

**Universidad Nacional de Ingeniería**

Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica



**Diseño y Construcción de un Detector de  
Arritmia Cardíaca Y un Medidor Digital  
de Pulsaciones**

**T E S I S**

Para Optar el Título Profesional de

**INGENIERO ELECTRONICO**

**EDUARDO JESUS ESQUIVEL ZENTENO**

**Promoción 1982-I**

**Lima - Perú**

**1984**

## TABLA DE CONTENIDOS

INTRODUCCION	1
TERMINOLOGIA MEDICA	4
DIAGRAMA DE BLOQUES DEL EQUIPO	9
CAPITULO I PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL	13
1.1. Circuito 1 Filtro Pasabanda	13
1.1.1. Procedimiento de Diseño	14
1.1.2. Cálculo de Condensadores C101 C102	16
1.1.3. Cálculo de Resistencias	16
1.1.4. Respuesta en Frecuencia del Filtro Pasabanda	18
1.2. Circuito 2 Rectificador y Filtro Pasabajo	20
1.2.1. Procedimiento de Diseño	20
1.2.2. Análisis para entrada positiva	21
1.2.3. Entrada Negativa	22
1.2.4. Condiciones de Ganancia	22
1.2.5. Cálculo de las Resistencias	23
1.2.6. Filtro Pasabajo	24
1.3. Circuito 3 Detector de la Onda R	26
1.3.1. Procedimiento de Diseño	26
1.3.2. Voltaje Seguidor Emisivo	28
1.3.3. Comparador A302	30
1.3.4. Derivador	31
1.4. Circuito 4 Circuitos Monostables	32
1.4.1. Pulso QRS T401	32
1.4.2. Pulso Refractario T402	35
1.4.3. Pulso Habilitador T403	37

1.5.	Circuito 5	Circuito de Espera	38
1.5.1.		Función de Transferencia	39
1.5.2.		Procedimiento de Diseño	40
1.5.2.1.		Cálculo de Resistencia y Potenciómetro	41
1.5.2.2.		Rango de Ajuste	42
1.5.3.		Sobre el Tiempo de Espera	44
1.6.	Circuito 6	Circuito de Alarma	46
1.6.1.		Cálculo del Monostable T602	47
1.6.2.		Cálculo del Oscilador T601	47
1.7.	Circuito 7	Circuito Oscilador	50
1.7.1.		Cálculo del Oscilador	50
CAPITULO II. DETECCION DE ARRITMIAS CARDIACAS			54
2.1.	Circuito 8	Circuito Detector de Taquicardia	54
2.1.1.		Definición de Parámetros y tiempos	54
2.1.2.		Funcionamiento del Circuito	56
2.1.3.		Procedimiento de Diseño	57
2.2.	Circuito 9	Circuito Detector de Bradicardia	62
2.2.1.		Definición de Parámetros y tiempos	62
2.2.2.		Funcionamiento del Circuito	64
2.2.3.		Procedimiento de Diseño	65
2.2.4.		Rango de Variación	67
2.3.	Circuito 10	Circuito Detector de Pulso Perdido	70
2.3.1.		Funcionamiento del Circuito	71
2.3.2.		Procedimiento de Diseño	72

CAPITULO III. MEDICION DIGITAL DE PULSACIONES	74
3.1. Circuito 11 Circuito Medidor de Pulsaciones	74
3.1.1. Características	74
3.1.2. Diagrama de Bloques	75
3.1.3. Multiplicador de Frecuencia	76
3.1.4. Procedimiento de Diseño del filtro Pasabajo	81
3.1.5. Procedimiento de Diseño del Vco	87
3.1.6. Circuito Oscilador Ventana de Tiempo	89
3.1.6.1. Procedimiento de Diseño	91
CAPITULO IV. CIRCUITO FUENTE DE ALIMENTACION	97
4.1. Generalidades	97
4.2. Procedimiento de Diseño	98
4.2.1. Características de los dispositivos usados	98
4.2.2. Regulador de tensión	100
4.3. Disipadores de Calor	101
4.3.1. Cálculos	103
CAPITULO V. ( ADICIONAL ) PREAMPLIFICADOR ECG	106
5.1. Generalidades	106
5.2. Electrodo	107
5.3. Pre-amplificador	108
5.3.1. Función de transferencia del circuito	110
5.3.2. Función de transferencia de los circuitos Amplificadores A1304 y A1305	114
5.3.3. Filtro TWIN - T NOTCH	115
5.3.4. Resultados Experimentales	117

APENDICE

119

CONCLUSIONES

BIBLIOGRAFIA

## INDICE DE CIRCUITOS

1. Filtro Pasabanda	14
2. Rectificador y filtro Pasabajo	20
2.1. Circuito Para $V_i > 0$	21
2.2. Circuito Para $V_i < 0$	22
3. Detector Onda R.	26
4. Monostables	36
4.1. Monostable QRS	33
5. Circuito de Espera	38
6. Circuito de Alarma	47
7. Oscilador	50
8. Detector de Taquicardia	55
9. Detector de Bradicardia	63
10. Detector de Pulso Perdido	71
11. Medidor Digital de Pulsaciones	96
11.1. Multiplicador de frecuencia	83
11.2. Filtro Pasabajo	84
11.3. Oscilador Ventana de Tiempo	90
12. Fuente de Alimentación.	98
12.1. Regulador	100
12.2. Circuito Térmico	102
12.3. Circuito Térmico equivalente	102
13. Pre Amplificador ECG	118
13.1. Amplificador Diferencial	110
13.2. Amplificador y Filtro	111
13.3. Amplificador No Inversor	114
13.4. Filtro Notch.	116

## R E S U M E N

TITULO : DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN DETECTOR DE ARRITMIA CARDIACA Y UN MEDIDOR DIGITAL DE PULSACIONES.

AUTOR : EDUARDO JESUS ESQUIVEL ZENTENO.

GRADO A OPTAR : INGENIERO ELECTRONICO.

FACULTAD : ELECTRICIDAD Y ELECTRONICA.

UNIVERSIDAD : UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA.

CIUDAD : LIMA.

ANO : 1984.

El presente trabajo describe un Detector de Arritmia Cardíaca y un Medidor Digital de Pulsaciones, que con la previa adición de un circuito amplificador de aislamiento permite contar con un equipo que detecta las principales arritmias cardíacas a la vez que indica el número de pulsaciones por minuto en un display de tres dígitos, el equipo puede trabajar indistintamente con la tensión de la red comercial o con baterías ya que su consumo de potencia es pequeño.

El Equipo está diseñado para tratamientos de pacientes con deficiencias cardíacas y también, para vigilancia post-operatoria en salas de cuidados intensivos por lo tanto es factible que pueda ser adicionado a un Monitor Electrocardiográfico.

Para fines prácticos de medida y experimentación se ha construido adicionalmente un circuito simulador de señales del corazón, este cir--

cuito nos genera una señal similar a la del corazón con un nivel de 1 voltio a la salida y con un ajuste para obtener frecuencia variable, - esta señal es la que se ha utilizado como señal de entrada del equipo en mención.

En la primera parte se trabaja en el circuito que procesa la señal, lo que nos indica un paro cardíaco, se realiza el diseño teórico, y al realizar la implementación del circuito se muestra los resultados prácticos.

Como segunda parte se realiza el diseño de los circuitos que nos detectan las tres principales arritmias cardíacas, es decir taquicardia, bradicardia, salto de pulsaciones o pulso perdido.

En la tercera parte se trabaja en el circuito medidor digital de -- pulsaciones y su implementación, su correspondiente ajuste tomando como equipo patrón y referencia un Generador de Funciones.

Como cuarta parte se realizan los cálculos y diseños respectivos de la fuente de alimentación del equipo.

Se finaliza el estudio con las conclusiones y la amplia perspectiva que significa el trabajar en Electrónica Médica en nuestro País.



## INTRODUCCION

Una de las principales causas de muertes en el mundo son las enfermedades cardíacas, médicos e investigadores gastan considerables esfuerzos tratando de comprender estas enfermedades para así poder darles su adecuado tratamiento y siendo la electrocardiografía una de las principales herramientas de que se valen los médicos para el diagnóstico es que se toma este tema con la finalidad de diseñar y construir circuitos electrónicos que puedan ser adaptados a un monitor electrocardiográfico y permitan detectar y dar aviso a las tres principales arritmias que ocurren a los pacientes cardíacos.

Siendo también de notable ayuda el tener en forma inmediata el número de pulsaciones de un paciente es que se diseña un circuito electrónico con visualización digital que nos da una lectura en tres dígitos pudiendo ser también adaptado a un monitor electrocardiográfico.

El propósito del presente trabajo es demostrar la amplia perspectiva que significa trabajar en electrónica-médica en nuestro país, lo útil del diseño y construcción de circuitos electrónicos para su utilización en tratamientos y diagnóstico médico.

La metodología utilizada es primeramente estudiar y delimitar los parámetros de diagnóstico médico aunque el criterio para identificar -

las diferentes arritmias depende del criterio de los médicos, se ha tomado el criterio más difundido.

Se elabora un diagrama de bloques del equipo que proyecta desarrollarse indicando la función que cumple cada circuito en el equipo.

En el desarrollo del presente proyecto se trabaja con una señal de entrada de 1 voltio teniéndose en cuenta que previamente la señal, ha sido convenientemente amplificada de su nivel inicial en los electrodos que es de 1 mv.

Para la realización de prueba de funcionamiento de los diferentes circuitos previamente se ha realizado la construcción de un circuito que llamaremos simulador de señales del corazón que nos reproduce en forma aproximada una señal de un corazón humano utilizando las múltiples técnicas que nos brinda la electrónica.

Para cada circuito definimos sus parámetros y la función que se desea realice seguidamente procedemos al diseño y cálculos respectivos, a continuación se lleva a cabo la implementación del circuito y su inmediata prueba de funcionamiento, uniendo los circuitos se procedió a la prueba en conjunto sus ajustes y puesta a punto del equipo.

Con cada desarrollo teórico del circuito se adjunta su respectivo diagrama, formas de onda visualizadas en el osciloscopio y gráficas de respuesta.

Para el desarrollo y prueba del presente trabajo se utilizó el si--

guiente equipo electrónico.

- Un Osciloscopio marca Philips modelo PM 3254.
- Un Generador de funciones marca Philips modelo PM 5132.
- Dos multímetros digitales marca Philips modelo PM 2517X.

El autor expresa su profundo agradecimiento al Ingeniero José Gamero Olea por su apreciada ayuda y constante incentivo para desarrollar el presente trabajo, igualmente mi agradecimiento al Ingeniero Miguel Angel Martino por su ayuda y orientación en la realización del proyecto.

## TERMINOLOGIA MEDICA

El corazón humano normal está formado por dos cámaras de bombeo -- que reciben el nombre de ventrículo derecho y ventrículo izquierdo, - los cuales por contracción simultánea expelen la sangre a la arteria pulmonar y a la arteria aorta. La sangre a estos ventrículos desde dos cámaras de menor tamaño y de paredes delgadas llamadas aurícula - izquierda y aurícula derecha. Las aurículas se contraen en acción se parada la cuál precede a la contracción ventricular.

La contracción de las aurículas y de los ventrículos es una consecuencia de una onda de estimulación eléctrica que comienza en la aurícula derecha y se propaga hacia la aurícula izquierda. La Propagación de la estimulación eléctrica en el corazón se puede registrar externamente por medio de un electrocardiógrafo. Se obtiene asi deflexiones positivas y negativas a partir de una línea base de potencial - cero según la dirección de propagación de la estimulación.

La propagación de la estimulación en las aurículas se puede registrar en un electrocardiógrafo como una señal conocida como la onda P. Una señal más compleja y de mayor amplitud es causada por la propagación de la estimulación hacia los ventrículos lo cuál puede ser registrado externamente como el complejo QRS. El retorno de los ventrículos al estado de reposo está señalizado por una deflexión llamada on-

da T.

NOMENCLATURA DE UN ELECTROCARDIOGRAMA.

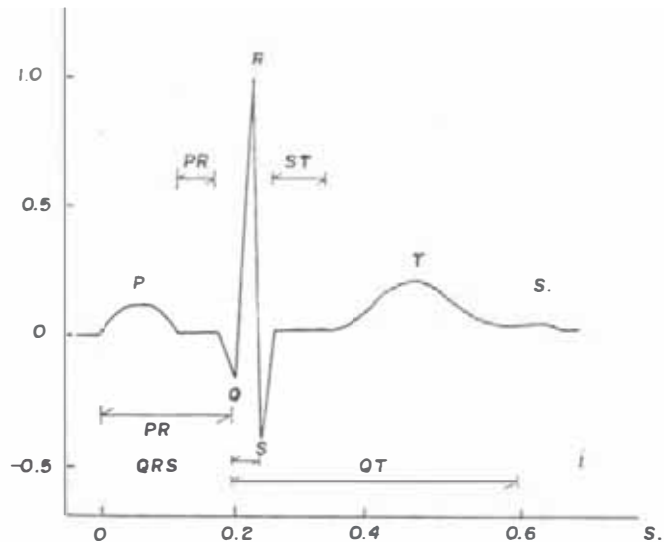


FIGURA 1

La fig. 1 muestra un registro normal de las ondas de la actividad cardíaca, las partes de trazo entre deflexiones son llamadas segmentos y el tiempo es expresado en intervalos.

- Onda P .- Se distingue como una deflexión positiva de aproximadamente 0.12 mv de amplitud, la duración normal de la onda P es de casi 0.11 seg.
- Intervalo PR .- Este intervalo es medido del comienzo de la onda P al comienzo de la llamada onda compleja QRS, - el intervalo PR es de alrededor de 0.1 a 0.20 segundos y esto es en parte dependiente del ritmo (rate) del corazón, un rate alto - del corazón está acompañado por un intervalo PR corto.

- Segmento PR .- Parte del trazo que comprende desde la terminación de la onda P y el comienzo de la onda compleja QRS, es normalmente isoeléctrico.
- Onda Compleja QRS .- Está formado por una deflexión negativa denominada onda Q que precede a la deflexión positiva llamada onda R, seguida de una segunda deflexión negativa que constituye la onda S. La amplitud medida desde la línea de deflexión cero hasta el punto máximo de la onda R es aproximadamente 1 mv. La duración normal de una QRS compleja es de 0.05 a 0.1 seg. esto depende del ritmo del corazón.
- Segmento S-T .- Comprende la parte del final de la onda compleja QRS y el comienzo de la onda T. Como regla este segmento es isoeléctrico.
- Onda T.- La onda T se eleva gradualmente de un nivel isoeléctrico a un pico cuyo valor es aproximadamente 0.2 mv.

La Onda T y el segmento precedente ST juntos son referidos como ST-T constituye la parte mas sensitiva de un electrocardiograma, cuando ocurren anomalías en el segmento ST y la onda T después de una onda compleja QRS normal son designadas como desviaciones ST-T primarias, en general tales desviaciones primarias son producidas por enfermedades al Miocardio.

- Interválo QT .- Este interválo es medido del comienzo de la compleja QRS y el final de la onda T, este intervá-

lo es dependiente del ritmo del corazón. Este intervalo se mide utilizando la fórmula de Basset.

$$Q - T \text{ (Seg)} = 0.4 \sqrt{R - R} \quad R \text{ en seg.}$$

R - R denota el tiempo en segundos entre sucesivos picos R la fórmula fué dada originalmente para corazones femeninos.

Para corazones masculinos el intervalo Q - T será ligeramente más corto.

El ciclo iniciado por la contracción auricular se repite a un frecuencia que varía entre 45 a 100 veces por minuto rango que es considerado como normal.

El ritmo anormal de funcionamiento del corazón son llamadas arritmias, el criterio para identificar los diferentes tipos de arritmia es materia del criterio de los médicos y por lo tanto no puede ser considerado como una cantidad exacta y definida por eso los umbrales de identificación de arritmias, puede ser cambiados de acuerdo al médico que analiza el ECG (Electrocardiograma). Como principales arritmias se tiene la Bradicardia, la Taquicardia, Fibrilación ventricular y Asistole y salto de pulsación o pulso perdido.

- Bradicardia .- La extrema Bradicardia es una reducción crítica de la frecuencia cardíaca. Si un intervalo de R a R es más grande que 2 segundos o sea 0.5 pulsaciones/seg. equivalente a 30 puls/min. se dará alarma. Si el promedio de 8 intervalos previos es mayor que 1.5 segundos o sea 0.66 puls/seg. ó

40 puls/min. se considera como bradicardia.

- Taquicardia .- Es una seria elevación de la frecuencia cardíaca y es detectada cuando el promedio de 8 intervalos previos (intervalos R-R) es menor de 0.5 seg. o sea 2 puls/seg. equivalente a 120 puls/min.
- Fibrilación Ventricular y Asistole .- Puede ser identificada por falta de una onda compleja QRS, por un período extendido, si no hay detección de QRS por más de 2 seg. se da alarma.
- Salto de Pulsación o Pulso Perdido .- El salto de una pulsación puede ser detectado por un intervalo R-R aproximadamente igual a dos veces el promedio del intervalo previo o más pero menor que 1.5 seg.

El presente proyecto es el de diseñar y construir un detector de arritmias cardíaca, y un medidor digital de pulsaciones, teniendo presente los criterios anteriormente expuestos.



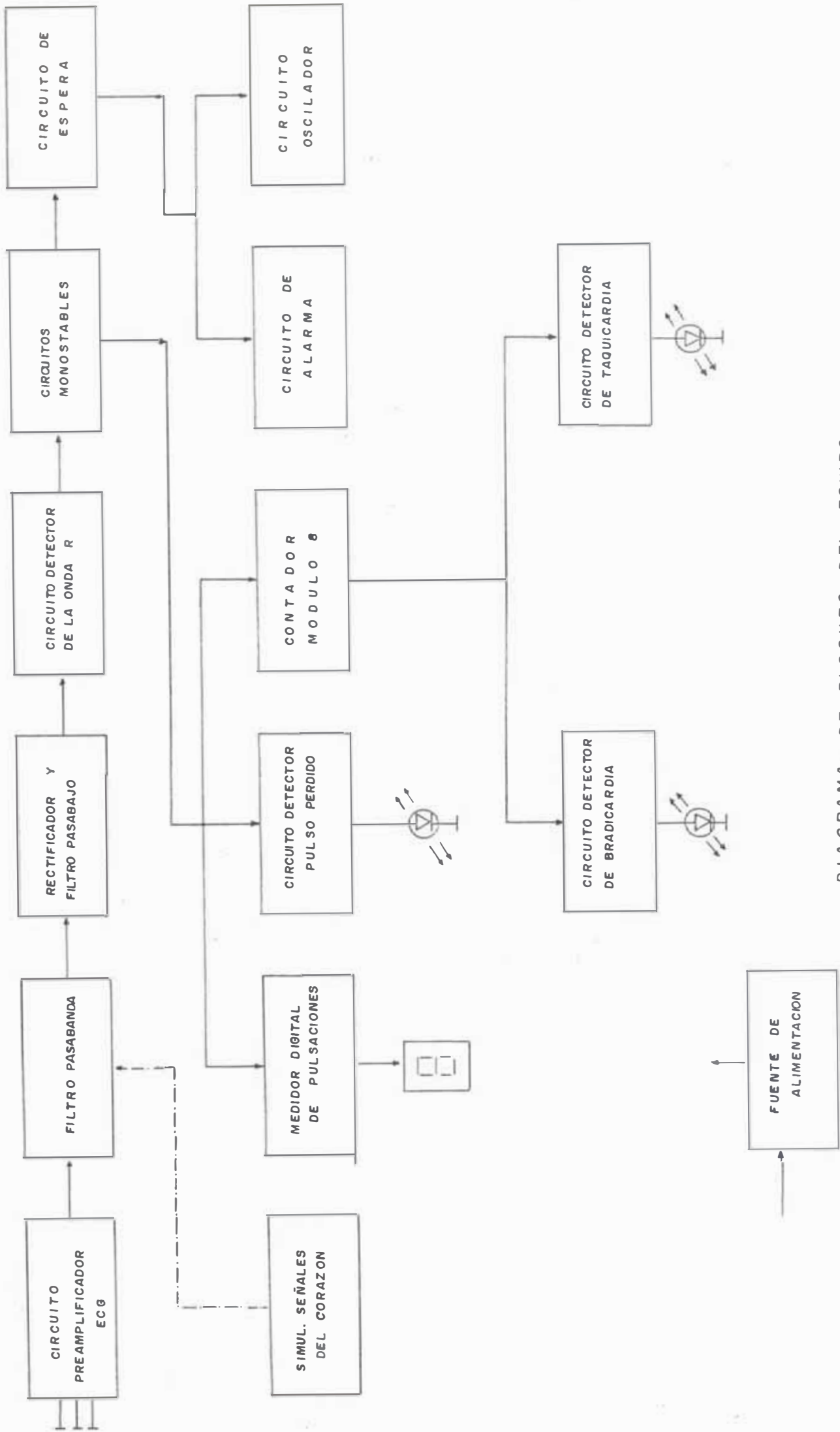


DIAGRAMA DE BLOQUES DEL EQUIPO

### DIAGRAMA DE BLOQUES DEL EQUIPO

La figura 1 muestra el diagrama de bloques detallada por circuito del equipo. La función que cumple cada bloque es la siguiente.

- Filtro Pasabanda.- Permite pasar la componente fundamental de la onda R y atenúa las ondas P y T de la actividad cardíaca, es un filtro activo.
- Rectificador y filtro Pasabajo.- Permite que las ondas R tengan la polaridad siempre positiva aún cuando la polaridad de los electrodos este invertida, el filtro pasabajo elimina picos de alta frecuencia no deseados.
- Circuito Detector de la Onda R.- Detecta la presencia de la onda R y actúa como un detector de nivel por conveniencia, consiste de un circuito Sample and hold y comparador.
- Circuitos Monostables.- Genera señales de sincronismo con la onda R y generan un pulso que es el periodo refractario que inhibe las entradas, estos monostables son non retriggerable.

Circuito de Espera.- Crea el periodo de protección a partir de la última onda R detectada dando una indicación cuando después de un tiempo prefijado no es detectada la onda R.

Circuito de Alarma.- Nos da una indicación audible, cuando no se detecta una onda R dentro de un periodo determinado consiste de un oscilador que funciona a 1.5 KHZ, también este oscilador es activado durante muy corto tiempo para dar indicación cada vez que existe una onda R.

Circuito Detector de Taquicardia.- Circuito que permite detectar cuando el corazón esta latiendo más rápido que la frecuencia normal. Esta formado por un comparador con sus señales proveniente de una referencia fija y de un generador de rampa, cuya amplitud depende de la señal compleja QRS.

Circuito Detector de Bradicardia.- Circuito que da indicación -- cuando el corazón esta funcionando más lentamente que su ritmo normal, esta formado por un generador de rampa y un comparador.

Circuito Detector de Pulso Perdido.- Da indicación visual por medio de un LED cuando de una secuencia de pulsos normales falta un pulso, el circuito está construido en base a un detector de pulso perdido, implementado con el circuito integrado 555.

Medidor Digital de Pulsaciones.- Utilizando el pulso generado -  
de la onda R, es introducido -  
en un circuito multiplicador por 60, que genera una frecuencia  
que es medida por un circuito contador que es habilitado por una  
ventana de tiempo de 1 segundo de esta forma la medida da direc-  
tamente en pulsaciones por minuto en un display de 3 digitos.

Circuito Simulador de Señales del Corazón.- Circuito que genera  
ondas similares a -  
la del corazón a una frecuencia variable, cuya salida tiene una  
amplitud de 1 voltio; circuito que ha sido utilizado para cali-  
brar y probar todo el equipo.

Fuente de Alimentación.- Circuito que proporciona la tensión de  
alimentación a los circuitos anterior-  
mente nombrados, proporciona + 12 volts. de tensión regulada --  
por circuitos integrados.

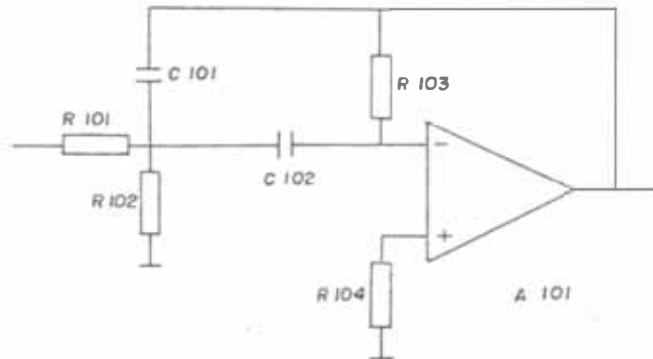
CAPITULO I  
PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL

1.1. Circuito 1 Filtro Pasabanda.- La finalidad del circuito es -  
filtrar la señal del corazón y  
dejar pasar la frecuencia fundamental de la onda R atenuando las com-  
ponentes indeseadas.

Como frecuencia central se toma  $F_0 = 25$  HZ ya que este es uno de -  
los más significativos al desarrollar en componentes de frecuencia  
(serie de Fourier) la señal del corazón.

El uso de los filtros activos esta justificado por el hecho que se  
utilizan los amplificadores operacionales ya que permite el uso de va-  
lores razonables de resistencias, su baja resistencia de salida y la  
ventaja de que el circuito puede ser sintonizado independientemente -  
de los otros circuitos de la red, con un mínimo de interacción.

La configuración de filtro pasabanda escogido es el circuito de ga-  
nancia infinita y realimentación múltiple, y es una de las configura-  
ciones más prácticas.



CIRCUITO 1

La función de transferencia del circuito es:

$$\frac{V_o(S)}{V_{in}(S)} = \frac{-S(1/R_{101} C_{101})}{S^2 + S(1/R_{103})(1/C_{102} + 1/C_{101}) + (1/R_{103} C_{102} C_{101})} (1/R_{101} + 1/R_{102})$$

La Ganancia del Circuito es A.

$$A. = \frac{1}{(R_{101}/R_{103})(1 + C_{101}/C_{102})}$$

1.1.1. Procedimiento de Diseño.- Como datos iniciales escogemos los valores como A. , Af

Ao = Ganancia

Ao = 5

Fo = Frecuencia Central

Fo = 25 HZ

Afo = Ancho de Banda

Af = 10 HZ

$Q$  = Factor de Calidad  
del circuito.

$$\omega_0 = 2 \pi f_0.$$

A partir de las ecuaciones de diseño del filtro pasabanda podemos obtener el valor de los componentes.

$$R_{101} = \frac{Q}{A \cdot \omega_0 \cdot C} \quad (3)$$

$$R_{102} = \frac{Q}{(2Q^2 - A_0)\omega_0 C}. \quad (4)$$

$$R_{103} = \frac{2Q}{\omega_0 C}.$$

El factor de calidad del circuito se puede calcular a partir de la frecuencia central y del ancho de Banda.

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad \text{Si } \begin{matrix} f_0 = 25\text{Hz} \\ \Delta f = 10\text{Hz} \end{matrix} \longrightarrow Q = 2.5$$

Con referencia a la ecuación (4) en su denominador se debe cumplir que:

$$\begin{aligned} 2Q^2 - A_0 &> 0 \\ 2Q^2 &> A_0 \end{aligned}$$

$$\begin{array}{l} \text{Si } Q = 2.5 \\ A_o = 5 \end{array} \quad 2 \cdot (2.5)^2 > 5 \quad \text{cumple}$$

1.1.2. Cálculo de Condensadores C 101 C 102.- En este procedimiento de diseño se comienza seleccionando los valores de los condensadores porque solo hay algunos valores standard de condensadores en comparación con la gran variedad de valores de resistencias.

Se escoge C101 = 0.1 uf

C102 = 0.1 uf

Condensadores no electrolíticos y de baja tolerancia.

1.1.3. Cálculo de Resistencias.- Se utilizarán resistencias de 1/4 - de vatio y 5% de tolerancia.

$$\underline{R101} = \frac{Q}{A_o W_o C} = \frac{2.5}{5 \times 2 \times 25 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 32K \quad (6)$$

R101 = 33 K Valor normalizado más próximo

$$\underline{R102} = \frac{Q}{(2Q^2 - A_o) W_o C} = \frac{2.5}{(2 \times 2.5^2 - 5) 2 \times 25 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 21.2K \quad (7)$$

R102 = 22K Valor normalizado



$$\underline{R103} = \frac{2Q}{\omega_0 C} = \frac{2 \times 2.5}{2 \times 25 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 318 \text{ K} \quad (8)$$

$$\underline{R103} = 330\text{K}$$

$$\underline{R104} = \underline{R103}$$

Se ha probado el filtro con diferentes tipos de condensadores tales como: Condensador tipo lenteja, cerámica tipo planar y cerámica de los llamados de paso, los resultados se muestran en la tabla 1 y gráfico 1.

