

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
CUAUTITLAN
INGENIERIA



V N A M

**“MULTIMETRO MEDICO DIGITAL, PARA
MEDICION DE SIGNOS VITALES”
(DISEÑO)**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

P R E S E N T A N

JOSE FERNANDO GARCIA NUÑEZ CANO

HUMBERTO GONZALEZ RUIZ

Cuautitlán Izcalli

1979



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

C O N T E N I D O

	Página
INTRODUCCION.....	1
CAPITULO I EXPOSICION DE MOTIVOS.....	5
CAPITULO II PARAMETROS CARACTERISTICOS DEL DISEÑO	9
CAPITULO III METODOS DE CAPTACION DE LOS SIGNOS VITALES.....	15
CAPITULO IV EL MULTIMETRO MEDICO-DIGITAL.....	23
CAPITULO V DISEÑO DEL TERMOMETRO.....	28
CAPITULO VI DISEÑO DEL FRECUENCIMETRO CARDIACO...	60
CAPITULO VII DISEÑO DEL ESFIGMOMANOMETRO.....	82
CAPITULO VIII FUENTE DE ALIMENTACION.....	98
CONCLUSIONES.....	101
BIBLIOGRAFIA.....	102

INTRODUCCION

¿Qué representa para toda la humanidad el tiempo?

...es un ir y venir, un correr apresurados, es, en sí, un gran reto que el hombre emprende día con día para acudir a realizar sus labores.

En épocas pasadas el hombre tenía que pasar largas horas para realizar sus actividades, esto era consecuencia de la poca tecnología con que contaba; muestra de ello es el hecho de que apenas en 1946 cuando se creó el primer computador, se tenían que esperar tres décimas de segundo para que aquél efectuara 1500 sumas. A partir de aquel acontecimiento, se inició la gran carrera del siglo, pues se vinieron desarrollando nuevas técnicas, se realizaron grandes descubrimientos, en sí, se tuvo una gran perspectiva en la investigación científica, prueba de ello es que hoy en día un computador, utilizando el mismo tiempo que utilizara aquel de 1946, efectúa cinco millones de sumas.

Mas, aún con la ayuda del computador y con las técni-

cas avanzadas, el hombre no se siente satisfecho en su afán por "robarle" secretos a la naturaleza, por mecanizarla; con secuencia de ese correr desmesurado es el que el hombre mina poco a poco su salud física y mental; el mismo progreso deteriora en veces el modo de vida y hasta llega a hacer que la naturaleza sea un peligro para la salud; el excesivo ruido desquicia y altera a las personas; cientos de casos de alteraciones nerviosas encontramos en las clínicas médicas y es entonces cuando tiene que intervenir la prevención y el diagnóstico médico y resulta que no hay suficiente material humano disponible; aunado a esto, se tiene que las técnicas empleadas para un reconocimiento médico esencial son, en la mayoría de las clínicas, del tipo analógico.

Pongamos como caso a una persona que acude a una clínica para que se le diagnostique:

El primer paso a seguir es el de la toma de sus signos vitales; de dicho procedimiento se obtienen datos como son: presión sanguínea, frecuencia cardíaca o pulso, temperatura, frecuencia respiratoria, etc.; estos datos definitivamente no son los únicos que requiere saber un médico de su paciente, pero, a partir de ellos, en un buen número de casos, puede determinar el mal del enfermo.

Para efectuar la toma de signos vitales se debe contar con un equipo auxiliar. En la actualidad el uso de aparatos médicos hace que sean confiables los datos que de ellos se obtienen, aún cuando una parte de dichos aparatos son del tipo analógico. De lo anterior cabe hacer mención que, en todo lugar donde exista equipo analógico, habrá como consecuencia un error considerable en los datos que de ellos se obtengan, de igual forma su respuesta en el tiempo es lenta y, uno de los factores que en ocasiones introduce más error que el del mismo aparato, viene siendo el factor humano, pues el individuo que efectúa mediciones está expuesto a presiones de tipo nervioso, psicológico, etc. Esos errores, en el caso de la Medicina, podrían ser funestos, de allí que se hallan introducido técnicas electrónicas para minimizar los errores en el área médica.

En el presente trabajo se hace una fusión de la electrónica y la medicina, de la cual resulta el diseño de un aparato para ser utilizado como equipo de apoyo en las clínicas médicas.

Los motivos de este trabajo están guiados por los aspectos económico, social y tecnológico y se hace mención de ello en párrafos posteriores.

El nombre de Multímetro Médico Digital para medición de signos vitales surge con el objetivo de este trabajo, que es el de diseñar un aparato tal, con el que se puedan obtener las mediciones de la temperatura, el pulso y la presión sanguínea.

CAPITULO I

EXPOSICION DE MOTIVOS

Son varios los motivos que nos impulsaron a desarrollar este trabajo.

- La electrónica aplicada a la medicina está teniendo un auge extraordinario, pues a últimas fechas se han creado aparatos de todo tipo diseñados especialmente para la instrumentación médica. ¿Cuál es el por qué de este auge? Es bastante objetivo.

La introducción de la electrónica en la medicina, -- aporta grandes beneficios, entre los que se encuentran:

Rapidez - Es bien sabido que el electrón, base de la electrónica, se desplaza con una velocidad fantástica semejante a la velocidad de la luz, por lo tanto, el tiempo que transcurre entre la medida y los resultados, aventaja en mucho a otros sistemas de medida como podría ser el mecánico, -- simplemente.

Precisión - Generalmente, un equipo electrónico bien diseñado, es bastante preciso y estable, pues no está sujeto a condiciones externas que lo afecten, tal como sería el caso en que la medida fuera interpretada por una persona, pues aquí intervendrían diversos factores tanto físicos como emocionales que distorsionarían la verdadera medida.

Tamaño - Además, existe la ventaja que, dados los avances de la electrónica moderna, hoy en día se pueden construir aparatos de tamaño muy reducido que los hacen ser de fácil manejo y muy cómodos en cuanto a transportabilidad se refiere. Esto se favorece aún más, si lo comparamos con lo que se podría hacer por medios mecánicos, por ejemplo.

Estos aspectos y algunos otros no menos importantes, han dado a la electrónica un lugar privilegiado dentro del desarrollo de la medicina.

- Sin embargo, esta técnica ha tenido un gran avance en otros países pero, desafortunadamente, esta acción no ha sucedido aún en nuestro país.

Esto trae como consecuencia, la importación de equipo y tecnología a un costo excesivo que va en detrimento de la economía nacional.

- Por otra parte, el elevado costo del equipo médico electrónico con que se cuenta, en su mayoría importado, hace casi imposible su acceso a las clases populares (médicos independientes de escasos recursos, como ejemplo).

- Por último, aunque no por esto el menos importante, está el hecho que representa, en beneficio para la salud de las personas, la creación de equipo que haga más efectiva la labor del médico, pues al contar con un instrumento rápido y confiable, podrá aportar diagnósticos más veraces, del mismo modo que podrá contar con un poco más de tiempo para dedicarlo a labores posiblemente más importantes.

De todo lo anteriormente expuesto, surgió la idea de diseñar un aparato electrónico que auxiliara al médico en sus labores cotidianas, entendiendo como labores cotidianas, la toma del pulso, de la temperatura y de la presión sanguínea periférica.

¿Por qué, precisamente, escogimos los parámetros anteriores para ser medidos electrónicamente?

La medida de estos parámetros del cuerpo humano es una operación que debe efectuarse en todas las exploraciones médicas, pues ellas nos dan inequívocamente el estado vital-

de una persona. Es por esto que existe en el mercado una amplia gama de instrumentos médicos tales como baumanómetros, termómetros de mercurio y esfigmomanómetros, con el fin de medir la presión, la temperatura y el pulso, respectivamente.

La mayoría de estos instrumentos, sobre todo en México, tienen la característica de que son analógicos y no precisamente electrónicos (neumáticos, mecánicos, acústicos, -- etc.), es decir, que la medida se obtiene en una escala numérica y debe ser interpretada por el propio operador, sujeto a todos los errores inherentes a tal proceso.

Por todos los motivos antes citados, vino a nuestro mente el Multímetro Médico Digital, para medición de signos vitales, con el cual podremos, hasta donde sea posible, contrarrestar aquellas razones que hacen imperiosa la necesidad de crear equipo médico-electrónico en nuestro país y, por lo mismo, pondremos en él nuestro mayor esfuerzo y dedicación.

CAPITULO II

PARAMETROS CARACTERISTICOS DEL DISEÑO

En el presente capítulo se hará una breve descripción un tanto ingenieril de cada uno de los signos vitales — que son el foco de atención del presente trabajo:

- | | | |
|----------------|---|-------------------------------|
| Signos vitales | } | - Presión sanguínea |
| | | - Frecuencia cardíaca (pulso) |
| | | - Temperatura |

Presión sanguínea

¿Qué es la presión sanguínea? Es la presión que — ejerce la sangre contra las paredes de los vasos que la contienen. Depende principalmente de las contracciones cardíacas, la elasticidad de los vasos, la resistencia de las arteriolas y capilares y el volumen y viscosidad de la sangre.

¿Cómo se origina la presión sanguínea? El ciclo car

díaco. El ciclo cardíaco se caracteriza por los siguientes eventos mecánicos:

Entre los latidos, el corazón mecánicamente descansa y esto se conoce como período diastólico. Durante el período diastólico el corazón presenta su mayor tamaño y se llena con sangre oxigenada que regresa de los pulmones y, sangre venosa que retorna de las distintas partes del cuerpo.

El período de actividad mecánica del corazón se conoce como sístole; ésta empieza con la contracción de los músculos alrededor de las aurículas, las cuales propulsan sangre adicional dentro de los ventrículos. Ver figura 2.1.

Los ventrículos empiezan a contraerse, produciendo esto un aumento en la presión dentro de los ventrículos. Este aumento de presión cierra las dos válvulas auriculares (tricúspide y mitral) y, la presión sigue elevándose. Cuando la presión del sistema circulatorio y pulmonar está excedida, la fase de ejecución ventricular se inicia. La válvula aórtica es forzada a abrirse y la sangre es empujada a la aorta, esto es, a circular por todo el organismo.

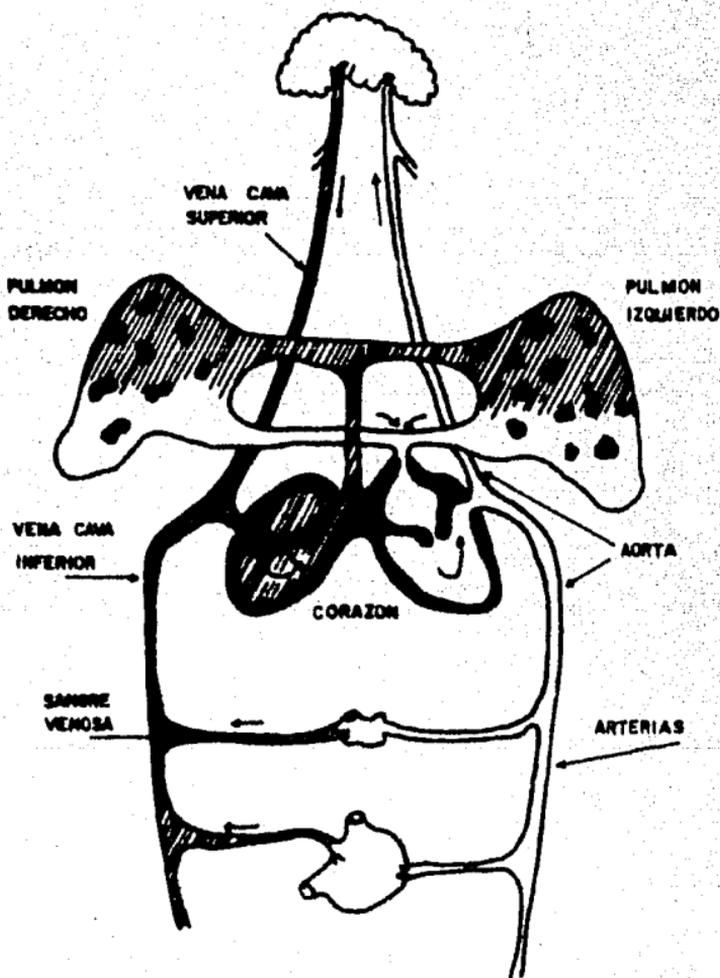


FIGURA 2.1

Frecuencia cardíaca (pulso)

¿Qué es la frecuencia cardíaca? Expansión y retracción rápidas de un vaso, generalmente una arteria, perceptible con la vista o el tacto (palpación).

Según donde se observe, puede ser: arterial (casi siempre en la radial, pero también perceptible en cualquier otra arteria superficial como: carótida, temporal, femoral, -pedia, etc.); venosa (en las grandes venas cerca del corazón, normalmente casi imperceptible; intenso en caso de deficiencias de la válvula tricúspide), y capilar (visible por los cambios de color).

Normalmente, en el hombre, el pulso tiene frecuencia de 65 a 75 pulsaciones por minuto. Puede ser rápido (hasta 150 o más, en caso de fiebre, hipertiroidismo, estados emocionales, etc.). En la figura 2.2 se ilustra un electrocardiograma donde se hace notar el período cardíaco.

Rango de presión sanguínea en el hombre. En el hombre, cerca del corazón, la presión sanguínea tiene un valor mínimo constante (diastólico) de 60 a 70 mm de Hg; con cada sístole se eleva a 120-130 mm de Hg (presión arterial máxima normal sistólica).

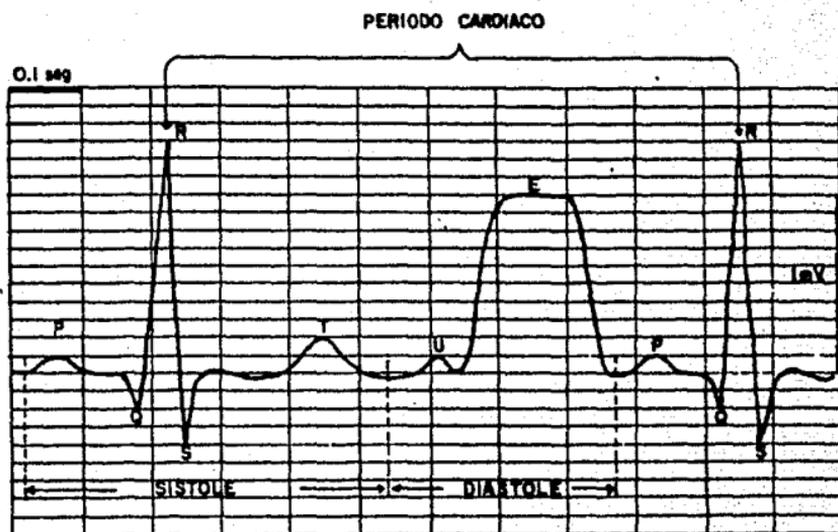


FIGURA 2.2

En los vasos, a medida que se alejan del corazón, la presión baja considerablemente, y los dos valores máximo y mínimo se acercan; en las arteriolas la presión ya es uniforme, en los capilares es de unos 20 mm de Hg y, en las venas sigue disminuyendo (de lo contrario la sangre no circularía siempre en el mismo sentido). Cerca del corazón, las grandes venas tienen presión inferior a la atmosférica o negativa en varios mm de H₂O.

Normalmente la presión arterial se eleva con la edad:

de 65/120 en la juventud pasa a 85/140 en las personas entradas en años. En la arteria pulmonar (pequeña circulación), la presión es mucho más baja (aproximadamente $1/6$ de la presión en la aorta).

La diferencia entre la presión arterial máxima y la mínima se conoce con el nombre de presión arterial diferencial o presión del pulso.

El aumento patológico de la presión arterial se conoce como hipertensión y el caso opuesto, como hipotensión o presión baja.

Temperatura

La temperatura en el cuerpo humano se caracteriza por ser constante en situación de estado físico normal, correspondiendo a ese estado una temperatura de 36.7°C .

Las variaciones de temperatura que son más frecuentes en el cuerpo humano son debidas a: fiebre, que trae consigo un aumento de temperatura, que en algunos casos puede ascender hasta los 42°C , y la hipotensión o presión sanguínea baja, la cual ocasiona un descenso en la temperatura.

CAPITULO III

METODOS DE CAPTACION DE LOS SIGNOS VITALES

Este capítulo se refiere a algunas de las técnicas - y equipo empleado para obtener datos acerca de la presión -- sanguínea, el pulso y la temperatura. Lo siguiente se hace con el fin de tener una base para poder comprender a fondo - la solución que se da a este trabajo en páginas posteriores.

- Medida de la presión sanguínea. En la actualidad existen varios métodos para poder captar y medir la presión sanguínea, estos van desde el uso de simples aparatos hasta el uso de los más complejos y sofisticados.

