

M A G N E T O M E T R O

TIPO SEGUNDA ARMONICA

DISEÑO CONSTRUCCION Y EXPERIMENTACIÓN

Tesis previa a la obtención del  
título de Ingeniero en la espe-  
cialización de Electrónica y Te-  
lecomunicaciones de la Escuela  
Politécnica Nacional.

HUGO CARRION ROBALINO

QUITO

JULIO DE 1.971



Certifico que este trabajo ha sido  
realizado en su totalidad por el  
Señor HUGO CARRION LOBALINO.

Kanti Hore

DR. KANTI HORE.  
CONSULTOR DE TESIS.

Quito Julio de 1.971

A MIS PADRES

## PROLOGO

El presente trabajo es el fruto de una idea sugerida por el Dr. Kanti Hore, Profesor del Departamento de Electrónica de la Escuela Politécnica Nacional.

El Dr. Hore trabajó por algún tiempo en investigaciones acerca de las propiedades magnéticas de núcleos de bobinas. El me inspiró la idea de construir un Medidor Magnético (MAGNETOMETRO).

La construcción del Magnetómetro se funda en el aprovechamiento de una propiedad magnética. He utilizado un sensor con núcleo de alta permeabilidad, que puede detectar variaciones magnéticas en campos muy pequeños existentes en el ambiente, y he construido una bobina Helmholtz, cuya característica es tener en cierta región un campo magnético homogéneo.

Para ejecutar el trabajo he tenido a mi disposición los equipos y elementos del Laboratorio de Electrónica de la Politécnica Nacional y para informaciones varios libros, artículos y publicaciones de la Biblioteca de la Escuela.

Al presentar este trabajo de Tesis, es mi deber expresar el testimonio de mi honda gratitud a las Autoridades de la Escuela Politécnica, que colaboraron para mi formación técnica y humana durante el tiempo que frecuenté sus aulas y que facilitaron mi trabajo con la adquisición del núcleo de permalloy de la Casa "Magnetics Inc.", a través de "Freundenberg Inc." de los Estados Unidos.

Un agradecimiento muy especial al Dr. Kanti Hore, Consultor de Tesis, por sus orientaciones técnicas y prácticas. Mil gracias por fin a los profesores, ayudantes y miembros del personal del Departamento de Electrónica, ya que de una u otra manera colaboraron conmigo para superar las dificultades que se presentaron.

HUGO CARRION ROBALINO

Quito Julio 1.971

INDICE GENERAL

	PAGINA
PROLOGO	V
INTRODUCCION	1
Capítulo Primero.- HISTORIA Y DESARROLLO DE LOS MEDIDORES MAGNETICOS	3
1.1 Medidores básicos del campo magnético	4
1.2 Estudio comparativo de los diversos tipos de magnetómetro	7
1.2.a Tipo efecto de Hall	8
1.2.b Tipo nuclear o protónico	13
1.2.c Tipo segunda armónica	17
1.2.d Resumen	17
Capítulo Segundo.- MAGNETOMETRO SEGUN EL PRINCIPIO DE LA SEGUNDA ARMONICA	19
2.1 Estudio del principio de la segunda armónica en el magnetómetro	20
2.2 Análisis cualitativo y disposición electrónica del magnetómetro	25
2.3 Diagrama de bloques y discusión de las diferentes etapas	26

2.3.a	Sensor	27
2.3.b	Oscilador RC	28
2.3.c	Buffer y Preamplificador	29
2.3.d	Amplificador de potencia	30
2.3.e	Filtro Pasabanda, amplificador sintonizado	30
2.3.f	Amplificador de voltaje	31
2.3.g	Detector sensitivo de fase	31
2.3.h	Amplificador diferencial	31
2.3.i	Instrumento de Medida	31
Capítulo Tercero.- DISEÑO DE LAS DIFERENTES ETAPAS		33
3.1	Sensor	34
3.2	Oscilador RC	41
3.3	Buffer y Preamplificador	47
3.4	Amplificador de potencia	58
3.5	Filtro Passabanda, amplificador sintonizado	62
3.6	Amplificador de voltaje	68
3.7	Detector sensitivo de fase	73
3.8	Amplificador diferencial y medidor	76
3.9	Fuente de poder regulada	78

Capítulo Cuarto.- EXPERIMENTACION Y RESULTADOS FINALES	88
4.1 Generalidades	89
4.2 Modificaciones en el circuito	94
4.3 Construcción	95
4.4 Datos obtenidos en laboratorio	95
4.5 Calibración y sensibilidad	97
4.6 Medidas de campo	102
Capítulo Quinto.- APLICACIONES Y CONCLUSIONES	105
5.1 Generalidades	106
5.2 Aplicaciones	106
5.2.a Industria	107
5.2.b Mineralogía	107
5.2.c Medidas de campos magnéticos	107
5.2.d Defensa militar	108
5.3 Desarrollo del magnetómetro y perspectivas futuras	108
5.4 Conclusiones	109
Apéndice	110
1 Estudio de la bobina de Helmholtz	111
2 Relaciones magnéticas	114
2.1 Operación y manejo	117



3 Diagramas

118

BIBLIOGRAFIA

125

## I N T R O D U C C I O N

En este trabajo se da los pasos adecuados para lograr la construcción de un medidor magnético (magnetómetro) sirviéndose de un método muy efectivo e interesante.

El tratamiento ligero y resumido de los diferentes principios para conseguir las medidas de campos magnéticos externos se expone en el primer capítulo. Para justificar la aplicación del principio de segunda armónica, y el ordenamiento de los diferentes circuitos electrónicos que constituirán las etapas necesarias para formar un solo conjunto, cuyo fin es el medidor magnético se trata en el segundo capítulo. En el tercer capítulo cada etapa es analizada y diseñada, sirviéndose de varios métodos; en donde la configuración emisor común con "polarización de una pila" es usada para las etapas con elementos activos. Una vez construido el magnetómetro en el capítulo cuarto se dan las características del instrumento, su funcionamiento, y se realizan algunas mediciones.

Siendo el magnetómetro un medidor muy útil para geofísica, defensa militar, industria, mediciones magnéticas, detección de cuerpos ferromagnéticos, etc., pongo de manifiesto la impor

tancia para nuestro país lleno de grandes riquezas en mineralogía que necesita ser investigada y explotada con gente de nuestra patria, para beneficio de todos nuestros hermanos los ecuatorianos.

El magnetómetro tipo segunda armónica, tiene algunos años de estudio, por parte de grandes centros de investigación; mejorado muchas veces en su sensibilidad, pero problemas de ruido y radiación principalmente son muy delicados; razón por la cual en este trabajo no se encontrará una obra científica, sino mas bien investigativa, limitada por las pocas posibilidades de encontrar elementos de confiabilidad y en muchos de los casos no existentes en nuestro medio.

CAPITULO PRIMERO

HISTORIA Y DESARROLLO DE LOS MEDIDORES MAGNETICOS.

### 1.1 MEDIDORES BASICOS DEL CAMPO MAGNETICO.

La presencia de la magnetita ( $Fe_2 O_3$ ) en la naturaleza, y posteriormente el descubrimiento de las agujas imanasdas despertaron mucho interés para la investigación del magnetismo. Así según algunos historiadores, mil años antes de Cristo existía ya en la China un aparato magnético de forma de hombre, el brazo extendido de este muñeco indicaba permanentemente el sur. Los árabes también conocieron la brújula desde épocas muy antiguas.

No se sabe como llegó la brújula a los países europeos, sin embargo está perfectamente establecido que en el siglo XIII ya se la empleaba para navegar y para orientarse en las minas.

En el año de 1.600 el físico William Gilbert publicó el libro "De Magnete", que explica la proveniencia del campo general geomagnético como una definida orientación a cada punto en la superficie de la tierra. Dos siglos más tarde en 1.870 Thalén y Tiberg construyeron un magnetómetro para rápidas comparativas y relativas

ocurrencias de la fuerza horizontal y fuerza vertical y la declinación; que por métodos familiares de funciones de seno y tangente facilitaban su operación.

Este fue muy difundido especialmente en Suecia como un instrumento para exploraciones por más de un medio siglo. La gran variedad de usos de los medidores magnéticos para investigaciones de estructuras geológicas, y otros que están asociados con minerales magnéticos.

En 1.915 Adolf Schmidt construyó un medidor de balance de campo de precisión vertical usando una aguja magnética oscilante. Desde entonces las observaciones magnéticas no fueron empleadas solamente en el conocimiento de minerales magnéticos sino también en la localización de fallas geológicas en rocas, montañas de sal, campos de aceite, presencia de meteoritos y objetos magnéticos sepultados, como tuberías.

#### 1.1.a CAMPO MAGNETICO TERRESTRE.

Se pone de manifiesto por la orientación aproxima-

Según esta hipótesis, la tierra es comparable a un enorme electroimán cuya excitación sería debida a corrientes atmosféricas de electricidad negativa, dirigidas de Oeste a Este, es decir en el sentido del movimiento del sol.

Con la brújula se puede comprobar la existencia del campo magnético, aunque no mide el valor de dicho campo; el conocimiento de la brújula para su época era suficiente; con los adelantos de la ciencia se siguió investigando y se logró la construcción de medidores magnéticos.

El fluxímetro fue uno de los medidores que se desarrollaron para la medición de campos magnéticos muy grandes comparado con el terrestre, y se basa en la fuerza electro-motriz inducida en el secundario cuando varía el flujo concatenado.

## 1.2. ESTUDIO COMPARATIVO DE LOS DIVERSOS TIPOS DE MAGNETOMETROS.

Las investigaciones acerca de los medidores magné

ticos trajo consigo la construcción de diferentes medidores magnéticos basados en principios diferentes, pero que todos ellos llegan de una u otra manera a medir campos magnéticos. Analisaremos los siguientes medidores magnéticos: a) Tipo efecto de Hall,

b) Tipo nuclear o protónico,

c) Tipo segunda armónica.

#### 1.2.a TIPO EFECTO DE HALL (1)

Se basa en el voltaje desarrollado, a través de una muestra semiconductoras producida por el paso de la corriente eléctrica, y la presencia de un campo magnético.

La muestra de semiconductor mostrada en la Fig. 1.1 que está dotada con impurezas donadoras y tiene una conductividad tipo "n".

La barra tiene un campo eléctrico de intensidad  $E_x$  aplicado en la dirección  $x$  y un campo magnético de intensidad  $B_z$  aplicado en dirección  $z$ .



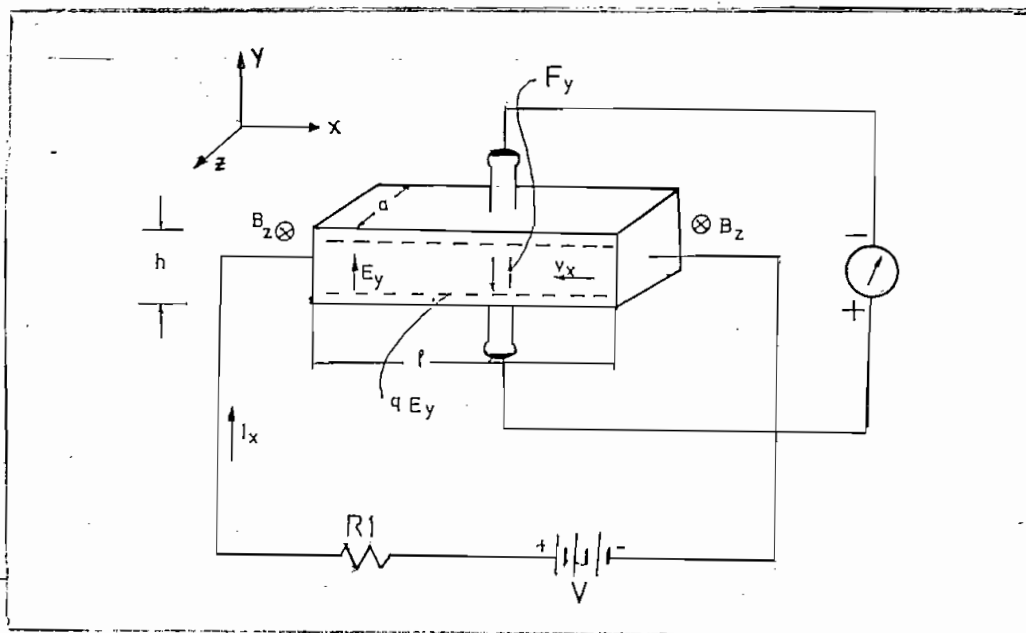


Fig. 1.1

El campo eléctrico  $E_x$  produce una velocidad portadora igual a:

$$v_n = \mu_n E_x \quad (1-1)$$

donde:  $v_n$  - Velocidad portadora (m/seg)

$\mu_n$  - movilidad tipo n ( $m^2/volt.seg$ )

$E_x$  - campo eléctrico (volt/m)

que es perpendicular a la dirección del campo magnético. Por lo tanto hay una fuerza  $F_y$  de dirección y

de magnitud.

$$F_y = |-q v_n \times B| = q v_n E_x B_z \quad (1-2)$$

donde:  $q$  - carga del electrón  $1.6 \times 10^{-19}$  (Coulomb)

$B_z$  - campo magnético en dirección  $z$  (Weber/m<sup>2</sup>)

$F_y$  - fuerza magnética en dirección  $y$  (Newtons)

en cada electrón de la barra.

Todos los electrones en la barra se dirigen en dirección "y" en respuesta a esta fuerza, quedando cargas positivas en la parte inferior, y produciéndose cargas negativas en la parte superior. Un campo eléctrico  $E_y$  se desarrolla entre estas cargas que se oponen al efecto de la fuerza magnética  $F_y$ .

Debido al movimiento de las cargas móviles, se establece rápidamente un estado estacionario en el cual las fuerzas verticales eléctricas y magnéticas se equilibran; con lo que se tiene:

$$|q E_y| = |F_y| \quad (1-3)$$

Las trayectorias de los electrones son entonces en dirección "x". El valor del estado estacionario de  $E_y$  es:

$$E_y = \mu_n B_z E_x \quad (1-4)$$

A causa de  $E_y$  un voltaje se desarrollará debido a estas dos cargas, cuya magnitud de voltaje será:

$$V_H = h E_y = (h \mu_n B_z) E_x \quad (1-5)$$

donde:  $h$  - altura de la muestra (m)

$V_H$  - voltaje de Hall (voltios)

La dependencia de  $V_H$  en  $\mu_n$  sugiere que el efecto de Hall, será muy pequeño en metales donde  $\mu_n$  es muy pequeño.

El valor de la corriente que fluye a través de la barra será igual a:

$$I_x = A J_x \quad (1-6)$$

donde:  $A$  - área de la muestra ( $m^2$ )

$J_x$  - densidad de corriente ( $amp/m^2$ )

Reemplazando se tiene:

$$I_x = h a \sigma E_x \quad (1-6a)$$

donde:  $\sigma$  - conductividad eléctrica (1/ohm.m)

y tiene el valor:

$$\sigma = q (\mu_n n) \quad (1-7)$$

para el tipo "n".

donde:  $n$  - número de electrones.

reemplazando la ecuación 1-7 en la ecuación 1-6a tenemos:

$$I_x = h a q \mu_n n E_x$$

$$\frac{I_x}{a q n} = h \mu_n E_x \quad (1-8)$$

reemplazando en la ecuación 1-5 tenemos:

$$V_H = \frac{I_x}{a q n} B_z$$

$$V_H = \frac{I_x}{a} B_z R_H \quad (1-9)$$

donde:  $R_H = \frac{1}{q n}$  se denomina constante de Hall.

y resolviendo para  $B_z$  tenemos:

$$B_z = \frac{V_H \cdot a}{I_x R_H} \quad (1-9a)$$

Para un valor fijo de  $I_x$  el voltaje de Hall es proporcional al campo magnético  $B_z$  (o la componente  $B_z$  de una orientación general  $B$ ). Por consiguiente el efecto de Hall puede ser usado como medidor de campo magnético, simplemente conociendo el valor de  $V_H$  para una corriente dada  $I_x$ , el espesor del conductor, y el tipo de semiconductor, es decir el valor de  $R_H$ .

#### 1.2.b TIPO NUCLEAR O PROTONICO. (2)

El magnetómetro tipo nuclear o protónico, se basa en un sistema de Spines de protones de núcleos de ciertos elementos, como el agua, que al estar localizado en un campo magnético  $H$  producido intensionalmente en un determinado tiempo, se establece un equilibrio térmico entre la magnetización pequeña de los spines  $M$ , paralela a la intensidad magnética de sus alrededores  $H$ . Cuando desaparece este campo no se realiza el equilibrio térmico.

El momento magnético resultante por unidad de volumen de la muestra es dada por:

$$\bar{M} = \chi \bar{H} \quad (1-10)$$

donde:  $\chi$  - susceptibilidad nuclear de la muestra

Puesto que la energía de magnetización  $mH$  es pequeña comparada con la energía de agitación térmica  $KT$ , esta susceptibilidad está dada por la fórmula de Curie.

$$\chi = \frac{J+1}{3J} \times \frac{n m^2}{KT} \quad (1-11)$$

donde:  $m$  - momento magnético de los núcleos (amp/m)

$n$  - número de núcleos por  $\text{cm}^3$

$J$  - momento angular en unidades de  $h/2\pi$

$K$  - constante de Boltzmann  $1.38 \times 10^{-23}$   
(Joules/ K)

$h$  - constante de Planck  $6.625 \times 10^{-34}$   
(joules-seg)

$T$  - temperatura absoluta ( K)

Considerando un campo magnético  $H$  mucho mayor que

el de la tierra  $F^*$ , el campo resultante a través de la muestra tendrá una dirección y fuerza aproximadamente igual a  $H$ . Después de un tiempo finito, el equilibrio es alcanzado con la magnetización nuclear en la muestra, teniendo el valor dado de  $M$  por la ecuación 1-10. El vector resultante de magnetización  $M$ , estará presente entre la dirección del campo  $F$  antes que alcancen los spines su nuevo equilibrio.

El flujo rotante asociado con la presencia del vector de magnetización  $M$ , inducirá una apropiada fuerza electro-motriz pequeña orientada a la salida de la bobina alrededor de la muestra, Fig. 1.2.

La frecuencia de esta fuerza electro-motriz, será de la "precesión" de las partículas del núcleo, denominada "precesión de Lamor", presente en el campo residual vg. el campo de la tierra, cuyo valor será i gual a:

---

\* Se asume la letra  $F$  para el campo magnético de la tierra, para evitar confusiones con la intensidad  $H$ .

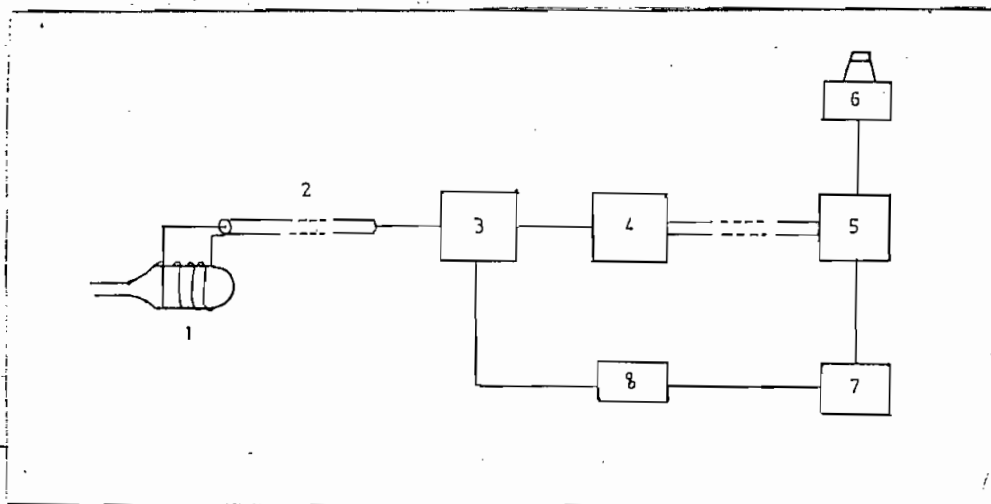


Fig. 1.2

$$f = \frac{\gamma F}{2\pi} \quad (1-12)$$

donde:  $\gamma$  es la relación giromagnética de protones en la muestra (Oersteds/seg.gauss).

Una señal de voltaje a la frecuencia  $f$  puede ser obtenida a través de un segundo devanado de la bobina de la muestra; a una medida de  $f$ , da una directa y efectiva medida de  $F$ , es decir del campo magnético.

Como dato adicional se sabe que en el agua desti



lada, la relación del protón giromagnético es igual a:  $2.67528 \times 10^4$  (1/seg. Oersted).

#### 1.2.c TIPO SEGUNDA ARMONICA. (3,4)

Los instrumentos que utiliza el principio de segunda armónica, usan el hecho del efecto que campos magnéticos tan pequeños como el campo de la tierra, induce en materiales de alta permeabilidad densidades de flujo que son una fracción apreciable de sus densidades de saturación.

La forma de onda ac derivada de los devanados de la bobina en núcleos de materiales semejantes es distorsionada si un campo magnético constante es superpuesto sobre ellos. Por medio de convenientes ampliificaciones y circuitos rectificadores, esta señal puede ser hecha para exhibir el campo constante con la deflexión de una aguja o un trazador de lápiz.

#### 1.2.d RESUMEN.

En la tabla 1.1 se da una idea general de los diversos principios del magnetómetro.

TABLA 1-1

Magnetómetro	Ventajas	Desventajas	Sensibilidad	Costo
Hall	Fácil construcción.	pocas aplicaciones	poca	barato
Protónico	compacto	algunas aplicaciones.	poca	caro
Segunda Armónica.	muy exacto.	muchas aplicaciones.	muy sensible.	caro

CAPITULO SEGUNDO

MAGNETOMETRO SEGUN EL PRINCIPIO DE LA SEGUNDA ARMONICA.