Con una entrada de 1 voltio a la salida se tuvo la siguiente forma de onda.

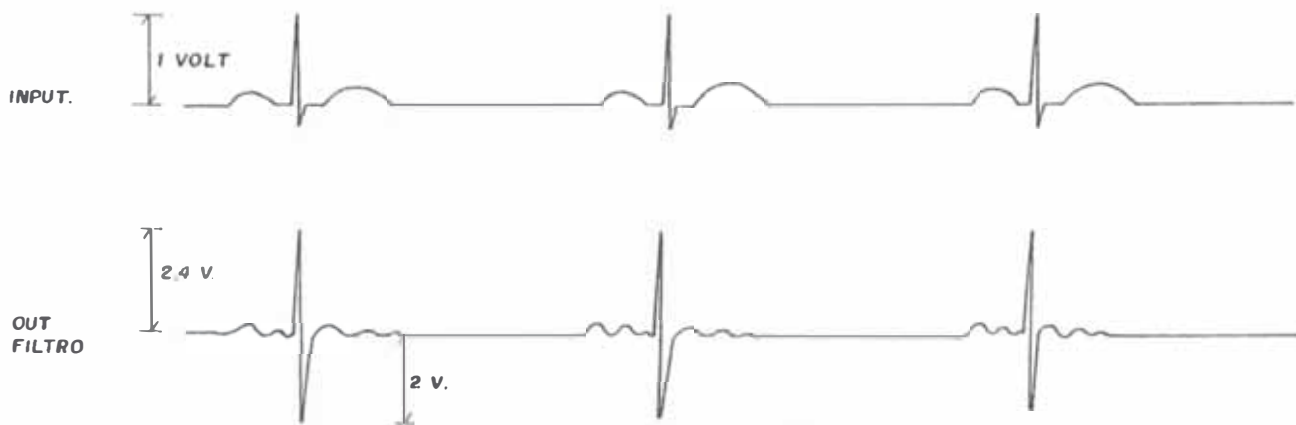


GRAFICO 2

1.1.4. Respuesta en Frecuencia del Filtro Pasabanda.-

Probado con un generador de señales

Onda : Sinusoidal

$V_{pp}$  : 1 volts.

Pruebas con diferentes tipos de Condensadores.

A Condensador tipo lenteja

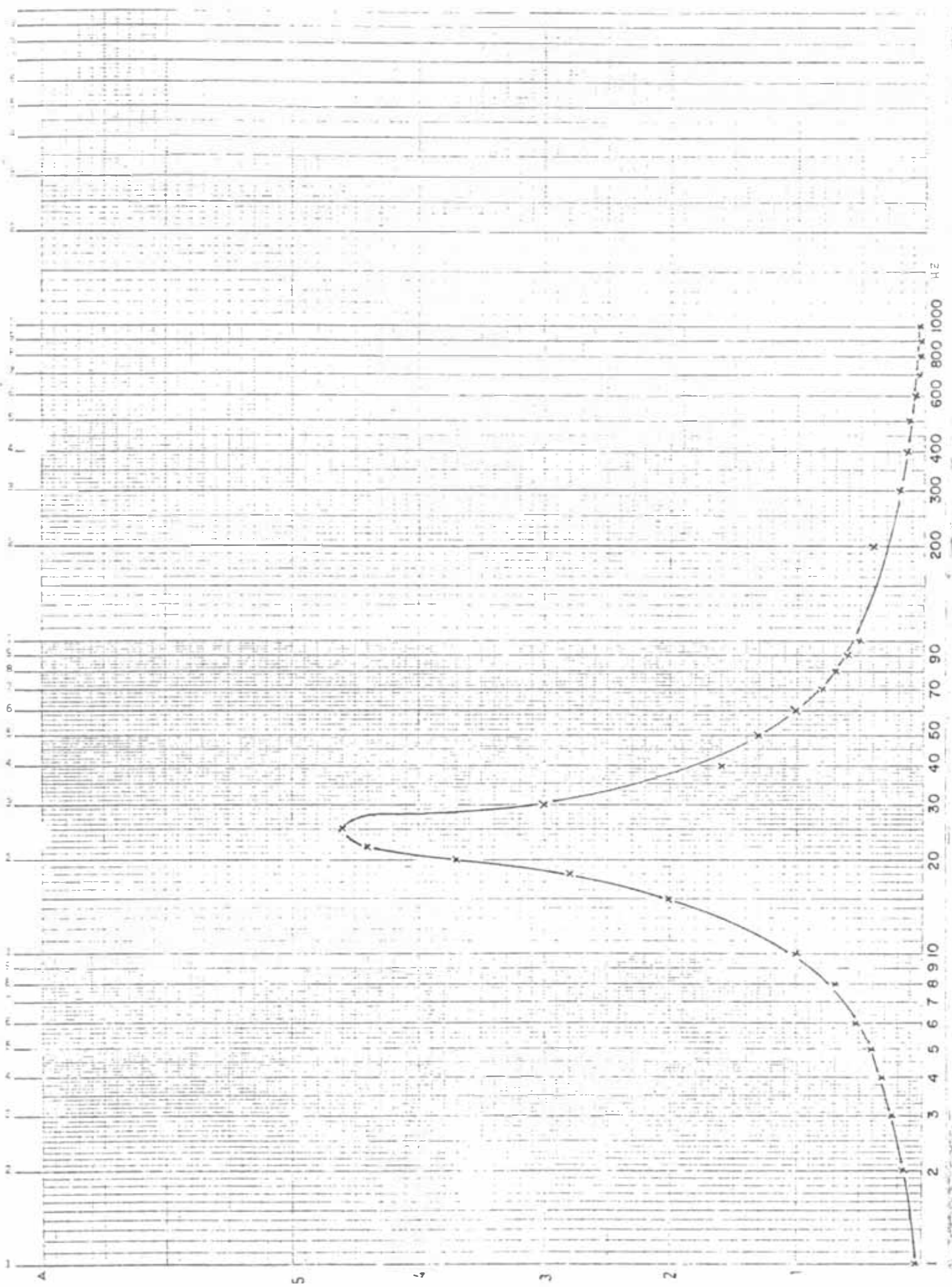
B " Cerámica Planar

C " " de paso.

Tipo de Condensador				
	Frec.	A	B	C
No.	Hertz	Vout	Vout	Vout
1	1	0.09	0.08	0.08
2	2	0.18	0.14	0.16
3	3	0.23	0.22	0.24
4	4	0.28	0.28	0.32
5	5	0.4	0.38	0.40
6	6	0.5	0.44	0.52
7	7	0.6	0.74	0.6
8	8	0.66	0.8	0.7
9	9	0.88	0.9	0.89
10	10	0.96	0.95	1
11	15	2.0	2.5	2.0
12	18	2.8	2.8	2.8
13	20	3.1	3.0	3.7
14	22	3.2	3.4	4.4
15	25	2.8	4.1	4.6
16	30	2.0	3.3	3.0
17	40	1.3	1.8	1.6
18	50	0.98	1.3	1.3
19	60	0.8	1.0	1.0
20	70	0.7	0.9	0.8
21	80	0.6	0.7	0.7

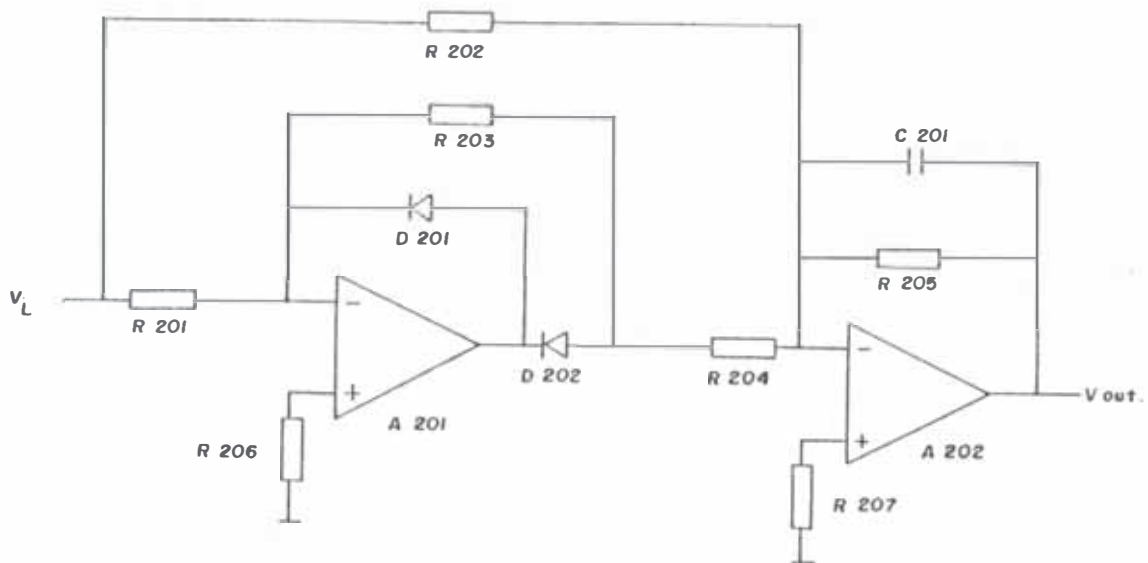
Tipo de Condensador				
No.	lertz	Vout	Vout	Vout
22	90	0.58	0.6	0.6
23	100	0.5	0.5	0.5
24	200	0.22	0.3	0.4
25	300	0.16	0.2	0.2
26	400	0.12	0.13	0.15
27	500	0.10	0.10	0.12
28	600	0.08	0.08	0.08
29	700	0.07	0.07	0.07
30	800	0.06	0.06	0.06
31	900	0.05	0.06	0.06
32	1,000	0.05	0.06	0.06

---



1.2 Circuito 2 Rectificador y Filtro Pasabajo.- Previniendo que los electrodos colocados al paciente estén invertidos se utiliza un rectificador de onda completa, o también llamado un convertidor de valor absoluto.

Es llamado rectificador de precisión también, porque actúa en forma lineal para pequeñas señales de entrada (más pequeñas que la caída en el diodo) y es como una consecuencia de la corriente de realimentación a través de los diodos; el circuito es el que se muestra a continuación:



CIRCUITO 2

1.2.1. Procedimiento de Diseño.- Inicialmente se fija una ganancia  $A_0 = 2.5$  y se asume el valor de las resistencias de la siguiente forma.

$$A_0 = 2.5$$

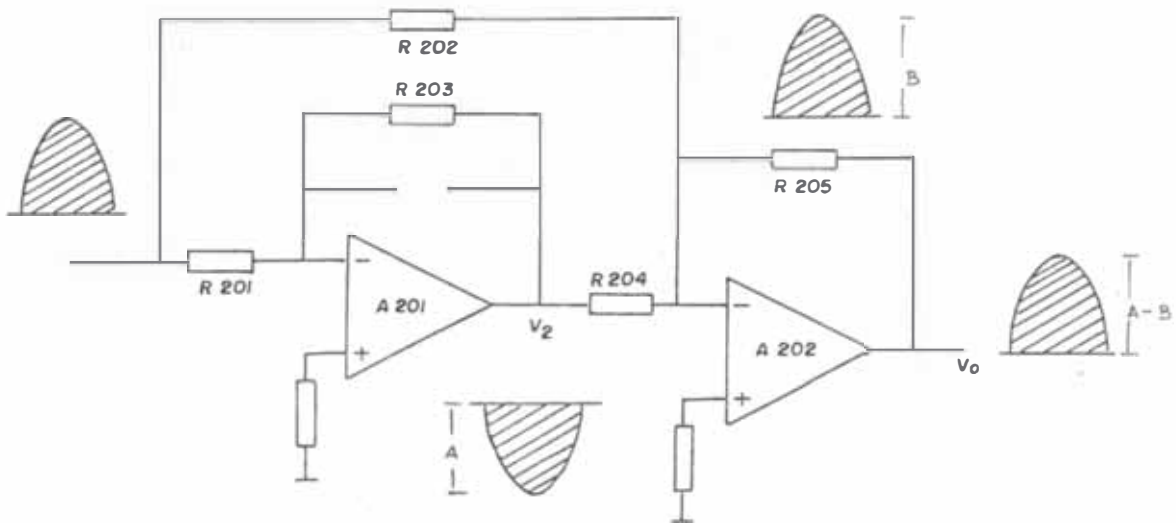
$$R201 = 10K$$

$$R203 = 10K$$

$$R204 = 10K$$

Se procede a analizar el circuito para las 2 situaciones que se -  
presentan es decir señales de entrada positiva y negativa.

1.2.2. Entrada Positiva.- Osea  $V_i > 0$  - para el caso de entrada  
positiva la configuración del circuito -  
quedará como sigue:



CIRCUITO 2.1

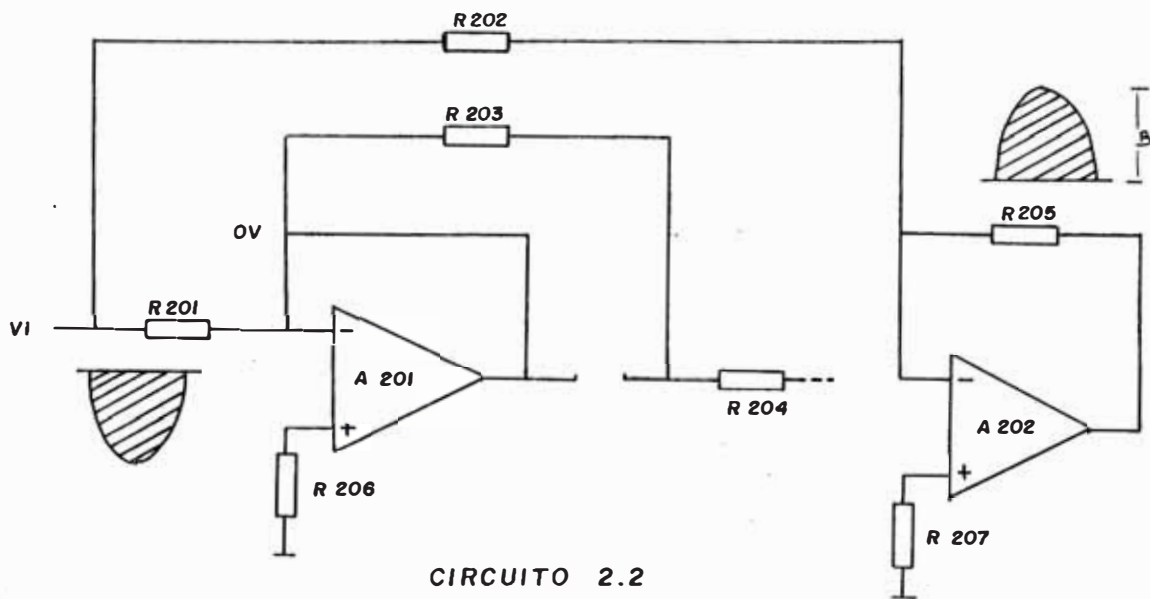
Las respectivas ganancias serían:

$$A = \frac{R205}{R204} \quad B = \frac{R205}{R202} \quad (9)$$

El diodo D201 está polarizado inversamente por consiguiente no -  
conduce, el diodo D202 conduce.

Como las resistencias R201 y R203 son iguales el primer amplificador operacional está funcionando como amplificador de ganancia unitaria y se observa que el segundo amplificador funciona como un amplificador sumador.

1.2.3. Entrada Negativa.- Osea  $V_i < 0$ , redibujando nuevamente el circuito nos da el comportamiento para el caso de la señal de entrada sea negativa.



Se observa en este caso el amplificador A201 no funciona y el amplificador funciona con una ganancia de B y como un amplificador inversor.

1.2.4. Para ambos casos anteriores es decir para entradas positivas y negativas es deseable tener la misma amplitud a la salida entonces se debe cumplir que:

$$\begin{aligned}
 \text{Para } V_i > 0 &> \text{Ganancia } A-B && A - B = B \\
 \text{Para } V_i < 0 &< \text{Ganancia } B && A = 2B \quad (10)
 \end{aligned}$$

Inicialmente la ganancia  $A_o$  se fijo en 2.5 en este caso sería --  
igual a  $A_o$ .

$$B = A_o \quad B = 2.5 \quad \longrightarrow \quad A = 2.2.5 \quad A = 5$$

De la relación (9)

$$A = \frac{R205}{R204} \quad \text{Se Conoce} \quad \frac{R204}{A} = 10K$$

$$A = 5$$

$$R205 = A \times R204$$

$$\longrightarrow \quad R205 = 50K$$

Como valor normalizado más próximo se toma:

$$R205 = 51K$$

De igual forma:

$$B = \frac{R205}{R202} \quad \text{Se Conoce} \quad R205 = 51K$$

$$B = 2.5$$

$$R202 = \frac{R205}{B}$$

$$\longrightarrow \quad R202 = 20K$$

#### 1.2.5. Cálculo de las resistencias conectadas a las entradas no inversoras de los amplificadores operacionales.

Como criterio de cálculo se acepta que las resistencias a las entradas inversora y no inversora deben ser iguales considerando las entradas y salidas conectadas a tierra.



$$R206 = R201 \ // \ R203 \quad \text{Se conoce } R201 = 10K \quad (11)$$

$$R203 = 10K$$

$$R206 = \frac{R201 \times R203}{R201 + R203}$$

$$R206 = 5K$$

$$\underline{R206} = 5.1K \quad \text{Valor normalizado más próximo}$$

De igual forma

$$R207 = R202 \ // \ R204 \ // \ R205$$

$$\frac{1}{R207} = \frac{1}{R202} + \frac{1}{R204} + \frac{1}{R205} \quad (12)$$

$$\frac{1}{R207} = \frac{1}{20K} + \frac{1}{10K} + \frac{1}{51K}$$

$$\frac{1}{R207} = 1.696 \times 10^{-4}$$

$$R207 = 5.9K$$

$$\underline{R207} = 5.6K \quad \text{Valor normalizado}$$

1.2.5. Filtro Pasabajo.- Con la colocación en paralelo de un condensador C201 a la resistencia R205 junto

con el amplificador operacional se obtiene un filtro activo pasabajo con una frecuencia de corte  $F_c$

$$F_c = \frac{1}{2 \pi C_{201} \times R_{205}} \quad (13)$$

Se conoce  $R_{205} = 51K$

Experimentalmente  $C_{201} = 0.1 \text{ uf}$

$$F_c = \frac{1}{2 \pi \times 51K \times 0.1 \times 10^{-6}}$$

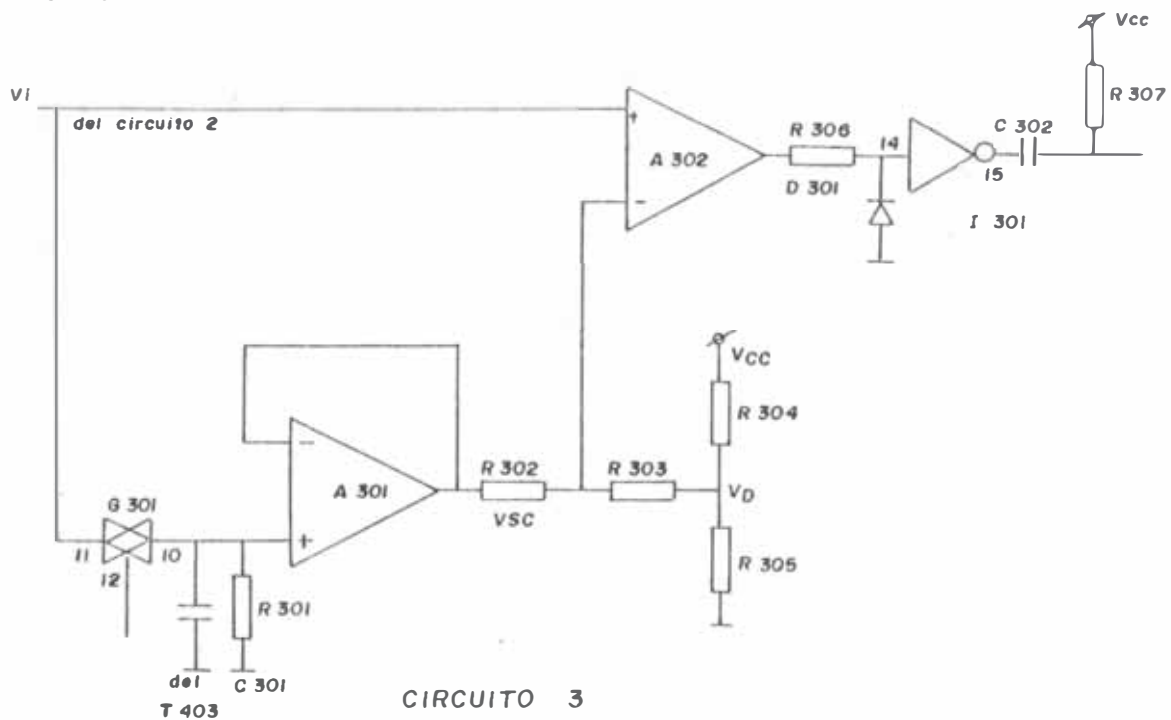
$$F_c = 31.2 \text{ HZ}$$

En mediciones experimentales se obtuvo muy poca atenuación con un condensador de  $C = 0.01 \text{ uf}$  pero afectaba el funcionamiento de la siguiente etapa que es el comparador por conveniencia.

Con la entrada de 1 voltio obtenida del simulador de señales del corazón se obtuvo a la salida del rectificador y filtro la siguiente forma de onda.

1.3. Circuito 3 Detector de la Onda R.- El circuito funciona como un circuito de detección de nivel automático es decir que provee un nivel de threshold apropiado para la onda R que se desea comparar teniendo en cuenta que existe diferentes valores de amplitud de ondas complejas QRS a lo que se suma que estas ondas vienen acompañadas de ruido e interferencias y voltajes, originados por movimientos de los músculos (también llamados artifacts).

El diagrama del circuito detector es el que se muestra a continuación.



1.3.1. Procedimiento de Diseño.- El circuito funciona como sigue:

- El nivel de comparación o threshold varía de la siguiente forma:
  - El mínimo valor de threshold excede el nivel de la onda P.
  - El circuito de sample and hold almacena la onda R anterior en paralelo al condensador de almacenamiento se tiene una resis-

tencia que permite decaiga el voltaje con una constante de tiempo  $\tau = 10$  seg. tomamos como valor asumido.

$$\text{Se sabe que } \tau = RC \longrightarrow \tau = R_{301} C_{301}$$

$$\text{Tomando } C_{301} = 2.2 \text{ uf} \longrightarrow R_{301} = \frac{10}{2.2 \text{ uf}}$$

$$= 4.5 \text{ M}$$

Valor normalizado mas cercano

$$\underline{R_{301}} = 4.7 \text{ M}$$

El condensador a utilizarse será de poliester de baja tolerancia y pocas fugas.

El valor del voltaje de referencia varía de acuerdo a la onda R - previa pero inicialmente tiene un valor determinado por un divisor de tensión cuyo valor  $V_D$  lo fijaremos en el 10% del valor de amplitud de la onda R que ingresa al comparador A302 como valor promedio de entrada es de 10 volts.

$$V_D = \frac{V_{cc} R_{305}}{R_{305} + R_{304}} \longrightarrow V_D = \frac{V_{cc} \times 10K}{100K + 10K}$$

(14)

$$V_D = \frac{12 \times 10K}{100K + 10K}$$

$$V_D = 1.09 \text{ Volts. Valor calculado}$$

$$V_D = 1.175 \text{ Volts. Valor medido experimentalmente}$$

El valor  $V_{ref}$  en si es el valor promedio del voltaje proporcionado por el divisor y el voltaje a la salida del seguidor emisor.

Por teoría de circuitos.

$$V_{ref} = \frac{\frac{V_D}{R303} + \frac{V_{sc}}{R302}}{\frac{1}{R303} + \frac{1}{R302}} = \frac{\frac{V_D}{100K} + \frac{V_{se}}{100K}}{\frac{1}{100K} + \frac{1}{100K}} = \frac{\frac{V_D + V_{se}}{100K}}{\frac{2}{100K}} \quad (15)$$

$$V_{ref} = \frac{V_D + V_{se}}{2} \longrightarrow \text{Valor promedio}$$

1.3.2. El voltaje seguidor Emisor  $V_{se}$ .- Es variable ya que depende de la morfología de la onda QRS compleja anterior además el voltaje va decayendo según la constante de tiempo  $\tau = RC$ .

Tomando como voltaje de entrada  $V_{in}$  se sabe que en promedio la siguiente onda se presenta 2 segundos después en funcionamiento normal.

Según la ecuación de descarga de un condensador.

$$V_{cond} = V_{in} e^{-t/RC} \quad R = 4.7 \text{ M} \quad (17)$$

$$RC = 10.34 \text{ seg.} \quad C = 2.2 \text{ uf}$$

Si  $T = 2 \text{ seg.}$

$$V_{\text{cond}} = V_{\text{in}} e^{-2/10.34}$$

$$V_{\text{cond}} = V_{\text{in}} \times 0.82 \longrightarrow \text{Como } V_{\text{cond}} = V_{\text{se}}$$

$$V_{\text{sc}} = 0.82 \times V_{\text{in}} \quad (18)$$

Reemplazando valores en la ecuac. (16)

$$V_{\text{ref}} = \frac{V_{\text{D}} + 0.82 V_{\text{in}}}{2} \longrightarrow \frac{1.175 + 0.82 V_{\text{in}}}{2}$$

$$V_{\text{ref}} = \frac{1.175 + 0.82 V_{\text{in}}}{2} \quad (19)$$

Como se observa en la ecuación (19) el voltaje de referencia varía de acuerdo al voltaje de entrada.

Experimentalmente se obtuvo:

$$V_{\text{in}} = 2.4 \text{ volts.}$$

$$\text{Osea que } V_{\text{ref}} = \frac{1.175 + 0.82 \times 2.4}{2}$$

$$V_{\text{ref}} = 1.57 \text{ volts.}$$

Las siguientes ondas se midieron en el osciloscopio.

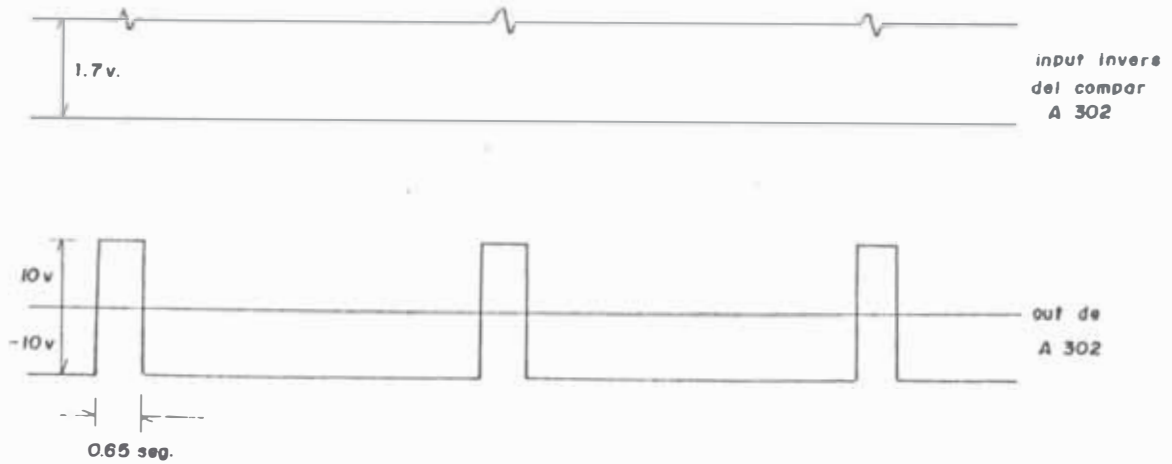


GRAFICO 4

1.3.3. Comparador A302.- Como comparador se utiliza un circuito integrado, el operacional 741.

A la salida del comparador se obtiene una onda cuadrada que oscilará entre los valores  $V^+$  y  $V^-$  de fuente es decir el operacional estará trabajando en saturación.

Como solo se desea contar con valores de 0 a  $V^+$  se coloca un diodo previamente a la salida se interpone una resistencia.

R306 La función de la resistencia es de limitar la corriente cuando el diodo está en conducción.

