

INIS-uf-6168

MX8000054

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA EN COMUNICACIONES Y ELECTRÓNICA

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE FILTROS
ELECTRONICOS**

T E S I S

Que para obtener el título de
**INGENIERO EN COMUNICACIONES
Y ELECTRONICA**

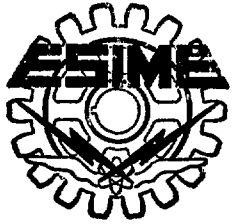
p r e s e n t a n

ELOY ROBERTO BECERIL ZARATE

CARLOS MORENO PEREZ

EDMUNDO SALINAS BOHORQUEZ

México, D.F.



INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE FILTROS
ELECTRONICOS**

T E S I S

**Que para obtener el título de:
INGENIERO EN COMUNICACIONES
Y ELECTRONICA**

**p r e s e n t a n
ELOY ROBERTO BECERRIL ZARATE
CARLOS MORENO PEREZ
EDMUNDO SALINAS BOHORQUEZ**

México, D.F.

1979

*En agradecimiento al Dr. Manuel Rodríguez Talavera,
por la sugerencia de este tema.*

*Al M. en Ing. Gabriel Eduardo Balderas, por sus valio-
sas intervenciones y sugerencias.*

Al Ing. Javier Villarreal, por el apoyo prestado.

*Al Departamento de Operación y Mantenimiento del Reac-
tor del Centro Nuclear. En especial al Departamento de
Electrónica del Reactor y a todas aquellas personas que
directa o indirectamente intervinieron en la realización
de este trabajo.*

"QUE EL ESFUERZO REALIZADO, SIRVA DE ESTIMULO
EN LA SUPERACION DEL INDIVIDUO, PARA MEJORAR
NUESTRA INSTITUCION Y POR ENDE NUESTRA PATRIA"

*Con afecto y cariño para mi padre J. Guadalupe
Becerril y mi madre María Zárate de B.*

*Con amor para mi esposa Martha
e hijas Mónica y Raquel*

Con aprecio para mis hermanos.

Con respeto al Instituto Politécnico Nacional

*Con dedicación al Instituto Nacional
de Investigaciones Nucleares.*

IPN
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERIA MECANICA Y ELECTRICA

TEMA DE TESIS

CONJUNTA (3)

Que, como trabajo escrito para sustentar el Examen Profesional y obtener el título de Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica deberá desarrollar el Pasante C.ELOY ROBERTO BECERRIL ZARATE

Tema:

"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE FILTROS ELECTRONICOS".

Objetivos del Tema:

Aplicaciones de los filtros para medir las características del Reactor Triga Mark III del Centro Nuclear.

Puntos a desarrollar:

INTRODUCCION

CAPITULO I.-

Diseño, construcción y resultados de laboratorio de un filtro pasa-banda de 0 a 500 Hertz por pasos y ancho de banda menor de 1 Hertz en cada paso.

CAPITULO II.-

Diseño, construcción y resultados de laboratorio de un filtro pasa-bajo de 0.001 a 10 Hertz por pasos.

CAPITULO III.-

Diseño, construcción y resultados de laboratorio de un filtro Kálmán.

CAPITULO IV.-

Calibración y armado del sistema utilizado para la medición de los parámetros del Reactor.

CAPITULO V.-

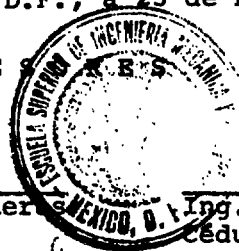
Conclusiones.
Bibliografía.

RESPONSABLE DEL TEMA:

CAPITULO I.-	Eloy Roberto Becerril Zárate.
CAPITULO II.-	Carlos Moreno Pérez.
CAPITULO III.-	Edmundo Salinas Bohorquez.

México, D.F., a 23 de noviembre de 1977.

A S E



M. en I. Eduardo Gabriel Balderas  MEXICO, D.F. Ing. Liborio González C. 
Cédula 231669

JEFE DE LA CARRERA


ING. HEBERTO REYNEL IGLESIAS

I N D I C E

	PAG.
CAPITULO I. DISEÑO, CONSTRUCCION Y RESULTADOS DE LABORATORIO DE UN FILTRO PASABANDA DE 0 a 500 HZ POR PASOS Y ANCHO DE BANDA MENOR DE 1 HZ. EN CADA PASO.	11
1.1.- Generalidades	11
1.2.- Teoría del filtro (Ver apéndice D)	188
1.2.1. Especificaciones del filtro	11
1.2.2. Selección del tipo del filtro	13
1.2.2.1. Principales configuraciones de redes activas	13
1.2.2.1a. Selección de la red	15
1.2.2.2. Obtención de la función de transferencia	21
1.3.- Diseño y Construcción del filtro	26
1.3.1. Cálculo de los valores de las componentes	26
1.3.2. Construcción del filtro	35
1.3.3. Resultados y pruebas de laboratorio	37
Conclusiones	52
CAPITULO II. DISEÑO, CONSTRUCCION Y RESULTADOS DE LABORATORIO DE UN FILTRO PASA BAJO POR PASOS DE 0.001 HZ., 0.1 HZ y 10 HZ. POR PASOS.	55
II.1.- Generalidades	55
II.2.- Teoría del filtro pasa bajo	56
II.3.- Especificaciones del filtro	62
II.4.- Selección del circuito del filtro	63
II.5.- Obtención de la función de transferencia	64

	PAG.
II.6.- Diseño y construcción de los filtros	71
II.6.2. Equipo utilizado en el laboratorio	76
II.6.3.- Construcción del filtro	79
II.6.4.- Cálculo de los valores de los elementos de los filtros	81
II.7.- Cálculo del lugar de las raíces para cada uno de los filtros	86
II.7.1.- Filtro pasa bajo de 0 a 10 HZ.	86
II.7.2.- Filtro pasa bajo de 0 a 0.1 HZ	87
II.7.3.- Filtro pasa bajo de 0 a 0.001 HZ	88
II.8.- Resultados y pruebas de laboratorio	89
Conclusiones	118

CAPITULO III.- DISEÑO, CONSTRUCCION Y PRUEBAS DE LABORATORIO DE UN FILTRO KALMAN.	120
III.1.- Generalidades	120
III.2.- Teoría del filtro	124
III.2.1. Ecuaciones del Filtro Kalman	124
III.2.2. Simulación analógica del filtro	131
III.3.- Diseño y Construcción	137
III.3.1. Factor de Escala y Diagrama a Diseñar	137
III.3.2. Características Importantes del Filtro Kalman	137
III.3.3. Circuito Inversor (a)	138
III.3.4. Circuito Inversor (b)	141

	PAG.
III.3.5. Circuito Inversor con ganancia Unitaria (b')	143
III.3.6. Circuito Inversor menor que la unidad (c)	145
III.3.7. Circuito Multiplicador menor que la Unidad (d)	147
III.3.8. Circuito Sumador (1b)	148
III.3.9. Circuito Integrador (2c)	150
III.3.10. Equipo de Medición utilizado	153
III.3.11. Construcción	153
III.4. Resultados y Pruebas de laboratorio	156
III.4.1. Comprobación y Resultados del filtro	156
Conclusiones	165
 CAPITULO IV.- CALIBRACION Y ARMADO DEL SISTEMA UTILIZADO PARA LA MEDICION DE LOS PARAMETROS DEL REACTOR	 168
 BIBLIOGRAFIA	 171
 APENDICE A	
Normas para equipos Modulares (NIM)	177
 APENDICE B	
Amplificadores Operacionales	179
 APENDICE C	
Consideraciones de ruido electrónico	183

	PAG.
APENDICE D	
<i>Filtro pasabanda</i>	188
GLOSARIO	190

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

El presente trabajo tiene como objetivo fundamental, di señar y construir filtros electrónicos, los cuales serán uti lizados en el reactor TRIGA Mark III del Centro Nuclear de México, para realizar mediciones de sus parámetros. La Ingeniería nuclear se ve en la necesidad de contar con estos dis positivos que son de vital importancia en el desarrollo de reactores nucleares en el país.

Las investigaciones en este campo abren un panorama en una de las aplicaciones de la Ingeniería electrónica en lo que respecta a filtros activos de muy bajas frecuencias. Estos trabajos son parte del desarrollo de nuevas técnicas experimentales, cuyo uso no está limitado a esta rama de la Ingeniería.

El primer experimento, en el cual fue liberada "energía" de fisión nuclear en una reacción en cadena autosostenida fue desarrollado por Enrico Fermi y sus colaboradores en Diciembre de 1942, en el Estadio de la Universidad de Chicago; con una "pila nuclear" de grafito y uranio⁽¹⁾.

Un reactor nuclear es un dispositivo fundamental de un sistema transformador para obtener energía (eléctrica, calorífica, etc.), a partir de reacciones nucleares controladas. Un neutrón que golpea a un átomo de combustible nuclear, que generalmente es uranio 235, lo rompe en dos o más elementos (como se observa en la figura 1); a esto se conoce como fi-

sión nuclear. También se desprende radiación y varios neutrones, los cuales producen más fisiones, produciendo así una reacción en cadena. La reacción en cadena puede ser controlada al regular el número de neutrones, por medio de barras de control que contienen un material absorbedor de neutrones. El combustible generalmente se mezcla con un moderador, cuyo fin es frenar los neutrones a una determinada energía. El reflector evita las fugas de neutrones hacia el exterior, reflejando parte de los neutrones escapados y haciéndolos volver hacia el interior del núcleo. El refrigerante evita el sobrecalentamiento y el blindaje sirve para atenuar las radiaciones que provienen del núcleo. La figura (2) muestra un esquema de las principales partes de un reactor ^(1,9).

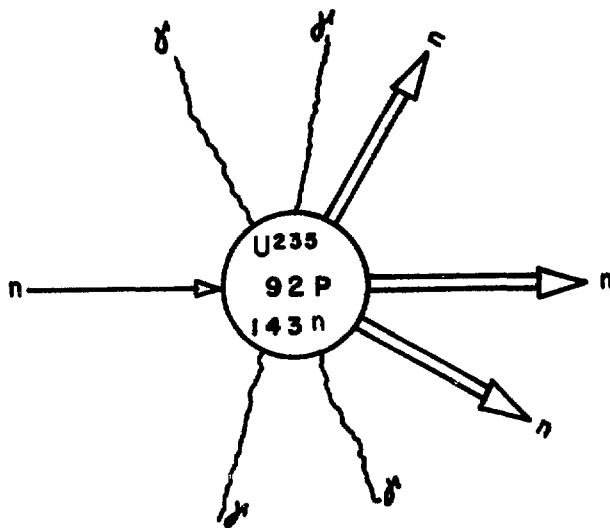


FIGURA (1). FISIÓN NUCLEAR

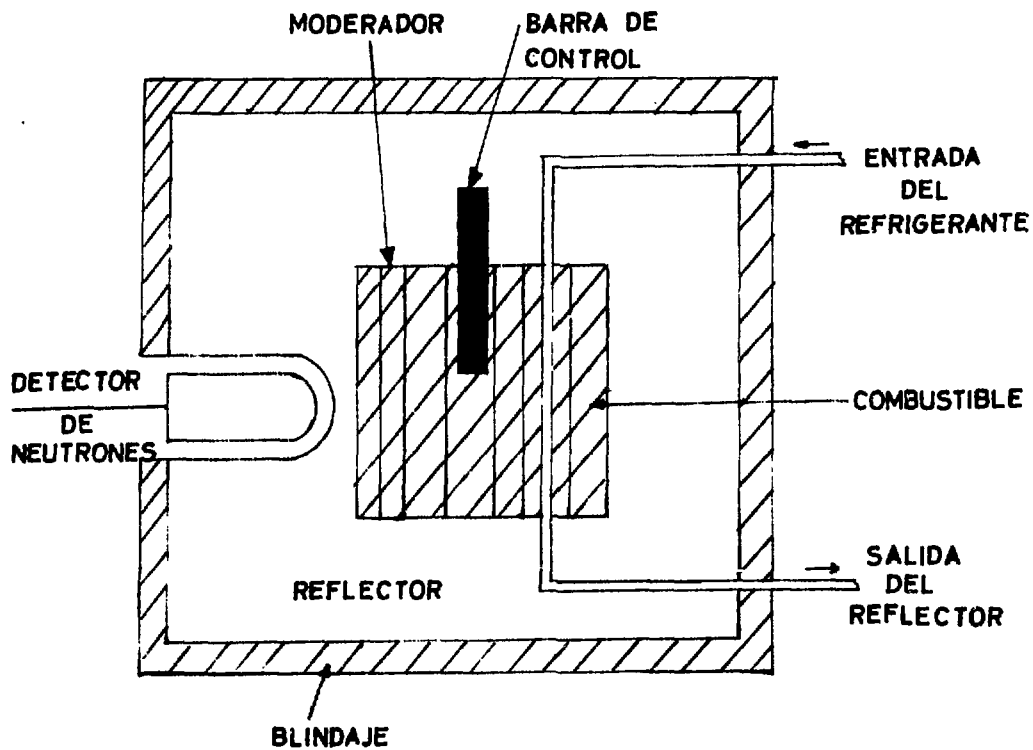


FIGURA (2). COMPONENTES PRINCIPALES DE UN REACTOR⁽⁹⁾.

La potencia de un reactor es proporcional al flujo medio de neutrones en el núcleo. Si "n" es la densidad media de neutrones libres en el volumen del reactor y "v" su velocidad media, el flujo se expresa por:

$$\phi = nv = \text{neutrones/cm}^2 \cdot \text{seg.} \quad (1)$$

Se llama factor de multiplicación "k" a la relación entre el número de neutrones de una generación y el correspondiente número de neutrones de la generación inmediata precedente. Si "l" es la vida media de los neutrones en el reactor o duración de una generación expresada en segundos, la variación con el tiempo de la densidad media "n" de neutrones libres en el reactor vendrá dada por:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{kn - n}{l} = \frac{n(k - 1)}{l} = \frac{n\delta k}{l} \quad (2)$$

Siendo $\delta k = k - 1$, la llamada reactividad del reactor.

La vida media "l" de los neutrones comprende el tiempo de moderación y el de difusión, hasta que son capturados en el combustible u otro componente del reactor, o escapan del mismo. Los tiempos de moderación son del orden de 10^{-4} a 10^{-5} segundos, y los de difusión son del orden de 10^{-3} segundos.

Resolviendo la ecuación anterior para un valor constante de la reactividad δk y una densidad neutrónica media inicial se tiene:

$$n = n_0 \exp\left(\frac{\delta k}{l} t\right) \quad (3)$$

Se define el período T del reactor como la inversa de la variación relativa de la densidad neutrónica por unidad de tiempo:

$$\frac{1}{T} = \frac{dn}{dt} \quad (4)$$

En el caso que estamos considerando valdrá:

$$T = \frac{\ell}{\delta k} \quad (5)$$

por lo que la ecuación (3) puede escribirse en la forma:

$$n = n_0 \exp\left(\frac{t}{T}\right) \quad (6)$$

De la ecuación anterior se observa que T es el tiempo requerido para que el flujo de neutrones cambie por un factor de 2.72.

Cuando $\delta k = 0$ la densidad neutrónica y por tanto la potencia del reactor es constante, su período es infinito, en estas condiciones el reactor es crítico. Cuando $\delta k < 0$ la densidad neutrónica disminuye, el período es negativo; a esto se le llama estado subcrítico. Cuando $\delta k > 0$ la densidad neutrónica aumenta, el período es positivo, por lo que el estado del reactor es supercrítico⁽¹⁾.

En la mayoría de los trabajos de Física de Reactores, los neutrones son tratados como un fluido continuo en lugar de las partículas discretas que hay. De lo no discreto de los neutrones y de la naturaleza de la reacción en cadena, da lugar a fluctuaciones azarosas en la población de neutrones, las cuales han sido llamadas "ruido del reactor".

El ruido del reactor puede considerarse como una fuente equivalente de neutrones de ruido azaroso, la cual representa las fluctuaciones en el número de neutrones aprovechables, debido a las fluctuaciones estadísticas naturales en las razones de la absorción de neutrones y de la fisión. En cualquier instante esta fuente puede ser positiva o negativa, representando un exceso o una deficiencia del promedio respectivamente.

Cuando el reactor se encuentra operando, se presenta el efecto de ruido del reactor. La figura (3) muestra las formas típicas de este ruido.

En un reactor nuclear están presentes muchas fuentes de ruido, como son el ruido electrónico de los aparatos y los de la cámara de ionización; además del ruido del reactor.

Para poder medir el ruido del reactor, en primer lugar se requiere una mayor relación de este ruido a otras fuentes de ruido. Para lograr esto se necesita minimizar estas fuentes por un lado, y por el otro, se requiere que la cámara de ionización esté exactamente en la parte central del núcleo del reactor para obtener la mayor señal de ruido de reactor, y poder de esta manera amplificarlo y posteriormente analizar la señal antes mencionada. La fig. (4) muestra un diagrama a bloques para medición de este ruido.

El ruido antes mencionado se presenta en el intervalo de frecuencias entre 0 y 1000 Hertz. Para esto se requiere de filtros que cubran esta gama de frecuencias.

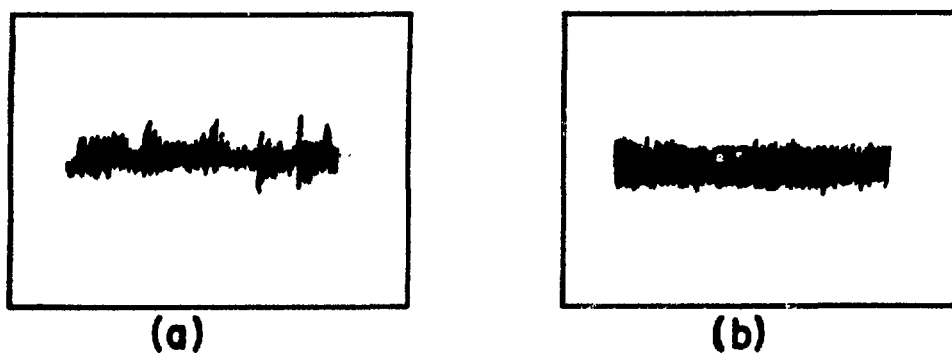


FIGURA (3). SENALES TÍPICAS DE FLUCTUACIONES DEL REACTOR⁽¹⁷⁾.

- a). Cámara de ionización en el centro del núcleo del reactor.
- b). Cámara de ionización a un lado del núcleo del reactor.

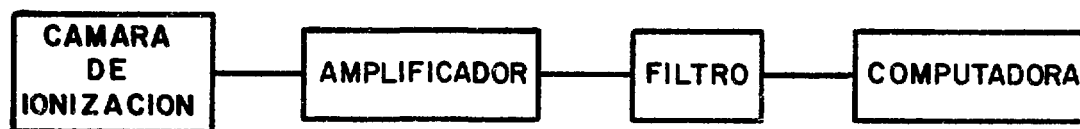


FIGURA (4). DIAGRAMA A BLOQUES PARA LA MEDICION DEL RUIDO DEL REACTOR.

La teoría de filtros debe su origen a Wagner y Cambell⁽²³⁾, quienes en 1915 desarrollaron el concepto de filtros pasivos.

Un filtro ideal es un sistema que transmite sin distorsión todas las frecuencias de una cierta banda. El espectro de amplitud en la banda es constante y el espectro de fase es lineal. Considerando el filtro con una sola entrada y una sola salida, como el mostrado en la siguiente figura (5):



FIG. (5). FILTRO IDEAL

El filtro se considera sólo de elementos lineales, tal que la variable de salida (la respuesta) está linealmente relacionada a la variable de entrada (excitación). Esta relación puede expresarse en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia.

En la mayoría de los filtros la variable de entrada $x(t)$, y la variable de salida $y(t)$, son funciones continuas del tiempo, las cuales son relacionadas a través de una integral de convolución

$$y(t) = \int_0^{\infty} h(t, \tau) x(\tau) d\tau \quad (7)$$

Cuando el filtro es una red invariante en el tiempo, la cual es el caso más común, la ecuación (7) se simplifica a

$$y(t) = \int_0^{\infty} h(t-\tau) x(\tau) d\tau \quad (8)$$

Haciendo $x(t)$ igual a la función de impulso unitario $\delta(t)$ en ecuación (8), la integral puede evaluarse directamente para dar

$$y(t) = h(t) \quad (9)$$

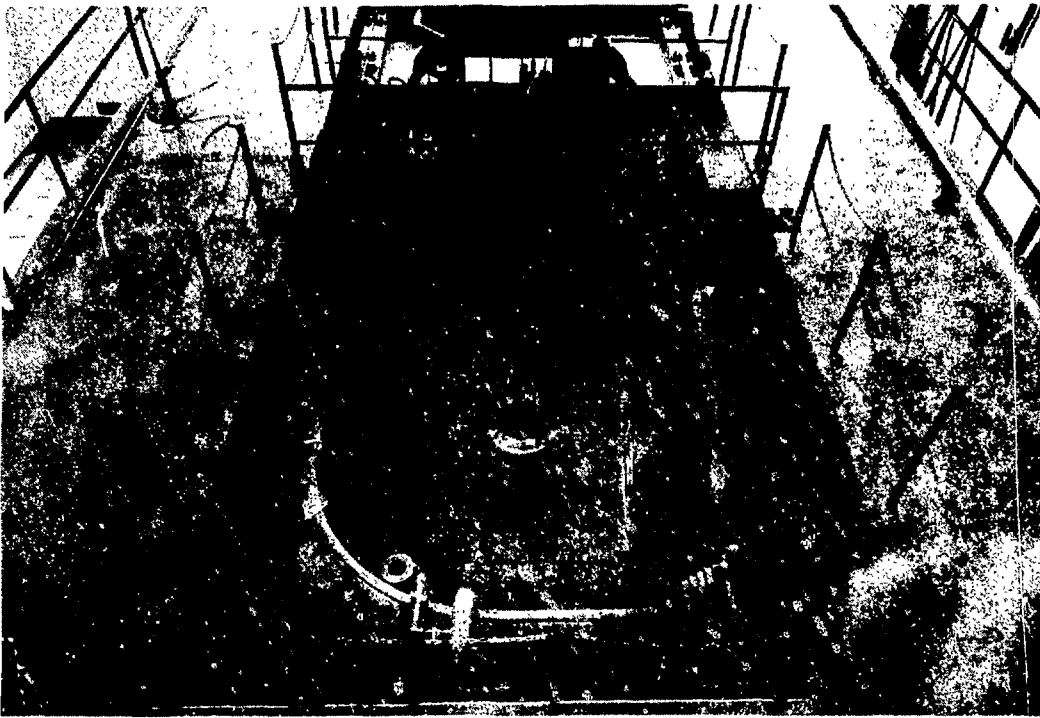
Cuando $h(t)$ es la respuesta del filtro a un impulso unitario aplicado a $t = 0$, esto es llamado la respuesta del impulso y por medio de la integral de convolución, se caracteriza completamente la respuesta del filtro a cualquier excitación.

Esta relación de dominio de tiempo entre los variables de entrada y salida pueden convertirse al dominio de la frecuencia, tomando la transformada de Laplace de la ecuación (8).

$$Y(s) = H(s) X(s) \quad (10)$$

donde $Y(s)$, $X(s)$, y $H(s)$ son las transformadas de Laplace de $y(t)$, $x(t)$, y $h(t)$ respectivamente. $H(s)$ es una función de la red, definida como la relación de la transformada de La-

place de la respuesta a la transformada de Laplace de la excitación.



VISTA DEL REACTOR TRIGA MARK III DEL CENTRO NUCLEAR DE MEXICO

C A P I T U L O I

Diseño, construcción y resultados de laboratorio de un filtro pasabanda de 0 a 500 Hertz por pasos y ancho de banda menor de 1 Hertz en cada paso.

1.1. Generalidades

En esta parte del trabajo se diseña y se proporciona un reporte de la construcción y resultados de laboratorio de un filtro pasabanda. Este filtro será usado en conjunto con el equipo de medición del "ruido de reactor" (ver figura IV.1 y IV.2. Cap. IV), para determinar los parámetros de la cinética del reactor del Centro Nuclear⁽¹⁵⁾. Para este caso el reactor estará trabajando a potencias muy bajas (del orden de watts), que es donde se presenta este "ruido". El espectro de frecuencias está comprendido en el intervalo de 10 a 500 (ver figura 1.1).

Con ello se determinará un "espectro de ruido de reactor" y de éste se determinarán los parámetros " β " y " l " requeridos; donde " β " es la densidad de los neutrones retardados y " l " es la vida media de los neutrones.

1.2. Teoría del filtro. (Ver Apéndice D).

1.2.1. Especificaciones del filtro.

En base al punto 1.1 de generalidades, el filtro debe cumplir las especificaciones siguientes:

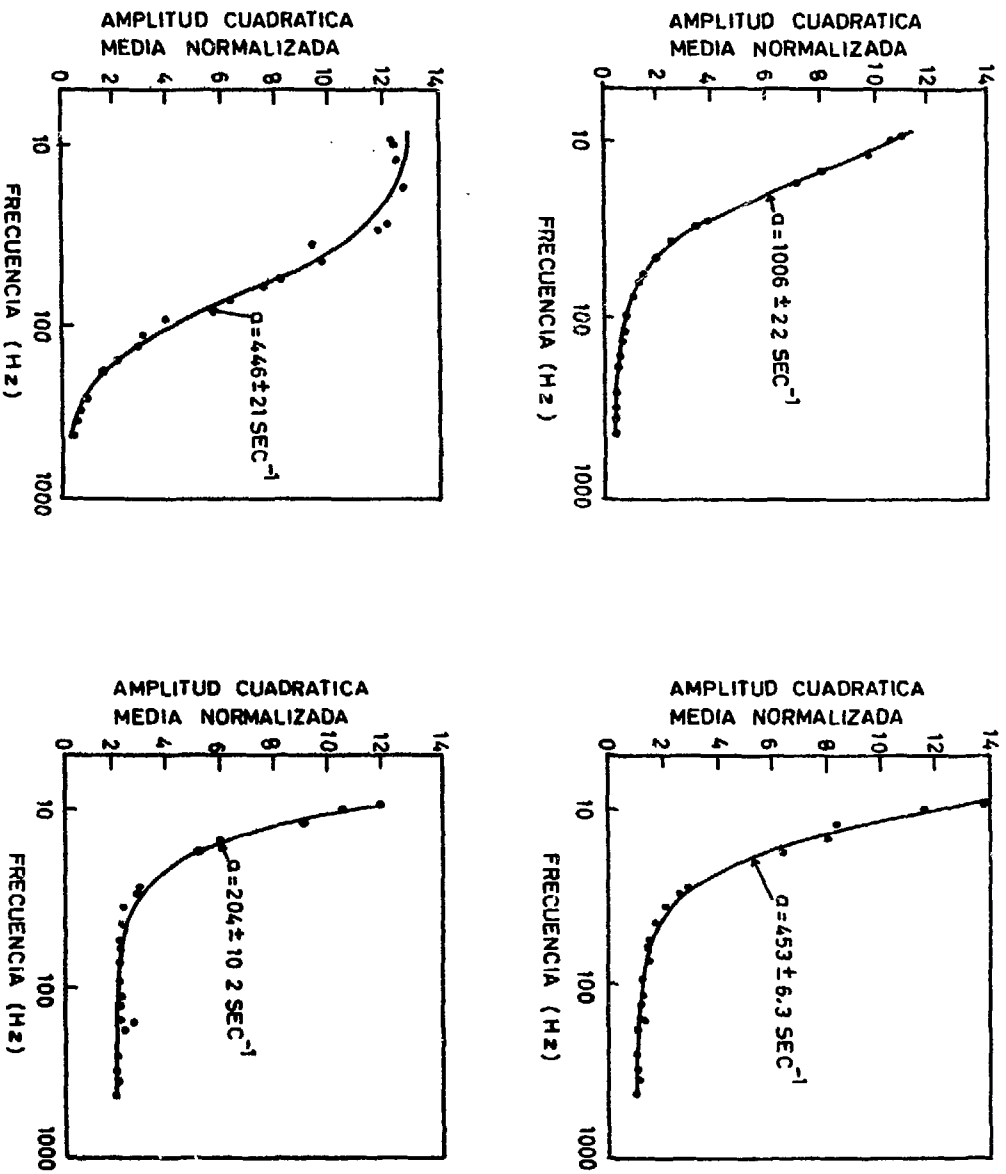


FIG. 1.1. "Espectros de ruido de reactor: para diferentes reactores.

- a) El filtro pasabanda sea capaz de barrer en frecuencias desde 10 Hertz hasta 500 Hertz.
- b) Ancho de banda de un Hertz ó menor, en cada paso de frecuencia.
- c) Sea compatible con los equipos moduladores "NIM" (ver

apéndice A).

1.2.2. Selección del tipo de filtro

1.2.2.1. principales configuraciones de redes activas.

En base a las características requeridas, se comenzó a trabajar con el diseño del filtro pasabanda.

En primer lugar se trabajó con las diferentes configuraciones que existen. Cabe aclarar que para ir con la época moderna, sólo se pensó en circuitos, los cuales utilizarán circuitos integrados; es decir redes activas con circuito integrado. Además que se tenía en existencia, en el lugar donde laboramos, algunos tipos de circuitos integrados lineales. - Otro motivo por el cual se utilizó redes activas en lugar de redes pasivas, es que las primeras tienen un aislamiento dado por las impedancias de salida bajas del circuito o de las etapas de que contenga; tal que estas redes se diseñan y entonan independientemente, con mínima interacción. Lo cual no sucede con redes pasivas, debido a que estas no son satisfactorias para usarse en mediciones de densidades espectrales, porque producen efectos de carga, cuando ellos son conectados a un circuito y son influenciados por dispositivos externos conectados a los mismos. Por consiguiente los filtros - que incluyen amplificadores operacionales (Ver apéndice B) son necesarios para suministrar una alta impedancia (orden de megohms) de entrada y una baja impedancia (orden de decenas - de ohms) de salida, para acoplarse a graficadores u otro -- equipo de medición.

Las "principales" configuraciones que existen para diseñar redes activas con circuito integrado tenemos las siguientes: ^(8, 22)

1. Cuatro tipos básicos de fuentes controladas.

Las fuentes de voltaje controladas, las fuentes controladas de corriente, las fuentes de corriente controladas de voltaje, y las fuentes de corriente controladas de corriente. Si se consideran como elementos activos lineales, las fuentes controladas de voltaje tienen una impedancia de entrada infinita, y las fuentes de corriente una impedancia de salida infinita.

2. Otro tipo es el convertidor de inmitancia negativo, el cual es un dispositivo de dos puertos, caracterizado por la propiedad de que la impedancia de entrada vista en cualquier puerto es la negativa de la impedancia conectada al otro puerto.

Hay dos tipos básicos de convertidores de inmitancia ideales, el del tipo inversión de voltaje, y el de inversión de corriente.

3. Otro tipo es el girador, el cual también es un dispositivo de dos puertos caracterizado por la propiedad de que la impedancia vista en cualquier puerto, es la recíproca de la impedancia conectada al otro puerto. Uno de sus usos es el de utilizar giradores y capacitores, para reemplazar inductores.

4. Otro tipo es el de ganancia infinita. Cualquiera de las cuatro fuentes ideales mencionadas en el punto 1, pueden

considerarse como dispositivos de ganancia infinita idealmente, tomando el caso límite cuando sus ganancias respectivas tienden a infinito. De esta manera podemos considerar un dispositivo de ganancias infinita con impedancia de entrada infinita e impedancia de salida cero, similar a una fuente de voltaje controlada de voltaje, un dispositivo de ganancia infinita, similar a una fuente de corriente, controladas de corriente, etc. De aquí se concluye que cualquier realización de redes empleando un elemento activo de ganancia infinita, tiene las mismas características independientemente del tipo de elemento activo, el cual sea usado.

En la siguiente tabla I.1 se muestran los "principales" elementos activos lineales usados más comúnmente.

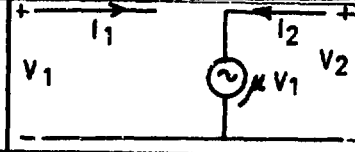
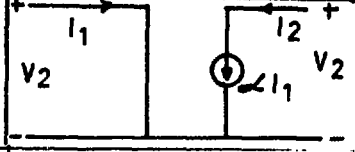

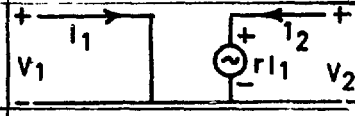
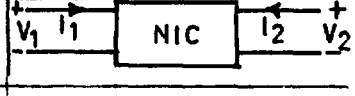
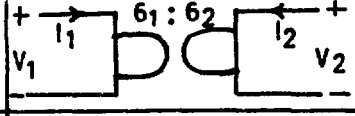
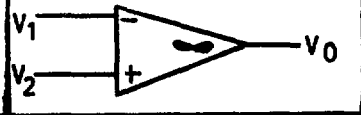
I.2.2.1a. Selección de la red.

En base a las características deseadas del filtro pasabanda mencionadas anteriormente (I.1.1.), se seleccionó el tipo de configuración. El circuito ó tipo de configuración que reunió esas características fue el circuito pasabanda de retroalimentación múltiple, como el mostrado en la siguiente figura I.2.

Circuitos de retroalimentación múltiple.

Este tipo de circuitos entran dentro de los cuatro tipos de fuentes ideales mencionados en la parte I.2.2.1, consideradas como dispositivos de ganancia infinita (Punto 1).

TABLA I-1

ELEMENTO DE RED ACTIVA	RELACIONES ENTRADA A SALIDA	SIMBOLO DE LA RED
Fuente de voltaje controladas de V. (VCVS), ó amplificador de voltaje.	$V_2 = \mu V_1$ $I_1 = 0$	
Fuente de corriente controladas de I. (ICIS) ó amplificador corriente.	$I_2 = \alpha I_1$ $V_1 = 0$	
Fuente de corriente controladas de voltaje (VCIS).	$V_2 = g V_1$ $I_1 = 0$	
Fuente de voltaje controladas de corriente (ICVS)	$V_2 = r I_1$ $V_1 = 0$	
Convertidor impedancia negativa (NIC)	$V_1 = K_1 V_2$ $I_2 = K_2 I_1$	
Inversor de impedancia positiva (PIV). (Girador Activo)	$I_1 = G_2 V_2$ $I_2 = -G_1 V_1$	
Amplificador operacional	$V_0 = A(V_2 - V_1)$ $A \rightarrow \infty$ $I_1 = I_2 = 0$	

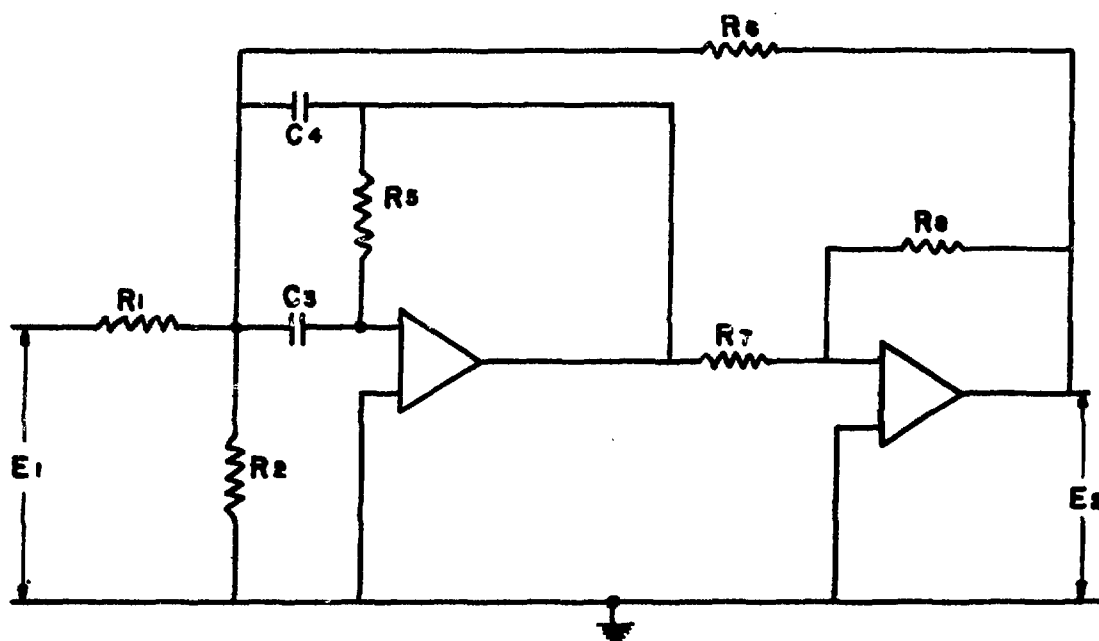


FIGURA (1.2). Circuito pasabanda de retroalimentación múltiple.

Existen dos tipos de realizaciones con retroalimentaciones. El primero es del tipo de una sola retroalimentación de ganancia infinita, y del tipo de retroalimentación múltiple de ganancia infinita. Sólo se discute el último, por ser el de interés en este capítulo.

Realización de retroalimentación múltiple de ganancia infinita. En este caso la retroalimentación se hace en más de un punto de la red pasiva, como se muestra en el siguiente esquema de bloques. Cada uno de los bloques representa un solo

elemento de dos terminales, ya sea un resistor o un capacitor.

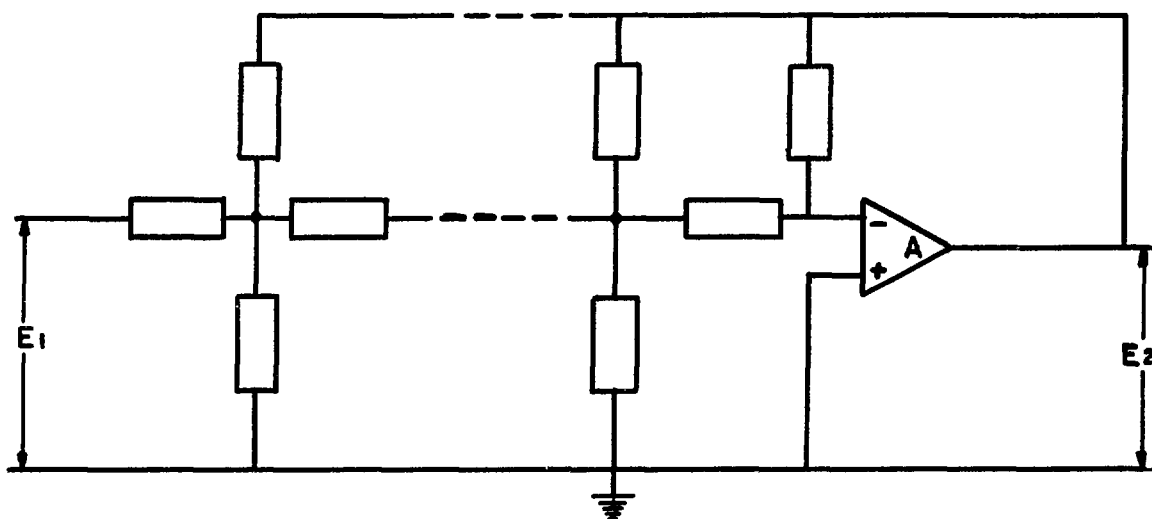


FIGURA (1.3). Configuración de retroalimentación múltiple - con amplificador operacional.⁽²²⁾

Si ahora se considera una configuración menos general, como la mostrada en la figura (1.4), la cual incluye solo cinco elementos y la cual puede usarse para realizar funciones de transferencia de segundo grado.

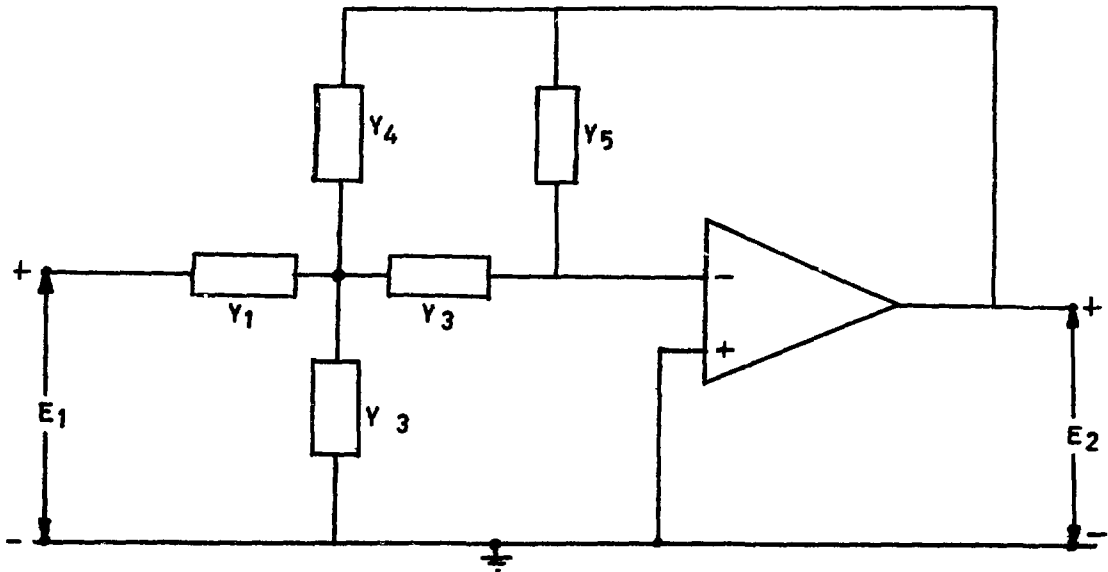


FIGURA (1.4). Configuración de retroalimentación múltiple de ganancia infinita de F. de T. de segundo grado.

En donde su función de transferencia en circuito abierto es:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4} - \left(\frac{1}{k}\right) \left| (Y_3 + Y_5)(Y_1 + Y_2 + Y_4) + Y_3 Y_5 \right| \quad (I.1)$$

en el caso de que k se aproxime a infinito la ecuación anterior queda

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4} \quad (I.2)$$

Ahora bien, estos cinco elementos pueden escogerse de forma tal que se pueden realizar redes paso bajo, paso alto, o redes pasabanda.