## 2.1 ESTUDIO DEL PRINCIPIO DE LA SEGUNDA ARMONICA EN EL MAGNETOMETRO.

El magnetómetro (flujo de compuerta) de segunda armónica, se denomina de esta manera por la característica de comportarse como una puerta, por donde deben pasar la mayoría de líneas de fuerzas magnéticas presentes en sus alrededores debida a la alta permeabilidad del núcleo magnético según la Fig. 2.1.

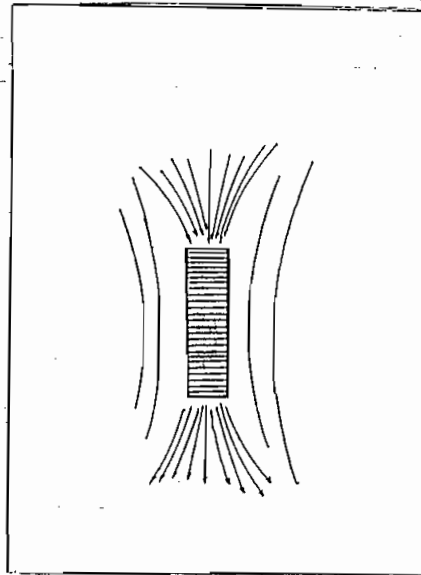


Fig. 2.1

El análisis aproximado del principio básico del magnetómetro involucra las siguientes asunciones:

1. La característica B-H de un núcleo de material de alta permeabilidad está representada por tres líneas rectas Fig. 2.2.a

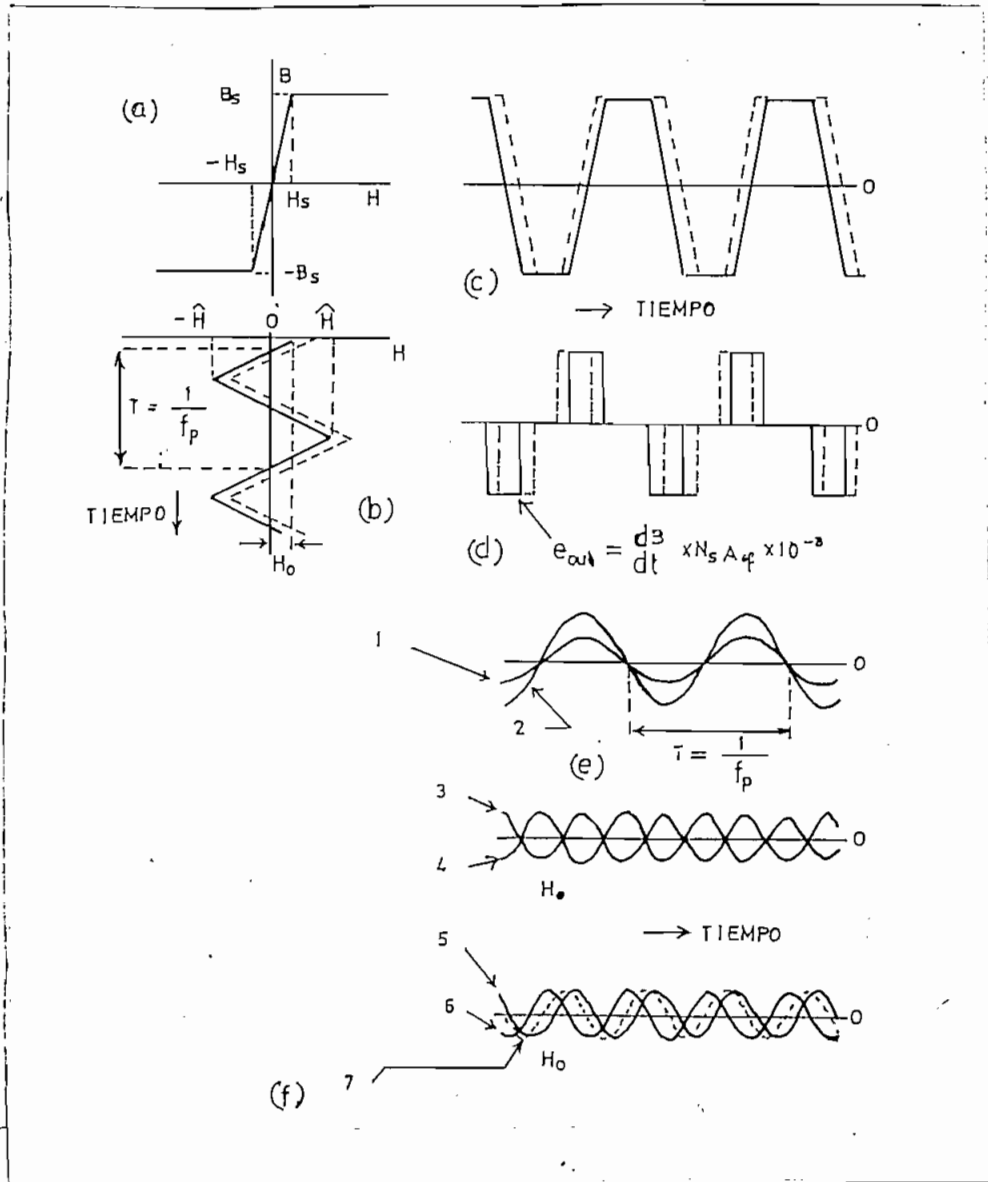


Fig. 2.2

Donde  $H_s$ , es la intensidad de campo de saturación, que corresponde a la densidad de flujo de saturación  $B_s$  del material.

2. Los efectos de la corriente de Eddy y la de histeresis del núcleo del material son completamente despreciables.

3. La saturación completa del núcleo del material está asumida para valores de  $\hat{H}$  más grande que  $H_s$ .

4. Para simplificar el análisis se asumirá la forma de onda de la corriente del primario  $I_p$  triangular (la forma de onda de excitación del campo  $\hat{H}$ ).

De acuerdo con estas asunciones será suministrada una onda triangular de excitación con corriente  $I_p$  (frecuencia  $f_p$ ) de suficiente amplitud para producir la fuerza de magnetización  $\hat{H}$  en Oersted. Asumido el campo externo continuo, como es de la tierra, producirá en el núcleo una fuerza de magnetización  $H_o$  Fig. 2.2.b.

Considerando dos casos:

- a) cuando  $H_0$  es cero, y
- b) cuando  $H_0$  es diferente de cero.

a) Cuando  $H_0$  es cero, el campo de excitación será como el mostrado en la Fig. 2.2.b (línea continua) y se producirá en el núcleo un flujo simétrico de forma de onda trapezoidal, Fig. 2.2.c.

El voltaje de salida resultante es constante durante la transición entre  $-B_s$  y  $B_s$  y viceversa, ( $dB/dt$  constante) pero es cero ( $dB/dt = 0$ ) para todos los otros tiempos y consiste en una serie de iguales pulsos espaciados, alternados positivos y negativos, Fig. 2.2.d. Cuando la amplitud  $\hat{H}$  del campo de excitación incrementa, la duración de las transiciones son menores y los pulsos llegan más estrechamente pero con amplitud mayor; el área total del pulso (que es proporcional al cambio total de flujo ocurrido entre  $-B_s$  y  $B_s$ ) permanece constante.

En la Fig. 2.2.d es evidente que con  $H_0 = 0$ , la forma de onda (línea continua) del voltaje de salida está libre de armónicas pares.

b) Para apreciar que sucede cuando el núcleo de flujo de compuerta está influenciado por un campo estático externo, que es por una fuerza de magnetización  $H_0$ , es conveniente la consideración de los pulsos positivos como la formación de una forma de onda y los pulsos negativos como formado de otra y sumando estas formas de onda se conseguirá la resultante. En la Fig. 2.2.d las componentes individuales de la fundamental y la frecuencia de segunda armónica en los trenes de pulsos son mostradas. Las componentes fundamentales son aditivas, mientras que las componentes de segunda armónica se cancelan si  $H_0 = 0$ .

El efecto de una fuerza magnetizante  $H_0$  producido por un campo estático externo, es hacer la suma de la total excitación del campo de  $H_0$  y la excitación del campo ac como el indicado en la Fig. 2.2.b (líneas cortadas triangulares). Cuando  $H_0$  es positiva, la transición en la onda de flujo desde  $-B_s$  a  $B_s$  es en avance en tiempo, mientras que desde  $B_s$  a  $-B_s$  es retardada por un espacio igual (Fig. 2.2.c líneas cortadas). Como resultado los pulsos positivos de voltaje de salida  $e_s$  son desplazados a la izquierda, y los otros negativos a la derecha



por similar desplazamiento, Fig. 2.2.d (líneas cortadas).

La Fig. 2.2.f muestra las respectivas componentes individuales de segunda armónica de los dos trenes de pulsos y su resultante que existe en las fases de desplazamiento iguales y opuestas de las componentes individuales.

## 2.2 ANÁLISIS CUALITATIVO Y DISPOSICIÓN ELECTRÓNICA DEL MAGNETOMETRO.

El funcionamiento del magnetómetro de segunda armónica, se basa en el aprovechamiento de las características del núcleo de alta permeabilidad. Para dicho aprovechamiento es necesario una señal con determinada amplitud, para lograr trabajar varias veces después del punto de saturación es decir  $\hat{H}$  mayor que  $H_s$ .

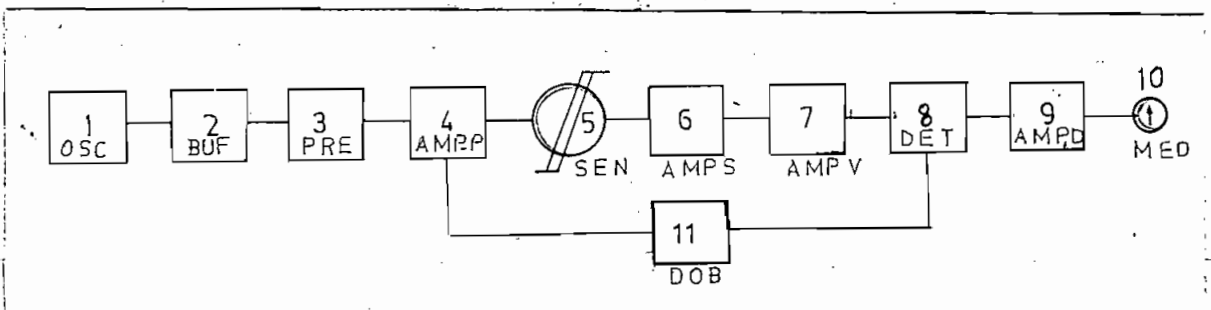
Por consiguiente el primer paso después de tener un sensor apropiado será de disponer de un oscilador capaz de producir dicha señal de determinada frecuencia, y amplitud, que al acoplar etapas Buffer amplificadoras de voltaje y potencia se cumplan estos requerimientos. Esta



forma de onda sinusoidal derivada de los devanados del sensor, es distorsionada a la presencia de un campo magnético constante; para traducir esta distorsión en variación de campo existente, es necesario de disponer de un amplificador sintonizado a la frecuencia de segunda armónica, amplificarla esta señal para luego ser detectada por medio del detector sensitivo de fase, y posteriormente registrada e un medidor; y si es necesario una etapa de un amplificador diferencial entre el medidor y etapa de detección se construirá, para balancear las dos etapas.

### 2.3 DIAGRAMAS DE BLOCUES Y DISCUSION DE LAS DIFERENTES ETAPAS.

Representando en forma de diagrama de bloques el magnetómetro queda de la siguiente manera, Fig. 2.3



2.3.a SENSOR.

Williams y Noble (3) demostró la expresión completa para el voltaje de salida de segunda armónica "esh" para valores de  $H_0$  pequeños comparados con  $H$ .

$$e_{sh} = -10^8 N_s A_{fe} \mu_{ef} f_p H_0 F_{H_{sin}} \sin 2\omega t \quad (2-1)$$

donde:  $F_{H_{sin}} = \frac{2 H_s}{\hat{H}} \sqrt{1 - \left(\frac{H_s}{\hat{H}}\right)^2}$

$\mu_{ef}$  - permeabilidad efectiva

$N_s$  - número de espiras del secundario

$A_{fe}$  - área del núcleo ferromagnético

$f_p$  - frecuencia del primario

$\hat{H}$  - campo de excitación

$H_s$  - campo de saturación

$H_0$  - campo externo estacionario.

La expresión mostrada indica la dependencia lineal de la segunda armónica. Toca escoger de esta ecuación ciertos valores para lograr el máximo voltaje de salida.

El número de vueltas del secundario  $N_s$ , será teóricamente lo más grande, pero en la práctica estará limitada al valor de la capacitancia distribuida. El valor de  $A_{fe}$  estará sujeto a la potencia necesaria para saturación; el valor de  $\mu_{ef}$  será el más grande posible.

Después de analizar dichos requerimientos, se hizo el pedido por intermedio de la Escuela Politécnica Nacional, (y una vez más mis agradecimientos) a la casa "Magnetics Inc., de Pensylvania, EE.UU., el núcleo de Square Permalloy 80 # 80609 \* Ma., que tiene un  $\mu_{ef}$  mucho mayor que el Supermalloy, en diez unidades; y al Round Permalloy 80, en cuarenta unidades (apéndice 3.1).

El núcleo de permalloy está compuesto por: Níquel 79%, hierro 17%, Moliyddenon 4%. Tiene cintas de espesor de 0.000125", diámetro interior 0.470", diámetro exterior 0.605", espesor total 0.175" y longitud de camino de flujo 4.2 cm. (5).

### 2.3.b OSCILADOR RC.

La construcción del oscilador se basó en la fra -

cuencia que debía oscilar, para este caso se escogió una frecuencia intermedia; evitando de esta manera en parte el efecto del ruido Barkhausen, las pérdidas en el núcleo. La selección de 10 KHz fue un compromiso. La construcción del oscilador implicaba una baja distorsión ( y en todos los circuitos del magnetómetro) y una pureza en la señal, cosa que se consigue con el oscilador RC.

El elemento activo para la oscilación se escogió el transistor y en todas las etapas siguientes, debidas al bajo voltaje de polarización y a su rendimiento eficiente.

### 2.3.c BUFFER Y PREAMPLIFICADOR.

La señal de salida del oscilador RC, era necesaria amplificarla para conseguir mayores voltajes, porque se necesita una señal de entrada al sensor de una determinada potencia, cosa que no se conseguía con la etapa del oscilador RC; por dicha razón se diseñó el circuito amplificador de voltaje o preamplificador; el acoplamiento de estas dos etapas, deben ser independien

tes, libres de interacción, y por consiguiente un circuito tipo aislador fue necesario, se escogió el seguidor emisor por presentar muchas facilidades en su construcción y acoplo; un transformador hubiera sido necesario, pero debido a que éste produce distorsión fue desechada esta idea.

#### 2.3.d AMPLIFICADOR DE POTENCIA.

La necesidad de amplificar la señal en potencia para conseguir un valor de corriente conveniente que sea capaz de continuar en la zona de saturación varias veces mayor que  $H_s$ , del núcleo magnético; implicó la construcción de esta etapa de amplificación, de una potencia de 0.5 wattios y una corriente de 100 mA.

#### 2.3.e FILTRO PASABANDA, AMPLIFICADOR SINTONIZADO.

Para conseguir la segunda armónica libre de toda interferencia, y otras armónicas, se construyó un amplificador sintonizado a la frecuencia de 20 KHz, para de esta manera aprovechar limpiamente esta armónica.

2.3.f AMPLIFICADOR DE VOLTAJE.

La señal filtrada necesita ser amplificada para conseguir una sensibilidad mayor, y esto facilmente se consigue por medio de un amplificador de voltaje.

2.3.g DETECTOR SENSITIVO DE FASE.

La detección de la señal ac de la etapa anterior implicaba un valor capaz de trabajar en la zona de detección de los díodos semiconductores, para de esta manera conseguir además de la fase apropiada de  $180^\circ$  que nos dará la idea en la detección de un cuerpo magnético, las zonas positivas y negativas es decir norte y sur.

2.3.h AMPLIFICADOR DIFERENCIAL.

Para poder balancear de una manera precisa la señal del detector, y para el correcto acoplamiento con el medidor, se construyó esta etapa.

2.3.i INSTRUMENTO DE LECTURA.

Consta de un microamperímetro con el cero en el cen

tro, para ver de una manera clara las variaciones de la señal detectada en el sentido positivo y negativo.



CAPITULO TERCERO

DISEÑO DE LAS DIFERENTES ETAPAS.

### 3.1 SENSOR.

a) Con el núcleo de permalloy, se construyó una bobina toroidal con las espiras uniformemente distribuidas para crear una distribución homogénea del flujo magnético dentro del núcleo. Con alambre # 29 AWG se diseñó este devanado; según la expresión 3-1.

$$n = \frac{l}{\phi} \quad (3-11)$$

donde:  $l$  - longitud media del núcleo (42 mm)

$\phi$  - diámetro del alambre # 29 AWG desnudo  
(0.28 mm)

La longitud del núcleo del sensor en este caso es 42 mm. (ver página 57(5)) y diámetro del alambre usado es 0.28 mm.

$$\text{entonces: } n = \frac{42}{0.28} = 150 \text{ espiras}$$

asumiendo: Por el aislante del alambre un factor de reducción 0.8 se tiene:

$$n = 0.8 \times 150 = 120 \text{ espiras.}$$

Suponiendo que la corriente que entrega el amplificador de potencia es de 100 mA, se calculará la intensidad de campo en el toroide según la expresión 3-2.

$$H = \frac{nI}{l} \quad (3-2)$$

reemplazando los valores se tiene:

$$H = \frac{120 \times 0.1}{4.2} = 2.9 \left[ \frac{\text{Amp-vuelt}}{\text{cm}} \right]$$

De la curva de histéresis del permalloy (apéndice 3.2) se ve que:

$$H_s = 0.16 \text{ Oersted}$$

por consiguiente el  $\hat{H}$  calculado es mayor a  $H_s$  según la relación:

$$\frac{3.55}{0.16} = 23$$

suficiente valor para garantizar su trabajo en la zona de saturación.

b) Se necesita ahora la bobina secundaria que es diseñada para lograr un acoplamiento con el filtro de 20 KHz.

La impedancia que presenta la entrada de la etapa siguiente, es aproximadamente igual a la impedancia que presenta la configuración de un transistor emisor común, es decir  $1 K$  ; por consiguiente la inductancia que debe presentar esta bobina será:

$$L = \frac{R}{2\pi f} \quad (3-3)$$

reemplazando valores se tiene:

$$L = \frac{10^3}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3} \cong 8 \text{ mH}$$

Teniendo una configuración rectangular, la bobina del secundario según la Fig. 3.1.

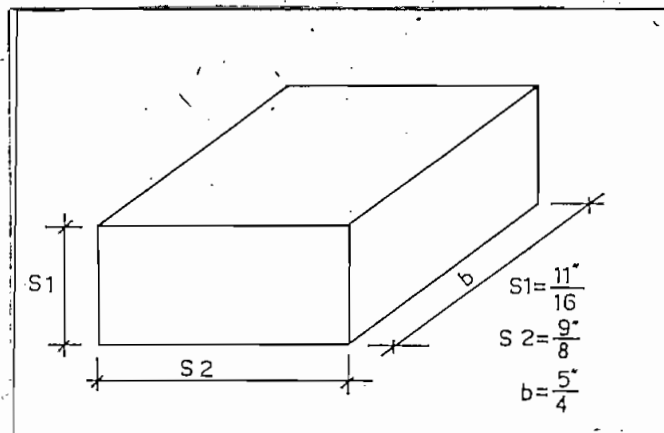


Fig. 3.1

Para calcular el número de espiras necesarias que produzcan la inductancia calculada en la configuración

de la figura 3.1 se aplica la fórmula empírica 3-4 (6)

$$L_0 = p n^2 (G - H) \quad (3-4)$$

donde:  $p$  = perímetro =  $2 (S_1 - S_2)$  (pulg)

$n$  = número de espiras

$G$  = parámetro en función de  $b/S_2$

$H$  = parámetro en función de  $S_1/S_2$ .

$L_0$  - inductancia de la bobina ( $\mu H$ )

Despejando de esta fórmula el número de espiras,  
se tiene:

$$n = \frac{\sqrt{L_0}}{\sqrt{p(G+H)}} \quad (3-4a)$$

Para este caso:  $b/S_2 = 10/9$  y

$$S_1/S_2 = 0.61$$

Se tiene:  $G = 0.0035$  y

$H = 0$  aproximadamente.

reemplazando valores se tiene:

$$n = \frac{2}{3} \frac{\sqrt{60}}{\sqrt{57.5}} \times 10^3$$

$n = 660$  espiras.

El alambre utilizado para este propósito es el #36 AWG

c) Debido a la presencia del campo magnético terrestre, se necesita construir una bobina que anule el campo terrestre, es decir se creará una región de un campo homogéneo que contrarreste al existente; en la Fig. 3.2 se ve este efecto.