R306 = 10K \_\_\_\_\_ Valor asumido

$$I_{\text{diodo}} = \frac{12V}{10K}$$

$$I_{\text{diodo}} = 1.2 \text{ ma} \quad \text{Valor conveniente}$$

1.3.4. Derivador.- Teniendo en cuenta que para disparar el circuito monostable próximo se necesita un flanco de caída se pasa la onda cuadrada por un inversor, utilizando una parte de un circuito inversor el CMOS 4049.

Derivando la onda de salida del inversor se obtiene los impulsos de disparo.

Para que una red RC pueda funcionar como derivador y se obtenga los impulsos deseados se debe cumplir que:

$$\tau \ll T \quad \tau = R307 \quad C302$$

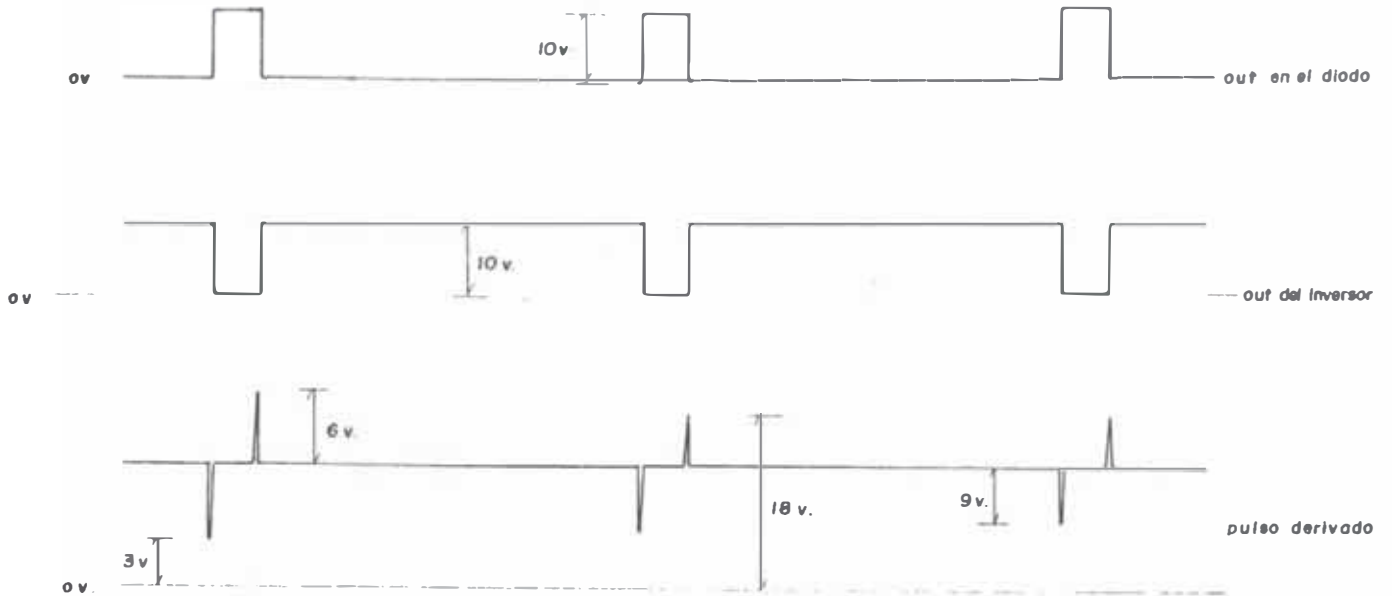
$$T = \text{Ancho de pulso salida del inversor.}$$

$$\text{Si } R307 = 24K \quad \text{y} \quad C302 = 0.001 \text{ uf}$$

$$\tau = 24 \text{ u seg.} \quad T = 0.65 \text{ seg.} \quad \text{cumple}$$

A continuación se muestra las ondas obtenidas experimentalmente.





G R A F I C O 5

1.4. Circuito 4 Circuitos Monostables.- Se les utilizarán para generar el pulso que llamaremos pulso QRS, el periodo refractario de protección y el pulso que habilita el ingreso la onda del A202 al circuito sample and hold.

Para elaborar los monostables se utilizará el versátil circuito - integrado Timer 555 el cuál es disparado por flanco negativo y tiene la gran ventaja de ser non retriggerable.

1.4.1. Pulso QRS T401.- Se desea obtener un pulso con una duración de 1 mseg., se utiliza el timer 555 porque es más recomendable como "one shot" en el rango de los microseg. en este caso la precisión de la duración no es indispensable (es decir no es un parámetro crítico); a continuación se muestra el circuito,- que se denominará T401.

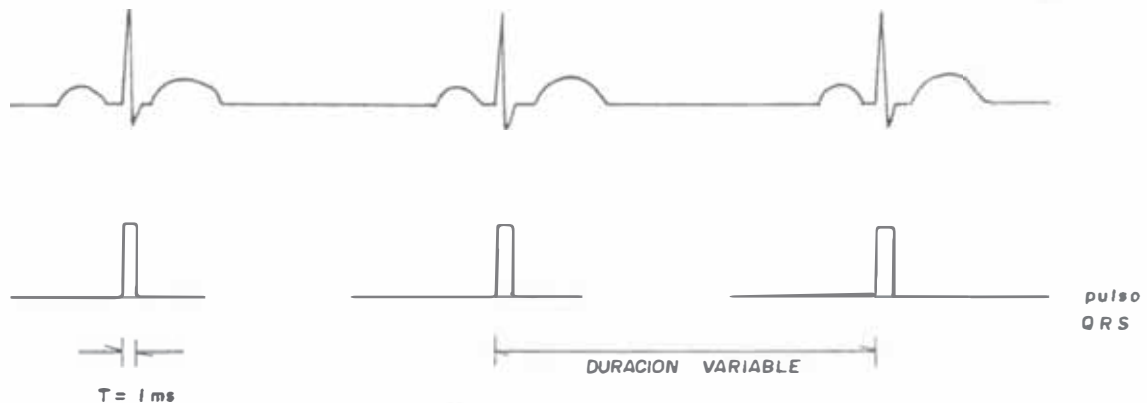
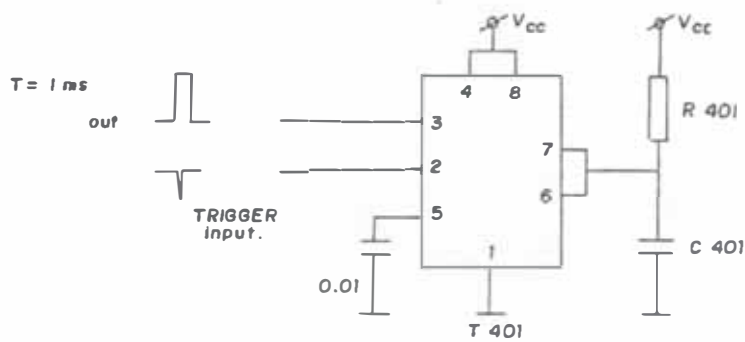


GRAFICO 6



CIRCUITO 4.1

Por teoría se sabe que la señal de disparo que se realiza por el pin 2 debe ser un pulso de bajada y su valor debe ser.

Cuando esta apagado  $V_{\text{trig}} > \frac{2}{3} V_{\text{cc}}$  debe pasar a un valor de menos  $\frac{1}{3} V_{\text{cc}}$  para que ocurra el disparo.

El pulso debe tener un ancho mayor que 100 ns pero debe ser menor que el pulso que se desea a la salida.

Como el condensador que adicionalmente se le coloca al timer carga hasta un voltaje  $\frac{2}{3} V_{\text{cc}}$  que dispara el comparador interno terminando el tiempo del pulso se tiene que: por medio de la ecuación de carga de un condensador.

$$V_{\text{cond}} = V_{\text{cc}} (1 - e^{-T/RC}) \quad (20)$$

Si 
$$V_{\text{cond}} = \frac{2V_{\text{cc}}}{3}$$

$$\frac{2}{3} V_{\text{cc}} = V_{\text{cc}} (1 - e^{-T/RC})$$

$$\frac{2}{3} = 1 - e^{-T/RC} \longrightarrow \frac{1}{3} = e^{-T/RC}$$

$$\ln \frac{1}{3} = - \frac{T}{RC} \longrightarrow - 1.1 = \frac{T}{RC}$$

Se obtiene el tiempo de duración del pulso.

$$T = 1.1 RC \quad (21)$$

Se desea  $T = 1 \text{ ms}$

Asumimos C401 = 0.1  $\mu\text{f}$  Condensador cerámica

Reemplazando

$$\text{En (21) } R401 = \frac{1 \times 10^{-3}}{1 \times 1 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 9\text{K}$$

R401 = 9.1 K Valor normalizado y de 1/4 W

C401 = 0.1  $\mu\text{f}$

1.4.2. Pulso Refractario T402.- El segundo monostable genera un pulso cuya duración será de 200 ms y este periodo se le llama refractario o de protección y su finalidad es inhabilitar durante 200 ms al circuito monostable que genera el pulso QR protegiendo de esta forma que el monostable QRS sea disparado por ruidos a la onda T.

A continuación mostramos el diagrama de tiempos.

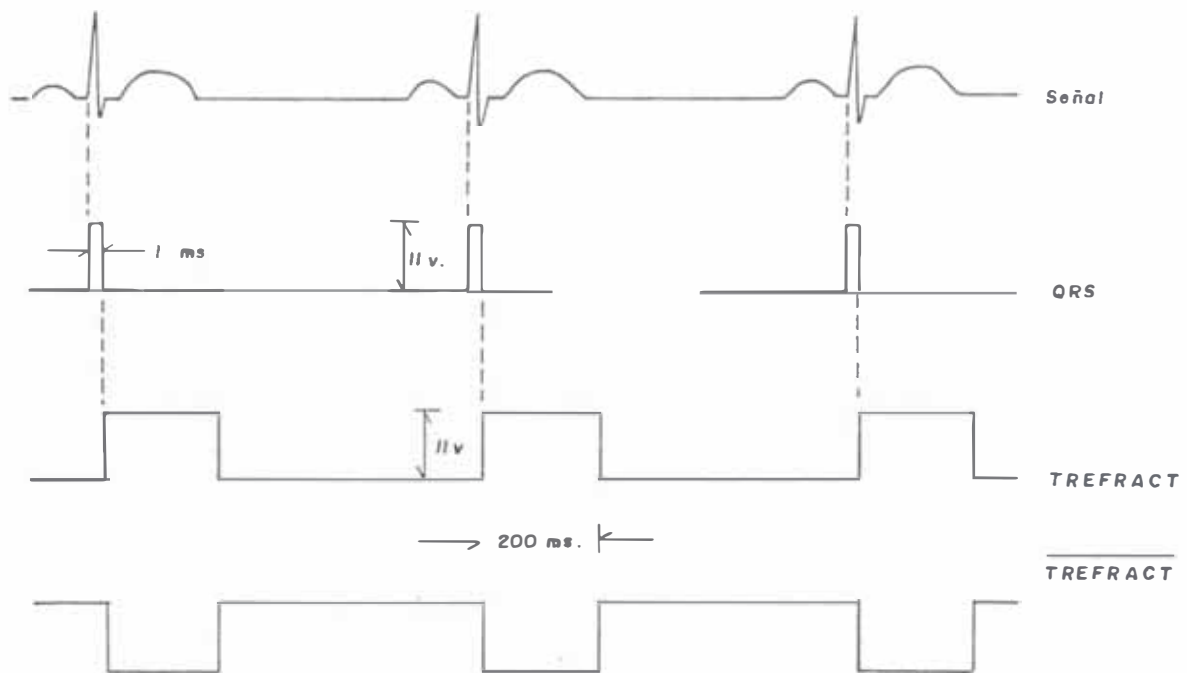


GRAFICO 7

A este segundo monostable lo dispara el monostable QRS o sea T401 pasando el pulso previamente por una red derivadora compuesto por R402 y C402 cuyos valores son:

$$\underline{R402} = 24K$$

$$\underline{C402} = 0.001 \text{ uf}$$

El periodo refractorio  $T_r$

$$T_r = 1.1 \times R_{403} \times C_{403}$$

$$T_r = 200 \text{ ms}$$

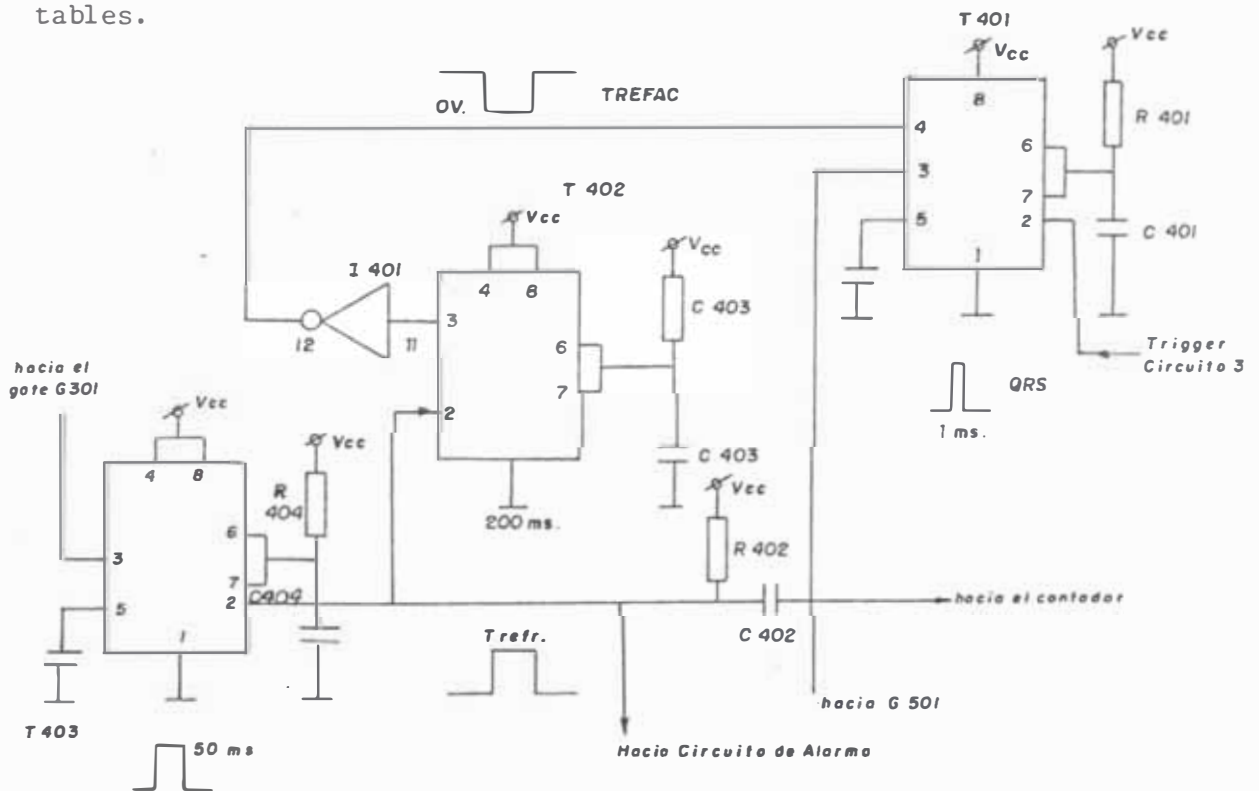
$$C_{403} = 0.1 \text{ uf} \quad \text{Valor asumido}$$

$$R_{403} = \frac{T_r}{1.1 \times 0.1 \times 10^{-6}} \quad 1.81 \text{ M}$$

$$R_{403} = 1.8 \text{ M} \quad \text{Valor normalizado}$$

$$C_{403} = 0.1 \text{ uf}$$

A continuación se muestra la conexión de los tres circuitos monostables.



CIRCUITO 4

1.4.3. Pulso Habilitador T403.- Habilita un gate de transmisión - que permite el ingreso de la onda a la salida del amplificador A202 al circuito sample and hold para - generar el nivel de comparación.

La duración de este pulso es de 50 ms suficiente como para pasar - la onda QRS y su valor Máx. Pico R.

$$\text{Pulso habilitador} \quad T_h = 1.1 R_{404} C_{404}$$

$$T_h = 50 \text{ ms}$$

$$C_{404} = 0.1 \text{ uf Valor asumido}$$

$$R_{404} = \frac{50 \text{ ms}}{1.1 \times 0.1 \times 10^{-6} \text{ uf}}$$

$$= 454.5 \text{ K}$$

$$\underline{R_{404}} = 430 \text{ K} \longrightarrow \text{Valor normalizado}$$

$$\underline{C_{404}} = 0.1 \text{ uf}$$

Experimentalmente el valor medido del ancho de pulso fué de 47 seg.

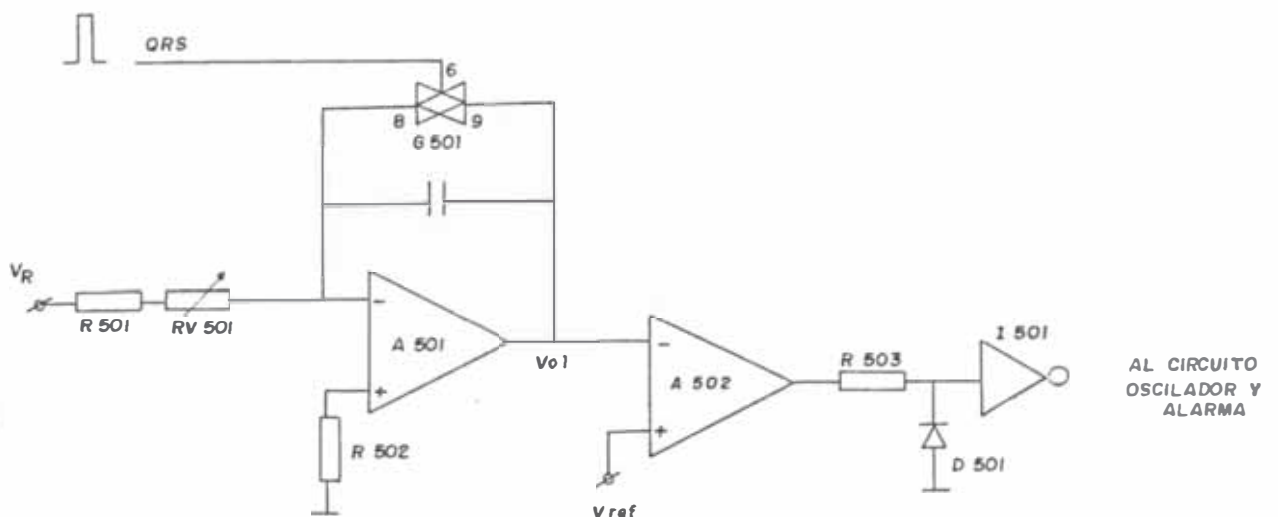
1.5. Circuito 5 Circuito de Espera.- El circuito consiste en un -  
 generador de rampa (crecimiento  
 to lineal) que es ingresada a la entrada inversora de un comparador -  
 cuya entrada no inversora esta conectada a un voltaje que se llamará  
 de referencia.

La amplitud de la rampa es controlada por un gate de transmisión -  
 que resetea el condensador, de esta forma siempre que exista una fre-  
 cuencia de pulsos normal la salida del comparador será positiva, en -  
 el momento que deje de existir esta frecuencia la salida irá a cero -  
 habilitando el circuito de alarma.

La señal de entrada de este circuito es la señal conocida como --  
 pulso QRS ( Circuito 4 ).

El periodo de espera entre pulso y pulso QRS es de 1.5 seg. ( osea  
 40 pulsos/minuto ) el periodo de espera puede ser calibrado según cri-  
 terio médico.

A continuación el Circuito:



CIRCUITO 5

1.5.1. Función de Transferencia.- Del circuito es la siguiente teniendo en cuenta el circuito mostrado.

$$V_i = \frac{\frac{V_o + V_r}{Z} + \frac{V_r}{R}}{\frac{1}{Z} + \frac{1}{R}} \quad \text{Como } V_i = V_2 = 0 \quad (22)$$

$$\frac{V_o}{Z} = -\frac{V_r}{R} \quad \text{Función } Z = \frac{1}{CS} \quad (23)$$

$$V_o = \frac{V_r Z}{R} \quad \longrightarrow \quad V_o = -\frac{V_r}{RCS}$$

$$V_o = \frac{-1}{RC} \times \frac{V_r}{S} \quad \text{Equivalente a:}$$

$$V_o = \frac{-1}{RC} \int V_r dt \quad (24)$$

Se observa que el circuito realiza la función de integración, es decir a la entrada es una función constante a la salida será una rampa de variación lineal que es la que se desea.

$$V_o = \frac{V_r}{RC} T \quad \text{Función rampa lineal} \quad (25)$$

La señal que proviene del monostable QRS es la que va a habilitar

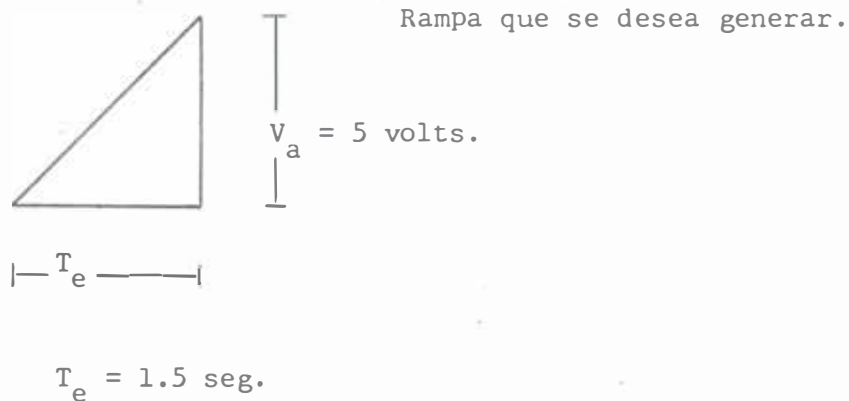


el gate de transmisión descargando el condensador, tiene una amplitud de  $V = 12$  volts. y una duración de 1 ms.

Como  $V_r$  voltaje constante tomamos el valor de  $-5$  voltios para con el amplificador operacional trabajando en forma inversora nos da a la salida una rampa positiva crecimiento lineal.

$$V_r = -5 \text{ volts.} \quad V_r = 5 \text{ volts.}$$

1.5.2. Procedimiento de Diseño.- Se procede al cálculo de resistencias y condensadores.



Por teoría se sabe que la carga de un condensador  $Q$

$$Q = IT \quad (26) \quad Q = CV \quad (27)$$

$Q$  = Carga del condensador

$V$  = Tensión en voltios.

$C$  = Capacidad en faradios

$T$  = Periodo en segundos.

$I =$  Intensidad en amperios.

Igualando las ecuaciones (26) y (27) y despejando la intensidad  $I$

$$IT = CV \longrightarrow I = \frac{CV}{T} \quad (28)$$

Se sabe que:

$$T = T_e = 1.5 \text{ seg.}$$

$$V = V_a = 5.1 \text{ volts valor medido experimental}$$

$C_{501} = 2.2 \text{ uf}$  Condensador no electrolítico de polies-  
ter de buena calidad valor asumido.

Recemplazando valores en la ecuación (28) se tiene:

$$I = \frac{2.2 \times 10^{-6} \times 5v}{1.5 \text{ seg.}} = 7.48 \text{ i } 10^{-6}$$

$$I = 7.48 \text{ ua}$$

1.5.2.1. Cálculo de Resistencia y Potenciómetro.- Dada la alta im-  
pedancia de en-  
trada del amplificador operacional usado se puede considerar que:

$$V_r = I (R_{401} + R_{V401}) \quad (29)$$

Despreciamos la corriente de ingreso al amplificador operacional por ser muy pequeña.

$$R501 + RV501 = \frac{5}{7.48 \times 10^{-6}} = 668.5 \text{ K}$$

$$\underline{R501 + RV501} = 668.5 \text{ K}$$

$$668.5 \times 0.8 = 534.8 \text{ K}$$

$$A = 267.2 \text{ K} \quad (30)$$

$$668.5 \times 1.2 = 802.2 \text{ K}$$

$$\underline{R501} = 510 \text{ K} \quad \text{Valor normalizado}$$

$$RV501 = 500 \text{ K} \quad \text{Potenci6metro}$$

#### 1.5.2.2. Rango de Ajuste.- Sería

Para  $RV501 = 0$

$$I_{\max} = \frac{5}{510\text{K}} = 9.8 \text{ uA} \quad (31)$$

$$V_a = \frac{IT_e}{C} = \frac{9.8 \times 10^{-6} \times 1.5 \text{ seg.}}{2.2 \text{ uF}} = 6.68 \text{ volts.}$$

$$\underline{V_a = 6.68 \text{ Volts.}} \quad \text{Cuando} \quad \underline{RV501 = 0}$$

para  $RV501 = 500\text{K}$

$$I_{\min} = \frac{5}{510K + 500K} = 4.95 \text{ ua} \quad (32)$$

$$V_a = \frac{IT_e}{C} = \frac{4.95 \text{ ua} \times 1.5}{2.2 \text{ uf}} = 3.375 \text{ volts.}$$

$$V_a = 3.375 \text{ volts.} \quad \text{Cuando RV 501} = 500K$$

$$V_a = 6.68 - 3.375$$

$$\underline{V_a = 3.30 \text{ volts.}} \quad \text{Rango de variación}$$

Cálculo de R502 será igual a la resistencia que presenta el otro lazo en continua es decir 680K.

$$\underline{R502 = 680K}$$

El amplificador operacional utilizado es el LM 308 ya que es un - amplificador de precisión, que en sus especificaciones, tiene un factor de 10 veces mejor que un amplificador FET, tiene un muy bajo -- Offset de voltaje y su corriente de entrada es del orden de 3 na.

El Diagrama de tiempos es el siguiente:

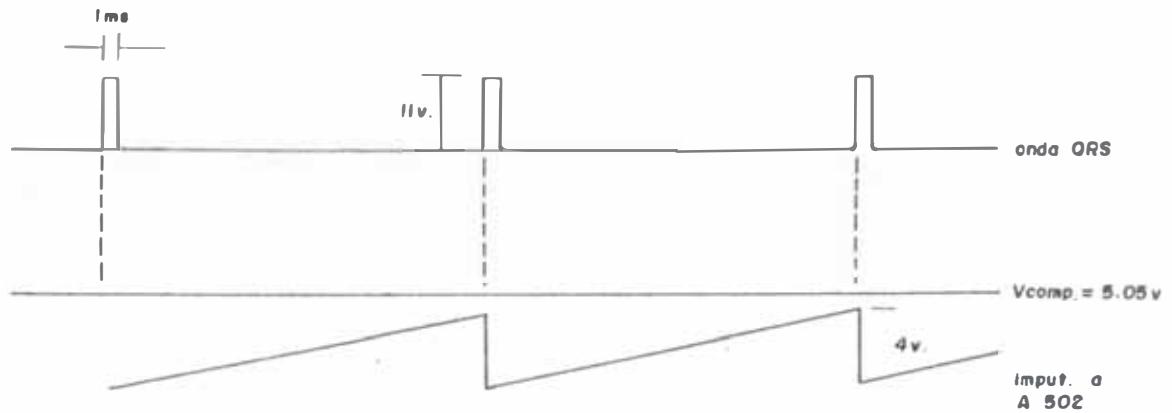


GRAFICO 8

A la salida del segundo amplificador operacional A502 que esta -- actuando como un comparador (trabaja en sus limites es decir en saturación).

$$V_{out} = A ( V_{ref} - V_{01} )$$

Cuando la tensión rampa no llega a igualar la tensión de referencia, a la salida de A502  $V \approx 12V$ .

