



300617
30,
29

UNIVERSIDAD LA SALLE
ESCUELA DE INGENIERIA
INCORPORADA A LA U.N.A.M.

Diseño de un pletismógrafo por
infrarrojo

TESIS PROFESIONAL

Que para obtener el título de
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A
ILEANA PANIAGUA PATIÑO

Director: José Antonio Torres Hernández

México

FALLA DE ORIGEN

1990



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está 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.

INDICE.

Introducción.....	1
Capítulo 1. Medios típicos para la medición del caudal sanguíneo.	
1.1. Técnicas ultrasónicas Doppler en enfermedades vasculares.....	3
1.1.1. Principios físicos.....	4
1.1.2. Medidor de frecuencia en cruce por cero.....	6
1.1.3. Análisis con audio frecuencia.....	8
1.1.4. Sistemas pulsados Doppler.....	9
1.2. Ultrasonografía de eco pulsado.....	11
1.2.1. Fundamentos de producción e insonación de ultrasonido.....	12
1.3. Pletismografía del volumen en enfermedades vasculares.....	12
1.3.1. Principios básicos.....	13
1.3.2. Instrumentación.....	14
1.3.3. Pletismografía por agua.....	14
1.3.4. Pletismografía por aire.....	17
1.3.5. Medidor de tensión de mercurio.....	19
1.3.6. Pletismógrafos por impedancia.....	21
Capítulo 2. Importancia de la medición del caudal sanguíneo.	
2.1. Papel de la sangre.....	26
2.2. Pletismografía en enfermedades venosas.....	27

2.3. Estudios teóricos y experimentales.....	28
2.3.1. Aplicaciones del ultrasonido en enfermedades vasculares.....	28
2.3.2. Pletismografía por impedancia.....	29
2.3.3. Pletismografía por medidor de tensión de mercurio.....	32
2.3.3.1. Flujo en la pantorrilla.....	33
2.3.3.2. Hiperemia reactiva.....	35
2.3.3.3. Hiperemia por ejercicio.....	36
2.3.3.4. Flujo sanguíneo en el antebrazo.....	37
2.3.3.5. Flujo sanguíneo en los dedos.....	37

Capítulo 3. Determinación de los objetivos del diseño.

3.1. Fotopletismografía infrarroja.....	38
3.1.1. Repaso de las leyes de la transmisión de la luz....	38
3.1.2. Aplicaciones de la fotopletismografía.....	39
3.2. Propiedades ópticas de la piel.....	41
3.2.1. Color de la piel.....	43
3.2.2. Emisión propia de la piel.....	43
3.2.3. Reflexión de los tejidos de la piel.....	43
3.3. Presentación del captor infrarrojo.....	46
3.4. Diagrama de bloques.....	46

Capítulo 4. Diseño del medidor.

4.1. Diseño del oscilador.....	48
4.1.1. Cálculo de los componentes.....	49
4.2. Diseño del adaptador de nivel.....	50

4.2.1. Cálculo de los componentes.....	51
4.2.2. Divisor de tensión.....	53
4.3. Diseño el circuito de emisión y recepción infrarroja.....	54
4.3.1. Cálculo de los componentes.....	54
4.4. Adaptador de impedancia.....	56
4.5. Filtro pasa bajas de segundo orden.....	57
4.5.1. Cálculo de los componentes.....	57
4.6. Filtro pasa bajas de primer orden.....	59
4.6.1. Cálculo de los componentes.....	59
4.7. Segundo adaptador de nivel.....	59
4.8. Diferenciador.....	60
4.8.1. Cálculo de los componentes.....	61
4.9. Filtro pasa bajas de segundo orden.....	62
4.10. Amplificador y filtro pasa bajas de primer orden.....	63
4.10.1. Cálculo de los componentes.....	63
4.11. Filtro pasa bajas de segundo orden.....	64
4.12. Etapa de salida.....	65
4.13. Fuente de poder.....	65
4.14. Funcionamiento del circuito.....	67

Capítulo 5. Definición de la metodología de prueba del sistema.

5.1. Verificación del oscilador.....	71
5.2. Pruebas en el amplificador diferencial.....	71
5.2.1. Terminal no inversora.....	71

5.2.2. Cursor de R_7	72
5.2.3. Salida del amplificador.....	72
5.3. Pruebas en el amplificador de corriente.....	73
5.3.1. Formas de onda en la base del transistor Q_1	73
5.3.2. Pruebas en el ánodo del emisor infrarrojo.....	74
5.4. Pruebas en el captor infrarrojo.....	75
5.5. Pruebas en el adaptador de impedancia.....	75
5.5.1. Salida del seguidor de tensión.....	75
5.5.2. Pruebas a la salida del adaptador de nivel.....	76
5.6. Pruebas en el filtro pasa bajas de segundo orden.....	77
5.7. Pruebas en el filtro pasa bajas de primer orden.....	81
5.8. Conclusiones.....	86

Apéndice.....

Bibliografía.....

INTRODUCCION

El estudio de enfermedades periférico-vasculares como una disciplina, ha sido relativamente descuidado considerando la frecuencia de los desórdenes que esto incluye.

A pesar de los principales desarrollos en la angiografía y la perfección de técnicas que permiten la cirugía reconstructiva que salva vidas y miembros, el campo ha tendido a permanecer estático.

En muchos centros, excelentes facilidades angiográficas y quirúrgicas se han desarrollado, pero menos de la mitad de los pacientes con desórdenes periférico-vasculares son candidatos a cirugía. Pocos médicos practicantes se han interesado en estas enfermedades y los fisiólogos periférico-vasculares son aún más escasos. Gran parte de la dificultad en estimular una participación más amplia en este tipo de enfermedades ha sido relacionada con la complejidad en definir y comunicar en términos objetivos la severidad de varios desórdenes arteriales y venosos. Las técnicas para dichas mediciones, hasta hace unos años eran complicadas, molestas y tan tardadas que fueron muy poco usadas por los médicos practicantes a pesar del valor de su investigación. La carencia de instrumentación digna de confianza y que sea rápida y fácil de usar ha tenido no solo efectos adversos de cualquier modo. Esto ha demandado atención cuidadosa para la perfección de destreza clínica para identificar y evaluar pacientes con desórdenes

periférico-vasculares. Los desórdenes musculares, artritis de rodillas y codos, enfermedades degenerativas de la espina dorsal y otras, son algunas de las condiciones que pueden ser confundidas con disturbios circulatorios primarios.

CAPITULO 1

1.1. Técnicas ultrasónicas Doppler en enfermedades vasculares.

Satomuro, en 1959, fue el primero en demostrar el uso del "ULTRASONIC DOPPLER-SHIFT VELOCITY METER". En la década de los sesentas, la investigación en esta área fue inicialmente dedicada en aplicar dicha energía en el desarrollo de medidores de flujo capaces de medir de manera cuantitativa la velocidad arterial tan bien como el volumen de flujo en animales de laboratorio.

Por 1964, se volvió aparente que los instrumentos de onda continua simple pueden ser usados externamente al cuerpo humano para derivar información relativa a la velocidad del flujo en venas y arterias fuera de los confines del tórax y abdomen. Estas observaciones iniciales en muchas áreas de la circulación fueron emocionantes porque por primera vez proveyeron información, por medios no invasivos, del cambio instantáneo del flujo en sujetos normales y la manera en que estos patrones son influidos por enfermedades. Han sido hechos considerables progresos en los últimos diez años, pero hay problemas que permanecen y que requerirán trabajos adicionales para definir más claramente la aplicación clínica de algunos de sus nuevos dispositivos.

1.1.1. Principios físicos.

El sistema ultrasónico Doppler, como se usa en medicina, debe ser considerado en términos de sus componentes principales:

- a).-La fuente de ultrasonido.
- b).-El medio que es estudiado.
- c).-El receptor de la energía ultrasónica reflejada.

En primer lugar, es importante entender que el sonido es reflejado de cualquier punto en el organismo donde haya un cambio en la impedancia acústica y que como el sonido atraviesa el tejido, algo de la energía ultrasónica es perdida por absorción. El sonido reflejado de interfaces estacionarias está a la misma frecuencia que la señal transmitida. El fundamento físico del uso del ultrasonido para examinar la velocidad del flujo de sangre, depende de las condiciones físicas expresadas en la fórmula:

$$\delta f = (2f_e V \cos \theta) / c$$

en donde:

δf = variación de la frecuencia.

f_e = frecuencia del ultrasonido.

V = velocidad del objeto.

θ = ángulo de la onda sonora incidente con el objeto en trayectoria.

c = velocidad del sonido en el medio.

Es posible, por supuesto, encontrar la velocidad media del objeto despejándola de la fórmula anterior:

$$V = c \delta f / (2f_e \cos \theta)$$

Esta fórmula difiere de la anterior solo en que el énfasis está hecho en el cambio medio de frecuencia producido por cada una de las láminas concéntricas de sangre que fluyen a través del vaso en cualquier instante dado de tiempo. Claro que si la velocidad media es determinada, es fácil calcular el volumen de flujo si el diámetro del vaso es conocido. Estas dos engañosamente simples fórmulas han llevado a los investigadores a aplicar los sistemas disponibles no invasivos corrientes para llegar no solo a medidas cuantitativas de las velocidades instantáneas y medias, sino también del volumen de flujo sin detenerse a considerar la complejidad implicada al hacer las mediciones y procesar los datos. Hay que notar que dos variables conocidas son la frecuencia transmitida y la velocidad del sonido en los tejidos, ambos considerados para propósitos prácticos como constantes. El determinar δf no es un problema fácil. Por ejemplo, si el perfil de velocidad es realmente parabólico y si hay una completa sonorización del campo de flujo y aún una distribución de la amplitud de la señal alrededor del rango de frecuencia; entonces $V = V_{\max}/2$.

1.1.2. Medidor de frecuencia en cruce por cero.

Este medidor es el método más usado de registro de información Doppler y se ha vuelto popular porque es relativamente barato y se aplica fácilmente en muchas situaciones clínicas. Este dispositivo produce un voltaje de salida proporcional al número de cruces por cero que ocurren y está relacionado con el espectro Doppler de entrada. Con este método es posible generar una forma de onda analógica usando un amplificador DC y un registro de gráficos, el cual presenta la señal en uno o dos caminos. El primero es una salida diferencial sencilla. El segundo son dos canales de información con un flujo reflejado en una dirección hacia adelante o directa, el otro en dirección opuesta o inversa (figura 1.1).

No hay duda de que esta forma de análisis de la señal, con una buena relación señal a ruido puede representar la envolvente del perfil de velocidad tan bien como sus componentes de flujo directo e inverso. Sin embargo el sistema tiene desventajas:

- 1.-Presenta serios problemas cuando la relación señal a ruido es baja y/o hay considerable ruido de fondo.
- 2.-La salida del detector de cruce es dependiente de la amplitud.
- 3.-Con velocidades de pico muy altas, la amplitud de las componentes de alta frecuencia pueden perderse.

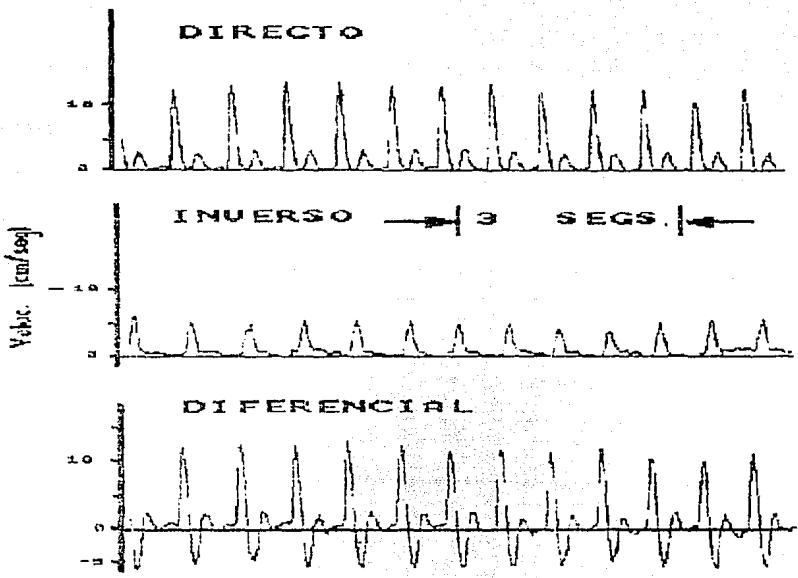


FIGURA 1 . . 1

4.-A menos que se utilice un sistema Doppler direccional, las señales arteriales y venosas simultáneas pueden ser sumadas, lo cual es confuso.

1.1.3. Análisis con audio frecuencia.

Existen técnicas que despliegan completamente el espectro de frecuencia Doppler en una forma instantánea o como alguna forma de salida de tiempo promedio. Los instrumentos que permiten un análisis detallado del espectro, presentan la información en términos de la envolvente de frecuencia, del tiempo y de la amplitud de la señal inversa dispersa, como una relación de frecuencia y tiempo. Durante un tiempo, el único sistema usado comúnmente fue el analizador de espectro Kay, el cual fue usado para señales previamente registradas en una cinta magnética. Aunque este método fue capaz de desplegar con exactitud el espectro, no pudo haber sido hecho en un tiempo real, una desventaja diferente para propósitos o investigaciones clínicas. Un avance significativo en este campo fue el desarrollo de un analizador de espectros de tiempo real con capacidad de demostrar no solo la envolvente del perfil de velocidad, sino también la intensidad del ultrasonido disperso, como una relación de tiempo y frecuencia. También es posible usar un analizador de espectros de tiempo promedio. Este sistema emplea una serie de filtros pasa-banda que cubre el rango de 20 Hz a 20 KHz. Este analizador consiste en un amplificador

de audio, un juego de filtros pasa banda y un registro de nivel. Desafortunadamente, el formato de salida del sistema, que consiste en niveles de amplitud como relación de frecuencias, no es familiar a la mayoría de los físicos.

1.1.4. Sistemas pulsados Doppler.

Aunque los sistemas de onda continua han hecho una contribución al campo de enfermedades periférico-vasculares, fue natural que algunas de sus limitaciones fueran exploradas con el uso de artefactos pulsados. Los sistemas de onda continua detectan el movimiento de cualquier objeto en el camino de las ondas sonoras y por esta razón no pueden ser usados para indicar la profundidad del vaso que es examinado, su diámetro o la naturaleza de la distribución de la velocidad a través de la sección transversal del vaso. Usando un rango de paso, es posible evaluar el punto exacto en el tejido en el cual la perturbación de velocidad está siendo generada. Aunque esta modificación incrementa la complejidad del sistema, está claro que para algunas aplicaciones es importante. Inicialmente los sistemas pulsados Doppler fueron destinados para proveer información detallada relativa al perfil de velocidad a través de la sección de la arteria. Muy pronto el problema en hacer tales medidas, particularmente no invasivas se volvió aparente:

- 1.-Las mediciones en un plano sencillo eran incompletas y

engañosas.

- 2.-El uso de una compuerta sencilla fue claramente inadecuado a causa de las diferencias pulso a pulso y del tiempo requerido para hacer al análisis.
- 3.-El tamaño del volumen de la muestra, definido en groso modo como el volumen en el espacio para el cual son hechas las mediciones, fue críticamente importante y necesario para ser entendido y apreciado.
- 4.-Evidencia de que la información relativa a la forma del perfil de velocidad por si mismo era importante o relevante para la evaluación de los problemas fue y sigue siendo una cuestión insoluble.

Con todas esas limitaciones era difícil encontrar un método simple, económico y de dispositivos de onda continua. Hokason y asociados aprovecharon la habilidad de seleccionar e identificar el flujo. El sistema básico es simple, consiste en tres componentes principales:

- Un Doppler pulsado a 5 MHz.
- Un brazo sensor de posición.
- Un osciloscopio con memoria.

Mediante un rango de paso y moviendo el transductor ya sea a lo largo del eje longitudinal o en dirección transversal, es posible registrar flujo en todos los puntos en donde la velocidad del objeto detectado está por encima de los 200 Hz, un nivel correspondiente al desplazamiento de frecuencia secundario al movimiento de la pared. Este método tiene su mayor aplicación en el área carótida. Al principio del

empleo del sistema arteriográfico ultrasónico, se hicieron aparentes problemas y esto llevó no solo a modificaciones del propio sistema, sino también a la incorporación del modo-B dando paso a un nuevo artefacto referido como el "Scanner Duplex". Este desarrollo, tanto como la provisión de métodos más sofisticados para el análisis del espectro de audio, se necesitan para algunas de las observaciones. Las calcificaciones arteriales, ya sean en la pared de la arteria carótida o en la placa misma, resultan en sombreado acústico según el sonido sea reflejado de estos depósitos. En algunas instancias, los ecos desde el material interior al lumen de la arteria pueden ser observados con la parte modo-B del sistema Duplex.

1.2. Ultrasonografía de eco pulsado.

El uso del ultrasonido para diagnóstico es una excelente herramienta. En general las aplicaciones ultrasónicas en desórdenes vasculares están divididas en dos grandes grupos:

- 1.-Ultrasonido Doppler.
- 2.-Eco pulsado (reflejado) ultrasónico.

