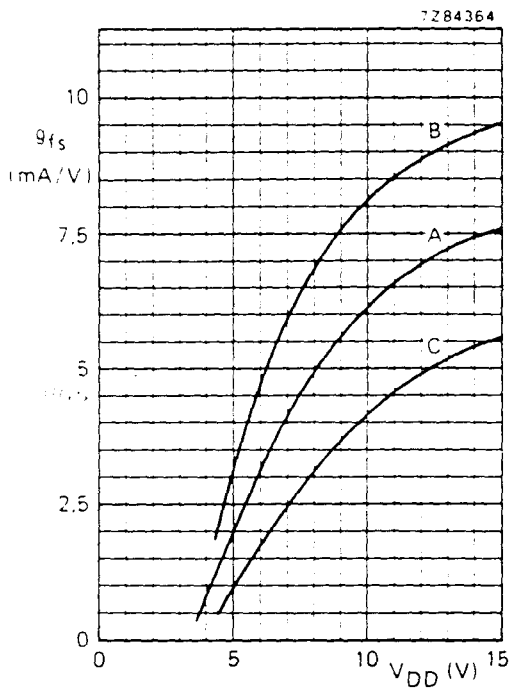


Fig. 8 Typical forward transconductance g_{fs} as a function of the supply voltage at $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

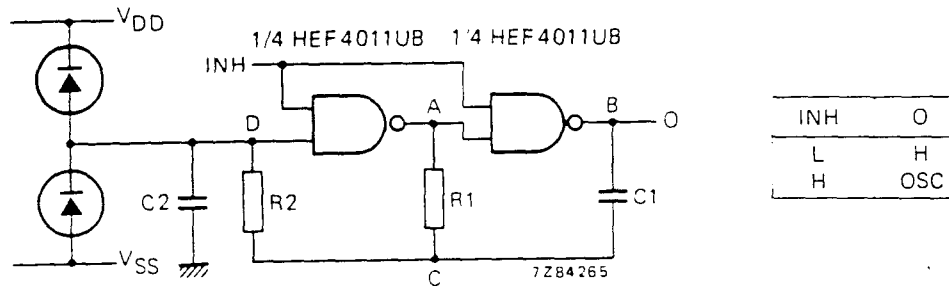
Curves in Fig. 8:

- A : average,
- B : average + 2 s,
- C : average - 2 s, in where:
's' is the observed standard deviation.

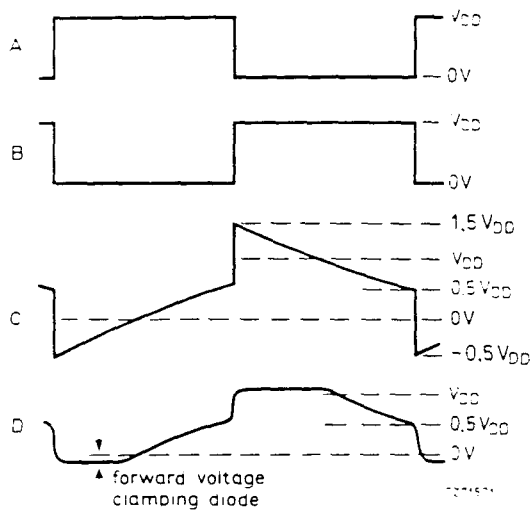
APPLICATION INFORMATION

Some examples of applications for the HEF4011UB are shown below.

Because of the fact that this circuit is unbuffered, it is suitable for use in (partly) analogue circuits.



(a)



(b)

Fig. 9(a) Astable relaxation oscillator using two HEF4011UB gates; the diodes may be BAW62; C2 is a parasitic capacitance. (b) Waveforms at the points marked A, B, C and D in the circuit diagram.

In Fig. 9 the oscillation frequency is mainly determined by $R1C1$, provided $R1 \ll R2$ and $R2C2 \ll R1C1$.

The function of R2 is to minimize the influence of the forward voltage across the protection diodes on the frequency; C2 is a stray (parasitic) capacitance. The period T_p is given by $T_p = T_1 + T_2$, in which

$$T_1 = R1C1 \ln \frac{V_{DD} + V_{ST}}{V_{ST}} \quad \text{and} \quad T_2 = R1C1 \ln \frac{2V_{DD} - V_{ST}}{V_{DD} - V_{ST}} \quad \text{where}$$

V_{ST} is the signal threshold level of the gate. The period is fairly independent of V_{DD} , V_{ST} and temperature. The duty factor, however, is influenced by V_{ST} .

HEF4011UB
gates

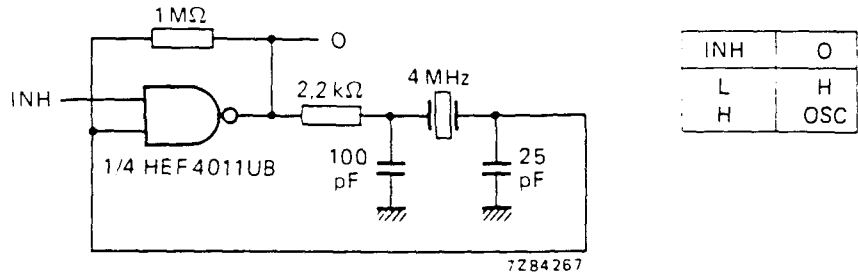


Fig. 10 Example of a crystal oscillator using one HEF4011UB gate.

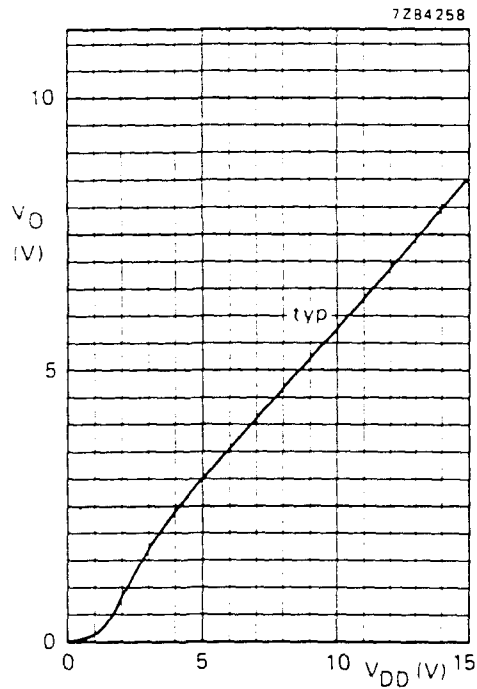


Fig. 11 Output voltage as a function of supply voltage.

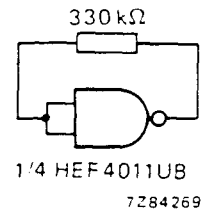


Fig. 12 Test set-up for measuring graph of Fig. 11. Condition: all other inputs connected to ground.

NOTES

If a gate is just used as an amplifying inverter, there are two possibilities:

- Connecting the inputs together gives simpler wiring, but makes the device output not completely symmetrical.
- Connecting one input to V_{DD} will give the device a symmetrical output.

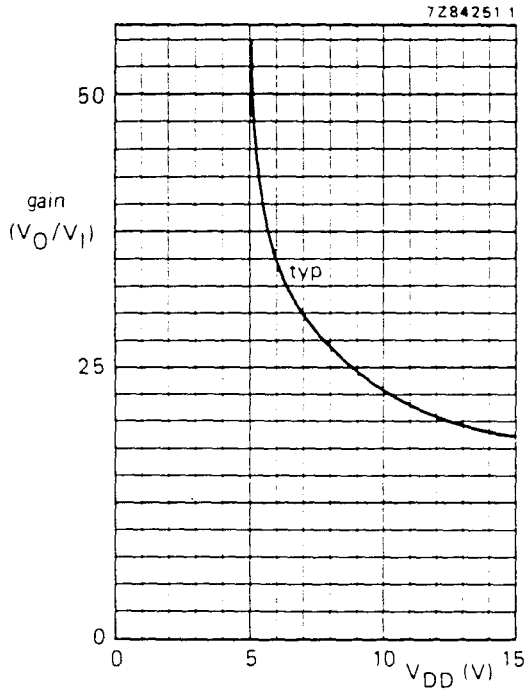


Fig. 13 Voltage gain (V_O/V_I) as a function of supply voltage.

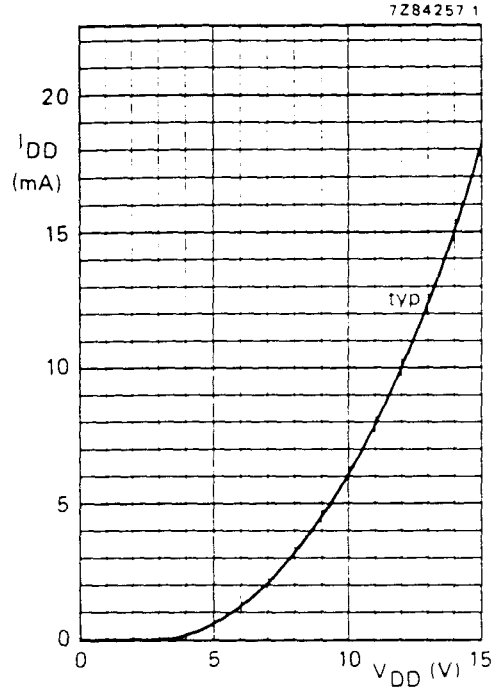


Fig. 14 Supply current as a function of supply voltage.

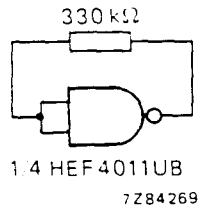


Fig. 15 Test set-up for measuring graphs of Figs 13 and 14. Condition: all other inputs connected to ground.

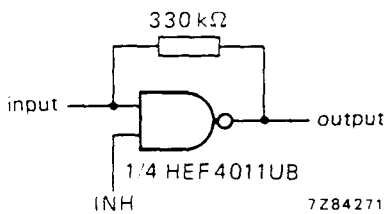


Fig. 16 Example of an analogue amplifier with inhibit using one HEF4011UB gate.

QUADRUPLE 2-INPUT NAND GATE



The HEF4011B provides the positive quadruple 2-input NAND function. The outputs are fully buffered for highest noise immunity and pattern insensitivity of output impedance.

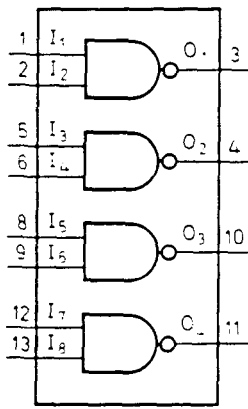


Fig. 1 Functional diagram.

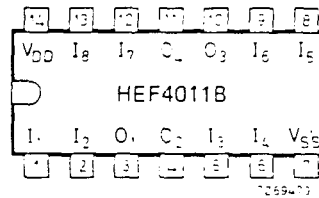


Fig. 2 Pinning diagram.

HEF4011BP : 14-lead DIL; plastic (SOT-27K, M, T).
HEF4011BD : 14-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT-73).
HEF4011BT : 14-lead mini-pack; plastic (SO-14; SOT-108A).

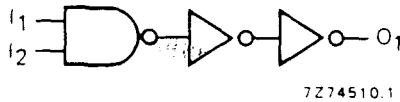


Fig. 3 Logic diagram (one gate).

FAMILY DATA

I_{DD} LIMITS category GATES

see Family Specifications

HEF4011B
gates

A.C. CHARACTERISTICS

$V_{SS} = 0V$; $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $C_L = 50\text{ pF}$; input transition times $\leq 20\text{ ns}$

	V_{DD} V	symbol	typ	max	typical extrapolation formula	
Propagation delays $I_n \rightarrow O_n$	5	tPHL; tPLH	55	110	ns	$28\text{ ns} + (0,55\text{ ns/pF}) C_L$
	10		25	45	ns	$14\text{ ns} + (0,23\text{ ns/pF}) C_L$
	15		20	35	ns	$12\text{ ns} + (0,16\text{ ns/pF}) C_L$
Output transition times	5	tTHL	60	120	ns	$10\text{ ns} + (1,0\text{ ns/pF}) C_L$
	10		30	60	ns	$9\text{ ns} + (0,42\text{ ns/pF}) C_L$
	15		20	40	ns	$6\text{ ns} + (0,28\text{ ns/pF}) C_L$
	5	tTLH	60	120	ns	$10\text{ ns} + (1,0\text{ ns/pF}) C_L$
	10		30	60	ns	$9\text{ ns} + (0,42\text{ ns/pF}) C_L$
	15		20	40	ns	$6\text{ ns} + (0,28\text{ ns/pF}) C_L$

	V_{DD} V	typical formula for P (μW)	where
Dynamic power dissipation per package (P)	5	$1300 f_i + \Sigma(f_o C_L) \times V_{DD}^2$	f_i = input freq. (MHz)
	10	$6000 f_i + \Sigma(f_o C_L) \times V_{DD}^2$	f_o = output freq. (MHz)
	15	$20100 f_i + \Sigma(f_o C_L) \times V_{DD}^2$	C_L = load capacitance (pF)
			$\Sigma(f_o C_L)$ = sum of outputs
			V_{DD} = supply voltage (V)

ZN427E-8/ZN427J-8/ZN427D

MICROPROCESSOR COMPATIBLE 8-BIT SUCCESSIVE APPROXIMATION A-D CONVERTER

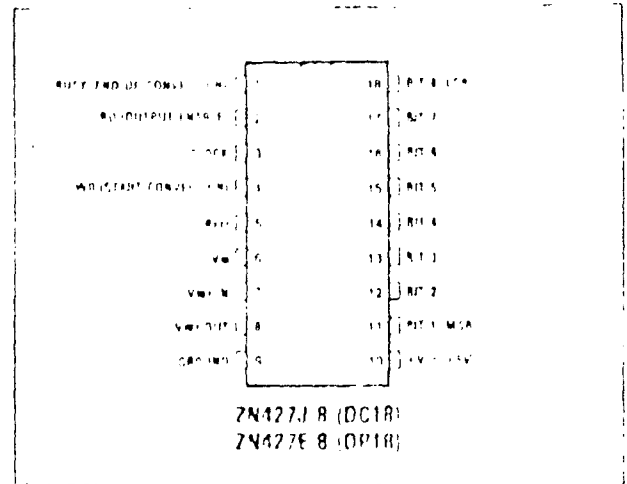
The ZN427 is an 8-bit successive approximation converter with three state outputs, to permit easy interfacing to a microprocessor. The IC contains a voltage switching (DA) circuit, a fast comparator, successive approximation logic, and a 2.5V precision bandgap reference. The use of which is optional to retain flexibility. An external fixed or variable reference may therefore be substituted, thus allowing arbitrary resolution.

Only a few external components are required for operation of the converter.

Insert FEATURE

FEATURES

- Easy interfacing to Microprocessors (e.g. 8080, 8085, 8088, 8086, 8088, 8088)
- Fast 10 microsecond Conversion Time
- No Missing Codes over Operating Temperature Range
- Data Outputs Three State TTL Compatible (other Logic Levels and Outputs TTL and CMOS Compatible)
- Choice of On-Chip or External Voltage Reference
- Rail-to-Rail Operation
- Single and Paper-Taped Input Packages
- Compatible with ZN427E-8A
- Compatible with Military Temperature Range



ORDERING INFORMATION

Device type	Operating temperature	Package
ZN427D	0°C to +70°C	DM18
ZN427E-8	0°C to +70°C	DM18
ZN427J-8	55°C to +125°C	DM18

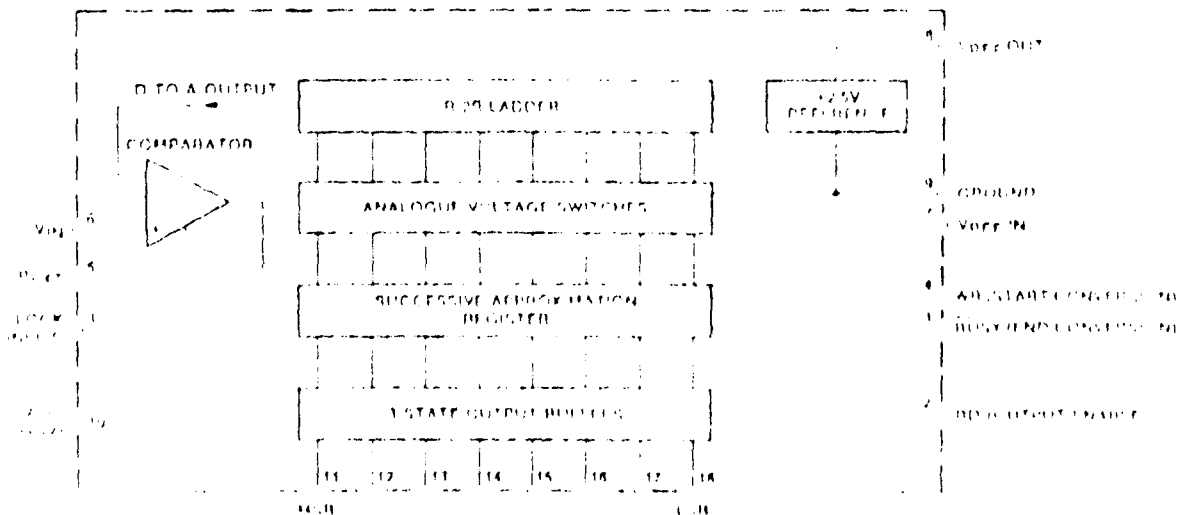


Fig. 1 System diagram

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply voltage (V_{CC})	±7.5V
Max. voltage (logic and V_{REF} inputs)	±V _{CC}
Operating temperature range	0°C to 70°C (ZM1324E, ZM1324D), -55°C to +125°C (ZM1324B)
Storage temperature range	-55°C to +125°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5V$, $T_{amb} = 25^\circ C$ unless otherwise specified).

Parameter	Min	Typ.	Max	Units	Conditions
Converter					
Resolution	8			Bits	
Linearity error			±0.5	LSB	
Differential non-linearity		+0.5		LSB	
Linearity error T.C.		+3		ppm/°C	
Differential non-linearity T.C.		+6		ppm/°C	
Full scale (gain) T.C.		+2.5		ppm/°C	External Ref. 2.5V
Zero T.C.		+8		$\mu V/^\circ C$	
Zero transition 00000000 to 00000001	12	15	18	mV	$V_{REF} = 2.560V$
F.S. transition 11111110 to 11111111	2.545	2.550	2.555	V	$V_{REF} = 2.560V$
Conversion time			10	μs	See note 1
External reference voltage	1.5		3.0	V	
Supply voltage (V_{CC})	4.5		5.5	V	
Supply current		25	40	μA	
Power consumption		125		mW	
Comparator					
Input current		1		μA	$V_{IN} = 3V$, $R_{TH} = 10k\Omega$
Input resistance		100		$k\Omega$	$V_{IN} = 5V$
Tail current (I_{T2})	25		150	μA	
Negative supply (V_{EE})	-3.0		30.0	V	See comparator
Input voltage	-0.5		3.5	V	(page 2-26)
Internal voltage reference					
Output voltage	2.475	2.560	2.625	V	$R_{TH} = 300\Omega$, $I_{REF} = 1.0$
Slope resistance		0.5	2	Ω	
V_{REF} temperature coefficient		50		ppm/°C	
Reference current	4		15	μA	See reference page 2-25

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Cont.)

	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Logic					
Low level input voltage V_{IL}				V	
High level input voltage V_{IH}	2.0			V	
Low level input current I_{IL}			0.3	μ A	
High level input current I_{IH}			50	μ A	$V_{IH} = 5.5V, V_{OL} = 0.4V$
WR and RD input I_{in}			15	μ A	$V_{IH} = 2.4V, V_{OL} = 0.4V$
High level input current I_{IH}			100	μ A	$V_{IH} = 5.5V, V_{OL} = 0.4V$
Clock input I_{in}			30	μ A	$V_{IH} = 2.4V, V_{OL} = 0.4V$
Low level input current I_{IL}			5	μ A	$V_{IH} = 0.4V, V_{OL} = 0.4V$
High level output current I_{OH}			1.0	μ A	
Low level output current I_{OL}			1.5	μ A	
High level output voltage V_{OH}	2.4			V	$I_{OH} = 0.1 \mu A, Z = 100 \Omega$
Low level output voltage V_{OL}			0.4	V	$I_{OL} = 0.1 \mu A, Z = 100 \Omega$
Dynamic output load C_L			2	μ F	$Z = 2.4V$
Input noise tolerance voltage			1.0	V	
Read input to data output			250	μ s	See Fig. 3
Enable to enable delay time t_{en}		180	250	μ s	
Start pulse width t_{WP}	250	100		μ s	See Fig. 3
WR to RD propagation delay t_{RD}			250	μ s	
Clock pulse width	500			μ s	
Maximum clock frequency	1000	1000		Hz	See note 1

Note 1: t_{RD} is 400 ns for a clock period T_{CLK} of 100 ns. For $T_{CLK} > 100$ ns, $t_{RD} = 0.4 T_{CLK}$.

GENERAL CIRCUIT OPERATION

The 74127 is a binary three-state decoder with approximately 100 kHz frequency response. Upon receipt of a read or write command at the WR input the BUSY output goes low. The MAB is set by 1 and all other bits are 0, which produces a present output voltage of V_{OH} from the DAA. This is compared to the input voltage applied to the enable input. If the input is 2.4 V, the clock input to the MAB is 0.4 V, and the present output of V_{OH} is greater than the same clock voltage present at the input from the DAA, of approximately 2.4 V, the output of the MAB is 1.

The MAB Decoding Input is compared to 2.4 V and on the next clock edge a decision is made regarding the next data bit. The next bit is 1. The present bit is repeated for all eight bits, the ninth response to the write BUSY goes high indicating that the conversion is complete.

During conversion, the RD input will normally be held low to keep the three-state buffers in their high-impedance state. Data is then received by taking RD high, thus enabling the three-state outputs. The outputs are not taken until the third output, because data to the RD outputs is automatically correct. The outputs are then data in valid.

clock signal. The output data is then sampled and held until the next clock edge. The output data is then applied to the 2.5-bit parallel-to-serial converter having a period of 200 ns per bit. The converter

output is then fed into the timing logic of Fig. 2.

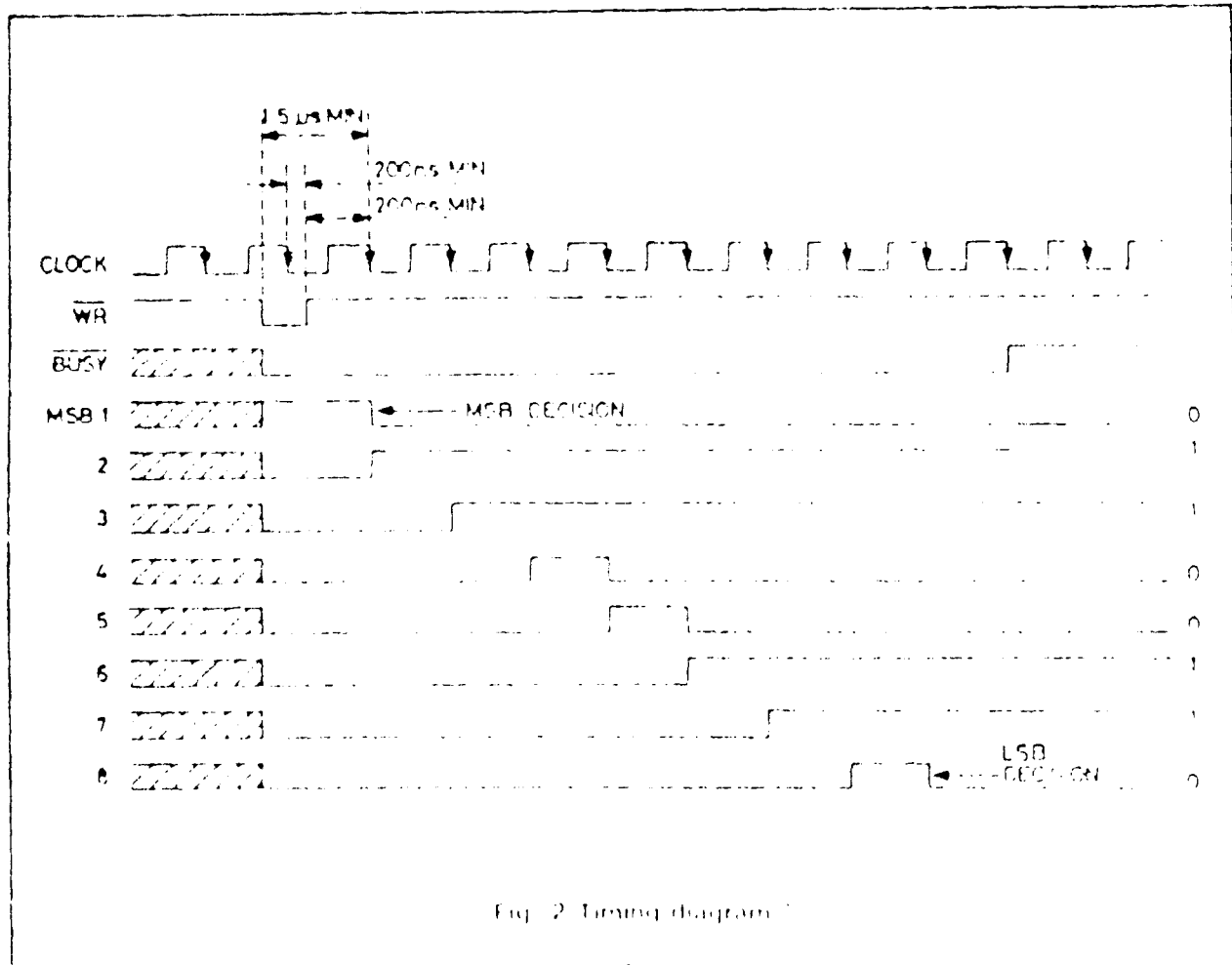


Fig. 2. Timing diagram.

NOTES ON TIMING DIAGRAM

1. A single cycle of the clock is shown for clarity. The three data outputs are shown as a comparison for the converter's output and pulse width. The data is shown as a hatched region for clarity.
2. The MSB DECISION signal is high during the first clock cycle and then goes low at the end of the first clock cycle. The output data is valid in a minimum of 200 ns after the BUSY output is high and in a maximum of 200 ns after the MSB DECISION output is high.
3. The timing diagram shows the output data is valid in a minimum of 200 ns after the MSB DECISION output is high.
4. The output data is valid in a minimum of 200 ns after the MSB DECISION output is high.

5. The output data is valid in a minimum of 200 ns after the MSB DECISION output is high.
6. The output data is valid in a minimum of 200 ns after the MSB DECISION output is high.
7. The output data is valid in a minimum of 200 ns after the MSB DECISION output is high.
8. The output data is valid in a minimum of 200 ns after the MSB DECISION output is high.

(c) To allow the MSB to settle at least 1.5 μ s must elapse between the negative going edge of the start pulse and the first active clock edge that indicates the MSB decision.

(d) To ensure reliable clocking the positive going edge of the start pulse should not occur within 200ns of an active (negative-going) clock edge. The ideal place for the positive going edge of the start pulse is coincident with a positive going clock edge. As a special case of the above conditions the start pulse may be synchronous with a negative going clock pulse.

PRACTICAL CLOCK AND SYNCHRONISING CIRCUITS

The actual method of generating the clock signal and synchronising it to the start conversion pulse (or vice versa) will depend on the system in which the ZN427 is incorporated.

When used with a microprocessor the ZN427

can be treated as RAM and can be assigned a memory address using an address decoder. If the μ P clock is used to drive the ZN427 and the μ P write pulse meets the ZN427 timing criteria with respect to the μ P clock then generating the start pulse is simply a matter of gating the decoded address with the microprocessor write pulse. Whilst the conversion is being performed the microprocessor can perform other instructions or No operation (NOP). When the conversion is complete the outputs can be enabled onto the bus by gating the decoded address with the read pulse. A timing diagram for this sequence of operation is given in Fig. 3.

An advantage of using the microprocessor clock is that the conversion time is known precisely in terms of machine cycles. The data outputs may therefore be read after a fixed delay of at least nine clock cycles after the end of the WR pulse, when the conversion will be complete.

Alternatively the read operation may be initiated by using the BUSY output to generate an interrupt request.

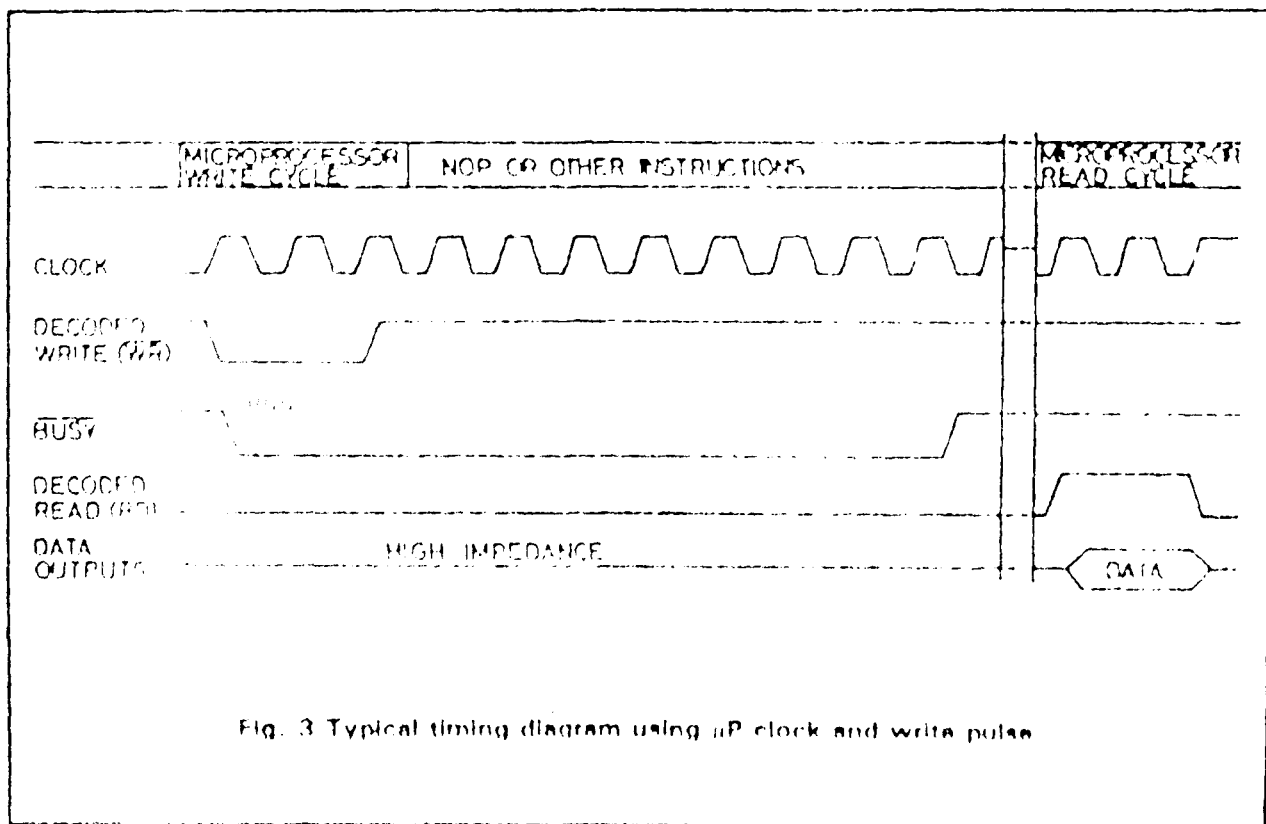


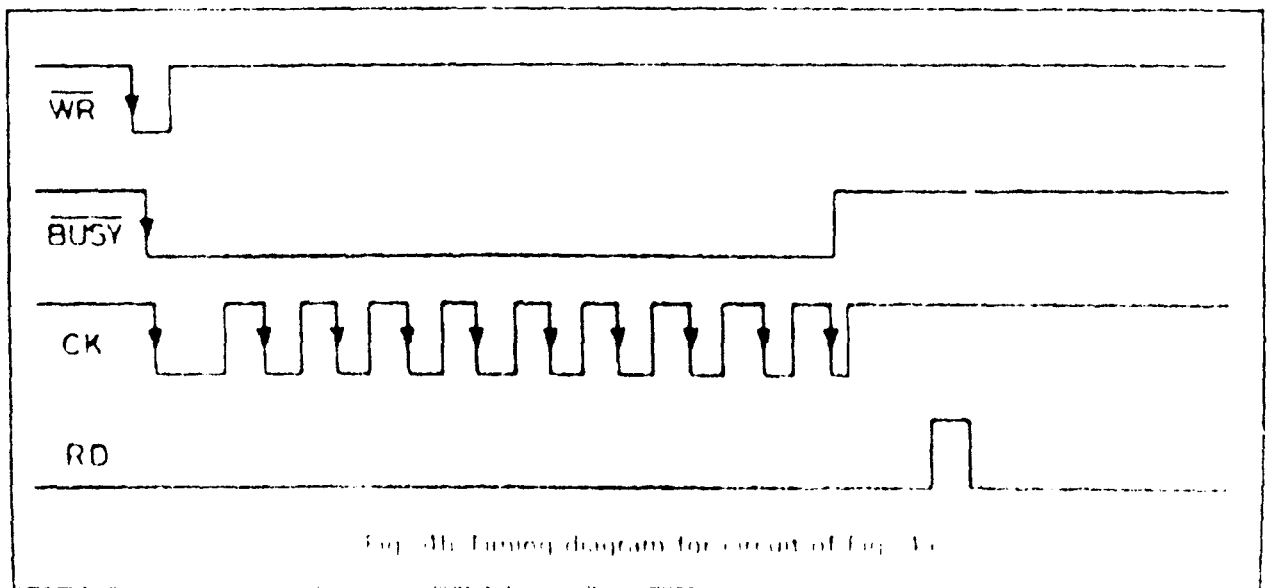
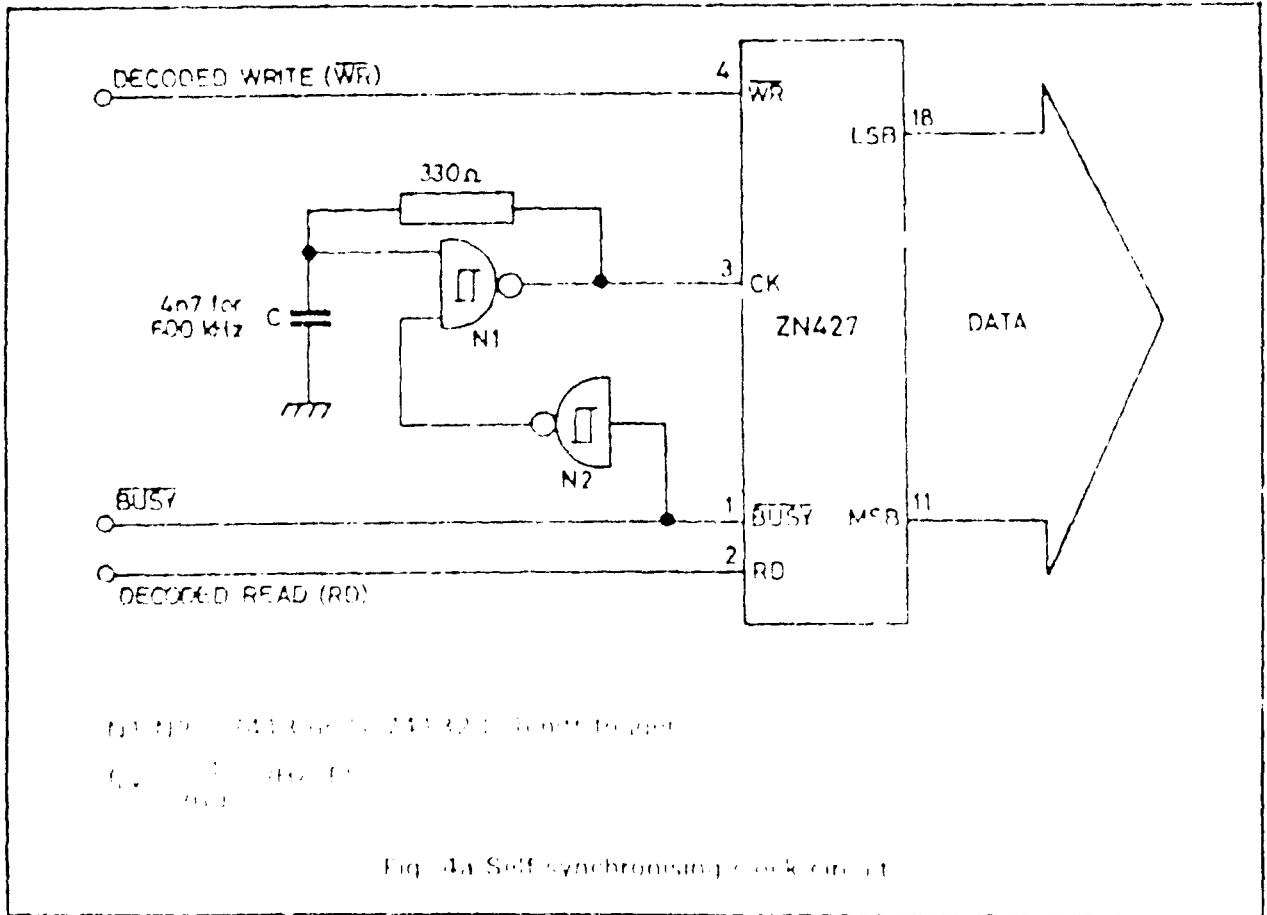
Fig. 3 Typical timing diagram using μ P clock and write pulse

In some systems, for example single chip microcomputers such as the 8048, this simple method may not be feasible for one or more of the following reasons:

- (a) The MPH clock is not available externally.
- (b) The clock frequency is too high.

