

## DEDICATORIA

A mis padres, que con su comprensión y apoyo han hecho que culmine mis anhelos.

## INTRODUCCION

		1
1	<b>GENERALIDADES</b>	1
1.1	Principio de operación y estructura de un sensor sísmico	
1.1.1	Ecuaciones del movimiento del sismometro del péndulo	7
1.1.2	Oscilaciones libres del sistema	10
1.1.3	Presencia de fuerza excitadora	12
1.2	Método de determinación de la respuesta instrumental	17
1.2.1	Obtención del coeficiente de amortiguamiento	17
1.2.2	Metodología a implementar	26
1.3	Registro digital de señales sísmicas	28
1.3.1	Descripción de la red sísmica del Instituto Geofísico	30
1.3.2	Registro digital	32
2	<b>ESPECIFICACIONES Y DISEÑO</b>	37
2.1	Requerimientos del sistema	37
2.2	Descripción general	39
2.2.1	Diagrama de bloques	39
2.2.2	Descripción del sistema	41
2.2.2.1	Módulo 1: tarjeta de control	41
2.2.2.2	Módulo 2: tarjeta de comunicación con el usuario	51
2.2.2.3	Módulo 3: tarjeta de adquisición y adaptación de señales	55
2.3	Circuito de adquisición de datos	60
2.3.1	Diseño de la etapa de generación de la señal de calibración	60
2.3.2	Diseño de la etapa amplificadora	63
2.4	Circuitos auxiliares	71
2.4.1	Diseño del circuito de polarización	71
2.4.2	Memoria Ram externa	75
3	<b>DESARROLLO DE SOFTWARE</b>	77
3.1	Requerimientos generales	77
3.2	Estructura general del programa	79
3.2.1	Programa principal	79
3.2.1.1	Sección de calibración	81
3.2.1.2	Sección almacenamiento	84
3.2.2	Desarrollo del software	89
3.2.2.2	Asignación de etiquetas de memoria RAM externa	90
3.2.2.3	Asignación de etiquetas de memoria RAM interna	90
3.3	Desarrollo de subrutinas en assembler	93
3.3.1	Subrutina Teclee	94
3.3.2	Subrutina Exintl	94
3.3.3	Subrutina Puls	95
3.3.4	Subrutina Adq	96

3.3.5	Subrutina Lognat	100
3.3.6	Subrutina Calambda	102
3.3.7	Subrutina calcbeta	103
3.3.8	Subrutina Calrdamp	104
3.3.9	Subrutina Calbeta	105
3.3.10	Subrutina Senddisp	106
3.3.11	Subrutina Cur0blink0	108
3.3.12	Subrutina Clearlcd	108
3.3.13	Subrutina Resetdisp	109
3.3.14	Subrutina Movcursor	110
3.3.15	Subrutina Printdig	111
3.3.16	Subrutina Printchart	112
3.3.17	Subrutina Promlcd	113
3.3.18	Subrutinas Auxiliares	114
3.3.18.1	Subrutinas de retardo	114
3.3.18.2	Subrutina Punter0	114
3.3.18.3	Subrutina Punter1	115
3.3.18.4	Subrutina Decimal	115
3.3.18.5	Subrutina Aproxim	116
3.3.18.6	Subrutina División	117
3.3.18.6.1	Subrutina Restadiv	117
3.3.18.6.2	Subrutina Sumadiv	117
3.3.18.6.3	Subrutina Slo	118
3.3.18.6.4	Subrutina Shrf	118
3.3.19	Subrutina Recepción	118
3.3.20	Subrutina Grabac	119
3.3.21	subrutina Txspc	120
4	<b>RESULTADOS EXPERIMENTALES</b>	122
4.1	Operación del sistema digital de calibración	122
4.2	Comparación con el sistema manual de calibración	130
4.3	Operación del registro digital de señales sísmicas	135
4.4	Comparación con el registro analógico	142
4.5	Alcance y limitaciones del equipo	147
5	<b>CONCLUSIONES</b>	151
5.1	Evaluación técnico económico	151
5.2	Conclusiones y recomendaciones	153
ANEXO1		157
ANEXO2		179
ANEXO3		192
ANEXO4		196
ANEXO5		217
ANEXO6		220
REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS		256

# INTRODUCCION

El Instituto Geofísico de la Escuela Politécnica Nacional, a través de su Red Nacional de Sismógrafos lleva a cabo, en forma permanente, el control de la actividad sísmica y volcánica del país.

Para poder realizar una evaluación precisa de los datos obtenidos es necesario conocer la respuesta instrumental de los sensores empleados para tal efecto. Por lo cual se presenta un método automático para calibrar los sismómetros que operan en las estaciones sísmicas remotas, basado en la respuesta transitoria que produce el sensor frente a una excitación externa.

Del análisis de esta respuesta transitoria se logra obtener el coeficiente de amortiguamiento que posee el sensor, de acuerdo con sus características intrínsecas. Este coeficiente interviene de manera directa en el nivel de la señal de salida que presenta un sismómetro.

Además, se presenta un sistema digital portátil de adquisición de datos sísmicos que podrá operar en forma emergente en estaciones remotas distantes que no logran enlazarse con la estación base. Estos datos pueden ser analizados posteriormente en un computador.

# CAPITULO 1

## GENERALIDADES

Para la determinación de movimientos sísmicos, básicamente existen dos métodos. El de mayor uso se basa en el principio de inercia , en donde el sensor es el sismómetro de péndulo; el segundo se basa en la deformación de una pequeña parte de la tierra y el sismómetro de tensión es el sensor.

Los sismómetros de péndulo consisten esencialmente de una masa inercial suspendida por elementos elásticos dentro de una armadura rígida. Ante el paso de ondas sísmicas, se altera el equilibrio relativo de la armadura, y la inercia de la masa reacciona contra las fuerzas transmitidas a través de la suspensión, produciéndose un movimiento relativo entre la masa y la armadura. Estos movimientos relativos son detectados y amplificados por sistemas mecánicos, mecánico-ópticos, magnéticos y electrónicos.

Los sismómetros utilizados por el Instituto Geofísico de la Escuela Politécnica Nacional son instrumentos inerciales de

péndulo con transducción electromagnética, donde la salida es proporcional a la velocidad relativa de sus elementos.

En forma general los sismómetros se clasifican en tres clases: período corto, período largo (o intermedio) y período ultra largo (o instrumentos de banda ancha). La diferencia radica en su respuesta de frecuencia, así: los instrumentos de período corto tienen una respuesta de frecuencia alrededor de 1Hz, los instrumentos de período intermedio tienen una respuesta máxima entre 20 Hz y 40 Hz, los de banda ancha alrededor de los 100 Hz. El **Instituto Geofísico** dispone en la actualidad únicamente de dos tipos de sensores de período corto: L-4C (Mark Products) y Ranger-SS1 (Kinematics), cuyas especificaciones técnicas se detallan en el Anexo 1.

### 1.1 PRINCIPIO DE OPERACION Y ESTRUCTURA DE UN SENSOR SISMICO

El sismómetro de péndulo está formado por una estructura sólida, cuya base contiene un imán permanente para generar un campo magnético constante. El péndulo es la parte móvil y está formado por una masa sísmica con una bobina, unidas a la estructura del sensor a través de un resorte.

El movimiento relativo del péndulo dentro del campo magnético constante, generado por electroimán, se mide en la mayoría de casos a través de un sensor de velocidad, el cual convierte la energía mecánica proveniente de las ondas sísmicas en señal eléctrica. La figura [1] muestra en forma esquemática este sensor.

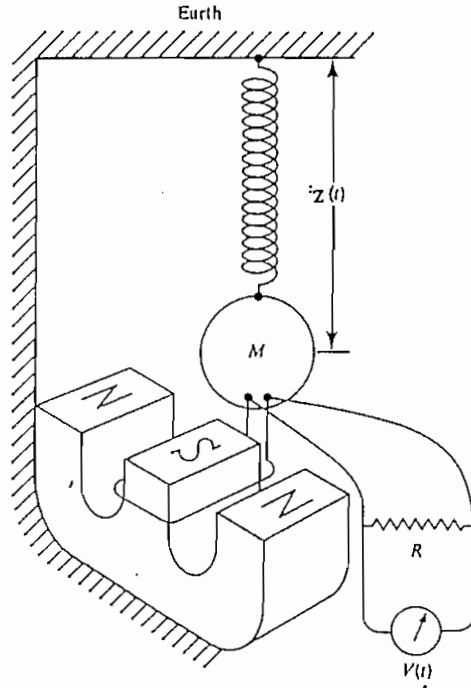


Fig. 1. **Sismómetro de Péndulo:** Cuando una bobina unida a la masa se mueve a través de un campo magnético, el voltaje generado en los terminales de la bobina es proporcional a la velocidad relativa entre la masa y el campo magnético.

Al excitar el sistema, debido a las ondas sísmicas, la masa suspendida vibra respecto al campo magnético con una velocidad  $\dot{z}(t)$ ; tal movimiento induce una fem  $E(t)$  a través de los terminales de una bobina que está unida a la masa M.

Para este caso se tiene que el desplazamiento de la bobina, el flujo de campo magnético B, y la corriente a través de la bobina son perpendiculares entre sí. Por lo tanto, según la Ley de Biot

Savat, la fuerza generada por el movimiento de la masa a través del campo magnético es :

$$F = I.L.B \quad (1)$$

Donde:

F = Fuerza generada

I = Corriente en la bobina

L = long. del cable de la bobina dentro del campo magnético

B = Densidad de flujo del campo magnético

Si se define  $G(z)$  como constante de motor del sismómetro:

$$G(z) = B.L \quad (2)$$

$z$  = dirección del movimiento

En función de esto, la fuerza sobre el sistema móvil debido a la corriente a través de su bobina, puede ser escrita de la siguiente forma:

$$F = G(z).I \quad (3)$$

La fuerza electromotriz  $E(t)$  a través de la bobina se genera debido a la variación del flujo magnético sobre ésta. Como lo expresa la ley de Faraday:

$$E(t) = -\frac{\partial \Psi}{\partial t} \quad (4)$$



$d\psi/dt$ : es la razón de cambio de flujo magnético a través de la bobina.

Este flujo varía por el movimiento relativo de la bobina en el campo, tal que:

$$\partial\psi = G(z) \cdot \partial z \quad (5)$$

Combinando (4) con (5) se obtiene:

$$E = -G \dot{z}(t) \quad (6)$$

Por lo tanto la fem generada es proporcional a la velocidad de desplazamiento del péndulo.

Esta f.e.m. es la causante de la corriente  $I(t)$  que fluye en la bobina. Asociada al circuito (salida Fig.1) y despreciando los efectos de su inductancia, esta corriente es:

$$I(t) = \frac{E}{R+D} \quad (7)$$

R representa a la resistencia interna de la bobina, y  
D la resistencia de carga vista desde el sismómetro.

Expresando esta ecuación en términos de  $G$ :

$$I(t) = \frac{-G(z)}{R + D} \dot{z}(t) \quad (8)$$

La corriente a través de la bobina vuelve a interactuar con la inducción en la región ocupada por la bobina, de tal forma que produce la fuerza sobre la bobina que se opone a su mismo movimiento (del sistema móvil). Esta es:

$$\begin{aligned} F_d(t) &= G(z) I(t) \\ F_d(t) &= \frac{-G(z)^2}{R+D} \dot{z}(t) \end{aligned} \quad (9)$$

**F<sub>d</sub>(t):** Fuerza de amortiguamiento electromagnético que retarda el movimiento de la bobina.

Como se observa en la ecuación (6), la fem (voltaje) es proporcional a la velocidad relativa entre la masa sísmica y el imán permanente (transductor de velocidad), lo que a su vez implica que a una cierta velocidad de deformación en el sitio del sismómetro, éste produce un cierto voltaje. Esta proporcionalidad está influenciada por las características dinámicas del sensor, tales como su frecuencia natural y su coeficiente de amortiguamiento (damping). Para tratar de explicar este efecto se va a analizar las ecuaciones de movimiento del sismómetro.

### 1.1.1.- ECUACIONES DEL MOVIMIENTO DEL SISMOMETRO DE PENDULO

Consideremos un sismómetro electromagnético de bobina móvil y componente vertical semejante al indicado en la figura (2).

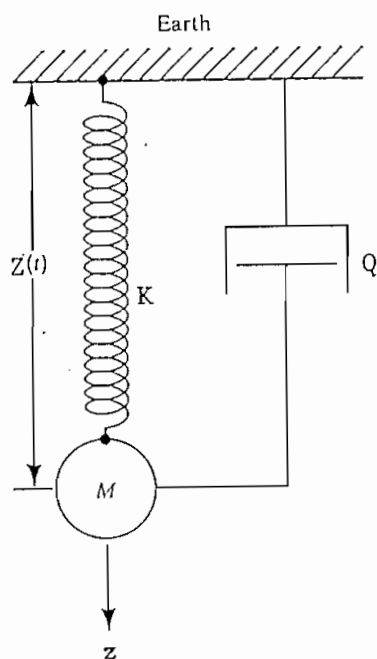


Fig 2. Una aceleración de la tierra,  $\xi$ , produce un desplazamiento del sismómetro,  $\xi$ , junto con el desplazamiento relativo del sistema móvil de mismo,  $z$ , con respecto a su estructura.

Los parámetros del sismómetro son los siguientes:

- M: masa del sistema móvil del sismómetro
- K: rigidez del resorte
- R: Resistencia de la bobina
- Q: Constante del amortiguador
- L: Inductancia de la bobina
- D: Resistencia externa al sismógrafo
- G: Constante de motor (electromagnética)

**E:** fem. generada a través de los terminales de la bobina debido al movimiento relativo del sistema móvil del sismómetro y su estructura.

**I:** corriente en la bobina.

Sea  $\xi$ , la posición de la tierra (y de la estructura del sismómetro) con respecto a un sistema de referencia  $\xi$  y  $z$  representa la posición del sistema móvil del sismómetro con respecto a su estructura.

Despreciando la influencia de la inductancia de la bobina sobre la corriente del sismómetro, se tiene, para una tierra en reposo o quieta ( $\ddot{\xi}=0$ ):

**Sumatorio de fuerzas = masa por aceleración**

$$\sum F=M. \ddot{Z} \quad (10)$$

$$-K. Z - \left(Q + \frac{G^2}{R+D}\right) . \dot{Z} = M. \ddot{Z} \quad (11)$$

Al considerar el movimiento de la tierra se debe sumar una fuerza virtual para la aceleración del sistema de referencia del sismómetro,  $\xi$ ,  $M\ddot{\xi} = P$ . Por lo que:

$$-K. Z - \left(Q + \frac{G^2}{R+D}\right) . \dot{Z} + P = M. \ddot{Z} \quad (12)$$

Ordenando mejor:

$$M \cdot \ddot{Z} + \left(Q + \frac{G^2}{R+D}\right) \cdot \dot{Z} + K \cdot Z = P \quad (13)$$

Dividiendo para M, y haciendo algunos arreglos se obtiene:

$$\ddot{Z} + 2\beta\omega\dot{Z} + \omega^2 Z = \xi \quad (14)$$

Donde :

$$2\beta\omega = \frac{1}{M} \cdot \left(Q + \frac{G^2}{R+D}\right) \quad (15)$$

$$\omega^2 = \frac{K}{M} \quad (16)$$

Siendo :  $\beta$  = coeficiente de amortiguamiento

$\omega$  = frecuencia natural no amortiguada

La ecuación (14), es la "ecuación de movimiento del sismómetro", la misma que nos servirá para analizar el comportamiento del sismómetro frente a la excitación que reciba. Se presentan dos casos:

- a) oscilaciones libres del sistema
- b) presencia de fuerza excitadora

### 1.1.2.- OSCILACIONES LIBRES DEL SISTEMA, ( $\ddot{\xi}=0$ )

Las oscilaciones libres del sistema corresponden a la respuesta homogénea de la ecuación de movimiento del sismómetro, dependiendo del coeficiente de amortiguamiento, se distinguen tres casos:

- 1.- Cuando el coeficiente de amortiguamiento es menor que la unidad ( $\beta < 1$ ), se tiene un movimiento subamortiguado, en cuyo caso la solución a la ecuación (14) es :

$$Z = e^{-\beta\omega t} \cdot (A\cos[\sqrt{1-\beta^2} \omega t] + B\sin[\sqrt{1-\beta^2} \omega t]) \quad (17)$$

que puede ser escrita en la forma:

$$Z(t) = C \cdot e^{-\beta\omega t} \sin(\sqrt{1-\beta^2} \omega t + \phi) \quad (18)$$

En la que se puede definir a la frecuencia natural amortiguada como:

$$\omega_d = \omega \cdot \sqrt{1-\beta^2} \quad (19)$$

- 2.- Cuando el coeficiente de amortiguamiento es igual a uno se tiene un movimiento críticamente amortiguado ( $\beta = 1$ ), la solución es:

$$Z = (A + Bt) \cdot e^{-\omega t} \quad (20)$$

3.- para el caso en que  $\beta > 1$ , se tiene la condición de sobreamortiguado :

$$Z = A.e^{(-\beta + \sqrt{\beta^2 - 1})\omega t} + B.e^{(-\beta - \sqrt{\beta^2 - 1})\omega t} \quad (21)$$

El caso (1) corresponde a un movimiento vibratorio de período  $T=2\pi/\omega_d$  y amplitud  $C\exp(-\beta\omega t)$ , esta amplitud disminuye gradualmente a su estado original, como se observa en la figura 3.

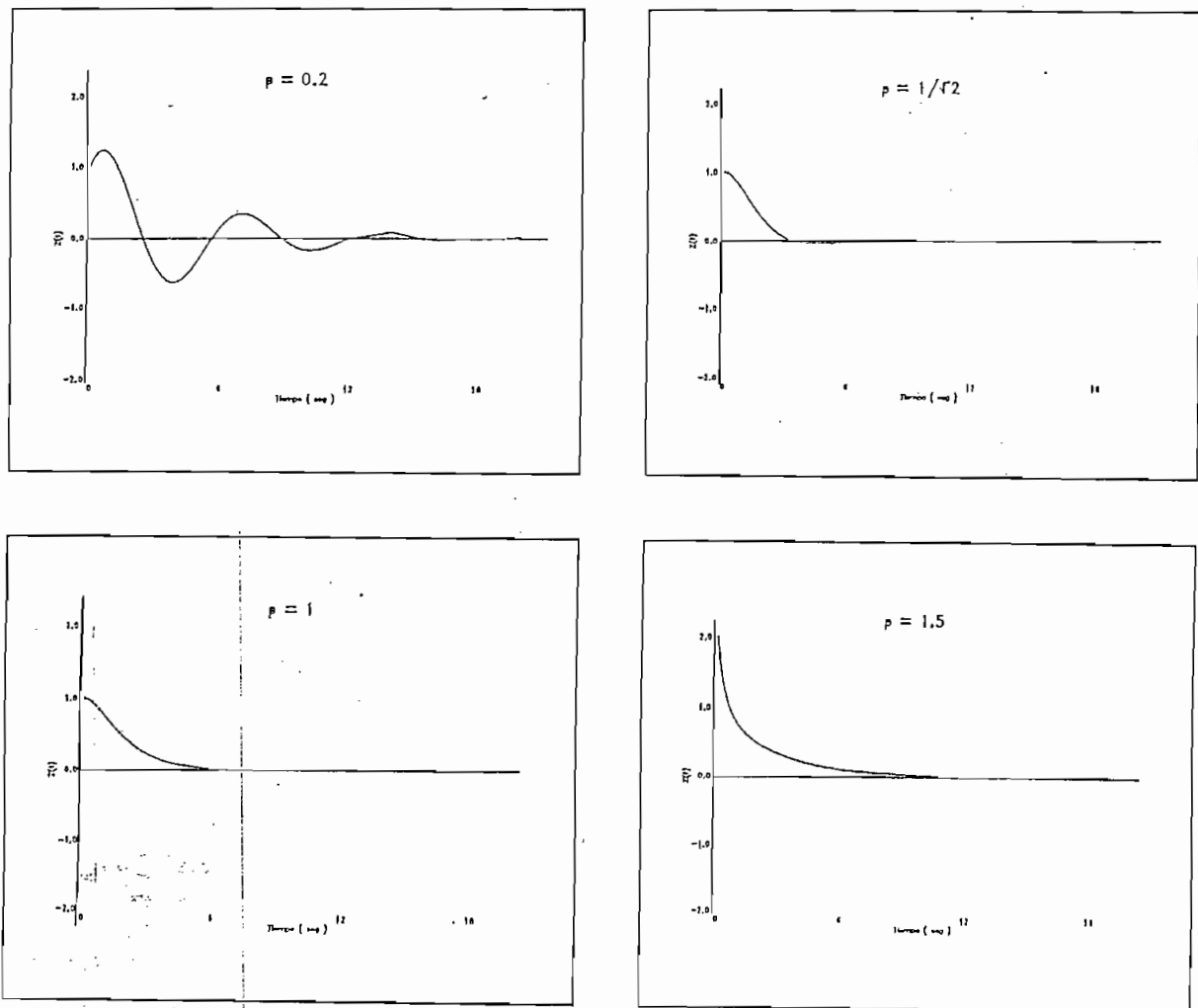


Fig.3 Vibraciones libres del sensor, donde se aprecia el efecto del amortiguamiento ( $\beta=0.2; 1/\sqrt{2}; 1; 1.5$ ).

En los casos (2) y (3) el sistema no oscila al desplazarlo y dejarlo mover libremente, sino que regresa gradualmente a su estado original no deformado.

Si se tiene un amortiguamiento muy bajo  $\beta \ll 1$ , el sistema tiende a oscilar como se aprecia en la Fig(3). Y si el amortiguamiento es grande  $\beta \gg 1$ , su respuesta podría tener un retraso muy largo. Por esta razón es deseable que el sismómetro tenga su amortiguamiento cercano a la unidad, y más concretamente se toma como valor representativo  $1 / \sqrt{2} < \beta < 1$ , para un amortiguamiento razonablemente satisfactorio.

### 1.1.3.- PRESENCIA DE FUERZA EXCITADORA

Se va a considerar ahora el efecto que produce en el sensor un movimiento armónico, que simule a un sismo, para lo cual se analizará la respuesta en frecuencia del sensor.

Para el caso del movimiento armónico del terreno:

$$\xi = A \cdot \text{sen} \alpha \cdot t$$

la ecuación (14) toma la forma:

$$\ddot{Z} + 2\beta\omega\dot{Z} + \omega^2 Z = -A\alpha^2 \text{sen} \alpha t \quad (22)$$



Cuya solución general viene dada, por la solución homogénea Ec.(18), más la solución particular, tal que:

$$Z = Ce^{-\beta\omega t} \text{sen}(\omega_d t + \phi) + A \frac{\alpha^2}{\sqrt{(\omega^2 - \alpha^2)^2 + (2\beta\omega\alpha)^2}} \text{sen}(\alpha t - \theta) \quad \left( \begin{array}{l} 2 \\ 3 \end{array} \right)$$

Donde:

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{2\beta\omega\alpha}{\alpha^2 - \omega^2} \right) \quad (24)$$

El segundo término de la ecuación (23) se conoce como curva de respuesta, despreciando de este modo el primer término.

De esta forma, la función de transferencia para el sismómetro de péndulo se define como:

$$Z = A \frac{\alpha^2}{\sqrt{(\alpha^2 - \omega^2)^2 + (2\beta\omega\alpha)^2}} \text{sen}(\alpha t - \theta) \quad (25)$$

Donde:

$$|Z(\alpha)| = \frac{\alpha^2}{\sqrt{(\alpha^2 - \omega^2)^2 + (2\beta\alpha\omega)^2}} \quad (26)$$

Se conoce como factor de respuesta.

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{2\beta\alpha\omega}{\alpha^2 - \omega^2}\right)$$

Corresponde al retardo de fase entre la señal de salida y la de entrada.

Se dice que la función excitadora está en resonancia con el sistema, cuando el factor de respuesta  $Z(\alpha)$  es máximo. Es decir cuando  $\omega = \alpha$ .

La figura (4) muestra las curvas de resonancia para diferentes valores de amortiguamiento, en la cual es posible observar la tendencia de la respuesta a la resonancia, en las cercanías de la frecuencia natural del sistema dinámico, así como el efecto de supresión de esta tendencia gracias al amortiguamiento. También se observa que para altas frecuencias la respuesta tiende a ser constante y para bajas frecuencias es proporcional a  $\alpha^2$ . En los sismómetros se trata de evitar el fenómeno de resonancia por medio de un adecuado amortiguamiento, el cual puede ser logrado por medios electrónicos.

Para el caso del sensor de velocidad electromagnético. la salida es proporcional a la velocidad relativa del sistema móvil con respecto a su estructura. La señal de salida en la bobina viene dada por la corriente en la misma, o en su defecto por el voltaje  $E = -G \dot{z}$  (Ecu. 6). Por lo que se obtiene:

$$E = -G\alpha Z(\alpha) \cos(\alpha t - \theta) \quad (27)$$

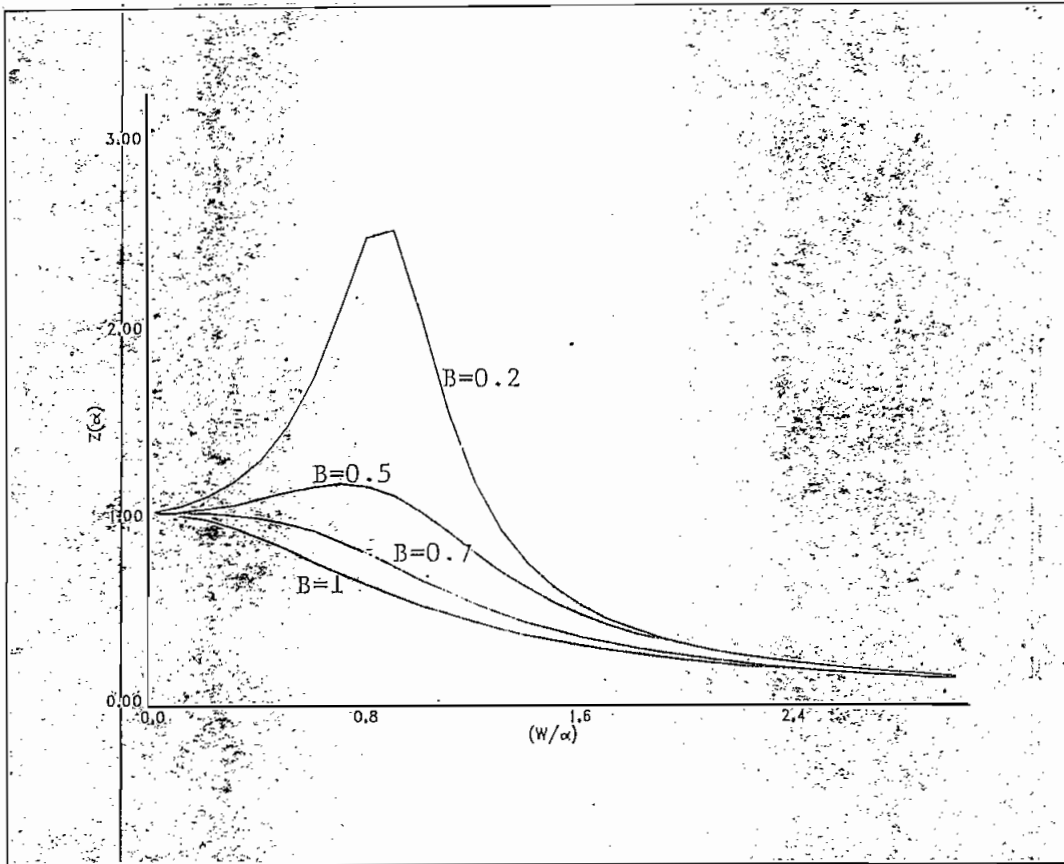


Fig. 4. Curvas de resonancia para diferentes coeficientes de amortiguamiento. Obsérvese este efecto en las cercanías de  $(W/\alpha) = 1$  y su efecto de supresión conforme crece  $B$ .

Los sensores que utiliza el Instituto Geofísico, poseen una frecuencia natural de oscilación de 1.0 Hz con una resistencia en la bobina de 5500 ohm, donde el manual de operación de éstos nos muestra el efecto del amortiguamiento en la salida o transducción (V/cm/s), tal como se ve en la figura (5) donde aparecen seis curvas de respuesta en función de la frecuencia. Cada una de estas curvas corresponden a un diferente coeficiente de amortiguamiento. La transducción máxima ocurre cuando el sismómetro está con la resistencia externa al sismómetro en circuito abierto, es decir cuando está provisto únicamente de la resistencia interna de la bobina (curva A). En estas condiciones el coeficiente de amortiguamiento es  $B=0.28$  y la salida máxima

se da a una frecuencia de 1.2 Hz.

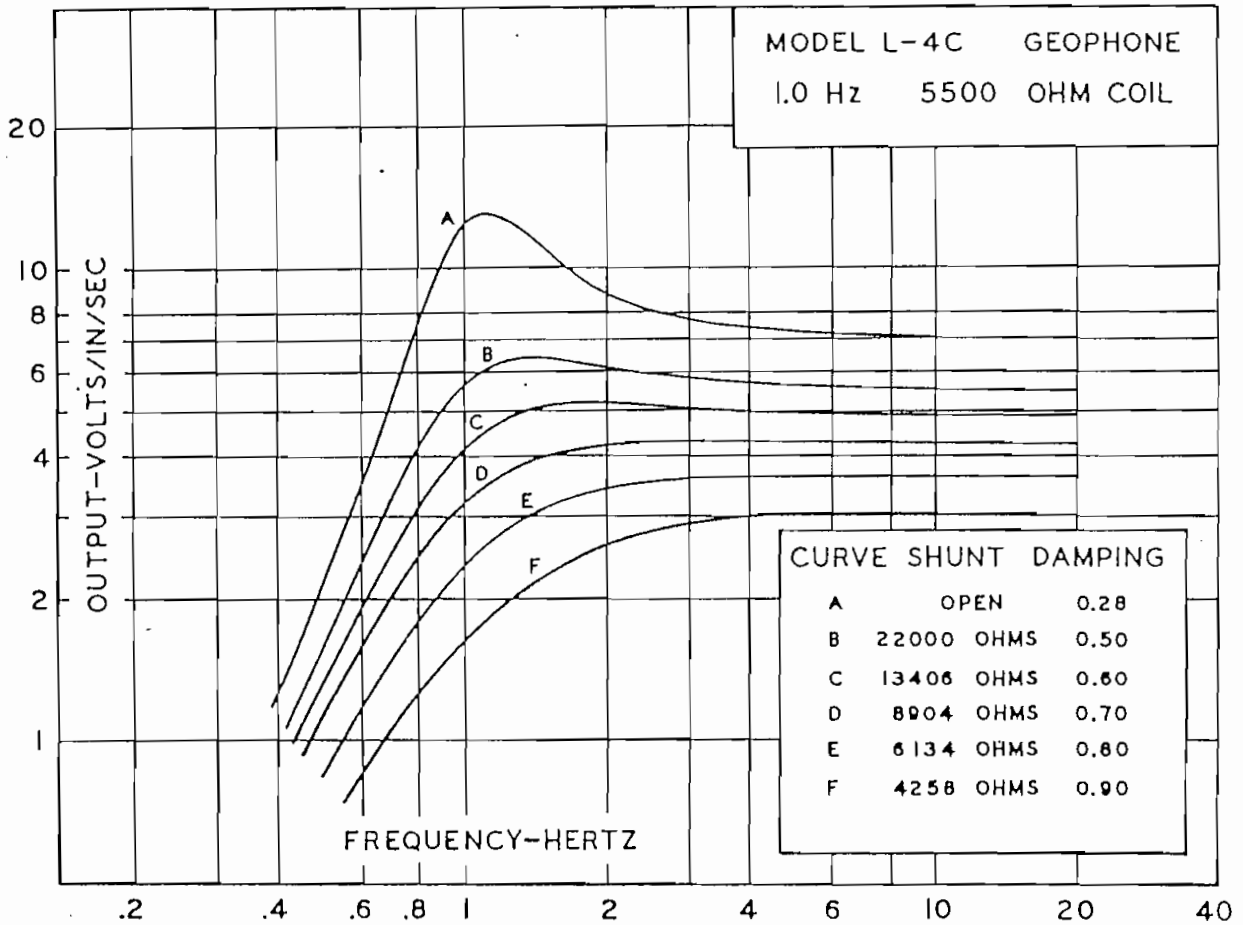


Fig. 5. Curvas de respuesta en función de la frecuencia de un sismómetro L-4C para diferentes coeficientes de amortiguamiento

A medida que se incrementa el coeficiente de amortiguamiento la respuesta del sensor tiende a ser más plana, disminuyendo la salida en los alrededores de la frecuencia natural, minimizando la tendencia a la resonancia.

Otro aspecto importante de observar es la poca sensibilidad que muestra este tipo de sismómetro a las frecuencias por debajo de

la natural (1.0 Hz), la curva muestra una caída drástica a partir de ésta hacia frecuencias menores.

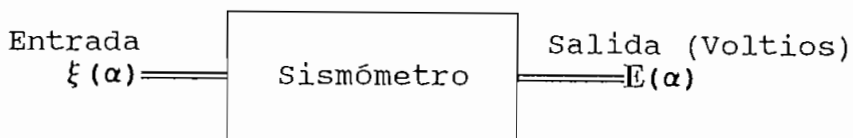
## 1.2.- METODO DE DETERMINACION DE LA RESPUESTA INSTRUMENTAL

Para hallar la respuesta del sismómetro es necesario conocer su coeficiente de amortiguamiento, el cual asociado con las características generales dadas por el fabricante nos dará la salida en función de la frecuencia.

A continuación se analizará como obtener el coeficiente de amortiguamiento del sismómetro.

### 1.2.1.- OBTENCION DEL COEFICIENTE DE AMORTIGUAMIENTO

Para el sismómetro electromagnético, la función de transferencia del sismómetro corresponde a la relación entre la señal de entrada  $\xi(\alpha)$ , y su correspondiente señal de salida  $E(\alpha)$ :



La salida del sismómetro electromagnético  $E(\alpha)$ , en voltios, es proporcional a  $\dot{z}$ . Ya que  $\dot{z}$  se calcula directamente de  $z$ , por conveniencia se analizará directamente la ecuación del péndulo.

Esta es:

$$\ddot{Z} + 2\beta\omega\dot{Z} + \omega^2 Z = \xi$$

La información requerida se encuentra en forma implícita en la ecuación anterior. Con el siguiente análisis, es factible acceder a ella.

En términos de la transformada de Laplace, la ecuación anterior toma la forma:

$$\mathcal{L}(Z) = \frac{\mathcal{L}(\xi)}{s^2 + 2\beta\omega s + \omega^2} + \frac{(2\beta\omega + s)Z(0)}{s^2 + 2\beta\omega s + \omega^2} + \frac{\dot{Z}(0)}{s^2 + 2\beta\omega s + \omega^2} \quad (28)$$

Los tres términos del lado derecho de la ecuación anterior corresponde respectivamente a:

- Primero: Respuesta del sismómetro al movimiento de la tierra.
- Segundo: Respuesta del sismómetro a un desplazamiento inicial  $Z(0)$
- Tercero: Respuesta del sismómetro a una velocidad inicial  $\dot{Z}(0)$ .

Para determinar el coeficiente de amortiguamiento en forma experimental, se considera que la Tierra está en reposo, es decir  $\ddot{\xi}(t)=0$ ; y además, se imprime un desplazamiento inicial al sistema móvil del sismómetro, con lo cual las condiciones son:

$$Z(0) \neq 0; \dot{Z}(0) = 0; \ddot{\xi}(t) = 0$$

Por lo tanto la ecuación (28) queda reducida a:

$$\mathcal{Z}(Z) = \frac{2\beta\omega Z(0)}{s^2+2\beta\omega s+\omega^2} + \frac{Z(0) s}{s^2+2\beta\omega s+\omega^2}$$

Sacando la transformada inversa de Laplace, se obtiene la respuesta en el tiempo:

$$Z(t) = \frac{Z(0)}{\sqrt{1-\beta^2}} \cdot e^{-\beta\omega t} \text{sen}[\sqrt{1-\beta^2}\omega t + \text{tg}^{-1}\left(\frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}\right)] \quad (29)$$

El movimiento del sistema móvil induce una fuerza electromotriz  $E(t) = G \cdot \dot{z}(t)$  en la bobina del sismómetro y una fem a través del resistor externo D:

$$E_D(t) = \frac{D}{R+D} G\dot{Z}(t) \quad (30)$$

Realizando los respectivos cálculos se obtiene:

$$E_D(t) = \frac{D}{R+D} \cdot \frac{G\omega Z(0)}{\sqrt{1-\beta^2}} \cdot e^{-\beta\omega t} \text{sen}(\sqrt{1-\beta^2}\omega t) \quad (31)$$

Es decir, impartiendo una posición inicial conocida a la masa del sismómetro, sea ya mecánicamente (tapping) o eléctricamente

(current release test), se posee un medio práctico de calibración.

Para los sismómetros disponibles, no es posible imprimir una posición inicial conocida a la masa por medios mecánicos, la única forma de hacerlo es por medios eléctricos.

El test eléctrico consiste en enviar una corriente constante a través de la bobina de calibración del sismómetro hasta que la masa ocupe una nueva posición de reposo y entonces se deja libre para que vuelva a su posición de equilibrio.

La corriente en la bobina interactúa con la inducción magnética en el transductor produciendo una fuerza  $GI$  sobre la masa. Esta fuerza se equilibra con la fuerza elástica del resorte  $-Z(0).K$  resultante del desplazamiento  $Z(0)$  de la masa  $M$

$$GI = Z(0)K$$

De donde:

$$Z(0) = \frac{GI}{K} = \frac{GI}{M\omega^2} \quad (32)$$

Al cortar la corriente, la fem generada a través de la resistencia externa  $D$  es:



$$E_D(t) = \frac{D}{D+R} \cdot \frac{G^2 I}{M\omega\sqrt{1-\beta^2}} \cdot e^{-\beta\omega t} \text{sen}(\sqrt{1-\beta^2}\omega t) \quad (33)$$

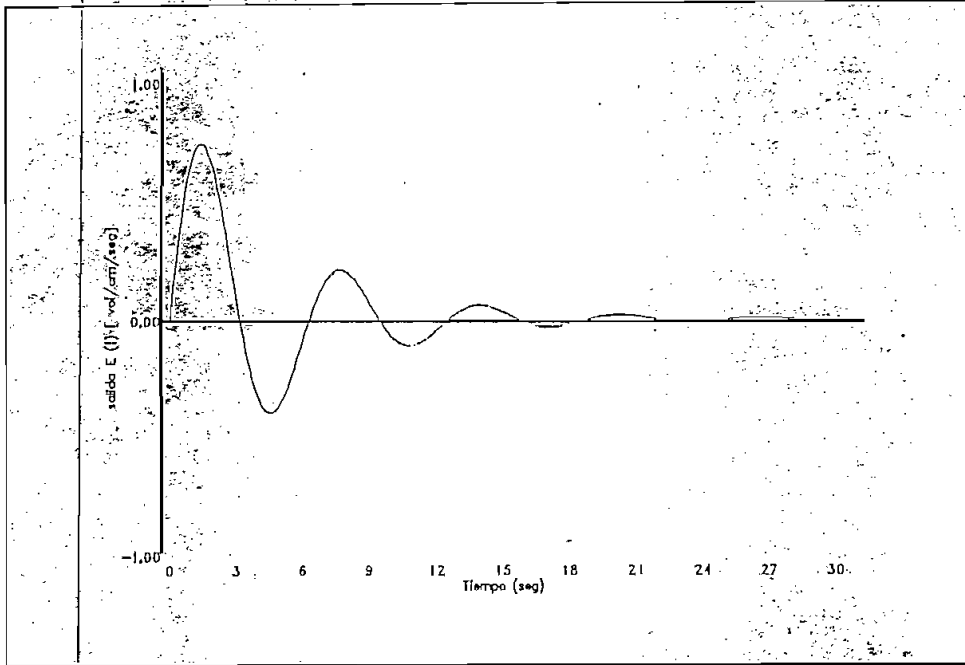


Fig. 6 Forma de respuesta que se obtiene al proveer de un desplazamiento inicial  $Z(0)$  a la masa del sismómetro. Para este gráfico se ha considerado a  $\beta = 0.2$  y a  $W = 1$ .

En la fig. (6) se observa la forma de respuesta que se espera obtener cuando a la masa del sismómetro se le da una posición inicial  $Z(0)$  y se la deja oscilar. Determinando los valores cuando ocurren los máximos y los mínimos de la señal de salida se puede obtener el coeficiente de amortiguamiento, así:

Los máximos se obtienen derivando la señal  $E_p(t)$  con respecto al tiempo igualando a cero :

$$\frac{\partial E_D}{\partial t} = 0$$

Llevando a cabo esta operación, los máximos se obtienen cuando: 945Y

$$\sqrt{1-\beta^2} \omega t - \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}\right) = m\pi$$

(34)

Y los ceros se obtienen cuando :

$$\sqrt{1-\beta^2} \omega t = n\pi$$

(35)

Los sucesivos ceros como sucesivos extremos, siguen uno de otro a intervalos:

$$\frac{T_d}{2} = \frac{T \cdot (1-\beta^2)^{-1/2}}{2} \quad (36)$$

La relación de los sucesivos extremos de  $E_D(t)$  es:

$$\frac{E_D(t_i)}{E_D(t_{i+1})} = \frac{e^{-\beta\omega t_i}}{e^{-\beta\omega t_{i+1}}} \quad (37)$$

Reemplazando los respectivos valores de  $t_i$  en la expresión anterior se concluye:

$$\frac{E_D(t_i)}{E_D(t_{i+1})} = e^{-\frac{\beta\pi}{\sqrt{1-\beta^2}}} \quad (38)$$

Definiendo el decremento logarítmico:

$$\lambda = \ln \left[ \frac{E_D(t_i)}{E_D(t_{i+1})} \right] \quad (39)$$

Con lo cual se obtiene:

$$\lambda = \frac{\beta\pi}{\sqrt{1-\beta^2}} \quad (40)$$

Despejando  $\beta$ :

$$\beta = \left[ \left( \frac{\pi}{\lambda} \right)^2 + 1 \right]^{-1/2} \quad (41)$$

Este  $\beta$  es justamente el coeficiente de amortiguamiento del sismómetro. Esto quiere decir que se calcula el coeficiente de amortiguamiento de acuerdo a las condiciones propias de cada sensor.

Combinando el  $\beta$  obtenido en la ecuación (41) con el de la ecuación (15), se puede observar en forma separada el amortiguamiento magnético y el amortiguamiento mecánico:

$$\beta = \beta_0 + \beta_1 = \frac{1}{2M\omega} \left( Q + \frac{G^2}{R + D} \right)$$

$$\beta_0 = \frac{Q}{2M\omega} \quad , \quad \beta_1 = \frac{G^2}{2M\omega (R + D)}$$

Donde:  $\beta_1$  = amortiguamiento magnético

$\beta_0$  = amortiguamiento mecánico

Definiendo  $\Gamma$  como:

$$\Gamma = \frac{G^2}{2M\omega} = \beta_1 (R + D) \tag{42}$$

Entonces la constante de motor  $G$  es:

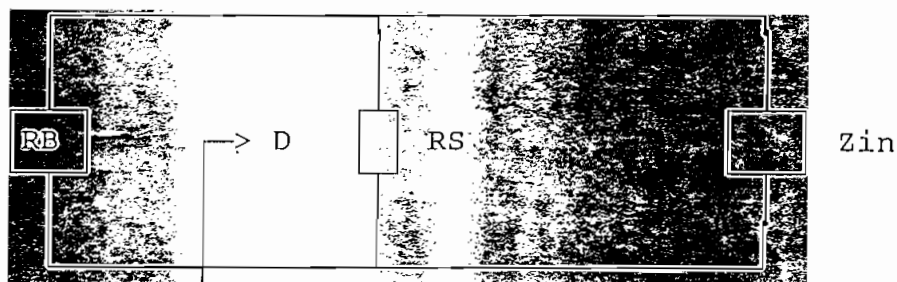
$$G = \sqrt{2M\omega\Gamma} \tag{43}$$

Que en función de la frecuencia natural ( $\omega = 2\pi f_0$ ) será:

$$G = (4\pi M f_0 \Gamma)^{1/2} \tag{44}$$

Como se vio, el amortiguamiento magnético depende de la resistencia externa equivalente  $D$ . En la figura 7 se presenta el circuito deseado para el funcionamiento del sismómetro, con un amortiguamiento determinado por la resistencia  $D$ . También se presenta el circuito de test a utilizar para la obtención del coeficiente de amortiguamiento deseado.

a)



b)

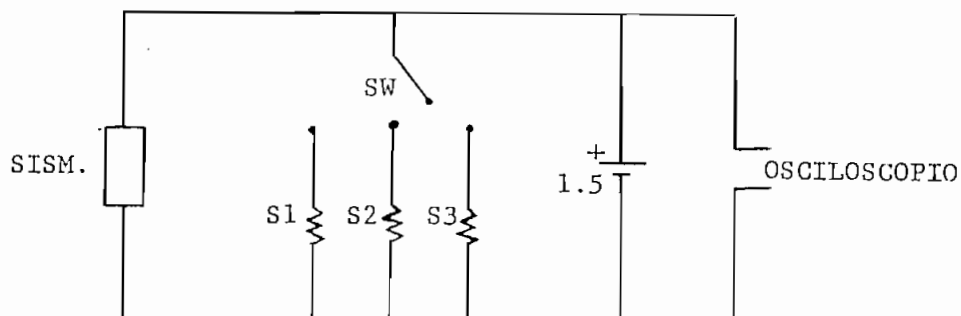


Fig. 7 a) Circuito deseado para el funcionamiento del sismómetro con un amortiguamiento determinado por la resistencia  $D$   
 b) Circuito de test

Donde:

$R_B$ : resistencia de la bobina del sismómetro

$D$ : resistencia externa total requerida para el amortiguamiento del sismómetro.

$Z_{in}$ : impedancia de entrada del preamplificador

$R_S$ : resistencia shunt del sismómetro

Del circuito de la figura 7a se concluye que la resistencia D es

$$D = \frac{RS * Z_{in}}{RS + Z_{in}} \quad (45)$$

### 1.2.2.- METODOLOGIA A IMPLEMENTAR

Sobre esta base, el método a utilizar será el que utiliza el GEOLOGICAL SURVEY (U.S.G.S.) en Menlo Park (Fischer, 1976), el cual sintetizando consiste en aplicar un pulso eléctrico a la masa del sensor, repetidas veces. Primero directamente con el "shunt" abierto, luego con una resistencia en paralelo, variando su valor sucesivamente, los cuales para nuestro caso son de 20, 15 y 13,3 K $\Omega$ , obteniendo cada vez las tres (3) amplitudes que siguen al pulso forzado por la carga.

El método original de Fischer está diseñado para calcular la resistencia RS que con un sismómetro de características conocidas, se acople a un preamplificador de impedancia de entrada Z<sub>in</sub> también conocida, de tal manera que se consiga un coeficiente de amortiguamiento determinado.

Debido a que en la actualidad la red de sismógrafos del Instituto Geofísico ya se halla instalada es necesario implementar el proceso inverso, o sea, con una resistencia RS, una impedancia de entrada al amplificador Z<sub>in</sub> y unas características conocidas del sismómetro, hallar que coeficiente de

amortiguamiento posee.

Para lo cual presentamos los pasos a seguir:

Dados:

RB = Resistencia de la bobina del sismómetro

RSi = Resistencias de test

A<sub>1n</sub>, A<sub>2n</sub>; A<sub>3n</sub> = Amplitudes de la respuesta al test

Z<sub>in</sub> = Impedancia de entrada del amplificador

RS = Resistencia shunt

Obtener:

β = Amortiguamiento deseado.

Usaremos:

$$\lambda_n = L\Omega \left( \frac{A_{1n} + A_{2n}}{A_{2n} + A_{3n}} \right) \quad (46)$$

$$\beta_n = \frac{1}{\sqrt{\pi^2 / \lambda_n^2 + 1}} \quad (47)$$

Primera prueba: shunt abierto: β<sub>0</sub>

Segunda prueba: con RS1 : 20 KΩ β<sub>1</sub> = β - β<sub>0</sub>

Tercera prueba: con RS2 : 15 KΩ β<sub>2</sub> = β - β<sub>0</sub>

Cuarta prueba : con RS3 : 13.3 KΩ β<sub>3</sub> = β - β<sub>0</sub>

Con estos valores de  $\beta_i$  se puede encontrar un  $\Gamma$  promedio, ya que como se vio en la ecuación (42),  $\Gamma$  es función de la resistencia de la bobina más la resistencia shunt resultante que se le coloque, en este caso  $RS_i$ , por lo que:

$$\Gamma = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \beta_i (RB + RS_i) \quad (48)$$

$$D = \frac{RS * Z_{in}}{RS + Z_{in}}$$

Por lo tanto  $\beta$  es :

$$\beta = \beta_0 + \frac{\Gamma_{av}}{RB + D} \quad (49)$$

Este será el método que se seguirá para la realización del sistema digital automático de calibración del sensor sísmico. En base a las ecuaciones planteadas se elaboraran las rutinas de procesamiento, las mismas que se indican claramente en el capítulo 3.

### 1.3.- REGISTRO DIGITAL DE SEÑALES SISMICAS

En forma general, se puede decir que los sismos constituyen la manifestación de la liberación repentina de la energía acumulada en la Tierra durante largos intervalos de tiempo. Las ondas



sísmicas generadas se propagan desde el hipocentro del sismo en todas las direcciones, a través del interior de la Tierra. Dichas ondas viajan largas distancias y son detectadas por elementos sensitivos, llamados sismómetros, que se hallan ubicados en las proximidades de la superficie terrestre. Las ondas sísmicas pueden además ser registradas en diversos medios: archivos en disco de computador, bandas de papel ahumado, película fotográfica, etc.

La grabación de las ondas sísmicas en archivos en disco de computadores es lo que se conoce como "registro digital de señales sísmicas".

Para realizar estudios e investigaciones sismológicas, es necesario tener una red de sismómetros altamente sensitivos. Esta red se denomina "red sísmica", y puede ser operada ya sea por el envío de las señales sísmicas telemétricas hacia un sitio central de almacenamiento o en cada estación individual. Dependiendo de la aplicación, del trabajo particular deseado y de los recursos humano y técnico disponibles, la red puede tener desde algunas estaciones hasta cientos de ellas.

Las redes sísmicas constituyen herramientas muy útiles para el estudio de la naturaleza y el estado de los procesos tectónicos. Algunas de sus aplicaciones tienen que ver con el monitoreo de sismicidad para propósitos de predicción sísmica, mapeo de fallas activas para evaluación de peligros, exploración de recursos geotermales, investigación de la estructura de la corteza terrestre, entre otras.

### 1.3.1.- DESCRIPCION DE LA RED SISMICA DEL INSTITUTO GEOFISICO

La red sísmica que posee el Instituto Geofísico, en la actualidad consta de 24 estaciones sísmicas remotas que se hallan distribuidas dentro del Callejón Interandino y en la Costa norte del país, que además de monitorear los volcanes que se encuentran cerca, se encarga del control de la actividad sismotectónica de la región.

La red posee un sistema de transmisión de radioenlace que envía la señal desde la estación sísmica remota hasta la estación base, en donde se poseen sistemas de registro analógico y digital en tiempo real, para el respectivo procesamiento de la señal sísmica.

Una estación sísmica remota está conformada básicamente por los siguientes elementos: sismómetro, V.C.O., radio transmisor, antena, sistema de alimentación.

El sismómetro, como ya se explicó anteriormente, es el principal elemento de la estación sísmica, por cuanto detecta las vibraciones del suelo, ondas sísmicas, y las transforma en impulsos eléctricos.

La señal análoga proveniente del sismómetro es del orden de los milivoltios, por lo cual es necesario amplificarla, filtrarla y convertirla en una señal sinusoidal que posteriormente modulada pueda ser transmisible. Para realizar esta función se utiliza un

amplificador y un oscilador controlado por voltaje (VCO), el cual a partir de una frecuencia central determinada produce una señal de salida sinusoidal, con una frecuencia proporcional al voltaje proveniente del sismómetro.

El envío de la señal desde la estación sísmica remota hacia la estación base se realiza por medio de radiotransmisores que ocupan la banda de frecuencia UHF. El transmisor es el elemento que da la potencia necesaria para posibilitar la transmisión de la señal a distancia. Para este tipo de enlaces, se ocupan antenas Yagi Uda de las siguientes características:

Ganancia:..... 11dB  
SWR:..... 1,3  
Diagrama de radiación:..... Directivo

La Estación Base, ubicada en la sede del Instituto Geofísico, se encuentra conformada básicamente por los siguientes elementos: antenas receptoras, radios receptores, discriminadores, registradores analógicos, sistema digital de adquisición de datos, software de procesamiento.

El receptor recibe la señal de radiofrecuencia y la transforma en señal de audio, la misma que puede ser discriminada.

El discriminador, es el elemento que desarrolla el proceso inverso del VCO, transforma la información que viene en términos de frecuencia a variaciones de voltaje DC. Básicamente recobra la señal del geófono.

Una vez que la señal ha sido discriminada pasa al registrador analógico o al computador.

El registrador analógico se encarga de amplificar, filtrar y transformar el voltaje que sale del discriminador en un movimiento mecánico, que representa la traza del sismograma. Estos registradores utilizan para grabar la señal en papel ahumado, en forma continua las 24 horas del día.

La señal de salida del discriminador, debe convertirse en señal digital para poder usarse en el sistema de registro y procesamiento de datos en una computadora.

### **1.3.2.- REGISTRO DIGITAL**

El Instituto Geofísico, para poder obtener un sistema digital de adquisición de adquisición de datos, utiliza una tarjeta de conversión analógica/digital de la empresa Data Translations, DT-2824-PGH de 16 canales y 12 bits de resolución, frecuencia de muestreo programable y acceso directo a la memoria del computador.

El principio de operación de esta tarjeta es el siguiente:

- 1.- El mux análogo, del cual dispone la tarjeta, escoge el primer canal de los 16 conectados en la tarjeta a través del panel de terminales. Cada canal tiene previamente asignada una amplificación adecuada a los niveles de entrada de sus respectivas señales, la cual está almacenada

en la lista de ganancia/canal del archivo de entrada del programa de adquisición XDETECT. Así el computador coloca automáticamente el canal multiplexado con la ganancia determinada para el amplificador.

- 2.- El amplificador de ganancia programable incrementa el nivel de voltaje de la señal multiplexada basado en los bits de ganancia asociados a ella. Ya que la señal analógica de entrada desde el discriminador suele ser máximo de 1.25V, es necesario amplificarla hasta los 10V, requeridos para que el conversor A/D de tarjeta trabaje con mejor definición.
- 3.- La frecuencia de muestreo puede ser programada por software entre 129.032 KHz y 0.476837 Hz. Se ha elegido la frecuencia de muestreo de 100 Hz, aplicando el teorema de Nyquist o del Muestreo, por cuanto se conoce que una señal sísmica recoge ondas sísmicas de alrededor de 30 Hz máximo.
- 4.- En el primer pulso de reloj el S/H se setea en "retención" y el conversor A/D transforma el valor de la señal analógica retenida por el S/H en un código digital. El próximo canal de la lista de canal/ganancia de la RAM es cargado por el multiplexer y el proceso se reinicia, hasta completar los 16 canales y retornar nuevamente a la señal del primer canal.

Data Translations provee un conjunto de rutinas que se encargan del control, a bajo nivel, de la tarjeta. Además, provee medios

para usar memoria extendida del computador para los buffers de datos.

Otra característica de ejecución de la tarjeta es que posee un Controlador de Acceso Directo a Memoria DMA, que permite operar con la memoria RAM del computador (ya sea en tareas de lectura o escritura), sin que se haga necesaria la intervención del CPU del mismo. Esto brinda la posibilidad de utilizar la CPU en otras tareas como copiado y edición de archivos, impresión, etc., mientras el conversor A/D se mantiene permanentemente digitalizando y grabando la información sin perder ningún evento.

El programa de adquisición XDETECT despliega en pantalla cada una de las señales sísmicas. Cuando al menos  $n$  estaciones de la red registran un sismo (actualmente  $n = 3$ ), estas disparan el programa, el mismo que en ese instante almacena en disco fijo el sismo registrado. Caso contrario, si no se dispara el programa, las señales se están mostrando en pantalla pero no se graban.

El evento registrado en el computador es procesado primeramente por el programa XPLAY, que permite observar tal como en la figura ??, la señal sísmica detectada por las estaciones de la red. Luego se ejecuta el programa PCEQ, el cual permite ubicar las fases P y s de la onda sísmica, con lo que se determina el tiempo de arribo de la señal a cada estación de la red. Con esta información se puede ubicar el lugar de origen o epicentro del sismo. El programa PCEQ genera gráficos similares al que se

observa en la figura 8.

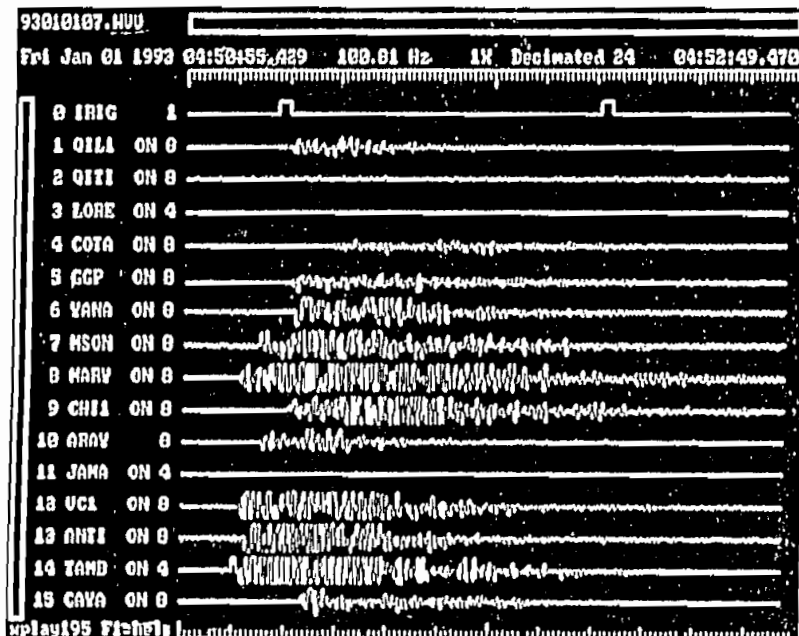


Fig. 8. Señales sísmicas digitales, originadas por las estaciones de la red nacional de sismógrafos y visualizados por el programa XPLAY.

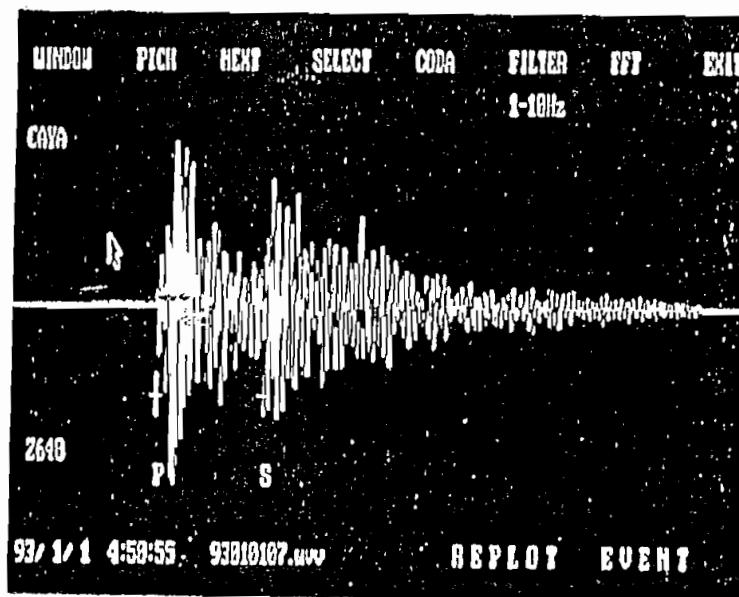


Fig.9. Señal sísmica digital visualizada por el programa PCEQ

La salida del programa PCEQ es un archivo ASCII llamado por defecto PHASE.OUT.

Una vez que se ha realizado este proceso, la información contenida en el archivo PHASE.OUT es analizada por uno de los tres programas localizadores de sismos: FASTHYPO, FPONG o HYPOCENTER, para encontrar el hipocentro más aproximado del sismo.



# CAPITULO 2

## ESPECIFICACIONES Y DISEÑO

### 2.1.- REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA

En el desarrollo de esta tesis se presenta el diseño y construcción de un sistema de calibración de sensores sísmicos, los mismos que se hallan instalados en las estaciones remotas de monitoreo ubicadas en casi todo el país, por cuanto para poder realizar una evaluación más precisa de la actividad sísmica y volcánica del país es necesario conocer la respuesta instrumental del sensor empleado para tal efecto.

Se debe indicar que el método actual de calibración manual utilizado por el personal del departamento de electrónica del Instituto Geofísico, recoge la señal analógica generada por el sensor en base a lecturas realizadas por un observador en forma visual en un osciloscopio, debido a que la señal del sensor es pequeña y no permite tener una buena apreciación, cometiéndose errores en la lectura de las señales; además, dichas medidas se realizan en lugares remotos donde se encuentran ubicadas las estaciones sísmicas, y en muchos casos con condiciones ambientales adversas.

Por tal motivo se requiere un sistema automático que amplifique,

filtre y digitalice las señales generadas por el sensor, así como un programa que procese dichas señales y entregue los resultados deseados para la calibración del sensor en el mismo sitio de la estación sísmica.

Se requiere además un sistema de registro digital portátil de señales sísmicas, que nos permita obtener los datos digitalizados de las señales sísmicas análogas de lugares remotos que no tienen enlace telemétrico con la Estación Base, y que posteriormente puedan ser descargados a un computador a través de la interfaz serial para su posterior procesamiento y análisis.

Estos dos procesos se realizarán por medio del microcontrolador INTEL MCS-8751, circuitos de adquisición, conversión análogo-digital, memorias RAM de almacenamiento, pantalla de cristal líquido e interfaz serial.

La alimentación del equipo debe realizarse con fuentes de voltaje de corriente continua, ya que su operación va a ser en lugares remotos que no disponen de energía eléctrica. Por lo tanto debe funcionar con una fuente de polarización de 12v, que será el voltaje que provenga de una batería o de un panel solar que se encuentre instalado en la estación sísmica remota.

El equipo debe ser montado en un gabinete con las facilidades requeridas para su conexión y pruebas, así como también para su transportación ya que será portátil y, deberá tener también una batería pequeña incluida que sirva para mantener la información de las memorias RAM volátiles.

## 2.2 .- DESCRIPCION GENERAL

En este literal se va a hacer una descripción detallada de como estará conformado el sistema a diseñar para cumplir con los requerimientos antes planteados.

### 2.2.1.- DIAGRAMA DE BLOQUES

La figura 2.1 muestra el diagrama de bloques generalizado del sistema a diseñarse. En el se pueden identificar las diferentes etapas del circuito:

**Polarización**, este circuito consta de: un regulador de +12v, para evitar las variaciones de voltaje que se producen en la batería o en el panel solar; un inversor de voltaje para entregarnos un voltaje de -12v ; y, un regulador de voltaje de +5v. Voltajes necesarios para la polarización de todo el equipo.

La etapa de **Adquisición y adaptación de la señal sísmica**, consta de: un sistema de amplificación para lo cual se utiliza un amplificador de instrumentación y que nos permite eliminar en gran parte el ruido que acompaña a la señal sísmica, posee un sistema de ganancia programable controlado por el microcontrolador; un mux análogo controlado por el microcontrolador que nos proporciona el paso del pulso de voltaje a ser aplicado al sensor así como los valores de resistencias de prueba para la calibración del sensor; un sistema de memorias RAM de 24 Kb de capacidad para almacenamiento de la información.

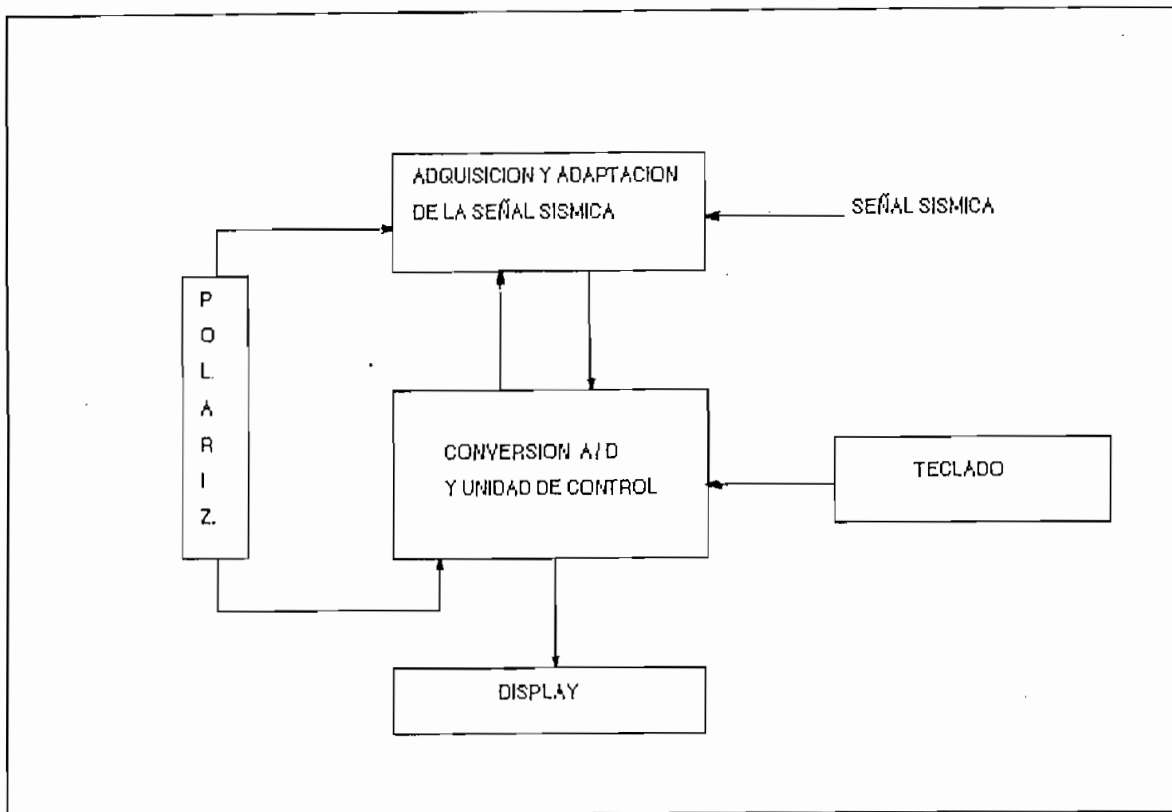


Fig. 2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL DEL SISTEMA

La unidad de **Conversión A/D y Control**, fundamentalmente se encarga de controlar el proceso de adquisición, conversión, evaluación de los parámetros, manejar el indicador de cristal líquido, etc. en base al microcontrolador de la familia INTEL MCS-8751

Para comunicación con el usuario se dispone de un **Display**, un **Teclado**, y un pórtico serial que nos permitirá descargar a un computador los datos almacenados en memoria durante el funcionamiento del equipo

## 2.2.2.- DESCRIPCION DEL SISTEMA

El equipo construido consta de los siguientes módulos:

- a) Tarjeta de control
- b) Tarjeta de comunicación con el usuario
- c) Tarjeta de adquisición y adaptación de señales

### 2.2.2.1 MODULO 1 : TARJETA DE CONTROL

Para poder realizar en forma automática la calibración de un sensor sísmico, se requiere de un hardware específico que permita al microcontrolador realizar sus tareas. Parte del hardware necesario ya ha sido desarrollado y se encuentra disponible en la tarjeta MCPD51DA (tarjeta multipropósito basada en los microcontroladores de la familia MCS-51). Se hará uso de dicha tarjeta por haber sido realizada precisamente con el propósito de servir como ayuda para el desarrollo de proyectos con microcontroladores y está disponible en el laboratorio de Electrónica de Potencia de la Escuela Politécnica Nacional. Sin embargo, puesto que la tarjeta MCP51DA permite el desarrollo de aplicaciones de carácter general, debe ser configurada para esta aplicación específica.

Para comprender de mejor manera el hardware asociado con el microcontrolador 8751H en la tarjeta de control, se realiza una breve descripción del mismo.

Las principales características del microcontrolador se pueden

resumir en las siguientes:

- CPU de 8 bits
- 128 bytes de memoria RAM interna
- 4 Kb de memoria ROM interna
- 32 líneas de entrada/salida programables
- Direccionamiento para 64 Kb de memoria RAM externa
- Direccionamiento para 64 Kb de memoria ROM externa
- Puerto de comunicaciones asincrónicas Full-duplex
- 5 fuentes de interrupción con dos niveles de prioridad
- Oscilador interno
- 2 contadores temporizadores de 16 bits
- Procesador Booleano

#### **DESCRIPCION DE LA TARJETA MCPD51DA.-**

En la figura 2.2 se indica el diagrama de bloques de la manera en que se encuentra configurada la tarjeta MCPD51DA. Cada dispositivo externo al microcontrolador se maneja como memoria externa de tal manera que se facilite su utilización; tal es el caso del display, teclas, memoria RAM, conversor A/D, conversor D/A, para lo cual el microcontrolador direcciona dichos dispositivos mediante decodificadores y recibe o envía datos por medio de buffers y latches, respectivamente.

La tarjeta pone a disposición los siguientes recursos:

- 1 pórtico digital bidireccional de 8 bits (P1.7 a P1.0).
- 2 pórticos digitales de salida de 8 bits (OUT0 a OUT15).

- 1 pórtico digital de entrada de 8 bits (SW0 a SW7).
- 1 pórtico digital de entrada de 8 bits con opción de colocar un dipswitch-8 en la tarjeta (INP0 a INP7).
- 1 pórtico digital de entrada de 8 bits con opción de generar interrupción externa (EXT-INT0 a EXT-INT7).
- 1 entrada analógica (0 a 5 V) y convertor A/D de 8 bits.
- 1 salida analógica (0 a 5 V) proveniente de un convertor D/A de 8 bits.
- 1 pórtico de comunicación serial RS232 (conector DB9).
- 1 Bus de datos del microcontrolador (D7 a D0).
- 1 Bus de direcciones del microcontrolador (A15 a A0).
- 1 Bus de señales de control del microcontrolador (RD, WR, T0, T1, ALE, PSEN, RESET, INT0, INT1).
- 1 Bus de señales de control para habilitación de dispositivos externos:
  - 3 de entrada: SELIN5,6,7
  - 4 de salida: SELOUT3,5,6,7.
- Memoria RAM de 2 Kbytes.
- Circuito de reset interno con pulsador.

