

RESUMEN de la Tesis de José Manuel Romo Jones, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en GEOFISICA con opción en METODOS ELECTRICOS. Ensenada, Baja California, México. Octubre 1981.

DESARROLLO E IMPLEMENTACION DE PROGRAMAS PARA LA CAPTURA
Y PROCESAMIENTO DE DATOS MAGNETOTELURICOS

Este trabajo constituye la primera etapa del proyecto Evaluación del Método Magnetotelúrico Tensorial como Herramienta de Exploración en la Búsqueda de Campos Geotérmicos, la cual consiste en la implementación de un Sistema de Adquisición y Procesamiento de datos Magnetotelúricos. El Sistema tiene la capacidad de procesar en tiempo real, usando la técnica de Referencia Remota. En el presente trabajo se hace una revisión somera de los fundamentos teóricos del método, se describe el sistema desarrollado en el C.I.C.E.S.E., junto con la programación inherente, y se presentan pruebas preliminares de los programas, usando datos sintéticos, y con datos reales adquiridos en un estudio Magnetotelúrico realizado cerca de Culiacán Sin. El Sistema demostró funcionar adecuadamente, aunque requiere algunas modificaciones que contribuirán a su perfeccionamiento.

Resumen Aprobado por:


Dr. Mario Martínez G.
Director de Tesis

CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE
EDUCACION SUPERIOR DE ENSENADA

DEPARTAMENTO DE GEOFISICA

DESARROLLO E IMPLEMENTACION DE PROGRAMAS PARA LA CAPTURA
Y PROCESAMIENTO DE DATOS MAGNETOTELURICOS

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios
para obtener el grado de MAESTRO EN CIENCIAS presenta

JOSE MANUEL ROMO JONES

Ensenada, B. C. , México

Octubre 1981

TESIS APROBADA PARA SU DEFENSA POR;

Dr. Mario Martínez García, Director del Comité

Dr. Hubert Fabriol Beauville, Miembro del Comité

M.C. Francisco Suárez Vidal, Miembro del Comité

Dr. Robert O. Plaisted, Miembro del Comité

Dr. Alfonso Reyes Zamora, Director del Departamento de
Geofísica

Enrique Carrillo
Dr. Enrique Carrillo Barrios-Gómez, Coordinador Académico

Tesis presentada en Octubre 20, 1981.

DEDICATORIA

A MI HIJO, CON AMOR

AGRADECIMIENTOS

A quienes de alguna manera contribuyeron
al desarrollo de este trabajo y a la
realización de mis estudios.

C O N T E N I D O

	<u>Página</u>
I. INTRODUCCION	1
II. FUNDAMENTOS TEORICOS DEL METODO MAGNETOTELURICO	3
II.1. Estado del arte	3
II.2. Ecuaciones Fundamentales	7
II.3. Estimación del Tensor de Impedancia	17
III. DESCRIPCION DEL SISTEMA	22
III.1. Sensores	26
III.2. Acondicionamiento de las Señales	27
III.3. Los Microprocesadores INTEL-8085 y DEC-LSI-11	30
IV. PROGRAMACION	37
IV.1. Adquisición de Datos	37
IV.2. Cálculo de Parámetros Geofísicos	53
V. PRUEBAS PRELIMINARES	61
V.1. Prueba del Programa de Adquisición de Datos	61
V.2. Prueba del Programa MT2, usando Datos Sintéticos	62
V.3. Prueba de Campo	77
VI. CONCLUSIONES	89
BIBLIOGRAFIA	91
APENDICE I . LISTADO DEL PROGRAMA MT2	93

LISTA DE FIGURAS

<u>Página</u>	<u>Página</u>
1a) Onda electromagnética incidiendo en la superficie terrestre	8
1b) Separación en modos TE y TM	8
2 Distribución del equipo en el campo	23
3 Diagrama de bloques del Sistema de Adquisición y Procesamiento de datos Magnetotelúrico	24
4 Espectro de Amplitud del campo electromagnético natural (Porstendorfer, 1975)	25
5 Sistema de Telemetría	31
6 Digitizador controlado por el microprocesador INTEL-8085	32
7 Diagrama de flujo de la rutina de adquisición y transmisión de datos	34
8 Configuración de la microcomputadora LSI-11	36
9 Defasamiento del digitizador	54
10 Modelo 1. Los ejes de anisotropía están alineados con el sistema de medición	64
11 $ Z_{xy} $ y ϕ_{xy} teóricas y calculadas para el Modelo 1	65
12 $ Z_{yx} $ y ϕ_{yx} teóricas y calculadas para el Modelo 1	66
13 Resistividades aparentes ρ_{xy} y ρ_{yx} teóricas y calculadas para el Modelo 1	67
14 Modelo 2. Los ejes de anisotropía forman un ángulo de -30° con el sistema de medición	69
15 $ Z_{xx} $ y ϕ_{xx} teóricas y calculadas para el Modelo 2	70
16 $ Z_{xy} $ y ϕ_{xy} teóricas y calculadas para el Modelo 2	71
17 $ Z_{yx} $ y ϕ_{yx} teóricas y calculadas para el Modelo 2	72
18 $ Z_{yy} $ y ϕ_{yy} teóricas y calculadas para el Modelo 2	73
19 $ Z'_{xy} $ y ϕ'_{xy} teóricas y calculadas para el Modelo 2	74
20 $ Z'_{yx} $ y ϕ'_{yx} teóricas y calculadas para el Modelo 2	75
21 Resistividades aparentes rotadas ρ'_{xy} y ρ'_{yx} teóricas y calculadas para el Modelo 2	76
22 Resistividad aparente rotada ρ_{xy} . Sondeo No.1 Culiacán Sin.	80
23 Fase rotada ϕ_{xy} . Sondeo No.1 Culiacán Sin.	81
24 Resistividad aparente rotada ρ_{yx} . Sondeo No.1 Culiacán Sin.	82
25 Fase rotada ϕ_{yx} . Sondeo No.1 Culiacán Sin.	83

26	Angulo de Rotación θ Sondeo No.1 Culiacán Sin.	84
27	Asimetría W. Sondeo No.1 Culiacán Sin.	85
28	Amplitud de Tipper $ \vec{T} $. Sondeo No.1 Culiacán Sin.	86
29	Fase de Tipper ϕ_T Sondeo No.1 Culiacán sin.	87
30	Rumbo de Tipper θ_T . Sondeo No.1 Culiacán Sin.	88

DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DE PROGRAMAS PARA LA CAPTURA Y PROCESAMIENTO DE DATOS MAGNETOTELURICOS

I. INTRODUCCION

El desarrollo energético del país exige la exploración y desarrollo de fuentes de energía que no dependan del petróleo. La energía Geotérmica es uno de nuestros recursos naturales que ofrece mejores perspectivas para su explotación. La Comisión Federal de Electricidad ha identificado un gran número de zonas con características tectónicas ideales para la existencia de fuentes geotérmicas.

Los métodos de exploración Geofísica que detectan cambios en las propiedades eléctricas del subsuelo han resultado de gran importancia en la identificación de campos geotérmicos, ya que la conductividad eléctrica de las rocas se ve fuertemente afectada en presencia de agua o vapor a altas temperaturas.

El método Magnetotelúrico es una herramienta de exploración que no ha sido todavía usada en México, y que ofrece ventajas sobre otros métodos eléctricos de prospección (resistividad, polarización inducida, etc.), utilizados convencionalmente en la exploración de campos geotérmicos.

Con el objeto de evaluar las ventajas y limitaciones de este método, cuando se aplica a la exploración geotérmica, el Centro de Investigación Científica y Educación Superior de

Ensenada, B.C. (C.I.C.E.S.E.), a través de su Departamento de Geofísica, firmó un convenio con el Instituto de Investigaciones Eléctricas (I.I.E.), para el desarrollo del proyecto denominado "Evaluación del Método Magnetotelúrico Tensorial como Herramienta de Exploración en la Búsqueda de Campos Geotérmicos".

Este proyecto contempla, en su primera etapa, la implementación de un Sistema de Adquisición y Procesamiento de Datos Magnetotelúricos, con capacidad de procesar en tiempo real, para obtener resultados preliminares en el campo. El desarrollo de los programas para la adquisición y procesamiento de los datos es el tema de este trabajo de tesis.

En este trabajo se hace una exposición somera del método y sus ecuaciones fundamentales. Se describe el Sistema de Adquisición y Procesamiento de Datos desarrollado en el C.I.C.E.S.E. y los programas involucrados en él. Finalmente se incluyen pruebas preliminares de los programas usando datos sintéticos y los resultados de un sondeo magnetotelúrico llevado a cabo cerca de Culiacán Sin. Este sondeo forma parte de un levantamiento Magnetotelúrico que el C.I.C.E.S.E. ha realizado en dicha zona como parte de la siguiente etapa del proyecto antes mencionado.

II. FUNDAMENTOS TEORICOS DEL METODO MAGNETOTELURICO

II.1. Estado del Arte.

El método Magnetotelúrico (MT) usa como fuente de excitación las perturbaciones electromagnéticas naturales que alcanzan la superficie de la tierra, para determinar la distribución de conductividad eléctrica en el subsuelo. Estas perturbaciones electromagnéticas son generadas por fluctuaciones de corriente en la ionósfera (que se deben a la interacción del viento solar con la misma ionósfera y con el campo magnético terrestre), y por la actividad de tormentas eléctricas a escala mundial.

Cuando la onda electromagnética incide sobre la superficie de la tierra, la mayoría de su energía es reflejada y solo una pequeña porción se transmite, penetrando verticalmente. Puesto que las rocas poseen una conductividad eléctrica finita, la onda transmitida induce campos eléctricos que generan las corrientes denominadas "Telúricas". La energía de esta onda transmitida se disipa rápidamente en calor. Debido a las condiciones físicas y al rango de aplicación usual, las corrientes de desplazamiento son despreciables comparadas con las de conducción, dando lugar a que el mecanismo de penetración sea difusión, más que propagación de ondas. Como un resultado de esto la

profundidad de penetración es relativamente pequeña comparada con la longitud de la onda en el aire.

El hecho de que la longitud de la onda en el aire sea del orden de miles de Km., convierte a este fenómeno en un ventajoso método geofísico de prospección, por medio del cual se han hecho posibles sondeos eléctricos muy profundos (del orden de 100 Km.), sin las limitaciones de equipo y potencia que otros métodos geoeléctricos enfrentan cuando se pretenden alcanzar profundidades considerables.

Por lo que respecta a la medición de los campos, la pequeña amplitud de las señales (del orden de 1γ para el magnético y 4 mV/Km para el eléctrico) coloca severas restricciones sobre la sensibilidad del equipo de medición, requiriendo además, especial cuidado la eliminación de ruido y el acondicionamiento de la señal.

El método de prospección, tal como fue concebido por Cagniard en 1953 (Cagniard, 1953), considera una onda plana incidiendo en una tierra estratificada horizontalmente (capas homogéneas e isotrópicas), y basa su interpretación en una impedancia escalar compleja, definida como la razón entre el campo eléctrico y el magnético en la superficie de la tierra, la cual está directamente relacionada con la resistividad. Bajo estas suposiciones, el resultado de un sondeo son curvas de resistividad vs. frecuencia y fase vs. frecuencia que pueden interpretarse comparándolas con curvas maestras, usando una técnica similar a la que se usa para interpretar sondeos

eléctricos con corriente continua, determinando así el espesor y conductividad de cada capa.

Los frecuentes resultados incoherentes y las aparentes fallas del método, dieron lugar a severas críticas con respecto a la suposición de ondas planas y al modelo de capas homogéneas e isotrópicas. Wait (1954) y Price (1962) discutieron el efecto de variaciones horizontales en los campos primarios debido a las posibles dimensiones limitadas de la fuente, y corrigieron la formulación de Cagniard, adicionando un término que depende de las dimensiones de la fuente, de la frecuencia y de la resistividad del subsuelo. Sin embargo, ha sido demostrado que en la mayoría de los casos, este término es despreciable (Rikitake, 1966; Vozoff y Ellis, 1966; Madden y Nelson, 1969) para períodos menores de 1000 seg. (Porstendorfer 1975). De tal modo que la suposición de onda plana es válida para la mayoría de las situaciones geológicas de interés en la exploración de recursos naturales.

Una consideración más importante es la que se refiere a la invalidez del carácter escalar de la impedancia, cuando existen inhomogeneidades laterales y/o anisotropía en el subsuelo, en cuyo caso existe una relación tensorial entre los campos eléctrico y magnético (Cantwell y Madden, 1960; Srivastava, 1963).

El problema de la estimación del tensor de impedancias ha sido discutido por varios investigadores (Swift, 1967; Sims y

Bostick, 1969; Madden y Nelson, 1969; Word, et al., 1970; Sims, et al. 1971; Vozoff 1972, etc.). Debido a que frecuentemente existe ruido de carácter local, correlacionado en ambos campos, la estimación del tensor de impedancias se ve parcializada (biased). Para evitar ésto, Gamble (1978) y Gamble et al. (1979b) proponen que se mida uno de los campos en un lugar alejado del sitio del sondeo y se use éste como referencia para correlacionarse con los campos en el sitio de interés, haciendo posible una estimación imparcial del tensor de impedancia.

El primer paso en la interpretación del MT consiste en la inversión en una dimensión de los resultados, para obtener así una distribución de resistividad con la profundidad en cada sitio de sondeo. Aunque para algunas áreas, este tipo de interpretación puede ser suficiente, en general solo arroja resultados cualitativos y en muchos casos ambiguos, sobre todo cuando existen inhomogeneidades superficiales que distorsionan grandemente la respuesta del MT. La aplicación de algoritmos de modelado en dos dimensiones puede mejorar la interpretación aunque requiere un uso exhaustivo de recursos computacionales. El modelado en tres dimensiones actualmente está en desarrollo y los algoritmos que existen no están aún en condiciones de ser usados en la práctica. Por esta razón las interpretaciones en una y dos dimensiones son las que se aplican comunmente (Vozoff, 1972; Petrik et al., 1977; Stanley et al., 1977). Wannamaker et al. (1980) han investigado con

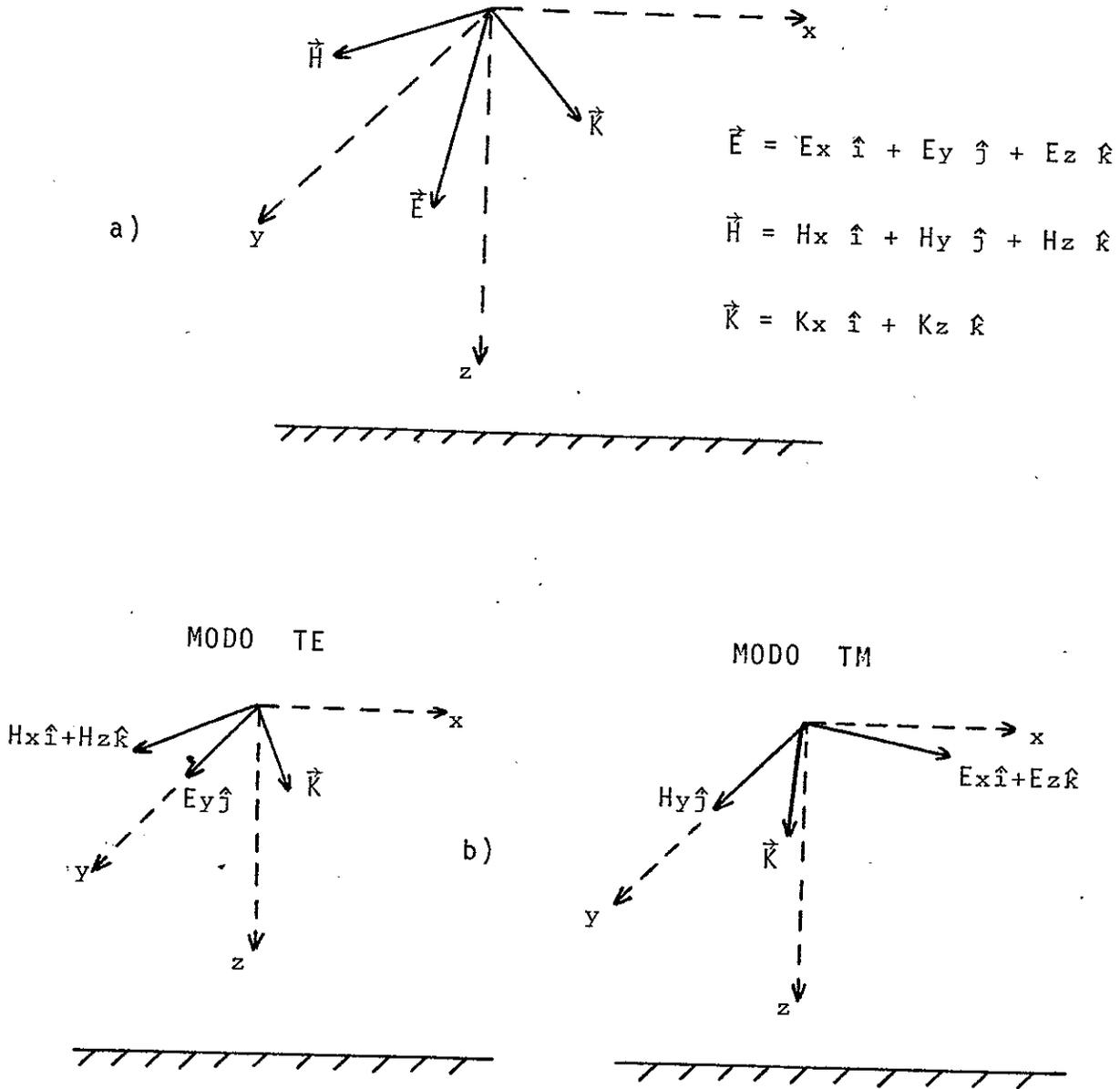
bastante detalle los errores a los que estas aproximaciones conducen si la situación geológica es estrictamente tridimensional.

Es evidente que a pesar de la intensa actividad científica que ha venido desarrollandose en éste campo y de los grandes progresos alcanzados desde que Cagniard propuso su teoría, muchos de los problemas permanecen hoy en día sin resolverse o resueltos parcialmente, convirtiendo a éste método Geofísico en un área que precisa de más experimentación y de nuevas aportaciones.

II.2. Ecuaciones Fundamentales.

Supongamos una onda electromagnética plana incidiendo sobre la superficie de la tierra. Sin pérdida de generalidad podemos suponer que su vector de propagación \vec{k} se encuentra a cualquier ángulo en el plano XZ, como lo muestra la figura 1 a). Resulta útil descomponer los vectores de campo eléctrico \vec{E} y campo magnético \vec{H} y considerar dos ondas separadamente: una con \vec{E} en la dirección del eje "y" y la otra con \vec{H} en la dirección del eje "y", como lo muestra la figura 1 b). Habitualmente a la onda con \vec{E} contenido en plano de incidencia (XZ) se le llama modo TM (transversal magnético), mientras que a la onda con \vec{H} contenido en plano de incidencia se le conoce como modo TE (transversal eléctrico).

Los vectores \vec{E} y \vec{H} satisfacen las ecuaciones de Maxwell



$$\nabla \times \vec{H} = \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad (1)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (2)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad (3)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (4)$$

donde σ es la conductividad eléctrica en mhos/m, ϵ la permitividad eléctrica en farads/m, y μ la permeabilidad magnética en henry/m.

En la interface entre dos medios de diferentes conductividades se cumplen las condiciones de frontera

$$E_{t_1} = E_{t_2} \quad (5)$$

$$H_{t_1} = H_{t_2} \quad (6)$$

$$\sigma_1 E_{n_1} = \sigma_2 E_{n_2} \quad (7)$$

$$\mu_1 H_{n_1} = \mu_2 H_{n_2} \quad (8)$$

donde t indica componentes tangenciales y n componentes normales.

Además se cumplen las leyes de Snell

$$\text{sen } \theta_0 = \text{sen } \theta_2 \quad (9)$$

$$\frac{\text{sen } \theta_0}{\text{sen } \theta_1} = \frac{K_1}{K_2} \quad (10)$$

donde θ_0 es el ángulo de incidencia, θ_1 es el ángulo de refracción, θ_2 es el ángulo de reflexión y K_i es la constante de propagación en el medio i .

Considerando para \vec{E} y \vec{H} un comportamiento armónico en el tiempo, de la forma $e^{-i\omega t}$, esto es $\vec{E} = |\vec{E}|e^{-i\omega t}$ y $\vec{H} = |\vec{H}|e^{-i\omega t}$, las ecs. (1) y (2) se pueden escribir

$$\nabla \times \vec{H} = (\sigma - i\omega\epsilon) \vec{E} \quad (11)$$

$$\nabla \times \vec{E} = i\omega\mu\vec{H} \quad (12)$$

Aunque \vec{E} y \vec{H} no sean armónicos, siempre es posible descomponerlos en componentes armónicos, mediante la transformada de Fourier. Todas las ecuaciones son válidas para cada componente de frecuencia.

En la corteza de la tierra μ es igual a su valor en el espacio libre $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ henry/m; la conductividad eléctrica varía típicamente entre 10^{-4} y 10 mhos/m; mientras que $\epsilon \approx 10^{-11}$ farads/m, esto significa que para frecuencias por debajo de 10^5 Hz. $\sigma \gg \omega\epsilon$, y la ec. (11) se convierte en

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} \quad (13)$$

lo cual equivale a despreciar las corrientes de desplazamiento en la tierra. Efectuando los rotacionales (12) y (13) quedan

MODO TE

MODO TM

$$\vec{E}(0, E_y, 0) ; \vec{H}(H_x, 0, H_z)$$

$$\vec{E}(E_x, 0, E_z) ; \vec{H}(0, H_y, 0)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = \sigma E_y$$

$$-\frac{\partial H_y}{\partial z} = \sigma E_x$$

(14)

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} = \sigma E_z$$

$$-\frac{\partial E_y}{\partial z} = i\omega\mu_0 H_x$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = i\omega\mu_0 H_y$$

(15)

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} = i\omega\mu_0 H_z$$

combinando (14) y (15) obtenemos

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} = K^2 E_y$$

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} = K^2 H_y$$

(16)

$$K^2 = -i\omega\mu_0\sigma$$

$$K = \sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}} (1 - i)$$

(17)

Sustituyendo (17) en (10) se observa que en el contacto aire-tierra, el ángulo de refracción es cero no importando el ángulo de incidencia, dado que la conductividad en el aire es cero.

Si consideramos un terreno estratificado con capas horizontales homogéneas e isotrópicas, ninguno de los campos variará con "x" o "y", por lo que

$$E_y = \frac{1}{\sigma} \frac{\partial H_x}{\partial z} \qquad H_y = \frac{1}{i\omega\mu_0} \frac{\partial E_x}{\partial z} \qquad (18)$$

$$H_x = -\frac{1}{i\omega\mu_0} \frac{\partial E_y}{\partial z} \qquad E_x = -\frac{1}{\sigma} \frac{\partial H_y}{\partial z} \qquad (19)$$

$$H_z = 0 \qquad E_z = 0 \qquad (20)$$

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial z^2} = K^2 E_y \qquad \frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} = K^2 H_y \qquad (21)$$

las soluciones de (21) son

$$E_y = A e^{-Kz} + B e^{+Kz} \qquad H_y = A' e^{-Kz} + B' e^{+Kz} \qquad (22)$$

pero $B = B' = 0$ ya que los campos no pueden incrementarse indefinidamente con la profundidad, entonces

$$E_y = A e^{-Kz} \qquad H_y = A' e^{-Kz} \qquad (23)$$

sustituyendo en (18)

$$H_x = \frac{K}{i\omega\mu_0} E_y \qquad E_x = \frac{K}{\sigma} H_y \qquad (24)$$

usando (17)

$$\frac{E_y}{H_x} = \frac{i\omega\mu_0}{K} = Z_{TE} \qquad \frac{E_x}{H_y} = -\frac{i\omega\mu_0}{K} = Z_{TM} \qquad (25)$$

esta cantidad es la llamada impedancia. De (25) vemos que

para un terreno estratificado horizontalmente $Z_{TE} = -Z_{TM}$

Sustituyendo la ec. (17) en la (23)

$$E_y = A \exp \left\{ -\sqrt{\frac{\mu_0 \omega \sigma}{2}} (1-i)z \right\} = A \exp \left\{ -\sqrt{\frac{\mu_0 \omega \sigma}{2}} z \right\} \cdot \exp \left\{ i\sqrt{\frac{\mu_0 \omega \sigma}{2}} z \right\}$$

vemos que cuando $z = \delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \omega \sigma}}$, la amplitud de la onda ha decaído e^{-1} de su valor en la superficie. A esta profundidad se le conoce como "grosor de piel" (skin depth) y es una medida de la penetración de la onda. Es fácil observar que mientras mayor sea la conductividad del terreno, menor será la penetración, así mismo las frecuencias altas se atenúan rápidamente mientras que las bajas penetran más.

El grosor de piel se usa frecuentemente como un criterio para evaluar la validez de la suposición de onda plana, argumentándose que la onda incidente debe ser homogénea en distancias horizontales de al menos 3 veces un δ , para que tal suposición sea correcta.

Puesto que la impedancia es un número complejo podemos escribir

$$Z = |Z| e^{i\phi} = \frac{|E_x|}{|H_y|} e^{i(\phi_{E_x} - \phi_{H_y})} = \sqrt{\frac{2\pi\rho\mu_0}{T}} e^{i\pi/4}$$

$$\text{ó} \\ = \frac{|E_y|}{|H_x|} e^{i(\phi_{E_y} - \phi_{H_x})} = \sqrt{\frac{2\pi\rho\mu_0}{T}} e^{i(\pi - \pi/4)}$$

de donde

$$\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{|E_x|^2}{|H_y|^2} \frac{T}{2\pi\mu_0} = \frac{|E_y|^2}{|H_x|^2} \frac{T}{2\pi\mu_0} \quad (26)$$

$$\phi_{E_x} - \phi_{H_y} = \frac{\pi}{4} \quad (27)$$

$$\phi_{E_y} - \phi_{H_x} = -\frac{\pi}{4} + \pi \quad (28)$$

que son las ecuaciones básicas de MT.

Como lo demuestran las ecs. (25), cuando se trata de situaciones en una dimensión, E_x y E_y dependen exclusivamente de H_y y H_x , respectivamente.

$$\begin{aligned} E_x &= Z_{xy} H_y \\ E_y &= Z_{yx} H_x \end{aligned} \quad (29)$$

Hemos sustituido Z_{TM} por Z_{xy} y Z_{TE} por Z_{yx} para ser más congruentes con la notación posterior. En forma matricial

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & Z_{xy} \\ Z_{yx} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_x \\ H_y \end{pmatrix} \quad (30)$$

Generalizando, para cualquier tipo de situación geológica la ec. (30) se convierte en

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{xx} & Z_{xy} \\ Z_{yx} & Z_{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_x \\ H_y \end{pmatrix} \quad (31)$$

$$\vec{E} = \underline{Z} \vec{H}$$

donde \underline{Z} tiene carácter tensorial.

Una situación de dos dimensiones es aquella en la que la conductividad varía horizontalmente en una dirección, como es el caso de un patrón de afallamiento con un rumbo determinado, en donde la conductividad no varía en la dirección del rumbo. Si \underline{Z} se expresa en un sistema coordenado alineado con el rumbo, los elementos de la diagonal siguen siendo cero, y $Z_{xy} \neq Z_{yx}$. En un sistema coordenado no alineado con el rumbo, ningún elemento de \underline{Z} será cero y la dirección del rumbo puede encontrarse minimizando los elementos de la diagonal como función de un ángulo de rotación θ alrededor del eje "z". La rotación de \underline{Z} se expresa como

$$\underline{Z}' = \underline{R} \underline{Z} \underline{R}^{-1} \quad (32)$$

donde

$$\underline{R} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta \\ -\text{sen } \theta & \cos \theta \end{pmatrix}$$

La dirección del rumbo determinado de esta manera, es ambigua por 90° , ya que una rotación de 90° equivale a intercambiar los ejes "x" y "y".

En el caso de situaciones complicadas, en las que la conductividad varía en todas direcciones (tres dimensiones), el concepto de rumbo pierde significado, sin embargo la rotación del tensor (hasta minimizar su diagonal), lleva al sistema coordenado a la posición en la que la geología se aproxima lo más posible a una situación bidimensional.

Un indicador de tridimensionalidad es la llamada "asimetría" (skewness)

$$W = \left| \frac{Z_{xx} + Z_{yy}}{Z_{xy} - Z_{yx}} \right| \quad (33)$$

la cual es invariante bajo rotación. De la ecuación se observa que cuando la situación es estrictamente bidimensional $W = 0$, por otro lado la experiencia ha demostrado que cuando $W > 0.3$, el problema es tridimensional.

Como se mencionó con anterioridad, el ángulo de rotación es ambiguo por 90° . Un parámetro que define tal ambigüedad y que es también un indicador de discontinuidades laterales es el llamado "tipper" \vec{T} , el cual está definido como la relación entre el campo magnético vertical y el horizontal, esto es

$$H_z = T_x H_x + T_y H_y$$

$$H_z = \vec{T} \cdot \vec{H} \quad (34)$$

Como lo muestra la ec. (15) para el modo TE, el campo magnético vertical es proporcional a la variación horizontal del campo eléctrico, la cual es diferente de cero en presencia de discontinuidades laterales de conductividad. El tipper se rota de manera similar que \underline{Z} , hasta hacer mínima una de sus componentes, para encontrar así la dirección en la cual H_z depende exclusivamente de una de las componentes horizontales,

tal dirección será perpendicular al rumbo de la estructura geológica.

II.3. Estimación del Tensor de Impedancia

El primer problema que se presenta cuando se pretende estimar \underline{Z} , es que la ecuación (31) representa un sistema de dos ecuaciones con cuatro incógnitas. La manera convencional de resolver esto es multiplicar (31) por

$$\vec{H}^\dagger = (H^*)^T = (H_x^*, H_y^*)$$

donde \dagger significa Hermitiano, T transpuesto, y $*$ complejo conjugado. Para obtener

$$\begin{pmatrix} \overline{E_x H_x^*} & \overline{E_x H_y^*} \\ \overline{E_y H_x^*} & \overline{E_y H_y^*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{xx} & Z_{xy} \\ Z_{yx} & Z_{yy} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \overline{H_x H_x^*} & \overline{H_x H_y^*} \\ \overline{H_y H_x^*} & \overline{H_y H_y^*} \end{pmatrix} \quad (35)$$

donde los términos de la forma $\overline{F_x F_y^*}$ son estimaciones de potencias cruzadas para una frecuencia ω y la barra indica promedio en ventanas angostas de frecuencia. Siguiendo la notación de Gamble (Gamble, 1978; Gamble et al., 1979.a)

$$\begin{bmatrix} \vec{E} \\ \vec{H} \end{bmatrix} = \underline{Z}^H \begin{bmatrix} \vec{H} \\ \vec{E} \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\underline{Z}^H = \begin{bmatrix} \vec{E} \\ \vec{H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{H} \\ \vec{E} \end{bmatrix}^{-1} \quad (37)$$

el superíndice H indica que la estimación fue hecha usando \vec{H} como referencia.

