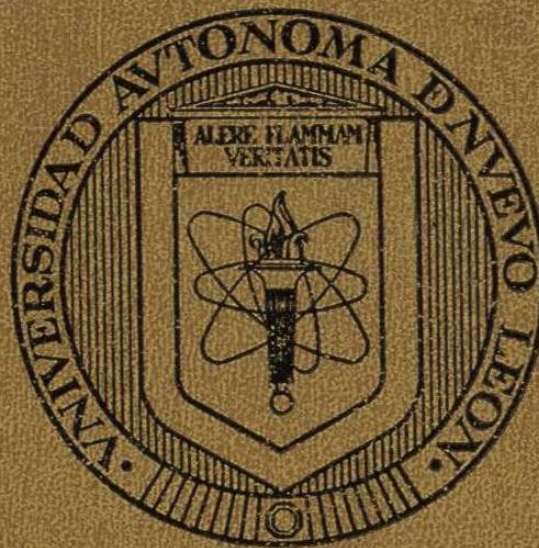


*Universidad Autónoma de Nuevo León*

FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA

DIVISION DE ESTUDIOS DE POSTGRADO



MEDIDOR AUTOMATICO DE GANANCIA Y FASE  
EMPLEANDO AMPLIFICADORES SENSIBLES A LA FASE

**T E S I S**

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE

MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERIA ELECTRICA  
CON ESPECIALIDAD EN ELECTRONICA

P R E S E N T A

*Gerardo Miramontes de León*

MONTERREY, N. L.

SEPTIEMBRE 1988.

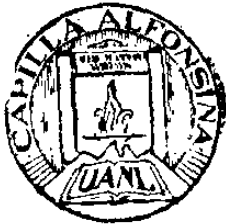


TM  
2585  
.M2  
FIME  
1988  
M5 E



1020070601

TM  
- 25 53  
M2  
FINE  
1)  
M  
F 2



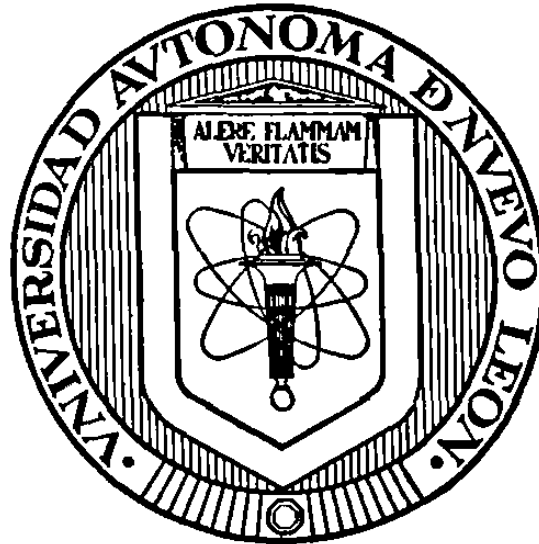
FONDO TESIS

63067

*Universidad Autónoma de Nuevo León*

FACULTAD DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA

DIVISION DE ESTUDIOS DE POSTGRADO



MEDIDOR AUTOMATICO DE GANANCIA Y FASE  
EMPLEANDO AMPLIFICADORES SENSIBLES A LA FASE

**T E S I S**

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE

MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERIA ELECTRICA  
CON ESPECIALIDAD EN ELECTRONICA

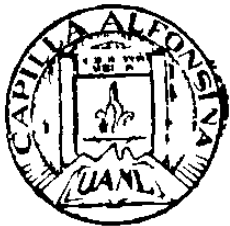
P R E S E N T A

*Gerardo Miramontes de León*

MONTERREY, N. L.

SEPTIEMBRE 1988.

M



FONDO TESIS

63067

**MEDIDOR AUTOMATICO DE GANANCIA Y FASE EMPLEANDO  
AMPLIFICADORES SENSIBLES A LA FASE.**

I. - ANTECEDENTES.

II. - INTRODUCCION.

2.1. - EL MEDIDOR DE GANANCIA Y DE FASE.

2.2. - EL AMPLIFICADOR SENSIBLE A LA FASE (ASF).

III. - DESCRIPCION DE LOS MODULOS DEL INSTRUMENTO.

3.1. - EL MODULO DEL ASF.

3.1.1. - EL CANAL DE LA SEÑAL DE ENTRADA.

3.1.2. - EL CANAL DE LA SEÑAL DE REFERENCIA Y LAF.

3.1.2.1. - LA ETAPA DE AJUSTE DE LA REFERENCIA.

3.1.3. - EL CONTROL DE AMARRE Y FRECUENCIA DE TRABAJO.

3.2. - EL GENERADOR DE LA SEÑAL DE PRUEBA.

3.3. - LA INTERFASE DEL AMPLIFICADOR SENSIBLE A LA FASE.

3.4. - EL MODULO DE INTERCONEXION.

IV. - EL PROGRAMA DE CONTROL.

4.1. - DESCRIPCION DEL PROGRAMA DE CONTROL DEL INSTRUMENTO.

4.1.1. - EL PROGRAMA PRINCIPAL.

4.1.2. - LA SUBROUTINA MEDIRG.

4.1.3. - LA SUBROUTINA AMARRE.

4.1.4. - LA SUBROUTINA MEDIRF.

4.1.5. - LA SUBROUTINA REF.

4.1.6. - LAS SUBROUTINAS Vp3.

4.2. - EL TRAZADO DE LA GRAFICA EN ESCALA SEMILOG.

V. - RESULTADOS Y CONCLUSIONES.

APENDICE A. - TEORIA DE OPERACION DEL AMPLIFICADOR SENSIBLE A LA FASE.

VI. - AGRADECIMIENTOS.



## I. - ANTECEDENTES.

Frecuentemente, cuando se desea analizar un circuito electrónico lineal, se requiere de un instrumento que sea capaz de medirle su ganancia y la fase entre la señal que se alimenta a su entrada y la señal que entrega el circuito que se prueba o analiza. Este tipo de análisis es una tarea, casi cotidiana, en el trabajo de laboratorio, y además es un ejercicio frecuente en los cursos de Circuitos Electrónicos I y II del programa de Maestría en Instrumentación Electrónica del CICESE. Así pues, este trabajo tiene el objetivo de desarrollar un instrumento para hacer mediciones de ganancia y de fase en forma automática, facilitando así esta tarea.

Dos trabajos previos han sido considerados para el desarrollo de éste. El primero de ellos es el trabajo "Diseño y construcción de un amplificador sensible a la fase" (Castro MD, que nos sugiere la utilización del ASF como dispositivo de medición de amplitud y fase con una alta resolución, sin embargo, ha sido modificado el circuito generador de la señal de referencia, para ampliar el margen de la frecuencia de trabajo. El segundo es el trabajo "Medidor Automático de amplitud y fase", (Contreras R.), con respecto del cual se obtienen diferencias substanciales, al utilizar el ASF convencional, para efectuar la medición de la ganancia y de la fase, reduciendo la complejidad del sistema y los cálculos para obtener los valores de la fase y de la ganancia, además de que no se utiliza la medición de la fase ni de la amplitud por medios digitales.

El medidor de ganancia y fase es un instrumento que se utiliza ampliamente en el trabajo de laboratorio para determinar las características dinámicas de los sistemas lineales. Generalmente si el instrumento es automático, entrega una señal de prueba capaz de abarcar un amplio intervalo de frecuencias.



y presenta los resultados en forma gráfica o en forma de una tabla de valores de ganancia y de fase para cada valor de frecuencia. La gráfica es la llamada gráfica de Bode, la cual nos representa la respuesta del sistema a una entrada senoidal, tanto en magnitud (ganancia) como en fase, en función de la frecuencia.

En el presente trabajo se propone la utilización de un ASF para efectuar la medición de ganancia y de fase cuando se prueba un sistema electrónico lineal con una señal senoidal la cual podrá ser programada por el usuario en amplitud y en frecuencia. El empleo del ASF nos permite medir el desfase entre dos señales, midiendo la amplitud de la señal de entrada directamente por la relación de fase que guardan entre ellas, además de que ofrece otras características como un alto rechazo al ruido, alta sensibilidad y alta resolución. La forma precisa en que se utilizó el ASF se describe posteriormente.

## II.- INTRODUCCION.

En el trabajo de laboratorio, se requiere comunmente de la utilización de instrumentos que permitan medir señales muy pequeñas y/o inmersas en altos niveles de ruido. De todas las técnicas que han sido desarrolladas para recuperar señales, los métodos basados en el detector sensible a la fase (DSF) son los más ampliamente utilizados en todos los campos de la investigación científica (Meade.L, 1983).

Un DSF utiliza una señal sincrónica de referencia para medir la señal de interés, es decir, responde a la amplitud de la señal de entrada pero también es sensible a la diferencia de fase entre ésta y una señal de referencia, por lo tanto se puede utilizar para medir variaciones tanto de amplitud como de fase de señales periódicas en presencia de ruido. Es aquí donde se introduce la aplicación del ASF en el desarrollo de nuestro trabajo. El ASF, generalmente incluye un DSF, etapas preamplificadoras, etapas amplificadoras después de la

detección, y una sección de procesamiento de la señal de referencia.

En los casos en que la acción principal del sistema de medición no es la recuperación de señales débiles y/o inmersas en altos niveles de ruido el ASF se utiliza para la medición de señales con alta precisión.

## 2.1.- EL MEDIDOR DE GANANCIA Y FASE.

El medidor automático de ganancia y fase , que se describe por secciones en los siguientes capítulos, se compone de un módulo de interconexión entre una computadora personal (C.P.) y el instrumento, el generador programable, la interfase del ASF y el ASF en sí. Algunas características del instrumento son :

- Alcance en frecuencia de 20 Hz a 100 KHz.
- Margen dinámico de 40 dB.
- Resolución en fase de  $0.1^{\circ}$ .
- Resolución en ganancia de 0.1 dB.
- Alcance en fase de  $+180^{\circ}$  a  $-180^{\circ}$ .
- Amplitud de la señal de prueba seleccionable en cuatro valores.

El instrumento es capaz de entregar una señal senoidal con una amplitud, que puede ser programada por el usuario, en los valores de 0.1 Vpp , 0.5 Vpp, 1 Vpp y de 10 Vpp. El circuito generador de la señal de prueba, permite programar el barrido en frecuencia seleccionando una de cuatro décadas, las cuales se barren con 127 muestras por década. Además como el circuito incluye un amplificador logarítmico, el barrido en frecuencia es un barrido logarítmico. Cabe aclarar que en la primer década (10 a 100 Hz), el barrido se inicia desde los 20 Hz.

Una característica del medidor es su utilización por medio de una computadora personal, desde la cual se capturan los datos con los cuales se asigna el valor a las variables de inicio de

barrido y de fin de barrido y la amplitud de la señal de prueba. Estos valores son los únicos valores solicitados al usuario, desde el programa de aplicación, que se corre en la computadora personal y que sirven para calcular otros (como número de decadas por barrer, etc.) que son utilizados posteriormente para llevar a cabo el control de todo el instrumento. El medidor presenta dos conectores tipo BNC, uno para alimentar por medio de cable coaxial la señal de prueba al sistema que se desea analizar y otro para alimentar la salida del sistema bajo análisis al ASF.

En la figura 1 se ilustra la forma de interconexión entre el medidor, el sistema bajo análisis y la computadora personal, mientras que en la figura 2 se muestra un diagrama esquemático para ilustrar la forma en que se utilizó el ASF en el diseño del instrumento.

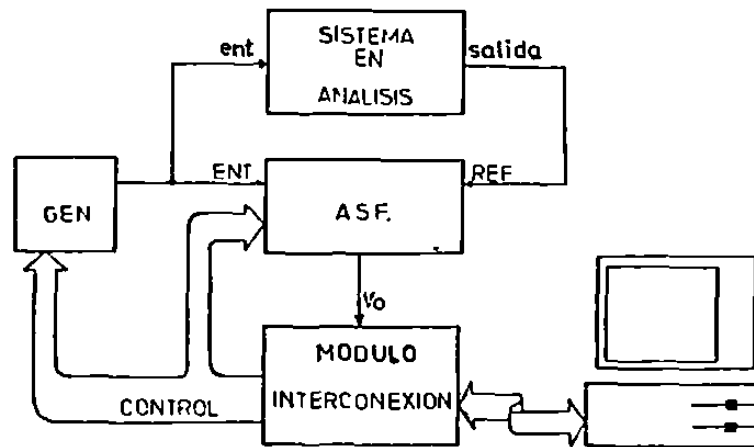


Fig.1.- Conexión entre el ASF, la computadora personal y el Sistema que se analiza.

El ASF tiene dos canales de entrada, uno denotado como canal "ENT" y otro llamado canal "REF", que es donde se alimenta la señal que se utiliza como referencia.

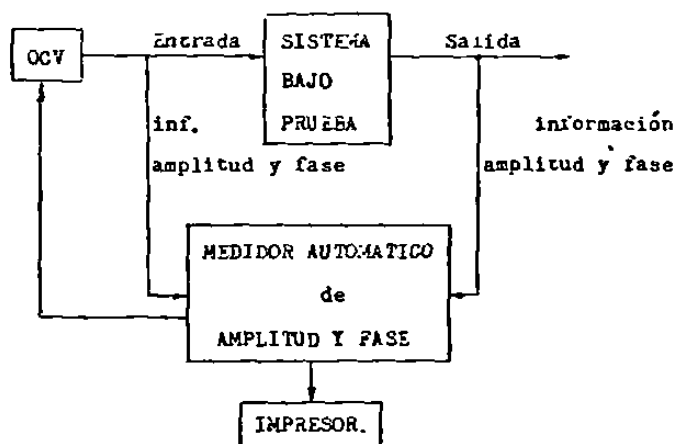


Fig.2.- Señales de entrada y de salida al ASF en el medidor.

## 2.2.- EL AMPLIFICADOR SENSIBLE A LA FASE (LOCK-IN).

Como se ha hecho notar anteriormente, el desarrollo de éste trabajo está basado, principalmente, en la utilización de un Amplificador sensible a la fase. Los componentes básicos de un sistema basado en un amplificador sensible a la fase se muestran en la fig. 3. Tal sistema puede construirse interconectando unidades individuales, aunque existen amplificadores sensibles a la fase que incorporan todas las características que se muestran en la figura 3 en una sola unidad, los cuales, generalmente, presentan características óptimas de operación sobre un amplio intervalo de frecuencia. La mayor ventaja de utilizar un sistema integrado es que todos los controles están calibrados directamente en términos de su sensibilidad a plena escala para una señal síncrona y que la fase relativa entre los canales de la señal y la referencia puede mantenerse dentro de límites muy estrechos sobre el intervalo de frecuencia recomendado.



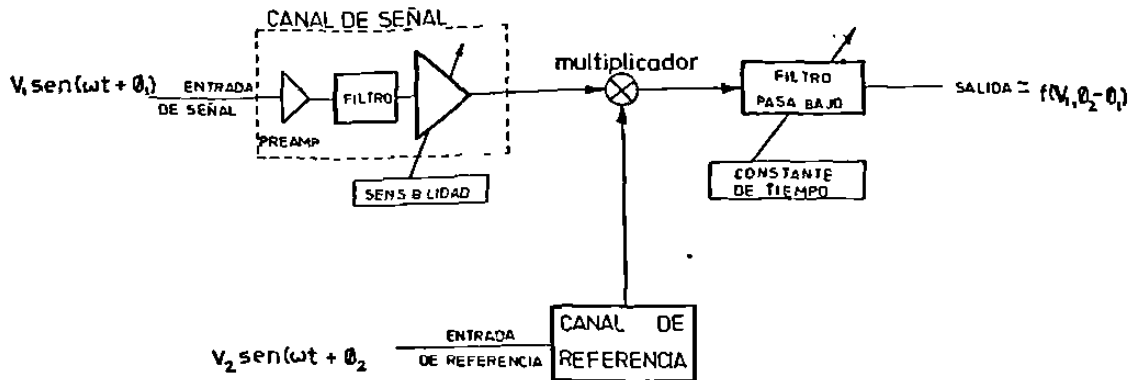


Fig.3. -Componentes básicos de un ASF.

En el canal de entrada es necesario un amplificador que lleve la señal a un nivel adecuado para rebasar el ruido propio del multiplicador y que contemple la conmutación de la ganancia de entrada, de modo que permita variar la sensibilidad del sistema.

En el mismo canal de entrada se pueden tener circuitos para acondicionamiento de la señal, ya que si se utiliza un factor de amplificación muy grande, el no eliminar previamente algún nivel de ruido o de interferencia podría ser causa de una fuerte saturación en las etapas amplificadoras y la distorsión resultante y la intermodulación degradarían seriamente el funcionamiento del sistema.

Otro componente importante es el multiplicador cuyo principio de operación se establece en términos de un multiplicador "ideal" el cual puede continuar funcionando bajo todos los niveles aplicados de señal y ruido. En el pasado, uno de los objetivos principales fué el desarrollo de circuitos cuya configuración ofreciera el margen dinámico más amplio. Esos esfuerzos dieron como resultado la adopción, casi universal, del multiplicador de conmutación ó detector sensible a la fase, que se encuentra invariablemente en los sistemas basados en el amplificador sensible a la fase. La diferencia esencial

con los multiplicadores anteriores, que utilizaban una señal senoidal como señal de referencia, es que ahora se utiliza una forma de onda de conmutación u onda cuadrada, que se sincroniza con la forma de onda de referencia aplicada al sistema. Las características de operación del detector sensible a la fase se describe con más detalle en el Apéndice A.

El detector sensible a la fase se apoya en un canal de referencia el cual se encarga de alimentar la señal de conmutación requerida para la detección de la señal. La forma de onda de conmutación se dispara en el instante en el que ocurren los cruces por cero de la forma de onda de referencia aplicada, como se muestra en la figura 4, y se hace que sea siempre simétrica, sin importar la simetría de la señal de referencia original. El desplazamiento de fase  $\phi_R$  se introduce, generalmente, por medio de un control de fase calibrado. En un canal de referencia de "banda ancha" éste desplazamiento de fase puede mantenerse con un alto grado de precisión sobre un amplio margen de frecuencia mientras que la simetría de la señal de conmutación se controla rigurosamente (Castro M.).

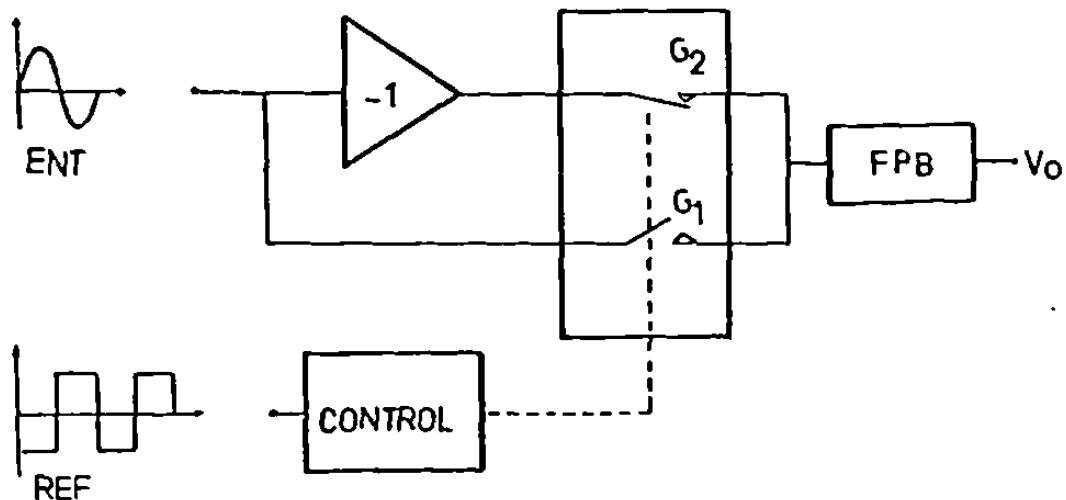


Fig 4. - El detector sensible a la fase (DSSF).

En las unidades comerciales, los controles de ajuste de fase, usualmente, están dados de forma que permiten un ajuste continuo variable desde cero hasta cien grados, junto con interruptores de presión (Pushbutton) para ajuste de 90 y de 180 grados.

### III .- DESCRIPCION DE LOS MODULOS DEL INSTRUMENTO.

El instrumento se compone de los siguientes módulos (ver fig.1):

- El Amplificador sensible a la fase.
- El generador de la señal de prueba.
- La interfase del ASF.
- El módulo de interconexión.

A continuación se describe detalladamente cada uno de estos módulos.

#### 3.1 EL AMPLIFICADOR SENSIBLE A LA FASE.

En la figura 5 se muestra en forma simplificada las partes que forman al ASF y en la figura 6 se muestra el diagrama esquemático total del circuito del ASF.

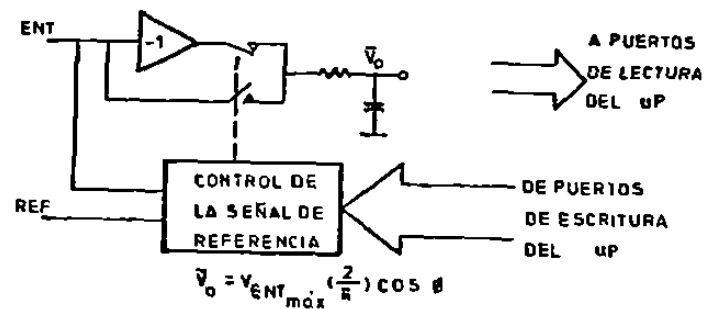
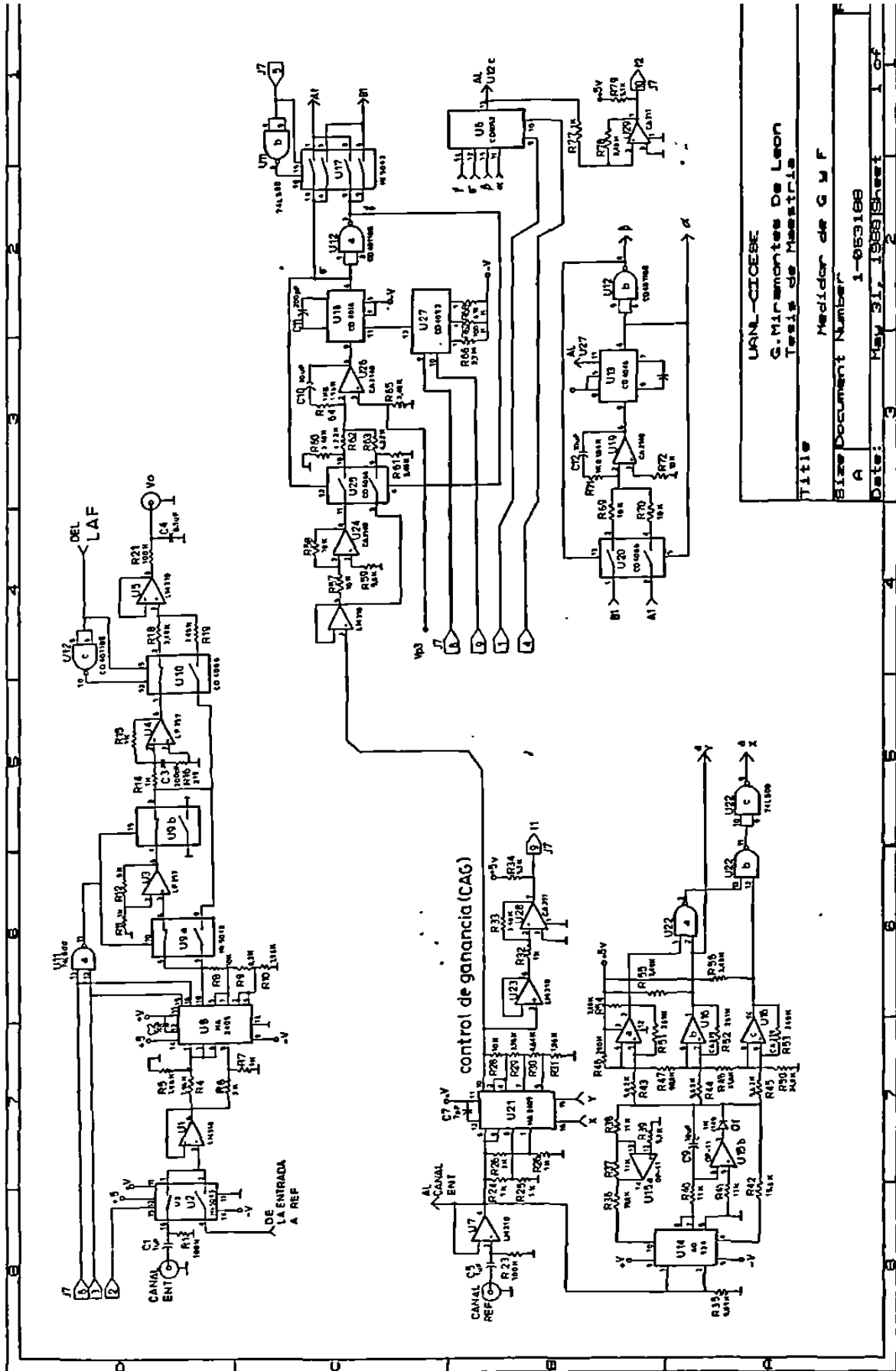


Fig.5.-Diagrama simplificado del ASF.





