

113
2ef.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

SISTEMA DE GRABACION AMBULATORIA DE
SEÑALES ELECTROENCEFALOGRAFICAS (EEG)
PARA PACIENTES CON PROBLEMAS DE EPILEPSIA

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
(AREA ELECTRONICA)
P R E S E N T A N
MARTINEZ SOLIS ALEJANDRO
MONTERRUBIO REYES DAVID

DIRECTOR: M.I. ANGEL ZAPATA FERER
CODIRECTOR: M.I. LAURO SANTIAGO CRUZ



MEXICO, D. F.

JUNIO DE 1997

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

A Dios...

Por mantenernos con fé y esperanza para poder llegar hasta aqui.

A mis Padres Alejandro y Helidia.

Por darme...

Un cuerpo para vivir, una mente para pensar, un alma para trascender, un corazón para amar, una preparación para triunfar, que despertaron dentro de mi un sueño en el cual creer, que encendieron el fuego de una pasión que aviva a mi espíritu y da sentido a mi existir, que me enseñaron a no sucumbir ante la adversidad y lograr todos mis sueños.

A mis hermanos Consuelo, Víctor, David y Elizabeth.

Por su apoyo en todo momento y en cualquier campo y por la motivación para vivir.

A mis amigos.

Por brindarme lo mejor de cada uno, por su tiempo y por los momentos de tensión, nerviosismo, alegría y dicha que pasamos juntos.

Alejandro Martínez Solís

A mi Madre Ana María.

Por darme la vida, por su enorme e ilimitado cariño, por su grandeza, por su brillante presencia en mi siempre iluminándome, motivándome y llenándome de su gran amor.

A mi Madre Rosario.

Por todo el amor que ha desbordado en mi, por su gran apoyo, confianza, preocupación y dedicación. Por su lucha diaria por sacarme adelante y por darme todo para llegar a ser lo que soy.

A mi Abuelo Ignacio.

Por ser un magnífico Padre, Amigo y Confidente, por todos sus consejos, por compartir conmigo toda su sabiduría, por el ánimo que siempre me dará y por ser un gran guía y un gran ejemplo para mí.

A mi Familia.

Porque siempre han estado junto a mí llenándome de apoyo, afecto y confianza, por la unión que siempre ha existido entre nosotros y por ser como son.

A Blanca.

Por estar a mi lado, por su amor, amistad y confianza. Por estar conmigo en buenos y malos momentos y por el gran apoyo que me brinda día a día.

A mis Amigos.

Porque nunca me han dado la espalda y me han dado la mano en todo momento, porque han sido una familia para mí y el más valioso tesoro.

David Monterrubio Reyes

AGRADECIMIENTOS:

Al Dr. Augusto Fernández Guardiola.

Jefe de la División de Investigaciones en Neurociencias, por permitirnos utilizar las instalaciones del Laboratorio de Bioingeniería para la realización práctica de esta tesis en el Instituto Mexicano de Psiquiatría.

Al M.I. Ángel R. Zapata Ferrer.

Por el apoyo científico y técnico que nos brindó durante el desarrollo de nuestro trabajo de investigación.

Al M.I. Lauro Santiago Cruz.

Por su ayuda ingenieril y por la impecable revisión hecha a la presente tesis.

A los Ingenieros: Andrés Gaona González, Miguel Aguillon Pantaleón y Mario Castro García.

Por su ayuda desinteresada en aspectos científicos y técnicos de electroencefalografía, electrónica y cómputo.

Al Dr. Jaime Ramos Peek.

Por su ayuda en el campo de la clínica y de las aplicaciones de este equipo para el registro electroencefalográfico.

A nuestros Profesores.

Por compartir sus conocimientos y darnos su aliento para una continua superación.

INDICE

I INTRODUCCIÓN	1
1.1 Conceptos básicos	2
1.2 Antecedentes	3
1.3 Objetivo	5
II DESCRIPCIÓN GENERAL DEL PROYECTO	6
2.1 Adquisición de señales	7
2.1.1 Tipos de señales	10
2.2 Amplificación de señales	13
2.2.1 Amplificador diferencial	14
2.2.2 Amplificador de instrumentación	17
2.3 Filtrado	20
2.3.1 Filtros Activos	20
2.3.2 Filtros Pasivos	32
2.4 Modulación y demodulación	38
2.4.1 Modulación en amplitud con portadora suprimida	39
2.4.2 Modulación en amplitud con portadora de alta frecuencia	42
2.4.3 Modulación en frecuencia	41
2.4.4 P.L.L.	43
2.5 Multiplexado y Demultiplexado	53
2.6 Sistemas de Grabación	56
2.6.1 Grabación analógica sobre cinta magnética	56
2.6.2 Grabación digital	64
2.6.3 Cintas magnéticas	68

III DISEÑO DEL PROYECTO	74
3.1 Grabación	75
3.1.1 Electroodos	75
3.1.2 Amplificación	77
3.1.3 Filtrado	79
3.1.4 Modulación en frecuencia	81
3.1.5 Multiplexaje	83
3.1.6 Grabación magnética analógica	84
3.2 Reproducción	84
3.2.1 Demultiplexaje	84
3.2.2 Demodulación	86
IV PRUEBAS DE EVALUACIÓN	94
4.1 Experiencias y ajustes	95
4.2 Resultados	99
4.3 Conclusiones	103
BIBLIOGRAFÍA	
APÉNDICES	
A. Especificaciones TL084	A1
B. Especificaciones LM565	B1
C. Diagrama 10-20 para la colocación de electrodos	C1

CAPITULO I

INTRODUCCIÓN

1.1 CONCEPTOS BÁSICOS

La materia viva está asociada a la producción de energía eléctrica y posee además la facultad de ser un buen conductor de ella. En el organismo humano se generan y obtienen registros de diferentes campos eléctricos en lugares tales como el cerebro, el corazón, los músculos, la retina, etc.

El cerebro, por la diversidad de sus funciones, no puede sujetarse a un orden simplista, razón por la que el campo cerebral resulta, desde el punto de vista bioeléctrico, altamente multifacético, con grandes variaciones fisiológicas, y a la vez se haya expuesto continuamente a estímulos múltiples y diversos, a lo que debe añadirse la complejidad de su estructura, su ubicación y el espesor de una cobertura ósea que impide su examen directo. A pesar de esta situación, la actividad cerebral tiende a crear patrones bioeléctricos bastante fijos, correspondientes a la operación simultánea de grupos importantes de neuronas que producen campos eléctricos medibles sobre la corteza cerebral o sobre el cuero cabelludo.

El monitoreo de estos patrones cerebrales recibe el nombre de electroencefalograma (técnicas de registro y evaluación de los potenciales eléctricos cerebrales EEG). El EEG de registro sobre el cuero cabelludo (scalp EEG), es una técnica no invasiva en la que por medio de electrodos e instrumentación electrónica adecuada, se miden los potenciales eléctricos entre un punto de la corteza cerebral y un punto de referencia.

Existen señales transitorias que pueden ser provocadas por estímulos visuales, auditivos, sematosenoriales o alguna patología. Estas presentan variaciones grandes de voltaje y frecuencia en el patrón normal de la actividad cerebral. La epilepsia es una actividad que provoca este tipo de anomalías.

Puede decirse que la epilepsia es un desorden cerebral que no tiene una causa fija y no se sabe con certeza que la provoca. De hecho, las causas a las que se atribuye son tumores cerebrales, golpes, envenenamientos o daños en la etapa prenatal. La epilepsia puede afectar a cualquier persona en cualquier edad. Algunos nacen con este padecimiento y a otros se les desarrolla a lo largo de su vida. Puede manifestarse en forma de convulsiones momentáneas algunas veces en forma muy frecuente, y en otras muy esporádicamente.

Para tener una idea clara de un diagnóstico o tratamiento de este padecimiento, es necesario conocer las señales que se originan en el momento de los ataques, antes y después de ellos. Esto sólo se puede lograr con el EEG.

En el caso de la técnica conocida como scalp EEG, la actividad cerebral tiene un rango de amplitud que abarca desde décimas a centenas de microvolts y las diversas gamas de frecuencia se muestran a continuación con el nombre que las caracteriza:

Abajo de 3.5 Hz	ondas delta.
Entre 3.5 Hz y 8 Hz	ondas theta.
Entre 8 Hz y 13 Hz	ondas alfa.
Arriba de 13 Hz	ondas beta.

La presencia de ondas lentas de alto voltaje y/o “espigas o puntas” son manifestaciones de algunos síndromes epilépticos. En general, cuando ocurre un ataque, las señales cerebrales que se detectan son ondas o complejos punta, ondas lentas de aproximadamente de 2 a 7 Hz, y de gran amplitud (desde 100 hasta 500 microvolts) en la técnica scalp EEG.

1.2 ANTECEDENTES

La evaluación de los pacientes epilépticos después de alteraciones en su comportamiento o conciencia es un problema común entre los neurólogos. Algunos hospitales tienen la

posibilidad de realizar exámenes EEG , pero debido a la corta duración de un examen estándar de electroencefalografía, esto no es lo mejor para detectar anomalías. En promedio, estudios sobre una población de pacientes con problemas de epilepsia comprobados, han revelado que sólo un 50% de estos pacientes muestra irregularidades dentro de una rutina normal de EEG, a un 20% adicional se le detectan en un segundo estudio, a un 15% durante estudios de sueño y al 15% restante no se le detecta nada. Estos porcentajes ponen a los especialistas en un fuerte dilema, ya que no saben en realidad si a los pacientes a los que no se les detecta anomalía alguna están fingiendo, si el estudio fué inadecuado, si el tratamiento es incorrecto o si hay mejoría en el padecimiento.

Durante los últimos 15 años los centros especializados de epilepsia en Estados Unidos y Europa han encontrado una forma muy completa para resolver estas necesidades. Esta consiste en monitorear por medio de grabaciones prolongadas el EEG y además observar el comportamiento del paciente por audio y video. El método es muy eficiente pero muy sofisticado y por lo tanto demasiado costoso. En México sólo algunas instituciones cuentan con estos sistemas de monitoreo. Desafortunadamente el nivel económico del país no permite que personas comunes lo usen, ya que esto implica que dejen su trabajo, además de gastos de hospitalización, gastos médicos, alejamiento de su vida habitual, etc.

La grabación ambulatoria ha sido una solución muy eficaz para estos problemas. Debido a que el paciente lleva la grabadora consigo, permite que desarrolle su vida normal. Con sólo cambiar un cassette, la grabación puede hacerse por largos períodos de tiempo, el costo disminuye notablemente y la posibilidad de que se presenten ataques durante este lapso es mucho mayor, por lo que la información es más confiable.

Actualmente existen sistemas hasta de 16 canales de monitoreo, pero lamentablemente el precio sigue siendo un gran problema para el presupuesto de las instituciones públicas. Por esta razón y por los motivos expuestos anteriormente, el M.I. Ángel Zapata Ferrer, Jefe del Laboratorio de Bioingeniería de la División de Investigaciones en Neurociencias del Instituto Mexicano de Psiquiatría, nos propuso como tesis este proyecto pidiendo el apoyo

clínico del Dr. Jaime Ramos Peek, Jefe del Departamento de Electrofisiología Clínica en el Instituto Nacional de Neurología y Neurocirugía, y contando también con la asesoría del M.I. Lauro Santiago Cruz, Profesor de la Facultad de Ingeniería e Investigador en el Departamento de Instrumentación, Instituto de Ingeniería, UNAM.

1.3 OBJETIVO

El objetivo del presente trabajo es el desarrollo de un sistema de monitoreo de señales EEG y el grabado consecutivo de las mismas, que cumpla con las siguientes características:

- El sistema debe ser portátil, seguro y de fácil manejo para que el paciente pueda desarrollar su vida cotidiana.
- El sistema debe tener gran inmunidad al ruido proveniente del medio ambiente, de la actividad cerebral y de los movimientos naturales del paciente.
- El sistema debe tener la capacidad de grabar 4 o más señales analógicas.
- El sistema se debe adecuar a una grabadora de audio portátil de dos canales.
- El sistema debe grabar y reproducir señales EEG cuya frecuencia oscila entre 0.5 a 55 Hz y voltaje de 0.1 a 500 μ V.

Para la realización de los objetivos arriba citados, procedemos a describir en el capítulo uno los conceptos electrónicos básicos para la manipulación adecuada de las señales registradas en la corteza cerebral con el fin de poderlas almacenar y analizar posteriormente. A continuación en los capítulos dos y tres presentamos el diagrama a bloques correspondiente al proyecto, la explicación de cada etapa así como los cálculos efectuados para cada una de ellas. Por último, en el capítulo cuatro se muestran los diagramas electrónicos por bloque, los resultados en pruebas de laboratorio y conclusiones.

CAPITULO II

DESCRIPCION GENERAL DEL PROYECTO

2.1 ADQUISICIÓN DE SEÑALES

En el proyecto es necesario obtener las señales EEG producidas por el cerebro y acondicionarlas para darles las características necesarias para su grabación y reproducción. Para realizar este trabajo es necesario transformar dichas señales en potenciales eléctricos por medio de transductores (electrodos en nuestro caso). Las señales obtenidas por los transductores no pueden grabarse directamente en una cinta de audio convencional debido a que son señales del orden de μv y de frecuencia muy baja, por lo que deben modificarse para lograrlo. A continuación se describen las etapas que conforman dicha modificación.

Electrodos

Para medir, registrar y grabar la actividad eléctrica del cuerpo, manifestada como potenciales eléctricos, es necesario proveer una interface entre el cuerpo y los aparatos de medición electrónicos. Los electrodos de biopotenciales se encargan de realizar esa interface.

Los potenciales bioeléctricos generados en el cuerpo son potenciales iónicos, producidos por el flujo de corriente iónica. Para una medición eficiente de estos potenciales iónicos se requiere que estos sean convertidos en potenciales electrónicos, antes de ser medidos por los métodos convencionales.

Los electrodos pueden definirse como terminales eléctricas o puntos de contacto con que se pueden obtener los voltajes de la superficie del cuerpo. Dispositivos que convierten potenciales iónicos en potenciales electrónicos son llamados electrodos.

Teoría de los electrodos

La interfaz de iones metálicos en solución con sus metales asociados da como resultado un potencial eléctrico. Este potencial es el resultado de la diferencia de la velocidad de difusión de los iones dentro y fuera del metal. El equilibrio es producido por la formación de una capa de cargas en la interfaz. Esta carga es en realidad una doble capa, la capa cercana al metal tiene una polaridad y la otra, cercana a la solución, es de polaridad contraria.

Es imposible determinar el potencial absoluto del electrodo con uno solo, para medir el potencial entre el electrodo y su solución iónica se requiere poner otra interface metálica en la solución . Por consiguiente, todos los potenciales de los electrodos están dados como valores relativos y deben ser dados en términos de una referencia. Por acuerdo internacional, el electrodo de hidrógeno ha sido elegido como referencia estándar y arbitrariamente se le ha asignado cero volts de potencial de electrodo.

En los electrodos usados para medir potenciales bioeléctricos, el potencial del electrodo ocurre entre la interface de un metal y un electrolito.

Electrodos de biopotenciales

Una amplia variedad de electrodos pueden ser usados para medir eventos bioeléctricos, siendo clasificados en tres tipos básicos:

1. Microelectrodos: Electrodos usados para medir potenciales bioeléctricos cerca o dentro de una sola célula.
2. Electrodos de superficie de piel. Electrodos usados para medir potenciales del Electrocardiograma (ECG), Electroencefalograma (EEG), y Electromiograma (EMG) desde la superficie de la piel.
3. Electrodos de aguja: Electrodos usados para penetrar la piel y registrar potenciales EEG de una región local del cerebro o potenciales EMG de un grupo específico de músculos.

Microelectrodos

Los microelectrodos son electrodos con puntas lo suficientemente pequeñas, generalmente construidas de alambre de tungsteno o de acero muy delgado, para penetrar en ciertas zonas celulares para obtener registros del potencial intracelular. La punta debe ser lo suficientemente pequeña para permitir la penetración con el mínimo daño a la célula. Los microelectrodos son generalmente de dos tipos: de metal y de micropipeta.

Electrodos de superficie de piel

Los electrodos usados para obtener potenciales bioeléctricos de la superficie del cuerpo se encuentran en diferentes tamaños y formas. A pesar de que cualquier tipo de electrodo superficial puede ser usado para sensar potenciales ECG, EEG, o EMG, los electrodos más grandes son asociados con el ECG y los electrodos más chicos son usados para medir el EEG y EMG. Los electrodos de superficie han evolucionado dado que los primeros eran un poco imprácticos y se movían con facilidad, dando por consecuencia malas lecturas. Actualmente se emplean mucho los electrodos superficiales flotantes, que son sujetados a la piel por collares adhesivos (o anillos), los cuales adhieren la superficie plástica del electrodo con la piel. Se les llama flotantes porque su principio de funcionamiento es eliminar el movimiento del artefacto evitando tener cualquier contacto directo del metal y la piel. El único medio conductivo entre el metal y la piel es una pasta electrolítica o gel, el cual forma un puente electrolítico que une a ambos. Con ello se evita que el movimiento afecte la medición.

Actualmente se han introducido varios tipos de electrodos que eliminan los requerimientos de limpieza y cuidado de cada uso, siendo muy económicos y sencillos de usar.

Tipos especiales de conectores flotantes han sido descubiertos para otras aplicaciones. Por ejemplo, un electrodo en forma de arete de presión fué descubierto como referencia de mediciones EEG.

Electrodos de aguja

Este tipo de electrodos requieren conocimientos precisos de los mapas cerebrales y en ocasiones se necesita de instrumental especial para poderlos implantar en él.

2.1.1 TIPOS DE SEÑALES

La actividad eléctrica del cerebro es la suma de la actividad de cada una de las neuronas que lo integran. El potencial de una sola neurona no puede ser registrado por un electrodo externo situado sobre el cráneo por más sensible que éste sea, sólo cuando se descarga simultáneamente un gran número de neuronas, (como mínimo 1,000,000), es que se puede percibir y registrar dicho fenómeno. La sincronización de estos grupos de neuronas ha dado lugar a que se reconozcan algunos patrones que, por su identidad en frecuencia y forma, se han agrupado en distintos tipos de ondas.

Se trata de cuatro tipos principales, determinados por la frecuencia de dichas ondas. Dos de ellas constantes para el adulto despierto (Alfa y Beta), un tercero normal en los niños (Theta), y un cuarto cuya presencia siempre es patológica en el adulto despierto (ondas delta).

Ondas Alfa

Se registran en sujetos despiertos sin actividad sensorial, psíquica o motriz. Es el tipo de onda del adulto normal, que aparece en ciclos más o menos amplios, con morfología variable. Su aspecto más frecuente suele ser el sinusoidal fig. 2.1(1 y 3), otras veces su aspecto es puntiagudo fig. 2.1 (2). Su frecuencia oscila entre 8 Hz y 13 Hz. Su origen se asocia a las regiones posteriores de la corteza cerebral (región occipital) con proyección hacia las zonas parietotemporales. El voltaje de estas señales varía desde 20 hasta 80

microvolts, con promedio de 50 microvolts. El esquema de las modalidades morfológicas de las ondas alfa se muestra en la figura 2.1.

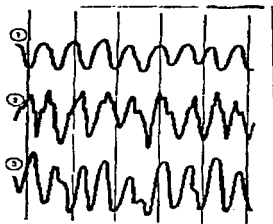


Figura 2.1 Modalidades morfológicas de las ondas alfa.

Ondas Beta

Constituye, junto con el tipo de ondas Alfa, el dúo de ritmos del adulto normal en estado de reposo. Su frecuencia está comprendida entre 14 y 30 Hz en una frecuencia promedio de 18 Hz.

Las ondas beta tienen menor amplitud que las Alfa. Su origen está vinculado a las regiones frontocentrales. Su voltaje oscila entre 5 y 10 microvolts.

Los ritmos rápidos (entre 25 y 30 Hz), están asociados a la utilización de fármacos somníferos, la ansiedad y los procesos cerebrovasculares. Su morfología se presenta en la figura 2.2

Ondas Theta

Son un tipo de ondas normales en la infancia, que tienden a desaparecer a medida que se completa el proceso de maduración del cerebro. Su presencia después de los 25 años de

edad es patológica, excepto cuando aparece asociado a variaciones fisiológicas, como el estado de sueño, o a estímulos específicos.