Cuando la tensión rampa pasa la referencia a la salida de A502  $V_{out} = -V_{cc}$  pero por el diodo  $V_{out} = 0$

La corriente que fluye por el diodo es:

$$I_{diodo} = \frac{V_{cc}}{100K} = \frac{12}{100K} \quad I = 0.12 \text{ ma.}$$

1.5.3. Sobre el tiempo de Espera.- El periodo de espera puede ser variado según criterio médico -

y su calibración puede variar de:

Cuando  $RV501 = 0$

$$I_{\max} = 9.8 \text{ ua} \quad \text{de} \quad (31)$$

$$T_e = \frac{V_a C}{I} = \frac{5 \times 2.2 \times 10^{-6}}{9.8 \text{ ua}} = 1.12 \text{ seg.}$$

$$T_{e_{\min}} = 1.12 \text{ seg.}$$

Cuando  $RV 501 = 500 \text{ K}$

$$I_{\min} = 4.95 \text{ ua de} \quad (32)$$

$$T_e = \frac{V_a C}{I} = \frac{5 \times 2.2 \times 10^{-6}}{4.95 \times 10^{-6}} = 2.22$$

$$T_{e_{\max}} = 2.2 \text{ seg.}$$

Variación de  $T_e \quad 1.12 \text{ seg.} \leq T_e \leq 2.2 \text{ seg.}$

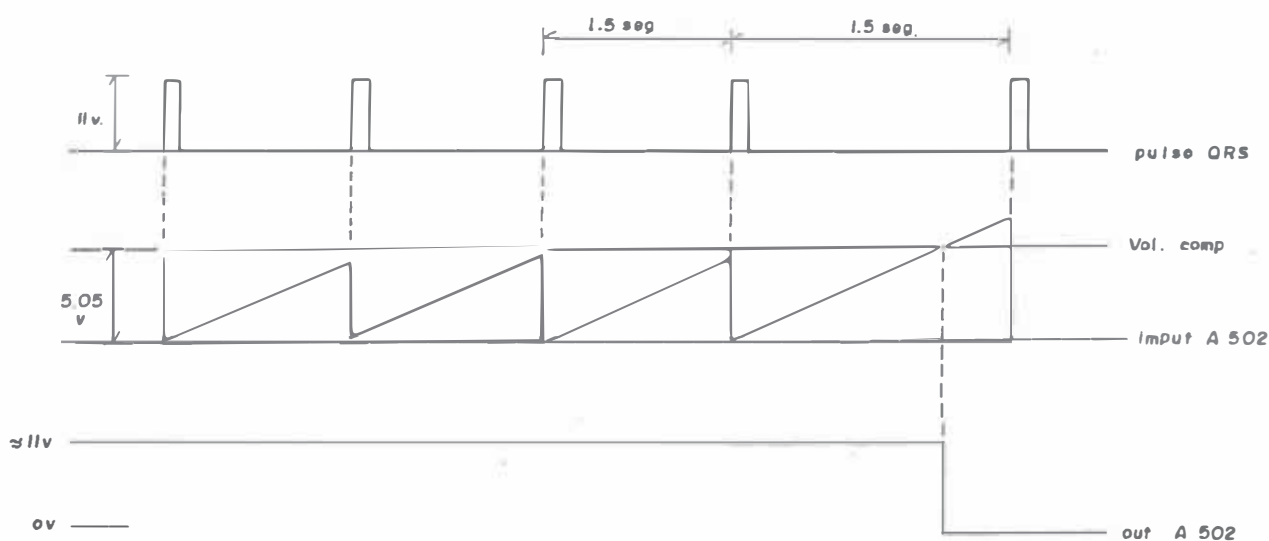


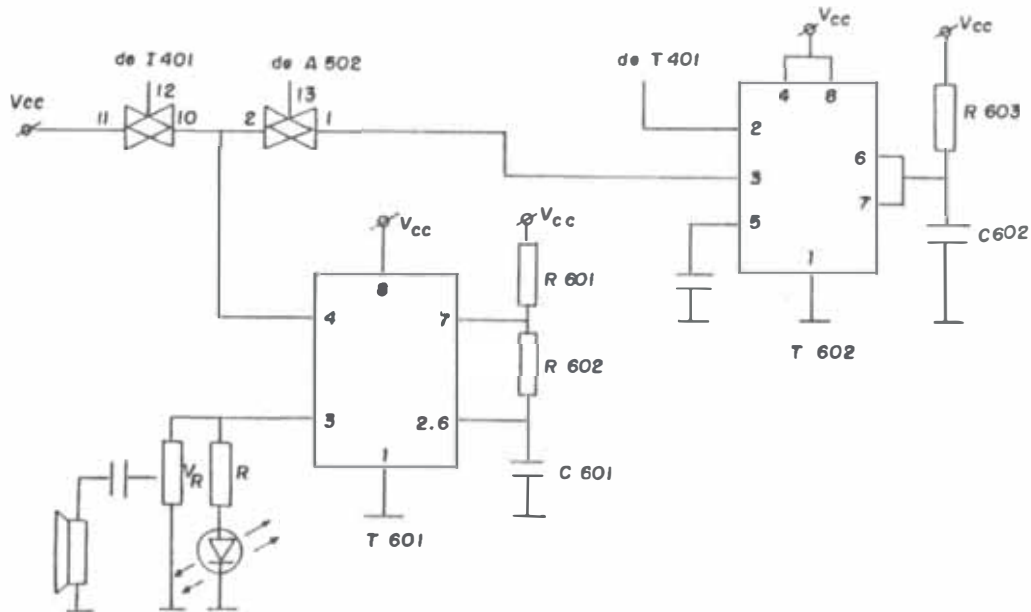
GRAFICO 9

1.6. Circuito 6 Circuito de Alarma.- La finalidad del presente -  
circuito es la de tener una  
señal audible cada vez que se presente la onda compleja QRS. Para  
lo cuál se utilizará un timer 555 funcionando como estable a la fre-  
cuencia audible de 1.5 KHZ. Colocando a la salida un pequeño par--  
lante de 8 ohmios de impedancia.

Se desea que el oscilador funcione con cada pulso QRS y solo por  
un pequeño instante entonces el oscilador será habilitado por un mo-  
nostable cuyo pulso de una duración que asumiremos en 100 ms. dicho  
monostable será disparado a su vez por la onda derivada QRS prove--  
niente del temporizador T401.

Mediante una lógica en la cuál utilizaremos gate de transmisión  
e inversión se logrará que cada vez que exista señal cardíaca se ha-  
bilita el oscilador por 100 ms., cuando exista un paro cardíaco el  
oscilador se queda habilitado en forma permanente, dándonos una alar-  
ma visual y audible de indicación de paro cardíaco.

El circuito utilizado y su disposición es la siguiente:



CIRCUITO 6

#### 1.6.1. Cálculo Monostable T602.-

Por teoría se sabe  $T \approx 1.1 RC$

Asumiendo el valor  $C602 = 0.1 \text{ uf}$

$$T = 100 \text{ ms}$$

$$R603 = \frac{T}{1.1 \times 0.1 \text{ uf}} = \frac{0.1}{1.1 \times 0.1 \text{ uf}} = 900K$$

R603 = 1 M Valor normalizado disponible.

C602 = 0.1 uf Condensador de cerámica

#### 1.6.2. Cálculo del oscilador T601.-

La frecuencia que deseamos obtener es 1.5 KHZ.



Se sabe que 
$$F = \frac{1.43}{(R601 + 2 R602) C601} \quad (33)$$

Nuevamente se asumirá el valor del condensador

$$C601 = 0.1 \text{ uf} \quad \text{Condensador de cerámica}$$

Teniendo en cuenta una de las definiciones de:

$$\text{duty cycle} = \frac{T \text{ descarga}}{T \text{ Total}} = \frac{0.7 R602 C601}{0.7 (R601 + 2R602) C601}$$

$$\text{duty cycle} = \frac{R602}{R601 + 2 R602}$$

Se asume un valor de duty cycle 40% y de esta forma se halla la relación numérica entre R601 y R602.

$$\frac{R602}{R601 + 2 R602} = 0.4 \quad R602 = 0.4 R601 + 0.8 R602 \quad (34)$$

$$0.2 R602 = 0.4 R601$$

$$R602 = 2 R601$$

Se tiene como datos:

$$F = 1.5 \text{ KHZ}$$

$$C601 = 0.1 \text{ uf}$$

Reemplazando la ecuación (34) en (33)

$$F = \frac{1.43}{(R601 + 4 R601) C601} \quad 5 R601 = \frac{1.43}{1.5 \text{ KHZ} \times 0.1 \text{ uf}}$$

$$R601 = \frac{1.43}{5 \times 1.5 \text{ KHZ} \times 0.1 \text{ uf}} \quad R601 = 1.9 \text{ K}$$

R601 = 2K Valor normalizado más próximo

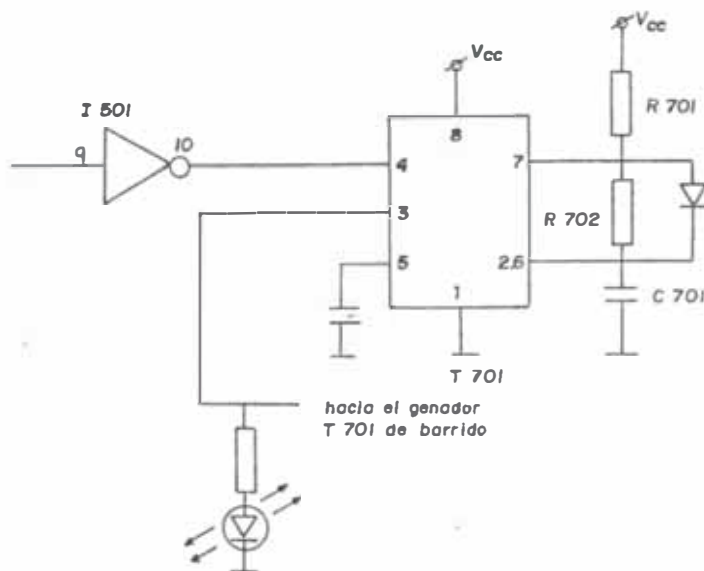
$$R602 = 2 R601 \quad \longrightarrow \quad R602 = 4\text{K de ecuación} \quad (34)$$

R602 = 3.9K Valor normalizado.

1.7. Circuito 7 Circuito Oscilador.- Siendo el presente diseño -- parte de un proyecto más ambicioso es que se agrega este circuito cuya función es generar pulsos que habilitarán un circuito generador de barrido (que será utilizado en un monitor que visualizará las ondas del corazón) en ausencia de la señal compleja QRS.

El circuito oscilador entrará en funcionamiento cuando el circuito de espera detecte la ausencia del pulso de disparo del monostable QRS T401.

Se utilizará el circuito integrado timer 555 en la disposición siguiente:



CIRCUITO 7

1.7.1. Cálculo del Oscilador.- Se calculará en base a una frecuencia aproximadamente 200 veces mayor a la máxima frecuencia que late un corazón.

Frecuencia escogida  $F = 300 \text{ HZ}$

Se desea un duty cycle de 80% es decir la forma de onda será:

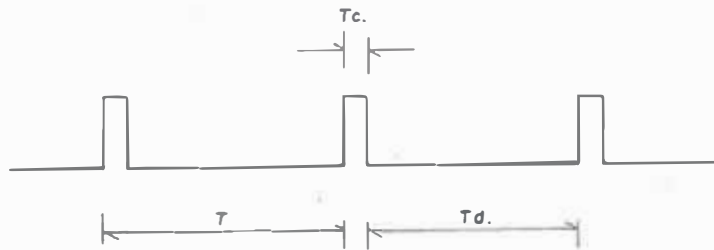


GRAFICO 10

Siendo:

$T$  --- Periodo Total

$T_d$  --- Tiempo de descarga

$T_c$  --- Tiempo de carga

$$\text{duty cycle} = \frac{\text{Tiempo descarga}}{\text{Tiempo Total}}$$

$$\text{duty cycle} = 80\%$$

Se le agrega el diodo D701 al circuito para poder manejar mejor - el duty cycle ya que de esta forma los tiempos de carga solo depende de R701 y los de descarga de R702.

$$\text{duty cycle} = \frac{0.7 R702 C701}{0.7 (R701 + R702) C701} = \frac{R702}{R701 + R702}$$

$$0.8 = \frac{R702}{R701 + R702} \quad R702 = 0.8 R701 + 0.8 R702$$

$$0.2 R702 = 0.8 R701$$

$$\underline{R702 = 4 R701} \quad (35)$$

La frecuencia escogida es  $F = 300 \text{ HZ}$

$$F = \frac{1.43}{(R701 + R702) C701} \quad (36)$$

Tomando  $C701 = 0.1 \text{ uf}$

Reemplazando ecuación (35) en (36)

$$R701 + R702 = \frac{1.43}{300 \text{ HZ} \times C701}$$

$$R701 + 4R701 = \frac{1.43}{300 \text{ HZ} \times 0.1 \text{ uf}}$$

$$R701 = \frac{1.43}{5 \times 300 \times 0.1 \text{ uf}}$$

$$R701 = 9.5 \text{ K}$$

$$R701 = 9.1 \text{ K} \quad \text{Valor normalizado}$$

Se sabe que:

$$R_{702} = 4 R_{701} \longrightarrow R_{702} = 38K$$

$$\underline{R_{702}} = 39 K \quad \text{Valor más próximo normalizado}$$

$$\underline{C_{701}} = 0.1 \text{ uf} \quad \text{Condensador de cerámica.}$$

CAPITULO II  
DETECCION DE ARRITMIAS CARDIACAS

2.1. Circuito 8 Circuito Detector de Taquicardia.- La finalidad -  
del circuito -  
es la de detectar y que se de una alarma visual que indique que el -  
corazón esta latiendo a una frecuencia elevada.

2.1.1. Definición de Parámetros y Tiempos.- Si el promedio de 8 in-  
terv́alos de ondas com-  
plejas QRS es menor que 0.5 seg. osea 120 puls/min ó más se da aviso  
que está ocurriendo una taquicárdia que es un aumento peligroso en -  
el número de pulsaciones por minuto.



G R A F I C O II

Los cálculos de tiempo sería:

8 intervalos de  $T_i = 0.5$  seg. cada uno

$$T_t = 8 T_i + 8 T_p$$

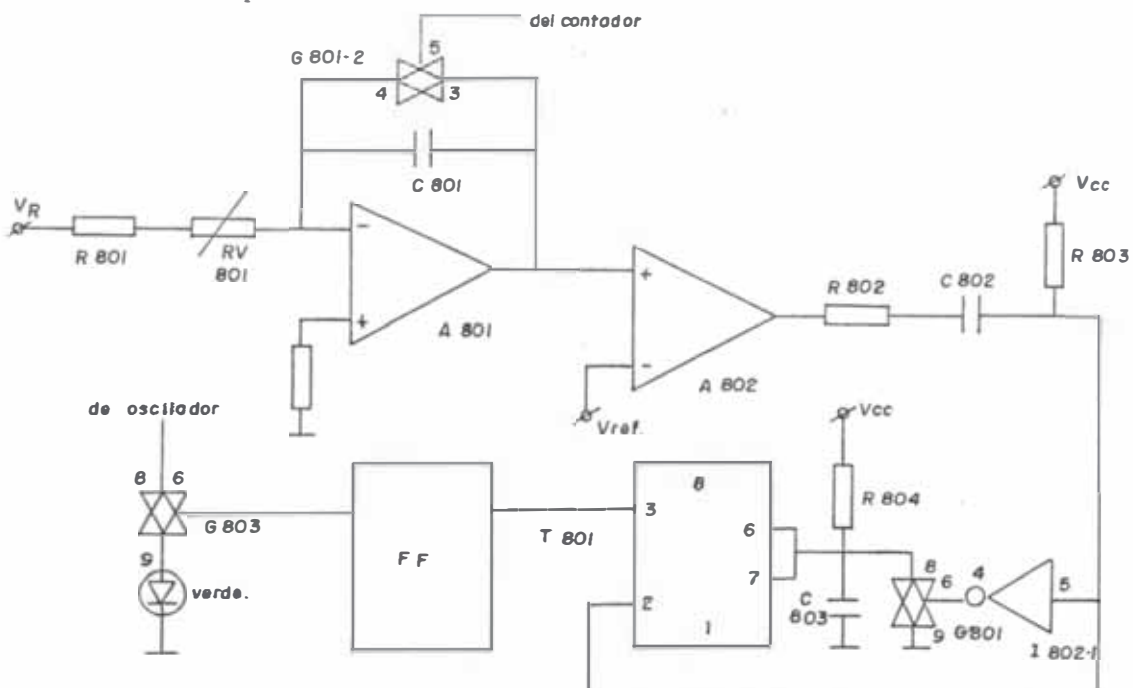
8 pulsos de  $T_p = 0.001$  seg. cada uno

$$T_{total} = 8 \times 0.5 + 8 \times 0.001$$

$$T_{total} = 4 + 0.008$$

$$T_{total} = 4.008 \text{ seg.}$$

El circuito a utilizarse es el siguiente y consta de un generador de rampa que ingresa a un comparador cuya salida controla un circuito detector de pulsos perdidos que da señal, que un flip - flop que habilita un gate que permite alimentar un led que nos indica cuando ocurre la taquicardia.



CIRCUITO 8



A continuación se muestra los diagramas de tiempos de funcionamiento del circuito.

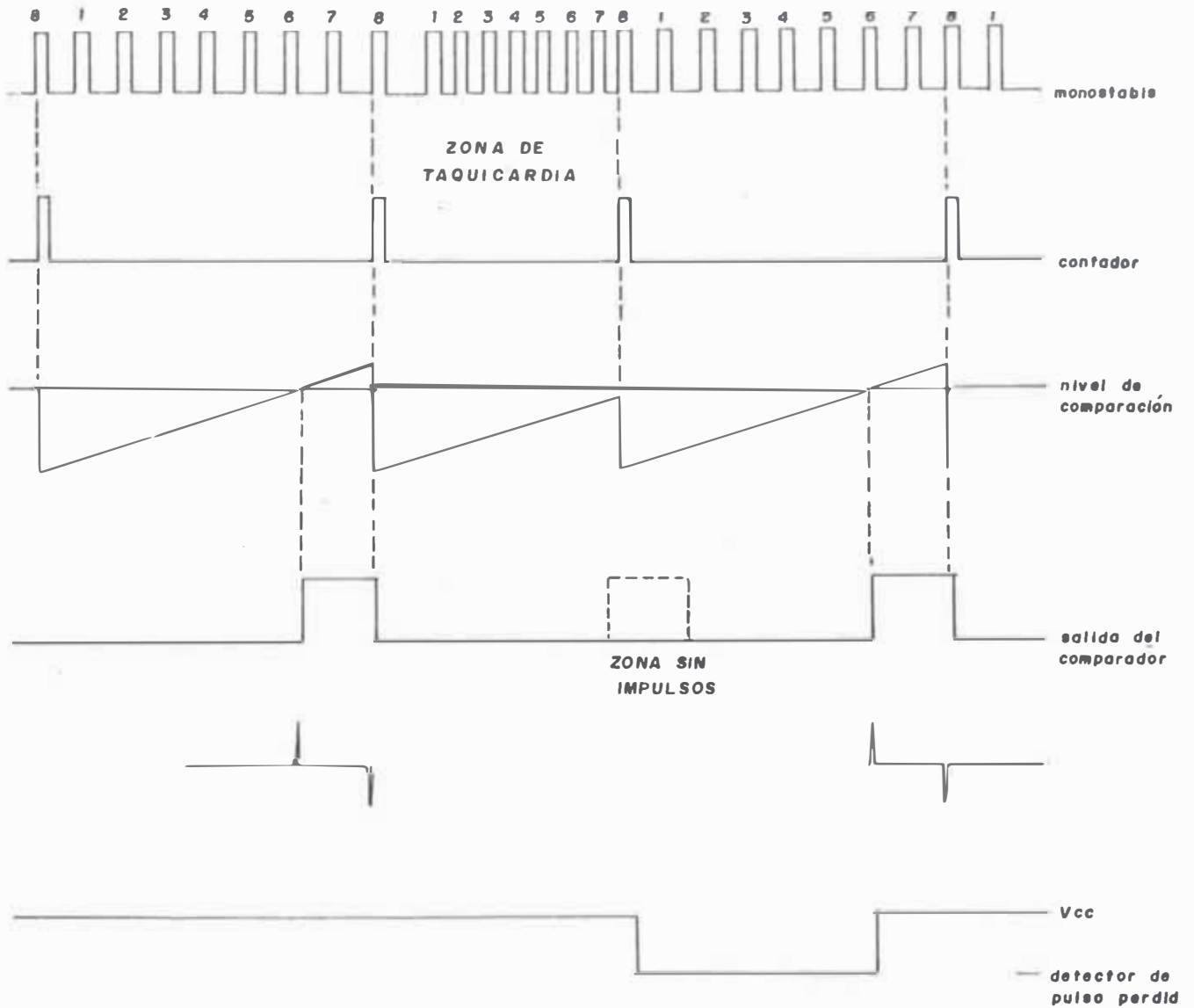


GRAFICO 12

2.1.2. Funcionamiento del circuito.- De los diagramas de tiempos -  
mostrados se observa que cuando la rampa esta creciendo llegará a pasar el nivel de comparación -

un pequeño tiempo antes de que el pulso que proviene de un contador habilite el gate y resetee la rampa, es decir se tendrá ondas cuadradas a la salida del comparador A802 en forma regular y cada cierto periodo de tiempo, periodo determinado por la frecuencia cardíaca, cuando esta frecuencia sea alta el generador de rampa será reseteado más rápido no alcanzando el nivel de referencia del comparador por lo tanto no se tendrá salida positiva de A802 es decir se notará como la falta de un pulso de un tren de pulsos, esta falta de pulso la vamos a detectar utilizando un circuito detector de pulso perdido.

El circuito detector de pulso perdido será implementado a base de un Timer 555, el circuito actúa como un monostable al que dispararlo antes de que el condensador alcance el voltaje de Threshold ( que es cuando el condensador se descarga ) nos da en el pin 3 un nivel de voltaje alto; cuando el condensador C803 pase el voltaje Threshold es decir cuando el gate G802 que descarga el condensador no ha sido habilitado el voltaje de salida pin 3 da bajo nivel de voltaje, cero voltios que permita el cambio de nivel del flip - flop y este a su vez habilita el gate G803 que permite pasar la alimentación de un oscilador a un diodo emisor de luz indicando que ha sucedido o esta ocurriendo una taquicardia.

El utilizar un flip - flop a la salida permite mantener registrada la información de alarma de taquicardia aún cuando esta ya no este ocurriendo hasta que se resetee el ff.

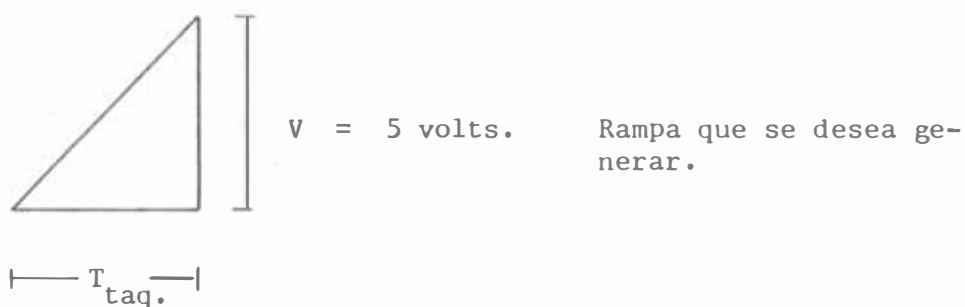
2.1.3. Procedimiento de Diseño.- Los pulsos para habilitar el gate G801 y descargar el conden

sador provienen de un circuito contador de módulo 8 que es alimentado por el circuito monostable T401 que genera los pulsos QRS.

En este caso el periodo de espera es:

$$T_{\text{taq}} = 4.008 \text{ segundos.}$$

Tiempo que se utilizará en la generación de la rampa similarmente al generador de rampa utilizado en el circuito de espera.



$$T_{\text{taq.}} = 4.008 \text{ seg.}$$

Se sabe que:

$$Q = IT \quad \text{y} \quad Q = CV \quad \text{E igualando las ecuaciones.}$$

$$I = \frac{CV}{T} \quad V = 5.1 \text{ volts.}$$

$$T_{\text{taq.}} = 4.008 \text{ seg.}$$

De la ecuación arriba mostrada se obtendrá la corriente que circu

lará por la resistencia R801 y el potenciómetro RV801 y se desprecia rá la corriente que ingresa al amplificador operacional pues prácticamente es cero ya que igualmente que el circuito de espera como A801 se utiliza un LM308 cuya corriente de entrada es del orden de nano amperios.

R801 , RV801 y C801

C801 = 2.2 uf Valor del condensador asumido, no electrolítico y alta calidad

$$I = \frac{C801 \times V}{T_{\text{taq.}}} = \frac{2.2 \times 10^{-6} \times 5.1}{4.008} = 2.8 \text{ ua}$$

I = 2.8 ua Corriente que circula por resistencia y potenciómetro.

$V_r = - 5 \text{ volts.}$  Tensión negativa a partir de la cuál se genera la rampa.

Por la ley de ohm:

$$V_r = I (R801 + RV801)$$

$$R801 + RV801 = \frac{V_r}{I} = \frac{5 \text{ volts.}}{2.8 \text{ ua}}$$

$$\underline{R801 + RV801} = 1.82 \text{ M}$$

La relación de la resistencia y el potenciómetro

$$1.82 \times 0.9 = 1.6$$

$$\longrightarrow A = 0.4 \text{ M}$$

$$1.82 \times 1.1 = 2.002 \text{ M}$$

Tomamos

$$R801 = 1.5 \text{ M} \quad \text{Valor normalizado}$$

$$RV801 = 500 \text{ K} \quad \text{Potenciómetro.}$$

A la salida del A801 la rampa ingresa al comparador A802 por la entrada no inversora, por la entrada inversora colocamos el voltaje de referencia o comparación el que también fijamos en 5 volts.

El circuito detector de pulso perdido funciona como un circuito monostable.

$$T_n = \text{periodo normal} = 1.5 \text{ seg.}$$

$$\longrightarrow T_{\text{total}} = 8T_n + 8T_p$$

$$T_p = \text{Tiempo del pulso} = 0.001 \text{ seg.}$$

$$T_{\text{total}} = 8 \times 1.5 + 8 \times 0.001$$

$$T_{\text{total}} = 12 + 0.008 \text{ seg.}$$

De la ecuación de un monostable;

$$T_{\text{total}} = 1.1 R_{804} \times C_{803}$$

C803 = 3.3 uf    Valor asumido, condensador no electrolítico de alta - calidad pocas fugas.

$$R_{804} = \frac{12.008 \text{ seg.}}{3.3 \text{ uf}} = 3.6 \text{ M}$$

R804 = 3.3 M    Valor normalizado más cercano.

2.2. Circuito 9 Circuito Detector de Bradicardia.- El presente circuito tiene la función de dar una alarma visual cuando se detecte una disminución crítica del ritmo cardíaco, para determinar esta disminución se toma el promedio de 8 intervalos previos.

2.2.1. Definición de Parámetros y Tiempos.- Si el promedio de 8 intervalos es mayor que 1.5 seg. se dará aviso de la detección de Bradicardia.

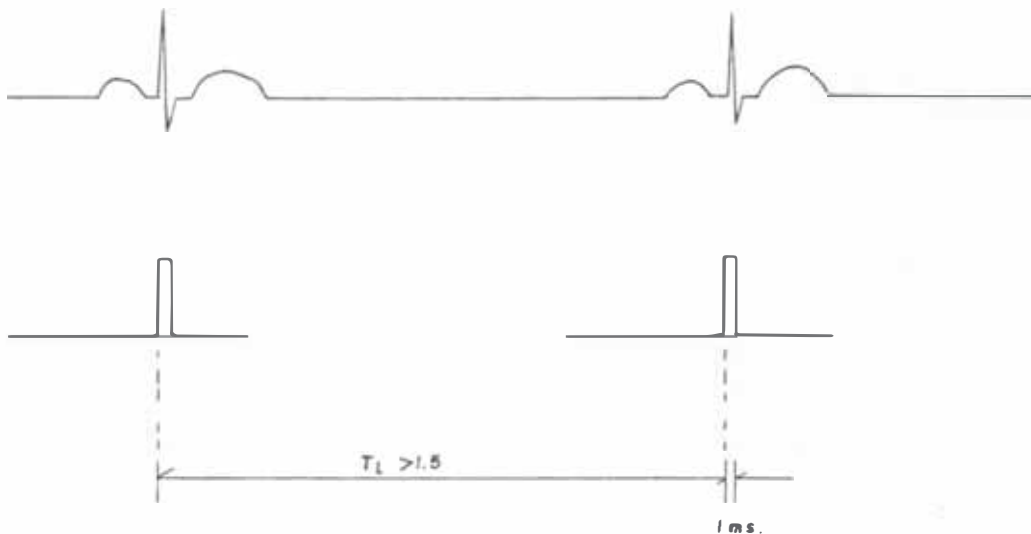


GRAFICO 13

Los cálculos de tiempo:

8 intervalos de  $T_i = 1.5$  seg. cada uno

$$\longrightarrow T_t = 8 T_i + 8 T_p$$

8 pulsos de  $T_p = 0.001$  seg. cada uno.