(b) The write operation is terminated when an unstable \overline{RD} is detected as a start of a read pulse.

If any of the conditions apply, then the self-synchronizing pulse is terminated. Fig. 4a illustrates the circuit.



N1 is connected as an astable multivibrator which, when the BUSY output is high, inhibits the output of N2 holding one of its inputs low. The start conversion pulse resets the BUSY, N1 and N2 begins to oscillate. When the conversion is complete BUSY goes high and the clock is inhibited.

Since the start pulse starts the clock it may occur at any time. The only constraints on the start pulse are that it must be longer than 250ns but at least 200ns shorter than the first clock pulse. The first clock pulse is in fact longer than the

rest since C1 starts from a fully charged condition and requires a substantial amount of charges between the upper and lower thresholds (V_{OL} and V_{OH}) of the 555 timer.

LOGIC INPUTS AND OUTPUTS

The logic inputs of the 24424 are the emitter follower configuration shown in Fig. 5. This gives extremely low input currents for CMOS as well as TTL compatibility.

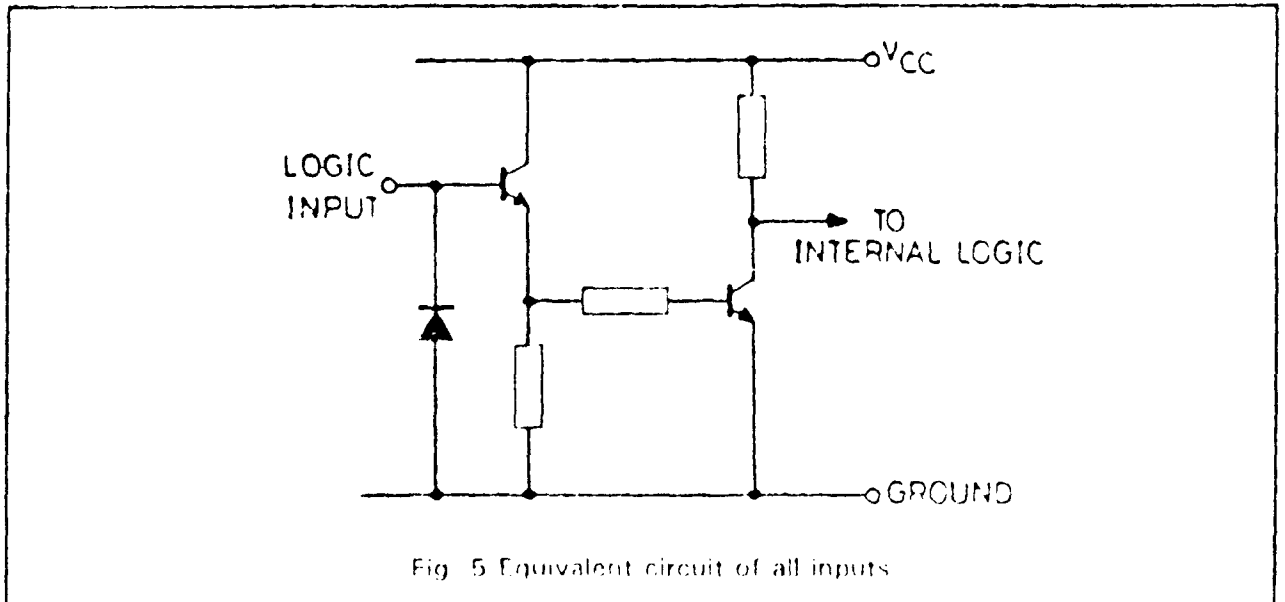
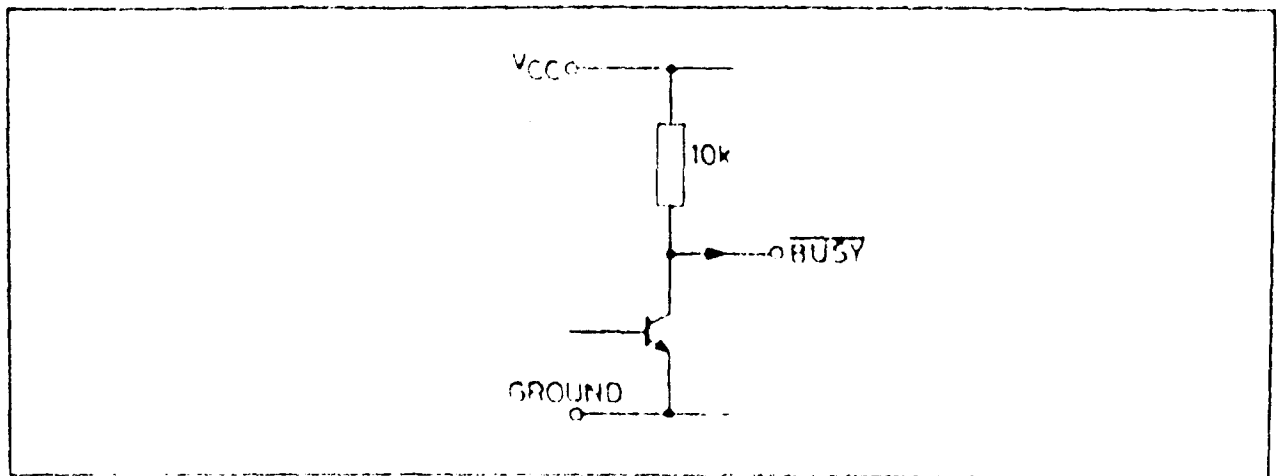


Fig. 5 Equivalent circuit of all inputs

The BUSY output, shown in Fig. 6, drives a parallel combination of CMOS and TTL inputs.



The logic input is a three-state buffer, an emitter follower circuit which is shown in Fig. 7. When the output is high the output transistor is cut off. The output is a

high impedance circuit. When the output is low the output transistor is driven into saturation.

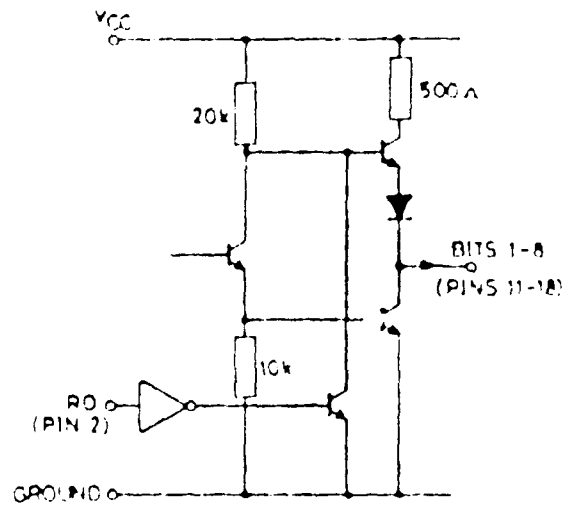


Fig. 7 Equivalent circuit of data outputs

A test circuit and timing diagram for the output enable and disable are shown in Fig. 8.

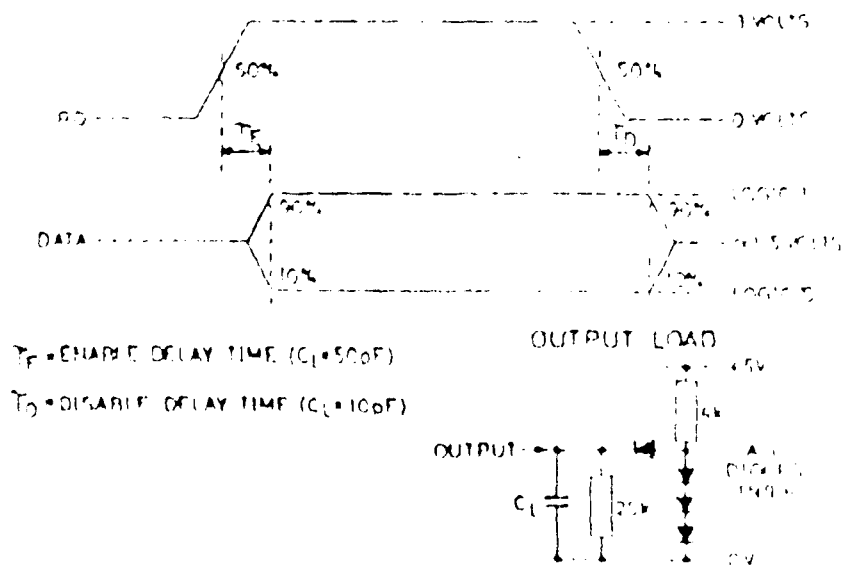


Fig. 8 Output enable/disable waveform

ANALOGUE CIRCUITS

D-A CONVERTER

The converter is of the voltage switching type and uses an R-2R ladder network as shown in Fig. 9. Each element is connected to either 0V or $V_{REF IN}$ by transistor voltage switches specially designed for low offset voltage (<1mV).

A binary weighted voltage is produced at the output of the R-2R ladder:

$$\text{D-A output} = \frac{n}{256} (V_{REF IN} - V_{OS}) + V_{OS}$$

where n is the digital input to the D/A from the successive approximation register.

V_{OS} is a small offset voltage that is produced by the device supply current flowing in the package lead resistance. The value of V_{OS} is typically 2mV for the ZN427E-8 and ZN427D (4mV, ZN427J-8). This offset will normally be removed by the settling up procedure and since the offset temperature coefficient is low ($8\mu\text{V}/^\circ\text{C}$) the effect on accuracy will be negligible.

The D-A output range can be considered to be $8 \cdot V_{REF IN}$ through an output resistance R (4k Ω).

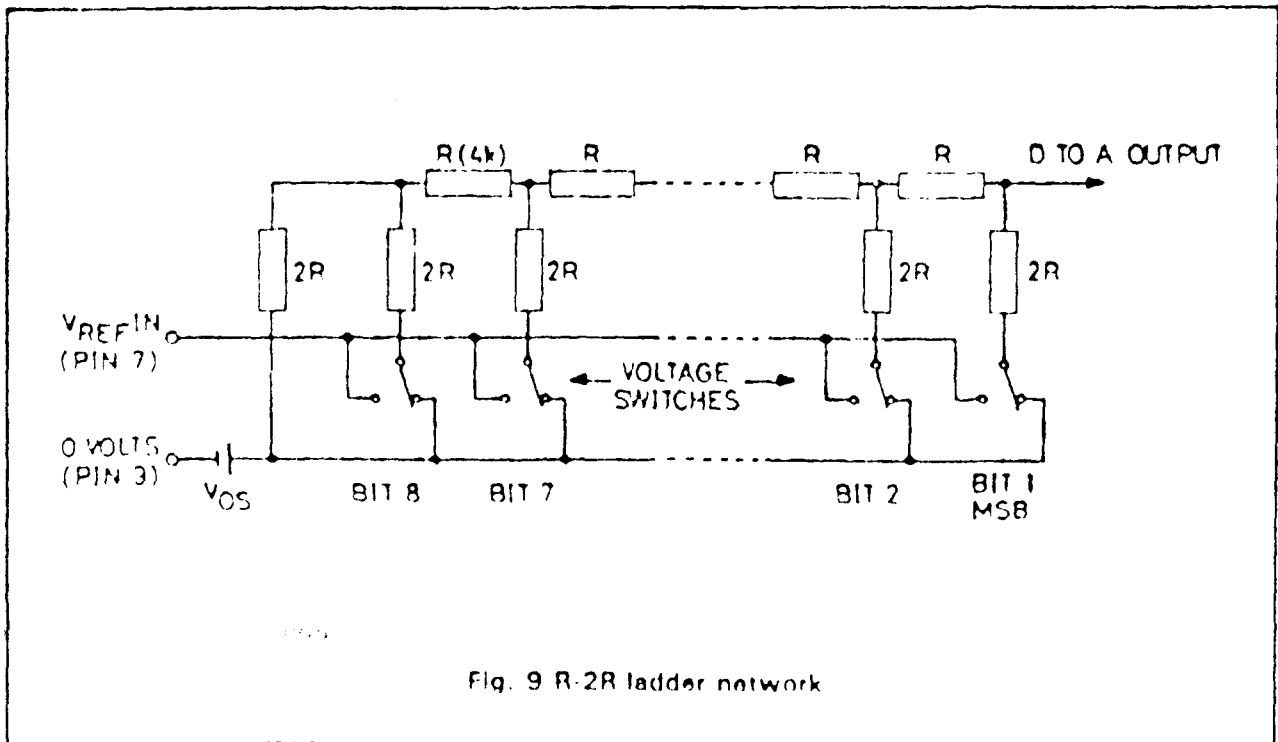


Fig. 9 R-2R ladder network

REFERENCE

(a) Internal reference

The internal reference is an active bandgap circuit which is equivalent to a 2.5V Zener diode with a very low slope impedance (Fig. 10). A resistor (R_{REF}), should be connected between pins 8 and 10. The recommended value of 390 Ω will supply a nominal reference current of (5.0 \pm 2.5) \times 10⁻³ A (6.4mA). A stabilising/decoupling capacitor (C_{REF} (4 μF)) is required between pins 8 and 9. For internal reference operation, $V_{REF IN}$ (pin 7) is connected to V_{REF} (pin 7).

Up to five ZN427's may be driven from one internal reference, there being no need to reduce R_{REF} . This useful feature saves power and gives excellent gain tracking between the converters.

Alternatively the internal reference can be used as the reference voltage for other external circuits and can source or sink up to 3mA.

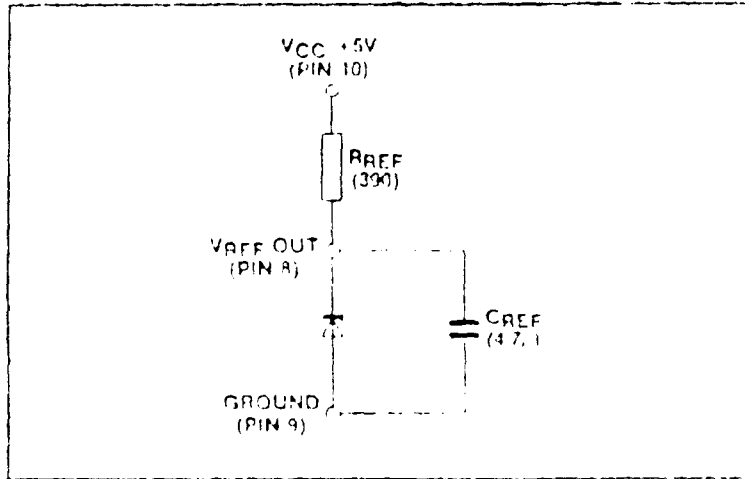


Fig. 10 Internal voltage reference

(b) External reference

If required an external reference voltage in the range +1.5 to +3.0V may be connected to $V_{REF IN}$. The slope resistance of such a reference source should be less than $\frac{2.5}{n} \Omega$, where n is the number of converters supplied.

should be derived from the same supply. The external reference can vary from +1.5 to +3.0V. The 7N427 will operate if $V_{REF IN}$ is less than +1.5V but reduced overdrive to the comparator will increase its delay and so the conversion time will need to be increased.

RATIOMETRIC OPERATION

If the output from a transducer varies with its supply then an external reference for the 7N427

COMPARATOR

The 7N427 contains a fast comparator, the equivalent input circuit of which is shown in Fig. 11.

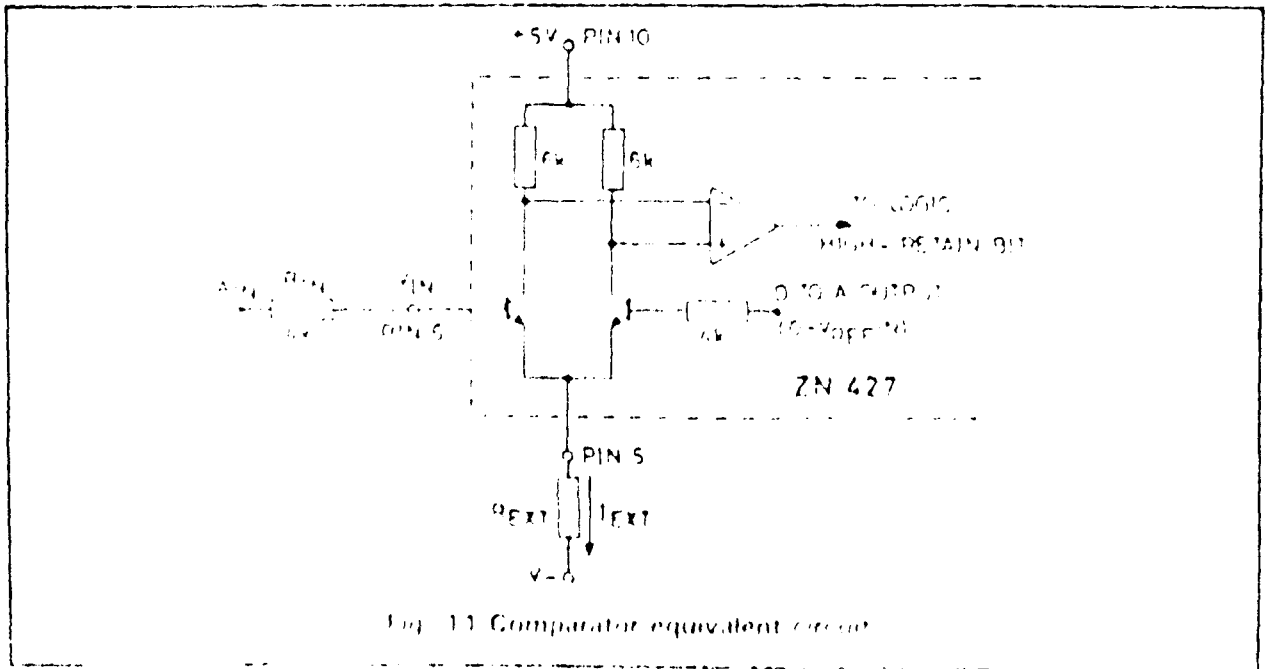


Fig. 11 Comparator equivalent circuit

The comparator sets the tail current I_{E27} for the first stage from an external resistor R_{E27} which is taken from a negative supply V_{EE} .

This arrangement allows the ZN427 to work with any negative supply in the range -3 to -30 volts. The ZN427 is designed to be insensitive to changes in I_{E27} from 25 μ A to 150 μ A. The suggested nominal value of I_{E27} is 65 μ A and a suitable value for R_{E27} is given by $R_{E27} = |V_{EE}|/15 \mu\text{A}$.

V_{EE} (volts)	R_{E27} ($\pm 10\%$)
-3	47k Ω
-5	82k Ω
-10	150k Ω
-12	180k Ω
-15	220k Ω
-20	330k Ω
-25	390k Ω
-30	470k Ω

The output from the D/A converter is converted through the 4k Ω ladder resistance to one side of the comparator. The analogue input to be converted could be connected directly to the other comparator input (V_{IN} , pin 6) but for optimum stability with temperature the analogue input should be applied through a source resistance ($R_{IN} = 4k\Omega$) to match the ladder resistance.

ANALOGUE INPUT RANGES

The basic connection of the ZN427 shown in Fig. 12 has an analogue input range 0 to V_{REFIN} which, in some applications, may be made available from previous signal conditioning scaling circuits. Input voltage ranges greater than this are accommodated by providing an attenuator on the comparator input, whilst for smaller input ranges the signal must be amplified to a suitable level.

Bipolar input ranges are also accommodated by off-setting the analogue input range so that the comparator always sees a positive input voltage.

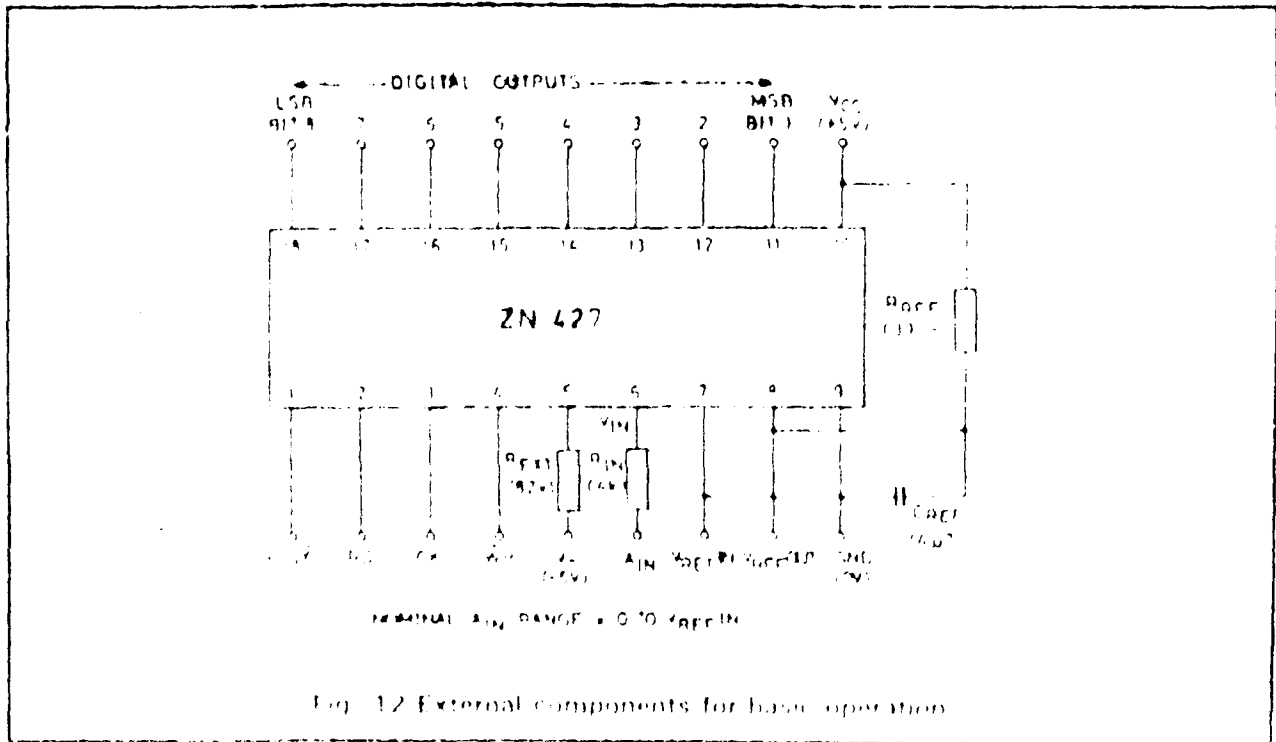


Fig. 12 External components for basic operation

UNIPOLAR OPERATION

The general connection for unipolar operation is shown in Fig. 13.

The values of R_1 and R_2 are chosen so that $V_{REF} = 0$ V when the Analog Input (A_{IN}) is at full scale. The resulting full scale range is given by

$$A_{IN} \text{ Full Scale} = \left[1 + \frac{R_1}{R_2} \right] V_{REF} = G V_{REF}$$

To match the gain for unipolar operation $R_1/R_2 = 4-9$.

The required nominal values of R_1 and R_2 are given by $R_1 = 46.4 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 46.4 \text{ k}\Omega$.

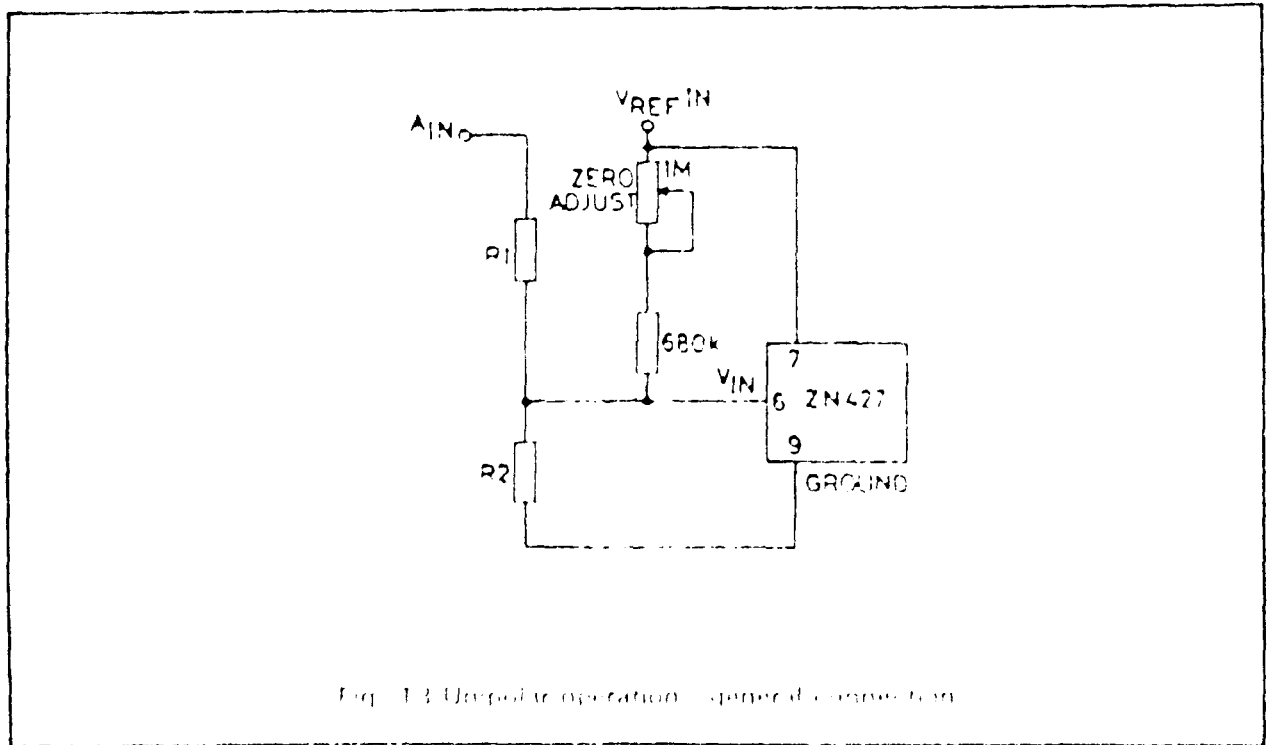


Fig. 13 Unipolar operation - general connection

Example: $V_{REF} = 1.0$ V, $A_{IN} \text{ Full Scale} = 1.0$ V, $R_1 = 46.4 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 46.4 \text{ k}\Omega$.



GAIN ADJUSTMENT

The gain of the amplifier is determined by the ratio of R_1 and R_2 . The gain can be adjusted by changing the values of R_1 and R_2 . The gain is given by $G = 1 + R_1/R_2$. The gain can be adjusted by changing the values of R_1 and R_2 .

ZERO ADJUSTMENT

The zero adjustment is used to adjust the offset of the amplifier. It is done by adjusting the potentiometer connected to the non-inverting input of the amplifier.

Zero offset is obtained by adjusting potentiometer P2 with the input signal to its maximum value of ± 10 mV, using a 2.5 mV reference. This is achieved by applying a negative offset to the comparator input via P2 and for the voltage dividers are suitable for all input

range, greater than 100 mV and less than 10 V.

Fracture rate is obtained for a fixed value of V_{REFIN} (range 0 to 100 mV), while the gain is set to both zero and positive adjustment.

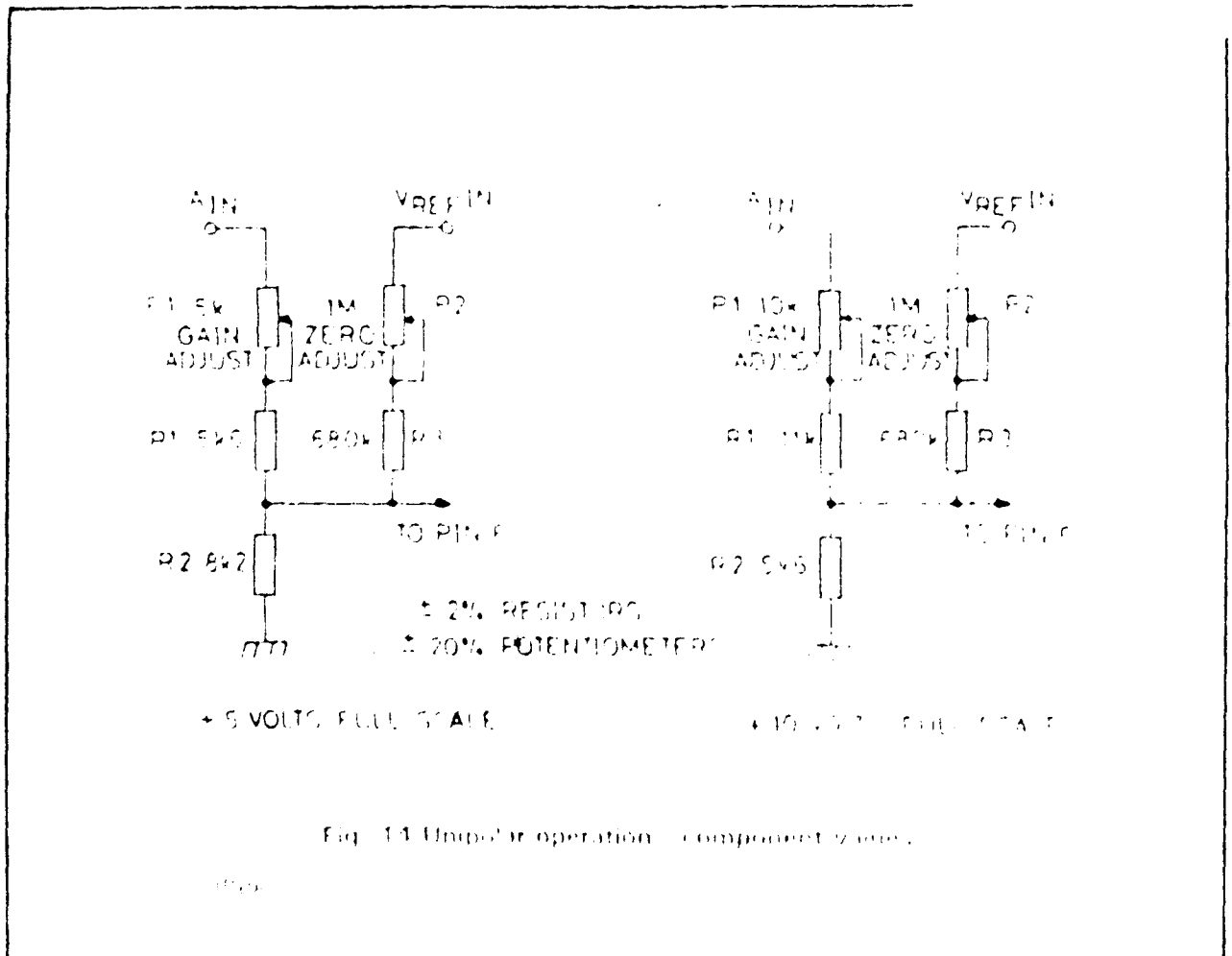


Fig. 14 Unipolar operation - component values.

UNIPOLAR ADJUSTMENT PROCEDURE

- (a) Adjust potentiometer P1 and potentiometer P2 enough to allow the plot to be made with a maximum value of ± 10 mV.
- (b) Adjust potentiometer P2 to set V_{REFIN} to a value of approximately 2.5 mV. Plot the signal with a gain of 1.
- (c) Adjust potentiometer P1 until the plot is centered at 0 mV. Plot the signal with a gain of 1.

UNIPOLAR SETTING UP POINTS

Input range (mV)	Gain (dB)	Zero offset (mV)
0-10	20	0.00
0-10	10	0.00
0-10	5	0.00

UNIPOLAR ENCODING

Analogic input (A_{in}) (Nominal code centre value)	Output code Binary
$FS - 1LSB$	11111111
$FS - 2LSB$	11111110
$\frac{3}{4}FS$	11000000
$\frac{1}{2}FS - 1LSB$	10000000
$\frac{1}{4}FS$	10000000
$\frac{3}{8}FS - 1LSB$	01111111
$\frac{1}{2}FS$	01000000
$\frac{1}{8}FS$	00000001
0	00000000

BIPOLAR OPERATION

For bipolar operation the input to the ZN427 is

offset by half full scale by a resistor network of R_1 and R_2 between V_{REFIN} and V_{IN} that is:

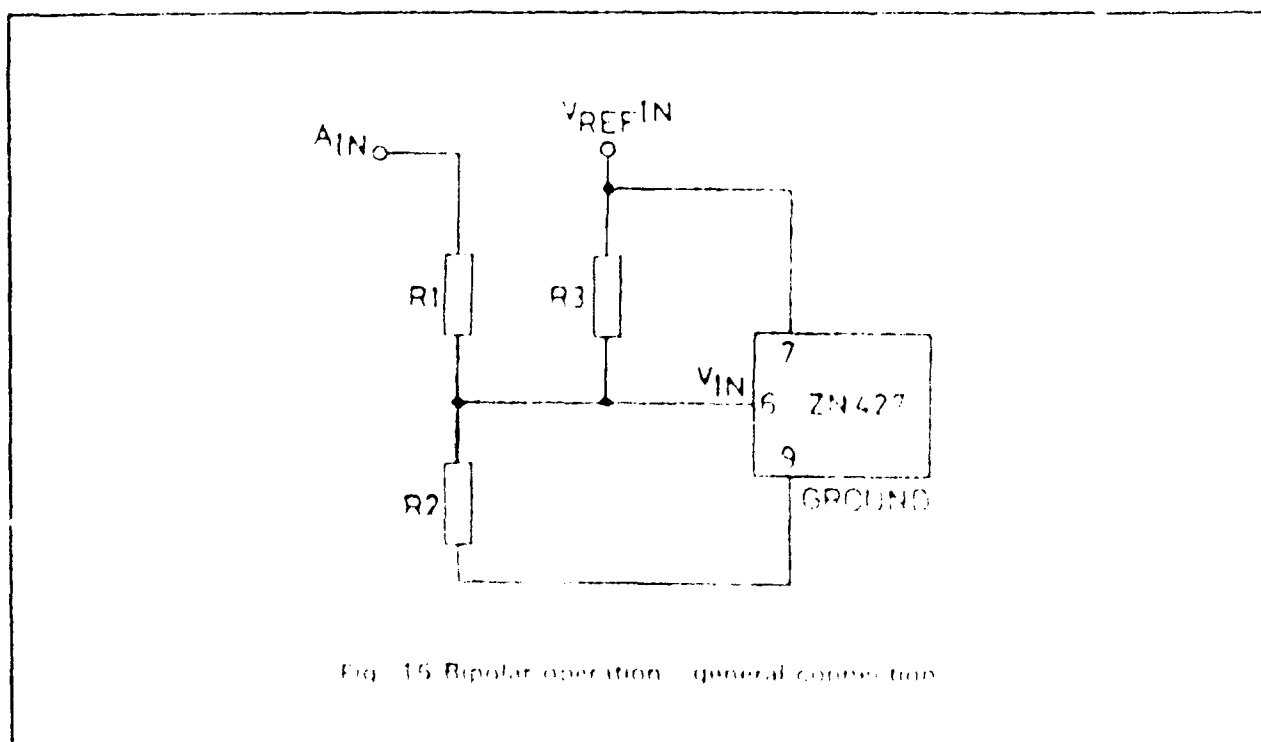


Fig. 15 Bipolar operation - general connection

When $A_{in} = FS - 1LSB$, the input is equal to zero.

