

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
Programa Académico de Ingeniería Mecánica y
Eléctrica



Medición de características de Resistividad en subsuelos

TESIS

Para optar el Título Profesional de:

INGENIERO ELECTRÓNICO

Presentada por:

CARLOS ANTONIO YAHYA VARGAS

PROMOCIÓN 1975 -1

LIMA - PERÚ

1979

DEDICATORIA

A mis queridos padres, con todo mi cariño
y respeto.

A mis hermanos: Jeannette y Javier, con mi
mayor afecto.

A G R A D E C I M I E N T O

Mi reconocido agradecimiento al profesor
Ing. Pedro Heredia Martinetti, por su orientación y apoyo en la realización del presente trabajo; y, al personal docente del Departamento de Electricidad y Electrónica de la Universidad Nacional de Ingeniería; por su esfuerzo y apoyo en mi formación académica.

I N D I C E

PAG.

INTRODUCCION.....1

CAPITULO II

ASPECTOS GENERALES.

Resistividad.....5

Mediciones en Subsuelos.....7

CAPITULO III

FUNDAMENTO TEORICO

Medición de la Conductividad.....12

CAPITULO IV

DISEÑO DEL SISTEMA

Diagrama General del Instrumento.....23

Descripción de Módulos.....30

CAPITULO V

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS.....42

CAPITULO VI

APLICACIONES Y CONCLUSIONES

Conclusiones.....102

Bibliografía.....112

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

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

Para que la actividad que se esté realizando sea un éxito, es indispensable entre otros factores, que contemos con la información necesaria en el momento adecuado. Es en este sentido, que en el proceso de producción de la industria del petróleo, en especial las fases de exploración y completación, es necesario obtener la información que permita tomar decisiones con respecto a los pasos siguientes que se deben seguir, con la finalidad de hallar petróleo de la calidad y en la cantidad deseada.

La Ingeniería Electrónica, juega un papel de vital importancia, en el proceso de suministrar información. Porqué, será la interrogación que producirá la sentencia mencionada anteriormente; el tratar de absolver esta interrogante, es uno de los motivos que me llevaron a realizar la presente obra, que espero sirva para que, por lo menos, se tenga un conocimiento de la relación existente entre las industrias

del petróleo y la electrónica.

Considere que es necesario manifestar, de manera muy general, lo que entendemos por fases de exploración y completación, para tener una idea más completa del rol que cumplen las herramientas electrónicas en esta área. Cuando se ha determinado una zona con posibilidad de tener petróleo, se procede a realizar la fase de exploración; consiste, básicamente, en taladrar la superficie de la tierra, con el objeto de llegar a una cierta profundidad, donde se debe encontrar el producto buscado. Como las paredes del pozo taladrado están formadas por los cortes hechos en las estructuras geológicas, es necesario completar el pozo, para asegurarnos que no se va a ver perjudicado por filtraciones, derrumbes, etc.

La decisión que se debe tomar con respecto a llevar a cabo, o no, la fase de completación; depende de los resultados obtenidos en la fase de exploración. Durante la fase de exploración, es necesario contar con una serie de información, que permita

//

dilucidar si por el pozo taladrado, se tiene altas posibilidades de extraer petróleo. Es aquí, - donde la electrónica "juega el papel importante", como se mencionó en párrafos anteriores, la única forma de saber si un pozo determinado, se puede - utilizar para extraer petróleo, es "viendo" lo que hay en él; los equipos electrónicos, son los que cumplen el papel de "ver" lo que hay en el pozo de exploración.

La manera de determinar la existencia o no, de petróleo, en una formación del subsuelo, se realiza de forma indirecta; es decir, se miden las características que poseen las estructuras geológicas (resistividad, por ejemplo), y se comparan con las características que las formaciones deberían poseer de tener petróleo en su interior.

El objeto específico del presente trabajo, es el de mostrar como se puede calcular la resistividad del subsuelo, usando un sistema electrónico.

//

El análisis aquí expuesto, consta de cuatro capítulos. El Segundo Capítulo, versará sobre la resistividad y su relación con las formaciones que tienen petróleo; además, se verá dos maneras de medir la resistividad en el subsuelo. En el Capítulo Tercero, se tratará del fundamento teórico que acompaña al cálculo de la conductividad (inversa de la resistividad). El diseño del sistema lo trataremos en el último capítulo, donde se hará una descripción de los módulos del sistema. Finalmente y antes de las aplicaciones y conclusiones se ha agregado un Cap. dedicado al Diseño de los Circuitos.

A S P E C T O S G E N E R A L E S

ASPECTOS GENERALES

RESISTIVIDAD.

Una de las formas de determinar si hay petróleo en el subsuelo, es conociendo su resistividad. Los estratos donde normalmente se encuentra petróleo, son aislantes eléctricos cuando están secos.

Las características de conductividad que posee el agua, es debido a las partículas de impurezas, como las sales, por ejemplo. Adicionalmente, el petróleo y el gas son, libre de impurezas, malos conductores de electricidad.

Por lo expuesto, podemos inferir que cuando conocemos la resistividad de una formación, podemos pronosticar la existencia de petróleo. Cuando en las formaciones existen grandes cantidades de agua, la resistividad será baja y, se puede pronosticar la falta de petróleo; y, aunque exista petróleo en esta formación, cabe la posibilidad de que el porcentaje

de la cantidad del crudo, con respecto a la cantidad de agua sea muy bajo; y por lo tanto, en la práctica se prefiere considerar como que no hay petróleo. Cuando la resistividad de la formación es alta, se puede manifestar con pocas probabilidades de error, que existe petróleo.

La resistividad de una formación, depende de la cantidad de agua contenida en sus espacios intermoleculares y, de la cantidad de sales que existan en el agua. Adicionalmente, se puede mencionar que la resistividad de una formación decrece cuando aumenta su salinidad.

2.2 MEDICIONES.

En los pozos de petróleo, la resistividad es medida enviando una corriente dentro de las formaciones del subsuelo; y, registrando por medio de sensores apropiados, algunos parámetros del campo electromagnético creado de esta manera.

//

Supondremos, que el pozo de exploración tiene una forma perfectamente cilíndrica (Fig.1) y que está constituido por:

- a) Pozo lleno de lodo, de diametro "d"
- b) Zona inundada, está en posición coaxial con el pozo perforado. Posee un diametro, que denominaremos "d1".
- c) Zona no - contaminada; este modelo describe como primera aproximación, lo que en la realidad son los pozos.

La corriente puede ser obligada a fluir de dos formas:

-Radial, consiguiéndose que una línea de corriente cruce la columna de lodo, zona inundada; y, zona no inundada (Fig.1).

-Concéntrica: Los flujos de corriente forman capas cilíndricas al conterno del ojo

del pozo perforado. (Fig.2)

La resistencia de la columna de lodo R_a denominaremos R_m , de la zona inundada, R_{xo} ; y de la zona no invadida R_t . En el caso de corrientes radiales, las resistencias están en serie. En el otro caso, las resistencias están en paralelo.

Nosotros podemos expresar cada una de estas resistencias, como un producto de la zona de resistividad, por un apropiado factor geométrico que considera la geometría del medio y la distribución de corriente.

Llamaremos R_a , la resistencia total. De esta forma tendremos:

-Corriente radial:

$$R_a = J_m R_m + J_{xo} R_{xo} + J_t R_t \dots (1)$$

donde J_m , J_{xo} , J_t , son factores geométricos.

//

- Corriente cilíndrica:

$$\frac{1}{R_a} = \frac{G_m}{R_m} + \frac{G_{x0}}{R_{x0}} + \frac{G_t}{R_t} \dots\dots\dots(2)$$

donde G_m , G_{x0} , G_t , son factores geométricos.

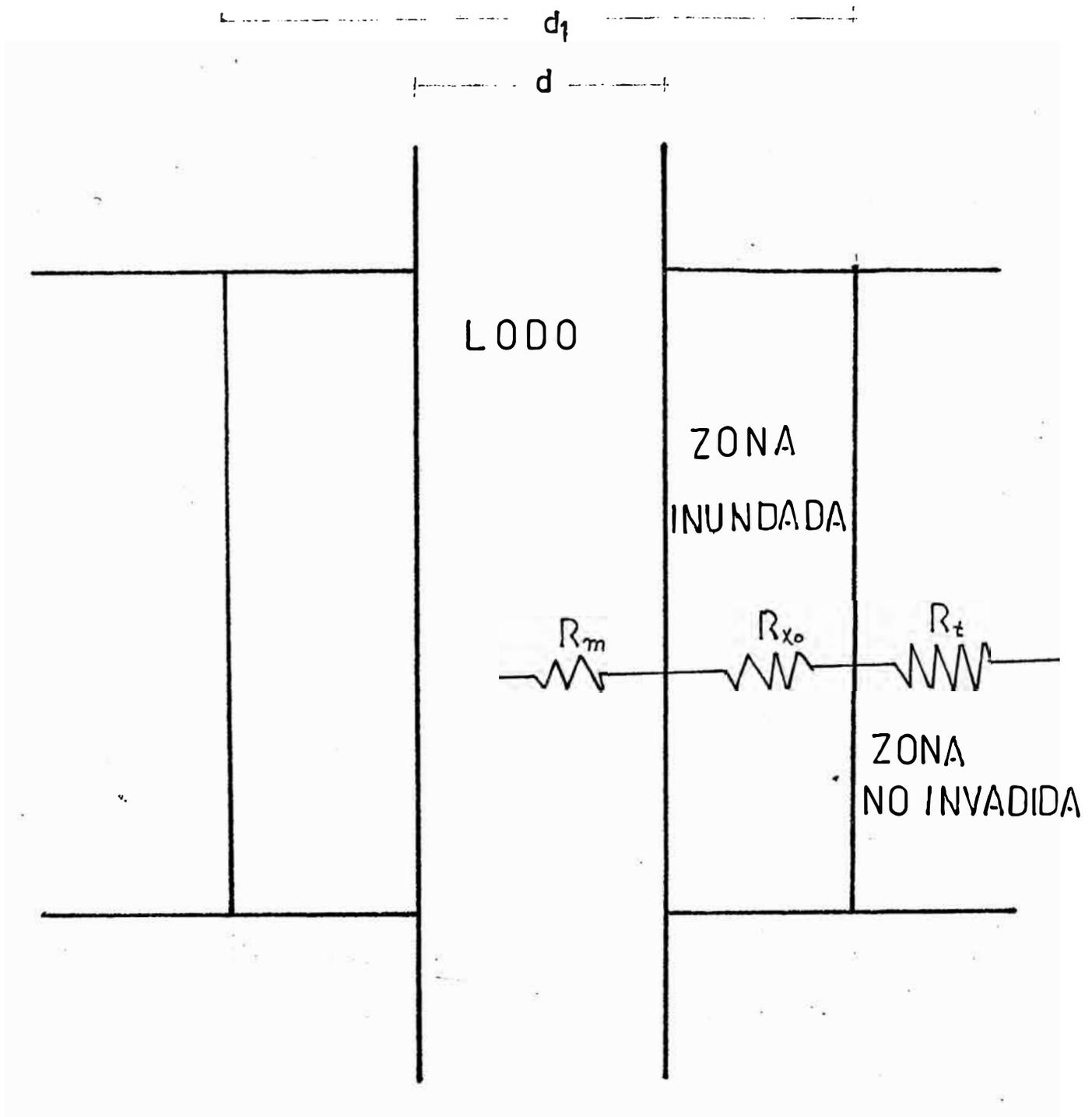


FIG 1

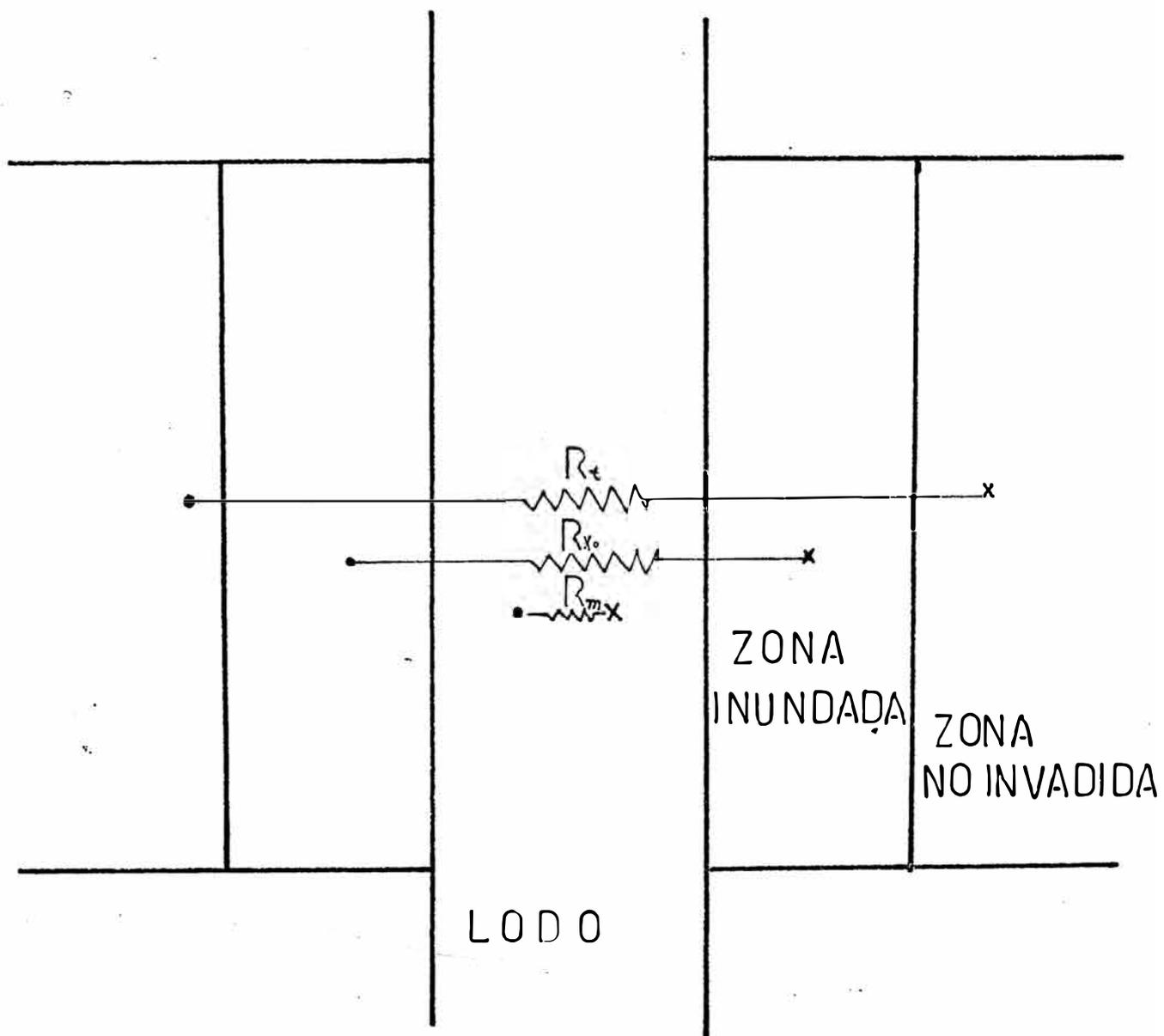


FIG 2

FUNDAMENTO TEORICO

FUNDAMENTO TEORICO

3.1. MEDICION DE LA CONDUCTIVIDAD

Las mallas de un circuite, se pueden acoplar por intermedio de una rama común; y, los nudos por intermedio de un elemento activo o pasivo. En estos casos, las mallas y nudos, se dice que están unidos conductivamente. Adicionalmente, existe otro tipo de acoplamiento; es decir, cuando la interacción entre dos mallas tiene lugar a través de un campo magnético, en vez de por elementos comunes, en este caso el acoplamiento se dice que es magnético ó inductivo.

Si nosotros tenemos dos bobinas, una transmisora y una receptora, dispuestas sobre un eje dentro de un pozo lleno de lodo; como se aprecia en la Fig.3, ocurrirá lo siguiente:

La bobina transmisora envia una corriente alterna de amplitud y frecuencia constante.

La corriente alterna producirá un campo magnético que se acoplará con la formación.

La formación reaccionará como una inmensa bobina, con un infinito número de vueltas (en la Fig. 3 solamente hemos dibujado una vuelta).

La última bobina, creará otro campo electromagnético que está a la misma frecuencia de la bobina transmisora.

El segundo campo magnético, inducirá una f.e.m. en la bobina receptora.

Esta f.e.m. es medida y es una función de la conductividad de todos los lazos de la formación. Podemos mencionar que, cuanto más conductivos sean los lazos de la formación, más corriente fluirá a través de ellos; cuanto mayor sea el campo magnético, mayor será la f.e.m. inducida en la bobina receptora, es decir:

- Una formación conductiva dará una gran señal.

//

- Una formación resistiva, dará una pequeña señal.

3.2.

CONDUCTIVIDAD DE FORMACION Y TENSION DE
BOBINA RECEPTORA.

En principio definamos nuestra nomenclatura:

- Los ángulos positivos serán medidos en el sentido contrario a las agujas del reloj.
- El operador "j" implica que el vector ha girado 90° en el sentido positivo. El operador afectado por el signo menos (-j), ha girado -90° .

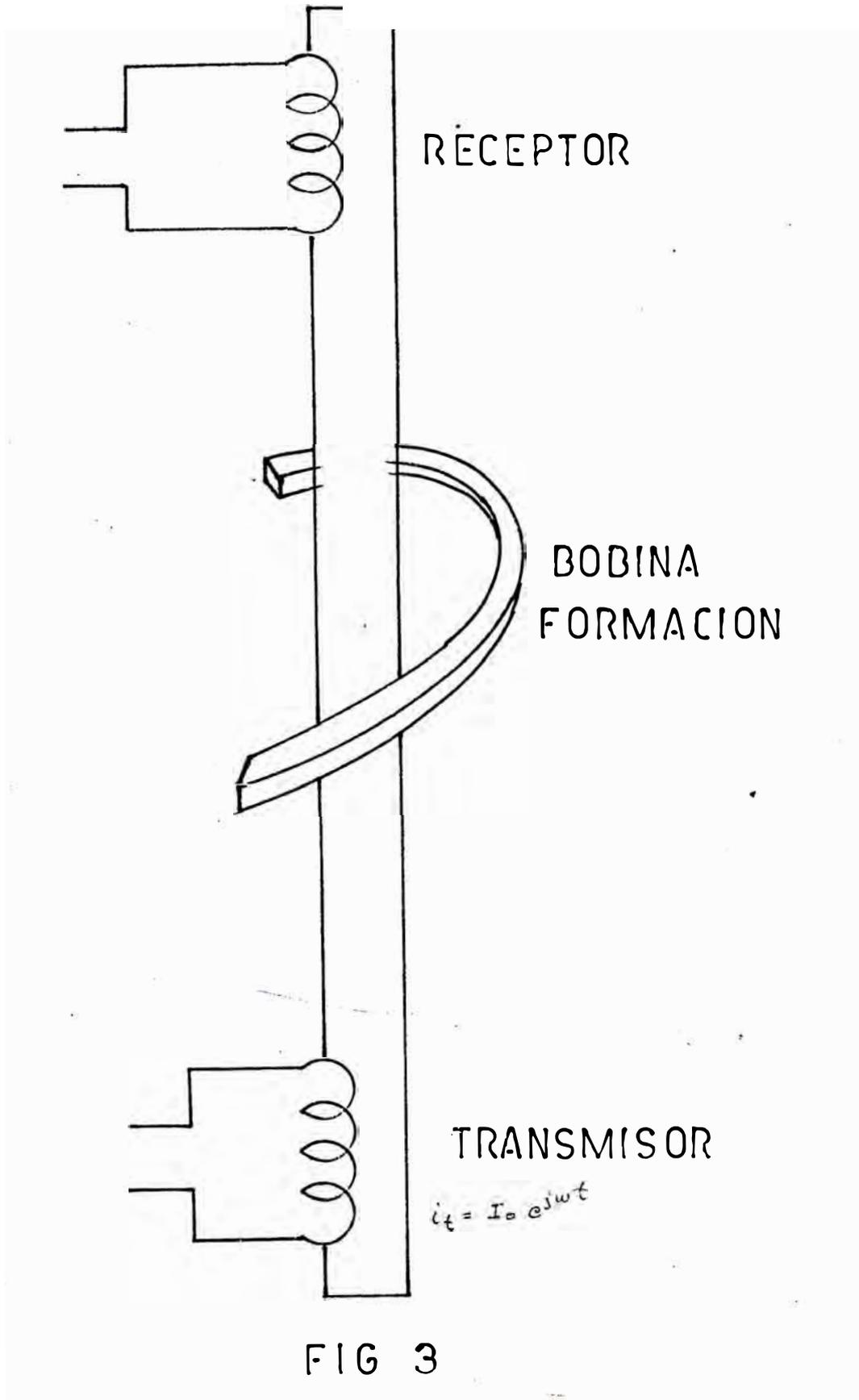


FIG 3

tenemos que:

La corriente en el transmisor es

$$i_t = I_0 e^{j\omega t}$$

Estableciéndose un campo magnético

$$h_t = H_0 e^{j\omega t}, \text{ asumiendo } u = 1$$

El campo magnético establecido por el transmisor, induce corrientes en el sentido inverso en los lazos de la formación.

Por simplicidad del cálculo, consideramos solamente un lazo de la formación de conductividad C , entonces tendremos que la f. e. m. " e_L " inducida en el lazo mencionado por la señal del transmisor será:

$$= \dots\dots\dots(3)$$

donde M_1 es la inductancia mutua entre el transmisor y nuestro lazo de formación, entonces:

$$e_L = -j \omega M_1 I_o e^{j \omega t}$$

por lo tanto

$$e_L = -j \omega M_1 i_t \dots \dots \dots (4)$$

La corriente que fluirá en el lazo de la formación, será:

$$i_L = C e_L \dots \dots \dots (5)$$

$$i_L = -C j \omega M_1 i_t \dots \dots \dots (6)$$

Asumimos que la F.e.m y la corriente en nuestro lazo de la formación, están exactamente en fase (los lazos los consideramos resistivos).

De este modo vemos que la corriente en el lazo de la formación (i_L) está retrasado con respecto a la corriente del transmisor en $\pi/2$

(Fig.5)

//

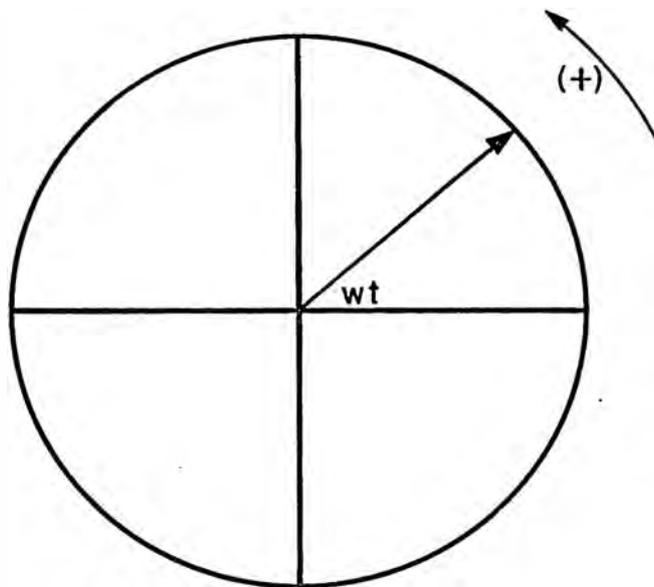


FIG. 4

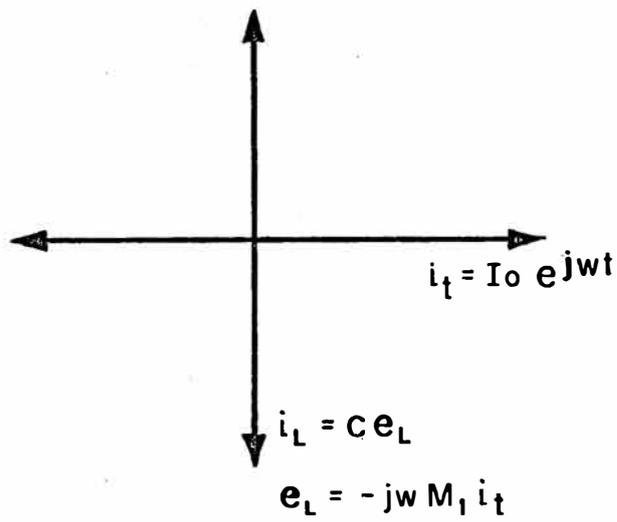


FIG. 5

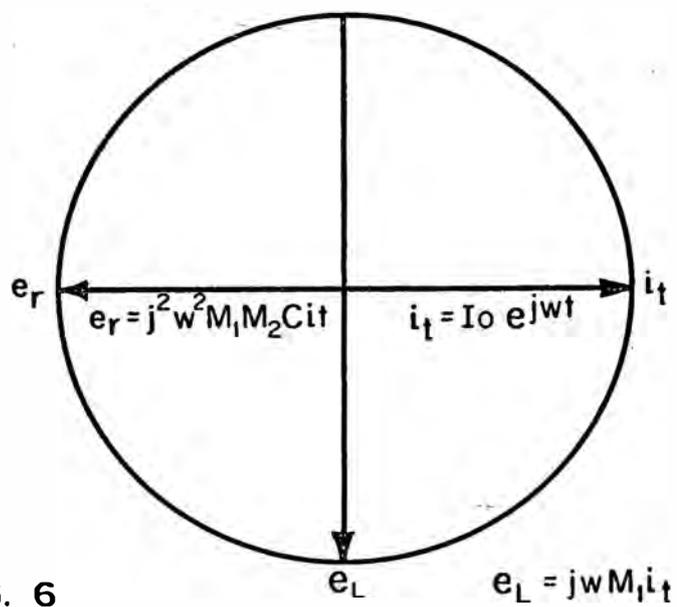


FIG. 6

Ahora, el campo establecido por la corriente en el lazo de la formación, se acoplará con la bobina receptora, e_r , que será:

$$e_r = M_2 \frac{di_L}{dt} \dots\dots\dots (7)$$

donde M_2 = Inductancia Mutua entre el lazo de la formación y la bobina receptora.

$$e_r = j\omega^2 M_1 M_2 C i t \dots\dots\dots (8)$$

$$e_r = -\omega^2 M_1 M_2 C i t \dots\dots\dots (9)$$

Apreciamos que la señal en la bobina receptora es proporcional a la conductividad del lazo de la formación y está retrasada en la señal del transmisor en 180° , como se puede apreciar en la Fig. 6.