A continuación se mencionan dos de los métodos más - usuales para medir la presión sanguínea:

METODO DEL ESFIGMOMANOMETRO. En este método se colo ca un estetoscopio sobre la arteria antecubital y un mangui to de presión (brazal), de preferencia alrededor del antebra zo izquierdo (por ser en éste donde se tiene una presión más

cercana a la que propulsó el músculo cardíaco). (Ver fig. - 3.1)

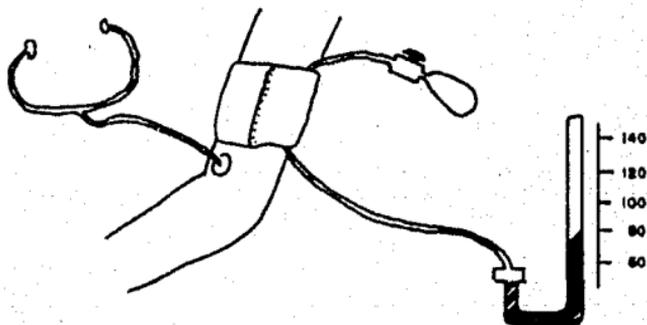


FIGURA 3.1

A continuación, se eleva la presión interior del manguito hasta un valor superior a la considerada normal máxima sanguínea; hecho lo anterior, se empieza a reducir la presión del manguito gradualmente. Mientras la presión del manguito sea mayor a la presión máxima sanguínea, la arteria estará colapsada; esto significa que no fluirá sangre a través de ella ni se percibirán sonidos en el estetoscopio.

Al reducirse la presión del manguito, se llegará a un punto donde ésta será un poco mayor que la máxima en la sangre, en consecuencia, empezará a fluir sangre en forma intermitente a través de la arteria, este evento corresponde al máximo de la presión en la sístole (ver fig. 2.2) El flujo de la sangre produce turbulencias que son percibidas en el estetoscopio como ruidos secos, sincrónicos con el latido -

del corazón (estos sonidos se conocen con el nombre de korotkow). En el instante en que empiezan a oírse estos sonidos, el nivel de la presión del manguito es aproximadamente equivalente a la presión máxima sistólica.

En el manguito la presión seguirá disminuyendo y los sonidos de korotkow continuarán escuchándose en el estetoscopio, pues la sangre sigue fluyendo cuando su presión es mayor que la que el manguito ejerce sobre la arteria. (En este momento se puede llegar a medir el pulso aprovechando que los sonidos de korotkow son sincrónicos con los latidos del corazón).

Al estar la presión del manguito por debajo de la -- presión mínima, la arteria ya no cierra completamente durante la diástole; esto significa que la sangre fluye continuamente, y el factor que originaba los sonidos de korotkow ha desaparecido. Simultáneamente a la caída de presión del manguito por debajo de la presión mínima sanguínea, se escucha un cambio brusco en los sonidos captados por el estetoscopio; entonces, la presión existente en el manguito es aproximadamente la correspondiente a la presión mínima diastólica, y se completa el método auscultatorio de la presión sanguínea.

METODO DEL MICROMANOMETRO. Este método se utiliza - para conocer la presión central. La importancia de este método recae en el dispositivo que se emplea llamado micromanómetro; dicho dispositivo está destinado para ser colocado en el corazón en el punto donde se desea tomar la presión. El micromanómetro va colocado en el extremo de una sonda; esto se debe a que tiene que ser introducido por una vena y, por ésta, conducirlo hacia el corazón.

La sonda que transporta el micromanómetro consta de dos ductos internos; por uno de ellos van los cables del micromanómetro y por el otro se toman muestras de sangre.

La misión del captador es transformar la presión líquida en señal eléctrica.

El captador contiene una membrana elástica provista de un núcleo sumergido en metal magnético. Este núcleo se - desplaza por una bobina que forma parte de un circuito oscilante. Cualquier desplazamiento de la membrana hace variar la frecuencia de oscilación. El oscilador está reglado para que trabaje en forma lineal, esto es, que la presión ejercida en la membrana sea directamente proporcional a la frecuencia de salida para que, en seguida, ésta pueda ser cuantificada. Un esquema del dispositivo captador se muestra en la-

figura 3.2.

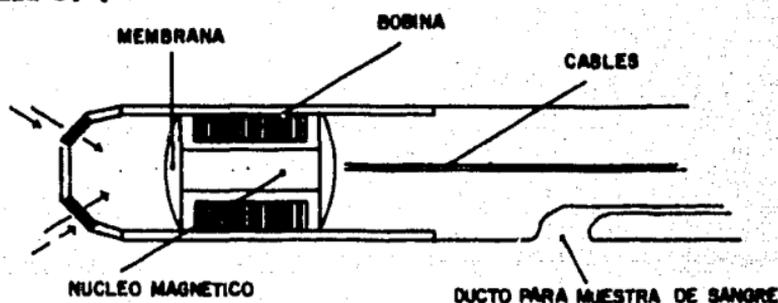


FIGURA 3.2

- Medición de la frecuencia cardíaca (pulso). En la medición del pulso existen métodos relativamente sencillos y otros donde interviene equipo electrónico; a continuación se describen ambos métodos.

El primero de ellos consiste en presionar ligeramente la arteria radial con el dedo pulgar a la altura de la muñeca, hasta percibir los pulsos de la persona a quien se está auscultando; ayudados por un reloj se cuentan los pulsos que se perciben durante un minuto y el resultado es la frecuencia cardíaca o pulso.

Siguiendo el procedimiento anterior, sólo que en lugar de presionar la arteria radial se presionan las arterias carótidas en el cuello se puede obtener el pulso.

Las mediciones del pulso donde interviene equipo --- electrónico son las siguientes:

Transiluminación (medio óptico). Este método se basa en que cuando la sangre, bajo la acción de la bomba cardíaca llega a las extremidades del cuerpo, puede en cada sístole, registrar un aumento temporal de volumen en los capilares periféricos.

El fenómeno descrito anteriormente se traduce por -- una variación de la opacidad de los tejidos, que puede ser -- puesta fácilmente en evidencia por: el examen del lóbulo de la oreja o el examen en un dedo de la mano o del pie.

En el examen del lóbulo de la oreja se emplea un diódo emisor de rayos infrarrojos (esto, porque la sangre absorbe dichos rayos) y un fototransistor. Así, cuando el lóbulo esté lleno de sangre, el fototransistor no detectará señal y, por el contrario, cuando la presencia de sangre sea escasa, -- los rayos atravesarán el lóbulo de la oreja y el fototransistor captará una señal.

La señal de salida del fototransistor es cuantificada y de esa forma se obtiene el pulso (fig. 3,3).

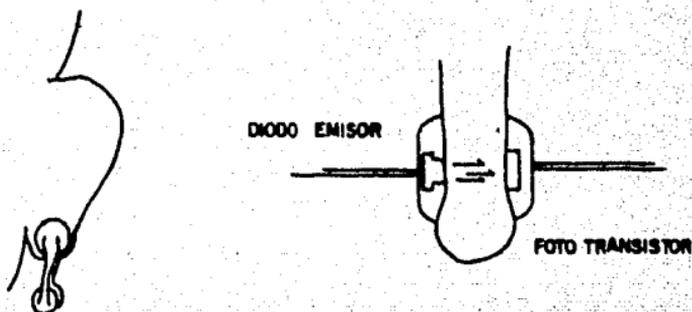


FIGURA 3.3

El mismo circuito de emisor de rayos infrarrojos y fototransistor es utilizado para tomar el pulso en los dedos de la mano o de los pies. Lo anterior se basa en la reflexión de los rayos infrarrojos en los huesos. El sistema captador se ilustra en la figura 3.4.

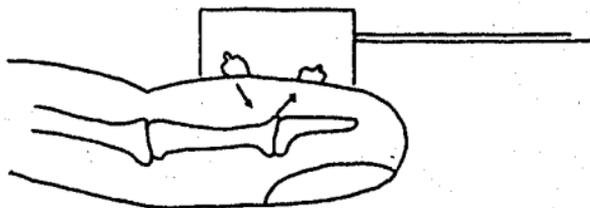


FIGURA 3.4

- Medida de la temperatura. La medida de la temperatura del cuerpo es bastante sencilla, para ello se utiliza - en su mayoría un termómetro de bulbo de mercurio con un rango de 35 °C a 42 °C.

La temperatura del cuerpo se puede tomar esencialmente en tres partes: la boca, la axila o en el recto. De las tres partes donde se puede tomar la muestra de temperatura, - la rectal es la que ofrece un mayor acercamiento a la temperatura a la que se encuentra el cuerpo humano.

De los métodos para obtener los signos vitales que - anteriormente se citaron, se eligieron para el presente trabajo, por causas de diseño, los siguientes:

Para el pulso y la presión sanguínea, el método del esfigmomanómetro y, para la temperatura, la elección fue el método axilar.

CAPITULO IV

EL MULTIMETRO MEDICO-DIGITAL

El multímetro médico digital es un aparato con el cual se pueden obtener, en un lapso corto, la frecuencia cardíaca, la presión sanguínea periférica y la temperatura de una persona con bastante facilidad y confiabilidad.

De una manera general, en forma de bloques, se describe a continuación su funcionamiento:

Para convertir las señales que proporciona el organismo respecto a los tres parámetros por medir, a señales eléctricas, las cuales van a ser procesadas para los fines que se persiguen, se cuenta con tres transductores: un termistor, un estetoscopio acoplado a un micrófono de condensador y un transductor de esfuerzos (strain gauge), para captar las variables, temperatura, frecuencia cardíaca y presión sanguínea, respectivamente (ver figura 4.1).

A continuación, cada una de estas señales es amplifi

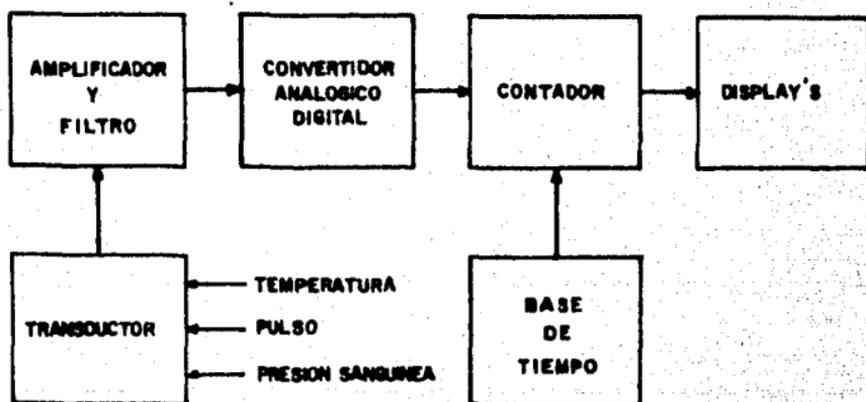


FIGURA 4.1

cada y filtrada, si así lo requiere, para posteriormente, ser llevada a un circuito convertidor analógico-digital, del cual se obtiene una señal de pulsos digital de determinada frecuencia que será proporcional al valor del parámetro original captado por el transductor.

Esta señal de pulsos es llevada a un contador, el cual mediante una apropiada base de tiempo, contará la frecuencia de la señal y la llevará a unos "displays" en los cuales aparecerá, en forma numérica luminosa, el resultado de la cuenta que será la expresión directa del valor del parámetro medido.

El anterior, es el principio general de funcionamiento del multímetro médico digital, pero cabe hacerse notar -- que cada circuito destinado a la medida de un determinado parámetro, difiere en algunos aspectos, a los otros dos.

Para especificar claramente estas diferencias, a continuación se muestra, ya en una forma detallada, el modelo a bloques completo del multímetro médico digital (figura 4.2).

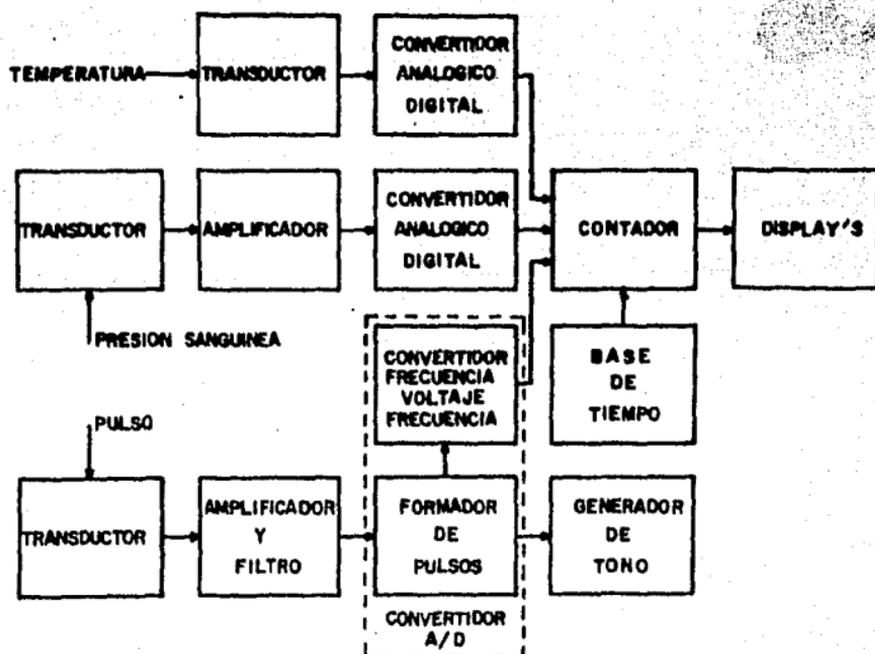


FIGURA 4.2

Con el objeto de optimizar y simplificar el aparato-medidor, se puede ver en la figura anterior, que los mismos bloques finales, correspondientes al contador, la base de tiempo y los displays, se utilizan para la medición de las tres variables.

No obstante lo anterior, es necesario mencionar que para utilizar el mismo circuito contador al efectuar una medida de presión, se requiere agregar un circuito de control al bloque contador, el cual debe cumplir las funciones de seleccionar y diferenciar la presión alta de la presión baja.

De acuerdo al método del esfigmomanómetro descrito en el capítulo anterior, este circuito de control debe ser gobernado directamente por los sonidos de Korotkow, para que en base a estos, envíe las instrucciones convenientes al circuito contador.

Para lograr esto, al efectuar una medición de las presiones alta y baja del organismo humano, se requiere entonces, tanto del circuito medidor de la frecuencia cardíaca como del correspondiente a la presión sanguínea, además del circuito de control antes mencionado.

Lo anterior puede expresarse en forma de bloques co-

mo se indica en la figura 4.3.

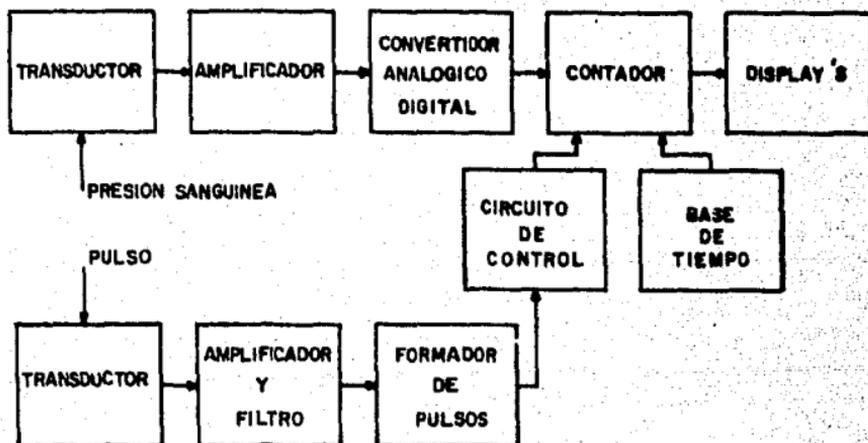


FIGURA 4.3

Así, el medidor de presión, contrariamente a los medidores de pulso y temperatura, nunca podrá utilizarse en forma independiente, si lo que se desea encontrar son los valores extremos de la presión sanguínea.

Este aspecto, así como la descripción detallada del funcionamiento de cada uno de los bloques mencionados en el presente capítulo, y la interrelación de los mismos, se verán en los correspondientes capítulos posteriores.

CAPITULO V

DISEÑO DEL TERMOMETRO

El diagrama a bloques de este circuito es el mostrado en la figura 5.1.

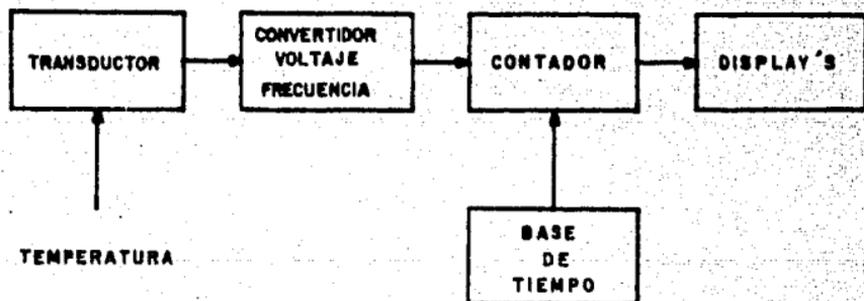


FIGURA 5.1

A continuación se describen uno a uno los bloques -- que constituyen el termómetro, en forma detallada, para que sea comprendido mejor su funcionamiento.

