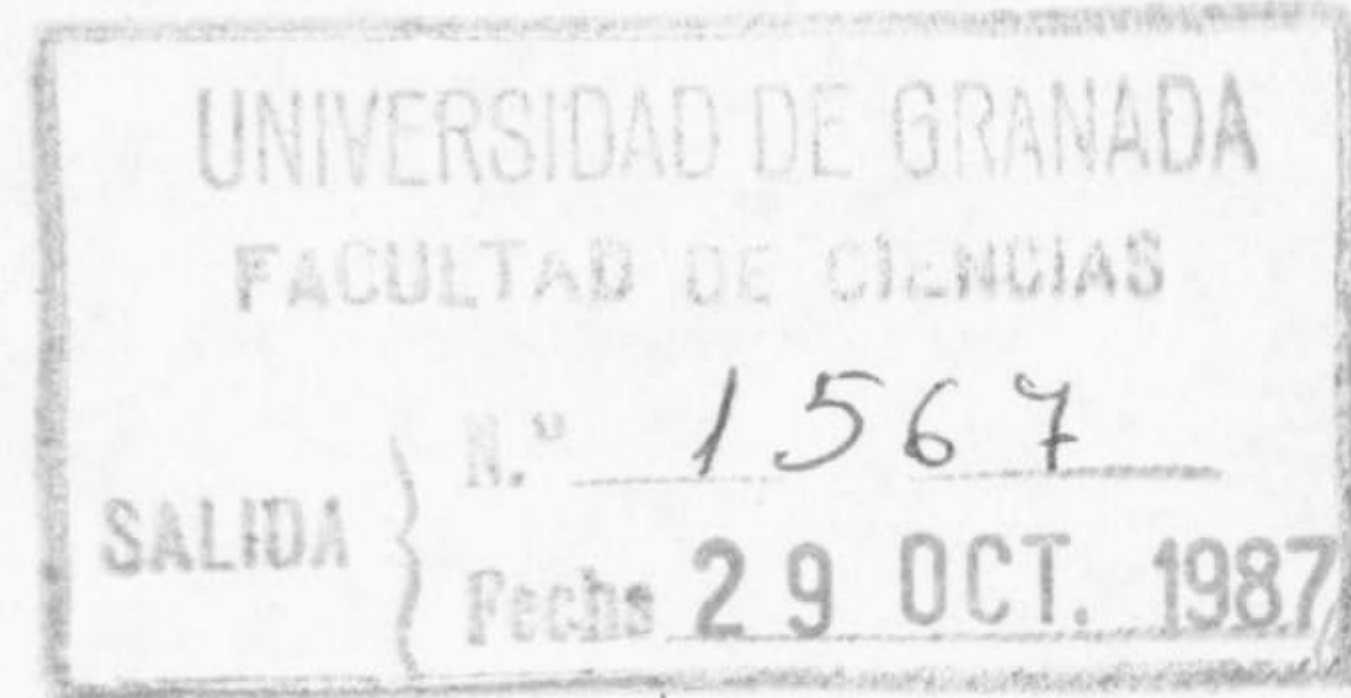




R. 33.575

T  
12  
22

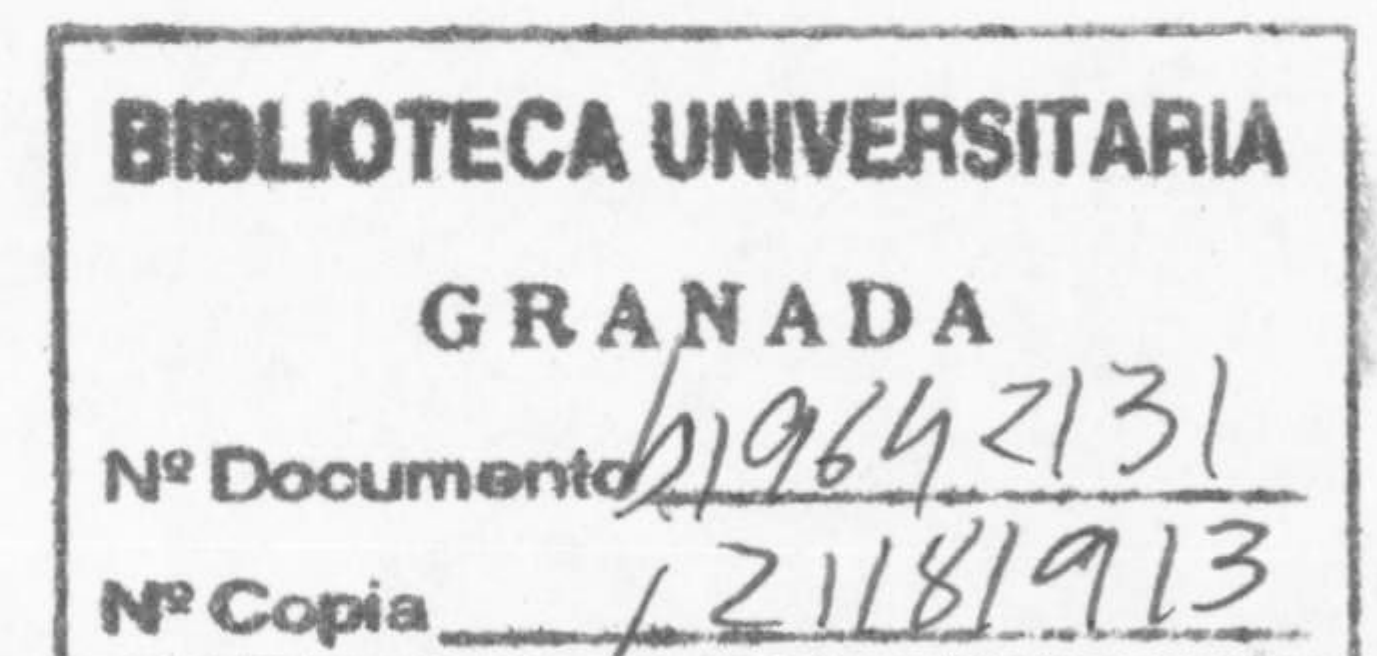


LOS INSTRUMENTOS DE UNA RED SISMICA LOCAL TELEMETRICA  
PARA MICROTERREMOTOS. LA RED SISMICA DE LA UNIVERSIDAD  
DE GRANADA

Gerardo Alguacil de la Blanca

Memoria presentada para  
optar al grado de Doctor  
en Ciencias Físicas

Director: F. de Miguel Martínez



OBSERVATORIO UNIVERSITARIO DE CARTUJA  
FACULTAD DE CIENCIAS (SECCION DE FISICAS)  
UNIVERSIDAD DE GRANADA

1986





UNIVERSIDAD DE GRANADA  
FACULTAD DE CIENCIAS

JUAN DE DIOS PEREZ JIMENEZ, PROFESOR TITULAR  
Y SECRETARIO DE LA FACULTAD DE CIENCIAS DE LA  
UNIVERSIDAD DE GRANADA,

Núm. 1567

CERTIFICO: Que la presente Tesis Doctoral co-  
rresponde a la presentada en esta Fa-  
cultad por D. Angel Gerardo Alguacil  
de la Blanca y que fu'e calificada con  
APTO "CUM LAUDE", el día 27 de octubre  
de 1.986, por el Tribunal correspon--  
diente, aprobado por la Comisión de -  
Doctorado el dia 17 de octubre del 86,  
con el Titulo: "Los instrumentos de una  
red sismica local telemetrica para mi-  
croterremotos. La red sismica de la -  
Universidad de Granada."

Y para que conste y surta los efectos  
correspondiente se expide la presente certifi-  
cación con el Vº Bº del Ilmo. Sr. Decano de  
esta Facultad en Granada a veintiseis de oc-  
tubre de mil novecienots ochenta y siete.

Vº Bº  
EL DECANO,





Esta tesis doctoral fué leída en la Facultad de Ciencias (Universidad de Granada) el día 27 de Octubre de 1986 ante el tribunal constituido por los doctores:

PRESIDENTE:

Dr. D. Pedro Cartujo Estébanez.

VOCALES:

Dr. D. Bernardo García Olmedo.

Dr. D. Manuel Catalán Pérez-Urquiola.

Dr. D. Ramón Ortiz Gamis.

SECRETARIO:

Dr. D. Eduardo Battaner López.

quienes calificaron dicho trabajo como:

Apto "Cum Laude", por unanimidad.



*A mis padres*



## AGRADECIMIENTOS

Expreso mi agradecimiento a todas aquellas personas que, de un modo u otro, han hecho posible la realización de esta tesis y del trabajo en ella reflejado.

A Fernando de Miguel, su director, por su estímulo y orientación y por su ayuda material en la preparación de la tesis.

A Francisco Vidal, que ha aportado numerosas ideas, comentarios y trabajo. A él y a Fernando de Miguel se debe la idea original y el esfuerzo de años para hacer realidad la Red Sísmica de la Universidad de Granada.

A Ramón Ortiz, iniciador de la investigación instrumental geofísica en España, cuyas sugerencias han sido de gran ayuda.

A Antonio Martos, que ha plasmado en unidades reales numerosos esquemas manuscritos, montando cuidadosamente miles de componentes y decenas de placas de circuito.

Agradezco a José María Guirao sus comentarios y su ayuda material en el montaje de varias estaciones.

A José Manuel López, su mecanografiado del original.

Y al personal del Observatorio Universitario de Cartuja, por su colaboración en diversas tareas.

W. Miguel Martín intervino eficazmente en el establecimiento de radioenlaces óptimos. Vicente sabido prestó su ayuda y sugerencias en el montaje de los primeros prototipos.

La parte mecánica de los registradores sísmicos fue construida por Gregorio Alonso, del Observatorio geofísico Central de Toledo.

Quiero expresar mi reconocimiento a los doctores Ta-lian Teng, Joseph Steim, C. Guralp, E. Wielandt y Mary O'Neill por la atención a mi correspondencia, sus comentarios y envío de documentación, en algunos casos sin publicar.

El proyecto Red Sísmica de Andalucía, que integra como parte la Red Sísmica de la Universidad de Granada, está parcialmente subvencionado mediante convenio específico por la Consejería de Gobernación de la Junta de Andalucía.



## INDICE

	pag
<u>INTRODUCCION</u> .....	2
LA INSTRUMENTACION EN REDES PARA MICROTERREMOTOS.....	4
<u>EL SENSOR</u> .....	9
Circuito equivalente del geófono.....	15
Ruido en el geófono.....	24
Ruido generado en el amplificador.....	28
<u>LA ESTACION DE CAMPO</u> .....	36
<u>Descripción funcional</u> .....	37
El preamplificador sismico.....	37
El oscilador controlado por tensión (VCO).....	43
El módulo de calibración automática diaria (ADCU).....	51
Fuente de alimentación y referencia de tensión.....	58
<u>La instalación de energía solar</u> .....	62
El regulador de carga.....	63



<u>El enlace</u> .....	67
Emisora.....	68
<u>LA ESTACION CENTRAL</u> .....	72
El receptor de radio.....	73
El demodulador de subportadora (FVC).....	77
Los filtros.....	86
Amplificador del servomotor de plumilla.....	100
<u>LA RESPUESTA INSTRUMENTAL</u> .....	112
CALIBRACION.....	113
Tipo de respuesta adecuada para equipos de microsismicidad.....	115
LAS TECNICAS DE CALIBRACION.....	121
MODELO PARAMETRICO DE LA RESPUESTA INSTRUMENTAL.....	127
Preamplificador.....	129
Oscilador controlado por tensión.....	131
Discriminador (FVC).....	131
Los filtros.....	132
El amplificador de plumilla.....	135



Motor y mecanismo de plumilla.....	136
TECNICAS DE MEDIDA DE LAS CONSTANTES DEL SISTEMA.....	140
Constantes del geófono.....	140
Medida de la transductancia o constante de generador..	147
Medida del coeficiente de autoinducción L.....	151
El motor y mecanismo de plumilla.....	153
LA BOBINA DE CALIBRACION.....	158
SIMULACION DE RESPUESTAS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.....	165
LA RESPUESTA DEL CANAL MONITOR.....	172
CALIBRACION EMPIRICA.....	173
MESAS VIBRATORIAS.....	176
EL MARGEN DINAMICO.....	178
<u>LA RED SISMICA DE LA UNIVERSIDAD DE GRANADA.....</u>	<u>181</u>
Situación de las estaciones.....	181
Experiencia de funcionamiento.....	181
Ejemplos de registros.....	193
Elección de las condiciones de operación.....	204





CONCLUSIONES.....208

BIBLIOGRAFIA.....211

APENDICE I

Una mesa vibratoria.....225

APENDICE II

Listado de las rutinas INTINV y POND.....234



## INTRODUCCION



## INTRODUCCION

Los terremotos abarcan un amplio margen de energías, desde los grandes -pero raros- terremotos hasta los muy frecuentes sismos de baja magnitud, a los cuales llamamos microterremotos.

El hecho generalmente admitido de que los microterremotos y los grandes terremotos en un determinado área son debidos a las mismas causas tectónicas, proporciona la base para estudiar la tectónica detallada de una zona, delimitar sus fallas o abordar el problema de la predicción a partir del conocimiento de los microterremotos locales. Estos pueden permitirnos comprender el proceso generador de terremotos en una zona, analizando gran número de datos en poco tiempo.

Los microterremotos pueden usarse en sismología tridimensional para determinar la estructura detallada alrededor de una falla o sistema de fallas p.e. (Crosson, 1976; Aki y Lee, 1976); para localizar áreas geotérmicas o cámaras magmáticas.

Indicadores del esfuerzo tectónico como mecanismos focales o relajación de esfuerzos pueden calcularse a partir de los sismogramas de microterremotos (Aki, 1967; Brune, 1970, O'Neill y Healy, 1973). La atenuación de las ondas sísmicas debida a la inelasticidad puede evaluarse a partir de los espectros de microterremotos o de las frecuencias dominantes en la coda (Aki y Chouet, 1975; Herrmann, 1986; Mitchell 1981; Phillips y Aki, 1986).

Son elementos predictores los cambios temporales del comportamiento espacial de la sismicidad, las lagunas de actividad, los cambios de velocidad de ondas P y S o su relación, cambios en el parámetro b de la relación Gutenberg-Richter de magnitud-frecuencia, cambios en la profundidad y el mecanismo focales, en el espectro de las ondas, etc. (Lee y Stewart, 1981). Todos estos aspectos pueden monitorizarse en una cierta zona con una red local para microterremotos.

Históricamente, los estudios sobre microterremotos fueron estimulados por el establecimiento de la escala de magnitud por Richter (1935) y la obtención de la ley magnitud-frecuencia por Gutenberg y Richter en (1941).



El desarrollo instrumental -impulsado en parte por las necesidades de las redes directivas ("arrays") que a últimos de los 50 y principios de los 60 se montaron para verificar los tratados sobre armamento nuclear- hizo posible en esos años la instalación de las primeras redes para microterremotos con registro centralizado, aunque existen algunos precedentes anteriores (Gane, 1949).

Asada (1957) publica el primer estudio detallado sobre microterremotos. En los años 50 y primeros 60, Miyamura (1966) realiza estudios en la península de kii usando redes temporales y sismógrafos con radiotelemetría.

En los 50, Eaton (1962) desarrolla una red telemétrica en Hawái. Varios grupos en los EEUU instalan redes semejantes (Oliver et al., 1966; Brune y Allen, 1967, etc).

Un detallado estudio de las réplicas del terremoto de Parkfield de 1966, demostró la utilidad de los microterremotos en la delineación de los planos de falla en tres dimensiones (Eaton et al., 1970). Esta experiencia condujo a Eaton y sus colegas del U.S. Geological Survey (USGS) a desarrollar en gran escala la Red de Microterremotos de California Central; a partir de tres agrupamientos locales en 1967, en 1980 la red había crecido hasta 250 estaciones. En esta fecha, unas 50 redes permanentes funcionaban en Estados Unidos, 18 en Japón, y al menos 30 en el resto del mundo (Lee y Stewart, 1981) específicamente destinadas al estudio de microterremotos.

En España peninsular se contaba hasta 1980 con unas 12 estaciones permanentes, la mayoría Observatorios, con registros fotográficos individuales, -con la excepción de la estación telemétrica ALC en Alfacar (Granada)-, dos de ellas con instrumentos de la Red WWSSN-World-Wide Standardized Seismographic Network- (TOL y MAL), varias pertenecientes al Instituto Geográfico Nacional (ALI, ALM, LGR, STS) al Instituto y Observatorio de Marina (SFS) y otras a instituciones públicas y privadas (EBR, FBR y CRT).

Actualmente la Red Sísmica de la Universidad de Granada (RSUG) -a la que se refiere esta memoria- cuenta con seis estaciones telemétricas plenamente operativas y dos en periodo de instalación. Constituye el primer cinturón de la Red Sísmica de Andalucía (RSA), financiado parcialmente por la Consejería de Gobernación de la Junta de Andalucía.



Por otra parte, el Instituto Geográfico Nacional ha iniciado la instalación de la Red Sísmica Nacional, con estaciones telemétricas vía líneas telefónicas y registro centralizado en Madrid. Por el momento cuenta con nueve estaciones, aunque se proyecta ampliar en breve.

Asimismo se han instalado o se están instalando redes permanentes o temporales por diferentes instituciones en Cataluña, en los Pirineos y en el Estrecho de Gibraltar.

Estos intentos de adecuar el número de estaciones al nivel de actividad sísmica en España solamente pueden llevarse a efecto a costa de un gran esfuerzo económico por parte de las entidades relacionadas con tareas de servicio o de investigación sísmicas en nuestro país o, alternativamente, a través de un conocimiento de la instrumentación y una adecuación a necesidades reales, que permitan el diseño y la construcción de equipos sísmicos, así como su instalación y mantenimiento a un coste razonable.

#### LA INSTRUMENTACION EN REDES PARA MICROTERREMOTOS

La función esperada de una red debe ser el elemento primario para su diseño y operación. Las redes portátiles o temporales pueden utilizarse para estudios específicos (p.e. la evaluación de posibles emplazamientos de estructuras críticas como presas, plantas de energía etc; (un ejemplo es el de la Red del Estrecho de Gibraltar, actualmete en desarrollo). Las redes permanentes están generalmente más orientadas a investigación básica sobre una zona y a servicios de planificación y de protección.

El registro centralizado telemétrico se utiliza comunmente para redes de microsismicidad. El uso de una base común de tiempos para todas las estaciones es una forma sencilla y económica de evitar los clásicos problemas de la sismología de observatorio en cuanto a las correcciones de reloj para cada estación. El registro puede ser en cinta magnética, película fotográfica o papel. El presente estado de la tecnología hace posible también el tratamiento digital en línea.



Otra ventaja es la identificación de eventos en varias estaciones simultáneamente. El registro múltiple facilita considerablemente la detección -tanto manual como automática- de pequeños sismos y la correcta interpretación de cada fase.

El sistema más ampliamente utilizado es la telemetría analógica por modulación en frecuencia de una portadora de audiofrecuencia, la cual se transmite bien por línea telefónica, bien por un radioenlace en VHF o UHF.

Algunos ejemplos de este tipo de instrumentación son los equipos de la red de California Central del USGS (Eaton, 1977), la red del Instituto Geofísico de Génova (Bossolasco et al., 1971) la red del Caribe nororiental, operada por el Observatorio Lamont - Doherty de la Universidad de Columbia, con 15 estaciones y registro en película y en papel (Murphy y McCann, 1979); las redes de Pukaki y Wellinton, en Nueva Zelanda, con registro en película (Adams, 1979); la red de Minnesota Central, con 6 estaciones, que funciona como "array" para telesismos además de como red de microsismicidad local, (Grenhalgh, 1979); la red Marnet en Turquía, instalada por la Universidad de Edimburgo, con 9 estaciones y registro en cinta magnética en FM (Ucer et al., 1985), la red CEDAR, del California Institute of Technology en el Sur de California, con 120 estaciones conjuntas con el USGS, de registro en cinta magnética y FM (Anderson, 1978), y muchas otras.

La transmisión digital se ha empleado en algunas redes, pero hasta ahora el registro continuo en forma digital resulta caro y menos eficiente en densidad de datos. Una alternativa reciente es la detección digital de eventos y el registro "disparado" por ellos. Prothero (1976) desarrolla un equipo portátil de estas características. Mc Evilly y Majer (1982) describen una red con estaciones inteligentes. Webster et al. (1981) utilizan telemetría digital disparada por eventos a través de satélites geoestacionarios.

Incluso ha habido intentos de combinar las ventajas del registro continuo con las del tratamiento digital (mayor margen dinámico) en lo que Teng y Hsu (1985) llama el "sistema óptimo de telemetría" (OTS). La señal se transmite continuamente en modulación de frecuencia hasta que la estación de campo detecta un sismo, lo almacena temporalmente y al finalizar lo envía, también en FM, pero convenientemente escalado para no saturar el sistema.



Cada uno de estos tipos de instrumentos representa un compromiso entre necesidades, fines para los que se pretende utilizar y coste económico.

Los equipos de telemetría analógica economizan coste inicial y capacidad de los canales de transmisión, (esto último generalmente a costa de una reducción del margen dinámico). Permiten la digitalización en paralelo en estación central (p.e. con almacenamiento de sólo eventos o bien a partir de cintas de FM ya almacenados).

Los registros visuales sufren de escaso margen dinámico, pero permiten una fácil monitorización de la actividad sísmica al instante, hecho particularmente interesante durante una crisis de actividad.

Por otro lado, la transmisión digital continua requiere canales más capaces que la analógica. La señal no sufre degradación apreciable, sin embargo. El registro continuo en forma digital supone un costo alto al nivel presente de la tecnología, aunque es probable que esta situación cambie en corto plazo. El registro analógico simultáneo es, desde luego, posible y simple. El coste es mayor que el de la telemetría analógica.

Los equipos que sólo transmiten en caso de evento tienen un coste mayor en general, debido a que necesitan incorporar enlaces bidireccionales, si la transmisión se realiza vía radio. Economizan número de canales de telemetría (utilización del espectro radioeléctrico o de líneas telefónicas). Por otra, parte requieren el uso de algoritmos de detección algo sofisticados, ya que con un solo canal no es fácil asegurar un porcentaje de aciertos muy alto.

Estos sistemas se encuentran en fase de desarrollo y es previsible que se impongan para muchas de las aplicaciones, a medio plazo (García y Muñoz, 1986).

En España existe desde hace algunos años un pequeño núcleo de investigación instrumental en estas materias, que ha producido, entre otros, registradores sísmicos portátiles (Ortiz, 1976; Muñoz et al., 1980) y registradores de eventos digitales portátiles y telemétricos (Muñoz et al., 1985; Olivares y Vidal, 1984).



La insuficiencia de instrumentos adecuados en el Sur de España se puso especialmente de manifiesto a raíz de la secuencia sísmica granadina de 1979 (Vidal et al., 1981).

Con esta ocasión, La Universidad de Granada, a través del Observatorio de Cartuja, inició el proyecto "Red Sísmica de la Universidad de Granada". El plan consistía en desplegar una serie de estaciones telemétricas permanentes con registro centralizado y con instrumentación de diseño propio. Esta es una práctica general en la mayoría de las redes, ya que los equipos comerciales tienen mucho mayor coste y en algunos casos una tecnología atrasada, debido a sus escasos volúmenes de producción.

En el caso de la Red Sísmica de la Universidad de Granada no sólo se han diseñado los equipos en el Observatorio de Cartuja, sino que se han construido y ajustado. Una ventaja adicional es la relativa facilidad con que los avances producidos por nuevos diseños se incorporan a los equipos. De hecho, el primer prototipo de estación de la Red comenzó a funcionar en Pico Herrero (Sierra de Albuñuelas) en verano de 1980. (Alguacil et al., 1981) La evaluación de esta unidad y de las demás estaciones instaladas en 1982 y 1983 suministraron la experiencia que se plasmó en una segunda versión de estación sísmica -de campo y de registro central- (Alguacil, 1985) , actualmente en funcionamiento en la Sierra de las Chanzas (APN). Esta última versión -que en breve substituirá a las anteriores y se instalará definitivamente además en dos nuevos emplazamientos- es la que se describe detalladamente en esta memoria.



EL SENSOR



## EL SENSOR

Desde la aparición en 1881 del primer sismógrafo propiamente dicho, debido a Gray, el fundamento mecánico de los sensores de movimiento del suelo permanece, con ligeras variantes. En cambio los medios de amplificación y registro sí han evolucionado considerablemente. La amplificación mecánica con palancas y grandes masas suspendidas se ve mejorada por la palanca óptica, que elimina el rozamiento como en el péndulo Repsold (Galitzin, 1921). Un avance importante lo constituye el sismógrafo Galitzin, de amplificación electromagnética y registro galvanométrico, (Galitzin, 1921).

Los sismómetros Willmore (1950), producen una nueva generación de instrumentos portátiles, con suspensión sin ejes de giro. Este tipo de sensores, con materiales magnéticos mejorados, son ampliamente utilizados en estaciones de corto periodo y de microsismicidad, tanto fijas como portátiles.

Merecen especial mención los instrumentos de "toda banda" más recientes -si bien hasta ahora no aplicados a la detección de microterremotos-, con realimentación electrónica y transductores activos, como los sismómetros miniatura de Usher et al. (1979), con transductor capacitivo, y los sismómetros de resorte de hoja ("leaf-spring seismometer") de Wieland con banda ancha (1982) y muy ancha (Wieland y Steim, 1986).

Nos referimos en lo que sigue a los sensores usados en redes para microterremotos, esto es tipo Willmore. Particularmente, los modelos Ranger SS-1, de Kinematics y L4-C, de Mark Products, ambos de periodo libre nominal 1s, son los utilizados en la RSUG y en otras muchas estaciones semejantes.

La elección del periodo propio del sensor viene determinada por el tipo de señales que se espera registrar. Aunque la banda de interés en microterremotos permitiría elegir un periodo propio menor de 1s, los sensores mencionados tienen probada capacidad para responder a frecuencias de hasta 100 Hz o más y al mismo tiempo es posible usarlos para registro convencional de corto periodo (SP) en telesismos.



En general los sismómetros "de movimiento" (en contraposición a los de deformación, p.e.) reaccionan a aceleraciones relativas al sistema casi-inercial ligado al centro de masas terrestre. Tales movimientos representan necesariamente distorsiones de la Tierra y están asociados con la rotación y las mareas, con cambios del valor de  $g$  (debidos a la forma cambiante de la Tierra) y con esfuerzos y deformaciones. (Willmore, 1960).

El esquema básico de un geófono como los utilizados puede verse en la figura 2.1. Actuando con sensor vertical, es en esencia un imán permanente suspendido de un muelle y de unos flejes que limitan su movimiento a un solo grado de libertad de traslación (consideramos el muelle y los resortes sin masa apreciable; su efecto real será añadir modos de vibración normales a frecuencias altas -por encima de 100 Hz, pero a las frecuencias de trabajo la aproximación es válida). En la práctica existen, además, en algunos modelos, varias barras imantadas rodeando la masa, de modo que al desplazarse la masa de su posición central, actuarán con una fuerza proporcional al desplazamiento y en el mismo sentido de éste (realimentación positiva). El efecto es disminuir la constante elástica efectiva y aumentar por tanto, el periodo libre de la suspensión.

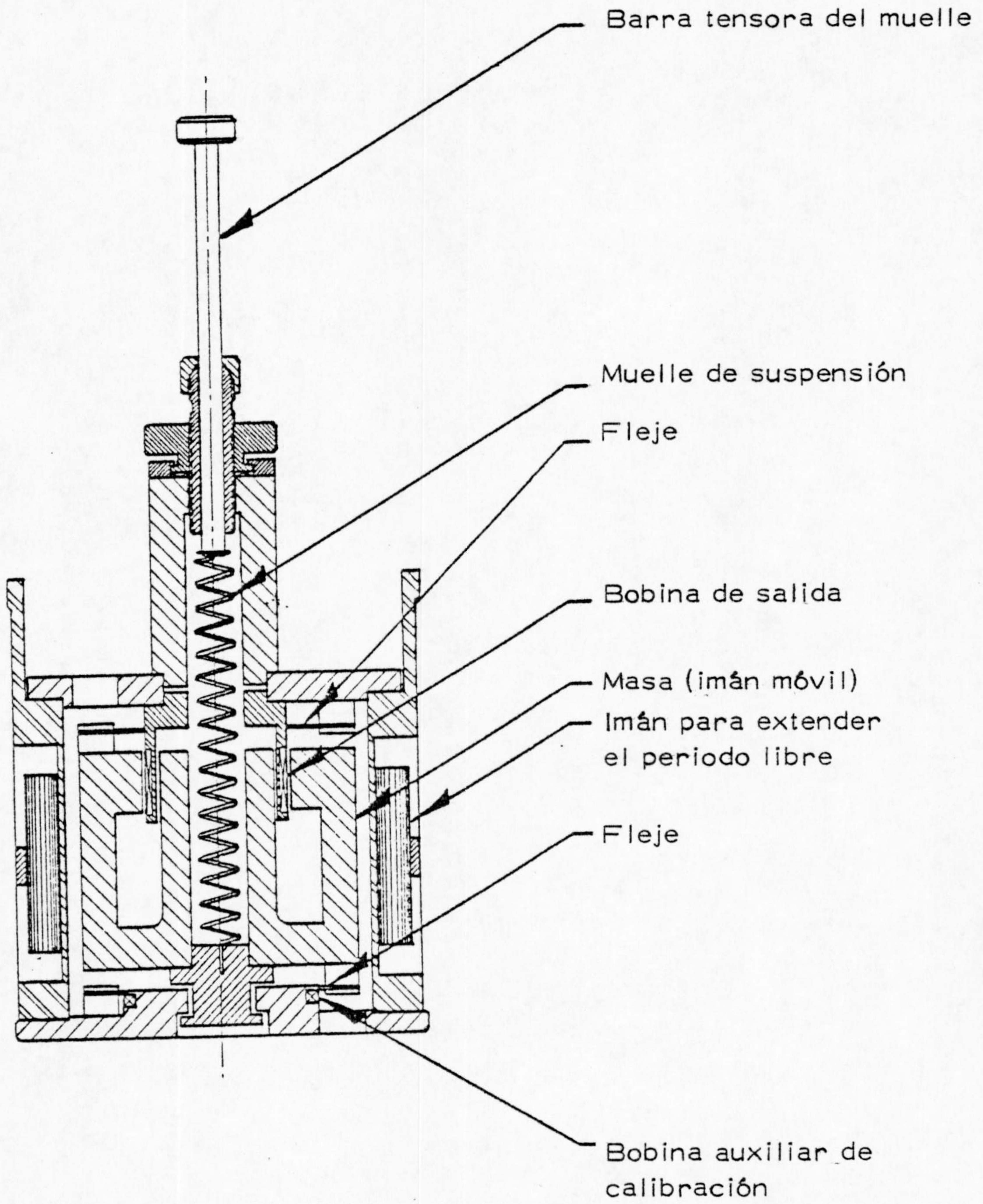
Una bobina doble (con arrollamientos dispuestos para minimizar la acción de campos externos al geófono) actúa como sensor de las variaciones de flujo magnético que se producen al mover la masa imantada respecto de su soporte o estructura ligada al suelo.

Así, pues, estamos interesados en conocer la relación entre el movimiento del suelo y el relativo masa-estructura. Aunque las ecuaciones del geófono son bien conocidas, procederemos aquí a una breve discusión de las mismas para fijar la notación y los conceptos utilizados más adelante.

Sobre la masa suspendida actúan como fuerzas su peso  $Mg$ ; la fuerza elástica efectiva del muelle, que puede expresarse para desplazamientos pequeños como  $-kr$ , donde  $k$  es la constante recuperadora y  $r$  el desplazamiento relativo al equilibrio; la fuerza electromagnética: si al moverse la masa induce una f.e.m.

$$G \cdot \frac{dr}{dt}$$





2.1. - Dibujo esquemático de un geófono Ranger SS-1.



es decir proporcional a su velocidad relativa a la bobina, aparecerá una fuerza de reacción  $-G.i$ , donde  $i$  es la corriente que circula por la bobina. Por último, el aire que rodea a la masa ejerce una fuerza de amortiguamiento de tipo viscoso sobre su movimiento, que consideramos proporcional a su velocidad, es decir

$$D \frac{dr}{dt}$$

Si el suelo se mueve con aceleración  $\ddot{z}$ , la masa experimenta en su sistema de referencia local una fuerza de inercia  $M\ddot{z}$ . Así, pues, tenemos

$$(1) \quad M(\ddot{r} + g) = M\ddot{z} - Gi - kr - D\dot{r} + Mg$$

es decir

$$(2) \quad M\ddot{r} + Gi + D\dot{r} + kr = M\ddot{z}$$

por otra parte, si se cierra el circuito de la bobina con una carga resistiva  $R_L$ . Llamando  $R_c$  a la resistencia de la bobina y  $L$  a su coeficiente de autoinducción, las leyes de Kirchhoff nos dan

$$(3) \quad L \frac{di}{dt} + Ri = G \frac{dr}{dt}, \quad R = R_L + R_c$$

Aplicaremos ahora transformadas Laplace a estas dos ecuaciones. Notaremos con la misma letra a la transformada de cada función temporal y con  $s$  a la variable compleja de Laplace. Si consideramos las condiciones iniciales nulas (esto no es en realidad una restricción, ya que no estamos interesados en la respuesta transitoria, sino armónica, y aquella, además, puede obtenerse de ésta), tendremos

$$(4) \quad Ms^2 r(s) + Gi(s) + Dsr(s) + kr(s) = Ms^2 z(s)$$

$$(5) \quad Lsi(s) + Ri(s) = Gsr(s)$$

eliminando  $r(s)$  y dividiendo por  $M$  y llamando  $\omega_0 = k/M$  ( $\omega_0$  es, como se verá, la frecuencia angular libre en circuito abierto),

$$(6) \quad \left\{ (Ls + R) \left( s^2 + \frac{D}{M} s + \omega_0^2 \right) + \frac{G^2}{M} s \right\} i(s) = G s^3 z(s)$$



Llamamos  $2\zeta_0 = \frac{D}{M\omega_0}$ , ya que representa un coeficiente de amortiguamiento. Con esto, la función de transferencia corriente-desplazamiento del suelo será

$$(7) \quad T_1(s) \equiv \frac{i(s)}{z(s)} = \frac{G s^3}{(Ls + R)(s^2 + 2\zeta_0 \omega_0 s + \omega_0^2) + \frac{G^2}{M} s}$$

o, considerando como salida la caída de tensión  $u$  en la resistencia de carga  $R_L$  (normalmente la resistencia de entrada de un amplificador en paralelo con una resistencia de amortiguamiento),

$$(8) \quad \frac{u(s)}{z(s)} = \frac{G R_L s^3}{(Ls + R)(s^2 + 2\zeta_0 \omega_0 s + \omega_0^2) + \frac{G^2}{M} s}$$

Haciendo  $s = j\omega$ , con  $j^2 = -1$  y  $\omega$ , la frecuencia angular, obtenemos la respuesta en frecuencia del sistema (cfr. p.e. Wylie, 1976).

$$(9) \quad \frac{u(j\omega)}{z(j\omega)} = \frac{-G R_L \omega^3 j}{(jL\omega + R)(\omega_0^2 - \omega^2 + 2\zeta_0 \omega_0 \omega j) + \frac{G^2}{M} \omega j}$$

Como veremos, para los geófonos utilizados y las frecuencias de interés  $L\omega \ll R$ . Con lo cual podremos utilizar para la mayoría de las aplicaciones una función de transferencia tal como

$$(10) \quad \frac{u(s)}{z(s)} \approx \frac{G R_L / R \cdot s^3}{s^2 + (2\zeta_0 \omega_0 + \frac{G^2}{MR})s + \omega_0^2}$$

y, substituyendo el término entre paréntesis por un coeficiente de amortiguamiento total eléctrico + viscoso,

$$(11) \quad \frac{u(s)}{z(s)} = \frac{s^3 \cdot G R_L / R}{s^2 + 2\zeta \omega_0 s + \omega_0^2}, \quad \text{con}$$

$$(12) \quad 2\zeta = 2\zeta_0 + \frac{G^2}{MR\omega_0}$$



El denominador de la función de transferencia sin simplificar (8) puede descomponerse en dos factores, uno da lugar a un polo simple y otro a uno doble complejo (suponiendo amortiguamiento subcrítico):

$$(13) \quad \frac{u(s)}{z(s)} = \frac{G R_L s^3}{(s + \omega_1)(s^2 + 2\delta\omega_2 s + \omega_2^2)}$$

En los casos tratados, los valores de  $\omega_2 \approx \omega_0$  y  $\delta \approx \xi$ , con errores menores de 0.2 %. El término  $(s + \omega_1)$  aporta un polo simple con frecuencia de transición  $f_1$  mayor de 200 Hz y con muy poca influencia en la respuesta en módulo, aunque alguna en la respuesta en fase.

La función aproximada (11) da lugar a una respuesta compleja en frecuencia de la forma

$$(14) \quad \frac{u(j\omega)}{z(j\omega)} = \frac{-j\omega^3 G R_L / R}{\omega_0^2 - \omega^2 + 2\xi\omega_0\omega j}$$

Esto es, una respuesta en amplitud

$$(15) \quad \frac{|u(j\omega)|}{|z(j\omega)|} = \frac{\omega^3 G R_L / R}{\left\{ (\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\xi\omega_0\omega)^2 \right\}^{1/2}}$$

y una respuesta en fase

$$(16) \quad \angle u(j\omega) - \angle z(j\omega) = -\frac{\pi}{2} - \text{artg} \frac{2\xi\omega_0\omega}{\omega_0^2 - \omega^2}$$



Las respuestas para velocidades del suelo y aceleraciones se obtienen de la de desplazamientos sin más que dividir por  $s$  y  $s^2$ , respectivamente, ya que

$$(17) \quad \dot{z}(s) \equiv \mathcal{L} \{ \dot{z}(t) \} = s \mathcal{L} \{ z(t) \} \quad |$$

$$(18) \quad \ddot{z}(s) \equiv \mathcal{L} \{ \ddot{z}(t) \} = s^2 \mathcal{L} \{ z(t) \} \quad ,$$

es decir

$$(19) \quad T_v(s) \equiv \frac{u(s)}{\dot{z}(s)} = \frac{s^2 G R_L / R}{s^2 + 2 \zeta \omega_0 s + \omega_0^2}$$

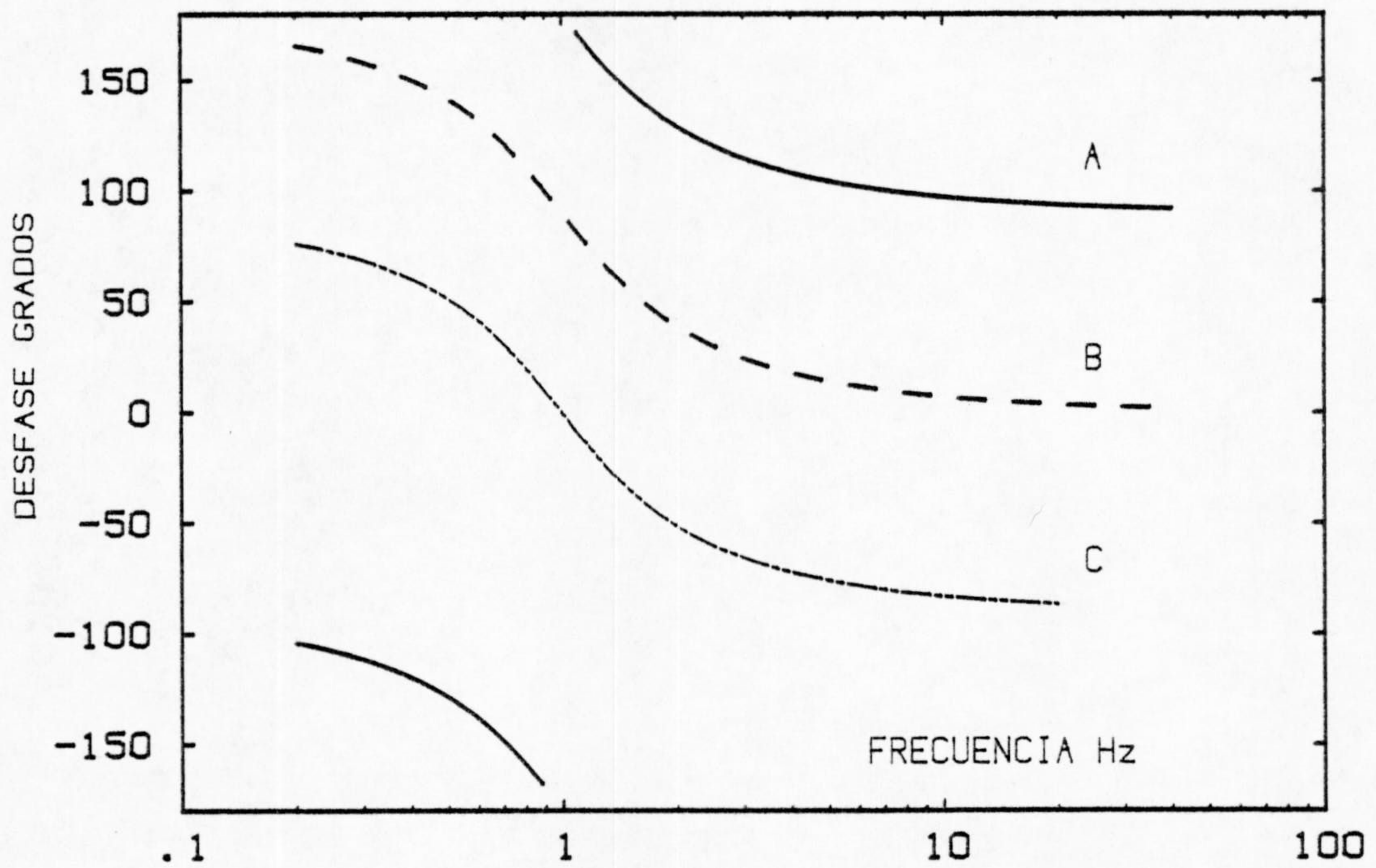
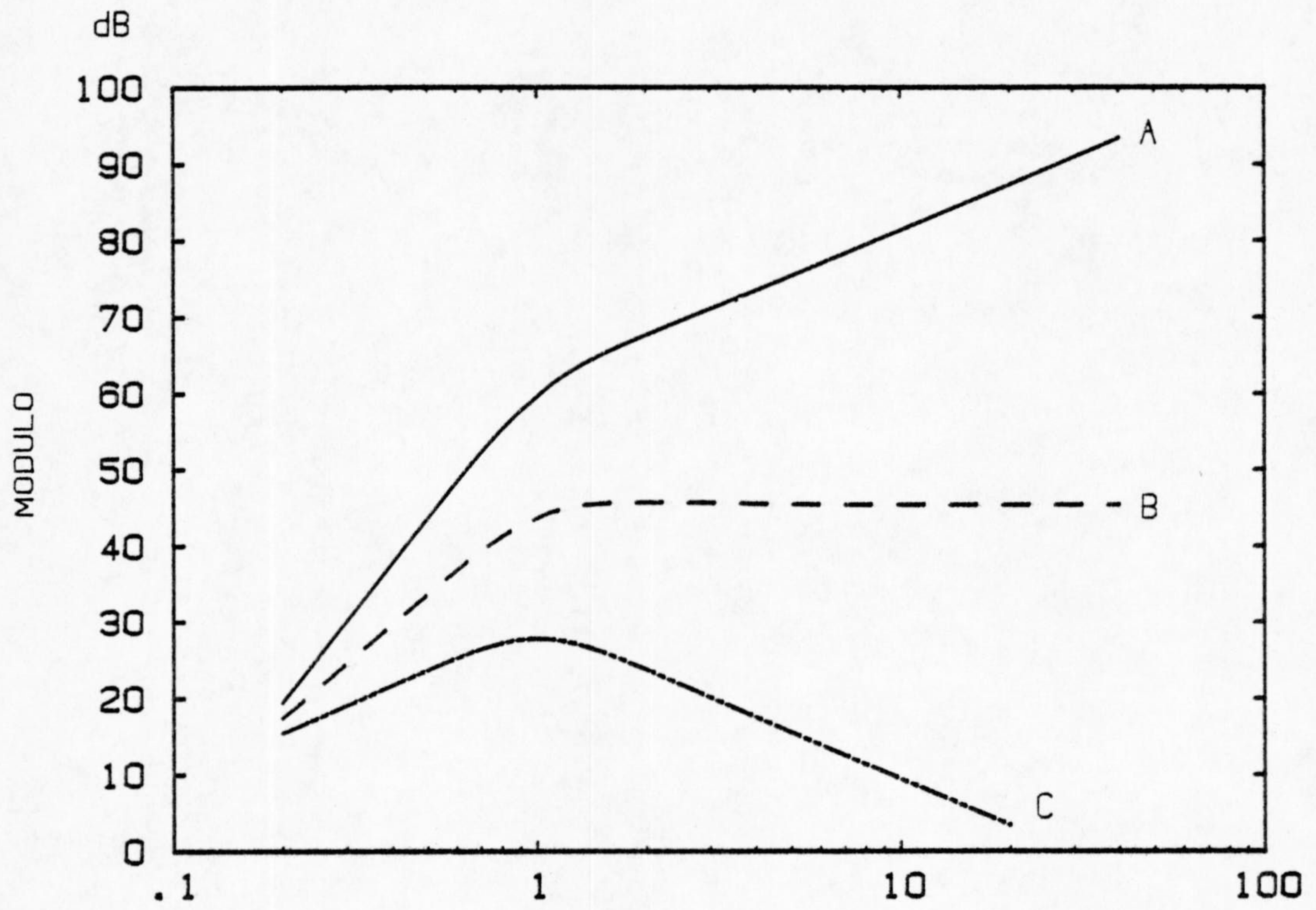
$$(20) \quad T_a(s) \equiv \frac{u(s)}{\ddot{z}(s)} = \frac{s G R_L / R}{s^2 + 2 \zeta \omega_0 s + \omega_0^2}$$

En la figura 2.2 se han representado las respuestas en frecuencia correspondientes para desplazamientos, velocidades y aceleraciones de un sismómetro Ranger SS-1 típico con amortiguamiento 0.6 crítico,, ( $\zeta = 0.6$ ). Como puede observarse, la respuesta a velocidad es asintóticamente plana a partir de la frecuencia propia del geófono. Esto es debido esencialmente al uso de un transductor de velocidad.

#### CIRCUITO EQUIVALENTE DEL GEOFONO

Para ciertas cuestiones útil considerar el geófono desde el punto de vista de sus terminales de salida como un circuito eléctrico equivalente. Aunque son posibles varias analogías y han sido propuestos varios modelos (Sherbatskoy y Neufeld, 1937; Donato, 1971; Olsson y Both, 1975; Asten, 1977), los sugeridos por Byrne (1961) dan lugar a un





2.2. -RESPUESTA DE UN GEOFONO TIPICO DE 1s AMORTIGUADO 0.6  
 A DESPLAZAMIENTOS (A) [V/m], VELOCIDADES (B) [V/m.s ] Y  
 ACELERACIONES (C) [V/m.s ].



$$F = M \cdot \dot{v} \text{ (masa)} \text{ ----- } i = C \cdot \dot{u} \text{ (condensador)}$$

$$F = k \int v \, dt \text{ (muelle)} \text{ ----- } i = 1/L \int u \, dt \text{ (inductor)}$$

$$F = D \cdot v \text{ (amortiguamiento)} \text{ ----- } i = 1/R \cdot u \text{ (resistencia)}$$

TABLA II-1.- Analogía eléctrica-mecánica.



formalismo adecuado para un transductor de velocidad y tienen un significado físico evidente, lo cual no ocurre con otras analogías propuestas.

En esta analogía se hacen equivalentes las magnitudes fuerza=intensidad de corriente y velocidad=tensión.

Las ecuaciones que representan la analogía se sumarian en la tabla II-1.

Un oscilador amortiguado como el de un sismómetro puede representarse equivalentemente por un circuito como el de la figura 2.3a. En efecto, la ecuación de este circuito es

$$(21) \quad C \dot{u}_0 + \frac{1}{R} u_0 + \frac{1}{L} \int u_0 dt = C \dot{u}_s$$

formalmente idéntica a

$$M \dot{v} + D v + k \int v dt = M \dot{v}_z ,$$

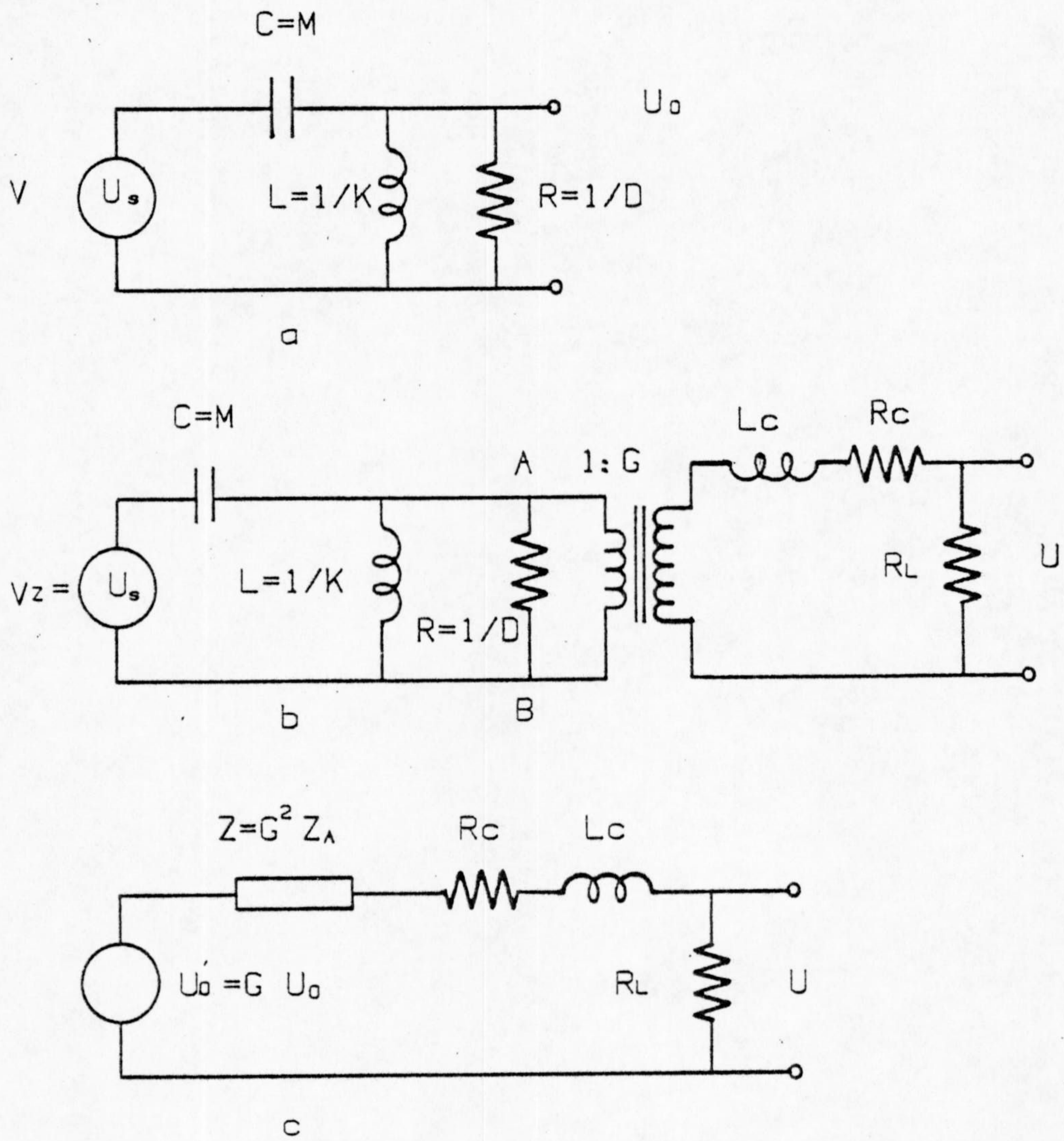
$$\text{con } v = \dot{r} \quad \text{y} \quad v_z = \dot{z} ,$$

y esta es la ecuación dinámica del oscilador armónico amortiguado, es decir la ecuación (2) sin incluir de momento el término de amortiguamiento eléctrico  $G_i$ .

Consideremos ahora el sismómetro con transductor de transductancia  $G$  y con resistencia interna  $R_c$  y autoinducción  $L_c$ .

Como la f.e.m. inducida  $U$  está relacionada con la tensión de salida análoga  $U_0$  (equivalente a la velocidad masa-soporte) como  $U=GU_0$ , si ligamos el circuito "análogo" al real mediante un transformador ideal de relación de vueltas 1: $G$ , obtendremos un circuito análogo al circuito real de utilización, a todos los efectos equivalente al sistema electromecánico completo. Es el representado en 2.3b.





2.3. - CIRCUITOS EQUIVALENTES DE UN GEOFONO



Uno de los corolarios del teorema de Thévenin permite calcular fácilmente la impedancia  $Z_a$  vista desde los puntos A y B hacia la izquierda.  $Z_a$  será la tensión en circuito abierto  $U_0$  dividido por la corriente en cortocircuito  $I_{cc}$ , esto es,

$$(23) \quad I_{cc}(s) = \frac{U_s}{1/Cs} = U_s Cs$$

$$(24) \quad Z_a(s) = \frac{U_0}{U_s Cs}, \quad U_0(s) = Z_a U_s Cs$$

$$(25) \quad Z_a(s) = \frac{LCs^2/Cs}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} = \frac{Ls}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1}$$

Podemos ahora incluir el transformador en el equivalente Thevenin, con lo que se obtiene el circuito de la figura 2.3c.

Como el análogo de  $U_s$  es la velocidad del suelo  $V_z = \dot{z}$ , se obtiene para el voltaje del generador Thevenin

$$(26) \quad U'_0(s) = G Cs \cdot Z_a \cdot V_z(s)$$

Y la función de transferencia caída de tensión  $U$  en la resistencia de carga  $R$  frente a velocidad del suelo es

$$(27) \quad \frac{U(s)}{V_z(s)} = \frac{G Z_a Cs R_L}{R_L + R_c + LcS + G^2 Z_a}$$



La impedancia de salida equivalente del geófono  $Z_0$ , incluida su resistencia de carga será

$$(28) \quad Z_0 = \frac{R_L [G^2 Z_a + R_c + L_c s]}{R_L + R_c + L_c s + G^2 Z_a}$$

o, substituyendo la expresión de  $Z_a$ ,

$$(29) \quad Z_0 = \frac{R_L [G^2 L s + (R_c + L_c s) (LC s^2 + \frac{L}{R} s + 1)]}{(R_L + R_c + L_c s) (LC s^2 + \frac{L}{R} s + 1) + G^2 L s},$$

donde

$$C = M$$

$$L = \frac{1}{k} = \frac{1}{\omega_0^2 M}$$

$$R = \frac{1}{D}$$

$$LC = \frac{1}{\omega_0^2}$$

$$\frac{L}{R} = \frac{2 \zeta_0}{\omega_0}$$



Desarrollando la expresión (29),

$$(30) \quad Z_0 = \frac{\frac{R_L L_c}{\omega_0^2} s^3 + R_L \left( \frac{R_c}{\omega_0^2} + \frac{2G_0 L_c}{\omega_0} \right) s^2 + R_L \left( G^2 L + L_c + \frac{2G_0 R_c}{\omega_0} \right) s + R_c R_L}{\frac{L_c}{\omega_0^2} s^3 + \left( \frac{2G_0 L_c}{\omega_0} + \frac{R_L + R_c}{\omega_0^2} \right) s^2 + \left[ G^2 L + \frac{2G_0 (R_L + R_c)}{\omega_0} + L_c \right] + R_L + R_c}$$

Si consideramos el caso  $L\omega \ll R_c + R_L$ , la expresión (30) se simplifica a

$$Z_0 \approx \frac{R_L \left[ G^2 L s + R_c \left( \frac{s^2}{\omega_0^2} + 2G_0 \frac{s}{\omega_0} + 1 \right) \right]}{(R_L + R_c) \left( \frac{s^2}{\omega_0^2} + 2G_0 \frac{s}{\omega_0} + 1 \right) + G^2 L s}$$

$$(31) \quad Z_0 \approx \frac{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 1 + \left( \frac{G^2 L}{R_c} + 2 \frac{G_0}{\omega_0} \right) s}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 1 + \left( \frac{G^2 L}{R_L + R_c} + 2 \frac{G_0}{\omega_0} \right) s} \cdot \frac{R_L R_c}{R_L + R_c}$$

Definiendo como  $\delta_1$  y  $\delta_2$

$$(32) \quad \frac{2\delta_1}{\omega_0} \equiv \frac{G^2 L}{R_c} + \frac{2G_0}{\omega_0} \quad \gamma$$

$$(33) \quad \frac{2\delta_2}{\omega_0} \equiv \frac{G^2 L}{R_L + R_c} + \frac{2G_0}{\omega_0} \quad ,$$



y teniendo en cuenta el equivalente de  $L$ , y que el periodo libre del geófono es  $T_0 = 2\pi/\omega_0$ , se obtiene

$$(34) \quad \delta_1 = \zeta_0 + \frac{G^2 T_0}{4\pi R_c M}$$

$$(35) \quad \delta_2 = \zeta_0 + \frac{G^2 T_0}{4\pi (R_L + R_c) M}$$

y con esto,

$$(36) \quad Z_0 = \frac{R_L R_c}{R_L + R_c} \frac{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2\delta_1 \frac{s}{\omega_0} + 1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2\delta_2 \frac{s}{\omega_0} + 1}$$

La impedancia compleja se obtiene sin más que substituir  $s=j\omega$

$$(37) \quad Z_0 = \frac{R_L R_c}{R_L + R_c} \frac{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + 2\delta_1 \frac{\omega}{\omega_0} j}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + 2\delta_2 \frac{\omega}{\omega_0} j}$$



## RUIDO EN EL GEOFONO

La máxima sensibilidad a la aceleración del suelo que puede obtenerse con un sismómetro viene limitada esencialmente por el ruido generado por los procesos disipativos, tanto mecánicos como eléctricos, que tienen lugar en él.

Como estos conceptos no siempre han sido correctamente expresados en la literatura (Wolf, 1942), trataremos la cuestión con cierta detención.

El ruido térmico que se genera en el sensor tiene dos orígenes. Por una parte, el amortiguamiento de la masa -tanto mecánico como eléctrico- está asociado con disipación de energía mecánica en forma de calor. Esta es una limitación a la disminución de masa suspendida para un amortiguamiento dado. De otro lado, el ruido Johnson generado en la resistencia de la bobina y en la resistencia de carga, a causa del proceso disipativo de energía eléctrica en calor. No hay generación de ruido térmico asociado a elementos no disipativos. Si en un elemento se genera ruido es porque su energía de agitación térmica puede acoplarse a otro elemento (Byrne, 1961).

Para realizar su sismómetro miniatura, Usher (et al., 1977) tuvo que disminuir estas dos fuentes de ruido. Por una parte disminuyó el amortiguamiento en lazo abierto, compensándolo con un control por realimentación (no asociado a disipación, por tanto). Esto le permitió disminuir la masa de su sensor a 40 g. Por otra parte, empleó un transductor esencialmente no disipativo -y, por tanto, no ruidoso-: una capacidad.

La evaluación de la densidad espectral del ruido térmico generado puede abordarse a partir de tres teoremas, inicialmente debidos a H. Nyquist, que reproducimos aquí tal como los formula Byrne (1961):

1 - El ruido térmico en un circuito eléctrico que contenga no sólo elementos de circuito eléctrico, sino también otros sistemas pasivos electroacústicos o electromecánicos, a una temperatura uniforme  $t$ , puede ser completamente descrito substituyendo tales sistemas por sus circuitos equivalentes a la misma temperatura.



2 - La potencia de ruido disponible en los terminales de un circuito eléctrico (en el sentido amplio) a temperatura fija es igual a la potencia de ruido disponible en su circuito equivalente a la misma temperatura.

3 - La potencia de ruido disponible en una resistencia  $R$  pura en un ancho de banda  $df$  es  $k_B T df$ , donde  $k_B$  es la constante de Boltzmann y  $T$  la temperatura. El generador de voltaje equivalente en serie con la resistencia tiene la densidad espectral

$$G_n = 4 k_B T R$$

No hay fuentes de ruido asociados con elementos no disipativos.

Estimaremos la densidad espectral de ruido total generada en el sensor utilizando su impedancia equivalente visto desde sus terminales de salida. Solamente la parte real de esta impedancia - la parte disipativa- contribuye al ruido.

Para calcular la parte real de  $Z_0$ , multiplicamos numerador y denominador en la expresión (37) por el conjugado del denominador. Con esto,

$$(38) \quad Z_0 = \frac{R_L R_c}{R_L + R_c} \cdot \frac{\left[ \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + 4 \delta_1 \delta_2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right] + 2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) \frac{\omega}{\omega_0} (\delta_1 - \delta_2)j}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(2 \delta_2 \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

La densidad espectral de ruido en tensión  $G_{n1}$  generada en el geófono y en la resistencia de carga será

$$(39) \quad G_{n1} = 4 k_B T \operatorname{Re}(Z_0)$$



es decir

$$(40) \quad G_{ni} = 4 k_B T \frac{R_L R_c}{R_L + R_c} \frac{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + 4 \delta_1 \delta_2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(2 \delta_2 \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

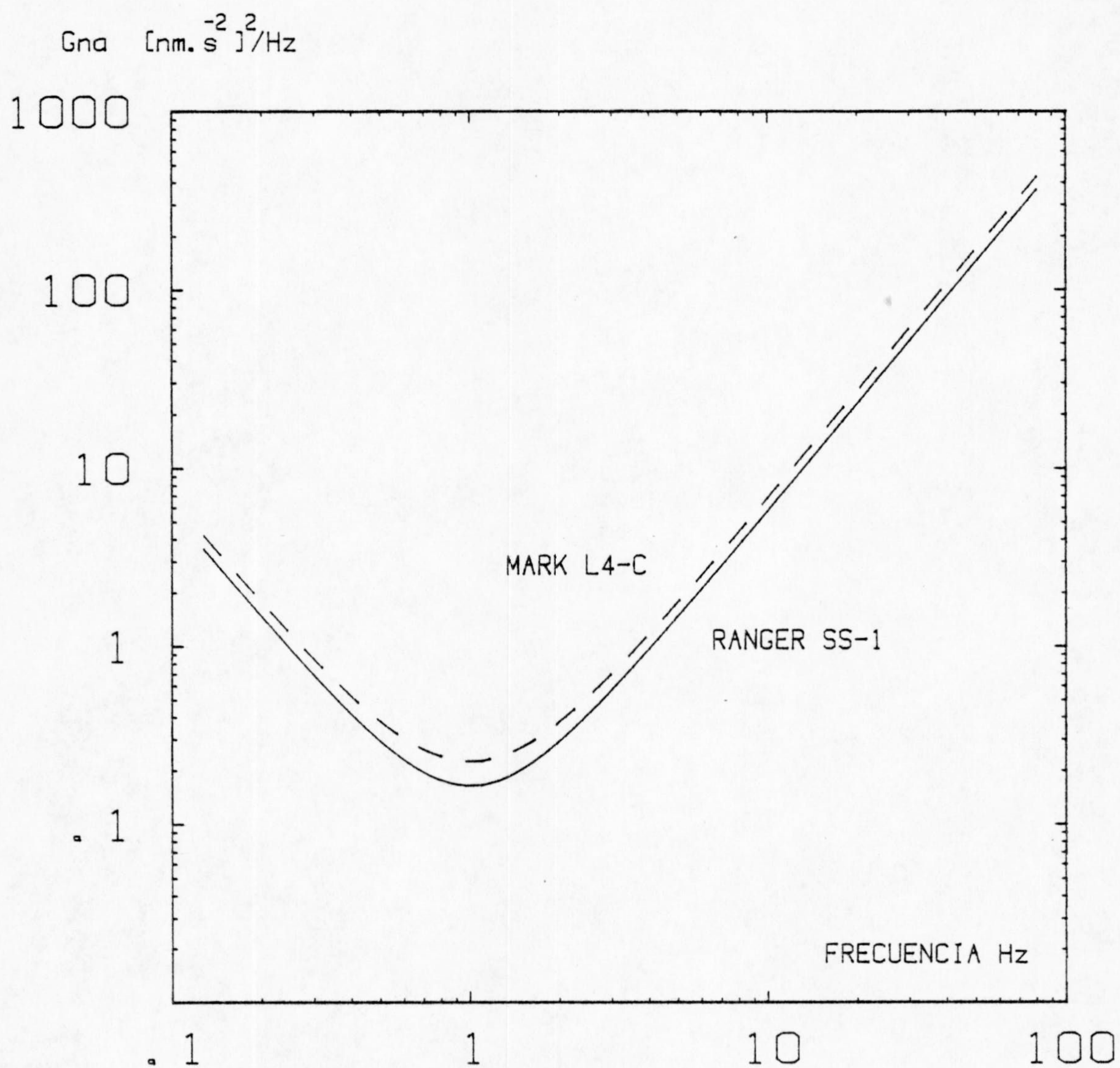
Para poder comparar con otras fuentes de ruido, tanto instrumental (el generado en el preamplificador es la contribución más importante) como sísmico, debemos referir todas las fuentes de ruido al mismo punto. Reduciremos las densidades espectrales correspondientes a la densidad espectral equivalente de aceleración del suelo. Esto es, la aceleración del suelo que produciría el mismo efecto tras pasar por el instrumento.

La función de transferencia del geófono para una salida en tensión y referida a aceleración del suelo  $T_a$  era, sin considerar el efecto de la autoinducción de la bobina, la expresión (20), con  $R = R_L + R_c$ . Una señal de densidad espectral  $G$  a la entrada de un sistema lineal con función de transferencia  $T(\omega)$  produce a la salida una señal con densidad espectral  $G \cdot |T(\omega)|^2$ . Por tanto la densidad espectral de aceleración del suelo equivalente  $G_{na}$  buscada será

$$G_{na}(\omega) = \frac{G_{ni}}{|T_a|^2} = 4 k_B T \frac{R_c (R_L + R_c)}{R_L} \frac{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + 4 \delta_1 \delta_2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{G^2 \omega^2 / \omega_0^4}$$

Esta función se ha representado en la figura 2.4 para los dos geófonos utilizados, ambos con amortiguamiento total 0.6 crítico.





2.4. -DENSIDAD ESPECTRAL ESPERADA DE RUIDO EQUIVALENTE DE ACELERACION DEL SUELO GENERADA EN DOS GEOFONOS AMORTIGUADOS CON  $\zeta=0.6$  CRITICO.



## RUIDO GENERADO EN EL AMPLIFICADOR

Una fuente independiente - y generalmente más importante - de generación de ruido en equipos de amplificación electrónica, aparte del geófono, es el preamplificador. Este ruido se suele referir a la entrada del dispositivo, mediante los generadores de tensión y de corriente de ruido equivalente. Un modelo apropiado (Sherwin, 1974; Soderquist, 1979) puede verse en la figura 2.5.

Como cada uno de estos generadores representa un proceso de generación independiente, la densidad espectral total de ruido equivalente en tensión de entrada será la suma

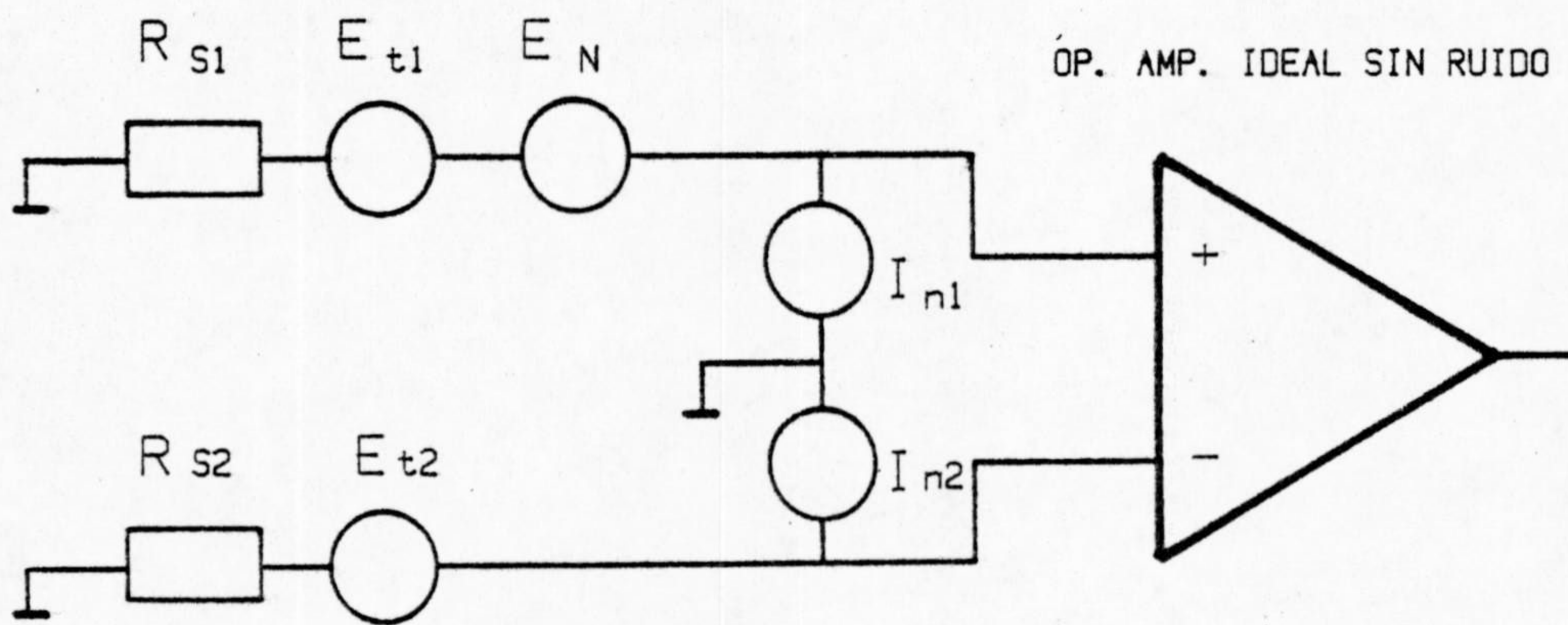
$$E_{NT} = 4 k_B T (R_{S1} + R_{S2}) + E_n + (R_{S1} + R_{S2})^2 I_n$$

donde el primer sumando representa el ruido Johnson generado en las resistencias "vistas" desde las entradas. El segundo sumando es la densidad espectral de ruido generado en forma de tensión equivalente, debido fundamentalmente a ruido "flicker" (1/f) y ruido térmico interno - el fabricante de amplificadores operacionales de bajo ruido minimiza este tipo de contribución utilizando una etapa de entrada de alta transductancia (Soderquist, 1979) -. El ruido "flicker", proporcional a 1/f (ruido "rosa") es la limitación más severa en aplicaciones de muy baja frecuencia.

El tercer sumando representa la densidad espectral del ruido generado en forma de corriente. Es debido al ruido Shottky -ruido estadístico, blanco, a causa la naturaleza discreta de los portadores de carga-.

Hay una última causa de ruido que puede afectar a amplificadores integrados. Es el ruido de "tostoneo" ("pop corn"): la salida salta erráticamente entre dos o más niveles estables. Es debido a cambios momentáneos en la corriente de polarización de entrada causados por irregularidades en la superficie del semiconductor. Los amplificadores utilizados (OP-07, de PMI) no presentan este problema, minimizado por el proceso que el fabricante llama "triple pasivación" (Soderquist, 1979).





2.5. -MODELO DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL CON RUIDO.



De la forma de las curvas que representan  $V_n$  e  $I_n$  (reproducidas en fig 2.6) se observa que la densidad cae como  $1/f$  a baja frecuencia, hasta una cierta frecuencia de codo, a partir de la cual se estabiliza en un nivel constante. Este comportamiento puede representarse analíticamente con suficiente aproximación por unas funciones del tipo

$$E_n = E_{no} \cdot \frac{f_{ce}}{f} \left( 1 + \frac{f^2}{f_{ce}^2} \right)^{1/2}$$

$$I_n = I_{no} \cdot \frac{f_{ci}}{f} \left( 1 + \frac{f^2}{f_{ci}^2} \right)^{1/2}$$

donde  $E_{no}$  e  $I_{no}$  son los niveles de las asíntotas horizontales de las respectivas curvas  $E_n$  e  $I_n$ , y  $f_{ce}$  y  $f_{ci}$ , las frecuencias de codo de cada curva.

Estos parámetros pueden estimarse de los valores típicos suministrados por el fabricante y de la misma gráfica.