Para el caso del filtro pasabanda se sugiere una red del tipo siguiente.

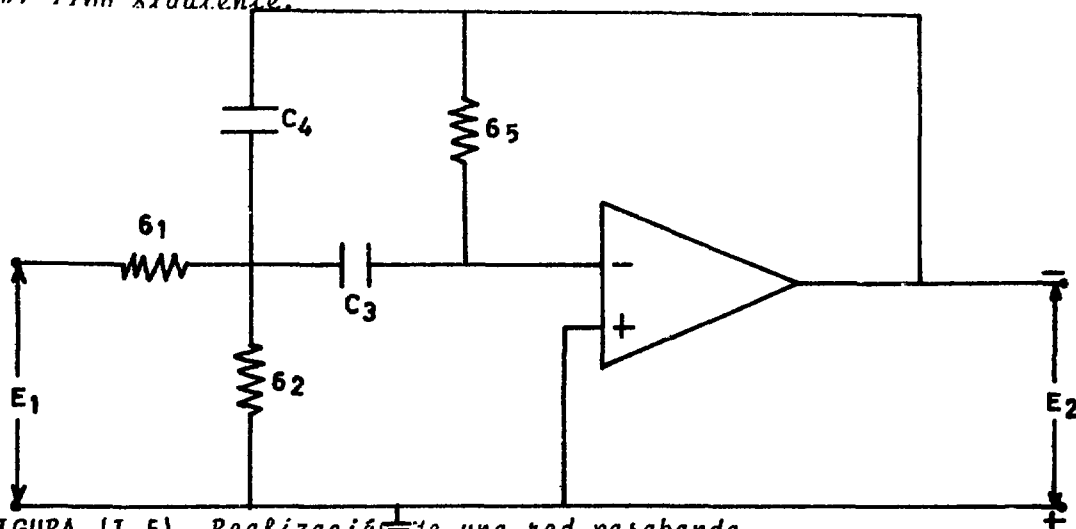


FIGURA [I.5]. Realización de una red pasabanda.

Para esta configuración la función de transferencia es

$$\frac{E_2}{E_1}(s) = \frac{-S G_1 C_3}{S^2 C_3 C_4 + S G_5 (C_3 + C_4) + G_5 (G_1 + G_2)} \quad (I.3)$$

Ahora bien, como la configuración que se seleccionó es la de la figura (I.2), entonces la función de transferencia quedará en la forma siguiente

$$\frac{E_2}{E_1}(s) = \frac{S(K/R_1 R_4)}{S^2 + (S/R_5 C_4) (1 + C_4/C_3 - K R_5/R_6 + (1/C_3 C_4 R_5)) (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_6)} \quad (I.4)$$

Esta función de transferencia se obtiene o se determina en la sección siguiente.

1.2.2.2. Obtención de la función de transferencia del filtro pasabanda de retroalimentación múltiple de la figura (1.2).

Partiendo de la Figura (1.2), se propone el siguiente - circuito equivalente (FIGURA 1.6) ⁽²¹⁾.

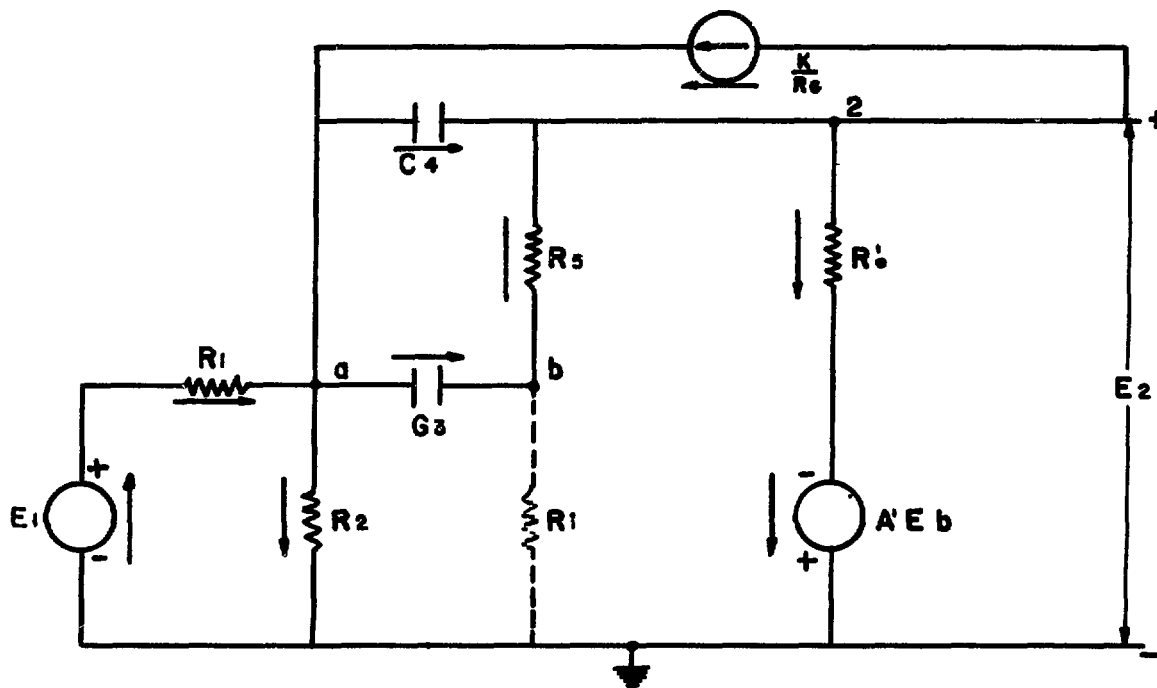


Figura 1.6. Circuito Equivalente del filtro pasabanda de Fig. (1.2).

También se harán las consideraciones siguientes:

$$A = A' \rightarrow \infty$$

$$R_i \rightarrow \infty$$

$$R'_o \rightarrow 0$$

$$G_i \rightarrow 0$$

$$G'_o \rightarrow \infty$$

Ahora bien, aplicando el método de nodos y aplicando -
también la transformada de Laplace al circuito equivalente -
de la figura (I.6), se obtienen las siguientes ecuaciones.

NODO a

$$\frac{E_a(s) - E_1(s)}{R_1} + \frac{E_a(s)}{R_2} + SC_3(E_a(s) - E_b(s)) + SC_4(E_a(s) - E_2(s)) + \frac{|E_a(s) - E_2(s)|K}{R_6} = 0 \quad (I.5)$$

NODO b

$$SC_3(E_b(s) - E_a(s)) + \frac{E_b(s) - E_2(s)}{R_5} = 0 \quad (I.6)$$

NODO 2

$$\frac{E_2(s) - E_b(s)}{R_5} + SC_4(E_2(s) - E_a(s)) + \frac{E_2(s) - A'E_b(s)}{R_0} + \left(\frac{E_2(s) - E_a(s)}{R_6} \right) K = 0 \quad (I.7)$$

Agrupando términos y considerando que $G = \frac{1}{R}$, se tiene de las ecuaciones anteriores.

$$(G_1 + G_2 + SC_3 + SC_4 + G_6 K)E_a(s) - G_1 E_1(s) - SC_3 E_b(s) = (SC_4 + KG_6) E_2(s) \quad (I.8)$$

$$\left[-SC_3 \right] E_a(s) + 0 + (SC_3 + G_5) E_b(s) = G_5 E_2(s) \quad (I.9)$$

$$(-SC_4 - KG_6) E_a(s) + 0 + (-G_5 - G'_0 A') E_b(s) = (SC_4 - G_5 - G'_0 - G_6 K) \cdot \quad (I.10)$$

De ecuaciones (I.8), (I.9) y (I.10), se obtiene el determinante como sigue

$$\Delta = \begin{vmatrix} (G_1 + G_2 + SC_3 + SC_4 + G_6 K) & -G_1 & (-SC_3) \\ -SC_3 & 0 & SC_3 + G_5 \\ -SC_4 - KG_6 & 0 & (-G_5 - G'_0 A') \end{vmatrix} =$$

$$= G_1 | (SC_3 G_5 + SC_3 A' G'_0) + (S^2 C_3 C_4 + SC_4 G_5 + KG_6 SC_3 + KG_6 G_5) |$$

$$\Delta = G_1 SC_3 A' G'_0 + G_1 SC_3 G_5 + G_1 S^2 C_3 C_4 + G_1 SC_4 G_5 + G_1 G_6 K SC_3 + KG_6 G_5 G_1$$

Después se obtiene el valor de $E_a(s)$

$$E_a(s) = \frac{\begin{vmatrix} (SC_4 + KG_6) E_2(s) & -G_1 & -SC_3 \\ G_5 E_2(s) & 0 & SC_3 + G_5 \\ (SC_4 - G_5 - G'_0 - G_6 K) E_2(s) & 0 & -G_5 - A' G'_0 \end{vmatrix}}{\Delta} =$$

$$= \frac{G_1 (G_5 E_2(s)) (-G_5 - A' G'_0) - (SC_3 + G_5) (SC_4 - G_5 - G'_0 - G_6 K)}{\Delta}$$

Haciendo operaciones y dividiendo el numerador y denominador por A' , y posteriormente si se hace $A' \rightarrow \infty$, queda el valor de $E_a(s)$ como sigue

$$E_a(s) = \frac{-E_1(s)G_1G_5G'_0}{G_1SC_3G'_0} = \frac{-GE(s)}{SC_3} \quad (I.11)$$

Ahora se obtiene el valor de $E_b(s)$

$$E_b(s) = \frac{\begin{vmatrix} G_1+G_2+SC_3+SC_4+G_6K & -G_1(SC_4+KG_6)E_2(s) \\ -SC_3 & 0 \\ -SC_4-KG_6 & 0 \end{vmatrix} \begin{matrix} G_5E_2(s) \\ (SC_4-G_5-G'_0-G_6K)E_2(s) \end{matrix}}{\Delta}$$

$$= \frac{G_1[(SC_3)(SC_4-G_5-G'_0-G_6K)E_2(s) - (G_5E_2(s))(-SC_4-KG_6)]}{\Delta}$$

$$E_b(s) = \frac{G_1[(SC_3)(SC_4-G_5-G'_0-G_6K)E_2(s) - (G_5E_2(s))(-SC_4-KG_6)]}{G_1SC_3A' + G_1SC_3G_5 + G_1S^2C_3C_4 + G_1SC_4G_5 + G_1G_6KSC_3 + KG_6G_5G_1}$$

Si se divide numerador y denominador por A' y haciendo que $A' \rightarrow \infty$, queda

$$E_b(s) = 0 \quad (I.12)$$

Sustituyendo los valores de $E_a(s)$ y $E_b(s)$ encontrados anteriormente, en la ecuación (I.8) se tiene

$$\frac{(G_1+G_2+SC_3+SC_4+G_6K)(-G_5)}{SC_3} E_2(s) - G_1E_1(s) = (SC_4+KG_6)E_2(s)$$

Haciendo operaciones y agrupando términos

$$\left| \frac{-\frac{6}{5} \frac{6}{1} - \frac{6}{5} \frac{6}{2} - \frac{6}{5} \frac{SC}{3} - \frac{6}{5} \frac{SC}{4} - \frac{6}{5} \frac{6}{6} K - S^2 C C - SC \frac{6}{3} \frac{6}{6} K}{SC} \right|.$$

$$\cdot E_2(s) = 61E1(s)$$

Sustituyendo el valor de $6 = \frac{1}{R}$ y haciendo operaciones se obtiene finalmente la función de transferencia

$$\frac{E(s)}{E(s)} = \frac{-S/R1 C4}{S^2 + \frac{S}{R5 C4} + \frac{S}{C3 R5} + \frac{K}{R5R6 C3C4} + \frac{SK}{R6C4} + \frac{1}{R1R5 C3C4} + \frac{1}{R2R5 C3C4}} \quad (I.13)$$

Cabe aclarar que la expresión es muy parecida con respecto a la que dan los libros sobre filtros de este tipo^(6,8)

1.3. Diseño y construcción del filtro

1.3.1 Cálculo de los valores de las componentes del filtro.

Partiendo de la ecuación general de redes de segundo grado siguiente⁽²²⁾:

$$H(s) = \frac{Hs}{S^2 + b_1 S + b_2} \quad (I.14)$$

y considerando en este caso que la función de transfe-

rencia del filtro pasabanda general es de un par de polos - conjugados complejos de la forma siguiente:^(e)

$$H(s) = \frac{H_o \alpha \omega_o s}{s^2 + \alpha \omega_o s + \omega_o^2} \quad (I.15)$$

Como se observa en la ecuación anterior (I.15), está ya normalizada con respecto a ω_o .

Igualando la ecuación (I-15) y la ecuación (I-4) se determinan los parámetros del circuito, haciendo que:

$$\begin{aligned} \omega_o^2 &= \left[\frac{1}{C3 C4 R5} \right] \left[\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R6} \right] \\ \omega_o &= \left| \left[\frac{1}{C3 C4 R5} \right] \left[\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R6} \right] \right|^{1/2} \end{aligned} \quad (I.16)$$

Ahora si

$$\alpha \omega_o = \left[\frac{1}{R5 C4} \right] \left[1 + \frac{C4}{C3} - \frac{KR5}{R6} \right]$$

$$\text{y si} \quad H_o \alpha \omega_o = \frac{K}{R1 C4}$$

$$H_o = \frac{K}{R1 C4 \left[\frac{1}{R5 C4} \right] \left[1 + \frac{C4}{C3} - \frac{KR5}{R6} \right]}$$

$$H_o = \frac{1}{R1} \frac{1}{\left[\frac{1}{KR5} \right] \left[1 + \frac{C4}{C3} - \frac{1}{R6} \right]} \quad (I.17)$$

Ahora bien si

$$\frac{1}{Q} = \alpha$$

y recordando

$$\alpha W_0 = \left(\frac{1}{R5 C4} \right) \left(1 + \frac{C4}{C3} - \frac{KR5}{R6} \right)$$

Sustituyendo el valor de W_0 (ec. I.16) se tiene

$$\begin{aligned} \alpha & \left| \left(\frac{1}{C3C4R5} \right) \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R6} \right) \right|^{1/2} = \left(\frac{1}{R5C4} \right) \cdot \\ & \cdot \left(1 + \frac{C4}{C3} - \frac{KR5}{R6} \right) \\ & = \frac{\left(\frac{1}{R5C4} \right) \left(1 + \frac{C4}{C3} - \frac{KR5}{R6} \right)}{\left[\frac{1}{C3C4R5} \right] \left[\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R6} \right]^{1/2}} \\ & = \frac{\left(\frac{1}{R5C4} \right)^{2/2}}{\left[\frac{1}{C3C4R5} \right]^{1/2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R6}}} \cdot \\ & \cdot \left(1 + \frac{C4}{C3} - \frac{KR5}{R6} \right) \end{aligned}$$

Haciendo operaciones finalmente se encuentra

$$\frac{1}{Q} = \alpha = \sqrt[2]{\frac{1}{R5} \frac{1}{1/R1 + 1/R2 + 1/R6}} \sqrt{\frac{C3}{C4}} \cdot \left(1 + \frac{C4}{C3} - \frac{KR5}{R6} \right) \quad (I.18)$$

Ahora bien de las ecuaciones 1.16, 1.17 y 1.18 resultan las ecuaciones de diseño de los componentes.

Para esto se considera que $C = C3 = C4$ y que $R = R1 = R5$ resultando las siguientes ecuaciones:

$$R = \frac{Q}{W_0 C} \quad (I.19)$$

$$R_6 = \frac{KQ}{2Q - 1} \quad (I.20)$$

$$62 = \frac{1}{R_2} = \frac{1}{R} \left(Q - 1 - \frac{2}{K} + \frac{1}{Q} \right) \quad (I.21)$$

Tomando como base las ecuaciones anteriores, se hizo un pequeño programa de computadora para obtener los diferentes valores. Para esto, Q se varió desde 1 hasta 100, lo mismo - que C desde $0.1 \mu F$ hasta $6.5 \mu F.$, y K se consideró igual a 1. Con esto se obtuvieron una serie de valores, los cuales se - fueron probando en el laboratorio, dando como resultado que el más se acercó a las especificaciones requeridas es el de las consideraciones siguientes:

$$Q = 50$$

$$C = 0.1 \mu F$$

$$R = 215073 = 215.073 K\Omega$$

$$R_6 = 8623 = 8.623 K\Omega$$

$$K = 1$$

En base a esto se consideró los valores de C y de R que

se proponen a continuación.

$$C = C_3 = C_4 = 0.1 \mu\text{F}$$

$$R = R_1 = R_5 = R_7 = R_8 = 220 \text{ K}\Omega$$

Para llegar al circuito final, se continuó probando en base a las C y R propuestas, para las diferentes frecuencias de corte requeridas, queda en el circuito de la forma siguiente:

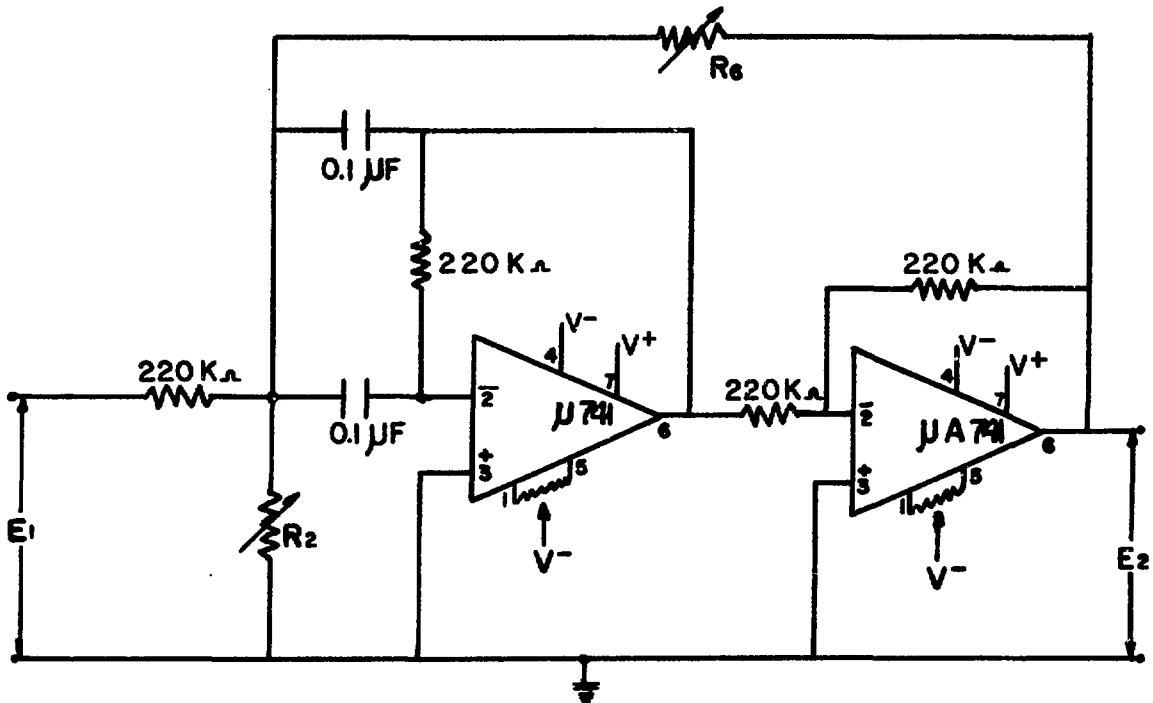


Figura 1.7. Circuito filtro pasabanda con los valores propuestos.

El amplificador operacional utilizado es el $\mu A741$. Se seleccionó en base a sus buenas características, bajo costo y muy comercial.

Del circuito anterior se puede observar que R2 y R6 son variables, R2 sirve para variar la frecuencia de corte, y R6 sirve para ajustar la retroalimentación requerida por el filtro para dar la ganancia requerida.

En la siguiente tabla se dan los valores prácticos encontrados para R2 y R6 para las diferentes frecuencias de corte (columna I).

TABLA I.2

Frecuencia de Corte (HZ) (1)	R2 (OHMS) (2)	R6 (KILOHMS) (3)
10	10 000	105
49.75	4 800	104
91	1 530	103
130	640	102
170.5	318	99
209.5	190	96
250.5	155	95
289.5	113	93
332.5	88	90
370.5	80	86
409.5	64	87
449.5	60	88
491	50	89

Fuente: circuito figura (I.7).

Se aclara que de los valores teóricos encontrados hubo necesidad algunas veces de seleccionar de los valores comerciales, aunque fueran del mismo valor; otras veces se alteró el valor comercial de la siguiente manera:

- 1) Con una navaja se quita la pintura que cubre el resistor, y después se talla al surco del mismo hasta obtener el valor deseado (de preferencia se usa un resistor cercano al valor deseado).
- 2) Se da un baño con tetracloruro.
- 3) Se mete en un horno, el cual está aproximadamente a 60°C para quitar la humedad, durante una hora.
- 4) Y se da un baño de barniz (como el que se pone a los transformadores).

Como se puede observar de la tabla 1.1, columna (1), se calcularon 13 pasos de frecuencias, pero debido a las limitaciones que se tuvieron con las llaves (interruptores) que se tenían en existencia, sólo se consideraron 11 pasos; pero se aclara que se pueden hacer los pasos de frecuencia que se requieran, para obtener una mejor estimación estadística, en la medición de densidades espectrales.

Es pertinente aclarar que todos estos circuitos se hicieron experimentalmente en una tablilla especial que no requiere de soldadura para hacer las conexiones necesarias.

En esta parte del trabajo fue cuando se comprobó el funcionamiento adecuado de cada una de las etapas del filtro. - Los equipos utilizados para tal propósito son:

Osciloscopio Hewlett Packard modelo 1707B, de doble canal, con amplitud mínima de 0.01 volts/división, y T desde 2 segundos hasta .1 microsegundos.

Fuente de alimentación Hewlett Packard de C.d. doble modelo 6205B de 0-40 volts variables y corrientes de hasta 0.60 amperes.

Vóltmetro digital Hewlett Packard modelo 240-C.

Generador de funciones Hewlett Packard modelo 3310A, de frecuencia variable de 0.0001 Hertz hasta 5 megahertz, con amplitudes de 0.012 volts pico-pico hasta 36 volts pico-pico, e impedancia de salida de 50 ohms.

Basándose en el diagrama de bloques siguiente se hicieron las pruebas y ajustes necesarios para cada uno de los pasos, y determinar si el filtro cumplía con las especificaciones requeridas.

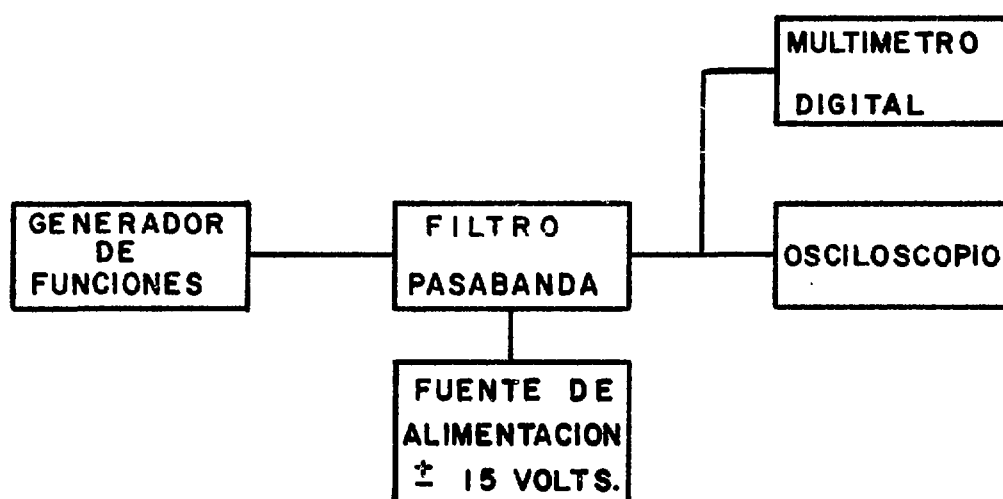
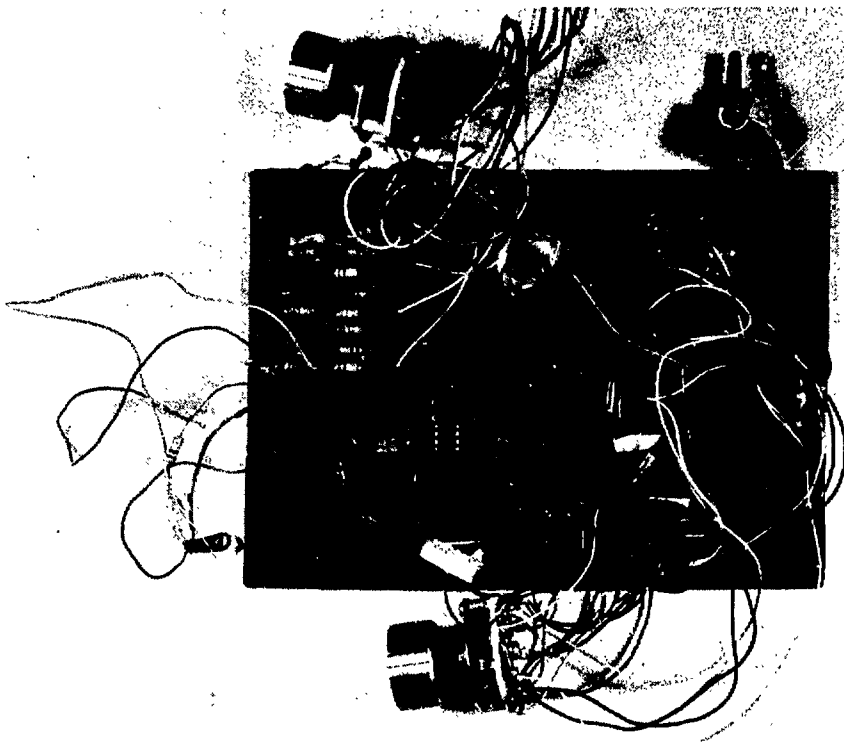
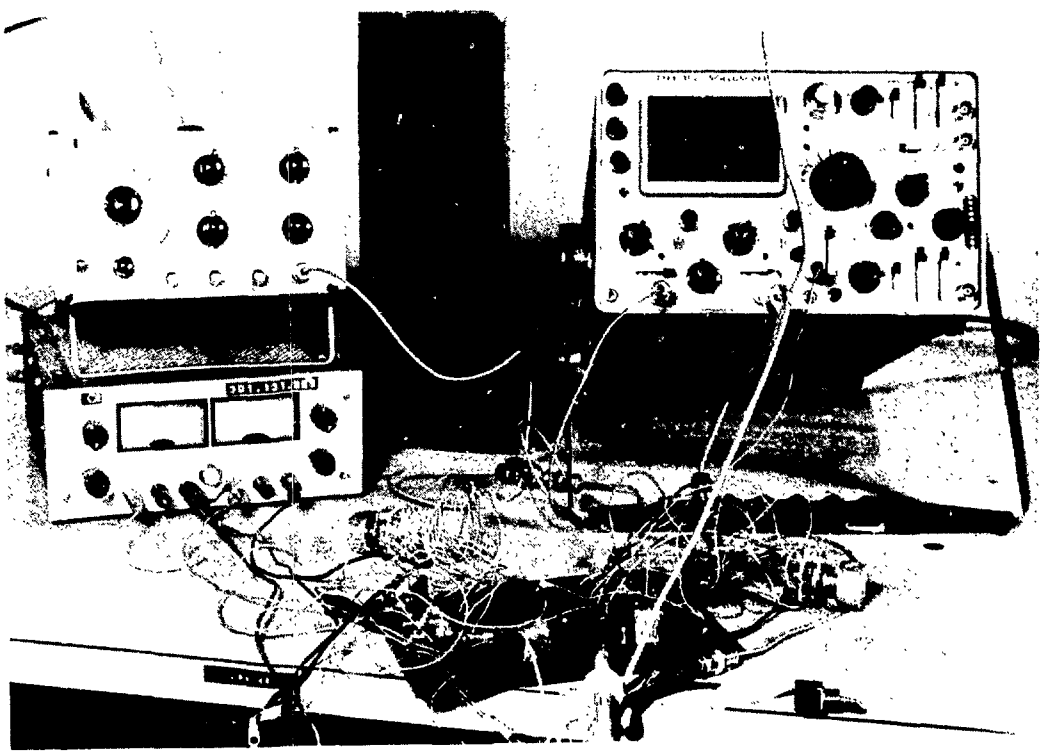


Figura 1.8. Diagrama de bloques de los equipos requeridos para comprobar el desempeño del filtro.



PROTOTIPO FILTRO PASABANDA



EQUIPO UTILIZADO

La comprobación del funcionamiento de cada uno de los pasos de frecuencia, así como de las especificaciones requeridas, se hicieron de la forma siguiente:

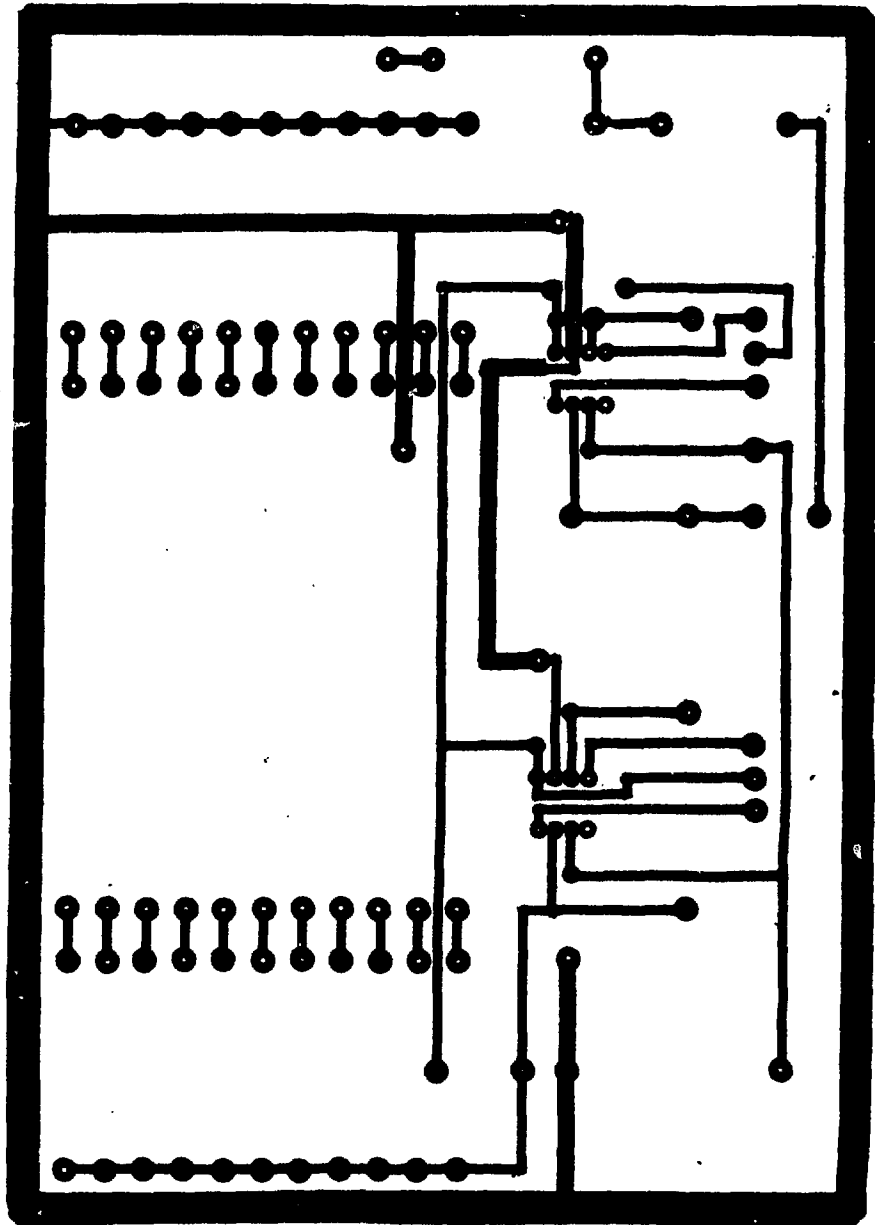
Armado el filtro para una determinada frecuencia de corte (por ejemplo 49.75 Hertz), se va variando con el generador de funciones (bajo las condiciones de un volt pico-pico de entrada) la frecuencia, hasta encontrar la frecuencia de corte (observada con el medidor de frecuencias). Esta se determina cuando en el osciloscopio tenemos la máxima amplitud de salida del filtro. Si continuamos aumentando la frecuencia del generador, se observa que la amplitud de salida disminuye muy rápidamente. Esto se hace para cada uno de los pasos de frecuencia que contiene el filtro. Es así como se determinan las curvas de respuesta prácticas del filtro.

Estas curvas (teóricas y prácticas), así como los resultados obtenidos se dan en el inciso 1.3.3.

1.3.2. Construcción del filtro

Después que se diseñó y se comprobó su funcionamiento, el siguiente paso es el de construir primero la tablilla de circuito impreso y después hacer ya el filtro en forma de equipo modular con las normas "NIM". Esta parte se realizó en el departamento de Talleres Generales del Centro Nuclear, que son los encargados de hacer este tipo de trabajos.

La tablilla de circuito impreso que se utilizó es de ma



Plantilla para circuito impreso del filtro pasa-banda.

terial fenólico con las dimensiones de 18.7 cm., 13.3 cm. Debido a que los voltajes y corrientes son de pequeña magnitud, no se puso énfasis al ancho de las pistas del circuito impreso, lo único que se tomó en consideración es que la pista correspondiente a la tierra del circuito fuera lo más ancha posible y rodeará la tableta de circuito impreso, para evitar ruidos en el filtro. También se pusieron en cada línea de alimentación capacitores de 0.1 μ F para evitar ruidos y oscilaciones provenientes de las fuentes de alimentación.

Los fabricantes de circuitos integrados recomiendan poner a los capacitores lo más cercano posible al circuito integrado en cuestión.

1.3.3. Resultados y pruebas de Laboratorio.

Aparte de las pruebas mencionadas en la parte de diseño, se comprobó el funcionamiento del filtro haciendo las pruebas siguientes:

Una de ellas consistió en introducirle una señal de audio y observar con osciloscopio y con frecuenciómetro las señales de salidas para cada una de las frecuencias de corte. Se observa en el osciloscopio una señal de salida (senoide) sólo cuando están presentes las frecuencias comprendidas en el ancho del pasabanda (≤ 1 Hertz), en otro caso no se tiene ninguna señal de salida.

De la misma forma se hace para los 10 pasos siguientes del filtro, y se observa el comportamiento. Se aclara que todas estas pruebas se hicieron ya con el filtro en forma modu

lar.

En las tablas siguientes están los resultados obtenidos teóricamente y los resultados obtenidos en el laboratorio, - son los cuales se determinan las curvas de respuesta teórica y experimental respectivamente para cada uno de los pasos de frecuencia de corte.

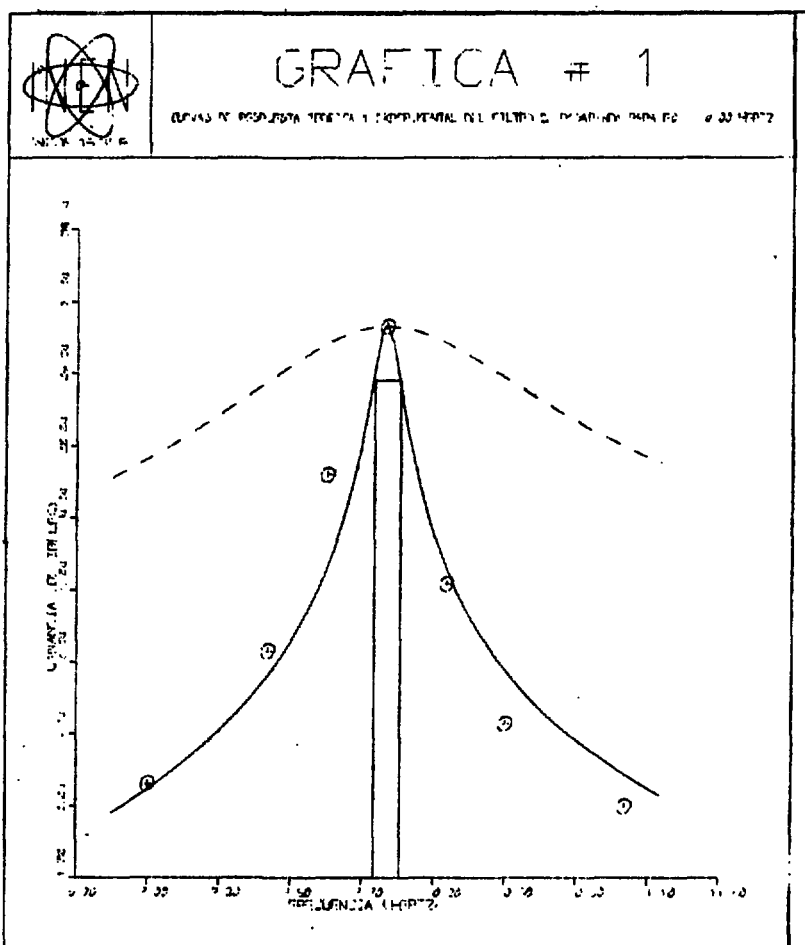
En cada curva se especifica su ancho de banda, frecuencia de corte y la ganancia máxima obtenida: que son las especificaciones que se pedían originalmente. Estas tablas y curvas de respuesta se obtuvieron en la sección de Informática del Centro Nuclear, y son las que se presentan en este trabajo.