La tarjeta MCPD51DA incluye toda la circuitería básica asociada a un microcontrolador MCS-51, permitiendo al usuario configurar la tarjeta para sus aplicaciones específicas. Para tal efecto se ha dividido las 64K localidades externas que son capaces de direccionar los microcontroladores Intel de la familia MCSD-51, a través del bus de direcciones de 16 bits, en páginas de 8K para poder manejar independientemente 8 dispositivos de entrada y 8 dispositivos de salida. Las líneas decodificadas para habilitación de dispositivos de entrada (lectura) se denominan

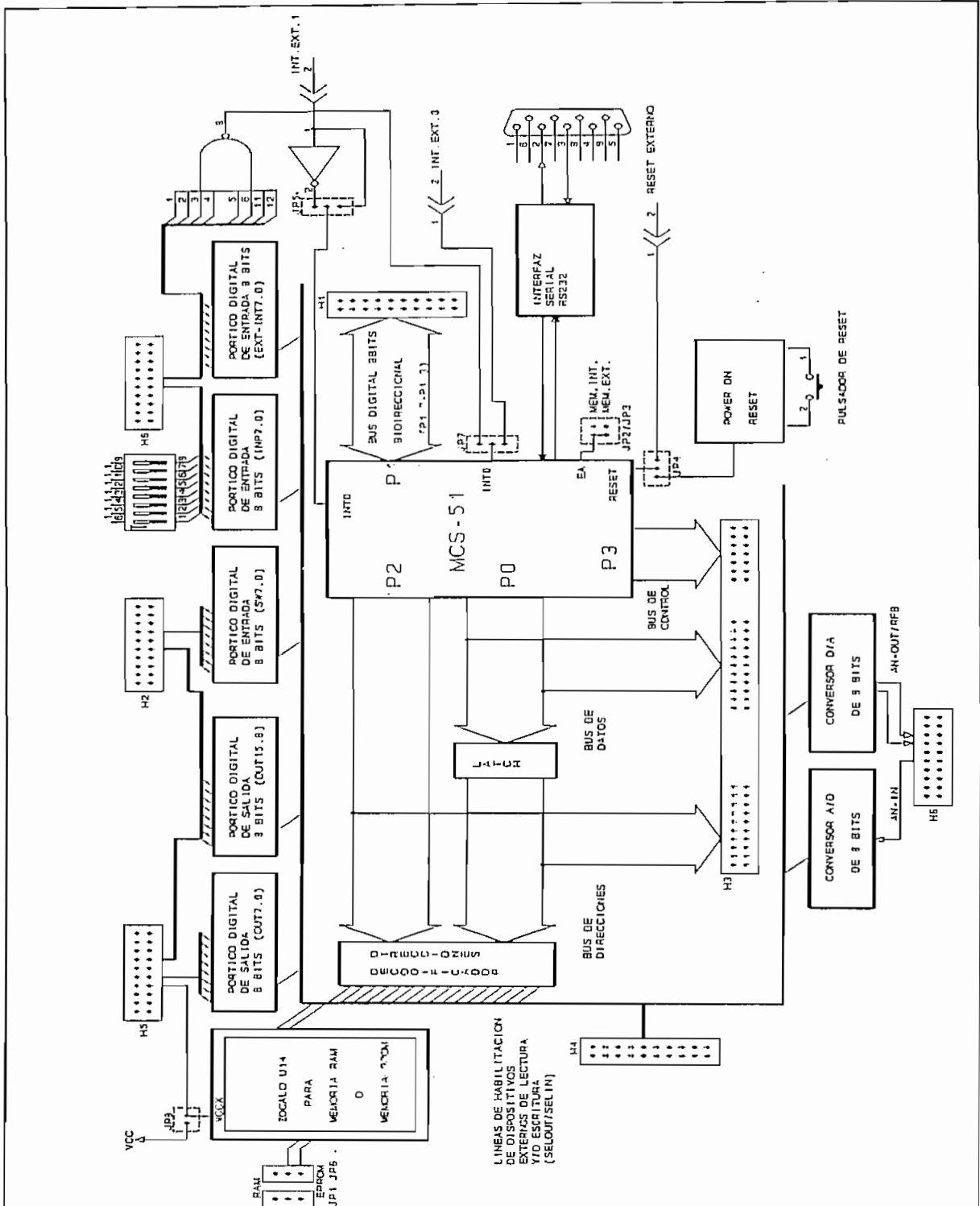


Fig. 2.2 DIAGRAMA DE BLOQUES TARJETA MCPD51DA



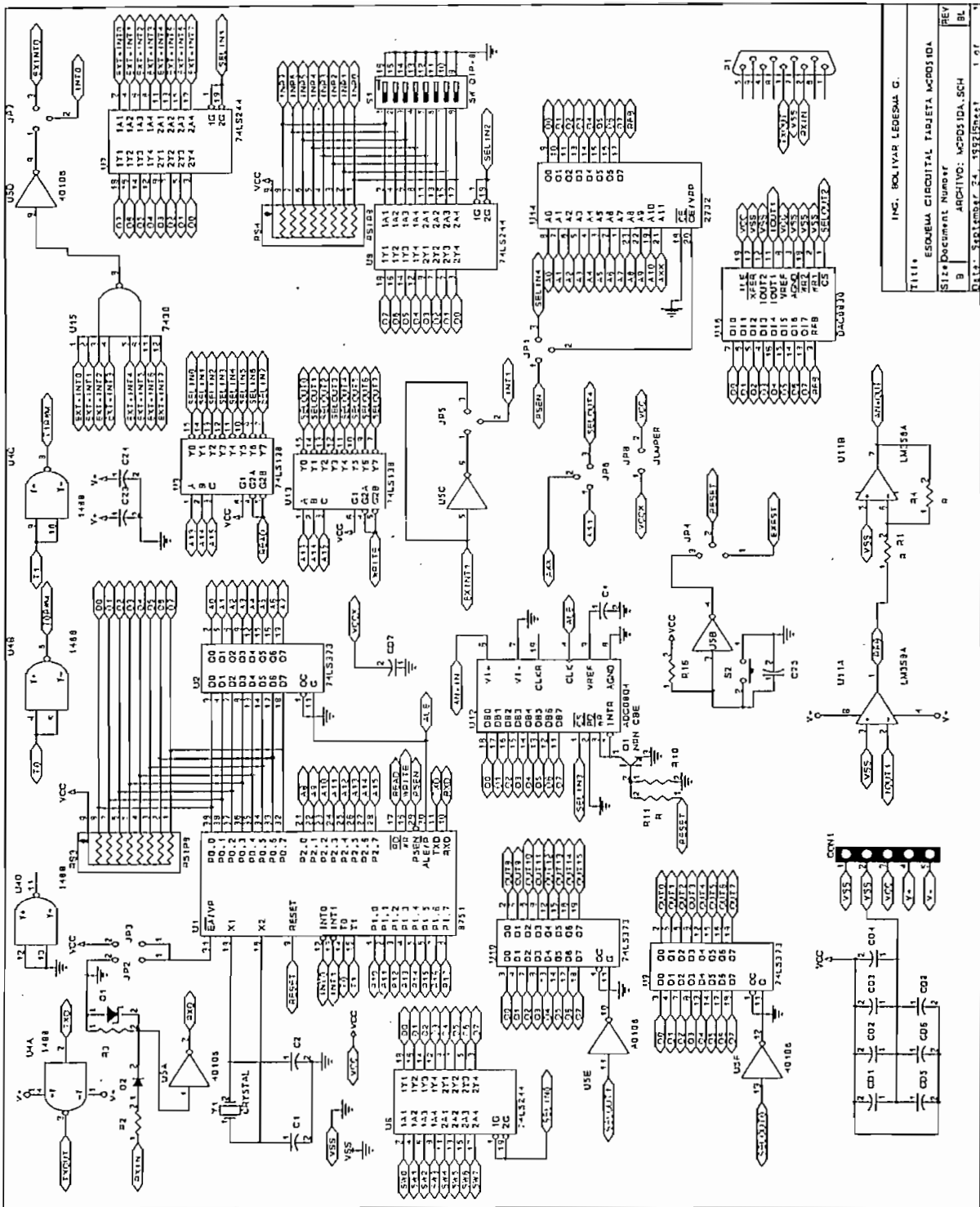
SELIN0 a SELIN7. Las líneas para habilitación de dispositivos de salida (escritura), se denominan SELOUT0 a SELOUT7. Para la decodificación del bus de direcciones y la correspondiente división en páginas de 8K, se han utilizado los tres bits más significativos A15, A14 y A13 los cuales, en combinación con las señales READ y WRITE del microcontrolador, determinan la activación de la correspondiente señal de habilitación.

La tabla No. 1 muestra la distribución de memoria y las líneas disponibles para el usuario.

DIRECCIONES	HABILITACION	DISPOSITIVO DE ENTRADA (LECTURA)	DISPOSITIVO DE SALIDA (ESCRITURA)
0000H-1FFFFH	SELIN0/SELOUT0	Pórt. SW0-SW7	Pórt. OUT0-OUT7
2000H-3FFFFH	SELIN1/SELOUT1	Pórt. EXT-INT0 a EXT-INT7	Pórt. OUT8-OUT15
4000H-5FFFFH	SELIN2/SELOUT2	Pórt. INP0-INP7	Conv. D/A.
6000H-7FFFFH	SELIN3/SELOUT3	Conv. A/D.	DISPONIBLE
8000H-8FFFFH	SELIN4/SELOUT4	MEMORIA RAM	MEMORIA RAM
A000H-BFFFFH	SELIN5/SELOUT5	DISPONIBLE	DISPONIBLE
C000H-DFFFFH	SELIN6/SELOUT6	DISPONIBLE	DISPONIBLE
E000H-FFFFFH	SELIN7/SELOUT7	DISPONIBLE	DISPONIBLE

Tabla No. 1

En la figura 2.3 se muestra el diagrama circuital correspondiente a esta tarjeta.



T1111\* ESQUEMA CIRCUITAL TARJETA MCPD51DA  
 Size/Document Number B ARCHIVO: MCPD51DA.SCH BL  
 Date: Septiembre 24, 1992/Sheet: 1 of 1

Fig 2.3 ESQUEMA CIRCUITAL DE TARJETA MCPD51DA

DISTRIBUCION DE COMPONENTES DE LA TARJETA:

En la figura 2.4 se puede apreciar la distribución de los componentes en la tarjeta de control MCPD51DA.

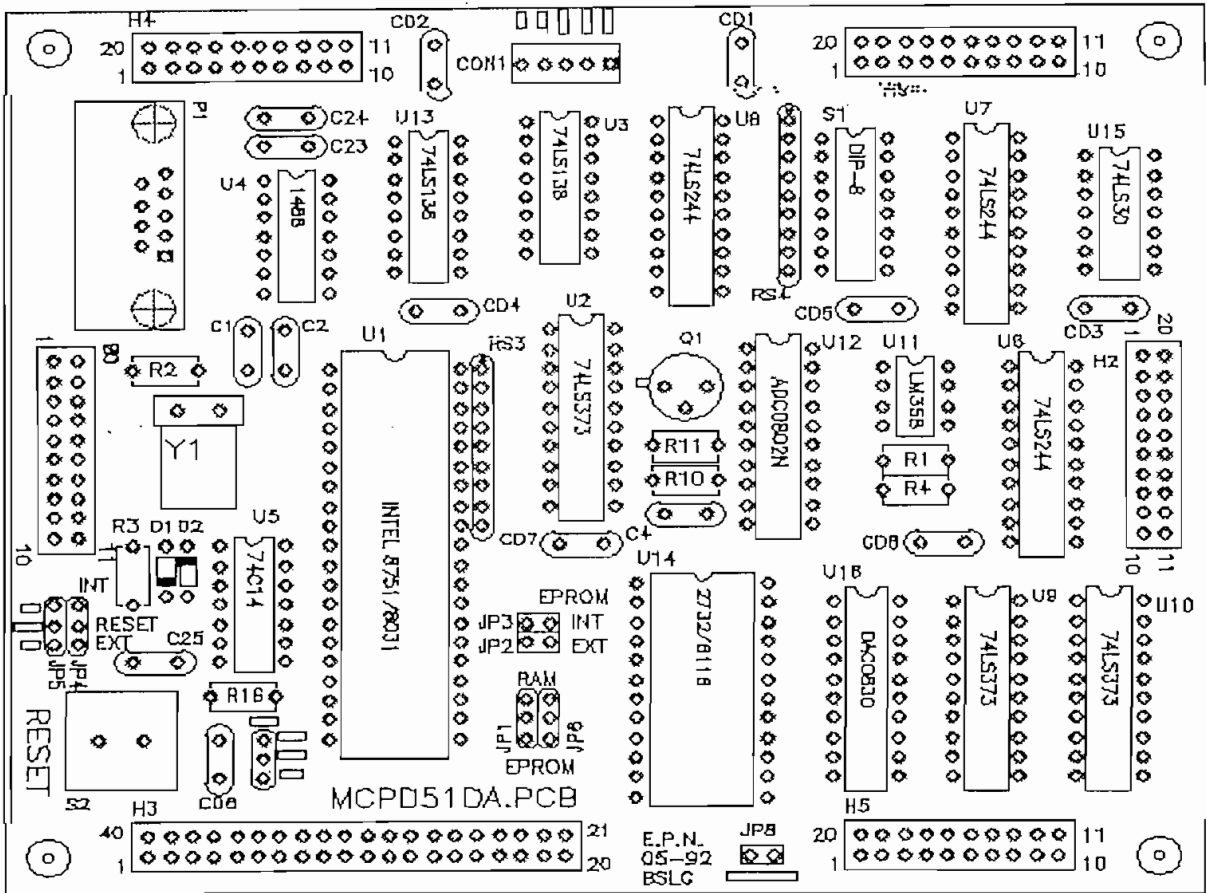


Fig. 2.4 DISTRIBUCION DE COMPONENTES TARJETA MCPD51DA.PCB

La tarjeta tiene seis conectores (H1 a H6) a través de los cuales entrega y recibe señales y datos. Prácticamente en todos los conectores se tiene acceso a las fuentes principales de polarización del circuito lógico a través de los pines VCC y VSS.

El conector CON1 sirve para conectar la tarjeta con la fuente de polarización principal, donde se tiene que:

VCC = + 5 V

VSS = 0 V

V+ = + 12 V

V- = - 12 V

#### CONECTOR H1:

P17..P10: Pórtico P1 del microcontrolador (8 bits bidireccional).

EXINT0: Acceso a la interrupción externa 0 del micro.

EXINT1: Acceso a la interrupción externa 1 del micro.

T0: Entrada al timer/counter 0 del micro.

T1: Entrada al timer/counter 1 del micro.

#### CONECTOR H2:

SW7..SW0: Pórtico digital de entrada de 8 bits.

OUT15..OUT8: Pórtico digital de salida de 8 bits.

#### CONECTOR H3:

El conector H3 permite el acceso directo hacia el microcontrolador: el bus de datos, el bus de direcciones y todas las señales de control: ALE, READ, WRITE, PSEN.

D7..D0: Bus de datos del micro.

A15..A0: Bus de direcciones del micro.

T0: Entrada al timer/counter 0 del micro.  
T1: Entrada al timer/counter 1 del micro.  
EXRST: Entrada para ingreso de señal de reset externo.  
EXINT0: Acceso a la interrupción externa 0 del micro.  
EXINT1: Acceso a la interrupción externa 1 del micro.

**CONECTOR H4:**

SELIN5,6,7: Señales de habilitación para dispositivos externos de entrada (lectura).  
SELOUT3,5,6,7: Señales de habilitación para dispositivos externos de salida (escritura).  
RXD: Línea de recepción para comunicación serial del microcontrolador (niveles TTL).  
TXD: Línea de transmisión para comunicación serial del microcontrolador (niveles TTL).  
RXIN: Línea de recepción serial RS232 (conector DB9) de la tarjeta (niveles de voltaje  $\pm 12V$ ).  
TXOUT: Línea de transmisión serial RS232 (conector DB9) de la tarjeta (niveles de voltaje  $\pm 12V$ ).  
TOPWM: Señal de salida correspondiente al complemento lógico del pin T0 del microcontrolador y en niveles lógicos  $\pm 12 V$ .  
T1PWM: Señal de salida correspondiente al complemento lógico del pin T1 del microcontrolador y en niveles lógicos  $\pm 12 V$ .

CONECTOR H5:

OUT7..OUT0: Pórtico digital de salida de 8 bits.  
OUT15..OUT8: Pórtico digital de salida de 8 bits.  
VCCX: Entrada externa para polarización de U14.

CONECTOR H6:

EXT-INT7..EXT-INT0: Pórtico digital de entrada de 8 bits con opción a generar interrupción externa 0 en el microcontrolador.  
INP7..INP0: Pórtico digital de entrada de 8 bits con opción de colocar un dip-switch 8 en la tarjeta.  
AN-OUT: Salida analógica (0 a +5V) proveniente del conversor D/A (DAC0830).  
RFB: Salida analógica (0 a -5V) correspondiente a la señal invertida que viene del conversor D/A.  
AN-IN: Entrada analógica (0 a +5V) hacia el conversor A/D (ADC0804).

El hardware requerido para realizar el control del equipo se configura de acuerdo a los requerimientos del sistema. Se va a utilizar tan solo una parte de las opciones de diseño que ofrece la tarjeta y no todas las posibilidades de las cuales dispone.

## 2.2.2.2 .- MODULO 2: TARJETA DE COMUNICACION CON EL USUARIO.

La tarjeta de comunicación con el usuario comprende aquellos circuitos relacionados con el display y los pulsantes (teclas). El display utilizado es de cristal líquido (LCD). El hardware necesario para manejar los circuitos antes mencionados, ya ha sido desarrollado y se encuentra disponible en la tarjeta DISPLAY INTEL51, diseñada por el Area de Control Electrónico de Potencia de la Escuela Politécnica Nacional. Se hará uso de dicha tarjeta por haber sido concebida para ser conectada directamente con la tarjeta MCPD51DA, guardando total compatibilidad. Utiliza el pórtico P1 del microcontrolador para la transferencia de datos y señales de control del display.

En la figura 2.5 se indica el diagrama de bloques simplificado correspondiente a la tarjeta de Comunicación con el usuario.

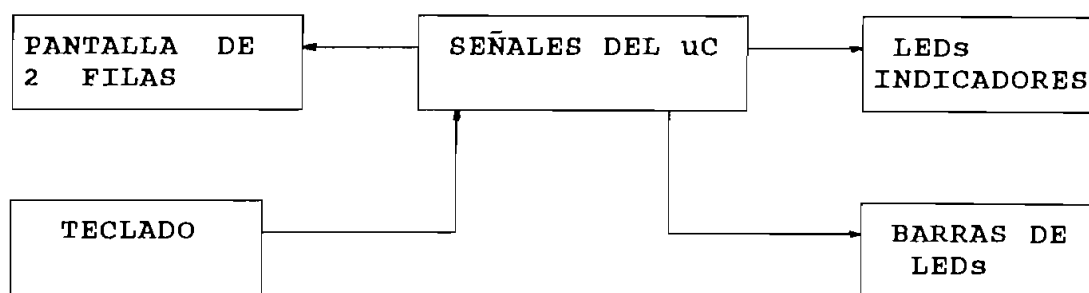


Fig. 2.5 DIAGRAMA DE BLOQUES SIMPLIFICADO DE TARJETA DE COMUNICACION CON EL USUARIO

La tarjeta DISPLAY INTEL51 consta de los siguientes recursos:

- 1 display de cristal líquido de una fila (LTN111) o de dos filas (LTN211).
- Capacidad de manejar hasta 6 teclas (pulsantes) con led incorporado.
- 2 barras (LB1 y LB2) de 10 leds cada una.
- 3 barras (L1, L2 y L3) de 4 leds cada una.
- Decodificador para manejar teclado matricial externo a la tarjeta.

El LTN211 tiene sus controles y la estructura de display incorporados en un circuito integrado (referirse Anexo 2). Puede ser controlado por un microprocesador de 4 bits o de 8 bits con posibilidad de visualizar 16 caracteres alfanuméricos por fila; Puede operar con fuentes de voltaje lógico tan bajas como 5v, lo cual lo hace ideal para trabajar con microprocesadores. Las principales características del LTN211 se puede resumir en las siguientes:

- Ingreso de datos en formato de 4 bits a través de 4 señales de control
- Ingreso de datos de izquierda a derecha o viceversa
- Control del cursor
- Set de caracteres ASCII extendido
- Registro interno de 80 localidades
- Comando de borrado de pantalla
- Control del nivel de contraste

La tarjeta DISPLAY INTEL51 contiene seis conectores (H1 a H6) a



través de los cuales entrega y recibe datos y señales .  
 Adicionalmente, incorpora elementos para ingreso de datos o comandos como son pulsadores o teclas con indicación luminosa incorporada que permitirán seleccionar en pantalla la información correspondiente a los parametros a medir o la función a desempeñar el sistema.

Cabe indicar que de esta tarjeta, para el presente trabajo de tesis, se utilizará únicamente la pantalla y las teclas.

En la fig.2.6 se presenta la distribución de componentes de la tarjeta DISPLAY INTEL51, y en la fig 2.7 21 circuito de la misma

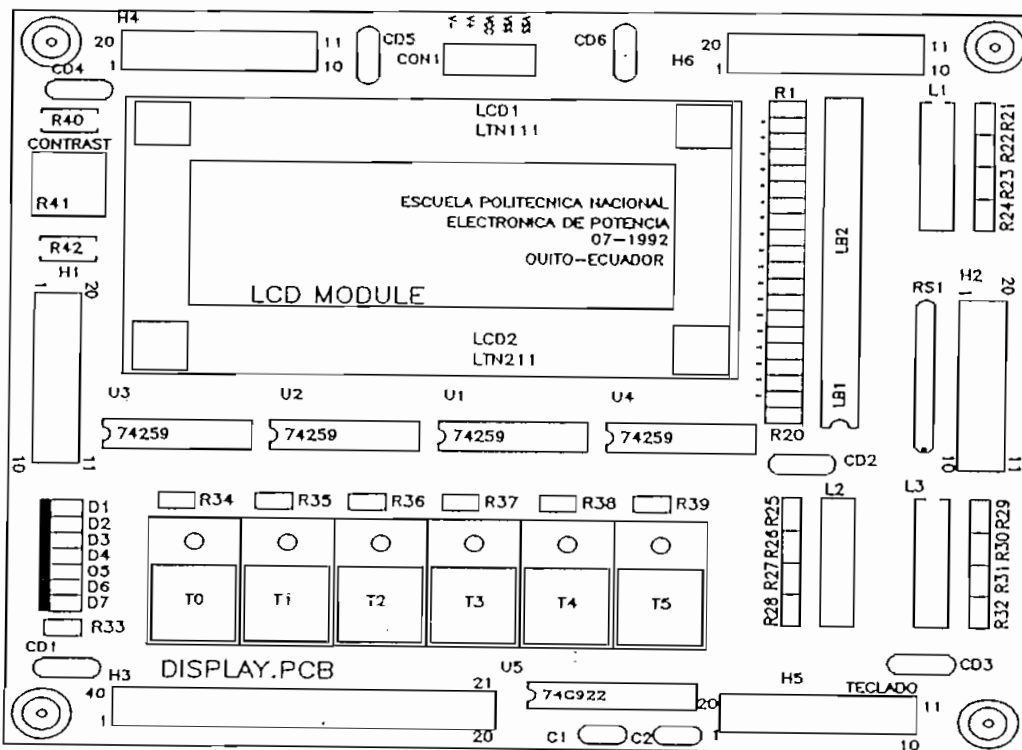


Fig. 2.6 DISTRIBUCION DE COMPONENTES TARJETA DISPLAY

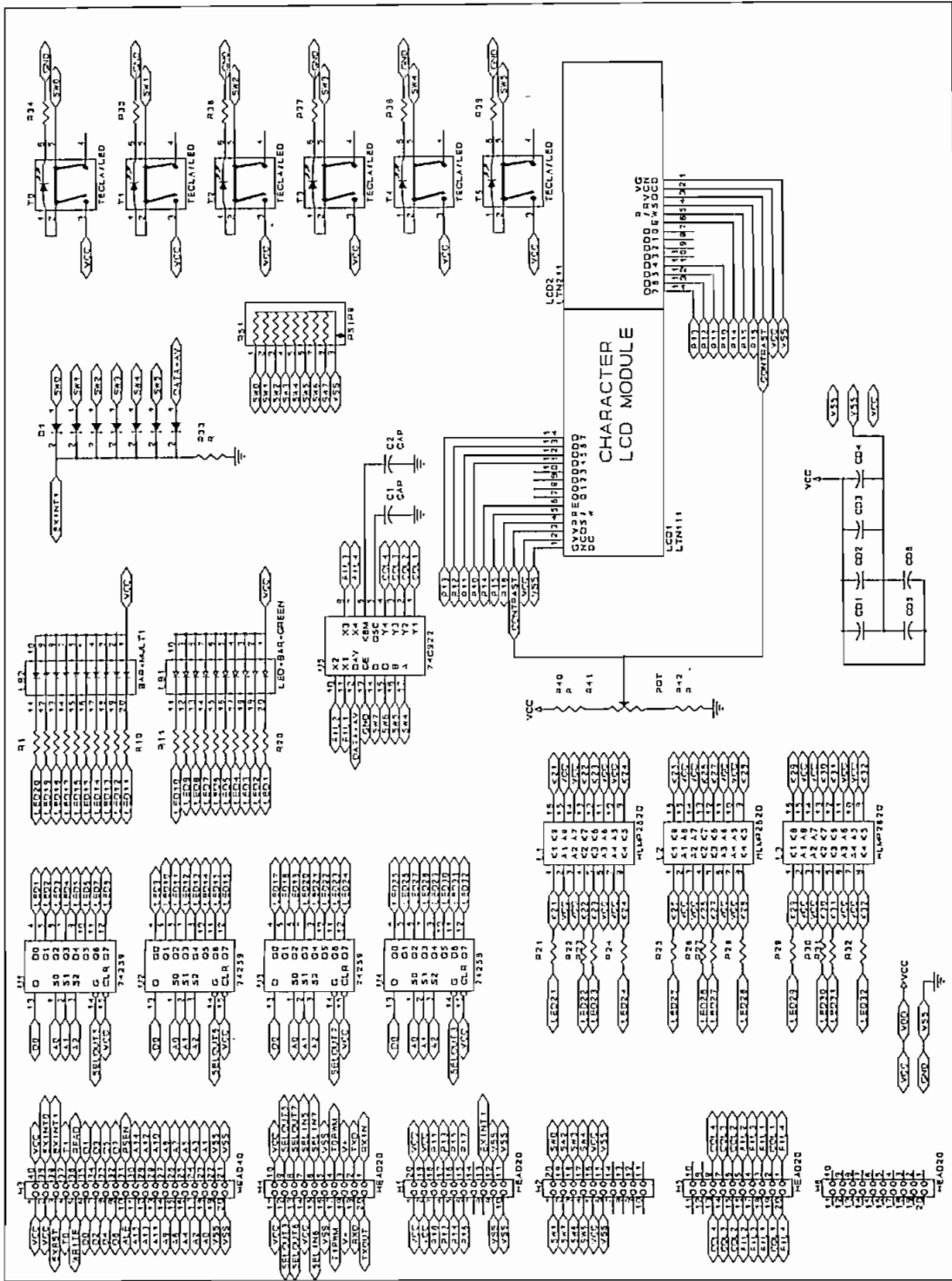


Fig. 2.7 DIAGRAMA CIRCUITAL TARJETA DE COMUNICACION CON EL USUARIO

### 2.2.2.3.- MODULO 3: TARJETA DE ADQUISICION Y ADAPTACION DE SEÑALES

La tarjeta de adquisición y adaptación de señales comprende los circuitos relacionados con el sistema de generación de la señal de calibración; la etapa de amplificación y adaptación de la señal para que pueda ingresar al conversor A/D; el sistema de memoria RAM externa para almacenamiento de los datos; y, la etapa de polarización que alimentará todos los módulos del presente trabajo de tesis.

En la figura 2.8 se muestra el diagrama de bloques simplificado de la tarjeta de adquisición y adaptación de la señal.

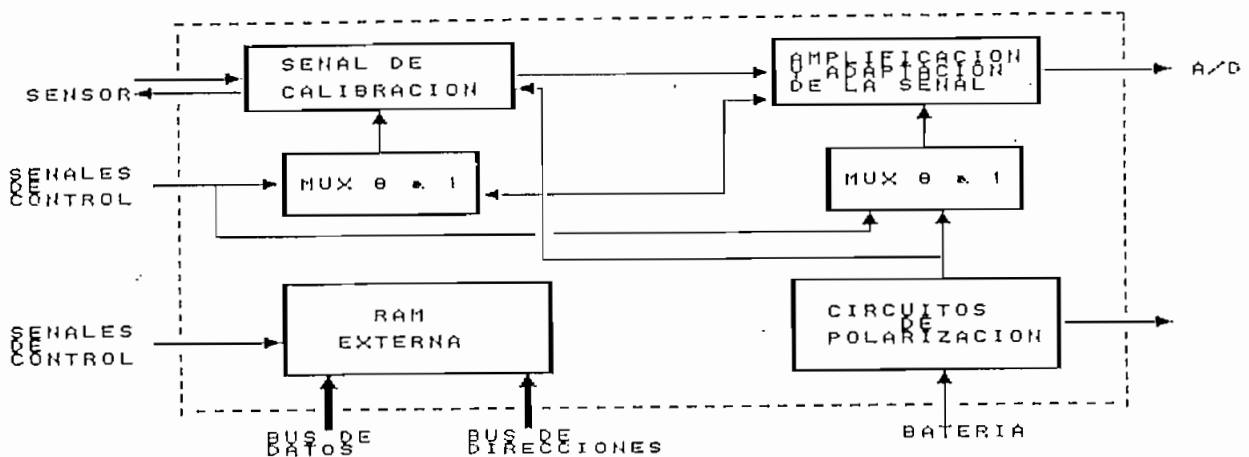


Fig. 2.8 DIAGRAMA DE BLOQUES DE TARJETA DE ADQUISICION Y ADAPTACION DE SEÑAL.

Del Diagrama de bloques se puede identificar:

**Etapa de Señal de Calibración**, como se mencionó en el capítulo 1 el método a emplear para excitar al sensor va a ser el de "release current test", por lo cual necesitamos generar una pequeña corriente constante que alimente al sensor por pocos segundos hasta que la masa del mismo adquiera una posición inicial, luego de lo cual se suspende el suministro de esta corriente dejando que la masa del sensor vuelva a su posición de equilibrio describiendo una respuesta transitoria amortiguada que dependerá de la Resistencia Shunt que se la coloque en paralelo al sensor. Primero se lo hace con el shunt abierto, luego colocando valores diversos de resistencias, para lo cual se utiliza un Mux análogo 8 a 1, cuyas señales de control provienen del microcontrolador.

**Etapa de Amplificación y Adaptación de la Señal**, dado que la señal generada por el sensor es del orden de los milivoltios, ésta debe ser amplificada a un nivel que pueda ser reconocido por el conversor A/D. Pero hay que tener en cuenta que al ser una señal tan pequeña necesitamos eliminar el ruido que existe en modo común en los dos terminales del sensor, por lo cual se utiliza un amplificador de instrumentación ya que posee una Relación de Rechazo en modo común muy alta. Este amplificador posee un sistema de ganancia variable dado por un mux análogo, que de manera similar al anterior recibe las señales de control desde el microcontrolador. La señal generada por el sensor es una señal bipolar de dos terminales, la misma que al salir del amplificador de instrumentación posee un rango de variación de

-2,5 a +2,5 voltios, y el Conversor A/D acepta como entrada una señal de un solo terminal y cuyo rango unipolar es de 0 a +5V, por lo cual es necesario adaptar la señal de salida para que pueda ser reconocida por el conversor A/D, siendo necesario sumarle un nivel de voltaje positivo de 2,5 voltios con el fin de eliminar la parte negativa de la señal y así convertirla en unipolar, cuyo rango dinámico de variación va a ser de 0 a +5v.

**Memoria RAM Externa,** para almacenar información sísmica se dispone de la utilización de 24 K de memoria RAM que nos permitirá transportar dicha información generada en una estación remota hasta la estación base donde pueda ser descargada a un computador para su posterior análisis y procesamiento.

**Polarización.** El sistema va a recibir alimentación de una batería recargable de 12 voltios que va a estar en forma permanente alimentándolo. Pero, además se puede utilizar las baterías instaladas en las estaciones remotas que están conectadas en paralelo con paneles solares. Para lograr que el voltaje sea estable se utiliza un regulador de 12 voltios. Posteriormente, se utiliza un inversor de voltaje que nos proporciona el voltaje negativo de -12 voltios. Luego se tiene un regulador de 5 voltios para generar de esta forma todos los voltajes de alimentación de todos los módulos del sistema.

En la figura 2.9 se presenta el diagrama circuital de la tarjeta de adquisición y adaptación de señal.

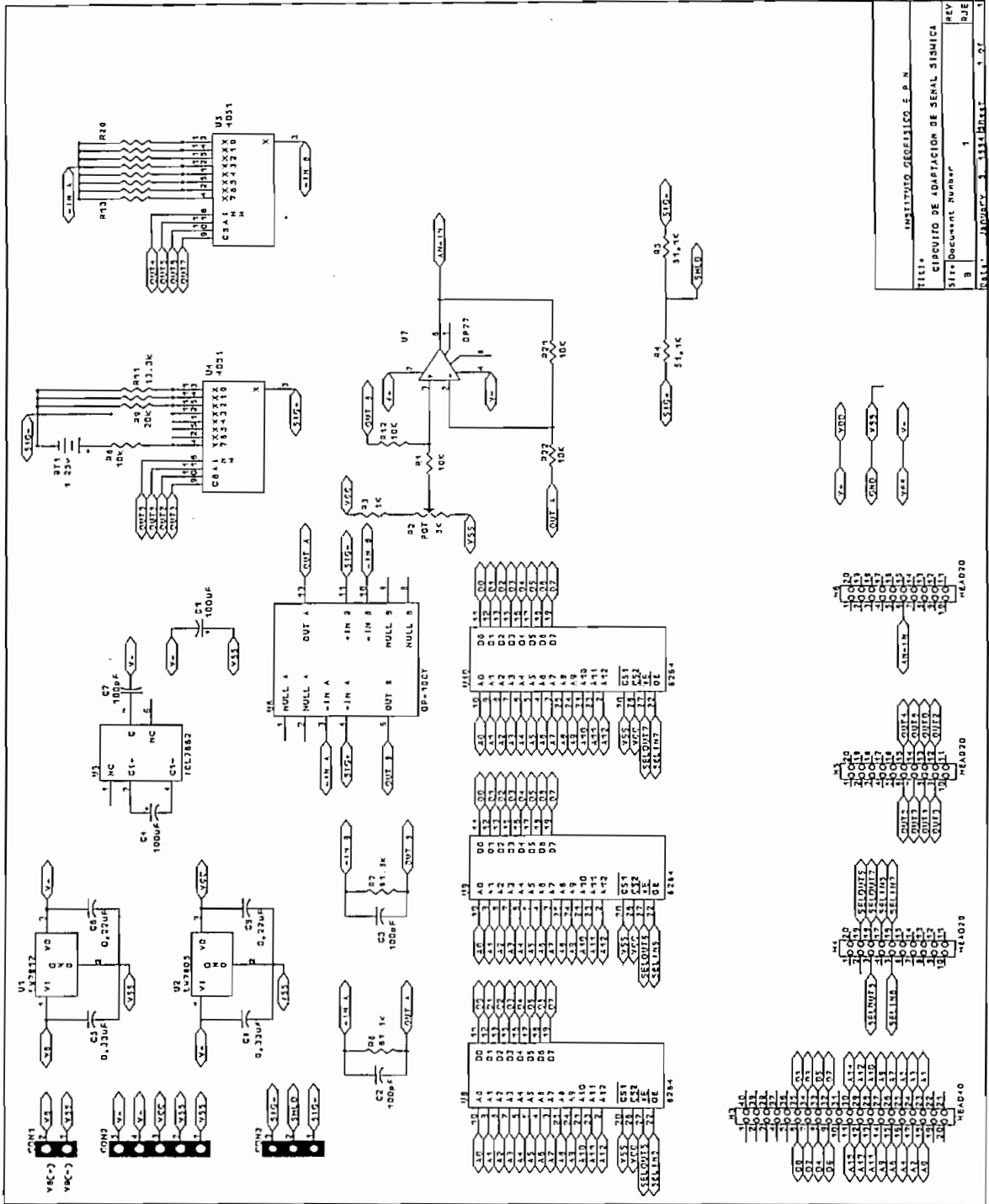


Fig. 2.9 DIAGRAMA CIRCUITAL DE LA TARJETA DE ADQUISICION Y ADAPTACION

Se puede observar que la tarjeta posee, además, los conectores para realizar la conexión con el sensor (CON3), con la batería de polarización (CON1), el conector para alimentar a los otros 2 módulos (CON2), y los conectores respectivos para realizar la conexión respectiva con la tarjeta de control MCPD51DA, así:

- Conector H3: Acceso al bus de datos y de direcciones del  $\mu$ C
- Conector H4: Señales para habilitar las memorias RAM externas
- Conector H5: señales de control de los multiplexers análogos.
- Conector H6: Envía la señal análoga al conversor A/D

En la figura 2.10 se puede apreciar la distribución de los componentes en la tarjeta.

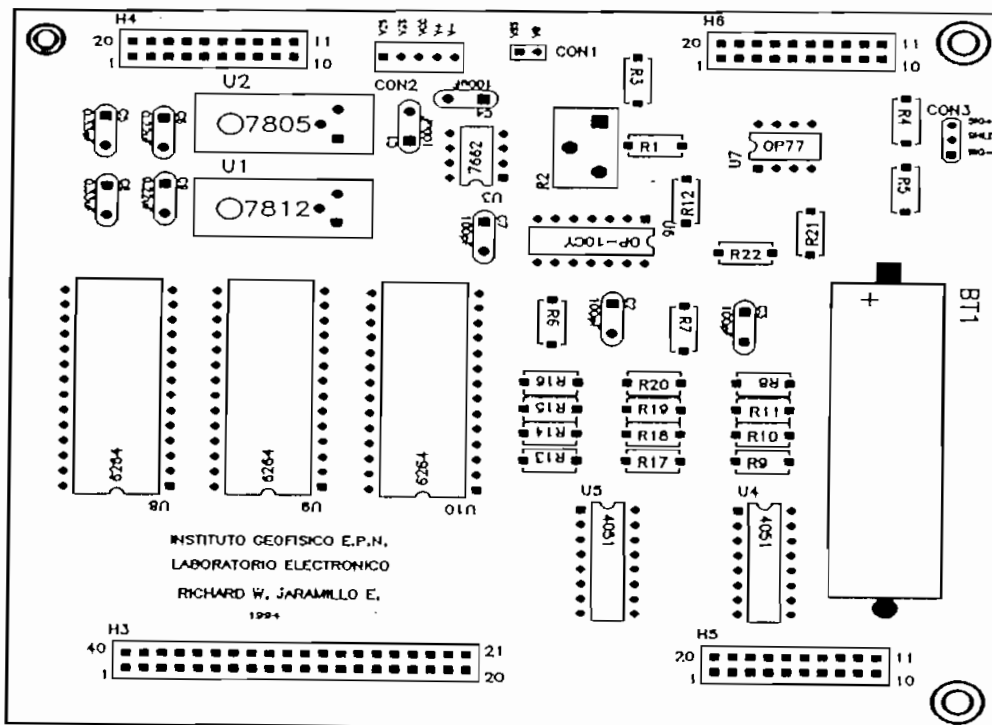


Fig. 2.10 DISTRIBUCION COMPONENTES DE TARJETA DE ADQUISICION Y ADAPTACION DE SEÑAL

## 2.3.- CIRCUITO DE ADQUISICION DE DATOS

### 2.3.1.- DISEÑO DE LA ETAPA DE GENERACION DE LA SEÑAL DE CALIBRACION

Para llevar a cabo la calibración del sensor sísmico (sismómetro) es necesario aplicar por unos segundos a la masa del sensor una pequeña corriente constante, de tal manera que una vez haya sido forzado a generar un movimiento, oscile libremente. Cuando esto ocurra la masa regresará a su posición de equilibrio oscilando, describiendo un movimiento armónico amortiguado, como se analizó en el capítulo 1.

El circuito a implementar es el siguiente:

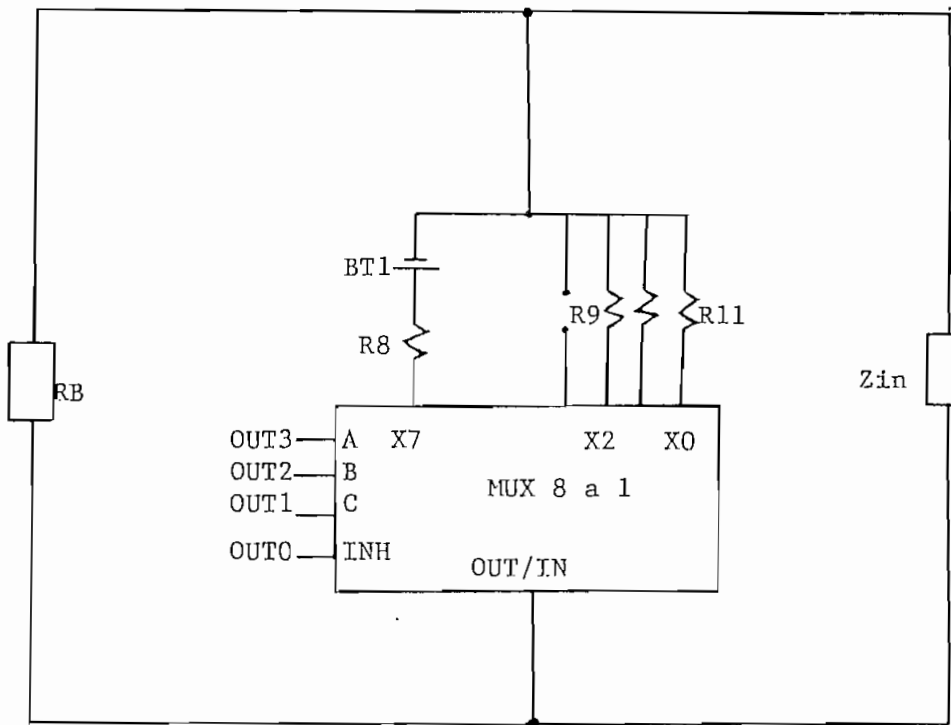
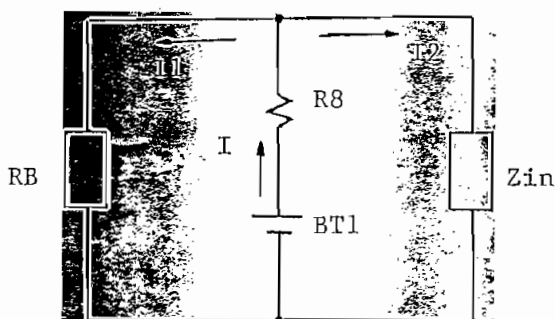


Fig. 2.11 CIRCUITO DE CALIBRACION



El nivel de corriente generado debe ser del orden de los miliamperios, y va a ser suministrado por una batería pequeña de 1,5V, la misma que sólo alimentará al sensor cuando las señales de control del mux análogo CD4051 la habiliten, caso contrario permanecerá desconectada.

El circuito equivalente que se tendría el momento de la habilitación del canal de la batería es:



Donde:

RB = Resistencia de la bobina del sensor

Zin = Impedancia de entrada del amplificador

BT1 = Voltaje de una batería pequeña

R8 = Resistencia limitadora de corriente

La corriente que llegará hasta el amplificador es casi nula ( $I_2=0$ ) por cuanto la impedancia de entrada del amplificador es bastante alta comparada con la resistencia de la bobina del sensor, por lo que:

$$BT1 = ( R8 + RB ) * I1$$

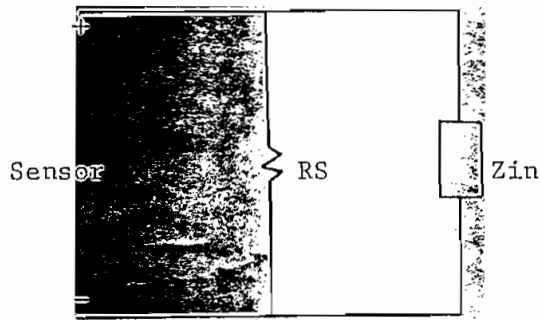
Si deseamos que  $I_1 = 0,1\text{mA}$ :

$$R_B = \frac{1,5 - 0,1 * 5,5}{0,0001} = 9500\Omega$$

Por lo que  $R_B = 10\text{K}\Omega$ . Y la corriente que se aplica al sensor será aproximadamente  $0,1\text{ mA}$ .

El tiempo de aplicación del pulso de corriente, se ha comprobado experimentalmente, es suficiente que tenga una duración de 3 seg. Inmediatamente después a la aplicación del pulso de corriente, la masa del sensor oscila libremente y al mismo tiempo se debe colocar en paralelo a la salida del sensor resistencias "Shunt" en forma alternada, para lo cual se utilizan las señales de control del microcontrolador para habilitarlas. Primero se lo deja en circuito abierto, o sea el "Shunt" abierto, luego se habilitan las respectivas resistencias, las cuales para nuestro caso tendrán los valores de  $20\text{K}\Omega$ ,  $15\text{K}\Omega$  y  $13,3\text{K}\Omega$ . Se consideran estos valores de resistencias por cuanto el sistema de calibración manual las utiliza, y si deseamos hacer comparaciones entre el método manual y el método automático, es necesario que estos valores de resistencias sean similares.

El circuito equivalente que se tendría al colocar las resistencias en paralelo a la salida del sensor es:



Donde:

$R_s$  = circct. abierto;  $20K\Omega$ ;  $15K\Omega$ ;  $13,3K\Omega$

$Z_{in}$  = Impedancia de entrada del amplificador.

Dado que la Impedancia de entrada del amplificador de instrumentación es del orden de los  $200\ G\Omega$ , ésta no va a afectar en nada al valor de la resistencia "Shunt".

### 2.3.2.- DISEÑO DE LA ETAPA AMPLIFICADORA

Tomando en cuenta que la señal análoga generada por el sensor es del orden de los milivoltios (señal de bajo nivel) y que al realizar la medición se pueden introducir señales indeseables (ruido), como voltajes inducidos por campos magnéticos parásitos en la tierra o en los alambres de señal, o como variaciones en el voltaje de suministro. Es necesario evitar que estas señales no deseadas sean amplificadas y que mas bien sean rechazadas o canceladas a la salida del amplificador, Por lo cual se va a implementar el diseño de un amplificador de instrumentación que cumpla con nuestras necesidades:

- Alta impedancia de entrada
- Alto Rechazo en modo común
- Alto nivel de Ganancia
- Baja impedancia de salida.

El trabajo de un amplificador de instrumentación es el de proveer una señal de alto nivel de un sólo terminal (unipolar) para que ingrese a un conversor A/D, amplificando la señal deseada de bajo nivel en modo diferencial y rechazando la señal en modo común. Posee un alto rango de ganancia diferencial de 1 a 1000, una alta impedancia de entrada y un alto rechazo en modo común.

El amplificador de instrumentación clásico utiliza tres amplificadores operacionales para obtener un gran rendimiento, como se observa en la figura 2.12a.

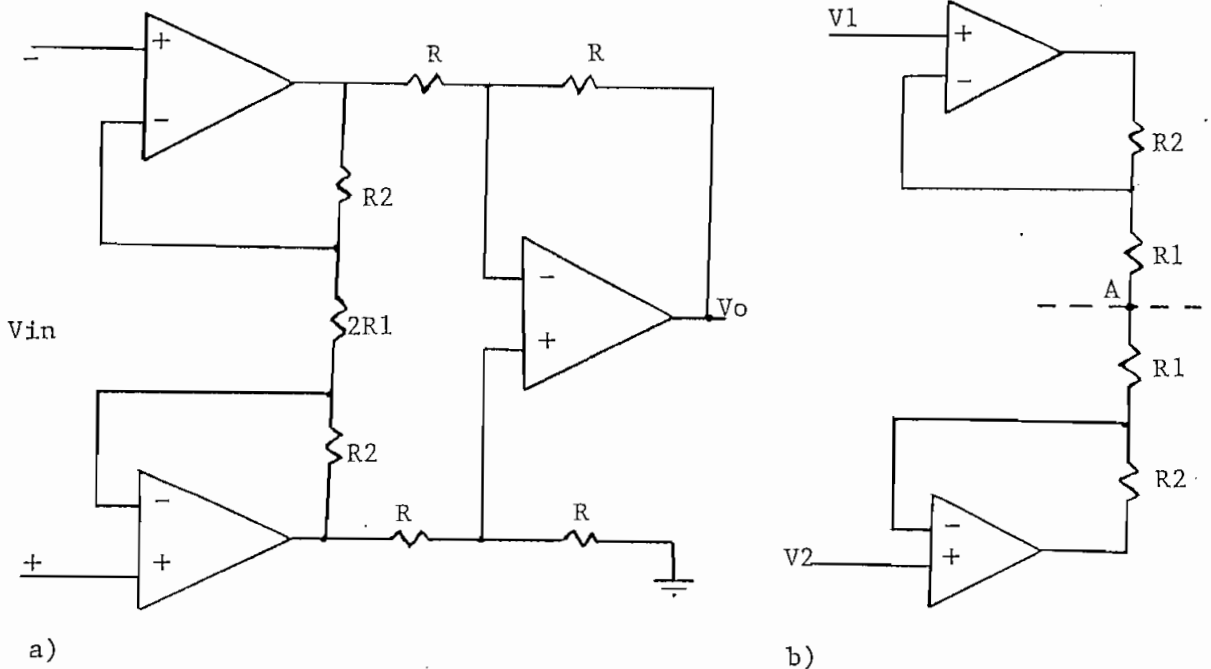


Fig. 2.12 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION CLASICO

Los dos amplificadores de entrada actúan como un "gain stage", operando con una ganancia dada por:

$$V_o = V_{in} * ( 1 + \frac{R_2}{R_1} )$$

El tercer amplificador opera como un amplificador diferencial con ganancia unitaria.

En la figura 2.12b se puede apreciar que la etapa de entrada del amplificador de instrumentación es simétrico en el punto A, y al que se lo considera como una tierra virtual para señales de entrada en modo diferencial. Para señales en modo común, el punto A puede ser reemplazado con un circuito abierto sin que afecte la operación del circuito.

Las esenciales características de los amplificadores de instrumentación lo hacen que sea muy usado para amplificar salidas de transductores de bajo nivel, tales como termocuplas, puntas de prueba biológicas, etc.

El amplificador de Instrumentación a implementar es el que se indica en la figura 2.13.

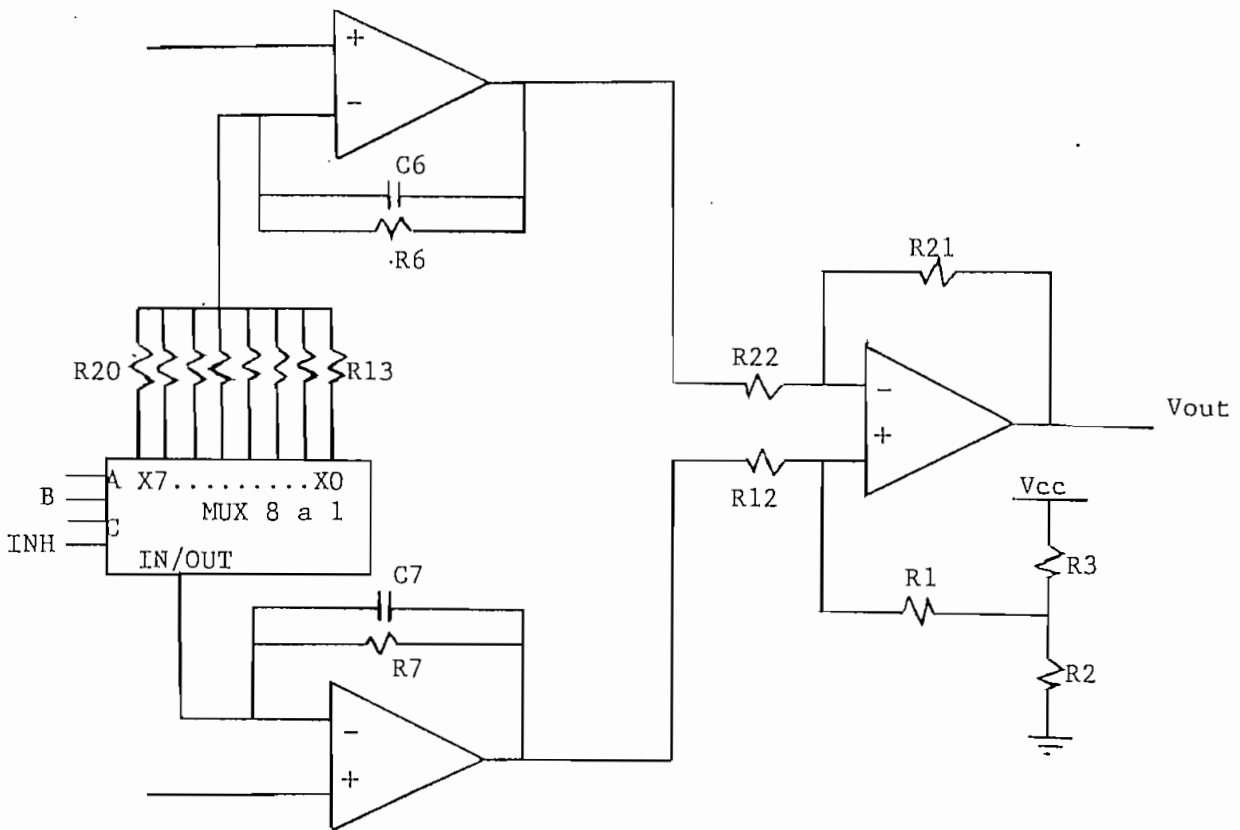


Fig. 2.13 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION A IMPLEMENTAR

Se puede observar que es un amplificador de instrumentación de ganancia programable, manejado por el microcontrolador a través de las señales de control OUT4 a OUT7 que ingresan al mux analógico CD4051. La resistencia que va a ser habilitada para darnos un nivel de ganancia determinado va a depender de la señal que ingrese al amplificador. Cuando se realiza la calibración del sensor, el nivel de la señal que ingresa es variable y depende de la resistencia "shunt" de prueba colocada al sensor. Para obtener un mismo nivel de señal de salida del amplificador es necesario cambiar el grado de amplificación, que viene dado por:

$$G = \left( 1 + \frac{2 \cdot R6}{R_x} \right)$$

Donde:  $R_x = R13, R14, R15, R16$

$R6 =$  se determina más adelante.

De la misma manera, cuando el sensor trabaja en la estación sísmica remota (operación normal) debe tener un nivel de amplificación determinado, el mismo que se fija según el tipo de terreno donde opere el sensor. Se ha observado que en el Instituto Geofísico los niveles de ganancia más utilizados van desde los 54dB hasta los 72dB, con pasos de 6dB. La ganancia en decibelios del amplificador de instrumentación esta dada por:

$$G(dB) = 20 \cdot \text{Log} \left[ 1 + \frac{2 \cdot R6}{R_x} \right]$$

Donde:  $R_x = R17, R18, R19, R20$

El valor de  $R6$  se va a determinar tomando en cuenta el mayor nivel de amplificación que se desea obtener, así:

$$72dB = 20 \cdot \text{Log} \left[ 1 + \frac{2 \cdot R6}{R16} \right]$$

Con lo que se obtiene:  $R6 = 1990 * R20$

Por lo que asumo que  $R20 = 500\Omega$  entonces  $R6 = 1M\Omega$

En el siguiente cuadro se puede apreciar los diferentes valores que toma la resistencia Rx y su respectivo nivel de ganancia, así como la función que realiza.

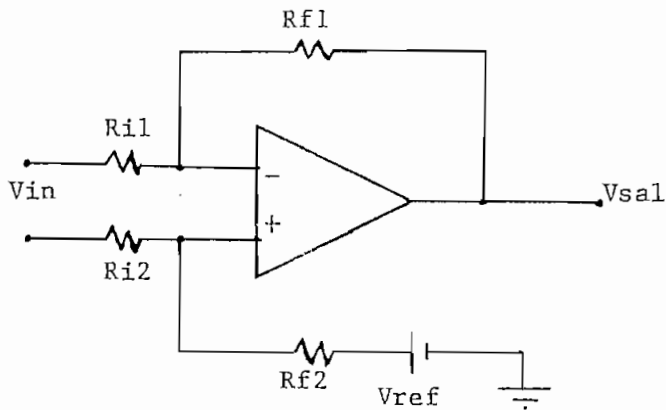
FUNCIÓN	Rx	G (dB)
Calibración Rs= abierto	R13= 2.2 M $\Omega$	5.6 dB
Calibración Rs= 20K $\Omega$	R14= 820 K $\Omega$	10.7 dB
Calibración Rs= 15K $\Omega$	R15= 680 K $\Omega$	11.9 dB
Calibración Rs= 13,3K $\Omega$	R16= 560 K $\Omega$	13.2 dB
Operación normal	R17= 4 K $\Omega$	54 dB
Operación normal	R18= 2 K $\Omega$	60 dB
Operación normal	R19= 1 K $\Omega$	66 dB
Operación normal	R20= 500 $\Omega$	72 dB

Los amplificadores operacionales que se van a utilizar para la etapa de entrada del amplificador de instrumentación están disponibles en un chip de 14 pines llamado DUAL MATCHED INSTRUMENTATION OPERATIONAL AMPLIFIER OP-10CY de la casa PMI, que nos ofrece unas excelentes características de operación, como se puede observar en el anexo 4.

El amplificador operacional utilizado para la etapa de salida es el ULTRA LOW OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIER OP-77 de la



casa PMI, que presenta grandes características de operación, como se observa en el anexo 4. Se lo va a utilizar como un amplificador diferencial de ganancia unitaria, que nos entrega la señal de salida en un solo terminal. A esta señal se necesita cambiar su nivel de referencia, ya que ésta tiene originalmente valores positivos y negativos que varían entre +2,5v y -2,5v, pero como el A/D admite sólo señales positivas de entrada, se debe añadir un nivel de 2,5 voltios DC a la señal de salida del amplificador, para lo cual se utiliza:



Donde la señal de salida está dada por:

$$V_{sal} = V_{in} * \left( \frac{R_f}{R_i} \right) + V_{ref}$$

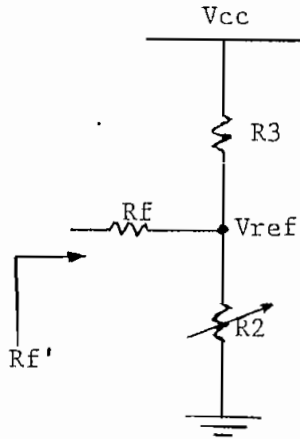
Siempre que se cumpla:

$$\frac{R_{f1}}{R_{i1}} = \frac{R_{f2}}{R_{i2}} = \frac{R_f}{R_i}$$

Para nuestro caso  $R_f = R_i$  por lo que:

$$V_{sal} = V_{in} + V_{ref}$$

El voltaje de referencia de 2.5V se lo generará de la siguiente manera:



Se debe tomar en cuenta que el circuito que genera el voltaje de referencia no provoque un desbalance en las resistencias del amplificador diferencial. Por lo tanto, si se hace que las resistencias  $R_3$  y  $R_2$  sean muy pequeñas y la  $R_f$  bastante alto, no se verá afectada esta  $R_f$  ya que su valor resultante será:

$$R_f' = R_f + \frac{R_2 * R_3}{R_2 + R_3}$$

Por lo que si  $R_3 = 1K\Omega$ ,  $R_2 = 1K\Omega$  y  $R_f = 100K\Omega$  se tiene que  $R_f'$  es aproximadamente igual a  $R_f$ .

Para el caso de  $R_2$  se utilizará un potenciómetro de  $2K\Omega$  para poder calibrar de la mejor manera la señal de referencia.

## 2.4.- CIRCUITOS AUXILIARES

### 2.4.1.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE POLARIZACION

Para polarizar los tres módulos del sistema se necesitarán los siguientes niveles de voltaje:

$$V_{CC} = + 5 \text{ v.}$$

$$V_{+} = +12 \text{ v.}$$

$$V_{-} = -12 \text{ v.}$$

$$V_{SS} = \text{Gnd}$$

La alimentación del equipo se va a realizar con fuentes de voltaje DC, debido a que el mismo debe operar, en muchos casos, en lugares remotos que no disponen de energía eléctrica alterna. Se utilizará una batería recargable de 12 voltios conectada al equipo en forma permanente, de las siguientes especificaciones:

PANASONIC RECHARGEABLE BATTERY LCR12V6.5P (12V, 6.5Ah/20HR).

Además se puede utilizar, para su operación en las estaciones sísmicas remotas, las baterías que alimentan dichas estaciones, las mismas que mantienen conectadas en paralelo paneles solares que hacen que el voltaje resultante alcance los 14,5 voltios en un día que exista mucha incidencia de luz solar, y disminuye cuando la luz solar se ve obstruída. Por tal motivo es necesario utilizar reguladores de voltaje que nos permita obtener un voltaje de polarización de +12v constante, y a partir de este

voltaje obtener  $V_{cc}$  y  $V_-$  .

Los reguladores a utilizar se van a determinar según el análisis de consumo de corriente que se va a realizar a continuación, para lo cual se extraerán los valores máximos respectivos ( $I_{cc \text{ max}}$ ) de las hojas de datos de los diferentes elementos utilizados.

En primer lugar se va a analizar a los elementos que van a ser polarizados con el voltaje de 5 voltios ( $V_{cc}$ ), los mismos que se resumen en la siguiente tabla:

Elemnto	$I_{cc}$ [mA]
8751H	250
74LS373	24
74LS138	10
74LS244	100
LM358A	40
ADC0804	2.5
74LS30	3
7414	12
6264	125
LCD LTN211	2

La sumatoria de los consumos individuales es:

$$\sum I_{cc \text{ max.}} = 568.5 \text{ mA}$$

Este valor es demasiado alto, pues nunca van a estar funcionando todos los elementos a la vez, ni tampoco todos ellos van a estar consumiendo el máximo valor de corriente de la fuente, lo cual sugiere que el consumo real será menor. Tomando en cuenta un margen de seguridad del 25%, se tiene un requerimiento máximo de 710 mA. Se elige el regulador de voltaje adecuado en base a que debe proporcionar la corriente determinada en el paso anterior y, que su voltaje de salida DC esté dentro del rango aceptado por todos los elementos de las tarjetas para asegurar su correcto funcionamiento (analizando las hojas de datos de dichos elementos se determinó que en el peor de los casos dicho rango es +5v  $\pm$ 5%), de esta manera se escogió el regulador fijo de voltaje de 5v LM7805, cuyas principales características son:

$$V_{out} [V] = 5$$

$$I_{out} [A] = 1$$

$$P_d [W] = 15$$

En segundo lugar se va a analizar el consumo de corriente de los elementos que requieren para su funcionamiento una alimentación de +12v (V+), los mismos que se resumen en la siguiente tabla:

Elemento	I <sub>cc</sub> [mA]
LM7805	710
ICL7662	40
CD4051	30
OP-10CY	2.5
OP-77	1.5
1488	16

Obteniéndose una sumatoria de consumos de corriente:

$$\sum I_{CC} = 800 \text{ mA}$$

Tomando en cuenta las consideraciones anteriores y un margen de seguridad del 25%, suponemos un requerimiento máximo de 1 A. De esta manera se escoge el regulador fijo de voltaje de 12v LM7812, cuyos principales datos técnicos son:

$$V_{out} \text{ [V]} = 12$$

$$I_{out} \text{ [A]} = 1$$

$$P_d \text{ [W]} = 15$$

Para la generación del voltaje negativo de -12v (V-), se va a utilizar el conversor de voltaje CMOS ICL7662, que es un chip que nos proporciona un voltaje negativo a partir de un voltaje positivo de entrada cuyo rango de variación puede ser de +4.5v a +20v, obteniendo en su salida los respectivos voltajes negativos -4.5v a -20v, y tan solo necesita 2 condensadores externos. Más información sobre este chip se la encuentra en el anexo 4.

El circuito implementado de la etapa de polarización se puede observar en el diagrama circuital de la tarjeta de adquisición y adaptación, fig. 2.9.

Los condensadores C6 y C9 son recomendados por el fabricante, por lo que  $C6 = C9 = 0,22\mu\text{F}$ . Los condensadores C5 y C8 son usados para eliminar el rizado que puede existir después de un puente

rectificador, en nuestro caso, en que usamos batería no son necesarios, pero se utilizarán los valores indicados en el manual:  $C5 = C8 = 0,33\mu F$ . Los condensadores  $C1$ ,  $C4$  y  $C7$  son indicados por el fabricante para el correcto funcionamiento del inversor:  $C1 = C4 = 100\mu F$ ,  $C7 = 100pF$ .

#### 2.4.2.- MEMORIA RAM EXTERNA

Para poder almacenar información sísmica, en forma digital, de estaciones remotas que no tienen enlaces telemétricos con la estación base es necesario disponer de un sistema portátil de almacenamiento. Para tal efecto se ocupará el mismo circuito de adquisición de datos diseñado anteriormente, pero al que se le adicionarán tres memorias de 8KB.

Estas tres memorias se encuentran conectadas, tanto el bus de datos como el de direcciones en paralelo al bus de datos y de direcciones del microcontrolador. Las señales de habilitación y de lectura o escritura se encuentra controladas por las siguientes salidas digitales de la tarjeta MCPD51:

	$\overline{OE}$	$\overline{WE}$	$\overline{CS1}$	$\overline{CS2}$
MEMORIA1	SELIN6	SETOUT6	VSS	VCC
MEMORIA2	SELIN7	SELOUT7	VSS	VCC
MEMORIA3	SELIN8	SELOUT8	VSS	VCC

En la figura 2.9 se puede apreciar las conexiones de las memorias con las líneas de control y el bus de datos y direcciones del  $\mu C$ , para lo cual se utiliza el conector de 40 pines mostrado en la figura.

El programa que realiza el control de todo el sistema se lo va a analizar y desarrollar en el capítulo siguiente.



# CAPITULO 3

## DESARROLLO DE SOFTWARE

### 3.1.- REQUERIMIENTOS GENERALES

El microcontrolador a utilizarse debe realizar las tareas que permitan cumplir con los requerimientos y funciones del equipo a diseñarse. Las tareas son rutinas específicas en assembler que se ejecutarán en forma secuencial.

El programa de operación del equipo se encontrará almacenado en la memoria EPROM incorporada al microcontrolador 8751. En esta memoria también estarán grabadas las constantes correspondientes a las tablas de datos usadas en las operaciones y los mensajes que se presentan en el display.

Los valores medidos, así como los calculados serán almacenados en localidades de memoria RAM previamente definidas.

Se manejará la pantalla de cristal líquido de tal forma que nos permita mostrar diferente tipo de información, tales como mensajes de inicialización, mensajes de decisión o elección a través de teclado, parámetros electrónicos y resultados.

El teclado nos permitirá realizar la selección de parámetros, de funciones y dará la señal para el inicio de una actividad determinada.

Para la medición de los puntos máximos y del punto mínimo de la respuesta transitoria amortiguada que describe el sensor al oscilar libremente, es necesario digitalizar la señal a la mayor tasa de muestreo posible para evitar errores. Esto se consigue haciendo trabajar al conversor A/D en el modo free-running, el cual nos entrega aproximadamente 8000 muestras por segundo, y sin colocar retardos de tiempo, por software, entre cada conversión.

Todas las rutinas desarrolladas para los cálculos respectivos de los parámetros que intervienen en el proceso de calibración deberán realizarse en aritmética extendida, puesto que se trabajará con decimales, los cuales son convertidos a enteros luego de ser multiplicados por una constante adecuada.

Para el almacenamiento de la señal digital en localidades de memoria RAM externa al microcontrolador, es necesario digitalizar la señal a una tasa de muestreo menor a la de free-running, que es a la que trabaja el conversor A/D. Esto se logrará colocando retardos de tiempo, por software, entre cada conversión.

Se necesitará transmitir los datos que se colectaron en las memorias RAM a un computador, por lo cual se debe desarrollar una rutina de interrupción serial, la cual permita establecer la comunicación.

### 3.2.- ESTRUCTURA GENERAL DEL PROGRAMA

#### 3.2.1.- PROGRAMA PRINCIPAL

El programa principal empieza con la inicialización de todos los registros destinados a especificar ciertas funciones de los elementos del microcontrolador.

Se asignan etiquetas a las localidades de memoria RAM interna. Se inicializan al stack pointer en 30H, a la interrupción serial, a la interrupción externa 1 para ser atendida por flanco negativo cada que se presione una tecla.

Se selecciona al timer 1 en modo 2 para generar el baud rate en 1200 para la transmisión serial y comunicación con el PC. Se resetea bandera de teclado y bandera serial.

Se asigna el código hexadecimal a las etiquetas que van a manejar los muxs análogos, para lo cual se realizó el siguiente análisis:

Los multiplexers análogos U4 y U5 tienen tres señales de control y una de habilitación, con lo que para manejar ambos muxs son necesarias ocho señales digitales las mismas que corresponden a las señales de salida del microcontrolador asignadas como OUT0 a OUT7 de la siguiente manera:

OUT7 = C de U5  
OUT6 = B de U5  
OUT5 = A de U5  
OUT4 = INH de U5

OUT3 = C de U4  
OUT2 = B de U4  
OUT1 = A de U4  
OUT0 = INH de U4

Donde la señal de control INH del mux análogo debe ser 0 para habilitarlo y 1 para deshabilitarlo. Con estas consideraciones, los códigos hexadecimales que se forman para la habilitación de los canales de los muxs son:

1EH => deshabilita mux U5 y habilita canal 7 de mux U4  
E6H => habilita canal 7 de mux U5 y canal 3 de mux U4  
C4H => habilita canal 6 de mux U5 y canal 2 de mux U4  
A2H => habilita canal 5 de mux U5 y canal 1 de mux U4  
80H => habilita canal 4 de mux U5 y canal 0 de mux U4  
61H => habilita canal 3 de mux U5 y deshabilita mux U4  
41H => habilita canal 2 de mux U5 y deshabilita mux U4  
21H => habilita canal 1 de mux U5 y deshabilita mux U4  
01H => habilita canal 0 de mux U5 y deshabilita mux U4

Se asigna los valores hexadecimales correspondientes a las resistencias de prueba, así:

RES1 = 20K $\Omega$  ==> 0C8H  
RES2 = 15K $\Omega$  ==> 096H  
RES3 = 13,3K $\Omega$  ==> 085H

Como se observa, los valores hexadecimales son iguales al valor decimal dividido para cien. Se hace ésto para facilitar las operaciones con 8 bits.

Al empezar a funcionar el equipo, se inicializa al display de cristal líquido y se envía a pantalla el mensaje de identifi-

cación por un tiempo de 3 segundos. A continuación se presenta un mensaje que indica la función que va a realizar el sistema. Dicha función es elegida a través de teclado, para lo cual se tiene que si se presiona la tecla T5 se realiza la calibración de un sensor sísmico y si se presiona T4 se tiene el almacenamiento de señal sísmica en memoria RAM externa para su posterior análisis en un computador.

Las teclas permiten al usuario la elección de la función o parámetro que se indique en la pantalla. Para determinar qué tecla fue presionada se procede a una lectura de la localidad de memoria externa asignada como SW07, a la cual corresponde las salidas del teclado; por tanto, si una de las líneas del decodificador se encuentra en 1L implica que una tecla ha sido presionada, dependiendo de la posición que ocupa el 1L dentro del código se determina que tecla ha sido pulsada. La función de la tecla es ejecutada solamente cuando la tecla ha dejado de ser presionada.

La estructura del programa principal comprende dos secciones: sección de calibración y sección de almacenamiento.

#### **3.2.1.1.- SECCION DE CALIBRACION**

El primer paso que se da en esta sección es la de escoger el valor de la resistencia shunt RS que hay que colocar en paralelo a la salida del sensor para conseguir el amortiguamiento deseado del sismómetro. Las teclas T4, T5 y T1 nos permiten realizar esta

función, donde con T5 se permite incrementar el valor inicial de  $RS=1,6K\Omega$  en pasos de  $200\Omega$ , con T4 los pasos de variación de RS son de  $1K\Omega$  y con T1 se logra capturar el valor de RS antes seleccionado y continuar con el proceso de calibración.

Es necesario definir el tipo de Oscilador Controlado por Voltaje (VCO) que está siendo utilizado en la estación sísmica remota cuyo sensor va a ser sometido a calibración, por cuanto la impedancia de entrada es diferente en los dos modelos de VCO que ocupa el Instituto Geofísico; así para el VCO de KINEMATRICS INC se tiene una  $Z_{in} = 100K\Omega$  y para el VCO de USGS se tiene una impedancia de entrada  $Z_{in} = 20M\Omega$ . Esta selección se realiza también con las teclas T4 y T5.