UAN-CICESE  
 G. Miramontes De Leon  
 Tesis de Maestría

Title  
 Medidor de G y F

Size Document Number  
 A 1-053188

Date: May 31, 1988 Sheet 1 of 2

Fig. 6. - Diagrama esquemático total del ASF.

Como es sabido, el ASF entrega una tensión de c.d. que corresponde al valor promedio de la señal que se alimenta al canal ENT, cuando la fase de la señal y de la referencia es de cero grados. Esta tensión de c.d. varía en proporción directa con el ángulo de desfasamiento entre las dos señales que se alimentan al detector de fase, es decir, se sabe que:

$$V_o \propto \text{COS } \phi$$

donde  $V_o$  = tensión de salida del ASF.

$\phi$  = ángulo de fase entre las dos señales.

Más específicamente la salida del ASF viene dada por :

$$V_o = 2/\pi V_s A_L(0) \text{ COS } \phi$$

donde  $A_L(0)$  da la magnitud de la respuesta del filtro a frecuencia cero, que como puede observarse en el diagrama esquemático, se tiene un filtro pasa Baja a la salida del multiplicador ya que la señal que se desea medir es una tensión de c.d. y esto permite reducir las componentes de frecuencia, indeseables, resultantes a la salida del multiplicador. Este filtro pasa Baja está formado por una red RC y para frecuencia cero tenemos que  $A_L(0) = 1$ , entonces puede verse que si  $V_s$  es conocido de antemano, midiendo el valor de la tensión  $V_o$  es posible determinar el desfasamiento entre las dos señales, es decir,

$$\phi = \text{COS}^{-1} \frac{V_o}{\frac{2}{\pi} V_s}$$

donde  $V_s$  es el valor de la amplitud de la señal de entrada. Como puede verse en la figura 7 el valor de la tensión  $V_o$  será siempre positivo para ángulos comprendidos en el intervalo de 90 a -90 grados, es el decir, que no se tiene indicación alguna

del signo del ángulo de desfase medido. Para poder diferenciar entre desfases en adelanto o en atraso, se introduce un desfase de 90 grados en la señal de referencia, obteniéndose una característica como se muestra en la figura 8, en donde puede verse que el valor de la tensión de salida  $V_o$ , cambiará de signo cuando se tenga un cambio de signo en el ángulo de fase  $\phi$ .

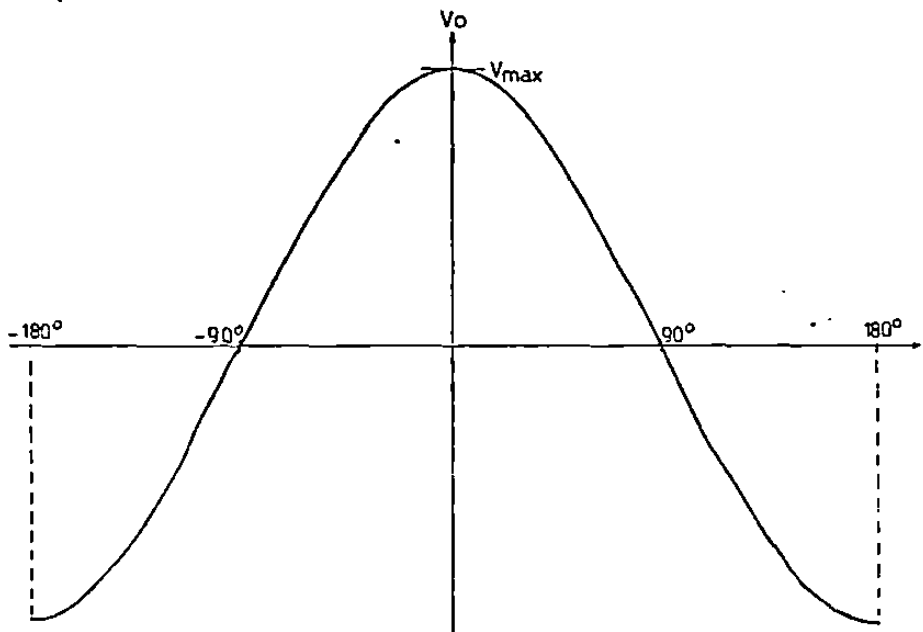


Fig.7.-Curva de respuesta del ASF,  $V_o$  vs  $\phi$ .

Para ampliar el intervalo de la medición de la fase, es necesario que el canal de referencia permita introducir desfases adicionales al de 90 grados en la señal de referencia. Para esto se dispone de un circuito de control de la fase de la señal de referencia, que permite realizar mediciones de fase en el intervalo de  $+180^\circ$  a  $-180^\circ$ .

La medición de fase se realiza de la siguiente manera. Normalmente, la señal de entrada al detector de fase, es la señal que se desea medir, sin embargo, dado que  $V_o$ , depende de

la fase y de la amplitud de la señal de entrada, se seleccionó, como entrada, una señal de amplitud conocida, así pues, como se muestra en la figura 9, para utilizar el amplificador sensible a la fase, se intercambiaron las señales del canal de entrada y del canal de referencia, haciendo que la amplitud de la señal de entrada sea conocida de antemano, para tomar, entonces, las variaciones de la tensión  $V_o$  como una medida del desfaseamiento. Esto es, con el valor de la tensión  $V_o$  se puede calcular  $\phi$  con

$$\phi = \cos^{-1} \frac{V_o}{2} - \text{REF} - \frac{\pi}{Vs}$$

donde REF es el desfaseamiento adicional introducido en el canal de referencia.

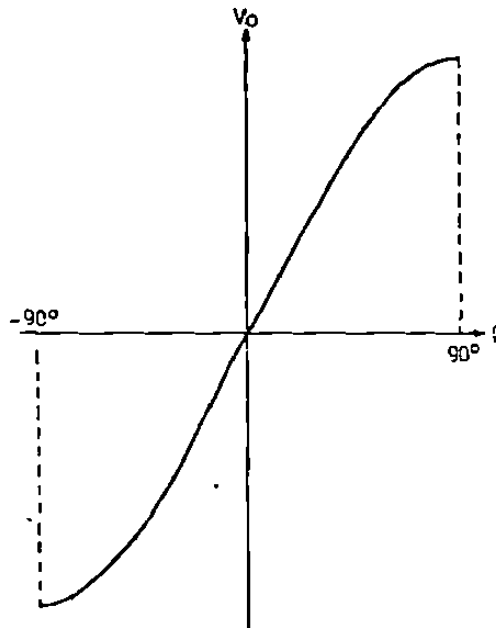


Fig.8. -Curva de respuesta del ASF con  $\text{REF} + 90^\circ$ .

Para determinar la ganancia, se emplea igualmente al amplificador sensible a la fase, haciendo que la señal en el



canal ENT y la señal que controla la conmutación en el DSF estén en fase y alimentando, en este caso, el canal de entrada con la misma señal que se alimenta al canal de referencia, (por medio del conmutador U2) lo que permite medir su amplitud y ya que la amplitud de la señal de prueba es conocida, directamente, se calcula la ganancia por :

$$G_{dB} = 20 \log \frac{V_o}{\frac{2}{\pi} V_s}$$

Como puede verse en el diagrama esquemático, el circuito presenta puntos de entrada para señales de control y un punto de salida, que es la tensión  $V_o$  que entrega el ASF. Estos puntos son conectados al módulo de interfase del ASF, por medio de conectores de 10 líneas, a través de un cable listón.

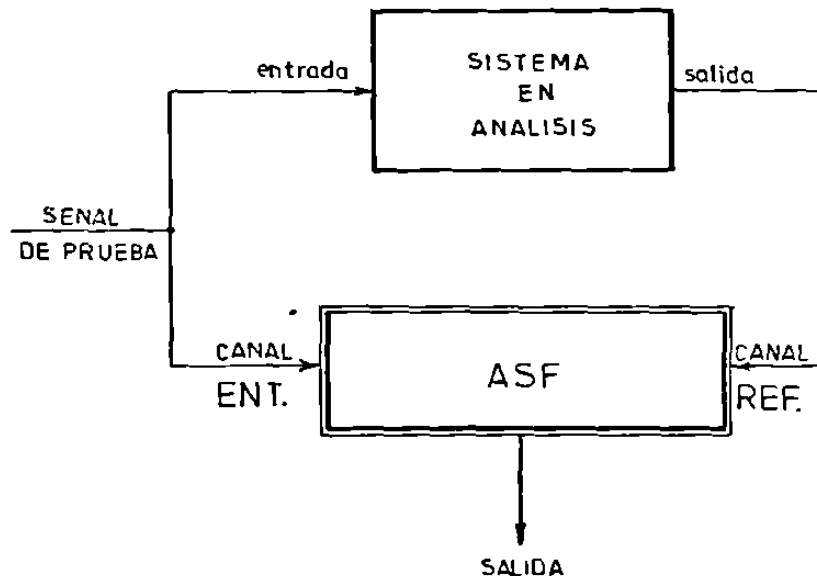


Fig.9. -Conexión de los canales ENT y REF al Sistema bajo análisis.

Se pueden distinguir dos grandes secciones en el circuito. Una

es el canal de entrada de la señal que se desea medir, denominado canal "ENT" y la otra es el canal de la señal de referencia denominado canal "REF". A continuación se describen las partes que componen al ASF.

### 3.1.1 EL CANAL DE ENTRADA ("ENT").

Según se muestra en el diagrama esquemático de la figura 10, en el canal ENT, la señal es acoplada por c.a. por medio del capacitor C1, de  $1\mu\text{F}$  y se alimenta, a través del interruptor analógico HI 5043 a un reforzador LM310, que permite ajustar cualquier desbalance de c.d. que pueda presentarse en la señal de entrada, por medio de un potenciómetro de ajuste de desbalance, (no se muestra) antes de ser alimentada a la etapa amplificadora. El HI-5043 ofrece una resistencia en estado de encendido muy baja, típicamente de 25 ohms (Harris, Analog Data Book, 1977).

Anteriormente se estableció, que para mediciones de fase, se emplea una señal de prueba de amplitud conocida y que el mismo ASF se emplea para las mediciones de ganancia, para esto es necesario conmutar la señal que se alimenta al canal de entrada, siendo alimentada directamente la señal de prueba, en el caso de la medición de fase y alimentando la señal que entrega el sistema bajo análisis, para el caso de la medición de la ganancia. Esta operación es realizada por el interruptor analógico (U2) y se muestra esquemáticamente en la figura 11.

Por otra parte, cabe mencionar que en el módulo de interfase del ASF, se emplea un convertidor analógico a digital, para realizar la lectura de la tensión  $V_o$ . Este convertidor, es un convertidor de  $3\frac{1}{2}$  dígitos que permite una lectura máxima de 1.999 volts, cuando se emplea su escala máxima en forma directa y 199.9 milivolts en su escala mínima. Esta restricción, aceptada de antemano, nos lleva a controlar la amplitud máxima de entrada al detector de fase, de modo que el valor de la tensión  $V_o$ , no exceda el margen de entrada del convertidor.

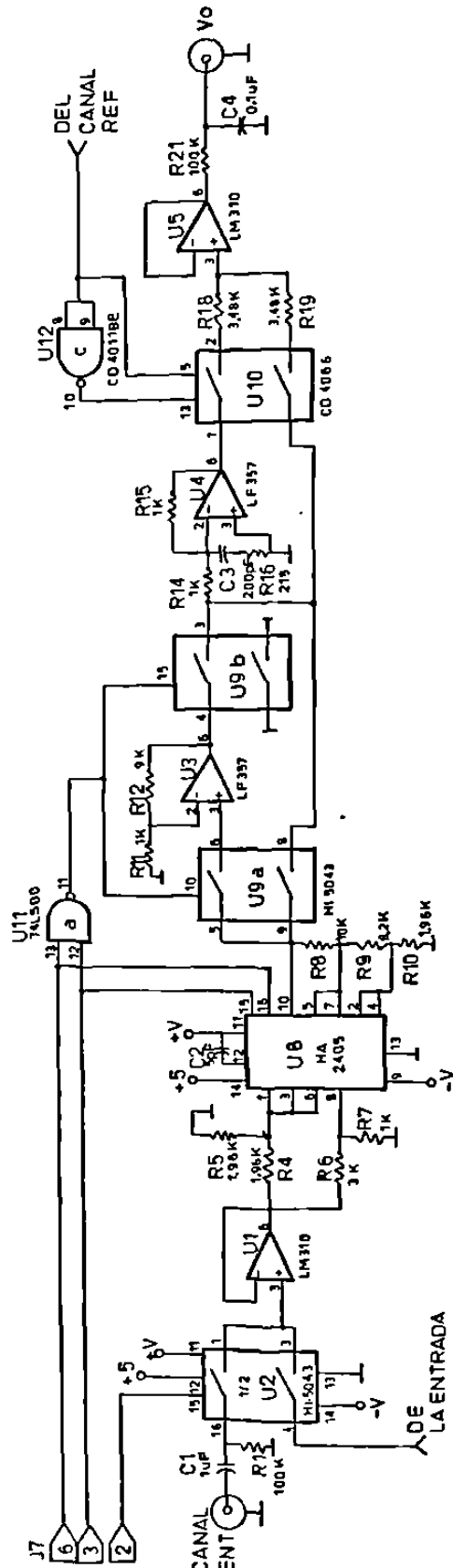


Fig.10.- Diagrama esquemático del canal ENT.

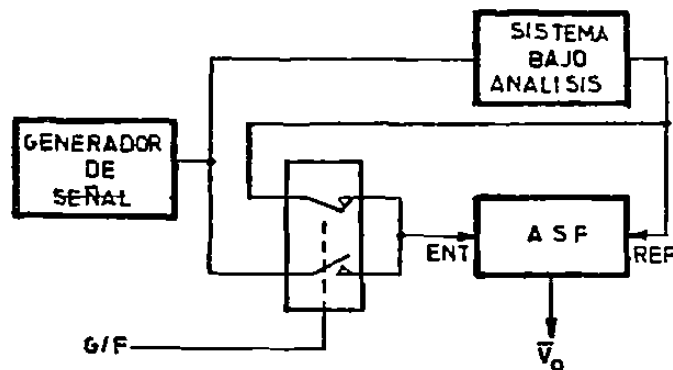


Fig.11 Conmutación para medir ganancia o fase.

La etapa amplificadora está formada por un amplificador programable de cuatro canales HA-2405 y un amplificador LF-357, los cuales con un arreglo de interruptores analógicos y una compuerta lógica NO-Y, nos permiten seleccionar una de cuatro ganancias en el canal de entrada.

Un requisito importante en las etapas de amplificación previas al detector de fase, es que éstas no introduzcan un desfase excesivo en la señal de entrada, en todo el margen de frecuencia de trabajo, es decir, se requiere una etapa amplificadora que tenga una respuesta en fase muy plana para todas las ganancias de interés y disminuir así los errores en la medición tanto de fase como de amplitud. Para resolver este problema se pueden emplear amplificadores con un ancho de banda grande. Si se conectan en cascada dos o tres amplificadores, cada uno con su ganancia reducida, para dar entre todos la ganancia total del amplificador compuesto, la reducción de ganancia en cada etapa del amplificador incrementa el ancho de banda de -3dB en cada etapa del amplificador. Consecuentemente, el ancho de banda total, para una exactitud de fase dada se incrementa (Wong J. EDN Sept,87).



Así pues, se utilizan amplificadores con un ancho de banda grande, como es el HA-2405 con un producto ancho de banda ganancia de 40 MHz y una alta razón de cambio (slew rate) de 50 V/μseg. Este amplificador utiliza un solo capacitor de compensación, entre las terminales 11 y 12, y nos permite mantener un mínimo error de fase en toda la banda de interés. Además, debido al valor del capacitor de compensación, la ganancia del amplificador debe mantenerse arriba de la unidad, pues de lo contrario éste tiende a oscilar. Para esto se incluyó una red resistiva de atenuación a la entrada del amplificador de modo que al alimentar una señal grande, 5 Vpp y 10 Vpp, en cuyo caso se emplearía una ganancia de 1 y de 0.5, respectivamente, se utiliza una ganancia de 2 para los dos casos, ya que la señal fué atenuada en 1/2 y 1/4 respectivamente.

Una característica favorable del HA-2405 es que la selección de la ganancia, puede realizarse por medio de señales con nivel TTL. Estos dos bits, son empleados al mismo tiempo para controlar a una pastilla completa de un interruptor analógico HI-5043, para lograr, junto con el LF-357, una ganancia de 20 dB, al ser conectados, éstos en cascada. El control del interruptor analógico se lleva a cabo por medio de una compuerta lógica NO-Y, como puede verse en el diagrama esquemático de la figura 10.

Después de la sección amplificadora se encuentra el detector sensible a la fase (DSF), el cual se compone de un inversor, un interruptor analógico y un filtro pasa bajos. En el inversor se utiliza un amplificador LF-357, que es un amplificador de banda ancha (20 MHz) y una alta razón de cambio, que mantiene una respuesta en fase y amplitud muy plana hasta la frecuencia de interés de 100 KHz. En la configuración inversora se utiliza un capacitor de compensación de 200 pF y una resistencia de 215 ohms, calculandose estos valores de

$$R_1 C \geq 1 / (2\pi \text{ 5MHz})$$

y

$$R_1 = R_2 / 4$$

Con  $R_2 = 1 \text{ Kohm}$  y  $R_1 = 250 \text{ ohms}$  se obtiene un valor de C de 127 pF, lograndose la respuesta más plana, en las pruebas de laboratorio con un capacitor de 200 pF.

El detector de fase se forma de un interruptor analógico CD-4066 de CMOS. Este emplea dos señales de control para operar, así que para alimentar la señal de referencia, se utiliza una compuerta NO-Y, CD-4011BE también de CMOS, conectada como inversor de señal. La salida del detector de fase se alimenta a un seguidor de tensión LM-310 antes de hacerse llegar al filtro pasa Baja, lo que permite ajustar cualquier desbalance que pudiera haberse originado en las etapas anteriores. Este balance consiste en verificar el punto de tensión cero, cuando se tienen señales con un desfase de 90 grados. Una forma de verificar este punto es alimentar dos señales con un ángulo de fase de cero grados y posteriormente con un ángulo de fase de 180 grados y comparar, así, los valores máximos positivo y negativo de la tensión de salida  $V_o$ . Con el potenciómetro de ajuste de desbalance del seguidor de tensión (no se muestra) se puede llevar a cabo este ajuste. Por último R21 y C4 forman el filtro pasa Baja para entregar así en el punto de salida marcado como  $V_o$  la tensión de salida del ASF. La constante de tiempo utilizada en el filtro pasa Baja es de 0.01 seg. y en el apéndice A se dan los criterios para ésta selección.

### 3.1.2 EL CANAL DE LA SEÑAL DE REFERENCIA ("REF") Y LAF.

Para llevar a cabo los ajustes de fase en el canal de referencia se requiere de un circuito que sea capaz de generar una señal que lleve la información de fase de la señal que entra a este canal y que además permita introducir diferentes desfases, en la señal, antes de alimentarla al detector

de fase.

Una forma de generar la señal de referencia es con un detector de cruce por cero (Temple, 1975 ). Sin embargo a medida que se incrementa la frecuencia se presenta un recorrimiento en la fase, debido al retardo inherente del comparador y entonces éste deja de ser útil.

Como se discutió anteriormente, para generar la señal de referencia, se requiere de un circuito que permita controlar con gran precisión la fase de la señal de entrada. Para esto se utiliza un Lazo de Amarre de Fase (LAF) con el cual se logra generar una señal de onda cuadrada que sirve de señal de referencia en el detector de fase. Además, se requiere, que la salida de este circuito esté desfasada 90 grados con respecto a la señal que se alimenta a la entrada del canal REF. Este desfaseamiento debe ser mantenido con una mínima desviación en todo el intervalo de frecuencias de interes.

Las propiedades del circuito detector de fase utilizado tienen una gran influencia en la respuesta dinámica del LAF (Best.R.E, 1984, p.7). La selección del circuito a utilizar está influenciada principalmente por el tipo de señal de referencia a utilizar y el modo de operación del LAF. Otra consideración es si se utiliza un LAF en circuito integrado o en un conjunto hibrido. Esto depende de factores tales como, margen de tensiones de la fuente de alimentación, si es unipolar o bipolar, la compatibilidad de la señal de salida con las otras familias lógicas utilizadas y el margen de frecuencia de trabajo.

Se sabe que un LAF que emplea un detector de fase del tipo lineal, exhibe un recorrimiento de fase de 90 grados cuando opera en su frecuencia central (Best.R.E,1984,p.230). Sin embargo esto no siempre se cumple en la práctica debido a los circuitos, tan simples, utilizados como detectores de fase, así que, el desfaseamiento de 90 grados entre la señal de referencia y la de salida puede desviarse considerablemente del valor teórico de 90 grados.

amplitud de las señales de entrada (Gardner F.M.1979.p.127). Esto representa una desventaja, ya que la respuesta dinámica del LAF viene a ser dependiente de la amplitud de la señal de entrada, ya que equivale a un cambio, indeseable, en la ganancia total del lazo. Debe entenderse, que como resultado de la realización práctica del circuito, el cual emplea un conmutador electrónico, como detector de fase y no un multiplicador analógico, y que además la señal de salida del OCT es una onda cuadrada, la amplitud de la señal de referencia no influye en el cambio de la ganancia del detector de fase, como sería el caso si se empleara un multiplicador analógico con dos señales senoidales. Así pues, el comportamiento del detector de fase utilizado no es dependiente de la señal de referencia (la onda cuadrada). En este caso el valor promedio de la señal de salida del detector dependerá solamente de los cruces por cero de la señal de entrada con respecto de la señal de referencia.