//

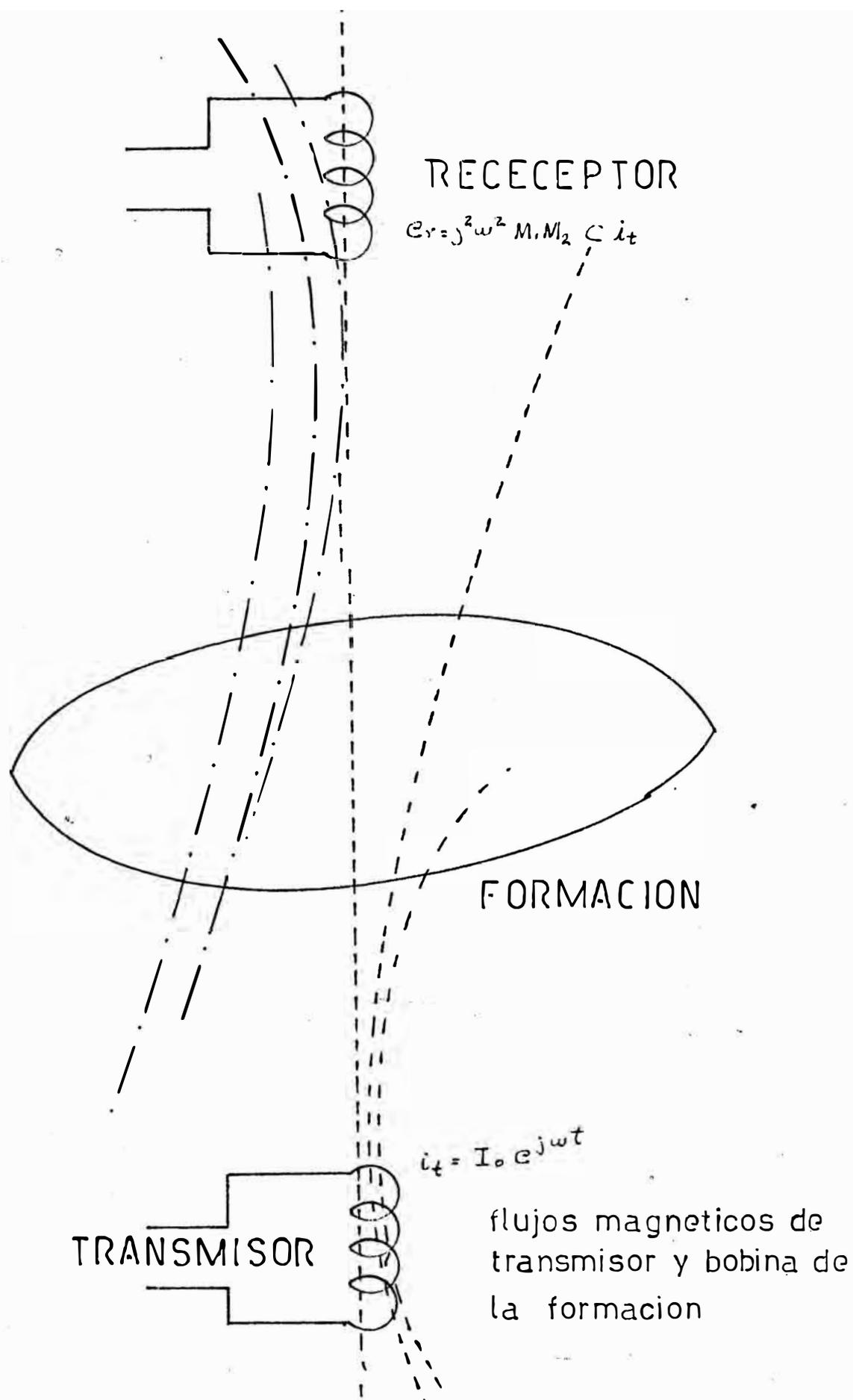


FIG. 7

DISEÑO DEL SISTEMA

DISEÑO DEL SISTEMA

4.1. DIAGRAMA GENERAL DEL INSTRUMENTO

Como se mencionó en el capítulo anterior, el equipo tratará de medir el acoplamiento electromagnético entre dos sistemas de bobinas ubicadas coaxialmente y sobre un eje no conductivo. Cuando dos bobinas (receptora y transmisora) sobre un eje, están dentro de un medio como el aire y alejados de cualquier objeto metálico, podemos considerar que la conductividad mutua es cero; sin embargo, cuando la herramienta está dentro de un medio como el de la formaciones cercanas al pozo de exploración, se producirá un acoplamiento conductivo, debido a que la formación tiene una conductividad finita.

Lo que se trata de eliminar en la herramienta, es el acoplamiento conductivo debido al aire,

//

es por ello que se debe hacer una calibración, con el fin de que la respuesta de la herramienta no se afecte por esta conductividad.

La bobina transmisora, produce una corriente en el ambiente, que tendrá una amplitud proporcional a la conductividad de la formación. De acuerdo a las leyes de la inducción electromagnética, la corriente inducida está 90° desfasada con respecto a la corriente del transmisor.

La corriente en la formación crea un segundo campo magnético, el cual se acopla con la segunda bobina y, produce una fuerza electromagnética dentro de las dos bobinas. La f. e. m. creada de esta manera, está 90° desfasada con respecto de la corriente de la formación. Por lo tanto la f.e.m. de la bobina receptora está en fase (pero de polaridades opuestas) con respecto a la corriente del transmisor. Cabe mencionar que la inducción entre

//

la bobina transmisora y receptora, se puede hacer casi nulo como producto del arreglo de las mismas.

Denominaremos a la señal en fase con la corriente del transmisor "señal R"; la señal fuera de fase con respecto a la corriente del transmisor "señal X".

Cuando el transmisor envía corriente, el receptor recibirá:

- a) Una señal R proporcional a la conductividad de la formación.
- b) Una señal X debido al acoplamiento directo entre la bobina transmisora y receptora.

El problema es recuperar la señal "R", que una vez recíproca, nos dará la medida de resistividad; además, debemos eliminar la señal X por que no posee información de las características de los subsuelos.

//

El problema es resuelto de la siguiente manera (ver Fig. 8), el oscilador en el transmisor emite una corriente constante sin afectarle la formación; y, también suministra un voltaje de referencia para el detector de fase. La bobina receptora recoge la señal "R" y señal "X", enviándolas a un amplificador, que permite que a la entrada de la siguiente etapa, exista un nivel apropiado de tensión. La salida del amplificador es la entrada a un detector de fase, el cual permite pasar solamente a la señal "R", la cual es luego recíprocada para obtener la resistividad.

Existe un fenómeno característico de estas experiencias; y, consiste en que la señal "X", normalmente, es mayor que la señal "R"; es decir, si las dos señales son amplificadas en la misma relación, alguna va a ser muy débil ó muy fuerte, pudiendo crearse niveles de señal difícilmente manejables.

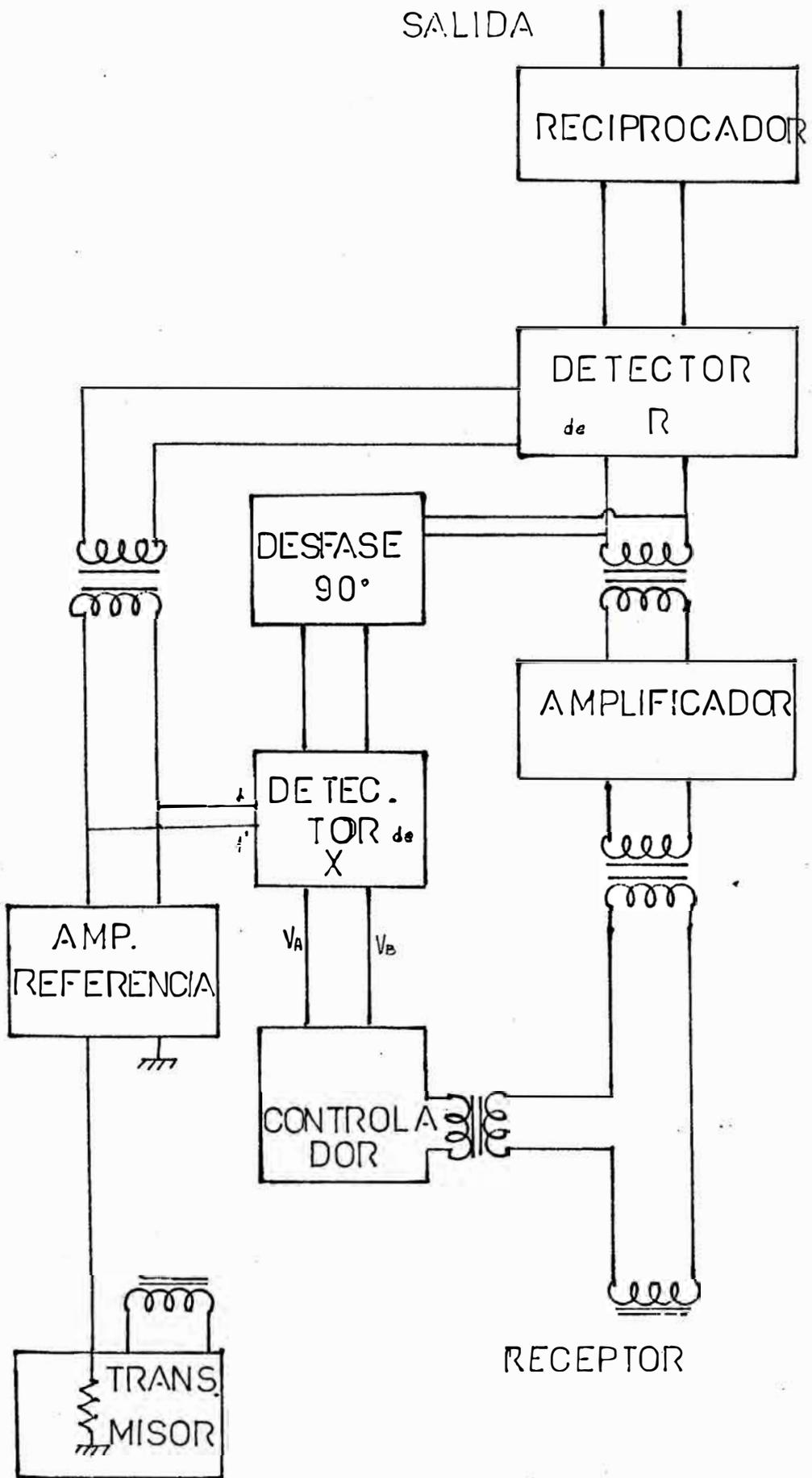
//

Por ello existe un lazo, que trata de eliminar toda la señal "X" a la entrada de la bobina transmisora. El sistema opera de la siguiente manera: Asumamos, que existe una señal "X" que fue ampliada, la salida de este amplificador, es alimentada a un amplificador de señales "X" que produce a la salida una desfase de la señal "X", poniendo en fase a esta señal con la tensión de referencia. Luego, esta señal, pasa a través de un detector de fase, que elimina a la señal "X"; como paso siguiente, existe un controlador que ante un aumento de la señal "X" de entrada, produce un incremento en la señal "X" que pasó por el detector de fase; y, que ahora está a la misma fase pero diferente polaridad que la señal "X" de la bobina receptora; produciéndose de esta manera, una anulación de la señal "X" total que llega al amplificador.

La señal de referencia, la conseguimos al

//

hacer que la corriente del transmisor, pase por una resistencia, produciendo una caída de tensión en fase con la corriente del transmisor, luego se amplifica esta señal, para darle el nivel adecuado.



SISTEMA INTEGRAL

FIG 8

4.2. DESFASADOR DE 90° Y DETECTOR DE "X"

El desfasador de 90° puede ser un sistema R C, como el que aparece en la Fig. 9., donde con el condensador variable, podemos ajustar el desfase en 90°.

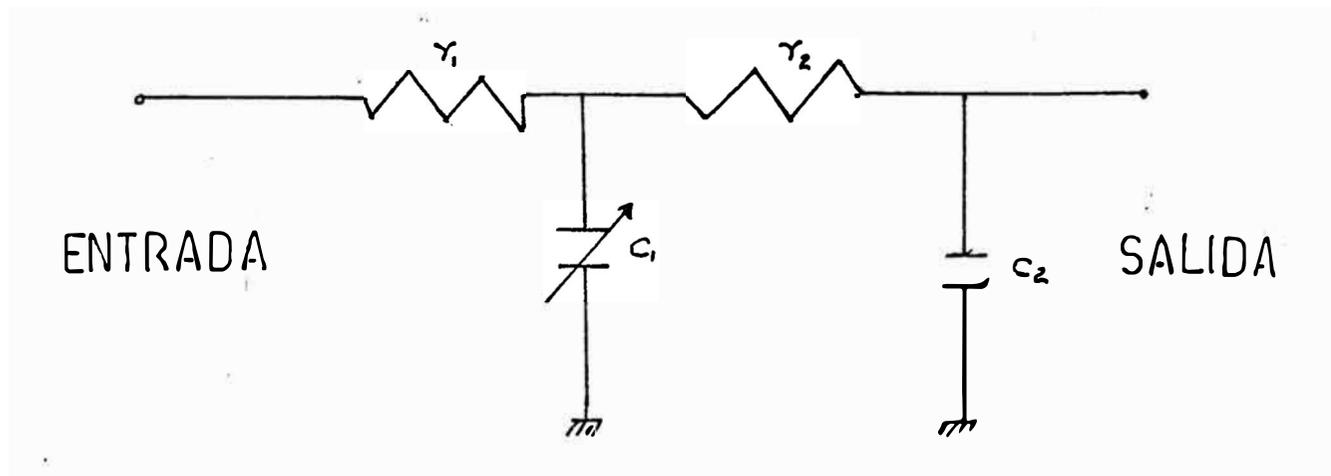
El detector de la señal "X", puede ser el que se muestra en la figura 10, donde R_0 es una resistencia que disminuye conforme aumenta la señal de entrada.

El voltaje de referencia, es una señal alterna obtenida de la bobina transmisora.

De acuerdo a las polaridades inducidas en la bobina del detector de señal "X", un diodo estará abierto y el otro estará conduciendo.

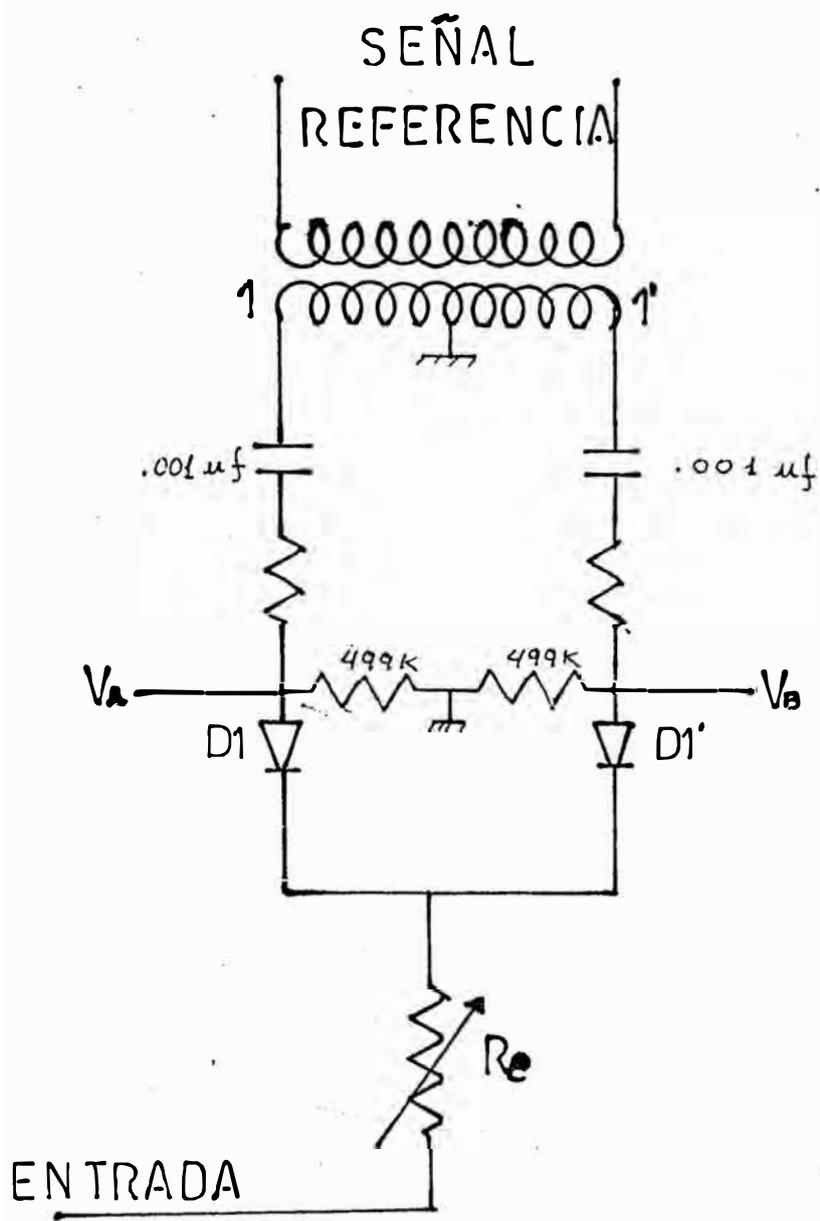
Para apreciar con mayor claridad como fun-

//



DESFA SADOR

FIG 9



DETECTOR X

FIG 10

ciona el detector de fase, haremos uso de la forma de onda de la Fig. 11.

El secundario del transformador, genera 2 señales de igual amplitud pero, desfasados 180°. Cuando el diodo D1 conduce, el diodo D1' está abierto como se puede apreciar en la Fig. 11.

Los puntos 1 y 1' que aparecen en el gráfico, nos indican que la tensión V1 es para el diodo D1 y que la tensión V1' es para el diodo D1'.

Cuando el diodo D1 empieza a conducir la resistencia Re es acoplada a la rama de la izquierda, produciéndose como consecuencia, una disminución en el valor absoluto de la tensión en el punto A. Si el diodo D1 estuviese en corto, la resistencia Re no es considerada en el circuito y la tensión VA, tiende a aumentar en valor absoluto.

El diagrama 11 - b muestra a los condensa-

//

dores que estarán cargados negativamente. Los potenciales son iguales para los bornes A y B. Es así como si no hubiese señal X o R, la salida del sistema sería: $V_A =$

Si una señal R se presenta R_e varía con esta onda cuando el diodo está puesto en conducción por la señal de referencia. Pero el valor promedio de la señal "R" y la resistencia R_e es cero, por ello no habrá variación del voltaje DC en los condensadores. Ver Fig. 11-C.

Si una señal X está presente, como se aprecia en la Fig. 11-D, en fase con la señal de referencia y aplicada a la resistencia variable R_e , la caída de potencial a través de R_e es menor que aquella que poseía cuando no había señal X; aquí el potencial en A es en promedio mayor que antes. Se puede decir que una señal X estaría peleando

//

contra la señal de referencia para subir la tensión en A. En el mismo sentido podemos decir que cuando la señal V_B tiende a disminuir en su valor promedio, la señal X está ayudando al voltaje de referencia, para bajar la tensión en el punto B.

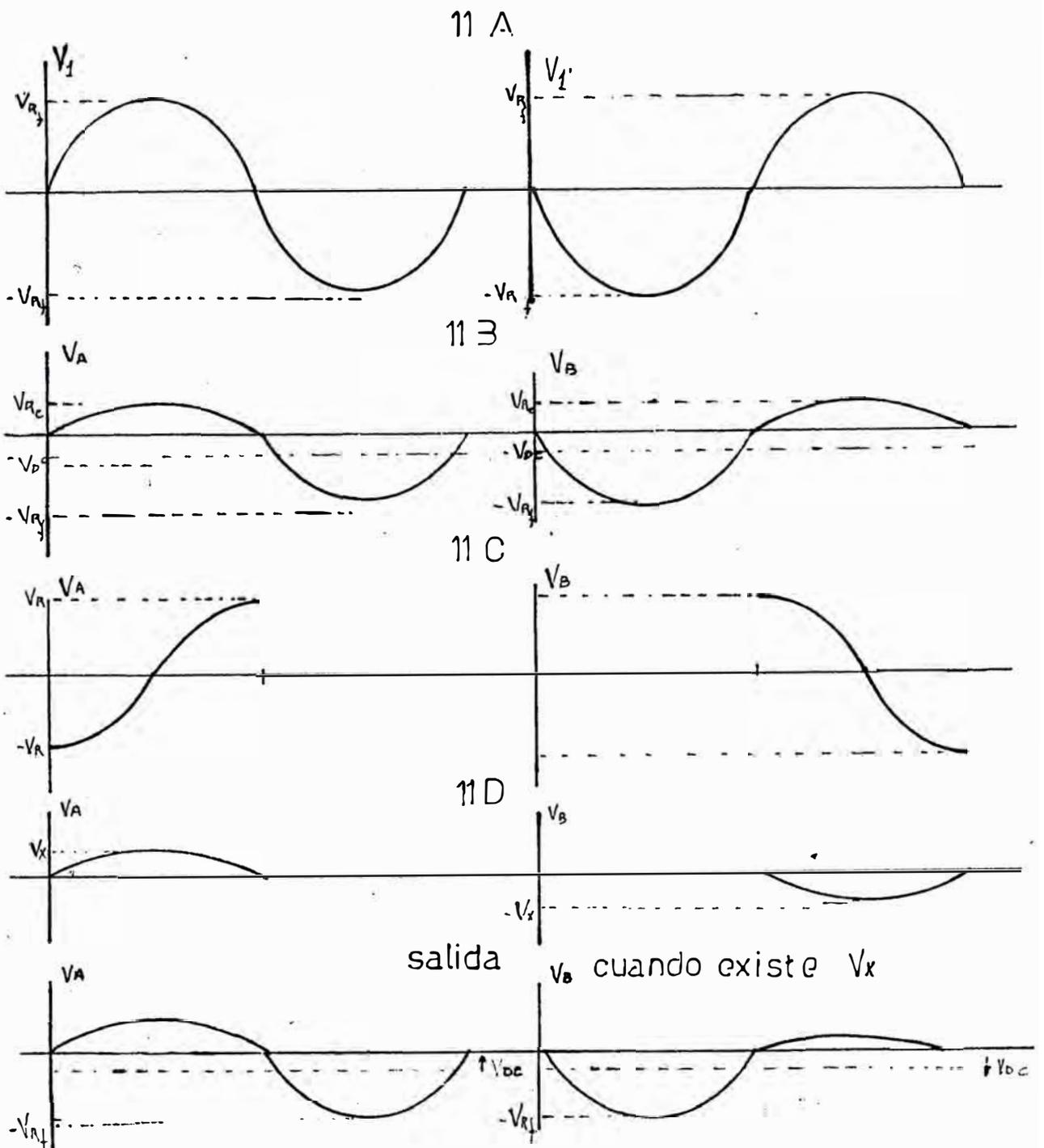
4.4. CONTROLADOR

El sistema que se podría utilizar, sería un amplificador Push Pull, como el de la Fig.12.

Cuando la señal $V_A = V_B$ y si consideramos que los triodos tienen igual ganancia, la salida del transformador T_1 será nula.

Cuando $V_A \neq V_B$ entonces el push - pull está desbalanceado y nosotros estaremos consiguiendo alguna señal de salida.

//



FORMAS DE ONDA DEL DETECTOR X

FIG 11

Como las señales V_A y V_B están en fase con la señal de la bobina transmisora, la señal en el secundario del transformador estará 90° desfasada; produciéndose por lo tanto, una señal X en la bobina receptora.

Si nosotros queremos conseguir que esta señal se reste de la señal X original, debemos conectar el embobinado del secundario como se muestra en la Fig. 12.

4.4. RECIPROCADOR

Por lo manifestado en el Capítulo 3, hemos podido apreciar, como se ha obtenido una señal eléctrica proporcional a la conductividad de la formación; lo que nos interesa obtener, es

la resistividad de la formación; es así, como el presente acápite, tiene como finalidad diseñar un circuito con el propósito de recíprocar, la señal de conductividad.

4.4.1 FUNCIONAMIENTO

La señal de conductividad, que será la entrada a nuestro sistema, es una d.c. variable como lo que aparece en la Fig. 13-a.