El primero de estos es designado principalmente para proveer información del flujo dentro del vaso que es examinado y el segundo concierne a lo no invasivo, produciendo una imagen actual del vaso. Recientes mejoras en la tecnología de transductores y métodos de registro han mostrado progresivamente detalles más finos, para ser visualizados dentro del cuello, abdomen, pelvis y extremidades.

1.2.1. Fundamentos de producción e insonación de ultrasonido.

Todas las técnicas de ultrasonido usadas comunmente son artefactos tales como el sonar (navegación del sonido y recorrido). Un pulso es emitido y viaja a través del medio hasta que golpea con una barrera (interface). Una porción del pulso es reflejada de regreso al punto de salida. Si la velocidad del sonido en el medio es conocida, el tiempo transcurrido desde la emisión hasta la recepción indica la distancia de la barrera a la fuente de sonido. En diagnóstico médico por ultrasonido, las frecuencias empleadas están en el rango de 1 a 10 MHz. En general, mientras más baja es la frecuencia, mejor es la penetración de las ondas ultrasónicas. Conforme aumenta la frecuencia, la resolución aumenta. Para una aplicación particular se escoge la frecuencia más alta posible que permita suficiente penetración al vaso o región a ser estudiada. La arteria carótida por ejemplo, es relativamente superficial y puede ser alcanzada fácilmente por una onda de 10 MHz, mientras que la aorta de un paciente alto puede requerir una fuente de 2 MHz.

1.3. Pletismografía del volumen en enfermedades vasculares.

La pletismografía fue empleada por primera vez en 1622 por Glisson y en 1737 por Swammerdam para estudiar las contracciones de un músculo aislado. Pero no fue sino hasta

la segunda mitad del siglo diecinueve que fue aplicada a la medición del flujo sanguíneo.

1.3.1. Principios básicos.

Esta técnica es simplemente el registro de cambios en el volumen sanguíneo de una porción del cuerpo humano. Se ha creado mucha confusión por la idea de que algunos pletismógrafos hacen más o menos que otros. La diferencia básica está en el método por el cual estos registran el aumento o la disminución del volumen, la facilidad con la que son usados, su estabilidad y su sensibilidad. El principal flujo sanguíneo puede ser medido registrando la razón del incremento del volumen que ocurre cuando el flujo saliente de una vena es de repente interrumpido, pero solo temporalmente (pletismografía por oclusión venosa). Es solamente de este modo que el pletismógrafo puede ser utilizado para determinar flujo sanguíneo. No hay manera de derivar información del flujo proveniente de formas de onda pulsadas. Recientemente el método de oclusión venosa ha sido adaptado para medir la razón del flujo venoso bajo condiciones estandarizadas de elevada presión venosa. Aquí de nuevo la razón de flujo sanguíneo bajo condiciones de reposo tampoco es medida, pero la resistencia venosa relativa puede ser estimada.

1.3.2. Instrumentación.

Aunque han sido ideados muchos instrumentos para registrar información pletismográfica, todos caen dentro de algunas de las siguientes categorías. Algunos miden el cambio de volumen directamente por desplazamiento de volumen (WATER-FILLED). Otros dependen de la compresión de aire en un sistema cerrado que produce cambios comparables en presión (AIR FILLED), en cambios de la circunferencia del miembro (STRAIN-GAUGE), en cambios en la resistencia eléctrica (impedancia) o en la reflexión de la luz desde celdas sanguíneas (fotoeléctrico).

1.3.3. Pletismografía por agua (Water-Filled).

Los primeros pletismógrafos fueron de agua. Consisten en un recipiente hermético lleno de agua en el que está inmersa una parte del cuerpo. Cualquier cambio en el volumen de la parte encerrada va a desplazar una cantidad equivalente de agua y este desplazamiento puede ser medido de varias maneras. De este modo esta técnica provee la medida más directa del cambio de volumen. Aunque hay muchos tipos de instrumentos, todos tienen la misma idea mostrada en las figuras 1.2 y 1.3.

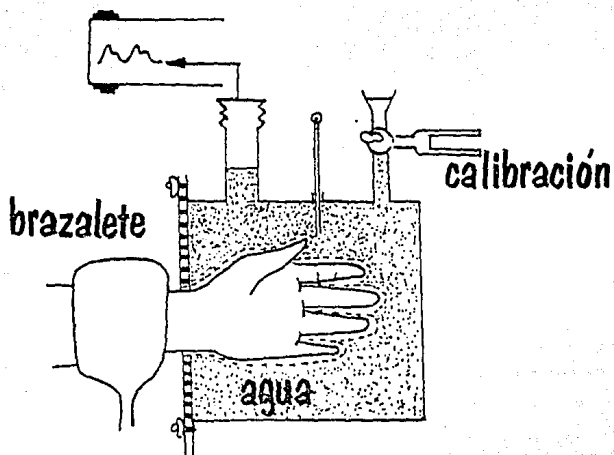
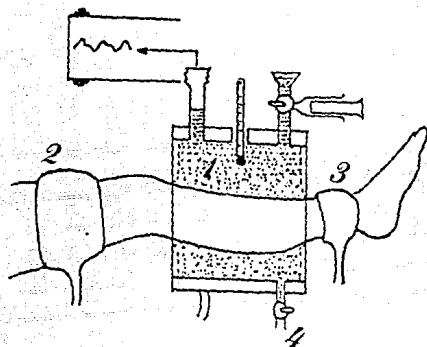


figura 1.2



- 1: agua
- 2: brazalete de recolección
- 3: brazalete de exclusión
- 4: drenaje

figura 1.3

1.3.4. Pletismografía por aire (Air-Filled).

Los pletismógrafos de por aire miden el cambio de volumen indirectamente. Esta clase de artefactos son estrechamente parecidos a los de agua, ya que la parte a ser estudiada está encerrada en un recipiente hermético lleno de aire. Un incremento o una disminución en el volumen de la parte estudiada producirá un cambio similar en la presión del aire capturado y este cambio de presión puede ser registrado por un transductor adecuado. A diferencia de los instrumentos de agua, estos llenos de aire pueden ser contruidos con un material de menor peso como el plástico y no requiere elaborar instrumentos de regulación de temperatura. Una aún mejor adaptación del pletismógrafo de aire emplea un brazalete neumático que circunda el segmento que es examinado (fig 1.4). El brazalete es mantenido en contacto con la piel subyacente, inflándolo con aire a una presión relativamente baja. En consecuencia, cualquier cambio en el volumen de los miembros encerrados, incrementará o disminuirá la presión del aire que está dentro del brazalete. Este cambio de presión se convierte fácilmente en un registro analógico por medio de un transductor de presión. Se puede calibrar el sistema inyectando una cantidad conocida de aire en el brazalete y registrando el resultante incremento de presión. En general, la respuesta en frecuencia de los pletismógrafos de aire no es alta, aproximadamente 8 Hz. Cuando la técnica de

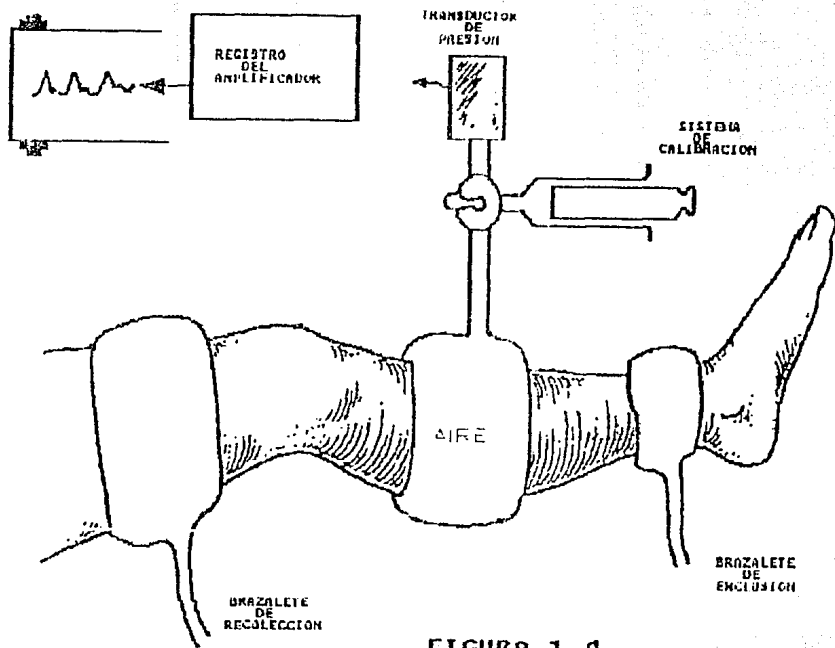


FIGURA 1.4

oclusión venosa se usan en estos pletismógrafos, ocurren errores en la medición del torrente sanguíneo ya que el coeficiente de expansión del aire cambia con la temperatura.

1.3.5. Medidor de tensión de mercurio (Strain-Gauge)

El modelo consiste en un tubo muy fino de silicón o hule, completamente lleno de mercurio, que hace contacto con los extremos de unos electrodos de cobre. El tubo es enrollado alrededor del miembro que es estudiado, ajustado solamente lo necesario para asegurar un buen contacto. Cuando la parte estudiada se expande o se contrae, la longitud del medidor cambia una cantidad correspondiente. Puesto que la resistencia del medidor varía con su longitud, las variaciones de la caída de voltaje a través del mismo, se reflejará en cambio en la circunferencia del miembro. Si se asume que la parte examinada es un cilindro con una sección transversal circular y que la longitud del segmento permanece constante, el cambio de volumen puede expresarse en la siguiente fórmula en función del radio:

$$V = \pi r^2 L \dots (1)$$

Donde V es el volumen, r el radio del segmento y L es la longitud. Con oclusión venosa o con cada pulso, el radio de la parte examinada se incrementa en δr , por lo que el nuevo volumen es :

$$V + \delta V = L \pi (r + \delta r)^2 = L \pi (r^2 + 2\delta r \times r + \delta r^2) \dots (2)$$

El incremento del volumen en el miembro (δV) puede ser obtenido sustrayendo su volumen original.

$$\delta V = 2L \pi \delta r \times r + L \pi \delta r^2 \dots (3)$$

La razón del cambio de volumen (δV) al volumen original, está dado dividiendo la ecuación (3) por la ecuación (1).

$$\delta V/V = 2\delta r/r + \delta r^2/r^2 \dots (4)$$

La circunferencia C del miembro es igual a $2\pi r$, de donde:

$$r = C/2\pi \dots (5) \quad \text{y} \quad \delta r = \delta C/2\pi \dots (6)$$

Si las ecuaciones (5) y (6) son sustituidas en la ecuación (3), la siguiente relación entre el cambio relativo de circunferencia y el cambio relativo de volumen queda como sigue:

$$\delta V/V = 2 \delta C/C + \delta C^2/C^2 \dots (7)$$

Como todo el cambio de volumen que ocurre con el flujo pulsátil o en respuesta a la oclusión venosa es mínimo en comparación con el volumen original del miembro, $\delta C^2/C^2$ puede ser despreciado, por lo que para propósitos prácticos:

$$\delta V/V \approx 2\delta C/C \dots (8)$$

Un inconveniente del medidor de tensión de mercurio es su sensibilidad a la temperatura. Un cambio en resistencia de aproximadamente 1% sigue a un cambio de temperatura de 10°C .

1.3.6. Pletismógrafos por impedancia.

Estos dispositivos detectan cambios en el volumen de sangre dentro del segmento del miembro mediante variaciones en la impedancia eléctrica. La impedancia (Z) expresa la oposición al paso de la corriente alterna (I) a través de un conductor, bajo la influencia de una diferencia de potencial (E).

$$Z = EI$$

En un organismo biológico, la electricidad es transportada por el movimiento de iones en los fluidos intracelulares y extracelulares. Como la concentración de iones en estos fluidos permanece relativamente constante, la impedancia resistiva de cualquier segmento del cuerpo es inversamente proporcional a su contenido total de fluido. En un conductor

cilindrico, la resistencia R es inversamente proporcional a su sección transversal y directamente proporcional a su longitud L.

$$R = 8L/r$$

En esta ecuación, B es la resistencia específica del medio entre los electrodos y está dada en ohm-cm. Como el volumen V es el producto de la sección transversal del conductor por su longitud, (rL) podemos decir que:

$$V = L^2/Rr$$

De este modo, midiendo cambios en la impedancia resistiva se pueden calcular, cuando menos teóricamente, las variaciones en el volumen sanguíneo dentro del segmento. Los modernos pletismógrafos de impedancia utilizan un oscilador de alta frecuencia (50 a 250 KHz) con bajas corrientes. Básicamente hay dos tipos de instrumentos: el de dos electrodos y el de cuatro. Como hay muchos problemas con el de dos electrodos, el de cuatro es usado en los más modernos instrumentos (fig 1.5). Los electrodos se aplican en la región del cuerpo que se va a estudiar. Una pequeña corriente alterna de baja frecuencia circula entre ellos. La intensidad de esta es tan pequeña que es imperceptible para el sujeto y su frecuencia tan alta que es incapaz de estimular al corazón. La configuración tetrapolar se muestra en la figura 1.6. La

corriente pasa entre dos electrodos mas y el cambio de voltaje a través del campo es medido por dos electrodos separados de entrada. Esta configuración de electrodos elimina la variable resistencia de la piel.

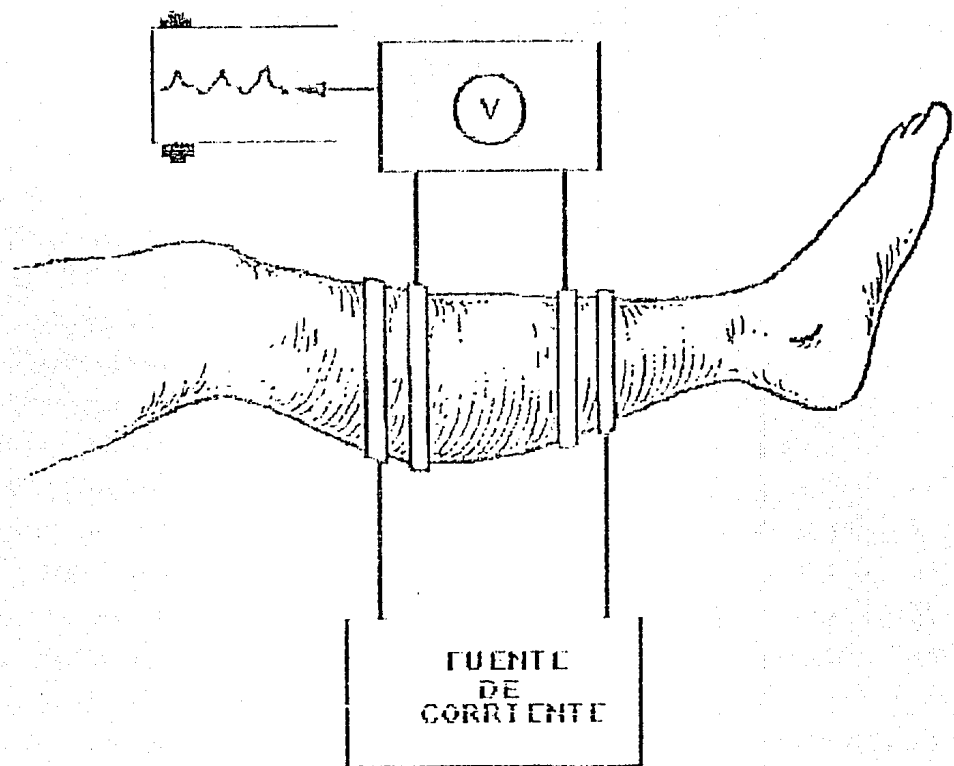


figura 4.5

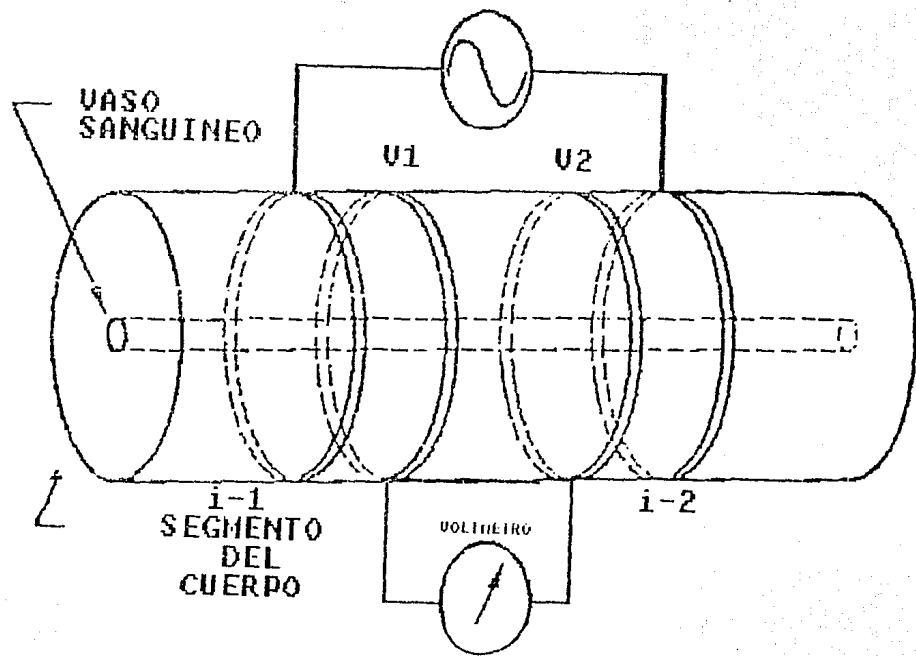


figura 1.6

CAPITULO 2

2.1. Papel de la sangre.

A través de la circulación, las principales funciones de la sangre son:

- a) Respiratoria.
- b) Nutritiva.
- c) Excretoria.
- d) Inmunitaria.
- e) De correlación humoral.
- f) Equilibrio acuoso del organismo.
- g) Regulación térmica.
- h) Regulación de la presión osmótica.
- i) Regulación del equilibrio ácido/base del organismo.
- j) Regulación del equilibrio iónico.
- k) Por su volumen interviene en la regulación de la presión arterial.