Por lo anterior, en el canal de REF se emplea un circuito que actúa como control automático de ganancia, para mantener lo más constante posible la ganancia total del lazo y obtener una respuesta en fase con un mínimo de error.

El circuito completo del canal de referencia emplea un arreglo de dos lazos de amarre de fase, con el cual se pueden lograr varios desfases sobre la señal de referencia, lo que nos permite medir desfases entre +180 y -180 grados.

La figura 13 muestra el diagrama esquemático del canal de REF. La señal que se alimenta a este canal es acoplada por c.a por medio del capacitor de acoplamiento C5 y se alimenta a un seguidor de tensión LM-310 desde el cual se manda ésta señal a tres secciones del ASF. Estas son : la sección del detector sensible a la fase, la etapa de amplificación previa a la etapa de los LAF's, y la etapa del control automático de ganancia, que controla a la etapa amplificadora anterior.

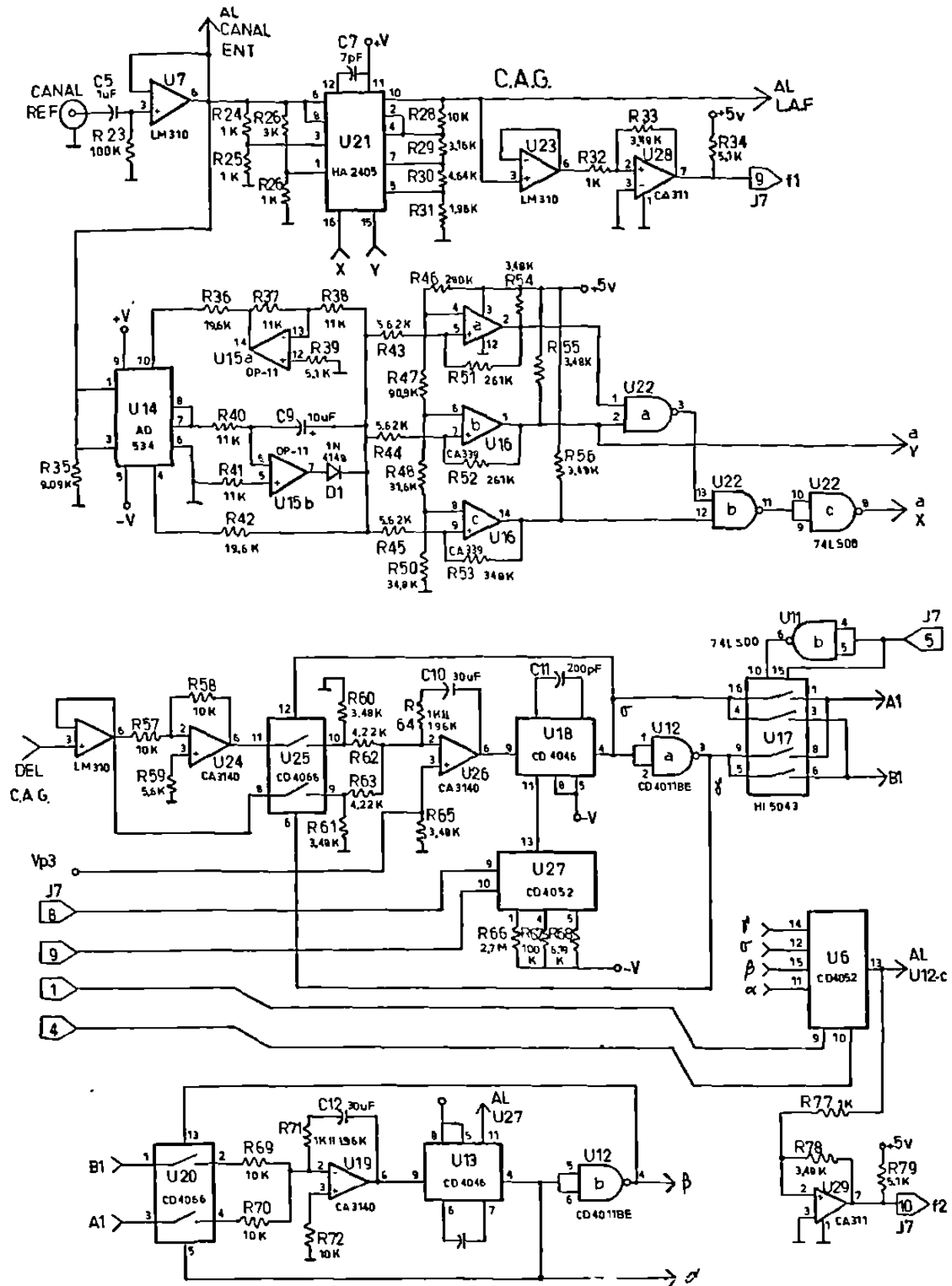


Fig.13. - Diagrama esquemático del canal REF.



### 3.1.2.1.- LA ETAPA DE AJUSTE DE LA REFERENCIA.

La etapa de amplificación es una etapa similar a la utilizada en el canal ENT, es decir, se utiliza un amplificador programable de cuatro canales, HA-2405, en una configuración tal que mantiene, con cuatro valores de ganancia, una salida con una amplitud dentro del intervalo de 2 Vpp a 5 Vpp. Las tablas 1 a,b,c d y e muestran las variaciones de  $\phi$  cuando se varia la amplitud de la señal de entrada al LAF, mientras se mantiene la frecuencia constante y el lazo se encuentra en sujeción. La figura 14 muestra las curvas de variación de  $\phi$  para los cuatro casos anteriores y puede observarse que si mantenemos la amplitud de la señal de entrada dentro del margen de 2 a 5 Vpp se obtiene, para todo el intervalo de frecuencia el mínimo error de fase.

Se probaron varios circuitos conectados como control automático de ganancia pero se encontró que, a pesar de que se obtiene un control de ganancia más fino, se presentó un recorrimiento en la fase de la señal de salida. Así pues, la configuración final incluye un circuito convertidor de valor eficaz, que utiliza un multiplicador analógico AD-534, de Analog Devices, y un par de amplificadores operacionales que entregan una tensión de c.d. cuyo valor corresponde al valor eficaz de la señal de entrada. Esta tensión es alimentada a un conjunto de tres comparadores CA-339 en donde se comparan tres niveles de la señal de entrada. Estos tres niveles de comparación son suficientes para seleccionar una de las cuatro posibles ganancias en el HA-2405 del canal REF. La selección de la ganancia se realiza de la siguiente manera; cuando la amplitud de la tensión de entrada es menor a 0.5 Vpp, la salida de los tres comparadores se encuentra en nivel bajo. Estas tres señales se llevan a un arreglo de compuertas lógicas en donde se obtienen las dos

ERROR DE FASE VS AMPLITUD

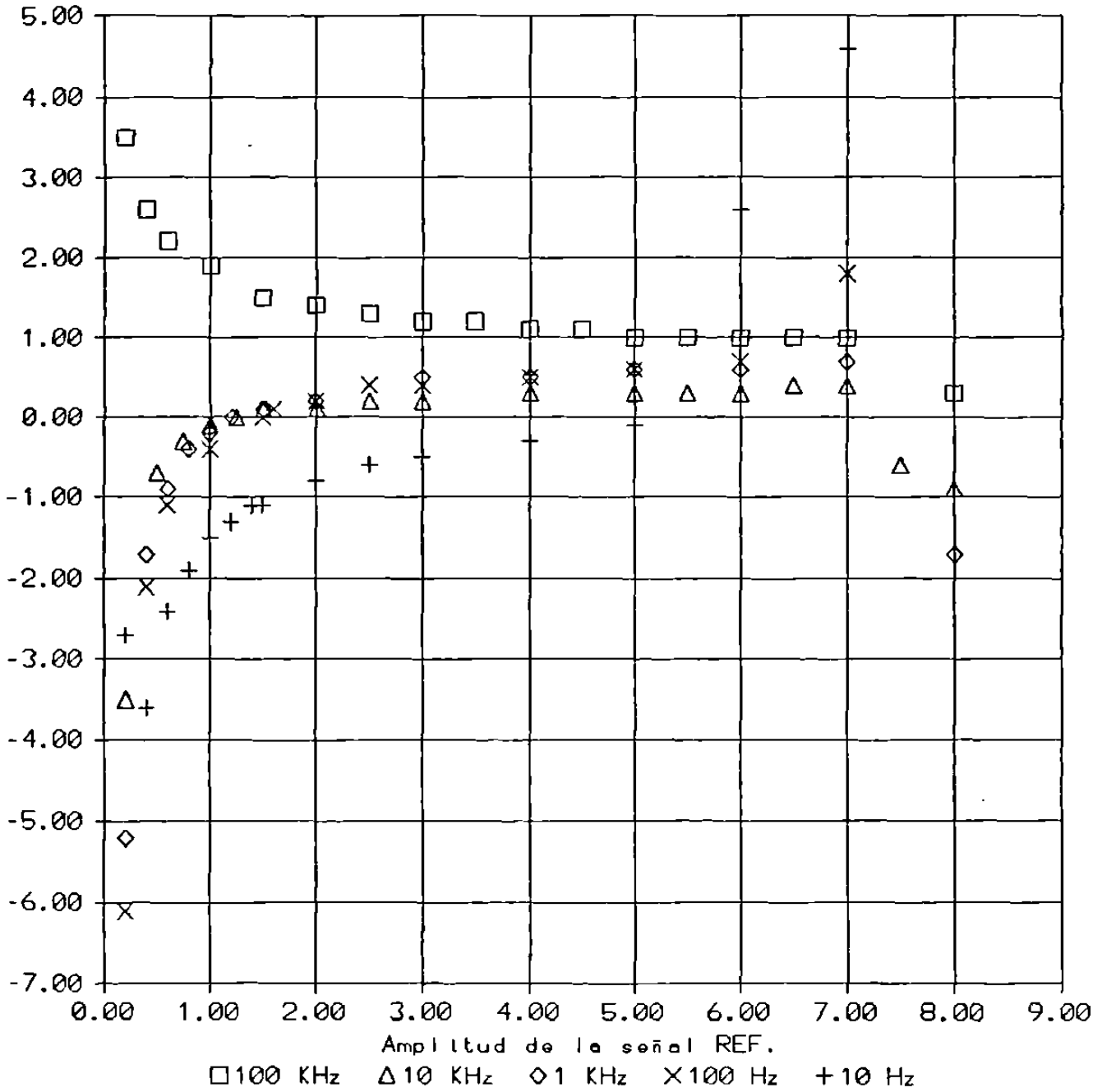


fig.14.- Error de  $\phi$  contra variaciones de la amplitud de la señal de entrada al LAF.

VARIACIONES DE  $\phi$  CONTRA AMPLITUD DE ENTRADA AL LAF  
A UNA FRECUENCIA DE 100 KHZ.

---

AMPLITUD	FASE	ERPOR
Vpp	grados	grados
0.2	93.5	+ 3.5
0.4	92.6	+ 2.6
0.6	92.2	+ 2.2
1.0	91.9	+ 1.9
1.5	91.5	+ 1.5
2.0	91.4	+ 1.4
2.5	91.3	+ 1.3
3.0	91.2	+ 1.2
3.5	91.2	+ 1.2
4.0	91.1	+ 1.1
4.5	91.1	+ 1.1
5.0	91.0	+ 1.0
5.5	91.0	+ 1.0
6.0	91.0	+ 1.0
6.5	91.0	+ 1.0
7.0	91.0	+ 1.0
8.0	90.3	+ 0.3

Tabla 1 a. - Variación de  $\phi$  contra amplitud de entrada al LAF a una frecuencia de 100 KHz.

AMPLITUD Vpp	FASE grados	ERROR grados
0.2	86.5	- 3.5
0.5	89.3	- 0.7
0.75	89.7	- 0.3
1.0	89.9	- 0.1
1.25	90.0	0.0
1.5	90.1	+ 0.1
2.0	90.1	+ 0.1
2.5	90.2	+ 0.2
3.0	90.2	+ 0.2
4.0	90.3	+ 0.3
5.0	90.3	+ 0.3
5.5	90.3	+ 0.3
6.0	90.3	+ 0.3
6.5	90.4	+ 0.4
7.0	90.4	+ 0.4
7.5	89.4	- 0.6
8.0	89.1	- 0.9

TABLA 1 b. - Variación de  $\phi$  contra amplitud de entrada al LAF a una frecuencia de 10 KHz.

AMPLITUD Vpp	FASE grados	ERROR grados
0.2	84.8	- 5.2
0.4	88.3	- 1.7
0.6	89.1	- 0.9
0.8	89.6	- 0.4
1.0	89.8	- 0.2
1.2	90.0	0.0
1.5	90.1	+ 0.1
2.0	90.2	+ 0.2
3.0	90.5	+ 0.5
4.0	90.5	+ 0.5
5.0	90.6	+ 0.6
6.0	90.6	+ 0.6
7.0	90.7	+ 0.7
8.0	88.3	- 1.7

TABLA 1.c.- Variación de  $\phi$  contra amplitud de entrada al LAF  
a una frecuencia de 1 KHz

AMPLITUD	FASE	ERROR
Vpp	grados	grados
0.2	83.9	6.1
0.4	87.9	- 2.1
0.6	88.8	- 1.1
1.0	89.6	- 0.4
1.5	90.0	+ 0.0
2.0	90.2	+ 0.2
2.5	90.4	+ 0.4
3.0	90.4	+ 0.4
4.0	90.5	+ 0.5
5.0	90.6	+ 0.6
6.0	90.7	+ 0.7
7.0	91.8	+ 1.8

TABLA 1.d. - Variación de  $\phi$  contra amplitud de entrada al LAF a una frecuencia de 100 Hz.

AMPLITUD Vpp	FASE grados	ERROR grados
0.2	83.3	- 2.7
0.4	86.4	- 3.6
0.6	87.6	- 2.4
0.8	88.1	- 1.9
1.0	88.5	- 1.5
1.2	88.7	- 1.3
1.4	88.9	- 1.1
1.5	88.9	- 1.1
2.0	89.2	- 0.8
2.5	89.4	- 0.6
3.0	89.5	- 0.5
4.0	89.7	- 0.3
5.0	90.2	+ 0.2
6.0	92.6	+ 2.6
7.0	94.6	+ 4.6

TABLA 1.e. - Variación de  $\phi$  contra amplitud de entrada al LAF a una frecuencia de 10 Hz.



señales de control para el amplificador. El primer comparador se dispara cuando la amplitud de la señal se encuentra entre  $0.6 \text{ Vpp} < V_{ref} < 2.0 \text{ Vpp}$ , y se selecciona una ganancia de 3 en el amplificador. El siguiente nivel se encuentra entre  $2.0 \text{ Vpp} < V_{ref} < 5.0 \text{ Vpp}$  y se selecciona una ganancia de 1, y, por último, cuando la señal de entrada excede una amplitud de  $5.0 \text{ Vpp}$  se selecciona una ganancia de 0.4. Esto, al igual que en el canal de entrada se obtiene colocando una red resistiva de atenuación a la entrada del amplificador, para emplear una ganancia mayor que uno y disminuir la desviación de fase a la salida del amplificador, obteniéndose una característica muy parecida entre los dos amplificadores.

Como puede verse, si se tiene una entrada de 200 mVolts en el canal de referencia, automáticamente se tiene una ganancia de 10, en el amplificador, obteniéndose así, una tensión de entrada al LAF, que se encuentra dentro del margen de amplitud deseado. Sin embargo, según se marca en las tablas de valores de fase contra variaciones de amplitud, la amplitud de entrada al LAF puede ser, inclusive menor a los 100 mVolts, mientras se mantiene un error de fase de alrededor de 1 grado en el LAF. Esto no es completamente cierto en los límites del ancho de banda, pero para una especificación de máximo error en la banda media y para dar un margen de seguridad, se especifica que la amplitud mínima, de entrada, en el canal de referencia debe ser de 100 mVolts, lo que nos da un margen dinámico de 40 dB.

Siguiendo con el diagrama esquemático del canal REF, la salida de la etapa de amplificación se lleva a un seguidor de tensión LM-310 en el cual, al igual que en el canal ENT, se tiene posibilidad de corregir un eventual desbalance de c.d. que pudiera ocurrir en el HA-2405 por medio de un potenciómetro de ajuste de desbalance (no se muestra). Cabe aclarar que no es posible un acoplamiento capacitivo entre etapas ya que se modificaría la información de fase.

En la implementación del LAF se encuentra, primeramente, un circuito inversor a base de un amplificador operacional

CA-3140, un conmutador analógico CD-4066 cuya salida se alimenta a un integrador en un punto de suma formado con las resistencias R62 y R63 y que junto con las resistencias R60 y R61 forman la resistencia de carga del CD-4066. El integrador se forma con un CA-3140 en donde la inclusión de R64 nos da un cero en la característica del integrador, este tipo de integrador, conocido también con el nombre de integrador imperfecto, presenta una alta ganancia a baja frecuencia y nos entrega un lazo de amarre de fase con una gran capacidad de rastreo (tracking) consistente con un bajo valor de error de fase estatico. Por último se encuentra el oscilador controlado por tensión, tomado de un CD-4046. La salida del OCT es llevada a las entradas de control del CD-4066, patas 12 y 6 formando una configuración en retroalimentación. Una de estas entradas es invertida por una compuerta No-Y, con un CD-4011BE. Así se tiene un LAF con dos señales denominadas REF+90 y REF-90, ya que cuando el lazo se encuentra en sujeción, la fase relativa entre la entrada y la salida es de 90 grados y con la salida del inversor se tiene otra señal con un desfase de -90 grados.

Antes de describir cómo se lleva a cabo el control de fase en el canal REF, conviene recordar que el circuito completo, se forma de dos lazos de amarre de fase, conectados en cascada. Como el arreglo utilizado como detector de fase requiere dos señales de entrada, además de la señal de referencia para realizar la operación de conmutación, y como una de estas señales es simplemente la misma señal invertida, que para el caso del primer LAF se obtiene con el inversor U12, se tiene que, como el primer LAF entrega ya dos señales 180 grados fuera de fase, estas dos señales se alimentan al segundo LAF por medio de un conmutador analógico HI-5043, dispuesto en tal forma que permute que con una señal de control se invierta la entrada al segundo LAF. Con esta disposición, como se muestra en la figura 15, se pueden tomar cuatro señales de salida de los dos LAF. De esta manera se pueden obtener desfases de

90, 0, -90, 180 y -180 grados.

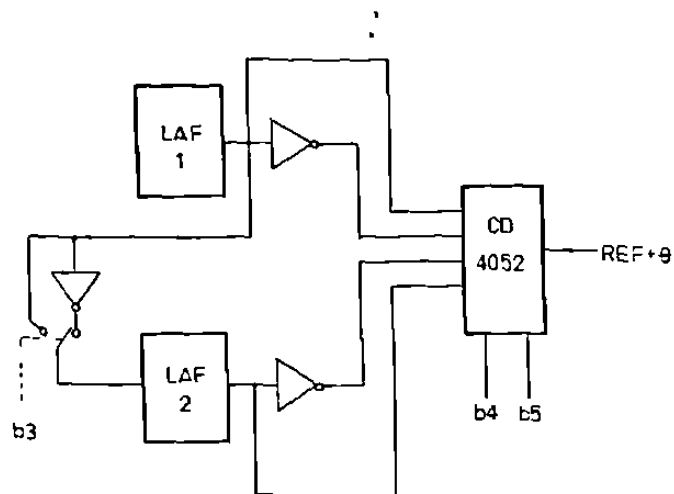


Fig.15.-Conexión de los dos LAF's en cascada con 4 salidas posibles.

Como con los desfases anteriores, no es suficiente para poder lograr mediciones de fase en el intervalo de +180 a -180 grados, se puede variar el valor de la tensión de referencia, en el primer integrador, para forzar a que el OCT entregue una fase de salida diferente a 90 grados, cuando el LAF se encuentra en amarre. La máxima desviación posible es de  $\pm 45$  grados, en ambas salidas. En la figura 16 se muestran los ángulos de fase de la señal de salida del canal de referencia, que se pueden obtener, cuando se alimentan a un selector analógico CD-4052, además de los estados de las señales de control, tanto del selector analógico como del conmutador HI-5043, que es controlado por una señal que se alimenta, al mismo tiempo, a una compuerta No-Y, conectada como inversor. En la tabla 2 se da la lista de los ángulos de fase de la señal de referencia para varios estados de las señales de control, así como del valor de la tensión de control del integrador  $V_{p3}$ . Para completar el canal de referencia, se incluye otro selector analógico CD-4052 para seleccionar el valor de la resistencia que forma la constante de tiempo del OCT para fijar diferentes

intervalos de frecuencia de trabajo de cada LAF. Este CD-4052 requiere de dos señales de control con nivel CMOS y controla al mismo tiempo la constante de tiempo de los dos LAF.

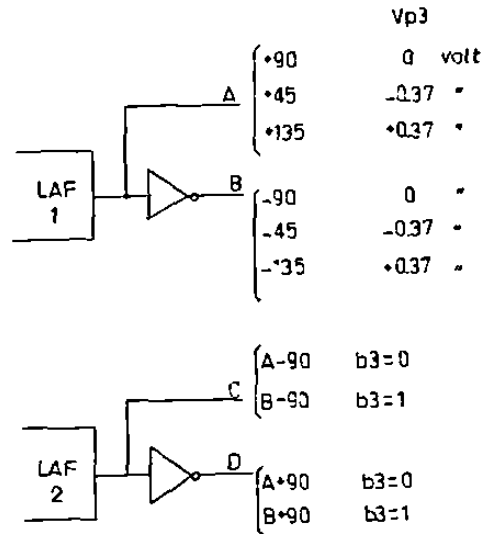


Fig.16.-Salidas posibles del canal REF con estados de las señales de control.

REFtotal		bits puerto C			Vp3	Palabra de Control
No.	grads.	b5	b4	b3	volts	hexadecimal
1	0°	0	0	0	0	C7
2	+45°	1	1	x	-0.37	F7
3	+90°	1	1	x	0	F7
4	+135°	1	1	x	+0.37	F7
5	+180°	1	0	0	0	E7
6	-180°	0	0	1	0	CF
7	+225°	1	0	0	+0.37	E7
8	-225°	0	0	1	-0.37	CF

Tabla 2.- Palabras de control de  $\phi$  en el canal REF incluyendo valores de Vp3.

### 3.1.3. - EL CONTROL DE AMARRE Y FRECUENCIA DE TRABAJO.

Para verificar la buena operación del amplificador sensible a la fase, se requiere verificar, que la frecuencia de la señal de salida del canal REF, corresponda a la frecuencia de la señal de entrada, es decir que el LAF se encuentre en sujeción, antes de intentar realizar cualquier medición.

Para esto se tienen dos puntos de salida de señal, marcados como  $f_1$  y  $f_2$ , en los cuales se tiene una señal que posteriormente será contada, con una base de tiempo apropiada para determinar, así, la frecuencia de la señal de salida del canal REF y la frecuencia de salida de la señal del canal ENT. Esto, además de que permite medir la frecuencia a la cual se está haciendo la medición en curso, sea de ganancia o de fase, permite verificar si el canal de referencia se encuentra en sujeción. Para esto, se utiliza un temporizador, programado como contador, que recibe las dos señales y permite determinar si  $f_1 > f_2$ , si  $f_1 < f_2$  o si  $f_1 = f_2$ . En el caso de que las frecuencias sean diferentes, la comparación de ambas nos permite determinar si la frecuencia de salida del canal REF está por debajo de la señal de entrada, en cuyo caso se produce un incremento en la tensión  $V_{p3}$ , forzando a que el OCT incremente su frecuencia hasta que se alcance la sujeción. En caso contrario se produce una disminución en la tensión  $V_{p3}$  y se fuerza al OCT a que reduzca su frecuencia nuevamente hasta alcanzar el amarre. El punto de entrada de la tensión de control del integrador, en el primer LAF, se encuentra marcado como el punto  $V_{p3}$ .