When $A_{in} = FS - 2LSB$, the input is equal to V_{REFIN} .

if $A_{in} = \frac{3}{4}FS$, the input is equal to $\frac{1}{2}V_{REFIN}$, then $R_1 = R_2 = R_3$.

For input $A_{in} = \frac{1}{2}FS - 1LSB$, the input is equal to $\frac{1}{4}V_{REFIN}$.

Due to the resistor network R_1, R_2, R_3 , the input is offset by $R_1 \cdot R_2 \cdot (R_1 + R_2) \cdot V_{REFIN} / (R_1 + R_2 + R_3)$.

A bipolar input of $\frac{3}{4}FS$ will be converted to the first zero in the output code as a result of $A_{in} = 0$ (see Fig. 14).

As a consequence of the bipolar operation, the values of the input code are not the same as in unipolar operation.

Input range	G	R_1	R_2	R_3
$\pm 5V$	2	16k Ω	16k Ω	8k Ω
$\pm 10V$	4	32k Ω	10.66k Ω	8k Ω

Minus full scale (offset) is set by adjusting R_1 about its nominal value relative to R_3 . Plus full scale (gain) is set by adjusting R_2 relative to R_1 .

Practical circuit realisations are given in Fig. 16

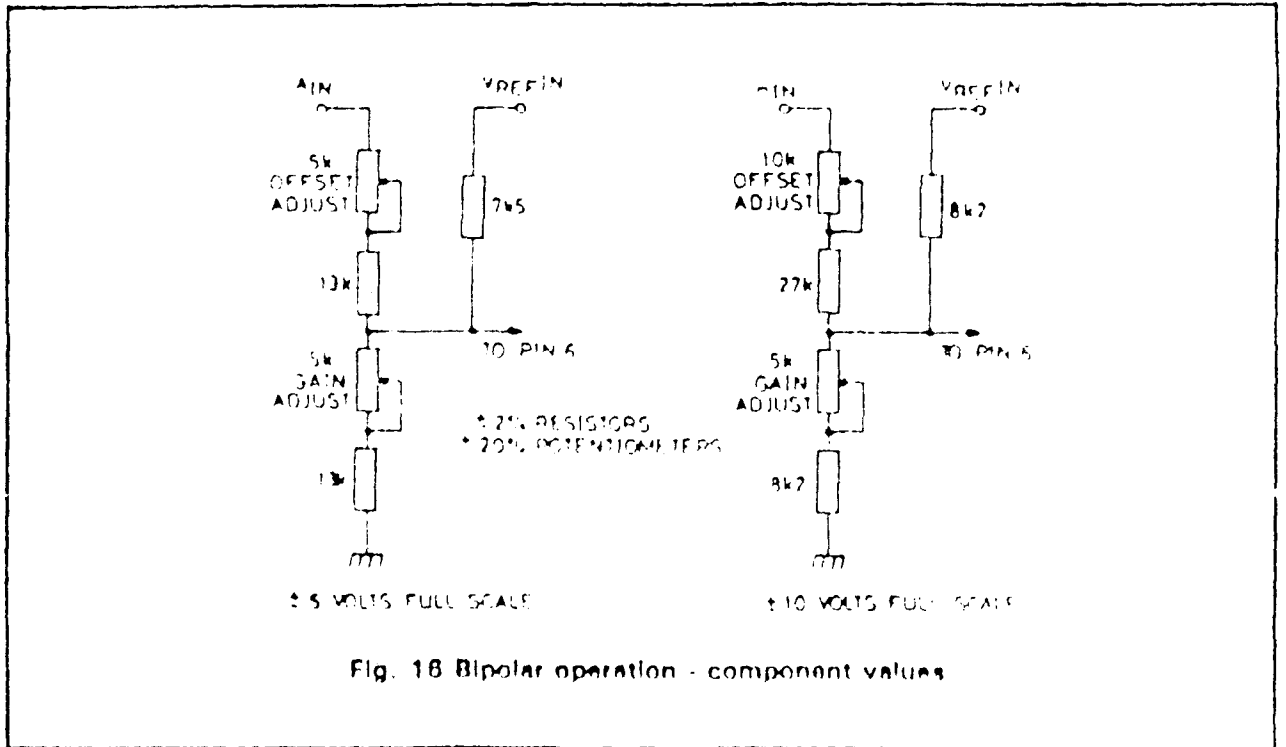


Fig. 16 Bipolar operation - component values

Note that in the $\pm 5V$ case R_1 has been chosen as 7.5k Ω (instead of 8.2k Ω) to get a more symmetrical range of adjustment using standard potentiometers.

BIPOLAR ADJUSTMENT PROCEDURE

- (i) Apply continuous SC pulses at intervals long enough to allow a complete conversion and monitor the digital outputs.
- (ii) Apply $-(FS - 1LSB)$ to A_{IN} and adjust offset until the bit 8 (LSB) output just flickers between 0 and 1 with all other bits at 0.
- (iii) Apply $+(FS - 1LSB)$ to A_{IN} and adjust gain until bit 8 just flickers between 0 and 1 with all other bits at 1.
- (iv) Repeat step (i).

BIPOLAR SETTING UP POINTS

Input range, $\pm FS$	$-(FS - 1LSB)$	$+(FS - 1LSB)$
$\pm 5V$	-4.9805V	+4.9414V
$\pm 10V$	-9.9609V	+9.8828V

1LSB = 2FS / 255

RIPOLAR LEVEL CODING

Applied input (A_{in}) (Analog code centre value)	Output code (01111111)
+4FS - 1LSB	11111111
+4FS - 2LSB	11111110
+3FS	11000000
+1LSB	10000001
0	10000000
-1LSB	01111111
-3FS	01000000
-4FS + 1LSB	00000001
-4FS	00000000

SINGLE 5V SUPPLY RAIL OPERATION

The ZN427 needs very little power from the negative rail. A suitable negative supply can be generated very easily using a diode

pump circuit. The circuit shown in Fig. 17 works with any clock frequency from 10kHz to 1MHz and can supply up to four ZN427s.

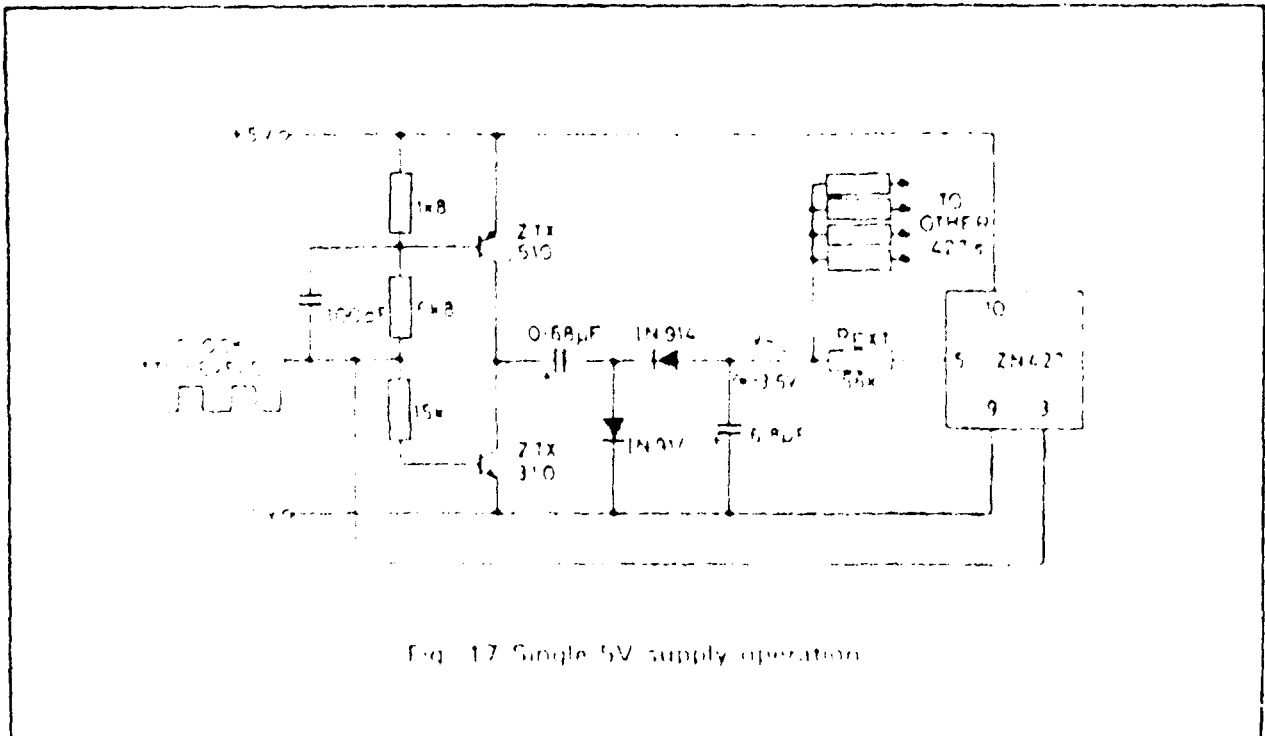
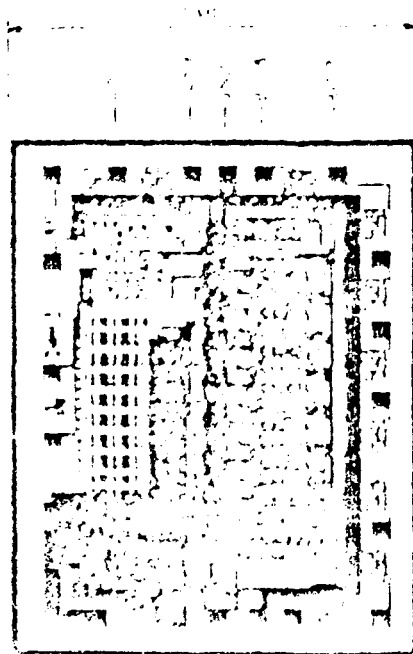
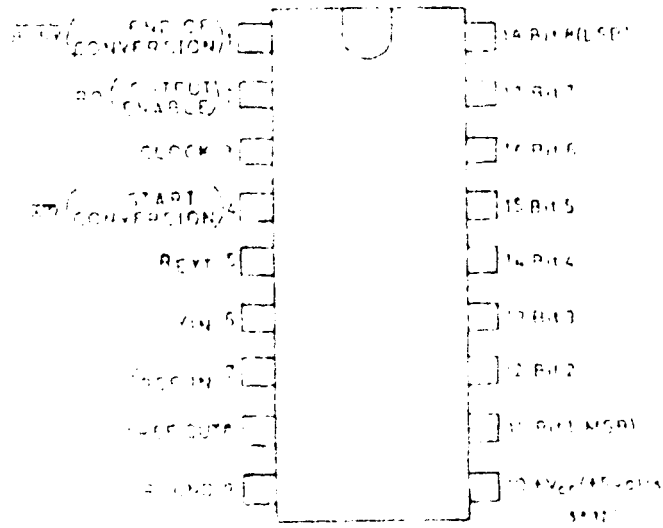


Fig. 17 Single 5V supply operation

PIN CONNECTIONS



ZN426

ZN426E-8/ZN426J-8/ZN426D

8-BIT D-A CONVERTER

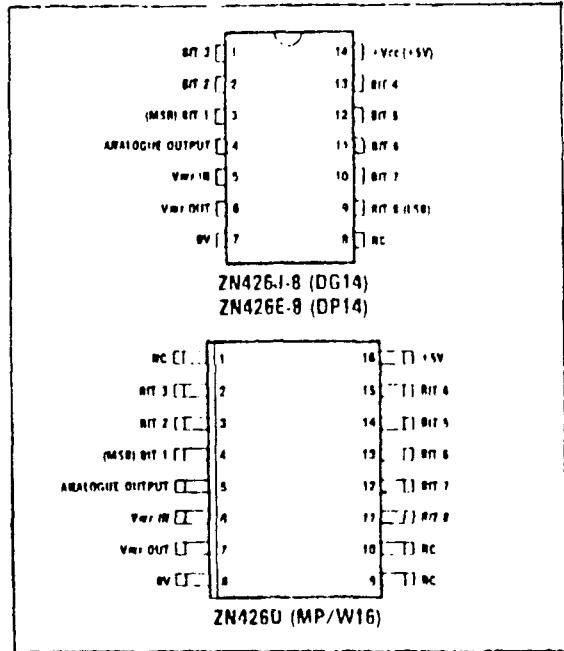
The ZN426 is a monolithic 8-bit D-A converter containing an R-2R ladder network of diffused resistors with precision bipolar switches and a 2.5V precision voltage reference

FEATURES

- $\pm 1/2$ LSB Linearity error
- Guaranteed Monotonic over the Full Operating Temperature Range
- 0°C to +70°C (ZN426E-8, ZN426D)
- -55°C to +125°C (ZN426J-8)
- TTL and 5V CMOS Compatible
- Single +5V Supply
- Settling Time: 1 microsecond Typical
- Only Reference Capacitor and Resistor Required

ORDERING INFORMATION

Device type	Operating temperature	Package
ZN426D	0°C to +70°C	MP16W
ZN426E-8	0°C to +70°C	DP14
ZN426J-8	-55°C to +125°C	DG14



Pin connections - top view

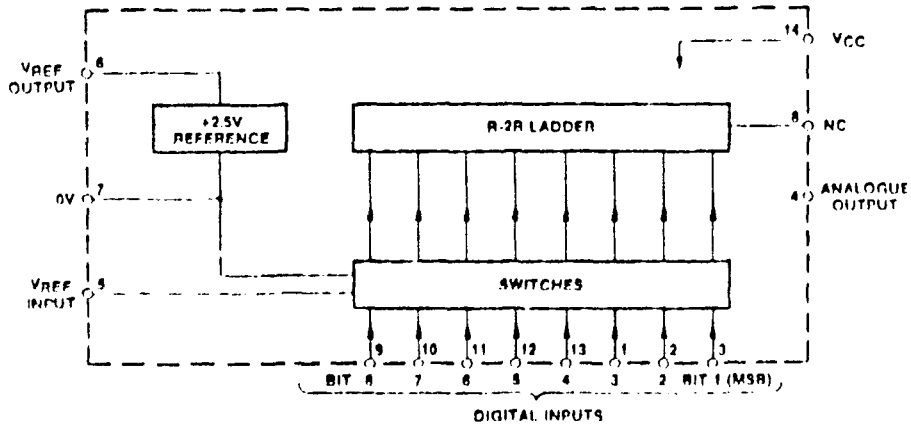


Fig. 1 System diagram

INTRODUCTION

The ZN426 is an 8-bit D-A converter. It contains an advanced design of R-2R ladder network and an array of precision bipolar switches plus a 2.5V precision voltage reference all on a single monolithic chip.

The special design of ladder network results in full 8-bit accuracy using normal diffused resistors.

The use of the on-chip reference voltage is pin optional to retain flexibility. An external fixed or varying reference may therefore be substituted. In this case there is no need to supply power to the internal reference so R_{REF} and C_{REF} can be omitted.

The converter is of the voltage switching type and uses an R-2R resistor ladder network as shown in Fig. 2.

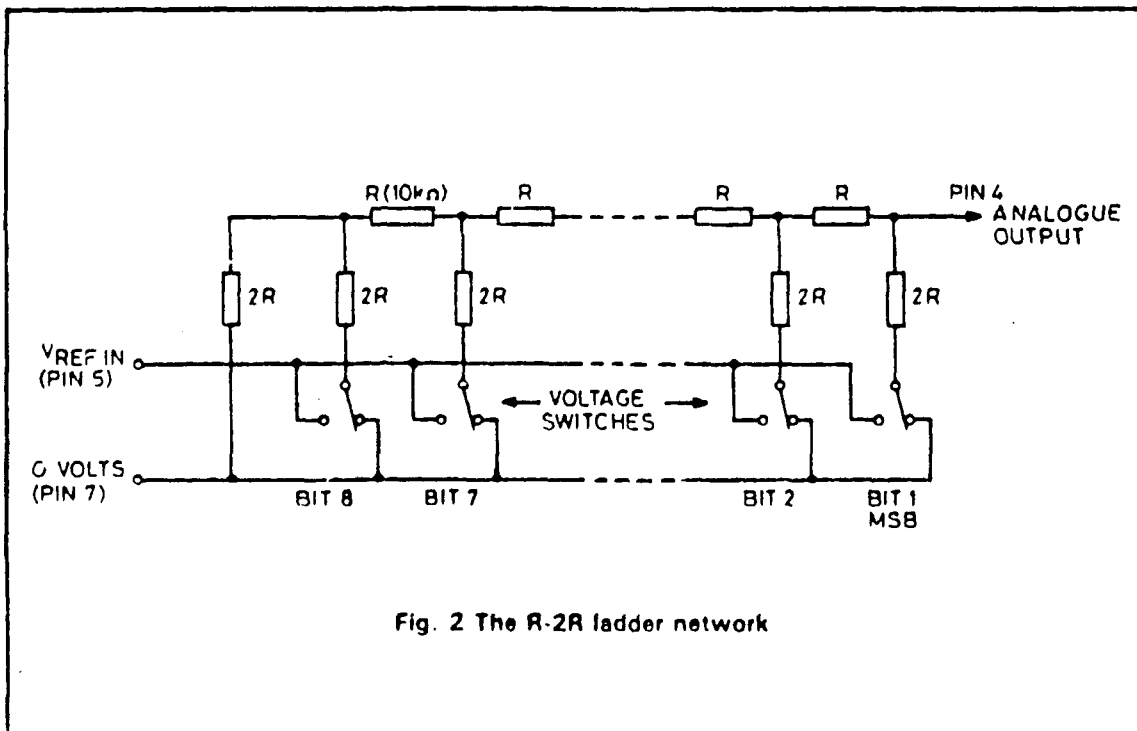


Fig. 2 The R-2R ladder network

Each 2R element is connected either to 0V or V_{REF} by transistor switches specially designed for low offset voltage (typically 1mV).

Binary weighted voltages are produced at the output of the R-2R ladder, the value depending on the digital number applied to the bit inputs.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply voltage, V_{CC}	+7.0V
Max. voltage, logic and V_{REF} inputs	+5.5V
Operating temperature range	0°C to 70°C (ZN426E-8, ZN426D) -55°C to +125°C (ZN426J-8)
Storage temperature range	-55°C to +125°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +5V$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Converter Resolution		8	-	-	bits	
Non-linearity		-	-	± 0.5	LSB	Note 1
Differential non-linearity		-	± 0.5	-	LSB	Note 2
Settling time to 0.5LSB		-	1.0	-	μs	1LSB step
Settling time to 0.5LSB		-	2.0	-	μs	All bits ON to OFF or OFF to ON
Offset voltage	V_{OS}	-	5.0	8.0	mV	All bits OFF Note 1
ZN426J-8 ZN426E-8 and ZN426D		-	3.0	5.0	mV	
V_{OS} temperature coefficient		-	5	-	$\mu V/^{\circ}C$	
Full-scale output		2.545	2.550	2.555	V	All bits ON Ext. $V_{REF} = 2.560V$
Full-scale temp. coefficient		-	3	-	ppm/ $^{\circ}C$	Ext. $V_{REF} = 2.560V$
Non-linearity temp. coefficient		-	7.5	-	ppm/ $^{\circ}C$	Relative to F.S.R.

Notes

- The ZN426J-8 differs from the ZN426E-8 and ZN426D in the following respects:
 - For the ZN426J-8, the maximum linearity error may increase to $\pm 0.4\%$ FSR i.e. ± 1 LSB over the temperature ranges $-55^{\circ}C$ to $0^{\circ}C$ and $+70^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$.
 - Offset voltage. The difference is due to package lead resistance. This offset will normally be removed by the setting up procedure, and because the offset temperature coefficient is low, the specified accuracy will be maintained.
- Monotonic over full temperature range.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (cont.)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Analogue output resistance	R_o	-	10	-	k Ω	
External reference voltage		0	-	3.0	V	
Supply voltage	V_{CC}	4.5	-	5.5	V	
Supply current	I_s	-	5	9	mA	
High level input voltage	V_{IH}	2.0	-	-	V	
Low level input voltage	V_{IL}	-	-	0.7	V	
High level input current	I_{IH}	-	-	10	μ A	$V_{CC} = \text{max.}$ $V_I = 2.4V$
		-	-	100	μ A	$V_{CC} = \text{max.}$ $V_I = 5.5V$
Low level input current	I_{IL}	-	-	-0.18	mA	$V_{CC} = \text{max.}$ $V_I = 0.3V$
Internal voltage reference Output voltage	V_{REF}	2.475	2.55	2.626	V	Note* $R_{REF} = 390\Omega$
Slope resistance	R_s	-	1	2	Ω	$R_{REF} = 390\Omega$
V_{REF} temperature coefficient		-	40	-	ppm/ $^{\circ}$ C	$R_{REF} = 390\Omega$

Note* The internal reference requires a 1 μ F stabilising capacitor between pins 7 and 6 (C_{REF}) and a 390 Ω resistor between pins 14 and 6 (R_{REF}).

APPLICATIONS

8-bit D-A converter

The ZN426 gives an analogue voltage output directly from pin 4 therefore the usual current to voltage converting amplifier is not required. The output voltage drift, due to the temperature coefficient of the analogue output resistance R_o , will be less than 0.004% per $^{\circ}$ C (or 1LSB/100 $^{\circ}$ C) if R_L is chosen to be $\geq 650k\Omega$.

In order to remove the offset voltage and to calibrate the converter a buffer amplifier is necessary. Fig. 3 shows a typical scheme using the internal reference voltage. To minimise temperature drift in this and similar applications the source resistance to the inverting input of the operational amplifier should be

approximately 6k Ω . The calibration procedure is as follows:

- i. Set all bits to OFF (low) and adjust R_2 until $V_{OUT} = 0.000V$.
- ii. Set all bits to ON (high) and adjust R_1 until $V_{OUT} = \text{Nominal full-scale reading} - 1\text{LSB}$.
- iii. Repeat i. and ii.

e.g.

Set F.S.R. to $+3.840V - 1\text{LSB} - 3.825V$

$$(1\text{LSB} = \frac{3.84}{258} = 15.0\text{mV})$$

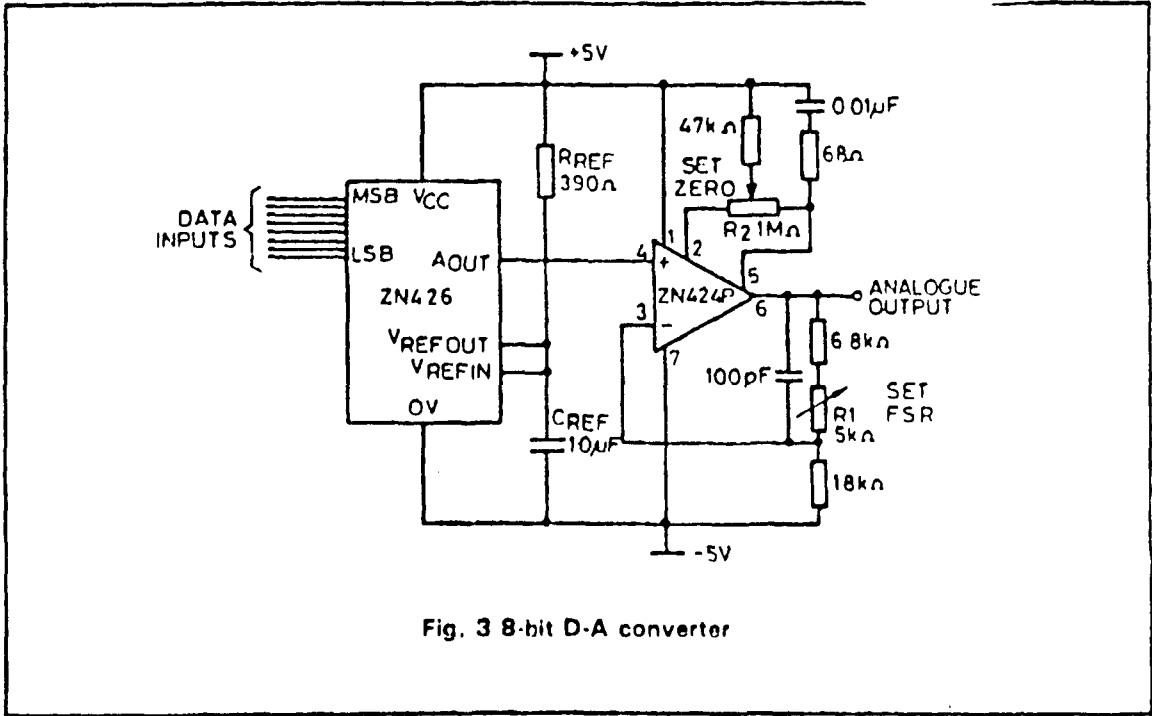


Fig. 3 8-bit D-A converter

Alternative output buffer using the 741
 The circuit of Fig.4, employing the 741

operational amplifier, may be used as the output buffer.

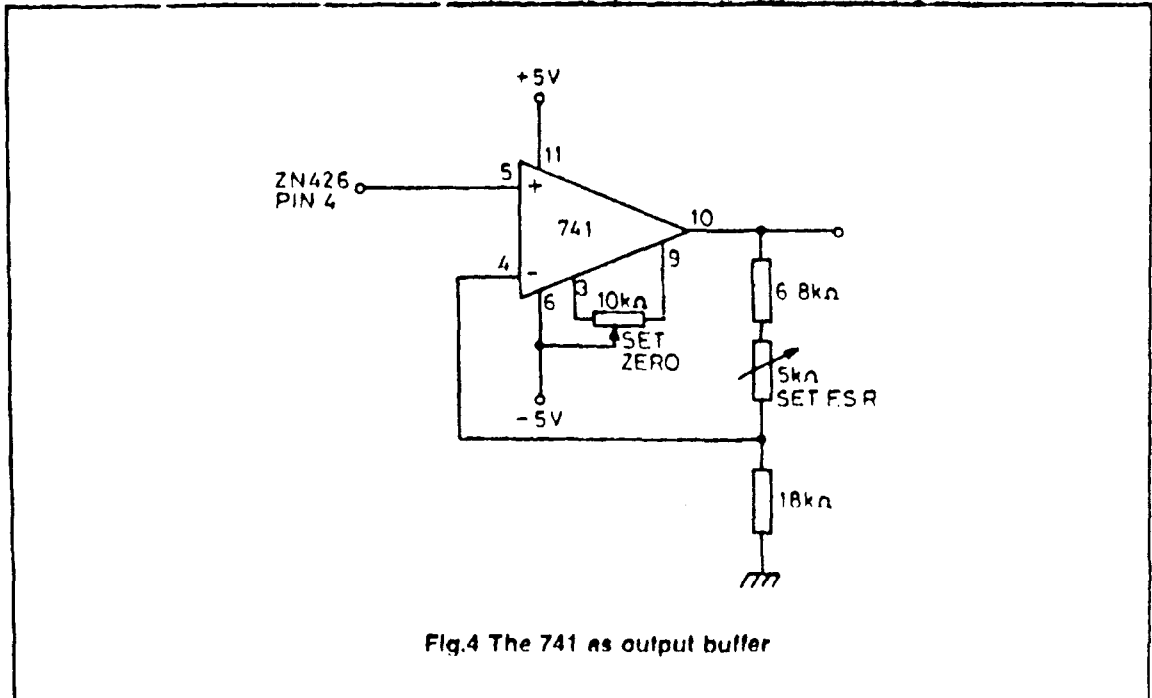
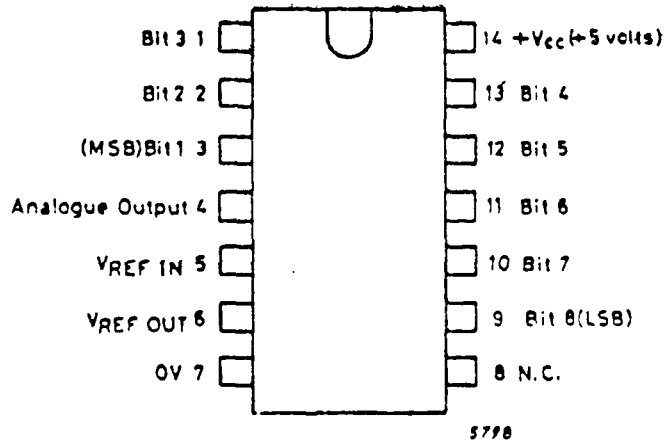


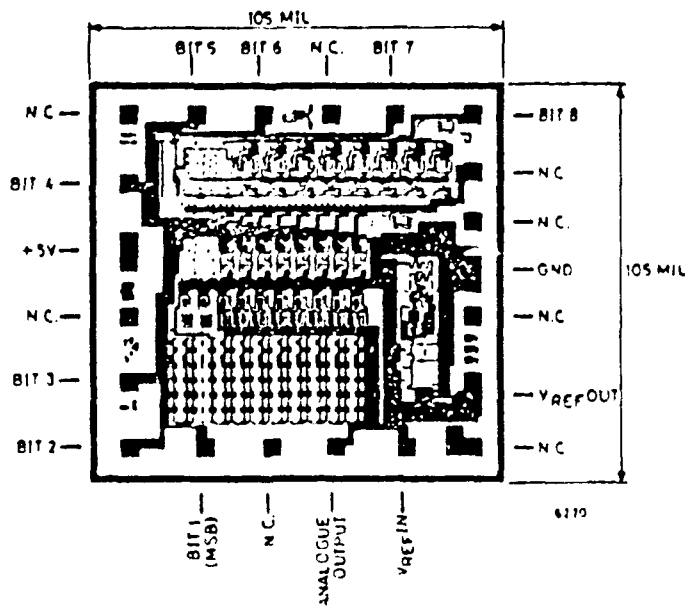
Fig.4 The 741 as output buffer

ZN426E-8 ZN426J-8

PIN CONNECTIONS



CHIP DIMENSIONS AND LAYOUT



DEVELOPMENT DATA

This data sheet contains advance information and specifications are subject to change without notice.

SBB6116

2048 x 8-BIT STATIC RAM

GENERAL DESCRIPTION

The SBB6116 is a 16 384-bit static random access memory organized as 2048 words of 8 bits each. A common 8-bit input/output interface is controlled by the output enable (\overline{OE}). A low power/standby mode, controlled by the chip select input (\overline{CS}), is available for memory expansion. The device operates from a 5 V power supply and is available in a 120 ns access time version. Pin compatibility with EPROM type 2716 allows a wide range of applications in microprocessor peripheral memory design.

Fabrication of this MOS device is by ion implanted complementary silicon gate technology and a process which creates high-ohmic resistors in the memory cell array (CMOS double-poly process).

Features

- Pin-compatible with EPROM type 2716
- Operating supply voltage 5 V
- Inputs protected against static charge
- Static operation requiring no clock or timing strobe
- Low power CMOS: 100 μ W (typ.) standby power; 100 mW (typ.) active power
- Address activated: power consumption depends on amount of access
- Easy memory expansion
- Common data input/output interface
- All inputs and outputs directly TTL compatible
- Three-state outputs with wired-OR capability
- Output buffer control

Maximum access time

SBB6116-12: 120 ns

PACKAGE OUTLINE

24-lead DIL; plastic (SOT-101A).

SBB6116

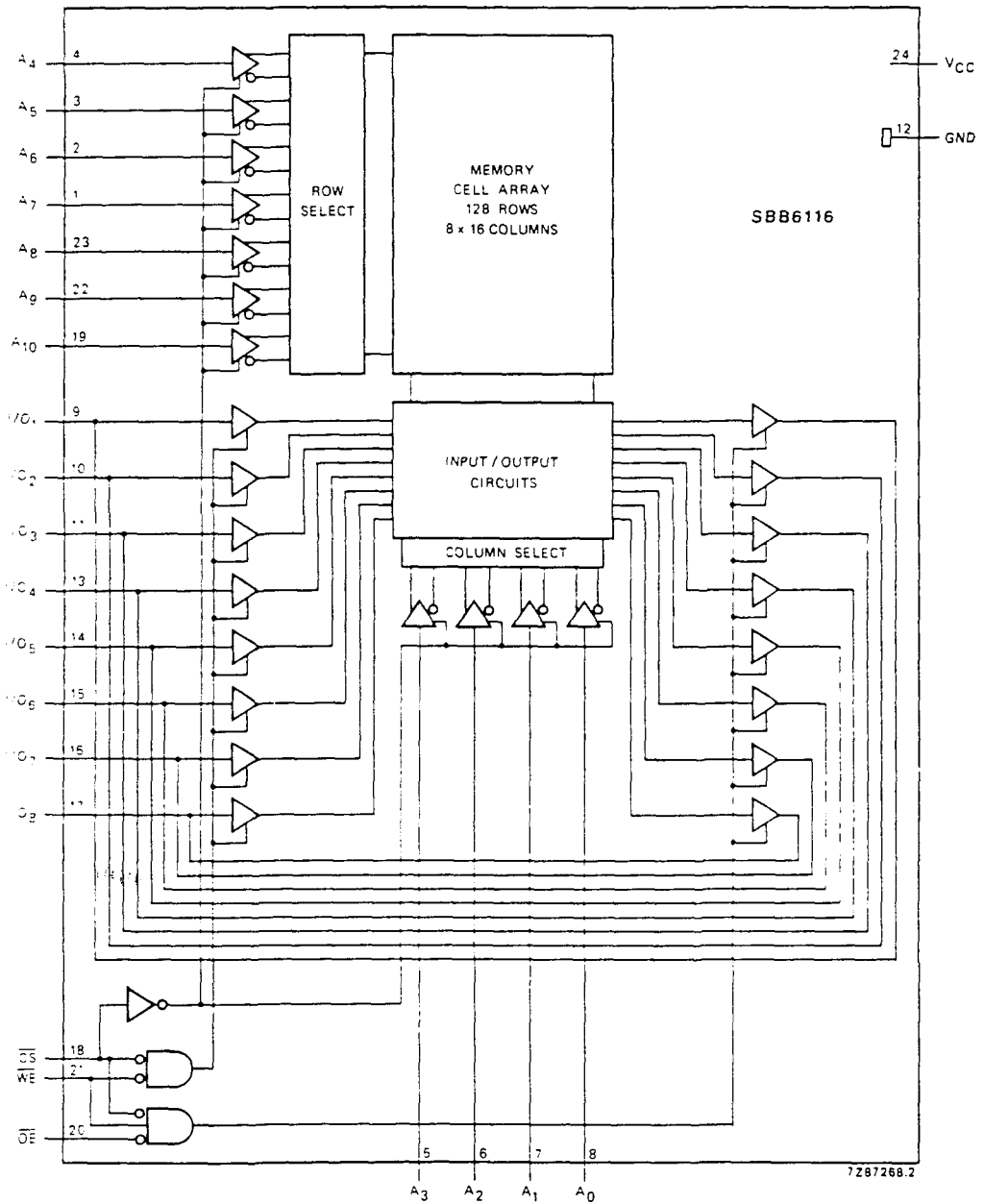
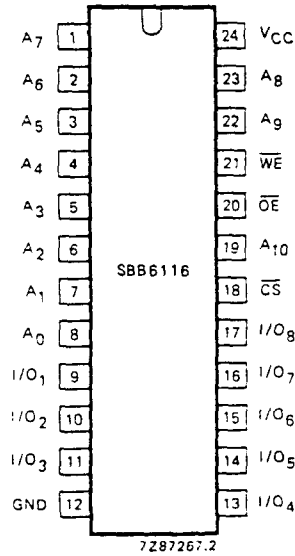


Fig. 1 Block diagram.



PINNING

- A₀ to A₁₀ address inputs
- \overline{CS} chip select input
- \overline{WE} write enable input
- I/O₁ to I/O₈ data input/output
- \overline{OE} output enable input
- V_{CC} positive supply (+ 5 V)
- GND negative supply (ground)

Fig. 2 Pinning diagram.

TRUTH TABLE

\overline{CS}	\overline{OE}	\overline{WE}	mode	V _{CC} current	I/O pin	R/W cycle
H	X	X	not selected	I _{SB} , I _{SB1}	Z	
L	L	H	read	I _{CC}	D ₀	read cycles 1 to 3
L	H	L	write	I _{CC}	D ₁	write cycle 1
L	L	L	write	I _{CC}	D ₁	write cycle 2
L	H	H	ready to read; output disabled	I _{CC}	Z	

H = HIGH voltage level
 L = LOW voltage level
 X = don't care
 Z = high impedance OFF-state

DECOUPLING REQUIREMENTS

The SBB6116 static RAM is an address-activated circuit. When an address change occurs, the precharge operation is executed by an internal pulse generated from the address transient. The consequent peak current flow following an address or CS change can induce noise on the V_{CC}/GND lines (see Fig. 3). This noise should be eliminated by the use of a $0,1 \mu F$ capacitor with good high-frequency characteristic to decouple each device. This is also important to guarantee latch-up immunity.