GRAFICA # 1

VOLTAJE DE ENTRADA = 1.0 VOLTS
 FRECUENCIA DE CORTE = 10.00 HERTZ = 62.83180 RAD/SEG
 GANANCA PICO = 28.94316 DECIBELES
 ANCHO DE BANDA = 0.10910 HERTZ = 0.68549 RAD/SEG

F	W	E	GE	GA	GT
9.00000	56.54862	1.50000	3.52183	3.10785	21.57379
9.50000	59.69021	3.50000	10.88136	9.42524	25.81859
9.75000	61.26180	10.80000	20.66847	15.41257	27.95170
10.00000	62.83180	28.00000	28.94316	28.94316	28.94316
10.25000	64.40259	5.40000	14.64787	15.61993	27.99517
10.50000	65.97339	2.20000	6.84845	9.85506	26.03625
11.00000	69.11498	1.30000	2.27887	4.06896	22.27365

DESVIACION = 3.81540

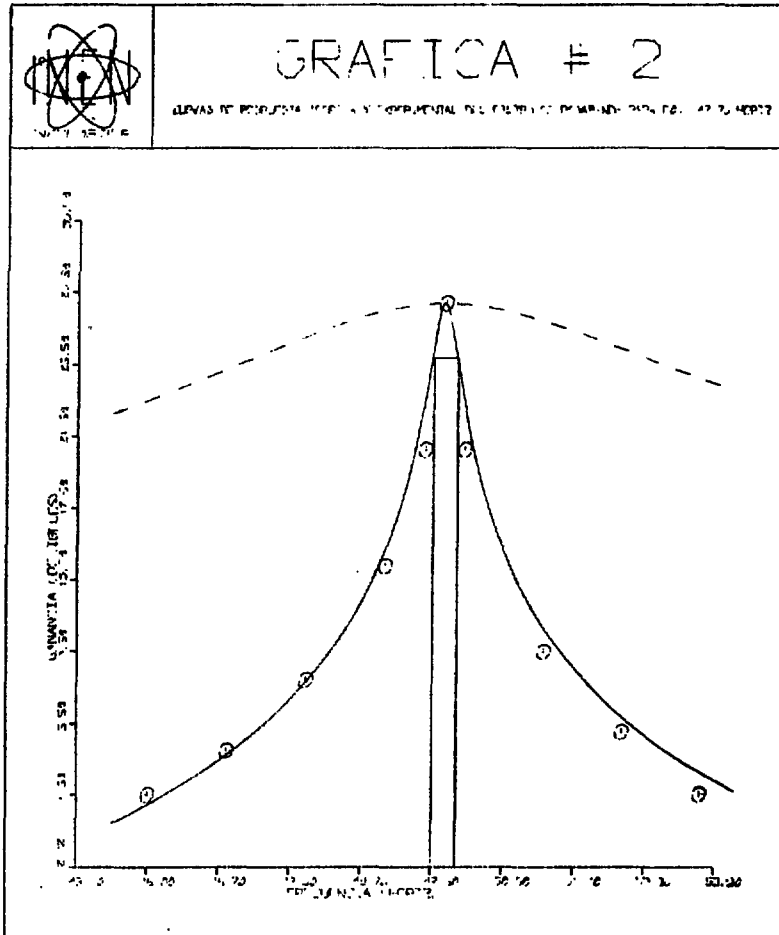


GRAFICA # 2

VOLTAGE DE ENTRADA = 1.0 VOLTS
 FRECUENCIA DE CORTE = 49.75 HERTZ = 312.56820 RAD/SEG
 GANANCIA PICO = 28.94316 DECIBELES
 ANCHO DE BANDA = 0.31370 HERTZ = 1.97103 RAD/SEG

F	N	E	GF	GA	GT
46.00000	289.02628	1.20000	1.58362	1.01820	23.55024
47.00000	295.30946	1.60000	4.00240	3.80242	25.33581
48.00000	301.59264	2.50000	7.95880	7.80166	27.14435
49.00000	307.87582	5.20000	14.32007	15.10225	28.55973
49.50000	311.01741	11.00000	20.82785	23.43684	28.89929
49.75000	312.56820	28.00000	28.94316	28.94316	28.94316
50.00000	314.15900	11.00000	20.82785	23.46817	28.89973
51.00000	320.44218	3.00000	9.54243	10.95223	27.98670
52.00000	326.72536	1.80000	5.10545	5.97719	26.43130
53.00000	333.00854	1.20000	1.58362	2.87491	24.78682

DESVIACION = 1.05437

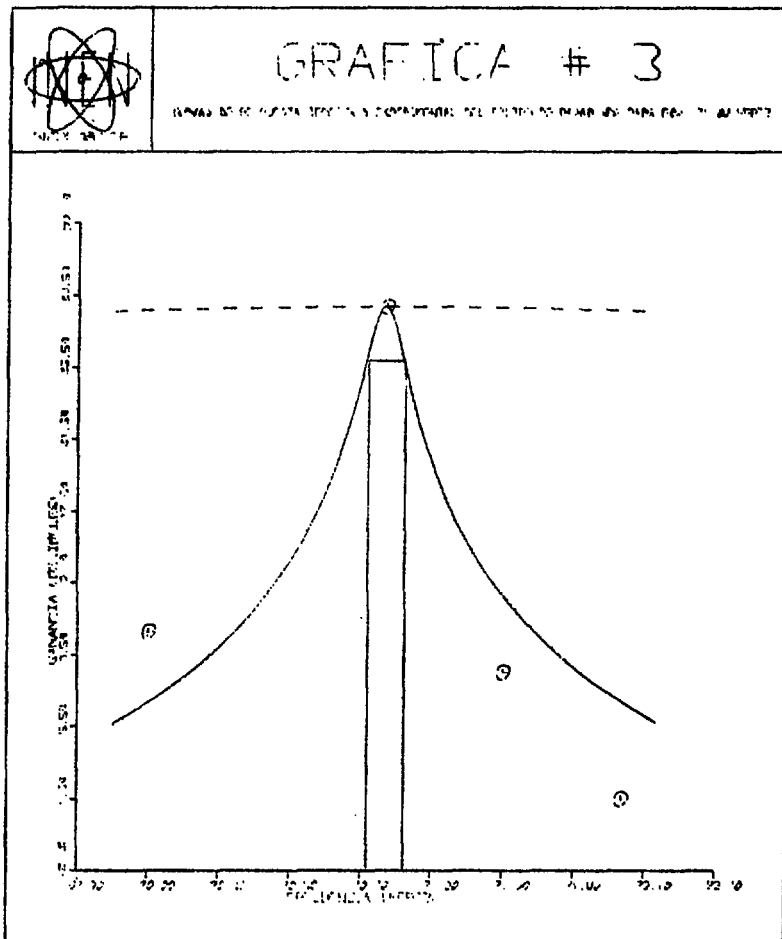


GRAFICA # 3

VOLTAJE DE ENTRADA = 1.0 VOLTS
 FRECUENCIA DE CORTE = 91.00 HERTZ = 571.76938 RAD/SEG
 GANANCIA PICO = 28.94316 DECIBELLES
 ANCHO DE BANDA = 0.15938 HERTZ = 1.00091 RAD/SEG

F	W	E	GE	GA	GT
90.00000	565.48620	3.50000	10.88136	6.89159	28.73606
91.00000	571.76938	28.00000	28.94316	28.94316	28.94316
91.50000	574.91097	2.70000	8.62727	12.90182	28.89131
92.00000	578.05256	1.20000	1.56362	6.98645	28.74046

DESVIACION = 7.92418

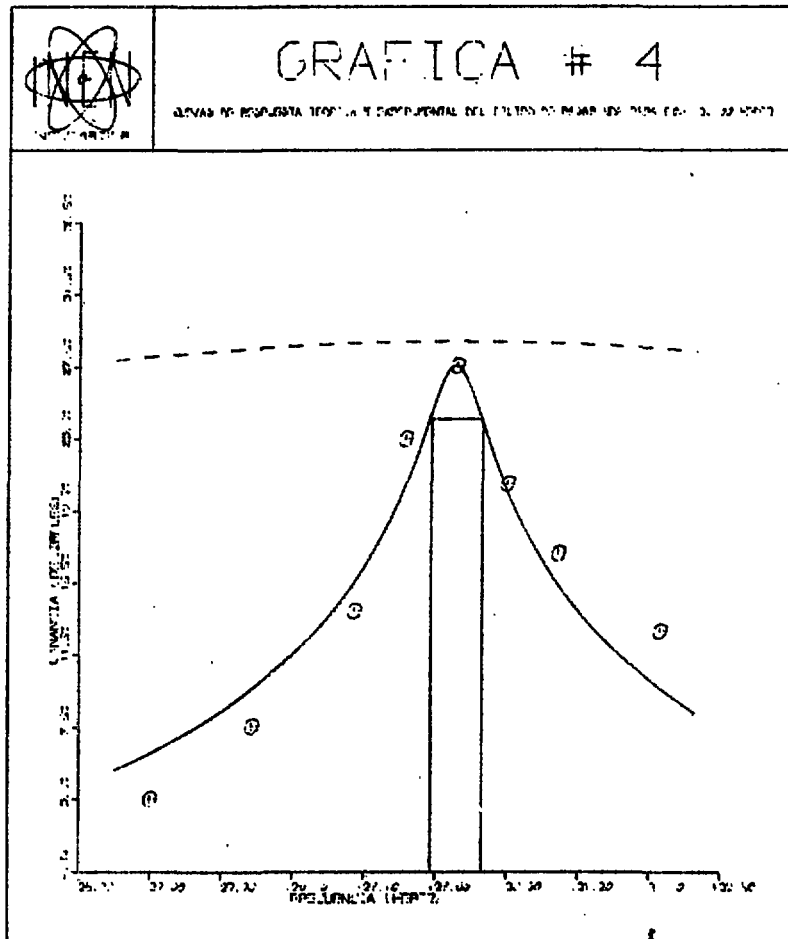


GRAFICA # 4

VOLTAJE DE ENTRADA = 1.0 VOLTS
 FRECUENCIA DE CORTE = 130.00 HERTZ = 816.81340 RAD/SEG
 GANANCIA PICO = 27.60422 DECIBELES
 ANCHO DE BANDA = 0.51100 HERTZ = 3.21070 RAD/SEG

F	W	E	GE	GA	GT
127.00000	797.96386	1.50000	3.52183	6.07697	28.08640
128.00000	804.24704	2.40000	7.60422	9.59462	28.54112
129.00000	810.53022	5.00000	13.97940	15.44585	28.84079
129.50000	813.67181	15.00000	23.52183	20.75178	28.91744
130.00000	816.81340	24.00000	27.60422	27.60422	28.94316
130.50000	819.95499	11.30000	21.06157	20.77828	28.91764
131.00000	823.09658	7.20000	17.14665	15.50850	28.84233
132.00000	829.37976	4.40000	12.86905	9.72612	28.55598

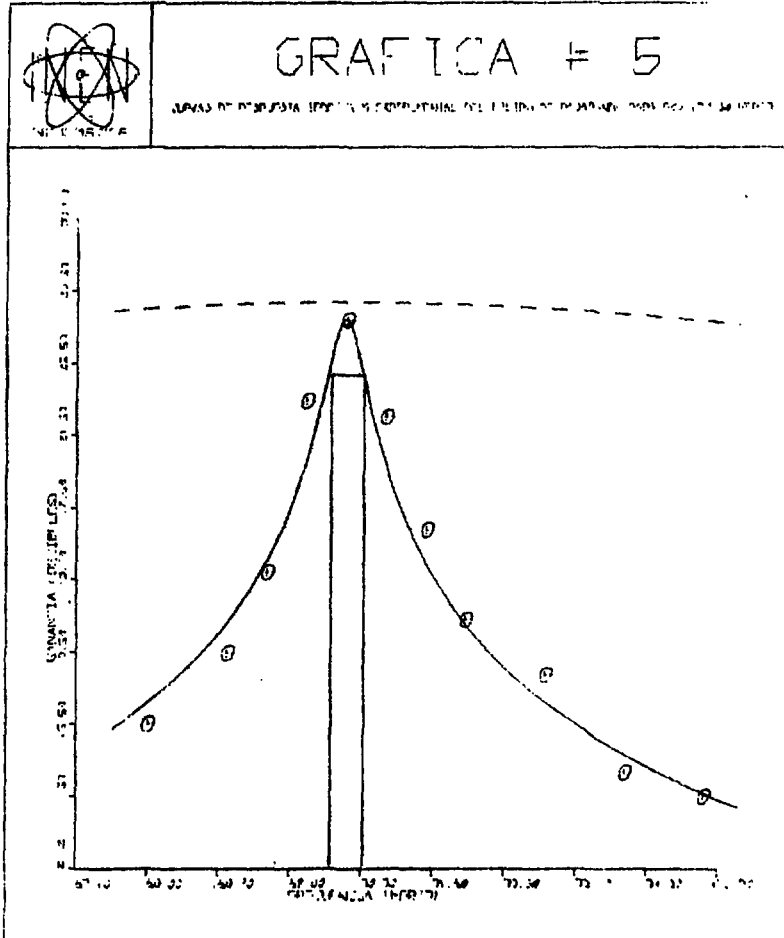
DESVIACION = 3.18873



VOLTAGE DE ENTRADA = 1.0 Volts
 FRECUENCIA DE CORTE = 170.50 HERTZ = 1071.28220 RAD/SEG
 GANANCIA PICO = 27.95880 DECIBELES
 ANCHO DE BANDA = 0.43766 HERTZ = 2.74952 RAD/SEG

F	W	Z	GE	GA	GT
168.00000	1055.57423	1.90000	5.57507	6.70390	20.57973
169.00000	1061.85742	3.00000	9.54243	11.10882	26.80958
169.50000	1064.99901	5.00000	13.97940	14.53223	28.88346
170.00000	1068.14059	15.00000	23.52183	20.00872	28.92820
170.50000	1071.28220	25.00000	27.95880	27.95880	28.94316
171.00000	1074.42378	13.50000	22.60668	20.03010	28.92829
171.50000	1077.56537	6.60000	16.39088	14.58086	28.88115
172.00000	1080.70696	3.70000	11.36403	11.18365	28.81188
173.00000	1086.99014	2.60000	8.29947	6.83031	28.58982
174.00000	1093.27332	1.40000	2.92256	3.94890	28.27922
175.00000	1099.55650	1.20000	1.58362	1.79737	27.89994

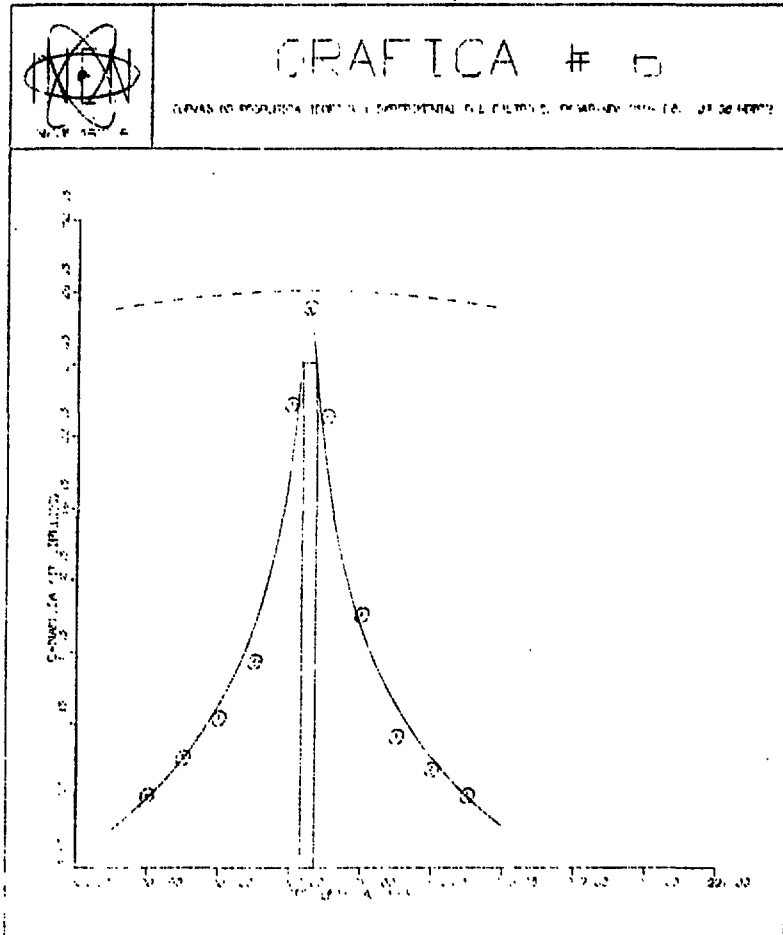
DESVIACION = 2.21602



VOLTAJE DE ENTRADA = 1.0 VOLTS
 FRECUENCIA DE CORTE = 209.50 HERTZ = 1316.32620 RAD/SEG
 GANANCIA PICO = 27.95880 DECIBEL
 ANCHO DE BANDA = 0.39210 HERTZ = 2.46363 RAD/SEG

F	H	Z	GF	GA	GT
205.00000	1288.55190	1.10000	0.82785	0.63902	28.19271
206.00000	1294.33508	1.40000	2.92256	2.83792	28.47607
207.00000	1300.61826	1.80000	5.16545	5.76873	28.69974
208.00000	1306.90144	2.60000	8.29947	10.18001	28.85438
209.00000	1313.18462	13.50000	22.60663	19.19663	28.93325
209.50000	1316.32620	25.00000	27.95880	27.95880	28.94316
210.00000	1319.46780	12.50000	21.93820	19.21462	28.93330
211.00000	1325.75098	3.50000	10.88136	10.24116	28.85563
212.00000	1332.03416	1.60000	4.00240	5.87176	28.70533
213.00000	1338.31734	1.30000	2.27887	2.93260	28.49065
214.00000	1344.60052	1.10000	0.82785	0.82528	28.22190

DESVIACION = 2.22515



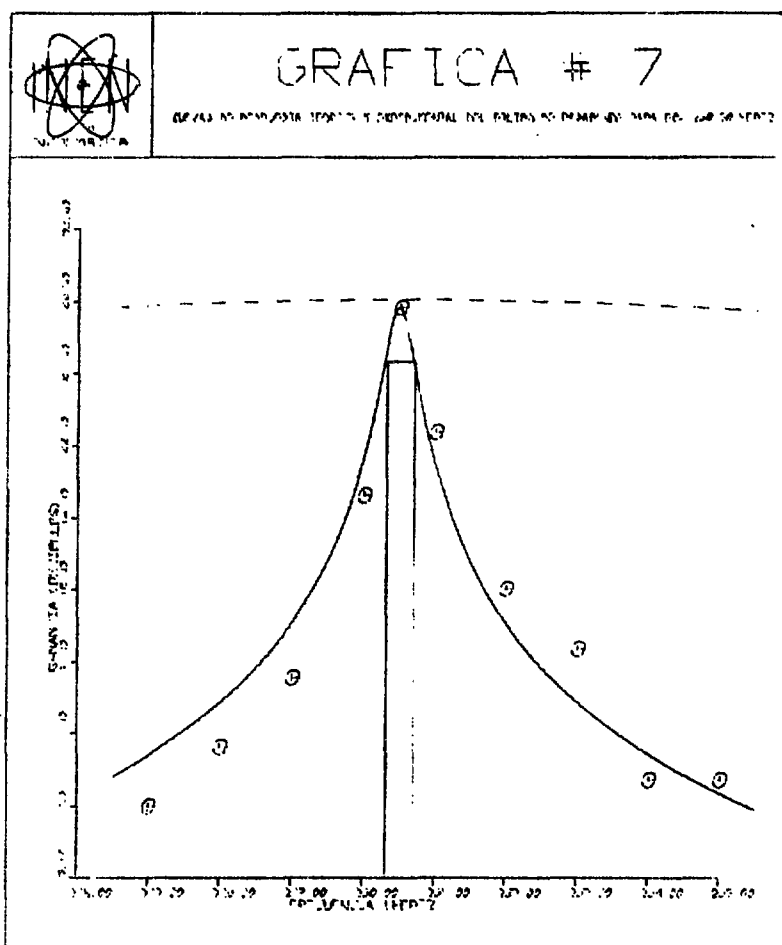
GRAFICA # 7

45

VOLTAGE DE ENTRADA = 1.0 VOLTS
 FRECUENCIA DE CORTE = 250.50 HERTZ = 1573.93658 RAD/SEG
 GANANCIA PICO = 28.49763 DECIBELES
 ANCHO DE BANDA = 0.40100 HERTZ = 2.51956 RAD/SEG

F	W	E	GE	GA	GT
247.00000	1551.94547	1.10000	0.82785	3.58321	28.61215
248.00000	1553.22864	1.60000	4.08240	6.50988	28.77181
249.00000	1564.51183	2.50000	7.95880	10.91552	28.88094
250.00000	1570.79500	8.00000	18.06180	19.90545	28.93623
250.50000	1573.93658	26.60000	28.49763	28.49763	28.94316
251.00000	1577.07819	12.00000	21.58362	19.92039	28.93626
252.00000	1587.36136	4.40000	12.86905	10.96662	28.88168
253.00000	1589.64455	3.00000	9.54243	6.59602	28.77513
254.00000	1595.92772	1.30000	2.27887	3.70418	28.62094
255.00000	1602.21091	1.30000	2.27887	1.54389	28.42463

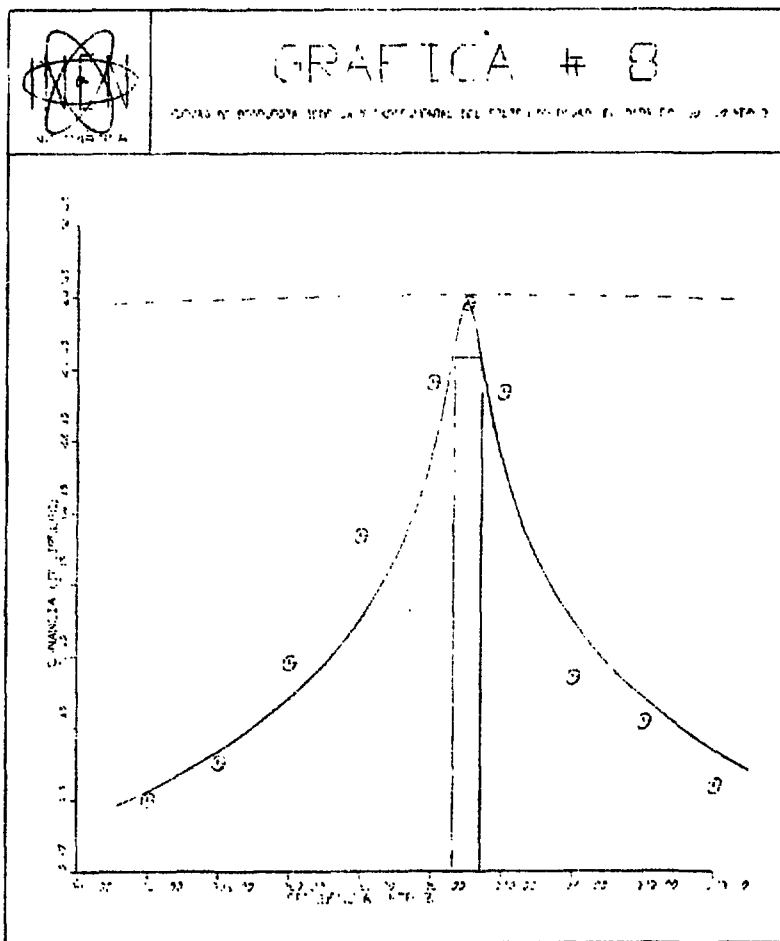
DESVIACION = 0.67898



VOLTAGE DE ENTRADA = 1.0 VOLTS
 FRECUENCIA DE CORTE = 289.50 HERTZ = 1818.98061 RAD/SEG
 GANANCIA PICO = 28.46492 DECIBELOS
 ANCHO DE BANDA = 0.19750 HERTZ = 2.49756 RAD/SEG

F	M	S	GF	GA	GT
285.00000	1790.70632	1.10000	0.82705	1.29017	28.53613
286.00000	1796.98940	1.40000	2.92256	3.48290	28.69345
287.00000	1803.27266	2.65000	8.46492	6.40738	28.81441
288.00000	1809.55585	6.00000	15.56302	10.81145	28.89653
289.00000	1815.83902	16.00000	24.00240	19.80807	28.93797
289.50000	1818.98061	26.50000	28.46492	28.46492	28.94316
290.00000	1822.12219	15.00000	23.52183	19.82101	28.93799
291.00000	1828.40538	2.40000	7.60422	10.85568	28.89701
292.00000	1834.68855	1.80000	5.10545	6.48193	28.81658
293.00000	1840.97174	1.20000	1.58362	3.58759	28.69925

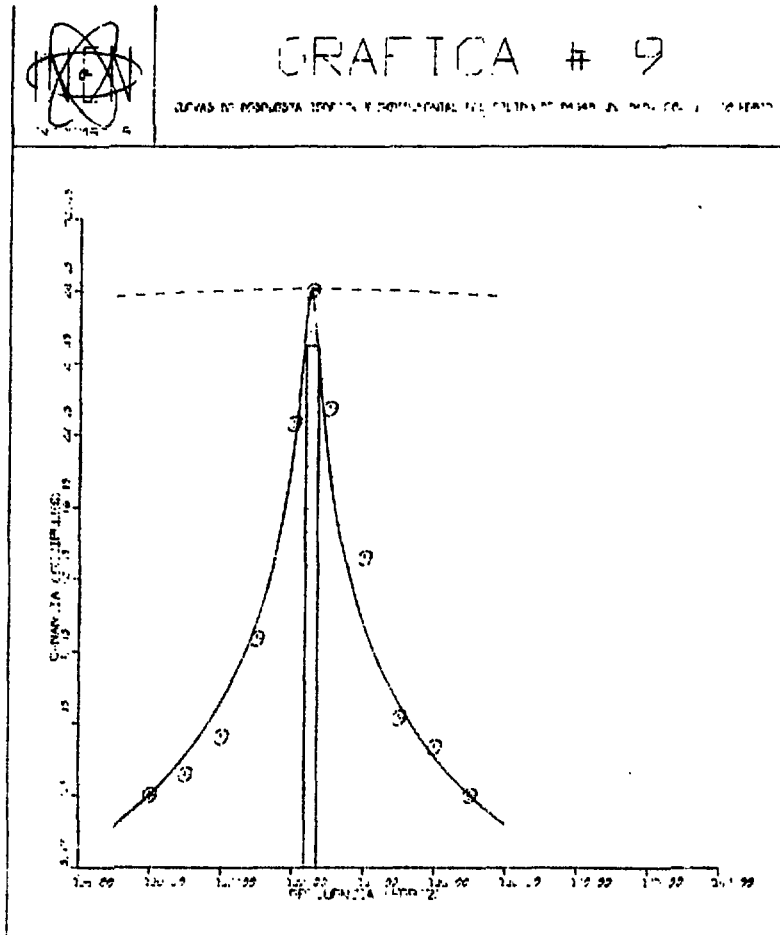
DESVIACION = 7.00370



VOLTAJE DE ENTRADA = 1.0 VOLTS
 FRECUENCIA DE CORTE = 332.50 HERTZ = 2089.15735 RAD/SEG
 GANANCIA PICO = 28.78665 DECIBELES
 ANCHO DE BANDA = 0.36150 HERTZ = 2.27137 RAD/SEG

F	W	Z	GE	GA	GT
328.00000	2060.88303	1.10000	0.82785	0.79768	28.63201
329.00000	2067.16623	1.26000	2.00741	2.98934	28.75285
330.00000	2073.44940	1.60000	4.08240	5.91411	28.84532
331.00000	2079.73257	3.00000	9.54243	10.32440	28.90779
332.00000	2086.01575	11.80000	21.43764	19.40962	28.93923
332.50000	2089.15735	27.50000	28.78665	28.78665	28.94316
333.00000	2092.29895	13.00000	22.27887	19.42117	28.93924
334.00000	2098.58212	5.00000	13.97940	10.36303	28.90811
335.00000	2104.86530	1.80000	5.10545	5.97908	28.84676
336.00000	2111.14847	1.50000	3.52183	3.08053	28.75673
337.00000	2117.43167	1.10000	0.82785	0.91506	28.64003

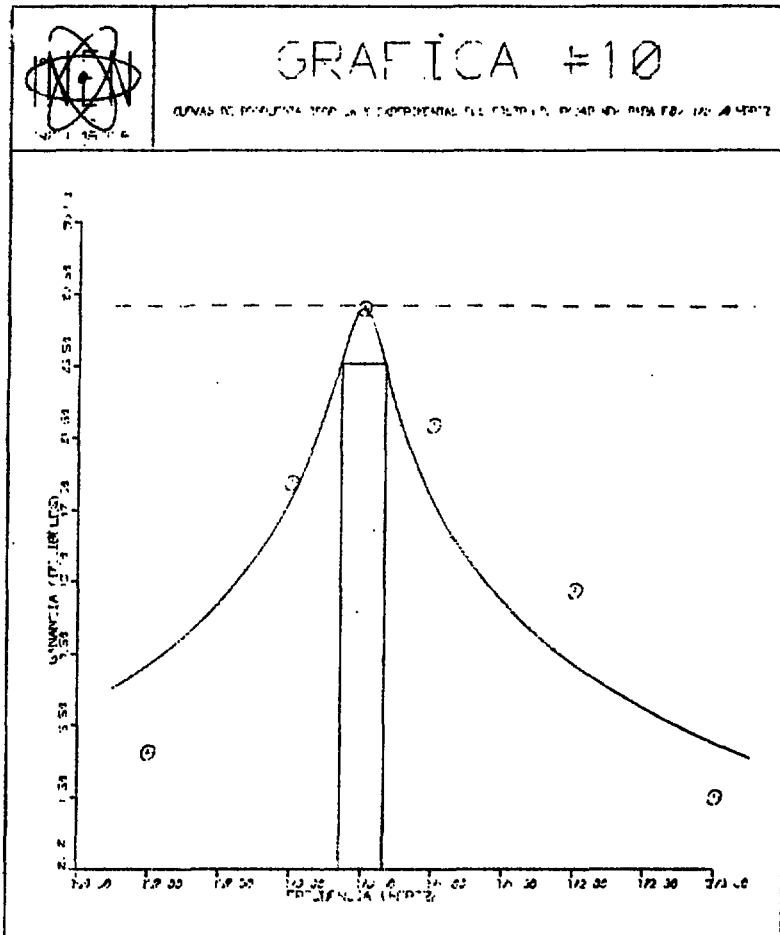
DESVIACION = 3.04379



VOLTAJE DE ENTRADA = 1.0 VOLT
 FRECUENCIA DE CORTE = 370.50 HERTZ = 2327.01918 RAD/SEG
 GANANCIA PICO = 28.75501 DECIBELES
 ANCHO DE BANDA = 0.30000 HERTZ = 1.94156 RAD/SEG

F	h	z	GF	GA	GT
369.00000	2318.40341	1.00000	1.00240	8.94847	28.91466
370.00000	2324.77661	0.00000	19.08485	18.15275	28.93999
370.50000	2327.91818	27.40000	28.75501	28.75501	28.94316
371.00000	2331.05978	13.00000	22.27887	18.16350	28.94000
372.00000	2347.34296	1.50000	13.06425	8.98326	28.91489
373.00000	2343.62613	1.20000	1.58362	4.58727	28.86530

DESVIACION = 7.44708

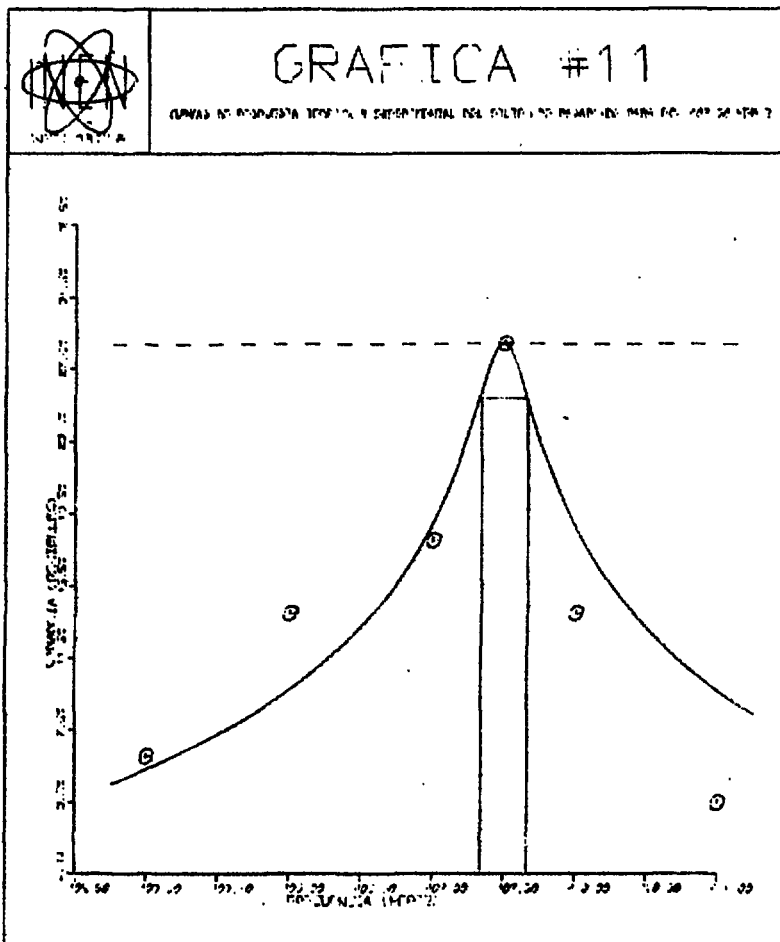


GRAFICA #11

VOLTAGE DE ENTRADA = 1.0 VOLTS
 FRECUENCIA DE CORTE = 409.50 HERTZ = 2572.96222 RAD/SEG
 GANANCIA PICO = 28.94316 DECIBELES
 ANCHO DE BANDA = 0.33060 HERTZ = 2.07722 RAD/SEG

F	W	Z	GR	GA	GT
407.00000	2557.25427	2.00000	6.02060	5.30435	28.87850
408.00000	2563.53745	5.00000	13.97940	9.71860	28.91983
409.00000	2569.82062	8.00000	18.06180	18.87397	28.94057
409.50000	2572.96222	28.00000	28.94316	28.94316	28.94316
410.00000	2576.10379	5.00000	13.97940	18.88352	28.94057
411.00000	2582.38699	1.50000	3.52183	9.75004	28.92000

DESVIACION = 7.25180

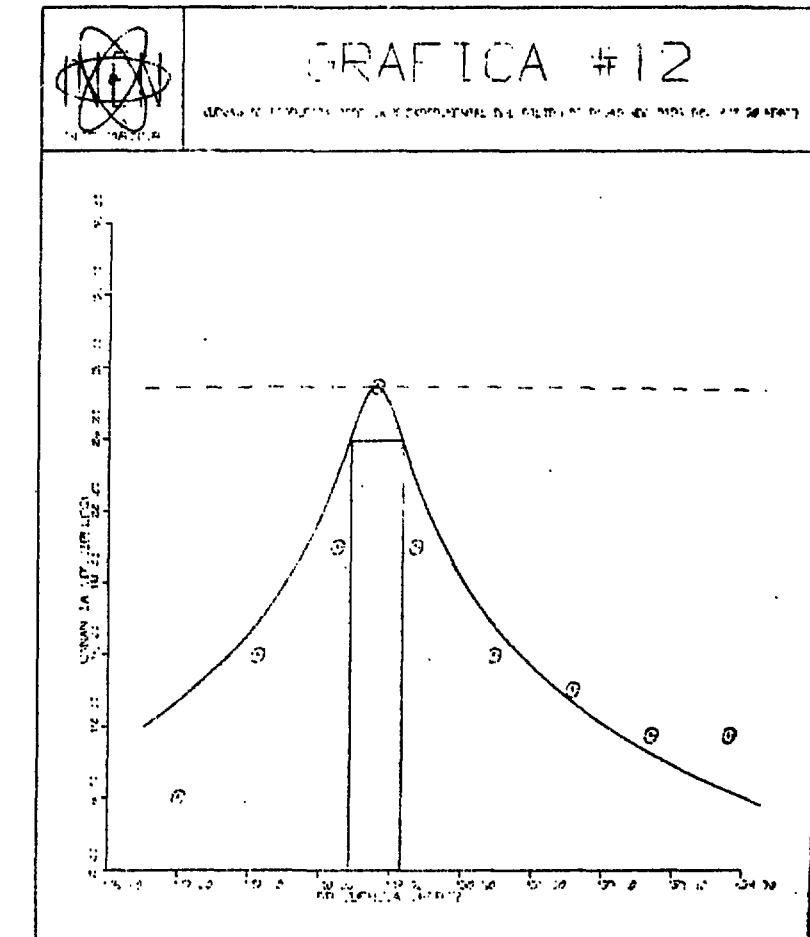


GRAFICA #12

VOLTAGE DE ENTRADA = 1.0 VOLTS
 FRECUENCIA DE CORTE = 440.50 HERTZ = 2824.28940 RAD/SEG
 GANANCIA PICO = 28.94316 DECIBELIOS
 ANCHO DE BANDA = 0.67290 HERTZ = 4.22795 RAD/SEG

F	W	E	CE	GA	GT
447.00000	2808.58145	2.00000	6.02060	11.42100	28.88946
448.00000	2814.86465	5.00000	13.97940	15.73273	28.92379
449.00000	2821.14783	10.00000	28.00000	23.87681	28.94101
449.50000	2824.28940	28.00000	28.94316	28.94316	28.94316
450.00000	2827.43100	10.00000	28.00000	23.88346	28.94101
451.00000	2833.71417	5.00000	13.97940	15.76034	28.92392
452.00000	2839.99734	4.00000	12.04120	11.46844	28.89005
453.00000	2846.28055	3.00000	9.54243	8.59358	28.83989
454.00000	2852.56372	3.00000	9.54243	6.43602	28.77411

DESVIACION = 5.84384

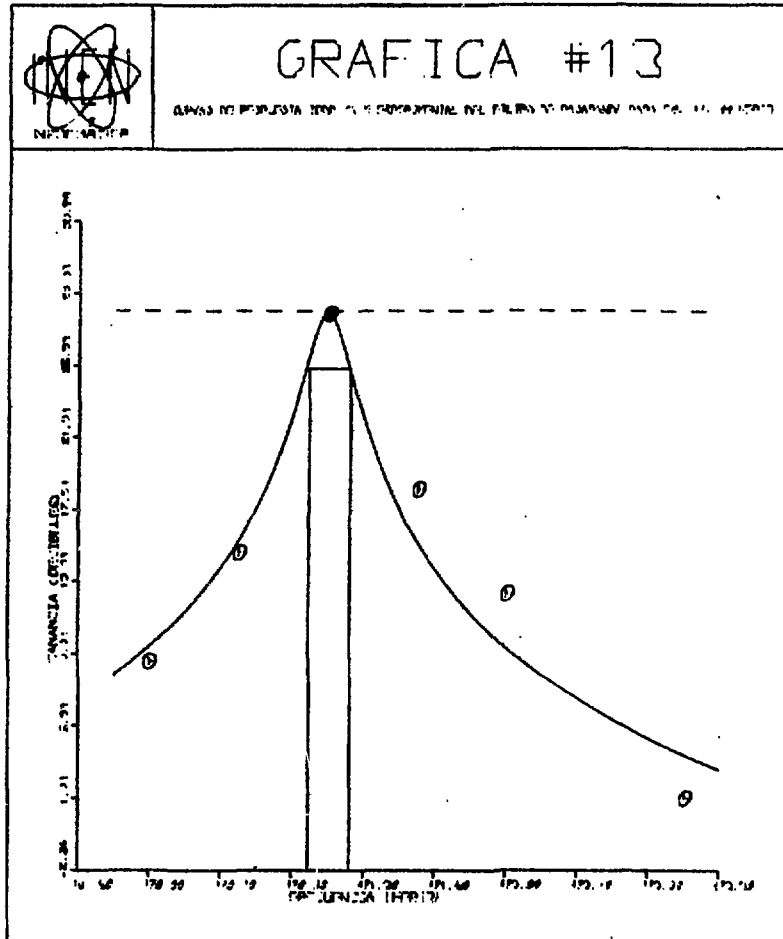


GRAFICA #13

VOLTAJE DE ENTRADA = 1.0 VOLTS
 FRECUENCIA DE CORTE = 491.00 HERTZ = 3085.04138 RAD/SEG
 GANANCIA PICO = 28.78665 DECIBELES
 ANCHO DE BANDA = 0.24040 HERTZ = 1.51048 RAD/SEG

F	W	E	GE	GA	GT
490.00000	3078.75821	3.00000	9.54243	10.31371	28.93595
490.50000	3081.89978	6.00000	15.56302	16.15713	28.94136
491.00000	3085.04138	27.50000	28.78665	28.78665	28.94316
491.50000	3088.18298	9.00000	19.08485	16.16551	28.94136
492.00000	3091.32455	4.60000	13.25516	10.33115	28.93598
493.00000	3097.60773	1.25000	1.93820	4.36605	28.91455

DESVIACION = 2.78437



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

Habiendo terminado el presente trabajo, se exponen a -
continuación las conclusiones que se derivan del mismo.

A pesar de que el filtro pasabanda cumple satisfactoria -
mente las especificaciones requeridas, hubo problemas para -
ajustar la frecuencia de corte y la ganancia; debido a las -
variaciones en R2 y R6 (ver figura 1.6) principalmente. La -
forma que se llevó a cabo para tratar de eliminar este pro -
blema, fué el de dejar C3 y C4 constantes; lo mismo que -
R1 = R5 - R7 - R8 (se tenían en existencia capacitores de -
tantalio y resistores de película metalizada de valores mos -
trados en la misma figura 1.6). Los reportes sobre filtros -
activos indican que los capacitores y resistores adecuados -
para ese fin, deben ser de tantalio y película metalizada, -
respectivamente. Los componentes mencionados anteriormente,
poseen muy buenas características y por ende tienen menos -
problemas en cuanto a cambios en sus valores con temperatura.

Se propone utilizar la técnica de tener en un solo "chip"
ó encapsulado las redes RC pasivas utilizadas para filtros -
de alta "Q" (factor de calidad), como es el caso de este tra -
bajo. Con esto pensamos que se eliminará parte del problema
ya mencionado. Por otro lado la utilización de amplificado -
res operacionales de más alta calidad, harán que este filtro
sea menos sensible a cambios con la temperatura, que es el -
principal problema.

En las figuras siguientes se muestran las curvas de respuesta para un filtro pasabanda comercial, y para uno realizado en este trabajo.

De las figuras (a,b), se observa que el filtro realizado aquí (Fig. b) tiene una mayor atenuación y un ancho de banda menor que el de la figura (a). Por lo tanto con este filtro se obtienen "Q" mucho más grandes, e indudablemente tienen una calidad mucho mejor para hacer mediciones de espectros de frecuencias.

Este filtro se puede utilizar donde quiera que haya mediciones de espectros de frecuencias que estén comprendidos en el intervalo útil del filtro (10 - 500 Hertz). Este intervalo se puede ampliar, con solo modificar los valores de R2 y R6 respectivamente.

Debido a que este filtro es para propósitos especiales, no se hizo su estudio económico. Se sabe que filtros de la fábrica "Rockland", tienen un valor comercial aproximado de 30,000 pesos m/n., por lo que se puede decir que el desarrollado en este trabajo es de un valor mucho menor.

De lo anterior se concluye que si este filtro se llegara a producir comercialmente, su costo por unidad sería inferior que el mencionado anteriormente.

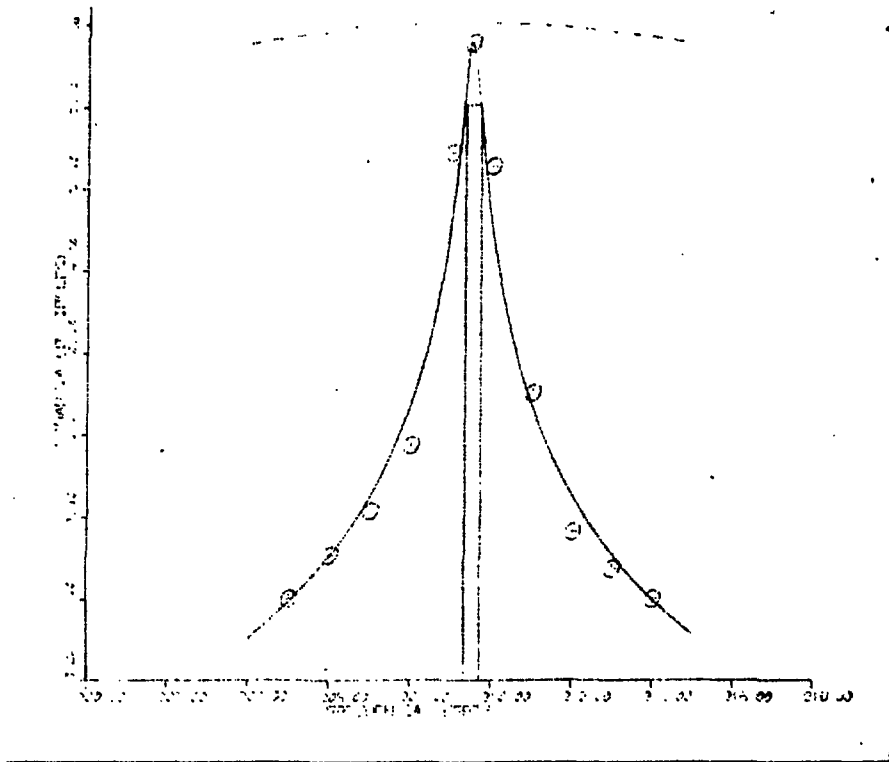
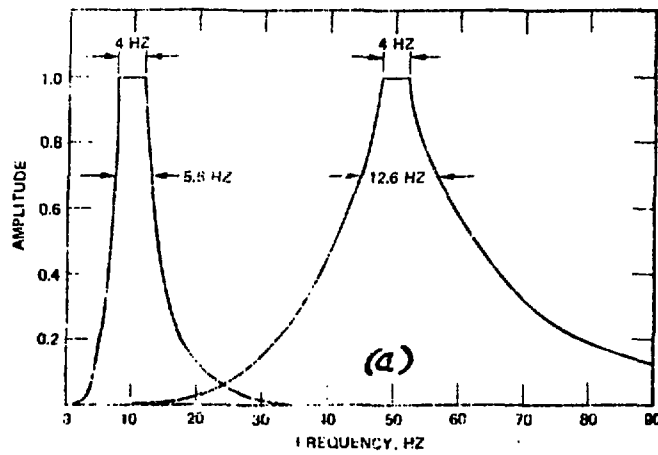


FIG. (9,b). Curvas de respuesta para filtros pasabanda en escala lineal.

a) Filtro comercial

b) Filtro realizado en este trabajo.