### 3.2. - EL GENERADOR DE LA SEÑAL DE PRUEBA.

Como se ha hecho notar anteriormente, para que el instrumento realice las mediciones de ganancia y de fase en forma automática se requiere que sea capaz de entregar una señal de

prueba y que controle, además, el barrido de ésta, en el intervalo de frecuencia deseado por el usuario. Así pues, el instrumento incluye un generador con un margen de frecuencias de trabajo de 1 Hz a 100 KHz.

Una característica importante del generador de la señal de prueba es su barrido logarítmico, lo que facilita el trazo de la gráfica de Bode en escala logarítmica. El margen de frecuencias de trabajo, es de 5 décadas, aunque el margen útil del instrumento se reduce a un poco menos de cuatro décadas, debido a la limitación en baja frecuencia del ASF, ya que éste tiene como frecuencia de inicio 20 Hz.

El generador incluye dos puertos de E/S desde los cuales se le puede programar tanto en su intervalo de barrido de frecuencia como en la amplitud de la señal de prueba, es decir, el circuito incluye un amplificador de salida con ganancia programable, pudiendo entregar cuatro amplitudes de la señal de prueba, que son 0.1 Vpp, 1 Vpp, 5 Vpp y 10 Vpp. La selección de la ganancia de este amplificador se realiza con un selector analógico CD4052.

La figura 17 muestra en un diagrama a bloques la composición del circuito generador de la señal de prueba. Este se compone, básicamente, de un oscilador controlado por tensión (OCT), utilizándose un circuito ICL8038 de Intersil, el cual recibe una tensión de control, variable de 0 a -1 volt de c.d.. Esta tensión se obtiene de un convertidor digital a analógico, controlado por un puerto de E/S, (un cerrojo 74LS373), que posteriormente es alimentada a un amplificador logarítmico y de ésta manera se obtiene una conversión de un barrido lineal a un barrido logarítmico a la salida del generador. Por último, la señal de salida del OCT se lleva a una etapa de amplificación con ganancia programable también por medio de un puerto de E/S formado por otro cerrojo 74LS373.

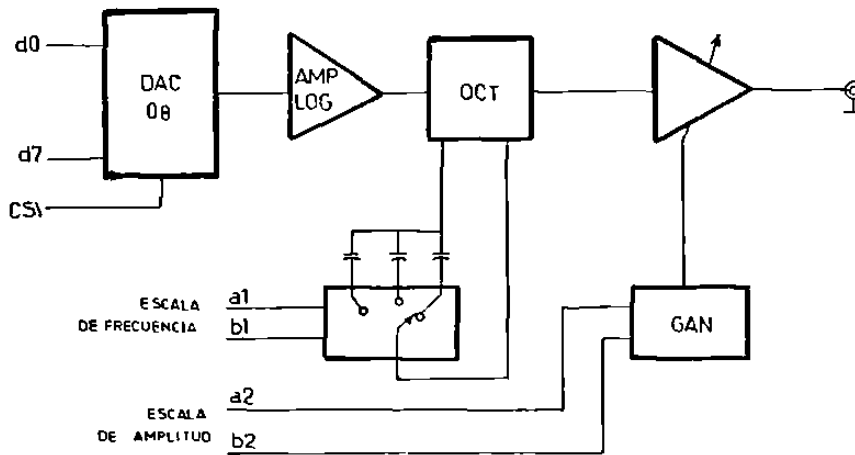
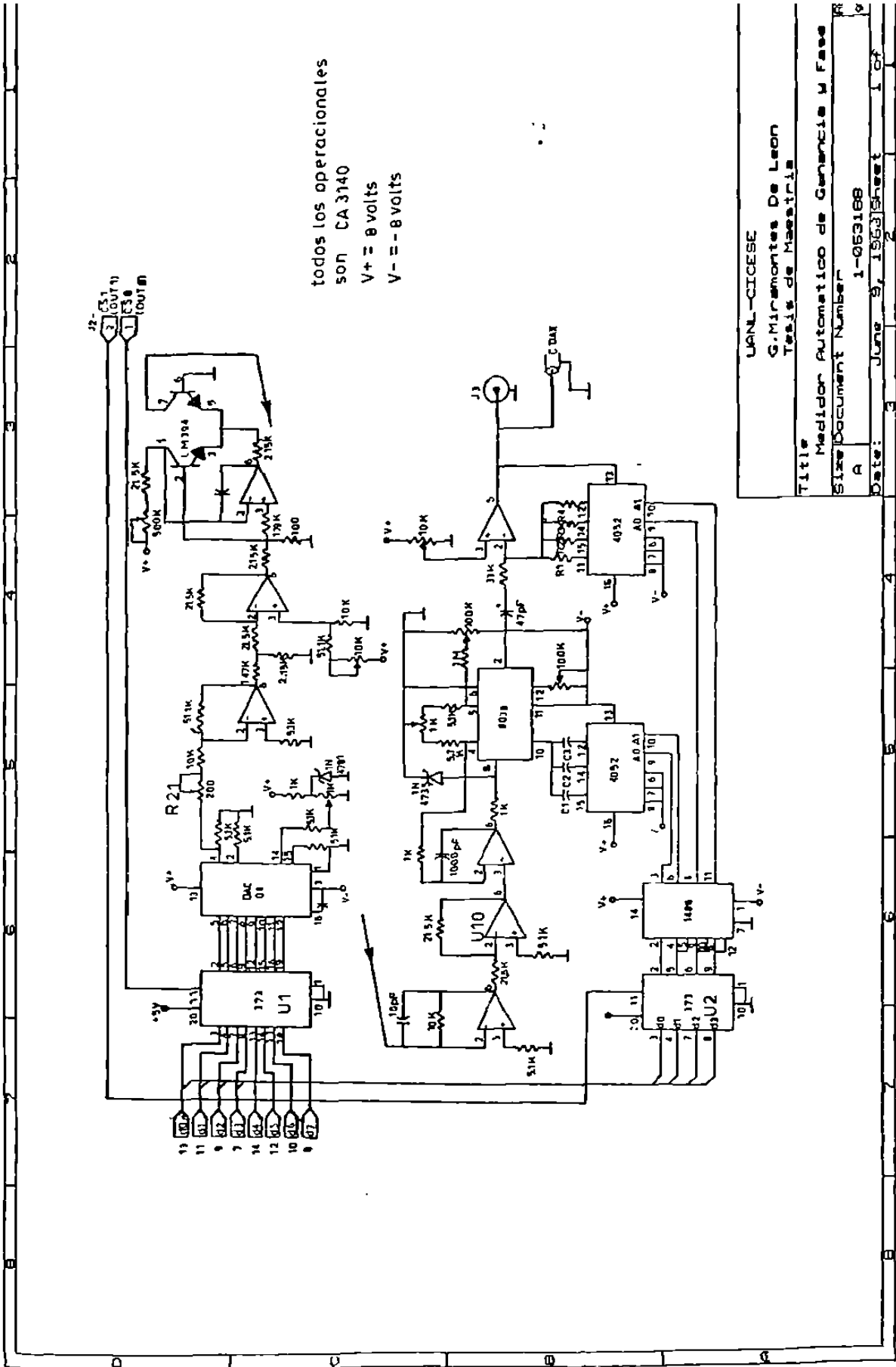


Fig.17.-Diagrama a bloques del generador de la señal de prueba.

La figura 18 muestra el diagrama esquemático del generador de la señal de prueba. El circuito incluye las interfases de E/S para ser controlado por el microprocesador, formadas por los circuitos U1 y U2. Uno de ellos suministra los bits de control, un octeto, para el convertidor D/A, un DAC08, con el cual se obtiene la tensión de c.d. variable de 0 a -1 volt, necesaria para controlar la frecuencia de salida del OCT. Como se desea que el barrido en frecuencia sea logarítmico, se incluye un amplificador logarítmico, antes del OCT. Para el diseño del amplificador logarítmico se eligió una  $K= 0.5$  y una  $V_{ref}= 10$  mVolt. El par de transistores apareados, LM 394, se emplean para compensar contra variaciones de temperatura. La resistencia variable R21 ajusta la salida máxima exponencial, que en este caso es de -1 volt, después del inversor U10.



UANL-CICESE	
G. Miramontes De Leon	
Tesis de Maestría	
Title	Medidor Automatico de Generancia y Fase
Size	Document Number 1-053188
A	
Date:	June 9, 1993 Sheet 1 of 9

Fig.18. -Diagrama esquemático del generador.



Para extender el margen de frecuencia, conservando la respuesta lineal del oscilador, se utiliza un selector analógico CD-4052 para realizar el cambio del valor del capacitor que se conecta al OCT. Esto permite que con un solo capacitor se abarquen dos décadas en el barrido de frecuencia, así pues, se tienen tres valores de capacitancia que fijan el intervalo de la frecuencia de salida del OCT, mientras se hace variar el octeto de entrada al cerrojo 373 desde 00 hasta FF en hexadecimal. Para la década de 10 KHz a 100 KHz se selecciona el valor del capacitor y se da una señal de entrada al convertidor iniciando en la segunda mitad del valor del octeto, es decir se inicia el barrido con un 80H.

### 3.3.- LA INTERFASE DEL AMPLIFICADOR SENSIBLE A LA FASE.

Como se indicó anteriormente, la tableta impresa del ASF tiene puntos de entrada para señales de control. Esto es se tiene un conector de 10 líneas (J7) por medio del cual se establece la comunicación con el microprocesador, a través de una interfase que contiene puertos de E/S para controlar toda la operación del ASF, es decir, para seleccionar la ganancia de entrada en el canal ENT, el valor del desfase en la señal de referencia y para realizar la conmutación de las señales de entrada, cuando se desea medir la ganancia o la fase de la señal que entrega el sistema bajo análisis.

Como puede verse en la figura 19, la interfase del ASF se compone, básicamente de una interfase para periféricos programable, (un circuito integrado 8255A de Intel, con el cual se pueden tener tres puertos de E/S de 8 bits) un convertidor analógico a digital, (un ICL7101 de Intersil) , un circuito convertidor de nivel, para controlar los selectores analógicos que son manejados con niveles CMOS, esto es un MC1488, un puerto de salida que alimenta a un convertidor digital a analógico, para proveer la señal de control de la tensión de

referencia del integrador en el LAF del canal de REF, esta tensión se alimenta al punto marcado como Vp3. En la figura 20 se muestra el diagrama esquemático de la interfase del ASF. El 8255A es programado para tener los puertos A y B como entrada, por medio de los cuales se leen los datos provenientes del convertidor A/D 7101. En la conversión A/D se emplea el par 7101/8052, obteniéndose una señal digital en 3 1/2 dígitos más la información de signo, de convirtiendo o línea BUSY y el bit de desborde, que indica, con un estado bajo, que se ha rebasado la amplitud de la señal de entrada permitida por el convertidor.

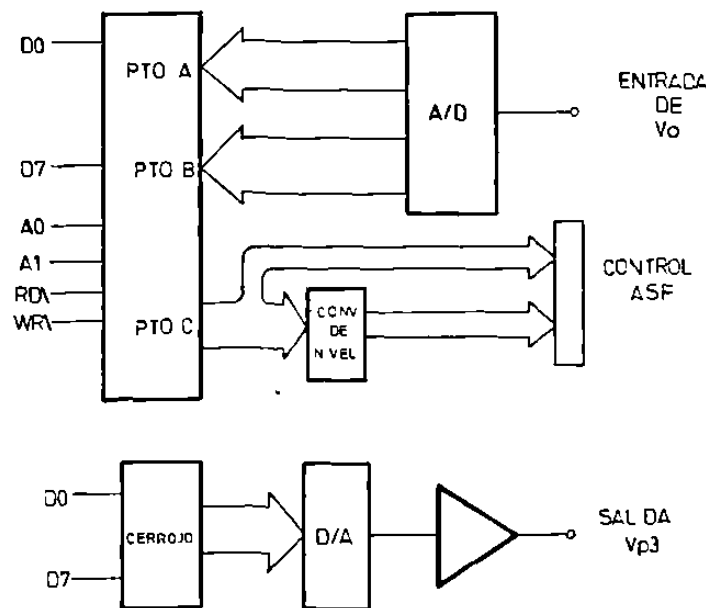
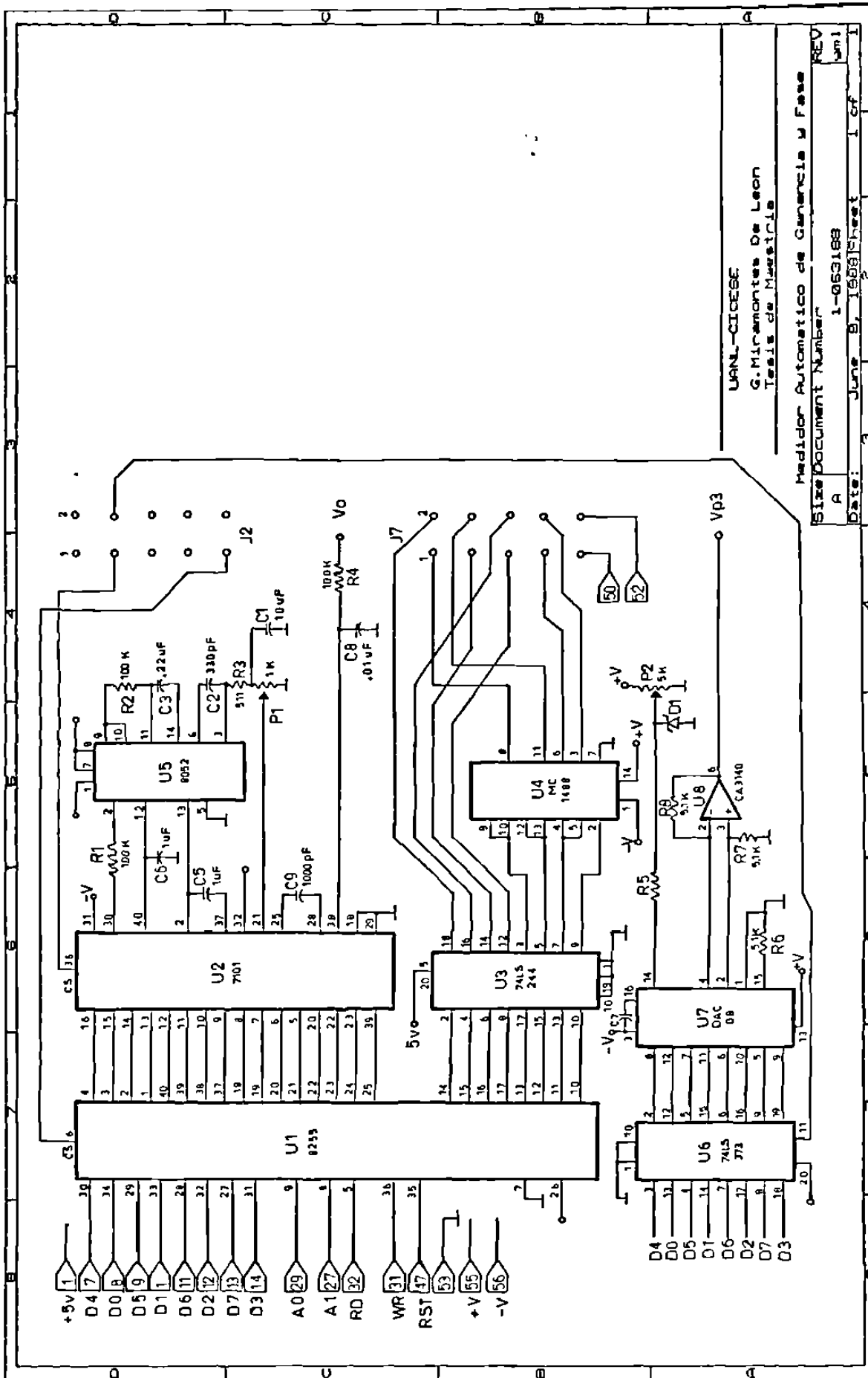


Fig.19. -Diagrama a bloques de la interfase para el ASF.

El signo positivo se indica con un 1 en el bit de polaridad. El convertidor permite ser empleado en dos escalas, una con un alcance máximo de 1.999 volts y la otra con un alcance de 199.9 mVolts. Además el convertidor requiere de un pulso para inicio

de conversión, éste se da con una de las señales de habilitado proveniente del decifrador de direcciones en la tarjeta de control. El 7101 inicia la conversión con la transición positiva en la línea Start/Reset, pata 36 del integrado, y debe de pasar a un estado bajo antes de que se complete la conversión. La anchura mínima de este pulso debe ser de 100 nseg. En nuestro caso solo se emplea la escala de 1.999 volts. El puerto C es programado como puerto de salida, y se utiliza un reforzador 74LS244 antes de alimentar al conector de 10 líneas y al convertidor de nivel MC1488. Este puerto contiene las señales de control del ASF. Por último un cuarto puerto formado por un cerrojo de 8 bits, un 74LS373, alimenta al convertidor D/A DAC08, que es un convertidor de 8 bits, y se encarga de dar el nivel de tensión requerida en el punto Vp3 conjuntamente con una amplificador CA-3140 cuya salida se lleva hasta un conector BNC marcado como el punto Vp3.

En la tabla 3 se muestra la asignación de señales para el conector de 10 líneas (J7). Los postes 9 y 10 de este conector son los puntos donde se reciben las señales f1 y f2 para que al conectarse, en este mismo módulo, al ducto del transplano se alimenten al temporizador, que se encuentra en el módulo de interconexión, y que es el encargado de medir la frecuencia de la señal de prueba en el momento de efectuarse la medición en curso. Por otro lado en la pata 3 del conector J2 se da la señal de inicio de conversión para el convertidor 7101 que, como se menciona antes, proviene del decifrador de direcciones pasando por el módulo de interconexión, mientras que en la pata 9 de J2 se da el habilitado de la interfase programable para periféricos, el 8255.



UANL-CICESE  
G. Miramontes De Leon  
Tesis de Maestría

Medidor Automatico de Generacion y Fase  
Size Document Number 1-063188  
Date: 3 June 9, 1988 Sheet 1 of 1  
REV A

Fig. 20.- Diagrama esquemático de la interfase del ASF.

Pata No.	Señal	Descripción
1	9 del CD4052(1)	Selección de Referencia
2	G\ / F	Selec. Ganancia o Fase
3	15 del HA2405	Selec. Ganancia de ENT
4	10 del CD4052(1)	Selección de Referencia
5	10/15\ del 5043	"1" - "normal" } Ref "0" - "invertido" }
6	16 del 2405	Selec. Ganancia de ENT
7	10 del CD4052(2)	Selec. R's de los LAF's
8	9 del CD4052(2)	Selec. R's de los LAF's
9	f1	Al contador de frecuencia
10	f2	Al contador de frecuencia

Tabla 3.-Asignación de las señales de control en el conector J7 de la interfase del ASF.

### 3.4.- EL MODULO DE INTERCONEXION,

En esta sección se describe la operación del medidor de ganancia y fase cuando se controla directamente desde el ducto de la computadora personal (C.P.). El programa, que se ejecuta en la C.P., se encarga de controlar los valores de la frecuencia de barrido y la amplitud de la señal de prueba, en el generador programable, y los puertos de lectura y escritura que controlan y toman el valor de  $V_o$  en el ASF.

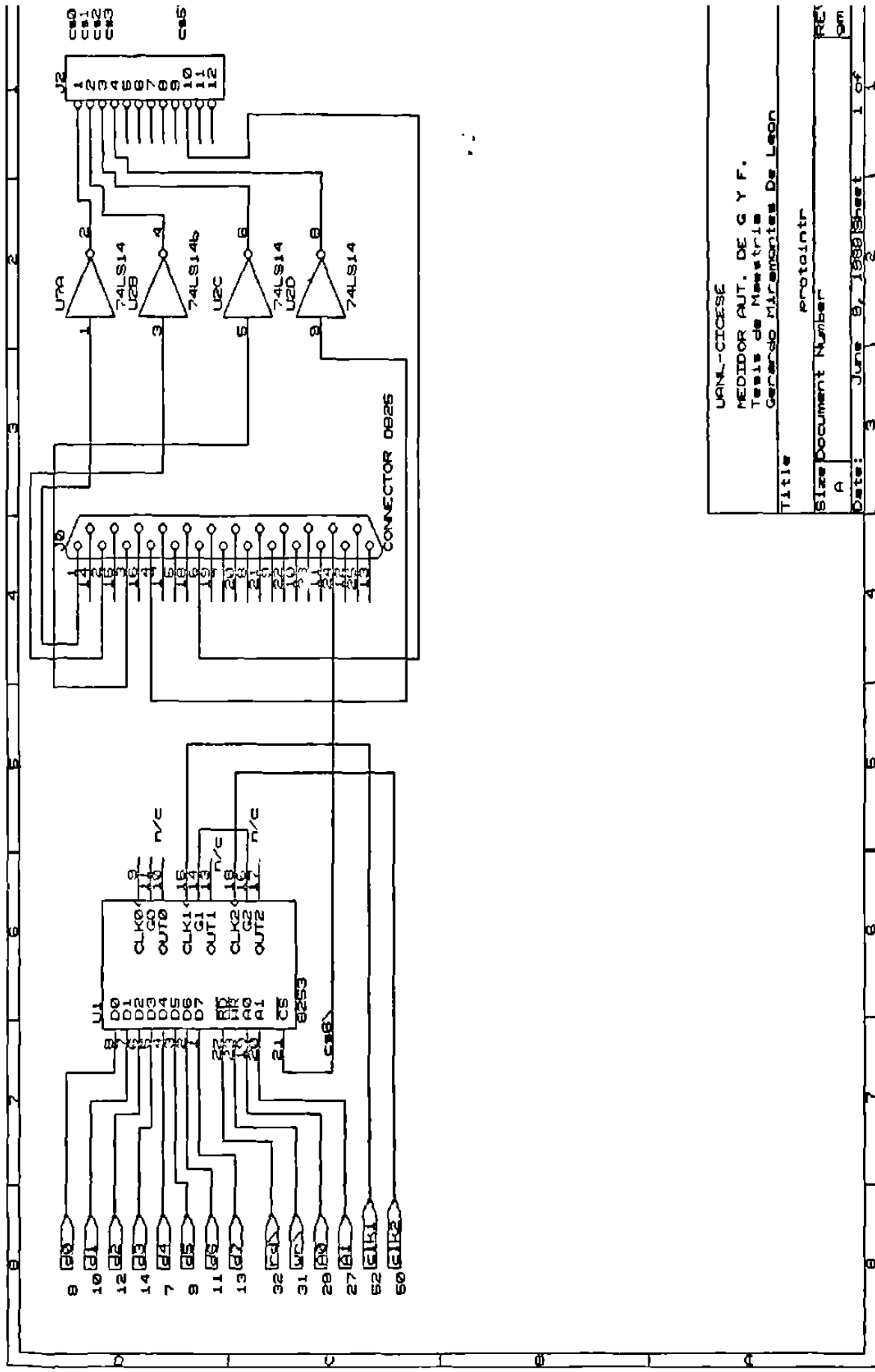
La conexión entre el instrumento y la C.P. se realiza por medio de una tarjeta de interconexión que lleva parte de la información del ducto de la C.P. hacia el ducto del instrumento. Esta información consta de las líneas de datos y de las líneas de control  $RD\$ ,  $WR\$ ,  $A0$ ,  $A1$  y la línea  $RESET\$ .