Se inicia con el proceso de Calibración, para lo cual se sigue con el procedimiento que se explicó en el capítulo 1. Para la generación del pulso de voltaje se utiliza la subrutina PULS, la misma que aplica al sensor un pulso de voltaje por el lapso de 3 segundos. Luego se deja al sensor que oscile libremente con una resistencia shunt de prueba de circuito abierto. A través de la subrutina ADQ se logra digitalizar los puntos máximos y el punto mínimo de la señal de respuesta transitoria amortiguada del sensor. Con la adquisición de estos puntos, se logra calcular el coeficiente de amortiguamiento, asociado con la resistencia de prueba colocada, utilizando las subrutinas CALAMBDA y CALCBETA. Así, con la resistencia de prueba en circuito abierto se obtiene BETA0 ( $\beta_0$ ); con la resistencia de prueba  $RES1=20K\Omega$ , BETA1 ( $\beta_1$ ); con la resistencia de prueba  $RES2=15K\Omega$ , BETA2 ( $\beta_2$ ); y, con la

resistencia de prueba RES3=13.3 K $\Omega$ , BETA3 ( $\beta$ 3).

A través de operaciones de suma, multiplicación y división de uno y dos bytes, se logra sacar el valor de AVERG dado por:

$$AVERG = \frac{1}{3} * [\beta_1 * (RES1 + RB) + \beta_2 * (RES2 + RB) + \beta_3 * (RES3 + RB)]$$

Con la subrutina CALRDAMP se calcula la resistencia de amortiguamiento total, dada por el equivalente del paralelo de la resistencia shunt RS, y la impedancia de entrada del VCO, Zin.

Una vez que se posee los valores de BETA0, AVERG y RDAMP se puede calcular ya el coeficiente de amortiguamiento del sistema, dado por:

$$\beta = \frac{AVERG}{RDAMP} + \beta_0$$

El cálculo de BETA ( $\beta$ ) se lo realiza por medio de la subrutina CALBETA. Finalmente se saca los valores de BETA0 ( $\beta_0$ ) y BETA ( $\beta$ ) en el display por un lapso de 10 seg.

Si se desea realizar otra calibración o almacenar señal en la memoria RAM externa, se debe resetear el sistema y volver a empezar.

### 3.2.1.2.- SECCION ALMACENAMIENTO

Para almacenar datos de señal sísmica en memoria RAM externa, primeramente se debe elegir el nivel de ganancia que debe tener el amplificador del sistema, para lo cual se hace uso de las teclas que se dispone, así: con T2 presionada se elige una ganancia de 54dB, con T3 una ganancia de 60 dB, con T4 una ganancia de 66 dB y con T5 una ganancia de 72 dB.

A continuación se debe elegir si se desea realizar el almacenamiento de datos en forma libre o con disparo. Selección que se realiza con las teclas T4 y T5.

EL almacenamiento en forma libre se lo realiza presionando la tecla T1, y a partir de lo cual digitaliza la señal sísmica durante 15 segundos, sacando 8184 datos a una tasa de 550 muestras por segundo. Se sacan 8184 datos por cuanto se dispone de memorias RAM de 8KB (8192 bytes). El archivo1 de datos se obtiene grabando la información sísmica en la memoria RAM1. Para grabar en la memoria RAM2, es necesario volver a presionar la tecla T1, obteniendo así el archivo2. Para obtener el archivo3 se debe grabar en la memoria RAM3, presionando otra vez T1.

El almacenamiento con disparo consiste en grabar la información únicamente cuando la señal sísmica tenga un nivel de amplitud determinado que supere un umbral fijado previamente, que en este caso se fijó en 0B4H, que equivale a +1,0 voltios. Sabiendo que el nivel máximo que va a ingresar es de +2,5 voltios.

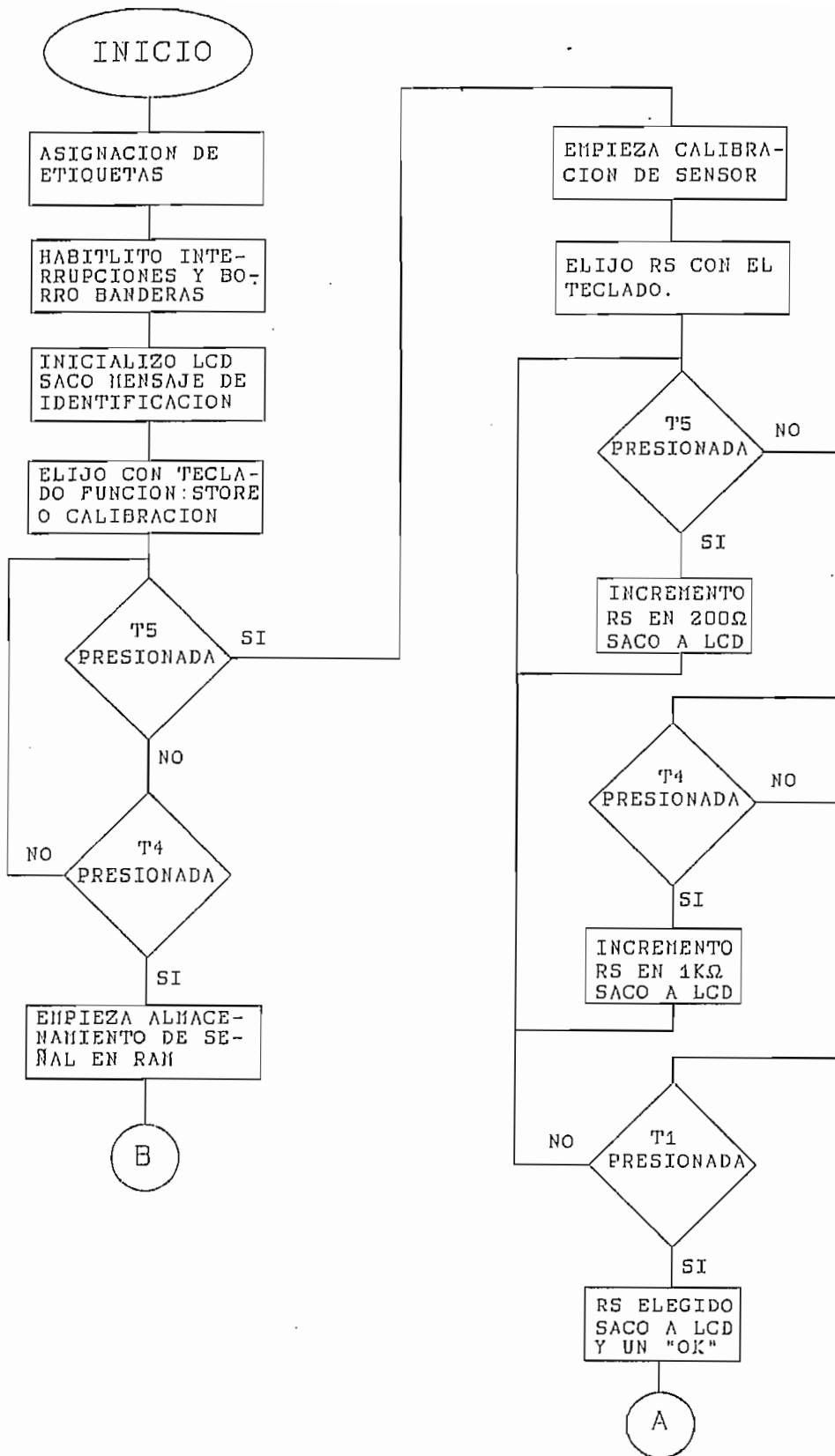


El archivo1 se forma grabando la señal en la memoria RAM1, siempre y cuando se haya producido el disparo. De igual manera sucede con los archivo2 y el archivo3 en las memorias RAM2 y RAM3. De no producirse el disparo, el sistema no realiza ninguna grabación.

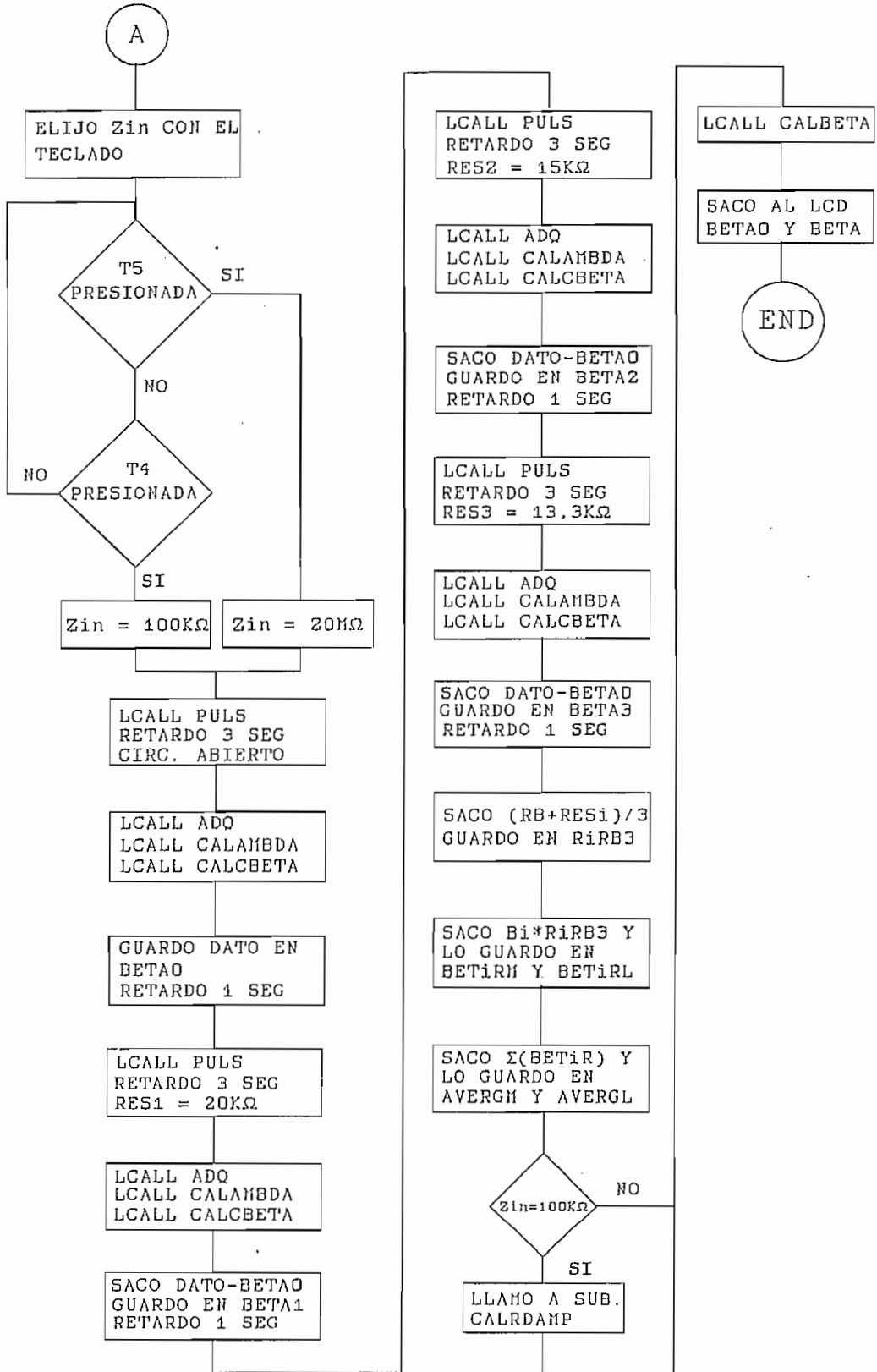
Una vez que se han creado los tres archivos de datos, es necesario descargarlos en un computador para realizar el análisis respectivo de los mismos. Para iniciar la transmisión es necesario presionar la tecla T3, y esperar que el computador que va a entrar en comunicación con el sistema portátil envíe una señal de control que indique que está listo para recibir datos a través de su pórtico serial.

Si se desea realizar otra grabación de datos sísmicos o calibrar un sismómetro se debe resetear el sistema y volver a empezar.

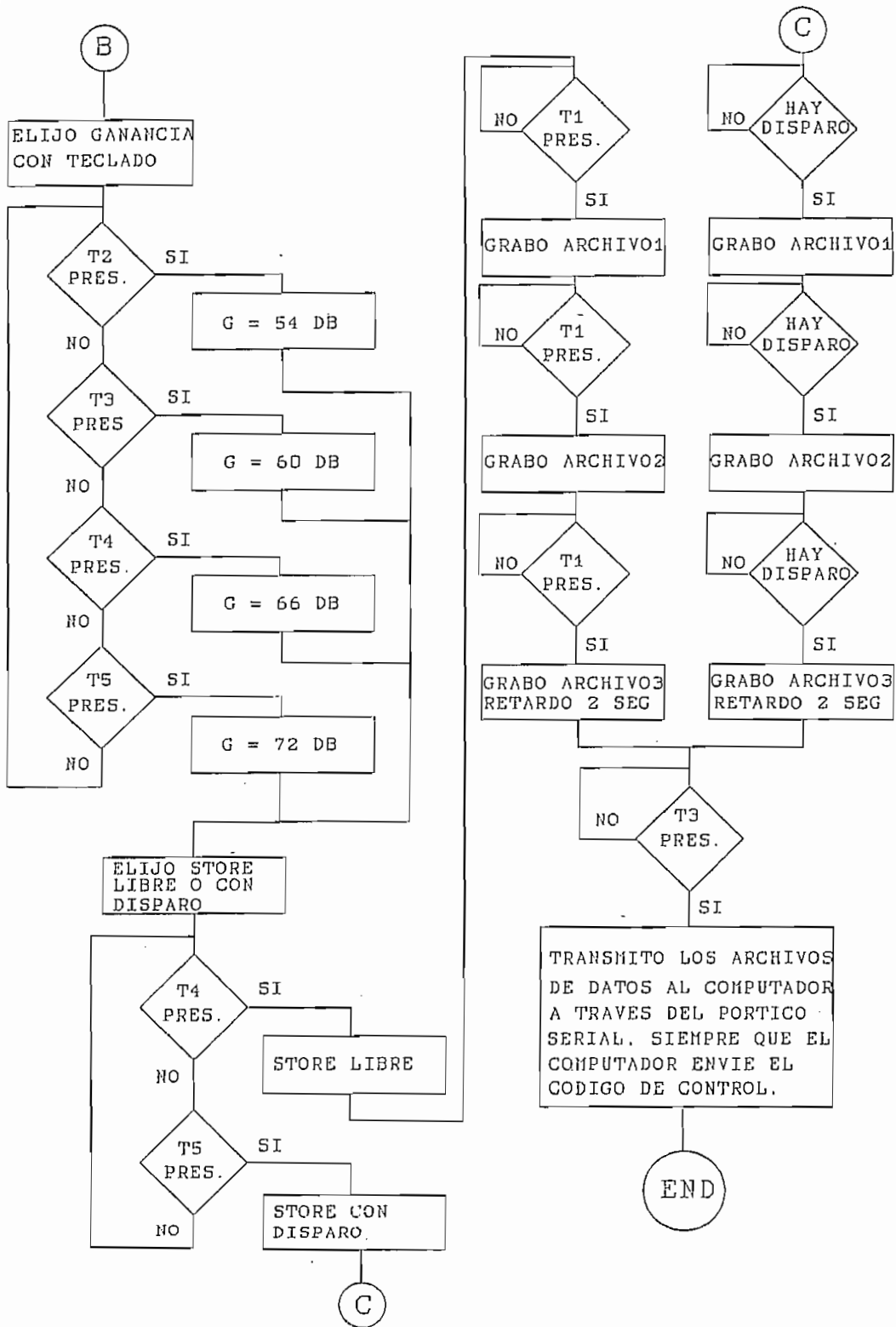
El diagrama de flujo del programa principal se presenta a continuación:



PROGRAMA PRINCIPAL (CONTINUACION)



**PROGRAMA PRINCIPAL (CONTINUACION)**



### 3.2.2.- DESARROLLO DEL SOFTWARE

El software en assembler del programa principal y todas las subrutinas se presentan en el ANEXO 6.

Es conveniente indicar la designación y función de los registros utilizados, así como la asignación de las localidades de memoria RAM, tanto interna como externa.

#### 3.2.2.1.- ASIGNACION DE REGISTROS

En el desarrollo del programa se utilizó únicamente el banco de registros cero del microcontrolador.

Los ocho registros, R0 al R7, fueron utilizados para:

- R0 : actividades varias
- R1 : actividades varias
- R2 : actividades varias
- R3 : Retardo de tiempo de 415  $\mu$ seg
- R4 : Retardo de tiempo variable
- R5 : Retardo de tiempo de 0,1 seg \* R4
- R6 : Verifica X1, X2 y X3
- R7 : Verifica X1, X2 y X3

### 3.2.2.2.- ASIGNACION DE ETIQUETAS DE MEMORIA RAM EXTERNA

Como se explicó en el capítulo 2, los microcontroladores INTEL de la familia MCS-51 tienen posibilidad de direccionar 64K de localidades de memoria externa a través del bus de direcciones de 16 bits. Se ha dividido las 64K localidades externas en páginas de 8K para poder manejar independientemente 8 dispositivos de entrada y 8 dispositivos de salida. Su asignación es la siguiente:

ETIQUETA	DIRECCION	FUNCION
OUT07	0000H	HABILITACION DE MUXS
SW07	0000H	TECLADO
ADC	6000H	CONVERSOR A/D
RAMINT	8000H	MEMORIA DE 2K
RAMEXT1	0A000H	MEMORIA DE 8K
RAMEXT2	0C000H	MEMORIA DE 8K
RAMEXT3	0E000H	MEMORIA DE 8K

### 3.2.2.3.- ASIGNACION DE ETIQUETAS DE MEMORIA RAM INTERNA

En la memoria de datos interna se puede acceder a un total de 128 bytes a través de direccionamiento directo o indirecto. El área de memoria que se va a ocupar se localiza desde la dirección 30H hasta el 7FH conocida como memoria scratch pad. En la siguiente tabla se indica la manera en que fue asignada cada localidad.

ETIQUETA	DIRECCION	FUNCION
PULSO	7FH	CODIGO PARA HABILITAR CANAL 7 DE MUX U4
MOPEN	7EH	CODIGO DE CANAL 3 DE U4 Y CANAL 7 DE U5
M2OK	7DH	CODIGO DE CANAL 2 DE U4 Y CANAL 6 DE U5
M15K	7CH	CODIGO DE CANAL 1 DE U4 Y CANAL 5 DE U5
M133K	7BH	CODIGO DE CANAL 0 DE U4 Y CANAL 4 DE U5
HG54DB	7AH	CODIGO DE CANAL 3 DE U5
HG60DB	79H	CODIGO DE CANAL 2 DE U5
HG66DB	78H	CODIGO DE CANAL 1 DE U5
HG72DB	77H	CODIGO DE CANAL 0 DE U5
TIH	76H	USADO PARA RETARDO DE TIEMPO VARIABLE
CONTLCD	75H	ALMACENA EL NUMERO DE CARACTERS DEL LCD
ROMLCD	74H	FILA DE LA ROM DESDE DONDE SE COPIA AL LCD
CURSOR	73H	ALMACENA LA POSICION DEL CURSOR EN EL LCD
AUXCURSOR	72H	LOCALIDAD AUXILIAR PARA POSICION DEL CURSOR
DDRAM	71H	DIRECCION DE RAM ASIGNADA AL LCD
CARACTER	70H	GUARDA EL DATO ASCII A EXHIBIR EN EL LCD
DIGITO	6FH	ALMACENA DIGITO A MOSTRARSE EN EL LCD
X1	6EH	GUARDA EL PRIMER PICO MAXIMO DE LA SEÑAL
X2	6DH	GUARDA EL PUNTO MINIMO DE LA SEÑAL
X3	6CH	GUARDA EL SEGUNDO PICO MAXIMO DE LA SEÑAL
CENTENAS	6BH	ALMACENA LAS CENTENAS DE UN NUMERO DADO
DECENAS	6AH	ALMACENA LAS DECENAS DE UN NUMERO DADO
UNIDADES	69H	ALMACENA LAS UNIDADES DE UN NUMERO DADO
BMSLnA	68H	GUARDA EL BMS DEL LOG. NATURAL DEL ENTERO A
BLSLnA	67H	GUARDA EL BLS DEL LOG. NATURAL DEL ENTERO A
BMSLnB	66H	GUARDA EL BMS DEL LOG. NATURAL DEL ENTERO B
BLSLnB	65H	GUARDA EL BLS DEL LOG. NATURAL DEL ENTERO B
RES1	64H	ALMACENA VALOR HEX DE RESIST. DE PRUEBA 1
RES2	63H	ALMACENA VALOR HEX DE RESIST. DE PRUEBA 2
RES3	62H	ALMACENA VALOR HEX DE RESIST. DE PRUEBA 3
LAMBDA	61H	GUARDA EL VALOR HEX DE LAMBDA
R1RB3	60H	CONTIENE EL RESULTADO DE $(RES1 + RB)/3$
R2RB3	5FH	CONTIENE EL RESULTADO DE $(RES2 + RB)/3$
R3RB3	5EH	CONTIENE EL RESULTADO DE $(RES3 + RB)/3$
BETA0	5DH	GUARDA EL VALOR HEX DE BETA0

ETIQUETA	DIRECCION	FUNCION
BETA1	5CH	GUARDA EL VALOR HEX DE (B1 - B0)
BETA2	5BH	GUARDA EL VALOR HEX DE (B2 - B0)
BETA3	5AH	GUARDA EL VALOR HEX DE (B3 - B0)
BET1RM	59H	CONTIENE EL BMS DE $B1*(RES1 + RB)/3$
BET1RL	58H	CONTIENE EL BLS DE $B1*(RES1 + RB)/3$
BET2RM	57H	CONTIENE EL BMS DE $B2*(RES2 + RB)/3$
BET2RL	56H	CONTIENE EL BLS DE $B2*(RES2 + RB)/3$
BET3RM	55H	CONTIENE EL BMS DE $B3*(RES3 + RB)/3$
BET3RL	54H	CONTIENE EL BLS DE $B3*(RES3 + RB)/3$
AUX1	53H	AUXILIAR PARA SUMA DE 16 BITS
AUX0	52H	AUXILIAR PARA SUMA DE 16 BITS
AVERGM	51H	BMS DE LA SUMA DE $B_i*(RES_i + RB)/3$
AVERGL	50H	BLS DE LA SUMA DE $B_i*(RES_i + RB)/3$
RB	4FH	VALOR HEX DE LA RESISTENCIA DE LA BOBINA
BETA	4EH	AMORTIGUAMIENTO FINAL
RDAMP	4DH	RESISTENCIA TOTAL DE AMORTIGUAMIENTO
IMPEDIM	4CH	BMS DE $Z_{in}$ DEL V.C.O.
IMPEDINL	4BH	BLS DE $Z_{in}$ DEL V.C.O.
RS	4AH	RESIST. SHUNT PARA AMORTIGUAMIENTO
DIVIDENO	49H	BLS DEL DIVIDENDO
DIVIDEN1	48H	BMS DEL DIVIDENDO
DIVISORO	47H	DIVISOR TEMPORAL
DIVISOR	46H	DIVISOR
RDIV	45H	BLS DEL RESULTADO
RESIDUO	44H	RESIDUO DE LA DIVISION
DENOMDR	43H	DENOMINADOR DE RDAMP --> $((Z_{in}/RS)+1)$
DENBETA	42H	DENOMINADOR DE BETA --> $(RDAMP + RB)$
DTECLA	41H	ALMACENA DATO HEX DE TECLA PRESIONADA
TABRSM	40H	GUARDA BMS DEL PUNTERO DE DATOS DPTR
TABRSL	3FH	GUARDA BLS DEL PUNTERO DE DATOS DPTR
AUXLCD	3EH	AUXILIAR PARA MOSTRAR DATOS EN LCD
PUNTLCD	3DH	ALMACENA PUNTERO DEL LCD
BTECLA	01H	BANDERA DE TECLA PRESIONADA. A NIVEL DE BIT



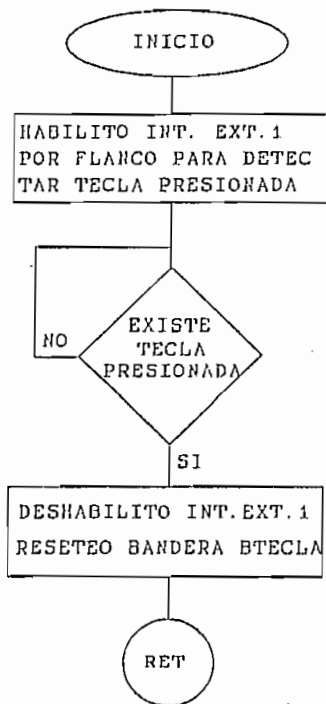
### 3.3.- DESARROLLO DE SUBROUTINAS EN ASSEMBLER

En la siguiente tabla se presentan las subrutinas que se crearon y la función que desempeñan. Posteriormente se hace un análisis minucioso de cada una de ellas.

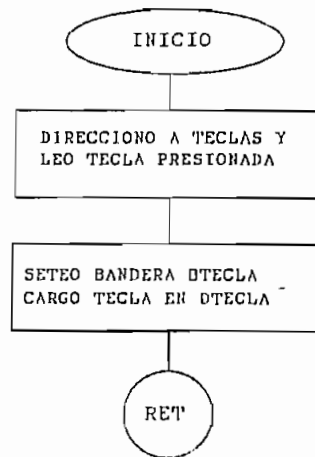
SUBROUTINA	FUNCION QUE REALIZA
TECLEE	ATENCIÓN Y DECODIFICACION DE TECLADO
EXINT1	ATENCIÓN A LA INTERRUPCIÓN EXTERNA 1
PULS	ENVIA PULSO DE CALIBRACION AL SENSOR
ADQ	OBTIENE PUNTOS MAX. Y MIN. DE SEÑAL TRANSITORIA
LOGNAT	SACA LOGARITMO NATURAL DE UN NUMERO ENTERO <255
CALAMBDA	OBTIENE LAMBDA EN BASE A UNA TABLA DE DATOS
CALCBETA	CALCULA EL VALOR DE BETA SEGUN EL LAMBDA DADO
CALRDAMP	CALCULA LA RESISTENCIA TOTAL DE AMORTIGUAMIENTO
CALBETA	CALCULA EL COEFICIENTE DE AMORTIGUAMIENTO TOTAL
SENDISP	ENVIA DATO Y COMANDO AL DISPLAY
CUROBLINKO	QUITTA EL CURSOR DE LA PANTALLA
CLEARLCD	BORRA LA PANTALLA DEL LCD
RESETPDISP	INICIALIZA EL DISPLAY
MOVCURSOR	POSICIONA CURSOR EN UNA POSICION DADA DEL LCD
PRINTDIG	IMPRIME DIGITO EN POSICION DADA DEL LCD
PRINTCHART	IMPRIME CARACTER EN POSICION DADA DEL LCD
PROMLCD	COPIA DATOS DE LA ROM DEL MICRO AL LCD
RETARDO	GENERA RETARDOS DE TIEMPO
PUNTERO	SALVA PUNTERO DE DATOS
PUNTER1	RECUPERA PUNTERO DE DATOS
DECIMAL	CONVIERTE DATO HEXADECIMAL EN DECIMAL
APROXIM	APROXIMA RESULTADO DE DIVISION AL ENTERO PROXI.
DIVISION	DIVIDE UN NUMERO DE 2 BYTES PARA UNO DE 1 BYTE
RESTADIV	RESTA DOS NUMEROS DE N BYTES
SUMADIV	SUMA DOS NUMEROS DE N BYTES
SLO	ROTA HACIA IZQ. LOS BITS DEL ACC. Y DEL CARRY
SHRF	ROTA HACIA DER. LOS BITS DEL ACC. Y DEL CARRY
RECEPCION	RECIBE DATO DEL COMPUTADOR PARA COMUNICACION
GRABAC	GRABÁ DATOS EN MEMORIAS EXTERNAS
TXSPC	TX DE DATOS DE MEMORIA EXTERNA AL COMPUTADOR

3.3.1.- **SUBROUTINA TECLEE.**- Esta subrutina espera a que se presione alguna tecla a través de la Interrupción Externa 1, para lo cual la habilita, y una vez que una tecla ha sido presionada es seteada la bandera BTECLA en la subrutina de atención a la interrupción externa 1. Si esta bandera no es seteada, la subrutina teclee se queda esperando hasta que ésto se produzca.

3.3.2.- **SUBROUTINA EXINT1.**- Subrutina de atención a la interrupción externa 1. Se activa cuando se presiona alguna tecla y setea a bandera BTECLA. El dato de tecla presionada se almacena en la localidad de memoria RAM interna etiquetada como DTECLA.



SUBROUTINA TECLEE

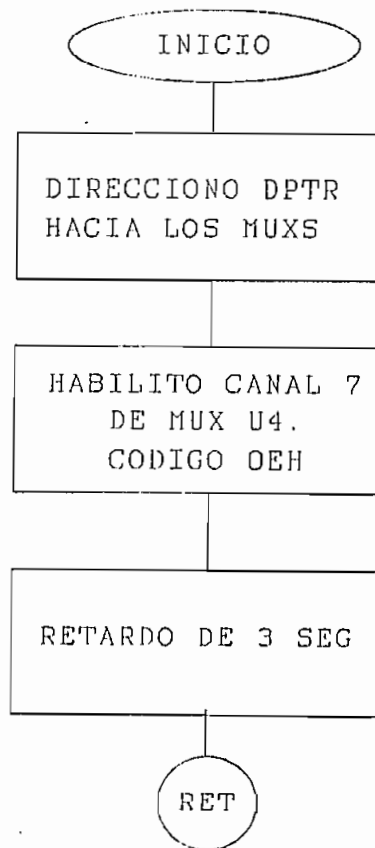


SUBROUTINA EXINT1

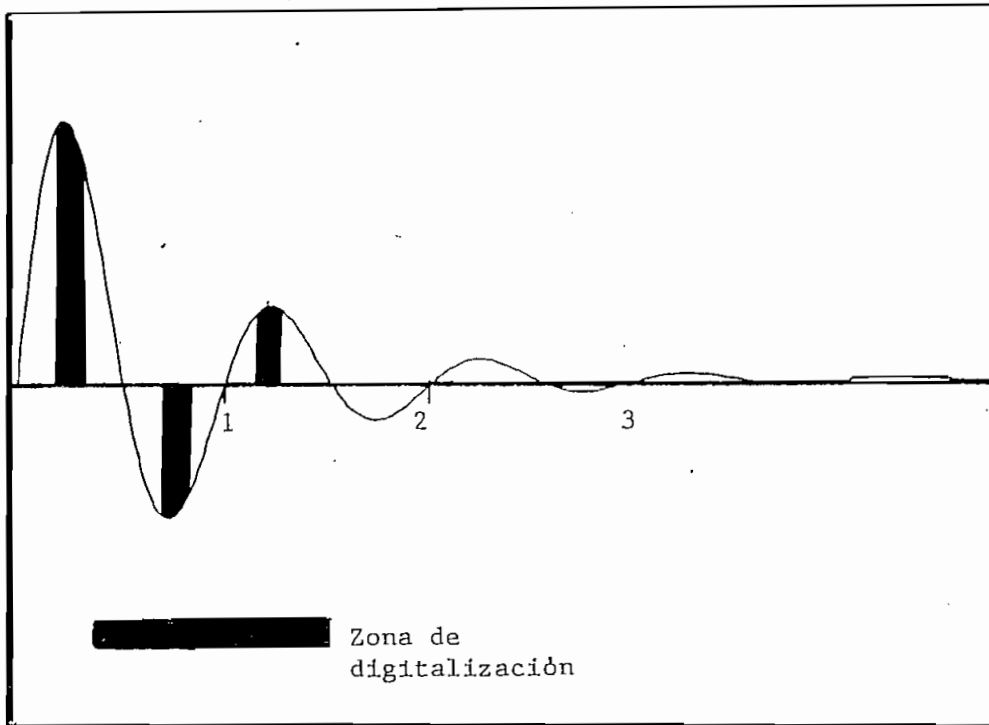
3.3.3.- SUBROUTINA PULS.- Esta subrutina nos permite aplicar al sensor, por un lapso de tres segundos, el nivel de corriente necesario para provocar el desplazamiento inicial de la masa del sensor, la misma que luego oscila libremente generando un movimiento armónico amortiguado, como se explicó en el capítulo 1.

Para aplicar este pulso es necesario habilitar el canal 7 del mux U4, o sea el código 0EH.

El algoritmo es el siguiente:



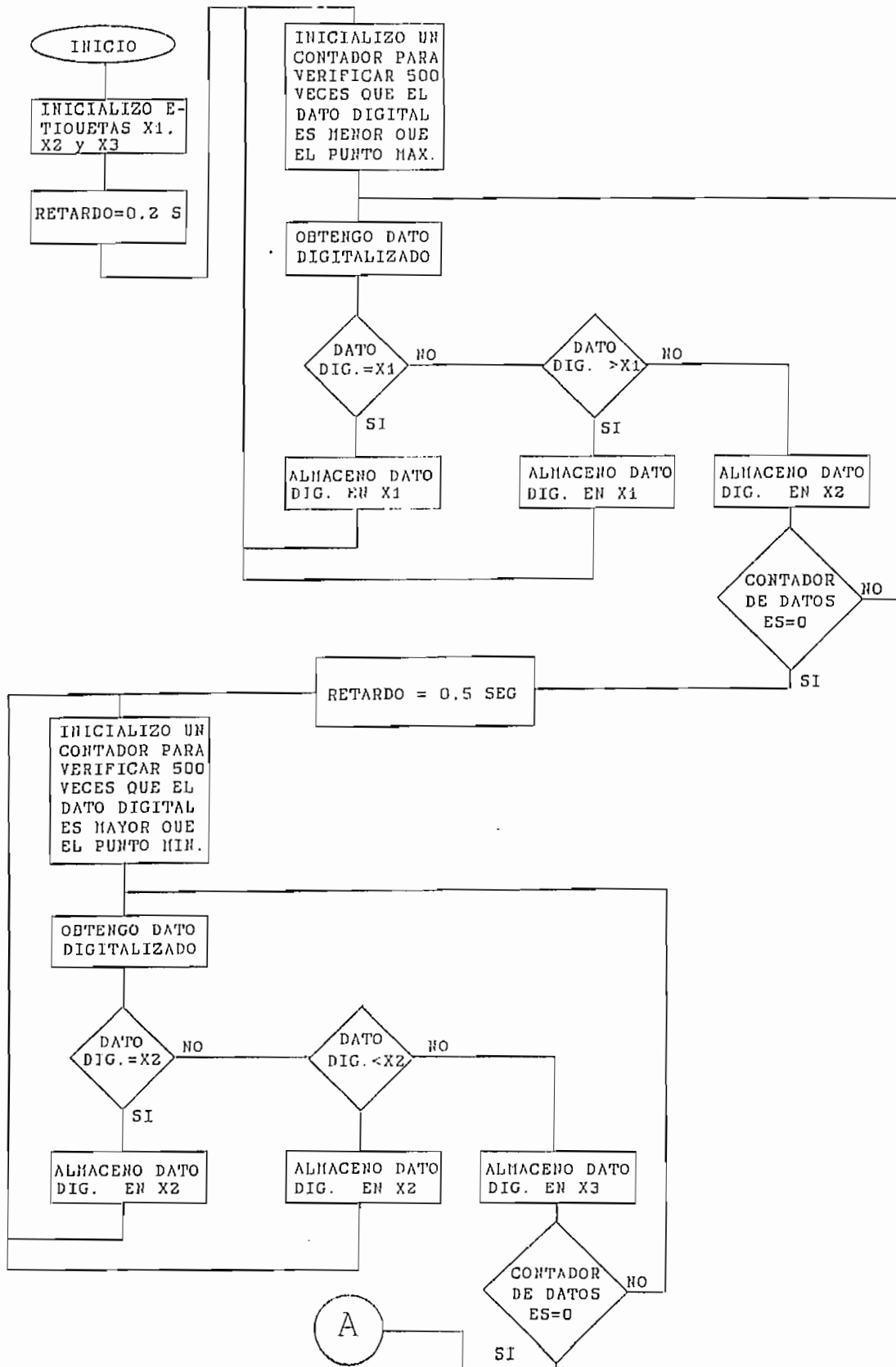
3.3.4.- SUBROUTINA ADQ.- Es la subrutina básica del programa, por cuanto nos permite obtener los puntos máximos y mínimos de la respuesta transitoria de la señal de calibración. Para obtener estos puntos hay que hacer las siguientes consideraciones:

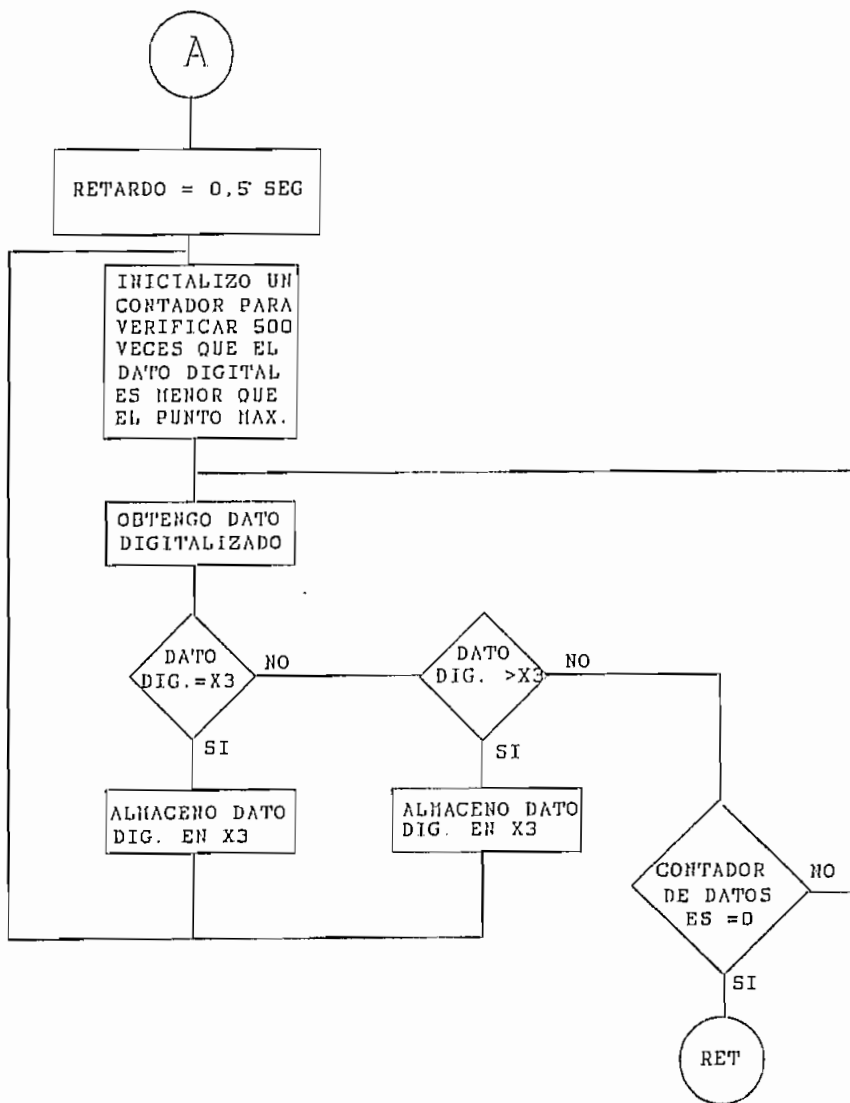


- La señal tiene un período amortiguado aproximadamente de 1.0 seg.
- El conversor A/D realiza una conversión cada 100 microsegundos, por lo tanto en un período de la señal se tienen 10.000 puntos digitalizados
- Tomando en cuenta que únicamente nos interesan los 2 puntos máximos y el primer punto mínimo de la señal, no es necesario realizar la conversión A/D de toda la señal.

- El primer pico máximo ocurre aproximadamente a los 0,3 seg del inicio, por lo cual se coloca un retardo de 0,2 seg a partir del inicio, y se empieza a digitalizar.
  
- El primer dato digitalizado se almacena en una etiqueta de memoria RAM interna llamada X1. El segundo dato digitalizado se lo compara con el anterior, y si es mayor se lo almacena en su reemplazo en X1. El proceso continúa hasta que se encuentre que un dato digitalizado es menor que el X1 que le precedió. Si esto sucede se realiza una verificación de que los siguientes datos también van a ser menores. Se realiza la comprobación con los 500 datos siguientes, y si esto se cumple, se ha obtenido el pico máximo X1.
  
- Para obtener X2, se realiza un proceso similar al anterior, pero primeramente se coloca un retardo de tiempo de 400 mseg, para digitalizar únicamente los puntos cercanos al punto mínimo. De igual manera, se van comparando los datos digitalizados con el dato que le precede hasta encontrar el punto mínimo, y después se verifica si los 500 datos posteriores son mayores, obteniendo así el punto mínimo X2.
  
- Para obtener X3, se realiza un proceso similar al que se realizó para obtener X1. Previamente se aplica un retardo de 400 mseg.

El diagrama de flujo se presenta a continuación:





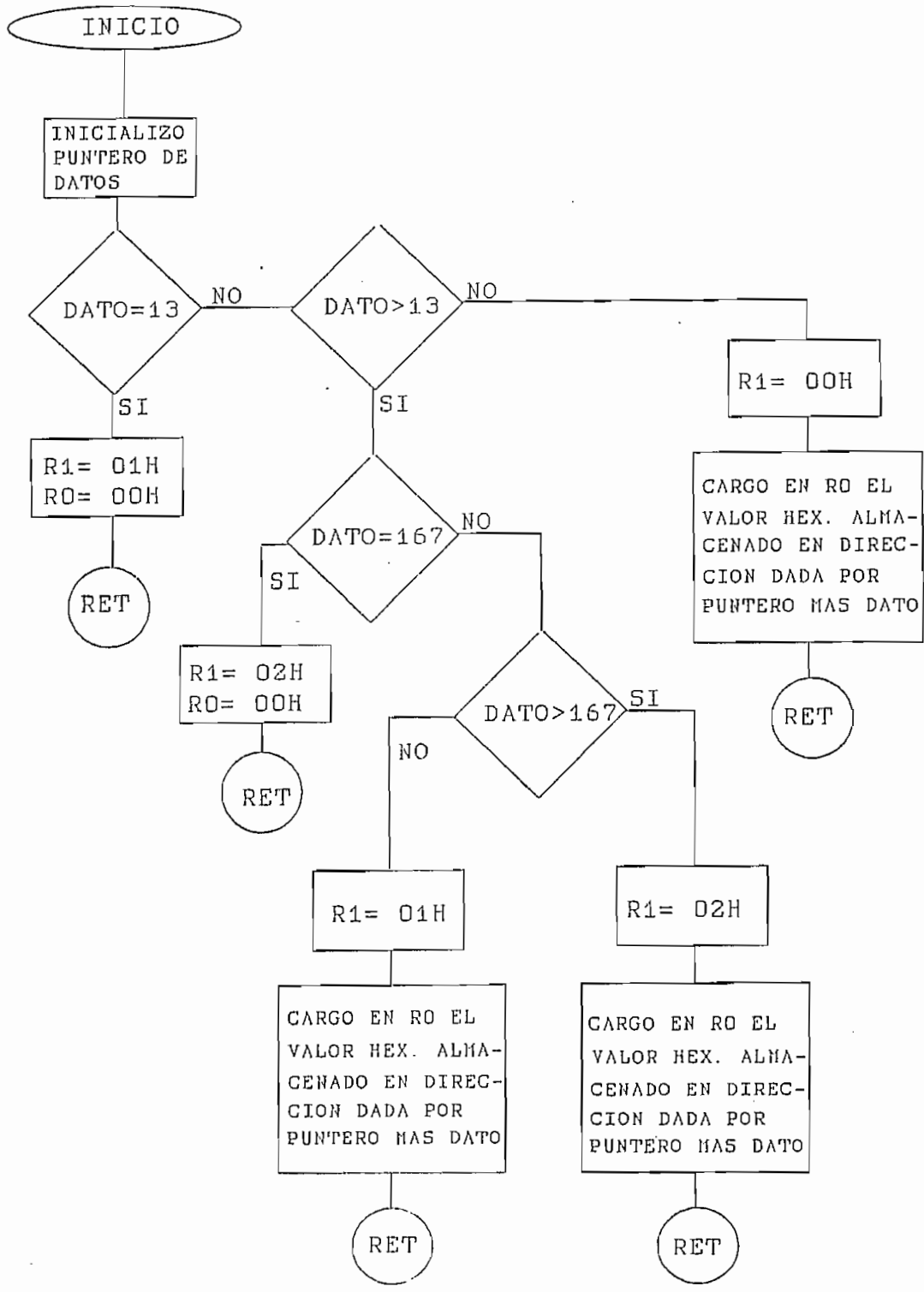
3.3.5.- **SUBROUTINA LOGNAT.**- Nos permite obtener el logaritmo natural de un número entero, comprendido entre 1 y 255, con la ayuda de una tabla de datos, que fue creada con los siguientes criterios:

$\ln(1)$	=	0,00	==>	000	==>	0000H
$\ln(10)$	=	2,30	==>	230	==>	00E6H
$\ln(13)$	=	2,56	==>	256	==>	0100H
$\ln(100)$	=	4,61	==>	461	==>	01CDH
$\ln(167)$	=	5,12	==>	512	==>	0200H
$\ln(200)$	=	5,30	==>	530	==>	0212H
$\ln(255)$	=	5,54	==>	554	==>	022AH

El logaritmo natural de un número se lo multiplica por 100, luego se saca su equivalente en hexadecimal, usando dos bytes. Analizando los datos hexadecimales se observa que si el número es menor que 134, el byte más significativo es siempre 0. Si el número está comprendido entre 13 y 166, el byte más significativo es siempre 1. Si el número es mayor o igual que 167, el byte más significativo es siempre 2. El byte más significativo del logaritmo natural de un número se lo almacena en el registro R1.

Para obtener el byte menos significativo, se crea una tabla de datos, para lo cual se establece una relación bi-unívoca entre el número y la posición en la tabla de datos donde se almacena el dato hexadecimal. Con lo cual, si se desea sacar el  $\ln(200)$ , lo que se hace es sumarle al puntero de datos (DPTR), que apunta al inicio de la tabla, el número 200 y tomar el dato que almacena esa localidad de memoria. Luego se almacena este dato en R0.

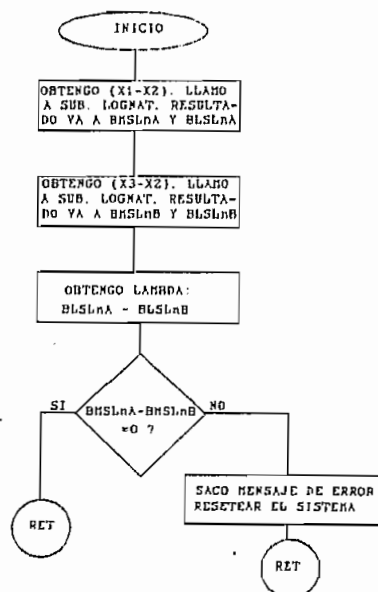




3.3.6.- SUBROUTINA CALAMBDA.- Permite obtener el valor numérico de lambda,  $\lambda$ , dado por:

$$\lambda = \text{Ln} [(X1-X2)] / [(X3-X2)] = \text{Ln}(X1-X2) - \text{Ln}(X3-X2)$$

Se hace uso de la subrutina LOGNAT para obtener el algoritmo natural del número entero comprendido entre 1 y 255 que se obtiene al realizar la resta del valor del punto máximo X1 y del punto mínimo X2. Este resultado se almacena en las localidades de memoria RAM interna etiquetadas como BMSLnA y BLSLnA. De igual forma se saca el logaritmo natural de la diferencia entre el segundo pico máximo X3 y el punto mínimo X2 y se almacena en las localidades de memoria BMSLnB y BLSLnB. Posteriormente, para obtener lambda se realiza la resta de BLSLnA - BLSLnB, ya que se ha comprobado experimentalmente que BMSLnA y BMSLnB tendrán siempre el mismo valor, y su diferencia será cero, y si no se produce esto se saca un mensaje de error en el display y tocará resetear el sistema.

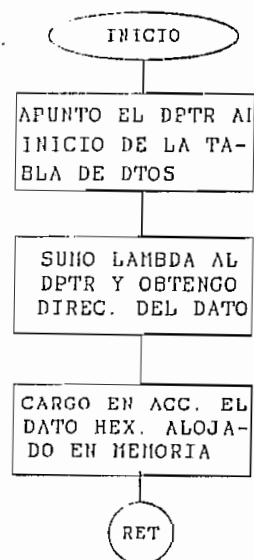


3.3.7.- SUBROUTINA CALCBETA.- Como se vio en el capítulo 1, se tiene que:

$$\beta = 1 / \sqrt{[(\pi/\lambda)^2 + 1]}$$

Se observa que beta es función de lambda, además se conoce que lambda es un entero hexadecimal que varía entre 01H y 0FFH. Por lo tanto para la obtención de Beta se crea una tabla de 255 datos que guarda una relación bi-unívoca entre el valor de lambda y la dirección de memoria que contiene el beta correspondiente calculado con la fórmula anterior, Así:

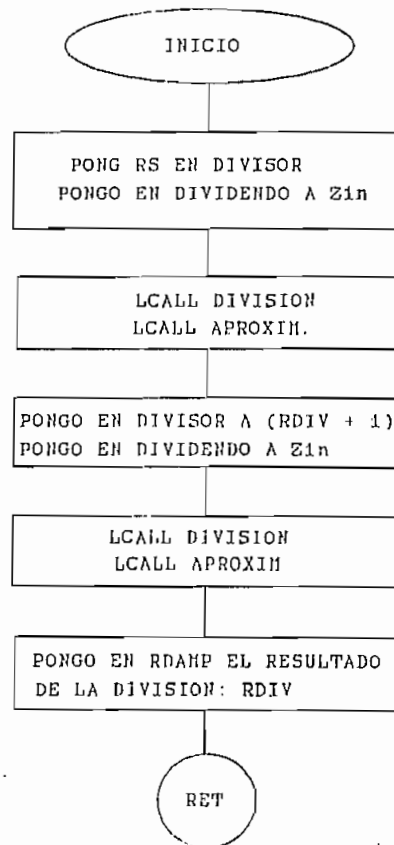
Si se tiene que lambda vale 0,92 ==> 092 = 5CH lo que se hace es sumarle al DPTR, que apunta al inicio de la tabla de datos, el valor 5CH y obtener el valor que se encuentra almacenado en la localidad de memoria resultante, que en este caso es 1CH = 28 ==>  $\beta = 0,28$ . Los cálculos para crear la tabla de datos se los realizó con una precisión de dos dígitos decimales.



3.3.8.- SUBROUTINA CALRDAMP.- Es una subrutina que nos permite obtener la resistencia de amortiguamiento total, RDAMP, dada por:

$$RDAMP = \frac{Zin * Rs}{Zin + Rs} = \frac{Zin}{\left(\frac{Zin}{Rs}\right) + 1}$$

Se hace uso de la subrutina DIVISION para realizar la división de un número hexadecimal de 2 bytes (Zin) para un número de un byte (Rs). También se hace uso de la subrutina APROXIM para aproximar el resultado de la división al entero más cercano, según el valor que tenga el residuo. El resultado total se almacena en la localidad de memoria RAM interna llamada RDAMP.



3.3.9.- SUBROUTINA CALBETA.- Esta subrutina nos permite obtener el valor final del coeficiente de amortiguamiento del sensor  $\beta$ , que viene dada por:

$$\beta = \frac{AVERG}{RDAMP + RB} + \beta_0$$

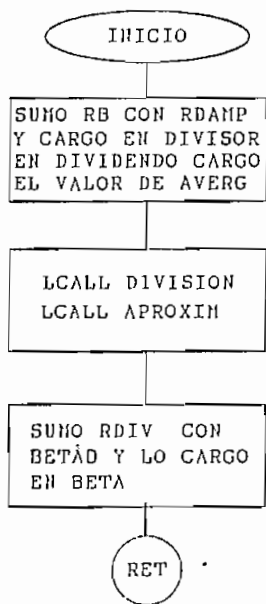
El valor de la resistencia de la bobina del sensor RB, es de 5,5K $\Omega$  tanto para el sensor L-4C como para el sismómetro Ranger. Como el valor del denominador de la ecuación anterior debe ser un dato hexadecimal de 1 byte, se tiene que el valor de la resistencia de amortiguamiento RDAMP no debe superar los 20K $\Omega$ , ya que:

$$20K\Omega + 5,5K\Omega = 25,5K\Omega \implies 255 = 0FFH$$

Se comprobó experimentalmente que para resistencias mayores de 20K $\Omega$  el coeficiente de amortiguamiento del sensor es del orden de 0,45 a 0,5, pero normalmente se trabaja con coeficientes de 0,7 a 0,8 los mismos que se logran con resistencias de valores menores a 20 K $\Omega$ .

Se hace uso de la subrutina DIVISION para dividir el dato hexadecimal de 2 bytes, AVERG, para el dato hexadecimal de 1 byte del denominador. Luego se utiliza la subrutina APROXIM para realizar la aproximación del resultado de la división al entero más cercano, según el valor del residuo. Finalmente, se le suma al resultado de la división, RDIV, el valor de  $\beta_0$  almacenado en la loca-

lidad de memoria interna RAM etiquetada como BETA0 para obtener el valor del coeficiente de amortiguamiento BETA. El algoritmo es el siguiente:



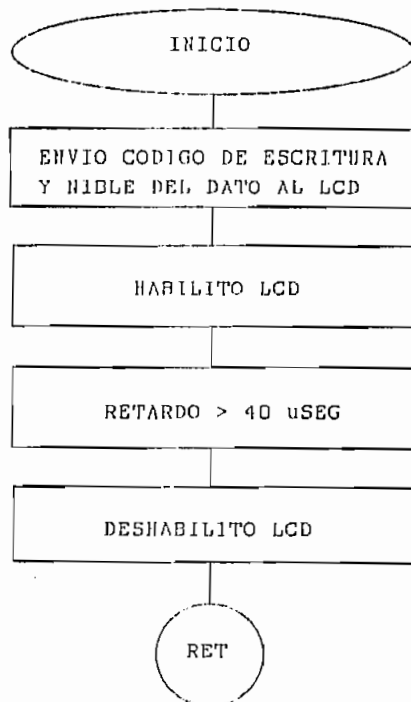
**3.3.10.- SUBROUTINA SENDDISP.-** El p3rtico P1 de microcontrolador est3 conectado a las l3neas de control del display, de la siguiente forma:

- P1.0 ----> D4 ----> I/O data LSB
- P1.1 ----> D5 ----> I/O data 2nd bit
- P1.2 ----> D6 ----> I/O data 3rd bit
- P1.3 ----> D7 ----> I/O data MSB
- P1.4 ----> E ----> Enable (data latch)
- P1.5 ----> R/W --> Read/Write select
- P1.6 ----> RS ----> Register select
- P1.7 ----> NC ----> No conection

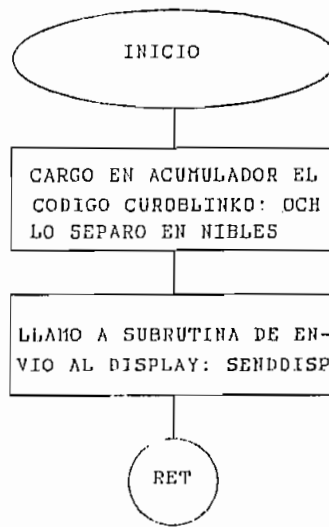
La subrutina senddisp se encarga de enviar desde el p rtico 1 al display la información conteniendo:

- El nibble del dato a mostrar en el display (D4,D5,D6,D7)
- El comando de escritura ( P1.6 )
- El comando de habilitación del LCD, seteando P1.4. Esta señal de habilitación debe mantenerse en 1L por un tiempo mayor a 40 uSEG para garantizar que el código es leido por el LCD.
- Retardo mayor a 40 uSEG
- Comando de deshabilitación del LCD, reseteando P1.4

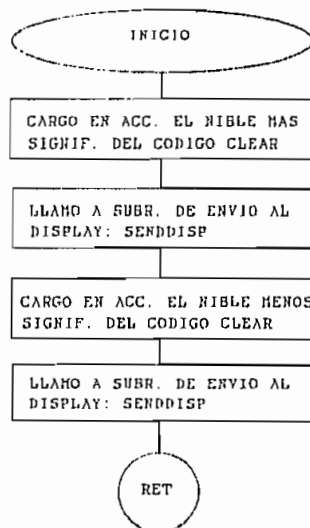
El algoritmo es el siguiente:



3.3.11.- SUBROUTINA CURCBLINKO.- Nos permite quitar de la pantalla al cursor, para lo cual hay que enviar el código respectivo.



3.3.12.- SUBROUTINA CLEARLCD.- Esta subrutina nos permite borrar la pantalla de cristal líquido. De acuerdo al manual de instrucciones del mismo, es necesario enviar el código 01H al LCD. Este código se envía por nibles a través del pòrtico P1 haciendo uso de la subrutina senndisp.

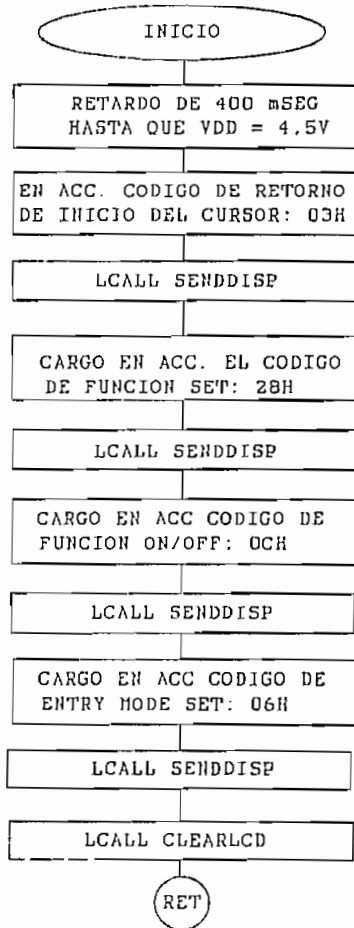




3.3.13.- SUBROUTINA RESETDISP.- En esta subrutina se ejecutan todas las acciones de inicialización de la pantalla. Las funciones que se realizan son:

SET..... Código: 28H  
 ON/OFF..... Código: 0CH  
 ENTRY MODE SET..... Código: 06H  
 CLEAR DISPLAY..... Código: 01H

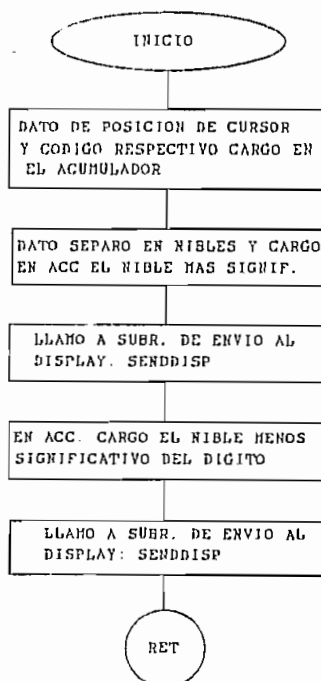
Los Códigos correspondientes a las diferentes funciones que se realizan para la inicialización del display, y sus variantes de acuerdo al tipo de display a usar se presenta en el anexo2.



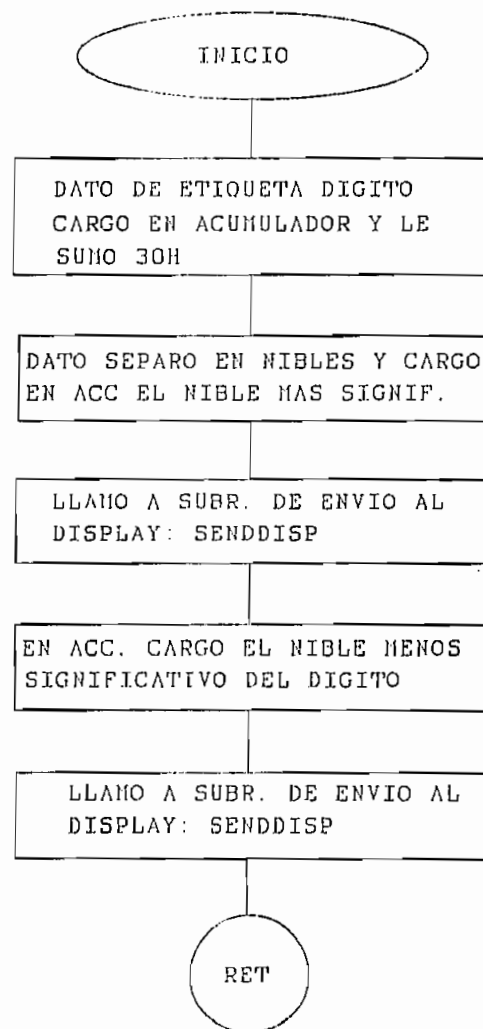
**3.3.14.- SUBROUTINA MOVCURSOR.-** El display posee 2 filas de 16 caracteres cada una. La impresión en cualquier posición de la primera fila se realiza dando al cursor el valor de 00H a 0FH, y si la impresión desea hacerse en la segunda fila, el cursor deberá tomar los valores de 40H a 4FH para acceder a la dirección DDRAM respectiva. La distribución de la memoria DDRAM del display es:

Posición:	0	1	2	.....	15	.....	39	40
Fila 1:	00H	01H	02H	....	0FH	.....	26H	27H
Fila 2:	40H	41H	42H	....	4FH	.....	60H	67H

Para setear la DDRAM hay que enviar el código respectivo, referirse al manual del display, anexo 2.

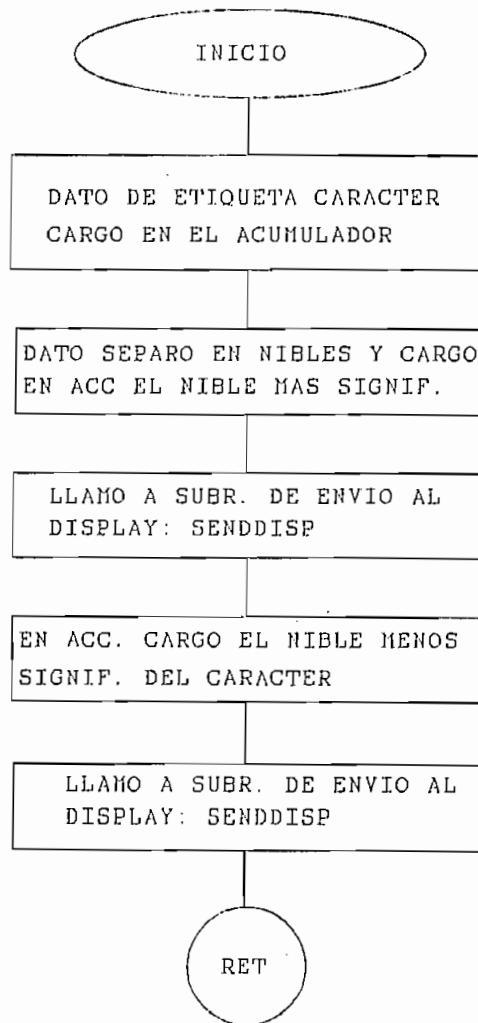


3.3.15.- SUBROUTINA PRINTDIG.- Esta subrutina coloca un dígito en la posición que indique previamente el cursor. El dígito a mostrar es de 0 a 9, en caracteres ASCII corresponden del 30H al 39H respectivamente. El dígito en código ASCII se lo separa en nibbles y se lo envía al display. La localidad de memoria RAM interna etiquetada como DIGITO contiene el número a presentar en el display. El algoritmo es el siguiente:



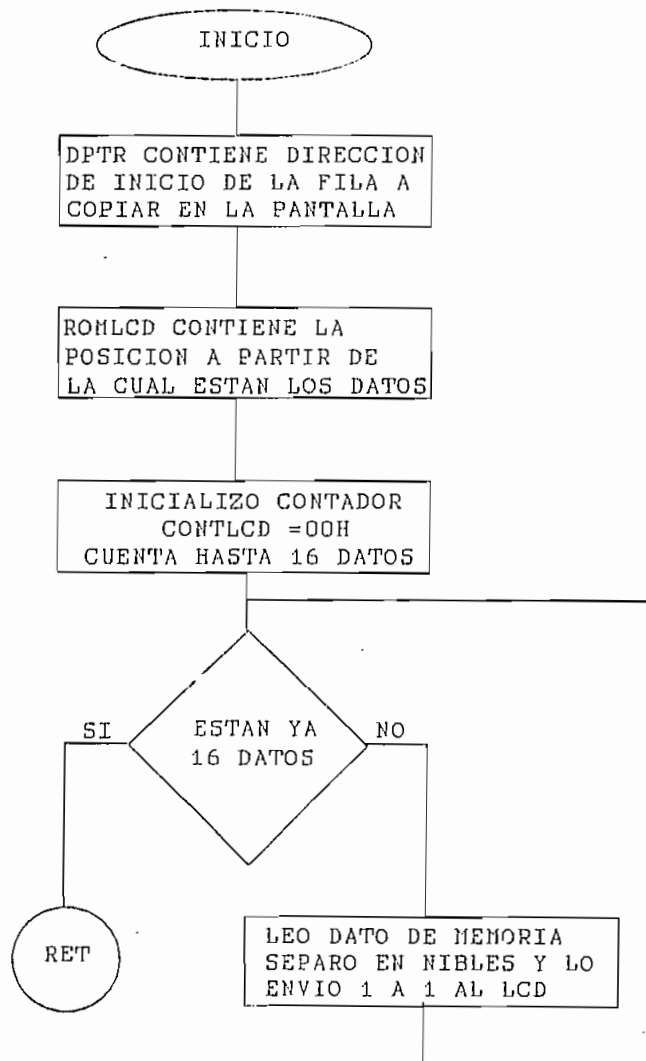
3.3.16.- SUBROUTINA PRINTCHART.- Nos permite imprimir en pantalla un dato tipo caracter. El dato está almacenado en la etiqueta de memoria RAM interna CHARACTER. Previamente se debe haber realizado el posicionamiento del cursor.

El algoritmo es el siguiente:



3.3.17.- **SUBROUTINA PROMLCD.**- Se encarga de copiar datos o mensajes que se tienen grabados en la memoria ROM del microcontrolador al LCD.

Los datos están ubicados a partir de la posición 0800H de la memoria ROM. Cada fila puede presentar hasta 16 caracteres, por lo tanto la subrutina está desarrollada de tal manera de garantizar que los 16 datos que pueden existir en cada línea de mensaje sean llevados a la pantalla.



### 3.3.18.- SUBRUTINAS AUXILIARES

3.3.18.1.- SUBRUTINAS DE RETARDO.- Durante la ejecución del programa principal y de las subrutinas, se llama permanentemente a las rutinas de generación de retardo de tiempo, éstas son: RETARDO Y RETARDO2. La primera produce un retardo de 415  $\mu$ seg. Este valor ha sido determinado considerando que se trabaja con un cristal de 7.3728 MHz, con lo que un ciclo de máquina tiene una duración de 1,6276  $\mu$ seg. Se establece un contador que va desde 7FH hasta 00H consumiendo 2 ciclos de máquina en cada decremento. Por lo que se tiene:

$$\text{RETARDO} = 127 * 2 * 1,6276 \mu\text{seg} = 415 \mu\text{seg}$$

La segunda, RETARDO2, produce un retardo de tiempo variable, que va a ser múltiplo de 100 mseg. Por lo que se tiene:

$$\text{RETARDO2} = \text{TIM} * 100 \text{ mSEG}$$

Donde el valor TIM es una variable entera que puede ir desde 1 hasta 255. Con lo que se tendría retardos de tiempo de 0,1 seg hasta 25,5 seg respectivamente.

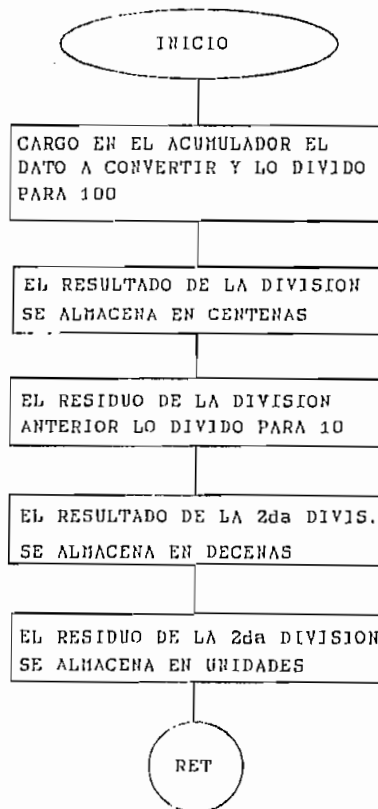
3.3.18.2.- SUBRUTINA PUNTERO.- Nos posibilita salvar la dirección de memoria a la cual apunta el puntero de datos (DPTR), para poderlo ocupar en otra actividad, y luego recuperarlo con la dirección anterior deseada usando la subrutina PUNTER1, para lo cual se utilizan las etiquetas de memoria RAM interna:

TABRSM ----> Salva el valor de DPH

TABRSL ----> Salva el valor de DPL

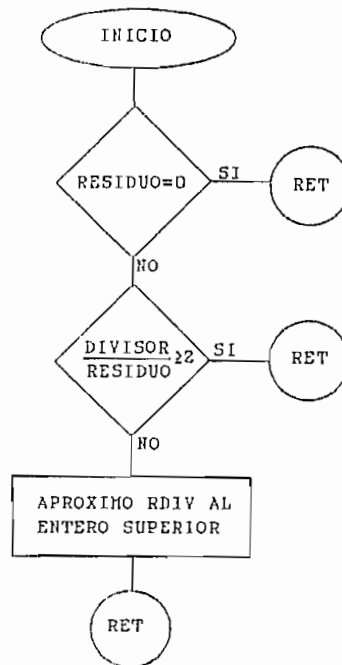
**3.3.18.3.- SUBROUTINA PUNTER1.-** Realiza la función inversa a la de la subrutina PUNTER0, es decir nos permite recuperar el puntero de datos con la dirección que se encuentra almacenada en las etiquetas de memoria RAM interna TABRSM y TABRSL.

**3.3.18.4.- SUBROUTINA DECIMAL.-** Nos permite la conversión de un dato hexadecimal de 8 bits a un dato decimal descompuesto en centenas, decenas y unidades, con lo cual se lo puede mostrar en el display como un dígito y usando la subrutina PRINTDIG.



**3.3.18.5.- SUBROUTINA APROXIM.-** Es una subrutina que nos permite realizar la aproximación del resultado de una división dada al entero superior más cercano si su parte decimal es mayor que 0,5 ó de no al entero inferior.

Para cumplir con este objetivo, se analiza el valor que posee el residuo de la división. Primero se compara si es igual a cero o no, si es cero no hay que hacer aproximación, pero si no lo es hay que hacer el ajuste correspondiente. Se realiza la división del DIVISOR para el RESIDUO, de la división dada, y se compara si este resultado es mayor o igual que 2. Si esto se cumple, se realiza la aproximación al entero inferior. Y si es menor que 2, hay que aproximarle al entero superior, o sea al resultado de la división dada, RDIV, le sumamos 1.





**3.3.18.6.- SUBROUTINA DIVISION.-** Esta rutina permite dividir un número de 2 bytes para uno de 1 byte. El dividendo debe ser alojado en las localidades de memoria RAM interna DIVIDEN1 (MSB) Y DIVIDENO, y el divisor en la localidad DIVISOR. La localidad etiquetada como DIVISOR0 se la utiliza como auxiliar en el proceso de división. Adicionalmente se utilizan los registros R0, R1, R5 y R6 del banco de registros 0. El resultado de la operación se almacena en la localidad llamada RDIV.