Si los campos medidos estuvieran libres de ruido, la ec. (37) sería una estimación imparcial de \underline{Z} . Sin embargo, puesto que los campos contienen ruido, éstos pueden expresarse como

$$\begin{aligned}\vec{H} &= \vec{H}_s + \vec{H}_r \\ \vec{E} &= \vec{E}_s + \vec{E}_r.\end{aligned}\quad (38)$$

los subíndices s y r significan señal y ruido, respectivamente. El error en \underline{Z} debido al ruido es

$$\vec{\eta} = \vec{E} - \underline{Z} \vec{H} \quad (39)$$

Por otro lado, las autopotencias siempre son estimaciones parcializadas de las autopotencias de la señal, aún cuando los ruidos no se correlacionen con la señal. Por ejemplo

$$\begin{aligned}\langle \overline{HxHx^*} \rangle &= \langle \overline{|Hx_s|^2} \rangle + \langle \overline{Hx_s Hx_r^*} \rangle + \langle \overline{Hx_r Hx_s^*} \rangle + \langle \overline{|Hx_r|^2} \rangle \\ &= \langle \overline{|Hx_s|^2} \rangle + \langle \overline{|Hx_r|^2} \rangle > \langle \overline{|Hx_s|^2} \rangle\end{aligned}\quad (40)$$

donde $\langle \rangle$ indica promedio en un conjunto de realizaciones (ensemble average). Las estimaciones de las potencias cruzadas, en cambio, no serán parcializadas, siempre que los

ruidos no se correlacionen ni con las señales ni entre sí, por ejemplo:

$$\begin{aligned} \langle \overline{ExHy^*} \rangle &= \langle \overline{Ex_S Hy_S^*} \rangle + \langle \overline{Ex_r Hy_S^*} \rangle + \langle \overline{Ex_S Hy_r^*} \rangle + \langle \overline{Ex_r Hy_r^*} \rangle \\ &= \langle \overline{Ex_S Hy_S^*} \rangle \end{aligned} \quad (41)$$

Entonces la impedancia \underline{Z} dada por la ec. (37) se ve subestimada por las autopotencias de \underline{H} en el denominador. Si en lugar de multiplicar (31) por \underline{H}^\dagger , se usa un campo \underline{R} (remoto) medido en un sitio alejado de la estación base, cuyo ruido no se correlacione con el ruido de la base, la ecuación (37) se convierte en

$$\underline{Z}^R = [\underline{E}^R] [\underline{H}^R]^{-1} \quad (42)$$

y el problema en las autopotencias desaparece, obteniéndose una estimación imparcial de \underline{Z} (Gamble, 1978; Gamble et al., 1979.a).

Puesto que la ecuación (42) contiene \underline{R} tanto en el numerador como en el denominador, la estimación de \underline{Z} es independiente de la respuesta en frecuencia de los instrumentos usados para medir \underline{R} .

Siguiendo el trabajo de Gamble (Gamble, 1978; Gamble et al., 1979.a). Para calcular el error del estimador \underline{Z}^R , dado por

$$\underline{\Delta} = \underline{Z}^R - \underline{Z} \quad (43)$$

es conveniente introducir el error predicho $\vec{\eta}^P$ cuando se usa \underline{Z}^R en la ecuación (39)

$$\vec{\eta}^P = \vec{E} - \underline{Z}^R \vec{H} \quad (44)$$

Restando (44) de (39)

$$\vec{\eta} - \vec{\eta}^P = \vec{E} - \underline{Z} \vec{H} - (\vec{E} - \underline{Z}^R \vec{H})$$

$$\vec{\eta} = \vec{\eta}^P + (\underline{Z}^R - \underline{Z}) \vec{H}$$

$$\vec{\eta} = \vec{\eta}^P + \underline{\Delta} \vec{H} \quad (45)$$

multiplicando por \vec{R}^T

$$[\vec{\eta} \vec{R}^T] = [\vec{\eta}^P \vec{R}^T] + \underline{\Delta} [\vec{H} \vec{R}^T]$$

pero

$$[\vec{\eta}^P \vec{R}^T] = [\vec{E} \vec{R}^T] - \underline{Z}^R [\vec{H} \vec{R}^T] = [\vec{E} \vec{R}^T] - [\vec{E} \vec{R}^T] = 0$$

entonces

$$\underline{\Delta} = [\vec{\eta} \vec{R}^T] [\vec{H} \vec{R}^T]^{-1} \quad (46)$$

Conociendo el error $\underline{\Delta}$ del estimador \underline{Z}^R , se conoce automáticamente su varianza, ya que

$$\text{Var}(Z_{ij}^R) = \langle |\Delta_{ij}|^2 \rangle - |\langle \Delta_{ij} \rangle|^2$$

(i = x, y ; j = x, y)

pero el valor esperado del error es cero, es decir $\langle \Delta_{ij} \rangle = 0$, así que

$$\text{Var}(Z_{ij}^R) = \langle |\Delta_{ij}|^2 \rangle \quad (47)$$

El error en cualquier función ξ de \underline{Z}^R puede conocerse expandiendo $\xi(\underline{Z}^R)$ como una serie de Taylor alrededor de \underline{Z} . Usando solo el primer término de la serie

$$\xi(\underline{Z}^R) - \xi(\underline{Z}) = \delta\xi = \sum_{k=1}^4 \left(\frac{d\xi}{dz_k^R} \Delta_k + \frac{d\xi}{dz_k^{R*}} \Delta_k^* \right) \quad (48)$$

donde * indica complejo conjugado y $k=1=xx$, $k=2=xy$, $k=3=yx$, $k=4=yy$.

La varianza de ξ será

$$\text{Var}(\xi) = \langle |\delta\xi|^2 \rangle \quad (49)$$

Un tratamiento más detallado del análisis de errores puede encontrarse en Gamble et al. (1979 a).

III. DESCRIPCION DEL SISTEMA

Con el Sistema de Adquisición y Procesamiento de Datos Magnetotelégrafos desarrollado en el C. I. C. E. S. E., se detectan 5 señales en el sitio del sondeo (E_x, E_y, H_x, H_y, H_z) y se reciben por radio 2 más (R_x, R_y) detectadas en un sitio alejado de la estación base. Todas las señales son preamplificadas, filtradas y postamplificadas, para más tarde ser digitizadas y procesadas en tiempo real, usando una microcomputadora DEC-LSI-11. El instrumental electrónico está montado en un Camper acondicionado para este propósito. El equipo está alimentado por un generador de corriente alterna con una capacidad de 4500 watts.

La figura 2 es una vista esquemática de la distribución del equipo en el campo, y la figura 3 muestra un diagrama de bloques del sistema.

El espectro del campo electromagnético natural contiene una gama muy amplia de frecuencias, como puede observarse en la figura 4. El rango de frecuencias comúnmente utilizado en MT es de 10^{-3} a 10^2 Hz. Con el fin de optimizar tanto el rango dinámico de los instrumentos como el intervalo de muestreo, se registran cuatro bandas con diferente intervalo de muestreo, a saber:

Banda 1	.001 - .04 Hz.	0.5 muestras/seg.
Banda 2	.01 - .4 Hz.	2 muestras/seg.

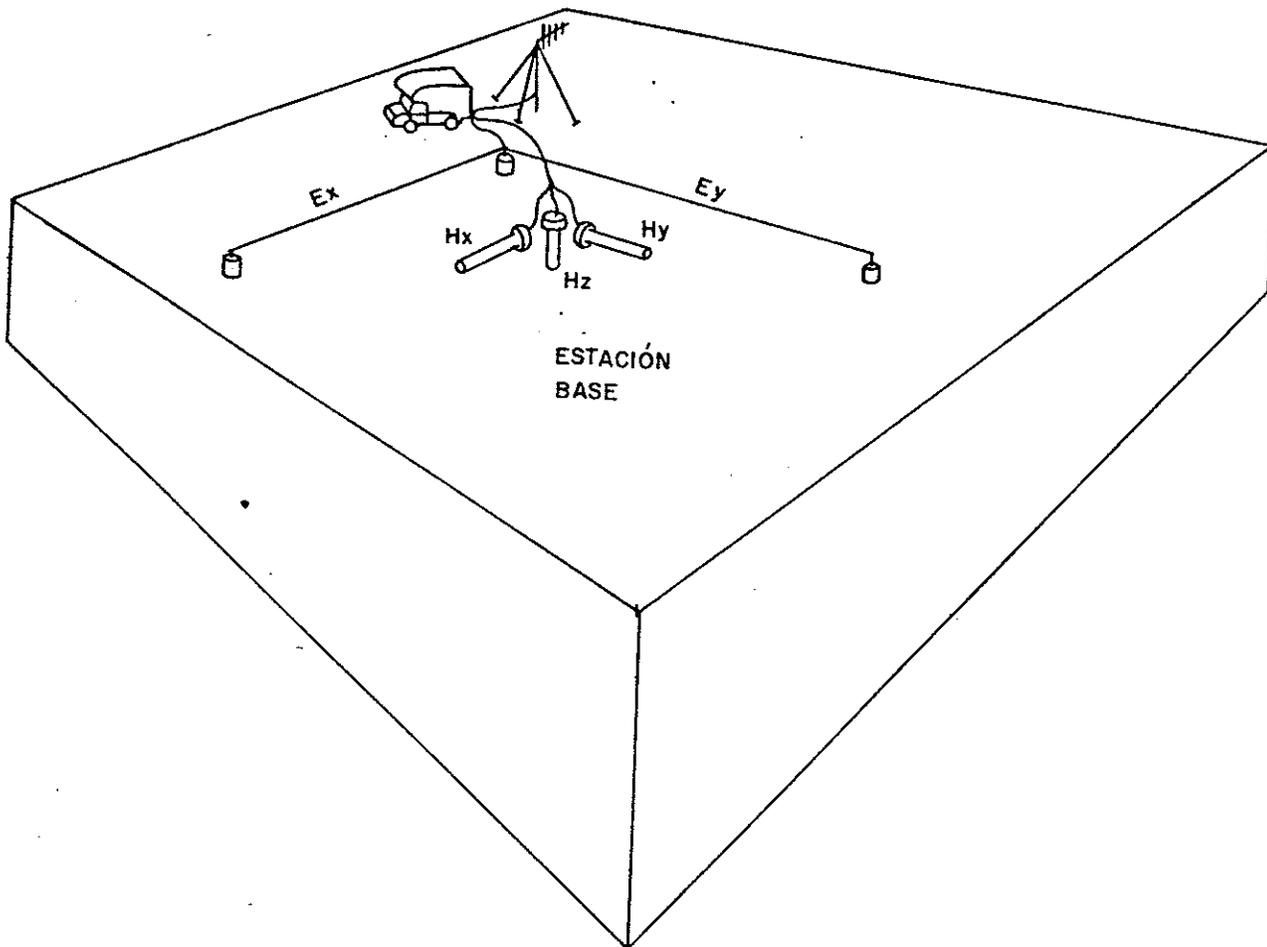
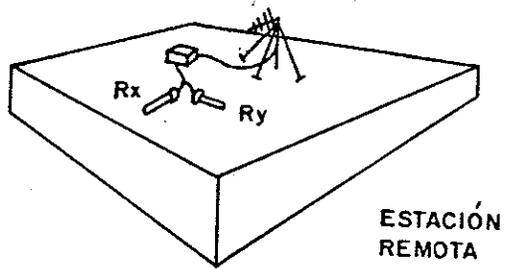


FIGURA 2. DISTRIBUCIÓN DEL EQUIPO EN EL CAMPO.

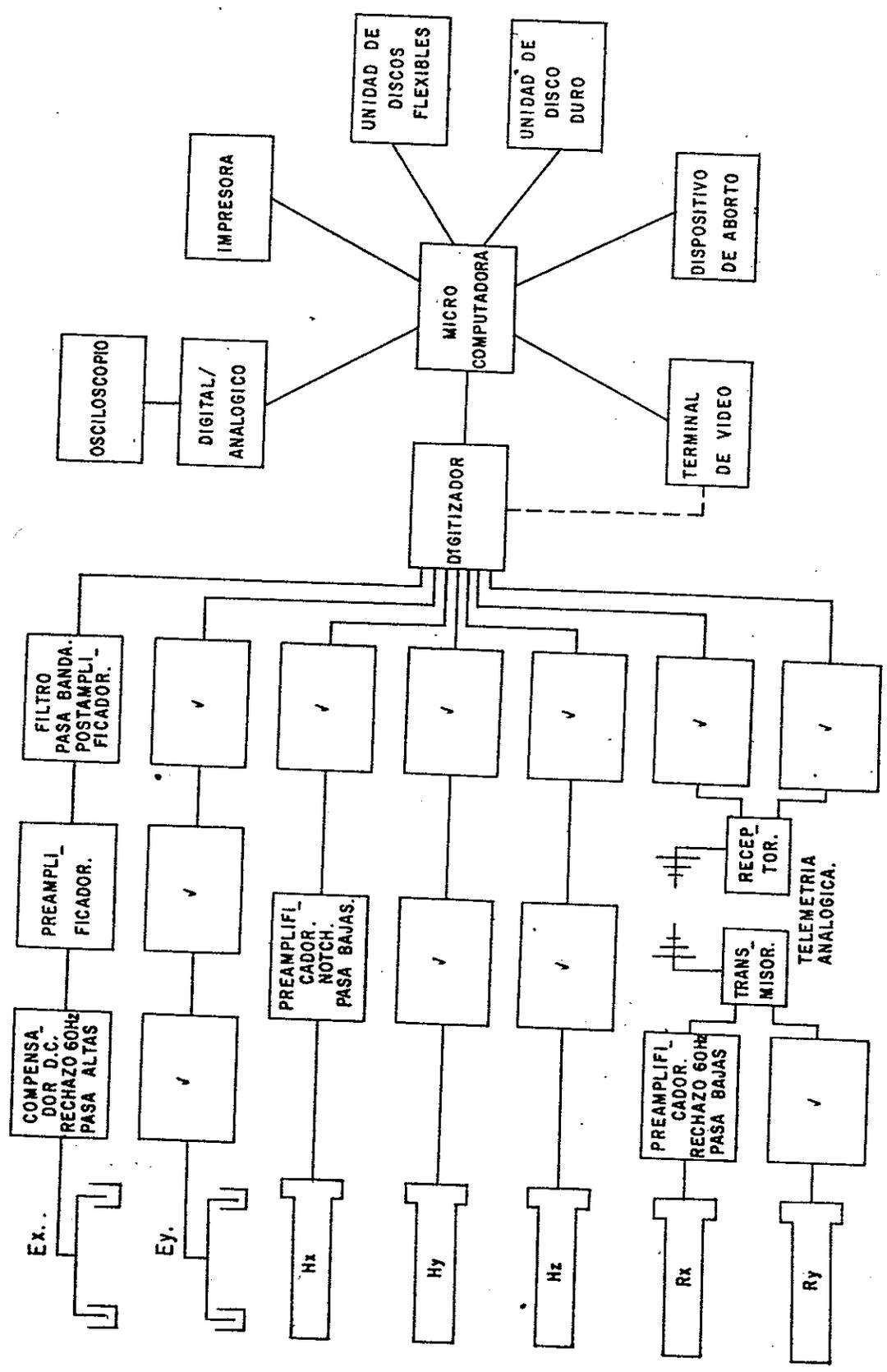


FIGURA 3. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN Y PROCESAMIENTO DE DATOS MAGNETOTELURICOS.

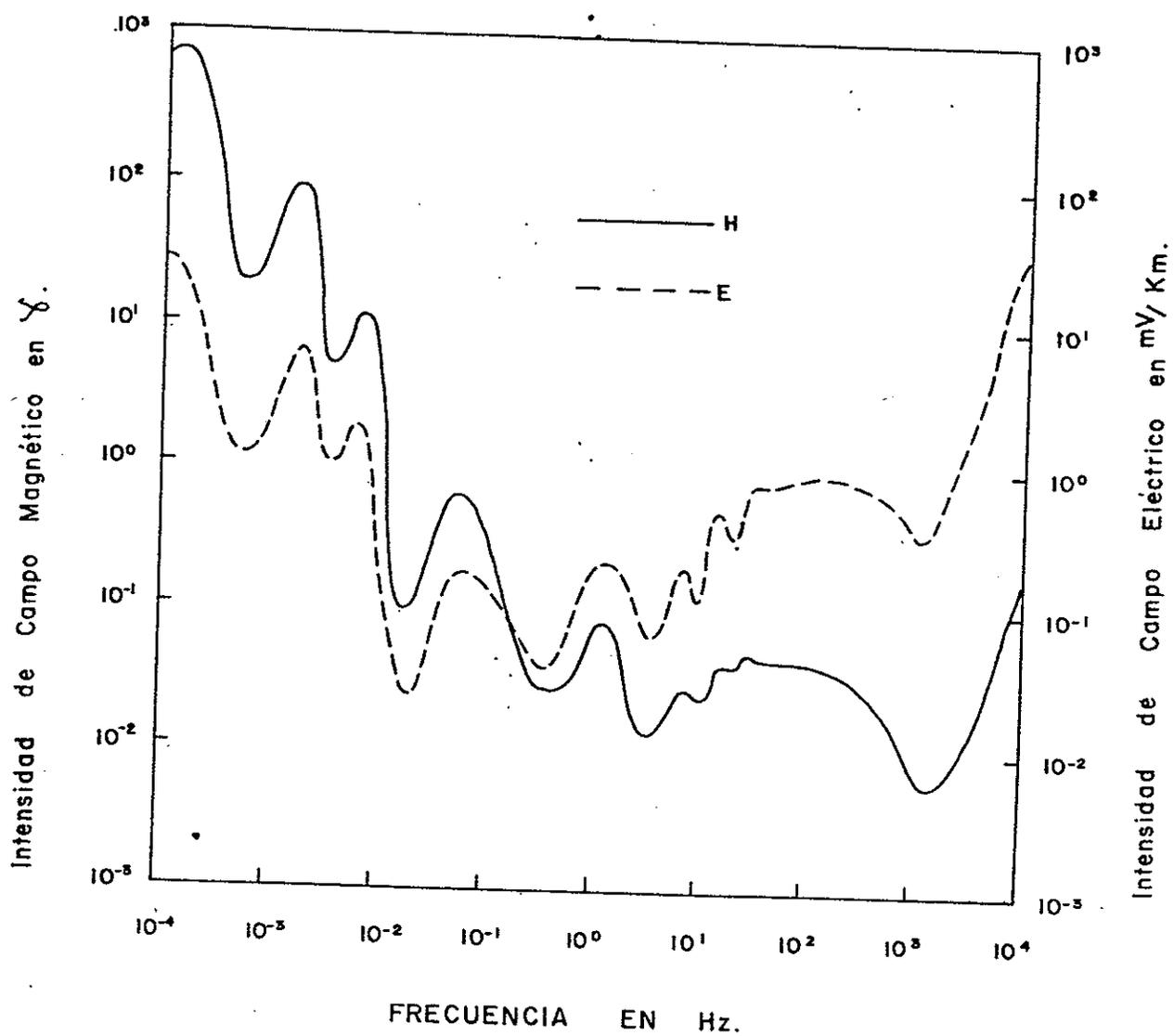


FIGURA 4. ESPECTRO DE AMPLITUD DEL CAMPO ELECTRO-
-MAGNETICO NATURAL. (Porstendorfer, 1975)

Banda 3	.1	- 4	Hz.	16 muestras/seg.
Banda 4	1	- 40	Hz.	312.5 muestras/seg.

Debido a la lentitud de muestreo de la banda 1, no es conveniente procesarla en tiempo real, sino grabarla en cinta magnética para su posterior procesamiento. Esta parte del sistema aun no ha sido implementada.

III.1 Sensores

El campo eléctrico se mide usando electrodos impolarizables colocados en un arreglo en forma de L, con un electrodo común en el vértice. Cada dipolo (ramas de la L) mide 300 m. Los electrodos consisten de un recipiente con fondo poroso, lleno parcialmente de una solución saturada de sulfato de cobre, sumergida en ésta se encuentra una barra de cobre conectada exteriormente a la línea de medición, que es un conductor de cobre blindado.

El campo magnético se mide usando tres sensores, contruidos por Geotronics Co., dos de ellos para el campo magnético horizontal (modelo MTC-4SS) y uno para el vertical (modelo MTC-6SS), colocados en un arreglo ortogonal. Estos sensores consisten de una bobina de inducción, devanada sobre un nucleo laminado de moly-permalloy. La bobina está dentro de un cilindro de acero inoxidable, inmersa en poliuretano, para formar una caja de Faraday entre la bobina y el cilindro.

Los sensores de campo magnético horizontal miden 74.5 pulgadas de largo, pesan 85 libras y tienen una sensibilidad aproximada de $1 \mu\text{V}/\gamma$. El sensor del campo magnético vertical mide 37.6 pulgadas, pesa 41 libras y su sensibilidad es de $0.5 \mu\text{V}/\gamma$.

Los sensores se conectan al preamplificador por medio de un cable de 200 m. de longitud, que tiene tres conductores blindados individualmente. Cada conductor es un par de alambres de cobre trenzados. Las conexiones cable-bobina y cable-preamplificador son hechas directamente a postes de cobre, para evitar soldaduras.

III.2 Acondicionamiento de las Señales

Canales Eléctricos. -

Las señales medidas por los dipolos eléctricos son compensadas por el voltaje de corriente continua generado por el fenómeno de potencial espontáneo, y filtradas a través de un rechazador de banda angosta a 60 Hz., para eliminar ruido de ésta frecuencia producido por motores o líneas de energía eléctrica. Esto es llevado a cabo por un dispositivo construido por Geotell Instruments, el cual también contiene un filtro de paso alto a 1000 seg. que puede conectarse opcionalmente y que tiene por objeto eliminar la gran amplitud del espectro electromagnético a bajas frecuencias (Figura 4).

Como siguiente paso, las señales son preamplificadas usando un amplificador diferencial de bajo ruido Burr-Brown

(modelo 3620) con rechazo a voltaje en modo común, que proporciona ganancias de 1 a 1000.

La siguiente etapa consiste en seleccionar la banda de registro y postamplificar las señales, lo cual se lleva a cabo con los filtros variables ITHACO 4210. En ellos se puede seleccionar independientemente la frecuencia de corte de los filtros de paso alto y de paso bajo. Estas secciones están en cascada formando un filtro pasa-banda. Cada sección es un filtro Butterworth de 4 polos, con una pendiente de atenuación de 24 db/octava. El amplificador del filtro proporciona ganancias de 0 a 40 dbs. en pasos de 10 dbs.

Finalmente la señal entra al digitizador para ser procesada en tiempo real. Esta etapa será descrita en la sección III.3.

Canales Magnéticos. -

Las salidas de los sensores de campo magnético se conectan al preamplificador Geotronics (modelo MTH-4). Este consiste de un amplificador diferencial de bajo ruido con 3 pasos de ganancia, con valores nominales de 1900, 19000 y 190000. De tal manera que las sensibilidades del sistema sensor-preamplificador son alrededor de 0.187, 1.87 y 18.7 V/γ para los sensores de campo magnético horizontal, y .054, .54 y 5.4 V/γ para el del campo magnético vertical.

El preamplificador cuenta con dos filtros que pueden seleccionarse opcionalmente: un pasa bajas de 4 polos 4 ceros

con frecuencia de corte en 25 Hz., que incluye rechazos de banda angosta a 60 y 120 Hz.; y un filtro rechazador de banda angosta de 4 polos 4 ceros centrado a 60 Hz.

Después de pasar por el preamplificador, las señales entran a los filtros ITHACO-4210 ya descritos, que seleccionan la banda de registro y postamplifican la señal, para más tarde entrar al digitizador y a la microcomputadora.

Canales Remotos. -

Generalmente los canales remotos son magnéticos, aunque también pueden usarse dipolos eléctricos. Los dos canales medidos son preamplificados, modulados en frecuencia con un oscilador controlado por voltaje (Sprengnether modelo TC-10) multiplexados (Sprengnether modelo JC-20) y enviados con un radio-transmisor (Monitron modelo TX 31F) de 0.5 watts de potencia a una frecuencia central de 160.25 MHz.

En la estación base la señal llega a un radio-receptor (Monitron modelo RX 31) con una sensibilidad del orden de 50µV., y entra a los discriminadores de FM (Sprengnether modelo TC-20), los cuales restituyen las señales tal como entran al radio-transmisor. Después de esto las señales entran a los filtros selectores de banda y postamplificadores (ITHACO-4210), para más tarde ser digitizados y procesados en tiempo real.

El sistema de telemetría tiene un alcance aproximado de 80 Km. con despliegue visual, y acepta un rango de

frecuencias de 0 a 50 Hz. con amplitud máxima de ± 5 V. La figura 5 muestra un diagrama de bloques de este sistema.

III.3 Los microprocesadores INTEL-8085 y DEC-LSI-11

La digitización de las señales está controlada por el microprocesador INTEL-8085, el cual ejecuta una rutina de digitización y transmisión de datos que controla la conversión Analógico/Digital (A/D) e interrumpe a la microcomputadora LSI-11 para transmitirle las señales muestreadas. La figura 6 es un diagrama de bloques de este sistema.

El INTEL-8085 es un microprocesador de propósito general con las siguientes características principales:

- Tecnología de estado sólido MOS.
- Palabras de 8 bits.
- Capacidad para direccionar hasta 64 Kbytes de memoria.
- Lenguaje de Ensamblador.
- 4 modos de direccionamiento.
- 4 niveles de interrupciones.
- 1 registro acumulador de 8 bits.
- 1 registro apuntador de pila de 16 bits.
- 6 registros programables de 8 bits.
- Ciclo de reloj de 3 MHz.
- Tiempo en ejecutar una instrucción de 1.3 a 6 μ seg.
- Soporte para equipo periférico, hasta 256 dispositivos de Entrada/Salida (E/S).

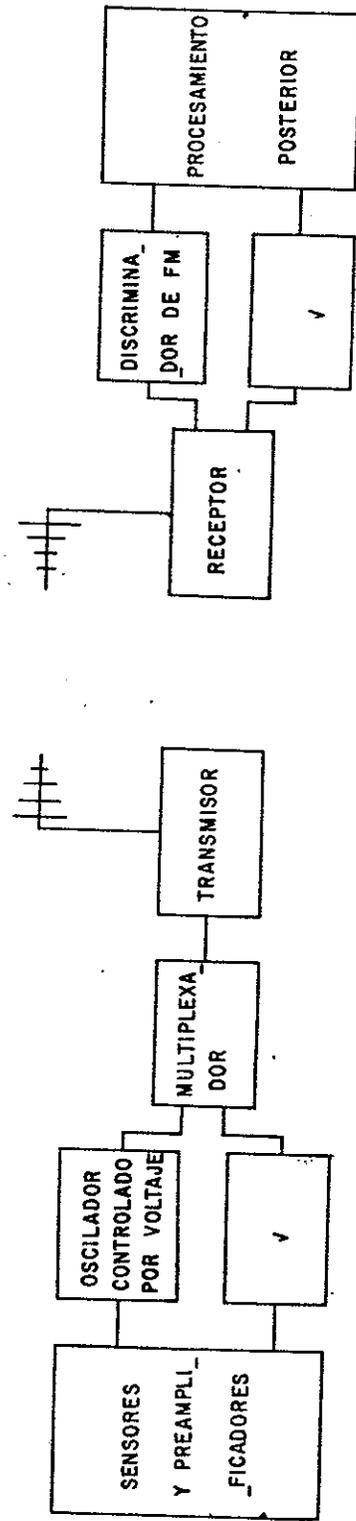


FIGURA 5. SISTEMA DE TELEMETRÍA.

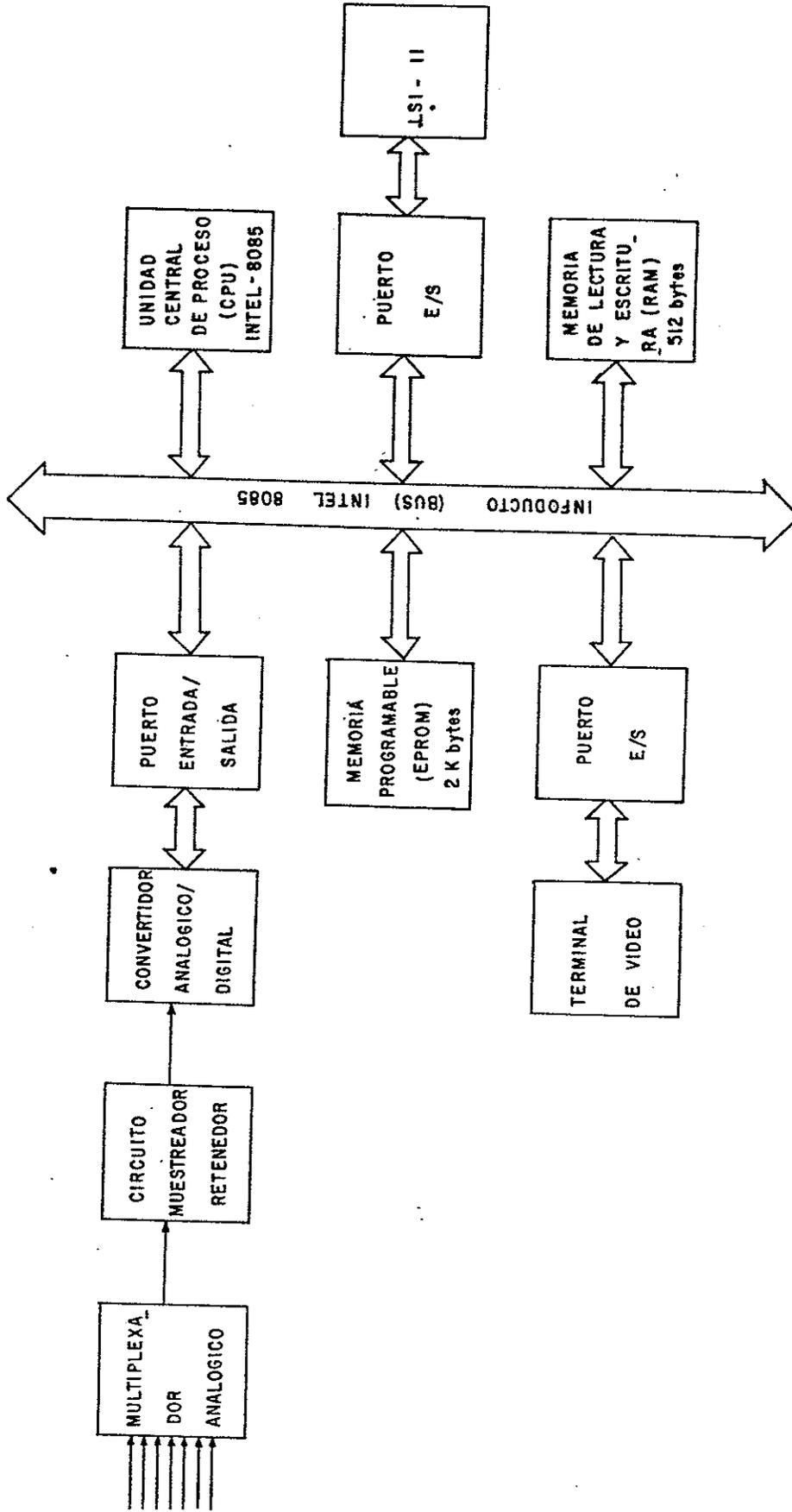


FIGURA 6. DIGITIZADOR CONTROLADO POR EL MICROPROCESADOR INTEL-8085

El convertidor A/D acepta actualmente hasta 8 canales y opera en un rango de $\pm 5V$, con 12 bits de resolución. El tiempo de conversión es de 100 μ seg.

La rutina de digitización y transmisión de datos ha sido implementada en hardware usando una memoria programable (EPROM) y está diseñada de tal manera que toma una muestra de cada uno de los 7 canales, guarda las muestras en memoria, interrumpe a la LSI-11 y le transfiere las 7 muestras. Esto lo hace en lapsos determinados por el período de muestreo. Tanto el número de canales como el período de muestreo se insertan en la rutina usando la terminal de video. Esta terminal también es usada para iniciar la ejecución de la rutina. La figura 7 muestra el diagrama de flujo de la rutina.