Para el preamplificador utilizado, son valores típicos (Full line catalogue, 1981)

$$E_{no} = 9.6 \cdot 10^{-17} \text{ V}^2/\text{Hz}$$

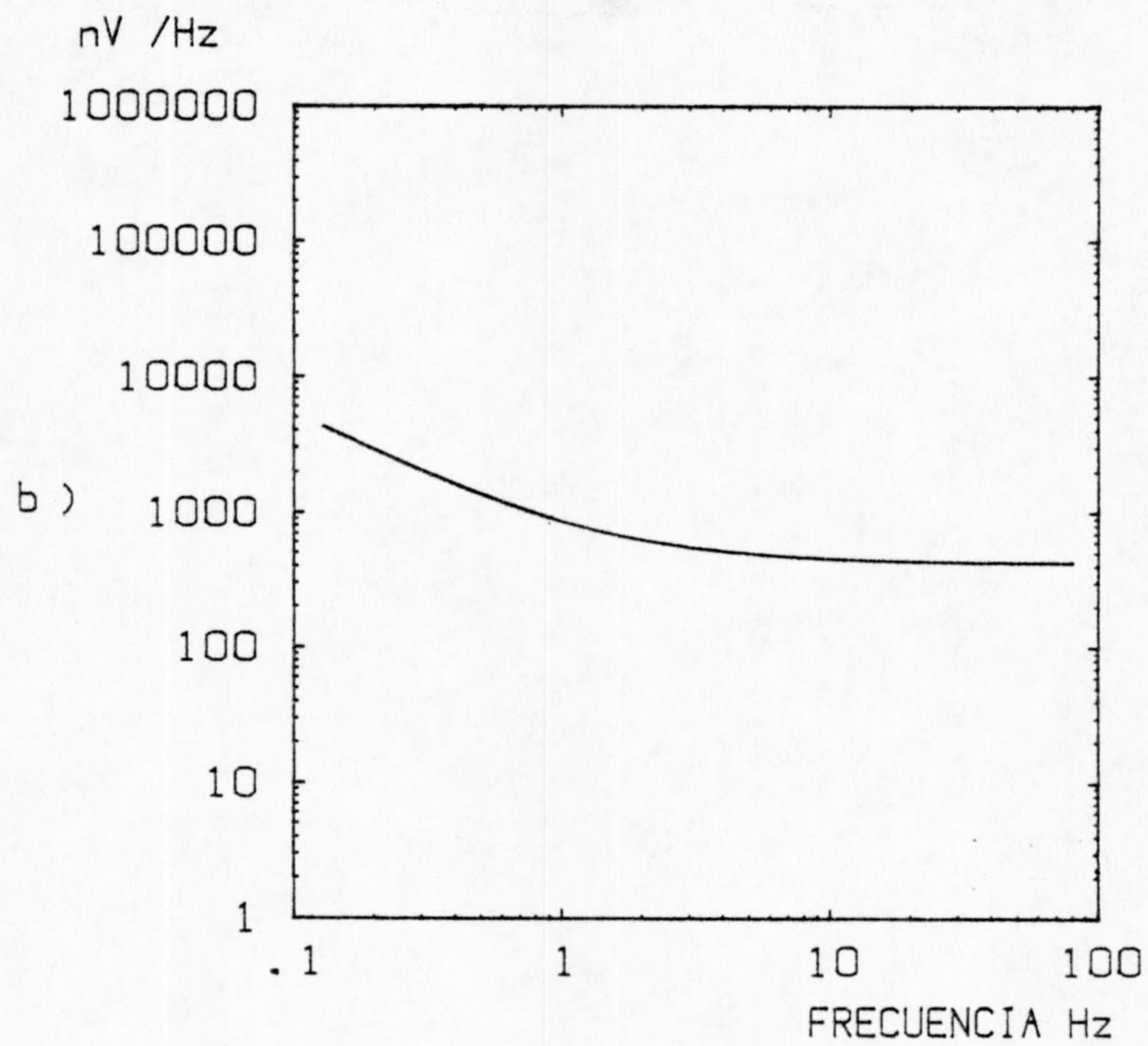
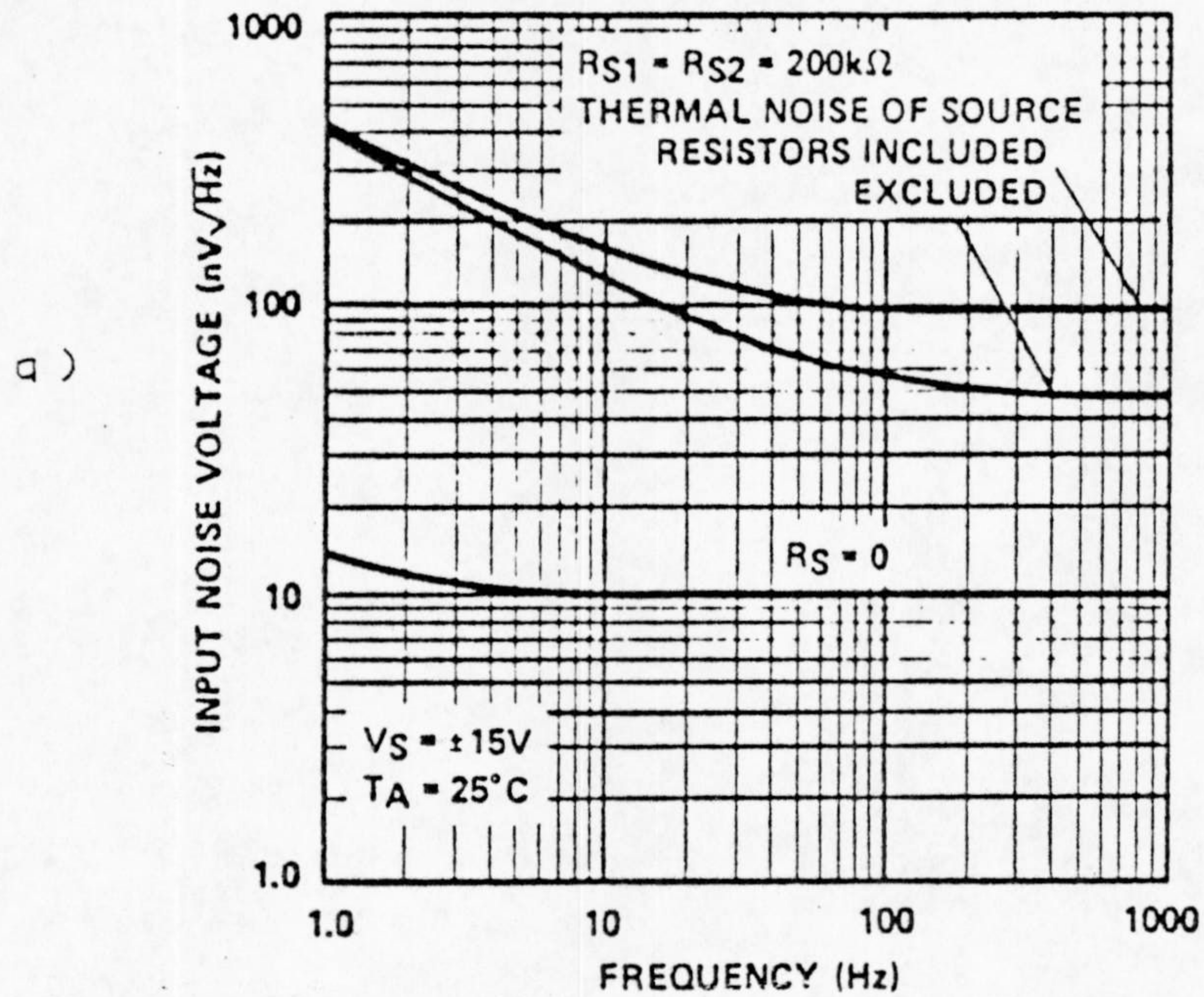
$$f_{ce} = 1.3 \text{ Hz}$$

$$I_{no} = 1.7 \cdot 10^{-26} \text{ A}^2/\text{Hz}$$

$$f_{ci} = 60 \text{ Hz}$$



## TOTAL INPUT NOISE VOLTAGE vs FREQUENCY



2.6. -a) ESPECIFICACIONES DE RUIDO DEL OP. AMP. OP 07.

b) DENSIDAD ESPECTRAL ESPERADA DE RUIDO EQUIVALENTE A LA ENTRADA DEL PREAMPLIFICADOR SISMICO EN FORMA DE TENSION.



Con estos valores y los de las resistencias asociadas al preamplificador, se ha calculado la densidad total típica de ruido en tensión equivalente a la entrada (fig. 2.6b), esto es

$$E_{NT} = 4k_B T (R_{S1} + R_{S2}) + E_{no} \frac{f_{ce}}{f} \left(1 + \frac{f^2}{f_{ce}^2}\right)^{1/2} + (R_{S1} + R_{S2})^2 \cdot I_{no} \frac{f_{ci}}{f} \left(1 + \frac{f^2}{f_{ci}^2}\right)^{1/2}$$

El ruido típico en una banda  $f_1$  a  $f_2$  será

$$V_{RMS} = \left\{ \int_{f_1}^{f_2} E_{NT} df \right\}^{1/2}$$

En el caso considerado, en la banda de 0.1 - 80 Hz es  $V_{rms}$  menor de 0.2  $\mu$ V.

La reducción de este ruido, generado en el amplificador, a una densidad espectral equivalente de aceleración  $G_a$  del suelo se puede hacer como en el caso del ruido generado en el geófono, es decir, dividiendo por el cuadrado del módulo de la función de transferencia  $T_a$  del geófono para aceleraciones.

$$E_{NT} = |T_a(\omega)|^2 \cdot G_a \Rightarrow$$

$$G_a = E_{NT} \cdot |T_a(\omega)|^{-2} = \frac{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta\omega\omega_0)^2}{\omega^2 G^2 \frac{R_L^2}{R^2}} \cdot E_{NT}$$



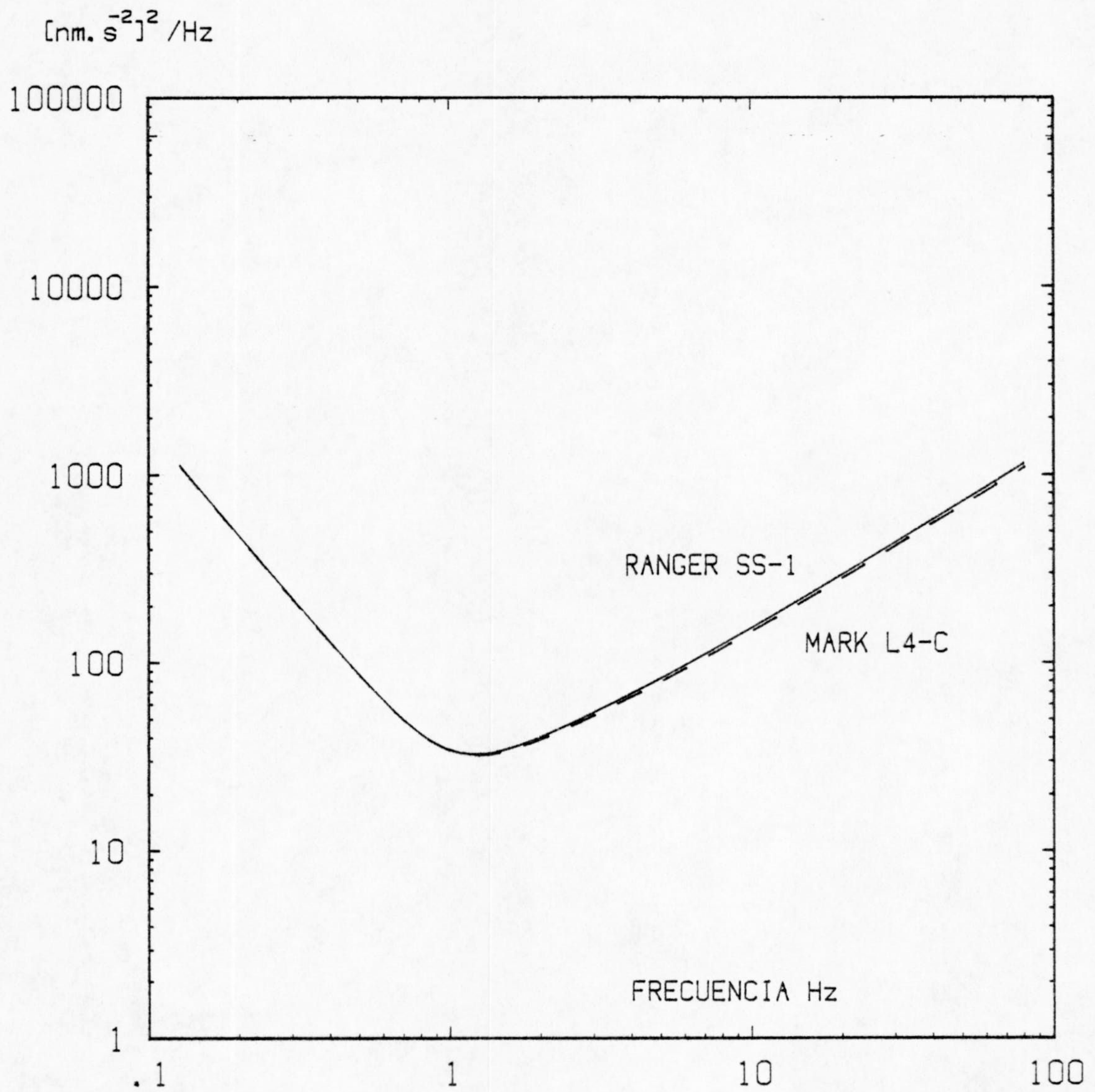
Esta función se ha representado en la fig. 2.7 para los dos geófonos utilizados.

Si se compara este resultado con la figura 2.4 (contribución del geófono y su resistencia de amortiguamiento al ruido total, se observa que ésta queda al menos un orden de magnitud por debajo de la contribución del preamplificador en toda la banda de interés, por lo que puede considerarse ésta última la causa principal de ruido en todo el sistema, siempre que la ganancia del preamplificador sea suficiente para que las etapas posteriores no añadan cantidades significativas de ruido.

En la figura 2.8 se pueden ver estas dos contribuciones al ruido instrumental, en forma de aceleración equivalente del suelo, comparadas con la densidad espectral del ruido sísmico en Queen Creek (Fix, 1972). El ruido anormalmente bajo de este emplazamiento, ha sido utilizado por algunos autores (Usher et al., 1978) como una referencia para el límite en la sensibilidad de sismómetros.

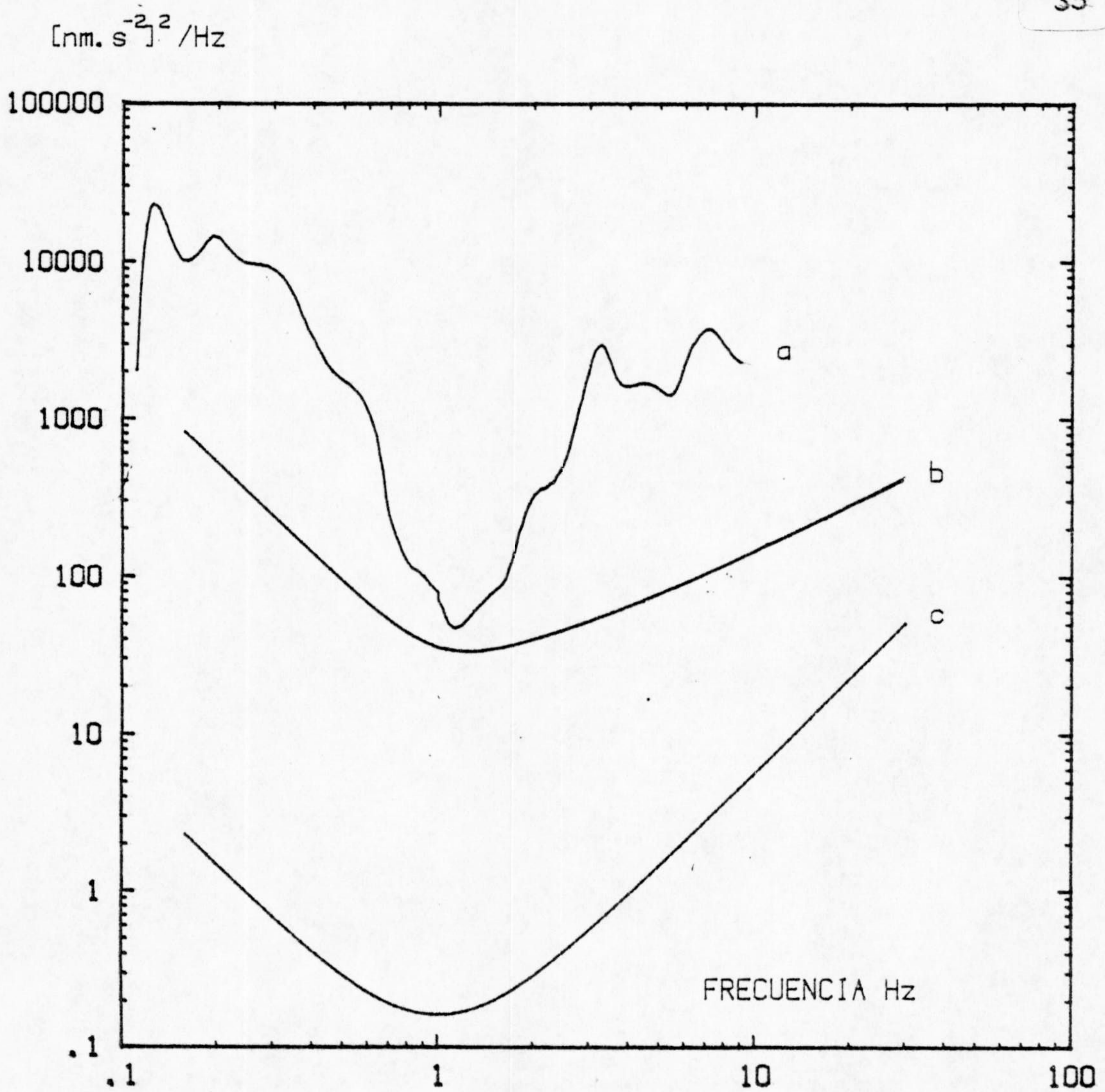






2.7. -DENSIDAD ESPECTRAL ESPERADA DE RUIDO EQUIVALENTE EN ACELERACION DEL SUELO, DEBIDA AL RUIDO GENERADO EN EL PREAMPLIFICADOR SISMICO.





- 2.8. -RUIDO MINIMO DEL SUELO EN ACELERACION (QUEEN CREEK)  
 FRENTE AL RUIDO INSTRUMENTAL ESPERADO
- a- DENSIDAD ESPECTRAL DE ACELERACION EN QUEEN CREEK
  - b- CONTRIBUCION DEL AMPLIFICADOR AL RUIDO
  - c- CONTRIBUCION DEL GEOFONO



LA ESTACION DE CAMPO



## LA ESTACION DE CAMPO

La misión de la estación de campo es convertir el movimiento del suelo en una señal procesable remotamente. Su esquema de bloques puede verse en la fig. 3-1. El geófono actúa como transductor. Su funcionamiento se ha descrito en el capítulo anterior. La señal se amplifica, se filtra y modula un oscilador controlado por tensión (VCO). Este proporciona la señal de audio modulada en frecuencia que a su vez modula en frecuencia la portadora VHF de la emisora. El módulo de calibración automática diaria proporciona trenes de pulsos cada 12 h, que actúan sobre la masa del geófono, como se explica más adelante. El conjunto se alimenta de una batería cargada a través de un limitador por un panel fotovoltaico.

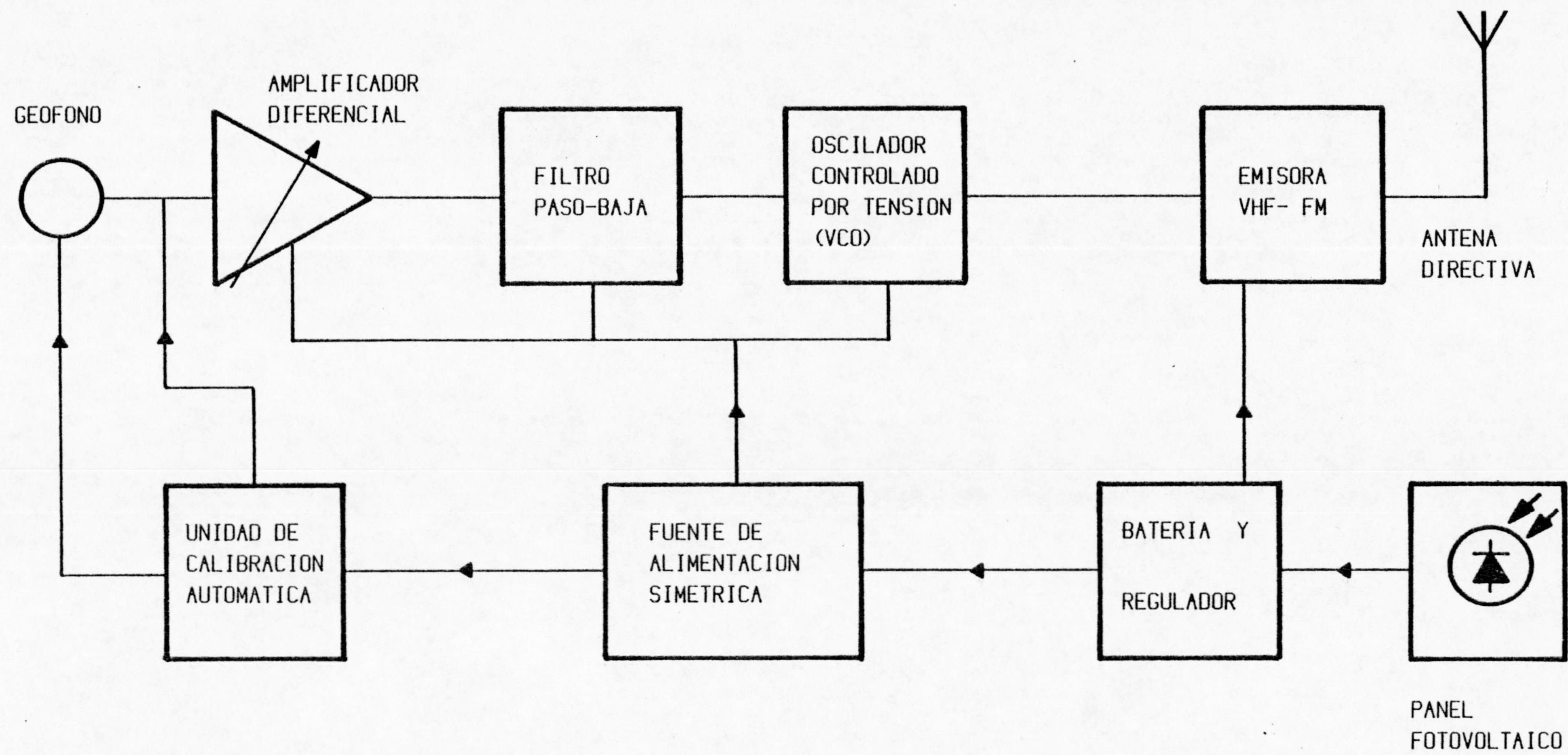
### DESCRIPCION FUNCIONAL

#### EL PREAMPLIFICADOR SISMICO

Está configurado (fig.3.1a) en dos etapas de amplificación y un filtro activo paso-baja. La etapa de entrada es diferencial, lo cual provee un cierto rechazo de las señales inducidas por la red (50 Hz) y, eventualmente, de otros ruidos inducidos en modo común. Las resistencias R1 y R2 y las R3 y R3' están apareadas respectivamente entre sí con una tolerancia menor que 0.1 %. El coeficiente de rechazo en modo común (CMRR) medido es típicamente de 80 dB; esto es, la ganancia diferencial es unas  $1E4$  veces la ganancia en modo común. La ganancia diferencial de esta etapa es fija, para evitar problemas de contactos móviles a niveles de señal bajos.

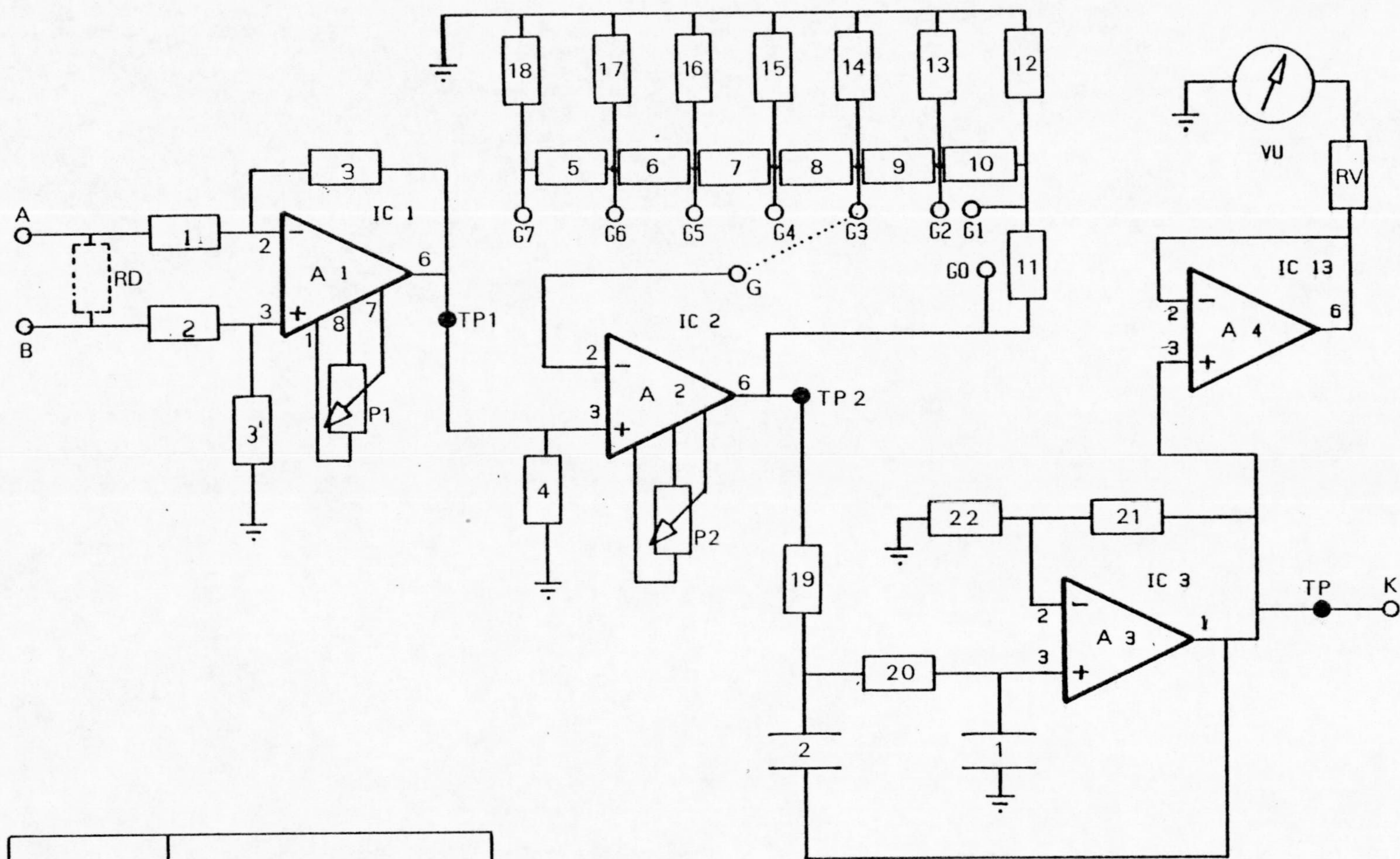
El elemento activo es un amplificador operacional del tipo OP 27, cuyas características de ruido (se detallan en el apartado de ruido instrumental) y descentrado lo hacen adecuado para esta aplicación.





3.1. -ESQUEMA DE BLOQUES DE LA ESTACION DE CAMPO





PREAMPLIFICADOR SISMICO PAS-83	

3.1 a. -



En este caso, dicha ganancia diferencial viene determinada por la bien conocida relación

$$A_{vd} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{R_3'}{R_2}$$

para cuyo valor se ha elegido 33.2. Esta elección representa un compromiso, ya que se trata de coseguir que la contribución al ruido total sea predominantemente de esta etapa y que, por otra parte, la ganancia no sea tan grande que sea necesario atenuar en ciertas aplicaciones. En efecto toda atenuación en etapas posteriores - si no va seguida de una amplificación mayor - supone en general una reducción del margen dinámico, ya que la primera etapa puede saturarse con señales que resultan después de atenuadas con peor relación S/R.

El valor de  $R_1$  y  $R_2$  es asimismo un compromiso. Por una parte no deben contribuir significativamente al ruido de la etapa; por otro no deben ser muy pequeñas, ya que la impedancia diferencial de entrada se coloca en paralelo a la resistencia de amortiguamiento del geófono  $R_d$ . Como para los geófonos utilizados son típicas resistencias totales de amortiguamiento de 5 K a 15 k, el valor elegido para la impedancia de entrada es  $2 R_1 = 20 K$ , lo cual permite una amplia gama de coeficientes de amortiguamiento.

La resistencia externa efectiva de amortiguamiento que el geófono "ve" es, pues,

$$R_{ext} = 20 k\Omega \parallel R_d = \frac{20 k\Omega \cdot R_d}{20 k\Omega + R_d}$$

El centrado de la primera etapa se corrige en caso de ser necesario en el ajuste inicial con  $P_1$ , aunque el amplificador operacional utilizado (OP 27) tiene como máximo error de centrado equivalente a la entrada de 75uV.

La segunda etapa tiene ganancia variable entre 1 y 128, en pasos de 6 dB. Es una configuración no inversora para evitar ciertos problemas de interferencia de RF. Estas interferencias podrían pasar a la primera etapa por el lazo de realimentación y ser parcialmente rectificadas en ésta, caso de no estar separados los lazos de realimentación de ambas etapas.



Las ganancias escalonadas 6 dB se consiguen con una red de atenuación logarítmica en el lazo de realimentación, formada por las resistencias R5 a R18. La ventaja de este tipo de red frente a otras es que solo hay dos valores diferentes de resistencias, lo cual facilita la relación dentro de unos límites de tolerancia estrechos. La resistencia ajustable P2 permite centrar la salida de esta segunda etapa.

En la posición del selector G0, la etapa es un seguidor de tensión, con ganancia 1. En la tabla III-1 se expresan las ganancias de la etapa y totales.

Es conveniente limitar la banda de paso de la señal antes de atacar el VCO, ya que podrían producirse de lo contrario bandas laterales muy alejadas de la frecuencia central de éste, con el consecuente ensanchamiento del canal VHF utilizado. Por esta razón sigue al preamplificador un filtro de segundo orden paso-baja con respuesta de Butterworth. Su frecuencia de transición (-3 dB) es 30 Hz. La configuración de este filtro es una típica de realimentación múltiple. Al haber elegido valores iguales para C1 y C2 y para R19 y R20 -lo cual facilita su apareamiento real-, la ganancia a baja frecuencia del filtro viene impuesta por la respuesta de Butterworth y es 1.58. En efecto, la función de transferencia compleja para este circuito es, como puede probarse fácilmente,

$$A_{vf} = A_{v0} \frac{\omega_1^2}{s^2 + \left(\frac{3 - A_{v0}}{\omega_1}\right)s + \omega_1^2}, \quad \text{con} \quad A_{v0} = 1.58$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_{20} C_1}$$

El galvanómetro de aguja G, que se excita a través de un seguidor de tensión como separador, (la experiencia ha probado los problemas que surgen cuando una señal parásita penetra por un bobinado hacia atrás a través de un lazo de realimentación) permite verificar el funcionamiento de la unidad en campo sin equipo adicional.





POSICION MICROCONMUTADOR	GANANCIA 2 ETAPA	GANANCIA TOTAL	NOMINAL dB
1	1	33.2	30
2	2	66.4	36
3	4	132.8	42
4	8	265.6	48
5	16	531.2	54
6	32	1062	60
7	64	2125	66
8	128	4250	72

TABLA III.1.- GANANCIAS EN TENSION POSIBLES DEL  
AMPLIFICADOR.



## EL OSCILADOR CONTROLADO POR TENSION (VCO)

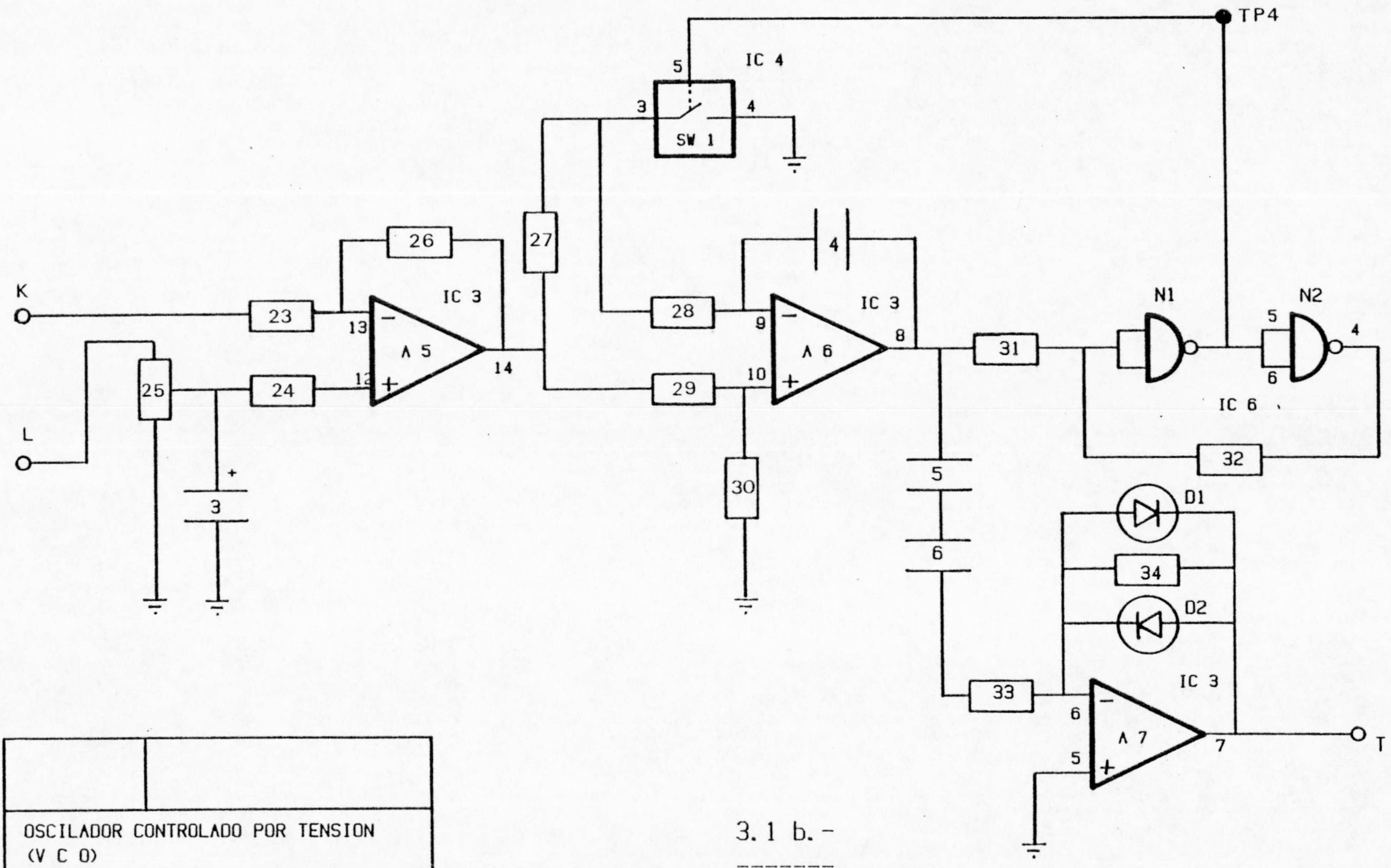
En una primera versión del equipo (alguacil et al, 1981) se utilizó un circuito integrado especializado, el ICL 8038. Este dispositivo genera varias formas de onda simultaneas y admite modulación de frecuencia. La salida senoidal es de alta impedancia y requiere adaptación. La frecuencia de salida depende de la diferencia de tensión entre la entrada y la alimentación positiva, lo cual obliga a estabilizar ésta y a polarizar la entrada y acoplar la señal en alterna, suprimiendo la componente continua. Aunque el comportamiento de esta unidad ha sido satisfactorio, se ha preferido en la segunda versión, integrada a su vez a la estación monoplaca, utilizar componentes más convencionales en lugar de específicos. Existen otros circuitos de uso frecuente que son o incluyen VCO y cumplen el requisito de bajo consumo de corriente. Entre ellos hay que citar el 4046, un PLL CMOS, con una linealidad y deriva térmica inaceptables; el NE 566 y NE 565 incluye VCO, pero, con una distorsión en modulación de frecuencia de 1,5 %, son asimismo inadecuados. Un VCO de precisión es el LM 331, pero su salida es cuadrada y requiere, por tanto, circuitería adicional para reducir la amplitud de los armónicos. Por estas razones el nuevo VCO (fig 3.1.b) se ha construido con dos amplificadores operacionales, un conmutador analógico y un inversor lógico, todos ellos elementos comunes y sin problemas de suministro.

### Descripcion funcional.-

La señal sísmica amplificada  $U_k$  (punto k) se suma a la de referencia  $U_c$ , presente en la entrada no inversora de A5. Esta referencia se ajusta a partir de  $U_L$  con el potenciómetro R25 y se filtra de posibles contaminaciones con el par formado por parte de R25 y C3. La resistencia R24 no tiene otra función que proteger la entrada del amplificador en la eventualidad de que se corte su alimentación estando cargado C3. Si llamamos  $U_c$  a la tensión en la entrada NI, por superposición, habrá en la salida de A5 la siguiente tensión  $U_5$ :

$$u_5 = u_c \left( 1 + \frac{R_{26}}{R_{23}} \right) - u_k \left( \frac{R_{26}}{R_{23}} \right)$$





OSCILADOR CONTROLADO POR TENSION (V C O)	

3.1 b. -



Esta señal, suma de una continua -que determina la frecuencia central del VCO, ajustable por tanto con R25- y otro proporcional a la señal sísmica invertida, es la que modula el VCO propiamente dicho. En efecto, consideremos el circuito en torno a A6. Si el conmutador SW1 está cerrado, la salida compleja U6 será

$$u_6(j\omega) = u_5(j\omega) \cdot \frac{R_{30}}{R_{29} + R_{30}} \left[ 1 + \frac{1}{R_{28} C_4 j\omega} \right],$$

mientras que con SW1 abierto, será U'6

$$u'_6(j\omega) = -u_5 \frac{1}{[R_{27} + R_{28}] C_4 j\omega} + u_5 \frac{R_{30}}{R_{29} + R_{30}} \left[ 1 + \frac{1}{j\omega (R_{27} + R_{28}) C_4} \right]$$

como  $R_{27} = R_{28}$  y  $R_{29} = 2R_{30}$ , estas expresiones quedan

$$u_6(j\omega) = u_5(j\omega) \left[ \frac{1}{3} + \frac{1}{3} \frac{1}{R_{28} C_4 j\omega} \right]$$

$$u'_6(j\omega) = u_5(j\omega) \left[ \frac{1}{3} - \frac{1}{3} \frac{1}{R_{28} C_4 j\omega} \right]$$

Si consideramos un intervalo de tiempo  $t$  en que  $U_5$  permanezca aproximadamente constante, la forma de la señal a la salida de A6, U6, seguirá esta secuencia:

con SW1 cerrado,

$$u_6 = \frac{1}{3} u_5 + \frac{1}{3 R_{28} C_4} \int_{t_0}^{t_0 + \Delta t} u_5 dt$$



esto es, irá creciendo linealmente con el tiempo hasta que el circuito escuadrador con histéresis constituido por N1, N2, R31 y R32 haga cambiar el estado de SW1 al alcanzar U6 el umbral de transición. En este momento se abre SW1 y U6 comienza a bajar con pendiente  $m'$

$$m' = -\frac{d}{dt} \left[ \frac{1}{3 R_{28} C_4} \int_{t_1}^{t_1+\Delta t} U_5 dt \right]$$

que, suponiendo  $U_5$  aproximadamente constante, es

$$m' = -\frac{U_5}{3 R_{28} C_4}$$

Los niveles de transición del escuadrador vienen determinados por las alimentaciones positiva  $U_{dd}$  y negativa  $U_{ss}$  de las puertas CMOS N1 y N2 y por los valores de R31 y R32. Estos niveles resultan ser  $1/2 U_{dd}$  y  $1/2 U_{ss}$ , es decir, respectivamente  $+3.75$  v y  $-3.75$  v.

Por consiguiente un semiperíodo  $T/2$  de la señal triangular generada será el tiempo necesario para cambiar U6 en  $7.5$  v, es decir,

$$\frac{U_5}{3 R_{28} C_4} \cdot \frac{T}{2} = 7.5 \text{ V}$$

y por tanto

$$\frac{T}{2} = \frac{7.5 \text{ V}}{U_5} \cdot 3 R_{28} C_4$$

y la frecuencia fundamental de la señal será

$$f = \frac{1}{T} = \frac{U_5}{7.5 \text{ V}} \cdot \frac{1}{6 R_{28} C_4}$$

que, con los valores escogidos, resulta  $f = U_5 \cdot \frac{10^4}{7.5 \cdot 2.82}$



Un cambio de  $U_5$  será debido a un cambio en  $U_k$ . Como en A5 la señal se atenúa un factor  $R_{26}/R_{23}$  y anteriormente en el filtro se amplifica un factor 1.58, la relación entre la frecuencia del VCO y la tensión a la salida del amplificador será, a baja frecuencia,

$$\frac{f}{U_2} = \frac{R_{26}}{R_{23}} \cdot 1.58 \cdot \frac{10^4}{7.5 \cdot 2.82} = 40.1 \frac{\text{Hz}}{\text{V}}$$

Esto es una desviación nominal de  $\pm 200$  Hz para una excursión a la salida del amplificador de  $\pm 5$  V.

A la salida de A6 se dispone, pues, de una señal triangular de amplitud constante y de frecuencia linealmente de pendiente de la señal sísmica

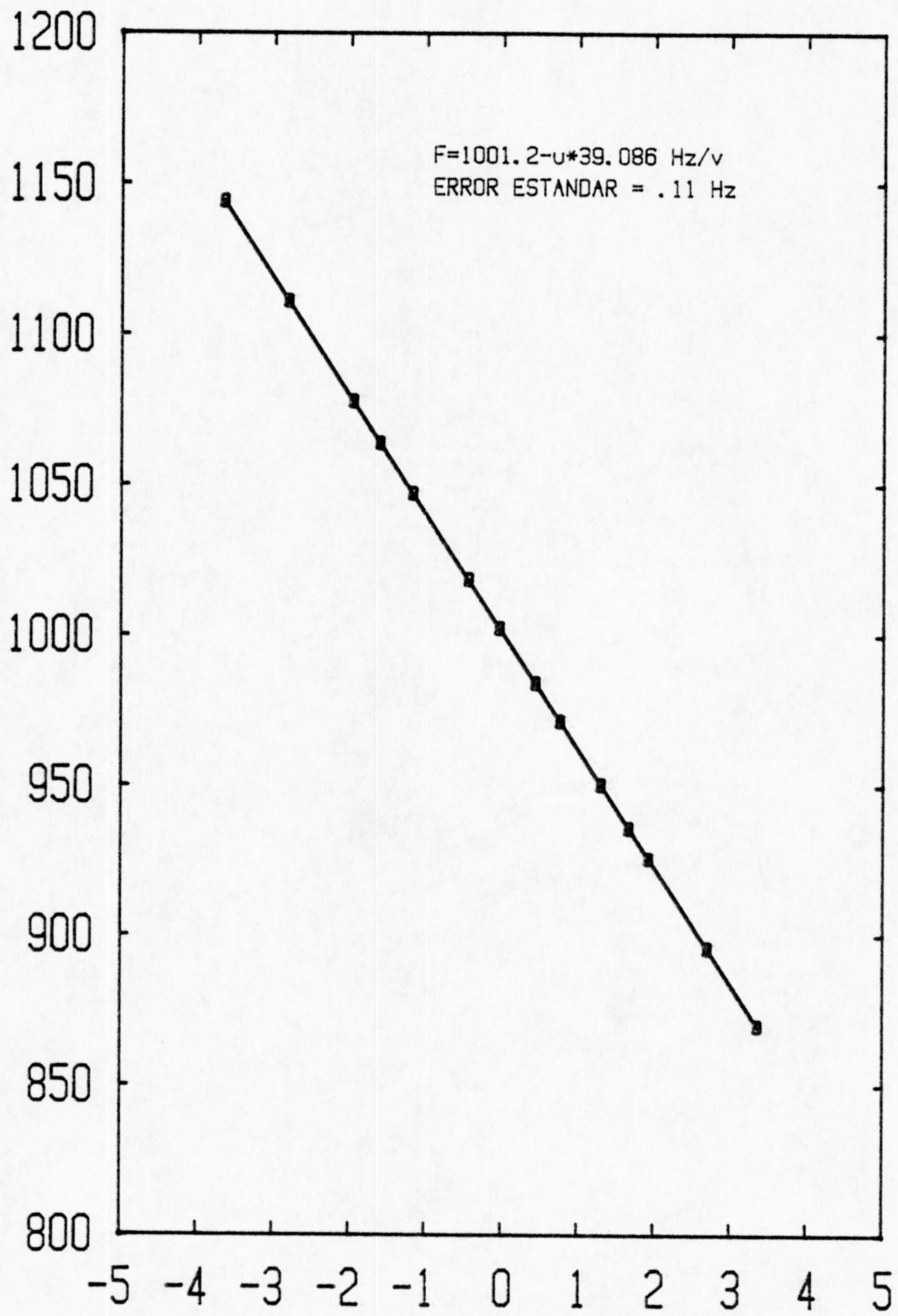
En la fig 3.3 puede verse un ajuste experimental de la respuesta estática del VCO, mostrando una alinealidad por debajo de la sensibilidad instrumental.

Esta señal triangular, aún sin variar su frecuencia, es demasiado rica en armónicos para modular directamente un canal de radio.

Por esta razón se añade la etapa construida en torno a A7. Esta aprovecha la característica de impedancia dinámica de los diodos LED para recortar y redondear los picos, con lo que la forma queda más semejante a una senoide y el espectro con los armónicos superiores disminuidos. En la figura 3.4 se visualizan las formas de onda antes y después de A7. Los correspondientes análisis espectrales (Fig. 3.5) muestran que el tercer armónico es el más importante, como cabía esperar por la simetría de la señal- y queda unos 30 dB por debajo del fundamental, lo cual resulta suficiente.

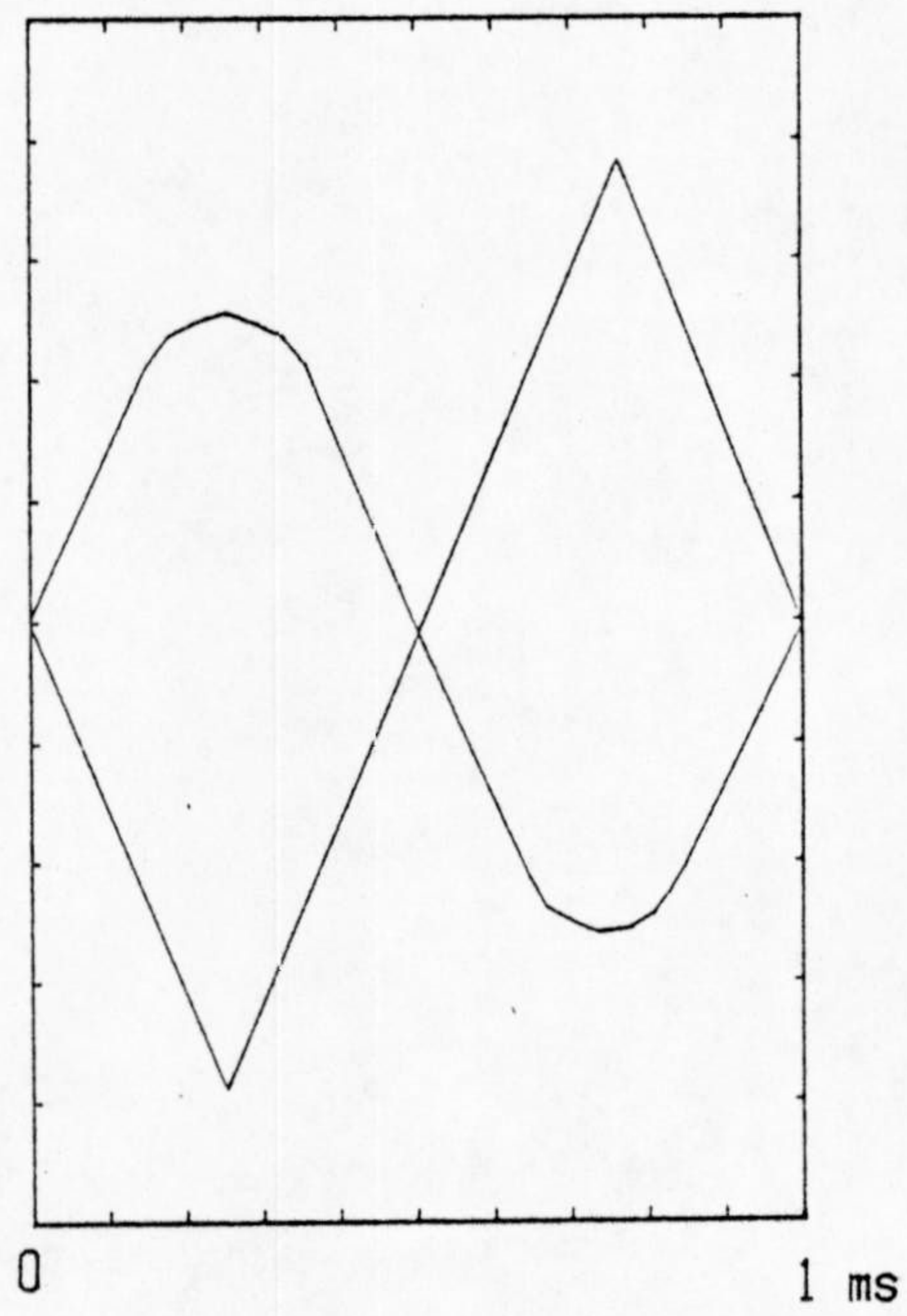
Cabría, no obstante, la posibilidad de incluir un filtro paso-baja para disminuir la distorsión armónica. Se ha desechado por el desfase variable con la frecuencia, lo cual introduciría una modulación espúrea de característica no-lineal en el tono de audio.





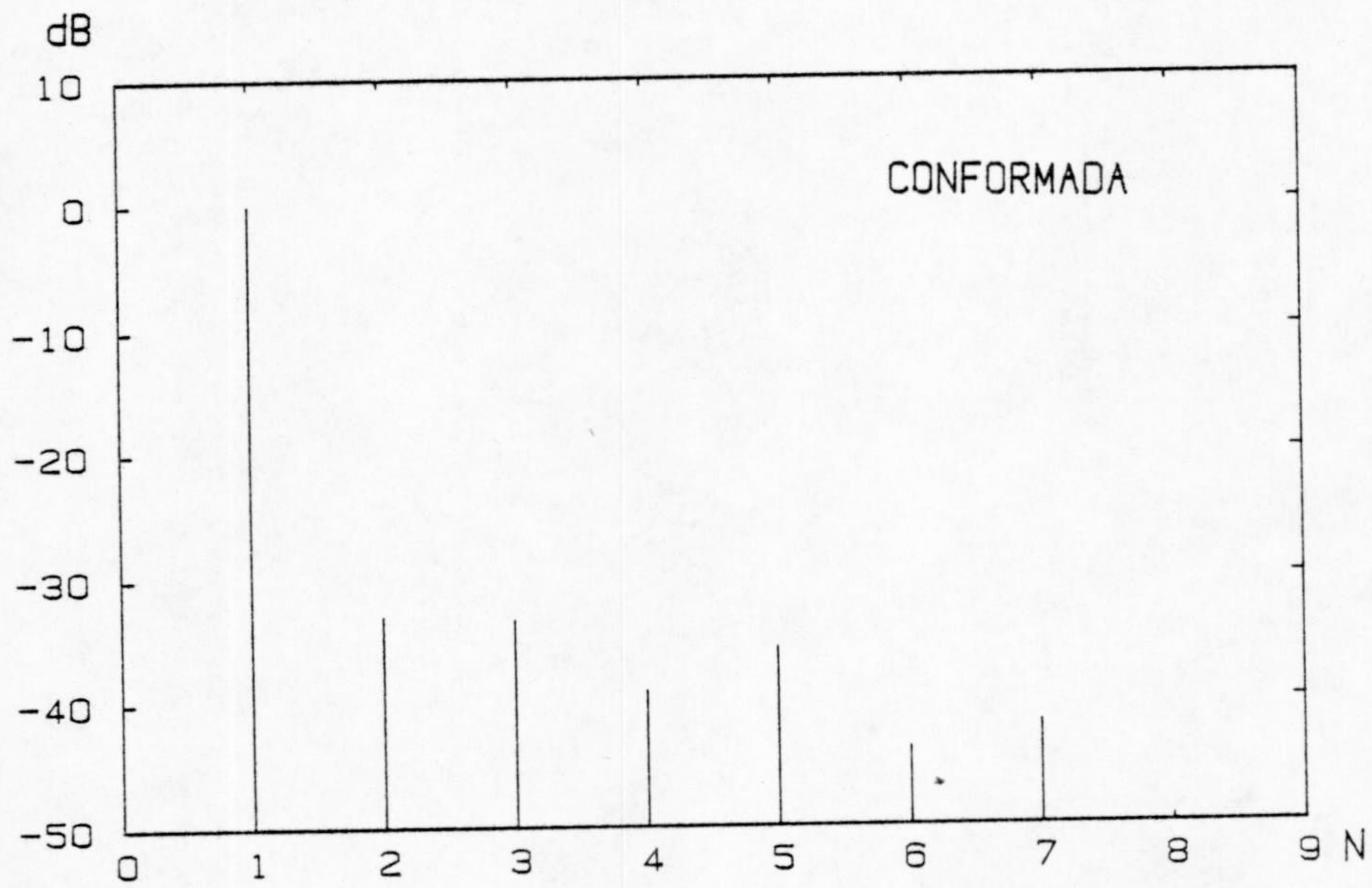
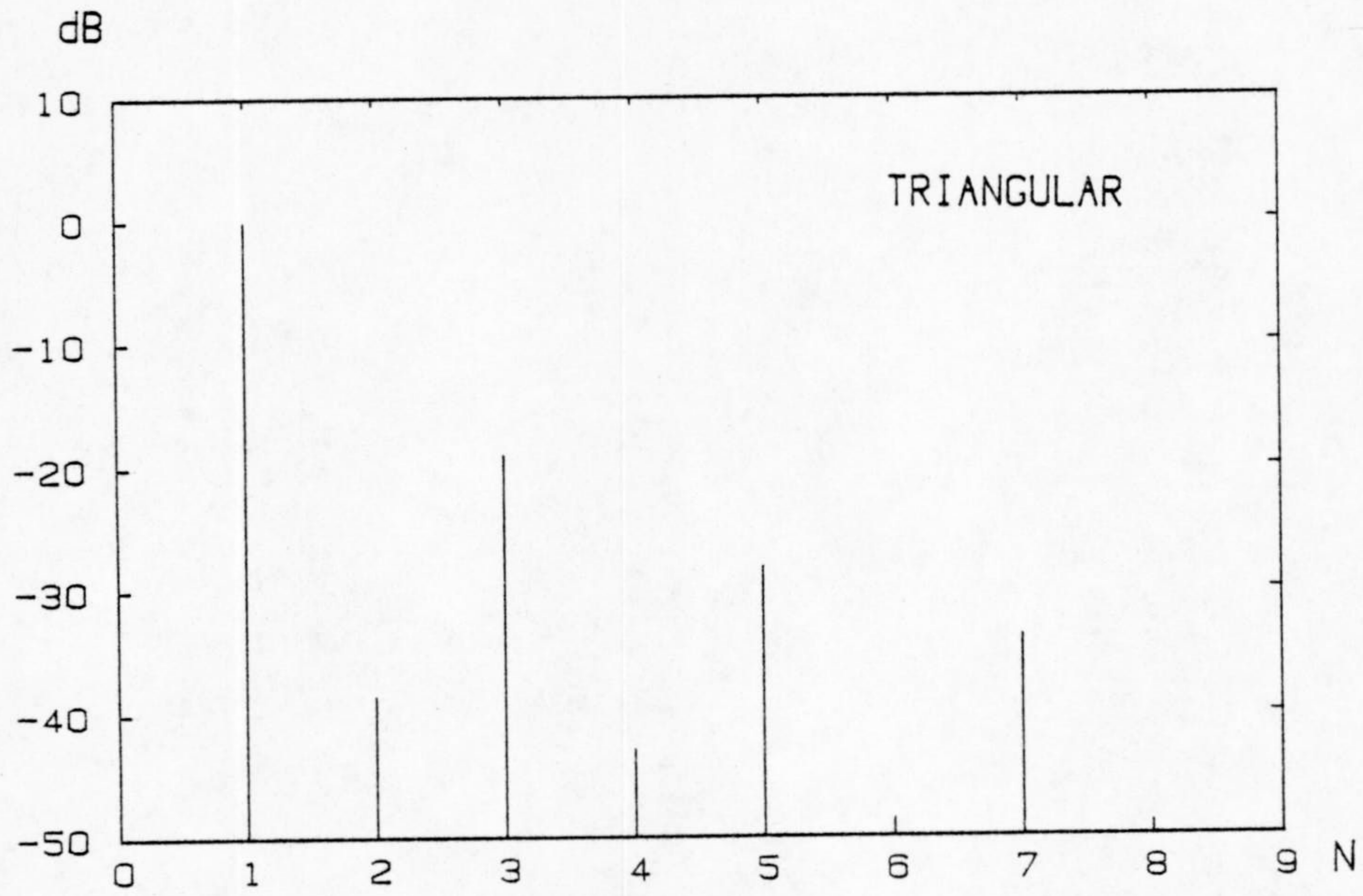
3.3. - EJEMPLO DE AJUSTE EXPERIMENTAL DE LA RESPUESTA ESTATICA DEL VCO.





3.4. - EFECTO DEL CONFORMADOR DE ONDA DE AUDIO.  
LA SEÑAL TRIANGULAR QUEDA RECORTADA Y SUAVIZADA.





3.5.- ANALISIS ARMONICOS NORMALIZADOS AL FUNDAMENTAL DE LAS FORMAS DE ONDA ANTES Y DESPUES DEL CONFORMADOR (fig. 3.4).



## EL MODULO DE CALIBRACION AUTOMATICA DIARIA (ADCU)

Es práctica común en todas las estaciones sismológicas comprobar diariamente y como una rutina básica el estado de funcionamiento de los sismógrafos, de modo que se tengan en cuenta cambios en su amplificación. La forma usual de hacerlo es inyectar señales transitorias de corriente -normalmente escalones o pulsos- de amplitud conocida en una bobina auxiliar de calibración que para este fin lleva incorporado el sismómetro, o en la misma bobina de señal. De este modo se actúa con una fuerza conocida sobre la masa de éste y consecuentemente con una aceleración proporcional e indistinguible para el sismómetro de una aceleración igual del suelo. Las señales de calibración y sus efectos se describen en detalle en el capítulo destinado a las técnicas de calibración.

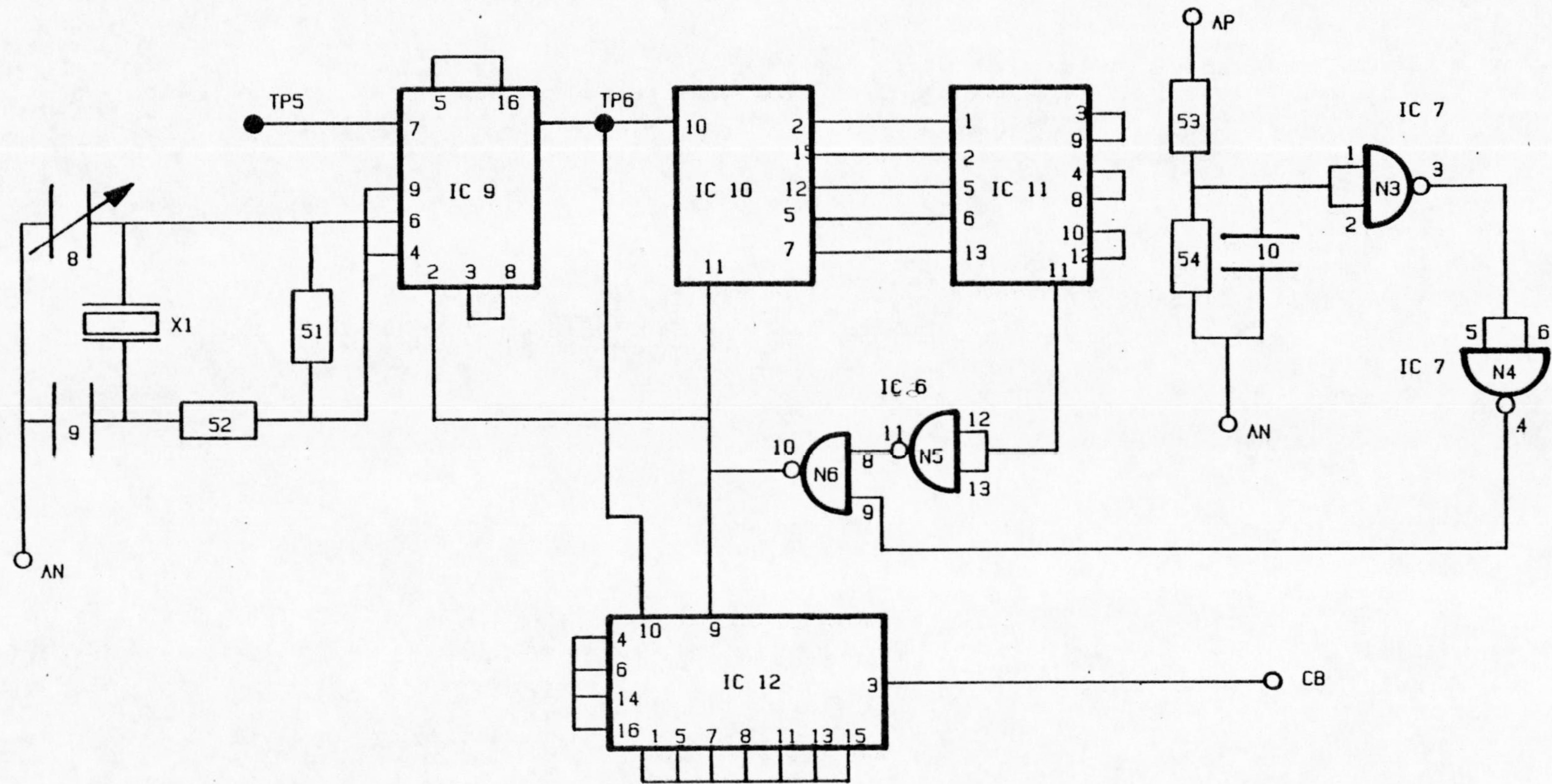
En estaciones autónomas de campo, como las que se están describiendo, esta operación se ha de realizar automáticamente. Es la misión de la ADCU.

Como las estaciones están sometidas a fluctuaciones de temperatura del día a la noche considerables, se creyó oportuno que las señales de calibración tuvieran lugar no cada 24 horas, sino cada 12, con objeto de poder detectar alguna posible variación en la respuesta de periodicidad diaria. Por otra parte, por razones que se explican más adelante, cada vez se produce un tren de tres escalones-en-corriente, en lugar de uno solo.

El módulo de calibración consta de dos partes diferenciadas: el generador de sincronismo o temporizador y el generador de corriente variable.

El generador de sincronismo (fig.3.1c) funciona de la siguiente manera: IC9 proporciona la parte activa de un oscilador de cristal, del que se obtiene una señal de 2.097152 MHz. Esta señal, separada a través de una puerta lógica, está disponible en el punto de prueba TP5, para poder ajustar la frecuencia del oscilador actuando sobre el condensador variable C8. La frecuencia de esta señal se divide en 24 etapas en el mismo IC9, proporcionando por tanto a su salida (TP6) una señal cuadrada de período 8 s.





UNIDAD DE CALIBRACION:	
GENERADOR DE SINCRONISMO	

3.1 c. -



IC10 e IC11 conforman un contador de 5400 pasos. Al llegar a la cuenta final, ( $5400 \times 8 = 43200$  s = 12 horas) éste proporciona un pulso asincrónico de puesta a cero del conjunto, lo cual hace comenzar la cuenta de nuevo tanto en IC9 como en el propio contador y también hace cargar en paralelo en el registro de desplazamiento IC 12 la "palabra" 01010100. Cuatro segundos más tarde, con el primer flanco ascendente de reloj, el segundo "0" se desplaza a la salida del registro; ocho segundos después de esto, con el segundo flanco, aparece el primer "1" en la salida y el resto de la secuencia. Después de ella, como la entrada serie está siempre a "0", no vuelve a alterarse el estado lógico de la salida hasta 12 h más tarde, cuando el registro se cargue de nuevo en paralelo. La puesta a cero inicial se realiza al conectar la alimentación del sistema con la red R53-R54-C10-N3.

El diagrama de la fig. 3-6a muestra la evolución de algunas de estas señales esquemáticamente.

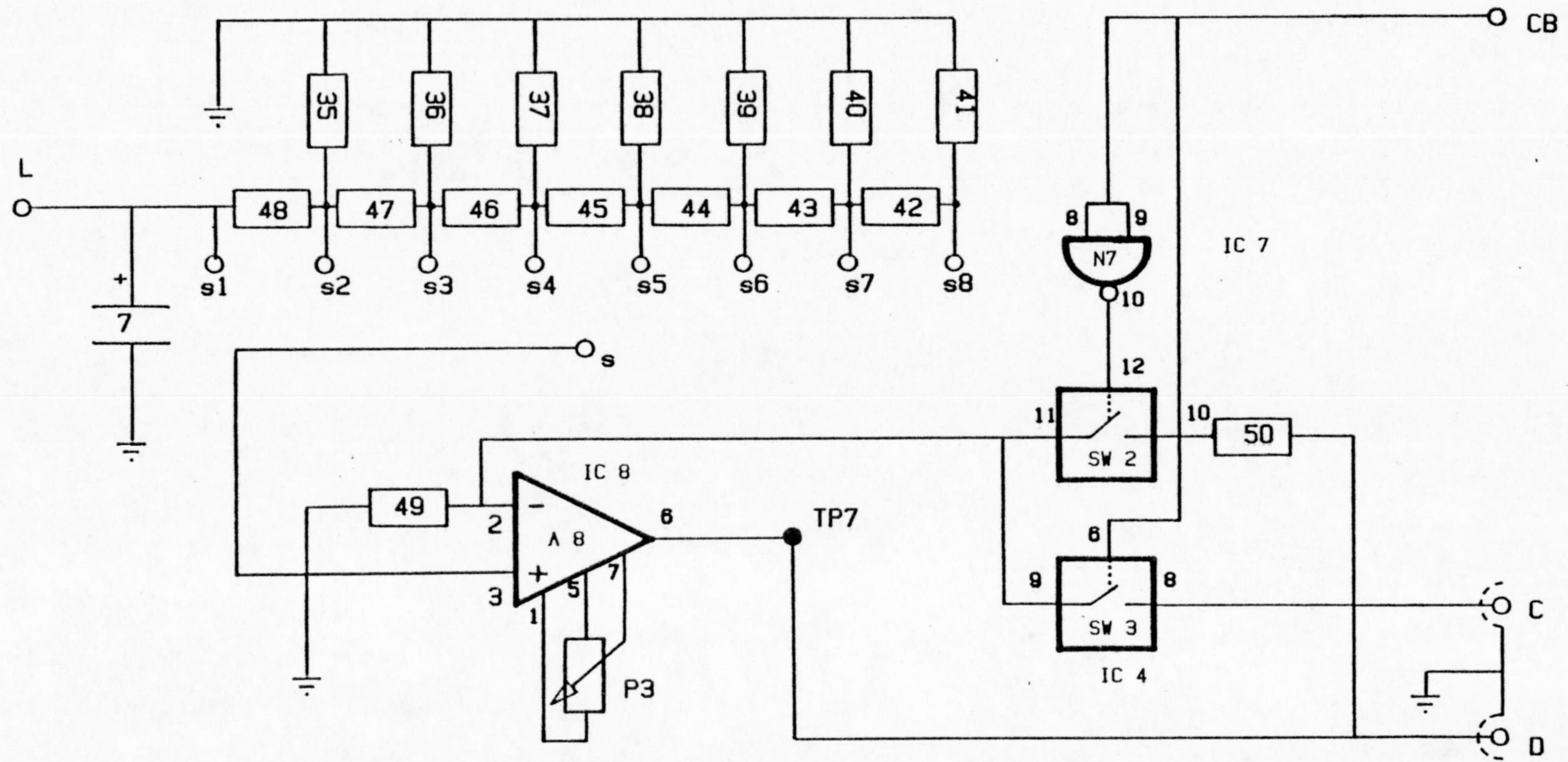
El generador de corriente variable (fig 3.1.d) actúa como una fuente de corriente controlada por el generador de sincronismo. Cuando éste -cada 12 horas- da tres pulsos lógicos de 8 s de duración y separados por intervalos idénticos, en la salida D aparece una corriente hacia fuera, que entra por C tras pasar por una carga flotante y cuyo valor no depende de dicha carga. Con el conmutador S se selecciona una de las ocho corrientes posibles, en escalones de 6 dB -esto es, cada una doble que la anterior-.

En la entrada L está presente una tensión estabilizada de 2.50 V, que procede de la fuente de alimentación.

La red atenuadora formada por R35 a R42 divide esta tensión UL de manera que en S2 es  $UL/2$ , en S3 es  $UL/4$ ,..., y en S8 es  $UL/128$ . Una de estas tensiones,  $U_s$ , se lleva a la entrada no-inversora del amplificador operacional A8.

Por la alta ganancia de lazo abierto, en la entrada inversora ha de aparecer una tensión igual a  $U_s$  para que el amplificador se equilibre en lazo cerrado, esto es, la corriente que circula por R49 será  $i = U_s/R49$ .





UNIDAD DE CALIBRACION GENERADOR DE CORRIENTE	

3.1 d. -



La corriente en la entrada inversora es despreciable, ya que se trata de un dispositivo "BIFET", por lo cual toda la corriente que pasa por R49 circula por el lazo de realimentación, esto es por R50 si SW2 está cerrado y SW3 abierto o por el circuito conectado en B y C (la bobina de calibración del geófono, usualmente) si SW2 está abierto y SW3 cerrado.

La inclusión de SW2 y R50 no es necesaria, pero facilita el ajuste de la unidad y evita que el amplificador se sature cuando SW1 está abierto, mejorando el tiempo de respuesta. SW2 y SW3 son conmutadores analógicos CMOS.

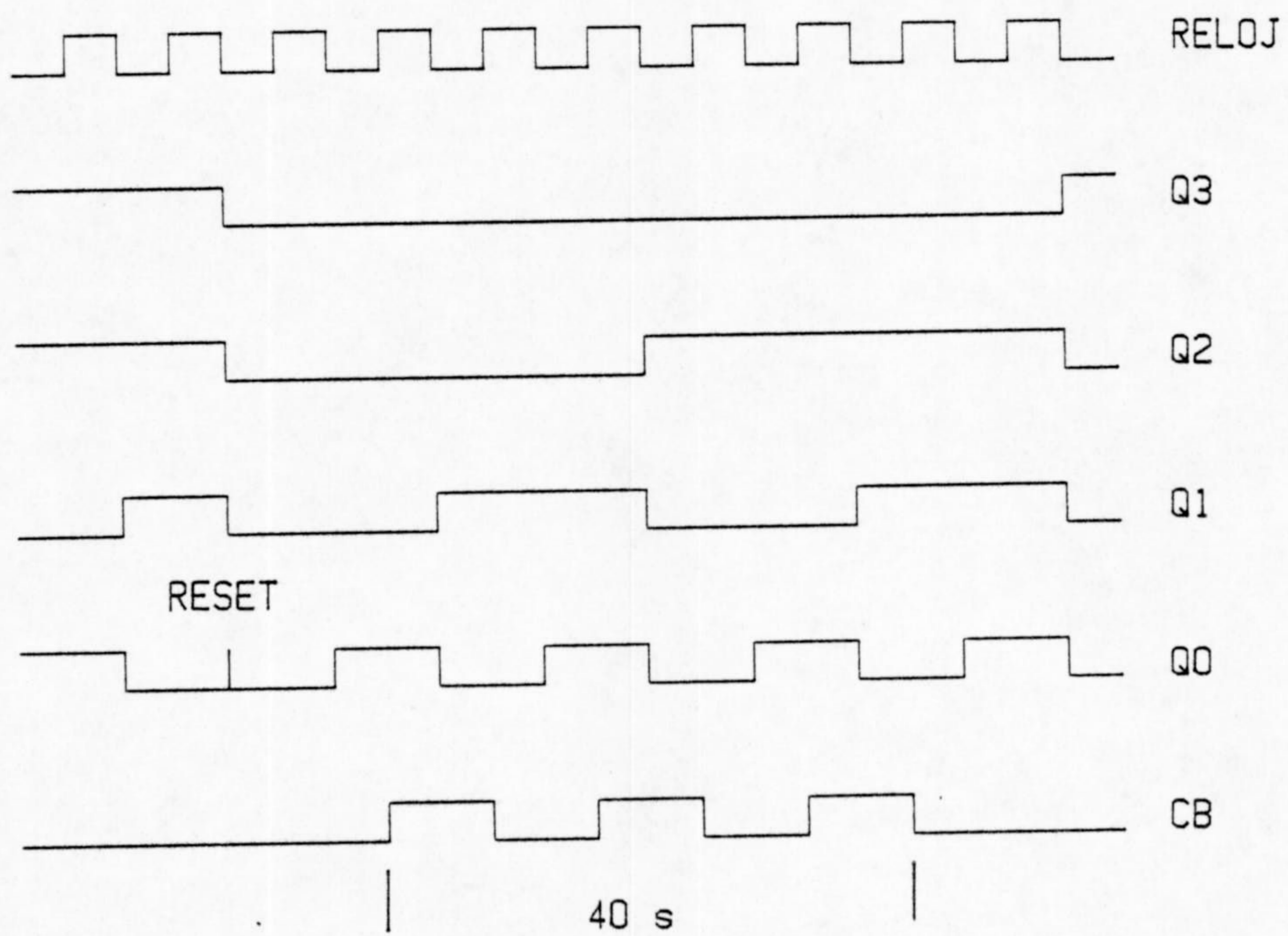
Con R49 = 2K, las corrientes nominales que suministra el circuito son 1.25 mA, 625 uA, 312.5 uA, 156.2 uA, 78.1 uA, 39.1 uA, 19.5 uA y 9.8 uA.

Posteriormente al diseño original, con objeto de evitar el uso de la bobina de calibración - por razones que se detallan en el capítulo correspondiente-, se ha modificado la resistencia R49 para disminuir la corriente y poder inyectarla en la bobina principal del transductor para su calibración. En este caso los conmutadores analógicos SW2 y SW3 quedan sin efecto, aunque se mantienen y la señal de control CB se utiliza para conmutar mediante un relé apropiado (hermético con contactos dobles y chapados en oro) la bobina principal entre la entrada del preamplificador y la fuente de corriente. El circuito correspondiente es el de la fig. 3-6b.

De esta forma en cada secuencia de calibración se desconecta el geófono del preamplificador y se le inyecta una corriente conocida durante 8s, lo que desplaza la masa de su punto de equilibrio proporcionalmente. Este efecto es equivalente a someter al geófono a una aceleración inercial constante

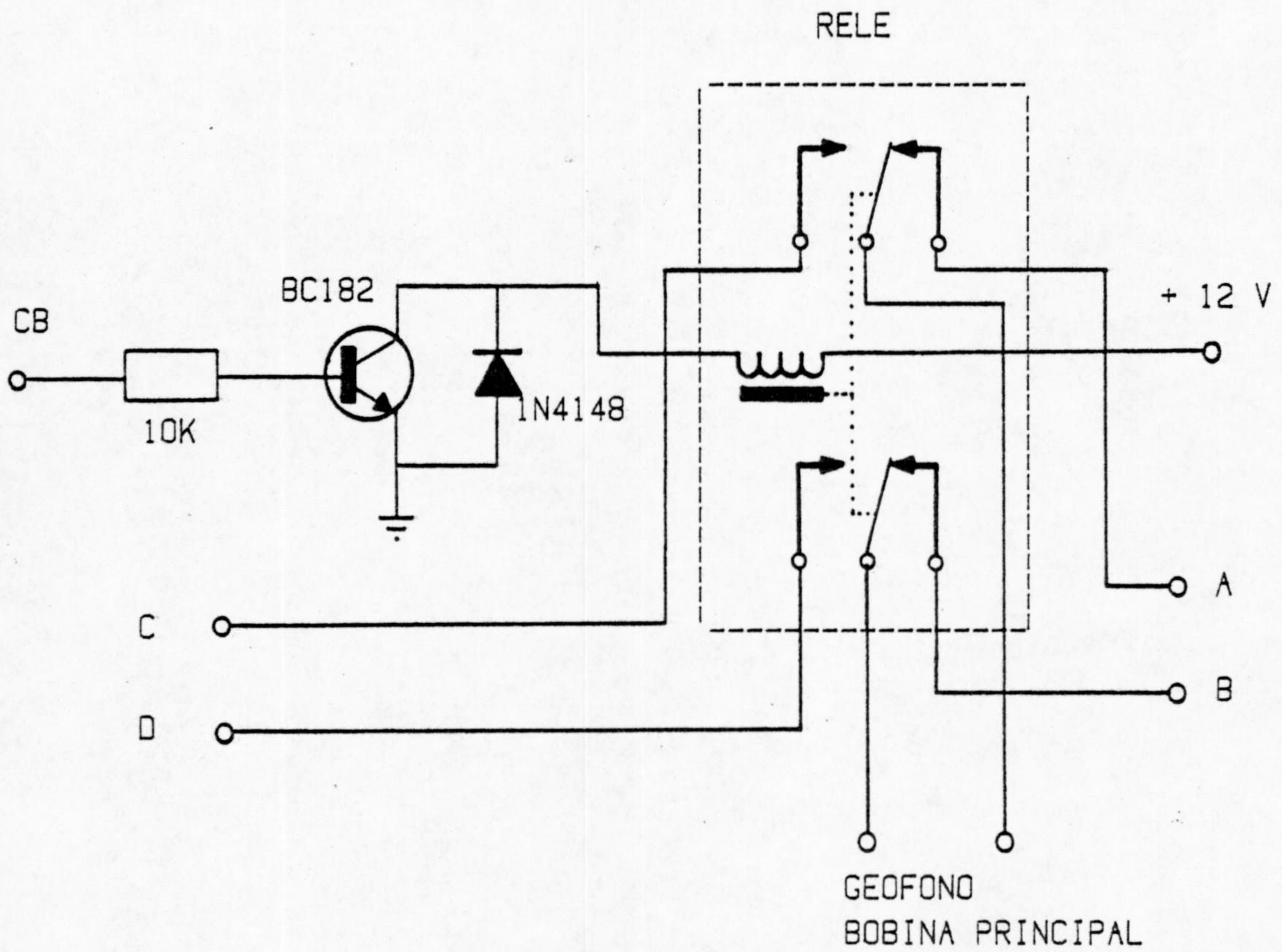
$$a = \frac{F}{M} = \frac{-k \Delta z}{M} = \frac{G \cdot i}{M}$$





3.6 a. - EVOLUCION DE ALGUNAS SEÑALES EN LA SECUENCIA DE CALIBRACION.