El conocimiento de la cantidad total de sangre, plasma y eritrocitos es muy importante para comprender la fisiología y patología de la sangre, la circulación y la respiración.

Aunque los valores pueden calcularse en peso, es habitual expresarlos en volúmenes y es por eso que se habla de volumen de sangre, volumen de plasma y volumen de glóbulos.

Los valores hallados de volumen de sangre dependerán del método empleado, la edad, el sexo y la grasa corporal del

sujeto En el hombre o la mujer se registró la proporción de 79 ml de sangre por cada kg de peso corporal sin grasa. En el hombre comun se encuentra una cantidad menor (70 a 77 ml por cada kg), que además disminuye a medida que aumenta la grasa del cuerpo. En la mujer se calculan 65 ml por kg. Esta diferencia se debe a que el hombre posee más eritrocitos y menos panículo adiposo que la mujer

Puede variar la cantidad total de sangre o solo algunos de sus componentes Las variaciones en el volumen sanguineo suelen designarse por la terminología propuesta por Rowentree. El volumen normal de sangre se llama normovolemia, su disminución hipovolemia y su aumento hipervolemia. El volumen de sangre es consecuencia de un equilibrio dinámico entre sus componentes

2.2. Pletismografía en enfermedades venosas.

En años recientes, las técnicas pletismográficas han sido aplicadas con éxito en el diagnóstico de enfermedades venosas. Sistemas especialmente diseñados para este proposito están ahora comercialmente disponibles y están expandiendo su uso. Las pruebas incluyen :

- 1.-Medidas de la expansión del volumen de la pantorrilla en respuesta a una presión de obstrucción estandarizada de la vena
- 2.- Medición del rango para el cual el flujo de sangre fuera de la pierna, después de la presión del brazalate de

obstrucción venosa, es liberado (flujo máximo de salida de la vena) .

3.- Medición del rango y volumen del reflujo que fluye en respuesta a la inflación repentina del brazalete neumático.

2.3. Estudios teóricos y experimentales.

2.3.1. Aplicaciones del ultrasonido en enfermedades vasculares.

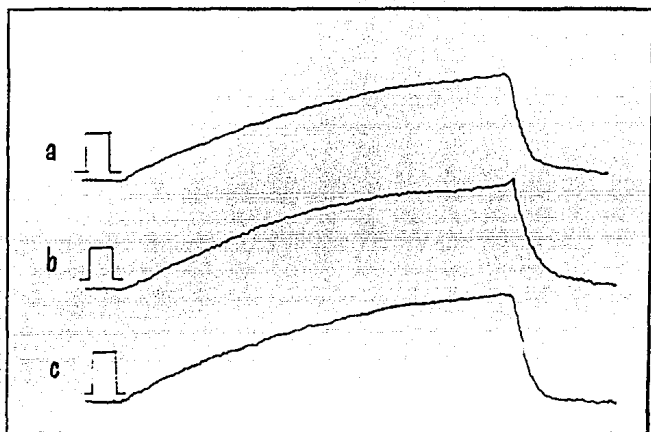
Las técnicas Doppler descritas previamente han sido utilizadas en su mayoría para estudiar los efectos de las enfermedades arteriales y venosas en los perfiles de velocidad que pueden ser detectados. También es posible utilizar ultrasonido pulsado para rastrear el movimiento de la pared arterial en términos absolutos, estimar el diámetro y otras evaluaciones. Hokanson y asociados desarrollaron un sistema de eco-rastreo de 5 MHz para seguir el movimiento de la pared arterial. El sistema genera un pulso de 50 volts y aproximadamente 100 ns de duración que excita al cristal transmisor y que es amplificado en el receptor. Conforme los ecos provenientes de las paredes posterior y anterior de la arteria son recibidos, son visualizados en la pantalla del osciloscopio. Los ecos de las dos paredes pueden ser reconocidos por su amplitud y el hecho de que se mueven en sincronía con el pulso. La ventaja del sistema es que con una compuerta es posible registrar simultáneamente el

movimiento de las paredes anterior y posterior de la arteria y expresar la cantidad de desplazamiento en terminos absolutos con un proceso de calibración independiente.

2.3.2. Pletismografía por impedancia.

A.-)Cambios de volumen.

La pletismografía por impedancia en la parte baja de la pierna ha sido comparada con mediciones simultáneas hechas con brazaletes de aire y con medidor de tensión de mercurio. Estos métodos de pletismografía se asumen generalmente para reflejar solo cambios de volumen, es decir, no relacionados con la presión o el flujo. Durante los cambios lentos en el volumen sanguíneo, como aquellos que se observan en la fase temprana de la pletismografía por oclusión venosa, las medidas de estas tres diferentes técnicas son virtualmente iguales. Estos registros simultáneos han sido usados en la evaluación de la relación cuantitativa entre la impedancia eléctrica y la pletismografía mecánica. El cambio porcentual en el volumen del miembro fue encontrado aproximadamente igual al porcentaje de impedancia eléctrica medida con una técnica de cuatro electrodos (fig. 2.1). Registros simultáneos de las pulsaciones arteriales en la pierna con estas tres técnicas muestran pequeñas discrepancias consistentes. La duración de estas discrepancias corresponden a periodos de cambios rápidos en la razón de flujo, ya sean incrementos o decrementos, como lo indica un estudio simultáneo de flujo



pletismografía por oclusión venosa
registrada simultáneamente por tres
diferentes técnicas.

a- medidor de tensión de mercurio

b- impedancia

c- brazalete de aire

figura 2.1

con Doppler ultrasonico. El efecto neto de estas diferencias es hacer la señal de impedancia proporcionalmente más grande y extensa que la señal de volumen.

B.-)Usos clínicos.

1.-Mediciones cardíacas y pulmonares.

Las señales de impedancia derivadas del tórax contienen tres componentes distintas: una componente de línea de base, la cual es constante o varía lentamente; una componente sincronizada con la respiración y una componente sincronizada con el ciclo cardíaco.

La componente de base de la señal de impedancia del tórax se usa para detectar cambios en el volumen fluido pulmonar en respuesta a una sobrecarga vascular, cambios en la posición de cuerpo, derrames pleurales, cambios de la presión de entrada del pulmón y congestión pulmonar incrementada debido a insuficiencias cardíacas precipitadas por el ejercicio. La componente respiratoria ha sido utilizada para monitorear apnea, detectar patrones anormales asociados con el daño cerebral y para medir volúmenes respiratorios. La componente sincronizada con el ciclo cardíaco ha sido usada para medir la salida cardíaca, calcular la resistencia periférica total y para cuantificar la contracción del miocardio.

2.-Flujo de sangre cerebral.

El uso de la pletismografía de impedancia en este caso ha sido propuesto por varios autores. El método más reciente es una técnica tetrapolar, cuyo propósito es minimizar

cualquier señal proveniente de la circulación extracraneal y proveer una medida cuantitativa del flujo de sangre cerebral.

3.-Flujo de sangre periférico.

Muchos investigadores han empleado el pletismógrafo de impedancia para evaluar el flujo periférico. El flujo de sangre ha sido calculado midiendo la amplitud del pulso arterial y por pletismografía de oclusión venosa. Sin embargo los pulsos de impedancia no pueden ser usados para medir el flujo total si los componentes relativos del flujo pulsado y no pulsado son desconocidos.

4.-Detección de trombosis venosa.

Tal vez el uso más popular de esta clase de pletismografía en años recientes ha sido la detección de trombosis severas.

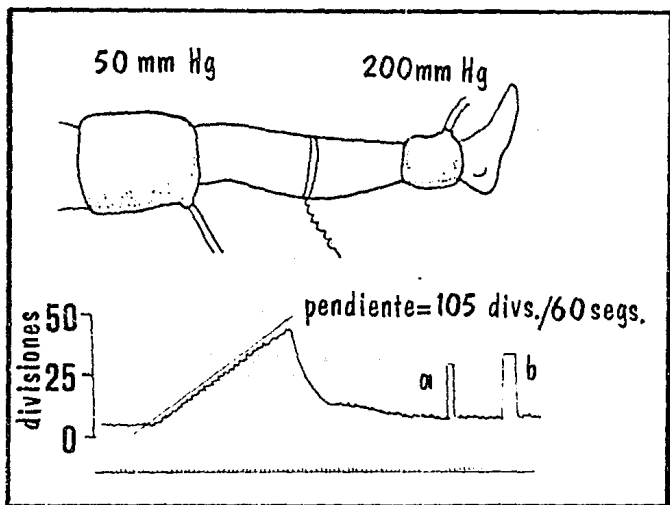
2.3.3. Pletismografía por medidor de tensión de mercurio.

El uso del medidor de tensión de mercurio para medir el cambio de volumen en miembros humanos fue reportado por primera vez en 1953. Pasaron casi 10 años antes de que el método fuera aplicado en laboratorios clínicos para la evaluación de enfermedades periférico-vasculares. Este medidor tiene importantes ventajas no presentes en todos los pletismógrafos. El aparato es económico, fácil de usar y económico. No hay necesidad de inmovilizar al paciente mientras los estudios son llevados a cabo, como en el caso de los recipientes de agua del método Water-filled.

Finalmente, la técnica es muy versátil. El flujo de sangre puede ser medido por el método de oclusión venosa, ya que usando esta técnica, se pueden hacer mediciones en casi cualquier miembro. Este método se aplica particularmente para estudiar el flujo en partes cilíndricas como la pantorrilla, dedos y antebrazo.

2.3.3.1. Flujo en la pantorrilla.

En un cuarto con una temperatura entre 22 y 25° C. se eleva la pantorrilla del paciente con ayuda de una almohada, hasta estar a la altura del corazón. Un brazaletes de oclusión venosa de 22 x 71 cm se envuelve alrededor del muslo, justo arriba de la pantorrilla. Otro brazaletes neumático envuelve el tobillo (fig. 2.2). El medidor de tensión es posicionado de manera que rodee la pantorrilla en la parte más ancha. Para que concuerden precisamente todos los cambios de volumen en la pantorrilla con las mediciones, el medidor debe ser aplicado con una tensión leve (alrededor de 10 gm). El exceso de tensión debe evitarse, ya que interfiere con la expansión de la pantorrilla. Ordinariamente, el medidor debe ser de 1 a 3 centímetros más corto que la circunferencia de la pantorrilla. Después de que el pletismógrafo ha sido balanceado hasta que una línea de base relativamente estable sea evidente en el papel de registro, el brazaletes del tobillo es inflado sobre la presión sanguínea sistólica. Deben pasar más o menos 30 segundos antes de hacer cualquier registro. Con el papel de



la calibración eléctrica (a) corresponde a un incremento del 1% en el volumen de la pantorrilla igual a 22 divisiones en el papel de registro; la calibración mecánica (b) produce una desviación de 26 divisiones en el papel

figura 2.2

registro corriendo, el brazalete del muslo es rápidamente inflado arriba de la presión venosa, pero debajo de la presión diastólica arterial. Inmediatamente, el trazo se elevará arriba de la línea de base, produciendo una curva similar a la figura 2.2. Cuando se ha obtenido una pendiente suficientemente larga, el brazalete del muslo es desinflado y se permite al trazo regresar a la línea de base hasta que se hace una nueva medición. Después de que se completa la serie de mediciones, el brazalete del tobillo es desinflado. Se requiere de un periodo de descanso de algunos minutos antes de realizar más mediciones para permitir que la hiperemia de la pierna disminuya.

2.3.3.2. Hiperemia reactiva.

Para estudiar el flujo de sangre bajo condiciones de máxima vasodilatación, debe producirse hiperemia después de un periodo de isquemia. En adición al aparato previamente discutido, un segundo brazalete neumático (brazalete de oclusión arterial), debe ser colocado alrededor del muslo próximo o sobre el brazalete de oclusión venosa. Después de que han sido hechas las mediciones de control de flujo, es inflado el brazalete de oclusión arterial, por encima de la presión sistólica arterial y dejado inflado por cinco minutos. Treinta segundos antes de desinflar el brazalete de oclusión arterial, el brazalete alrededor del muslo se infla arriba de la presión sistólica. Entonces, diez

segundos antes de desinflar el brazalete de oclusión arterial, el de oclusión venosa se infla hasta un nivel apropiado (usualmente de 50 a 60 mm ce Hg). Al tiempo "cero", el brazalete de oclusión arterial se desinfla repentinamente, con lo cual el trazo en el papel de registro se elevará con una pendiente muy elevada. Este trazo representa el flujo inicial al tiempo "cero"

2.3.3.3. Hiperemia por ejercicio.

Otro y tal vez más fisiológico medio de inducir vasodilatación periférica, es a través del ejercicio. El ejercicio de la pantorrilla puede ser ejecutado por el paciente bocarriba por medio de un pedal. Un camino aún más fisiológico es haciendo caminar al paciente sobre una banda de ejercicio durante un tiempo determinado o hasta que sea forzado a detenerse por cansancio. Cuando el estudio es llevado a cabo con el paciente bocarriba, todos los brazaletes y medidores pueden quedarse en su lugar, de tal manera que las mediciones pueden efectuarse inmediatamente despues de cesar el ejercicio. Sin embargo, cuando se hacen estudios en la banda de ejercicio, el medidor y los brazaletes se deben de quitar durante ese lapso y volverlos a conectar rápidamente cuando el paciente vuelve a la posición bocarriba. Como la hiperemia por ejercicio es más prolongada que la hiperemia reactiva, el tiempo transcurrido no es muy crítico.

2.3.3.4. Flujo sanguíneo en el antebrazo.

Todas las mediciones en esta parte del cuerpo se hacen exactamente como se describe para el flujo en la pantorrilla. El brazalete de oclusión venosa sin embargo, necesita ser solamente de 10 o 12 cm de ancho. Se coloca en la parte superior del brazo y el brazalete de oclusión arterial se coloca alrededor de la muñeca.

2.3.3.5. Flujo sanguíneo en los dedos

El proceso para medir el flujo sanguíneo en los dedos de las manos o de los pies es similar al empleado para el flujo de la pantorrilla. Un brazalete de oclusión venosa se envuelve alrededor de la falange proximal. Dependiendo de la talla del dedo, este brazalete debe ser de 5/8 o una pulgada de ancho. El medidor de tensión debe ser colocado alrededor de la falange distal en la base de la uña. Las mediciones son hechas con la mano o el pie posicionados confortablemente, con los dedos ligeramente arriba del nivel del corazón. El flujo sanguíneo en los dedos de la mano es a menudo más alto que en la pantorrilla o en el antebrazo. Consecuentemente la curva puede elevarse desde la línea de base hasta niveles pico, en uno o dos latidos del pulso haciendo dificultosa la exactitud de las mediciones de flujo.

CAPITULO 3

3.1. Fotopletismografía infrarroja.

3.1.1. Repaso de las leyes de la transmisión de la luz.

Sabemos que cuando un haz luminoso atraviesa un medio, la intensidad de la luz se reparte de tres maneras

- Una parte es absorbida por el medio.
- Una parte es transmitida por el medio
- Una parte es reflejada

La luz absorbida se transforma en otra clase de energía (calor, agitación molecular, efectos foto-químicos, etc.).

La luz transmitida sigue su camino en línea recta a través del medio si este es homogéneo. La luz difundida se propaga en todas direcciones a través del medio.

Cada unidad de volumen juega un papel similar. Haciendo caso omiso de la luz difundida, la luz transmitida ve disminuir su intensidad siguiendo una ley exponencial, con el espesor atravesado.

En resumen, existe una relación entre la intensidad de la luz transmitida y el volumen atravesado por el haz infrarrojo.

3.1.2. Aplicaciones de la fotopletismografía.

Supongamos que iluminamos fuertemente una zona cutánea de la yema del dedo. Los tejidos no son completamente opacos, si bien absorben bastante la luz violeta. Por el contrario, son relativamente transparentes para las longitudes de onda más grandes. De este modo, la luz será transmitida y difundida. Si colocamos una celda foto-eléctrica en la otra cara del dedo, esta va a registrar el haz luminoso transmitido. Igualmente, una celda fotoeléctrica situada en otra región cutánea registrará el haz difundido. La intensidad luminosa recogida está en función de la absorción de la luz por los tejidos atravesados. Supongamos ahora que en el seno de los tejidos atravesados se encuentra un vaso sanguíneo. La sangre absorbe más luz que los tejidos vecinos, lo que implica que toda modificación del volumen de ese vaso se traduce en una modificación de la intensidad luminosa transmitida o difundida. Si el vaso es arterial, se obtiene a la salida de la celda foto-eléctrica una corriente eléctrica pulsante. Durante la sistole, la luz será absorbida y la celda generará una corriente débil. Durante la diástole será a la inversa. Vemos entonces que la intensidad del haz luminoso transmitido o difundido por una zona de tejidos irrigados, está en función del volumen sanguíneo encontrado por la luz, si el volumen de los otros tejidos permanece constante. Tal es el principio de la pletismografía infrarroja.