- TRANSDUCTOR

Como transductor de temperatura se escogió el termistor conocido en el mercado por la siguiente nomenclatura: -- TN-DO5-05/6.

Este termistor tiene su coeficiente de temperatura negativo, lo cual quiere decir que conforme aumenta su temperatura, disminuirá su resistencia. Este comportamiento está regido por la siguiente ecuación proporcionada por el fabricante:

$$R_2 = \frac{R_1}{e^{\beta \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right)}} \quad (5.1)$$

donde:

R_1 = resistencia del termistor en ohms a 25°C
(T_1)

R_2 = resistencia del termistor en ohms a una --
temperatura T_2

T_1 y T_2 = temperaturas expresadas en grados Kelvin

e = base de los logaritmos naturales

β = coeficiente de temperatura

También del fabricante se obtuvieron los siguientes-
datos:

$$R_1 = 10,000 \Omega \pm 15\%$$

$$\beta = 4,200 \pm 7\%$$

Aplicando estos datos a la ecuación del termistor, - se obtuvieron los valores de su resistencia para el rango de 35°C a 42°C cada medio grado; dicho rango corresponde a la - temperatura del cuerpo humano. De los valores obtenidos, re - sulta la gráfica de la figura 5.2.

Como se puede ver en la gráfica, los valores corres - pondientes a las temperaturas límites del rango de temperatu - ra en el que se desenvuelve la temperatura del cuerpo humano, son los siguientes:

$$t = 35^\circ\text{C} ; R = 6328.03 \Omega$$

$$t = 42^\circ\text{C} ; R = 4673.74 \Omega$$

Estos datos los ocuparemos más adelante para el dise - ño del convertidor voltaje a frecuencia.

También se puede apreciar que en el rango utilizado, el comportamiento del termistor puede considerarse lineal, - lo cual es exactamente lo que se requiere, pues así podemos - asegurar que a cada valor de temperatura corresponderá un -- único valor de resistencia y que, a la vez, guardarán una --

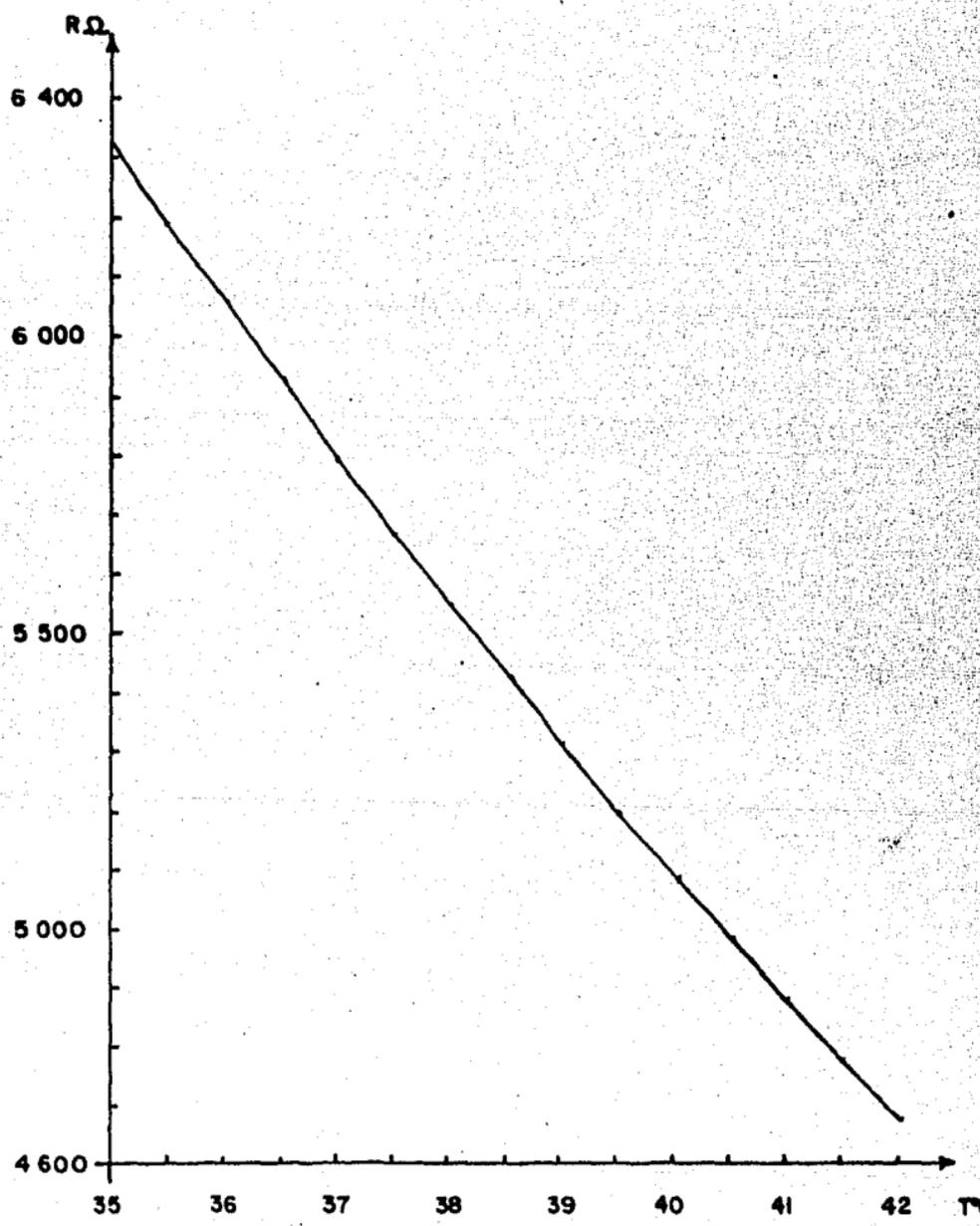


FIGURA 5.2

proporción directa.

Las dimensiones propias del termistor se muestran en la figura 5.3 y, como se puede ver, son lo bastante satisfactorias como para ser empleado éste, mediante una simple adaptación, como un termómetro de mercurio convencional para uso axilar.

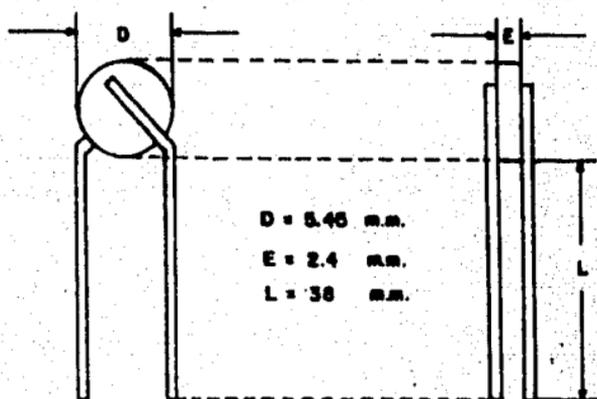


FIGURA 5.3

-CONVERTIDOR VOLTAJE A FRECUENCIA

Para convertir la señal analógica que podemos obtener del termistor a una digital --concretamente, a una señal de pulsos de cierta frecuencia--, se utiliza el integrado ---RC4151.

Este integrado nos da a la salida una serie de pul--

ses de duración constante, cuya frecuencia es proporcional al voltaje de entrada aplicado.

El principio de operación de este integrado se ilustra en la figura 5.4 como un diagrama a bloques simplificado.

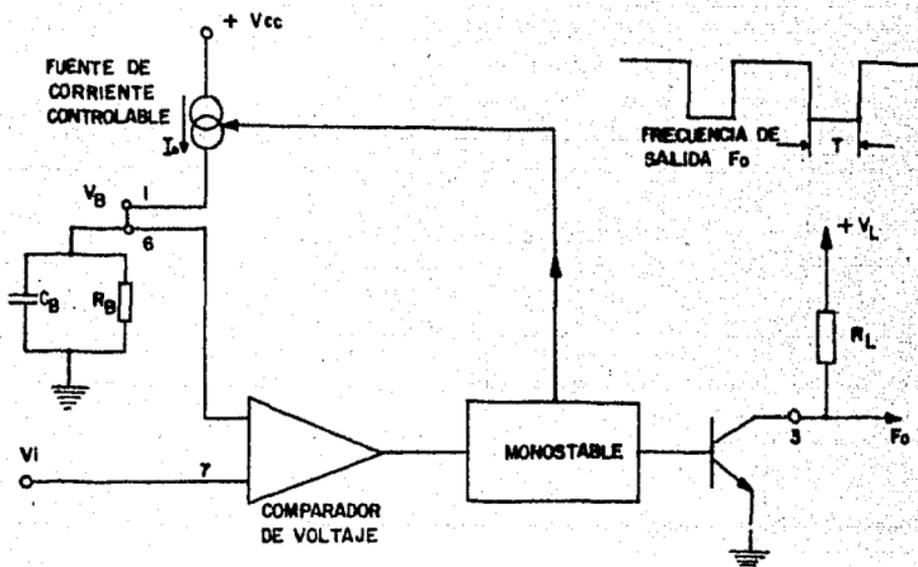


FIGURA 5.4

El RC4151 contiene un comparador de voltaje, un monostable y una fuente de corriente de precisión controlable. El comparador de voltaje compara un voltaje positivo de entrada aplicado a la pata 7 con el voltaje de la pata 6. Si el voltaje de entrada es mayor, el comparador encenderá el monostable. La salida del monostable se conecta tanto a la salida lógica como a la fuente de corriente.

Durante el período del monostable, T , la salida lógica será baja (cero lógico) y la fuente de corriente se activará con una corriente I . Al final del período del monostable, la salida lógica será alta (uno lógico) y la fuente de corriente se apagará.

Durante el ciclo activo de la fuente de corriente, ésta ha inyectado un total de carga $Q = I_0 T$ dentro de la configuración $R_B - C_B$. Si esta carga no ha incrementado el voltaje V_B tal que $V_B > V_1$, el comparador encenderá otra vez el monostable y la fuente de corriente inyectará otra cantidad de carga, Q , dentro del circuito $R_B - C_B$.

Este proceso continúa hasta que $V_B > V_1$. Cuando ocurre esta condición, la fuente de corriente permanece apagada y el voltaje V_B decae hasta que V_B es otra vez igual a V_1 . - Esto completa un ciclo. El convertidor voltaje a frecuencia estará ahora en una forma de estado estable.

La fuente de corriente acumula carga dentro del capacitor C_B a una velocidad lo suficientemente rápida para mantener $V_B \geq V_1$. Entonces, como la velocidad de descarga del capacitor C_B es proporcional a V_B/R_B , la frecuencia a la cual el sistema opera, será proporcional al voltaje de entrada.

De esta manera, por medio del RC4151 se logra la señal de pulsos que necesita el contador para efectuar la medición.

El circuito completo del convertidor voltaje a frecuencia es el que se ilustra en la figura 5.5.

El voltaje de entrada al convertidor lo proporciona el circuito divisor de voltaje formado por el termistor (R_T) y el potenciómetro de $5\text{ K}\Omega$. Este divisor se alimenta con la misma fuente de 15 V con la que se alimenta el convertidor. (Este valor de voltaje lo recomienda el fabricante).

Para obtener el valor exacto al que debe colocarse el potenciómetro y así poder suministrar el voltaje correcto al convertidor, se siguió la metodología siguiente:

Por el fabricante sabemos que el voltaje de entrada y la frecuencia de salida del convertidor se relacionan como sigue:

$$f_o = KV_i \quad (5.2)$$

donde:

$$K = 0.486 \frac{R_S}{R_B \cdot R_O \cdot C_O} \left[\frac{\text{Hz}}{\text{V}} \right] \quad (5.3)$$

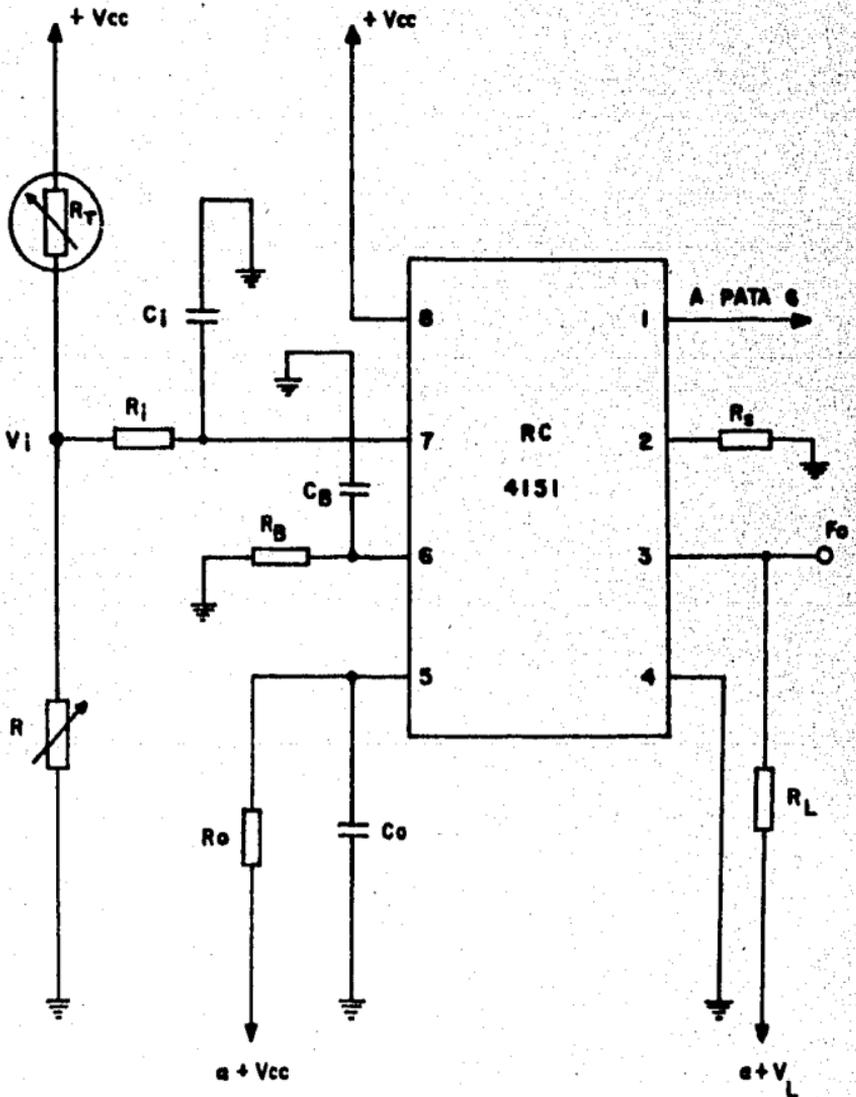


FIGURA 5.5

Ahora bien, refiriéndonos a la figura 5.6, tenemos -

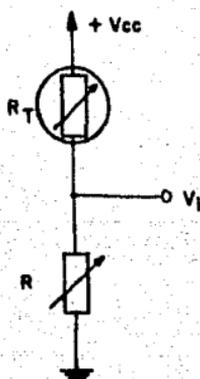


FIGURA 5.6

que el valor de la resistencia buscada, se rige por la siguiente ecuación:

$$R = \frac{V_i R_T}{V_{CC} - V_i} \quad (5.4)$$

Por otro lado, queremos que a una temperatura de 35°C tengamos una f_0 de 350 Hertz y a una temperatura de 42°C, una $f_0 = 420$ Hz. (La razón de estos valores se aclarará cuando se vea el circuito contador).

Llamando V_1 al voltaje correspondiente a 35°C, V_2 al correspondiente a 42°C y auxiliándonos de la ecuación 5.2, tenemos:

$$V_1 = \frac{350}{K} \quad \text{y} \quad V_2 = \frac{420}{K} \quad (5.5)$$

entonces podemos encontrar que:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{420/K}{350/K}$$

por lo tanto:

$$\frac{V_2}{V_1} = 1.2 \quad (5.6)$$

Como queremos que la resistencia R buscada tenga un valor constante que haga lineal al convertidor para el rango de V_1 a V_2 ; de la ecuación 5.4:

$$R = \frac{V_1 R_{T1}}{V_{cc} - V_1} = \frac{V_2 R_{T2}}{V_{cc} - V_2} \quad (5.7)$$

donde:

R_{T1} = resistencia del termistor a 35°C (ohms)

R_{T2} = resistencia del termistor a 42°C (ohms)

Ayudándonos de las ecuaciones 5.6 y 5.7, encontramos que:

$$V_1 = 5.44 \text{ volts}$$

$$V_2 = 6.52 \text{ volts}$$

Por lo tanto, tenemos que:

$$R = 3597.7 \Omega$$

Y por medio de las ecuaciones 5.5, encontramos:

$$K = 64.37 \frac{H_z}{V}$$

Con estos valores encontrados (especialmente el de K), podemos proceder a calcular el valor de los elementos -- que conforman al convertidor, para que se comporte como queremos.