Durante el proceso de división, los datos contenidos en las direcciones tanto del dividendo como del divisor son alterados.

Esta subrutina posee algunas subrutinas auxiliares, que se indican a continuación.

**3.3.18.6.1.- SUBROUTINA RESTADIV.-** Es una subrutina auxiliar de la subrutina División. Permite restar dos números de *n* bytes, donde el minuendo está direccionado por el registro R0 y el sustraendo por el registro R1. El resultado es almacenado en las mismas localidades a las que apunta el registro R0, por tanto el minuendo se pierde en el proceso. El número de bytes de los operandos debe especificarse a través del registro R6. Siempre R0 y R1 deben apuntar a los bytes menos significativos de los respectivos operandos.

**3.3.18.6.2.- SUBROUTINA SUMADIV.-** Es una subrutina auxiliar de la subrutina División. Permite sumar dos números de *n* bytes, donde el primer número está direccionado por el registro R0 y el

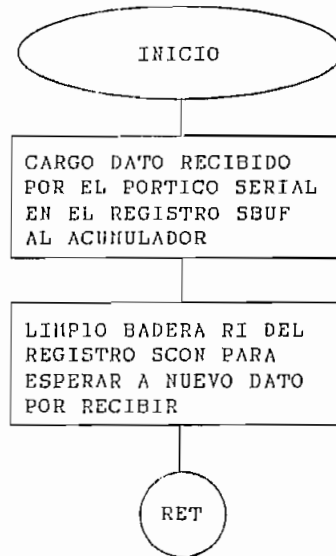
segundo por el registro R1. El resultado es almacenado en las mismas localidades a las que apunta el registro R0, por tanto el primer sumando se pierde en el proceso. El número de bytes de los sumandos debe especificarse a través del registro R6. Siempre R0 y R1 deben apuntar a los bytes menos significativos de los respectivos sumandos.

**3.3.18.6.3.- SUBROUTINA SLO.-** Es una subrutina auxiliar de la subrutina División. La función que realiza es producir una rotación hacia la izquierda de los bits contenidos en el registro Acumulador y la bandera del Carry .

**3.3.18.6.4.- SUBROUTINA SHRF.-** Es una subrutina auxiliar de la subrutina División. Su función es la de producir la rotación hacia la derecha de los bits contenidos en el registro Acumulador y la bandera del carry

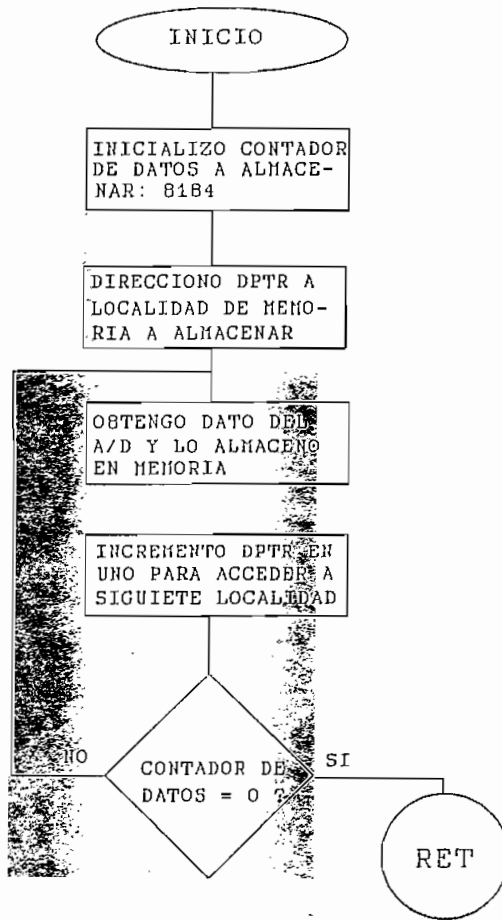
**3.3.19.- SUBROUTINA RECEPCION.-** Nos permite recibir datos desde un computador a través del pòrtico serial, el mismo que en los microcontroladores 8051 trabaja en el modo full-duplex. Como receptor tiene un buffer que le permite recibir un segundo byte, antes de que el byte previamente recibido haya sido leído por el registro receptor. Al registro receptor se accede por un único registro que se denomina SBUF. "Leyendo" del SBUF se accede al byte recibido. El puerto serial puede operar en cuatro modos seleccionados utilizando los bit 6 = SM1 y bit 7 =SM0 del registro SCON. En este caso se va a utilizar el modo 1, cuyo formato es: 1 bit de inicio, 8 bits de datos y un bit de parada. La

velocidad de transmisión se ajusta según la frecuencia del cristal. La recepción en el modo 1 comienza cuando se activa el bit REN del registro SCON y se detecta un flanco descendente en el pin RXD del microcontrolador; y termina, activando la bandera RI del registro SCON.

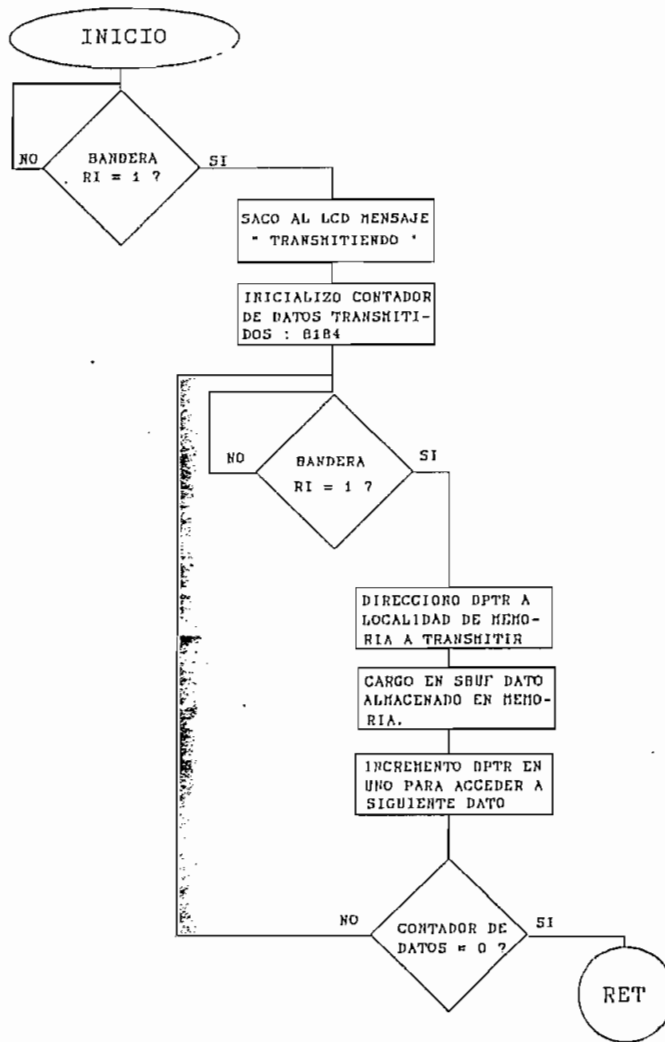


**3.3.20.- SUBROUTINA GRABAC.-** Es la subrutina que nos permite almacenar en memoria RAM la información digitalizada de la señal sísmica obtenida en una estación remota dada, para posteriormente ser descargada a un computador para su análisis.

El sistema posee tres memorias RAM de 8 Kbytes. En cada una se almacenan 8184 datos, los mismos que son obtenidos a una razón de 550 datos por segundo. Con lo cual se obtienen archivos de una duración de 15 segundos. A continuación se observa el diagrama de flujo.



3.3.21.- **SUBROUTINA TXSPC.**- Nos permite transmitir datos desde el microcontrolador hacia un computador a través del puerto serial. Previo a transmitir un dato, espera que el computador tome la iniciativa, es decir, aguarda por una señal de control, la cual activará la bandera RI del registro SCON. A partir de este momento el  $\mu C$  está habilitado para enviar un dato al computador. El proceso debe repetirse tantas veces como datos hayan por transmitir. En este caso se transmiten 8184 datos que corresponden a la información almacenada en una memoria RAM externa.



En el capítulo siguiente se va a realizar un análisis de la operación del sistema y de los resultados experimentales obtenidos durante las pruebas realizadas.

# CAPITULO 4

## RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo se presentan los resultados del funcionamiento del equipo, los detalles constructivos, así como también los alcances y limitaciones del mismo.

### 4.1.- OPERACION DEL SISTEMA DIGITAL DE CALIBRACION

El equipo está diseñado para determinar el coeficiente de amortiguamiento que presenta un sismómetro. Este coeficiente asociado con las características generales dadas por el fabricante nos dará la salida (V/cm/seg) en función de la frecuencia.

Los sensores sísmicos a calibrar forman parte de la Red Nacional de Sismógrafos que posee el Instituto Geofísico.

El equipo empieza su funcionamiento una vez que es alimentado por su fuente de polarización, la misma que constituye una batería de 12 voltios, ya sea interna o externa al sistema. La batería interna se encuentra alojada dentro del mismo gabinete que ocupan las tarjetas electrónicas, en cambio la batería externa se encuentra formando parte de la estación sísmica remota donde se halla ubicado el sensor.

Al iniciar el funcionamiento, en pantalla aparecen los siguientes mensajes:

INST. GEOFISICO RICHARD W. J. E.
-------------------------------------

CALIBRACION	T5
STORE	T4

El primer mensaje dura en pantalla 3 segundos, y a continuación se presenta el segundo mensaje que nos indica que si se quiere realizar la calibración de un sensor se debe presionar la tecla T5, caso contrario de no presione la tecla T4 para realizar el almacenamiento de señal en memoria RAM.

Una vez que se ha elegido realizar la función de calibración, aparece en pantalla el siguiente mensaje que nos indica que se debe realizar la elección de la resistencia shunt de amortiguamiento usando las teclas T4, T5 y T1.

* ELIJA RSHUNT * USAR T4, T5 Y T1
--------------------------------------

Inmediatamente a este mensaje, que dura 2 seg, aparece un siguiente mensaje, con el valor inicial de  $RS = 1,6 K\Omega$ . Este valor, al presionar la tecla T5 se incrementa en  $200\Omega$ , y al presionar la tecla T4 se incrementa en  $1K\Omega$ . Estas variaciones que presenta RS son mostradas en la pantalla conforme se va presionando la tecla respectiva. Una vez que se ha decidido que

valor de RS se desea, se debe presionar la tecla T1, que permite capturar este valor de RS mostrado en pantalla y asignarle al registro correspondiente para continuar con el proceso. Al presionar T1, aparece junto con el valor de la resistencia RS elegida la palabra "OK" por 2 seg.

RS=07.2	OK
---------	----

A continuación se presenta un mensaje indicándonos qué debemos decidir, qué tipo de VCO se utiliza en la estación sísmica donde opera el sensor a calibrar. Esto se debe hacer por cuanto se disponen de dos tipos de VCO, de diferente impedancia de entrada, la misma que interviene para determinar la resistencia total de amortiguamiento.

VCO DE USGS	T4
VCO DE KINM	T5

Al presionar la tecla T4 se elige al VCO del USGS, cuya impedancia de entrada es muy alta, del orden de los  $20M\Omega$ . y aparece en el LCD:

* Zin = 20M *
---------------

Si se presionó la tecla T5 se ha elegido al VCO de la casa KINEMATRICS, cuya impedancia de entrada es de  $100K\Omega$ . En el LCD se muestra:



\* Zin = 100K \*

Cualquiera de los dos mensajes anteriores son presentados en la pantalla por 2 seg, luego de lo cual se empieza con el proceso de calibración y aparece en la pantalla un mensaje de espera por el tiempo que dura el proceso, que es de aproximadamente 13 seg.

WAIT

El sistema automático de calibración utiliza el método de "current release test" que consiste, como se explicó en el capítulo 1, en aplicar un pulso de una corriente determinada a la masa del sismómetro, de tal manera que una vez haya sido forzado a generar un movimiento, oscile libremente. Cuando esto ocurra la masa regresará a su posición de equilibrio oscilando, describiendo un movimiento armónico amortiguado, en el cual las amplitudes máximas y mínimas sucesivas tienen una relación directa con la respuesta del sensor. La lectura de éstas, a través del sistema digital de adquisición diseñado, y las demás características dinámicas y electrónicas del sensor, así como la resistencia externa shunt, nos permiten obtener el coeficiente de amortiguamiento deseado.

Los resultados obtenidos al realizar la calibración del sismómetro L-4C de la estación sísmica Rumipamba son los siguientes:

Sismómetro L-4C			
Serie 3425		Estación: Rumipamba	
RB = 5.5 KΩ			
VCO de KINM --> Zin = 100KΩ			
RS (KΩ)	RDAMP (KΩ)	β <sub>o</sub>	β
2.0	1.96	0.28	0.88
4.0	3.84	0.28	0.76
6.0	5.66	0.28	0.71
8.0	7.41	0.28	0.63
10.0	9.09	0.28	0.57
12.0	10.71	0.28	0.56
14.0	12.28	0.28	0.54
16.0	13.79	0.28	0.52
18.0	15.25	0.28	0.51
20.0	16.67	0.28	0.49

Tabla 4.1 Datos experimentales de calibración automática de un sensor L-4C. Usando VCO de KINM, Zin = 100KΩ

El manual de operación y mantenimiento del sismómetro L-4C de MarK Products, indica un método para determinar el coeficiente de amortiguamiento tomando como base las resistencias que se le instalen en paralelo a la salida de dicho sensor. Dice así el mencionado manual:

Coeficiente de amortiguamiento total :  $\beta = \beta_o + \beta_c$

donde :

$$\beta_o = 0,28 \quad (\text{"shunt" abierto})$$

$$\beta_c = 1.1 * [RB / (RB + RDAMP)]$$

$\beta_c$  = amortiguamiento crítico

RB = Resistencia de la bobina

RDAMP = Resistencia total de amortiguamiento

En base a este método se sacó una tabla referencial de coeficientes de amortiguamiento, variando la resistencia  $R_S$ , la misma que se indica a continuación. Pero hay que tomar en cuenta que el amortiguamiento crítico, del cual depende el valor del coeficiente de amortiguamiento, es una función de las características del sensor (masa y constante del resorte) las cuales cambian de un sensor a otro y al menos la segunda característica lo hace en un mismo sensor con el paso del tiempo, este método no proporciona un dato real del mencionado coeficiente de amortiguamiento.

Sismómetro L-4C Serie .... $R_B = 5.5 \text{ K}\Omega$ VCO de KINM --> $Z_{in} = 100\text{K}\Omega$			
$R_S (\text{K}\Omega)$	$R_{DAMP} (\text{K}\Omega)$	$\beta_0$	$\beta$
2.0	1.96	0.28	1.09
4.0	3.84	0.28	0.93
6.0	5.66	0.28	0.82
8.0	7.41	0.28	0.75
10.0	9.09	0.28	0.69
12.0	10.71	0.28	0.65
14.0	12.28	0.28	0.62
16.0	13.79	0.28	0.59
18.0	15.25	0.28	0.57
20.0	16.67	0.28	0.55

Tabla 4.2 Datos teóricos de sensor L-4C Usando VCO de KINM,  $Z_{in} = 100\text{K}\Omega$

El análisis de errores entre los datos teóricos y los datos obtenidos experimentalmente en forma digital, se lo va a presentar conjuntamente cuando se analicen los datos obtenidos por el método de calibración manual, ya que los datos teóricos no pueden ser una fuente confiable, a menos que el sensor sea nuevo, cosa que no sucede ya que estos tienen un tiempo de uso de por lo menos

6 años y sus características intrínsecas pueden haberse alterado.

De igual manera se procedió a realizar la misma prueba de calibración, pero esta vez usando un VCO del USGS, cuya impedancia de entrada  $Z_{in} = 20M\Omega$  es un valor muy alto si lo comparamos con el valor de las resistencias shunt  $R_S$  que se colocan en paralelo, que no superan los  $20K\Omega$ . Resultando que la resistencia equivalente  $R_{DAMP}$  es aproximadamente igual a  $R_S$ . Los resultados de esta prueba se presentan en la tabla 4.3

Sismómetro L-4C Serie 3425                      Estación Rumipamba RB = 5.5 K $\Omega$ VCO de USGS --> $Z_{in} = 20M\Omega$			
RS (K $\Omega$ )	RDAMP (K $\Omega$ )	$\beta_0$	$\beta$
2.0	2.0	0.28	0.88
4.0	4.0	0.28	0.76
6.0	6.0	0.28	0.68
8.0	8.0	0.28	0.63
10.0	10.0	0.28	0.58
12.0	12.0	0.28	0.55
14.0	14.0	0.28	0.52
16.0	16.0	0.28	0.49
18.0	18.0	0.28	0.47
20.0	20.0	0.28	0.46

Tabla 4.3 Datos experimentales de calibración automática de un sensor L-4C. Usando VCO de USGS,  $Z_{in} = 20M\Omega$

De la misma manera se calculan los datos teóricos que deberían obtenerse con estas resistencias shunt  $R_S$  de prueba, los mismos que se presentan a continuación.

Sismómetro L-4C Serie 3425 RB = 5.5 K $\Omega$ VCO de USGS --> Zin = 20M $\Omega$			
RS (K $\Omega$ )	RDAMP (K $\Omega$ )	$\beta_0$	$\beta$
2.0	2.0	0.28	1.09
4.0	4.0	0.28	0.91
6.0	6.0	0.28	0.80
8.0	8.0	0.28	0.72
10.0	10.0	0.28	0.67
12.0	12.0	0.28	0.62
14.0	14.0	0.28	0.59
16.0	16.0	0.28	0.56
18.0	18.0	0.28	0.54
20.0	20.0	0.28	0.52

Tabla 4.4 Datos teóricos de sensor L-4C Usando VCO de USGS, Zin = 20M $\Omega$

De la misma manera, como se realizaron las pruebas con el sensor L-4C, se las realiza con el sensor Ranger SS-1. En las tablas 4.5 y 4.6 se presentan los resultados obtenidos tanto con el VCO de KINEMATRICS como con el del USGS respectivamente.

Sismómetro Ranger SS-1 Serie 1748 RB = 5.5 K $\Omega$ VCO de KINM --> Zin = 100K $\Omega$			
RS (K $\Omega$ )	RDAMP (K $\Omega$ )	$\beta_0$	$\beta$
2.0	1.96	0.11	1.05
4.0	3.84	0.11	0.87
6.0	5.66	0.11	0.73
8.0	7.41	0.11	0.66
10.0	9.09	0.11	0.62
12.0	10.71	0.11	0.56
14.0	12.28	0.11	0.53
16.0	13.79	0.11	0.50
18.0	15.25	0.11	0.48
20.0	16.67	0.11	0.44

Tabla 4.5 Datos experimentales de calibración automática de un sensor Ranger SS-1. Usando VCO de KINM, Zin = 100K $\Omega$

Sismómetro Ranger SS-1 Serie 1748 RB = 5.5 K $\Omega$ VCO de USGS --> Zin = 20M $\Omega$			
RS (K $\Omega$ )	RDAMP (K $\Omega$ )	$\beta_0$	$\beta$
2.0	2.0	0.11	1.09
4.0	4.0	0.11	0.89
6.0	6.0	0.11	0.77
8.0	8.0	0.11	0.67
10.0	10.0	0.11	0.59
12.0	12.0	0.11	0.54
14.0	14.0	0.11	0.50
16.0	16.0	0.11	0.47
18.0	18.0	0.11	0.45
20.0	20.0	0.11	0.40

Tabla 4.6 Datos experimentales de calibración automática de un sensor Ranger SS-1. Usando VCO de USGS, Zin = 20M $\Omega$

#### 4.2.- COMPARACION CON EL SISTEMA MANUAL DE CALIBRACION

El sistema manual de calibración emplea el mismo método de "current release test" para la obtención del coeficiente de amortiguamiento.

Se utiliza un pequeño circuito que nos permite aplicar el pulso de corriente al sensor por medio de un pulsante, y colocar las resistencias de prueba a través de un swicht de 4 posiciones. El circuito de prueba se indica en el capítulo 1, en la figura 7.b.

La medición de la señal de salida del sismómetro se la hace en un osciloscopio con memoria, pues es necesario grabar la señal para poder realizar las mediciones correspondientes. Una vez obtenidos determinados los puntos máximos (A1 y A3) y el punto

mínimo (A2) de la señal de respuesta amortiguada de sensor, se emplean las fórmulas indicadas en el capítulo 1 para realizar el cálculo respectivo del  $\beta_0$  y de  $\beta$ .

Los resultados obtenidos con este método se presentan a continuación:

	A1	A2	A3
So: INFINITO	0.87	0.42	0.2
S1: 20K $\Omega$	0.40	0.10	0.02
S2: 15k $\Omega$	0.31	0.065	0.01
S3: 13.3K $\Omega$	0.28	0.055	0.007

Sismómetro L-4C Serie 3425 Estación Rumipamba RB = 5.5 K $\Omega$ VCO de KINM --> Zin = 100K $\Omega$			
RS (K $\Omega$ )	RDAMP (K $\Omega$ )	$\beta_0$	$\beta$
2.0	1.96	0.27	0.88
4.0	3.84	0.27	0.75
6.0	5.66	0.27	0.68
8.0	7.41	0.27	0.62
10.0	9.09	0.27	0.58
12.0	10.71	0.27	0.55
14.0	12.28	0.27	0.53
16.0	13.79	0.27	0.51
18.0	15.25	0.27	0.49
20.0	16.67	0.27	0.48

Tabla 4.7 Datos experimentales de calibración manual de un sensor L-4C. Usando VCO de KINM, Zin = 100K $\Omega$

Analizando las tablas 4.1 y 4.7 se puede observar que los resultados obtenidos, tanto por el método automático como por el manual, son bastante parecidos, con un margen de diferencia entre sí que no supera el 2%. Pero al comparar estos con los datos

teóricos de la tabla 4.2 se observa que el margen de diferencia entre sí es del 10%, lo cual indica que los datos teóricos no son tan confiables, por cuanto el sensor ha perdido parte de sus características intrínsecas.

Sismómetro L-4C			
Serie 3425      Estación Rumipamba			
RB = 5.5 K $\Omega$			
VCO de USGS --> Zin = 20M $\Omega$			
RS (K $\Omega$ )	RDAMP (K $\Omega$ )	$\beta_0$	$\beta$
2.0	2.0	0.27	0.87
4.0	4.0	0.27	0.75
6.0	6.0	0.27	0.67
8.0	8.0	0.27	0.61
10.0	10.0	0.27	0.56
12.0	12.0	0.27	0.53
14.0	14.0	0.27	0.50
16.0	16.0	0.27	0.48
18.0	18.0	0.27	0.46
20.0	20.0	0.27	0.45

Tabla 4.8 Datos experimentales de calibración manual de un sensor L-4C. Usando VCO de USGS, Zin = 20M $\Omega$

La tabla 4.8 presenta resultados muy parecidos a los de la tabla 4.3, por lo que se puede concluir de manera similar que el caso anterior.

A continuación se presentan los resultados obtenidos al calibrar un sensor Ranger SS-1 en forma manual.

	A1	A2	A3
So: INFINITO	2.40	1.65	1.20
S1: 20K $\Omega$	1.50	0.55	0.22
S2: 15k $\Omega$	1.38	0.40	0.18
S3: 13.3K $\Omega$	1.25	0.28	0.10



Sismómetro Ranger SS-1 Serie 1748 RB = 5.5 K $\Omega$ VCO de KINM --> Zin = 100K $\Omega$			
RS (K $\Omega$ )	RDAMP (K $\Omega$ )	$\beta_0$	$\beta$
2.0	1.96	0.11	0.78
4.0	3.84	0.11	0.67
6.0	5.66	0.11	0.56
8.0	7.41	0.11	0.50
10.0	9.09	0.11	0.45
12.0	10.71	0.11	0.42
14.0	12.28	0.11	0.39
16.0	13.79	0.11	0.37
18.0	15.25	0.11	0.35
20.0	16.67	0.11	0.33

Tabla 4.9 Datos experimentales de calibración manual de un sensor Ranger SS-1. Usando VCO de KINM, Zin = 100K $\Omega$

Sismómetro Ranger SS-1 Serie 1748 RB = 5.5 K $\Omega$ VCO de USGS --> Zin = 20M $\Omega$			
RS (K $\Omega$ )	RDAMP (K $\Omega$ )	$\beta_0$	$\beta$
2.0	2.0	0.11	0.77
4.0	4.0	0.11	0.63
6.0	6.0	0.11	0.54
8.0	8.0	0.11	0.48
10.0	10.0	0.11	0.43
12.0	12.0	0.11	0.39
14.0	14.0	0.11	0.36
16.0	16.0	0.11	0.34
18.0	18.0	0.11	0.32
20.0	20.0	0.11	0.30

Tabla 4.10 Datos experimentales de calibración manual de un sensor Ranger SS-1. Usando VCO de USGS, Zin = 20M $\Omega$

Al analizar los datos obtenidos en forma automática con los obtenidos en forma manual del sensor L-4C, se observa que el margen de diferencia entre ellos es del 25%, que puede deberse en parte a los errores de apreciación cometidos en la lectura de

los datos en el osciloscopio, y por otra parte a que estas pruebas, tanto manual como automática, fueron realizadas en el Instituto Geofísico que se encuentra ubicado en un séptimo piso, por lo cual el sensor es más sensible a registrar vibraciones producidas por el viento o la actividad en ese piso.

En forma general se puede decir que la confiabilidad de una prueba viene dada por la exactitud y precisión de las mediciones. En este caso, la exactitud depende del modelo planteado y del equipo de prueba y de medida. Se ha tomado un modelo lineal, es decir, se toma al sismómetro como un sistema lineal considerando a la constante elástica del resorte independiente de su posición; sin embargo, el sismómetro puede apartarse de trabajar según éste, ya que con el uso, el resorte tiende a ceder de su posición original (centrada), lo que le lleva a trabajar fuera de su rango lineal, o sea el resorte se deforma y su constante elástica  $K$  ya no tiene un comportamiento lineal.

Los sismómetros de componente vertical L-4C presentan este problema, puesto que con el uso continuo del sensor, el resorte que mantiene a la masa en su posición central, va cediendo poco a poco pudiendo dejarle fuera de operación luego de algunos años de funcionamiento.

Se debe considerar también, que al ser realizadas las medidas de la señal generada por el sensor en base a lecturas realizadas por un observador en forma visual en un osciloscopio, estas pueden presentar errores de apreciación, con lo cual se pierde precisión en el cálculo del coeficiente de amortiguamiento total.

#### 4.3.- OPERACION DEL REGISTRO DIGITAL DE SEÑALES SISMICAS

Para realizar el almacenamiento de señal sísmica en forma digital y obtener un archivo de la misma, primeramente se debe elegir el nivel de ganancia al cual se desea que opere el amplificador de instrumentación del sistema portátil, para lo cual en la pantalla de cristal líquido se presenta el siguiente mensaje:

54...T2	60...T3
66...T4	72...T5

Al presionar la tecla T2 se coloca al amplificador en una ganancia de 54 dB. Si se presiona T3 la ganancia será de 60 dB, de igual manera para las teclas T4 y T5. El sistema se queda en espera hasta que se presione cualquiera de estas teclas, y una vez que se ha tecleado cualquiera de ellas, aparece en pantalla, por dos segundos, el mensaje que indica el nivel de ganancia seleccionado. Así, por ejemplo, si se ha presionado T5 el mensaje será:

GANANCIA = 72dB
-----------------

A continuación se debe decidir si se desea realizar la grabación de señal en forma libre o con disparo. El almacenar señal en forma libre consiste en grabar la información en las memorias RAM inmediatamente después de presionar la tecla asignada para tal

función. El almacenamiento con disparo se realiza en forma automática, una vez que la señal sísmica generada en la estación remota supere cierto nivel de amplitud, previamente fijado en +1V. Mientras no se supere este umbral de voltaje, los datos ingresarán al sistema pero no serán grabados .

La elección del tipo de forma de almacenar los datos se realiza por medio de las teclas T4 y T5, para lo cual previamente se muestra en pantalla el mensaje siguiente:

<b>LIBRE.....T4</b>
<b>DISPARO.....T5</b>

Al presionar la tecla T4, se elige almacenamiento libre, aparece en pantalla un mensaje que nos indica que se debe presionar la tecla T1 para empezar a grabar:

<b>PARA GRABAR...T1</b>
-------------------------

Si se decidió realizar la grabación por disparo, al presionar la tecla T5, inmediatamente aparece en pantalla el siguiente mensaje:

<b>ESPERO A DISPARO</b>
-------------------------

Una vez que se produjo el disparo o se presionó la tecla T1 para empezar a grabar, la información que llega al sistema empieza a ser almacenada en las localidades de memoria RAM asignadas para tal motivo. Se digitaliza la señal durante 15 segundos, tiempo en el cual se llena una memoria de 8Kb a una frecuencia de 550 muestras por segundo. Mientras se está realizando la grabación se presenta el siguiente mensaje:

\* GRABANDO \*

Al finalizar la grabación, sale en pantalla :

\* ARCHIVO1 OK \*

Como se dispone de 3 memorias de 8 Kb, se pueden crear 3 archivos de datos, para lo cual nuevamente se debe presionar T1 para grabar libremente, o esperar a que se produzca otro disparo que active el sistema.

Una vez que se han creado los 3 archivos de datos, éstos deben ser transportados a un computador para su análisis. Mientras se conecta el sistema portátil con un computador a través del pórtico serial, el programa entra en un lazo infinito de espera hasta que se presione la tecla T3. En pantalla se tiene el

siguiente mensaje:

**TX. SERIAL AL PC  
\* PRESIONE T3 \***

Una vez que se presiona T3, el sistema portátil está listo para empezar la transmisión de datos al computador, pero espera a que el computador le envíe una señal de control que le avise que él también está listo para la recepción de los datos. Mientras esto sucede, aparece en la pantalla del LCD el mensaje siguiente:

**ESPERANDO POR PC**

Una vez que el computador envía el mensaje de aviso al sistema portátil, empieza el envío de datos. Durante el tiempo que dura este proceso, aparece en el LCD :

**\* TRANSMITIENDO\***

El computador que va a recibir los datos debe tener en su disco duro el programa QBASIC, con el cual se puede ejecutar un pequeño programa diseñado para realizar la comunicación con el sistema portátil. El listado del programa se presenta a continuación.

```

'*****
'   PROGRAMA DE RECOLECCION DE DATOS A TRAVES DE PORTICO SERIAL
'*****
OPEN "COM1:1200,N,8,1,RS,CS,DS,CD" FOR RANDOM AS #1
CLS
PRINT "INGRESE NOMBRE DE ARCHIVO1:";
INPUT N$
OPEN "N$" FOR OUTPUT AS #2
FOR I = 1 TO 8185 STEP 1
'*****
'   INICIO COMUNICACION CON SISTEMA PORTATIL
'*****
'ENVIÓ DATO DE CONTROL AL MICRO, Y ESPERO RESPUESTA
PRINT #1, CHR$(0);
  WHILE LOC(1) = 0
  WEND
'DATO DIGITALIZADO LO CONVIERTE EN CODIGO ASCII
AD = ASC(INPUT$(1, 1))
'SACO EL DATO EN PANTALLA
PRINT AD
' GUARDO EL DATO EN EL ARCHIVO DE DATOS CREADO
PRINT #2, AD
NEXT I
CLS
PRINT " ARCHIVO1 OK"
'
'
PRINT "INGRESE NOMBRE DE ARCHIVO2:";
INPUT M$
OPEN "M$" FOR OUTPUT AS #3
FOR J = 1 TO 8185 STEP 1
PRINT #1, CHR$(0);
  WHILE LOC(1) = 0
  WEND
AD = ASC(INPUT$(1, 1))
PRINT AD
PRINT #3, AD
NEXT J
CLS
PRINT " ARCHIVO2 OK"
'
'
PRINT "INGRESE NOMBRE DE ARCHIVO3:";
INPUT L$
OPEN "L$" FOR OUTPUT AS #4
FOR K = 1 TO 8185 STEP 1
PRINT #1, CHR$(0);
  WHILE LOC(1) = 0
  WEND
AD = ASC(INPUT$(1, 1))
PRINT AD
PRINT #4, AD
NEXT K
CLS
PRINT "ARCHIVO3 OK"
END

```

Este programa nos permite asignar nombres a los 3 archivos que se crean en el computador para recibir respectivamente a los 3 archivos de datos que envía el sistema portátil. Los archivos en el computador son grabados en forma secuencial en formato ASCII.

Una vez que el sistema portátil terminó de transmitir los datos al computador, muestra el siguiente mensaje:

**\* FIN DE TRANS.\***

En este momento el sistema puede ser reinicializado y ocupado nuevamente, sea para calibración o para, otra vez, grabar señal.

Los archivos de datos grabados en formato ASCII en el computador, pueden ser utilizados por cualquier programa especializado de procesamiento de datos sísmicos.

Una forma más simple de observar los datos obtenidos en la estación remota, es usando cualquier paquete de programas graficadores (COPLLOT, SURFER, LOTUS, QPRO, etc.), que nos permiten graficar esta información. A continuación se presenta la forma de onda, obtenida usando el paquete LOTUS 123, que se produjo al realizar una prueba de polaridad en la estación sísmica Rumipamba. En esta prueba se utilizó almacenamiento libre y no con disparo, ya que nos interesaba grabar la señal sísmica que se produce antes y después del golpe de la caída de una piedra en el pi-



so, y si se hubiera grabado utilizando la opción con disparo, no se hubiera podido grabar la señal que le precedió al golpe de la piedra. La ganancia utilizada fue de 54 dB.

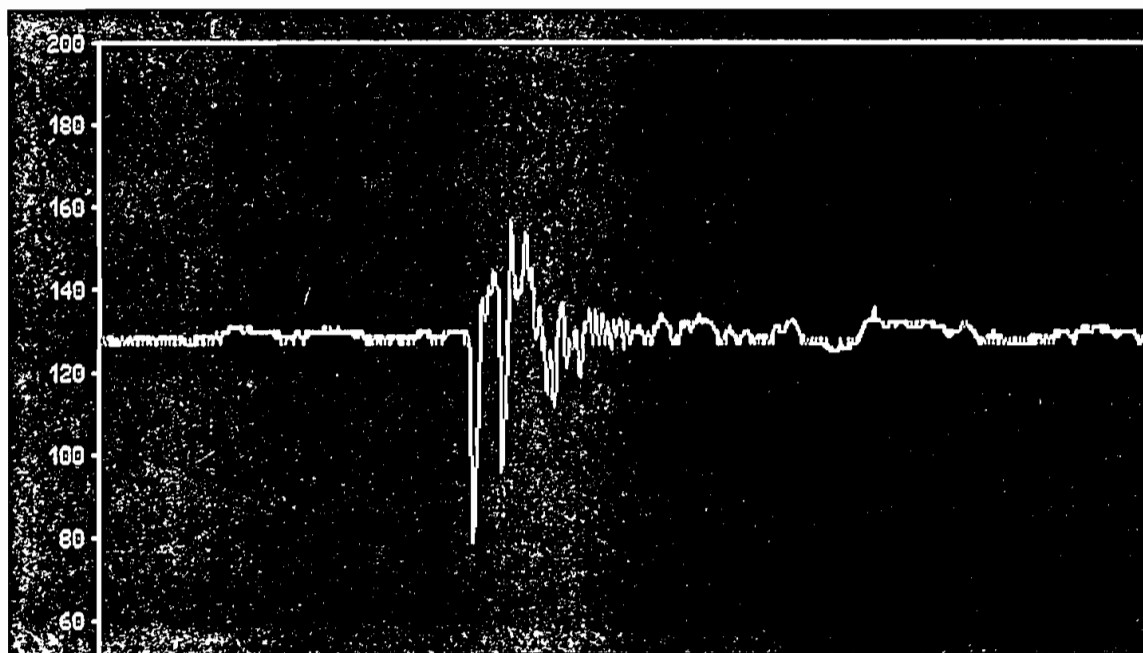


Fig. 4.2 FORMA DE ONDA PRODUCIDA POR EL GOLPE DE LA CAIDA DE UNA PIEDRA SOBRE EL PISO

Las pruebas de polaridad nos permiten obtener información sobre la dirección del primer movimiento de la onda sísmica P. Esta para el caso de sismómetros verticales puede reflejar un movimiento de hundimiento o dilatación del suelo, o un movimiento de levantamiento o compresión del suelo.

En el primer caso se asume que la polaridad es normal si la primera onda del sismógrama es hacia abajo. Caso contrario,

tendrá polaridad invertida.

Un análisis apropiado de los primeros movimientos del suelo, en diferentes estaciones, nos ayudan a conocer la distribución de esfuerzos en el terreno causados por un sismo, y de esta manera se determina la dirección del plano de falla, su orientación en el espacio y la dirección del movimiento.

Otras aplicaciones de la información sísmica digitalizada son:

- El espectro de la señal sísmica (su forma de onda) ayuda a reconocer el origen de la fuente sísmica, esto es si la perturbación proviene de ruido local, tremores volcánicos o sismos tectónicos locales o regionales.
- Conocer la magnitud del sismo, utilizando diversas técnicas de procesamiento.
- Calcular el momento sísmico.

#### 4.4.- COMPARACION CON EL REGISTRO ANALOGICO

Para la obtención de un registro analógico en una estación sísmica remota, sin el empleo de telemetría, el Instituto Geofísico dispone de dos tipos de registradores: el PS-2 y el MQ-800. El primero presenta la alternativa de trabajar además como un registrador analógico en una red telemétrica.

## REGISTRADOR PS-2

Es un instrumento de registro sísmico de campo, portátil, diseñado para consumir bajas potencias y para una operación confiable.

La señal de salida del sismómetro a través de un conector, es acoplada al módulo amplificador, el cual posee una impedancia de entrada de 100 K $\Omega$ . Dispone de controles para variar la ganancia del amplificador y para la selección de filtros. El amplificador tiene una ganancia variable, regulable en pasos de 6 dB desde 0dB hasta 72 dB. Los filtros pasa bajos tienen una relación de corte de -12 dB/oct. y pueden ser colocados en 2.5Hz, 5Hz, 12.5Hz, 25Hz, 50 Hz 0 OUT.

El motor de la pluma de registro tiene cuatro posiciones de sensibilidad de la amplificación, éstas son:

Posición 1:	0.2500 mm/mV
Posición 2:	0.0156 mm/mV
Posición 3:	0.0078 mm/mV
Posición 4:	0.0039 mm/mV

La sensibilidad máxima del PS-2 (posición 1 y 72 dB) es de un milímetro de deflección de la pluma por un microvoltio de voltaje de entrada. Y la sensibilidad mínima es de un milímetro de deflección por cuatro milivoltios de entrada (posición 1, ganancia 0dB)

El registro se hace en papel ahumado, usando tambores de registro de 191 mm de diámetro por 340 mm de largo.

El PS-2 puede trabajar como un registrador portátil y como un registrador de campo en una red telemétrica o telefónica. En la primera opción, trabaja con el módulo amplificador; en la segunda opción, debe reemplazar el módulo amplificador por el módulo discriminador DM-2.

#### REGISTRADOR MEQ-800

La señal de salida del sismómetro va acoplada a través de un conector, a la sección amplificadora del registrador MEQ-800, la misma que filtra y amplifica en cierto nivel la señal de entrada.

El amplificador es de bajo ruido con una impedancia de entrada de 100 K $\Omega$ . Posee un sistema de control de ganancia, que va desde los 60 dB hasta los 120 dB, en pasos de 6 dB.

Posee dos filtros:

Filtro pasa-altos con frecuencias de corte de 0.3Hz, 5Hz y 10Hz

Filtro pasa-bajos con frecuencias de corte de 5Hz, 10Hz y 30 Hz

El registro se hace en papel ahumado, usando tambores de 192 mm de diámetro por 343 mm de largo.

La sensibilidad mínima es de 1 mm de deflección de la pluma por 0,33 mV de señal de entrada, y su sensibilidad máxima es de 1mm de deflección por 0.33  $\mu$ V de señal de entrada.

Un registro típico, usando el registrador MEQ-800, se presenta a continuación.

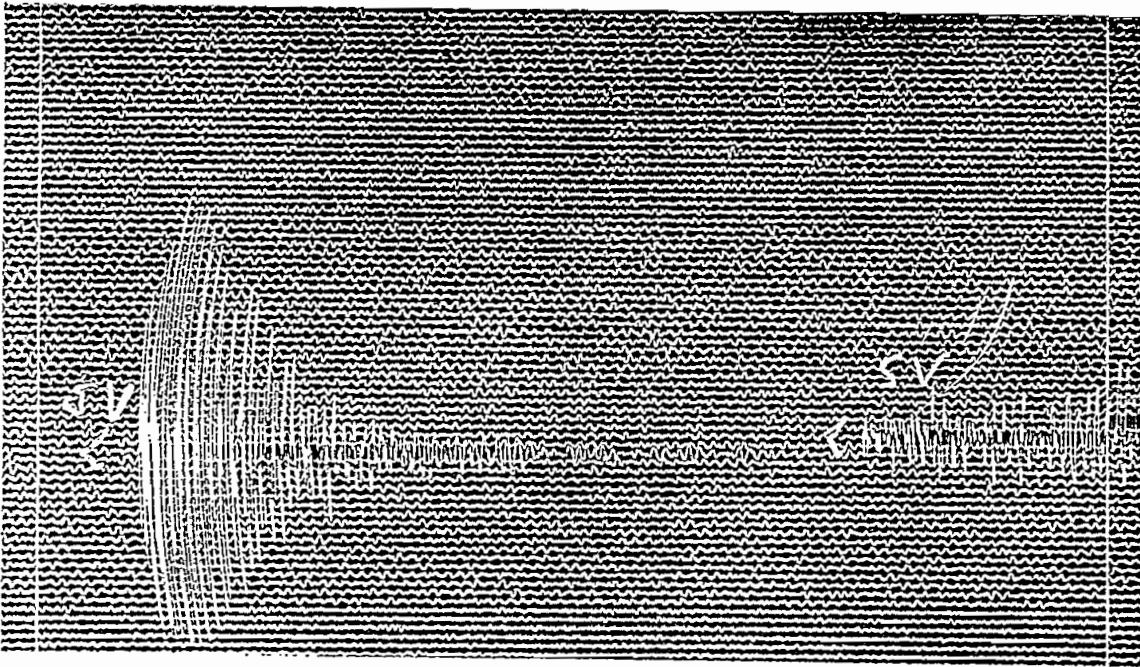


Fig. 4.3 REGISTRO TIPICO DE UN REGISTRADOR ANALOGICO

Al comparar el sistema de registro digital portátil diseñado con el sistema analógico de registro, se debe tomar en cuenta las siguientes consideraciones:

- Los registradores portátiles análogos poseen un peso de aproximadamente 20 Kg, y con unas dimensiones de

50X40X25cm, haciéndoles difíciles de transportar a los sitios de monitoreo, generalmente ubicados en las faldas de un volcán, y donde no se puede acceder con vehículo. En cambio el sistema digital portátil tiene un peso de aproximadamente 7 Kg, y con dimensiones de 34X26X15cm, siendo mucho más fácil de transportar.

- Los registradores analógicos graban la señal sísmica en forma continua durante su tiempo de operación, registrando todo tipo de actividad que se produzca en esa zona y en muchos casos, puede que no grabe ningún sismo. En cambio el sistema de registro digital portátil graba la señal sísmica cuando algún sismo dispara el sistema, o cuando el sismólogo lo desee, obteniendo así únicamente la información que se requiere.
  
- Para el procesamiento de las señales sísmicas en el Instituto Geofísico se dispone de una red de computadores de gran velocidad, que nos permite ampliar o disminuir la visualización de regiones determinadas de un registro digital, de desplegar el movimiento de la onda sísmica, de rotarla en cualquier orientación, etc. En cambio, cuando se tiene un registro en banda de papel resulta difícil, por no decir imposible, obtener las opciones antes mencionadas.

#### 4.5.- ALCANCE Y LIMITACIONES DEL EQUIPO

Los objetivos y metas planteados al declarar el presente tema de tesis han sido cubiertos en su totalidad, comprobándose, una vez que se han realizado todas las pruebas de funcionamiento del equipo, dejando inclusive la posibilidad de que, por medio de adecuaciones de software, realice otras funciones no desarrolladas en este trabajo.

El equipo permite realizar la medición del coeficiente de amortiguamiento que presentan los sensores sísmicos, cuando a su salida se conecta en paralelo una resistencia determinada. Además, permite obtener un registro digital de la señal sísmica que se genera en una estación remota, permitiéndonos descargar esta información a través del pórtico serial que utiliza el protocolo RS232 hasta un computador para su posterior análisis.

El programa en Assembler desarrollado para la adquisición, procesamiento, presentación de mensajes y resultados, ocupa aproximadamente 4 KB de la memoria EPROM del  $\mu C$ ; sin embargo, pueden hacerse variaciones pequeñas en software de ampliación a las funciones normales del equipo, de acuerdo a las necesidades del Instituto.

En el equipo se ha desarrollado el hardware y software para la comunicación serial, además se incluye el software que utilizará el computador para descargar los datos, pero no se incluye el software de procesamiento de los mismos; este deberá ser desarro-

llado por parte del personal del departamento de procesamiento de datos del Instituto Geofísico.

#### **LIMITACIONES:**

En lo referente a la parte de calibración, el equipo tiene el limitante de que únicamente puede obtener el coeficiente de amortiguamiento de los dos tipos de sensores que posee el Instituto Geofísico, es decir, sensores L-4C y Ranger SS-1. Si en un futuro se compran otro tipo de sensores, éstos no podrán usar el sistema de calibración diseñado, a menos que sus características sean parecidas a los sensores antes mencionados.

En lo concerniente a la parte de registro digital, el limitante se encuentra en la capacidad de su memoria, que es de 24 Kb, permitiéndonos grabar únicamente tres eventos sísmicos. Además, carece de un sistema de tiempo que le permita a esta información formar parte de los datos digitales de la Red Nacional Sísmica que entran en el procesamiento para la localización de los hipocentros.

A continuación se presentan los detalles constructivos del sistema diseñado.

#### **DETALLES CONSTRUCTIVOS:**

El equipo esta alojado en una caja plastica de alta calidad, de cierre hermético y cuyas dimensiones son: 34X26X15cm. El peso



neto aproximado es de 7Kg. En el interior se ubican los módulos (circuitos) de control, adquisición de datos, tarjeta de comunicación con el usuario y fuente de alimentación. En el exterior se encuentran montados dos conectores, que permiten al equipo conectarse con el sensor a través del primer conector, y recibir alimentación externa por el segundo conector.

En la figura 4.4 se puede apreciar la vista externa del equipo. y en la figura 4.5 se aprecia la vista interna del mismo.

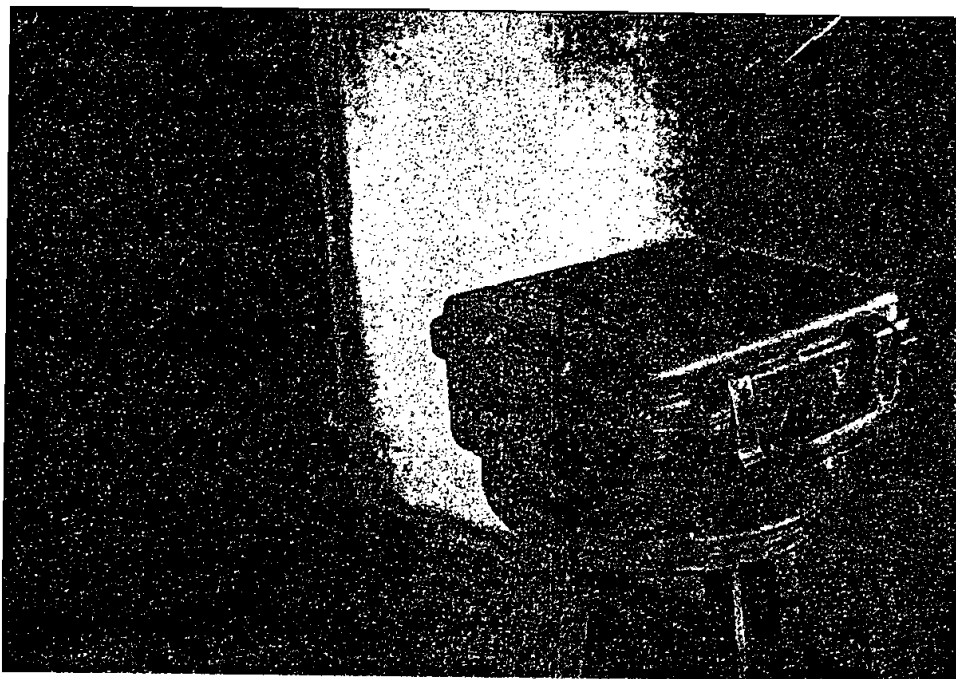


Fig. 4.4 VISTA EXTERNA DEL EQUIPO DISEÑADO

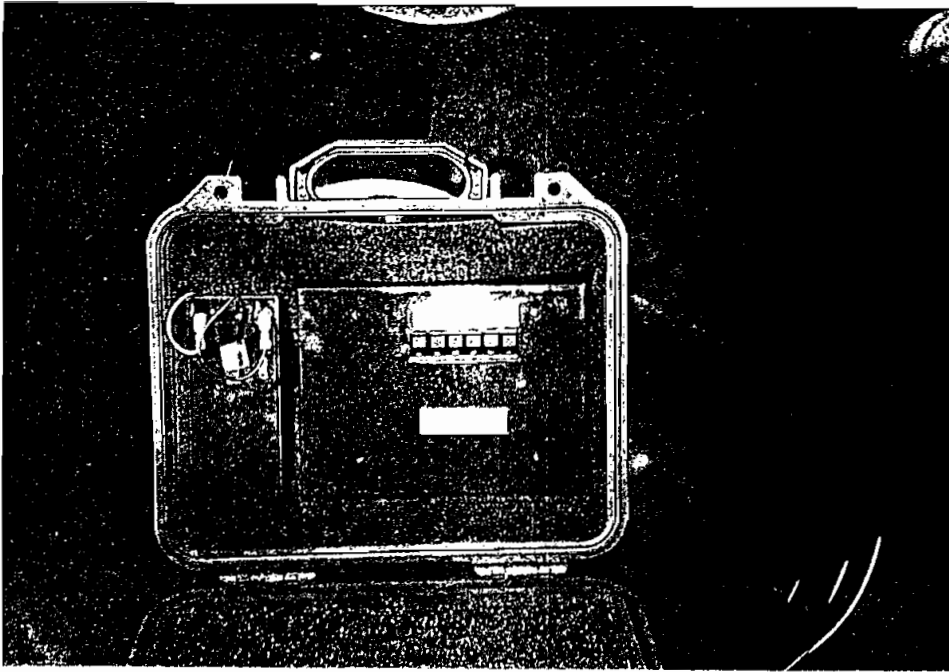


Fig. 4.5 VISTA INTERNA DEL EQUIPO DISEÑADO

Previamente a ser colocados los diferentes módulos del sistema en la caja plástica, éstos se encuentran alojados en una caja metálica de dimensiones 20.5X15X9cm. Una vista interior de la misma se presenta en la figura 4.6

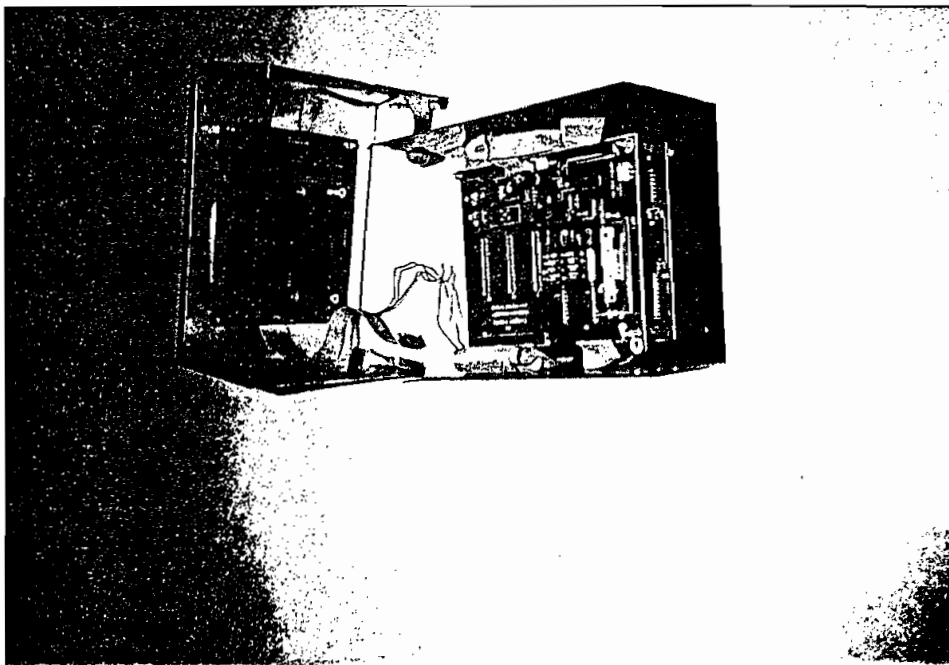


Fig. 4.6 VISTA INTERIOR DEL MONTAJE DE LOS MODULOS

# CAPITULO 5

## CONCLUSIONES

### 5.1.- EVALUACION TECNICO ECONOMICO

En el anexo 5 se puede observar el costo del sistema en cuanto tiene que ver con los elementos y demás accesorios que se encuentran instalados en el equipo.

El equipo ha sido desarrollado con elementos digitales y analógicos. La parte central del sistema es el microcontrolador, que por su función que realiza sustituye una gran cantidad de dispositivos analógicos.

El circuito de la tarjeta de control está desarrollado en base a elementos fáciles de encontrar en el mercado local, como son: resistencias, diodos, amplificadores operacionales, etc. a excepción de el microcontrolador que fue necesario importarlo. Los elementos de la tarjeta de display, como son: pantalla LCD y teclas, al igual que los amplificadores de instrumentación y las memorias RAM de 8Kb de la tarjeta de adquisición no fue posible conseguirlos en el mercado nacional y se procedió a su importación.

La implementación práctica del equipo se ha llevado a cabo a partir de una serie de pruebas. Al realizar dichas pruebas, surgieron problemas por lo que se destruyeron algunos elementos, cuyo valor representa también parte del costo de desarrollo del equipo que actualmente se encuentra ya probado y en funcionamiento.

El costo del equipo no puede ser determinado tan sólo por los elementos que lo componen sino que además, se debe tomar en cuenta todo lo que representa pérdidas. Estas deben incluir, de alguna manera, el tiempo tomado en el diseño y en la construcción del equipo para que este opere de manera satisfactoria. Tomando en cuenta este parámetro, el costo se elevaría aproximadamente al doble de lo establecido en el anexo 5, es decir, se atribuye un 25% del costo total en pérdidas de elementos en las pruebas y un 75% al tiempo empleado en el diseño y construcción. Por lo tanto, el costo total real aproximado sería igual a 2'366.000,00 sucres que para tener una referencia, a la cotización actual del dolar sería igual a 1.100 dolares aproximadamente.

En base a esta estimación del costo de desarrollo del equipo, resulta evidente que el esfuerzo económico y el tiempo de diseño y pruebas es considerablemente alto. Esto, sin embargo, es normal en el desarrollo de un equipo, pero la reproducción de este equipo resulta mucho más económica.

## 5.2.- CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

A continuación se presentan algunas conclusiones y recomendaciones con respecto al equipo construido, tomando en cuenta las dificultades y las limitaciones encontradas. Se debe señalar la importancia que tiene realizar un proyecto con su implementación práctica dado que al experimentar se verifican los tratados teóricos con respecto al tema escogido, se adquiere seguridad y se desarrollan destrezas para realizar futuros diseños prácticos.

- Una vez realizadas las pruebas necesarias y el análisis técnico respectivo se puede indicar que el equipo opera en forma satisfactoria y cumple con los requisitos inicialmente planteados.
  
- La utilización del microcontrolador 8751H presenta muchas facilidades y confiabilidad en la ejecución de múltiples tareas planteadas es este trabajo.
  
- Todas las operaciones matemáticas desarrolladas en el microcontrolador se hicieron en aritmética extendida. Como la velocidad de ejecución del equipo no es importante, considerando que se trata de un instrumento de medición y no de control, las divisiones y multiplicaciones se las realizó por medio de rotaciones en unos casos y por medio de rutinas propias del  $\mu C$  en otros.
  
- El método establecido para la calibración del sensor se

basa en que este funcione como un sistema lineal, si se aparta de trabajar como tal, trae consigo dos repercusiones importantes: a) los valores que puedan determinarse con ésta prueba necesariamente difieren de los valores reales; y b) se pierde información sobre la función de transferencia, (relación entre la señal de salida y la de entrada)

■ El equipo no sólo nos permite obtener el coeficiente de amortiguamiento que posee un sensor cuando a su salida se coloca en paralelo una resistencia determinada, sino que también nos permite determinar el nivel de la señal de salida del sensor, la misma que se la calcula de la siguiente manera:

$$G = \sqrt{4\pi M f_0 \Gamma}$$

Donde:

M = masa del sensor

f<sub>0</sub> = frecuencia natural de oscilación del sensor

Γ viene dado por la siguiente expresión:

$$\Gamma = (R_B + R_{DAMP}) * (\beta - \beta_0)$$

El valor de β y β<sub>0</sub> son mostrados en la pantalla del display, una vez que se realiza la prueba respectiva al sensor. R<sub>B</sub> corresponde a la resistencia de la bobina del

sensor y RDAMP representa el valor total de la resistencia de amortiguamiento, dado por el equivalente del paralelo de la resistencia  $R_S$  y la impedancia de entrada del amplificador.

- La opción de registro digital que presenta el equipo diseñado nos permite obtener la forma de onda de la señal sísmica producida en determinado sitio para poder ser analizada en un computador aplicando mejores técnicas de procesamiento que para un registro analógico.
- Los archivos digitales creados con los datos recolectados a través de el equipo diseñado nos permiten obtener varias conclusiones en el campo geológico: dirección del primer movimiento de la onda sísmica P, determinación de la fuente sísmica, determinación del momento sísmico, conocimiento de la magnitud del sismo, etc.
- Por carecer el sistema de una señal de tiempo referenciado al tiempo universal coordinado (UTC), la información sísmica digitalizada por el equipo no puede ser incluida junto con los registros digitales obtenidos en la Red Nacional Sísmica para la determinación del origen o epicentro del sismo.
- Se recomienda que las pruebas de calibración de un sismómetro deben ser realizadas en la misma estación sísmica en la cual opera o va a operar, y no deben ser realizadas en el

laboratorio del Instituto Geofísico por cuanto existe un alto nivel de ruido local que afecta en el resultado de la prueba.

- Se recomienda realizar las pruebas de calibración a los sensores en forma periódica, si es posible cada 3 meses, para poder analizar si se encuentran trabajando dentro del rango lineal de operación. Esto es, que su masa se encuentra centrada, y que la constante elástica del resorte del péndulo sea proporcional a su desplazamiento.
  
- Se recomienda que los datos recolectados por el registro digital portátil sean descargados lo más pronto en un computador, para lo cual es necesario que junto con el equipo portátil de registro se debe llevar también un computador portátil, de los varios de que dispone el Instituto Geofísico.

Hemos llegado al final de este trabajo, no sin algunos contratiempos que se han tratado de superar en la forma más conveniente. No obstante, se ha cumplido con lo que hemos planteado, y confiamos que lo que aquí se ha desarrollado sirva para trabajos posteriores, tanto aplicados al área electrónica como a la instrumentación geofísica.



# ANEXO 1



K I N E M E T R I C S

OPERATING INSTRUCTIONS  
FOR  
MODEL SS-1  
RANGER SEISMOMETER

November 1970  
Revised January 1975  
Revised August 1978  
Revised August 1989  
(for serial 1743 & up)

Kinematics/Systems  
222 Vista Avenue  
Pasadena, CA 91107, USA  
(818) 795-2220  
FAX (818) 795-0868

## 1.0 GENERAL DESCRIPTION

The SS-1 Ranger Seismometer is a versatile, high-sensitivity, portable seismometer specifically designed for a variety of seismic field applications under adverse environmental conditions. The Ranger combines high sensitivity, field selectable mode (horizontal or vertical) and rugged water-tight construction, in a package measuring only 5½ inches in diameter by 12 inches long and weighing only 10.9 pounds. A separate calibration coil in the base provides a simple means of field calibrating the Ranger using only a known-voltage battery and a fixed precision resistor. Under normal usage, the Ranger should provide years of data acquisition with little, if any, maintenance.

The Ranger is a spring-mass instrument with electromagnetic transduction. Its permanent magnet assembly is the seismic mass while the coil is attached to the frame. The Ranger can be used either horizontally or vertically and is well suited to field or laboratory use. The relationship between major parts is shown schematically in Figure 1. The mass is supported by two circular flexures which constrain it to a single degree of freedom. A helical spring is used to suspend the mass. When the seismometer is used vertically, the suspension spring is fully extended; when used horizontally, the spring is unstressed. The force of the suspension spring is controlled by positioning a hanger rod attached to the spring. The basic natural period of the mass, flexures, and suspension spring is extended by the addition of small rod-magnets installed around the mass. These period-extending magnets interact with the magnetic field of the mass, effectively producing a negative restoring force. In order to achieve the desired period, the field strength and position of the period-extending magnets are carefully adjusted at the factory.

### 1.1 TYPICAL SPECIFICATIONS

Natural Period, $T_n$	1 second
Coil Resistance, $R_c$	5500 ohms
Critical Damping Resistance	6500 ohms
Generator Constant, $G_o$	340 volts/meter/sec
Total Mass Travel	2mm
Mass Weight	1.45 kg
Motor Constant of the Calibration Coil	.4 newtons/amp

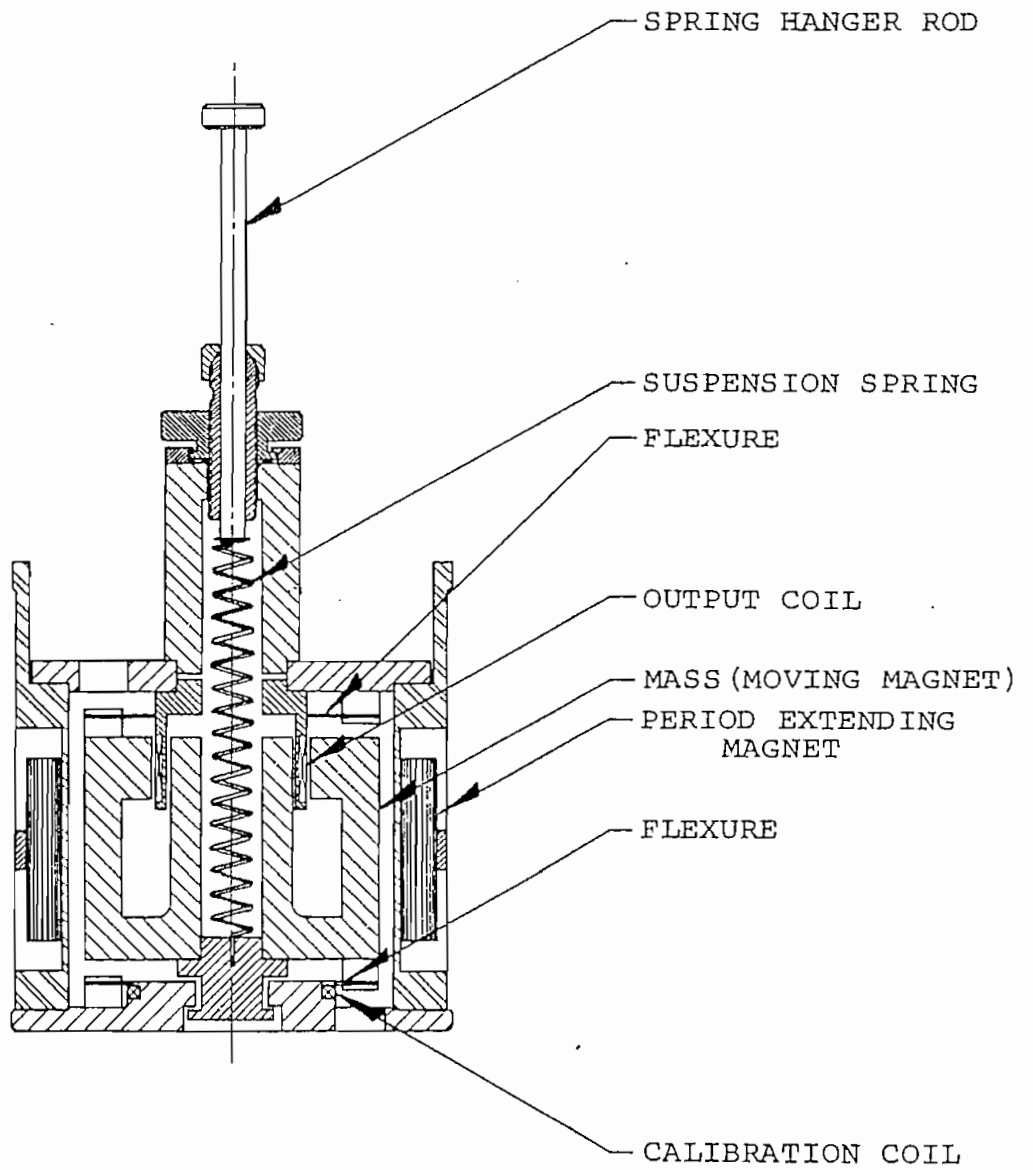


FIGURE 1  
 GENERAL CONSTRUCTION

## 2.0 SET-UP

### 2.1 INSTALLATION

The SS-1 Ranger Seismometer may be used either vertically or horizontally. Tripod mounting feet are provided for both horizontal and vertical installation. In general, the seismometer should not be installed within six inches of any steel or magnetic object. Further, when working with two or more of these seismometers, care should be taken to see that they never come within six inches of each other.

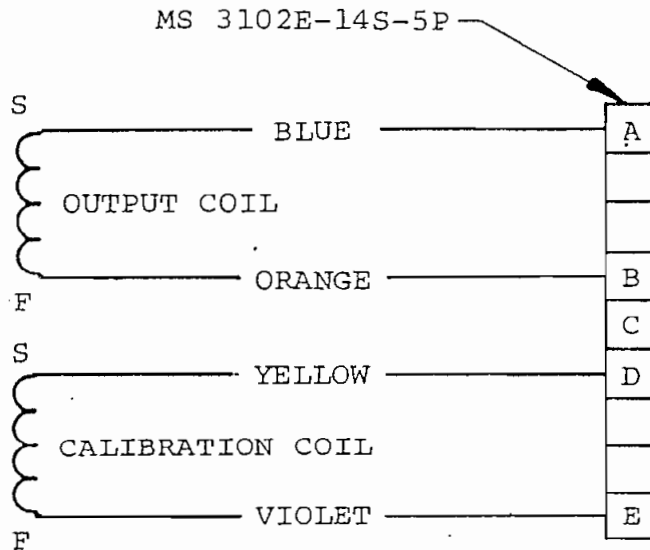
### 2.2 ELECTRICAL CONNECTIONS

Electrical connections are shown below. A mating connector (MS 3106E-14S-5S) is supplied with the seismometer. All connections to the output coil should be made with a high-quality, plastic-insulated, shielded, twisted-pair cable. The shield should be grounded at one end only, preferably at the amplifier (or galvanometer) end.

The polarity conventions are:

When the ground moves up, the voltage at pin A is positive with respect to pin B.

When a positive voltage is applied to pin E with respect to pin D, the mass moves downward producing a positive voltage at pin A.



### 2.3 UNCLAMPING THE MASS

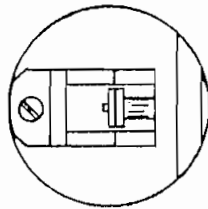
To unclamp the mass, turn the transport lock (see Figure 2) fully counterclockwise.

### 2.4 MASS CENTERING

NOTE: The seismometer is shipped with the suspension spring in a relaxed condition.

The mass is brought to the center of its span of travel by means of the spring hanger rod at the top of the instrument. After unclamping, make this adjustment as follows:

1. Unscrew and remove the access cover/handle.
2. While holding the spring hanger knob with one hand, loosen the collet nut with the other hand.
3. Move the spring hanger rod until the mass is fairly near center.\* Centering is determined by the coincidence of two lines which are visible thru the viewing port. With the mass reasonably centered, tighten the collet nut.
4. Fine centering of the mass is now achieved by means of the mass centering nut. Turn this nut until the two lines, as seen thru the viewing port, coincide.



MASS CENTERED

5. Replace the access cover/handle, being sure that its O-ring is properly seated.

\* When operated as a Vertical Seismometer, the spring hanger rod will be essentially fully extended. When operated as a Horizontal Seismometer, the knob of the spring hanger rod will be quite close to the collet nut. When changing from Vertical to Horizontal, or vice versa, it is necessary to recenter the mass in accordance with steps 1 through 5 above.

### 3.0 CHECKOUT

All adjustments of the seismometer are made at the factory. A calibration data sheet is supplied with each unit. However, if it is desired to check these values, the following procedures are recommended.

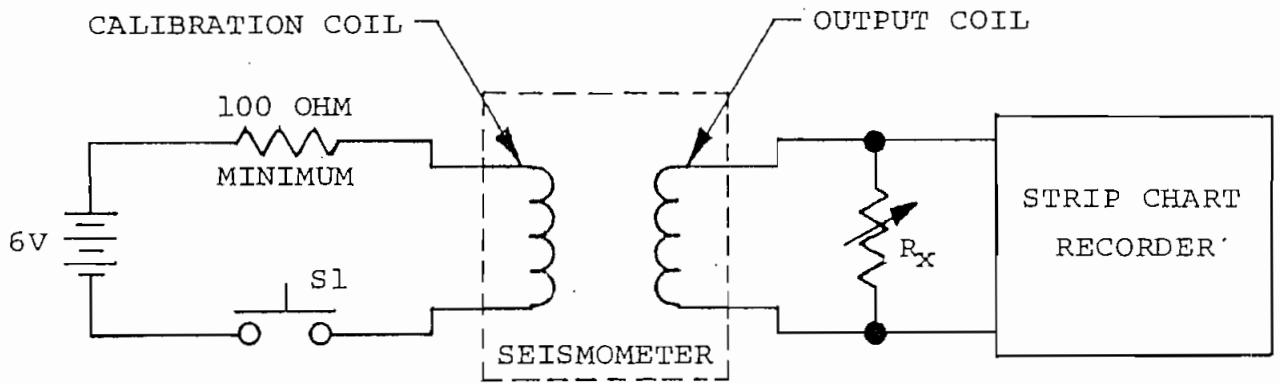
#### 3.1 NATURAL PERIOD

If the seismometer is connected to a recorder, the period can be measured by pulsing the calibration coil (see Figure 3) and recording the oscillations of the mass. The time-per-unit cycle is the natural period,  $T_n$ .

A better method that avoids the influence of damping is driving the calibration coil with a sine wave and observing the phase shift between input and output on an oscilloscope. The test setup for this method is shown in Figure 4.

NOTE: If the background noise is very high, good results can be obtained by driving the output coil rather than the calibration coil. For this type of hookup, connect the function generator to the output coil through a 10K ohm resistor. The remainder of the connections are as shown in Figure 4.

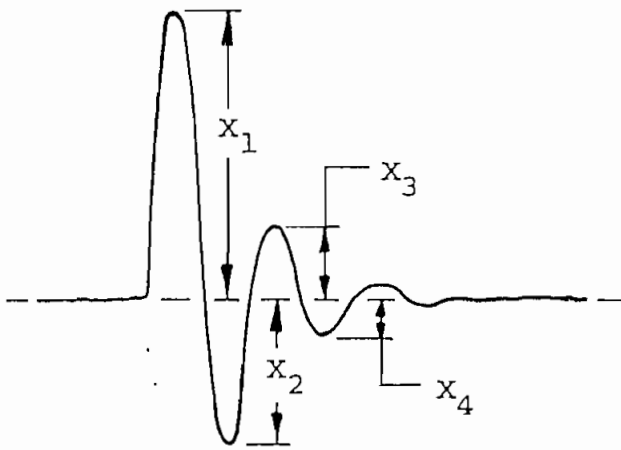
Adjust the frequency of the function generator until the Lissajous figure closes to a straight line. The frequency at which the Lissajous figure closes is the natural frequency  $f_n$ . The natural period  $T_n$  is  $1/f_n$ .