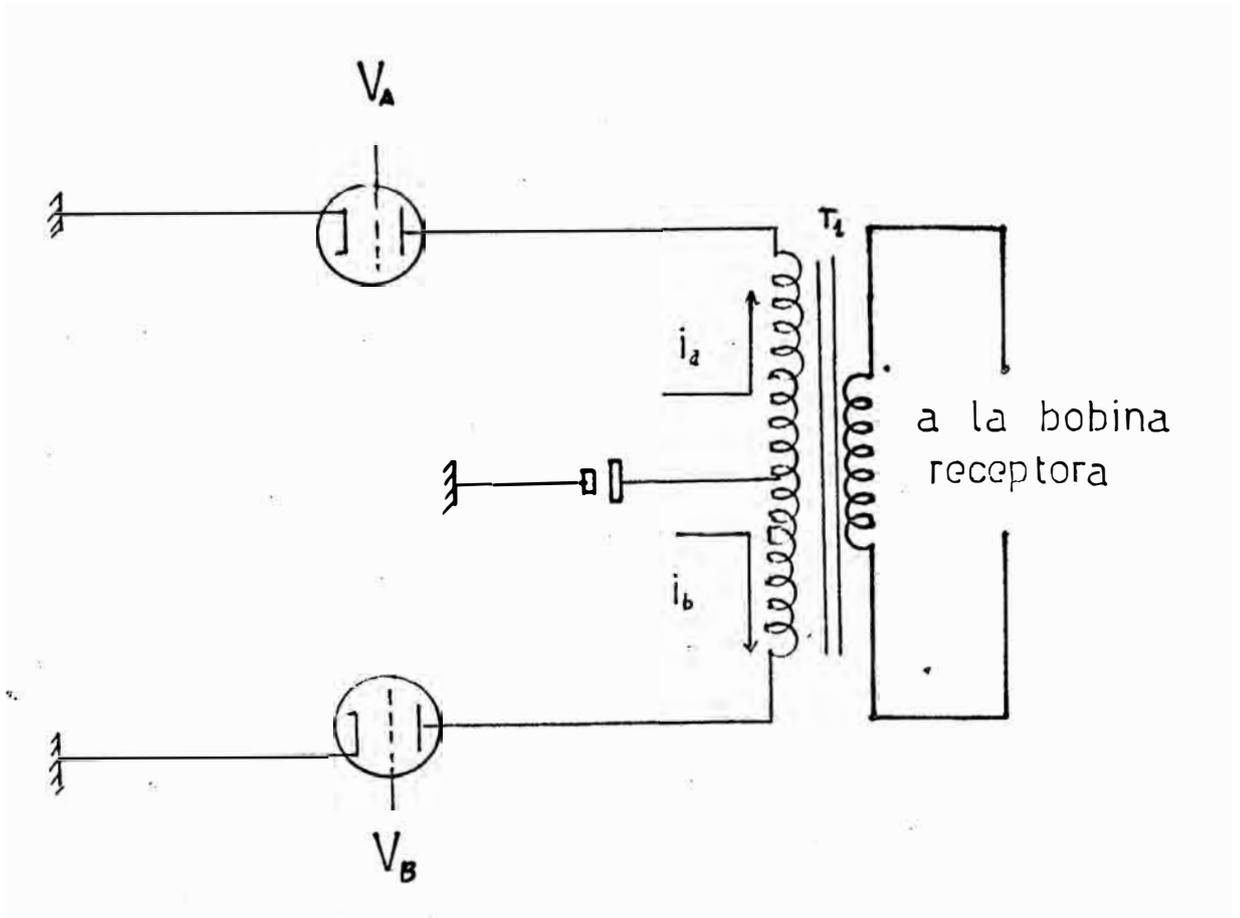
El principio que utilizaremos en nuestro convertidor, es el hecho que el intervalo de tiempo requerido para que el potencial de una onda triangular, pase entre dos puntos fijos de tensión, es inversamente proporcional a la amplitud de la señal.

Nuestro sistema convierte la señal d.c. de entrada, en una onda cuadrada de amplitud proporcional a la señal mencionada; para luego amplificar la onda cuadrada. Luego, ésta señal cuadrada es convertida a una señal triangular, donde la amplitud sigue siendo proporcional a la señal de entrada. Esta señal, es amplificada en la siguiente etapa.

La siguiente etapa, consiste en un limitador de amplitud, con la finalidad de evitar que se produzcan señales demasiado grandes que dañen el circuito.

Por último, se utilizará una compuerta que se abrirá cuando la señal esté por encima

//



CONTROLADOR

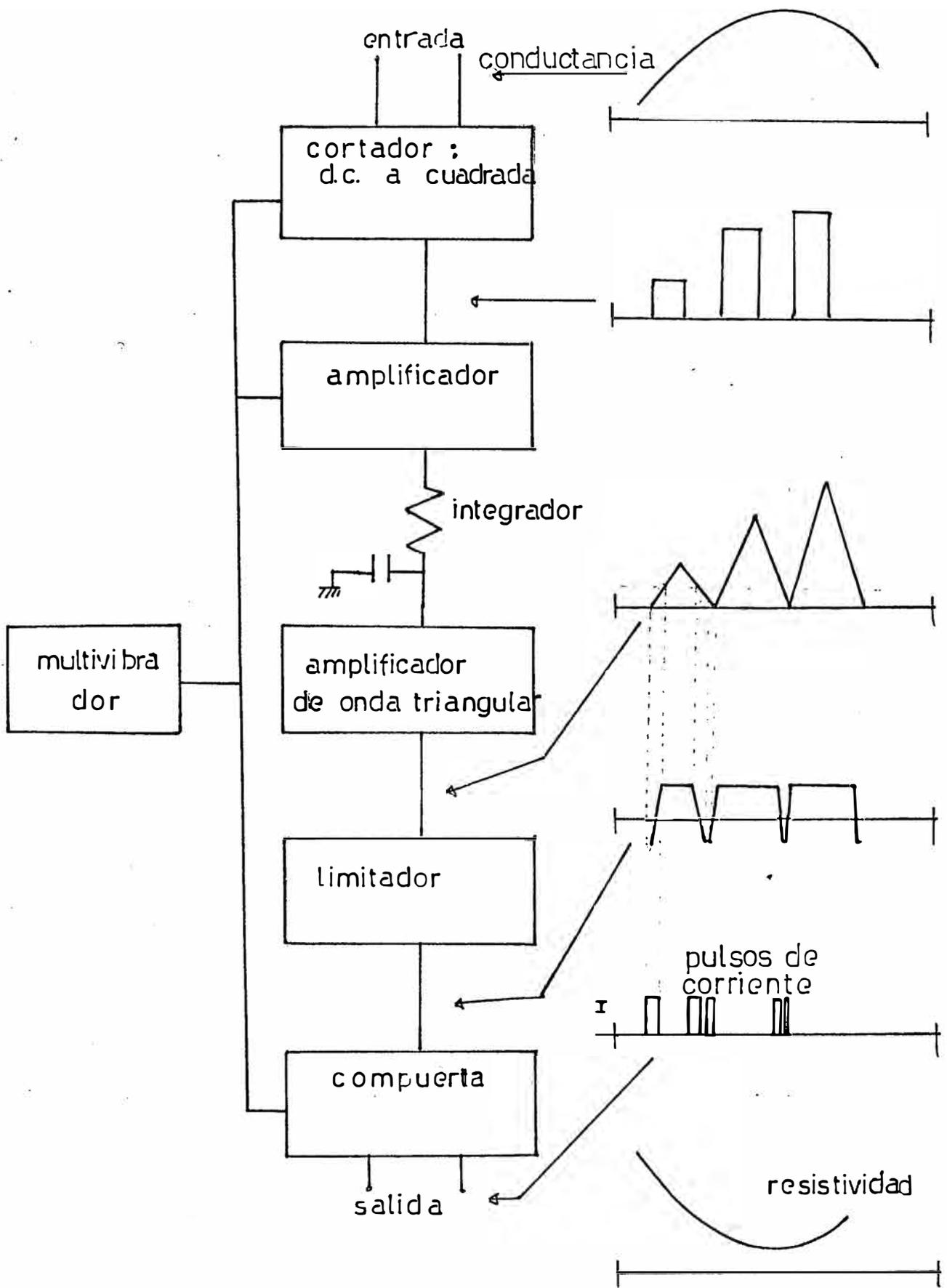
FIG 12

é igual de un cierto nivel, consiguiendo de esta manera, pulsos de corriente de ancho inversamente proporcional a la amplitud de la señal de entrada.

Cuando la amplitud de señal de entrada, sea grande, los pulsos de corriente serán angostos y no muy frecuentes. Dando como consecuencia, una señal de resistividad baja.

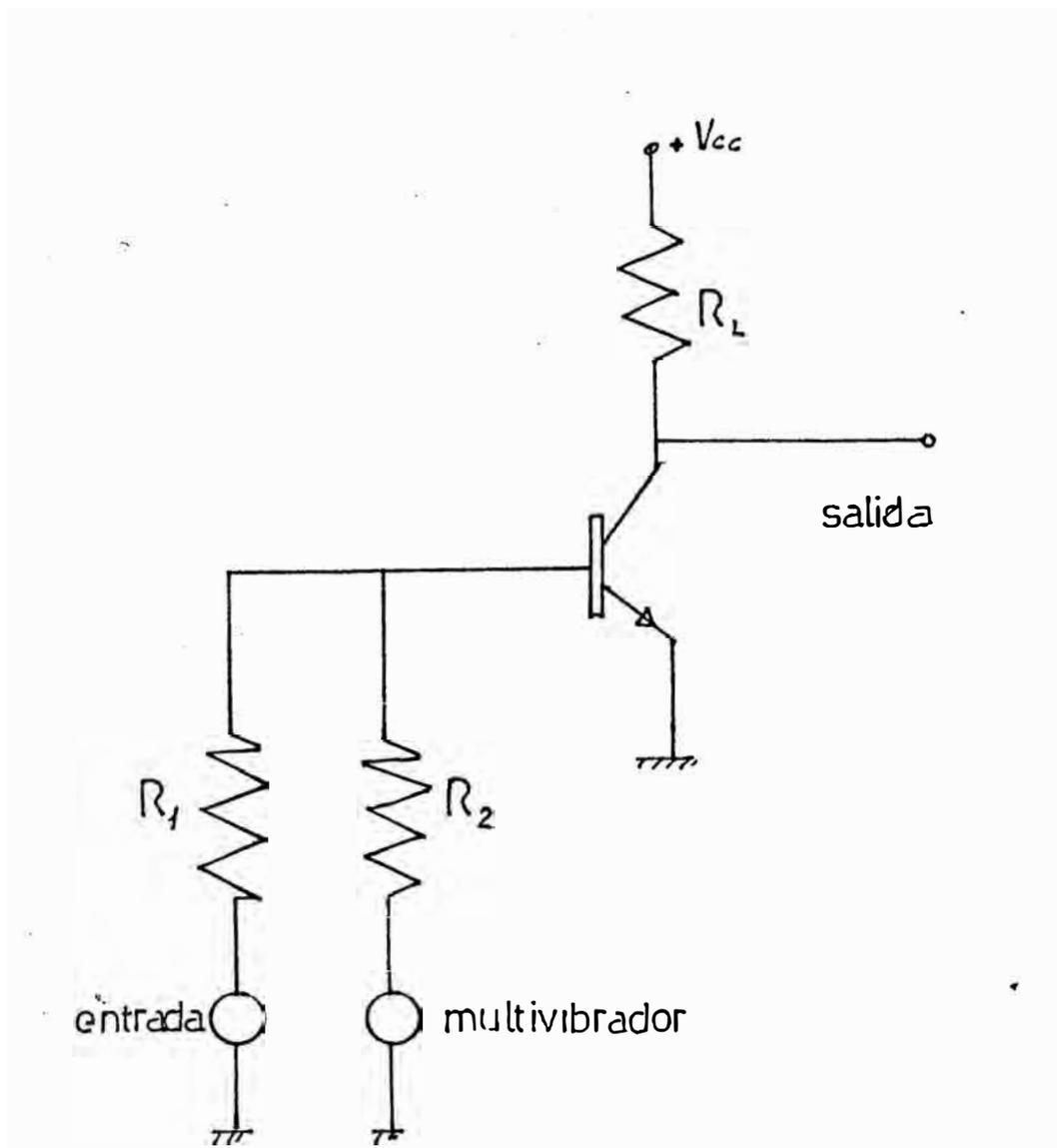
Cuando la amplitud de la señal de entrada es pequeña, los pulsos de corriente serán anchos y tendrán una frecuencia más alta produciendo una señal de resistividad alta.

//



RECIPROCADOR

FIG 13



CORTADOR

FIG 14

D I S E Ñ O D E L O S

C I R C U I T O S

DISEÑO DE LA UNIDAD DE TRANSMISION

Como puede observarse en el diagrama de bloques la sección de transmisión, consta básicamente de un elemento capaz de generar una onda sinusoidal de una frecuencia determinada y poder excitar con una determinada potencia una bobina. El diagrama de bloques detallado del transmisor se muestra en la FIG 2.A

DISEÑO DEL OSCILADOR A CRISTAL

ESPECIFICACIONES.-

Frecuencia de oscilación	:	100 KHz
Estabilidad de frecuencia	:	100 ppm
Distorsión armónica total	:	<10 %
Tensión de alimentación	:	+ 12 v
Potencia de salida	:	10 mw
Resistencia de carga	:	50 ohmios

En esta frecuencia la configuración más conveniente es la tipo COLPITTS que se muestra en la FIG 3.A

Este tipo de oscilador es adecuado para el uso con cristales de cuarzo. El cristal (el cual actúa como inductancia), la capacidad total entre base y tierra y la reactancia ca

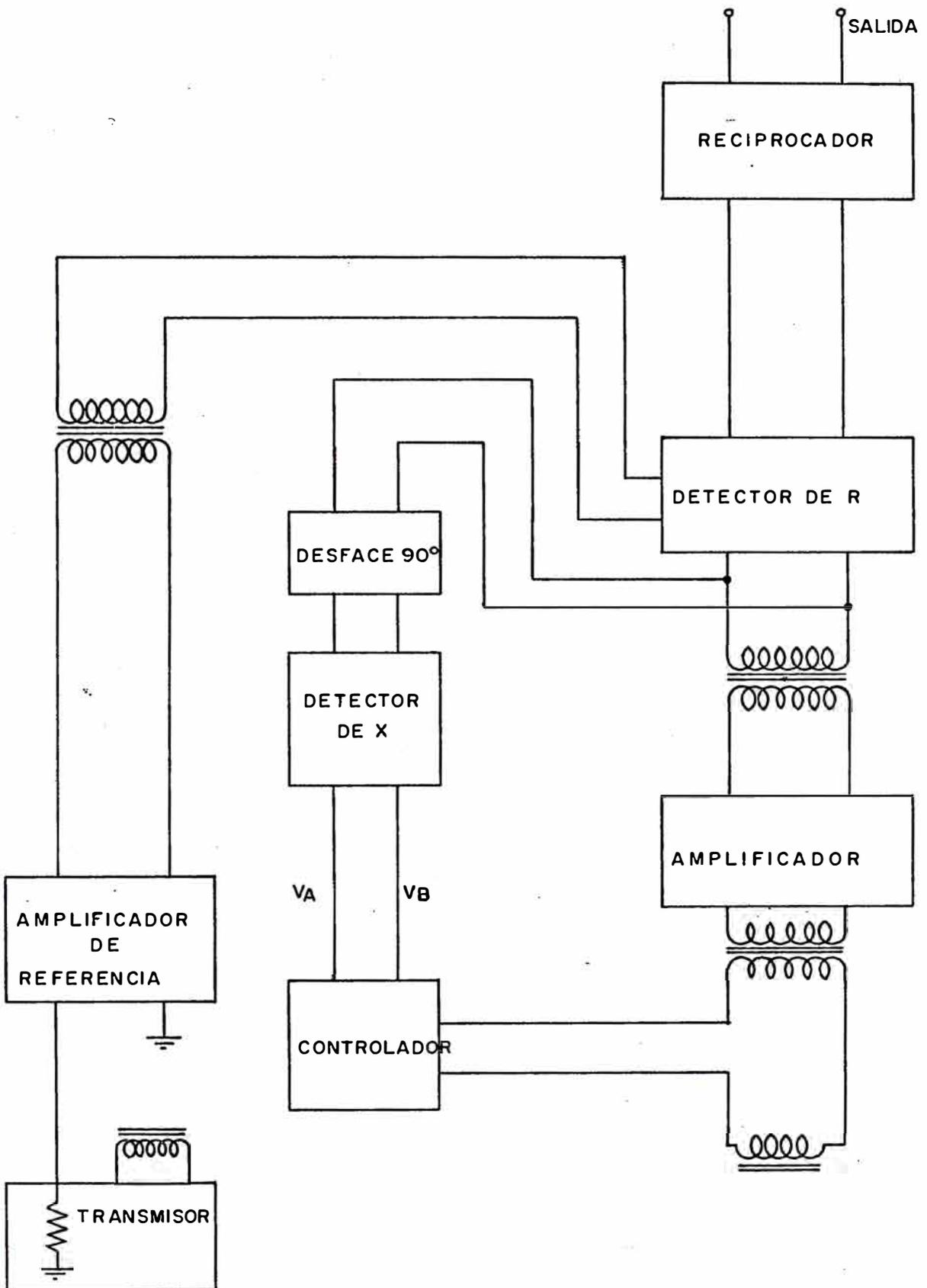
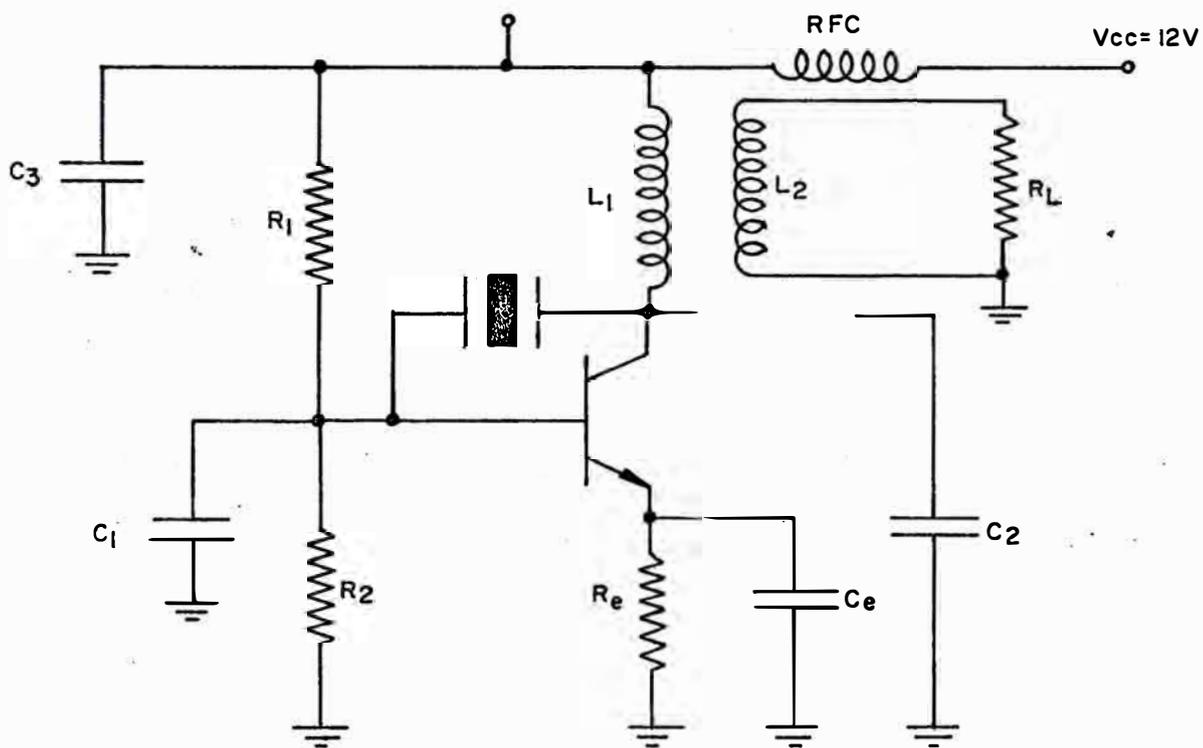
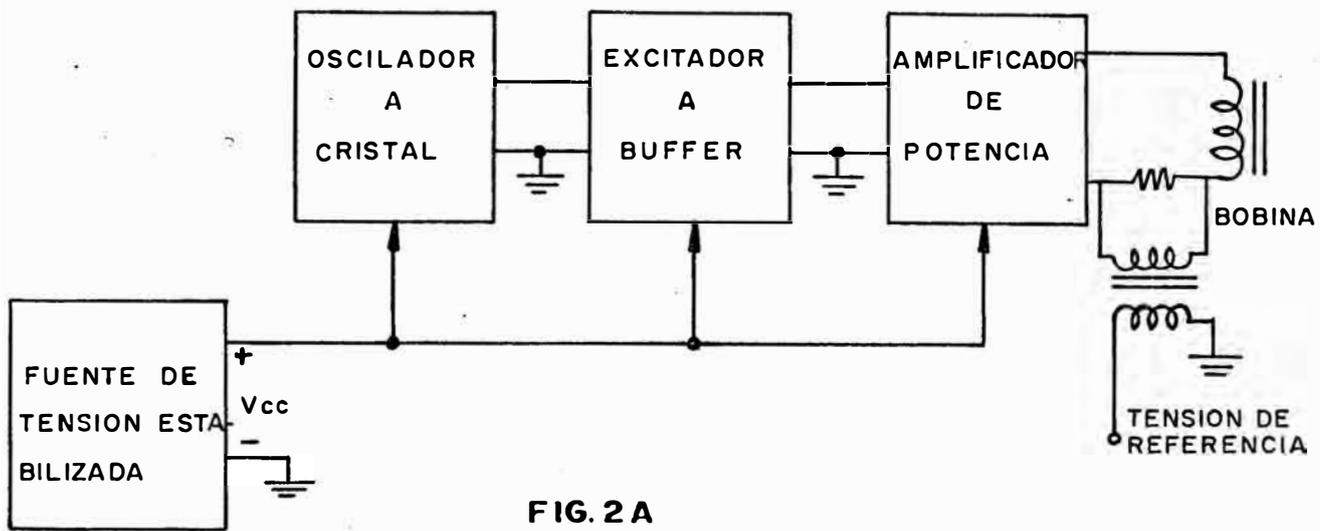


FIG. I



pacitiva que debe presentar el circuito resonante en la salida, forman los brazos de un típico circuito de acoplamiento tipo Π . Esta red acopla la entrada con la salida del transistor a fin de que el desfase de lazo sea cero y cumpla una de las condiciones de oscilación. El transistor compensa las pérdidas que tiene esta red a fin de lograr la ganancia de lazo adecuada a fin de verificar la segunda condición de oscilación. En estas condiciones el circuito oscilará a la frecuencia del cristal, con la ventaja de una gran estabilidad de frecuencia determinada por el cristal.

El circuito tanque puede reemplazarse por un capacitor pero éste es menos eficiente que un circuito resonante en cuanto a rechazo de armónicas se refiere, especialmente cuando las amplitudes de oscilación son grandes y llegan a saturar al transistor causando una gran distorsión de la señal.

DISEÑO DE LA RED DE POLARIZACION

Debemos primero, calcular la resistencia de carga necesaria en colector a fin de obtener la potencia deseada.

En la FIG 4A se muestra la recta de carga

Suponiendo 2dB de pérdidas por desadaptación de impedancias y por pérdidas en el circuito resonante de salida, la potencia necesaria en colector debe ser 15mW.

$$P_{AC} = \frac{V_{CE \text{ rms}}^2}{R_L}$$

Tomando una excursión máxima de 9v pico para mínima distorsión

$$V_{CE \text{ rms}} = \frac{9v}{\sqrt{2}} = 6.36 \text{ v}$$

Entonces:

$$R_L = 2.7 \text{ Kohms}$$

Luego

$$I_{C \text{ max}} = \frac{20v - V_{CE \text{ SAT}}}{R_L} = \frac{.19}{2.9} = 7.04 \text{ mA}$$

Para excursión simétrica

$$I_{CQ} = 3.5 \text{ mA}$$

Como:

$$V_{CEQ} = 10v; \text{ entonces}$$

$$V_{RL} = 2v$$

Con lo cual:

$$R_e = \frac{2v}{3.5mA} = 0.57 \text{ Kohms.}$$

Elegimos:

$$R_5 = 560 \text{ ohmios}$$

Luego:

$$V_{BT} = V_{BE} + V_{R5}$$

$$V_{BT} = 2.7v$$

Para tener buena estabilidad del punto de operación

$$I_{R2} = 10 I_B = 10$$

Como el h_{FE} típico del transistor BF 195 es 67

Entonces:

$$I_{R2} = 10 \times \frac{3.5mA}{67} = 0.52 \text{ mA}$$

$$\text{Luego } R_2 = \frac{2.7\text{V}}{0.52\text{ mA}} = 5.192\text{ K}$$

Tomamos:

$$R_2 = 5.2\text{ K}$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{R2}} = \frac{12 - 2.7}{0.52\text{ mA}} = 17.884\text{ K}$$

Elegimos:

$$R_1 = 18\text{K}$$

C_3 y C_e son condensadores de desacoplamiento

$$X_e \ll h_{ib}$$

donde:

$$h_{ib} = \frac{25\text{mV}}{I_C(\text{mA})} = \frac{25}{3.5} = 7.14\text{ Ohmios}$$

$$X_e \ll 7.14\text{ ohmios tomemos } X_e = 0.5\text{ ohmios}$$

$$X_e = \frac{1}{\omega_0 C_e} = 0.5$$

$$C_e = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^3 \times 0.5}$$

$$C_e = 3.18 \text{ uF}$$

Tomemos:

$$C_e = 3 \text{ uF}$$

$$X_{C3} \ll R_L = 2.70 \text{ Kohmios}$$

Elegimos

$$X_{C3} = 10.0 \text{ ohmios}$$

$$C_3 = \frac{1}{2 \pi \times 100 \times 10^3 \times 10.0}$$

$$C_3 = 0.159 \text{ uF}$$

Elegimos

$$C_3 = 200 \text{ nF}$$

El choque de radio de frecuencia cumple la función de evitar que la R.F. producida por el oscilador se transmita por la línea de alimentación causando problemas en otros circuitos, además sirve para aislar el oscilador de interferencias externas que puedan venir por la línea de alimentación, asimismo evitando oscilaciones parásitas a

otras frecuencias.