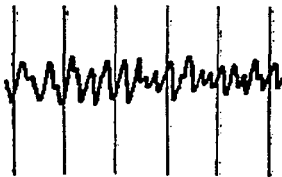


Figura 2.2 Morfología de las ondas Beta.

Su amplitud promedia un voltaje de 50 microvolts y su frecuencia oscila entre 4 y 7 Hz. En cuanto a su origen, parece ser talámico, con topografía parietal y temporal media, con propagación por delante hasta las zonas posteriores del lóbulo frontal. Su morfología aparece en la figura 2.3.

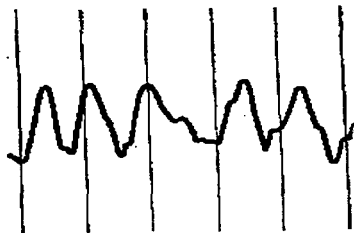


Figura 2.3 Morfología de las ondas Theta.

Ondas Delta

Son las más lentas de todas las ondas. Su frecuencia siempre está por debajo de 4 Hz. A veces es tal su lentitud, que se inscribe una sola onda o la mitad de una onda en un segundo. Normalmente las ondas delta presentan gran voltaje; suelen medir de 7 a 100 microvolts y, en ocasiones, llegan hasta 500 microvolts. Su presencia en el adulto despierto siempre es síntoma de alguna anomalía cerebral. El poliformismo de las ondas delta conocido se muestra en la figura 2.4.



Figura 2.4 Ondas Delta.

2.2 AMPLIFICACIÓN DE SEÑALES

En la sección anterior se mencionaron las características de las señales producidas por el cerebro, puede verse que la amplitud máxima de los tipos de ondas no es suficiente para su estudio adecuado. Por ello se requiere de una etapa de amplificación.

El amplificador más útil para estas mediciones es el amplificador de instrumentación. Está diseñado con varios amplificadores operacionales y resistencias de precisión, que hacen el circuito extremadamente estable. En la actualidad existen muchos circuitos integrados que contienen estos amplificadores en un solo encapsulado, pero desafortunadamente son relativamente costosos.

Un diseño más económico se logra con el uso de amplificadores diferenciales implementados con amplificadores operacionales comunes.

2.2.1 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

El amplificador diferencial se constituye por un amplificador operacional común y cuatro resistencias, como se muestra en la figura 2.5.

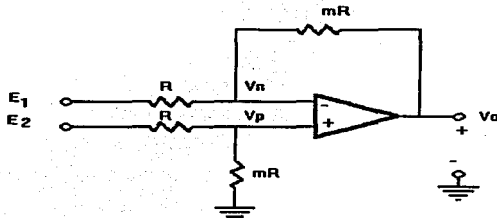


Figura 2.5. Amplificador diferencial.

Si en este circuito E_2 es reemplazado por un cortocircuito:

$$V_{01} = \frac{-mR}{R} E_1 \quad \dots(2.1)$$

Entonces:

$$V_{01} = -mE_1 \quad \dots(2.2)$$

Ahora cortocircuitando E_2 se tiene que:

$$V_p = \left(\frac{-mR}{R+mR} \right) E_2 \quad \dots(2.3) \quad \text{y} \quad V_n = \left(\frac{-R}{R+mR} \right) V_{02} \quad \dots(2.4)$$

Y dado que en los amplificadores operacionales, para efectos de análisis, se puede considerar que $V_p = V_n$ tenemos:

$$V_{02} \left(\frac{-R}{R+mR} \right) = \left(\frac{-mR}{R+mR} \right) E_1 \quad \dots(2.5)$$

$$V_{02} = \frac{mR}{R} E_1 \quad \dots(2.6)$$

Dado que:

$$V_0 = V_{01} + V_{02} \quad \dots(2.7)$$

Entonces:
$$V_0 = \frac{-mR}{R} E_2 + \frac{mR}{R} E_1 \quad \dots(2.8)$$

Por lo tanto :

$$V_0 = m (E_1 - E_2) \quad \dots(2.9)$$

En esta ecuación se muestra que el voltaje de salida del amplificador diferencial V_0 es proporcional a la diferencia de voltajes aplicada a las entradas del amplificador operacional. El multiplicador m se denomina ganancia diferencial y se establece por la relación entre resistencias.

Voltaje en modo común

Si en el amplificador de la figura 2.5 $E_2 = E_1$, el voltaje de entrada en el amplificador diferencial se denomina **Voltaje de entrada en modo común ECM**. Si esto ocurre y hay en el circuito una relación de resistencias iguales, el voltaje de salida V_0 será igual a cero. Prácticamente, las relaciones de resistencias se igualan mediante la instalación de un potenciómetro en serie con la resistencia que va de V_0 a tierra, como se muestra en la figura 2.6. El potenciómetro se ajusta hasta que V_0 se reduce a un valor despreciable. Esto causa que la ganancia de voltaje en modo común se aproxime a cero.

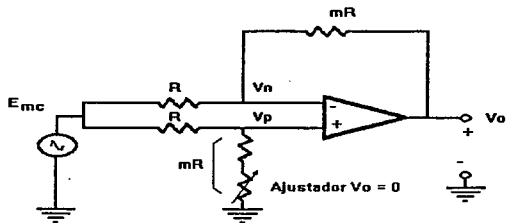


Figura 2.6 Amplificador diferencial en modo común.

Esta es la característica de un amplificador diferencial que permite que una señal débil se capte extrayéndola de una señal de ruido más intensa. Es posible adecuar el circuito de modo que la señal más intensa no deseada, sea el voltaje de entrada en modo común y la pequeña señal el voltaje de entrada diferencial. Entonces la salida del amplificador diferencial sólo será el voltaje diferencial de entrada.

2.2.2 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

El amplificador de instrumentación es de los más útiles, precisos y versátiles disponibles en la actualidad. Está constituido de tres amplificadores operacionales y siete resistencias de precisión, como se muestra en la figura 2.7.

La resistencia mR es la que fija la ganancia del circuito. El análisis se muestra a continuación, con la ayuda de la figura 2.7.

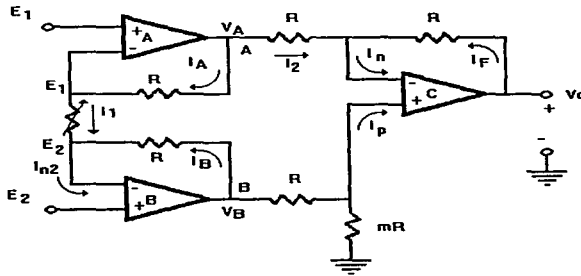


Figura 2.7 Amplificador de instrumentación.

Dado que en el análisis de un amplificador operacional se puede considerar que las corrientes de entrada $I_p = I_n = 0$ y los voltajes de entrada $V_p = V_n$

Entonces:

$$i_A = i_1$$

...(2.10)

$$\frac{V_A - E_1}{R} = \frac{E_1 - E_2}{aR} \quad \dots(2.11)$$

Despejando V_A :

$$V_A = R \left(\frac{E_1}{aR} - \frac{E_2}{aR} + \frac{E_1}{R} \right) \quad \dots(2.12)$$

$$= \frac{E_1}{a} - \frac{E_2}{a} + E_1 \quad \dots(2.13)$$

$$V_A = E_1 (1 + \frac{1}{a}) - \frac{E_2}{a} \quad \dots(2.14)$$

Por otro lado $i_1 = -i_B \quad \dots(2.15)$

$$\frac{E_1 - E_2}{aR} - \frac{E_2}{aR} = - \left(\frac{V_B - E_2}{R} \right) \quad \dots(2.16)$$

Despejando V_B :

$$-V_B = R \left(\frac{E_1}{aR} - \frac{E_2}{aR} - \frac{E_2}{R} \right) \quad \dots(2.17)$$

$$V_B = -\frac{E_1}{a} + E_2 \left(1 + \frac{1}{a} \right) \quad \dots(2.18)$$

Considerando el amplificador C y haciendo $mR = R$, tenemos:

$$V_p = \frac{R}{2R} V_B = \frac{V_B}{2} = V_n \quad \dots(2.19)$$

Por otro lado $i_2 + i_F = i_n = 0 \quad \dots(2.20)$

$$i_2 = -i_F \quad \dots(2.21)$$

$$\frac{V_A - V_B}{R} = - \left(\frac{V_B - V_A}{R} \right) \quad \dots(2.22)$$

simplificando R y sustituyendo (2.19) en (2.22)

$$V_A - \frac{V_B}{2} = -V_0 + \frac{V_B}{2} \quad \dots(2.23)$$

$$V_0 = V_B - V_A \quad \dots(2.24)$$

Sustituyendo (2.14) y (2.18) en (2.24) se tiene que:

$$V_0 = -E_1 + E_2 \left(1 + \frac{1}{a}\right) + E_2 - E_1 \left(1 + \frac{1}{a}\right) \quad \dots(2.25)$$

Agrupando E_1 y E_2 y simplificando se tiene finalmente:

$$V_0 = \left(2 + \frac{1}{a}\right) (E_2 - E_1) \quad \dots(2.26)$$

Que es la ecuación que representa el voltaje de salida del amplificador de instrumentación de la figura 2.7 y cuya ganancia queda determinada por el factor "a".

2.3 FILTRADO

Un filtro eléctrico es una red que es utilizada para cambiar de una forma precisa la amplitud y fase de una onda, dicho cambio depende de la frecuencia de la onda. Un filtro deja pasar las ondas que estén comprendidas en una banda de frecuencias y atenúa las otras. Dentro de una clasificación general tenemos: filtros pasobajas, que suprimen las altas frecuencias y dejan pasar las bajas; filtros paso altas, que permiten el paso de altas frecuencias y suprimen las bajas; filtros pasobanda, que sólo dejan pasar frecuencias comprendidas en un intervalo seleccionado y, por último, tenemos los supresores de banda, que dejan pasar todas las frecuencias excepto las comprendidas en la banda de rechazo.

Los filtros pueden ser activos o pasivos. Un filtro activo está asociado con un amplificador operacional mientras que el filtro pasivo se conforma de uno o más componentes electrónicos pasivos como son: inductores, capacitores, resistores y cristales, diseñados para tener un efecto específico en la entrada y paso de una o varias frecuencias. Frecuencias que pueden ser de audio, radio frecuencias o microondas.

Desde el punto de vista de su construcción, algunos son extremadamente simples y pueden consistir en no más de un sólo componente, posiblemente un capacitor. Otros son muy complejos y pueden requerir de una gran cantidad de componentes. También los hay de uso tan común que se encuentran disponibles en circuitos integrados.

2.3.1. FILTROS ACTIVOS

El amplificador operacional, especialmente el amplificador operacional de circuito integrado, ha demostrado ser un dispositivo activo extremadamente útil en la realización de las redes activas de RC. Los amplificadores operacionales tienen una elevada impedancia de entrada, baja impedancia de salida, alto rechazo al ruido, amplio ancho de banda,

ganancia de anillo abierto grande y bajo costo. Estas cualidades se usan con ventaja en los circuitos que describiremos en esta sección.

Características de los filtros activos

El elemento activo, en este caso el amplificador operacional, es necesario en las redes activas para permitir la realización de los polos complejos, usando solamente resistores y capacitores para los elementos pasivos. El amplificador operacional permite el uso de resistores y capacitores de valores razonables, aún a frecuencias tan bajas como de 10^{-3} Hz. Otro aspecto muy importante es el aislamiento que proporcionan las bajas impedancias de salida.

Los filtros activos tienen algunas características propias que los hacen suficientemente diferentes de los filtros pasivos. Por ejemplo, los filtros activos tienen habitualmente entradas y salidas de un canal. Los amplificadores usados para los elementos activos tienen un intervalo limitado de voltaje de entrada y de salida (que depende directamente de la polarización del mismo) y una capacidad de corriente de salida de unos cuantos miliamperes.

Las salidas de los filtros activos construidos con amplificadores operacionales tienen un voltaje compensador de CC que se desvía con los cambios de la temperatura ambiente. El voltaje compensador puede variar de unos cuantos microvolts a varios cientos de milivolts. Las desviaciones pueden variar de 1 a 100 $\mu V/^\circ C$, o aún más; en un filtro paso bajas de polos múltiples formado de muchas etapas de pares de polos.

Los filtros activos tienen excelentes características de aislamiento, es decir, una elevada impedancia de entrada que varía de unos cuantos kilohms a varios miles de megohms si se usan amplificadores separadores de entrada, y una baja impedancia de salida, que varía de unos cuantos cientos de ohms a menos de 1 ohm. En los amplificadores operacionales se pueden obtener anchos de banda de hasta de 100 Mhz con ganancia unitaria.

La ventaja principal de los filtros activos es su pequeño tamaño y peso para las aplicaciones de baja frecuencia.

Son posibles todos los tipos de respuesta: los antiguos Butterworth, Chebyshev y Bessel (Thompson), de sintonización sencilla y de paso de banda escalonado, así como otras respuestas que satisfacen necesidades especiales.

Pares de polos, funciones de redes y parámetros

Con los circuitos que van a describirse se obtienen el par de polo sencillo o el de polo sencillo complejo. Luego se construyen filtros más complicados con estos bloques de construcción individuales. Este procedimiento permite el diseño y fácil sintonización de un filtro complejo, lo que es una cuestión importante, reduciendo la interacción entre los elementos.

Las funciones de red de filtro que más interesan son la magnitud, fase y retraso del grupo. Los parámetros de la red que son importantes son: la frecuencia característica y la ganancia de paso de banda. En esta sección se examinarán brevemente estas funciones y parámetros en redes de un solo polo y las complejas de par de polos, las de paso bajas y las de paso altas.

Funciones de las redes de paso bajas

Polo sencillo. La función de transferencia de paso bajas de un polo sencillo en las variables de frecuencia compleja es:

$$H(s) = H_0 \omega_0 / (s + \omega_0) \quad \dots(2.27)$$

La magnitud de la función de transferencia para la respuesta a la excitación sinusoidal de estado estable es:

$$|H(j\omega)| = G(\omega) = (H_0^2 \omega_0^2 / (\omega^2 + \omega_0^2))^{1/2} \quad \dots(2.28)$$

La fase es:

$$\phi(\omega) = -\text{arccotan } \omega / \omega_0 \quad \dots(2.29)$$

Par de polos complejos conjugados. La función de transferencia de paso bajas de par de polos complejos conjugados y la magnitud sinusoidal de estado estable y funciones de fase son:

$$H(s) = H_0 \omega_0^2 / (s^2 + \alpha\omega_0 s + \omega_0^2) \quad \dots(2.30)$$

$$|H(j\omega)| = G(\omega) = (H_0^2 \omega_0^4 / (\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\alpha^2 - 2) + \omega_0^4))^{1/2} \quad \dots(2.30)$$

$$\phi(\omega) = -\text{arccotan}(1/\alpha (2(\omega / \omega_0) + (4 - \alpha^2)^{1/2})) - \text{arccotan}(1/\alpha (2(\omega / \omega_0) - (4 - \alpha^2)^{1/2})) \quad \dots(2.31)$$

La relación de fase que se acaba de dar se expresa en una forma que puede usarse en una computadora cualquiera, ya que, en muchas computadoras, la función arccotan puede determinarse solamente para el ángulo principal. Nótese que usualmente α^2 nunca es mayor de 4. Si es así, los polos ya no serán complejos. La Q de un par de polos complejos es igual a $1/\alpha$.

Funciones de la red paso altas

Polo sencillo. La función de transferencia de paso altas de polos sencillos y las funciones de magnitud, de fase y de retraso, de estado variable sinusoidal son:

$$H(s) = H_0 s / (s + \omega_0) \quad \dots(2.32)$$

$$|H(j\omega)| = G(\omega) = (H_0^2 \omega_0^2 / (\omega^2 + \omega_0^2))^{1/2} \quad \dots(2.33)$$

$$\phi(\omega) = \gamma/2 - \arccot(\omega / \omega_0) \quad \dots(2.34)$$

Par de polos complejos conjugados. La función de transferencia de paso altas de par de polos complejos conjugados y las funciones de magnitud, de fase y de retraso, de estado sinusoidal estable son:

$$H(s) = H_0 s^2 / (s^2 + \alpha\omega_0 s + \omega_0^2) \quad \dots(2.35)$$

$$|H(j\omega)| = G(\omega) = (H_0^2 \omega_0^4 / (\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\alpha^2 - 2) + \omega_0^4))^{1/2} \quad \dots(2.36)$$

$$\phi(\omega) = \gamma - \arccot((1/\alpha)(2\omega / \omega_0) + (4 - \alpha^2)^{1/2}) - \arccot((1/\alpha)(2\omega/\omega_0) - (4 - \alpha^2)^{1/2}) \dots(2.37)$$

Materialización de los filtros

Circuitos de retroalimentación múltiple de ganancia infinita

La figura 2.8 ilustra la conexión de retroalimentación múltiple y de ganancia infinita para un par de polos complejos conjugados en el plano s , con los ceros restringidos al origen o al infinito. El amplificador se usa en la forma inversora, con la entrada E_i conectada a tierra. Cada elemento Y_i representa un resistor o capacitor. La función de transferencia de voltaje es:

$$E_o/E_i (s) = -Y_1 Y_3 / [Y_3 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4] \quad \dots(2.38)$$

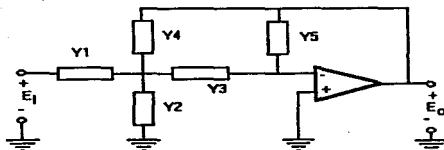


Fig 2.8 Circuito de realimentación múltiple de ganancia infinita.

Los ejemplos que siguen muestran cómo pueden elegirse estos cinco elementos para obtener las funciones de red de paso bajas y paso altas.

Paso bajas. El circuito de retroalimentación múltiple de ganancia infinita para una función de red paso bajo se muestra en la figura 2.9. La función de transferencia de voltaje es

$$E_o/E_i(s) = (-1/R_1 R_3) C_2 C_5 / [s^2 + (s/C_2)(1/R_1 + 1/R_3 + 1/R_4) + 1/(R_3 R_4 C_2 C_5)] \quad \dots(2.39)$$

Nótese que este circuito produce inversión de señal, como lo hacen todos los circuitos en que se sigue esta técnica. En este circuito, siguiendo la notación de la función de red de paso bajas.

$$H_o = R_4 / R_1 \quad \dots(2.40)$$

$$\omega_0 = (1/R_3 R_4 C_2 C_5)^{1/2} \quad \dots(2.41)$$

$$\alpha = (C_5 / C_2)^{1/2} [(R_3 / R_4)^{1/2} + (R_5 / R_3)^{1/2} + (R_3 R_4 / R_1)] \quad \dots(2.42)$$

$$\phi = \gamma + \phi_{P,BJ}$$

...(2.43)

Nótese que se ha incorporado la inversión de fase en la función de fase.

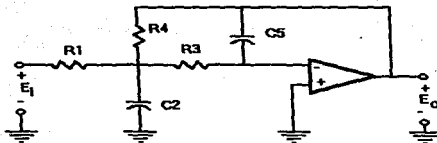


Fig 2.9 Filtro paso bajas de realimentación múltiple y ganancia infinita.