En resumen, diremos que al nivel del órgano o tejido, el factor cantidad de sangre puede dividirse en dos partes:

- A.-) Una componente variable en función del pulso. Al iluminar a través del tejido u órgano, se recogen al nivel de la celda captora, dos señales combinadas. Una señal ligada a un elemento estable y otra ligada a un elemento transitorio, que es el volumen del pulso.
- B.-) Una componente que representa la vascularización del tejido.

Uno de los inconvenientes de esta técnica es que solamente el 1 % de la luz incidente es reflejada por los tejidos y únicamente el 1% de este flujo reflejado representa la información, en función de la intensidad de la luz, debida al cambio de volumen sanguíneo en la pulsación. Además, es difícil asegurar la reproducción de los registros en lo concerniente a las arterias gruesas y aquellas que están en la superficie.

En efecto, en este caso la posición del receptor en relación a la arteria influye sensiblemente en la forma y amplitud de la señal obtenida por el fotopletismógrafo.

La luz recibida por el receptor está constituida por dos partes. La primera es atenuada por la pulsación, ya que la expansión de la arteria lleva a una disminución de la luz recibida por el receptor. La segunda está constituida por la luz reflejada por la pared del vaso y aquí la expansión del vaso lleva a más luz para el receptor. Estos dos efectos se neutralizan y la forma de la señal que representa la

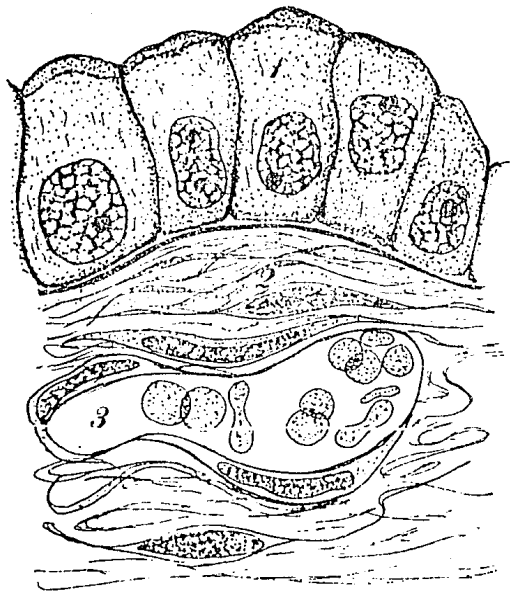
pulsación puede ser normal, invertida o aun nula, según la posición del captor en relación a la arteria. Sin embargo, cuando tales perturbaciones son evitadas colocando el receptor correctamente de forma empirica, se pueden obtener registros en los cuales las variaciones de volumen sanguíneo arterial siguen fielmente las variaciones de presión arterial.

Aunque todas las tentativas de convertir la fotopletismografía en un método cuantitativo hayan sido en vano, es evidente que la técnica es extremadamente útil en el estudio de procesos dinámicos y de regulación del sistema circulatorio periférico.

3.2. Propiedades ópticas de la piel.

La piel es un medio heterogéneo, compuesto de diferentes sustancias opacas y atravesada por vasos en los que circula la sangre (figura 3.1).

Según la ley de Beert-Lambert, la densidad óptica de la sangre será la suma de las densidades ópticas de los elementos que la componen y que serán, para las sustancias opacas como los tejidos, función de su espesor y de su coeficiente de absorción. Para la sangre, será función de su volumen y de la concentración de los diferentes objetos que la componen, teniendo cada uno su coeficiente de absorción diferente.



- 1: células.
- 2: sustancia intercelular, desperdicios, líquido tisular.
- 3: sangre de los vasos capilares.

figura 3.1

3.2.1. Color de la piel.

Los colores tienen coeficientes de absorción de más en más grandes a medida que se aproximan al negro. Es importante considerar si el color de la piel podría influir en la reflexión de la luz. Después de un estudio bibliográfico se encontró una comparación de la piel blanca con la negra. Más allá de $1.2 \mu\text{m}$, las curvas de reflexión de la piel blanca y la negra son prácticamente iguales (fig. 3.3)

3.2.2. Emisión propia de la piel.

A una temperatura de 35°C , lo esencial de los rayos emitidos por la piel se sitúa en el dominio del infrarrojo de 1.5 a $20 \mu\text{m}$ (curva B de la figura 3.2). La curva A representa la emisión del cuerpo negro a 245°C .

3.2.3. Reflexión de los tejidos de la piel.

Es interesante conocer el espectro de luz para el cual la densidad óptica de todos los medios de la piel es constante. La figura 3.4 representa los coeficientes de absorción de una piel clara según medidas hechas IN VITRO.

La curva superior 1 se refiere a las capas superficiales y la curva inferior 2 a los tejidos profundos.

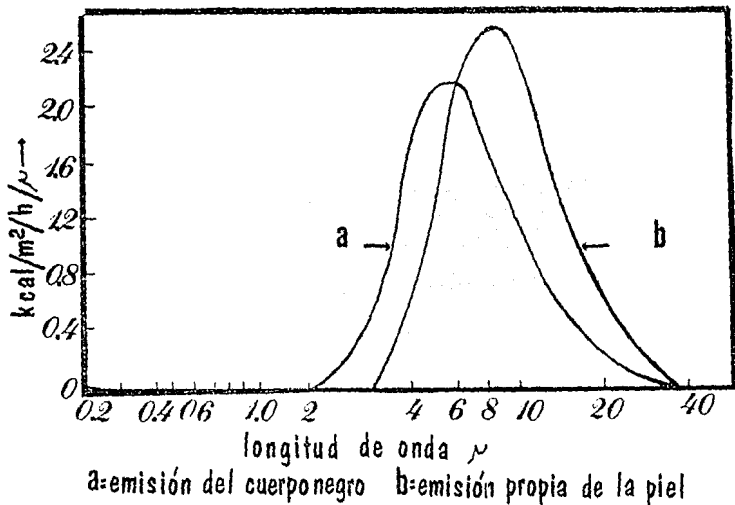


figura 3.2

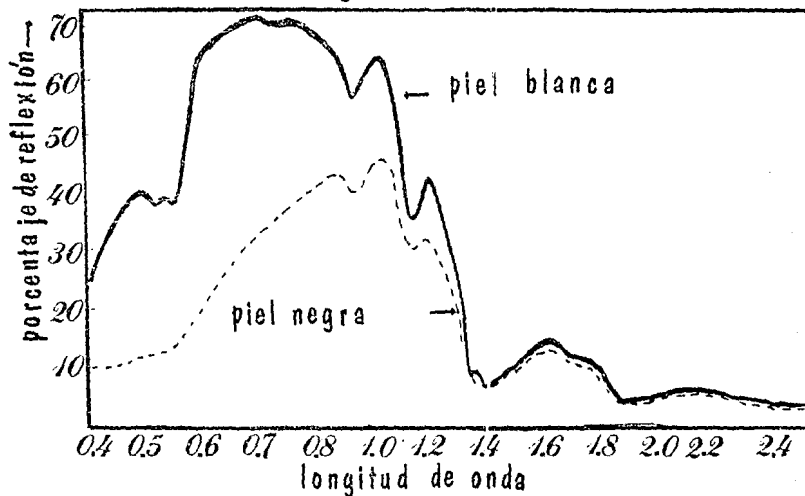
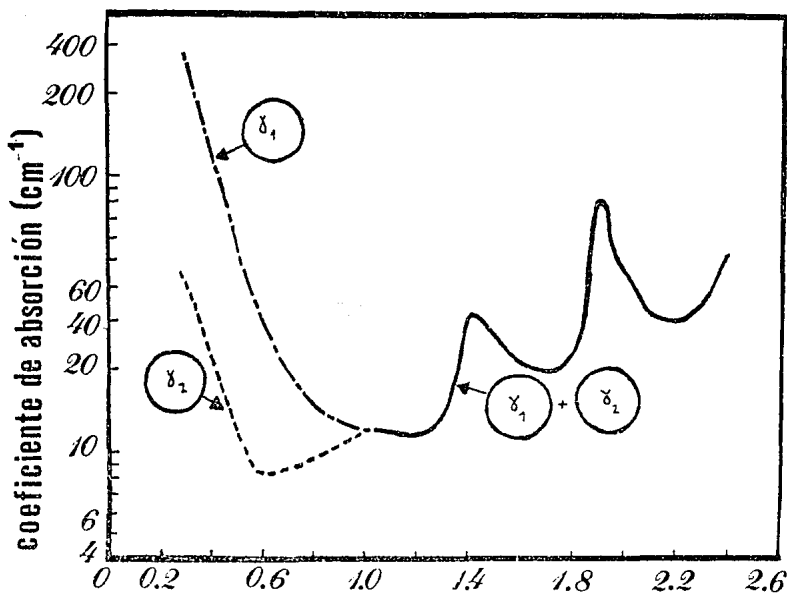


figura 3.3



longitud de onda (μ)
 coeficientes de absorción de una
 piel clara

- 1: capas superficiales
- 2: tejidos profundos

figura 3.4

Más allá de 1 μm , la piel sigue la ley de Beer-Lambert con $Y_1 = Y_2$.

Estas gráficas son coeficientes de absorción en función de la longitud de onda. Los ángulos en las curvas pueden ser razonablemente asociados a un cambio brusco en la estructura de la piel, siendo el más admisible la juntura epidermis-dermis.

3.3. Presentación del captor infrarrojo.

El principio de la medida es simple. Las señales emitidas van a ser ya sea absorbidas por los tejidos y la sangre, es decir dispersadas por convección al nivel de la corriente o ya sea reflejadas por los glóbulos rojos. Es esta última información la que se recoge finalmente. Resta saber cual es el fenómeno físico que es medido, ya que si se concibe que la reflexión será más intensa mientras más glóbulos rojos encuentre el rayo emitido, las variaciones del número de estos bajo el captor tienen diversas causas:

- Aumento del volumen de la arteria.
- Variación de la velocidad de la corriente.
- Onda de presión (entonces posiblemente reagrupación de los glóbulos rojos).

3.4. Diagrama de bloques.

Para la realización del detector infrarrojo, se propone el diagrama de bloques mostrado en la figura 3.5.

DIAGRAMA DE BLOQUES.

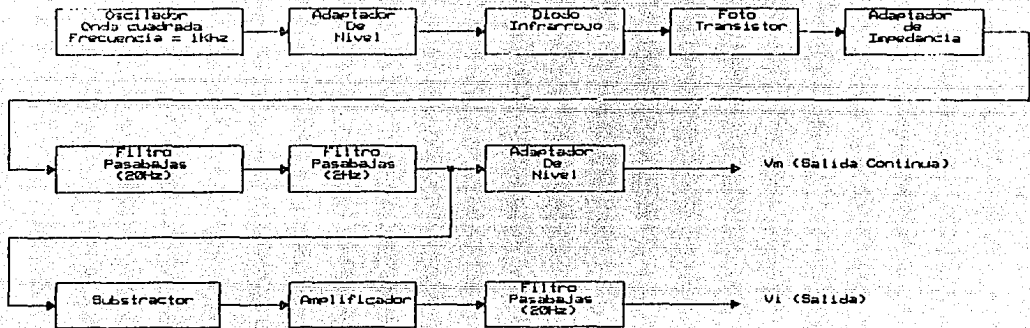


FIGURA 3.6

CAPITULO 4

4.1. Diseño del oscilador.

Para la construcción del oscilador, se propone utilizar un circuito temporizador 555 en configuración astable, ya que dicho circuito integrado está disponible en el mercado, tiene bajo costo y es fácil de armar (figura 4.1). Además, la frecuencia que se desea obtener es de 1 KHz, lo que lo hace ideal para su elección.

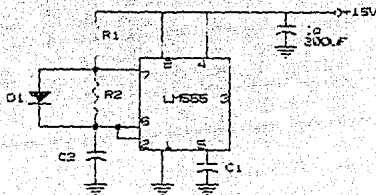


figura 4.1

4.1.1. Cálculo de los componentes del circuito.

Se requiere de una frecuencia de aproximadamente 1 KHz.

Sabemos que:

$$T_{on} \approx 0.693 R_1 \times C_2$$

$$T_{off} = 0.693 R_2 \times C_2$$

Si hacemos $R_1 = R_2$, de ahí se obtiene :

$$1/T \approx 1/(T_{on} + T_{off}) \approx 1/(2 \times 0.693 R_1 \times C_2)$$

Se propone que el valor de C_2 sea de 10nF, con lo que se puede despejar el valor de R_1 .

$$\begin{aligned} R_1 = R_2 &= 1/(2 \times 0.693 f \times C_2) \\ &= 1/(1.386 f \times C_2) \\ &= 1/(1.386 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9}) \\ &= 72.15 \text{ K}\Omega \end{aligned}$$

El valor normalizado más cercano al valor obtenido es de 68 K Ω . Con ese valor la frecuencia valdrá:

$$\begin{aligned} f &= 1/(2 \times 0.693 R_1 C_2) \\ &= 1.061 \text{ KHz} \end{aligned}$$

Se observa que este valor es muy cercano a 1 KHz, por lo que los valores obtenidos se conservarán. Se elige también que :

$$C_1 = 10 \text{ nF}$$

$$C_0 = 10 \text{ }\mu\text{F}$$

D_1 es un diodo rectificador de silicio de 1/4 de Watt.

4.2. Diseño del adaptador de nivel.

Para la realización de esta etapa se utilizará un circuito integrado TL074, el cual consta de cuatro amplificadores operacionales. Se eligió este circuito porque tiene entrada en Fets, lo que implica características de bajo ruido y alta impedancia de entrada, además de que está disponible en el mercado y tiene un costo moderado. El diagrama se muestra en la figura 4.2.a

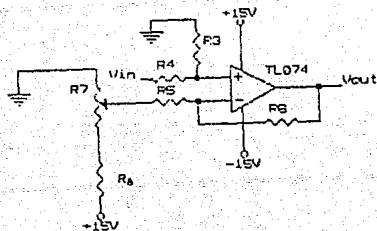


figura 4.2.a

4.2.1. Cálculo de los componentes.

El circuito equivalente en señal es el que se muestra en la figura 4.2.b.

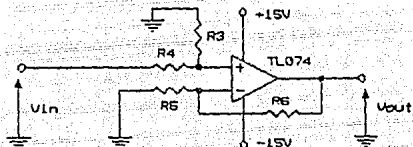


Figura 4.2.b.

Considerando igual a cero la diferencia de potencial entre la entrada no inversora y la entrada inversora del amplificador operacional :

$$V_{R_3} = V_{i_n} R_3 / (R_3 + R_4) \dots (1)$$

$$V_{R_3} = V_{o_{u_t}} R_6 / (R_5 + R_6) \dots (2)$$

Igualando las ecuaciones (1) y (2):

$$V_{in}R_D/(R_D + R_A) = V_{out}R_B/(R_B + R_C)$$

De donde la ganancia de voltaje es:

$$V_{out}/V_{in} = (R_B + R_C)R_D/(R_D + R_A)R_B$$

Si se escoge $R_D=R_A$ y $R_B=R_C$ se tiene una ganancia de:

$$V_{out}/V_{in} = 2R_B R_D / 2R_D R_B = R_B/R_B = R_D/R_D = R_C/R_C = 1$$

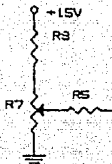
o bien:

$$V_{out}/V_{in} = 2R_D R_D / 2R_A R_B = R_D/R_A = R_D/R_D = R_A/R_A = 1$$

Se tiene pues una ganancia de 1 en este caso, ya que el objetivo de esta etapa no es el amplificar. El valor asignado a las resistencias es de 100 K Ω .

$$R_D = R_A = R_C = R_B = 100 \text{ K}\Omega$$

4.2.2. Divisor de tensión.



Se desea que la tensión continua que se sumará a la entrada del amplificador operacional varíe entre 0 y 12 volts aproximadamente. Se obtiene entonces:

$$12 \text{ V} = 15 \text{ V} \cdot R_7 / (R_7 + R_5)$$

Si se fija el valor de R_7 a $47 \text{ K}\Omega$, se calcula R_5 :

$$12(R_7 + R_5) = 15 R_7$$

$$12 R_5 = 3 R_7$$

$$R_5 = R_7 / 4$$

$$R_5 = 47 \text{ K}\Omega / 4$$

$$R_5 = 11.75 \text{ K}\Omega$$

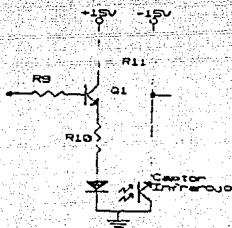
El valor más cercano a el obtenido teóricamente es $R_5 = 10 \text{ K}\Omega$.

De este modo, la tensión varía entre 0 y 12.36 volts.