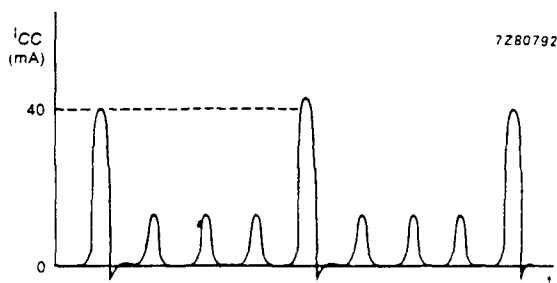


Fig. 3 Typical I_{CC} waveform with address change.

HANDLING

Inputs and outputs are protected against electrostatic charge in normal handling. However, to be totally safe, it is desirable to take normal precautions appropriate to handling MOS devices (see 'Handling MOS Devices').

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltage range on any pin with respect to GND	V_I	$-0,5^*$ to $+7,0$ V
Current limit for negative input voltage on any pin with respect to GND	I_I	-10 mA
Operating ambient temperature range	T_{amb}	0 to $+70$ °C
Operating temperature range with bias	T_{bias}	-10 to $+85$ °C
Storage temperature range	T_{stg}	-55 to $+125$ °C
Total power dissipation	P_{tot}	$1,0$ W

* $V_{IL} = -1$ V with a maximum pulse duration of 50 ns.

RECOMMENDED D.C. OPERATING CONDITIONS

$T_{amb} = 0$ to $+70$ °C; voltages are referenced to GND (0 V)

parameter	symbol	min.	typ.	max.	unit
Supply voltage	V_{CC}	4,5	5,0	5,5	V
Input voltage HIGH	V_{IH}	2,0	3,5	6,0	V
Input voltage LOW	V_{IL}	-0,3*	-	0,8	V

D.C. CHARACTERISTICS

$V_{CC} = 5$ V \pm 10%; $T_{amb} = 0$ to $+70$ °C; voltages are referenced to GND (0 V); unless otherwise specified

parameter	symbol	min.	typ.**	max.	unit
Input leakage current at $V_{CC} = 5,5$ V; $V_I = \text{GND to } V_{CC}$	I_{LI}	-	-	2,0	μA
Output leakage current at \overline{CS} or $\overline{OE} = V_{IH}$; $V_{I/O} = \text{GND to } V_{CC}$	I_{LO}	-	-	2,0	μA
Operating power supply current at $\overline{CS} = V_{IL}$; $I_{I/O} = 0$ mA (d.c.)	I_{CC}	-	2,0	5,0	mA
Average operating current; minimum cycle time; duty factor 100%; $I_{I/O} = 0$ mA	I_{CC2}	-	20	50	mA
Standby power supply current at $\overline{CS} = V_{IH}$	I_{SB}	-	-	2,0	mA
at $\overline{CS} \geq V_{CC} - 0,2$ V or $\overline{CS} \leq 0,2$ V and $V_I \geq V_{CC} - 0,2$ V or $V_I \leq 0,2$ V	I_{SB1}	-	0,02	2,0	mA
Output voltage LOW at $I_{OL} = 4$ mA	V_{OL}	-	-	0,4	V
Output voltage HIGH at $I_{OH} = -1,0$ mA	V_{OH}	2,4	-	-	V

CAPACITANCE

$f = 1$ MHz; $T_{amb} = 25$ °C

parameter	symbol	typ.	max.	unit
Input capacitance at $V_I = 0$ V	C_I	3	6	pF
Input/output capacitance at $V_{I/O} = 0$ V	$C_{I/O}$	5	8	pF

* $V_{IL} = -1$ V with a maximum pulse duration of 50 ns.

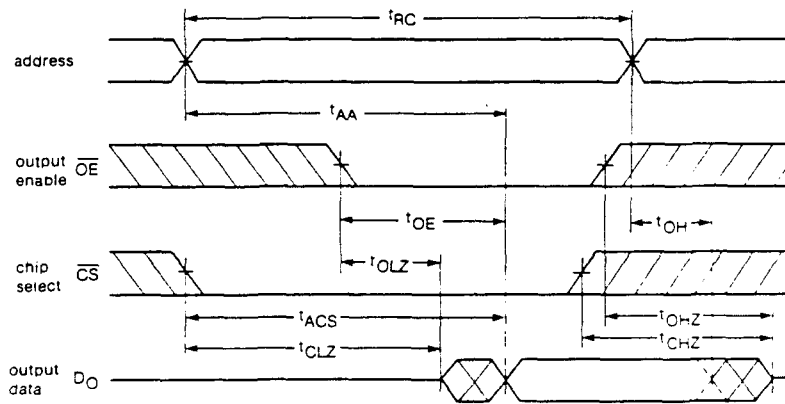
** At $V_{CC} = 5$ V; $T_{amb} = 25$ °C.

Typical values are given for information only.

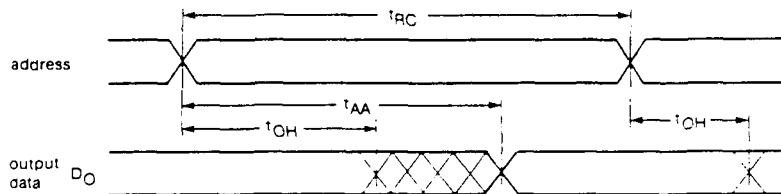
A.C. CHARACTERISTICS (Figs 4 and 5)

$V_{CC} = 5\text{ V} \pm 10\%$; $T_{amb} = 0\text{ to } +70\text{ }^{\circ}\text{C}$; input pulse levels = 0,4 to 2,4 V; input rise and fall times = 5 ns; input timing reference levels = 1,5 V; output timing reference levels = 0,6 and 2,2 V; output load = 1 TTL gate and capacitance (C_L) = 100 pF (including oscilloscope and jig).

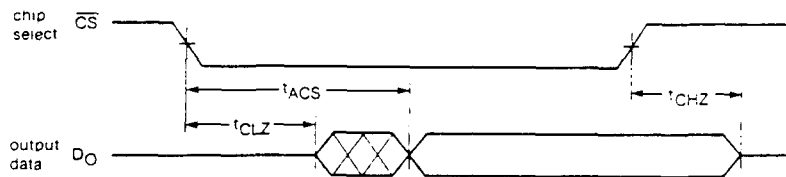
parameter	symbol	6116-12		unit
		min.	max.	
Read cycle				
Read cycle time	t_{RC}	120	—	ns
Address access time	t_{AA}	—	120	ns
Chip select access time	t_{ACS}	—	120	ns
Chip select to output in low impedance state	t_{CLZ}	10	—	ns
Output enable to output valid	t_{OE}	—	55	ns
Output enable to output in low impedance state	t_{OLZ}	10	—	ns
Output to output in high impedance state	t_{CHZ}	0	40	ns
Chip disable to output in high impedance state	t_{OHZ}	0	40	ns
Output hold from address change	t_{OH}	5	—	ns
Write cycle				
Write cycle time	t_{WC}	120	—	ns
Chip select to end of write	t_{CW}	100	—	ns
Address valid to end of write	t_{AW}	105	—	ns
Address set-up time	t_{AS}	20	—	ns
Write pulse width	t_{WP}	85	—	ns
Write recovery time	t_{WR}	0	—	ns
Output disable to output in high impedance state	t_{OHZ}	0	40	ns
Write to output in high impedance state	t_{WHZ}	0	40	ns
Data-to-write time overlap	t_{DW}	35	—	ns
Data hold from write time	t_{DH}	5	—	ns
Output active from end of write	t_{OW}	5	—	ns



(a) Read cycle 1



(b) Read cycle 2: device is continuously selected ($\overline{CS} = V_{IL}$); $\overline{OE} = V_{IL}$

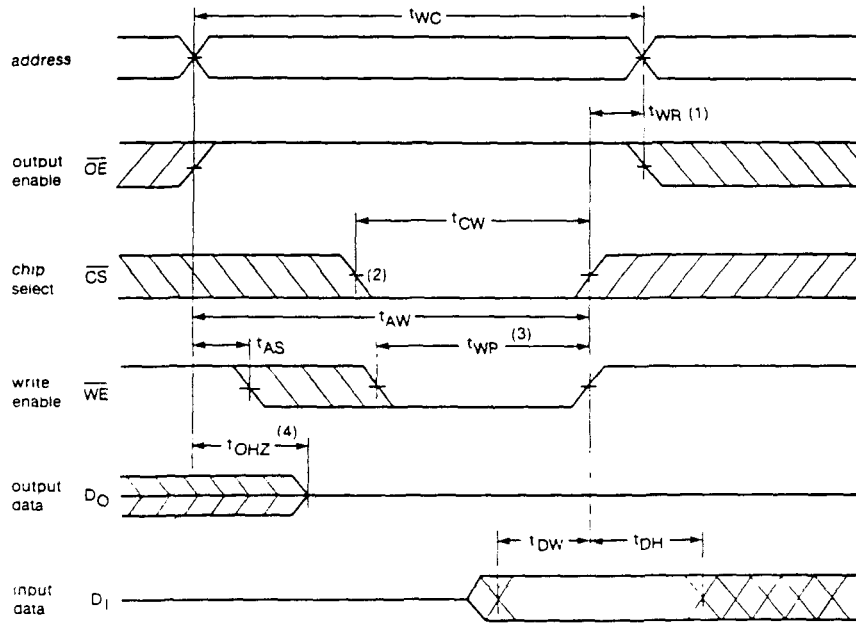


7280794

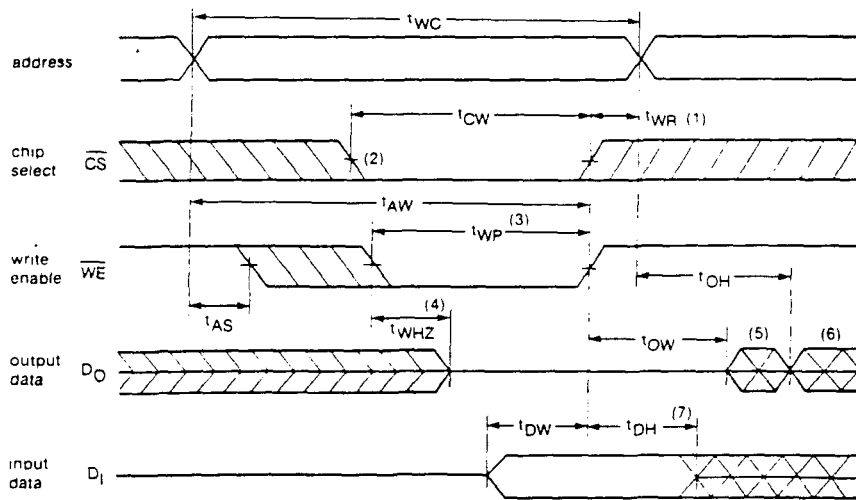
(c) Read cycle 3: address valid prior to or coincident with \overline{CS} transition LOW; $\overline{OE} = V_{IL}$

Fig. 4 Read cycle timing: \overline{WE} is HIGH for a read cycle; when \overline{CS} is LOW the address input must not be left floating.

SBB6116



(a) Write cycle 1



7Z80795

(b) Write cycle 2: $\overline{OE} = V_{IL}$

Fig. 5 Write cycle timing: \overline{WE} must be HIGH during all address transitions.

Notes to Fig. 5

1. t_{WR} is measured from \overline{CS} or \overline{WE} transition HIGH, whichever is the earlier, to the address change.
2. t_{WHZ} is measured under the condition $CS = LOW$.
3. A write occurs during the overlap (t_{WP}) of $\overline{CS} = LOW$ and $\overline{WE} = LOW$.
4. During this period, I/O pins are in the output state and input signals of the opposite phase to the outputs must not be applied.
5. D_O has the same phase as write data of this write cycle.
6. D_O is the read data of the next address.
7. If \overline{CS} is LOW during this period, I/O pins are in the output state and input signals of the opposite phase to the outputs must not be applied.



Voltage Regulators

LM78XX Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number

of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

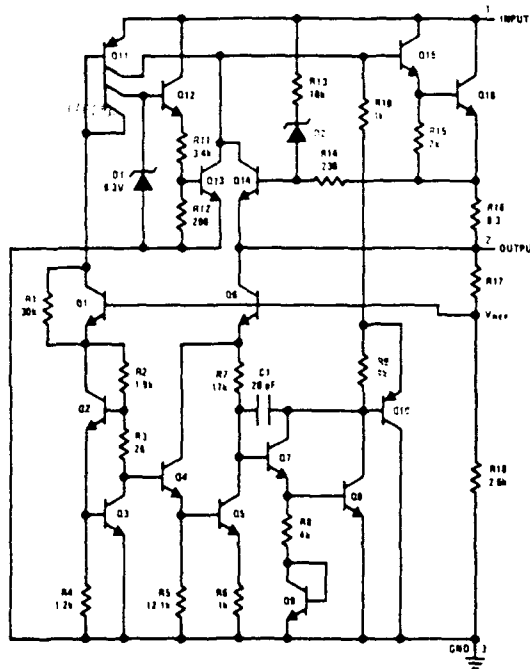
Features

- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

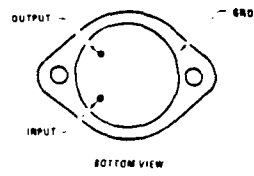
Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

Schematic and Connection Diagrams

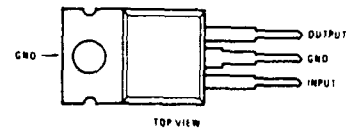


Metal Can Package
TO-3 (K)
Aluminum



Order Numbers
LM7805CK
LM7812CK
LM7815CK
See Package KC02A

Plastic Package
TO-220 (T)



Order Numbers:
LM7805CT
LM7812CT
LM7815CT
See Package T03B

Absolute Maximum Ratings

Input Voltage ($V_O = 5V, 12V$ and $15V$)	35V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited
Operating Temperature Range (T_A)	0°C to $+70^\circ\text{C}$
Maximum Junction Temperature	
(K Package)	150°C
(T Package)	125°C
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	
TO-3 Package K	300°C
TO-220 Package T	230°C

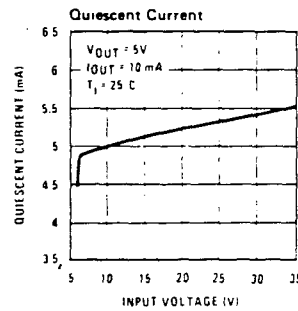
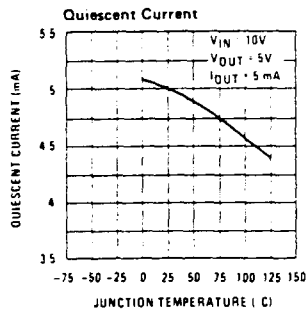
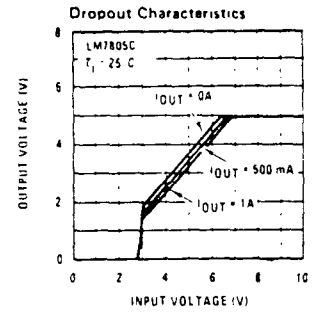
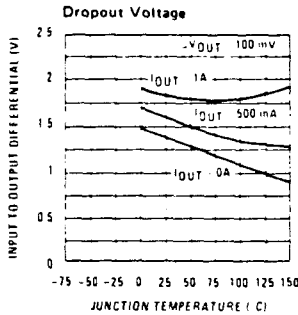
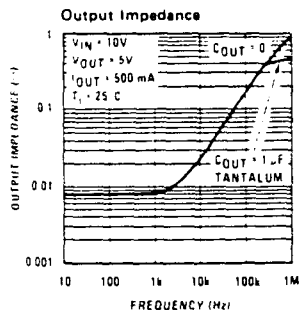
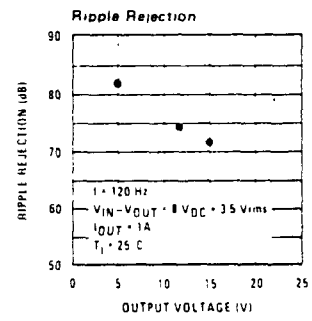
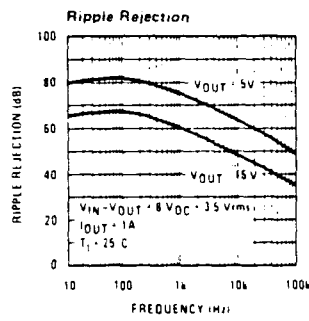
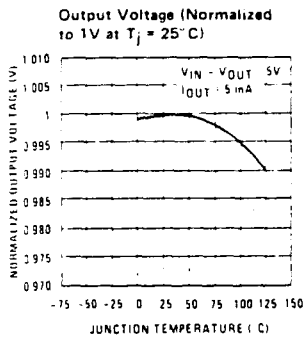
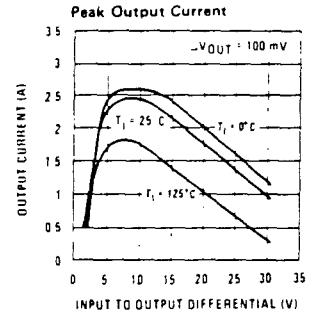
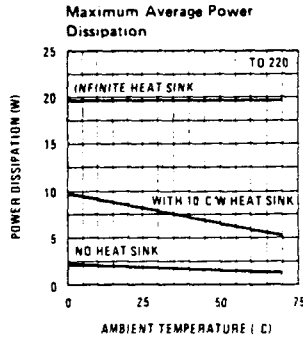
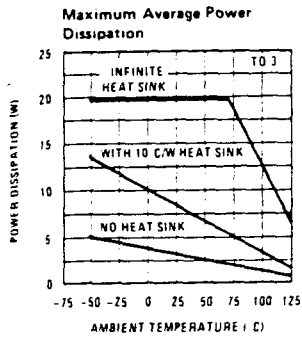
Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) $0^\circ\text{C} < T_J < 125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

OUTPUT VOLTAGE		5V			12V			15V			UNITS	
INPUT VOLTAGE (unless otherwise noted)		10V			19V			23V				
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
V_O Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}, 5\text{ mA} < I_O < 1\text{ A}$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V	
	$P_D < 15\text{ W}, 5\text{ mA} < I_O < 1\text{ A}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V	
	$V_{\text{MIN}} < V_{\text{IN}} < V_{\text{MAX}}$	(7 < $V_{\text{IN}} < 20$)				(14.5 < $V_{\text{IN}} < 27$)				(17.5 < $V_{\text{IN}} < 30$)	V	
ΔV_O Line Regulation	$I_O = 500\text{ mA}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		3	50		4	120		4	150	mV
		ΔV_{IN}		(7 < $V_{\text{IN}} < 25$)		(14.5 < $V_{\text{IN}} < 30$)		(17.5 < $V_{\text{IN}} < 30$)				V
		$0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$			50			120			150	mV
	$I_O < 1\text{ A}$	ΔV_{IN}		(8 < $V_{\text{IN}} < 20$)		(15 < $V_{\text{IN}} < 27$)		(18.5 < $V_{\text{IN}} < 30$)				V
		$T_J = 25^\circ\text{C}$			50			120			150	mV
		ΔV_{IN}		(7.3 < $V_{\text{IN}} < 20$)		(14.6 < $V_{\text{IN}} < 27$)		(17.7 < $V_{\text{IN}} < 30$)				V
ΔV_O Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5\text{ mA} < I_O < 1.5\text{ A}$		10	50		12	120		12	150	mV
		$250\text{ mA} < I_O < 750\text{ mA}$			25			60			75	mV
	$5\text{ mA} < I_O < 1\text{ A}, 0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$			50			120			150	mV	
I_Q Quiescent Current	$I_O < 1\text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		8			8			8	mA	
		$0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$			8.5			8.5			8.5	mA
ΔI_Q Quiescent Current Change	$5\text{ mA} < I_O < 1\text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O < 1\text{ A}$		-	0.5		0.5			0.5	mA	
		$V_{\text{MIN}} < V_{\text{IN}} < V_{\text{MAX}}$		(7.5 < $V_{\text{IN}} < 20$)		(14.8 < $V_{\text{IN}} < 27$)		(17.9 < $V_{\text{IN}} < 30$)			1.0	mA
	$I_O < 500\text{ mA}, 0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$	ΔV_{IN}			1.0			1.0			1.0	mA
		$V_{\text{MIN}} < V_{\text{IN}} < V_{\text{MAX}}$		(7 < $V_{\text{IN}} < 25$)		(14.5 < $V_{\text{IN}} < 30$)		(17.5 < $V_{\text{IN}} < 30$)				V
v_N Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10\text{ Hz} < f < 100\text{ kHz}$			40			75			90	μV	
$\frac{\Delta V_{\text{IN}}}{\Delta V_{\text{OUT}}}$ Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	$I_O < 1\text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ or $I_O < 500\text{ mA}$		62	80		55	72		54	70	dB
			$0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}$		62		55		54			dB
		$V_{\text{MIN}} < V_{\text{IN}} < V_{\text{MAX}}$		(8 < $V_{\text{IN}} < 18$)		(15 < $V_{\text{IN}} < 25$)		(18.5 < $V_{\text{IN}} < 28.5$)				V
R_O	Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_{\text{OUT}} = 1\text{ A}$		2.0			2.0			2.0	V	
	Output Resistance	$f = 1\text{ kHz}$		8			18			19	$\text{m}\Omega$	
	Short-Circuit Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.1			1.5			1.2	A	
	Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.4			2.4			2.4	A	
	Average TC of V_{OUT}	$0^\circ\text{C} < T_J < +125^\circ\text{C}, I_O = 5\text{ mA}$		0.6			1.5			1.8	$\text{mV}/^\circ\text{C}$	
V_{IN} Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O < 1\text{ A}$		7.3			14.6			17.7		V	

NOTE 1: Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically $4^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to case and $35^\circ\text{C}/\text{W}$ case to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package (T) is typically $4^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to case and $50^\circ\text{C}/\text{W}$ case to ambient.

NOTE 2: All characteristics are measured with capacitor across the input of $0.22\ \mu\text{F}$, and a capacitor across the output of $0.1\ \mu\text{F}$. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w < 10\text{ ms}$, duty cycle $< 5\%$). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

Typical Performance Characteristics



LM78LXX Series 3-Terminal Positive Regulators
General Description

The LM78LXX series of three terminal positive regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. When used as a zener diode/resistor combination replacement, the LM78LXX usually results in an effective output impedance improvement of two orders of magnitude, and lower quiescent current. These regulators can provide local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow the LM78LXX to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78LXX is available in the metal three lead TO-39(H) and the plastic TO-92 (Z). With adequate heat sinking the regulator can deliver 100 mA output current. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes

too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

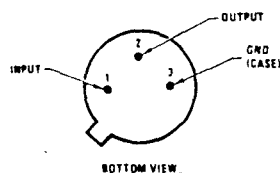
For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

Features

- Output voltage tolerances of $\pm 5\%$ (LM78LXXAC) and $\pm 10\%$ (LM78LXXC) over the temperature range
- Output current of 100 mA
- Internal thermal overload protection
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in plastic TO-92 and metal TO-39 low profile packages

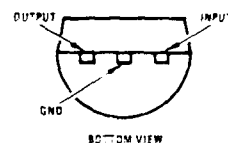
Voltage Range

LM78L05	5V
LM78L12	12V
LM78L15	15V

Connection Diagrams
Metal Can Package

Order Numbers:

LM78L05ACH	LM78L05CH
LM78L12ACH	LM78L12CH
LM78L15ACH	LM78L15CH

See Package H03A

Plastic Package

Order Numbers:

LM78L05ACZ	LM78L05CZ
LM78L12ACZ	LM78L12CZ
LM78L15ACZ	LM78L15CZ

See Package Z03A

Absolute Maximum Ratings

Input Voltage		
$V_O = 5V$		30V
$V_O = 12V$ to 15V		35V
Internal Power Dissipation (Note 1)		Internally Limited
Operating Temperature Range		0°C to +70°C
Maximum Junction Temperature		125°C
Storage Temperature Range		
Metal Can (H Package)		-65°C to +150°C
Molded TO-92 (Z Package)		-55°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)		300°C

LM78LXXAC Electrical Characteristics

(Note 2) $T_J = 0^\circ\text{C}$ to 125°C . $I_O = 40\text{mA}$. $C_{IJN} = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$ (unless noted)

LM78LXXAC OUTPUT VOLTAGE		5V			12V			15V			UNITS
INPUT VOLTAGE (unless otherwise noted)		10V			19V			23V			
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_O Output Voltage (Note 4)	$T_J = 25^\circ\text{C}$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V
	$1\text{mA} \leq I_O \leq 70\text{mA}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V
	$1\text{mA} \leq I_O \leq 40\text{mA}$ and $V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V
ΔV_O Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$		10	54		20	110		25	140	mV
				($8 \leq V_{\text{IN}} \leq 20$)			($16 \leq V_{\text{IN}} \leq 27$)			($20 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$)	V
			18	75		30	180		37	250	mV
			($7 \leq V_{\text{IN}} \leq 20$)			($14.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 27$)			($17.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$)	V	
ΔV_O Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $1\text{mA} \leq I_O \leq 40\text{mA}$		5	30		10	50		12	75	mV
				(100mA)			(100)			(150)	mV
ΔV_O Long Term Stability			12			24			30	mV/1000 hrs	
I_Q Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		3	5		3	5		3	5	mA
	$T_J = 125^\circ\text{C}$			4.7			4.7			4.7	mA
ΔI_Q Quiescent Current Change	$1\text{mA} \leq I_O \leq 40\text{mA}$ $V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$			0.1			0.1			0.1	mA
				($8 \leq V_{\text{IN}} \leq 20$)			($16 \leq V_{\text{IN}} \leq 27$)			($20 \leq V_{\text{IN}} \leq 30$)	mA
V_n Output Noise Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ (Note 3) $f = 10\text{Hz} - 10\text{kHz}$		40			80			90	μV	
$\frac{\Delta V_{\text{IN}}}{\Delta V_{\text{OUT}}}$ Ripple Rejection	$f = 120\text{Hz}$		47	62		40	54		37	51	dB
				($8 \leq V_{\text{IN}} \leq 16$)			($15 \leq V_{\text{IN}} \leq 25$)			($18.5 \leq V_{\text{IN}} \leq 28.5$)	V
Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$		7			14.5			17.5	V	

Note 1: Thermal resistance of the Metal Can Package (H) without a heat sink is $15^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to case and $140^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient. Thermal resistance of the TO-92 package is $180^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient with 0.4" leads from a PC board and $160^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient with 0.125" lead length to a PC board.

Note 2: The maximum steady state usable output current and input voltage are very dependent on the heat sinking and/or lead length of the package. The data above represent pulse test conditions with junction temperatures as indicated at the initiation of test.

Note 3: Recommended minimum load capacitance of $0.01\mu\text{F}$ to limit high frequency noise bandwidth.

Note 4: The temperature coefficient of V_{OUT} is typically within $\pm 0.01\%$ $V_O/^\circ\text{C}$.

Absolute Maximum Ratings

Input Voltage	
$V_O = 5V$	30V
$V_O = 12V$ to 15V	35V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
Maximum Junction Temperature	125°C
Storage Temperature Range	
Metal Can (H Package)	-65°C to +150°C
Molded TO-92	-55°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

LM78LXXC Electrical Characteristics

(Note 2) $T_J = 0^\circ\text{C}$ to 125°C , $I_O = 40\text{mA}$, $C_{IN} = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$ (unless noted)

LM78LXXC OUTPUT VOLTAGE			5V			12V			15V			UNITS
INPUT VOLTAGE (unless otherwise noted)			10V			18V			23V			
PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_O Output Voltage (Note 4)	$T_J = 25^\circ\text{C}$		4.6	5	5.4	11.1	12	12.9	13.8	15	16.2	V
	$1\text{mA} \leq I_O \leq 70\text{mA}$ or $1\text{mA} \leq I_O \leq 40\text{mA}$ and ΔV_{IN}		4.5	5.5	10.8	13.2	13.5	16.5				V
			(7 $\leq V_{IN} \leq 20$)			(14.5 $\leq V_{IN} \leq 27$)			(18 $\leq V_{IN} \leq 30$)			V
ΔV_O Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$			10	150		20	200		25	250	mV
			(8 $\leq V_{IN} \leq 20$)			(16 $\leq V_{IN} \leq 27$)			(20 $\leq V_{IN} \leq 30$)			V
				18	200		30	250		30	300	mV
		(7 $\leq V_{IN} \leq 20$)			(14.5 $\leq V_{IN} \leq 27$)			(18 $\leq V_{IN} \leq 30$)			V	
ΔV_O Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $1\text{mA} \leq I_O \leq 40\text{mA}$		5	30		10	50		12	75	mV	
	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $1\text{mA} \leq I_O \leq 100\text{mA}$		20	60		30	100		35	150	mV	
ΔV_O Long Term Stability			12			24			30		mV/1000 hrs	
I_Q Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		3	6		3	6.5		3.1	6.5	mA	
	$T_J = 125^\circ\text{C}$			5.5			6			8		
ΔI_Q Quiescent Current Change	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $1\text{mA} \leq I_O \leq 40\text{mA}$			0.2			0.2			0.2	mA	
				1.5		1.5		1.5			mA	
	$T_J = 25^\circ\text{C}$	(8 $\leq V_{IN} \leq 20$)			(16 $\leq V_{IN} \leq 27$)			(20 $\leq V_{IN} \leq 30$)			V	
V_n Output Noise Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 3) $f = 10\text{Hz} - 10\text{kHz}$		40			80			90		μV	
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$ Ripple Rejection	$f = 125\text{Hz}$		40	60		36	52		33	49	dB	
			(8 $\leq V_{IN} \leq 18$)			(15 $\leq V_{IN} \leq 25$)			(18.5 $\leq V_{IN} \leq 28.5$)			V
Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$		7			14.5			18		V	

Note 1: Thermal resistance of the Metal Can Package (H) without a heat sink is $15^\circ\text{C}/^\circ\text{W}$ junction to case and $140^\circ\text{C}/^\circ\text{W}$ junction to ambient. Thermal resistance of the TO-92 package is $180^\circ\text{C}/^\circ\text{W}$ junction to ambient with 0.4" leads from a PC board and $160^\circ\text{C}/^\circ\text{W}$ junction to ambient with 0.125" lead length to a PC board.

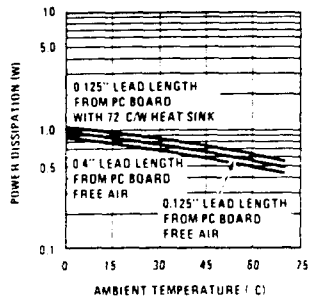
Note 2: The maximum steady state usable output current and input voltage are very dependent on the heat sinking and/or lead length of the package. The data above represent pulse test conditions with junction temperatures as indicated at the initiation of test.

Note 3: Recommended minimum load capacitance of $0.01\mu\text{F}$ to limit high frequency noise bandwidth.

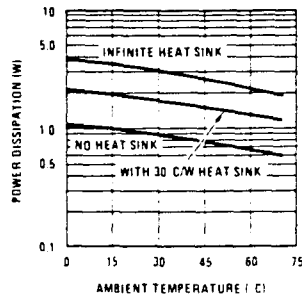
Note 4: The temperature coefficient of V_{OUT} is typically within $\pm 0.01\%$ $V_O/^\circ\text{C}$.

Typical Performance Characteristics

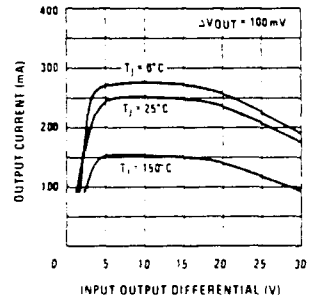
Maximum Average Power Dissipation (Plastic Package)



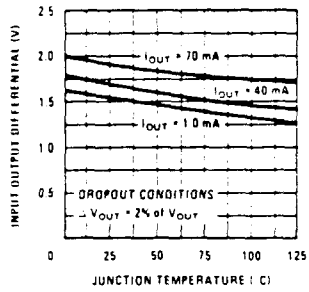
Maximum Average Power Dissipation (Metal Can Package)



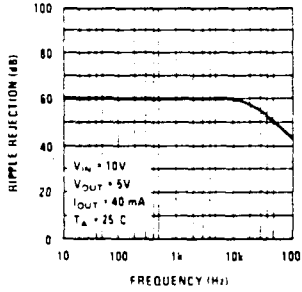
Peak Output Current



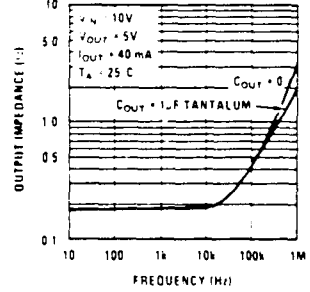
Dropout Voltage



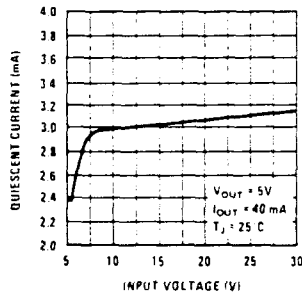
Ripple Rejection



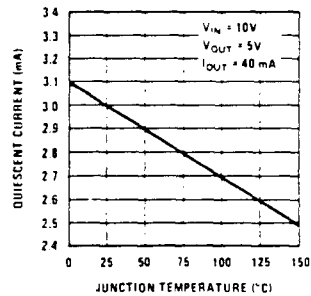
Output Impedance



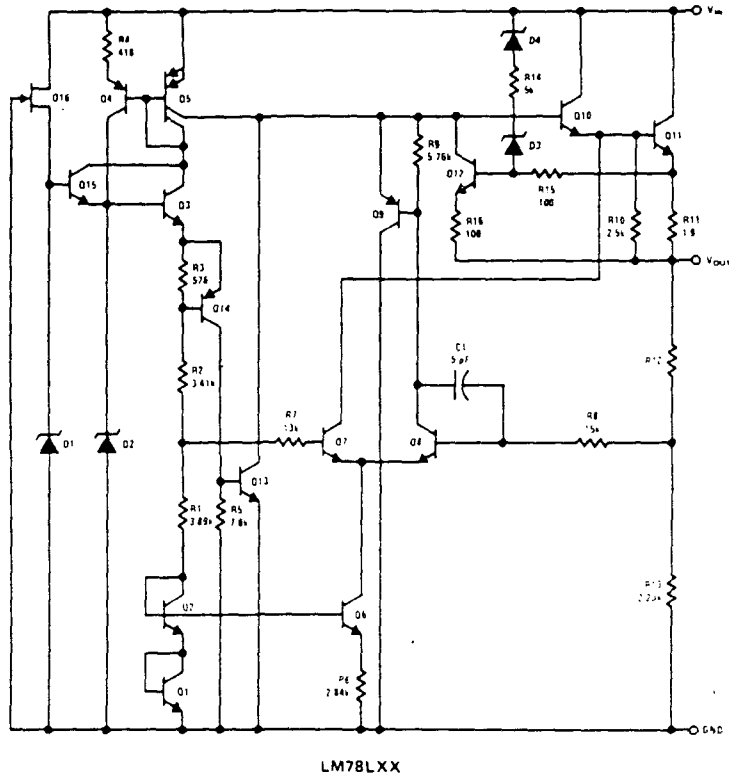
Quiescent Current



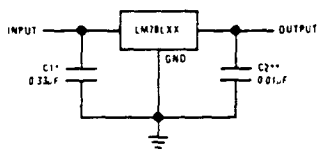
Quiescent Current



Equivalent Circuit

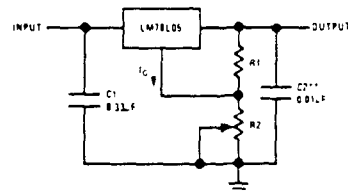


Typical Applications



* Required if the regulator is located far from the power supply filter.
 ** See Note 3 in the electrical characteristics table.