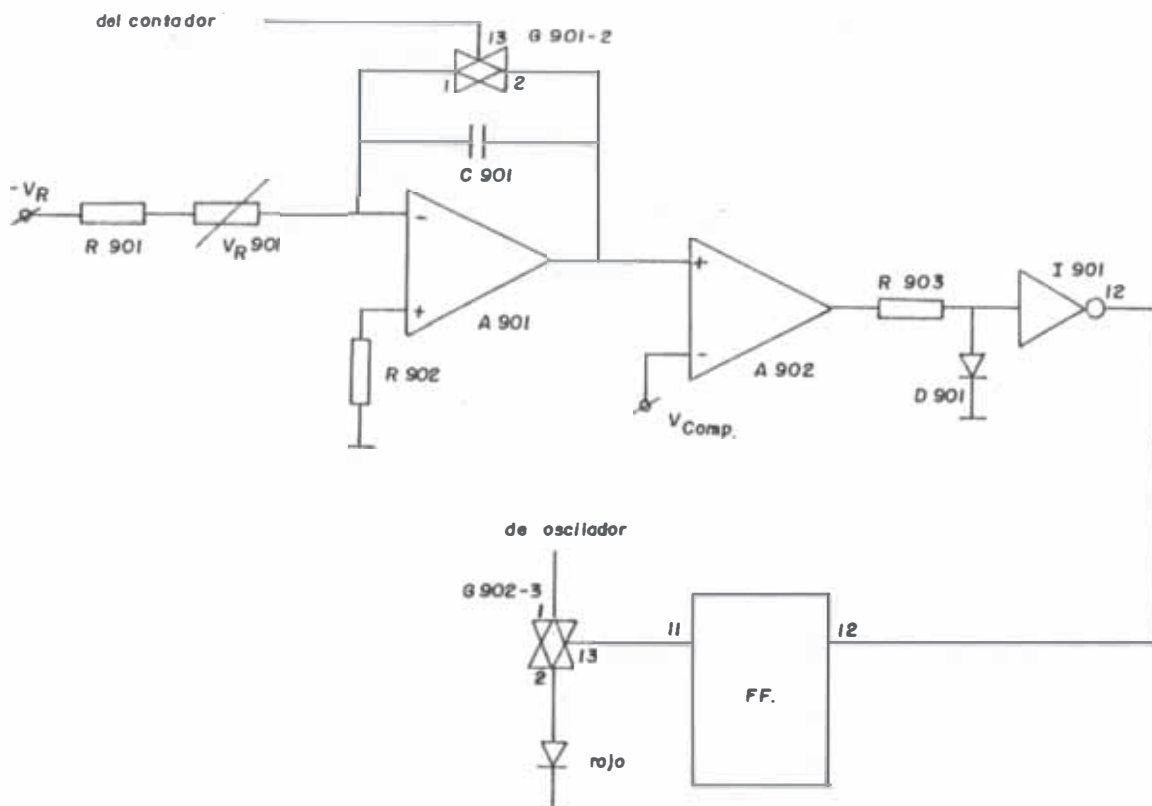
$$T_{total} = 8 \times 1.5 + 8 \times 0.001 \quad (37)$$

$$T_{\text{total}} = 12 + 0.008$$

$$\underline{T_{\text{total}} = 12.008 \text{ seg.}}$$

La señal de entrada para este circuito proviene del circuito monostable que genera la señal QRS. T401 cuyo pulso alimenta un contador CM05 módulo 8, que después de 8 pulsos nos dará un pulso que actuará habilitando un gate de transmisión que descargará un condensador del circuito generador de rampa.

El circuito a utilizarse es el siguiente:



CIRCUI TO 9



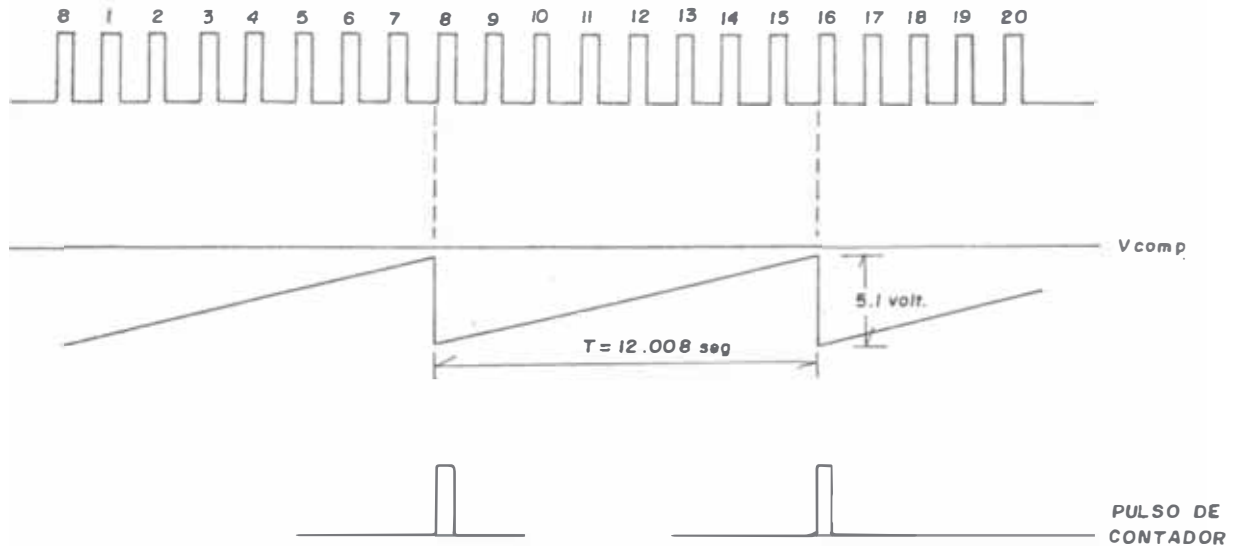


GRAFICO 14

2.2.2. Funcionamiento del Circuito.- Según los diagramas de tiempos se observa que la rampa crece linealmente con el tiempo y cada 8 intervalos el pulso que sale del contador resetea el condensador entonces se ve que se dan dos casos.

- a. Cuando el paciente tiene un ritmo cardíaco normal la rampa crece rá a un nivel cercano a 4.9 volt. (valor experimentalmente medido) este voltaje ingresa por la entrada no inversora del amplifi

cador operacional A902 por la entrada inversora de este amplificador se coloca un voltaje de referencia de 5 volts., en este momento el condensador es descargado cayendo la rampa a nivel cero y - la salida del amplificador se mantiene negativa pero por acción - del diodo D901 la llevamos a cero y la alarma esta inhabilitada.

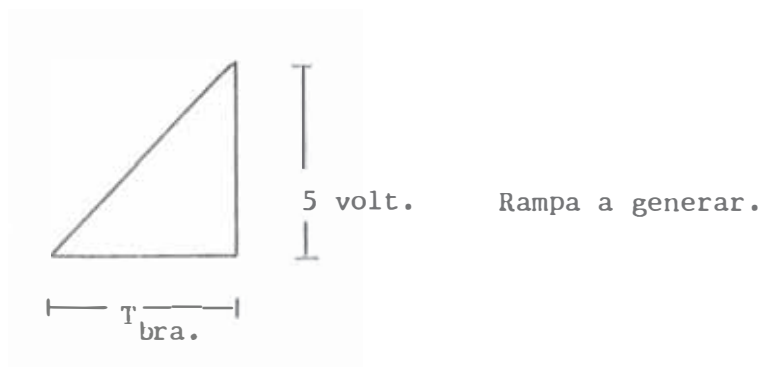
- b. Cuando el paciente tiene una frecuencia cardíaca muy lenta al término de 8 pulsos el nivel de la rampa habrá sobrepasado el voltaje de comparación y entonces a la salida del operacional A902 se tendrá nivel alto 11 volts. dicho nivel al pasar por un inversor pondrá en funcionamiento un flip-flop que habilita el gate de transmisión G803 permitiendo el destello intermitente del led indicador de Bradicardia.

2.2.3. Procedimiento de Diseño.- Del contador módulo 8 salen los -- pulsos para habilitar el gate G901 y descarga el condensador C901.

El periodo de espera es:

$$T_{bra} = 12.008$$

Tiempo para 8 pulsos cuando la frecuencia cardíaca es normal.



De los circuitos anteriores se sabe que:

$$I = \frac{CV}{T_{bra}} \quad V = 5.1 \text{ volt.} \quad (38)$$

$$T_{bra} = 12.008 \text{ seg.}$$

$$C = 2.2 \text{ uf} \quad \text{Valor asumido.}$$

$$I = \frac{2.2 \times 10^{-6} \times 5.1}{12.008} = 0.934 \text{ uA}$$

$$I = 0.934 \text{ uA}$$

Considerando la alta impedancia de entrada utilizado que es un operacional LM 308 de alta calidad y de corriente de entrada de 3 nanoamperios que es despreciable entonces se considera que practicamente toda la corriente fluye por la resistencia y el potenciómetro.

RV 901 R 901 y C 901

C 901 = 2.2 Condensador no electrolítico de muy pocas fugas.

I = 0.934 uA Corriente que circula por resistencia y potenciómetro.

$V_R = -5$  volts. Tensión negativa a partir de la cuál se genera la rampa.

Se sabe que:

$$V_R = I (R_v 901 + R 901)$$

$$R_v 901 + R 901 = \frac{V_R}{I} = \frac{5 \text{ volts.}}{0.934}$$

$$\underline{R_v 901 + R 901} = 5.353 \text{ M}$$

La relación resistencia y potenciómetro

$$5.353 \times 0.8 = 4.282 \text{ M}$$

$$A = 2.14 \text{ M}$$

$$5.353 \times 1.2 = 6.423$$

Se escoge:

$$R_{901} = 3.3 \text{ M} + 1\text{M}$$

$$\underline{R_{901} = 4.3 \text{ M}}$$

$$\underline{R_{v901} = 2\text{M}}$$

#### 2.2.4. Rango de Variación.-

$$\text{Para } R_{v901} = 0 \quad I_{\max} = \frac{5v}{4.3\text{M}} \quad I_{\max} = 1.16 \text{ uA}$$

Reemplazando el valor de la corriente en la ecuac. (38)

$$T_{E \min} = \frac{2.2 \times 10^{-6} \times 5.1}{1.16 \times 10^{-6}} \quad T_{E \min} = 9.67 \text{ seg.}$$

$$\underline{T_{E \min} = 9.67 \text{ seg.}}$$

$$\text{Para RV 901} = 2 \text{ M} \quad I_{\min} = \frac{5 \text{ volt.}}{6.3 \text{ M}} = 0.793 \text{ } \mu\text{A}$$

Reemplazando igualmente en la ec. (38).

$$T_{E \max} = \frac{2.2 \times 10^{-6} \times 5 \text{ volt.}}{0.793 \times 10^{-6} \text{ A}} = 13.87 \text{ seg.}$$

$$\underline{T_{E \max} = 13.87 \text{ seg.}}$$

Osea que el rango de cambio (de ajuste)

$$9.67 \text{ seg.} \leq T_E \leq 13.87 \text{ seg.}$$

De la ecuac. (37) se puede calcular a que número de pulsaciones e quivale los periodos de la ecuac. (39).

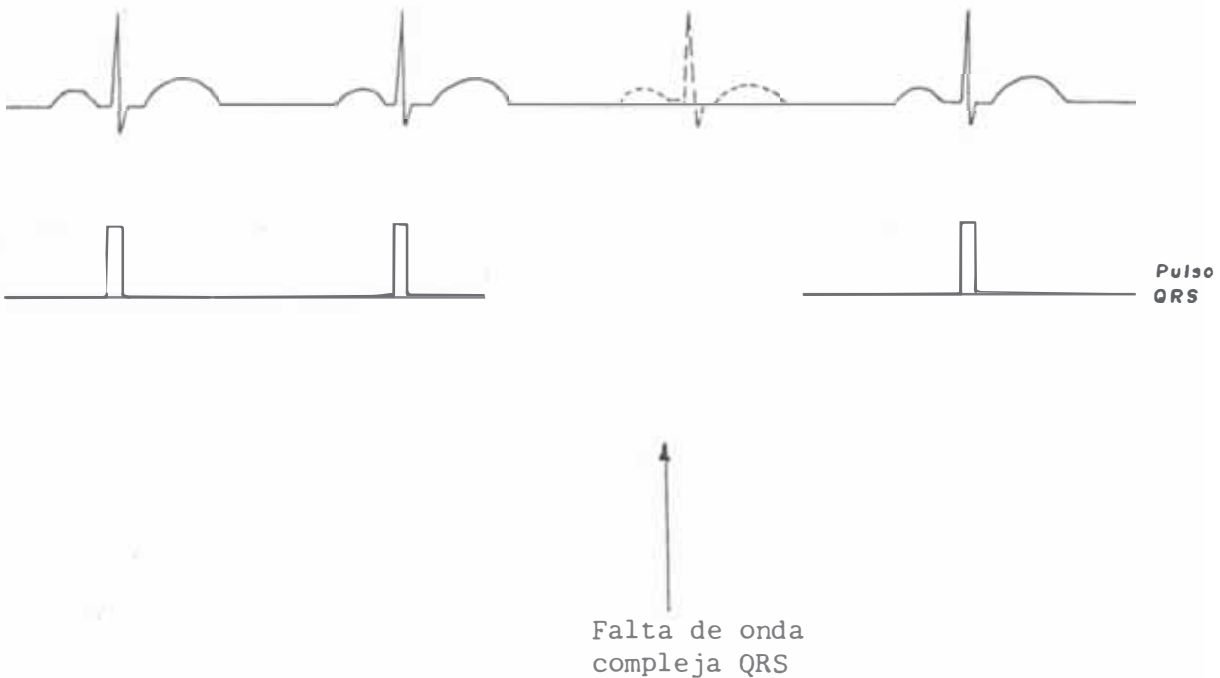
$$T_{E \min} = \frac{9.67}{8} \quad T_{E \min} = 1.20 \quad 49.63 \text{ puls/min.}$$

$$T_{E \max} = \frac{13.87}{8} \quad T_{E \max} = 1.725 \quad 34.78 \text{ puls/min.}$$

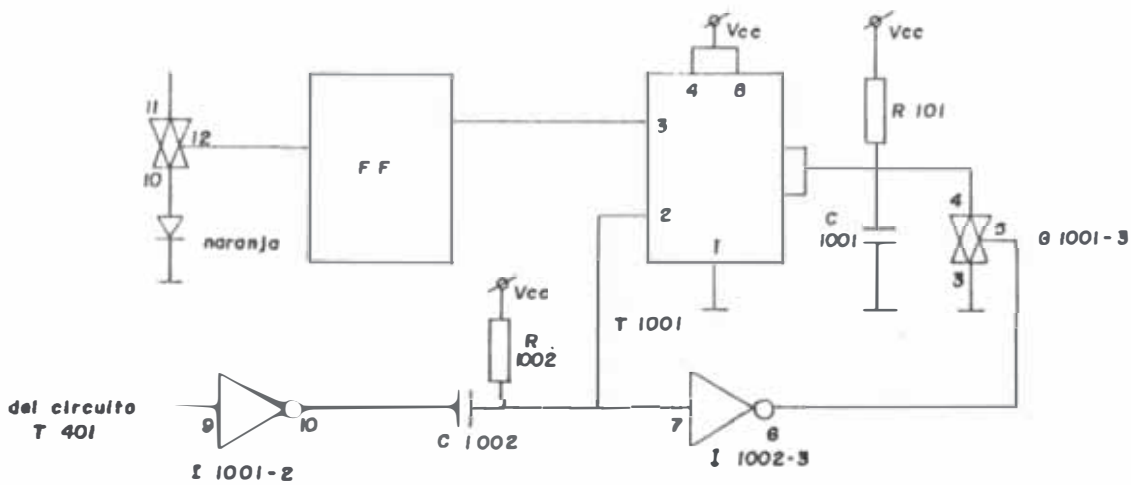
Se ve que según criterio médico dentro de los siguientes márgenes se puede realizar ajuste para que el circuito detecte una arritmia - llamada Bradicardia.

Según los criterios médicos más generalizados se considera Bradicardia entre 40 y 50 pulsaciones por minuto.

2.3. Circuito 10 Circuito Detector de Pulso Perdido.- Una de las -  
 peligrosas -  
 arritmias que se presentan es cuando en una sucesión normal de ondas  
 complejas QRS de pronto falta una, es decir entre uno y otra onda com  
 pleja existe el doble de tiempo que en una secuencia normal a este ti  
 po de arritmia en terminología inglesa también se le conoce como --  
 Skipped Beat, en diagrama de tiempos sería:



Para detectar este salto de pulso se construirá un circuito detec  
 tor de pulso perdido a base del integrado Timer 555 en la siguiente  
 disposición.



CIRCUITO 10

2.3.1. Funcionamiento del Circuito.- El Timer se le conectará como un circuito monostable el cuál se le disparará por flanco negativo del pulso QRS proveniente del monostable T401 circuito 4.

Este circuito monostable tiene la variación de que simultaneamente que se le dispara por el pin 2. También se descarga el condensador - temporizador, esta descarga se debe hacer antes de que el condensador llegue al voltaje de Threshold para evitar que cambien de estado el - flip - flop interno cambiando de esta forma salida da alto a bajo nivel.

Es decir mientras exista onda compleja QRS que descargue el condensador antes del nivel de Threshold la salida será alta, en cuanto falte el pulso el condensador llega al nivel de Threshold obliga a cambiar de estado el  $t\tau$  y la salida cambia a bajo nivel, señal esta que



nos indica que ha faltado un pulso.

2.3.2. Procedimiento de Diseño.- Como valor promedio normal entre onda compleja QRS se toma 1 seg. lo que da una frecuencia cardíaca de 60 puls/minuto.



La fuente de alimentación utilizada es  $V_{cc} = 12$  volts. se sabe que el voltaje de Threshold es  $2/3 V_{cc}$ .

$$V_{th} = \frac{2}{3} V_{cc} \qquad V_{th} = \frac{2}{3} \times 12 \qquad V_{th} = 8 \text{ volts.}$$

Se desea llegar al voltaje de Threshold en  $T = 1$  seg. utilizando la ecuación del condensador.

$$V_{cond} = V_{cc} (1 - e^{-T/RC})$$

Siendo:

$$V_{cond} = \text{Voltaje en el condensador}$$

$V_{cc}$  = voltaje de alimentación

$$\text{Para } V_{\text{cond}} = \frac{2}{3} V_{cc}$$

$$\frac{2}{3} V_{cc} = V_{cc} (1 - e^{-T/RC})$$

$$\frac{1}{3} = e^{-T/RC} \quad \text{Ln } \frac{1}{3} = -\frac{T}{RC}$$

$$\underline{T = 1.1RC} \quad T = 1.1 \text{ C } 1001 \times R1001 \quad (40)$$

Asumiendo Condensador no electrolítico de alta calidad

$$\underline{C1001 = 1 \text{ uf}}$$

De ecuac. (40)

$$R1001 = \frac{1 \text{ seg.}}{1 \times 10^{-6} \times 1.1} = 909 \text{ K}$$

$$\underline{R1001 = 910 \text{ K}} \quad \text{Valor normalizado}$$

Diagrama de tiempos, se muestra a continuación:

## CAPITULO III

### MEDICION DIGITAL DE PULSACIONES

3.1. Circuito 11 Circuito Medidor de Pulsaciones.- Siendo de mucha utilidad para - el diagnóstico médico el saber el número de pulsaciones por minuto que tiene un paciente y por lo importante que es contar con un medidor que constantemente este indicando el número de pulsaciones es que se ha construido un medidor digital el cuál nos brindará las siguientes ventajas:

- Medida digital de fácil lectura.
- Medición directa en pulsos por minuto.

3.1.1. Características.- Dentro de las especificaciones principales del medidor digital diseñado y construido se tiene:

- Utilización de 3 dígitos LED
- Utilización de un circuito multiplicador de frecuencia para obtener en forma directa pulsaciones por minuto.
- Tiempo de respuesta igual a 1 segundo.

- Resolución ;  $\pm 1$  pulsación.

### 3.1.2. Diagrama de Bloques.-

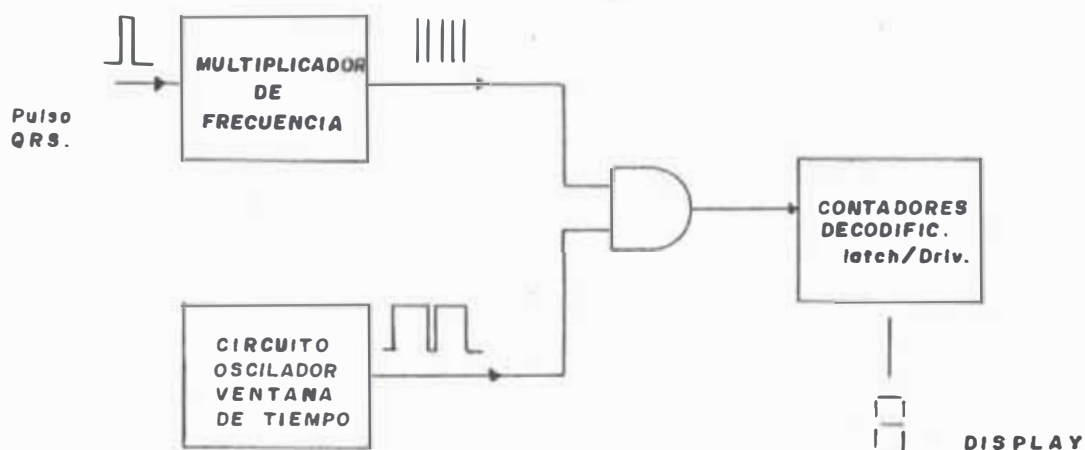


FIGURA 3

- Multiplicador de Frecuencia.- Realiza la función de multiplicar la frecuencia por 60 para de esta forma cuando sean medidos por los circuitos contadores nos de una lectura de pulsos por minuto.
- Circuito Oscilador.- Habilita cíclicamente la puerta AND por el tiempo de 1 segundo en este interválo los contadores están habilitados y realizan la labor de conteo, es decir que cada segundo habrá una nueva medición.

- Circuitos Contadores.- Se utiliza 2 contadores dobles tecnología CMOS y circuitos decodificadores latch/driver con displays de cátodo común.

3.1.3. Multiplicador de Frecuencia.- Como frecuencia de entrada se utiliza el pulso proveniente del circuito T401 el pulso que se denominó QRS que tiene como duración 1 seg. y nivel de 12 volts.

La función principal del circuito la realiza el circuito integrado denominado Phase - Locked Loop o más conocido como el PLL uno de los circuitos integrados fundamentales en la revolución electrónica.

Su diagrama de Bloques del Pll es el siguiente:

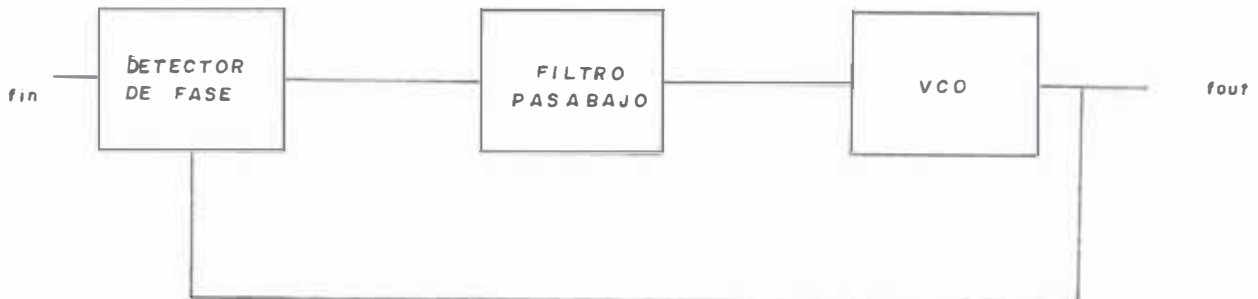


FIGURA 4

En el presente Proyecto se ha utilizado el PLL CMOS 4046 que difiere de la serie de dispositivos 560 en que el 4046 su sistema de detector de fase es digital y no análogo.

El PLL ó Phase - Locked Loop es un sistema de lazo de realimentación electrónica consistente en:

Un detector de fase o comparador.

Un filtro pasabajo.

Un VCO oscilador controlado por voltaje.

El VCO es un oscilador que genera una frecuencia la cuál es determinado por componentes externos como resistores y capacitadores, esta frecuencia alimenta al detector de fase el cuál compara esta frecuencia con la frecuencia de entrada.

La salida del detector de fase, es un voltaje de error el cuál es un voltaje promedio proporcional a la diferencia de las frecuencias medidas y el cambio de fase de la entrada del VCO.

El error de voltaje es filtrado, retirando componentes de alta frecuencia en lo que en el diagrama de bloques es llamado el filtro pasabajo, la salida del filtro es conectado al VCO completando de esta forma el lazo.

En efecto el voltaje de error fuerza a la frecuencia del VCO a cambiar su frecuencia en una dirección que reduzca la diferencia de frecuencia entre el VCO y la entrada.

En cuanto el VCO cambia de frecuencia el lazo está en estado de - captura el proceso continúa hasta que el VCO y la frecuencia de en-- trada son iguales en este punto el lazo está sincronizado o enganchado.

Durante el enganche la frecuencia del VCO es idéntica a la entra- da excepto por las diferencias de fase el cuál es necesario para ge- nerar el voltaje de error que es el que desplaza la frecuencia del - VCO que sigue a los cambios de frecuencia de la entrada.

Se puede decir que el PLL tiene tres estados distintos.

Oscilación.- Conocido también como free running cuando no existe señal de entrada.

Enganche.- Es cuan lejos la frecuencia de entrada puede desviar- se de la frecuencia de libre oscilación o free running.

Captura.- Se refiere a cuan cerca debe estar la frecuencia de en- trada a la frecuencia free running del VCO que el lazo adquiriera - la fase o situación de enganche.

A continuación se grafica los rangos de enganche y captura.