NOTE: If the recorder does not have a very high input impedance, the effective value of  $R_X$  will be the variable resistance shunted by the input impedance.

NOTE: S1 should be a normally-open pushbutton switch.

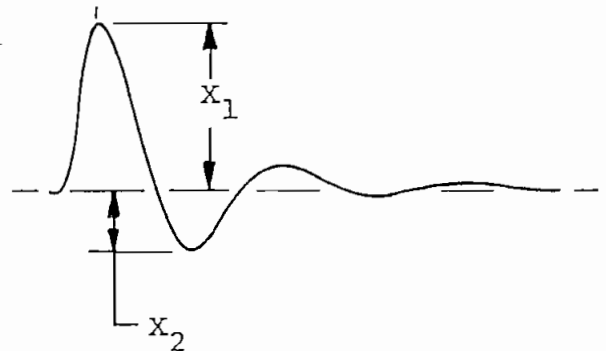
OPERATION: Close switch S1 and allow the recorder trace (i.e., seismometer mass) to settle down. Open S1 and record the oscillations. The record should appear as shown:



Typical Record

with  $R_X = \infty$

$$\text{overshoot ratio} = \frac{X_2}{X_1} = \frac{X_3}{X_2}$$



Typical Record

with  $R_X$  adjusted for

about 1/3 critical damping

FIGURE 3  
TEST SETUP FOR DAMPING CHECKS



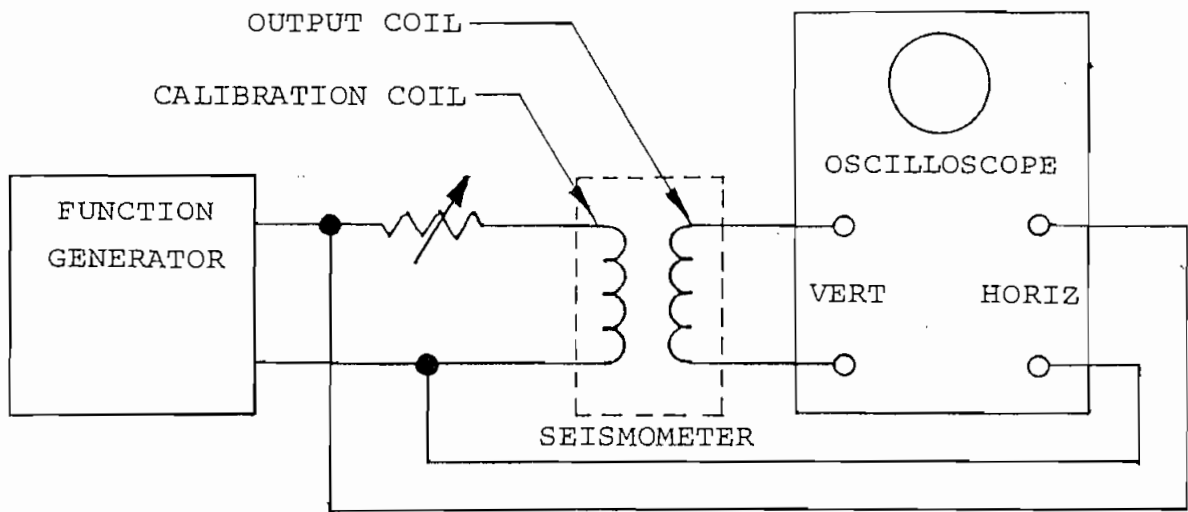


FIGURE 4  
TEST SETUP FOR NATURAL FREQUENCY

### 3.2 DAMPING

The damping is adjustable by changing the resistance across the main coil. The required resistance for any desired damping may be computed from

$$R_x = \frac{CDR}{h_t - h_m} - R_c$$

where:

$R_x$  = resistance of external circuit, ohms

CDR = critical damping resistance, ohms

$h_t$  = total damping ratio with external resistance  $R_x$

$h_m$  = damping ratio with  $R_x = \text{Infinity}$

$R_c$  = coil resistance, ohms

The values of CDR,  $h_m$ ,  $R_c$ , and  $R_x$  for  $h_t = 0.7$  critical damping are given on the calibration data sheet. To check these values, the response to a step function must be recorded. The recommended test setup is shown in Figure 3. First, run a record without an external resistor ( $R_x = \text{infinity}$ ). Compute the overshoot ratio,  $X_2/X_1$  and convert to damping ratio by means of Table I. The value obtained with no external resistance is the internal damping,  $h_m$ .

Next, set  $R_x$  to 5000 ohms and run another record. From this overshoot ratio, determine the damping for  $R_x = 5000$  ohms. The value of CDR may now be computed from

$$\text{CDR} = (h_t - h_m) \cdot (R_c + R_x).$$

### 3.3 GENERATOR CONSTANT

The generator constant or output of the seismometer can be computed from

$$G_o = \sqrt{4 \pi M \cdot f_n \cdot \text{CDR}}$$

where:

$G_o$  = the output in volts/meter/second

$M$  = seismometer mass in kilograms (1.45 nominal)

$f_n$  = natural frequency of the seismometer in Hertz, or

$$\frac{1}{\text{natural period } (T_n)}$$

CDR = critical damping resistance, ohms.

TABLE 1  
OVERSHOOT RATIO VS. DAMPING

OVERSHOOT RATIO (E)	DAMPING (h)	OVERSHOOT RATIO (E)	DAMPING (h)
0.01	0.82609	0.51	0.20957
0.02	0.77970	0.52	0.20378
0.03	0.74480	0.53	0.19808
0.04	0.71565	0.54	0.19247
0.05	0.69011	0.55	0.18694
0.06	0.66713	0.56	0.18150
0.07	0.64608	0.57	0.17613
0.08	0.62658	0.58	0.17084
0.09	0.60833	0.59	0.16563
0.10	0.59116	0.60	0.16049
0.11	0.57489	0.61	0.15543
0.12	0.55942	0.62	0.15043
0.13	0.54465	0.63	0.14551
0.14	0.53051	0.64	0.14065
0.15	0.51693	0.65	0.13585
0.16	0.50387	0.66	0.13112
0.17	0.49127	0.67	0.12645
0.18	0.47911	0.68	0.12185
0.19	0.46735	0.69	0.11730
0.20	0.45595	0.70	0.11281
0.21	0.44490	0.71	0.10838
0.22	0.43417	0.72	0.10400
0.23	0.42374	0.73	0.09968
0.24	0.41359	0.74	0.09541
0.25	0.40371	0.75	0.09119
0.26	0.39409	0.76	0.08702
0.27	0.38470	0.77	0.08291
0.28	0.37554	0.78	0.07884
0.29	0.36660	0.79	0.07482
0.30	0.35786	0.80	0.07085
0.31	0.34931	0.81	0.06692
0.32	0.34096	0.82	0.06304
0.33	0.33278	0.83	0.05921
0.34	0.32478	0.84	0.05541
0.35	0.31694	0.85	0.05166
0.36	0.30926	0.86	0.04795
0.37	0.30173	0.87	0.04429
0.38	0.29435	0.88	0.04066
0.39	0.28710	0.89	0.03707
0.40	0.28000	0.90	0.03352
0.41	0.27302	0.91	0.03001
0.42	0.26617	0.92	0.02653
0.43	0.25945	0.93	0.02309
0.44	0.25284	0.94	0.01969
0.45	0.24634	0.95	0.01633
0.46	0.23996	0.96	0.01299
0.47	0.23368	0.97	0.00970
0.48	0.22750	0.98	0.00643
0.49	0.22143	0.99	0.00320
0.50	0.21545	1.00	0.00000

The output of the seismometer with the damping resistance in the circuit, i.e., the loaded generator constant  $G_L$ , represents the unattenuated seismometer output received at the input of the amplifier or galvanometer. It is computed from

$$G_L = G_O \frac{R_X}{R_X + R_C}$$

where:

$G_O$  = open circuit generator constant in volts/meter/  
second

$R_X$  = external damping resistance, ohms

$R_C$  = coil resistance, ohms

## 4.0 OPERATION

### 4.1 NORMAL OPERATION

Adjust the external resistance across the output coil to give the desired damping. Be sure to include the effect of the amplifier input impedance, or galvanometer coil resistance, as part of the external resistance.

If desired, a calibration run may be made at the beginning of each record. With the mass centered and the proper damping resistance across the output coil, pulse the calibration coil as shown in Figure 3. The resulting record will show the damped response of the system.

CAUTION: In making the calibration record and for actual operation, it is essential that switch S1 be open so that no resistance is connected across the calibration coil.

### 4.2 CLAMPING THE MASS

If the seismometer is to be moved to a new location, the mass must be clamped before transportation. To do this, turn the transport lock fully clockwise; apply firm finger torque to securely clamp the mass.

SERVICE MANUAL

MODEL L-4

LOW FREQUENCY GEOPHONE

MARK PRODUCTS, INC.  
10502 FALLSTONE  
HOUSTON, TEXAS 77099

SECTION I  
GENERAL INFORMATION

A. INTRODUCTION

This section contains general information concerning the Mark Products' Model L-4 series of low frequency geophones. Included are its specifications, general description, optional configurations and major applications.

B. DESCRIPTION

The Mark Products' L-4 geophone is an instrument quality one hertz or two hertz geophone which is smaller, lighter and more economical than is normally found for this class of geophone. It is offered in a number of coil impedances in both frequencies and can be transported without any special handling. It has an output of up to 6.9 volts per inch per second, while maintaining the low distortion required by present day digital field data systems.

C. OPTIONAL CONFIGURATIONS

The Model L-4 is normally supplied with a smooth surface case. The takeout cable can be supplied as either a radial takeout or as an axial takeout. The L-4 can be built as a horizontal geophone as well as a vertical unit with a natural frequency of either one or two hertz. The vertical units can be supplied with an integral spike stud on the bottom. As an additional option, the Model L-4 can be supplied with a calibration coil.

#### D. APPLICATIONS

The Model L-4 geophone can be used in the same manner as any standard land geophone. The vertical units can also be used as borehole geophones for subsurface reflection studies.



## SECTION II

### OPERATING INSTRUCTIONS

#### A. INTRODUCTION

This section contains instructions for use of the Model L-4 geophone. Included are instructions for use of the optional calibration coil.

#### B. OPERATING INSTRUCTIONS

##### 1. GENERAL INSTRUCTIONS

The Model L-4 geophone is supplied with a takeout of a length as specified by the customer and a termination, also as specified. When used as a surface geophone, each unit should be placed in its proper location and leveled as closely as possible. The horizontal L-4 can be supplied with a leveling base, which should be used since the horizontal units are more susceptible to tilt than the vertical units. The leveling base has a level bubble attached to it for precise leveling. Attaching the takeout cable to the array cable is the last step in placing the geophone.

## 2. TRANSPORTING THE GEOPHONE

Although the Model L-4 geophone does not require that the moving mass be clamped while being transported, as a general rule, the geophone should be stacked so that the takeout end of the geophone is pointed down. This will allow the moving mass to settle to that end of the case, thus minimizing the chance of spring damage during transit.

## 3. USE OF THE CALIBRATING COIL

As an option, the L-4 geophone can be equipped with a second coil of known characteristics. With this option, the output of the geophone can be checked and calibrated periodically to maintain consistent output. The force constant for a L-4 equipped with a calibration coil is printed on the label of that geophone. Because of variations between calibration coils, all L-4's will not have the same constant. To check the transduction (output) of a L-4 with a calibration coil, attach a sine wave generator and oscilloscope to the geophone as shown in Figure 1.

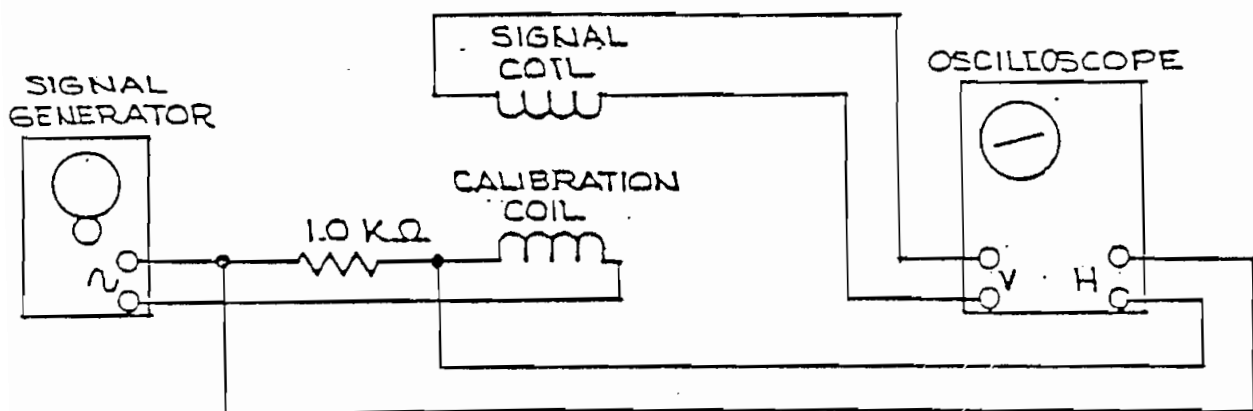


FIGURE 1 - CALIBRATION SET-UP

Set the generator frequency to one-tenth of the natural frequency of the geophone under test. Remove the vertical input to the oscilloscope and adjust the generator output to give a horizontal deflection of 5 volts peak-to-peak on the oscilloscope. Reconnect the vertical input and measure the vertical peak-to-peak deflection. To determine the transduction of the geophone, solve the equation

$$G = \frac{31,210 (E_o \times m \times f_o)}{C_c}$$

where

$G''$  = Transduction (output) in (volts/inch/sec)

$E_o$  = Vertical displacement of the oscilloscope trace in volts

$m$  = Suspended mass of the geophone (from the specifications) in grams

$f_o$  = Natural frequency of the geophone in hertz

$C_c$  = Calibration constant of the geophone under test in (dynes/ampere)

## SECTION III

### MAINTENANCE

---

#### I. GENERAL

The L-4 is a sealed, airtight assembly; therefore, there is very little maintenance required. This maintenance consists of cleaning mud and dirt from the outer case occasionally and checking that the takeout connector is not damaged.

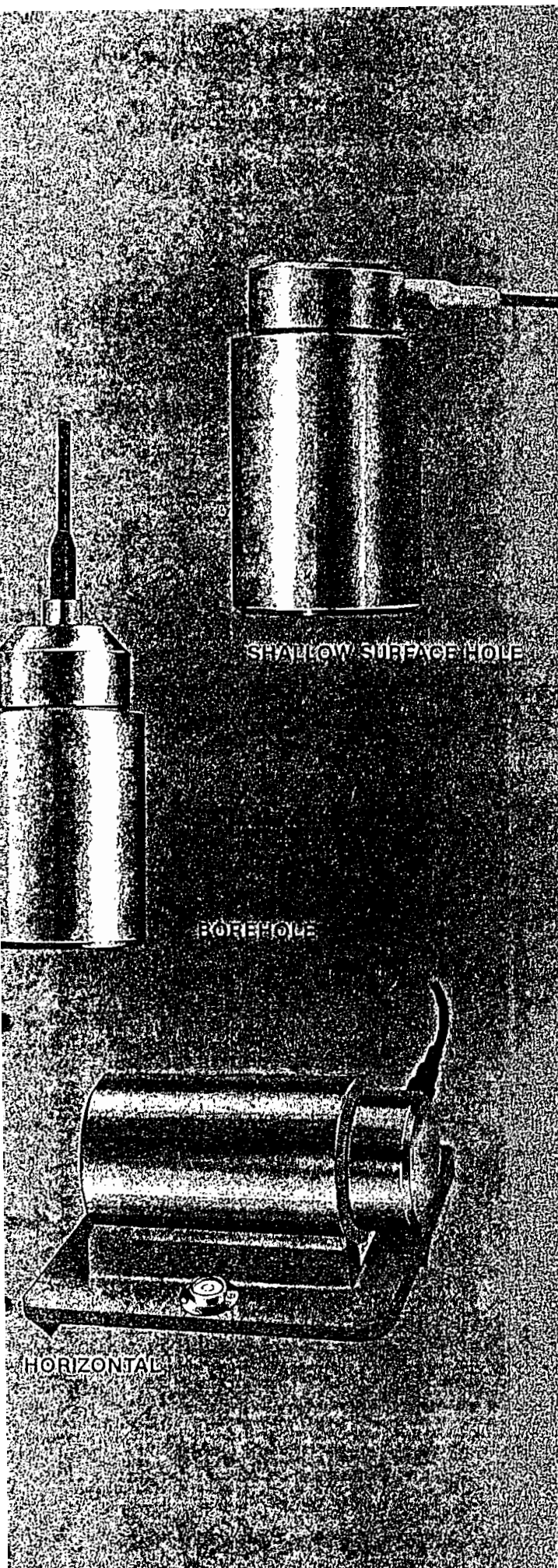
#### II. REPAIRS

Because the L-4 is a sealed unit, no repairs should be attempted, except at the plant of Mark Products. Any unit which appears to be damaged or defective should be returned to Mark Products where the proper action will be taken to return the unit to operating condition.

#### NOTE:

---

Remember that a L-4 which is excessively tilted will appear to have a shorted output because the coil is against the top of the case. Leveling the geophone will remove the short-circuited output.



The L-4 is an INSTRUMENT QUALITY ONE Hz or TWO Hz multi-purpose geophone, that is small, light, and economical. It is designed to yield the performance needed for scientific studies, yet has the ruggedness required for petroleum exploration work.

The L-4 design ELIMINATES the usual causes of FAILURE in VERY LOW FREQUENCY geophones, such as SPRING FATIGUE, OVERSTRESS and INSTABILITY. This geophone maintains a close frequency tolerance with tilt and temperature, and is TRANSPORTED WITHOUT CLAMPING the moving element.

The L-4 is available with or without calibration coils and may be obtained as VERTICAL OR HORIZONTAL elements. A variety of fittings are available for custom application.

## FEATURES

- STABLE NATURAL FREQUENCY
- LOWEST DISTORTION
- INSTRUMENT QUALITY
- HUMBUCK CONSTRUCTION
- VERY HIGH OUTPUT
- NO SPRING SAG

U.S. PATENT 3,451,040  
FRENCH PATENT 1,598,454

**1.0 Hz AND 2.0 Hz  
LAND OR BOREHOLE  
GEOPHONE**

**L-4**

Basic unit is guaranteed for six months, external voltage and highline damage not included on warranty.

Warranty is subject to the terms and conditions listed on our General Warranty page in this catalog.

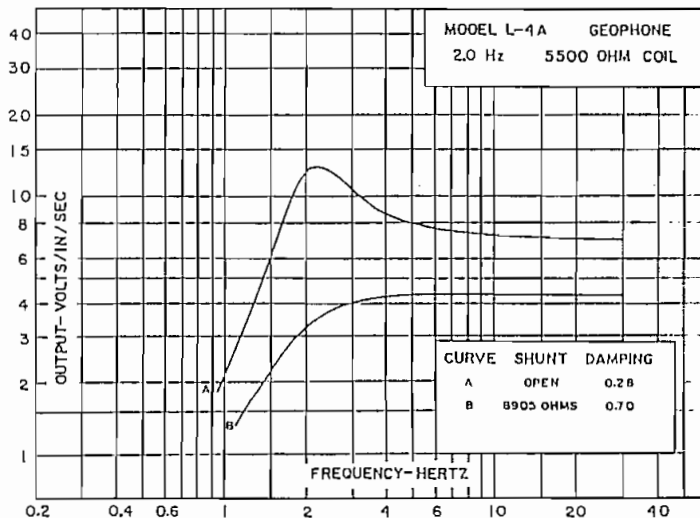
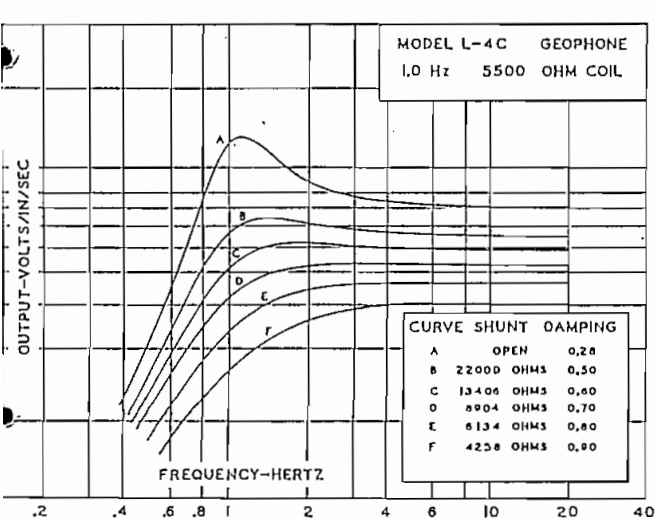
TYPE .....	L-4C 1.0 Hz GEOPHONE	L-4A 2.0 Hz GEOPHONE
FREQUENCY .....	Moving dual coil, humbuck wound	Moving dual coil, humbuck wound
FREQUENCY CHANGE WITH TILT .....	1.0 ± 0.05 Hz measured on 200 pound weight at 0.09 inches/second	2.0 ± 0.25 Hz measured on 200 pound weight at 0.09 inches/second
FREQUENCY CHANGE WITH EXCITATION .....	Less than 0.05 Hz at 5° from vertical	Less than 0.10 Hz at 10° from vertical
SUSPENDED MASS .....	1000 grams	500 grams
STANDARD COIL RESISTANCES .....	500, 2000, 5500	500, 2000, 5500
LEAKAGE TO CASE .....	100 megohm minimum at 500 volts	100 megohm minimum at 500 volts
TRANSDUCTION POWER .....	8.8 10 <sup>-3</sup> watts/inch/second or 13.6 watts/meter/second	8.8 10 <sup>-3</sup> watts/inch/second or 13.6 watts/meter/second
OPEN CIRCUIT DAMPING .....	(b <sub>o</sub> ) = 0.28 critical	(b <sub>o</sub> ) = 0.28 critical
CURRENT DAMPING .....	(b <sub>c</sub> ) = $\frac{1.1 R_c}{R_s + R_c}$	(b <sub>c</sub> ) = $\frac{1.1 R_c}{R_s + R_c}$
COIL INDUCTANCE .....	L <sub>c</sub> = 0.0011 R <sub>c</sub> L <sub>c</sub> in henries	L <sub>c</sub> = 0.0011 R <sub>c</sub> L <sub>c</sub> in henries
CASE TO COIL MOTION .....	PP 0.250 inches	PP 0.250 inches
ELECTRIC ANALOG OF CAPACITY .....	C <sub>c</sub> = $\frac{73,500}{R_c}$ (microfarads)	C <sub>c</sub> = $\frac{36,500}{R_c}$ (microfarads)
ELECTRIC ANALOG OF INDUCTANCE .....	L <sub>m</sub> = 0.345R <sub>c</sub> (henries)	L <sub>m</sub> = 0.17R <sub>c</sub> (henries)
CASE HEIGHT .....	5½ inches—13 cm	5½ inches—13 cm
CASE DIAMETER .....	3 inches—7.6 cm	3 inches—7.6 cm
TOTAL DENSITY .....	3.7 grams/cm <sup>3</sup>	2.9 grams/cm <sup>3</sup>
TOTAL WEIGHT .....	4¾ pounds—2.15 kilograms	3¾ pounds—1.7 kilograms
OPERATING TEMPERATURE .....	Range: -20° to 140°F or -29° to 60°C	Range: -20° to 140°F or -29° to 60°C

	L-4C 1.0 Hz GEOPHONE			L-4A 2.0 Hz GEOPHONE		
COIL RESISTANCE, OHMS	500	2000	5500	500	2000	5500
TRANSDUCTION, VOLTS/IN/SEC	2.12	4.23	7.02	2.12	4.23	7.02
COIL INDUCTANCE, HENRIES	0.55	2.20	6.05	0.55	2.20	6.05
ANALOG CAPACITANCE, MICROFARADS	147	36.8	13.4	73.0	18.3	6.64
ANALOG INDUCTANCE, HENRIES	173	690	1900	85.0	340	935
SHUNT FOR 0.70 DAMPING, OHM	810	3238	8905	810	3238	8905

Open Circuit Damping (b<sub>o</sub>) = 0.28 Critical

$$\text{Coil Current Damping (b}_c\text{)} = \frac{1.1 R_c}{R_c + R_s}$$

Total Damping (b<sub>t</sub>) = b<sub>o</sub> + b<sub>c</sub>



MARK PRODUCTS, U.S. INC.  
Area 713/498-0600  
10507 Kinghurst Dr.  
Houston, Texas 77099  
Telex 76-2069



MARK PRODUCTS, LTD.  
Area 403/275-3544  
1108 55th Ave. N.E.  
P.O. Box 73  
Calgary, Alberta, Canada T2P 2G9

## ANEXO 2



# OPTREX

**DOT  
MATRIX  
LCD  
MODULE**

*Character Type DMC Series*

## DMC Series

OPTREX's Dot Matrix Liquid Crystal Display Module DMC Series can easily be connected to a micro computer by using LSI s which contain sophisticated control circuits, character generators, etc.

DMC Series is most suitable for use with micro computer peripheral, word processor, POS terminal and telecommunication systems etc.

### <Features>

- (1) 8-bit or 4-bit MPU interface is available.
- (2) 160 JIS type characters such as Alphabet, Numeral and Kana and 32 special characters and symbols can be displayed by internal character generator (ROM).
- (3) Random symbols can be displayed by character generator (RAM).
- (4) Many instructional functions by means of program such as "clear display", "home cursor", "on/off cursor", "blink character", "shift display", "shift cursor", "read/write display date", etc. are available.
- (5) Compact and light weight design enable easy assembly on device.
- (6) Single "+5V" power supply (Standard Type)
- (7) Low power consumption

## APPLICATIONS

- Personal Computer
- Electronic Typewriter
- Word Processor
- Facsimile
- Plain Paper Copier
- Telecommunication Systems
- Instrument Devices
- POS Terminal
- Other Peripherals

## DMF Series

### <Features>

With a liquid crystal display of an excellent characteristics and reliability, OPTREX has developed the "DMF Series" for large scale graphic display. These are exceptional in the following good points,

- (1) Low voltage operation, Low power consumption.
- (2) Small-sized, Light, Thin.
- (3) Figure display, and Character as well.
- (4) High contrast, Wide viewing area.
- (5) Large scale display as CRT.

The above 5 points are a part of presentation.

As an ideal usage, OPTREX "DMF Series" are winning good reputation on equipments of Personal computer, Word processor, Sequence controller, Process controller, Oscilloscope and other peripheral equipment.

## DMC Series

Type No.	Display Format	Display Fonts	Module Size (W×H×Tmm)	View Area (W×Hmm)	Character Size (W×Hmm)
DMC16106A	16 characters×1 line	5×11 dots	80×36×10	64.5×13	3.2×8.2
DMC16106C	16 characters×1 line	5×8 dots	80×36×10	64.5×13	3.2×5.95
DMC16117A	16 characters×1 line	5×8 dots	80×36×10	64.5×13	3.2×5.95
DMC16128	16 characters×1 line	5×7 dots+Cursor	122×33×11	99×13	4.84×9.66
DMC16129	16 characters×1 line	5×7 dots+Cursor	122×33×11	99×13	4.84×9.66
DMC16207	16 characters×2 lines	5×8 dots	84×44×11	61×16	2.95×5.55
DMC16230	16 characters×2 lines	5×7 dots+Cursor	122×44×11	99×24	4.84×9.66
DMC16249	16 characters×2 lines	5×8 dots	80×36×11	64.5×13.8	2.95×4.35
DMC16433	16 characters×4 lines	5×8 dots	87×60×11	61.8×25.2	2.95×4.75
DMC20171	20 characters×1 line	5×7 dots+Cursor	182×33.5×13	83×18.6	3.2×5.55
DMC20215	20 characters×2 lines	5×8 dots	116×44×11	83×18.6	3.2×5.55
DMC20261	20 characters×2 line	5×8 dots	116×37×11	83×18.6	3.2×5.55
DMC20434	20 characters×4 lines	5×8 dots	98.0×60×11	76×25.2	2.95×4.75
DMC24138	24 characters×1 line	5×11 dots	118×36×11	93.5×15.8	3.2×8.2
DMC24227	24 characters×2 lines	5×8 dots	118×36×11	93.5×15.8	3.2×5.55
DMC32132	32 characters×1 line	5×11 dots	174.5×31×11	123.5×16.5	3.2×8.2
DMC32239	32 characters×2 lines	5×8 dots	174.5×31×11	141.0×16.5	3.45×5.55
DMC32216	32 characters×2 lines	5×8 dots	175×44×11	130×18.6	3.2×5.55
DMC40131	40 characters×1 line	5×11 dots	182×33.5×11	152.5×16.5	3.2×8.2
DMC40218	40 characters×2 lines	5×8 dots	182×33.5×11	152.5×16.5	3.2×5.55
DMC40457	40 characters×4 lines	5×8 dots	190×54×10	147×29.5	2.78×4.89
DMC16187-YGR	16 characters×1 line	5×8 dots	80×36×15	64.5×13	3.2×5.95
DMC16266-YGR	16 characters×2 line	5×8 dots	84×45×15.1	61×16	2.95×5.55
DMC40267-YGR	40 characters×2 line	5×8 dots	182×34.5×15.1	161.6×16.5	3.2×5.55

Note: Please refer to page 35~36 about EL back light, Inverter and Extended Temperature Model 'H',  
Revision includes DMC20481 & DMC24227 on page 34.

## DMF Series

(Item) (Type No.)	Dot Pixels H×W	Dot Size W×H(mm)	Dot Pitch W×H(mm)	Module Dimensions W×H×D(mm)	Active Viewing Area W×H(mm)
DMF633	64×240	0.48×0.48	0.53×0.53	180×75×15	132×39
DMF612	64×480	0.41×0.41	0.47×0.47	260.0×58.0×12.0	229.5×36.0
DMF608	128×160	0.55×0.55	0.6×0.6	129.0×102.0×11.2	101.0×82.0
DMF605	128×480	0.41×0.41	0.47×0.47	259.0×90.0×12.6	229.5×66.0
DMF613	200×640	0.31×0.45	0.35×0.49	275.0×126.0×10.8	232.0×106.0
DMF631N	200×640	0.32×0.46	0.35×0.49	275×140×18.5	224×98

Dot Size (W×Hmm)	Recommended Power Supply		Driving Method (Duty)	Power Consumption typ. (mW)	Weight(g)	Operating Temp.(°C)	Storage Temp.(°C)
	Vcc~Vss(V)	Vee~Vss(V)					
0.6×0.7	+5	—	1/10D-1/4B	10	30	0~+50	-20~+70
0.6×0.7	+5	—	1/8D-1/4B	10	30	0~+50	-20~+70
0.6×0.7	+5	—	1/6D-1/5B	10	30	0~+50	-20~+70
0.92×1.1	+5	—	1/6D-1/5B	10	35	0~+50	-20~+70
0.92×1.1	+5	—	1/8D-1/4B	10	40	0~+50	-20~+70
0.55×0.65	+5	—	1/6D-1/5B	10	45	0~+50	-20~+70
0.92×1.1	+5	—	1/6D-1/5B	10	60	0~+50	-20~+70
0.55×0.5	+5	—	1/6D-1/5B	10	40	0~+50	-20~+70
0.55×0.55	+5	—	1/6D-1/5B	20	60	0~+50	-20~+70
0.6×0.65	+5	—	1/8D-1/4B	10	30	0~+50	-20~+70
0.6×0.65	+5	—	1/6D-1/5B	15	45	0~+50	-20~+70
0.6×0.65	+5	—	1/6D-1/5B	10	30	0~+50	-20~+70
0.55×0.55	+5	—	1/6D-1/5B	25	65	0~+50	-20~+70
0.6×0.7	+5	—	1/10D-1/4B	15	55	0~+50	-20~+70
0.6×0.65	+5	—	1/6D-1/5B	15	55	0~+50	-20~+70
0.6×0.7	+5	—	1/6D-1/4B	20	60	0~+50	-20~+70
0.65×0.65	+5	—	1/6D-1/5B	20	60	0~+50	-20~+70
0.6×0.65	+5	—	1/6D-1/5B	20	75	0~+50	-20~+70
0.6×0.7	+5	—	1/10D-1/4B	25	65	0~+50	-20~+70
0.6×0.65	+5	—	1/6D-1/5B	25	75	0~+50	-20~+70
0.5×0.55	+5	—	1/6D-1/5B	50	100	0~+50	-20~+70
0.6×0.7	+5	—	1/6D-1/5B	10	30	0~+50	-20~+70
0.55×0.65	+5	—	1/6D-1/5B	10	30	0~+50	-20~+70
0.6×0.65	+5	—	1/6D-1/5B	25	80	0~+50	-20~+70

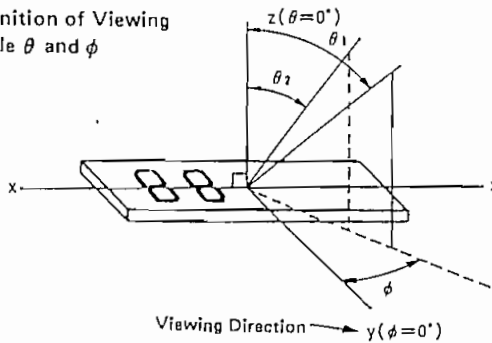
Driving Method	Weight (g)	Operating Temp (°C)	Storage Temp (°C)	Matching Controller LSI
1/10D-1/4B	160	0~+50	-20~+60	HD61830B
1/8D-1/4B	180	0~+50	-20~+60	HD61830B
1/6D-1/5B	170	0~+50	-20~+60	HD61830 MSM6255
1/6D-1/5B	300	0~+50	-20~-60	MSM6255
1/100D-1/11B	379	0~+50	182-20~+60	MSM6255 MSM6265
1/100D-1/11B	570	0~+40	-20~+60	MSM6265

# OPTICAL CHARACTERISTICS

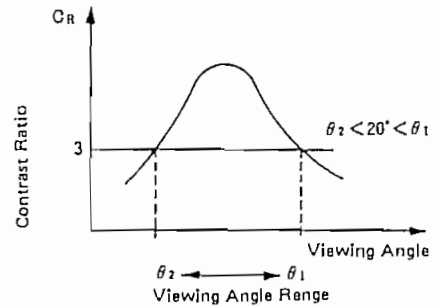
Item	Symbol	Test Condition	Standard Value			Unit	
			min.	typ.	max.		
1/8 duty	Liquid Crystal Drive Voltage (Recommended Value)	$V_{CC} \sim V_{EE}$ (V <sub>D</sub> )	T <sub>a</sub> = 0 °C	3.8	4.2	4.6	V
			T <sub>a</sub> = 25 °C	3.8	4.1	4.5	V
			T <sub>a</sub> = 50 °C	3.6	4	4.3	V
	Visual Angle Range	$\theta_1 - \theta_2$	CR = 3	30	—	—	deg.
	Contrast Ratio	CR	$\theta_2 = 20^\circ, \phi = 0^\circ$	10	—	—	
	Rise Time	$\tau_r$	V <sub>D</sub> = 4.1V, $\theta = 20^\circ$	—	100	200	mS
	Decay Time	$\tau_d$	V <sub>D</sub> = 4.1V, $\theta = 20^\circ$	—	100	200	mS
1/11 duty	Liquid Crystal Drive Voltage (Recommended Value)	$V_{CC} \sim V_{EE}$ (V <sub>D</sub> )	T <sub>a</sub> = 0 °C	4.3	4.4	4.6	V
			T <sub>a</sub> = 25 °C	4	4.1	4.3	V
			T <sub>a</sub> = 50 °C	3.3	3.4	3.6	V
	Visual Angle Range	$\theta_1 - \theta_2$	CR = 3	25	—	—	deg.
	Contrast Ratio	CR	$\theta_2 = 20^\circ, \phi = 0^\circ$	8	—	—	
	Rise Time	$\tau_r$	V <sub>D</sub> = 4.5V, $\theta = 20^\circ$	—	120	240	mS
	Decay Time	$\tau_d$	V <sub>D</sub> = 4.5V, $\theta = 20^\circ$	—	120	240	mS
1/16 duty	Liquid Crystal Drive Voltage (Recommended Value)	$V_{CC} \sim V_{EE}$ (V <sub>D</sub> )	T <sub>a</sub> = 0 °C	4.7	4.8	4.9	V
			T <sub>a</sub> = 25 °C	4.4	4.5	4.6	V
			T <sub>a</sub> = 50 °C	4.1	4.2	4.3	V
	Visual Angle Range	$\theta_1 - \theta_2$	CR = 3	20	—	—	deg.
	Contrast Ratio	CR	$\theta_2 = 20^\circ, \phi = 0^\circ$	6	—	—	
	Rise Time	$\tau_r$	V <sub>D</sub> = 4.5V, $\theta = 20^\circ$	—	120	240	mS
	Decay Time	$\tau_d$	V <sub>D</sub> = 4.5V, $\theta = 20^\circ$	—	120	240	mS

\* V<sub>CC</sub> = 5.0V ± 5%, T<sub>a</sub> = 25 °C

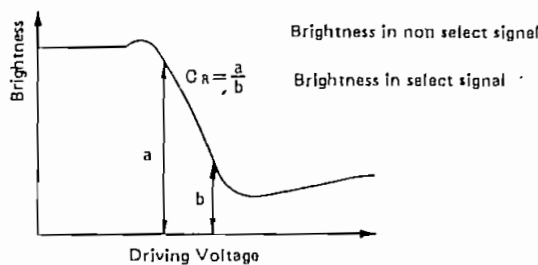
(A) Definition of Viewing Angle  $\theta$  and  $\phi$



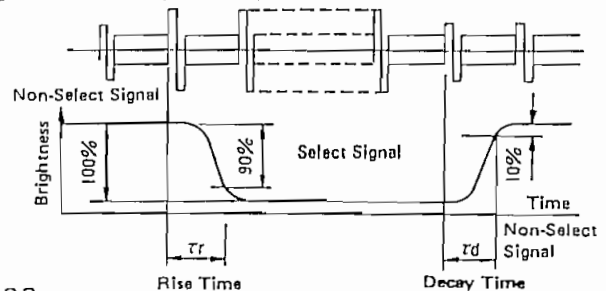
(B) Definition of Viewing Angles  $\theta_2$  and  $\theta_1$



(C) Definition of Contrast Ratio CR



(D) Definition of Optical Response Time



183

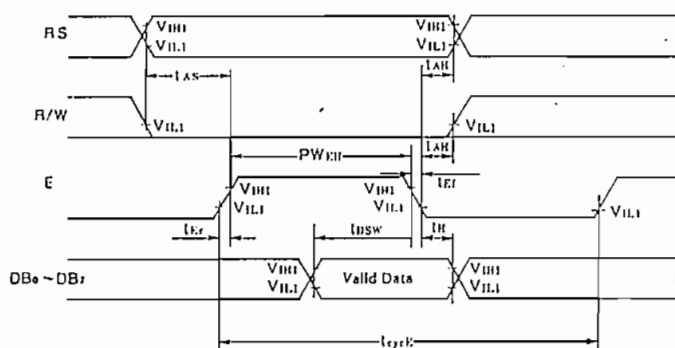
Those time that the brightness of lighting segment reaches 90% from 0% is  $\tau_r$  and that reaches 10% from 100% is  $\tau_d$ .

## TIMING CHART

Item	Symbol	Measuring Condition	Standard Value			Unit
			min.	typ.	max.	
Enable Cycle Time	$t_{\text{CycE}}$	Figs. 1, 2	1000	—	—	nS
Enable Pulse Width, High Level	$P_{\text{WEH}}$	Figs. 1, 2	450	—	—	nS
Enable Rise and Decay Time	$t_{\text{Er}}, t_{\text{Ed}}$	Figs. 1, 2	—	—	25	nS
Address Setup Time, RS, R/W—E	$t_{\text{AS}}$	Figs. 1, 2	140	—	—	nS
Data Delay Time	$t_{\text{DDR}}$	Fig. 2	—	—	320	nS
Data Setup Time	$t_{\text{DSW}}$	Fig. 1	195	—	—	nS
Data Hold Time	$t_{\text{H}}$	Fig. 1	10	—	—	nS
Data Hold Time	$t_{\text{DHR}}$	Fig. 2	20	—	—	nS
Address Hold Time	$t_{\text{AH}}$	Figs. 1, 2	10	—	—	nS

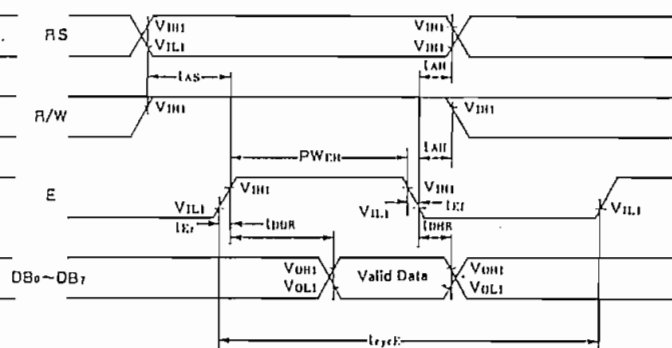
※  $V_{\text{CC}} = 5.0\text{V} \pm 5\%$ ,  $T_a = 25^\circ\text{C}$

FIG. 1 WRITE OPERATION



(Write Data from MPU to MODULE)

FIG. 2 READ OPERATION



(Reading Data from MODULE to MPU)

## PIN ASSIGNMENT

Pin No.	Symbol	Level	Function
1	$V_{\text{SS}}$	—	0V (GND)
2	$V_{\text{CC}}$	—	+5V
3	$V_{\text{EE}}$	—	for Liquid Crystal Drive
4	RS	H/L	Register H; Data Input Select L; Instruction Input
5	R/W	H/L	H; Data Read (Module → MPU) L; Data Write (Module ← MPU)
6	E	H, H → L	Enable Signal
7	DB0	H/L	Data Bus Line
8	DB1	H/L	
9	DB2	H/L	
10	DB3	H/L	
11	DB4	H/L	
12	DB5	H/L	
13	DB6	H/L	
14	DB7	H/L	

■ In the data bus line, data transfer is performed two times by the 4-bit or one time by the 8-bit in order to interface with 4-bit or 8-bit MPU.

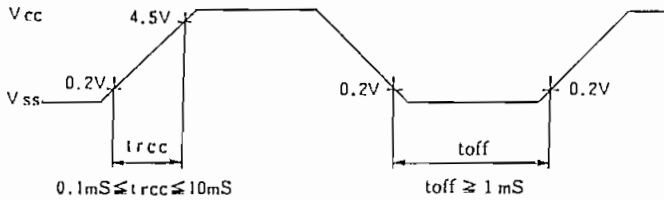
■ In case interface data length is 4-bit. The data is transferred by using only four buses of DB4~DB7 and the buses of DB0~DB3 are not used. The data transfer to MPU is completed by transferring the data of 4-bits twice. Transfer of upper four bits and low four bits is performed in sequence.

■ In case interface data length is 8-bit. Data transfer is performed by using eight buses of DB0~DB7.

## POWER SUPPLY RESET

The internal reset circuit will not be correctly operated, when the following power supply condition is not satisfied. In this case, please perform initial setting according to the instruction.

Item	Symbol	Measuring Condition	Standard Value			Unit
			min.	typ.	max.	
Power Supply Rise Time	$t_{rcc}$	—	0.1	—	10	mS
Power Supply Off Time	$t_{off}$	—	1	—	—	mS



Note: The item  $t_{off}$  defines the time when the power supply is off, when the power supply shuts down momentarily or repeats on-off state.

### RESET FUNCTION

#### • Initializing by Internal Reset Circuit

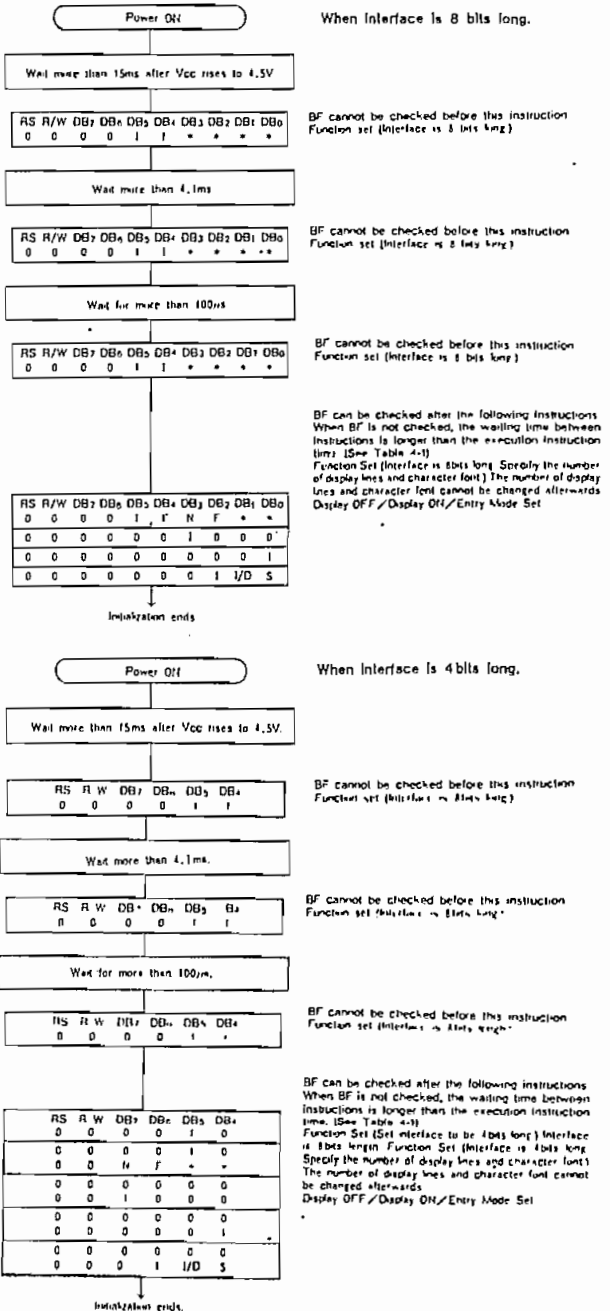
The HD44780 automatically initializes (resets) when power is turned on using the internal reset circuit. The following instructions are executed in initialization. The busy flag (BF) is kept in busy state until initialization ends. (BF=1) The busy state is 10ms after  $V_{cc}$  rises to 4.5V.

- (1) Display clear  
DL=1: 8 bit long interface data  
N=0: 1-line display F=0: 5×7 dot character font
- (3) Display ON/OFF control  
D=0: Display OFF C=0: Cursor OFF B=0: Blink OFF
- (4) Entry mode set  
I/D=1: +1 (increment) S=0: No shift

Note: When conditions in "Power Supply Conditions Using Internal Reset Circuit" are not met, the internal reset circuit will not operate normally and initialization will not be performed. In this case initialize by MPU according to "Initializing by Instruction".

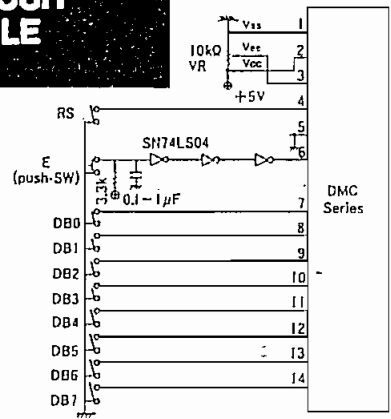
#### • Initializing by Instruction

If the power supply conditions for correctly operating the internal reset circuit are not met, initialization by instruction is required. Use the following procedure for initialization.

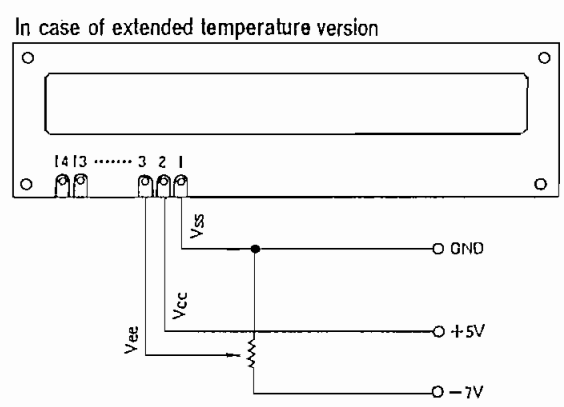
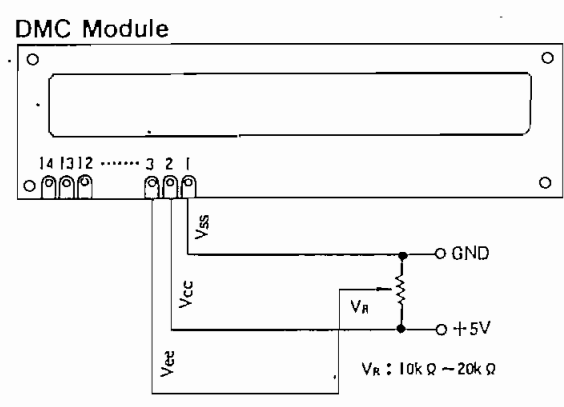


## TEST CIRCUIT OF MODULE

SW ON "L" level.  
SW OFF "H" level.

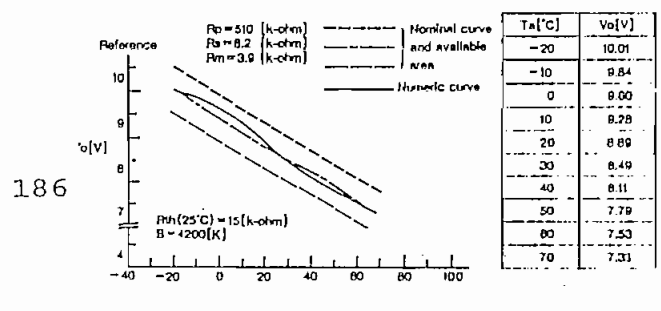
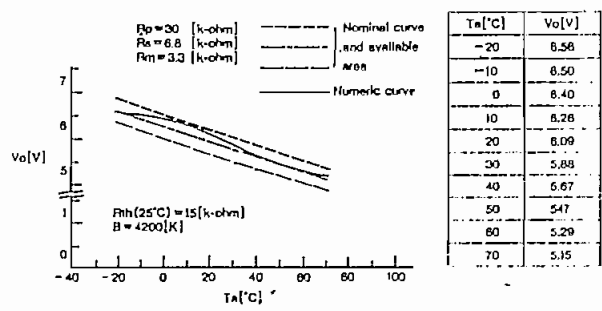
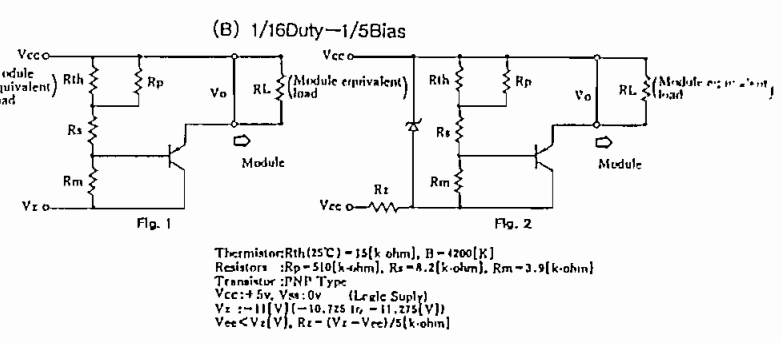
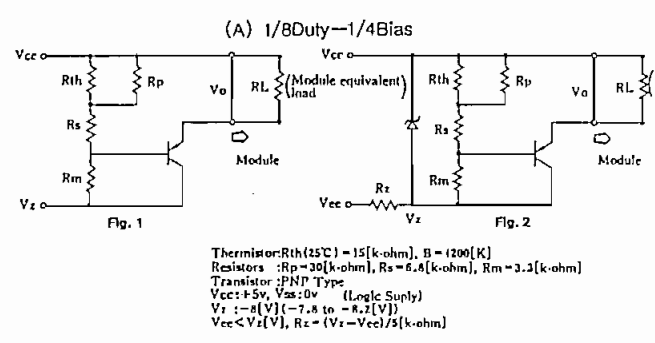


## EXAMPLE OF POWER SUPPLY



\*NOTE: When the voltage of Vcc is different from the recommended voltage, the viewing angle may be changed.

### Examples of Temperature Compensation Circuits for Extended Temp Type. (Only for reference)



\*Specifications are subject to change without notice.



## INSTRUCTIONS

Instruction	Code										Description	Execute Time(max.) (NOTE 1)	
	RS	R/W	DB 7	DB 6	DB 5	DB 4	DB 3	DB 2	DB 1	DB 0			
Clear Display = 01	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	Clears all display and returns the cursor to the home position (Address 0).	1.64mS	
Cursor At Home = 02 = 03	0	0	0	0	0	0	0	0	1	*	Returns the cursor to the home position (Address 0). Also returns the display being shifted to the original position. DDRAM contents remain unchanged.	1.64mS	
Entry Mode Set = 06	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S	Sets the cursor move direction and specifies or not to shift the display. These operations are performed during data write and read.	40μS	
Display On/Off Control = 0C	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B	Sets ON/OFF of all display (D) cursor ON/OFF (C), and blink of cursor position character (B).	40μS	
Cursor/Display Shift	0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	*	*	Moves the cursor and shifts the display without changing DDRAM contents.	40μS	
Function Set = 2B	0	0	0	0	1	DL	N	F	*	*	Sets interface data length (DL) number of display lines (L) and character font (F).	40μS	
CGRAM Address Set	0	0	0	1	ACG							Sets the CGRAM address. CGRAM data is sent and received after this setting.	40μS
DDRAM Address Set	0	0	1	ADD							Sets the DDRAM address. DDRAM data is sent and received after this setting.	40μS	
Busy Flag/Address Read	0	1	BF	AC							Reads Busy flag (BF) indicating internal operation is being performed and reads address counter contents.	0μS	
CGRAM/DDRAM Data Write	1	0	WRITE DATA							Writes data into DDRAM or CGRAM.		40μS	
CGRAM/DDRAM Data Read	1	1	READ DATA							Reads data from DDRAM or CGRAM.		40μS	

Code	Description	Execute Time (max.)
I/D = 1 : Increment I/D = 0 : Decrement S = 1 : With display shift S/C = 1 : Display shift S/C = 0 : Cursor movement R/L = 1 : Shift to the right R/L = 0 : Shift to the left DL = 1 : 8-bit DL = 0 : 4-bit N = 1 : 1/16Duty N = 0 : 1/8Duty, 1/11Duty F = 1 : 5×10dots F = 0 : 5×7dots BF = 1 : Internal operation is being performed BF = 0 : Instruction acceptable	DDRAM : Display Data RAM CGRAM : Character Generator RAM ACG : CGRAM Address ADD : DDRAM Address Corresponds to cursor address. AC : Address Counter, used for both DDRAM and CGRAM ※ : Invalid	fcp or fosc=250kHz  However, when frequency changes, execution time also changes  Ex  When fcp or fosc=270kHz, $40\mu S \times \frac{250}{270} = 37\mu S$

**FONT TABLE** (5 × 11Dots)

(5 × 8Dots)

Lower 4-bit \ Upper 4-bit	0000	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1010	1011	1100	1101	1110	1111	1110	1111
××××0000	CG RAM (1)		0	a	P	P	P	P	P	P	P	P	P	o	o
××××0001	(2)	!	1	Q	a	q	u	7	7	4	a	q	a	q	a
××××0010	(3)	"	2	R	b	r	r	r	r	p	e	e	e	e	e
××××0011	(4)	#	3	S	s	s	l	o	t	e	e	e	e	e	e
××××0100	(5)	\$	4	T	t	t	l	t	t	p	a	a	a	a	a
××××0101	(6)	%	5	U	u	u	.	+	+	1	e	o	e	o	e
××××0110	(7)	&	6	V	v	v	o	o	o	p	z	z	z	z	z
××××0111	(8)	'	7	W	w	w	7	7	7	g	π	π	π	π	π
××××1000	(1)	(	8	X	x	x	4	o	*	U	r	x	r	x	r
××××1001	(2)	)	9	Y	y	y	9	7	U	u	'	y	'	y	'
××××1010	(3)	*	:	J	j	j	z	z	z	v	j	7	j	7	j
××××1011	(4)	+	;	K	k	k	(	*	U	o	*	π	*	π	*
××××1100	(5)	,	<	L	l	l	l	l	l	o	o	o	o	o	o
××××1101	(6)	-	=	M	m	m	)	z	z	o	t	÷	t	÷	t
××××1110	(7)	.	>	N	n	n	+	a	t	t	'	n	'	n	'
××××1111	(8)	/	?	O	o	o	8	w	y	7	"	ö	"	ö	ö

CG RAM : Character pattern area can be rewritten by program.

# DMC16207

• Display Format (16 character X 2 line) • Display Fonts(5 X 8dots) • Driving Method( $\frac{1}{16}$ D)

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

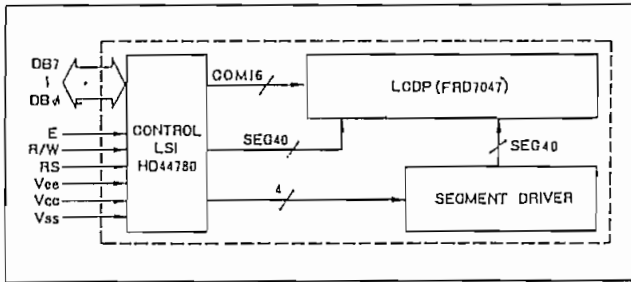
Item	Symbol	Test Condition	Standard Value			Unit
			min.	typ.	max.	
Power Supply Voltage for Logic	$V_{CC} - V_{SS}$	—	0	—	7	V
Power Supply Voltage for LCD Drive	$V_{CC} - V_{EE}$	—	0	—	13.5	V
Input Voltage	$V_I$	—	$V_{SS}$	—	$V_{CC}$	V
Operating Temperature	$T_a$	—	0	—	+50	°C
Storage Temperature	$T_{stg}$	—	-20	—	+70	°C

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

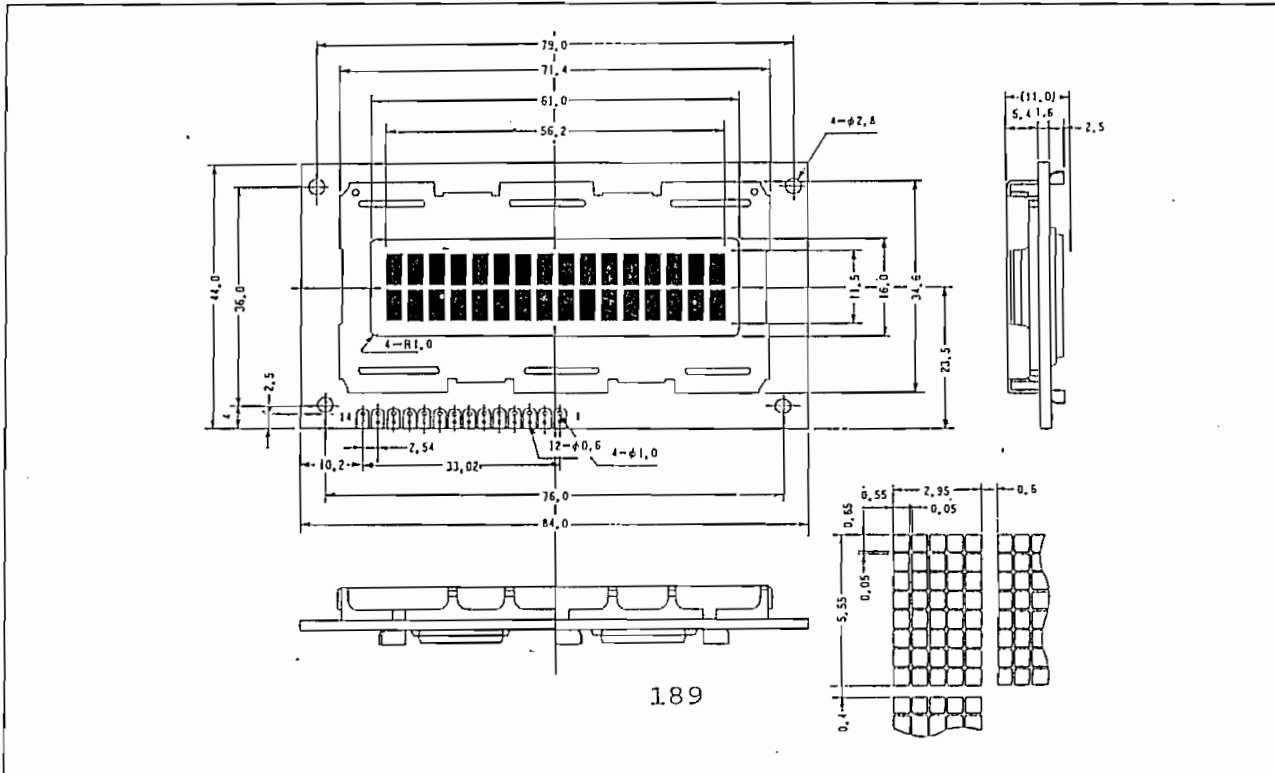
Item	Symbol	Test Condition	Standard Value			Unit
			min.	typ.	max.	
Input "High" Voltage	$V_{IH}$	—	2.2	—	$V_{CC}$	V
Input "Low" Voltage	$V_{IL}$	—	-0.3	—	0.6	V
Output "High" Voltage	$V_{OH}$	$-I_{OH}=0.205mA$	2.4	—	—	V
Output "Low" Voltage	$V_{OL}$	$I_{OL}=1.2mA$	—	—	0.4	V
Power Supply Current	$I_{CC}$	$V_{CC}=5.0V$	—	0.5	2.0	mA

\*  $V_{CC}=5.0V \pm 5\%$ ,  $T_a=25^\circ C$

## Block diagram



## External dimensions / Display pattern



## INVERTER FOR DMC WITH EL

Model No.	Inverter
DMC16106AE	D 32-45
DMC16106CE	D 32-45
DMC16117E	D 32-45
DMC16128E	D 32-45
DMC16129E	D 32-45
DMC16249E	D 32-45
DMC16207E	D 32-45
DMC16230E	D 32-43
DMC16433E	D 32-46
DMC20215E	D 32-46
DMC20434E	D 32-46
DMC24138E	D 32-46
DMC24227E	D 32-46
DMC32132E	D 32-43
DMC32216E	D 32-43
DMC40131E	D 32-43
DMC40218E	D 32-43
DMC40457E	D 32-48

## ADDITIONAL CODINGS FOR DMC MODULES

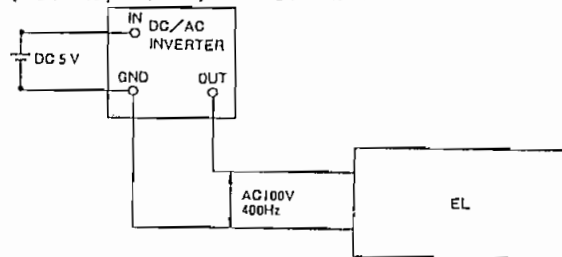
CODE	Additional Specification
1 H	Extended Temperature (Operating Temperature of $-20^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$ )
2 U	The viewing angle from the "up" side or 12 o'clock side.
3 E	EL illumination (Standard Type only)

## EXTENDED TEMPERATURE MODELS "H" TYPE

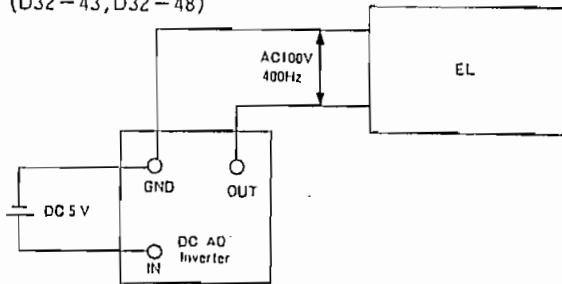
- ① Operating Temperature Range :  $-20^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$
- ② Storage Temperature Range :  $-30^{\circ}\text{C} \sim +80^{\circ}\text{C}$
- ③ EL is standard type (ref. P34)

## POWER SUPPLY FOR EL (ELECTRO LUMINESCENCE)

(D32-45, D32-46) Bottom View



(D32-43, D32-48)



## EXAMPLES OF NEW CODINGS

Basic model : DMC16207  
 Extended : DMC16207H  
 12 O'CLOCK : DMC16207U  
 12 O'CLOCK W/EL : DMC16207UE

# DOT MATRIX LCD MODULES

## ★ ★ ★ *Example of Initialization* ★ ★ ★

Power up the module.

Adjust the contrast of the display so some of the squares are lit up. **NOTE:** Only the left half or first row will light up depending on which display you have.

Set "RS" and "R/W" to a logic 0.

Send the following codes to the data lines:

38 HEX	0F HEX
Enable Pulse (4ms or more)	Enable Pulse (500 NS or more)
38 HEX	01 HEX
Enable Pulse (4ms or more)	Enable Pulse (500 NS or more)
38 HEX	06 HEX
Enable Pulse (4ms or more)	Enable Pulse (500 NS or more)

After these six codes have been sent to the display, the cursor should be blinking in the upper left corner or the home position.

To send characters to the display, set "RS" to a Logic 1, then send out ASCII codes to the data lines.