4.3. Diseño del circuito de emisión y recepción infrarroja.

Los dispositivos infrarrojos elegidos para la realización de este bloque es el par emisor-detector H23A1-H23A2 de General Electric. Fue seleccionado por sus características eléctricas y porque se puede manipular fácilmente para lograr un resultado óptimo, ya que vienen en dos encapsulados diferentes. Es un par eficiente y de costo reducido. La amplificación de corriente se hará mediante un transistor BD433.

El diagrama de este bloque es el que se muestra a continuación.



4.3.1. Cálculo de los componentes.

En la tabla de características de este par se puede obtener la potencia máxima del diodo emisor, que es de 100mW continuos. La diferencia de potencial en el mismo es de 1 - volts aproximadamente. El emisor será excitado por una señal

cuadrada de frecuencia igual a 1 KHz, por lo que el tiempo de encendido será:

$$1 \text{ ms}/2 = 500 \text{ } \mu\text{seg}$$

Las características del emisor dadas en la hoja de datos nos indican una corriente pico en sentido directo de 3 A, con un ancho de pulso inferior o igual a 1 μs . Experimentalmente encontramos que si hacemos pasar por el emisor 120 mA durante 500 μs obtenemos los resultados deseados y no sobrecargamos al diodo emisor. Entonces:

$$R_{10} = (1.5\text{V} - 1.7\text{V})/120\text{mA} = 110\Omega$$

Se usará el valor normalizado de 100 Ω .

En la hoja de datos del transistor BD433 se observa que para una corriente de colector de 120 mA se tiene un valor de h_{FE} de aproximadamente 170, con lo que la corriente de base valdrá 0.705 mA. La caída de tensión en el diodo es de 1.7V, en R_{10} es $V = 120\text{mA} \times 100\Omega = 1.2\text{V}$ y el voltaje base-emisor del transistor es de 0.7V. Suponiendo un valor de 12 Volts a la salida del adaptador de nivel, se calcula el valor de R_2 :

$$\begin{aligned} R_2 &= (12 - 1.7 - 1.2 - 0.7)/0.705 \times 10^{-3} \\ &= 11.9 \text{ K}\Omega \end{aligned}$$

Para garantizar que habrá suficiente corriente de base para saturar al transistor se utilizará un valor menor al

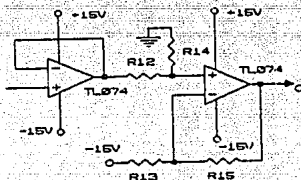
obtenido va que el voltaje a la salida del amplificador operacional de la etapa anterior no sera siempre de 12 V

$$R_2 = 10K\Omega$$

Se asigna a R_{11} un valor de 100 $\mu\Omega$.

4.4. Adaptador de impedancia.

Para esta etapa se utilizaran un circuito seguidor de tension seguido de un adaptador de DC de ganancia unitaria:

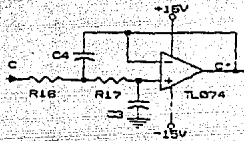


El valor de las resistencias se tomara igual que en los casos anteriores por lo que:

$$R_{12} = R_{13} = R_{14} = R_{15} = 100K\Omega$$

4.5. Filtro pasa bajas de segundo orden.

El circuito propuesto es un filtro pasa-bajas normalizado mostrado en la siguiente figura. Está realizado en torno a un amplificador operacional TL 074



4.5.1. Cálculo de los componentes.

Se requiere que el filtro tenga un corte de 3 dB a 20 Hz y una atenuación de 27 dB a 80 Hz. Para normalizar un requisito de filtro pasa baja para 3 dB a 1 radián se calcula en primer lugar el factor de escarpamiento A_w , que es la razón de la frecuencia de corte de supresión de banda F_w , a la frecuencia de corte en 3 dB F_c .

$$A_w = F_w / F_c = 80 / 20 = 4$$

Por tablas se escoge un filtro de segundo orden de Butterworth ya que más allá de 3 dB, el índice de atenuación aumenta y llega eventualmente a 12 dB por octava.

En seguida se calcula el factor de cambio de escala de frecuencia FSF, que es la frecuencia de referencia de

respuesta en escala dividida por la frecuencia de referencia de respuesta existente

$$FSF = (2\pi \times 20 \text{ rad})/1 \text{ rad} = 125.6$$

En la tabla de filtros Butterworth activos normalizados pasa baja (anexada en el apéndice) se tiene que para el 2° orden $C_{\text{normalizado}} = 1.414$ y $C_{\text{normalizado}} = 0.7071$. Por último se ajustará en la escala de frecuencias e impedancias el filtro normalizado

Se elige $Z = 33000$, con lo que $R_{16} = R_{17} = 33K\Omega$.

$$\begin{aligned} C_4 &= C_{\text{normalizado}} / Z \times FSF \\ &= 1.414 / (33000 \times 125.6) \\ &= 0.34 \times 10^{-9} \text{F} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_5 &= C_{\text{normalizado}} / Z \times FSF \\ &= 0.7071 / (33000 \times 125.6) \\ &= 0.17 \times 10^{-9} \text{F} \end{aligned}$$

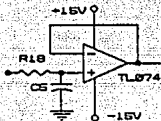
Los valores reales más cercanos a los obtenidos y que proporcionan una frecuencia de corte aproximada a 20 Hz son:

$$C_4 = 0.33 \mu\text{F}$$

$$C_5 = 0.15 \mu\text{F}$$

4.6. Filtro pasa bajas de primer orden.

Para la realización del filtro se propone el siguiente circuito basado en una configuración Butterworth tradicional



4.6.1. Cálculo de los componentes.

La frecuencia de corte será de 2 Hz

$$f_c = 1/2\pi R_{10} C_0$$

Se establece que $C_0 = 2.2\mu F$, con lo que:

$$\begin{aligned} R_{10} &= 1/2\pi f_c C_0 \\ &= 1/4\pi \times 2.2 \times 10^{-6} \\ &= 36.1K\Omega \end{aligned}$$

El valor normalizado que se utilizará será $R_{10} = 33K\Omega$

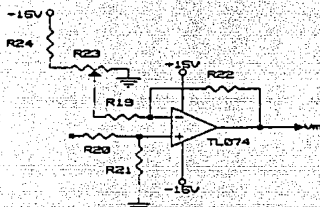
4.7. Segundo adaptador de nivel.

Este es un circuito gemelo al primer adaptador y los valores de sus componentes serán los mismos, por lo que

$$R_{19} = R_{20} = R_{21} = R_{22} = 100\text{K}\Omega$$

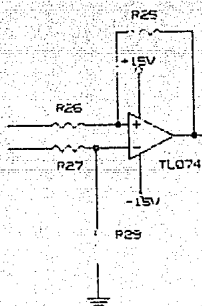
$$R_{23} = 47\text{K}\Omega$$

$$R_{24} = 10\text{K}\Omega$$



4.8. Diferenciador

Este circuito está realizado en torno a un amplificador operacional TL 074, como se muestra en la figura.



4.8.1. Cálculo de los componentes.

Este amplificador da un voltaje de salida proporcional a la diferencia entre las señales de entrada inversora y no inversora. Se aplicará el teorema de superposición para el cálculo de las resistencias.

Se hace $V_{e1} = 0$, con lo que se obtiene:

$$V_{e1} = -V_D R_{27} / R_{26}$$

Haciendo $V_D = 0$, se calcula el voltaje de entrada mediante el divisor de tensión formado por R_{27} y R_{26}

$$V^* = V_D \cdot R_{26} / (R_{26} + R_{27}) \quad (1)$$

Del mismo modo se forma un divisor de tensión a la salida del operacional formado por R_{25} y R_{26}

$$V^+ = V_{e2} R_{26} / (R_{26} + R_{25}) \quad (2)$$

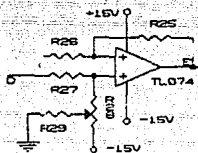
Igualando las ecuaciones 1 y 2 se obtiene el voltaje de salida cuando $V_D = 0$

$$V_{e2} = V_D \cdot R_{26} (R_{26} + R_{25}) / R_{26} (R_{27} R_{25})$$

El valor del voltaje de salida estando presentes las dos señales será:

$$V_E = V_C \cdot R_{26} (R_{26} + R_{27}) / R_{26} (R_{27} + R_{26}) - V_D R_{26} / R_{26}$$

Se elegirá $R_{26} = 100 \text{ K}\Omega$, $R_{26} = 22 \text{ K}\Omega$, $R_{27} = 22 \text{ K}\Omega$ y $R_{28} = 100 \text{ K}\Omega$, de tal manera que el coeficiente de V_D es de 4.5. La salida será nula cuando $V_C = V_D$. Para evitarlo el valor de R_{26} se hará variar mediante la asociación de un potenciómetro $R_{27} = 82 \text{ K}\Omega$, gracias al cual el coeficiente de V_C variará entre 3.7 y 4.5.



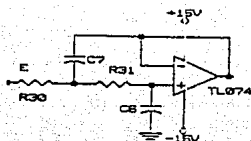
4.9. Filtro pasa bajas de segundo orden.

En esta etapa también se desea tener una frecuencia de corte de 20Hz, de tal manera que se utilizará un filtro gemelo al utilizado anteriormente y los cálculos serán los mismos.

$$R_{30} = R_{31} = 33 \text{ K}\Omega$$

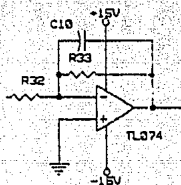
$$C_7 = 0.33 \mu\text{F}$$

$$C_8 = 0.15 \mu\text{F}$$



4.10. Amplificador y filtro pasa bajas de primer orden.

Se utilizará el siguiente circuito que es a la vez amplificador y filtro pasa bajas de primer orden con frecuencia de corte de 20 Hz



4.10.1. Cálculo de los componentes.

Se escoge $C_{10} = 100\text{nF}$

$$f_c = 1/[2\pi C_{10} R_{33}]$$

de donde:

$$\begin{aligned} R_{33} &= 1/2\pi C_{10} f_c \\ &= 1/(40\pi \times 100 \times 10^{-9}) \end{aligned}$$

$$= 79.5 \text{ K}\Omega$$

El valor de R_{33} que más se aproximan es

$$R_{33} = 82\text{K}\Omega$$

Con estos valores, la frecuencia de corte será de 19.4 Hz.

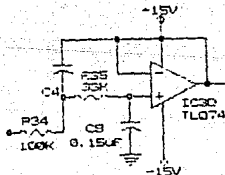
4.11. Filtro pasa bajas de segundo orden.

Se utilizará un filtro normalizado como en el caso anterior y ya que la frecuencia de corte es la misma, los cálculos serán los mismos. De esta forma

$$R_{34} = R_{35} = 33\text{K}\Omega$$

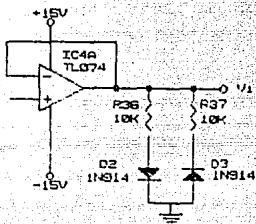
$$C_4 = 0.33\mu\text{F}$$

$$C_5 = 0.15\mu\text{F}$$



4.12. Etapa de salida.

Esta etapa consiste en un seguidor de tensión, cuya salida estará limitada gracias a un par de diodos de silicio como se muestra en la figura.



El valor de las resistencias no afecta la salida y solo se debe asegurar que los diodos conduzcan

$$R_{36} = R_{37} = 10 \text{ K}\Omega$$

4.13. Fuente de poder.

Para la alimentación del dispositivo se utilizará una fuente de poder realizada en torno a un regulador de tensión monolítico del tipo 7815 configurado como se muestra en la figura.

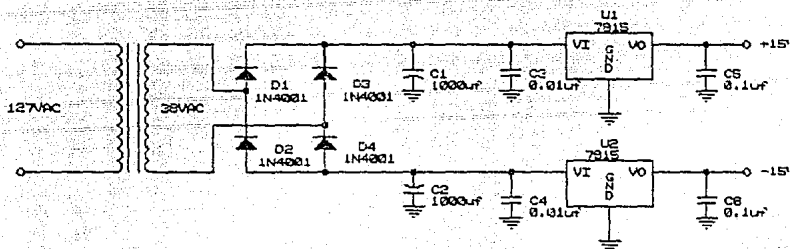
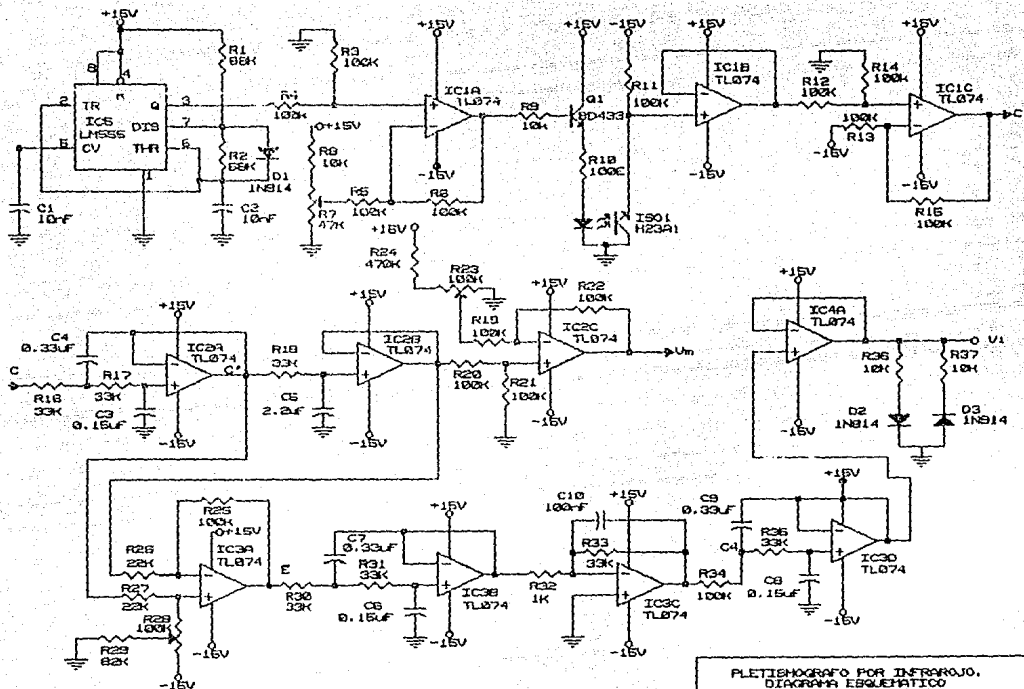


DIAGRAMA ESQUEMATICO.
FUENTE DE PODER.



PLETISMOGRAFO POR INFRAROJO.
 DIAGRAMA ESQUEMATICO
 ILEANA PARIAGUA P.
 Tris Professional 1992

4.13. Funcionamiento del circuito.

El oscilador está realizado con un circuito integrado, el 555, en configuración astable, el cual emite una señal cuadrada con una frecuencia de alrededor 1 KHz. La señal obtenida es aplicada a la entrada no inversora de un amplificador diferencial cuya entrada inversora es atacada por una tensión continua regulable gracias a R_7 . La ganancia en tensión es igual a R_5/R_6 o R_3/R_4 , es decir igual a uno. A la salida del amplificador diferencial se tiene pues una señal cuadrada en la que se puede hacer variar la componente continua y que va a la base del transistor T1 que la amplifica en corriente. El diodo es excitado por esta corriente y emite rayos infrarrojos, de los cuales una parte es captada por el foto-transistor.

Esta señal es aplicada a una etapa seguidor. Es una señal de frecuencia 1 KHz en la cual la amplitud depende de la intensidad del rayo infrarrojo reflejado. Por lo tanto, mientras más rayos reciba el foto-transistor más conducirá y el potencial en el punto A aumenta. La parte AB es una adaptación de impedancia efectuada por un amplificador seguidor. La parte BC está destinada a tener al nivel de C tensiones esencialmente positivas. En efecto, si el foto-transistor no capta nada no conduce y el potencial en A es de -15V. Se tiene pues en la parte BC -15V a la vez sobre la entrada inversora y la no inversora. La tensión de salida es

entonces nula. Si el foto-transistor conduce, se tiene $V_C = -15V$ y una tensión positiva en C. La ganancia en tensión es aquí también igual a 1. La señal pasa enseguida por un filtro pasa bajas de segundo orden cuya frecuencia de corte es de 20 Hz. Este filtro tiene como objeto el eliminar el ruido (50Hz) dejando pasar las señales fisiológicas. Como se ha dicho anteriormente, la señal captada por el receptor, cuando el captor está colocado en el paciente, tiene dos componentes:

- Una componente variable, ligada a la modificación del volumen medio por la onda sistólica y cuya amplitud máxima es muy inferior a la de la componente media
- Una componente continua debida a la reflexión de los rayos infrarrojos por los tejidos que rodean a la arteria y por el volumen medio de sangre que contienen

En consecuencia no podemos aplicar la señal demodulada a un amplificador de ganancia elevada, ya que la señal de salida sobrepasaría muy rápidamente el valor de la tensión de alimentación del sistema. No podemos tampoco quitar la componente continua con un filtro pasa altas cuya frecuencia de corte sería del orden de 3 Hz, porque no podríamos en ese momento visualizar los fenómenos que varían muy lentamente. Se escogió entonces una solución que consiste primero en obtener la componente continua de la señal con un filtro pasa bajas de primer orden con frecuencia de corte de 2 Hz. Se llamará a esta tensión V_m y permitirá asegurar que el captor funcione bien.