3.6 b. - CONEXIONADO DEL RELE DE CONTROL DE SECUENCIA DE CALIBRACION.



donde

M es la masa del geófono,

K la constante elástica efectiva de la suspensión,

$A_z$ , el desplazamiento de la masa de su posición de equilibrio inicial,

G, la transductancia,

i, la corriente de calibración.

A continuación se interrumpe la corriente y se conecta de nuevo el geófono a la entrada del preamplificador, registrándose el transitorio que se produce. El uso de éste se describe más adelante.

#### FUENTE DE ALIMENTACION Y REFERENCIA DE TENSION

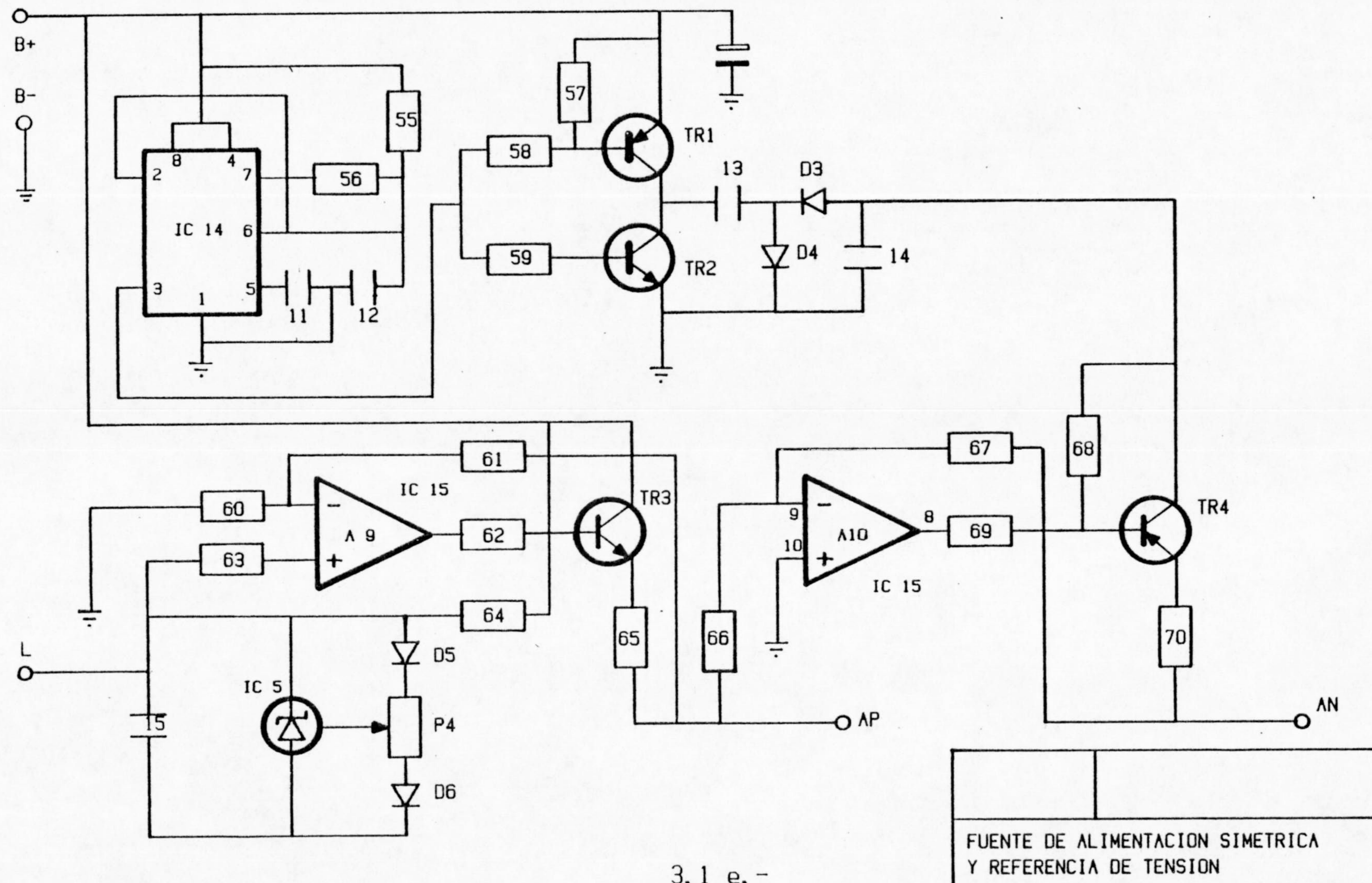
El conjunto de la estación de campo toma su alimentación de una batería de 12 V. Esta elección, entre las posibles, se justifica sobradamente por razones de normalización y económicas.

No obstante, es necesario obtener una alimentación simétrica regulada para los amplificadores operacionales. La circuitería CMOS no necesita alimentación simétrica, pero sí los conmutadores analógicos. Por compatibilidad con los niveles lógicos, se adopta la misma fuente simétrica para todos los circuitos analógicos y digitales.

A partir de una batería puede obtenerse una masa flotante y estabilizar respecto de la tensión negativa la "masa" y el positivo. Este procedimiento permite obtener como máximo  $\pm 5$  V estabilizados por un escaso margen [la batería puede bajar en estado de semidescarga hasta menos de 11 V]. Así se hizo en una primera versión de la estación de campo.

En la versión definitiva (fig. 3.1e) se ha preferido aumentar las tensiones de alimentación hasta el máximo permitido por los circuitos CMOS de  $\pm 7.5$  V, con lo que las prestaciones de los amplificadores operacionales mejoran ligeramente.





3.1 e. -



RESISTENCIAS (5% 1/4W, \*=1%)

Valor en ohmios

- \* R1 = 10 K
- \* R2 = 10 K
- \* R3 = 332 K
- \* R3' = 332 K
- \* R4 = 10 K
- \* R5 = 100 K
- \* R6 = 100 K
- \* R7 = 100 K
- \* R8 = 100 K
- \* R9 = 100 K
- \* R10 = 100 K
- \* R11 = 100 K
- \* R12 = 200 K
- \* R13 = 200 K
- \* R14 = 200 K
- \* R15 = 200 K
- \* R16 = 200 K
- \* R17 = 200 K
- \* R18 = 100 K
- \* R19 = 115 K
- \* R20 = 24.15 K
- \* R21 = 24.3 K
- \* R22 = 41.2 K
- \* R23 = 332 K
- R24 = 1 K
- R25 = 10 K Multiv.
- \* R26 = 18.2 K
- \* R27 = 100 K
- \* R28 = 100 K
- \* R29 = 100 K
- \* R30 = 49.9 K
- \* R31 = 49.9 K
- \* R32 = 100 K
- \* R33 = 100 K
- \* R34 = 47 K
- \* R35 = 200 K
- \* R36 = 200 K
- \* R37 = 200 K
- \* R38 = 200 K
- \* R39 = 200 K
- \* R40 = 200 K
- \* R41 = 100 K
- \* R42 = 100 K
- \* R43 = 100 K
- \* R44 = 100 K
- \* R45 = 100 K
- \* R46 = 100 K
- \* R47 = 100 K
- \* R48 = 100 K
- \* R49 = 2 K
- R50 = 100

- R51 = 10 M
- R52 = 1 K
- R53 = 470 K
- R54 = 4.7 M
- R55 = 18 K
- R56 = 8.2 K
- R57 = 5.6 K
- R58 = 5.6 K
- R59 = 5.6 K
- \* R60 = 34 K
- \* R61 = 68.1 K
- R62 = 1 K
- R63 = 1.5 K
- R64 = 9.1 K
- R65 = 10
- \* R66 = 34 K
- \* R67 = 34 K
- R68 = 270
- R69 = 2.2 K
- R70 = 10
  
- P1 = 20 K
- P2 = 100 K Multiv.
- P3 = 100 K "

CONDENSADORES

- \* C1 = 47 nF Policarb.
- \* C2 = 47 nF "
- C3 = 4.7  $\mu$ F Tantaló
- \* C4 = 470 pF Styroflex
- C5 = .22  $\mu$ F Tantaló
- C6 = .22  $\mu$ F "
- C7 = 4.7  $\mu$ F "
- C8 = 0-60 pF Ajust. Plast.
- C9 = 68 pF Styroflex
- C10 = 1  $\mu$ F Tantaló
- C11 = 10 nF Poliester
- C12 = 2.2 nF Cerámico
- C13 = 100  $\mu$ F Electrolítico
- C14 = 100  $\mu$ F "
- C15 = 4.7  $\mu$ F Tantaló

SEMICONDUCTORES

- D1 = LED 3mm  $\emptyset$
- D2 = LED 3mm  $\emptyset$
- D3 = 8Y 127
- D4 = 8Y 127
- D5 = 1N 4148
- D6 = 1N 4148
  
- T1 = 8D 136
- T2 = 8D 135
- T3 = 8C 182
- T4 = 8C 212
  
- IC1 = OP 07
- IC2 = TL 081
- IC3 = LF 347
- IC4 = 4066
- IC5 = LM 336 2.5 V
- IC6 = 4011
- IC7 = 4093
- IC8 = TL 081
- IC9 = 4521
- IC10 = 4020
- IC11 = 4081
- IC12 = 4021
- IC13 = 741
- IC14 = LM 388
- IC15 = LM 324

VARIOS

- X1 = 2.097152 MHz
- VU = VU-metro de 150 A FS



Para obtener 7.5 V regulados y estabilizados se utiliza un regulador serie construido a partir de una referencia de tensión compensada en temperatura IC5 y un amplificador operacional A9. El diseño es convencional, con un transistor de paso para aumentar la corriente disponible.

Para obtener la tensión negativa es necesaria una fuente conmutada, la cual se ha construido sin bobinas para evitar interferencias probables al resto de la circuitería.

El multivibrador astable configurado con IC14 genera una onda cuadrada de frecuencia fundamental, aproximadamente, 15 KHz. Está alimentado directamente de la batería.

Durante el semiperíodo negativo, el transistor TR1 se satura y TR2 no conduce, cargándose C13 a través de D4. En el positivo TR1 no conduce y TR2 se satura, con lo que C13 se descarga a través de D3 y tomando corriente de la carga y de C14, que actúa de filtro suavizando los picos de tensión. La mínima tensión posible en la salida es  $-V_{B+}$ , excepto por la pequeña tensión de saturación de los transistores. En la práctica se obtiene una tensión de -10 V con una entrada de 12 V y dando una corriente a la carga de 50 mA.

Esta tensión negativa, junto con la positiva de la batería, alimentan IC 15 y los transistores asociados TR3 y TR4. De estos reguladores se obtienen finalmente las tensiones estables de +7.5 V y -7.5 V en los puntos AP y AN respectivamente, que alimentan el resto de la circuitería.

La resistencia ajustable P4 permite colocar el punto de trabajo de la referencia de tensión integrada IC 5 en 2.950 V, en el cual el coeficiente de temperatura se minimiza para el margen entre 0°C y 70°C; la variación de la tensión entre 5°C y 45°C es de este modo menor de 1 mV. La estabilidad de esta referencia es importante, ya que se usa en el VCO y en el generador de corriente de la unidad de calibración.



## LA INSTALACION DE ENERGIA SOLAR

La necesidad de operar inatendida durante largos periodos hace que la estación de campo requiera un sistema de alimentación autónomo. Con el actual estado de la tecnología y para la pequeña potencia requerida, la solución indiscutible es la energía fotovoltaica. La potencia consumida por la estación depende del transmisor utilizado. La circuitería de baja frecuencia y lógica consume aproximadamente 80 mA a 12 V, esto es aproximadamente 1 W. Los transmisores utilizados consumen de 60 a 80 mA según la tensión de alimentación (la batería fluctúa entre 11 V y 14.5 V, dependiendo del estado de carga, de la radiación sobre el panel solar y la temperatura). Una estimación realista, por tanto, es suponer un consumo medio diario de 160 mA ó 2 W.

Con una batería de capacidad nominal 125 A.h y suponiendo un rendimiento efectivo del 70 % de ella, la estación puede funcionar un mes sin recibir carga alguna del panel solar. Se utiliza una de tipo Pb-Ca, por su bajo régimen de autodescarga (menor de 1 % mensual) y bajo consumo de electrolito.

En lo que se refiere al panel fotovoltaico, el cálculo de su potencia de pico se ha hecho de forma muy grosera, ya que los módulos comerciales disponibles no permiten una elección muy fina para tan bajo consumo.

Un panel de potencia nominal 12 W mostró ser suficiente durante el período de evaluación del prototipo. Así, pues, fué esa la potencia instalada en las primeras cuatro estaciones. Posteriormente se ha utilizado paneles de 18 W, lo que permite aumentar la potencia de emisión en algunos casos más alejados. En uno de ellos, la estación de Sierra Tejeda (TEJ), la emisora tiene una potencia de 2.5 W, consumiendo la estación completa aproximadamente 4.5 W; por esta razón fué necesario usar dos paneles de 18 W nominales cada uno, así como una batería de más capacidad (165 Ah).



## EL REGULADOR DE CARGA

La misión de este circuito es evitar la sobrecarga de la batería por el panel solar.

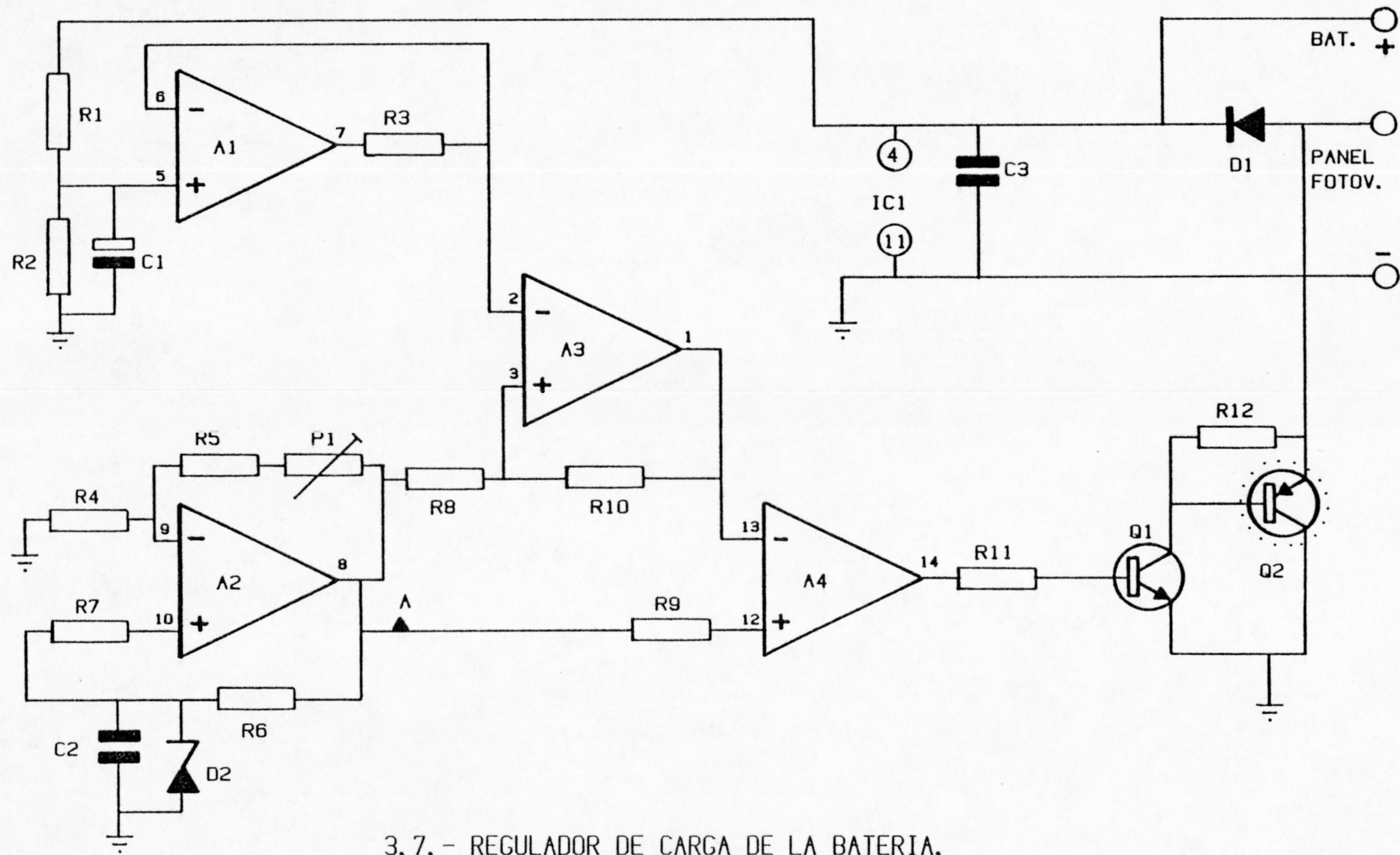
Existen dos tipos de reguladores para este fin: serie y shunt. Para aplicaciones de pequeña potencia (menores de unos 40 W), los reguladores shunt son los más adecuados por costo y por rendimiento. Como no se ha encontrado ninguna unidad comercial con las características de rendimiento y precio deseadas, ya que la mayoría de ellas están diseñadas para potencias más altas, se ha construido un modelo para este uso específico.

El principio de funcionamiento del regulador shunt es muy simple: permite el paso de corriente del panel solar a la batería hasta que ésta se encuentra a plena carga. En ese momento deriva la corriente del panel a una carga, en la cual -junto con el propio panel- se disipa la potencia producida por éste.

La situación de carga de la batería se detecta por su tensión: en efecto, al aumentar la carga en una batería de plomo-calcio, como las usadas, aumenta la fuerza electromotriz y disminuye su resistencia interna. Al acercarse al estado de plena carga, la tensión en sus bornes aumenta ostensiblemente. En esta zona se sitúa el punto de corte, ya que una ulterior aportación de carga no sería absorbida químicamente por el electrolito, sino que lo calentaría hasta la ebullición, con el consiguiente daño para la batería.

El circuito (Fig. 3.7) divide la tensión de la batería por la mitad para mantener la tensión dentro del margen de entrada de los operacionales. Al actuar de seguidor de tensión.





3.7. - REGULADOR DE CARGA DE LA BATERIA.



# LISTA DE COMPONENTES: REGULADOR DE CARGA PARA BATERIA

65

## RESISTENCIAS

Valor en ohmios

R1 = 100 K  
R2 = 100 K  
R3 = 100  
R4 = 22 K  
R5 = 22 K  
R6 = 1.5 K  
R7 = 10 K  
R8 = 470 K  
R9 = 100 K  
R10 = 470 K  
R11 = 1.5 K  
R12 = 100 K  
  
P1 = 22 K

## CONDENSADORES

C1 = 1 uF Electrolitico  
C2 = 4.7 uF "  
C3 = 100 nF Poliester

## SEMICONDUCTORES

D1 = BY 296  
D2 = Zener 2.7 V

Q1 = 8D 135  
Q2 = 8D 304

IC1= LM 324



Por otra parte A2 y el diodo Zener D2 generan una referencia de tensión. Esta sirve de entrada a un comparador con histéresis (disparador de Schmitt), cuya otra entrada es la tensión en bornes de la batería dividida por dos. Cuando la batería supera la tensión de transición  $U_H/2$ , el comparador cambia de estado y mediante A4, que actúa de inversor lógico, hace conducir a TR1 y éste satura a TR2, poniendo en cortocircuito el panel fotovoltaico y polarizando en inverso D1, que deja de conducir. A partir de ese momento, la tensión en la batería comienza a bajar (si el comparador no funcionara con histéresis, eso daría lugar a una oscilación del conjunto). Al alcanzar el punto de transición bajo  $U_L/2$ , el transistor TR2 deja de conducir y permite hacerlo al diodo D1, a través del cual comienza un nuevo ciclo de carga.

Durante periodos de insolación insuficiente para cargar la batería es evidente que D1 está polarizado inversamente e impide el paso de corriente de la batería hacia el panel solar.

Pueden obtenerse fácilmente las tensiones de transición:

$$U_L = \frac{2 U_R R_{10}}{R_8 + R_{10}} ; \quad U_H = \frac{2 (U_R \cdot R_{10} - R_8 U_d)}{R_{10} - R_8}$$

donde  $U_d$  es la diferencia ("drop-out") entre la alimentación del circuito (batería) y la salida en saturación positiva de éste.

Con los valores indicados en el esquema y la referencia ajustada a  $U_R = 6.5$  V, resultan los valores de las tensiones de transición  $U_L = 12.7$  V y  $U_H = 13.8$  V a 25 C. Es de notar que el diodo Zener se ha elegido de un valor tal que su coeficiente de temperatura es negativo y típicamente de  $-2$  mV/°C. De esta forma resultan afectadas las tensiones de transición  $U_L$  y  $U_H$  con un coeficiente típico de aproximadamente  $-10$  mV/°C. Con esto se compensa parcialmente la variación de tensión en bornes de la batería con la temperatura.

En el esquema se puede observar que se usan más amplificadores operacionales de los estrictamente necesarios. Esto es debido a que el circuito integrado elegido (LM324) -por su adecuación a fuentes de alimentación no-simétricas, su bajo consumo y la inclusión del nivel cero en su margen de entrada y de salida- consta de cuatro de ellos.



## EL ENLACE

Dos vías de enlace se usan en las redes telemétricas: por línea telefónica y por radio. Cada una de estas técnicas presenta ventajas e inconvenientes. El enlace telefónico puede considerarse una alternativa válida si la estación está situada en un emplazamiento con cierta infraestructura previa, si el coste de mantenimiento no es determinante. Por otra parte, cuando se trata de gran cantidad de estaciones (p.e. la Red del Geological Survey en California Central contaba unas 250 estaciones en 1981), la utilización del espectro radioeléctrico hace poco razonable el mantener un canal de radio permanentemente ocupado por cada estación e inclina la elección hacia las líneas telefónicas.

En el caso que nos ocupa (La Red Sísmica de la Universidad de Granada), se pretende cubrir una zona no muy extensa (La Depresión de Granada) con no más de ocho estaciones permanentes de alta amplificación. Esta última característica restringe la elección de los emplazamientos a zonas poco "civilizadas" y consecuentemente sin líneas telefónicas cercanas disponibles. Por otra parte el factor económico ha sido un criterio de diseño, especialmente en cuanto a los costes de mantenimiento. Por último, la orografía facilita los enlaces por radio con potencias muy modestas si se eligen -como se ha hecho- localizaciones en los bordes de la Depresión.

Estas consideraciones parecen conducir sin lugar a dudas a la elección de enlaces por radio. La banda provisionalmente asignada es de VHF, con canales de 8.5 KHz de ancho y separados entre sí 12.5 KHz.



## EMISORA

La distancia entre las estaciones de campo y la central varían en el rango de unos 15 Km en la más cercana hasta casi 50 Km para la más alejada (APN). Dadas las situaciones sin obstáculos intermedios, el enlace directo puede establecerse con suficiente seguridad con potencias de emisión en el rango de 0.2 a 1 W, teniendo en cuenta que las antenas son direccionales, por lo que la potencia radiada aparente es mayor.

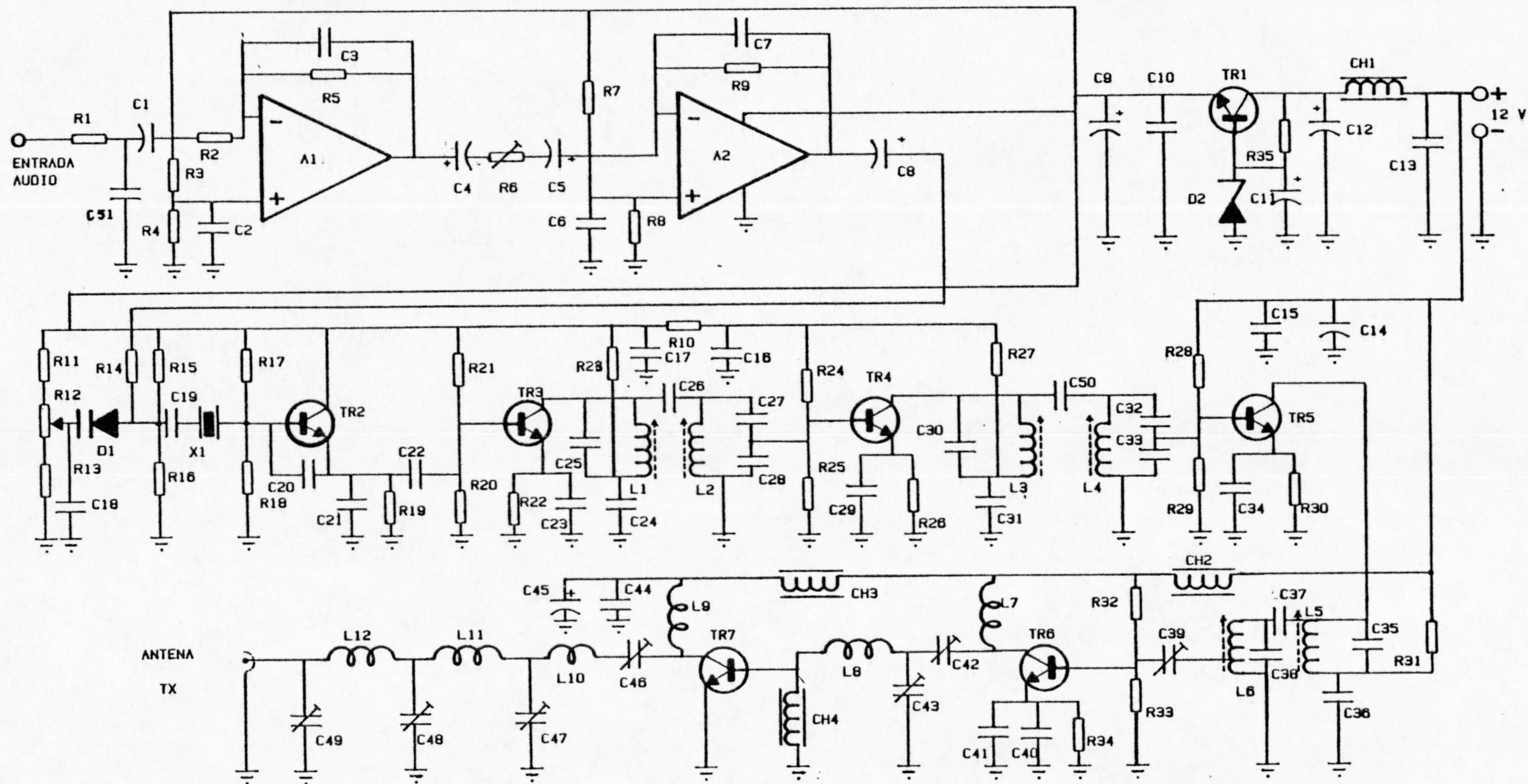
Aparte de un consumo de corriente adecuado a estas potencias, otra característica esencial se requiere para la emisora: una baja distorsión de fase. En efecto, como está destinada a transmitir información en forma de un tono de audio modulado en frecuencia, si el paso por el radioenlace introduce desfases variables con la frecuencia, se producirá una modulación espúrea, generalmente no-lineal y dependiente de la amplitud y frecuencia de la señal sísmica.

La mayoría de los transmisores comerciales incorporan un circuito de "preenfasis", cuya misión es realzar los agudos respecto de los graves, atenuándolos en recepción junto con el ruido característico ("soplido") para mejorar la relación señal-ruido. (El principio es bastante general y se aplica a menudo a técnicas de reducción de ruido en audio). Sin embargo esto se hace a costa de una distorsión de fase, tolerable en servicio de fonía, pero inaceptable en nuestra aplicación por la razón antes mencionada.

Se ha elegido, después de varias experiencias, el modelo comercial de emisora TX VHF V.03, de la firma Telemetric, S.A., y se han hecho las modificaciones convenientes.

El esquema modificado puede verse en la Fig. 3.8. En el circuito original, los amplificadores A1 y A2 con sus componentes asociados conforman el modulador, cuya misión es el "preenfasis" y la limitación de modulación. Se han suprimido dos diodos de recorte en el lazo de realimentación de A1, ya que en nuestro caso la amplitud de audio es constante. Por otra parte se han modificado los valores de C1, C3 y C7, de modo que no introduzcan desfases apreciables en la banda de paso.





3. 8. - ESQUEMA DEL TRANSMISOR TELEMETRIC V.03



## LISTA DE COMPONENTES TX VHF V.03

## RESISTENCIAS (5% 1/4 W)

-----  
Valor en ohmios

R1 = 22  
 R2 = 4.7 K  
 R3 = 100 K  
 R4 = 100 K  
 R5 = 4.7 K  
 R6 = 22 K ajustable  
 R7 = 100 K  
 R8 = 100 K  
 R9 = 22 K  
 R10 = 10  
 R11 = 10 K  
 R12 = 10 K ajustable  
 R13 = 4.7 K  
 R14 = 4.7 K  
 R15 = 10 K  
 R16 = 18 K  
 R17 = 10 K  
 R18 = 4.7 K  
 R19 = 1 K  
 R20 = 4.7 K  
 R21 = 22 K  
 R22 = 470  
 R23 = 100  
 R24 = 22 K  
 R25 = 4.7 K  
 R26 = 470  
 R27 = 100  
 R28 = 5.6 K  
 R29 = 1 K  
 R30 = 100  
 R31 = 47  
 R32 = 4.7 K  
 R33 = 470  
 R34 = 4.7  
 R35 = 330

-----  
SEMICONDUCTORES

TR1 = BD 177  
 TR2 = SC 108  
 TR3, TR4 = SF 173  
 TR5 = 2N 2369  
 TR6 = 2N 3866  
 TR7 = BFS 22 A  
 D1 = 8A 102  
 D2 = BZX79 C10  
 A1, A2 = MC 1458

-----  
VARIOS

CH1-CH4 = Choques VHF VK  
 X1 = Cuarzo tono fundamental. Tipo CR 64/U (Frecuencia final /9)

## CONDENSADORES (cerámicos disco si no se indica otra cosa)

C1 = 1 uF/10V tántalo  
 C2 = .1 uF poliester  
 C3 = 1 nF  
 C4 = 10 uF/10V tántalo  
 C5 = 10 uF/10V "  
 C6 = .1 uF poliester  
 C7 = 1 nF  
 C8 = 4.7 uF/10V tántalo  
 C9 = 10 uF/16V electrol.  
 C10 = 10 nF  
 C11 = 4.7 uF/16V electrol.  
 C12 = 10 uF/16V "  
 C13 = 10 nF  
 C14 = 4.7 uF/16V electrol.  
 C15 = 10 nF  
 C16 = 10 nF  
 C17 = 10 nF  
 C18 = .1 uF poliester  
 C19 = 68 pF styroflex  
 C20 = 100 pF  
 C21 = 100 pF  
 C22 = 22 pF  
 C23 = 10 nF  
 C24 = 10 nF  
 C25 = 8.2 pF  
 C26 = 1 pF  
 C27 = 15 pF  
 C28 = 15 pF  
 C29 = 10 nF  
 C30 = 5.6 pF  
 C31 = 10 nF  
 C32 = 10 pF  
 C33 = 10 pF  
 C34 = 10 nF  
 C35 = 5.6 pF  
 C36 = 10 nF  
 C37 = 1 pF  
 C38 = 5.6 pF  
 C39 = 10-60pF ajustable plast.  
 C40 = 10 nF  
 C41 = 1 nF  
 C42 = 1-6 pF ajust. plástico  
 C43 = 4-25 pF " "  
 C44 = 10 nF  
 C45 = 4.7 uF/16V electrol.  
 C46 = 4-25 pF ajust. plástico  
 C47 = 4-25 pF " "  
 C48 = 10-60pF " "  
 C49 = 4-25 pF " "  
 C50 = 1 pF  
 C51 = 1 nF



El oscilador está constituido alrededor de TR2. Se modula variando la polarización del diodo "varicap" D1. El punto de trabajo lo fija la tensión en el cursor de R12, lo cual hace posible una eventual corrección automática de deriva si fuere necesario.

El cristal de cuarzo X1 oscila en su tono fundamental con su frecuencia cercana a la de resonancia (paralelo).

La etapa con TR3 amplifica selectivamente el tercer armónico y TR4 vuelve a triplicar. Estas tres etapas tienen su alimentación estabilizada con TR1.

TR5 y TR6 son etapas de amplificación de potencia para excitar la etapa final formada con TR7, que trabaja en clase C y que entrega a la antena unos 3 W eficaces.

En la mayoría de las estaciones esta potencia es innecesaria y se ha modificado el transmisor eliminando TR5 y excitando la etapa final directamente desde TR5, lo que reduce la potencia entregada a aproximadamente 0.8 W, con un consumo de 120 mA, lo que supone un rendimiento del 55 %.

Los filtros paso-baja constituidos por L10 - L12 y C47 - C49 reducen la radiación de armónicos a un nivel despreciable y adaptan la impedancia de salida.

Las antenas utilizadas son de tipo Yagi con dipolo y seis elementos. La ganancia direccional respecto de un dipolo simple es 9 dB. Todas ellas están colocadas sobre mástiles de 2.5 m en pendientes con inclinación hacia la estación central, lo que hace la atenuación debida al perfil topográfico menor que si se situasen sobre un plano horizontal.

El conjunto de la electrónica de la estación de campo está montado en el interior de un caja con aislamiento térmico. Junto con la batería y el geófono, esta caja se aloja dentro de una caseta metálica fijada al suelo.



LA ESTACION CENTRAL



## LA ESTACION CENTRAL

La estación central de la Red está situada en el Observatorio de Cartuja. En ella se reciben las señales vía enlace VHF, se demodulan, se filtran, se le añaden señales de sincronismo y accionan un registro sobre papel termosensible en tambor. Uno por cada estación sísmica. El esquema de bloques funcionales de la estación central puede verse en la Fig. 4.1.

### EL RECEPTOR DE RADIO

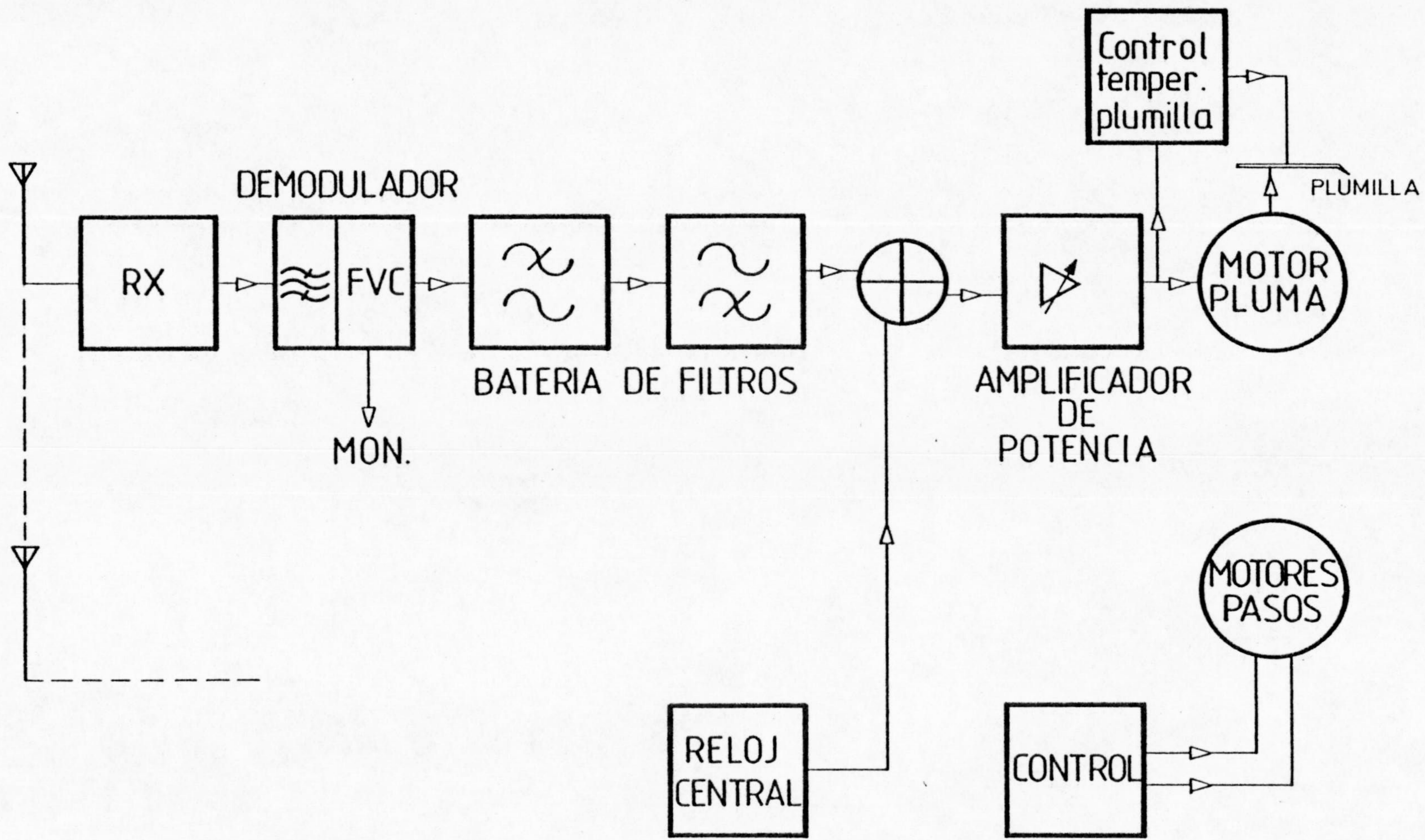
Es un receptor convencional de banda estrecha superheterodino de doble conversión (Fig. 4.2). Como característica a destacar debe citarse su etapa de entrada, con dos celdillas de filtros helicoidales y preamplificador con transistor MOSFET. Esta configuración permite un rechazo de bandas no deseadas ya desde esta etapa, baja intermodulación en presencia de campos fuertes y baja cifra de ruido.

El mezclador es asimismo un MOSFET de doble puerta aislada. La selectividad viene determinada por un filtro de cuarzo de ocho polos, que permite el rechazo del canal adyacente en -80 dB al menos.

Se han realizado dos pequeñas modificaciones sobre el modelo básico comercial. La primera es dotar al receptor de una salida de audio, de la que se toma la señal para demodular, previa al paso de filtro paso-bajo de "de-énfasis" que existe en el camino de la señal al amplificador de potencia. La razón es que este filtro introduciría una característica de amplitud y de fase variables en la banda ocupada por la subportadora de audio, lo que provocaría distorsión en la señal demodulada.

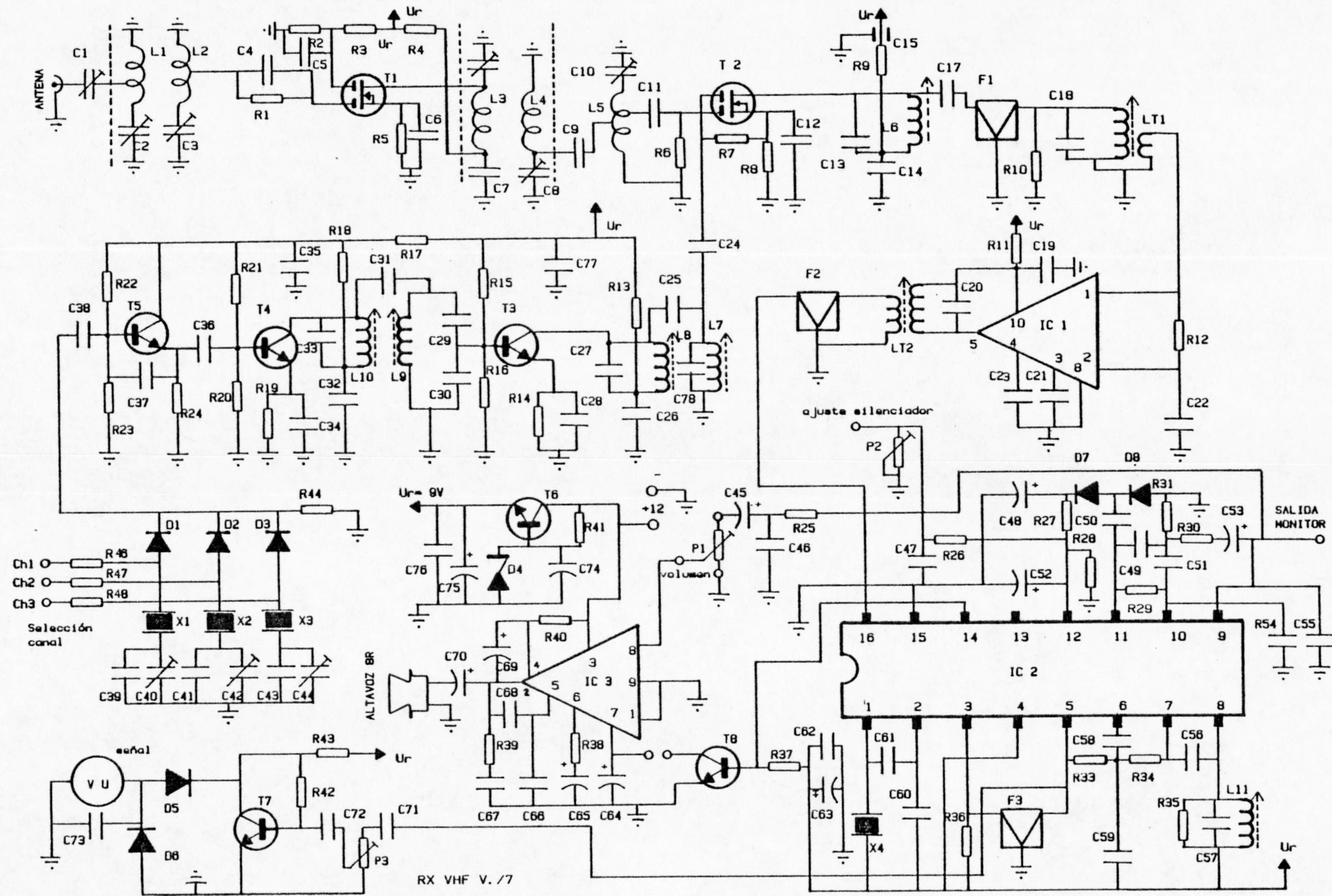
La segunda modificación se refiere al circuito del silenciador. En lugar de inhibir el amplificador de potencia de audio -lo cual en nuestra aplicación no tiene objeto-, al actuar el silenciador por señal de radio insuficiente (p. e. por fallo del enlace) nos proporciona una salida lógica de colector abierto, apropiada para inhibir el registro y evitar un movimiento incontrolado de la plumilla.





4.1.- ESQUEMA DE BLOQUES DE LA ESTACION CENTRAL.





4.2. - ESQUEMA DEL RECEPTOR TELEMETRIC V. /7 MODIFICADO







## EL DEMODULADOR DE SUBPORTADORA (FVC).-

Este circuito está destinado a recobrar la señal sísmica a partir del tono de audio modulado en frecuencia procedente del VCO de la estación de campo.

Para la conversión continua frecuencia-tensión pueden adoptarse básicamente dos técnicas: sistemas de lazo cerrado o de lazo abierto.

En una primera versión (Alguacil et al., 1981) se adoptó un esquema de lazo cerrado, realizado con un circuito de enganche de fase (PLL): el FVC CRT 81. En el diseño de este tipo de discriminador se presenta un compromiso entre estabilidad del lazo, respuesta en frecuencia, rango de captura e inmunidad al ruido de fase de la entrada.

Si bien el funcionamiento de estas unidades ha mostrado ser satisfactorio en general, la respuesta varía de una unidades a otras y con la temperatura, debido al empleo de un circuito integrado CMOS (4046) con tolerancias demasiado amplias.

En una segunda versión (FVC CRT84), se ha optado por la teoría de lazo abierto, con lo que se ha ganado en inmunidad al ruido aleatorio de fase y en estabilidad.

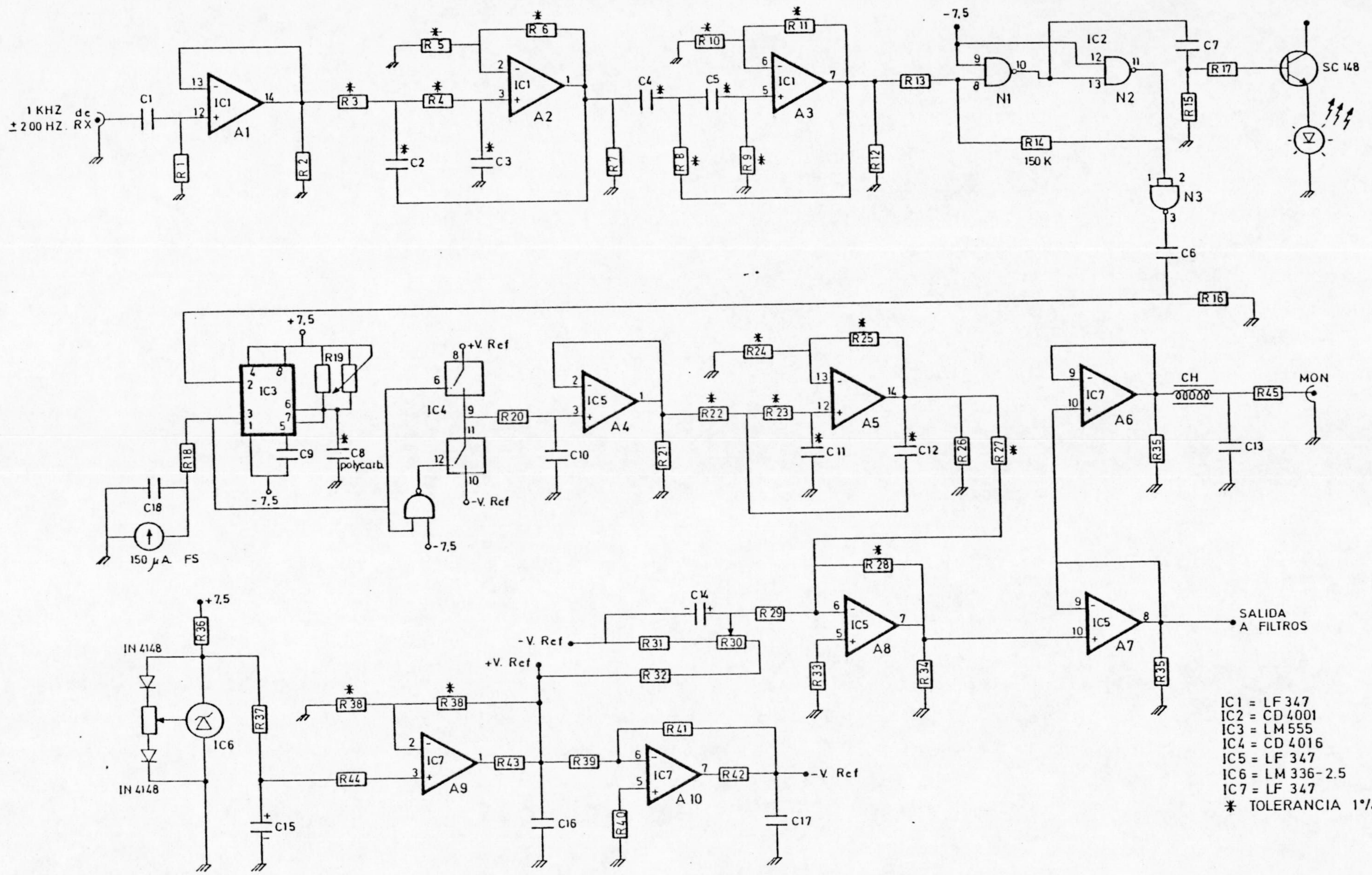
En el diseño de los PLL existe siempre un compromiso en el filtro del lazo, que debe tener un ancho de banda pequeño para minimizar el ruido de fase del VCO debido al ruido externo y grande para minimizar el error transitorio debido a la modulación de la señal, ruido de salida a causa del interno del VCO y obtener las mejores propiedades de seguimiento y de captura. (T.B. Mills, 1971).

Es obvio que en un sistema de lazo abierto estos compromisos no existen.

El esquema de la figura 4.3 muestra el discriminador completo con su circuitería auxiliar.

El tono generado en la estación de campo por el VCO queda contaminado con ruido de banda ancha a su paso por el canal de transmisión constituido por la emisora mas el medio de propagación mas el receptor.





- IC1 = LF 347
- IC2 = CD 4001
- IC3 = LM 555
- IC4 = CD 4016
- IC5 = LF 347
- IC6 = LM 336-2.5
- IC7 = LF 347
- \* TOLERANCIA 1%.

4.3. - DISCRIMINADOR (FVC) Y CIRCUITERIA AUXILIAR



# LISTA DE COMPONENTES; F. V. C.

## RESISTENCIAS (5% 1/4W. \*=1%)

Valor en ohmios

R1 = 100K  
R2 = 4.7 K  
\* R3 = 12 K  
\* R4 = 12 K  
\* R5 = 4.7 K  
\* R6 = 8.2 K  
R7 = 10 K  
\* R8 = 24 K  
\* R9 = 24 K  
\* R10 = 4.7 K  
\* R11 = 8.2 K  
R12 = 10 K  
R13 = 2.2 K  
R14 = 150 K  
R15 = 47 K  
R16 = 10 K  
R17 = 15 K  
R18 = 12 K  
R19 = 220 K //  
100 K Multiv.  
\* R20 = 18.2 K  
R21 = 10 K  
\* R22 = 18.2 K  
\* R23 = 18.2 K  
\* R24 = 33 K  
\* R25 = 33 K  
R26 = 10 K  
\* R27 = 10 K  
\* R28 = 10 K  
R29 = 220 K  
R30 = 5 K Ajustable  
R31 = 1 K  
R32 = 1 K  
R33 = 4.7 K  
R34 = 10 K  
R35 = 10 K  
R36 = 4.7 K  
R37 = 47 K  
\* R38 = 100 K  
\* R39 = 100 K  
R40 = 47 K  
\* R41 = 100 K  
R42 = 82  
R43 = 82  
R44 = 47 K  
R45 = 82  
R46 = 10 K

## CONDENSADORES \*=1%

C1 = 33 nF  
\* C2 = 10 nF Policarbonato  
\* C3 = 10 nF "  
\* C4 = 10 nF "  
\* C5 = 10 nF "  
C6 = 1 nF Ceramico  
C7 = 560 pF "  
\* C8 = 10 nF Policarbonato  
C9 = 10 nF Ceramico  
\* C10 = 100 nF Policarbonato  
\* C11 = 100 nF "  
\* C12 = 100 nF "  
C13 = 100 nF Ceramico  
C14 = 10  $\mu$ F Tantal  
C15 = 10  $\mu$ F "  
C16 = 1  $\mu$ F "  
C17 = 1  $\mu$ F "  
C18 = 47 nF Poliester

---

## SEMICONDUCTORES

D1, D2 = 1N 4148  
T1 = SC 148  
IC1 = LF 347  
IC2 = 4001  
IC3 = LM 555  
IC4 = 4016  
IC5 = LF 347  
IC6 = LM 336 2.5V  
IC7 = LF 347

---

## VARIOS

VU = VU-metro  $\begin{matrix} + \\ - \end{matrix}$  100 A



Este ruido aditivo se traduce en un "ruido de fase" desde el punto de vista del demodulador de esta subportadora, añadiendo una cierta indeterminación al momento de cruce por cero en cada pseudoperíodo (no puede hablarse de período estrictamente, ya que la señal está modulada y no es periódica [Ver Fig. 4.4.]

Es obvio que la relación señal/ruido debe mejorar si se elimina los componentes espectrales que están fuera de la banda ocupada por la señal útil. Esta es la razón por la que se hace pasar ésta por un filtro de paso-banda.

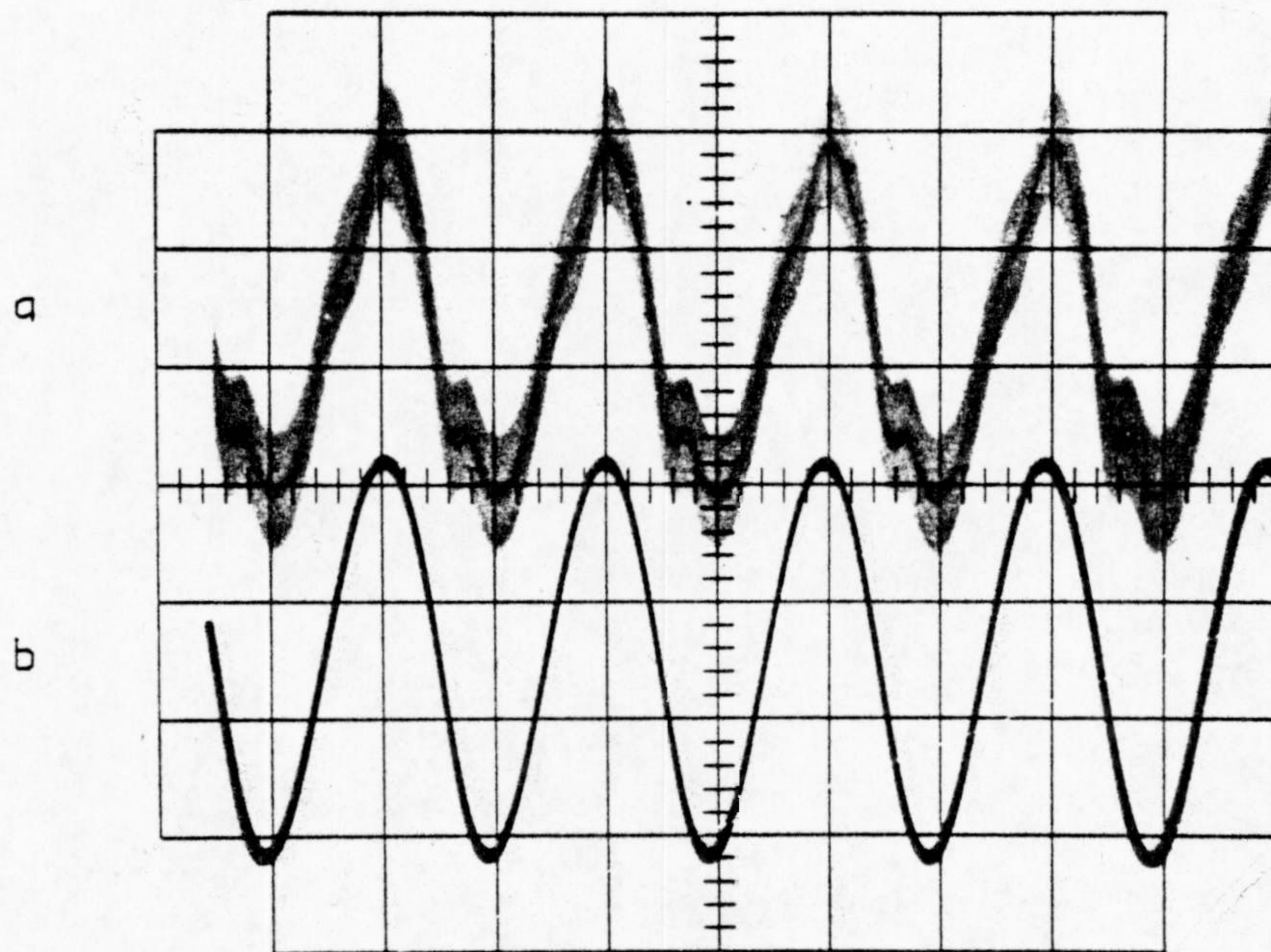
La señal de audio procedente del receptor de radio se filtra de alta frecuencia (particularmente restos de la segunda frecuencia intermedia de 455 KHz del receptor) con un filtro pasivo de primer orden. Esto asegura que componentes de radio-frecuencia que puedan existir (y que un filtro activo con amplificadores operacionales no eliminaría -incluso podría rectificar-) no pasen adelante. El amplificador Al actúa como adaptador de impedancia para el filtro de segundo orden que sigue, cuyo apareamiento de impedancias es crítico. Este filtro es una sección paso-baja, que con la paso-alta que sigue, forma un paso-banda con una característica de fase tal que no introduzca modulaciones de fase espúreas apreciables. (Fig. 4-5a, 4-5b y 4-5c).

Una vez filtrada la señal de audio se convierte en un tren de pulsos coincidente con los cruces por cero. Para ello cuadra la señal el circuito disparador de Scmitt constituido por las puertas N1 y N2 y las resistencias R13 y R14, que fijan una histéresis de aproximadamente 0.2 V (diferencia entre nivel de transición en el flanco de subida y en del de bajada). Esto permite evitar los "cruces" falsos debidos a ruido aditivo.

La forma de onda "cuadrada" se diferencia en la red C6-R16 y, por otro camino, en C7-R15. Los pulsos negativos (uno por "período" de la señal de audio) disparan el circuito monostable constituido por IC3. Por otra parte proporcionan una indicación luminosa de "presencia de señal", que además es susceptible de ser usada como salida optoacoplada en frecuencia.

El tiempo de estado "alto" del monostable se fija con la resistencia ajustable multivuelta en 0.5 ms, esto es el semiperíodo de la frecuencia central a demodular.





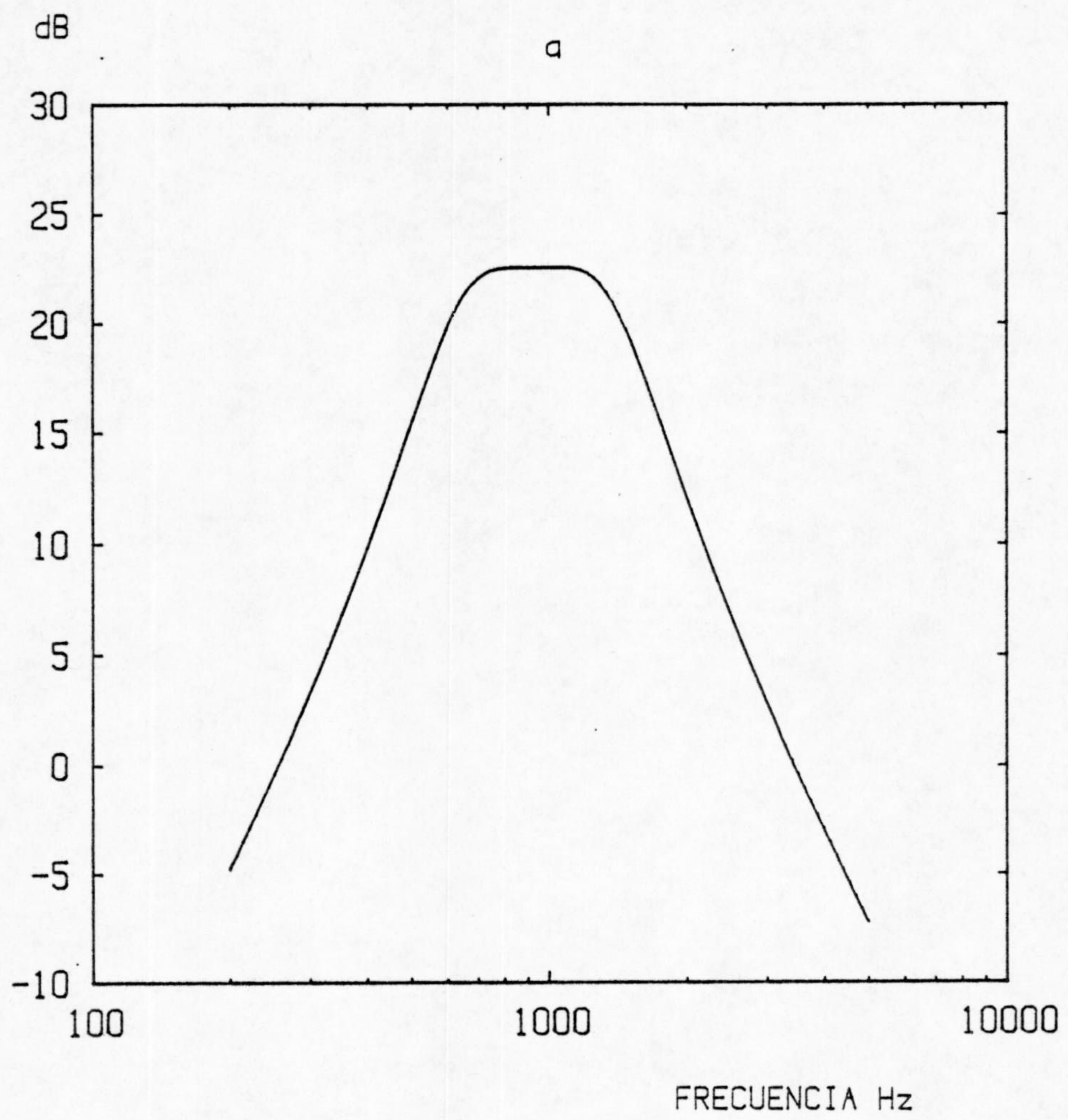
HORIZONTAL: 1ms/div

VERTICAL: 50mV/div (a) y 1 V/div (b)

4.4. - FOTOGRAFIA DE LAS TRAZAS EN EL OSCILOSCOPIO DE LA SEÑAL DE AUDIO A LA SALIDA DEL RECEPTOR (a) Y A LA SALIDA DEL FILTRO ACONDICIONADOR DEL F.V.C. (b).

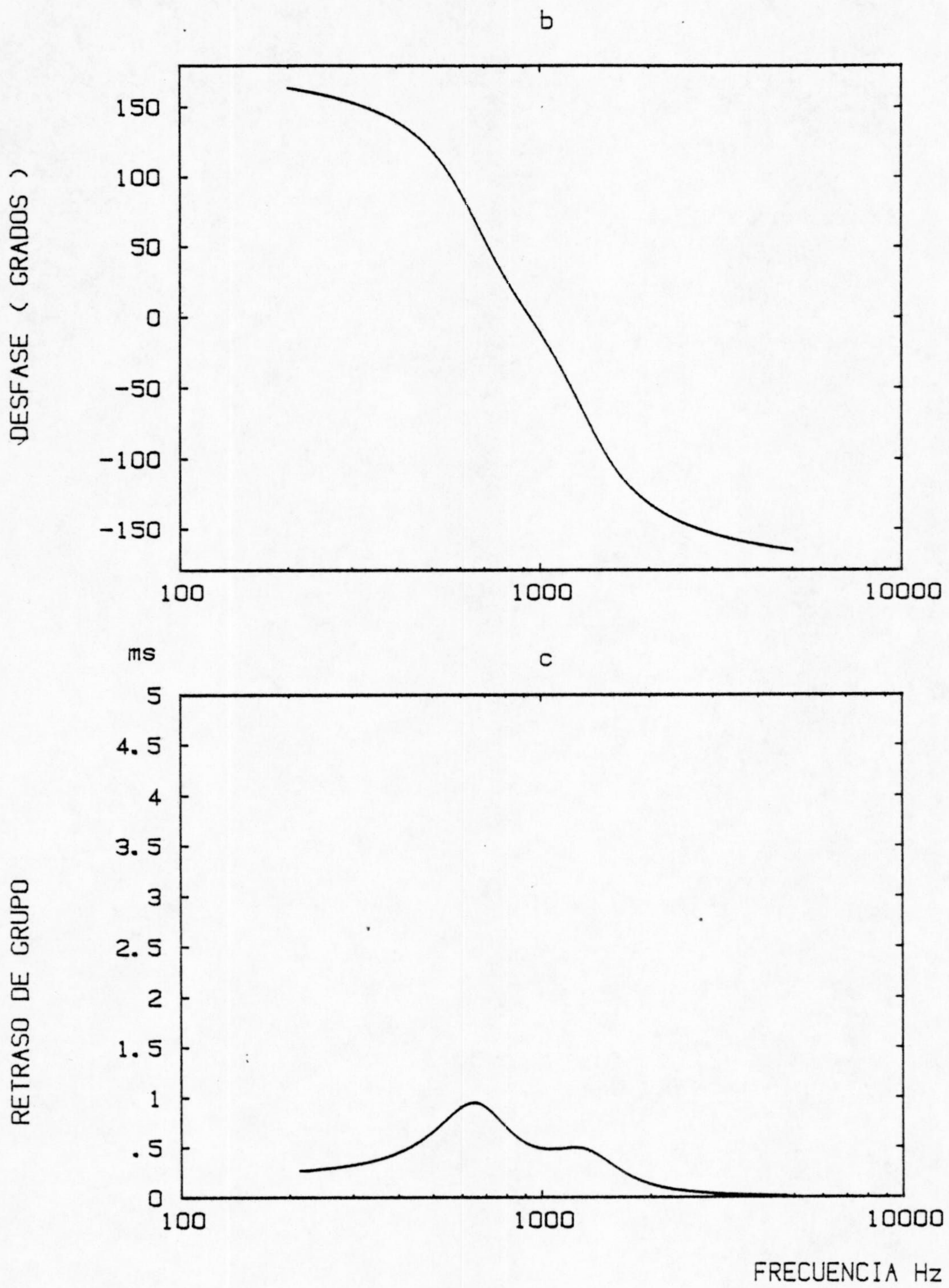
APARECEN EN (a) RESTOS DE F.I. POR LA AUSENCIA DE "DESENFASIS".





4.5. - RESPUESTA EN AMPLITUD





4.5. - RESPUESTA DEL FILTRO DE AUDIO DEL DISCRIMINADOR



A la salida del monostable se encuentra, pues, un tren de pulsos de duración fija y espaciados entre sí lo mismo que los ciclos de la entrada de audio.

Estos pulsos de duración  $t_0 = 0.5$  ms controlan dos conmutadores analógicos CMOS, conectados a dos referencias de tensión simétricas, las cuales se generan a partir de una referencia de precisión compensada en temperatura (IC6) y mediante los amplificadores A9 y A10. De este modo, en el punto común de ambos conmutadores se dispone de los mismos pulsos de duración  $t_0$ , entre los niveles  $-V_{ref}$  y  $+V_{ref}$ .

La componente "continúa" de esta señal  $U(t)$  restituye la moduladora, esto es la señal sísmica. En efecto, con la hipótesis citada de casi-periodicidad, el análisis de Fourier da para el primer coeficiente

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{T} [V_{REF} \cdot t_0 - V_{REF} (\tau - t_0)] = \\ = \left[ \frac{2t_0}{T} - 1 \right] \cdot V_{REF}$$

donde  $T$  es el pseudoperíodo,

$$T = \frac{1}{f_i}$$

es decir

$$a_0 = V_{REF} [2t_0 \cdot f_i - 1] = V_{REF} \cdot 2t_0 (f_i - f_c)$$

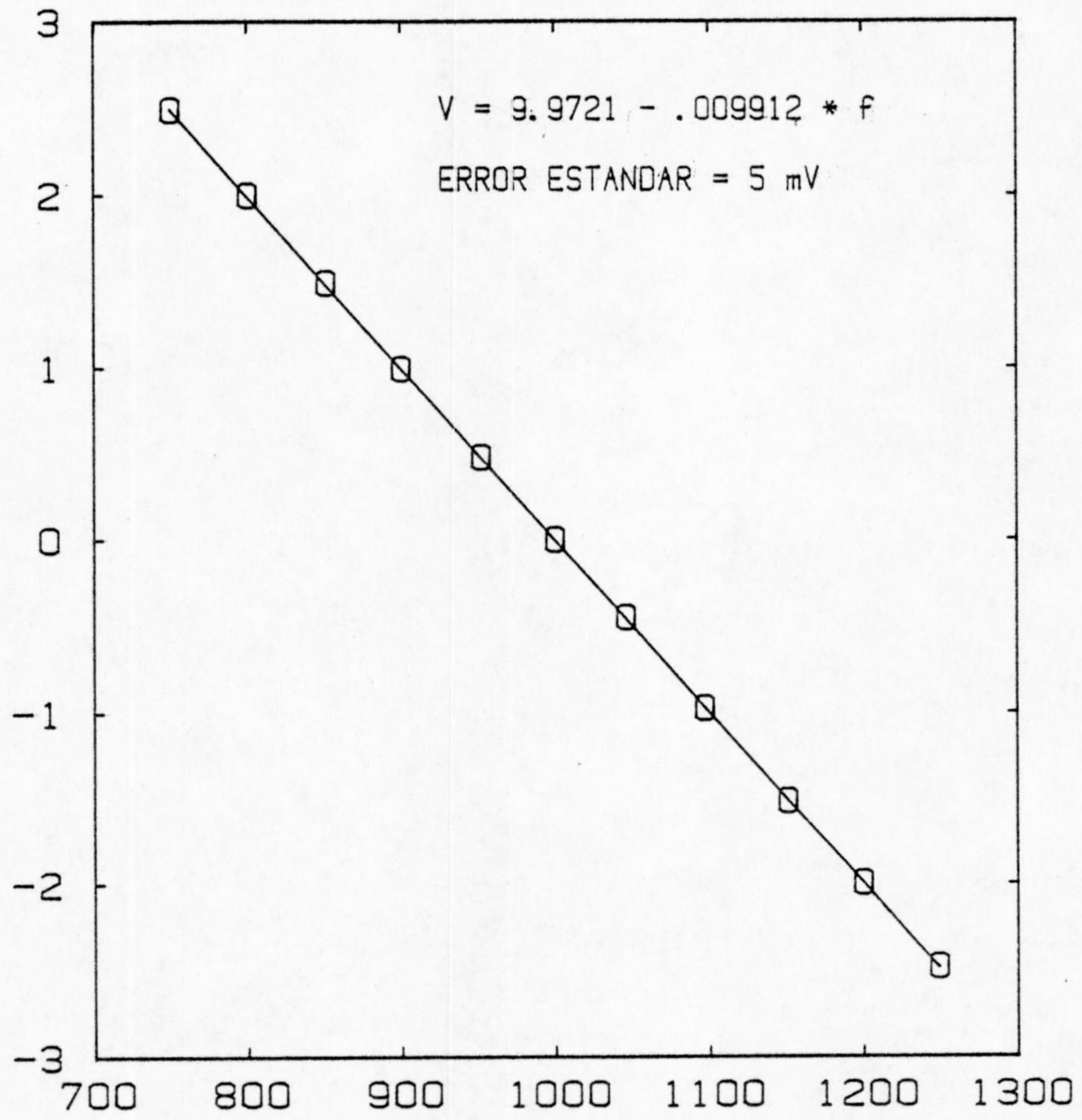
para la frecuencia central  $f_i = f_c$ ,  $a_0$  será nulo y para cualquier otra depende linealmente.

La componente de frecuencia fundamental resulta atenuada por el filtro paso-baja de tercer orden con respuesta de Butterworth, constituido por A4 y A5.

Para la frecuencia central, esta componente tiene una amplitud  $4/5 \cdot 6.36$  V. que atenuada por el filtro queda en aproximadamente 4.2 mV.

En cuanto a los armónicos superiores, la amplitud es dos órdenes de magnitud inferior.





4.6. - EJEMPLO DE AJUSTE DE LA RESPUESTA DEL DISCRIMINADOR O FVC



Este filtro paso-bajo atenúa en parte el ruido introducido por el canal de transmisión como ruido de fase de la subportadora de audio.

Se ha añadido un circuito de corrección de centrado, capaz de corregir la componente continua que pueda tener la señal demodulada, debida a tensiones de descentrado en los amplificadores operacionales utilizados tanto antes como a continuación en el camino de la señal. El margen de ajuste es aproximadamente  $\pm 0.15$  V.

Existen dos salidas independientes con sendos seguidores de tensión, para evitar que posibles interferencias en la línea de salida de radio, por ejemplo penetren hacia atrás por los lazos de realimentación.

## LOS FILTROS

A la salida del demodulador se dispone de una señal que puede considerarse de banda ancha. Es conveniente limitar su contenido espectral en algunas bandas, de modo que mejore la relación señal/ruido, previamente a su registro en forma visual. Por otra parte, la interpretación de registros de banda ancha es dificultosa en cuanto a la identificación de fases.

Otra razón para limitar la banda de paso en un registro visual es que si las oscilaciones son tan rápidas que el papel no avanza en un semiperíodo más del grueso de la traza, el resultado es una mancha.

En cualquier caso, todos los equipos comerciales existentes incorporan un filtro paso-alta y otro paso-baja, de frecuencias de corte seleccionables.

En una primera versión (Alguacil et al., 1981a), los juegos de filtros tenían sus frecuencias de corte escalonadas aproximadamente cada octava y su conmutación era mecánica.

La experiencia ha aconsejado, sin embargo, disponer de frecuencias más cercanas entre sí y eliminar en lo posible los contactos mecánicos.



La selección de la frecuencia de transición en una forma continua es posible técnicamente, pero dificulta la calibración precisa del sistema.

En cuanto a la selección de frecuencias discretas pero precisas y de forma electrónica, hay básicamente tres estrategias posibles desde un punto de vista técnico: conmutación de componentes, uso de amplificadores de transconductancia variable (OTA) y filtros de condensadores conmutados (dispositivos de transferencia de carga).

La conmutación de componentes requiere el uso de valores seleccionados con muy pequeña tolerancia, lo que aumenta el coste del conjunto.

Los amplificadores de transconductancia variable (OTA) pueden emplearse como bloque activo en la síntesis de filtros (Alguacil, 1986), y controlando su transconductancia con un conversor D/A se controla también su frecuencia de corte. Si las frecuencias han de espaciarse logarítmicamente, como es el caso, esto plantea un problema adicional, ya que la corriente de control generada debe variar también logarítmicamente.

Los OTA presentan además una dependencia térmica de su transconductancia, lo que obliga a compensar de algún modo en temperatura.