Procedimiento de proyecto

Dado: H_0 , α , $\omega_0 = 2\pi f_0$

Elijase: $C_3 = C$, que es un valor conveniente

$$C_2 = KC$$

...(2.44)

$$K > 4(H_0 + 1) / \alpha^2$$

...(2.45)

Calcúlese: $R_4 = (\alpha / 2 \omega_0 C) [1 + (1 - 4(H_0 + 1)) / K\alpha^2]$

...(2.46)

$$R_1 = R_4 / H_0$$

...(2.47)

$$R_3 = 1 / (\omega_0^2 C^2 R_4 K)$$

...(2.48)

Filtro de paso alto. Se ilustra en la figura 2.10 una materialización de un filtro de paso alto.
 La función de transferencia de voltaje es

$$E_o/E_i(s) = -(C_1/C_4)s^2 / [s^2 + s(1/R_5)(C_1/C_3 C_4 + 1/C_4 + 1/C_2) + 1/(R_2 R_5 C_3 C_4)] \quad \dots(2.49)$$

En términos de nuestra función de red de paso altas

$$H_o = C_1 / C_4 \quad \dots(2.50)$$

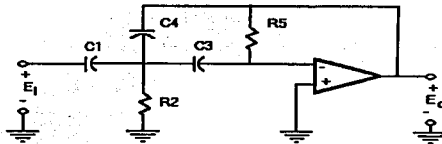


Fig 2.10. Filtro paso altas de realimentación múltiple y ganancia infinita.

$$\omega_0 = (1/R_2 R_5 C_3 C_4)^{1/2} \quad \dots(2.51)$$

$$\alpha = (R_2 / R_5)^{1/2} [C_1 / (C_3 / C_4)^{1/2} + (C_3 / C_4)^{1/2} + (C_4 / C_3)^{1/2}] \dots(2.52)$$

$$\phi = \gamma + \phi_{P.A} \quad \dots(2.53)$$

Procedimiento de proyecto

Dado: H_o , α , $\omega_0 = 2\pi f_0$

El fñase: $C = C_1 = C_3$, de un valor conveniente

$$\text{Cálculése: } R_3 = (1 / \alpha \omega_0 C) (2H_0 + 1) \quad \dots(2.54)$$

$$R_2 = \alpha H_0 / \omega_0 C (2H_0 + 1) \quad \dots(2.55)$$

$$C_4 = C_1 / H_0 \quad \dots(2.56)$$

Circuitos de fuente controlada. En una fuente de voltaje controlada por voltaje provista de un amplificador operacional la impedancia de entrada es muy grande, de decenas a cientos de miles de megohms, lo que depende del tipo de amplificador operacional que se emplee, y la impedancia de salida es muy baja, generalmente menor a 1Ω para K entre 1 y 10. La función de transferencia de voltaje es:

$$E_o / E_i (s) = 1 + (R_b / R_a) = K \quad \dots(2.57)$$

La figura 2.11 muestra la conexión de la fuente controlada para un circuito que puede usarse para realizar las funciones de transferencia de voltaje con un solo par de polos complejos conjugados en el plano s, con los ceros restringidos al origen al infinito. La función de transferencia es:

$$E_o/E_i (s) = KY_1Y_3 / [Y_3 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + [Y_1 + Y_2 (1 - K) + Y_3/Y_4] \quad \dots(2.58)$$

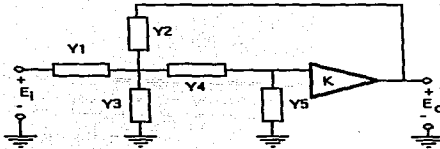


Fig. 2.11. Circuito de fuente controlada por voltaje

Filtro de paso bajas. En la figura 2.12 se muestra un circuito de fuente de voltaje controlada por voltaje para que funcione como red de paso bajas. La función de transferencia de voltaje es:

$$E_2/E_1 (s) = K / R_1 R_2 C_1 C_2 / [s^2 + (s(1/R_1 C_1)(1/R_2 C_2 + (1-K)/R_2 C_2) + 1/R_1 R_2 C_1 C_2)] \quad \dots(2.59)$$

Los parámetros de red son:

$$H_0 = K \quad \dots(2.60)$$

$$\omega_0 = (1 / R_1 R_2 C_1 C_2)^{1/2} \quad \dots(2.61)$$

$$\alpha = (R_2 C_2 / R_1 C_1)^{1/2} + (R_1 C_2 / R_2 C_1)^{1/2} + (R_1 C_1 / R_2 C_2)^{1/2} - K (R_1 C_1 / R_2 C_2)^{1/2} \quad \dots(2.62)$$

$$\phi = \phi_{P,BJ} \quad \dots(2.63)$$

Procedimiento de proyecto

Dado: $H_o, \alpha, \omega_0 = 2\pi f_0$

Elíjase: $C_1 = C_2 = C$, que sea un valor conveniente

$$K = H_o > 2 \quad \dots(2.64)$$

$$\text{Cálculése: } R_2 = (\alpha / 2 \omega_0 C) [1 + (1 + (4 (H_o - 2) / \alpha^2))^{1/2}] \quad \dots(2.65)$$

$$R_1 = 1 / (\omega_0^2 C^2 R_2) \quad \dots(2.66)$$

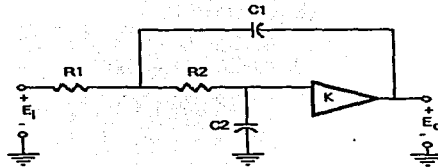


Fig. 2.12. Filtro paso bajas de fuente controlada por voltaje.

Filtro de paso alto. Se ilustra en la figura 2.13 una materialización de un filtro de paso alto.

La función de transferencia de voltaje es:

$$E_o/E_1 (s) = Ks^2 / [s^2 + s(1 / R_2 C_1 + 1 / R_2 C_2 + (1 - K) / R_1 C_1) + 1 / (R_1 R_2 C_1 C_2)] \quad \dots(2.67)$$

En términos de nuestra función de red de paso altas:

$$H_0 = K \quad \dots(2.68)$$

$$\omega_0 = (1 / R_1 R_2 C_1 C_2)^{1/2} \quad \dots(2.69)$$

$$\alpha = (R_1 C_1 / R_2 C_2)^{1/2} + (R_1 C_2 / R_2 C_1)^{1/2} + (R_2 C_2 / R_1 C_1)^{1/2} - K (R_2 C_2 / R_1 C_1)^{1/2} \quad \dots(2.70)$$

$$\phi = \phi_{P.A} \quad \dots(2.71)$$

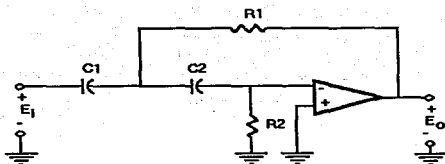


Fig. 2.13. Filtro paso altas de fuente controlada por voltaje.

Procedimiento de proyecto

Dado: H_0 , α , $\omega_0 = 2\pi f_0$

Elíjase: $C = C_1 = C_2$, de un valor conveniente

$$\text{Cálculése: } R_1 = (\alpha + (\alpha^2 + 8 (H_0 - 1))^{1/2}) / (4 \omega_0 C) \quad \dots(2.72)$$

$$R_2 = (4 / (\omega_0 C)) (1 / (\alpha + (\alpha^2 + 8 (H_0 - 1))^{1/2})) \quad \dots(2.73)$$

2.3.2 FILTROS PASIVOS

Los filtros eléctricos diseñados con elementos pasivos (resistores, capacitores o inductores), reciben el nombre de filtros pasivos y pueden estar en configuraciones L, T ó π . Este tipo de filtros no proporcionan ganancia alguna a la señal.

Filtros paso bajas

Los filtros pasobajas son usados para permitir el paso de ondas senoidales bajas frecuencias y atenuar las de altas frecuencias. La frecuencia de corte ω_c es utilizada para distinguir la frecuencia de paso ($\omega < \omega_c$) de la banda de rechazo ($\omega > \omega_c$). El filtro pasobajas ideal está caracterizado por las curvas de magnitud y fase dadas en la figura 2.14(a).

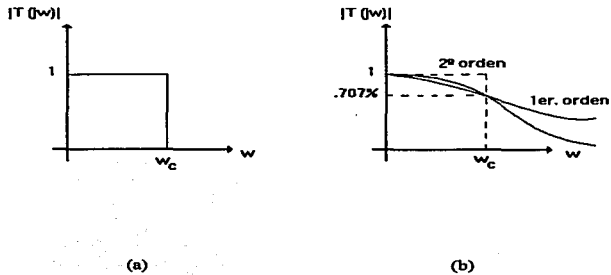


Fig. 2.14. Curvas características de los filtros paso bajas (a)ideal, (b)real.

La figura 2.14(b) muestra la respuesta real. En esta la magnitud de la señal de salida es el 70.7 % de la señal de entrada en la frecuencia de corte ω_c . Como todas las frecuencias comprendidas de cero a ω_c pasan (más o menos), a ω_c también se le conoce como ancho de banda de filtros paso bajas. Como ω_c está dada en radianes por segundo, debe ser dividida entre 2π para obtener la frecuencia de corte o ancho de banda en Hz.

Es imposible producir redes teniendo las características ideales de los filtros pasobajas. En la práctica obtenemos características que se aproximan a las ideales. Para aproximar la respuesta a la ideal es necesario aumentar el orden del filtro lo que traería como consecuencia un aumento en el costo, peso e inestabilidad.

La ecuación de primer orden para un filtro pasobajas está dada por

$$T_1(s) = \omega_c / (s + \omega_c) = 1 / ((s / \omega_c) + 1) \quad \dots(2.74)$$

La figura 2.15 muestra las redes paso bajas de primer orden. La función de transferencia que las caracteriza se mostró en la ecuación 2.74.

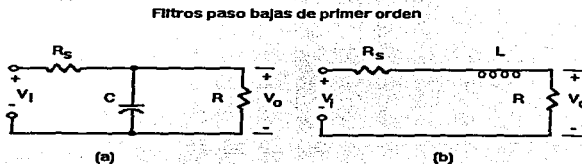


Fig. 2.15 Filtros paso bajas de primer orden.

Ambas redes operan entre una carga resistiva de la fuente de alimentación R_S y la resistencia de carga R . Las redes son descritas por la función de transferencia que se muestra en la ecuación. 2.75.

$$T(s) = V_o / V_i = (R_L / (R_S + R_L)) (\omega_c / (s + \omega_c)) \quad \dots(2.75)$$

donde $\omega_c = 1 / ([R_S R_L / (R_S + R_L)] C)$ (red RC) $\dots(2.76)$

$\omega_c = (R_S + R_L) / L$ (red RL) $\dots(2.77)$

Si nosotros deseamos una mayor atenuación de las frecuencias comprendidas en la banda de rechazo o una mayor distinción entre la banda de paso y la de rechazo, debemos aumentar el orden de la función del filtro.

Una función de segundo orden, figura 2.16., ampliamente utilizada para filtros paso bajas está descrita por la ec. 2.78.

Filtro paso bajas de segundo orden

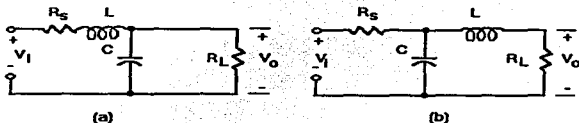


Fig. 2.16. Filtro paso bajas de segundo orden.

$$T_2(s) = \omega_c^2 / (s^2 + s\sqrt{2}\omega_c + \omega_c^2) \quad \dots(2.78)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L}{R_S + R_L} \left[\frac{(1 + R_S/R_L)(1/LC)}{s^2 + s(R_S/L + 1/R_L C) + (1 + R_S/R_L)(1/LC)} \right] \dots(2.79)$$

Comparando la ecuación 2.79 con la ecuación 2.78 para obtener la frecuencia natural ω_c tenemos:

$$\omega_c^2 = (1 + R_s/R_L) (1/LC), \quad \sqrt{2}\omega_c = R_s/L + 1/R_L C \quad \dots(2.80)$$

$$\text{para } R_s = R_L \quad \dots(2.81)$$

$$\omega_c^2 = (2/LC), \quad \dots(2.82)$$

$$\sqrt{2}\omega_c = R/L + 1/R C \quad \dots(2.83)$$

Resolviendo el par de ecuaciones simultáneas para L y C tenemos:

$$L = \sqrt{2} R / \omega_c \quad \dots(2.84)$$

$$C = \sqrt{2} / (\omega_c R) \quad \dots(2.85)$$

Filtros paso altas

El filtro paso altas es usado para detener las ondas de bajas frecuencias y dejar pasar las de altas frecuencias (figura 2.17.). La frecuencia de corte ω_c es usada para diferenciar la banda de rechazo ($\omega < \omega_c$) de la banda de paso.

La función de transferencia de un filtro paso altas de primer orden está dada por:

$$T_1(s) = s / (s + \omega_c) = (s/\omega_c) / ((s/\omega_c) + 1) \quad \dots(2.86)$$

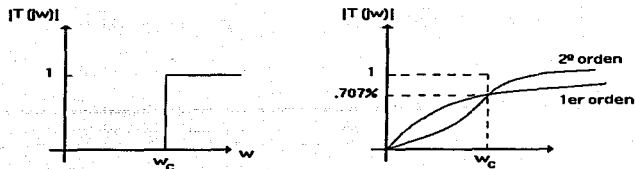


Fig. 2.17. Curvas características del filtro paso altas.

La figura 2.18 muestra las redes paso altas de primer orden. La función de transferencia de estas redes se mostró en la ecuación 2.86.

Filtro paso altas de primer orden

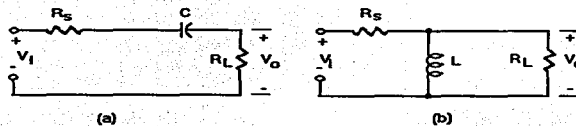


Fig. 2.18. Filtro paso altas de primer orden.

Ambas redes operan entre una carga resistiva de la fuente de alimentación R_s y la resistencia de carga R_L . Las redes son descritas por la función de transferencia que a continuación se presenta ec. 2.87 :

$$T(s) = V_o / V_i = (R_L / (R_s + R_L)) (s / (s + \omega_c)) \quad \dots(2.87)$$

donde $\omega_c = 1 / ((R_s + R_L) C)$ (red RC) $\dots(2.88)$

$$\omega_c = (R_s R_L / (R_s + R_L)) (1 / L) \quad \text{(red RL)} \quad \dots(2.89)$$

Las redes de segundo orden se muestran en la figura 2.19. La función de transferencia que las caracteriza está descrita por:

$$T_2(s) = s^2 / (s^2 + s\sqrt{2}\omega_c + \omega_c^2) \quad \dots(2.90)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{s^2}{2(s^2 + s(1/2)[(R/L) + (1/RC)] + 1/(2LC)} \quad \dots(2.91)$$

Filtro paso altas de segundo orden

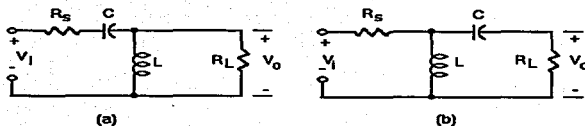


Fig. 2.19. Filtro paso altas de segundo orden

Multiplicando la ecuación de segundo orden (2.90) por el factor $\frac{1}{2}$ para hacer una igualación y obtener la frecuencia natural se tiene:

$$V_o / V_i = \frac{1}{2} [s^2 / (s^2 + s\sqrt{2}\omega_c + \omega_c^2)] \quad \dots(2.92)$$

Comparando términos tenemos en las ecuaciones 2.91 y 2.92 :

$$\sqrt{2}\omega_c = \frac{1}{2} [(R/L) + (1/RC)] \quad \dots(2.93)$$

$$\omega_c^2 = 1 / (2LC) \quad \dots(2.94)$$

generalmente R está dada y ω_c está especificada. L y C permanecen desconocidas, y son obtenidas resolviendo las ecuaciones simultáneas anteriores. El resultado es:

$$L = R / \sqrt{2}\omega_c \quad \dots(2.95)$$

$$C = 1 / (\sqrt{2}\omega_c R) \quad \dots(2.96)$$

2.4 MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN

La modulación es una alteración sistemática de una forma de onda conocida como "portadora", de acuerdo a las características de otra forma de onda llamada moduladora o mensaje; esto con el objeto fundamental de producir una señal portadora modulada que conduzca la información y cuyas propiedades sean más adecuadas al trabajo de comunicación dado.

Las dos técnicas fundamentales de modulación son: modulación analógica y modulación digital. En la modulación analógica una portadora senoidal es transmitida y un parámetro (como amplitud, frecuencia o fase) es variado en función de la forma de onda del mensaje. La portadora en modulación digital es regularmente un tren de pulsos rectangulares y un parámetro (como altura o ancho del pulso) es cambiado de acuerdo al mensaje.

Hoy en día el uso de la modulación es muy provechoso para el mejor desempeño de los sistemas de comunicación. Ofrece grandes ventajas, entre las que se encuentran: la facilidad de radiación al transmitir o recibir por radio, la multicanalización, la capacidad de reducir ruido o interferencia al poder cambiar la frecuencia de la portadora a una frecuencia donde no existan tantas perturbaciones y además con la modulación también es posible operar varias estaciones de radio y televisión simultáneamente asignándoles diferentes frecuencias.

Por el tipo de señales que se manejan en el electroencefalograma y por las características de la grabadora de audio, la necesidad que tenemos de modular es evidente. Con ello lograremos modificar la frecuencia cerebral a frecuencia de audio y podremos multicanalizar las cuatro señales necesarias a los dos canales de la grabadora.

La demodulación o detección es el proceso inverso a la modulación y consiste en recuperar la información de la portadora modulada.

2.4.1 MODULACIÓN EN AMPLITUD CON PORTADORA SUPRIMIDA

En esta técnica se traslada el espectro de frecuencia de la señal que se va a transmitir $f(t)$ al multiplicarlo por una señal sinusoidal $\cos\omega_c t$, cuya frecuencia corresponde a la traslación requerida.

Por el teorema de traslación de frecuencia, se deduce que, si:

$$f(t) \leftrightarrow F(\omega) \quad \dots(2.97)$$

entonces:

$$f(t)\cos\omega_c t \leftrightarrow \frac{1}{2} [F(\omega + \omega_c) + F(\omega - \omega_c)] \quad \dots(2.98)$$

donde es evidente que el espectro de $f(t)\cos\omega_c t$ es el mismo que el de $f(t)$, pero trasladado en $(+/-) \omega_c$ rad/seg.

A la señal $\cos\omega_c t$ se le llama portadora y la multiplicación de $\cos\omega_c t$ por $f(t)$ equivale a variar la amplitud de la portadora en proporción a $f(t)$. Así pues se dice que la señal portadora $\cos\omega_c t$ está modulada en amplitud por la señal mensaje $f(t)$.

Este modo de transmisión se conoce como modulación en amplitud con portadora suprimida (AM-PS), debido a que la señal modulada $f(t)\cos\omega_c t$ no contiene señal portadora adicional.

Para demodular esta señal es necesario en el receptor un circuito que origine una portadora de exactamente las mismas características de la portadora transmitida. Esta nueva portadora se multiplicará por la señal modulada $f(t)\cos\omega_c t$, dando por resultado la señal $f(t)\cos^2 \omega_c t$.

Dado que en el dominio del tiempo:

$$f(t)\cos^2 \omega_c t = \frac{1}{2} f(t) [1 + \cos 2\omega_c t] = \frac{1}{2} [f(t) + f(t) \cos 2\omega_c t] \quad \dots(2.99)$$

Entonces en el dominio de la frecuencia:

$$f(t)\cos^2 \omega_c t \leftrightarrow \frac{1}{2} F(\omega) + \frac{1}{4} [F(\omega + 2\omega_c) + F(\omega - 2\omega_c)] \quad \dots(2.100)$$

Donde se puede ver que atenuando las componentes (+/-) $2\omega_c$ se puede recuperar la señal original.

2.4.2 MODULACIÓN EN AMPLITUD CON PORTADORA DE ALTA FRECUENCIA (AM)

Dado que en muchas ocasiones no es posible crear en el receptor una señal con las mismas características de la portadora inicial, para evitar errores en la recepción del mensaje y facilitar la recuperación del mensaje original, en algunas aplicaciones junto con la señal modulada con portadora suprimida $f(t)\cos\omega_c t$ se transmite una señal portadora de alta frecuencia.

En este caso la señal transmitida está dada por:

$$\varphi_{AM}(t) = f(t)\cos\omega_c t + A\cos\omega_c t \quad \dots(2.101)$$

En donde el espectro de $\varphi_{AM}(t)$ es el mismo que el de $f(t)\cos\omega_c t$ exceptuando que existen dos impulsos adicionales en (+/-) ω_c ; así pues:

$$\Phi_{AM} \leftrightarrow \frac{1}{2} [F(\omega + \omega_c) + F(\omega - \omega_c)] + \pi A [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)]^{(1)} \quad \dots(2.102)^1$$

¹ B.P. Lathi, Introducción a la teoría y sistemas de comunicación, Ec. 3.12.

La señal modulada $\varphi_{AM}(t)$ se puede escribir como:

$$\varphi_{AM} = [A + f(t)] \cos \omega_c t \quad \dots(2.103)$$

En donde se puede considerar a la función $\cos \omega_c t$ como la señal portadora, cuya amplitud está dada por $[A + f(t)]$. La envolvente de la señal modulada es de la forma $f(t)$ aumentada en una constante A y en este caso la recuperación de la señal se reduce a la detección de la envolvente.