C A P I T U L O I I

DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y RESULTADOS DE LABORATORIO
DE UN FILTRO PASA BAJO DE 0.001 A 10 HERTZ POR PASOS.

II.1. Generalidades

El propósito en esta parte del trabajo es el diseño y construcción de un filtro pasa bajo que será utilizado para medir otras fuentes de ruido presentes en un reactor nuclear.

Los reactores nucleares se clasifican en reactores de -cero potencia y reactores de potencia. En los primeros sólo se considera el "ruido" debido a la multiplicación neutrónica. En los segundos aparte de éste, se presentan otras fuentes de ruido como son los efectos debidos a temperaturas, -causas mecánicas e hidráulicas, etc. ^(17,19)

A continuación se hace una lista de algunas fuentes de ruido y su intervalo de frecuencia.

- 1.- Cambio de propiedades nucleares por irradiación, menores - de 0.0001 HZ.
- 2.- Efecto de neutrones retardados de 0.01 HZ a 0.1 HZ.
- 3.- Envenenamiento por el Xenon de 0.0001 HZ a 0.01 HZ.
- 4.- Movimiento de las barras de control inducido por el operador o por el control automático del sistema de 0.001 HZ a 0.1 HZ.
- 5.- Tiempos de ciclos característicos del reactor, tales co-

mo periodo de circulación del enfriador de 0.01 HZ a 1 HZ.

- 6.- Vibración mecánica de los elementos combustibles del reactor.
- 7.- Inestabilidad del flujo de neutrones, debido a las fluctuaciones de presión en el enfriador y transferencia térmica en la superficie del elemento combustible aproximadamente 0.01 HZ. etc.

El intervalo de frecuencias depende de la forma natural de los componentes que forman un reactor nuclear.

El objetivo principal de la investigación de ruido en reactores nucleares es obtener información respecto al funcionamiento del reactor. Como las fluctuaciones que constituyen el ruido son funciones del tiempo, la información concierne a la respuesta dinámica del sistema y el éxito de una investigación tal que permitirá hacer pruebas sin tener necesidad de apagar el reactor, a través de un sistema de monitoreo continuo que permita detectar fallas o predecirlas. De esta manera se podrán corregir y mejorar los reactores nucleares.

II.2.- TEORIA DEL FILTRO ACTIVO PASA BAJO

Un filtro activo pasa bajo es un dispositivo que permite el paso de señales de bajas frecuencias y atenúa o rechaza las altas frecuencias. La respuesta en amplitud de un filtro activo pasa bajo es representada como se muestra en la fig. 2.1.

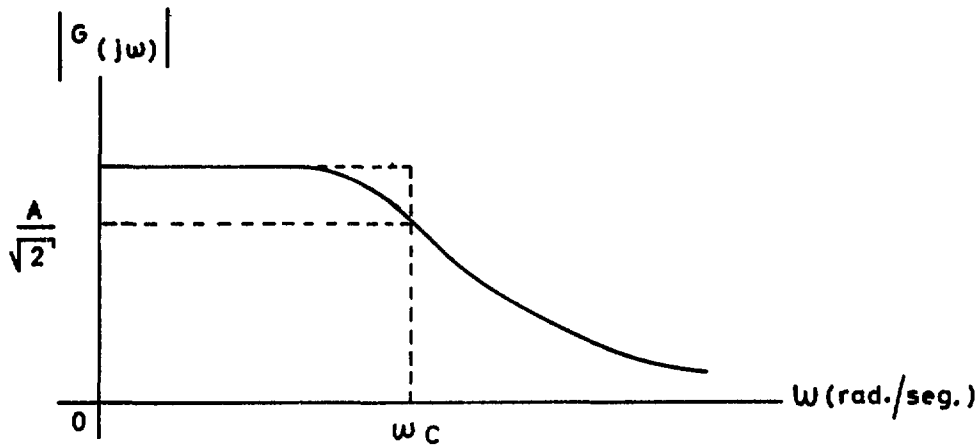


Fig. 2.1.- Respuesta de amplitud de un filtro pasa bajo.

La línea segmentada representa la respuesta en amplitud de un filtro ideal y la línea continua representa la respuesta en amplitud de un filtro real.

La respuesta de amplitud ideal no puede ser físicamente realizable, pero si se puede obtener una aproximación, utilizando la función de transferencia general siguiente:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{H_0 b_0}{S^n + b_{n-1} S^{n-1} + \dots + b_1 S + b_0} \quad (2.1)$$

Donde H_0 , b_0 , b_1 y b_{n-1} son constantes escogidas apropiadamente de acuerdo a las necesidades de funcionamiento del filtro.

La ecuación 2.1. representa la aproximación de la amplitud del filtro, donde el polinomio del denominador es grado "n", siendo los polos de orden "n" (no tiene ceros finitos, - sólo polos finitos).

La ganancia de un filtro pasa bajo es el valor de la función de transferencia cuando $S = 0$, por lo que en el caso de la ecuación 2.1 la ganancia es H_0 .

Hay algunos tipos de filtros pasa bajo, pero probablemente los más comúnmente empleados son los de BUTTERWORTH y CHEBYSHEV. Su función de transferencia es del tipo del de la ecuación 2.1 y difieren exclusivamente en la selección de las constantes b_0 , b_1 y b_{n-1} .

En este capítulo se discutirá brevemente las propiedades de los filtros pasa bajo de BUTTERWORTH y CHEBYSHEV:⁽²⁵⁾

a.- El filtro pasa bajo de BUTTERWORTH es el que se aproxima más al filtro pasa bajo ideal, su respuesta de amplitud está dada por:

$$G(j\omega) = \frac{H}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} ; n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.2)$$

Donde n es el orden del filtro. Cuando n aumenta la respuesta de amplitud está más cerca al caso ideal como se puede ver en la fig. 2.2

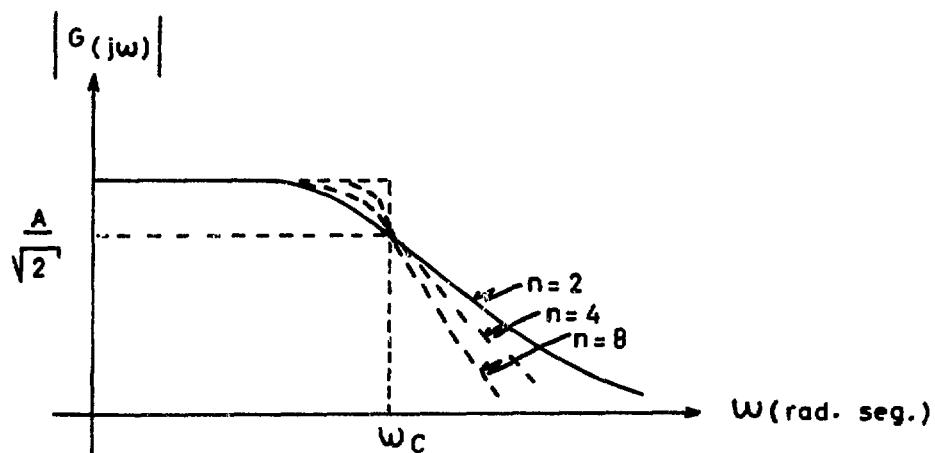


Fig. 2.2.- Respuesta en amplitud del filtro BUTTERWORTH.

Este filtro tiene excelentes características de amplitud cuando $\omega = 0$, pero cuando la frecuencia de corte es $\omega = \omega_c$ se tiene una pendiente de atenuación diferente de la ideal.

La respuesta de fase del filtro BUTTERWORTH de la fig. 2.2 está dada en la fig. 2.3.

b.- El filtro pasa bajo CHEBYSHEV tiene una respuesta de amplitud dada por:

$$|G(j\omega)| = \frac{K_1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 C_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}} ; n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.3)$$

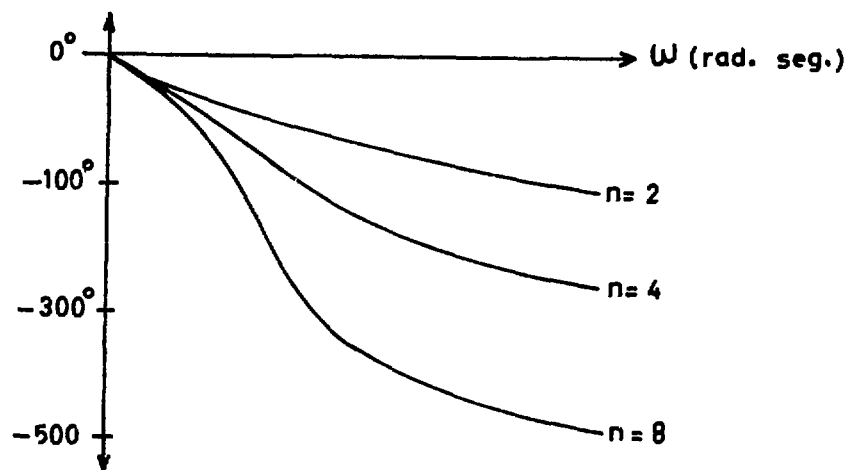


Fig. 2.3.- Respuesta de fase del filtro BUTTERWORTH.

Donde ϵ y K_1 son constantes y C_n es el polinomio CHEBY-SHEV de primer orden y grado n , para diferentes valores de n y un valor particular de ϵ se tiene la gráfica en la fig. - 2.4.

Se puede ver en la figura 2.4 que se presentan rizos de igual ancho en el pasa banda. Cuando n aumenta el número de rizos aumenta, por consiguiente la ventana de atenuación se acerca más a la del filtro ideal, por lo que se puede concluir que hay una mejor aproximación cuando n aumenta.

La amplitud del rizo dado para $K_1 = 1$ es: $R\omega = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2}}$ y se mide en "decibeles" de donde:

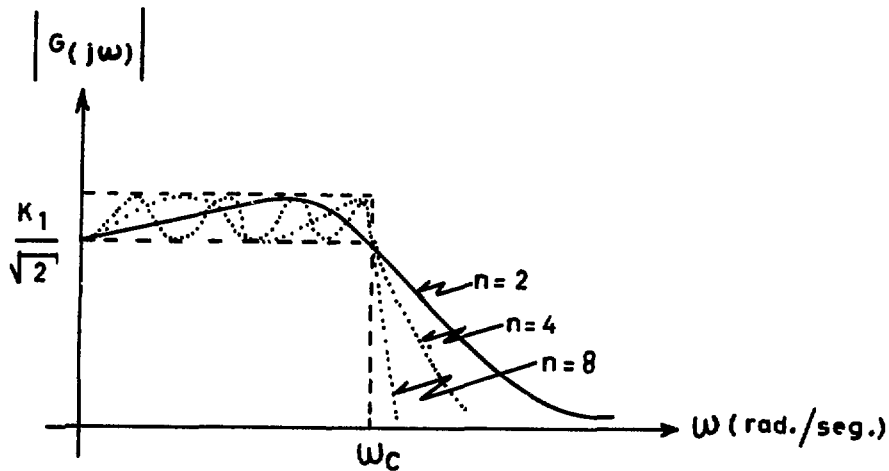


Fig. 2.4.- Respuesta de amplitud del filtro CHEBYSHEV.

$$RW_{dB} = 20 \log \sqrt{1 + \epsilon^2} \quad (2.4)$$

En la práctica cuando el rizo del pasa banda no es deseable, el filtro de BUTTERWORTH es "evidentemente" preferible y en caso contrario cuando se desea una mejor atenuación se prefiere el filtro CHEBYSHEV.

En la fig. 2.5 se muestra la respuesta de fase del filtro CHEBYSHEV de la fig. 2.4.

Comparando las respuestas de ambos filtros se observa - que para nuestro caso, el filtro BUTTERWORTH es el adecuado para nuestro caso.

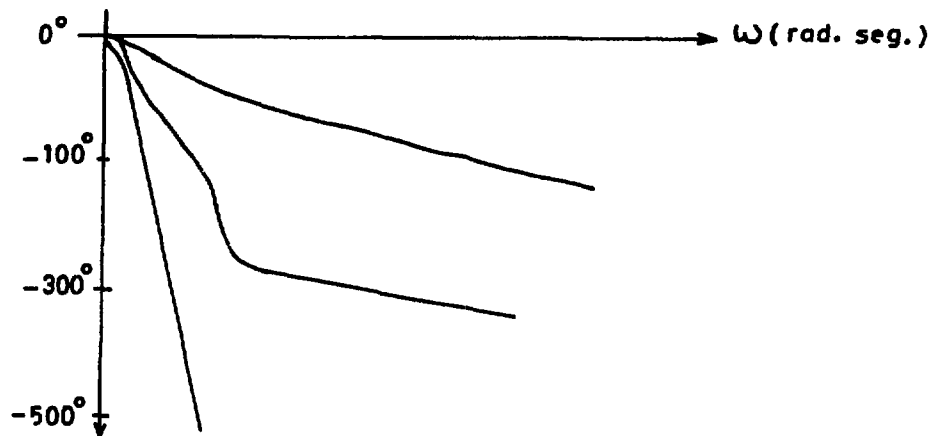


Fig. 2.5.- Respuesta de fase del filtro pasa bajo de CHEBYSHEV.

II.3.- ESPECIFICACIONES DEL FILTRO

Las especificaciones que se consideran para este diseño, son las siguientes:

- 1.- Que los filtros permitan el paso de bajas frecuencias de 0 HZ. a 10 HZ, 0 HZ. a 0.1 HZ, y 0 HZ a 0.001 HZ.
- 2.- Alta impedancia de entrada del filtro y muy baja impedancia de salida.
- 3.- Que la pendiente de atenuación sea lo más ideal posible.
- 4.- Cumpla con las normas "NIM" (↗)

II.4.- SELECCION DEL CIRCUITO DEL FILTRO

La parte principal en la selección del circuito del filtro consistió fundamentalmente en la elección del elemento activo de la malla (I.1. de Generalidades), por lo que se utilizó el amplificador operacional como una fuente de voltaje "vcvs".

Considerando ahora, el elemento activo junto con la malla externa R.C. asociada, se seleccionó el filtro pasa bajo encontrando que el circuito que reunió las características satisfactorias fue el de retroalimentación múltiple, obteniéndose con este circuito el éxito del filtro pasa bajo por pasos, como el que se muestra en la siguiente figura.

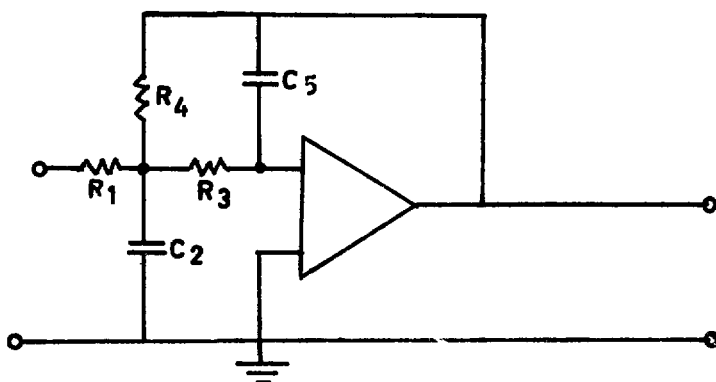


Fig. 2.6 Circuito filtro pasa bajo.

11.5.- OBTENCION DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA

De la fig. 2.6 se propone el siguiente circuito equivalente.

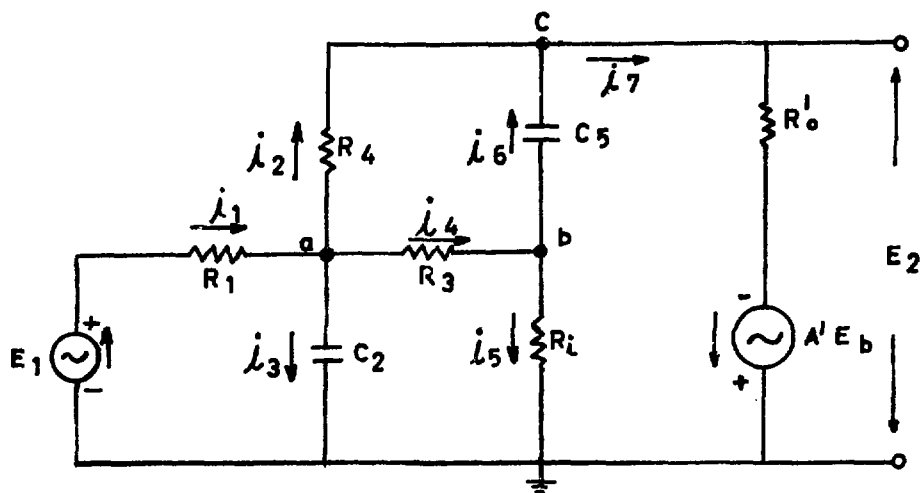


Fig. 2.7.- Circuito equivalente del filtro pasa bajo.

Aplicando el método de nodos

Nodo (a)

$$-\frac{[E_a(s) - E(s)]}{R_1} + SC_2 E_a(s) + \frac{E_a(s) - E_b(s)}{R_3} + \frac{E_a(s) - E_c(s)}{R_4} = 0 \quad (2.5)$$

Nodo (b)

$$\frac{E_b(s)}{R_i} - \frac{[E_b(s) - E_a(s)]}{R_3} + SC_5 (E_b(s) - E_c(s)) = 0 \quad (2.6)$$

Nodo (c)

$$-\frac{[E_c(s) - E_a(s)]}{R_4} - SC_s(E_c(s) - E_b(s)) + \frac{E_c(s) + A'E_b(s)}{R'_0} = 0 \quad (2.7)$$

Tomando en cuenta que $E_c(s) = E_2(s)$ y substituyendo

$$\begin{aligned} (-\frac{1}{R_1} + SC_2 + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4})E_a(s) + (-\frac{1}{R_3})E_b(s) + (-\frac{1}{R_4})E_2(s) = \\ = (-\frac{1}{R_1})E_1(s) \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$(+\frac{1}{R_3})E_a(s) + (\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_3} + SC_5)E_b(s) + (-SC_5)E_2(s) = 0 \quad (2.9)$$

$$(+\frac{1}{R_4})E_a(s) + (+SC_5 + \frac{A'}{R'_0})E_b(s) + (-\frac{1}{R_4} - SC_5 + \frac{1}{R'_0})E_2(s) = 0 \quad (2.10)$$

Tomando determinantes de las ecuaciones (2.8), (2.9), -
(2.10)

$$\Delta = \begin{vmatrix} (-\frac{1}{R_1} + SC_2 + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}) & -\frac{1}{R_3} & -\frac{1}{R_4} \\ +\frac{1}{R_3} & (\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_3} + SC_5) & -SC_5 \\ +\frac{1}{R_4} & +SC_5 + \frac{A'}{R'_0} & (-\frac{1}{R_4} - SC_5 + \frac{1}{R'_0}) \end{vmatrix}$$

$$E_a(s) = \frac{\begin{vmatrix} (-\frac{1}{R_1})E_1 & -\frac{1}{R_3} & -\frac{1}{R_4} \\ 0 & (\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_3} + SC_5) & -SC_5 \\ 0 & (+SC_5 + \frac{A'_d}{R'_O}) & (-\frac{1}{R_4} - SC_5 + \frac{1}{R'_O}) \end{vmatrix}}{\Delta}$$

$$E_b(s) = \frac{\begin{vmatrix} (-\frac{1}{R_1} + SC_2 + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}) & (-\frac{1}{R_1}) & (-\frac{1}{R_4}) \\ (+\frac{1}{R_3}) & 0 & (-SC_5) \\ (+\frac{1}{R_4}) & 0 & (-\frac{1}{R_4} - SC_5 + \frac{1}{R'_O}) \end{vmatrix}}{\Delta}$$

Para resolver el determinante hacemos

$$(-\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + SC_2) = Q$$

$$(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_3} + SC_5) = R$$

$$(-\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R'_O} - SC_5) = N$$

$$(+SC_5 + \frac{A'_d}{R'_O}) = T$$

$$-\frac{1}{R_3} = G_3$$

$$-\frac{1}{R_4} = G_4$$

$$\frac{1}{R_1} = G_1$$

Sustituyendo en el Determinante obtenemos

$$\Delta = \begin{vmatrix} Q & -G_3 & -G_4 \\ +G_3 & R & -SC_5 \\ +G_4 & T & N \end{vmatrix}$$

$$= Q(RN + TSC_5) + G_3(+G_3N + G_4SC_5) - G_4(+G_3T - RG_4)$$

$$= QRN + QTSC_5 + G_3^2N + G_3G_4SC_5 - G_3G_4T + G_4^2R$$

$$E_a(s) = \begin{vmatrix} -G_1E_1 & -G_2 & -G_4 \\ 0 & R & -SC_5 \\ 0 & T & N \end{vmatrix}$$

$$E_a(s) = \frac{-G_1E_1(RN + TSC_5)}{\Delta} = \frac{-G_1E_1(RN + TSC_5)}{QRN + QTSC_5 + G_3^2N + G_3G_4SC_5 - G_3G_4T + G_4^2R}$$

(2.11)

$$E_b(s) = \begin{vmatrix} Q & -G_1 & -G_4 \\ +G_3 & 0 & -SC_5 \\ +G_4 & 0 & N \end{vmatrix}$$

$$= \frac{+G_1(+G_3N + G_4SC_5)}{\Delta} = \frac{+G_1G_3N + G_4SC_5G_1}{\Delta}$$

$$E_b(s) = \frac{G_1G_3N + G_1G_4SC_5}{QRN + QTSC_5 + G_3^2N + G_3G_4SC_5 - G_3G_4T + G_4^2R} \quad (2.12)$$

Sustituyendo los valores de R , N , T , Q en la ecuación (2.11), así como en el determinante:

$$E_a(s) = \frac{|-G_1(G_i - G_3 + SC_5)(-G_4 + G_0^1 - SC_5) - G_1(+SC_5 + \frac{A'}{R_0})SC_4|E_1}{(-G_1 + G_3 + G_4 + SC_2)(G_i - G_3 + SC_5)(-G_4 + G_0^1 - SC_5) + (-G_1 + G_3 + G_4 + SG_2)} \quad (2.13)$$

$$(+SC_5 + \frac{A'}{R_0})SC_5 + G_3^2(-G_4 + G_0^1 - SC_5) + G_3G_4SC_5 - G_3G_4(+SC_5 + \frac{A'}{R_0})$$

$$G_4^2(G_i - G_3 + SC_5)$$

Considerando que el amplificador es ideal

$$A = A' \rightarrow \infty$$

$$R_i \rightarrow \infty$$

$$R_0' \rightarrow 0$$

$$G_i \rightarrow 0$$

$$G'_0 \rightarrow \infty$$

Obtenemos:

$$E_{a(s)} = \frac{|(G_1 G_3 - G_1 S C_5) (-G_4 + G'_0 - S C_5) - (+G_1 S C_5 + G_1 G'_0 A') S C_5| E_1}{(G_1 + G_3 + G_4 + S C_2) (-G_3 + S C_5) (-G_4 + G'_0 - S C_5) + (-G_1 + G_3 + G_4 + S C_2) (+S G_5 + G'_0 A') S C_5} \quad (2.14)$$

$$+ G_3^2 (-G_4 + G'_0 - S C_5) + G_3 G_4 S C_5 - G_3 G_4 (+S C_5 + G'_0 A') + (-G_3 + S C_5) G_4^2$$

Dividiendo numerador y denominador entre $G'_0 A'$ para no tener indeterminaciones:

$$E_{a(s)} = \frac{\left| \frac{(G_1 G_3 - G_1 S C_5) (-G_4 + G'_0 - S C_5) - (+G_1 S C_5 + G_1 G'_0 A') S C_5}{G'_0 A'} \right| E_1}{\frac{(-G_1 + G_3 + G_4 + S C_2) (-G_3 + S C_5) (-G_4 + G'_0 - S C_5) (-G_1 + G_3 + G_4 + S C_2)}{G'_0 A'} + \frac{(+S C_5 + G'_0 A') S C_5}{G'_0 A'}} \quad (2.15)$$

$$+ \frac{G_3^2 (-G_4 + G'_0 - S C_5)}{G'_0 A'} + \frac{G_3 G_4 S C_5}{G'_0 A'} - \frac{G_3 G_4 (+S C_5 + G'_0 A')}{G'_0 A'} + \frac{(-G_3 + S C_5) G_4^2}{G'_0 A'}$$

$$\therefore E_a(s) = \frac{-G_1 SC_5 E_1}{(G_1 + G_3 + G_4 + SC_2) SG_5 + G_3 G_4} \quad (2.16)$$

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{-G_3 G_1 SC_5}{SC_5 [(G_1 + G_3 + G_4 + SC_2) SG_5 + G_3 G_4]} \quad (2.17)$$

Dividiendo entre SC_5 numerador y denominador la ecuación queda

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{-G_3 G_1}{G_1 SC_5 + G_3 SC_5 + G_4 SC_5 + C_2 C_5 S^2 + G_3 G_4} \quad (2.18)$$

Agrupando términos semejantes en el denominador

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{-G_3 G_1}{S^2 C_2 C_5 + SC_5 (G_1 + G_3 + G_4) + G_3 G_4} \quad (2.19)$$

Dividiendo entre $C_2 C_5$ numerador y denominador obtenemos

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{\frac{-G_3 G_1}{C_2 C_5}}{S^2 + \frac{S(G_1 + G_3 + G_4)}{C_2} + \frac{G_3 G_4}{C_2 C_5}} \quad (2.20)$$

Sustituyendo $G = \frac{1}{R}$; $G = \frac{1}{R}$; $G = \frac{1}{R}$ obtenemos

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{-\frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5} \quad \text{función de transferencia}}{S^2 + \frac{S}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} \right) + \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}} \quad (2.21)$$

II.6.- DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL FILTRO POR PASOS

De la función de transferencia general del filtro pasa bajo de un par de polos complejos conjugados

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{-HW_0^2}{S^2 + aW_0S + W_0^2} \quad (2.22)$$

en términos de la frecuencia normalizada " w_0 " y constante " a ". Igualando la ecuación (2.22) con la ecuación (2.21) se determinan las ecuaciones de diseño.

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{-\frac{1}{R_1R_3C_2C_5}}{S^2 + \frac{S}{C_2}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right) + \frac{1}{R_3R_4C_2C_5}} = \frac{-HW_0^2}{S^2 + aW_0S + W_0^2} \quad (2.23)$$

Igualando los numeradores y denominadores de la ecuación 2.14 se tiene:

NUMERADORES

$$HW_0^2 = \frac{1}{R_1R_3C_2C_5} \quad (2.24)$$

$$\therefore R_1R_3 = \frac{1}{HW_0^2C_2C_5} \quad (2.25)$$

$$H\left(\frac{1}{R_3R_4C_2C_5}\right) = \frac{1}{R_1R_3C_2C_5} \quad (2.26)$$

$$H = \frac{\frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5}}{\frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}} = \frac{R_4}{R_1} \quad (2.27)$$

$$\therefore R_1 = \frac{R_4}{H} \quad (2.28)$$

DENOMINADORES

$$a\omega_0 = \frac{1}{C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = \frac{1}{C_2} \left(\frac{R_3 R_4 + R_1 R_4 + R_1 R_3}{R_1 R_3 R_4} \right) \quad (2.29)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5} \quad (2.30)$$

$$\therefore R_3 R_4 = \frac{1}{\omega_0^2 C_2 C_5} \quad (2.31)$$

$$b = \omega_0 C_5 \quad (2.32)$$

$$\therefore \omega_0 = \frac{b}{C_5} \quad (2.33)$$

Reescribiendo la ecuación (2.29) y substituyendo los valores de las ecuaciones (2.28), (2.25) se obtiene

$$a\omega_0 = \frac{1}{C_2} \left(\frac{R_3 R_4 + R_1 R_4 + R_1 R_3}{R_1 R_3 R_4} \right) = \frac{1}{C_2} \left| \frac{\frac{1}{\omega_0^2 C_2 C_5} + \frac{R_4^2}{H} + \frac{1}{H\omega_0^2 C_2 C_5}}{\frac{R_4}{H} \left(\frac{1}{\omega_0^2 C_2 C_5} \right)} \right|$$

$$= \frac{1}{C_2} \left| \frac{\frac{H+R^2\omega_0^2 C_2 C_5 + 1}{H\omega_0^2 C_2 C_5}}{\frac{R_4}{H\omega_0^2 C_2 C_5}} \right| = \frac{1}{C_2} \left(\frac{H+R^2\omega_0^2 C_2 C_5 + 1}{R_4} \right) \quad (2.34)$$

Arreglando términos finalmente se tiene:

$$a\omega_0 C_2 R_4 = H + R_4^2 \omega_0^2 C_2 C_5 + 1$$

$$R_4^2 \omega_0^2 C_2 C_5 - R_4 a \omega_0 C_2 + (H+1) = 0 \quad (2.35)$$

La ecuación (2.35) es de segundo orden y si dividimos todos sus términos entre $\omega_0^2 C_2 C_5$ se obtiene:

$$R_4^2 - \frac{R_4 a}{\omega_0^2 C_5} + \frac{H+1}{\omega_0^2 C_2 C_5} = 0 \quad (2.36)$$

Sustituyendo el valor de ω_0 de la ecuación (2.33) en la ecuación (2.36) quedará

$$R_4^2 - \frac{R_4 a}{b} + \frac{H+1}{\frac{b^2 C_2}{C_5}} = 0 \quad (2.37)$$

Encontrando las raíces de la ecuación (2.37) el resultado será

$$R_4 = \frac{+\frac{a}{b} + \frac{a^2}{b^2} - 4(1) \left(\frac{H+1}{\frac{b^2 C_2}{C_5}} \right)}{2(1)} \quad (2.38)$$

Cuando el radicando es igual a cero se obtiene el valor de

$$R_4 = \frac{a}{2b} \quad (2.39)$$

Cuando el radicando es igual a cero se despeja el valor de C_2 como sigue:

$$\frac{a^2}{b^2} = 4 \left(\frac{H+1}{b^2 C_2} \right) C_2$$

Arreglando términos

$$a^2 b^2 C_2 = 4(H+1)b^2 C_5$$

$$\therefore C_2 = \frac{4(H+1)b^2 C_5}{a^2 b^2} = \frac{4}{a^2} (H+1)C_5 \quad (2.40)$$

Reescribiendo la ecuación (2.23) y substituyendo los valores de las ecuaciones (2.39), (240) y (2.33) se tiene:

$$R_3 R_4 = \frac{1}{\omega_0^2 C_2 C_5}$$

$$R_3 \left(\frac{a}{2b} \right) = \frac{1}{\omega_0^2 C_5 \left(\frac{4(H+1)}{a^2} \right) C_5} = \frac{a^2}{4(H+1)\omega_0^2 C_5} \quad (2.41)$$

$$R_3 = \frac{\frac{a^2}{4(H+1)\omega_0^2 C_5^2}}{\frac{a}{2b}} = \frac{2a^2 b}{4(H+1)\omega_0^2 C_5^2 a} = \frac{2a^2 b}{4(H+1) \frac{b^2}{C_5^2} a} \quad (2.42)$$

$$\therefore R_3 = \frac{a}{2(H+1)b} \quad (2.43)$$

Reescribiendo la ecuación (2.28) y substituyendo el valor de R_4 ecuación (2.39) se tiene

$$R_1 = \frac{R_4}{H} = \frac{\frac{a}{2b}}{H} = \frac{a}{2Hb} \quad (2.44)$$

Tomando en cuenta la ecuación 2.13 se proponen los siguientes valores para los diferentes pasos del filtro pasabajo:

$$a = \sqrt{Z}$$

$$H = 2,10$$

$$f_0 = 0.001 \text{ HZ.}, 0.01 \text{ HZ.}, 10 \text{ HZ.}$$

$$C_5 = 4.7 \mu\text{F.}, 1 \mu\text{F.}, 0.33 \mu\text{F.}$$

Con los datos propuestos y fórmulas de diseño se obtuvieron los valores de cada uno de los componentes del filtro por pasos.

II.6.2. EQUIPO USADO EN EL LABORATORIO:

1.- Generador de funciones

Marca Hewlett Packard

Modelo 3310A.

De frecuencia variable de 0.0001 HZ hasta 5 MHZ.

Impedancia de salida de 50 OHMS.

Amplitud de 0.12 Vpp. hasta 36 Vpp.

2.- Osciloscopio de doble canal

Marca Tektronix

Modelo 465

Punta de prueba por 1, con impedancia de 1 MOHM y capacitancia 20 p_f.

Amplitudes de 5 mVolts/Div. a 10 Volts/Div. en 11 pasos y periodo de 0.1 useg/div a 5 seg/div. en 24 pasos.

3.- Fuente de alimentación doble corriente directa

Marca Hewlett Packard

Modelo 6205B

Voltaje de 0 volts hasta 40 volts.

4.- Voltmetro de tubos de vacio

Marca Hewlett Packard

Modelo 412A.

De acuerdo con las especificaciones del manual del fabrica

cante se sabe que el amplificador operacional $\mu A791$ debe tra bajar en la parte mas lineal sin llegar a la saturación, por consiguiente la máxima señal de salida no debe pasar mas del límite de 24 Vpp.

Para los filtros pasa bajo debido a que son dos etapas iguales se tiene que respetan que la máxima señal de salida de la segunda etapa no debe sobrepasar los 24 Vpp.

Aplicando una señal del generador de 150 mVpp. a la entrada del filtro, y por medio de una perilla de selección de frecuencia del generador, ésta se varía gradualmente desde - aproximadamente 0 HZ. hasta la frecuencia de corte, teniendo una amplitud que se mantiene constante, si se continúa aumen tando la amplitud disminuye muy rápidamente hasta llegar a - un valor de cero amplitud.

Por otra parte tomando en cuenta, que una función de - transferencia de un sistema de dos elementos iguales en cascada no se cargan, si se consideran condiciones ideales, o sea que la impedancia de entrada del segundo elemento es infini ta, y la impedancia de salida del primero es cero, no es afec tado el primer elemento si se acopla al segundo.

Considerando un diagrama a bloques de cada una de las - etapas de los filtros pasa bajo como se muestra en la Fig. - 2.8.

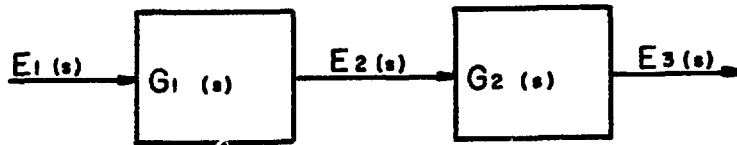


Fig. 2.8. Sistema que consiste de dos elementos en cascada que no se cargan.

$$G_1(s) = \frac{E_2(s)}{E_1(s)} \quad \text{Primera etapa} \quad (2.45)$$

$$G_2(s) = \frac{E_3(s)}{E_2(s)} \quad \text{Segunda etapa} \quad (2.46)$$

Del sistema que consiste de dos elementos en cascada se puede hacer un sistema equivalente como a continuación se expone

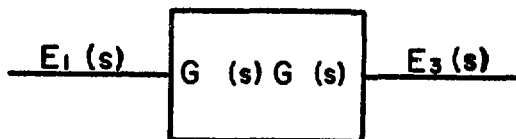


Fig. 2.9. Sistema equivalente.

La función de transferencia de cada uno de los elementos de las ecuaciones (2.45) y (2.46) queda establecida de la siguiente forma

$$G_1(s)G_2(s) = \frac{E_2(s)E_3(s)}{E_1(s)E_2(s)} = \frac{E_3(s)}{E_1(s)} \quad (2.47)$$

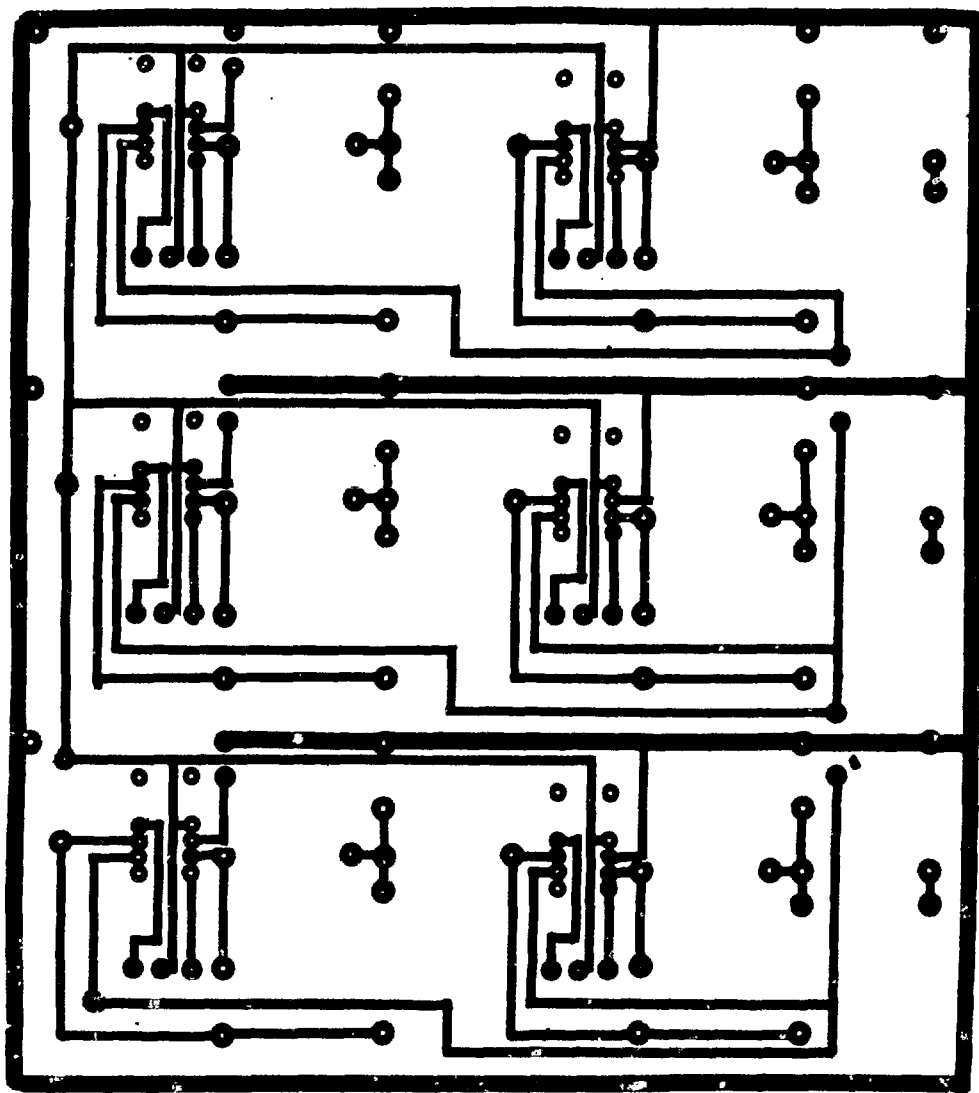
Por consiguiente la función de transferencia de todo el sistema es el producto de las funciones de transferencia de los elementos individuales.

17.6.3. CONSTRUCCION DEL FILTRO

Con el diseño obtenido, el filtro se armó en una tablilla especial y se comprobó que el funcionamiento dinámico era correcto, mediante la respuesta de amplitud. Posteriormente se construyó en una tablilla de circuito impreso, la cual va montada en una caja de forma para equipo modular de acuerdo con las normas "NIM".

La tablilla de circuito impreso fue construida en el Departamento de Talleres Generales del Centro Nuclear de México.

De acuerdo con las especificaciones del fabricante de circuitos integrados, recomienda poner los capacitores lo más cerca posible al circuito integrado para evitar ruidos en el circuito, y por otra parte debido a que las corrientes y voltajes son de un orden muy bajo el ancho de las pistas de la tablilla del circuito impreso no es afectado. Una considera-



Plantilla para circuito impreso del filtro pasa bajo.

ción que también es importante y que se tomó en cuenta es que la pista común (tierra) del circuito fuera más ancha y que rodeara a la tablilla del circuito impreso por la misma razón anterior, para evitar posibles ruidos de las fuentes de alimentación.

II.6.4.- CALCULO DE LOS VALORES DE LOS COMPONENTES DEL FILTRO POR PASOS

El cálculo se llevó a cabo mediante los parámetros "a", "H", " ω_0 ", "b", así como las frecuencias de corte $F_0 = 10$ HZ, $F_0 = 0.1$ HZ., y $F_0 = 0.001$ HZ.