La microcomputadora está basada en el procesador LSI-11/2 fabricado por Digital Equipment Co., y tiene las siguientes características importantes:

- Tecnología de estado sólido MOS y TTL.
- Palabras de 16 bits.
- Capacidad para direccionar hasta 128 Kbytes de memoria.
- Sistema operativo diseñado para ejecutar tareas en tiempo real.
- Lenguaje de Ensamblador, Fortran IV y Basic.
- 12 modos de direccionamiento.
- Capacidad de atender interrupciones anidadas.
- 8 registros de propósito general de 16 bits.

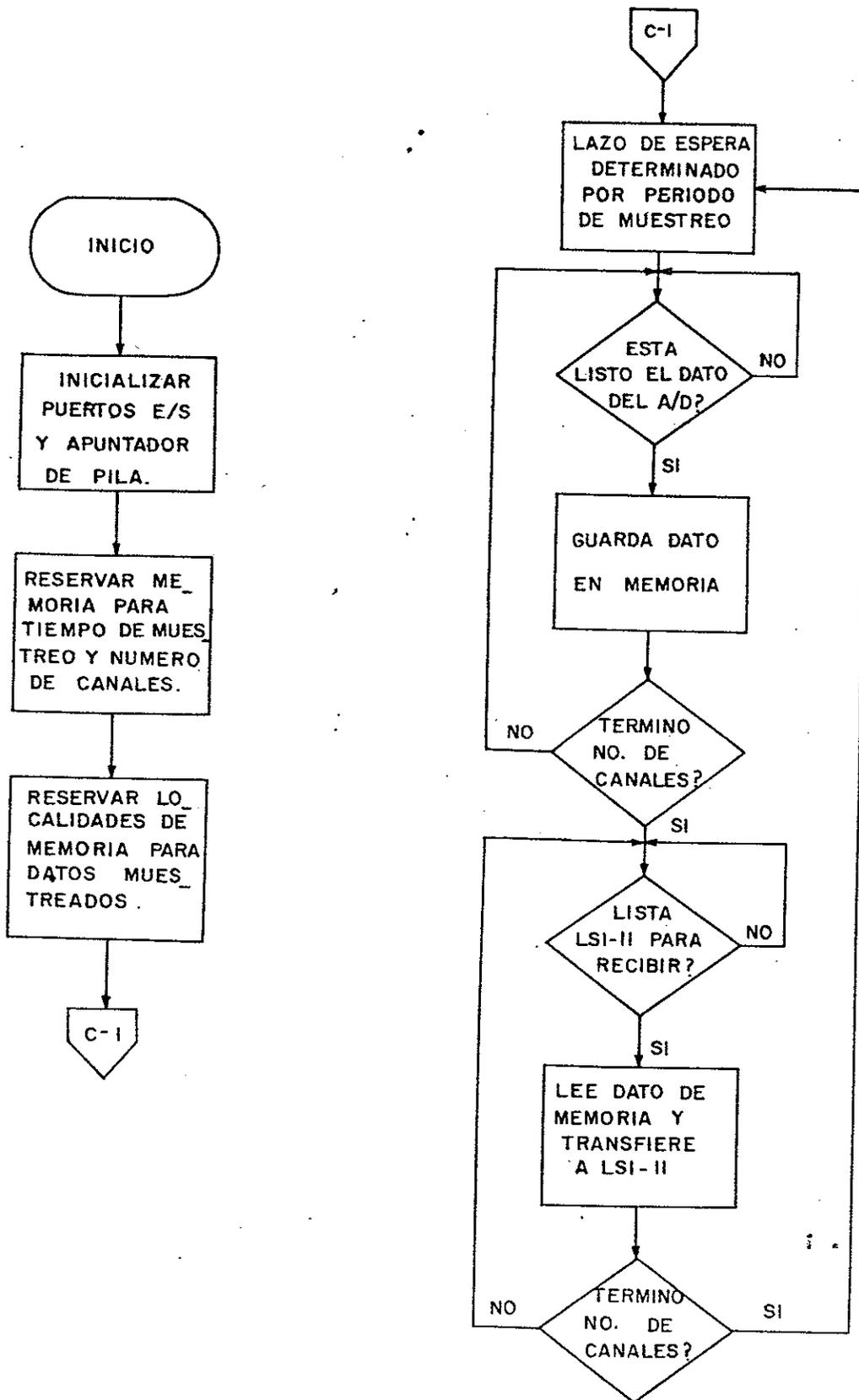


FIGURA 7. DIAGRAMA DE FLUJO DE LA RUTINA DE ADQUISICIÓN Y TRANSMISIÓN DE DATOS.

- Ciclo de reloj de 10 MHz.
- Tiempo en ejecutar una instrucción de 3.9 a 245 μ seg.
- Capacidad para manejar Acceso Directo a Memoria (DMA).
- Soporte para equipo periférico, hasta 1024 dispositivos de E/S.

La tarea de la microcomputadora es recibir los datos muestreados; mostrar los datos recibidos, usando un convertidor Digital/Analógico y un osciloscopio de 8 canales; atender las interrupciones del dispositivo de aborto, que detiene la recepción de los datos; y efectuar el procesamiento de los datos, grabando los resultados en memoria (discos flexibles o de cartucho), imprimiéndolos en papel, o mostrándolos en la terminal de video. La figura 8 muestra la configuración de la microcomputadora.

Tanto el diseño y construcción del sistema digitizador, como la configuración de la microcomputadora y sus periféricos, fueron llevados a cabo en el C. I. C. E. S. E. por el Ing. Victor Izquierdo, quien tuvo a su cargo el funcionamiento general de la electrónica del sistema.

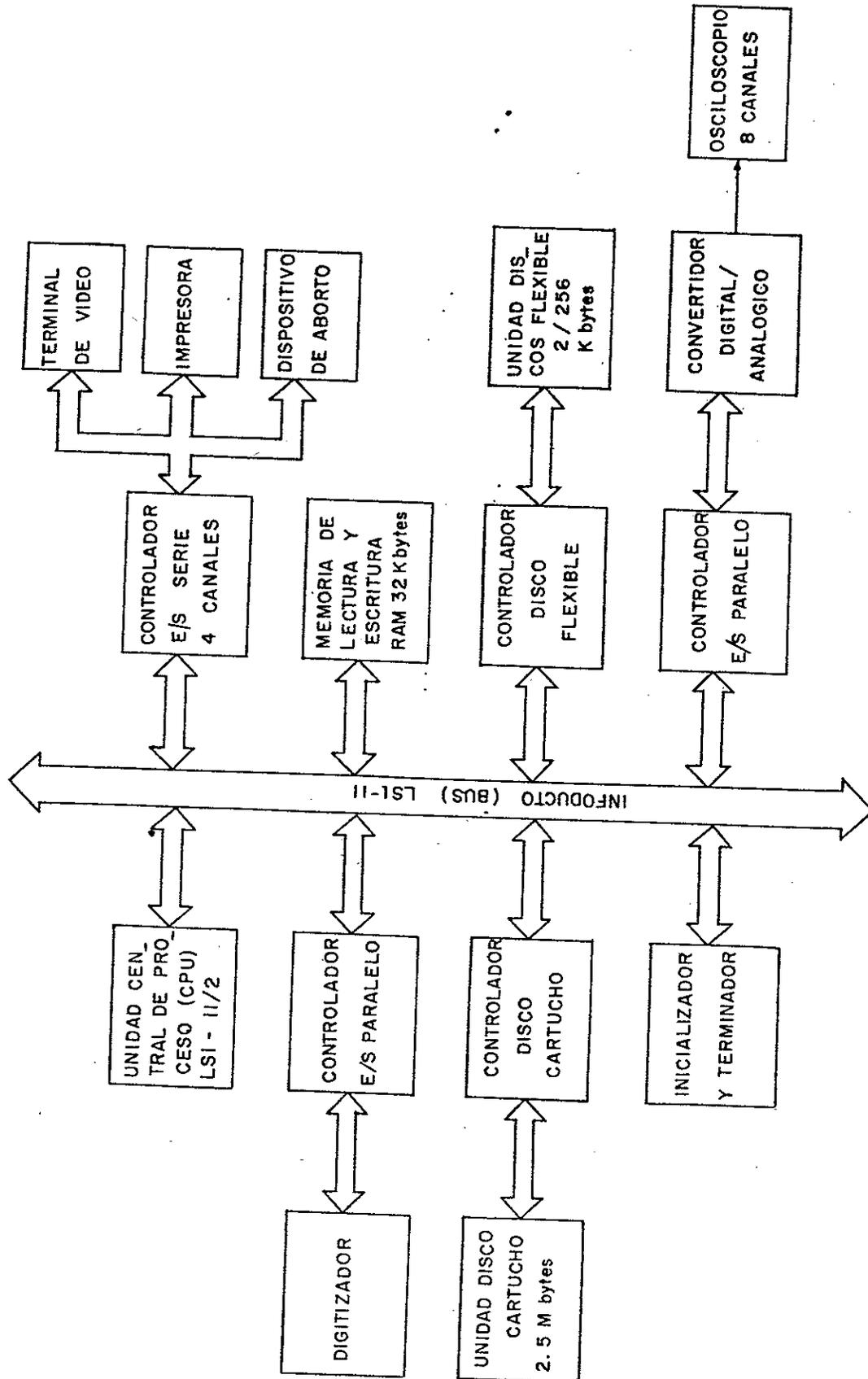


FIGURA 8 . CONFIGURACIÓN DE LA MICROCOMPUTADORA LSI -11

IV. PROGRAMACION

El procesamiento de las señales se lleva a cabo en dos etapas. La primera de ellas consiste en la recepción de los datos transmitidos por el digitizador y en la estimación de las potencias promedio de los 7 canales. Esto se lleva a cabo con el programa de adquisición de datos (MT1) que se describirá en la sección IV.1. La segunda etapa es realizada por un segundo programa (MT2), que será descrito en la sección IV.2, y que calcula parámetros geofísicos tales como: resistividades, fases, asimetría, ángulos de rotación, tipper, etc. con sus correspondientes límites de confianza.

IV.1 Adquisición de Datos. -

El programa de adquisición de datos efectúa dos tareas de manera "simultánea". La tarea prioritaria es la recepción de los datos, los cuales son enviados por el digitizador en paquetes de 7 muestras (una por canal), cada Δt segundos, siendo Δt el intervalo de muestreo. Este tiempo, transcurrido entre recibir un paquete de muestras y el siguiente, es utilizado por la microcomputadora efectuando la segunda tarea, que consiste en la estimación de las potencias promedio.

El programa lleva a cabo un proceso interactivo, esto es, el operador del sistema, por medio de comandos ordena la

ejecución de funciones específicas. Para entender el funcionamiento del programa, se describirá en primer lugar el proceso aplicado a las señales para obtener la estimación de las potencias promedio, para más tarde tratar la recepción de los datos y la lógica general del programa al interactuar con el operador.

El programa debe calcular potencias de la forma $\langle \overline{F_i F_j^*} \rangle$ ($i=x, y$, $j=x, y$), donde F_k representa la transformada de Fourier de uno de los campos medidos, la barra indica el promedio en ventanas angostas de frecuencia y $\langle \rangle$ es el valor esperado o promedio en un conjunto de realizaciones.

Se colectan 1024 muestras de cada canal $(E_x(t), E_y(t), \dots, R_y(t))$ y se calculan sus transformadas de Fourier $(E_x(\omega), E_y(\omega), \dots, R_y(\omega))$, usando un algoritmo de transformada rápida que hace el cálculo "in situ". Es decir, la salida del algoritmo ocupa la misma área de memoria que la entrada (Day, 1975). Antes de transformarse, las series de tiempo se hacen de promedio cero y se multiplican por una función suavizadora (taper), que consiste en una rampa de 256 puntos en cada extremo de la serie.

Una vez que las señales estén en el dominio de la frecuencia, se calculan las potencias $|E_x|^2, E_x E_y^*, \dots, R_x R_y^*, |R_y|^2$ (7 autopotencias y 21 potencias cruzadas). Estos espectros son suavizados haciendo un promedio pesado en frecuencia, que consiste en tomar promedios entre armónicos, en ventanas angostas de frecuencia, cuyo ancho de banda crece con la

frecuencia, manteniéndose constante el factor Q

$$Q = \frac{\text{Frecuencia Central}}{\text{Ancho de Banda}} = \text{constante} \quad (49)$$

Se toman 16 ventanas con $Q \approx 3$ a lo largo de cada espectro, con frecuencias centrales igualmente espaciadas en escala logarítmica. El resultado de esto son las potencias promedio $|\overline{Ex}|^2, \overline{ExEy}^*, \dots, \overline{RxRy}^*, |\overline{Ry}|^2$, las cuales se almacenan en un área específica de memoria. Este proceso se efectúa repetidas veces para varios segmentos de 1024 puntos por canal, obteniéndose cada vez un juego de potencias promedio que se suman a las anteriores. Cuando se tiene un número suficiente de segmentos (usualmente 20), se obtiene el promedio en el conjunto de realizaciones dado por

$$\left\langle \overline{F_i F_j^*} \right\rangle = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\overline{F_i F_j^*})_n \quad (50)$$

N = número de segmentos

Realmente el programa de adquisición de datos solo realiza la sumatoria de la ec. (50), la división entre N se hace en el segundo programa. Los resultados están arreglados en dos matrices: una real de 16×7 con las autopotencias, y otra compleja de 16×21 con las potencias cruzadas. Estas quedan grabadas en un archivo junto con el período de muestreo y el número de segmentos. El programa corrige por las ganancias de los postamplificadores y normaliza los datos de

manera tal que las unidades de todas las potencias promedio sean V^2/Hz .

Para llevar a cabo eficientemente el procesamiento antes descrito, el programa utiliza dos areas de memoria (area 1 y area 2), que intercambia sucesivamente, de suerte que, mientras en una almacena los datos que está recibiendo, en la otra calcula las transformadas de Fourier de los datos previamente recibidos. Estos dos procesos competitivos se han implementado usando la capacidad del procesador LSI-11 para atender interrupciones de periféricos.

En este punto es conveniente explicar en pocas líneas cómo funciona una interrupción. Supóngase que el procesador central está ejecutando un programa principal y que se han habilitado las interrupciones de uno o varios periféricos (ésto se hace encendiendo bits específicos en los puertos de Entrada/Salida de cada periférico). A partir del momento en que las interrupciones se habilitan, el periférico puede interrumpir al procesador central. Cuando ésto ocurre, el procesador suspende lo que está haciendo y transfiere el control a una rutina de servicio o manejador de interrupciones, que es una secuencia de instrucciones implementadas por el programador para realizar alguna tarea específica. Una vez que ésta rutina se ejecuta, el control regresa al punto donde el programa fué interrumpido y continúa la ejecución. De manera que una interrupción funciona de forma similar a una llamada a subrutina, con la diferencia que

el programador no sabe a priori, en qué momento debe llamar a la subrutina.

En nuestro caso, el programa principal es el de estimación de las potencias promedio, pero tiene prioridad la recepción de datos, de tal manera que la ejecución del programa principal es interrumpida constantemente (cada Δt seg.) por el digitizador, transfiriéndose el control al manejador de interrupciones del digitizador.

La tarea de ésta rutina es recoger las muestras del puerto de Entrada/Salida, almacenándolas convenientemente en memoria, y por otro lado enviarlas a un convertidor Digital/Analógico para mostrarlas en un osciloscopio. Cuando se completa un segmento (1024 muestras por canal), la rutina intercambia las áreas de memoria y continúa almacenando datos.

La rutina de transformada de Fourier toma 2 seg. para transformar 1024 puntos, de manera que los 7 canales son transformados en 14 seg. aproximadamente. Cuando se está muestreando la banda 2 o la 3, un segmento se completa en 512 y 64 seg., respectivamente. Claramente, hay tiempo de sobra para hacer la transformada de Fourier y calcular las potencias de ese segmento, mientras en la otra area todavía no se acaba de almacenar el siguiente. En este caso el muestreo es continuo y la rutina copia los últimos 256 puntos (de cada canal) de un segmento al principio del siguiente, para tener series de tiempo traslapadas.

Cuando se muestrea la banda 4, un segmento de 1024 puntos

por canal tarda en almacenarse 3.28 seg., así que aún no se acaba de transformar un segmento cuando el siguiente ya está listo y ninguna de las dos áreas está libre para seguir almacenando datos. En este caso el muestreo se suspende hasta que se termina de procesar un segmento, dando como resultado series separadas en tiempo por lapsos de alrededor de 11 seg.

Como se mencionó anteriormente, el programa es un proceso interactivo que se comunica con el operador via la terminal de video. El programa acepta 5 comandos que realizan distintas funciones, y trabaja usando una serie de banderas (variables con sólo dos estados), que le permiten conocer el status de proceso en cualquier momento y tomar decisiones al respecto.

Cuando se inicia, el programa llena con ceros las áreas de memoria que utilizará y espera un comando de la terminal. El operador debe dar "SG" (Set Gains), lo cual dispone al programa para la lectura de las ganancias de los postamplificadores, cuyos valores deben insertarse en la terminal. Una vez que las ganancias son leídas, el programa espera otro comando que deberá ser "SS" (Start/Stop). Esto hace que el programa pida el valor del intervalo de muestreo y se disponga a iniciar la recepción de datos, para lo cual habilita las interrupciones del digitizador emitiendo un sonido por la terminal para indicar al operador el inicio de la colección de un segmento de datos. Como paso subsiguiente, el programa habilita las interrupciones del dispositivo de aborto, que serán tratadas más adelante, y empieza a coleccionar

datos. Cuando se completa un segmento, el manejador de interrupciones del digitizador levanta la bandera de "datos listos" y el programa principal comienza a procesarlos. Cuando termina de procesar un segmento, intercambia las áreas de memoria e inicia el proceso del siguiente, si es que ya ha terminado de colectarlo. Cada vez que se termina de procesar un segmento, el programa muestra el número de segmentos procesados en la terminal, y cuando se inicia la colección de un nuevo segmento se emite un sonido a través de la terminal.

Cuando el número de segmentos es suficiente, el operador detiene el muestreo usando el dispositivo de aborto y dá un "SS", lo cual levanta la bandera de "stop", deshabilita interrupciones y espera un nuevo comando. El operador debe dar "DM" (Dump) para grabar en disco las potencias promedio calculadas. Una vez que éstas estén en el disco el operador puede decidir procesar otra banda de frecuencia, para lo cual deberá insertar el nuevo período de muestreo en el digitizador conectando la terminal al INTEL-8085. Cuando el intervalo de muestreo ha sido insertado y la rutina de transmisión de datos está ejecutándose, se conecta de nuevo la terminal a la LSI-11 y se dá un "CL" (Clear). Esto borrará las áreas de memoria dejándolas listas para procesar la nueva banda de frecuencia.

Debido al carácter aleatorio de la fuente del campo electromagnético natural, es muy frecuente que los campos medidos contengan ruido o sean afectados por fenómenos transitorios causados por tormentas eléctricas. Así mismo, la

alta sensibilidad de los sensores, los hace vulnerables a saturación producida por la llegada repentina de señales de gran amplitud y a ruido ambiental, como objetos metálicos o personas en movimiento, etc. Este es uno de los problemas principales del método, y una de las razones que justifican el procesamiento en el campo.

Para resolver éste problema, el sistema está implementado de tal manera que el operador puede observar en el osciloscopio los datos que están siendo almacenados en la microcomputadora y decidir en un momento dado, cuáles segmentos son buenos y cuáles deben eliminarse. Para tal efecto está diseñado el dispositivo de aborto, el cual permite al operador detener el muestreo en cualquier momento. Cuando se oprime el botón de este dispositivo, se genera una interrupción de máxima prioridad y el control del programa se transfiere a una subrutina de servicio. Esta rutina detiene el muestreo deshabilitando las interrupciones del digitizador y espera un comando de la terminal. Dependiendo del comando dado, la rutina toma la decisión apropiada. Si se dá un "SS" significa simplemente que se ha decidido terminar el muestreo y grabar las potencias promedio en disco. Si se dá un "AB" significa que se quiere eliminar el segmento que se está colectando. La rutina lo hace reinicializando el apuntador de almacenamiento al principio del area de memoria utilizada ese momento para coleccionar datos. Esto es un aborto de primer orden. Una vez realizado esto, la rutina espera otro comando,

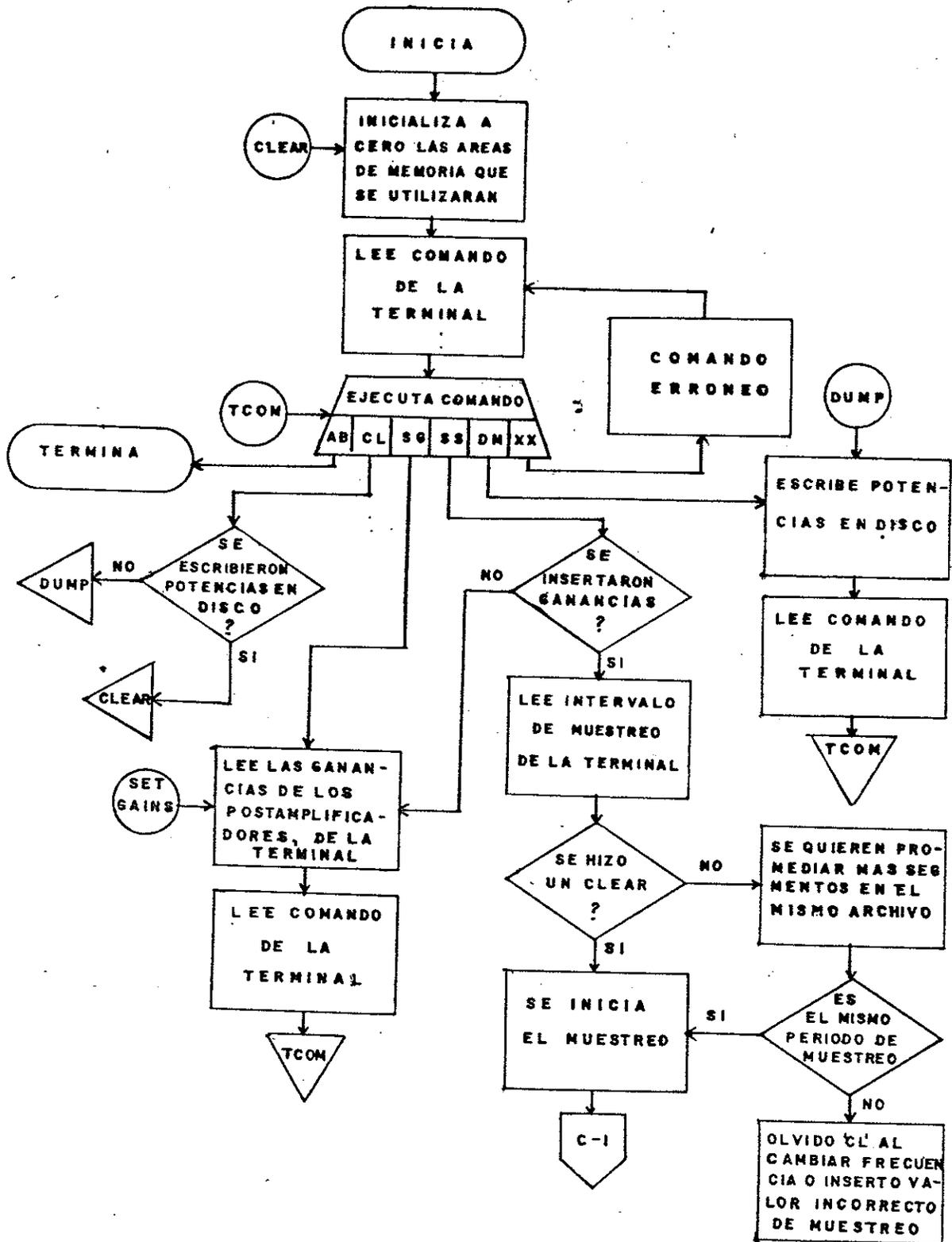
que puede ser "AB" o "SS". Si es "SS" se rehabilitan interrupciones y se continúa el muestreo. Si es otro "AB" significa que el operador quiere eliminar también el segmento que se está procesando (aborto de segundo orden). Esto se realiza siempre que las potencias no hayan sido calculadas, en cuyo caso se envía un mensaje al operador indicándole que las potencias de éste segmento ya han sido sumadas a las anteriores. Si las potencias aún no se calculan, la rutina transfiere el control al programa principal, el cual reinicializa las áreas de almacenamiento y continúa muestreando.

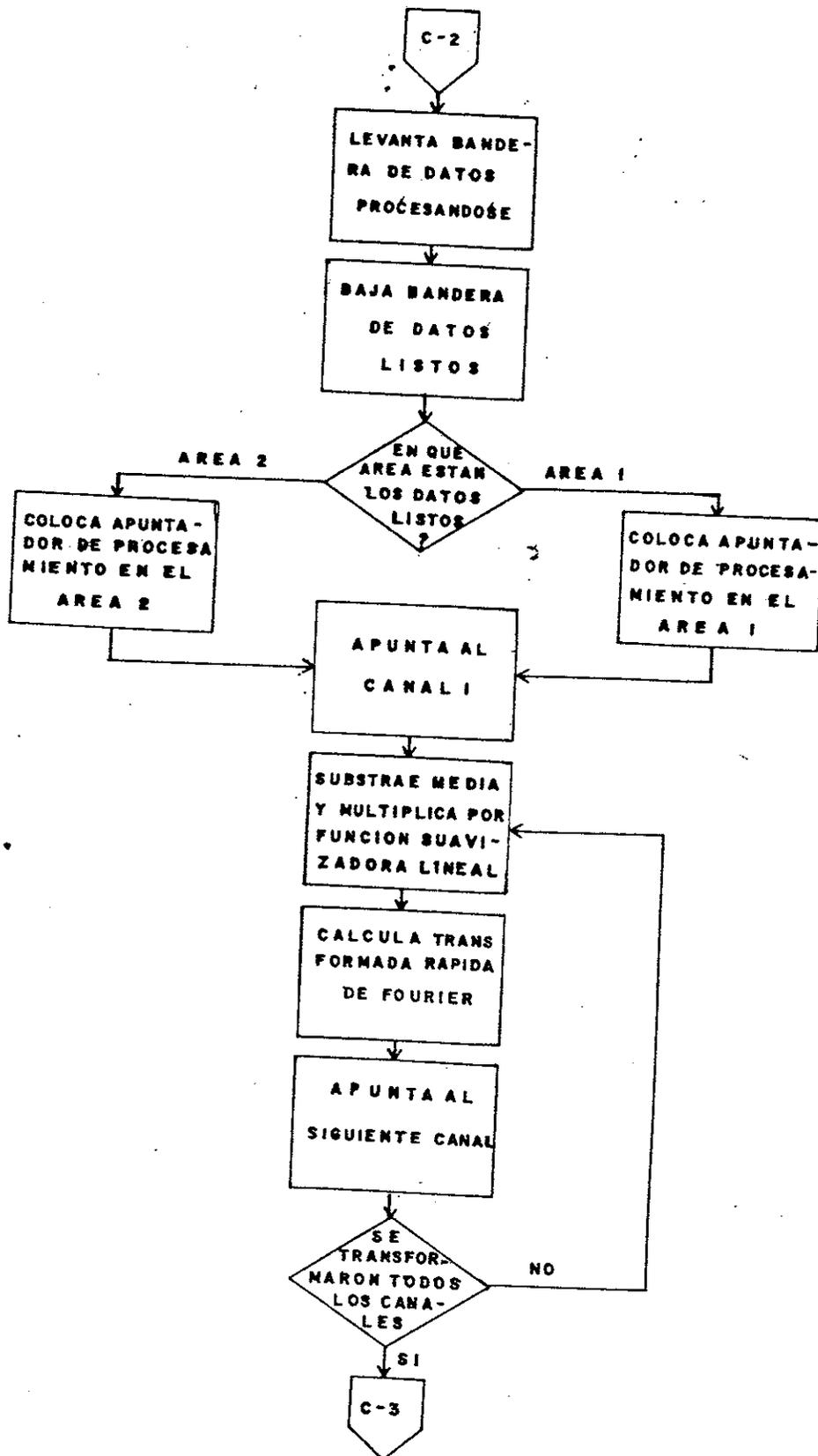
El operador puede decidir cuándo hacer un aborto de primero o de segundo orden, escuchando el sonido emitido por la terminal cada vez que inicia la colección de un segmento. Si el operador observa los datos malos en el osciloscopio y oprime el botón de aborto antes de escuchar el sonido, solo requerirá hacer un aborto de primer orden. Si se escucha el sonido antes de oprimir el botón significa que se ha iniciado la colección de un nuevo segmento y los datos malos se están transformando. En este caso deberá hacer un aborto de segundo orden. Si se escucha el sonido y se deja pasar demasiado tiempo (más de 14 seg.), los datos malos ya se transformaron y las potencias se están calculando, en cuyo caso, ya no hay manera de eliminar el segmento y lo que puede hacerse es grabar en disco las potencias señalando el archivo como malo.