La parte DE es todavía una configuración diferencial que sustrae la componente continua (entrada inversora) a la señal total más las oscilaciones alrededor de esta (entrada no inversora). En el punto E se tendrá la señal propiamente dicha, portadora de la información del volumen sanguíneo.

La parte EF es un filtro pasa bajas de segundo orden de frecuencia de corte igual a 20Hz. La parte FG es un amplificador inversor y un filtro pasa bajas destinado a eliminar el ruido. La parte GH es un filtro pasa bajas de segundo orden con una frecuencia de corte de 20Hz.

Finalmente a la salida del amplificador seguidor se recoge la señal de salida que llamaremos V_1 .

Capítulo 5

5.1. Verificación del oscilador.

En la práctica se obtuvieron los siguientes resultados:

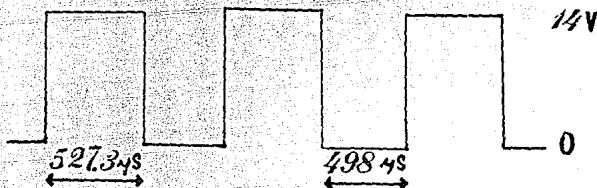
Amplitud ≈ 14.01 volts (D.C)

Voltaje de alimentación = + 14.78 volts (D.C)

Periodo: 1.025ms

Frecuencia: 975.6Hz

La forma de onda obtenida es la siguiente.



5.2. Pruebas en el amplificador diferencial

5.2.1. Terminal no inversora.

Aquí se tiene la misma forma de onda obtenida a la salida del oscilador, pero con una amplitud diferente

$V_{(o)}$ Pata 3 de IC₁ ≈ 6.97 Volts

Esto es correcto ya que aplicando la regla del divisor de tensión

$$V_{(o)} = 14.78R_2 / (R_2 + R_4) = 7.3 \text{ Volts}$$



La ganancia del circuito se verifica que es igual a 1.

5.2.2. Cursor de R_7 .

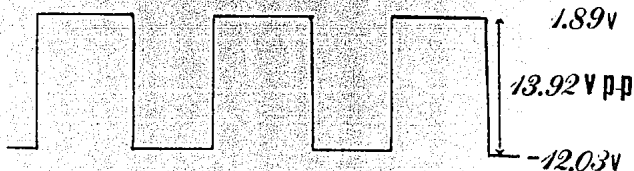
Se tiene una variación entre 0 y 11.61 volts.

5.2.3. Salida del amplificador.

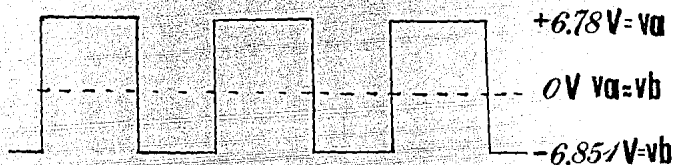
a) -Ajustando R_7 al máximo obtenemos



b) -Ajustando R_7 al mínimo obtenemos:



La resistencia variable R_7 deberá ajustarse de tal manera que a la salida del amplificador operacional (pata 1 del primer circuito integrado) obtengamos una forma de onda simétrica respecto a tierra



Para lograr esta forma de onda se utilizará un osciloscopio conectando la punta de prueba del canal X, el cual deberá estar acoplado en D C

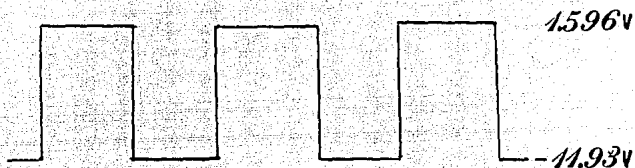
5.3. Pruebas en el amplificador de corriente.

5.3.1. Formas de onda en la base del transistor Q_1 .

a). -Ajustando R_7 al máximo:



b).-Ajustando R_7 al mínimo:



5.3.2. Pruebas en el ánodo del emisor infrarrojo.

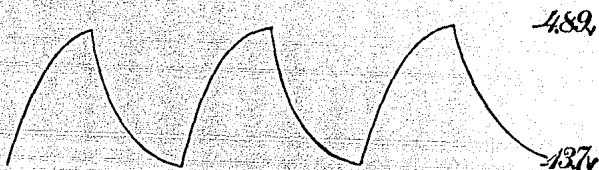
a).-Ajustando R_7 al máximo:



b).-Ajustando R_7 al mínimo:

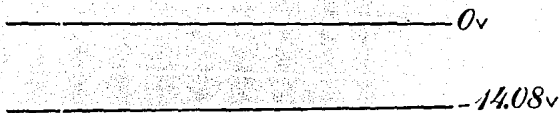


5.4. Pruebas en el captor infrarrojo.

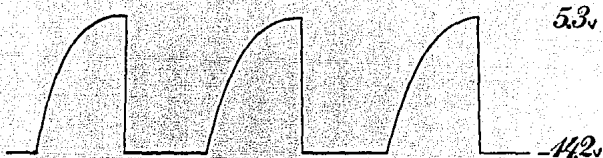
(pata 10 de IC₁)a). -Ajustando R₇ al máximo:b). -Ajustando R₇ al mínimo:

5.5. Pruebas en el adaptador de impedancia.

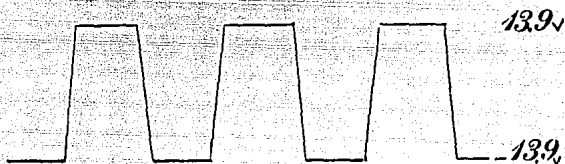
5.5.1. Salida del seguidor de tensión.

a). -Ajustando R₇ al máximo:

b). -Con el cursor de R_7 al centro:



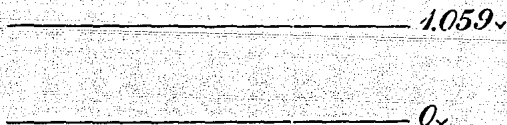
c). -Ajustando R_7 al mínimo:



5.5.2. Pruebas a la salida del adaptador de nivel.

(Pata 14 de IC_1)

a). -Ajustando R_7 al máximo:



b). -Ajustando R_2 al mínimo:



5.6. Pruebas en el filtro pasa bajas de segundo orden.

El procedimiento de prueba se hará con la ayuda de un milivóltmetro, un generador de funciones y un osciloscopio. La amplitud de la señal senoidal de entrada al filtro será de 4 volts y se hará variar su frecuencia entre 10 y 150 Hz. Al final de los resultados de laboratorio se anexan los resultados teóricos simulados por computadora. Los resultados serán similares en los demás filtros de segundo orden.

Frecuencia (Hz)	Voltaje de salida (volts)
-----------------	---------------------------

10	4
10.5	4
11	4
12	4
12.5	3.9
13	3.9
14	3.85
15	3.8
20	3.2
25	2.5
30	1.9
40	1.125
50	0.75
60	0.5
70	0.38
80	0.29
90	0.23
100	0.18
150	0.085

SPECTRUM SOFTWARE
MICRO-CAP II
FREQUENCY ANALYSIS
FOR
PASOBAJA CIRCUIT
DATE 09-25-1990 TIME 12:42:24
TEMPERATURE= 27 CASE= 1

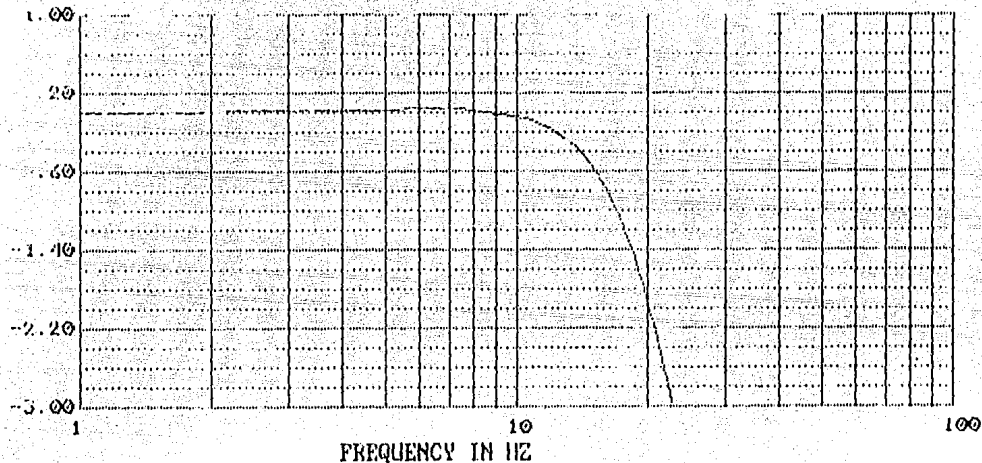
FREQUENCY	GAIN(DB)	ANGLE(DEGREES)	DELAY(SEC)	SLOPE(DB/OCTAVE)
100.00000D-02	161.50616D-05	-356.70659D-02	0.00000D+00	0.00000E+00
105.00000D-02	178.31771D-05	-374.57404D-02	0.00000D+00	238.83680E-05
115.00000D-02	214.26132D-05	-410.32319D-02	0.00000D+00	273.86751E-05
135.00000D-02	295.25671D-05	-481.88487D-02	0.00000D+00	350.13589E-05
175.00000D-02	491.34208D-05	-625.31128D-02	0.00000D+00	525.34114E-05
255.00000D-02	100.63078D-04	-913.76733D-02	0.00000D+00	947.01815E-05
415.00000D-02	231.28580D-04	-150.01245D-01	0.00000D+00	185.95559E-04
735.00000D-02	334.78937D-04	-273.20990D-01	0.00000D+00	125.51472E-04
105.50000D-01	-562.77116D-04	-406.34439D-01	0.00000D+00	-172.13542E-04
121.50000D-01	-176.32215D-03	-477.78398D-01	0.00000D+00	-592.22949E-04
137.50000D-01	-369.21305D-03	-559.56936D-01	0.00000D+00	-107.74089E-04
145.50000D-01	-496.30901D-03	-587.39180D-01	0.00000D+00	-155.77864E-04
153.50000D-01	-645.59018D-03	-624.30059D-01	0.00000D+00	-193.32055E-04
161.50000D-01	-817.71586E-03	-661.12857D-01	0.00000D+00	-234.83794E-04
169.50000D-01	-101.28930D-02	-697.70224D-01	0.00000D+00	-279.81942E-04
173.50000D-01	-111.30645D-02	-715.83934D-01	0.00000D+00	-315.51335E-04
177.50000D-01	-123.86682D-02	-733.64929D-01	0.00000D+00	-340.00092E-04
181.50000D-01	-134.32043D-02	-751.70854D-01	0.00000D+00	-364.35869E-04
185.50000D-01	-147.09451D-02	-769.40031D-01	0.00000D+00	-390.27729E-04
189.50000D-01	-159.89416D-02	-786.96476D-01	0.00000D+00	-415.86089E-04
193.50000D-01	-173.30241E-02	-804.29443D-01	0.00000D+00	-441.61048E-04
197.50000D-01	-187.00034E-02	-821.28280D-01	0.00000D+00	-467.42425E-04
201.50000D-01	-201.26721E-02	-838.12472D-01	0.00000D+00	-493.19921E-04
205.50000D-01	-215.98104D-02	-854.71840D-01	0.00000D+00	-518.84956E-04
209.50000D-01	-231.11385D-02	-871.04567D-01	0.00000D+00	-544.29379E-04
213.50000D-01	-246.65668D-02	-887.10171D-01	0.00000D+00	-569.44675E-04
217.50000D-01	-262.56975D-02	-902.87501D-01	0.00000D+00	-594.22360E-04
221.50000D-01	-278.83314D-02	-918.35771D-01	0.00000D+00	-618.58449E-04
225.50000D-01	-295.42168D-02	-933.54331D-01	0.00000D+00	-642.50339E-04
229.50000D-01	-312.31023D-02	-948.42659D-01	0.00000D+00	-665.77592E-04
233.50000D-01	-329.47393D-02	-963.09374D-01	0.00000D+00	-688.51736E-04
241.50000D-01	-364.52891D-02	-991.23019D-01	0.00000D+00	-721.28739E-04
257.50000D-01	-436.80175D-02	-104.39653D+00	0.00000D+00	-781.39273E-04
289.50000D-01	-586.25073E-02	-113.61816D+00	0.00000D+00	-823.76623E-04
353.50000D-01	-830.13125E-02	-127.04220D+00	0.00000D+00	-102.36719E-03
481.50000D-01	-136.82333E-01	142.71331E+00	0.00000D+00	-112.35758E-03
727.50000D-01	-212.34713E-01	159.55322D+00	0.00000D+00	-119.53004E-03
100.00000D+00	-265.32597D-01	-162.95530D+00	0.00000D+00	-120.60241E-03

GAIN
DB

PASOBAJAS

TEMPERATURE= 27

CASE 1



Frequency = 100.000000+00 HZ

Gain = -26.533 DB

Phase angle = -162.955 Degrees

Group delay = 0.000000+00 Sec

Gain slope = -128.68241E-01 DB/OCT

Peak gain = 0.03300/F.. 735.000000-02

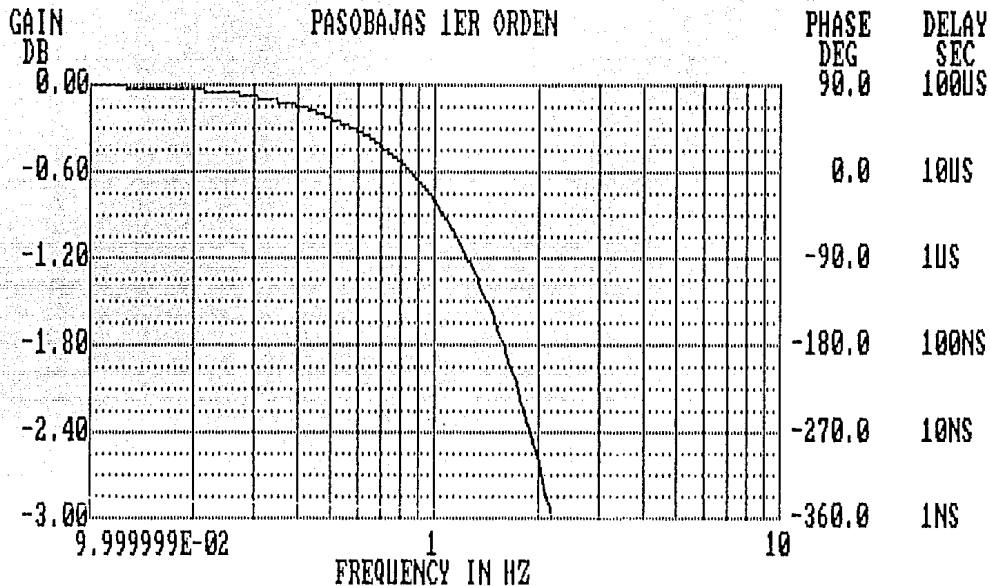
5.7. Pruebas en el filtro pasa bajas de primer orden.