II.6.1.1.- Filtro pasa bajo de 0 a 10 HZ

$$a = \sqrt{2}$$

$$H = 2$$

$$F_0 = 12.75 \text{ HZ Valor empírico}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 2 \times 3.1416 \times 12.75 = 80.1108 \text{ rad/seg}$$

Se seleccionó un valor para $C_5 = 0.33 \mu\text{F}$ y 35V.
se definió la constante $b = \omega_0 C_5 = 80.1108 \times 0.33 \times 10^{-6} = 26.4365 \times 10^{-6}$

$$C_2 = \frac{4}{a^2} (H+1) C_5 = \frac{4}{(\sqrt{2})^2} (2+1) \times 0.33 \times 10^{-6} = 1.95 \mu\text{F}$$

$\therefore C_2 = 2.2 \mu\text{F}$ Valor comercial

$$R_1 = \frac{a}{2Hb} = \frac{\sqrt{2}}{2 \times 2 \times 26.4365 \times 10^{-6}} = 13.37 \text{ K}\Omega$$

$$\therefore R_1 = 12 \text{ K}\Omega \quad \text{Valor comercial}$$

$$R_3 = \frac{a}{2(H+1)b} = \frac{\sqrt{2}}{2(2+1) \times 26.4365 \times 10^{-6}} = 8.9 \text{ K}\Omega$$

$$\therefore R_3 = 8.2 \text{ K}\Omega \quad \text{Valor comercial}$$

$$R_4 = \frac{a}{2b} = \frac{\sqrt{2}}{2 \times 26.4365 \times 10^{-6}} = 26.7 \text{ K}\Omega$$

$$\therefore R_4 = 27 \text{ K}\Omega \quad \text{Valor comercial}$$

II.6.1.2.- Filtro pasa bajo de 0 a 0.1 HZ.

$$a = \sqrt{2}$$

$$H = 10$$

$$f_0 = 0.1 \text{ HZ}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \times 0.1 = 0.628318 \text{ rad/seg.}$$

Se seleccionó un valor para $C_5 = 1 \mu\text{F}$ a 35V. se define la constante $b = \omega_0 C_5 = 0.628318 \times 1 \times 10^{-6}$

$$\therefore b = 0.628 \times 10^{-6}$$

$$C_2 = \frac{4}{a^2} (H+1) C_5 = \frac{4}{(\sqrt{2})^2} (10+1) \times 1 \times 10^{-6} = 22 \mu\text{F a 16V}$$

$$\therefore C_2 = 22 \mu\text{F a 16 V. Valor comercial}$$

$$R_1 = \frac{a}{2Hb} = \frac{\sqrt{2}}{2 \times 10 \times 0.62832 \times 10^{-6}} = 112.59 \text{ K}\Omega$$

$$\therefore R_1 = 100 \text{ K}\Omega \quad \text{Valor comercial}$$

$$R_3 = \frac{a}{2(H+1)b} = \frac{\sqrt{2}}{2 \times 11 \times 0.62832 \times 10^{-6}} = 102.4 \text{ K}\Omega$$

$$\therefore R_3 = 100 \text{ K}\Omega \quad \text{Valor comercial}$$

$$R_4 = \frac{a}{2b} = \frac{\sqrt{2}}{2 \times 0.62832 \times 10^{-6}} = 1.12 \text{ M}\Omega$$

$$\therefore R_4 = 1.2 \text{ M}\Omega \quad \text{Valor comercial}$$

II.6.1.3.- Filtro pasa bajo de 0 a 0.001 HZ

$$a = \sqrt{2}$$

$$H = 10$$

$$f_0 = 0.001 \text{ HZ.}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 2 \times 3.1416 \times 0.001 = 0.0062832 \text{ rad/seg.}$$

Se seleccionó un valor para C = 4.7 μ F a 16.V se define la constante $b = \omega_0 C_5 = 0.0062832 \times 4.7 \times 10^{-6}$

$$\therefore b = 0.02953104 \times 10^{-6}$$

$$C_2 = \frac{4}{a^2} (H+1) C_5 = \frac{4}{(\sqrt{2})^2} (10 \times 1) \times 4.7 \times 10^{-6} = 103.4 \text{ }\mu\text{F}$$

$$\therefore C_2 = 104 \text{ }\mu\text{F} \quad \text{Valor comercial}$$

$$R_1 = \frac{a}{2Hb} = \frac{\sqrt{2}}{2 \times 10 \times 0.0295304 \times 10^{-6}} = 2.39 \text{ M}\Omega$$

$$\therefore R_1 = 2.2 \text{ M}\Omega \quad \text{Valor comercial}$$

$$R_3 = \frac{a}{2(H+1)b} = \frac{\sqrt{2}}{2 \times 11 \times 0.02953104 \times 10} = 2.7 \text{ M}\Omega$$

$$R_3 = 2.2 \text{ M}\Omega \quad \text{Valor comercial}$$

$$R_4 = \frac{a}{2b} = \frac{\sqrt{2}}{2 \times 0.02953104 \times 10} = 23.94 \text{ M}\Omega$$

$$\therefore R_4 = 24.6 \text{ M}\Omega \quad \text{Valor comercial}$$

A continuación se presentan unas tablas de los valores calculados y valores reales que constituyen los circuitos - pasa bajo.

FILTRO PASA BAJO DE 0 A 10 HZ

T A B L A 2.1

VALORES CALCULADOS	VALORES COMERCIALES
$R_1 = 13.37 \text{ K}\Omega$	$R_1 = 12 \text{ K}\Omega$ a $\frac{1}{2}$ watt = 10%
$R_3 = 8.9 \text{ K}\Omega$	$R_3 = 8.2 \text{ K}\Omega$ " "
$R_4 = 26.7 \text{ K}\Omega$	$R_4 = 27 \text{ K}$ a " "
$C_2 = 1.95 \mu\text{F}$	$C_2 = 2.2 \mu\text{F}$ a 35 V.
$C_5 = 0.33 \mu\text{F}$	$C_5 = 0.33 \mu\text{F}$ a 35 V.

FILTRO PASA BAJO DE 0 a 0.1 HZ

T A B L A 2.2

VALORES CALCULADOS	VALORES COMERCIALES
$R_1 = 112.59 \text{ K}\Omega$	$R_1 = 100 \text{ K}\Omega$ a $\frac{1}{2}$ watt = 10%
$R_3 = 102.4 \text{ K}\Omega$	$R_3 = 100 \text{ K}\Omega$ a " "
$R_4 = 1.12 \text{ M}\Omega$	$R_4 = 1.2 \text{ M}\Omega$ a " "
$C_2 = 22 \text{ }\mu\text{F}$	$C_2 = 22 \text{ }\mu\text{F}$ a 16 V.
$C_5 = 1 \text{ }\mu\text{F}$	$C_5 = 1 \text{ }\mu\text{F}$ a 35 V.

FILTRO PASA BAJO DE 0 A 0.001 HZ

T A B L A 2.3

VALORES CALCULADOS	VALORES COMERCIALES
$R_1 = 2.39 \text{ M}\Omega$	$R_1 = 2.2 \text{ M}\Omega$ a $\frac{1}{2}$ watt = 10%
$R_3 = 2.17 \text{ M}\Omega$	$R = 2.2 \text{ M}\Omega$ a " "
$R_4 = 23.94 \text{ M}\Omega$	$R = 24.6 \text{ M}\Omega$ a " "
$C_2 = 103.4 \text{ }\mu\text{F}$	$C = 104 \text{ }\mu\text{F}$ a 6V, 6V, 25V.
$C_5 = 4.7 \text{ }\mu\text{F}$	$C = 4.7 \text{ }\mu\text{F}$ a 16V.

II.7.- CALCULO DEL LUGAR DE LAS RAICES PARA EL FILTRO POR PASOS PARTIENDO DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA

II.7.1.- Filtro pasa bajo de 0 a 10 HZ.

$$H = 2, a = \sqrt{2} \text{ y } \omega_0 = 62.832 \text{ rad/seg.}$$

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{-2(62.832)^2}{s^2 + s\sqrt{2}(62.832) + (62.832)^2} \quad (2.47)$$

Aplicando la fórmula $s = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$ se obtienen las raíces

$$s = \frac{-\sqrt{2}(62.832) \pm \sqrt{(-\sqrt{2}(62.832))^2 - 4(1)(3947.86)}}{2(1)}$$

$$s = -44.4289 \pm j44.4345$$

De donde la ecuación (2.47) queda:

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{-2(62.832)^2}{(s+44.4289-j44.4345)(s+44.4289+j44.4345)}$$

Cálculo de los ángulos $\phi = \text{ang tan } \frac{44.4345}{44.4289} \approx -45^\circ$

$$\phi_1 = 180^\circ - 45^\circ = 135^\circ$$

$$\phi_2 = 270^\circ - 45^\circ = 225^\circ$$

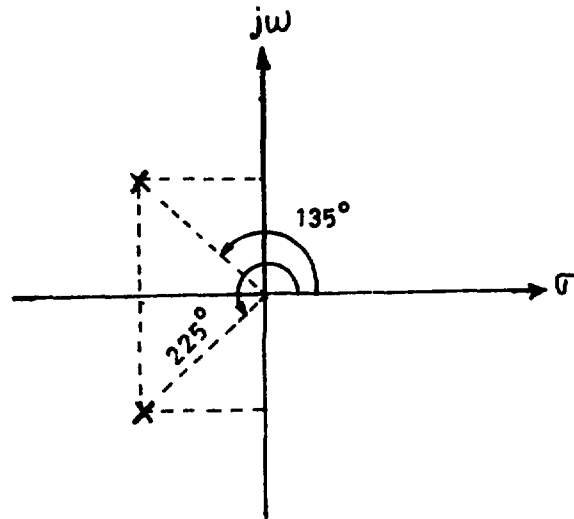


Fig. 2.10. Lugar geométrico de polos y ceros del filtro.

De la misma forma que se hicieron los cálculos anteriores se tienen para los demás filtros:

II.7.2.- Filtros pasa bajo de 0 a 0.1 HZ.

$$H = 10, a = \sqrt{2}, \omega_0 = 0.6282 \text{ rad/seg}$$

$$S = -0.4442 \pm j0.446$$

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{-10(0.6282)^2}{(S + 0.4442 - j0.446)(S + 0.4442 + j0.446)}$$

$$\phi = \text{ang tan } \frac{0.4442}{0.446} \approx 45^\circ$$

$$\phi_1 = 180^\circ - 45^\circ = 135^\circ$$

$$\phi_2 = 270^\circ - 45^\circ = 225^\circ$$

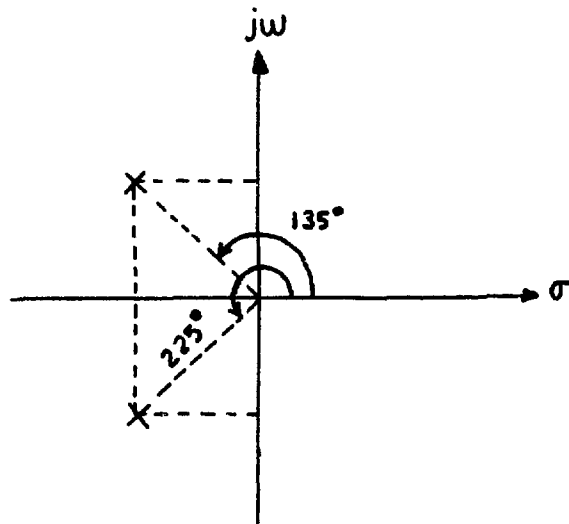


FIG. 2.11.- Lugar geométrico de polos y ceros del filtro.

II.7.3.- Filtro pasa bajo de 0 a 0.001 HZ.

$$H = 10, a = 2, \omega_0 = 0.006283 \text{ rad./seg.}$$

$$S = -0.004449, j0.004449$$

$$\frac{E_2(s)}{E_1(s)} = \frac{-10(0.006283)^2}{(S + 0.004449 - j0.004449)(S + 0.004449 + j0.004449)}$$

$$\phi = \text{ang tan } \frac{0.004449}{0.004449} \approx 45^\circ$$

$$\phi_1 = 180^\circ - 45^\circ = 135^\circ$$

$$\phi_2 = 270^\circ - 45^\circ = 225^\circ$$

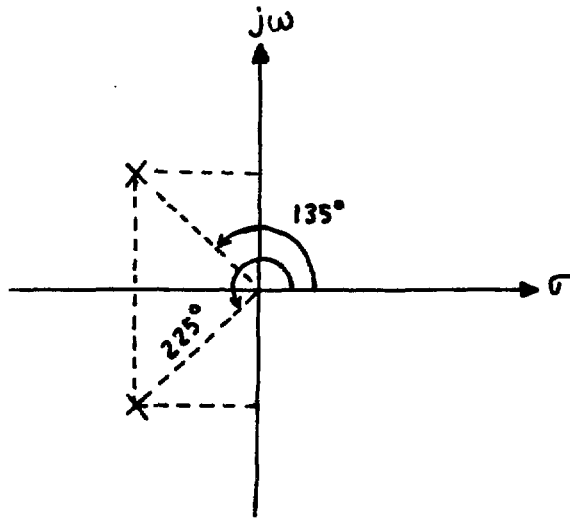


FIG.2.12.- Lugar geométrico de polos y ceros del filtro.

II.8.- RESULTADOS Y PRUEBAS DE LABORATORIO

Obtención de la respuesta de amplitud y fase aplicando el método de BODE.

Las respuestas de amplitud y fase teóricas se determinan mediante las ecuaciones siguientes:

Para la primera etapa

$$\left(\frac{E_2(s)}{E_1(s)} \right) = 20 \log \frac{2}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}}}$$

$$\phi = - \text{ang tan } \frac{\frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}$$

Para la segunda etapa

$$\left| \frac{E_3(s)}{E_1(s)} \right| = 20 \log \frac{4}{\left| \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2} \right|^2}$$

$$\phi = - 2 \text{ ang tan } \frac{\frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}$$

Los resultados están contenidos en las tablas (2.7), (2.10), (2.11), (2.14) y (2.15).

Las respuestas de amplitud y fase experimental se determinan como sigue:

$$\text{Primera etapa amplitud en dB} = 20 \log \frac{E_2}{E_1} \quad (2.52)$$

$$\text{Segunda etapa amplitud en dB} = 20 \log \frac{E_3}{E_1} \quad (2.53)$$

El ángulo de fase se tomó el mismo para los dos casos anteriores debido a que no se pudo medir experimentalmente. Los datos están contenidos en las tablas (2.4), (2.5), (2.8), (2.9), (2.12) y (2.13) con sus respectivas gráficas (1), (2) y (3).

Después de obtener las pruebas de respuestas de ampli-
tud en el laboratorio, también se hicieron otras con ondas -
cuadradas, ondas triangulares y finalmente con una señal de
audio, comprobando con el osciloscopio que solo las frecuen-
cias comprendidas hasta la frecuencia de corte pasaban; y -
cuando no había frecuencias comprendidas en este intervalo,
no se tenía señal a la salida.

T A B L A 2.4

RESULTADOS DE LABORATORIO DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA UNA ETAPA
CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 10$ HZ.

FRECUENCIA "f" en (HZ).	FRECUENCIA NORMALIZA- DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	ETAPA No. 1		LOG $\frac{V_2}{V_1}$	20LOG $\left \frac{V_2}{V_1} \right $ dB	$\phi = -\text{ang} \tan \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\sqrt{2}}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})}$
		Voltaje V_1	Voltaje V_2			
0	0	1	2.35	0.3710	7.4213	0°
1	0.1000	1	2.35	0.3710	7.4213	- 8.0494°
2.5	0.1500	1	2.35	0.3710	7.4213	-12.2441°
2	0.1999	1	2.35	0.3710	7.4213	-16.4156°
2.5	0.2500	1	2.35	0.3710	7.4213	-20.6626°
3	0.2999	1	2.35	0.3710	7.4213	-24.9951°
3.5	0.3499	1	2.35	0.3710	7.4213	-29.4191°
4	0.3999	1	2.35	0.3710	7.4213	-33.9570°
4.5	0.4499	1	2.35	0.3710	7.4213	-38.5893°
5	0.5000	1	2.35	0.3710	7.4213	-43.3139°
5.5	0.5499	1	2.35	0.3710	7.4213	-48.1155°
6	0.5999	1	2.35	0.3710	7.4213	-52.9742°
6.5	0.6499	1	2.35	0.3710	7.4213	-57.8613°
7	0.6999	1	2.35	0.3710	7.4213	-62.7431°
7.5	0.7500	1	2.30	0.3617	7.2345	-67.5848°
8	0.7999	1	2.30	0.3617	7.2345	-72.3488°
8.5	0.8499	1	2.25	0.3521	7.0436	-77.0000°
9	0.8999	1	2.20	0.3424	6.8484	-81.5096°
9.5	0.9499	1	2.15	0.3324	6.6487	-85.8491°
10	1	1	2.10	0.3222	6.4443	-90° +.00
10.5	1.0499	1	2.05	0.3117	6.2350	-93.9486°
11	1.0999	1	2.00	0.3010	6.0200	-97.6880°
11.5	1.1499	1	1.95	0.2900	5.8000	-101.2160°
12	1.1999	1	1.90	0.2787	5.5750	-104.5352°
12.5	1.2500	1	1.80	0.2552	5.1054	-107.6509°
13	1.2999	1	1.70	0.2304	4.6089	-110.5717°
13.5	1.3499	1	1.65	0.2174	4.3496	-113.3076°

T A B L A 2.4 (CONTINUA)

RESULTADOS DE LABORATORIO DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA UNA ETAPA
CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 10$ HZ.

FRECUENCIA "f" en (HZ).	FRECUENCIA NORMALIZA- DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	ETAPA No. 1		LOG $\frac{V_2}{V_1}$	20LOG $\left \frac{V_2}{V_1} \right $ dB	$\phi = -\text{ang} \tan \frac{\frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})}$
		Voltaje V_1	Voltaje V_2			
14	2.3999	1	1.60	0.2041	4.0824	-119.5240°
14.5	1.4499	1	1.50	0.1760	3.5218	-119.9000°
15	1.5000	1	1.45	0.1613	3.2273	-120.5685°
15.5	1.5499	1	1.35	0.1303	2.6066	-122.6134°
16	1.5999	1	1.30	0.1139	2.2788	-124.5850°
16.5	1.6499	1	1.25	0.0969	1.9382	-126.4339°
17	1.6999	1	1.20	0.0791	1.5836	-128.1723°
17.5	1.7499	1	1.15	0.0606	1.2139	-129.8072°
18	1.7999	1	1.10	0.0413	0.8278	-131.3463°
18.5	1.8499	1	1.00	0	0	-132.7974°
20	1.9999	1	0.95	-0.0222	-0.4455	-136.6866°
25	2.5000	1	0.60	-0.2218	-4.4369	-150.0801°
30	2.9999	1	0.45	-0.3467	-6.9357	-152.0621°
35	3.4999	1	0.35	-0.4559	-9.1186	-156.2520°
40	3.9999	1	0.25	-0.6020	-12.0411	-159.3377°

T A B L A 2.5

RESULTADOS DE LABORATORIO DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA DOS ETAPAS CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 10\text{HZ}$.

FRECUENCIA "f" en (HZ).	FRECUENCIA NORMALIZA- DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	ETAPA No.1 y ETAPA No.2		$\text{LOG} \frac{V_3}{V_1}$	$\text{LOG} \left \frac{V_3}{V_1} \right \text{dB}$	$\phi = -2 \text{ang} \tan \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}$ $(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})$
		Voltaje V_1	Voltaje V_3			
0	0	1	5.40	0.7323	14.6478	0°
1.	0.1000	1	5.40	0.7323	14.6478	-16.0988°
1.5	0.1500	1	5.40	0.7323	14.6478	-24.4882°
2	0.1999	1	5.40	0.7323	14.6478	-32.8312°
2.5	0.2500	1	5.40	0.7323	14.6478	-41.3252°
3	0.2999	1	5.40	0.7323	14.6478	-49.9902°
3.5	0.3499	1	5.40	0.7323	14.6478	-58.8382°
4	0.3999	1	5.35	0.7283	14.5670	-67.9140°
4.5	0.4499	1	5.30	0.7242	14.4855	-77.1786°
5	0.5000	1	5.25	0.7201	14.4031	-86.6276°
5.5	0.5499	1	5.20	0.7160	14.3200	-96.2310°
6	0.5999	1	5.10	0.7075	14.1514	-105.9484°
6.5	0.6499	1	5.00	0.6989	13.9794	-115.7226°
7	0.6999	1	4.85	0.6857	13.7148	-125.4862°
7.5	0.7500	1	4.70	0.6720	13.4419	-135.1696°
8	0.7999	1	4.60	0.6627	13.2551	-144.6976°
8.5	0.8499	1	4.40	0.6434	12.8690	-154.0000°
9	0.8999	1	4.20	0.6232	12.4699	-163.0192°
9.5	0.9499	1	4.00	0.6020	12.0412	-171.6982°
10	1	1	3.90	0.5910	11.8212	-180°
10.5	1.0490	1	3.55	0.5502	11.0045	-187.8972°

T A B L A 2.5 (CONTINUA)

RESULTADOS DE LABORATORIO DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA DOS ETAPAS CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 10$ HZ.

FRECUENCIA "f" en (HZ).	FRECUENCIA NORMALIZA- DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	ETAPA No.1 y ETAPA No.2		$\text{LOG} \frac{V_3}{V_1}$	$\text{LOG} \left \frac{V_3}{V_1} \right \text{ dB}$	$\phi = -2 \text{ang} \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\sqrt{2}}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})}$
		Voltaje V_1	Voltaje V_3			
11	1.0949	1	3.35	0.5260	10.5008	-195.3760°
11.5	1.1499	1	3.15	0.4953	9.9662	-202.4320°
12	1.1999	1	2.90	0.4623	9.2479	-209.0704°
12.5	1.2500	1	2.60	0.4149	8.2994	-215.3018°
13	1.2999	1	2.40	0.3802	7.6042	-221.1434°
13.5	1.3499	1	2.20	0.3424	6.8484	-226.6152°
14	1.3999	1	2.00	0.3010	6.0206	-239.0480°
14.5	1.4499	1	1.90	0.2787	5.5750	-239.8000°
15	1.5000	1	1.70	0.2304	4.6089	-241.1370°
15.5	1.5499	1	1.50	0.1760	3.5218	-245.2268°
16	1.5999	1	1.40	0.1461	2.9225	-249.1700°
16.5	1.6499	1	1.30	0.1139	2.2788	-252.8678°
17	1.6999	1	1.20	0.0791	1.5836	-256.3446°
17.5	1.7499	1	1.10	0.0413	0.8278	-259.6144°
18	1.7999	1	0.95	0.0222	0.4455	-262.6926°
18.5	1.8499	1	0.90	-0.0457	-0.9151	-265.5890°
20	1.9999	1	0.70	-0.1549	-3.0980	-273.3732°
25	2.5000	1	0.30	-0.5228	-10.4575	-300.1602°
30	2.9999	1	0.20	-0.6989	-13.9794	-304.1242°
35	3.4919	1	0	0	0	-312.5040°
40	3.9999	1	0	0	0	-318.6754°

T A B L A 2.6

RESULTADOS TEORICOS DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA UNA ETAPA,
CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 10$ HZ.

FRECUENCIA "F" EN (HZ.)	FRECUENCIA NORMALIZA - DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	$\text{LOG} \frac{2}{\sqrt{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}}}$	$20\text{LOG} \frac{2}{\sqrt{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}}}$ dB	$\phi = -\text{ang} \tan \frac{\frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})}$
0	0	0.3010	6.0206	0°
1	0.1000	0.3010	6.0206	-8.0494°
1.5	0.1500	0.3010	6.0206	-12.2441°
2	0.1999	0.3010	6.0206	-16.4156°
2.5	0.2500	0.3010	6.0206	-20.6626°
3	0.2999	0.2992	5.9859	-24.9951°
3.5	0.3499	0.2978	5.9565	-29.4191°
4	0.3999	0.2955	5.9108	-33.9570°
4.5	0.4499	0.2923	5.8460	-38.5893°
5	0.5000	0.2878	5.7577	-43.3133°
5.5	0.5499	0.2820	5.6403	-48.1155°
6	0.5999	0.2745	5.4917	-52.9742°
6.5	0.6499	0.2653	5.3073	-57.8613°
7	0.6999	0.2543	5.0863	-62.7431°
7.5	0.7500	0.2413	4.8267	-67.5848°
8	0.7999	0.2264	4.5299	-72.3488°
8.5	0.8499	0.2098	4.1964	-77.0000°
9	0.8999	0.1915	3.8300	-81.5096°
9.5	0.9499	0.1716	3.4330	-85.8491°
10	1	0.1505	3.0100	-90° = -00
10.5	1.0499	0.1282	2.5658	-93.9486°

T A B L A 2.6 (CONTINUA)

FRECUENCIA "f" EN (HZ.)	FRECUENCIA NORMALIZA - DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	$\text{LOG} \sqrt{\frac{2}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}}}$	$20\text{LOG} \sqrt{\frac{2}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}}}$ dB	$\phi = -\text{ang} \tan \frac{\frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})}$
11	1.0999	0.1052	2.1041	-97.6880°
11.5	1.1499	0.0814	1.6288	-101.2160°
12	1.1999	0.0572	1.1442	-104.5352°
12.5	1.2500	0.0326	0.6532	-107.6509°
13	1.2999	0.0079	0.1592	-110.5717°
13.5	1.3499	0	0	-113.3076°
14	1.3999	0	0	-119.5240°
14.5	1.4499	0	0	-119.9000°
15	1.500	0	0	-120.5685°
15.5	1.5499	0	0	-122.6134°
16	1.5999	0	0	-124.5850°
16.5	1.6499	0	0	-126.4339°
17	1.6999	0	0	-128.1723°
17.5	1.7499	0	0	-129.8072°
18	1.7999	0	0	-131.3463°
18.5	1.8499	0	0	-132.7974°
20	1.999	0	0	-136.6866°
25	2.5000	0	0	-150.0801°
30	2.9999	0	0	-152.2520°
35	3.4999	0	0	-156.2520°
40	3.9999	0	0	-159.3377°

T A B L A 2.7

RESULTADOS TEORICOS DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA DOS ETAPAS
CON UNA FRECUENCIA DE CORTE DE $f_0 = 10$ HZ.

FRECUENCIA "f" EN (HZ.)	FRECUENCIA NORMALIZA - DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	$\text{LOG} \left \frac{4}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}} \right $	$20\text{LOG} \left \frac{4}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}} \right \text{ dB}$	$\phi = -2\text{ang} \tan \frac{\frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}$
0	0	0.6020	12.0412	0°
1	0.1000	0.6020	12.0412	-16.0988°
1.5	0.1500	0.6018	12.0368	-24.4882°
2	0.1999	0.6014	12.0281	-32.8312°
2.5	0.2500	0.6003	12.0073	-41.3252°
3	0.2999	0.5985	11.9711	-49.9902°
3.5	0.3499	0.5808	11.8216	-58.8382°
4	0.3999	0.5910	11.6169	-67.9140°
4.5	0.4499	0.5846	11.6020	-77.1736°
5	0.5000	0.5757	11.5146	-86.6276°
5.5	0.5499	0.5640	11.2806	-96.2310°
6	0.5999	0.5491	10.9827	-105.9484°
6.5	0.6499	0.5307	10.6145	-115.7226°
7	0.6999	0.5086	10.1720	-125.4862°
7.5	0.7500	0.4826	9.6534	-135.1696°
8	0.7999	0.4529	9.0592	-144.6976°
8.5	0.8499	0.4196	8.3925	-154.0000°
9	0.8999	0.3829	7.6594	-163.0192°
9.5	0.9499	0.3433	6.8660	-171.6982°
10	1	0.3010	6.0206	-180°
10.5	1.0499	0.2565	5.1317	-187.8972°

T A B L A 2.7 (CONTINUA)

RESULTADOS TEORICOS DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA DOS ETAPAS
CON UNA FRECUENCIA DE CORTE DE $f_0 = 10$ HZ.

FRECUENCIA "f" EN (HZ.)	FRECUENCIA NORMALIZA - DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	$\text{LOG} \left \frac{4}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}} \right $	$20\text{LOG} \left \frac{4}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}} \right \text{ dB}$	$\phi = -2\text{ang} \tan \frac{\frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}$
11	1.0999	0.2104	4.2080	-195.3760°
11.5	1.1499	0.1628	3.2570	-202.4320°
12	1.1999	0.1144	2.2882	-209.0704°
12.5	1.2500	0.0652	1.3064	-215.3018°
13	1.2999	0.0159	0.3182	-221.1434°
13.5	1.3499	0	0	-226.6152°
14	1.3999	0	0	-239.0480°
14.5	1.4499	0	0	-239.8000°
15	1.5000	0	0	-241.1370°
15.5	1.5400	0	0	-245.2268°
16	1.5100	0	0	-249.1700°
16.5	1.6499	0	0	-252.8678°
17	1.6999	0	0	-256.3446°
17.5	1.7499	0	0	-259.6144°
18	1.7999	0	0	-262.6926°
18.5	1.8499	0	0	-265.5890°
20	1.9999	0	0	-273.3732°
25	2.5000	0	0	-300.1602°
30	2.9999	0	0	-304.1242°
35	3.4999	0	0	-312.5040°
40	3.9999	0	0	-318.6754°

T A B L A 2.8

RESULTADOS DE LABORATORIO DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA UNA ETAPA,
CON FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 0.1$ HZ.

FRECUENCIA "f" EN (HZ.)	FRECUENCIA NORMALIZA- DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	ETAPA No. 1		LOG $\frac{V_2}{V_1}$	20LOG $\left \frac{V_2}{V_1} \right $ dB	$\phi = -\text{ang } \text{tg} \frac{\frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})}$
		Voltaje V_1	Voltaje V_2			
0.0001	0.001	150 mV	1.6	1.0280	10.5605	- 0.0807°
0.0002	0.002	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 0.1615°
0.0003	0.003	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 0.2423°
0.0004	0.004	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 0.3231°
0.0005	0.005	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 0.4039°
0.0006	0.006	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 0.4847°
0.0007	0.007	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 0.5655°
0.0008	0.008	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 0.6463°
0.0009	0.009	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 0.7271°
0.0010	0.010	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 0.8079°
0.0020	0.020	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 1.6160°
0.0030	0.030	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 2.4244°
0.0040	0.040	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 3.2333°
0.0050	0.050	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 4.0428°
0.0060	0.060	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 4.8532°
0.0070	0.070	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 5.6645°
0.0080	0.080	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 6.4770°
0.0090	0.090	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 7.2908°
0.0100	0.100	150 "	1.6	1.0280	20.5605	- 8.1060°
0.0150	0.150	150 "	1.59	1.0253	20.5061	-12.2091°

T A B L A 2.8 (CONTINUA)

RESULTADOS DE LABORATORIO DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA UNA ETAPA,
CON FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 0.1$ HZ.

FRECUENCIA "f" EN (HZ.)	FRECUENCIA NORMALIZA - DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	ETAPA No. 1		LOG $\frac{V_2}{V_1}$	20LOG $\left \frac{V_2}{V_1} \right $ dB	$\phi = -\text{ang } \text{tg} \frac{\frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})}$
		Voltaje V_1	Voltaje V_2			
0.0200	0.200	150 mV	1.58	1.0225	20.4513	-16.3706°
0.0300	0.300	150 "	1.57	1.0198	20.3961	-24.9314°
0.0440	0.400	150 "	1.56	1.0170	20.3406	-33.8797°
0.0500	0.500	150 "	1.55	1.0142	20.2849	-43.2300°
0.0600	0.600	150 "	1.53	1.0086	20.1720	-52.8943°
0.0700	0.700	150 "	1.50	1	20.0000	-62.6759°
0.0800	0.800	150 "	1.45	0.9852	19.7055	-72.3019°
0.0900	0.900	150 "	1.40	0.9700	19.4007	-81.4872°
0.1000	1	150 "	1.20	0.9030	18.0618	-89.9974=-90°
0.1200	1.200	150 "	0.64	0.6300	12.6017	-104.5792°
0.1500	1.500	150 "	0.42	0.4471	8.9431	-120.5858°
0.2000	2.000	150 "	0.3	0.3010	6.0206	-136.7729°
0.3000	3.000	150 "	0	0	0	-152.1332°
0.4000	4.000	150 "	0	0	0	-159.3944°
0.5000	5.000	150 "	0	0	0	-163.6303°
0.6000	6.000	150 "	0	0	0	-166.4118°
0.7000	7.000	150 "	0	0	0	-168.3808°
0.8000	8.000	150 "	0	0	0	-169.8492°
0.9000	8.000	150 "	0	0	0	-170.9868°
1.	10.000	150 "	0	0	0	-171.8944°

T A B L A 2.9

RESULTADOS DE LABORATORIO DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA DOS ETAPAS,
CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 0.1$ HZ.

FRECUENCIA "f" EN (HZ.)	FRECUENCIA NORMALIZA- DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	ETAPA No.1 y ETAPA No.2		LOG $\frac{V_3}{V_1}$	LOG $\left \frac{V_3}{V_1} \right $ dB	$\phi = -2 \text{ang } \text{tg} \frac{\frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}$
		Voltaje V_1	Voltaje V_3			
0.0001	0.001	150 mV	16.5	2.0413	40.8278	- 0.1615°
0.0002	0.002	150 "	16.5	2.0413	40.8278	- 0.3231°
0.0003	0.003	150 "	16.5	2.0413	40.8278	- 0.4947°
0.0004	0.004	150 "	16.5	2.0413	40.8278	- 0.6463°
0.0005	0.005	150 "	16.5	2.0413	40.8278	- 0.8079°
0.0006	0.006	150 "	16.5	2.0413	40.8278	- 0.9694°
0.0007	0.007	150 "	16.5	2.0413	40.8278	- 1.1310°
0.0008	0.008	150 "	16.5	2.0413	40.8278	- 1.2926°
0.0009	0.009	150 "	16.5	2.0413	40.8278	- 1.4542°
0.0010	0.010	150 "	16.5	2.0413	40.8278	- 1.6158°
0.0020	0.020	150 "	16.5	2.0413	40.8278	- 3.2320°
0.0030	0.030	150 "	16.5	2.0413	40.8278	- 4.8488°
0.0040	0.040	150 "	16.5	2.0413	40.8278	- 6.4666°
0.0050	0.050	150 "	16.5	2.0413	40.8278	- 8.0857°
0.0060	0.060	150 "	16.5	2.0413	40.8278	- 9.7065°
0.0070	0.070	150 "	16.5	2.0413	40.8278	-11.3291°
0.0080	0.080	150 "	16.5	2.0413	40.8278	-12.9541°
0.0090	0.090	150 "	16.5	2.0413	40.8278	-14.5916°
0.0100	0.100	150 "	16.5	2.0413	40.8278	-16.2121°
0.0150	0.150	150 "	15.5	2.0142	40.2848	-24.4183°

T A B L A 2.9 (CONTINUA)

RESULTADOS DE LABORATORIO DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA DOS ETAPAS,
CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 0.1$ HZ.

FRECUENCIA "f" EN (HZ.)	FRECUENCIA NORMALIZA- DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	ETAPA No. 1 y ETAPA No.2		$\text{LOG} \frac{V_3}{V_1}$	$\text{LOG} \left \frac{V_3}{V_1} \right \text{dB}$	$\phi = -2 \text{ang} \text{tg} \frac{\omega \sqrt{2}}{\omega_0^2 (1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})}$
		Voltaje V_1	Voltaje V_3			
0.0200	0.200	150 mV	15.0	2.0000	40.0000	-32.7413°
0.0300	0.300	150 "	14.5	1.9852	39.7055	-49.8629°
0.0400	0.400	150 "	14	1.9700	39.4007	-67.7594°
0.0500	0.500	150 "	13.5	1.9542	39.0848	-86.4600°
0.0600	0.600	150 "	12.5	1.9208	38.4163	-105.7886°
0.0700	0.700	150 "	10.6	1.8450	36.9019	-125.3519°
0.0800	0.800	150 "	9.0	1.7781	35.5630	-144.6039°
0.0900	0.900	150 "	8.5	1.7533	35.0665	-162.9744°
0.1000	1	150 "	8.0	1.7269	34.5399	-179.9948° = -180°
0.1200	1.200	150 "	4.0	1.4259	28.5193	-209.1584°
0.1500	1.500	150 "	1.9	1.1026	22.0532	-241.1717°
0.2000	2.000	150 "	0.62	0.6163	12.3260	-273.5459°
0.3000	3.000	150 "	0.15	0	0	-304.2665°
0.4000	4.000	150 "	0	0	0	-318.7888°
0.5000	5.000	150 "	0	0	0	-327.2607°
0.6000	5.000	150 "	0	0	0	-332.8237°
0.7000	7.000	150 "	0	0	0	-336.7617°
0.8000	8.000	150 "	0	0	0	-339.6984°
0.9000	8.000	150 "	0	0	0	-341.9736°
1	10.000	150 "	0	0	0	-343.7889°

T A B L A 2.10

RESULTADOS TEORICOS DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA UNA ETAPA,
CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 0.1$ HZ.

FRECUENCIA "f" EN (HZ)	FRECUENCIA NORMALIZA - DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	$\text{LOG} \sqrt{\frac{10}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}}}$	$20\text{LOG} \sqrt{\frac{10}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}}}$	$\phi = -\text{ang} \text{tg} \frac{\frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})}$
0.0001	0.001	1	20	- 0.0807°
0.0002	0.002	1	20	- 0.1615°
0.0003	0.003	1	20	- 0.2423°
0.0004	0.004	1	20	- 0.3231°
0.0005	0.005	1	20	- 0.4039°
0.0006	0.006	1	20	- 0.4847°
0.0007	0.007	1	20	- 0.5655°
0.0008	0.008	1	20	- 0.6463°
0.0009	0.009	1	20	- 0.7271°
0.0010	0.010	0.9999	19.9999	- 0.8079°
0.0020	0.020	0.9999	19.9999	- 1.6160°
0.0030	0.030	0.9999	19.9999	- 2.4244°
0.0040	0.040	0.9999	19.9999	- 3.2333°
0.0050	0.050	0.9999	19.9999	- 4.0428°
0.0060	0.060	0.9999	19.9999	- 4.8532°
0.0070	0.070	0.9999	19.9998	- 5.6645°
0.0080	0.080	0.9999	19.9998	- 6.4770°
0.0090	0.090	0.9999	19.9997	- 7.2908°
0.0100	0.100	0.9999	19.9995	- 8.1060°
0.0150	0.150	0.9998	19.9978	-12.2091°

T A B L A 2.10 (CONTINUA)

RESULTADOS TEORICOS DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA UNA ETAPA,
CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 0.1$ HZ.

FRECUENCIA "f" EN (HZ)	FRECUENCIA NORMALIZA - DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	$\text{LOG} \sqrt{\frac{10}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}}}$	$20\text{LOG} \sqrt{\frac{10}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}}}$ dB	$\phi = -\text{ang} \text{tg} \frac{\frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})}$
0.0200	0.200	0.9996	19.9930	-16.3706°
0.0300	0.300	0.9982	19.9649	-24.9314°
0.0400	0.400	0.9945	19.8902	-33.8797°
0.0500	0.500	0.9868	19.7367	-43.2300°
0.0600	0.600	0.9735	19.4708	-52.8943°
0.0700	0.700	0.9532	19.0656	-62.6759°
0.0800	0.800	0.9254	18.5098	-72.3019°
0.0900	0.900	0.8904	17.8096	-81.4872°
0.1000	1	0.8495	16.9903	-89.9974° = -90°
0.1200	1.200	0.7562	15.1243	-104.5792°
0.1500	1.500	0.6087	12.1745	-120.5858°
0.2000	2.000	0.3848	7.6966	-136.7729°
0.3000	3.000	0.0431	0.8630	-152.1332°
0.4000	4.000	0	0	-159.3944°
0.5000	5.000	0	0	-163.6303°
0.6000	6.000	0	0	-166.4118°
0.7000	7.000	0	0	-168.3808°
0.8000	8.000	0	0	-169.8492°
0.9000	9.000	0	0	-170.9868°
1	10.000	0	0	-171.8944°

T A B L A 2.11

RESULTADOS TEORICOS DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA DOS ETAPAS,
CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 0.1$ HZ.

FRECUENCIA "f" EN (HZ.)	FRECUENCIA NORMALIZA - DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	LOG $\left \frac{100}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}} \right $	20LOG $\left \frac{100}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}} \right $ dB	$\phi = -2 \text{ ang tg } \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}$ $(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})$
0.0001	0.001	-	40	- 0.1615°
0.0002	0.002	2	40	- 0.3231°
0.0003	0.003	2	40	- 0.4847°
0.0004	0.004	2	40	- 0.6463°
0.0005	0.005	2	40	- 0.8079°
0.0006	0.006	2	40	- 0.9694°
0.0007	0.007	2	40	- 1.1310°
0.0008	0.008	2	40	- 1.2926°
0.0009	0.009	2	40	- 1.4542°
0.0010	0.010	1.9999	39.9999	- 1.6158°
0.0020	0.020	1.9999	39.9999	- 3.2320°
0.0030	0.030	1.9999	39.9999	- 4.8488°
0.0040	0.040	1.9999	39.9999	- 6.4666°
0.0050	0.050	1.9999	39.9999	- 8.0857°
0.0060	0.060	1.9999	39.9998	- 9.7065°
0.0070	0.070	1.9999	39.9997	-11.3291°
0.0080	0.080	1.9999	39.9996	-12.9541°
0.0090	0.090	1.9999	39.9994	-14.5816°
0.0100	0.100	1.9999	39.9991	-16.2121°
0.0150	0.150	1.9997	39.9956	-24.4183°

T A B L A 2.11 (CONTINUA)

RESULTADOS TEORICOS DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA DOS ETAPAS,
CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 0.1$ HZ.

FRECUENCIA "f" EN (HZ.)	FRECUENCIA NORMALIZA- DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	LOG $\left \frac{100}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}} \right $	20 LOG $\left \frac{100}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}} \right $ dB	$\phi = -2 \text{ ang } \frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2} \frac{1}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})}$
0.0200	0.200	1.9993	39.9861	-32.7413°
0.0300	0.300	1.9964	39.9299	-49.8629°
0.0400	0.400	1.9890	39.7805	-67.7594°
0.0500	0.500	1.9736	39.4735	-86.4600°
0.0600	0.600	1.9470	38.9417	-105.7886°
0.0700	0.700	1.9065	38.1313	-125.3519°
0.0800	0.800	1.8509	37.0187	-144.6039°
0.0900	0.900	1.7809	35.6192	-162.9744°
0.1000	1	1.6990	33.9806	-179.9948° = -180°
0.1200	1.200	1.5124	30.2487	-209.1584°
0.1500	1.500	1.2174	24.3490	-241.1717°
0.2000	2.000	0.7696	15.3933	-273.5459°
0.3000	3.000	0.0863	1.7261	-304.2665°
0.4000	4.000	0	0	-318.7888°
0.5000	5.000	0	0	-327.2607°
0.6000	6.000	0	0	-332.8237°
0.7000	7.000	0	0	-336.7617°
0.8000	8.000	0	0	-339.6984°
0.9000	9.000	0	0	-341.9736°
1	10.000	0	0	-343.7889°

T A B L A 2.12
 RESULTADOS DE LABORATORIO DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA UNA ETAPA,
 CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 0.001$ HZ.