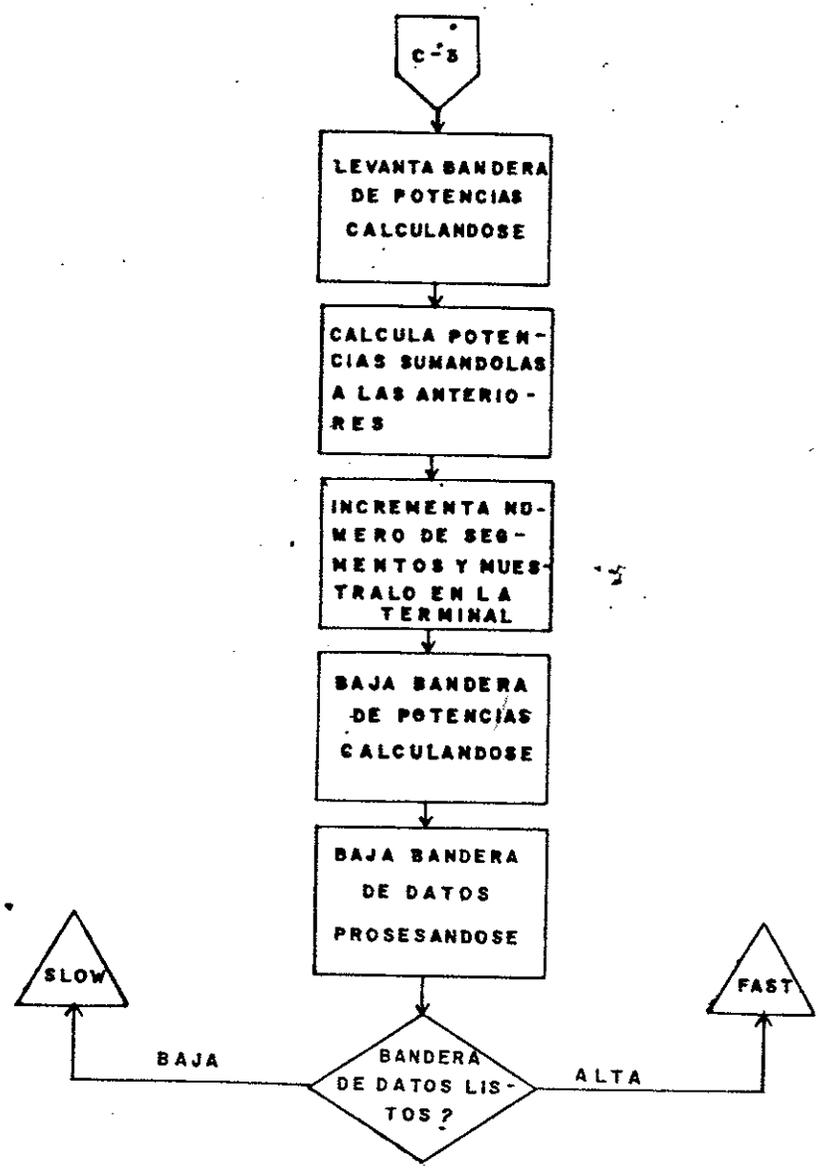
Debido a que la recepción de datos, el manejo de las

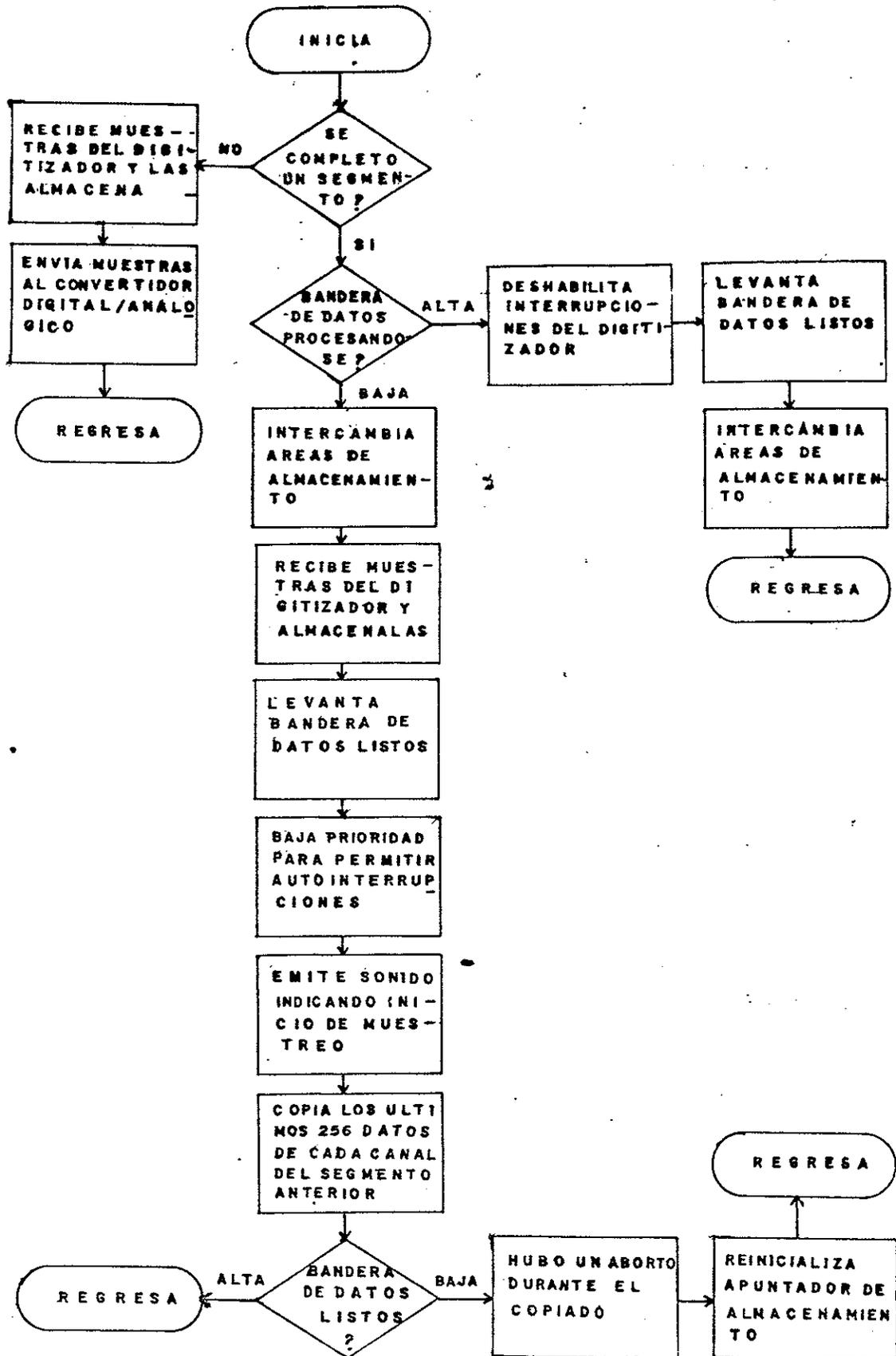
interrupciones y la lógica general del programa requieren acceder palabras a nivel de bits, el programa está escrito en lenguaje de ensamblador, lo cual por otro lado incrementa la velocidad de ejecución. A continuación se presenta el diagrama de flujo del programa principal y de los manejadores de interrupciones.

PROGRAMA DE ADQUISICION DE DATOS

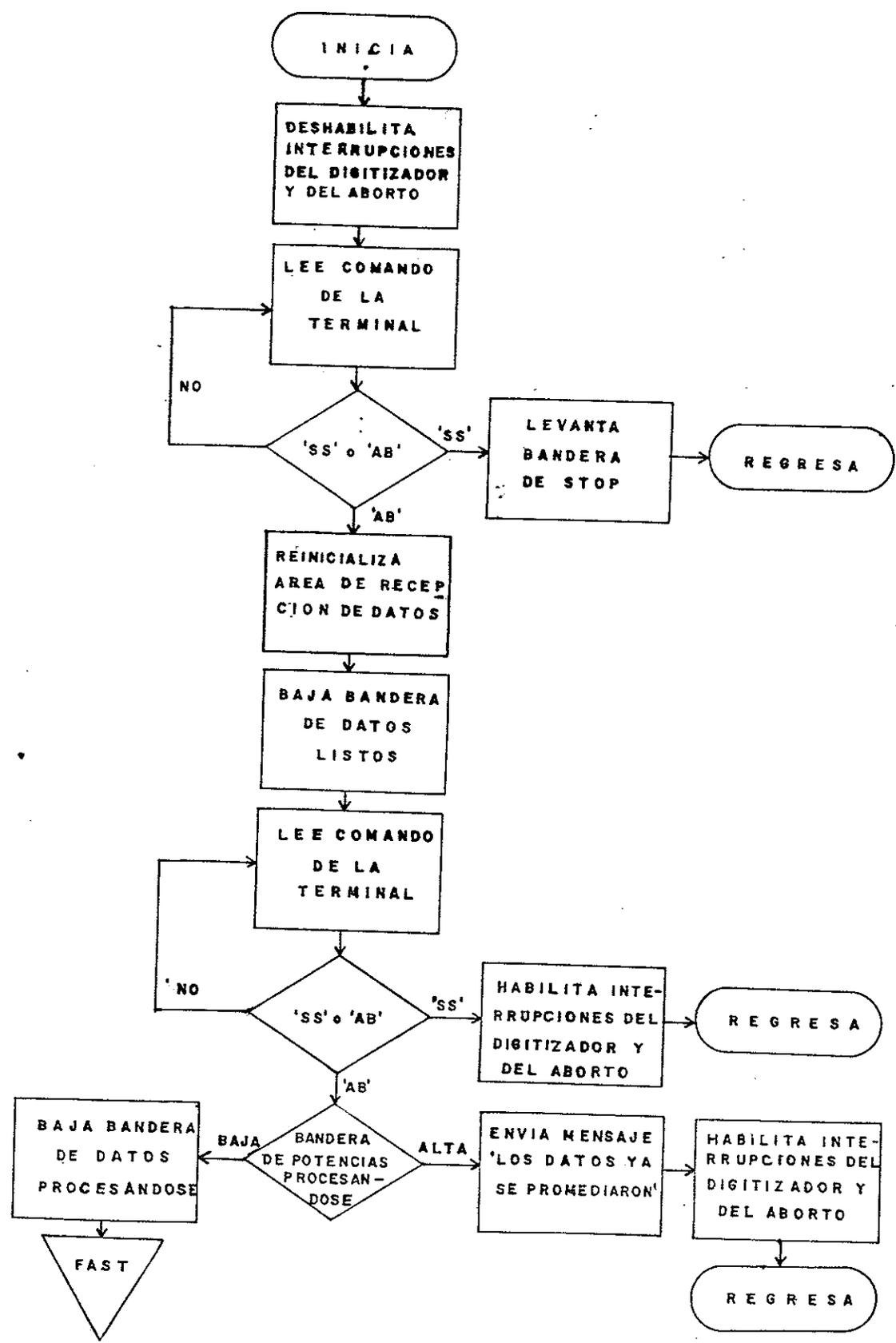








RUTINA DE SERVICIO A INTERRUPCIONES DEL DISPOSITIVO DE ABORTO



IV.2 Cálculo de Parámetros Geofísicos. -

Cuando la adquisición de datos ha concluido, se está en condiciones de iniciar la segunda etapa del procesamiento. Esta es llevada a cabo mediante un programa (MT2) que lee las potencias promedio resultantes del programa de adquisición de datos, corrige por las funciones de transferencia del sistema, calcula el tensor de impedancia y efectúa todo el proceso necesario para calcular resistividades, fases, asimetría, ángulos de rotación, tipper, etc. calculando además sus límites de confianza.

El programa puede leer varios archivos con potencias promedio en la misma banda de frecuencia y promediarlas. Una vez que se han leído las potencias promedio, se procede a corregirlas por las funciones de transferencia de cada canal, para lo cual el programa lee de la terminal la información de los filtros y sensibilidades usadas.

Los canales eléctricos se corrigen por la ganancia de los preamplificadores Burr-Brown, cuya respuesta es plana y de fase cero en el rango de frecuencias de interés. Si se está procesando la banda 4, se corrigen además por la función de transferencia del filtro rechazador de 60 Hz. de Geotell. Los canales magnéticos se corrigen por la función de transferencia del filtro seleccionado en el preamplificador Geotronics. La ganancia del preamplificador está implícita en el valor de la sensibilidad. Los canales remotos se corrigen apropiadamente según sean eléctricos o magnéticos, ya

que la telemetría distorsiona muy poco las señales. Las potencias se calibran de manera que las unidades de \vec{E} y \vec{H} sean mV/Km y γ , respectivamente.

Todos los canales se corrigen además por el defasamiento natural del digitizador. Este defasamiento se debe al tiempo de retraso $\Delta t'$ transcurrido entre la digitización de un canal y el siguiente. La figura 9 ilustra este efecto.

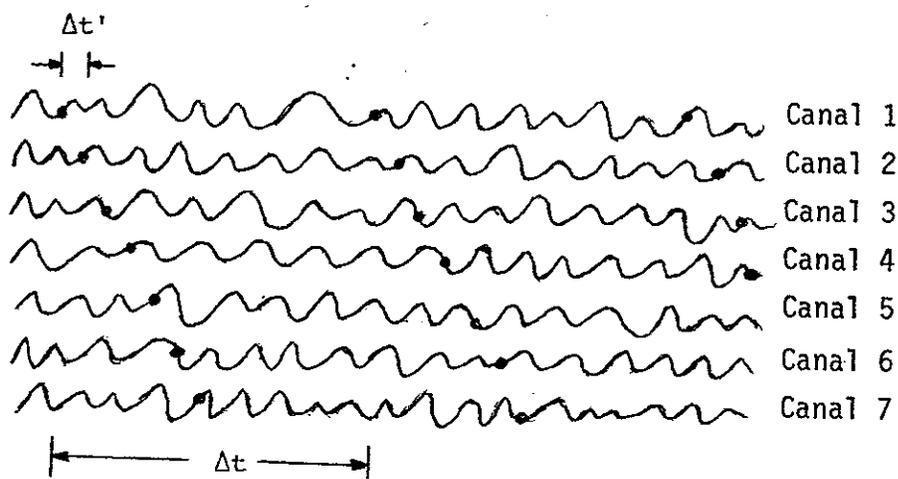


Figura 9. Defasamiento del Digitizador

El valor de $\Delta t'$ fue calculado tomando en cuenta el tiempo de conversión del convertidor analógico/digital y el tiempo de ejecución de las instrucciones de la rutina de transmisión de datos (fig. 7), y resultó ser 3×10^{-4} seg.

Además de las correcciones anteriores las potencias promedio se dividen entre el número de segmentos para obtener el promedio en un conjunto de realizaciones.

Cuando los dipolos eléctricos no pueden colocarse en un arreglo ortogonal (por ejemplo, debido a obstáculos en la configuración del terreno), el programa los corrige haciéndolos ortogonales.

El sistema coordenado que se usa en el programa es dextrógiro con el eje "x" apuntando al Norte magnético, el eje "y" al Oeste y el eje "z" hacia arriba.

Después de las correcciones antes mencionadas se calculan las relaciones de potencias de señal/ruido para cada canal. Esta estimación se lleva a cabo mediante las matrices de densidad espectral (Gamble, 1979 a), dadas por

$$[\underline{E}_s^p \underline{E}_s^p]^p = \frac{1}{2} ([\underline{E}^p \underline{E}] + [\underline{E}^p \underline{E}]^+) \quad (51)$$

$$[\underline{H}_s^p \underline{H}_s^p]^p = \frac{1}{2} ([\underline{H}^p \underline{H}] + [\underline{H}^p \underline{H}]^+) \quad (52)$$

$$[\underline{R}_s^p \underline{R}_s^p]^p = \frac{1}{2} ([\underline{R}^p \underline{R}] + [\underline{R}^p \underline{R}]^+) \quad (53)$$

donde

$$[\underline{E}^p \underline{E}] = \underline{Z}^R [\underline{H} \underline{E}] = [\underline{E} \underline{R}] [\underline{H} \underline{R}]^{-1} [\underline{H} \underline{E}] \quad (54)$$

$$[\underline{H}^p \underline{H}] = [\underline{H} \underline{R}] [\underline{E} \underline{R}]^{-1} [\underline{E} \underline{H}] \quad (55)$$

$$[\underline{R}^p \underline{R}] = [\underline{R} \underline{E}] [\underline{H} \underline{E}]^{-1} [\underline{H} \underline{R}] \quad (56)$$

y el superíndice p significa que el campo ha sido predicho o calculado usando campos medidos y el subíndice s significa señal.

Las matrices de densidad espectral de los ruidos se calculan restando las señales predichas de los campos medidos, es decir

$$[\vec{E}_r \vec{E}_r] = [\vec{E} \vec{E}] - [\vec{E}_s \vec{E}_s] P \quad (57)$$

$$[\vec{H}_r \vec{H}_r] = [\vec{H} \vec{H}] - [\vec{H}_s \vec{H}_s] P \quad (58)$$

$$[\vec{R}_r \vec{R}_r] = [\vec{R} \vec{R}] - [\vec{R}_s \vec{R}_s] P \quad (59)$$

el subíndice r significa ruido.

Después de esto el programa calcula el tensor de impedancias usando la ec. (42), la asimetría dada por la ec. (33), y encuentra las direcciones principales rotándolo un ángulo θ dado por

$$\theta = \frac{1}{4} \tan^{-1} \left\{ \frac{2\text{Re} [(Z_{yy} - Z_{xx})(Z_{xy}^* - Z_{yx}^*)]}{|Z_{xy} + Z_{yx}|^2 - |Z_{yy} - Z_{xx}|^2} \right\} \quad (60)$$

que es el ángulo entre el norte magnético y la dirección del eje "x" del sistema rotado.

Calcula entonces las resistividades aparentes rotadas y las fases de las impedancias rotadas, dadas por

$$\rho_{xy} = 0.2 |Z'_{xy}|^2 T \quad (61)$$

$$\rho_{yx} = 0.2 |Z'_{yx}|^2 T \quad (62)$$

$$\phi_{xy} = \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im}(Z'_{xy})}{\text{Re}(Z'_{xy})} \right\} \quad (63)$$

$$\phi_{yx} = \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im}(Z'_{yx})}{\text{Re}(Z'_{yx})} \right\} \quad (64)$$

donde Z'_{xy} y Z'_{yx} son las impedancias rotadas (en mV/KmY), T es el período (en seg.); ρ_{xy} y ρ_{yx} son resistividades aparentes rotadas (en $\Omega\text{-m}$) y ϕ_{xy} y ϕ_{yx} las fases (en grados).

Una vez calculados los parámetros anteriores se evalúa el error $\underline{\Delta}$ del estimador \underline{Z}^R , usando la ecuación (46) y se procede a calcular varianzas, las cuales vienen dadas por

$$\text{Var}(\rho_k) = (0.2 T)^2 \text{Var}(\xi) \quad (65)$$

donde $\xi = |Z'_k|^2$, $k = xy, yx$

$$\text{Var}(\phi_k) = \cos^4 \phi_k \text{Var}(\xi) \quad (66)$$

donde $\xi = \tan \phi_k$, $k = xy, yx$

$$\text{Var}(W) = \frac{1}{4W^2} \text{Var}(\xi) \quad (67)$$

donde $\xi = W^2$

$$\text{Var}(\theta) = \frac{\cos^4 4\theta}{16} \text{Var}(\xi) \quad (68)$$

donde $\xi = \tan 4\theta$

y la $\text{Var}(\xi)$ se obtiene de la ecuación (49).

Con la varianzas, y asumiendo distribuciones Normales, se procede a calcular los límites de confianza al 50%, esto es

$$\alpha = 0.675 \sqrt{\text{Var}} \quad (69)$$

A continuación se calcula el Tipper, usando

$$\vec{T}^R = [\text{Hz } \vec{R}] [\vec{H} \vec{R}]^{-1} \quad (70)$$

donde

$$[\text{Hz } \vec{R}] = (\overline{\text{HzRx}^*}, \overline{\text{HzRy}^*})$$

y la relación de potencias de señal/ruido de Hz, estimando la potencia de señal con

$$|\text{Hz}_S|^2 = \text{Re}(\text{Hz}^D \text{Hz}^*) = \text{Re} \left\{ \vec{T}^R \cdot [\vec{H} \text{Hz}^*] \right\} \quad (71)$$

donde

$$[\vec{H} \text{Hz}^*] = \begin{pmatrix} \overline{\text{HxHz}^*} \\ \overline{\text{HyHz}^*} \end{pmatrix}$$

y la potencia de ruido con

$$|\text{Hz}_r|^2 = |\text{Hz}|^2 - |\text{Hz}_S|^2 \quad (72)$$

Se calcula también la magnitud del Tipper

$$|\vec{T}| = \sqrt{Tx^2 + Ty^2} \quad (73)$$

y el rumbo θ_T del Tipper, dado por

$$\theta_T = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left\{ \frac{2\text{Re}(TxTy^*)}{|Tx|^2 - |Ty|^2} \right\} \quad (74)$$

obteniéndose el ángulo entre el Norte magnético y la dirección

de mínima dependencia entre el campo magnético horizontal y el vertical, que es el rumbo de la estructura.

Después de rotar el Tipper un ángulo θ_T , la ec. (34) se convierte en

$$Hz = T'x Hx + T'y Hy \quad (75)$$

donde $T'x$ es mínimo, y se calcula la fase del Tipper rotado $T'y$

$$\phi_T = \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im}(T'y)}{\text{Re}(T'y)} \right\} \quad (76)$$

Para calcular las varianzas de estos parámetros, se calcula el error Δ_T en la estimación de \vec{T} , el cual está dado por

$$\Delta_T = [\tau \vec{R}] [\vec{H} \vec{R}]^{-1} \quad (77)$$

donde

$$\tau = Hz - \vec{T} \cdot \vec{H}$$

La varianza de cualquier función ξ de \vec{T} está dada por la ec. (49) con el error $\delta\xi$ dado por una expansión en serie de Taylor similar a la ec. (48)

$$\delta\xi = \sum_{k=1}^2 \left(\frac{d\xi}{dT_k} \Delta_{T_k} + \frac{d\xi}{dT_k^*} \Delta_{T_k}^* \right) \quad (78)$$

$$k = 1 = x ; k = 2 = y$$

Las varianzas de los parámetros del Tipper se calculan con

$$\text{Var}(|\ddot{T}|) = \frac{1}{4|\ddot{T}|^2} \text{Var}(\xi) \quad (79)$$

donde $\xi = |\ddot{T}|^2$

$$\text{Var}(\theta_T) = \frac{\cos^4 2\theta_T}{4} \text{Var}(\xi) \quad (80)$$

donde $\xi = \tan 2\theta_T$

$$\text{Var}(\phi_T) = \cos^4 \phi_T \text{Var}(\xi) \quad (81)$$

donde $\xi = \tan \phi_T$

Finalmente, una vez conocidas las varianzas, se calculan límites de confianza al 50% , usando la ec. (70).

Este programa, así como las subrutinas que emplea, está escrito en Fortran IV. En el apéndice se incluye un listado del programa principal y de las subrutinas.

Para un tratamiento detallado del cálculo de varianzas, puede consultarse Gamble (1978), y Gamble et al. (1979a,1979b).

V. PRUEBAS PRELIMINARES

V.1. Prueba del Programa de Adquisición de Datos.

Para probar el programa de adquisición de datos, se introdujo una señal analógica sinusoidal de frecuencia conocida, en varios canales del digitizador. Con esto se comprobó, en primer lugar, que los canales eran digitizados en el orden correcto y que las series de tiempo se almacenaban adecuadamente en las áreas de memoria. En segundo lugar, se comprobó que el algoritmo de transformada rápida de Fourier funcionaba bien, al obtener espectros con picos en la frecuencia de la señal de entrada. Finalmente se pudo constatar que las autopotencias y potencias cruzadas estaban correctamente calculadas, ya que al tener la misma señal, por ejemplo, en el canal 1 y en el 2, la potencia cruzada entre ellos debía ser idéntica tanto a la autopotencia del canal 1 como a la autopotencia del canal 2. La aparición de partes imaginarias diferentes de cero en esta potencia cruzada se debe a errores de redondeo y a la diferencia de fase entre las dos señales, causada por el retardo del digitizador, ilustrado en la Figura 9. Una vez hecha la corrección por este retardo, las partes imaginarias resultaron ser 3 o 4 ordenes de magnitud más pequeñas que las partes reales, aunque todavía diferentes de cero. Esta diferencia se puede atribuir

exclusivamente a errores de redondeo.

Además de estas pruebas, se ajustó experimentalmente el intervalo de muestreo Δt , para cada banda de registro. Esto se hace necesario debido a que este intervalo es generado por un "lazo de espera" en la rutina de adquisición y transmisión de datos ejecutada por el INTEL-8085. El número de vueltas de este lazo se calculó inicialmente, tomando en cuenta los tiempos de ejecución de las instrucciones contenidas en él. El ajuste experimental se llevó a cabo introduciendo al digitizador una sinusoidal analógica cuya frecuencia fue medida usando un frecuencímetro, y comprobando que su espectro tuviera un pico distribuido simétricamente alrededor del armónico correcto. El intervalo de muestreo se variaba ligeramente, modificando el número de vueltas del lazo de espera, hasta hacer coincidir el pico del espectro con el armónico respectivo.

V.2. Prueba del programa MT2 usando datos sintéticos.

El programa que calcula los parámetros geofísicos (MT2), fue probado usando datos generados a partir de un modelo teórico. Para ello se usó el algoritmo desarrollado por O'brien y Morrison (1967), el cual calcula la respuesta de un modelo de capas anisotrópicas horizontales, sobre un basamento isotrópico y homogéneo. El algoritmo usa las condiciones de frontera en las interfaces del modelo, para calcular de manera

recursiva los campos en la superficie, en función de los campos que se propagan en el basamento homogéneo. El programa requiere como entrada los campos magnéticos en la superficie y los parámetros que definen al modelo (resistividades, espesores, orientación de los ejes de anisotropía, etc.), y entrega como resultados, los campos eléctricos en la superficie, el tensor de impedancia y los parámetros de polarización de los campos (amplitud de los ejes de la elipse de anisotropía, elipticidad, etc.). Todos los cálculos se llevan a cabo para una frecuencia dada.

Las componentes del campo magnético horizontal se simularon generando dos series de tiempo aleatorias, de 1024 puntos cada una. Se calculó la transformada de Fourier de ambas componentes y se usó el algoritmo para cada uno de los 512 armónicos, obteniéndose los correspondientes componentes armónicos del campo eléctrico en la superficie.

Una vez hecho esto, se agregó ruido aleatorio a todos los campos. Se simularon 50 segmentos de datos agregando ruido diferente cada vez a los campos calculados por el modelo. Se calcularon autopotencias y potencias cruzadas para cada armónico de cada segmento, y se promediaron tanto en ventanas de frecuencia con Q constante (ec. 49), como entre todos los segmentos, obteniéndose una salida similar a la del programa de adquisición de datos (MT1). Esta constituyó la entrada del programa MT2.

Se hicieron dos pruebas con modelos diferentes. El

primero de ellos (Modelo 1), constituido por una capa anisotrópica de resistividades de 10 y 100 $\Omega\text{-m}$ en direcciones perpendiculares entre sí, y con un espesor de 1 Km., sobre un basamento homogéneo de 1000 $\Omega\text{-m}$ y espesor teóricamente infinito. Los ejes de anisotropía están alineados con el sistema coordenado de medición. La Figura 10 ilustra este modelo.

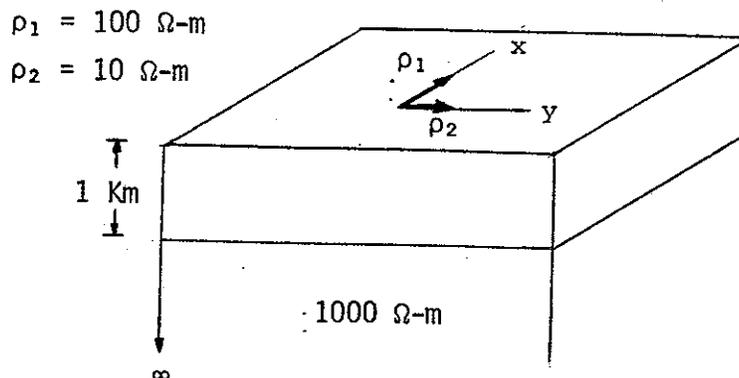


Figura 10. Modelo 1. Los ejes de anisotropía están alineados con el sistema de medición.

Un modelo anisotrópico como éste es equivalente a una situación bidimensional, ya que el campo electromagnético se desacopla en dos modos de propagación perpendiculares, de suerte que el tensor de impedancia debe ser cero en su diagonal y en consecuencia la asimetría, definida en la ec. (33), también debe ser cero. Puesto que los ejes de anisotropía están alineados con el sistema de medición, el ángulo de rotación debe ser nulo.

Las figuras 11 y 12 muestran los elementos del tensor en

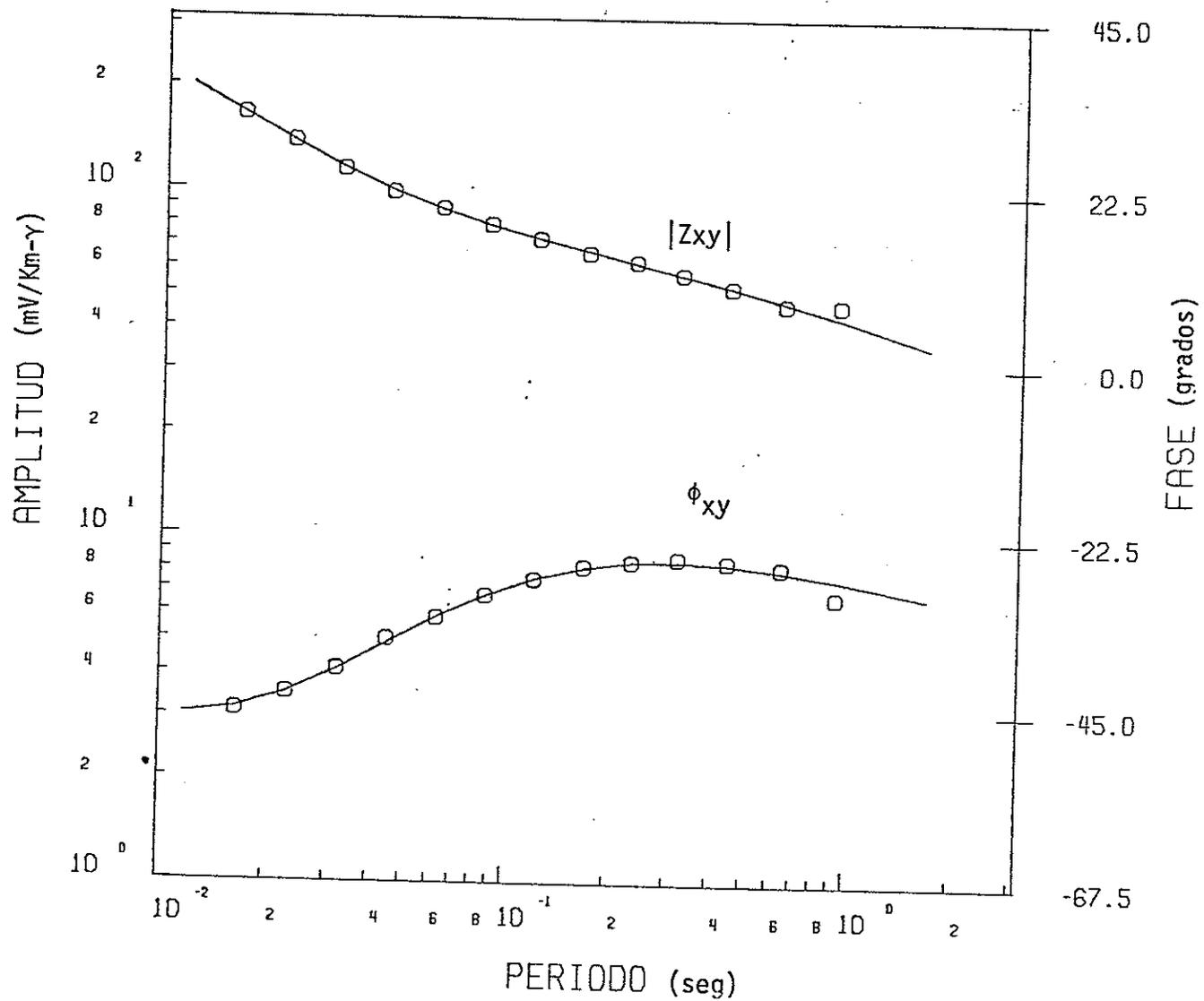


Figura 11. $|Z_{xy}|$ y ϕ_{xy} teóricas y calculadas para el Modelo 1.