En la tarjeta de interconexión se encuentra además un temporizador programable 8253A, ya que se emplea como contador de frecuencia. Como puede verse, las líneas de control que se han tomado del ducto de la computadora, son las necesarias para programar y controlar los circuitos periféricos programables, como son el PPI-8255 y el temporizador 8253A.

En lo que se refiere a la computadora personal, se requiere de el empleo de una tarjeta para prototipos. Esta tarjeta permite el acceso a todas las líneas del ducto de la computadora y además, como en éste caso, incluye un circuito de decifrado de direcciones de la 300 a la 31F, que es el espacio asignado para este tipo de adaptador.

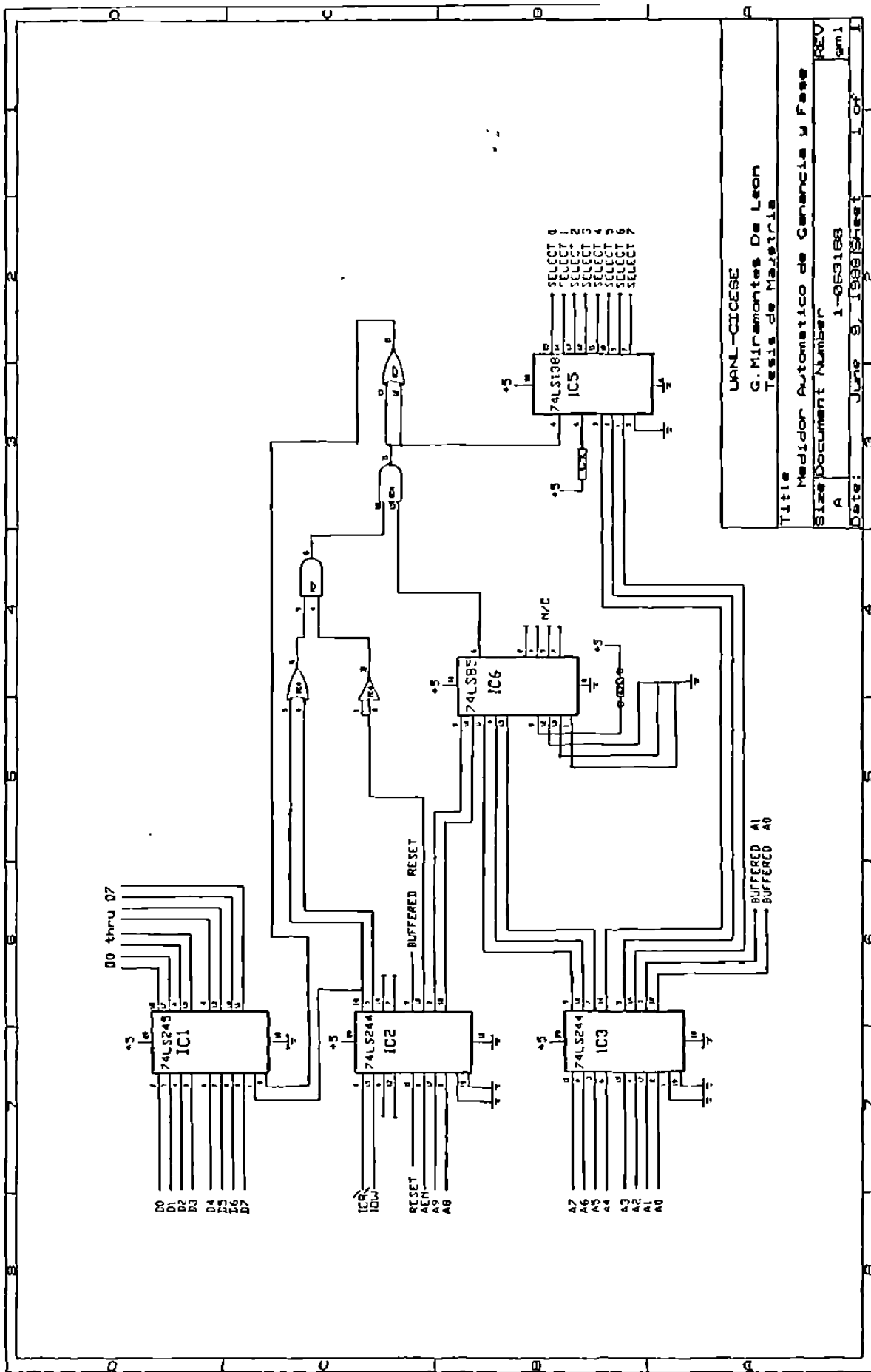
En la figura 21 se muestra el diagrama esquemático de la tarjeta de interconexión, la cual incluye, como se anotó anteriormente, un temporizador programable 8253 y un circuito inversor para las líneas de habilitado de los cerrojos 74LS373, contenidos en las tarjetas del generador y de la interfase del ASF.

En la figura 22 se muestra el diagrama esquemático de la sección de decifrado de la tarjeta para prototipos.



UANA-CICESE	
MEDIDOR AUT. DE G Y F.	
Tesis de Maestría	
Gerardo Micanspites De Leon	
Title	protaintr
Size	Document Number
Scale	A
Date:	June 9, 1988
Sheet	1 of 2

Fig. 21. -Diagrama esquemático de la tarjeta de interconexión.



LANL-CICESE  
 G. Miramontes De Leon  
 Tesis de Maestría

Title  
 Medidor Automatico de Generancia y Fase

Size Document Number  
 A 1-069188

REV  
 001

Date: 3 June 8, 1988 Sheet 1 of 1

Fig. 22. -Diagrama esquemático de la sección de descifrado de direcciones de la tarjeta para prototipos.



Las direcciones de habilitado para cada uno de los puertos son las siguientes :

CS	Dirección	Nombre
0	300 - 303	FREB
1	304 - 307	AMPFRE
2	308 - 30B	INICON
3	30C - 30F	Vp3
4	310 - 313	TEMPO
5	314 - 317	ASF

donde :

FRECB = es un puerto de salida para controlar la frecuencia de barrido del generador de la señal de prueba.

AMPFRE = es el puerto que controla la amplitud de señal de prueba y el valor del capacitor para el OCT del generador.

INICON = da la señal de inicio de conversión al 7101.

Vp3 = es el puerto que controla el valor de la tensión Vp3.

TEMPO = es el puerto para controlar al temporizador 8253.

ASF = son los puertos A, B y C de la interfase del ASF.

Para la interconexión entre la computadora personal y el instrumento se utiliza un conector tipo D de 37 líneas. Mientras que, la conexión entre la tarjeta que contiene al temporizador y el conector D de 37 líneas se hace con un conector de 26 líneas montado sobre el impreso de la tarjeta de interconexión.

En la tabla 4 se da la asignación de señales de habilitado para el conector J2.



Pata No.	Señal		Descripción
1	CS0		Control del DAC08 en el - Generador.
2	CS1		Hab. del puerto AMPFPE.
3	CS2		Inicio de conversión en el 7101.
4	CS3		Hab. del puerto Vp3.
5	-		
6	-		
7	-		
8	-		
9	-		
10	CS5\		Hab. de la interfáz del ASF

Tabla 4. -Asignación de señales de habilitado en el conector J2.

#### IV .- PROGRAMA DE CONTROL.

##### 4.1 DESCRIPCION DEL PROGRAMA DE CONTROL DEL INSTRUMENTO.

La programación del medidor de ganancia y fase se compone de un programa, escrito en lenguaje Pascal, que se ejecuta en la computadora personal.

La familia de computadoras personales (C.P.) ofrecen una opción, flexible y económica para su aplicación como microcontrolador en adquisición de datos y control de procesos. Los sistemas basados en las C.P. son, usualmente, más económicos que un sistema equivalente Multibus (Monroe, 1985). Se puede desarrollar un programa de aplicación, económica y rápidamente, cuando no se tiene un programador de PROM's o un sistema emulador en el proceso de programar y depurar, además de que el sistema se convierte, fácilmente en un instrumento con acceso a disco.

Por supuesto que existen algunos inconvenientes, como lo es la limitación en cuanto al número de adaptadores que se pueden conectar en un determinado momento, la limitación en cuanto al uso de interrupciones, ya que la mayoría son reservadas para el sistema operativo. Si el programa de aplicación va a coleccionar datos del canal de E/S y si va a haber transferencia de bloques usando las instrucciones de E/S del 8088, entonces debe enmascarse la interrupción del contador TIMER. Las rutinas de servicio de interrupción del TIMER toman aproximadamente 84 mseg. para completarse. Entonces ocurrirá una pérdida de datos del canal de E/S si éste no es capaz de mantener los datos durante esta interrupción. Una solución simple es ejecutar una instrucción de Clear Interrupt Flag (CLI) durante el tiempo crítico de colección de datos. Después debe ejecutarse la instrucción Set Interrupt Flag (STI) al final del período de colección de datos, para volver a tener acceso al teclado o al disco.

63067

En el programa desarrollado para el instrumento, se solicitan, al usuario, el valor de la amplitud de la señal de prueba, la frecuencia de inicio de barrido y la frecuencia de fin de barrido. Con estos valores, el programa, calcula el número de décadas por barrer y selecciona, además, los valores que habrán de utilizarse en los puertos de E/S, en los módulos del instrumento, para ajuste de frecuencia de inicio de barrido y los valores de los capacitores tanto en el generador como en el canal REF del ASF. Una vez recibidos los datos desde la computadora personal, el programa toma el control del instrumento y se encarga así de efectuar los ajustes necesarios en el barrido del generador y en el ASF para llevar a cabo las mediciones.

#### 4.1.1 EL PROGRAMA PRINCIPAL

La programación se compone de varias subrutinas, las cuales son llamadas por el programa principal según la tarea que se esté ejecutando. En la figura 24 se muestra el diagrama de flujo del programa principal.

El programa principal llama a las subrutinas de inicialización del generador, del ASF y del temporizador. Es decir, además de la inicialización de los circuitos periféricos, se ajusta la amplitud de la señal de prueba, en el generador, a su amplitud mínima, 0.1 Vpp, se ajusta la ganancia de entrada (del canal ENT) en el ASF a su ganancia mínima, esto para proteger al sistema que se analiza, en el caso de estar conectado al generador en el momento de encender el instrumento y evitar que se le pueda alimentar una señal que exceda su amplitud máxima de entrada, así se da oportunidad de que hasta que sea programado el instrumento se entregue la señal de prueba deseada. Los datos que se esperan y algunos que se calculan a partir de los tres datos entregados por el usuario son los siguientes: frecuencia de inicio de barrido (FINI), frecuencia de fin de barrido (FTER), número de décadas por barrer (DECA),

amplitud de la señal de prueba (AMSP) valor hexadecimal del octeto que controla el inicio de barrido (INIB), capacitor para el generador (CAP), constantes de tiempo para el ASF (CTPO).

La primer acción que realiza el programa es solicitar al usuario el margen de frecuencia deseado y la amplitud de la señal de prueba. Para esto se despliega un menú de opciones para seleccionar la frecuencia de inicio de barrido y la frecuencia deseada de fin de barrido. El valor capturado para cada caso será entre 1 y 4. En caso de introducir un número diferente a éstos, se despliega un mensaje de error en la introducción de los datos.

El número de décadas (DECA) se calcula por :

$$DECA = (FTER-FINI) + 1$$

DECA deberá tener una valor entre 1 y 4, de lo contrario se envia un mensaje de error a la pantalla.

El valor del capacitor para el generador de la señal de prueba se selecciona a partir del valor de la frecuencia de inicio y al mismo tiempo se define el valor que tomará el octeto que controla la frecuencia de barrido. Como se sabe la variación, del octeto que controla el barrido, desde 00H hasta FFH abarca un barrido de dos décadas, así que debe determinarse, si este octeto (llamado INIB) inicia con 00H, o con un valor 80H. Entonces puede construirse la siguiente correspondencia entre FINI, CAP e INIB como sigue:

Si FINI = 1	CAP = DFH	INIB = 86H
Si FINI = 2	CAP = EFH	INIB = 00H
Si FINI = 3	CAP = EFH	INIB = 80H
Si FINI = 4	CAP = FFH	INIB = 80H

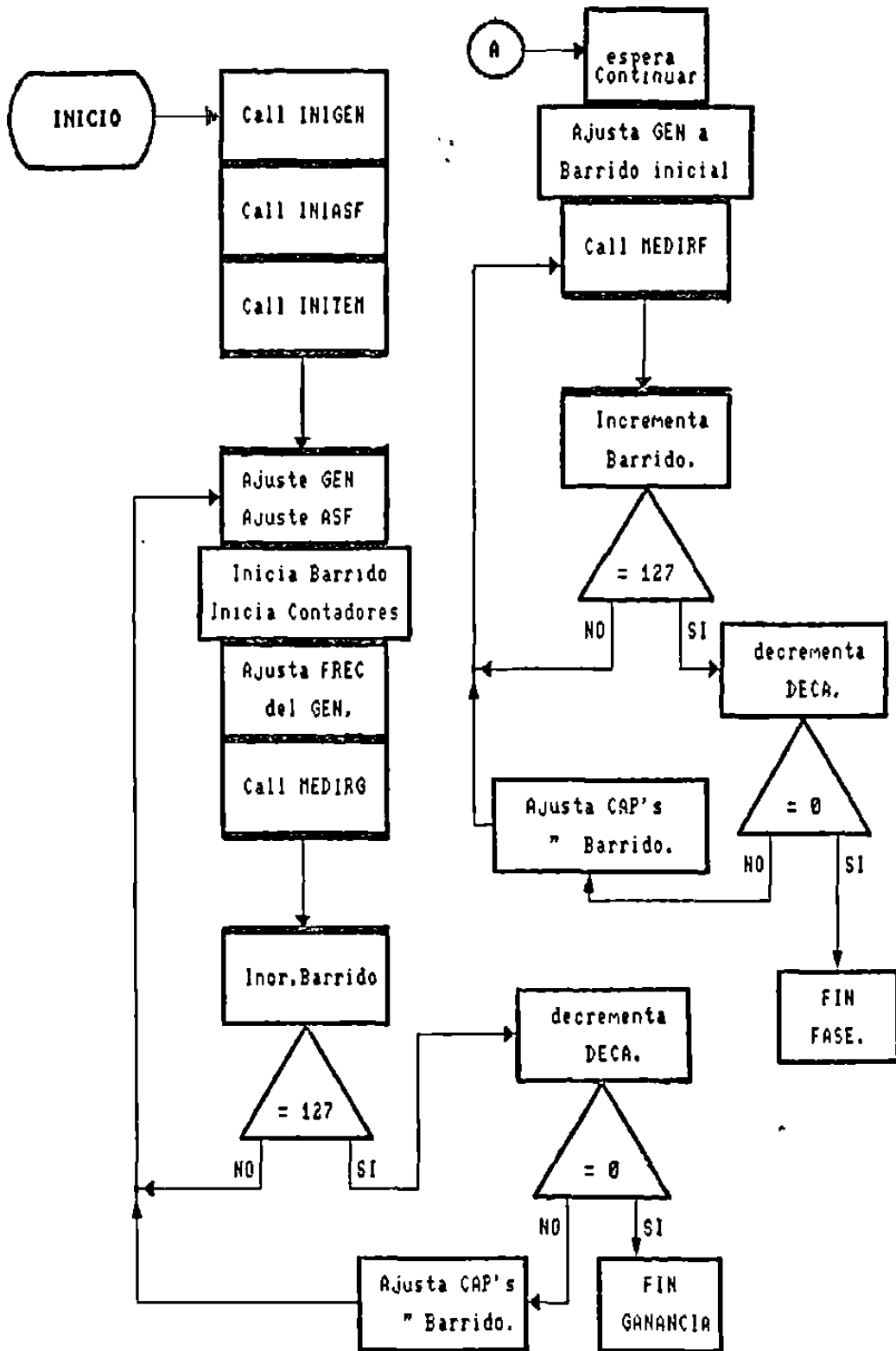


Fig. 24. - Diagrama de flujo del programa principal.

La amplitud de la señal de prueba se selecciona igualmente a partir de una variable que toma uno de cuatro valores posibles, es decir ,se tiene lo siguiente:

Si AMP = 1	entonces	AMSP = 3FH	0.1 Vpp
Si AMP = 2	entonces	AMSP = BFH	1.0 Vpp
Si AMP = 3	entonces	AMSP = 7FH	5.0 Vpp
Si AMP = 4	entonces	AMSP = FFH	10.0 Vpp

A continuación se inicia el trazado de la escala logarítmica como preparación para el trazado de la gráfica de la respuesta de ganancia contra frecuencia. Hecho esto se entra a un lazo de espera de los resultados obtenidos en la medición de la ganancia, es decir, se espera el valor de Vo y de la frecuencia de trabajo, entonces se calcula el valor de la ganancia a partir del valor, preestablecido, como señal de prueba y se inicia la construcción de la tabla de valores de ganancia y de la frecuencia correspondiente.

Los valores de las constantes para el control del instrumento son las siguientes :

a).- Para el generador

AMP1 = 3FH para una amplitud de 0.1 Vpp.  
AMP2 = BFH para una amplitud de 1.0 Vpp.  
AMP3 = 7FH para una amplitud de 5.0 Vpp.  
AMP4 = FFH para una amplitud de 10.0 Vpp.  
CAP1 = EFH para una frecuencia de 1 a 100 Hz.  
CAP2 = DFH para una frecuencia de 100 Hz a 10 KHz.  
CAP3 = FFH para una frecuencia de 10 KHz a 100 KHz.

b).- Para la interfase del ASF

ICON = 308H dirección para inicio de conversión.  
Vp3 = 30CH dirección del puerto que controla Vp3.  
PTOA = 318H puerto de lectura para el convertidor  
7101.



PTOB = 319H puerto de lectura para el convertidor  
7101.

PTOC = 31AH puerto para control del ASF.

CTP1 = FFH para el intervalo de frecuencia de 10 a  
100 HZ, en los LAF's.

CTP2 = 3FH para el intervalo de frecuencia de 100 Hz  
5 KHz, en los LAF's.

CTP3 = BFH para el intervalo de frecuencia de 5 KHz a  
100 KHz, en los LAF's.

GEN1 = FBH para una ganancia de 100 en el canal ENT.

GEN2 = F9H para una ganancia de 10 en el canal ENT.

GEN3 = FDH para una ganancia de 1 en el canal ENT.

GEN4 = FFH para una ganancia de 1/2 en el canal ENT.

El control de la señal de referencia se hace con los bits b5,  
b4 y b3 del puerto C conjuntamente con el valor de la tensión  
Vp3. Esta tensión puede ser cero (Vp30), +0.37 volts (Vp3P) y  
-0.37 volts (Vp3N). Los valores son los siguientes:

REF1 = C7H con Vp30 para una REF+0°.

REF2 = F7H con Vp3N para una REF+45°.

REF3 = F7H con Vp30 para una REF+90°.

REF4 = F7H con Vp3P para una REF+135°.

REF5 = E7H con Vp30 para una REF+180°.

REF6 = CFH con Vp30 para una REF-180°.

REF7 = E7H con Vp3P para una REF+225°.

REF8 = CFH con Vp3N para una REF-225°.

c). - Para el temporizador

CON0 = 18H dirección del contador 0.

CON1 = 19H dirección del contador 1.

CON2 = 1AH dirección del contador 2.

TEMM = 1BH dirección para programar al 8253.

Con los valores apropiados, se selecciona el valor del capacitor en los LAF's del ASF de acuerdo a la frecuencia de operación deseada, ajusta la ganancia de entrada Gent del canal ENT y selecciona una REF+0<sup>o</sup>. Con esto queda listo el ASF para iniciar las mediciones de ganancia. Por otra parte, en el generador, ajusta la señal para la amplitud deseada por el usuario, selecciona el valor del capacitor del OCT, de acuerdo a la década de interés, y manda el valor del octeto para iniciar el barrido, es decir, este valor puede ser 00H u 80H, ya que con una variación de 00H a FFH se barren dos décadas. Después de esto el generador queda programado en el punto de arranque para iniciar las mediciones. Cabe aclarar que en el caso en que se seleccione una frecuencia de inicio de 20 Hz, el valor del octeto será ligeramente mayor a 80H, es decir el barrido se iniciará con un valor de 84H y el contador de 128 muestras por década también arrancará con un valor que corresponderá al número de muestras no tomadas.

El control del generador se realiza a través de los puertos 300H y 304H. El puerto 304H, que es un puerto de salida se utiliza para seleccionar la amplitud de la señal de prueba y el valor del capacitor que corresponda al intervalo de frecuencia deseado. La selección de la amplitud se hace con el estado de los bits b7 y b6, mientras que la selección del capacitor se hace con los bits b5 y b4. En la tabla 5 se muestran las palabras de control del puerto, llamado AMPFRE con dirección 304H, para la selección de la amplitud de la señal de prueba y el valor del capacitor para el intervalo de frecuencia deseado. El control de la frecuencia de barrido se hace a través del puerto FGEN, habilitado en la dirección 300H. Este controla al convertidor D/A del generador y puede variar desde 00H hasta FFH por cada dos décadas.

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
AMP	AMP	FR	FR	x	x	x	x

b7	b6	Amplitud
0	0	100 mVpp
1	0	1 Vpp
0	1	5 Vpp
1	1	10 Vpp

b5	b4	Capacitor	Frecuencias
1	0	C1	1 - 100 Hz
0	1	C2	100 - 10K Hz
1	1	C3	10K- 100K Hz
0	0	-	No válido

---

Tabla 5.- Estado de los bits de control del puerto AMPFRE.

Una vez terminada la inicialización del instrumento, el siguiente paso, dentro del programa principal, es el de llamar a las subrutinas para la medición de ganancia, primero, y para medir la fase después. Como lo que se desea obtener es el trazo de las curvas de Bode, se dispuso una continuidad en la ejecución del programa para que pase de medir la ganancia a medir la fase, aunque pudo haberse incluido una ramificación para seleccionar la medición de una u otra característica.

Siguiendo con el diagrama de flujo, en la ejecución del programa, se llama entonces, a la subrutina MEDIRG. Esta regresa con el valor de la tensión  $V_o$  del ASF y se calcula con éste, el valor de la ganancia en curso. Además se calcula, ya con el valor de la ganancia en dB, la posición de punto sobre la gráfica. Una vez puesto el punto sobre la gráfica, se incrementa el valor de la frecuencia de barrido y se pregunta si el número de muestras tomadas es igual a 127. Si no es así se ajusta nuevamente la frecuencia del generador y se vuelve a realizar otra medición. En el caso de haber completado las 127 muestras, esto indica que se ha completado una década y se procede a decrementar en uno a DECA. Se pregunta, entonces, si DECA es igual a cero. Si DECA es diferente de cero, se iniciará otra década, y el programa ajusta el valor de CAP y de inicio de barrido para la década siguiente, y también se restablece el contador del número de muestras por década. Si el valor de DECA, después de haber sido decrementado, es cero, se habrán barrido el número de décadas deseadas y así se termina la medición de la ganancia.