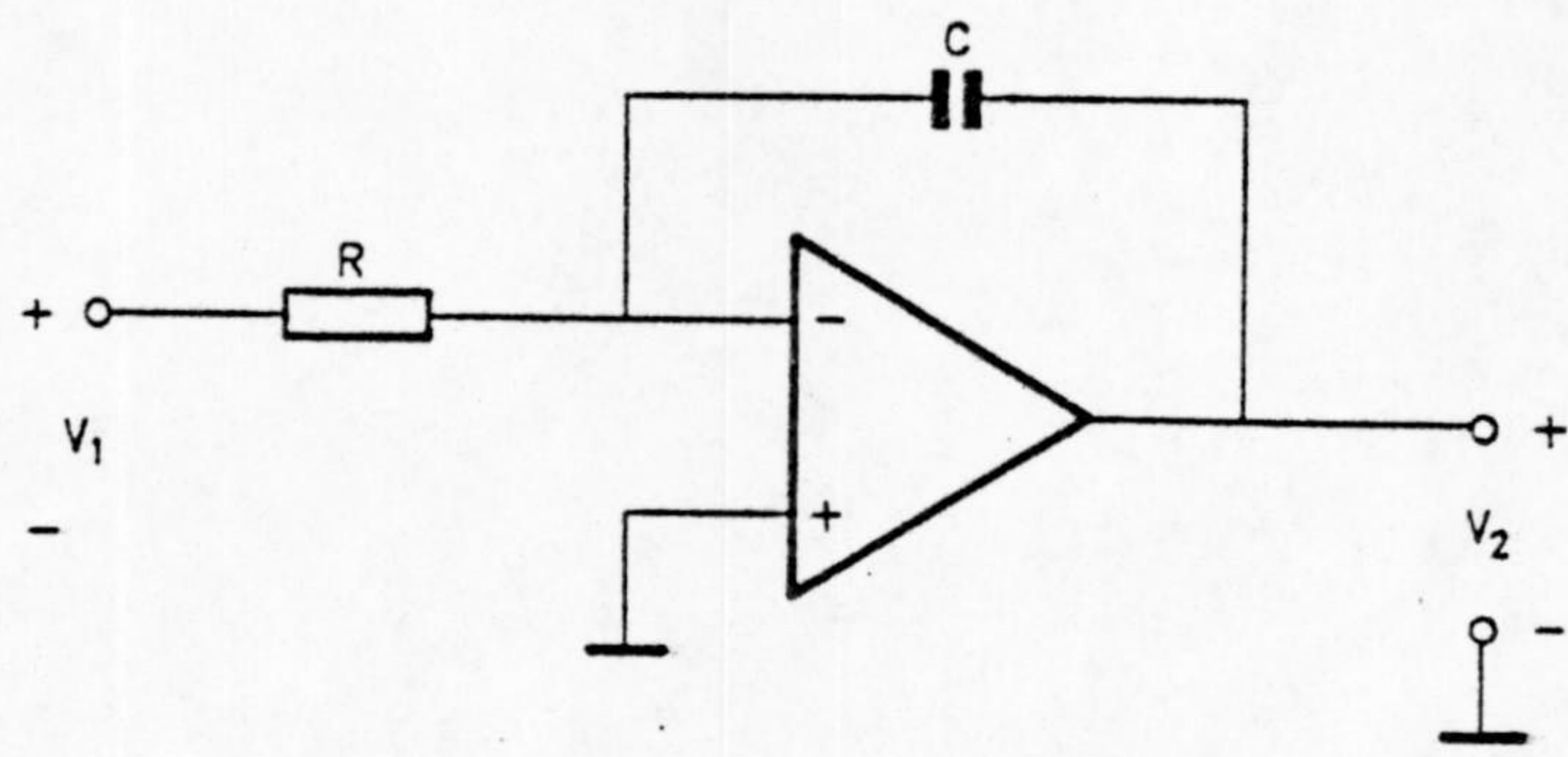
Una solución moderna y apropiada a esta aplicación la proporcionan los filtros de condensadores conmutados. En ellos la frecuencia de corte es proporcional a la frecuencia de reloj, la cual se puede controlar con precisión fácilmente.

En este tipo de filtros, las constantes de tiempo no son controladas por resistencias y condensadores, sino por razones de capacidad y frecuencia de reloj.

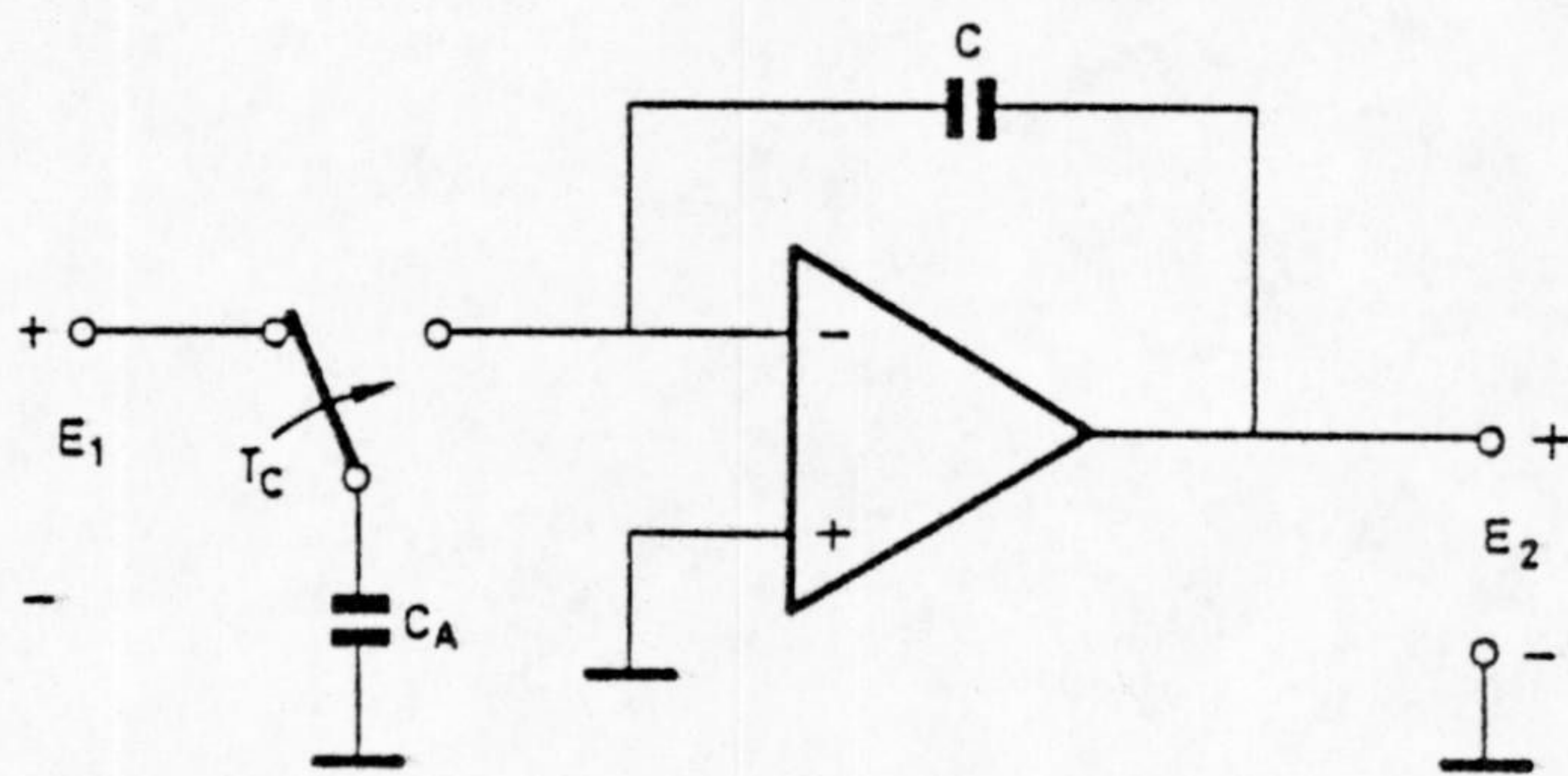
Consideramos como bloque funcional básico el integrador de la fig. 4.7a. Puede probarse (Caves et al. 1977, Madrigal, 1981) que es equivalente al de la Fig. 4.7b en que se ha substituído la resistencia R por el condensador C, conmutado con frecuencia  $f_{ck}$ , donde

$$R = 1 / f_{ck} C_1$$





(a)



(b)

4.7.- BLOQUE INTEGRADOR BASICO UTILIZADO EN  
LOS FILTROS DE CONDENSADORES CONMUTADOS.



y la función de transferencia del integrador será

$$\frac{U_{OUT}(s)}{U_{IN}(s)} = \frac{-1}{RC_2s} = -f_{CK} \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{1}{s}$$

Cuando este bloque integrador forma parte de un filtro, da lugar a una constante de tiempo  $\tau$

$$\tau = \frac{C_2}{C_1} \cdot f_{CK}^{-1}$$

y en la configuración empleada, supone una frecuencia de transición del filtro

$$f_0 = \frac{C_1}{2\pi C_2} \cdot f_{CK}$$

como se verá más abajo.

Al funcionar con señales muestreadas, estos filtros requieren un filtrado paso-bajo convencional para recuperar la señal continua a la salida. Especialmente si han de funcionar varios en cascada, el incumplimiento de este requisito daría lugar a la "contaminación", ya que hay que respetar el teorema del muestreo.

Se pretende cubrir con las posibles frecuencias de corte un margen de dos décadas. Esto implica que la relación entre la frecuencia de reloj  $f_{CK}$  y la de transición

$$\frac{f_{CK}}{f} = \frac{2\pi C_2}{C_1}$$

debe ser mayor de 100. Esto elimina dispositivos monolíticos como el MF10, (National Semiconductor) en que esta relación es 100. El R5620 (Reticon) admite una relación de 200 algo ajustada, pero los intentos en su momento por conseguir una unidad para evaluación no han sido fructuosos, por lo que también se ha rechazado.



Relaciones mayores se pueden conseguir sin dificultad con dispositivos discretos, si bien es necesario adoptar algunos compromisos en cuanto al comportamiento no-ideal de ellos: corrientes de fuga de los OP-AMP, tiempos de respuesta finita, capacidades parasitas..., pueden ser otras tantas causas de error.

Con estas consideraciones prácticas, se eligen de entre los valores comerciales los siguientes:

$$\begin{array}{ll} C1 = 390 \text{ pF} & \text{styroflex} \\ C2 = 47 \text{ nF} & \text{policarbonato} \end{array}$$

Con esto  $f_{ck}/f \approx 757$

La topología elegida para la realización del filtro es la denominada "de estado variable". Esta configuración dispone de salidas paso-alta, paso-banda y paso-baja en diferentes nudos y todas son controladas por las constantes de tiempo determinadas por los mismos componentes.

El análisis (de nudos, p.e.) proporciona para la función de transferencia del filtro general de la figura 4.8 en el punto A la siguiente expresión

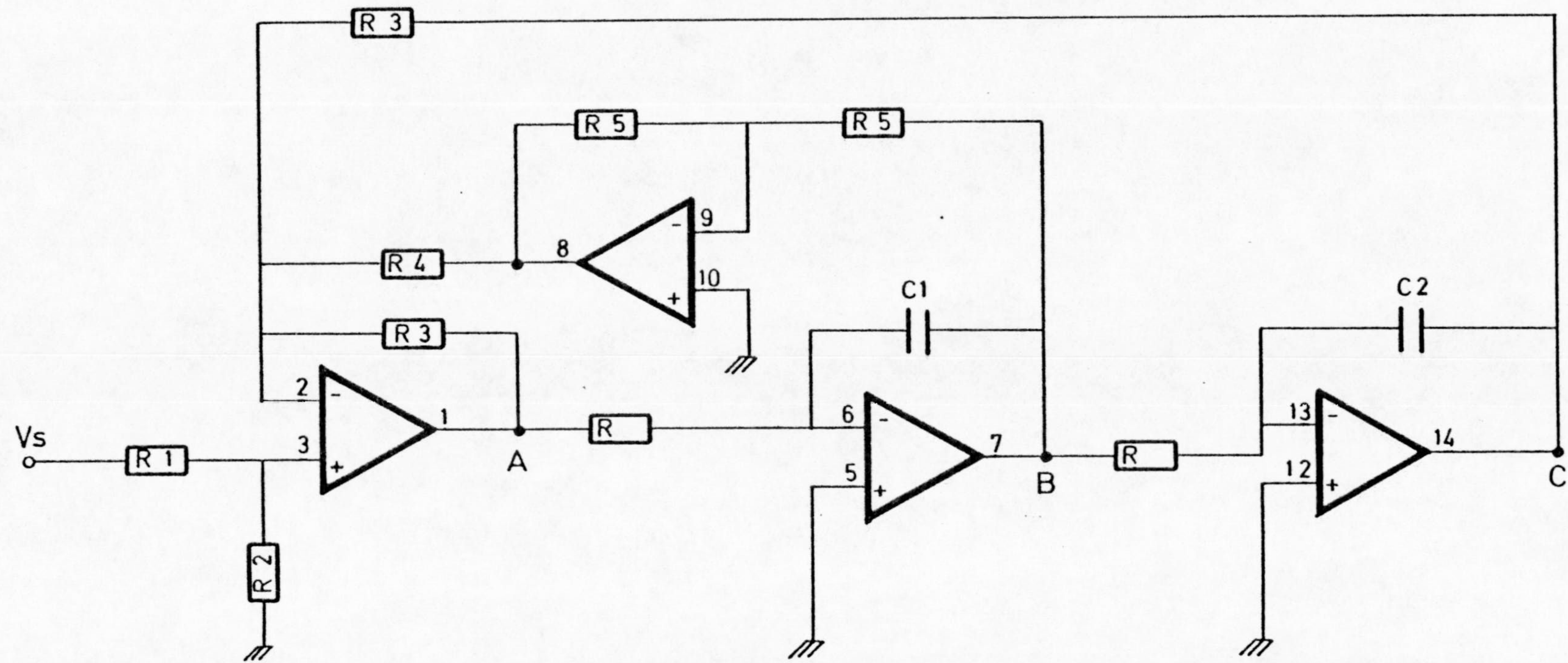
$$\frac{V_A(s)}{V_s(s)} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_3 + 2R_4}{R_4} \cdot \frac{s^2}{\omega_0^2}}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2\delta \frac{s}{\omega_0} + 1}$$

con

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \gamma \quad \delta = \frac{R_3}{R_4}$$

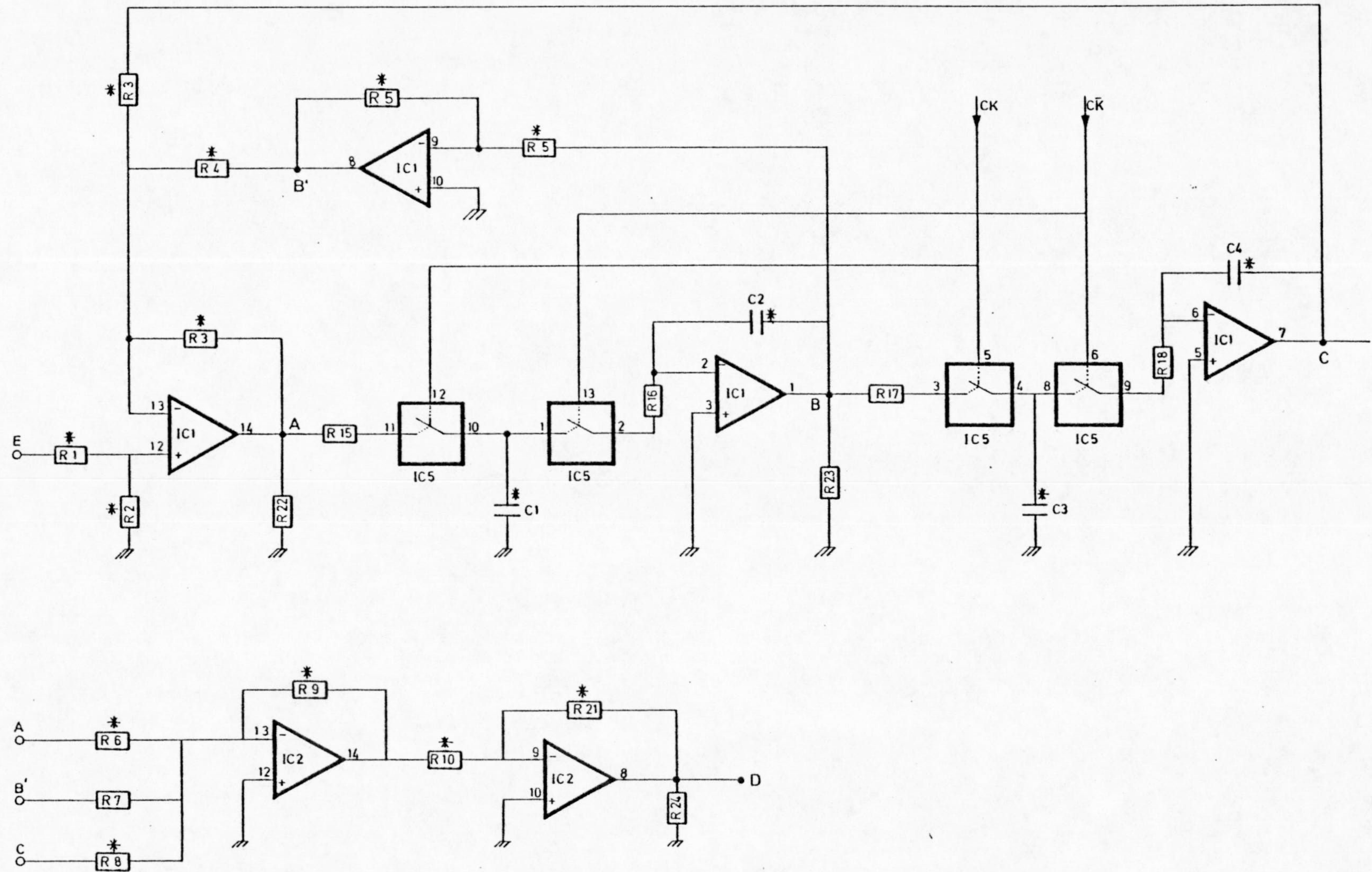
El circuito real empleado es el de la figura 4.9, en el que se ha añadido una cuarta salida D con respuesta de rechazo de banda.





4. 8. - ESQUEMA GENERAL DEL FILTRO DE ESTADO VARIABLE.





4.9. - FILTRO DE CONDENSADORES CONMUTADOS.



Con los valores elegidos, las respuestas correspondientes a cada salida son:

$$G_A(s) \equiv \frac{V_A(s)}{V_s(s)} = \frac{s^2/\omega_0^2}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2\delta \frac{s}{\omega_0} + 1}$$

$$G_B(s) \equiv \frac{V_B(s)}{V_s(s)} = \frac{s/\omega_0}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2\delta \frac{s}{\omega_0} + 1}$$

$$G_C(s) \equiv \frac{V_C(s)}{V_s(s)} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2\delta \frac{s}{\omega_0} + 1}$$

$$G_D(s) \equiv \frac{V_D(s)}{V_s(s)} = \frac{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2\zeta \frac{s}{\omega_0} + 1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2\delta \frac{s}{\omega_0} + 1}$$

donde

$$\delta = 0.71, \quad \zeta = 0.089, \quad \omega_0 = 2\pi f_0,$$

con

$$f_0 = \frac{1}{757} f_{ck}$$

Las salidas A, B, C ó D se seleccionan mediante un microconmutador en la misma placa. Corresponden respectivamente a paso-alta, paso-banda, paso-baja y rechazo de banda -ésta con un rechazo en su frecuencia central de -18 dB-.

La salida seleccionada pasa además a través de un filtro paso-baja de frecuencia de corte fija  $f_1 = 30$  Hz de segundo orden y con respuesta aproximada de Butterworth. Tiene la finalidad de eliminar la frecuencia de reloj y sus armónicos y evitar de este modo la contaminación en la etapa siguiente.



Las diferentes frecuencias de reloj, espaciadas media octava entre sí, se generan con el circuito de la figura 4.10. Se trata de dos multivibradores oscilando respectivamente a 24.23 KHz y 17.13 KHz. Estas frecuencias se dividen en un contador binario de 7 etapas (IC7). Con el multiplexo IC6 se selecciona la salida del contador, y con las puertas la entrada del mismo entre los dos multivibradores. Así, las frecuencias de reloj y las correspondientes de corte de los filtros se expresan en la tabla IV-1.

El control de selección de frecuencia se realiza mediante el circuito de la figura 4.11.

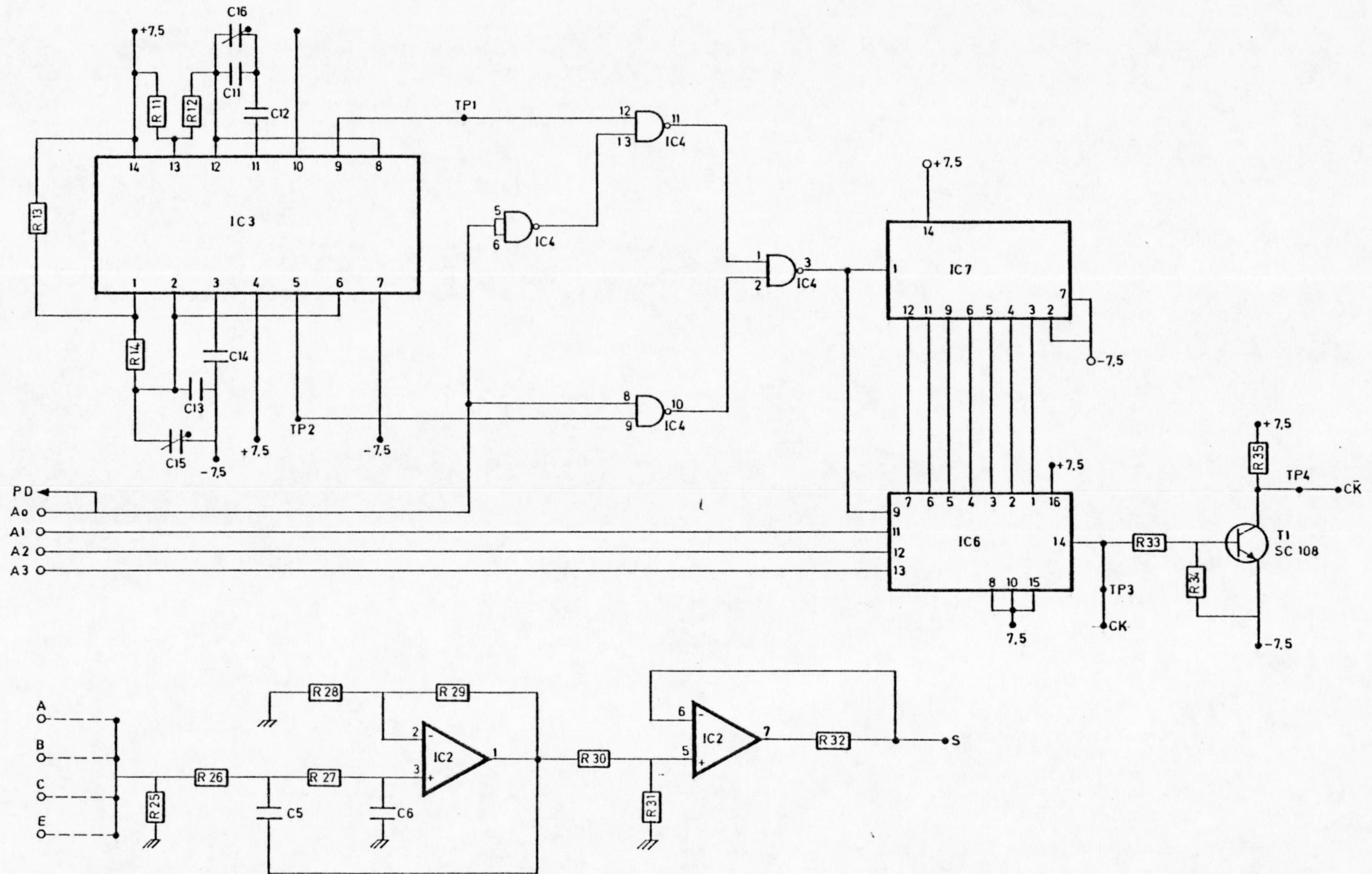
Mediante dos pulsadores se hace avanzar o retroceder un contador reversible (IC2), de cuya salida se toma el control del multiplexo citado y también comanda un decodificador binario/siete segmentos (IC3), que controla el visualizador de "LEDS" correspondiente.

Como el contador reversible es programable, es posible cargarlo en paralelo a través de las entradas de datos P<sub>0</sub>,...,P<sub>3</sub> y la de validación PL.

De esta forma, es posible el control automático desde un dispositivo externo en caso de ser conveniente.

Hasta tres unidades de filtrado pueden ser encadenadas en la placa-soporte del sistema. Cada una de ellas debe configurarse mediante dos puentes enchufables según su posición en la cadena.





4. 10. - FILTROS. GENERADORES DE RELOJ Y FILTRO DE SALIDA.



# LISTA DE COMPONENTES: FILTROS

96

## RESISTENCIAS (5% 1/4W, \*=1%)

Valor en ohmios

- \* R1 = 22 K
- \* R2 = 9.1 K
- \* R3 = 51 K
- \* R4 = 36 K
- \* R5 = 100 K
- \* R6 = 100 K
- R7 = 560 K
- \* R8 = 100 K
- \* R9 = 100 K
- \* R10 = 100 K
- \* R11 = 15 K
- \* R12 = 90.9 K
- \* R14 = 68 K
  
- \* R21 = 100 K
- R22 = 10 K
- R23 = 10 K
- R24 = 10 K
- R25 = 10 K
- R26 = 24 K
- R27 = 24 K
- R28 = 51 K
- R29 = 30 K
- R30 = 3 K
- R31 = 5.1 K
- R32 = 82
- R33 = 10 K
- R34 = 4.7 K
- R35 = 10 K

## CONDENSADORES (\* = 1%)

- \* C1 = 390 pF Styroflex
- \* C2 = 47 nF Policarbonato
- \* C3 = 390 pF Styroflex
- \* C4 = 47 nF Policarbonato
- C5 = 220 nF Poliester
- C6 = 220 nF "
  
- C11 = 390 pF Styroflex
- C12 = 10 nF Policarbonato
- C13 = 390 pF Styroflex
- C14 = 10 nF Policarbonato
- C15 = 0-60 pF Ajust. Plast.
- C16 = 0-60 pF " "

---

## SEMICONDUCTORES

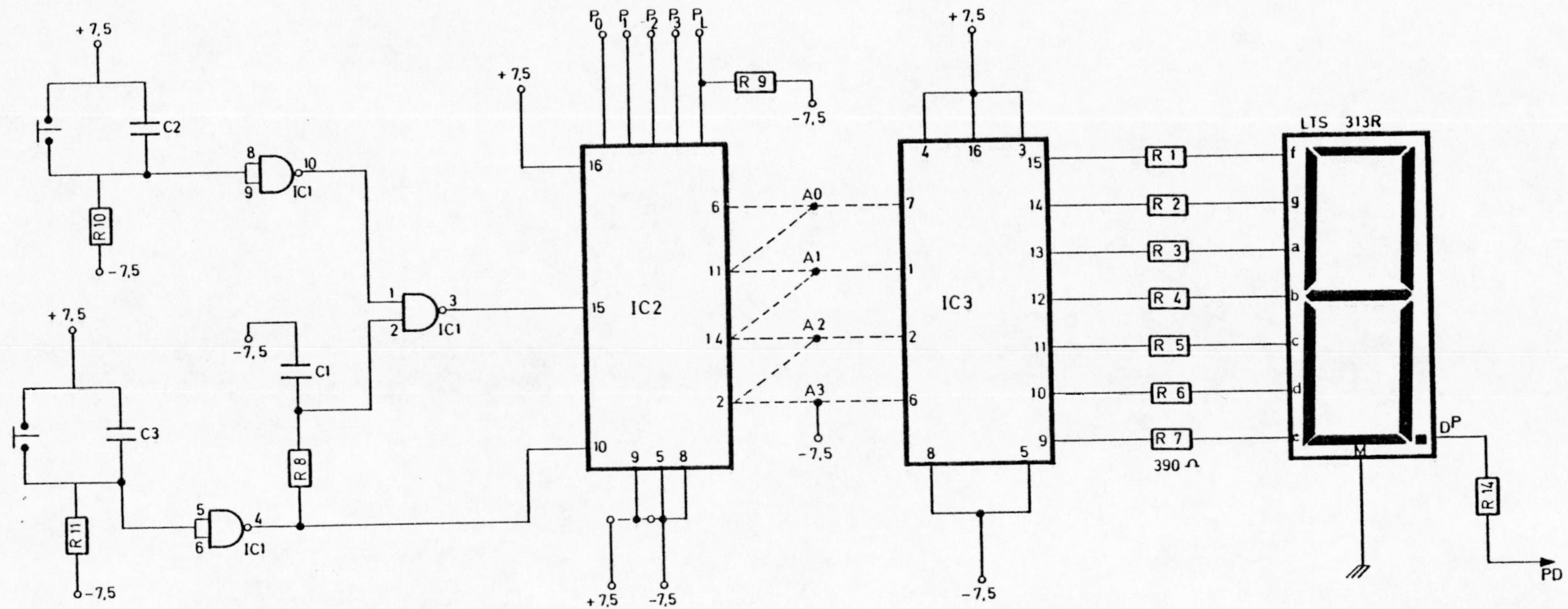
- T1 = SC 108
- IC1 = LF 347
- IC2 = LF 347
- IC3 = LM 556
- IC4 = 4011
- IC5 = 4066
- IC6 = 4512
- IC7 = 4024



FRECUENCIA DEL RELOJ $f_{ck}$ KHz	FRECUENCIA DE TRANSICION DEL FILTRO $f_1$ Hz	INDICACION VISUALIZADOR N°
.134	.17	0
.189	.25	0.
.268	.35	1
.379	.5	1.
.535	.7	2
.757	1.0	2.
1.071	1.4	3
1.514	2.0	3.
2.142	2.8	4
3.029	4.0	4.
4.283	5.6	5
6.057	8.0	5.
8.566	11.3	6
12.115	16.0	6.
17.133	22.6	7
24.130	32.0	7.

TABLA IV. 1. - FRECUENCIAS DE TRANSICION DE LOS  
FILTROS





IC1 = CD 4093  
 IC2 = CD 4029  
 IC3 = CD 4511

4.11.- CIRCUITO DE SELECCION DE FRECUENCIA (FILTROS)  
 O GANANCIA (AMPLIFICADOR) Y VISUALIZACION.



## LISTA DE COMPONENTES: CIRCUITO VISUALIZADOR PARA FIL. Y AMP.

RESISTENCIAS

R1 a R7 = 390  
R8 = 100 K  
R9 = 100 K  
R10 = 220 K  
R11 = 220 K  
R12 = 470

CONDENSADORES

C1 = 100 nF Poliester  
C2 = 100 nF "  
C3 = 100 nF "

C. INTEGRADOS

IC1 = 4093  
IC2 = 4029  
IC3 = 4511  
IC4 = Display LTS 113 R



## AMPLIFICADOR DEL SERVOMOTOR DE PLUMILLA

Esta unidad consta de dos bloques esencialmente: un preamplificador de ganancia variable y un amplificador de potencia.

Se desea cubrir un margen de ganancias posibles de unos 30 dB. El más simple de los posibles controles es un simple potenciómetro en divisor de tensión. Esto exige un potenciómetro de buena repetibilidad y bajo coeficiente de temperatura con mando graduado y multivuelta. El precio de estos dispositivos es alto. Por otra parte, es más fácil conservar un control diario de las respuestas si las posibilidades son numerables que si los mandos son continuos. Es preferible, pues, el control discreto.

En una primera versión, (Alguacil et al., 1981a) un conmutador mecánico variaba la relación de realimentación negativa de un amplificador, variando consecuentemente la ganancia de lazo cerrado. En este nuevo diseño se ha preferido evitar los conmutadores mecánicos en beneficio de la fiabilidad. El mando electrónico posibilita además el control automático, ya que el circuito de comando de conmutación de ganancia es igual que el de conmutación de frecuencia de los filtros, ya citado (Fig. 4.11). La única diferencia es que en este caso sólo son posibles 10 posiciones diferentes, que corresponden a amplificaciones expresadas en la tabla IV-2.

Con referencia a la figura 4.12, el preamplificador consta de un filtro paso-alta, un atenuador programable, un amplificador de ganancia fija con inhibición electrónica, un inversor y un limitador doble de amplitud.

El filtro paso-alta es pasivo de primer orden y puede conmutarse para una frecuencia de corte de 1Hz ó 1/31 Hz. Su única finalidad es eliminar la posible componente continua arrastrada de etapas anteriores por descentrado.

Un seguidor de tensión adapta la impedancia de esta etapa.

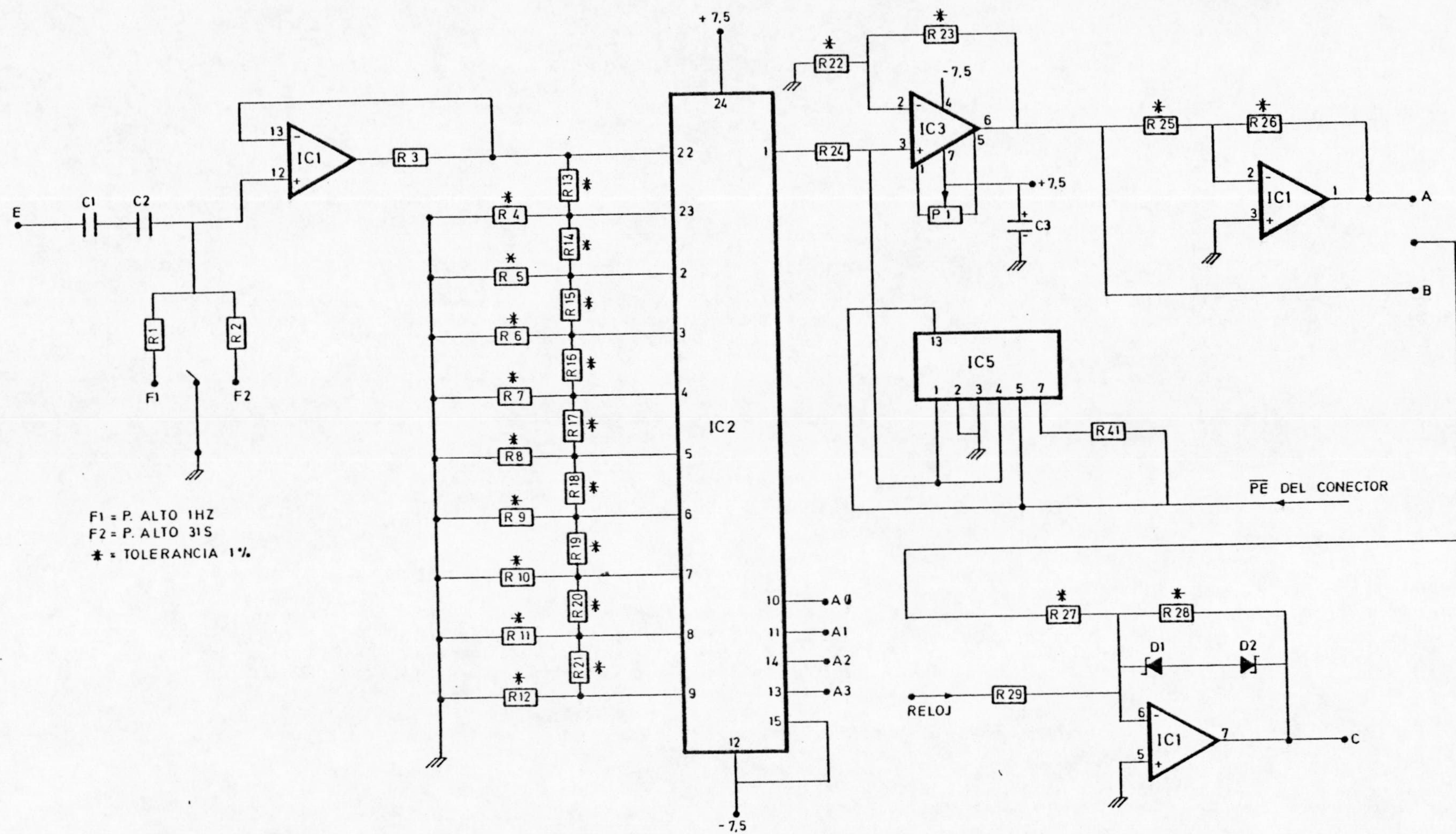


GANANCIA V/V                      GANANCIA dB                      INDICACION VISUALIZADOR

4.2	12.5	0
6.0	15.6	1
8.5	18.6	2
12.0	21.6	3
16.9	24.6	4
23.9	27.6	5
33.8	30.6	6
47.9	33.6	7
67.7	36.6	8
95.7	39.6	9

IV.2. - AMPLIFICACIONES POSIBLES DEL AMPLIFICADOR DEL MOTOR DE PLUMILLA.





4.12. - PREAMPLIFICADOR DE GANANCIA VARIABLE CON LIMITACION (MOTOR DE PLUMILLA)



El atenuador programable se compone de una red pasiva y un multiplexo analógico CMOS (IC2). El tipo de red utilizado sólo requiere resistencias de dos valores, excepto la última (R12) y atenúa en pasos espaciados logarítmicamente (Thompson, 1983). En este caso, los valores se han elegido para escalones de -3dB, de forma que cada dos pasos la atenuación se dobla.

IC3 adapta la impedancia y amplifica. Para inhibir el paso de señal, un conmutador analógico puede, bajo control externo, cortocircuitarla a masa en la entrada del amplificador. Esto permite que en caso de actuar el silenciador del receptor de radio por ausencia de señal, la plumilla quede inhibida, en lugar de reproducir ruido.

Opcionalmente puede invertirse la polaridad de la señal con un puente enchufable en la placa del circuito impreso. La experiencia utilizando diferentes tipos de geófonos y conectores ha probado la utilidad de esta opción para que la polaridad del movimiento de la plumilla respecto de la del movimiento del suelo sea la misma en todos los casos.

En la etapa siguiente se limita la amplitud de la señal en valor absoluto a 6V y se suman las marcas de sincronismo proporcionadas por el reloj maestro del Observatorio.

El amplificador de potencia (Fig. 4.13) se ha previsto para controlar servomotores con resorte o de lazo cerrado con transductor de posición.

El paso previo queda puenteado en caso de motores galvanométricos como el utilizado (MFE R4-077).

Si se usa un motor con transductor de posición (p.e. MFE R4-160 PS), la señal de realimentación se suma con corrección de fase (R31, C3) a la señal a registrar. La ganancia del lazo se controla con P2, para buscar el mejor compromiso entre ancho de banda y estabilidad, dependiendo de las características del motor y plumilla utilizados.



## LISTA DE COMPONENTES: AMPLIFICADOR

RESISTENCIAS (5% 1/4W, \*=1%)

Valor en ohmios

R1 = 33 K  
 R2 = 33 K  
 R3 = 82  
 \* R4 = 56 K  
 \* R5 = 56 K  
 \* R6 = 56 K  
 \* R7 = 56 K  
 \* R8 = 56 K  
 \* R9 = 56 K  
 \* R10 = 56 K  
 \* R11 = 56 K  
 \* R12 = 16.4 K  
 \* R13 = 6.8 K  
 \* R14 = 6.8 K  
 \* R15 = 6.8 K  
 \* R16 = 6.8 K  
 \* R17 = 6.8 K  
 \* R18 = 6.8 K  
 \* R19 = 6.8 K  
 \* R20 = 6.8 K  
 \* R21 = 6.8 K  
 \* R22 = 2.2 K  
 \* R23 = 68 K  
 \* R24 = 10 K  
 \* R25 = 100 K  
 \* R26 = 100 K  
 \* R27 = 12 K  
 \* R28 = 36 K  
 \* R29 = 220 K  
 R30 = 10 K  
 R31 = 15 K  
 \* R32 = 47 K  
 \* R33 = 47 K  
 R34 = 24 K  
 R35 = 820  
 R36 = 820  
 R37 = 12 K  
 R38 = .62  
 R39 = .62  
 R40 = 12 K  
 R41 = 100 K  
  
 P1 = 100 K Ajust.  
 P2 = 200 K "

CONDENSADORES

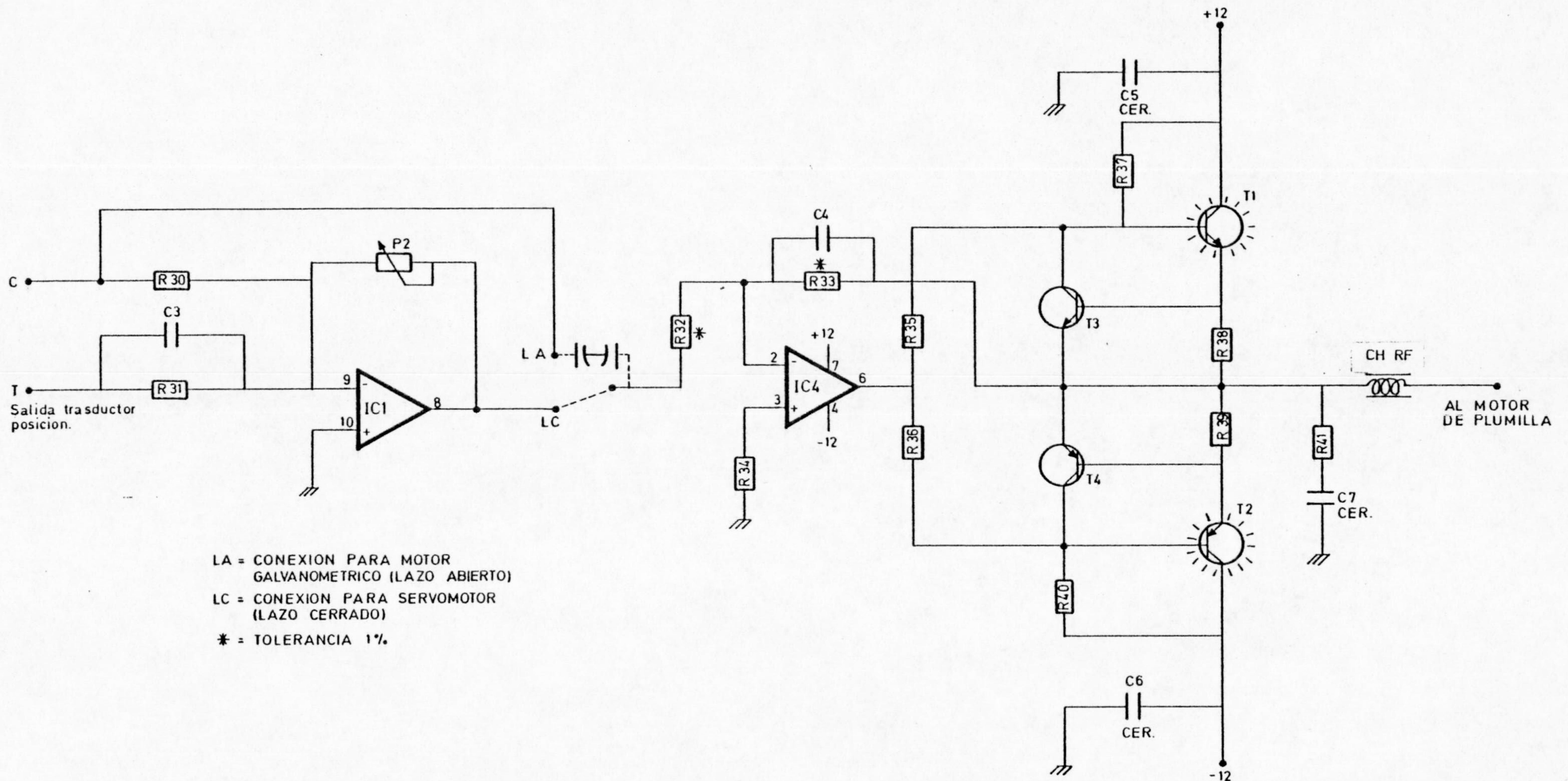
C1 = 10  $\mu$ F Tantaló  
 C2 = 10  $\mu$ F "  
 C3 = 22  $\mu$ F "  
 C4 = 3.3 nF Cerámico  
 C5 = 100 nF "  
 C6 = 100 nF "  
 C7 = 100  $\mu$ F Tantaló  
 C8 = 100  $\mu$ F "

SEMICONDUCTORES

D1 = Zener 5.6 V  
 D2 = " 5.6 V  
 T1 = 8D 135  
 T2 = 8D 136  
 T3 = 8C 547  
 T4 = 8C 557

IC1 = LF 347  
 IC2 = 4067  
 IC3 = TL 081  
 IC4 = TL 081





LA = CONEXION PARA MOTOR GALVANOMETRICO (LAZO ABIERTO)  
 LC = CONEXION PARA SERVOMOTOR (LAZO CERRADO)  
 \* = TOLERANCIA 1%.

4.13.- AMPLIFICADOR DEL MOTOR DE PLUMILLA. ETAPA DE POTENCIA.



La etapa de potencia propiamente dicha es una configuración "push-pull" en clase AB con limitación de corriente. La amplificación de corriente se realiza con dos "Darlington" en simetría complementaria.

Con una ganancia en tensión unidad en lazo cerrado, la linealidad está asegurada por la fuerte realimentación negativa.

Para mover la plumilla se ha usado un motor galvanométrico MFE R4-077 con un mecanismo de rectificación de la traza, para evitar la curvatura de ésta. Este mecanismo (Fig. 4.14), o al menos su geometría básica, es conocido ampliamente en esta aplicación. Si bien un movimiento estrictamente rectilíneo no es fácil de conseguir en la práctica, con las dimensiones utilizadas la desviación de la recta es de 0.1 mm. En cuanto a la deflexión, resulta proporcional a  $\sin \theta$ , ( $\theta$  es el ángulo de rotación del eje del motor).

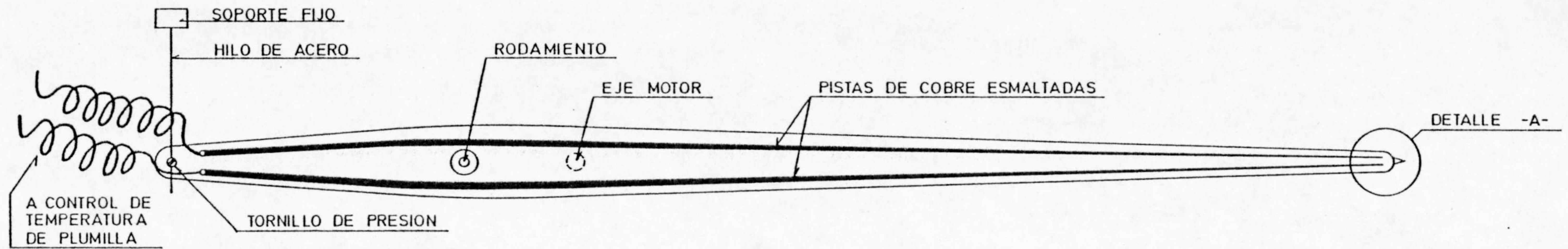
La corriente  $i$  es proporcional a  $\tan \theta$  en este tipo de motores, sin embargo, ya que están compensados internamente. Esto provoca una pequeña falta de linealidad menor de 1% FS) perfectamente admisible en registros de corto periodo o incluso intermedio (Wieland y Mitronovas, 1976). La utilización de un motor con corrección en seno hubiese sido preferible, pero no ha resultado posible conseguir ninguno.

Las plumillas fueron de tinta en una primera versión. Estaban construidas por G. Alonso en el Observatorio de Toledo en una lámina de aluminio con un capilar de acero.

Los problemas de continuidad del registro y de desgaste aconsejaron el cambio al registro sobre papel termosensible. Las plumillas se construyeron sobre una lámina de fibra de vidrio de las utilizadas para circuitos impresos, de un grueso de 1.0 mm. Dos pistas de cobre conducen la corriente de caldeo de la plumilla, constituida por un hilo de acero al cromo y conectada a presión en dos terminales soldados con estaño plateado al soporte.

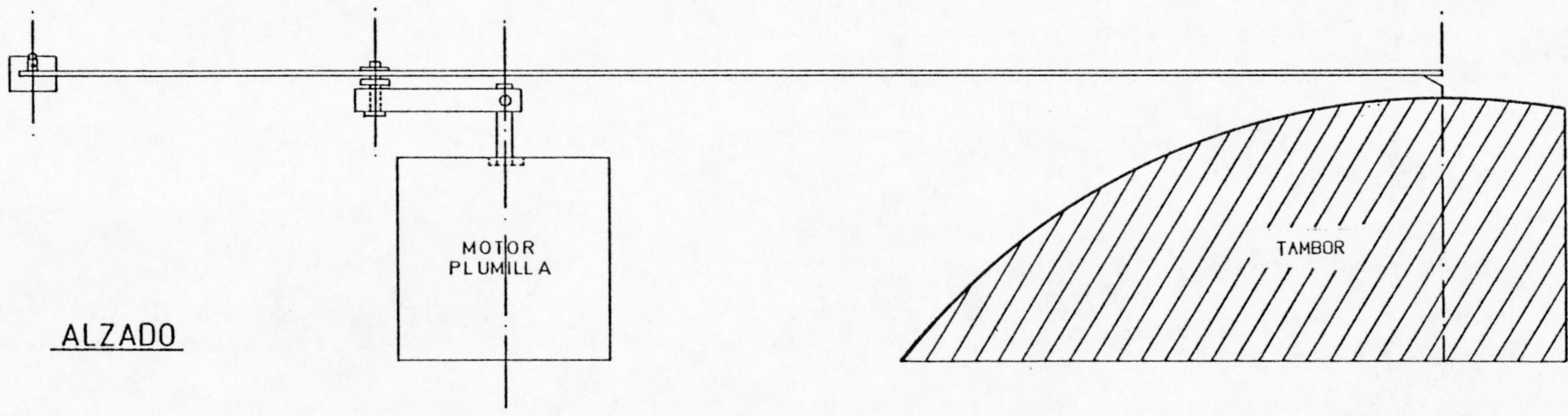
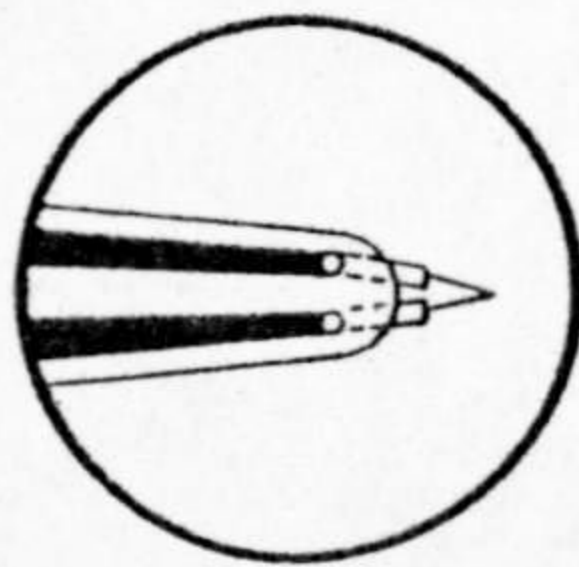
La resistencia de la plumilla es muy baja, del orden de 0.2 . Esto aconseja controlar su temperatura mediante un regulador PWM (modulado en anchura de pulso) y un transformador adaptador de impedancias, para conseguir un rendimiento aceptable.





PLANTA

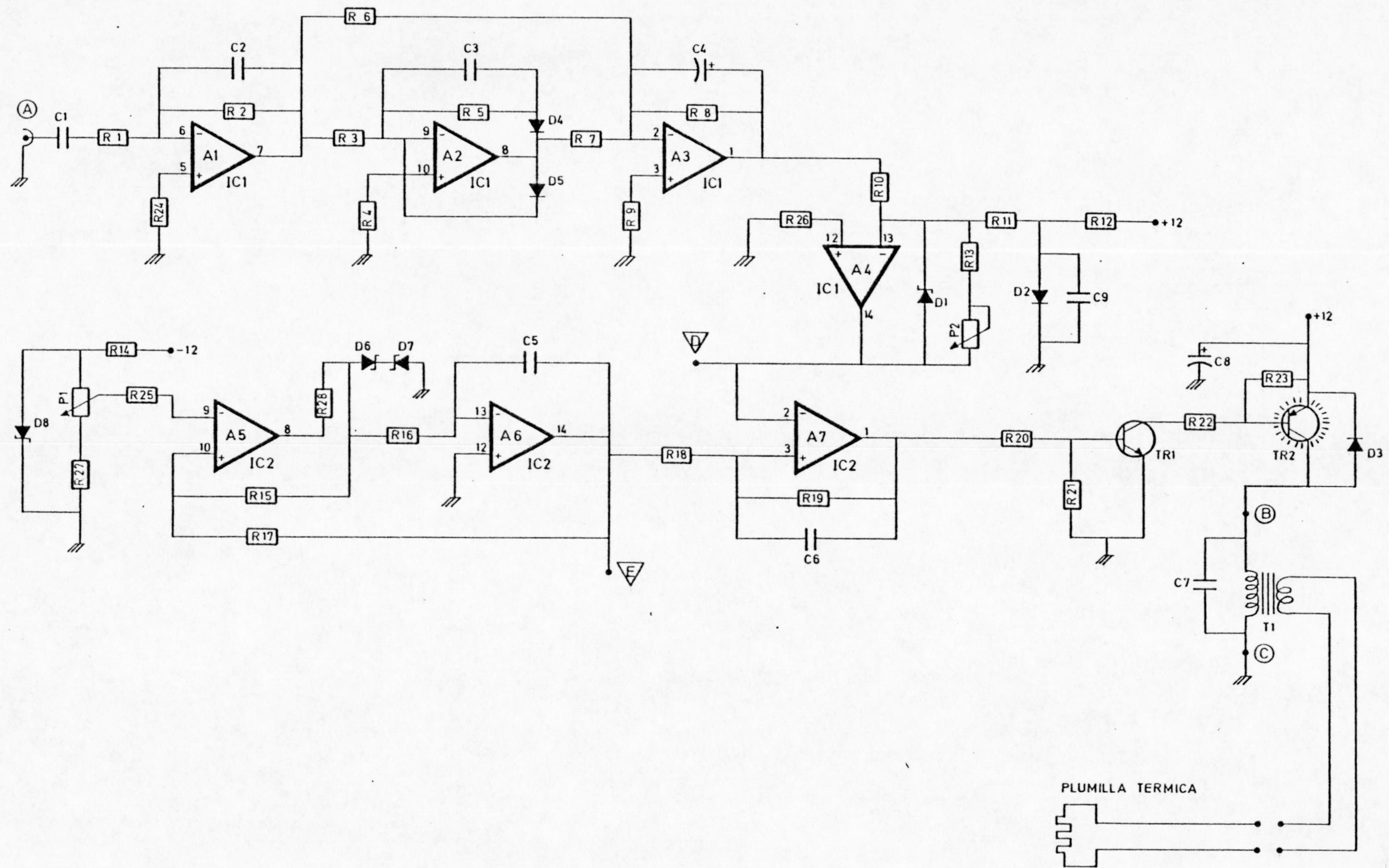
DETALLE -A-



ALZADO

4. 14. - MECANISMO DE PLUMILLA CON CORRECCION DE LINEALIDAD





4. 15. - CIRCUITO DE CONTROL DE TEMPERATURA DE LA PLUMILLA.



## LISTA DE COMPONENTES: P. W. M. (Regulador de temperatura de la plumilla)

RESISTENCIAS (5% 1/4W, \*=1%)

Valor en ohmios

R1 = 56 K  
 R2 = 560 K  
 \* R3 = 20 K  
 R4 = 15 K  
 \* R5 = 20 K  
 \* R6 = 200 K  
 \* R7 = 100 K  
 \* R8 = 200 K  
 R9 = 47 K  
 R10 = 10 K  
 R11 = 47 K  
 R12 = 4.7 K  
 R13 = 10 K  
 R14 = 820  
 R15 = 20 K  
 R16 = 10 K  
 R17 = 8.2 K  
 R18 = 560  
 R19 = 100 K  
 R20 = 1.5 K  
 R21 = 330  
 R22 = 150  
 R23 = 1.5 K  
 R24 = 47 K  
 R25 = 1 K  
 R26 = 4.7 K  
 R27 = 100  
 R28 = 470  
  
 P1 = 5 K  
 P2 = 100 K

CONDENSADORES

C1 = 100 nF Poliéster  
 C2 = 4.7 nF "  
 C3 = 33 pF Cerámico  
 C4 = 1 uF Tántalo  
 C5 = 1.2 nF Cerámico  
 C6 = 100 pF "  
 C7 = 10 nF Poliéster  
 C8 = 470 uF Electroli.  
 C9 = 100 nF Poliéster  
 C10 = 100 nF "  
 C11 = 100 nF "  
 C12 = 100 nF "  
 C13 = 100 nF "  
 C14 = 100 nF "  
 C15 = 100 nF "  
 C16 = 100 nF "

SEMICONDUCTORES

D1 = D8 = Zener 6.8 V  
 D2, D4, D5 = 1N 4148  
 D3 = 1N 4001, BY 127...  
 D6 = D7 = Zener 8.2 V  
  
 TR1 = 8C 182  
 TR2 = 8D 138  
  
 IC1 = LM 324  
 IC2 = LF 347

VARIOS

T1 = Transformador sobre núcleo  
 de ferrita en doble E u otra  
 forma cerrada.  
 Primario: 100 vueltas en  
 hilo de cobre esmaltado  $\varnothing=0.3\text{mm}$   
 Secundario: 7 vueltas hilo  
 de cobre esmaltado  $\varnothing=0.6\text{mm}$



Esta es una solución adoptada ya por otros autores (Muñoz et al 1980), que ha mostrado su eficacia en condiciones diversas.

El circuito utilizado como controlador es el de la figura 4.15.

La señal que se aplica al motor de plumilla se utiliza para controlar el flujo de calor de la plumilla al papel. Entra a través de  $C_1$  y  $R_1$ , que forman parte de un derivador hasta una frecuencia de unos 30 Hz. Con  $R_2$  y  $C_2$  se crea un polo adicional en la función de transferencia de este paso, de modo que se atenúen las frecuencias altas. La componente continua que pueda haber queda eliminada al derivar. Dicha función es

$$G(s) = - \frac{R_2 C_1 s}{(1 + R_1 C_1 s)(R_2 C_2 s + 1)}$$

Los amplificadores  $A_2$  y  $A_3$  con sus componentes asociados constituyen un rectificador de onda completa.

La señal derivada y rectificada se limita en amplitud después de sumarle una pequeña componente continua y de amplificarla en  $A_4$ . El potenciómetro  $P_2$  permite ajustar la constante de proporcionalidad (aproximada) entre la derivada de la señal (y por tanto la velocidad de la plumilla respecto del papel) y la corriente de caldeo de ésta.

Por otra parte  $A_5$ ,  $A_6$  y  $A_7$  constituyen un generador de forma de onda triangular y un comparador con histéresis, y juntos ambos forman un modulador de anchura de pulso (PWM). La salida controla un conmutador de transistores, que funcionan en saturación o en corte para aumentar su rendimiento, y conmutan el paso de corriente por el primario de un transformador de relación 100:7 con núcleo de ferrita. La utilización de este tipo de núcleo y de un tamaño reducido es posible porque la frecuencia de conmutación es alta (de unos 37 KHz).



Aunque el circuito comprende siete amplificadores operacionales, éstos están incluidos en sólo dos circuitos integrados de bajo costo.

Los registradores incorporan dos motores cada uno para el giro del tambor y el avance de la plumilla. Ambos son motores paso-a-paso y están controlados independientemente a partir de una frecuencia referencia de 3276.800 KHz generada a cuarzo.

El mismo circuito de potencia controla todos los registradores en paralelo.

El conjunto de la estación central se alimenta de tres baterías. Dos de ellas proporcionan la alimentación simétrica de los circuitos de señal y la tercera es la fuente de los controladores de motores de pasos. Cada una de las baterías se mantiene con un cargador automático FERVE F-808. modificado para eliminar el relé y sustituirlo por un conmutador de estado sólido progresivo.

La autonomía de la estación central en caso de corte de suministro eléctrico es de 15 a 20 horas, dependiendo del estado de carga de las baterías en ese momento ( los cargadores no las mantienen a plena carga constante, sino que siguen ciclos de carga y ligera descarga, para alargar su vida útil en lo posible).



LA RESPUESTA INSTRUMENTAL



## CALIBRACION

Entendemos por calibración de un sismógrafo la determinación de su función de transferencia, considerando como salida el registro y como entrada el movimiento del suelo respecto de su posición de "reposo".

La función de transferencia  $T$  se define como  $T(s) = \frac{R(s)}{X(s)}$

donde  $R(s)$  es la transformada Laplace de la traza (si el registro es visual, como es el caso), y  $X(s)$  es la transformada Laplace del movimiento del suelo.

Si se considera un movimiento armónico puro y admitimos que el sistema es lineal, causal e invariante en el tiempo, la respuesta será también armónica y de la misma frecuencia. En este sentido, también puede expresarse la función de transferencia como cociente de las amplitudes complejas de entrada y salida, que en general dependerán de la frecuencia. Puede probarse (p.e. Wylie, 1976) que basta sustituir  $s$  por  $j\omega$ , donde  $\omega$  es la frecuencia angular.

$$T(j\omega) = \frac{R(j\omega)}{X(j\omega)}$$

El módulo de  $T(j\omega)$  representa el cociente de amplitudes para cada frecuencia, y su fase, el desfase entre la salida y la entrada para esa frecuencia.

Cualquier función de entrada que pueda descomponerse en una suma de armónicos puros -es decir cualquiera que tenga transformada Fourier  $X(j\omega)$ - dará una salida con transformada  $R(j\omega)$

$$R(j\omega) = T(j\omega) \cdot X(j\omega)$$

Se llama función ponderatriz  $g(t)$  a la transformada inversa de  $T(j\omega)$  y puede probarse fácilmente que es la respuesta a una entrada impulso unitario de Dirac.



Si varios subsistemas acoplados en cascada de forma que la salida de uno es la entrada del siguiente no se ven afectados en sus funciones de transferencia por el acoplamiento, es claro que la función de transferencia total será el producto de los parciales

$$T(s) = T_1(s) \cdot T_2(s) \cdot \dots \cdot T_n(s)$$

Los sismógrafos de los que podría llamarse primera generación, de registro directo, buscaban obtener en lo posible una reproducción a escala del movimiento real del suelo, por lo cual se utilizaban suspensiones y masas tales que el periodo propio fuese lo mayor posible. La respuesta era asintóticamente plana para frecuencias superiores a la propia; y la amplificación tanto mayor cuanto menor fuese ésta (Galitzin, 1921).

El sismógrafo Galitzin, de registro galvanométrico ya tenía una respuesta típicamente de paso-banda, algo más compleja. Las constantes -periodos propios de péndulo y galvanómetro y sus amortiguamientos- se eligen de modo que simplifiquen la expresión de la curva de amplificación (Galitzin, 1921). Con todo, la falta de medios de cálculo imposibilitaba en la práctica la restitución del movimiento real del suelo excepto para trenes casi-sinusoidales.

Los modelos posteriores de sismógrafos con registro galvanométrico han de calibrarse en general considerando además otros parámetros, como el factor de acoplamiento péndulo-galvanómetro, la reacción del galvanómetro - que puede no resultar despreciable a pesar de la desproporción de masas (Willmore, 1960), la autoinducción de los bobinados, etc. Un estudio general de la respuesta de este tipo de instrumentos, con posible inclusión de filtros pasivos intercalados entre sismómetro y galvanómetro, puede verse en Chakarabarty y Choudhury (1964).

Los sistemas sismográficos con amplificación y filtrado electrónicos tienen en general respuestas bastante complejas. Sin embargo los acoplamientos entre cada dos bloques funcionales se hacen de modo que no afectan a su respuesta. Así, la respuesta total puede calcularse de manera simple en función de las parciales (p.e. Bakum y Dratler, 1976). Esto con la única excepción de la respuesta del geófono, ya que su amortiguamiento -y eventualmete la corrección por la autoinducción de su bobina- depende de la impedancia de entrada del preamplificador al cual se acopla.



Esto permite un control de la respuesta para adaptarla fácilmente a las características deseables.

#### TIPO DE RESPUESTA ADECUADA PARA EQUIPOS DE MICROSISMICIDAD.-

El contenido espectral de las formas de onda producidas por terremotos varía con la magnitud; desde 200-1000 Hz para microfracturas muy locales (Armstrong, 1969) a periodos de 50 minutos o más para los modos normales de oscilación generados por grandes terremotos. Dentro de este amplio espectro, los que se registran en una típica red para microterremotos muestran un contenido espectral predominante entre 1 y 20 Hz. (Lee y Stewart, 1981).

Varios compromisos impiden la elección arbitraria de un sistema de banda ancha -especialmente teniendo en cuenta que el margen dinámico es siempre limitado, sobre todo en un sistema de registro visual-. En el extremo de las bajas frecuencias (digamos  $f < 1$  Hz), el ruido microsísmico enmascara la señal e incluso puede llegar a hacer en ciertas épocas del invierno un sismograma completamente ilegible (Willmore y Kárnik, 1970; Berckhemer, 1970; Kulhánek y Bâth, 1972). En el lado de las altas frecuencias (p.e.  $f > 50$  Hz), se necesitan mayores velocidades de registro y anchos de banda para los canales de telemetría. Además la absorción inelástica -dependiente de la frecuencia- limita el registro de sucesos con altas frecuencias a los muy locales. Por otra parte el ruido cultural de alta frecuencia y el viento contaminan la señal sísmica. Todos estos factores se manifiestan en contra de un sistema de banda ancha para estudios de rutina de microterremotos (Lee y Stewart, 1981), sin que esto obste para que tales equipos sean adecuados en ciertos trabajos específicos (Tucker y Brune, 1973; Boatwright, 1978; Ito, 1985).

Una aproximación directa a la cuestión de cual es el espectro de la señal que puede esperarse es la propuesta por Eaton (1977) para la red del U.S. Geological Survey (U.S.G.S.) en California. Eaton se basa en el modelo de Brune (1970) de fuente sísmica; esto es una dislocación que consiste en un pulso de esfuerzo tangencial aplicado igualmente pero en sentidos opuestos a las dos superficies internas de una falla.



En este modelo, el espectro de campo lejano de desplazamiento debido a ondas de cizalla es constante con un nivel ( $\Omega_0$ ) hasta una "frecuencia esquina"  $f_0$  a partir de la cual cae como  $1/f^2$  (Eaton, 1977, supone una relajación de esfuerzos total).

En estas condiciones, llamando  $M_0$  al momento sísmico escalar,  $\Delta \sigma$  a la caída de esfuerzos,  $\rho$  a la densidad y  $\beta$  a la velocidad de las ondas de cizalla, se verifican las siguientes relaciones (Thatcher y Hanks, 1973)

$$M_0 = 4 \pi \rho \beta^3 \Omega_0 R / 0.85$$

$$\Delta \sigma = 106 \rho R \Omega_0 f_0^3 / 0.85$$

si se admite una relación entre el momento sísmico  $M_0$  y la magnitud local tal como

$$M_0 = 16.0 + 1.5 M_L$$

$M_0$  en dinas  $\times$  cm. (Thatcher y Hanks, 1973; Hanks y Kanamori, 1979),

De estas relaciones se obtienen

$$\log f_0 = 2.1 - 0.5 M_L$$

$$\log \Omega_0 = 1.5 M_L - \log R - 2.12$$

para lo cual se utiliza una relajación de esfuerzos media de  $5 \text{ bar} = 5 \cdot 10^6 \text{ dina} \cdot \text{cm}^{-2}$  — una suposición razonable (Eaton, 1977) a falta de medidas en la zona. La influencia de este parámetro en la frecuencia esquina  $f_0$  es muy débil, por otra parte-, la densidad  $\rho = 2.7 \text{ g} \times \text{cm}^{-3}$  y la velocidad de ondas S,  $\beta = 3.2 \cdot 10^5 \text{ cm} \cdot \text{s}^{-1}$ .

Eaton no considera la atenuación inelástica, aunque calcula los espectros teóricos del movimiento del suelo a  $R=100 \text{ Km}$  de la fuente sísmica.



Si incluimos este efecto, la amplitud espectral vendrá dada (p.e. Johnson y McEvelly, 1974), por

$$X(f) = \Omega_0 \left[ 1 + \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \right]^{1/2} \exp(-\pi f t^*)$$

Aquí se ha considerado un decaimiento a partir de la frecuencia esquina  $f_0$  como  $\omega^{-2}$  (Brune, 1970).

El término exponencial da cuenta de la atenuación por anelasticidad del medio, donde  $t^*$  es el tiempo de viaje de la onda S dividido por el coeficiente de atenuación anelástica  $Q$ .

Este coeficiente depende en general de la frecuencia  $f$  de la forma

$$Q = Q_0 \cdot f^\eta$$

(Herrmann, 1980; Mitchell, 1981)

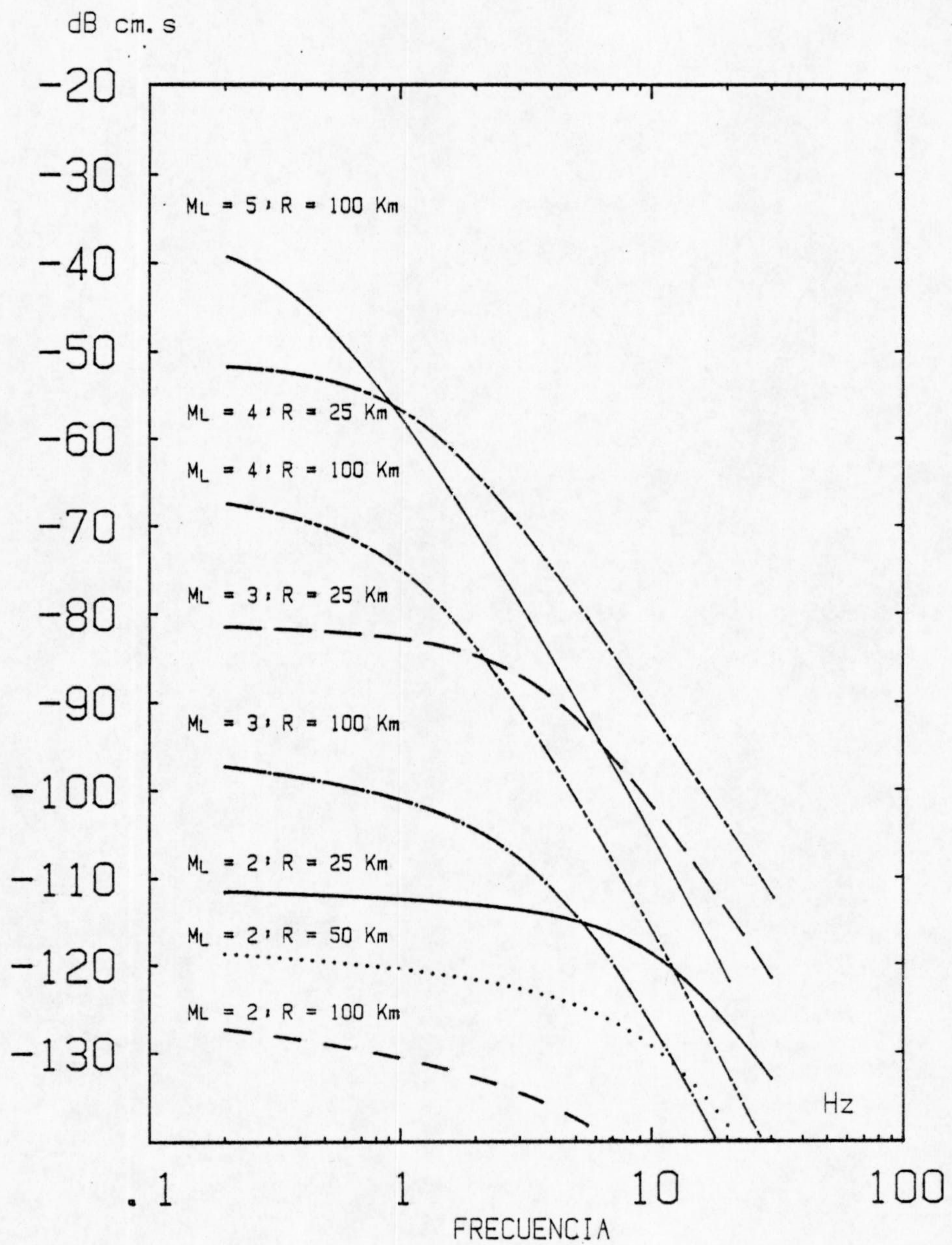
con  $Q_0$ , el coeficiente de atenuación para  $f = 1$  Hz. Para la zona cubierta por la Red Sísmica de la Universidad de Granada, valores estimativos de estos parámetros han sido obtenidos por Carsi (1986) a través de ondas coda, resultando

$$Q_0 = 103 ; \quad \eta = 0.69.$$

Estos mismos parámetros deben ser válidos para ondas de cizalla en general y para la  $S_g$  en particular (Aki y Chouet, 1975; Phillips y Aki, 1986).

Así se han obtenido las curvas de la figura 6-1, que representan los espectros esperados del desplazamiento del suelo a diferentes distancias de la fuente y para varias magnitudes locales.





6.1.- ESPECTROS ESPERADOS DE DESPLAZAMIENTO DEL SUELO DE LA FASE Sg,  
 PARA LA REGION BETICA (  $Q_0 = 103$  ,  $n = 0.69$  ,  $\Delta\sigma = 5$  bar )



Es de notar que, aparte del caracter estimativo del modelo, no se consideran efectos locales en cada estación particular, los cuales pueden cambiar el nivel según Phillips y Aki (1986) en una relación de 1 a 20 dependiendo de la estructura geológica bajo la estación y cercana a ella. Las estaciones de la RSUG están todas situadas en basamentos rocosos bien consolidados y de antigüedad parecida, por lo que estos efectos locales no presentan dispersión considerable. No obstante, siquiera de un modo cualitativo, volveremos sobre la cuestión de la respuesta local al comentar cada emplazamiento.

Si se aplica a estos espectros esperados del movimiento del suelo (fig. 6-1) la respuesta instrumental, obtendremos el espectro estimativo de la señal registrada.

Admitiremos para este fin una respuesta instrumental aproximada, de la forma

$$T(s) = \frac{K s^5}{\prod_{l=1}^5 \left( \frac{s^2}{\omega_l^2} + 2 \zeta_l \frac{s}{\omega_l} + 1 \right)}, \quad \omega_l \equiv 2\pi f_l$$

(Esta expresión quedará justificada más adelante).