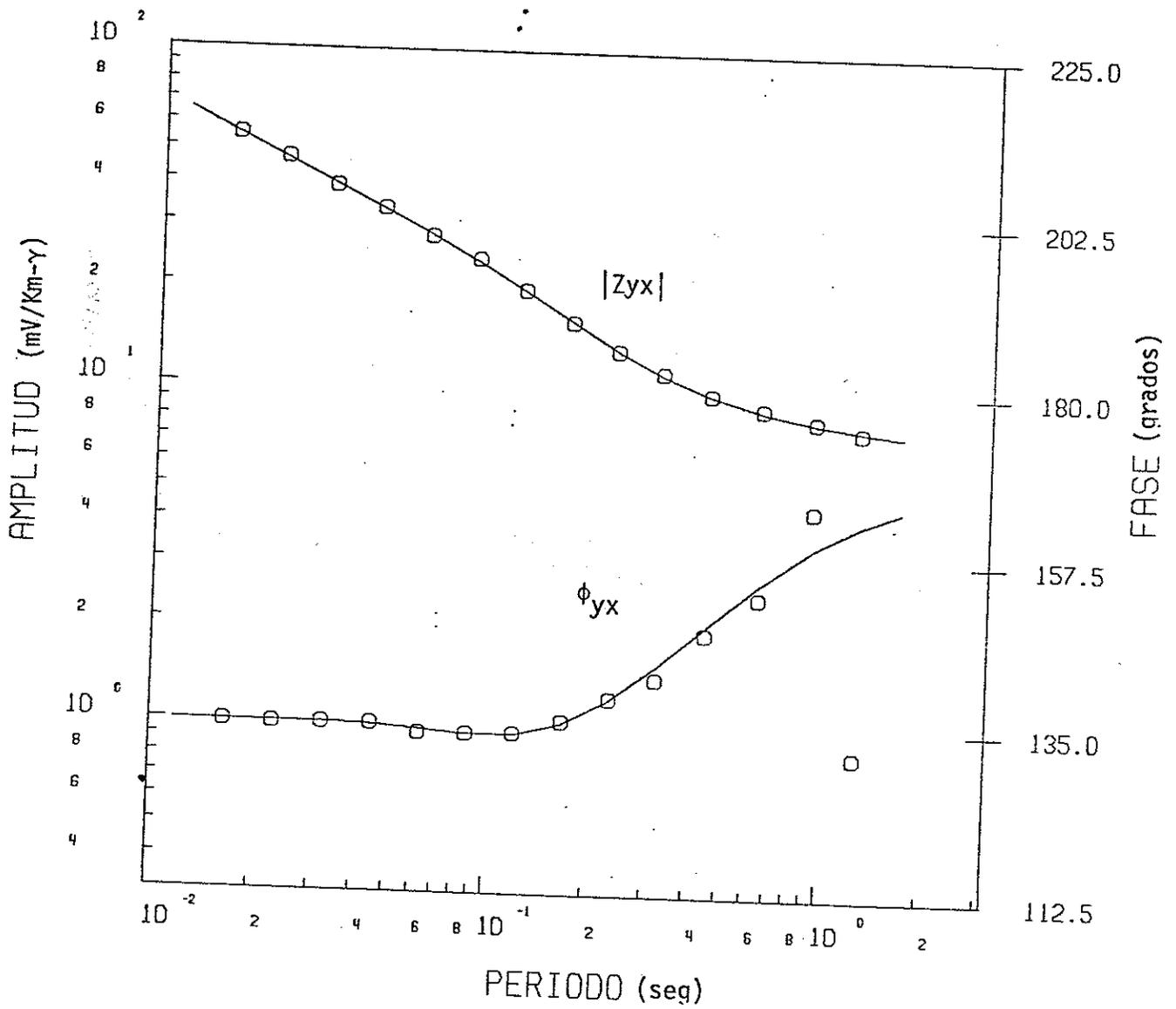


Figura 12. $|Zyx|$ y ϕ_{yx} teóricas y calculadas para el Modelo 1.

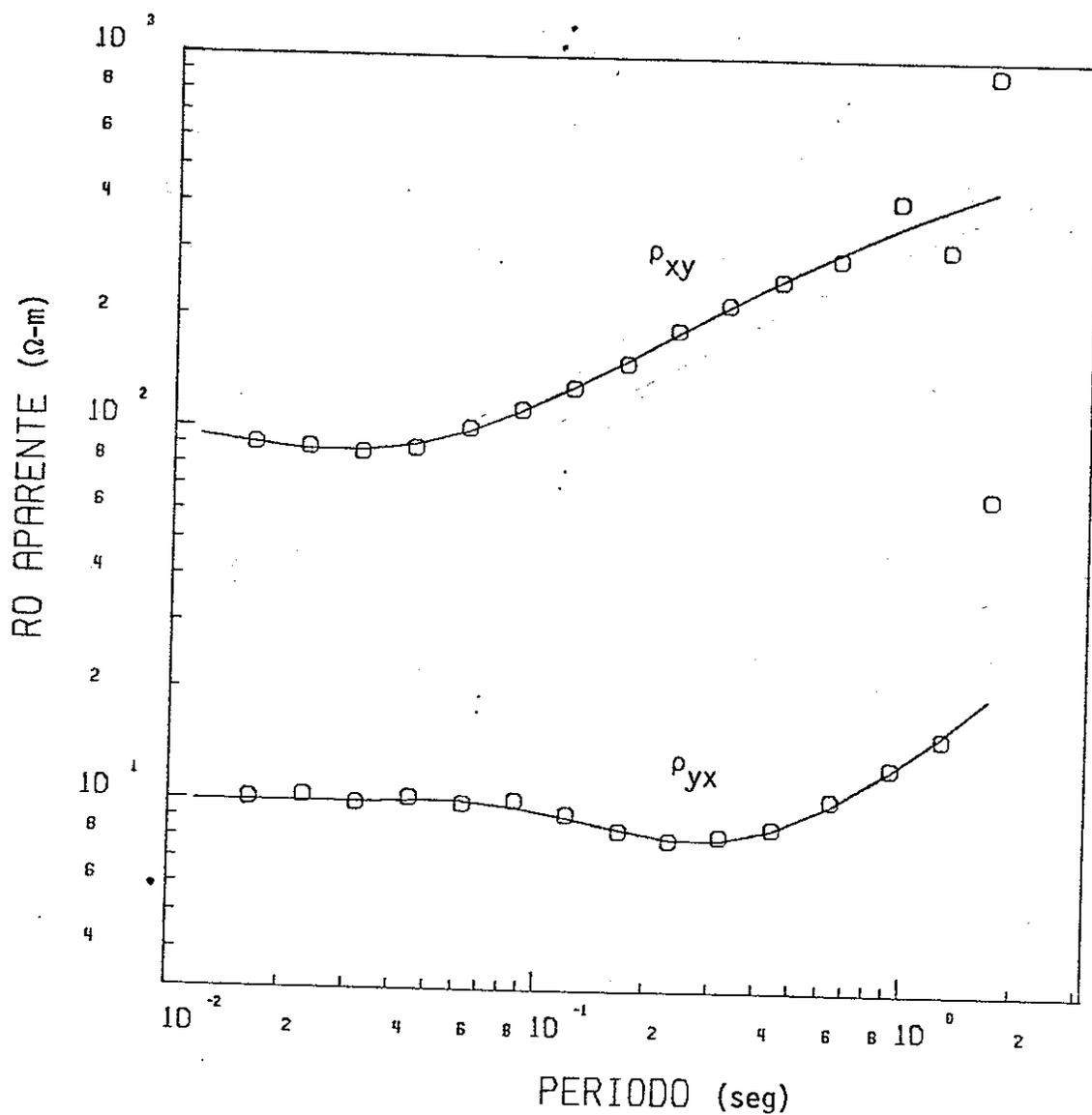


Figura 13. Resistividades aparentes ρ_{xy} y ρ_{yx} teóricas y calculadas, para el Modelo 1.

amplitud y fase. En línea continua se muestran las curvas calculadas a partir del modelo (teóricas) y en círculos los valores calculados por el programa MT2. Para las frecuencias más bajas se obtuvieron valores que tienen gran dispersión, sobre todo las fases. Esto se debe a que la coherencia obtenida entre las dos señales aleatorias generadas es muy alta para esas frecuencias, indicando que no son independientes. Siendo la independencia la suposición fundamental del procesamiento, los resultados obtenidos en esas condiciones no tienen ningún significado y por esta razón algunos de ellos han sido omitidos de las gráficas.

La figura 13 muestra las resistividades aparentes dadas por el modelo y calculadas por MT2. La asimetría, en promedio vale 0.01 con un error cuadrático medio de 0.0001. El ángulo de rotación resultó ser, en promedio, -0.17° y su error cuadrático medio 0.21.

El Modelo 2 es similar al anterior, pero los ejes de anisotropía se encuentran formando un ángulo de -30° con el sistema de medición, la figura 14 lo muestra en forma diagramática.

En las figuras 15, 16, 17 y 18 se muestran, en amplitud y fase, los elementos del tensor de impedancia antes de ser rotado. Las figuras 19 y 20 muestran los elementos antidiagonales del tensor después de la rotación, y las resistividades aparentes después de la rotación se observa en la figura 21. El valor promedio del ángulo de rotación es

-30.05° y su error cuadrático medio es 0.0001 .

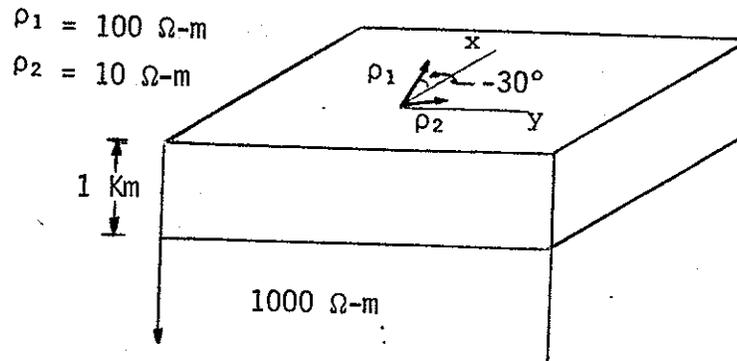


Figura 14. Modelo 2. Los ejes de anisotropía forman un ángulo de -30° con el sistema de medición.

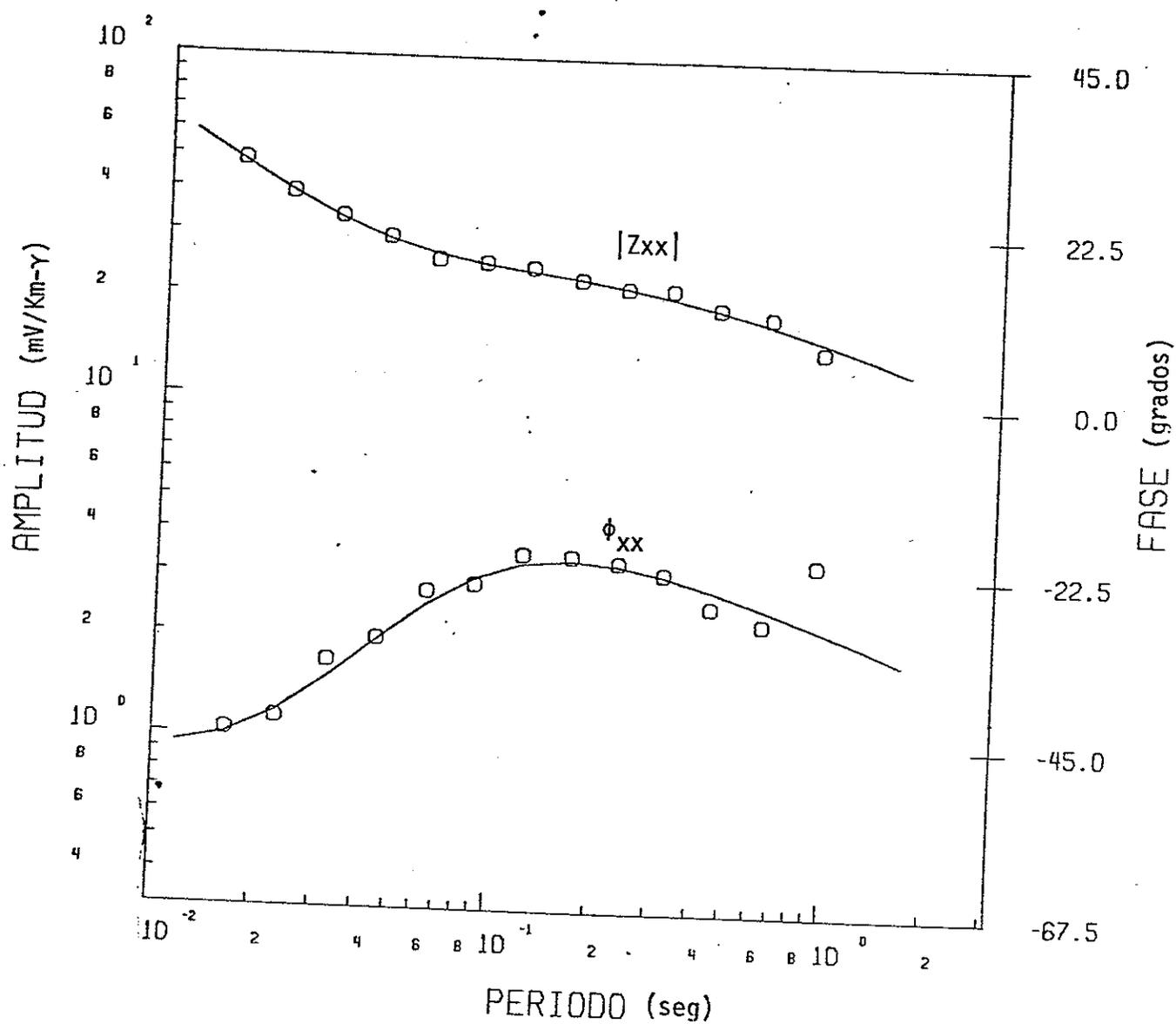


Figura 15. $|Z_{xx}|$ y ϕ_{xx} teóricas y calculadas para el Modelo 2.

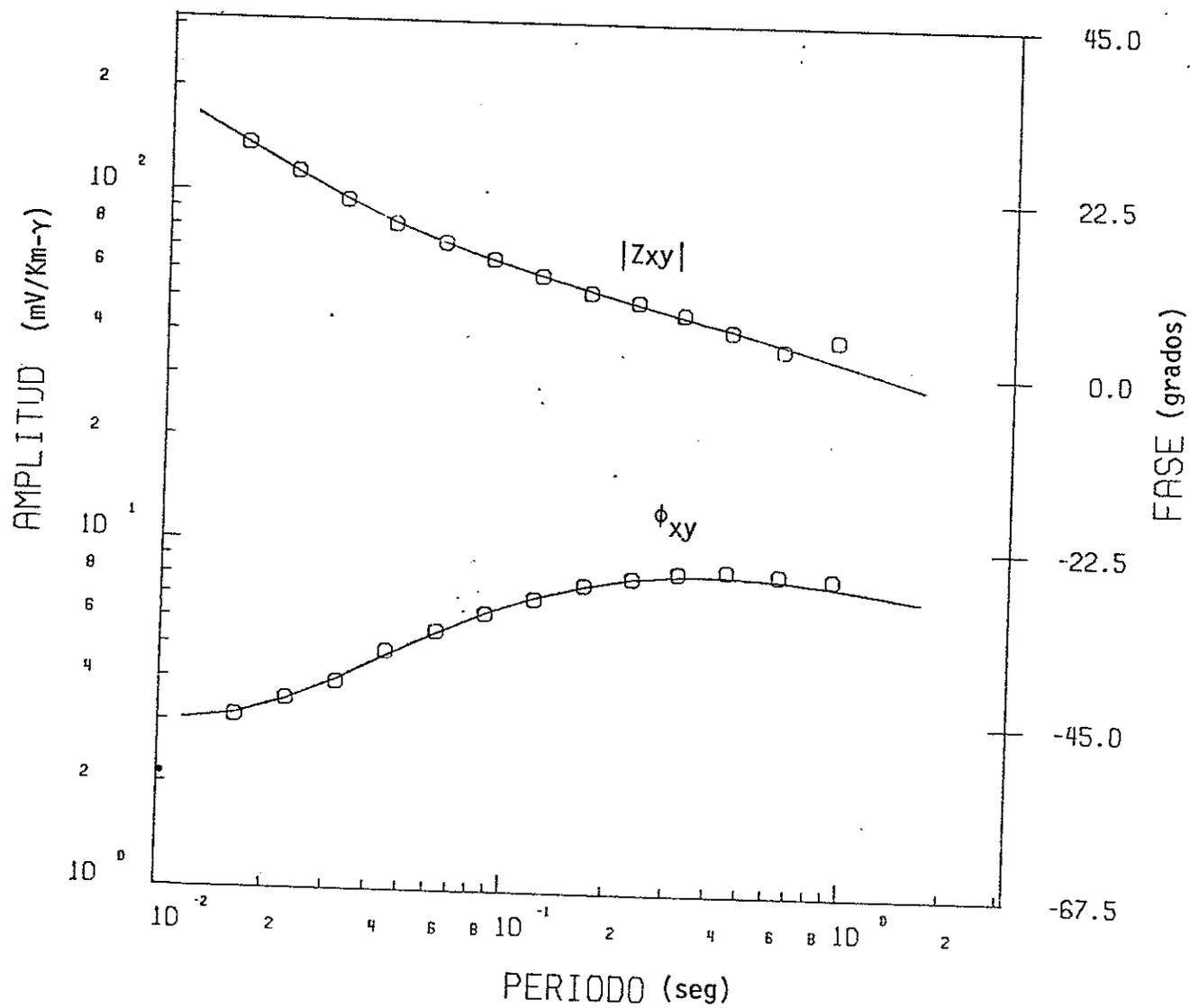


Figura 16. $|Z_{xy}|$ y ϕ_{xy} teóricas y calculadas para el Modelo 2.

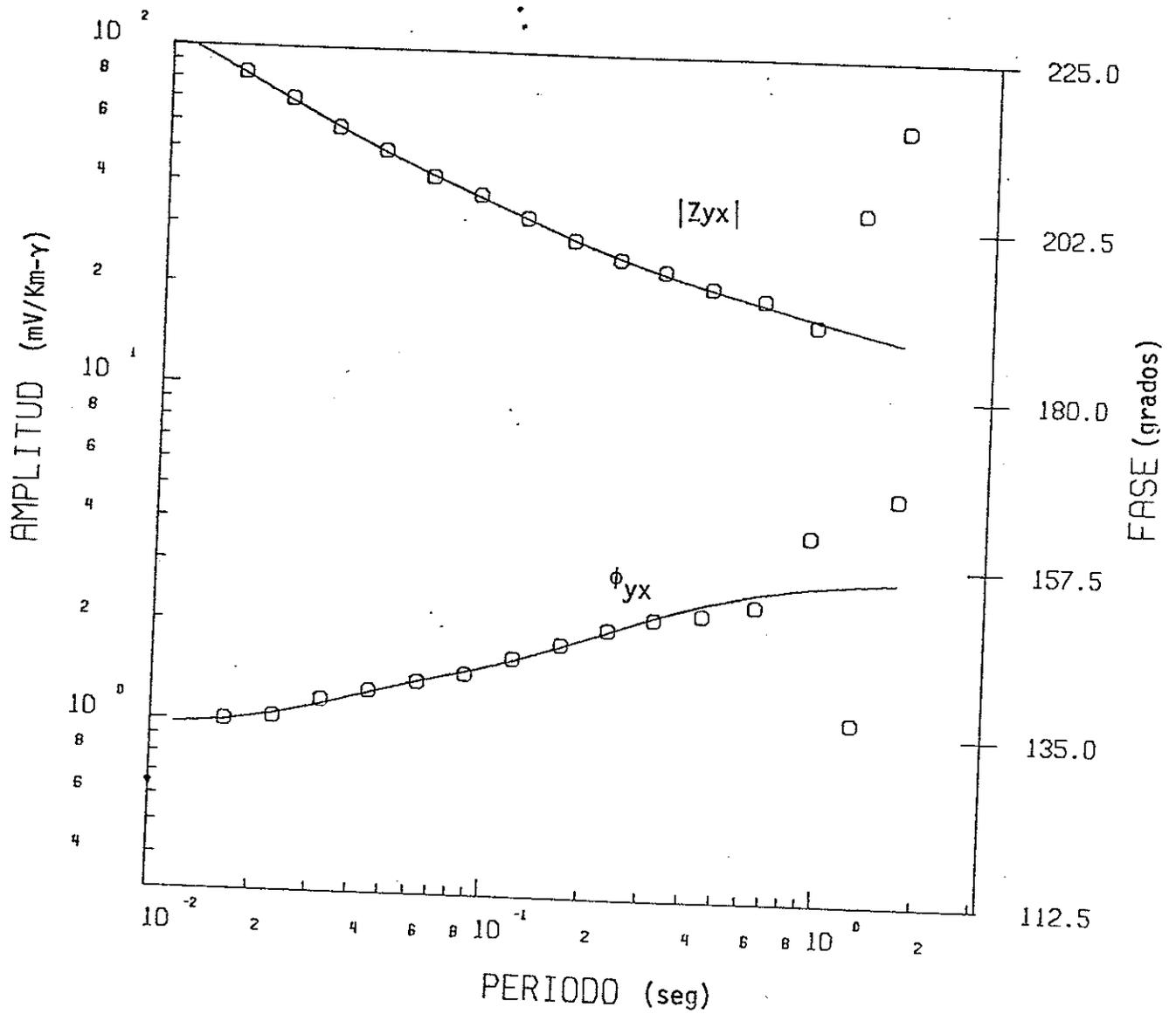


Figura 17. $|Zyx|$ y ϕ_{yx} teóricas y calculadas para el Modelo 2.

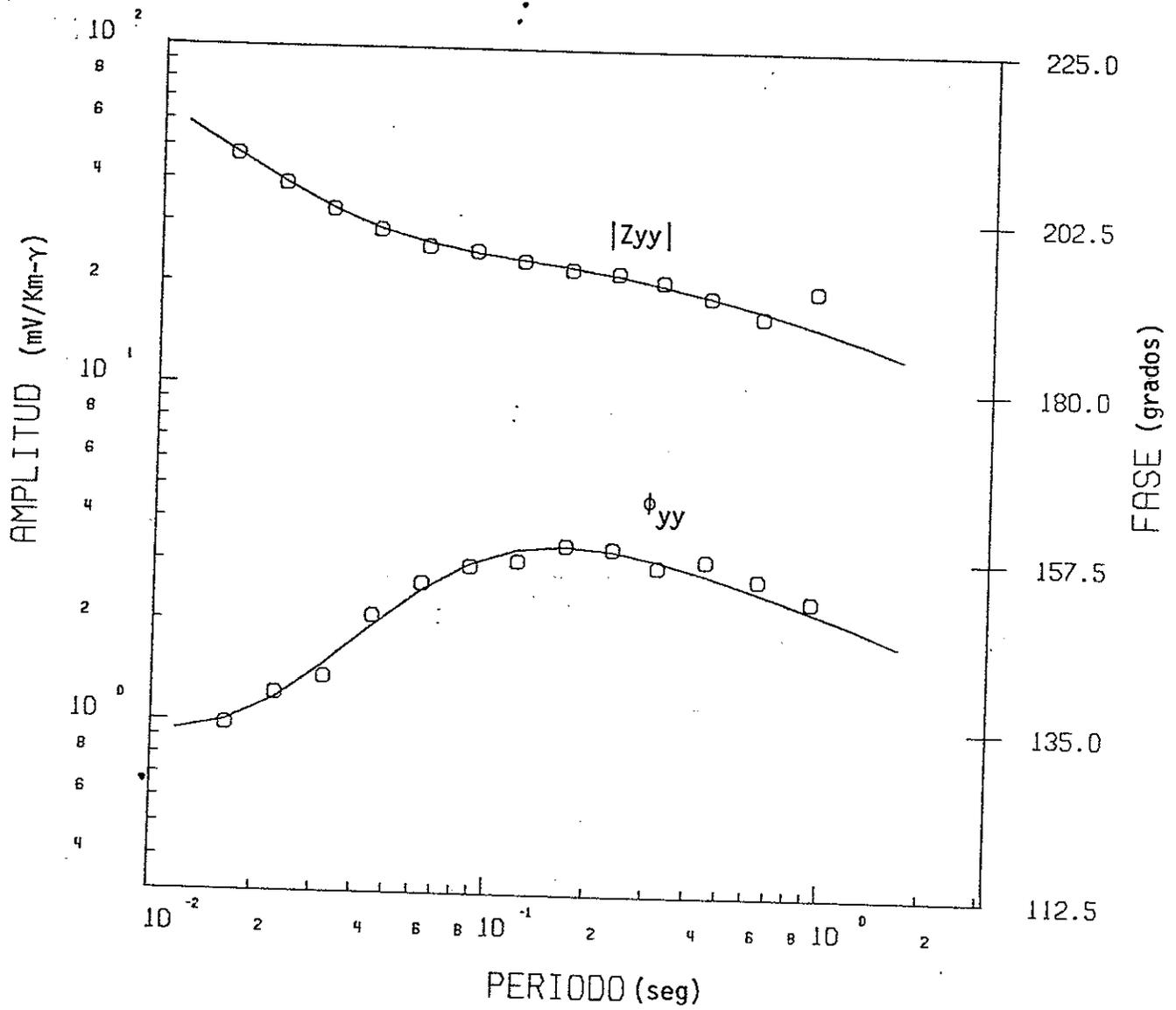


Figura 18. $|Z_{yy}|$ y ϕ_{yy} teóricas y calculadas para el Modelo 2.

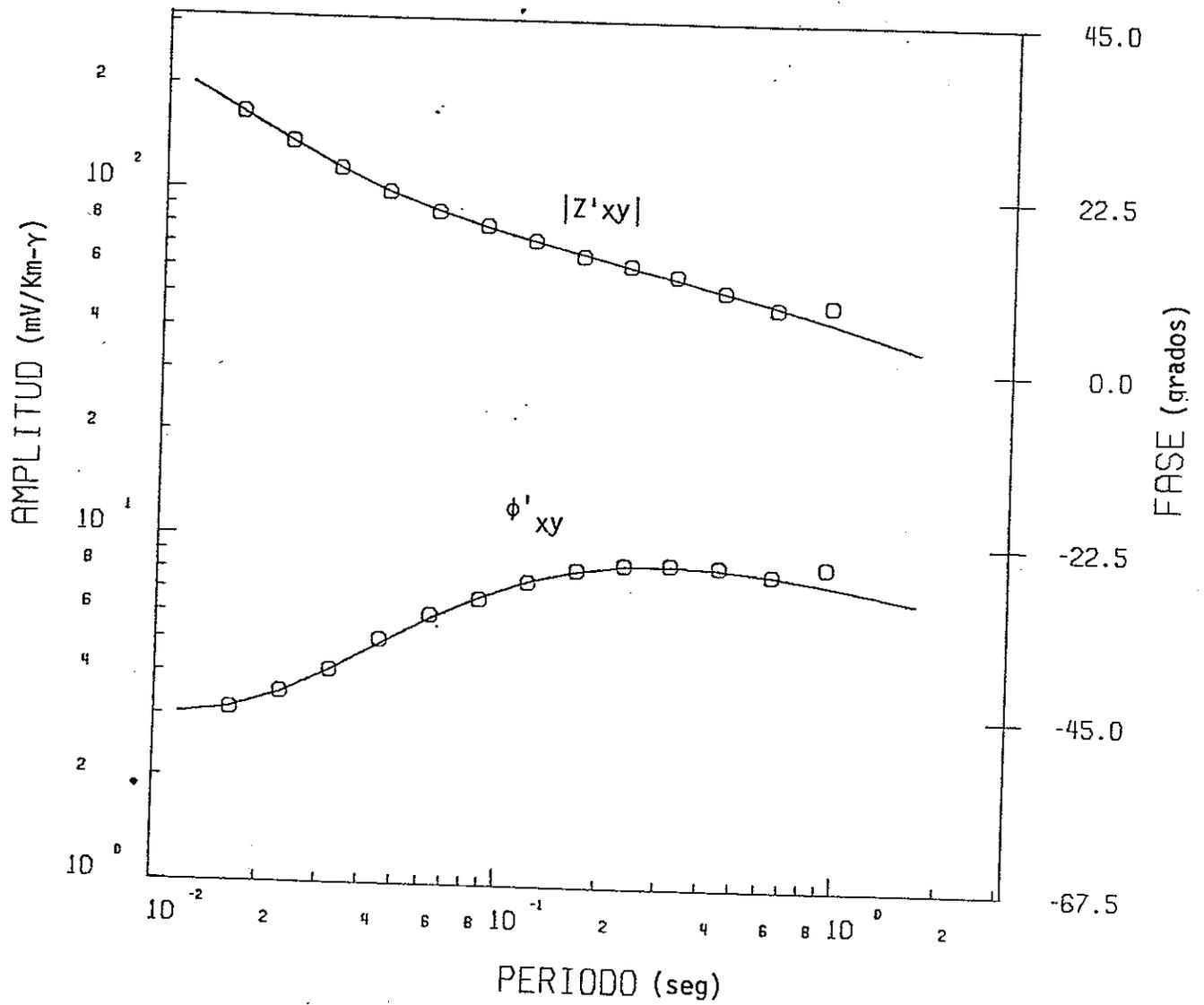


Figura 19. $|Z'_{xy}|$ y ϕ'_{xy} teóricas y calculadas para el Modelo 2.

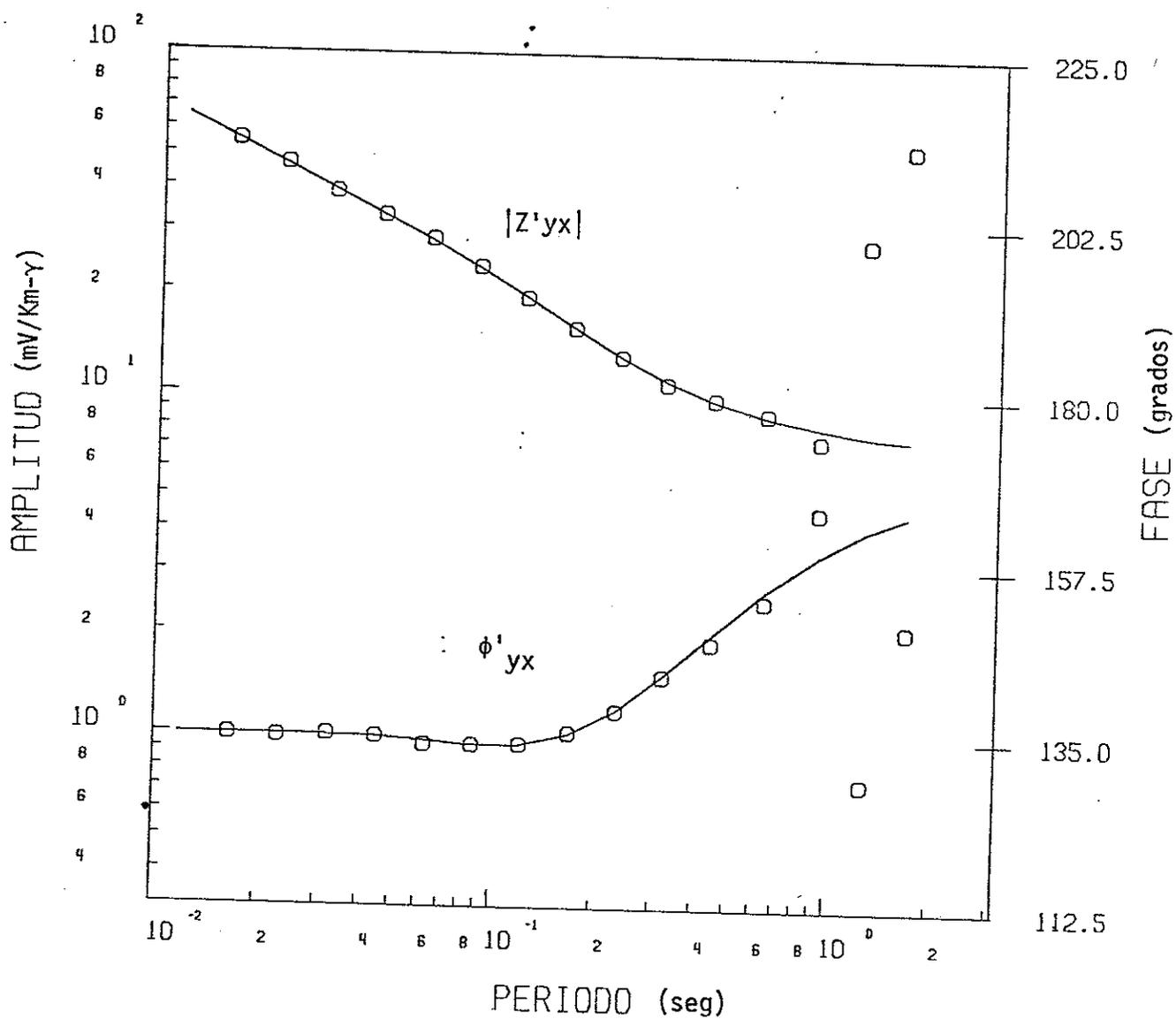


Figura 20. $|Z'yx|$ y ϕ'_{yx} teóricas y calculadas para el Modelo 2.