El fabricante recomienda que la resistencia R_3 (ver fig. 5.5), se coloque con un valor fijo de 14 K Ω . Esta resistencia siempre debe tener este valor pues se usa como referencia de voltaje. Además, la colocación de ésta sirve -- también como protección, pues si se producen cortos a tierra o a la fuente de voltaje, en la pata 2, se producirían daños permanentes en el dispositivo.

También del fabricante sabemos que la resistencia R_3 debe tener un valor de 100 K Ω , logrando con esto que el rango de voltaje de entrada sea de 0 volts a 10 volts, dentro del cual caen los voltajes encontrados: V_1 y V_2 .

El siguiente paso a seguir es encontrar los valores-

de R_0 y C_0 , los cuales nos darán el valor del parámetro T y, además, el valor máximo de frecuencia de salida que podemos obtener del convertidor.

De acuerdo a la ecuación 5.3, dando un valor arbitrario a C_0 , podemos encontrar el valor de R_0 , pues los demás parámetros ya los conocemos.

El fabricante recomienda los siguientes valores de R_0 y C_0 para óptimo funcionamiento:

$$6.8 \text{ K}\Omega < R_0 < 680 \text{ K}\Omega$$

$$0.001 \mu\text{F} < C_0 < 1.0 \mu\text{F}$$

Por lo tanto, dando a C_0 el valor comercial de $0.022 \mu\text{F}$ y despejando R_0 de la ecuación 5.3, tenemos:

$$R_0 = \frac{0.486 R_B}{K C_0} = \frac{(0.486) (14 \text{ K})}{(64.37) (100 \text{ K}) (0.022 \times 10^{-6})}$$

Por consiguiente:

$$C_0 = 0.022 \mu\text{F}$$

$$R_0 = 48042.78 \Omega$$

Con los dos valores encontrados (R_0 y C_0), ya podemos ahora conocer el valor de la frecuencia máxima de salida,

mediante la fórmula siguiente proporcionada por el fabricante:

$$f_0 = \frac{0.75}{T}$$

donde:

$T = 1.1 R_0 C_0$ = tiempo de duración del pulso en estado bajo [segs]

f_0 = frecuencia de salida a máximo voltaje de entrada (10 volts) [=] (Hertz)

Sustituyendo valores:

$$T = (1.1) (48042.78) (0.022 \times 10^{-6}) = 1.16 \text{ m seg}$$

$$f_0 = \frac{0.75}{1.16 \times 10^{-3}} = 645.66 \text{ Hz}$$

Como siguiente paso, el fabricante recomienda encontrar el valor de C_B mediante la fórmula:

$$C_B = 10^{-2} \left(\frac{1}{f_0} \right) \text{ Farads}$$

por lo tanto:

$$C_B = \frac{10^{-2}}{645.66}$$

$$C_B = 15.49 \mu\text{F}$$

Valores más pequeños de C_B harán que sea más rápido

el tiempo de respuesta del convertidor, pero también producirán frecuencias de ruido y no linealidad, por lo tanto, escogiendo un capacitor de valor comercial más grande y cercano al valor encontrado, tenemos:

$$C_B = 18 \mu F$$

Por último, puesto que queremos que la señal de salida tenga una magnitud de 5 V pico a pico, al voltaje V_L indicado en la figura 5.5, le damos precisamente el valor de 5 volts, con ayuda de la fuente de alimentación, logrando así nuestro propósito.

NOTA. Los valores de los capacitores y las resistencias restantes se colocaron de acuerdo a las instrucciones del fabricante.

En base a los cálculos anteriores, el convertidor -- voltaje a frecuencia se implementó finalmente como nos lo muestra la figura 5.7.

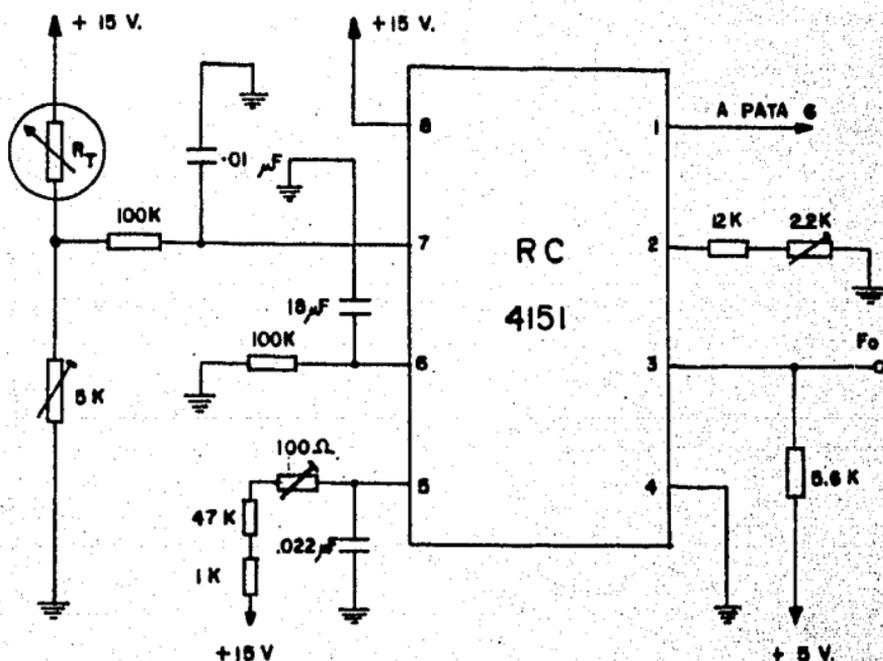


FIGURA 5.7

- CONTADOR

El circuito contador tiene la misión, además de contar los pulsos que recibe, de enviar esta información a los "displays", valiéndose de circuitos como el de memoria, el de decodificación y el circuito "driver".

Todos los circuitos mencionados antes, desde el contador hasta los "displays" se encuentran integrados en un so

lo "chip", el TIL 307 (display numérico con lógica).

Este integrado fue seleccionado para nuestro trabajo, pues estimamos que nos beneficiará en costo, complejidad y espacio, y además cumple con los requisitos necesarios para la función que realizará.

A continuación se hace una pequeña descripción de las funciones de aquellas entradas y salidas del TIL 307 que se utilizan en este diseño.

Salidas de la memoria (Patas 1, 2, 3, 4). Por medio de ellas se puede obtener la información que contiene la memoria en código binario (4 bits) y esto hace posible transmitir esa información, por ejemplo, a otro display. El uso que se le da a estas salidas se verá más objetivamente en el capítulo VII, en relación al contador de la presión arterial.

Entrada fijadora de memoria (Pata 5). Cuando se mantiene en estado bajo (cero lógico), los datos en la memoria siguen a los datos del contador. Cuando está en estado alto (uno lógico), los datos en la memoria serán fijados y se mantendrán constantes de no cambiar el estado alto. El contador opera independientemente del estado del fijador de memoria.

Salida de máxima cuenta (Pata 7). Esta pata estará en estado bajo cuando el contador indique el número 9 y además se cumpla que la pata 10 esté en estado bajo también. - Volverá al estado alto cuando el contador cambie al número 0 y así permanecerá durante la cuenta del 1 al 8.

Entrada inhibidora de cuenta en paralelo (Pata 9). - Debe estar en estado bajo para que el contador actúe normalmente. Cuando está en estado alto, el contador será inhibido.

Entrada inhibidora de cuenta en serie (Pata 10). Debe tener un cero lógico para que el contador opere normalmente. También debe ser cero para que la salida de máxima cuenta sea capaz de ir al estado bajo cuando llegue el número 9. Cuando se le aplica un uno lógico, el contador será inhibido y la salida de máxima cuenta permanecerá en estado alto.

Entrada de borrado (Pata 12). Cuando está en cero lógico, borra y fija los contadores en el número cero. Debe ser uno lógico para cuenta normal.

Entrada de punto decimal (Pata 13). Debe estar en estado alto para que aparezca el punto decimal situado a la derecha del número; de lo contrario, no aparecerá éste.

Entrada de reloj (Pata 15). Cada transición del estado bajo al estado alto, incrementará la cuenta, siempre y cuando el circuito esté operando normalmente (inhibidores de cuenta en serie y en paralelo, en cero lógico y borrador en uno lógico).

Como se puede apreciar, el TIL 307 presenta muchas opciones que, utilizadas eficientemente, pueden ofrecer una gran versatilidad al diseño.

Puesto que la mayor cantidad que se puede tener de la medida del parámetro, no sobrepasa tres cifras (lo mismo para las otras dos variables: presión y pulso), pues normalmente la temperatura se cuantifica con dos enteros y un decimal, se requieren tres integrados TIL 307, los cuales arreglados en cascada como lo indica la figura 5.8, nos dan la operación deseada.

Las patas 7 y 10 de uno a otro display se encuentran interconectadas, para que cuando el primer display llegue al número 9, gobierne al segundo para hacerlo cambiar de estado y éste a su vez al llegar al 9, obligue al tercero a hacer lo mismo. De esta manera, la cuenta ya no se limita a los diez estados posibles de un solo "chip", sino que ya podemos

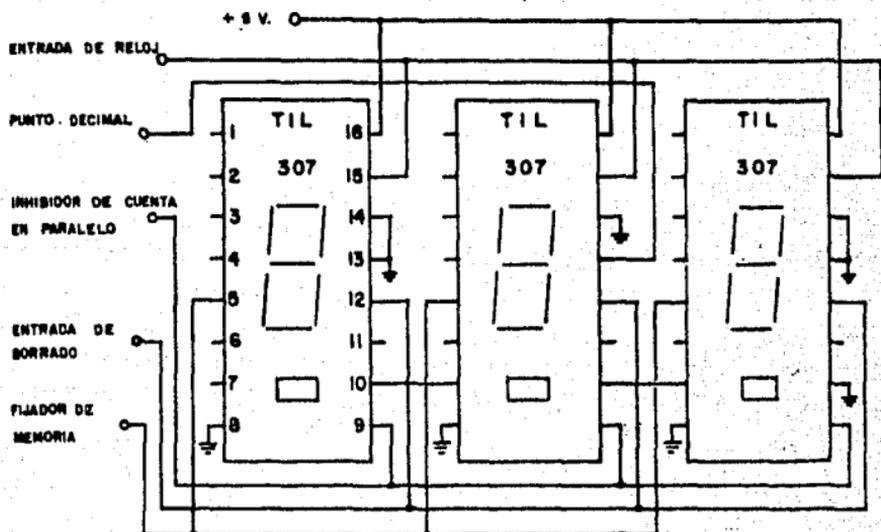


FIGURA 5.8

tener un rango de lecturas desde el número 000 hasta el 999.

Los demás controles se manejan independientemente, y en paralelo para poder gobernar los tres integrados al mismo tiempo; así tenemos, que podemos fijar la memoria, dejar pasar la señal y borrar la cuenta cuando nosotros lo deseemos.

Por la entrada de reloj pasará la señal que se desea contar y que es la que proviene del bloque anterior, o sea, del convertidor analógico-digital.

Por medio del inhibidor de cuenta en paralelo, se controlará el paso de esta señal.

Gráficamente, sucede lo ilustrado en la figura 5.9.

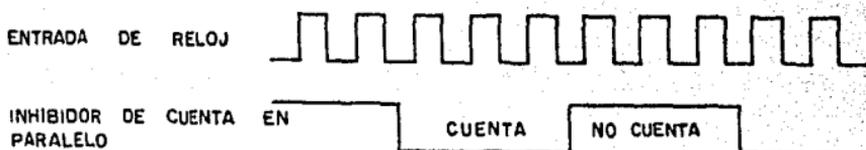


FIGURA 5.9

Cuando el inhibidor está en cero, pasarán los pulsos al contador (en el caso de la figura son tres pulsos), y después los enviará al display. Pasa al estado alto y ya no contará, pues no pasan más pulsos, hasta que vuelva al estado bajo, y así sucesivamente.

Por lo tanto, la señal de entrada al inhibidor en paralelo será nuestra base de tiempo y será de una frecuencia constante.

Ahora bien, si sólo se hiciera lo anterior y se mantuvieran el fijador de memoria y la entrada de borrado en los estados que permiten la cuenta normal, en los displays aparecería un movimiento continuo de números mientras pasarán pulsos al contador; al inhibir ese paso de pulsos, se fijaría el número que en ese momento se encontrara en los displays y al volver a pasar pulsos, comenzaría a contar a partir del número fijado, nuevamente observándose en los displays ese "bailoteo" de números.

Por lo anterior, es necesario tener un control sobre el fijador y el borrador para que en los displays sólo aparezca un número fijo, actualizado constantemente, que es el total de pulsos contados, y que al comenzar a contar parta del número cero y no de la cuenta fijada anteriormente.

Este circuito de control forma parte del bloque denominado base de tiempo.

- BASE DE TIEMPO

Para proporcionar la base de tiempo, así como el circuito de control, al bloque contador, se implementó el circuito lógico que indica la figura 5.10:

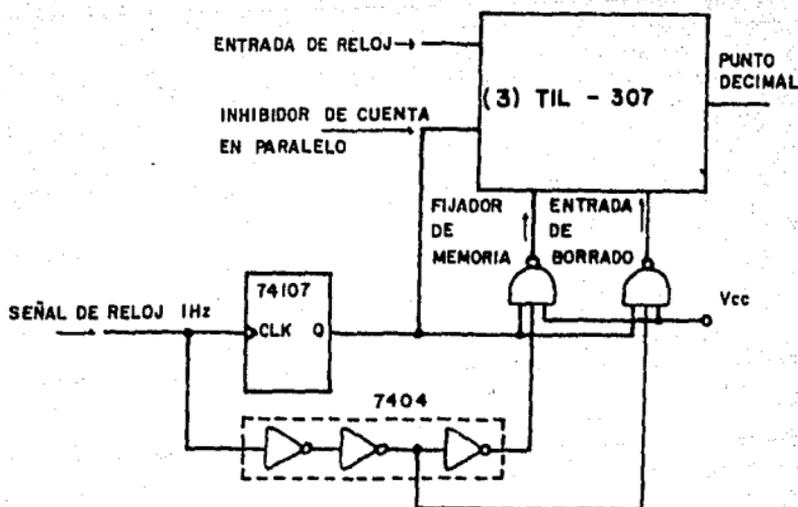


FIGURA 5.10

Como se puede apreciar, este circuito está gobernado por una señal denominada "señal de reloj", cuya frecuencia es igual a 1 Hz, la cual se verá con más detalle en párrafos posteriores.

Para ilustrar mejor el funcionamiento del circuito de la figura 5.10, se tiene el siguiente diagrama de tiempos:

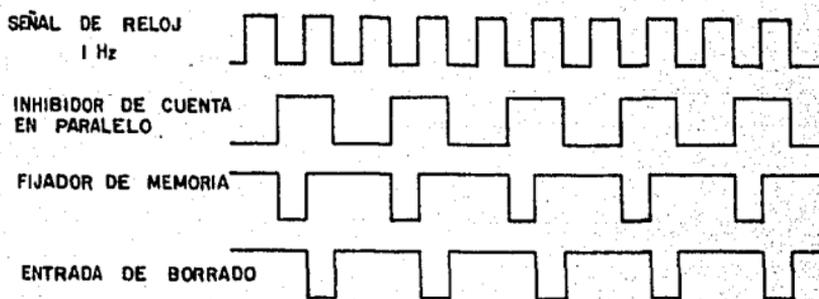


FIGURA 5.11

El flip-flop J-K nos divide la señal de reloj entre dos, por lo tanto, la señal de entrada al inhibidor (base de tiempo) es exactamente de 0.5 Hz, lo cual quiere decir que el contador estará activo durante 1 segundo y descansará --- otro tanto. Con esto logramos que el número que aparezca en los displays al final de la cuenta, sea exactamente el valor de la frecuencia de la señal de entrada al contador.

Así, cuando la temperatura es 36°C, el convertidor nos da a su salida una señal de 360 Hertz (como ya se vió an

tes), y esta señal entra al contador; por lo tanto, el número aparecido en los displays será el 360, que al colocarle un punto decimal, se convierte en el 36.0 y ya tenemos el valor de la temperatura directamente.

La salida del flip-flop, así como la señal de reloj, nos gobiernan, por medio de las compuertas nand y los inversores a las entradas para borrar y fijar al contador.

De esta manera, cuando el contador no está inhibido (cero lógico en el inhibidor de cuenta en paralelo), la entrada fijadora de memoria tendrá un uno lógico, con lo cual se mantiene fija la memoria, no obstante que la señal de entrada es contada en ese momento. Asimismo, la entrada de borrado se mantiene en el estado uno lógico para cuenta normal.