FRECUENCIA "f" EN (HZ.)	FRECUENCIA NORMALIZA- DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	ETAPA No. 1		LOG $\frac{V_2}{V_1}$	20LOG $\left \frac{V_2}{V_1} \right $ dB	$\phi = -\text{ang } \text{tg} \frac{\omega_0 \sqrt{2}}{\omega_0^2 - \omega^2}$
		Voltaje V_1	Voltaje V_2			
0.0001	0.0997	150	1.49	0.9970	19.9419	-8.0840°
0.0002	0.1994	150	1.49	0.9970	19.9419	-16.5253°
0.0003	0.2992	150	1.49	0.9970	19.9419	-24.8607°
0.0004	0.3989	150	1.48	0.9941	19.8834	-33.7809°
0.0005	0.4986	150	1.46	0.9882	19.7652	-43.1014°
0.0006	0.5984	150	1.42	0.9761	19.5239	-52.7362°
0.0007	0.6981	150	1.37	0.9606	19.2125	-62.4917°
0.0008	0.7978	150	1.30	0.9378	18.7570	-72.0978°
0.0009	0.8976	150	1.22	0.9102	18.2053	-81.2713°
0.0010	1	150	1.12	0.8731	17.4625	-89.7829° = -90°
0.0020	1.9946	150	0.48	0.4259	8.5193	-136.6440°
0.0030	2.9920	150	0.11	0.0791	1.5836	-152.0532°
0.0040	3.9893	150	0	0	0	-159.3565°
0.0050	4.9866	150	0	0	0	-163.5849°
0.0060	5.9840	150	0	0	0	-166.3744°
0.0070	6.9813	150	0	0	0	-168.3490°
0.0080	7.9786	150	0	0	0	-169.8214°
0.0090	8.9759	150	0	0	0	-170.8923°
0.0100	9.9733	150	0	0	0	-171.8723°
0.0150	14.9600	150	0	0	0	-174.5916°
0.0200	19.9466	150	0	0	0	-175.9464°
0.0300	29.9200	150	0	0	0	-177.2988°
0.0400	39.8933	150	0	0	0	-177.9744°
0.0500	49.8666	150	0	0	0	-178.3797°
0.0600	59.8400	150	0	0	0	-178.6498°
0.0700	69.8133	150	0	0	0	-178.8427°
0.0800	79.7866	150	0	0	0	-178.9874°
0.0900	87.7600	150	0	0	0	-179.0999°
0.1000	99.7333	150	0	0	0	-179.1819°
0.1200	119.6800	150	0	0	0	-179.3249°
0.1500	149.6000	150	0	0	0	-179.4599°
0.2000	199.4666	150	0	0	0	-179.5949°

T A B L A 2.13
 RESULTADOS DE LABORATORIO DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA DOS
 ETAPAS, CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 0.001$ HZ.

FRECUENCIA "f" EN (HZ.)	FRECUENCIA NORMALIZA- DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	ETAPA No.1 y ETAPA No.2		$\text{LOG} \frac{V_3}{V_1}$	$20\text{LOG} \left \frac{V_3}{V_1} \right $ dB	$\phi = -2 \text{ang} \text{tg} \frac{\frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}$
		Voltaje V_1	Voltaje V_3			
0.0001	0.0997	150 mV	14.99	1.9997	39.9942	-16.1680°
0.0002	0.1994	150 "	14.99	1.9997	39.9942	-32.6507°
0.0003	0.2992	150 "	14.90	1.9997	39.9942	-49.7214°
0.0004	0.3989	150 "	14.70	1.9970	39.9419	-67.5618°
0.0005	0.4986	150 "	14.30	1.9792	39.5848	-86.2029°
0.0006	0.5984	150 "	13.62	1.9580	39.1617	-105.4725°
0.0007	0.6981	150 "	12.63	1.9253	38.5062	-124.9934°
0.0008	0.7978	150 "	11.37	1.8796	37.5933	-144.1957°
0.0009	0.8976	150 "	9.92	1.8204	36.4084	-162.5426°
0.0010	1	150 "	8.43	1.7497	34.9947	-179.5659° = -180°
0.0020	1.9946	150 "	1.10	0.8653	17.3060	-273.2880°
0.0030	2.9920	150 "	0.23	0.1852	3.7127	-304.1064°
0.0040	3.9893	150 "	0	0	0	-318.6730°
0.0050	4.9866	150 "	0	0	0	-327.1699°
0.0060	5.9840	150 "	0	0	0	-332.7488°
0.0070	6.9813	150 "	0	0	0	-336.6980°
0.0080	7.8786	150 "	0	0	0	-339.6429°
0.0090	8.9760	150 "	0	0	0	-341.9245°
0.0100	9.9733	150 "	0	0	0	-343.7447°
0.0150	14.9600	150 "	0	0	0	-349.1833°
0.0200	19.9466	150 "	0	0	0	-351.8928°
0.0300	29.9200	150 "	0	0	0	-354.5977°
0.0400	39.8933	150 "	0	0	0	-355.9489°
0.0500	49.8666	150 "	0	0	0	-356.7594°
0.0600	59.8400	150 "	0	0	0	-357.2996°
0.0700	69.8133	150 "	0	0	0	-357.6854°
0.0800	79.7866	150 "	0	0	0	-357.9742°
0.0900	89.7600	150 "	0	0	0	-358.1998°
0.1000	99.7333	150 "	0	0	0	-358.3798°
0.1200	119.6800	150 "	0	0	0	-358.6499°
0.1500	149.6000	150 "	0	0	0	-358.9199°
0.2000	199.4666	150 "	0	0	0	-359.1899°

T A B L A 2.14
 RESULTADOS TEORICOS DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA UNA ETAPA,
 CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_o = 0.001$ HZ.

FRECUENCIA "f" EN (HZ.)	FRECUENCIA NORMALIZA- DA $\frac{\omega}{\omega_o}$	LOG $\frac{10}{\sqrt{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_o^2}}}$	20LOG $\frac{10}{\sqrt{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_o^2}}}$	$\phi = -\text{ang } \text{tg } \frac{\frac{\omega}{\omega_o} \sqrt{Z}}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2})}$
0.0001	0.0997	0.9999	19.9996	- 8.0840°
0.0002	0.1994	0.9997	19.9945	-16.3253°
0.0003	0.2992	0.9986	19.9726	-24.8607°
0.0004	0.3989	0.9957	19.9142	-33.7809°
0.0005	0.4986	0.9896	19.7934	-43.1014°
0.0006	0.5984	0.9791	19.5821	-52.7362°
0.0007	0.6981	0.9627	19.2251	-62.4917°
0.0008	0.7978	0.9398	18.7969	-72.0978°
0.0009	0.8976	0.9103	18.2065	-81.2713°
0.0010	1	0.8748	17.4975	-89.7829° = -90°
0.0020	1.9946	0.4353	8.7068	-136.6440°
0.0030	2.9920	0.0964	1.9299	-152.0532°
0.0040	3.9893	0	0	-159.3365°
0.0050	4.9866	0	0	-163.5849°
0.0060	5.9840	0	0	-166.3744°
0.0070	6.9813	0	0	-168.3490°
0.0080	7.8786	0	0	-169.8214°
0.0090	8.9760	0	0	-170.9622°
0.0100	9.9733	0	0	-171.8723°
0.0150	14.9600	0	0	-174.5916°
0.0200	19.9466	0	0	-175.9464°
0.0300	29.9200	0	0	-177.2988°
0.0400	39.8933	0	0	-177.9744°
0.0500	49.8666	0	0	-178.3797°
0.0600	59.8400	0	0	-178.6498°
0.0700	69.8133	0	0	-178.8427°
0.0800	79.7866	0	0	-178.9874°
0.0900	89.7600	0	0	-179.0999°
0.1000	99.7333	0	0	-179.1819°
0.1200	119.6800	0	0	-179.3249°
0.1500	149.6000	0	0	-179.4599°
0.2000	199.4666	0	0	-179.5949°

T A B L A 2.15
 RESULTADOS TEORICOS DE AMPLITUD Y FASE DEL FILTRO PASA BAJO PARA DOS ETAPAS,
 CON UNA FRECUENCIA DE CORTE $f_0 = 0.001$ HZ.

FRECUENCIA "f" EN (HZ.)	FRECUENCIA NORMALIZA- DA $\frac{\omega}{\omega_0}$	LOG	$\frac{100}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}}$	20LOG	$\frac{100}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})^2 + \frac{2\omega^2}{\omega_0^2}}$	$\phi = -2 \text{ang } \text{tg } \frac{\frac{\omega}{\omega_0} \sqrt{2}}{(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2})}$
0.0001	0.0997		1.9999		39.9993	-16.1680°
0.0002	0.1994		1.9994		39.9891	-32.6507°
0.0003	0.2992		1.9972		39.9453	-49.7214°
0.0004	0.3989		1.9914		39.8284	-67.5618°
0.0005	0.4986		1.9783		39.5869	-86.2019°
0.0006	0.5984		1.9582		39.1642	-105.4725°
0.0007	0.6981		1.9255		39.5102	-124.9934°
0.0008	0.7978		1.8796		37.5938	-144.1957°
0.0009	0.8976		1.8206		36.4130	-162.5426°
0.0010	1		1.7497		34.9951	-179.5659° = -180°
0.0020	1.9946		0.8706		17.4136	-273.2880°
0.0030	2.9920		0.1929		3.8599	-304.1064°
0.0040	3.9893		0		0	-318.6730°
0.0050	4.9866		0		0	-327.1699°
0.0060	5.9840		0		0	-332.7488°
0.0070	6.7813		0		0	-336.6980°
0.0080	7.8786		0		0	-339.6429°
0.0090	8.9760		0		0	-341.9245°
0.0100	9.9733		0		0	-343.7447°
0.0150	14.9600		0		0	-349.1833°
0.0200	19.9466		0		0	-351.8928°
0.0300	29.9200		0		0	-354.5977°
0.0400	39.8933		0		0	-355.9489°
0.0500	49.8666		0		0	-356.7594°
0.0600	59.8400		0		0	-357.2996°
0.0700	69.8133		0		0	-357.6854°
0.0800	79.7866		0		0	-357.9748°
0.0900	89.7600		0		0	-358.1998°
0.1000	99.7333		0		0	-358.3798°
0.1200	119.6800		0		0	-358.6499°
0.1500	149.6000		0		0	-358.9199°
0.2000	199.4666		0		0	-359.1899°

GRAFICA 1

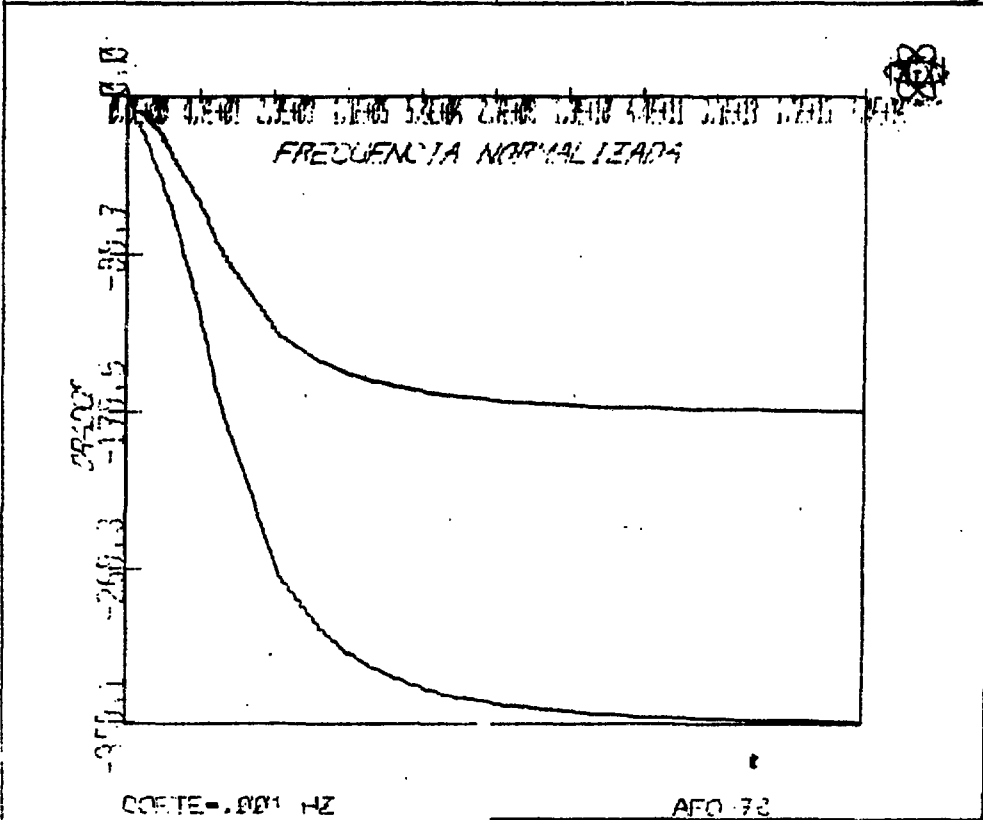
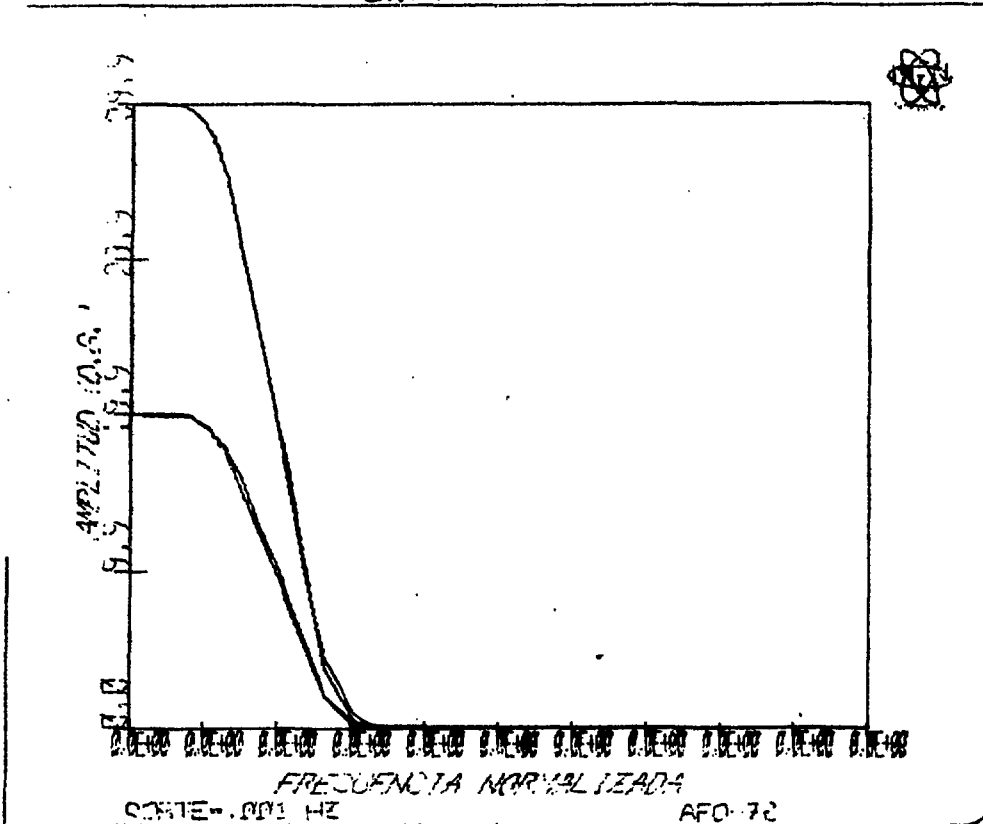
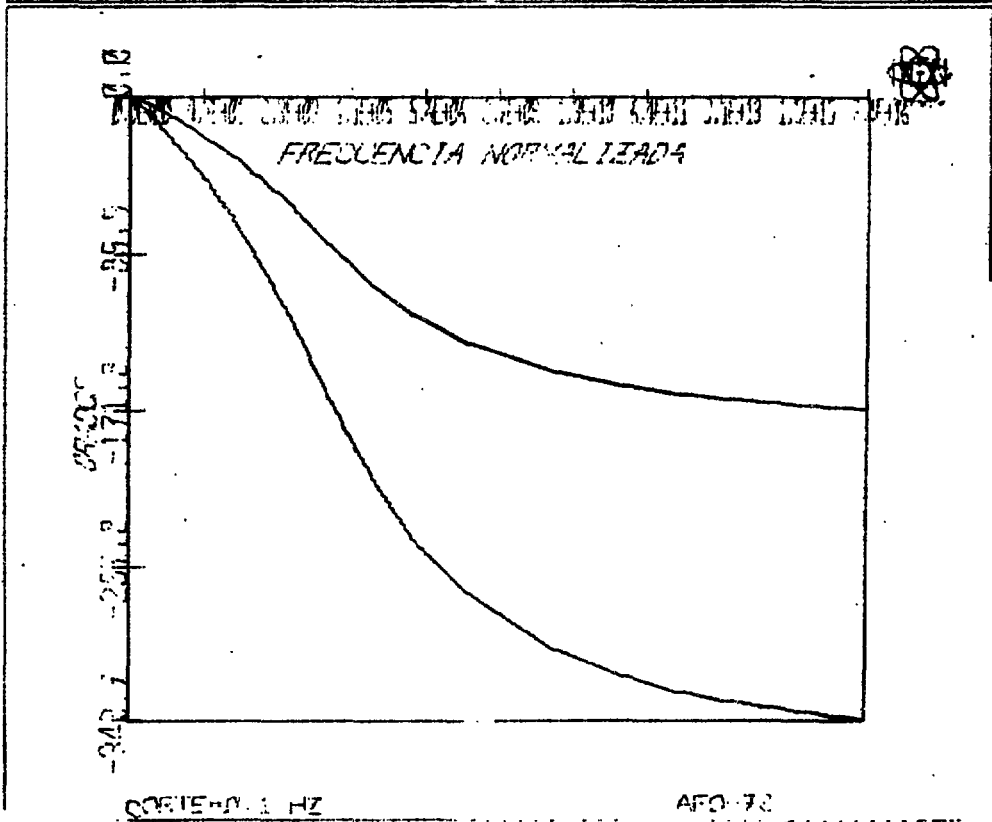
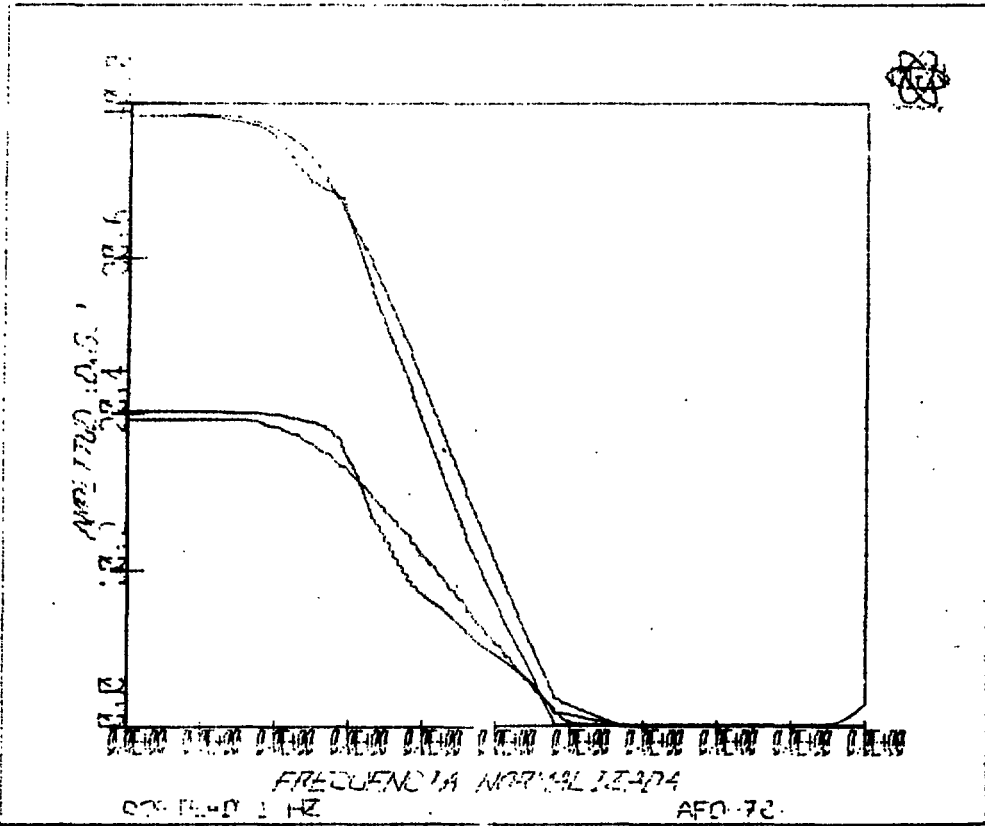
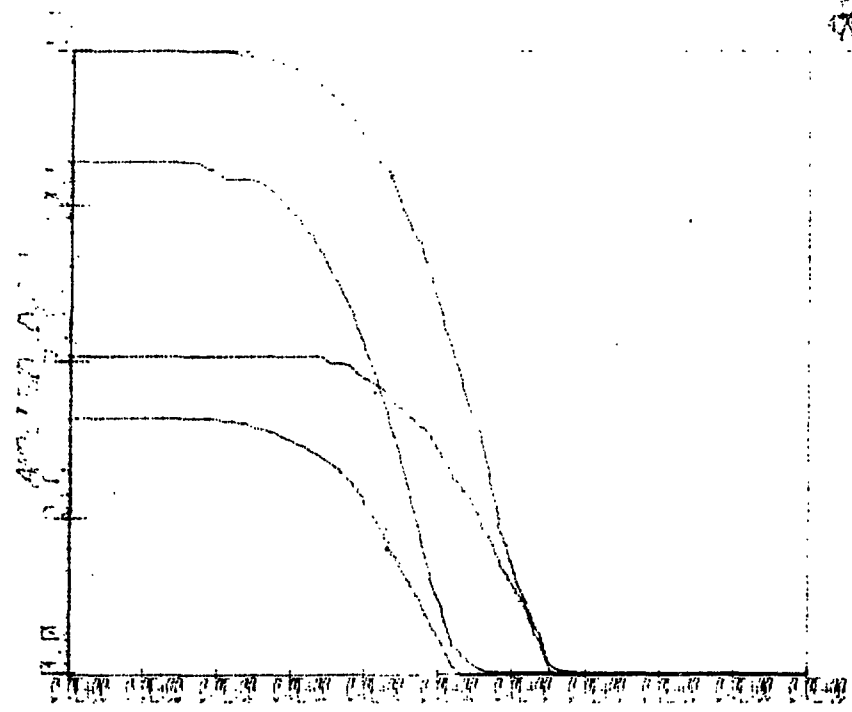


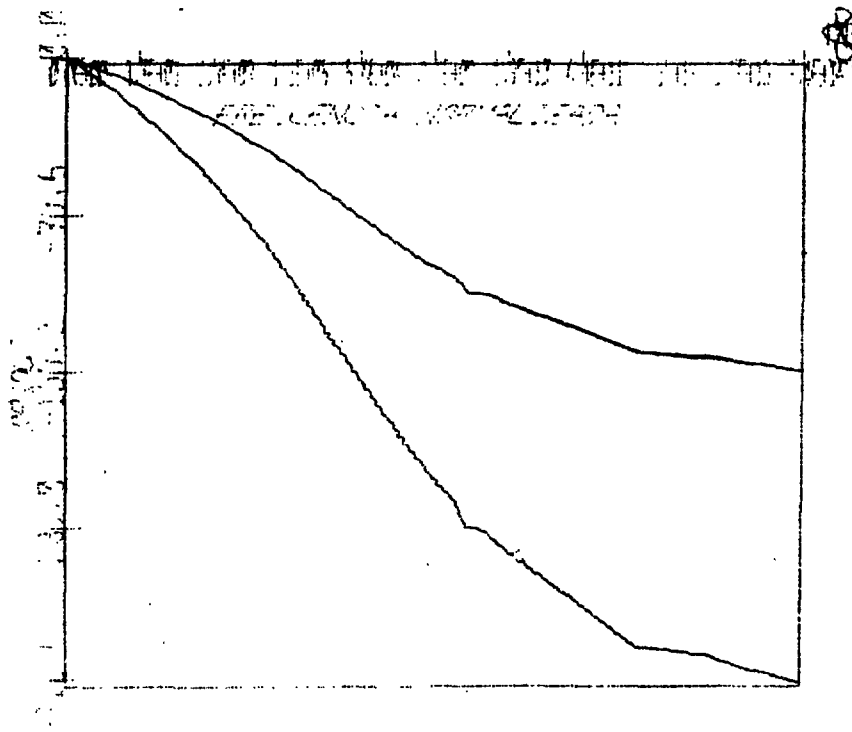
GRAFICO 2



GRAFICA 3

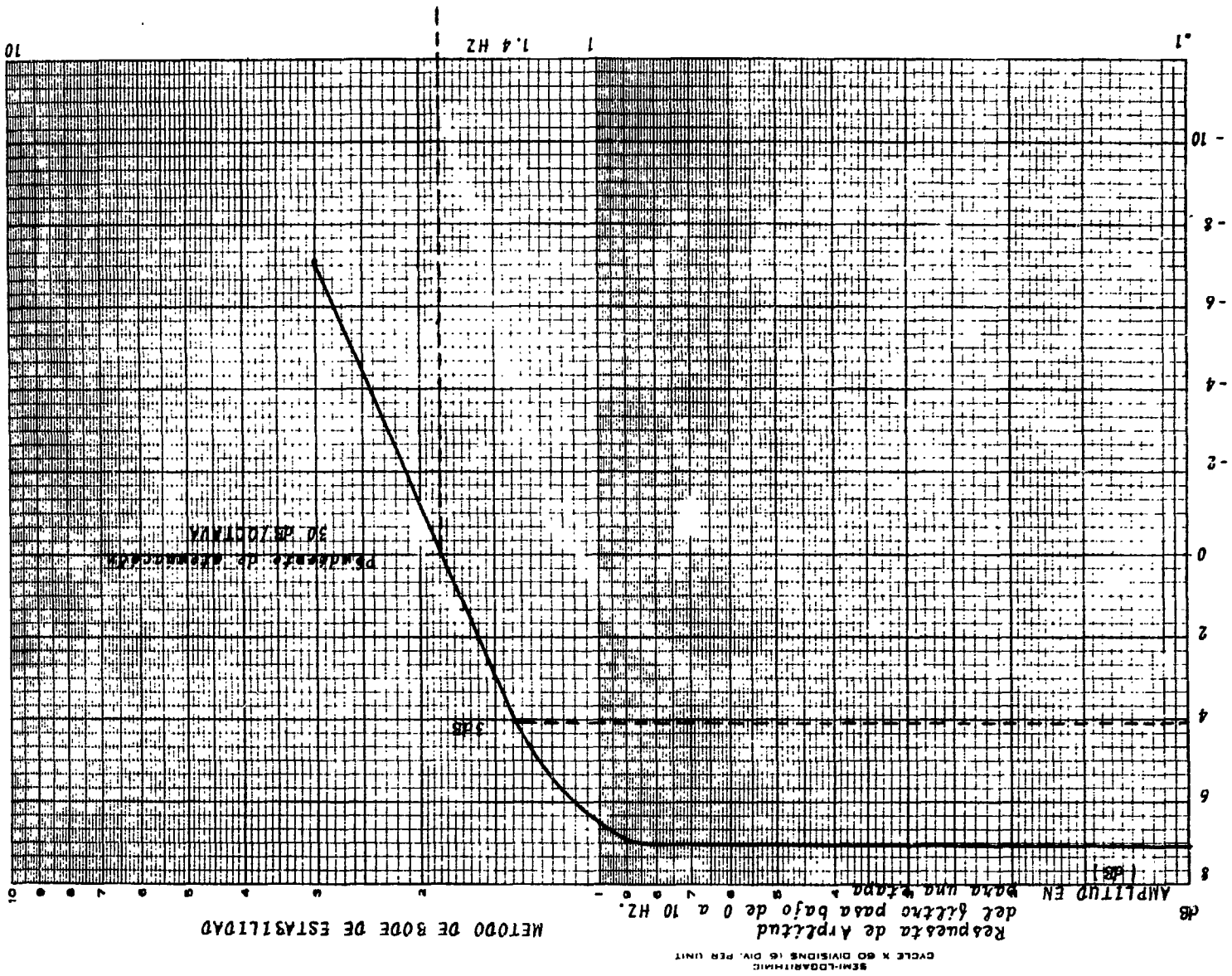


FREQUENCIA ANGULAR (RAD/S) $\omega = 10$ Hz

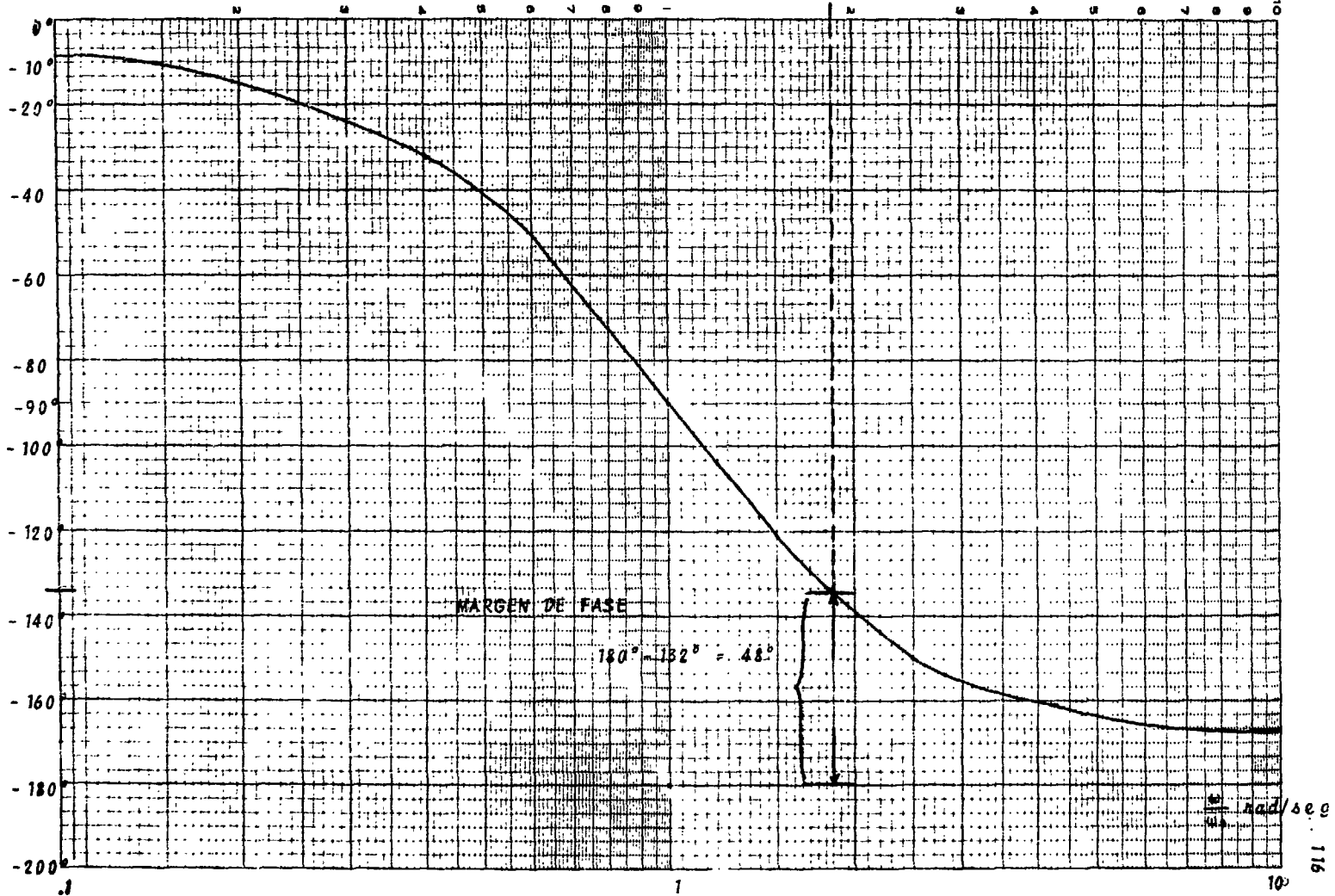


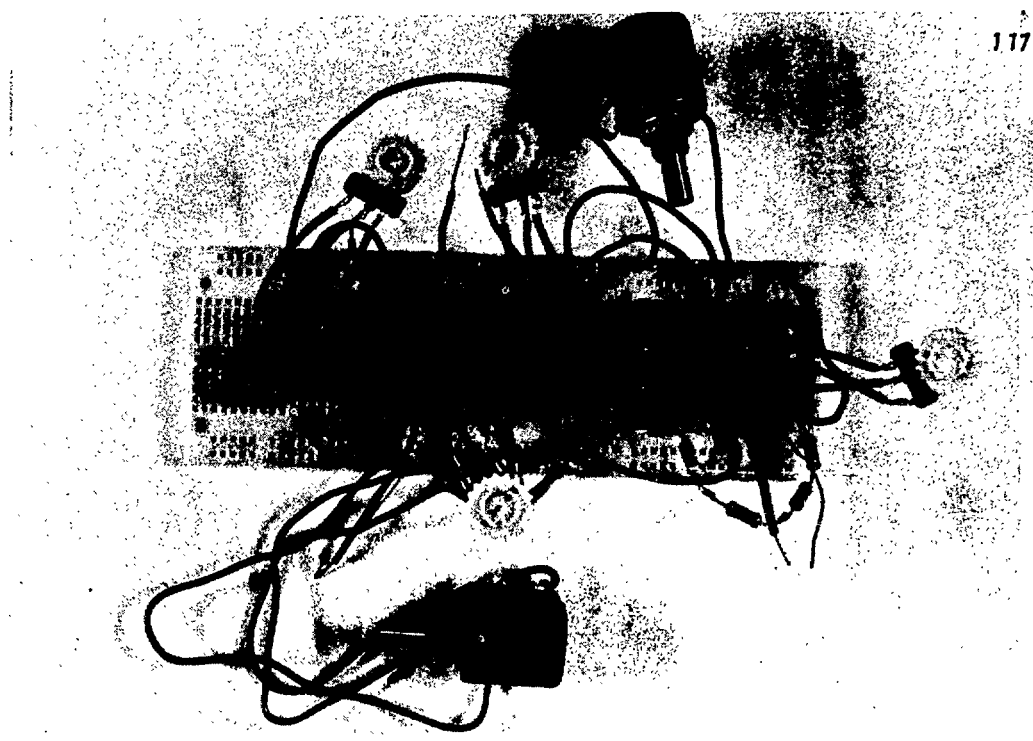
FREQUENCIA ANGULAR (RAD/S) $\omega = 10$ Hz

115
313°

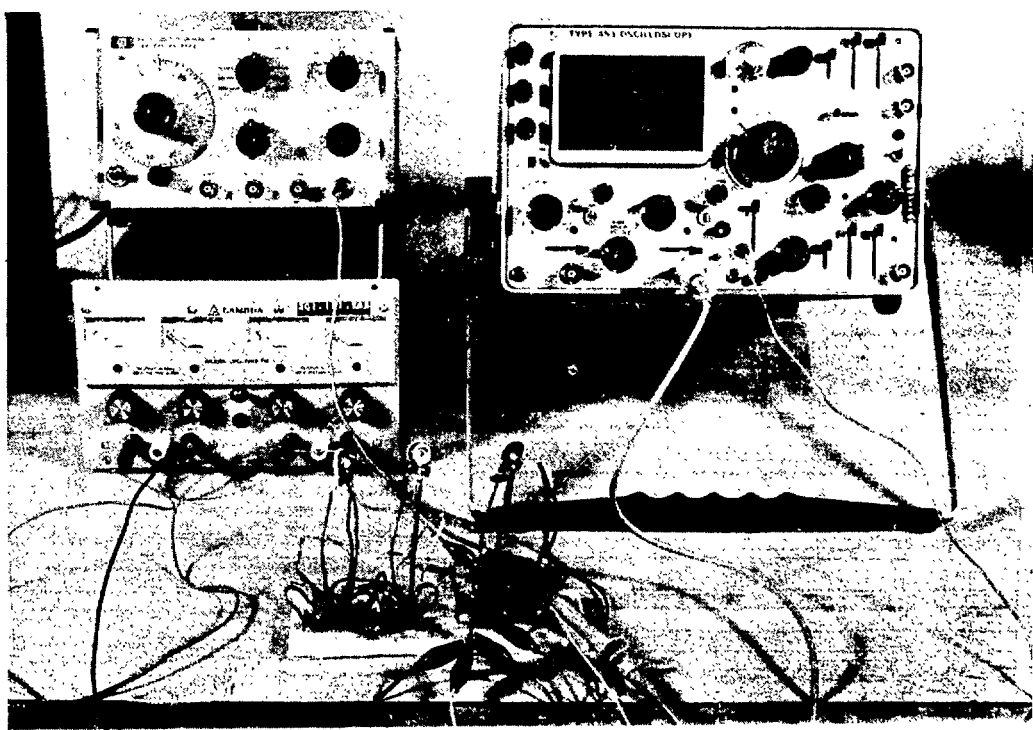


SEMI LOGARITMICO PER UNIT
 RESPUESTA DEL ANGULO DE FASE
 PARA EL FILTRO PASA BAJO DE
 0 a 10 HZ. PARA UNA ETAPA.





PROTOTIPO FILTRO PASABAJO



EQUIPO UTILIZADO

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

El principal problema técnico que se tuvo fue cuando los capacitores se soldaron en la tablilla, alterándose su valor debido a la temperatura, teniendo que hacer cuidadosamente las soldaduras con un caudín de 30 watts y por otra parte no se disponía de todos los valores comerciales de los elementos (capacitores y resistores) por lo que se tuvo la necesidad de trabajar con lo que había en el laboratorio. En este diseño los capacitores son de tantalqo de fabricación extranjera, que son los que reúnen las condiciones de tamaño y forma, así como capacidad, etc.

A pesar de carecer de los elementos adecuados, el filtro pasa bajo por pasos cumple con las especificaciones que se fijaron en el diseño y su operación es satisfactoria.

Una de las ventajas de este filtro es que se puede acoplar a los módulos "NIM" con facilidad por su forma y dimensiones. A continuación se mencionan algunas de sus aplicaciones, tales como en reactores de potencia cero, reactores de potencia, sismología; en donde el intervalo de frecuencias de interés son muy bajas. Las características más importantes para este filtro son:

- 1.- Respuesta Butterworth
- 2.- Intervalo de frecuencias de 0 a 10 Hz., 0 a 0.1 Hz y 0.001 Hz.
- 3.- Señal de entrada para el paso de 0 a 10 Hz. de 0 Vpp.

a 5 Vpp. y para el segundo y tercer pasos de 0 Vpp. a 200 mVpp.

4.- Las salidas del filtro para todos los pasos es de 14 Vpp. valor máximo.

5.- Ganancia para el paso de 0 a 10 HZ. es de 4 y para el segundo y tercero de 100.

Se tiene planeado en el futuro mejorar el diseño de estos filtros con los elementos adecuados, es decir, con resistores de película metalizada y capacitores de Tantalio que tienen tolerancias de 5% a 1%, ya que de esto depende la calidad del diseño.

C A P I T U L O I I I

DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y RESULTADOS DE LABORATORIO
DE UN FILTRO KALMAN.

III.1. GENERALIDADES

Un reactor puede ser considerado como un elemento de control⁽⁹⁾, al que es necesario mantener trabajando satisfactoriamente, por lo que es indispensable contar con controles. Estos deben tener ciertas características compatibles con el funcionamiento del mismo. Para cambiar su nivel de potencia se requiere del movimiento de las barras de control, de tal manera que el factor de multiplicación k se desvíe de la unidad, obteniéndose con esto un nivel de demanda de potencia deseado, para luego obtener nuevamente el factor $k = 1$. Estos cambios de niveles deben efectuarse automáticamente.

El control manual de un reactor es una labor muy pesada que requiere de gran atención y entrenamiento por parte del operador.

La Fig. 3.1 muestra un diagrama a bloques del tipo de sistema de control que generalmente se emplea para operación en el nivel de intervalo de potencia (10^{-3} a 1 MW)⁽¹⁰⁾.

La salida del reactor en términos de niveles de potencia o de neutrones se mide con una cámara de ionización. Es-

ta señal se compara con la demanda de potencia deseada en el sistema comparador, cualquier error entre la salida real y la demanda es detectada y amplificada por el amplificador de señal de error. Este finalmente acciona un actuador que mueve la barra o barras a la apropiada cantidad y dirección, eliminando así el error.

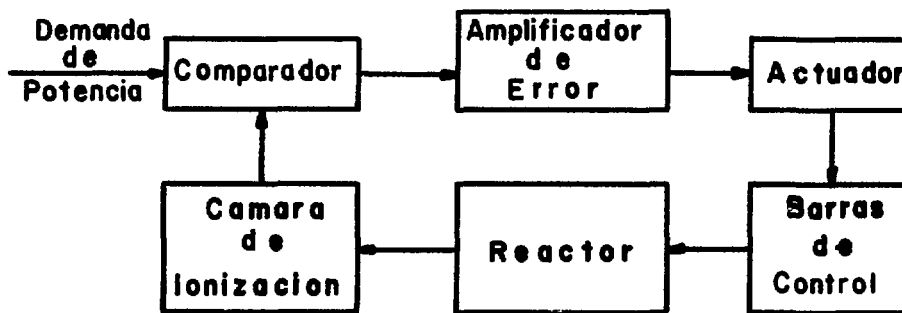


Fig. 3.1. Diagrama a bloques de los elementos principales que componen un sistema de control automático de un reactor.