To access the right half of the 16 x 1 display set "RS" to Logic Level 0. Then send out "C0" on the data lines. Pulse the enable line, then return the "RS" line to a Logic Level 1 for character display. Addressing for the rest of the modules is given below:

1) 81 : 82 : 83 : 84 : 85 : 86 : 87 : C0 : C1 : C2 : C3 : C4 : C5 : C6 : C7

2) 81 : 82 : 83 : 84 : 85 : 86 : 87 : 88 : 89 : 8A : 8B : 8C : 8D : 8E : 8F  
C1 : C2 : C3 : C4 : C5 : C6 : C7 : C8 : C9 : CA : CB : CC : CD : CE : CF

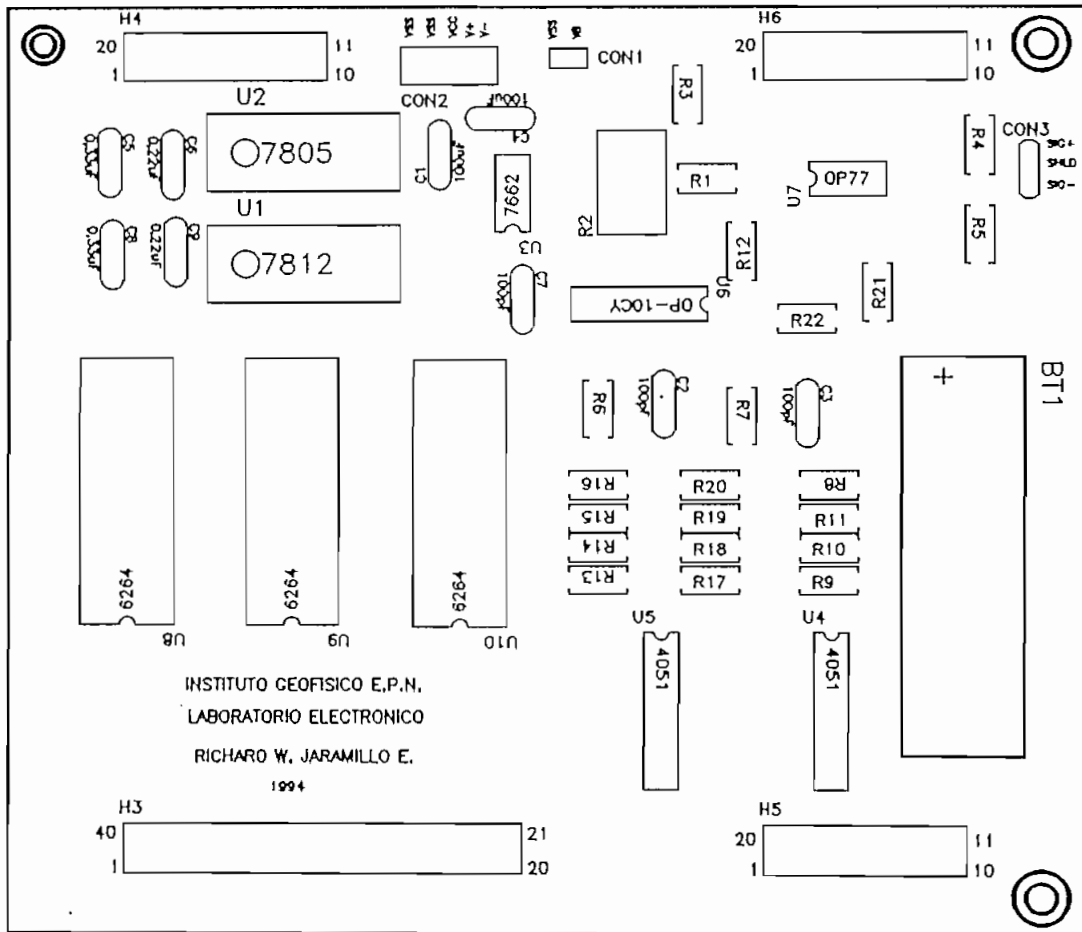
3) 81 : 82 : ... THRU 93

4) 81 : 82 : ... THRU 93  
C1 : C2 : ... THRU D3

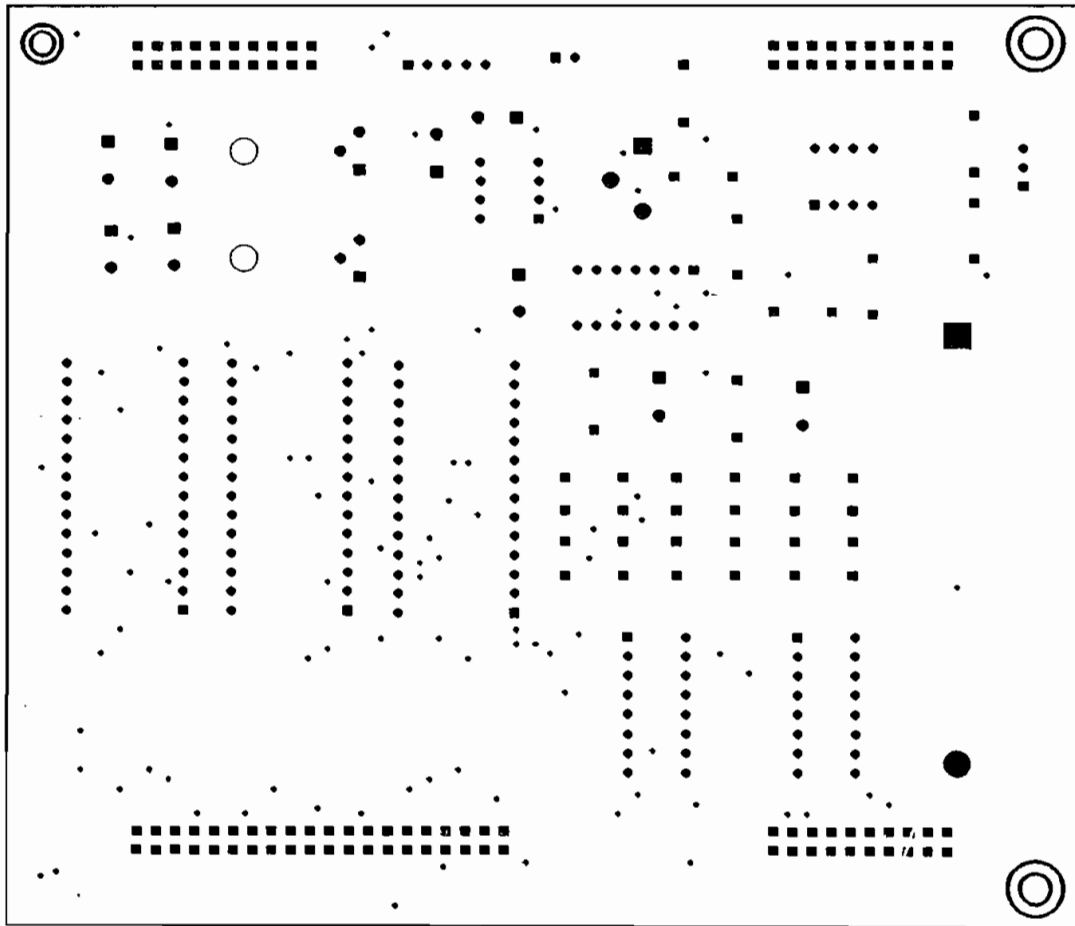
5) 81 : 82 : ... THRU 93  
C1 : C2 : ... THRU D3  
85 : 96 : ... THRU A7  
D5 : D6 : ... THRU E7

6) 81 : 82 : ... THRU A7  
C1 : C2 : ... THRU E7

## ANEXO 3

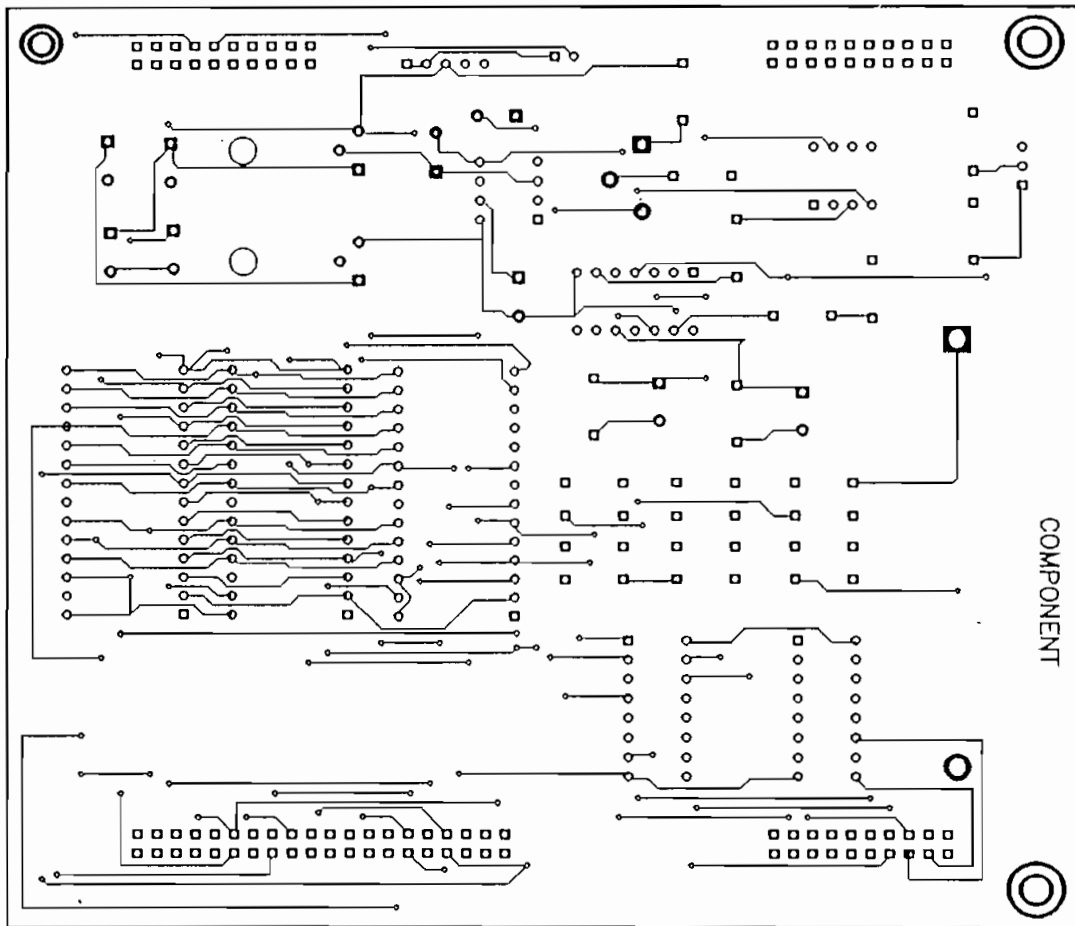


COMPONENTES TARJETA DE ADQUISICION

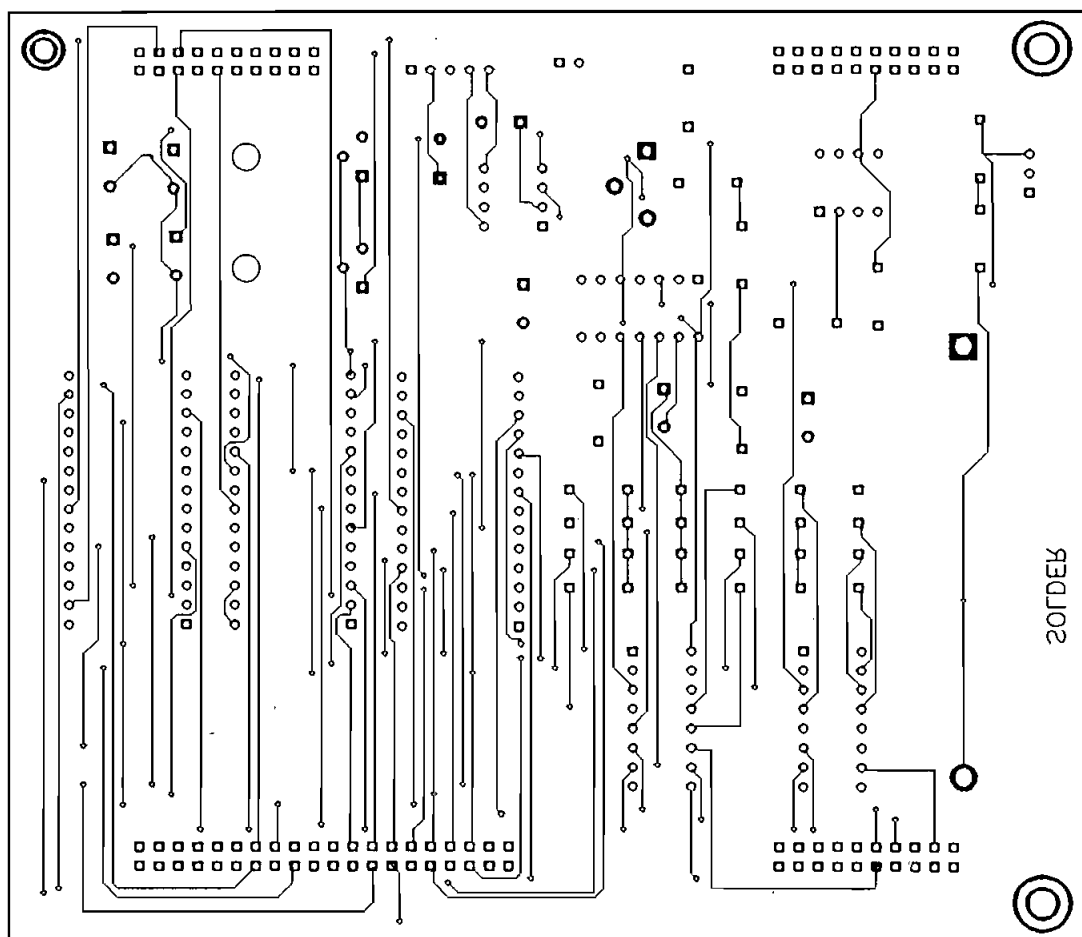


PADS Y VIAS TARJETA DE ADQUISICION





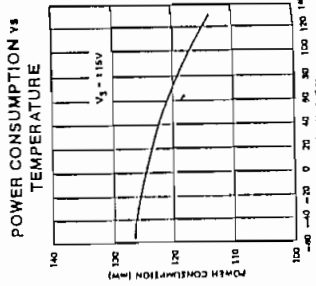
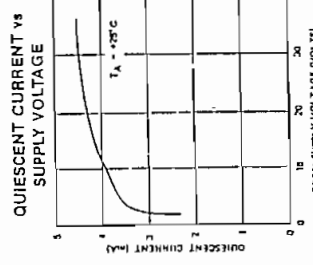
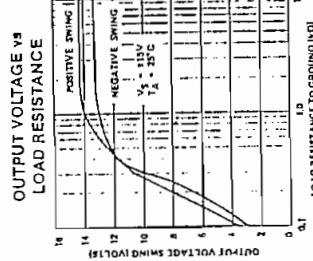
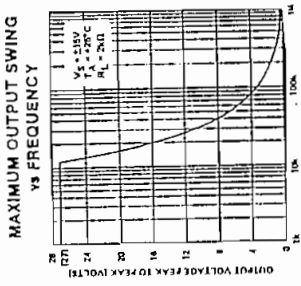
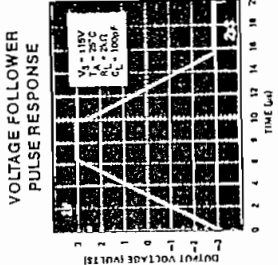
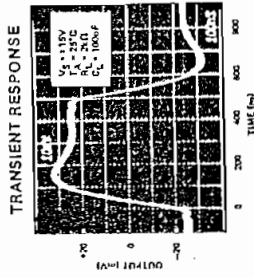
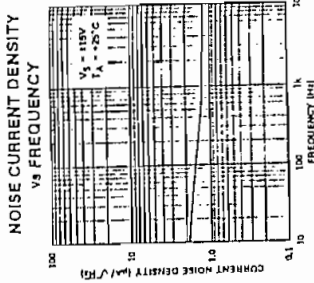
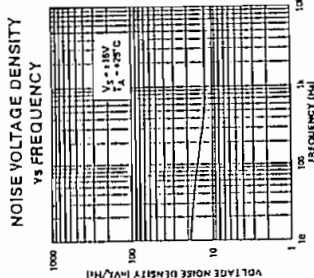
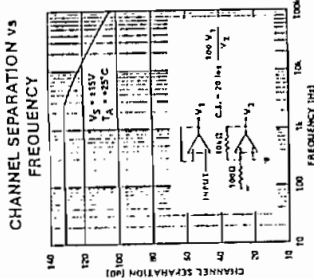
LADO DE COMPONENTES TARJETA DE ADQUISICION



LADO DE SOLDADURA TARJETA DE ADQUISICION

## ANEXO 4

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



OP-10  
DUAL MATCHED INSTRUMENTATION  
OPERATIONAL AMPLIFIER

Precision Monolithics Inc.

FEATURES

- Extremely Tight Matching
- Excellent Individual Amplifier Parameters
- Offset Voltage Match vs Temp. .... 0.18mV Max
- Offset Voltage Match vs Temp. .... 0.8μV/°C Max
- Common-Mode Rejection Match ..... 114dB Min
- Power Supply Rejection Match ..... 100dB Min
- Bias Current Match ..... 3.0nA Max
- Low Noise ..... 0.6pV<sub>rms</sub> Max
- Low Bias Current ..... 3.0nA Max
- High Common-Mode Input Impedance ..... 200GΩ Typ
- Excellent Channel Separation ..... 125dB Min

Is provided between channels of the dual operational amplifier.

The excellent specifications of the individual amplifiers and tight matching over temperature enable construction of high-performance instrumentation amplifiers. The designer can achieve the guaranteed specifications because the common package eliminates temperature differentials which occur in designs using separately housed amplifiers.

Matching between channels is provided on all critical parameters including offset voltage, tracking of offset voltage vs. temperature, noninverting bias currents, and common-mode and power-supply rejection ratios. The individual amplifiers feature extremely low offset voltage, offset voltage drift, low noise voltage, low bias current, internal compensation and input/output protection.

ORDERING INFORMATION

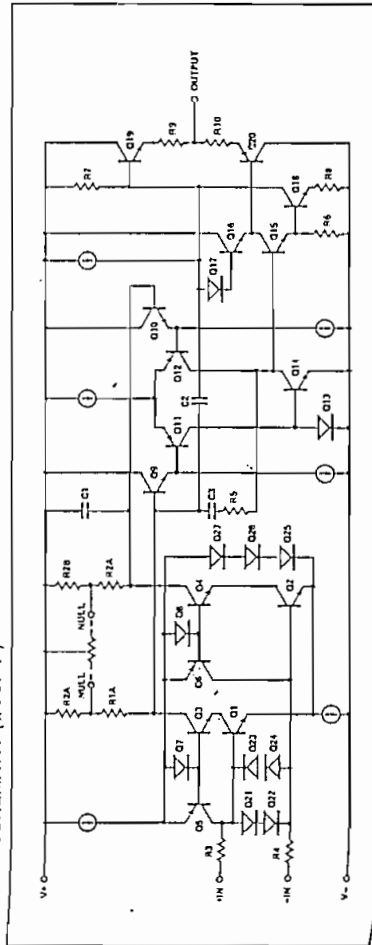
T <sub>A</sub> = 25°C	HERMETIC	OPERATING
V <sub>OS</sub> MAX	DIP	TEMPERATURE
(mV)	14-PIN	RANGE
0.5	OP10AY*	MIL
0.5	OP10EY	COM
0.5	OP10Y	MIL
0.5	OP10CY	COM

\*For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add 6863 after part number. Consult factory for 883 data sheet.  
8-Pin-in is available on commercial and industrial temperature range parts in cerdip, plastic dip, and TO-can packages. For ordering information, see 1989 Data Book, Section 2.

GENERAL DESCRIPTION

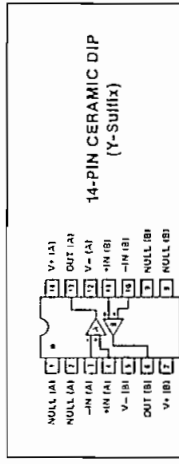
The OP-10 series of dual-matched instrumentation operational amplifiers consists of two independent monolithic high-performance operational amplifiers in a single 14-pin dual-in-line package. Tight matching of critical parameters

SIMPLIFIED SCHEMATIC (1/2 OP-10)



NOTE:  
Device may be operated even if insertion is reversed; this is due to inherent symmetry of pin locations of amplifiers A and B.

PIN CONNECTIONS



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	±22V
Internal Power Dissipation (Note 1)	500mW
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage (Note 2)	±22V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
OP-10A, OP-10	-55°C to +125°C
OP-10E, OP-10C	0°C to +70°C

DICE Junction Temperature (T<sub>J</sub>) ..... -55°C to +150°C  
 Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec) ..... 300°C

PACKAGE TYPE	MAXIMUM AMBIENT TEMPERATURE FOR RATING	DERATE ABOVE TEMPERATURE
Dual-In-Line (14)	100°C	11.3mW/°C

NOTES:  
 1. See table for maximum ambient temperature rating and derating factors.  
 2. For supply voltages less than ±22V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

INDIVIDUAL AMPLIFIER CHARACTERISTICS at V<sub>S</sub> = ±15V, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-10A	OP-10	UNITS
			MIN	TYP	MAX
Input Offset Voltage	V <sub>OS</sub>		- 0.2	0.5	- 0.2 0.5
Long-Term Input Offset Voltage Stability	ΔV <sub>OS</sub> /Time	Notes 1, 2	- 0.25	1.0	- 0.25 1.0
Input Offset Current	I <sub>OS</sub>		- 1.0	2.8	- 1.0 2.8
Input Bias Current	I <sub>B</sub>		- 1	±3	- 1 ±3
Input Noise Voltage	e <sub>nppp</sub>	Note 2, 0.1Hz to 10Hz	- 0.35	0.6	- 0.35 0.6
Input Noise Voltage Density	e <sub>n</sub>	f <sub>0</sub> = 10Hz Note 2, f <sub>0</sub> = 100Hz f <sub>0</sub> = 1000Hz	- 10.3	18.0	- 10.3 18.0
Input Noise Current	i <sub>np</sub>	Note 2, 0.1Hz to 10Hz	- 9.6	11.0	- 9.6 11.0
Input Noise Current Density	i <sub>n</sub>	f <sub>0</sub> = 10Hz Note 2, f <sub>0</sub> = 100Hz f <sub>0</sub> = 1000Hz	- 0.32	0.60	- 0.32 0.60
Input Resistance - Differential-Mode	R <sub>IN</sub>	Note 3	- 20	60	- 20 60
Input Resistance - Common-Mode	R <sub>INCM</sub>		- 200	-	- 200 -
Input Voltage Range	IVR		- 13	±14	- 13 ±14
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	V <sub>CM</sub> = ±10V	110	126	110 126
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	V <sub>S</sub> = ±3V to ±18V	- 4	10	- 4 10
Large-Signal Voltage Gain	A <sub>VO</sub>	R <sub>L</sub> ≥ 2kΩ, V <sub>O</sub> = ±10V R <sub>L</sub> ≥ 500Ω, V <sub>O</sub> = ±0.5V, V <sub>S</sub> = ±3V, Note 3	200	500	200 500
Output Voltage Swing	V <sub>O</sub>	R <sub>L</sub> ≥ 10kΩ R <sub>L</sub> ≥ 2kΩ R <sub>L</sub> ≥ 1kΩ	±12.5	±13.0	±12.5 ±13.0
Slew Rate	SR	R <sub>L</sub> ≥ 2kΩ	- 0.17	-	- 0.17 -
Closed-Loop Bandwidth	BW	A <sub>CL</sub> = +1.0	- 0.6	-	- 0.6 -
Open-Loop Output Resistance	R <sub>O</sub>	V <sub>O</sub> = 0, I <sub>O</sub> = 0	- 60	-	- 60 -
Power Consumption	P <sub>D</sub>	Each Amplifier V <sub>S</sub> = ±3V	- 90	120	- 90 120
Offset Adjustment Range	Δ	R <sub>P</sub> = 20kΩ	- 4	6	- 4 6
Input Capacitance	C <sub>IN</sub>		- 3	-	- 3 -

NOTES:  
 1. Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of V<sub>OS</sub> vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V<sub>OS</sub> during the first 30 operating days are typically 2.5μV — refer to typical performance curves.  
 2. Sample tested.  
 3. Guaranteed by design.

INDIVIDUAL AMPLIFIER CHARACTERISTICS at V<sub>S</sub> = ±15V, -55°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +125°C, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-10A	OP-10	UNITS
			MIN	TYP	MAX
Input Offset Voltage	V <sub>OS</sub>		- 0.3	0.7	- 0.3 0.7
Input Offset	TCV <sub>OS</sub>	(Note 2)	- 0.7	2.0	- 0.7 2.0
Input Offset Drift	TCV <sub>OSn</sub>	R <sub>P</sub> = 20kΩ (Note 3)	- 0.3	1.0	- 0.3 1.0
Input Offset Current	I <sub>OS</sub>		- 1.8	5.6	- 1.8 5.6
Input Bias Current	TCI <sub>OS</sub>	(Note 2)	- 6	50	- 6 50
Input Offset Drift	I <sub>B</sub>		- 2	±6	- 2 ±6
Input Offset Drift	TCI <sub>B</sub>	(Note 2)	- 13	50	- 13 50
Input Offset Drift	IVR	V <sub>CM</sub> = ±13V	±13.0	±13.5	±13.0 ±13.5
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	V <sub>S</sub> = ±3V to ±18V	106	123	106 123
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	R <sub>L</sub> ≥ 2kΩ, V <sub>O</sub> = ±10V	- 5	20	- 5 20
Large-Signal Voltage Gain	A <sub>VO</sub>	R <sub>L</sub> ≥ 2kΩ	150	400	150 400
Output Voltage Swing	V <sub>O</sub>	R <sub>L</sub> ≥ 2kΩ	±12.0	±12.6	±12.0 ±12.6

MATCHING CHARACTERISTICS at V<sub>S</sub> = ±15V, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-10A	OP-10	UNITS
			MIN	TYP	MAX
Input Offset Voltage	ΔV <sub>OS</sub>		- 0.07	0.16	- 0.12 0.5
Input Noninverting Bias Current	I <sub>B+</sub>		- ±1.0	±3.0	- ±1.3 ±4.5
Input Inverting Bias Current	I <sub>B-</sub>		- 0.8	2.8	- 1.1 4.5
Input Offset Current	I <sub>OS</sub>		- 0.8	2.8	- 1.1 4.5
Common-Mode Rejection Ratio Match	ΔCMRR	V <sub>CM</sub> = ±13V	114	123	106 120
Power Supply Rejection Ratio Match	ΔPSRR	V <sub>S</sub> = ±3V to ±18V	- 3	10	- 4 20
Channel Separation	CS	(Note 2)	126	140	126 140

MATCHING CHARACTERISTICS at V<sub>S</sub> = ±15V, -55°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +125°C, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-10A	OP-10	UNITS
			MIN	TYP	MAX
Input Offset Voltage Match	ΔV <sub>OS</sub>		- 0.1	0.3	- 0.2 0.9
Input Offset Voltage Match	TCΔV <sub>OS</sub>	(Note 2)	- 0.45	1.3	- 0.9 2.5
Input Offset Current Match	TCΔI <sub>OSn</sub>	R <sub>P</sub> = 20kΩ (Note 3) Channel A only	- 0.3	0.8	- 0.4 1.2

NOTES:  
 1. Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of V<sub>OS</sub> vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V<sub>OS</sub> during the first 30 operating days are typically 2.5μV — refer to typical performance curves.  
 2. Sample tested.  
 3. Guaranteed by design.

MATCHING CHARACTERISTICS at  $V_S = \pm 15V$ ,  $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ , unless otherwise noted. (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-10A	OP-10	UNITS
			MIN TYP MAX	MIN TYP MAX	
Average Noninverting Bias Current	$I_B^+$		$\pm 2.0 \pm 5.0$	$\pm 2.4 \pm 8.0$	$\mu A$
Average Drift of Noninverting Bias Current	$TCI_B^+$	(Note 2)	$\pm 10 \pm 40$	$\pm 15$	$\mu A/^\circ C$
Noninverting Offset Current	$I_{OS}^+$		$\pm 2.0 \pm 6.5$	$\pm 2.4 \pm 9.0$	$\mu A$
Average Drift of Noninverting Offset Current	$TCI_{OS}^+$	(Note 2)	$\pm 12 \pm 50$	$\pm 18$	$\mu A/^\circ C$
Inverting Offset Current	$I_{OS}^-$		$\pm 2.0 \pm 6.5$	$\pm 2.4 \pm 9.0$	$\mu A$
Common-Mode Rejection Ratio Match	$\Delta CMRR$	$V_{CM} = \pm 13V$	108 120	103 117	$\mu V$
Power Supply Rejection Ratio Match	$\Delta PSRR$	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	6 20	7 32	$\mu V$

INDIVIDUAL AMPLIFIER CHARACTERISTICS at  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-10E	OP-10C	UNITS
			MIN TYP MAX	MIN TYP MAX	
Input Offset Voltage	$V_{OS}$		$\pm 0.2 \pm 0.5$	$\pm 0.2 \pm 0.5$	mV
Long-Term Input Offset Voltage Stability	$\Delta V_{OS}/Time$	(Notes 1, 2)	$\pm 0.3 \pm 1.5$	$\pm 0.5$	$\mu V/Hr$
Input Offset Current	$I_B$		$\pm 1.2 \pm 3.8$	$\pm 1.8 \pm 6.0$	nA
Input Bias Current	$I_B$		$\pm 1.2 \pm 4.0$	$\pm 1.8 \pm 7.0$	nA
Input Noise Voltage	$e_{n-HP}$	Note 2: 0.1Hz to 10Hz $f_o = 10Hz$	$\pm 0.35 \pm 0.6$	$\pm 0.38 \pm 0.65$	$\mu V/\sqrt{Hz}$
Input Noise Voltage Density	$e_n$	Note 2: 100Hz $f_o = 100Hz$	$\pm 10.3 \pm 18.0$	$\pm 10.5 \pm 20.0$	nV/ $\sqrt{Hz}$
Input Noise Current	$i_{n-PS}$	Note 2: 1000Hz $f_o = 1000Hz$	$\pm 9.8 \pm 11.0$	$\pm 9.8 \pm 11.5$	pA/ $\sqrt{Hz}$
Input Noise Current Density	$i_n$	Note 2: 10Hz to 10kHz $f_o = 10Hz$	$\pm 0.32 \pm 0.90$	$\pm 0.35 \pm 0.90$	pA/ $\sqrt{Hz}$
Input Resistance - Differential-Mode	$R_{IN}$	(Note 3)	15 50	8 33	M $\Omega$
Input Resistance - Common-Mode	$R_{INCM}$		160	120	$\Omega$
Input Voltage Range	IVR		$\pm 13 \pm 14$	$\pm 13 \pm 14$	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	105 123	100 120	$\mu V$
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	4 20	10 32	$\mu V$
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2k\Omega$ , $V_O = \pm 10V$ $R_L \geq 500\Omega$ , $V_O = \pm 0.5V$ $V_S = \pm 3V$ INDB 3	200 500	120 400	V/mV
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 10k\Omega$ $R_L \geq 2k\Omega$ $R_L \geq 1k\Omega$	$\pm 12.5 \pm 13.0$ $\pm 12.0 \pm 12.8$ $\pm 10.5 \pm 12.0$	$\pm 12.0 \pm 13.0$ $\pm 11.5 \pm 12.8$ $\pm 12.0$	V

NOTES:  
1. Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of  $V_{OS}$ . Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in  $V_{OS}$  during the first 30 operating days are typically 2.5 $\mu V$  — refer to typical performance curves.  
2. Sample tested.  
3. Guaranteed by design.

INDIVIDUAL AMPLIFIER CHARACTERISTICS at  $V_S = \pm 15V$ ,  $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ , unless otherwise noted. (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-10E	OP-10C	UNITS
			MIN TYP MAX	MIN TYP MAX	
Input Offset Voltage	$V_{OS}$		$\pm 0.25 \pm 0.6$	$\pm 0.35 \pm 1.6$	mV
Input Offset Current	$I_B$		$\pm 1.5 \pm 5.5$	$\pm 2.2 \pm 9.0$	nA
Input Bias Current	$I_B$		$\pm 1.5 \pm 5.5$	$\pm 2.2 \pm 9.0$	nA
Input Voltage Range	IVR		$\pm 13.0 \pm 13.5$	$\pm 13.0 \pm 13.5$	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	103 123	97 120	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	7 32	10 51	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2k\Omega$ , $V_O = \pm 10V$	100 400	100 400	V/mV
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 2k\Omega$	$\pm 12.0 \pm 12.6$	$\pm 11.0 \pm 12.6$	V

INDIVIDUAL AMPLIFIER CHARACTERISTICS at  $V_S = \pm 15V$ ,  $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-10E	OP-10C	UNITS
			MIN TYP MAX	MIN TYP MAX	
Input Offset Voltage	$V_{OS}$		$\pm 0.25 \pm 0.6$	$\pm 0.35 \pm 1.6$	mV
Input Offset Current	$I_B$		$\pm 1.5 \pm 5.5$	$\pm 2.2 \pm 9.0$	nA
Input Bias Current	$I_B$		$\pm 1.5 \pm 5.5$	$\pm 2.2 \pm 9.0$	nA
Input Voltage Range	IVR		$\pm 13.0 \pm 13.5$	$\pm 13.0 \pm 13.5$	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	103 123	97 120	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	7 32	10 51	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2k\Omega$ , $V_O = \pm 10V$	100 400	100 400	V/mV
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 2k\Omega$	$\pm 12.0 \pm 12.6$	$\pm 11.0 \pm 12.6$	V

NOTES:  
1. Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of  $V_{OS}$ . Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in  $V_{OS}$  during the first 30 operating days are typically 2.5 $\mu V$  — refer to typical performance curves.  
2. Sample tested.  
3. Guaranteed by design.

MATCHING CHARACTERISTICS at  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise noted.

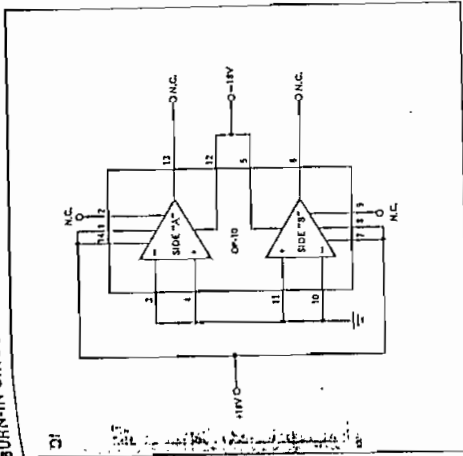
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-10E		OP-10C		UNITS	
			MIN	TYP	MAX	MIN		TYP
Input Offset Voltage Match	$\Delta V_{os}$		—	0.12	0.5	—	0.3	mV
Average Noninverting Bias Current	$I_{B+}$		—	$\pm 1.3$	$\pm 4.5$	—	$\pm 2.0$	$\mu A$
Noninverting Offset Current	$I_{os+}$		—	1.1	4.5	—	1.8	$\mu A$
Inverting Offset Current	$I_{os-}$		—	1.1	4.5	—	1.8	$\mu A$
Common-Mode Rejection Ratio Match	$\Delta CMRR$	$V_{CM} = \pm 13V$	106	120	—	—	117	dB
Power Supply Rejection Ratio Match	$\Delta PSRR$	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	—	4	20	—	5	$\mu V/V$
Channel Separation	CS	(Note 1)	126	140	—	120	137	dB

MATCHING CHARACTERISTICS at  $V_S = \pm 15V$ ,  $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ , unless otherwise noted.

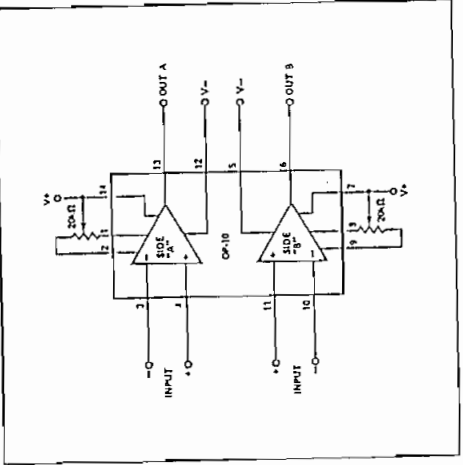
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-10E		OP-10C		UNITS	
			MIN	TYP	MAX	MIN		TYP
Input Offset Voltage Match	$\Delta V_{os}$		—	0.18	0.7	—	0.4	mV
Input Offset Voltage Tracking Without External Trim	$TC \Delta V_{os}$	(Note 1)	—	0.9	2.3	—	1.3	$\mu V/^\circ C$
With External Trim	$TC \Delta V_{os}$	$R_T = 20k\Omega$ Channel A Only (Note 2)	—	0.3	0.9	—	0.6	$\mu V/^\circ C$
Average Noninverting Bias Current	$I_{B+}$		—	$\pm 2.0$	$\pm 6.0$	—	$\pm 2.8$	$\mu A$
Average Drift of Noninverting Bias Current	$TC I_{B+}$	(Note 1)	—	12	40	—	18	$\mu A/^\circ C$
Noninverting Offset Current	$I_{os+}$		—	2.0	6.0	—	2.8	$\mu A$
Average Drift of Noninverting Offset Current	$TC I_{os+}$	(Note 1)	—	15	50	—	20	$\mu A/^\circ C$
Input Offset Current	$I_{os}$		—	2.0	6.0	—	2.8	$\mu A$
Common-Mode Rejection Ratio Match	$\Delta CMRR$	$V_{CM} = \pm 13V$	103	117	—	—	114	dB
Power Supply Rejection Ratio Match	$\Delta PSRR$	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	—	6	32	—	8	$\mu V/V$

NOTES:  
1. Sample tested.  
2. Guaranteed by design.

BURN-IN CIRCUIT

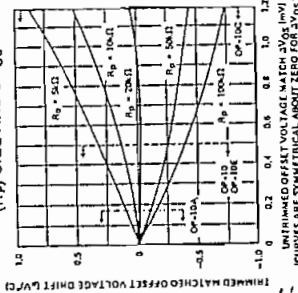


OFFSET NULLING CIRCUIT

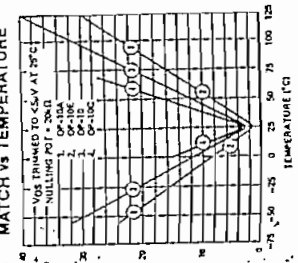


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

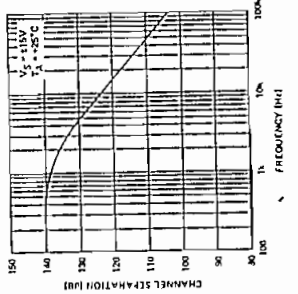
MATCHING CHARACTERISTICS TRIMMED MATCHED OFFSET VOLTAGE DRIFT AS A FUNCTION OF TRIMMING POT ( $R_p$ ) SIZE AND  $\Delta V_{os}$



MATCHING CHARACTERISTICS TRIMMED OFFSET VOLTAGE MATCH vs TEMPERATURE

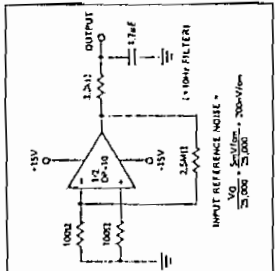


MATCHING CHARACTERISTICS CHANNEL SEPARATION vs FREQUENCY

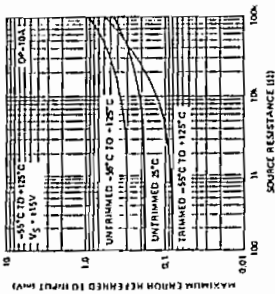


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

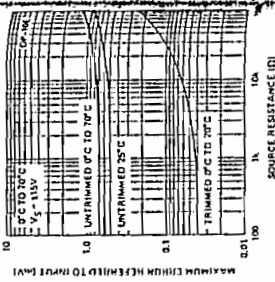
TYPICAL LOW-FREQUENCY NOISE TEST CIRCUIT



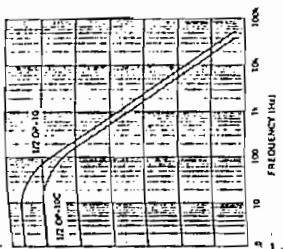
MATCHING CHARACTERISTIC MAXIMUM INPUT ERROR VS SOURCE RESISTANCE



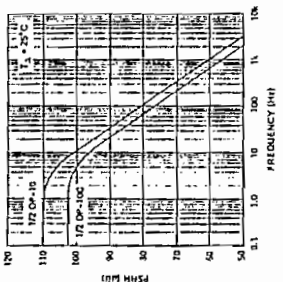
MATCHING CHARACTERISTIC MAXIMUM INPUT ERROR VS SOURCE RESISTANCE



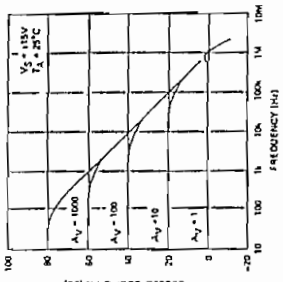
CMRR vs FREQUENCY



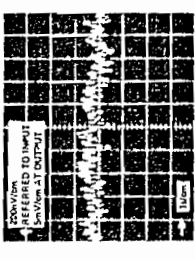
PSRR vs FREQUENCY



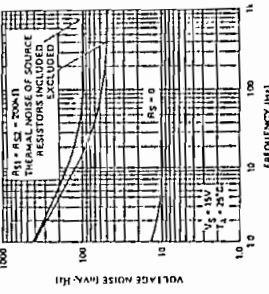
CLOSED-LOOP GAIN VS FREQUENCY



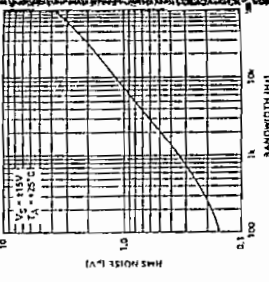
OP-10 LOW FREQUENCY NOISE



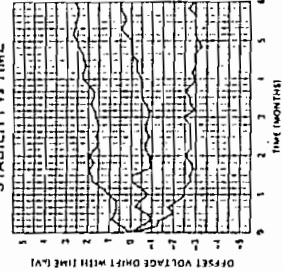
VOLTAGE NOISE DENSITY VS FREQUENCY



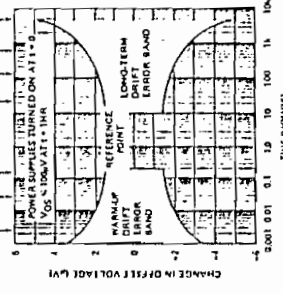
INPUT WIDEBAND NOISE VS BANDWIDTH (0.1Hz TO FREQUENCY INDICATED)



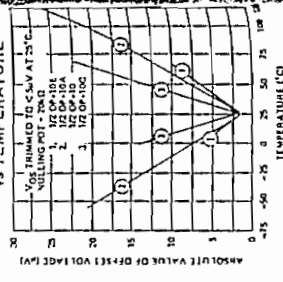
TYPICAL OFFSET VOLTAGE STABILITY VS TIME



OFFSET VOLTAGE DRIFT WITH TIME



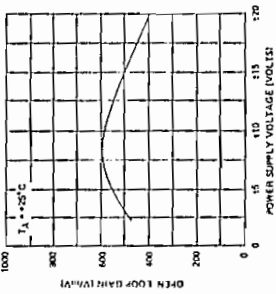
TRIMMED OFFSET VOLTAGE VS TEMPERATURE



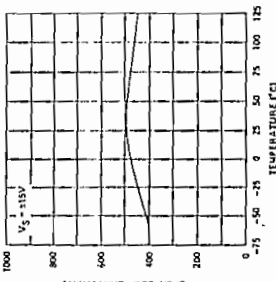
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

OPERATIONAL AMPLIFIERS

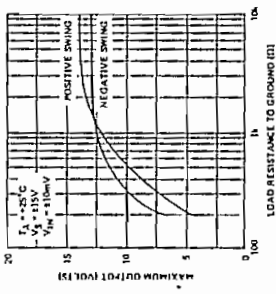
OPEN-LOOP GAIN vs POWER SUPPLY VOLTAGE



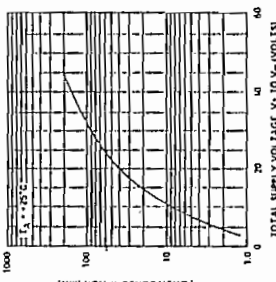
OPEN-LOOP GAIN vs TEMPERATURE



MAXIMUM OUTPUT VOLTAGE vs LOAD RESISTANCE



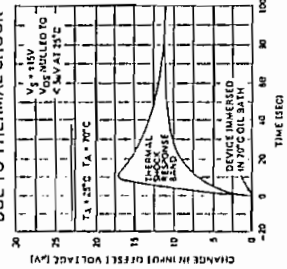
POWER CONSUMPTION vs POWER SUPPLY



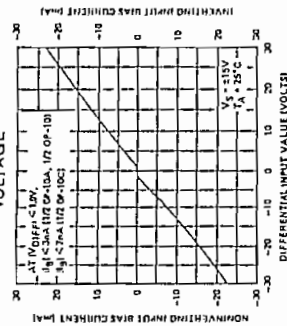


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

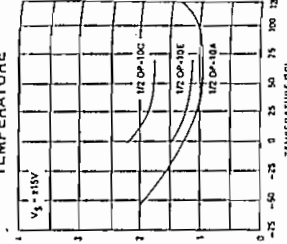
OFFSET VOLTAGE CHANGE DUE TO THERMAL SHOCK



INPUT BIAS CURRENT VS DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE



INPUT BIAS CURRENT VS TEMPERATURE

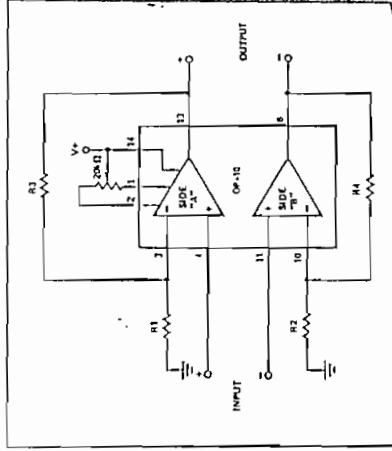


APPLICATIONS INFORMATION

ADVANTAGES OF DUAL MATCHED OPERATIONAL AMPLIFIERS

Dual matched operational amplifiers provide a powerful tool for the solution of some difficult circuit design problems. Circuits include dual instrumentation amplifiers, extremely low drift, high common-mode rejection DC amplifiers, low DC drift active filters, dual tracking voltage references and many other demanding applications. These designs all require good matching between two operational amplifiers. The adjacent circuit, a differential-in, differential-out amplifier, shows how errors can be reduced. Assuming the resistors used are matched, the gain of each side will be identical; if the offset voltage of each amplifier is matched, then the net differential voltage at the amplifiers output will be zero. Note that the output offset error of this amplifier is not a function of the offset voltage of the individual amplifiers, but only a function of the difference between the amplifiers' offset voltages. This error-cancellation principle holds for a number of input-related error parameters — offset voltage, offset voltage drift, inverting and noninverting bias currents, common-mode and power supply rejection ratios. Note also that the impedances of each input, both common-mode and differential-mode, are extremely high, an important feature not possible with single operational amplifier circuits. Common-mode rejection can be made very high; this is especially important in instrumentation amplifiers where errors due to large common-mode voltages can be far greater than errors due to noise or drift with temperature. For example, consider the case of two op amps, each with 80dB (100μV/V) CMRR. If the CMRR of one device is +100μV/V while CMRR of the other is -100μV/V, then the net

CMRR will be 200μV/V, a 6dB degradation. The matching of CMRR increases the effective CMRR when used as an instrumentation input stage.



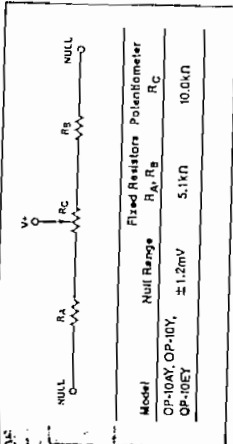
POWER SUPPLIES

The V+ supply terminals are completely independent and may be powered by separate supplies if desired (the approach, however, would sacrifice the advantages of the power supply rejection ratio matching). The V- supply terminals are both connected to the common substrate and must be tied to the same voltage.

OFFSET TRIMMING

Offset trimming terminals are provided for each amplifier of the OP-10. Guaranteed performance over temperature is obtained by trimming only one side (side A) to match the offset of the other; a net differential offset of zero results. This procedure is used during factory testing of the devices; however, essentially the same results may be obtained by trimming side B to match side A, or by nulling each side individually.

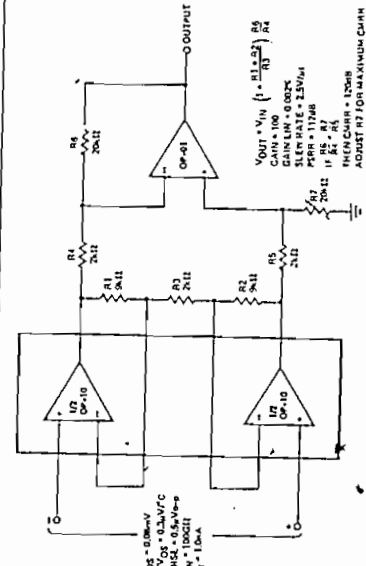
The OP-10 provides lowest drift when trimmed with a 20kΩ potentiometer; this value provides about ±4mV of adjustment range which should be more than adequate for most applications. Where finer trimming resolution is desired, or where unwanted changes in potentiometer resolution with time and temperature could create unacceptable offsets, the adjustment sensitivity may be reduced by using the circuit shown below.



INSTRUMENTATION AMPLIFIERS USING OP-10

Instrumentation amplifiers with excellent performance can be easily built using the OP-10. Typical performance for a two and three-amplifier design are given in the table. The three-amplifier design, while more complex, has the advantages of simple gain adjustment by trimming a single resistor (R<sub>3</sub>) and

TRIPLE OP-AMP INSTRUMENTATION AMPLIFIER

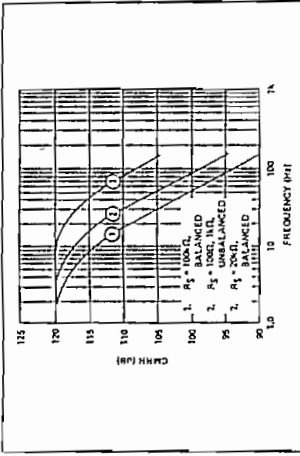


wide common-mode voltage capability at any gain, plus improved gain linearity. Slew rate, small-signal bandwidth, and full power bandwidth are also superior. Speed will be improved by using an OP-01 for the output stage.

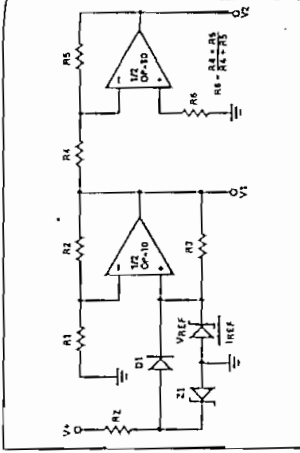
TYPICAL PERFORMANCE OF INSTRUMENTATION AMPLIFIERS GAIN = 100

PARAMETER	2 OP-AMP DESIGN	3 OP-AMP DESIGN
Gain Nonlinearity	0.004%	0.001% (OP-05)
Initial Input Offset Voltage vs. Temperature (amplifier A null'd with 20k pot)	75μV	0.002% (OP-01)
vs. Time	0.3μV/°C	0.3μV/°C
Input Bias Current	3.5μV/month	3.5μV/month
vs. Temperature	±1nA	±16A
Input Offset Current	10pA/°C	10pA/°C
vs. Temperature	0.8nA	0.8nA
Input Impedance Differential	12pA/°C	12pA/°C
Common-Mode	80GΩ	100GΩ
Input Noise Voltage (0.1 to 10Hz)	100GΩ	100GΩ
Input Noise Current (0.1 to 10Hz)	0.5μV/√p	0.5μV/√p
Common-Mode Rejection	140A/√p	140A/√p
Power Supply Rejection	120dB	120dB
Frequency Response	112dB	112dB
Small-Signal (-3dB)	26kHz (OP-05)	85kHz (OP-01)
Full Power	4.3kHz (OP-05)	42kHz (OP-01)
Slew Rate	2.5Hz	0.17V/μs (OP-05)
	0.17V/μs	4.0V/μs (OP-01)

CMRR vs FREQUENCY INSTRUMENTATION AMPLIFIER (3 OP-AMP DESIGN)



PRECISION DUAL TRACKING VOLTAGE REFERENCES USING OP-10



PRECISION DUAL TRACKING VOLTAGE REFERENCES USING OP-10

Precision dual tracking voltage references using a single reference source are easily constructed using OP-10. These references exhibit low noise, excellent stability vs. temperature and time, and have excellent power supply rejection. In the circuit shown,  $R_3$  should be adjusted to set  $I_{REF}$  to operate  $V_{REF}$  at its minimum temperature coefficient current. Proper circuit start-up is assured by  $R_z$ ,  $Z_1$ , and  $D_1$ .

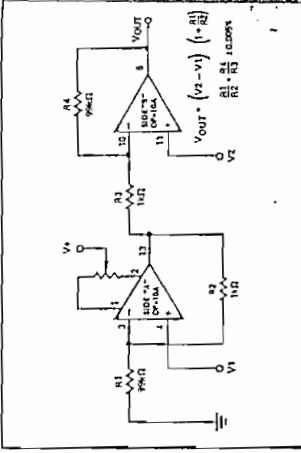
$$V_{Z1} \leq V_{REF} + 2V$$

$$I_{REF} = (V_1 - V_{REF})/R_3$$

$$V_2 = V_1 \left( \frac{R_5}{R_4} \right)$$

Output Impedance ( $\Delta I_L$ : 1.0mA-5.0mA) .....  $0.25 \times 10^{-11}$

INSTRUMENTATION AMPLIFIER (2 OP-AMP DESIGN)



# OP-12

## PRECISION LOW-INPUT-CURRENT OPERATIONAL AMPLIFIER (INTERNALLY COMPENSATED)

### FEATURES

- Low Offset Voltage ..... 150µV Max
- Low Offset Voltage Drift ..... 2.5µV/°C Max
- Load Current Capability ..... 5mA Min
- Internal Frequency Compensation
- 125°C Temperature Tealed Die
- Low Offset Current ..... 200pA Max
- Low Bias Current ..... 2.0nA Max
- Low Power Consumption ..... 18mW Max @ ±15V
- High Common-Mode Input Range ..... ±13V Min
- MIL-STD-883 Class B Processing Available
- Silicon-Nitride Passivation

### GENERAL DESCRIPTION

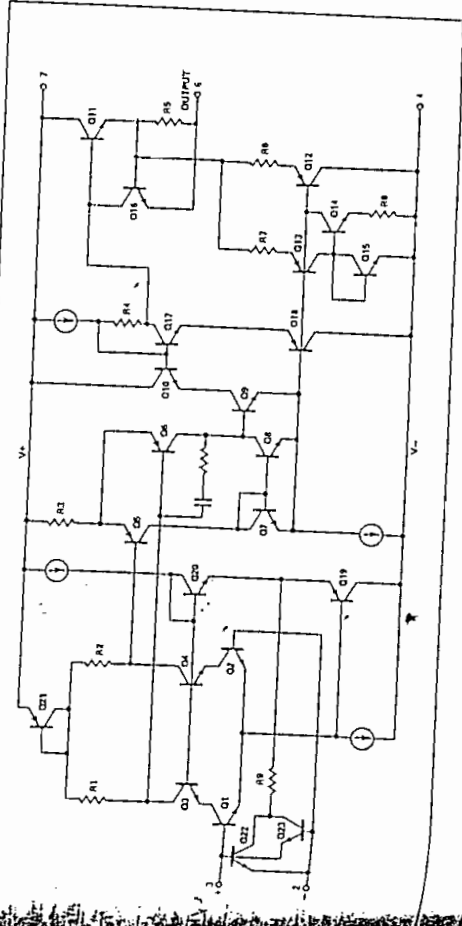
The PMI OP-12 is an improved version of the popular LM108A low-power op amp. The OP-12 is internally compensated and its chip dimensions are only 42 X 58 mils. Offset voltage is lower; the total worst-case input offset voltage over -55° C to +125° C for the OP-12A is only 350µV. In addition, the OP-12 drives a 2kΩ load which is five times the output current capability of the 108A. This excellent performance is achieved by applying PMI's, ion-implanted super-beta process and on-chip zener-zap trimming capabilities. The internal compensation makes this op amp ideal for hybrid assembly applications.

### ORDERING INFORMATION

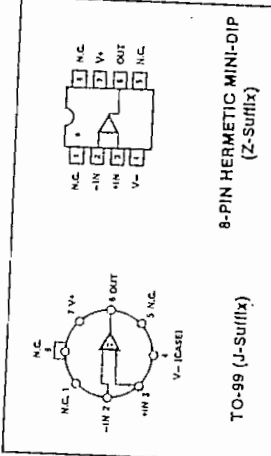
TEMP. RANGE	HERMETIC PACKAGE	HERMETIC PACKAGE	OPERATING TEMPERATURE RANGE
V <sub>A</sub> = 25°C	TO-99	DIP	MIL
V <sub>A</sub> MAX	TO-99	8-PIN	COM
V <sub>I</sub> (mV)			MIL
V <sub>I</sub> 0.15		OP12AZ*	COM
V <sub>I</sub> 0.15		OP12EJ	MIL
V <sub>I</sub> 0.30		OP12EJ*	COM
V <sub>I</sub> 0.30		OP12FJ	MIL
V <sub>I</sub> 1.0		OP12CZ	COM
V <sub>I</sub> 1.0		OP12GJ	COM

\*For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add 7883 after part number. Consult factory for 883 data sheet. This product is available on commercial and industrial temperature range parts in plastic, ceramic, and TO-can packages. For ordering information, see 1986 Data Book, Section 2.

### SIMPLIFIED SCHEMATIC



### PIN CONNECTIONS





ifiers. The OP-65 conforms to the standard OP-07 pinout with nulling to V<sub>H</sub> and is available in the space-saving 8-pin package. The footprint of the OP-65 matches the HA-2541. The OP-65 can upgrade the HA-2541 in reduced supply applications.

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 2)**

Supply Voltage	±7V
Internal Power Dissipation (Note 1)	500mW
Differential Input Voltage	±5V
Input Voltage	Supply Voltage
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
P, R, S, Z Packages	-65°C to +150°C
Lead Temperature Range (Soldering, 80 sec)	300°C

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS at V<sub>S</sub> = ±5V, T<sub>A</sub> = +25°C, unless otherwise noted.**

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-65E	OP-65A/F	OP-65G
			MIN	TYP	MAX
Input Offset Voltage	V <sub>OS</sub>		—	2	4
Input Bias Current	I <sub>b</sub>	V <sub>CM</sub> = 0V	—	2.5	5
Input Offset Current	I <sub>OS</sub>	V <sub>CM</sub> = 0V	—	2	4
Large-Signal Voltage Gain (A <sub>v</sub> )	A <sub>v</sub>	V <sub>O</sub> = ±3.5V R <sub>L</sub> ≥ 500Ω	100	—	25
Common-Mode Rejection	CMR	V <sub>CM</sub> = ±2.5V	85	—	60
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	V <sub>S</sub> = ±4.5V to ±8V	—	32	58
Input Voltage Range	IVR	(Note 1)	±2.5	—	±2.5
Output Voltage Swing	V <sub>O</sub>	R <sub>L</sub> = 500Ω	±3.5	—	±3.5
Output Current	I <sub>O</sub>		±50	—	±50
Gain Bandwidth	GBW	A <sub>v</sub> = 10	—	150	—
Slew Rate	SR	A <sub>v</sub> = 1	—	200	—
Supply Current	I <sub>SY</sub>	No Load	—	25	—

NOTES:  
1. Guaranteed by CMR Test.



**OP-77**

**NEXT GENERATION OP-07 [ULTRA-LOW OFFSET VOLTAGE OPERATIONAL AMPLIFIER]**

Precision Monolithics Inc.

**FEATURES**

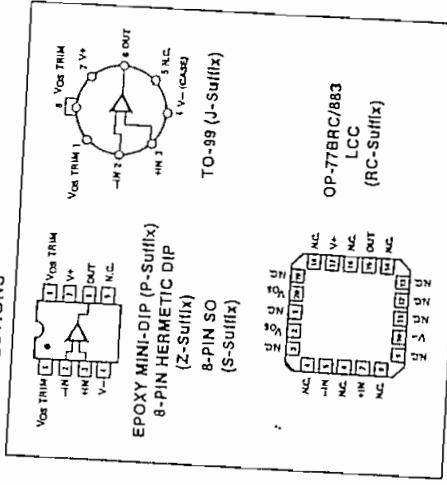
- Outstanding Gain Linearity
- Ultra High Gain ..... 5000V/mV Min
- Low V<sub>OS</sub> Over Temperature ..... 60μV Max
- Excellent TC V<sub>OS</sub> ..... 0.3μV/°C Max
- High PSRR ..... 3μV/V Max
- High CMRR ..... 1.0μV/V Max
- Low Power Consumption ..... 60mW Max
- OP-07, 725, 108A/308A, 741 Sockets

**ORDERING INFORMATION**

TYPE	PACKAGE	OPERATING TEMPERATURE RANGE
TO-99	CERDIP	MIL
TO-99	PLASTIC	MIL
TO-99	LCC	COM
TO-99	PLASTIC	COM
TO-99	PLASTIC	COM
TO-99	PLASTIC	COM
TO-99	PLASTIC	COM
TO-99	PLASTIC	COM

Devices processed in total compliance to MIL-STD-203, and /883 after 100% test. Consult factory for 983 data sheet.  
 All data is available on commercial and industrial temperature range parts in TO-99, TO-18, TO-8, TO-8A, TO-8B, TO-8C, TO-8D, TO-8E, TO-8F, TO-8G, TO-8H, TO-8I, TO-8J, TO-8K, TO-8L, TO-8M, TO-8N, TO-8O, TO-8P, TO-8Q, TO-8R, TO-8S, TO-8T, TO-8U, TO-8V, TO-8W, TO-8X, TO-8Y, TO-8Z, TO-8AA, TO-8AB, TO-8AC, TO-8AD, TO-8AE, TO-8AF, TO-8AG, TO-8AH, TO-8AI, TO-8AJ, TO-8AK, TO-8AL, TO-8AM, TO-8AN, TO-8AO, TO-8AP, TO-8AQ, TO-8AR, TO-8AS, TO-8AT, TO-8AU, TO-8AV, TO-8AW, TO-8AX, TO-8AY, TO-8AZ, TO-8BA, TO-8BB, TO-8BC, TO-8BD, TO-8BE, TO-8BF, TO-8BG, TO-8BH, TO-8BI, TO-8BJ, TO-8BK, TO-8BL, TO-8BM, TO-8BN, TO-8BO, TO-8BP, TO-8BQ, TO-8BR, TO-8BS, TO-8BT, TO-8BU, TO-8BV, TO-8BW, TO-8BX, TO-8BY, TO-8BZ, TO-8CA, TO-8CB, TO-8CC, TO-8CD, TO-8CE, TO-8CF, TO-8CG, TO-8CH, TO-8CI, TO-8CJ, TO-8CK, TO-8CL, TO-8CM, TO-8CN, TO-8CO, TO-8CP, TO-8CQ, TO-8CR, TO-8CS, TO-8CT, TO-8CU, TO-8CV, TO-8CW, TO-8CX, TO-8CY, TO-8CZ, TO-8DA, TO-8DB, TO-8DC, TO-8DD, TO-8DE, TO-8DF, TO-8DG, TO-8DH, TO-8DI, TO-8DJ, TO-8DK, TO-8DL, TO-8DM, TO-8DN, TO-8DO, TO-8DP, TO-8DQ, TO-8DR, TO-8DS, TO-8DT, TO-8DU, TO-8DV, TO-8DW, TO-8DX, TO-8DY, TO-8DZ, TO-8EA, TO-8EB, TO-8EC, TO-8ED, TO-8EE, TO-8EF, TO-8EG, TO-8EH, TO-8EI, TO-8EJ, TO-8EK, TO-8EL, TO-8EM, TO-8EN, TO-8EO, TO-8EP, TO-8EQ, TO-8ER, TO-8ES, TO-8ET, TO-8EU, TO-8EV, TO-8EW, TO-8EX, TO-8EY, TO-8EZ, TO-8FA, TO-8FB, TO-8FC, TO-8FD, TO-8FE, TO-8FF, TO-8FG, TO-8FH, TO-8FI, TO-8FJ, TO-8FK, TO-8FL, TO-8FM, TO-8FN, TO-8FO, TO-8FP, TO-8FQ, TO-8FR, TO-8FS, TO-8FT, TO-8FU, TO-8FV, TO-8FW, TO-8FX, TO-8FY, TO-8FZ, TO-8GA, TO-8GB, TO-8GC, TO-8GD, TO-8GE, TO-8GF, TO-8GG, TO-8GH, TO-8GI, TO-8GJ, TO-8GK, TO-8GL, TO-8GM, TO-8GN, TO-8GO, TO-8GP, TO-8GQ, TO-8GR, TO-8GS, TO-8GT, TO-8GU, TO-8GV, TO-8GW, TO-8GX, TO-8GY, TO-8GZ, TO-8HA, TO-8HB, TO-8HC, TO-8HD, TO-8HE, TO-8HF, TO-8HG, TO-8HH, TO-8HI, TO-8HJ, TO-8HK, TO-8HL, TO-8HM, TO-8HN, TO-8HO, TO-8HP, TO-8HQ, TO-8HR, TO-8HS, TO-8HT, TO-8HU, TO-8HV, TO-8HW, TO-8HX, TO-8HY, TO-8HZ, TO-8IA, TO-8IB, TO-8IC, TO-8ID, TO-8IE, TO-8IF, TO-8IG, TO-8IH, TO-8II, TO-8IJ, TO-8IK, TO-8IL, TO-8IM, TO-8IN, TO-8IO, TO-8IP, TO-8IQ, TO-8IR, TO-8IS, TO-8IT, TO-8IU, TO-8IV, TO-8IW, TO-8IX, TO-8IY, TO-8IZ, TO-8JA, TO-8JB, TO-8JC, TO-8JD, TO-8JE, TO-8JF, TO-8JG, TO-8JH, TO-8JI, TO-8JJ, TO-8JK, TO-8JL, TO-8JM, TO-8JN, TO-8JO, TO-8JP, TO-8JQ, TO-8JR, TO-8JS, TO-8JT, TO-8JU, TO-8JV, TO-8JW, TO-8JX, TO-8JY, TO-8JZ, TO-8KA, TO-8KB, TO-8KC, TO-8KD, TO-8KE, TO-8KF, TO-8KG, TO-8KH, TO-8KI, TO-8KJ, TO-8KK, TO-8KL, TO-8KM, TO-8KN, TO-8KO, TO-8KP, TO-8KQ, TO-8KR, TO-8KS, TO-8KT, TO-8KU, TO-8KV, TO-8KW, TO-8KX, TO-8KY, TO-8KZ, TO-8LA, TO-8LB, TO-8LC, TO-8LD, TO-8LE, TO-8LF, TO-8LG, TO-8LH, TO-8LI, TO-8LJ, TO-8LK, TO-8LL, TO-8LM, TO-8LN, TO-8LO, TO-8LP, TO-8LQ, TO-8LR, TO-8LS, TO-8LT, TO-8LU, TO-8LV, TO-8LW, TO-8LX, TO-8LY, TO-8LZ, TO-8MA, TO-8MB, TO-8MC, TO-8MD, TO-8ME, TO-8MF, TO-8MG, TO-8MH, TO-8MI, TO-8MJ, TO-8MK, TO-8ML, TO-8MM, TO-8MN, TO-8MO, TO-8MP, TO-8MQ, TO-8MR, TO-8MS, TO-8MT, TO-8MU, TO-8MV, TO-8MW, TO-8MX, TO-8MY, TO-8MZ, TO-8NA, TO-8NB, TO-8NC, TO-8ND, TO-8NE, TO-8NF, TO-8NG, TO-8NH, TO-8NI, TO-8NJ, TO-8NK, TO-8NL, TO-8NM, TO-8NN, TO-8NO, TO-8NP, TO-8NQ, TO-8NR, TO-8NS, TO-8NT, TO-8NU, TO-8NV, TO-8NW, TO-8NX, TO-8NY, TO-8NZ, TO-8OA, TO-8OB, TO-8OC, TO-8OD, TO-8OE, TO-8OF, TO-8OG, TO-8OH, TO-8OI, TO-8OJ, TO-8OK, TO-8OL, TO-8OM, TO-8ON, TO-8OO, TO-8OP, TO-8OQ, TO-8OR, TO-8OS, TO-8OT, TO-8OU, TO-8OV, TO-8OW, TO-8OX, TO-8OY, TO-8OZ, TO-8PA, TO-8PB, TO-8PC, TO-8PD, TO-8PE, TO-8PF, TO-8PG, TO-8PH, TO-8PI, TO-8PJ, TO-8PK, TO-8PL, TO-8PM, TO-8PN, TO-8PO, TO-8PP, TO-8PQ, TO-8PR, TO-8PS, TO-8PT, TO-8PU, TO-8PV, TO-8PW, TO-8PX, TO-8PY, TO-8PZ, TO-8QA, TO-8QB, TO-8QC, TO-8QD, TO-8QE, TO-8QF, TO-8QG, TO-8QH, TO-8QI, TO-8QJ, TO-8QK, TO-8QL, TO-8QM, TO-8QN, TO-8QO, TO-8QP, TO-8QQ, TO-8QR, TO-8QS, TO-8QT, TO-8QU, TO-8QV, TO-8QW, TO-8QX, TO-8QY, TO-8QZ, TO-8RA, TO-8RB, TO-8RC, TO-8RD, TO-8RE, TO-8RF, TO-8RG, TO-8RH, TO-8RI, TO-8RJ, TO-8RK, TO-8RL, TO-8RM, TO-8RN, TO-8RO, TO-8RP, TO-8RQ, TO-8RR, TO-8RS, TO-8RT, TO-8RU, TO-8RV, TO-8RW, TO-8RX, TO-8RY, TO-8RZ, TO-8SA, TO-8SB, TO-8SC, TO-8SD, TO-8SE, TO-8SF, TO-8SG, TO-8SH, TO-8SI, TO-8SJ, TO-8SK, TO-8SL, TO-8SM, TO-8SN, TO-8SO, TO-8SP, TO-8SQ, TO-8SR, TO-8SS, TO-8ST, TO-8SU, TO-8SV, TO-8SW, TO-8SX, TO-8SY, TO-8SZ, TO-8TA, TO-8TB, TO-8TC, TO-8TD, TO-8TE, TO-8TF, TO-8TG, TO-8TH, TO-8TI, TO-8TJ, TO-8TK, TO-8TL, TO-8TM, TO-8TN, TO-8TO, TO-8TP, TO-8TQ, TO-8TR, TO-8TS, TO-8TT, TO-8TU, TO-8TV, TO-8TW, TO-8TX, TO-8TY, TO-8TZ, TO-8UA, TO-8UB, TO-8UC, TO-8UD, TO-8UE, TO-8UF, TO-8UG, TO-8UH, TO-8UI, TO-8UJ, TO-8UK, TO-8UL, TO-8UM, TO-8UN, TO-8UO, TO-8UP, TO-8UQ, TO-8UR, TO-8US, TO-8UT, TO-8UU, TO-8UV, TO-8UW, TO-8UX, TO-8UY, TO-8UZ, TO-8VA, TO-8VB, TO-8VC, TO-8VD, TO-8VE, TO-8VF, TO-8VG, TO-8VH, TO-8VI, TO-8VJ, TO-8VK, TO-8VL, TO-8VM, TO-8VN, TO-8VO, TO-8VP, TO-8VQ, TO-8VR, TO-8VS, TO-8VT, TO-8VU, TO-8VV, TO-8VW, TO-8VX, TO-8VY, TO-8VZ, TO-8WA, TO-8WB, TO-8WC, TO-8WD, TO-8WE, TO-8WF, TO-8WG, TO-8WH, TO-8WI, TO-8WJ, TO-8WK, TO-8WL, TO-8WM, TO-8WN, TO-8WO, TO-8WP, TO-8WQ, TO-8WR, TO-8WS, TO-8WT, TO-8WU, TO-8WV, TO-8WW, TO-8WX, TO-8WY, TO-8WZ, TO-8XA, TO-8XB, TO-8XC, TO-8XD, TO-8XE, TO-8XF, TO-8XG, TO-8XH, TO-8XI, TO-8XJ, TO-8XK, TO-8XL, TO-8XM, TO-8XN, TO-8XO, TO-8XP, TO-8XQ, TO-8XR, TO-8XS, TO-8XT, TO-8XU, TO-8XV, TO-8XW, TO-8XX, TO-8XY, TO-8XZ, TO-8YA, TO-8YB, TO-8YC, TO-8YD, TO-8YE, TO-8YF, TO-8YG, TO-8YH, TO-8YI, TO-8YJ, TO-8YK, TO-8YL, TO-8YM, TO-8YN, TO-8YO, TO-8YP, TO-8YQ, TO-8YR, TO-8YS, TO-8YT, TO-8YU, TO-8YV, TO-8YW, TO-8YX, TO-8YY, TO-8YZ, TO-8ZA, TO-8ZB, TO-8ZC, TO-8ZD, TO-8ZE, TO-8ZF, TO-8ZG, TO-8ZH, TO-8ZI, TO-8ZJ, TO-8ZK, TO-8ZL, TO-8ZM, TO-8ZN, TO-8ZO, TO-8ZP, TO-8ZQ, TO-8ZR, TO-8ZS, TO-8ZT, TO-8ZU, TO-8ZV, TO-8ZW, TO-8ZX, TO-8ZY, TO-8ZZ

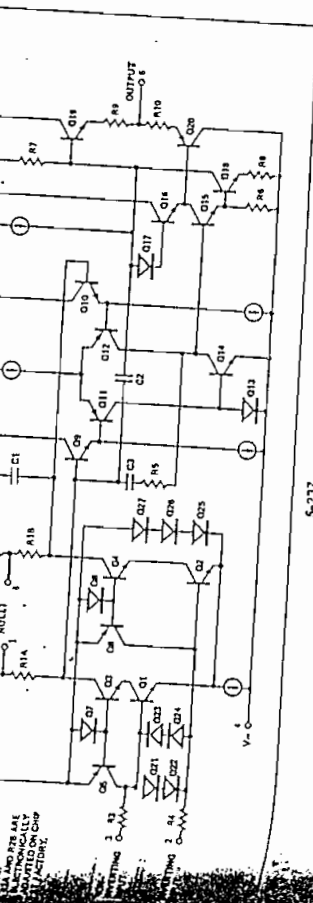
**PIN CONNECTIONS**



**GENERAL DESCRIPTION**

OP-77 significantly advances the state-of-the-art in op amps. The OP-77's outstanding gain of 5000 or more is maintained over the full ±10V output. This exceptional gain-linearity eliminates incorrect system nonlinearities common in previous monolithic op amps and provides superior performance in high closed-loop applications.

**SIMPLIFIED SCHEMATIC**



This product is available in five standard grades and four standard packages: the TO-99 can, the B-pin mini-dip in ceramic or epoxy, and the 20-pin LCC. The OP-77 is a direct or upgrade replacement for the OP-07, 05, 725, or 108A op amps. 741-types can be replaced by eliminating the  $V_{OS}$  adjust pot.