Al cambiar el inhibidor al estado alto (1 lógico), gobernado por el cambio de uno a cero de la señal de reloj, tendremos en el fijador de memoria un cero lógico, lo que -- obligará a la memoria a "muestrear" el resultado de la cuenta que acaba de efectuarse, pues permitirá el paso de esta información a través de ella hasta el display que le corresponde.

Un nuevo número aparece en los displays y posterior-

mente, al cambiar a 1 lógico la señal de reloj, se fija éste nuevamente, hasta que no se presente la misma situación, después de que se haya efectuado una nueva cuenta.

Después de que ya ha sido fijado el nuevo número, al cambiar la señal de reloj al 1 lógico y al mantenerse la señal del inhibidor en uno lógico también, se logra que a la salida de la compuerta nand que gobierna al borrador de cuenta, se tenga un cero lógico. Esto hará que el contador se borre, mas no el display que ya ha sido fijado, y así, cuando le llegue la orden de contar, lo hará a partir del número cero.

Nuevamente, al producirse un cambio de uno a cero en la señal de reloj, hará que el inhibidor cambie de estado y como se encontraba en estado alto, pasará a ser cero lógico. Con esto se logra un 1 lógico a la entrada de borrado, lo que hace que el contador opere otra vez normalmente y empezará a contar a partir de ese momento.

Este ciclo se repite constantemente y así logramos implementar el circuito de control necesario para el contador.

Las compuertas nand empleadas son de tres entradas,-

pues para el contador del medidor de presión, se requiere -- que la compuerta que maneja al fijador de memoria tenga tres entradas. La función de la tercera entrada se explicará en el capítulo correspondiente. Por lo pronto, para el termómetro, estas entradas sobrantes se mantienen en estado alto para que las compuertas trabajen como si sólo tuvieran dos.

Otro punto que es necesario aclarar es el hecho de -- que se empleen tres inversores, cuando la misma función deseada se podía obtener con uno solo. La razón de esto, es -- que los tiempos de respuesta del flip-flop son diferentes a los del inversor y entonces, cuando la señal de reloj da una orden de cambio, cada uno responde a diferente tiempo, lo -- que ocasiona que se puedan presentar situaciones no deseadas que borren o fijen al contador fuera de tiempo.

Los tiempos de respuesta del inversor son menores, -- por lo tanto, con la ayuda de dos inversores más podemos hacerlos más grandes hasta casi igualarlos a los del flip-flop, sin afectar por esto la función lógica que se necesita.

- SEÑAL DE RELOJ

Como se mencionó antes, para gobernar al circuito -- que proporciona la base de tiempo y el control del contador,

se requiere una señal de reloj de 1 Hz de frecuencia.

El circuito que nos proporciona esta señal de reloj, se ilustra a manera de bloques a continuación.

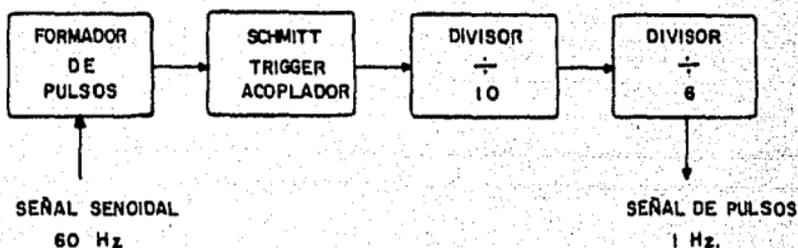


FIGURA 5.12

La señal senoidal de 60 Hz constante, la obtenemos directamente a la salida del transformador de la fuente de alimentación. Esta señal tiene un valor r.m.s. de 15 volts y con ella nos es posible gobernar el circuito formador de pulsos.

El formador de pulsos se compone de un transistor polarizado adecuadamente para que trabaje en estados de corte y saturación, dando como resultado a su salida, una señal de pulsos de la misma frecuencia de la señal senoidal de entrada, que ya podrá ser manejada digitalmente.

El cálculo del formador de pulsos se efectuó de la siguiente manera (ver fig. 5.13):

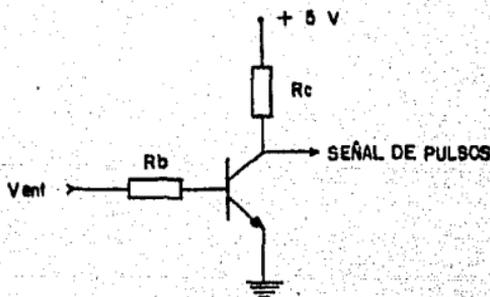


FIGURA 5.13

El transistor empleado es el BC547, pues éste tiene magníficas cualidades para ser empleado en conmutación. Del fabricante sabemos que tiene las siguientes características:

$$\beta_{\min} = 20$$

$$V_{CE \text{ sat}} = 0.3 \text{ volts}$$

$$V_{BE \text{ sat}} = 0.7 \text{ volts}$$

Queremos que en estado de saturación circule una corriente de colector de 2 mA ($I_C \text{ sat} = 2 \text{ mA}$), por tanto, para calcular R_C , tenemos:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE \text{ sat}}}{I_C \text{ sat}}$$

sustituyendo valores:

$$R_C = \frac{5 - 0.3}{2 \times 10^{-3}} = 2.35 \text{ K}\Omega$$

Tomamos una resistencia de valor comercial lo más ---
apegado al cálculo previo, por lo tanto:

$$R_C = 2.2 \text{ K}\Omega$$

Ahora, para calcular R_B , primero calculamos la co---
rriente de base de saturación:

$$I_C \text{ sat} = I_B \text{ sat} \beta_{\min}$$

$$\therefore I_B \text{ sat} = \frac{I_C \text{ sat}}{\beta_{\min}} = \frac{2 \text{ mA}}{20} = 0.1 \text{ mA}$$

Como queremos que con un voltaje mínimo de entrada de
1 volt se sature el transistor, tenemos:

$$R_B = \frac{V_{\text{ent}_{\min}} - V_{BE \text{ sat}}}{I_B \text{ sat}}$$

$$\therefore R_B = \frac{1 - 0.7}{0.1 \times 10^{-3}} = 3 \text{ K}\Omega$$

Por lo tanto, apegándonos a los valores comerciales-
de resistencias, tenemos que:

$$R_B = 3.3 \text{ K}\Omega$$

Con los cálculos anteriores, garantizamos que el ---

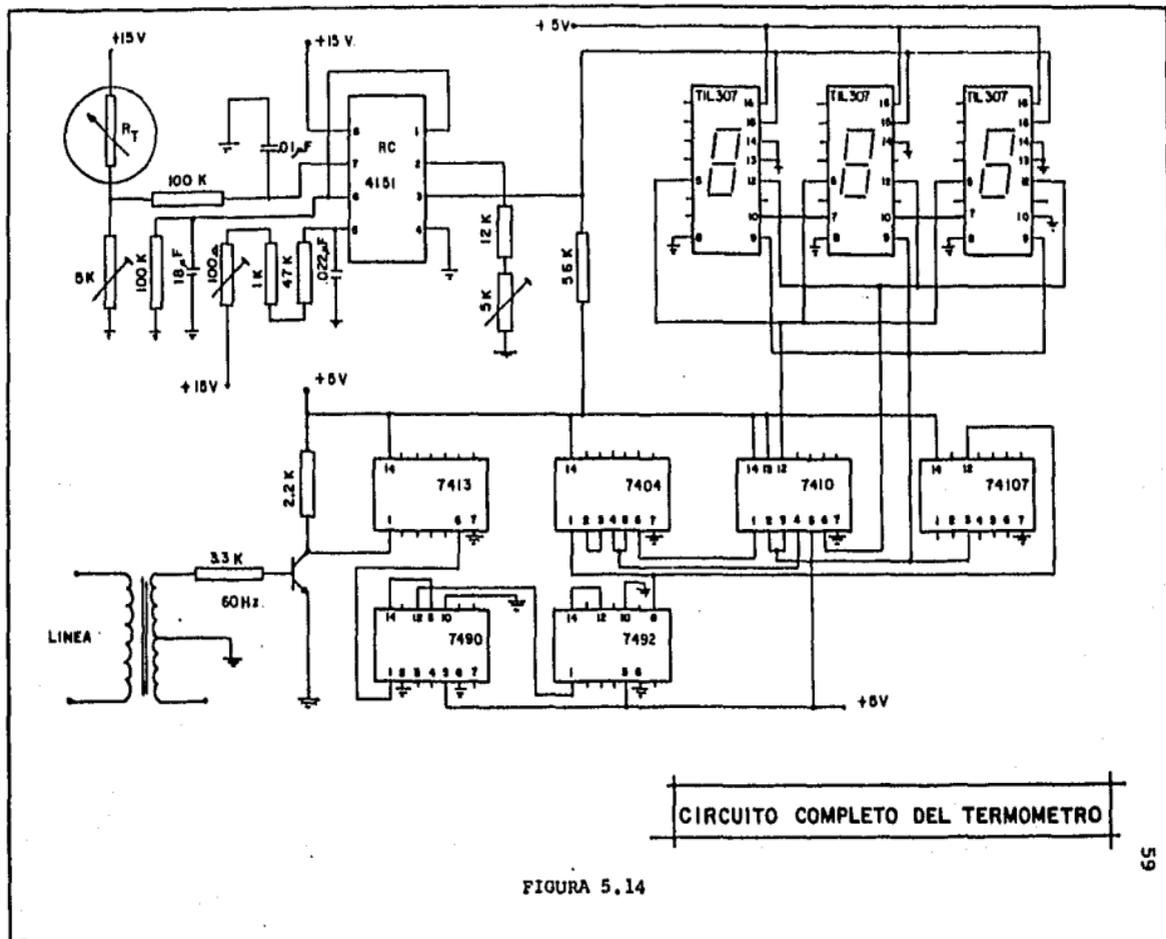
transistor trabaja en corte y saturación; por lo tanto, tenemos que en el colector tendremos como salida una señal de -- pulsos de 5 volts con frecuencia de 60 Hertz.

Esta señal pasa al circuito Schmitt Trigger (7413), - el cual funciona como acoplador así como para definir perfectamente la señal de pulsos y poder ser suministrada a los di visores de frecuencia.

La señal que proporciona el Schmitt Trigger se divide primero entre 10 con ayuda del integrado 7490 y después - entre 6 por medio del integrado 7492, con lo que al final se tendrá una señal de pulsos constante de 5 volts y 1 hertz, - que es lo que se quería obtener.

El circuito contador que se acaba de describir, es - utilizado para el conteo de las tres señales representativas de los tres parámetros a medir por el Multímetro Médico Digital. El circuito contador de la presión tiene algunas modificaciones, pero éstas serán descritas en el capítulo correspondiente.

Finalmente, a manera de resumen gráfico, se ilustra el circuito completo del termómetro por medio de la figura - 5.14.



CIRCUITO COMPLETO DEL TERMOMETRO

FIGURA 5.14

CAPITULO VI

DISEÑO DEL FRECUENCIMETRO CARDIACO

En el presente capítulo se detallan los pasos que se siguieron para implementar un contador del pulso cardíaco, y de cómo, a partir de una señal analógica, se pudo obtener -- una señal digital para ser cuantificada. En la figura 6.1 - se ilustra a bloques el frecuencímetro cardíaco:

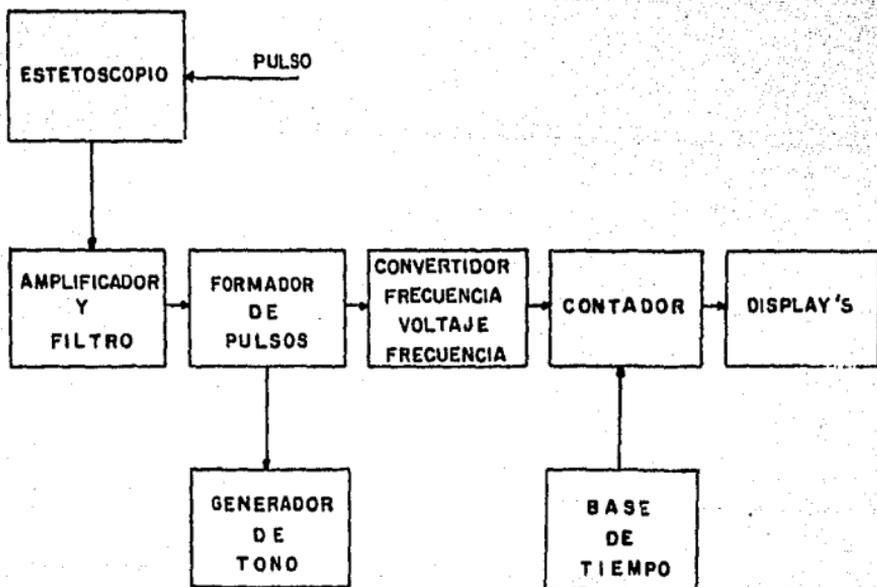


FIGURA 6.1

A continuación se describe el funcionamiento y el cálculo para cada uno de los bloques de la figura 6.1.

ESTETOSCOPIO

El estetoscopio es una cápsula resonante, la cual está provista de una membrana mediante la cual son captados los sonidos que provienen del cuerpo humano. Debido a que los sonidos que son captados por el estetoscopio son "débiles", se acopló a éste un micrófono de condensador seguido de Fet (fig. 6.2).

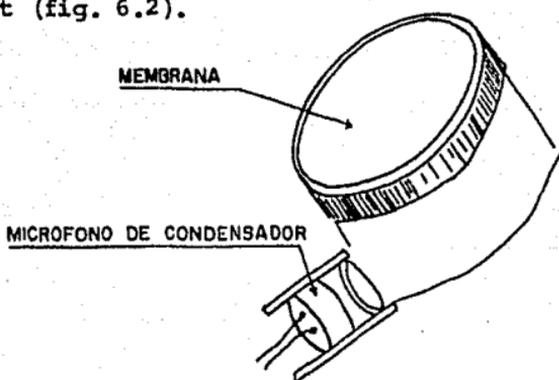


FIGURA 6.2

El micrófono de condensador utilizado es del tipo que se emplea en radiograbadoras portátiles; los motivos de la elección fueron los siguientes: alta ganancia de voltaje; alta sensibilidad y dimensiones pequeñas.

El funcionamiento del micrófono de condensador es el

siguiente: está constituido por dos placas que al estar a diferentes potenciales forman un capacitor. Una de las placas es fija, mientras que la otra es móvil y se desplaza con las ondas de presión producidas al emitirse un sonido; de esta forma, los sonidos o cambios de presión son transducidos a variaciones de voltaje.

Las variaciones de voltaje del micrófono son amplificadas por un transistor de efecto de campo, Fet. Tanto el condensador variable como el Fet están integrados en una misma cápsula (fig. 6.3). El Fet en este caso funciona como un amplificador de voltaje controlado por condensador. El voltaje V_{DD} del Fet es de 15 v y se hace pasar a través de un divisor de voltaje para alimentar la terminal "D" del Fet. La señal de salida es tomada del divisor de voltaje, pues de esta manera se atenúan algunos de los ruidos captados por el micrófono; esto no afecta a la señal de salida, pues ésta es de variaciones de voltaje en relación con V_{DD} .

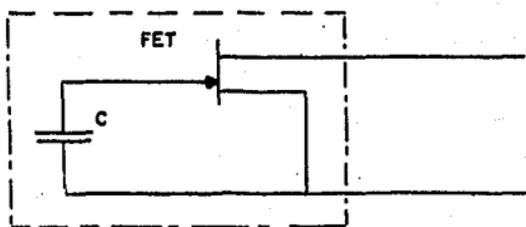


FIGURA 6.3

El estetoscopio con el micrófono acoplado está destinado para ser colocado en la arteria antecubital cuando se tome el pulso o frecuencia cardíaca. De las pruebas hechas al acoplamiento estetoscopio/micrófono de condensador, se obtuvo que la señal mínima de trabajo es de 5 mV de amplitud - (fig. 6.4).

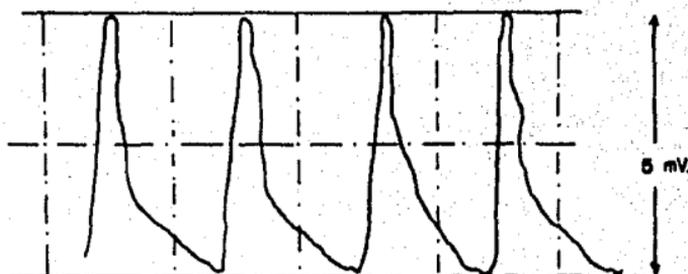


FIGURA 6.4

AMPLIFICADOR Y FILTRO

La señal obtenida se amplifica mediante dos amplificadores operacionales en cascada; el primero de ellos, además de amplificar, cuenta con un filtro pasa bajas K constante debido a que las frecuencias de trabajo se encuentran en un rango de los 60 P/min a 180 P/min.