Elegimos la atenuación de 50 dB para el filtro comprendido por RFCH y C_3 , el circuito se muestra en la FIG 5.A

$$20 \log \frac{V_2}{V_1} = 50 \text{ dB}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = 3.1622 \times 10^{-3}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{X_{C3}}{X_{C3} + X_{CH}} = 3.1622 \times 10^{-3}$$

$$3.16 \times 10^{-3} X_{CH} + 3.16 \times 10^{-3} \times 10.0 = 10.0$$

$$X_{CH} = 3.15455 \times 10^3 = \omega CH$$

$$CH = \frac{3.15455 \times 10^3}{2 \pi \times 100 \times 10^3} = 5 \text{ mHz}$$

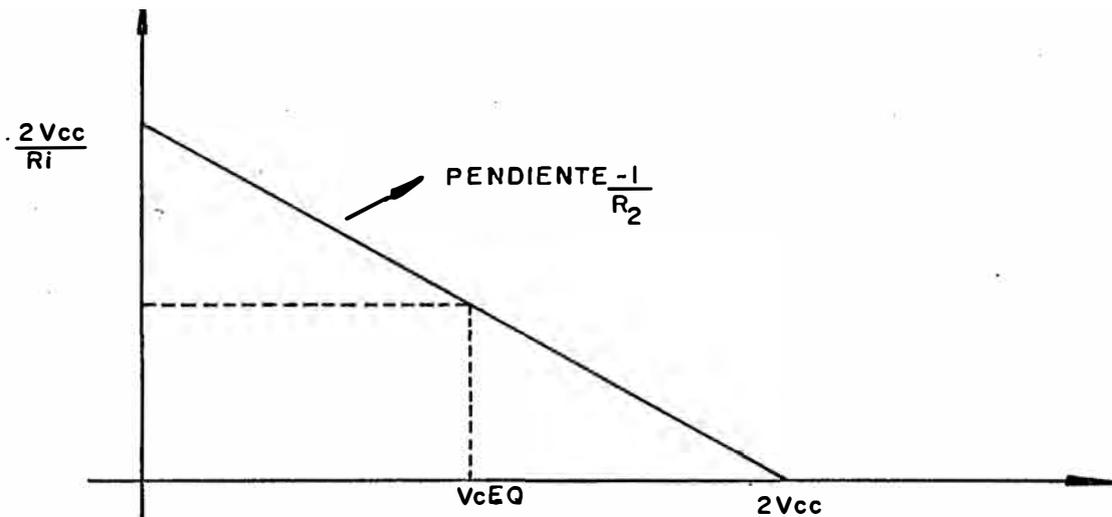


FIG. 4A GRAFICO DE LA RECTA DE CARGA DEL CIRCUITO DE COLECTOR DEL OSCILADOR A CRISTAL

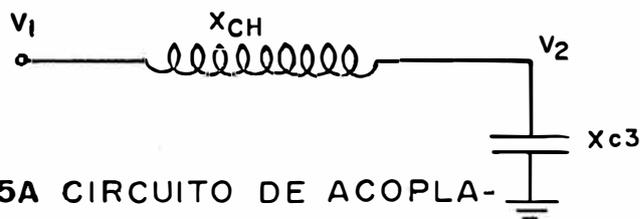


FIG. 5A CIRCUITO DE ACOPLADOR DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

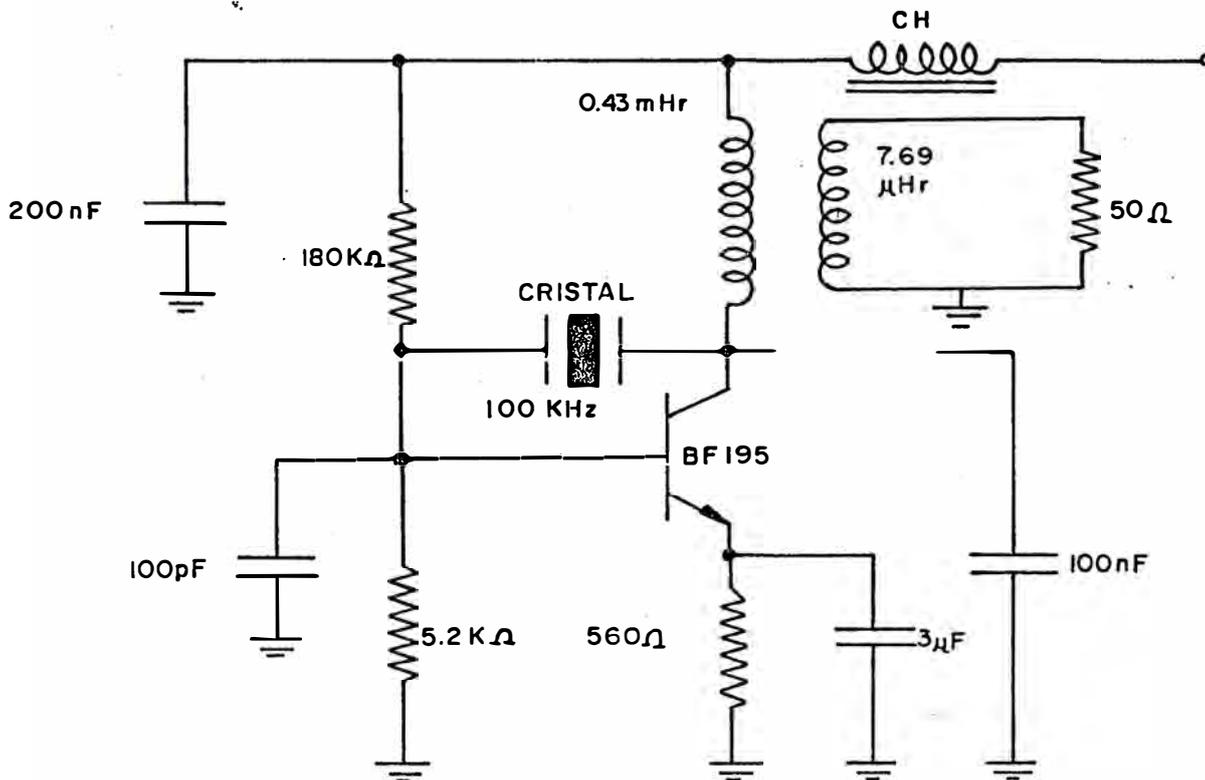


FIG. 6A DIAGRAMA CIRCITAL DEL OSCILADOR TOTALMENTE DISEÑADO

DISEÑO EN ALTERNA

En la siguiente tabla se muestran los parámetros del transistor a utilizar en el oscilador, para las condiciones de reposo calculadas.

Parámetros del BF195	$V_{CE} = 10V$	$I_c = 3.5mA$	$f = 100KHz$
Conductancia de entrada g_{ie}	1.4		mohms ⁻¹
Suceptancia de entrada b_{ie}	0.2		mohms ⁻¹
Conductancia de salida g_{oe}	7		u ohms ⁻¹
Suceptancia de salida b_{oe}	4		u ohms ⁻¹
Admitancia de realim. $/Y_{re}/$	1.1		u ohms ⁻¹
Angulo de fase de Y_{re} ϕ_{re}	270°		Grados sexagesi- males
Admitancia de transf. $/Y_{fe}/$	100		m ohms ⁻¹
Angulo de fase de Y_{fe} ϕ_{fe}	360°		

El condensador C_1 se elige de modo tal que disminuya el efecto de la dependencia de la amplitud de las oscilaciones (cuando el transistor opera en clase A) de la capacitancia de entrada del transistor.

Elegimos:

$$C_1 = 1000 \text{ pF}$$

$$b_{c1} = 0.6mA/v$$

Evaluamos

$$Z_1 = \frac{1}{g_{ie} + j(\omega C_{ie} + \omega C_1)}$$

$$Z_1 = \frac{1}{1.4 \times 10^{-3} + j(0.2 \times 10^{-3} + 0.6 \times 10^{-3})}$$

$$Z_1 = \frac{621 \angle -29.79}{\dots} = 539.21 - j308.06 =$$
$$= a_1 + jb_1$$

Además:

$$Y_{fe} = 100 \times 10^{-3} \angle 0^\circ = 0.100 + j0 =$$

$$Y_{fe}' + jY_{fe}''$$

El valor mínimo de resistencia de carga en colector la calculamos de:

$$r_c^2 (b_1 Y_{fe}' + a_1 Y_{fe}'')^2 - r_c^4 a_1 (1 + a_1 Y_{fe}'' - b_1$$

$$Y_{fe}'') - 4 a_1^2 \geq 0$$

$$r_c^2(-308.06 \times 0.100 + 539 \times 0)^2 - r_c 4 \times 539(1 + 539 \times 0.100 + 308 \times 0) - 4 \times 539^2 \geq 0$$

$$9.486 \times 10^2 r_c^2 - 1.18 \times 10^5 r_c - 1.16 \times 10^6 \geq 0$$

$$r_c = \frac{1.18 \times 10^5 \pm \sqrt{(1.18 \times 10^5)^2 + 4 \times 9.48 \times 10^2 \times 1.16 \times 10^6}}{2 \times 9.48 \times 10^2}$$

$$\frac{1.16 \times 10^6}{1.18 \times 10^5} \rightarrow 0.11$$

$$= \rightarrow 0.01$$

Dado que la resistencia de carga, ya se calculó anteriormente, utilizaremos ese valor para encontrar el rango de variación de la reactancia capacitiva del circuito resonante

$$b_3^2 \left(-a_1 Y'_{fe} + b_1 Y''_{fe} - 1 - \frac{a_1}{r_c} \right) + b_3 r_c (b_1 Y'_{fe} + a_1 Y''_{fe}) - r_c a_1 \geq 0$$

$$b_3^2 \left(-539 \times 0.1 + (-308) \times 0 - 1 \frac{539}{2700} \right) + b_3 \times 2700 \left((-308) \times 0.1 + 539 \times 0 \right) - 2700 \times 530 > 0$$

$$+ 55.16 b_3^2 + (+83160) b_3 + 1.45 \times 10^6 > 0$$

$$b_3 = \frac{-83160 \pm \sqrt{83160^2 - 4 \times 1.45 \times 10^6 \times 55.1}}{+ 55.1 \times 2} \begin{matrix} \nearrow -1491 \\ \searrow -17.6 \end{matrix}$$

$$-1491 = b_3 = -17.6$$

$$\text{Como } b_3 = - \frac{1}{\omega C_T}$$

Donde C_T es la capacidad equivalente total del circuito sintonizado de colector, entonces:

$$-6.7 \times 10^{-4} \cong -\omega C_T \cong -0.056$$

$$C_T \cong \frac{0.056}{2 \pi \times 100 \times 10^3} = 89 \text{ nF}$$

Siendo el valor capacitivo que debe presentar el circuito sintonizado, el cual para: $Q = 10$

$$C_2 = \frac{Q}{\omega R_T} = \frac{10}{2 \pi \times 100 \times 10^3 \times 2700} =$$

$$C_2 = 5.89 \text{ nF}$$

Con lo cual

$$L_1 = \frac{1}{\omega_0^2 C_2} = \frac{1}{(2 \pi \times 100 \times 10^3)^2 \times 5.89 \times 10^{-9}}$$

$$L_1 = 0.43 \text{ mHr}$$

$$C_2 \cong C_2' + C_T = 5.89\text{nF} + 89\text{nF} = 94.89\text{nF}$$

$$C_2 = 100 \text{ nF}$$

La inductancia L_1 del transformador de salida -
queda evaluada con la relación de transformación

$$n = \sqrt{\frac{2700}{R_L}} = 7.348$$

A su vez

$$n \cong \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$

Entonces:

$$L_2 = \frac{L_1}{n^2} = \frac{0.43 \text{ mHr}}{7.348^2} = 7.96 \text{ uHr}$$

El circuito final se muestra en la FIG nº 6. A

DISEÑO DE LA ETAPA EXCITADORA

Las configuraciones empleadas para el excitador y amplificador de potencia serán del tipo de banda ancha para cubrir un amplio margen de frecuencias de operación.

En la FIG N^o 7A se muestra el circuito del excitador.

La misión que cumple esta etapa es la de llevar el nivel de salida del oscilador a un nivel adecuado para tener la potencia requerida de salida. Además, sirve para aislar (BUFFER) el circuito oscilador del amplificador de potencia, lográndose esto disminuyendo la impedancia de salida del oscilador.

Especificaciones.-

Impedancia de entrada	> 50 ohms
Impedancia de salida	< 10 ohms

CALCULO DE LA RED DE POLARIZACION.-

Para máxima excursión $V_{ce2} = V_{cc}/2$
Elijiendo a los transistores Q_1 y Q_2 se tiene una $f_T = 300$
MHz y un β min de 125

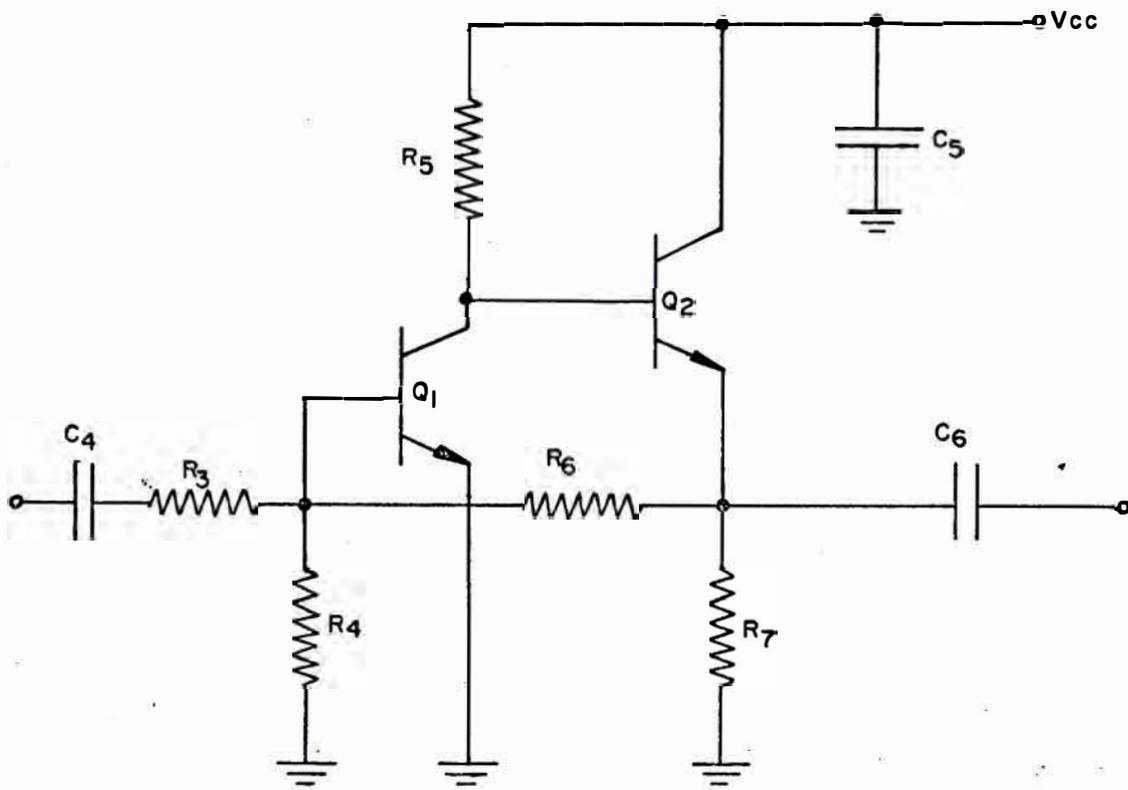


FIG. 7A CIRCUITO DEL EXCITADOR

$$V_{ce1} = V_{ce2} + V_{Be2} = V_{ce2} + 0.7 \text{ v}$$

$$I_{B1} = \frac{V_{TH} - V_{Be1}}{R_{TH}} \quad (1)$$

$$V_{TH} = \frac{V_{cc}}{2} \times \frac{R_4}{R_4 + R_6} \quad (2)$$

$$R_{TH} = \frac{R_4 R_6}{R_4 + R_6} \quad (3)$$

Eligiendo una corriente $I_{c2} = 25\text{mA}$

$$I_{B2} = I_{c2} / \beta = 25\text{mA} / 125 = 0.2 \text{ mA}$$

Para buena estabilidad $I_{c1} \gg I_{B2}$

$$\text{Elegimos } I_{c1} = 5\text{mA} \quad I_{c1} = 25 I_{B2}$$

$$I_{e2} \approx I_{c2} \quad R_7 \approx \frac{V_{cc}/2}{I_{e2}} = \frac{12/2}{25 \times 10^{-3}} = 240 \text{ ohms}$$

$$\begin{aligned} \text{Como } I_{c1} \gg I_{B2} \quad R_5 &= \frac{V_{cc}/2}{I_{c1}} = \frac{12/2 + 0.7}{5 \times 10^{-3}} = \\ &= 1340 \text{ ohms} \end{aligned}$$

$$I_{B1} = I_{c1} / \beta = 5\text{mA} / 125 = 0.04 \text{ mA}$$

Eligiendo una corriente por R_4 $I_{R4} = 25 I_{B1}$ para tener buena estabilidad

$$I_{R4} = 25 \times 0.04 \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} \text{Como } I_{R4} \gg I_{B1} \quad \frac{V_{CC}/2}{R_4 + R_6} &= 10^{-3} R_4 + R_6 = \\ &= 6 \text{ Kohms} \end{aligned}$$

de 1) 2) y 3)

$$0.04 \text{ mA} = \frac{6 \times \frac{R_4}{6 \times 10^3} - 0.7}{\frac{R_4 (6K - R_4)}{6 \times 10^3}} = \frac{6R_4 - 4200}{6KR_4 - R_4^2}$$

$$6K \times 0.04 \text{ mA } R_4 - 0.04 \text{ mA } R_4^2 = 6R_4 - 4200$$

$$+ 0.04 \times 10^{-3} R_4^2 - 5.76R_4 - 4200 = 0$$

$$R_4 = 725 \text{ Ohmios}$$

$$\text{Tomamos } R_4 = 750 \text{ ohmios}$$

$$R_6 = 6K - R_4 = 6K - 750 \text{ ohms} = 5250 \text{ ohmios}$$

El condensador C_6 debe presentar una impedancia despreciable con respecto a la impedancia Thevenin vista desde C_6 a la mínima frecuencia de operación.

Elegimos un amplio margen de operación de frecuencias desde 5KHz.

La impedancia de salida de nuestro circuito es:

$$\begin{aligned} Z_{out\ max} &= h_{iB} + R_5 / \beta_{min} \\ &= \frac{25mV}{25mA} + \frac{1340}{125} \end{aligned}$$

$$Z_{out} = 11.72 \text{ ohmios}$$

Elegimos 5 veces menor

$$X_{C6\ 10KHz} = 11.72/5 = 2.34 = \frac{1}{\omega C_6}$$

$$C_6 = \frac{1}{2.34 \times 10 \times 10^3 \times 2 \pi} = 6.8 \text{ uF}$$

El condensador C_4 así mismo debe presentar una impedancia despreciable respecto a la impedancia Thevenin vista desde C_4 la menor frecuencia de trabajo .

La resistencia R_3 sirve para aumentar la impedancia de entrada del BUFFER.

La impedancia de entrada es igual a:

$$Z'_{in \min} = h_{ie} // (R_4 // (R_6 + R_7))$$

$$Z'_{in} = \frac{25 \text{ mV}}{5 \text{ mA}} \times 125 // (750 // (5250 + 240))$$

$$Z'_{in} = 320 \text{ ohmios}$$

Elegimos R_3 de manera que la impedancia de el circuito BUFFER sea por lo menos 10 veces la impedancia de salida del oscilador.

$$Z_{in} = 10 \times 50 = 500 \text{ ohmios}$$

$$R_3 = Z_{in} - Z'_{in} = 180 \text{ ohmios}$$

Elegimos reactancia de C_4 cinco veces menos que la impedancia de entrada del BUFFER

$$X_{C5} = \frac{1}{\omega C_5} = \frac{Z_{in}}{5} = \frac{500}{5} = 100 \text{ ohms.}$$

$$C_5 = 0.159 \text{ } \mu\text{F}$$

Tomamos valor comercial de $C_4 = 200 \text{ nF}$ C_5 condensadores de desacoplamiento;

Tomamos $C_5 = 10 \text{ } \mu\text{F}$. El circuito final se muestra en la FIG 8.A

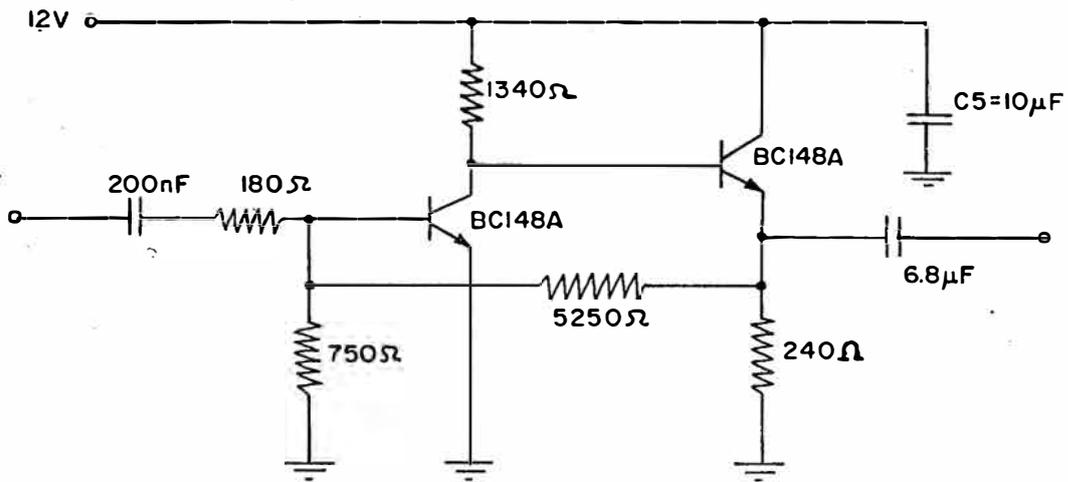


FIG. 8A CIRCUITO BUFFER TOTALMENTE DISEÑADO

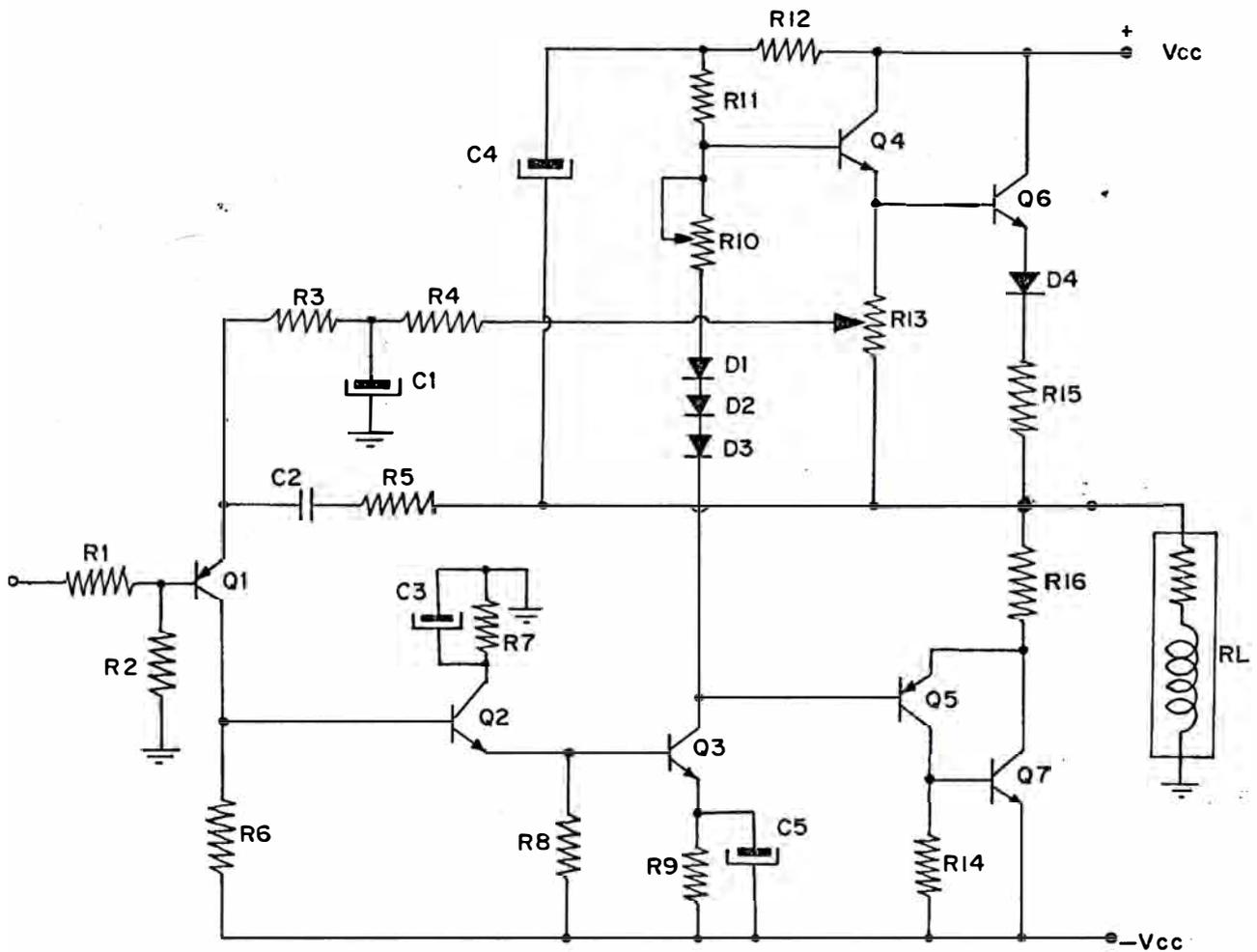


FIG. 9A CIRCUITO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA

DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA.-

Por consideraciones de eficiencia y disipación en los transistores escogemos una configuración de simetría complementaria en funcionamiento clase AB

El circuito se muestra en la FIG 9.A

Especificaciones.-

Potencia de salida	70 vatios RMS
Nivel de entrada	0.5 voltios eficaces
Respuesta en frecuencia	10 KHz a 100 KHz
Impedancia de entrada	750 ohms

La potencia de salida esta expresada como:

$$P_{out} = \frac{V_{CC}^2}{2R'_L}$$

Donde R'_L es impedancia de carga reflejada a través del transformador T.