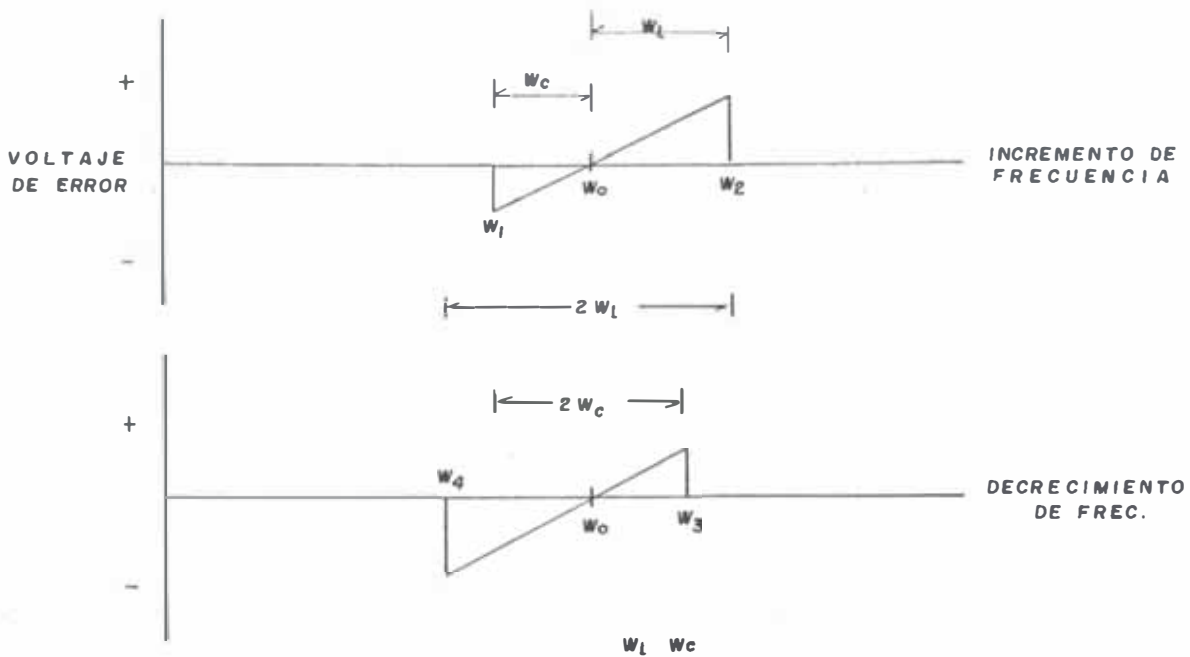
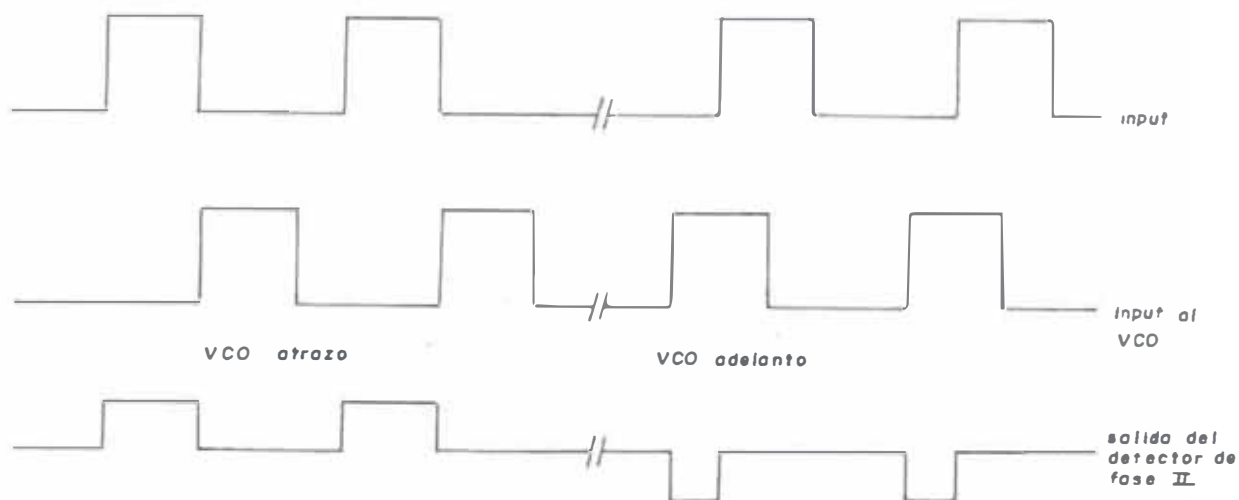


GRAFICO 17

El detector de fase II llamado algunas veces detector de ancho de Banda es de tipo digital disparado por flanco positivo su funcionamiento es si la señal de entrada que puede ser un tren de pulsos que tengan cualquier valor de duty cycle es menor que la frecuencia del VCO la salida es un cero lógico, en el caso que la frecuencia de entrada es más alta que la frecuencia del VCO la salida es un uno lógico ( $V_{CC}$ ); si ambas frecuencias son iguales la salida del detector de fase II es un pulso cuyo ancho es proporcional a la diferencia de fase. A continuación se ilustra en diagrama de tiempos.





G R A F I C O 18

En el presente proyecto se ha utilizado el detector de fase II por la ventaja que tiene de ser insensitivo a las componentes armónicas - mientras que el detector de fase I es sensible a las armónicas de la frecuencias de entrada.

En el caso que se presenta y dado que se tiene acceso externo a la salida de los circuitos internos que conforman el integrado PLL entre la salida del VCO y el detector de fase se colocará contadores, de esta forma el PLL así alambrado actuará como un multiplicador de la frecuencia de entrada.

De esta forma al colocar contadores en cascada de manera que conformen un contador de módulo 60 a la salida del VCO se tendrá una frecuencia 60 veces mayor que la de la entrada y si el tiempo de conteo o de habilitación del circuito oscilador es de 1 seg. se ve que la --

lectura nos dará directamente en pulsaciones por minuto, se muestra en bloques el circuito a continuación:

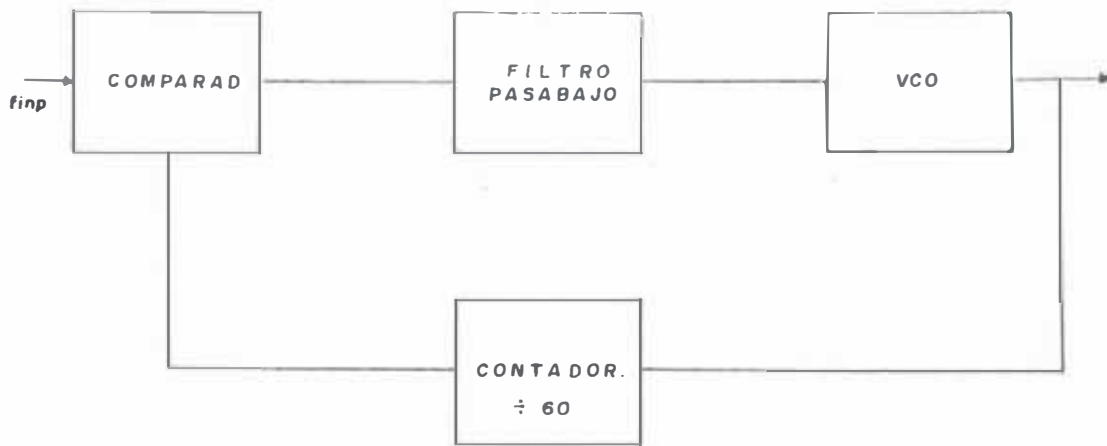


FIGURA 5

3.1.4. Procedimiento de Diseño del Filtro Pasabajo.- Según la información de diseño tomada de los manuales National, se ve por conveniente usar el comparador de fase II, la gráfica de voltaje de entrada del VCO en función de las frecuencias sería.

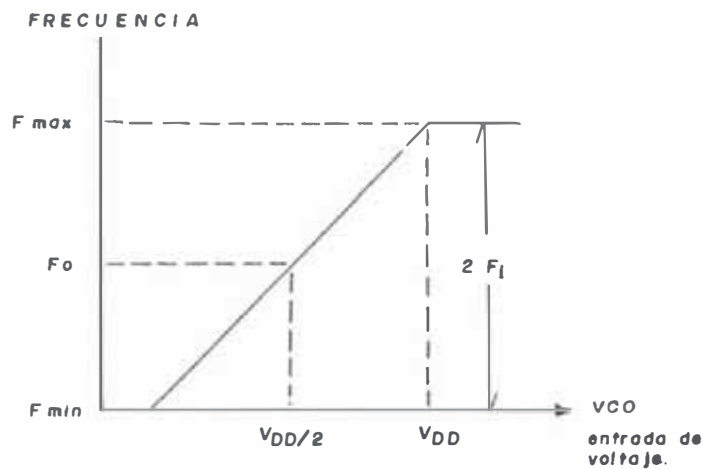


GRAFICO 19

Se ve en el gráfico que para cuando no exista señal de entrada el PLL se ajustará a operar a la más baja frecuencia que para este caso es cero,  $f_{\min} = 0$ .

El rango de frecuencia de enganche es:  $F_L$

$$2 F_L = f_{\max} - f_{\min} \quad (41)$$

$$\text{Si } f_{\min} = 0$$

$$F_L = \frac{f_{\max}}{2}$$

Como frecuencia max se escoge 5HZ dado que jamás un ser humano va a llegar a 300 puls/min.

$$f_{\max} = 5 \text{ HZ}$$

$$f_{\max} = 300 \text{ puls/min.}$$

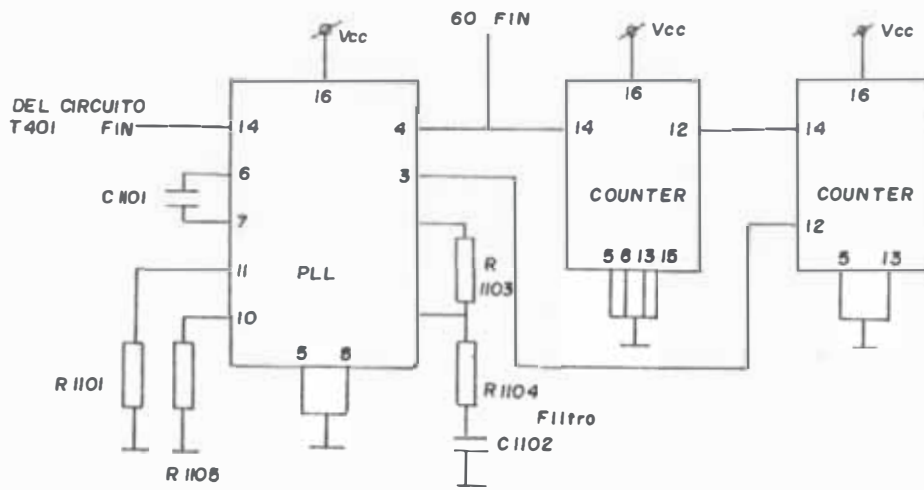
La frecuencia de enganche  $F_L$  será:

$$F_L = \frac{f_{\max}}{2}$$

$$F_L = \frac{5}{2} \text{ HZ}$$

$$\underline{F_L = 2.5 \text{ HZ}}$$

A continuación se muestra el circuito a utilizarse dispuesto como multiplicador de frecuencia.



CIRCUITO 11.1

La ecuación que relaciona el rango de enganche con el rango de --  
captura.

$$W_C \approx W_L \frac{R_{1104}}{R_{1104} + R_{1103}} \quad (42)$$

Se debe cumplir que  $F_L > F_C$  se hace ligeramente menor  $F_C$  asumién-  
dole un valor de 2 HZ.

$$F_L = 2.5 \text{ HZ} \quad F_C = 2 \text{ HZ}$$

Reemplazando los valores  $F_C$  y  $F_L$  en la ecuac. (42)

$$2 \times 2 = 2.5 \times 2 \frac{R_{1104}}{R_{1104} + R_{1103}}$$

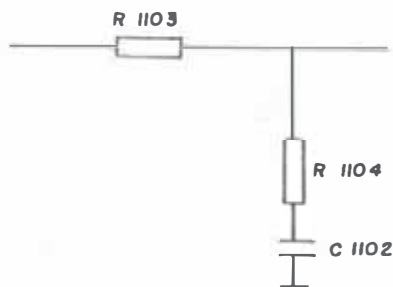
$$2 R_{1104} + 2 R_{1103} = 2.5 R_{1104}$$

$$2 R_{1103} = 0.5 R_{1104}$$

$$\underline{R_{1104} = 4 R_{1103}} \quad (43)$$

Relación entre R1104 y R1103

Según el circuito que se mostró el filtro pasabaja a utilizarse es:



CIRCUITO 11.2

La frecuencia de corte del filtro será  $\omega_{1pf}$

$$\omega_{1pf} = \frac{1}{(R_{1103} + R_{1104}) C_{1102}} \quad (44)$$

Al tomar la aproximación de diseñarse el filtro en base a su frecuencia de corte, se toma como frecuencia de corte del filtro unas 14 veces menos que la frecuencia de entrada.

Si la frecuencia de entrada normal va a ser más o menos 1HZ la frecuencia de corte del filtro será:

$$F_{1pf} = 0.07 \text{ HZ}$$

Trabajando en la ecuación (44) y si se tiene:

$$F_{lpf} = 0.07 \text{ HZ}$$

$$C_{1102} = 60 \text{ uf} \quad \text{Valor asumido}$$

$$\omega_{lpf} = \frac{1}{(R_{1103} + R_{1104}) C_{1102}} \quad \text{despejando}$$

$$R_{1103} + R_{1104} = \frac{1}{60 \times 10^{-6} \times 0.07 \text{ HZ} \times 2}$$

$$\underline{R_{1103} + R_{1104} = 37.89 \text{ K}} \quad (45)$$

De la ecuación de relación que hallo anteriormente osea la ecuac. (43), la reemplazamos en la ecuac. (45).

$$R_{1104} = 4 R_{1103}$$

$$R_{1103} + 4R_{1103} = 37.89 \text{ K}$$

$$R_{1103} = \frac{37.89}{5}$$

$$R_{1103} = 7.578 \text{ K}$$

$$R_{1103} = 7.5 \text{ K} \quad \text{Valor normalizado}$$

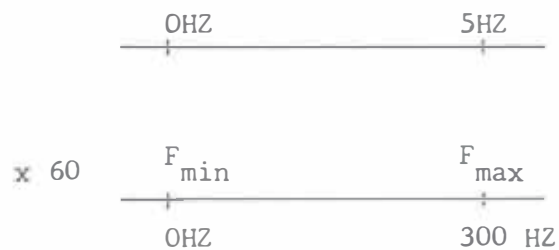
De Ecuac. (43)

$$R_{1104} = 4 \times 7.5$$

$$\underline{R_{1104} = 30\text{K}}$$

3.1.5. Procedimiento de Diseño del VCO.- Por información técnica --  
del circuito integrado --  
CMOS PLL y teórica se sabe que el rango de frecuencia máxima del VCO  
es puesta por los componentes externos R1101 C1101.

El rango de trabajo que se ha escogido es:



Inicialmente y por ser más conveniente se escoge el valor del condensador C1101.

$$\underline{C1101 = 0.1 \text{ uf}} \quad \text{no electrolítico.}$$

Teniendo en cuenta los gráficos de frecuencia en relación con la resistencia y condensador, inicialmente se trabaja con un valor determinado de resistencia pero básicamente los resultados en esta parte se obtuvieron en forma experimental.

Resultados Experimentales:

- El Pin 9 del integrado es la salida hacia el filtro pasabajo e ingresó al VCO el cuál genera una frecuencia de acuerdo al voltaje que tenga de entrada éste voltaje varía entre  $V_{SS}$  en el presente caso igual a cero y  $V_{DD} = 12$  volt. osea voltaje de fuente.



Conectando el Pin 9 a fuente de alimentación o sea  $V_{CC} = 12$  volts.

La salida de frecuencia del VCO será el más alto rango de frecuencia para un determinado valor de resistencia R1101.

Por el Pin 3 se tendrá una máx. frecuencia.

Por el Pin 4 se tendrá la máx. frecuencia multiplicada por 60.

Experimentalmente se obtuvo el valor de R1101.

$$\underline{R1101 = 100 \text{ K}}$$

Obteniéndose los siguientes valores:

$$F_{\text{pin}} = \text{Salida del VCO}$$

$$F_{\text{pin}} = \text{Salida del divisor.}$$

Se ve que se cumple el rango superior.

Se encuentra que el valor de la resistencia es inversamente proporcional al crecimiento de la frecuencia, de igual forma que lo anterior, la frecuencia mínima es determinada por el condensador C1101 y la resistencia R1102 a mayor valor de la resistencia la frecuencia obtenida es menor, para obtener como frecuencia mínima igual a cero la resistencia deberá ser muy grande lo que equivale a dejar el Pin 12 - en circuito abierto.

3.1.6. Circuito Oscilador Ventana de Tiempo.- El circuito oscilador genera una onda cuadrada con un duty cycle de 10%

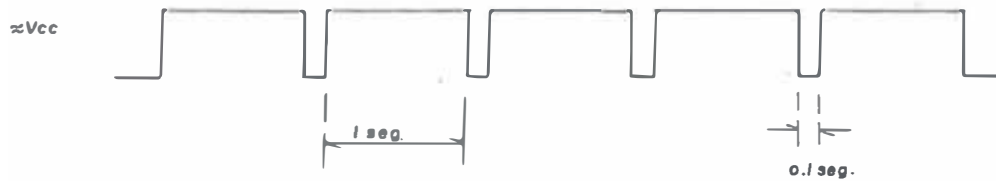


GRAFICO 20

Los flancos de subida habilita los contadores permitiendo el ingreso de la frecuencia a medir por un tiempo de 1 seg., también habilita el latch permitiendo almacenar la lectura.

El Latch se carga con la nueva información con los flancos negativos y la mantiene cuando esta en alto osea  $V_{CC}$  el pin enable latch.

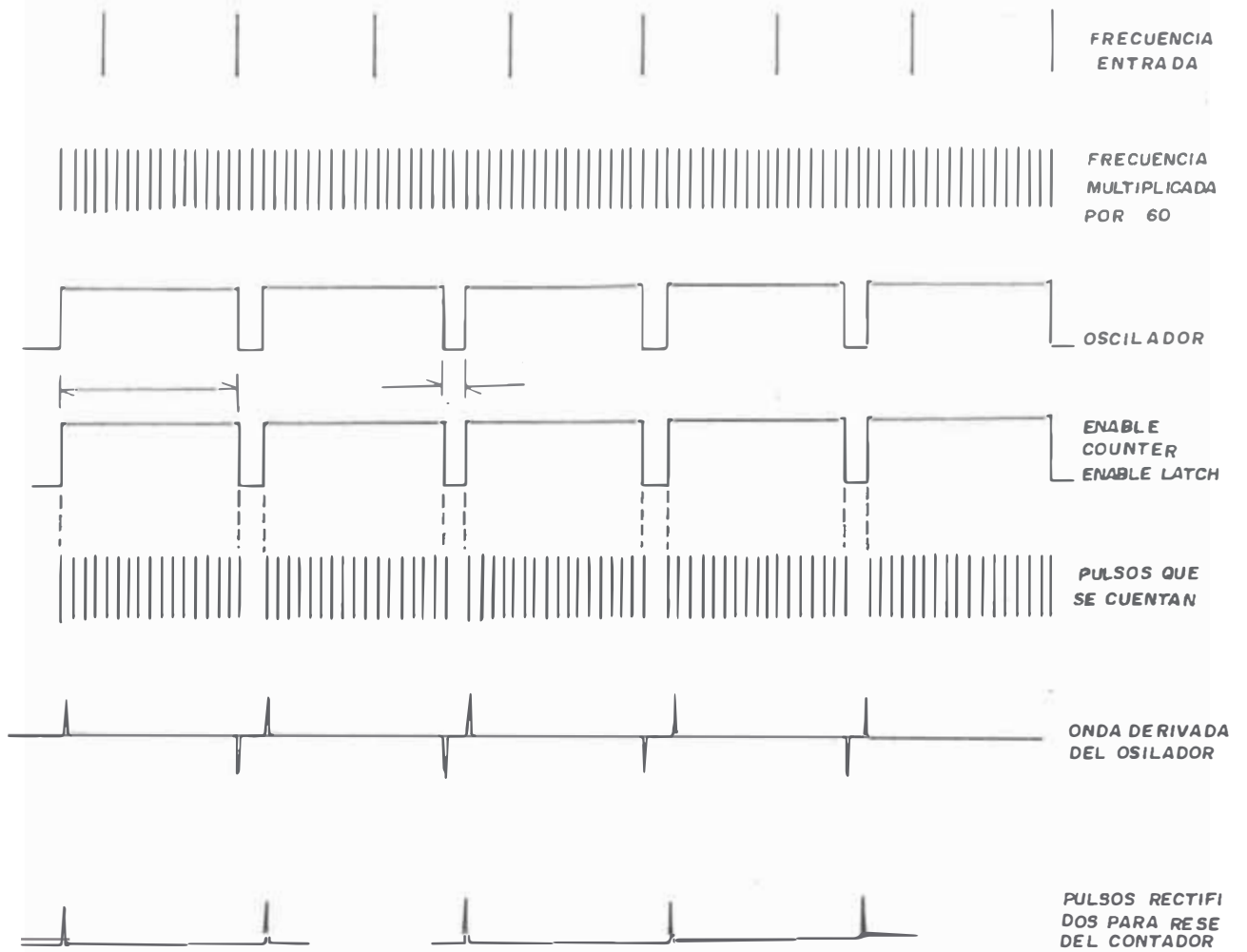
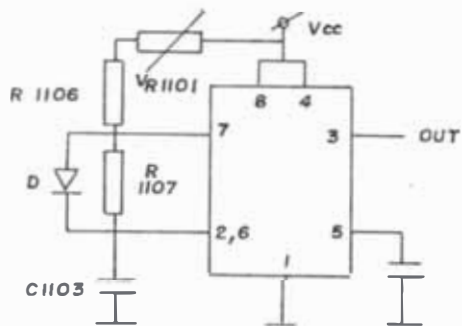


GRAFICO 21

El circuito a utilizarse es el siguiente:



CIRCUITO 11.3

Se utilizará el circuito integrado timer 555 en su disposición como multivibrador, se le agrega un diodo en la etapa de carga para tener así control independiente del tiempo de carga y descarga.

### 3.1.6.1. Procedimiento de Diseño.-

Tiempo de carga = 1 segundo.

$$T_C = 0.7 ( V_R 1101 + R1106) C1103 \quad (46)$$

Asumiendo el valor del condensador

C1103 = 1 uf no electrolítico.

Despejando la ecuación (46)

$$V_R 1101 + R1106 = \frac{1 \text{ seg.}}{0.7 \times 1 \times 10^{-6}}$$

$$\underline{V_R 1101 + R1106 = 1.43 \text{ M}}$$

La relación de resistencia y potenciómetro es:

$$1.43 \times 0.6 = . 858$$

$$A = 1.14 \text{ M}$$

$$1.43 \times 1.4 = 2.002$$

Entonces se toma:

$$\underline{V_R 1101 = 1 M}$$

$$\underline{R1106 = 820 K} \quad \text{Valor normalizado}$$

$$\underline{\text{Tiempo de Descarga} = 0.1 \text{ seg.}}$$

$$T_d = 0.7 R1107 C1103 \quad (47)$$

De Ecuación (47)

$$R1107 = \frac{0.1}{0.7 \times 1 \times 10^{-6}}$$

$$R1107 = 142.85 K$$

$$\underline{R1107 = 120 K} \quad \text{Valor normalizado}$$

Para el reset de los contadores se utiliza la onda de salida del timer, se deriva y rectifica el impulso resultante, borra a cero los contadores.

Para obtener un buen impulso (onda derivada de la cuadrada) el RC debe ser mucho menor que el tiempo  $T_c$  de carga.

$$\tau < T_c \quad T_c = 1 \text{ seg.}$$

Si se escoge:

$$\underline{C1104 = 0.001 \text{ uf}}$$

$$= 2.4 \times 10^{-5} \text{ seg.}$$

$$\underline{R1108 = 24 \text{ K}}$$

Cumple con la relación

$$2.4 \times 10^{-5} \text{ seg.} < 1 \text{ seg.}$$

Los dispositivos utilizados:

- PLL Mc 14046 B CM05
- Contadores del Multiplicador CD 4017.
- Contadores para el display CD 4518 BE Contadores dobles
- De codificadores/latch/driver CD 4511 BE.
- Display cátodo común.
- Timer NE 555.

RESULTADOS EXPERIMENTALES.- En la medición de frecuencia.

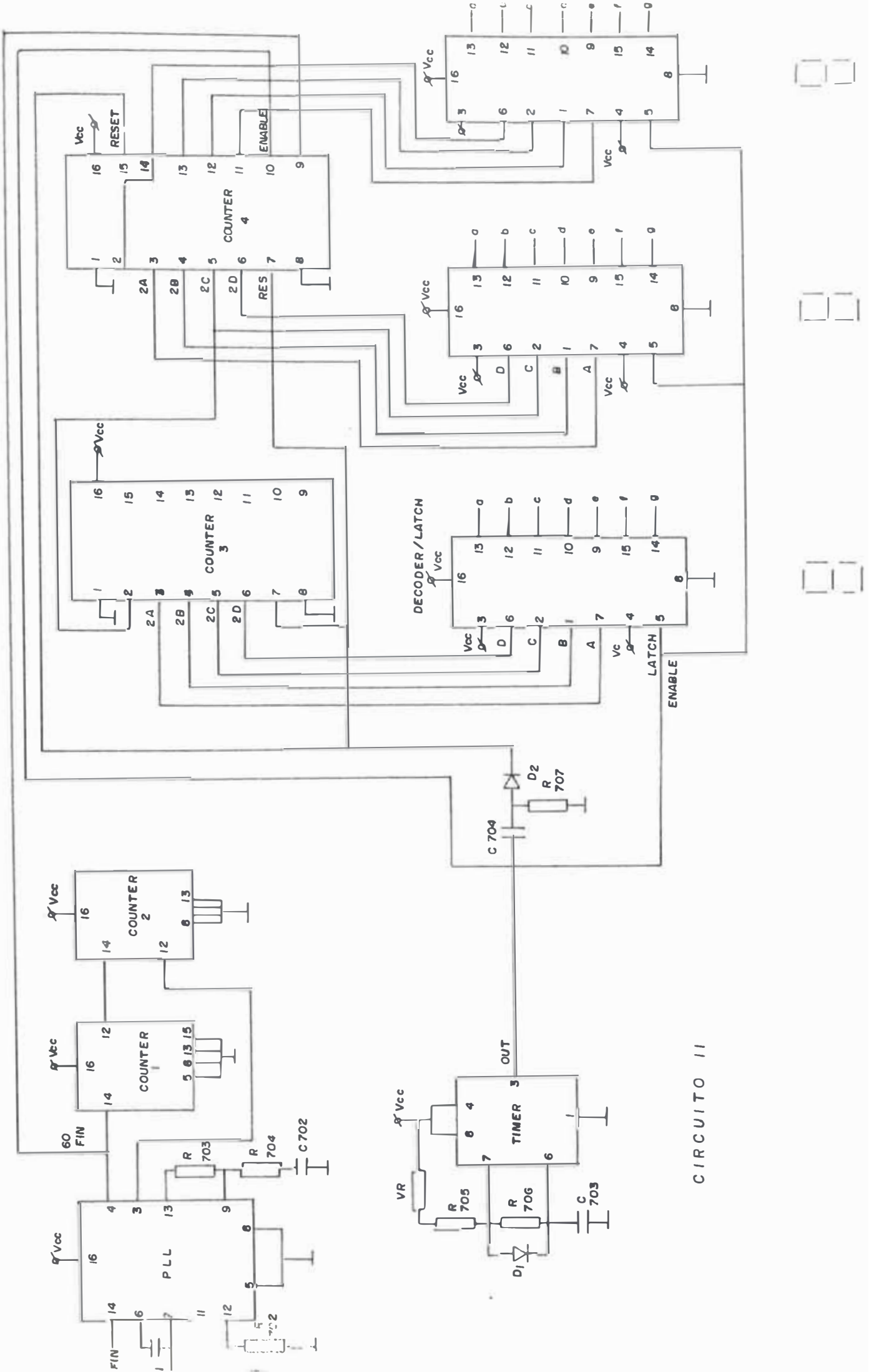
El PLL toma un tiempo de 3 seg. para lograr su estabilización, - para la variación de la frecuencia se utilizó un generador de funciones Philips modelo 5432, se le introdujo una señal onda cuadrada con un duty cycle de 10%.

No. Medición	Frec. in en HZ	Frec.teórica de salida = fin x 60	Frec.experimental fin x 60	Error en %
1	0.3	18	19	5.5 %
2	0.4	24	24	0 %
3	0.5	30	31	3.3 %
4	0.6	36	36	0 %
5	0.7	42	42	0 %
6	0.8	48	47	2.08 %
7	0.9	54	53	1.8
8	1.0	60	61	1.6
9	1.2	72	72	0
10	1.4	84	84	0
11	1.5	90	90	0
12	1.6	96	97	1.04 %
13	1.8	108	107	0.92 %
14	2.0	120	121	0.83 %
15	2.2	132	132	0
16	2.5	150	149	0.66
17	3.0	180	180	0
18	3.5	210	211	0.47
19	4.0	240	241	0.41
20	4.2	252	253	0.39
21	4.5	270	272	0.74
22	5.0	300	279	7 %

$$\text{Error porcentual} = \frac{\text{Valor Teor} - \text{Val exp.} \times 100}{\text{Val Teor}}$$

Error debido a que se llega a la frecuencia superior de trabajo --  
del PLL (  $F_{\text{máx}}$  de enganche ).





CIRCUITO II

## CAPITULO IV

### FUENTE DE ALIMENTACION

4.1. Generalidades.- Teniendo en cuenta que el equipo va a ser usado en el campo médico en donde está de por medio la vida humana, es que uno de los principales requisitos es la precisión y la estabilidad de la fuente de alimentación que permita que a los dispositivos que provee de energía funcionen correctamente dentro de los rangos calculados.