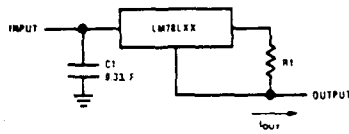
Fixed Output Regulator



$V_{out} = 5V + (5V/R1) \cdot R2$
 $5V/R1$ 3 I_O load regulation (I_L) - (R1 - R2)/R1 (I_L) at LM78L05

Adjustable Output Regulator

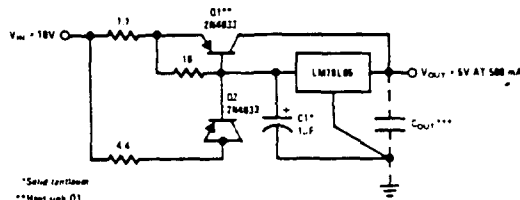
Typical Applications (Continued)



$$I_{OUT} = (V_{PS}/R1) + I_Q$$

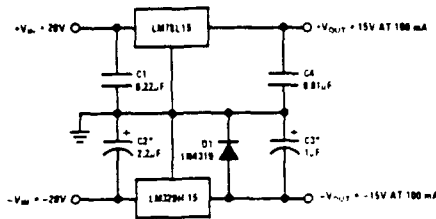
$$I_Q = 1.5 \text{ mA over the full load range}$$

Current Regulator



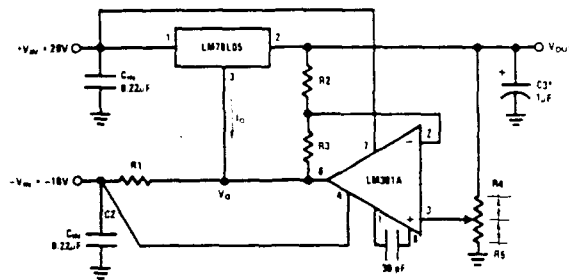
*Solder centimeter
 **Must use D1
 ***Optional: 1 megohm resistor between input and transient response
 Load Regulation: 0.5% @ $I_L = 250 \text{ mA}$ pulsed with $I_{OUT} = 50 \text{ mA}$

5V, 500 mA Regulator with Short Circuit Protection



*Solder centimeter.

±15V, 100 mA Dual Power Supply



*Solder centimeter
 $V_{OUT} = V_O + 5V \cdot R1 + (-V_{IN}/I_Q) \cdot (R2/R3)$
 $V_{OUT} = 5V \cdot (R2/R4)$ for $(R2/R3) = (R4/R5)$
 A 0.5V output will correspond to $(R2/R4) = 0.1$, $(R3/R4) = 0.8$

Variable Output Regulator 0.5V - 18V

LM78MXX Series 3-Terminal Positive Regulators

General Description

The LM78MXX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78MXX series is available in the plastic TO-202 package. This package allows these regulators to deliver over 0.5A if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

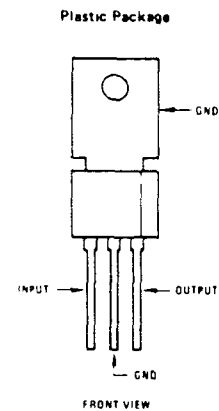
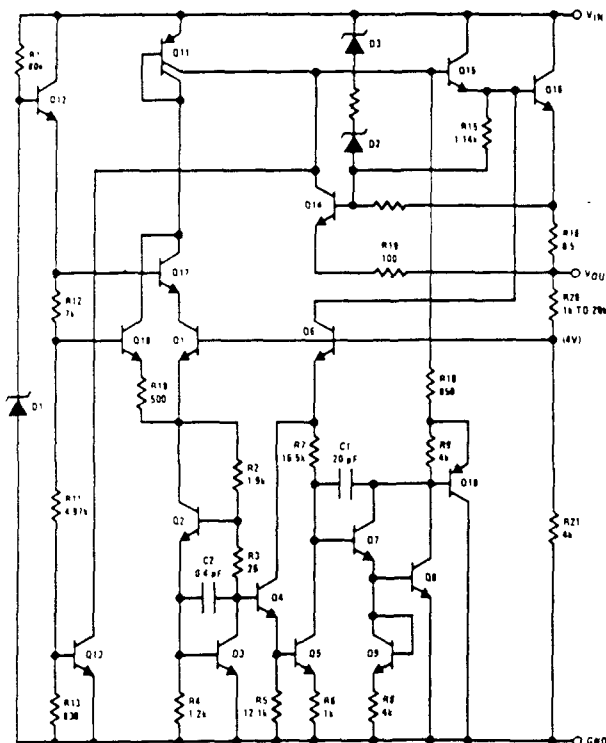
Considerable effort was expended to make the LM78MXX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the output, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

Features

- Output current in excess of 0.5A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in plastic TO-202 package
- Special circuitry allows start-up even if output is pulled to negative voltage (\pm supplies)

Schematic and Connection Diagrams



Order Numbers
LM78M05CP
LM78M12CP
LM78M15CP
See Package P03A

For Tab Bend TO-202
Order Numbers
LM78M05CP TB
LM78M12CP TB
LM78M15CP TB
See Package P03E

Absolute Maximum Ratings

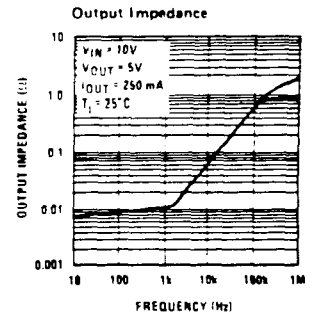
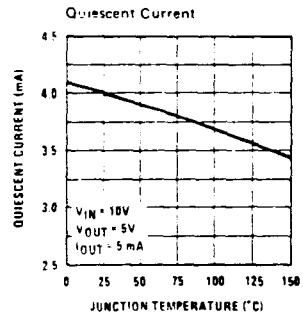
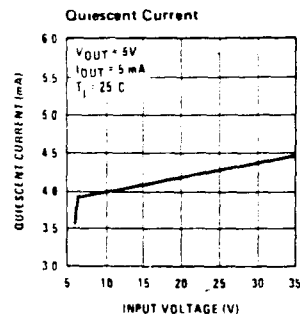
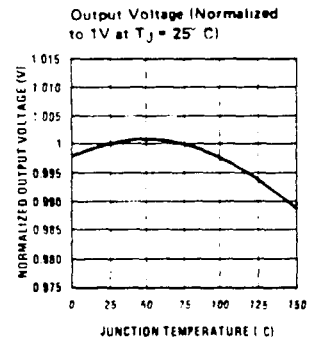
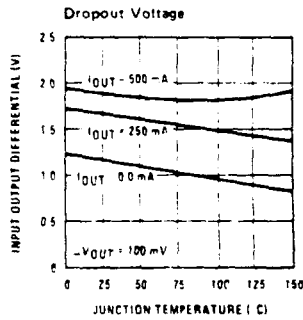
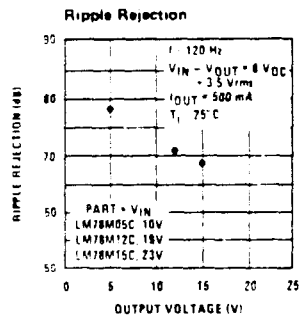
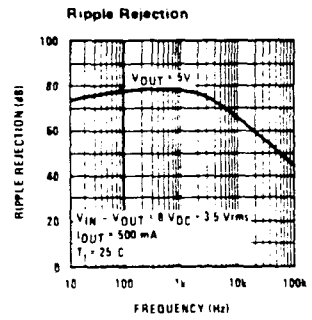
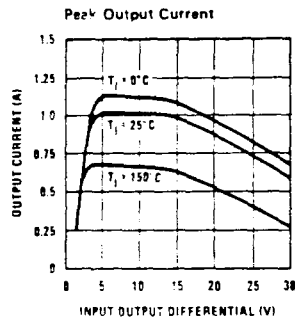
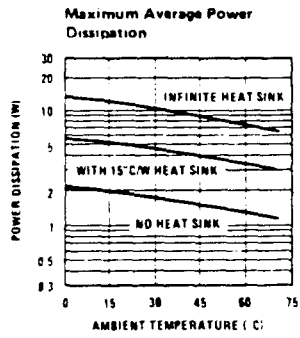
Input Voltage ($V_O = 5V, 12V, 15V$)	35V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
Maximum Junction Temperature	+125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	+230°C

Electrical Characteristics $T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C , $I_O = 500\text{ mA}$, unless otherwise noted.

OUTPUT VOLTAGE		5V			12V			15V			UNITS
INPUT VOLTAGE (unless otherwise noted)		10V			19V			23V			
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_O Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V
	$P_D \approx 7.5W$, $5\text{ mA} \leq I_O \leq 500\text{ mA}$ and $V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V
ΔV_O Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O = 100\text{ mA}$			50			120			150	mV
	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$			100			240			300	mV
		(7.2 $\leq V_{IN} \leq 25$)			(14.5 $\leq V_{IN} \leq 30$)			(17.6 $\leq V_{IN} \leq 30$)			V
ΔV_O Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $5\text{ mA} \leq I_O \leq 500\text{ mA}$			100			240			300	mV
ΔV_O Long Term Stability				20			48			60	mV/1000 hrs
I_Q Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		4	10		4	10		4	10	mA
ΔI_Q Quiescent Current Change	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $5\text{ mA} \leq I_O \leq 500\text{ mA}$			0.5			0.5			0.5	mA
	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{MIN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$			1			1			1	mA
		(7.5 $\leq V_{IN} \leq 25$)			(14.8 $\leq V_{IN} \leq 30$)			(18 $\leq V_{IN} \leq 30$)			V
f_n Output Noise Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $f = 10\text{ Hz} - 100\text{ kHz}$		40			75			90		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$ Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$		78			71			69		V
Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_O = 500\text{ mA}$	7.2			14.5			17.6			V

Note 1: Thermal resistance without a heat sink for junction to case temperature is 12°C/W for the TO-202 package. Thermal resistance for case to ambient temperature is 70°C/W for the TO-202 package.

Typical Performance Characteristics





Voltage Regulators

LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators

General Description

The LM79XX series of 3-terminal regulators is available with fixed output voltages of -5V, -12V, and -15V. These devices need only one external component—a compensation capacitor at the output. The LM79XX series is packaged in the TO-220 power package and is capable of supplying 1.5A of output current.

These regulators employ internal current limiting safe area protection and thermal shutdown for protection against virtually all overload conditions.

Low ground pin current of the LM79XX series allows output voltage to be easily boosted above the preset value with a resistor divider. The low quiescent current

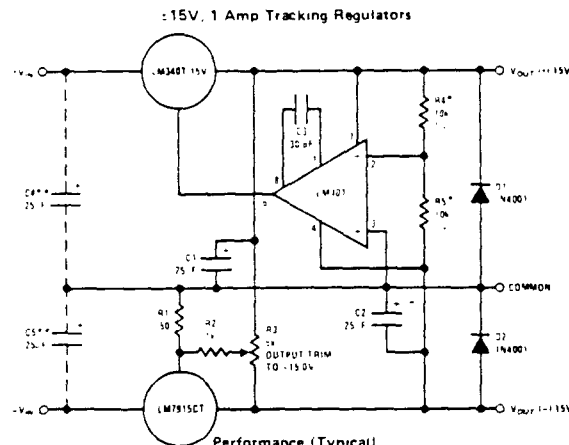
drain of these devices with a specified maximum change with line and load ensures good regulation in the voltage boosted mode.

For applications requiring other voltages, see LM137 data sheet.

Features

- Thermal, short circuit and safe area protection
- High ripple rejection
- 1.5A output current
- 4% preset output voltage

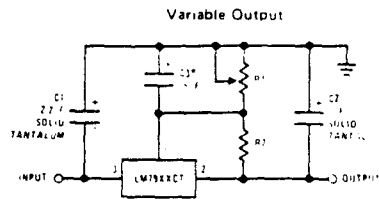
Typical Applications



Performance (Typical)

	(-15)	(+15)
Load Regulation at $\Delta I_L = 1A$	40 mV	2 mV
Output Ripple $C_{IN} = 3000\mu F$ $I_L = 1A$	100µVrms	100µVrms
Temperature Stability	50 mV	50 mV
Output Noise 10 Hz $\leq f \leq$ 10 kHz	150µVrms	150µVrms

*Resistor tolerance of R4 and R5 determine matching of (+) and (-) outputs
 **Necessary only if raw supply filter capacitors are more than 3" from regulators

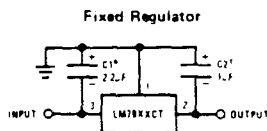


*Improves transient response and ripple rejection. Do not increase beyond 50µF

$$V_{OUT} = V_{SET} \left(\frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

Select R2 in milliohms

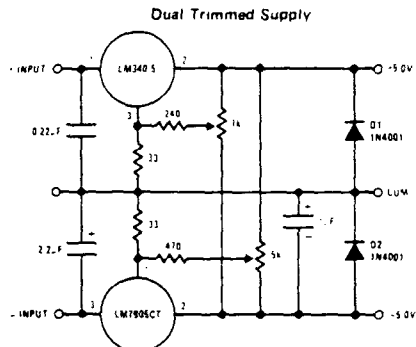
LM7905CT	300Ω
LM7912CT	750Ω
LM7915CT	1k



*Required if regulator is separated from filter capacitor by more than 3". For value given, capacitor must be solid tantalum, 25µF aluminum electrolytic may be substituted.

†Required for stability. For value given, capacitor must be solid tantalum, 25µF aluminum electrolytic may be substituted. Values given may be increased without limit.

For output capacitance in excess of 100µF, a high current diode from input to output (1N4001, etc.) will protect the regulator from momentary input shorts.



Absolute Maximum Ratings

Input Voltage	
($V_O = 5V$)	-35V
($V_O = 12V$ and $15V$)	-40V
Input-Output Differential	
($V_O = 5V$)	25V
($V_O = 12V$ and $15V$)	30V
Power Dissipation	Internally Limited
Operating Junction Temperature Range	0°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	230°C

Electrical Characteristics Conditions unless otherwise noted: $I_{OUT} = 500\text{ mA}$, $C_{IN} = 2.2\mu\text{F}$, $C_{OUT} = 1\mu\text{F}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$, Power Dissipation $\leq 15\text{W}$.

PART NUMBER		LM7905C			UNITS
OUTPUT VOLTAGE		5V			
INPUT VOLTAGE (unless otherwise specified)		-10V			
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	
V_O Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{ A}$ $P \leq 15\text{ W}$	-4.8	-5.0	-5.2	V
		-4.75		5.25	V
		($20 \leq V_{IN} \leq -7$)			V
ΔV_O Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 2)		8	50	mV
			($-25 \leq V_{IN} \leq -7$)		V
			2	15	mV
			($-12 \leq V_{IN} \leq -8$)		V
ΔV_O Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 2) $5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 750\text{ mA}$		15	100	mV
			5	50	mV
					mV
I_Q Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		1	2	mA
ΔI_Q Quiescent Current Change	With Line			0.5	mA
	With Load, $5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{ A}$			0.5	mA
V_n Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ Hz}$		125		μV
Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	54	66		dB
		($-18 \leq V_{IN} \leq -8$)			V
Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{OUT} = 1\text{ A}$		1.1		V
I_{OMAX} Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.2		A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 100^\circ\text{C}$		0.4		mV/°C

Electrical Characteristics (Continued) Conditions unless otherwise noted: $I_{OUT} = 500\text{ mA}$, $C_{IN} = 2.2\mu\text{F}$, $C_{OUT} = 1\mu\text{F}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$, Power Dissipation = 1.5W.

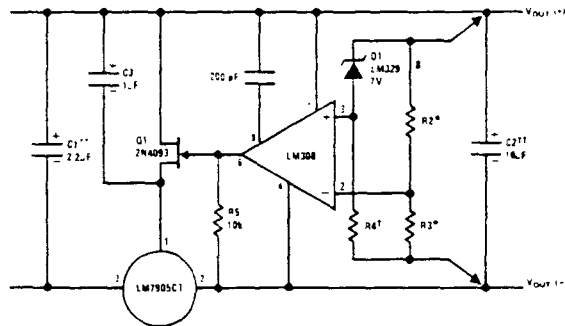
PART NUMBER			LM7912C			LM7915C			UNITS	
OUTPUT VOLTAGE			12V			15V				
INPUT VOLTAGE (unless otherwise specified)			-19V			-23V				
PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
V_O	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	-11.5	-12.0	-12.5	-14.4	-15.0	-15.6	V	
		$5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{ A}$	-11.4		-12.6	-14.25		-15.75	V	
		$P \leq 15\text{ W}$	(-27 $\leq V_{IN} \leq -14.5$)			(-30 $\leq V_{IN} \leq -17.5$)			V	
ΔV_O	Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 2)		5	80		5	100	mV	
				(-30 $\leq V_{IN} \leq -14.5$)			(-30 $\leq V_{IN} \leq -17.5$)			V
				3	30		3	50	mV	
				(-22 $\leq V_{IN} \leq -16$)			(-26 $\leq V_{IN} \leq -20$)			V
ΔV_O	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 2)		15	200		15	200	mV	
				15	200		15	200	mV	
				5	75		5	75	mV	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		1.5	3		1.5	3	mA	
ΔI_Q	Quiescent Current Change	With Line			0.5			0.5	mA	
		With Load $5\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{ A}$			0.5			0.5	mA	
V_n	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ Hz}$		300			375		μV	
	Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	54	70		54	70		dB	
			(-25 $\leq V_{IN} \leq -15$)			(-30 $\leq V_{IN} \leq -17.5$)			V	
	Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{OUT} = 1\text{ A}$		1.1			1.1		V	
$I_{O\text{MAX}}$	Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.2			2.2		A	
	Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5\text{ mA}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 100^\circ\text{C}$		-0.8			-1.0		mV/°C	

Note 1: For calculations of junction temperature rise due to power dissipation, thermal resistance junction to ambient (θ_{JA}) is 50°C/W (no heat sink) and 5°C/W (infinite heat sink).

Note 2: Regulation is measured at a constant junction temperature by pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account.

Typical Applications (Continued)

High Stability 1 Amp Regulator



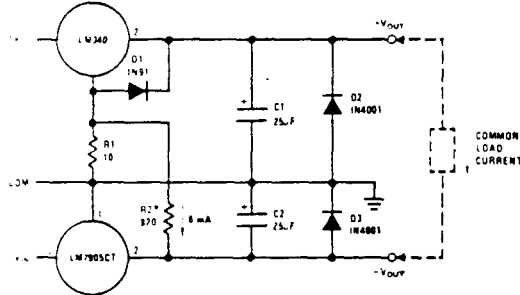
Load and line regulation $< 0.01\%$ temperature stability $\leq 0.2\%$

† Determines Zener current

** Solid tantalum

* Select resistors to set output voltage. 2 ppm/°C tracking suggested

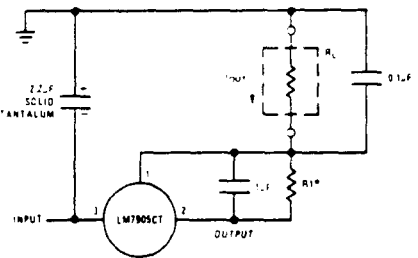
Preventing Positive Regulator Latch-Up



R1 and D1 allow the positive regulator to "start-up" when $+V_{IN}$ is changed relative to $-V_{IN}$ and a heavy load is drawn between the outputs. Without R1 and D1 most three terminal regulators will not start with heavy (0.1A-1A) load current flowing to the negative regulator even though the positive output is clamped by D2.

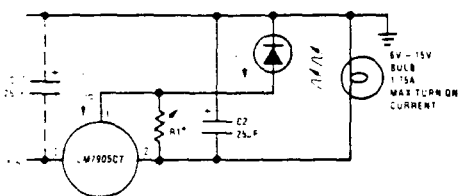
* R2 is optional. Ground pin current from the positive regulator flowing through R1 will increase $+V_{OUT} = 60 \text{ mV}$ if R2 is omitted.

Current Source



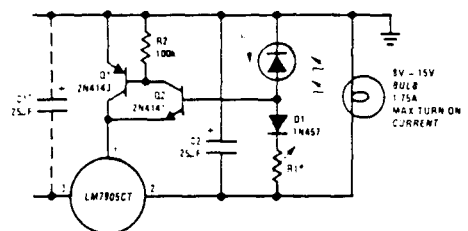
$$I_{OUT} = 1 \text{ mA} + \frac{5V}{R1}$$

Light Controllers Using Silicon Photo Cells



* Lamp brightness increases until $I_L = I_Q (\approx 1 \text{ mA}) + 5V/R1$

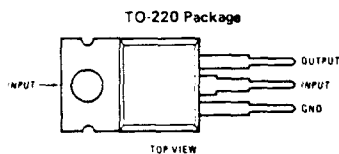
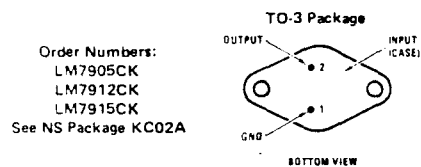
** Necessary only if raw supply filter capacitor is more than 2" from LM7905CT



* Lamp brightness increases until $I_L = 5V/R1$ (I_L can be set as low as 1µA)

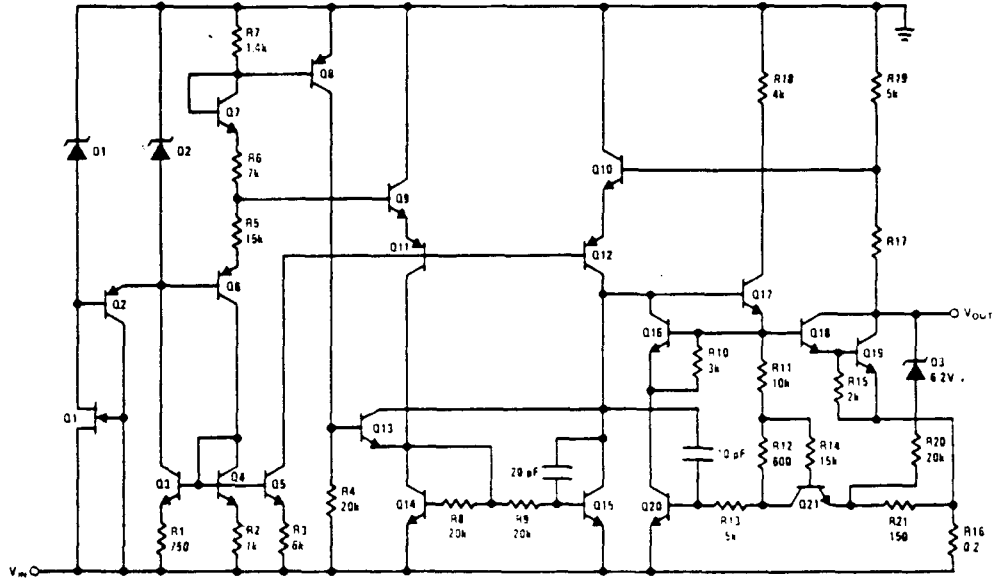
** Necessary only if raw supply filter capacitor is more than 2" from LM7905CT

Connection Diagrams

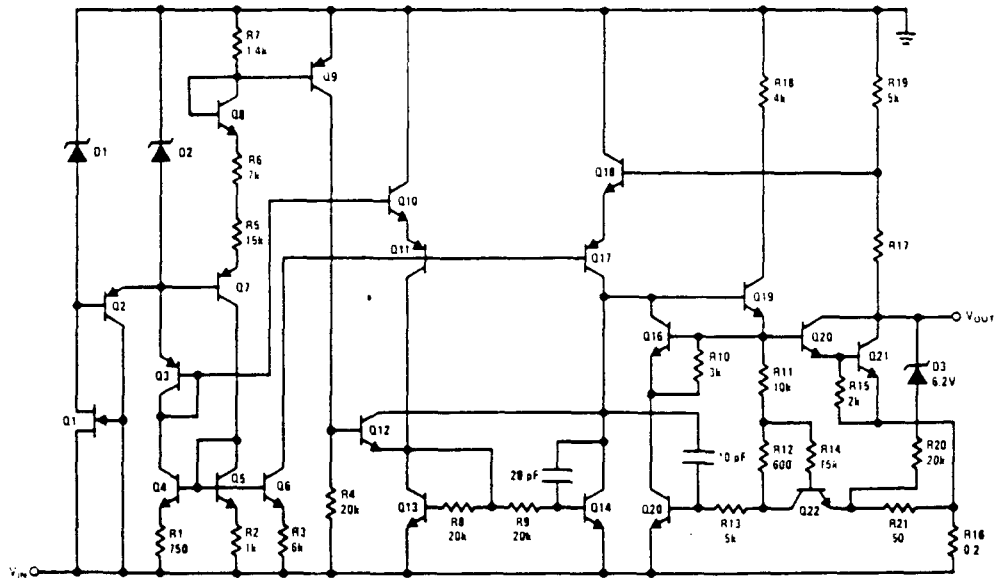


Schematic Diagrams

-5V



-12V and -15V





LC²MOS

5 μ s 8-Bit ADC with Track/Hold

AD7575

FEATURES

- Fast Conversion Time: 5 μ s
- On-Chip Track/Hold
- Low Total Unadjusted Error: 1LSB
- Full Power Signal Bandwidth: 50kHz
- Single +5V Supply
- 100ns Data Access Time
- Low Power (15mW typ)
- Low Cost
- Standard 18-Pin DIPs or 20-Terminal Surface Mount Packages

GENERAL DESCRIPTION

The AD7575 is a high-speed 8-bit ADC with a built-in track/hold function. The successive approximation conversion technique is used to achieve a fast conversion time of 5 μ s, while the built-in track/hold allows full-scale signals up to 50kHz (386mV/ μ s slew rate) to be digitized. The AD7575 requires only a single +5V supply and a low-cost, 1.23V bandgap reference in order to convert an input signal range of 0 to 2V_{REF}.

The AD7575 is designed for easy interfacing to all popular 8-bit microprocessors using standard microprocessor control signals (CS and RD) to control starting of the conversion and reading of the data. The interface logic allows the AD7575 to be easily configured as a memory mapped device and the part can be interfaced as SLOW-MEMORY or ROM. All data outputs of the AD7575 are latched and three-state buffered to allow direct connection to a microprocessor data bus or I/O port.

The AD7575 is fabricated in an advanced, all ion-implanted high-speed linear compatible CMOS (LC²MOS) process and is available in either a small, 0.3" wide 18-pin DIP or in 20-terminal surface mount packages.

ORDERING INFORMATION¹

Relative Accuracy (LSB)	Temperature Range and Package Options ²		
	0 to +70°C	-25°C to +85°C	-55°C to +125°C
± 1	Plastic DIP (N-18) AD7575JN	Hermetic DIP (Q-18) AD7575AQ	Hermetic DIP (Q-18) AD7575SQ
$\pm 1/2$	AD7575KN	AD7575BQ	AD7575TQ
± 1	PLCC ³ (P-20A) AD7575JP		LCCC ⁴ (E-20A) AD7575SE
$\pm 1/2$	AD7575KP		AD7575TE

NOTES

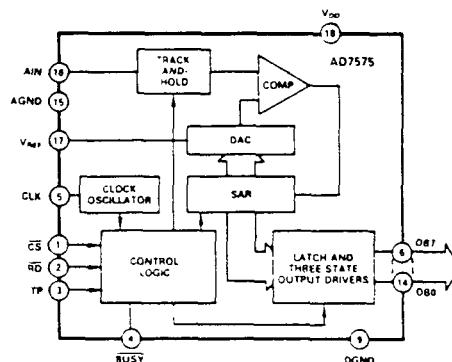
¹To order MIL-STD-883, Class B processed parts, add/883B to part number. Contact your local sales office for military data sheet.

²See Section 13 for package outline information.

³PLCC: Plastic Leaded Chip Carrier.

⁴LCCC: Leadless Ceramic Chip Carrier.

AD7575 FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PRODUCT HIGHLIGHTS

1. **Fast Conversion Time/Low Power**
The fast, 5 μ s conversion time of the AD7575 makes it suitable for digitizing wideband signals at audio and ultrasonic frequencies, while retaining the advantage of low CMOS power consumption.
2. **On-Chip Track/Hold**
The on-chip track/hold function is completely self-contained and requires no external hold capacitor. Signals with slew rates up to 386mV/ μ s (e.g., 2.46V peak-to-peak 50kHz sine waves) can be digitized with full accuracy.
3. **Low Total Unadjusted Error**
The zero, full-scale and linearity errors of the AD7575 are so low that the total unadjusted error at any point on the transfer function is less than 1LSB and offset and gain adjustments are not required.
4. **Single Supply Operation**
Operation from a single +5V supply with a low-cost +1.23V bandgap reference allows the AD7575 to be used in 5V microprocessor systems without any additional power supplies.
5. **Fast Digital Interface**
Fast interface timing allows the AD7575 to interface easily to the fast versions of most popular microprocessors such as the Z80H, 8085A-2, 6502B, 68B09 and the DSP processor, the TMS32010.

SPECIFICATIONS

($V_{DD} = +5V$; $V_{REF} = +1.23V$; $AGND = DGND = 0V$; $f_{CLK} = 4MHz$ external;
All specifications T_{min} to T_{max} unless otherwise noted.)

Parameter	J, A Versions ¹	K, B Versions	S Version	T Version	Units	Conditions Comments
ACCURACY						
Resolution	8	8	8	8	Bits	
Total Unadjusted Error	±2	±1	±2	±1	LSB max	
Relative Accuracy	±1	±½	±1	±½	LSB max	
Minimum Resolution for which No Missing Codes is Guaranteed	8	8	8	8	Bits max	
Full Scale Error						
25°C	±1	±1	±1	±1	LSB max	Full Scale TC is typically 5ppm/°C
T_{min} to T_{max}	±1	±1	±1	±1	LSB max	
Offset Error ²						
25°C	±½	±½	±½	±½	LSB max	Offset TC is typically 5ppm/°C
T_{min} to T_{max}	±½	±½	±½	±½	LSB max	
ANALOG INPUT						
Voltage Range	0 to 2V _{REF}	0 to 2V _{REF}	0 to 2V _{REF}	0 to 2V _{REF}	Volts	1LSB = 2V _{REF} /256; See Figure 4
DC Input Impedance	10	10	10	10	MΩ min	
Slew Rate, Tracking	0.386	0.386	0.386	0.386	V/μs max	
SNR ³	45	45	45	45	dB min	$V_{IN} = 2.46V_{D-P}$ @ 10kHz; See Figure 1
REFERENCE INPUT						
V _{REF} (For specified Performance)	1.23	1.23	1.23	1.23	Volts	±5%
I _{REF}	500	500	500	500	μA max	
LOGIC INPUTS						
CS, RD						
V _{INL} , Input Low Voltage	0.8	0.8	0.8	0.8	V max	
V _{INH} , Input High Voltage	2.4	2.4	2.4	2.4	V min	
I _{IN} , Input Current						
25°C	±1	±1	±1	±1	μA max	$V_{IN} = 0$ or V_{DD}
T_{min} to T_{max}	±10	±10	±10	±10	μA max	$V_{IN} = 0$ or V_{DD}
C _{IN} , Input Capacitance ³	10	10	10	10	pF max	
CLK						
V _{INL} , Input Low Voltage	0.8	0.8	0.8	0.8	V max	
V _{INH} , Input High Voltage	2.4	2.4	2.4	2.4	V min	
I _{INL} , Input Low Current	700	700	800	800	μA max	$V_{INL} = 0V$
I _{INH} , Input High Current	700	700	800	800	μA max	$V_{INH} = V_{DD}$
LOGIC OUTPUTS						
BUSY, DB0 to DB7						
V _{OL} , Output Low Voltage	0.4	0.4	0.4	0.4	V max	$I_{SINK} = 1.6mA$
V _{OH} , Output High Voltage	4.0	4.0	4.0	4.0	V min	$I_{SOURCE} = 40μA$
DB0 to DB7						
Floating State Leakage Current	±1	±1	±10	±10	μA max	$V_{OUT} = 0$ to V_{DD}
Floating State Output Capacitance ³	10	10	10	10	pF max	
CONVERSION TIME⁴						
With External Clock	5	5	5	5	μs	$f_{CLK} = 4MHz$
With Internal Clock, $T_A = 25°C$	5	5	5	5	μs min	Using recommended clock
	15	15	15	15	μs max	components shown in Figure 3.
POWER REQUIREMENTS⁵						
V _{DD}	+5	+5	+5	+5	Volts	±5% for Specified Performance
I _{DD}	6	6	7	7	mA max	Typically 3mA with $V_{DD} = +5V$
Power Dissipation	15	15	15	15	mW typ	
Power Supply Rejection	±¼	±¼	±¼	±¼	LSB max	$4.75V ≤ V_{DD} ≤ 5.25V$

NOTES

¹Temperature Ranges are as follows:

J, K Versions: 0 to +70°C

A, B Versions: -25°C to +85°C

S, T Versions: -55°C to +125°C

²Offset error is measured with respect to an ideal first code transition which occurs at 1/2LSB.

³Sample tested at 25°C to ensure compliance.

⁴Accuracy may degrade at conversion times other than those specified.

⁵Power supply current is measured when AD7575 is inactive i.e. when $\overline{CS} = \overline{RD} = \overline{BUSY} = \text{logic HIGH}$.

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

V _{DD} TO AGND	-0.3V, +7V
V _{DD} TO DGND	-0.3V, +7V
AGND TO DGND	-0.3V, V _{DD}
Digital Input Voltage to DGND	-0.3V, V _{DD} + 0.3V
Digital Output Voltage to DGND	-0.3V, V _{DD} + 0.3V
CLK Input Voltage to DGND	-0.3V, V _{DD} - 0.3V
V _{REF} TO AGND	-0.3V, V _{DD}
AIN TO AGND	-0.3V, V _{DD}
Operating Temperature Range	
Commercial, (J, K Versions)	0 to +70°C
Industrial (A, B Versions)	-25°C to +85°C
Extended (S, T Versions)	-55°C to +125°C

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10sec)	+300°C
Power Dissipation (Any Package) to +75°C	450mW
Derates above 75°C by	6mW/°C

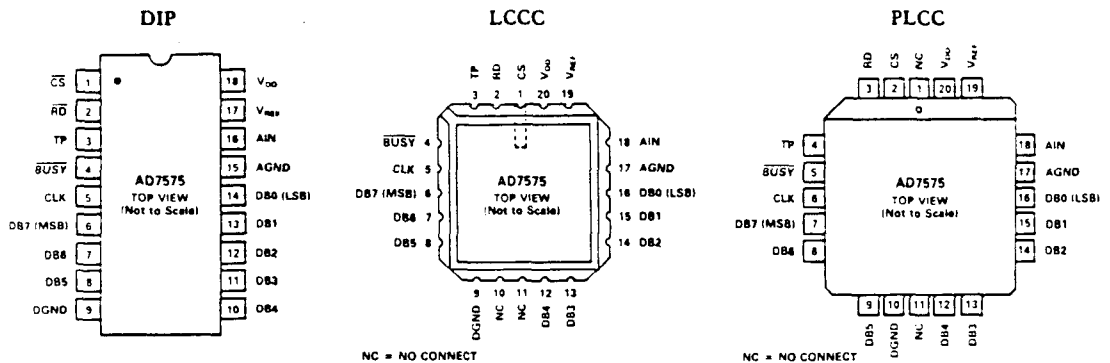
*Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

CAUTION:

ESD (Electro-Static-Discharge) sensitive device. The digital control inputs are Zener protected; however, permanent damage may occur on unconnected devices subject to high energy electrostatic fields. Unused devices must be stored in conductive foam or shunts. The foam should be discharged to the destination socket before devices are removed.



PIN CONFIGURATIONS



TRACK-AND-HOLD

The on-chip track-and-hold on the AD7575 means that input signals with slew rates up to 386mV/μs can be converted without error. This corresponds to an input signal bandwidth of 50kHz for a 2.46V peak-to-peak sine wave. Figure 1 shows a typical plot of signal-to-noise ratio versus input frequency, over the input bandwidth of the AD7575. The SNR figures are generated using a 200kHz sampling frequency and the reconstructed sine wave passes through a filter with a cutoff frequency of 50kHz.

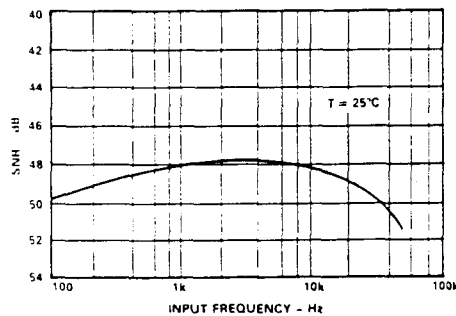


Figure 1. SNR vs. Input Frequency

The improvement in the SNR figures seen at the higher frequencies is due to the sharp cut-off of the filter (50kHz, 8th order Chebyshev) used in the test circuit.

The input signal is held on the third falling edge of the input clock after CS and RD go LOW. This is indicated in Figure 2 for the Slow Memory Interface. In between conversions the input signal is tracked by the AD7575 track-and-hold. Since the sampled signal is held on a small, on-chip capacitor it is advisable that the data bus be kept as quiet as possible during a conversion.