2.4.3 MODULACIÓN EN FRECUENCIA

Para entender el concepto de modulación en frecuencia es necesario definir una función sinusoidal generalizada $f(t) = A \cos \theta(t)$, en donde θ es el ángulo de la señal sinusoidal en función de t .

Para una función sinusoidal ordinaria de frecuencia fija $f(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_0)$,

se tiene que $\theta(t) = (\omega_c t + \theta_0) \quad \dots(2.104)$

y $\omega_c = d\theta/dt \quad \dots(2.105)$

La frecuencia angular ω_c es constante y está dada por la derivada del ángulo $\theta(t)$. En general ω_c no necesita ser constante, por lo que se puede definir $d\theta/dt$ como la frecuencia instantánea que varía con el tiempo. Así:

$$\omega_i = d\theta/dt \quad \dots(2.106)$$

$$\theta = \int \omega_1 dt \quad \dots(2.107)$$

Con esto es fácil entender la posibilidad de transmitir información $f(t)$ haciendo variar el ángulo $\theta(t)$ de una portadora. Esta técnica se conoce como modulación angular y dentro de ésta se encuentra la modulación en frecuencia.

La frecuencia modulada ocurre cuando la frecuencia instantánea de la señal portadora varía directamente en función de la señal mensaje. De esta manera, para una portadora modulada en frecuencia, ω_1 está dada por:

$$\omega_1 = \omega_c + k_f f(t) \quad \dots(2.108)$$

y

$$\theta = \int \omega_1 dt \quad \dots(2.109)$$

$$\theta = \omega_c t + k_f \int f(t) dt + \theta_0 \quad \dots(2.110)$$

y la señal $\varphi_{FM} = A \cos [\omega_c + k_f \int f(t) dt + \theta_0]$ es una portadora de frecuencia modulada en donde $f(t)$ es la señal mensaje y k_f es la constante que controla la desviación de la frecuencia de la portadora de su valor inicial.

2.4.4 PLL

El lazo enganchado en fase (phase lock loop de sus siglas en inglés) son una clase de circuitos monolíticos, basados en la tecnología de realimentación, fueron descritos para la recepción sincrónica de señales de radio en 1932 por H. de Bellescizi en Francia, y desde entonces ha tenido un sinnúmero de aplicaciones. El PLL se engancha o sincroniza la frecuencia y fase de un oscilador de frecuencia variable a una entrada de referencia. El PLL es un sistema bastante conocido que en la década de los 80's se popularizó a partir del desarrollo de los circuitos integrados de silicio, lo que ha permitido el desarrollo de excelentes equipos a bajos costos debido a su conveniencia y pequeño tamaño. En la figura 2.20 se dibuja el diagrama en bloques de un sistema PLL básico. Se trata de un circuito realimentado que posee un comparador de fase, un filtro pasabajas y un amplificador de error colocado en la trayectoria de la señal más un oscilador controlado por tensión (VCO) en el lazo de realimentación.

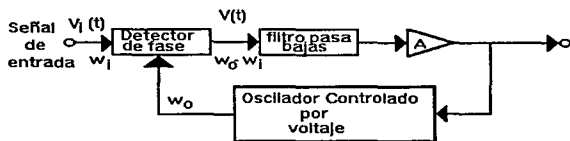


Fig.2.20. Diagrama a bloques de un sistema PLL.

El funcionamiento es el siguiente: ingresa una señal con una frecuencia ω_i a un comparador, la cual se "compara" con la señal, proveniente de un oscilador controlado por tensión de frecuencia ω_o .

A la salida del detector se tiene una señal de error más otras señales que son filtradas por el filtro pasobajas tal que la señal de error $\omega_i - \omega_o$ se amplifica presentando una tensión $V(t)$ proporcional a la señal de error ingresante. Esta señal V controla al VCO, tal que este oscilador generará una señal cuya frecuencia (ω_o) será función de la señal $V(t)$.

El filtro pasobajas es la parte esencial del PLL que convierte la salida del detector de fase en un voltaje pico de control. Porque contiene una constante de tiempo finita, el PLL no se engancha instantáneamente, y la frecuencia de salida se engancha con el valor principal de la frecuencia de referencia, más que con su valor instantáneo.

Si por alguna causa cambia la frecuencia de la señal ingresante (ω_i), la señal de error ($\omega_i - \omega_o$) será diferente, generando así una señal $V(t)$ mayor o menor, lo que hará cambiar la frecuencia del VCO (ω_o) para corregir la variación inicial de la frecuencia de la señal de entrada.

En síntesis, se trata de un sistema que compara las fases (frecuencias) de dos señales, una de ellas proveniente de un VCO, tal que cualquier modificación generará una señal de error que hará variar la frecuencia del VCO para corregir dichos cambios. Si se cuenta, entonces, con una señal de frecuencia estable, trabajando en la trayectoria de otra señal, pueden conseguirse otras ondas de frecuencia: múltiplos o submúltiplos también estables.

Operación de lazo

El principio básico de operación de un PLL puede ser explicado brevemente como sigue: sin ninguna señal de entrada aplicada al sistema, la tensión de error es igual a cero. El VCO

opera a una frecuencia establecida ω_0 que es conocida como la frecuencia de operación libre. Si se aplica una señal entrante al sistema, el comparador de fase compara la fase y la frecuencia de la entrada con la frecuencia VCO y genera una tensión de error $V(t)$ que está relacionada con la fase y la diferencia de frecuencia entre las dos señales. Este error de tensión es luego filtrado, amplificado y aplicado a la terminal de control del VCO. De esta manera, la tensión de control $V(t)$ fuerza a la frecuencia del VCO a variar en una dirección que reduce la diferencia de frecuencia entre f_0 y la señal de entrada. Si la frecuencia de entrada ω_i está suficientemente cerca a ω_0 , la naturaleza de realimentación del PLL hace que el VCO se sincronice o enganche con la señal de entrada. Una vez enganchado, la frecuencia del VCO es idéntica a la señal de entrada excepto por una diferencia de fase finita. Esta diferencia de fase neta θ_0 es necesaria para generar la tensión de error correctivo V_d , para desplazar la frecuencia del VCO de su valor de frecuencia libre a la frecuencia de la señal entrante ω_i y, así, mantener el PLL enganchado. Esta habilidad de autocorrección del sistema también permite al PLL rastrear los cambios de frecuencia de la señal entrante una vez que está enganchado. El rango de las frecuencias sobre las cuales el PLL puede mantener su enganche con una señal entrante es definido como el "rango de enganche" del sistema. La banda de frecuencias sobre las cuales el PLL puede adquirir enganche con una señal entrante se conoce como el "rango de captura" del sistema, y nunca es mayor que el "rango de enganche".

Enganche y captura

Considerando ahora el caso en el que el lazo todavía no se encuentra enganchado. El comparador de fase de nuevo mezcla las señales de entrada y VCO para producir componentes de suma y diferencia de frecuencia.

Ahora, sin embargo, el componente de diferencia de frecuencia puede caer fuera del borde de la banda del filtro pasobajas y ser eliminado junto con el componente de suma de

frecuencia. Si éste es el caso, no se transmite ninguna información alrededor del lazo y el VCO permanece en su frecuencia inicial de operación libre.

Al acercarse la frecuencia entrante a la del VCO, la frecuencia del componente "diferencia" disminuye y se acerca al borde de la banda del filtro pasobajas. Ahora, algo del componente "diferencia" pasa, lo que tiende a llevar al VCO hacia la frecuencia de la señal de entrada. Esto, a su vez, disminuye la frecuencia del componente de diferencia y permite que se transmita más información a través del filtro pasobajas del VCO.

Cuando el lazo está enganchado, el componente de diferencia de frecuencia en la salida del comparador de fase (tensión de error) es DC y siempre será pasado por el filtro pasobajas. Así, el rango de enganche es limitado por el rango de tensión de error que puede ser generado y producirá la correspondiente desviación de frecuencia del VCO. El rango de enganche es esencialmente un parámetro de DC y no es afectado por el borde de la banda del filtro pasobajas.

Efecto del Filtro Pasobajas

En la operación del lazo, el filtro pasobajas cumple una función doble: primero, al atenuar los componentes de error de alta frecuencia en la salida del comparador de fase, mejora las características de rechazo de interferencias; segundo, provee una memoria de corto plazo para el PLL y, asegura una rápida recaptura de la señal, si el sistema es sacado del enganche por un ruido transitorio. El ancho de banda del filtro pasobajas tiene los siguientes efectos sobre el rendimiento del sistema:

- a) El proceso de captura se vuelve más lento y el tiempo de recuperación aumenta.
- b) Disminuye el rango de captura.
- c) Las propiedades de rechazo de interferencias del PLL mejoran, dado que la tensión de error causada por una frecuencia interfiriente es atenuada más todavía por el filtro pasobajas.

d) La respuesta transitoria de lazo (la respuesta del PLL a cambios repentinos en la frecuencia de entrada dentro del rango de captura) se vuelve sub-amortiguada.

Detector de fase

El detector de fase es un circuito multiplicador que mezcla la señal entrante (f_i) con la señal del VCO (f_o). Si la frecuencia de entrada es diferente a la frecuencia del PLL, el comportamiento del circuito es de un mezclador produciendo la suma y diferencia de las frecuencias (f_i y la frecuencia del VCO).

Después de que el lazo es cerrado, f_o será exactamente igual a f_i ($f_o = f_i$) y sólo una diferencia de fase existe entre las dos señales de entrada al detector de fase. Esta diferencia de fase entre las dos señales de entrada resulta en un voltaje de directa V_d , el cual es proporcional a la diferencia de fases, $\theta_e = \theta_i - \theta_o$. Esto se muestra matemáticamente de la siguiente forma:

Siendo una función de multiplicación tenemos, para entradas senoidales:

$$V_d = A \text{ sen}(\omega_i t + \theta_i) \times 2 \cos(\omega_o t + \theta_o) \quad \dots(2.111)$$

$$= A \text{ sen}[(\omega_i t + \theta_i) - (\omega_o t + \theta_o)] + A \text{ sen}[(\omega_i t + \theta_i) + (\omega_o t + \theta_o)] \quad \dots(2.112)$$

Cuando está en fase, $\omega_o = \omega_i$. El segundo término armónico, $A \text{ sen}[2\omega_o t + \theta_o + \theta_i]$ es filtrado, quedando:

$$V_d = A \text{ sen}(\theta_i - \theta_o) \quad \dots(2.113)$$

Este voltaje es directamente proporcional a la amplitud de la señal de entrada y, lo más importante, el error de fase θ_e de la amplitud de la señal es mantenido constante. Realmente, para un pequeño θ_e , esta función de transferencia es lineal.

Cuando las señales están defasadas 90° resulta un nivel de dc de cero; si la fase está ligeramente adelantada un nivel negativo de DC es producido en la salida; y cuando las señales están exactamente en fase el resultado es un nivel de DC a la salida proporcional al nivel de la señal f_i .

Oscilador controlado por voltaje

Un oscilador controlado por voltaje (VCO) es un circuito que proporciona una salida oscilatoria (típicamente una onda cuadrada u onda triangular) cuya frecuencia puede ajustarse sobre un rango controlado por un voltaje de corriente continua.

En los osciladores de circuitos integrados, la frecuencia de las salidas se fija por un capacitor y una resistencia externos cuyo valor depende de la frecuencia deseada y las especificaciones dadas por el fabricante del CI. Esta frecuencia se llama frecuencia de operación libre del VCO y es posible variarla con el voltaje de corriente continua antes mencionado.

Análisis Lineal de la Condición de Enganche-Rastreo de Frecuencia

El análisis matemático del PLL se aplica cuando la malla está enganchada debido a que los transitorios de captura no lineales ya no están presentes, esto puede aproximar al PLL como un sistema de control lineal que puede ser analizado con herramientas matemáticas como la transformada de Laplace.

En figura 2.21 se presenta el modelo linealizado del PLL con cada uno de los términos de ganancia asociados con los bloques. Estos son definidos como sigue:

k_d = Ganancia de conversión del detector de fase (volt/rad).

$F(s)$ = Característica de transferencia del filtro paso bajo.

A = Ganancia de tensión del amplificador.

k_o = Ganancia de conversión del VCO.

Modelo del PLL como sistema de realimentación negativa

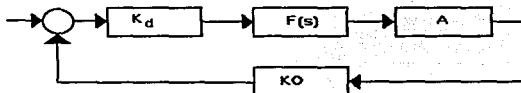


Fig. 2.21. Modelo lineal del PLL.

Note que, dado que el VCO convierte la tensión en una frecuencia y que la fase es la integral de la frecuencia, el VCO funciona como un integrador en el lazo de realimentación. La función de transferencia del lazo abierto para el PLL puede escribirse como:

$$T(s) = \frac{K_v F(s)}{s} \quad \dots(2.114)$$

Donde K_v es la ganancia total del lazo, o sea, $K_v = K_o K_d A$.

Las características de transferencia de malla cerrada $H(s)$ se obtienen usando técnicas de retroalimentación lineal con la función de transferencia de lazo abierto, dando lugar a la siguiente función:

$$H(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} = \frac{K_v F(s)}{s + K_v F(s)} \quad \dots(2.115)$$

A partir de estas ecuaciones, está claro que la ecuación de transitorio y la respuesta de frecuencia del lazo es altamente dependiente de la elección del filtro y su correspondiente característica de transferencia, $F(s)$.

Generalmente en el PLL se toma una de las dos formas de filtros que se muestran en la figura 2.22, dependiendo del ancho de banda que se maneje. Para aplicaciones de ancho de banda angosto normalmente se usa el filtro "lag-lead", ya que éste, además de ser más selectivo asegura mayor estabilidad.

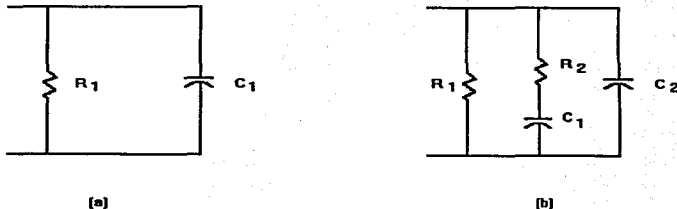


Fig. 2.22. Filtros usados en el PLL. Filtro simple (a) y Filtro lag lead (b).

Para el filtro simple fig 2.22 (a), la constante de tiempo ρ_1 y la función de transferencia $F(s)$ está dada por:

$$F(s) = \frac{1}{1 + \rho_1 s} \quad \dots(2.116)$$

Donde $\rho_1 = R_1 C_1$.

Para este sistema de primer orden se pueden hacer las siguientes observaciones:

a) Al aumentar la ganancia del lazo K_v para una elección dada de R_1 , las partes imaginarias de los polos de lazo cerrado aumentan; así, la frecuencia natural del lazo aumenta y el lazo se vuelve más y más sub-amortiguado.

b) Si se aumenta la constante de tiempo del filtro, la parte real de los polos del lazo cerrado se vuelve más pequeña y el amortiguamiento del lazo es reducido.

Como en cualquier sistema práctico de realimentación, si los lugares geométricos de las raíces se encuentran en el medio plano de la derecha, el sistema se vuelve inestable. Esto es probable que suceda si la ganancia del lazo o la constante de tiempo del filtro son demasiado grandes y puede hacer que el lazo produzca oscilaciones sostenidas. El problema de estabilidad puede ser eliminado usando un tipo de filtro de atraso adelante (lag - lead), como se mencionó anteriormente fig. 2.22(b). Este tipo de filtro tiene la función de transferencia:

$$F(s) = \frac{1 + \rho_2 s}{1 + (\rho_1 + \rho_2) s} \quad \dots(2.117)$$

Donde $\rho_2 = R_2C$ y $\rho_1 = R_1C$.

Sustituyendo $F(s)$ de la ec. 2.117 en la ecuación de transferencia $H(s)$ (ec. 2.115) se tiene:

$$H(s) = \frac{Kv(s + \rho_2)(\rho_1 + \rho_2)}{s^2 + s(1 + kv\rho_2)/(\rho_1 + \rho_2) + kv/(\rho_1 + \rho_2)} \quad \dots(2.118)$$

de donde se obtiene la frecuencia natural de lazo:

$$\omega_n = (kv/(\rho_1 + \rho_2))^{1/2} \quad \dots(2.119)$$

$$(\rho_1 + \rho_2) = (R_1 + R_2)C_1 \quad \dots(2.120)$$

y el factor de amortiguamiento:

$$\delta = \frac{1}{2} (kv/(\rho_1 + \rho_2))^{1/2} (\rho_2 + 1/kv) \quad \dots(2.121)$$

Mediante la elección adecuada de R_2 , este tipo de filtro restringe el lugar geométrico de la raíz al plano de la mitad izquierda y asegura la estabilidad. El filtro de atraso adelante da una respuesta en frecuencia que depende del amortiguamiento y puede ahora ser controlado mediante la elección adecuada de las constantes de tiempo ρ_1 y ρ_2 .

Demodulador de FM

Si el PLL es enganchado a una señal de frecuencia modulada (FM), el VCO rastrea la frecuencia instantánea de la señal de entrada. La tensión de error filtrada, que forza al VCO a mantener enganche con la señal de entrada, luego se convierte en la salida de FM demodulada. La linealidad de esta señal demodulada depende solamente de la linealidad de la característica de transferencia tensión de control a frecuencia del VCO.

Debe notarse que, dado que el PLL está enganchado durante el proceso de demodulación de FM, la respuesta es lineal y puede ser prevista fácilmente a partir de un planteo de lugar geométrico de raíz.

2.5 MULTIPLEXADO Y DEMULTIPLEXADO

La mayoría de los sistemas de comunicación actualmente en uso, transmiten varias señales en forma simultánea por un canal en lugar de transmitir sólo una. Multiplexado o multicanalización es el nombre que se le da a esta técnica.

Como se mencionó en el primer capítulo, uno de los objetivos de este proyecto es grabar como mínimo cuatro señales EEG en una grabadora común de audio (2 canales), esto con el fin de poder realizar un estudio más o menos adecuado de las funciones cerebrales. El multiplexado es una alternativa relativamente fácil para resolver este problema. A continuación se describirán las formas de multiplexado de señales.

Multiplexaje por división de tiempo

En esta técnica, las diversas señales que se van a transmitir se muestrean secuencialmente en el tiempo y se combinan en un solo canal para ser transmitidas. Es evidente en el proceso de muestreo que al tomar una muestra muy angosta de τ segundos cada T segundos, la mayor parte del tiempo no se está transmitiendo información alguna por el sistema. Por lo tanto es posible transmitir otras señales de información provenientes de otras fuentes en los intervalos vacíos.

El uso del multiplexaje en el tiempo algunas veces se complica porque el ancho de banda necesario para la transmisión aumenta con el número de señales multiplexadas. Primero porque el tiempo de muestreo para una señal, de acuerdo al teorema de Nyquist, debe de ser cuando menos el doble de la frecuencia de dicha señal y segundo, si N señales se multiplexan en el tiempo, el ancho de banda necesario para la transmisión es N veces el requerido por las muestras de una señal simple. Por ejemplo, si se quieren muestrear secuencialmente cuatro canales EEG, cada uno de ellos con un ancho de banda de 1 kHz, a una velocidad de muestreo de 2.5 kHz y se multiplexan en el tiempo en un solo canal. El ancho de banda requerido para transmitir estas muestras es de 10 kHz. Esto con la intención de evitar el traslape y la interferencia entre símbolos.

El otro problema que se genera por el multiplexaje en el tiempo es la adecuada sincronización y registro de los pulsos sucesivos en el receptor. Por ello es evidente que estos pulsos deben, en la recepción, llegar a su destino previsto. Esto implica que en el receptor tiene que existir un interruptor disponible, el cual debe estar sincronizado con el interruptor original del transmisor para depositar cada muestra en el canal apropiado. Esto debe hacerse sin importar si se trata de sistemas de datos de alta velocidad, o si el receptor y el transmisor se encuentran separados por cientos o miles de kilómetros. El problema del registro, que significa situar la muestra 1 en la línea 1 de la llegada y no en la 2 o 3, es particularmente agudo.