Al utilizar amplificadores operacionales que requieren tensión de alimentación positiva y negativa con respecto a un terminal común, es que se ha implementado dos fuentes independientes unidas en serie para obtener la tensión  $\pm V_{CC}$

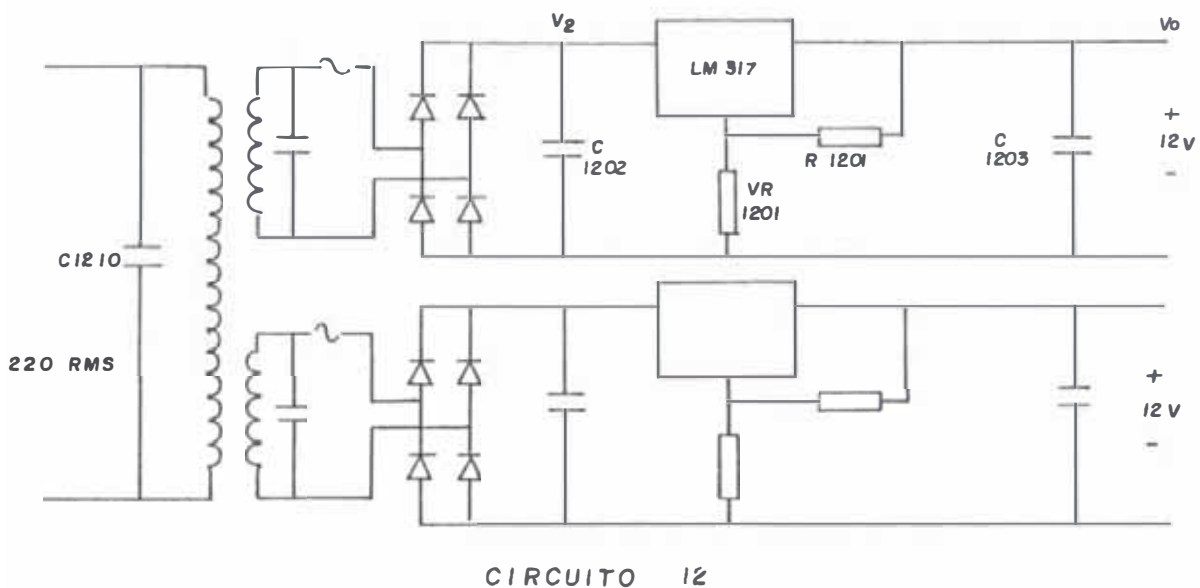
Se escogió como tensión de alimentación  $\pm 12$  voltios por ser una tensión común fácil de obtener ya sea por asociación de pilas comunes o utilización de baterías de automóvil. Es factible la alimentación del equipo en forma portátil dado que en su implementación se han utilizado dispositivos de tecnología CMOS que tienen un consumo bastante reducido, como referencia en cuanto a consumo se tiene:

Alimentación tensión positiva.

- Corriente de consumo  $I^+ = 270 \text{ ma}$
- Alimentación tensión negativa  
Corriente de consumo  $I^- = 40 \text{ ma.}$

Es esencial y deseable tener una buena regulación de voltaje, en el presente proyecto se han implementado con reguladores que no son muy caros y sin embargo son muy efectivos.

4.2. Procedimiento de Diseño.- El circuito a usarse como fuente de alimentación es el siguiente:



4.2.1. Características de los dispositivos usados

Transformador:

$$V_{in} = 220 \text{ volts.}$$

$$V_{our} = 2 \text{ salidas independientes de 15 volts.}$$

$$V = 13.5 \text{ volt. amperios.}$$

Condensador: Para supresión de transitorios en la línea de alimentación.  $C_{1201} = 0.01 \text{ uf.}$

Fusibles: De protección para cada fuente.

Puente de diodos B y 164

$$I_o = 1.4 \text{ amperios}$$

$$V_1 = 60 \text{ volts.}$$

Condensador de Filtro

$$C = 2,200 \text{ uf}$$

$$V = 50 \text{ volts.}$$

Regulador LM 317 T

Regulador de voltaje ajustable con las siguientes características:

- Corriente de salida típica, 1.5 amperios
- Rango de voltaje ajustable de 1.2 volt. a 37 volts.
- Línea de regulación típica 0.01%/V
- Regulación de carga típica 0.1 %

El voltaje designado como  $V_2$  tiene el siguiente valor:

$$V_2 = V_{in} - 1.4$$

$$V_2 \approx \sqrt{2} V_{RMS} - 1.4$$

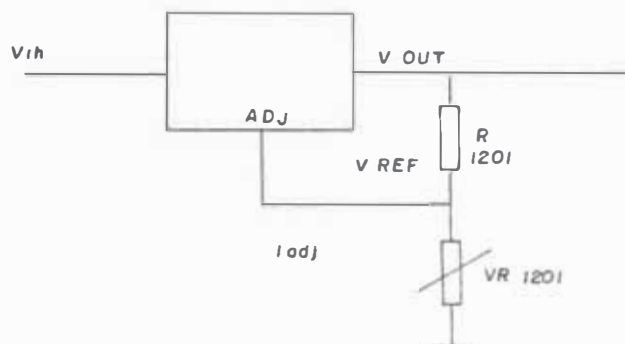
$$V_2 \approx \sqrt{2} \cdot 15 - 1.4$$

$$V_2 = 21.21 - 1.4$$

$$V_2 \approx 19.81 \text{ volts.}$$

El voltaje  $V_2$  es el voltaje de entrada al regulador que se está utilizando.

4.2.2. El regulador cuando está operando desarrolla un voltaje de referencia nominal de 1.25 volts. entre el terminal de salida y el terminal de ajuste.



CIRCUITO 12.1

Dado que el voltaje es constante fluye una corriente constante a través del potenciómetro  $V_R$  1201 dando una salida de voltaje de:

$$V_{out} = V_{ref} \left( 1 + \frac{VR\ 1201}{R\ 1201} \right) + I_{adj} V_R\ 1201$$

La corriente de ajuste es pequeña alrededor de 100 ua, el voltaje de referencia es igual a 1.25 volts.

La ecuación finalmente sería:

$$V_{out} = 1.25 \left( 1 + \frac{V_R}{R} + 100 \times 10^{-6} V_R \right)$$

Se utiliza:

$$R = 220$$

$$V_R = 2 \text{ K Potenciómetro}$$

Para evitar pequeñas oscilaciones a la salida se le coloca un condensador de 1  $\mu$ f de tantalio ya que tienen baja impedancia a altas -- frecuencias.

4.3. Disipadores de Calor. - Para evitar el excesivo calentamiento -- en el regulador de voltaje es que se -- les ha colocado disipadores siguiendo el siguiente procedimiento de -- cálculo.

Primeramente se calcula la Potencia  $P_D$  que va a disipar el Semi-- conductor, esta potencia se obtiene a partir de las corrientes y ten-- siones.

Las relaciones entre la potencia  $P_D$  y las temperaturas se les deno-- mina resistencias térmicas y se expresan en  $^{\circ}\text{C} / \text{W}$ , a continuación se enumeran las más usadas.

$\Theta_{jc}$  = Resistencia térmica de juntura a cápsula

$\Theta_{ja}$  = Resistencia térmica de juntura a ambiente.

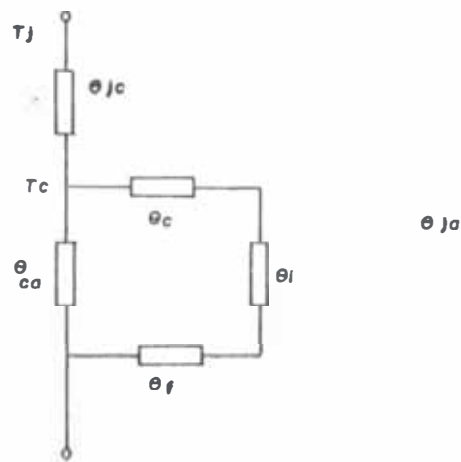
$\Theta_{ca}$  = Resistencia térmica de cápsula a ambiente

$\Theta_c$  = Resistencia térmica de contacto cápsula-mica más mica disipador.

$\Theta_i$  = Resistencia térmica de la mica.

$\Theta_f$  = Resistencia térmica del disipador.

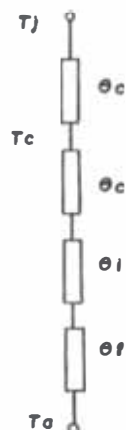
Por similitud con los circuitos eléctricos se puede utilizar la representación siguiente:



CIRCUITO 12.2

Normalmente  $\Theta_{ca}$  es mucho mayor que  $\Theta_c + \Theta_i + \Theta_f$  por lo que se le puede eliminar del circuito.

El circuito térmico quedaría como se muestra:



CIRCUITO 12.3

La potencia equivale a la corriente que circulando por las resistencias térmicas genera diferencias de temperatura.

4.3.1. Cálculos .- Primeramente se debe conocer la potencia que disipa el dispositivo  $P_D$



$$P_D = V_i I_i - V_o I_o \quad \begin{array}{l} V_i I_i = \text{Potencia de entrada} \\ V_o I_o = \text{Potencia de salida} \end{array} \quad (48)$$

De los datos del obtenidos de la fuente de alimentación

$$V_i = 21.2 \text{ volts.}$$

$$I_i = 300 \text{ ma}$$

$$V_o = 12 \text{ volts.}$$

$$I_o = 300 \text{ ma.}$$

Reemplazando los datos en la ecuación (48)

$$P_D = 21.2 \times 0.3 - 12 \times 0.3$$

$$P_D = 6.36 - 3.6$$

$$\underline{P_D = 2.76 \text{ W}}$$

El valor de  $j_c$  se obtiene del fabricante y según el manual de la National se tiene:

$$j_c = 5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$



El valor de  $\Theta_c$  se obtiene del gráfico de resistencia térmica de contacto con grasa.

$$\Theta_c = 0.3 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

De la misma forma se obtiene el valor de  $\Theta_i$  del gráfico de resistencia térmica de la mica con grasa.

$$\Theta_i = 0.5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

La resistencia térmica  $\Theta_{ja}$  junta ambiente se calcula con la siguiente ecuación:

$$\Theta_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P_D} \quad \text{Se asume } T_j = 80 \text{ } ^\circ\text{C.}$$

$$T_a = 40 \text{ } ^\circ\text{C.}$$

$$\Theta_{ja} = \frac{80 - 40}{2.76}$$

$$\Theta_{ja} = 14.5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Finalmente se calcula  $\Theta_f$  a partir de los datos obtenidos anteriormente

$$\Theta_f = \Theta_{ja} - \Theta_{jc} - \Theta_c - \Theta_i$$

$$f = 14.5 - 5 - 0.3 - 0.5$$

$$\underline{f = 8.7 \text{ } ^\circ\text{C/W}}$$

Con el dato obtenido en (49) y utilizando el gráfico resistencia - térmica del disipador / superficie se obtiene la superficie que debe tener el disipador.

$$S \approx 40 \text{ Cms}^2$$

Por comodidad en la disposición de los componentes en el circuito impreso se le dió la siguiente forma al disipador utilizando perfil - de aluminio de 2 mm. de espesor.

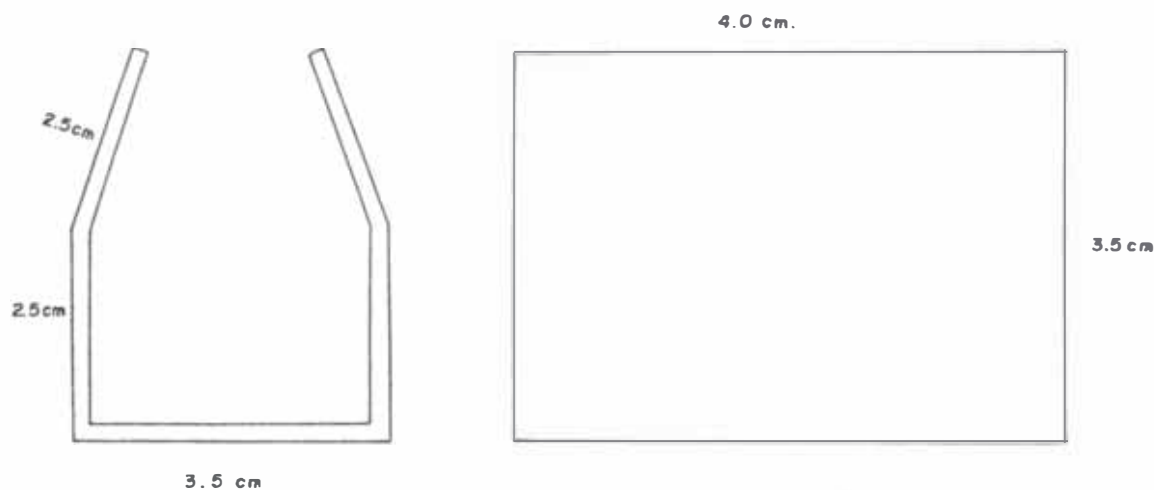


FIGURA 6

En las pruebas realizadas el disipador funcionó correctamente.

## CAPITULO V ( ADICIONAL )

### PREAMPLIFICADOR ECG

5.1 Generalidades.- El corazón genera un campo eléctrico el cuál -  
puede ser matemáticamente representado por un  
vector teniendo como tal una magnitud y una dirección.

Los cardiólogos han standarizado las maneras de obtener éste campo eléctrico, ellos se han basado en el estudio realizado por el fisiólogo holandés Willem Einthoven, quién fué el primero en desarrollar el concepto de vector.

Por la medición de la diferencia de potencial entre los brazos y -  
entre cada brazo y la pierna izquierda se puede reconstruir la magnitud y dirección del vector cardíaco.

Las medidas de potencial a lo largo de los lados del triángulo de Einthoven son conocidos como medidas en el plano frontal standard.

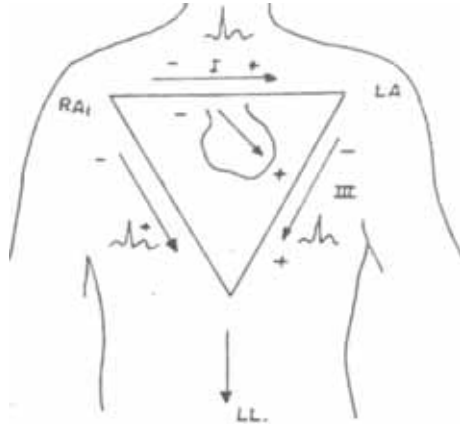


FIGURA 7

5.2. Electrodos.- Por medio de los electrodos se obtiene la señal eléctrica que esta relacionada con la actividad cardíaca.

Las corrientes que acompañan a la contracción del músculo cardíaco producen un campo eléctrico variable en el tiempo, la función de los electrodos es obtener estos potenciales.

Los electrodos deben convertir las corrientes iónicas dentro del cuerpo en corriente de electrones en los conductores.

Los electrodos que se han utilizado son placas de cobre electrolítico de 4 x 4 Cms., que son colocados en los brazos derecho e izquierdo y pierna izquierda que han funcionado en forma satisfactoria.

5.3. Preamplificador.- Un Preamplificador apropiado para amplificar los potenciales captados en los electrodos - debe tener una alta impedancia de entrada desde que la resistencia - piel - electrodo es alta.

La señal que aparece en los electrodos es una señal de muy pequeño nivel alrededor de  $1\text{mV}$ ., el tercer electrodo actúa como tierra.

A continuación un gráfico de los puntos de medida y su circuito equivalente

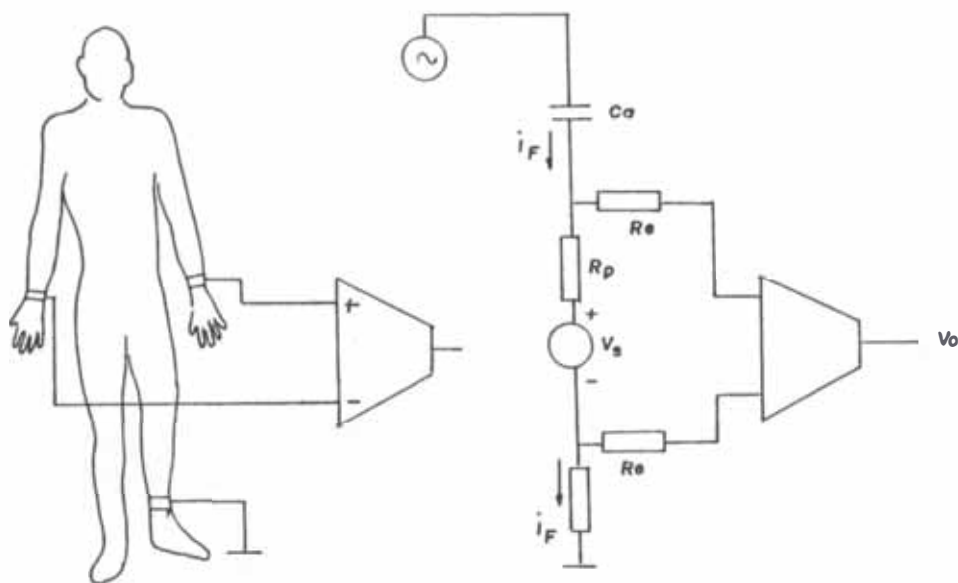


GRAFICO 22

Se designa como:

$V_s$  = Potencial de la señal cardíaca

$R_p$  = Resistencia de la piel

$R_e$  = Resistencia de los electrodos.

$C_a$  = Condensador entre el cuerpo humano y líneas eléctricas.

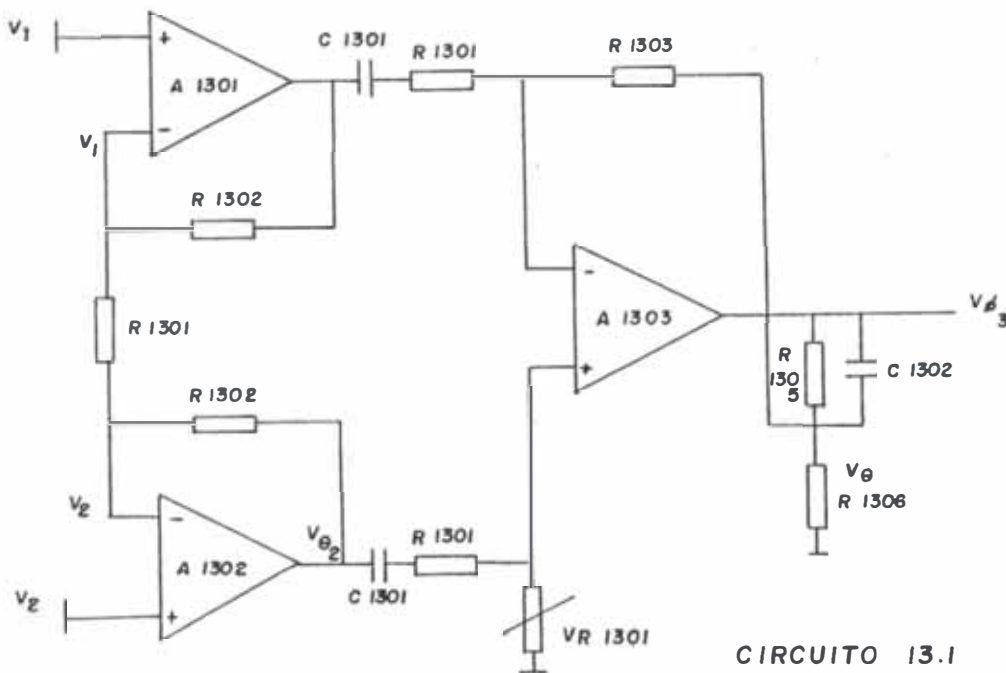
Como la medida de la señal no es hecha en una habitación eléctricamente blindada, es inevitable que se capte la señal de las líneas eléctricas como son en 50 y 60 HZ.

El cuerpo humano y las líneas eléctricas actúan como dos placas separadas de un condensador de pequeño valor  $C_a$ ; debido a este acoplamiento capacitivo una pequeña corriente la fluye al cuerpo a través de la piel y a través del tercer electrodo a tierra; practicamente no fluye corriente a través de los electrodos de entrada al preamplificador ya que la resistencia de entrada de este es bastante alta.

La caída de voltaje en la resistencia de la piel  $R_p$  debido a  $i_a$  es bastante pequeña  $R_e \gg R_p$  y  $1/2 \pi 60 C_a \gg R_p$ . Pero la caída de voltaje en el electrodo de tierra puede ser más alto; El hum o sumbido de 50 ó 60 HZ. a través de los electrodos de entrada es pequeño pero el voltaje con respecto al electrodo de tierra es relativamente alto.

Se ha visto por conveniente utilizar un amplificador diferencial de precisión que tenga una alta impedancia de entrada y un buen rechazo en modo común.

A continuación el diagrama del circuito amplificador diferencial - de precisión.



CIRCUITO 13.1

### 5.3.1. Función de Transferencia del Circuito Preamplificador Diferencial.-

Para hallar la función de transferencia primero se calculará el resultado de una sección tomando en consideración que se aplica señal a una entrada y la otra está a tierra, se utilizará la aproximación de ganancia infinita para los cálculos con los operacionales.

Asumiendo  $V_i > 0$  y  $V_2 = 0$

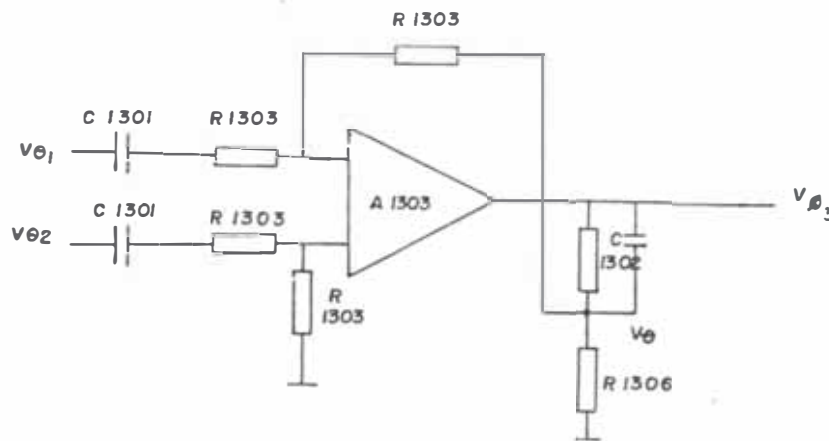
$$V_1 = \frac{V_{01} R_{1301}}{R_{1301} + R_{1302}} \quad V_{01} = V_1 \left( \frac{R_{1301} + R_{1302}}{R_{1301}} \right) \quad (50)$$

Se sabe que  $V_i = V_1$  y  $V_2 = V_2$

$$\frac{\frac{V_1}{R1301} + \frac{V_{O2}}{R1302}}{\frac{1}{R1301} + \frac{1}{R1302}} = V_2 \quad \text{Pero } V_2 = 0$$

$$\frac{V_1}{R1301} = -\frac{V_{O2}}{R1302} \quad \longrightarrow \quad V_{O2} = -V_1 \frac{R1302}{R1301} \quad (51)$$

La función de transferencia del amplificador A1303



CIRCUITO 13.2

Se halla las dos ecuaciones relacionadas con V

$$V = \frac{V_{O2} R1303}{R1303 + R1303} \quad \longrightarrow \quad V = \frac{V_{O2}}{2} \quad (52)$$

$$V = \frac{V_{O3} R1306}{R1305 + R1306} \quad (53)$$



$$V = \frac{\frac{V_0}{R1303} + \frac{V_{01}}{R1303}}{\frac{1}{R1303} + \frac{1}{R1303}} \quad \longrightarrow \quad V = \frac{V_0 + V_{01}}{2} \quad (54)$$

Igualando las ecuaciones (52) y(54)

$$\frac{V_{02}}{2} = \frac{V_0 + V_{01}}{2} \quad \longrightarrow \quad V_0 = V_{02} - V_{01} \quad (55)$$

En la ecuación (55) se reemplaza el valor  $V_0$  (53)

Los valores de  $V_{01}$  (50) y  $V_{02}$  (51)

$$\frac{V_{03} R1306}{R1306 + R1305} = - \frac{V_1 R1302}{R1301} - V_1 \frac{(R1301 + R1302)}{R1301}$$

$$\frac{V_{03} R1306}{R1306 + R1305} = - \frac{V_1}{R1301} ( R1302 + R1301 + R1302 )$$

$$\frac{V_{03} R1306}{R1306 + R1305} = - V_1 \left( 1 + \frac{2 R1302}{R1301} \right)$$

$$\frac{V_{03}}{V_1} = \frac{R1306 + R1305}{R1306} \left( 1 + \frac{2 R1302}{R1301} \right) \quad (56)$$

Se observa que la ecuación (56) representa la ganancia total del circuito, reemplazando por sus valore, se obtiene el valor de la ganancia.

$$R1301 = 10K$$

$$R1302 = 120 K$$

$$R1303 = 680K$$

$$R1305 = 82K$$

$$R1306 = 4.3K$$

$$C1301 = 1 \text{ uf}$$

$$\frac{V_{03}}{V_1} = \frac{4.3 K + 82K}{4.3K} \quad 1 + \frac{2 \times 120K}{10K}$$

$$\frac{V_{03}}{V_1} = 501.7 \quad A = 501.7 \quad (57)$$

El resultado (57) indica que la señal de entrada será amplificada 501.7 veces.

La función de los condensadores es de servir como filtros a la señal de entrada.

La frecuencia de corte del filtro formado por los componentes C1301 y R1303 frecuencia baja.

$$F_b = \frac{1}{2 \times R1303 \times C1301} \quad (58)$$

$$F_b = \frac{1}{2 \times 680K \times 1\text{uf}} \quad F_b = 0.23 \text{ HZ} \quad (59)$$

La frecuencia de corte del filtro de C1302 y R1305 frecuencia alta.

$$F_a = \frac{1}{2 \pi R_{1305} C_{1302}}$$

$$F_a = \frac{1}{2 \pi \times 82K \times 22 \text{ nf}} \quad F_a = 88.2 \text{ HZ} \quad (60)$$

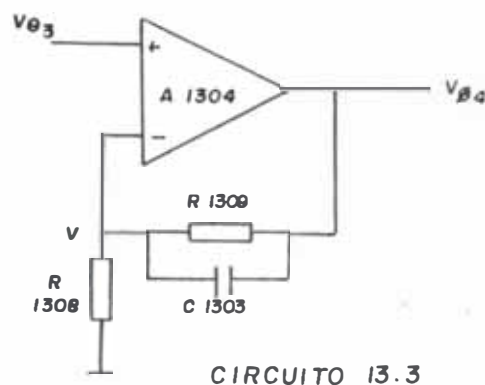
El filtro tienen por finalidad de no permitir el paso de potencia les offset que llegan a alcanzar un nivel de 300 mv y que pueden llegar a saturar los amplificadores, es decir filtra frecuencias menos de 0.23 HZ.

Filtrando también frecuencias arriba los 90HZ, se tiene el adecuado ancho de Banda del ECG para ser amplificado.

### 5.3.2. Función de Transferencia de los circuitos Amplificadores

A1304 y A1305.- Para obtener un nivel apropiado de la señal del corazón es decir de 3 volts, a la salida del preamplificador diferencial se le ha colocado 2 etapas amplificadoras del tipo - no inversoras, ya que tienen la ventaja de tener una alta impedancia de entrada.