Para los transistores de salida utilizaremos los populares 2N3055, que tienen una potencia máxima de 115W a temperatura ambiente y una tensión de ruptura de $V_{CC0} = 60$ voltios, y corriente máxima de colector de 15A; en la FIG 10A se muestra el gráfico del área segura de operación, considerando limitación por segunda ruptura, la máxima tensión de alimentación está dada por:

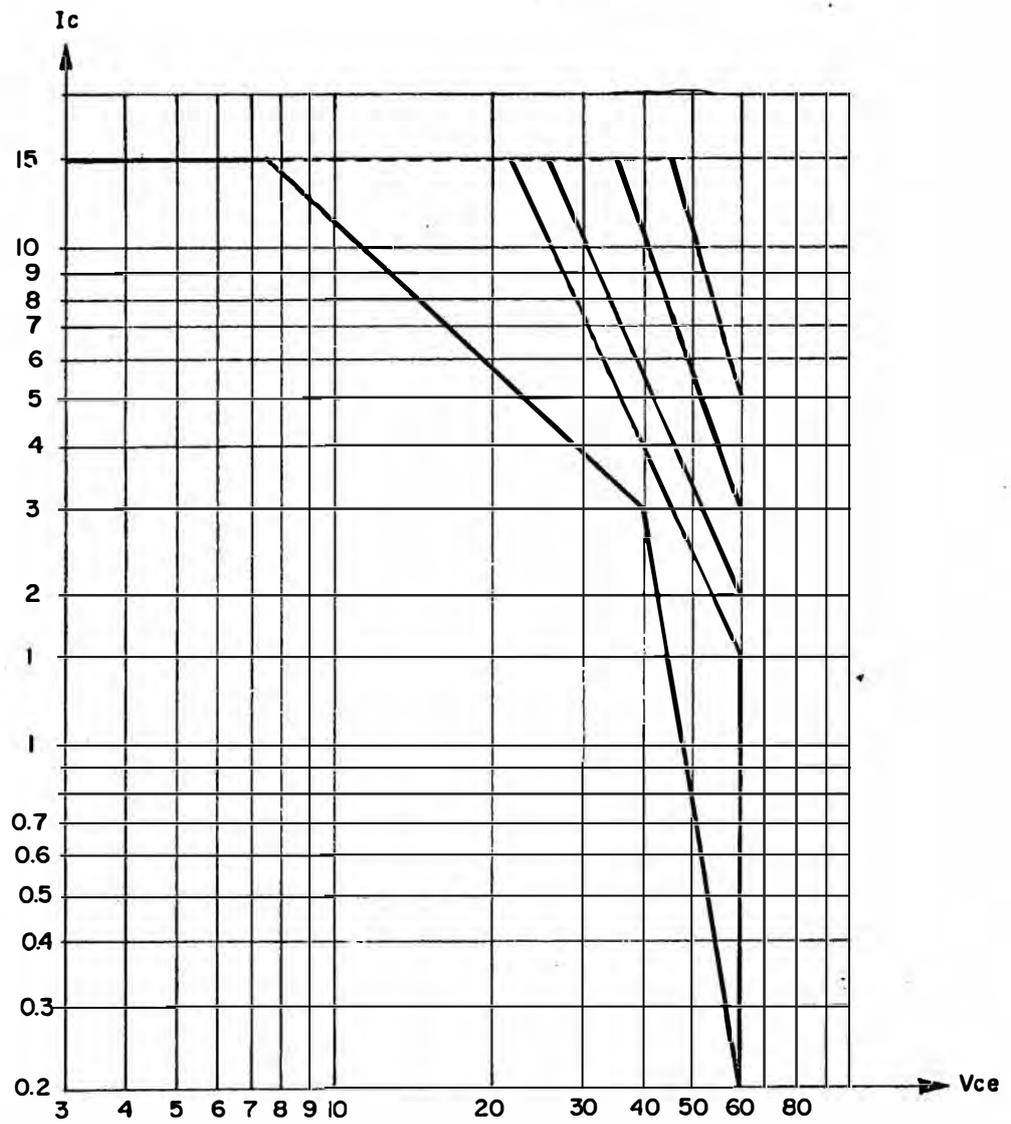


FIG. 10 A AREA SEGURA DE OPERACION DEL TRANSISTOR 2N3055

$$V_{cc} = \frac{V_{ce \text{ max}}}{2} = \frac{60}{2}$$

$$V_{cc} = 30 \text{ v}$$

La potencia disipada en la carga:

$$P_L = \frac{(V_{cc} - V_{ce \text{ sat}})^2}{2R'_L} = 70 \text{ W}$$

$$R'_L = \frac{(30 - 1)^2}{2 \times 70} = 6.0 \text{ ohmios}$$

La máxima potencia disipada por el transistor:

$$P_{c \text{ max}} = \frac{(V_{cc} - V_{cesat})^2}{\pi^2 R'_L} = \frac{(30-1)^2}{\pi^2 \cdot 6}$$

$$P_{c \text{ max}} = 14.2 \text{ Vatios}$$

El diodo D_4 se utiliza para proporcionar esta bilidad térmica por lo cual este debe estar mecánicamente sujeto al mismo disipador al que está colocado D_6 . La corriente máxima per colector está expresada como:

$$I_{c6 \text{ max}} = \frac{V_{cc} - V_{sat} - V_{o4} - V_{R15}}{R'_L}$$

Suponiendo inicialmente una caída de tensión en el diodo D_4 de 0.8 V y sobre $R_{15} = 1.5$ V

$$I_{c6max} = \frac{30 - 1 - 0.8 - 1.5}{6}$$

$$I_{c6max} = 4.45 \text{ Amperes}$$

La corriente de base máxima de transistor Q_6

$$I_{Bmax Q6} = \frac{I_{cmax}}{h_{ge min}}$$

$$\text{donde } h_{ge min} = 20$$

$$I_{B max Q6} = \frac{4.45}{20}$$

$$I_{Bmax Q6} = 0.22 \text{ Amperios}$$

La resistencia R_{13} se utiliza para lograr estabilidad térmica del transistor Q_6 además de aumentar un poco la capacidad de ruptura colector emisor.

Escogemos a los transistores Q_4 y Q_5 los transistores complementarios machados BD131 y BD132 respectivamente que tienen las siguientes características generales :

Voltaje colector-base(emisor abierto)	$V_{CBO \max} = 70V$
Voltaje colector-emisor(Base abierta)	$V_{CEO \max} = 45V$
Voltaje emisor-base(Colector abierto)	$V_{EBO \max} = 6V$
Corriente de colector (dc)	$I_{C \max} = 3A$
Corriente de colector (Pico)	$I_{CM \max} = 6A$
Corriente de base máxima	$I_{BM \max} = 0.5A$
Potencia de disipación $T_{mb} = 60^{\circ}$	$P_{ot \max} = 15W$
Ganancia de corriente $I_c = 0.5A$ $V_{CE} = 12V$	$h_{FE} > 40$
Ganancia de corriente $I_c = 2A$ $V_{CE} = 1V$	$h_{FE} > 20$
Frecuencia de transición $I_c = 0.25A$ $V_{CE} = 5V$	$f_T > 60 \text{ MHz}$

La corriente por R_{13} :

$$I_{R13} = \frac{V_{Be6} + V_{D4} + V_{R15}}{R_{13}}$$

Cuando conduce máxima corriente aproximadamente $V_{Be6} = 1.2V$ y $V_{D4} = 1.2V$ y escogemos una caída máxima de tensión sobre R_{15} o R_{16} cuando circula la corriente máxima de 1.5 V.

Estabilidad del punto de operación será logrado si se satisface

$$BR_E < R_b$$

Un β típico del transistor 2N3055 $\beta_{tip} = 50$

$$6 \times 50 = 300 \gg R_b = R_{13}$$

Escogemos una resistencia de 80 Ohmios

$$R_{13} = 80 \text{ Ohmios}$$

$$I_{R13} = \frac{1.2 + 1.2 + 1.5}{80}$$

$$I_{R13} = 48 \text{ mA}$$

Por lo tanto

$$I_{E4} = I_{CE} = 48 + 231 = 279 \text{ mA}$$

La corriente de base del transistor Q_4 y Q_5

$$I_{b4 \max} = \frac{0.279}{40} = \frac{I_{E4 \max}}{\min}$$

$$I_{b4 \max} = 6.98 \text{ mA}$$

La corriente de colector de Q_3 debe ser como mínimo igual a la máxima corriente de base de Q_4 ó Q_5

$$I_{C3} = 7 \text{ mA}$$

Tomamos una caída de tensión de 2 voltios en la resistencia de emisor de Q_3

$$R_g = \frac{2V}{7mA} = 285.71 \text{ Ohmios}$$

Tomamos un valor normalizado de :

$$R_g = 280 \text{ Ohmios}$$

Se logrará máxima excursión cuando:

$$V_{ce3} = \frac{V_{cc} - V_{sat} - V_{R3}}{2}$$

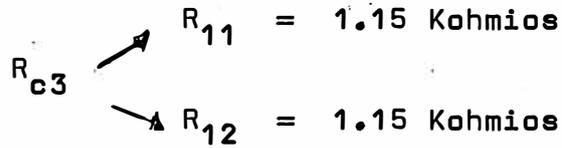
$$V_{ce3} = \frac{30 - 0.3 - 2}{2}$$

$$V_{ce3} = 13.85 \text{ V}$$

$$R_{c3} = \frac{V_{cc} - V_{ce}}{I_{c3}} = \frac{30 - 13.85}{7mA} = 230 \text{ ohmios}$$

$$R_{c3} = 2.3 \text{ Kohmios}$$

El condensador C_4 se utiliza para introducir realimentación positiva cuando conduce Q_4 y Q_6 y esto se logra dividiendo la resistencia R_{c3} en dos partes simétricas y llevando del punto medio el condensador C_4 hacia la salida.



La resistencia R_{10} y los diodos D_1, D_2, D_3 se utilizan para polarizar en clase AB los transistores de salida, disminuyendo de esta manera la distorsión de cruce que se produciría si funcionase en clase B, los diodos D_1, D_2, D_3 se utilizan para compensar las variaciones de V_{Be} de Q_4, Q_6, Q_5 y Q_7 , estos diodos deben estar térmicamente unidos a los transistores de potencia, el potenciómetro R_{10} se utiliza para regular la corriente de reposo de los transistores de salida.

$$V_{R10} + V_{D1} + V_{D2} + V_{D3} = V_{BR4} + V_{Be6} + V_{D4} + V_{R15} + V_{R16} + V_{Be5}$$

Asumimos que cuando está polarizado en clase AB y sin señal y asumiendo una corriente de reposo por T_6 y T_7 igual a 20 mA

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = V_{Be4} = V_{Be6} = V_{Be5} = V_{D4} = 0.7V$$

$$V_{R15} = 6mV$$

$$V_{R16} = 5mV$$

$$R_{10} \approx \frac{V_{R10}}{I_{c3}} = \frac{0.7+0.7+0.7+0.006+0.005+0.7}{7 \text{ mA}}$$
$$\frac{-0.7-0.7-0.7}{7 \text{ mA}}$$

$$R_{10} = 100 \text{ Ohmios}$$

Tomamos un potenciómetro de 200 Ohmios para una regulación óptima

$$R_{10} = 200 \text{ Ohmios}$$

La resistencia R_B se utiliza para lograr estabilidad térmica del transistor Q_3 por lo que debe cumplirse

$$R_B \ll \beta R_9$$

El transistor a usarse como driver Q_3 es el BC 637 que tiene las siguientes características

Voltaje de ruptura Colector-Base	V_{cB0}	=	60 V
Voltaje de ruptura colector-emisor	V_{CE0}	=	60V
Voltaje de ruptura base-emisor	V_{EBO}	=	5 V
Corriente de colector d.c	$I_{c \text{ max}}$	=	1 A
Corriente de colector valor pico	$I_{CM \text{ max}}$	=	1.5 A
Corriente de base máxima (d.c.)	$I_{B \text{ max}}$	=	100 mA

Corriente de base máxima(valor pico)	$I_{BM \max} = 200 \text{ mA}$
Potencia de disipación máxima($t=25^{\circ}\text{C}$)	$P_{TOT \max} = 0.8 \text{ W}$
$h_{FE} (I_c = 5 \text{ mA } V_{ce} = 2 \text{ V})$	> 25
$h_{FE} (I_c = 150 \text{ mA } V_{CE} = 2 \text{ V})$	> 40
$h_{FE} (I_c = 500 \text{ mA } V_{CE} = 2 \text{ V})$	< 160
	> 25

De acuerdo a las características de corriente máxima $h_{FE} > 40$ tomamos un h_{FE} promedio de 80

$$R_B \ll 80 \times 280 \text{ ohmios}$$

$$R_B \ll 22.4 \text{ Kohmios}$$

$$\text{Tomamos } R_B = \frac{22.5 \text{ Kohmios}}{5} = 4.48 \text{ Kohmios}$$

Un valor normalizado para $R_B = 5 \text{ Kohmios}$

La corriente de colector del transistor Q_2

$$I_{c2 \max} = I_{R8} + I_{B3}$$

$$I_{c2 \max} = \frac{V_{R9} + V_{B3}}{R_8} + \frac{I_{c3 \max}}{h_{FE}}$$

$$I_{c2 \max} = \frac{2 + 0.8}{5 \times 10^3} + \frac{7 \times 10^{-3}}{80}$$

$$I_{c2 \max} = 0.64 \text{ mA}$$

Escogemos el transistor BC147 para cumplir la función de Q_2

Las características principales de este transistor son:

Voltaje colector-base(emisor abierto)	$V_{CBO \max} = 50V$
Voltaje colector-emisor($V_{BE} = 0$)	$V_{ces \max} = 50V$
Voltaje colector-emisor(Base abierta)	$V_{ceo \max} = 45V$
Corriente de colector	$I_{c \max} = 100mA$
Corriente de colector (pico)	$I_{CM \max} = 200mA$
Potencia de disipación $T_{amb} = 25^{\circ}C$	$P_{OT \max} = 300mW$
Frecuencia de transición $I_c = 10mA$ $V_{ce} = 5V$	$f_T \text{ tip} = 300MHz$
Ganancia de corriente $I_c = 2mA$ $V_{ce} = 5V$	$h_{FE \text{ tip}} = 180$
Impedancia de entrada	$h_{ie \text{ tip}} = 2.7 \text{ Kohms.}$
Relación de transferencia de voltaje inverso	$h_{re \text{ tip}} = 1.5 \times 10^{-4}$
Ganancia de corriente de pequeña señal	$h_{fe \text{ tip}} = 220$
Admitancia de salida	$h_{oe \text{ tip}} = 18 \times 10^{-6} \text{ ohms}^{-1}$

Para máxima excursión:

$$V_{ce2} = \frac{V_{cc} - V_{sat} - V_{Be3} - V_{R9}}{2}$$

$$V_{ce2} = \frac{30 - 0.7 - 0.8 - 2}{2}$$

$$V_{ce2} = 13.25$$

La caída de tensión sobre R_7

$$V_{R7} = V_{cc} - V_{ce2} - V_{Be3} - V_{R9}$$

$$V_{R7} = 30 - 13.25 - 0.8 - 2$$

$$V_{R7} = 13.95 \text{ V}$$

donde:

$$R_7 = \frac{V_{R7}}{I_{c2}} = \frac{13.95}{0.64 \times 10^{-3}}$$

$$R_7 = 21 \text{ Kohmios}$$

La corriente de base de Q_2

$$I_{B2} = \frac{I_{c \text{ max } 2}}{h_{FE}}$$

$$I_{B2} = \frac{0.64 \times 10^{-3}}{180} = 3.55 \text{ uA}$$

Para máxima excursión

$$V_{R6} \approx \frac{V_{cc} - V_{cesat}}{2} = \frac{30 - 1}{2}$$

$$V_{R6} \approx 14.5 \text{ V}$$

Para lograr estabilidad térmica $I_{R6} \gg I_{B2}$

Tomamos

$$I_{R6} = 50 I_{B2}$$

$$I_{R6} = 50 \times 3.55 \times 10^{-6}$$

$$I_{R6} = 0.177 \text{ mA}$$

$$R_6 = \frac{V_{R6}}{I_{R6}} = \frac{14.5}{0.177 \times 10^{-3}} = 81.9 \text{ Kohmios}$$

Tomamos un valor normalizado de $R_6 = 80 \text{ Kohmios}$

El transistor Q_1 será del mismo tipo que el transistor Q_2 BC 147 cuyas características principales ya fueron dadas anteriormente.

$$I_{c1} \approx I_{R6} = 0.177 \text{ mA}$$

Tomando el punto medio del potenciómetro R_{13} como nivel de voltaje inicial de referencia

$$V_{\text{punto medio } R_{13}} = \frac{V_{R15} + V_{04} + V_{Be6}}{2}$$

$$V_{\text{punto medio } R_{13}} = \frac{0.01 + 0.8 + 0.8}{2}$$

$$V_{\text{punto medio } R_{13}} = 0.8 \text{ V}$$

donde:

$$I_{B1} = \frac{I_{c1}}{h_{FE \text{ tip}}} = \frac{0.177 \times 10^{-3}}{180}$$

$$I_{B1} = 0.98 \text{ uA}$$

$$I_{B1} = \frac{0.8 - 0.6}{R_2 + h_{FE}(R_3 + R_4)} = 0.98 \times 10^{-6}$$

$$R_2 + h_{FE}(R_3 + R_4) = 204 \text{ Kohms.}$$

$$\text{Tomamos } R_2 = 15 \text{ Kohmios}$$

$$h_{FE}(R_3 + R_4) = 189 \text{ Kohmios}$$

$$(R_3 + R_4) = \frac{189 \text{ ohmios}}{h_{FE \text{ min}}} = \frac{189 \text{ K}}{50}$$

$$(R_3 + R_4) = 3.78 \text{ Kohmios}$$

Tomamos $R_3 = 200 \text{ Ohmios}$ para disminuir la realimentación negativa y $R_4 = 3.5 \text{ Kohmios}$ para no cargar al potenciómetro R_{13} .

La mínima frecuencia de operación $10,000 \text{ c/s}$.

$$X_{c1} \ll R_3 = 200 \text{ Ohmios}$$

$$X_{c1} = \frac{R_3}{10} = 20 \text{ Ohmios} = \frac{1}{\omega C_1}$$

$$C_1 = \frac{1}{20 \times 2 \pi \times 10 \times 10^3} = 7.95 \times 10^{-7}$$

tomamos $C_1 = 1 \mu F$

$$X_{C4} \ll R_{11} // R_{12} = 1.15 K // 1.15 K$$

$$X_{C4} < 0.58 \text{ Kohmios}$$

Tomamos $X_{C4} = 0.58 K / 10 = 58 \text{ Ohmios}$

$$C_4 = \frac{1}{58 \times 2 \pi \times 10 \times 10^3} = 2.74 \times 10^{-7}$$

Tomamos $C_4 = 0.3 \mu F$

$$X_{C3} \ll R_7 = 21 \text{ Kohmios}$$

Tomamos $X_{C3} = R_7 / 10 = 2.1 \text{ Kohmios}$

$$C_3 = \frac{1}{2100 \times 2 \pi \times 10 \times 10^3} = 7.57 \text{ nF}$$

Tomamos $C_3 = 10 \text{ nF}$

$$X_{C5} \ll R_9 // (h_{ib} + R_8 / h_{FE})$$

$$X_{C5} \ll 280 // \left(\frac{25 \text{ mV}}{7 \text{ mA}} + \frac{5 K}{40} \right)$$

$$X_{C5} \ll 88$$

$$\text{Tomamos } X_{C5} = 88/10 = 8.8 \text{ Ohmios}$$

$$C_5 = \frac{1}{8.8 \times 2 \pi \times 10 \times 10^3} = 1.8 \times 10^{-6}$$

$$\text{Tomamos } C_5 = 2 \mu\text{F}$$

DISEÑO DEL DETECTOR DE X

Como se explicó en el contexto principal de este trabajo el desfasador de 90° , el detector de x y el controlador formaban parte de un dispositivo destinado a disminuir el valor de la señal R en forma satisfactoria cosa que no se lograría debido a que normalmente la señal x a pesar de tener fase diferente que la señal R está última es muy pequeña en relación a la señal X y no es posible detectarla en forma satisfactoria, el método empleado para disminuir el valor de la señal X fue; realizando una realimentación negativa sólo para las ondas que estuvieran desfasadas 90° de la señal de referencia o sea la señal X, en la FIG B1 se muestra el diagrama de bloques del sistema.

Donde $H(s)$ es el amplificador del sistema de recepción, y $G(s)$ es un amplificador cuya ganancia es función de la fase de R, con V_o en la FIG B2 se muestra el gráfico teórico de la ganancia del amplificador Vs. Angulo de fase $\frac{V_1}{V_o} = f(\theta)$, y el sumador es el controlador.

La ganancia total del sistema :

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{H(s)}{1+H(s)G(s)}$$

En la FIG B3 se muestra el diagrama de bloques del amplificador controlado por fase $G(s)$.

El detector de fase será implementado usando el circuito integrado MC1496 cuyo diagrama circuital y formas de onda se muestra en la FIG B4 y B5 respectivamente.

Si las formas de onda obtenidas en la salida V_1 o V_2 es pasada por un filtro pasa bajos obtendremos el promedio de la señal, en la FIG B6 se muestra el gráfico del valor promedio de la señal a la salida para diferentes valores de desfase entre V_A y V_B .

De acuerdo a los niveles obtenidos a la salida del desfasador el amplificador debe tener una ganancia en función del voltaje de control tal como se muestra en la FIG B7.

El circuito del amplificador controlado por voltaje se muestra en la FIG B8 controlando el voltaje en el Gate del FET variamos el valor de la resistencia entre Source y Drain.

Se tuvo que poner un filtro pasa bajos consistente en la resistencia R_1 y el condensador C para obtener el promedio de la señal a la salida del desfasador, luego un inversor debido a que el FET canal N trabaja con tensiones de GATE negativas.

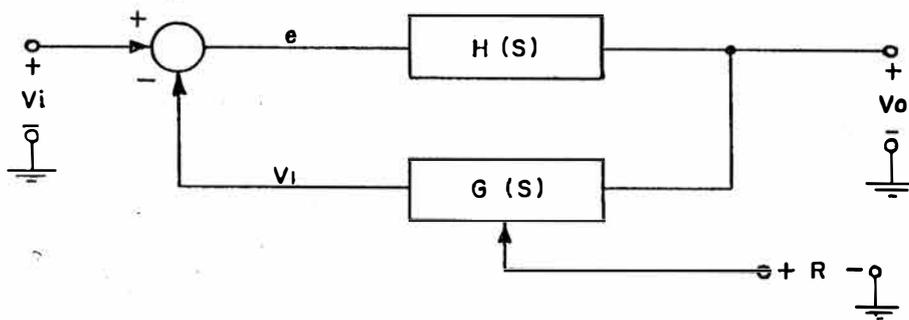


FIG. B1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA ATENUADOR DE SEÑAL X

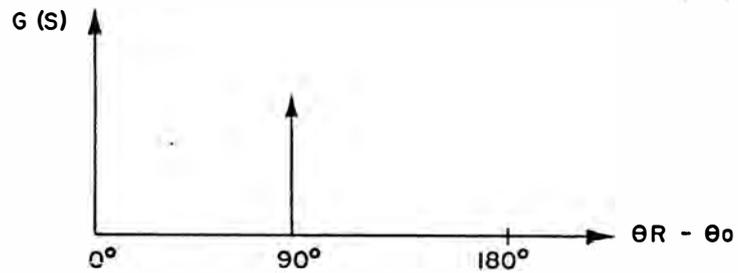


FIG. B2 GRAFICO IDEAL DE LA GANANCIA DE G(S) EN FUNCION DEL ANGULO DE DESFASE ENTRE R y Vo.