En la figura 6.5 se muestra la etapa amplificadora con filtro.

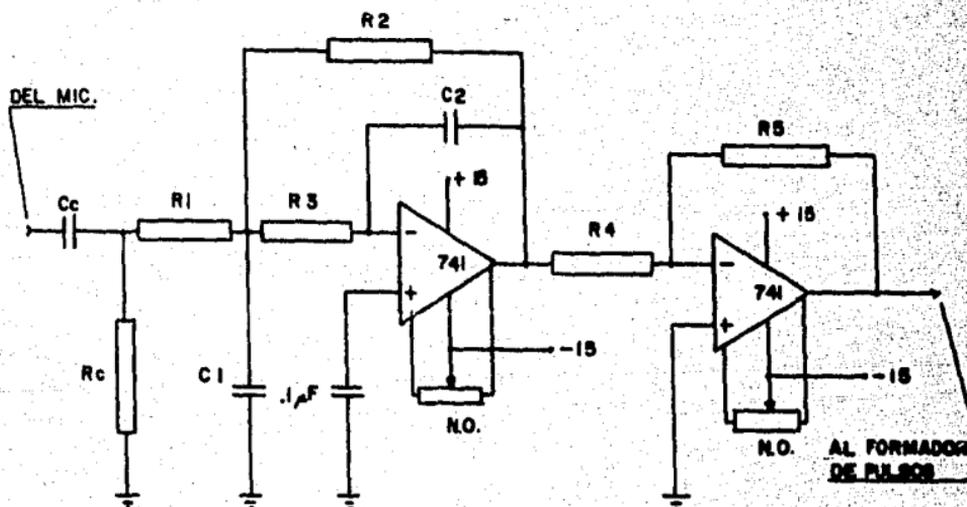


FIGURA 6.5

El acoplamiento de C_C y R_C se utiliza para eliminar la componente de C.D. y resultó, para las frecuencias de trabajo:

$$R_C = 100 \text{ K} \longrightarrow C_C = \frac{1}{2\pi f R_C} = 3.18 \mu\text{F}$$

El cálculo para la primera etapa amplificadora se efectuó a partir de las ecuaciones de un filtro pasa bajas K constante a máxima respuesta plana:

$$K = \text{CTE} = \frac{1}{4Q^2 (G_1 + 1)}$$

donde:

$Q = 0.707$ (respuesta plana -3 db)

$G_1 = \text{ganancia} = 100$

Resultando:

$$K = 4.95 \times 10^3$$

$$K = \frac{C_2}{C_1} \text{ --- seleccionando arbitrariamente } C_1 = 50 \mu\text{f}$$

$$C_2 = C_1 K = 0.24 \mu\text{f}$$

La frecuencia de corte se colocó a 3 Hz, esto, para cuando se tenga un registro máximo correspondiente a 180 pulsos/min.

$$R_2 = \frac{1}{2Q \cdot 2\pi f_c C_1 K} \approx 150 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = \frac{R_2}{G_1 + 1} = 1.485 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 = \frac{R_2}{G_1} = 1.5 \text{ K}\Omega$$

La ganancia de la segunda etapa amplificadora se escogió de 10 y a partir de ella se calcularon R_4 y R_5 :

$$\text{Si } R_5 = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = \frac{R_5}{G_2} = 10 \text{ K}\Omega$$

Resumiendo, para la etapa amplificadora:

Cuando sea detectada una señal mínima proveniente de

un paciente, se tendrá una señal a la salida de:

$$V_o = G_1 G_2 V_{en_{\min}} = 5 \text{ volts}$$

FORMADOR DE PULSOS

La salida del amplificador alimenta a un formador de pulsos (fig. 6.6).

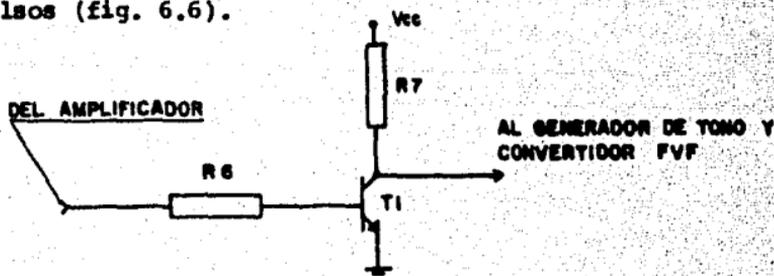


FIGURA 6.6

El formador de pulsos se implementó con un transistor BC 547 B y se diseñó para un funcionamiento en corte y saturación:

$$V_{cc} = 5 \text{ volts}$$

$$V_{ce(\text{sat})} = 0.3 \text{ volts}$$

$$V_{be(\text{sat})} = 0.7 \text{ volts}$$

$$\beta_{\min} = 20$$

$$I_{c(\text{sat})} = 1 \text{ ma.}$$

El valor de V_{CC} se estableció de 5 volts, para que cuando el transistor se encuentre en estado de corte se tenga aproximadamente el mismo voltaje a la salida, de esta forma, cuando se registre el pulso del paciente se tendrá una señal "pulsante" de 0 a 5 volts a la salida del transistor T_1 y ésta podrá ser cuantificada para obtener la frecuencia-cardíaca.

Los cálculos para el formador de pulsos son los siguientes:

$$R_7 = \frac{V_{CC} - V_{ce(sat)}}{I_c(sat)} = 4.7 \text{ K}\Omega$$

$$I_b(sat) = \frac{I_c(sat)}{\beta_{min}} = 0.05 \text{ ma}$$

$$R_6 = \frac{V_{en(min)} - V_{be(sat)}}{I_b(sat)} = 86 \text{ K}\Omega$$

El voltaje de entrada V_{en} es el mínimo posible que se tendrá a la salida del amplificador y es de 5 volts.

La salida del generador de pulsos activará dos circuitos: un generador de tono y un convertidor frecuencia-voltaje-frecuencia.

GENERADOR DE TONO

El generador de tono es del tipo multivibrador astable y está controlado por un transistor que lo activa cuando existe señal de registro y lo desactiva en ausencia de ella- (fig. 6.7).

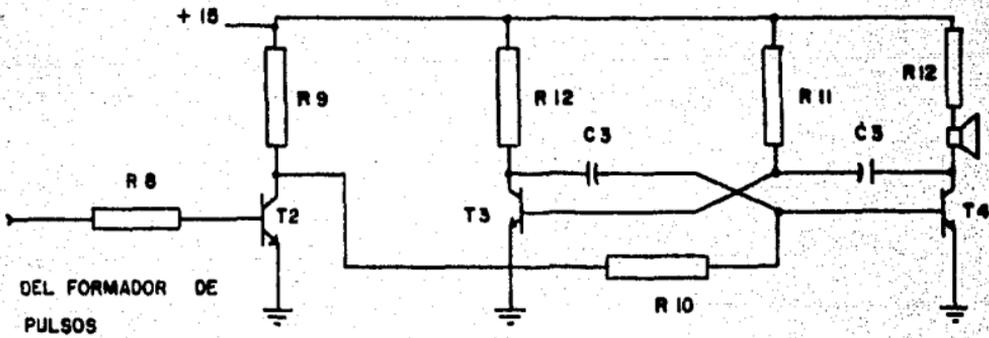


FIGURA 6.7

Los cálculos del generador de tono fueron:

$$I_C = 60 \text{ ma}$$

$$V_{CC} = 15 \text{ volts}$$

$$V_{ce(sat)} = 1.2 \text{ volts}$$

$$\beta_{\min} = 20$$

T_3 y T_4 = transistores de silicio 2A3724

De donde:

$$R_{12} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{I_C(sat)} = 230 \Omega$$

$$I_{b \text{ mfn}} = \frac{I_C(sat)}{\beta_{min}} = 3 \text{ ma}$$

$$R_{11} = \frac{V_{en} - V_{be(sat)}}{I_b(sat)} = 4.7 \text{ K}\Omega$$

En el colector de T_4 se conectó una bocina de 8Ω en serie con la resistencia R_{12} a través de la cual se deja escuchar un tono por pulso registrado.

La frecuencia del multivibrador astable está determinada por la relación $f = 1/1.6 R_{11} C_3$. Los capacitores C_3 se escogieron de acuerdo a pruebas realizadas para obtener un tono agradable audible y sus valores resultaron de $0.05 \mu\text{f}$ cada uno; con ello se tuvo que la frecuencia de oscilación fue de $2,659.5 \text{ Hz}$.

El transistor T_2 funciona en forma de switch (corte y saturación). La resistencia de colector de este transistor forma parte de la resistencia de base de T_4 , de donde:

$$R_{11} = R_9 + R_{10} = 4.7 \text{ K}\Omega$$

Se escogió un valor para $R_9 = 2.2 \text{ K}\Omega$ y los cálculos para el transistor T_2 fueron:

$$V_{CC} = 15 \text{ volts}$$

$$V_{CE(sat)} = 0.3$$

$$V_{BE(sat)} = 0.7$$

$$\beta_{min} = 20$$

$$T_2 = BC547$$

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} = 6.6 \text{ ma}$$

$$I_{B(sat)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_{min}} = 0.33 \text{ ma}$$

$$\therefore R_B = \frac{V_{ent} - V_{BE(sat)}}{I_{B \text{ m\u00edn}}} = 13 \text{ K}\Omega$$

El voltaje de entrada a R_B es de 5 volts y proviene de la salida del formador de pulsos.

Con el transistor T_2 se asegura que el generador de tono s\u00f3lamente funcionar\u00e1 cuando exista un pulso y en ausencia de \u00e9ste se encontrar\u00e1 apagado.

CONVERTIDOR FRECUENCIA-VOLTAJE-FRECUENCIA

La frecuencia de la se\u00f1al de salida que nos proporciona el circuito formador de pulsos, debe ser cuantificada,

pues ésta es la manifestación explícita del pulso de una persona. Sin embargo, esta frecuencia es muy baja. Va de los 60 a los 180 ciclos por minuto que equivalen al rango de 1 a 3 Hertz.

Como se explicó en el capítulo V en lo referente al contador, éste cuenta con una base de tiempo de 0.5 Hertz -- con el fin de que aparezca en los displays precisamente la frecuencia en hertz de la señal de entrada. Por esta razón, si entrara la señal del pulso directamente sin modificaciones, tendríamos en los displays un rango de lecturas de uno a tres, que no es irreal, pero que se sale de lo convencional, puesto que la frecuencia cardíaca se expresa normalmente en las unidades de ciclos/minuto.

Por lo tanto, para poder utilizar el mismo contador--descrito en el capítulo V, con la misma base de tiempo y lograr que en los displays aparezca directamente expresada en ciclos/minuto la frecuencia cardíaca, se vio la necesidad de implementar un circuito intermedio que nos aumentara 60 veces la frecuencia de la señal antes de enviarla al contador.

Este circuito es el denominado convertidor frecuencia-voltaje-frecuencia y se le dió este nombre, pues la operación que realiza es precisamente convertir la frecuencia -

de entrada a un voltaje proporcional a ella e inmediatamente convertir a éste en una señal cuya frecuencia es proporcional al mismo, cumpliendo con que dicha frecuencia será 60 veces mayor que la de la señal de entrada.

Para implementar este circuito, se utilizaron dos integrados RC4151 como el utilizado para el termómetro (capítulo V), con la variante de que el primero de ellos realiza la función inversa, es decir, funciona como convertidor frecuencia a voltaje. En forma de bloques, esto se puede expresar como lo indica la figura 6.8.

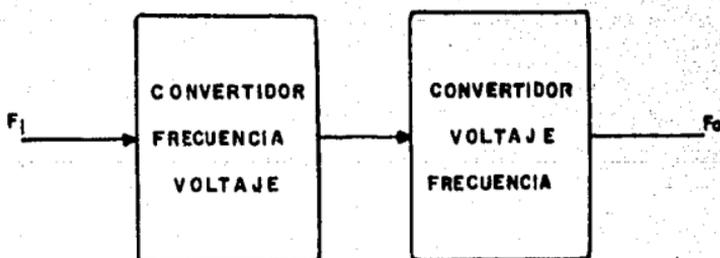


FIGURA 6.8

La configuración del primer bloque es la mostrada en la figura 6.9. Este circuito se calculó de la siguiente manera:

1. Por recomendación del fabricante, se coloca la re

sistencia $R_g = 14 \text{ K}\Omega$.

2. Tenemos una frecuencia de entrada (f_i) que va de 1 a 3 Hz, por lo tanto, sustituyendo el valor máximo en la ecuación destinada a encontrar el valor de T:

$$T = 0.75 \left(\frac{1}{f_i} \right) = \frac{0.75}{3}$$

$$T = 0.25 \text{ segs}$$

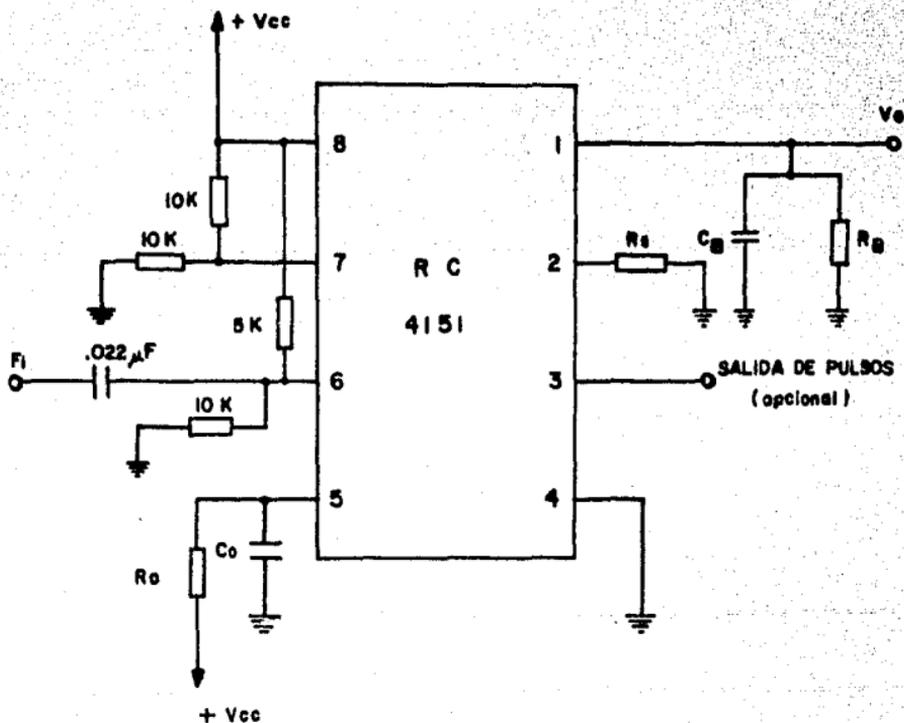


FIGURA 6.9

Con este dato y la ecuación $T = 1.1 R_0 C_0$, calculamos ahora los valores de R_0 y C_0 . Dando el valor comercial a C_0 de $22 \mu F$ y despejando R_0 , tenemos:

$$R_0 = \frac{T}{1.1 C_0} = \frac{0.25}{1.1 \times 22 \times 10^{-6}}$$

$$\therefore R_0 = 10330.58 \Omega$$

3. Para calcular el valor de R_B , se emplea la siguiente ecuación:

$$R_B = \frac{V_m}{100 \mu A}$$

donde, V_m es el voltaje de salida, cuando a la entrada tenemos la máxima frecuencia, que en nuestro caso es de 3 Hz.

Haciendo $V_m = 1$ volt y sustituyendo en la ecuación, tenemos:

$$R_B = \frac{1 \text{ volt}}{100 \mu A} = 10 \text{ k}\Omega$$

4. El tiempo de respuesta del convertidor se relaciona íntimamente con el 'ripple' que presenta el voltaje de salida. Esta relación es inversamente proporcional, por lo tanto, si se quiere tener un ripple pequeño, se debe sacrificar el tiempo de respuesta, haciéndolo lo más lento posible.

En nuestro caso, es primordial tener un ripple pequeño para tener mayor exactitud en la medida. Por lo tanto, dando al tiempo de respuesta un valor alto pero conservador, tenemos:

$$t_R = 10 \text{ segs}$$

Ahora, mediante la fórmula siguiente, calculamos el valor de C_B :

$$C_B = \frac{t_R}{R_B}$$

sustituyendo valores:

$$C_B = \frac{10}{10 \text{ K}} = 1,000 \mu\text{F}$$

Y finalmente, con la fórmula:

$$V_R = \frac{T \times 135 \mu\text{A}}{C_B}$$

podemos saber cuál es el valor del peor caso de ripple.

Sustituyendo valores:

$$V_R = \frac{0,25 \text{ seg} \times 135 \mu\text{A}}{1000 \mu\text{F}}$$

$$V_R = 0.034 \text{ volts} = 34 \text{ mV}$$

NOTA: Los valores de las resistencias y capacitores restantes, así como el voltaje de alimentación, se colocaron

de acuerdo a instrucciones del fabricante.