El diagrama del circuito es el siguiente:



Por divisor de tensión se calcula V

$$V = \frac{V_{04} R_{1308}}{R_{1308} + R_{1309}} \quad \text{---} \quad V_{04} = \frac{V (R_{1308} + R_{1309})}{R_{1308}}$$

$$\frac{V_{04}}{V} = A = \frac{R_{1308} + R_{1309}}{R_{1308}} \quad (61)$$

Se asumió los siguientes valores para las resistencias

$$R_{1308} = 100K \quad R_{1309} = 1.2 M$$

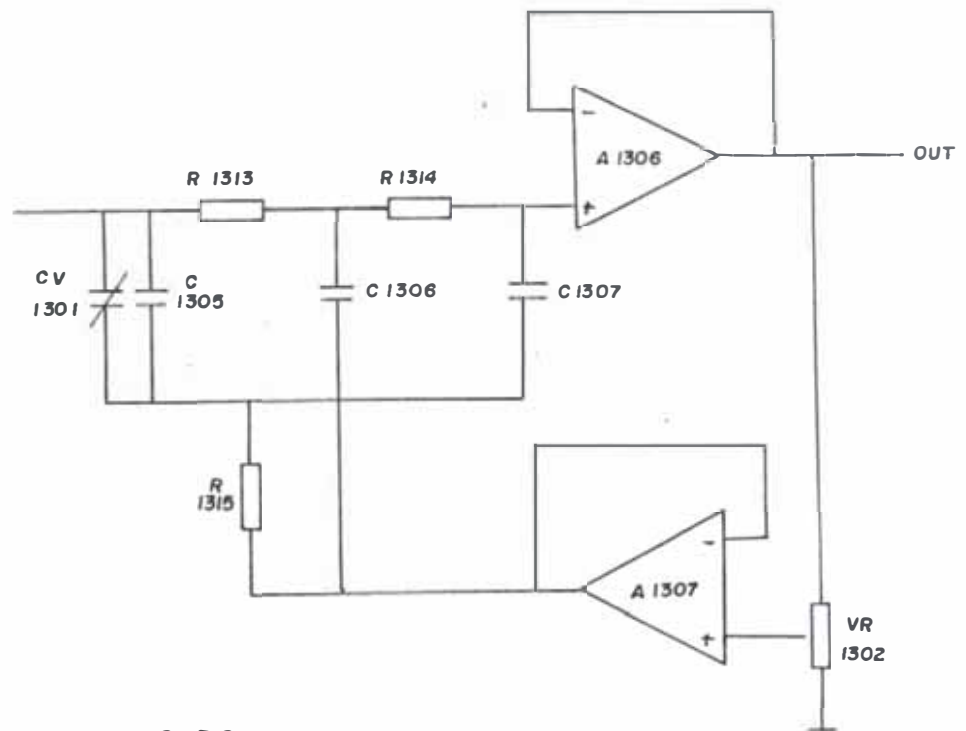
La Ganancia Teórica es:

$$A = \frac{1.2M + 100K}{100K} \quad \text{---} \quad A = 13 \quad (62)$$

Experimentalmente a la salida de esta etapa se observa más claramente la señal ECG pero el ruido de la línea de Ac en 50/60HZ es predominante cuyo valor es másó menos 10 veces la señal ECG, agregándole condensadores se logra atenuar en parte el ruido de 50/60 HZ.

Colocando una etapa de amplificación similar a la anterior se logró obtener un nivel de señal de más o menos 5 volts. pero aún persiste el ruido de 50/60 HZ.

5.3.3. Filtro Twin-T Notch.- Llamado también filtro de rechazo de banda, se ha escogido la siguiente configuración la cuál tiene un Q ajustable de 0.3 a 50 aproximadamente, este ajuste se realiza con el potenciómetro  $V_R$  1302.



CIRCUITO 13.4

Este filtro es utilizado para eliminar la interferencia de la línea AC de 50/60 HZ. y puede visualizarse en forma clara la onda ECG para su posterior procesamiento.

Es conveniente que a la salida del filtro tengan un amplificador de alta impedancia de entrada por lo cuál se le coloca un amplificador operacional en configuración seguidor emisor ganancia unitaria.

Los valores de los componentes escogidos son:

$R_{1313} = R_{1314} = 10M$	$C_{1305} = C_{1307} = 250 \text{ pf}$
$R_{1315} = 5M$	$C_{1306} = 470 \text{ pf}$
$V_R 1302 = 10K$	$CV_{1301} = 50 \text{ pf}$

La frecuencia de rechazo de banda es  $f_0$ .

$$f_o = \frac{1}{2 \pi \times R_{1313} \times (C_{V1301} + C_{1305})}$$

El rango de variación sería:

Para  $C_{V1301} = 0$

$$f_o = \frac{1}{2 \pi \times 10M \times 250 \text{ pf}} \quad \underline{f_o = 63.66 \text{ HZ}}$$

Para  $C_{V1301} = 50$

$$f_o = \frac{1}{2 \pi \times 10M \times 300 \text{ pf}} \quad \underline{f_o = 53 \text{ HZ}}$$

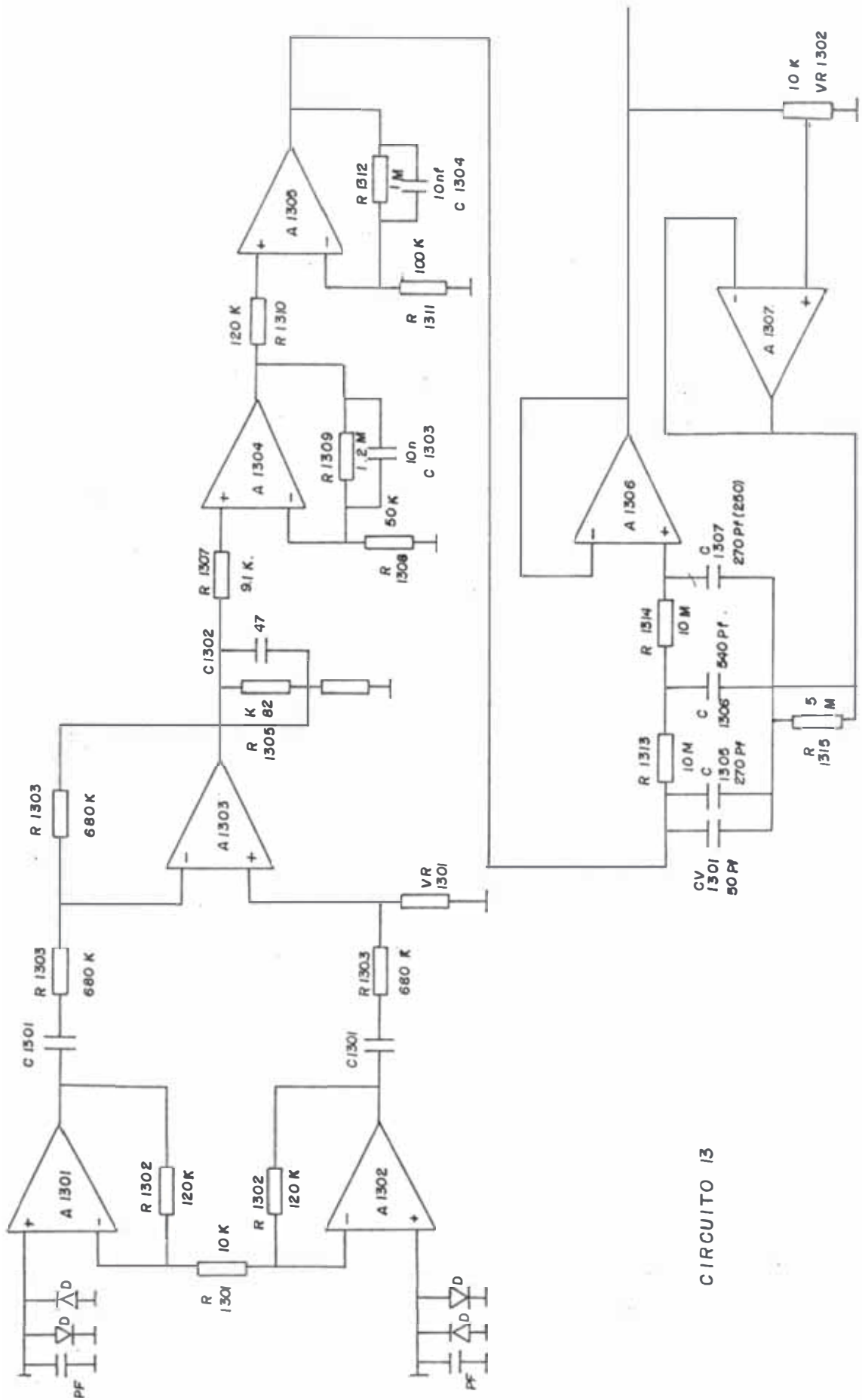
Se le puede sintonizar entre las siguientes frecuencias:

$$\underline{53 \leq f_o \leq 63 \text{ HZ.}}$$

5.3.4. Resultados Experimentales.- Experimentalmente se logró un -- funcionamiento correcto del filtro permitiendo así obtener en el osciloscopio una señal ECG clara y de aproximadamente un valor de 5 volts. la onda QRS.

Los amplificadores operacionales utilizados son los LM 3403 caracterizados por su alta impedancia de entrada, corriente de entrada pequeña, voltaje offset muy pequeño, los cuales han trabajado satisfactoriamente en el presente proyecto.

El LM 3403 es un operacional cuádruple.



CIRCUITO 13

## APENDICE A

### CIRCUITO SIMULADOR DE SEÑALES DEL CORAZON

Por razones prácticas de prueba y verificación del equipo construído se implementó un circuito simulador de señales del corazón que proporciona una señal sintetizada muy similar a la onda del corazón.

A.1. Diagrama de Bloques del Circuito.- A continuación se muestra - las partes más importantes del circuito.

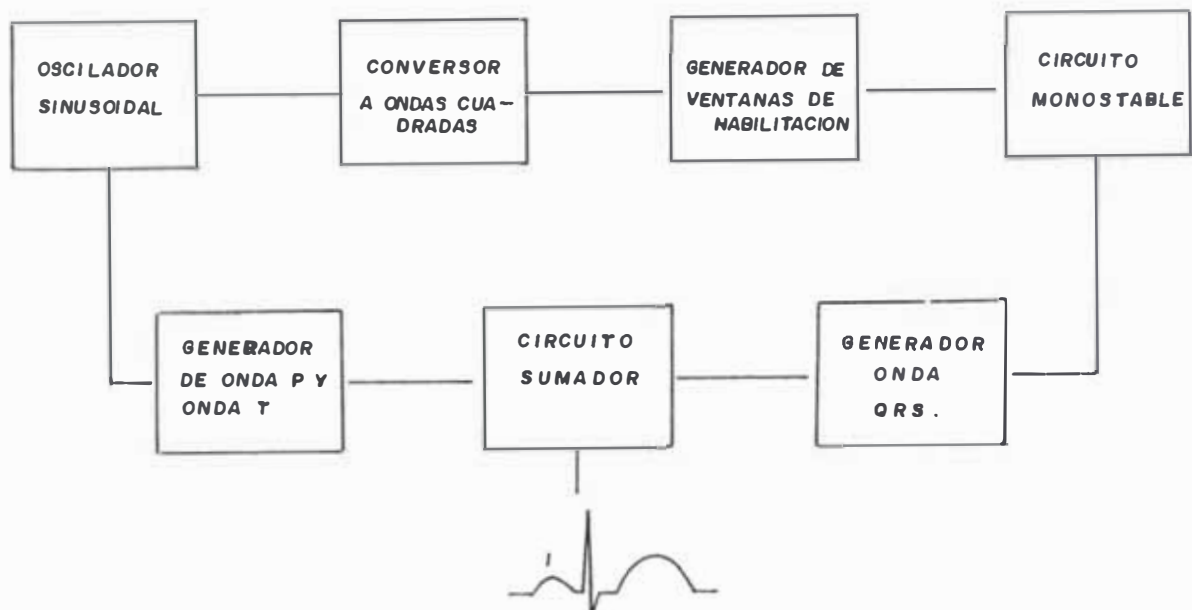


FIGURA 7



## APENDICE A

### CIRCUITO SIMULADOR DE SEÑALES DEL CORAZON

Por razones prácticas de prueba y verificación del equipo construído se implementó un circuito simulador de señales del corazón que proporciona una señal sintetizada muy similar a la onda del corazón.

A.1. Diagrama de Bloques del Circuito.- A continuación se muestra - las partes más importantes del circuito.

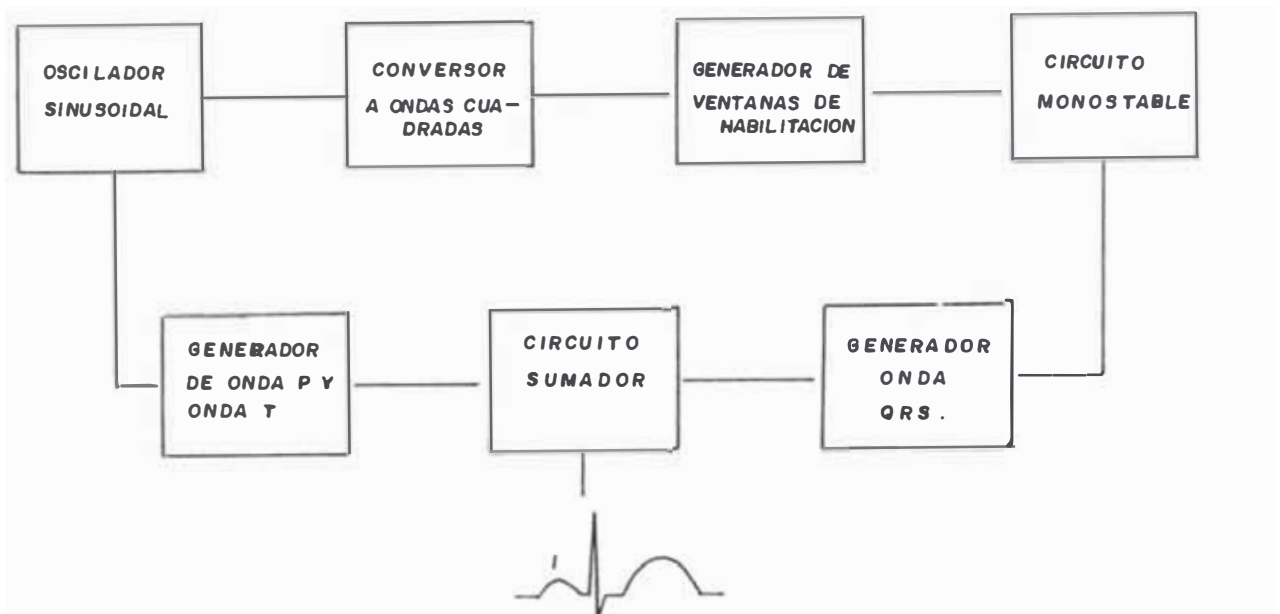


FIGURA 7

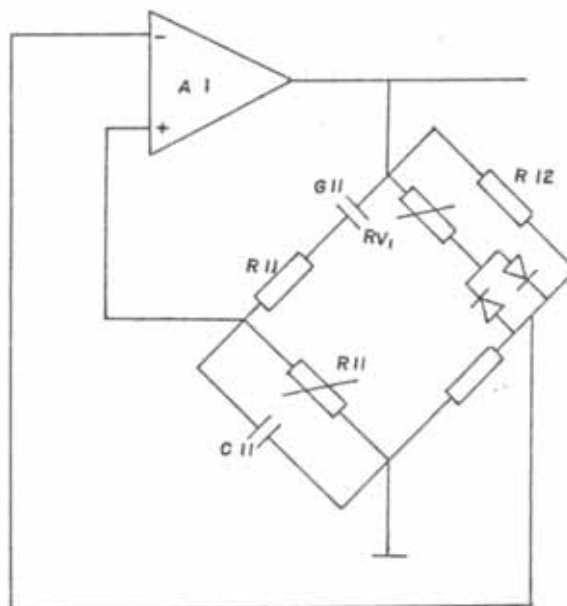
La onda que se desea generar es la siguiente:



A.1.1. Oscilador Sinusoidal.- Como generador de ondas senoidales,- se emplea un oscilador de puente de Wien.

Se utiliza como elemento activo, un amplificador operacional en el que se emplea como red de alimentación, un puente equilibrado.

El Circuito utilizado es el siguiente:



CIRCUITO A-1

La frecuencia de oscilación esta dado por:

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi R_{11} C_{11}}$$

En el diagrama de ondas está designado por la letra A

A. 1.2. Convertor a Ondas Cuadradas.- Este circuito es alimentado por el oscilador de puente de Wien y consiste en un amplificador operacional realimentado positivamente, de tal manera que está trabajando en sus extremos es decir en saturación dando como resultado una onda cuadrada que está entre  $V^+$  y  $V^-$  de tensión.

Colocando un diodo a la salida previa resistencia de limitación se obtiene una onda que varía entre 0 y  $V^+$ , y que está desfasada  $180^\circ$  con respecto a la onda senoidal.

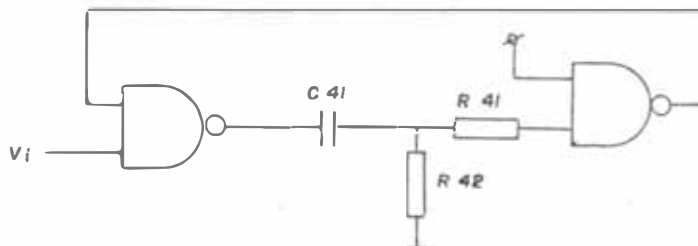
En el Diagrama de ondas es la designada como B.

A.1.3. Generador de Ventanas de Tiempo.- La onda cuadrada alimenta un flip-flop Master Slave que es conectado como un FF tipo T, es decir que la salida cambia de estado con cada flanco positivo del reloj.

La Onda generada actúa como una ventana de tiempo que habilita el gate de transmisión G 2 permitiendo el paso de la onda P.

La Onda C es la generada en este circuito.

A.1.4. Circuito Monostable.- Utilizando puertas Nand CMOS se les conecta para actuar como circuitos monostables en la siguiente configuración:



CIRCUITO A-2

La duración del estado casi estable está dado por la siguiente ecuación:

$$T \approx (R_o + R_{42})C \times \ln \frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_t}$$

$V_{cc}$  Tensión de fuente  
 $V_t$  Tensión Threshold  
 $R_o$  Resistencia de salida de la puerta.

$$T \approx R_{42} C_{41} \times 0.7$$

$R_{42}$      $R_o$

$$T = 430K \times 0.068 \text{ uf} \times 0.7$$

$$\underline{T = 20 \text{ ms}}$$

Onda I en el diagrama de ondas.

A.1.5. Generador Onda QRS.- El pulso generado en el circuito monostable anterior, sirve para disparar un nuevo monostable, este pulso invertido y el pulso anterior al ser sumados y pasados por un filtro pasaalto dará como resultado una onda -

similar a la onda QRS, ondas J, K en el diagrama.

A.1.6. Generador de Onda P y Onda T.- La onda T, se obtiene directamente de rectificar la onda sinusoidal del circuito puente de Wien, lo cuál se logra utilizando un diodo, onda E en diagrama.

La Onda P se obtiene, de la onda sinusoidal y se logra obtener solo la parte superior de la onda mediante un diodo Zener, contando de esta forma con una onda en amplitud menor que la onda T, onda F en diagrama.

A.1.7. Circuito Sumador.- Sincronizando convenientemente las ondas obtenidas parcialmente, se procede a sumarlas para lo cuál se utiliza un amplificador operacional en su disposición de sumador, teniendo a la salida la onda simulada del corazón.

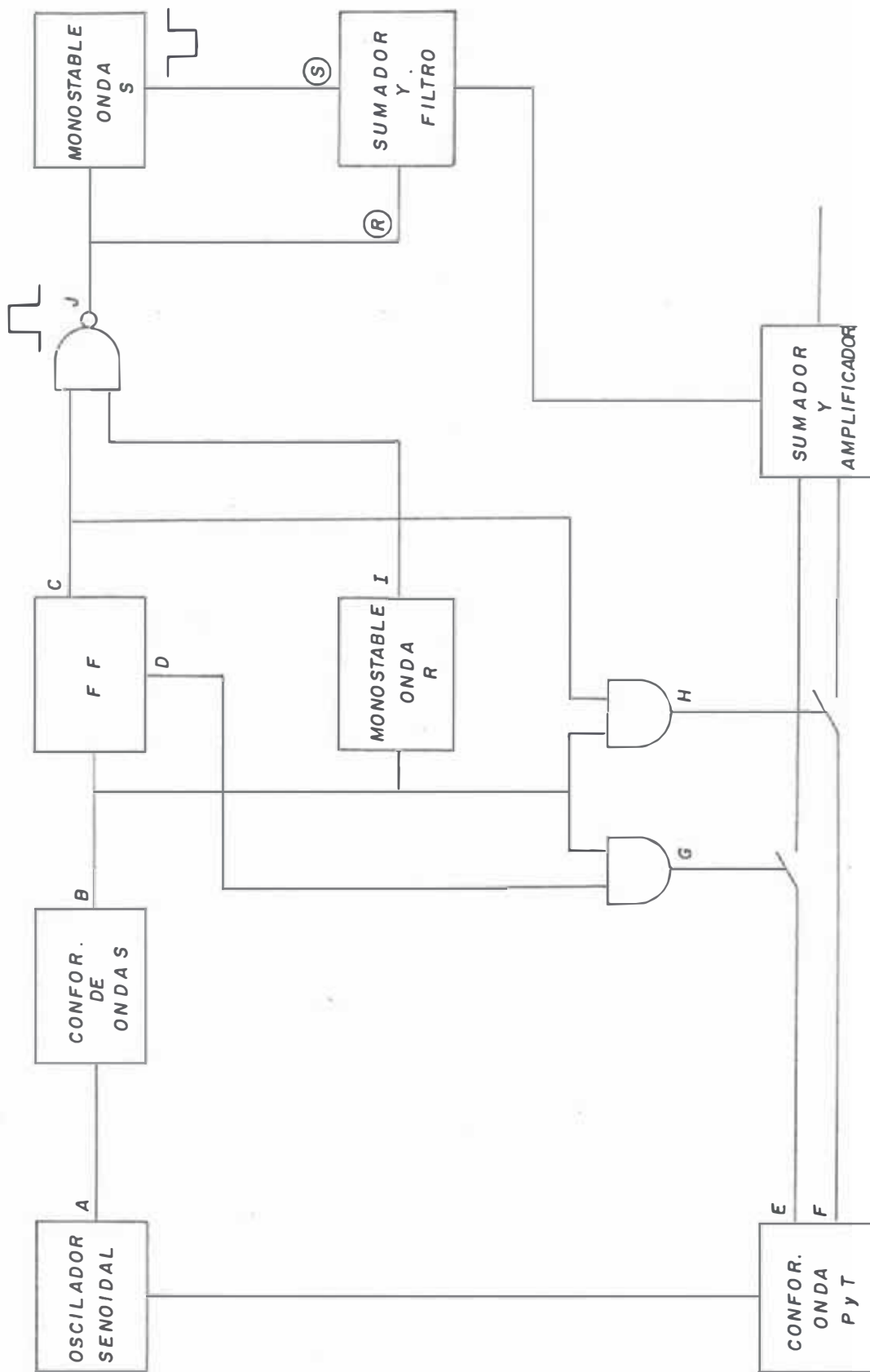
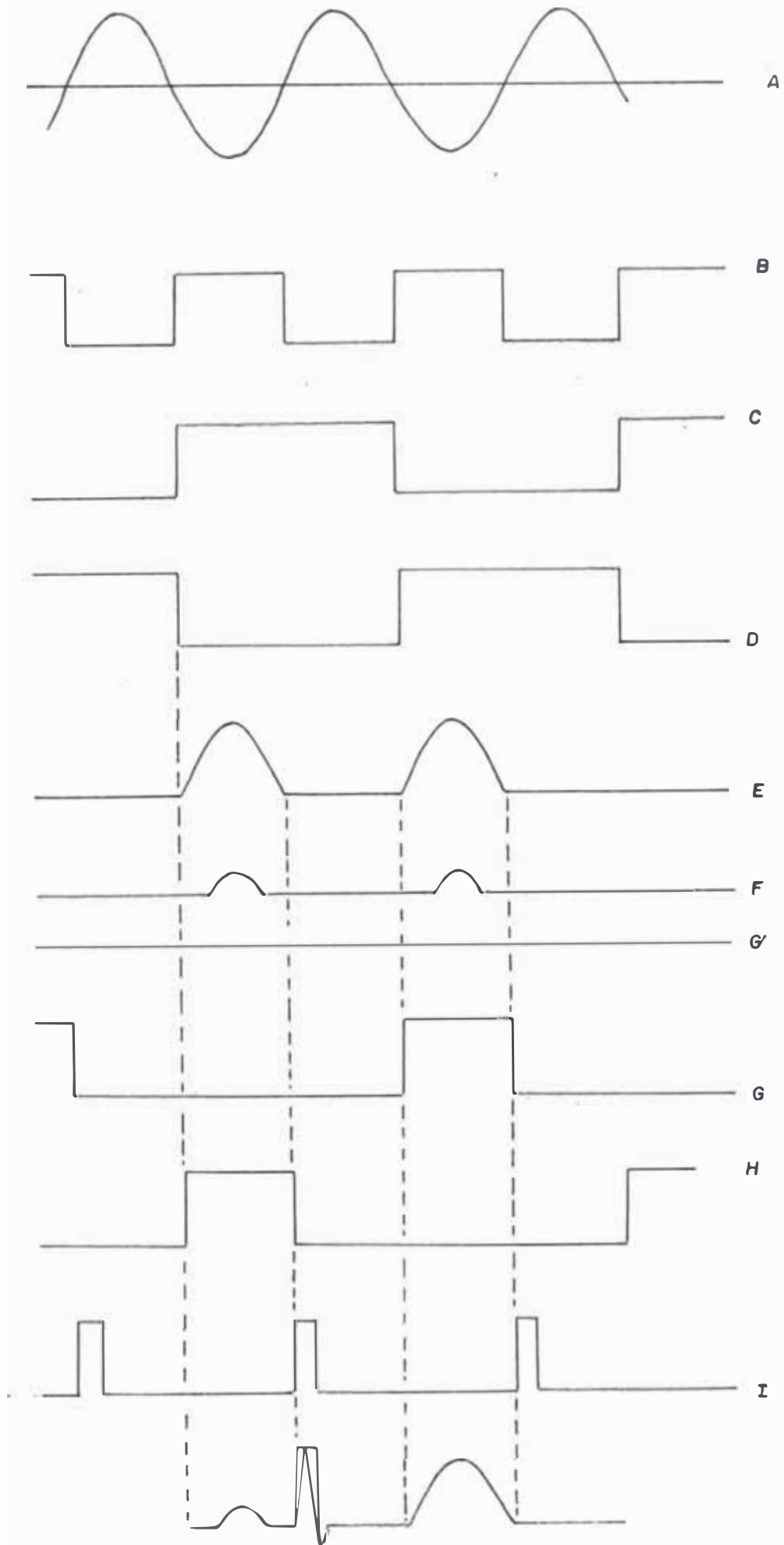


DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SIMULADOR DE SEÑALES DEL CORAZON

DIAGRAMA DE ONDAS DEL SIMULADOR DE SEÑALES DEL CORAZON



## CONCLUSIONES

1. En el desarrollo del presente proyecto, cuando el equipo es utilizado con el simulador de señales del corazón el detector de -- Arritmia Cardíaca presenta un buen funcionamiento, de igual forma el medidor digital de pulsaciones que responde y se estabiliza en tiempo de 3 segs.
2. En las pruebas realizadas con el amplificador ECG, el ruido originado por la tensión comercial AC, fué un permanente problema - ya que en las primeras etapas enmascaraba la señal proveniente - de los electrodos, se tuvo que colocar un filtro Notch sintonizado, ya que en Arequipa que es donde se desarrolla el proyecto existe dos frecuencias de la red comercial 50 y 60 HZ.
3. El amplificador ECG funciona correctamente, pero la persona que se le está tomando la señal debe de permanecer tranquila y evitar movimientos bruscos que pueden saturar los amplificadores.
4. Al conectar el amplificador ECG, al detector de Arritmia y Medidor Digital de Pulsaciones, el detector funciona bien, al medidor Digital se le observa cierta inestabilidad que es originada por -



el movimiento de la persona a la que se le está realizando la medición, dado que su tiempo de muestreo es de 1 seg. que se puede subir a 3 seg. sin una pérdida importante de precisión.

5. Uno de los inconvenientes en realizar la implementación del proyecto fué la disponibilidad de componentes electrónicos de precisión. Lo más importante ha sido demostrar la buena posibilidad que existe en nuestro país de diseñar y construir Equipos Médicos Electrónicos, a un precio muy bajo comparado con equipos importados.

## BIBLIOGRAFIA

1. CIRCUIT DESIGN FOR ELECTRONIC INSTRUMENTATION  
Darold Wobschall.
2. DESIGN OF MICROCOMPUTER - BASED MEDICAL INSTRUMENTATION  
W. Tompkins - J Webster.
3. DESIGN OF PHASE - LOCKED LOOP CIRCUITS  
Howard M. Berlin.
4. ELECTRONICS FOR MEDICAL PERSONNEL  
Ed Bukstein.
5. ELECTRONICA DIGITAL INTEGRADA.  
Taub - Schilling.
6. EL ESTADO DEL ARTE EN LA ELECTRONICA.  
Sánchez  
Vivas  
Del Corzo
7. LINEAR DATA BOOK  
National Semiconductor.
8. MARCAPASO DE DEMANDA  
José Gamero O.
9. OPERATIONAL AMPLIFIERS DESIGN AND APLICATIONS  
Tobey - Graeme - Huels Man.
10. TRANSDUCTORES Y MEDIDORES ELECTRONICOS.  
Marcombo Boiyareu.