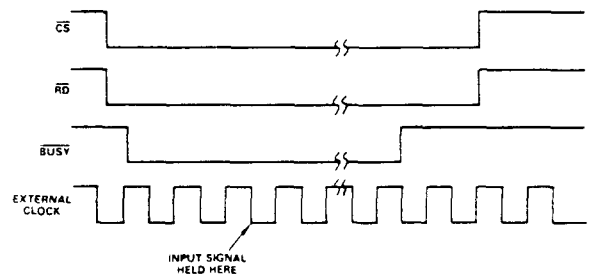


Figure 2. Track-and-Hold (Slow Memory Interface) with External Clock

Unipolar/Bipolar Considerations

UNIPOLAR OPERATION

The basic operation for the AD7575 is in the unipolar single supply mode. Figure 3 shows the circuit connections to achieve this while the nominal transfer characteristic for unipolar operation is given in Figure 4. Since the offset and full-scale errors on the AD7575 are very small, in many cases it will not be necessary to adjust out these errors. If calibration is required the procedure is as follows:

Offset Adjust

Offset error adjustment in single-supply systems is easily achievable by means of the offset null facility of an op-amp when used as a voltage follower for the analog input signal, AIN. The op-amp chosen should be able to operate from a single supply and allow a common-mode input voltage range that includes 0V (e.g., TLC271). To adjust for zero offset the input signal source is set to +4.8mV (i.e., 1/2LSB) while the op-amp offset is varied until the ADC output code flickers between 000 . . . 00 and 000 . . . 01.

Full Scale Adjust

The full scale or gain adjustment is made by forcing the analog input AIN to +2.445V (i.e., Full-Scale Voltage - 3/2LSB). The magnitude of the reference voltage is then adjusted until the ADC output code flickers between 111 . . . 10 and 111 . . . 11.

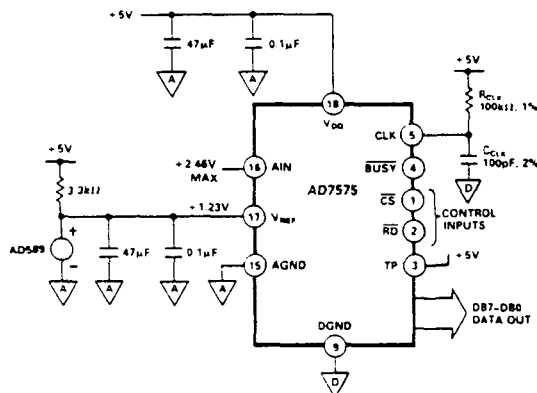


Figure 3. AD7575 Unipolar Configuration

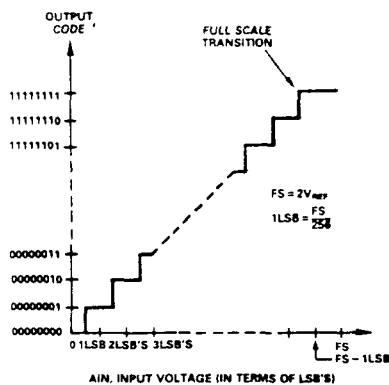


Figure 4. Nominal Transfer Characteristic for Unipolar Operation

BIPOLAR OPERATION

The circuit of Figure 5 shows how the AD7575 can be configured for bipolar operation. The output code provided by the AD7575 is offset binary. The analog input voltage range is ±5V, although the voltage appearing at the AIN pin of the AD7575 is in the range 0V to +2.46V. Figure 6 shows the transfer function for bipolar operation. The LSB size is now 39.06mV. Calibration of the bipolar operation is outlined below. Once again, because the errors are small it may not be necessary to adjust them. To maintain specified performance without the calibration all resistors should be 0.1% tolerance with R4 and R5 replaced by one 3.3kΩ resistor and R2 and R3 replaced by one 2.5kΩ resistor.

Offset Adjust

Offset error adjustment is achieved by applying an analog input voltage of -4.9805V (-FS/2 + 1/2LSB). Resistor R3 is then adjusted until the output code flickers between 000 . . . 00 and 000 . . . 01.

Full Scale Adjust

Full scale or gain adjustment is made by applying an analog input voltage of +4.9414V (+FS/2 - 3/2LSB). Resistor R4 is then adjusted until the output code flickers between 111 . . . 10 and 111 . . . 11.

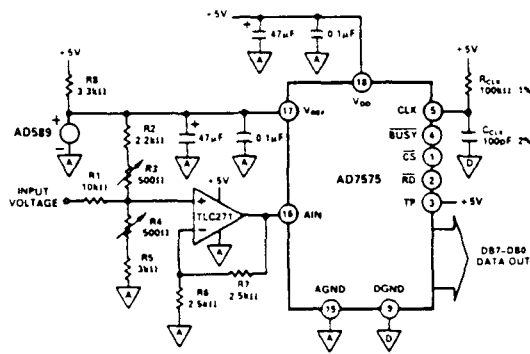


Figure 5. AD7575 Unipolar Configuration

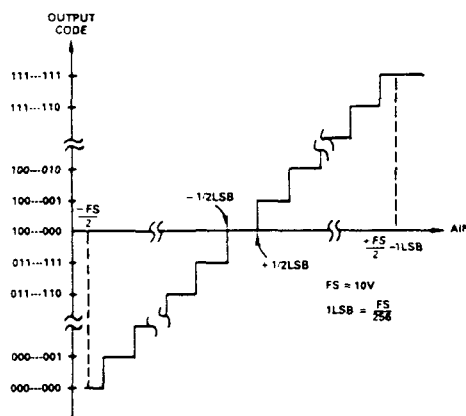


Figure 6. Nominal Transfer Characteristic for Unipolar Operation

TEMA 16

TIPOS DE MONTAJES Y REGISTROS

En este tema vamos a mostrar algunos de los montajes y registros típicos de la electroencefalografía. Muchos de los cuales ya se han podido ver en los temas y capítulos anteriores. Pero los recopilamos aquí, para así tener una noción global de los registros más característicos que nos podemos encontrar.

1.- REGISTROS CARACTERÍSTICOS.-

Los registros característicos son:

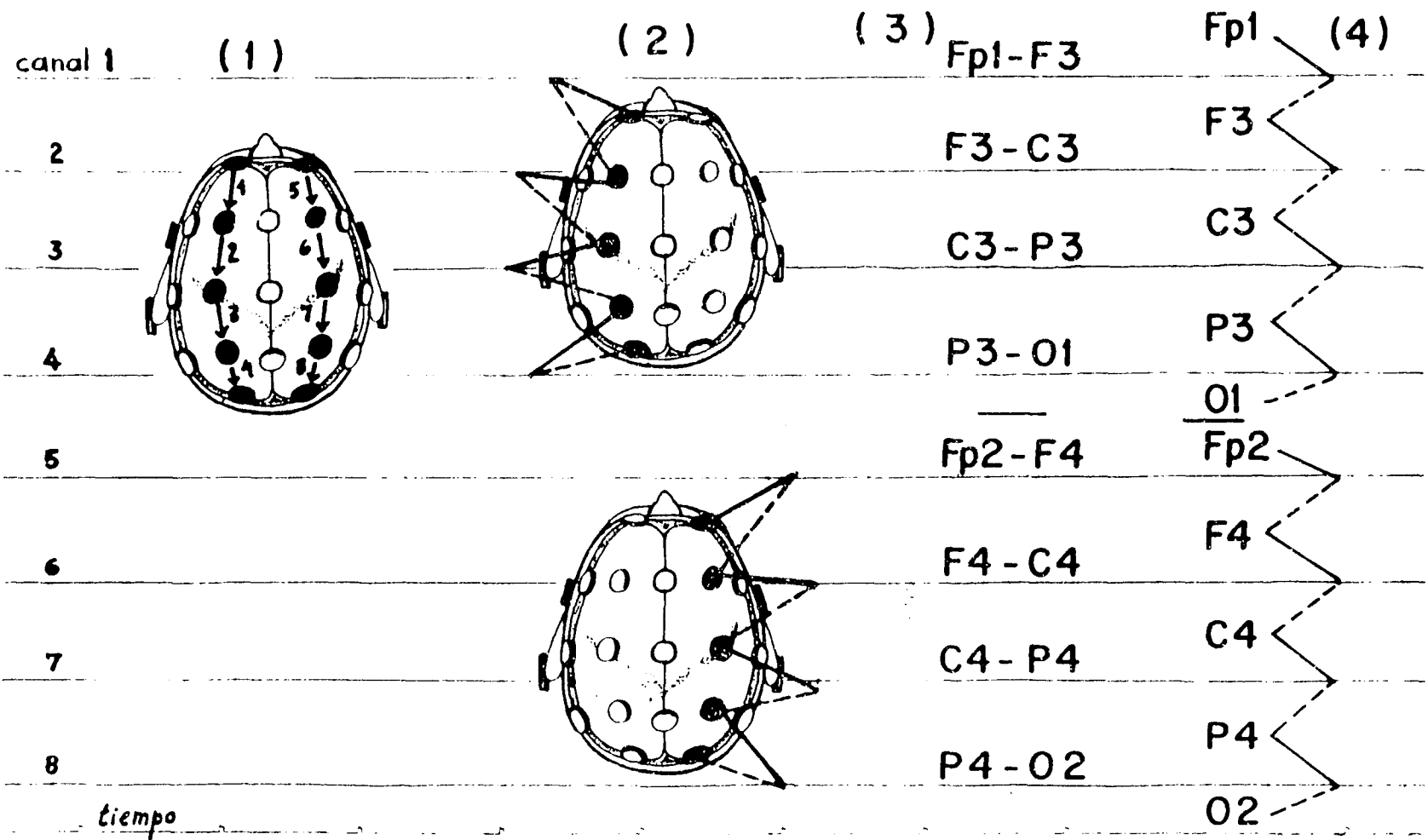


Fig. 16.1.- Distintas maneras de representar graficamente un mismo montaje.

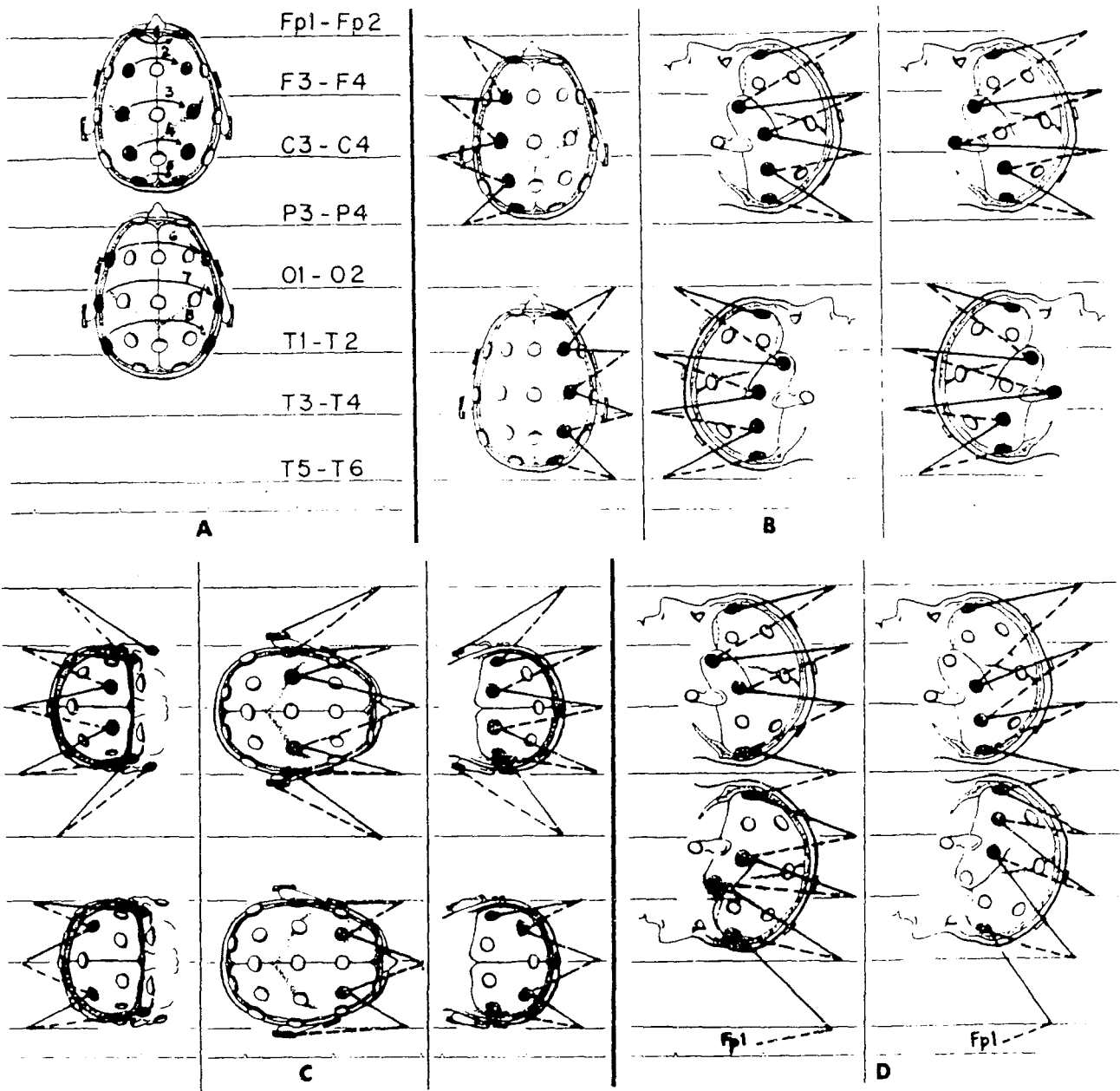


Fig. 16.2.- A, montaje de exploración; B, montajes longitudinales; C, montajes transversales; D, montajes circulares.
También es conveniente utilizar montajes que incluyan los electrodos de la línea media.

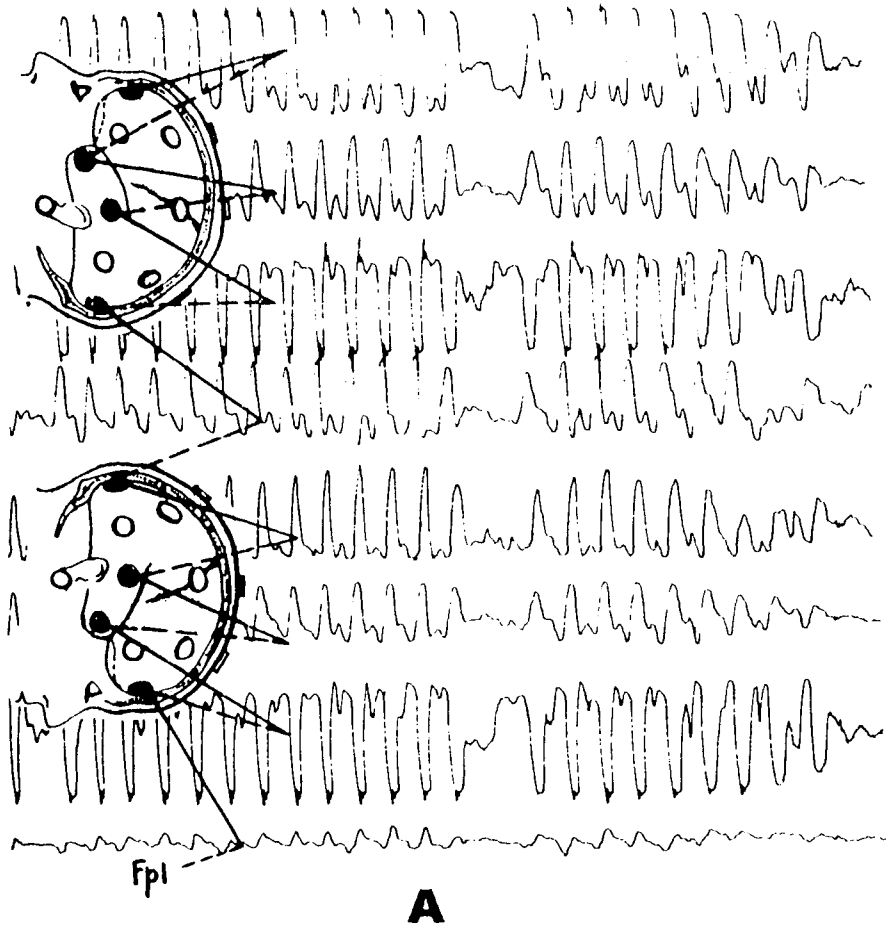
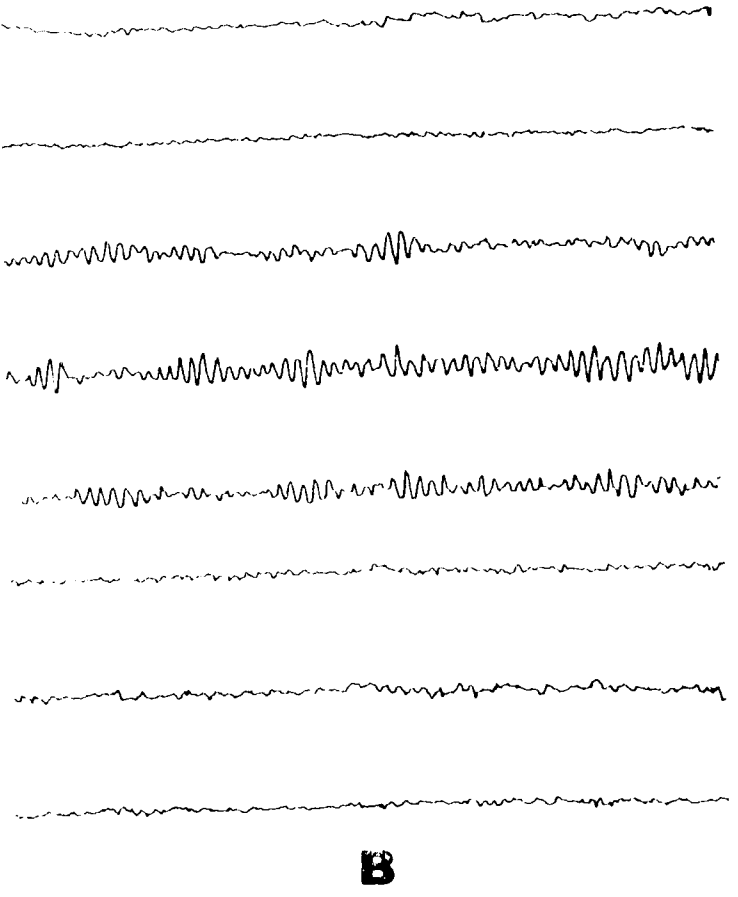


Fig. 163.- A, artificios producidos por el paciente al mover disimuladamente la mano contra la familia. B, cuando se lo obliga a quietud total, el ECG muestra caracteres normales.

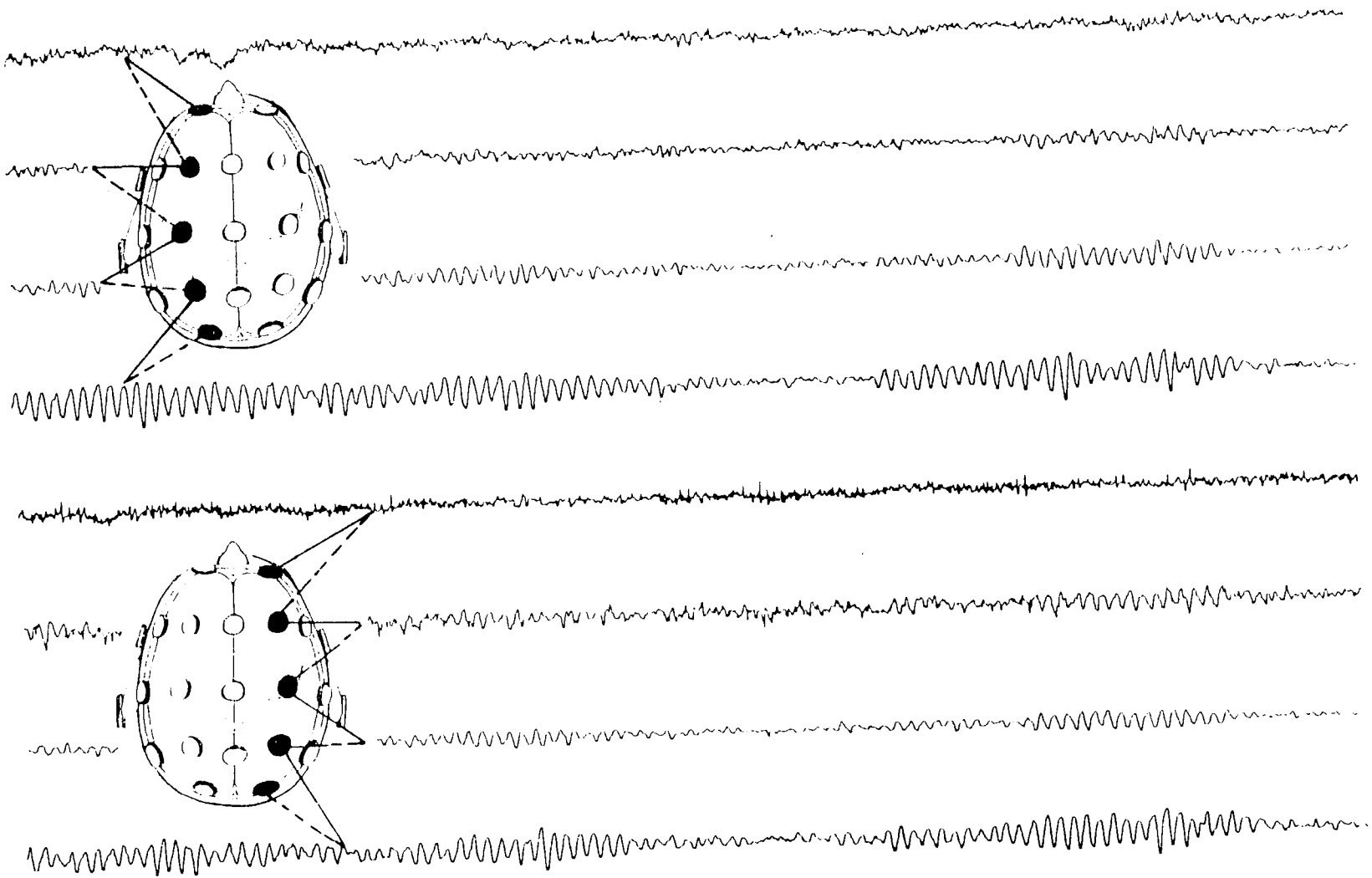


Fig. 16.4. - Ritmo alfa dominante en las derivaciones posteriores del cerebro, de aspecto fusiforme (sensibilidad 7 $\mu\text{V/mm}$).

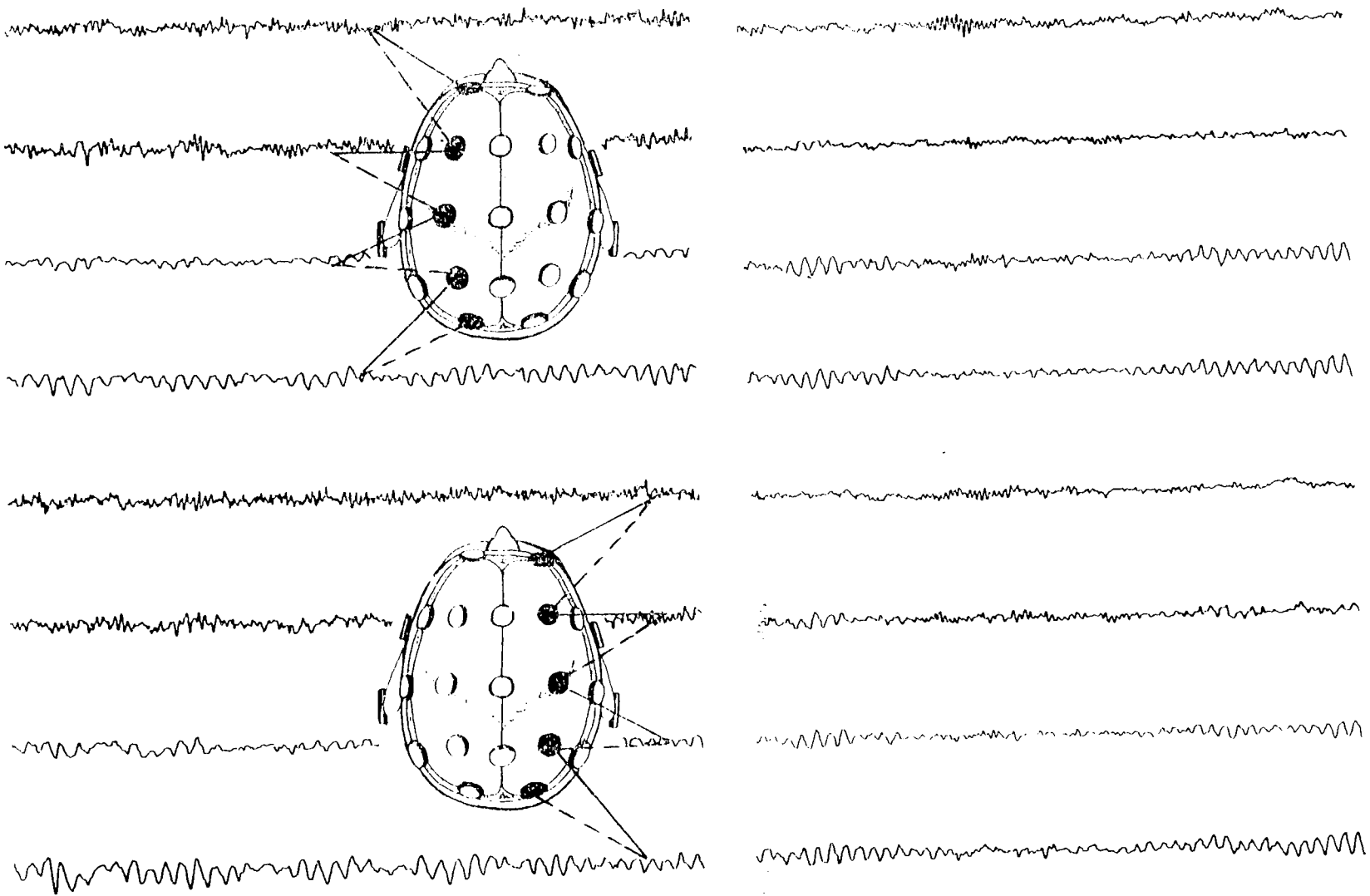


Fig. 16.5.- Actividad beta en los canales 1, 2, 5 y 6 (sensibilidad 7 μ V/mm).

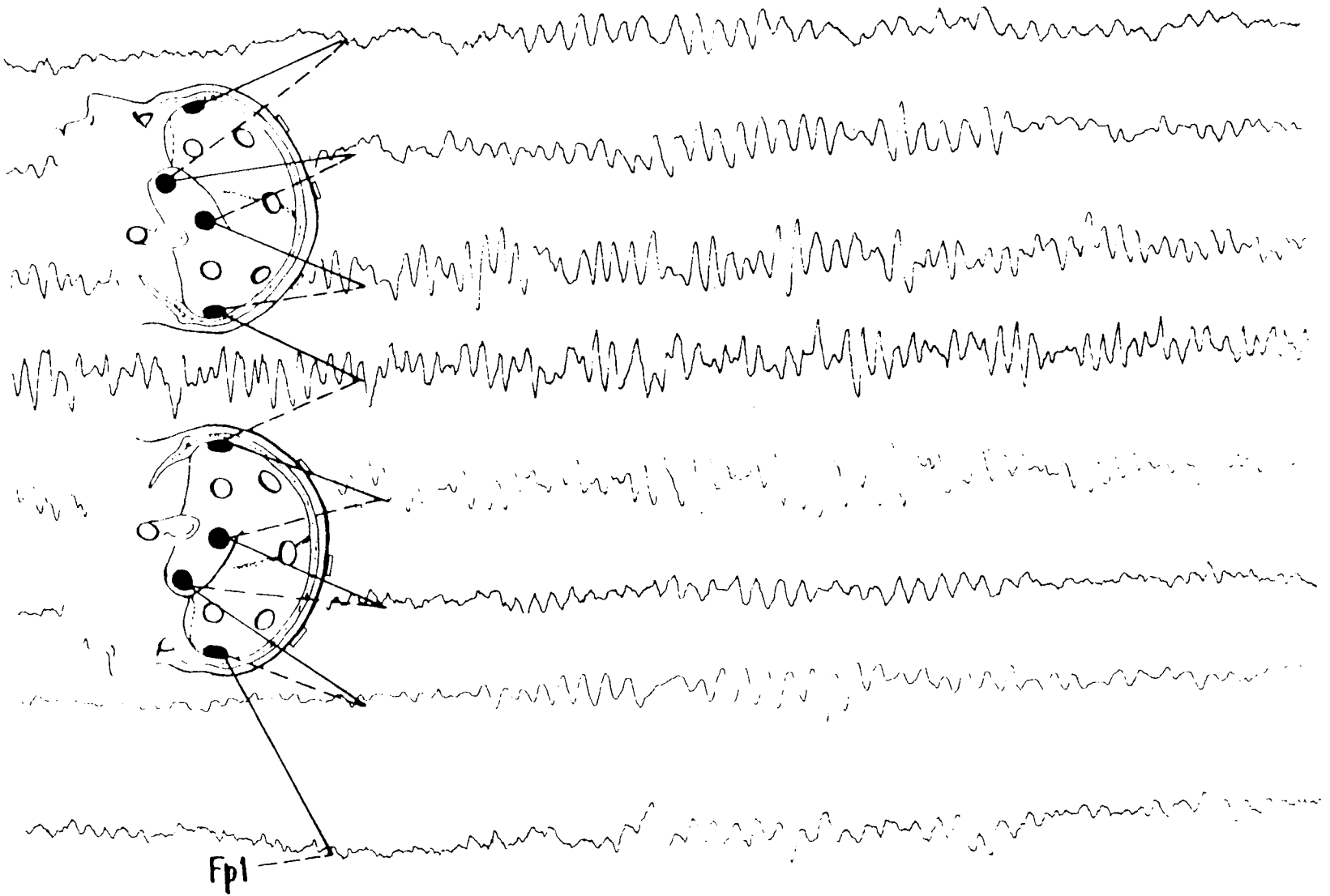


Fig. 16.6.- Actividad theta en los glóbulos temporales, normal, en un paciente con ritmo alfa desorganizado (sensibilidad 7 μ V/mm).

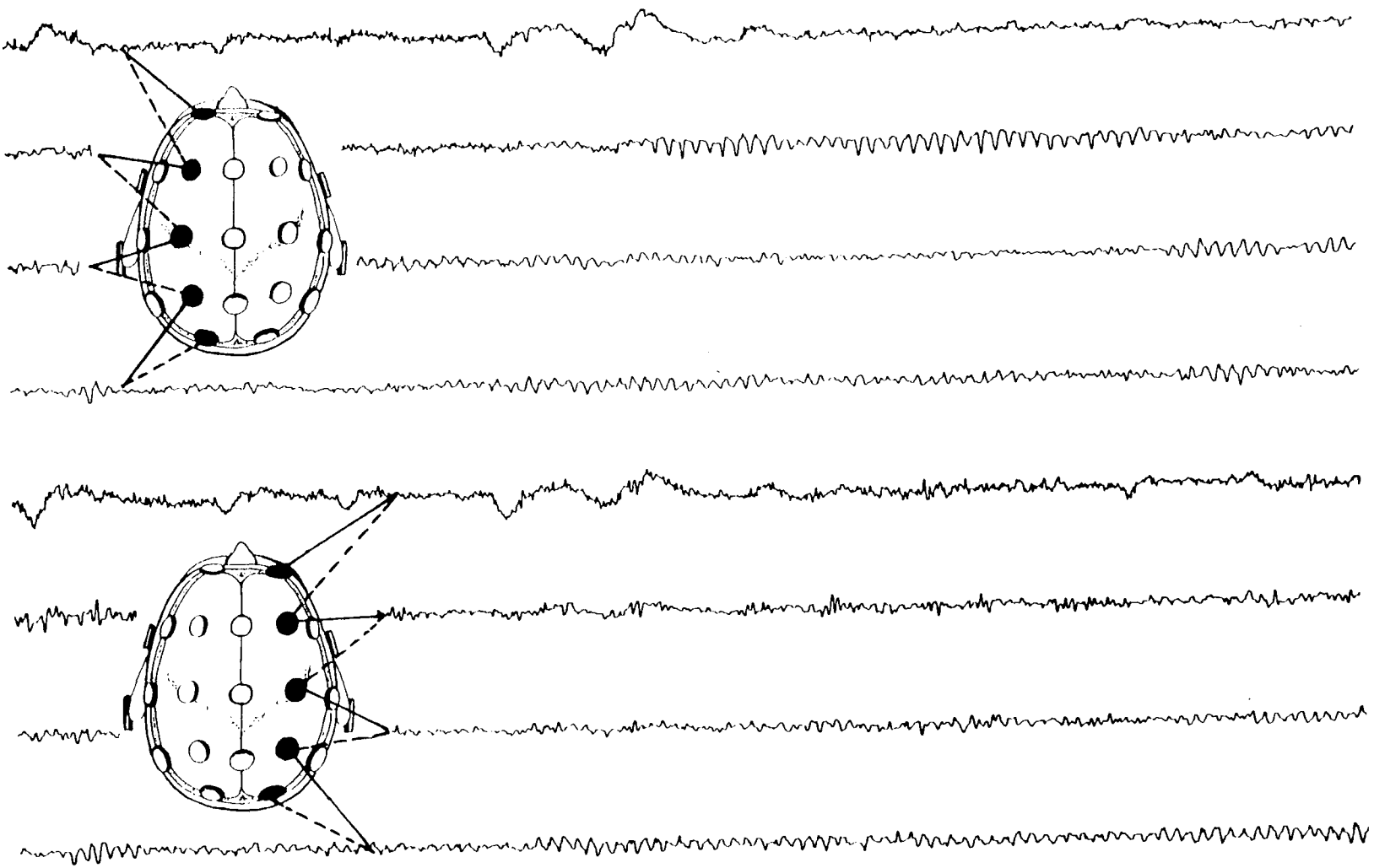


Fig. 16.7.- Ritmo μ , en el canal 2 (sensibilidad 7 μ V/mm).

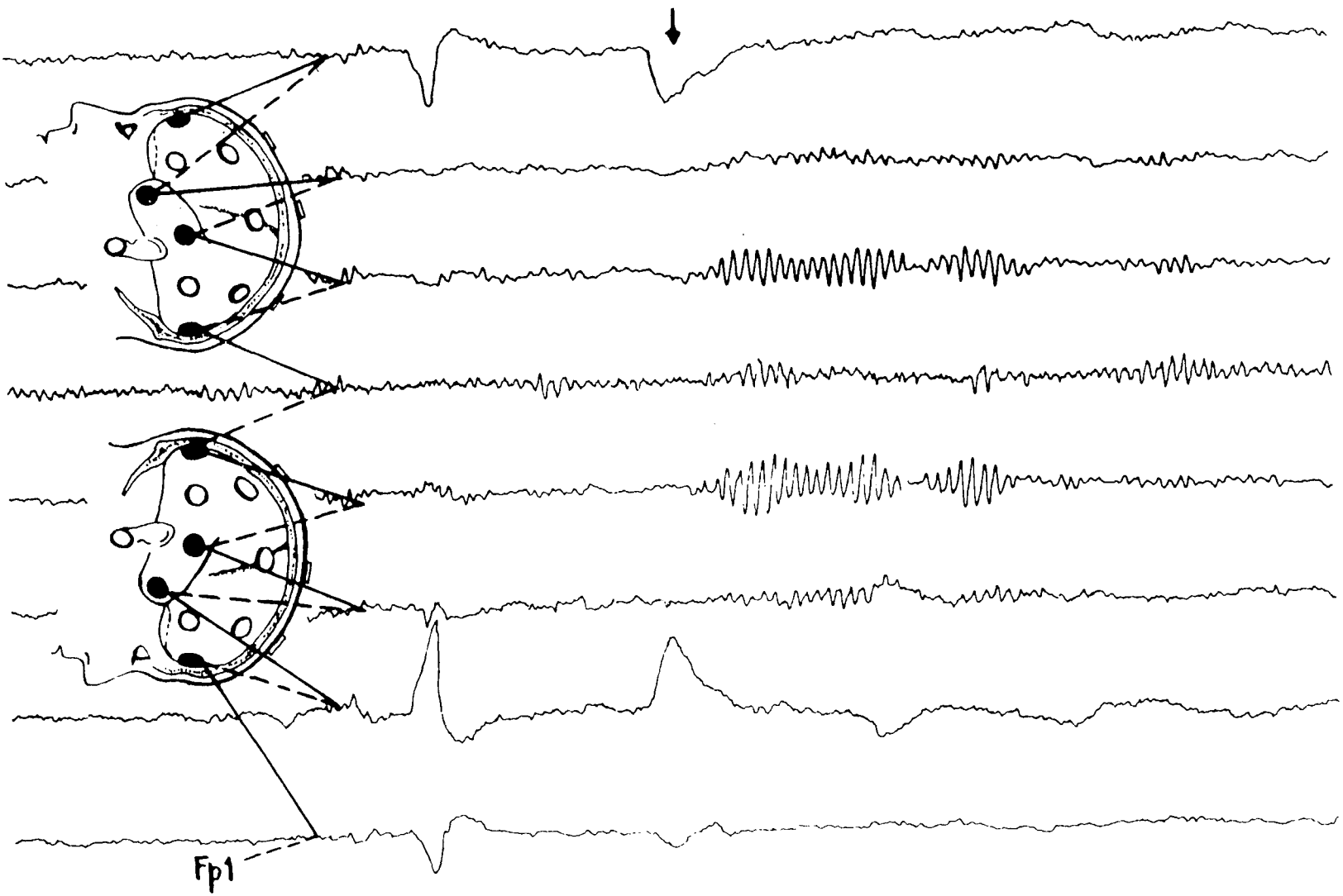


Fig. 16.8. - Cuando el paciente cierra los ojos (flecha), aparece actividad alfa en derivaciones posteriores, de pocos segundos de duración (off effect) (sensibilidad 7 μ V/mm).