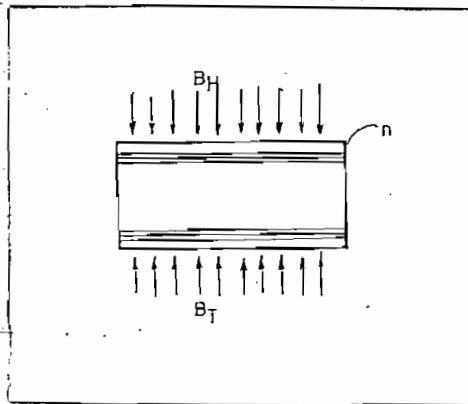


Fig. 3.2

La bobina de Helmholtz, produce este campo homogéneo; teniendo una densidad magnética en su punto medio con un valor de:

$$B_z = \frac{32\pi}{5^{3/2}} \frac{n}{a} \times \frac{I}{10} \quad (3-5)$$

donde:  $B_z$  - densidad de flujo (gausses)

$I$  - corriente d.c (Amp.)

a - radio de la bobina (cm)

n - número de espiras

Para construir esta bobina se partió como referencia de un dato de la Dirección de Geología y Minas del Ecuador, en el cual se indica que la densidad de flujo magnético en nuestro país es de 0.3 gauss. Este valor sirvió para tener una idea del número de espiras.

Las dimensiones de la bobina, se sujetó a las dimensiones de la bobina secundaria, y debido a la dificultad de encontrar en el mercado un cilindro no magnético adecuado, se avino a lo mejor que pudo conseguirse.

Para tener un campo magnético homogéneo de hasta un valor de 0.5 gauss y una variación máxima de corriente de 70 mA, y sujetándose a las dimensiones físicas de la bobina, el número de espiras será igual a:

$$n = \frac{0.5 \times 11.2 \times 10 \times 14}{100 \times 70 \times 10^{-3}} \quad (3-5a)$$

que reemplazando valores se tiene:

$$n = 37$$

Por facilidad se escogió:  $n = 25$  espiras.

Para tener una relación simplificada de  $B_z$ , según los datos conocidos y en función de la corriente la expresión 3-6 nos da dicho valor.

$$B_z = 0.655 \times 10^{-2} I \text{ (gausses)} \quad (3-6)$$

o también:  $I \text{ [mA]}$

$$B_z = 655 I \text{ (g)} \quad (3-6a)$$

En la Fig. 3.3 puede verse la estructura total del sensor compuesta por la bobina toroidal, la bobina secundaria y la bobina de Helmholtz.

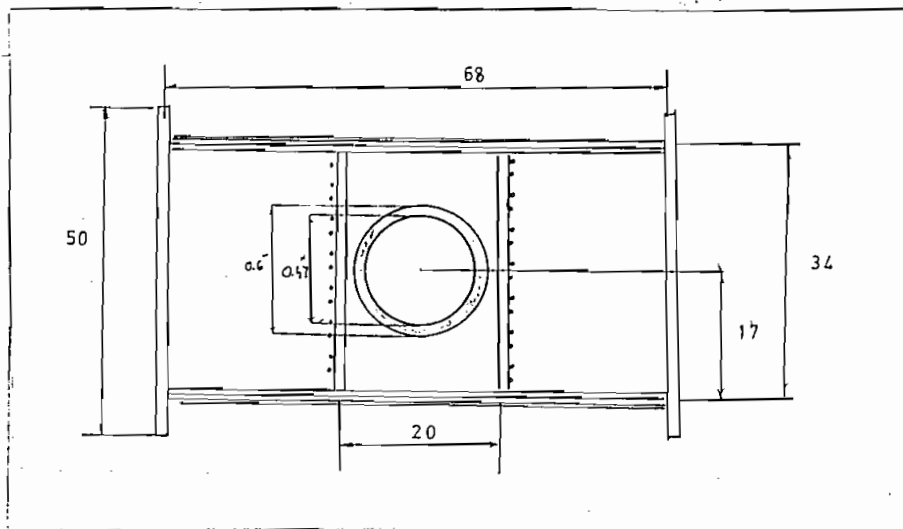


Fig. 3.3



### 3.2 OSCILADOR RC. (1) (7)

El oscilador genera señales sinusoidales que son producidas por un circuito amplificador básico con realimentación.

Los criterios de estabilidad de amplificadores con realimentación, son aplicados para determinar las condiciones de oscilación de un circuito; es decir criterios de Routh Nyquist, Diagramas de Bode, y lugar de las raíces, tienen esta finalidad. (8)

Considerando el circuito de la Fig. 3.4 en el cual existe un amplificador con pasos acoplados de RC, que deben no ser menores que tres.

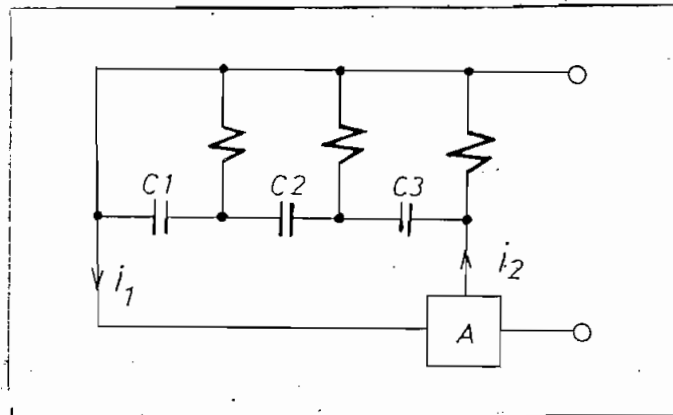


Fig. 3.4

A estas estructuras osciladoras se las denominan desplazamiento de fase, debido a los córrimientos de fase in troducidos por los circuitos RC.

Analizando la configuración RC, se ve que la ganancia debe ser 29 como mínimo, y su frecuencia de oscilación está dada por la expresión 3.7

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}} \times \frac{1}{RC} \quad (3.7)$$

Por este motivo se escogió el transistor OC44, que tiene un hfe de una ganancia mayor que 29.

Entonces: Para la frecuencia de 10 KHz., según la expresión 3-7 se tiene:

$$RC = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} f}$$

Escogiendo un valor de:  $R = 1.2 \text{ K}$ , es decir

$$R = R3 = R4 = R5$$

Según la figura 3.5.

El valor del condensador será igual a:

$$C = 5\pi F$$

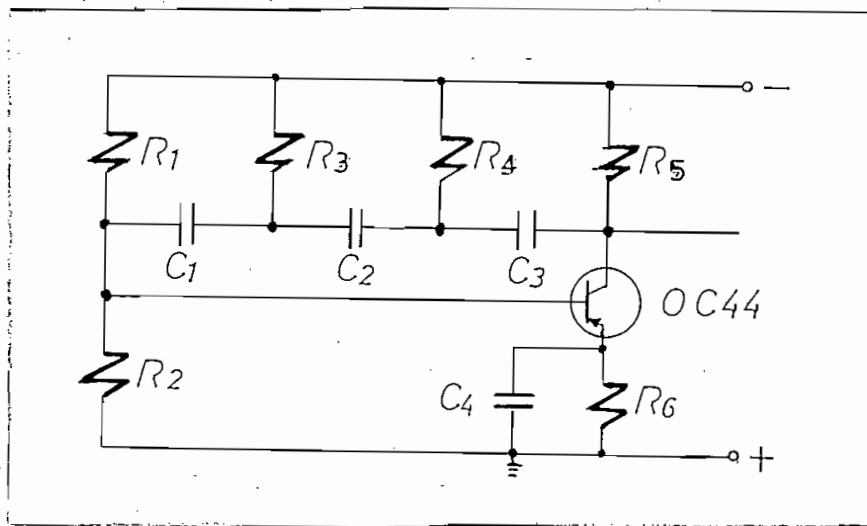


Fig. 3.5

En la Fig. 3.5 se ve el circuito del oscilador RC. Teniendo el transistor OC44 y sus características en la figura 3.6 se realizará los cálculos de polarización.

Con un voltaje de polarización  $V_{cc} = -18$  Volt., para esta etapa y las etapas siguientes, servirá para los cálculos posteriores.

En el circuito de la Fig. 3.5 la resistencia de carga es igual a  $1.2 K$  .

Se escoge un punto de polarización  $V_{ce} = -5$  Volts. después de trazar la línea de carga; en la Fig. 3.6 co-

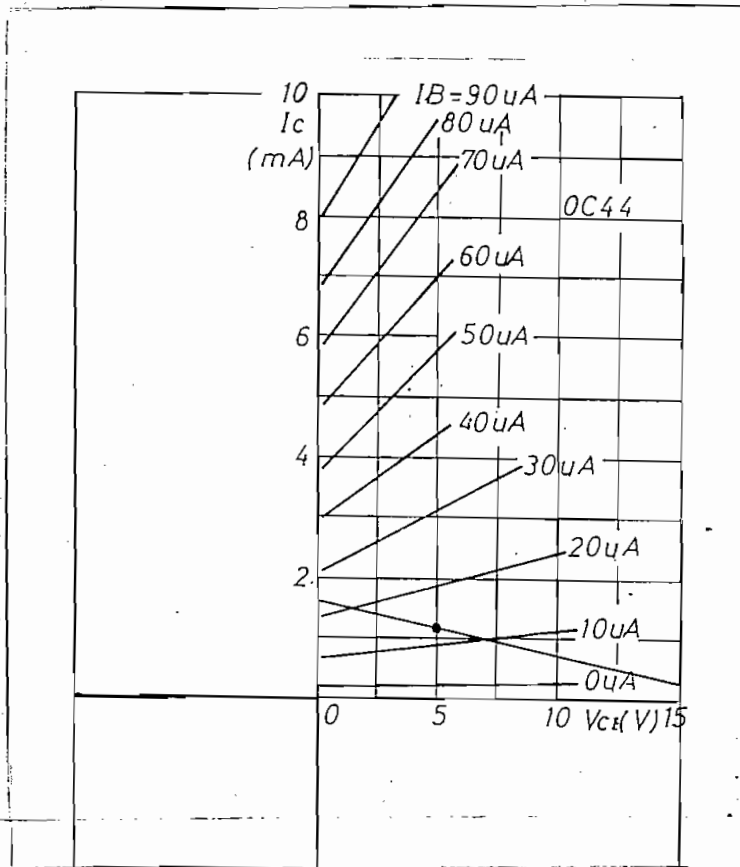


Fig. 3.6

responde a un valor de  $I_c = -1.2$  mA.

De la configuración del circuito se tiene la expresión siguiente:

$$R_E \cong \frac{V_{cc} - (V_{ce} + I_c R_L)}{I_c} \quad (3.8)$$

y reemplazando valores conocidos y calculados se ob-

tiene el siguiente resultado:

$$R_E = 8K \quad (3.8a)$$

El condensador C4 que está en paralelo con R<sub>E</sub> debe cumplir la condición de:

$$X_{C4} \ll R_E \quad (3.9)$$

es decir su valor será:

$$X_{C4} = 100 \Omega$$

Teniendo este valor, y asumiendo una frecuencia de 100 Hz se calcula en la expresión 3-10, el valor del condensador:

$$C4 = \frac{1}{2\pi f X_C} \quad (3-10)$$

por consiguiente:

$$C4 = 16 \mu F$$

Por disponer de un condensador de 20  $\mu F$  se utilizó este valor.

Las resistencias de polarización R1 y R2 se encontrarán de la siguiente manera:

$$R_2 \gg R_E \quad (3-11)$$

por lo tanto:

$$R_2 = 18K$$

Del circuito de la Fig. 3.5 se tiene:

$$-V_{R2} = V_{RE} + V_{BE} \quad (3-12)$$

y sustituyendo valores se obtiene:

$$V_{R2} = -1.5 \text{ Volt.}$$

además en el circuito se saca la relación siguiente:

$$R_1 = R_2 \times \frac{V_{CC} - V_{R2}}{V_{R2}} \quad (3-13)$$

que reemplazando valores dará:

$$R_1 = 56K$$

La salida de la señal del oscilador RC será atenuada para poder hacer el correcto acoplamiento con la etapa siguiente. Por lo tanto se escoge dos valores de resistencia de 3.3 K i 18 K, es decir en una relación aproximada de uno a cinco.

El circuito del oscilador quedará de la siguiente manera, Fig. 3.7

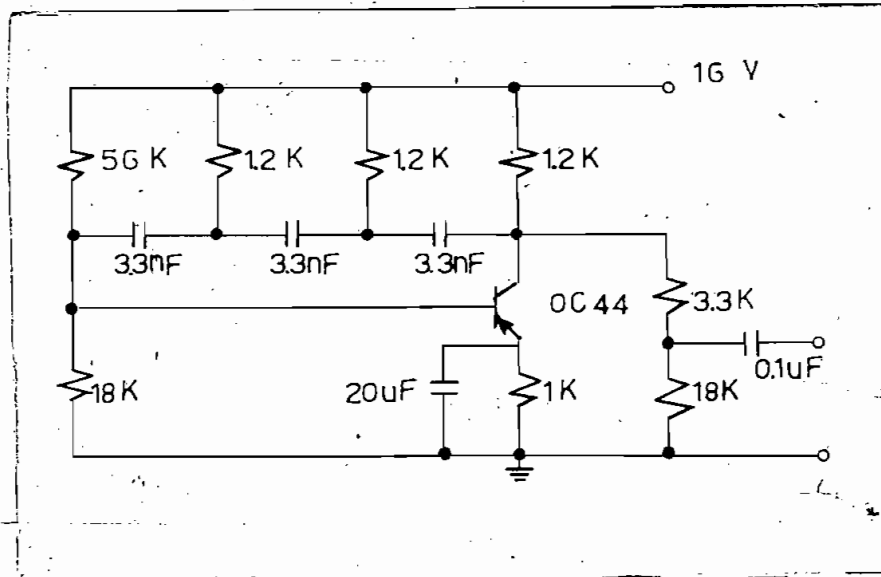


Fig. 3.7

### 3.3 BUFFER Y PREAMPLIFICADOR.

El circuito Buffer denominado muchas veces "separador", es empleado para reducir la interacción indeseable en dos etapas a acoplarse.

Uno de estos circuitos empleados es el "seguidor emisor".

Para este fin se ha escogido un transistor que ten

ga buena ganancia que sea del tipo pnp, como el transistor OC44; por consiguiente el transistor OC71 se escogió para esta etapa.

teniendo el voltaje de polarización:

$$V_{CC} = -16 \text{ voltios}$$

En la Fig. 3.8 tenemos las características de este transistor, y trazando la línea de carga para un valor máximo de corriente de colector 4mA (escogida), se fija un punto de operación de:

$$V_{CE} = -2 \text{ voltios}$$

que corresponde a una corriente:  $I_c = 3 \text{ mA}$ .

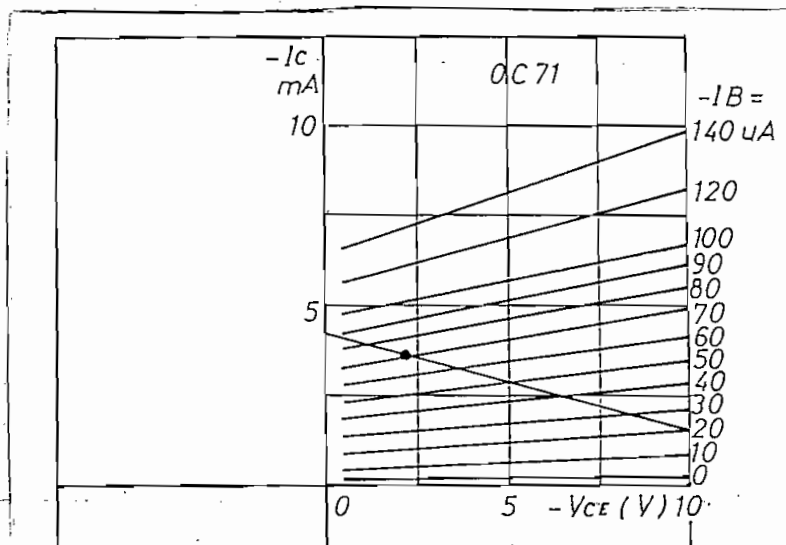


Fig. 3.8



Del circuito grafizado en la Fig. 3.9, se tiene la expresión siguiente:

$$-V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + I_E R_E \quad (3-14)$$

que reemplazando valores, se tiene la siguiente relación:

$$R_C + R_E = 4.7K$$

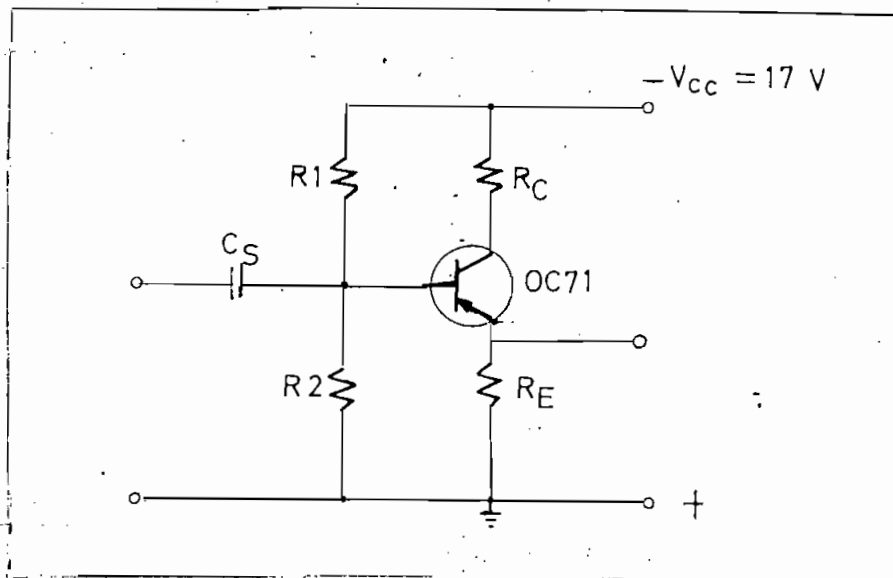


Fig. 3.9

De las características del transistor OC71 se sabe que la impedancia de entrada  $Z_e = 3K$ , y por consiguiente con este dato se puede calcular el valor de:

$$R_B = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \quad (3-15)$$

Como condición se tiene:

$$R_B = 10 Z_e \quad (3-16)$$

y además:  $R_E \approx \frac{10 R_B}{\beta}$  (3-17)

De las dos expresiones anteriores se tiene:

$$R_B = 27 K \quad y$$

$$R_E = 3 K.$$

con el valor calculado de  $R_E$ , se puede encontrar del resultado de la expresión 3-14 la resistencia  $R_C$ .

por consiguiente:

$$R_C = 1.6K$$

Para encontrar los valores de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ , necesitamos conocer el voltaje  $V_B$ , según la expresión 3-18.

$$-V_B = V_{BE} + I_E R_E \quad (3-18)$$

por lo tanto:

$$V_B = -9.3 \text{ Volt}$$

Del circuito se tiene:

$$R_B = \frac{R_1 \times V_B}{V_{CC}} \quad (3-19)$$

y sustituyendo valores encontrados da:

$$R_1 = 46 \text{ K}$$

y debido a que no es una resistencia standard, se escoge para  $R_1 = 47 \text{ K}$ .

De la expresión 3-15 se puede encontrar el valor de  $R_2$ , que reemplazando el valor de  $R_1$  y  $R_B$ , se obtiene para:

$$R_2 = 15 \text{ K}$$

el condensador  $C_s$  cumple la condición:

$$C_s \ll C_E \quad (3-20)$$

en consecuencia se escogió para  $C_s = 0.1$

El circuito de Buffer quedará de la siguiente manera: Fig. 3.10

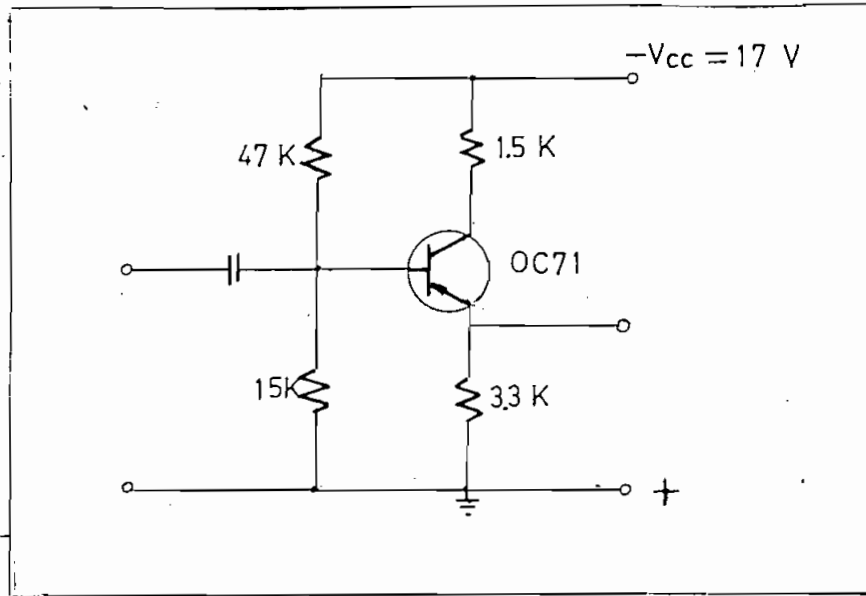


Fig. 3.10

### PREAMPLIFICADOR.

Para diseñar esta etapa preamplificadora, que debe acoplarse con una etapa de potencia, se debe considerar el tipo de transistor a ser utilizado, en función de su potencia, por este motivo se ha escogido el transistor OC74. pnp.

Teniendo la polarización  $V_{cc}$  -16 voltios, en el circuito de la Fig. 3.11 se encontrarán los valores adecuados para su correcto funcionamiento.