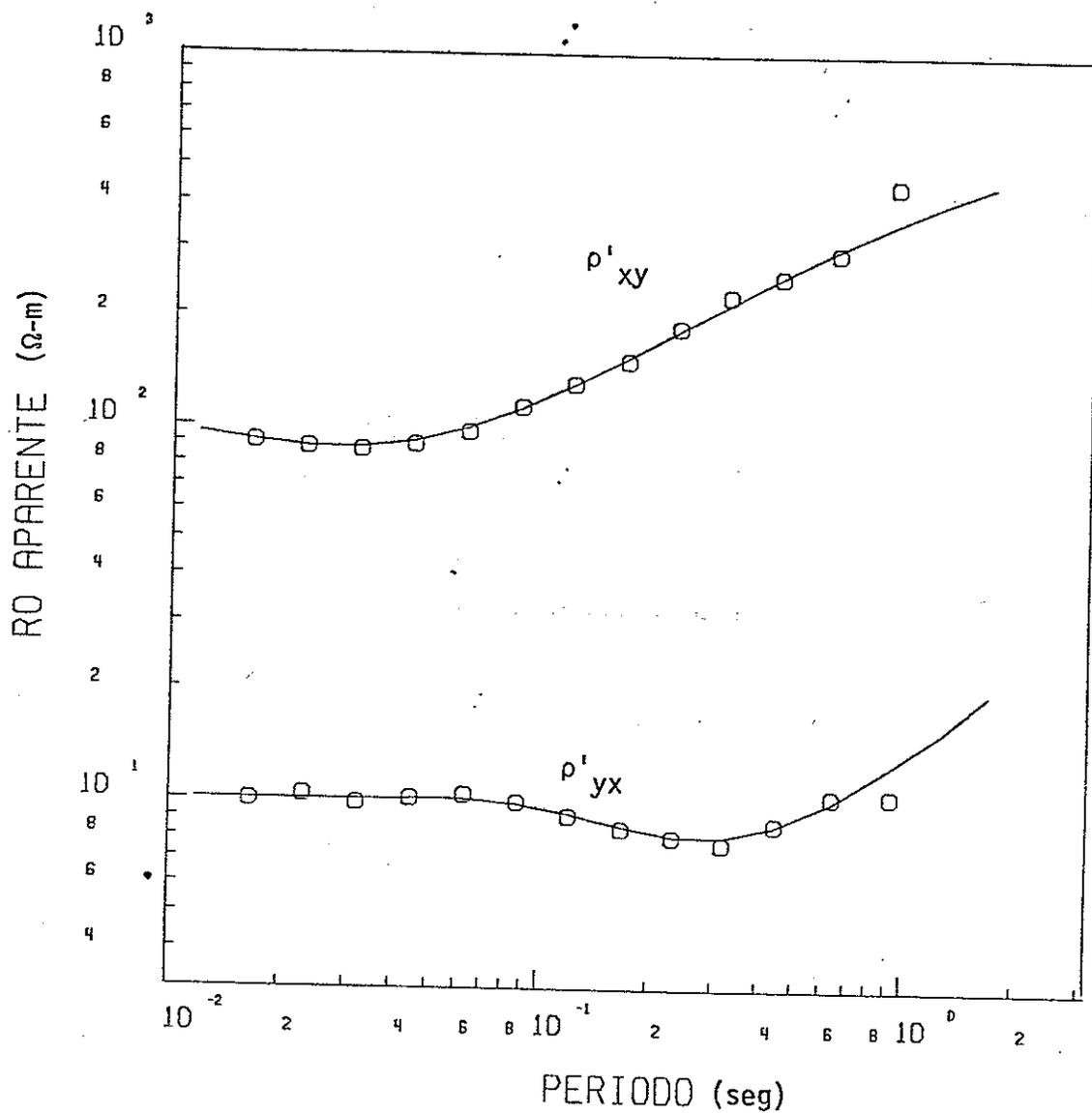


Figura 21. Resistividades aparentes rotadas ρ'_{xy} y ρ'_{yx} teóricas y calculadas para el modelo 2.

V.3. Prueba de campo.

En el mes de julio de 1981 se llevó a cabo cerca de Culiacán, Sin. un levantamiento Magnetotelúrico. En esta zona la Comisión Federal de Electricidad ha identificado manifestaciones superficiales de energía geotérmica y ha llevado a cabo estudios de geoquímica, geología y geofísica (resistividad). El levantamiento consistió de 15 sondeos localizados convenientemente para cubrir la mayoría de las zonas de interés.

A continuación se muestran los resultados preliminares del Sondeo No. 1. La interpretación final de todos los sondeos y su integración con los resultados de otros métodos geofísicos, es motivo del trabajo de tesis del Ing. Alfonso González Ibarra.

Para este sondeo se usó como referencia remota las componentes del campo magnético medidas en un sitio alejado alrededor de 5 Km. del sitio del sondeo. Se procesaron tres bandas de frecuencia con traslape entre una y otra, cubriéndose entre las tres de 0.01 a 40 Hz.

Se observó una relación señal a ruido baja, sobre todo para los canales eléctricos. Para la banda intermedia (0.1 a 4 Hz.) esta relación es particularmente mala, lo cual se refleja en los parámetros calculados. Esta banda es la que ofrece mayores problemas debido en primer lugar a que la amplitud del campo electromagnético natural es muy baja en

este rango de frecuencias (Figura 4), y en segundo lugar a que el ruido urbano se halla precisamente en esta banda.

Las figuras 22, 23, 24 y 25 muestran las resistividades y fases obtenidas, con una gran dispersión en la banda intermedia. El ángulo de rotación se muestra en la figura 26, variando, a grosso modo, entre -55° y -10° . La asimetría, mostrada en la figura 27, es en general alrededor de 0.1, excepto en la banda intermedia, en la que alcanza valores un poco mayores a 0.3. A pesar de esto, puede decirse que la geología en este sitio puede aproximarse sin dificultad a una situación bidimensional.

Los parámetros de Tipper se comportan muy bien en todo el rango de frecuencias, debido a que las relaciones señal/ruido para los campos magnéticos son en general superiores a 3. Las figuras 28 y 29 muestran la amplitud y fase del Tipper, y la figura 30, el rumbo de la estructura obtenido a partir del Tipper.

En general, a pesar de la mala calidad de los datos, los resultados obtenidos son razonables, a excepción del ángulo de rotación, el cual tiene un comportamiento difícil de explicar geológicamente. El algoritmo para calcular este ángulo será revisado y se probarán otros para confirmar los resultados.

La mala calidad de los datos de la banda intermedia ocasiona que los traslapes entre ésta y las bandas adyacentes resulten malos.

La interpretación de éste Sondeo no debe hacerse en forma

aislada, sino integrándolo al resto del levantamiento y con la información geológica y geofísica disponible en el área.

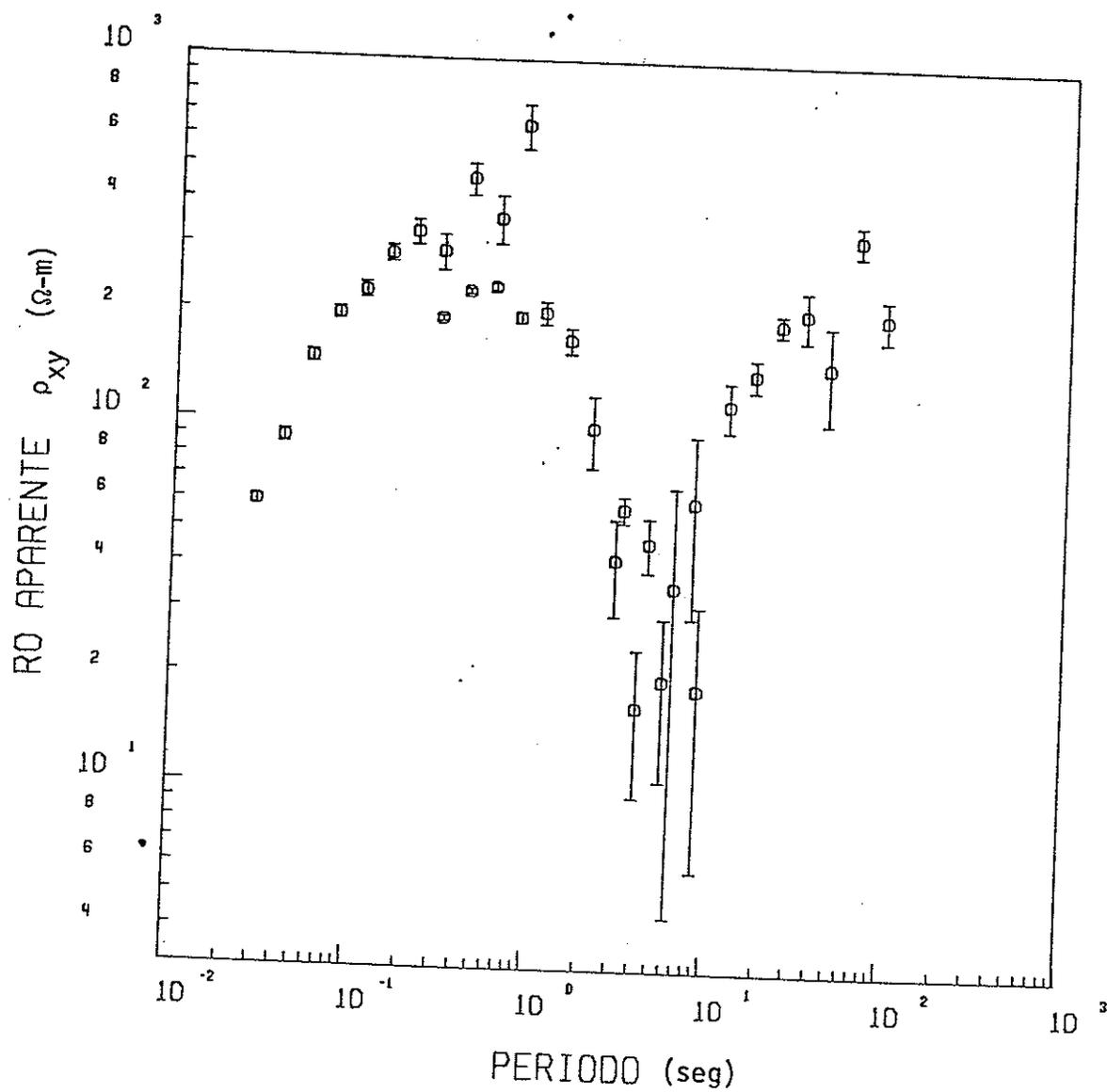


Figura 22. Resistividad aparente rotada ρ_{xy}
 Sondeo No. 1, Culiacán Sin.

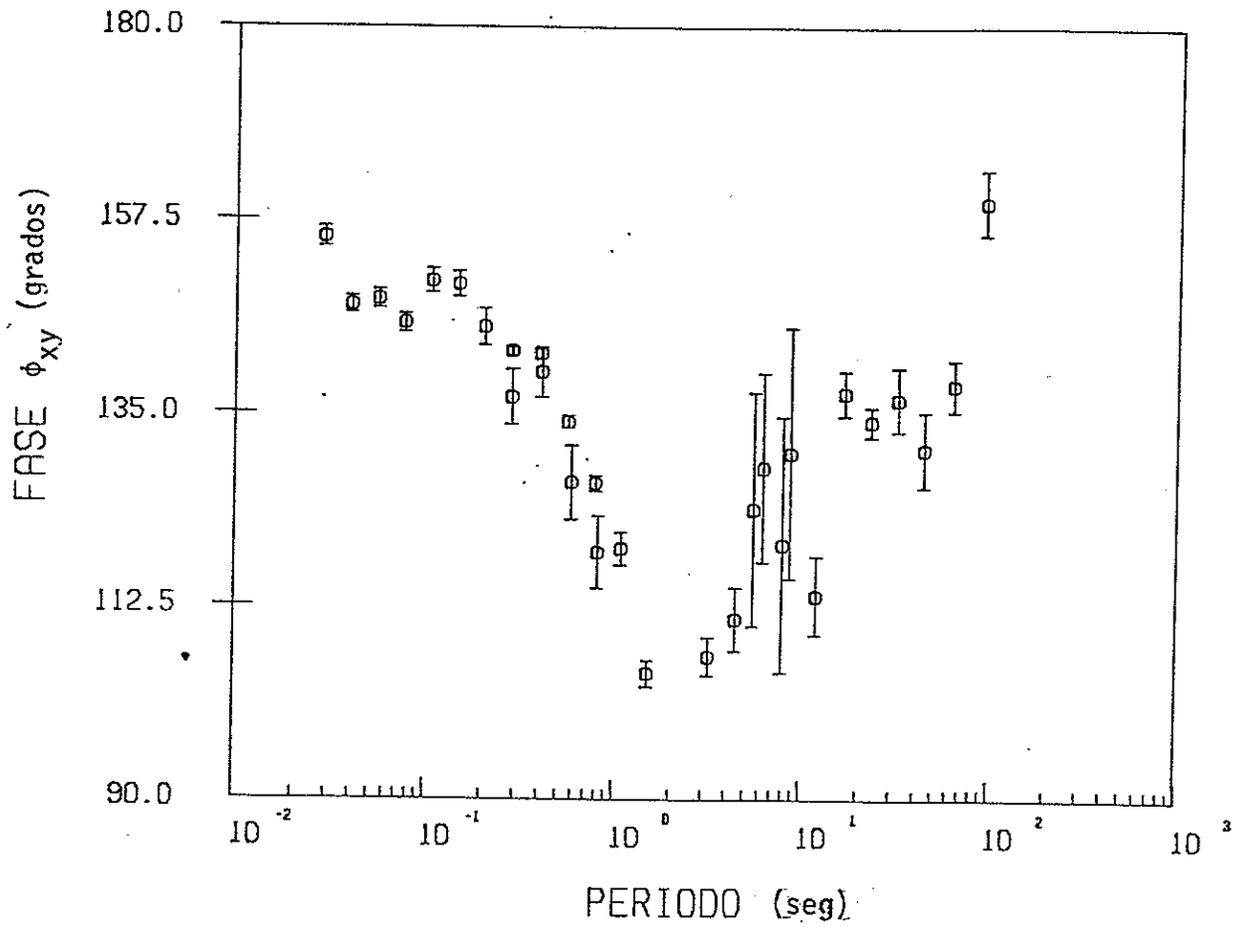


Figura 23. Fase rotada ϕ_{xy} , Sondeo No. 1, Culiacán Sin.

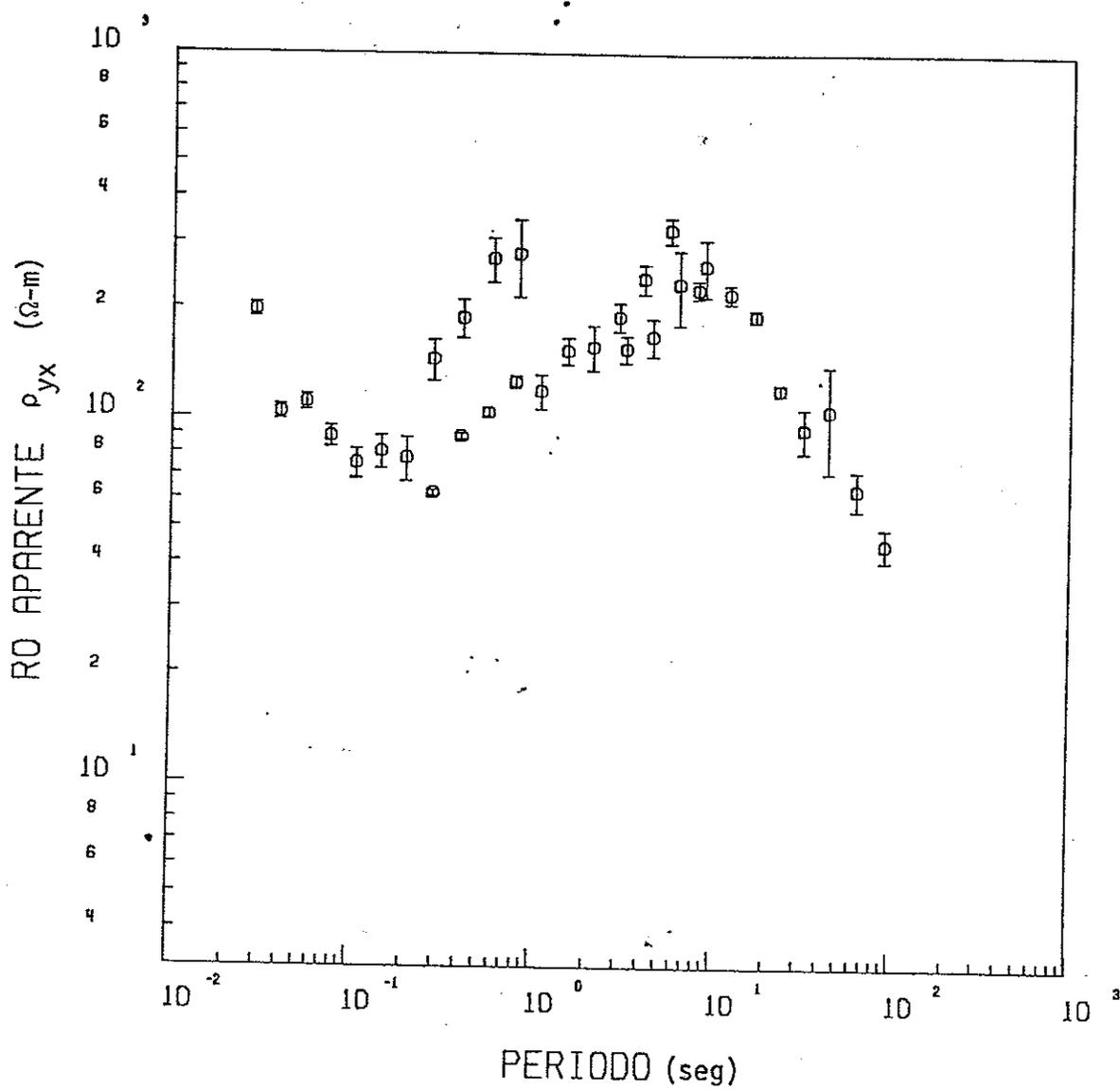


Figura 24. Resistividad aparente rotada ρ_{yx} .
Sondeo No. 1, Culiacán Sin.

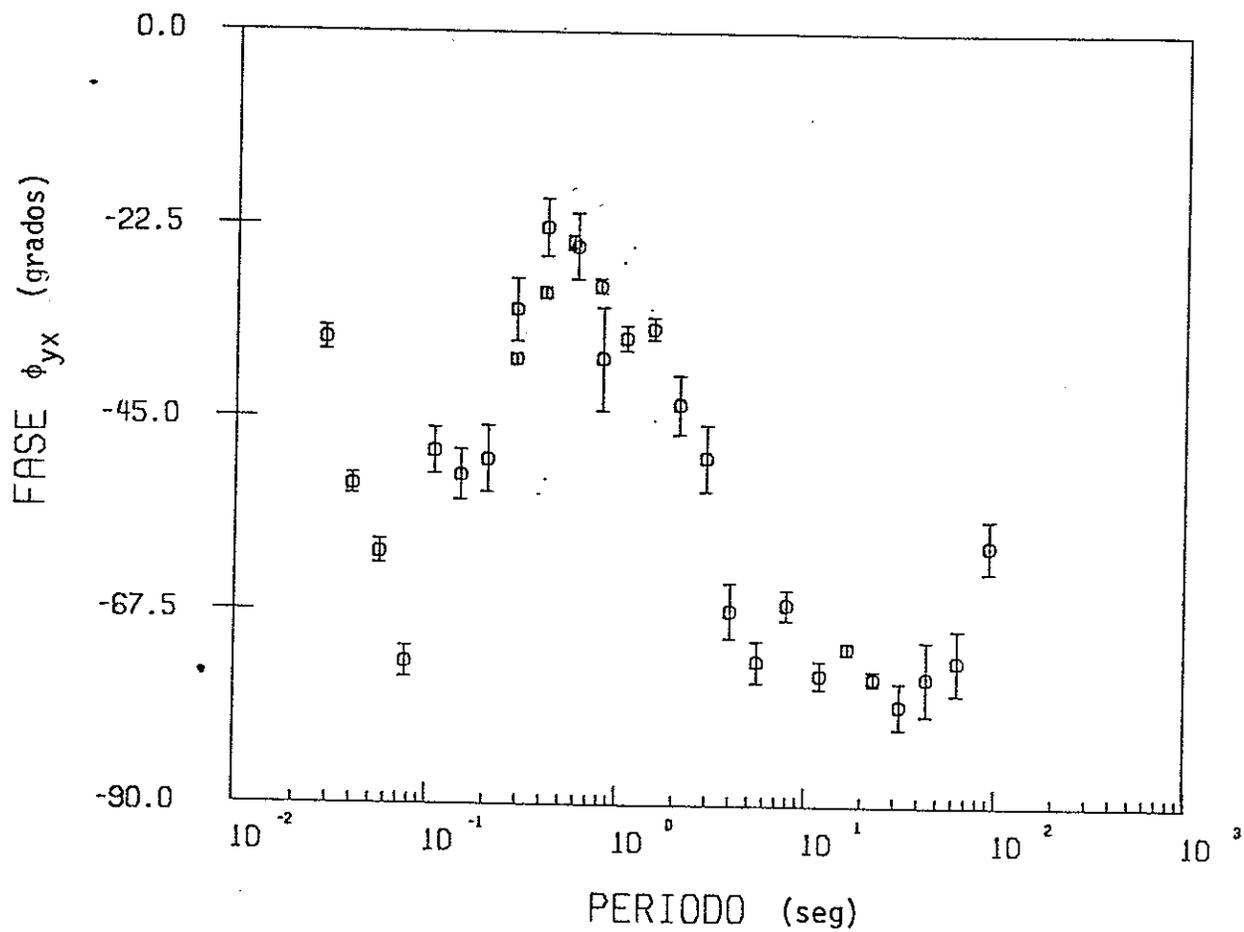


Figura 25. Fase rotada ϕ_{yx} . Sondeo No. 1, Culiacán Sin.

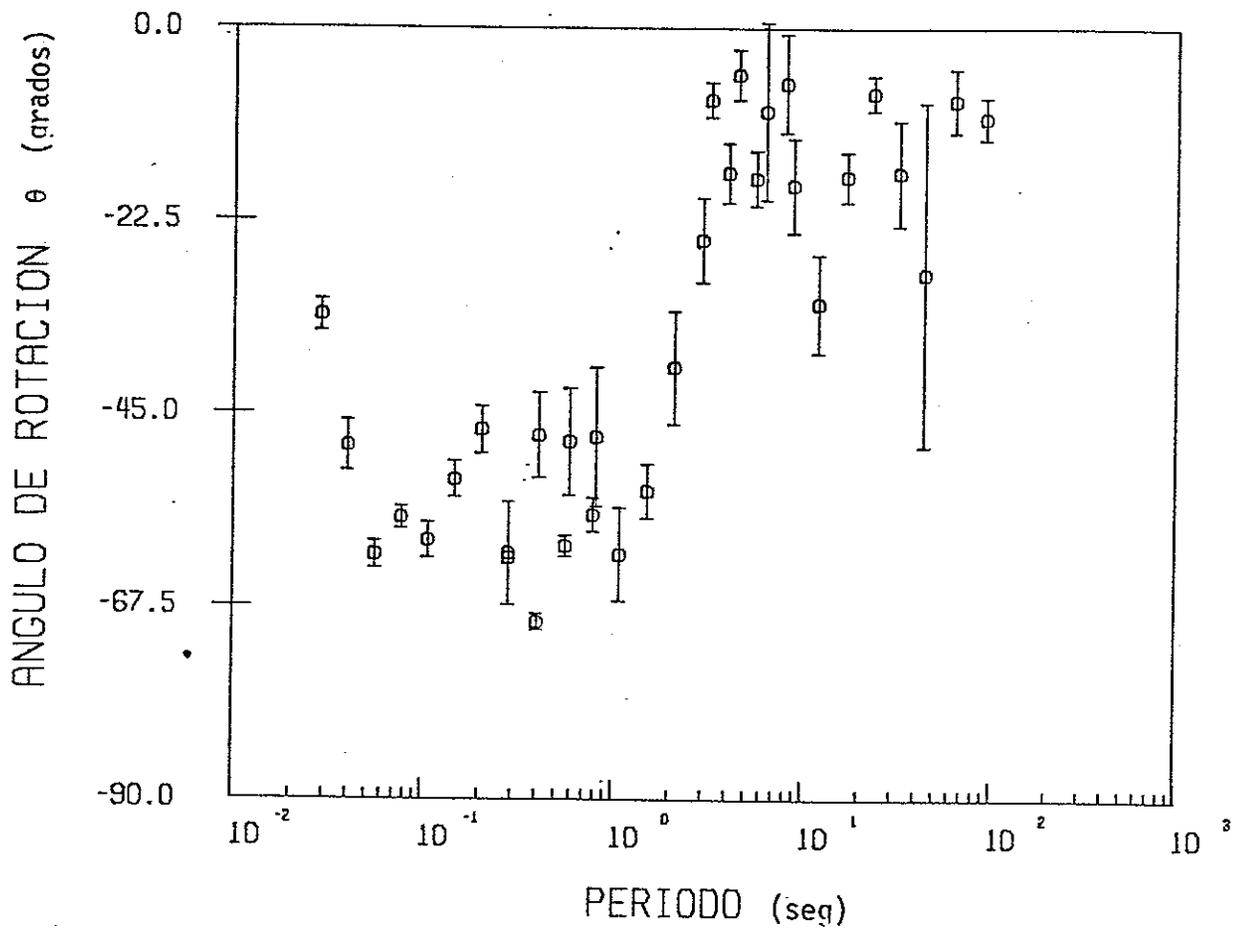


Figura 26. Angulo de rotación θ . Sondeo No. 1
Culiacán Sin.

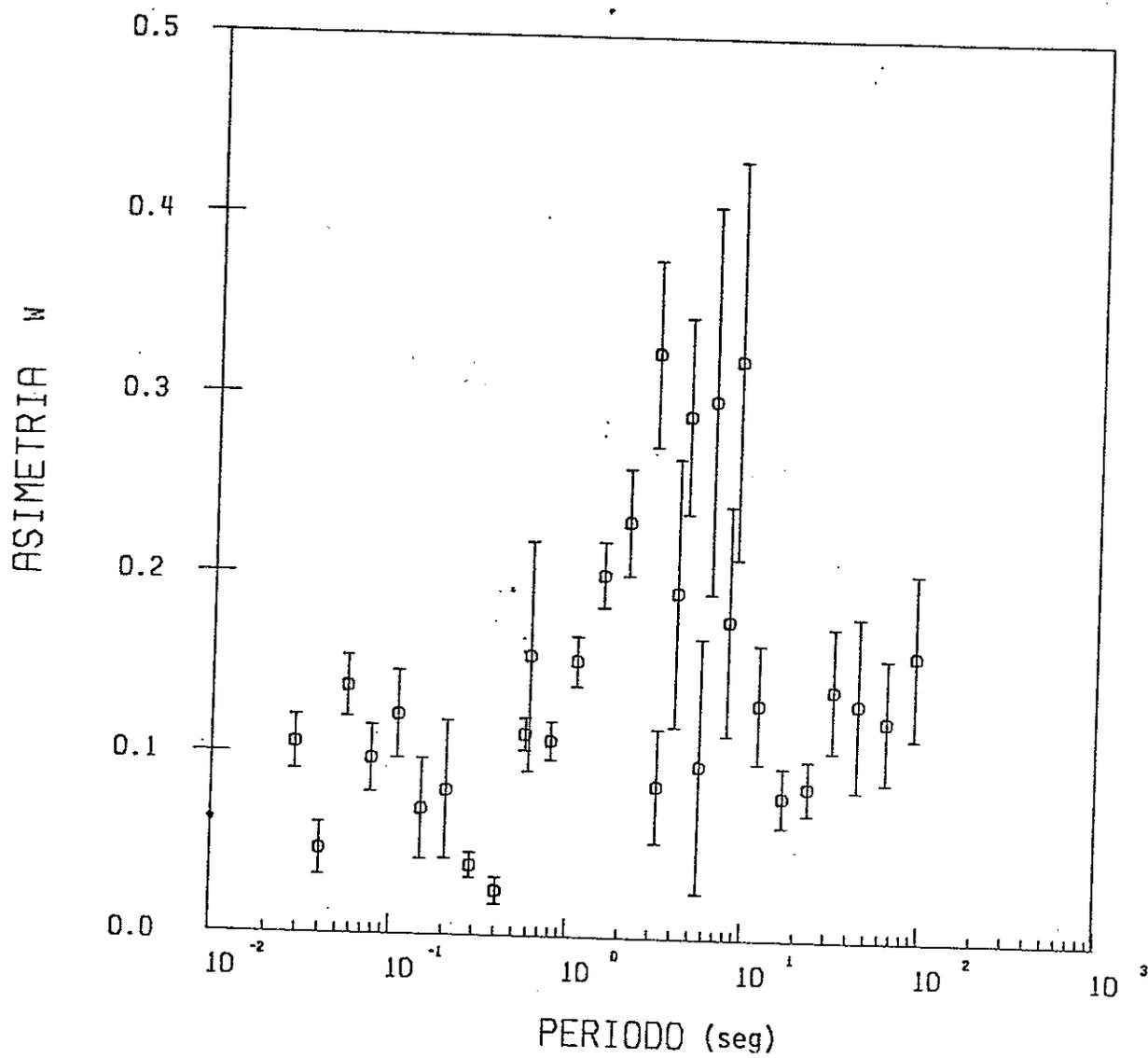


Figura 27. Asimetría W. Sondeo No. 1, Culiacán Sin.