El siguiente ciclo es la medición de la fase. Para continuar con la ejecución del programa, se espera, una indicación de "continuar". Después de recibir la orden de continuar, se ajusta nuevamente el generador en el punto de inicio de barrido y se cargan los contadores de número de muestras por década y número de décadas por barrer. Se llama, ahora, a la subrutina MEDIRF. Esta regresa con el valor de la tensión  $V_o$ , el valor de la frecuencia FPET y el valor del desfasamiento utilizado en el

canal REF en el momento de tomar el valor de  $V_o$ . Nuevamente, con estos valores se calcula, en esta ocasión la fase, según se describe con más detalle en la subrutina MEDIRF y se posiciona un punto sobre la gráfica correspondiente al valor del desfase medido. Cuando ya se ha leído el valor de  $V_o$  y calculado el punto sobre la gráfica, se incrementa la frecuencia del generador y se pregunta si el número de muestras ha sido completado. En caso negativo se ajusta la frecuencia del generador y se repite el ciclo, en caso contrario se ha completado una década. Se decrementa en uno el valor de DECA y se compara con cero. Cuando DECA es diferente de cero se ajusta el generador para barrer una nueva década. Cuando DECA es igual a cero, entonces se ha completado el número de décadas por barrer. Así termina la medición de la fase y con esto termina la ejecución del programa en el instrumento.

#### 4.1.2. - LA SUBROUTINA MEDIRG.

En la figura 25 se muestra el diagrama de flujo de la subrutina MEDIRG. Esta llama a otra subrutina llamada AMARRE, para verificar, antes de hacer la medición de ganancia, que el canal REF esté trabajando apropiadamente.

La subrutina se encarga de realizar los ajustes en el ASF que permiten efectuar las mediciones de ganancia. El control de ASF se lleva a cabo a través del puerto C del 8255, en la interfaz para el ASF, y de los puertos 308H y 30CH. El puerto 308H (ICON) es únicamente la señal de habilitado para ésta dirección y se utiliza para dar la señal de inicio de conversión al convertidor 7101. El puerto 30CH (Vp3) se utiliza para controlar el valor de la tensión de referencia del primer integrador en el canal REF del ASF. Estos dos últimos puertos son puertos únicamente para salida de datos. Los puertos A y B, del 8255, son los puertos de lectura del valor de la tensión  $V_o$ , que entrega el convertidor 7101 en forma digital con un formato BCD en 3 1/2 dígitos, además de las señales de signo,

convirtiendo (BUSY) y la de desborde de amplitud (OVR). En la tabla 6 se muestra la asignación de entradas a los puertos A y B y en la tabla 7 se muestra la asignación de señales para el puerto C. En esa misma tabla se muestran las palabras de control necesarias para la selección de medición de ganancia o de fase (G/F), la selección de la constante de tiempo para los LAF's (CT1,CT2 y CT3) y para la selección de la ganancia de entrada (GENT) en el canal ENT.

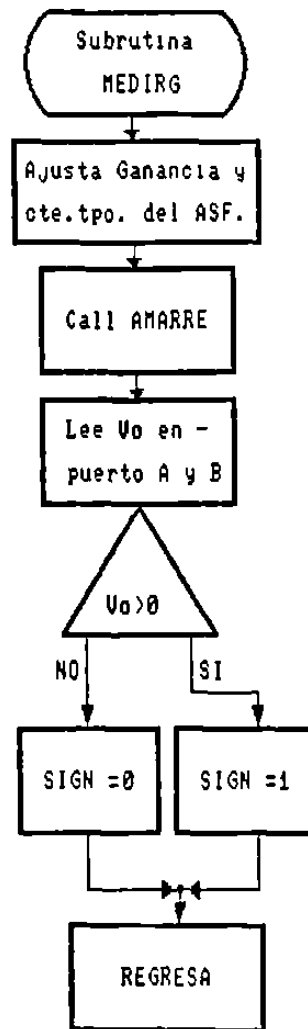


Fig.25. -Diagrama de flujo subrutina MEDIRG.

Como para la medición de la ganancia, el desfasamiento de interés en el canal REF es de  $0^{\circ}$ , se ajusta la referencia a un valor  $REF+0^{\circ}$ . Esto se hace también con el puerto C por medio de los bits b5, b4 y b3. Además puede verse que como se utiliza la misma dirección para la selección de parámetros diferentes, las palabras de control se dan con un AND de modo que no se vean afectados los parámetros que ya hayan sido seleccionados. El manejo de la referencia se discute detalladamente en la subrutina MEDIRF.

Puerto A

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
2do. dígito BCD				:	1er dígito BCD		

Puerto B

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0	
							:	3er dígito BCD

b4	1000\	mil se indica con un estado bajo
	b4=0	lectura = 1 x x x
	b4=1	lectura = 0 x x x
b5	pol	+
	b5=0	signo = (-)
	b5=1	signo = (+)
b6	OVR	desborde
	b6=0	de_bordado
	b6=1	sin de bordar
b7	BUSY	línea de estado="convirtiendo"
	b7=1	convirtiendo
	b7=0	fin de conversión

Tabla 6.- Asignación de entradas para los puertos A y B.

b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
RB	RA	C <sub>ref</sub>	B <sub>ref</sub>	A <sub>ref</sub>	G <sub>E</sub>	G <sub>E</sub>	G <sub>N</sub> /F
-----							
	b0	0	selecciona medir ganancia				
		1	selecciona medir fase				
-----							
b2	b1	Ganancia en el canal ENT					
0	0	1					
0	1	1/2					
1	0	10					
1	1	100					
-----							
b5	b4	b3	junto con Vp3			PEF resultante	
0	0	0	0			0°	
1	1	x	Vp3N			+45°	
1	1	x	0			+90°	
1	1	x	Vp3P			+135°	
1	0	0	0			+180°	
0	0	1	0			-180°	
1	0	0	Vp3P			+225°	
0	0	1	Vp3N			-225°	
-----							
b7	b6	Cte de tiempo en los LAF's			intervalo de frecuencia		
1	1	CT1			10 - 100 Hz		
0	0	CT2			10 - 5k. Hz		
1	0	CT3			5k. - 100 Hz		

Tabla 7.-Asignación de señales para el puerto C.



El valor de la ganancia de entrada GENT, se selecciona desde su valor mínimo hasta su valor máximo. Como el valor de la amplitud de la señal que entrega, el sistema que se analiza es desconocido, se ajusta una ganancia GENT de prueba y se revisa la señal de desborde del 7101. Si esta señal no es puesta, entonces se cambia la ganancia GENT a un valor mayor hasta que se presente la señal de desborde. Se ajusta GENT a su valor anterior y entonces se procede a medir Vo en el ASF.

La lectura de la tensión Vo se hace a través de los puertos A y B de la interfase, con direcciones 318H y 319H. En el puerto A se mandan los dos dígitos menos significativos y en el puerto B se manda el tercer dígito, el 1/2 dígito y las señales de signo y desborde. Antes de presentarse el regreso de subrutina se verifica el signo de Vo y se almacena en la variable signo. Si Vo es positivo SIGNO = 1 si Vo es negativo entonces SIGNO = 0.

#### 4.1.3. - LA SUBROUTINA AMARRE.

La subrutina AMARRE se encarga de verificar que la frecuencia del canal REF sea igual a la frecuencia de la señal de prueba, es decir verifica la sujeción de los LAF's del canal REF.

En las subrutinas de inicialización, se tiene una parte del programa dedicada a la programación del temporizador 8253, el cual se programa como contador de eventos en los contadores 1 y 2, cada contador se puede programar por separado. La programación del 8253 se realiza de la siguiente manera. Para iniciar la operación del 8253 se debe mandar una palabra de control para inicializar cada uno de los contadores con el "MODO" de operación de cada contador. Estas palabras de control programan el MODO, la secuencia de carga de los contadores y selecciona si el conteo se hace en binario o en BCD. Cada contador se puede programar individualmente, escribiendo una palabra de control en el registro de control del 8253, es decir en la dirección TMM=313H.

Los bits b7 y b6, de la palabra de control, seleccionan el

número de contador a programar, el 0, el 1 o el 2. Los bits b5 y b4 seleccionan la secuencia de lectura/escritura en el contador seleccionado. Los bits b3, b2 y b1 seleccionan uno de los cinco modos de operación del contador y por último el bit b0 selecciona si la cuenta se hace en binario, 16 bits, o en BCD, 4 décadas. Después que se han dado las palabras de control se deberán cargar los contadores con la información requerida, es decir, los contadores 1 y 2 con 00H ya que como cada contador es un contador de descenso, con este valor se obtiene la cuenta máxima ( $2^{16}$  en binario y  $10^4$  en BCD).

Existen dos métodos que el programador puede utilizar para leer el valor de los contadores (Intel Corp. 1978). El primero involucra el uso de las operaciones simples de E/S del contador seleccionado. Controlando las entradas A0 y A1 del 8253, el programador puede seleccionar el contador a leer. El único requisito con este método es que para asegurar una lectura estable la operación de lectura debe inhibir ya sea la entrada de la compuerta "GATEn" o por lógica externa inhibir la entrada de reloj "CLKn". La primer operación de lectura I/O contendrá el octeto menos significativo (LSB) y la segunda lectura contendrá el octeto más significativo (MSB).

El segundo método permite leer el valor del contador sin afectar la operación de conteo. El 8253 tiene una lógica interna especial a la que se puede tener acceso usando simples mandos de escritura sobre el registro MODE. Básicamente se carga el registro MODE con un código especial el cual captura el valor de la cuenta presente en un registro de almacenamiento de modo que al final contiene una cantidad estable y exacta. Entonces el programador ejecuta una orden normal de lectura al contador seleccionado y así se tiene disponible el contenido de ese registro. La palabra de control para éste tipo de operación es la siguiente:

	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
SC1	SC0	0	0	x	x	x	x	

en donde

SC1,SC0 - especifica el contador  
b5,b4 - designa la operación de captura  
(latching operation).

Igualmente que en el caso anterior se debe efectuar la lectura del contador con el mismo número de octetos que haya sido programado.

Así pues, como se muestra en la figura 26, la subrutina AMARRE emplea los datos que indican cual es el intervalo de frecuencia de operación para fijar el valor de la base de tiempo BATT. Enseguida carga los contadores 1 y 2 con 00H y entra a un lazo de espera para inmediatamente después ordenar la captura del valor de los dos contadores. Posteriormente se realizan las operaciones de lectura en cada contador y se guardan en las variables FRE1A, FRE1B, FRE2A y FRE2B ya que cada cuenta ocupa dos octetos.

Para verificar la sujeción del lazo, se comparan los valores del contador 1 y del contador 2 y si estos valores son iguales entonces se da el regreso de subrutina. En caso contrario se pregunta cual frecuencia es mayor. Si  $F1 > F2$  entonces se hace aumentar la tensión Vp3, entra en un lazo de espera, vuelve la tensión Vp3 a su valor original y regresa a medir nuevamente las frecuencias. Si  $F1 < F2$ , se hace disminuir la tensión Vp3, entra a un lazo de espera, vuelve la tensión Vp3 a su valor original y regresa a medir otra vez las frecuencias del instrumento.

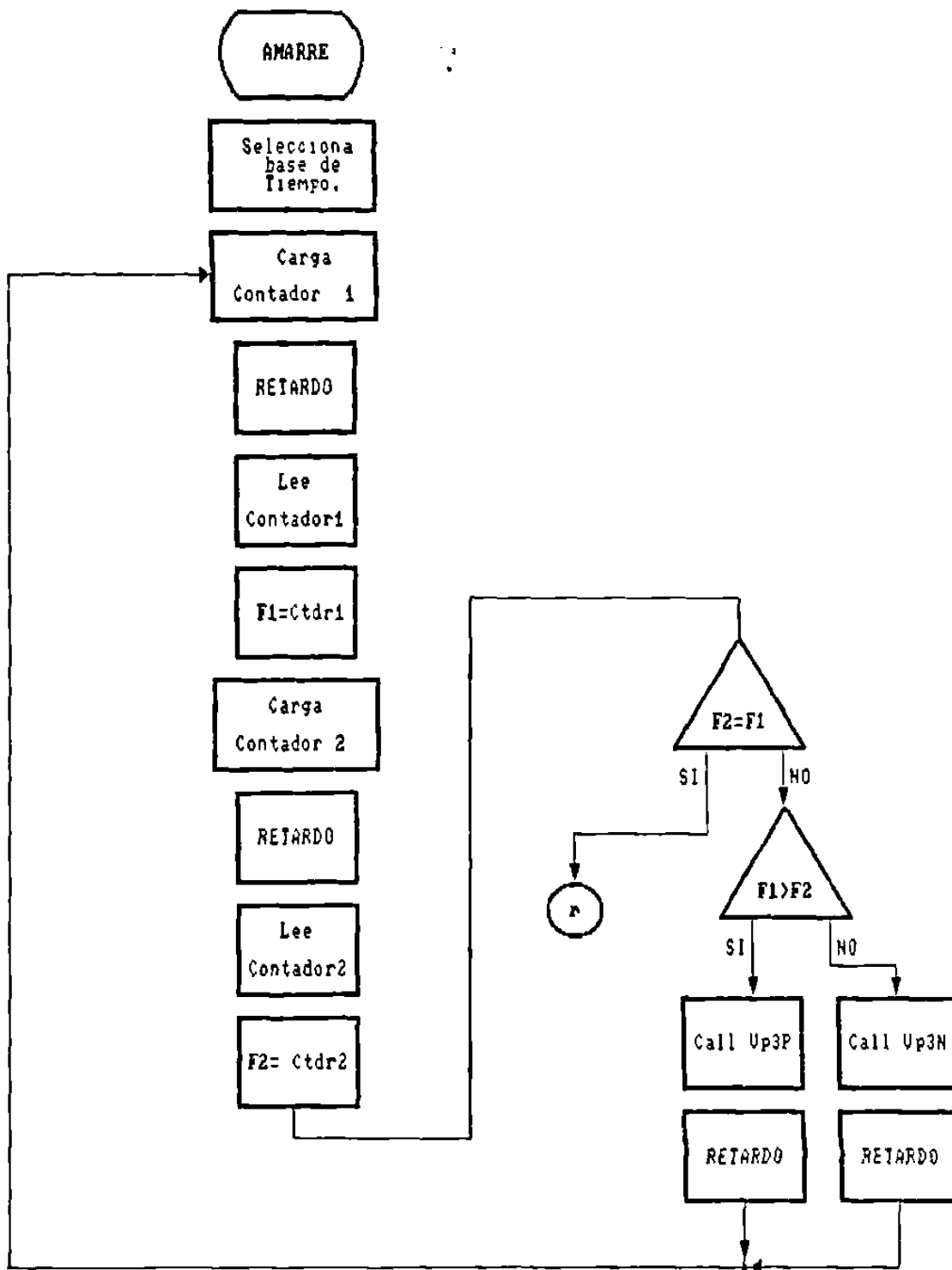


Fig.26. -Diagrama de flujo de la subrutina AMARPE.

#### 4.1.4. - LA SUBROUTINA MEDIRF.

La subrutina MEDIRF es la subrutina encargada de realizar las mediciones de fase en todo el intervalo de frecuencia de interés. Esta depende, en gran medida, de la buena operación de otras subrutinas, como la subrutina REF que se encarga de ajustar el ángulo adicional que se introduce en la señal de referencia para poder hacer la medición de la fase, así como de la subrutina Vp3 y de la subrutina AMARRE.

Considerando la curva de respuesta del ASF, figura 7, en donde se muestra la variación de la tensión de salida  $V_o$  contra la fase de las señales que se alimentan al ASF, puede verse que a partir de esta condición se procede a realizar la medición de fase, haciéndose las siguientes deducciones : Si  $V_o > 0.707V_{\text{máx}}$ , entonces el ángulo a medir se encuentra entre  $-45^\circ$  y  $+45^\circ$ . Si  $0 < V_o < 0.707 V_{\text{máx}}$  entonces  $\Phi$  está entre  $-45^\circ$  y  $-90^\circ$  o bien entre  $+45^\circ$  y  $+90^\circ$ . Si tenemos  $-0.707V_{\text{máx}} < V_o < 0$ , entonces,  $\Phi$  está entre  $-90^\circ$  y  $-135^\circ$  o entre  $+90^\circ$  y  $+135^\circ$  y por último si tenemos que  $V_o < -0.707 V_{\text{máx}}$  entonces  $\Phi$  está entre  $-135^\circ$  y  $-180^\circ$  o entre  $+135^\circ$  y  $+180^\circ$ . Es decir se pueden definir cuatro áreas en la curva de la figura 7, la cual se obtiene cuando se prueba al sistema con REF+ $0^\circ$ .

Ahora que se tiene un probable valor de  $\Phi$ , se introducen desfasamientos de prueba en el canal REF para determinar el punto en que se medirá el valor de  $\Phi$ . De lo anterior puede verse que solamente se necesitan cuatro valores de REF+ $\theta$  para cubrir el intervalo de fase que se desea medir, que es de  $-180^\circ$  a  $+180^\circ$ . Estos son :

REF+ $45^\circ$	$0^\circ$ a $+90^\circ$
REF- $45^\circ$	$0^\circ$ a $-90^\circ$
REF+ $225^\circ$	$-90^\circ$ a $-180^\circ$
REF- $225^\circ$	$90^\circ$ a $+180^\circ$ .

Sin embargo, con el fin de que al efectuar la medición del valor de la tensión  $V_o$ , no se pierda resolución, se ha considerado como punto de medición de  $V_o$ , aquel que presenta la parte más lineal. Es decir, los puntos en los cuales la variación del valor de  $V_o$  está entre  $-.707V_{\text{máx}}$  y  $+.707 V_{\text{máx}}$ , así que se utilizan 8 valores de desfase en el canal REF. Se pueden construir dos estrategias para medir el valor de  $\Phi$ , dependiendo si se desea utilizar o no el signo de la tensión  $V_o$ , al momento de evaluar el coseno inverso. En la figura 27 se muestra el diagrama de flujo para medir  $\Phi$  cuando el valor de  $V_o$  incluye el signo. Como se indicó anteriormente la subrutina MEDIRF se apoya en otras subrutinas como lo son las subrutinas de ajuste de la fase en el canal REF. Estas subrutinas se denominan REF1, REF2, etc. hasta REF8 y corresponden a los desfases que se anotaron en la descripción de las palabras de control para el ASF.

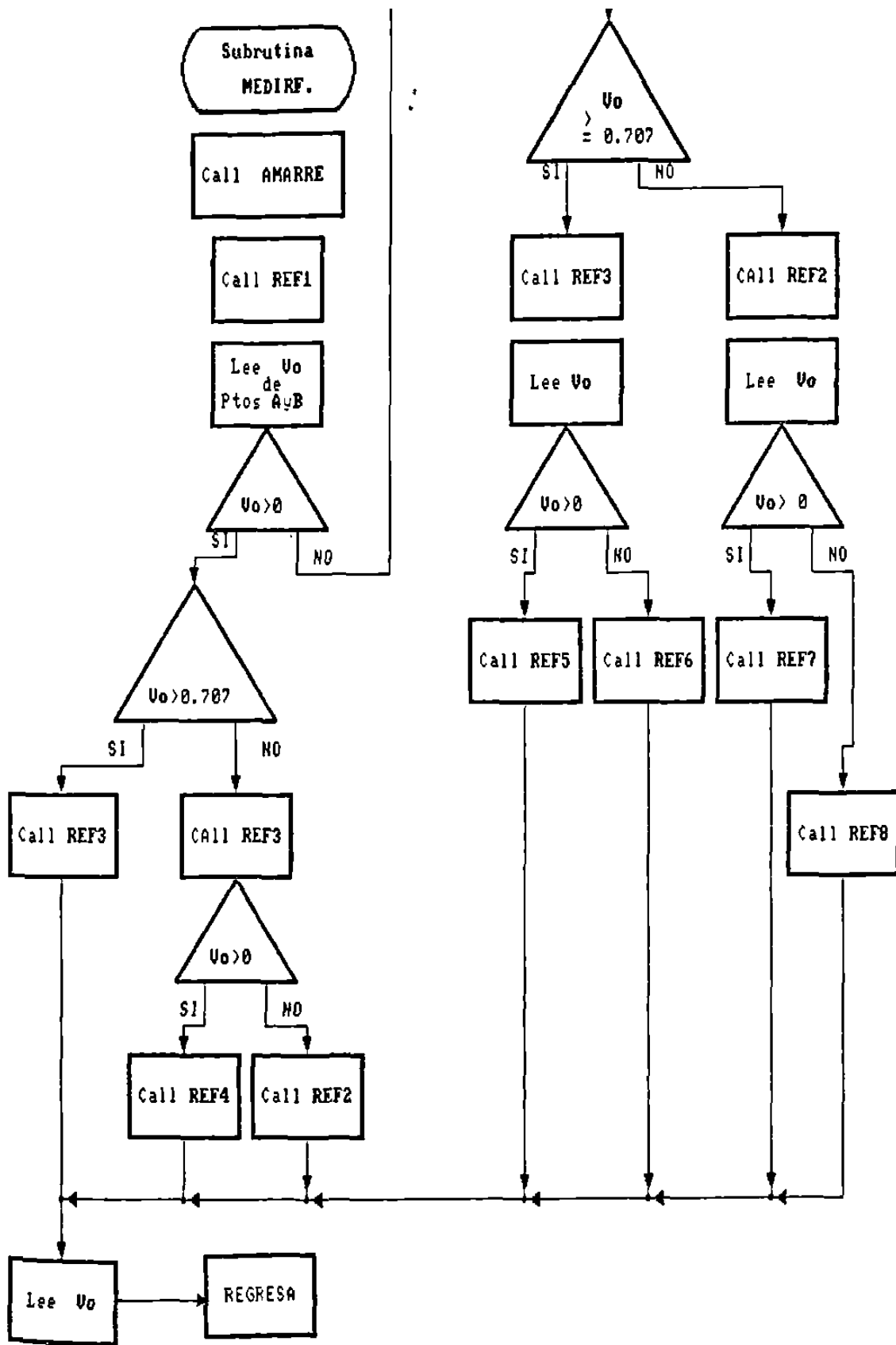


Fig. 27. -Diagrama de flujo de la subrutina MEDIRF.

#### 4.1.5. - LA SUBRUTINAS REF<sub>n</sub>.

Las subrutinas REF<sub>n</sub> son pequeñas subrutinas que ajustan el valor del desfaseamiento adicional en el canal REF, cuando se está efectuando una medición de fase. Estas subrutinas se apoyan, a su vez, en las subrutinas Vp3P y Vp3N, ya que junto con esta tensión se logran los desfaseamientos de interés en el canal REF. Lo que hace cada subrutina es simplemente enviar por el puerto C del 8255 la palabra de control al ASF y llamar, en cada caso, a la subrutina Vp3 y regresar a la subrutina MEDIRF, de la que fué llamada. La figura 28 se muestran los valores de la palabra de control para cada subrutina y su subrutina asociada Vp3, sea ésta cero, Vp3 positivo o Vp3 negativo.

#### 4.1.6. - LAS SUBRUTINAS VP3.

Las subrutinas Vp3 se encargan de ajustar el valor de la tensión de referencia en el circuito integrador del primer LAF, en el canal REF, para obtener el valor deseado de desfaseamiento en éste canal. Cuando se llama a cualquier valor de Vp3, se habilita al cerrojo 74LS373 que alimenta a un convertidor D/A de 8 bits, con el cual se controla el valor de la tensión Vp3. Debe considerarse que el ajuste de la tensión Vp3 se logra simplemente con la instrucción de incremento del valor del puerto Vp3. Este incremento se da con un pequeño retardo entre incrementos para evitar que la variación del valor de la tensión sea una variación brusca ya que de no ser así se puede salir de sujeción el LAF del canal REF, sobre todo cuando se incrementa bruscamente de cero a Vp3 positivo. Cuando se desea el valor negativo de Vp3, se puede utilizar la misma instrucción, únicamente con el bit de signo, b7, en "uno". Una observación en el empleo de las subrutinas Vp3, es que éstas, se llaman cuando ya se ha estimado un valor probable de  $\Phi$ , así que cuando se presenta el retorno de subrutina, y se llama a



REF1, para medir un nuevo valor de  $\phi$ , siempre se verifica el amarre del canal REF, aunque para facilitar la operación del instrumento, ántes de tener el regreso de subrutina se vuelve a ajustar, lentamente, la tensión Vp3 a cero. Esto evita un poco en que a cada nueva lectura de fase se tenga que emplear toda la subrutina de amarre.