El procedimiento de prueba será similar al usado con el filtro anterior. El voltaje de entrada al filtro es de 4 V y se hizo variar la frecuencia entre 0.5 y 10 Hz obteniendo los siguientes resultados:

F (Hz)	Voltaje de salida (volts)
0.5	3.9
1.0	3.47
1.5	3.17
1.8	3.07
2.0	2.84
2.5	2.63
3.0	2.11
5.0	1.50
10.0	0.84

SPECTRUM SOFTWARE
 MICRO-CAP II
 FREQUENCY ANALYSIS
 FOR
 PASOBAJA CIRCUIT
 TEMPERATURE= 27 CASE= 1

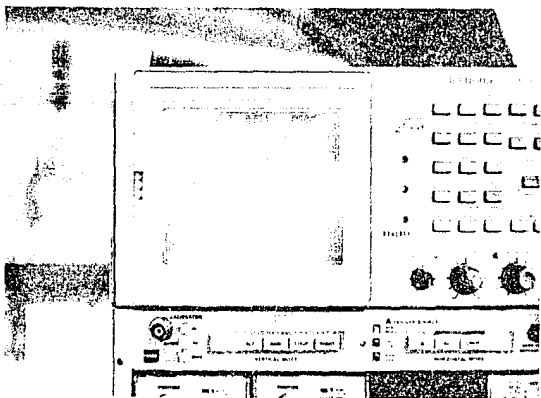
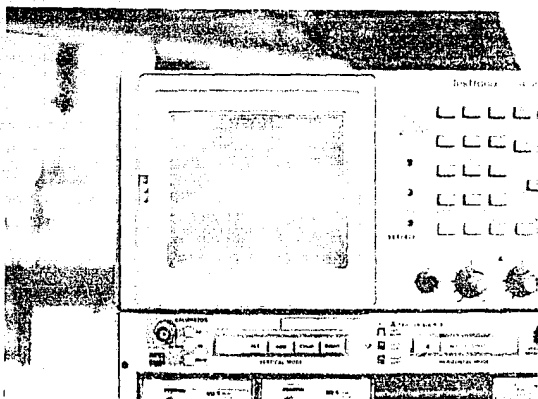
FREQUENCY	GAIN(DB)	ANGLE(DEGREES)	DELAY(SEC)	SLOPE(DB/OCT)
100.00000D-03	-907.24142D-05	-261.17898D-02	0.00000D+00	0.00000E+00
105.00000D-03	-999.66709D-05	-274.21848D-02	724.41702D-04	-131.30635E-04
115.00000D-03	-119.79774D-04	-300.28879D-02	724.17526D-04	-151.09986E-04
135.00000D-03	-164.83464D-04	-352.39104D-02	723.64241D-04	-194.69053E-04
175.00000D-03	-276.32504D-04	-456.41223D-02	722.36939D-04	-297.78775E-04
255.00000D-03	-584.13090D-04	-663.48640D-02	719.00756D-04	-566.71306E-04
415.00001D-03	-152.95824D-03	-107.19591D-01	709.15403D-04	-134.56199E-03
575.00001D-03	-288.99558D-03	-146.97133D-01	690.54557D-04	-289.16600E-03
655.00001D-03	-371.40852D-03	-166.35324D-01	672.98279D-04	-438.51775E-03
735.00001D-03	-462.69637D-03	-185.35124D-01	659.65273D-04	-549.10201E-03
815.00001D-03	-562.27937D-03	-203.33618D-01	645.31055D-04	-668.09195E-03
895.00001D-03	-669.55591D-03	-222.08358D-01	630.11901D-04	-794.12556E-03
975.00001E-03	-793.91412D-03	-239.77364D-01	614.23331D-04	-925.86839E-03
105.50000D-01	-904.74022D-03	-256.99098D-01	597.32448D-04	-106.20312E-02
113.50000D-02	-103.14272D-02	-273.72450D-01	581.02495D-04	-120.14022E-02
121.50000D-02	-116.33811D-02	-289.96694D-01	563.97365D-04	-134.28505E-02
129.50000D-02	-130.00271D-02	-305.71467D-01	546.79501D-04	-148.53503E-02
137.50000D-02	-144.08140D-02	-320.96725D-01	529.60373D-04	-162.79799E-02
145.50000D-02	-158.52171D-02	-335.72704D-01	512.49236D-04	-176.99153E-02
153.50000D-02	-173.27415D-02	-349.99890D-01	495.55059D-04	-191.04550E-02
157.50000D-02	-180.75279D-02	-356.95396D-01	482.99018D-04	-201.50919E-02
161.50000D-02	-188.29234D-02	-363.78981D-01	474.71207D-04	-208.57657E-02
165.50000D-02	-195.88745D-02	-370.50756D-01	466.51022D-04	-215.17675E-02
169.50000D-02	-203.53303D-02	-377.10845D-01	458.39565D-04	-221.60652E-02
173.50000D-02	-211.22418D-02	-383.59382D-01	450.37243D-04	-228.56050E-02
177.50000D-02	-219.95619D-02	-389.96503D-01	442.44561D-04	-235.13453E-02
181.50000D-02	-226.72456D-02	-396.22356D-01	434.61699D-04	-241.62488E-02
185.50000D-02	-234.52496D-02	-402.37090D-01	426.89858D-04	-248.02830E-02
189.50000D-02	-242.35327D-02	-408.40861D-01	419.28572D-04	-254.34194E-02
193.50000D-02	-250.20556D-02	-414.33832D-01	411.79538D-04	-260.56421E-02
197.50000D-02	-258.07502D-02	-420.16162D-01	404.39600D-04	-266.69049E-02
201.50000D-02	-265.96709D-02	-425.88020D-01	397.12371D-04	-272.72165E-02
205.50000D-02	-273.86935D-02	-431.49575D-01	389.96863D-04	-278.65543E-02
209.50000D-02	-281.73157D-02	-437.00998D-01	382.93267D-04	-284.49078E-02
213.50000D-02	-289.70065D-02	-442.42462D-01	376.01618D-04	-290.22684E-02
217.50000D-02	-297.62267D-02	-447.74138D-01	369.22004D-04	-295.86310E-02
221.50000D-02	-305.54787D-02	-452.96204D-01	362.54979D-04	-301.40023E-02
225.50000D-02	-313.47055D-02	-458.08283D-01	355.98882D-04	-306.83415E-02
229.50000D-02	-321.39176D-02	-463.06438D-01	349.69920D-04	-311.76619E-02
249.50000D-02	-360.34599D-02	-486.36056D-01	328.05511D-04	-329.90098E-02
281.50000D-02	-423.08714E-01	-530.99894D-01	294.60404D-04	-357.39746E-02
345.50001D-02	-542.06649D-01	-576.04671D-01	239.35666D-04	-402.63586E-02
473.50001D-02	-753.22188D-01	-651.56763D-01	153.89132D-04	-464.40562E-02
729.50001D-02	-108.16364D-01	-732.74044D-01	163.99132D-04	-527.01130E-02
100.00000D-01	-133.36228D-01	-776.28217D-01	447.85105D-05	-554.34078E-02

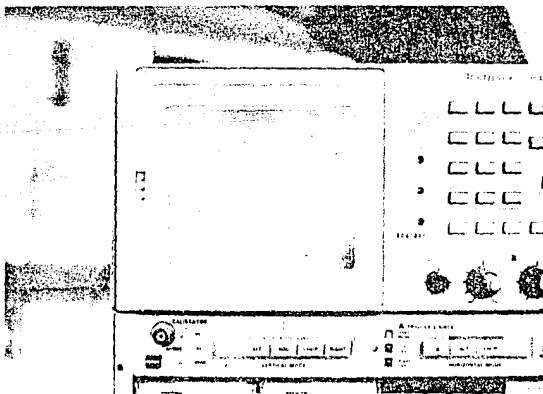
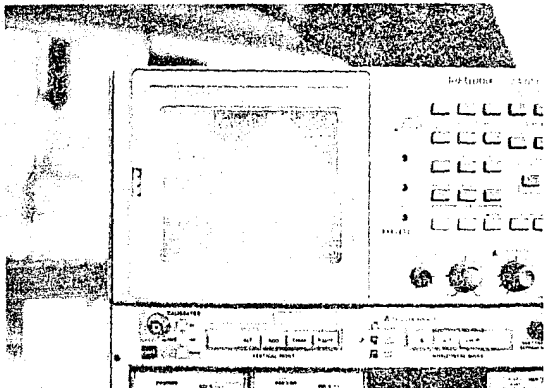


FREQUENCY = 100.000000D-01 HZ GAIN = -13.386 DB
 PHASE ANGLE = -77.635 DEGREES GROUP DELAY = 447.85105D-05 SEC
 GAIN SLOPE = -564.34078E-02 DB/OCT PEAK GAIN = -0.009DB/F = 100.00000D-03
 1:ANOTHER RUN 2:ANALYSIS LIMITS 3:RETURN 4:TITLE

5.8 Formas de onda obtenidas a la salida.

Para tener una mejor apreciación de estas formas de onda se muestran a continuación unas fotografías de las mismas.





CONCLUSIONES.

A lo largo de la realización de este trabajo, se han analizado las diferentes técnicas de pletismografía y sus aplicaciones.

El desarrollo del circuito propuesto, se ha llevado a cabo teniendo siempre en mente la intención de utilizar un método no invasivo, que por otro lado concuerda con la tendencia mundial en lo que a diseño de equipos médicos se refiere.

De acuerdo a las limitaciones impuestas por la aplicación, se pensó en utilizar un dispositivo óptico infrarrojo como elemento clave del circuito.

La señal obtenida a la salida del circuito diseñado, no cuantifica el flujo sanguíneo, pero esta característica no es de utilidad médica. Lo que es realmente importante, es el cambio de volumen ante la oclusión venosa, así como la rapidez con la que se regresa a la línea de base.

La información recogida, depende en su mayor parte de la posición del captor infrarrojo en el dedo, por lo que se tiene la dificultad de localizarlo adecuadamente, ya que como sabemos, este dispositivo depende mucho del ángulo y distancia entre emisor y receptor para obtener una eficiencia máxima.

Con el fin de optimizar el funcionamiento del aparato deberá diseñarse un circuito impreso, así como un soporte adecuado para montar el captor.

Con la idea de evolucionar este diseño, valdría la pena el experimentar con pares receptor-emisor realizados en torno a laser infrarrojos lo cual intuimos nos proporcionará características mejores de direccionalidad y nos permitirá el colocar el aparato en otras partes del cuerpo, como por ejemplo una pierna o el cuello.

Uno de los problemas que se tienen para la utilización del circuito tema de esta tesis, es el de depender de una unidad de despliegue, ya sea un monitor o un osciloscopio, por lo que nos atreveríamos a proponer como tema de otra tesis el interconectar via convertidores analógico-digitales nuestro circuito a una computadora personal. Esta requeriría del diseño de un software adecuado para la adquisición de datos y para el almacenamiento y despliegue en pantalla e impresora de la información y se convertiría en un instrumento valioso y muy util para el médico.

Finalmente podemos decir, que los objetivos que nos propusimos al desarrollar esta tesis se lograron, ya que se diseñó un circuito de bajo costo, con partes accesibles al mercado nacional, y su funcionamiento, si bien no es óptimo es el adecuado para la aplicación propuesta.

apéndice

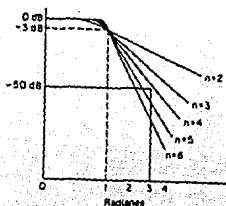


Figure 1 : Uso de curvas normalizadas.

TABLA 1 Valores de filtros Butterworth activos normalizados pasa baja

Orden N	C_1	C_2	C_3
2	1.414	0.7071	
3	3.546	1.392	0.2024
4	1.082 2.613	0.9241 0.3825	
5	1.753 3.235	1.354 0.2000	0.4214
6	1.035 1.414 3.850	0.9660 0.7071 0.2568	
7	1.531 1.604 4.493	1.336 0.6235 0.2225	0.4885
8	1.020 1.202 1.600 5.125	0.9809 0.8313 0.5557 0.1950	
9	1.455 1.305 2.000 5.758	1.327 0.7661 0.5000 0.1736	0.5170
10	1.012 1.122 1.414 2.292 6.390	0.9874 0.8908 0.7071 0.4540 0.1563	



SOLID STATE OPTOELECTRONICS

Matched Emitter-Detector pair H23A1-H23A2

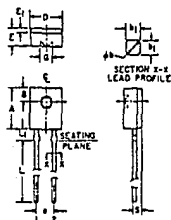
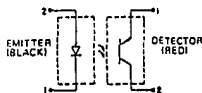
The General Electric H23A1 is a matched emitter-detector pair which consists of a gallium arsenide, infrared-emitting diode and a silicon phototransistor. The clear epoxy packaging system is designed to optimize the mechanical resolution, coupling efficiency, cost, and reliability. The devices are marked with a color dot for easy identification of the emitter and detector.

absolute maximum ratings: (25°C)

EMITTER-DETECTOR PAIR		
Storage Temperature	T_{STG}	-55°C to +100°C
Operating Temperature	T_j	-55°C to +100°C
Lead Soldering Temperature (5 seconds maximum)	T_L	260°C

INFRARED EMITTING DIODE			
Power Dissipation	P_E	*100	mW
Forward Current (Continuous)	I_F	60	mA
Forward Current (Peak) (Pulse Width < 1µs PRR < 300 pps)	I_F	3	A
Reverse Voltage	V_R	6	V

*Derate 1.33 mW/°C above 25°C ambient.



SYM	MILLS-UNITS		INCHES		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.68	0.80	.270	.228	
B	1.78	NOM	.270	NOM	1
W	.80	.75	.034	.030	2
h1	.81	NOM	.070	NOM	1
D	4.48	4.70	.175	.186	
E	2.41	2.67	.095	.105	
E1	.34	.89	.013	.037	
e	2.41	2.67	.095	.105	3
D	1.98	NOM	.078	NOM	
L	1.2	-	.050	-	
L1	1.40	1.85	.056	.074	
h	.81	.84	.033	.033	3

NOTES:

1. Tolerances: Lead area section dimensions unspecified as that 1.27 and 1.2507 of seating plane.
2. Contouring of active elements located within .25 mm (.0107) of their position.
3. As measured at the seating plane.
4. Inch dimensions derived from millimeters.

PHOTOTRANSISTOR			
Power Dissipation	P_D	**150	mW
Collector Current (Continuous)	I_C	100	mA
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	30	V
Emitter-Collector Voltage	V_{ECO}	6	V

**Derate 2.0 mW/°C above 25°C ambient.

individual electrical characteristics (25°C) (See Note 1)

EMITTER	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Reverse Breakdown Voltage $V_{(BR)R}$ $I_R = 10\mu A$	6	-	-	V
Forward Voltage V_F $I_F = 60$ mA	-	-	1.7	V
Reverse Current I_R $V_R = 5$ V	-	-	100	nA
Capacitance C_j $V = 0, f = 1$ MHz	-	30	-	pF

DETECTOR	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Breakdown Voltage $V_{(BR)CEO}$ $I_C = 1$ mA	30	-	-	V
Breakdown Voltage $V_{(BR)ECO}$ $I_E = 100\mu A$	6	-	-	V
Collector Dark Current I_{CEO} $V_{CE} = 25$ V	-	-	100	nA
Capacitance C_{ce} $V_{CE} = 5$ V, $f = 1$ MHz	-	3.3	5	pF

coupled electrical characteristics (25°C) (See Note 1)

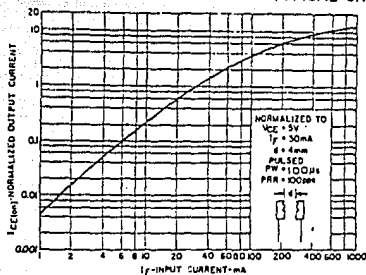
Note: Coupled electrical characteristics are measured at a separation distance of 4mm (.155 inches) with the lenses of the emitter and detector on a common axis within 0.1mm and parallel within 5°.

			MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
$I_{CE(on)}$	$I_F = 30$ mA, $V_{CE} = 5$ V	H23A1:	1.5	-	-	mA
		H23A2:	1.0	-	-	mA
$V_{CE(sat)}$	$I_F = 30$ mA, $I_C = 1.8$ mA	H23A1:	-	-	0.40	V
	$I_F = 30$ mA, $I_C = .5$ mA	H23A2:	-	-	0.40	V
t_{on}	$V_{CC} = 5$ V, $I_F = 30$ mA, $R_L = 2.5$ KΩ	1	-	8	-	µs
t_{off}	$V_{CC} = 5$ V, $I_F = 30$ mA, $R_L = 2.5$ KΩ	1	-	50	-	µs

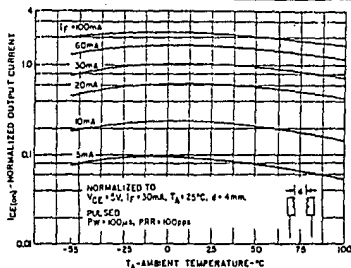
Note 1: Stray irradiation can alter values of characteristics. Adequate shielding should be provided.

TYPICAL CHARACTERISTICS

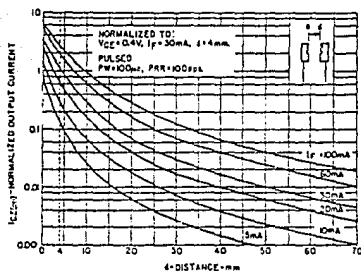
H23A1-H23A2



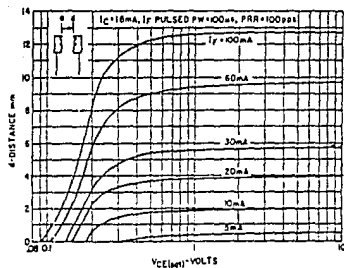
1. OUTPUT CURRENT VS. INPUT CURRENT



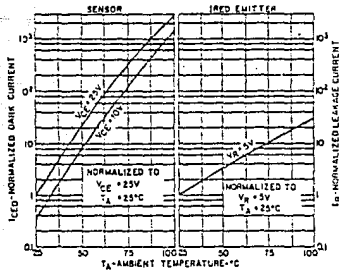
2. OUTPUT CURRENT VS. TEMPERATURE



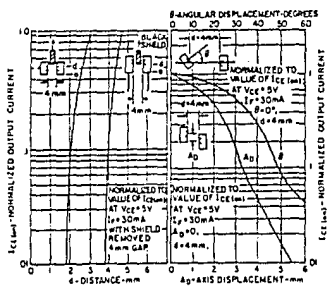
3. OUTPUT CURRENT VS. DISTANCE



4. $V_{CE(sat)}$ VS. DISTANCE



5. LEAKAGE CURRENTS VS. TEMPERATURE



6A. OUTPUT CURRENT VS. SHIELD DISTANCE

6B. OUTPUT CURRENT VS. DISPLACEMENT (ANGULAR & AXIS)

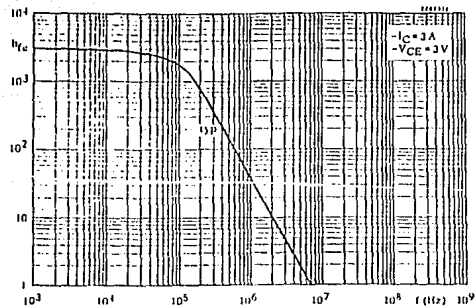


Fig 11 Small signal current gain.