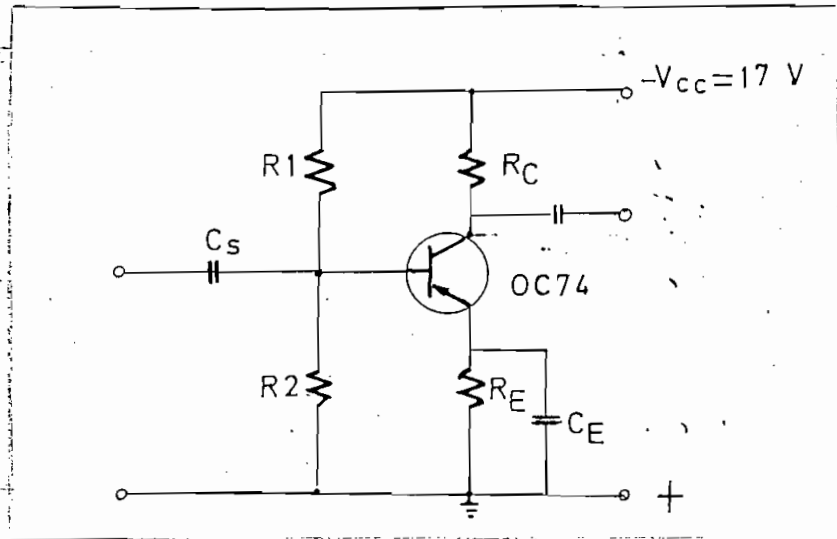


Fig. 3.11

escogiendo el punto de trabajo en la Fig. 3.12:

$$V_{CE} = - 6 \text{ voltios}$$

$$I_C = - 40 \text{ mA.}$$

y teniendo la relación ya conocida:

$$-V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + I_E R_E \quad (3-21)$$

se obtiene:

$$R_C + R_E = 250 \Omega \quad (3-21a)$$

se sabe que la impedancia de entrada del transistor es

aproximadamente:

$$Z_e = r_b + r_e \beta$$

(3-22)

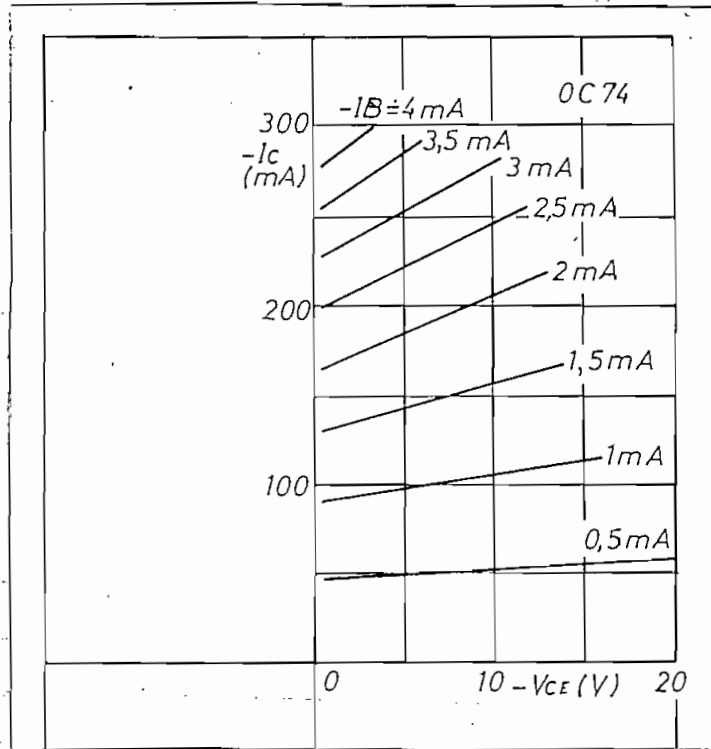


Fig. 3.12

y:  $r_e = \frac{KT/q}{I_e}$  (3-23)

además:  $25 < r_b < 200$  (3-24)

se asume un valor de:

$$r_b = 75 \Omega$$

por consiguiente:

$$Z_e = 75 \Omega$$

como condiciones de operación se tiene:

$$R_B = 10 Z_e \quad (3-25)$$

para:  $\beta = 100$

$$y: R_E = \frac{10R_B}{\beta} = 75 \quad (3-26)$$

se escoge un valor standard de  $R_E = 82$

por lo tanto:

$$R_C = 225 - 75 = 150 \Omega$$

para calcular el voltaje  $V_B$ , reemplazamos los valores en la expresión 3-18 y se tiene para:

$$V_B = -3.5 \text{ voltios}$$

Haciendo uso de las expresiones 3-15 y 3-19, se calcula los valores de  $R_1$  y  $R_2$ .

por lo tanto:

$$R_1 = 3.3 K$$

$$R_2 = 1 \text{ K}$$

Para calcular el valor del condensador  $C_E$ , se hace uso de las expresiones 3-9 y 3-10.

por consiguiente:

$$C_E = 2.2 \mu F$$

y para:  $C_s \ll C_E$  se escoge  $0.47 \mu F$  (3-27)

la expresión 3-28 nos dará el valor del condensador  $C_c$ .

$$C_c = \frac{\lambda}{2\pi f (R_c + R_L)} \quad (3-28)$$

que reemplazando valores será igual a:

$$C_c = 0.1 \mu F$$

En esta etapa de diseño se hará las verificaciones de corrientes, voltajes, ganancia, etc.

Verificando el valor  $I_E$  con la expresión 3-29 se tiene:

$$I_E = \frac{V_{cc}/R_1 - \phi/R_B}{R_E/R_B} \quad (3-29)$$



$$I_E = -38.3 \text{ mA}$$

la ganancia de voltaje se encontrará con la expresión 3-30.

$$A_{V_O} = -g_m \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \times \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + R_S} \quad (3-30)$$

con los valores de:

$$r_{\pi} = \beta r_e = 75 \Omega \quad (3-31)$$

y:  $R_S = 7.5 \text{ k} \quad A_{V_O} = 80$

los valores de voltaje y corriente, se muestran en la tabla 3.1.

TABLA 3.1

$I_B$	3.3	mA.
$I_E$	-37.5	"
$V_{BT}$	-3.3	volt.
$V_{BA}$	-10	"
$V_{BE}$	-0.3	"
$V_{ET}$	-2.8	"
$V_{AC}$	-5.6	"
$V_{CB}$	-7.1	"
$V_{CT}$	-10.4	"

El circuito quedará de la siguiente manera, Fig. 3.13

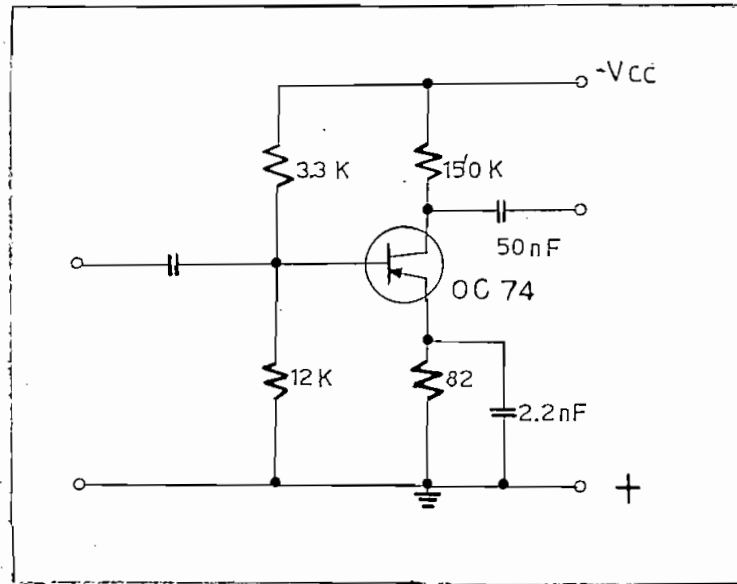


Fig. 3.13

### 3.4 AMPLIFICADOR DE POTENCIA.

Escogiendo el transistor AD139 que cumple condiciones para operar con los siguientes requerimientos:

Potencia de salida    *1 Wattio*

Carga resistiva        *15 Ω*

Factor de estabilidad    *5*

Distorsión menor al 1%

Voltaje de polarización  $V_{CC} = -16$  Volt

Trazando la línea de carga en la Fig. 3.14 escogo los puntos de operación:

$V_{CE} = -7.5$  volt.

$I_C = -0.5$  Amp.

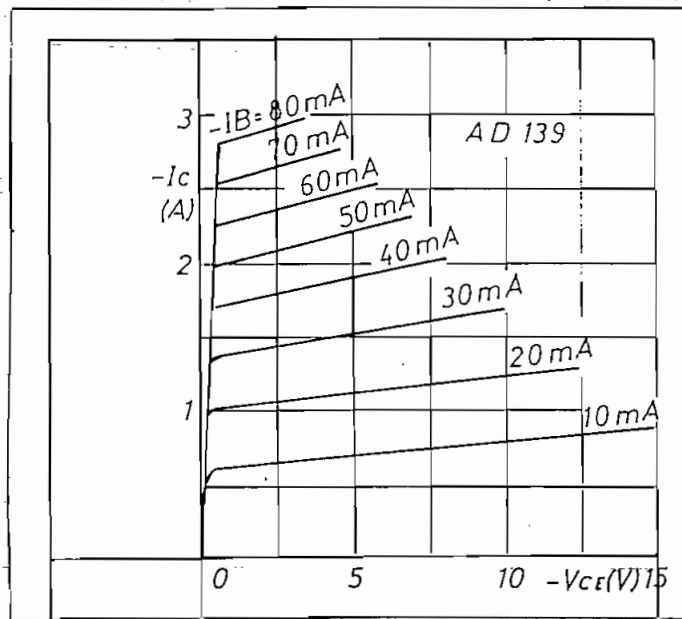


Fig. 3.14

La potencia de salida será igual a:

$$P = \frac{V_{ce} I_c}{8} = 0.5 \text{ wattios}$$

(3-32)

La corriente de salida tendrá el valor de:

$$i_s = \frac{0.5}{5} = 100 \text{ mA}$$

que es el valor de corriente necesaria para saturar el núcleo de permalloy.

Del circuito de la Fig. 3.15, y con los valores conocidos la resistencia  $R_E = 3 \Omega$

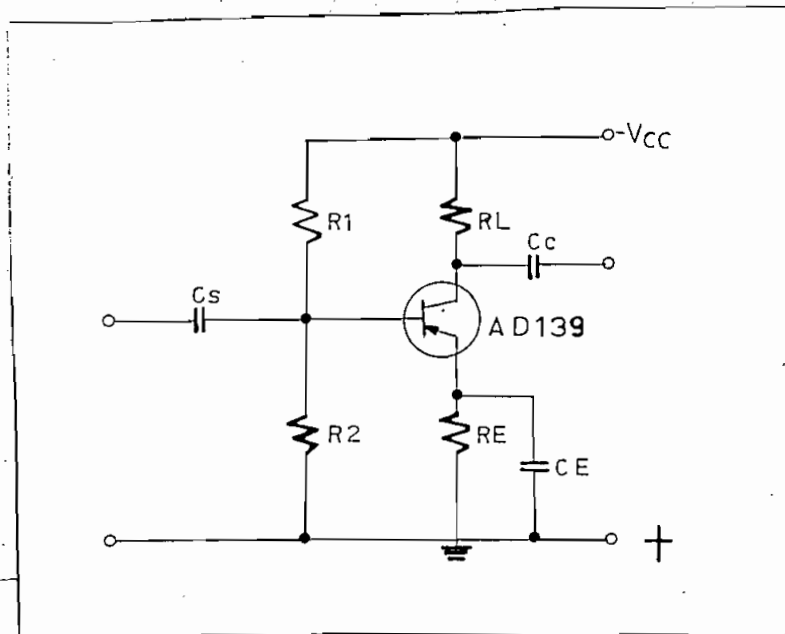


Fig. 3.15

De la expresión 3-33 se calculará el valor de  $R_B$ .

$$K = 1 + \frac{\beta R_E}{R_E + R_B} \quad (3-33)$$

para un valor de 40 se tiene:

$$R_B = 27 \Omega$$

con los datos conocidos y según la expresión 3-18 se tiene:

$$V_B = -1.8 \text{ voltios}$$

con las expresiones 3-15 y 3-19 se encuentran los valores de  $R_1$  y  $R_2$ , siendo esos valores de:

$$R_1 = 370 \Omega$$

$$R_2 = 30 \Omega$$

con las ecuaciones 3-9 y 3-10 se calcula el valor del condensador  $C_E$ , siendo este valor de:

$$C_E = 80 \mu F$$

se obtendrá el valor de  $C_c$  con la expresión 3-28. Por consiguiente:

$$C_c = 0.1 \mu F$$

el circuito quedará de la siguiente manera. Fig. 3.16

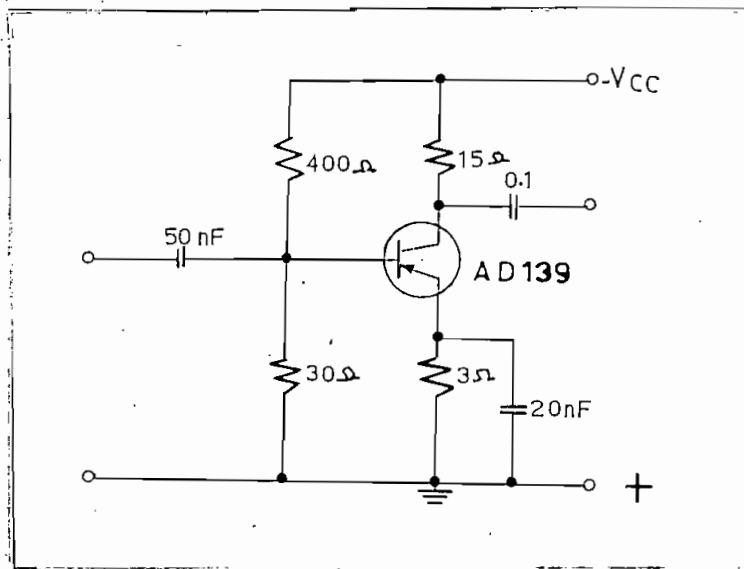


Fig. 3.16

### 3.5 FILTRO AMPLIFICADOR SINTONIZADO.

La señal que sale del sensor con sus diferentes armónicas, se filtrará a través de un amplificador sintonizado, para 20 KHz.

El circuito a tratarse será según la Fig. 3.17

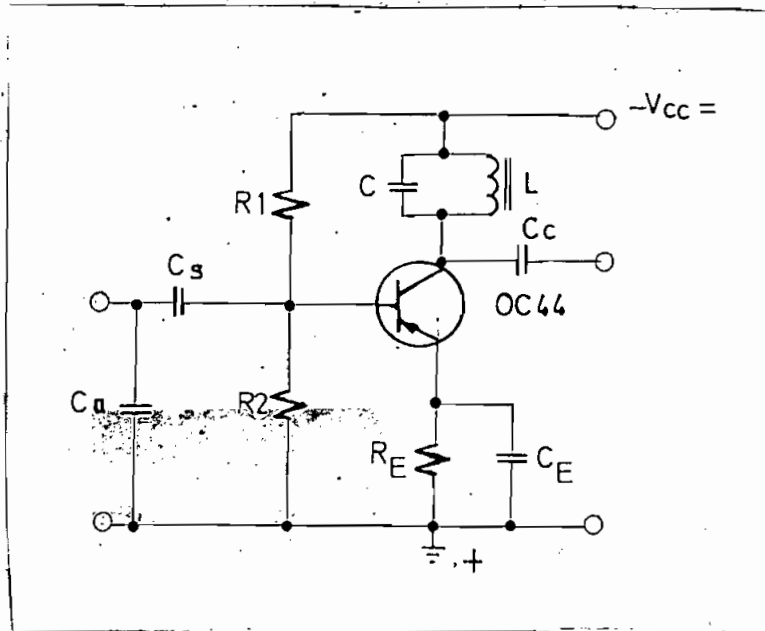


Fig. 3.17

Voltaje de polarización  $V_{cc} = -17$  y

Una resistencia de carga de  $3.5 \text{ K}$

Se escoge el transistor OC44, que tiene una ganancia de 100 y presenta características apropiadas para esta etapa.

En la Fig. 3.18 de las características del transistor OC44, se traza la línea de carga, para escoger:

Para escoger el punto de polarización, es decir el de operación se fija a:

$$V_{CE} = -7.5 \text{ volt.}$$

y que corresponde a:

$$I_c = 2 \text{ mA.}$$

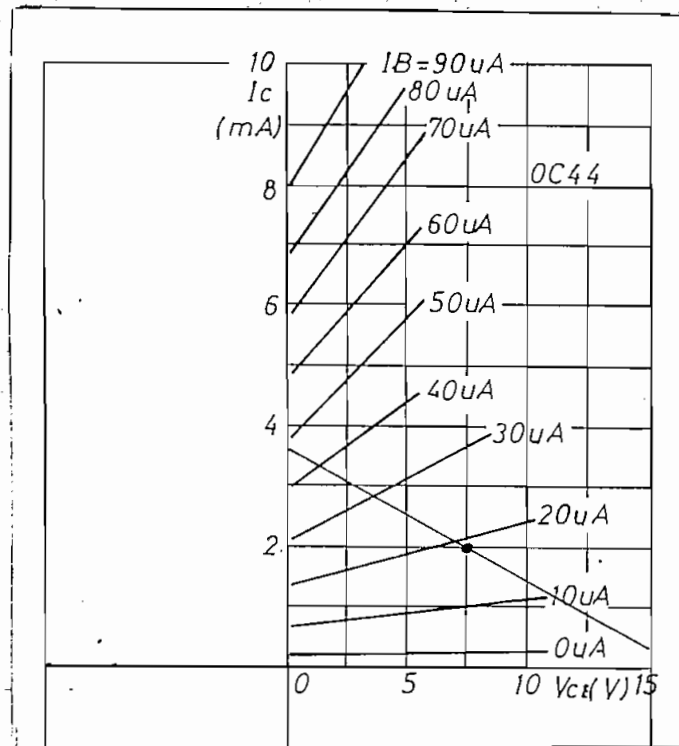


Fig. 3.18

Con la expresión 3-21 y asumiendo aproximadamente que

$I_e = I_c$ , se tiene:



$$R_L + R_E = 5 \text{ K}$$

Con la expresión 3-22 se calcula la impedancia de entrada  $Z_e$ , y sirviéndonos además de la expresión 3-23 con un  $\beta$  igual a 120 y un valor de  $r_b$  100 se tiene:

$$Z_e = 1.9 \text{ K}$$

por consiguiente el valor de  $R_B$  será igual a:

$$R_B = 18 \text{ K}$$

se tiene según la expresión 3-26:

$$R_E = 1.5 \text{ K}$$

en consecuencia:

$$R_L = 3.5 \text{ K}$$

de la expresión 3-18 se encuentra el valor de voltaje  $V_B = - 3.5$  voltios.

para el cálculo de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ , se hace uso de las expresiones 3-15 y 3-19.

logrando de esta forma tener:

$$R1 = 87 \text{ K}$$

y:  $R2 = 23 \text{ K}$

luego escogiendo valores de resistencia standard, quedará de la siguiente manera:

$$R1 = 82 \text{ K}$$

y:  $R2 = 27 \text{ K}$

las expresiones 3-9 y 3-10 ya mencionadas anteriormente sirven para el cálculo del condensador  $C_E$ .

por consiguiente se tiene:

$$C_E = 100 \text{ nF}$$

para el cálculo del circuito tanque LC que se encuentra en la resistencia de carga, supuesta anteriormente se tiene la expresión siguiente:

$$Q = \frac{R_L}{2\pi f L} \quad (3-34)$$

que con una bobina con núcleo de ferrita, de valor de inductancia  $L = 5.3 \text{ mH}$  (medida en laboratorio), se tiene:

$$Q = 6.4$$

por lo tanto el valor del condensador C, será igual a:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 L f^2} \quad (3-35)$$

para una frecuencia de 20 KHz, es decir la segunda armónica.

se tiene:  $C = 12.5 \text{ nF}$

el valor del condensador  $C_s$  según la expresión 3-20, es igual a:

$$C_s = 0.27 \text{ } \mu\text{F}$$

para encontrar el valor del condensador  $C_c$  se hace uso de la expresión 3-28.

por consiguiente:

$$C_c = 22 \text{ nF}$$

En el circuito podrá añadirse un condensador en paralelo con la resistencia  $R_2$ , para tener un acoplamiento perfecto con la bobina del secundario del sensor.

Este valor del condensador se probó en laboratorio

habiéndose obtenido:

$$C_a = 0.47$$

por consiguiente el circuito quedará de la siguiente manera. Fig. 3.19

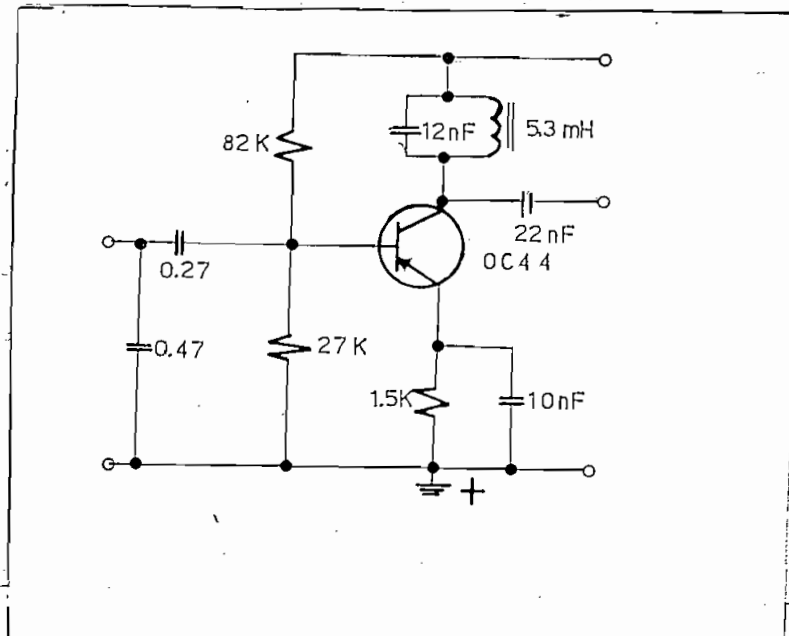


Fig. 3.19

### 3.6 AMPLIFICADOR DE VOLTAJE.

Para poder amplificar la señal una vez sintoniza-

da en su segunda armónica, debido a que dicha señal es muy pequeña y se necesita ser detectada para lograr una sensibilidad mayor, se necesitó de esta etapa.