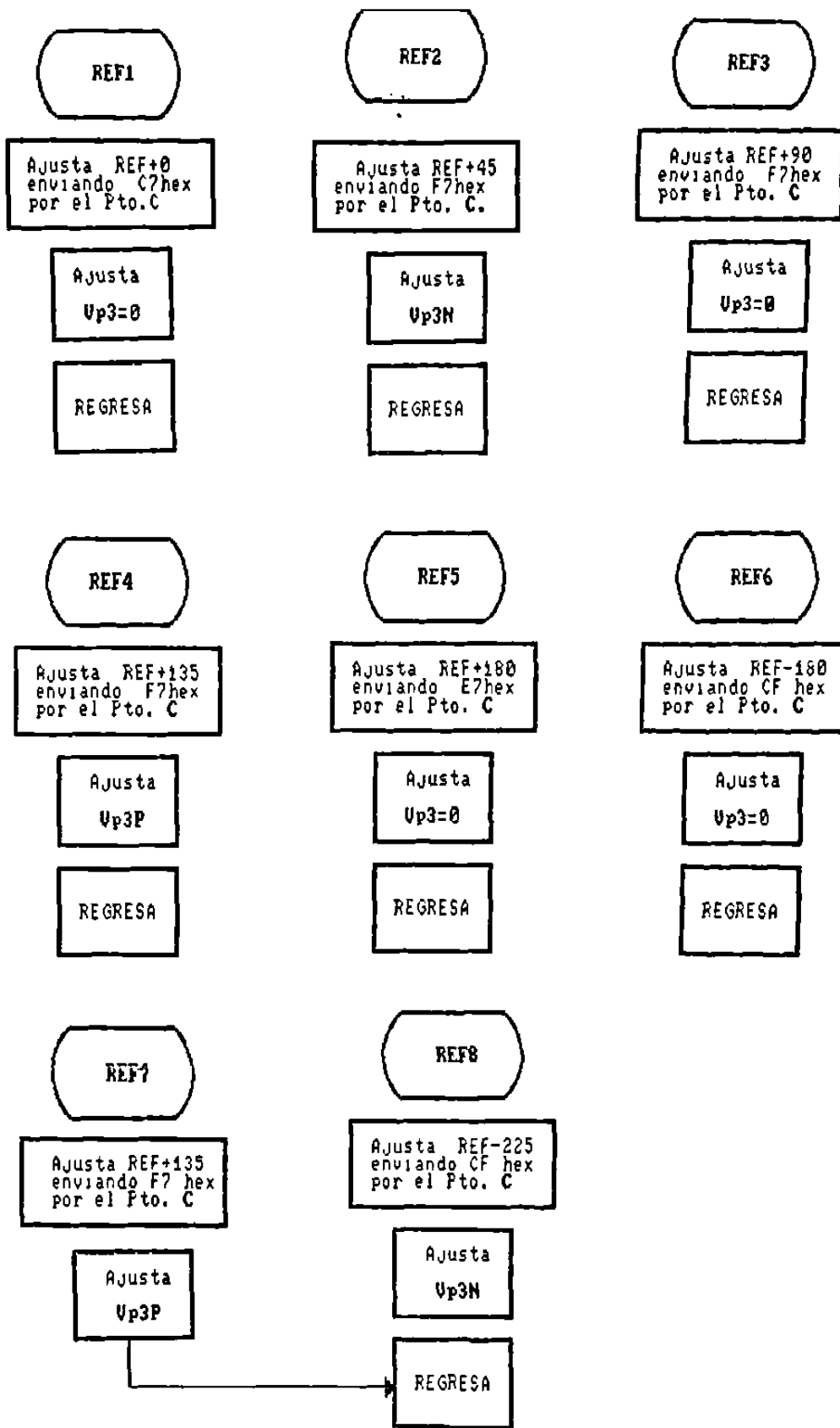


Fig.28. - Diagrama de flujo de las subrutinas REF<sub>n</sub>.

#### 4.2. - EL TRAZADO DE LA GRAFICA EN ESCALA SEMILOG.

Como el barrido en frecuencia, de la señal entregada por el generador de la señal de prueba, es logarítmico, el trazado de la gráfica se hace en una escala semilog, en donde en el eje horizontal se representa el valor de la frecuencia de la señal de prueba y en el eje vertical la ganancia en dB y/o la fase en grados.

En el trazado de la gráfica se emplea la pantalla con una resolución alta de 640x200 pixeles. Como se cubre un poco menos de 4 décadas, el inicio de la gráfica se inicia en el punto 128 del eje horizontal, lo que permite trazar la escala para 4 décadas (de 128 a 639). Se permite además dibujar 10 divisiones por década. para esto se utiliza un lazo de 1 a 10 con incrementos de 1 en X y definiendo un nuevo punto X1 por :

$$X1 = ((\log(x))/(\log(10)))*128$$

lo que nos entrega el valor del punto X con un incremento exponencial y no lineal.

Por otro lado, el valor obtenido en dB, para la ganancia, o de grados para la fase, se convierte a un punto sobre la pantalla, escalando el valor obtenido para los 180 puntos en el eje vertical, 90 para valores positivos y 90 para valores negativos.

## V. - RESULTADOS Y CONCLUSIONES.

El empleo del amplificador sensible a la fase (ASF) ofrece una alternativa para el diseño de un medidor de ganancia y fase, simplificando en gran medida la complejidad del instrumento, sin perder las características de precisión y alta resolución. Encuentra aplicación en el trabajo de laboratorio, sea éste dedicado a la docencia o a la investigación.

Se construyó un instrumento compacto y fácil de operar en donde únicamente se requiere que el operador tenga un buen conocimiento de las características de entrada y salida del sistema que desea evaluar. Es decir, se deberá conocer bajo qué condiciones de amplitud y frecuencia de la señal de prueba es más recomendable efectuar la prueba. Como se ilustró en las tablas de error de fase contra amplitud de la señal de referencia, existe un margen de frecuencias y de amplitudes, para esta señal, en los cuales los resultados son más confiables.

En la tabla 8 se muestra el resultado de la medición de fase a un circuito RC empleando el amplificador sensible a la fase, antes de haberlo integrado al instrumento. El valor de la resistencia es de 3.878 Kohms (medido con un multímetro digital) y el valor del capacitor es de 0.111366  $\mu\text{F}$  (medido con un puente de impedancias digital). De igual manera en la tabla 9 se muestra una medición comparativa de fase utilizando el ASF y un medidor de ganancia y fase comercial siendo alimentados éstos con un generador TK FG504 con el cual se pueden generar dos señales fuera de fase utilizando una de ellas como referencia.

Frecuencia (Hz)	V <sub>o</sub> (volts)	$\phi$ <sub>teórico</sub> grados	$\phi$ <sub>ASF</sub> grados	Error grados
215	0.7839	-30.25	-29.51	0.74
216	0.7890	-30.37	-29.73	0.64
217	0.7935	-30.49	-29.91	0.57
217.5	0.7960	-30.497	-30.02	0.47
218	0.7978	-30.60	-30.09	0.50
222.5	0.8178	-31.12	-30.93	0.18
223	0.8199	-31.17	-31.01	0.15
224	0.8241	-31.29	-31.19	0.10

NOTAS. - 1. - La señal proviene de un sintetizador de frecuencias

HP3325A (de Hewlett Packard)

2. - V<sub>o</sub> es la tensión de salida del ASF.

$$3. - \phi_{ASF} = \cos^{-1} \frac{V_o}{1.591} - 90$$

Tabla 8. - Medición de fase a un circuito RC.

$\phi_{H.P.}$ (grados)	$V_o$ (mV)	$\phi_{ASF}$ (grados)
- 70.4	127.5	-70.51
- 83.4	184.0	-83.43
-110.8	269.7	110.66
-119.5	286.0	-119.06
-123.61	290.8	-124.24

NOTAS -  $\phi_{H.P.}$  = ángulo de fase medido con el medidor de ganancia y fase H.P. 3575A de Hewlett Packard.

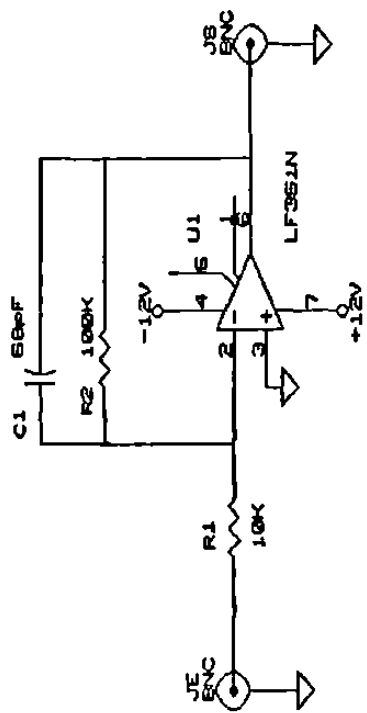
$$\phi_{ASF} = \cos^{-1} \frac{V_o}{296 \text{ mV}} - 135$$

Tabla 9. - Medicion comparativa de fase entre el ASF y el H.P. 3575A.

Se ha hecho trabajo para mantener al mínimo el error en las mediciones, sobre todo el debido a los errores en el disparo del canal REF. Es usual diseñar el circuito de disparo con un valor de histeresis relativamente grande, del orden de 100 mV. Las entradas son invariablemente acopladas por c.a. En nuestro caso, como se requieren mediciones de fase de precisión, se asegura que en el circuito que se genera la señal de referencia, ésta sea de suficiente amplitud como para no producir un error significativo de fase (en los cruces por cero) al generar la señal que se alimenta al DSF.

Se logró demostrar, en forma práctica, la confiabilidad del uso del ASF como dispositivo de medición de ganancia y fase de precisión. En la figura 29 se muestra el diagrama esquemático de un filtro activo pasa Baja, el cual fué analizado utilizando el instrumento que aquí se describe y en la figura 30 se muestra el resultado gráfico, tal como lo entrega el instrumento. En la figura 31 se muestra el mismo diagrama esquemático del filtro activo tal como se introduce a un programa de simulación y en la figura 32 se muestra la gráfica resultante.

Por último se muestra, en las dos siguientes gráficas, la ganancia de un circuito RC formado por una resistencia de 1 Kohm con una tolerancia de 10% y un capacitor de  $0.47\mu\text{F}$ , configurado como filtro pasa bajos. En la figura 33 se muestra el resultado del análisis del circuito realizado por programación y en la figura 34 se muestra el resultado de la medición de la ganancia utilizando el medidor automático de ganancia y fase desarrollado en este trabajo.



UANL-CICEBE	
G. MIRAMONTES DE LEON	
TESIS DE MAESTRIA	
Title	FILTRO ACTIVO PASA BAJA
Size Document Number	REV
A	MEDIDOR DE C Y F PRO111
Date:	August 31, 1988 Sheet 1 of 1

Fig.29.- Diagrama esquemático de un filtro activo pasa Baja

bajo prueba.



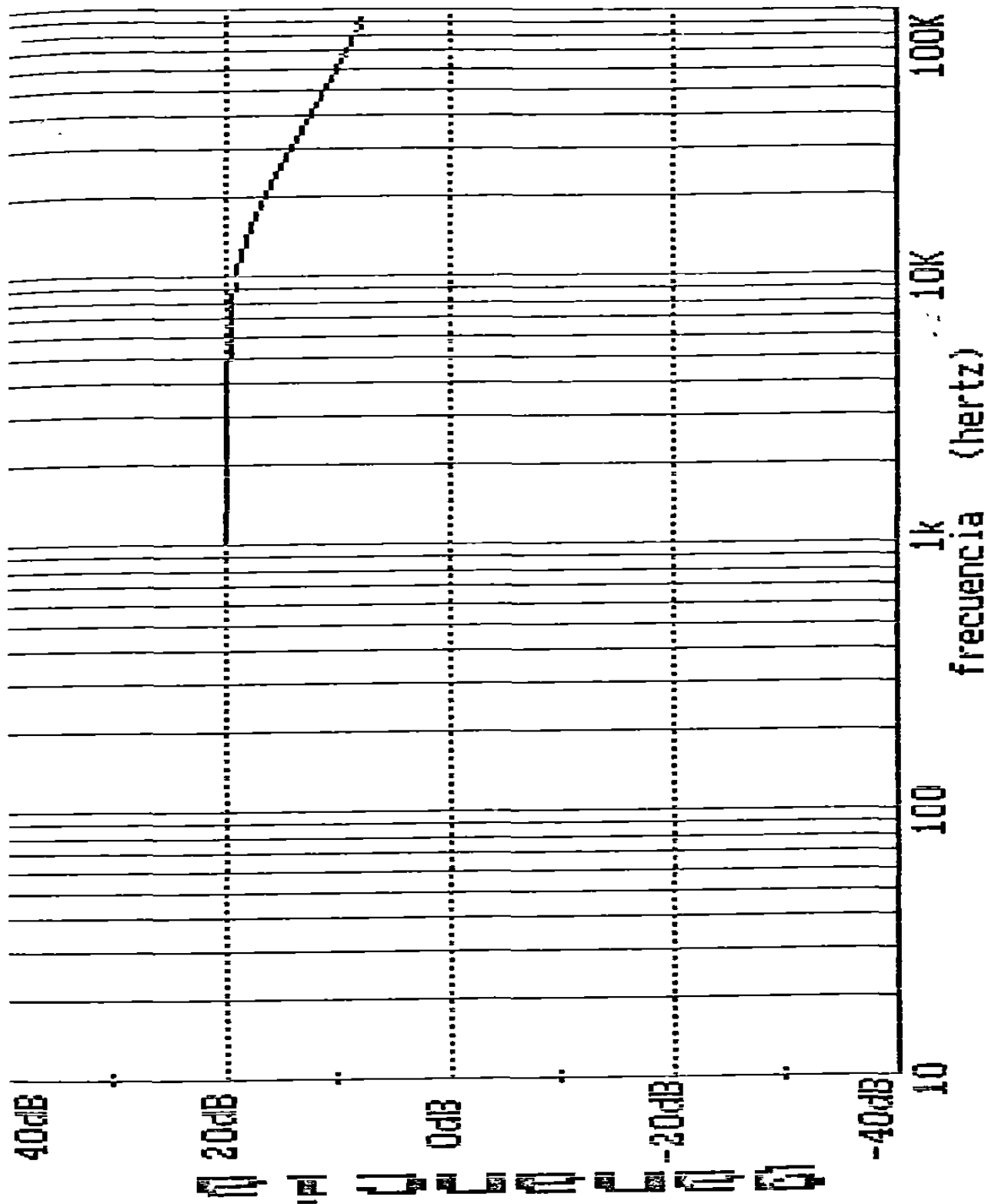


Fig.30.- Resultado de la medición de ganancia al filtro activo pasa Baja.

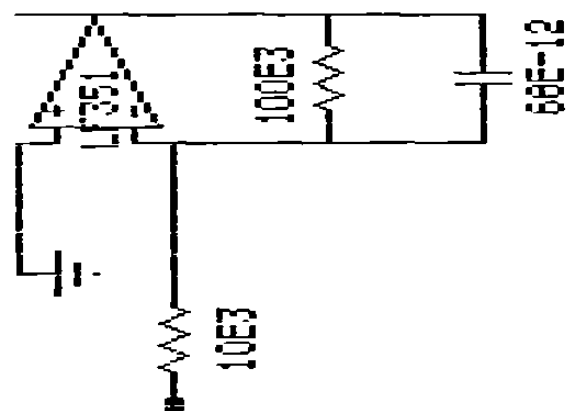
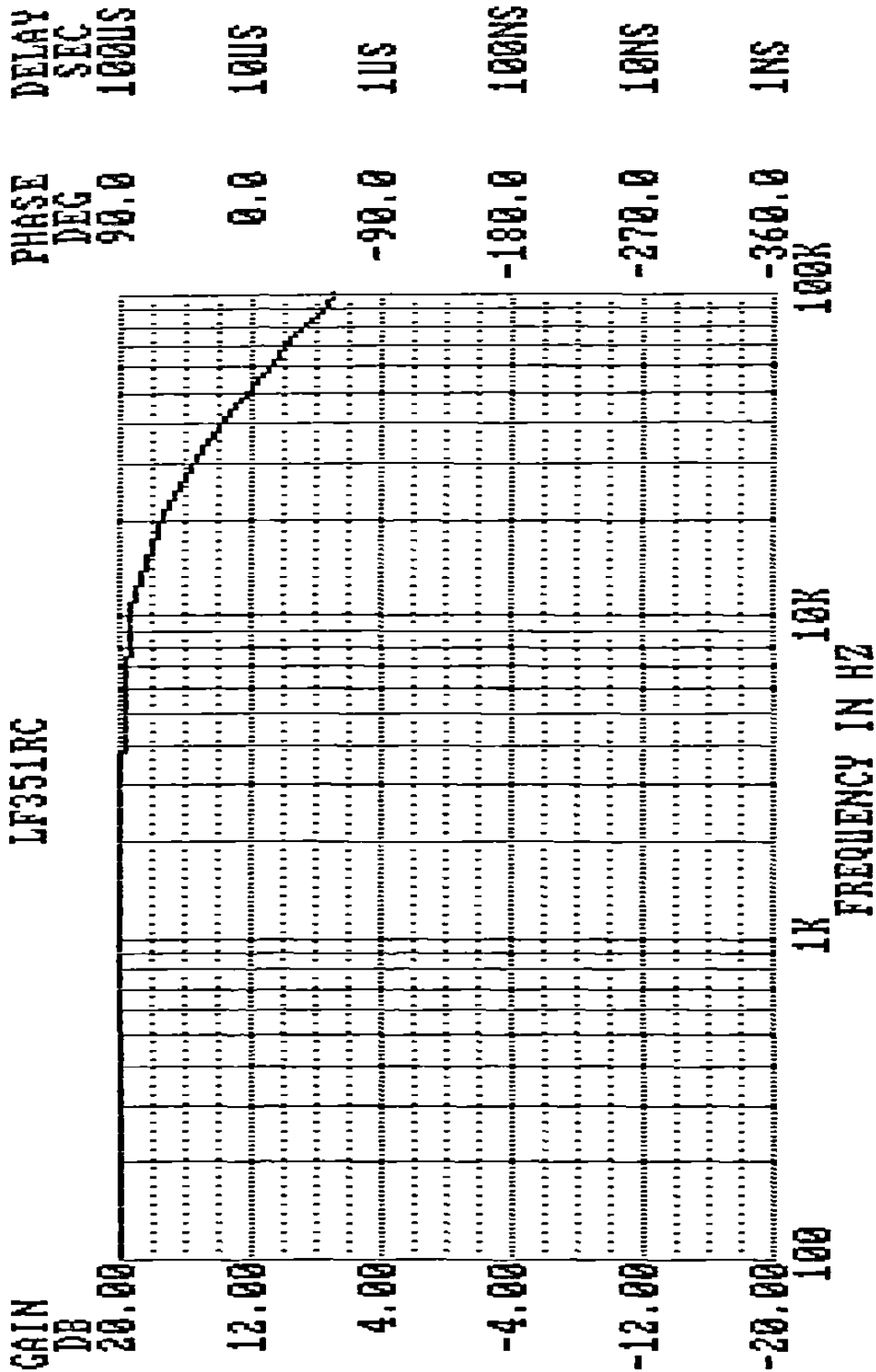


Fig 31.- Diagrama esquemático del filtro activo pasa Baja para el programa de análisis.



FREQUENCY = 100.000000+03 HZ      GAIN = 6.836 DB  
 PHASE ANGLE = -258.260 DEGREES      GROUP DELAY = 394.54632D-09 SEC  
 GAIN SLOPE = -570.57920E-02 DB/OCT      PEAK GAIN = 19.9999DB/F = 100.00000D+

Fig.32.- Resultado de ganancia del filtro activo pasa Baja por programación.

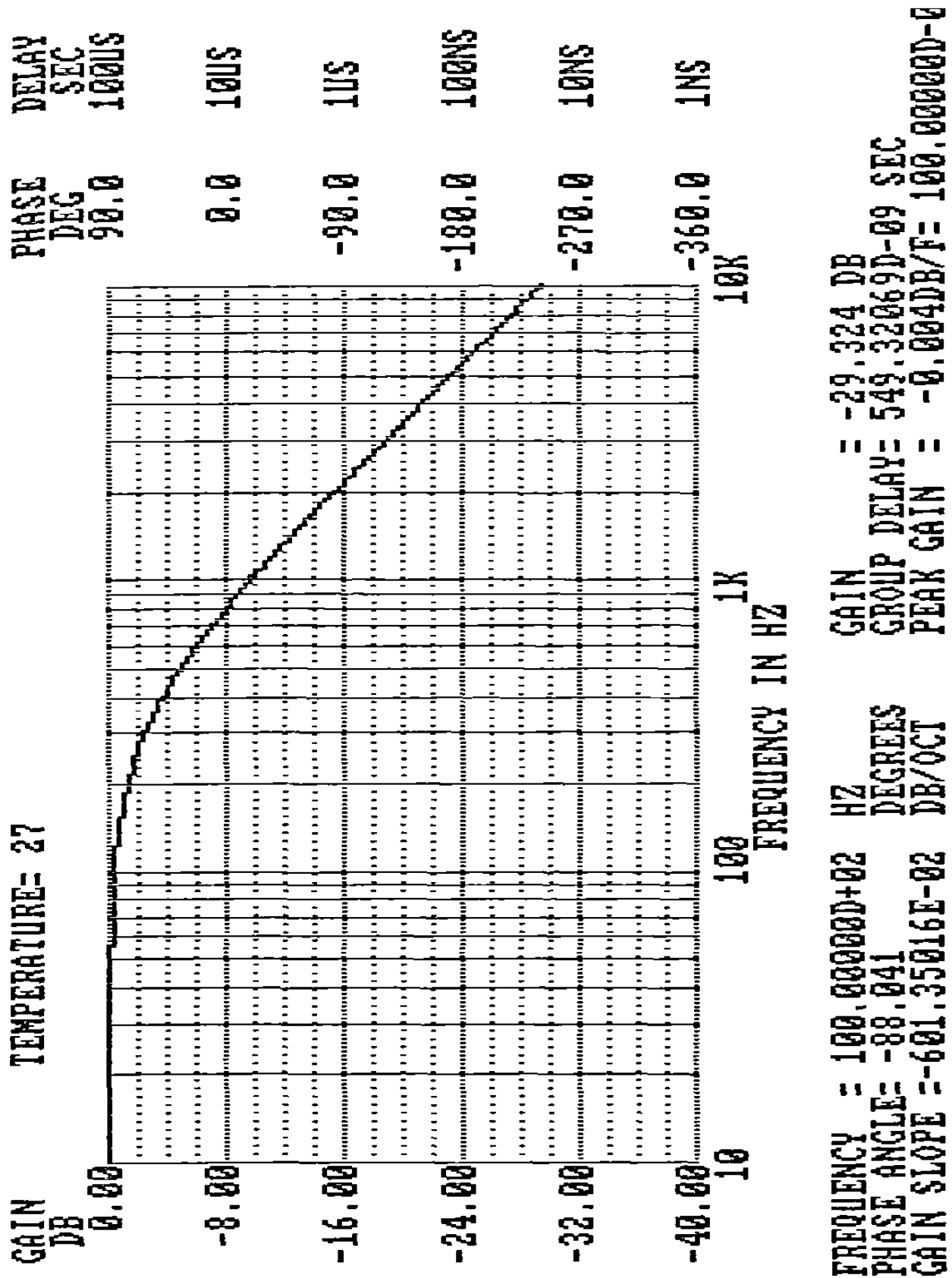


Fig. 33. - Gráfica de la ganancia del circuito RC por programación.