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 2)**

Supply Voltage .....  $\pm 22V$   
 Internal Power Dissipation (Note 1) .....  $500mW$   
 Differential Input Voltage .....  $\pm 30V$   
 Input Voltage (Note 3) ..... Indefinite  
 Output Short-Circuit Duration .....  $\pm 22V$   
 Storage Temperature Range ..... Indefinite  
 J, Z, and RC Packages .....  $-65^{\circ}C$  to  $+150^{\circ}C$   
 P Package .....  $-65^{\circ}C$  to  $+125^{\circ}C$   
 Operating Temperature Range .....  $-65^{\circ}C$  to  $+125^{\circ}C$   
 OP-77A, OP-77B (J, Z, RC) .....  $-55^{\circ}C$  to  $+125^{\circ}C$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS at  $V_S = \pm 15V, T_A = 25^{\circ}C$ , unless otherwise noted.**

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-77A		OP-77B			
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
Input Offset Voltage	$V_{OS}$		-10	25	-20	60		
Long-Term Input Offset Voltage Stability	$\Delta V_{OS}/Time$	(Note 1)	-0.2	-	-0.2	-		
Input Offset Current	$I_{OS}$		-0.3	1.5	-0.3	2.8		
Input Bias Current	$I_B$		-0.2	1.2	-0.2	2.8		
Input Noise Voltage	$e_{nnp}$	0.1Hz to 10Hz (Note 2)	-0.35	0.8	-0.35	0.6		
Input Noise Voltage Density	$e_n$	$f_0 = 10Hz$ (Note 2)	-10.3	18.0	-10.3	18.0		
		$f_0 = 100Hz$ (Noise 2)	-10.0	13.0	-10.0	13.0		
		$f_0 = 1000Hz$ (Noise 2)	-9.6	11.0	-9.6	11.0		
Input Noise Current	$i_{np-p}$	0.1Hz to 10Hz (Note 2)	-14	30	-14	30		
Input Noise Current Density	$i_n$	$f_0 = 10Hz$ (Note 2)	-0.32	0.80	-0.32	0.80		
		$f_0 = 100Hz$ (Noise 2)	-0.14	0.23	-0.14	0.23		
		$f_0 = 1000Hz$ (Noise 2)	-0.12	0.17	-0.12	0.17		
Input Resistance - Differential-Mode	$R_{IN}$	(Note 3)	26	45	-	18.5	45	
Input Resistance - Common-Mode	$R_{INCM}$		-	200	-	200	-	
Input Voltage Range	IVR		$\pm 12$	$\pm 14$	$\pm 12$	$\pm 14$		
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 13V$	-	0.1	1.0	-	0.1	1.8
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	-	0.7	3	-	0.7	3
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2k\Omega, V_O = \pm 8V$	5000	10000	-	2000	8000	
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 10k\Omega$	$\pm 13.5$	$\pm 14.0$	$\pm 13.5$	$\pm 14.0$		
		$R_L \geq 2k\Omega$	$\pm 12.5$	$\pm 13.0$	$\pm 12.5$	$\pm 13.0$		
		$R_L \geq 1k\Omega$	$\pm 12.0$	$\pm 12.5$	$\pm 12.0$	$\pm 12.5$		
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$ (Note 2)	0.1	0.3	-	0.1	0.3	
Closed-Loop Bandwidth	BW	$A_{VOL} = +1$ (Note 2)	0.4	0.6	-	0.4	0.6	
Open-Loop Output Resistance	$R_O$		-	60	-	60		
Power Consumption	$P_d$	$V_S = \pm 15V$ , No Load $V_S = \pm 3V$ , No Load	-	50	60	-	50	60
Offset Adjustment Range		$R_P = 20k\Omega$	-	33	-	33		

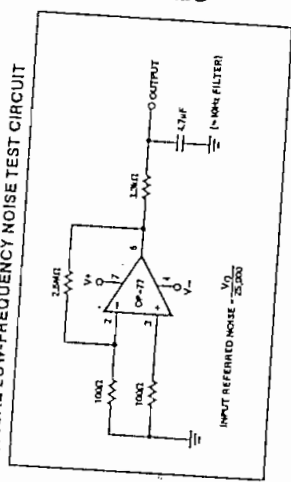
NOTES:  
 1. Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of  $V_{OS}$  vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in  $V_{OS}$  during the first 30 operating days are typically  $2.5\mu V$ .  
 2. Sample tested.  
 3. Guaranteed by design.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS at  $V_S = \pm 15V, -55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$ , unless otherwise noted.**

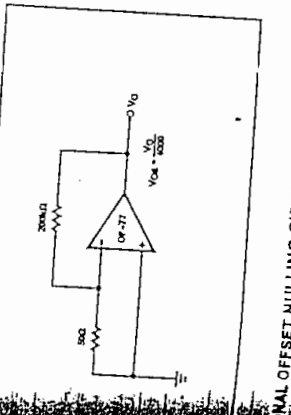
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-77A		OP-77B		
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP
Input Offset Voltage	$V_{OS}$		-25	60	-45	120	
Long-Term Input Offset Voltage Stability	$\Delta V_{OS}$	(Note 1)	-0.1	0.3	-0.2	0.6	
Input Offset Current	$I_{OS}$		-0.5	2.2	-0.5	4.5	
Input Bias Current	$I_B$		-1.5	25	-1.5	50	
Input Bias Current - Voltage Range	$I_{BI}$	(Note 2)	-0.2	2.4	-0.2	2.4	
Input Bias Current - Common-Mode Rejection Ratio	$I_{BI}$		-	8	25	-	
Input Bias Current - PSRR	$I_{BI}$	$V_{CM} = \pm 13V$	$\pm 10$	$\pm 10.5$	$\pm 10$	$\pm 10.5$	
Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	-	0.1	1.0	-	
Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2k\Omega, V_O = \pm 10V$	2000	5000	-	1000	4000
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 2k\Omega$	$\pm 12$	$\pm 13.0$	$\pm 12$	$\pm 13.0$	
Power Consumption	$P_d$	$V_S = \pm 15V$ , No Load	-	60	75	-	
Power Consumption - Input Referred Noise	$P_d$		-	60	75	-	

NOTES:  
 1. Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of  $V_{OS}$  vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in  $V_{OS}$  during the first 30 operating days are typically  $2.5\mu V$ .  
 2. Sample tested.  
 3. Guaranteed by design.

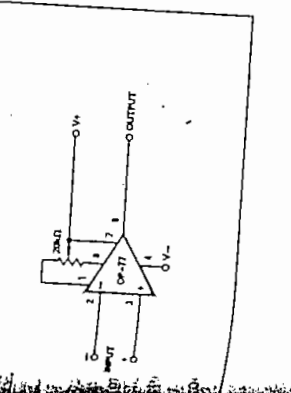
**TYPICAL LOW-FREQUENCY NOISE TEST CIRCUIT**



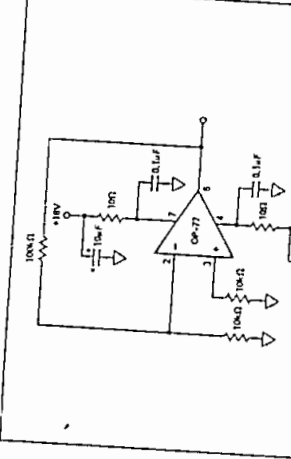
**LOCAL OFFSET VOLTAGE TEST CIRCUIT**



**TYPICAL OFFSET NULLING CIRCUIT**



**BURN-IN CIRCUIT**



ELECTRICAL CHARACTERISTICS at  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-77E			OP-77F			OP-77G		
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
Input Offset Voltage	$V_{OS}$		-10	45	100	-10	45	100	-10	45	100
Input Offset Current	$I_{OS}$		-0.3	1.5	2.8	-0.3	1.5	2.8	-0.3	1.5	2.8
Input Bias Current	$I_B$		-0.2	1.2	2.8	-0.2	1.2	2.8	-0.2	1.2	2.8
Input Noise Voltage	$e_{n-p-p}$	0.1Hz to 10Hz (Note 2)	-	0.34	0.65	-	0.34	0.65	-	0.34	0.65
Input Noise Voltage Density	$e_n$	$f_o = 10Hz$ $f_o = 100Hz$ (Note 2) $f_o = 1000Hz$	-	10.3	20.0	-	10.5	20.0	-	10.5	20.0
Input Noise Current	$i_{n-p-p}$	(Note 2)	-	0.32	0.90	-	0.35	0.90	-	0.35	0.90
Input Noise Current Density	$i_n$	$f_o = 10Hz$ $f_o = 100Hz$ (Note 2) $f_o = 1000Hz$	-	0.14	0.23	-	0.15	0.27	-	0.15	0.27
Differential-Mode Input Resistance	$R_{iW}$	(Note 3)	-	26	45	-	18.5	45	-	18.5	45
Common-Mode Input Resistance	$R_{iCM}$		-	200	-	200	-	200	-	200	-
Input Voltage Range	$V_{VR}$		-	$\pm 13$	$\pm 14$	-	$\pm 13$	$\pm 14$	-	$\pm 13$	$\pm 14$
Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10V$	-	0.1	1.0	-	0.1	1.6	-	0.1	1.6
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	-	0.7	3.0	-	0.7	3.0	-	0.7	3.0
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	-	5000	12000	-	2000	6000	-	2000	6000
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 10k\Omega$ $R_L \geq 2k\Omega$ $R_L \geq 1k\Omega$	-	$\pm 13.5$	$\pm 14.0$	-	$\pm 13.5$	$\pm 14.0$	-	$\pm 13.5$	$\pm 14.0$
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$ (Note 2)	-	0.1	0.3	-	0.1	0.3	-	0.1	0.3
Closed-Loop UT Bandwidth	BW	$A_{VOL} = +1$ (Note 2)	-	0.4	0.6	-	0.4	0.6	-	0.4	0.6
Open-Loop Output Resistance	$R_O$		-	60	-	60	-	60	-	60	-
Power Consumption	$P_d$	$V_S = \pm 15V$ , No Load $V_S = \pm 3V$ , No Load	-	3.5	4.5	-	3.5	4.5	-	3.5	4.5
Offset Adjustment Range		$R_F = 20k\Omega$	-	$\pm 3$	-	$\pm 3$	-	$\pm 3$	-	$\pm 3$	-

NOTE: TCVOs is 100% tested on J and Z packages. TCVOs are not tested on P packages. TCVOs are not tested on P packages. TCVOs are not tested on P packages.

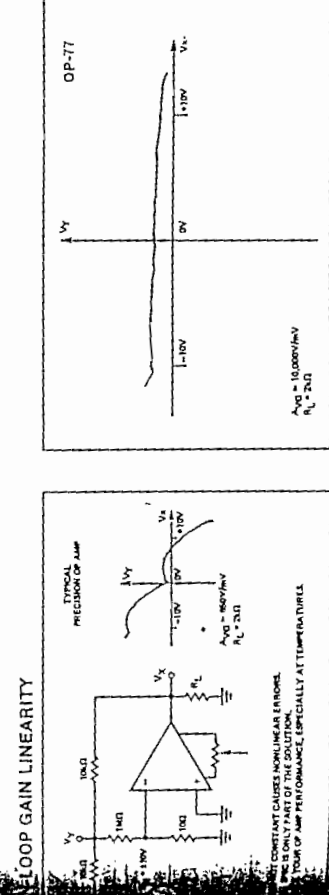


FIGURE 1. TYPICAL PRECISION OF AN AMP. THIS IS ONLY PART OF THE SOLUTION. YOUR AMP PERFORMANCE, ESPECIALLY AT TEMPERATURES.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-77E			OP-77F			OP-77G		
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX
Input Offset Voltage	$V_{OS}$		-10	45	100	-10	45	100	-10	45	100
Input Offset Current	$I_{OS}$		-0.3	1.5	2.8	-0.3	1.5	2.8	-0.3	1.5	2.8
Input Bias Current	$I_B$		-0.2	1.2	2.8	-0.2	1.2	2.8	-0.2	1.2	2.8
Input Noise Voltage	$e_{n-p-p}$	0.1Hz to 10Hz (Note 2)	-	0.34	0.65	-	0.34	0.65	-	0.34	0.65
Input Noise Voltage Density	$e_n$	$f_o = 10Hz$ $f_o = 100Hz$ (Note 2) $f_o = 1000Hz$	-	10.3	20.0	-	10.5	20.0	-	10.5	20.0
Input Noise Current	$i_{n-p-p}$	(Note 2)	-	0.32	0.90	-	0.35	0.90	-	0.35	0.90
Input Noise Current Density	$i_n$	$f_o = 10Hz$ $f_o = 100Hz$ (Note 2) $f_o = 1000Hz$	-	0.14	0.23	-	0.15	0.27	-	0.15	0.27
Differential-Mode Input Resistance	$R_{iW}$	(Note 3)	-	26	45	-	18.5	45	-	18.5	45
Common-Mode Input Resistance	$R_{iCM}$		-	200	-	200	-	200	-	200	-
Input Voltage Range	$V_{VR}$		-	$\pm 13$	$\pm 14$	-	$\pm 13$	$\pm 14$	-	$\pm 13$	$\pm 14$
Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 10V$	-	0.1	1.0	-	0.1	1.6	-	0.1	1.6
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 3V$ to $\pm 18V$	-	0.7	3.0	-	0.7	3.0	-	0.7	3.0
Large-Signal Voltage Gain	$A_{VO}$	$R_L \geq 2k\Omega$ $V_O = \pm 10V$	-	5000	12000	-	2000	6000	-	2000	6000
Output Voltage Swing	$V_O$	$R_L \geq 10k\Omega$ $R_L \geq 2k\Omega$ $R_L \geq 1k\Omega$	-	$\pm 13.5$	$\pm 14.0$	-	$\pm 13.5$	$\pm 14.0$	-	$\pm 13.5$	$\pm 14.0$
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$ (Note 2)	-	0.1	0.3	-	0.1	0.3	-	0.1	0.3
Closed-Loop UT Bandwidth	BW	$A_{VOL} = +1$ (Note 2)	-	0.4	0.6	-	0.4	0.6	-	0.4	0.6
Open-Loop Output Resistance	$R_O$		-	60	-	60	-	60	-	60	-
Power Consumption	$P_d$	$V_S = \pm 15V$ , No Load $V_S = \pm 3V$ , No Load	-	3.5	4.5	-	3.5	4.5	-	3.5	4.5
Offset Adjustment Range		$R_F = 20k\Omega$	-	$\pm 3$	-	$\pm 3$	-	$\pm 3$	-	$\pm 3$	-

NOTE: TCVOs is 100% tested on J and Z packages. TCVOs are not tested on P packages. TCVOs are not tested on P packages. TCVOs are not tested on P packages.

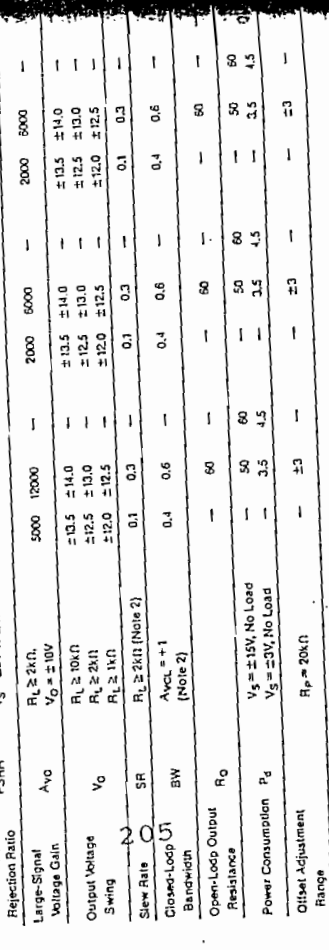


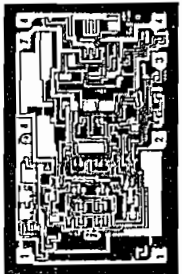
FIGURE 1. TYPICAL PRECISION OF AN AMP. THIS IS ONLY PART OF THE SOLUTION. YOUR AMP PERFORMANCE, ESPECIALLY AT TEMPERATURES.

This is the output gain linearity trace for the new OP-77. The output trace is virtually horizontal at all points, assuring extremely high gain accuracy. The average open-loop gain is truly impressive — approximately 10,000,000.

Open-loop voltage gain can vary greatly at various voltages. All automated testers use end-point testing before only show the average gain. This causes errors in closed-loop gain circuits. Since this is so difficult for testers to test, you should make your own evaluation. Multiple test circuit makes it easy. An ideal op amp would have a horizontal scope trace.

NOTES:  
1. Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of  $V_{OS}$  vs. time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial period of operation, changes in  $V_{OS}$  during the first 30 operating days are typically 2.5mV.  
2. Sample tested.  
3. Guaranteed by design.

DICE CHARACTERISTICS



1. BALANCE
2. INVERTING INPUT
3. NONINVERTING INPUT
4. V<sub>-</sub>
6. OUTPUT
7. V<sub>+</sub>
8. BALANCE

For additional DICE ordering information, refer to 1988 Data Book, Section 2.

DIE SIZE 0.093 X 0.057 Inch, 5301 sq. mils (2.36 X 1.45 mm, 3.42 sq. mm)

WAFER TEST LIMITS at V<sub>S</sub> = ±15V, T<sub>A</sub> = 25°C for OP-77N/G devices.

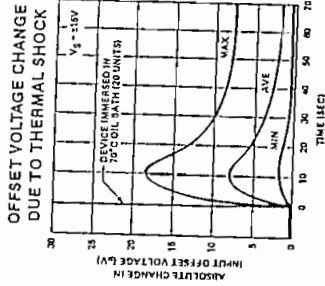
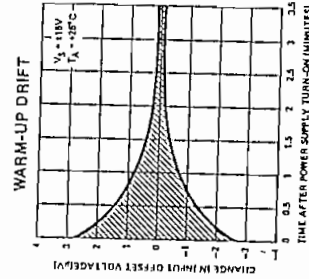
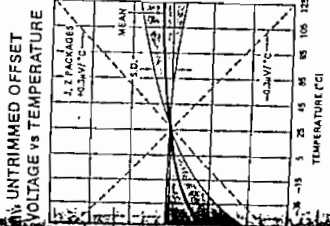
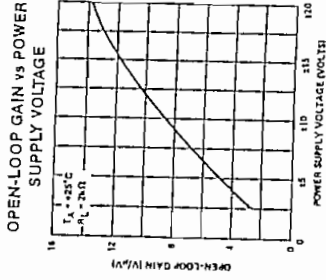
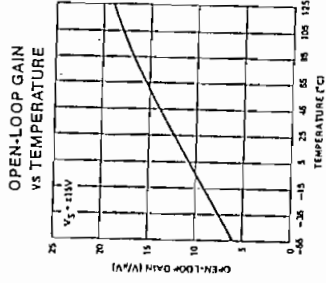
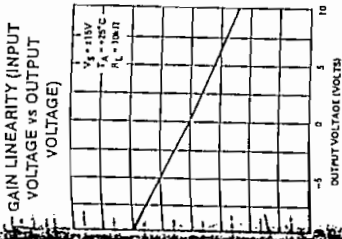
PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-77N LIMIT	OP-77G LIMIT	UNIT
Input Offset Voltage	V <sub>OS</sub>		40	75	μV
Input Offset Current	I <sub>OS</sub>		2.0	2.8	nA
Input Bias Current	I <sub>B</sub>		±2	±2.8	nA
Input Resistance	R <sub>IN</sub>	(Note 1)	25	17	MΩ
Differential-Mode Input Voltage Range	V <sub>IR</sub>		±13	±13	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	V <sub>CM</sub> = ±13V	1	1.6	μV/V
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	V <sub>S</sub> = ±3V to ±18V	3	3	μV/V
Output Voltage Swing	V <sub>O</sub>	R <sub>L</sub> = 10kΩ R <sub>S</sub> = 2kΩ R <sub>L</sub> = 1kΩ	±13.5 ±12.5 ±12.0	±13.5 ±12.5 ±12.0	V
Large-Signal Voltage Gain	A <sub>VO</sub>	R <sub>L</sub> = 2kΩ V <sub>O</sub> = ±10V	2000	1000	V/mV
Differential Input Voltage	V <sub>I</sub>		±50	±50	V
Power Consumption	P <sub>d</sub>	V <sub>OUT</sub> = 0V	50	50	mW

NOTES:  
1. Guaranteed by design.  
Electrical tests are performed at water probe to the limits shown. Due to variations in assembly methods and normal yield loss, yield after packaging guaranteed for standard product dice. Consult factory to negotiate specifications based on dice lot qualification through sample lot assembly and testing.

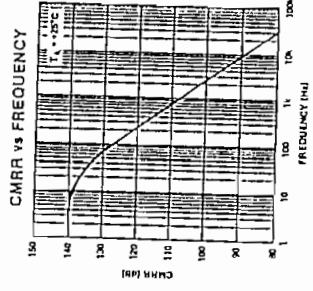
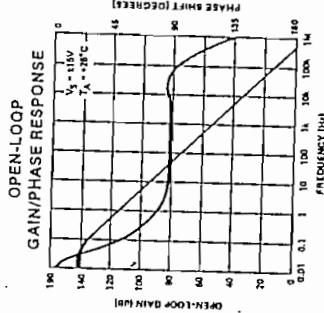
TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS at V<sub>S</sub> = ±15V, T<sub>A</sub> = +25°C, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-77N TYPICAL	OP-77G TYPICAL	UNIT
Average Input Offset Voltage Offset	TC <sub>V<sub>OS</sub></sub>	R <sub>S</sub> = 50kΩ	0.1	0.2	μV
Nullified Input Offset Voltage Offset	TC <sub>V<sub>OS</sub>(N)</sub>	R <sub>S</sub> = 50kΩ, R <sub>P</sub> = 20kΩ	0.1	0.2	μV
Average Input Offset Current Offset	TC <sub>I<sub>OS</sub></sub>		0.5	0.5	nA
Slew Rate	SR	R <sub>L</sub> = 2kΩ	0.3	0.3	V/μs
Closed-Loop Bandwidth	BW	A <sub>VCL</sub> = +1	0.5	0.6	MHz

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



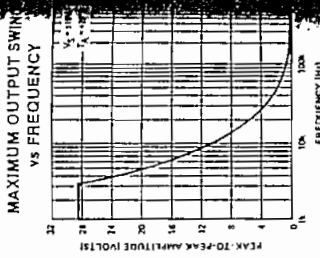
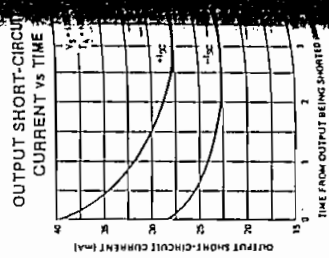
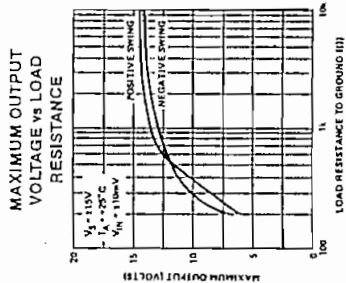
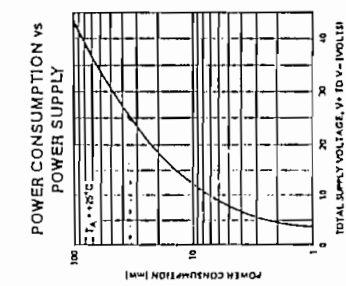
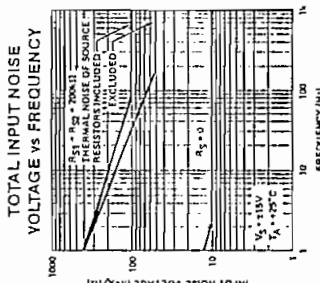
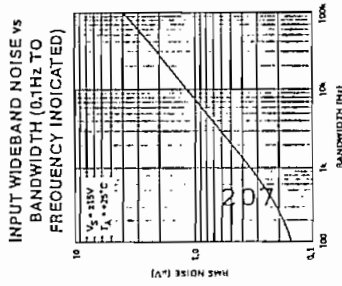
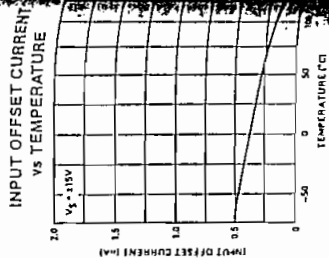
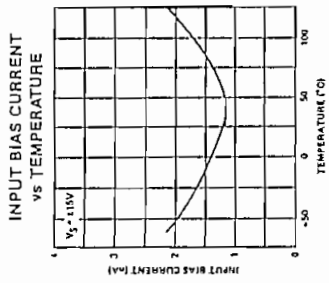
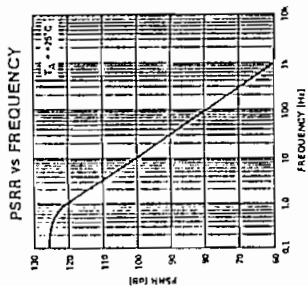
CLOSED-LOOP RESPONSE FOR VARIOUS GAIN CONFIGURATIONS



OPERATIONAL AMPLIFIERS

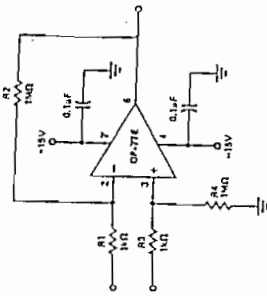


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



APPLICATIONS INFORMATION

PRECISION HIGH-GAIN DIFFERENTIAL AMPLIFIER

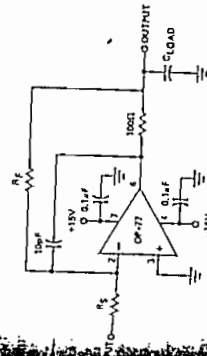


High gain, gain linearity, CMRR, and low TCvOs of the OP-77 make it possible to obtain performance not previously available in single stage very high-gain amplifier applications.

For best CMR,  $R_1$  must equal  $R_3$  and  $R_2$  must equal  $R_4$ . In this example, the maximum errors are listed.

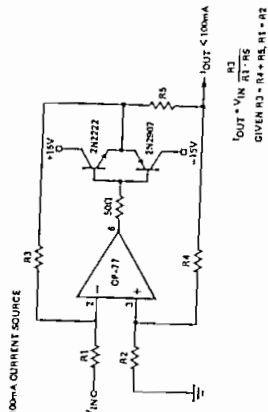
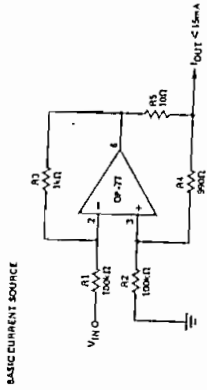
TYPE	AMOUNT
COMMON-MODE VOLTAGE	0.01%/V
GAIN LINEARITY, WORST CASE	0.02%
TCvOs	0.005%/°C
CMRS	0.008%/°C

LOADING LARGE CAPACITIVE LOADS



A circuit, reduces maximum slew-rate but allows loading large capacitive loads of any size without instability. Because the 100ft resistor is inside the feedback loop, the effect on output impedance is reduced to insignificant by the high open-loop gain of the OP-77.

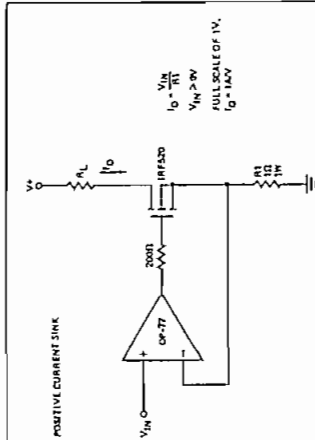
BILATERAL CURRENT SOURCE



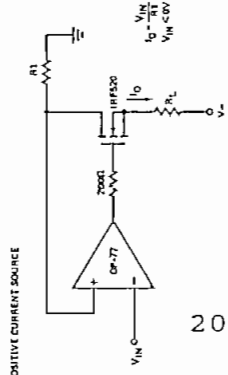
These current sources will supply both positive and negative current into a grounded load.

Note that  $Z_0 = \frac{R_5}{R_2} \left( \frac{R_4}{R_2} + 1 \right)$  and that for  $Z_0$  to be infinite,  $\frac{R_5 + R_4}{R_2}$  must =  $\frac{R_3}{R_1}$ .

PRECISION CURRENT SINKS

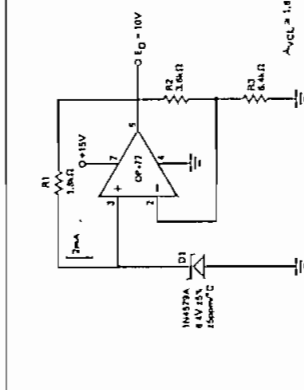


POSITIVE CURRENT SINK



These simple high current sinks require that the load float between the power supply and the sink. In these circuits, OP-77's high gain, high CMRR, and low TC<sub>V<sub>OS</sub></sub> assure high accuracy.

HIGH STABILITY VOLTAGE REFERENCE

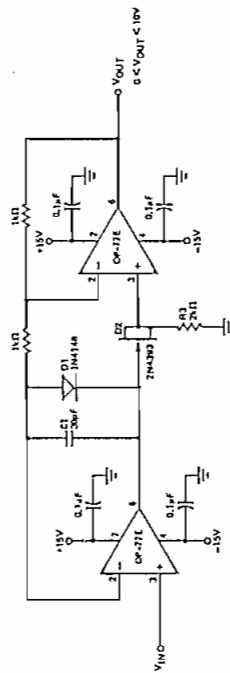


This simple bootstrapped voltage reference provides a precision 10 volts virtually independent of changes in power supply voltage, ambient temperature, and output loading. Correct zener operating current of exactly 2mA is maintained by R1, a selected 5ppm/°C resistor, connected to the regulated output. Accuracy is primarily determined by three factors: the 5ppm/°C temperature coefficient of D1, 1ppm/°C ratio tracking of R2 and R3, and operational amplifier V<sub>OS</sub> errors.

V<sub>OS</sub> errors, amplified by 1.6 (A<sub>VCL</sub>), appear at the output and can be significant with most monolithic amplifiers. For example, an ordinary amplifier with TC<sub>V<sub>OS</sub></sub> of 5μV/°C contributes 0.8ppm/°C of output error while the OP-77, with TC<sub>V<sub>OS</sub></sub> of 0.3μV/°C, contributes but 0.05ppm/°C of output error, thus effectively eliminating TC<sub>V<sub>OS</sub></sub> as an error consideration.

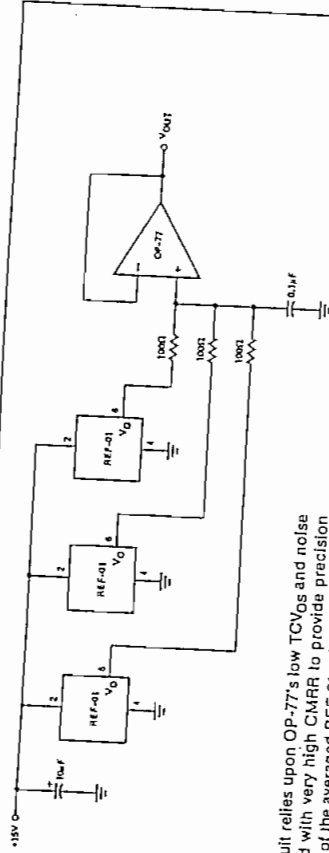
The high gain and low TC<sub>V<sub>OS</sub></sub> assure accurate operation with inputs from microvolts to volts. In this circuit, the signal always appears as a common-mode signal to the op amps. The OP-77E CMRR of 1μV/V assures errors of less than 2ppm.

PRECISION ABSOLUTE VALUE AMPLIFIER



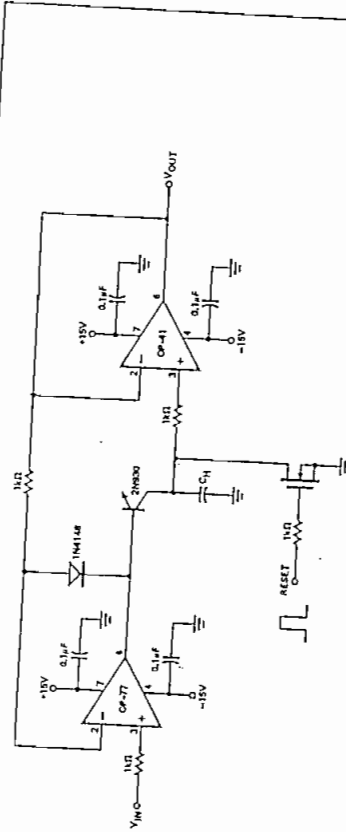
The high gain and low TC<sub>V<sub>OS</sub></sub> assure accurate operation with inputs from microvolts to volts. In this circuit, the signal always appears as a common-mode signal to the op amps. The OP-77E CMRR of 1μV/V assures errors of less than 2ppm.

LOW NOISE PRECISION REFERENCE



This circuit relies upon OP-77's low TC<sub>V<sub>OS</sub></sub> and noise combined with very high CMRR to provide precision buffering of the averaged REF-01 voltage outputs.

PRECISION POSITIVE PEAK DETECTOR



C<sub>H</sub> must be of polystyrene, Teflon<sup>®</sup>, or polyethylene to minimize dielectric absorption and leakage. The droop rate is determined by the size of C<sub>H</sub> and the bias current of the OP-41.

<sup>®</sup> Registered trademark of the Dupont Company.





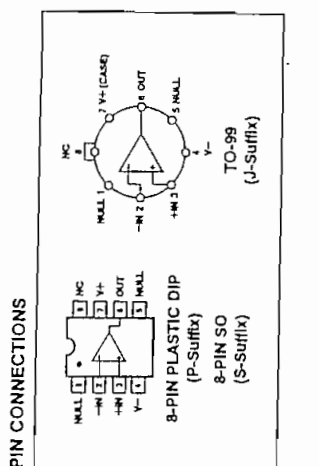
# OP-80

## ULTRA-LOW BIAS CURRENT OPERATIONAL AMPLIFIER

### PRELIMINARY

125°C, the OP-80 typically has a bias current of only 10pA. During room-temperature operation, the OP-80's bias current is equivalent to a mere 125 electrons per millisecond, only 20fA typical. The OP-80 is capable of operation with either single or dual supplies. Its low cost makes it attractive as a general-purpose amplifier for low-voltage systems, as well as systems demanding the highest level of precision in current-to-voltage conversion.

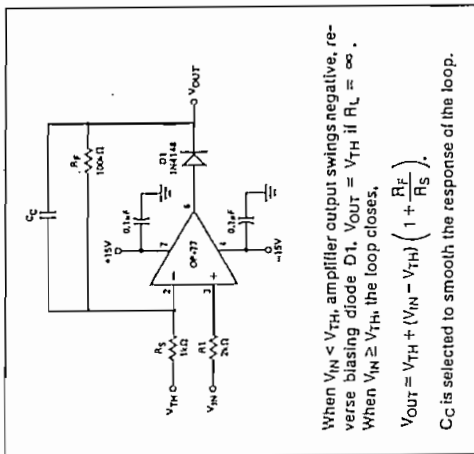
The low supply current minimizes thermal power dissipation, virtually eliminating the effects of chip self-heating. System power-supply demand is reduced as well, resulting in lower overall costs. The OP-80's CMOS design gives a good speed/power ratio, permitting a 0.2V/μs minimum slew rate and a 300kHz gain-bandwidth product with unity-gain stability.



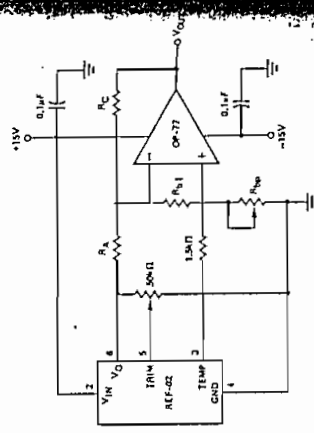
When  $V_{IN} < V_{TH}$ , amplifier output swings negative, reverse biasing diode D1.  $V_{OUT} = V_{TH}$  if  $R_f = \infty$ .  
 When  $V_{IN} \geq V_{TH}$ , the loop closes,  
 $V_{OUT} = V_{TH} + (V_{IN} - V_{TH}) \left( 1 + \frac{R_f}{R_s} \right)$   
 $C_c$  is selected to smooth the response of the loop.

209

### PRECISION THRESHOLD DETECTOR AMPLIFIER



### PRECISION TEMPERATURE SENSOR



TCVOUT SLOPE (S)	10mV/°C	100mV/°C	10mV
TEMPERATURE RANGE	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C	-85°F to +257°F
OUTPUT VOLTAGE RANGE	-0.55V to +12.5V	-5.5V to +12.5V	-0.67V to +2.5V
ZERO-SCALE	0V @ 0°C	0V @ 0°C	0V @ 0°C
R1 (±1% Resistor)	9.09kΩ	15kΩ	7.5kΩ
R2 (±1% Resistor)	1.5kΩ	1.22kΩ	1.21kΩ
R3 (Potentiometer)	200Ω	500Ω	200Ω
R4 (±1% Resistor)	5.11kΩ	84.5kΩ	8.23kΩ

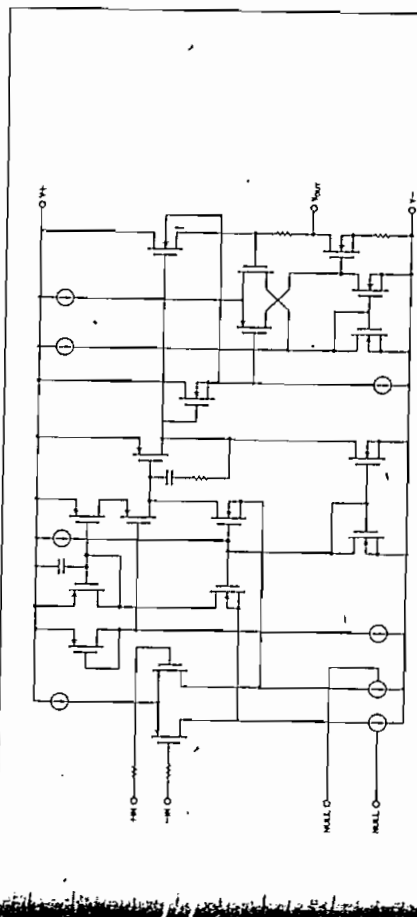
PACKAGE	PLASTIC	OPERATING TEMPERATURE RANGE
OP80A*	—	MIL
OP80E†	—	XIND
OP80F†	—	XIND
OP80GJ	OP80GP	XIND
	OP80GSH	XIND

\*Services processed in total compliance to MIL-STD-883, add /883 after number. Consult factory for 883 data sheet.  
 †Not available on commercial and industrial temperature range parts in plastic clip, and TO-can packages. For ordering information see 1988 Book, Section 2.  
 ‡Availability and burn-in information on SO and PLCC packages, contact local sales office.

### GENERAL DESCRIPTION

OP-80 CMOS operational amplifier offers exceptionally low currents over its entire operating temperature range. At

### WIRING SCHEMATIC



Filed Under U.S. Patent Number: 4,875,561.

Preliminary product information is based on testing of a limited number of devices. Final specifications may vary. Please contact local sales distributor for final data sheet.



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Supply Voltage ..... 22V  
 Oscillator Input Voltage (Note 1) .....  
     -0.3V to (V<sup>+</sup> + 0.3V) for V<sup>+</sup> < 10V  
     (V<sup>+</sup> - 10V) to (V<sup>+</sup> + 0.3V) for V<sup>+</sup> > 10V  
 Current into LV (Note 1) ..... 20μA for V<sup>+</sup> > 10V  
 Input Short Duration ..... Continuous

Power Dissipation (Note 2) .....  
 ICL7662CTY ..... 500mW  
 ICL7662CPA ..... 300mW  
 ICL7662MTY ..... 500mW  
 Lead Temperature (Soldering, 10sec) ..... 300°C

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not known. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** V<sup>+</sup> = 15V, T<sub>A</sub> = 25°C, C<sub>OSC</sub> = 0, unless otherwise stated. Test Circuit Figure 3.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
V <sub>L</sub>	Supply Voltage Range—Lo	R <sub>L</sub> = 10kΩ, LV = GND	4.5		11	V
V <sub>H</sub>	Supply Voltage Range—Hi	R <sub>L</sub> = 10kΩ, LV = Open	9		20	V
I <sub>SC</sub>	Supply Current	R <sub>L</sub> = ∞, LV = Open		.25 .30 .40	.60 .85 1.0	μA
R <sub>OS</sub>	Output Source Resistance	I <sub>o</sub> = 20mA, LV = Open		60 70 90	100 120 150	Ω
I <sub>SC</sub>	Supply Current	V <sup>+</sup> = 5V, R <sub>L</sub> = ∞, LV = GND		20 25 30	150 200 250	μA
R <sub>OS</sub>	Output Source Resistance	V <sup>+</sup> = 5V, I <sub>o</sub> = 3mA, LV = GND		125 150 200	200 250 350	Ω
f <sub>OSC</sub>	Oscillator Frequency			10		kHz
η	Power Efficiency	R <sub>L</sub> = 2KΩ T <sub>A</sub> = 25°C Min < T <sub>A</sub> < Max	93 90	96 95		%
η <sub>CEI</sub>	Voltage Conversion Effic.	R <sub>L</sub> = ∞ Min < T <sub>A</sub> < Max	97	99.9		%
I <sub>OSC</sub>	Oscillator Sink or Source Current	V <sup>+</sup> = 5V (V <sub>osc</sub> = 0V to +5V) V <sup>+</sup> = 15V (V <sub>osc</sub> = +5V to +15V)		0.5 4.0		μA

- NOTES: 1. Connecting any terminal to voltages greater than V<sup>+</sup> or less than ground may cause destructive latchup. It is recommended that no inputs from sources operating from external supplies be applied prior to "power up" of the ICL7662.  
 2. Derate linearly above 50°C by 5.5mW/°C.  
 3. Pin 1 is a Test pin and is not connected in normal use.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (See Test Circuit of Figure 3)

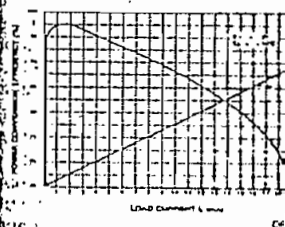
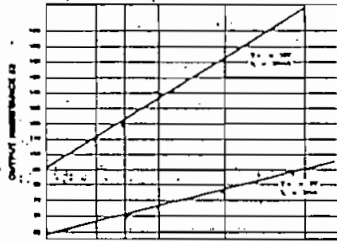
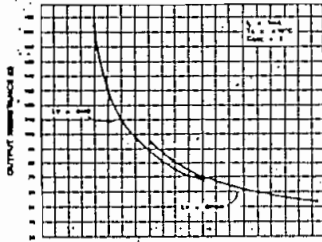
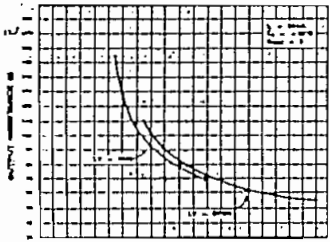
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

OUTPUT SOURCE RESISTANCE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

OUTPUT SOURCE RESISTANCE AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE

OUTPUT SOURCE RESISTANCE AS A FUNCTION OF TEMPERATURE

SUPPLY CURRENT & POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF LOAD CURRENT



OP046711

OP047711

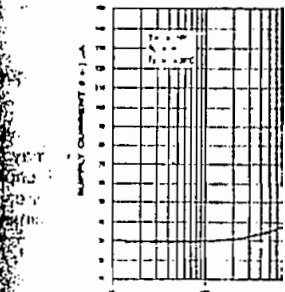
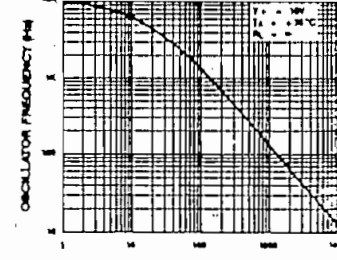
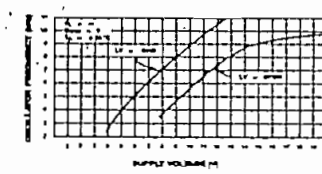
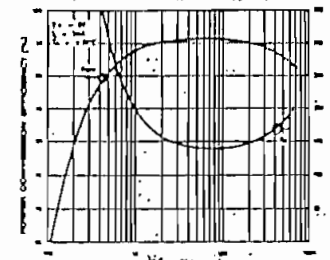
OP04811

POWER CONVERSION EFFICIENCY AND OUTPUT SOURCE RESISTANCE AS A FUNCTION OF OSCILLATOR FREQUENCY

POWER CONVERSION EFFICIENCY AND OUTPUT SOURCE RESISTANCE AS A FUNCTION OF OSC. FREQUENCY

FREQUENCY OF OSCILLATION AS A FUNCTION OF EXTERNAL OSC. CAPACITANCE

SUPPLY CURRENT AS A FUNCTION OF OSCILLATOR FREQUENCY



OP048811

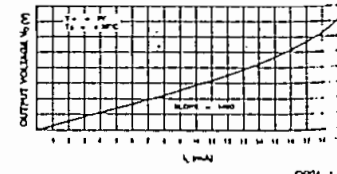
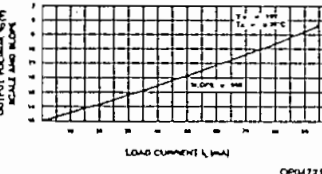
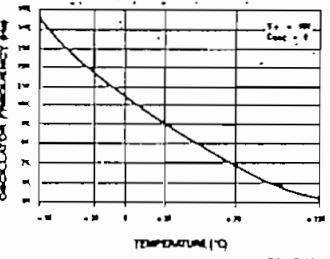
OP047411

OP047011

UNLOADED OSCILLATOR FREQUENCY AS A FUNCTION OF TEMPERATURE

OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF LOAD CURRENT

OUTPUT VOLTAGE AS A FUNCTION OF LOAD CURRENT



OP047111

OP047211

OP047311

These curves include in the supply current the current going into the load  $R_L$  from  $V^+$  (see Figure 3). The current goes directly to the positive terminal through the ICL7662, to the negative terminal through the ICL7662, to the negative terminal.  $I_{SC} \approx 2V_{IN}/R_L \approx 2I_L$ , so  $V_{IN} \approx 1.5V_{OUT}$ .

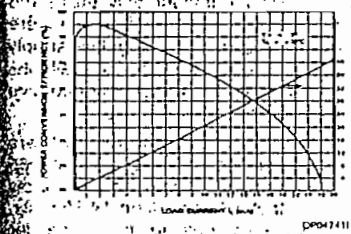
CIRCUIT DESCRIPTION

The ICL7662 contains all the components needed to provide a negative voltage conversion. It includes a negative voltage converter, external capacitors which may be electrolytic capacitors. The operation of the device may be best understood by referring to Figure 4, which shows an idealized negative voltage converter. Capacitor  $C_1$  is charged to a voltage  $V_{IN}$ . When switches  $S_1$  and  $S_3$  are closed and  $S_2$  is open during this half cycle of operation, switches  $S_2$  and  $S_3$  are open, thereby shifting the output voltage to  $V_{OUT}$ . Charge is then transferred to  $C_2$  and the output voltage on  $C_2$  is inverted. The output voltage is then regulated and no load on  $C_2$ . The regulation is more closely than that of a simple voltage divider.

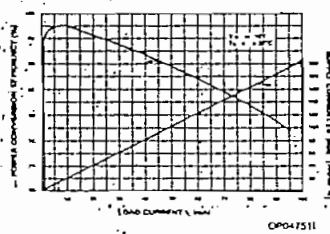
Note: All typical values have been guaranteed by characterization and are not tested.

Typical values have been guaranteed by characterization and are not tested.

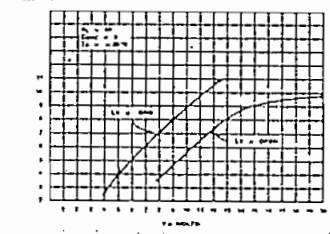
SUPPLY CURRENT & POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF LOAD CURRENT



SUPPLY CURRENT & POWER CONVERSION EFFICIENCY AS A FUNCTION OF LOAD CURRENT



FREQUENCY OF OSCILLATION AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



SUPPLY CURRENT AS A FUNCTION OF OSCILLATOR FREQUENCY

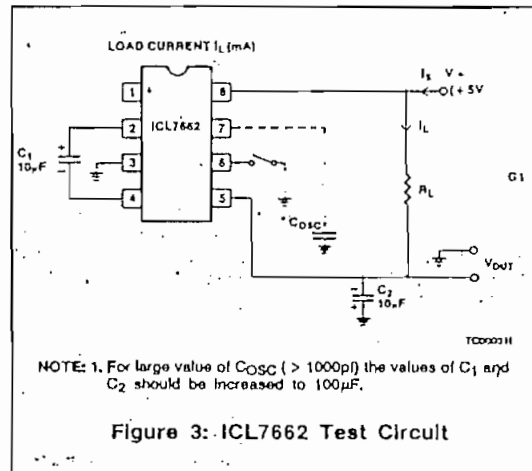
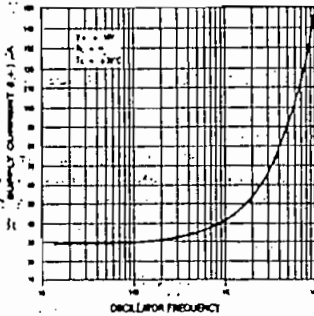


Figure 3: ICL7662 Test Circuit

that these curves include in the supply current that current fed into the load  $R_L$  from  $V^+$  (see Figure 3). Thus, approximately half supply current goes directly to the positive side of the load, and the other half, through the ICL7662, to the negative side of the load. Ideally,  $I_{CO} \approx 2V_{IN} / R_L \approx 2 I_L$ , so  $V_{IN} - I_S \approx V_{LOAD} + I_C$

**CIRCUIT DESCRIPTION**

The ICL7662 contains all the necessary circuitry to complete a negative voltage converter, with the exception of 2 external capacitors which may be inexpensive 10µF polarized electrolytic capacitors. The mode of operation of the device may be best understood by considering Figure 4, which shows an idealized negative voltage converter. Capacitor  $C_1$  is charged to a voltage,  $V^+$ , for the half cycle when switches  $S_1$  and  $S_3$  are closed. (Note: Switches  $S_2$  and  $S_4$  are open during this half cycle.) During the second half cycle of operation, switches  $S_2$  and  $S_4$  are closed, with  $S_1$  and  $S_3$  open, thereby shifting capacitor  $C_1$  negatively by  $V^+$  volts. Charge is then transferred from  $C_1$  to  $C_2$  such that the voltage on  $C_2$  is exactly  $V^+$ , assuming ideal switches and no load on  $C_2$ . The ICL7662 approaches this ideal situation more closely than existing non-mechanical circuits.

In the ICL7662, the 4 switches of Figure 4 are MOS power switches:  $S_1$  is a P-channel device and  $S_2, S_3$  &  $S_4$  are N-channel devices. The main difficulty with this approach is that in integrating the switches, the substrates of  $S_3$  &  $S_4$  must always remain reverse biased with respect to their sources, but not so much as to degrade their "ON" resistances. In addition, at circuit startup, and under output short circuit conditions ( $V_{OUT} = V^+$ ), the output voltage must be sensed and the substrate bias adjusted accordingly. Failure to accomplish this would result in high power losses and probable device latchup.

This problem is eliminated in the ICL7662 by a logic network which senses the output voltage ( $V_{OUT}$ ) together with the level translators, and switches the substrates of  $S_3$  &  $S_4$  to the correct level to maintain necessary reverse bias.

The voltage regulator portion of the ICL7662 is an integral part of the anti-latchup circuitry, however its inherent voltage drop can degrade operation at low voltages. Therefore, to improve low voltage operation the "LV" pin should be connected to GROUND, disabling the regulator. For supply voltages greater than 11 volts the LV terminal must be left open to insure latchup proof operation, and prevent device damage.

All typical values have been guaranteed by characterization and are not tested.

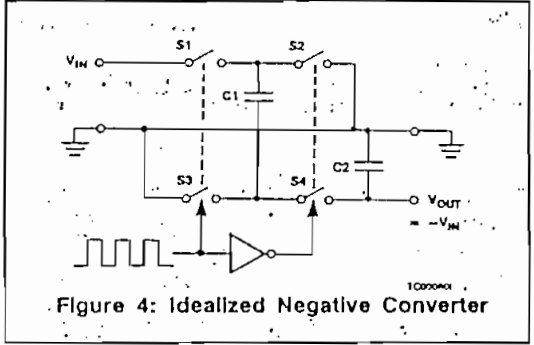


Figure 4: Idealized Negative Converter

**THEORETICAL POWER EFFICIENCY CONSIDERATIONS**

In theory a voltage multiplier can approach 100% efficiency if certain conditions are met:

- A The drive circuitry consumes minimal power
- B The output switches have extremely low ON resistance and virtually no offset
- C The impedances of the pump and reservoir capacitors are negligible at the pump frequency.

The ICL7662 approaches these conditions for negative voltage multiplication if large values of C<sub>1</sub> and C<sub>2</sub> are used. **ENERGY IS LOST ONLY IN THE TRANSFER OF CHARGE BETWEEN CAPACITORS IF A CHANGE IN VOLTAGE OCCURS.** The energy lost is defined by:

$$E = 1/2 C_1 (V_1^2 - V_2^2)$$

where V<sub>1</sub> and V<sub>2</sub> are the voltages on C<sub>1</sub> during the pump and transfer cycles. If the impedances of C<sub>1</sub> and C<sub>2</sub> are relatively high at the pump frequency (refer to Figure 4) compared to the value of R<sub>L</sub>, there will be a substantial difference in the voltages V<sub>1</sub> and V<sub>2</sub>. Therefore it is not only desirable to make C<sub>2</sub> as large as possible to eliminate output voltage ripple, but also to employ a correspondingly large value for C<sub>1</sub> in order to achieve maximum efficiency of operation.

**DO'S AND DON'TS**

- 1: Do not exceed maximum supply voltages.
- 2: Do not connect LV terminal to GROUND for supply voltages greater than 11 volts.
- 3: When using polarized capacitors, the + terminal of C<sub>1</sub> must be connected to pin 2 of the ICL7662 and

the + terminal of C<sub>2</sub> must be connected to GROUND.

**TYPICAL APPLICATIONS**

**Simple Negative Voltage Converter**

The majority of applications will undoubtedly utilize the ICL7662 for generation of negative supply voltages. Figure 5 shows typical connections to provide a negative supply where a positive supply of +4.5V to 20.0V is available. Keep in mind that pin 6 (LV) is tied to the supply negative (GND) for supply voltages below 11 volts.

The output characteristics of the circuit in Figure 5 are those of a nearly ideal voltage source in series with 3 ohms. Thus for a load current of -10mA and a supply voltage of +15 volts, the output voltage will be 14.35 volts. The dynamic output impedance due to the capacitor impedances is approximately 1/ωC, where:

$$C = C_1 = C_2$$

$$\text{which gives } \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi (f_{\text{pump}} \times 10^{-5})} = 3 \text{ ohms}$$

for C = 10μF and f<sub>pump</sub> = 5kHz (1/2 of oscillator frequency)

**Paralleling Devices**

Any number of ICL7662 voltage converters may be paralleled to reduce output resistance. The reservoir capacitor, C<sub>2</sub>, serves all devices while each device requires its own pump capacitor, C<sub>1</sub>. The resultant output resistance would be approximately:

$$R_{\text{OUT}} = \frac{R_{\text{OUT}} \text{ (of ICL7662)}}{n \text{ (number of devices)}}$$

**Cascading Devices**

The ICL7662 may be cascaded as shown to produce larger negative multiplication of the initial supply voltage. However, due to the finite efficiency of each device, the practical limit is 10 devices for light loads. The output voltage is defined by:

$$V_{\text{OUT}} = -n (V_{\text{IN}})$$

where n is an integer representing the number of devices cascaded. The resulting output resistance would be approximately the weighted sum of the individual ICL7662 R<sub>OUT</sub> values.

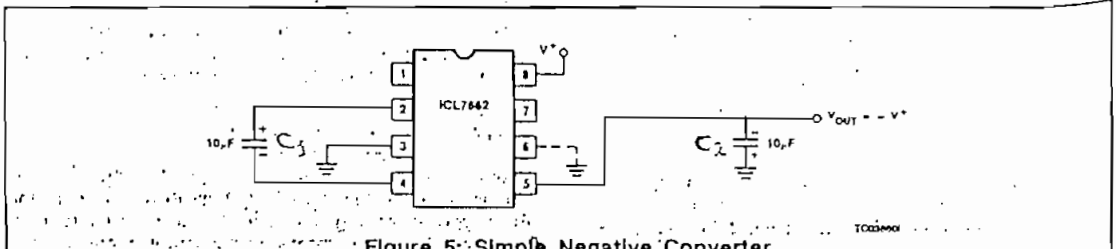


Figure 5: Simple Negative Converter

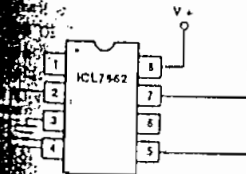


Figure 8: External

...ng the ICL7662 C... may be desirable in some a... considerations, to increas... achieved by overdrivin... clock, as shown in Fig... device latchup, a 1kΩ... with the clock output. I... has generated the exte... C<sub>2</sub>, the addition of a IC... is required. Note that... clocking, as with intern... frequency. Output transie... of the clock.

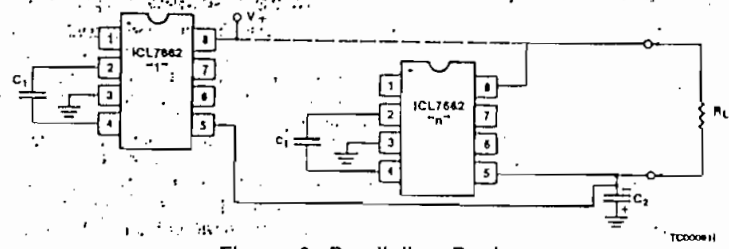


Figure 6: Paralleling Devices

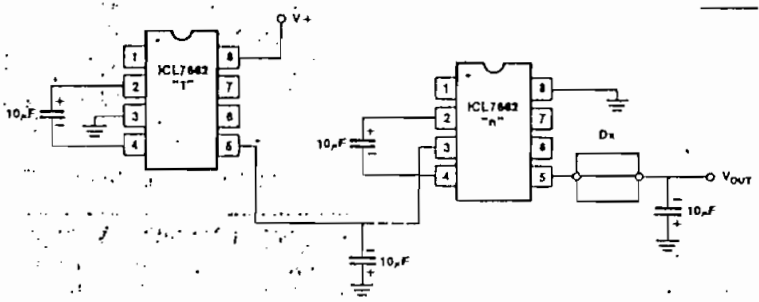


Figure 7: Cascading Devices for Increased Output Voltage

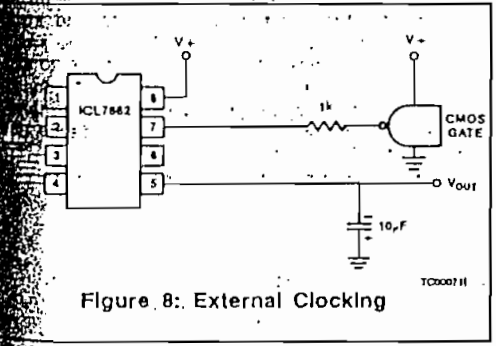


Figure 8: External Clocking

frequency. This reduces the switching losses, and is achieved by connecting an additional capacitor,  $C_{OSC}$ , as shown in Figure 9. However, lowering the oscillator frequency will cause an undesirable increase in the impedance of the pump ( $C_1$ ) and reservoir ( $C_2$ ) capacitors; this is overcome by increasing the values of  $C_1$  and  $C_2$  by the same factor that the frequency has been reduced. For example, the addition of a 100pF capacitor between pin 7 (Osc) and  $V^+$  will lower the oscillator frequency to 1kHz from its nominal frequency of 10kHz (a multiple of 10), and thereby necessitate a corresponding increase in the value of  $C_1$  and  $C_2$  (from 10µF to 100µF).

5

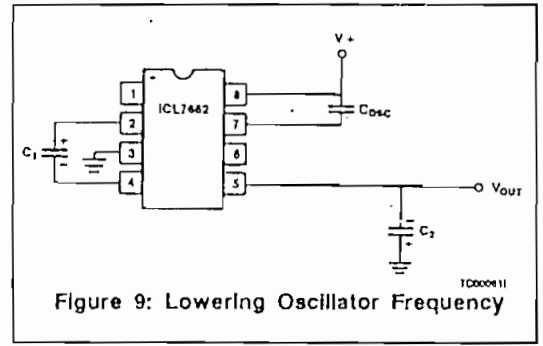


Figure 9: Lowering Oscillator Frequency

### Lowering the ICL7662 Oscillator Frequency

It may be desirable in some applications, due to noise or other considerations, to increase the oscillator frequency. This is achieved by overdriving the oscillator from an external clock, as shown in Figure 8. In order to prevent the device latchup, a 1kΩ resistor must be used in series with the clock output. In the situation where the user has generated the external clock frequency using a microcontroller, the addition of a 10kΩ pullup resistor to  $V^+$  is required. Note that the pump frequency with external clocking, as with internal clocking, will be 1/2 of the oscillator frequency. Output transitions occur on the positive edge of the clock.

It is also possible to increase the conversion efficiency of the ICL7662 at low load levels by lowering the oscillator

### Positive Voltage Doubling

The ICL7662 may be employed to achieve positive voltage doubling using the circuit shown in Figure 10. In this

The ICL7662 regulators are IC accept inputs from outputs over the Operating current load.

Output current able on both dev regulators and the the ICL7663 only output. This can the voltage applie (e.g., ICM7231/2) temperature rang

The ICL7663 at plastic, TO-99 ca

ORDERING I

PART NUMBER

- ICL7663CBA
- ICL7663CPA
- ICL7663CJA
- ICL7663CDA
- ICL7663CTV

application, the pump inverter switches of the ICL7662 are used to charge  $C_1$  to a voltage level of  $V^+ - V_F$  (where  $V^+$  is the supply voltage and  $V_F$  is the forward voltage drop of diode  $D_1$ ). On the transfer cycle, the voltage on  $C_1$  plus the supply voltage ( $V^+$ ) is applied through diode  $D_2$  to capacitor  $C_2$ . The voltage thus created on  $C_2$  becomes  $(2V^+) - (2V_F)$  or twice the supply voltage minus the combined forward voltage drops of diodes  $D_1$  and  $D_2$ .

The source impedance of the output ( $V_{OUT}$ ) will depend on the output current, but for  $V^+ = 15$  volts and an output current of 10mA it will be approximately 70 ohms.

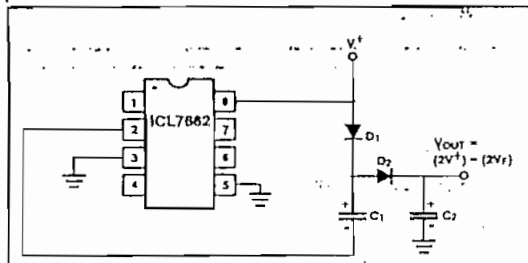


Figure 10: Positive Voltage Doubler

Combined Negative Voltage Conversion and Positive Supply Doubling

Figure 11 combines the functions shown in Figures 5 and 10 to provide negative voltage conversion and positive voltage-doubling simultaneously. This approach would be, for example, suitable for generating +9 volts and -5 volts from an existing +5 volt supply. In this instance capacitors  $C_1$  and  $C_3$  perform the pump and reservoir functions respectively for the generation of the negative voltage, while capacitors  $C_2$  and  $C_4$  are pump, and reservoir respectively for the doubled positive voltage. There is a penalty in this configuration which combines both functions, however, in that the source impedances of the generated supplies will be somewhat higher due to the finite impedance of the common charge pump driver at pin 2 of the device.

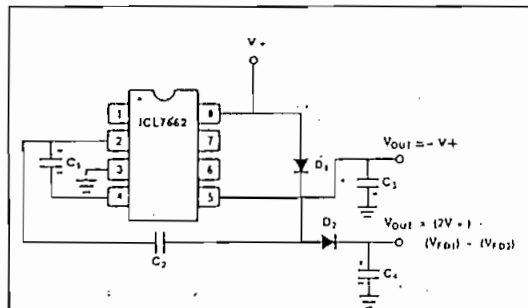


Figure 11: Combined Negative Converter and Positive Doubler

Voltage Splitting

The bidirectional characteristics can also be used to split a higher supply in half, as shown in Figure 12. The combined load will be evenly shared between the two sides and, a high value resistor to the LV pin ensures start-up. Because the switches share the load in parallel, the output impedance is much lower than in the standard circuits, and higher currents can be drawn from the device. By using this circuit, and then the circuit of Figure 7, +30V can be converted (via +15V, and -15V) to a nominal -30V although with rather high series output resistance (~250Ω)

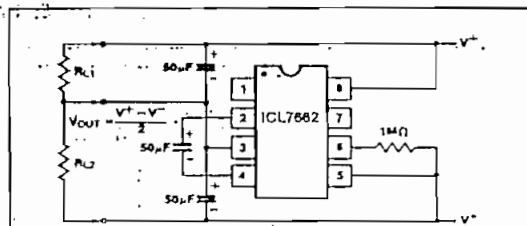


Figure 12: Splitting A Supply In Half

Regulated Negative Voltage Supply

In some cases, the output impedance of the ICL7662 can be a problem, particularly if the load current varies substantially. The circuit of Figure 13 can be used to overcome this by controlling the input voltage, via an ICL7611 low-power CMOS op amp, in such a way as to maintain a near-constant output voltage. Direct feedback is inadvisable since the ICL7662's output does not respond instantaneously to a change in input, but only after the switching delay. The circuit shown supplies enough delay to accommodate the 7662, while maintaining adequate feedback. An increase in pump and storage capacitors is desirable, as the values shown provides an output impedance of less than 5Ω to a load of 10mA.

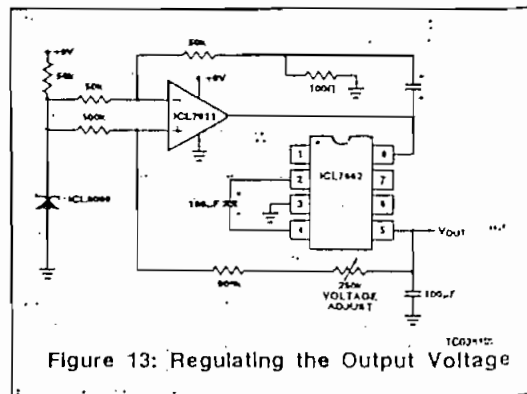


Figure 13: Regulating the Output Voltage

OTHER APPLICATIONS

Further information on the operation and use of the ICL7662 may be found in A051 "Principals and Applications of the ICL7660 CMOS Voltage Converter" by Peter Bradshaw and Dave Bingham.

Note: All typical values have been guaranteed by characterization and are not tested.



## ANEXO 5

## EVALUACION ECONOMICA DEL EQUIPO

DESCRIPCION	P.UNIT.	CANT.	P.TOTAL
<b>CIRCUITOS INTEGRADOS:</b>			
1N4148	300	8	2.400
1N5729	600	1	600
2N2222	500	1	2.000
HM6116LP	12.000	1	12.000
SN74HC14	2.500	1	2.500
SN74LS30	2.500	1	2.500
SN74HC138	3.000	2	6.000
SN74HC244	4.000	3	12.000
SN74HC373	4.000	3	12.000
D8751H	100.000	1	100.000
DMC16207 (16X2 LCD MODULE)	80.000	1	80.000
CRISTAL DE 7.3728MHZ	3.500	1	3.500
LM358	2.000	1	2.000
ADC0804	15.000	1	15.000
MC1488	3.000	1	3.000
HY6264P	20.000	3	60.000
CD4051BCN	8.000	2	12.000
PMI OP10-CY	45.000	1	45.000
PMI OP77-EP	15.000	1	15.000
ICL7662CPA	7.000	1	7.000
LM7812	2.500	1	2.500

LM7805	2.500	1	2.500
--------	-------	---	-------

**CAPACITORES:**

100pF	500	4	2.000
0.22 $\mu$ F	500	3	1.500
0.33 $\mu$ F	500	2	1.000
100 $\mu$ F 50V	1.000	2	2.000
0.1 $\mu$ F 50V	500	4	2.000
10 $\mu$ F 20V	1.000	1	1.000
47 $\mu$ F 15V	250	2	500

**RESISTENCIAS:**

Resistencias de 1/4 W	100	35	3.500
Potenciometro de 2K $\Omega$ 1/4W	2.000	1	2.000
Potenciometro de 5K $\Omega$	2.000	1	2.000

**OTROS:**

Cable plano (40 hilos)	5.000	1m	5.000
Circuito impreso (MCPD51DA)	80.000	1	80.000
Circuito impreso (DISPLAY)	80.000	1	80.000
Circuito Impreso (AQUISICION)	190.000	1	190.000
Conector hembra cable plano 20-P	2.083	2	4.200
Disipador de calor (regulador +5V)	1.300	1	1.300
Espaguete	1.500	1m	1.500
Gabinete metálico (20x15x9cm)	50.000	1	50.000

Caja plástica hermética	200.000	1	200.000
Grasa Silicona	3.500	1	3.500
Jumper	500	6	3.000
Pulsante con led	5.000	6	30.000
Interruptor metálico	2.000	1	2.000
Conector macho para sismómetro	15.000	1	15.000
Conector macho para batería	15.000	1	15.000
Socket 8-pines	1.000	3	3.000
Socket 14-pines	1.000	4	4.000
Socket 16-pines	1.000	4	4.000
Socket 20-pines	1.000	7	7.000
Socket 24-pines	1.000	1	1.000
Socket 28-pines	1.500	3	4.500
Socket 40-pines	3.500	1	3.500
Conector de cable plano (20 pines)	2.000	10	20.000
Conector de cable plano (40 pines)	2.500	2	5.000
Conector para tarjeta (20 pines)	2.000	10	20.000
Conector para tarjeta (40 pines)	2.500	2	5.000
Conector para tarjeta (5 pines)	2.000	2	4.000
Conector para tarjeta (3 pines)	2.000	1	2.000
Conector para tarjeta (2 pines)	1.500	1	1.500
Conector cable plano (5 pines)	1.000	1	1.000

-----

**TOTAL: 1'183.000,00**

Los costos de los elementos está en SUCRES.