En forma más resumida la Fig. 3.1 se puede representar por medio de la Fig. 3.2

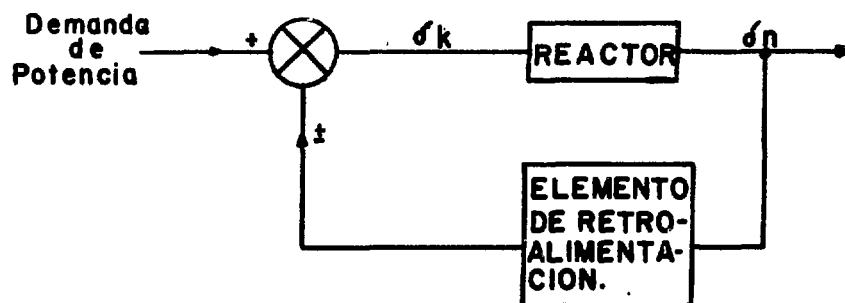


Fig. 3.2. Representación básica del control automático.

El reactor debe mantenerse a una potencia deseada en un periodo indefinido de tiempo, se supone inicialmente que este es térmico, y cuyos flujos son del orden de $10^7 \frac{n}{\text{cm}^2\text{-seg}}$ (baja potencia). Se considera que su cinética está descrita en una buena aproximación por un modelo puntual. El origen de efectos internos es que los neutrones durante su proceso de difusión, interaccionan con los diferentes núcleos atómicos que constituyen el medio. Estas interacciones producen variaciones en las secciones transversales macroscópica, que se traducen en cambios en los parámetros o propiedades (térmicas, mecánicas ó nucleares) que caracterizan al medio. Estos cambios pueden ser de naturaleza muy variada, producción de venenos (absorben neutrones) I^{131} , Xe^{135} etc., cambios de temperatura, quemado de combustible etc. O sea, el reactor resulta ser modificado por los mismos neutrones que produce. Como la densidad de neutrones no es arbitraria sino que depende del valor particular que toman las diferentes secciones transversales que caracterizan al medio, al variar estas, cambiará la densidad de neutrones y viceversa.

El flujo anotado anteriormente comparado con los reactores de alta potencia (10^{14} - 10^{15}) resulta ser más bajo. Esto trae como consecuencia que la magnitud de los efectos internos de retroalimentación son pequeños comparados con los que existen en reactores de potencia. La aproximación que se hace al discutir la cinética de este tipo de reactores, con-

siste en despreciar los efectos internos de retroalimentación.

La presencia de fenómenos estocásticos en un reactor tiene su origen en el hecho que tanto el número de neutrones emitidos en fisión, así como la vida media de un neutrón entre eventos nucleares sucesivos, son variables de naturaleza aleatoria.

El filtro de Kalman tiene por objeto realizar estudios experimentales, extrayendo las señales verdaderas procedentes del ruido del reactor, a esto se le llama estimación o filtrado. Lo anterior indica que el elemento de retroalimentación de la fig.3.2 debe contener este filtro, por lo que se obtiene la Fig. 3.3. El filtro forma parte de un cálculo de control óptimo, ^(28, 29) en donde se analiza la naturaleza estocástica, tanto en la población de neutrones, así como en el proceso mismo de la detección. La dificultad de mantener al reactor operando a una potencia constante, surge del hecho que la potencia $p(t)$ fluctúa azarosamente alrededor de un cierto valor promedio $\langle p \rangle$, Fig.3.4 que a su vez pueda estar sujeto a pequeñas variaciones respecto al valor deseado p_0 .

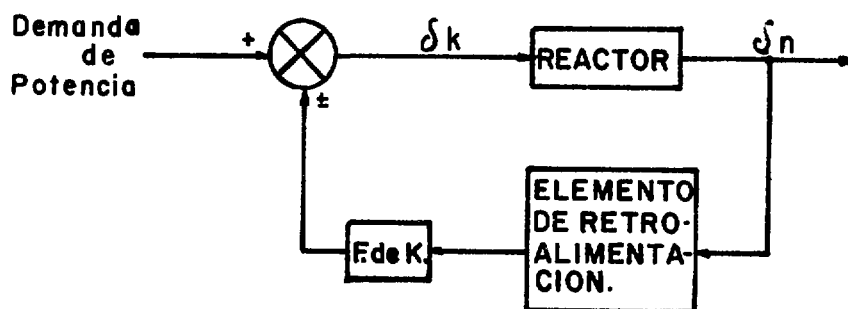


Fig. 3.3. Control automático indicando el filtro de Kalman.

Además hay que añadir que el valor medido de la potencia no corresponde a su valor real, sino que tendrá superpuesta una componente estocástica impredecible cuyo origen se encuentra en la estadística del proceso de detección que se lleva a cabo dentro de la cámara de ionización.

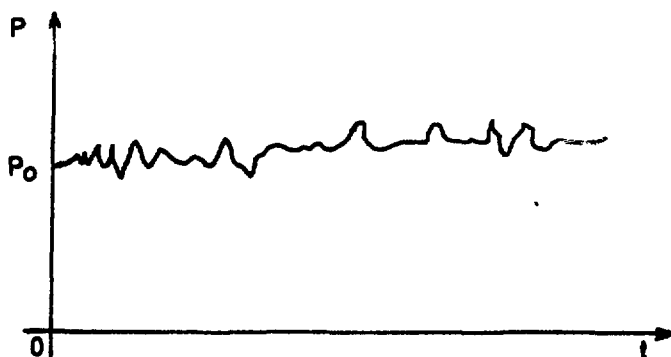


Fig. 3.4. Gráfica de la potencia con respecto al tiempo de un reactor en operación continua.

En este trabajo se efectúa la simulación analógica de este filtro. Los parámetros que se proponen para el diseño son hipotéticos, aunque estos no varían mucho de un reactor a otro.

III.2. TEORIA DEL FILTRO

III.2.1. Ecuaciones del Filtro de Kalman. ⁽²⁷⁾

La forma más general como se pueden escribir las ecuaciones cinéticas del reactor sin retroalimentación son:

$$\frac{dp}{dt} = \frac{(1-\beta)k_{\text{ext.}}(t) - \beta}{l} p + \sum_{i=1}^g c_i \lambda_i + S_0 \quad (3.1a)$$

$$\frac{dc_i}{dt} = \frac{\beta_i}{\ell} (1 - k_{\text{ext.}}(t))^p - c_i \lambda_i; \quad i = 1, \dots, g \quad (3.1b)$$

en donde $k_{\text{ext.}}$ = la reactividad en %.

β_i = es la fracción del grupo i de neutrones retardados.

$$\beta = \sum_{i=1}^g \beta_i$$

ℓ = es el tiempo medio de generación.

λ_i = es la constante de decaimiento del grupo i .

c_i = la concentración efectiva de precursores de neutrones.

p = concentración de neutrones

g = es el número total de precursores

S_0 = fuente inicial de neutrones.

en un reactor térmico, el valor típico de β es del orden de 0.007, esto permite despreciar β en la ecuación (3.1a) respecto de la unidad, introduciendo un error menor al 1%, suponiendo que los incrementos de reactividad son $\approx 1\%$, entonces como $k_{\frac{1}{2}} = k_{\frac{1}{2}}/\beta$, se tiene que $k_{\frac{1}{2}} < \beta$. En otras palabras, se puede despreciar $k_{\text{ext.}}$ en (3.1b) comparado con la unidad.

Esta aproximación es consistente en la ec. anterior.

Las ecuaciones cinéticas se reducen a:

$$\frac{dp}{dt} = \frac{k_{\text{ext.}}(t) - \beta}{\ell} p + \sum_{i=1}^g \lambda_i c_i + S_0 \quad (3.2a)$$

$$\frac{dc_i}{dt} = \frac{\beta_i}{\ell} p - c_i \lambda_i \quad i = 1, \dots, g \quad (3.2b)$$

que se puede reescribir como:

$$\frac{\ell}{\beta} \frac{dp}{dt} = (k_{\text{ext.}}(t) - 1)p + \sum_{i=1}^g \lambda_i c_i + S_0 \quad (3.3a)$$

$$\frac{dc_i}{dt} = \frac{\beta_i}{\ell} p - \lambda_i c_i ; \quad i = 1, \dots, g \quad (3.3b)$$

tomando en consideración que por definición $c_i = c_i \frac{\ell}{\beta}$; $S_0 = \frac{S_0 \ell}{\beta}$ y ahora $k_{\text{ext.}}$ está expresada en dólares \$.

El conjunto de la ecuación (3.3), consiste de $g+1$ ecuaciones acopladas. Si en lugar de incluir a todos los grupos precursores, se pudiera definir un solo grupo efectivo que en promedio introduzca en la cinética del reactor el efecto debido a los neutrones retardados, el problema algebraico de manejar este conjunto de ecuaciones se reduciría considerablemente. Con este fin, se define una λ como: $\lambda = \sum_{i=1}^6 \frac{\beta_i}{\beta} / \lambda_i \approx 0.076$ en donde se han incluido los 6 grupos convencionales de neutrones retardados correspondientes al U^{235} .

Las ecuaciones (3.3), se reducen a:

$$\frac{\ell}{\beta} \frac{dp}{dt} = (k_{\text{ext.}}(t) - 1)p + \lambda c + S_0 \quad (3.4a)$$

$$\frac{dc}{dt} = p - \lambda c \quad (3.4b)$$

en donde $k_{\text{ext.}}(t)$ es en general una función arbitraria del tiempo y cuando menos en teoría, estas ecuaciones pueden ser

integradas una vez que se han especificado $k_{\text{ext.}}(t)$ y las condiciones iniciales.

El propósito es exactamente el opuesto, es decir, se busca una $k_{\text{ext.}}(t)$ que mantenga operando al reactor a una potencia deseada p_0 , ante el efecto de pequeñas perturbaciones, a este nivel estacionario de potencia. Supongamos que el reactor ha estado operando a una potencia constante p_0 y en $t = 0$, el sistema sufre una perturbación que lo saca de equilibrio. Se buscan las ecuaciones que describan el comportamiento de la perturbación. Cuando $\dot{p} = \dot{c} = 0$, se obtiene de (3.4a,b) que:

$$0 = (k_{\text{ext.}}^0(t) - 1)p_0 + \lambda c_0 + S_0 \quad (3.4c)$$

$$0 = \dot{p}_0 = \lambda c_0 \quad \therefore \quad \dot{p}_0 = \lambda c_0 \quad (3.4d)$$

sustituyendo (3.4d) en (3.4c) y desarrollando queda:

$$k_{\text{ext.}}^0(t)p_0 - p_0 + p_0 - S_0 = 0$$

$$\therefore \quad k_{\text{ext.}}^0(t) = - \frac{S_0}{p_0} \quad (3.4e)$$

Definiendo $p = p_0 + \delta p$; $c = c_0 + \delta c$ y $k_{\text{ext.}} = k_{\text{ext.}}^0 + \delta k_{\text{ext.}}$ y sustituyendo en (3.4a,b) y efectuando las operaciones pertinentes, se tiene:

$$\frac{1}{\beta} \frac{d}{dt} (p_0 + \delta p) = (k_{\text{ext.}}^0 + \delta k_{\text{ext.}} - 1)(p_0 + \delta p) +$$

$$+ \lambda c_0 + \lambda \delta c - p_0 k_{\text{ext.}}^0.$$

$$\begin{aligned} \frac{\lambda}{\beta} \frac{d}{dt} (\delta p) &= p_0 k_{\text{ext.}}^0 + p_0 \delta k_{\text{ext.}} - p_0 + k_{\text{ext.}} \delta p \\ &+ \delta k_{\text{ext.}}^0 \delta p - \delta p + \lambda c_0 + \lambda \delta c - p_0 k_{\text{ext.}}^0 \\ &= (k_{\text{ext.}}^0 - 1) \delta p + \lambda \delta c + p_0 \delta k_{\text{ext.}} + \delta k_{\text{ext.}}^0 \delta p \end{aligned}$$

$$\frac{\lambda}{\beta} \delta \dot{p} = (k_{\text{ext.}}^0 - 1) \delta p + \lambda \delta c + p_0 \delta k_{\text{ext.}} + \delta k_{\text{ext.}}^0 \delta p \quad (3.5a)$$

y

$$\delta \dot{c} = p_0 + \delta p - \lambda c_0 - \lambda \delta c$$

pero $p_0 = \lambda c_0$

entonces $\delta \dot{c} = \lambda c_0 + \delta p - \lambda c_0 - \lambda \delta c$

$$\delta \dot{c} = \delta p - \lambda \delta c \quad (3.5b)$$

Hasta ahora las ecuaciones (3.5a,b) son exactas, si se supone que la perturbación es muy pequeña, entonces para variaciones de $\delta k_{\text{ext.}}$ también pequeñas, el último término de (3.5a), se puede despreciar por ser de segundo orden:

$$\frac{\lambda}{\beta} \delta \dot{p} = (k_{\text{ext.}}^0 - 1) \delta p + \lambda \delta c + p_0 \delta k_{\text{ext.}}(t) \quad (3.6a)$$

$$\delta \dot{c} = \delta p - \lambda \delta c \quad (3.6b)$$

en donde $k_{\text{ext.}}^0 = -\frac{\delta_0}{p_0}$.

Las ecuaciones (3.6a,b) se pueden escribir en forma matricial como:

$$\dot{\bar{X}} = A\bar{X} + B\mu \quad (3.7a)$$

en donde

$$A = \begin{vmatrix} \frac{\beta}{\ell} (k_{\text{ext}}^{\circ} - 1) & \lambda \frac{\beta}{\ell} \\ & -\lambda \end{vmatrix}$$

$$B = p_0 \frac{\beta}{\ell} \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix}$$

$$\bar{X} = \begin{vmatrix} \delta p \\ \delta c \end{vmatrix}$$

$$\mu = \delta k_{\text{ext.}}$$

si un reactor se piensa como un sistema dinámico cuya entrada μ es la reactividad y cuya salida es su potencia, entonces, es inmediato que:

$$y = \delta p = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ & \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \delta p \\ \delta c \end{vmatrix} \equiv C\bar{X} \quad (3.7b)$$

La señal proveniente del reactor se toma por medio de una cámara de detección, la cual produce cierto ruido y se denota por θ . Considerando a y como la señal pura del reactor, entonces sumando estos términos y llamando a esta Z tenemos:

$$Z(t) = y + \theta \quad (3.7c)$$

El problema del cálculo del filtro se plantea como sigue: Se supone que $Z(t) = y + \theta$ ha sido medido por largos intervalos de tiempo y a partir de esa información, deseamos encontrar un vector $\bar{X}^*(t)$ que sea una estimación del vector real $\bar{X}(t)$ dado por (3.7a), el cual no es accesible directamente sino a través de $Z(t)$, y que dicha estimación sea la óptima bajo algún criterio estadístico de optimización.

Independientemente del criterio de optimización, elegido (mínimos cuadrados, mínima variancia, etc.) la respuesta que se encuentra es la misma y se le conoce como el filtro de Kalman-Bucy en el que \bar{X}^* está dado por:

$$\dot{\bar{X}}^* = \begin{vmatrix} A & -C \end{vmatrix} \bar{X}^* + B\mu + HZ(t) \quad (3.8a)$$

en donde

$$H = \frac{1}{\theta} \begin{vmatrix} \Sigma_{11} \\ \Sigma_{21} \end{vmatrix} \quad (3.9a)$$

Por definición el principio de separación, permite escribir el control óptimo como

$$U_S^*(t) = -G\bar{X}^* \quad (3.10a)$$

en donde G está dado por $G = R^{-1}B^+K$. Tomando en consideración la siguiente ecuación:

$$\dot{\bar{X}} = A\bar{X} + B\mu + \bar{\xi} \quad (3.11a)$$

en donde $\bar{\xi}$ = a un factor de retroalimentación que se obtiene al producirse una perturbación en el reactor.

y reescribiendo las ecuaciones anteriores

$$Z(t) = C\bar{X} + \theta \quad (3.11b)$$

$$\dot{\bar{X}}^* = [A - C] \bar{X} + B\mu + HZ \quad (3.8a)$$

$$U_s^*(t) = -G\bar{X}^* \quad (3.10a)$$

se propone el diagrama a bloques representado por la Fig. - 3.5.

III.2.2. Simulación Analógica del Filtro.

Se proponen los siguientes valores en base a los parámetros que se presentan en un reactor.

$$\begin{aligned} \beta &= 0.0065 & \Sigma_{11} &= 2.4612 \times 10^{-5} \\ \ell &= 3.9 \times 10^{-5} & \Sigma_{21} &= 2.2096 \times 10^{-7} \\ \lambda &= 0.076 \end{aligned}$$

θ entre 0.01 - 0.1. (tomaremos 0.01)

$k_{ext}^o = 0$ cuando el reactor es crítico.

Sustituyendo estos valores en las ecuaciones anteriores se tiene:

$$H = \frac{1}{\theta} = \begin{vmatrix} \Sigma_{11} \\ \Sigma_{21} \end{vmatrix} = \frac{1}{0.01} \begin{vmatrix} 2.4612 \times 10^{-5} \\ 2.2096 \times 10^{-7} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 2.4612 \times 10^{-3} \\ 2.2096 \times 10^{-5} \end{vmatrix}$$

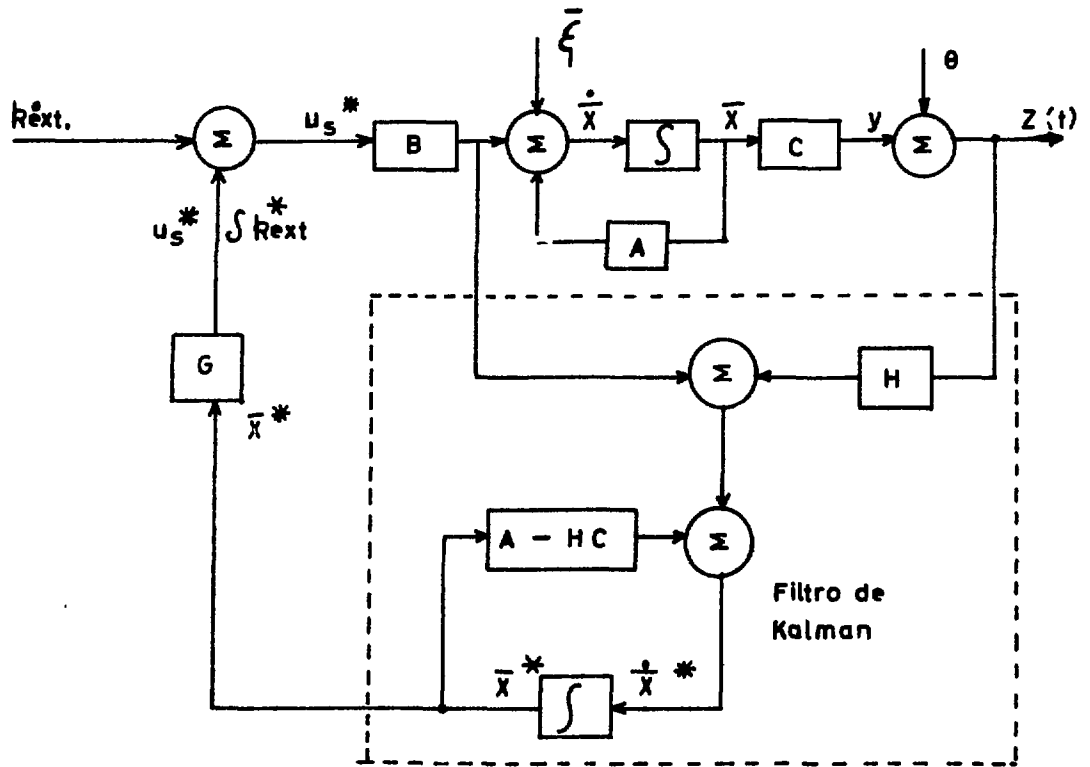


Fig. 3.5). Diagrama a bloques de las ecuaciones (3.7b), (3.7c), (3.8a), (3.10a), (3.11a) y (3.11b).

$$A = \begin{vmatrix} \beta/l(k_{ext}^{\circ} - 1) & \lambda\beta/l \\ 1 & -\lambda \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{0.0065}{3.9 \times 10^{-5}} (0 - 1) & 0.076 \frac{0.0065}{3.9 \times 10^{-5}} \\ 1 & -0.076 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -166.666 & 12.666 \\ 1 & -0.076 \end{vmatrix}$$

$$y = C\bar{X} = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ \delta p & \delta c \end{vmatrix}$$

$$\therefore C = \begin{vmatrix} 1 & 0 \end{vmatrix}$$

Según la Fig. 3.5) el diagrama a bloques del filtro es:
(Fig. 3.6).

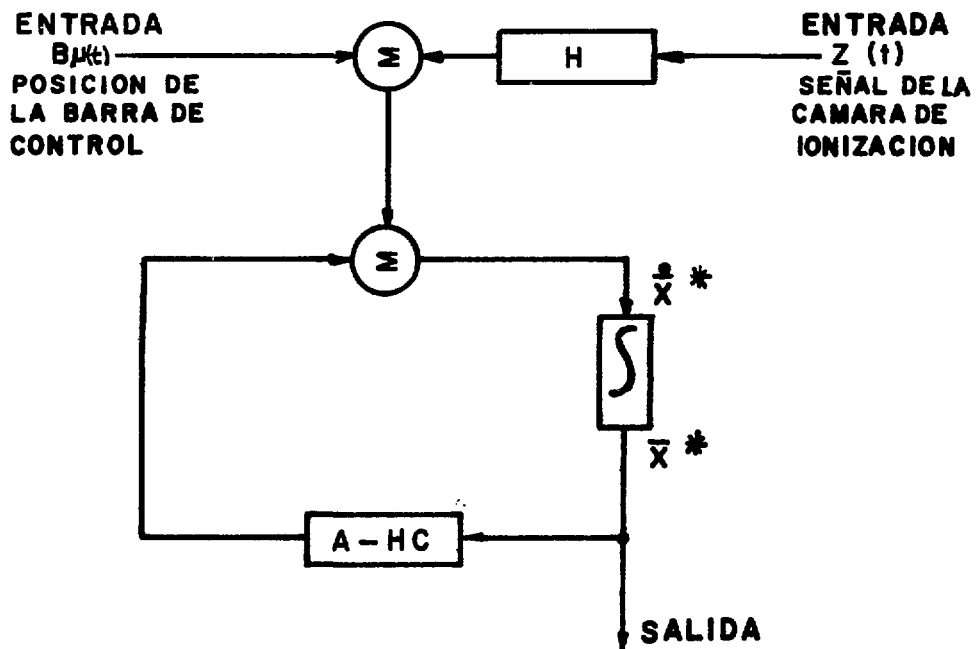


Fig. 3.6). Diagrama bloques del Filtro.

(5, 7, 12)
La simulación analógica según la ecuación (3.8a), se

indica en la fig. 3.7).

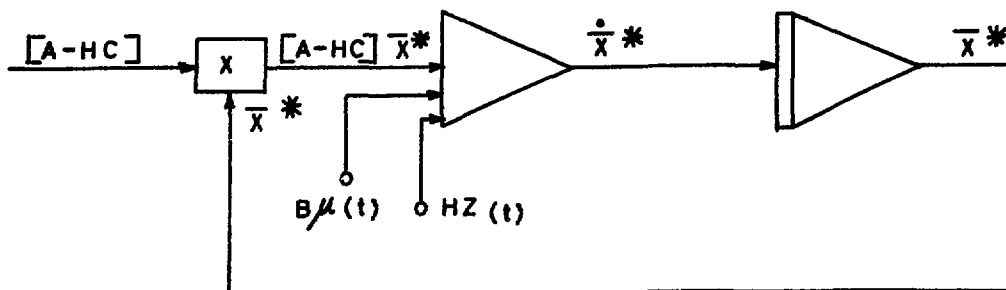


Fig. 3.7. Simulación Analógica del Filtro.

El factor A - HC⁽¹⁰⁾

$$HC = \begin{vmatrix} 2.4612 \times 10^{-3} & \\ & 1 & 0 \\ 2.2096 \times 10^{-5} & & \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 2.4612 \times 10^{-3} & 0 \\ & 1 & 0 \\ 2.2096 \times 10^{-5} & & 0 \end{vmatrix}$$

y

$$A - HC = \begin{vmatrix} -166.666 - 2.4612 \times 10^{-3} & 12.666 - 0 \\ & 1 - 2.209 \times 10^{-5} & -0.076 - 0 \end{vmatrix}$$

despreciando términos menores que la unidad queda,

$$A - HC = \begin{vmatrix} -166.666 & 12.666 \\ & 1 & -0.076 \end{vmatrix}$$

\bar{X}^* es un vector columna dado por $\bar{X}^* = \begin{vmatrix} x_{11}^* \\ x_{21}^* \end{vmatrix}$ por lo que.

$$\begin{vmatrix} -166.666 & 12.666 \\ 1 & -0.076 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} x_{11}^* \\ x_{21}^* \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -166.66 x_{11}^* + 12.666 x_{21}^* \\ 1 x_{11}^* - 0.076 x_{21}^* \end{vmatrix}$$

$$B = p_0 \beta / \ell \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} p_0 \beta / \ell \\ 0 \end{vmatrix}$$

si $p_0 = 1$

$$B = \begin{vmatrix} \beta / \ell \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 166.666 \\ 0 \end{vmatrix} \quad y \quad B\mu = \begin{vmatrix} 166.666\mu \\ 0 \end{vmatrix}$$

por otro lado

$$HZ = \begin{vmatrix} 2.461 \times 10^{-3} Z \\ 2.209 \times 10^{-5} Z \end{vmatrix}$$

si anotamos nuevamente la ecuación del filtro y tomando en cuenta los valores obtenidos se tiene:

$$\dot{\bar{X}}^* = [A - HC] \bar{X}^* + B\mu + HZ$$

$$\begin{vmatrix} \dot{x}_{11}^* \\ \dot{x}_{21}^* \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -166.666 & 12.666 \\ 1 & -0.076 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} x_{11}^* \\ x_{21}^* \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 166.666 \\ 0 \end{vmatrix} \mu + \begin{vmatrix} 2.461 \times 10^{-3} Z \\ 2.209 \times 10^{-5} Z \end{vmatrix}$$

$$\begin{vmatrix} \dot{x}_{11}^* \\ \dot{x}_{21}^* \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -166.666x_{11}^* + 12.666x_{21}^* \\ 1x_{11}^* - 0.076x_{21}^* \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 166.666\mu \\ 0 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 2.461 \times 10^{-3} Z \\ 2.209 \times 10^{-5} Z \end{vmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_{11}^* \\ \dot{x}_{21}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -166.666x_{11}^* + 12.666x_{21}^* + 166.666\mu + 2.461 \times 10^{-3}Z \\ 1x_{11}^* - 0.076x_{21}^* + 0 + 2.209 \times 10^{-5}Z \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Las ecuaciones anteriores dan lugar al siguiente diagrama a bloques Fig. 3.8.

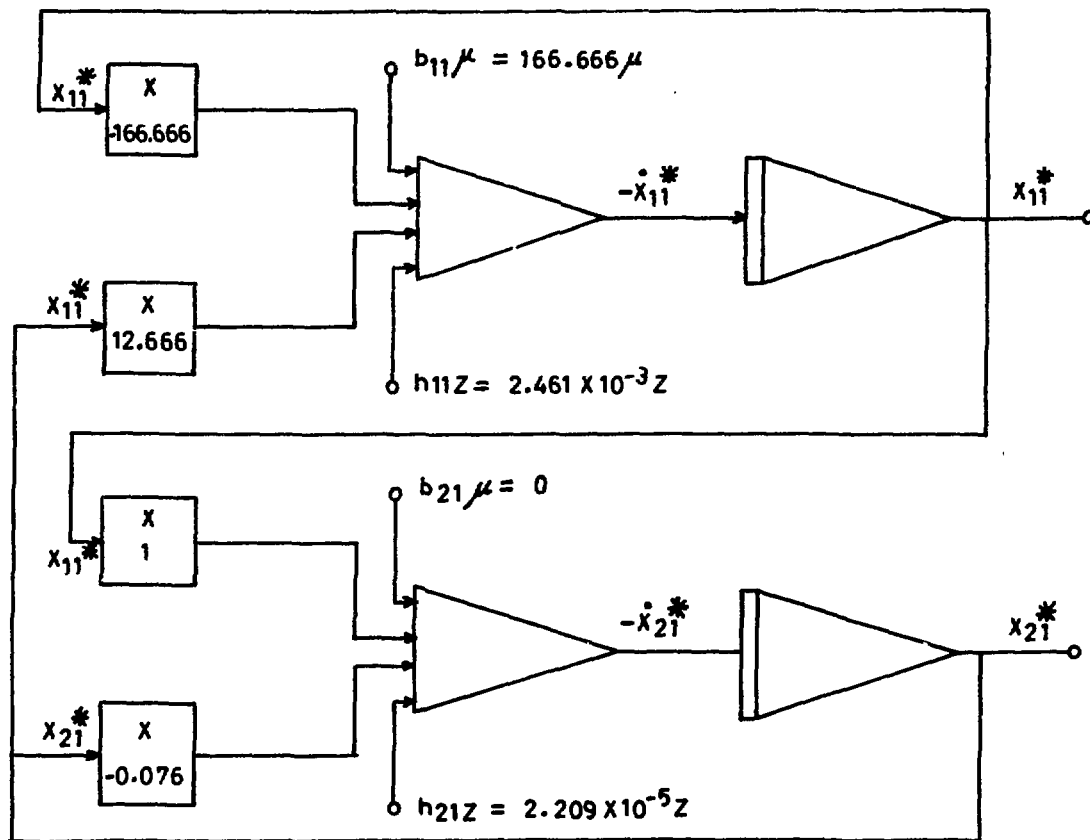


Fig. 3.8. Diagrama completo de la simulación del filtro de Kalman.

III.3. DISEÑO Y CONSTRUCCION DEL FILTRO DE KALMAN.

III.3.1.- Factor de escala y diagrama a diseñar.

Basándose en los bloques de la fig. 3.8., se nota que contienen coeficientes constantes, los cuales son de valor muy diferente. Al proponer que estos sean amplificadores de ganancia constante, se debe cuidar que los coeficientes de valor grande, no lleven a saturación rápidamente a dichos amplificadores, por lo que se hace necesario utilizar un factor de escala^(5,7,12), el cual se propone que sea de 100.

Con lo anterior se logra a la vez, que se pueden introducir señales de mayor amplitud. La Fig. 3.9. contiene el factor de escala.

Los bloques c y d se proponen que sean divisores de voltaje⁽⁷⁾, los cuales pueden ser implementados por medio de un potenciómetro o un par de resistores debidamente calculados.

III.3.2.- Características importantes del Filtro Kalman.

1. El circuito debe ser adaptado a las normas NIM.
2. Fuente de alimentación ± 12 volts.
3. Frecuencia de operación entre 0 - 1000 HZ^(15,17,27)
4. Entrada.- Las variaciones de la señal serán de más menos 2 volts alrededor de un valor de voltaje, el cual a su vez está directamente relacionado con la potencia de trabajo del reactor.

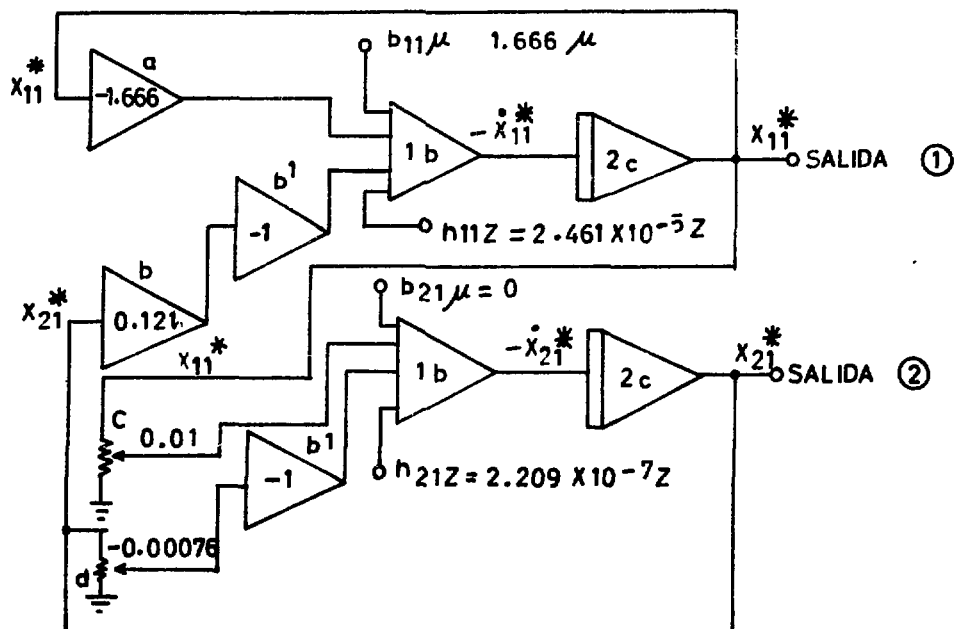
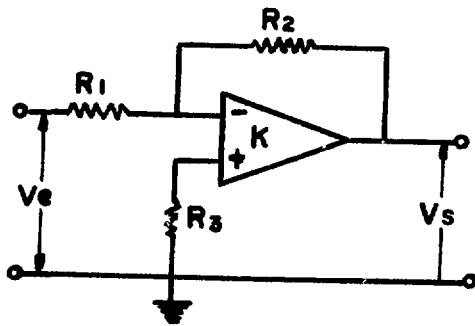


Fig. 3.9. Simulación analógica a diseñar del Filtro Kalman.

5. Salida. Se debe acoplar a un graficador o a una computadora.
6. Error. De acuerdo a las componentes disponibles se debe buscar un máximo de error permisible.⁽¹⁶⁾

Para cumplir con el diagrama propuesto, las condiciones y características, se propone el amplificador operacional $\mu A741^{(2)}$, el cual se encuentra fácilmente en el mercado y además se dispone de suficiente información.

III.3.3. Circuito Inversor (a).



Fórmulas

$$K = - \frac{R_2}{R_1} ; R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.13)$$

Datos

$$K = - 1.66 ; V = \pm 12$$

Fig. 3.10). Circuito Inversor.

Después de efectuar diferentes combinaciones de R_1 y R_2 , resultó que $R_2 = 1540 \text{ K}\Omega$, por lo que

$$R_1 = \frac{R_2}{K} = \frac{1540}{1.66} = 927.7 \text{ K}\Omega.$$

Los valores comerciales para R_1 son $510 \text{ K}\Omega$ y $430 \text{ K}\Omega$. Estas se escogieron de un lote de resistores, con el fin de acercarnos a la ganancia deseada K .

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{927.7 \times 1540}{927.7 + 1540} = \underline{578.9 \text{ K}\Omega}.$$

Valor comercial para $R_3 = 560 \text{ K}\Omega$.

Se armó el circuito y se obtuvieron los siguientes resultados en la tabla 3.1. y gráfica 3.1.

TABLA 3.1.

Circuito inversor (a)

Unidades mV., $K = 1.66$, $T \approx 25^\circ\text{C}$

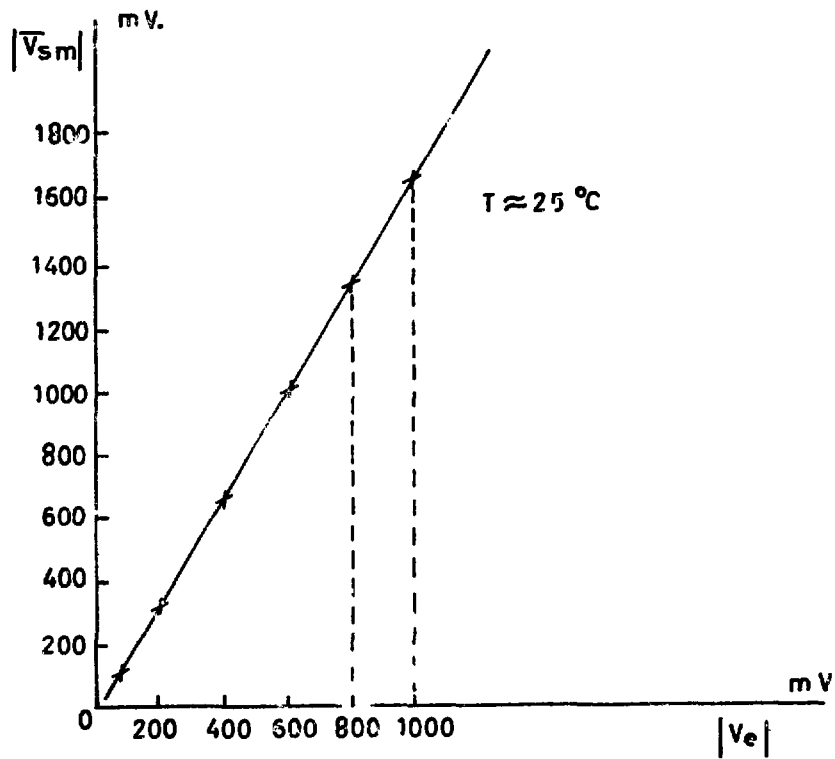
$-V_e$	\bar{V}_{sm}	V_{sc} $=KV_e$	K_c $\frac{V_{sc}}{V_e}$	K_m $\frac{V_{sm}}{V_e}$	$\bar{V}_{sm} - V_{sc}$	Error %
2.20	3.40	3.652	1.66	1.54	- 0.252	6.90
74.60	120.00	123.830	1.66	1.60	- 3.840	3.09
200.00	339.00	332.000	1.66	1.69	7.000	2.10
400.00	665.00	664.000	1.66	1.66	1.000	0.15
600.00	989.00	996.000	1.66	1.64	- 7.000	0.70
800.00	1340.00	1328.00	1.66	1.67	12.000	0.90
1000.00	1650.09	1660.00	1.66	1.67	-10.000	0.60

NOTA 1.

 \bar{V}_{sm} = Valor promedio. (Señal de salida medida).Nota 2. Cuando $V_e = 0$, se compensó el circuito para tener $\bar{V}_{sm} = 0$.

Se propone: $\% \text{ Error} = \frac{|\bar{V}_{sm} - V_{sc}|}{V_{sc}} \times 100$ (3.14)

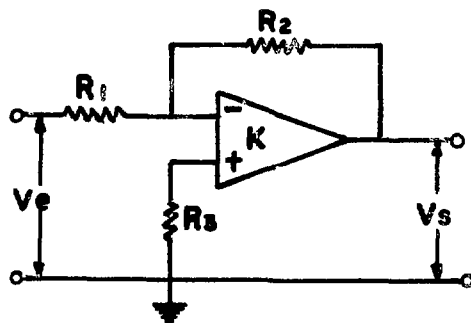
 V_e = señal de entrada V_{sc} = señal de salida calculada k_c = ganancia calculada o deseada k_m = ganancia medida



Gráfica 3.1.

Circuito Inversor con $K = 1.66$

III.3.4. Circuito Inversor (b)

Fórmulas

$$K = -\frac{R_2}{R_1}; R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

DatosFig. 3.11. Circuito Inversor (b). $K = 0.126$; $V = \pm 12$

Como en el caso anterior, se efectuaron diferentes combinaciones de R_1 y R_2 . Resultó que $R_2 = 10K$ y

$$R_1 = \frac{R_2}{K} = \frac{10}{0.126} = 79.36 \text{ K}\Omega.$$

Valor comercial para $R_1 = 82 \text{ K}$.

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \times 79.36}{10 + 79.36} = \frac{793.6}{89.36}$$

$$R_3 = 8.8 \text{ K}\Omega.$$

Valor comercial para $R_3 = 9.1 \text{ K}\Omega$.

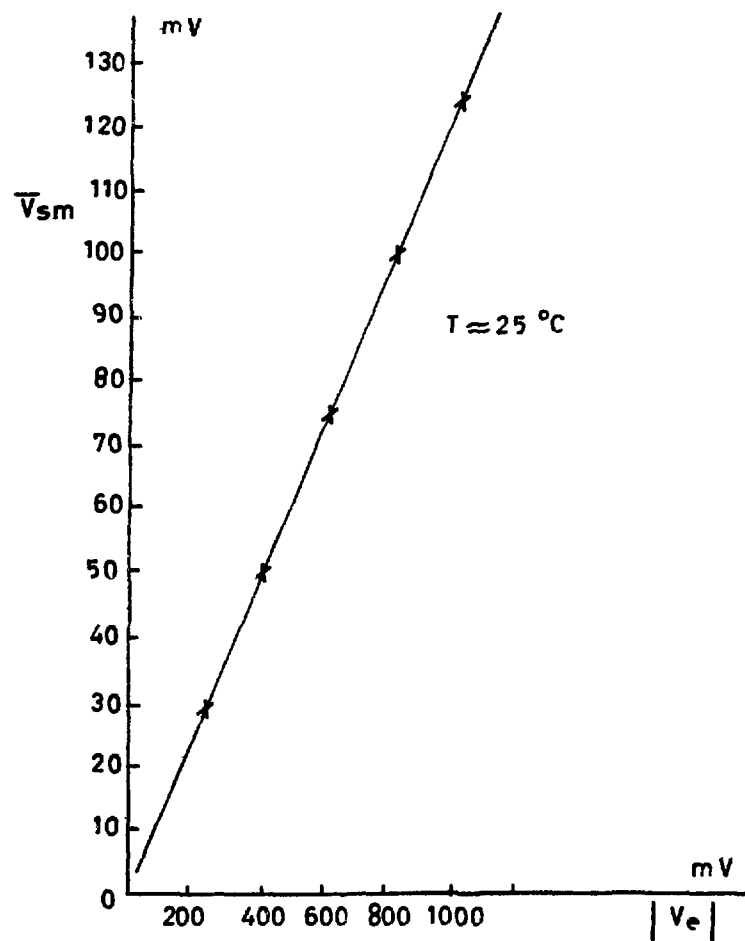
Los resultados obtenidos se anotan en la tabla 3.2. y gráfica 3.2.

TABLA 3.2.

Circuito Inversor (b).

Unidades mV., $K = 0.126$, $T = 25^\circ\text{C}$.