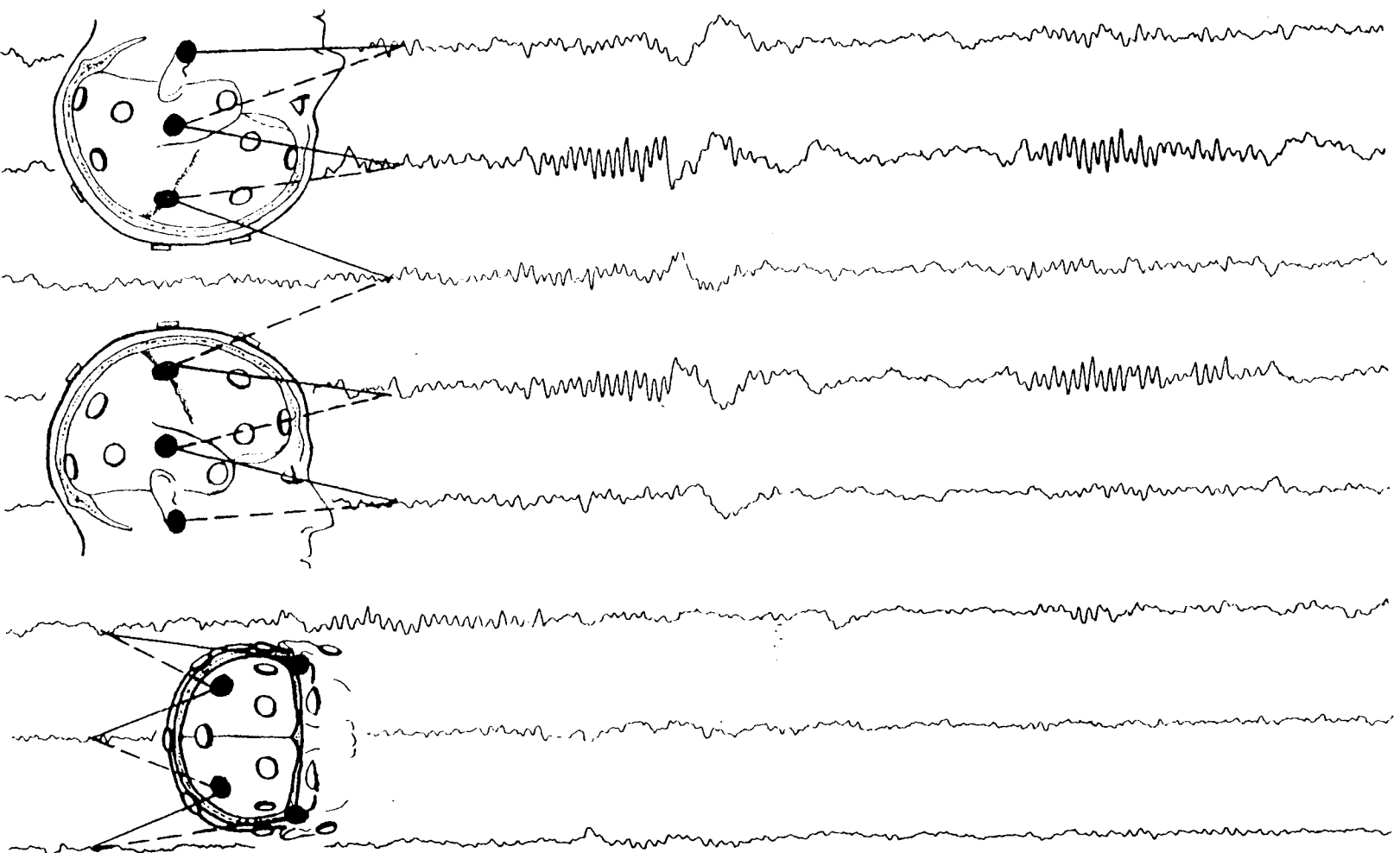


Fig. 16.9. - Actividad sigma. Esta actividad fusiforme (canales 2 y 4) aparece en el sueño ligero o moderadamente profundo (sensibilidad $7\mu\text{V/mm}$).

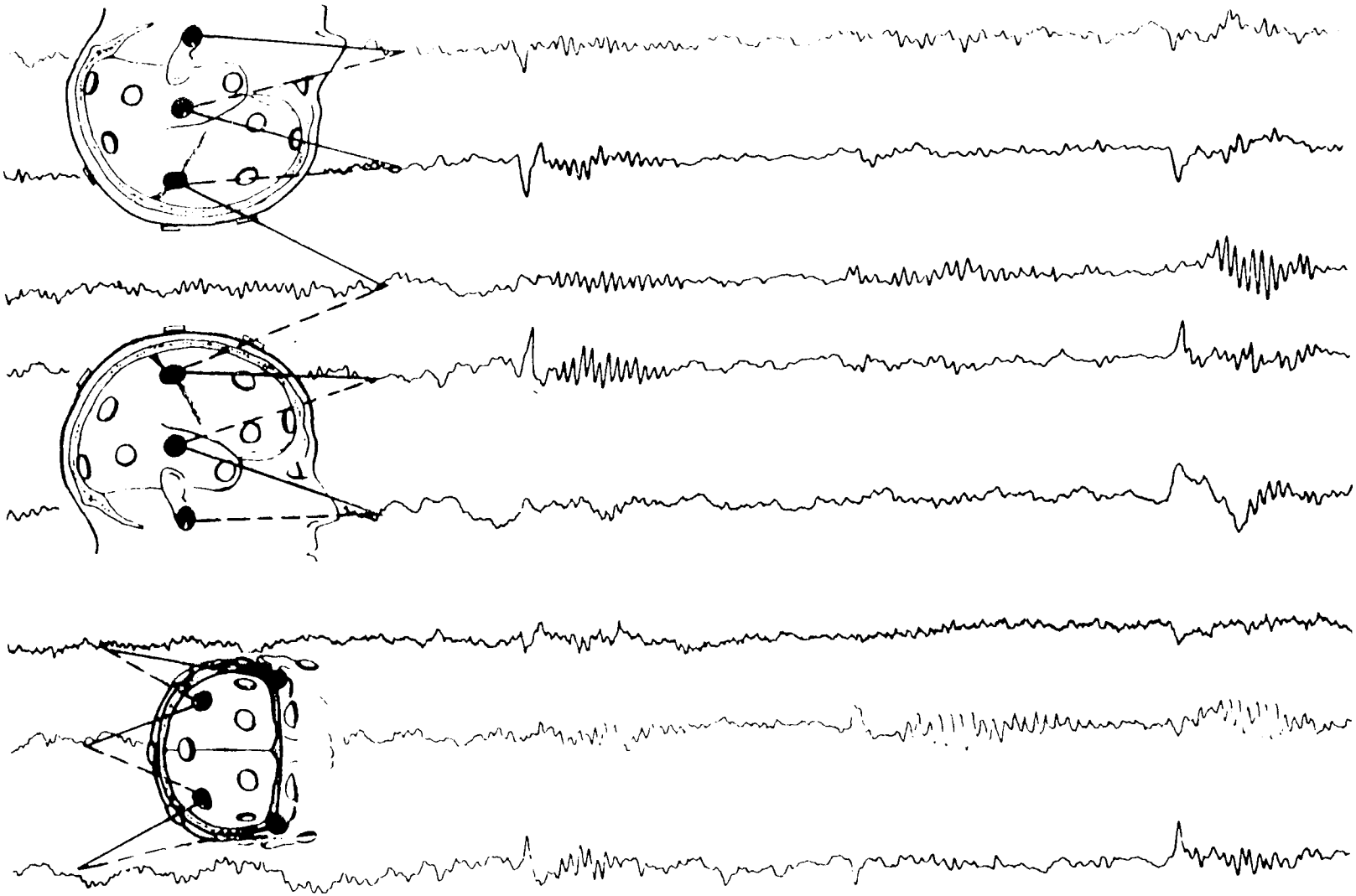


Fig. 16.10.- Complejo-K (sensibilidad 7 μ V/mm).

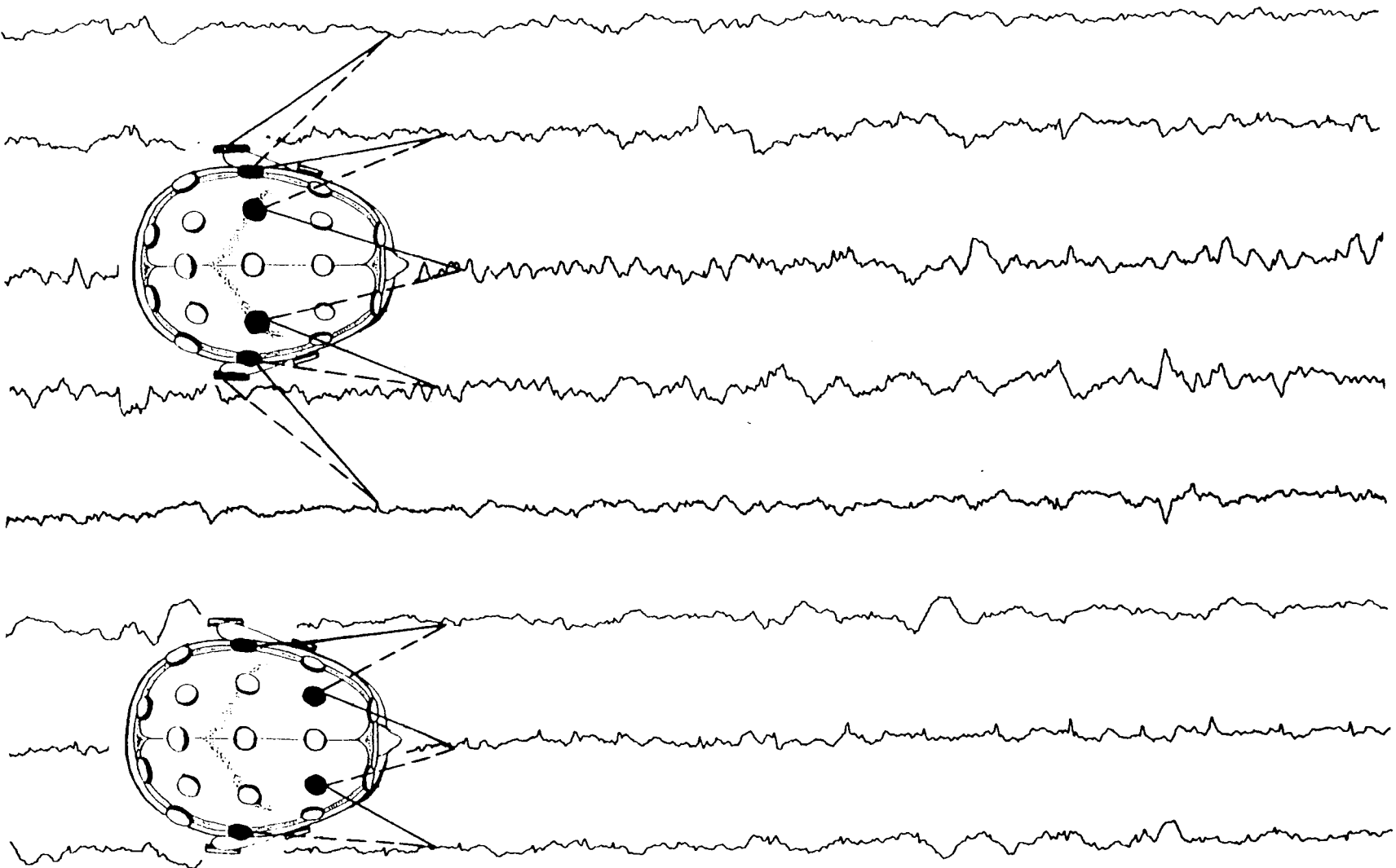


Fig. 16.11.- Trazado obtenido en un niño de 7 días. Se observa actividad lenta, irregular, en todas las áreas. En el canal se aprecia cierta rítmicidad transitoria (sensibilidad $7\mu V/mm$).

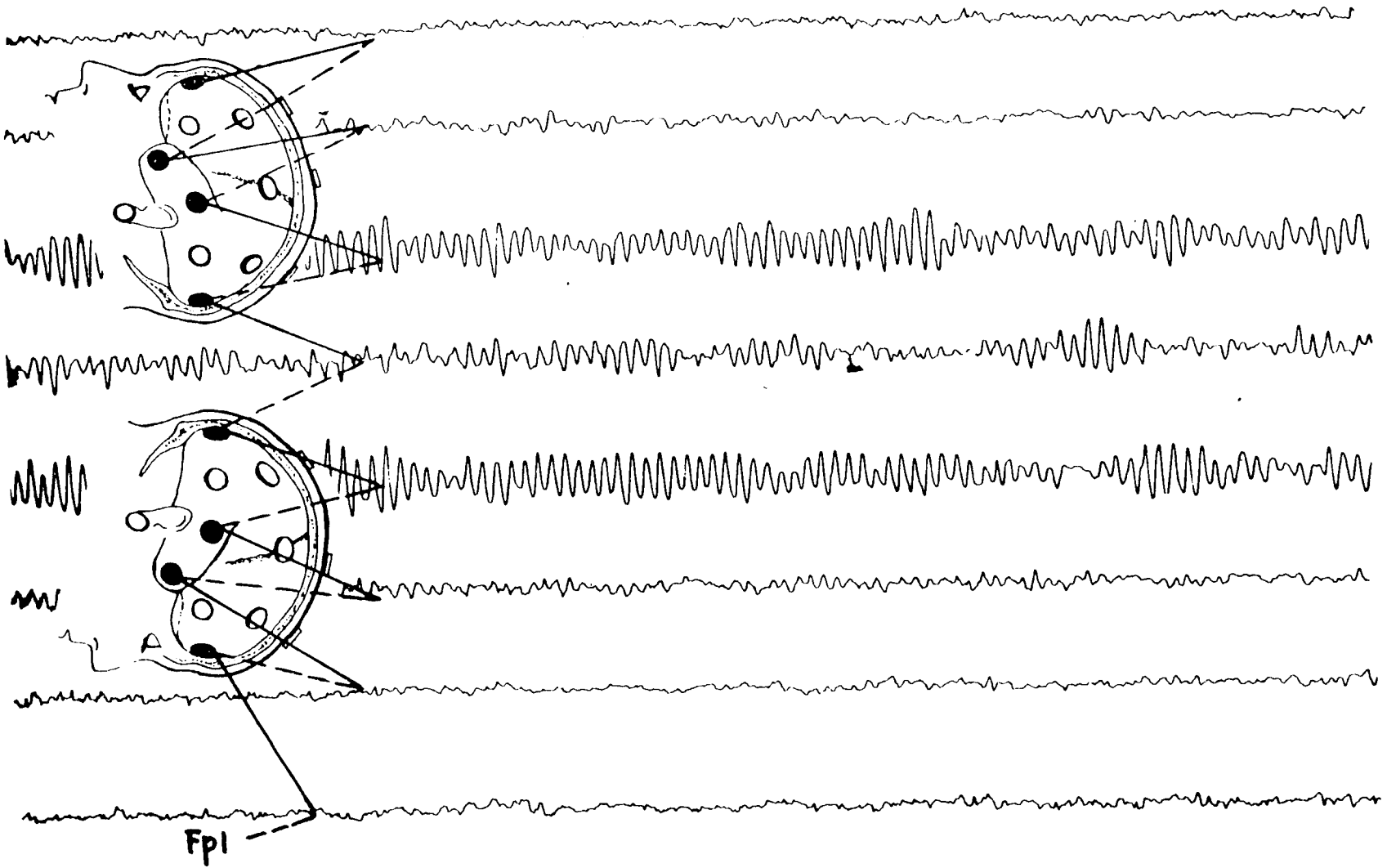


Fig. 16.12.- Trazado de un adolescente, de 15 años de edad, en vigilia. Ritmo alfa de 10Hz dominante en las áreas occipitales (sensibilidad 7 μ V/mm).

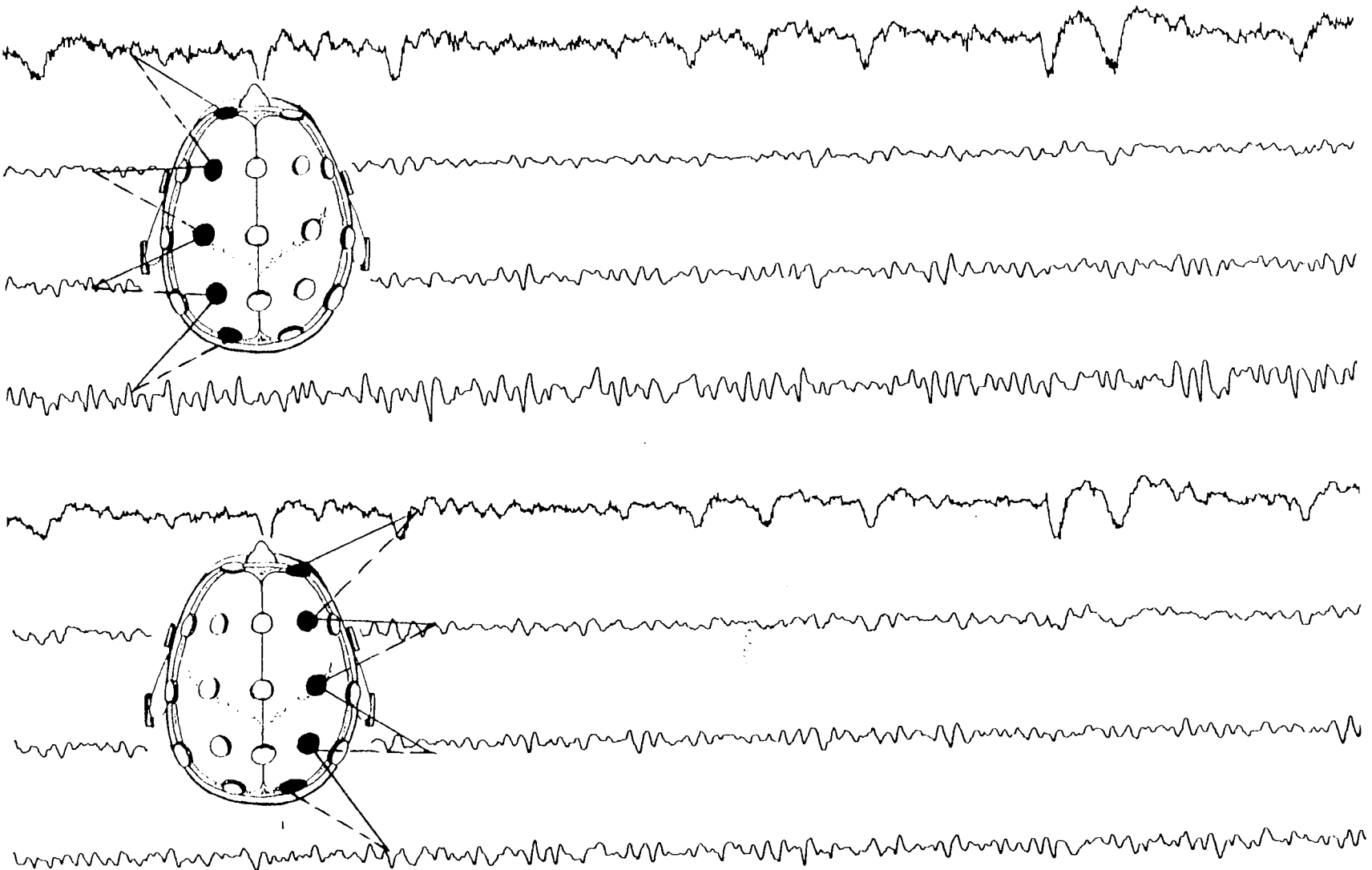


Fig. 16.13.- Ligera desorganización difusa y bilateral. Estas es la más común y trivial alteración del EEG. Paciente de 21 años (sensibilidad 7 μ V/mm). Artificios por movimientos oculares en canales 1 y 5.

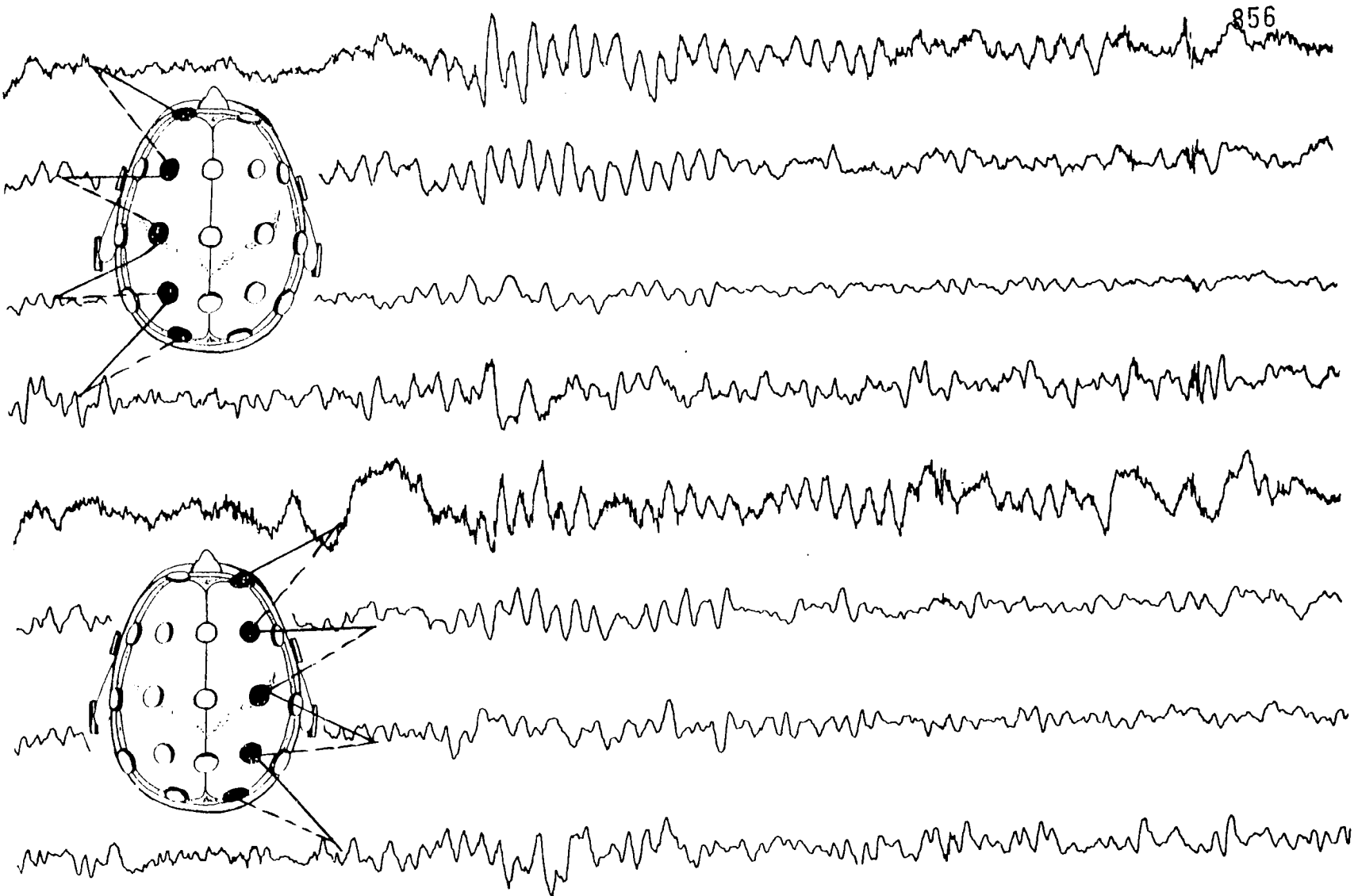


Fig. 16.14. Actividad theta prefrontal y frontal bilateral. Paciente de 22 años, con crisis epilépticas desde la infancia (sensibilidad 7 μ V/mm).

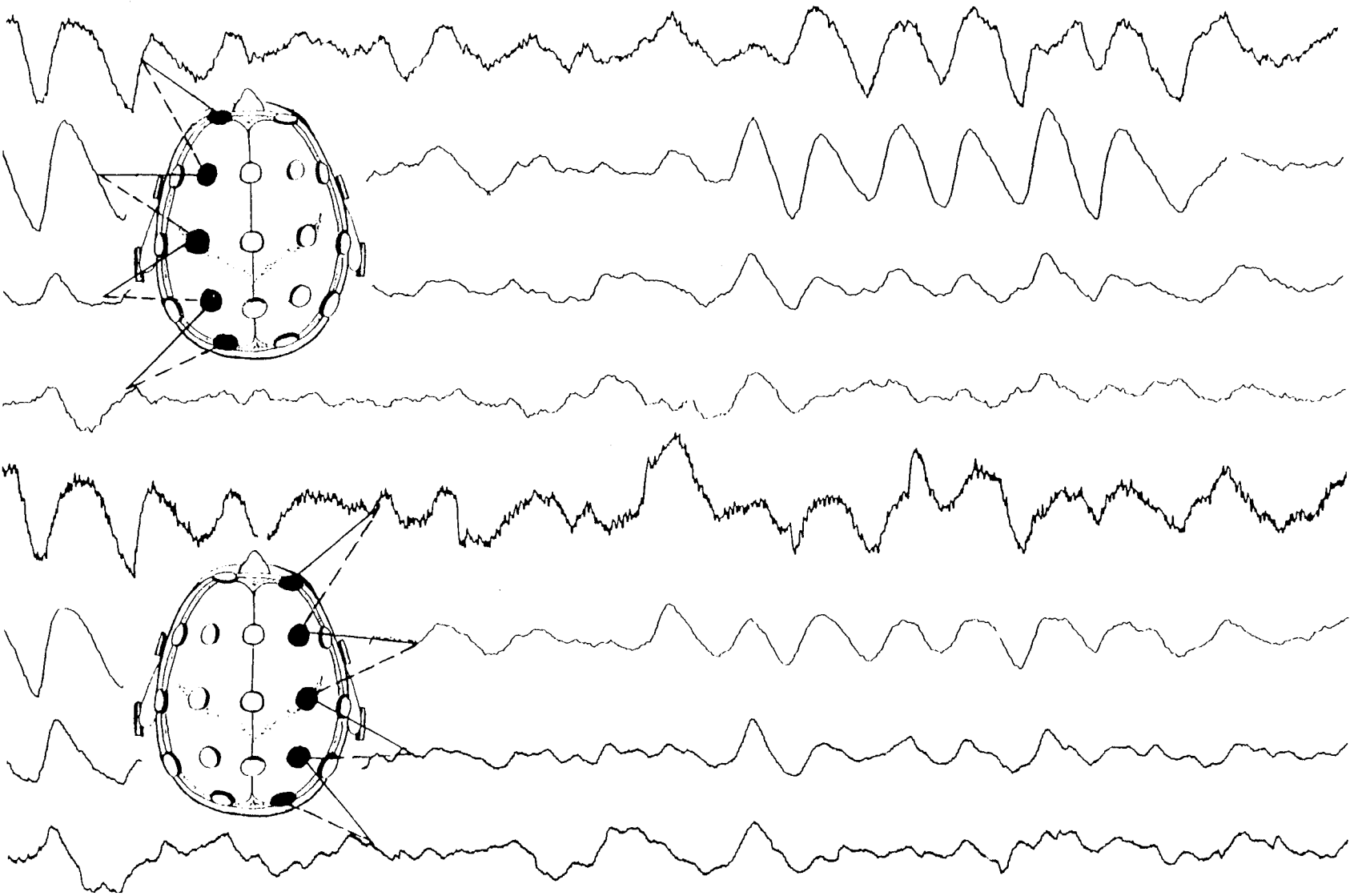


Fig. 16.15.- Actividad lenta, delta, generalizada, de voltaje irregular. Actividad muscular en los canales 1 y 5. Paciente en coma, con meningococcal meningitis (sensibilidad 7µV/mm).

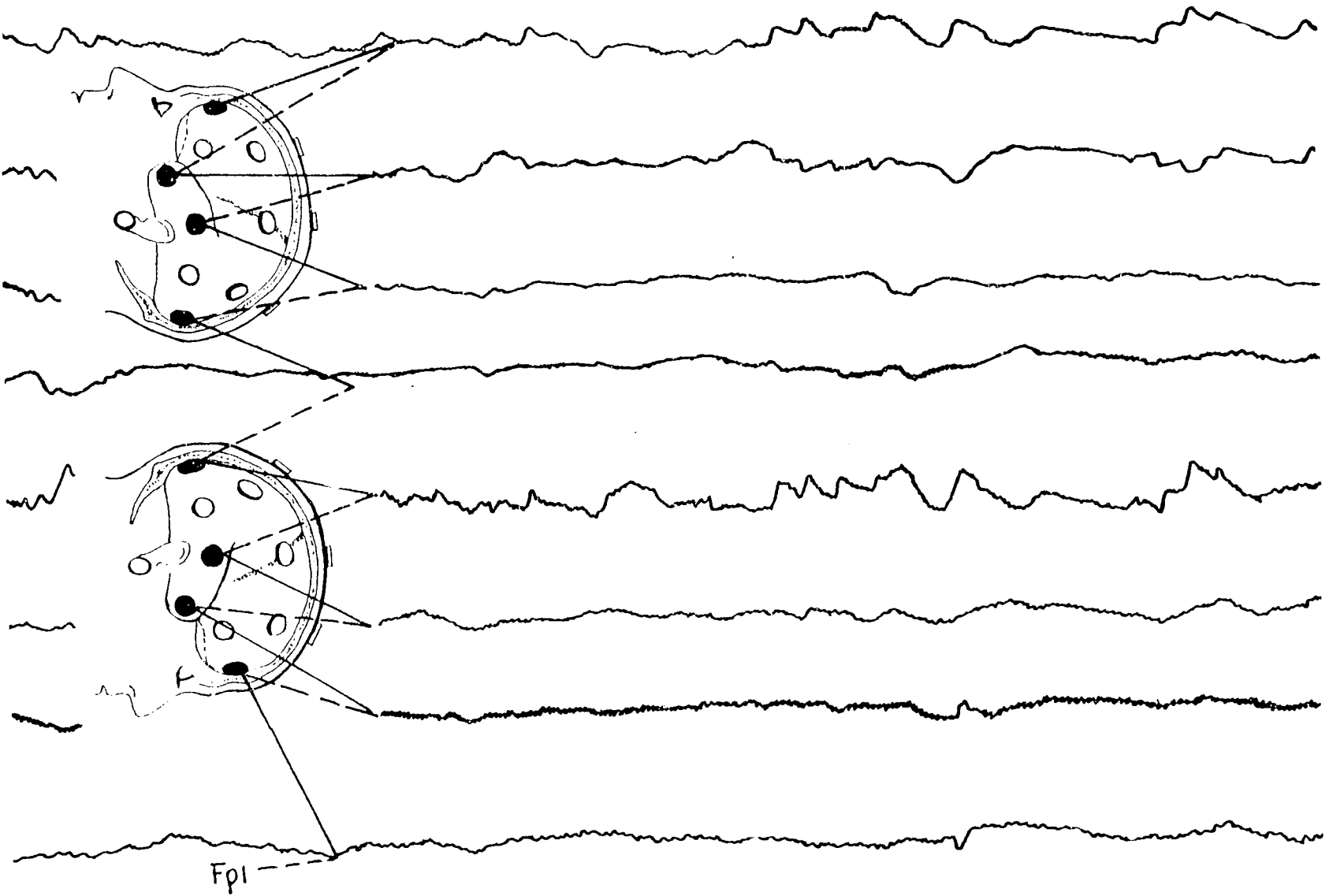


Fig. 16.16. - Actividad lenta de baja amplitud, muy irregular, en ambos hemisferios. Paciente de 22 años en coma después de un paro cardíaco durante la anestesia (sensibilidad 7 μ V/mm).

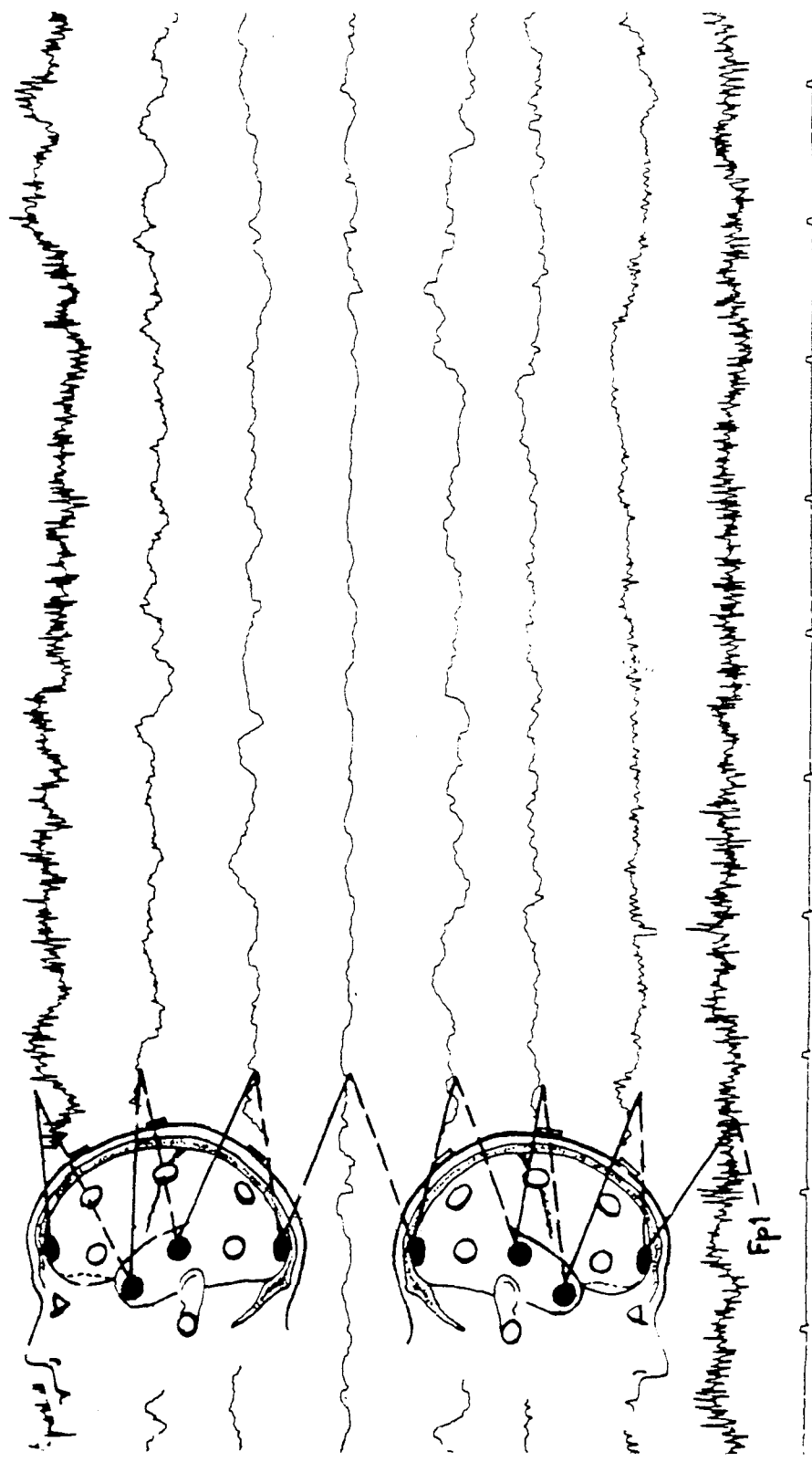


Fig. 16.17.- Niño de 5 años de edad. Coma grado I. EEG: actividad lenta, theta y delta, de bajo voltaje, en ambos hemisferios. No hay focos ni asimetría constantes (sensibilidad $7\mu\text{V/mm}$). Potenciales musculares en canales 1 y 8.