## ANEXO 6

```

;-----
;
;           ARCHIVO PARA CALIBRACION DE SENSOR SISMICO Y
;           ADQUISICION DE DATOS PARA REGISTRO DIGITAL
;-----

```

```

;
;   PROGRAMA TESIS2.ASM
;   R.J.E.      1994-07-05
;-----

```

```

; ASIGNACION DE ETIQUETAS A ESPACIOS DE MEMORIA RAM EXTERNA
;-----

```

```

      OUT07   EQU      0000H   ;HABILITACION DE MUX
      SW07    EQU      0000H   ;TECLADO
      ADC     EQU      6000H   ;CONVERSOR A/D
      RAMINT  EQU      8000H   ;MEMORIA DE 2K
      RAMEXT1 EQU      0A000H  ;MEMORIA DE 8K
      RAMEXT2 EQU      0C000H  ;MEMORIA DE 8K
      RAMEXT3 EQU      0E000H  ;MEMORIA DE 8K
;-----

```

```

; ASIGNACION DE ETIQUETAS A MEMORIA RAM INTERNA
;-----

```

```

;
; *****
;           ETIQUETAS PARA MUX ANALOGOS
; *****

```

```

PULSO      EQU      7FH      ;PULSO DE CALIB.
MOPEN      EQU      7EH      ;RS=OPEN Y R13
M20K       EQU      7DH      ;RS=20k Y R14
M15K       EQU      7CH      ;RS=15K Y R15
M133K      EQU      7BH      ;RS=13,3K Y R16
MG54DB     EQU      7AH      ;R17 PARA 54 dB
MG60DB     EQU      79H      ;R18 PARA 60 dB
MG66DB     EQU      78H      ;R19 PARA 66 dB
MG72DB     EQU      77H      ;R20 PARA 72 dB
TIM        EQU      76H      ;PARA RETARDO
CONTLCD    EQU      75H      ;
ROMLCD     EQU      74H      ;
CURSOR     EQU      73H      ;
AUXCURSOR  EQU      72H      ;
DDRAM      EQU      71H      ;
CHARACTER  EQU      70H      ;
DIGITO     EQU      6FH      ;
X1         EQU      6EH      ;PICO MAXIMO
X2         EQU      6DH      ;PICO MINIMO
X3         EQU      6CH      ;2do PICO MAXIMO
CENTENAS   EQU      6BH      ;CENTENAS DE UN DATO
DECENAS    EQU      6AH      ;DECENAS DE UN DATO
UNIDADES   EQU      69H      ;UNIDADES DEL DATO
BMSLnA     EQU      68H      ;BIT + SIGNF. DE Ln(A)
BLSLnA     EQU      67H      ;BIT - SIGNF. DE Ln(A)
BMSLnB     EQU      66H      ;BIT + SIGNF. DE Ln(B)
BLSLnB     EQU      65H      ;BIT - SIGNF. DE Ln(B)
RES1       EQU      64H      ;R1 = 20 Kohm
RES2       EQU      63H      ;R2 = 15 Kohm
RES3       EQU      62H      ;R3 = 13,3 Kohm
LAMBDA     EQU      61H      ;
;-----

```

```

R1RB3      EQU      60H      ; (R1 + RB) / 3
R2RB3      EQU      5FH      ; (R2 + RB) / 3
R3RB3      EQU      5EH      ; (R3 + RB) / 3
BETA0      EQU      5DH      ; Bo
BETA1      EQU      5CH      ; BETA1 = (B1 - Bo)
BETA2      EQU      5BH      ; BETA2 = (B2 - Bo)
BETA3      EQU      5AH      ; BETA3 = (B3 - Bo)
BET1RM     EQU      59H      ; BMS DE B1*(R1+RB)/3
BET1RL     EQU      58H      ; BLS DE B1*(R1+RB)/3
BET2RM     EQU      57H      ; BMS DE B2*(R2+RB)/3
BET2RL     EQU      56H      ; BLS DE B2*(R2+RB)/3
BET3RM     EQU      55H      ; BMS DE B3*(R3+RB)/3
BET3RL     EQU      54H      ; MLS DE B3*(R3+RB)/3
AUX1      EQU      53H      ; AUX PARA SUMA DE 16 BITS
AUX0      EQU      52H      ; AUX PARA SUMA DE 16 BITS
AVERGM     EQU      51H      ; BMS DE Bi*(Ri+RB)/3
AVERGL     EQU      50H      ; BLS DE Bi*(Ri+RB)/3
RB         EQU      4FH      ; RESIST. DE LA BOBINA
BETA       EQU      4EH      ; AMORTIGUAMIENTO FINAL
RDAMP      EQU      4DH      ; REST. TOTAL DE AMORTIG.
IMPEDINM   EQU      4CH      ; BMS DE Zin DEL V.C.O.
IMPEDINL   EQU      4BH      ; BLS DE Zin DEL V.C.O.
RS         EQU      4AH      ; REST. SHUNT PARA EL AMORTG
DIVIDENO   EQU      49H      ; BLS DEL DIVIDENDO
DIVIDEN1   EQU      48H      ; BMS DEL DIVIDENDO
DIVISOR0   EQU      47H      ; DIVISOR TEMPORAL = 00H
DIVISOR    EQU      46H      ; DIVISOR
RDIV       EQU      45H      ; BLS DEL RESULTADO
RESIDUO    EQU      44H      ; RESIDUO DEL RESULTADO
DENOMDR    EQU      43H      ; DENOMINADOR DE DR=((Zin/RS)+1)
DENBETA    EQU      42H      ; DENOMINADOR DE BETA =(DR+RB)
DTECLA     EQU      41H      ; ALMACENA DATO DE TECLA
TABRSM     EQU      40H      ;
TABRSL     EQU      3FH      ;
AUXLCD     EQU      3EH      ;
PUNTLCD    EQU      3DH      ;
BTECLA     BIT      01H      ; BANDERA DE TECLA PRESIONADA
;
;
;-----
;
; ASIGNACION DE REGISTROS
;-----
;
; R0
; R1
; R2
; R3      USADO PARA RETARDO DE TIEMPO DE 415uSEG
; R4      USADO PARA RETARDO VARIABLE DE TIEMPO
; R5      USADO PARA RETARDO DE TIEMPO DE 105mSEG*R4
;
; R6      USADO PARA VERIFICAR X1, X2 y X3
; R7      USADO PARA VERIFICAR X1, X2 y X3
;-----
;
;

```

```

ORG 0000H
LJMP INICIO
ORG 0013H

```

LJMP EXINT1

;  
ORG 0030H

-----  
; INICIA PROGRAMA  
-----

INICIO:

MOV SP, #0030H ; INICIALIZO EL STACK PIONTER  
MOV IE, #10000000B ; HABILITO INTERUPCION  
SETB IT1 ; INT. EXT. 1 POR FLANCO NEG.  
CLR BTECLA ; RESETOE BANDERA DE TECLADO  
LCALL RESETDISP ; RUTINA DE POWER ON RESET DEL  
; DISPLAY  
MOV TIM, #02H ; RETARDO DE 0, 2 SEG  
LCALL RETARDO2

-----  
; INICIALIZO PARA TRANSMISION SERIAL  
-----

MOV TMOD, #00100000B ; TIMER 1 EN MODO 2  
MOV SCON, #01010000B ; SERIAL EN MODO 1  
MOV TH1, #0F0H ; 1200 BAUDIOS  
MOV TL1, #0F0H ; VALOR DE RECARGA  
SETB TR1 ; ARRANCA BAUD RATE

; \*\*\*\* CARGO LOS DATOS PARA HABILITAR LOS MUX ANALOGOS \*\*\*\*  
;

MOV PULSO, #1EH ; HABILITO CANAL 7 DE MUX 1  
MOV MOPEN, #0E6H ; CANAL 3 DE M1 Y CANAL 7 DE M2  
MOV M20K, #0C4H ; CANAL 2 DE M1 Y CANAL 6 DE M2  
MOV M15K, #0A2H ; CANAL 1 DE M1 Y CANAL 5 DE M2  
MOV M133K, #80H ; CANAL 0 DE M1 Y CANAL 4 DE M2  
MOV MG54DB, #61H ; HABILITO CANAL 3 DE M2  
MOV MG60DB, #41H ; HABILITO CANAL 2 DE M2  
MOV MG66DB, #21H ; HABILITO CANAL 1 DE M2  
MOV MG72DB, #01H ; HABILITO CANAL 0 DE M2

; \*\*\*\* CARGO LOS VALORES DE RESISTENCIAS DE PRUEBA \*\*\*\*  
;

MOV RES1, #0C8H ; RES1 = 20k  
MOV RES2, #096H ; RES2 = 15k  
MOV RES3, #085H ; RES3 = 13, 3k  
MOV RB, #37H ; RB = 5, 5k

=====

; SACO MENSAJE DE IDENTIFICACION AL DISPLAY

=====

MOV DPTR, #MENSAJE ; POSICIONO EL DPTR EN MENSAJE  
MOV ROMLCD, #00H  
MOV CURSOR, #00H  
LCALL MOVCURSOR ; POSICIONO EL CURSOR  
LCALL PROMLCD ; COPIO DE ROM A 1ra FILA DE LCD  
MOV TIM, #02H ; RETARDO DE 0, 2 SEG  
LCALL RETARDO2  
MOV DPTR, #MENSAJE



```

MOV     ROMLCD, #10H
MOV     CURSOR, #40H
LCALL  MOVCURSOR      ;POSICIONO EL CURSOR
LCALL  PROMLCD        ;COPIO DE ROM A 2da FILA DE LCD
MOV     TIM, #1EH     ;RETARDO DE 3 SEG.
LCALL  RETARDO2
LCALL  CLEARLCD       ;BORRO LCD
;=====
; SACO MENSAJE AL DISPLAY PARA ELEJIR CALIBRACION O STORE
;=====
MOV     DPTR, #BASELCD ;POSICIONO EL DPTR EN BASELCD
MOV     ROMLCD, #00H
MOV     CURSOR, #00
LCALL  MOVCURSOR      ;POSICIONO EL CURSOR
LCALL  PROMLCD        ;COPIO DE ROM A 1ra FILA DE LCD
MOV     TIM, #02H     ;RETARDO DE 0,2 SEG
LCALL  RETARDO2
MOV     DPTR, #BASELCD
MOV     ROMLCD, #10H
MOV     CURSOR, #40H
LCALL  MOVCURSOR      ;POSICIONO EL CURSOR
LCALL  PROMLCD        ;COPIO DE ROM A 2da FILA DE LCD
;
;-----
; ESPERO A QUE SE PRESIONE TECLA4 o TECLA5
;-----
TEC:
LCALL  TECLEE
MOV     A, DTECLA
;
;*****TECLA5 PRESIONADA*****
;
CJNE   A, #20H, TECLA4 ;CHEQUEO SI T5 FUE PRESIONADA
LJMP   CALIB
;
;*****TECLA4 PRESIONADA*****
;
TECLA4:
CJNE   A, #10H, TECLA  ;CHEQUEO SI T1 FUE TECLEADA
LJMP   STORE
;
;*****CULQUIER TECLA PRESIONADA*****
;
TECLA: LJMP   TEC
;
;*****
;=====
; CALIBRACION DEL SENSOR SISMICO
;=====
;*****
;
CALIB:
;
;=====
; ELIJO LA RS (RESISTENCIA SHUNT DE AMORTIGUAMIENTO)
;=====

```

```

LCALL CLEARLCD ;BORRO EL DISPLAY
MOV DPTR,#BASELC ;POSICIONO EL DPTR EN BASELC
MOV ROMLCD,#00H
MOV CURSOR,#00
LCALL MOVCURSOR ;POSICIONO EL CURSOR
LCALL PROMLCD ;COPIO DE ROM A 1ra FILA DE LCD
MOV TIM,#02 ;RETARDO DE 0,2 SEG
LCALL RETARDO2
MOV ROMLCD,#10H
MOV CURSOR,#40H
LCALL MOVCURSOR ;POSICIONO EL CURSOR
LCALL PROMLCD ;COPIO DE ROM A 2da FILA DE LCD
MOV TIM,#14H ;RETARDO DE 2 SEG
LCALL RETARDO2

;-----
; ESPERO A QUE SE PRESIONE CUALQUIER TECLA
;-----
MOV DPTR,#TABLARS
MOV A,#00H
MOVC A,@A+DPTR
MOV RS,A
LCALL PUNTERO ;SALVO DPTR DE TABLARS
LJMP XTECRS

;
TECRS:
LCALL TECLEE
MOV A,DTECLA

;
;*****TECLA 5 PRESIONADA*****
;
CJNE A,#20H,TECLA4RS ;CHEQUEO SI T5 FUE TECLEADA
LCALL PUNTER1 ;RECUPERO DPTR
INC DPTR
MOV A,#00H
MOVC A,@A+DPTR
CJNE A,#0C8H,REGRS ;COMPARO SI RS SUPERA EL MAX.
MOV RS,A
MOV DPTR,#TABLARS
LCALL PUNTERO ;SALVO DPTR
LJMP XTECRS
REGRS: MOV RS,A
LCALL PUNTERO ;SALVO DPTR
LJMP XTECRS

;
;*****TECLA 4 PRESIONADA*****
;
TECLA4RS:
CJNE A,#10H,TECLA1RS ;CHEQUEO SI T4 FUE TECLEADA
LCALL PUNTER1 ;RECUPERO DPTR
INC DPTR
INC DPTR
INC DPTR
INC DPTR
INC DPTR
MOV A,#00H
MOVC A,@A+DPTR

```

```

        CJNE    A,#0BEH,REGGRS    ;CHEQUEO SI RS SUPERA EL MAX.
        MOV     RS,A
        LCALL  PUNTERO            ;SALVO DPTR
        LJMP   XTECRS
REGGRS: JC     REGG1RS
        MOV     DPTR,#TABLARS
        MOV     RS,A
        LCALL  PUNTERO            ;SALVO DPTR
        LJMP   XTECRS
REGG1RS:
        MOV     RS,A
        LCALL  PUNTERO            ;SALVO DPTR
        LJMP   XTECRS
;
;*****TECLA 1 PRESIONADA*****
;
TECLA1RS:
        CJNE    A,#02H,TECLARS
        LJMP   XTEC1RS            ;SI T1 ES TECLEADA, CULMINA
                                       ;ELECCION DE RS
;
TECLARS:
        LJMP   TECRS
;
XTECRS:
        LCALL  CLEARLCD          ;BORRO EL DISPLAY
;
;----- SACO EL DATO DE RS AL DISPLAY -----
;
        MOV     CURSOR,#00H
        LCALL  MOVCURSOR
        MOV     CHARACTER,#'R'
        LCALL  PRINTCHAR
        MOV     CURSOR,#01H
        LCALL  MOVCURSOR
        MOV     CHARACTER,#'S'
        LCALL  PRINTCHAR
        MOV     CURSOR,#02H
        LCALL  MOVCURSOR
        MOV     CHARACTER,#'='
        LCALL  PRINTCHAR
;
        MOV     A,RS
        LCALL  DECIMAL
        MOV     CURSOR,#03H
        LCALL  MOVCURSOR
        MOV     A,CENTENAS
        MOV     DIGITO,A
        LCALL  PRINTDIG
        MOV     CURSOR,#04H
        LCALL  MOVCURSOR
        MOV     A,DECENAS
        MOV     DIGITO,A
        LCALL  PRINTDIG
        MOV     CURSOR,#05H
        LCALL  MOVCURSOR

```

```

MOV          CHARACTER,#'.'
LCALL       PRINTCHAR
MOV          CURSOR,#06H
LCALL       MOVCURSOR
MOV          A,UNIDADES
MOV          DIGITO,A
LCALL       PRINTDIG
MOV          TIM,#01H           ;RETARDO DE 0.1 SEG
LCALL       RETARDO2

;
LJMP        TECRS
;
;
XTECLRS:
MOV          CURSOR,#0BH
LCALL       MOVCURSOR
MOV          CHARACTER,#'O'
LCALL       PRINTCHAR
MOV          CURSOR,#0CH
LCALL       MOVCURSOR
MOV          CHARACTER,#'K'
LCALL       PRINTCHAR
MOV          TIM,#14H           ;RETARDO DE 2 SEG
LCALL       RETARDO2

;
;=====
;ELIJO IMPEDANCIA DE ENTRADA
;=====
LCALL       CLEARLCD           ;BORRO EL DISPLAY
MOV          DPTR,#BALCD       ;POSICIONO EL DPTR EN BALCD
MOV          ROMLCD,#00H
MOV          CURSOR,#00H
LCALL       MOVCURSOR         ;POSICIONO EL CURSOR
LCALL       PROMLCD           ;COPIO DE ROM A 1ra FILA DE LCD
MOV          TIM,#02           ;RETARDO DE 0,2 SEG
LCALL       RETARDO2
MOV          ROMLCD,#10H
MOV          CURSOR,#40H
LCALL       MOVCURSOR         ;POSICIONO EL CURSOR
LCALL       PROMLCD           ;COPIO DE ROM A 2da FILA DE LCD

;
;-----
;ESPERO A QUE SE PRESIONE TECLA4 o TECLA5
;-----
TECZ:
LCALL       TECLEE
MOV          A,DTECLA

;
;*****TECLA5 PRESIONADA*****
;
CJNE        A,#20H,TECLA4Z     ;CHEQUEO SI T5 FUE PRESIONADA
MOV          A,RS               ;ELIJO VCO DEL USGS => Zin>=20MΩ
MOV          RDAMP,A           ;POR LO TANTO RDAMP = RS
LCALL       CLEARLCD
MOV          DPTR,#BLCD        ;POSICIONO DPTR EN BLCD
MOV          ROMLCD,#10H

```

```

MOV     CURSOR,#00H
LCALL  MOVCURSOR           ;POSICIONO EL CURSOR
LCALL  PROMLCD             ;COPIO DE ROM A 1ra FILA DE LCD
LCALL  CUROBLINK0
MOV     TIM,#14H           ;RETARDO DE 2 SEG
LCALL  RETARDO2
LJMP   ZINLCD

;
;*****TECLA4 PRESIONADA*****
;
TECLA4Z:
CJNE   A,#10H,TECLAZ      ;CHEQUEO SI T4 FUE TECLEADA
MOV     IMPEDINM,#03H      ;ELIJO VCO DE KINEMETRICS==>
MOV     IMPEDINL,#0E8H     ;Zin=100KΩ=03E8H
MOV     A,#00H
MOV     RDAMP,A
LCALL  CLEARLCD
MOV     DPTR,#BLCD        ;POSICIONO EL DPTR EN BLCD
MOV     ROMLCD,#00H
MOV     CURSOR,#00
LCALL  MOVCURSOR          ;POSICIONO EL CURSOR
LCALL  PROMLCD            ;COPIO DE ROM A 1ra FILA DE LCD
LCALL  CUROBLINK0
MOV     TIM,#14H          ;RETARDO DE 2 SEG
LCALL  RETARDO2
LJMP   ZINLCD

;
;*****CULQUIER TECLA PRESIONADA*****
;
TECLAZ: LJMP     TECZ
;
ZINLCD:
LCALL  CLEARLCD          ;BORRO EL DISPLAY
MOV     DPTR,#MENSAJ     ;POSICIONO DPTR EN MENSAJ
MOV     ROMLCD,#00H
MOV     CURSOR,#00H
LCALL  MOVCURSOR        ;POSICIONO EL CURSOR
LCALL  PROMLCD          ;COPIO DE ROM A 1ra FILA DE LCD
LCALL  CUROBLINK0

;
;
;=====
;
; RUTINAS PARA LA CALIBRACION DEL SENSOR ELEGIDO
;=====
;
LCALL  PULS
MOV     DPTR,#OUT07
MOV     A,MOPEN           ;COLOCO REST. PARA FIJAR LA
MOVX    @DPTR,A           ;GANANCIA EN CIRC. ABIERTO
LCALL  ADQ
MOV     DPTR,#OUT07
MOV     A,#11H           ;DESHABILITO MUX U4 Y U5
MOVX    @DPTR,A
LCALL  CALAMBDA          ;OBTENGO LAMBDA
LCALL  CALCETA          ;OBTENGO Bo
MOV     BETA0,A

```

```

MOV     TIM,#0AH           ;RETARDO DE 1 SEG
LCALL   RETARDO2

;

LCALL   PULS
MOV     DPTR,#OUT07
MOV     A,M20K             ;COLOCO REST. PARA FIJAR LA
MOVX    @DPTR,A           ;GANANCIA CON RES1 = 20K
LCALL   ADQ
MOV     DPTR,#OUT07
MOV     A,#11H            ;DESHABILITO MUX U4 Y U5
MOVX    @DPTR,A
LCALL   CALAMBDA
LCALL   CALCBETA
CLR     C
SUBB    A,BETA0
MOV     BETA1,A           ;OBTENGO B1. - Bo
MOV     TIM,#0AH         ;RETARDO DE 1 SEG
LCALL   RETARDO2

;

LCALL   PULS
MOV     DPTR,#OUT07
MOV     A,M15K             ;COLOCO REST. PARA FIJAR LA
MOVX    @DPTR,A           ;GANANCIA CON RES1 = 15K
LCALL   ADQ
MOV     DPTR,#OUT07
MOV     A,#11H            ;DESHABILITO MUX U4 Y U5
MOVX    @DPTR,A
LCALL   CALAMBDA
LCALL   CALCBETA
CLR     C
SUBB    A,BETA0
MOV     BETA2,A           ;OBTENGO B2 - Bo
MOV     TIM,#0AH         ;RETARDO DE 1 SEG
LCALL   RETARDO2

;

LCALL   PULS
MOV     DPTR,#OUT07
MOV     A,M133K            ;COLOCO REST. PARA FIJAR LA
MOVX    @DPTR,A           ;GANANCIA CON RES1 = 13,3K
LCALL   ADQ
MOV     DPTR,#OUT07
MOV     A,#11H            ;DESHABILITO MUX U4 Y U5
MOVX    @DPTR,A
LCALL   CALAMBDA
LCALL   CALCBETA
CLR     C
SUBB    A,BETA0
MOV     BETA3,A           ;OBTENGO B3 - Bo
MOV     TIM,#0AH         ;RETARDO DE 1 SEG
LCALL   RETARDO2

;
;RUTINA PARA LA SUMA DE RESi CON RB Y DIVIDO PARA TRES
;

MOV     R0,#RES1
MOV     R1,#R1RB3
MOV     R3,#03H

```

SUMPARC:

```
MOV    A,@R0
ADD    A,RB
MOV    B,#03H
DIV    AB
MOV    R4,B
CJNE  R4,#02H,APRO    ;Si residuo=2 aproximo al entero
INC    A              ;mayor, o de no al entero menor
```

APRO:

```
MOV    @R1,A
DEC    R0
DEC    R1
DJNZ  R3,SUMPARC
```

;

;RUTINA PARA LA MULTIPLICACION DE BETAi POR EL SUMANDO

;ANTERIOR RESPECTIVO

;

```
MOV    R0,#R1RB3
MOV    R1,#BET1RM
MOV    R2,#03H
```

MULTPARC:

```
MOV    A,R0
PUSH  ACC
MOV    A,@R0
DEC    R0
DEC    R0
DEC    R0
DEC    R0
MOV    B,@R0
MUL   AB
MOV    @R1,B          ;BMS de A.B en @R2
DEC    R1
MOV    @R1,A          ;BmS de A.B en @R2
POP   ACC
MOV    R0,A
DEC    R0
DEC    R1
DJNZ  R2,MULTPARC
```

;

;RUTINA PARA LA SUMA DE LOS PRODUCTOS OBTENIDOS EN LA RUTINA

;ANTERIOR

;

```
MOV    R0,#BET1RL
MOV    R1,#AUX0
MOV    R2,#02H
LCALL SUMA
MOV    R0,#BET3RL
MOV    R1,#AVERGL
MOV    R2,#02H
LCALL SUMA
```

;

;RUTINA PARA OBTENER RDAMP Y BETA

;

```
MOV    A,RDAMP
JNZ   EJECT          ;SI A<>0, SE TIENE VCO DE USGS
                          ;Y NO SE NECESITA CALCULAR
```

```

;RDAMP, YA QUE RDAMP=RS
;A<>0 ==> RDAMP=RS
;CALCULO RDAMP TOTAL CON RS Y
;CON LA Zin
        LCALL  CALRDAMP
EJECT:
        LCALL  CALBETA           ;OBTENGO BETA TOTAL
        LCALL  CLEARLCD        ;BORRO EL DISPLAY
;
;
;----- SACO LOS DATOS DE B0 Y B AL DISPLAY -----
;
MOV     CURSOR,#00H
LCALL  MOVCURSOR
MOV     CHARACTER,#'B'
LCALL  PRINTCHAR
MOV     CURSOR,#01H
LCALL  MOVCURSOR
MOV     CHARACTER,#'0'
LCALL  PRINTCHAR
MOV     CURSOR,#02H
LCALL  MOVCURSOR
MOV     CHARACTER,#'='
LCALL  PRINTCHAR
;
MOV     A,BETA0
LCALL  DECIMAL
MOV     CURSOR,#03H
LCALL  MOVCURSOR
MOV     A,CENTENAS
MOV     DIGITO,A
LCALL  PRINTDIG
MOV     CURSOR,#04H
LCALL  MOVCURSOR
MOV     CHARACTER,#'.'
LCALL  PRINTCHAR
MOV     CURSOR,#05H
LCALL  MOVCURSOR
MOV     A,DECENAS
MOV     DIGITO,A
LCALL  PRINTDIG
MOV     CURSOR,#06H
LCALL  MOVCURSOR
MOV     A,UNIDADES
MOV     DIGITO,A
LCALL  PRINTDIG
MOV     TIM,#0AH           ;RETARDO DE 1 SEG
LCALL  RETARDO2
;
MOV     CURSOR,#40H
LCALL  MOVCURSOR
MOV     CHARACTER,#'B'
LCALL  PRINTCHAR
MOV     CURSOR,#41H
LCALL  MOVCURSOR
MOV     CHARACTER,#'='
LCALL  PRINTCHAR

```



```

;
MOV      A,BETA
LCALL   DECIMAL
MOV      CURSOR,#42H
LCALL   MOVCURSOR
MOV      A,CENTENAS
MOV      DIGITO,A
LCALL   PRINTDIG
MOV      CURSOR,#43H
LCALL   MOVCURSOR
MOV      CHARACTER,#'.'
LCALL   PRINTCHAR
MOV      CURSOR,#44H
LCALL   MOVCURSOR
MOV      A,DECENAS
MOV      DIGITO,A
LCALL   PRINTDIG
MOV      CURSOR,#45H
LCALL   MOVCURSOR
MOV      A,UNIDADES
MOV      DIGITO,A
LCALL   PRINTDIG
MOV      TIM,#64H          ;RETARDO DE 10 SEG
LCALL   RETARDO2
LJMP    FIN
;
;*****
;=====
;   ALMACENAMIENTO DE DATOS EN MEMORIA RAM EXTERNA
;=====
;*****
STORE:
;-----
;   SACO MENSAJE AL DISPLAY PARA ELEGIR NIVEL DE GANANCIA
;-----
      MOV      DPTR,#GANAN
      MOV      ROMLCD,#00H
      MOV      CURSOR,#00H
      LCALL   MOVCURSOR
      LCALL   PROMLCD
      MOV      TIM,#02H
      LCALL   RETARDO2
      MOV      DPTR,#GANAN
      MOV      ROMLCD,#10H
      MOV      CURSOR,#40H
      LCALL   MOVCURSOR
      LCALL   PROMLCD
;
;-----
;   ESPERO A QUE SE PRESIONE TECLA
;-----
TECG:
      LCALL   TECLEE
      MOV      A,DTECLA
;***** TECLA2 PRESIONADA*****
;

```

```

CJNE    A,#04H,TECLA2G
MOV     DPTR,#GAN54DB           ;GANANCIA DE 54 dB
LCALL   CLEARLCD
MOV     ROMLCD,#00H
MOV     CURSOR,#00H
LCALL   MOVCURSOR
LCALL   PROMLCD
MOV     TIM,#14H                ;RETARDO DE 2 SEGUNDOS
LCALL   RETARDO2
MOV     A,MG54DB
LJMP    STORE1
;***** TECLA3 PRESIONADA *****
TECLA2G:
CJNE    A,#08H,TECLA4G
MOV     DPTR,#GAN60DB           ;GANANCIA DE 60 dB

LCALL   CLEARLCD
MOV     ROMLCD,#00H
MOV     CURSOR,#00H
LCALL   MOVCURSOR
LCALL   PROMLCD
MOV     TIM,#14H                ;RETARDO DE 2 SEGUNDOS
LCALL   RETARDO2
MOV     A,MG60DB
LJMP    STORE1
;***** TECLA4 PRESIONADA *****
TECLA4G:
CJNE    A,#10H,TECLA5G
MOV     DPTR,#GAN66DB           ;GANANCIA DE 66 dB
LCALL   CLEARLCD
MOV     ROMLCD,#00H
MOV     CURSOR,#00H
LCALL   MOVCURSOR
LCALL   PROMLCD
MOV     TIM,#14H                ;RETARDO DE 2 SEGUNDOS
LCALL   RETARDO2
MOV     A,MG66DB
LJMP    STORE1
;***** TECLA5 PRESIONADA *****
TECLA5G:
CJNE    A,#20H,TECLAG
MOV     DPTR,#GAN72DB           ;GANANCIA DE 72 dB
LCALL   CLEARLCD
MOV     ROMLCD,#00H
MOV     CURSOR,#00H
LCALL   MOVCURSOR
LCALL   PROMLCD
MOV     TIM,#14H                ;RETARDO DE 2 SEGUNDOS
LCALL   RETARDO2
MOV     A,MG72DB
LJMP    STORE1
;***** CUALQUIER TECLA PRESIONADA *****
TECLAG:
LJMP    TECG
;
;-----

```

; ELIJO ALMACENAMIENTO LIBRE O CON DISPARO AUTOMATICO

STORE1:

MOV DPTR,#OUT07 ;DIRECCIONO MUX  
MOVX @DPTR,A ;CARGO CODIGO DE GAN. EN MUX

LCALL CLEARLCD  
MOV DPTR,#ELEJ  
MOV ROMLCD,#00H  
MOV CURSOR,#00H  
LCALL MOVCURSOR  
LCALL PROMLCD  
MOV TIM,#02H ;RETARDO DE 0,2 SEGUNDOS  
LCALL RETARDO2  
MOV DPTR,#ELEJ  
MOV ROMLCD,#10H  
MOV CURSOR,#40H  
LCALL MOVCURSOR  
LCALL PROMLCD

ESPERO A QUE SE PRESIONE TECLA

TECELEJ:

LCALL TECLEE  
MOV A,DTECLA

\*\*\*\*\* TECLA4 PRESIONADA \*\*\*\*\*

TECLA4J:

CJNE A,#10H,TECLA5J  
LCALL CLEARLCD  
MOV DPTR,#FREE ;ALMACENAMIENTO LIBRE  
MOV ROMLCD,#00H  
MOV CURSOR,#00H  
LCALL MOVCURSOR  
LCALL PROMLCD  
MOV TIM,#14H ;RETARDO DE 2 SEGUNDOS  
LCALL RETARDO2  
LJMP SFREE

\*\*\*\*\* TECLA5 PRESIONADA \*\*\*\*\*

TECLA5J:

CJNE A,#20H,TECLAJ  
LCALL CLEARLCD  
MOV DPTR,#TRIGER ;ALMACENAMIENTO CON DISPARO  
MOV ROMLCD,#00H  
MOV CURSOR,#00H  
LCALL MOVCURSOR  
LCALL PROMLCD  
MOV TIM,#14H ;RETARDO DE 2 SEGUNDOS  
LCALL RETARDO2  
LJMP STRIGER

\*\*\*\*\* CUALQUIER TECLA PRESIONADA \*\*\*\*\*

TECLAJ:

LJMP TECELEJ

```

;   ALMACENAMIENTO LIBRE
;-----
;*****
SFREE:
    LCALL  TECLEE
    MOV    A,DTECLA
;***** CHEQUEO SI TECLA1 FUE PRESIONADA *****
    CJNE  A,#02H,SFREE
    LCALL  CLEARLCD
    MOV    DPTR,#GRAB
    MOV    ROMLCD,#00H
    MOV    CURSOR,#00H
    LCALL  MOVCURSOR
    LCALL  PROMLCD
    MOV    TIM,#0AH           ;RETARDO DE 1 SEGUNDO
    LCALL  RETARDO2
;=====
;   EMPIEZO GRABACION DE ARCHIVO1: SACO 555 SAMPLES/SEG
;=====

    MOV    DPTR,#RAMEXT1     ;DIRECCIONO MEMORIA EXT1.
    LCALL  GRABAC
    LCALL  CLEARLCD
    MOV    DPTR,#ARCH1
    MOV    ROMLCD,#00H
    MOV    CURSOR,#00H
    LCALL  MOVCURSOR
    LCALL  PROMLCD
    MOV    TIM,#14H          ;RETARDO DE 2 SEGUNDOS
    LCALL  RETARDO2
;-----
;   PARA GRABAR ARCHIVO 2 OTRA VEZ PRESIONE TECLA1
;-----

    LCALL  CLEARLCD
    MOV    DPTR,#FREE
    MOV    ROMLCD,#00H
    MOV    CURSOR,#00H
    LCALL  MOVCURSOR
    LCALL  PROMLCD
    MOV    TIM,#0AH          ;RETARDO DE 1 SEGUNDO
    LCALL  RETARDO2
SFREE1:
    LCALL  TECLEE
    MOV    A,DTECLA
;***** CHEQUEO SI TECLA1 FUE PRESIONADA *****
    CJNE  A,#02H,SFREE1
    LCALL  CLEARLCD
    MOV    DPTR,#GRAB
    MOV    ROMLCD,#00H
    MOV    CURSOR,#00H
    LCALL  MOVCURSOR
    LCALL  PROMLCD
    MOV    TIM,#0AH          ;RETARDO DE 1 SEGUNDO
    LCALL  RETARDO2
;=====
;   EMPIEZO GRABACION DE ARCHIVO2: SACO 555 SAMPLES/SEG
;=====

```

```

=====
MOV      DPTR,#RAMEXT2      ;DIRECCIONO MEMORIA EXT2.
LCALL   GRABAC
LCALL   CLEARLCD
MOV      DPTR,#ARCH2
MOV      ROMLCD,#00H
MOV      CURSOR,#00H
LCALL   MOVCURSOR
LCALL   PROMLCD
MOV      TIM,#14H           ;RETARDO DE 2 SEGUNDOS
LCALL   RETARDO2

-----
;
; PARA GRABAR ARCHIVO 3 OTRA VEZ PRESIONE TECLA1
-----
LCALL   CLEARLCD
MOV      DPTR,#FREE
MOV      ROMLCD,#00H
MOV      CURSOR,#00H
LCALL   MOVCURSOR
LCALL   PROMLCD
MOV      TIM,#0AH           ;RETARDO DE 1 SEGUNDO
LCALL   RETARDO2
SFREE2:
LCALL   TECLEE
MOV      A,DTECLA
;***** CHEQUEO SI TECLA1 FUE PRESIONADA *****
CJNE    A,#02H,SFREE2
LCALL   CLEARLCD
MOV      DPTR,#GRAB
MOV      ROMLCD,#00H
MOV      CURSOR,#00H
LCALL   MOVCURSOR
LCALL   PROMLCD
MOV      TIM,#0AH           ;RETARDO DE 2 SEGUNDOS
LCALL   RETARDO2

=====
;
; EMPIEZO GRABACION DE ARCHIVO2: SACO 555 SAMPLES/SEG
=====
MOV      DPTR,#RAMEXT3      ;DIRECCIONO MEMORIA EXT3.
LCALL   GRABAC
LCALL   CLEARLCD
MOV      DPTR,#ARCH3
MOV      ROMLCD,#00H
MOV      CURSOR,#00H
LCALL   MOVCURSOR
LCALL   PROMLCD
MOV      TIM,#14H           ;RETARDO DE 2 SEGUNDOS
LCALL   RETARDO2

;
;
LJMP    TXSERIAL
;*****
-----
; ALMACENAMIENTO CON DISPARO

```

```

;-----
;*****
;
STRIGER:
;
ESPERE:  MOV     DPTR,#ADC
         MOVX    A,@DPTR
         CJNE   A,#0B4H,ESPER1      ;SI DATO>180 GRABA
         LJMP   STR
ESPER1:  JC     ESPERE
         LJMP   STR
;
;-----
;          GRABO PRIMER ARCHIVO CON DISPARO
;-----
STR:     LCALL   CLEARLCD
         MOV    DPTR,#GRAB
         MOV    ROMLCD,#00H
         MOV    CURSOR,#00H
         LCALL  MOVCURSOR
         LCALL  PROMLCD
;
;=====
;          EMPIEZO GRABACION DE ARCHIVO1: SACO 555 SAMPLES/SEG
;=====
         MOV    DPTR,#RAMEXT1      ;DIRECCIONO MEMORIA EXT1.
         LCALL  GRABAC
         LCALL  CLEARLCD
         MOV    DPTR,#ARCH1
         MOV    ROMLCD,#00H
         MOV    CURSOR,#00H
         LCALL  MOVCURSOR
         LCALL  PROMLCD
         MOV    TIM,#14H           ;RETARDO DE 2 SEGUNDOS
         LCALL  RETARDO2
;
;-----
;          PARA GRABAR ARCHIVO 2 OTRA VEZ ESPERO DISPARO
;-----
         LCALL  CLEARLCD
         MOV    DPTR,#TRIGER      ;ALMACENAMIENTO CON DISPARO
         MOV    ROMLCD,#00H
         MOV    CURSOR,#00H
         LCALL  MOVCURSOR
         LCALL  PROMLCD
;
ESPER:   MOV    DPTR,#ADC
         MOVX   A,@DPTR
         CJNE  A,#0B4H,ESPER2      ;SI DATO>180 GRABA
         LJMP  STR1
ESPER2:  JC    ESPER
         LJMP  STR1

```

```

;
;-----
; GRABO SEGUNDO ARCHIVO CON DISPARO
;-----
STR1:
    LCALL    CLEARLCD
    MOV      DPTR,#GRAB
    MOV      ROMLCD,#00H
    MOV      CURSOR,#00H
    LCALL    MOVCURSOR
    LCALL    PROMLCD
;=====
; EMPIEZO GRABACION DE ARCHIVO2: SACO 555 SAMPLES/SEG
;=====

    MOV      DPTR,#RAMEXT2    ;DIRECCIONO MEMORIA EXT2.
    LCALL    GRABAC
    LCALL    CLEARLCD
    MOV      DPTR,#ARCH2
    MOV      ROMLCD,#00H
    MOV      CURSOR,#00H
    LCALL    MOVCURSOR
    LCALL    PROMLCD
    MOV      TIM,#14H          ;RETARDO DE 2 SEGUNDOS
    LCALL    RETARDO2
;
;-----
; PARA GRABAR ARCHIVO 3 OTRA VEZ ESPERO DISPARO
;-----
    LCALL    CLEARLCD
    MOV      DPTR,#TRIGER    ;ALMACENAMIENTO CON DISPARO
    MOV      ROMLCD,#00H
    MOV      CURSOR,#00H
    LCALL    MOVCURSOR
    LCALL    PROMLCD
;
ESPR:  MOV      DPTR,#ADC
    MOVX     A,@DPTR
    CJNE    A,#0B4H,ESPER3    ;SI DATO>180 GRABA
    LJMP    STR2
ESPER3: JC      ESPR
    LJMP    STR2
;
;-----
; GRABO TERCER ARCHIVO CON DISPARO
;-----
STR2:
    LCALL    CLEARLCD
    MOV      DPTR,#GRAB
    MOV      ROMLCD,#00H
    MOV      CURSOR,#00H
    LCALL    MOVCURSOR
    LCALL    PROMLCD
;
;=====
; EMPIEZO GRABACION DE ARCHIVO3: SACO 555 SAMPLES/SEG
;=====

```

```

;=====
MOV     DPTR,#RAMEXT3    ;DIRECCIONO MEMORIA EXT3.
LCALL  GRABAC
LCALL  CLEARLCD
MOV     DPTR,#ARCH3
MOV     ROMLCD,#00H
MOV     CURSOR,#00H
LCALL  MOVCURSOR
LCALL  PROMLCD
MOV     TIM,#14H        ;RETARDO DE 2 SEGUNDOS
LCALL  RETARDO2
;
LJMP   TXSERIAL;
;
;*****
;-----
;          RUTINA DE TRANSMISION SERIAL AL COMPUTADOR
;-----
;*****
;
TXSERIAL:
MOV     DPTR,#TRANS
MOV     ROMLCD,#00H      ;PRIMERA FILA DE LA ROM
MOV     CURSOR,#00
LCALL  MOVCURSOR
LCALL  PROMLCD          ;RUTINA DE COPIADO DE ROM EN LCD
MOV     TIM,#02H
LCALL  RETARDO2
MOV     DPTR,#TRANS
MOV     ROMLCD,#10H     ;SEGUNDA FILA DE LA ROM
MOV     CURSOR,#40H
LCALL  MOVCURSOR
LCALL  PROMLCD
;*****
;***** TECLA3 PRESIONADA *****
TTXSER:
LCALL  TECLEE
MOV     A,DTECLA
;*****
CJNE   A,#08H,TTXSER
LCALL  CLEARLCD
MOV     DPTR,#PCCOD
MOV     ROMLCD,#00H
MOV     CURSOR,#00H
LCALL  MOVCURSOR
LCALL  PROMLCD
MOV     TIM,#14H
LCALL  RETARDO2
;
MOV     DPTR,#RAMEXT1
LCALL  PUNTERO
LCALL  TXSPC
;
LCALL  CLEARLCD
MOV     DPTR,#ARCH1

```



```

MOV     ROMLCD,#00H
MOV     CURSOR,#00H
LCALL  MOVCURSOR
LCALL  PROMLCD
MOV     TIM,#14H
LCALL  RETARDO2
;
LCALL  CLEARLCD
MOV     DPTR,#PCCOD
MOV     ROMLCD,#00H
MOV     CURSOR,#00H
LCALL  MOVCURSOR
LCALL  PROMLCD
MOV     TIM,#14H
LCALL  RETARDO2
;
MOV     DPTR,#RAMEXT2
LCALL  PUNTERO
LCALL  TXSPC
;
LCALL  CLEARLCD
MOV     DPTR,#ARCH2
MOV     ROMLCD,#00H
MOV     CURSOR,#00H
LCALL  MOVCURSOR
LCALL  PROMLCD
MOV     TIM,#14H
LCALL  RETARDO2
;
LCALL  CLEARLCD
MOV     DPTR,#PCCOD
MOV     ROMLCD,#00H
MOV     CURSOR,#00H
LCALL  MOVCURSOR
LCALL  PROMLCD
MOV     TIM,#14H
LCALL  RETARDO2
;
MOV     DPTR,#RAMEXT3
LCALL  PUNTERO
LCALL  TXSPC
;
LCALL  CLEARLCD
MOV     DPTR,#FINTX
MOV     ROMLCD,#00H
MOV     CURSOR,#00H
LCALL  MOVCURSOR
LCALL  PROMLCD
MOV     TIM,#14H
LCALL  RETARDO2
;
LJMP   FIN
;

```

```

;*****
;***** EMPIEZAN SUBRUTINAS *****

```

```

;*****
;
;*****
; SUBROUTINA DE ATENCION A LA INT. EXTERNA 1
;*****
EXINT1:
    CLR     EX1
    SETB   BTECLA
    MOV    DPTR,#SW07
    MOVX   A,@DPTR
    ANL    A,#00111111B
    MOV    DTECLA,A
    RETI

;
;*****
; SUBROUTINA TECLEE
;*****
TECLEE:
    CLR     IE1           ;RESETEO INT.EXT.1
    SETB   EX1           ;HABILITO INT.EXT.1 (TECLADO)
    JNB    BTECLA,$      ;ESPERO QUE SE PRESIONE UNA TECLA
    CLR    EX1           ;DESHABILITO TECLADO
    CLR    BTECLA        ;LIMPIO BANDERA DE TECLA
    RET

;
;*****
; SUBROUTINA PUNTERO
;*****
PUNTERO:
    MOV    A,DPH
    MOV    TABRSM,A
    MOV    A,DPL
    MOV    TABRSL,A
    RET

;
;*****
; SUBROUTINA PUNTER1
;*****
PUNTER1:
    MOV    A,TABRSL
    MOV    DPL,A
    MOV    A,TABRSM
    MOV    DPH,A
    RET

;
;*****
; SUBROUTINA PULS
;*****
PULS:
    MOV    DPTR,#OUT07   ;DIRECCIONO OUT07 (MUXS)
    MOV    A,PULSO
    MOVX   @DPTR,A      ;APLICO PULSO DE VOLTAJE
    MOV    TIM,#1EH     ;RETARDO DE 3 SEGUNDOS
    LCALL  RETARDO2
    RET

;
;*****

```

```

; SUBROUTINA PARA SACAR LAMBDA A PARTIR DE X1, X2, X3
;*****
CALAMBDA:
MOV DPTR,#RICKI ;DPTR APUNTA AL INICIO DE DATOS
; PARA LN(A)

MOV A,X3
CLR C
SUBB A,X2 ;Cargo (X3-X2) en A
ACALL LOGNAT ;Llamo a subrutina LOGNAT
MOV BMSLnB,R1
MOV BLSLnB,R0
MOV A,X1
CLR C
SUBB A,X2 ;Cargo (X1-X2) en A
ACALL LOGNAT
MOV BMSLnA,R1
MOV BLSLnA,R0
;
CLR C
MOV A,BLSLnA
SUBB A,BLSLnB
MOV LAMBDA,A
MOV A,BMSLnA
SUBB A,BMSLnB
JZ CONTI_A ;A DEBE SER CERO
MOV A,#0FFH ;Si A=FFH --> Error
MOV DPTR,#ERR ;SACO MENSAJE DE ERROR
LCALL CLEARLCD
MOV ROMLCD,#00H
MOV CURSOR,#00H
LCALL MOVCURSOR
LCALL PROMLCD
MOV TIM,#32H
LCALL RETARDO2 ;RETARDO DE 5 SEG.
RET
CONTI_A:
RET
;*****

; SUBROUTINA PARA SACAR EL VALOR DE B A PARTIR DE
; LAMBDA = Ln[ (X1-X2) / (X3-X2) ]
;*****
CALCBETA:
MOV A,LAMBDA
MOV DPTR,#SQRT ;Apunto DPTR al inicio de la
; tabla de datos para B
MOVC A,@A + DPTR ;Cargo en A el valor deseado
RET
;
;*****
;SUBROUTINA PARA SACAR Ln(A)
;*****
;
LOGNAT:
CJNE A,#0DH,RIC ;Si A no = a 13 vaya a RIC
MOV R1,#01H ;A=13 --> Ln(13)=2,56=0100H

```

```

MOV      R0,#00H      ;Por tanto 2 Bytes:R1=01H,R0=00H
CLR      A
JZ       CONT        ;Vaya a RET para salir de subrtn
RIC:
JC       RIC_LOW     ;Si A<13 vaya a RIC_LOW
CJNE    A,#0A7H,REC  ;A>13, ahora comparo con 167, ya
                        ;que si 13<A<167 --> R1=01H y si
                        ;A>167 --> R1=02H
MOV      R1,#02H     ;A=167 -->Ln(167)=5,12=0200H
MOV      R0,#00H
CLR      A
JZ       CONT
RIC_LOW:
MOV      R1,#00H     ;A<13 --> R1=00H
MOVC    A,@A+DPTR   ;Cargo en A el valor respectivo
                        ;de la tabla de datos RICKI
MOV      R0,A        ;Guardo en R0 el dato
CLR      A
JZ       CONT
REC:
JC       REC_LOW     ;Si A<167 vaya a REC_LOW
MOV      R1,#02H     ;A>167 --> R1=02H
MOVC    A,@A+DPTR   ;Cargo en A el valor respectivo
MOV      R0,A        ;Guardo en R0 el dato
CLR      A
JZ       CONT
REC_LOW:
MOV      R1,#01H     ;A<167 -->R1=01H
MOVC    A,@A+DPTR   ;Cargo en A el dato respectivo
MOV      R0,A        ;Guardo en R0 el dato
CLR      A
JZ       CONT
CONT:
RET
;***** FIN SUBROUTINA LOGNAT *****
;
;*****
;SUBROUTINA DE DIVISION DE UN NUMERO DE 16 BITS(2BYTES) PARA UN
;NUMERO DE 8 BITS
;*****

DIVISION:
MOV      DIVISOR0,#00H
MOV      RDIV,#00H
MOV      R5,#09H     ;Contador de its de Operando
;
DIV1:
MOV      R0,#DIVIDENO ;Puntero del Dividendo
MOV      R1,#DIVISOR0 ;Puntero del Divisor
MOV      R6,#02H     ;Contador de Bytes para resta
LCALL   RESTADIV
CPL     C
MOV      R0,#RDIV    ;Puntero del Resultado
LCALL   SLO          ;Subrutina para Despl. A Izq.
MOV      A,RDIV
JB      ACC.0,DIV2  ;Si Bit 0 del ACC=1 salte a DIV2

```

```

MOV      R0,#DIVIDENO
MOV      R1,#DIVISORO
MOV      R6,#02H
LCALL   SUMADIV
;
DIV2:
MOV      R0,#DIVISOR
MOV      R6,#02H
LCALL   SHRF
DJNZ    R5,DIV1
MOV      A,DIVIDENO      ;Cargo Residuo en A
MOV      RESIDUO,A
RET
;***** FIN SUBROUTINA DIVISION *****
;
;*****
;SURUTINA RESTADIV
;*****
RESTADIV:
CLR      C
RESTA1:
MOV      A,@R0
SUBB    A,@R1
MOV      @R0,A
DEC     R0
DEC     R1
DJNZ    R6,RESTA1
RET
;*****
;SUBROUTINA DE DESPLAZAMIENTO A LA IZQUIERDA
;*****
SLO:
MOV      A,@R0
RLC     A
MOV      @R0,A
RET
;*****

;SUBROUTINA SUMADIV
;*****

SUMADIV:
CLR      C
SUMA1:
MOV      A,@R0
ADDC    A,@R1
MOV      @R0,A
DEC     R0
DEC     R1
DJNZ    R6,SUMA1
RET
;*****
;SUBROUTINA DE DESPLAZAMIENTO A LA DERECHA
;*****
SHRF:
CLR      C

```

```

SHRF1:
MOV     A,@R0
RRC     A
MOV     @R0,A
INC     R0
DJNZ    R6,SHRF1
RET
;*****
;
;*****
;SUBROUTINA PARA APROXIMAR EL RESULTADO DE LA DIVISION AL ENTERO
;SUPERIOR MAS CERCANO SI SU PARTE DECIMAL ES MAYOR QUE 0.5. Y
;SI ES MENOR AL ENTERO INFERIOR.
;*****
APROXIM:
CJNE    A,#00H,AJUSTE ;Si Residuo=0 -> no aproximacion
RET
AJUSTE:
CLR     C
MOV     A,DIVISOR      ;A=DIVISOR
MOV     B,RESIDUO      ;B=RESIDUO
DIV     AB
CJNE    A,#02H,APROX   ;Si A no = 2 Vaya a APROX
CLR     A
RET
APROX:
JC      APROX1         ;A<2 --> Hay que aprx. al entero
                    ;superior cercano
CLR     A
                    ;A>2 --> no hay que aproximar
RET
APROX1:
MOV     A,#01H        ;En este caso hay que aproximar
RET
;*****
;RUTINA PARA OBTENER RDAMP
; RDAMP =(Zin . Rs)/(Zin + Rs) = Zin/[(Zin/Rs)+1]
;*****
CALRDAMP:
MOV     A,RS
MOV     DIVISOR,A      ;Cargo RS en el divisor
MOV     A,IMPEDINM
MOV     DIVIDEN1,A     ;Cargo el BMS del dividendo
MOV     A,IMPEDINL
MOV     DIVIDENO,A     ;Cargo el Bms del dividendo
LCALL   DIVISION
MOV     A,RS
MOV     DIVISOR,A
MOV     A,RESIDUO
LCALL   APROXIM        ;Subrutina para aproximacion
ADD     A,RDIV         ;Si A=1 Aproximo al entero
                    ;superior Y,si A=0 no aproximo
ADD     A,#01H        ;Sumo 1 a (Zin/Rs) -->DENOMDR
MOV     DENOMDR,A     ;Guardo (Zin/RS)+1 en DENOMDR
MOV     DIVISOR,A
MOV     A,IMPEDINM

```

```

MOV      DIVIDEN1,A
MOV      A,IMPEDINL
MOV      DIVIDENO,A
LCALL   DIVISION
MOV      A,DENOMDR
MOV      DIVISOR,A
MOV      A,RESIDUO
LCALL   APROXIM
ADD      A,RDIV
MOV      RDAMP,A          ;Guardo el valor de RDAMP
RET
;***** FIN SUBROUTINA CALRDAMP *****
;*****
;SUBROUTINA PARA ENCONTRAR BETA = [AVERG/(RDAMP + RB)] + BETA0
;*****
CALBETA:
MOV      A,RDAMP
ADD      A,RB          ;Sumo RDAMP + RB
MOV      DENBETA,A    ;Guardo la suma anterior
MOV      DIVISOR,A
MOV      A,AVERGM
MOV      DIVIDEN1,A
MOV      A,AVERGL
MOV      DIVIDENO,A
LCALL   DIVISION
MOV      A,DENBETA
MOV      DIVISOR,A
MOV      A,RESIDUO
LCALL   APROXIM
ADD      A,RDIV
ADD      A,BETA0
MOV      BETA,A
RET
;*****
;*****
;SUBROUTINA PARA LA SUMA DE DOS NUMEROS DE 16 BITS
;*****
SUMA:
CLR      C
SUMA2:
MOV      A,R0
PUSH    ACC
MOV      A,@R0
DEC     R0
DEC     R0
ADDC    A,@R0
MOV     @R1,A
POP     ACC
MOV     R0,A
INC     R0
INC     R1
DJNZ   R2,SUMA2
RET

```

```

;*****
;***** SUBROUTINA DE RETARDO *****
RETARDO:
MOV     R5,#07FH           ;RETARDO DE 415 uSEG
DJNZ   R5,$               ;127*2*1.6276uSEG
RET
;*****
RETARDO2:
MOV     R4,TIM
ESP00:
MOV     R3,#0FAH          ;RETARDO VARIABLE:100mseg*#TIM
ESP:
ACALL  RETARDO
DJNZ   R3,ESP
DJNZ   R4,ESP00
RET
;*****
;***** SUBROUTINA DE INICIALIZACION DEL DISPLAY LCD*****
;          POWER ON RESET
RESETDISP:
;lazo de espera de aprox 400 mseg
MOV     TIM,#04H
LCALL  RETARDO2
;
;P1.7  P1.6  P1.5  P1.4  P1.3  P1.2  P1.1  P1.0
; NC   RS   R/W   E    D7   D6   D5   D4
MOV     A,#3              ;CONDICION DE INICIALIZACION
ACALL  SENDDISP
SETB   P1.4
ACALL  RETARDO
CLR    P1.4
SETB   P1.4
ACALL  RETARDO
CLR    P1.4
;
;FUNCTION SET
;selecciona interface de 4 o de 8 bits
;y el numero de filas
;RS   R/W  D7  D6  D5  D4  D3  D2  D1  D0
; 0   0   0  0  1  DL  N  0  *  *
; DL  = 1 8 BITS ; = 0 4 BITS
; N   = 1 2 LINEAS ; = 0 1 LINEA
;
;P1.7  P1.6  P1.5  P1.4  P1.3  P1.2  P1.1  P1.0
; NC   RS   R/W   E    D7   D6   D5   D4
;
;          D3   D2   D1   D0
MOV     A,#2              ;INTERFAZ DE 4 BITS
ACALL  SENDDISP
;FUNCTION SET
SETB   P1.4
ACALL  RETARDO
CLR    P1.4
MOV     A,#8              ;dos LINEA DE DISPLAY
ACALL  SENDDISP

```



```

;
;DISPLAY ON/OFF
;especifica la activacion de display D cursor C y blink B
; RS R/W D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0
; 0 0 0 0 0 0 1 D C B
;
;P1.7 P1.6 P1.5 P1.4 P1.3 P1.2 P1.1 P1.0
; NC RS R/W E D7 D6 D5 D4
;
; D3 D2 D1 D0
;
MOV A,#0 ;DEFINICION DEL COMANDO
ACALL SENDDISP
MOV A,#15 ;1 1 1 1
ACALL SENDDISP ;ENCENDIDOS CURSOR DISPLAY Y BLINK
;
;ENTRY MODE SET
; RS R/W D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0
; 0 0 0 0 0 0 0 1 I/D S
;
;I/D avance del cursor incremento o decremente 1/0
;S = 1 display shift on
;
;P1.7 P1.6 P1.5 P1.4 P1.3 P1.2 P1.1 P1.0
; NC RS R/W E D7 D6 D5 D4
;
; D3 D2 D1 D0
;
MOV A,#0
ACALL SENDDISP
MOV A,#6 ; incrementos del cursor y shift off
ACALL SENDDISP
;
;CLR DISPLAY
;limpia el area completa del display y recupera la
;condicion inicial en caso de que estuviera activado shift
;
; RS R/W D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0
; 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1
;
;P1.7 P1.6 P1.5 P1.4 P1.3 P1.2 P1.1 P1.0
; NC RS R/W E D7 D6 D5 D4
;
; D3 D2 D1 D0
;
MOV A,#0
ACALL SENDDISP
MOV A,#1
ACALL SENDDISP
ACALL RETARDO
ACALL RETARDO
ACALL RETARDO
RET
;*****FIN INICIALIZACION DEL DISPLAY*****
;*****SUBROUTINA DE POSICIONAMIENTO DEL CURSOR LCD*****
; LINEA DE COMANDO = 1DDD,DDDD
; LA RAM (CURSOR) TOMA VALORES DE 0 A 15
; HAY QUE TRADUCIR A DIRECCIONES LCD
MOVCURSOR:

```

```

MOV     A,CURSOR
ANL     A,#00010000B      ;DETECTO VALORES >= 16
;                                     SESENTAYCUATRO 64D = 40H = 0100 0000B
;                                     CINCUENTAYSEIS 56D = 38H = 0011 1000B
CJNE    A,#00010000B,NOSUMO
MOV     A,CURSOR
ADD     A,#30H
LJMP    SUMADO
NOSUMO:
MOV     A,CURSOR
SUMADO:
ORL     A,#10000000B
MOV     AUXCURSOR,A
ANL     A,#11110000B
SWAP    A
ACALL   SENDDISP
MOV     A,AUXCURSOR
ANL     A,#00001111B
ACALL   SENDDISP
ACALL   RETARDO
RET
;*****
;*****SUBROUTINA PARA ESCRIBIR UN CARACTER EN LA POSICION
;*****DDRAM*****
;EL CARACTER A ESCRIBIR ESTA ALMACENADO EN LA LOC.RAM(CARACTER)
PRINTCHAR:
MOV     A,CARACTER
;---ACOMODO PARA BOTAR AL DISPLAY LCD PRIMEROS 4 BITS----
SWAP    A
ANL     A,#0FH
ORL     A,#01000000B
LCALL   SENDDISP
;-----ACOMODO PARA BOTAR AL DISPLAY LCD SEGUNDOS 4 BITS---
MOV     A,CARACTER
ANL     A,#0FH
ORL     A,#01000000B
LCALL   SENDDISP
RET
;*****
;*****SUBROUTINA PARA ESCRIBIR UN NUMERO EN LA POSICION***
;*****DDRAM*****
;
;           EL NUMERO A ESCRIBIR ES UN DIGITO DECIMAL DE 0 A 9
;           ALMACENADO EN LA LOC. DE RAM (DIGITO)
PRINTDIG:
MOV     A,#30H
ADD     A,DIGITO
;-----ACOMODO PARA BOTAR AL DISPLAY LCD PRIMEROS 4 BITS----
SWAP    A
ANL     A,#0FH
ORL     A,#01000000B
ACALL   SENDDISP
;-----ACOMODO PARA BOTAR AL DISPLAY LCD SEGUNDOS 4 BITS----
MOV     A,#30H
ADD     A,DIGITO
ANL     A,#0FH
ORL     A,#01000000B

```

```

ACALL  SENDDISP
RET
;***** FIN RUTINA PRINTDIG *****
;*****
;      SUBROUTINA DE BORRADO DEL DISPLAY
;*****
CLEARLCD:
MOV     A, #00H
ACALL  SENDDISP
MOV     A, #01H
ACALL  SENDDISP
ACALL  RETARDO
RET
;*****
;      FIN SUBROUTINA CLEARLCD
;*****
;*****
;****SUBROUTINA PARA COPIAR CONTENIDO DE EPROM AL DISPLAY LCD**
;      SE COPIA DESDE LOCALIDAD 03 (ROMLCD) .
;      AUXLCD          MEMORIA TEMPORAL
;      PUNTLCD         PUNTERO
;      CONTLCD         CONTADOR DE CARACTERES
;      ROMLCD          FILA DE LA ROM DESDE DONDE SE COPIA.
;
;
PROMLCD:
MOV     A, ROMLCD          ;FILA DE LA PAGINA A COPIAR
ADD     A, DPL             ;ARMO EL DPTR EN LA FILA A COPIAR
MOV     DPL, A            ;LISTO EL DPTR.
MOV     CONTLCD, #0FFH
COPYLCD:
INC     CONTLCD
;-----
MOV     R3, #0FH
RETTEST:
ACALL  RETARDO
DJNZ   R3, RETTEST
;-----
MOV     A, CONTLCD
CJNE   A, #10H, OKCOPYLCD
FINROMLCD:
RET
OKCOPYLCD:
MOV     A, CONTLCD
MOVC   A, @A+DPTR          ;LEO LA ROM A COPIAR EN LCD
MOV     AUXLCD, A         ;ALMACENO EN (AUXLCD)
;----ACOMODO PARA BOTAR AL DISPLAY LCD PRIMEROS 4 BITS----
SWAP   A
ANL    A, #0FH
ORL    A, #01000000B
ACALL  SENDDISP
;----ACOMODO PARA BOTAR AL DISPLAY LCD SEGUNDOS 4 BITS----
MOV     A, AUXLCD
ANL    A, #0FH
ORL    A, #01000000B
ACALL  SENDDISP
;-----

```

```

LJMP      COPYLCD
;***** FIN SUBROUTINA DE COPIADO DE ROM AL DISPLAY*****
;
;*****
;      SUBROUTINA CURSOROFF/BLINKOFF
;*****
CUROBLINK0:
MOV       A,#00H
ACALL    SENDDISP
MOV       A,#0CH
ACALL    SENDDISP
ACALL    RETARDO
RET
;*****

;*****
;***** SUBROUTINA DE ENVIO DEL DATO AL DISPLAY*****
SENDDISP:
MOV       P1,A
SETB     P1.4
ACALL    RETARDO
CLR      P1.4
RET
;*****
;***** SUBROUTINA PARA OBTENER X1, X2 y X3 *****
ADQ:
MOV       X1,#00H
MOV       X2,#00H
MOV       X3,#00H
MOV       TIM,#02H
LCALL    RETARDO2      ;RETARDO DE 200 mseg
MOV       DPTR,#ADC    ;DIRECCIONO A/D
MOVX     A,@DPTR      ;ALMACENO DATO DEL A/D
MOV       X1,A
MOV       R6,#02H
VERF:
MOV       R7,#0FAH    ;VERIFICO 500 VECES SI LOS DATOS
                    ;SON MENORES QUE EL ANTERIOR X1
;
LAZO:
MOV       DPTR,#ADC
MOVX     A,@DPTR
CJNE    A,X1,REL      ;COMPARO SI DATO ES >o< QUE X1
MOV      X1,A         ;A=X1
LJMP     LAZO
REL:
JC       REL1         ;SI A<X1 VAYA A REL1
MOV      X1,A         ;A>X1
MOV      R7,#0FAH    ;ACTUALIZO VERIFICADOR
LJMP     LAZO
REL1:
MOV      X2,A         ;A<X1
DJNZ    R7,LAZO
DJNZ    R6,VERF
;
MOV      TIM,#04H

```

```

LCALL    RETARDO2                ;RETARDO DE 400 mseg
MOV      R6,#02H
VERF1:
MOV      R7,#0FAH
LAZO1:
MOV      DPTR,#ADC
MOVX     A,@DPTR
CJNE    A,X2,REL2
MOV      X2,A                    ;A=X2
LJMP    LAZO1
REL2:
JNC      REL3                    ;SI A>X2 VAYA A REL3
MOV      X2,A                    ;A<X2
MOV      R7,#0FAH
LJMP    LAZO1
REL3:
MOV      X3,A                    ;A>X2
DJNZ    R7,LAZO1
DJNZ    R6,VERF1
;
MOV      TIM,#04H
LCALL    RETARDO2                ;RETARDO DE 400 mseg
MOV      R6,#02H
VERF2:
MOV      R7,#0FAH
;
LAZO3:
MOV      DPTR,#ADC
MOVX     A,@DPTR
CJNE    A,X3,REL4
MOV      X3,A                    ;A=X3
LJMP    LAZO3
REL4:
JC       REL5                    ;SI A<X3 VAYA A REL5
MOV      X3,A                    ;A>X3
MOV      R7,#0FAH
LJMP    LAZO3
REL5:
DJNZ    R7,LAZO3
DJNZ    R6,VERF2
RET      ;SI A<X3 FINALIZA EL PROCESO
;*****
;***** SUBROUTINA PARA OBTENER UN DATO HEX DESCOMPUESTO*****
;***** EN CENTENAS, DECENAS y UNIDADES *****
DECIMAL:
MOV      DECENAS,#00H
MOV      CENTENAS,#00H
MOV      UNIDADES,#00H
MOV      B,#64H
DIV      AB                        ;A CONTIENE EL DATO
MOV      CENTENAS,A                ;EL CUOCIENTE SON LAS CENTENAS
MOV      A,#0AH
XCH     A,B                        ;B CONTENIA EL RESIDUO
DIV      AB                        ;EL CUOCIENTE SON LAS DECENAS
MOV      DECENAS,A

```

```

MOV      UNIDADES,B          ;EL RESIDUO SON LAS UNIDADES
RET
;*****
;*****
;          SUBROUTINA RECEPCION
;*****
RECEPCION:
MOV      A,SBUF
CLR      RI
RET
;
;*****
;          SUBROUTINA DE GRABACION: SACA 8184 DATOS EN 15 SEG
;*****
GRABAC:
MOV      R6,#31H            ;SACO 8184 DATOS(MEMORIA DE 8k)
COLEC:   MOV      R7,#0F8H
COLEC1:  LCALL   PUNTERO      ;SALVO DIREC. DE MEMORIAS EXT.
MOV      DPTR,#ADC
MOVX    A,@DPTR
MOV     X1,A
LCALL   PUNTER1             ;RECUPERO DIREC.DE MEMORIAS EXT
MOV     A,X1
MOVX    @DPTR,A           ;GRABO DATO EN MEMORIA
;-----
; RETARDO DE 1,8 mSEG = 415*4μSEG +100μSEG + 40μSEG
;-----
LCALL   RETARDO             ;RETARDO DE 415μSEG
LCALL   RETARDO
LCALL   RETARDO
LCALL   RETARDO
;-----
INC     DPTR
DJNZ   R7,COLEC1
DJNZ   R6,COLEC
RET
;
;*****
;          SUBROUTINA PARA ENVIAR DATOS AL COMPUTADOR
;*****
TXSPC:  JNB     RI,$
LCALL  RECEPCION
MOV    A,#80H
MOV    SBUF,A
LCALL  CLEARLCD
MOV    DPTR,#MENSTX
MOV    ROMLCD,#00H
MOV    CURSOR,#00H
LCALL  MOVCURSOR
LCALL  PROMLCD
MOV    R6,#31H
TSERL1: MOV    R7,#0F8H
TSERL:  LCALL  PUNTER1
JNB    RI,$
LCALL  RECEPCION
MOVX   A,@DPTR

```

```

MOV     SBUF,A
INC     DPTR
LCALL  PUNTERO
DJNZ   R7,TSERL
DJNZ   R6,TSERL1
RET
;*****
ORG 0B50H
;*****

;                EMPIEZAN LOS DATOS
;*****
;
MENSAJE:
DB      'INST.  GEOFISICO'
DB      'RICHARD W. J. E.'
BASELCD:
DB      'CALIBRACION   T5'
DB      'STORE          T4'
BALCD:
DB      'VCO DE KINM    T4'
DB      'VCO DE USGS    T5'
BLCD:
DB      '*  Zin = 100K  *'
DB      '*  Zin = 20M  *'
BASELC:
DB      '* ELIJA RSHUNT *'
DB      'USAR T4, T5 y T1'
;
ORG 0C00H
;
MENSAJ:
DB      '*      WAIT      *'
ERR:
DB      '*      ERROR     *'
;
GANAN:
DB      '54...T2  60...T3'
DB      '66...T4  72...T5'
GAN54DB:
DB      'GANANCIA =  54dB'
GAN60DB:
DB      'GANANCIA =  60dB'
GAN66DB:
DB      'GANANCIA =  66dB'
GAN72DB:
DB      'GANANCIA =  72dB'
ELEJ:
DB      'LIBRE.....T4'
DB      'DISPARO.....T5'
FREE:
DB      'PARA GRABAR   T1'
TRIGER:
DB      'ESPERO A DISPARO'
GRAB:
DB      '*      GRABANDO  *'

```

```

ARCH1:
DB      '* ARCHIVO1  OK *'
ARCH2:
DB      '* ARCHIVO2  OK *'
;
ORG 0D00H
;
ARCH3:
DB      '* ARCHIVO3  OK *'
;
TRANS:
DB      'TX. SERIAL AL PC'
DB      '* PRESIONE T3 *'
PCCOD:
DB      'ESPERANDO POR PC'
MENSTX:
DB      '* TRANSMITIENDO*'
FINTX:
DB      '* FIN DE TRANS.*'
;
;DATOS PARA RS
;
TABLARS:
DB      10H,12H,14H,16H,18H,1AH,1CH,1EH,20H,22H,24H
DB      26H,28H,2AH,2CH,2EH,30H,32H,34H,36H,38H,3AH
DB      3CH,3EH,40H,42H,44H,46H,48H,4AH,4CH,4EH,50H
DB      52H,54H,56H,58H,5AH,5CH,5EH,60H,62H,64H,66H
DB      68H,6AH,6CH,6EH,70H,72H,74H,76H,78H,7AH,7CH
DB      7EH,80H,82H,84H,86H,88H,8AH,8CH,8EH,90H,92H
DB      94H,96H,98H,9AH,9CH,9EH,0A0H,0A2H,0A4H,0A6H
DB      0A8H,0AAH,0ACH,0AEH,0B0H,0B2H,0B4H,0B6H,0B8H
DB      0BAH,0BCH,0BEH,0C0H,0C2H,0C4H,0C6H,0C8H
;
;DATOS PARA Ln(A)
;
ORG 0E00H
RICKI:
DB      000H,000H,045H,06EH,08BH,0A1H,0B3H,0C3H,0D0H,0DCH
DB      0E6H,0F0H,0F8H,000H,008H,00FH,015H,01BH,021H,026H
DB      02CH,030H,035H,03AH,03EH,042H,046H,04AH,04DH,051H
DB      054H,057H,05BH,05EH,061H,064H,066H,069H,06CH,06EH
DB      071H,073H,076H,078H,07AH,07DH,07FH,081H,083H,085H
DB      087H,089H,08BH,08DH,08FH,091H,093H,094H,096H,098H
DB      099H,09BH,09DH,09EH,0A0H,0A1H,0A3H,0A4H,0A6H,0A7H
DB      0A9H,0AAH,0ACH,0ADH,0AEH,0B0H,0B1H,0B2H,0B4H,0B5H
DB      0B6H,0B7H,0B9H,0BAH,0BBH,0BCH,0BDH,0BFH,0C0H,0C1H
DB      0C2H,0C3H,0C4H,0C5H,0C6H,0C7H,0C8H,0C9H,0CAH,0CCH
DB      0CDH,0CEH,0CEH,0CFH,0D0H,0D1H,0D2H,0D3H,0D4H,0D5H
DB      0D6H,0D7H,0D8H,0D9H,0DAH,0DAH,0DBH,0DCH,0DDH,0DEH
DB      0DFH,0E0H,0E0H,0E1H,0E2H,0E3H,0E4H,0E4H,0E5H,0E6H
DB      0E7H,0E8H,0E8H,0E9H,0EAH,0EBH,0EBH,0ECH,0EDH,0EDH
DB      0EEH,0EFH,0F0H,0F0H,0F1H,0F2H,0F2H,0F3H,0F4H,0F4H
DB      0F5H,0F6H,0F6H,0F7H,0F8H,0F8H,0F9H,0FAH,0FAH,0FBH
DB      0FCH,0FCH,0FDH,0FDH,0FEH,0FFH,0FFH,000H,000H,001H
DB      002H,002H,003H,003H,004H,004H,005H,006H,006H,007H
DB      007H,008H,008H,009H,009H,00AH,00BH,00BH,00CH,00CH

```



```
DB 00DH,00DH,00EH,00EH,00FH,00FH,010H,010H,011H,011H
DB 012H,012H,013H,013H,014H,014H,015H,015H,016H,016H
DB 017H,017H,018H,018H,019H,019H,01AH,01AH,01AH,01BH
DB 01BH,01CH,01CH,01DH,01DH,01EH,01EH,01EH,01FH,01FH
DB 020H,020H,021H,021H,022H,022H,022H,023H,023H,024H
DB 024H,024H,025H,025H,026H,026H,027H,027H,027H,028H
DB 028H,029H,029H,029H,02AH,02AH,02BH
```

```
;  
;DATOS PARA SACAR BETA
```

```
;  
SQR:
```

```
DB 00H,00H,01H,01H,01H,02H,02H,02H,03H,03H
DB 03H,03H,04H,04H,04H,05H,05H,05H,06H,06H
DB 06H,07H,07H,07H,08H,08H,08H,09H,09H,09H
DB 0AH,0AH,0AH,0AH,0BH,0BH,0BH,0CH,0CH,0CH
DB 0DH,0DH,0DH,0EH,0EH,0EH,0EH,0FH,0FH,0FH
DB 10H,10H,10H,11H,11H,11H,12H,12H,12H,12H
DB 13H,13H,13H,14H,14H,14H,15H,15H,15H,15H
DB 16H,16H,16H,17H,17H,17H,18H,18H,18H,18H
DB 19H,19H,19H,1AH,1AH,1AH,1AH,1BH,1BH,1BH
DB 1CH,1CH,1CH,1CH,1DH,1DH,1DH,1EH,1EH,1EH
DB 1EH,1FH,1FH,1FH,1FH,20H,20H,20H,21H,21H
DB 21H,21H,22H,22H,22H,22H,23H,23H,23H,23H
DB 24H,24H,24H,24H,25H,25H,25H,25H,26H,26H
DB 26H,26H,27H,27H,27H,27H,28H,28H,28H,28H
DB 29H,29H,29H,29H,2AH,2AH,2AH,2AH,2BH,2BH
DB 2BH,2BH,2CH,2CH,2CH,2CH,2CH,2DH,2DH,2DH
DB 2DH,2EH,2EH,2EH,2EH,2EH,2FH,2FH,2FH,2FH
DB 30H,30H,30H,30H,30H,31H,31H,31H,31H,32H
DB 32H,32H,32H,32H,33H,33H,33H,33H,33H,34H
DB 34H,34H,34H,34H,35H,35H,35H,35H,35H,36H
DB 36H,36H,36H,36H,36H,37H,37H,37H,37H,37H
DB 38H,38H,38H,38H,38H,38H,39H,39H,39H,39H
DB 39H,3AH,3AH,3AH,3AH,3AH,3AH,3BH,3BH,3BH
DB 3BH,3BH,3BH,3CH,3CH,3CH,3CH,3CH,3CH,3DH
DB 3DH,3DH,3DH,3DH,3DH,3DH,3EH,3EH,3EH,3EH
DB 3EH,3EH,3FH,3FH,3FH,3FH
```

```
FIN:
```

```
END
```