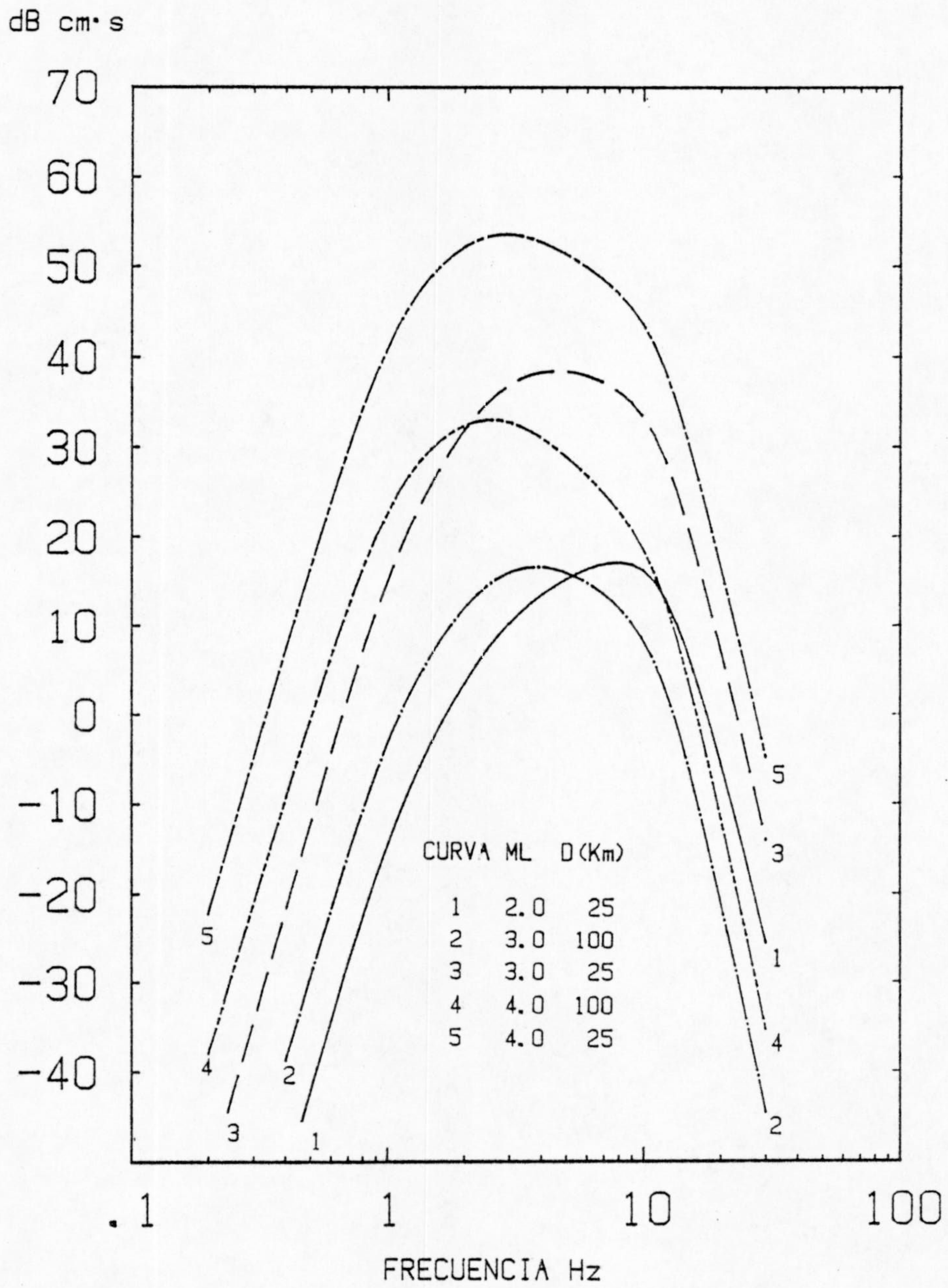
Los parámetros que intervienen en esta función están relacionados con cada bloque funcional. Los valores adecuados para el actual modo de operación son los siguientes:

K = 9.55	
f1 = 1Hz	$\zeta_1 = 0.59$
f2 = 30Hz	$\zeta_2 = 0.72$
f3 = 10Hz	$\zeta_3 = 0.72$
f4 = 2.5Hz	$\zeta_4 = 0.72$
f5 = 12Hz	$\zeta_5 = 0.4$

Multiplicando el módulo de esta función de transferencia por los espectros esperados del movimiento del suelo (fig. 6-1), obtenemos las de la figura 6-2, que nos dan una idea estimativa de los espectros de la señal registrada para diversas magnitudes y distancias epicentrales.

Una primera observación que se evidencia en la figura es la dependencia de la frecuencia dominante observada con la magnitud hasta cierta ML, a partir de la cual la forma se conserva.





6.2. - ESPECTROS ESPERADOS DE LA TRAZA REGISTRADA  
PARA LA FASE Sg.



Otra cuestión de interés es, si se compara con la fig. 6.1, la "compresión" de la dinámica de las señales que se espera registrar, por efecto de la respuesta instrumental. La causa es que se han reforzado las frecuencias más altas relativamente a las bajas, en las cuales las señales de terremotos de mayor magnitud son más ricas. Así, estos quedan relativamente más atenuados que los microterremotos, aunque sus amplitudes espectrales son claramente suficientes en toda la banda para destacar sobre el ruido.

En la práctica, el nivel de saturación del registro visual se alcanza con un terremoto de magnitud  $ML \approx 3.1$  a 25 Km o como uno de 3.6 a 50 Km. El registro visual no tiene un margen dinámico amplio, por lo cual es necesario admitir la saturación en estas condiciones para poder distinguir pequeños eventos de  $ML \leq 2$ .

La frecuencia de transición del filtro de paso-alta a 2.6 Hz, con la que la Red opera actualmente, permite filtrar en gran medida el microsismo barométrico.

## LAS TECNICAS DE CALIBRACION

La respuesta nominal de un sistema es la que puede derivarse de los parámetros de diseño o de los valores típicos de ellos en una serie. Esta aproximación es tanto mejor cuanto más bajas son las tolerancias de los valores característicos de los componentes empleados y cuanto más realista es el modelo que se utiliza para describir el sistema.

La respuesta instrumental de los equipos descritos queda determinada por las características del sensor, algunas referencias de tensión integradas y, sobre todo, por un conjunto de resistencias y capacidades en todo el sistema. Todos los componentes pasivos que intervienen críticamente en la respuesta han sido seleccionados dentro de una tolerancia menor del 1%. De ellos, las resistencias son de película metálica y los condensadores son de dieléctrico de policarbonato, poliéster o styroflex, según los casos, para obtener buena estabilidad y bajas fugas.





Con todo, el geófono y las unidades electrónicas y electromecánicas, como el servomotor de plumilla (o los galvanómetros en sistemas fotográficos) varían sus características con el tiempo y de unas unidades a otras. Estas razones aconsejan la calibración individual de cada sistema sismográfico, a ser posible periódicamente.

Esta operación, consistente en la obtención de la respuesta en frecuencia del sistema, puede abordarse desde dos puntos de vista esencialmente:

- a) Calibración analítica.
- b) Calibración empírica.

Las técnicas de calibración analítica o paramétrica se basan en la formulación de un modelo adecuado para el sistema y la medida de los parámetros que lo caracterizan. En los sistemas modernos electrónicos, los modelos se ajustan sin dificultad a los sistemas reales y los parámetros pueden medirse por separado en general.

Para referirnos sólo a trabajos relativamente recientes, Eaton y Byerly (1957) proponen técnicas de medida de las constantes del sismógrafo Sprengnether de corto periodo; Bogert (1961) utiliza la clásica técnica de la "pesita" para determinar las de un Benioff de corto periodo con amplificador de fototubo, junto con métodos empíricos que usan de mesa vibratoria; Morencos (1966) aplica la teoría del sismógrafo a los Hiller-Stuttgart (utilizados en los Observatorios de la Red Sísmica Nacional), con tablas de amplificación; Mitchell (1969) mide los parámetros con precisión mejor que 1% aplicando un ajuste por mínimos cuadrados al pulso de calibración (esta técnica es en parte empírica, en realidad); Donato (1971) describe el circuito equivalente de un sismógrafo Willmore para medir los parámetros con un puente de impedancias; Mitronovas y Wieland (1975) describen varias técnicas de medida que permiten determinar con precisión la respuesta en fase de sismógrafos de largo periodo (lo cual es esencial para estudios de dispersión, p.e.); Asten (1977) propone la medida de las constantes a partir de la respuesta a un escalón- en -aceleración simulado, con ayuda del circuito equivalente del sismómetro.



Mac Arthur (1985) utiliza el método de Asten (1977) modificado para la medida de la transductancia del geófono y describe una mesa vibratoria "portátil" y un dispositivo de medida empírica de la respuesta, con ayuda de un analizador de espectro.

Todas estas técnicas paramétricas tienen en común el suponer una forma determinada para la función de transferencia.

Las técnicas puramente empíricas sólo hacen la suposición más general sobre el sistema de que éste es causal, lineal e invariante en el tiempo (o razonablemente invariante en el tiempo que dura la calibración).

Supuesto esto, un procedimiento evidente de calibración empírica es someter el sismómetro a vibraciones armónicas de diferentes frecuencias y amplitudes conocidas (en una mesa vibratoria) y registrar las correspondientes salidas. Esto permite conocer la amplitud y la fase de la función de transferencia a tales frecuencias. Las mesas vibratorias son caras; los tipos más comunes pueden inducir campos magnéticos parásitos sobre los elementos sensores del geófono (Donato, 1971) y además el procedimiento requiere trasladar el sensor de su emplazamiento de operación (en sensores de corto periodo tipo Willmore esto no representa problema, pero puede resultar poco conveniente para otros tipos y desde luego para sensores de largo periodo).

Una alternativa interesante es la propuesta por (Murphy et al., 1954), consistente en excitar la masa del sismómetro con una fuerza sinusoidal conocida a través de una bobina auxiliar. De este modo, si se conoce la masa (o el momento de inercia y el par aplicado en el caso de sismómetros con eje de giro), la excitación será equivalente a todos los efectos a una aceleración del suelo proporcional a la excitación. El uso de bobinas auxiliares de calibración coaxiales en sismógrafos tipo Willmore es, como veremos, muy conflictivo.



Willmore (1959) usa un puente de impedancias equilibrado para inyectar señales de calibración en la bobina principal del geófono y medir entonces la respuesta por un método de sustitución; la operación de equilibrar el puente es bastante crítica, y requiere el bloqueo de la masa del geófono en su posición de equilibrio. El bloqueo en un extremo de su carrera puede conducir a medidas de la autoinducción muy desviadas y, consecuentemente, a una calibración errónea (Asten, 1977). Karras y Nurmiä (1960) desarrollan un método de excitación por armónicos a través de bobina auxiliar y lo aplican a varios tipos de instrumentos; el procedimiento es similar al de Murphy et al. (1954), con la excepción de que Karras y Nurmiä disponen de un generador sinusoidal electrónico, frente al electromecánico construido por Murphy.

Espinosa, Sutton y Miller (1962, 1965) ponen a punto un método que permite calibraciones de rutina a partir de pulsos o escalones -en- aceleración aplicados a sismómetros de largo periodo de un puente de impedancias de Maxwell: (en el caso de equipos de largo periodo la autoinducción suele ser irrelevante en la respuesta y el puente es simplemente de resistencias). El método es completamente empírico, ya que supone comparar los puntos reales con los obtenidos teóricamente con un determinado juego de parámetros, que no tienen por qué coincidir con los del sistema, pero producen el mismo pulso de calibración, y por tanto la misma respuesta. Como alternativa, proponen el uso de la transformada Fourier del pulso de calibración.

Rueg y Souriau (1970) no obtienen la respuesta en realidad, sino el filtro inverso óptimo de Wiener para restituir el movimiento real del suelo. Su idea es buscar un filtro que, tomando como entrada el pulso de calibración obtenido produzca por convolución la función de entrada (un impulso unitario). Aunque en general este problema no tiene solución exacta, puede encontrarse un filtro no recursivo que se aproxime a la solución en el sentido de los mínimos cuadrados (p.e. Robinson et al., 1983).

Bolduc, Ellis y Russell (1972) describen un método del cálculo de la respuesta en fase de un sistema a partir de la respuesta en amplitud, haciendo uso de la transformada de Hilbert de ésta. Berg y Chesley (1976) sugieren sumar en fase tantos pulsos de calibración como sean necesarios, con el fin de mejorar la relación señal/ruido. La determinación precisa del comienzo de cada pulso se consigue por correlación cruzada. Una vez promediados los pulsos, se calcula su transformada Fourier.



Bakum y Dratler (1976) aplican quizá por primera vez la técnica de los transitorios y consiguiente análisis de Fourier a estaciones telemétricas (las de California Central), a través de lo que llaman "automatic daily calibration unit (ADCU)", un dispositivo que diariamente proporciona los pulsos de calibración a la estación de campo.

La función de transferencia la obtienen en dos partes: para las bajas frecuencias toman una ventana de tiempo más larga (para tener resolución suficiente), mientras que para las altas frecuencias -en que la relación señal/ruido disminuye- analizan la derivada del pulso de calibración en una ventana más corta.

Luh (1977) propone un esquema de calibración a partir de la respuesta en fase  $\phi$  (que él propone obtener como Bolduc, Ellis y Russell (1972) por transformada de Hilbert de la respuesta en amplitud), analizando los polos de la función  $\tan \phi$ , puntos donde la fase se hace  $0, \pi, 2\pi, \dots$ . El método sólo requiere un conocimiento previo de la forma general de la función de transferencia, concretamente las pendientes de las asíntotas de baja y de alta frecuencia de la respuesta en amplitud representada en gráfico doble-logarítmico. El procedimiento no es completo si la función de transferencia tiene algún cero para frecuencia no-nula.

Para sistemas de alto margen dinámico, todos estos métodos resultan insuficientes, ya que la densidad espectral de un escalón -en- aceleración decae con la frecuencia y los pulsos pueden saturar el sistema si tienen suficiente amplitud para obtener una buena relación señal/ruido en toda la banda. Por estas razones Berger et al. (1979) utilizan como función de entrada para la calibración una secuencia binaria pseudoaleatoria (RB). Esta señal es fácil de generar y su densidad espectral es constante hasta una cierta frecuencia esquina proporcional a la frecuencia de reloj. El método es aplicable especialmente a equipos de registro digital, sobre todo si son realimentados. De hecho Berger et al. lo utilizan para los SRO (Seismic Research Observatory) (Peterson et al. 1976) y los IDA (International Deployment Accelerograph) (Agnew et al., 1976). Este tipo de señales de calibración permiten, de hecho obtener una calibración tan poco ruidosa como se desee, con tal de usar una secuencia suficientemente larga. Berger et al. (1979) se basan en el teorema de Wiener-Lee (p.e. Lee, 1967) de la correlación cruzada entrada-salida. El método es potente, en el sentido de que para una duración determinada de señal de calibración es con una RB con la que se consigue la máxima información sobre el sistema en presencia de ruido (Mac Williams y Sloane, 1976).



MacArthur (1985) aplica estas mismas señales pseudoaleatorias o ruido blanco en general (a una mesa vibratoria "portátil") y se sirve de un analizador de espectro de uso general para obtener la razón entre el espectro cruzado entrada-salida y el espectro de potencia de la entrada y, por, tanto, la función de transferencia.

Junto a estos autores, que no suponen nada o casi nada sobre la forma de la función de transferencia, varios han descrito técnicas semiempíricas de cálculo, utilizando un modelo paramétrico para dicha función y ajustando por mínimos cuadrados. Tal es el caso de Mitchell y Landisman (1969), que calculan la transformada Fourier inversa de la función de transferencia en cada iteración para hacer mínima la diferencia RMS con el pulso real de calibración de una estación de largo periodo WWSSN. Jarosh y Curtis (1973) modifican el programa de Mitchell y Landisman (1969) para que acepte la forma explícita en el dominio del tiempo de un pulso de calibración de un sistema sismómetro-galvanómetro, sin considerar el factor de acoplamiento.

Mitronovas (1976) propone incluir en la inversión de los parámetros el tiempo origen del pulso de calibración de entrada, o mejor aún registrar este tiempo, con lo que mejora la exactitud de la calibración en fase. Gershanik y Gershanik (1981) abundan en el mismo método, incluyendo la posibilidad de restricciones en la inversión por mínimos cuadrados, ya que algunas de las constantes pueden medirse separadamente.

Tobyáš (1982) realiza el ajuste sobre la curva de respuesta empírica obtenida por excitación con armónicos del sismómetro y el galvanómetro por separado, mostrando que la estimación de los parámetros así obtenida es como un orden de magnitud más precisa que la correspondiente a un ajuste de un transitorio en el dominio del tiempo.



Rasson y De Meyer (1983) aplican un ajuste en el dominio del tiempo, sobre un promedio de numerosos pulsos de calibración reales, calculando en cada iteración la transformada inversa de Laplace de la función de transferencia de prueba a partir de sus polos. Usan este método para calibrar un sistema de largo periodo compuesto por sismómetro, amplificador y filtro de cuarto orden. (Los autores citados anteriormente calibran en todos los casos instrumentos de registro galvanométrico de la WWSSN de largo periodo).

En cuanto a instrumentos de tipo electrónico para registro de microterremotos, existen pocas referencias acerca de técnicas de calibración empleadas -en muchos casos porque no se ha empleado ninguna-.

La calibración teórica o "nominal" de uno de estos sistemas se describe en Stewart y O'Neill (1980), basada en la construcción del producto de las funciones de transferencia de cada elemento del sistema. Bakun y Dratler, (1976) calcularon la respuesta empírica por la transformada Fourier de un pulso de calibración. Healy y O'Neill (1977) escribieron un programa de ajuste por mínimos cuadrados del pulso de calibración, como complemento del método general de obtención de la curva de respuesta por comparación con curvas teóricas en forma de ábaco para cada parte del sistema. El ajuste por mínimos cuadrados fue, sin embargo, abandonado por los autores tras esta única prueba (Mary O'Neill, 1986 -comunicación personal-).

Aplicaremos en primer lugar, las técnicas paramétricas de descripción del sistema. Con referencia a los esquemas de bloques (fig. 3.1 y 4.1), analizaremos la respuesta de cada unidad funcional. Más adelante se discutirán los métodos de medida de los parámetros de algunas de estas unidades, concretamente requieren técnicas específicas el geófono y el servomotor de plumilla.

#### MODELO PARAMETRICO DE LA RESPUESTA INSTRUMENTAL

Los sensores utilizados son Kinematic Ranger SS-1 o Mark L4-C, ambos de periodo propio nominal  $T_0 = 1s$ .



La respuesta es, como se vió,

$$A_1(s) \equiv \frac{R_e \cdot I(s)}{X(s)} = \frac{G \cdot R_e s^3}{(Ls + R)(s^2 + 2\zeta_0 \omega_0 s + \omega_0^2) + \frac{G^2 s}{M}}$$

con  $R = R_c + R_e$ ,

$R$  = resistencia total del circuito de la bobina

$R_c$  = resistencia de la bobina

$R_e$  = resistencia externa

$L$  = autoinducción de la bobina

$\omega_0$  = frecuencia angular propia del geófono

$G$  = constante de generador (transductancia)

$M$  = masa equivalente suspendida

$\zeta_0$  = Coef. de amortiguamiento mecánico

Este modelo es razonablemente válido para estos geófonos en un margen hasta unos 100 Hz o algo más. A partir de dichas frecuencias, aparecen resonancias parásitas (p.e. modos propios del muelle y de los flejes), influencia de la capacidad de la bobina -a frecuencias más altas-, etc., efectos que complican considerablemente la respuesta.

El denominador de la función de transferencia  $A_0(s)$  queda como un polinomio en  $s$  de tercer orden, que puede expresarse como

$$(s + \omega_1)(s + 2\zeta'_0 \omega'_0 s + \omega_0'^2)$$

Así, pues, además de introducir un polo de primer orden adicional, el efecto de la autoinducción es variar ligeramente la frecuencia propia aparente y el amortiguamiento del geófono.

Como ejemplo, para un Ranger con amortiguamiento mecánico y eléctrico, sin considerar autoinducción, de

$$\zeta = .6072 \quad \text{y} \quad T_0 = 1s$$



el efecto de considerar la autoinducción (de aproximadamente 8 H) es hacer

$$\zeta' = .6085 \text{ (cambia un } 0,2 \%)$$

$$T_o' = 1.0023 \text{ (cambia un } 0.2 \%)$$

además de crear un polo de primer orden a  $f_1 = 233.8 \text{ Hz}$

Este polo simple no interviene apreciablemente en la respuesta de amplitud en la banda de nuestro interés, pero su contribución al desfase sí es apreciable (unos  $9^\circ$  a 30 Hz). En la figura 6.3 se ha representado la respuesta del geófono sin considerar la autoinducción y considerándola.

#### PREAMPLIFICADOR

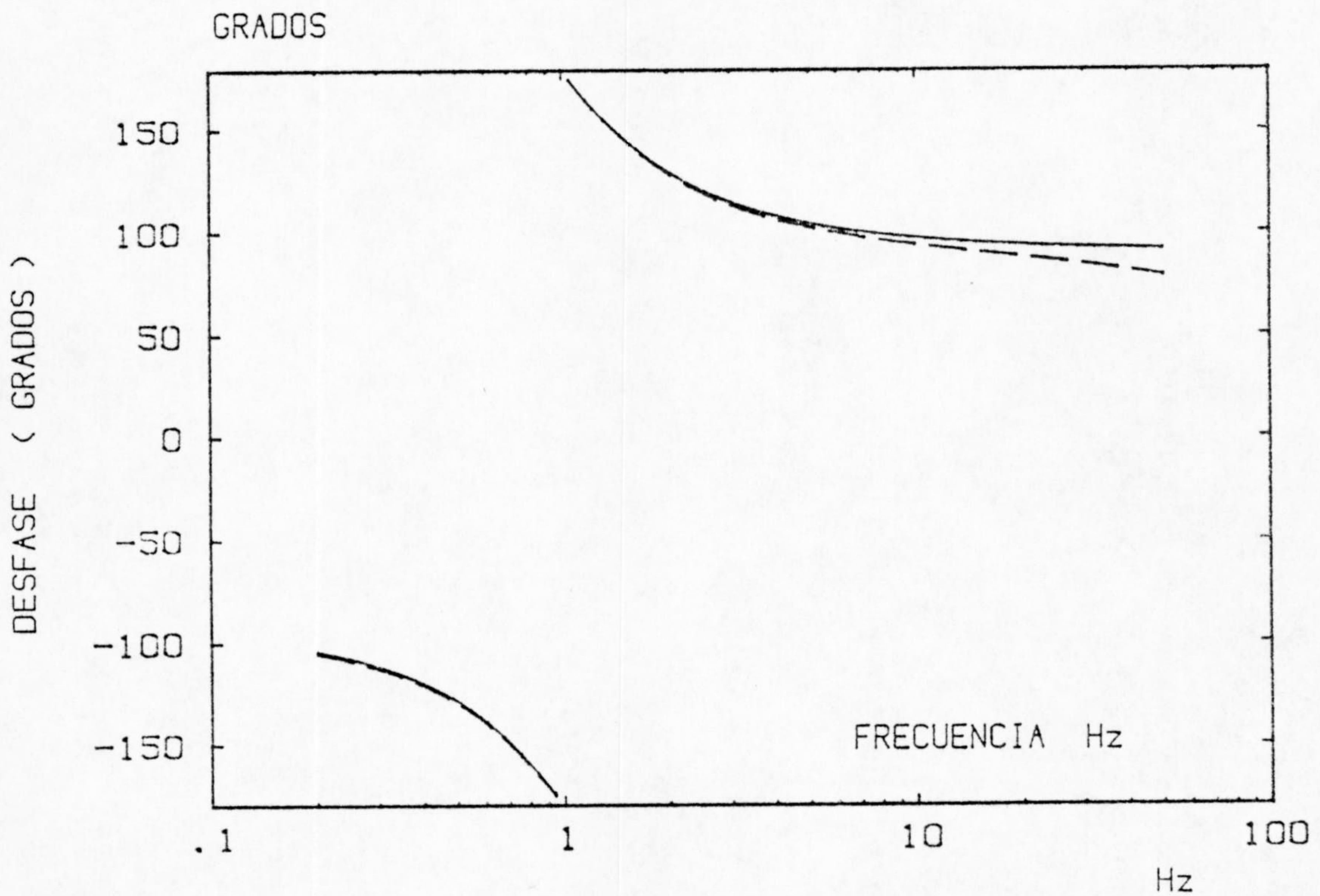
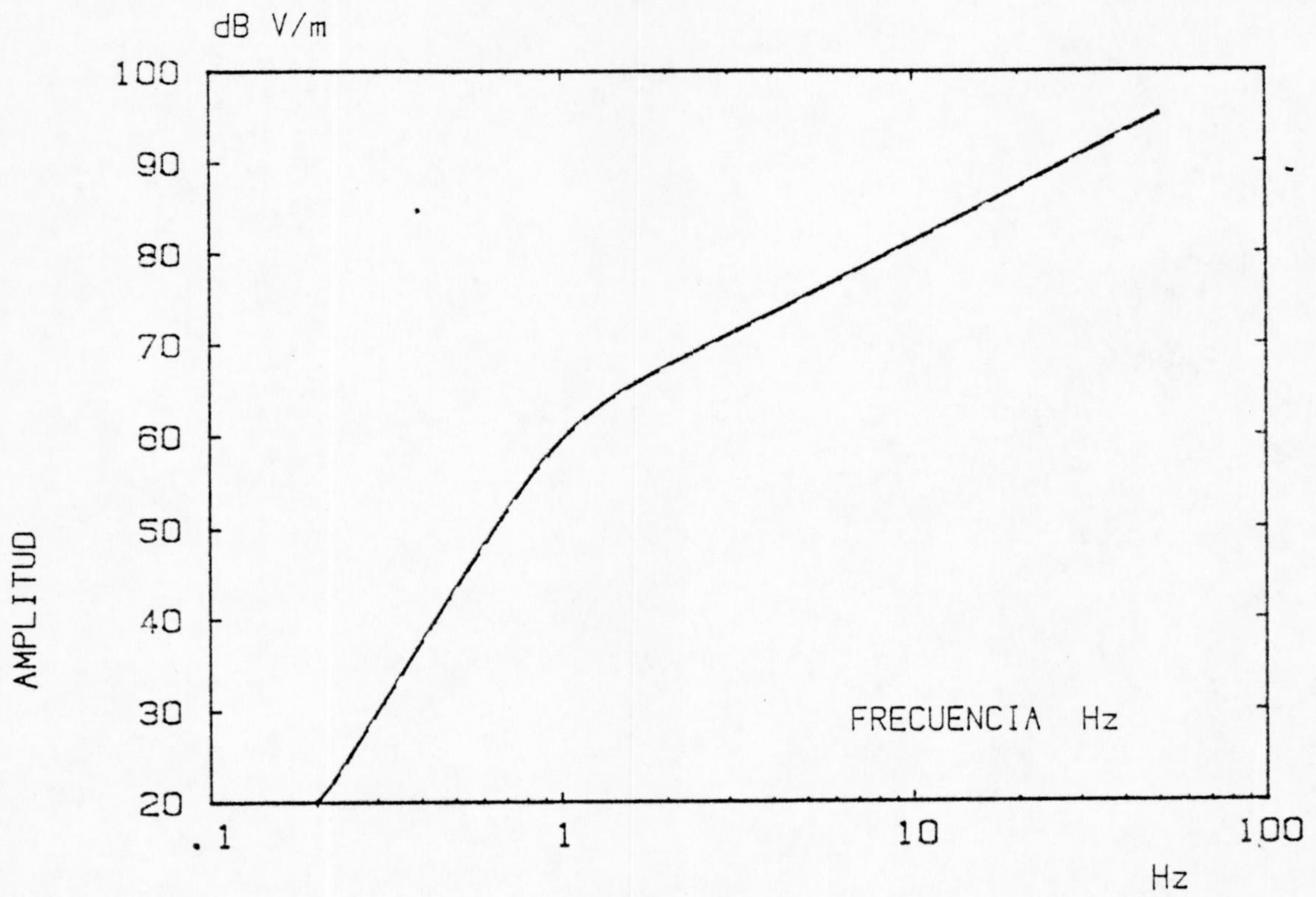
Su respuesta es plana hasta la frecuencia esquina impuesta por el filtro paso-bajo en torno a A3. Esto es, tiene un polo doble complejo con frecuencia de transición  $f_2 = 30 \text{ Hz}$  y amortiguamiento  $\zeta_2 = 0.72$ .

$$A_2(s) = \frac{K_2}{\frac{s^2}{\omega_2^2} + 2\zeta_2 \frac{s}{\omega_2} + 1}$$

La constante  $K_2$  depende de la amplificación seleccionada, según la tabla III-1.

En el ajuste actual, el valor nominal de esta constante (posición 7 del selector) es  $K_2 = 2125$ , sin incluir la ganancia estática del filtro.





6.3. - RESPUESTA TIPICA DEL GEOFONO A DESPLAZAMIENTOS.  
 TRAZA CONTINUA: SIN CONSIDERAR AUTOINDUCCION.  
 TRAZA DISCONINUA: CONSIDERANDOLA.



## OSCILADOR CONTROLADO POR TENSION (VCO)

Su respuesta es plana en la banda de interés, si bien hay que considerar que forma un bloque físico con el preamplificador que le antecede en el camino de la señal, por lo cual ésta ya le llega filtrada. Incluyendo la ganancia estática de dicho filtro, la sensibilidad del VCO es  $A_3(s) = K_3 = 40 \text{ Hz/V}$ .

## DISCRIMINADOR (FVC)

Aporta un factor estático de  $K_4 = 0.01 \text{ V/Hz}$  ( $\pm 2 \text{ V}$  para  $\pm 200 \text{ Hz}$ ). Además incluye un filtro de Butterworth de tercer orden paso-baja con frecuencia de transición  $f_4 = 87.5 \text{ Hz}$ .

Su respuesta es, pues,

$$A_4(s) = \frac{10^{-2} \text{ V/Hz}}{\left(\frac{s}{\omega_4} + 1\right) \left(\frac{s^2}{\omega_4^2} + \frac{s}{\omega_4} + 1\right)}, \quad f_4 = 87.5$$

Hasta este punto llega la respuesta de la salida MONITOR. Es decir

$$A_{\text{MON}} = A_1(s) \cdot A_2(s) \cdot A_3(s) \cdot A_4(s)$$

Las contribuciones que siguen son solamente aplicables al registrador de tambor, que incluye batería de filtros, amplificador de servomotor y mecanismo de plumilla.



## LOS FILTROS

Operan hasta tres de ellos en cascada. Cada uno de ellos puede configurarse como paso-baja (LP), paso-banda (BP), paso-alta (HP) o rechazo de banda (BR).

Las respectivas respuestas son (fig. 6.4 b y c)

$$A_{LP}(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_i^2} + 2\delta \frac{s}{\omega_i} + 1},$$

$$A_{BP}(s) = \frac{s/\omega_i}{\frac{s^2}{\omega_i^2} + 2\delta \frac{s}{\omega_i} + 1},$$

$$A_{HP}(s) = \frac{s^2/\omega_i^2}{\frac{s^2}{\omega_i^2} + 2\delta \frac{s}{\omega_i} + 1}, \quad \delta = 0.72$$

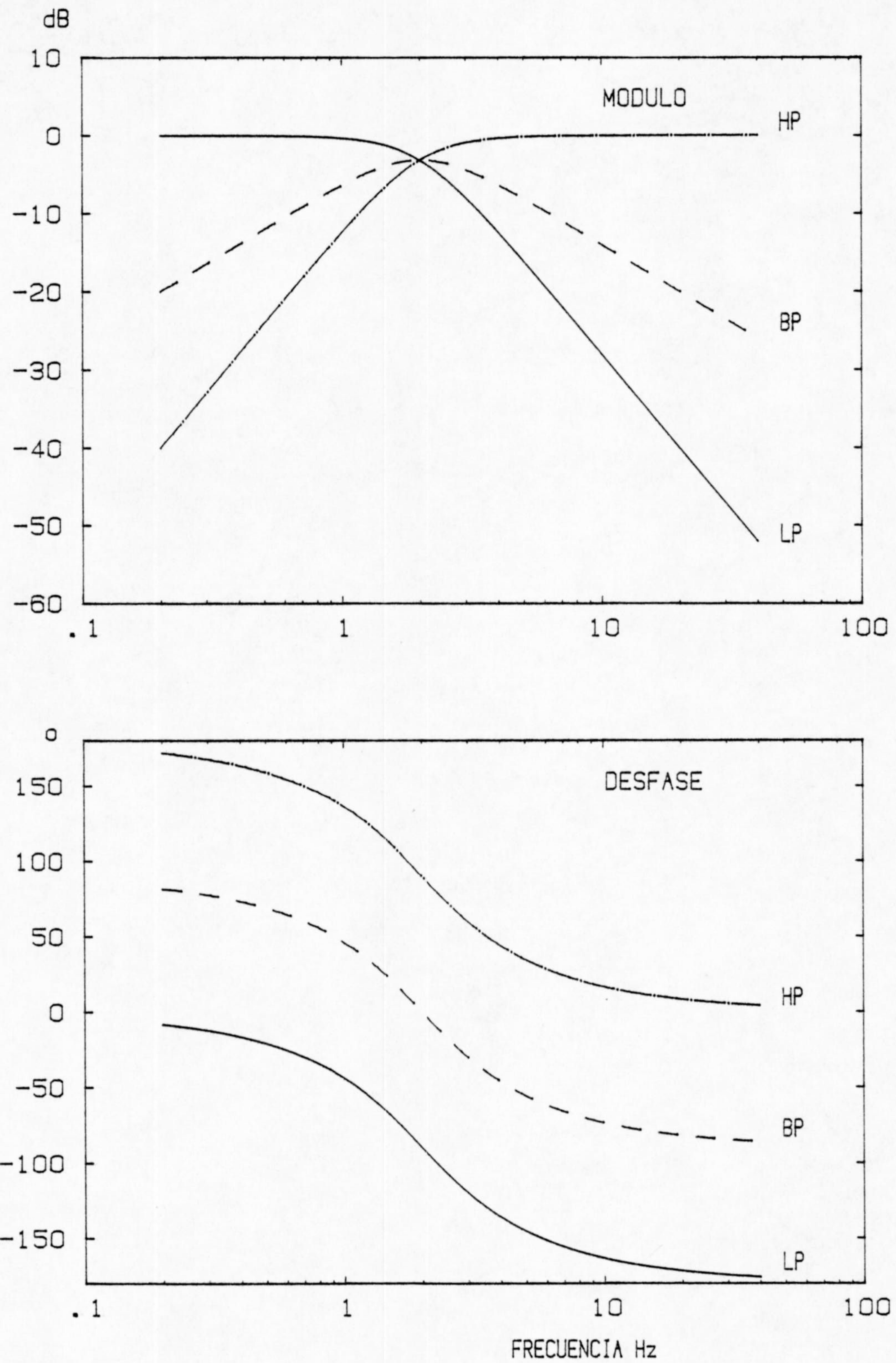
$$A_{BR}(s) = \frac{\frac{s^2}{\omega_i^2} + 2\zeta \frac{s}{\omega_i} + 1}{\frac{s^2}{\omega_i^2} + 2\delta \frac{s}{\omega_i} + 1}, \quad \zeta = .089$$

$\omega_i$  puede tomar en cada caso uno de los 16 valores que el circuito de control permite (tabla IV-1). Cada unidad incorpora además un filtro paso-baja de 2-orden de tipo

$$A = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_5^2} + 1.41 \frac{s}{\omega_5} + 1}, \quad \omega_5 = 2\pi \cdot 30,$$

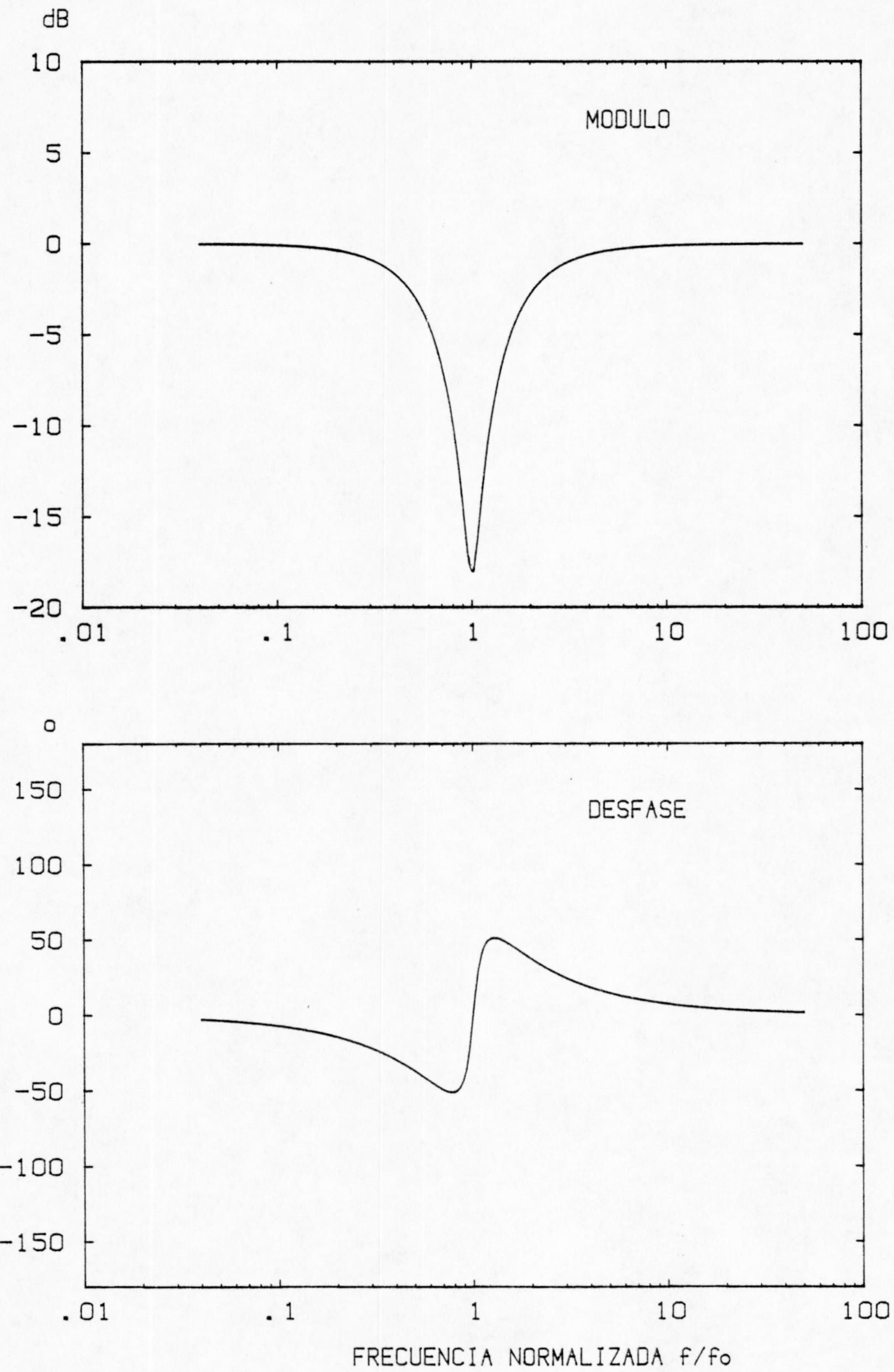
cuya misión es evitar la contaminación con la frecuencia de reloj en la etapa siguiente.





6.4 b. -RESPUESTAS DE LOS FILTROS PASO-ALTA (HP), PASO-BANDA (BP) Y PASO-BAJA (LP).  $F_0=2$  Hz.





6.4 c. -RESPUESTA DEL FILTRO DE RECHAZO DE BANDA.



## EL AMPLIFICADOR DE PLUMILLA

Tiene un filtro paso-alta de primer orden con  $f_6 = 1 \text{ Hz}$  ó alternativamente  $f_6 = 1/31 \text{ Hz}$  para eliminar la posible componente de descentrado procedente de los filtros. La entrada de la etapa de potencia (fig. 4.13) también puede estar opcionalmente filtrada de componente continua (generada por las corrientes de fuga del multiplexo analógico) (fig. 4.12) a través de un filtro igualmente de primer orden paso alta a  $f_7 = 1/13 \text{ Hz}$ .

La etapa de potencia incorpora un filtro paso-baja, pero su frecuencia de transición queda lejos de la banda que interesa, por lo que puede no considerarse.

La amplificación estática  $K_6$  en el caso de un motor de lazo abierto (como el empleado) viene seleccionada por el usuario según la tabla IV-2.

Si se emplea un servomotor con realimentación, la respuesta dependerá en gran medida de la sensibilidad del transductor de posición que el motor incorpore.

La respuesta para el amplificador configurado en lazo abierto es

$$A_6(s) = \frac{s \cdot K_6 / \omega_6}{\frac{s}{\omega_6} + 1} \cdot \left[ \frac{s / \omega_7}{\frac{s}{\omega_7} + 1} \right], \quad \begin{aligned} f_6 &= \frac{1}{31} \text{ Hz} \\ f_7 &= \frac{1}{13} \text{ Hz} \end{aligned}$$

el factor entre paréntesis es opcional.



## MOTOR Y MECANISMO DE PLUMILLA

Por consideraciones geométricas puede verse (fig. ) que la deflexión de la plumilla  $Y$  está ligada al ángulo de desviación del rotor del motor galvanométrico por la relación

$$y = l \cdot \frac{c}{b} \cdot \sin \varphi$$

donde  $b$ ,  $c$ ,  $l$  se refieren a la figura. La desviación  $X$  de la perpendicular al brazo de la plumilla en reposo viene dada por

$$x = c [1 - \cos \varphi] + (a+c) \left\{ \left[ 1 - \left( \frac{c}{b} \right)^2 \sin^2 \varphi \right]^{\frac{1}{2}} - 1 \right\}$$

esta desviación puede hacerse muy pequeña si se hace  $b = c \cdot (c+a)$  (Wieland y Mitronovas, 1976).

Con las dimensiones adoptadas, se mantiene siempre menor que 0.1 mm.

Como las alinealidades son pequeñas, utilizaremos un modelo lineal para el conjunto.

Si no se considera el rozamiento de la plumilla sobre el papel, cuyo efecto es no-lineal, podemos adoptar un modelo semejante al del geófono, con las correspondientes modificaciones para un movimiento de rotación. Aunque el mecanismo que transforma este movimiento en aproximadamente en rectilíneo es de dinámica algo compleja, desde el punto de vista del motor puede incluirse su efecto como un momento de inercia "aparente"  $J$ , que es la relación entre el par aplicado y la aceleración angular adquirida por el eje del motor. Esta aproximación resulta suficiente para nuestros fines.

La ecuación dinámica aproximada será, pues, la de un galvanómetro

$$J\ddot{\varphi} + d\dot{\varphi} + k\varphi = g \cdot I$$

(p.e. Willmore, 1960)



donde  $J$  = momento de inercia "aparente"

$d$  = constante de amortiguamiento mecánico

$k$  = constante recuperadora del muelle

$g$  = transductancia

$I$  = corriente que circula por la bobina

Por otra parte, aplicando las leyes de Kirchhoff a la malla del motor,

$$u(t) - g \dot{\varphi} = RI + L \dot{I}$$

donde  $u(t)$  es la tensión aplicada y  $R$  la resistencia total  $g$ , en notación transformada Laplace, tendremos el sistema

$$(Js^2 + ds + k) \varphi(s) = g \cdot I(s)$$

$$u(s) = gs \varphi(s) + (R + Ls) I(s)$$

Se han notado, como es habitual, las transformadas con la misma letra que las funciones temporales, ya que no existe ambigüedad.

$$(Js^2 + ds + k) \varphi(s) = g \frac{u(s) - gs \varphi(s)}{R + Ls} \Rightarrow$$

$$[(Js^2 + ds + k)(R + Ls) + g^2s] \varphi(s) = g u(s)$$



A las frecuencias de interés  $R \gg L\omega$ , por lo cual omitiremos el término inductivo. Con esto,

$$\varphi(s) \cdot \left( Js^2 + ds + k + \frac{g^2}{R} s \right) = \frac{g}{R} u(s)$$

Dividiendo por  $J$ ,

$$\varphi(s) \left[ s^2 + 2 \zeta_7 \omega_7 s + \omega_7^2 \right] = \frac{g}{RJ} u(s)$$

con  $\omega_7^2 \equiv \frac{k}{J}$

el coeficiente  $\zeta_7$  engloba el amortiguamiento mecánico  $\zeta_m$  y el eléctrico  $\zeta_e$ , donde

$$2 \zeta_m = \frac{d}{J\omega_7} \quad \text{y} \quad 2 \zeta_e = \frac{g^2}{RJ\omega_7}$$

Por otra parte,  $y(s) \approx l \frac{c}{b} \varphi(s)$

Así, la función de transferencia que liga la deflexión de la plumilla  $y(s)$  con la tensión  $Y(s)$  suministrada al servomotor será

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{K_7}{\frac{s^2}{\omega_7^2} + 2 \zeta_7 \frac{s}{\omega_7} + 1}, \quad \omega_7 = \left( \frac{k}{J} \right)^{\frac{1}{2}},$$

$$\text{con } K_7 = \frac{1}{\omega_7^2} \cdot \frac{g}{RJ} \cdot l \cdot \frac{c}{b}$$

$$\text{y } \zeta_7 = \zeta_m + \frac{g^2}{RJ\omega_7}$$



Los valores nominales de estas constantes son:

$$k = 0.128 \text{ Nw.m/rad}$$

$$J = 2.37.10 \text{ Kg.m}$$

$$g = 0.14 \text{ Nw.m/A} = 0.14 \text{ V/rad.s}^{-1}$$

$$R = 28 \Omega$$

$$f_7 = 12 \text{ Hz}$$

$$\zeta_7 = 0.4$$

$$K_7 = 5.7.10^{-3} \text{ m.V}$$



## TECNICAS DE MEDIDA DE LAS CONSTANTES DEL SISTEMA

## CONSTANTES DEL GEOFONO

Según el modelo utilizado, el sensor queda caracterizado por seis constantes:

$M$  = masa suspendida

$T_0$  = periodo libre

$\zeta_0$  = amortiguamiento en circuito abierto

$G$  = constante de generador o transductancia

$R_c$  = resistencia de la bobina

$L$  = coeficiente de autoinducción

La masa suspendida es un dato que suministra el fabricante.

El periodo libre  $T_0$  podría medirse según las instrucciones del fabricante (Anónimo, 1978) inyectando por la bobina auxiliar de calibración una señal sinusoidal hasta observar que la salida de la bobina principal está en fase con ella. Este procedimiento conduce a error, ya que lo que se observa a la salida de la bobina de señal es la suma de dos contribuciones desfasadas entre sí: la debida al movimiento de la masa y la debida al acoplamiento magnético entre ambas bobinas. Aunque a la frecuencia propia del geófono esta última contribución es sólo del orden del 1 % de la originada por el movimiento de la masa, es suficiente para obtener valores de  $T_0$  desviados tanto como un 4 % del valor real en un sismómetro Ranger ss-1.

Usaremos el modelo eléctrico equivalente del geófono, ya descrito.



Como se vió, la impedancia  $Z_0$  equivalente del sismómetro, sin considerar su autoinducción, visto desde sus terminales de salida y con resistencia  $R_L$  en paralelo era

$$Z_0 = \frac{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2\delta_1 \frac{s}{\omega_0} + 1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2\delta_2 \frac{s}{\omega_0} + 1} \cdot \frac{R_L R_c}{R_L + R_c}$$

con 
$$2\delta_1 = 2\zeta_0 + \frac{G^2}{R_c \omega_0 M} = 2\zeta_0 + \frac{G^2 T_0}{2\pi R_c M}$$

$$2\delta_2 = 2\zeta_0 + \frac{G^2 T_0}{2\pi (R_L + R_c) M}$$

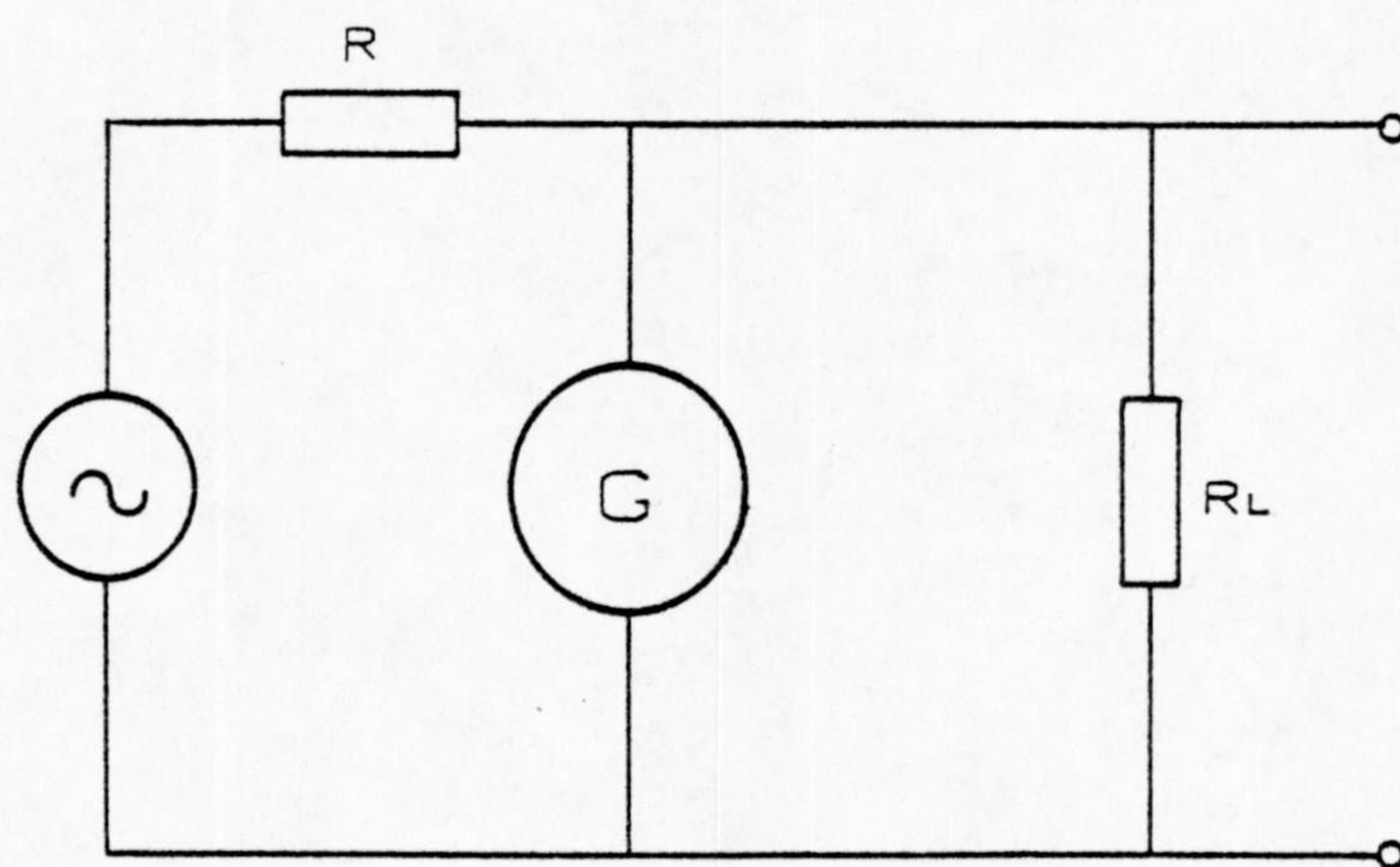
A la frecuencia  $f_0 = \omega_0/2\pi$  la impedancia  $Z_0$  se hace real y vale

$$Z_0 = \frac{\delta_1}{\delta_2} = \frac{2\zeta_0 + \frac{G^2 T_0}{2\pi R_c M}}{2\zeta_0 + \frac{G^2 T_0}{2\pi (R_c + R_L) M}}$$

Si se inyecta una señal sinusoidal a través de una resistencia  $R$  en serie a la bobina del geófono desbloqueado y se observa la caída de potencial en ésta, con ambas señales (entrada y salida del circuito de la figura 6.4) se forma una elipse de Lissajous en el osciloscopio o en un oscilógrafo. Variando la frecuencia del generador se observa que la elipse varía sus dimensiones hasta anularse el eje menor. La frecuencia para la cual ocurre esto es precisamente la que hace la impedancia  $Z_0$  real, (y la fase nula o  $\pi$ ) es decir  $f_0$ . Hay que advertir que  $Z_0$  tiende asintóticamente a real a frecuencias mucho más bajas y mucho más altas (fig. 6.5).

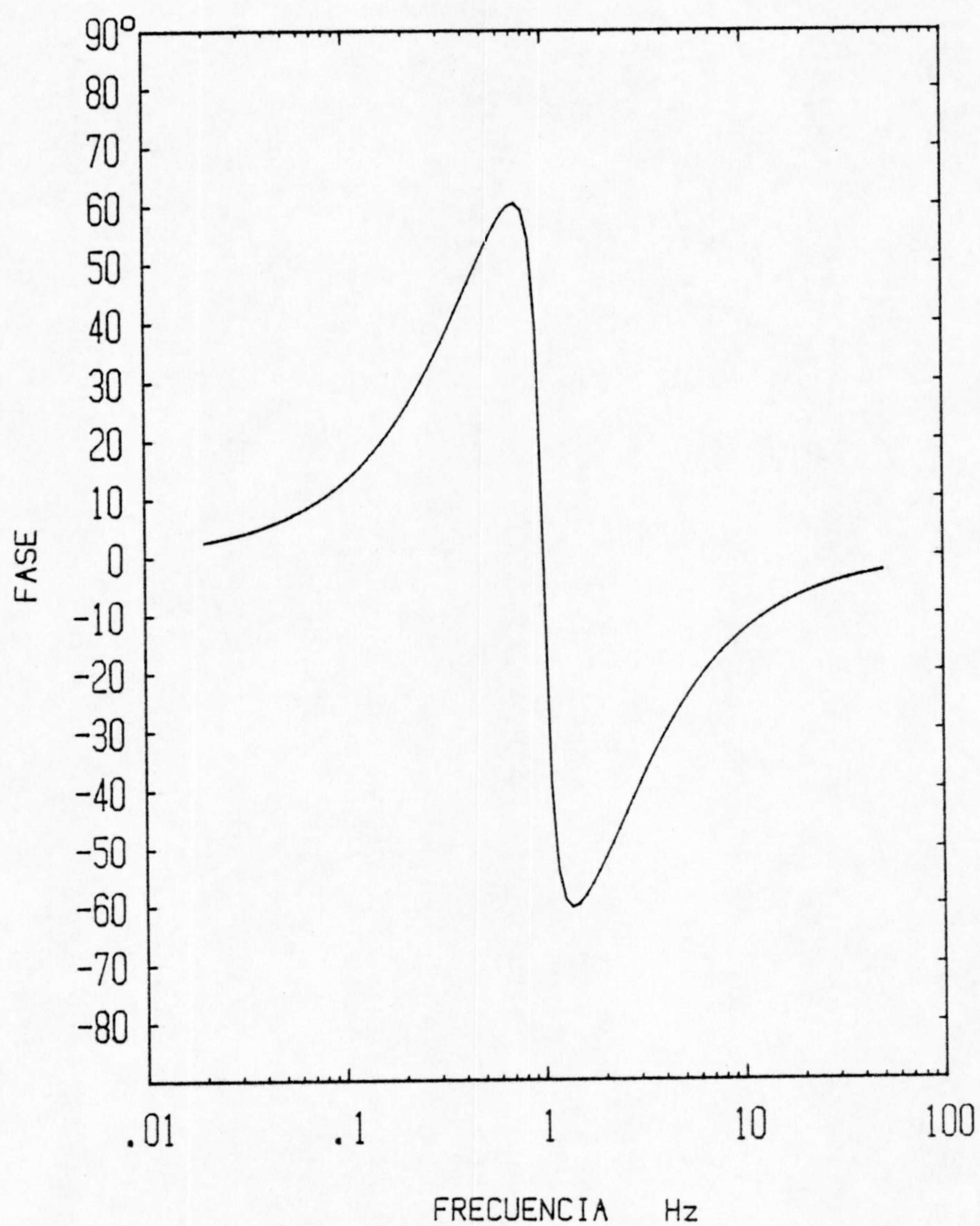






6-4 Montaje experimental para la medida del periodo libre del geófono





6.5. - FASE DE LA IMPEDANCIA  $Z_0$  EQUIVALENTE DEL GEOFONO CON  $R_L = 1M$



Conviene elegir una resistencia de carga  $R_L$  muy alta (p.e.  $1\text{ M}\Omega$  de la impedancia de entrada del osciloscopio) para que la constante de tiempo inductiva  $L/(R_L + R_C)$  sea pequeña y el modelo simplificado sea válido. Para una resistencia  $R_L$  del orden de valor de  $R_C$  se comete un error en la medida de  $T_0$  de aproximadamente 1%. Si se dispone de un fasímetro, éste puede mejorar la precisión de la medida, sustituyendo con ventaja el osciloscopio. En ambos casos es posible obtener una precisión mejor que el 1% (Asten, 1977).

El periodo libre  $T_0$  puede determinarse también excitando el geófono con un impulso o un escalón, con pequeño amortiguamiento, al tiempo que se mide éste.

La respuesta a un escalón no difiere apreciablemente si se toma en consideración la autoinducción o no (al menos en la mayoría de los sismómetros tipo Willmore) (Asten, 1977). Esto puede comprobarse en la figura 6.6, en la que se han simulado ambas. Esto es cierto incluso si la resistencia externa de amortiguamiento es baja y consecuentemente la constante de tiempo inductiva  $L/R$  es alta. Esto permite simplificar la expresión del escalón al caso bien conocido de un sistema de segundo orden.

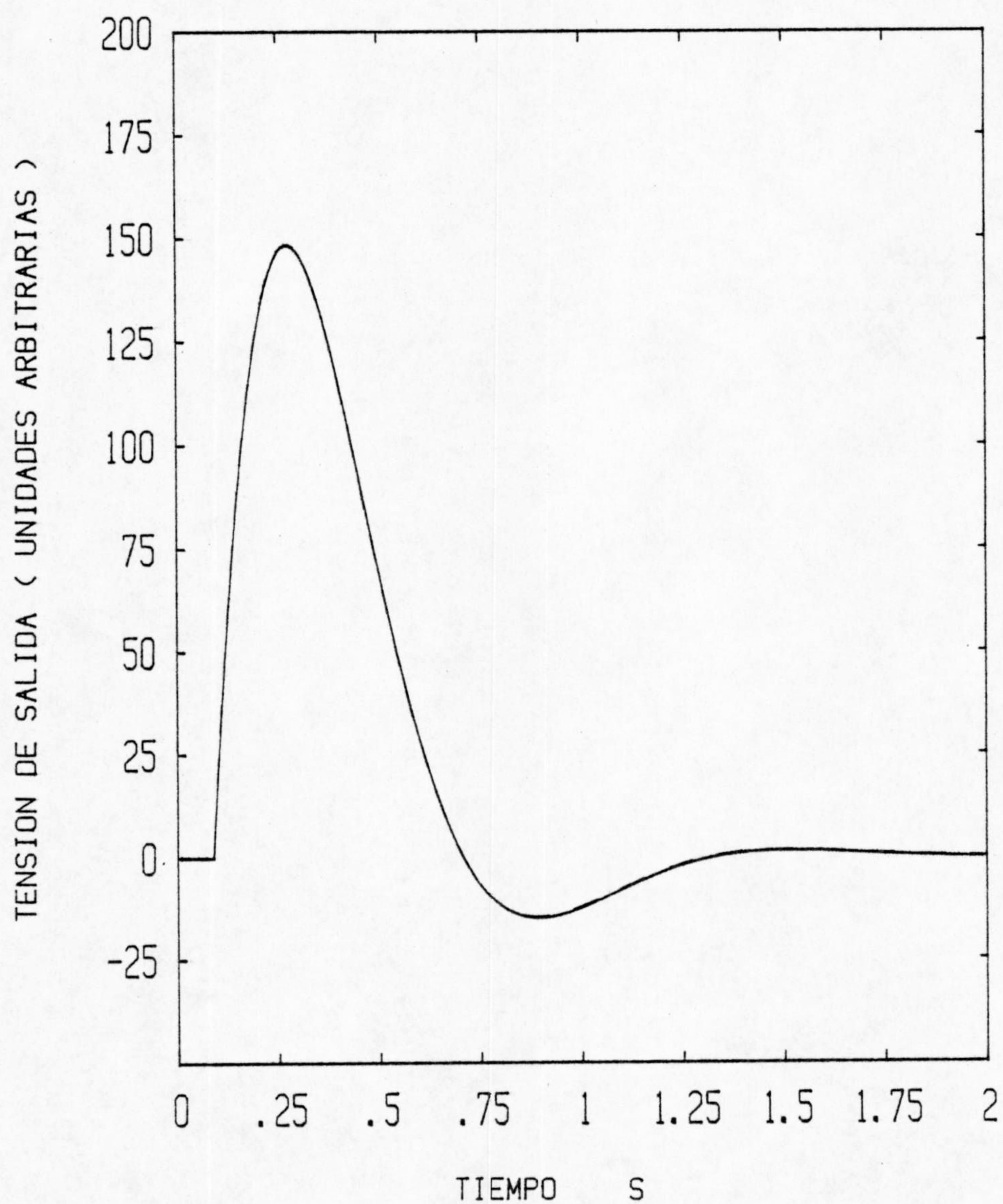
Si la masa del geófono se desplaza -por ejemplo aplicando una corriente a su bobina- y después se deja libre, esto es equivalente a todos los efectos a un escalón -en- aceleración del suelo (Espinosa, Sutton y Miller, 1962, 1965). En efecto, un escalón en aceleración de amplitud  $a$  producirá un desplazamiento  $x$  estático de la masa  $M$  tal que

$$kx = Ma, \quad \text{con} \quad \frac{k}{M} = \omega_0^2$$

La transformada Laplace del transitorio en tensión  $U(t)$  en bornas del geófono será el producto de la función de transferencia para aceleración  $A(s)/s$  y de la transformada del escalón  $a/s$ , esto es

$$\mathcal{L}\{u(t)\} = \frac{G_e \cdot a}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}$$





6.6. - RESPUESTA SIMULADA EN VOLTAJE DE UN SISMOMETRO RANGER SS-1 A UN SALTO EN ACELERACION.  
LINEA CONTINUA: SIN CONSIDERAR LA AUTOINDUCCION  
LINEA A TRAZOS: CONSIDERANDOLA



donde  $G_e$  es la "transductancia efectiva"  $G \cdot Re / (Re + Rc)$

De aquí se obtiene inmediatamente mediante tablas la función temporal

$$u(t) = \frac{G_e \cdot a}{\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}} \exp(-\zeta \omega_0 t) \sin(\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} t)$$

(se ha supuesto  $\zeta < 1$ , es decir amortiguamiento subcrítico).

Esta función cruza por cero cuando

$$\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} t = 0, \pi, 2\pi, \dots$$

Si se mide el tiempo entre dos cruces consecutivos en el mismo sentido habrá una diferencia de fase de  $2\pi$ . (Puede también medirse el tiempo entre dos máximos, pero es más preciso hacerlo entre cruces por cero). Sea  $t$  este intervalo. Entonces

$$\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} = \frac{2\pi}{\Delta t}$$

Midamos ahora las amplitudes  $u_1$ ,  $u_2$  de dos máximos consecutivos. Se verifica

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{\exp(-\zeta \omega_0 t_1)}{\exp(-\zeta \omega_0 t_2)} = \exp[-\zeta \omega_0 (t_1 - t_2)]$$

Si llamamos  $D$  al decremento logaritmico

$$D = \ln \frac{u_1}{u_2} = \zeta \omega_0 \Delta t, \quad \text{con } \Delta t = t_2 - t_1$$



Así, pues, tenemos

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{\Delta t} (1 - \xi^2)^{-1/2},$$

$$\omega_0 = D \cdot (\xi \Delta t)^{-1}$$

de donde se obtiene

$$\xi^2 = \frac{D^2}{(2\pi)^2 + D^2}$$

$$\omega_0^2 = \frac{(2\pi)^2 + D^2}{(\Delta t)^2}$$

Si el amortiguamiento es del orden de 0.7 ó mayor, es difícil medir entre dos máximos y se puede hacer entre un máximo y el mínimo siguiente. Las fórmulas obtenidas más arriba son válidas en este caso sin más que substituir ( $2\pi$  por  $\pi$ ).

Si esta operación se realiza en circuito abierto o con una resistencia externa  $R_e$  muy grande, el amortiguamiento determinado es  $\xi_0$ , es decir el debido al aire.

#### MEDIDA DE LA TRANSDUCTANCIA O CONSTANTE DE GENERADOR

La constante  $G$  es el factor de proporcionalidad entre la fuerza electromotriz inducida  $e$  y la velocidad relativa masa-estructura  $\dot{x}$ , y también entre la fuerza ejercida sobre la masa  $M$  y la corriente  $i$  que circula por la bobina.

Si hay posibilidad de medir con precisión el desplazamiento estático de la masa  $z_1$ , para una corriente  $i_1$ , y por otra parte se conoce la constante recuperadora  $k$  del muelle, ya que

$$\omega_0^2 = \frac{k}{M}, \quad k = \omega_0^2 M = (2\pi f_0)^2 M,$$



teniendo en cuenta que en el nuevo equilibrio

$$k x_1 = G \cdot i_1 \quad ,$$

se obtendrá

$$G = \frac{(2\pi f_0)^2 M \cdot x_1}{i_1}$$

Este procedimiento no permite una imprecisión menor que el doble de la de  $f_0$ , incluso en el caso de disponer de medidas muy precisas (p.e. con un interferómetro o con un LVDT) de  $x_1$ . Por otra parte no todos los sismómetros tipo Willmore permiten observar el desplazamiento de la mesa sin desmontarlos.

Los métodos basados en el análisis de respuestas a transitorios ofrecen mejores prestaciones.

Como se vió, el factor de amortiguamiento total  $\zeta$ , incluyendo el mecánico  $\zeta_0$  y el eléctrico, pero sin considerar el efecto de la bobina es

$$\zeta = \zeta_0 + \frac{G^2 T_0}{4\pi (R_L + R_c) M}$$

Si se mide  $\zeta$  con diferentes resistencias de carga  $R_L$ , conocido  $\zeta_0$ ,  $G$  se determina directamente. En teoría es posible realizar esta medida con una sola  $R_L$ .

$$G^2 = \frac{4\pi (\zeta - \zeta_0) (R_L + R_c) M}{T_0}$$

En la práctica, es preferible obtener diferentes amortiguamientos totales por el método descrito más arriba para diferentes  $R_L$  y ajustar una recta de regresión

$$\zeta = \zeta_0 + G^2 \frac{T_0}{4\pi M} \cdot \frac{1}{R_L + R_c}$$

considerando como variable independiente  $\frac{1}{R_L + R_c}$



Un método alternativo más rápido consiste en usar como resistencia de carga una variable y ajustarla hasta obtener amortiguamiento crítico. Se va disminuyendo el valor de RL hasta que el transitorio (el usado para la medida de  $\xi$ ) resulte justo aperiódico, esto es la señal, no rebasa ninguna vez la línea de cero. Llamando RL' al valor correspondiente de RL, se verificará

$$\delta(RL') = 1$$

y por tanto

$$G^2 = \frac{4\pi(1-\xi_0)(RL' + R_c)M}{T_0}$$

Como se vió más arriba, la respuesta en voltaje de salida del geófono cuando se provoca un salto a de aceleración equivalente es aproximadamente

$$u(t) = \frac{G_e a}{\omega_0 \sqrt{1-\xi^2}} \exp(-\xi\omega_0 t) \sin(\omega_0 \sqrt{1-\xi^2} t)$$

Apliquemos una tensión  $U_0$  en los bornes de la bobina del geófono. La corriente  $U_0/R_c$  desplazará la masa de su posición de equilibrio un cierto desplazamiento  $x_0$  hasta que el muelle iguale la fuerza electromagnética, es decir

$$G \cdot \frac{U_0}{R_c} = k \cdot x_0$$

Ahora se desconecta la fuente de tensión y se observa el transitorio de tensión a la salida, el cual será equivalente al que obtendríamos con un escalón en aceleración del suelo de amplitud  $a$ :

$$a = \frac{k x_0}{M} = \omega_0^2 x_0 = \frac{G U_0}{R_c M}$$



Consideremos ahora el punto  $t_1$ , en que  $u(t)$  alcanza el primer extremo. En este punto

$$\frac{d}{dt} u(t) = 0$$

esto es

$$-\zeta \omega_0 \exp(-\zeta \omega_0 t_1) \sin(\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_1) + \exp(-\zeta \omega_0 t_1) \cdot \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} \cos(\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_1) = 0$$

De aquí,

$$\operatorname{tg}(\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_1) = \frac{\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta \omega_0}$$

Y llamando

$$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} \quad ,$$

$$\operatorname{tg}(\omega_1 t_1) = \frac{\omega_1}{\omega_0 \zeta}$$

Teniendo en cuenta que

$$\sin \alpha = \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\sqrt{1+\operatorname{tg}^2 \alpha}} \quad ,$$

$$\sin \omega_1 t_1 = \sqrt{1-\zeta^2}$$

Sustituyendo este valor en la expresión de  $u(t_1)$ ,

$$u_1 \equiv u(t_1) = \frac{G e a}{\omega_0} \exp(-\zeta \omega_0 t_1)$$



pero

$$a = \frac{G u_0}{R_c M} \quad \text{y} \quad G_e \equiv G \cdot \frac{R_L}{R_L + R_c}$$

Así, pues,

$$\frac{u_1}{u_0} = \frac{G^2}{\omega_0} \frac{R_L}{R_L + R_c} \cdot \frac{1}{R_c M} \exp(-\zeta \omega_0 t_1)$$

y de aquí se obtiene G como

$$G = \left[ \frac{u_1}{u_0} \omega_0 \frac{R_c M}{R_L} (R_L + R_c) \exp(\zeta \omega_0 t_1) \right]^{1/2}$$

Esta relación, obtenida por Asten (1977) y por Mac Arthur (1985) permite la medida de la transductancia G a partir de un solo transitorio, ya que  $\zeta$  y  $\omega_0$  podrían obtenerse del mismo por el procedimiento indicado más arriba.

#### MEDIDA DEL COEFICIENTE DE AUTOINDUCCION L

Según Asten (1977), el valor de L varía ligeramente según la posición de la masa, por lo cual es aconsejable determinar su valor con la masa bloqueada en su posición central. Esto no es posible en todos los geófonos tipo Wilmore sin desmontarlos. Si puede hacerse en el Ranger SS-1. La medida de L sin bloquear la masa puede dar lugar a errores considerables en su estimación (Asten, 1977).

En principio podría usarse cualquier técnica estandar como puente de impedancias, determinación de la frecuencia de resonancia con un condensador en paralelo, etc. Sin embargo, la utilización de señales armónicas de frecuencias superiores a 100 Hz, que suelen requerirse en estos casos, puede dar lugar a excitación de modos espúreos en el geófono, cuya ausencia no está garantizada en ese rango de frecuencias, con el consiguiente error en la medida de L.



Un procedimiento sencillo que, en general, evita este inconveniente es la medida de la constante de tiempo en el circuito LR formado por la bobina, su propia resistencia y la resistencia externa de carga o amortiguamiento.

Si se hace pasar una corriente  $i_0$  por la bobina conectando en sus bornes una tensión  $U_0$  y a continuación se desconecta la tensión y se observa la caída  $u(t)$  en los bornes de la resistencia de carga, será

$$u(t) = \frac{U_0}{R_c} R_L \exp(-t/\tau)$$

Para el tiempo  $t_1 = \tau$ ,  $u(t)$  será el valor inicial por  $\exp(-1)$ , es decir

$$u(\tau) = u(t=0) \cdot \exp(-1) \approx u(t=0) \cdot 0.3679$$

Basta medir ese tiempo. Para ello se puede excitar periódicamente y desexcitar la bobina con un relé y una fuente de tensión constante y observar la salida en un osciloscopio sincronizado.

Una vez conocido  $\tau$ , la autoinducción viene dada por

$$L = \tau (R_L + R_c)$$

Para la medida de los restantes parámetros que determinan la respuesta del sistema completo, son aplicables las técnicas usuales de laboratorio. Basta en general disponer de un generador de baja frecuencia, osciloscopio u oscilógrafo y multímetro digital.



En todo caso, la precisión requerida en la calibración del canal de registro visual, que incluye bancos de filtros y mecanismo de servomotor, está limitada por el margen dinámico. Por esta razón, exceptuando el servomotor -cuyas características varían en el tiempo- estos componentes no requieren una calibración frecuente.

Las unidades que afectan a la respuesta del canal MONITOR -del cual se toma la señal para un registro digital- si deben estar precisamente calibradas. Se trata del preamplificador, VCO y discriminador.

#### EL MOTOR Y MECANISMO DE PLUMILLA

Como se propuso más arriba, el modelo lineal adoptado como aproximadamente representativo de su respuesta es

$$T_7 \equiv \frac{Y(s)}{u(s)} = \frac{K_7}{\frac{s^2}{\omega_7^2} + 2\zeta_7 \frac{s}{\omega_7} + 1}$$

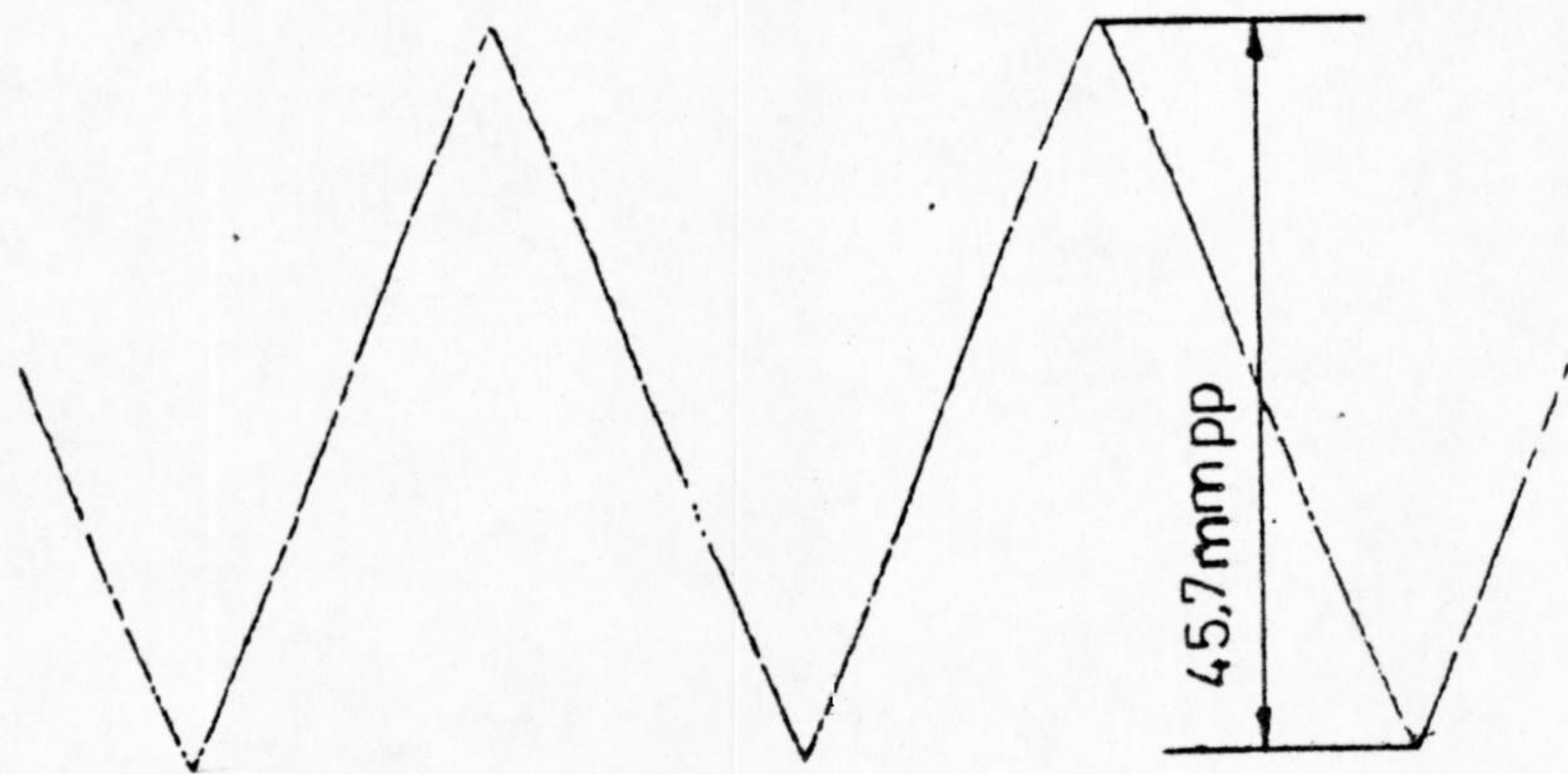
donde  $K_7$  es la transductancia en el límite de las bajas frecuencias;  $Y(s)$ , es la transformada de la traza y  $u(s)$ , la de la tensión de entrada.