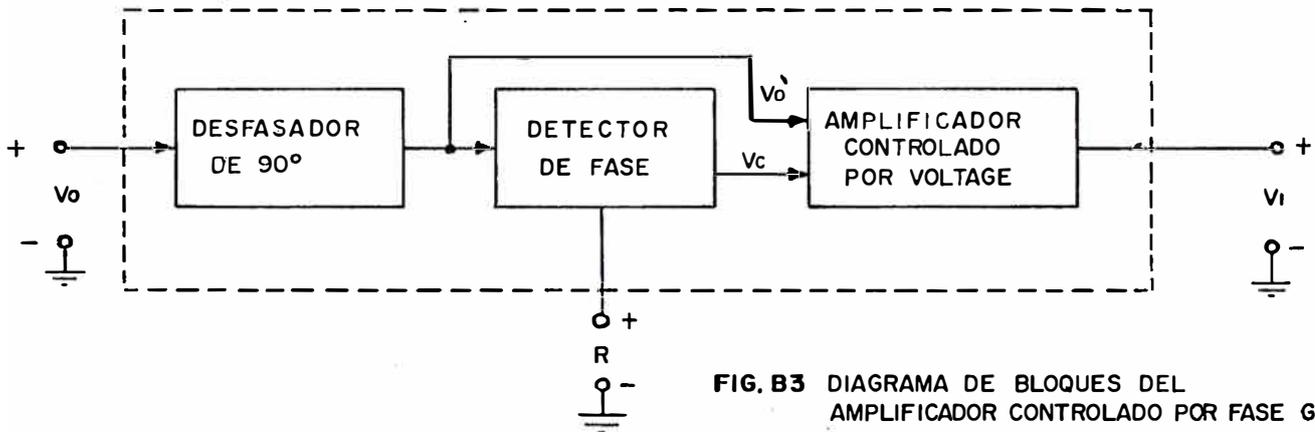


FIG. B3 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL AMPLIFICADOR CONTROLADO POR FASE G(S)

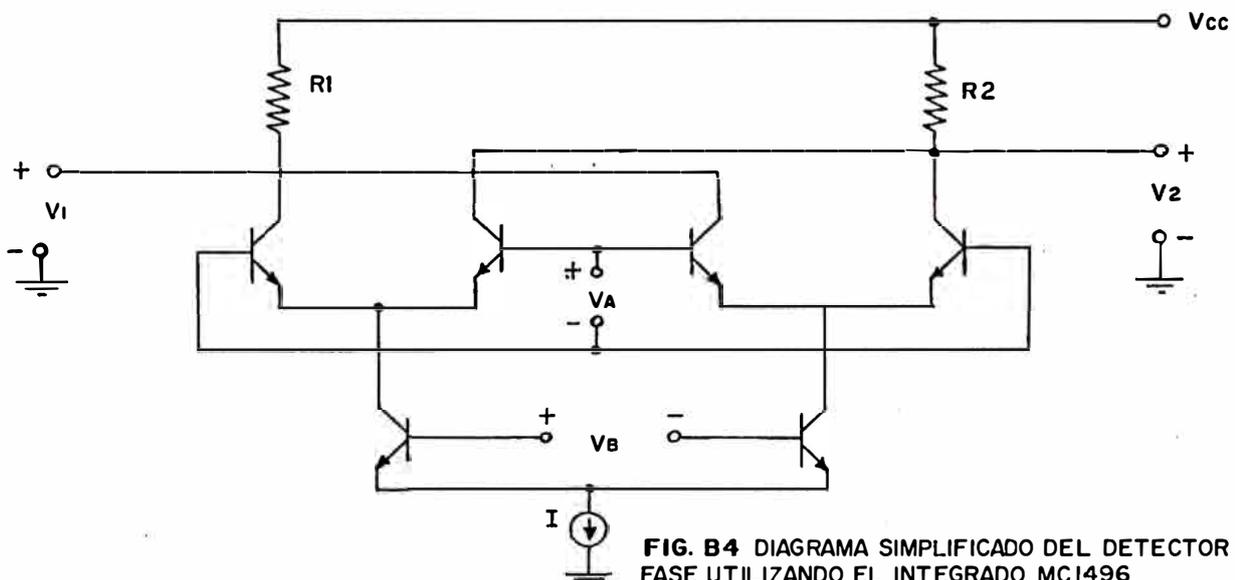


FIG. B4 DIAGRAMA SIMPLIFICADO DEL DETECTOR DE FASE UTILIZANDO EL INTEGRADO MC1496

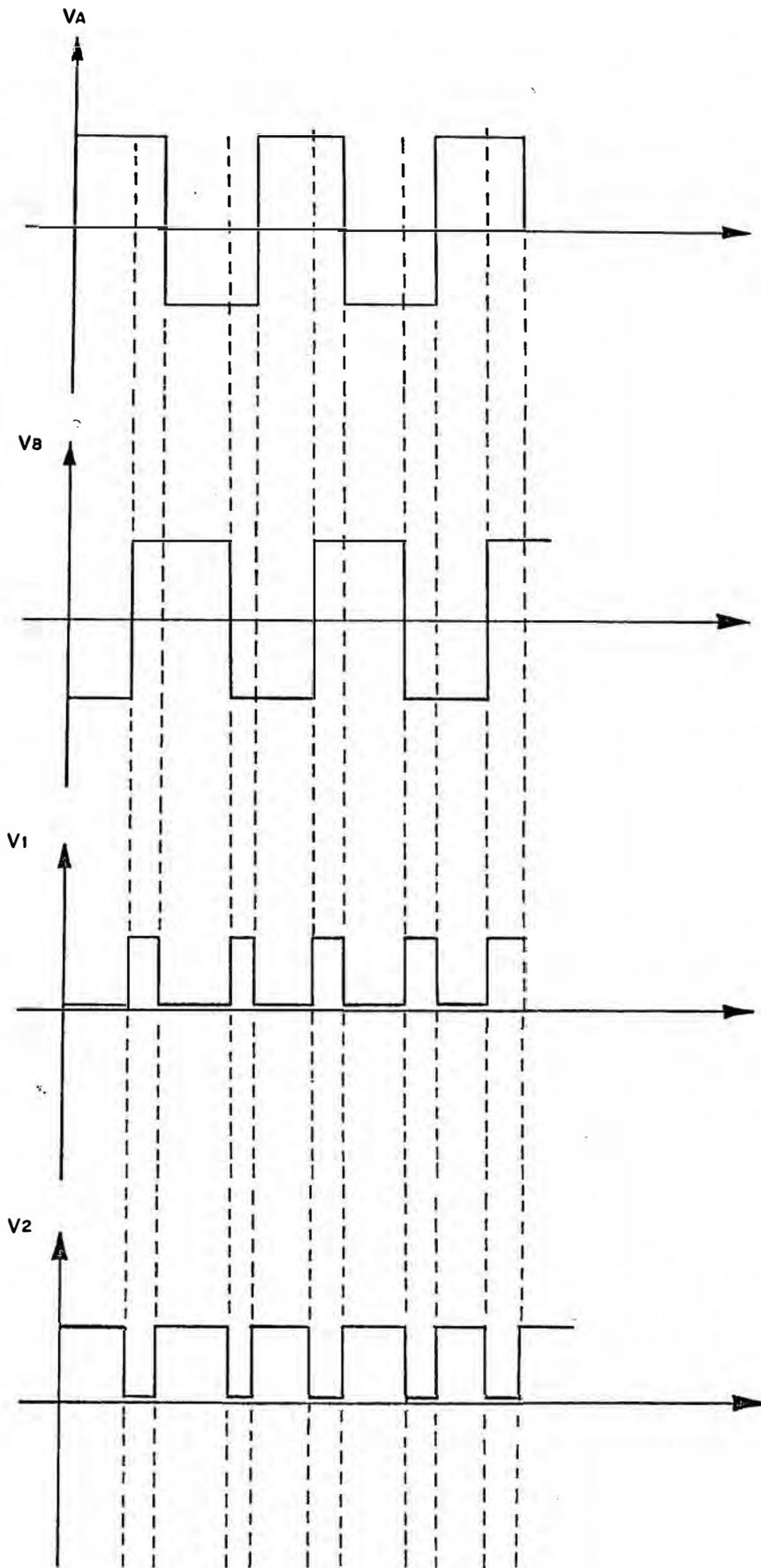


FIG. B5 FORMAS DE ONDA EN LAS SALIDAS V1 y V2 PARA DOS SEÑALES DESFASADAS VA y VB

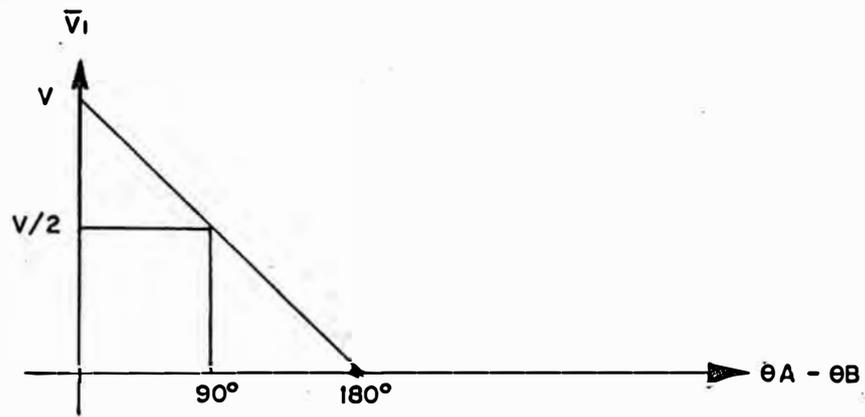


FIG. B6a VARIACION DEL NIVEL PROMEDIO EN LA SALIDA V_1 EN FUNCION DEL DESFAJAJE ENTRE V_A y V_B

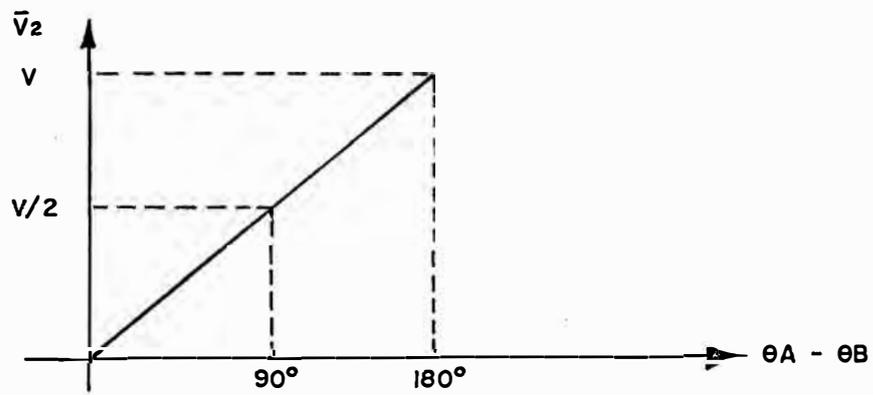


FIG. B6b VARIACION DEL NIVEL PROMEDIO EN LA SALIDA V_2 EN FUNCION DEL DESFAJAJE ENTRE V_A y V_B .

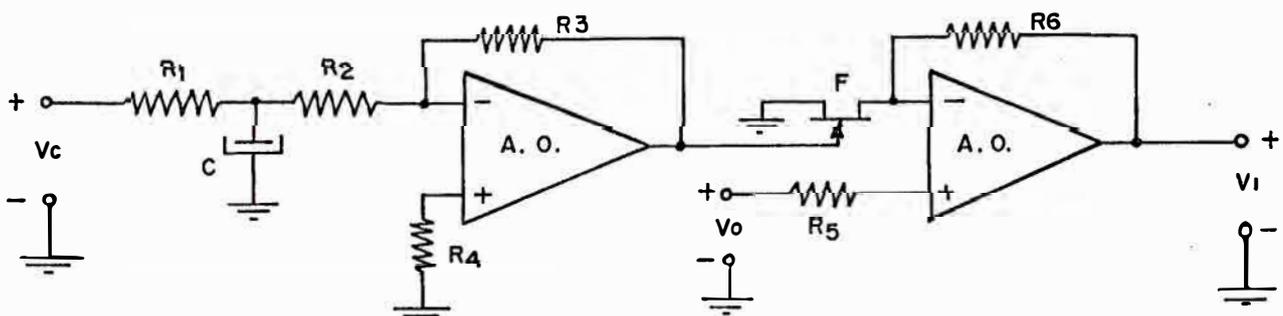
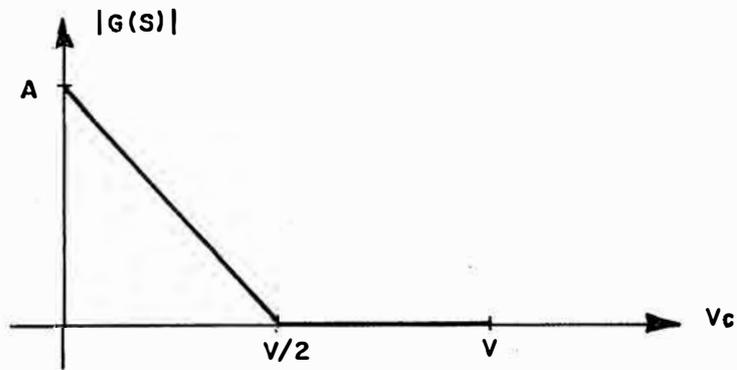


FIG. B8 DIAGRAMA CIRCUITAL DEL AMPLIFICADOR CONTROLADO POR VOLTAJE

En este caso la salida por \bar{V}_2 es más conveniente la cual para 180° se tiene una salida V la cual es invertida a $-V$ y ésta debe ser igual al valor del voltaje de Pinch - OFF del FET.

DISEÑO DEL DESFASADOR DE 90°

Seguidamente realizaremos el diseño del desfaseador propuesto en el contexto del proyecto, en la FIG B9.

Asumiremos para realizar los cálculos que la impedancia r_i es mucho menor que R_1 por lo que se despreciará su efecto.

$$V_i = V_i$$

Además, la carga R_L mucho mayor que la impedancia de salida del desfaseador, por lo que también se despreciará su efecto.

Cálculo de la función de transferencia:

$$V_i = i_1 \left(R_1 + \frac{1}{SC_1} \right) - i_2 \frac{1}{SC_1}$$

$$0 = -i_1 \frac{1}{SC_1} + i_2 \left(\frac{1}{SC_1} + R_2 + \frac{1}{SC_2} \right)$$

$$i_2 = \frac{\begin{vmatrix} R_1 + \frac{1}{SC_1} & V_i \\ -\frac{1}{SC_1} & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} R_1 + \frac{1}{SC_1} & -\frac{1}{SC_1} \\ -\frac{1}{SC_1} & \frac{1}{SC_1} + R_2 + \frac{1}{SC_2} \end{vmatrix}}$$

$$i_2(s) = \frac{\frac{V_i}{sC_1}}{\left(R_1 + \frac{1}{sC_1}\right) \left(\frac{1}{sC_1} + R_2 + \frac{1}{sC_2}\right) - \frac{1}{s^2 C_1^2}}$$

$$i_2(s) = \frac{V_i s C_2}{s^2 C_2 R_1 R_2 + s (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) + 1}$$

$$V_o(s) = i_2(s) \times \frac{1}{sC_2} = \frac{V_i s C_2}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) + 1} \times \frac{1}{sC_2}$$

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{V_i}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) + 1}$$

$$\frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{V_i}{-\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + 1 + j\omega (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2)}$$

$$\phi = \text{ARC tg} \frac{\omega (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2)}{1 - \omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2} = \frac{\pi}{2}$$

$$1 - \omega^2 C_2 R_1 R_2 = 0$$

$$\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 = 1$$

Cálculo de los componentes

$$\omega = 2 \pi f = 2 \pi \times 100 \times 10^2 = 6.283 \times 10^5$$

$$\text{Tomamos } C_1 = C_2 = 500 \text{ pF}$$

$$R_1 R_2 = \frac{1}{(500 \times 10^{-12})^2 \times (6.283 \times 10^5)^2}$$

$$R_1 R_2 = 1.0132 \times 10^7$$

$$\text{Tomamos } R_1 \gg R_2$$

$$R_1 = 10 \text{ Kohmios}$$

$$R_2 = 1.0132 \text{ Kohmios} \approx 1 \text{ Kohmio}$$

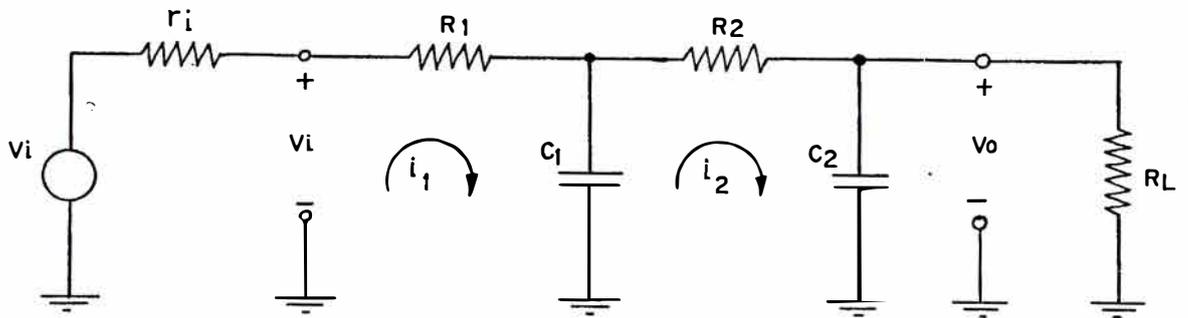


FIG B9 CIRCUITO DEL DESFASADOR DE 90°

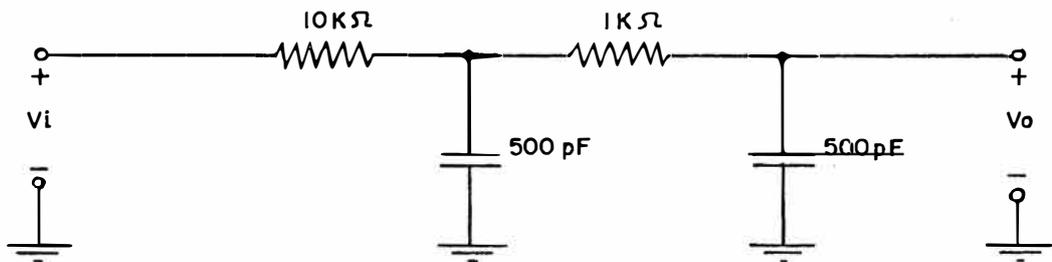


FIG. B10 CIRCUITO DISEÑADO DEL DESFASADOR DE 90°

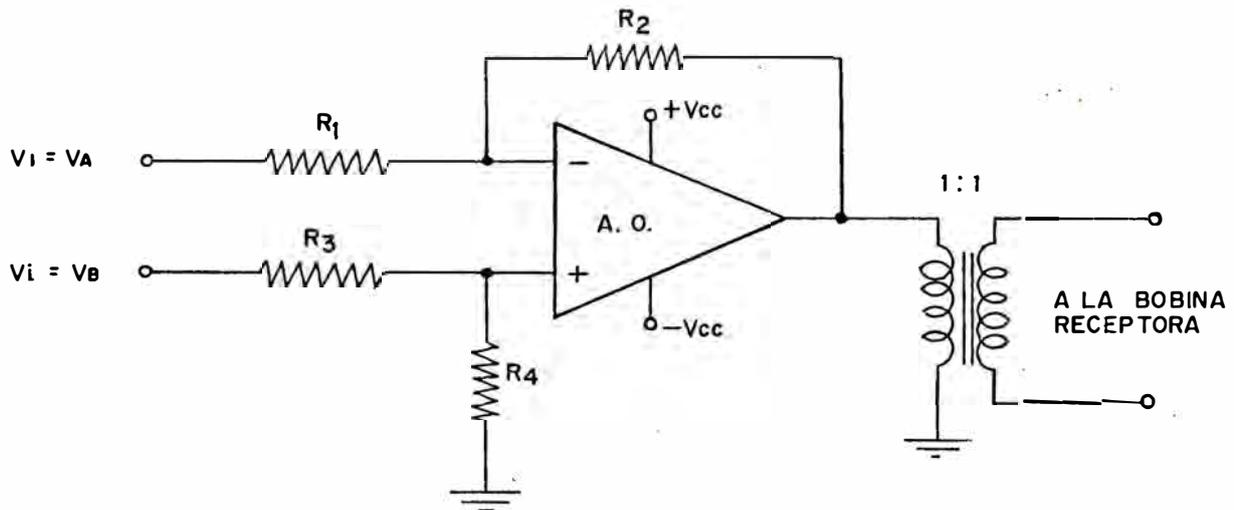


FIG. B11 DIAGRAMA CIRCITAL DEL CONTROLADOR UTILIZANDO UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL

DISEÑO DEL CONTROLADOR

El propósito del controlador ya se explicó detalladamente en el contenido inicial del trabajo, lo que se hará a continuación como se dijo en un principio de este anexo será realizar el mismo proceso de señal empleando elementos más avanzados de acuerdo a la tecnología presente. En la FIG. B 12 se muestra el diagrama circuital del controlador.

La tensión de salida en función de V_A y V_B

$$V_o = V_B \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - V_A \frac{R_2}{R_1}$$

Si tomamos $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10 \text{ kohmios}$

$$V_o = V_B - V_A$$

El amplificador operacional a usarse es 1/4 del cuádruple operacional LM324, las tensiones de alimentación serán positiva y negativa respecto a tierra con la consiguiente ventaja de no necesitarse resistencias extras de polarización y condensadores de desacoplamiento.

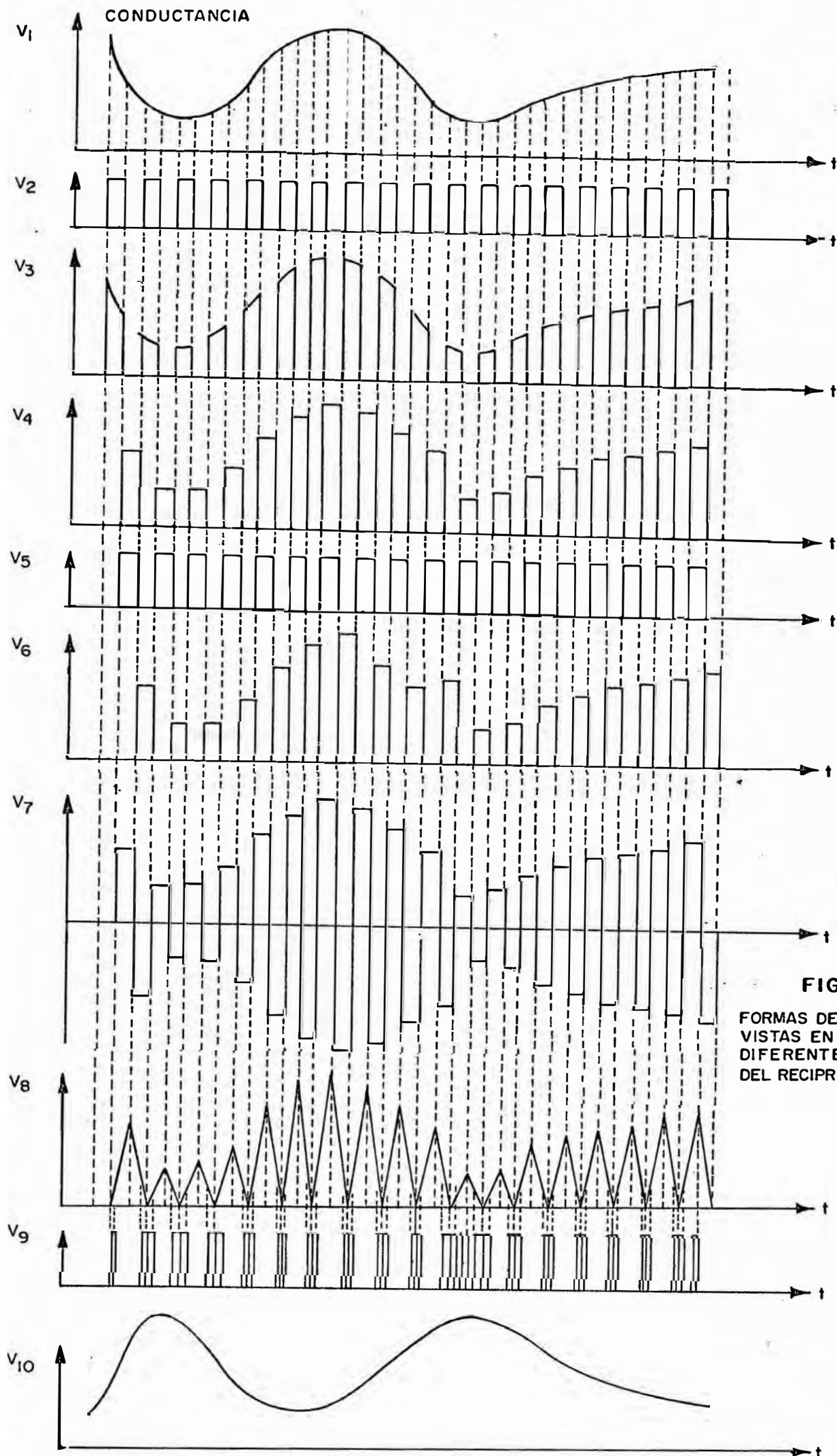


FIG B12

FORMAS DE ONDA
VISTAS EN LAS
DIFERENTES PARTES
DEL RECIPROCADOR

DISEÑO DEL RECIPROCADOR.

La finalidad del reciprocador es el de obtener una señal proporcional a la resistencia teniendo como entrada una señal directamente proporcional a la conductancia, para este diseño mostraremos dos métodos:

Diseño Empleando PWM Inverso

En la FIG B13 se muestra el diagrama de bloques y las formas de onda a la salida de cada bloque para mostrar el proceso de la señal.

La señal V_1 proporcional a la conductancia es muestreada a $f_0 = 10$ kHz con la cual aseguramos que todas las mediciones que son tomados en la práctica sean muestreadas a una velocidad adecuada, que de acuerdo con el criterio de Nyquist debe ser como mínimo dos veces la frecuencia máxima que se utiliza con lo cual la velocidad máxima de variación de la conductancia es de 5Hz por segundo, la señal de muestreo es generada con un multivibrador estable, la señal luego es pasada a través de un circuito "Sample and Hold" con lo que evitamos que la señal varie durante el tiempo que ha sido muestreada tal como se muestra en el diagrama de formas de onda, luego empleando un segundo "Sample and Hold", pero esta vez acciona

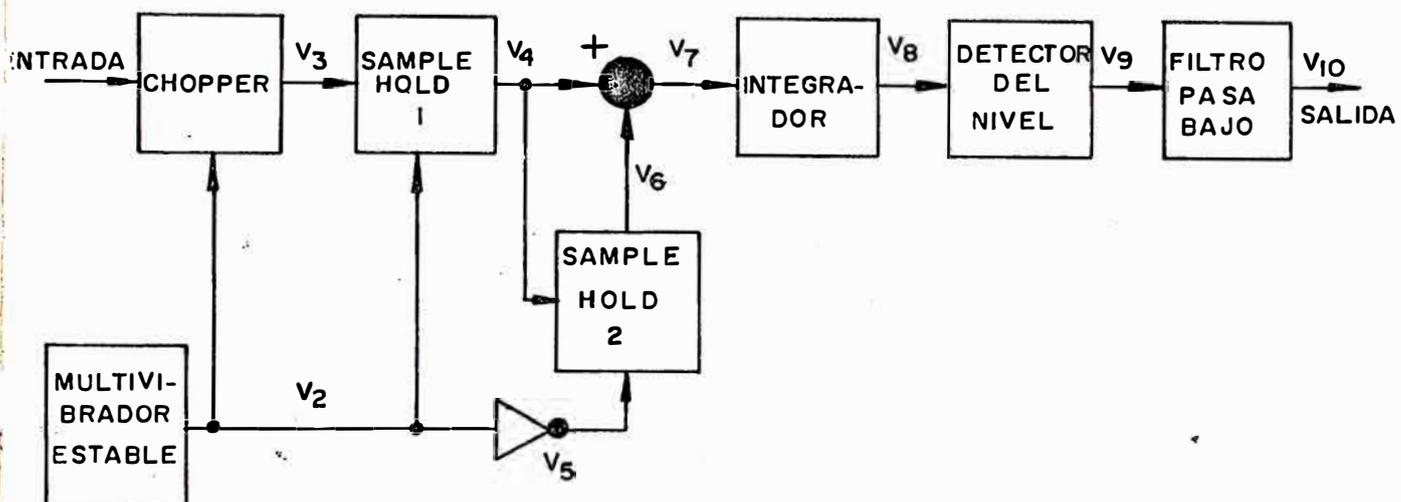


FIG.BI3 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RECIPROCADOR

con la salida del multivibrador complementada con lo cual el período de muestreo coincidirá con el de contención del "sample hold" N° 1 y tomando como señal la salida de este último y luego restadas, obteniéndose una señal simétrica respecto al nivel cero, a continuación esta señal es integrada obteniéndose las formas de onda mostradas en el gráfico $V_g V_s \cdot t$, tomando un nivel de referencia para el cual experimentalmente la conductancia no tiene valores menores que el nivel de referencia, mediante un circuito comparador detecta todo nivel menor que el nivel de referencia tomando valor "1" y para todo valor mayor que el nivel de referencia "0" obteniéndose una onda cuadrada del ancho inversamente proporcional al nivel de la señal V_g luego mediante un filtro pasabajo obtenemos la señal original pero invertida V_{10} donde:

$$= K x$$

A continuación diseñaremos cada bloque de la FIG A.