Multiplexaje por división de frecuencia

El multiplexado por división de frecuencia es otra técnica de transmisión de señales por un mismo canal particularmente común en señales analógicas. Con este procedimiento los canales de señales de banda base individuales se modulan en frecuencia, escogiéndose la portadora de manera que las señales moduladas resultantes ocupen bandas de frecuencia adyacentes y separadas. La señal compuesta, hecha de la suma de las señales moduladas individuales, es entonces transmitida como una sola señal analógica de mayor ancho de banda.

Al igual que el multiplexado por división de tiempo, el ancho de banda del canal de transmisión se incrementa en proporción al número de canales de señal que se multiplexan juntos, pero no existe tanto problema al momento de la recepción o recuperación de las señales, ya que se pueden obtener en el receptor por medio de filtros adecuados.

2.6 SISTEMAS DE GRABACIÓN

Para registrar la señal eléctrica que contiene la información que deseamos se utilizan distintos sistemas de grabación de alta fidelidad.

Es posible grabar una información en un disco fonográfico o en una cinta magnetofónica, pero como caso previo siempre se efectúa la grabación en las llamadas cintas magnéticas o magnetofónicas.

La grabación magnetofónica data del siglo pasado cuando se imprimían huellas magnéticas en un alambre de hierro tratado convenientemente. La reproducción del sonido se efectuaba por medio de audífonos de alta impedancia ya que en aquella época todavía no existían los amplificadores eléctricos.

Con la aparición de las válvulas termoiónicas, verdaderas pioneras de la electrónica, se comenzaron a fabricar amplificadores eléctricos y con ellos resurgió la idea de la grabación magnética perfeccionándose el sistema ya existente.

Después de la segunda guerra mundial, la grabación sobre cinta magnética se hizo comercial en los Estados Unidos de Norteamérica, utilizándose entonces una cinta de papel impregnada con polvo de óxido de hierro. Años más tarde en Alemania, se aplicó este sistema sobre cintas de plástico espolvoreadas con óxidos de hierro, bastante similares a los actuales.

2.6.1 GRABACIÓN ANALÓGICA SOBRE CINTA MAGNÉTICA

La grabación sobre cintas magnéticas se basa en la histéresis magnética que presentan las sustancias ferromagnéticas. Por ejemplo, tomemos un material ferromagnético y enrollemos una cantidad suficiente de espiras; hagámosle circular corriente por la bobina aumentando

progresivamente su valor; en el material ferromagnético se inducirá una "tensión" magnética B producida por la fuerza magnetizante H que es directamente proporcional a la corriente que circula por la bobina. A medida que aumenta la corriente I por la bobina aumentará la fuerza H y con ella la inducción B . Una variación de H desde "0" (cero) hasta un valor máximo $H_{\text{máx}}$ provocará una variación B según muestra la fig 2.23 a. Llegado el punto m , si se aumenta H sólo crecerá B en pequeñísimas cantidades, se dice entonces que el material alcanzó la saturación. Si la corriente aplicada hubiese sido en sentido inverso, la curva obtenida hubiera sido la misma pero opuesta a la anterior (véase la parte puntada de la figura anterior 2.23.a).

Si llegado el punto m reducimos la fuerza magnetizante H , el flujo o inducción B no sigue la curva anterior sino que cuando H se hace igual a cero el flujo B tiene un determinado valor denominado *magnetismo remanente* (fig 2.23.b).

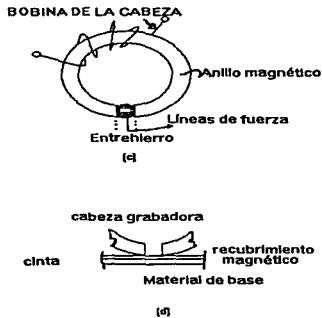
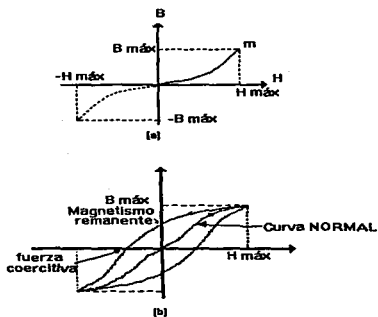


Fig. 2.23. Proceso electromagnético de la grabación analógica.

Si aplicamos ahora una fuerza magnetizante pero en sentido contrario al anterior, la inducción B decrecerá hasta hacerse "0" (cero). El valor de la fuerza magnetizante necesaria para eliminar el campo magnético B se llama fuerza coercitiva (fig 2.23.b). Se puede seguir aumentando el valor de H hasta saturar nuevamente al material pero en sentido inverso y luego completar el ciclo reduciendo nuevamente el valor de H (fig 2.23.b). De la manera explicada anteriormente se ha recorrido el lazo de histéresis de un material magnético, el cual puede ser más pequeño si se hace variar H en un rango menor al descrito.

Una cabeza grabadora consiste en un material ferromagnético en forma de anillo al cual se le ha practicado un corte y se le ha enrollado una bobina (fig 2.23.c). Al circular corriente por la bobina, se generan líneas de fuerza que encuentran una resistencia (reluctancia) mucho mayor en el entrehierro y por lo tanto se dispersan. En pocas palabras, digamos que una cabeza grabadora es un transductor que convierte señales: eléctricas en variaciones de flujo magnético presente en el entrehierro de un material ferromagnético.

Para grabar la información de audio la cinta magnética se acerca al entrehierro de forma tal que sea un camino fácil para las líneas de flujo magnético, ya que está recubierta con óxidos ferromagnéticos (fig 2.23.d). Para entender mejor esto, supongamos una analogía eléctrica. El flujo magnético será representado por una corriente eléctrica y las reluctancias tendrán sus equivalentes en resistencias. La alta resistencia del entrehierro (reluctancia del entrehierro) quedará en paralelo con la baja resistencia de la cinta (reluctancia del material magnético de la cinta). Como se ve, la mayor parte de la corriente pasará por la cinta ya que es un camino de menor oposición.

En la figura 2.24 vemos como se efectúa el proceso de grabación. En la parte 2.24.(a) la señal aplicada a la cabeza se encuentra en su máximo positivo, creando un flujo b en el núcleo ferromagnético. Se observa en este caso cómo quedan determinados los polos Norte y Sur del electroimán. Las líneas de fuerza pasarán por la cinta originando en ella un imancito con la polaridad indicada (la cinta se mueve hacia la derecha). En la fig 2.24.(b) la señal pasa por cero, razón por la cual no hay corriente, ni flujo, ni línea de fuerza. En la

parte 2.24.(c) la señal alcanza su máximo negativo invirtiéndose el sentido del flujo y los polos del imán creados en la cinta. La fig 2.24.(d) muestra la situación cuando se ha completado el ciclo.

Como se ve, la longitud de los imancitos dependerá de la frecuencia de la señal inyectada y de la velocidad de transporte de la cinta. Por lo tanto, a bajas frecuencias los imanes serán más largos que para altas frecuencias.

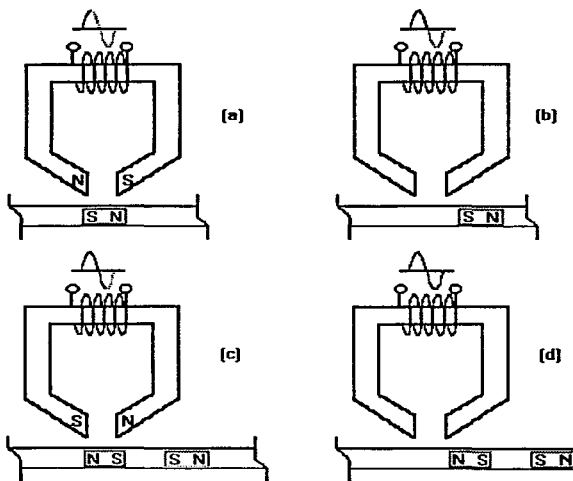


Fig. 2.24 Proceso magnético de grabación.

Por otro lado, el ancho del entrehierro determina la máxima frecuencia a grabar, ya que si se desea reproducir 20,000 Hz, la cabeza deberá magnetizarse y desmagnetizarse a razón de 40,000 veces por segundo, debiendo transferir este cambio a los "imancitos" de la cinta que se están moviendo. Esta exigencia sólo se cumple si el entrehierro no es muy grande, ya quede lo contrario, una misma partícula (imancito) en su camino por el entrehierro, podría estar sometida a dos o más cambios (ya que la señal aplicada a la cabeza está cambiando) y al salir del entrehierro sólo estaría sometida al campo magnético de la última información, perdiéndose las anteriores. Por lo tanto, el ancho del entrehierro y la velocidad de la cinta cumplen un papel más que importante ya que para altas velocidades mejorará la respuesta en alta frecuencia porque los imancitos grabados tendrán mayor longitud.

Las velocidades de arrastre de las cintas están normalizadas, en la tabla 2.1 se dan los valores más comunes:

Uso dado a la cinta	Velocidad de desplazamiento Pulgadas/s	Velocidad de desplazamiento cm/s
Profesional	30	76.20
Semiprofesional-profesional	15	38.10
Cinta abierta	7 1/2	19.05
Magazines	3 3/4	9.525
Cassettes	1 7/8	4.76
Micro y mini cassettes	15/16	2.38

Tabla 2.1 Tabla comparativa de velocidades de cintas.

Hemos dicho que a mayor velocidad de la cinta mayor será el rango de frecuencias a reproducir pero esto disminuirá la duración de la cinta. Así por ejemplo, en grabaciones musicales se utilizan velocidades más altas (generalmente 38.1 cm/seg ó 19.05 cm/seg con lo que se graban frecuencias de unos 17 kHz).

Los aparatos de cassette que trabajan con velocidades de 4.76 cm/seg pueden grabar frecuencias de hasta 10 kHz. Este razonamiento tiene sentido si tomamos en cuenta la

longitud ocupada en la cinta por una longitud de onda de la señal a grabar; al modificar la frecuencia se altera dicho espacio y se producen pérdidas siempre que en un recorrido lento quieran grabarse señales que cambian rápidamente de sentido. La duración de la reproducción (o grabación) de una cinta depende de la longitud, velocidad, número de pistas y canales de dicha cinta.

La fórmula de cálculo es la siguiente:

$$T = l \times n / (60 \times V \times C) \quad \dots(2.122)$$

donde:

- T = Duración de la cinta en minutos (grabación o reproducción).
- l = Longitud de la cinta en cm/seg.
- n = Número de pistas.
- V = Velocidad de la cinta en cm/seg.
- C = Mínimo de canales (2 si es estéreo).

El entrehierro de la cabeza grabadora también depende de la velocidad de desplazamiento de la cinta. Por ejemplo, para una velocidad de 9.53 cm/s, donde se puede grabar una frecuencia del orden de los 14 kHz, se requiere un entrehierro del orden de los 350 μ m.

De usarse una velocidad igual a la mitad, para el caso de los aparatos de cassette, el entrehierro también debe disminuir a la mitad.

Mediante el sistema descrito se puede registrar en una cinta una señal de audio, pero los pequeños imancitos formados en el material magnético de la cinta no obedecen a una relación lineal con la corriente de audio aplicada a la cabeza grabadora, ya que, según lo observado en la formación del lazo de histéresis de un material magnético, para pequeñas señales el flujo B no es lineal con la fuerza H (que depende directamente de la corriente aplicada). Por lo tanto, como vemos en la fig 2.25.a, la información grabada tendrá deformaciones provenientes de las características alineales de las partículas de las cintas

(vea lazo de histéresis). Entonces ¿cómo se consigue que los imancitos grabados en la cinta sigan una relación lineal con la señal de audio?

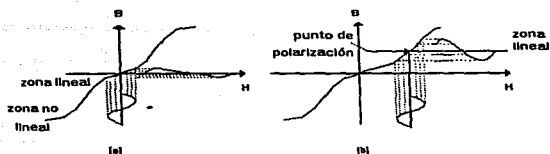


fig 2.25 Curvas característica de histéresis en el proceso de grabación. (a) Grabación en zona lineal, (b) Con portadora de polarización.

El problema de deformación se soluciona en parte utilizando una “portadora de polarización”.

Portadora de polarización

La portadora de polarización tiene por objeto hacer que el núcleo ferromagnético de la cabeza grabadora trabaje en su zona lineal en cuanto a sus características de imantación. Una forma de lograr nuestro propósito es sumarle a la señal de audio una corriente continua de polarización de forma tal que trabaje en la zona lineal (fig 2.25.b).

Analizando esta figura podemos ver que con una corriente continua se desaprovecha la mitad de la curva de transferencia magnética. Para aprovechar los dos tramos lineales (con corrientes circulantes en ambos sentidos) se utiliza una señal de polarización, de frecuencia y amplitud apropiada, sumada a la información que deseamos grabar en la cinta magnética.

La frecuencia de oscilación de la portadora de polarización debe ser por lo menos 3.5 veces superior a la máxima frecuencia a grabar (valores normales rondan entre 30 y 120 kHz). El valor adecuado de la frecuencia de polarización depende de las características de la cabeza grabadora, de la calidad de la cinta, de la velocidad de arrastre y de la calidad final que deseamos obtener del sistema. La amplitud de la señal de polarización suele ser un valor especificado por el fabricante, el cual no se debe cambiar, ya que si la amplitud de la señal aplicada es inferior a la especificada, aumentará la distorsión en el mensaje grabado, especialmente para bajas frecuencias, por el contrario, si el nivel de la señal es muy alto, disminuirá la respuesta para las frecuencias altas aunque no aumentará la deformación. Este sistema permite eliminar el ruido de fondo debido a la cinta ya que en ausencia de señal la inducción remanente es nula.

En resumen, la corriente de polarización aplicada a la cabeza grabadora posee tres características importantes:

- a) es una señal sumada a la señal de audio que se desea grabar y no un proceso de modulación.
- b) la amplitud de la señal de polarización depende de la curva de histéresis propia de la cinta y deberá ser lo suficiente para alcanzar de centro a centro las zonas lineales de la misma.
- c) la frecuencia de la corriente de polarización no es crítica pero debe ser por lo menos 3.5 veces superior a la frecuencia más alta que se desea grabar con el objeto de minimizar la interacción de las armónicas de la señal.

Cabezas magnéticas

En las grabadoras existen tres cabezas magnéticas, aunque en la actualidad es muy fácil encontrar en las grabadoras modernas cabezas mixtas de grabación-reproducción, éstas son:

- 1) Cabeza grabadora.
- 2) Cabeza reproductora.
- 3) Cabeza de borrado.

El cabezal reproductor posee características muy similares al grabador pero posee una diferencia fundamental en su impedancia, ya que el reproductor debe tener una impedancia mayor para poder obtener un mayor nivel de señal de salida (para cumplir con el teorema de Maxima Transferencia de Potencia) .

El proceso de reproducción o captación de la huella magnética desde la cinta es inverso al de la grabación; es decir, las variaciones de la señal magnética son tomadas por el circuito magnético de la cabeza, produciendo así variaciones de flujo que inducirá en la bobina una tensión proporcional a la información de audio.

Al cabezal de borrado se le inyecta una onda de polarización, pero sin sumarle información extra. Existen muchos circuitos que utilizan la bobina de la cabeza de borrado para fijar la frecuencia del oscilador de polarización y borrado.

En el sistema mecánico, la cabeza de borrado se coloca antes de la de grabación, en el sentido de desplazamiento de la cinta, de manera tal que se borre toda huella magnética que pudiera tener la cinta antes de la nueva grabación.

Los equipos profesionales o semiprofesionales utilizan las tres cabezas: borradora, grabadora y reproductora, mientras que las grabadoras hogareñas poseen una cabeza de borrado y otra grabadora-reproductora.

2.6.2 GRABACIÓN DIGITAL

La teoría del audio digital no es difícil de comprender: es una forma de codificar información utilizando el sistema de numeración binaria. Dos de las características básicas del sonido son: la frecuencia, que nos provee la componente del tiempo, y la amplitud, que

provee la componente total del nivel del volumen. El audio digital puede ser descompuesto en dos componentes análogos: muestreo (tiempo) y cuantización (nivel).

Muestreo

La tecnología de grabación analógica involucra el almacenaje, y la reproducción de cambios de nivel de una señal que es continua. La tecnología de grabación digital, de otra forma, no opera de forma continua, pero toma *muestras* periódicas de los cambios de las formas de onda, transformando esos niveles de la señal muestreada estableciendo una representación de números binarios, y manipula o almacena esos valores para una reproducción posterior.

La velocidad de muestreo en los sistemas de audio está definida como el número de muestras que son tomadas de una señal en un segundo. De forma recíproca, el tiempo de muestreo es el tiempo tomado entre cada muestra. Durante el proceso de muestreo, la señal analógica de entrada es muestreada en intervalos discretos de tiempo (determinados por la velocidad de muestreo). En cada intervalo de tiempo, esta señal analógica es “sostenida” para ser conservada y por lo tanto representa un nivel de voltaje medible y específico. Un proceso de conversión matemática es usado para generar una serie digital de números que representen este nivel de señal en un instante de tiempo. Una vez que esta conversión es realizada, puede ser almacenada o procesada digitalmente, al tiempo en el que el sistema está listo para la siguiente muestra, el proceso es repetido.

La velocidad de muestreo es importante porque de ella depende la calidad o fidelidad de la señal digitalizada. Por ejemplo, si la velocidad de muestreo es muy baja, sólo se tendrán unas cuantas muestras de la señal en ciertos intervalos de tiempo, lo que traería como consecuencia pérdida de información o una representación errónea o distorsionada, y si la velocidad de muestreo es muy alta, la calidad o resolución de la señal no aumenta y traería como consecuencia un exceso de información inútil ocupando espacio en nuestro sistema

de almacenamiento. De acuerdo al teorema de Nyquist, para evitar pérdidas en el muestreo, la velocidad de muestreo debe ser al menos el doble de la frecuencia más alta a grabar. Las frecuencias muestreadas introducen frecuencias de error, conocidas como frecuencias "alias", las frecuencias alias son múltiplos de armónicas bajas introducidas como falsas frecuencias descendientes, produciendo distorsión armónica. Para eliminar los efectos alias, se usa un filtro pasobajas antes del proceso de conversión analógica-digital, con el objeto de remover frecuencias que se encuentren por encima de la mitad de la frecuencia de Nyquist. De forma similar, para preservar la salida original un filtro paso bajas es colocado a la salida del dispositivo.

Cuantización

La cuantización representa la componente de amplitud del proceso de muestreo digital, esto es, la técnica de incrementación de un evento continuo analógico en un conjunto de dígitos binarios (bits) para manipulación y almacenamiento. La amplitud de la señal analógica de entrada es descompuesta en una serie de impulsos de voltaje, cada impulso tiene asignado un número binario. Esos conjuntos de números son agrupados para formar un grupo conocido como palabra binaria. Por ejemplo, en audio la longitud común de la palabra de audio es de 16 bits, pero también se emplean de 24 ó 32 bits. De esta forma observamos que entre más grande es la palabra mejor definida tendremos nuestra señal y por ende la resolución será mejor.

Después de la reproducción, este flujo de palabras es convertida de nuevo en una serie de voltajes representativos de la señal analógica original.

Grabación digital y reproducción

El proceso de manejo de una señal digital puede ser subdividido en dos procesos: grabación y reproducción. La grabación digital incluye un filtro pasobajas, un circuito de muestreo y

retención, y un convertidor analógico a digital, y la capacidad de codificación de la señal y corrección de error.

En la entrada del sistema de muestreo digital, la señal de entrada debe ser limitada en ancho de banda con un filtro paso bajas para impedir el paso de frecuencias superiores a la mitad de la velocidad de muestreo. Esto es un filtro supresor de banda (anti alias) , el cual evite frecuencias alias desde la entrada de la cadena, este filtro reúne características especiales (deslizamiento gradual) para evitar corrimientos de fase y distorsión . Este deslizamiento requiere de una velocidad de muestreo mayor de dos veces la frecuencia máxima a grabar; por ejemplo, un sistema con ancho de banda hasta 20 kHz es siempre muestreado a 44.1k o 48k muestras/segundo.

Después del filtro pasobajas, el circuito de muestreo y retención retiene por la duración del periodo de muestreo el nivel analógico, hasta que el convertidor analógico a digital (A/D) sea capaz de generar la palabra correspondiente. La frecuencia de muestreo es controlada por un oscilador utilizado como reloj de referencia. Durante este periodo de muestreo, el proceso de conversión analógica a digital inicia. La conversión A/D es un componente crítico del proceso de digitalización, el nivel del voltaje en el circuito de muestreo retención debe ser cuantizado para dar un nivel de impulso lo más aproximado posible. En este punto, las computadoras deben ser mejoradas para interpretar el nivel de muestreo en una palabra binaria equivalente y además el almacenamiento y condicionamiento digital, todos, comúnmente, en periodos menores de 1/44,000 segundo.