La medida del factor  $K_7$  es inmediata a partir de una tensión continua conocida en la entrada y la medida de la desviación de la traza. En la práctica es mejor medir para varias tensiones diferentes, p.e. con un generador de forma de onda escalonada o, si no se dispone de él, con una rampa de baja frecuencia y amplitud conocida (fig.6.7). Esto permite además apreciar la linealidad del dispositivo.

Para la determinación de la frecuencia libre  $f_7 = \frac{\omega_7}{2\pi}$

pueden emplearse técnicas semejantes a las del caso del geófono. La introducción de armónicos de frecuencia variable a través de una resistencia en serie permite una estimación más precisa del 1%.





6-7 Linealidad del motor y  
mecanismo de plumilla.  
Respuesta a una rampa  
de amplitud  $4.0 V_{pp}$



El coeficiente de amortiguamiento total debe determinarse en el propio circuito de utilización. La particularidad respecto del geófono es que, al excitar con una fuente de tensión, el añadir una resistencia en paralelo no interviene en el amortiguamiento. Una resistencia en serie lo disminuiría. El excitar el motor con una fuente de corriente suprimiría el efecto amortiguador de la fuerza contraelectromotriz  $-\dot{\psi}g$  y quedaría sólo el amortiguamiento mecánico por aire.

De hecho la impedancia de salida del amplificador de potencia es casi nula a causa de la fuerte realimentación negativa. Así, pues, el amortiguamiento es el máximo posible para la configuración y los componentes mecánicos utilizados.

Consideremos la respuesta a un salto en tensión de amplitud  $u_0$ . La transformada de esta entrada será  $u_0/s$ . Así, pues, la transformada de la salida será

$$Y_0(s) = u_0 \frac{K_7 \omega_7^2}{s (s^2 + 2 \zeta_7 \omega_7 s + \omega_7^2)}$$

Descomponiendo en fracciones simples, se obtiene

$$Y(s) = u_0 K_7 \left\{ \frac{1}{s} - \frac{s + 2 \zeta_7 \omega_7}{s^2 + 2 \zeta_7 \omega_7 s + \omega_7^2} \right\}$$

la transformada inversa del primer sumando es simplemente 1. Para calcular la del segundo, en las tablas de transformadas se encuentra

$$\frac{W \cos \theta + a \sin \theta + s \sin \theta}{(s+a)^2 + W}$$

que podemos igualar salvo un factor K a nuestra fracción:

$$s + 2as + a^2 + W^2 \equiv s^2 + 2 \zeta_7 \omega_7 s + \omega_7^2 \Rightarrow$$

$$a = \zeta_7 \omega_7 \quad \gamma \quad W = \omega_7 \sqrt{1 - \zeta_7^2}$$



En cuanto al numerador,

$$K [W \cos \theta + a \sin \theta + s \sin \theta] = s + 2a \Rightarrow$$

$$K \sin \theta = 1 \quad " \quad K = [\sin \theta]^{-1}$$

$$\frac{W \cos \theta + a \sin \theta}{\sin \theta} = 2a \Rightarrow$$

$$\frac{W}{\operatorname{tg} \theta} = a \quad " \quad \theta = \operatorname{arctg} \frac{W}{a} = \operatorname{arctg} \frac{\omega_7 \sqrt{1 - \xi_7^2}}{\xi_7 \omega_7}$$

$$\theta = \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1 - \xi_7^2}}{\xi_7} = \operatorname{arctg} \sqrt{\frac{1}{\xi_7^2} - 1}$$

Con esto, la función buscada es

$$y(t) = K_7 \cdot u_0 \left[ 1 - \frac{\exp(-at)}{\sin \theta} \sin(Wt + \theta) \right]$$

expresando  $\sin \theta$  en función de  $\operatorname{tg} \theta = \sqrt{\frac{1 - \xi_7^2}{\xi_7^2}}$ ,

$$\sin \theta = \frac{\operatorname{tg} \theta}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \theta}} \quad " \quad \frac{1}{\sin \theta} = \sqrt{\frac{1}{\operatorname{tg}^2 \theta} + 1}$$

pero

$$\frac{1}{\sin \theta} = \sqrt{\frac{\xi_7^2}{1 - \xi_7^2} + 1} \quad \sqrt{\frac{1}{1 - \xi_7^2}}$$



que también permite calcular  $\theta$  como

$$\theta = \arcsin \sqrt{1 - \zeta^2}$$

Finalmente, la expresión para la función temporal respuesta a un escalón  $u_0$  de tensión a la entrada del servomotor queda

$$y(t) = K_7 u_0 \left[ 1 - \sqrt{\frac{1}{1 - \zeta^2}} \exp(-\zeta_7 \omega_7 t) \cdot \sin(\omega_7 \sqrt{1 - \zeta^2} t + \theta) \right]$$

$$\text{con } \theta = \arcsin \sqrt{1 - \zeta^2}$$

La derivada de esta función la obtuvimos al estudiar la respuesta del geófono a un salto en aceleración, ya que su transformada era proporcional a  $Y(s)$  .s.

Así, pues, los valores extremos de  $Y(t)$  se producirán en los puntos en que se anule

$$\exp(-\zeta_7 \omega_7 t) \sin(\omega_7 \sqrt{1 - \zeta_7^2} t) ,$$

es decir en los valores de  $t$  que hagan

$$\omega_7 \sqrt{1 - \zeta_7^2} t = 0, \pi, 2\pi, \dots$$

El primer extremo  $y_1$ , ocurrirá, por tanto, para

$$\omega_7 \sqrt{1 - \zeta_7^2} t = \pi$$



( $t=0$  es un punto singular de la función de entrada y en él la salida es nula).

Para  $\omega_z \sqrt{1 - \zeta_z^2} t = 2\pi$  tendremos otro extremo  $y_2$ .

Si restamos el nivel medio  $K_7 u_0$ , podemos aplicar la técnica del decremento logarítmico y determinar  $\zeta_z$  como

$$\zeta_z = \frac{\Lambda}{\pi^2 + \Lambda^2}, \quad \text{con} \quad \Lambda = \ln \frac{y_1 - K_7 u_0}{-(y_2 - K_7 u_0)}$$

Como resumen, se expresa la función de transferencia total del canal con registro de plumilla como producto de los términos de la tabla VI-1

En la tabla VI-2 se muestran las constantes determinadas para una estación.

Las fig. 6.8 - 6.14 representan las respuestas en frecuencia de las estaciones de la RSUG en su modo de operación actual.

## LA BOBINA DE CALIBRACION

Los fabricantes de geófonos tipo Willmore, como Kinometrics y Mark Products suministran como una opción sus sensores con una bobina auxiliar de calibración.

Esto permitirá en principio excitar la masa con una serie de aceleraciones armónicas, o bien con un transitorio, a través de dicha bobina y observar la salida del geófono, estableciendo así la respuesta a aceleraciones, y de ella, las respuestas a velocidades y desplazamientos.



VALORES NOMINALES

<p>GEOFONO</p> $A_1(s) = \frac{G_e s^3}{s^2 + 2\zeta_1 \omega_0 s + \omega_0^2}$	<p><math>G_e = 186 \text{ V/m. s}</math>  <math>\zeta_1 = 0.59</math>  <math>F_0 = 1 \text{ Hz}</math></p>
<p>AMPLIFICADOR</p> $A_2(s) = \frac{K_2 \omega_2^2}{s^2 + 2\zeta_2 s \omega_2 + \omega_2^2}$	<p><math>K_2 = 33.1 \text{ (pos. 1)}</math>  <math>\omega_2 = 2.\pi.29.5 \text{ Hz}</math>  <math>\zeta_2 = 0.705</math></p>
<p>V.C.O.</p> <p><math>K_3</math></p>	<p><math>K_3 = 40 \text{ Hz/V}</math></p>
<p>DISCRIMINADOR</p> $A_4(s) = \frac{K_4 \omega_4^3}{(s + \omega_4)(s^2 + s \omega_4 + \omega_4^2)}$	<p><math>K_4 = .01 \text{ V/Hz}</math>  <math>\omega_4 = 2.\pi.87.5</math></p>
<p>FILTROS</p>	
<p>P. BAJA</p> $A_L(s) = \frac{\omega_1^2}{s^2 + 2\zeta s \omega_1 + \omega_1^2} A_5(s)$	<p><math>\zeta = 0.72</math></p>
<p>P. ALTA</p> $A_H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta s \omega_J + \omega_J^2} A_5(s)$	
<p>CON</p> $A_5(s) = \frac{\omega_5^2}{s^2 + 2\zeta s \omega_5 + \omega_5^2}$	<p><math>\omega_5 = 2.\pi.30 \text{ Hz}</math>  <math>\zeta = 0.71</math></p>
<p>AMPLIF. POTENCIA</p> $A_6(s) = \frac{K_6 s^2}{(s + \omega_6)(s + \omega_7)}$	<p><math>\omega_6 = 2.\pi/31</math>  <math>\omega_7 = 2.\pi/13</math></p>
<p>MOTOR Y MECANISMO DE PLUMILLA</p> $A_8(s) = \frac{K_8 \omega_8^2}{s^2 + 2\zeta_8 s \omega_8 + \omega_8^2}$	<p><math>K_8 = 5.7 \text{ mm/V}</math>  <math>\zeta_8 = 0.4</math>  <math>\omega_8 = 2.\pi.12</math></p>

VI-1.- FACTORES DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA  
 TRAZA EN PAPEL/DESPLAZAMIENTO DEL SUELO



## ESTACION DE CAMPO

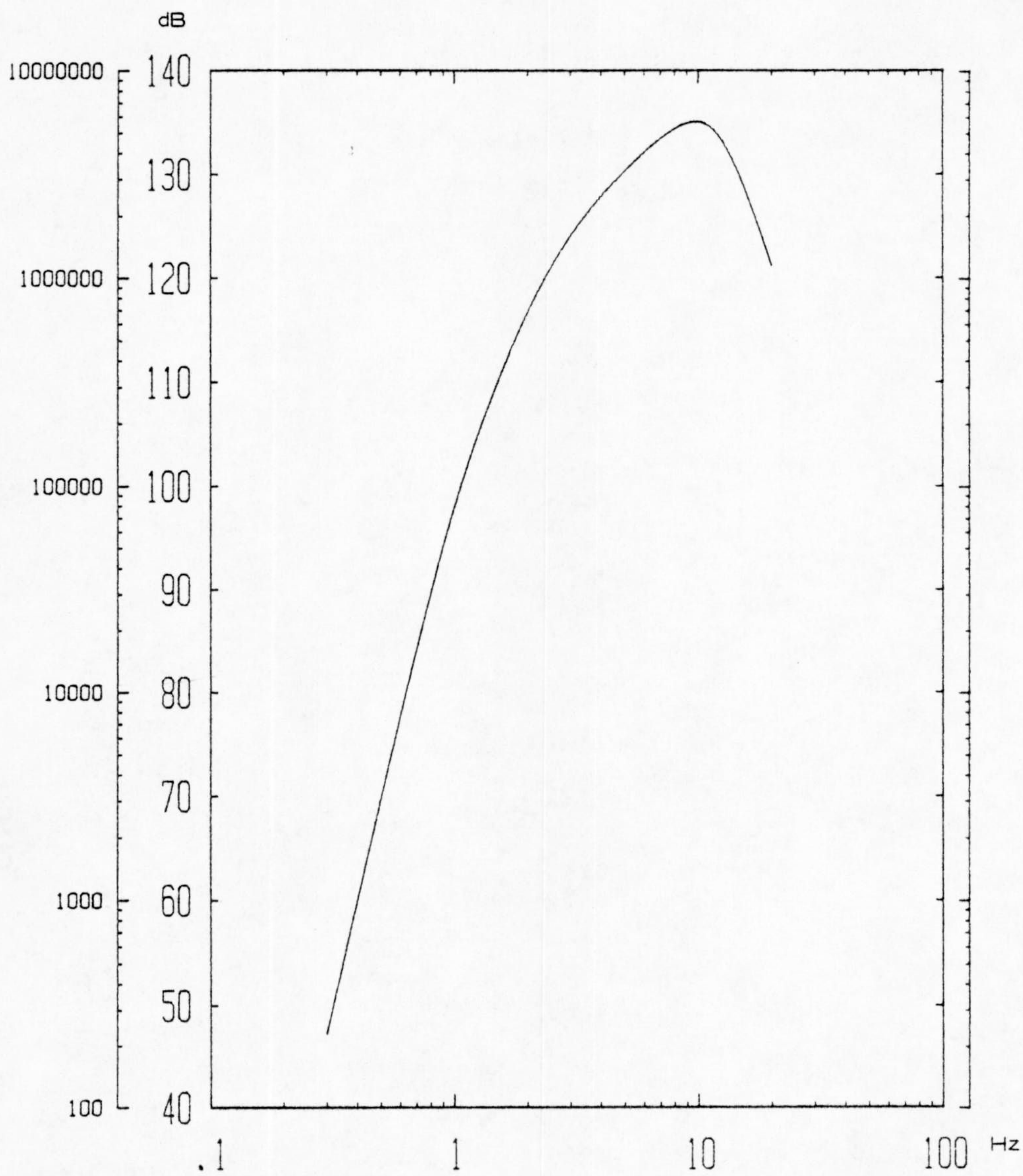
- FRECUENCIA LIBRE DEL GEOFONO	$F_0 = 1.05 \text{ Hz}$
- TRANSDUCTANCIA EFECTIVA DEL GEOFONO	$G = 188 \text{ (3) } V/m*s^{-1}$
- COEF. DE AMORTIGUAMIENTO TOTAL	$\zeta_1 = 0.59$
- GANANCIA DEL AMPLIFICADOR EN POS. 1	$K_2 = 33.1 \text{ (1) } V/V$
- FRECUENCIA DE CORTE DEL FILTRO	$F_2 = 29.5 \text{ Hz}$
- COEF. DE AMORTIGUAMIENTO DEL FILTRO	$\zeta_2 = 0.71$
- V.C.O.	$K_3 = 39.1 \text{ Hz/V}$

## ESTACION DE REGISTRO

- DISCRIMINADOR	$K_4 = 0.00991 \text{ V/Hz}$
- FILTRO PASO-BAJA . (POS. 6)	$F_1 = 11.6 \text{ Hz}$
	$\zeta_1 = 0.72$
- FILTRO DE SALIDA	$F_5 = 29.0 \text{ Hz, } \zeta_5 = 0.70$
- FILTRO PASO-ALTA (POS. 3)	$F_J = 1.43 \text{ Hz}$
	$\zeta_J = 0.72$
- FILTRO DE SALIDA	$F_5 = 28.5 \text{ Hz, } \zeta_5' = 0.70$
- MOTOR Y MECANISMO DE PLUMILLA	$K_8 = 5.36 \text{ mm/V}$
	$F_8 = 13.2 \text{ Hz, } \zeta_8 = 0.36$

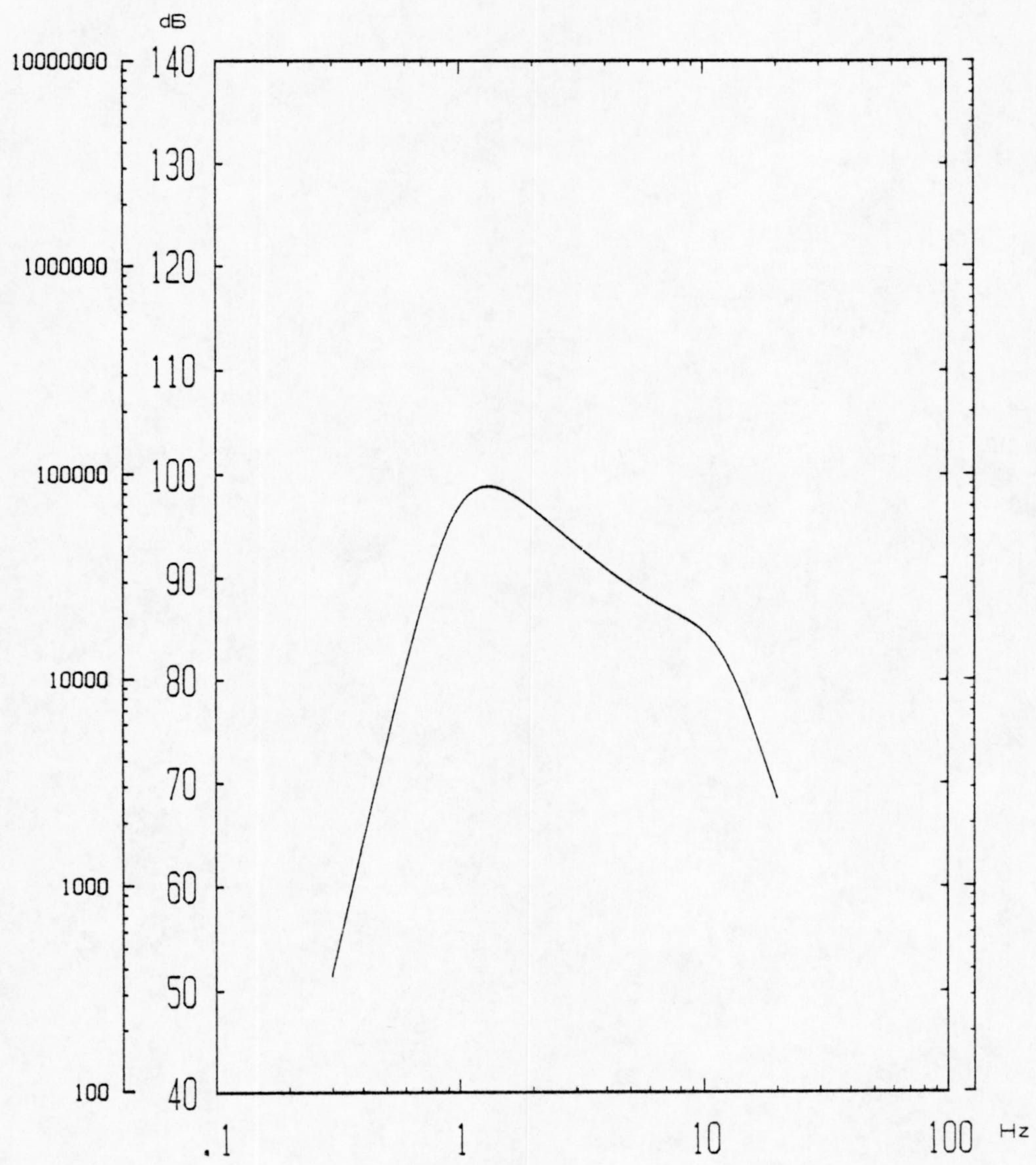
VI-2. - EJEMPLO DE JUEGO DE CONSTANTES DETERMINADAS PARA UN CANAL DE REGISTRO EN TAMBOR.





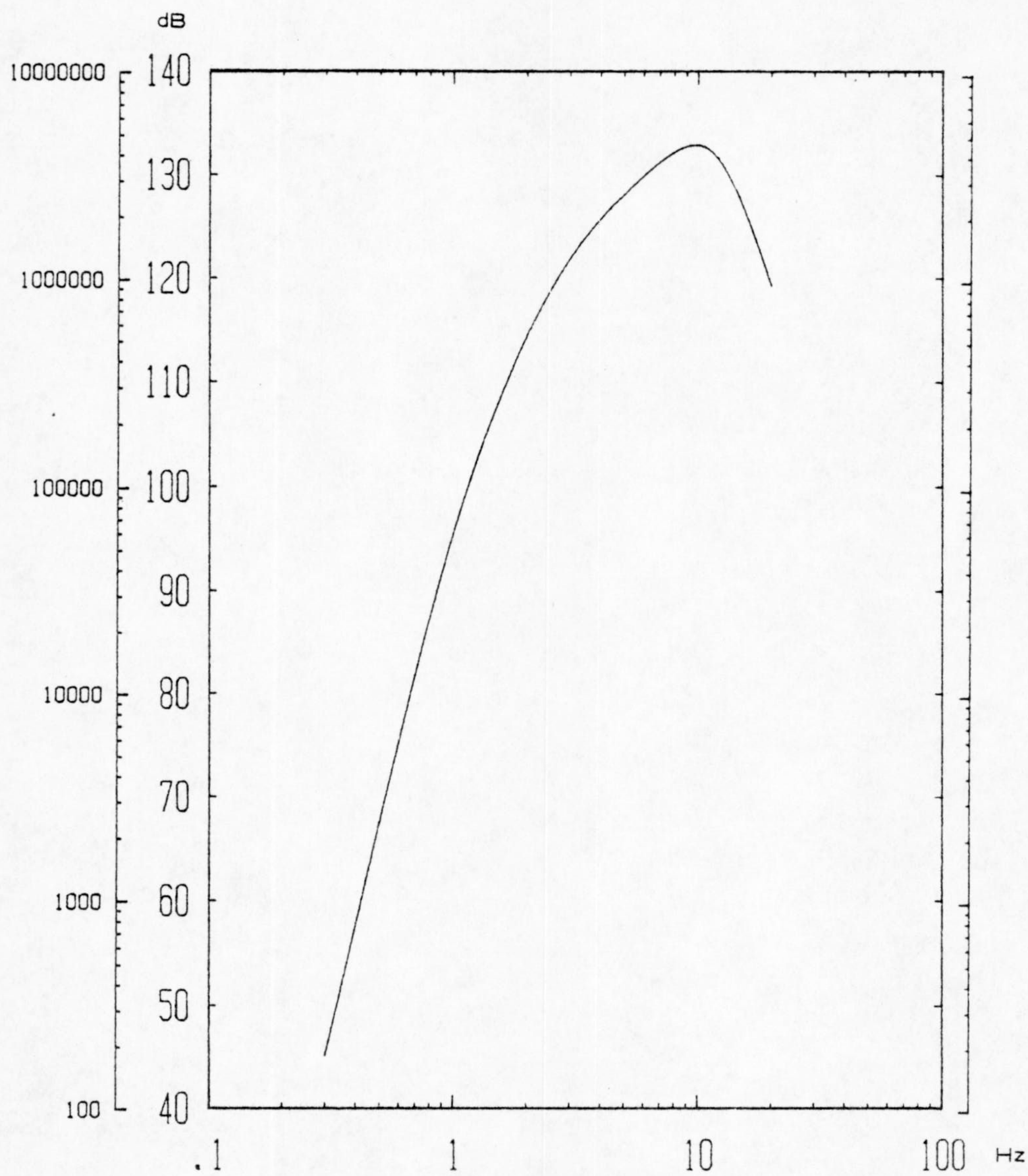
6. 8. -AMPLIFICACION DE APN @ 14-5-86





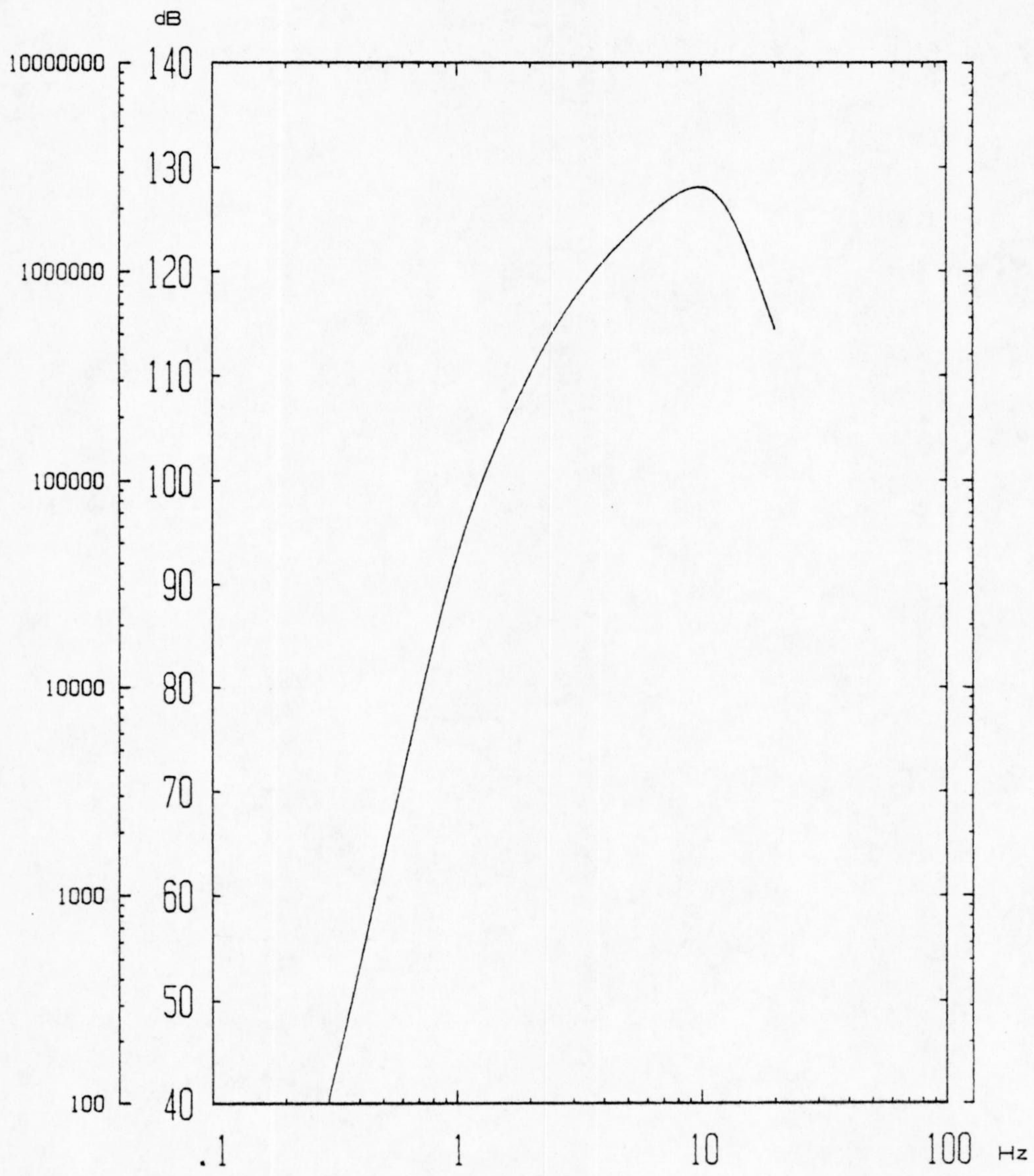
6.9. - AMPLIFICACION DE CRT @ 14-5-86





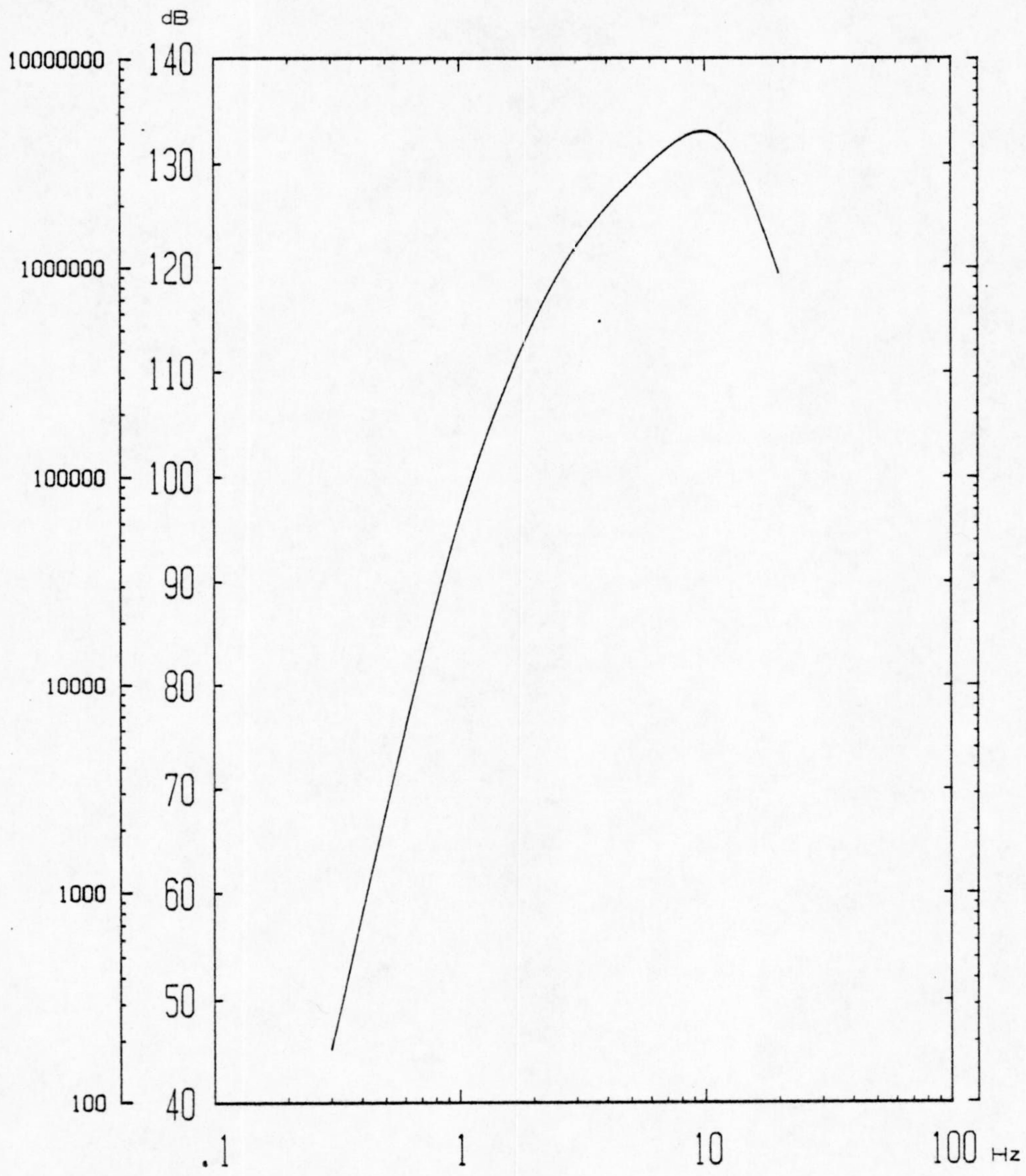
6. 10. AMPLIFICACION DE LOJ @ 14-5-86





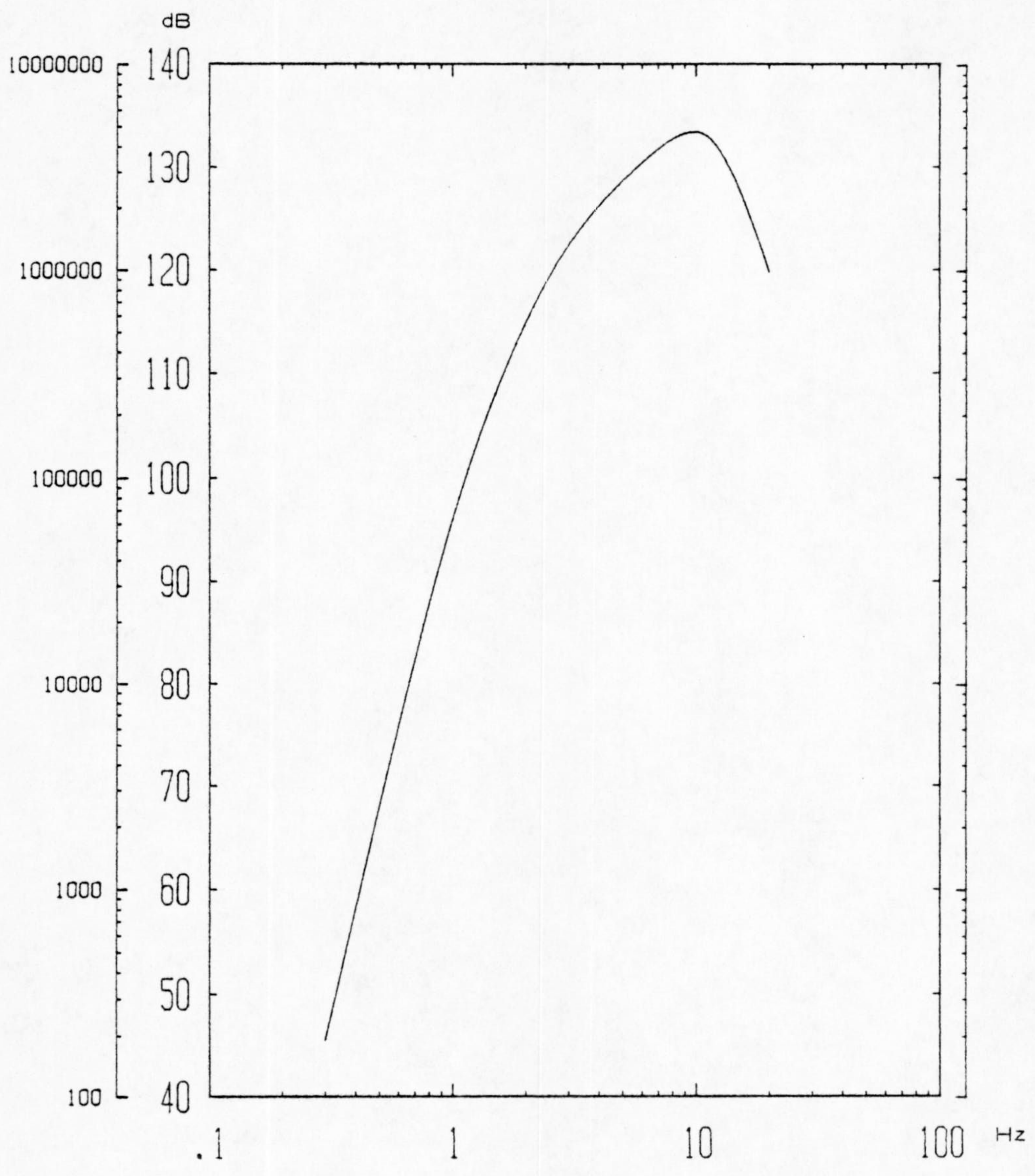
6. 11. - AMPLIFICACION DE PHE @ 14-5-86





6.12. - AMPLIFICACION DE SMO @ 14-5-86





6. 13. - AMPLIFICACION DE TEJ @ 14-5-86



La realidad es que la señal observada a la salida del geófono es la suma de dos contribuciones, la debida al movimiento de la masa suspendida y la debida al acoplamiento espúreo entre ambas bobinas, en parte inductivo y en parte capacitivo. (Willmore, 1979 p.4.4.2).

Si se bloquea la masa de un sensor Kinematics Ranger SS-1 y se inyecta una serie de armónicos en su bobina de calibración, se observan a la salida estos armónicos con amplitudes variables según la frecuencia (fig.6.15) Si la resistencia de amortiguamiento está conectada, como es el caso en utilización, el acoplamiento inductivo es claramente predominante a bajas frecuencias.

El resultado es que si se calibra un geófono de este modo, o bien introduciendo un escalón en corriente por su bobina de calibración, se obtienen errores en la estimación de su respuesta, sobre todo a frecuencias del orden de 20Hz, en las que la desviación en módulo es tan grande como -6dB. En la fig.6.16 se han representado las amplificaciones dinámicas teóricas, la obtenida haciendo uso de la bobina de calibración y sin utilizarla.

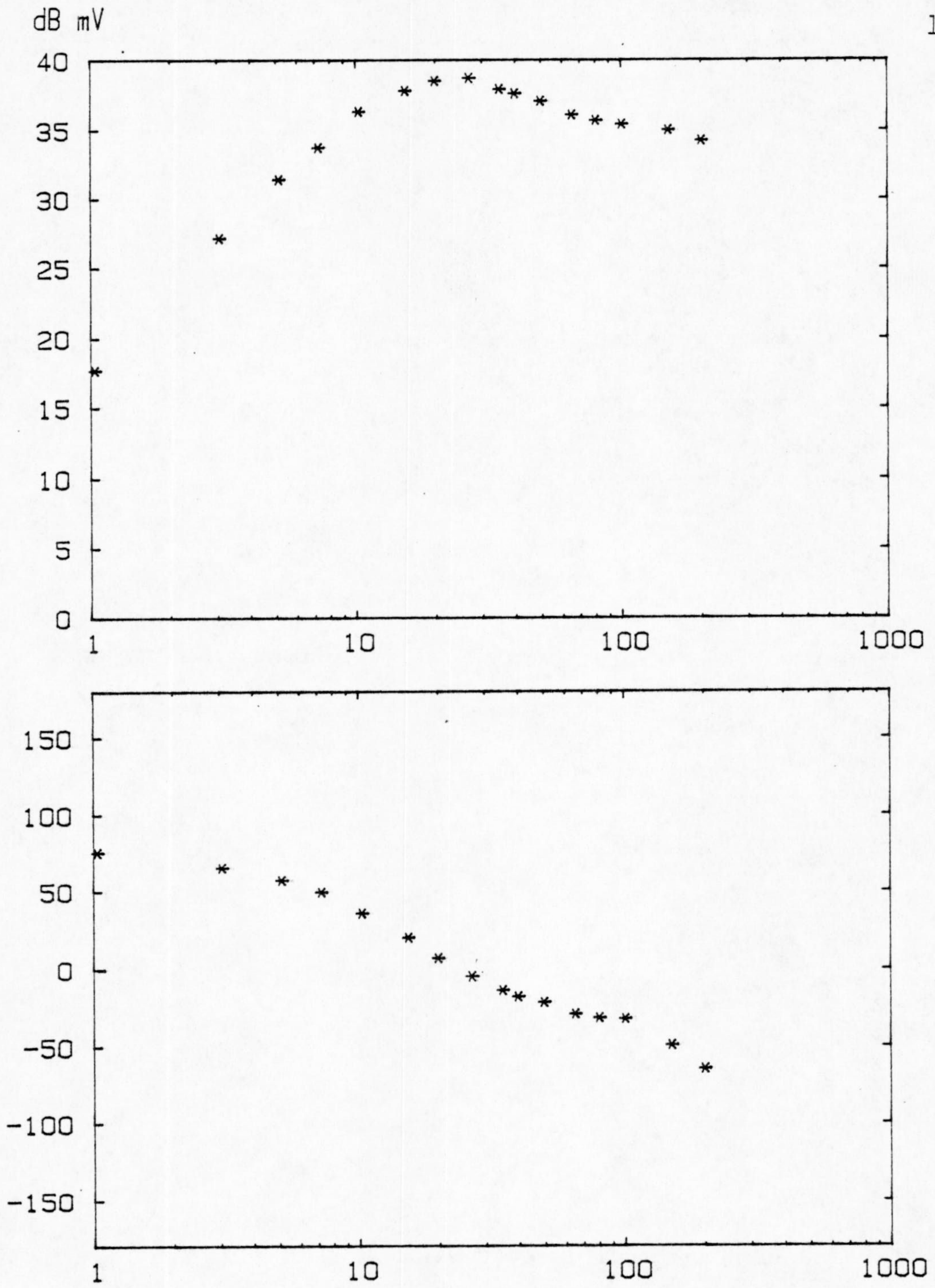
#### SIMULACION DE RESPUESTAS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

La simulación de la respuesta de un sistema sismográfico a un escalón en aceleración o a un impulso nos permite comparar esta con la respuesta real, detectando así posibles anomalías en el funcionamiento del instrumento. Esta idea fue aplicada por Espinosa (et al, 1965) para la estimación de la respuesta en frecuencia de sismógrafos de registro galvanométrico de largo periodo.

El cálculo de la forma funcional de la salida para una excitación como un impulso o un escalón a partir de la función de transferencia  $T_a(s)$  requiere la evaluación de la integral de inversión compleja. En efecto, si la salida correspondiente a una entrada  $E(s)$  es  $F(s)$ , la función temporal  $f(t)$  será la transformada inversa Laplace de  $T_a(s) \cdot E(s)$ , es decir

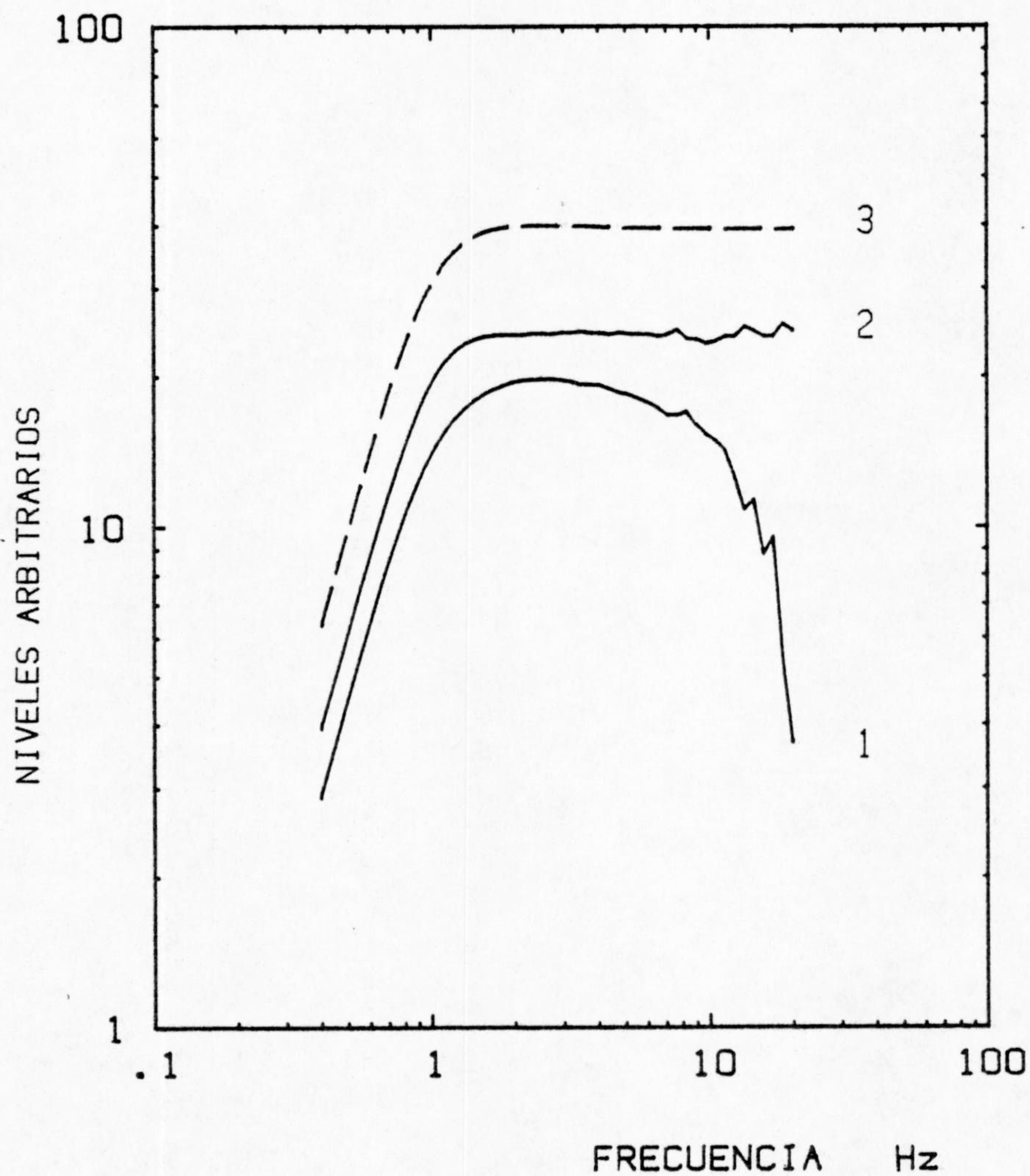
$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{b-j\infty}^{b+j\infty} E(s) \cdot T_a(s) e^{st} ds$$





6.15. - RESPUESTA EN TENSION DE UN GEOFONO RANGER CON LA MASA BLOQUEADA A UNA ENTRADA EN CORRIENTE POR LA BOBINA DE CALIBRACION (166mA).





6. 16. - EFECTO DE LA BOBINA DE CALIBRACION.

RESPUESTAS-A-VELOCIDAD DE UN GEOFONO CALCULADAS:

- 1: POR TRANSFORMADA DE UN ESCALON DE CORRIENTE EN LA BOBINA DE CALIBRACION
- 2: ID. EN LA BOBINA PRINCIPAL
- 3: TEORICA



En el caso de un escalón en aceleración de salto  $a$ , la transformada es  $a/s$ , por tanto la transformada de la salida del sistema será  $F(s)$

$$F(s) = \frac{a T_a(s)}{s}$$

Si  $F(s)$  es una función analítica en  $s$  excepto en un número finito de polos, todos los cuales se encuentran a la izquierda de la recta vertical  $R(s) = a$ , y si  $F(s)$  es acotada cuando  $s$  tiende a infinito por el semiplano  $R(s) \ll a$ , entonces el teorema del residuo nos da para  $f(t)$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{a-j\infty}^{a+j\infty} F(s) e^{st} ds$$

igual a la suma de los residuos de  $F(s) \exp(st)$  en cada uno de los polos.

Esto es aplicable en nuestro caso, ya que la función de transferencia de un sistema causal y estable tiene sus polos en el semiplano superior, bien sobre el eje imaginario, bien fuera de él como pares conjugados (p.e. Wylie, 1976).

El cálculo de los residuos es se realiza fácilmente aplicando los teoremas de Heaviside:

1.- Si  $f(t)$  es la transformada inversa de una función racional de  $s$   $p(s)/q(s)$  tal que el grado de  $p$  es menor que el de  $q$ , el residuo correspondiente del polo  $s=a$  no repetido (factor de  $q(s)$ ) es

$$\frac{p(a)}{q'(a)} e^{at}, \quad \text{con} \quad q'(a) \equiv \left. \frac{d}{ds} q(s) \right|_{s=a}$$



2.- En las mismas condiciones, los términos de  $f(t)$  correspondientes a un factor cuadrático con raíces complejas, no repetido de la forma  $(s+a)^2 + b^2$  de  $q(s)$ , vienen dados por

$$\frac{e^{-at}}{b} (\phi_i \cos bt + \phi_r \sin bt)$$

donde  $\phi_r$  y  $\phi_i$  son las componentes real e imaginaria de

$$\phi(-a+jb) \quad \text{y} \quad \phi(s) = \frac{p(s) [(s+a)^2 + b^2]}{q(s)}$$

Para calcular  $f(t)$  por este procedimiento se ha escrito la subrutina INTINV y el programa POND, en Fortran IV, para un miniordenador PDP-11/23 PLUS (los listados fuente pueden verse en el apéndice II).

La subrutina evalúa la transformada inversa de una función AS racional de  $s$  factorizada de la forma

$$AS = \frac{s^p \prod_{j=1}^{NCS} (s + \omega_j) \prod_{k=1}^{NCD} (s^2 + 2\delta_k \omega_k s + \omega_k^2)}{\prod_{m=1}^{NPS} (s + \omega_m) \prod_{n=1}^{NPD} (s^2 + 2\delta_n \omega_n s + \omega_n^2)} \cdot G_0$$

Con la restricción de que el orden del numerador sea mayor que el del denominador.

Esta técnica hace posible construir pulsos de calibración teóricas para cualquier función de transferencia físicamente posible de un sistema estable.



Si se conoce la amplitud del pulso de calibración aplicado, esto es, el salto en aceleración a equivalente

$$a = \frac{G}{M} \cdot i_0$$

donde

$G$  = transductancia del geófono

$M$  = masa suspendida

$i_0$  = corriente inicial aplicada para desviar la masa

como la transformada de este salto en aceleración es  $a/s$ , la transformada de la salida es,

$$F(s) = \frac{a}{s} \cdot T_a(s) = \frac{G i_0}{Ms} \cdot T_a(s)$$

Como ejemplo, puede verse en la fig 6.17 el pulso de calibración sintético generado para una corriente de calibración aplicada en la bobina del geófono de  $0.904 \mu A$ , con la estación de campo amplificando 2125 veces, filtro paso-alta a 2.5 Hz y filtro paso-baja a 10 Hz y amplificador de plumilla en posición de ganancia 10. La función de transferencia para desplazamiento-suelo  $[-\omega^2 T_a(j\omega)]$  correspondiente se representa en la fig 6.18.

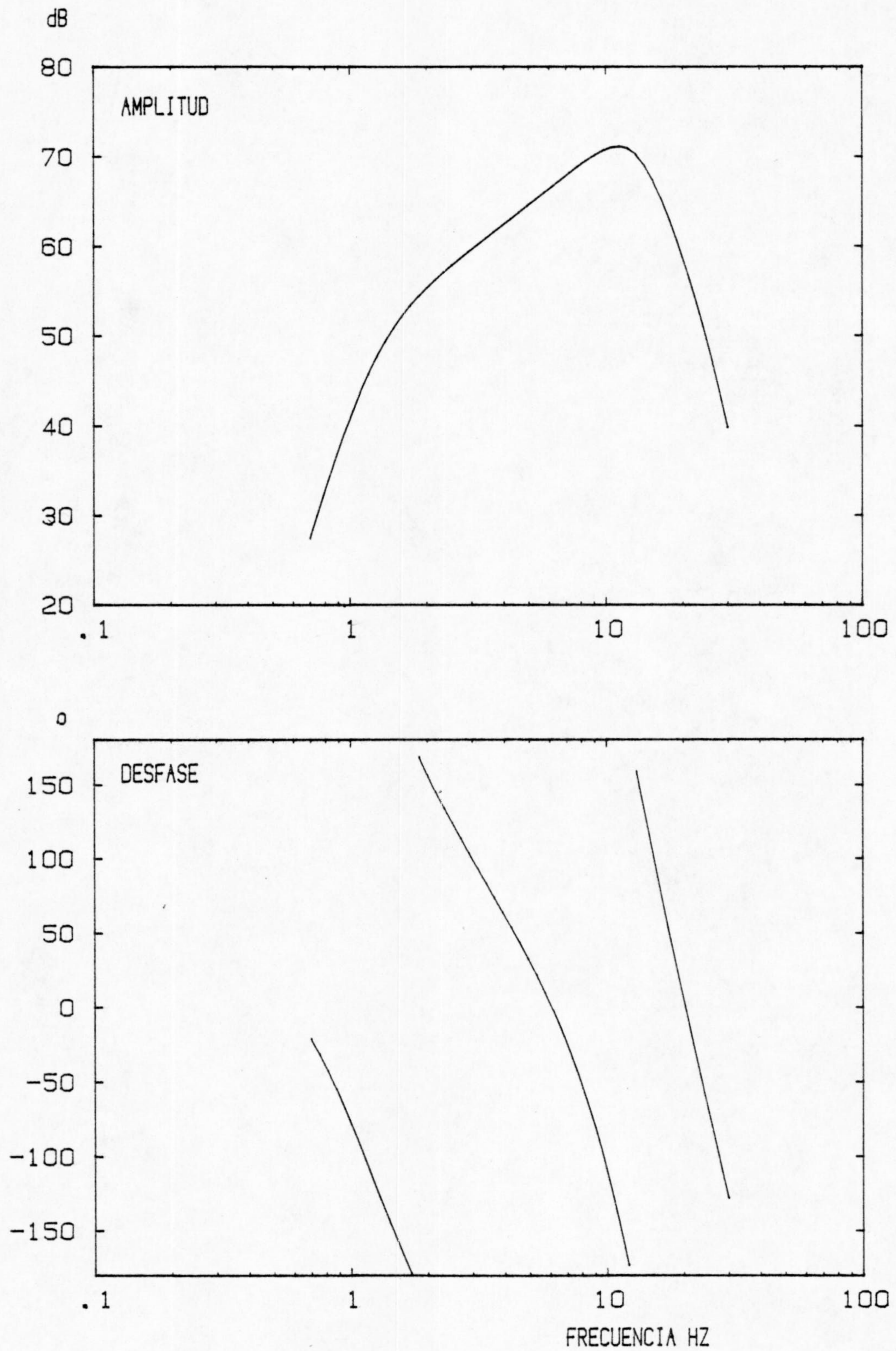
Si se calcula la transformada inversa de la función de transferencia, se obtiene la función ponderatriz, es decir la respuesta impulsional del sistema  $g(t)$ :

$$\mathcal{L}\{g(t)\} = T(s)$$

Es esta función  $g(t)$  la que convolucionada con el movimiento del suelo  $z(t)$ , permite obtener el registro o sismograma  $f(t)$ :

$$f(t) = g(t) * z(t)$$





6.17.- RESPUESTA DEL CANAL DE REGISTRO VISUAL CON AMPLIFICACION MINIMA Y FILTROS EN POSICION "3" y "6"



## LA RESPUESTA DEL CANAL MONITOR

Cada discriminador posee una salida independiente de la que está conectada a los filtros, que llamamos en su momento salida "monitor". Estas salidas se monitorizan continuamente en un sistema de adquisición de datos y detección de eventos (Olivares et al., ).

La unidad consta de un banco de filtros anticontaminación ("antialiasing") de 7-orden, con respuesta de Butterworth; un conversor A/D de ocho canales con resolución de 12 bits; una unidad TEAC de almacenamiento masivo en cinta "streammer" de 20 Mbyte; 32 Kbyte de memoria CMOS y una CPU que controla el sistema y realiza los algoritmos de detección de eventos y evaluación preliminar de los mismos. Una pequeña impresora suministra inmediatamente a la detección de un microterremoto información sobre hora de detección, canales en los que se han declarado evento, orden de llegadas, amplitud máxima y magnitud estimada (a partir de la duración).

La función de transferencia de este sistema sólo debe considerar la del canal analógico hasta el discriminador, los filtros "antialiasing" y el conversor A/D.

La respuesta T de los filtros es plana (-3dB) hasta su frecuencia de corte nominal ( $f=30.43$  Hz), como corresponde a la característica de Butterworth:

$$T_f = \frac{K_f}{\left(\frac{s}{\omega_q} + 1\right) \prod_{i=1}^3 \left(\frac{s^2}{\omega_q^2} + 2\delta_i \frac{s}{\omega_q} + 1\right)}, \quad \begin{aligned} \delta_1 &= 0.901 \\ \delta_2 &= 0.225 \\ \delta_3 &= 0.625 \end{aligned}$$

Donde K es la ganancia estática, que puede variar para cada canal, aunque habitualmente es  $K = 1$ .

En cuanto al conversor A/D, utiliza una referencia de tensión de 10.24 v para un fondo de escala de + 2048 a - 2047 cuentas. Es decir, cada cuenta correspondiente a 2.5 mV.



Con estas características y las correspondientes al geófono, amplificador, VCO y discriminador, se ha construido el pulso de calibración sintético de la fig 6.18, haciendo uso de la técnica citada más arriba. En la misma figura se observan dos pulsos reales, con ruido sísmico de fondo.

### CALIBRACION EMPIRICA

La respuesta de un sistema lineal puede conocerse como el cociente de la transformada de la salida y la transformada de la entrada.

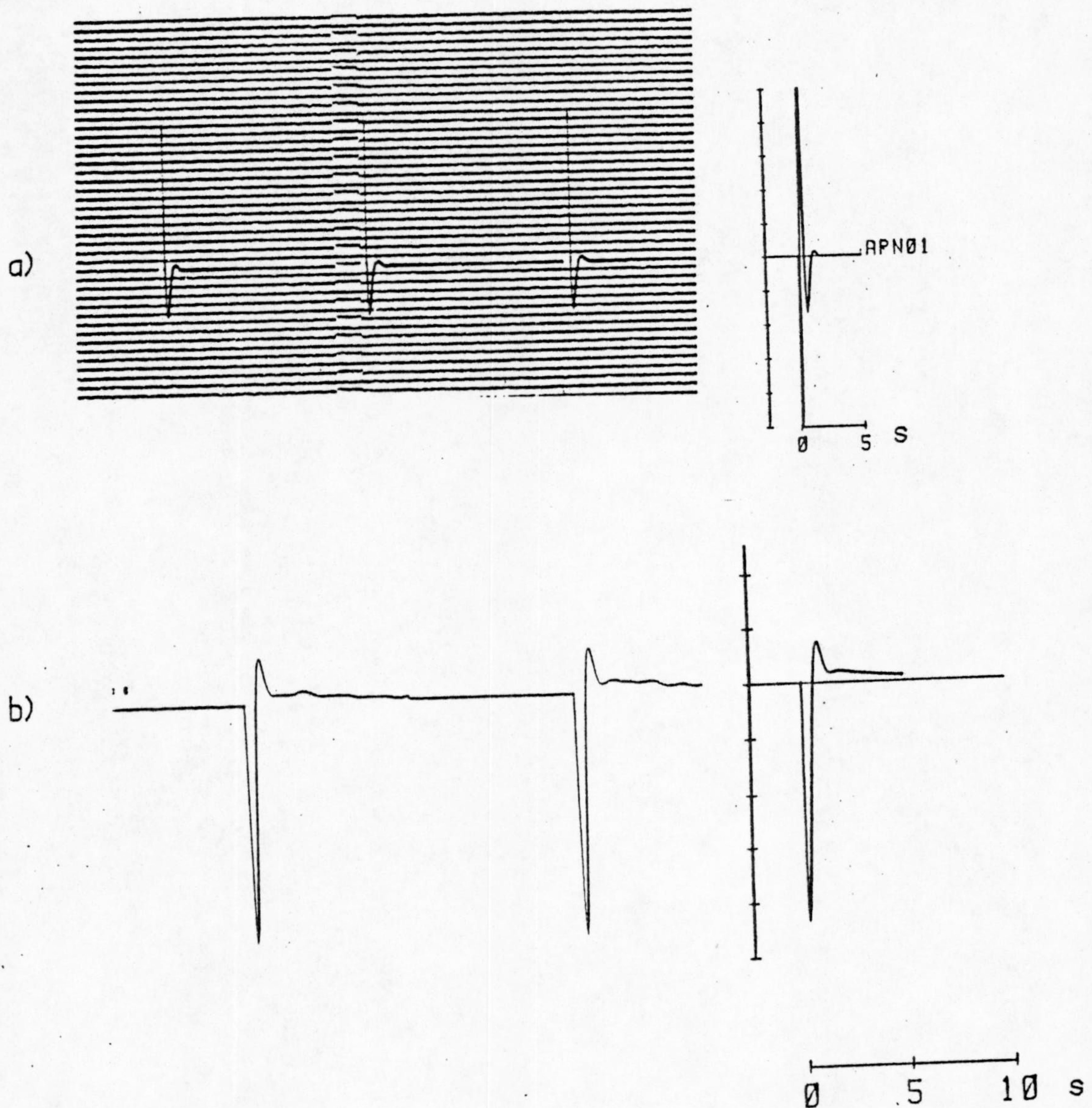
Si se utiliza una entrada de banda ancha, podrá obtenerse de este modo la respuesta en frecuencia en una banda ancha.

Como se mencionó, este método se viene utilizando por diversos autores para controlar las respuestas de sismómetros como una base de rutina. En particular, las redes que almacenan sus datos en forma continua en cinta magnética, como la red de California Central del USGS, p.e., registran diariamente los pulsos de calibración para poder reconstruir en su momento la respuesta instrumental (Bakum y Dratler, 1976).

Con un solo pulso de calibración no es posible una calibración precisa, ya que en general este pulso está contaminado con ruido. Sin embargo el método es válido como control diario. Por otra parte, si se suman varios pulsos de calibración en fase, la relación señal/ruido aumenta (Mitronovas, 1976). De este modo, si en lugar de generar un pulso, se genera una secuencia de ellos con intervalos de tiempo conocidos, la calibración resulta menos "ruidosa".

En principio se pueden sumar tantos pulsos como se desee, pero si entre ellos ha transcurrido un espacio de tiempo considerable, se obtendrá una respuesta "media" muy precisa (Olsson, et al., 1983) pero no se dispondrá de información acerca de su evolución en el tiempo. Esta es una situación bastante familiar cuando se trata con señales aleatorias, relacionada con el hecho de que siempre existe un compromiso entre la varianza de la estimación y su sesgo (Beauchamp, y Yuen, 1979).





6. 18. - SINTESIS DE PULSOS MEDIANTE LA INTEGRAL DE INVERSION COMPLEJA. a) SECUENCIA DE CALIBRACION REAL EN EL CANAL GRAFICO Y PULSO SINTETICO. (NOTESE QUE EL REGISTRO ANALOGICO ESTA SATURADO-NO EL DIGITAL- POR LO QUE SOLO PUEDE COMPARARSE LA ULTIMA PARTE DEL PULSO)
- b) PULSOS ADQUIRIDOS EN FORMA DIGITAL Y PULSO SINTETICO CORRESPONDIENTE.



Los instrumentos de la RSUG generan, como ya se dijo, dos secuencias diarias de 3 pulsos de calibración, espaciadas 12 horas.

La transformada de estos pulsos para un salto a de aceleración es

$$F(j\omega) = \frac{a}{j\omega} \cdot T_a(j\omega) = \frac{-a}{\omega^2} \cdot T_v(j\omega) = \frac{-a}{j\omega^3} T_d(j\omega)$$

donde  $T_a$ ,  $T_v$  y  $T_d$  son las funciones de transferencia para aceleración, velocidad y desplazamiento.

El método es inadecuado para canales de registro visual en tambor, ya que la digitalización de señales con un eje de tiempos tan comprimido (1 ó 2 mm/s) resulta en general muy imprecisa. En registros de largo periodo sí se emplea comunmente.

Sobre todo es un método indicado cuando se dispone de un registro digital. Por esta razón se ha utilizado para calibrar el canal monitor, que suministra la señal al sistema de adquisición de datos.

Más bien que obtener directamente la transformada del pulso, conviene obtener la de su derivada. Esto permite en la práctica acortar la ventana de muestreo e incluir, por tanto, menos energía de ruido (Bakum y Dratler, 1976).

Haciendo uso una vez más de las fórmulas de Duhamel, la función  $T_a(j\omega)$  será

$$T_a(j\omega) = \frac{1}{a} \cdot j\omega \cdot F(j\omega) = \frac{1}{a} \mathcal{F} \{ f'(t) \}$$

donde notamos con  $\mathcal{F}$  la transformada Fourier y con  $f'(t)$  la derivada de la función temporal de salida.

De modo semejante,

$$T_v(j\omega) = \frac{1}{a} \cdot j\omega \cdot \mathcal{F} \{ f'(t) \}$$

$$T_d(j\omega) = \frac{-1}{a} \omega^2 \mathcal{F} \{ f'(t) \}$$



La función  $T_v(j\omega)$  tiene módulo asintóticamente constante para frecuencias entre 1Hz (geófono) y 30Hz (filtros anticontaminación). En la fig 6.19 se ha dibujado la  $T_v$  obtenida a partir de un pulso de calibración, junto con la función teórica.

La contaminación con el ruido a altas frecuencias es un problema bastante conocido de este método, y, en general, de las transformadas de registros reales. Su origen está en el decrecimiento de la densidad espectral de la señal a altas frecuencias (Berger et al., 1979).

En el caso del pulso de calibración, la densidad espectral de la función de entrada decrece como  $f^{-1}$ , mientras que la del ruido no.

En el caso de sismogramas, el problema es parecido, ya que a partir de una cierta frecuencia esquina la densidad espectral de la fuente en campo lejano disminuye al menos como  $f^{-2}$ , más generalmente como  $f^{-4}$ .

## MESAS VIBRATORIAS

Es obvio que si se dispone de una mesa vibratoria y se hace vibrar por medio de ella el geófono con amplitudes y frecuencias conocidas, podrá obtenerse fácilmente la respuesta a dichas frecuencias.

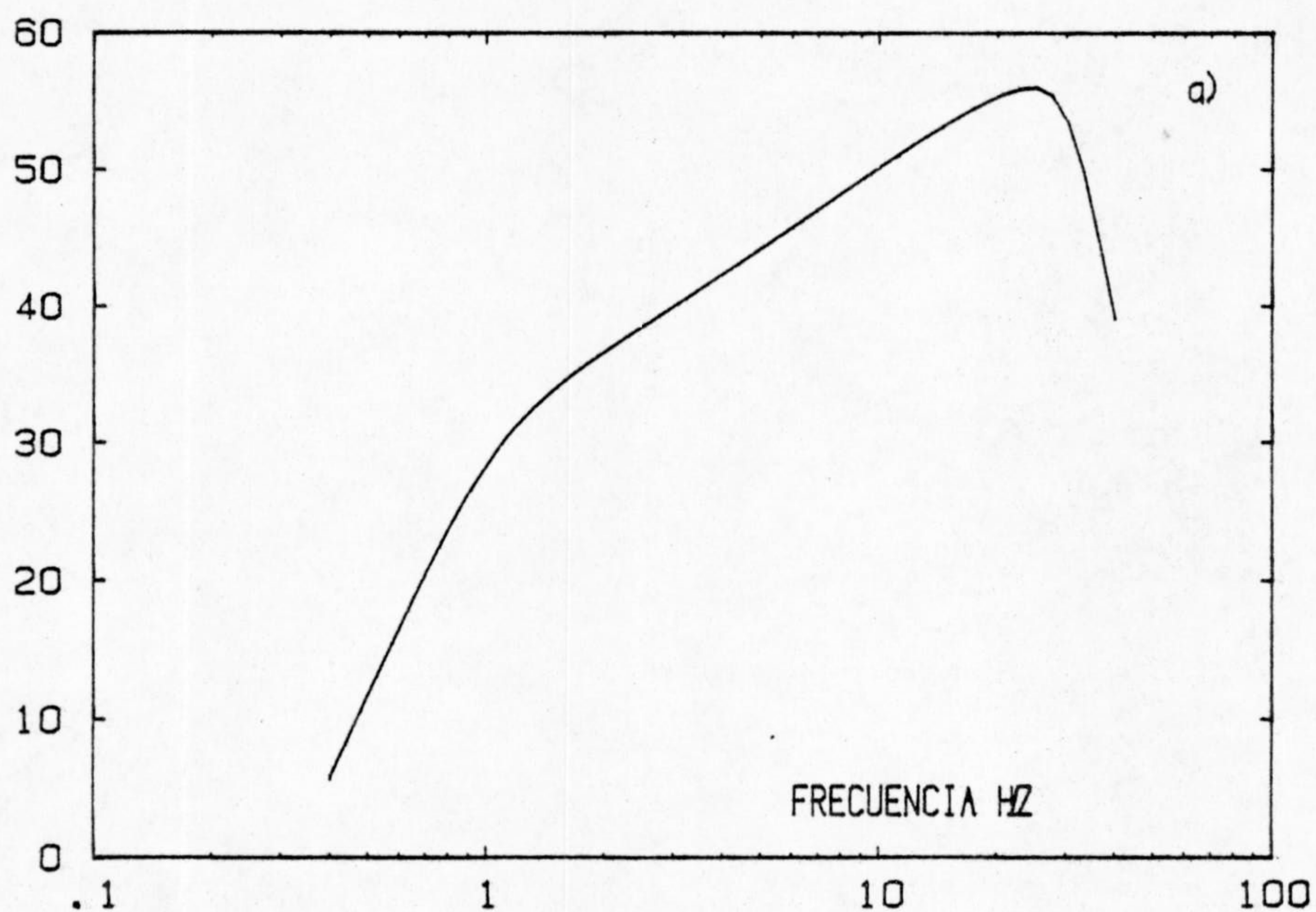
Este método es completamente directo y permite medidas de amplitud y fase muy precisas.

Sus inconvenientes son, básicamente tres: La calibración solo se realiza para un número (tan grande como se quiera) de frecuencias discretas; la operación ha de realizarse con el instrumento fuera de servicio ("of line") y el precio de las mesas vibratorias hace el acceso a ellas muy difícil.

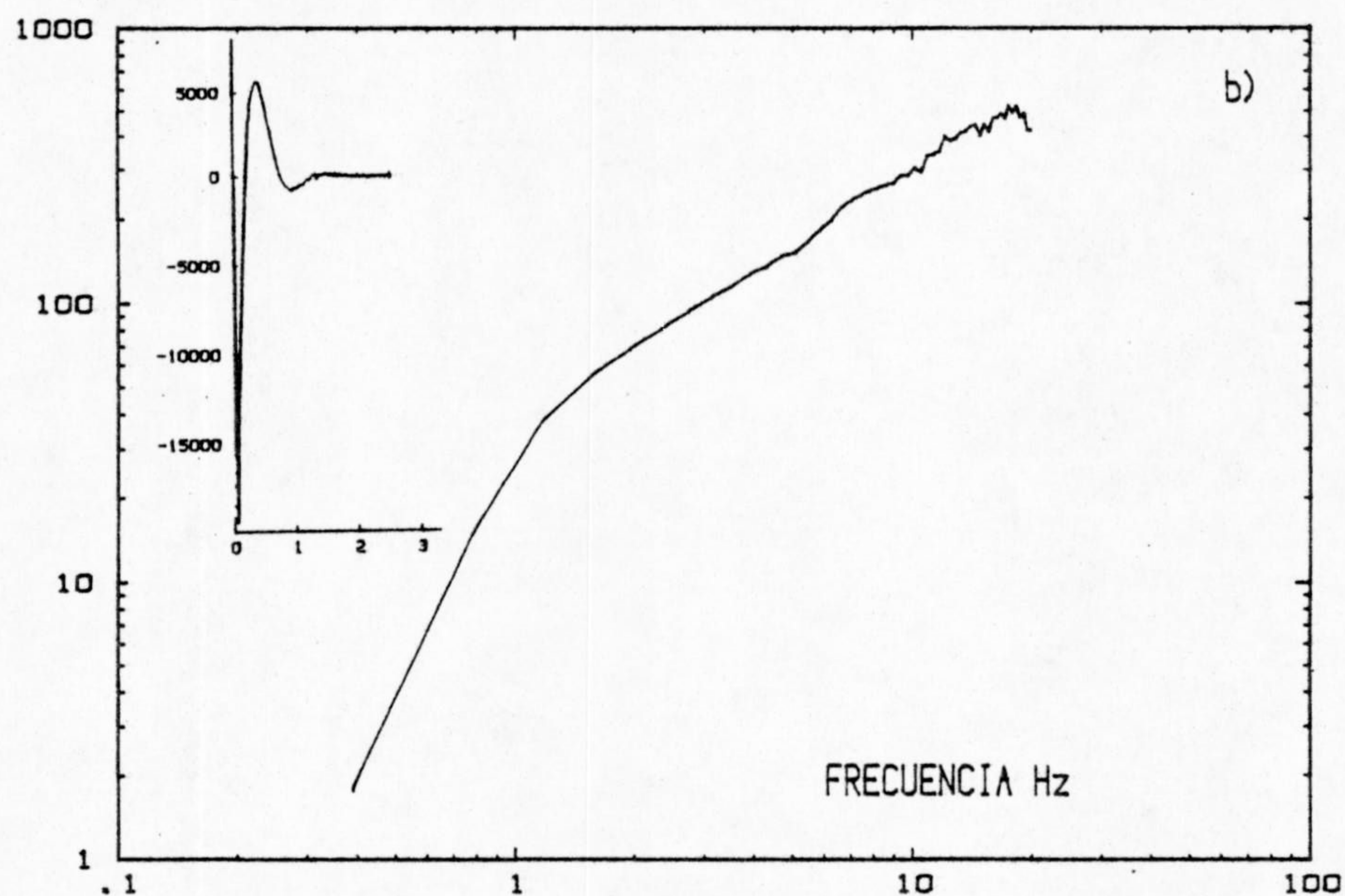
En el apéndice I se describe un dispositivo vibrador pasivo que se ha diseñado y construido para sustituir una mesa vibratoria.



dB cuentas/um



cuentas/um



- 6.19.- RESPUESTA DEL CANAL DIGITAL. a) OBTENIDA ANALITICAMENTE  
 b) OBTENIDA A PARTIR DE LA SUMA DE 3 PULSOS DE CALIBRACION.  
 EL AUMENTO DE RUIDO A ALTA FRECUENCIA SE DEBE A LA  
 DISMINUCION DE LA DENSIDAD ESPECTRAL DE LA FUNCION  
 DE ENTRADA COMO  $F^{-2}$ .



Mediante un geófono auxiliar, excitado por una corriente sinusoidal en su bobina, se mueve el sensor vertical que forma parte del canal sismométrico que se pretende calibrar.

El movimiento de éste se conoce por un sensor ultrasónico de desplazamiento relativo.

El dispositivo funciona correctamente entre 2 y 30 Hz, aunque puede extenderse su respuesta por debajo de 2Hz añadiendo un elemento amortiguador. El límite superior lo imponen las resonancias parásitas, ya que el muelle del que se suspende la plataforma presenta un modo normal de frecuencia 38 Hz.

En la fig 6.20 se ha representado la calibración realizada por este sistema de un geófono, aunque es evidente que su uso se extiende a cualquier sistema que incluya un sismómetro de corto periodo portátil..

## EL MARGEN DINAMICO

Se entiende por margen dinámico de un sistema lineal la razón (que suele expresarse en dB) entre la máxima amplitud de señal que puede admitir a su entrada y su mínima amplitud de señal que puede resolver.

En sistemas con ganancia variable, este margen puede entenderse de dos formas: teniendo en cuenta el posible cambio de ganancia, o para ganancia fija. A menos que el cambio de ganancia sea automático, debe especificarse de qué margen se habla.

En el caso de los instrumentos de la R.S.U.G., nos referiremos al margen dinámico para una ganancia fija.

Un criterio de diseño relacionado con este parámetro ha sido el evitar atenuaciones netas a lo largo del camino de la señal. Es decir sólo se atenúa si a continuación existe un paso con igual o mayor ganancia que la máxima atenuación. La razón de esto es prevenir la posible saturación de una etapa intermedia (que puede pasar inadvertida) sin que se sature la última.



Así se asegura, además, que las contribuciones al ruido instrumental en etapas posteriores a la primera son menos importantes que la de ésta.

El margen dinámico medido en el canal monitor (conectado al sistema de adquisición de datos) es la relación entre la máxima señal de salida que admite sin saturación y el nivel de ruido de pico que se observa con el geófono bloqueado y es de aproximadamente 72dB.

Esto justifica la resolución (12 bits) del sistema de adquisición de datos empleado.

En cuanto al canal de registro visual, es el mismo tipo de registro el que limita el margen dinámico. La máxima deflexión de la plumilla está limitada electrónicamente a unos 3.5 cm. Si se admite la posibilidad de observar señales sobre la traza de 0.7mm de amplitud, resulta una estimación para la dinámica posible de unos 35dB.