DISEÑO DEL MULTIVIBRADOR ASTABLE

La función básica de este circuito es el de proporcionar una onda cuadrada de frecuencia constante y ciclo de trabajo del 100%

Especificaciones.-

Frecuencia de oscilación	10 Hz
Onda cuadrada de 50% de ciclo de trabajo	
Amplitud de salida	Entre 0 y 10 voltios

La implementación de este oscilador la realizamos empleando el conocido integrado Timer 555 cuyo diagrama de bloques se muestra en la FIG B.14

En el modo astable el timer es conectado de manera que es disparado así mismo, la configuración externa a usarse es la que se muestra en la FIG B.15

El capacitor C se carga hasta $\frac{2}{3} V_{CC}$ a través de R_A y R_B y se descarga hasta $\frac{1}{3} V_{CC}$ a través de R_B .

La salida permanece en estado alto mientras el capacitor se carga, el tiempo que permanece este estado es:

$$t_1 = 0.695 (R_A + R_B) C$$

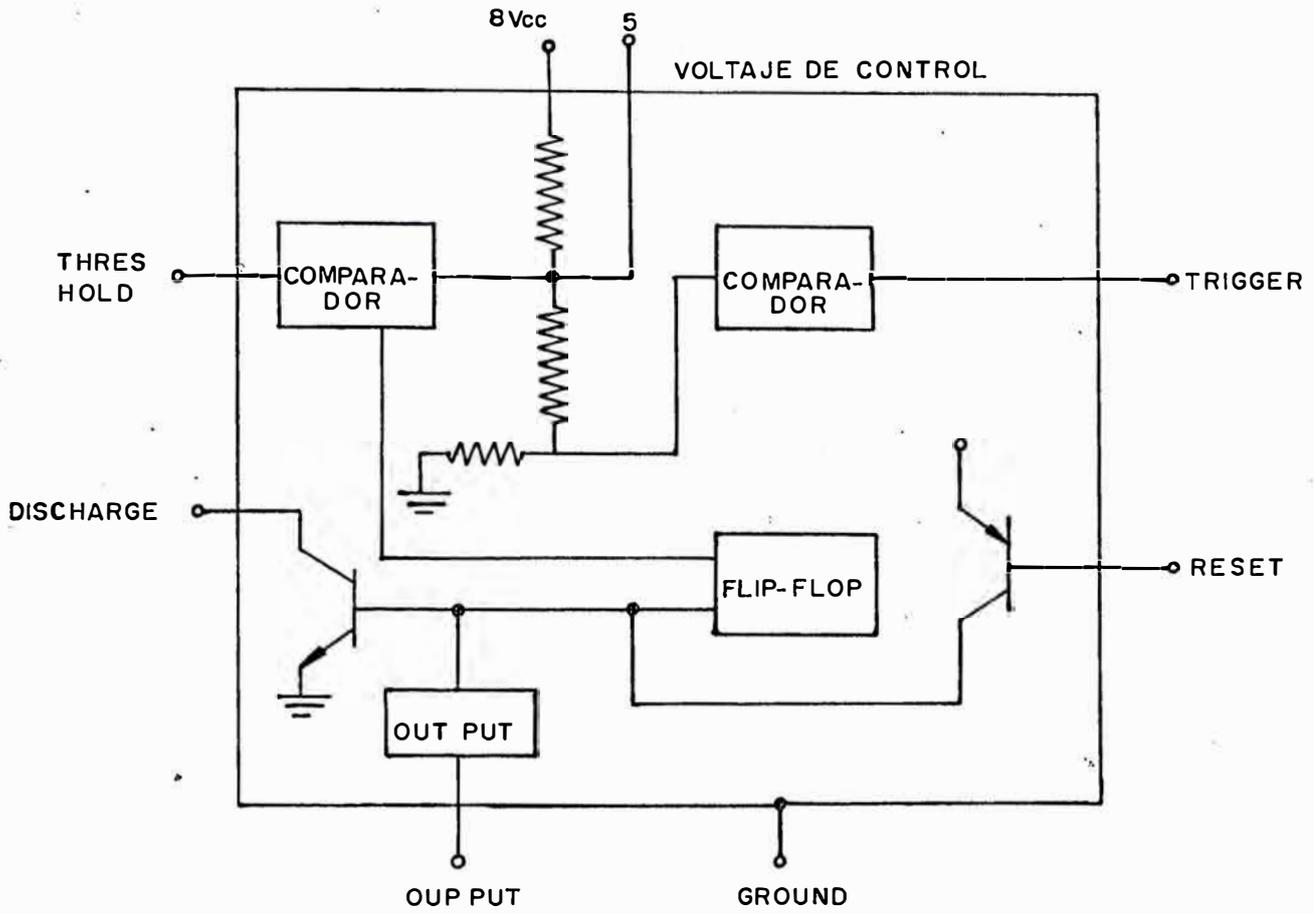


FIG. B14 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL TIMER 555

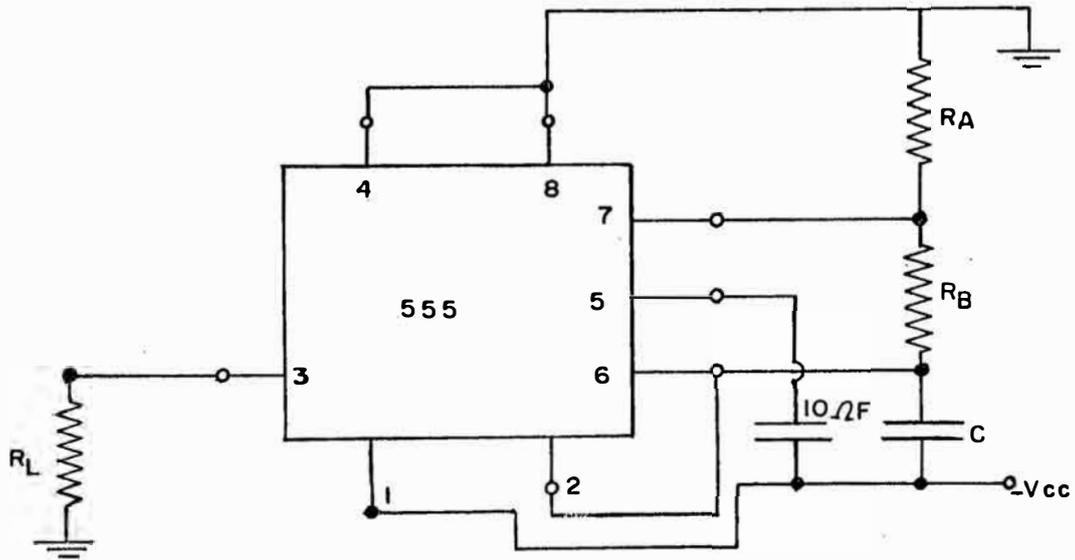


FIG. B15 DIAGRAMA DEL CONEXIONADO PARA FUNCIONAMIENTO COMO MULTIVIBRADOR ESTABLE

y el tiempo de descarga (salida en estado bajo)

$$t_2 = 0.695 R_B C$$

el Duty cycle está dado por

$$\% \frac{t_2}{t_1} = \frac{0.695 R_B C}{0.695(R_A + R_B) C} \times 100 = \frac{R_B}{R_A + R_B} \times 100$$

Para tener un ciclo de trabajo, lo más cercano al 100% vemos que $R_A \ll R_B$

La frecuencia de oscilación está dada por:

$$f = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C} = 10 \text{ Hz}$$

$$(R_A + 2R_B) C = 0.144$$

Tomando un condensador de valor normalizado -
igual a:

$$C = 1 \text{ uF}$$

$$R_A + 2R_B = 144 \text{ K}$$

El mínimo valor que puede tomar R_A está dado por

$$R_A \geq \frac{V_{CC}}{0.2} = \frac{12}{0.2} = 60 \text{ ohmios}$$

Tomamos $R_A = 1 \text{ Kohmio}$

$$R_B = \frac{144 \times 10^3 - 1000}{2}$$

$R_B = 71.5 \text{ K}$

Tomamos valor normalizado igual a 70 Kohmios

$R_B = 70 \text{ kohmios}$

Con lo que se cumple que $R_B \gg R_A$

DISEÑO DEL CIRCUITO "SAMPLE AND HOLD"

En la FIG B15 se muestra el circuito del "Sample and Hold" que genera las formas de onda de la FIG B.12

Mediante el amplificador A_{o1} y R_1 se obtiene una alta impedancia de entrada y a la vez, aísla al FET F_1 de variaciones de impedancia externas y proporciona baja impedancia de salida (≈ 75 ohmios) para una rápida carga del condensador C_1 , durante el pulso positivo de la lógica el FET F_1 conduce y el voltaje en C_1 sigue al de la entrada, cuando la lógica cambia a cero, F_1 entra

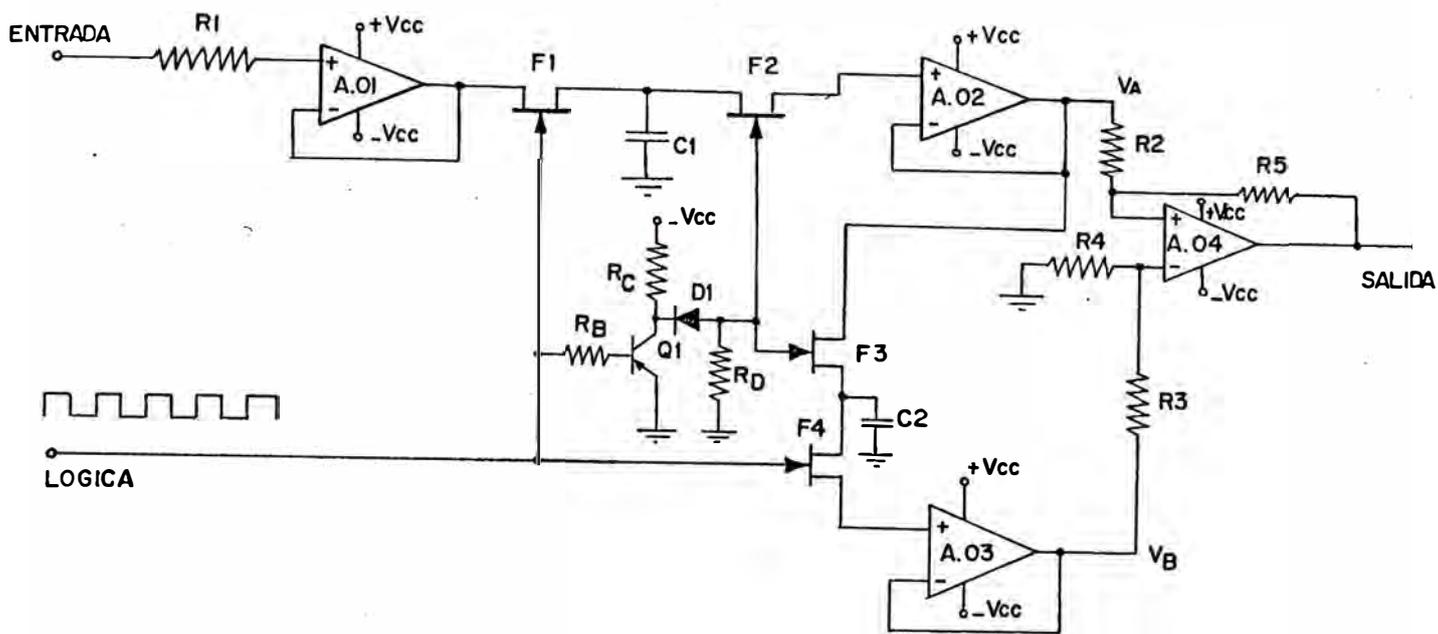


FIG. D1 DIAGRAMA CIRCITAL DEL SAMPLE AND HOLD

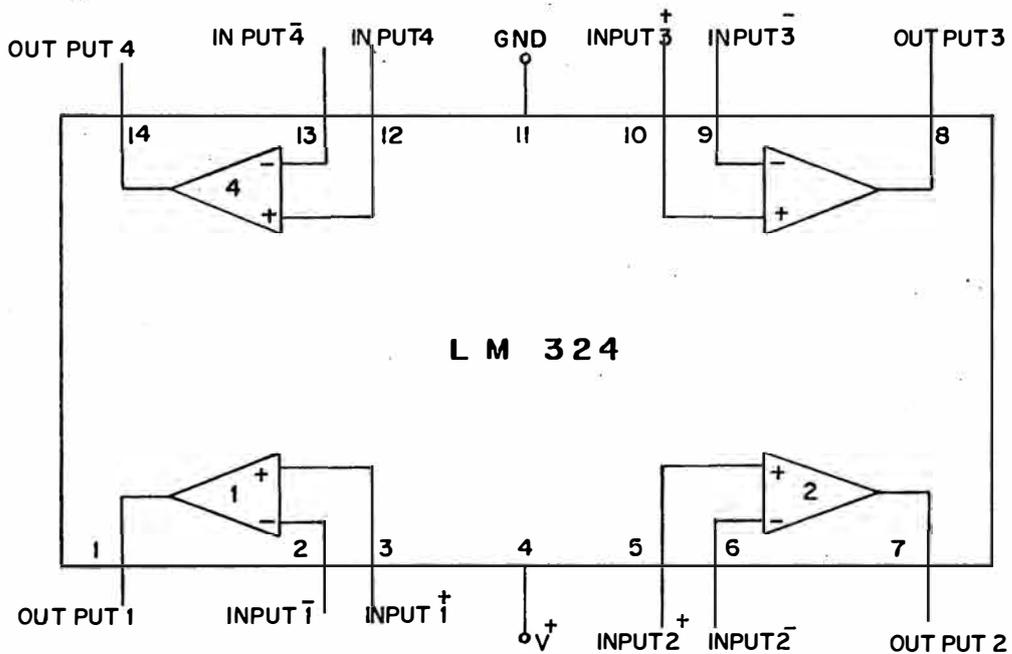


FIG D2 DIAGRAMA DE CONEXIONES DE LM324

a estado de Alta Impedancia (típicamente 3 Mohmios) y mediante un inversor se acciona F_2 entrando en la zona ohmica, con una baja resistencia Drenador - Surtidor (típicamente 200 ohmios) de esta manera el voltaje del Capacitor es acoplado a la salida, por intermedio de F_2 y A_{02} que tiene alta impedancia de entrada evitando de esta manera que se descargue C_1 , luego esta señal es restada con la proveniente de otro "sample and hold" que realiza exactamente la misma función que la anterior sólo que su entrada proviene de la salida del primero logrando obtener una señal igual a la salida del primer sample and hold pero desfasada 180° los FETs a utilizarse serán del tipo 2N3823 canal de silicio que tiene las siguientes características:

CARACTERISTICAS	SIMBOLO	MIN	MAX	UNID
CARACTERISTICAS DE CORTE				
TE				
Voltaje de ruptura puerta fuente ($I_G = -1\mu A$ dc, $V_{DS} = 0$)	$V_{(BR)GSS}$	- 30	--	V_{dc}
Corriente Inversa de puerta ($V_{ES} = -20V_{dc}$, $V_{DS} = 0$) ($V_{ES} = -20V_{dc}$, $V_{DS} = 0$), $T_A = 150^\circ C$)	I_{GSS}	--	- 0.5 - 500	nA dc
Voltaje puerta-Fuente de corte ($I_0 = 0.5nA$ dc, $V_{AS} =$ $= 15V_{dc}$)	$V_{GS(OFF)}$	--	- 8.0	Vdc

CARACTERISTICAS	SIMB	MIN	MAX	UNID
CARACTERISTICAS DE CORTE				
Voltaje puerta-fuente ($I_0 = 0.4 \text{mA dc}$, $V_{OS} = 15$ V_{dc})	V_{GS}	-1	- 7.5	Vdc
CARACTERISTICAS DE CONDUCCION				
Corriente de drenaje para voltaje de puerta "D" ($V_{OS} = 15 \text{dc}$, $V_{GS} = 0$)	I_{DSS}	4.0	2.0	mA dc
CARACTERISTICAS DINAMICAS				
Admitancia de transferencia directa ($V_{OS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0 \text{kHz}$)	$/Y_{fs}/$	3500	6500	umhos
($V_{OS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 200 \text{MHz}$)		3200	---	
Conductancia de entrada	$R_e(Y_{is})$	---	800	umhos
Conductancia de salida ($V_{OS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0 \text{kHz}$)	$/Y_{os}/$	---	35	umhos
($V_{OS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 200 \text{MHz}$)	$R_e(Y_{os})$	---	200	
Capacidad de entrada ($V_{OS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 200 \text{MHz}$)	C_{iss}	---	6.0	pF

CARACTERISTICAS DINAMICAS

Capacidad de transferencia inversa

($V_{OS} = 15V$ dc, $V_{GS} = 0$, $C_{rss} \quad \text{---} \quad 2.0 \quad \mu F$)

$f = 1.0$ MHz

Figura de ruido (Fuente común)

($V_{OS} = 15V$ dc, $V_{GS} = 0$, $NF \quad \text{---} \quad 2.5 \quad dB$)

$R_S = 1000$ ohmios,

$f = 100$ MHz)

CALCULO DE C_1 Y C_2

El valor de C_1 y C_2 está sujeto por la fuga de los FETTS y el tiempo de adquisición, a mayor valor de ca pacidad la descarga del capacitor durante el tiempo de contención es menor pero aumenta el tiempo de adquisición, y a menor valor de capacidad sucede lo inverso.

Tomando una relación de descarga del orden de 10mV/seg.

Relación de descarga del condensador \Rightarrow

$\frac{dV}{dt} = \frac{I_L}{C_S}$ donde I_L es la corriente de descarga y C_S es el valor del condensador de almacenamiento

De la tabla de características del 2N3823 tenemos que la corriente de fuga I_0 es igual a 0.5 nA para $V_{GS} = -8Vdc$. Suponiendo el peor caso considerando que la fuente (SOURCE) está a tierra:

$$10 \times 10^{-3} = \frac{0.5 \times 10^{-9}}{C_S}$$

$$C_S = 50 \text{ nF}$$

$$C_1 = C_2 = 50 \text{ nF}$$

El tiempo de adquisición para este valor de condensador está dado por:

$$t_A \approx \sqrt{\frac{2 \Delta_{10} RC_s}{0.5 \times 10^{-5}}} = 2 \times 10^{-3} \sqrt{\Delta_{10} RC_s}$$

Donde R es la resistencia interna en serie con C_s ,

Δ_{10} es el cambio en el voltaje muestreado. La resistencia R está dada por la suma de la resistencia en conducción del FET y de la impedancia de salida del operacional de las características del 2N3823 tenemos que la resistencia "ON" varía de $R_{ON} = \frac{15}{4mA} = 3750$ y $R_{ON} = \frac{15}{20mA} = 750$ ohmios y la impedancia de salida del LM324 es de 75 ohmios.

Suponiendo el peor caso tendríamos una R

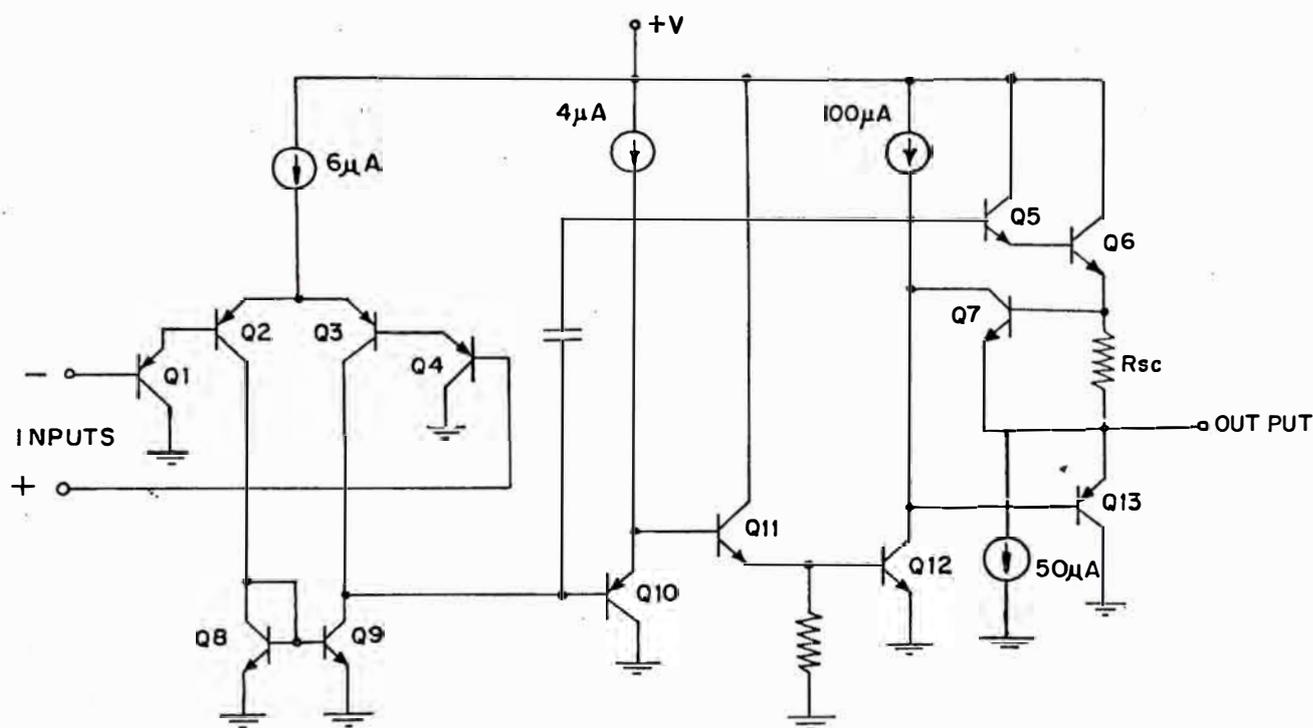


FIG. D3 DIAGRAMA CIRCITAL INTERNO DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Fuente de alimentación	$3V_{DC}$ a $30 V_{DC}$ a $\pm 1.5 V_{AC}$ a $\pm 15V_{AC}$
Corriente de drenaje	45 nA dc
Corriente de polarización de entrada	45 nA dc
Voltaje offset de entrada	2mV dc
Corriente offset de entrada	5nA dc
Excursión máxima	hasta $(V_{CC} - 1.5v)$ dc

CALCULO R_2, R_3, R_4, R_5

El voltaje de salida V_o está dado por:

$$V_o = V_B \times \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times \frac{R_5 + R_2}{R_2} - V_A \frac{R_5}{R_2}$$

donde se desea que cuando $V_A = V_B$

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} \times \frac{R_5 + R_2}{R_2} = \frac{R_5}{R_2}$$

$$\text{Si } R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R$$

$$\frac{R}{R + R} \times \frac{R + R}{R} = \frac{R}{R} = 1$$

tomamos $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = 10 \text{ Kohmios}$

DISEÑO DEL INVERSOR

Tomamos el transistor $Q_1 = 2N5387$ que tiene las siguientes características: PNP Silicio

CARACTERISTICAS	SIMBOLO	MIN	MAX	UNID.
CARACTERISTICAS DE CORTE				
Voltaje de ruptura colector-emisor ($I_c = 10 \text{ mA dc}$, $I_B = 0$)	BV_{CEO}	30.0	--	Vdc
Voltaje de ruptura colector-emisor $I_c = 10.0 \text{ uA}$, $V_{BE} = 0$	BV_{CEO}	30.0	--	Vdc
Voltaje de ruptura base-emisor $I_E = 100 \text{ uA dc}$, $I_c = 0$	BV_{EBO}	3.0	--	Vdc
Corriente de corte de colector ($V_{CB} = 20 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$)	I_{EBO}	--	0.5	uA dc
Corriente de corte de Emisor				
CARACTERISTICAS DE CONDUCCION				
Ganancia de corriente DC ($I_c = 40 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 2 \text{ V dc}$)	h_{FE}	20	--	--
($I_c = 300 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 5 \text{ V dc}$)		15	--	--

./.

CARACTERISTICAS	SIMBOLO	MIN	MAX	UNID.
CARACTERISTICAS DE CONDUCCION				
Voltaje de colector-emisor de saturacion				
($I_C = 100 \text{ mA dc}$, $I_B =$ $= 10 \text{ mA dc}$)	$V_{CE(SAT)}$	--	0.8	V dc
Voltaje Base-Emissor				
($I_C = 100 \text{ mA dc}$, $V_{CE} =$ $= 2.0 \text{ V dc}$)	$V_{BE(ON)}$	--	1.8	V dc

R_C debe ser menor que la impedancia de entrada de los FETs, tomamos:

$$R_C = 10.0 \text{ Kohmios}$$

De las caracterfsticas $B_{\text{min sat}} = 10$

$$V_{CE} = V_{CC} - \frac{B V_{CC}}{R_b} R_C$$

$$\frac{B R_C}{R_b} \geq 1$$

$$R_B \leq B R_C$$

$$R_B \leq 10 \times 10 \times 10^3$$

$$R_B \leq 100 \text{ kohmios}$$

Tomamos $R_B = 50 \text{ Kohmios}$

El diodo D_1 y la resistencia R_D aseguran tener $V_{GS} = 0$ lo que no se lograría debido al voltaje colector emisor no es exactamente cero.