Una vez que la señal ha sido convertida en información binaria, la información debe ser condicionada para un proceso posterior y almacenaje de información. Esto incluye codificación, modulación, y corrección de error. Los dígitos binarios no son directamente almacenados. La codificación de información sirve para identificar la palabra de información y la estructura de bits, en forma de un arreglo de sincronización y código de direccionamiento. Una vez realizado lo anterior, se procede a modular la señal en un flujo de palabras digitales, seguido de los más eficientes medios de almacenamiento digital. La

forma más común de modulación digital es la de modulación de pulso codificado (PCM de sus siglas en inglés).

La corrección de errores consiste en eliminar los errores en el procesado y almacenamiento de información digital. Hay dos formas que son las más empleadas, la primera consiste en agregar información redundante para introducir bits de paridad en la codificación. La segunda consiste en técnicas intercaladas, en donde se parte el flujo de bits para obtener el valor real de la palabra codificada..

La reproducción de las cadenas digitales trabaja de forma complementaria en la que la señal es demodulada de un flujo de bits y procesado a través de un convertidor digital a analógico (D/A). En este punto, la señal es interpretada de nuevo en una serie de pulsos sucesivos de voltaje, los que son presentados en la salida de un circuito muestreo retención. Finalmente, después de pasar por un filtro paso bajas, la señal es presentada a la salida como una señal analógica.

2.6.3 CINTAS MAGNÉTICAS

Constitución de la cinta magnética

Los elementos constituyentes de una cinta magnética son:

- a) Soporte
- b) Aglutinante
- c) Material Magnético

El soporte se fabrica de cloruro de polivinilo, acetato de celulosa, tetraftalato de polietileno (conocido como MYLARD) o de poliéster. El aglutinante contiene gran número de sustancias y su función es la de dar cohesión a los cristales componentes de la capa magnética. El material magnético está constituido por el medio ferromagnético como el

óxido de hierro, bióxido de cromo, el ferricromo y el metal puro. Cuando se usa el óxido de hierro, va en la forma de óxido férrido gamma ($\gamma\text{Fe}_2\text{O}_3$).

La capa magnética es el componente más importante de la cinta pues de ella dependen las propiedades de grabación-reproducción. La hematita ($\alpha\text{Fe}_2\text{O}_3$) fue el primer compuesto utilizado y aún hoy está muy difundido ya que es económico y le da a la cinta características de buena calidad. El tamaño y la forma de los cristales es crítico pues influye en la calidad de la cinta; sus dimensiones se acercan a $0.15\mu\text{m} \times 1\mu\text{m}$ y deben de estar orientados de forma tal que su mayor dimensión quede en la dirección longitudinal de la cinta.

El óxido de hierro común alcanza una coercitividad (capacidad de la cinta para evitar la desmagnetización espontánea) de unos 200 oersted mientras que el óxido de hierro gamma alcanza unos 500 oersted en la práctica.

Para mejorar la respuesta a las altas frecuencias y aumentar la coercitividad se utilizan cintas de ferricromo (se comenzaron a usar en 1973), ya que el óxido de hierro gamma tiene buena respuesta a baja frecuencia y el dióxido de cromo responde a los tonos altos. El conjunto posee una alta coercitividad (más de 500 oersted) pero requiere de niveles especiales de polarización y ecualización que se obtienen en todas aquellas grabadoras que disponen de la posición FeCr en el conmutador selector de cinta.

Por último, digamos que las cintas de metal comercializadas a partir de 1980 están compuestas de una película magnética de metal puro (no óxidos metálicos) de hierro-cobalto alcanzando coercitividades superiores a 1000 oersted. Posee una gran relación señal/ruido, buen margen dinámico y gran nivel de señal de salida. Tiene además una excelente respuesta en baja frecuencia. Su principal inconveniente es el elevado costo ya que posee un complicado proceso de fabricación para evitar que las partículas de metal se oxiden al estar en contacto con el aire. Se pueden reproducir en cualquier grabadora con la posición CrO_2 , si no se dispone de la posición metal.

Las cintas magnéticas deben ser flexibles y livianas, ser resistentes a la tracción, insensibles a las condiciones climáticas; tienen que tener alta coercitividad, no deben resquebrajarse ni encogerse y tienen que ser resistentes al desgaste y rozamiento.

En cuanto a las dimensiones de una cinta digamos que para magnetófonos de carrete abierto el ancho debe ser de 1/4" nominal (en realidad 6.3 mm) mientras que las cintas para cassette poseen un ancho de 5/32" (3.81mm aprox.). El espesor es de aproximadamente 55 μm (20 μm de material magnético y 35 μm de soporte) para ambos casos. En su proceso de fabricación el ancho es mucho mayor y luego se cortan las cintas a sus medidas correspondientes con una tolerancia de 2 milésimos de pulgada (0.05 mm). El espesor del soporte debe ser como mínimo de 11.5 μm y como máximo 37 μm en cintas de carrete abierto, mientras que para cintas de cassettes el espesor mínimo varía entre 7 y 8 μm (actualmente); aunque hasta hace unos años era considerablemente superior.

En la actualidad se fabrican cintas para cassette de larga duración y extralarga duración cuyo espesor total sólo alcanza los 12.5 μm .

Antiguamente sólo se requerían grabaciones monoaurales y por lo tanto se efectuaban sobre una sola "pista" o "banda" que abarcaba todo el ancho de la cinta. Luego, para aumentar la duración, se grabó solamente la mitad de la cinta, teniendo entonces dos pistas separadas por una zona denominada isla, donde la cinta no contiene información. Una banda será leída por la cabeza grabadora cuando la cinta avanza en un sentido y la otra cuando la cinta gira en sentido contrario.

Posteriormente, con el advenimiento de la estereofonía, cada pista se utiliza para grabar cada uno de los canales estereofónicos (canal izquierdo = banda 1, canal derecho = banda 2). Por supuesto, ahora la cabeza debe efectuar la lectura de ambas bandas simultáneamente.

Como el avance de la tecnología permitió reducir el tamaño de cada pista, se mejoró el aprovechamiento de la cinta grabando en cuatro pistas, ya sea en cintas de carrete abierto o en cintas de cassette. Los anchos de las pistas son:

a) Cinta para carrete abierto de dos pistas - un canal

pista 1 2.5 mm
isla 1.3 mm
pista 2 2.5 mm

b) Cinta para carrete abierto de dos pistas - dos canales

pista 1 canal A 2.0 mm
isla 2.3 mm
pista 2 canal B 2.0 mm

c) Cinta para carrete abierto de cuatro pistas - dos canales

pista 1 canal A 1.10 mm
isla 0.75 mm
pista 2 canal B 1.10 mm
isla 0.75 mm
pista 3 canal B 1.10 mm
isla 0.75 mm
pista 4 canal A 1.10 mm

d) Cinta de cassette de dos pistas - un canal

pista 2 1.50 mm
isla 0.81 mm
pista 1 1.50 mm

e) Cinta de cassette de cuatro pistas - dos canales

pista 1 canal A 0.60 mm
isla 0.30 mm
pista 2 canal B 0.60 mm
isla 0.81 mm
pista 3 canal B 0.60 mm
isla 0.30 mm
pista 4 canal A 0.60 mm

Como dato, podemos decir que las cintas para "8 pistas" (ya desaparecidas) poseen 8 canales monofónicos o 4 canales estereofónicos de 0.5 mm de ancho.

Actualmente se encuentran cuatro diferentes estándares para los grabadores de cassette compacto.

Tipo I (normal bias o predisposición normal). Las cintas fabricadas bajo esta técnica están llenas de imperfecciones o grietas tanto en las cubiertas magnéticas de la superficie y la cubierta mylar que cubre la cubierta inicial. Una cinta de este tipo crea una especie de silbidos y se deteriora rápidamente.

Tipo II (high bias o alta disposición, cromo). Este tipo de cintas son infinitamente superiores en calidad a las cintas de tipo I y son extremadamente populares tanto por su disponibilidad como por su capacidad y calidad.

Tipo III (extra high bias, cromo férrico). Estas salieron del mercado hace aproximadamente 15 años por su obsolescencia.

Tipo IV (metal bias o predisposición de metal). Son las de mejor calidad y definición, por lo que son más caras y difíciles de encontrar. Este tipo de cinta requiere de equipo de reproducción y grabación para cintas de metal (cb), de lo contrario la grabación será la misma que la de una cinta tipo II. En la tabla 2.2 se muestran los diferentes medios de almacenamiento magnético con sus características más importantes.

Las cintas de audio tienen un ancho de banda de 15 a 20 KHz dependiendo de su tipo y en particular del fabricante, una predisposición o bias de 120, 70 y 60 ms y una longitud de 90 metros para una duración de 60 minutos.

Aplicación	Material	M (mínimo) kA/m (emu/cm ²)	H _c kA/m (4π Oe)	ΔH _r	N, 10 ⁷ /μm ²
Audio cassette carrete a carrete	γ-Fe ₂ O ₃	100-120	23-28	0.30-0.35	0.3
Audio tape IEC I	γ-Fe ₂ O ₃	120-140	27-32	0.25-0.35	0.6
Audio tape IEC II	CrO ₂	120-140	27-32	0.25-0.35	1.4
	γ-Fe ₂ O ₃ + Co	120-140	45-52	0.25-0.35	0.6
Audio tape IEC IV	Fe	230-260	80-95	0.30-0.37	3
Video tape Profesional	γ-Fe ₂ O ₃	75	24	0.4	0.1
	CrO ₂	110	42	0.3	1.5
	γ-Fe ₂ O ₃ + Co	90	52	0.35	1
Video tape hogareño	CrO ₂	110	45-50	0.35	2
	γ-Fe ₂ O ₃ + Co	105	52-57	0.35	1
	Fe	220	110-120	0.38	4
Cinta de instrumentación	γ-Fe ₂ O ₃	90	27	0.35	0.6
	γ-Fe ₂ O ₃ + Co	105	56	0.5	0.8
Cinta para Computadora	γ-Fe ₂ O ₃	87	23	0.3	0.16
	CrO ₂	120	40	0.29	1.4
Disco flexible	γ-Fe ₂ O ₃	55	27	0.34	0.3
	γ-Fe ₂ O ₃ + Co	60	50	0.34	0.5
Disco para computadora	γ-Fe ₂ O ₃	55	25-30	0.3	0.3
	γ-Fe ₂ O ₃ + Co	60	44-55	0.3	0.5

Tabla 2.2. Características de los medios de almacenamiento magnético.

de donde:

Material.- Material magnético de la cinta

M_r.- Remanencia de saturación

H_c.- Coercitividad

ΔH_r.- Variación del campo de distribución

N.- Número de partículas por unidad de volumen.

CAPITULO III

DISEÑO DEL PROYECTO

PROCEDIMIENTO DE DISEÑO

En la figura 3.1 se muestra el diagrama a bloques de las etapas que constituyen el diseño del proyecto, este se divide en dos bloques principales que son el de grabación y el de reproducción. El proceso de grabación comienza en la obtención de las señales por medio de los electrodos y continua con la amplificación, filtrado, modulación y multiplexado de dichas señales para adecuarlas a un sólo canal. La etapa de reproducción es el proceso inverso, es decir, las señales que se obtienen de la grabadora se demultiplexan y demodulan para posteriormente verlas en su forma original con la ayuda de un osciloscopio. Cada etapa se explica detalladamente a lo largo del capítulo.

El diagrama a bloques de la figura presenta el acondicionamiento de dos señales EEG en un solo canal, para su grabación y reproducción. Nuestro proyecto es para cuatro señales por lo que el diagrama para las otras dos señales sería idéntico.

3.1 GRABACION

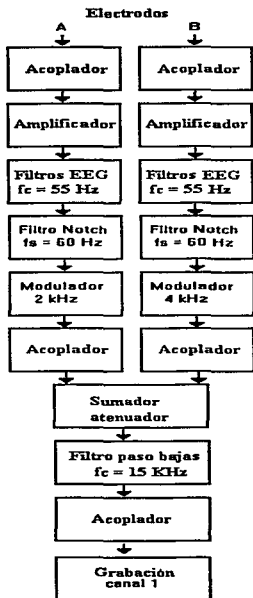
Como se mencionó anteriormente, las etapas de grabación son: adquisición (electrodos), amplificación, filtrado, modulación y multiplexado. A continuación se presenta cada una de ellas.

3.1.1 ELECTRODOS

La adquisición de señales electroencefalográficas se efectúa a través de electrodos superficiales debidamente colocados en los puntos de interés. Se escogieron los electrodos de tipo superficial, dado que son los menos riesgosos y a su vez los más efectivos para la adquisición de este tipo de señales.

Los voltajes que se obtendrán son diferenciales debido a la configuración de los amplificadores de instrumentación. Por esto, para obtener cada una de las señales requeridas en el objetivo, se requieren dos electrodos y uno de referencia general.

GRABACIÓN



REPRODUCCIÓN

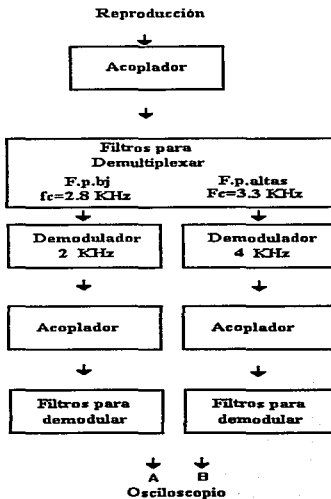


Figura 3.1. Diagrama a bloques para la adquisición de dos señales EEG en un canal de grabación.

3.1.2 AMPLIFICACIÓN

Una vez realizada la adquisición de señales electroencefalográficas, se tienen que amplificar los voltajes obtenidos que, como se mencionó en la introducción, son del orden de microvolts. El voltaje obtenido debe adecuarse a un nivel tal que pueda ser interpretado en la siguiente fase. Dado que los niveles de voltaje de las señales EEG son de alrededor de 50 μV y se requieren señales de alrededor de 200 mV para la entrada de la grabadora y, debido al empleo de filtros que atenúan la señal, ésta requiere una amplificación de 10,000 veces. El tipo de amplificación que se realiza debe cumplir con características especiales ya que se trata de señales muy pequeñas y por ello, muy sensibles al ruido. El amplificador de instrumentación cumple con las características necesarias para lograr una amplificación adecuada, siendo ésta la etapa de preamplificación (1 a 1000). Para la etapa de amplificación (1000 a 10,000) se utiliza un simple amplificador operacional en configuración inversora.

El tipo de integrado utilizado para ambas etapas es el TL084, que por ser un amplificador operacional de tecnología Bi-Fet posee una razón de rechazo al ruido superior al de otros (por tener Fets en configuración de amplificador diferencial en la entrada), gran ganancia (por los TBJs), además de que por el costo extremadamente bajo en comparación con un amplificador de instrumentación comercial, es para nosotros la mejor opción.

Para la etapa de preamplificación se tiene que para el amplificador de instrumentación el voltaje de salida es (ec. 2.26) :

$$V_0 = \frac{(2+a)}{a} (E_2 - E_1)$$

de donde se observa que para obtener una ganancia de 1 a 1000 se tiene que el factor "a" debe ser $a = 1/500$ y el valor de R se escoge de manera arbitraria. Para el caso de nuestro diseño, mostrado en la figura 3.2, estos valores son:

$$R = 10.2\text{k}\Omega \text{ y } aR = 20.5\Omega.$$

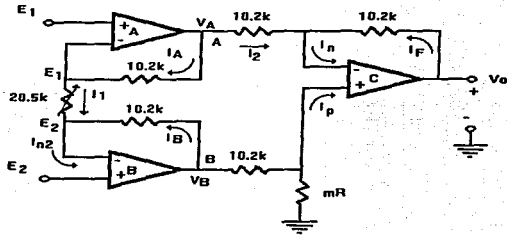


Fig. 3.2 Amplificador de instrumentación utilizado en el proyecto

Para el amplificador operacional de ganancia 1 a 10 se tiene que para una configuración inversora (figura 3.3), la función de transferencia es:

$$V_o / V_i = -R_f / R_i$$

donde para obtener una ganancia de 10 se tiene que:

$$R_f = 10000 \Omega \text{ y } R_i = 1000$$

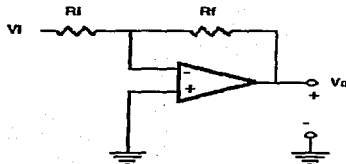


Fig. 3.3. Configuración inversora del amplificador operacional empleado.

3.1.3 FILTRADO

Esta etapa se utiliza para discriminar las frecuencias que no pertenecen a las del EEG, por ejemplo movimientos corporales, ruido externo, etc. Las frecuencias que se grabarán están comprendidas en la gama de frecuencias de 0.5 a 55 Hz para lo cual se emplean filtros paso bajas, aproximación Butterworth, realimentación múltiple, 6° orden y ganancia unitaria. De las ecuaciones mencionadas en la sección 2.3.1 (ecs. 2.40, 2.41 y 2.42) para la materialización de filtros activos² se tiene:

Filtro pasobajas de realimentación múltiple primera etapa:

$$\alpha_1 = 1.93185 \quad (\text{de tablas})^2$$

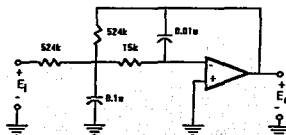
$$R_1 = 527 \text{ k}\Omega \quad (\text{valor comercial } 524\text{k}\Omega)$$

$$C_2 = 0.1 \mu\text{F}$$

$$R_3 = 15.8\text{k}\Omega \quad (\text{valor comercial } 15\text{k}\Omega)$$

$$R_4 = R_1$$

$$C_5 = 0.01 \mu\text{F}$$



Filtro pasobajas de realimentación múltiple segunda etapa:

$$\alpha_1 = 1.41421 \quad (\text{de tablas})^2$$

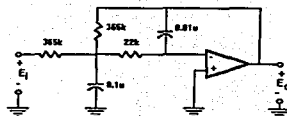
$$R_1 = 363 \text{ k}\Omega \quad (\text{valor comercial } 365 \text{ k}\Omega)$$

$$C_2 = 0.1 \mu\text{F}$$

$$R_3 = 23\text{k}\Omega \quad (\text{valor comercial } 22\text{k}\Omega)$$

$$R_4 = R_1$$

$$C_5 = 0.01 \mu\text{F}$$



² Tobey, Graeme, Huelsman, Amplificadores Operacionales, Diseño y Aplicación. Tabla 8.2 Normalización para aproximación Butterworth

Filtro pasobajas de realimentación múltiple tercera etapa:

$$\alpha_1 = 0.51763 \quad (\text{de tablas})$$

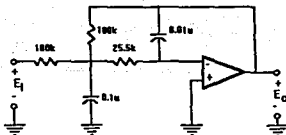
$$R_1 = 98 \text{ k}\Omega \quad (\text{valor comercial } 100 \text{ k}\Omega)$$

$$C_2 = 0.33 \text{ }\mu\text{F}$$

$$R_3 = 25.8 \text{ k}\Omega \quad (\text{valor comercial } 25.5 \text{ k}\Omega)$$

$$R_4 = R_1$$

$$C_5 = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$$



Las señales obtenidas de la corteza cerebral son de un nivel de voltaje muy pequeño en comparación con el ruido del medio. Teóricamente las señales de frecuencia mayor a la de corte del filtro paso bajas (55 Hz) se eliminan, pero la realidad es que sólo se atenúan; el sistema obtiene también una señal de ruido de 60 Hz considerablemente superior a la señal EEG por lo que al filtrarla la atenuación del filtro paso bajas no es suficiente para suprimirla. Decidimos eliminarla utilizando un filtro supresor de banda que opere en esa frecuencia, el conocido como filtro Notch es adecuado para nuestro propósito.