Como condiciones que se debe imponer es que su voltaje de salida sea mayor que el necesario, para que el diodo trabaje en la zona de detección, por consiguiente:

$$V_s = 5 \text{ voltios}$$

y una ganancia de voltaje  $A_{V_0} = 50$

El circuito de la Fig. 3.20 será empleado para esta etapa.

Se impone una resistencia de carga de 7.5 K, que es la de un transformador para poder sacar en dos partes con la misma impedancia.

El transistor utilizado para este caso es el OC44, por tener una ganancia de 100, y además los voltajes de polarización son semejantes a los de las etapas anteriores.

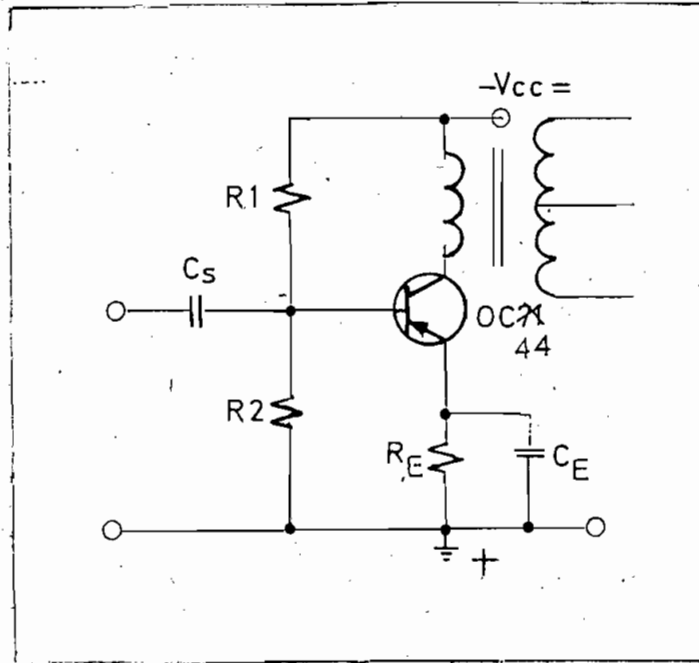


Fig. 3.20

Las características del transistor OC44 están indicadas en la Fig. 3.21, y sirven para que en ellas se dibujen la línea de carga y se fije el punto de operación.

escogiendo para:

$$V_{CE} = -7 \text{ volt.}$$

y:  $I_C = -1.2 \text{ mA.}$

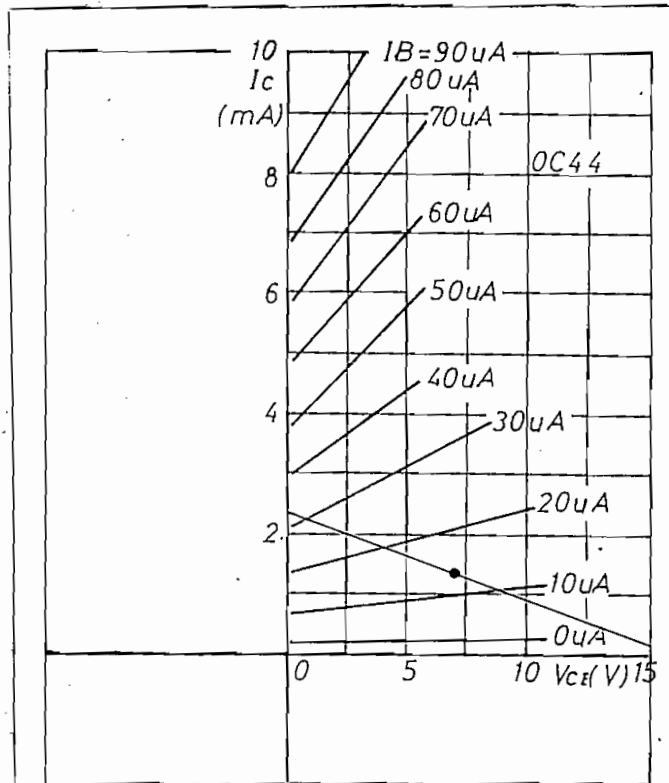


Fig. 3.21

Con la expresión 3-21 y teniendo el voltaje de polarización  $V_{cc} = -17$  voltios, junto con los valores conocidos se encuentra para  $R_E = 850 \Omega$

y escogiendo un valor standard de resistencia se tiene:

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

De la ecuación 3-26 se tiene:

$$R_B = 3 \text{ K}$$

De la expresión 3-18 se obtiene para:

$$-V_B = 1.5 \text{ voltios}$$

Para los valores de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  se ha  
ce uso de las expresiones 3-15 y 3-19.

por consiguiente:

$$R_1 = 33 \text{ K}$$

y:  $R_2 = 3.3 \text{ K}$

las expresiones 3-9 y 3-10 se utilizan para encontrar  
el valor del condensador  $C_E$ .

por lo tanto:

$$C_E = 2 \mu F$$

el valor de  $C_s$  es igual a la del condensador  $C_c$  de la e  
tapa anterior.

de esta manera el circuito quedará así: Fig. 3.22



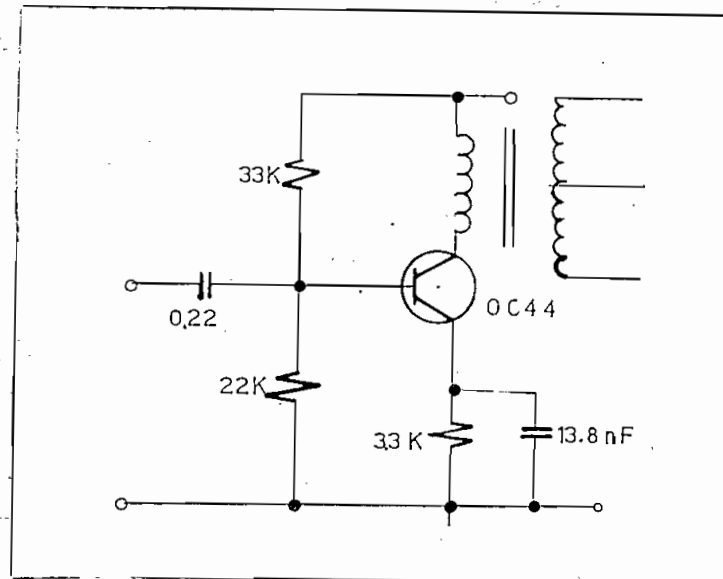


Fig. 3.22

### 3.7 DETECTOR SENSITIVO DE FASE.

El circuito a detectar será de la siguiente forma. Fig. 3.23

Los diodos a ser utilizados son aquellos cuya zona de detección principia desde 1.5 voltios.

Los valores de RC, se escoge en base a la corriente que debe entregarse a la etapa siguiente.

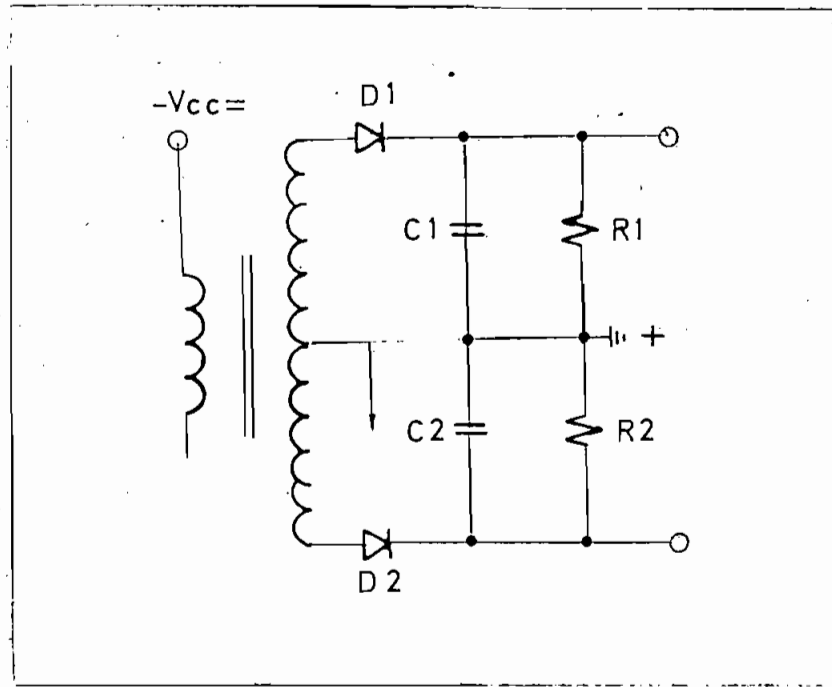


Fig. 8.23

por lo tanto los valores escogidos son:

$$R1 = R2 = 100 \text{ K}$$

y:  $C1 = C2 = 0.1$

En este circuito se necesita de un voltaje de referencia, para poder detectar las variaciones positivas y negativas de la señal de segunda armónica que vienen a esta etapa.

La señal de referencia se introduce a este circuito de detección por medio de un transformador, que está acoplado a un circuito doblador.

Para el circuito doblador se utiliza las mismas consideraciones de diseño de la sección 3.5, con la única diferencia de que el emisor va directamente a tierra. Este doblador tiene una segunda etapa sintonizada a la frecuencia de 20 KHz.

En la Fig. 3.24 se indica este circuito.

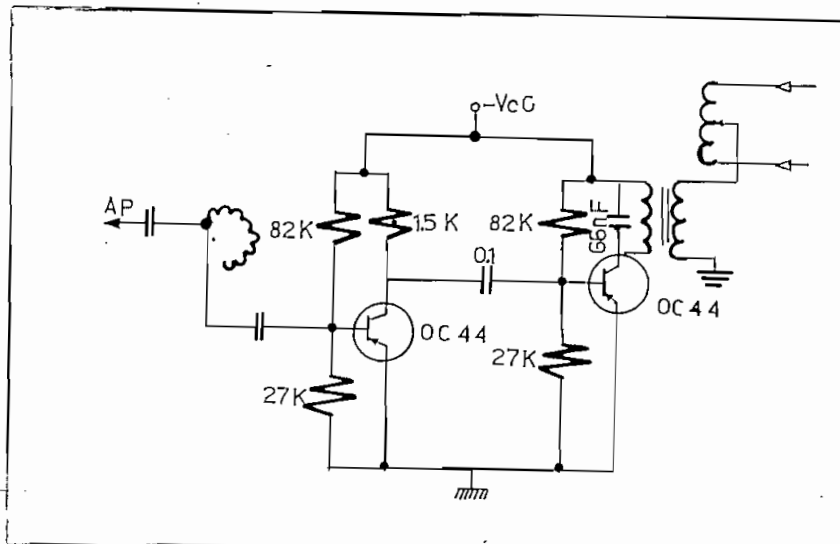


Fig. 3.24

### 3.8 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL Y MEDIDOR.

Esta etapa se utiliza para acoplar directamente el medidor con el detector.

El circuito de la Fig. 3.25 nos indica esta configuración:

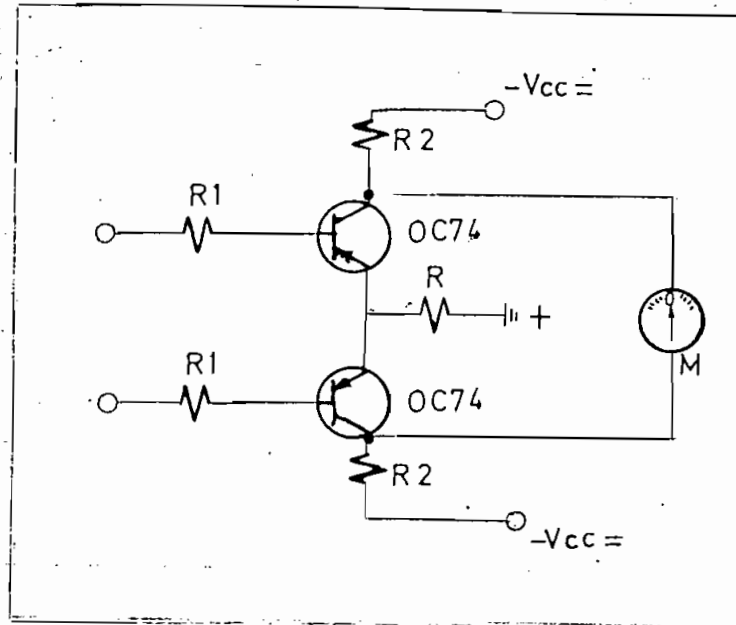


Fig. 3.25

Se tiene como dato el voltaje de polarización  $V_{cc}$  igual a menos 17 voltios, y escogiendo los transistores OC74 por la ganancia y corrientes que puede soportar.

Escogiendo un punto de operación en la Fig. 3.26 de:  $V_{CE} = -10$  voltios, y  $I_c = -2 \text{ mA}$

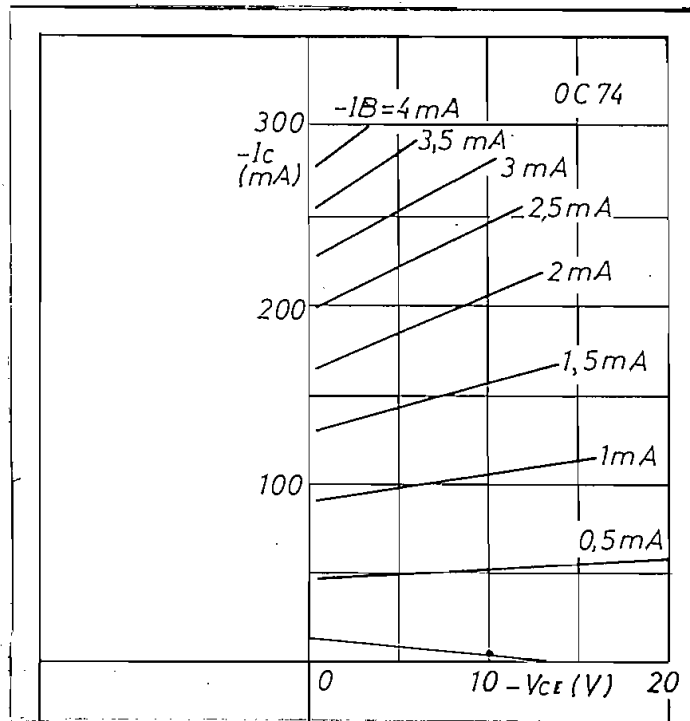


Fig. 3.26

De acuerdo a la expresión 3-21 se tiene:

$$R_C = 3.9 \text{ K} \quad , \quad y$$

$$R_B = 2.7 \text{ K}$$

y con la expresión 3-26 se obtiene  $R_B = 10 \text{ K}$

por consiguiente colocando el medidor entre los dos colectores, no existirá interacción con la impedancia pequeña que presenta el medidor.

En el circuito de la Fig. 3.27 se puede ver esta etapa con los valores calculados.

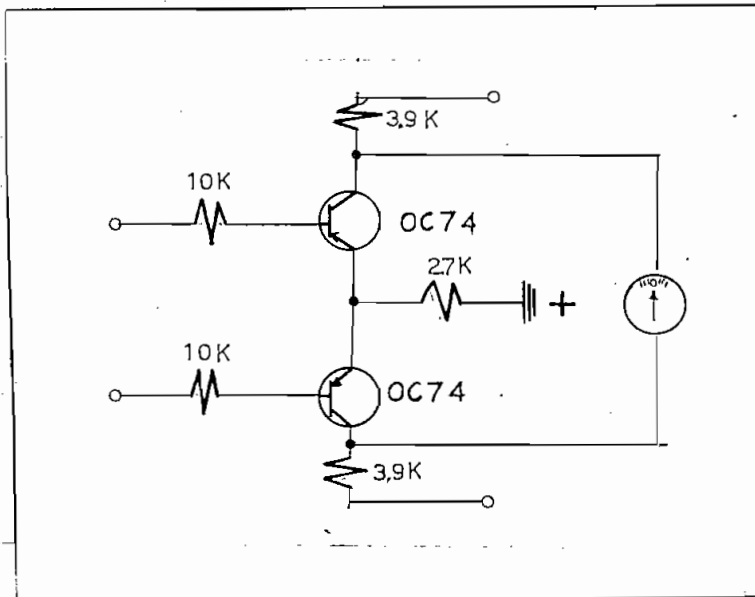


Fig. 3.27

### 3.9 FUENTE DE PODER REGULADA.

Para tener una fuente de alimentación para las diferentes etapas del magnetómetro tipo segunda armónica,

se necesita corriente continua, sea esta:

- 1) De una etapa rectificadora, o
- 2) procedente de una batería.

1) Etapa Rectificadora.-

La corriente alterna comercial existente en nuestro medio es de 110 voltios aproximadamente; por consiguiente se necesita de un transformador para bajar el voltaje a unos 16 voltios para que una vez rectificada tenga un voltaje de 20 voltios.

a) Cálculo del Transformador.-

Disponiendo de las chapas de hierro para el transformador de las dimensiones de la Fig. 3.28

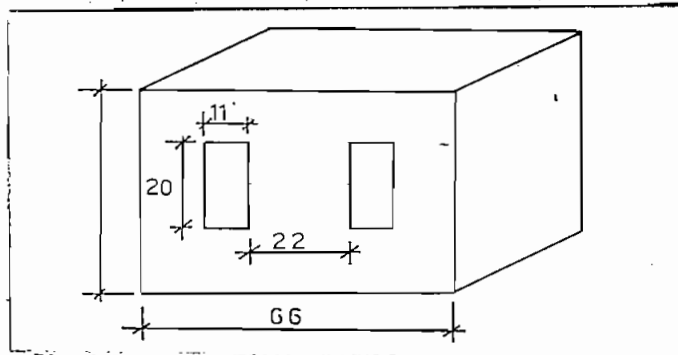


Fig. 3.28

y tenemos los siguientes datos:

$E_p = 110$  voltios    voltaje del primario.

$f = 60$  Hz            frecuencia de la corriente

$B_m = 10^4$  gauss      densidad de flujo de las chapas.

$E_s = 16$  voltios      voltaje de salida.

para calcular el número de espiras del primario se tiene la siguiente ecuación:

$$N_p = \frac{E_p}{4.44 f A_c B_m 10^{-8}} \quad (3-36)$$

donde  $A_c$  área del núcleo central que para este caso es aproximadamente:

$$A_c = 2 \times 1.5 = 3 \text{ cm}^2.$$

Por lo tanto reemplazando valores:

$$N_p = 1.250 \text{ espiras.}$$

Necesitando unos 10 wattios de potencia, debido a que la polarización es de 20 voltios y un consumo de corriente de 0.5 Amp.



Por consiguiente:

$$P = V I \cos \phi \quad \cos \phi = 0.8 \quad (3-37)$$

la corriente en el devanado primario será:

$$I = \frac{P}{V_p 0.8} = 114 \text{ mA} \quad (3-37a)$$

escogiendo el alambre # 29 AWG que soporta dicha corriente.

El diámetro del alambre # 29 AWG es 0.29 mm. calculando el número de espiras por capa se tiene:

$$\text{espiras/capa} = 69$$

el número de espiras para el primario será:

$$\frac{1250}{69} = 18 \text{ capas}$$

el espesor que ocupa:

$$18 \times 0.29 = 5.2 \text{ mm.}$$

Calculando el número de espiras del secundario:

$$N_s = 1.05 \frac{E_s}{E_p} \times N_p \quad (3-38)$$

$N_s = 192$  espiras.

$I_s = 500$  mA corriente del secundario

un alambre # 23 AWG soporta dicha corriente.

diámetro del alambre # 23 AWG : 0.58 mm.

por consiguiente el número de espiras por capa será:

$$\text{espiras/capa} = \frac{20}{0.58} = 34$$

y el número de capas:

$$\frac{192}{34} = 5.4$$

espesor que ocupa:

$$6 \times 0.58 = 3.45 \text{ mm.}$$

espesor total de las capas del primario y secundario:

$$5.2 - 3.45 = 8.65 \text{ mm.}$$

para el aislante tenemos una reserva de espacio de:

$$11 - 8.65 = 2.35 \text{ mm.}$$

que es suficiente.

Disponiendo de un puente de rectificación que soporta una corriente de por lo menos 500 mA, el circuito quedará de la siguiente manera, Fig. 3.29.