La fuente de alimentación DC $V_{CC} = 12 \text{ V}$

La tensión de corte de los FETs es -8 V

$$V_{R_D} = -8 = \frac{(V_{CC} - V_{D1}) R_D}{R_G + R_D} \quad R_D = \frac{(-12 + 0.7) R_D}{10 \times 10^3 + R_D} = -8$$

$R_D = 24 \text{ Kohmios}$

DISEÑO DEL INTEGRADOR

En la FIG D₄ se muestra la configuración general de un amplificador inversor, a continuación procederemos a calcular su función de transferencia

$$I_1 = \frac{V_i - V_1}{Z_1}$$

$$I_2 = \frac{V_1 - V_o}{Z_2}$$

Como la impedancia de entrada del amplificador operacional es muy alta comparada con los valores de Z_1 y Z_2

$$I_1 = I_2$$

$$\frac{V_i - V_1}{Z_1} = \frac{V_1 - V_o}{Z_2}$$

$$Z_2 V_i - Z_2 V_1 = Z_1 V_1 - Z_1 V_o$$

$$Z_2 V_i = V_1 (Z_1 + Z_2) - Z_1 V_o$$

$$V_o = A_v (V_2 - V_1) \quad V_2 = 0 \quad V_o = A_v V_1$$

$$Z_2 V_i = - \frac{V_o}{A_v} (Z_1 + Z_2) - Z_1 V_o$$

$$Z_2 V_i = - V_o \left(\frac{Z_1 + Z_2}{A_v} + Z_1 \right)$$

$$Z_2 V_i = - V_o \left(\frac{Z_1 + Z_2 + A_v Z_1}{A_v} \right)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{Z_2 A_v}{Z_1 (1 + A_v) + Z_2}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{A_v}{\frac{Z_1}{Z_2} (1 + A_v) + 1}$$

En el caso de un integrador

$$Z_1 = R_1 \quad \text{y} \quad Z_2 = \frac{1}{sC} \quad Z_3 = R_2$$

tal como se muestra en la FIG D5

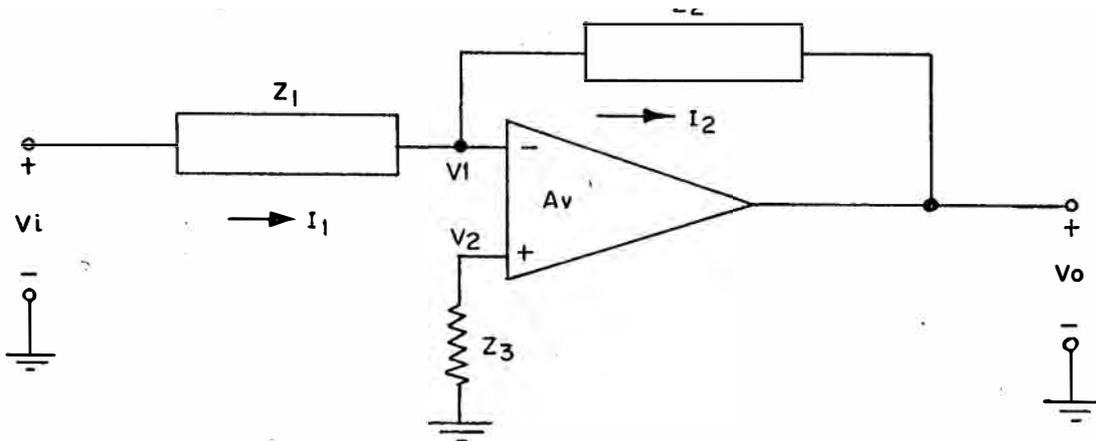


FIG. D4 CONFIGURACION GENERAL DE UN AMPLIFICADOR INVERSOR

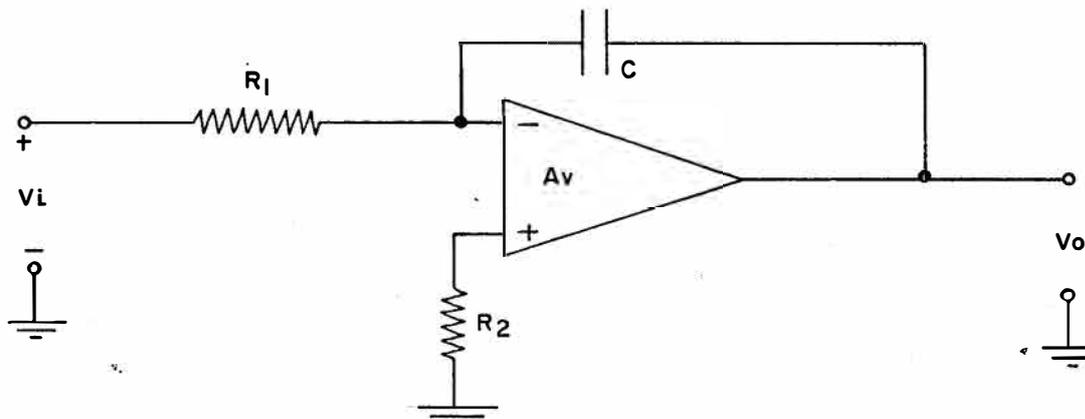


FIG. D5 DIAGRAMA CIRCUITAL DEL INTEGRADOR A USARSE

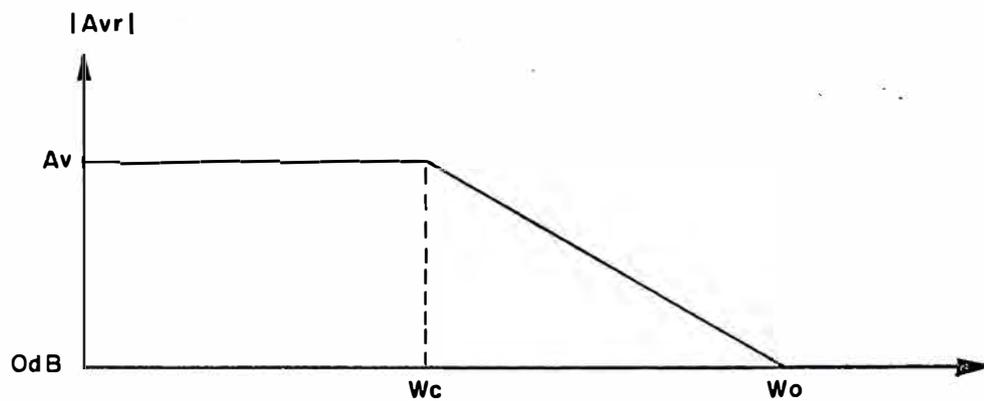


FIG. D6 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL INTEGRADOR

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A_V}{CR_1 S (1 + A_V) + 1}$$

La respuesta en frecuencia de esta función se muestra en la FIG D6

$$\text{Donde } \omega_o = \frac{A_V - 1}{A_V + 1} \times \frac{1}{CR_1} \approx \frac{1}{CR_1}$$

y ;

$$\omega_o = \frac{1}{CR_1 (1 + A_V)} \approx \frac{1}{CR_1 A_V}$$

El voltaje en el condensador :

$$V_c = \frac{1}{C} \int i(t) dt$$

$$i(t) = V_B / R_1 \quad V_c = \frac{1}{C} \frac{V_B}{R_1} \Delta t$$

Del periodo de muestreo tenemos que $\Delta t = \frac{2}{f_{\text{muestreo}}}$

$$\Delta t = 0.2 \text{ seg}$$

Se desea que el nivel de salida del integrador sea igual al valor de la señal entrante.

$$V_c = V_B$$

$$CR_1 = t = 0.2$$

tomamos $R_1 = 100 \text{ Kohmios}$

Obtenemos $C = 2 \text{ uF}$

$$\omega_o \approx \frac{1}{CR_1} = \frac{1}{2 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3}$$

$$\omega_o = 5 \text{ rad / seg}$$

$$f_o = 0.8 \text{ Hz}$$

$$\omega_c \approx \frac{1}{CR_1 A_v}$$

El amplificador operacional a usarse es el LM 324 que tiene una ganancia a la frecuencia de 10 Hz de 110 dB, equivalente en tensión 316227.77

$$\omega_c = \frac{1}{2 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^3 \times 316227.77}$$

$$\omega_c = 1.58 \times 10^{-5} \text{ rad / seg}$$

$$f_c = 2.5 \times 10^{-6} \text{ Hz}$$

Con lo cual no se tiene ningún problema en lo que respecta a efecto de la respuesta en frecuencia del operacional, en la constante de integración

DISEÑO DE LA COMPUERTA

Como puede observarse en el diagrama de formas de onda del reciprocador, la compuerta debe detectar con un " 1 " lógico todos los valores entre cero y el nivel de referencia para la cual emplearemos simplemente el comparador que se muestra en la FIG D7.

La salida permanecerá un "1" mientras la entrada no sea mayor que V_R , si la entrada es mayor o igual a V_R la salida cambia bruscamente a "0", el operacional a usarse será 1/4 de el LM324; este operacional está diseñado para poder excursionar desde cero voltios.

DISEÑO DEL FILTRO PASABAJO

El filtro Pasabajo a utilizarse es de tipo activo y es el que se muestra en la FIG D8. La señal modulada en PWM donde un ancho de pulso mayor corresponde a un mínimo valor de conductancia, la señal la recuperamos demodulando esta señal de PWM obteniendo la resistividad.

La señal se recuperará sin distorsión cuando la frecuencia de corte del filtro sea igual a la

frecuencia máxima de la señal modulada.

$$f_c = 5 \text{ Hz} \quad \omega_c = 5 \times 2\pi = 31.42 \text{ rad/seg}$$

La función de transferencia de un filtro de segundo orden Chebychev con un rizado de 1dB :

$$H(s) = \frac{H_o \omega_{on}^2}{s^2 + \alpha \omega_{on} s + \omega_{on}^2}$$

$$\text{donde } H_o = 1 \quad \alpha = 1.045456 \quad \omega_o = 1.050005$$

Desnormalizando respecto a la frecuencia

$$\omega_o = \omega_{on} \times \omega_c = 1.050005 \times 31.42 = 32.99$$

$$H(s) = \frac{32.99^2}{s^2 + 1.045456 \times 32.99 s + 32.99^2}$$

$$H(s) = \frac{1088.34}{s^2 + 34.49 s + 1088.34}$$

Inicialmente tomamos $C_5 = C = 0.5 \text{ uF}$

$$C_2 = KC$$

$$\text{donde } K \text{ debe cumplir } K > \frac{4(H_o + 1)}{2}$$

$$K > \frac{4(1 + 1)}{1.045456} = 7.65$$

Tomamos $K = 10$

$$C_2 = 10 \times 0.5 \text{ uF} = 5 \text{ uF}$$

$$R_4 = \frac{2}{2\omega_0 C} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(H_0 + 1)}{K^2}} \right]$$

$$R_4 = \frac{1.045456}{2 \times 32.99 \times 0.5 \times 10^{-6}} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(1 + 1)}{10 \times 1.045456}} \right]$$

$$R_4^* = 47 \text{ Kohmios}$$

$$R_4'' = 16.3 \text{ Kohmios}$$

$$R_1 = \frac{R_4}{H_0}$$

$$R_1^* = 47 \text{ Kohmios}$$

$$R_1'' = 16.3 \text{ Kohmios}$$

$$R_3 = \frac{1}{\omega_0^2 C^2 R_4 K}$$

$$R_3^* = \frac{1}{32.99^2 \times (0.5 \times 10^{-6})^2 \times 47 \times 10^3 \times 10}$$

$$R_3^* = 7819.82 \text{ Ohmios} \approx 7.8 \text{ Kohmios}$$

$$R_3'' = \frac{1}{32.99^2 \times (0.5 \times 10^{-6})^2 \times 16.3 \times 10^3 \times 10}$$

$$R_3'' = 22547 \text{ ohmios} \approx 22.5 \text{ Kohmios}$$

R_6 debe ser igual a la resistencia Thevenin vista desde la entrada inversora.

$$R_6 = R_3 + R_1 // R_4$$

$$R'_6 = 7.8K + 47 K // 47 K$$

$$R'_6 = 31.3 \text{ Kohmios}$$

$$R''_6 = 22.5 K + 16.3K // 16.3 K$$

$$R''_6 = 30.65 \text{ Kohmios}$$

En las FIGs D9A y D9B se muestran los circuitos diseñados que cumplen con la función de transferencia.

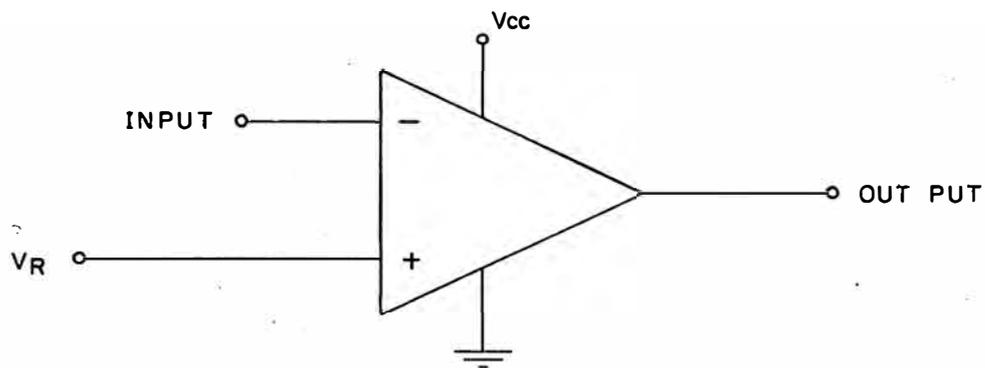


FIG. D7 DIAGRAMA CIRCUITAL DEL COMPARADOR

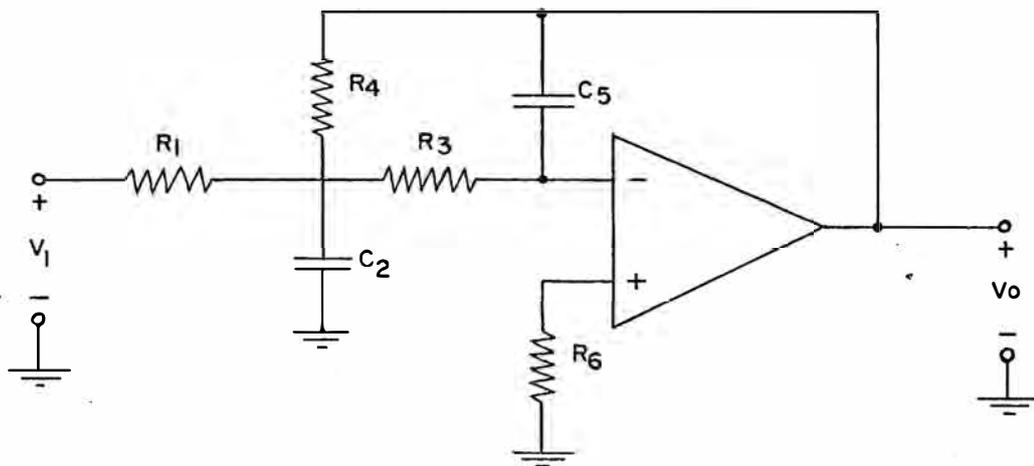


FIG. D8 DIAGRAMA CIRCUITAL DEL FILTRO PASA BAJO

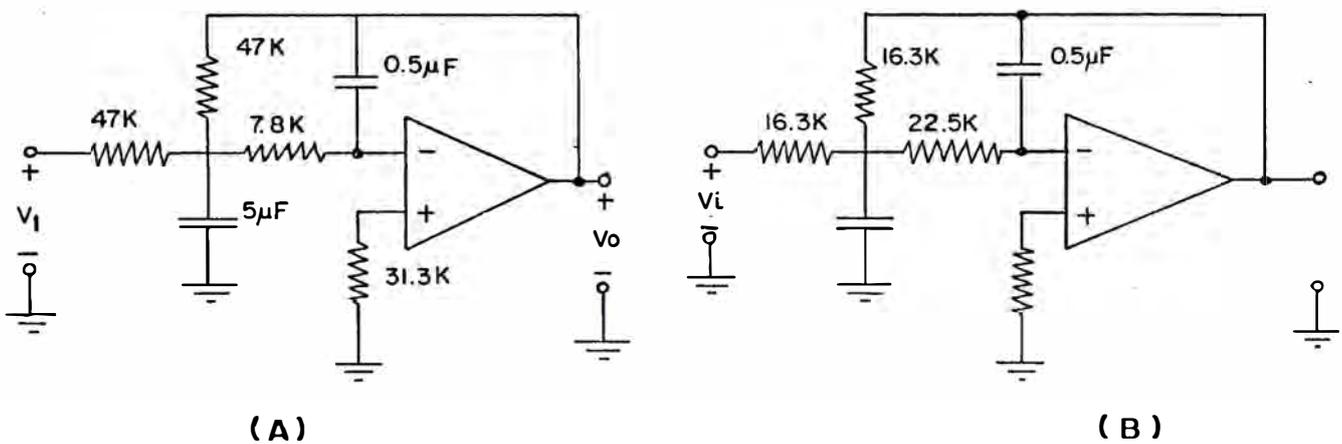


FIG. D9 DIAGRAMA CIRCUITAL DEL FILTRO PASA BAJO DISEÑADO

DISEÑO DEL DESFASADOR DE 90°

Seguidamente realizaremos el diseño del desfase
sugerido propuesto en el contexto del proyecto,
en la FIG 81.

Assimiremos para realizar los cálculos que
impedancia V_1 es mucho menor que R_1 , por lo que
se despreciará su efecto.

$$V_1 = V_2$$

Además la carga R_2 es mucho mayor que la impe-
dancia de salida del desfaseador, por lo que
también se despreciará su efecto.

Cálculo de la Función de Transferencia:

$$V_1 = I_1 (R_1 + \frac{1}{sC_1}) - I_2 \frac{1}{sC_1}$$

$$0 = -I_1 \frac{1}{sC_1} + I_2 (\frac{1}{sC_1} + R_2 + \frac{1}{sC_2})$$

$$I_2 = \frac{R_1 + \frac{1}{sC_1}}{-\frac{1}{sC_1}} \frac{V_1}{0}$$

$$R_1 + \frac{1}{sC_1} - \frac{1}{sC_1}$$

$$- \frac{1}{sC_1} \cdot \frac{1}{sC_1} + R_2 + \frac{1}{sC_2}$$

$$I_2(s) = \frac{\frac{V_1}{sC_1}}{(R_1 + \frac{1}{sC_1})(\frac{1}{sC_1} + R_2 + \frac{1}{sC_2}) - \frac{1}{s^2 C_1^2}}$$

$$I_2(s) = \frac{V_1 s C_2}{s^2 C_2 R_1 R_2 + s(R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) + 1}$$

$$V_o(s) = I_2(s) \times \frac{1}{sC_2} = \frac{V_1 s C_2}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) + 1} \times \frac{1}{sC_2}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_1} = \frac{1}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) + 1}$$

$$\frac{V_o}{V_1}(j\omega) = \frac{1}{-\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + 1 + j\omega(R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2)}$$

$$\theta = \text{ARC} \cdot \tan \frac{U(R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2)}{1 - U^2 C_1 C_2 R_1 R_2} = \frac{\pi}{2}$$

$$1 - U^2 C_2 R_1 R_2 = 0$$

$$U^2 C_1 C_2 R_1 R_2 = 1$$

Cálculo de los Componentes.-

$$U = 2 \pi f = 2 \pi \times 100 \times 10^3 = 6.283 \times 10^5$$

$$\text{Tomamos } C_1 = C_2 = 500 \text{ pF}$$

$$R_1 R_2 = \frac{1}{(500 \times 10^{-12})^2 \times (6.283 \times 10^5)^2}$$

$$R_1 R_2 = 1.0132 \times 10^7$$

$$\text{Tomamos } R_1 = R_2 \quad R_1 = 10 \text{ KOHMS}$$

$$R_2 = 1.0132 \text{ Kohms} \quad 1 \text{ Kohm}$$

A P L I C A C I O N E S

Y

C O N C L U S I O N E S

A P L I C A C I O N E S

Y

C O N C L U S I O N E S

El éxito que tiene un producto en el mercado, está íntimamente relacionado con la satisfacción que proporcionará a una demanda existente, los precios al consumidor; la facilidad que tiene el usuario para encontrarlo cuando lo necesite; y, con la información que se haya realizado para darle a conocer entre los pobladores de una región o un sector económico.

La satisfacción que proporcione a los consumidores depende, estrictamente, de sus carac-

//

terísticas técnicas. El presente trabajo ha versado sobre este aspecto.

Los precios al consumidor, se relacionan con el nivel de costos que tienen los insumos y, con el nivel de producción que se realice. A mayor nivel de producción, menor costo por unidad producida.

La facilidad que tiene el usuario para adquirir o tomar el servicio cuando lo necesite, depende de la distribución física de los puntos de venta.

En ese sentido, se trata de que exista un representante de ventas, en cada zona donde la demanda sea elevada.

//

La información que del producto se dé, entre los pobladores, sirve para que el consumidor sea consciente que existe un producto que puede satisfacer una necesidad, que él no la satisfacía o, si lo hacía, no la realizaba a plenitud.

Adicionalmente, un factor más importante entre los mencionados anteriormente, es el denominado Mercado.

La existencia de un mercado, es función de infinidad de variables, tales como: las macroeconómicas, microeconómicas, políticas y geográficas, internacionales, etc. Ante la falta de

//

mercado, una empresa no tiene posibilidades de triunfar; y, el esfuerzo técnico resulta vacuo.

Lo mencionado anteriormente, tiene como objeto, lograr un criterio más amplio para determinar los usos y aplicaciones que se pueden dar al producto o servicio.

Mi experiencia de trabajar en una empresa, que brinda servicios a las compañías petroleras, me permite señalar el gran provecho y utilidad que hay de la herramienta que hago motivo del presente trabajo.

La Medición de la Resistividad de los Subsuelos, permite determinar con éxito en un

//

80%, los lugares donde se encuentra el petróleo. Además, sirve para hacer pronósticos del tipo de subsuelo que se encuentran en los alrededores del pozo; y, de esta manera, evitar el perforar en zonas que serían improductivas. Obteniéndose, de esta manera, una economía en costos que suele ser del orden de los cientos de miles de soles o más.

La empresa PETROLEOS DEL PERU (PETROPERU), tiene planeado incrementar en un 40% la producción de los pozos que posee en la zona norte del país; induciéndose que el mercado para el dispositivo descrito, se incrementará en la misma proporción.

//

Acontecimientos como el mencionado, son incentivos para los productos y servicios que cooperan con la industria petrolera y, entre estos insumos a prestarse está también la industria electrónica nacional, con lo que se contribuiría en parte a superar el gran problema de la industria electrónica, que es, la falta de un mercado apropiado. La aplicación o uso de la herramienta materia de este trabajo, es pues la satisfacción mutua de una necesidad en el mercado petrolero peruano.

Cabe destacar, que la determinación de lo que se va a producir, debe ser la conclusión de un estudio integral, en el cual se consideren las variables mencionadas en párrafos anteriores.

C Ó N C L U S I O N E S

1.- El país está experimentando una recesión económica con inflación, la que ha sido causada principalmente, por los efectos externos resultantes de la crisis del petróleo de 1973.

Si el Perú, pudiese autoabastecerse del crudo, tal vez, no estuviésemos atravesando por la situación actual. En este sentido, cualquier iniciativa que apoye el objetivo de autoabastecimiento, debe ser alentada.

El motivo del presente trabajo, ha sido el de demostrar que la industria electrónica nacio-

//

nal puede jugar un papel importante en la recuperación económica e independencia tecnológica del país.

2.-A través del presente trabajo y teniendo en cuenta las prácticas y currícula de la especialidad de Ingeniería Electrónica, en nuestra Universidad Nacional de Ingeniería, queda demostrado que es posible y necesario hurgar en el horizonte de posibilidades y necesidades nacionales, para orientar, ampliar y desarrollar items de la currícula y de los programas de prácticas en nuestra Universidad, en modo que se provean incentivos de investigación tecnológica y formación de profesionales enterados de las nuevas áreas que la electrónica

//

ofrece para concurrir al desarrollo e independencia nacionales; como es el caso, de la herramienta que es materia del estudio en el presente trabajo.

3.-Finalmente, me permito señalar que es absolutamente necesario cambiar el concepto del "gasto" en Educación Superior; y, en tal sentido, entender dicho "gasto" como una inversión nacional de alta y primera prioridad, concurrente al desarrollo tecnológico y el subsecuente incremento económico, en busca de los anhelados horizontes de independencia nacional y progreso social. Conllevando tales afirmaciones a la conclusión que es elemento de desarrollo, incrementar nuestros laboratorios, nuestros equipos de prácticas e investigación en la Universidad Peruana.

4.- I, como última conclusión diré que, la herramienta analizada en este trabajo, objeto y factor importante en torno al problema de la producción del petróleo en el Perú, confirma la naturaleza destacada de la Electrónica como factor de desarrollo, siendo su conocimiento un aporte para la formación del ingeniero electrónico peruano.

B I B L I O G R A F I A

G& M. Schlumberger and E.G. Leonardson:

"Some Observations Concerning Electrical
Measurements in Anisotropic Media and
Their Interpretation"

Trans A.I.M.E.- Vol. 110 - 1934

G.E. Archie:

"The Electrical Resistivity log as an Aid
in Determining Some Reservoir Characteris-
tics".

Petr. Techn.- Vol. 5 - 1942

H. W. Patnode and M.R. J. Wyllie:

"The Presence of Conductive Solids in Reser-
voir Rocks as a Factor in Electric Log In-
terpretation"

Journal of Petroleum Technology - February 1950

F. Morgan, M.R.J. Wyllie and P.F. Fulton:

. //

"A New Technique for the Measurement of the
Formation Factors and Resistivity Indices
of Porous Media.

Journal of Petroleum Technology Vol 3-Nº2
February 1951

Schaum:

"Circuitos Eléctricos"

Mc. Graw Hill, 1969

Millman & Halkias:

"Dispositivos y Circuitos Electrónicos"

Edición Anaya S.A., 1971

Milman & Taub:

"Circuitos de Pulsos, Digitales y de Con-
mutación"

Mac. Graw Hill de México, 1971

Schilling & Belove:

"Electronic Circuits: Discrete and Integrate"

Mc. Graw Hill, 1968.