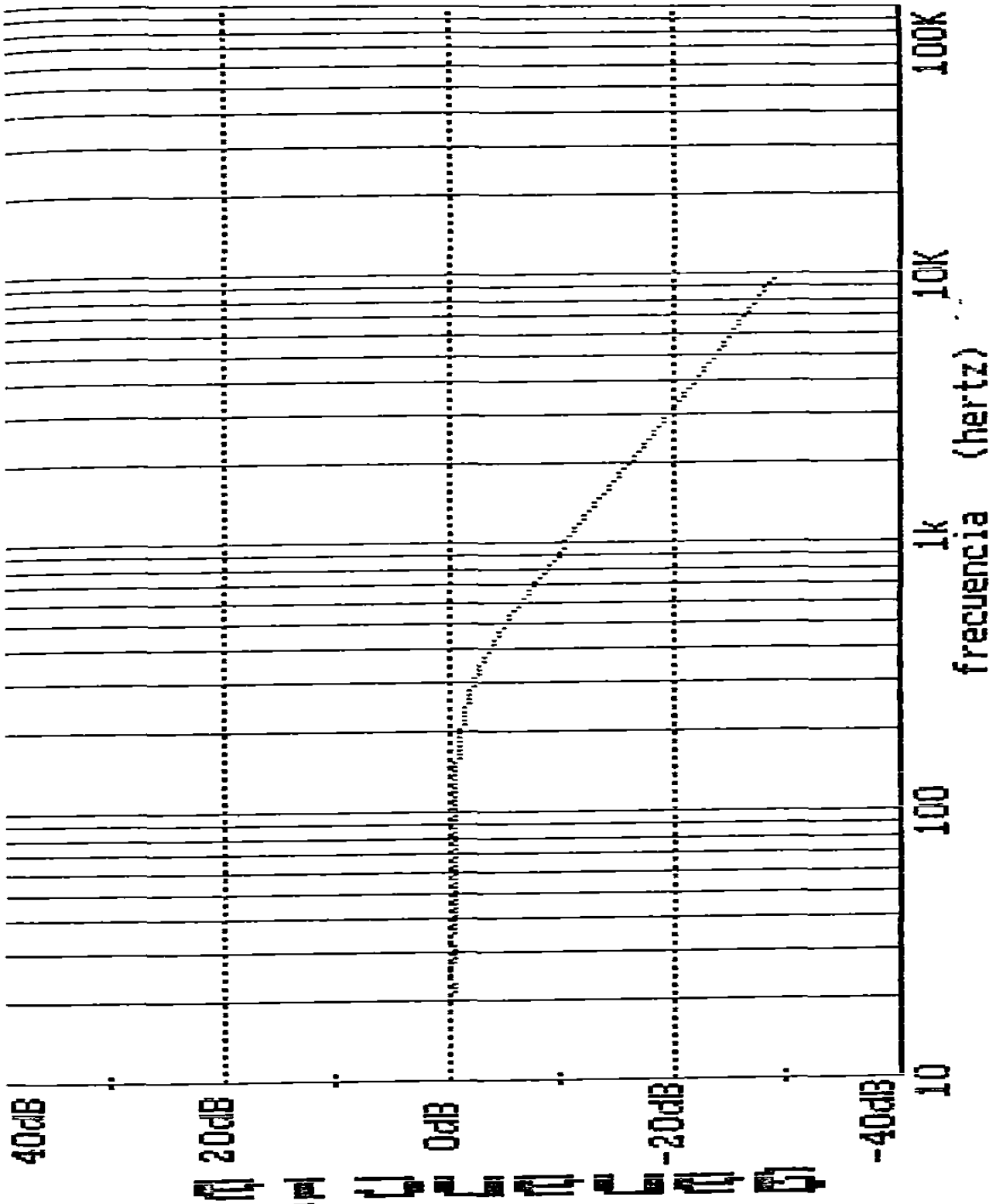


Fig.34. - Resultado de la medición de la ganancia al circuito RC con el medidor automático de ganancia y fase.

La alternativa presentada en el diseño, de configurarlo como un dispositivo periférico esclavo de una computadora personal sin tener que incluir, en el desarrollo del instrumento, un módulo de control, le da flexibilidad, tanto en la construcción como en la operación del sistema ya que de éste modo no se requiere de un sistema de desarrollo para su construcción.

## APENDICE A. - TEORIA DE OPERACION DEL AMPLIFICADOR SENSIBLE A LA FASE.

En algunos experimentos o en pruebas de laboratorio, usualmente se intenta obtener información acerca de un sistema, midiendo una pequeña tensión. Sin embargo, además de la señal de información estará presente otra señal, llamada ruido, que tiende a obscurecer a la señal de información.

La señal de información puede ser una tensión de c.d. que varía lentamente, en algunos casos, o puede ser una tensión de c.a. de frecuencia fija con una variación lenta en su amplitud. En general, es ésta señal la que representa la respuesta del sistema a alguna señal de entrada que se hace variar lentamente.

Como la señal de información es de frecuencia conocida (ya sea c.d. o alguna frecuencia bien definida), generalmente se utiliza un amplificador sintonizado. Este amplificador reforzará las señales que se encuentren dentro de una banda estrecha de frecuencias, pero atenuará las señales que se encuentren fuera de esta banda. Existe alguna cierta cantidad de ruido que entrará dentro de la banda de frecuencias de la señal de interés. Sin embargo ya que el espectro del ruido es casi plano, se eliminará una gran cantidad de ruido.

Puede parecer que se podría reducir el contenido de ruido a cualquier nivel deseado, simplemente construyendo un instrumento con una "pasabanda" muy estrecha, pero la dificultad para diseñar y utilizar amplificadores de una banda muy estrecha limita su uso en sistemas prácticos (Temple, 1975).

En estos amplificadores se presenta el problema del recorrimiento de la frecuencia pasabanda y un error de c.d. por el desplazamiento de la línea de base de cero volts así como el ruido de la señal original. Sin embargo existe un método alternativo para la amplificación selectiva de frecuencia. Tal técnica es la detección sensible a la fase.

En la configuración utilizada para la detección sensible a la fase se hace que la señal de información se encienda y apague a una razón bien definida, mientras que la señal de ruido se deja que continúe sin alteración. Se hace una segunda conexión entre la fuente de señal (experimento) y el detector sensible a la fase (DSF). Esta señal de "referencia", indica la razón a la cual la señal de información se enciende y apaga (frecuencia de muestreo o conmutación) y en el momento preciso en que la señal de información se enciende y apaga (información de fase).

Esta señal indica, cuándo está presente la señal de información más ruido a la salida del experimento o sistema, y cuándo está presente solamente el ruido. La señal de información más ruido y la señal invertida de ruido son después promediados (con un simple filtro pasa bajos RC) sobre muchos muestreos o períodos de conmutación. En general, las componentes de ruido no guardan relación en tiempo con la razón de muestreo y tendrán un valor promedio de cero.

El DSF tiende a entregar una respuesta cero a aquellas señales aleatorias en frecuencia y fase (es decir ruido) y una respuesta estable diferente de cero, a aquellas señales que estén en correspondencia ("locked-in") a la señal de muestreo. Con una selección apropiada de la razón de muestreo y de la constante de tiempo del filtro RC, el DSF puede presentar un alto rechazo al ruido, sin los problemas de recorrimiento de la frecuencia pasabanda y la pérdida del nivel de la línea de base de cero volts, comunes en los amplificadores selectivos a la frecuencia o sintonizados.

Un amplificador sensible a la fase incluye, un detector sensible a la fase, el cual utiliza una señal sincrona de referencia. Además incluye etapas preamplificadoras y postamplificadoras y una sección de procesamiento de la señal de referencia.

El detector sensible a la fase responde a la amplitud de la señal pero también es sensible a la fase presente entre la señal de entrada y la señal de referencia, por lo tanto puede



utilizarse para mediciones de amplitud y de fase de señales periódicas en presencia de ruido (Meade,1983 p.5). Es claro que en los casos en que la acción principal del sistema de medición no es la recuperación de señales inmersas en altos niveles de ruido, el amplificador sensible a la fase se utiliza para la medición de señales con alta precisión.

En la figura 4 (en el Cap 2) se muestra el diagrama a bloques de un detector sensible a la fase. Se utiliza un multiplicador de conmutación como detector síncrono, esto es un conmutador electrónico controlado por la señal de referencia. El circuito de control hace que las compuertas G1 y G2 conduzcan alternativamente en tanto cambia la polaridad de la señal de referencia. Esto dá un cambio sistemático de ganancia entre +1 y -1 en la señal de entrada.

La figura 31 muestra las formas de onda de salida del detector de fase para diferentes valores de desfase entre la señal de entrada y la referencia. La operación del detector puede describirse usando el modelo del multiplicador ideal, en donde la forma de onda de la señal de referencia tiene la representación por la serie de Fourier

$$f(t) = \frac{4}{\pi} \left[ \cos(\omega_r t + \phi_r) - \frac{1}{3} \cos 3(\omega_r t + \phi_r) + \frac{1}{5} \cos 5(\omega_r t + \phi_r) - \dots \right]$$

entonces en el multiplicador tenemos

$$V_o = f(t) s(t)$$

en donde

$$s(t) = V_s \cos(\omega_s t + \phi_s)$$

y así tenemos que

$$\begin{aligned}
V_o = & \frac{2}{\pi} V_s \left[ \cos(\omega_r t + \omega_s t + \phi_r + \phi_s) \right. \\
& - \frac{1}{3} \cos(3 \omega_r t + \omega_s t + 3 \phi_r + \phi_s) \\
& \left. + \frac{1}{5} \cos(5 \omega_r t + \omega_s t + 5 \phi_r + \phi_s) - \dots \right]
\end{aligned}$$

para operación sincrona  $\omega_r = \omega_s$  y como el filtro elimina los términos  $2\omega_r$ ,  $4\omega_r$ , etc. de la salida final se obtiene solamente la componente de c.d. del detector

$$V_o = \frac{2}{\pi} V_s A_L(0) \cos(\phi_r - \phi_s)$$

donde  $A_L(0)$  da la magnitud de la respuesta del filtro a frecuencia cero.

Como se utiliza un filtro pasa Baja se tiene que

$$A_L(0) = 1$$

entonces puede verse que si  $V_s$  es conocido de antemano, midiendo el valor de la tensión  $V_o$ , es posible determinar el desfaseamiento entre las dos señales, es decir,

$$\phi = \phi_r - \phi_s = \cos^{-1} \left[ \frac{V_o}{\frac{2}{\pi} V_s} \right]$$

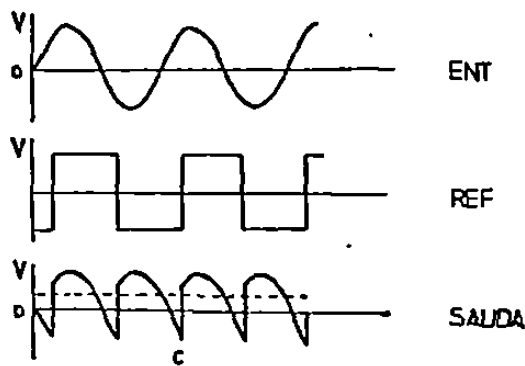
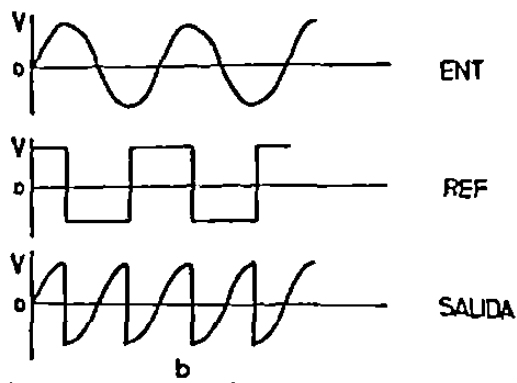
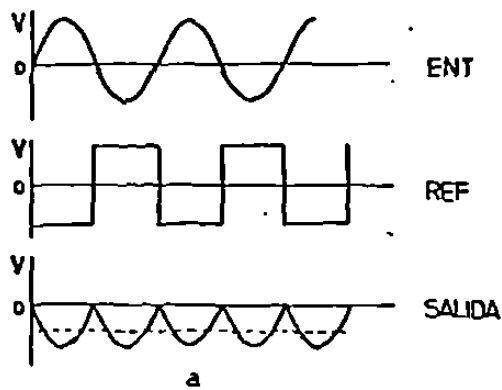


Fig.35. -Formas de onda del detector de fase.  
 a)  $\phi = 180^\circ$  b)  $\phi = 90^\circ$  c)  $\phi = \text{arbitrario}$ .

Por último se tiene un filtro pasabajos RC que puede estar formado por una o por dos secciones dando una caída de 6 dB o de 12 dB por octava más allá de la frecuencia de corte. En la mayoría de los experimentos es útil emplear el valor más pequeño posible de la constante de tiempo para asegurar que la respuesta del amplificador sensible a la fase no sea lenta. Es importante el tiempo de recuperación del filtro ya que toma en cuenta el tiempo en que se restablece después de un cambio en escalón en la señal de entrada. Esto también podría aplicarse a un incremento en la sensibilidad, por la conmutación de la ganancia de entrada o por un incremento abrupto de la fase en el canal de referencia.

Se ha encontrado que para un tiempo de asentamiento de cuatro veces la constante de tiempo, da una salida, para un filtro de una sección, dentro del 2% de su valor final mientras que la salida del filtro de dos secciones tiene un error del 10%. Así que para una constante de tiempo dada se debe tener un alto grado de rechazo al ruido y la habilidad para seguir las variaciones de la señal. Por lo tanto, en muchas circunstancias, una relación señal a ruido de salida de 1:1 representa un límite razonable para la detección, en vista del tiempo requerido para promediar la respuesta del ruido residual de fondo. Así que conviene limitar la constante de tiempo máxima a 10 segundos.

En nuestro caso, en donde la exactitud en la fase es un objetivo importante, ya que en esto se basa la medición de la ganancia y de la fase, se intenta obtener al máximo una forma de onda de referencia libre de ruido. En este caso el circuito de disparo reflejará con exactitud los cruces por cero de la señal de entrada en el canal de referencia. Así pues, la consideración de peso en la selección de la constante de tiempo del filtro RC es la rapidéz de respuesta del sistema, para poder seguir las variaciones de la tensión  $V_o$ , mientras se efectúa el barrido en frecuencia.

Cabe mencionar que en la práctica existe un pequeño error,  $\epsilon$ ,

en la definición de los cruces por cero de la señal. El error de fase medido entre la entrada de referencia y la salida (para el disparo del multiplicador) es

$$\phi_{\varepsilon} = \text{sen}^{-1} \varepsilon / V_R$$

$$\circ \quad \approx \varepsilon / V_R \text{ radianes, } \varepsilon \ll V_R$$

Así para un error de fase en el disparo de  $0.01^\circ$  o menor, tenemos la condición

$$V_R / \varepsilon \geq 600$$

En un circuito bien diseñado,  $\varepsilon$  puede mantenerse a un nivel de unos pocos milivolts sobre todo el margen de operación. Para tensiones de referencia senoidales, por lo tanto, es suficiente una entrada pico a pico de unos pocos volts para asegurar un disparo exacto. Para entradas más pequeñas, del orden de 100 milivolts, ocurrirán errores de fase alrededor de  $1^\circ$ , lo cual es comparable con la exactitud de fase esperada en muchos sistemas. De hecho muchos fabricantes especifican un nivel de la señal de referencia de 1 V r.m.s. para mayor exactitud.

## VI. - AGRADECIMIENTOS. -

Para la realización de este trabajo he recibido el apoyo de instituciones y personas a las cuales deseo hacer patente mi agradecimiento.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT), por haberme apoyado con una beca tesis durante mi estancia en Ensenada B.C.

Al Depto. de Instrumentación Electrónica de la División de Física Aplicada del CICESE, en especial a mi asesor de tesis en el CICESE al M. en C. Moisés Castro Delgado. Al también M. en C. David Covarrubias y a todos aquellos maestros y compañeros con los cuales conviví, en un gran ambiente de trabajo y amistad, por sus consejos y su gran ayuda.

Al Sr. Raúl Moreno, por su ayuda en la realización de las tabletas impresas.

Por último, agradezco a mi esposa e hija su comprensión, por todas esas horas, días y meses, que no fué posible convivir juntos.

## LISTA DE FIGURAS

- Fig.1 .- Interconexión entre la computadora personal, el ASF y el Sistema bajo análisis (SBA).
- Fig.2 .- Señales de entrada al ASF en el instrumento.
- Fig.3 .- Componentes básicos de un ASF.
- Fig.4 .- El Detector sensible a la fase (DSF).
- Fig.5 .- Forma simplificada del ASF.
- Fig.6 .- Diagrama esquemático total del ASF.
- Fig.7 .- Curva de respuesta del ASF,  $V_o$  vs  $\phi$ .
- Fig.8 .- Curva de respuesta del ASF con REF+90°.
- Fig.9 .- Conexión de los canales ENT y REF al Sist. bajo análisis (SBA).
- Fig.10.- Diagrama esquemático del canal ENT.
- Fig.11.- Conmutación de señales, en el ASF, para medir ganancia o fase.
- Fig.12.- Diagrama de configuración del LAF.
- Fig.13.- Diagrama esquemático del canal REF.
- Fig.14.- Error de fase contra variaciones de la amplitud de la señal de entrada en el LAF.
- Fig.15.- Conexión en cascada de dos LAF's con cuatro puntos de salida.
- Fig.16.- Salidas posibles del canal REF y estado de las señales de control.
- Fig.17.- Diagrama a bloques del Generador de la señal de prueba.
- Fig.18.- Diagrama esquemático del generador.
- Fig.19.- Diagrama a bloques de la interfase del ASF.
- Fig.20.- Diagrama esquemático de la interfase del ASF.
- Fig.21.- Diagrama esquemático del módulo de interconexión.
- Fig.22.- Diagrama esquemático de la sección de descifrado de la tarjeta para prototipos.

- Fig.23.- Diagrama de ubicación de componentes de la tarjeta de interconexión.
- Fig.24.- Diagrama de flujo del programa principal.
- Fig.25.- Diagrama de flujo de la subrutina MEDIRG.
- Fig.26.- Diagrama de flujo de la subrutina AMARRE.
- Fig.27.- Diagrama de flujo de la subrutina MEDIRF.
- Fig.28.- Diagrama de flujo de las subrutinas REF<sub>n</sub>.
- Fig.29.- Diagrama esquemático de un filtro activo pasa Baja bajo prueba.
- Fig.30.- Resultado de la medición de la ganancia al filtro activo pasa Baja.
- Fig.31.- Diagrama esquemático del filtro activo pasa Baja para el programa de análisis.
- Fig.32.- Resultado de ganancia del filtro activo pasa Baja por programación.
- Fig.33.- Gráfica de la ganancia del circuito RC por programación.
- Fig.34.- Resultado de la medición de la ganancia al circuito RC, con el medidor automático de ganancia y fase.
- Fig.35.- Formas de onda del detector de fase (DSF).
- a).-  $\phi = 180^\circ$ .
  - b).-  $\phi = 90^\circ$ .
  - c).-  $\phi = \text{arbitrario}$ .



## LISTA DE TABLAS

- Tabla 1 .- Error de fase vs tensión de entrada en el LAF
- a) Frecuencia de operación 100 KHz.
  - b) Frecuencia de operación 10 KHz.
  - c) Frecuencia de operación 1 KHz.
  - d) Frecuencia de operación 100 Hz.
  - e) Frecuencia de operación 10 Hz.
- Tabla 2 .- Palabras de control de  $\Phi$  en el canal REF incluyendo valores de  $V_{p3}$ .
- Tabla 3 .- Asignación de las señales de control en el conector (J7) de la interfase del ASF.
- Tabla 4 .-Asignación de señales de habilitado en el conector J2.
- Tabla 5 .-Palabras de control del puerto AMPFRE del generador.
- Tabla 6 .- Asignación de señales para los puertos A y B en la interfase del ASF.
- Tabla 7 .- Asignación de señales para el puerto C en la interfase del ASF.
- Tabla 8 .- Medición de fase a un circuito RC.
- Tabla 9 .- Medición comparativa de fase entre el ASF y el H.P. 3575A.

LITERATURA CITADA.

Best, Roland E. Phase-Locked Loops, 1984 McGraw-Hill.

Castro Moisés. "Diseño y construcción de un amplificador sensible a la fase", Reporte Técnico CIFUS-CICESE TK7871.2.C355.

Contreras Ramón, Castro M. "Medidor automático de amplitud y fase". III Simposium de instrumentación de la Sociedad Mexicana de instrumentación, 1984.

Floyd M. Gardner. Phaselock techniques, 2nd. ed. 1979 John Wiley and Sons Inc.

Harris, Analog Data Book, 1977

Meade M.L. Lock-in amplifiers: principles and applications. Peter Peregrinus Ltd. London, 1983.

Mcs-85 User's Manual. Intel Corp. 1978

Monroe Myrick "IBM PC bus customizes control system applications", Computer Design, Aug. 1985.

National Interface IC, 1975.

Non linear circuits Handbook, Analog Devices, 1976

Temple Paul "An introduction to phase sensitive amplifiers: An inexpensive Student Instrument. American Journal of Physics, 1975 Vol. 43 No. 9.

Wong J. "Active feedback improves amplifier phase accuracy",  
EDN, Sep 1987.

## GLOSARIO.

- ASF = Amplificador Sensible a la Fase.
- $A_L(\omega)$  = Respuesta del filtro pasa Baja a la frecuencia cero.
- DSF = Detector sensible a la fase.
- ENT = Canal de entrada de la señal que se desea medir.
- FPB = Filtro pasa Baja.
- $F(t)$  = Señal de referencia.
- LAF = Lazo de amarre de fase (PLL).
- OCT = Oscilador controlado por tensión.
- REF = Canal de entrada de la señal de referencia.
- REF = (En las fórmulas) desplazamiento de fase de la señal de referencia en el multiplicador.
- $s(t)$  = Señal de entrada.
- $V_o$  = Tensión de c.d. de salida del detector de fase.
- $V_{pp}$  = Valor de la tensión en Volts pico a pico.
- $V_s$  = Amplitud de la señal de entrada (señal de prueba).
- Gdb = Valor de la ganancia en dB.
- GEN = Generador de la señal de prueba.
- $\omega_r$  = Frecuencia de la señal de referencia.
- $\phi_r$  = Angulo de fase de la señal de referencia.
- $\omega_s$  = Frecuencia de la señal de entrada.
- $\phi_s$  = Angulo de fase de la señal de entrada.
- $\phi$  = Desfasamiento entre las señales que se alimentan al detector de fase.