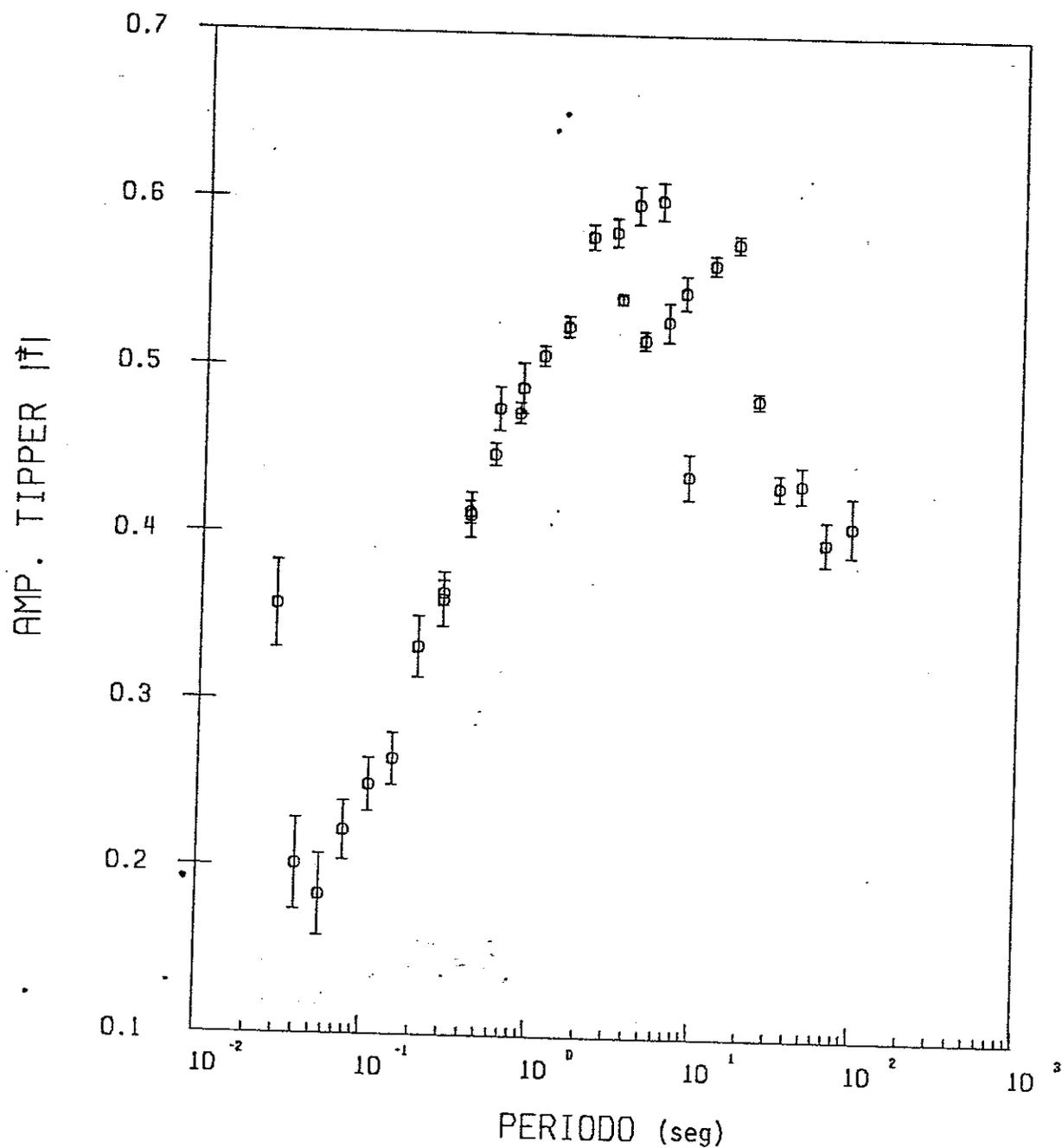


Figura 28. Amplitud de Tipper $|T|$. Sondeo No. 1, Culiacán Sin.

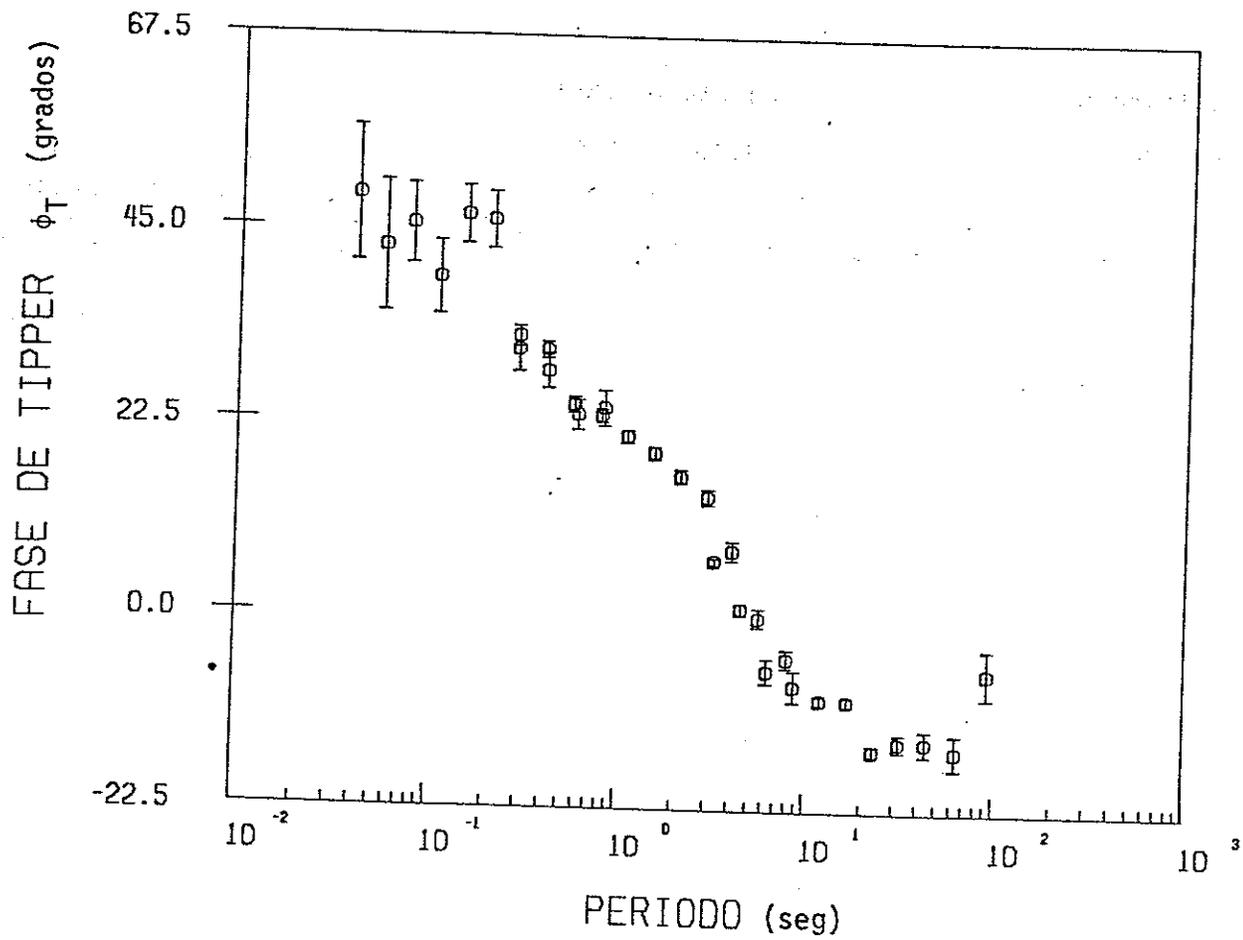


Figura 29. Fase de Tipper ϕ_T . Sondeo No. 1
Culiacán Sin.

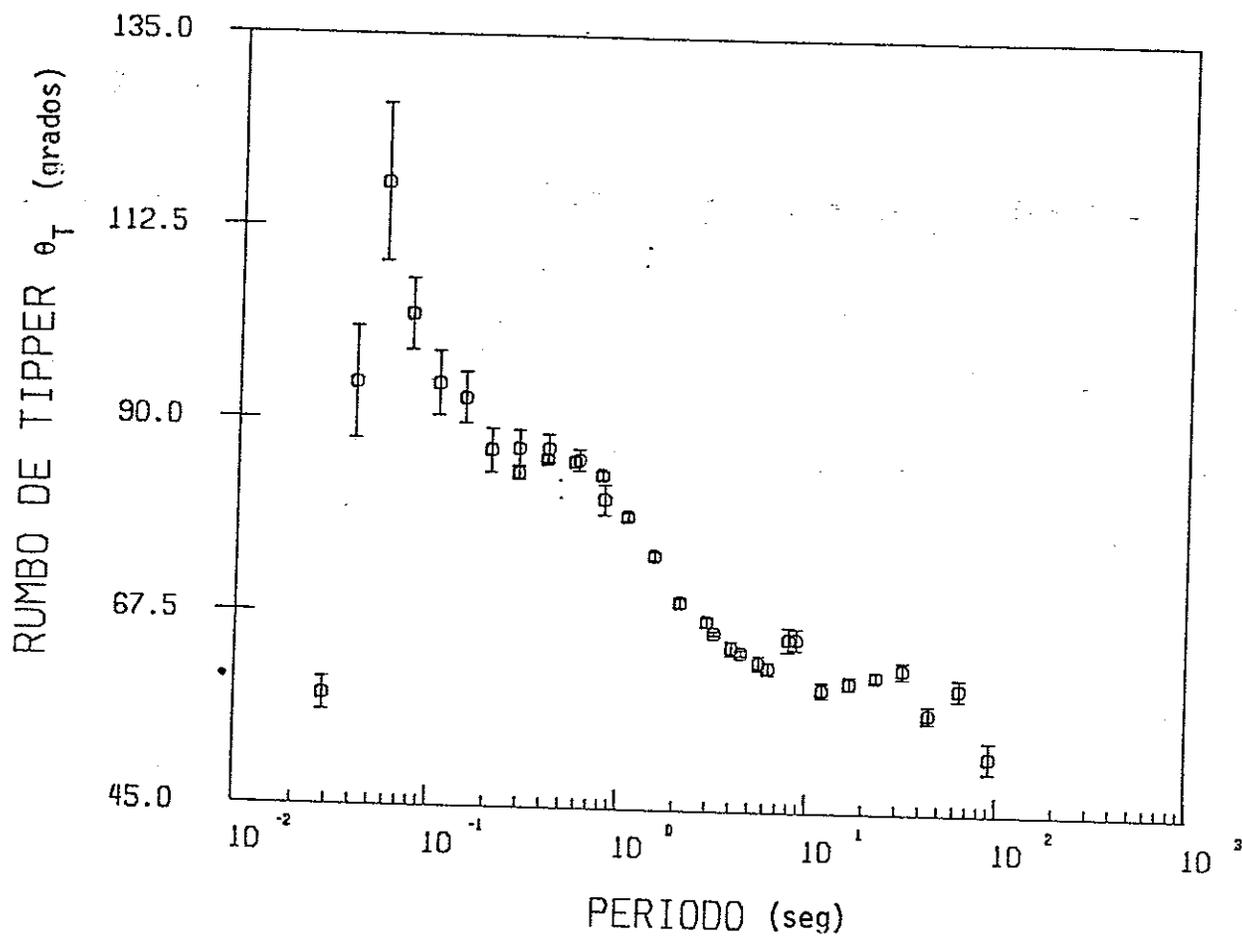


Figura 30. Rumbo de Tipper θ_T . Sondeo No. 1
Culiacán Sin.

VI. CONCLUSIONES

Las pruebas llevadas a cabo con el Sistema de Adquisición y Procesamiento de Datos Magnetotelúricos, han demostrado que el equipo funciona adecuadamente, aunque requiere de una serie de modificaciones y mejoras que lo harán más funcional.

En cuanto a la electrónica del sistema, se implementará, tanto la grabación en cassette de los datos de la banda de baja frecuencia (banda 1), como la grabación, ya sea en cassette o en cinta magnética, de los datos de las tres bandas que actualmente se registran. Esto último para tener la capacidad de reprocesar en el laboratorio con diferentes técnicas o algoritmos y para proporcionar un soporte al sistema, en caso de fallar el procesamiento en tiempo real.

Así mismo, se tendrá una grabación de prueba, que contendrá los campos generados por un modelo conocido. Esto permitirá probar el sistema completo al iniciar un levantamiento y proporcionará un medio rápido para diagnosticar fallas.

Por lo que respecta a la programación, se probarán diferentes algoritmos para calcular el ángulo de rotación del tensor de impedancias, ya que el actual presenta serios problemas, como lo demuestran los resultados del Sondeo No. 1. Se implementará además una librería de graficado que permitirá observar en el campo los resultados de un sondeo en forma gráfica a través de la terminal de video.

En general el desarrollo del sistema ha aportado valiosas experiencias a todas las personas involucradas en él, constituyendo una base sólida y confiable para el desarrollo futuro del proyecto.

BIBLIOGRAFIA

- Cagniard, L. 1955. Basic Theory of the Magneto-Telluric Method of Geophysical Prospecting. *Geophysics* 18:605-635.
- Cantwell, T. y T.R. Madden. 1960. Preliminary Report on Crustal Magnetotelluric Measurements. *J. Geophys. Res.* 65:4202-4205.
- Day, R. 1975. Fast Fourier Transform Routine. DECUS No. 11-179. DECUS program Library. Digital Equipment Co. Maynard, Massachusetts.
- Gamble, T.D. 1978. Remote Reference Magnetotellurics with Squids. Ph. D. Thesis LBL-8062. U. of California at Berkeley, Berkeley, California. 131 p.
- Gamble, T.D., W.M. Gobau, y J. Clarke. 1979a. Error Analysis for Remote Reference Magnetotellurics. *Geophysics* 44:959-968.
- Gamble, T.D., W.M. Gobau y J. Clarke. 1979b. Magnetotelluric with a Remote Reference. *Geophysics* 44:53-68.
- Madden, T.R. y P. Nelson. 1969. A Defense of Cagniard Magneto-Telluric Method. *Geophysics Lab. M.I.T., Project NR-371-401 rep.*
- O'brien, D.P. y H.F. Morrison. 1967. Electromagnetic Fields in an N-layer anisotropic half-space. *Geophysics* 32:668-677.
- Petrik, W.R., W.H. Pelton, y S.H. Ward. 1977. Ridge Regression Inversion Applied to Crustal Resistivity Sounding Data from South Africa. *Geophysics* 42:995-1005.
- Porstendorfer, G. 1975. Principles of Magneto-Telluric Prospecting. *Geoexploration Monographs, Serie 1., No. 5.* Gebruder Borntraeger, Berlin-West-Stuttgard. 118 p.
- Price, A.T. 1962. The Theory of Magnetotelluric Method when the Source Field is considered. *J. Geophys. Res.* 67:1907-1918.
- Rikitake, T. 1966. *Electromagnetism and the Earth's Interior.* Elsevier Publ. Co., Amsterdam. 308 p.

- Sims, W.E. y F.X. Bostick Jr. 1969. Methods of Magnetotelluric Analysis. Electrical Geophysics Res. Lab. Tech. Rep. No. 58. U. of Texas at Austin.
- Sims, W.E., F.X. Bostick Jr., y H.W. Smith. 1971. The Estimation of Magnetotelluric Impedance Tensor Elements from Measured Data. Geophysics 36:938-948.
- Srivastava, 1963. Application of the Magnetotelluric Method to Anisotropic and Inhomogeneous Bodies. J. Geophys. Res. 68:5857-5868.
- Stanley, W.D., J.E. Boehl, F.X. Bostick Jr. y H.W. Smith. 1977. Geothermal Significance of Magnetotelluric Soundings in the Snake River Plain -- Yellowstone Region. J. Geophys. Res. 82:2501-2514.
- Swift, C.M. Jr. 1967. A Magnetotelluric Investigation of an Electrical Conductivity Anomaly in the Southeastern United States. Ph. D. Thesis. Massachusetts Institute of Technology., Boston, Massachusetts. 211 p.
- Vosoff, K. y R.M. Ellis. 1966. Magnetotelluric Measurements in Southern Alberta. Geophysics 31:1153-1157.
- Vozoff, K. 1972. The Magnetotelluric Method in the Exploration of Sedimentary Basins. Geophysics 37:98-114.
- Wait, J.R. 1954. On the Relation between Telluric currents and Earth's Magnetic Field. Geophysics 19:281-289.
- Wannamaker, P.E., S.H. Ward, G.H. Hohmann y W.R. Sill. 1980. Magnetotelluric Models of the Roosevelt Hot Springs Thermal Area Utah. Topical Report Contract DE-AC07-79ET27002. Dep. of Geol. and Geophys. U. of Utah., Salt Lake City, Utah. 213 p.
- Word, D.R., H.W. Smith, y F.X. Bostick Jr. 1970. An Investigation of the Magnetotelluric Tensor Impedance Method. Electrical Geophysics Res. Lab. Tech. Rep. No. 82. U. of Texas at Austin.

APENDICE I

LISTADO DEL PROGRAMA MT2

```

PROGRAMA MT2
ESTE PROGRAMA LEE UN ARREGLO REAL AUTO(16,7) Y UNO COMPLEJO
CROSS(16,21), CON LAS AUTOPOTENCIAS Y POTENCIAS CRUZADAS
DE 7 CANALES, CALCULADAS POR MT1. CALCULA RESISTIVIDADES,
FASES, ASIMETRIA, ANGULO DE ROTACION Y PARAMETROS DE
TIPPER, CON SUS CORRESPONDIENTES INTERVALOS DE CONFIANZA.

VARIABLE          DEFINICION
EX(2),...,RY(2)   AUTOPOTENCIAS LEIDAS. EX = EX * CONJG(EX)
EXEY(2),...,RXRY(2) POTENCIAS CRUZADAS LEIDAS.
                   EXEY = EX * CONJG(EY)
HXEX(16),...,RYEY(16) POTENCIAS CRUZADAS DEFINIDAS EN ESTE PROGRAMA.
Z(4,16)           SE USA EN EL CALCULO DE POTENCIAS DE SENAL
                   Y RUIDO. FINALMENTE CONTIENE LAS IMPEDANCIAS.
NWIND             NUMERO DE VENTANAS CONSIDERADAS PARA EL
                   PROMEDIO EN FRECUENCIA.
BURRG(4)         GANANCIAS DE LOS PREAMPS. BURR-BROWN PARA
                   LOS CANALES ELECTRICOS.
ISSF             VALOR DEL SWITCH DE SELECCION DE FILTRO
                   PARA LOS CANALES MAGNETICOS BASE.
ISSFR           VALOR DEL SWITCH DE SELECCION DE FILTRO
                   PARA LOS CANALES MAGNETICOS REMOTOS
AUTO(16,7)      SE USA PARA LEER LAS AUTOPOTENCIAS.
CROSS(16,21)    SE USA PARA LEER LAS POTENCIAS CRUZADAS
MPP             SE USA PARA LEER EL PERIODO DE MUESTREO.
NSE            SE USA PARA LEER EL NUMERO DE SEGMIENTOS DE
                   1024 PUNTOS USADOS PARA CALCULAR LAS POTENCIAS.
                   ARREGLO EQUIVALENTE QUE CONTIENE LAS POTENCIAS.
                   SE USA PARA FACILITAR LA PROGRAMACION.
CX(16,2B)       POT. DE SENAL PARA LOS CANALES DE REFERENCIA.
R(4,16)         POT. DE RUIDO PARA LOS CANALES DE REFERENCIA.
RN(4,16)        POT. DE SENAL PARA LOS CANALES ELECTRICOS.
E(4,16)         POT. DE RUIDO PARA LOS CANALES ELECTRICOS.
ENC(4,16)       POT. DE SENAL PARA LOS CANALES MAGNETICOS.
HC(4,16)        POT. DE RUIDO PARA LOS CANALES MAGNETICOS.
HNC(4,16)       ARREGLO QUE CONTIENE EL NUMERO DE ARMONICOS
                   USADOS EN CADA VENTANA PARA EL PROMEDIO EN
                   FRECUENCIA.
MH(16)         PERIODOS CENTRALES DE CADA VENTANA USADA
                   PARA EL PROMEDIO EN FRECUENCIA.
T(16)          FACTORES DE CALIBRACION.
CAL(9)         ARREGLO CON PARAMETROS GEOFISICOS
PAR(6)         PAR(1) = ASIMETRIA
                   PAR(2) = ANGULO DE ROTACION DEL TENSOR
                   PAR(3) = RESISTIVIDAD 'XY'
                   PAR(4) = FASE 'XV'
                   PAR(5) = RESISTIVIDAD 'YX'
                   PAR(6) = FASE 'YX'
S(6)          ARREGLO CON LOS LIMITES DE
                   CONFIANZA DE PAR(6)
HETA(4)       RUIDO PREDICHO EC.23 (GAMBLE ET AL. 1979 A)
R(4)         USADO PARA CALCULAR EL ERROR
                   EN Z. EC.24 (GAMBLE ET AL. 1979 A)
DELTA(4,4)   ERROR EN Z. EC.22 (GAMBLE ET AL. 1979 A)
CERO(4,16)   ARREGLO CON CEROS USADO EN EL CALCULO
                   DEL TIPPER
TX,TY        TIPPER
TXR, TYR     TIPPER ROTADO
P,DFDX,DFDY  USADAS EN EL CALCULO DE VARIANZAS DE
                   PARAMETROS DE TIPPER
EXNT(16),EYNT(16) FUNCION DE TRANSFERENCIA DE LOS
                   CANALES ELECTRICOS CON NOTCH DE
                   GEOTELL.

*INSERT SYSDOM>KEYS.F
*INSERT SYSDOM>ERRD.F
COMPLEX EX(2),EY(2),HX(2),HY(2),HZ(2),RX(2),RY(2),
EEX(2),EXHX(2),EXHY(2),EXHZ(2),EXRX(2),EXRY(2),
EYHX(2),EYHY(2),EYHZ(2),EYRX(2),EYRY(2),
HXHY(2),HXHZ(2),HXRX(2),HXRY(2),
HYHZ(2),HYRX(2),HYRY(2),
HZRX(2),HZRY(2),
RXRY(2),
HXEX(16),HXEY(16),HYEX(16),HYEY(16),
RXEX(16),RXEY(16),RYEX(16),RYEY(16),
EYEX(16),EYHY(16),EXHX(16),EXHY(16),
RYHX(16),RYHY(16),RYRX(16)
INTEGER UNIT, ARCH(3)
COMMON Z,NWIND,T
COMMON /FIL/ BURRG(4),ISSF,ISSFR,ALFA
COMMON /POT/ AUTO(16,7),CROSS(16,21),MPP,NSE
COMMON /TRIG/ P14,RNG,B2,B5,S2,AN
COMMON /VAR1/ DELTA,DURT(6)
COMPLEX FILTRO,CROSS,CX(16,2B),Z(4,16),R(4,16),RN(4,16),
E(4,16),ENC(4,16),H(4,16),HNC(4,16),DELTA(4,4),R(4),
HETA(4),CERO(4,16),TX,TY,TXR, TYR,P,DFDX,DFDY,X,
EXNT(16),EYNT(16)

```

```

DIMENSION MH(16),CAL(9),T(16),PAR(6),S(6)
EQUIVALENCE (CX,EX),(CX(1,2),EXEY),(CX(1,3),EXHX),(CX(1,4),EXHY),
B (CX(1,5),EXHZ),(CX(1,6),EXRX),(CX(1,7),EXRY),(CX(1,8),EY),
B (CX(1,9),EYHX),(CX(1,10),EYHY),(CX(1,11),EYHZ),(CX(1,12),EYRX),
B (CX(1,13),EYRY),(CX(1,14),HX),(CX(1,15),HXHY),(CX(1,16),HXHZ),
B (CX(1,17),HXRX),(CX(1,18),HXRY),(CX(1,19),HY),(CX(1,20),HYHZ),
B (CX(1,21),HYRX),(CX(1,22),HYRY),(CX(1,23),HZ),(CX(1,24),HZRX),
B (CX(1,25),HZRY),(CX(1,26),RX),(CX(1,27),RXRY),(CX(1,28),RY)
C
C...INICIALIZACION DE VARIABLES.
C
DATA CX/448*(0.,0.)/
DATA CERO/64*(0.,0.)/
DATA MH/1,1,2,3,4,5,7,10,14,19,27,30,53,75,104,146/
DATA EXNT/10.,0.,(.8766, .2911),(.2928, .1381),(.7806, -.2086),
B (.9508, -.1950),(.9772, -.1284),(.9850, -.0813),(.9884, -.0541),
B (.9901, -.0392),(.9906, -.0286),(.9910, -.0212),(.9901, -.0145),
B (.9999, -.0146),(.9872, -.0113),(.9863, -.0178),(.9959, -.0152)/
DATA EYNT/10.,0.,(.8782, .2991),(.2959, .1373),(.7843, -.2949),
B (.9595, -.1993),(.9865, -.1216),(.9940, -.0822),(.9976, -.0562),
B (.9996, -.0410),(.1002, -.0295),(.1006, -.0237),(.10019, -.0194),
B (.10045, -.0167),(.10069, -.0126),(.1008, -.01),(.10067, -.0028)/
WRITE(1,2000)
READ(1,1000) UNIT
NSGHT = 8
NMIND = 16
PI4 = ATAN(1.)
PI = PI4*4.
C
C...LEE DE LA TERMINAL LAS GANANCIAS DE LOS BURR-BROWN Y EL VALOR
C DEL SWITCH SELECTOR DE FILTRO DE LOS CANALES MAGNETICOS.
C
WRITE(1,2010)
READ(1,1010) BURRG(1)
WRITE(1,2020)
READ(1,1010) BURRG(2)
WRITE(1,2030)
READ(1,1000) ISSF
C
C...LECTURA DE AUTOPOTENCIAS, POTENCIAS CRUZADAS, PERIODO DE MUESTREO
C Y NUMERO DE SEGMENTOS.
C
30 CALL DKREAD(AUTO,1570)
IF(NSGHT .EQ. 8.) GO TO 40
IF(NPP .NE. IFIX(SAMPP)) GO TO 800
40 SAMPP = NPP
NSGHT = NSGHT + NSE
C
C...CALCULA LOS PERIODOS CENTRALES DE LAS VENTANAS DE FRECUENCIA
C (IGUALMENTE ESPACIADOS EN ESCALA LOGARITMICA).
C
SUM = 3.
DO 100 I=1,16
T(I7-I) = SAMPP*0.1024/SORT(SUM*(SUM+(MH(I)-1)))
100 SUM = SUM + MH(I)
C
C...ASIGNACION DE LAS POTENCIAS LEIDAS A VARIABLES QUE SE USARAN EN
C EL PROGRAMA.
C
DO 200 I=2,NMIND
J = I7-I
EX(I) = EX(I) + AUTO(J,1)
EY(I) = EY(I) + AUTO(J,2)
HX(I) = HX(I) + AUTO(J,3)
HY(I) = HY(I) + AUTO(J,4)
HZ(I) = HZ(I) + AUTO(J,5)
RX(I) = RX(I) + AUTO(J,6)
RY(I) = RY(I) + AUTO(J,7)
EXEY(I) = EXEY(I) + CROSS(J,1)
EXHX(I) = EXHX(I) + CROSS(J,2)
EXHY(I) = EXHY(I) + CROSS(J,3)
EXHZ(I) = EXHZ(I) + CROSS(J,4)
EXRX(I) = EXRX(I) + CROSS(J,5)
EXRY(I) = EXRY(I) + CROSS(J,6)
EYHX(I) = EYHX(I) + CROSS(J,7)
EYHY(I) = EYHY(I) + CROSS(J,8)
EYHZ(I) = EYHZ(I) + CROSS(J,9)
EYRX(I) = EYRX(I) + CROSS(J,10)
EYRY(I) = EYRY(I) + CROSS(J,11)
HXHY(I) = HXHY(I) + CROSS(J,12)
HXHZ(I) = HXHZ(I) + CROSS(J,13)
HXRX(I) = HXRX(I) + CROSS(J,14)
HXRY(I) = HXRY(I) + CROSS(J,15)
HYHZ(I) = HYHZ(I) + CROSS(J,16)
HYRX(I) = HYRX(I) + CROSS(J,17)
HYRY(I) = HYRY(I) + CROSS(J,18)
HZRX(I) = HZRX(I) + CROSS(J,19)
HZRY(I) = HZRY(I) + CROSS(J,20)
RXRY(I) = RXRY(I) + CROSS(J,21)
200 CONTINUE
WRITE(1,2190)
READ(1,2200) ALFA
IF(ALFA .EQ. 'SI') GO TO 30
SAMPP1 = SAMPP/10.
WRITE(CUNIT,2040) SAMPP1,NSGHT
C
C...PIDE FACTORES DE CALIBRACION.
C
WRITE(1,2050)
CALL CALI(CAL)
C
C...CORRIGE POR DEFASAMIENTO DE MUESTREO. APLICA FUNCIONES DE TRANSFERENCIA
C DE CADA CANAL Y FACTORES DE CALIBRACION.
C
WRITE(UNIT,2060)
IF(SAMPP .NE. 3.2) GO TO 70
DO 210 I=2,NMIND
CX(I,1) = CX(I,1)/(EXNT(I)*CONJG(EXNT(I)))
CX(I,2) = CX(I,2)/(CONJG(EXNT(I))*EYNT(I))
DO 220 K=3,7
CX(I,K) = CX(I,K)/CONJG(EXNT(I))
CONTINUE
220 CX(I,8) = CX(I,8)/(EYNT(I)*CONJG(EYNT(I)))
DO 230 K=9,13