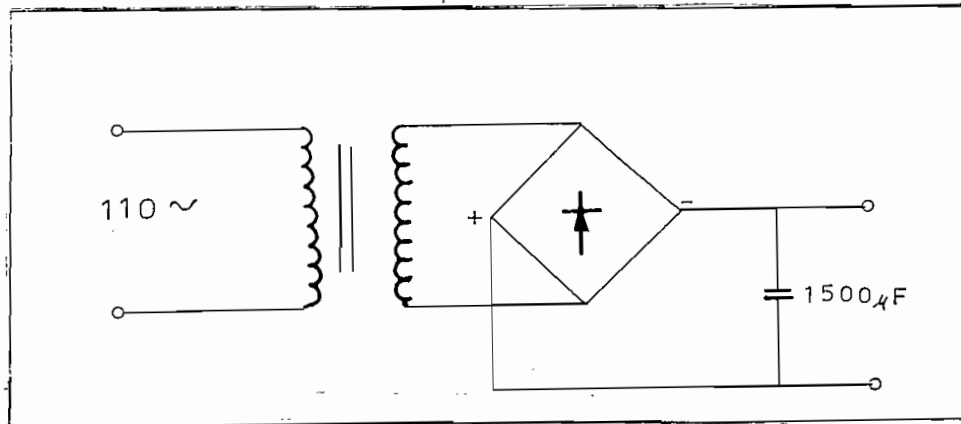


Fig. 3.29

El condensador utilizado tiene un valor de 1000 para sacar un valor DC bastante lineal.

el valor de este voltaje es:

$$16 \times \sqrt{2} = 22.5 \text{ voltios, sin carga.}$$

y de: 18.5 voltios, con carga.

De los puntos AB se sacó la alimentación para las etapas del instrumento.

b) Circuito de Regulación.-

Para tener una regulación de voltaje en la variación de corriente de la bobina de Helmholtz, fue indispensable tener esta etapa adicional, que necesita de dos potenciómetros, uno grueso y otro fino; y el circuito empleado es el siguiente. Fig. 3.30

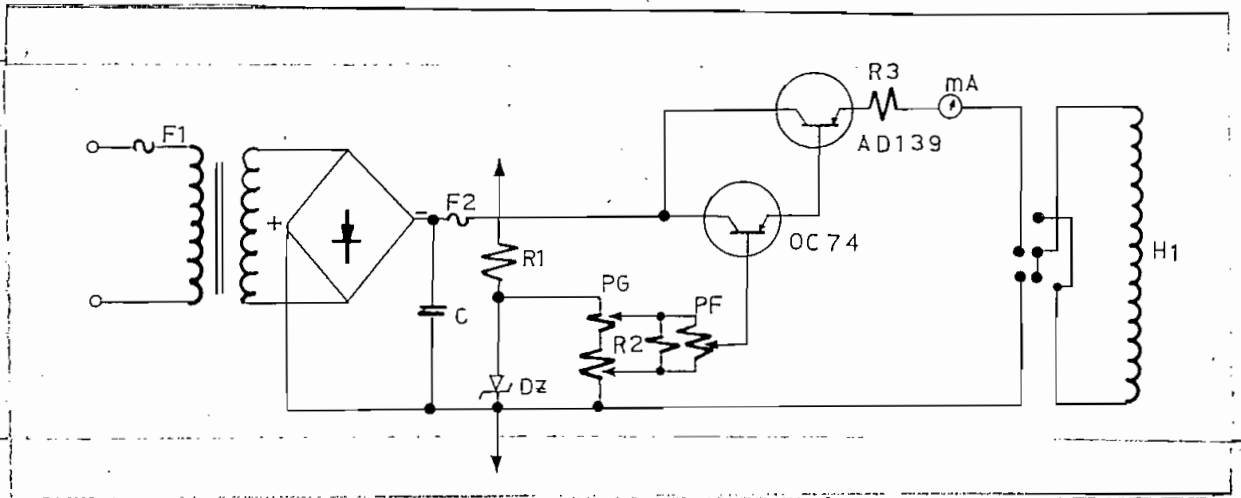


Fig. 3.30

Analizando el circuito se obtiene los siguientes datos:

$V_s = 18.5$  voltios Voltaje de salida A.B

Díodo Zener con voltaje de ruptura 10 voltios

$I_z = 1$  mA

$$I_L = 10 \text{ mA}$$

Del circuito se tiene la expresión 3-39:

$$R_1 = \frac{V_{clm} - V_B}{I_L + I_2} = 820 \Omega \quad (3-39)$$

Un potenciómetro de resistencias de 1 K y 2 K en serie, es disponible y podrá efectuar la operación para la variación gruesa.

La resistencia R2 estará en función del voltaje de dicho potenciómetro, es decir:

$$R_2 = 220 \Omega$$

Un potenciómetro de 10 K disponible, efectuará la operación para la variación fina.

la corriente suministrada I2, para este caso se tiene:

$$I_2 = 0.25 \text{ mA}$$

El transistor OC74 se escoge para este caso, ya que soporta corrientes de esta magnitud en la base.

el valor de I3 será aproximadamente:

El transistor T2 será escogido en base a esta corriente, lo cual se vió conveniente el AD139.

el valor de  $I_4$  será:

$$I_4 = 800 \text{ mA}$$

Debido a que se necesita corrientes de hasta 100mA para la alimentación de la bobina de Helmholtz, se coloca la resistencia R3 de un valor de 120 que producirá una caída de potencial. En realidad la corriente  $I_4$  calculada, será menor debido a la realimentación del colector del transistor T2 con el colector del transistor T1.

El miliamperímetro utilizado es de un rango de 100 mA; teniendo además el circuito un conmutador de polaridad para la bobina de Helmholtz.

## 2) Batería.-

En lugar de alimentarse las etapas con circuito rectificador, se utiliza también batería de 18,5 10% voltios sin ningún problema; y debido a que una bate-

ría se descarga en función del tiempo, se debe disponer de un chequeador de batería, que utilizando la última posición del switch de Gammas, se interconecta el miliamperímetro de control de corriente de la bobina de Helmholtz.

El valor de 50 mA en el miliamperímetro, indica el voltaje de 20 voltios de la batería; por consiguiente una resistencia de 400  $\Omega$  conectada en serie dará dicho valor.

$$R = \frac{20}{50 \times 10^{-3}} = 400 \Omega$$

para R se utiliza de 390  $\Omega$  standard.

Los fusibles F1 de 0.25A y F2 de 1A, se pusieron para seguridad del circuito.

El circuito completo se puede ver en diagrama *total*

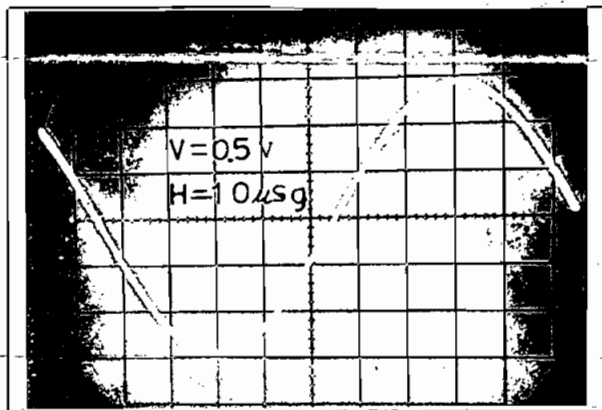
CAPITULO CUARTO

EXPERIMENTACION Y RESULTADOS FINALES.

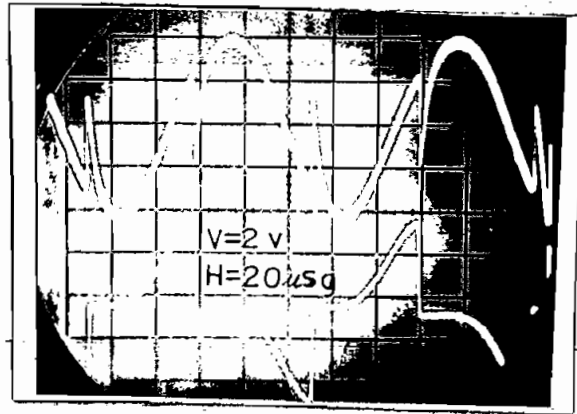


#### 4.1 GENERALIDADES.

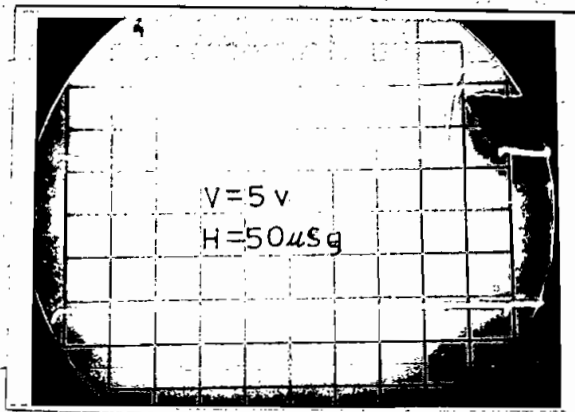
Según el diseño de las diferentes etapas expuestas en el capítulo tercero, fue construido el magnetómetro con el fin de experimentación. El diagrama esquemático completo del circuito se muestra en el apéndice. Las fotografías de la Fig. 4.1 muestran las señales en diferentes partes del circuito. Las medidas oscilográficas fueron realizadas por un osciloscopio Hewlett Packard, modelo 1402A.



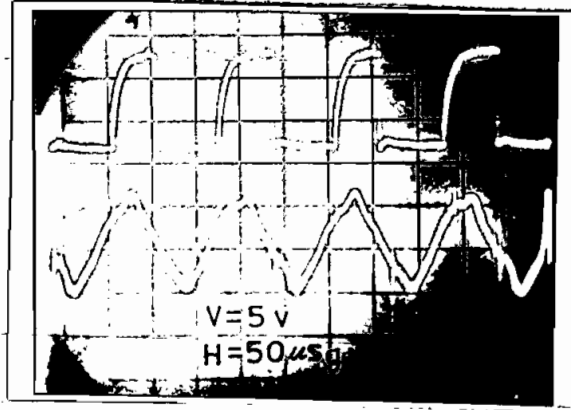
Señal de 10 KHz en el oscilador RC



Señal de saturación en la entrada del sensor.



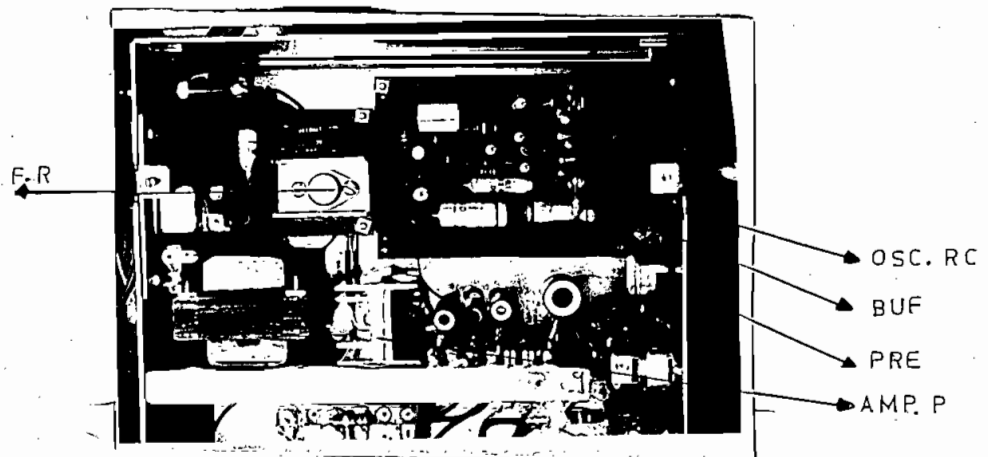
Señal del doblador.



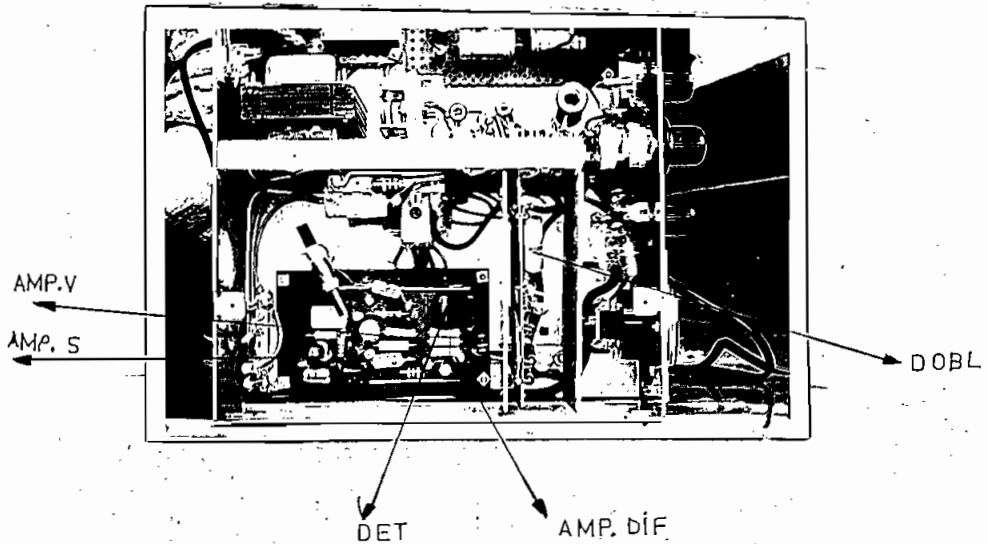
Comparación de señales de detección y referencia.

Fig. 4.1

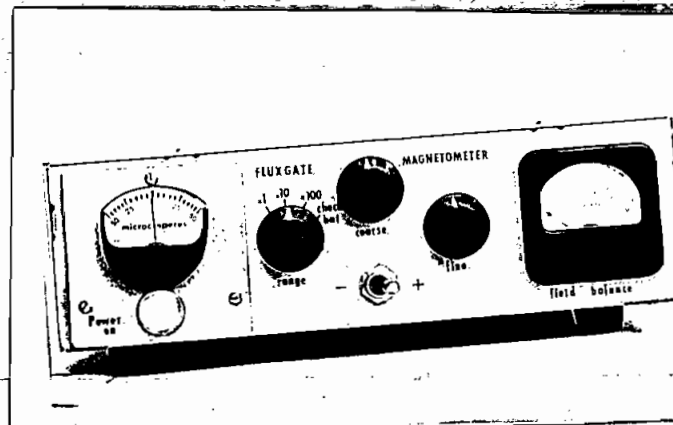
Detalles de la construcción electrónica y mecánica están mostradas en la Fig. 4.2



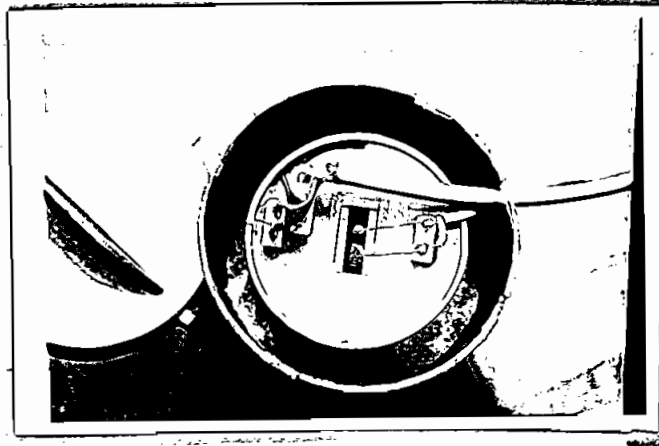
Vista superior: etapas de oscilador RC, Buffer, preamplificador de potencia, fuente regulada.



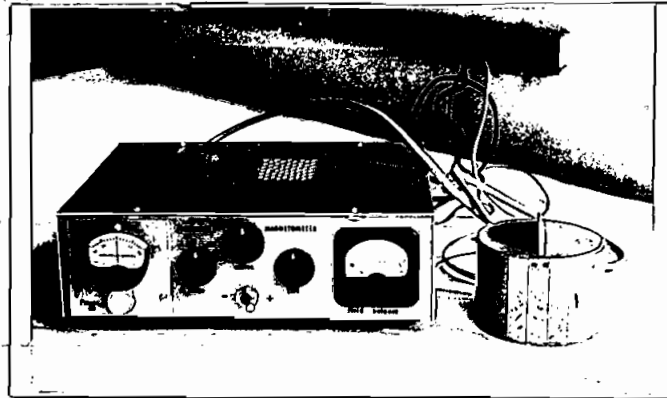
Vista superior: etapas de amplificador sintonizado, amplificador de voltaje, detector, amplificador diferencial, doblador.



Vista frontal del magnetómetro.



Vista del sensor.



Vista total del magnetómetro.

Fig. 4.2

#### 4.2 MODIFICACIONES EN EL CIRCUITO.

Se realizaron las siguientes modificaciones:

- a) Cambio de la resistencia de carga del amplificador de potencia, con el fin de lograr menos potencia de disipación en el transistor.
- b) Eliminación del condensador  $C_E$  de la etapa de potencia, para tener efecto de realimentación negativa y por consiguiente mas pureza de la señal.
- c) Colocación de una bobina en serie con el condensador  $C_{15}$ , para lograr de esta manera un filtro pasabanda de 20 KHz, también para tener una señal más pura.
- d) Construcción del multivibrador sincronizado, en reemplazo del doblador directo con núcleo de ferrita en el transformador, que por causa de su forma física, produce problemas de radiación.

En la Fig. 4.3 muestra dicho circuito.

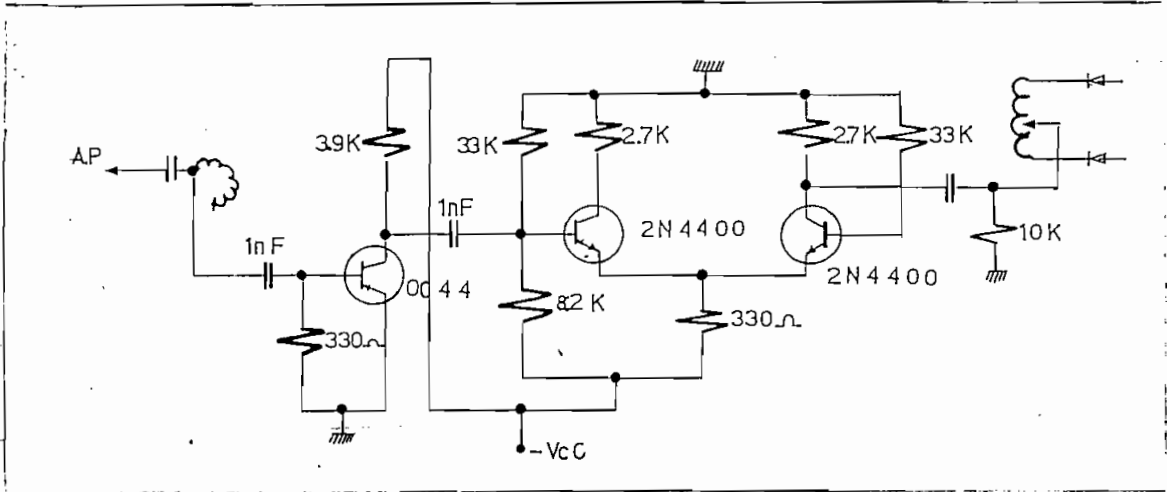


Fig. 4.3

#### 4.3 CONSTRUCCION.

Todos los circuitos de las etapas del magnetómetro, se encuentran en circuito impreso. Los blindajes entre el oscilador y las etapas de salida, disminuyen los problemas de radiación. La alimentación de corriente puede ser: alterna 110 voltios, o corriente continua de aproximadamente 20 voltios.

#### 4.4 DATOS OBTENIDOS EN LABORATORIO.

#### 4.4.1 Voltajes de alimentación.

La fuente común de alimentación para las diferentes etapas del magnetómetro es de: -18.6 voltios.

- Etapa de oscilador: -16.5 voltios.
- Buffer y Preamplificador: -14 voltios.
- Amplificador de potencia: -18.5 voltios.
- Etapas después del sensor: -15.4 voltios.
- Corriente total: 400 mA.

#### 4.4.2 Fuente regulada.

Para comprobar la regulación del voltaje de alimentación para la bobina de Helmholtz, se midió el voltaje de salida de la fuente regulada para diferentes cargas, los resultados son:

I Helmholtz

V alimentación

10

18.5



20	18.4
30	18.3
40	18.2
50	18.2
60	18.2
70	18.2

Entonces la regulación es aproximadamente el 2%.

#### 4.5 CALIBRACION Y SENSIBILIDAD.

Para la calibración del magnetómetro se sirvió de los siguientes elementos, los cuales están representados en la Fig. 4.4

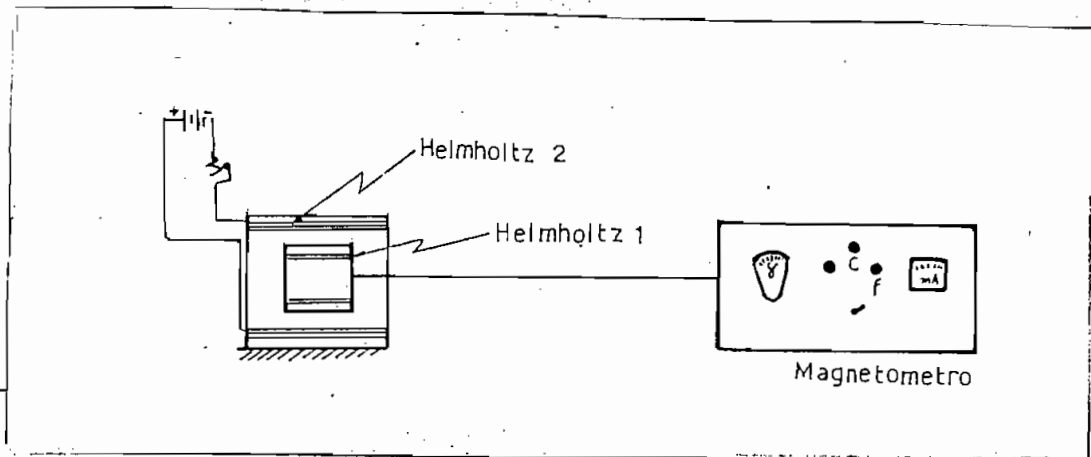


Fig. 4.4

El procedimiento de operación es el siguiente:

- a) Alimentada la bobina de Helmholtz de prueba, por una cierta corriente, se coloca en su parte inferior el sensor del magnetómetro.
- b) Se busca el punto de calibración del medidor Gamma con los potenciómetros "Coarse" y "Fine", y luego se hace variar la deflexión en un sentido y otro del punto de calibración; obteniendo los siguientes resultados para los dos rangos del magnetómetro.