El control de las ganancias de la estación de campo y del amplificador del servomotor permiten en cada caso manejar señales cuyas amplitudes medias se encuentren en un margen mucho más amplio: para el registro visual, la selección de ganancias amplía el margen en 75dB adicionales, y para el canal monitor, en 42 dB.



LA RED SISMICA DE LA  
UNIVERSIDAD DE GARANADA



## LA RED SISMICA DE LA UNIVERSIDAD DE GRANADA

La Red Sísmica de la Universidad de Granada se ha constituido con una finalidad primaria de investigación y estudio de una zona sísmicamente activa, la Región Béticas-Mar de Alborán. Esto ha resultado viable económicamente a causa del ahorro tanto de adquisición e instalación como de mantenimiento, que supone diseñar equipos adecuados a necesidades reales y construirlos.

Los objetivos básicos de ésta son la detección, localización y cuantificación de los microterremotos locales.

En su primera fase, se pretende cubrir la actividad de la Depresión de Granada y sus bordes con un total de ocho estaciones, de las cuales seis son actualmente operativas (PHE, LOJ, TEJ, SMO, CRT y APN).

En una segunda fase la RSUG se integra como parte de la Red Sísmica de Andalucía (RSA) al ampliarse en un segundo cinturón externo con seis estaciones de telemetría digital a través de repetidor. La tercera fase completará este cinturón con dos estaciones más del mismo tipo.

### SITUACION DE LAS ESTACIONES

La configuración de la Red viene condicionada por varios factores. Por una parte, para una localización epicentral fiable, la distribución acimutal alrededor de la zona activa debe ser completa; al menos no deben existir lagunas de estaciones de más de 180 grados (Lee et al, 1971).



La distancia del epicentro a la estación más próxima debe ser del mismo orden al menos que la profundidad focal, si ésta ha de ser determinada con precisión. Si la actividad está concentrada en ciertas zonas, puede estudiarse una distribución óptima de estaciones (Peters y Crosson, 1972; Kijko, 1978,1986; Uhrhaunmer, 1980). Si, como es el caso, no se dispone de un conocimiento previo detallado de la zona -es precisamente lo que se pretende conseguir-, la distribución de estaciones debe ser lo más uniforme posible.

Por otra parte, si se busca una alta amplificación, es necesario que cada emplazamiento esté exento de "ruido cultural".

El terreno bajo la estación debe ser lo más consolidado posible geológicamente.

La telemetría via radio, impuesta sobre la línea telefónica por razones de coste económico, exige visión directa entre las antenas de emisión y recepción.

La máxima distancia a la estación central es de unos 60Km, que se cubren sin dificultad con potencia inferior a 1W.

Todos estos condicionantes llevaron a la elección de emplazamientos en las sierras que rodean la Depresión de Granada: Pico Herrero (PHE) en la Sierra de Albuñuelas (1360m); SMO en Sierra Morrones (1300m); LOJ, en la Sierra de Loja (1340m); TEJ, en Sierra Tejada (1700m); APN, en Sierra de las Chanzas (1160m).

La estación CRT (en la estación central) opera con una amplificación más baja, lo que permite el registro de terremotos de magnitud más alta que las demás sin saturación, a costa de una pérdida de sensibilidad.

La estación CHM, aún no plenamente operativa, requiere un sondeo para su instalación definitiva, ya que está situada en una zona en el centro de la Depresión con ruido cultural y una grandes potencias de sedimentos. Esta estación sola permite disminuir la distancia media entre estaciones a aproximadamente la mitad (ver mapa en figura 7.1)



# RED SISMICA DE LA UNIVERSIDAD DE GRANADA

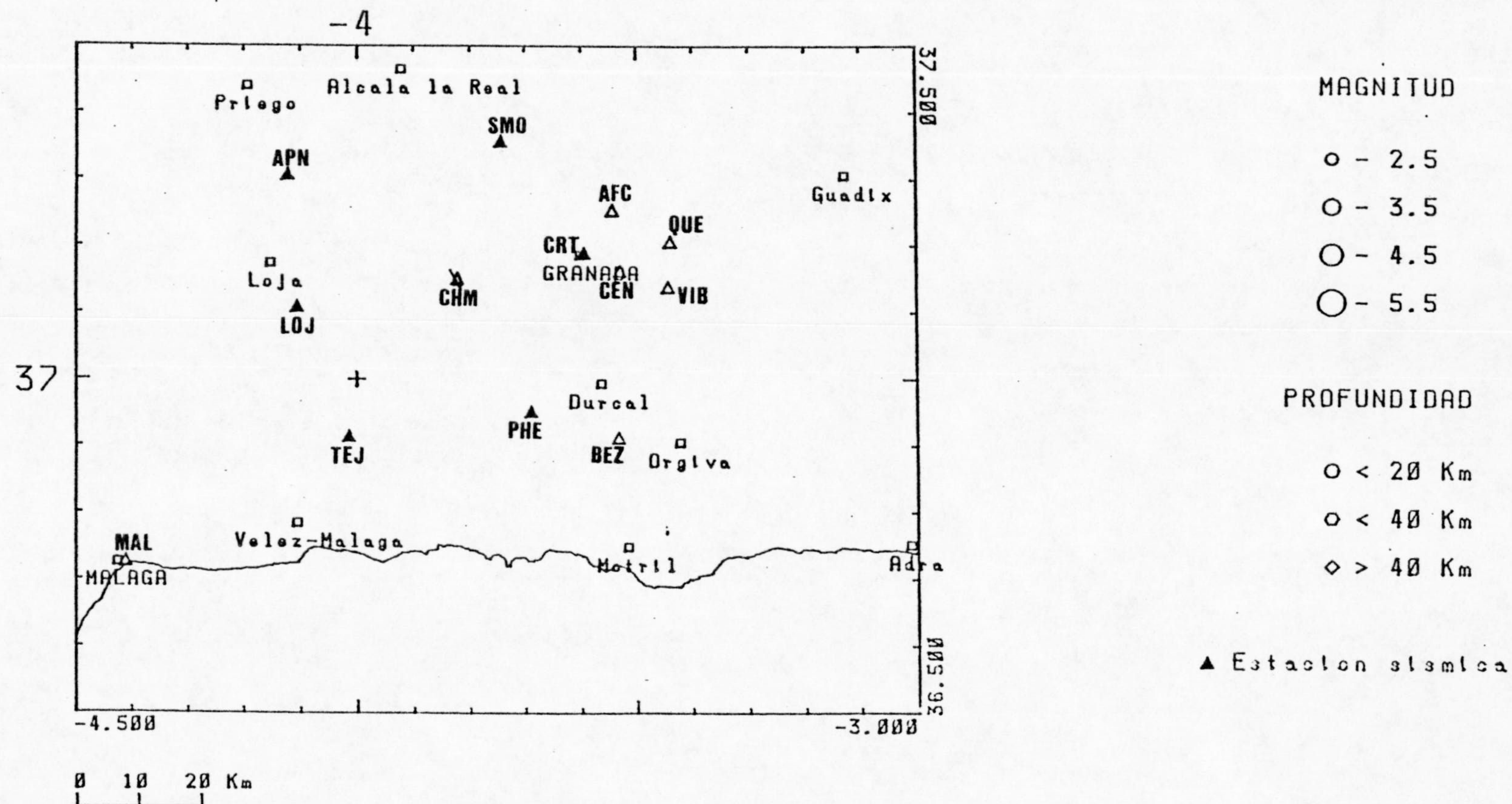


Fig. 7. 1. - Situación de las estaciones. Con triangulo oscuro las estaciones de la RSUG, blancos las estaciones de otros organismos (CEN, VIB y QUE del Servicio Geologico del MOPU, AFC y MAL del IGN y BEZ de la Conf. de aguas del Sur), y la rayada (CHM) de próxima instalación.



La Depresión de Granada y sus bordes constituyen la zona sísmicamente más activa dentro de las cordilleras Béticas. En ella han ocurrido terremotos con intensidades epicentrales  $I_0 > VIII$ , siendo las áreas de Santa Fé-Granada-Pinos Puente y de Arenas del Rey-Alhama, las más afectadas históricamente (Vidal et al, 1984).

Geológicamente, su formación comenzó hacia el Mioceno medio y su individualización se ha producido desde el Mioceno Superior a la actualidad. Tras la estructuración alpina, que produjo largas líneas de fracturas longitudinales a la Cordillera Bética, se formó una densa red de fracturas (fig.7.2) como respuesta tanto a esfuerzos casi N-S, como a otros aproximadamente E-W. (Vidal et al, 1984).

La elección de los emplazamientos de APN y CHM se hizo con base en un estudio sobre los errores esperados en la localización (Guirao y de Miguel, 1984). En éste se puso de manifiesto la importancia de incluir lecturas de fases S como entrada de las localizaciones, especialmente para epicentros en los bordes de la Depresión o fuera de ella.

Las características geológicas de las zonas donde se ubicaron el resto de las estaciones ha sido descrito en Valenzuela et al, 1981.

#### EXPERIENCIA DE FUNCIONAMIENTO

Con las estaciones actualmente en funcionamiento, el error estándar en la localización epicentral es típicamente 0.5Km para terremotos en la zona central de la Red y 2Km en los bordes.



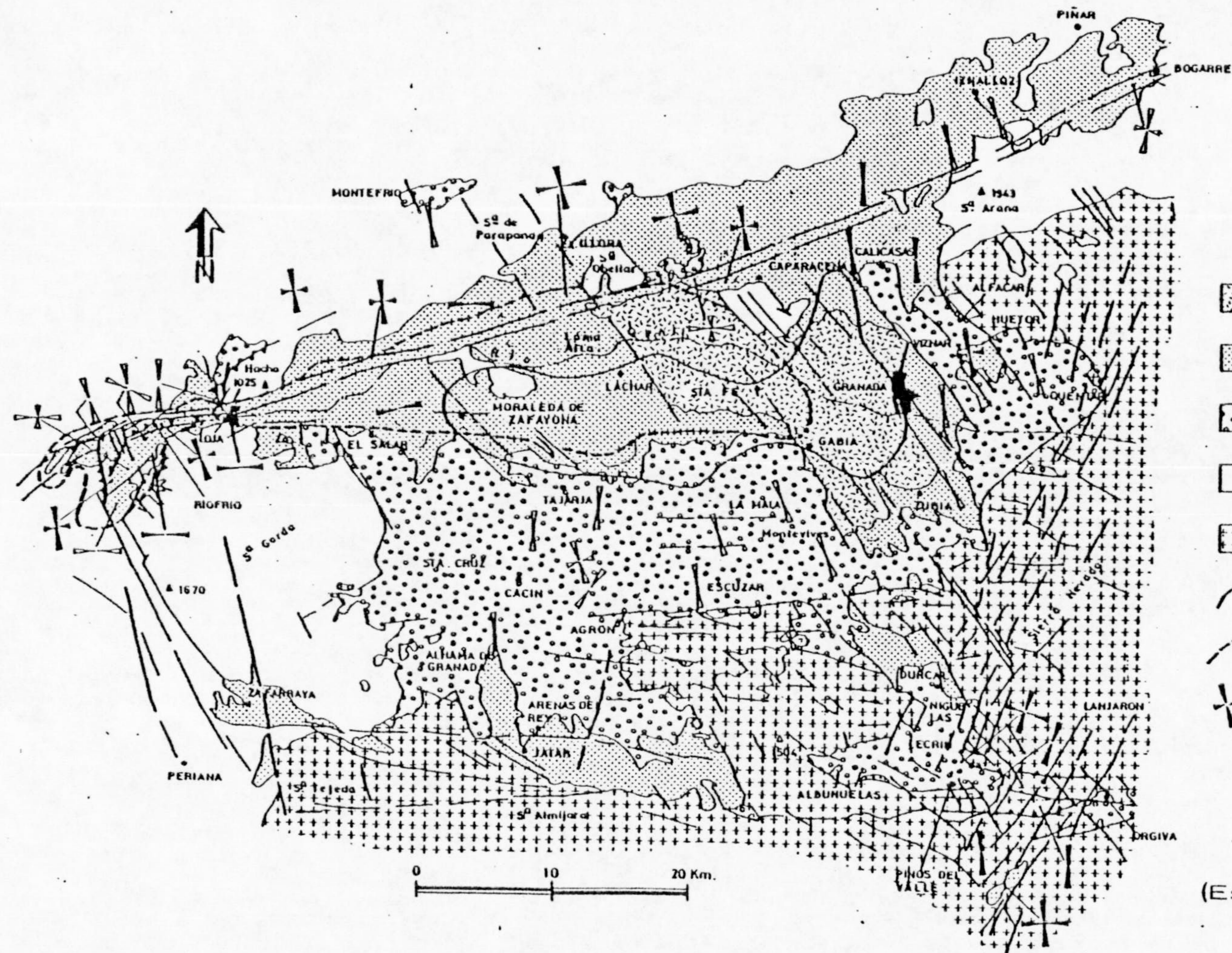



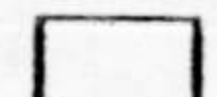
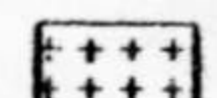

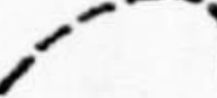



Fig. 2 - 9.

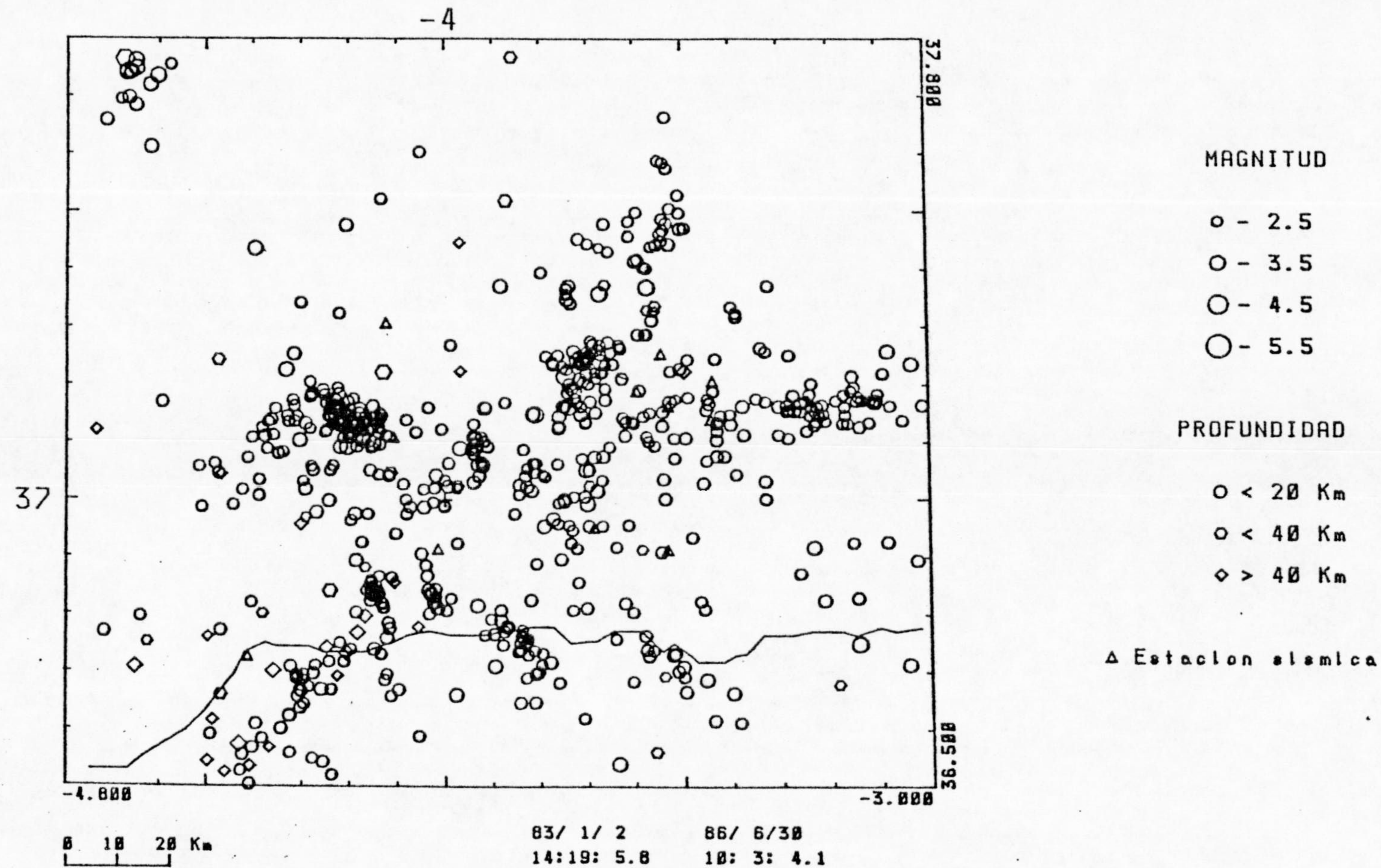
-  HOLOCENO DE LA VEGA
  -  PLEISTOCENO
  -  MIOCENO
  -  MATERIALES DE LAS UNIDADES EXTERNAS, DORSAL Y FLYSH
  -  MATERIALES DE LAS UNIDADES INTERNAS
  -  ANOMALIA GRAVIMETRICA -135 mgal. (Suriñach y Udías, 1976)
  -  LIMITE MINIMO APROXIMADO DEL AREA LACUSTRE DE LOMA ALTA
  -  ESFUERZOS COMPRESIVOS DEDUCIDOS A PARTIR DE CANTOS ESTRIADOS (ASPAS NEGRAS), PLIEGES Y FALLAS (ASPAS BLANCAS).
- El tamaño de las aspás es proporcional al número de medidas, en una misma estación.

(Estevez y Sanz de Galdeano, 1983)

Fig. 7. 2. - Unidades, fracturas y sistemas de esfuerzos principales de la Depresión de Granada.



# RED SISMICA DE LA UNIVERSIDAD DE GRANADA



TERREMOTOS  $M > 2.5$ , PERIODO

ENERO 1983 - JUNIO 1986.

Fig. 7.2b. - Actividad sísmica registrada por la RSUG desde Enero 1983 a Junio 1986, con magnitud  $m \geq 2.5$ , con error epicentral  $< 5$  Km y error en profundidad  $< 10$  Km.



En cuanto a la profundidad hipocentral, se obtienen indeterminaciones entre 2 y 10Km, dependiendo de la distancia a la estación más próxima. Está en fase de estudio la fiabilidad de las profundidades calculadas a través del método de diagrama de Wadati. Pero ya ha podido este método confirmar este orden de incertidumbres y una sistemática diferencia entre las estimaciones obtenidas por este sistema y la profundidad calculada mediante programa de localización del orden de 5Km (más a través del método del diagrama de Wadati), interpretado como achacable al programa utilizado (una versión del HIP0INVERSE de Klein, 1978).

La sismicidad detectada por la Red (unos 3000 microterremotos y terremotos localizados en tres años de funcionamiento fig. 7.2b) muestra una predominancia de focos superficiales, los cuales presentan muchas veces dificultades para su temporización precisa debido a la alta atenuación de la zona (de Miguel y Vidal, 1983; Carsi, 1986), especialmente en los casos de microterremotos de pequeña magnitud. Se han localizado sin embargo un cierto número de eventos de profundidades entre 50 y 100 Km, sobre todo en el borde suroccidental de la Depresión.

La existencia de estos sismos subcorticales no era conocida, aunque si supuesta, hasta el presente, con la excepción del terremoto del 20-6-79 (Vidal et al, 1982)

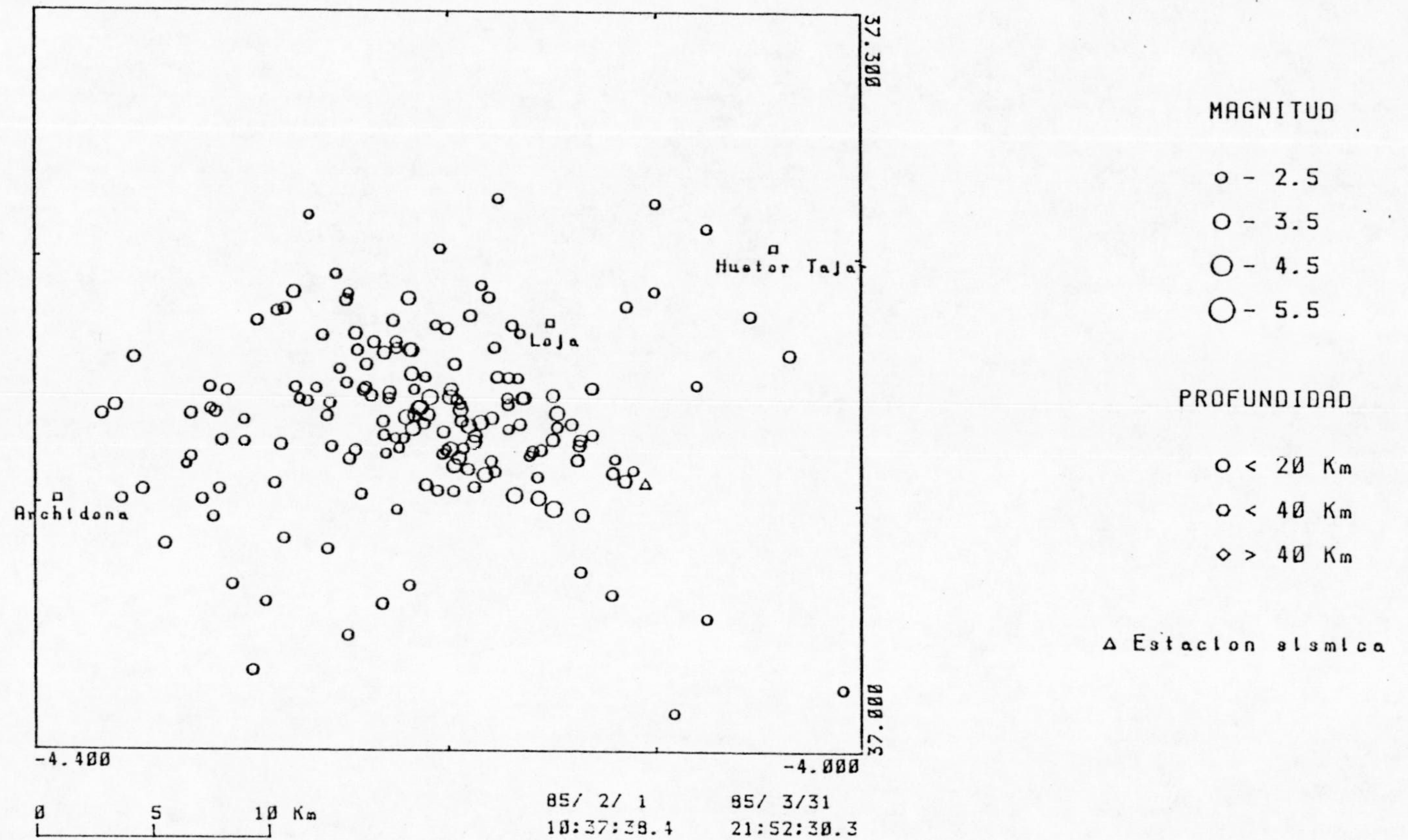
Estos datos aportan un valioso elemento a la interpretación tectónica de la zona.

Durante el periodo de funcionamiento de la RSUG se han producido varias series sísmicas, la más importante de las cuales fue la de Loja en Febrero de 1985 (Alguacil et al, 1985), (figuras 7.3,7.4,7.5,7.6). Se detectaron más de 3000 microterremotos en 25 días, con magnitudes entre 1 y 3.7. De ellos, 17 fueron sentidos por la población, alcanzándose una intensidad máxima de VI (MSK). Los registros visuales permitieron la monitorización continua de la actividad. De hecho, las autoridades de Protección Civil fueron alertadas antes de que se produjesen los primeros sismos sentidos. Ha sido la primera experiencia en España de seguimiento de una crisis sísmica en tiempo real.





# RED SISMICA DE LA UNIVERSIDAD DE GRANADA

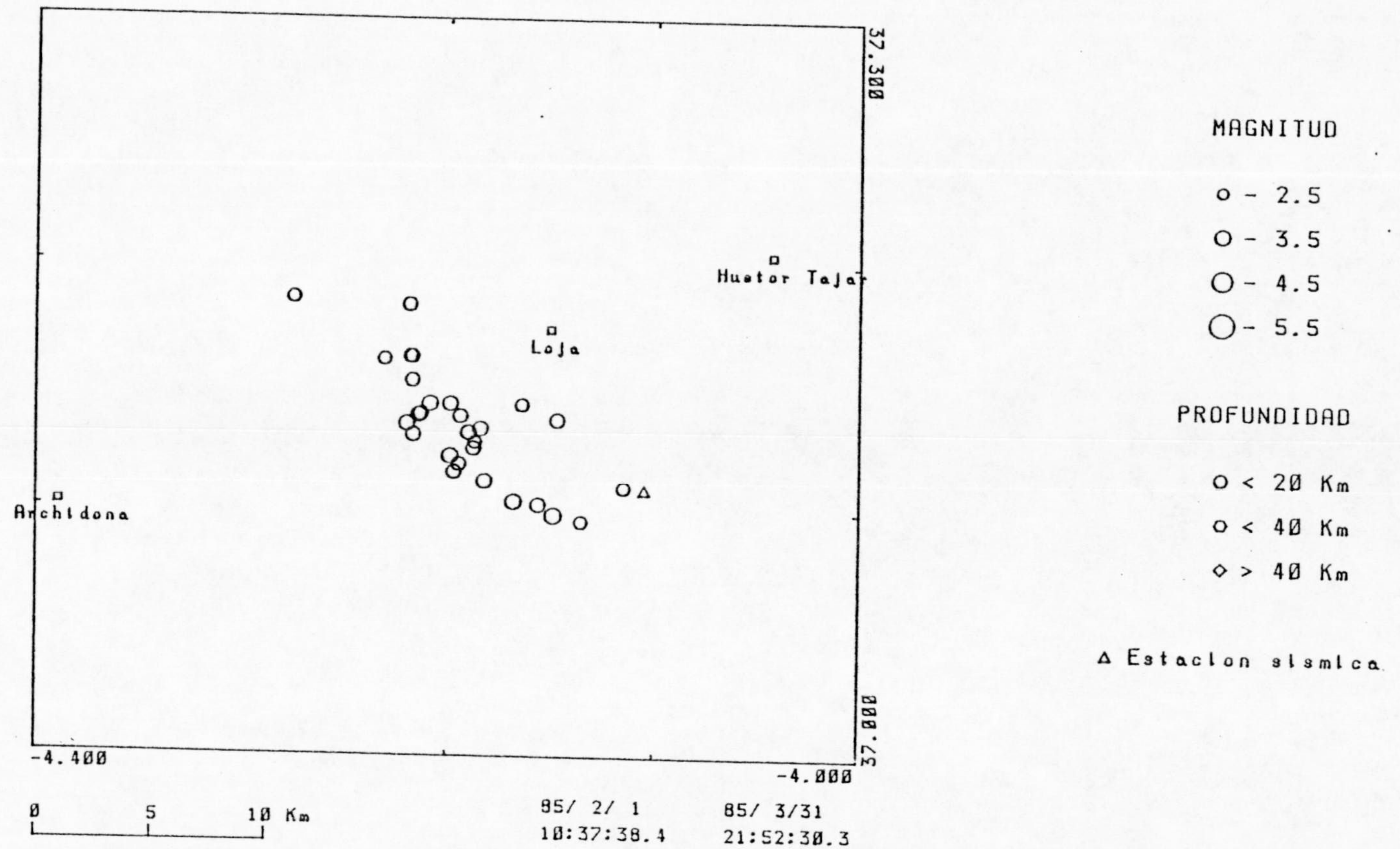


TERREMOTOS M>2.0 SERIE LOJA

Fig. 7.3. - Localización de los terremotos de la serie de Loja de m 2.0



# RED SISMICA DE LA UNIVERSIDAD DE GRANADA



TERREMOTOS M>2.8 SERIE LOJA

Fig. 7.4. - Localización de los terremotos de la serie de Loja de m 2.8.



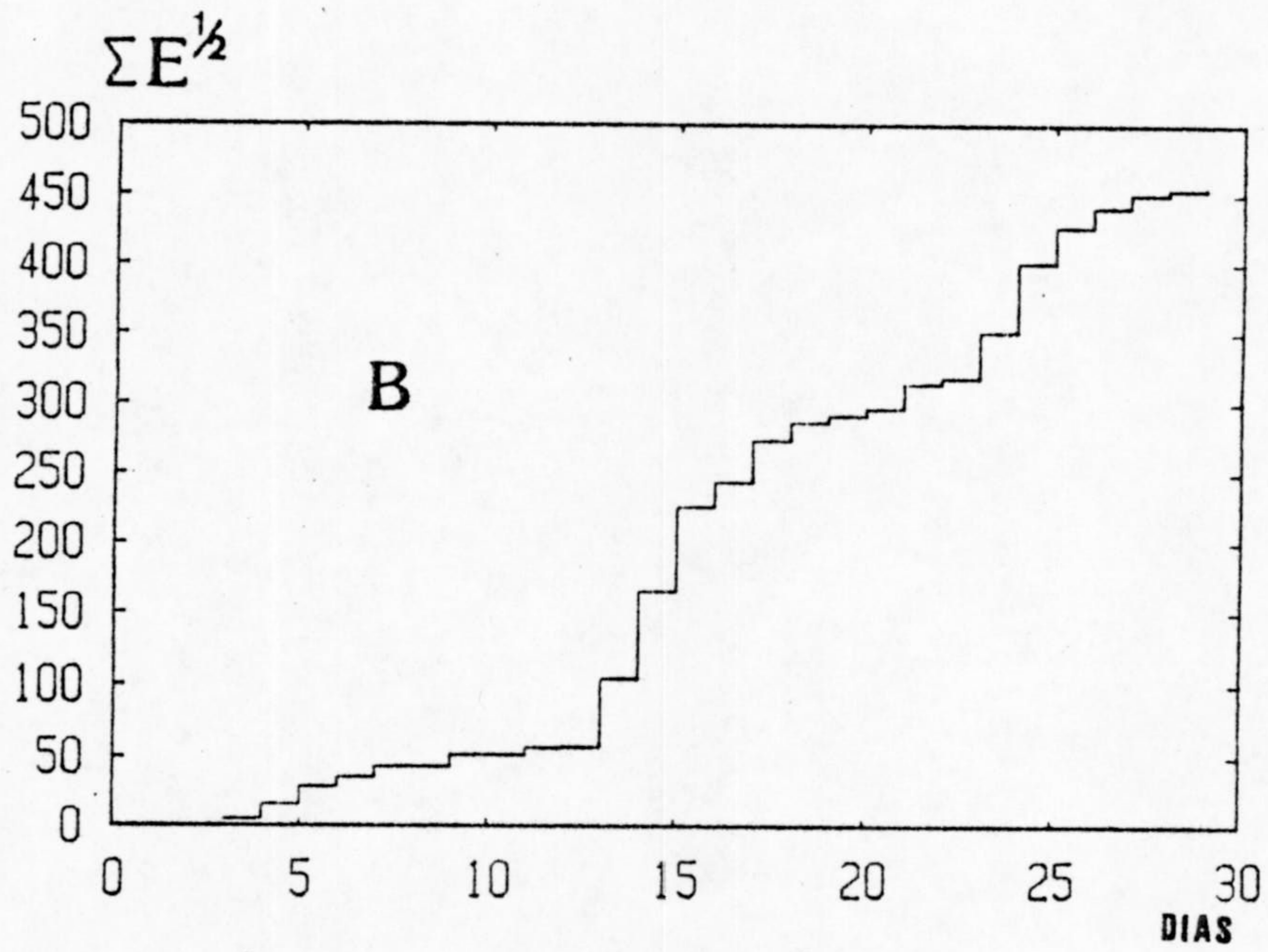
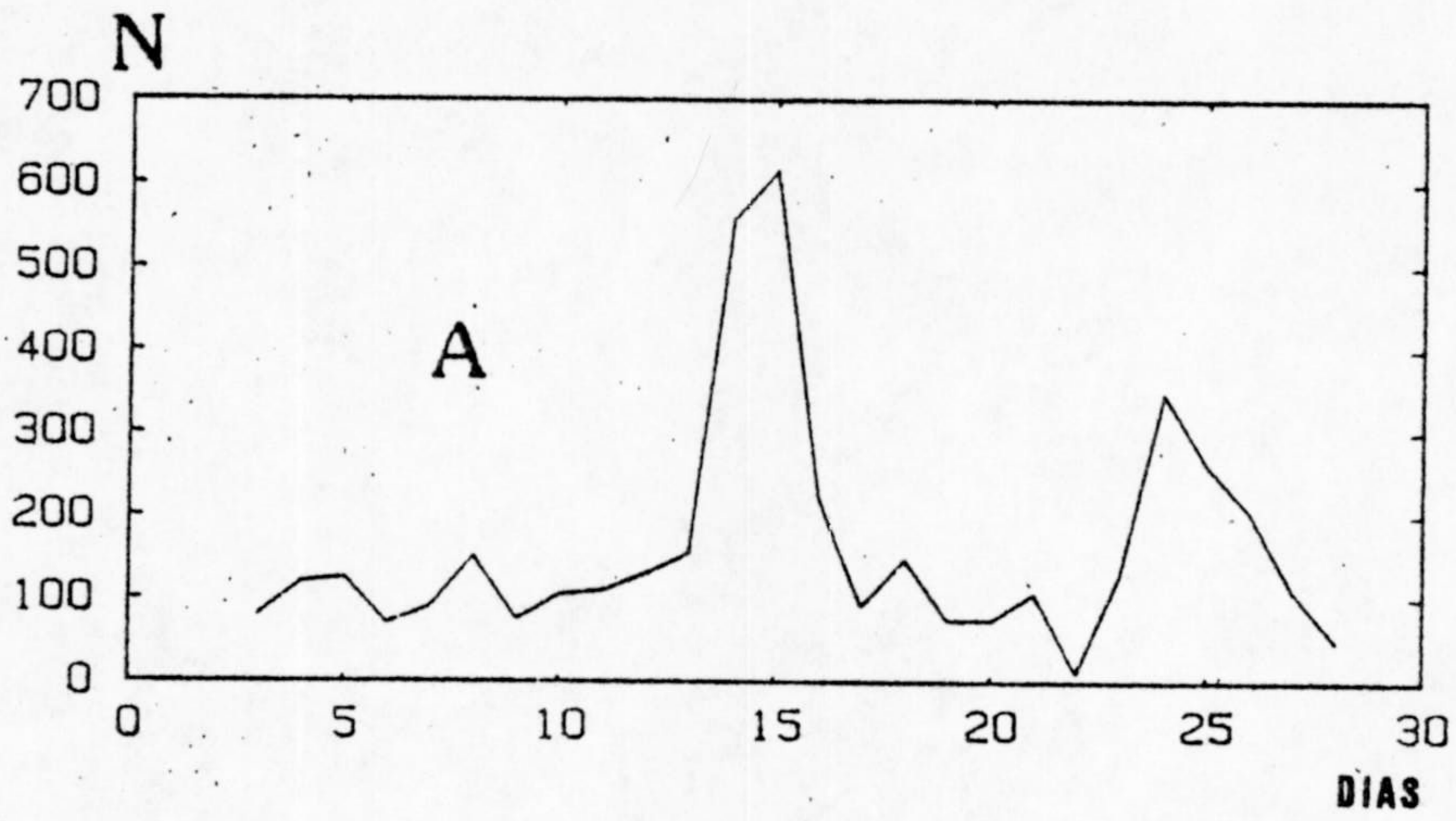
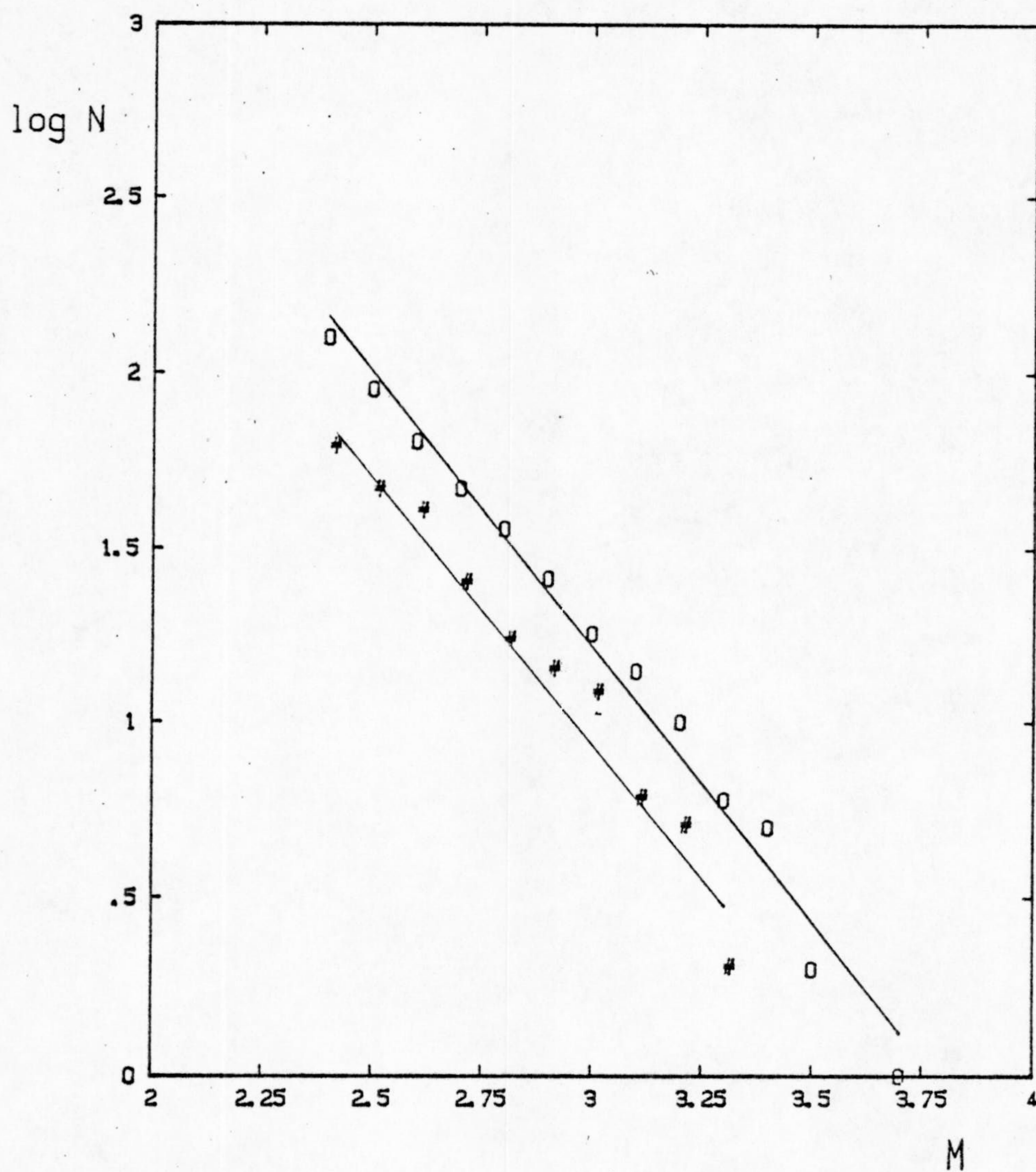


Fig. 7.5- A. Evolución de la actividad sísmica ( N, número de microterremotos) a lo largo del mes de Febrero de 1985, en la comarca de Loja. B. Relajación de esfuerzos sísmicos (en ergios<sup>1/2</sup>) en la comarca de Loja a lo largo del mismo mes.





RELACION MAGNITUD - FRECUENCIA  
ZONA DE LOJA (GRANADA)

# Terremotos año 1984  
o Serie sísmica Febrero 1985  
N Número acumulativo de terremotos  
M Magnitud

Fig. 7.6. - Relación magnitud-frecuencia de los terremotos de la serie de Loja.



La sensibilidad de las estaciones, entendida como la magnitud más pequeña que detecta al menos una estación, es del orden de  $M_t = 1.5$ . La detectabilidad de la Red en su conjunto -la mínima magnitud de un evento que se localiza- viene determinada por la desviación de la ley Gutenberg-Richter de magnitud-frecuencia: para magnitudes menores de  $M_t = 2.5$ , esta ley deja de cumplirse, lo que indica el límite de completitud de los datos y, por tanto, de sensibilidad.

Hay que matizar que las magnitudes se han medido a partir de la duración con una escala provisional establecida para la zona (de Miguel et al, 1986).

Para establecer esta escala se han medido duraciones de microterremotos, consideradas como el tiempo que media entre la llegada de la primera fase a una estación y la terminación del sismo, entendida como el tiempo en que la razón señal-ruido es 1. A estas duraciones les ha sido referida la magnitud medida en la estación WWSSN de Málaga, através de la razón amplitud-periodo (Payo y de Miguel, 1974). El rango de sismos utilizado ha sido entre 2.0 y 3.5 para distancias entre 19 y 95 Km. Las dificultades mayores encontradas han sido las mediciones de los periodos correspondientes a las amplitudes máximas de la onda Lg, que, al ser muy pequeños ( $T=0.3$  y  $0.4$ ), se presentan en la curva de respuesta del Benioff en la zona de alta pendiente, introduciendo fuertes errores en la reducción al movimiento del suelo de las amplitudes y, por tanto, en la evaluación de la magnitud.

Con este procedimiento se ha obtenido la fórmula

$$M_t = -0.09 + 1.625 \log t$$

La comprobación de esta fórmula a lo largo de parte de los años 1985 y 1986 muestra que presenta valores estables de la magnitud de microterremotos para los órdenes de 2.8 a 4.0, pero se ha observado una tendencia a la sobrevaloración relativa de la magnitud según se reduce la entidad del sismo, llegando para  $m=2$  a ser la desviación del orden de 0.5.



Todo esto produce una tendencia a aumentar los valores de los parámetros  $b$ , de la ley de magnitud-frecuencia. Así se ha obtenido un valor de  $b$  para la actividad de la Depresión de Granada de 1.7 para el periodo de 2/7/84 hasta 31/12/85 (Vidal, 1986).

Estos problemas en la estimación de la fórmula de magnitud a partir de la duración tendrán solución próximamente a través del registro de microterremotos en forma digital por medio de la conversión A-D de los canales analógicos de las estaciones, que permitirán simular la respuesta Wood-Anderson de los instrumentos y establecer así una escala de magnitud local.

Cada estación se ve afectada en su respuesta por su emplazamiento geográfico. De un lado, el camino de las ondas sísmicas para terremotos de una zona epicentral puede presentar características muy diferentes en su recorrido hasta las diferentes estaciones.

Por ejemplo, los sismos de la zona Berja-Adra se registran con amplitudes mayores en aquellas estaciones (SMO-CRT) a la que las ondas llegan a través del macizo de Sierra Nevada, que en las que no (PHE, TEJ) (de Miguel et al, 1986).

Por otro lado, la respuesta local del emplazamiento depende de la estructura geológica justo bajo la estación y en las proximidades (Murphy et al, 1971; Phillips y Aki, 1986). Un ejemplo en que los efectos son particularmente notables es la estación SMO, cuya base, aparentemente consolidada, está cabalgando sobre sedimentos más modernos (y menos consolidados), probable razón de que los comienzos de sus registros se muestren poco impulsivos en general. Esta estructura es también responsable de una excitabilidad alta para bajas frecuencias (menores de 1Hz) en esta estación (de Miguel et al, 1986).

## EJEMPLOS DE REGISTROS

En la fig. 7.7 se representa un registro de la estación PHE correspondiente a un terremoto ocurrido el 2/11/85 de 2.6 de magnitud, próximo a Ugijar, en la Alpujarra a una distancia epicentral de 35.4Km. En ella se destaca el claro cambio de frecuencias entre las ondas P y S, así como el



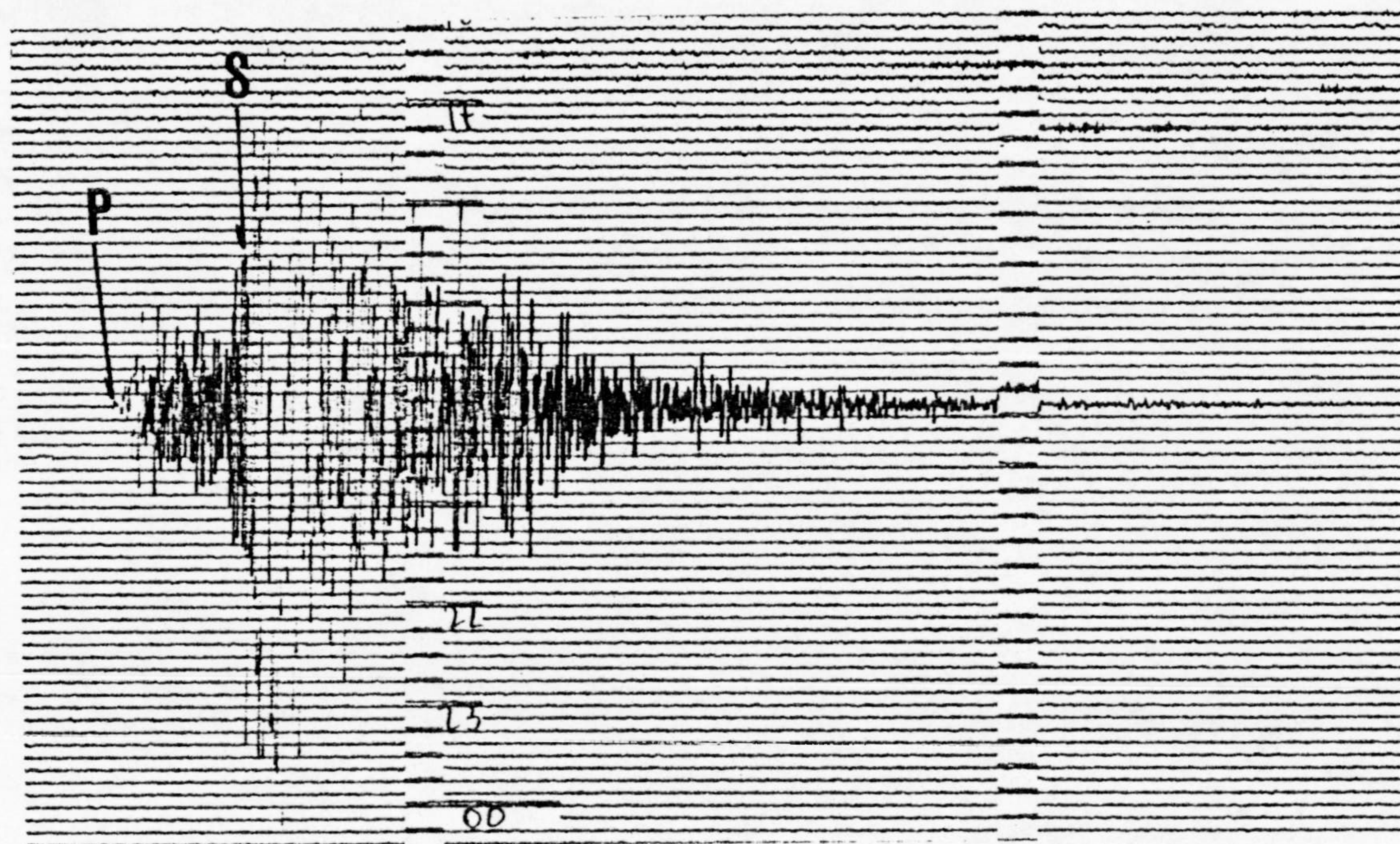


Fig. 7.7. - Registro de la estación PHE



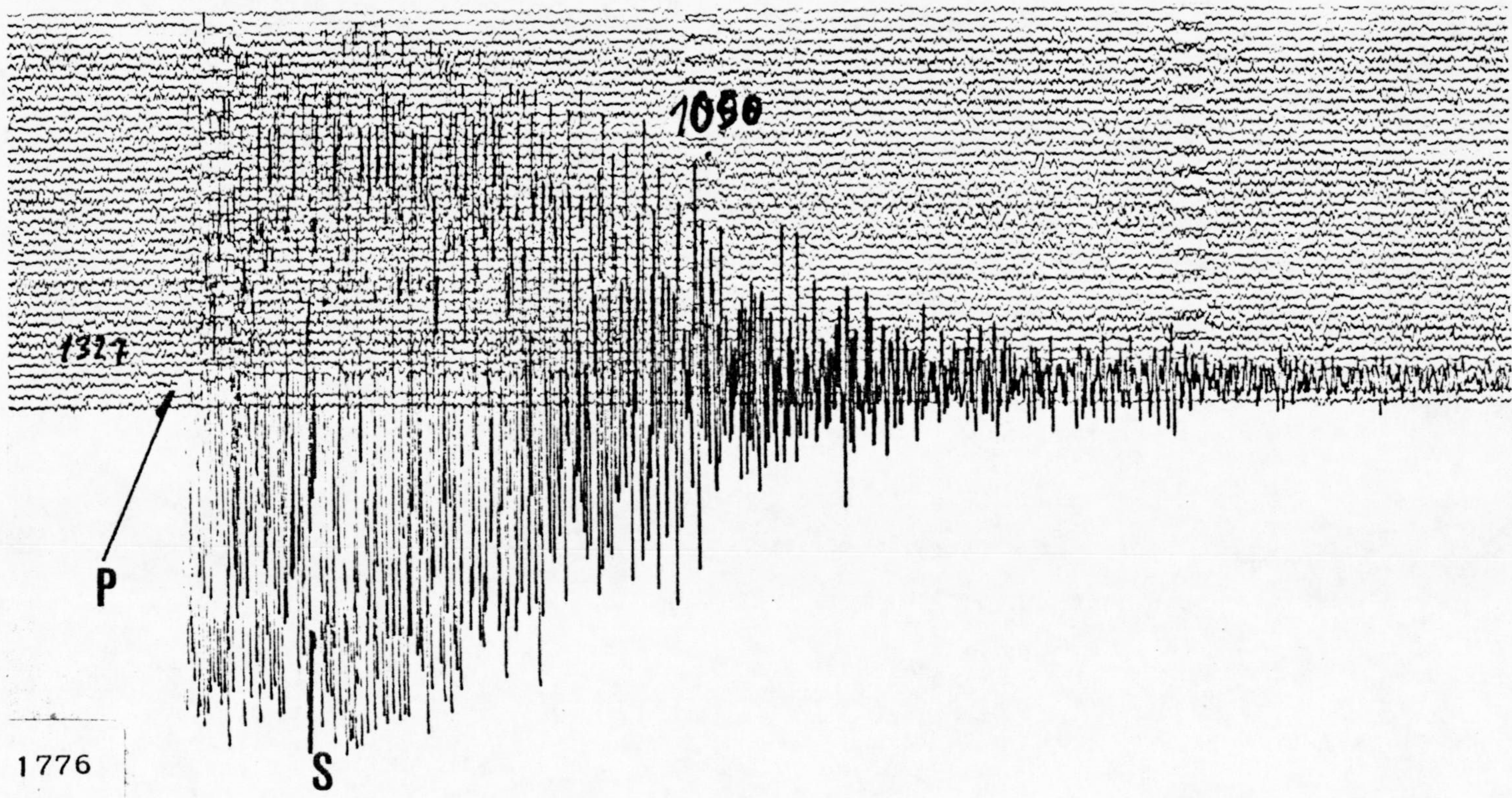


Fig. 7. 8. - Registro de la estación LOJ



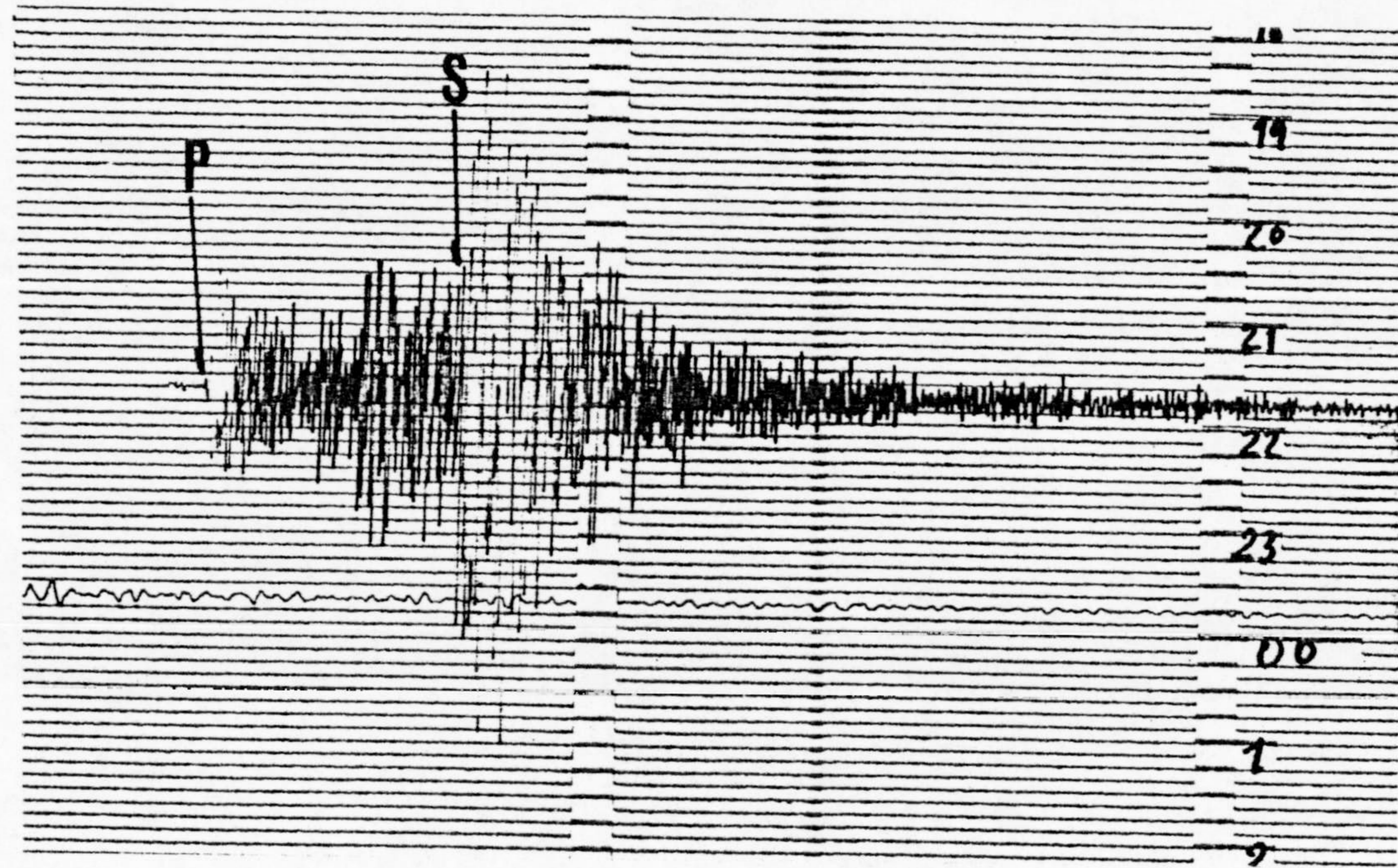


Fig. 7.9. - Registro de la estación PHE



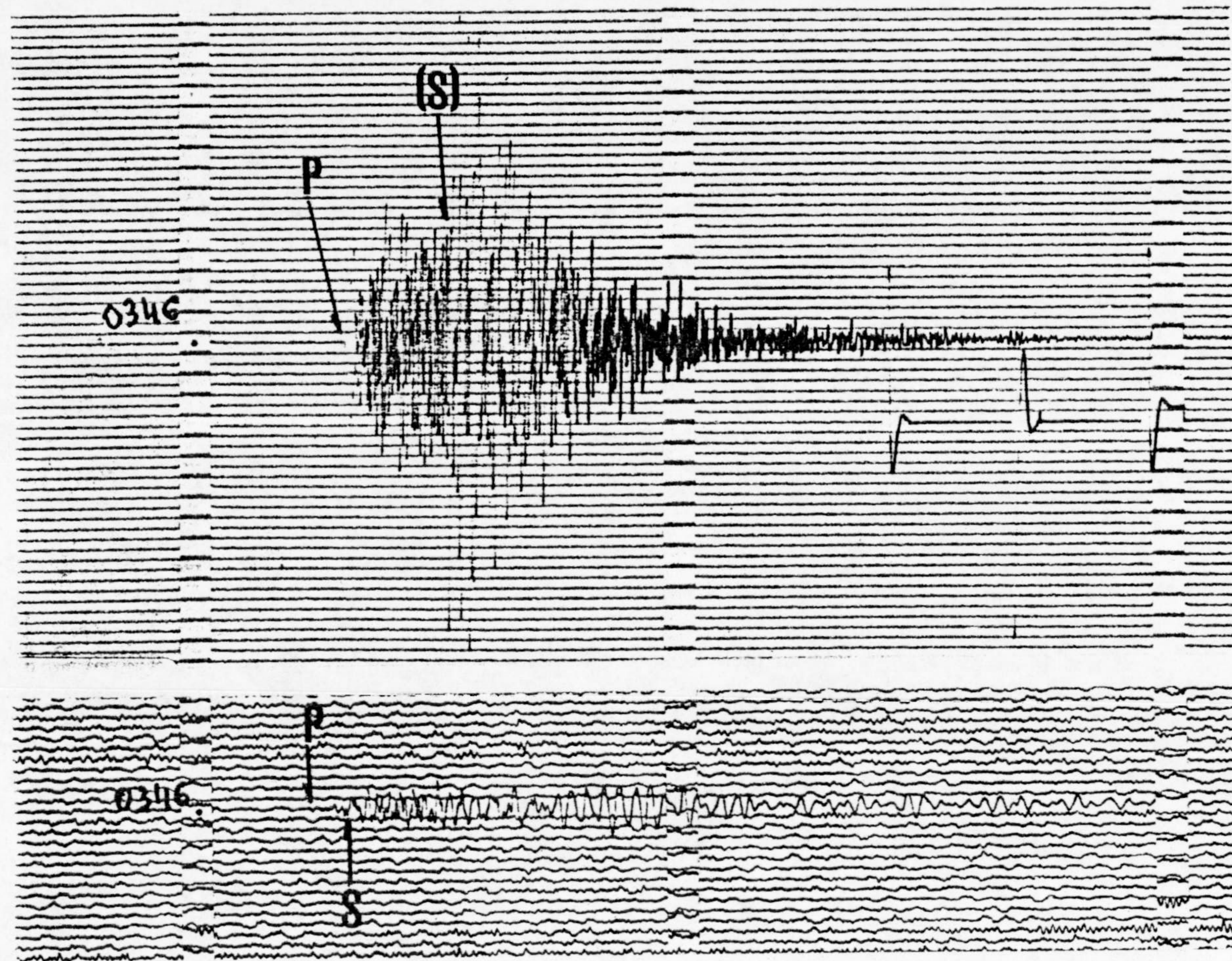


Fig. 7.10. - Registro del mismo terremoto en la estación de PHE (Superior) y CRT (Inferior)



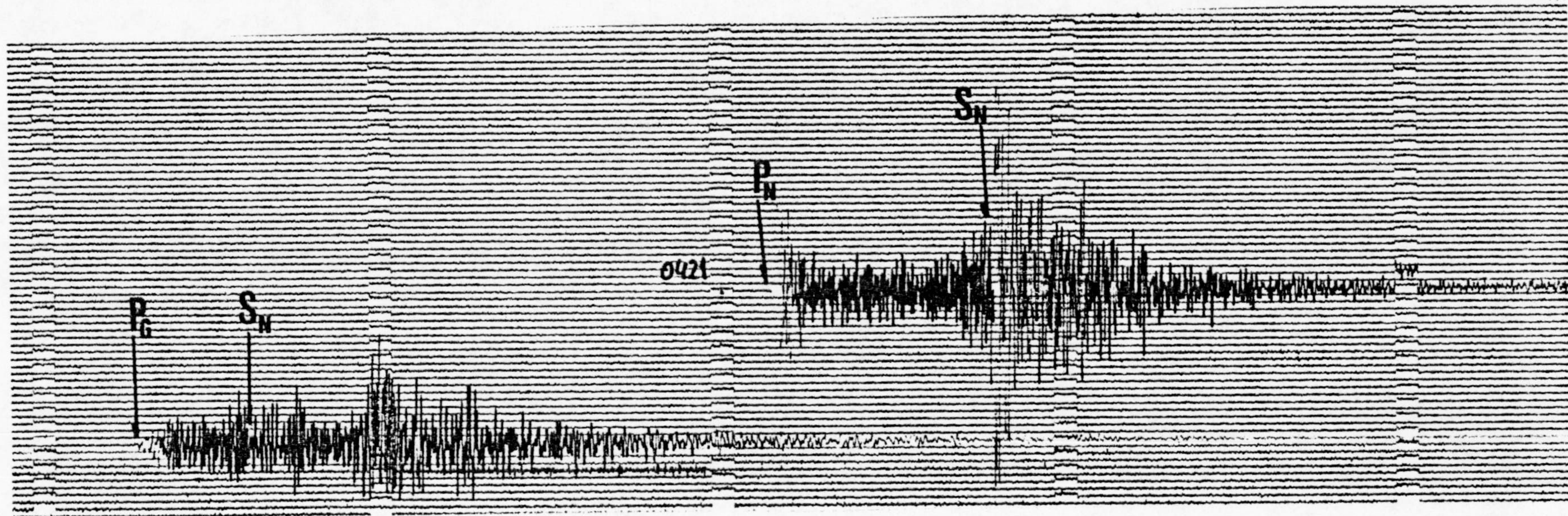


Fig. 7.11. - Registros de terremotos regionales en la estación de APN.



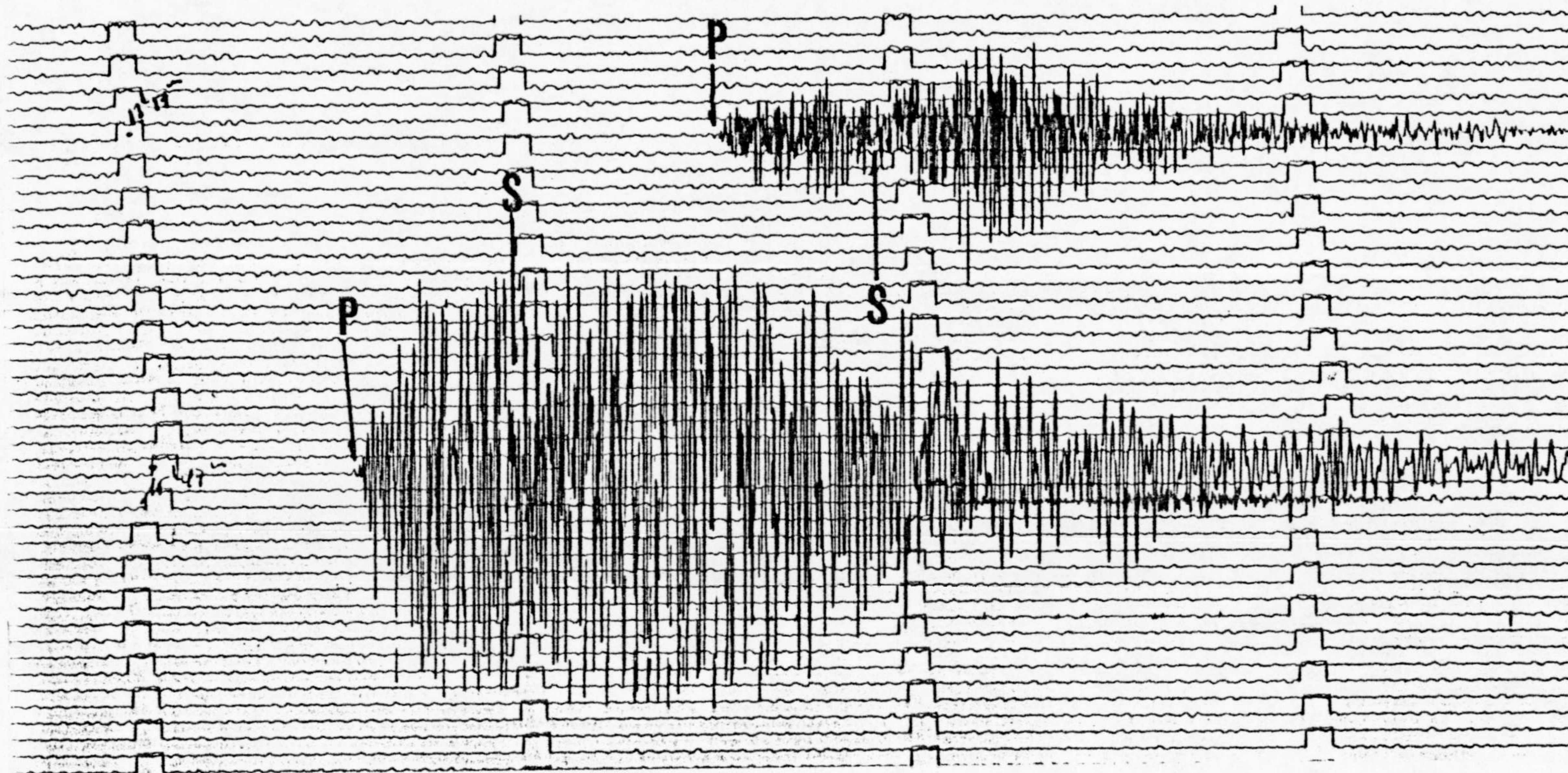


Fig. 7.12. - Registros de terremotos de Almería en la estación de PHE, el primer día de funcionamiento regular de la RSUG, el 1/1/83.



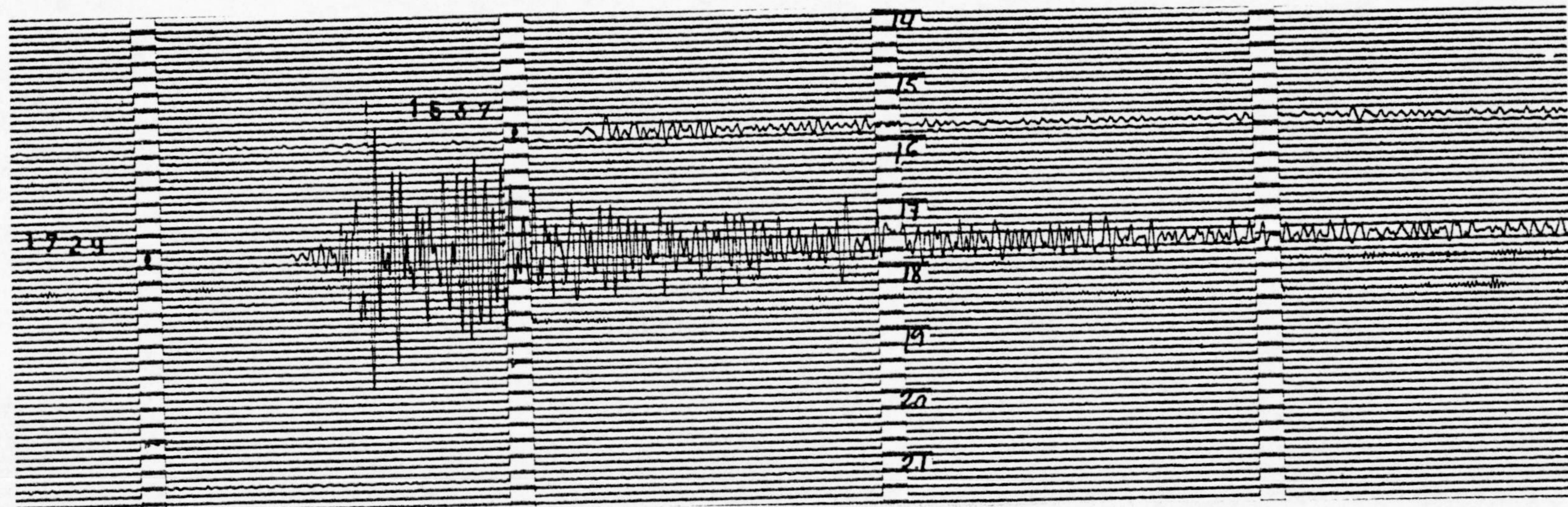


Fig. 7.13. - Ejemplo de registro lejano. Sismo del Sur de Grecia registrado en la Estación PHE.



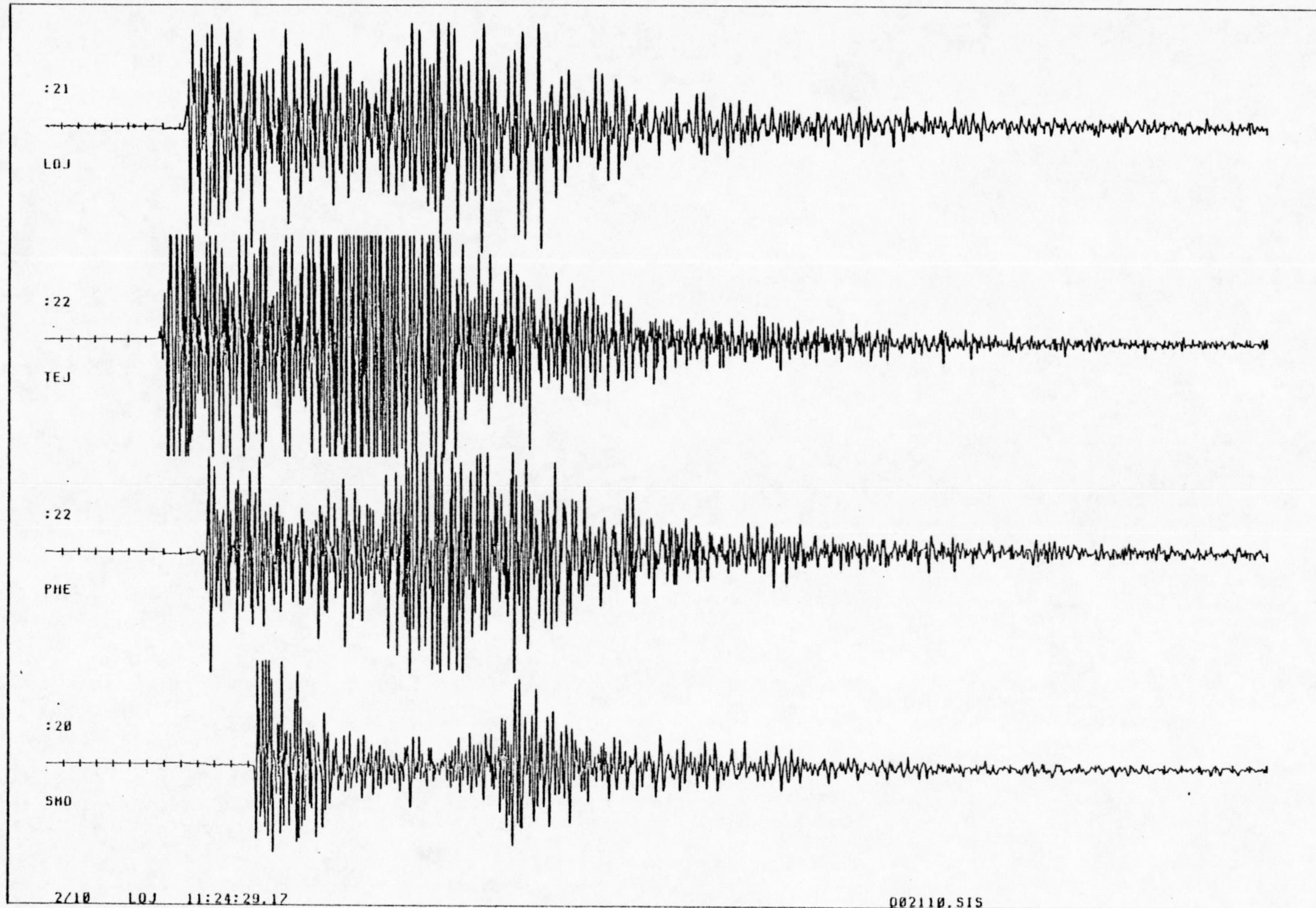


Fig. 7.14. - Ejemplo de registro analógico obtenido del digital.



salto en amplitud de la onda S. Las ondas previas a la fase S se interpretan como falsas S, es decir, ondas P reflejadas en una capa con suficiente contraste de materiales.

En la fig. 7.8 se representa un registro de la estación LOJ correspondiente a un terremoto ocurrido el 8/11/85 de 3.5 de magnitud, próximo a Vélez-Málaga, a una distancia de 35.4Km. Pese a la cercanía a la estación y alta magnitud relativa, para la amplificación del instrumento no se pierde el trazo, a consecuencia de la regulación automática de la temperatura de la punta de la plumilla, en función de la velocidad del brazo. Ello permite no perder información vital, como por ejemplo, determinar la llegada de ondas S.

En la fig. 7.9 se representa un registro de la estación PHE correspondiente a un terremoto de profundidad  $h=39.2$ , de Martos (Jaén) ocurrido el 9/11/85 con  $m=3.0$ , con distancia epicentral de 91.9Km. Cuando un terremoto tiene cierta profundidad se producen claras llegadas de ondas P y cambios de frecuencia a la llegada de las ondas S.

En la fig. 7.10 se representan dos registros de las estaciones de PHE y CRT correspondientes a un terremoto superficial ocurrido el 9/11/85 de magnitud 2.7. Estos sismos superficiales presentan problemas para registrar las primeras llegadas ondas P. La estación PHE por su alta amplificación para altas frecuencias resuelve el problema, pero CRT con filtros pasa-altos y pasa-bajos a 1Hz (debido al ruido cultural), presenta graves problemas de temporización de P, pese a estar más próxima al epicentro.

En la fig. 7.11 se representan dos terremotos del día 31/12/85 registrados en la estación APN; el de arriba, más lejano, con profundidad 26Km y el de abajo, más próximo, de  $h=5$ km. En el inferior se pierde la primera llegada de ondas Pn debido a su superficialidad, mientras que el superior no presenta problemas para identificar las llegadas de ondas P y S.



En la fig. 7.12 se representa un ejemplo de terremotos registrados en la estación PHE, próximos a Almería, del primer día de funcionamiento regular de la Red Sísmica de la Universidad de Granada., el 1/1/83. La respuesta del equipo era de menor amplificación que la definitiva, y su curva estaba más desplazada hacia las bajas frecuencias, lo que no era ideal para la temporización de las ondas P, pero registraban muy bien "las codas" permitiendo estudios de atenuación por esa técnica.

En la fig. 7.13 se representa un ejemplo de registro (de PHE) de terremoto lejano. En este caso es el terremoto destructor del Sur de Grecia del 13/9/86, de magnitud 6.2. Estos equipos con su actual respuesta permiten el registro de las ondas P de sismos lejanos de un orden de magnitud superior a 5.5.

En la fig. 7.14 se presenta un ejemplo de registros sísmicos obtenido de digital, de un terremoto próximo a Loja.

#### ELECCION DE LAS CONDICIONES DE OPERACION

La instrumentación diseñada y construida es suficientemente flexible para permitir una amplia gama de respuestas, tanto en nivel de amplificación como en banda de frecuencias.