```

```

290      CX(I,K) = CX(I,K)/CONJG(EYNT(I))
210      CONTINUE
210      CONTINUE
70      J = 0
        WRITE(1,2210)
        READ(1,2200) BETA
        DO 300 K=1,7
          DO 300 L=K,7
            KK = K
            LL = L
            J = J + 1
            IF(BETA .EQ. 'SI')WRITE(UNIT,2070) KK,LL
            DD 300 I=2,NWIND
            CX(I,J)=CX(I,J)*CEXP(CMPLX(C0,2*PI*NS.E-B*(LL-KK)/T(I)))/NSGMT
            CX(I,J) = CX(I,J)/(CAL(K)*CAL(L))*FILTRO(T(I),KK)*
                CONJG(FILTRO(T(I),LL))
          B      FFF = 1./T(I)
          IF(BETA .EQ. 'SI')WRITE(UNIT,2080) I,T(I),FFF,CX(I,J)
        C      CONTINUE
200      C...CORRIGE POR DIPOLOS ELECTRICOS NO ORTOGONALES.
        CALL ORTOG(CX,NWIND,CAL(8),CAL(9))
        C
        C...ASIGNACION DE VARIABLES QUE SERAN USADAS POSTERIORMENTE.
        DO 400 I=1,NWIND
          EYEX(I) = CONJG(EXEY(I))
          HXEX(I) = CONJG(EXHX(I))
          HYEX(I) = CONJG(EYHX(I))
          HYEY(I) = CONJG(EXHY(I))
          HYHY(I) = CONJG(EYHY(I))
          RXEX(I) = CONJG(EXRX(I))
          RXEY(I) = CONJG(EYRX(I))
          RXHX(I) = CONJG(HXRX(I))
          RXHY(I) = CONJG(HYRX(I))
          RYEX(I) = CONJG(EXRY(I))
          RYEY(I) = CONJG(EYRY(I))
          RYHX(I) = CONJG(HXRY(I))
          RYHY(I) = CONJG(HYRY(I))
          RYRX(I) = CONJG(HYRX(I))
        400      CONTINUE
        C
        C...CALCULA POTENCIAS DE SENAL Y RUIDO PARA LOS CANALES DE REFERENCIA
        C      EN EL SISTEMA COORDENADO DE MEDICION.
        WRITE(UNIT,2090)
        CALL ZETA(RXEX,RYEX,RXEY,RYEY,HXEX,HYEX,HXEY,HYEY)
        CALL POTEN(UNIT,HXRX,HYRX,HXRY,HYRY,RX,RXRY,RY,R,RN)
        C
        C...CALCULA POTENCIAS DE SENAL Y RUIDO PARA LOS CANALES MAGNETICOS
        C      EN EL SISTEMA DE MEDICION.
        WRITE(UNIT,2100)
        CALL ZETA(HXRX,HYRX,HXRY,HYRY,EXRX,EYRX,EXRY,EYRY)
        CALL POTEN(UNIT,EXHX,EYHX,EXHY,EYHY,HX,HXHY,HY,H,MN)
        C
        C...CALCULA POTENCIAS DE SENAL Y RUIDO PARA LOS CANALES ELECTRICOS
        C      EN EL SISTEMA DE MEDICION. DESPUES DE ESTO Z(4,16) CONTIENE
        C      LAS IMPEDANCIAS.
        WRITE(UNIT,2110)
        CALL ZETA(EXRX,EYRX,EXRY,EYRY,HXRX,HYRX,HXRY,HYRY)
        CALL POTEN(UNIT,HXEX,HYEX,HXEY,HYEY,EX,EXEY,EY,E,EN)
        CALL COHP(UNIT,E,EN)
        WRITE(UNIT,2120)
        ANG = -.3
        CL = 0.675
        DO 500 K=2,NWIND
        C
        C...CALCULA PARAMETROS GEOFISICOS : ASIMETRIA,ANGULO DE ROTACION,
        C      RESISTIVIDADES Y FASES
        KK = K
        CALL PARAM(KK,PAR,T(K))
        C
        C...CALCULA RUIDO PREDICHO Y 'A'
        HETA(1) = EX(K) + HX(K)*CABS(Z(1,K))*MK2 + HY(K)*CABS(Z(3,K))*MK2
            - 2.*NREAL(Z(1,K))*HXEX(K) + Z(3,K)*HXEY(K)
            - Z(1,K)*CONJG(Z(3,K))*HXHY(K)
        HETA(4) = EY(K) + HX(K)*CABS(Z(2,K))*MK2 + HY(K)*CABS(Z(4,K))*MK2
            - 2.*NREAL(Z(2,K))*HYEY(K) + Z(4,K)*HYEX(K)
            - Z(2,K)*CONJG(Z(4,K))*HYHY(K)
        HETA(3) = EXEY(K) - Z(1,K)*HXEY(K) - Z(3,K)*HYEY(K)
            - CONJG(Z(2,K))*HXHX(K) - CONJG(Z(4,K))*HXHY(K)
        HETA(2) = EYEX(K) - Z(1,K)*HXEX(K) + Z(3,K)*CONJG(Z(2,K))*HYHX(K)
            + Z(4,K)*CONJG(Z(4,K))*HYHY(K) + Z(3,K)*CONJG(Z(2,K))*HYHY(K)
        HETA(2) = CONJG(HETA(3))
        A(1) = RX(K)*CABS(HYRY(K))*MK2 + RY(K)*CABS(HYRX(K))*MK2
            - 2.*NREAL(RXRY(K))*RYHY(K)*MK2 + RX(K)*CABS(HYRX(K))*MK2
        A(4) = RY(K)*CABS(HXRX(K))*MK2 + RX(K)*CABS(HXRY(K))*MK2
            - 2.*NREAL(RXRY(K))*RYHY(K)*MK2 + RX(K)*CABS(HXRY(K))*MK2
        A(3) = RXRY(K)*RYHY(K)*MK2 + RYRX(K)*RYHY(K)*MK2
            - RX(K)*RYHY(K)*MK2 + RY(K)*RXHY(K)*MK2
        A(2) = CONJG(A(3))
        DD = CABS(HXRX(K))*MK2 - HXRY(K)*MK2
        DDD = DD
        IF(DDD .GT. 1.E-15) GO TO 10
        SCLF = 1.E15
        DD = CABS(SCLF*(HXRX(K)*HYRY(K)-HXRY(K)*HYRX(K)))MK2
        N = NSGMT*(17-K)
        IF(DDD .GT.1.E-15) SCLF=1.
        DD 600 I=1,2
        C
        C...CALCULA ERROR EN 'Z'
        DD 600 J=1,3,2
        DELTA(I,J) = SCLF*SCLF*HETA(I)*A(J)/(NKDD)
        DELTA(I+2,J+1) = SCLF*SCLF*HETA(I+2)*A(J+1)/(NKDD)
        DELTA(I,J+1) = SCLF*SCLF*HETA(I+2)*A(J)/(NKDD)
        DELTA(I+2,J) = SCLF*SCLF*HETA(I)*A(J+1)/(NKDD)
        600      CONTINUE

```

```

C
C...CALCULA VARIANZAS Y LIMITES DE CONFIANZA PARA ASIMETRIA Y ANGULO
C DE ROTACION
C
S(1)=CLMSORT(VAR(1,KK))/(2.*CABS(Z(4,K)+Z(1,K))/(Z(2,K)-Z(3,K)))
S(2) = CLMCOS(4.*N)*M2MSORT(VAR(2,KK))/4.*(180./PI)
C
C...ROTA 'Z'
C
CALL ROTAZ(Z(1,K))
C
C...CALCULA VARIANZAS Y LIMITES DE CONFIANZA PARA RESISTIVIDADES
C Y FASES
C
S(3) = CLM.ZNT(K)MSORT(VAR(3,KK))
S(5) = CLM.ZNT(K)MSORT(VAR(5,KK))
S(6) = CLM.REAL(Z(2,K))*M2MSORT(VAR(6,KK))/
CABS(Z(2,K))*M2M(180./PI)
S(4) = CLM.REAL(Z(3,K))*M2MSORT(VAR(4,KK))/
CABS(Z(3,K))*M2M(180./PI)
B CABS(Z(3,K))*M2M(180./PI)
B CABS(Z(3,K))*M2M(180./PI)
WRITE(UNIT,2150) T(K), (PAR(I), I=1,6)
WRITE(UNIT,2140) (S(I), I=1,6)
500 CONTINUE
WRITE(UNIT,2150)
DD 700 K=2, NMINO
C
C...CALCULA TIPPER
C
CALL ZETA(HZR, CER, HZR, CER, HXR, HYR, HXR, HYR)
TX = Z(1,K)
TY = Z(3,K)
C
C...CALCULA POTENCIA DE S/R PARA HZ Y SU FRACCION IMAGINARIA
C
X = TX*HXZ(K) + TY*HYZ(K)
SR = REAL(X)/REAL(HZ(K) - X)
FI = IMAG(X)/REAL(X)
C
C...CALCULA MAGNITUD DE TIPPER
C
TX2 = CABS(TX)**2
TY2 = CABS(TY)**2
TIP = SORT(TX2 + TY2)
C
C...CALCULA RUMBO DE TIPPER, ELIMINANDO LA AMBIGUEDAD PI/2
C
AN = .5*ATAN2(.MREAL(TX*CONJG(TY))/(TX2 - TY2))
X1 = CABS(COS(AN)*TX + SIN(AN)*TY)**2
X2 = CABS(COS(AN+PI/2)*TX + SIN(AN+PI/2)*TY)**2
IF(X2 .LT. X1) AN = AN + PI/2.
C
C...ROTA TIPPER Y CALCULA SU FASE
C
TXR = COS(AN)*TX + SIN(AN)*TY
TYR = COS(AN)*TY - SIN(AN)*TX
FTIP = ATAN2(REAL(TYR), REAL(TXR))*M45./PI4
C
C...CALCULA R Y DD USADOS PARA EL CALCULO DE VARIANZAS
C
AC(1) = RX(K)*CABS(HYRY(K))**2 + RY(K)*CABS(HYRX(K))**2
-2.*MREAL(RXRY(K)*MRYHY(K)*MHYRX(K))
AC(4) = RY(K)*CABS(HXRX(K))**2 + RX(K)*CABS(HXRY(K))**2
-2.*MREAL(RXRY(K)*MRYHX(K)*MHXRX(K))
AC(3) = RXRY(K)*MRYHY(K)*MHXRX(K) + RYRX(K)*MRYHY(K)*MHXRY(K)
B - RX(K)*MRYHY(K)*MHXRY(K) - RY(K)*MRYHY(K)*MHXRX(K)
DD = CABS(HXRX(K)*MHYRY(K) - HXRY(K)*MHXRX(K))**2
DDD = DD
IF(DDD .GT. 1.E-15) GO TO 20
SCLF = 1.E15
DD = CABS(SCLF*(HXRX(K)*MHYRY(K) - HXRY(K)*MHXRX(K))**2)
C
C...CALCULA VARIANZA Y LIMITES DE CONFIANZA PARA MAGNITUD DE TIPPER
C
TAO = HZ(K) + HX(K)*TX2 + HY(K)*TY2
B -2.*MREAL(X - HXRY(K)*TX*CONJG(TY))
IF(DDD .GT. 1.E-15) SCLF = 1.
D = SCLF*SCLF*TAO/(SEGMENTO*(17-K)*MDD)
VARTIP = D*(TX2*NA(1)+TY2*NA(4))+2.*MREAL(TX*CONJG(TY))*MREAL(AC(3))
IF(VARTIP .LT. 0.) VARTIP = -VARTIP
CLTIP = CLMSORT(VARTIP)/(2.*TIP)
C
C...CALCULA VARIANZA Y LIMITE DE CONFIANZA PARA EL RUMBO
C
P = (TX**2 + TY**2)/(TX2 - TY2)**2
VARR = CABS(P)**2*(TY2*NA(1)+TX2*NA(4))
B -2.*MREAL(TY*CONJG(TX))*MREAL(AC(3))
IF(VARR .LT. 0.) VARR = -VARR
CLAN = CLMCOS(2.*N)*M2MSORT(VARR)*M90./PI
C
C...CALCULA VARIANZA Y LIMITES DE CONFIANZA PARA LA FASE
C
DFDX = SIN(AN)*CONJG(TY)*MCMPLX(0.,.5)/REAL(TYR)**2
DFDY = COS(AN)*CONJG(TYR)*MCMPLX(0.,.5)/REAL(TYR)**2
DFDR = IMAG(TYR*CONJG(TXR))/REAL(TYR)**2
DFDX = DFDX - DFDN*TY*DCOS(2.*N)*M2MCONJG(P)/2.
DFDY = DFDY + DFDN*TY*DCOS(2.*N)*M2MCONJG(P)/2.
B + 2.*MREAL(DFDX*CONJG(DFDY))*MREAL(AC(3))
VARR = D*(CABS(DFDX)**2*NA(1) + CABS(DFDY)**2*NA(4))
IF(VARR .LT. 0.) VARR = -VARR
CLF = CLMCOS(PI*NA(1)/180.)*M2MSORT(VARR)*M180./PI
ANGRAD = AN*180./PI
WRITE(UNIT,2160) T(K), SR, FI, ANGRAD, TIP, FTIP, TX, TY
WRITE(UNIT,2170) CLAN, CLTIP, CLF
CONTINUE
CALL EXIT
WRITE(1,2180)
800 CALL EXIT
1000 FORMAT(1)
1010 FORMAT(4,0)
2000 FORMAT(' UNIDAD LOGICA: ')
2010 FORMAT(2, ' GANANCIA BURR-BROWN',/, 'SE: ')
2020 FORMAT('SE: ')
2030 FORMAT('SWITCH FILTROS OPCIONALES (1-5 LP, 6 NT, 7 AP) :')
2040 FORMAT(2X, 'PERIODO DE MUESTREO = ', F7.3, ' MILISEG.',/,
B 2X, 'NUMERO DE SEGMENTOS = ', 14)

```

```

2050 FORMAT(//,30X,'-- CALIBRACION --')
2060 FORMAT(//,20X,'-- POTENCIAS CORREGIDAS Y CALIBRADAS --')
2070 FORMAT(//,30X,'CANALES:',I2,'M',I2,/,
B 1X,'VENTANA',I1,'PERIODO (SEG)',2X,'FRECUENCIA (HZ)',2X,
B 'PARTE REAL',2X,'PARTE IMAGINARIA')
2080 FORMAT(3X,I2,ZF14.3,5X,ZG15.4)
2090 FORMAT(//,20X,'-- POTENCIAS S/R REFERENCIAS --',/)
2100 FORMAT(//,20X,'-- POTENCIAS S/R MAGNETICOS --',/)
2110 FORMAT(//,20X,'-- POTENCIAS S/R ELECTRICOS --',/)
2120 FORMAT(//,2X,'PERIODO',4X,'ASIMETRIA',3X,'ANG. ROT.',3X,
B 'RO XY',5X,'FASE XY',5X,'RO YX',5X,'FASE YX',/)
2130 FORMAT(1X,F7.3,5X,6(G11.4))
2140 FORMAT(10X,6('+'/'-'',F7.3))
2150 FORMAT(//,30X,'-- T I P P E R --',//,1X,'PERIODO',1X,'S/R HZ',
B 1X,'FRAC. IMAG.',1X,'RUMBO',1X,'MAGNITUD',1X,'FASE',
B 1X,'TX REAL',1X,'TX IMAG.',1X,'TY REAL',1X,'TY IMAG.',/)
2160 FORMAT(10X,3('+'/'-'',F7.3))
2170 FORMAT(22X,3('+'/'-'',F7.3))
2180 FORMAT(2X,'MUSE QUIEREN PROMEDIAR BANDAS DISTINTASMN')
2190 FORMAT('MAS ARCHIVOS POR PROMEDIAR?')
2200 FORMAT(A2)
2210 FORMAT('SE IMPRIMEN POTENCIAS?')
END

C
SUBROUTINE CAL(CAL)
C...PIDE VALORES DE CALIBRACION Y ANGULOS DE ROTACION
C
DIMENSION CAL(9),DEFAULT(7)
INTEGER ALFA
COMMON/FIL/BURRG(4),ISSY,ISSR,ALFA
DATA DEFAULT/0.25,0.25,10.65,10.65,-5.4,10.65,10.65/
WRITE(1,1) DEFAULT(1)
READ(1,100)CAL(1)
IF(CAL(1).EQ.0.) CAL(1) = DEFAULT(1)
WRITE(1,2) DEFAULT(2)
READ(1,100)CAL(2)
IF(CAL(2).EQ.0.) CAL(2) = DEFAULT(2)
WRITE(1,3) DEFAULT(3)
READ(1,100)CAL(3)
IF(CAL(3).EQ.0.) CAL(3) = DEFAULT(3)
WRITE(1,4) DEFAULT(4)
READ(1,100)CAL(4)
IF(CAL(4).EQ.0.) CAL(4) = DEFAULT(4)
WRITE(1,5) DEFAULT(5)
READ(1,100)CAL(5)
IF(CAL(5).EQ.0.) CAL(5) = DEFAULT(5)
20 WRITE(1,300)
READ(1,400) ALFA
IF(ALFA.NE.'S1'.AND.ALFA.NE.'N0')GOTO 20
IF(ALFA.EQ.'S1') GO TO 30
WRITE(1,12)
READ(1,100) BURRG(3),BURRG(4)
DEFAULT(6) = 0.25
DEFAULT(7) = 0.25
WRITE(1,10) DEFAULT(6)
READ(1,100) CAL(6)
IF(CAL(6).EQ.0.) CAL(6) = DEFAULT(6)
WRITE(1,11) DEFAULT(7)
READ(1,100) CAL(7)
IF(CAL(7).EQ.0.) CAL(7) = DEFAULT(7)
CAL(6) = - CAL(6)*0.001
CAL(7) = - CAL(7)*0.001
DO TO 40
30 WRITE(1,500)
READ(1,600)ISSR
WRITE(1,6) DEFAULT(6)
READ(1,100)CAL(6)
IF(CAL(6).EQ.0.) CAL(6) = DEFAULT(6)
WRITE(1,7) DEFAULT(7)
READ(1,100)CAL(7)
IF(CAL(7).EQ.0.) CAL(7) = DEFAULT(7)
40 WRITE(1,8)
READ(1,100)CAL(8)
WRITE(1,9)
READ(1,100)CAL(9)
CAL(1) = - CAL(1)*0.001
CAL(2) = - CAL(2)*0.001
RETURN
1 FORMAT(//,'#EX (NORTE) LONG. EN KM.: (DEFAULT='',F8.4,'')')
2 FORMAT(//,'#EY (OESTE) LONG. EN KM.: (DEFAULT='',F8.4,'')')
3 FORMAT(//,'#HX (NORTE) SENSIT. EN V/GAMMA : (DEFAULT='',F8.4,'')')
4 FORMAT(//,'#HY (OESTE) SENSIT. EN V/GAMMA : (DEFAULT='',F8.4,'')')
5 FORMAT(//,'#HZ (ABRJO) SENSIT. EN V/GAMMA : (DEFAULT='',F8.4,'')')
6 FORMAT(//,'#RX (NORTE) SENSIT. EN V/GAMMA : (DEFAULT='',F8.4,'')')
7 FORMAT(//,'#RY (OESTE) SENSIT. EN V/GAMMA : (DEFAULT='',F8.4,'')')
8 FORMAT(//,'#ANGULO DESDE EX A HX EN GRADOS (+ SENTIDO RELOJ) :
B (DEFAULT=0.0)')
9 FORMAT(//,'#ANGULO DESDE EY A HY EN GRADOS : (DEFAULT=0.0)')
10 FORMAT(//,'#RX (NORTE) LONG. EN KM.: (DEFAULT='',F8.4,'')')
11 FORMAT(//,'#RY (OESTE) LONG. EN KM.: (DEFAULT='',F8.4,'')')
12 FORMAT(1X,'GANANCIAS REMOTOS ELECTRICOS RX,RY')
100 FORMAT(G14.4)
300 FORMAT('LAS REFERENCIAS SON MAGNETICAS? (SI O NO)')
400 FORMAT(A2)
500 FORMAT('SWITCH FILTROS REFERENCIA (1-5 LP, 6 NT, 7 AP):')
600 FORMAT(11)
END

```

```

C          COMPLEX FUNCTION FILTRO(K)
C...CALCULA LA RESPUESTA COMPLEJA DE LOS FILTROS DEL SISTEMA
A UNA FRECUENCIA F PARA UN CANAL K.
C
COMMON/FIL/BURRG(4),ISSF,ISSFR,ALFA
INTEGER ALFA
DIMENSION PPAB(6,2),PPABR(6)
COMPLEX K1,S,PLPB(4,3),ZLPB(4,3),PNTB(4,3),ZNTB(4,3)
& PLPBR(4,2),ZLPBR(4,2),PNTBR(4,2),ZNTBR(4,2)
C
C...PPAB POLOS DE LOS PREAMPS. PARA LAS BOBINAS
PLPB POLOS DEL PASA BAJAS PARA LAS BOBINAS
ZLPB CEROS DEL PASA BAJAS PARA LAS BOBINAS
PNTB POLOS DEL NOTCH PARA LAS BOBINAS
ZNTB CEROS DEL NOTCH PARA LAS BOBINAS
PPABR POLOS PREAMPS. BOBINAS ROMAN
PLPBR POLOS PASA BAJAS ROMAN
ZLPBR CEROS PASA BAJAS ROMAN
PNTBR POLOS NOTCH ROMAN
ZNTBR CEROS NOTCH ROMAN
C
DATA PPAB/-.7728,-76.558,-194.94,-3868.3,-10E10,-10E10,
-.5389,-79.359,-218.98,-2522.8,-10E10,-10E10/
DATA ZLPB/(-1.75,55.693),(-1.75,-55.693),(109.09,235.015),(109.09,
-235.015),(-3.882,68.825),(-3.882,-68.825),(38.478,74.313),
B (38.478,-74.313),(-196.56,82),(-196,-56.82),(64.935,132.549),
B (64.935,-132.549)/
DATA PLPB/(-9.925,25.196),(-9.925,-25.196),(-27.59,8),(-49.82,8),
B (-18.28,8),(-7.572,25.896),(-7.572,-25.896),(-78.72,8),
B (-18.776,24.897),(-18.776,-24.897),(-35.884,14.997),(-35.884,
-14.997)/
DATA ZNTB/(-166.8,8),(754.11,8),(7.899,68.876),(7.899,-68.876),
B (-786.2,8),(1282,8),(7.491,59.295),(7.491,-59.295),
B (-386.32,8),(888.29,8),(7.342,68.144),(7.342,-68.144)/
DATA PNTB/(-117.66,8),(978.66,8),(-65.719,31.926),
B (-65.719,-31.926),(-688.65,8),(1692.2,8),(-52.857,36.818),
B (-52.857,-36.818),(-253.95,8),(1124.5,8),(-55.328,36.385),
B (-55.328,-36.385)/
DATA PPABR/-.7661,-78.821,-191.83,-3133.6,-10E10,-10E10/
DATA ZLPBR/(31.35,58.18),(31.35,-58.18),(-6.82,53.97),(-6.82,
-53.97),(32.14,61.11),(32.14,-61.11),(-6.81,54.66),
B (-6.81,-54.66)/
DATA PLPBR/(-11.93,28.49),(-11.93,-28.49),(-23.26,33.22),
B (-23.26,-33.22),(-11.75,28.51),(-11.75,-28.51),(-23.63,32.48),
B (-23.63,-32.48)/
DATA PNTBR/(-293.24,8),(1162.6,8),(-56.19,34.19),(-56.19,-34.19)
B (-199.73,8),(768.86,8),(-59.84,33.21),(-59.84,-33.21)/
DATA ZNTBR/(-341.13,8),(851.24,8),(8.61,59.89),(8.61,-59.89),
B (-249.4,8),(636.42,8),(8.13,68.13),(8.13,-68.13)/
F=1/T
S=CMPLX(0,-F)
GO TO (1,1,2,2,2,6,6),K
C
C...FILTROS REFERENCIAS ELECTRICOS O MAGNETICOS
ALFA='SI' SIGNIFICA REFERENCIAS ELECTRICAS
ALFA='NO' SIGNIFICA REFERENCIAS MAGNETICAS
C
C
IF(ALFA.EQ.'SI') GO TO 20
FILTRO = BURRG(K-3)
RETURN
C
C...FILTROS DIPOLOS ELECTRICOS
1
FILTRO=BURRG(K)
RETURN
C
C...FILTROS PREAMP. BOBINAS
2
J=1
IF(K.EQ.5)J=2
FILTRO=S/(S-PPAB(1,J))
DO 100 I=2,6
100 FILTRO=FILTRO*(S-PPAB(I,J))/(S-PPAB(I,J))
C
C...FILTROS OPCIONALES BOBINAS
K1 = CMPLX(1,0)
GO TO(3,3,3,3,3,4,5),ISSF
C
C...PASA BAJAS
3
J=K-2
DO 200 I=1,4
200 FILTRO=FILTRO*(S-ZLPB(I,J))/(S-PLPB(I,J))
K1=K1*PLPB(I,J)/ZLPB(I,J)
FILTRO = FILTRO*(S-K1)
RETURN
C
C...NOTCH
4
J=K-2
DO 300 I=1,4
300 FILTRO = FILTRO*(S-ZNTB(I,J))/(S-PNTB(I,J))
K1=K1*PNTB(I,J)/ZNTB(I,J)
FILTRO = FILTRO*(S-K1)
RETURN
5
C
C FILTROS PREAMPS BOBINAS ROMAN
20
FILTRO = S/(S-PPABR(1))
DO 400 I=2,6
400 FILTRO = FILTRO*(S-PPABR(I))/(S-PPABR(I))
C
C FILTROS OPCIONALES BOBINAS ROMAN
K1 = CMPLX(1,0)
GO TO (38,38,38,38,38,48,58),ISSFR

```



```

FUNCTION VAR(L,K)
COMPLEX Z(4,16),D,AD,ALFA,X,DP1,DP2,V23,ZET,DER(3),DIV,
DELTA(4,4),XX
DIMENSION G(4,4)
COMMON Z,NWIND,DUM(16)
COMMON /TRIG/PI4,ANG,B2,B5,S2,AN
COMMON /VAR1/ DELTA,AD,D,ALFA
GO TO (10,20,30,30,40,40),L
10 D = Z(1,K) + Z(4,K)
AD = Z(3,K) - Z(2,K)
M2 = CABS(D/AD)*M2
G(4,4) = 2.*M2/CABS(AD)*M2
G(1,4) = G(4,4)
G(1,1) = G(1,4)
G(3,3) = M2MG(1,1)
G(2,2) = G(3,3)
G(2,3) = -G(2,2)
G(1,2) = G(1,1)*MREAL(CONJG(AD))/CABS(AD)*M2
G(2,4) = G(1,2)
G(3,4) = -G(2,4)
G(1,3) = G(3,4)
GOTO 70
20 AD=Z(2,K)+Z(3,K)
D=Z(4,K)-Z(1,K)
ALFA = (ADM2 + DM2)/(CABS(AD)*M2 - CABS(D)*M2)*M2
G(1,1) = 2.*M2/CABS(ALFAD)*M2
G(4,4) = G(1,1)
G(1,4) = -G(4,4)
G(2,3) = 2.*M2/CABS(ALFAD)*M2
G(3,3) = G(2,3)
G(2,2) = G(3,3)
G(1,3) = 2.*M2/CABS(ALFA)*M2*MREAL(CONJG(AD)*D)
G(1,2) = G(1,3)
G(3,4) = -G(1,2)
G(2,4) = G(3,4)
GOTO 70
30 ZET = CONJG(Z(3,K))
K1 = -S2
K2 = B2
GO TO 50
40 ZET = CONJG(Z(2,K))
K1 = B2
K2 = -S2
50 X = -CONJG(ALFA)*M2*COS(4.*AN)*M2/4.
DP1 = X*AD
DP2 = X*D
V23 = COS(2.*AN)*D - SIN(2.*AN)*AD
XX = 2.*MREAL(ZET*V23)
DIV = CMPLX(1.,0.)
IF(L.NE.4.AND.L.NE.6) GO TO 60
XX = CMPLX(0.,2.)*MIMAG(ZET*V23)
DIV = CMPLX(0.,2.)*MREAL(ZET)*M2
60 DER(1) = (XX*DP1 - ZET*V23)/DIV
DER(2) = (ZET*K1 + XX*DP2)/DIV
DER(3) = (ZET*K2 + XX*DP2)/DIV
DO 100 J=1,3
DO 200 J=1,3
G(1,J) = 2.*MREAL(DER(1)*CONJG(DER(J)))
200 CONTINUE
G(1,4) = -G(1,1)
100 CONTINUE
G(4,4) = G(1,1)
70 DO 300 I=2,4
DO 300 J=1,1
G(1,J) = G(J,I)
300 CONTINUE
VAR = 0.
DO 400 I=1,4
DO 400 J=1,4
VAR = VAR + G(1,J)*DELTA(I,J)
400 CONTINUE
IF(VAR.GE.0.) RETURN
VAR = -VAR
1000 WRITE(1,1000) L,K
1000 FORMAT(2X,'VARIANZA NEGATIVA VAR(',12,',',12,')')
RETURN
END

```

```

SUBROUTINE COHPM(IUNIT,P,PN)
C
C CALCULA COHERENCIAS ENTRE CAMPOS PREDICHOS Y MEDIDOS
C
COMMON Z,NWIND,T
COMPLEX Z(4,16),P(4,16),PN(4,16)
DIMENSION T(16)
WRITE(IUNIT,2000)
DO 100 K=2,NWIND
COMX = CABS(P(1,K)/(P(1,K) + PN(1,K)))
COHY = CABS(P(4,K)/(P(4,K) + PN(4,K)))
100 WRITE(IUNIT,1000) T(K),COMX,COHY
CONTINUE
RETURN
1000 FORMAT(2X,3F14.3)
2000 FORMAT(//,5X,'COHERENCIAS ENTRE CAMPO ELECTRICO MEDIDO Y
PREDICHO',/,10X,'PERIODO',7X,'COH. X',7X,'COH. Y')
END

```

```

SUBROUTINE ROTR(MAT)
COMPLEX MAT(4),M(4)
COMMON /TRIG/PI4,ANG,B2,B5,S2,AG
DO 100 I=1,4
M(I) = MAT(I)
100 MAT(1) = M(1)*M2 + (M(2) + M(3))*M5 + M(4)*M52
MAT(2) = M(2)*M2 + (M(4) - M(1))*M5 - M(3)*M52
MAT(3) = M(3)*M2 + (M(4) - M(1))*M5 - M(2)*M52
MAT(4) = M(4)*M2 - (M(3) + M(2))*M5 + M(1)*M52
RETURN
END

```

```

SUBROUTINE ZETA(A1,A2,A3,A4,B1,B2,B3,B4)
C
C...CALCULA (Z) = (A)X(B)XN-1
C
  COMPLEX A(4),A1(2),A2(2),A3(2),A4(2),
  B(4),B1(2),B2(2),B3(2),B4(2),D,CD
  COMPLEX Z(4,16)
  COMMON Z,NHIND,DUM(16)
  DD 100 K=2,NHIND
  A(1)=A1(K)
  A(2)=A2(K)
  A(3)=A3(K)
  A(4)=A4(K)
  B(1)=B1(K)
  B(2)=B2(K)
  B(3)=B3(K)
  B(4)=B4(K)
  D = B1(K)*B4(K) - B2(K)*B3(K)
  CALL MULT(A,B,Z(1,K))
  DD 100 I=1,4
  Z(I,K) = CD(Z(I,K),D)
100 CONTINUE
RETURN
END

FUNCTION CD(A,B)
C
C DIVISION COMPLEJA
C
  DIMENSION A(2),B(2)
  DDUBLE PRECISION C(2),DZ,D,DB1,DB2,DR1,DR2
  DR1 = A(1)
  DR2 = A(2)
  DB1 = B(1)
  DB2 = B(2)
  DZ = DB1**2 + DB2**2
  D = DSQRT(DZ)
  C(1) = (DR1/D)*(DB1/D) + (DR2/D)*(DB2/D)
  C(2) = (DR2/D)*(DB1/D) - (DR1/D)*(DB2/D)
  RC = C(1)
  PC = C(2)
  CD = CMPLX(RC,PC)
RETURN
END

FUNCTION ANDIAG(Z,AG)
COMMON/TRIG/P,B2,B5,SZ
COMPLEX Z(4),XY,YX,D,P
D=Z(4)-Z(1)
S=SIN(AG)
B=COS(AG)
S2=S**2
B2=B**2
B5=B**5
YX=Z(2)*B2+D*B5-Z(3)*S2
XY=Z(3)*B2+D*B5-Z(2)*S2
X=XY*CONJG(XY)+YX*CONJG(YX)
ANDIAG=X
RETURN
END

SUBROUTINE POTENCIUNIT,B1,B2,B3,B4,TX,TXY,TY,P,PN)
C
C...CALCULA (P) = (Z)X(B)
C
  COMMON Z,NHIND,T
  COMPLEX Z(4,16),P(4,2),B(4),B1(2),B2(2),B3(2),B4(2),PXPY,
  TX(2),TXY(2),TXY(2),PN(4,2)
  DIMENSION T(16)
  WRITE(IUNIT,2010)
  DD 100 K=2,NHIND
  B(1)=B1(K)
  B(2)=B2(K)
  B(3)=B3(K)
  B(4)=B4(K)
  CALL MULT(Z(1,K),B,P(1,K))
  PX=ABS(REAL(P(1,K)))
  PY=ABS(REAL(P(4,K)))
  PXPY=(CONJG(P(2,K))+P(3,K))/2.
  PN(1,K)=TX(K)-PX
  PN(4,K)=TY(K)-PY
  PN(3,K)=TXY(K)-PXPY
  PN(2,K)=CONJG(PN(3,K))
  PXPN = ABS(PX/REAL(PN(1,K)))
  PPN = RIMAG(P(1,K))/PX
  PYPN = ABS(PY/REAL(PN(4,K)))
  PPN = RIMAG(P(4,K))/PY
  COH = CABS(TXY(K))/CSQRT(TX(K)*TY(K))
100 WRITE(IUNIT,2000) T(K),PXPN,PPX,PYPN,PPY,COH
2000 FORMAT(2X,F7.3,2(3X,1P)G14.4,4X,0PF7.2),5X,G14.4)
2010 FORMAT(4X,'PERIODO',5X,'S/R EN X',5X,'FRAC. IMAG.',5X,
  'S/R EN Y',5X,'FRAC. IMAG.',5X,'COH. X-Y')
RETURN
END

```