La configuración del segundo bloque, se muestra en -
la figura 6.10.

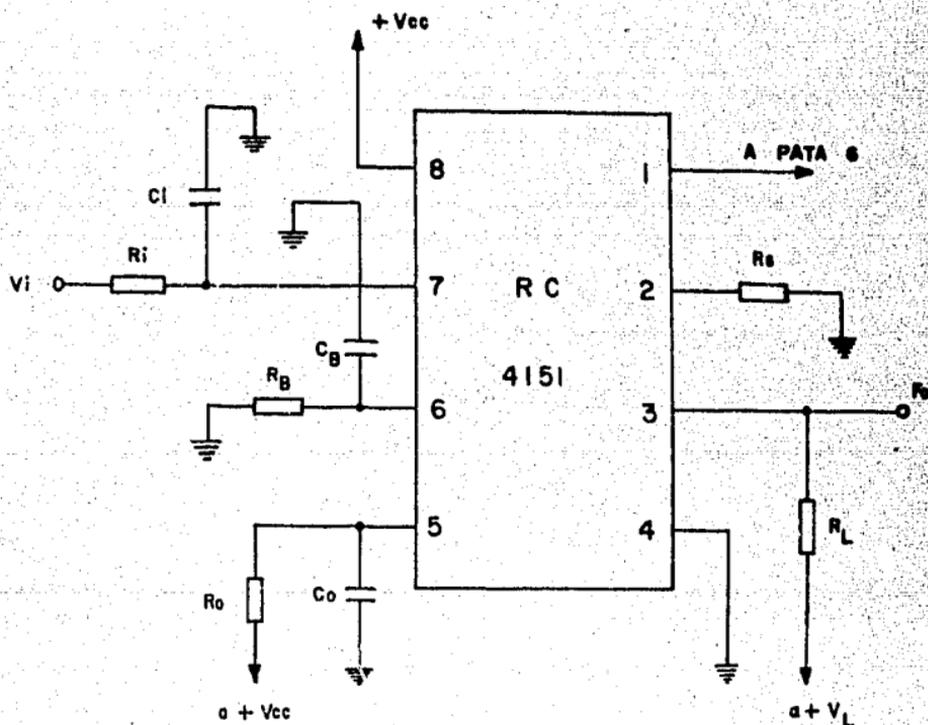


FIGURA 6.10

Los cálculos de este convertidor se desarrollaron de la misma forma como se calculó el convertidor voltaje a frecuencia utilizado en el termómetro (capítulo v); con la diferencia de que ahora se requerían los siguientes rangos:

$$0 < V_i < 1 \text{ volt}$$

$$0 < f_o < 180 \text{ hertz}$$

En base a lo anterior, se obtienen los siguientes resultados:

$$R_B = 10 \text{ K}\Omega$$

$$C_B = 56 \text{ }\mu\text{F}$$

$$R_O = 3.78 \text{ K}\Omega$$

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

de lo cual se deriva que:

$$T = 4.16 \text{ m seg}$$

$$K = 180 \frac{\text{Hz}}{\text{V}}$$

Los dos bloques que han sido descritos, se unen y forman un solo circuito convertidor, para el cual, es posible encontrar la relación que lo gobierna.

Del primer bloque sabemos que:

$$V_o = \frac{f_i}{K_1}$$

donde:

$$K_1 = \frac{0.486 R_B}{R_B R_O C_O} = 3 \frac{\text{Hz}}{\text{V}}$$

Y del segundo bloque:

$$V_i = \frac{f_o}{K_2}$$

donde:

$$K_2 = 180 \frac{\text{HZ}}{\text{V}}$$

Como el voltaje de salida del primer bloque será el que entrará al segundo bloque:

$$V_o = V_i$$

por lo tanto, igualando, tenemos:

$$\frac{f_i}{3} = \frac{f_o}{180}$$

y, despejando:

$$f_o = 60 f_i$$

Como se puede observar, la función que realiza el — circuito completo, formado por los dos bloques antes mencionados, es precisamente la que se deseaba obtener, pues se ve claramente que la frecuencia de salida es 60 veces mayor que la entrada.

El circuito completo del convertidor frecuencia-voltaje-frecuencia se muestra en la figura 6.11.

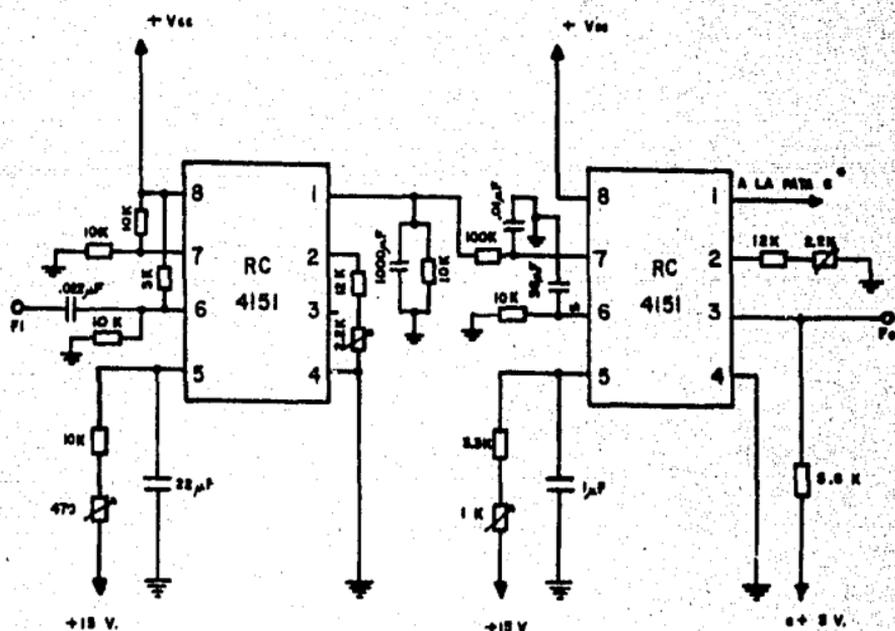


FIGURA 6.11

CONTADOR Y CIRCUITO DE SALIDA

El contador de pulsos que se utiliza para el cardiofrecuencímetro así como el circuito de salida (displays) es el mismo utilizado para el termómetro descrito en el capítulo anterior.

El circuito completo del cardiófrecuencímetro se ---
ilustra en la figura 6.12.

CAPITULO VII

DISEÑO DEL ESFIGMOMANOMETRO

Para efectuar el registro de la presión sanguínea, - se recurrió al método del esfigmomanómetro que fue mencionado anteriormente en el capítulo III, con la diferencia que, - para los fines de este trabajo, se utilizó un transductor de presión con salida de señal eléctrica, como sustituto del ma nómetro de mercurio convencional.

En la operación del esfigmomanómetro, intervienen -- circuitos que forman parte, tanto del termómetro como del -- cardiofrecuencímetro, logrando con ello una optimización de circuitos. En la figura 7.1 se ilustra a bloques el esfigmo manómetro.

A continuación se hace una descripción de cada uno - de los bloques de la figura anterior.

TRANSDUCTOR

El transductor de presión es un dispositivo que se -

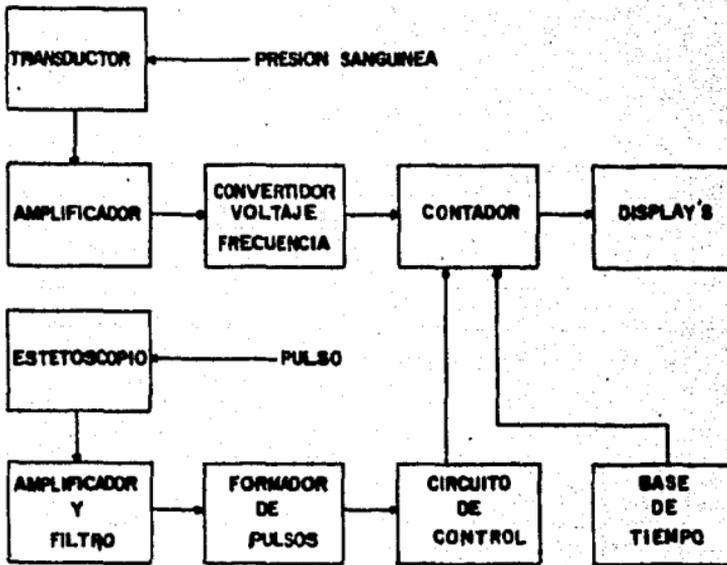


FIGURA 7.1

utiliza para poder muestrear la presión del manguito o brazal y, a partir de ella, determinar los valores máximo y mínimo de la presión sanguínea.

El transductor de presión a utilizar es un strain gauge Hewlett-Packard 1280 C, cuya forma es de diafragma, tal como se muestra en la figura 7.2. Al deformarse este transductor, varían sus características de resistencia. La disposición de las resistencias que forman el strain gauge es en forma de puente de Wheatstone, por lo que una varia---

ción del diafragma, se transduce en una variación de voltaje.

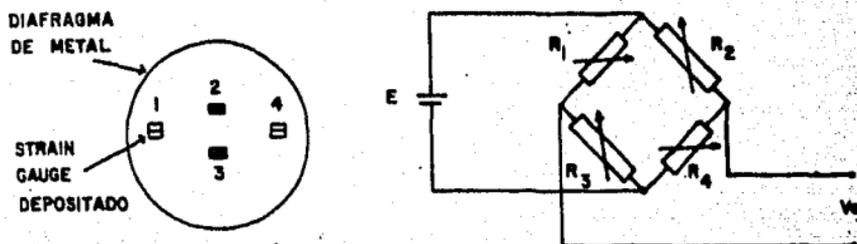


FIGURA 7.2

El strain gauge 1280 C tiene una sensibilidad de 40-V/(v) (mmHg), por lo tanto, al alimentarlo con 15 V y aplicarle una presión de 200 mmHg, se tendrá una variación de voltaje a la salida de 120 mV. Esta variación entonces, representa la máxima que se tendrá, ya que la presión ejercida sobre el diafragma no sobrepasará los 200 mmHg que es el límite del valor de la presión de trabajo. Esta variación es muy pequeña, por consiguiente, se vio la necesidad de emplear un circuito amplificador, el cual se describirá más adelante.

El dispositivo donde va montado el diafragma (fig. 7.3), está lleno de mercurio. Esto se hace para evitar que el strain gauge introduzca un error debido a la temperatura. Si llegara a utilizarse el dispositivo en casos extremos de

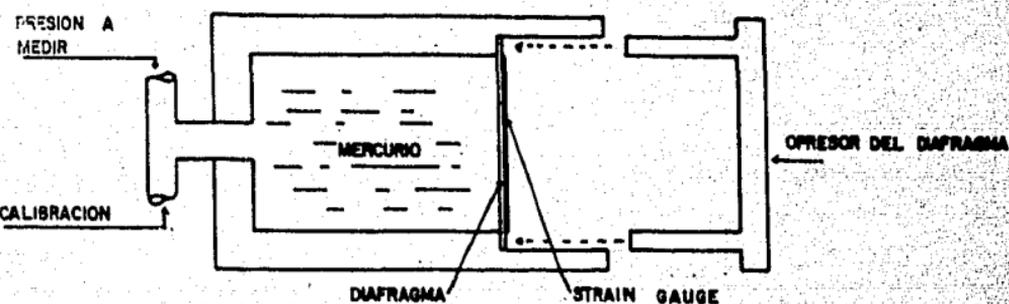


FIGURA 7.3

temperatura, el circuito puente tendría que compensarse mediante dos resistencias, tal como se muestra en la figura --

7.4

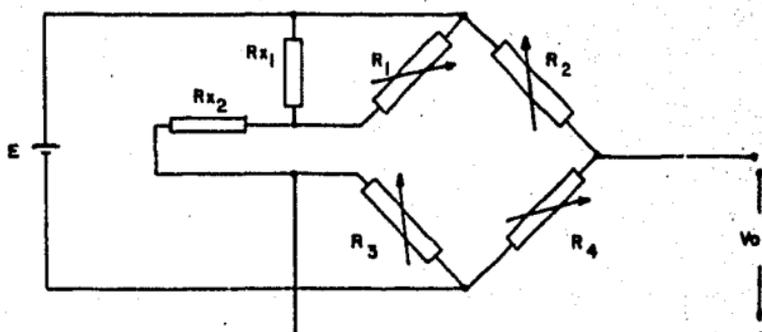


FIGURA 7.4

El error de linealidad que pudiera introducir el strain gauge es despreciable, y esto es debido a que sus dimensiones son pequeñas y que el desplazamiento de éste lo es aún más.

AMPLIFICADOR

Para amplificar la pequeña variación de voltaje que se tiene a la salida del transductor de presión, se implementó el circuito mostrado en la figura 7.5.

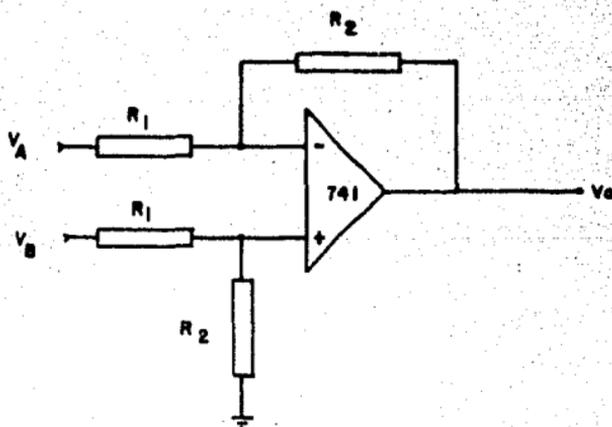


FIGURA 7.5

Como se puede apreciar, se emplea un amplificador operacional 741 en la configuración de amplificador diferencial, el cual cumple con la siguiente función:

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} (V_B - V_A) \quad (7.1)$$

Con el objeto de proporcionar un adecuado voltaje de entrada al bloque convertidor analógico-digital, se les dieron a R_1 y R_2 los siguientes valores:

$$R_1 = 1 \text{ K}$$

$$R_2 = 82 \text{ K}$$

Así, la ecuación 7.1 se convierte en:

$$V_0 = 82 (V_B - V_A)$$

Ya con esta última ecuación, podemos calcular el máximo valor de V_0 , el cual ocuparemos para el cálculo del convertidor analógico-digital:

$$V_{0\text{máx}} = 82 (0.120 \text{ volts})$$

$$V_{0\text{máx}} = 9.84 \text{ volts}$$

CONVERTIDOR VOLTAJE A FRECUENCIA

Como convertidor voltaje a frecuencia, se emplea el mismo integrado descrito en el capítulo V (RC 4151), por lo tanto, el cálculo de los valores de los elementos externos que lo conforman, se hizo siguiendo el mismo procedimiento citado en dicho capítulo.

1. Puesto que a una presión de 200 mm Hg queremos -

le corresponda una frecuencia de salida de 200 hertz para enviarla al contador, calculamos el valor de K por medio de la siguiente ecuación:

$$f_o = K V_i$$

Como el voltaje de entrada al convertidor es igual al voltaje de salida del amplificador, tenemos:

$$f_o = K V_o$$

Para el valor máximo de V_o :

$$200 = (9.84) K$$

Despejando K:

$$K = \frac{200}{9.84}$$

$$\therefore K = 20.325 \frac{\text{Hertz}}{\text{volt}}$$

2. Por recomendación del fabricante:

$$R_S = 14 \text{ K}\Omega$$

3. Puesto que el rango de voltaje de entrada es de 0 volts a 9.84 volts \approx 10 volts, obtenemos:

$$R_B = 100 \text{ K}\Omega$$

4. Por medio de la ecuación:

$$K = 0.486 \frac{R_S}{R_B R_O C_O}$$

obtenemos los valores de R_O y C_O .