A diferencia de una red orientada como servicio, la RSUG está destinada fundamentalmente a la investigación. Esto requiere en efecto que en cada caso se adapten las respuestas instrumentales al fin propuesto. Por ejemplo, una sensibilidad máxima dentro de un margen dinámico amplio requerirá generalmente un registro de banda estrecha desplazada hacia las altas frecuencias -no muy altas, para evitar el ruido local-; en cambio un estudio de atenuación a partir de las coda es preferible con respuestas en las que las bajas frecuencias resulten menos atenuadas, aunque sin bajar excesivamente la frecuencia de la amplificación máxima, ya que sólo la parte creciente de la curva de amplificación es útil en este caso (Herrmann, 1980; Chen et al, 1984).



Incluso puede aumentarse la sensibilidad para telesismos a costa de perder amplificación a frecuencias altas, estrechando la banda de paso hacia frecuencias bajas, lo que permite aumentar su amplificación.

El modo actual de operación de rutina es adecuado para obtener una alta sensibilidad para microterremotos. La alta amplificación en campo (66 dB) obvia el problema del ruido añadido por el radioenlace en forma de ruido de fase en la subportadora, ya que la señal es alta.

El filtro paso-alta a 2.5 Hz se requiere a causa del microsismo barométrico, especialmente con tiempo inestable.

Con este filtro se consigue atenuar el barosismo del orden de 20dB.

El filtro paso-baja está situado habitualmente en 10Hz. El efecto de este filtro es eliminar parcialmente el ruido local de alta frecuencia, fundamentalmente debido al viento.

El ruido "cultural", debido a la actividad humana, industria, tráfico, etc, es prácticamente inexistente en los emplazamientos elegidos (excepto CRT).

En las figuras 6.8 a 6.13 se representan las curvas de amplificación con que operan actualmente las estaciones.

Estas respuestas han mostrado ser apropiadas para un registro de primeras llegadas tan claro como sea posible, al tiempo que permiten apreciar el cambio de amplitud y frecuencia que acompaña las llegadas de las S. Como se dijo, al disponer de datos P y S mejora notablemente la precisión de las localizaciones. Sin embargo, al ser las estaciones de una sola componente vertical, no siempre se distinguen con claridad estas últimas. Este problema se palia parcialmente con una respuesta instrumental como la usada.



La referencia de hora para todas las estaciones es -como corresponde a registros telemétricos centralizados-común. La proporciona un reloj maestro con patrón de cuarzo termostaticado, con una deriva típica de  $1\text{ms/día}$ , que periódicamente se controla comparando con las marcas de tiempo recibidas por radio de las estaciones horarias France Inter o DCF.

El disponer de una referencia de tiempo común elimina completamente el antiguo problema de las correcciones de reloj en los observatorios. Esta ha sido durante años la principal fuente de error en las localizaciones epicentrales.

La R.S.U.G. ha permitido delimitar una serie de líneas tectónicas activas (Vidal, 1986; de Miguel et al, 1986).

Se ha estudiado la atenuación inelástica de ondas coda (Carsí, 1986), obteniéndose una fuerte dependencia de  $Q$  con la frecuencia. Se han obtenido (Vidal, 1986) numerosos mecanismos focales de terremotos de la zona.

Están en curso de realización proyectos sobre sismicidad y neotectónica de la Depresión de Granada y las Alpujarras. Se ha abordado la evaluación de la peligrosidad sísmica en Andalucía, comenzando por la zona más activa.

En cuanto a la expansión y desarrollo instrumental, la Red se verá ampliada en breve plazo con hasta ocho estaciones digitales telemétricas (vía repetidor con multiplexado), con una resolución de 12 bits y un margen dinámico de 114dB (Alguacil et al, 1986, a y b).

El sistema de adquisición de datos disparado por eventos se encuentra en periodo de evaluación en cuanto a sus algoritmos de detección (Olivares y Vidal, 1984).

Una red portátil de seis estaciones telemétricas con registro digital centralizado, cuyas estaciones son idénticas a las descritas en esta memoria, será operativa en breve plazo.



CONCLUSIONES



## CONCLUSIONES

El diseño, prueba y construcción de equipos sísmicos para registros de terremotos locales y regionales se ha mostrado práctico a lo largo de los más de tres años que ha venido funcionando la Red Sísmica de la Universidad de Granada.

Esta es la primera red local telemétrica permanente que ha funcionado en España, y esta investigación instrumental ha sido la única vía posible para equiparla de estaciones con un costo económico moderado.

Los criterios básicos del diseño, a saber:

- Bajo consumo en la estación de campo.
- Costo moderado.
- Escasa necesidad de mantenimiento.

han sido cubiertos satisfactoriamente, teniendo en cuenta que no existía ningún equipo comercial que cumpliera al menos los dos primeros requisitos por separado.

Se han construido varios prototipos, tanto de estación de campo como de unidades de telemetría y de registro y el diseño definitivo ha sido realizado de forma tal que pueda recoger futuras mejoras que se crea necesario introducir.

El último prototipo, recogido en esta memoria de tesis reúne las siguientes características:

- Robustez: La estación de campo es monoplaca.
- Sencillez de diagnóstico y mantenimiento: Reducción al mínimo del cableado. Se han añadido puntos de prueba en todo el camino de la señal.
- Modularidad: En la estación central se ha definido un "bus" analógico sobre el que se enchufan todas las tarjetas, correspondientes a unidades funcionales individualizadas. Cada línea del "bus" tiene un significado funcional y es posible el diagnóstico de rutina (incluso automático) a través de una tarjeta de prueba.



- Posibilidad de control centralizado: Los cambios de ganancia o frecuencia de transición de los filtros se pueden efectuar por control digital centralizado. Esto facilita la reconstrucción de las respuestas instrumentales a posteriori.

- Estabilidad de la respuesta instrumental: Todos los componentes que determinan la función de transferencia del sistema han sido seleccionados con tolerancias menores del 1% y de materiales estables frente a la temperatura y el envejecimiento.

Se establecido un sistema de control horario de la Red Sísmica que permite una precisión de la centésima de segundo, que se prevé necesaria para trabajos en digital, aunque actualmente sólo se utiliza la décima.

Se ha puesto a punto una metodología para el control diario de las respuestas instrumentales y para la calibración general de sistemas sísmicos telemétricos o de amplificación electrónica. Los modelos empleados han demostrado su adecuación individualmente y en conjunto, a través de calibraciones empíricas realizadas con un vibrador diseñado para este fin.

Se ha construido una mesa vibratoria para uso específico en calibración de sensores sísmicos que es una innovación, en el que se auna eficiencia, bajo costo de construcción y fácil utilización. Con esta mesa se pueden efectuar calibraciones periódicas precisas de las estaciones sísmicas, que recojan posibles variaciones de las constantes.

Por último se han dispuesto los equipos analógicos de salidas provistas de los filtros necesarios (antialiasing) para que pueda convertirse las señales analógicas en digitales, susceptibles por tanto de su tratamiento por ordenador.

Todas estas especificaciones han sido probadas a lo largo de más de 170000 horas x estación de funcionamiento de la Red. Exceptuando el primer año, durante el cual se utilizaron unos radioenlaces muy poco sensibles e inadecuados, el tiempo medio de interrupción del registro por mantenimiento fue menor del 0.05%.

Durante el periodo de funcionamiento de la Red que media entre el 1/1/83 y 30/6/86 se han detectado más de 10000 microterremotos, de los que se han localizado y



evaluado 2708. Esta base de datos ha permitido, entre otros estudios, delineación de fallas activas, cálculo de numerosos mecanismos focales, evaluación de tendencias en las profundidades hipocentrales de importancia tectónica y estimaciones de la atenuación anelástica de ondas coda y S en recorridos a través de las Béticas.



BIBLIOGRAFIA



## BIBLIOGRAFIA

- Adams, R.D. (1979). "The New Zealand Seismograph Network". Phys. Earth Planet. Inter., 18,114-120.
- Agnew D., Berger J., Buland R., Farrell W. y Gilbert F. (1976). "International Deployment of accelerometers: A Network for very long period seismology". EOS 57, 180-188.
- Aki K. (1967). "Scaling law of seismic spectrum". J. Geophys. Res. 72, 1217-1231.
- Aki K. y Chouet B. (1975). "Origin of coda waves: source, attenuation and scattering effects". J. Geophys. Res. 80, 3322-3342.
- Aki K. y Lee W.H.K. (1976). "Determination of three-dimension velocity anomalies under a seismic array using first P arrival times from local earthquakes. Part I. A homogeneous initial model". J. Geophys. Res. 81, 4381-4399.
- Anderson K.R. (1978). "Automatic processing of local earthquake data". Tesis doctoral. Massachusetts Institute of Technology. 173 pp.
- Anónimo (1978). "Operating Instructions for model SS-1 Ranger Seismometer". Kinometrics. Inc. Pasadena. California.
- Anónimo (1981). "Full line catalogue". Precision Monolithics Incorporated. s.l.
- Alguacil G. (1985a). "Cálculo de la respuesta de sismógrafos mediante la excitación con funciones de banda ancha". XX Reunión de la Real Sociedad Española de Física. 172
- Alguacil G. (1985b). "Diseño de sismógrafos para registro telemétrico de microterremotos". XX Reunión de la Real Sociedad Española de Física. 171.
- Alguacil G. (1986a). "Determinación de la respuesta de sismómetros con una mesa vibratoria pasiva". Trobades científiques de la Mediterraniá Xarxes sísmiques: instrumentació y aplicació a la sismotectónica. Maó 3,5



Sept. 1986. (Pendiente de publicación).

Alguacil G. (1986b). "Un filtro analógico de estado variable con control digital para señales sísmicas". I Jornadas sobre Investigación Instrumental en Ciencias de la Tierra. Granada. 302-310.

Alguacil G., Guirao J.M., Miguel F. de y Vidal F. (1981). "Equipo analógico de telemetría para estaciones de corto periodo". IV Asamblea Nacional de Geodesia y Geofísica. Instituto Geográfico Nacional. Madrid. 289-298.

Alguacil G., Martín W.M. (1983). "Un nuevo radioenlace con síntesis digital de frecuencia para equipos telemétricos". V Asamblea Nacional de Geofísica y Geodesia. Instituto Geográfico Nacional. Madrid. (En prensa).

Alguacil G., Guirao J.M., Vidal F., Miguel F. de, Olivares G. (1983). "Influencia del filtrado en el registro de señales sísmicas". V Asamblea Nacional de Geofísica y Geodesia. Instituto Geográfico Nacional. Madrid. (En prensa).

Alguacil G., Miguel F. de, Guirao J.M. y Vidal F. (1985). "Registro, seguimiento y análisis de la actividad sísmica cercana con la Red Sísmica de la Universidad de Granada. XX Reunión Bienal de la Real Sociedad Española de Física. Sitges (Barcelona). 171.

Alguacil G., Vidal F., Miguel F. de y Gómez F. (1986). "Una red sísmica regional digital con telemetría en tiempo real". Trobades científiques de le Mediterraniá Xarxes sísmiques: instrumentació y aplicació a la sismotectónica. Maó 3,5 Sept. 1986. (Pendiente de publicación).

Alguacil G., Martín W.M. (1986). "Telemetría analógica en estaciones sísmicas: Dos versiones de un enlace por radio". I Jornadas sobre Investigación Instrumental en Ciencias de la Tierra. Universidad de Granada. 27-33.

Alguacil G., Gómez F. y Martín W.M. (1986). "Reemisión multiplexada de canales sísmicos digitales". Trobades científiques de la Mediterraniá Xarxes sísmiques: instrumentació y aplicació a la sismotectónica. Maó 3,5 Sept. 1986. (Pendiente de publicación).

Asada T. (1957). "Observations of near-by microearthquakes



with ultra sensitive seismometers". J. Phys. Earth 5, 83-113.

Asten. (1977). "Theory and Practice of Geophone Calibration Using a Modified Step Method". IEEE Trans. Geosc. Electr. GE-15, 208-214.

Bakum W.H. y Dratler J.Jr. (1976). "Empirical Transfer Functions for Stations in the Central California Seismological Network". U.S.G.S. Op. File. Rp. 76-259.

Berg E. y Chesley D.M. (1976). "Automated High-Precision Amplitude and Phase Calibration of Seismic Systems". Bull. Seism. Soc. Am. 66, 1413-1424.

Berger J., Agnew D.C., Parker R.L., Farrell W.E. (1979). "Seismic System Calibration: 2. Cross-Spectral Calibration Using Random Binary Signals". Bull. Seism. Soc. Am. 69, 271-288.

Blits J. (1969). "Fundamentos de los ultrasonidos". Ed. Alhambra. Madrid. 292 p.

Boatwright J. (1978). "Detailed spectral analysis of two small New York State earthquakes". Bull. Seism. Soc. Am. 68, 1117-1131.

Bogert B.P. (1961). "The transfer function of a short-period vertical seismograph". Bull. Seism. Soc. Am. 51, 503-514.

Bolduc P.M., Ellis R.M., Russell R.D. (1972). "Determination of the seismograph phase response from the amplitude response". Bull. Seism. Soc. Am. 62, 1665-1672.

Bossolasco M., Cicconi G. y Eva C. (1971). "Sulla registrazione dei terremoti molto vicini". Geofis. e Meteor. XX, 1-7.

Brune J.M. (1970). "Tectonic stress and the spectra of seismic shear waves from earthquakes". J. Geophys. Res. 75, 4997-5009.

Byrne C.J. (1961). "Instrument noise in seismometers". Bull.



Seism. Soc. Am. 51, 69-84.

Caves J.T. (1977). "Sampled Analog Filtering Using Switched Capacitors as Resistors Equivalents". IEEE Journal Solid State Circuits. Vol. 6, SC 12, 592-599.

Crosson R.S. (1972). "Small earthquakes, structure, and tectonics of the Puget Sound region". Bull. Seism. Soc. Am. 62, 1133-1171.

Crosson R.S. (1976). "Crustal structure modeling of earthquake data. Part 1. Simultaneous least squares estimation of hypocenter and velocity parameters". J. Geophys. Res. 81, 3036-3046.

Chakrabarty S.K. y Choudhury S.N. (1964). "Response Characteristics of Electromagnetic Seismographs". Bull. Seism. Soc. Am. 54, 1445-1458.

Chen P., Nuttli O.W., Ye W. y Qin J. (1984). "Estimates of short-period  $Q$  values and seismic moments from coda waves for earthquakes of the Beijing and Yun-Nan regions of China". Bull. Seism. Soc. Am. 74, 1189-1207.

Donato R.J. (1971). "Comparison of Three Methods for Calibrating a Willmore Geophone". Bull. Seism. Soc. Am. 61, 641-648.

Eaton J.P. (1957). "Theory of the Electromagnetic Seismograph". Bull. Seism. Soc. Am. 47, 37-76.

Eaton J.P. (1962). "Crustal structure and volcanism in Hawaii". Geophys. Monogr. Am. Geophys. Union. 6, 13-29.

Eaton J.P. (1977). "Frequency Response of the USGS Short Period Telemetered Seismic System and its suitability for Network Studies of local earthquakes". U.S.G.S. Open File Rep. 77-844.

Eaton J.P., Byerly P. (1957). "Calibration of the Short-Period Sprengnether Seismograph". Bull. Seism. Soc. Am. 47, 155-166.



- Espinosa A.F., Sutton G.H., Miller H.J. (1962). "A Transient Technique for Seismograph Calibration". Bull. Seism. Soc. Am. 52, 767-780.
- Espinosa A.F., Sutton G.H., Miller H.J. (1965). "A transient Technique for Seismograph Calibration". VESIAC Special Report. 4410-106.
- Farrell W.C., Berger J. (1979). Seismic System Calibration. 1. Parametric Models". Bull. Seism. Soc. Am. 69, 251-270.
- Galitzin B. (1921). "Conferencias sobre Sismometría". (Traducción de la adaptación alemana de O. Hecker). Talleres del Instituto Geográfico y Estadístico. Madrid.
- García A. y Muñoz M.L. (1986). "Protocolos de comunicación. Aplicación a una estación sísmica digital". Trobades Científiques de la Mediterrania. Xarxes Sísmiques: instrumentació i aplicació a la sismotectónica. Maó 3-5 Sept. 1986. (Pendiente de publicación).
- Gershanik S., Gershanik C. (1981). "Determinations of seismograph constants from the calibration curve". Bull. Seism. Soc. Am. 71, 531-540.
- Greenhalgh S.A. (1979). "Studies with a small seismic array in East-Central Minnesota". Tesis Doctoral. Universidad de Minnesota. 323 pp.
- Guirao J.M. y Miguel F de. (1984). "Errores esperados en la localizaciones de sismos en la Depresión de Granada". Rev de Geofísica. 40, 33-42.
- Gutenberg B. y Richter C.F. (1941). "Seismicity of the Earth". Geol. Soc. Am. Spec. Pap. 34, 1-133.
- Hanks T.C. y Kanamori H. (1979). "A moment-magnitude scale". J. Geophys. Res. 84, 2348-2350.
- Healy J.H. O'Neill M.E. (1977). "Calibration of Seismographic Systems: USGS Station in the Central California Network". USGS Open File Report. 77-736.



- Herrmann R.B. (1980). "Q estimates using the coda of local earthquakes". Bull. Seism. Soc. Am. 70, 447-468.
- Ito A. (1985). "High resolution relative hypocenters of similar earthquakes by cross-spectral analysis method". J. Phys. Earth. 33, 279-294.
- Jarosh H. y Curtis A.R. (1973). "A note on the calibration of the electromagnetic seismograph". Bull. Seism. Soc. Am. 63, 1145-1155.
- Johnson L.R. y McEvelly T.V. (1974). "Near-field observations and source parameters of Central California Earthquakes". Bull. Seism. Soc. Am. 64, 1855-1886.
- Karras M., Nurmia M. (1960). "A Method for the Calibration of Seismograph". Geophysica 7, 71-76.
- Kijko A. (1978). "Methods of the optimal planning of regional seismic networks". Publ. Inst. Geophys. Pol. Acad. Sci. A-7(119), 3-63.
- Kijko, A. (1986). "Local seismic networks optimization and location capability". Trobades científiques de la Mediterrània: Xarxes sísmiques: instrumentació i aplicació a la sismotectònica. Maó 3 a 5 Sept. 1986. (Pendiente de Publicación).
- Klein F.W. (1978). "Hypocenter location program HYPOINVERSE; users guide to versions 1,2,3 and 4". U.S. Geol. Surv. Open-File Rep. 78/694.
- Lee Y.M.. (1967). "Statistical Theory of Communication". Jonh Wiley & Sons. New York.
- Lee W.H.K., Eaton M.S., y Brabb E.E. (1971). "The earthquakes sequence near Danville, California, 1970". Bull. Seism. Soc. Am. 61, 1771-1794.
- Lee W.H.K. y Stewart S.W. (1981). "Principles and applications of microearthquake networks". Academic Press. London.
- Luh P.C. (1977). "A scheme for expressing instrumental



responses parametrically". Bull. Seism. Soc. Am. 67, 953-969.

Mac Arthur A. (1985). "Geophone frequency calibration and laser verification". Geophysics 50, 49-55.

Madrigal R.I. (1981). "El filtro de condensador conmutado". Mundo Electrónico No. 105, 115-121.

Mc Evilly T.V. y Majer E.L. (1982). "ASP: An automatic seismic processor for microearthquake networks". Bull. Seism. Soc. Am. 72, 303-325.

Miguel F. de y Vidal F. (1983). "Regional propagation of Lg waves in and near the Iberian Peninsula". XVIIIth General Assembly of the European Seismological Commission. Vol 1. H.Stiller (ed.). Postdam. 280-286.

Miguel F. de, Vidal F., Alguacil G., Guirao J.M. y Olivares G. (1985). "La Red Sísmica de la Universidad de Granada". Seminario sobre Sísmicidad y Riesgo Sísmico. Córdoba, 7-11 Nov. 1983. Inst. Geof. Nac. Madrid. 69-82.

Miguel F. de, Vidal F., Alguacil G. y Romacho M.D. (1986). "Caracterización de fases de microterremotos". Trobades Científiques de la Mediterraniá. Xarxes Sísmiques: instrumentació i aplicació a la sismotectónica. (Pendiente de Publicación).

Miguel F. de, Vidal F. y Alguacil G. (1986). "El Sistema de fallas activo del borde occidental de la Cuenca de Granada". Trobades Científiques de la Mediterraniá. Xarxes Sísmiques: instrumentació i aplicació a la sismotectónica. (Pendiente de Publicación).

Miguel F. de, Vidal F., Alguacil G. (1986). "Una escala provisional de magnitud para la Red Sísmica de la Universidad de Granada". Report 1/86 Observatorio Universitario de Cartuja (En prensa).

Mills T.B. (1971). "The Phase Locked Loop IC as a communication System Building Block". Application Note 46. National Semiconductors Co. Santa Clara. California.

Mitchell B.J., Landisman M. (1969). "Electromagnetic seismograph constants by least-squares inversion". Bull.



- Seism. Soc. Am. 59, 1335-1348.
- Mitchell B.J. (1981). "Regional variation and frequencies dependence of  $Q_B$  in the Crust of the United States". Bull. Seism. Soc. Am. 71, 1531-1538.
- Mitronovas W., Wielandt E. (1975). "High-Precision Phase Calibration of Long-Period Electromagnetic Seismographs". Bull. Seism. Soc. Am. 65, 411-424.
- Mitronovas W. (1976). "Accuracy in Phase Determination of LP Electromagnetic Seismograph Based on Transient Calibration Pulse". Bull. Seism. Soc. Am. 66, 97-104.
- Morencos J. (1966). "Un método para calcular tablas de amplificación y amplitud del movimiento del suelo en cualquier sismógrafo Galitzin". I.G.N. Madrid.
- Muñoz M.L., Calleja V. y Ortiz R. (1980). "Registrador sísmico de tambor RST834IG. Instituto de Geología. Proyecto CSIC 20346-99.
- Muñoz M.L., Ortiz R. y Moreno L. (1985). "Sismicidad en zonas Volcánicas activas". XX Reunión Bienal de la R.S.E. de Física. Sitges (Barcelona). p 166.
- Muñoz M.L., Valentín M.A., Blanco F. y Ortiz R. (1986). "Registrador sísmico digital". I Jornadas sobre Investigación Instrumental en Ciencias de la Tierra. Universidad de Granada. 108-113.
- Murphy L.M., Wilson R.M., Burgess L.R., Arce T.H. (1954). "Response Curves of an Electromagnetic Seismograph by sine-wave Simulator". Bull. Seism. Soc. Am. 44, 7-20.
- Murphy J.R., Davis A.H., y Weaver N.L. (1971). "Amplification of seismic body waves by low-velocity surface layers". Bull. Seism. Soc. Am. 61, 109-145.
- Murphy A.J. y Mc Cann W.R. (1979). "Preliminary results from a new seismic network in the Northeastern Caribbean". Bull. Seism. Soc. Am. 69, 1497-1513.
- Olivares G. y Vidal F. (1984). "Un proceso digital de



- identificación de microterremotos". Anales de Física B. 80, 176-180.
- Olsson R. y Bath M. (1975). "Analogy between elastic and electric systems". Phys. Earth Planet. Inter. 10, 1-11.
- O'Neill M.E. y Healy J.H. (1973). "Determination of source parameters of small earthquakes from P-wave rise time". Bull. Seism. Soc. Am. 599-614.
- Ortiz R. (1976). "Desarrollo de equipos para prospección sísmica". II Asamblea Nacional de Geodesia y Geofísica. Instituto Geográfico Nacional. Madrid. 589-600.
- Payo G., Miguel F. de. (1974). "Magnitud de los sismos de la Región Ibérica a partir de la fase Lg". Rev. de Geofísica 131-132, 159-174.
- Peters D.C. y Crosson R.S. (1972). "Application of prediction analysis to hypocenter determination using a local array". Bull. Seism. Soc. Am. 62, 775-788.
- Peterson J., Butler H.M., Holcomb L.G. y Hutt C.R. (1976). "Seismic Research Observatory". Bull. Seism. Soc. Am. 66, 2044-2068.
- Phillips W.S. y Aki K. (1986). "Site amplification of coda waves from local earthquakes in Central California". Bull. Seism. Soc. Am. 76, 627-648.
- Phothero W.A. (1976). "A portable digital seismic recorder with event recording capability". Bull. Seism. Soc. Am. 66, 979-985.
- Plesinger A., Schick R., Znern W. (1970). "Stability Problems in the Approximation of True Ground Motion". XII Assemblée Générale de la Commission Seismologique Europeenne. 253-256.
- Rasson J. y De Meyer J. (1983). "Calibration of Long-Period Seismic Channels". Inst. Roy. Met. Belgique. Publications: Serie A No. 110.
- Richter C.F. (1935). "An instrumental earthquake magnitude



scale". Bull. Seism. Soc. Am. 25, 1-32.

Ruegg J.C. y Souriau M. (1970). "Calcul des Fuctions de Transfert de Sismographes et deconvolution numerique". XII Assemblée Generale de la Commission Seismologique Europeenne. 248-252.

Scherbatskoy S.A. y Neufeld. (1937). "Equivalent electrical networks of some seismographs". Geophysics II. 3, 213-242.

Scherwin J. (1974). "Noise specs confusing?". National Semiconductor Application Note 104. Santa Clara, California.

Soderquist D. (1979). "Minimization of noise in operational amplifier applications". AN-15 Precision Monolithics Inc. Application Note 1979.

Stauder W., Kramer M., Fischer G., Schaefer S. y Morrissey S.T. (1976). "Seismic characteristics of Southeast Missouri as indicated by a regional telemetered microearthquake array". Bull. Seism. Soc. Am. 66, 1953-196 .

Stewart S.N. y O'Neill M.E. (1980). "Calculation of the frequency response of the USGS Telemetered short-period seismic system". U.S.G.S. Open File Rep. 80-143.

Teikari P. (1964). "A practical Method for Drawing Calibration curves". Geophysica 9. 93-96.

Teikari P. (1967). "A Method for Selecting a Seismometer-Galvanometer Combination Having the Required Response Curve". Geophysica 9. 307-312.

Teng T.L., Hsu M. (1986). "A seismic telemetry system of large dynamic range". Bull. Seism. Soc. Am. (Pendiente de publicación).

Thatcher W. y Hanks T.C. (1973). "Source parameters of Southern California Earthquakes". J. Geophys. Res. 78, 8547-85 .

Thompson J.D. (1983). Logarithmic dividers using equal



resistor". Electronics and Wireless World. 89, No. 1573.p 58.

Tobias V. y Teikari P. (1982). "Derivation of constants of the seismograph galvanometers by the least-squares method". Geophysica 19. 1-12.

Tobias V. y Teikari P. (1978). "Control of Electromagnetic Seismograph Sensitivity". Geophysica 15. 77-100.

Ucer S.B., Crampin S. Evans R., Miller A. y Kafadar N. (1985). "The MARNET radiolinked seismometer network spanning the Marmara Sea and the seismicity of Western Turkey". Geophys. J. R. astr. Soc. 83, 17-30.

Uhrhammer R.A. (1980) "Analysis of small seismographic station networks". Bull. Seism. Soc. Am. 70, 1369-1380.

Usher M.J., Buckner I.W. y Burch R.F. (1977). "A miniature wideband horizontal-component feedback seismometer". J. Phys. E. Sci. Instrum. 10, 1253-1260.

Usher M.J., Burch R.F. y Guralp C. (1979). "Wide-band feedback seismometers". Phys. Earth Planet. Int. 18, 38-50.

Valenzuela J.M., Vidal F., Miguel F. de, Alguacil G., Guirao J.M. "Estudio Geológico y Sísmico para la Ubicación de una Red Sísmica Local en la Depresión de Granada". IV Asamblea Nacional de Geodesia y Geofísica. Zaragoza. IGN. 367-380.

Vidal F. (1986). "Sismotectónica de las Béticas y Mar de Alborán". Tesis Doctoral de la Universidad de Granada.

Vidal F., Miguel F. de, Alguacil G. y Guirao J.M. (1981). "Características de la secuencia sísmica granadina del año 1979". IV Asamblea Nacional de Geodesia y Geofísica. Instituto Geográfico Nacional. 423-438.

Vidal F., Miguel F. de y Sanz de Galdeano C. (1982). "El sismo granadino del 20 de Junio de 1979". Rev. de Geofísica. 38, 57-63.

Vidal F., Miguel F. de y Sanz de Galdeano C. (1984). "Neotectónica y Sísmicidad de la Depresión de Granada".



Energia Nuclear 149-150, 267-275.

Webster W.J. Jr., Miller W.H., Whitley R., Allenby R.J. y Dennison R.T. (1981). "A Seismic Signal Processor suitable for use with the NOAA/GOES Satellite Data Collection Systems". IEEE Trans. Geosc. Rem, Sens., GE-19, 91-94.

Wielandt E. and Mitronovas W. (1976). "An electronic long-period seismograph for surface-wave dispersion studies". Bull. Seism. Soc. Am. 72, 2349-2367.

Wielandt e. y Streckeisen G. (1982). "The leaf-spring seismometer: design and performance". Bull. Seism. Soc. Am. 72, 2349-2367.

Wielandt E. y Steim J.M. (1986). "A digital very-broad-band seismograph". Annales Geophysicae, 4,B, 227-232.

Willmore P.L. (1950). "The theory and design of two types of portable seismograph". Geophys. Sup. Monthly Notices of the R.A.S. 6, 129-137.

Willmore P.L. (1959). "The Application of the Maxwell Impedance Bridge to the Calibration of Electromagnetic Seismographs". Bull. Seism. Soc. Am. 49, 99-114.

Willmore P.L. (1960). "The detection of Earth movements". Contribution from Dominion Observatory 3, No. 26.

Willmore P.L. (ed.) (1979). "Manual of Seismological Observatory Practice". Report SE-20. World Data Center A for Solid Earth Geophysics. U.S. Department of Commerce. Boulder. Colorado.

Wolf A. (1942). "The limiting sensitivity of seismic detectors". Geophysics 7, 115-122.

Wylie C.R. Jr. (1976). "Matemáticas superiores para ingeniería". Mc. Graw Hill, Madrid.



APENDICE I

UNA MESA VIBRATORIA



## APENDICE I

Con objeto de contrastar la calibración obtenida por métodos diversos, se ha construido un vibrador o mesa vibratoria pasiva. La figura A-1 muestra su diseño esquemático. Se trata de una estructura rígida de la que está suspendida por medio de un muelle otra móvil. Esta está constituida por dos plataformas de aluminio paralelas entre sí y una tercera sobre la que se sujeta el muelle M y se monta el transductor de posición. Existen, además, dos parejas de flejes FH que limitan el movimiento horizontal de las plataformas, restringiendo el sistema a un grado de libertad para bajas frecuencias.

El geófono que forma parte del sistema que se pretende calibrar se coloca en una de las plataformas. En la otra se coloca un geófono auxiliar, que es el que mueve por reacción el conjunto, al inyectársele una señal en forma de corriente en su bobina principal.

El transductor de posición que permite monitorizar el movimiento de las plataformas, ha sido diseñado en torno a una pareja de cápsulas piezoeléctricas transductoras de ultrasonidos, CT y CR, de tipo cerámico. La frecuencia nominal de trabajo -a la cual resuenan- es 40KHz.

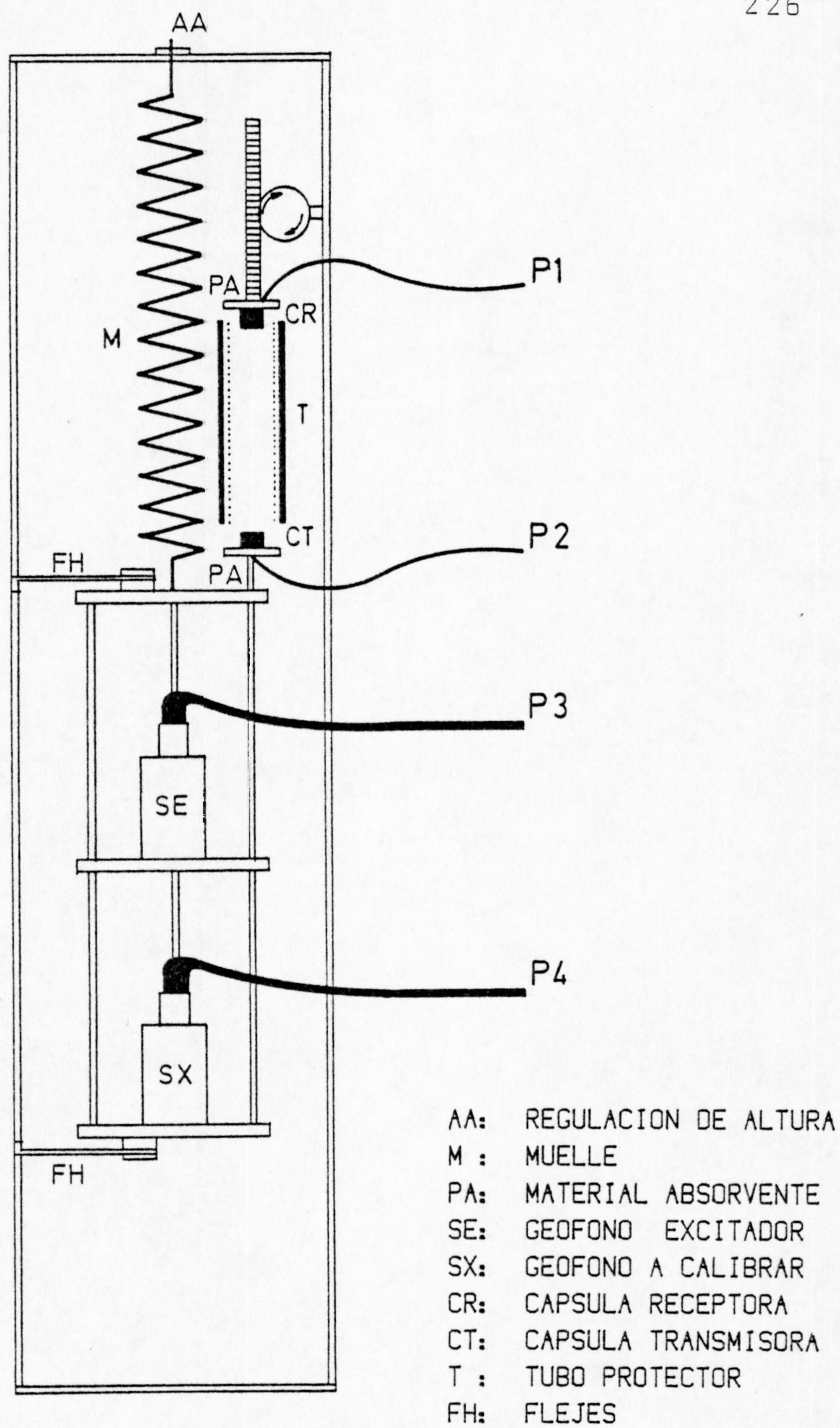
El circuito empleado es un fasímetro, construido sobre un discriminador de subportadora modificado (esquema de bloques en fig. A-2).

Se trata de medir el desfase relativo entre la señal transmitida por la cápsula ligada a la plataforma móvil y la recibida por la cápsula fija a la estructura.

Para ello se genera mediante un oscilador a cristal y un divisor de frecuencias una señal de 40.960KHz (en un primer prototipo se intentó utilizar un oscilador RC, pero el ruido de fase era excesivo).

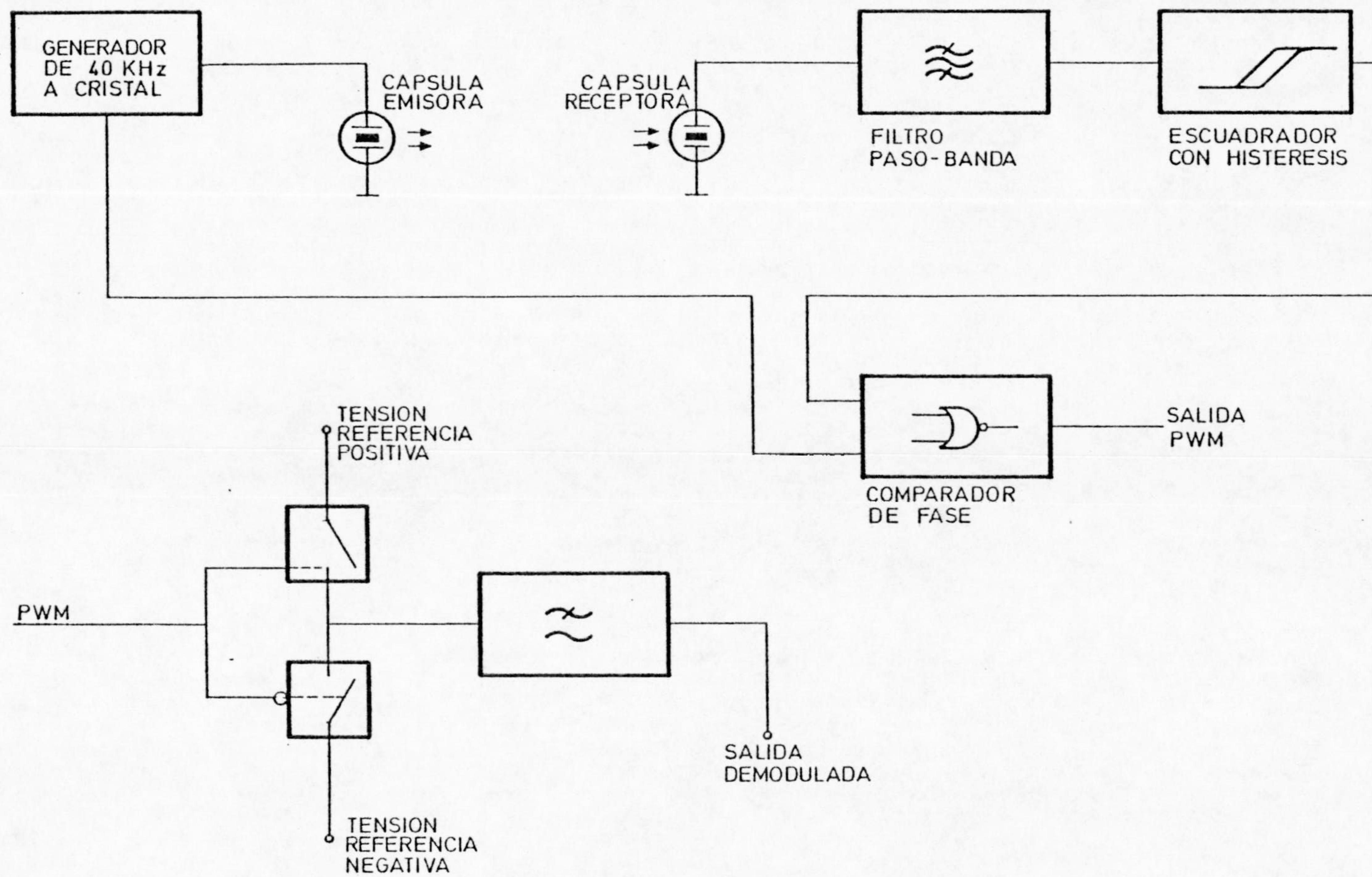
Esta señal se transmite y constituye además una de las entradas del comparador de fase.





A. 1. - DISEÑO ESQUEMATICO DE LA MESA VIBRATORIA.





A. 2. - DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE LA MESA VIBRATORIA



La señal recibida por la otra cápsula se filtra y se cuadra con histéresis para compararla en fase con la anterior.

La salida del comparador es una señal modulada en anchura de pulso (PWM) proporcional al desfase. Esta controla un par de conmutadores analógicos conectados a referencias de tensión simétricas. Tras integrarse en un filtro paso-baja, se obtiene una señal analógica proporcional al desfase, y por tanto al desplazamiento relativo.

En efecto, si el desplazamiento pico a pico no supera  $1/4$  de longitud de onda, el desfase entre la señal emitida y recibida será

$$\Delta\varphi = \varphi - \varphi_0 = -k x$$

donde

$$k = \frac{2\pi}{c} f_0$$

por tanto

$$\Delta\varphi = -\frac{2\pi}{c} f_0 \cdot \Delta x$$

$c$  es la velocidad del sonido para pequeñas amplitudes y no muy altas frecuencias en el aire, que, como es sabido se puede expresar

$$c^2 = \left(\frac{\partial P}{\partial \rho}\right)_s = \gamma \left(\frac{\partial P}{\partial \rho}\right)_T$$





Para estimar la dependencia de  $c$  con la presión y la temperatura, se utiliza la ecuación de estado del virial hasta el segundo término, con lo que obtenemos

$$c^2 = \gamma (RT + 2BP) / M$$

(p.e. Blitz, 1969)

Esta relación da para el coeficiente de temperatura a 25 °C aproximadamente

$$\frac{\Delta c}{\Delta T} \approx 0.6 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1} \quad \text{ó} \quad 0.18\% \cdot \text{°C}^{-1}$$

La influencia de la presión es mucho menor: para un cambio de 25 mbar,  $c$  varía un 0.001%.

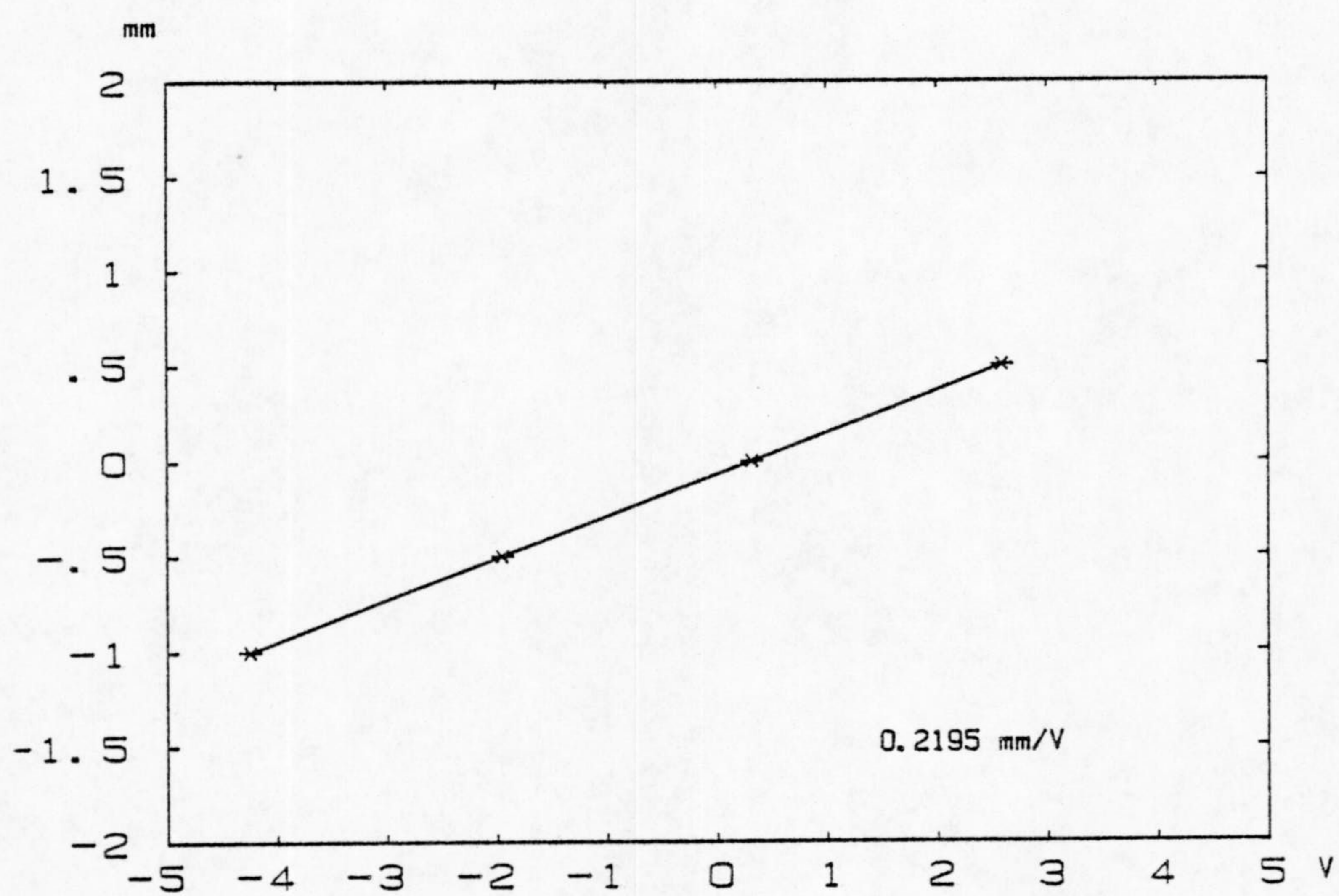
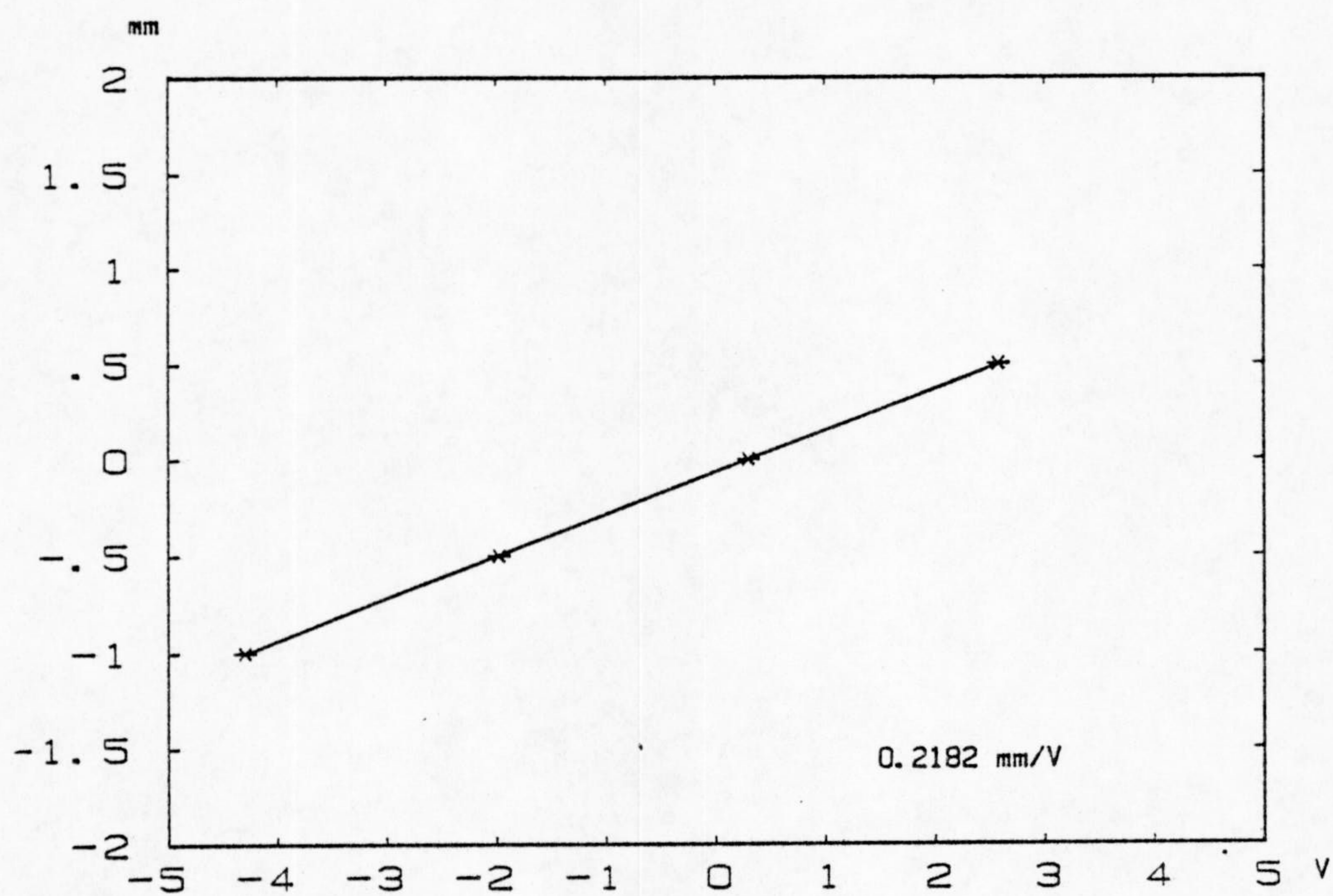
La masa molecular aparente del aire  $M$  varía con la humedad, pero el coeficiente adiabático lo hace en el mismo sentido, con lo que ambos efectos se compensan parcialmente.

Con todo, la calibración del transductor se hace en cada sesión, con la ayuda de un tornillo micrométrico (fig. A-1).

Se toman varias medidas y se ajustan a una recta, cuya pendiente da el factor del transductor. La figura A-3 muestra algunos de estos ajustes experimentales.

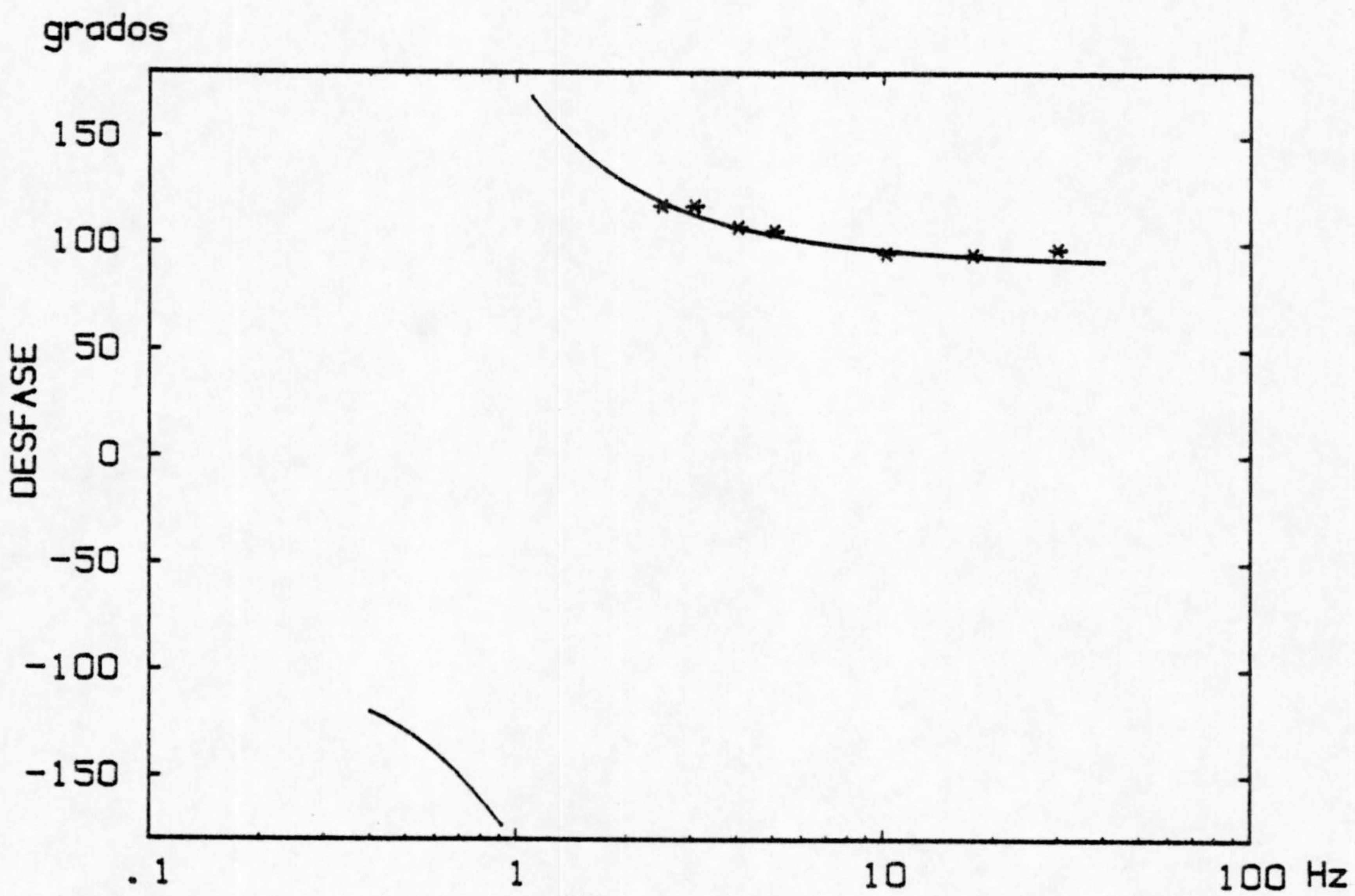
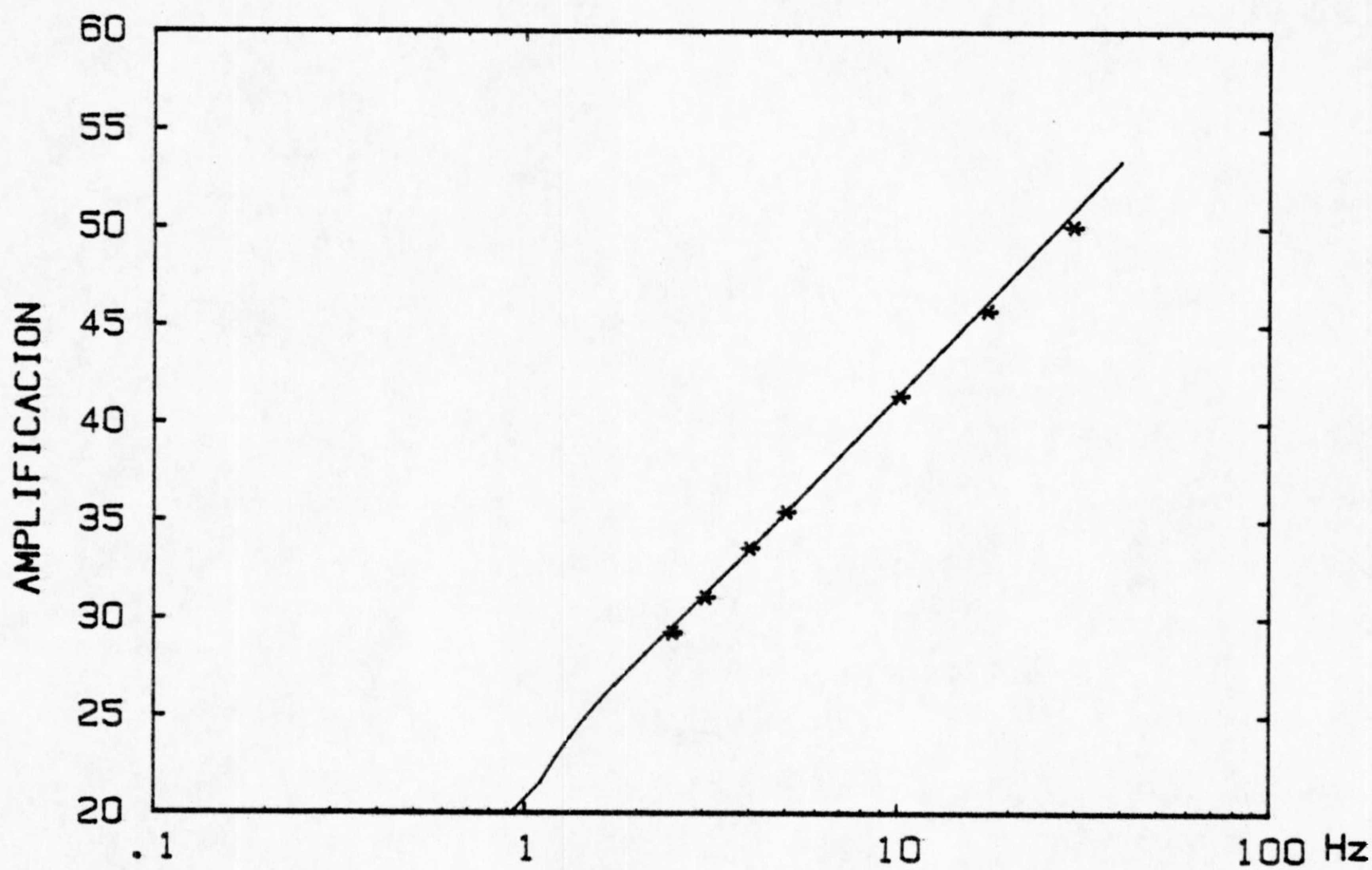
En la fig. A-4 se ha representado la calibración





A. 3. - AJUSTES EXPERIMENTALES DE LA RESPUESTA DEL SENSOR DE DESPLAZAMIENTO DE LA MESA VIBRATORIA

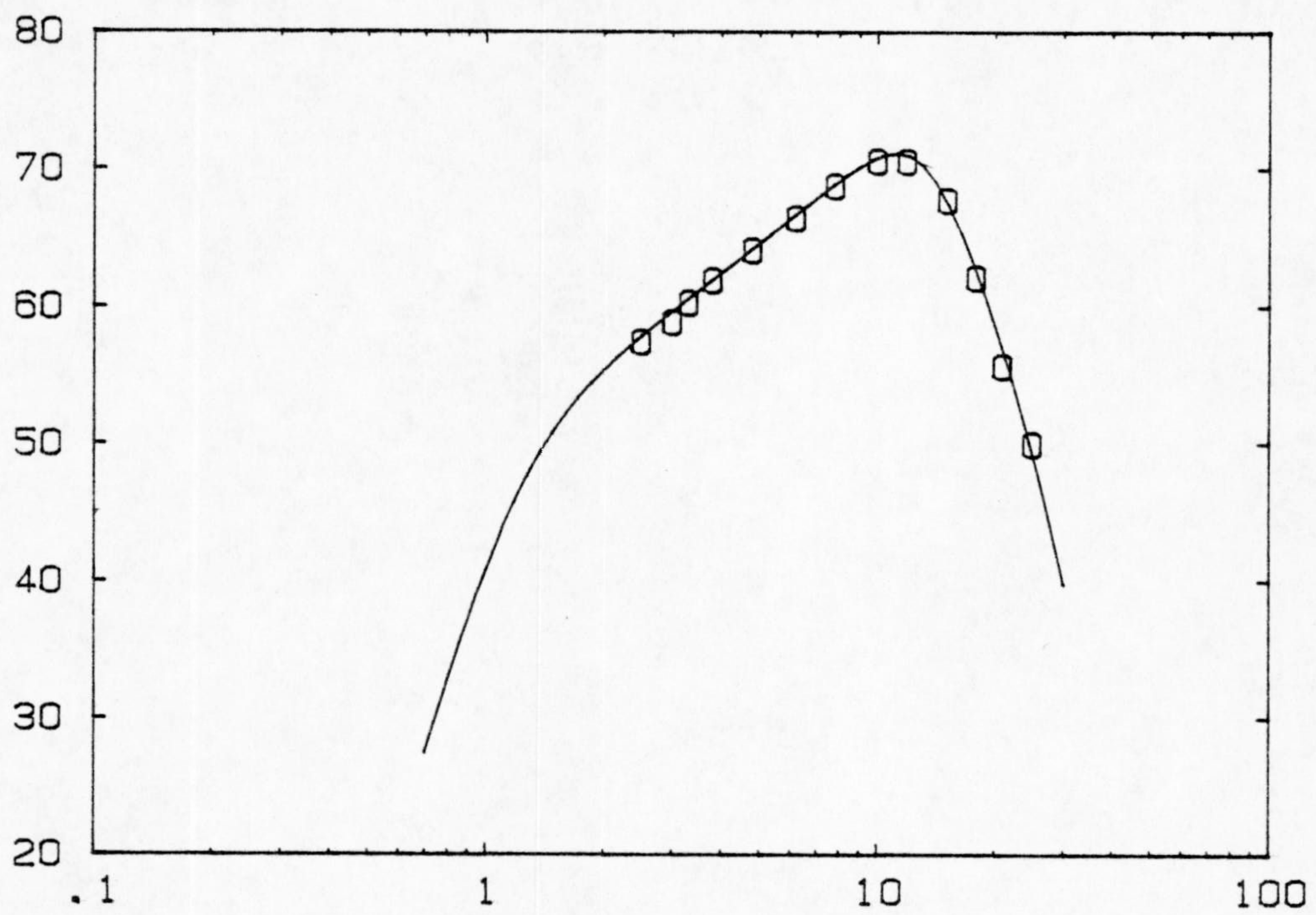




GEOFONO RANGER SS-1 NO. 834

A. 4. - RESPUESTA EXPERIMENTAL DE UN GEOFONO MEDIDA CON LA MESA VIBRATORIA DESCRITA. TRAZO CONTINUO: TEORICA.





A-4. - RESPUESTA EXPERIMENTAL MEDIDA CON LA MESA VIBRATORIA DEL SISTEMA SISMOGRAFICO VISUAL. LA LINEA CONTINUA SUPERPUESTA ES LA FUNCION DE TRANSFERENCIA ANALITICA.



experimental de la respuesta de un geófono a desplazamientos del suelo en amplitud y fase.

Los errores dinámicos que pueden aparecer son debidos al corrimiento Doppler de la frecuencia recibida para movimientos rápidos. A causa de la respuesta en fase del filtro de entrada, estos desplazamientos de frecuencia causan también un desplazamiento en fase espúreo.

$$\Delta \varphi' = \frac{\Delta \varphi'}{\Delta \omega} \cdot \Delta \omega$$

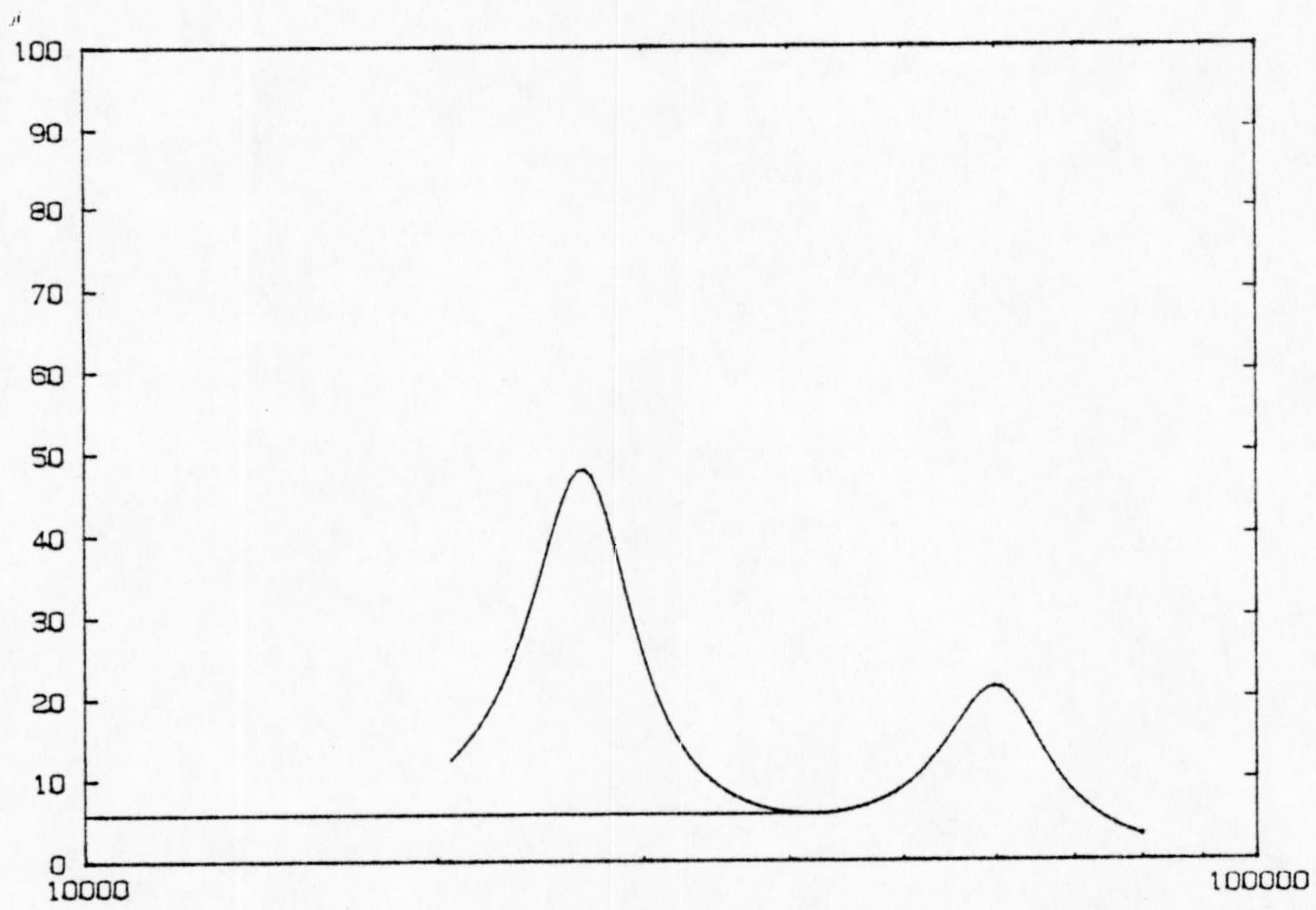
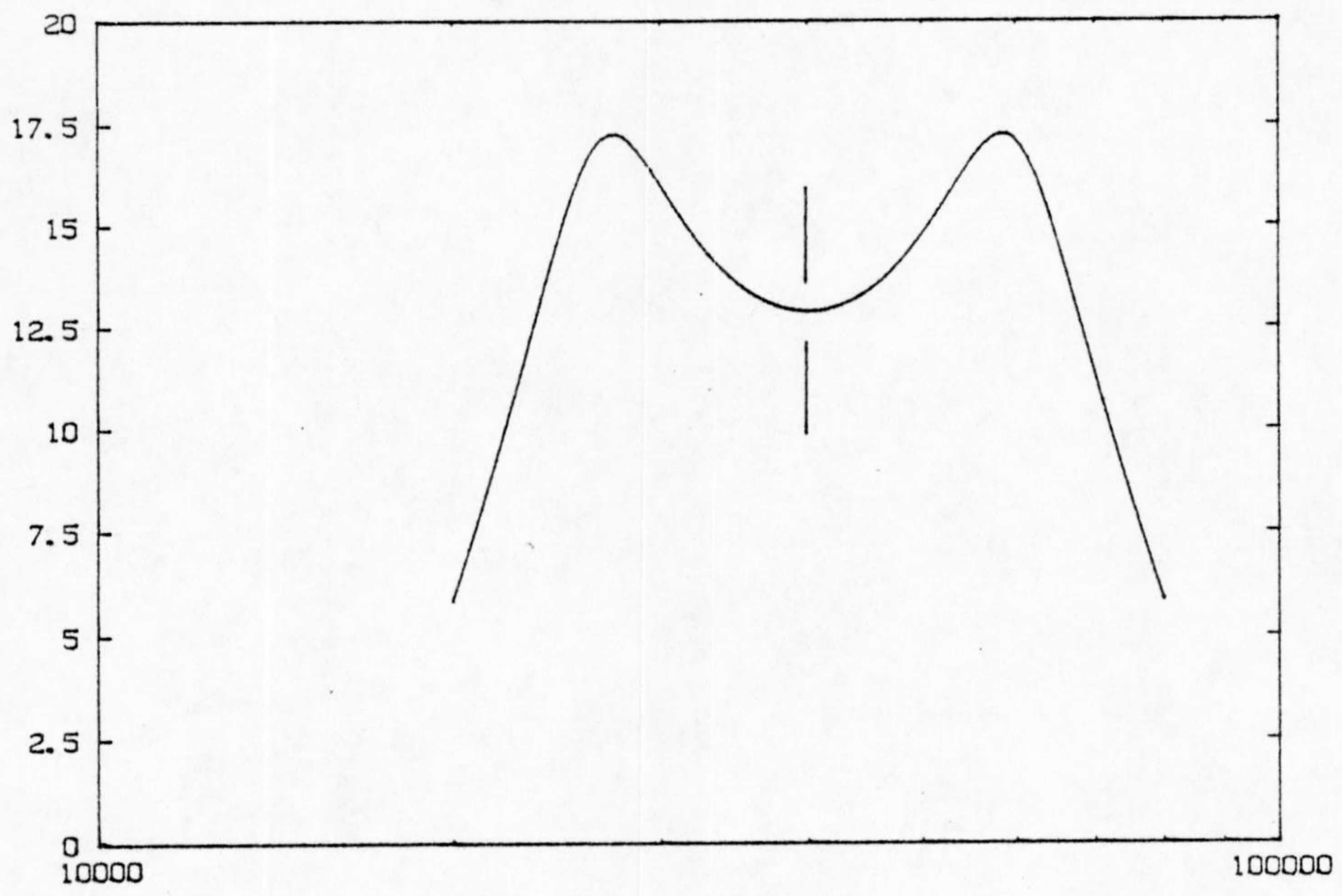
donde

$$\Delta \omega = - \frac{2\pi f_0}{c} \frac{dx}{dt}$$

El factor de corrección es precisamente el retraso de grupo del filtro, cuya respuesta (fig. A-5) se ha fijado de modo que minimice el retraso de grupo a la frecuencia de trabajo, a costa de tolerar un rizado en la respuesta de amplitud.

Para un movimiento de 1mm pp a 30Hz, el desfase espúreo máximo introducido por este efecto es menor del 0.1%. Si es necesario puede corregirse, además, ya que al ser el retraso de grupo aproximadamente constante en un entorno de la frecuencia de trabajo, el efecto es lineal.





A. 5. - RESPUESTAS DE FASE Y RETRASO DE GRUPO DEL FILTRO DE ENTRADA DEL FASIMETRO



APENDICE II

LISTADO DE LAS RUTINAS

INTINV Y POND







```
304   FORMAT(/1X,'FICHERO DESTINO > ', $)
      ACCEPT 305,FILE
305   FORMAT (11A)
      OPEN (UNIT=1,NAME=FILE,TYPE='NEW',FORM='UNFORMATTED',ERR=100)
      DO 350 J=1,NP
350   WRITE (1) X(J)
      CLOSE (UNIT=1)
      NP=NS*100
      DO 400 I=1,NP
400   T(I)=(I-1)*.01
      ESY=50./X(MAX)
      TYPE*, 'ESCALA RECOMENDADA : ', ESY
      TYPE*, 'TECLEE ESCALA (REAL)'
      ACCEPT*, ESY
      OFS=FLOAT(IOF)
      CALL PLOTLI(NP,T,X,ESY,IEJY,IESX,OFS,5)
      END
```



```

SUBROUTINE INTINV(WCS,WCD,BCD,WPS,WPD,BPD)
REAL T(1000),WCS(20),WCD(20),BCD(20),WPS(20),WPD(20),BPD(20)
COMMON/BLK1/GB,IP,NCS,NCD,NPS,NPD,DT,NP,X(1000)

```

```

*****

```

```

Calcula la integral de inversion compleja a partir de la funcion
racional factorizada de la variable Laplace s

```

#### VARIABLES Y MATRICES

```

GB = ganancia estatica (factor constante)
IP = orden del cero (o polo si IP<0) en el origen
NCS = Numero de ceros simples reales
NCD = Numero de ceros complejos dobles
NPS = Numero de polos simples reales
NPD = Numero de polos complejos dobles
WCS = Vector de frecuencias angulares W de los ceros simples
WCD,WPS,WPD = Igual para ceros dobles, polos simples y polos
              dobles.
T=Matriz de tiempos. MAXIMO 1000 muestras.
BCD,BPD = Coeficientes de amortiguamiento de ceros dobles y
          polos dobles
NP = Numero de puntos en que se calcula la funcion temporal
DT = Incremento de tiempo entre ellos
X = Vector de dimension NP conteniendo resultado

```

#### RESTRICCIONES

```

-MAXIMO NUMERO DE SINGULARIDADES DE CADA TIPO : 20
-EL ORDEN DEL POLINOMIO NUMERADOR HA DE SER MENOR O IGUAL
  QUE EL DEL DENOMINADOR
-EL ORDEN DEL CERO EN ORIGEN IP HA DE SER NO NEGATIVO.
  Si existe un polo en origen debe tratarse como polo simple
  con WPS=0
-NO SE ADMITEN CEROS O POLOS REPETIDOS (con la excepcion
  del cero en origen)

```

```

USO : CALL INTINV(WCS,WCD,BCD,WPS,WPD,BPD)
En el programa principal debe existir una sentencia COMMON
que reserve el BLK1 para las variables definidas arriba
Subrutinas requeridas: NINGUNA

```

```

*****

```

```

DO 4 L=1,NP
4 T(L)=(L-1)*DT
  COMPLEX Z,AZ,LNZ
    DO 5 I=1,NP
5 X(I)=0.0 ! INICIALIZACION
  IF (NPS.EQ.0) GOTO 95
    DO 95 I=1,NPS
      S=-WPS(I)
      IF (IP.EQ.0) GOTO 9 ! Caso de polo en origen,
      AS=GB*S**IP ! evita la operacion no
9 IF (IP.EQ.0) AS=GB ! definida 0**0
      IF (NCS.EQ.0) GOTO 20
    DO 10 J=1,NCS
10 AS=AS*(S+WCS(J))
20 CONTINUE
    IF (NCD.EQ.0) GOTO 40
    DO 30 K=1,NCD
30 AS=AS*(S*S+2*BCD(K)*WCD(K)*S+WCD(K)*WCD(K))
40 CONTINUE
    IF (NPS.EQ.1) GOTO 50
    DO 50 M=1,NPS

```



```

*   IF (M.EQ.1) GOTO 50
    AS=AS/(S+WPS(M))
50  CONTINUE
60  IF (NPD.EQ.0) GOTO 80
    DO 80 N=1,NPD
    AS=AS/(S*S+2*BPD(N)*WPD(N)*S+WPD(N)*WPD(N))
80  CONTINUE
    DO 90 L=1,NP
90  X(L)=X(L)+AS*EXP(-WPS(I)*T(L))
95  CONTINUE
C   CONTRIBUCION DE LOS POLOS DOBLES COMPLEJOS
    IF (NPD.EQ.0) GOTO 195
        DO 195 I=1,NPD
            AZ=CMPLX(GB,0.)           ! Inicializacion
            A=BPD(I)*WPD(I)
            B=WPD(I)*SQRT(1-BPD(I)*BPD(I))
            Z=CMPLX(-A,B)
            IF (IP.EQ.0) GOTO 103
D   TYPE*, 'IP= ', IP
            DO 101 J=1,IP
D   TYPE*, 'J,AZ ', J,AZ
101  AZ=AZ*Z
103  CONTINUE
            IF (NCS.EQ.0) GOTO 120
DO 110 J=1,NCS
110  AZ=AZ*(Z+WCS(J))
120  CONTINUE
    IF (NCD.EQ.0) GOTO 140
    DO 130 K=1,NCD
130  AZ=AZ*(Z*Z+2*BCD(K)*WCD(K)*Z+WCD(K)*WCD(K))
140  CONTINUE
    IF (NPS.EQ.0) GOTO 150
    DO 150 M=1,NPS
    AZ=AZ/(Z+WPS(M))
150  CONTINUE
160  IF (NPD.EQ.1) GOTO 180
    DO 180 N=1,NPD
    IF (N.EQ.1) GOTO 180
    AZ=AZ/(Z*Z+2*BPD(N)*WPD(N)*Z+WPD(N)*WPD(N))
D   TYPE*, 'LAST LOOP ', N,AZ
180  CONTINUE
    AR=REAL(AZ)
    AI=AIMAG(AZ)
    DO 190 L=1,NP
190  X(L)=X(L)+(AR*SIN(B*T(L))+AI*COS(B*T(L)))*EXP(-A*T(L))/B
195  CONTINUE
    RETURN
    END

```