Divisiones	1 Rango (500 )	2 Rango (5000 )
5	2.2 mA	16 mA.
4	2.0	14.5
3	1.9	13
2	1.7	11
1	1.55	9.5
0	1.4	8.3
-1	1.2	6.8
-2	1.0	5.6
-3	0.85	4.5
-4	0.7	3.3
-5	0.6	-1

Entonces:

En el primer rango se tiene una variación de 0.8 mA pa  
ra cinco divisiones; por consiguiente el campo medido para la  
deflexión total es:

$$B = 655 I$$

$$B = 500 \gamma$$

En el segundo rango la variación es de 7.3 mA para cin-  
co divisiones, por lo tanto el campo medido es:

$$B = 655 I$$

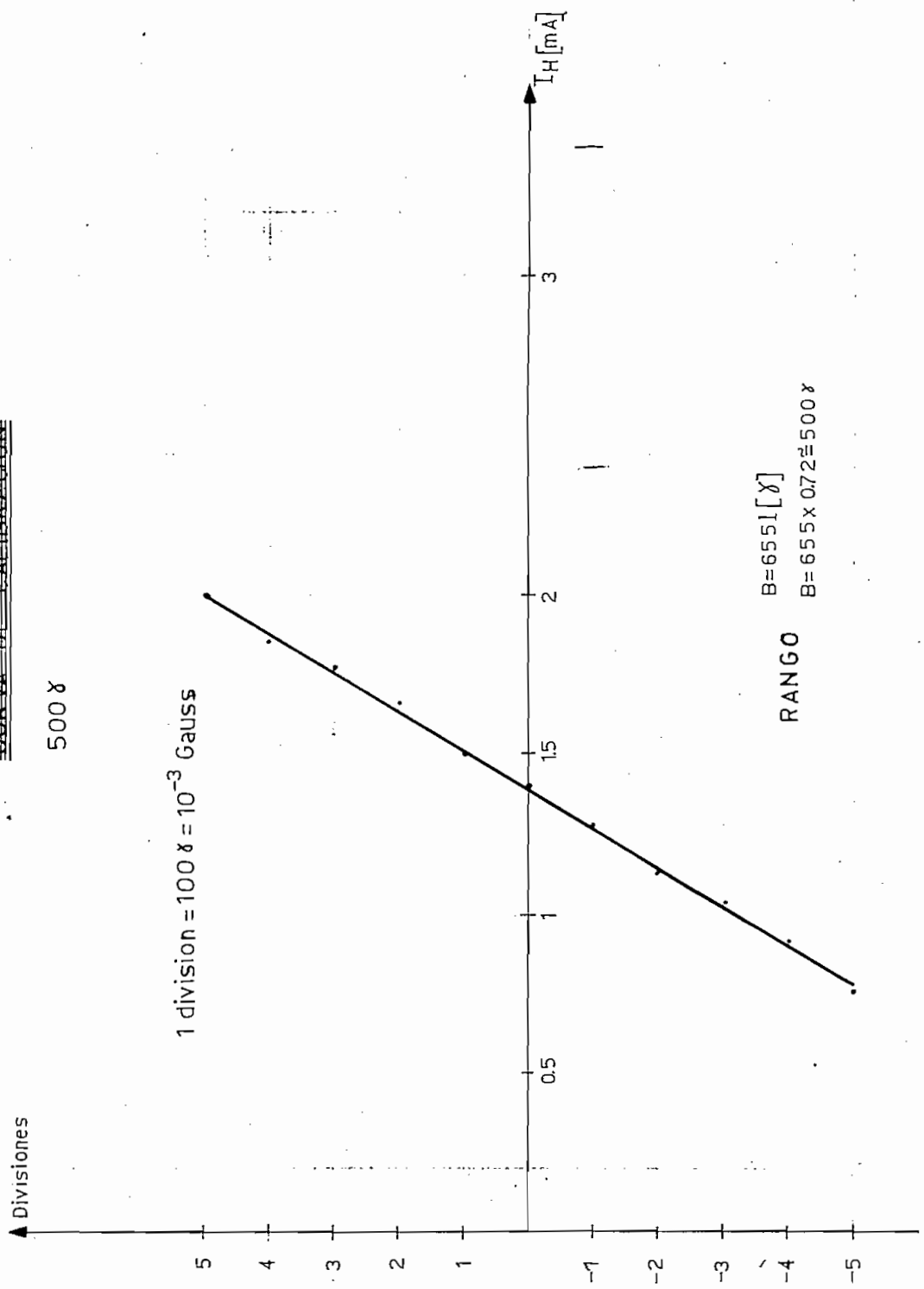
$$B = 5000 \gamma$$

En la Fig. 4.5 se indica la representación gráfica de los  
rangos de calibración y sensibilidad.

CURVA DE CALIBRACION

500  $\gamma$

1 division =  $100 \gamma = 10^{-3}$  Gauss



$B = 6551 [\gamma]$

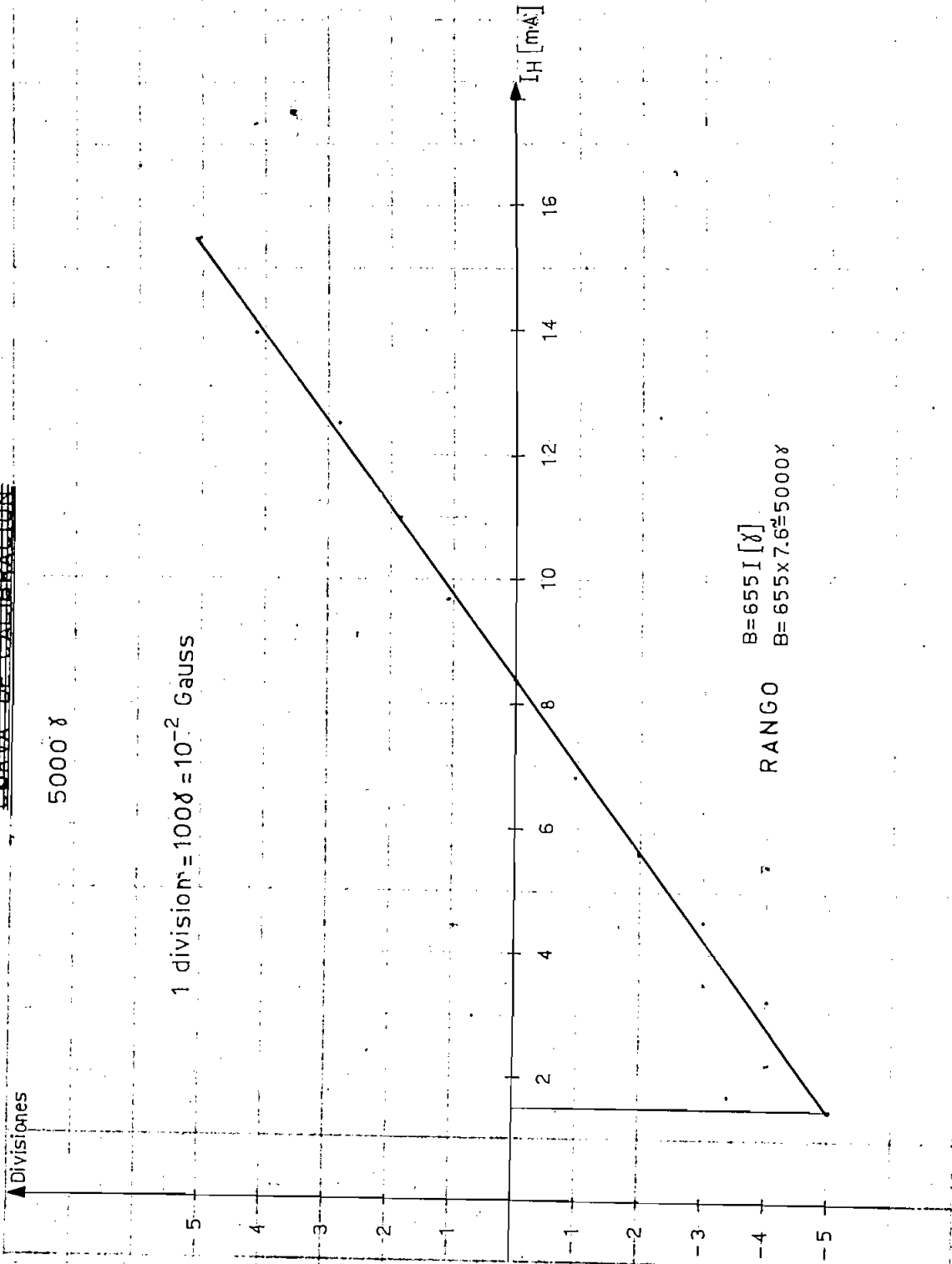
$B = 655 \times 0.72 \approx 500 \gamma$

RANGO

CURVA DE CALIBRACION

5000  $\gamma$

1 division = 100  $\gamma$  =  $10^{-2}$  Gauss



RANGO  
B=655 I [ $\gamma$ ]  
B=655 x 7.6  $\approx$  5000  $\gamma$

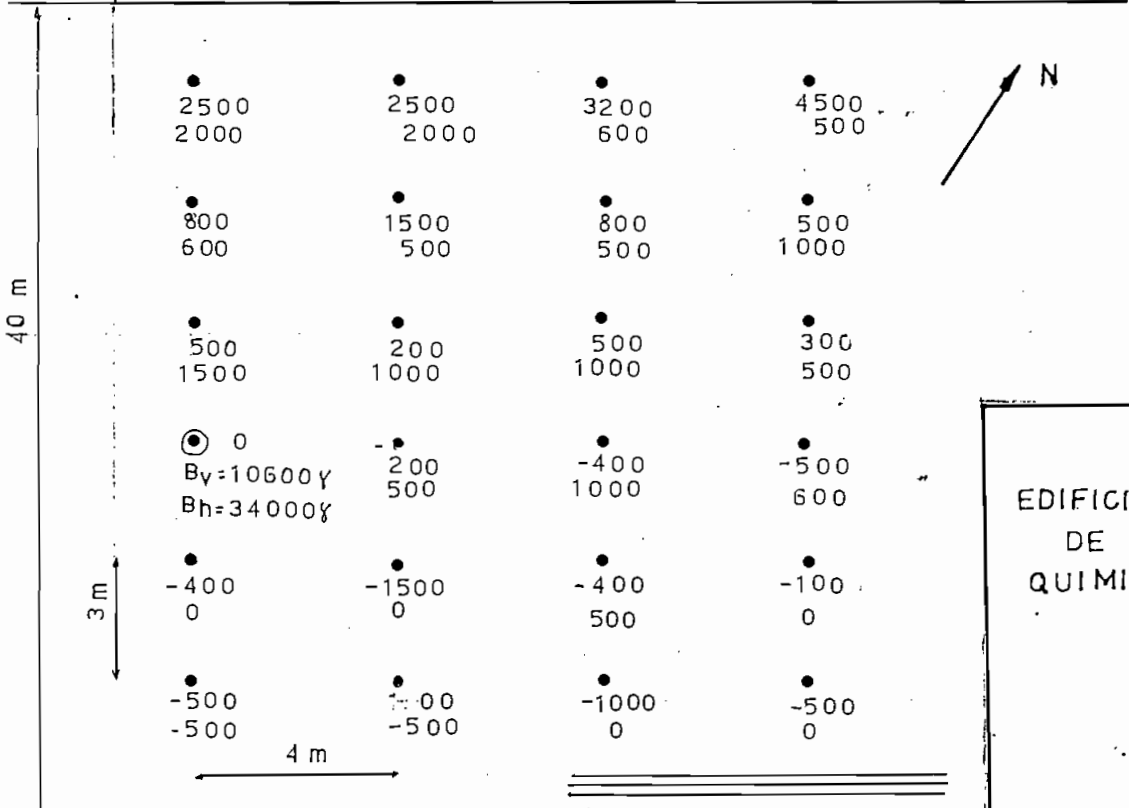
Handwritten signature or initials.

#### 4.6 MEDIDAS DE CAMPO.

Una de las aplicaciones del magnetómetro es la medida de campos magnéticos. Se escogió la zona verde entre las facultades de Ingeniería Eléctrica y Química de la Escuela Politécnica Nacional; obteniéndose los siguientes valores para la densidad de flujo de campo horizontal y vertical. En la Fig. 4.6 se puede apreciar los puntos medidos.

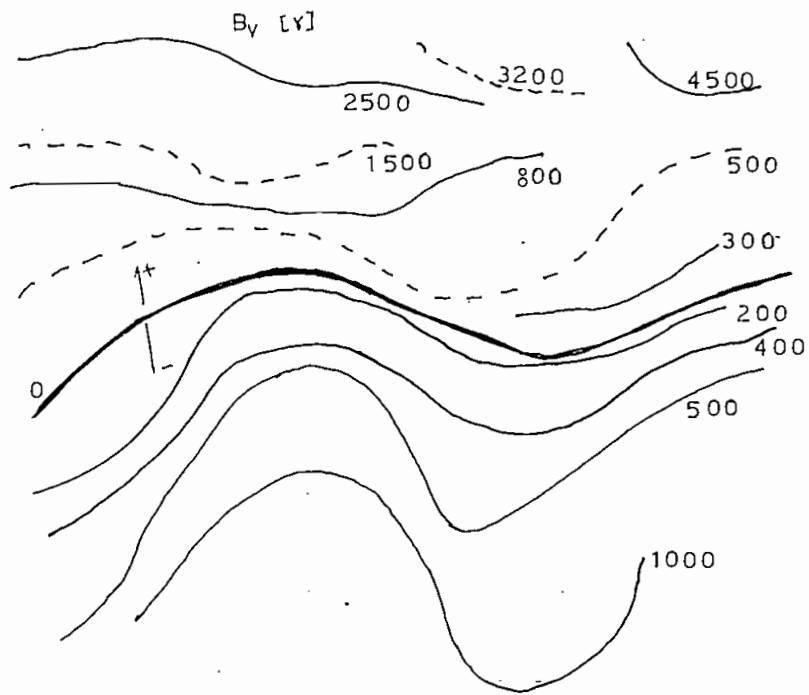
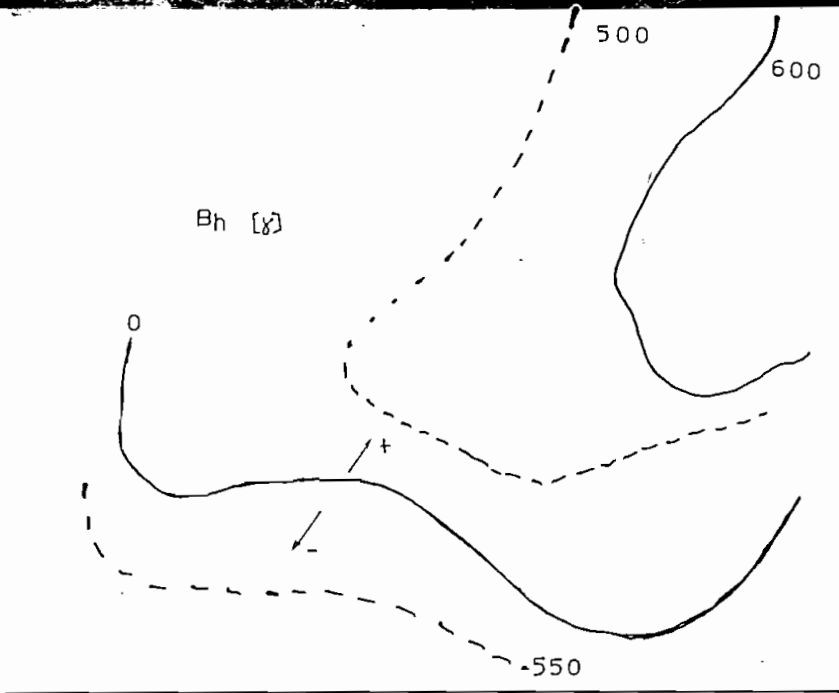
Con los valores de campo magnético se puede elaborar un mapa de campo. En la Fig. 4.7 se da una idea de la construcción de mapas magnéticos; debido a que estas medidas fueron hechas en un lugar donde existen edificios, y vehículos, estos valores están alterados y para la construcción del mapa magnético, resulta un poco dificultoso.

### EDIFICIO DE ELECTRICA



EDIFICIO  
DE  
QUIMICA

- ⊙ Punto de referencia
- Lugar de medida





CAPITULO QUINTO

APLICACIONES Y CONCLUSIONES.

## 5.1 GENERALIDADES.

La construcción del magnetómetro tipo segunda armónica involucra la presencia de diferentes factores, manifestados en formas de ruidos intrínsecos, donde el ruido intrínseco estaría constituido por la contribución del ruido a través del circuito electrónico, Johnson o efecto Barkhausen y el ruido extrínseco, debido al campo ambiente. Problemas de linealidad se presentaron aunque de alguna forma se pudo eliminar pero no del todo, ya que los efectos de radiación y realimentaciones indeseables se presentan, sean estos por frecuencias provenientes de elementos parásitos, etc.

## 5.2 APLICACIONES.

La importancia del magnetómetro se fundamenta en el sinnúmero de aplicaciones en diferentes campos de la investigación.

- a) Industria
- b) Mineralogía
- c) Medidas de campos magnéticos
- d) Defensa Militar.

### 5.2.a INDUSTRIA.

Una aplicación muy práctica en la industria es aquella de detectar cuerpos ferromagnéticos; sirviendo como consecuencia para estudiar mezclas de cuerpos metálicos manifestados por la presencia de hierro, cobalto o níquel, nos indicará la solidez, resistencia, etc.

### 5.2.b MINERALOGIA.

Es uno de los campos donde el magnetómetro tiene una gran importancia y aplicaciones, siendo ellas la detección de minas de hierro, cobalto, níquel, depósitos de petróleo, metales magnéticos, etc. Como referencia daré una publicación aparecida en el diario "El Comercio" de Quito, el día viernes 26 de Febrero de 1.971 (apéndice

### 5.2.c MEDIDAS DE CAMPOS MAGNETICOS.

La calibración del magnetómetro, sirviéndose de la bobina de Helmholtz, es la medida del campo existente en un determinado punto, por consiguiente, las medidas

magnéticas nos sirven para trazar determinados mapas magnéticos, de regiones muy importantes para estudios geofísicos, como también lunafísicos, según se desprende de una información del diario "El Comercio" del 8 de Febrero de 1.971 (apéndice

#### 5.2.d DEFENSA MILITAR.

La detección de cuerpos ferromagnéticos a una cierta distancia, podría ser utilizado para defensa militar en un campo de batalla, que calibrado para determinado punto, a la presencia de cuerpos ferromagnéticos (vehículos, armamentos, etc.) variaría dicha calibración. Esto también se puede utilizar para la detección de armas en un aeropuerto.

#### 5.3 DESARROLLO DEL MAGNETOMETRO Y PERSPECTIVAS FUTURAS.

Uno de los principales avances del magnetómetro, está en su sensibilidad muy necesaria para la detección de cuerpos con presencia de pequeñas cantidades de cuerpos ferromagnéticos; ultimamente se están logrando construir magnetómetros muy sensibles, con e-

lementos electrónicos casi puros, capaces de no introducir ruido, problema muy serio para este propósito. Aquí sin embargo he logrado lo mejor que se podía con elementos disponibles (no muy confiables) y se ha logrado una sensibilidad de ; pero las perspectivas son tan grandes que seguiré trabajando e investigando para lograr mejor sensibilidad y corregir fallas debidas a que un primer trabajo de este género requiere de mucha experiencia, que en parte ya he ganado. Como meta sugiero medir la cantidad de hierro que contiene una persona, y para esto se necesitará un magnetómetro ultra sensible : muy interesante no?

#### 5.4 CONCLUSIONES.

El diseño, construcción y experimentación del magnetómetro tipo segunda armónica, tiene en si una conclusión muy clara, la ventaja de haberse logrado un objetivo, encerrando en si, para mi persona, conocimientos más claros en electrónica, experiencia, afán de investigación y de una manera especial un campo grande de aplicaciones muy necesarias para nuestro país.