Dando a C_O el valor comercial de $0.1 \mu F$ y despejando R_O , obtenemos:

$$R_O = \frac{(0.486) (14 K)}{(100 K) (20.325) (0.1 \times 10^{-6})} = 33476.01$$

$$\therefore R_O = 33476.01 \Omega$$

$$C_O = 0.1 \mu F$$

5. Con los valores de R_O y C_O ya podemos proceder a calcular el tiempo de duración del pulso en estado bajo (T) y la máxima frecuencia de salida (f_O). Con ayuda de las fórmulas proporcionadas por el fabricante, tenemos:

$$T = 1.1 R_O C_O = (1.1) (33476.01) (0.1 \times 10^{-6})$$

$$\therefore T = 3.68 \text{ m seg}$$

Entonces:

$$f_O = \frac{0.75}{T} = \frac{0.75}{3.68 \times 10^{-3}}$$

$$\therefore f_O = 203.8 \text{ Hertz}$$

6. Finalmente, encontramos el valor de C_B :

$$C_B = \frac{10^{-2}}{f_O} = \frac{10^{-2}}{203.8} = 49.1 \times 10^{-6}$$

que al darle un valor comercial cercano y mayor:

$$C_B = 56 \mu F$$

De acuerdo a los valores obtenidos, el convertidor - voltaje a frecuencia quedó implementado como a continuación - se indica en la figura 7.6:

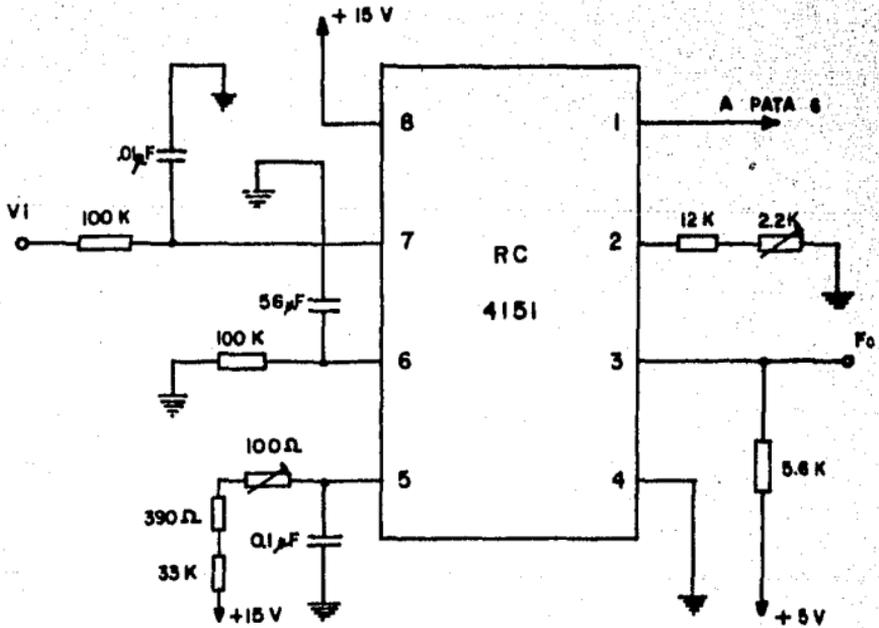


FIGURA 7.6

CONTADOR

Como ya se había indicado antes, el circuito contador para el medidor de presión arterial, es el mismo que se utiliza para el termómetro y el frecuencímetro cardíaco. Sin embargo, como también se había mencionado, el contador de este capítulo presenta algunas modificaciones con respecto al utilizado para los otros dos parámetros. La razón de estas modificaciones es el hecho de que, al medir la presión, en realidad lo que se busca es obtener dos valores que representarán inequívocamente las presiones alta y baja. Estos dos valores deben, preferentemente, ser observados al mismo tiempo por la persona que efectúa la medición.

De lo anterior surgió la necesidad de la primera modificación, es decir, se requieren dos conjuntos de displays para que en uno aparezca el valor de la presión baja y en el otro el de la presión alta.

La segunda modificación necesaria, se deriva del hecho de que las dos lecturas correspondientes a las presiones alta y baja, están supeditadas exactamente, al momento de ocurrencia del primero y último de los sonidos de Korotkow, respectivamente.

Para implementar la primera modificación, se utilizan tres integrados TIL 309, los cuales son idénticos a los TIL 307 en cuanto a tamaño y forma de los displays se refiere. La diferencia entre unos y otros estriba en que los primeros no realizan la función lógica de contador, sino que sólo cuentan con los circuitos de memoria, decodificación y driver.

Como se había mencionado en el capítulo V, los TIL 307 cuentan con salidas de memoria, las cuales pueden transmitir la información de su memoria a otros displays, y esto es precisamente lo que se hace en el circuito de la figura 7.7.

Durante la operación normal, o sea, cuando el circuito de control no percibe los sonidos de Korotkow, el mismo resultado del conteo efectuado por el contador, aparecerá simultáneamente en los dos conjuntos de displays; y así operará indefinidamente mientras no ordene lo contrario el circuito de control.

El circuito de control se implementó con dos interruptores, un diodo, dos flip-flops J-K y un monostable.

Para visualizar más claramente el funcionamiento de-

este circuito, se cuenta con la figura 7.8.

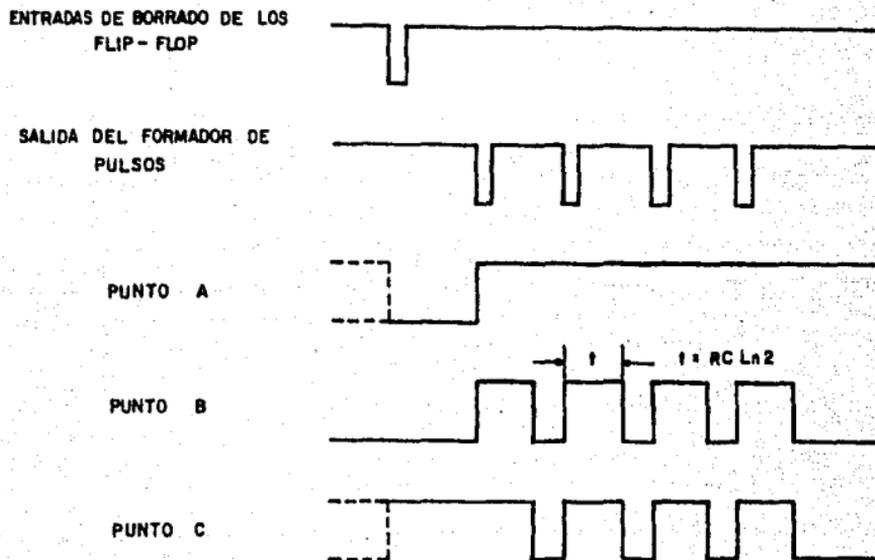


FIGURA 7.8

Como se puede apreciar, la señal que gobierna al circuito de control, es la señal pulsante proveniente del formador de pulsos, que forma parte del cardiofrecuencímetro.

Inicialmente, mediante los interruptores, se manda un cero lógico a las entradas de borrado de los flip-flops, logrando con esto que el punto A correspondiente al fijador de memoria de los TIL 309, se mantenga en estado bajo, y así estos operen normalmente.

Además, se logra que en el punto C aparezca un uno lógico, lo que hará que los TIL 307 también operen normalmente, como se describió en el capítulo V.

Al presentarse el primer sonido de Korotkow, tendremos a la entrada del circuito de control, un cero lógico momentáneo. Este cambio de nivel, causará entonces que el punto A se vaya al estado alto, permaneciendo así invariable, a menos que se activen nuevamente los interruptores mandando un cero lógico a las entradas de borrado.

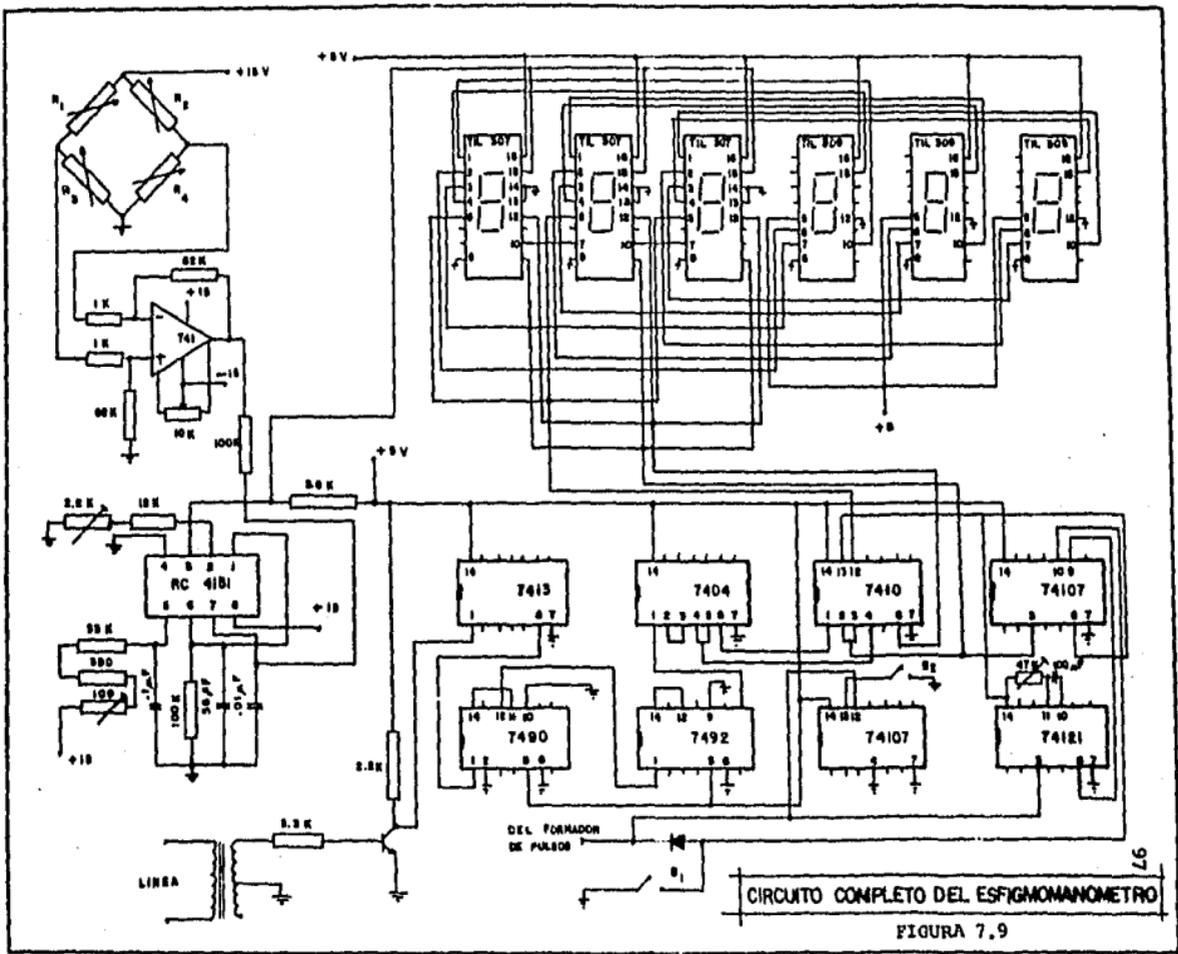
Con un uno lógico en el punto A, se fijará la memoria de los TIL 309 y el número que aparecía en los displays en el momento de producirse el primer sonido de Korotkow, -- quedará ahí fijo indicando el valor de la presión alta.

El primer pulso de entrada al control, así como los subsecuentes, también encenderán el monostable y éste a su vez, hará cambiar el punto C de 1 a cero, con lo que también se fijarán las memorias de los TIL 307.

Cada pulso, entonces, será una orden para que el contador cuantifique la frecuencia de la señal que en ese momento tiene a su entrada y en seguida la fije.

Cuando terminan los sonidos de Korotkow, ya no habrá ninguna orden de conteo; por lo tanto, quedará fijo en los displays el resultado del conteo producido por el último sonido, que será entonces el equivalente al valor de la presión baja.

En la misma forma que en los dos capítulos anteriores, a continuación se muestra finalmente el circuito completo del esfigmomanómetro por medio de la figura 7.9.



CIRCUITO COMPLETO DEL ESFIGMOMANOMETRO

FIGURA 7.9

CAPITULO VIII

FUENTE DE ALIMENTACION

Para el cálculo de la corriente total que manejará - la fuente alimentadora de voltaje de CD del presente trabajo, se procedió de la siguiente forma:

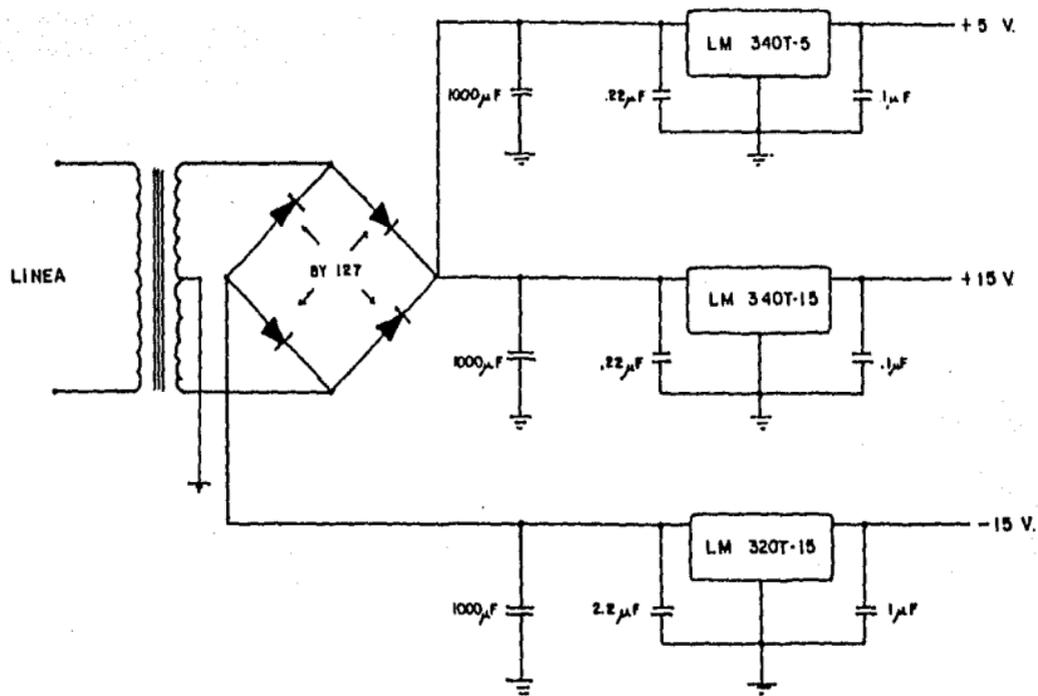
Enlistando las demandas de corriente de cada circuito para 5 V y 15 V, obtenemos la tabla siguiente:

Circuito	Consumo de corriente (mA)	
	5 V	15 V
- Termómetro:		
Termistor (divisor de voltaje)	-	1.81
Convertidor voltaje a frecuencia	1	4
- Cardiófrecuencímetro:		
Microfono y fet	-	2.27
Amplificador y filtro	-	5.6
Formador de pulsos	1	-
Generador de tono	-	70
Convertidor frecuencia-voltaje-frecuencia	1	8

(Continúa en la página siguiente)

- Esfigmomanómetro:		
Transductor de presión	-	15
Amplificador	-	1.7
Convertidor voltaje a frecuencia	1	4
- Contador:		
Formador de pulsos	2.25	-
3 Inversores (7404)	18	-
2 Compuertas Nand (7410)	9	-
1 Schmitt Trigger (7413)	20	-
1 Divisor entre diez (7490)	29	-
1 Divisor entre seis (7492)	26	-
3 Flip-flops J-K (74107)	30	-
1 Monostable (74121)	23	-
3 Displays con lógica (TIL-307)	360	-
3 Displays con lógica (TIL-309)	345	-
CONSUMO TOTAL (mA):	866.25	112.38

Por lo tanto, de acuerdo a lo anterior, nuestra corriente total es casi de 1 ampere, y en base a este valor y a los requerimientos de voltaje de los circuitos utilizados, la fuente de alimentación quedó implementada finalmente como lo muestra la figura 8.1.



FUENTE ALIMENTADORA DE C.D.

CONCLUSIONES

Del presente trabajo se concluye:

1. La factibilidad del diseño en México de un aparato médico como el que se trató en este trabajo.
2. La factibilidad de poder construir el Multímetro Médico-Digital con componentes existentes en el mercado nacional.
3. El costo de este aparato es reducido, por lo que se podría contar con él en un número grande de clínicas, aún en aquellas donde no se contara con un presupuesto desahogado.
4. Al ser un aparato de fácil funcionamiento no se necesitaría de personal especial para su manejo.

BIBLIOGRAFIA

Tremolières J.; Electrónica y Medicina; Ed. Paraninfo, Madrid 1970.

Strong Peter; Biophysical Measurements; Tektronix-1970.

E & M Instrument Co. Inc.; E & M Physiograph Instrumentation for Research and Education; E & M, -- Houston, Texas.

Maxfield Moraff; Electronics for Neurobiologist.

National Semiconductor Co.; Pressure Transducer -- Handbook.

National Semiconductor Co.; Audio Handbook; Germany 1976.

Texas Instruments; Manual de Semiconductores de Silicio; 2a. edición técnica.

National Semiconductor Co.; Linear Data Book, Junio 1976.

The Engineering Staff of Texas Instruments Incorporated Semiconductor Group; The TTL Data Book for Design Engineers; Second edition.

The Engineering Staff of Texas Instruments Incorporated Semiconductor Group; The Optoelectronics - Data Book for Design Engineers; fourth edition.