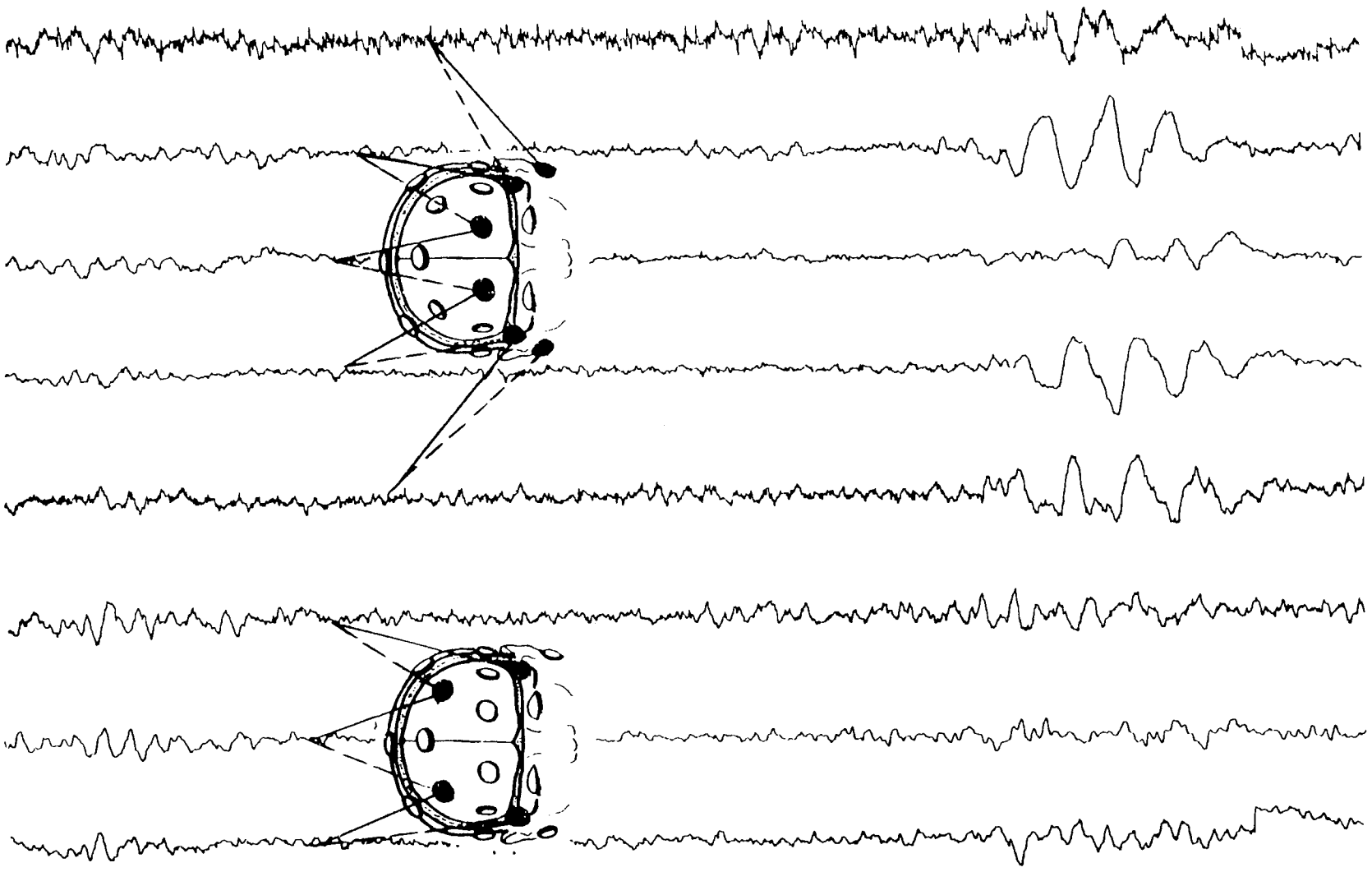


Fig. 16.18.- Actividad delta, de mediano a alto voltaje, de aparición intermitente. Paciente de 55 años, con tumor de fosa posterior (sensibilidad 7 μ V/mm).

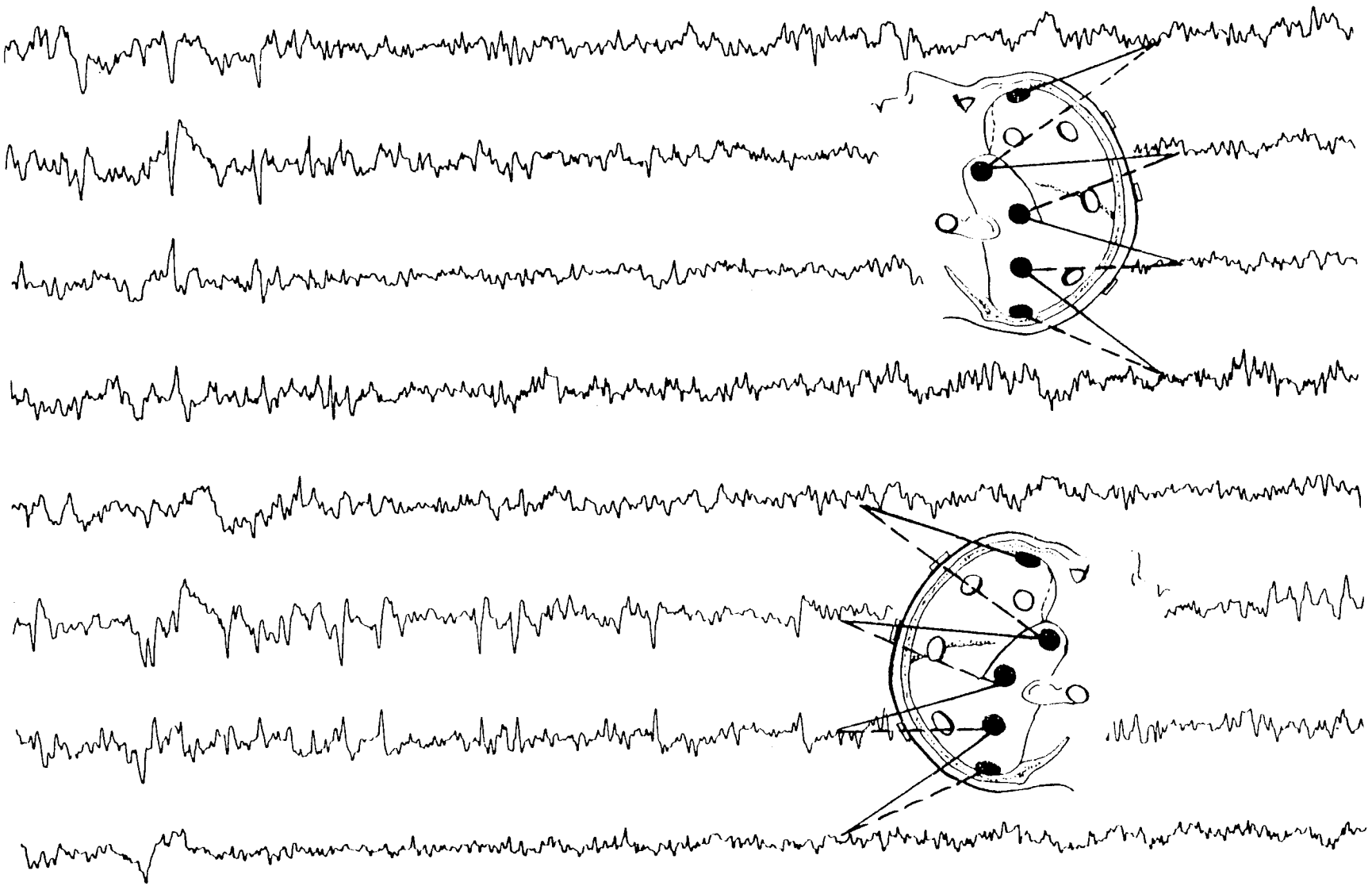


Fig. 16.19. - Focos múltiples de ondas en punta. Niño de 13 años, espástico (sensibilidad 7µV/mm).

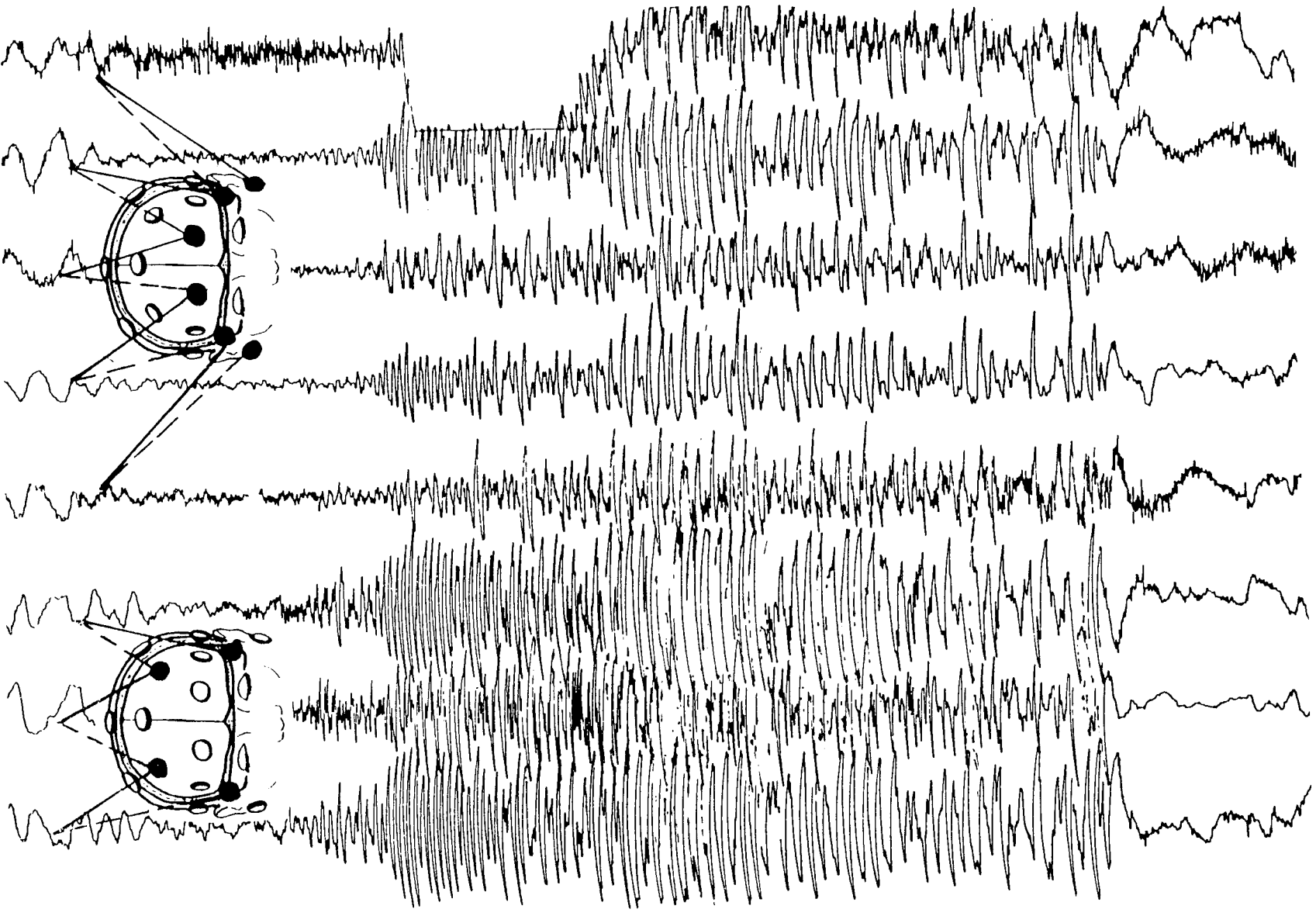


Fig. 16.20.- Paroxismo generalizado de puntas de alto voltaje, repetitivos de unos 6 segundos de duración. El comienzo es relativamente paulatino, pero su terminación es brusca. Este paroxismo se acompañaba de crisis clónicas en la cual el paciente, de 16 años, abría los ojos, se quedaba con la mirada vacante y extendía los brazos, con los puños fuertemente apretados sobre la cabeza (sensibilidad 7 μ V/mm).

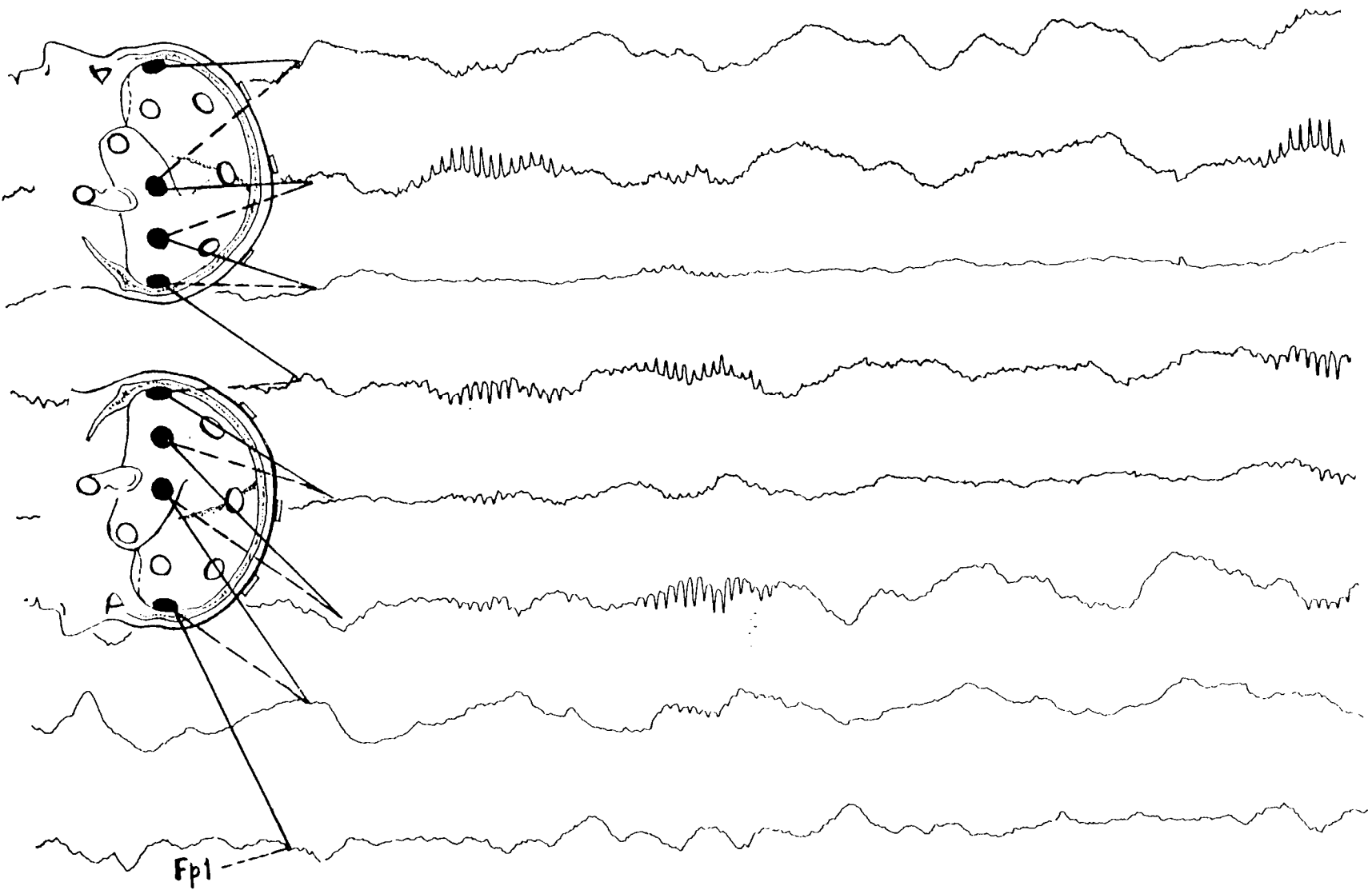


Fig. 16.21. - Paroxismo 14/6 de puntas positivas en un paciente de 13 años de edad, en estado de coma por probable encefalitis viral (sensibilidad 7 μ V/mm).

Fig. 1622.- Descargas de ondas en puntas en ambos hemisferios, acentuadas a derecha, cuando el paciente cierra los ojos (sensibilidad 7 μ V/mm.).

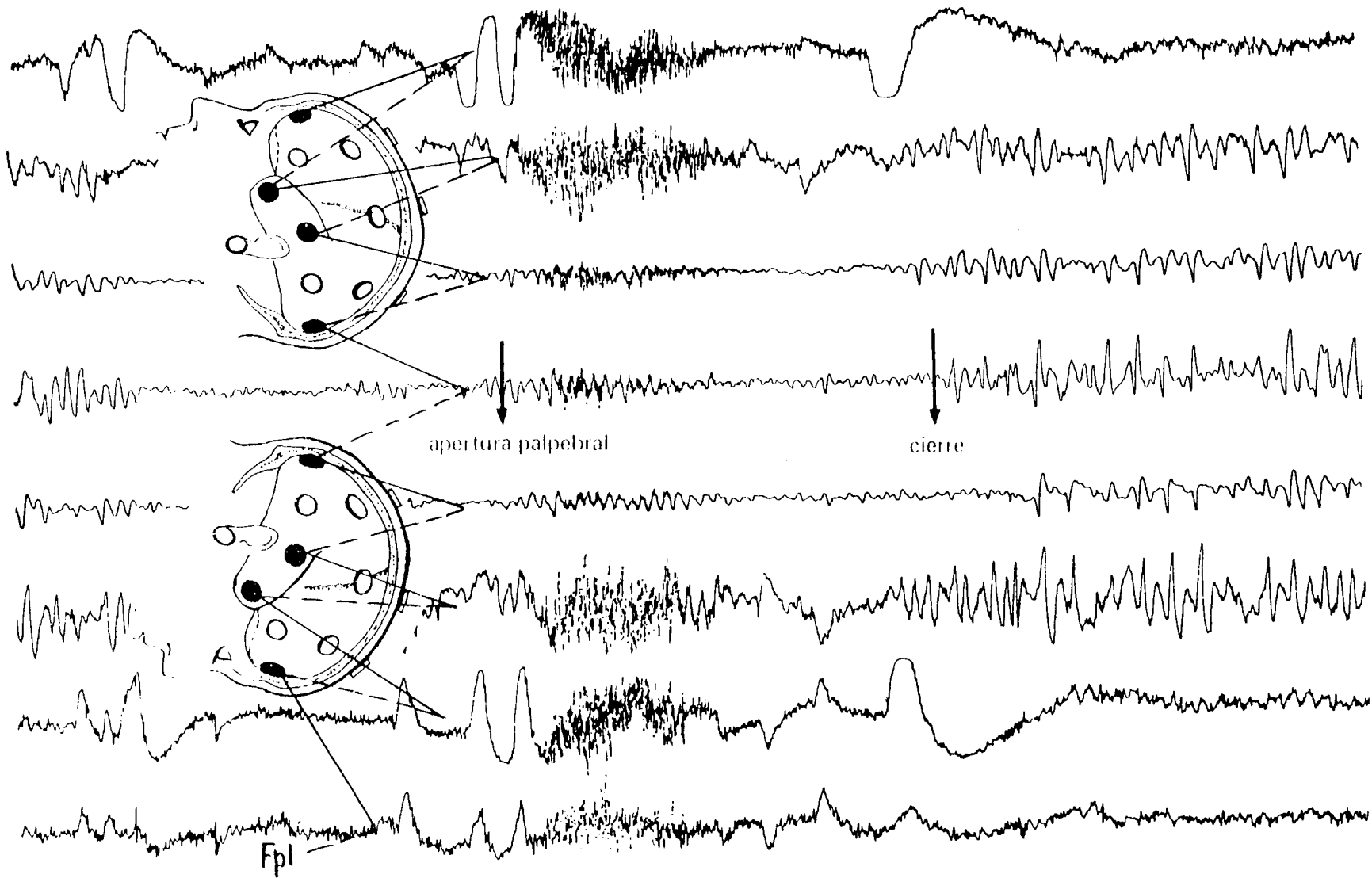
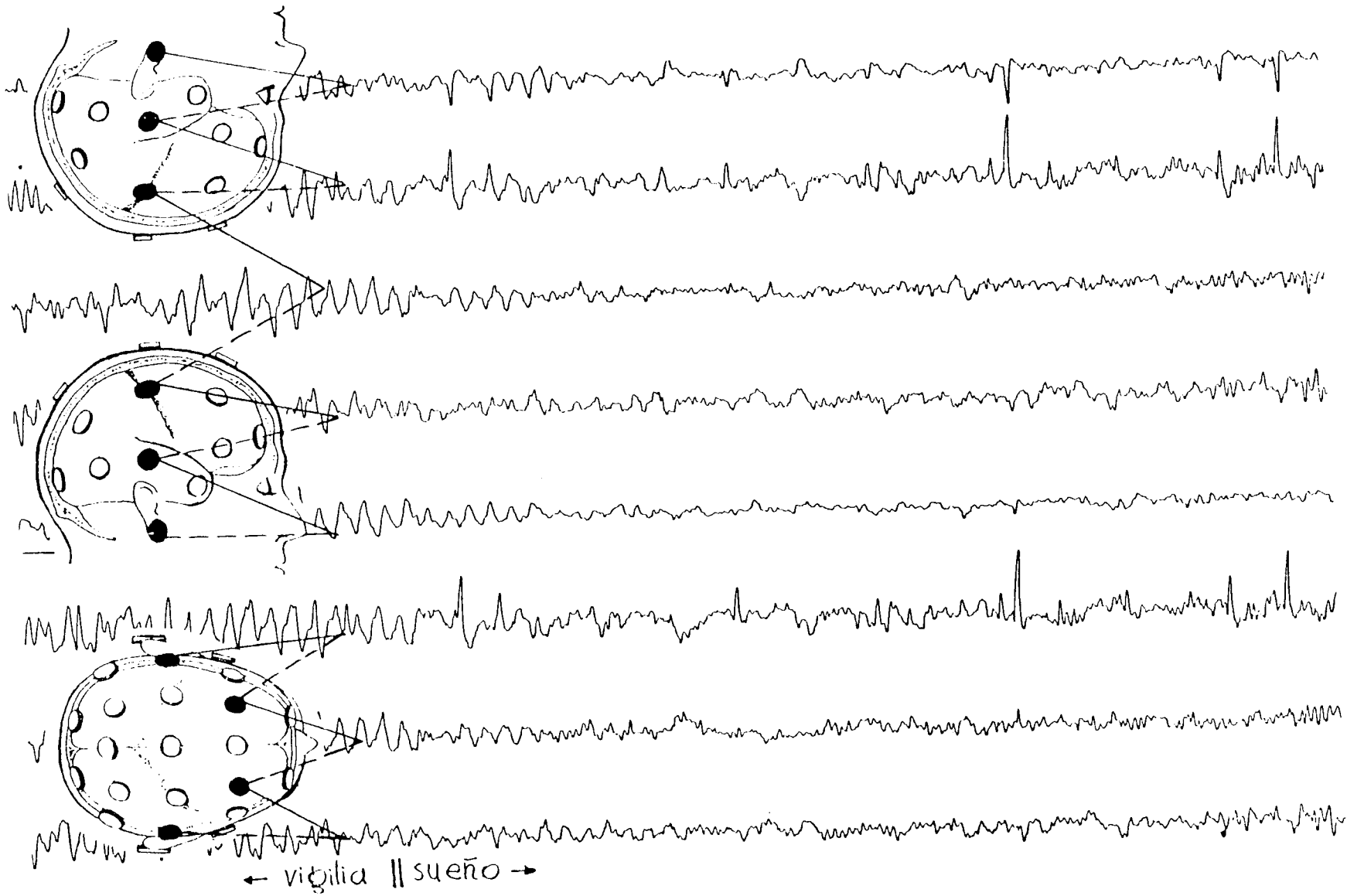


Fig. 16.23. Al producirse el sueño se observan descargas de ondas en punta de mediano a alto voltaje, en el lóbulo temporal izquierdo (sensibilidad 7 μ V/mm).



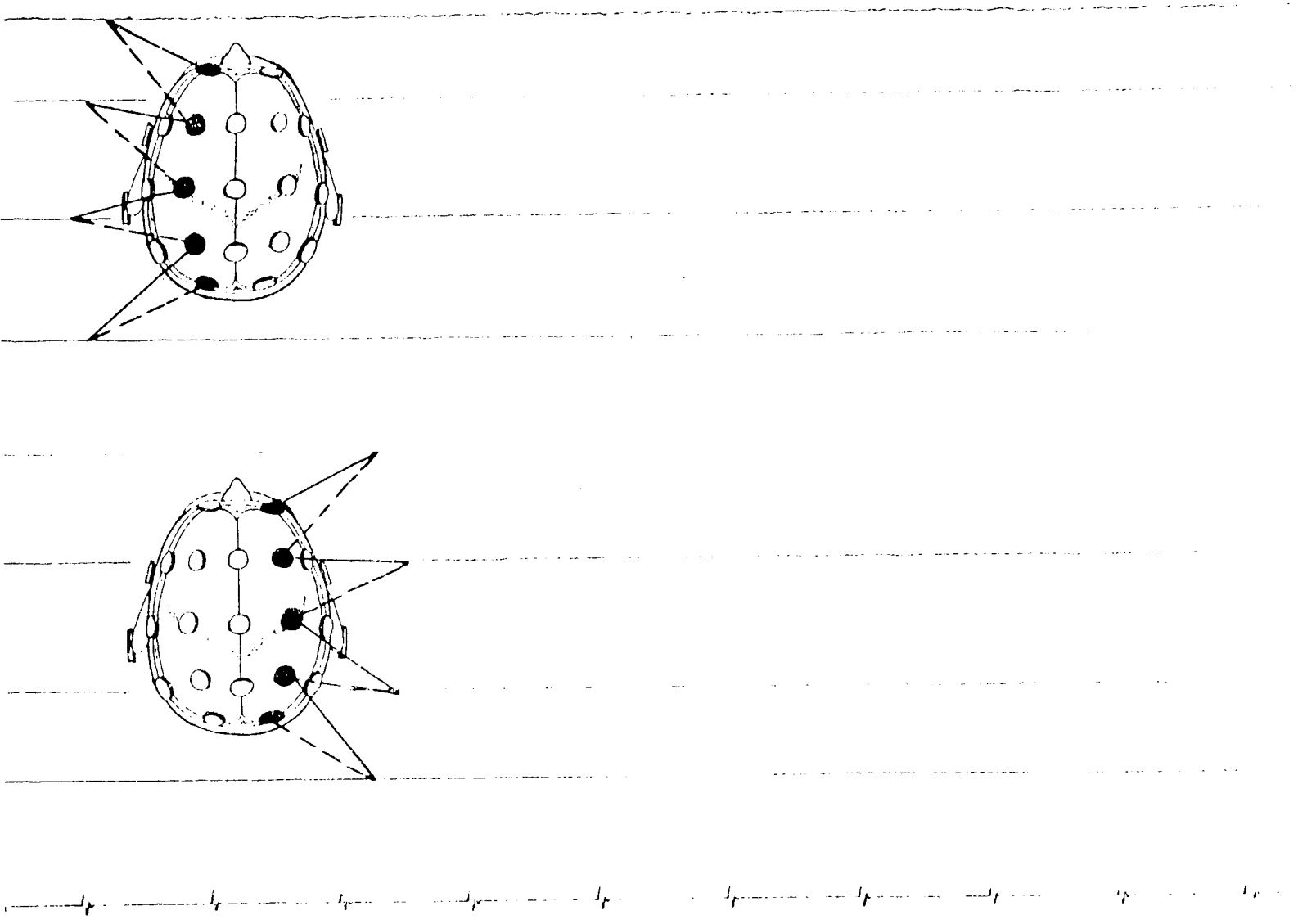


Fig. 1624.- Paciente de 18 años de edad, operada de escoliosis dorsal izquierda. A la media hora de anestesiada presenta cuadro hipotensivo severo con alteraciones del ritmo cardíaco y paro cardíaco que no responde a la reanimación hasta que se hace masaje directo (toracotomía). Queda en coma grado IV. EEG: trazado isoelectrico (respiración asistida).

BIBLIOGRAFIA.-

- * Delamonica, **Electroencefalografía**, El Ateneo.
- * Donald Scott, **Comprensión de la EEG**, Elicien.

GLOSARIO

ACTIVACION	Cualquier procedimiento que produzca cambios en el EEG o refuerce una anormalidad.
ACTIVIDAD	Cualquier secuencia de ondas.
ACTIVIDAD PUNTA Y ONDA	Complejo constituido por una punta seguida por una onda que es visible a todas las zonas que generalmente se presenta en forma de trenes con un ritmo de 3 por segundo. Es típica del petit mal.
ACTIVIDAD RAPIDA	Actividad más rápida que la actividad alfa, esto es, actividad beta.
AMPLIFICADOR DIFERENCIAL	Amplificador cuya salida es proporcional a la diferencia de potencial entre los dos terminales de entrada.
AMPLITUD	Potencial de las ondas EEG, generalmente expresado en microvoltios pico-pico.
APLANAMIENTO	Término muy usado, ya sea para indicar un proceso cerebral que determina la disminución de la actividad registrada o la existencia de algo que se interponga entre el cerebro y los electrodos.
ARTEFACTO	Cualquier deflexión del registrador proveniente de los electrodos o del aparato, o de estructuras extracerebrales, tal como los músculos temporales o los ojos.
ATENUACION	Reducción de la actividad EEG.
BILATERAL	Que ocurre en ambos hemisferios.
CANAL	Sistema para la detección, amplificación y registro de diferencia de potenciales entre un par de electrodos.
COMPLEJO	Grupo de dos o más ondas, claramente distinguibles de la actividad de fondo.
COMPLEJO K	Combinación de una o varias ondas delta de alto potencial con puntas. El complejo K aparece muy extendido durante la tercera etapa del sueño.

DERIVACION	Registro de un par de electrodos o terminales, la salida de los cuales es observada en un canal del trazado. Término coloquial usado para indicar montaje .
DESCARGA	Trastorno súbito en el EEG constituido por puntas, ondas agudas o componentes lentos, ya sean localizados o difusos.
DIFUSO	Que ocurre en una gran área sin localización constante.
DOMINANTE	Frecuencia que caracteriza al EEG, generalmente referido a las zonas posteriores. Normalmente es de 9 a 10 ciclos por segundo en un adulto normal.
EEG POSTCRITICO	Registro de baja amplitud caracterizado por la ausencia relativa tanto de actividad de fondo como epileptiforme.
ELECTRODO ACTIVO	Sinónimo de electrodo explorador.
ELECTRODO DE CONTACTO	Electrodo sujeto, pegado o inserto en el cuero cabelludo.
ELECTRODO DE DISCO	Electrodo metálico, generalmente de plata.
ELECTRODO DE REFERENCIA	Un electrodo de referencia adecuado es el que es capaz de minimizar la posibilidad de recoger actividad electroencefalográfica.
ELECTRODO SUBDURAL	Electrodo colocado por debajo de la dura y que puede mantenerse en esta situación durante horas y días.
ELECTROENCEFALOGRAFO	Aparato usado para registrar electroencefalogramas.
ELECTROENCEFALOGRAMA	Registro de la actividad cerebral realizado por medio de electrodos aplicados al cuero cabelludo.
EPISODIO	Véase PAROXISMO .
EPISODIOS DE DEPRESION	Episodios de EEG isoelectrico o casi, observados entre periodos de actividad.
EQUIPOTENCIAL	Usado para describir regiones de la cabeza o electrodos que están al mismo potencial en un tiempo dado.
FASE	Estrictamente, indica la relación amplitud-tiempo de una onda sinusoidal; corrientemente significa tiempo o

	relaciones de polaridad de unas ondas vistas en el trazado de un canal.
FOTOSENSIBILIDAD	Descargas repetitivas de puntas, ondas agudas y ondas lentas que se irradian en forma simétrica como resultado de una fotoestimulación estroboscópica.
FRECUENCIA	Número de ciclos por segundo de un ritmo.
GANANCIA	Relación entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida.
GENERALIZADO	Cualquier tipo de actividad observada ampliamente sobre ambos hemisferios.
HIPERPNEA	Forma de activación rutinaria que se efectúa durante un EEG.
INMADUREZ	Presencia de caracteres en el EEG típicos de la edad juvenil.
ISOELECTRICO	EEG en el que no existe actividad. Ello significa muerte cerebral .
LATERALIZADO	Que afecta a un lado de la cabeza
LESION	Término que generalmente se relaciona con una alteración estructural en contraste con disfunción.
MORFOLOGIA	Aspecto y forma de la actividad EEG.
ONDA LENTA	Ondas de duración más larga que las ondas alfa, o sea, más de 1/8 de segundo; puede tratarse de ondas theta o delta.
ORGANIZACION	Grado en que los ritmos EEG fisiológicos presentan unas determinadas características ideales comparadas con un gran número de sujetos de la misma edad, tanto personales como familiares, que pueden estar asociados a un trastorno cerebral.
PAROXISMO	Fenómeno que aparece y desaparece de modo brusco y que se distingue claramente de la actividad de fondo por diferencias de amplitud, frecuencia y morfología.

PERIODICO	Término usado para describir ondas o complejos de ondas que ocurren en un tiempo aproximadamente igual.
PERIODO	Duración de un ciclo completo de una onda.
PROMEDIAJE	Expresión sucinta de la técnica para el examen del promedio de ritmos evocados .
REFERENCIA COMUN	Término aceptado como registro monopolar .
REGISTRO	Se refiere a la obtención de un trazado electroencefalográfico.
RESPUESTA EVOCADA	Actividad cortical resultante de un estímulo visual, auditivo o de otro tipo. Las ondas pueden ser muy pequeñas y no ser visibles en un EEG convencional.
RITMO	Actividad de morfología y periodo relativamente constantes, aunque puede variar la amplitud.
RUIDO	Cualquier actividad indeseada del EEG diferente de la señal .
SENSIBILIDAD	Relación entre el voltaje de entrada y deflexión de la pluma que traduce el voltaje de salida de un canal de EEG medido en microvoltios por milímetros.
SEÑAL	Término usado para describir la actividad que el electroencefalografista examina.
SILENCIO CEREBRAL	EEG que no presenta actividad cerebral como en la muerte cerebral .
SILENCIO ELECTRICO	Sin actividad eléctrica.
SINCRONIZACION	Significa que la actividad cerebral se presenta exactamente al mismo tiempo en los dos lados de la cabeza.
SUPERPOSICION	Técnica para destacar respuestas corticales evocadas de la actividad de fondo.

SUPRESION	Término usado para indicar las ocasiones en que la actividad cerebral disminuye de modo súbito en potencial o desaparece completamente.
TERMINAL	Término usado para indicar un electrodo y su conexión con el electroencefalógrafo.
TERMINAL BLANCO	Segunda entrada o entrada indiferente de un amplificador biológico. Según la convención EEG, un potencial negativo aplicado al terminal blanco provoca la deflexión hacia abajo de la pluma, y viceversa.
UNILATERAL	Que ocurre en un solo lado.
UNIPOLAR	Sinónimo de monopolar .

NOTA.-

He intentado recoger en este glosario los términos que se suelen usar en Electroencefalografía y que se precisaba de su definición técnica en la materia.

Es muy posible que se me haya escapado alguna en cuyo caso pido disculpas.