El tipo de red Notch utilizada en este proyecto es conocida como diente gemelo y se muestra en la figura 3.4. Esta es la red RC de filtros Notch que presenta mejor desempeño.³ Para esta red la frecuencia de rechazo $\omega_0 = 1 / RC$ y el factor de calidad $Q_0 = \omega_0 / \Delta\omega$.³

Para la frecuencia de supresión de 60 Hz, se tiene $\omega_0 = 2 \pi f$, resultando una ecuación con dos incógnitas para la que se tiene la libertad de proponer uno de los dos valores variables. Elijiendo un valor de 2nF para el capacitor se tiene lo siguiente:

$$R = 1 / \omega_0 C$$

$$R = 1 / 2\pi \times 60 \times 2\text{nF} = 1.33 \text{ M}\Omega$$

³ Váshay Nezer, Active Notch Filters, Wireless World, July 1975, p 307 - 311.

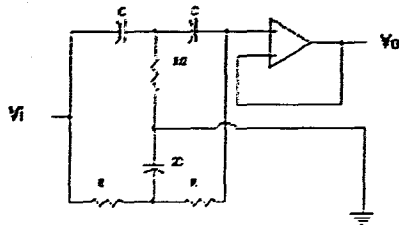


Figura 3.4. Filtro Notch empleado en el proyecto.

3.1.4 MODULACIÓN EN FRECUENCIA

La modulación en frecuencia se seleccionó como la mejor alternativa para el medio de almacenamiento que se emplea, por el ancho de banda de las señales EEG. Como se mencionó en la introducción, el ancho de banda a modular es de 0.5 a 55 Hz. La modulación en frecuencia acepta muy fácilmente este ancho de banda.

Esta modulación la realizamos empleando el circuito PLL LM565. Utilizando el principio de funcionamiento del oscilador controlado por voltaje (VCO), introducimos la señal que nos interesa modular en la entrada de realimentación del circuito PLL. con las entradas del detector de fase aterrizadas (entradas nulas) como se muestra en la fig 3.5. ocasionando con ello que nuestra señal actúe como señal de error y teniendo el oscilador en la frecuencia

portadora con un valor calculado previamente de 2 ó 4 kHz. La señal modulada es obtenida a la salida del VCO.

Para una frecuencia libre de operación de 2000 Hz se tiene que a partir de la ecuación:

$$f_0 = 0.3/R_0 C_0^4$$

despejando R_0 y sustituyendo el valor de f_0 se tiene que

$$R_0 = 0.3/2000 C_0$$

dando a C_0 el valor de 2nF (capacitores en paralelo de 1nF) y efectuando la operación se obtiene el valor de R_0 .

$$R_0 = 75 \text{ k}\Omega$$

De forma análoga para la frecuencia de 4000 Hz se tiene que

$$R_0 = 37.5 \text{ k}\Omega$$

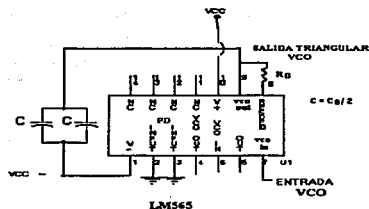


Figura 3.5. Circuito PLL LM565 configurado como modulador.

3.1.5 MULTIPLEXAJE

El multiplexaje por división de tiempo requiere forzosamente de una señal de sincronía que deberá contener la señal de control codificada del contador del multiplexor, para asegurar una sincronía de la información de la señal y de la información muestreada es necesario conocer de que parte del cerebro es cada muestra. Esta opción más complicada y costosa la que a continuación se describe.

El multiplexaje por división en frecuencia ofrece una mejor alternativa al ser aprovechado de forma más eficiente el ancho de banda de la grabadora (de 40 Hz a 15kHz). Es decir, como no se requiere de muestrear las señales, la señal modulada no duplicará su frecuencia y con esto se aprovecha más espacio por canal pudiendo retomarse este diseño para grabar hasta 16 canales de señales (ocho por cada canal de la grabadora) de hasta 1 kHz, además de no requerirse ningún tipo de sincronía.

El multiplexaje por división en frecuencia lo realizamos con un amplificador operacional en configuración de sumador, como se muestra en la figura 3.6. Como su nombre lo indica, este circuito suma señales. En este caso son dos por canal, estando moduladas a una frecuencia de 2000 y 4000 Hz.

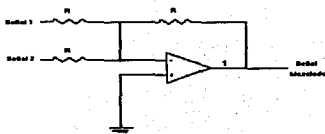


Figura 3.6. Circuito sumador utilizado en la etapa de multiplexado.

3.1.6 GRABACIÓN MAGNÉTICA ANALÓGICA

Dado que las necesidades mencionadas en la introducción son las de tener un equipo portátil de monitoreo o registro analógico de 3 horas de duración que no incomode o inhiba al paciente, además de tener un precio accesible, decidimos grabar la información en forma analógica en una cinta de audio común y corriente.

La grabadora utilizada acepta señales en la entrada de microfono del orden de milivolts y frecuencias de 40 Hz a 15 kHz (por restricción de las cintas y cabezas de audio).

3.2 REPRODUCCION

Los bloques de la reproducción son en esencia el demultiplexado y la demodulación. A continuación se describen dichas etapas.

3.2.1 DEMULTIPLEXADO

Teniendo las señales multiplexadas se procede a demultiplexarlas, para lo cual empleamos filtros pasa bajas, que nos permiten eliminar la señal modulada a 4000 Hz y, filtros pasa altas, que eliminan la señal modulada a 2000 Hz.

Dichos filtros son activos con el fin de evitar la atenuación de la señal y su implementación es del tipo Butterworth, dado a las necesidades de tener una salida más fiel con respecto a la entrada y siendo esta implementación la de mejor respuesta en frecuencia y amplitud.

La frecuencia de corte del filtro pasobajas es de 3 000 Hz, ganancia unitaria y es de 4° Orden.

La frecuencia de corte del paso altas es de 3300 Hz, ganancia unitaria y es de 4° orden.

De las ecuaciones mencionadas en la sección 2.3.1 para la materialización de filtros activos de realimentación múltiple se tiene:

Filtro paso bajas de realimentación múltiple primera etapa (ecs 2.44, 2.45, 2.46, 2.47 y 2.48):

$$\alpha_1 = 1.84776 \text{ (de tablas)}$$

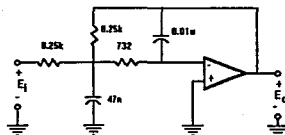
$$R_1 = 8.37 \text{ k}\Omega \text{ (valor comercial 8.25 k}\Omega\text{)}$$

$$C_2 = 47 \text{ nF}$$

$$R_3 = 715 \Omega \text{ (valor comercial 732}\Omega\text{)}$$

$$R_4 = R_1$$

$$C_5 = 0.01 \mu\text{F}$$



Filtro paso bajas de realimentación múltiple segunda etapa:

$$\alpha_2 = 0.76533 \text{ (de tablas)}$$

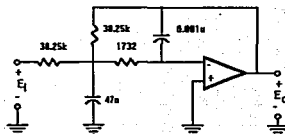
$$R_1 = 37.4 \text{ k}\Omega \text{ (valor comercial 38.25 k}\Omega\text{)}$$

$$C_2 = 47 \text{ nF}$$

$$R_3 = 1.6 \text{ k}\Omega \text{ (valor comercial 1732}\Omega\text{)}$$

$$R_4 = R_1$$

$$C_5 = 0.001 \mu\text{F}$$



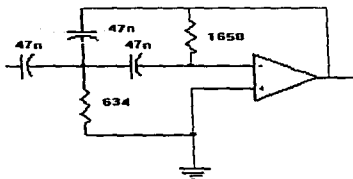
Filtro paso altas de realimentación múltiple primera etapa ecs 2.54, 2.55 y 2.56:

$$\alpha_1 = 1.84776 \quad (\text{de tablas})$$

$$C_1 = C_3 = C_4 = 47 \text{ nF}$$

$$R_2 = 632 \Omega \quad (\text{valor comercial } 634\Omega)$$

$$R_3 = 1666\Omega \quad (\text{valor comercial } 1650 \Omega)$$



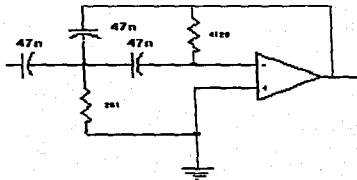
Filtro pasoaltas de realimentación múltiple segunda etapa:

$$\alpha_2 = 0.765337 \quad (\text{de tablas})$$

$$C_1 = C_3 = C_4 = 47 \text{ nF}$$

$$R_2 = 261.7 \Omega \quad (\text{valor comercial } 261\Omega)$$

$$R_3 = 4022\Omega \quad (\text{valor comercial } 4120\Omega)$$



3.2.2 DEMODULACIÓN

El demodulador por sus características y ventajas ya descritas es el PLL. Usamos el CI LM565, el cual se diseñó para las frecuencias de 2 y 4 kHz su configuración se muestra en la figura 3.7.

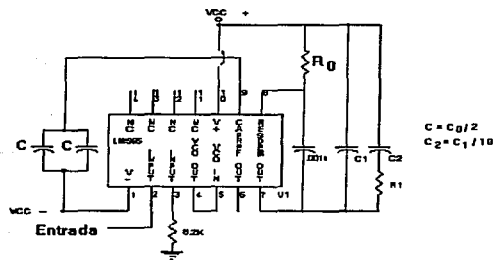


Figura 3.7. Configuración demoduladora del LM565.

Para el demodulador de 2 kHz se escogió un factor de amortiguamiento de 0.707^4 y los valores obtenidos son :

La frecuencia de amarre $f_L = (+/-) 8f_0 / V^4$
 $f_L = (+/-) 1.33 \text{ kHz}$

$R_0 = 75 \text{ k}\Omega$

$C_0 = 2\text{nF}$

Para el filtro de lag-lead del PLL se tiene:

$C_1 = 1\mu\text{F}$

$C_2 = .01\mu\text{F}$

⁴ National Semiconductor, Linear Applications Handbook, LM565

$$R = 1.12 \text{ k}\Omega$$

Para el demodulador de 4 kHz se escogió un factor de amortiguamiento de 0.707^4 y los valores obtenidos son:

$$R_0 = 37.5 \text{ k}\Omega$$

$$C_0 = 2 \text{ nF}$$

$$f_L = (+/-) 2.66 \text{ kHz}$$

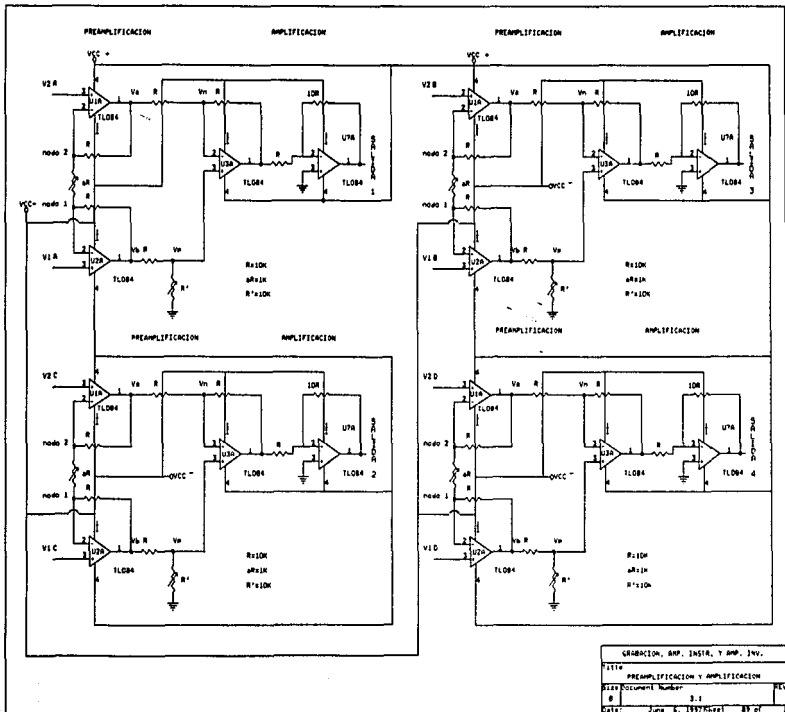
Para el filtro de "lag-lead" del PLL se tiene:

$$C_1 = 1 \mu\text{F}$$

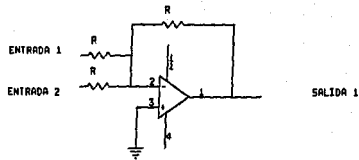
$$C_2 = .01 \mu\text{F}$$

$$R = 890 \Omega$$

Los diagramas finales del sistema desarrollado se presentan a continuación. El diagrama 3.1 muestra las etapas de preamplificación (amplificador de instrumentación) y amplificación (amplificador inversor); el diagrama 3.2 muestra las etapas de filtrado, en donde se pueden ver los filtros Notch y los filtros Butterworth de 6^o orden; en el diagrama 3.3 se pueden observar los circuitos sumadores empleados para la multiplexación; en el diagrama 3.4 se muestran las configuraciones del PLL como Modulador Demodulador y por último el diagrama 3.5 muestra los filtros empleados como demultiplexores.

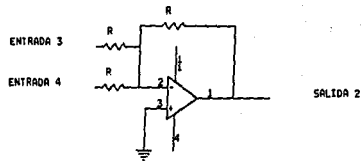


GRABACION, AMP. INSTR. Y AMP. INV.	
TITULO: PREAMPLIFICACION Y AMPLIFICACION	
REVISION	Column Number
1	2-1
DATE	June 6, 1987
DESIGNER	ES/2

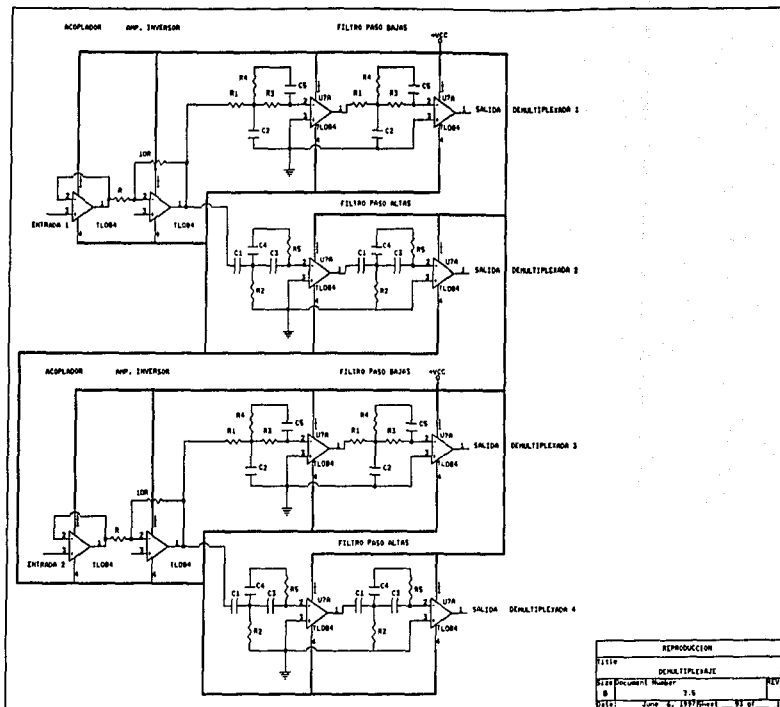


ENTRADAS PROVENIENTES DEL MODULADOR

SALIDAS A LA GRABADORA



GRABACION, CIRCUITO SUMADOR	
Title	
MULTIPLEXADO CUATRO CANALES	
Size Document Number	
A	3.3
Date: June 6, 1997/Sheet 91 of	



CAPITULO IV

PRUEBAS DE EVALUACIÓN

4.1 EXPERIENCIAS Y AJUSTES

La adquisición de señales electroencefalográficas presentó diversos problemas. El principal, como se había previsto era el ruido (señal no deseada de 60 Hz) que estaba presente en las señales de interés, siendo éste de mayor magnitud (del orden de milivolts) a la de las señales EEG. El sistema adquiría ruido por factores tales como:

- 1.- Electrodo mal colocados.
- 2.- Falta de pasta electrolítica.
- 3.- Pasta electrolítica seca.
- 4.- El medio (lámparas, aparatos eléctricos, etc.).

Debido a esto surgió la necesidad de eliminar el ruido agregando al sistema un filtro supresor de banda conocido con el nombre de filtro Notch, con una frecuencia de rechazo de 60 Hz. El filtro Notch debe ser cuidadosamente construido para que la frecuencia central de supresión de banda sea exactamente la deseada, para ello se emplearon resistencias de precisión.

La amplificación de las señales EEG fue una tarea difícil, el uso de los amplificadores operacionales en configuración de amplificadores de instrumentación requiere de resistencias de precisión y sus valores no son tan arbitrarios como se maneja en las ecuaciones de diseño, debido a ello se experimentó con varios diseños preliminares, hasta encontrar el que mejor operaba. Cuidando siempre el aspecto de la saturación de las señales.

Se observó que las baterías utilizadas en la alimentación del equipo producían problemas críticos sobre todo cuando se encontraban desbalanceadas o debido a la falta de carga de las mismas.

La etapa de filtrado no tuvo ningún contratiempo y gracias al filtro Notch el diseño original se conservó.

Cabe señalar que nuestro filtro atenuó las señales un poco más de lo previsto, por ello agregamos una etapa adicional de amplificación construida con un amplificador operacional en configuración inversora para obtener los niveles de voltaje necesarios en la siguiente etapa, que consiste en la modulación. Se observa que la señal inicial ha pasado hasta este momento por dos etapas inversoras, por lo que la forma de la señal está como era originalmente: la adquisición de señales se defasa por los filtros y etapas de amplificación, pero como las cuatro señales pasan por el mismo camino, éstas se encuentran en fase con respecto a las otras de manera que esto no representa inconveniente alguno, dado que convencionalmente para la mayoría de los análisis clínicos los parámetros importantes son la magnitud y frecuencia de las señales.

Después de cada etapa de amplificación y filtrado fue necesario agregar capacitores con el fin de eliminar las componentes de corriente directa que se presentan a la salida de cada amplificador operacional.

La modulación y la demodulación fueron las etapas de mayor dificultad y trabajo. El empleo del PLL LM565 requirió de gran esfuerzo, tiempo, investigación, experimentación y ajustes para la puesta en operación. Las ecuaciones de diseño presentadas en las hojas de especificación del fabricante requieren de varios parámetros que se dice se pueden proponer libremente para su correcto funcionamiento, pero en la práctica no hay tantas libertades para escoger arbitrariamente las variables que logren su óptimo desempeño.

La modulación se realiza aprovechando que el PLL cuenta con un oscilador controlado por voltaje, al cual se hace llegar la señal que se desea modular en frecuencia. El VCO se tiene operando a una frecuencia fija (2 ó 4 kHz). La salida se puede obtener de dos formas, de tipo cuadrada y de tipo triangular. Debido a la naturaleza de la señal cuadrada, formada por la suma de varias señales de alta frecuencia, se eligió la salida triangular (que con un filtro paso bajas elimina estas componentes). Es necesario obtener la salida con frecuencia menor a los 18 kHz que es la

frecuencia máxima que se puede grabar en una cinta de audio. La salida de la señal EEG modulada se toma de la terminal 9 del PLL.

En la configuración demoduladora hubo la necesidad de investigar más a fondo y se encontró que los parámetros de diseño (factor de amortiguamiento y frecuencia natural) debían ser escogidos dentro de intervalos de valores más selectivos para evitar que el PLL, que es un sistema de realimentación, operara inestablemente al tener polos de la ecuación de transferencia en la mitad derecha del lugar geométrico.

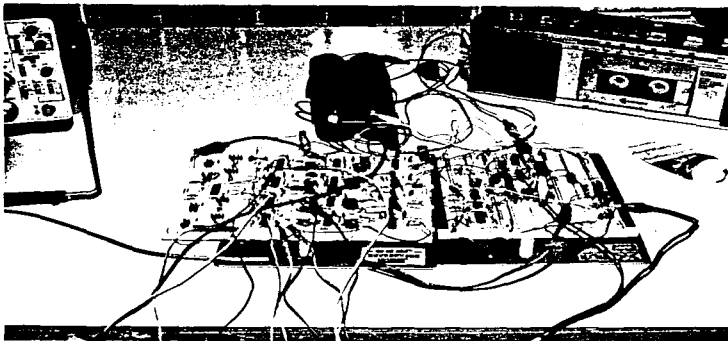
Se hicieron pruebas para encontrar los valores adecuados de las resistencias que controlan las frecuencias de amarre y enganche con potenciómetros, pero eran muy susceptibles al ruido por lo que se intentó con los potenciómetros de precisión pero resultaron ineficientes porque con una ligera variación se perdía el enganche de las señales al momento de la demodulación. Esto nos llevó a utilizar resistencias de precisión ya que solamente con los valores exactos se logró la demodulación adecuada. Los PLL fueron acondicionados con un par de resistencias en las entradas (terminales 2 y 3) con el objeto de incrementar su impedancia de entrada, necesarias para su correcta operación, además de incluir un capacitor entre las terminales 7 y 8, para evitar inestabilidad en el sistema. Se optó por el filtro de "lag-lead" por las características que tiene y los requerimientos de ancho de banda de nuestro sistema. Para tener una señal mejor definida se hizo pasar la señal de salida del PLL a través de un filtro paso bajas, pasivo de tercer orden.