SILICON EPITAXIAL-BASE POWER TRANSISTORS

N-P-N transistors in a SOT-32 plastic envelope, intended for use in complementary output stages of audio amplifiers up to 15 W. The complementary pairs are BD433/BD434, BD435/BD436 and BD437/BD438.

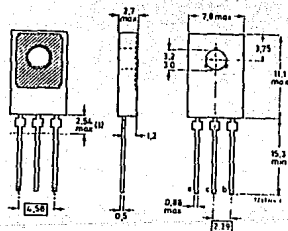
QUICK REFERENCE DATA				
		BD433	BD435	BD437
Collector-emitter voltage ($V_{BE} = 0$)	V_{CES} max.	22	32	45 V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO} max.	22	32	45 V
Collector current (peak value)	I_{CM} max.	7	7	7 A
Total power dissipation upto $T_{mb} = 25^{\circ}C$	P_{tot} max.	36	36	36 W
D.C. current gain $I_C = 2 A; V_{CE} = 1 V$	h_{FE}	> 50	50	40
Transition frequency $I_C = 250 mA; V_{CE} = 1 V$	f_T	> 3	3	3 MHz

MECHANICAL DATA

TO-126 (SOT-32)

Collector connected to metal part of mounting surface

Dimensions in mm



For mounting instructions see section Accessories, set 56333 for insulated mounting and type 56326 for non-insulated mounting.

¹⁾ Within this region the cross-section of the leads is uncontrolled.

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltages	BD433 / BD435 / BD437				
	BD433	BD435	BD437		
Collector-base voltage (open emitter)	V_{CB0} max.	22	32	45	V
Collector-emitter voltage ($V_{BE} = 0$)	V_{CE0} max.	22	32	45	V
Collector-emitter voltage (open base)	V_{CEO} max.	22	32	45	V
Emitter-base voltage (open collector)	V_{EB0} max.	5	5	5	V

Currents

Collector current (d.c.)	I_C	max.	4	A
Collector current (peak value)	I_{CM}	max.	7	A
Base current (d.c.)	I_B	max.	1	A

Power dissipation

Total power dissipation up to $T_{mb} = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	max.	36	W
---	-----------	------	----	---

Temperatures

Storage temperature	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Junction temperature	T_J	max. 150	$^\circ\text{C}$

THERMAL RESISTANCE

From junction to mounting base	$R_{th J-mb}$	=	3,5	$^\circ\text{C}/\text{W}$
From junction to ambient in free air	$R_{th J-a}$	=	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$

CHARACTERISTICS

 $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)Collector cut-off current

$I_E = 0$; $V_{CB} = V_{CB0max}$	I_{CB0}	<	100	μA
$I_E = 0$; $V_{CE} = 10\text{ V}$; $T_J = 150^\circ\text{C}$	I_{CB0}	<	1	mA
$I_E = 0$; $V_{CE} = V_{(IC)max}$; $T_J = 150^\circ\text{C}$	I_{CB0}	<	1	mA

Emitter cut-off current

$I_C = 0$; $V_{EB} = 5\text{ V}$	I_{EB0}	<	1	mA
-----------------------------------	-----------	---	---	-------------

Knee voltage $I_C = 2\text{ A}$; $I_B =$ value for which
 $I_C = 2,2\text{ A}$ at $V_{CE} = 1\text{ V}$

	BD433	BD435	BD437
V_{CEK}	0,8	-	-

Base-emitter voltage V_{BE} $I_C = 10\text{ mA}$; $V_{CE} = 5\text{ V}$ $I_C = 2\text{ A}$; $V_{CE} = 1\text{ V}$ $I_C = 3\text{ A}$; $V_{CE} = 1\text{ V}$

V_{BE} (typ.)	580	590	590	mV
V_{BE}	< 1,1	1,1	-	V
V_{BE}	-	-	1,3	V

Collector-emitter saturation voltage $I_C = 2\text{ A}$; $I_B = 0,2\text{ A}$ $I_C = 3\text{ A}$; $I_B = 0,3\text{ A}$

V_{CEsat}	0,3	0,5	-	V
V_{CEsat}	-	-	0,7	V

D.C. current gain $I_C = 10\text{ mA}$; $V_{CE} = 5\text{ V}$ $I_C = 500\text{ mA}$; $V_{CE} = 1\text{ V}$ $I_C = 2\text{ A}$; $V_{CE} = 1\text{ V}$ $I_C = 3\text{ A}$; $V_{CE} = 1\text{ V}$

h_{FE}	> 25	25	25
h_{FE}	> 95	65	65
h_{FE}	> 475	475	475
h_{FE}	> 50	50	40
h_{FE}	-	-	20

Transition frequency at $f = 1\text{ MHz}$ $I_C = 250\text{ mA}$; $V_{CE} = 1\text{ V}$

f_T	>	3	3	MHz
-------	---	---	---	--------------

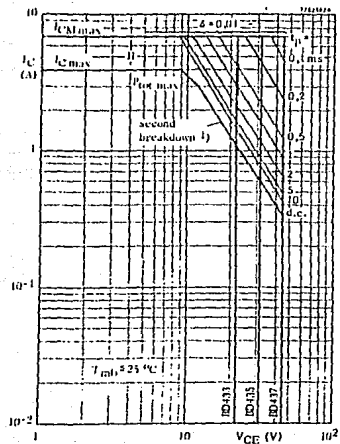
D.C. current gain ratio of the complementary pairs $I_C = 500\text{ mA}$; $|V_{CE}| = 1\text{ V}$

BD433/BD435 and BD435/BD435

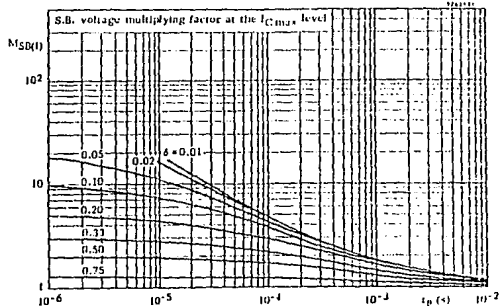
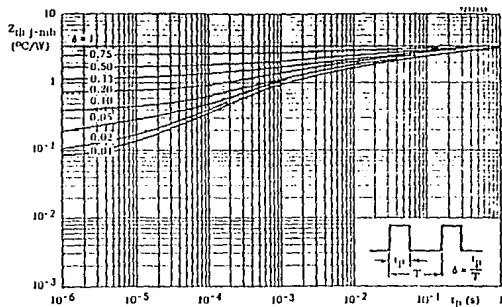
BD437/BD436

h_{FE1}/h_{FE2}	>	1,1	
h_{FE1}/h_{FE2}	>	1,3	

¹⁾ V_{BE} decreases by typ. 2,3 mV/ $^\circ\text{C}$ with increasing temperature.

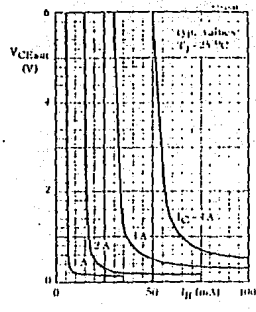
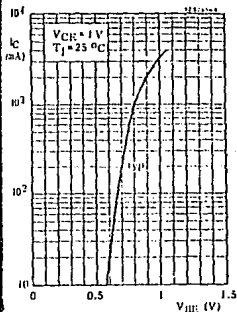
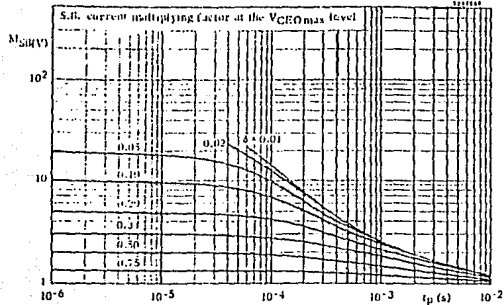


Safe Operating Area with the transistor forward biased
 I Region of permissible d.c. operation
 II Permissible extension for repetitive pulse operation

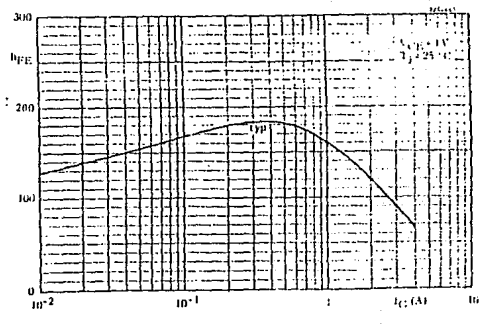
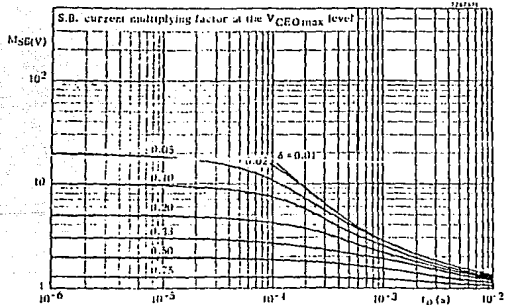


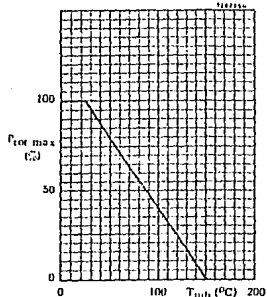
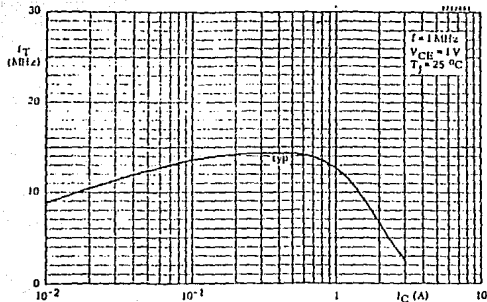
1) Independent of temperature.

BD433; BD435



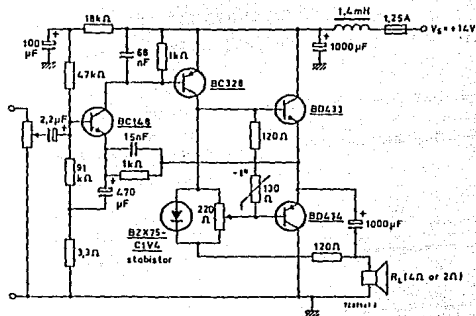
BD437





APPLICATION INFORMATION

Basic circuit diagram of a 6 W car-radio audio amplifier.



Typical performances

Output power at $d_{v_{ce}} = 10\%$ and $R_L = 4 \Omega$

Output power at $d_{v_{ce}} = 10\%$ and $R_L = 2 \Omega$

Input voltage for $P_o = 5 \text{ W}$; $R_L = 4 \Omega$

$P_o = 5 \text{ W}$; $R_L = 2 \Omega$

Input impedance

Collector quiescent current of output transistors

Collector current of BC328¹⁾

Total current consumption at $P_o = 6 \text{ W}$

Frequency response (-3 dB)

Total thermal resistance per output transistor

Stable continuous operation is ensured up to an ambient temperature of $60 \text{ }^\circ\text{C}$

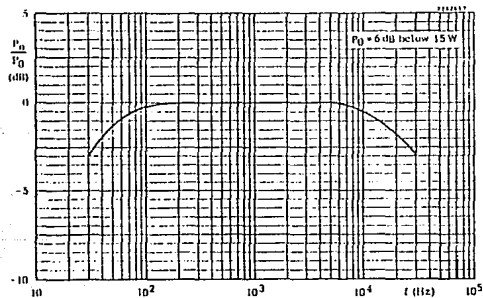
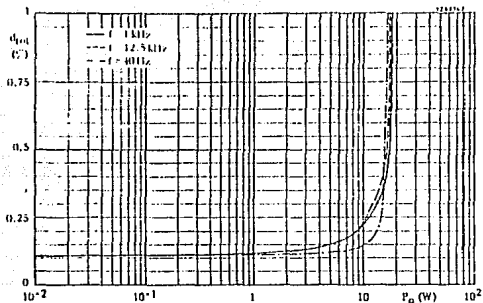
The amplifier is overload proof and short circuit proof.

P_o	2	6	W
P_o	2	8	W
$V_i(\text{rms})$	21	15	mV
$V_i(\text{rms})$	21	15	mV
Z_i	20		k Ω
I_{CQ}	10		mA
I_C	50		mA
I_{CE}	550		mA
Frequency response	0.1 to 12		kHz
Total thermal resistance per output transistor	0.1 to 0.2		$^\circ\text{C/W}$

1) Area of printed wiring copper around collector lead = 1 cm^2 .

BD433; BD435;
BD437

APPLICATION INFORMATION (continued)



BD434; BD436;
BD438

SILICON EPITAXIAL-BASE POWER TRANSISTORS

P-N-P transistors in a SOT-32 plastic envelope, intended for use in complementary output stages of audio amplifiers up to 15 W. The complementary pairs are BD433/BD434, BD435/BD436 and BD437/BD438.

QUICK REFERENCE DATA

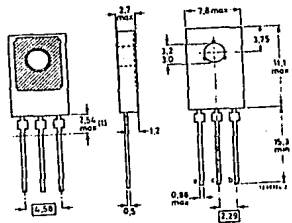
	BD434	BD436	BD438
Collector-emitter voltage ($-V_{BE} = 0$)	$-V_{CES}$ max. 22	32	45
Collector-emitter voltage (open base)	$-V_{CEO}$ max. 22	32	45
Collector current (peak value)	$-I_{CM}$ max. 7	7	7
Total power dissipation up to $T_{mb} = 25^\circ\text{C}$	P_{tot} max. 36	36	36
D.C. current gain	h_{FE} > 50	50	40
$-I_C = 2$ A; $-V_{CE} = 1$ V			
Transition frequency	f_T > 3	3	3
$-I_C = 250$ mA; $-V_{CE} = 1$ V			

Dimensions in mm

MECHANICAL DATA

TO-126 (SOT-32)

Collector connected to metal part of mounting surface



For mounting instructions see section Accessories, set 56333 for insulated mounting and 56326 for non-insulated mounting.

1) Within this region the cross-section of the leads is uncontrolled.

TYPES TL071, TL072, TL074, TL075, TL071A, TL072A, TL074A, TL075A, TL071B, TL072B, TL074B, TL075B LOW NOISE AUDIO BIFET SERIES

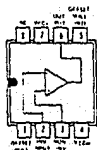
24 devices cover commercial, industrial, and military temperature ranges

- Low Noise... $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ
- Low Harmonic Distortion... 0.01% Typ
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- High Input Impedance... JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Low Power Consumption
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate... $13 \text{ V}/\mu\text{s}$ Typ

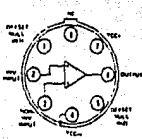
The TL071 family of BIFET op amps feature four devices — one single, one dual, and two quads all with the same specifications. The low harmonic distortion and low noise make the TL071 series ideally suited as amplifiers for high-fidelity and audio preamplifier applications.

TL071, TL071A, TL071B

JG OR P DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)



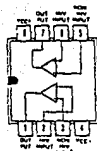
L PLUG-IN PACKAGE (TOP VIEW)



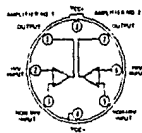
PIN 4 IS IN ELECTRICAL CONTACT WITH THE CASE

TL072, TL072A, TL072B

JG OR P DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)



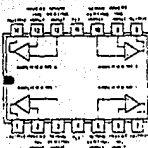
L PLUG-IN PACKAGE (TOP VIEW)



PIN 4 IS IN ELECTRICAL CONTACT WITH THE CASE

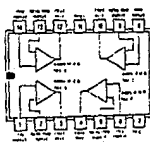
TL074, TL074A, TL074B

J OR N DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)



TL075, TL075A, TL075B

J OR N DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)



BIBLIOGRAFIA

- 1.- Kaufman Milton, Seidman Arthur.
Manual para Ingenieros y Técnicos en Electrónica.
M^e Graw Hill. 1986.

- 2.- Boylestad , Nashelsky.
Electrónica. Teoria de circuitos.
Prentice Hall 1986.

- 3.- Malvino Paul.
Principios de Electronica
M^e Graw Hill.
1986. tercera edición.

- 4.- Coughlin Robert, Driscoll Federick.
Circuitos Integrados lineales y Amplificadores
Operacionales
Prentice Hall,
1987.

- 4.- Marcellin Monique.
Pletismographie infrarouge.
Centre Biomedical Toulouse
Toulouse France 1986

5.- Cormack David.

Histologia de Ham.

Ed. Harla 1987

novena edición.

6.- The C.V. Mosby Company.

Noninvasive Diagnostic Techniques in Vascular Disease.

Edited by Eugene Bernstein.

Saint Louis 1978.

7.- Evans D.S.

The Early Diagnosis of Deep Vein Thrombosis by Ultrasound.

Brit J Surg 57:726, 1970.

8.- Johnson w.c.

Evaluation of Newer Techniques for the Diagnosis of Venous Thrombosis.

J Surg Res 16:473, 1974.

9.- Woodcock J.P.

Theory and practice of blood flow measurement.

Butterworth & co. Publishers Ltd. London
1975.

10.- Zweifler A., Cushing G. and Conway J.

The relationship between pulse volume and blood
in the fingers.

Angiology 18:591, 1967.

11.- Winsor T.

The segmental pletismograph. A description
of the instrument.

Angiology 8:87, 1957.