APENDICE

1. ESTUDIO DE LA BOBINA DE HELMHOLTZ.

El principio de esta bobina es el siguiente: analizando el campo de un anillo circular que se encuentra en el plano xy de la Fig. A.1

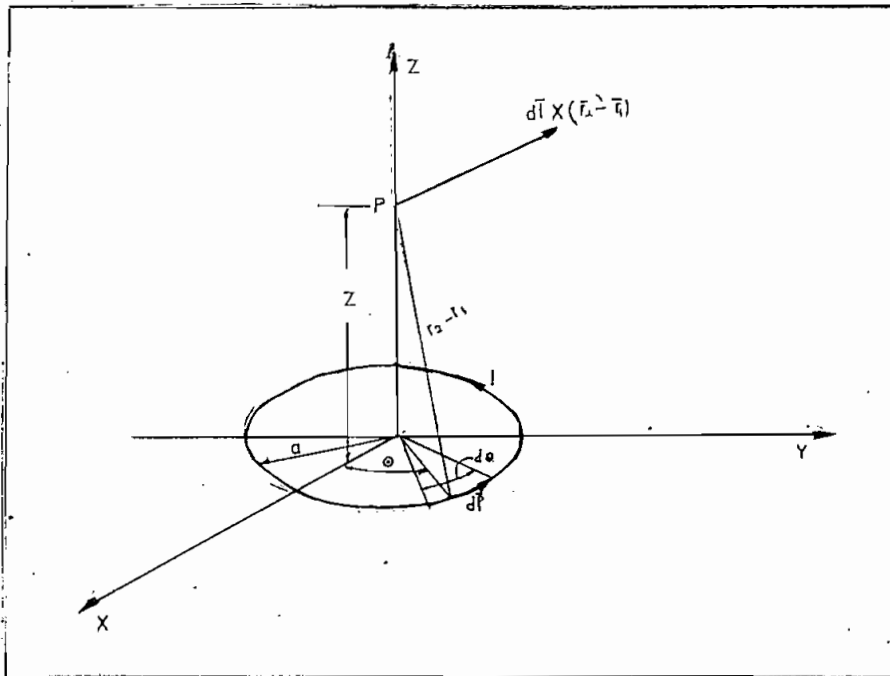


Fig. A.1

Para calcular la densidad de flujo B, en los puntos del eje de simetría; se tiene las siguientes relaciones:

$$dl = a d\theta (-i \sin \theta + j \cos \theta) \quad (A-1)$$

$$r_2 - r_1 = -ia \cos \theta - ja \sin \theta + \bar{r}z \quad (\text{A-2})$$

$$|r_2 - r_1| = (a^2 + z^2)^{1/2} \quad (\text{A-3})$$

Sustituyendo en la ecuación de Biot y Savart,

$$\vec{B}(\vec{r}_2) = \frac{\mu_0}{4\pi} I \oint \frac{d\vec{\ell}_1 \times (\vec{r}_2 - \vec{r}_1)}{|\vec{r}_2 - \vec{r}_1|^3} \quad (\text{A-4})$$

se tiene:

$$\vec{B}_3 = \frac{\mu_0}{4\pi} I \int_0^{2\pi} \frac{(i z a \cos \theta + j z a \sin \theta + \bar{r} a^2)}{(z^2 + a^2)^{3/2}} d\theta \quad (\text{A-4a})$$

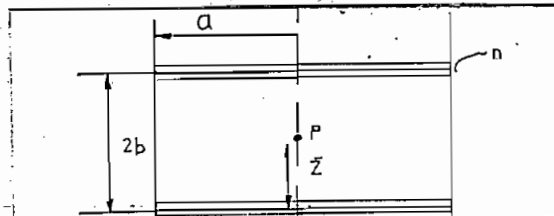
la integral de los dos primeros términos es cero, de modo que:

$$\vec{B}_3 = \frac{\mu_0}{2} I \frac{a^2}{(z^2 + a^2)^{3/2}} \vec{r} \quad (\text{A-5})$$

En el caso de la bobina de Helmholtz que consiste de dos bobinas circulares del mismo radio con un eje común, separadas por una distancia elegida de tal manera, que la segunda derivada de B se anule en un punto del eje que esté a la mitad de la separación entre las bobinas, la Fig. A.2 ilustra dicha configuración.

La inducción magnética en el punto P es:

$$B_3(z) = \frac{\pi \mu_0 I a^2}{2} \left\{ \frac{1}{(z^2 + a^2)^{3/2}} + \frac{1}{[(2b-z)^2 + a^2]^{3/2}} \right\} \quad (\text{A-6})$$





que se obtiene al aplicar la ecuación A-5 en cada una de las dos bobinas.

El factor "n" se incluye para tener en cuenta la situación en que cada bobina contenga "n" espiras.

La primera derivada de  $B_z$  con respecto a  $z$ , se anula cuando  $Z = b$ .

La segunda derivada de  $B_z$  con respecto a  $z$ , se reduce a la ecuación A-7 cuando  $Z = b$ .

(A-7)

y se anula si  $a^2 - 4b^2 = 0$ . Por lo tanto, una elección adecuada para  $b$  es:

$$2b = a \quad (A-8)$$

esto es, la separación entre las bobinas deberá ser igual al radio. Con esta separación, la densidad magnética en el punto medio es:

$$B_z = \frac{\mu_0 n I}{a} \times \frac{8}{5^{3/2}} \left[ \frac{\text{Weber}}{m^2} \right] \quad (A-9)$$

El Weber por metro cuadrado es una unidad bastante grande para medir campos en el laboratorio; la unidad Gauss para B ha sobrevivido de un sistema más antiguo de unidades; un Gauss es igual a  $10^{-4}$  Weber/m<sup>2</sup>. Por consiguiente reduciendo a estas unidades la ecuación A-9 quedará de la siguiente manera:

$$B_z = \frac{32\pi n}{5^{3/2} a} \times \frac{I}{10} \quad (A-10)$$

donde: I - corriente dc (Amp.)

a - radio de la bobina (cm)

B - densidad de flujo (gausses)

n - número de espiras.

## 2. RELACIONES MAGNETICAS.

H      Intensidad magnética

Oersteds                      2.0213 Amp.vueltas/pulg.

Oersteds                      0.79577 Amp.vueltas/cm.

Oersteds                      79.577 Amp.vueltas/mt.

Amp.vueltas/cms.	1.2566 Oersteds
Amp.vueltas/cms.	2.54 Amp.vueltas/pulg.
Amp.vueltas/cms.	100 Amp.vueltas/m.
Amp.vueltas/pulg.	0.49474 Oersteds.
Amp.vueltas/pulg.	0.39370 Amp.vueltas/cm.
Amp.vueltas/pulg.	39.370 Amp.vueltas/m.
Amp.vueltas/m.	10 <sup>-2</sup> Amp.vueltas/cm.
Amp.vueltas/m.	0.0254 Amp.vueltas/pulg.

B Densidad magnética

Gausses	6.4516 líneas/pulg. <sup>2</sup>
Gausses	6.4516 x 10 <sup>-8</sup> Webers/pulg. <sup>2</sup>
Gausses	10 <sup>-4</sup> Webers/m <sup>2</sup> - 10 <sup>5</sup> γ
líneas/pulg.	0.15500 gaussess.
líneas/pulg.	1.55 x 10 <sup>-5</sup> Webers/m <sup>2</sup>
líneas/pulg.	10 <sup>-8</sup> Webers/pulg. <sup>2</sup>

Webers/pulg. <sup>2</sup>	1.55 x 10 <sup>7</sup> gaussess.
Webers/pulg. <sup>2</sup>	10 <sup>8</sup> líneas/pulg. <sup>2</sup>
Webers/pulg. <sup>2</sup>	1.550 Webers/m <sup>2</sup>
Gauss	maxwells/cm. 6.452 líneas/pulg.
Gauss	10 <sup>-4</sup> Webers/m <sup>2</sup>
Maxwells/pulg. <sup>2</sup>	0.1550 gauss.
Maxwells/pulg. <sup>2</sup>	0.1550 x 10 <sup>-4</sup> Webers/m <sup>2</sup>
Webers/m <sup>2</sup>	10 <sup>4</sup> gaussess.
Webers/m <sup>2</sup>	6.452 x 10 líneas/pulg.

Flujo magnético

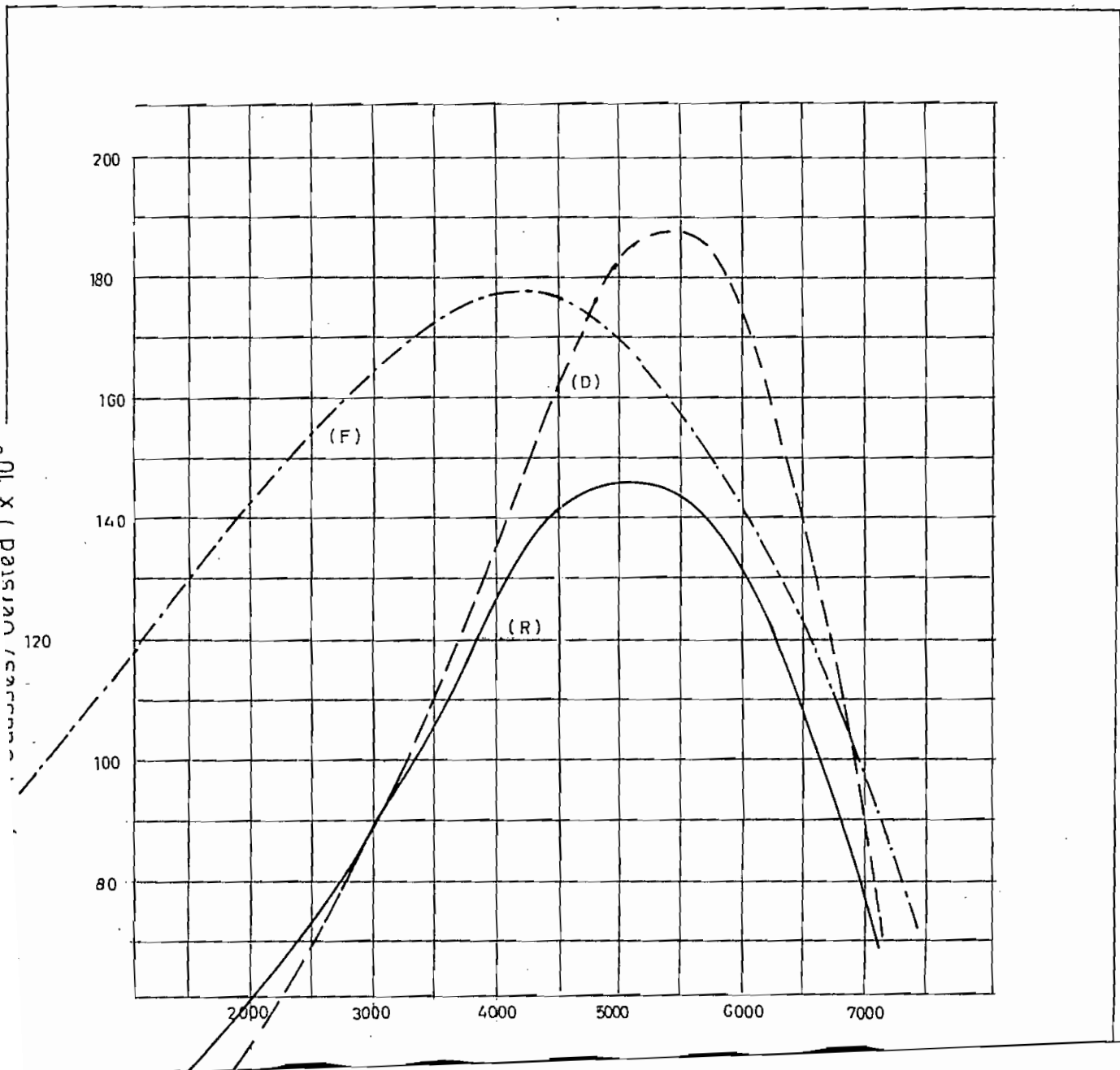
Webers                      10<sup>8</sup> Maxwells.

3. DIAGRAMAS.

## 2.1 OPERACION Y MANEJO.

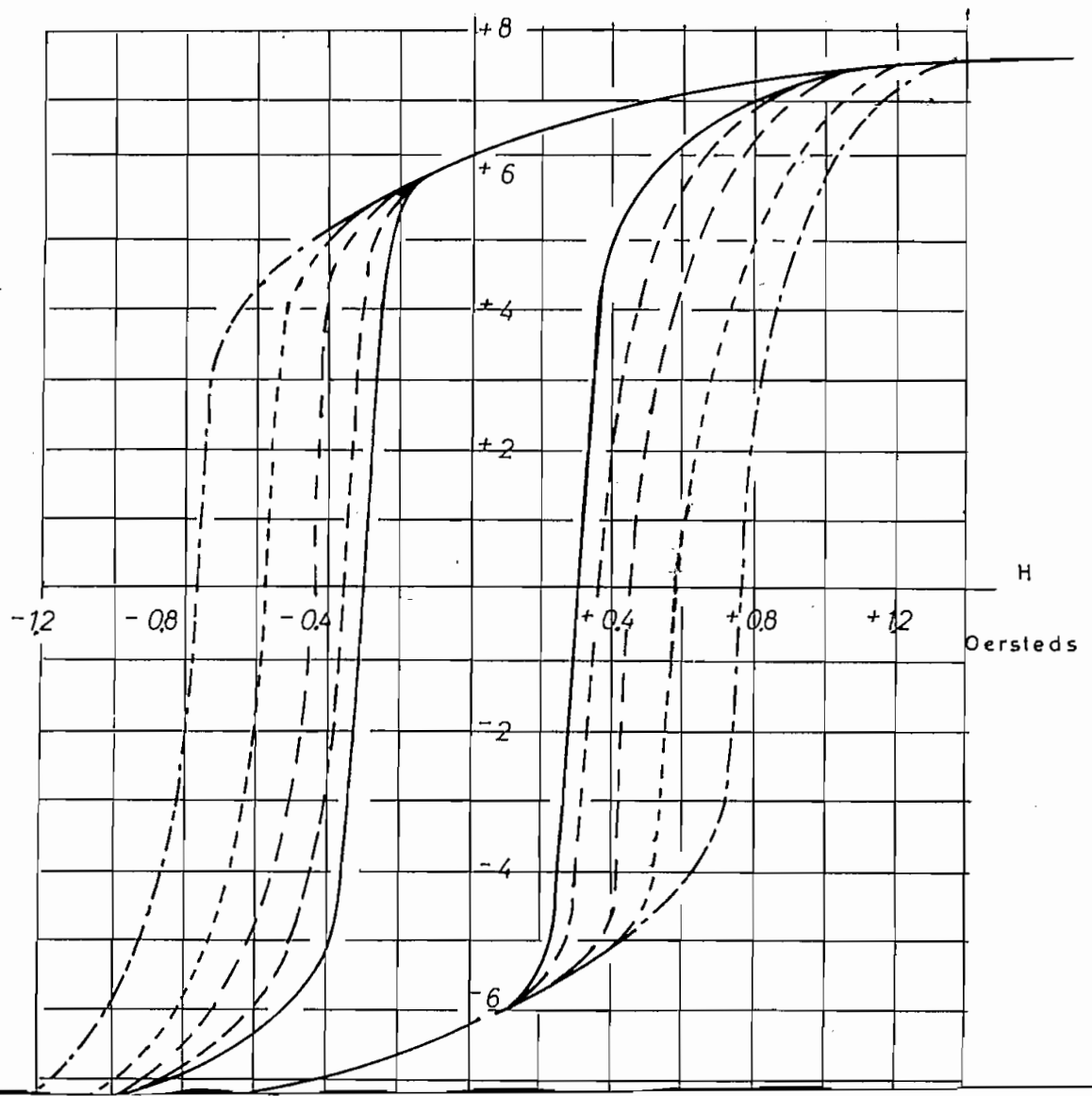
- 1.- Colocar el switch de la parte posterior del aparato en la posición 110 V si se usa corriente alterna o en la posición BAT 20 V, si se dispone de una batería.
- 2.- Colocar el sensor a una distancia lo más lejos del aparato, en la posición horizontal o vertical.
- 3.- Colocar el rango en la posición x 10.
- 4.- Con el potenciómetro "Coarse" buscar el punto cero del medidor  $\gamma$  y con el potenciómetro "Fine" ajustar correctamente.
- 5.- Verificar las dos escalas en el punto cero, si no se logra de una manera rápida con el tornillo de la parte inferior del aparato ajustar dicho punto.
- 6.- Con la medida de corriente en el "Field Balance" da el valor de campo en el punto cero del medidor  $\gamma$ , para este caso se debe multiplicar por un factor de 655.

$\mu$  vs B (F) SUPERMALLOY (R) ROUND PERMALLOY 80  
(D) SQUARE PERMALLOY 80



# CURVA DE HISTERESIS PARA SQUARE PERMALLOY 80

B Kilogauses



# Apolo-14 la misión más científica que ha ido a la Luna

10 EL COMERCIO \* QUITO  
Viernes, 26 de Febrero de 1971

## Con aviones "espías" se detectaron depósitos de petróleo en el Ecuador

WASHINGTON, 25 (LATIN).— Aviones espías equipados con dispositivos electrónicos altamente sofisticados, sobrevolaron por lo menos diez países latinoamericanos en la pasada década, detectando depósitos de recursos naturales.

Los trabajos, encargados por los gobiernos respectivos y realizados por diferentes firmas de Estados Unidos y Europa, pueden mostrar con un margen de gran posibilidad depósitos de petróleo, agua y gas, metales magnéticos como titanio, hierro y minerales radioactivos, en particular uranio y bauxita" dijo uno de los ejecutivos de una empresa norteamericana.

Resultados precisos, que condujeron a la explotación de una nueva industria minera fueron logrados en Ecuador y Surinam, donde se encontraron considerables depósitos petroleros y reservas de bauxita, respectivamente.

del campo magnético terrestre. Esas variaciones ayudan a descubrir fallas estructurales en la corteza terrestre, donde podrían alojarse depósitos de agua, petróleo y gas y son particularmente eficaces en la localización de minerales como el hierro y titanio.

Espectómetros, rayos laser, y tecnología de computadora forman parte del arsenal electrónico empleado por las compañías.

"No sabemos qué utilidad han tenido otros trabajos realizados en América Latina, porque aparentemente no han comenzado las labores de explotación", dijo la Fuente.

Agregó que "muchos gobiernos solamente desean un inventario de los posibles recursos, reservándose la explotación para más tarde.

El negocio va de bien en mejor para las empresas, porque "la demanda de materias primas crece mientras que los depósitos conocidos de recursos naturales no renovables se agotan" dijo La

## Astronautas instalaron un observatorio geofísico e hicieron muchos experimentos

CENTRO ESPACIAL DE HOUSTON, (Texas), 7.— (UPI).— Los astronautas de la Apolo-14 aprovecharon la ingravidez en que se hallan para probar hoy una fórmula para producir vacunas más puras que se hayan logrado.

También probaron un sistema que serviría para producir en grandes cantidades las plaquetas sanguíneas necesarias para el tratamiento de la leucemia.

Shepard y Mitchell también establecieron en la Luna un observatorio geofísico, que funciona con energía nuclear, y cruzaron el valle de Fra Mauro, llevando un magnetómetro portátil. Los científicos señalan que los primeros resultados obtenidos con dichos instrumentos han sido "muy interesantes".

El magnetómetro fue incluido en la misión de la Apolo-14 después de que el dejado en el Océano de las Tormentas por la tripulación de la Apolo-12 hallase un campo magnético de tres a cuatro veces más fuerte que lo previsto. El instrumento de la Apolo-14 indica que el valle de Fra Mauro se caracteriza por una atracción magnética aun superior a aquella.

### \* CAMPO DEBIL

El campo magnético selenita es bastante más débil que la fuerza que en Tierra obliga a la aguja del compás a apuntar hacia el norte, pero los resultados siguen corroborando la teoría de que en un tiempo la Luna tuvo un núcleo derretido como la Tierra.

El doctor Robert Kovach, de la Universidad de Stanford (California), manifestó que el experimento de "traquebréo" ejecutado por Mitchell, con un dispositivo en forma de fusil, revela que el suelo en el valle

En conjunto, Alan B. Shepard y Edgar D. Mitchell recogieron cerca de 50 kilos de rocas y polvo lunares, apenas seis kilos menos que el peso combinado de las muestras traídas a Tierra por las misiones de la Apolo-11 y 12.

La descripción de las masas rocosas lunares hecha por los astronautas, no basta a los geólogos para poder determinar con seguridad la verdadera composición de las muestras recogidas, por lo que tendrán que analizarlas.

El lugar de alunizaje en Fra Mauro es el primero que ha sido designado con miras exclusivamente a la investigación científica. Los dos alunizajes anteriores se realizaron en áreas relativamente llanas —el Mar de la Tranquilidad en el lado oriental de la parte frontal de la Luna y el vasto Océano de las Tormentas en el occidental.

### \* SEAN DIFERENTES

Los materiales traídos a Tierra por la Apolo-11 revelaron



BIBLIOGRAFIA.

- 1.- Gibbons, J. Semiconductor electronics. Mc Graw Hill, New York 1.966.
- 2.- Waters, G.S., 1.958, "A nuclear magnetometer", Journal of scientific Instruments, Volumen 35, página 88.
- 3.- Geyger, WA. Nonlinear Magnetic Control Devices, Mc Graw Hill 1.964, Capítulo 13.
- 4.- Williams, F.C., 1.950, "The fundamental limitations of the second-Harmonic Type of Magnetic Modulader as applied to the amplification of small D.C. signals", Measurements section, Volumen 97, Parte II, página 445.
- 5.- Magnetics Inc., Design Manual featuring Tape Wound Cores, Butler Pennsylvania, 1.970.
- 6.- Terman, F., Manual del Ingeniero de Radio, Argentina 1947.
- 7.- Ryder, J., Engineering Electronics, Mc Graw Hill, New York 1.967.

- 8.- Shinnars, S., Control System Design, John Wiley, New York, 1.966.
- 9.- Gupta Sarma, D y Biswas, s.r. 1.965 "A portable proton precession magnetometer", Central Geophysics Division Geological survey of India Calcutta, India. página 292.
- 10.- Hore Kanti Ph.D., 1.969 "report MMD 828" Engineering Department Scintrex Limited, Downsview, Ontario.
- 11.- Williams y Noble y Mc Milnes, 1.950, "Discussion before the measurements and radio sections", volumen 97, parte II, página 474.
- 12.- A journal of General and Applied Geophysics. Volumen XXVIII n. 1-6. Society of exploration Geophysics, 1.963.
- 13.- Kraus J., Electromagnetismo, Dimarco, Atneo, Argentina, 1.960.
- 14.- Landee, R. Davis, D., Albrecht A. Electronic Designers' Handbook, Mc Graw Hill New York, 1.957.