En la sección de multiplexado se empleó un amplificador operacional en configuración sumador atenuador, para adecuar en amplitud a las dos señales moduladas a los niveles de operación de la entrada de una grabadora de audio común (alrededor de 300mV p-p). Nuevamente se requirió de un capacitor para eliminar los niveles de DC.

Para demultiplexar las señales se emplearon filtros activos pasobajas y paso altas que no representaron problema alguno. Algunas etapas (filtrado, demodulación, grabación, reproducción

y demultiplexado) requirieron de acopladores de impedancias creados a partir de amplificadores operacionales.

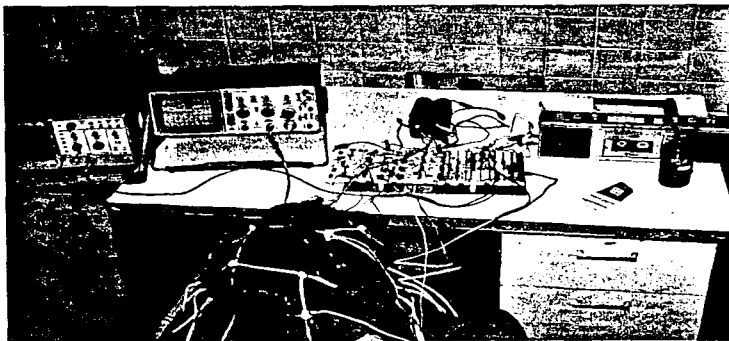
El prototipo del sistema diseñado se muestra en la fotografía 4.1, en ésta se puede ver el circuito electrónico, la pasta electrolítica, las baterías y la grabadora de pruebas.



Fotografía 4.1 Prototipo del sistema.

4.2 RESULTADOS

En la fotografía 4.2 se presentan las pruebas de laboratorio hechas a una persona sana. éstas se hicieron en el Laboratorio de Bioingeniería de la División de Investigaciones en Neurociencias del Instituto Mexicano de Psiquiatría.

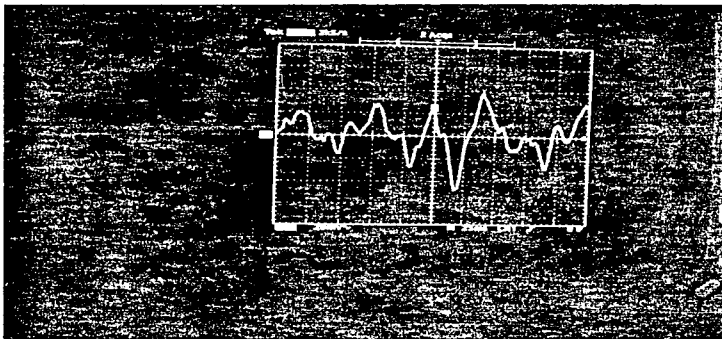


Fotografía 4.2 Pruebas de Laboratorio.

Las señales que se adquieren a través de los electrodos son señales del orden de microvolts. La primera etapa de amplificación da una ganancia de 10 000 a las señales EEG teniéndose una señal con ruido de 60 Hz de alrededor de 300 mV.

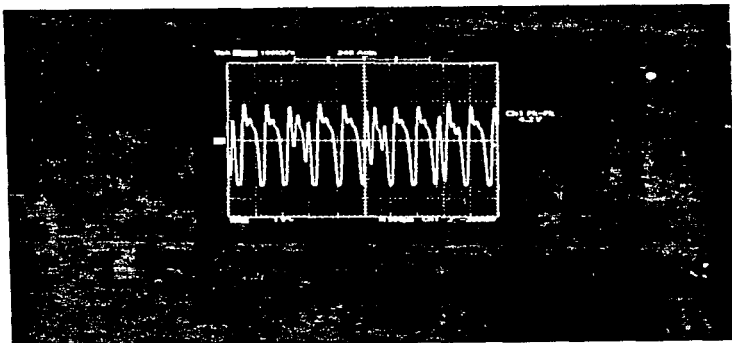
El filtro Notch presenta una atenuación de 30 dB en la frecuencia central de supresión de banda de 60 Hz y el filtro paso bajas de 6° orden con una frecuencia de corte de 55 Hz presentan una atenuación de aproximadamente 18 dB. La señal de salida en esta etapa es de alrededor de 10 mV

con una frecuencia de 0.5 a 55 Hz y prácticamente sin ruido. La siguiente etapa de amplificación tiene una ganancia de 10 con lo que la señal EEG tiene una amplitud de aproximadamente 100 mV y frecuencia de 0.5 a 55 Hz a la salida. Este nivel de voltaje ya es adecuado para que el PLL pueda modular la señal. La señal obtenida después de las etapas anteriores para un canal se muestra en la fotografía 4.3



Fotografía 4.3 Señal obtenida después del filtro Notch.

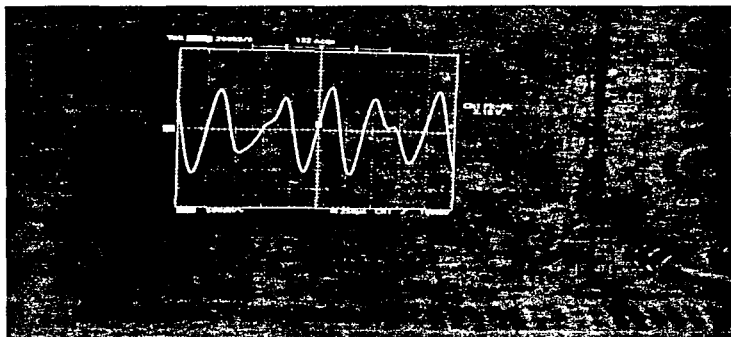
El PLL modula en frecuencia la señal a 2 000 y 4 000 Hz teniendo un nivel de voltaje de la salida modulada de aproximadamente 2 V, para después multiplexarla (sumarla) y atenuarla a los 300 mV que acepta la grabadora en la entrada del micrófono. La señal modulada multiplexada para dos canales antes de la atenuación se presenta en la fotografía 4.4. El voltaje de la señal sumada es de alrededor de 4 V p-p.



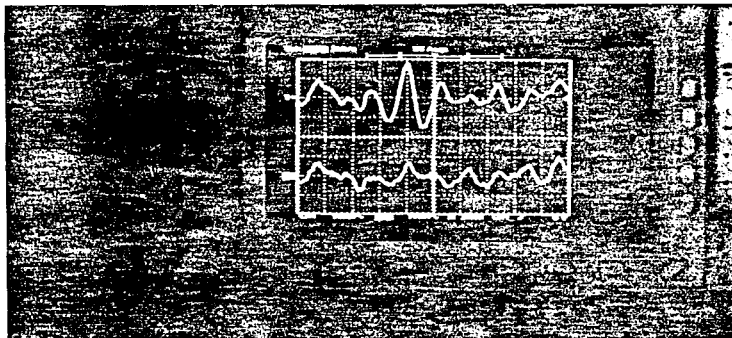
Fotografía 4.4 Señal Modulada-Multiplexada, dos canales.

En la etapa de reproducción la señal de salida se toma del conector de audifonos, teniendo una señal modulada con voltaje de salida de alrededor de 300 mV. Para ser demultiplexada la señal de salida se acopla y amplifica 5 veces teniendo una señal que oscila entre 1.5 y 2.3 V, dicha señal pasa por filtros obteniendo nuevamente las dos señales moduladas (2 y 4 kHz). En la fotografía 4.5 se puede observar la señal demultiplexada a 2 kHz.

Las señales moduladas pasan a través del PLL en configuración demoduladora y se obtiene a la salida la señal original del EEG con una amplitud de aproximadamente 10 mV y frecuencia de 0.5 a 55 Hz. La Fotografía 4.6 muestra dos canales EEG después de todo el proceso.



Fotografía 4.5 Señal Demultiplexada a 2 kHz.



Fotografía 4.6 Señales EFG después del proceso grabación - reproducción. 2canales.

Para la grabación se puede utilizar cualquier tipo de cinta siendo preferentemente del tipo II que es de mejor calidad.

La grabadora puede ser de cualquier marca, voltaje de alimentación y tipo (preferentemente pequeña y ligera para llevarla a cualquier lugar sin problemas).

El consumo de corriente del sistema sin contar la grabadora (alimentación independiente) es de aproximadamente 150 mA y un voltaje de +6 y -6 V.

Los electrodos que en total suman 9 (2 por cada canal más el de referencia) deben ser de plata, del tipo superficial (para no incomodar al paciente) y colocados con gel electrolítico según el diagrama 10 - 20 presentado en el apéndice.

Las señales grabadas pueden ser visualizadas en osciloscopios, pueden acoplarse a la entrada de un polígrafo o adaptarse a un convertidor analógico digital que permite la visualización de hasta 16 señales.

4.3 CONCLUSIONES

El sistema de grabación ambulatoria de señales EEG es un prototipo realizado para ayudar al análisis clínico de la epilepsia. De acuerdo con las necesidades requeridas, el Doctor Jaime Ramos Peek, Jefe del Departamento de Electrofisiología Clínica en el Instituto Nacional de Neurología y Neurocirugía (INNN) definió los requerimientos necesarios que el equipo debería reunir para realizar una buena interpretación del EEG y así dar un diagnóstico más confiable en el tratamiento de la epilepsia.

Las características que el Dr. Ramos Peek solicitó ya fueron expuestas en los objetivos de esta tesis, estos fueron satisfactoriamente cubiertos con la ayuda del MI. Ángel Zapata Ferrer, Jefe del

Departamento de Bioingeniería del Instituto Mexicano de Psiquiatría y los Ingenieros Andrés Gaona González y Miguel Aguillón Pantaleón del mismo Departamento.

Cabe mencionar que la velocidad de la grabadora puede reducirse con el objeto de tener mayor duración en la grabación de la cinta. Pueden grabarse hasta 8 señales por canal (por ejemplo 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14 y 16 kHz), es decir, 16 en total, esto con la grabadora a velocidad normal.

El proyecto ha sido probado con personas normales obteniéndose sus registros EEG correspondientes, pudiendo observar las ondas características de este tipo de registros en adultos. El prototipo quedará a disposición del Instituto Mexicano de Psiquiatría e Instituto Nacional de Neurología y Neurocirugía para ser probado con pacientes con problemas de epilepsia y posteriormente su uso clínico masivo.

El sistema desarrollado requirió una gran inversión de tiempo para su puesta a punto por el tipo de señales que se manejan, debiéndose experimentar con diferentes diseños en cada una de las etapas empleadas.

Este diseño nos ha enriquecido enormemente en el aspecto teórico práctico de la electrónica, siendo además una colaboración importante a la medicina mexicana y porque no decirlo, a la bioingeniería en México.

Es importante mencionar que en la UNAM hay muy poca información y difusión de la bioingeniería, por lo que creemos conveniente realizar foros, exposiciones y conferencias relacionadas con ella.

BIBLIOGRAFÍA

Colin Johnson Time shared analog bus multiplexed audio signals. Madison, Wisc., p. 143 - 147.

Comwell L., Fred J. Weibel, Erich A. Pfeiffer. Medical Instrumentation for Health care.

Dr. Guillermo Franco Salazar. Manual de Electroenceleografía. Editorial Científico Técnica, La Habana.

Luis H. Rodríguez, Horacio D. Vallejo. Saber Electrónica. Curso Completo de Audio, Teoría, Diseño y Construcción. Caps. 16 y 17.

Hojas de especificación AURIGA/AUREX (cintas magnéticas).

Hojas de especificación SCOTCH (cintas magnéticas).

Krauss, Bostlan, Raab. Solid State Radio Engineering, Cap. 6

Lam, Harry Analog and Digital Filters. Prentice Hall

J. Louvel, Electroencephalography and Clinical Neurophysiology, "A simple and effective low cost frequency modulation system for neurophysiological recording", Elsevier/North Holland Scientific Publishers Ltd., 1981, v. 51, p. 209 - 212.

L. G. Kiloh, A. J. McComas, J. W. Osselton, A. R. M Upton. Clinical Electroencephalography, Fourth Edition, Butterworths and Co. Publishers, 1981. p. 24 - 34, 88 - 126.

Ray Marston. Phase Locked Loops, Learn more about designing with PLL circuits. Electronics Now, November 1994, p. 63 - 67

National Semiconductor, Linear Applications Note, June 1971, p. 5-64 - 5-71

National Semiconductor, Linear Applications Handbook, 1978, p. AN46-1 - AN46-12

P. V. Bhansali, J. G. Webster, W. C. Yeo. Medical and Biological Engineering and Computing Analogue multiplexer for use with an FM. tape recorder. September 1978, p. 569 - 572.

Misha Schwartz Transmisión de Información, Modulación y Ruido. Mc Graw Hill

Tobey G. E., Graeme J. D. y Huelsman L. P. Amplificadores Operacionales, Diseño y Aplicación. Cap. 5

R. Silver. Oscilloscopes and Recorders, Magnetic tape recording and reproduction. Electronic Engineering. May 1979, p. 61 - 67.

J. B. Tuke F.m. adaptor for a.p.t. tape recording, P.L.L design overcomes replay amplitude variations. Wireless World, July 1976, p. 38 - 39

Webster J.G. Medical Instrumentation and Design. Boston, Houghton Mifflin Company 1978. Cap. 5

Yishay Nezer Wireless World, Active Notch Filters, Design theory behind the development of discrete frequency rejections circuits. July 1975, p. 307 - 311

Young, E. D. Merrill. Electronic Communication Techniques.

Ángel R. Zapata Ferrer, Iván Portugal, Laura Rivas, Andrés Gaona, Carlos Moncada Miguel Agillón. "Convertidor analógico digital para ser utilizado en el análisis de las espigas epilépticas a fin de obtener los datos y parámetros que permitan valorar el diseño del detector de ataques de ausencia en los seres humanos" . Anales Instituto Mexicano de Psiquiatría, 1992. p. 173 - 182

APENDICES

APENDICE A. Especificaciones TL084.

APENDICE B. Especificaciones LM565.

APENDICE C. Diagrama 10-20 para la colocación de electrodos.

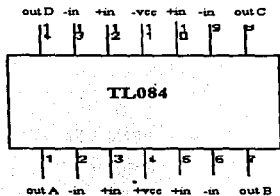
APENDICE A

TL084. Amplificador Operacional con entrada JFET.

Descripción general:

Dispositivo de costo bajo, alta velocidad, cuatro amplificadores operacionales con entrada JFET (tecnología BI-FET) con un ajustador interno de voltaje de offset. Requiere bajo suministro de corriente, mantiene su ganancia en un amplio ancho de banda y tiene rápida velocidad de respuesta (slew-rate). En adición con el alto voltaje de entrada JFET, el dispositivo provee muy baja corriente de polarización (I-Bias) y muy baja corriente de offset.

Estos amplificadores deben ser usados en aplicaciones tales como: integradores de alta velocidad, convertidores D/A rápidos, circuitos de muestra retención y muchos otros circuitos que requieren voltaje de entrada de offset bajo, corriente de polarización baja, impedancia de entrada alta, alta velocidad de respuesta y amplio ancho de banda.



Características:

- Ajustador interno de voltaje de offset, 15 mV
- Corriente de Polarización (I Bias) 50 pA
- Ancho de Banda 4 MHz
- Slew Rate 13 V/ μ s
- Suministro de corriente 3.6 mA
- Impedancia de entrada $10^{12} \Omega$
- Razón de Rechazo en Modo Común 100 dB*

A1

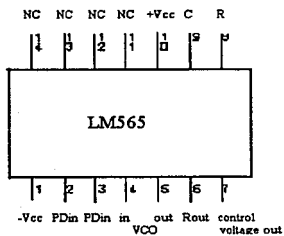
* National Semiconductor, General Purpose Linear Devices, p. 3-816 TL082

APENDICE B

LM565. Malla de Fase Encadenada. P.L.L.

El LM565 es una malla de fase encadenada (Phase Locked Loop), de propósito general que contiene un oscilador controlado por voltaje (VCO) estable de gran linealidad para baja distorsión en la demodulación de F.M., y un detector de fase doblemente balanceado. La frecuencia del VCO se fija con una resistencia y un capacitor externos.

Sus aplicaciones más comunes son: demodulación y síntesis de frecuencia, demodulación FSK, demodulación de FM, decodificación de tonos, multiplicación y división de frecuencia y transmisión y recepción de telemetría.



Características eléctricas:

- Suministro de corriente 8mA
- Impedancia de entrada 10 k Ω
- VCO máxima frec. de operación 500 kHz
- Voltaje de salida triangular 2.4 Vp-p
- Voltaje de salida cuadrada 5.4 Vp-p
- Impedancia de salida (terminal 4) 5 k Ω
- Voltaje de salida demodulada (ter. 7) 300 mVp-p
- Impedancia de salida (terminal 7) 3.5 k Ω
- Nivel de DC (terminal 7) 4.5 V*

PD Phase Detector.

C, R, Timing Capacitor and Resistor

APENDICE C

SISTEMA 10 - 20 PARA LA COLOCACION DE ELECTRODOS

El sistema 10 - 20 para la colocación de electrodos es un procedimiento en el cual se colocan los electrodos igualmente espaciados sobre el cuero cabelludo, usando marcas identificables y puntos de referencia del cráneo. El sistema es llamado 10 - 20 porque los electrodos son colocados 10 ó 20% de la distancia total entre dos puntos de referencia o marcas craneales.

La nomenclatura se desarrolló para dar a cada electrodo un sitio con una abreviación alfabética lógica que inmediatamente se identifique con el lóbulo o área del cerebro a la cual se refiere. Por ejemplo , la abreviación Fz significa que es para el lóbulo frontal del cerebro. Todos los caracteres alfabéticos se refieren al área del cerebro sobre la cual están localizados excepto la "z" la cual es usada como línea de referencia. Los subíndices pares indican que los electrodos están colocados a la derecha de la cabeza, los impares están colocados a la izquierda.

Cuando los electrodos se colocan de acuerdo al sistema 10 - 20, cada electrodo en el lado izquierdo del cuero cabelludo tiene su homólogo en el lado derecho.*

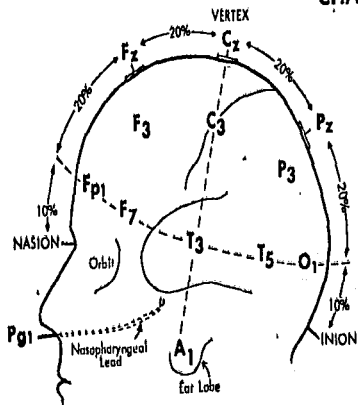
La siguiente página muestra un esquema del sistema.

C1

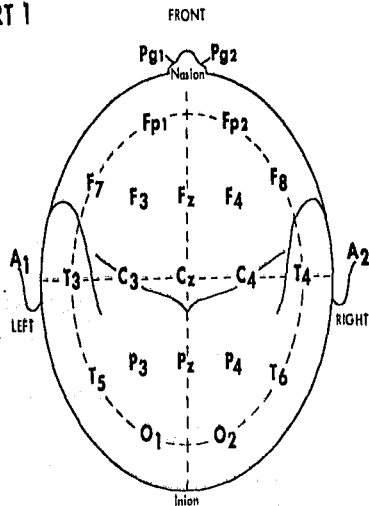
* Grass Medical Instruments, "A Review of the International Ten Twenty System of the Electrode Placement", Quincy Mass. USA. pp 1 - 18

INTERNATIONAL (10-20) ELECTRODE PLACEMENT

CHART 1



LEFT SIDE OF HEAD



TOP OF HEAD