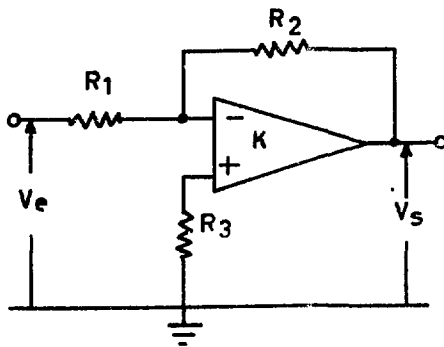
$-V_e$	\bar{V}_{sm}	$V_{sc} = K\bar{V}_e$	$K_c = \frac{V_{sc}}{V_e}$	$K_m = \frac{\bar{V}_{sm}}{V_e}$	$\bar{V}_{sm} - V_{sc}$	% Error
2.20	0.253	0.277	0.1259	0.115	- 0.024	8.66
74.60	9.450	9.399	0.1259	0.126	+ 0.051	0.54
200.00	24.800	25.200	0.1260	0.124	- 0.400	1.58
400.00	49.100	50.400	0.1260	0.122	- 1.300	2.58
600.00	74.500	75.60	0.1260	0.124	- 1.100	1.45
800.00	99.800	100.80	0.1260	0.124	- 1.00	0.99
1000.00	124.500	126.00	0.1260	0.124	- 1.500	1.19



Gráfica 3.2.

Circuito Inversor con $K = 0.126$, $T \approx 25^\circ\text{C}$

III.3.5. Circuito Inversor con Ganancia Unitaria (b').



Fórmulas

$$K = -\frac{R_2}{R_1}, \quad R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Datos

$$K = 1, \quad R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Fig. 3.12. Circuito Inversor (b')

En este caso $R_1 = R_2$ y se propuso que las dos sean igual a 1 M Ω .

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1 + 1} = \frac{1}{2}$$

$$R_3 = 0.5 \text{ M}\Omega.$$

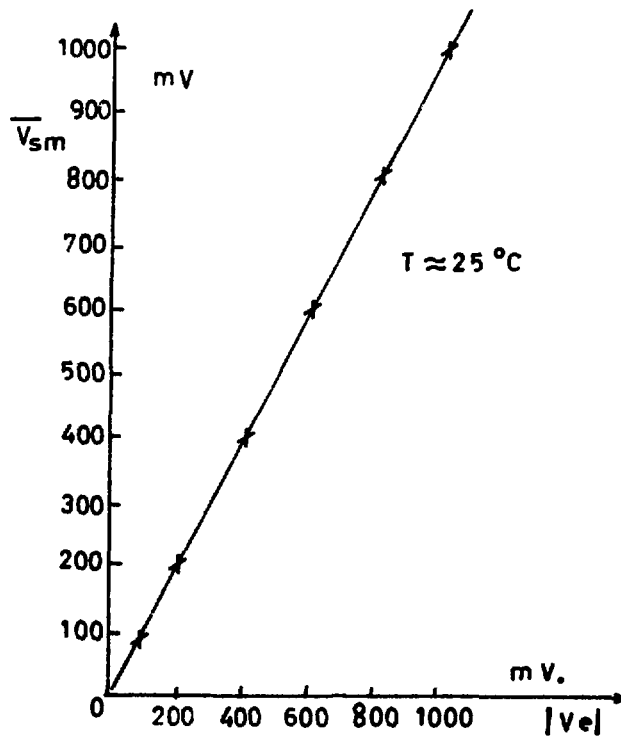
Los resultados obtenidos se anotan en la tabla 3.3. y gráfica 3.3.

Tabla 3.3.

Circuito Inversor $K = 1$ (b')

Unidades mV. $T \approx 25^\circ\text{C}$

$-V_e$	\bar{V}_{sm}	$V_{sc} = kV_e$	$\frac{K}{V_e} = \frac{V_{sc}}{V_e}$	$\frac{K_m}{V_e} = \frac{\bar{V}_{sm}}{V_e}$	$\bar{V}_{sm} - V_{sc}$	% Error
0.20	2.10	2.20	1.0	0.954	-0.10	4.54
74.60	74.60	74.60	1.0	0.991	0.00	0.00
200.00	209.00	200.00	1.0	1.045	9.00	4.50
400.00	407.00	400.00	1.0	1.010	7.00	1.75
600.00	605.50	600.00	1.0	1.008	5.50	0.92
800.00	801.90	800.00	1.0	1.002	1.90	0.24
1000.00	1010.10	1000.00	1.0	1.010	10.10	1.01



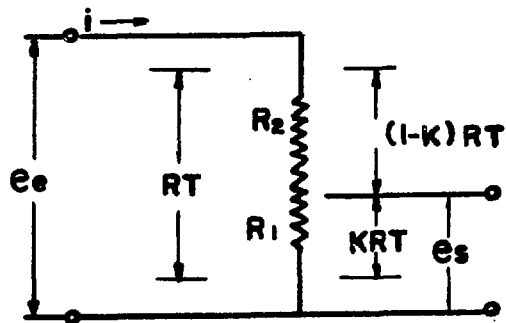
Gráfica No. 3.3.

Circuito Inversor $K = 1$ (b')

III.3.6. Circuito multiplicador menor que la unidad (c).

Para el diseño de este circuito se tienen dos opciones, las cuales son:

1. Emplear un potenciómetro de coeficiente. ⁽⁷⁾
2. Calcular un par de resistores.



Fórmulas

$$i = \frac{e_e}{R_T}; \quad e_s = iKR_T; \quad \frac{e_s}{e_e} = \frac{KR_T}{R_T}$$

$$e_s = Ke_e; \quad R_1 = KR_T; \quad R_2 = (1-K)R_T \quad (3.15)^{(?)}$$

Datos

$$K = 0.01; \quad R_T = 10 \text{ K}\Omega.$$

Fig. 3.13. Circuito multiplicador
menor que la unidad.

(se propone)

Con el fin de calibrar el potenciómetro, para obtener $K = 0.01$, se le aplica a éste un voltaje, por ejemplo 1 volt. La señal de salida debe ser de 10 mV ($e_s = Ke_e = 0.01 \times 1 = 0.01$) Los valores de R_1 y R_2 pueden medirse en las condiciones anteriores ó calcularse, de acuerdo con $R_T = 10 \text{ K}\Omega$, como sigue:

$$R_1 = KR_T = 0.01 \times 10 = 0.1$$

$$R_1 = 0.1 \text{ K}\Omega.$$

$$y \quad R_2 = (1 - K)R_T = (1 - 0.01) \times 10 = 0.99 \times 10 = 9.9$$

$$R_2 = 9.9 \text{ K}\Omega.$$

se debe tomar en consideración, que el voltaje de salida e_s , se emplea como entrada al siguiente amplificador operacional u otro circuito eléctrico, lo que produce un efecto de carga. Esto tiene como consecuencia que el valor fijado de K sea di

ferente. Este error se evita conectando la carga y ajustando el potenciómetro al valor deseado. Se tiene la siguiente consideración:

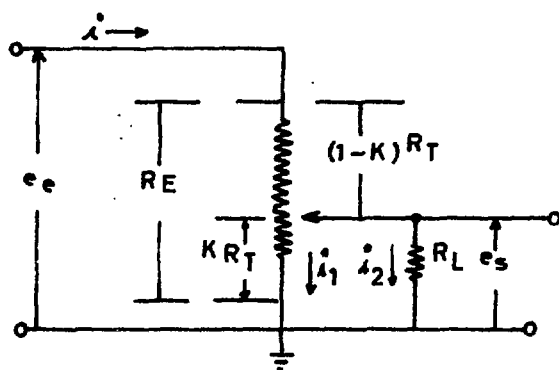


Fig. 3.14.

Fórmulas

$$i = i_1 + i_2$$

$$R_E = \frac{K R_T R_L}{K R_T + R_L} + (1 - K) R_T$$

$$= \frac{R_T (K R_T + R_L - K^2 R_T)}{K R_T + R_L} \quad (3.16)$$

$$e_e = i R_E; e_s = i_2 R_L; e_s = i_2 R_L$$

y relacionando estas ecuaciones se tiene

$$\frac{e_s}{e_e} = \frac{K R_L}{K R_T + R_L - K^2 R_T} \quad (3.17)$$

El potenciómetro mencionado anteriormente, tiene las siguientes características:

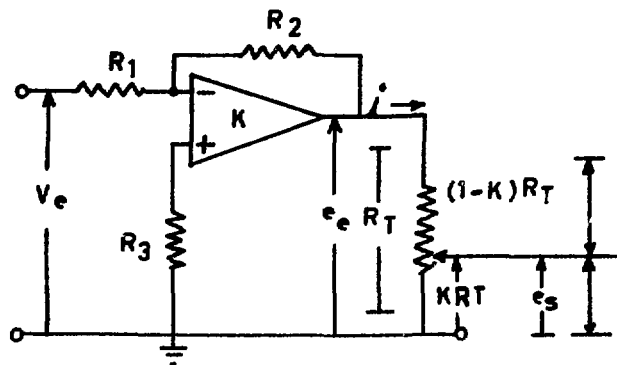
$R_{es.} \pm 3\%$, $L_{in.} \pm 0.2\%$ y es de diez vueltas.

III.3.7. Circuito Multiplicador menor que la unidad (d).

Se tiene el mismo caso que el anterior circuito, sólo - que existe un cambio de signo, por lo que se hace uso de un circuito inversor, con ganancia unitaria, tal como el (b'). Este se puede conectar antes o después del circuito de poten

ciómetro.

Fórmulas



$$i = \frac{e_e}{R_T}; e_s = iKR_T$$

$$\frac{e_s}{e_e} = \frac{KR_T}{R_T}; e_s = Ke_e$$

$$R_1 = KR_T; R_2 = (1 - K)R_T$$

Fig. 3.15. Circuito multiplicador menor que la unidad, con circuito Inversor.

Datos

$$K = 0.00076; R_T = 10 \text{ K}\Omega.$$

Aplicando 1 volt (V_e) a la entrada del circuito ($e_e = -1$), la salida se debe ajustar para obtener 0.87 mV ($e_s = ke_e = 0.00076 \times 1000 = 0.76 \text{ mV}$).

En el caso de utilizar un par de resistores,

$$R_1 = KR_T = 0.00076 \times 10000 = 7.6$$

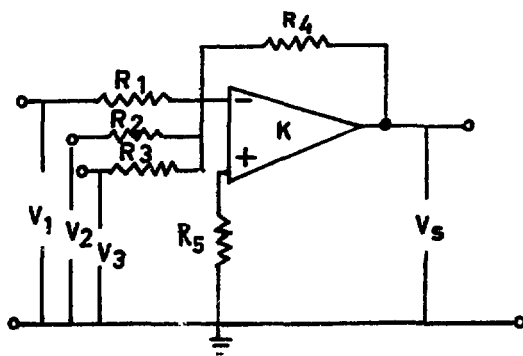
$$R_1 = 7.6 \text{ }\Omega.$$

$$R_2 = (1 - K)R_T = (1 - 0.00076) \times 10000 = 9992.4\Omega.$$

$$R_2 = 9992.4 \text{ }\Omega.$$

También en este caso se debe tomar en cuenta el efecto de carga.

11.3.8. Circuito Sumador (1b).



Fórmulas

$$V_S = - (V_1 + V_2 + V_3)$$

$$\frac{1}{R_5} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \quad (3.17)$$

Datos

$$K = 1, \quad V = \pm 12.$$

Fig. 3.16. Circuito Sumador.

En este circuito como en los anteriores, se hicieron diferentes pruebas con resistores, con el propósito de reducir el error a la salida. Los valores que dieron mejor resultado son de $10 \text{ K}\Omega$, para R_1 , R_2 , R_3 y R_4 .

Para el cálculo de R_5 se tiene,

$$\frac{1}{R_5} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} = \frac{1}{1} + \frac{1}{1} + \frac{1}{1} = 3$$

$$R_5 = \frac{1}{3} = 0.333 \text{ K}\Omega.$$

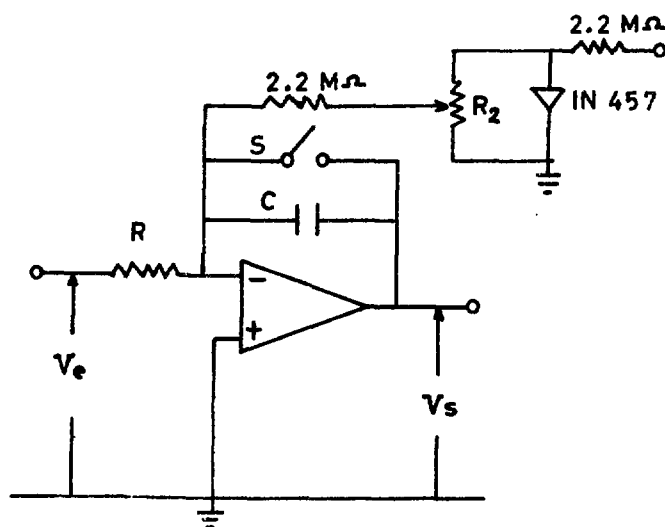
Valor comercial de $R_5 = 330 \Omega$.

La tabla 3.4. muestra una de las pruebas que se efectúan, para comprobar el funcionamiento de este circuito.

Tabla No. 3.4.
Circuito Sumador (1b).
Unidades mV. $T \approx 25^\circ\text{C}$

$-V_1$	$-V_2$	V_3	\bar{V}_{sm}	V_{sc}	$V_{sm} - V_{sc}$	% Error
100	30	50	83.3	80	3.3	4.10
200	30	50	187.8	180	7.8	4.33
300	30	50	279.5	280	- 1.5	0.53
400	30	50	375.5	380	- 4.5	1.18
500	30	50	481.0	480	1.0	0.20
600	30	50	589.5	580	9.5	1.63
700	30	50	674.5	680	- 5.2	0.76
800	30	50	790.5	780	-10.5	1.34
900	30	50	875.5	880	- 4.5	0.50
1000	30	50	984.6	980	4.6	0.46

III.3.9. Circuito Integrador (2c).^(2, 3, 6, 8)



Fórmulas

$$V_s = - \frac{1}{R_c} \int_0^t V_e(t) dt$$

$$V_s = - \frac{1}{RC} (V_s t) \quad (3.18)$$

$$A_{vr} = - \frac{Z_2}{Z_1} = - \frac{1}{RCs}$$

para $s = i\omega$

$$A_{vr} = - \frac{1}{iRC\omega}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Fig. 3.17. Circuito Integrador.

La configuración mostrada en la fig. 3.17. compensa la corriente debido a la polarización. El diodo tiene dos funciones:

1. Actúa como regulador. La compensación que produce no es sensitiva a las variaciones de la fuente de alimentación.
2. El cambio de voltaje por temperatura, es aproximadamente el corrimiento por temperatura de la corriente de polarización.

El potenciómetro R_2 se controla con el propósito de igualar la corriente que se introduce en el nodo de suma y así poder reducir el corrimiento a cero.

Se propone para este diseño utilizar una $R = 22M\Omega$
 $c = 10 \mu f$.

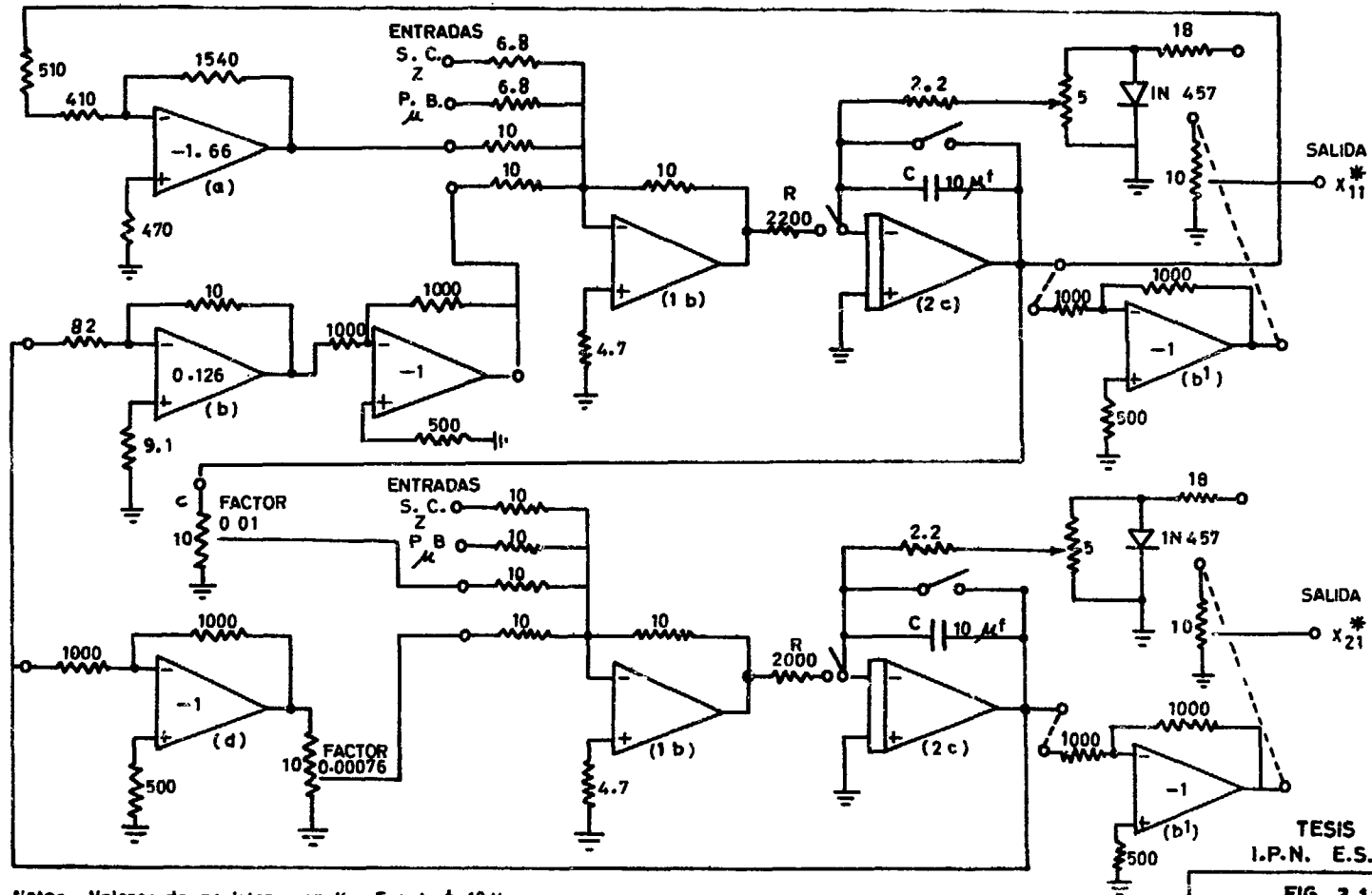
La tabla 3.5. muestra los resultados obtenidos al introducir diferentes niveles de señal al circuito integrador.

Tabla 3.5.

Circuito Integrador (2c).

Unidades mV. $T \approx 25^\circ C$. $t = \text{seg}$.

$-V_e$	V_{sm}	V_{sc}	t	$V_{sm} - V_{sc}$	% Error
0	≈ 0	0	10	≈ 0	≈ 0
2.2	0.1100	0.1010	10	0.0090	8.91
74.60	3.3900	3.4316	10	- 0.0416	1.21
200.00	9.180	9.200	10	- 0.0200	0.22
400.00	18.900	18.600	10	- 0.300	1.60
600.00	28.20	27.600	10	0.600	2.17
800.00	35.90	36.800	10	- 0.800	2.17
1000.00	45.10	46.000	10	- 0.90	1.96



Notas Valores de resistores en K Ω . Fuente ± 12 V
operacional μA 471
Los integrados emplean 1 potenciómetro para balance de voltaje

TESIS
I.P.N. E.S.I.M.E.
FIG. 3.18
DIAGRAMA GENERAL
DEL CIRCUITO FILTRO
KALMAN-BUCY

III.3.10. Equipo de Medición Utilizado.

A continuación se incluyen otros aparatos utilizados en la medición del filtro.

1. Voltmetro de tubo al vacío, Marca hp modelo 412 A.
2. Graficador de 2 plumas, marca Honeywell, modelo Electro
nic 196.
3. Graficador marca W+W electronic, modelo 1011.

III.3.11. Construcción.

Para la construcción del filtro de Kalman, los circuitos antes diseñados se montaron en una tablilla de circuito impreso, Fig. 3.19, cuyas características son similares a los otros filtros. El tamaño resultó ser de 18 x 20.8 cm. y se montó en un módulo tipo "NIM". Los potenciómetros referentes a los ci
cu
it
os integradores (2c) se colocaron sobre la misma tablilla. Los potenciómetros P_1 , P_2 , P_3 y P_4 se colocaron en la parte posterior del módulo. En el frente se colocaron las entradas y salidas, así como el interruptor de dos polos dos tiros. - Cada circuito queda conectado mediante puentes, con el fin de realizar diferentes combinaciones, y se agregó un ci
cu
it
o integrado de más. Los capacitores de los circuitos inte
gra
do
res son del tipo miniatura de tantalio y los resistores son en su mayoría del 5%, aunque hay algunos del 1%.

Cada circuito integrado lleva su propio potenciómetro de preajuste de 10 k Ω como control de voltaje de balance, -

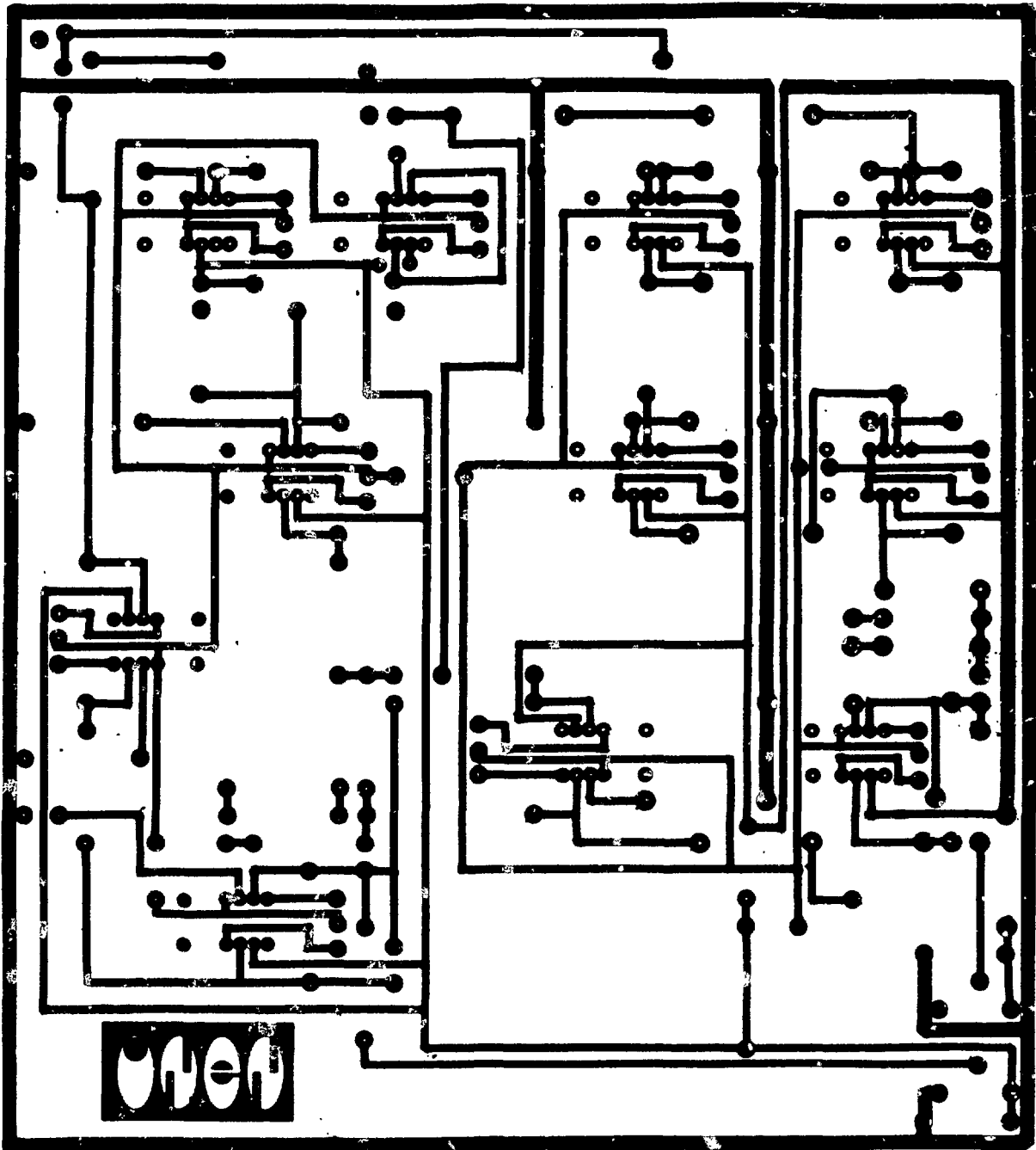


Fig. 3.19. Plantilla para circuito impreso del filtro Kalman.

que se utilizan para que con cero voltaje de entrada, la salida sea igual a cero.

La Fig. 3.20. ilustra como se conecta dicho potenciómetro.

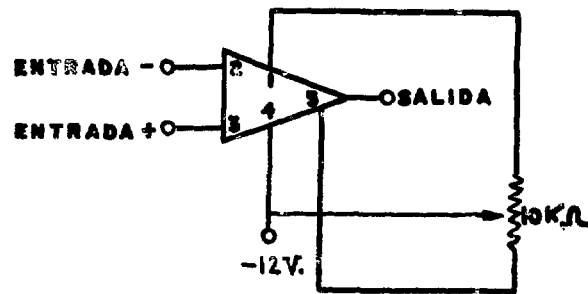
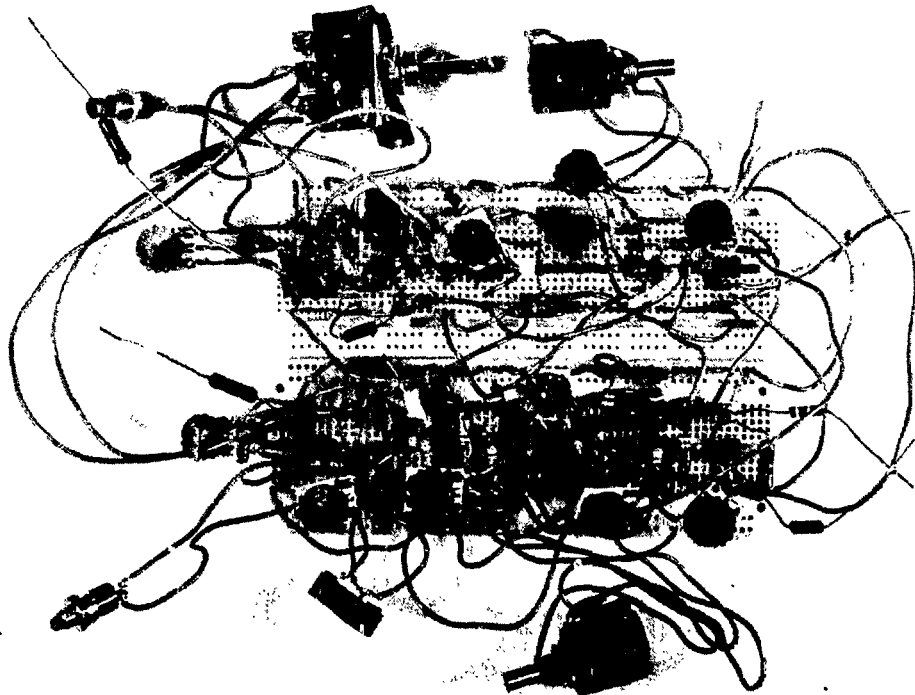


Fig. 3.20. Ajuste de la Señal de Salida.



PROTOTIPO FILTRO KALMAN

III.4.- RESULTADOS Y PRUEBAS DE LABORATORIO.

III.4.1.- Comprobación y Resultados del Filtro.

Los resultados y pruebas de cada circuito en particular, fueron presentados en incisos anteriores. Corresponde ahora, conectar estos para formar el filtro Kalman, tal como se muestra en la fig. (3.18). La prueba que debe realizarse, es introducir una señal de una cámara de ionización, que introduzca los llamados efectos estocásticos. A reserva de medir el ruido de potencia del reactor, en su caso se simulan señales conocidas, mediante un generador de funciones, que permita implementar diferentes formas de onda. La Fig. 3.21. indica las entradas y salidas del filtro. Las salidas x_{11}^* y x_{21}^* deben ser las estimaciones de las entradas, por lo que se debe tomar en consideración la forma y amplitud de estas.

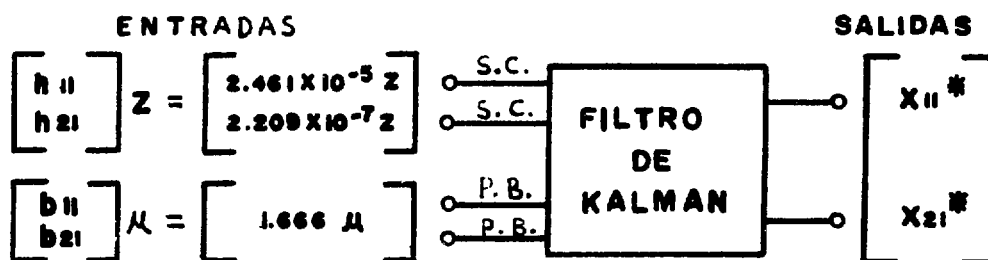


Fig. 3.21. Representación de las entradas y salidas del Filtro Kalman.

donde,

Z = Señal de la cámara de ionización

- μ = reactividad ó posición de la barra de control.
 x_{11}^* = densidad de neutrones
 x_{21}^* = densidad de precursores c.

Los valores h_{11} y h_{21} son muy pequeños, por lo que es necesario utilizar ganancias mayores que los niveles de ruido. Se proponen $A_{11} = \frac{10}{6.8} = 1.47$ y $A_{21} = \frac{10}{10} = 1$, las cuales se obtienen en los circuitos sumadores 1b respectivamente. La señal μ no se considera, aunque un cambio en la posición de la barra, significa una reactividad diferente.

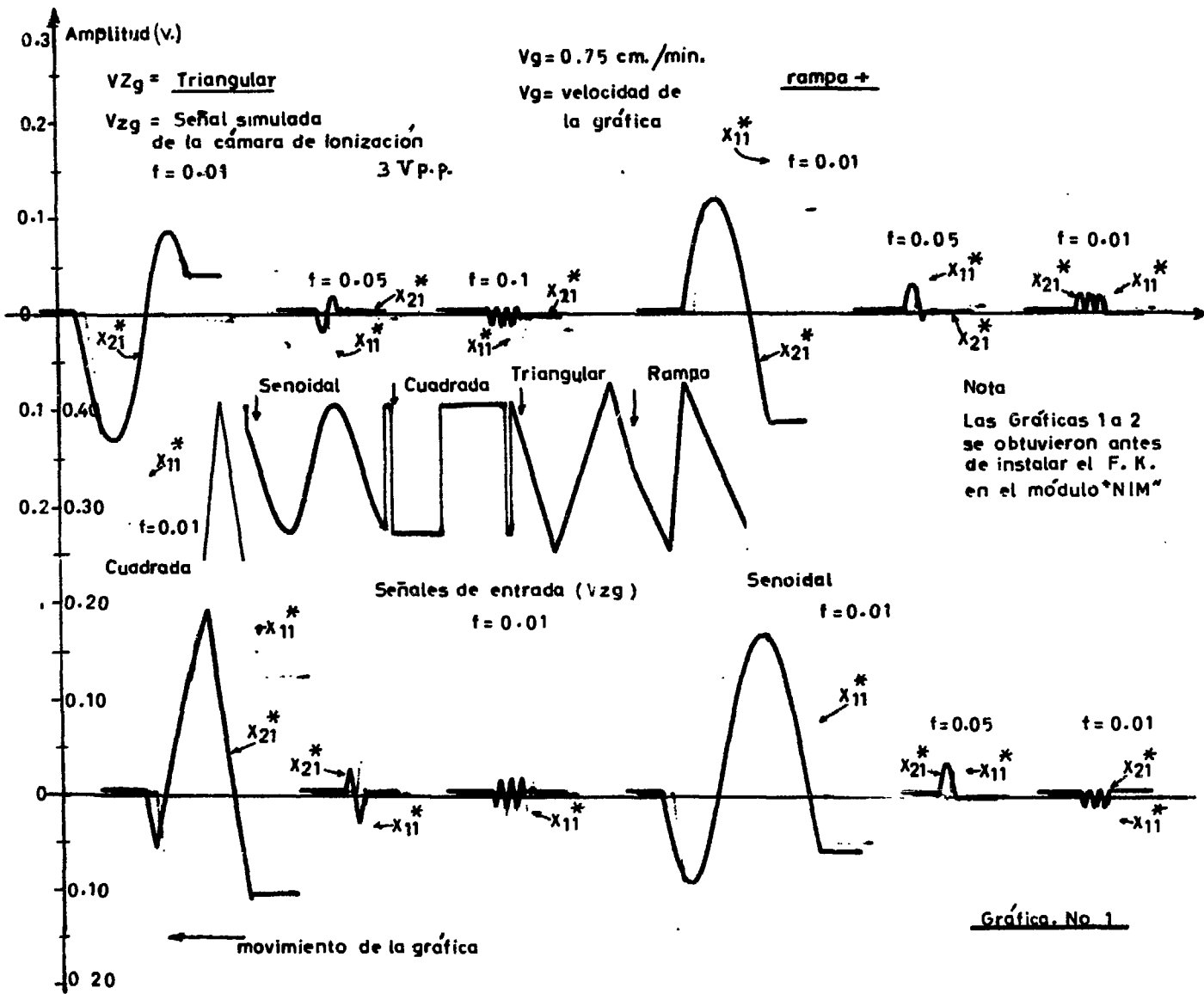
Lo anterior conduce a obtener otros factores que son:

$$f_{11} = \frac{A_{11}}{h_{21}} = \frac{1.47}{2.461 \times 10^{-5}} = 59.73 \times 10^3 \quad (3.19)$$

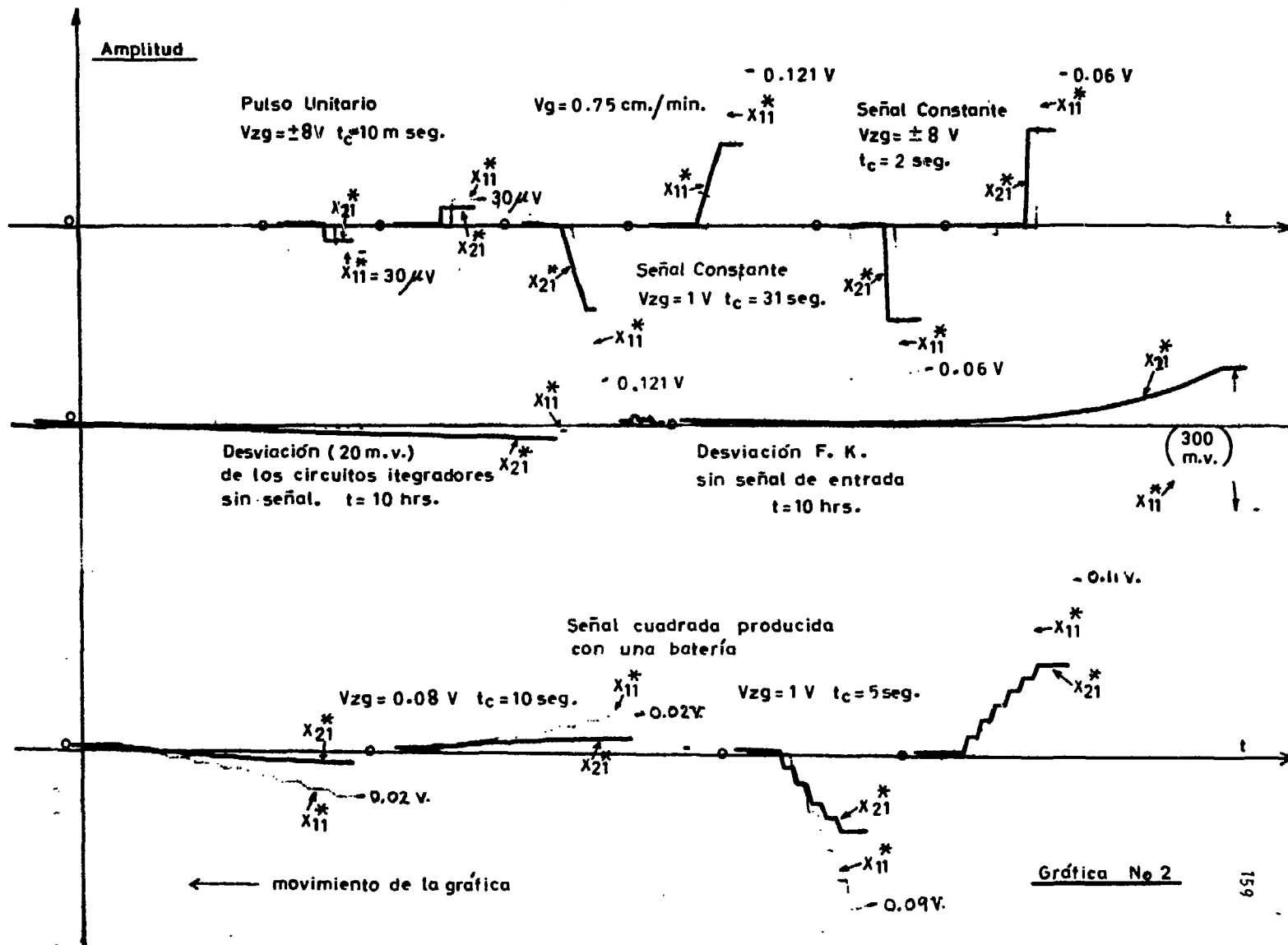
$$f_{21} = \frac{A_{21}}{h_{21}} = \frac{1}{2.209 \times 10^{-7}} = 4530 \times 10^3 \quad (3.20)$$

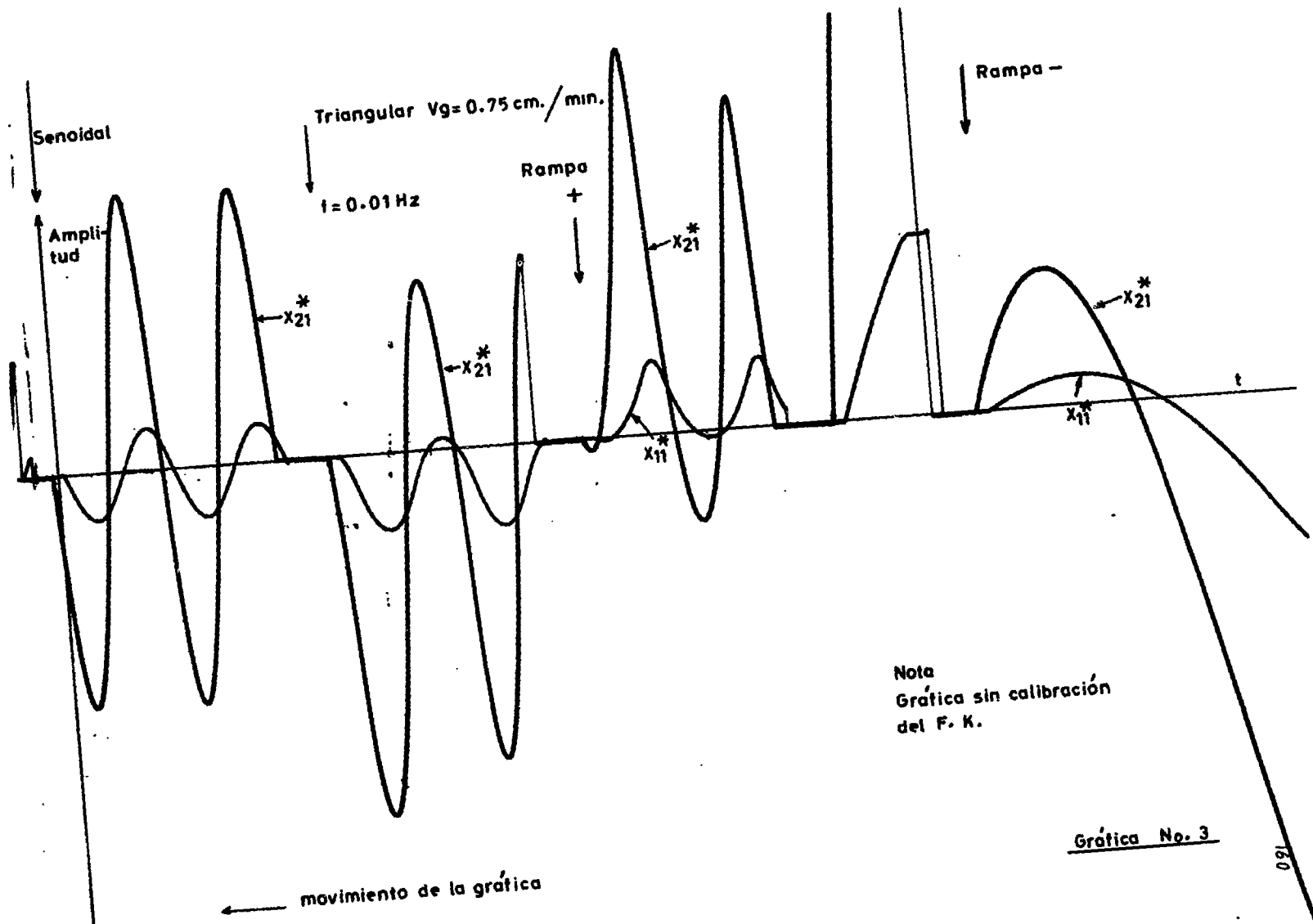
Ejemplo si la señal de la cámara fuera de 3 volts, en realidad debería estar afectada por $\frac{1.47}{f_{11}}$, en un sumador 1b y $\frac{1}{f_{21}}$ para el otro sumador. Cuando se haga uso de este filtro se deben tomar en consideración los factores antes mencionados (3.3.1 y 3.4.1) para compararlo con el filtro real.

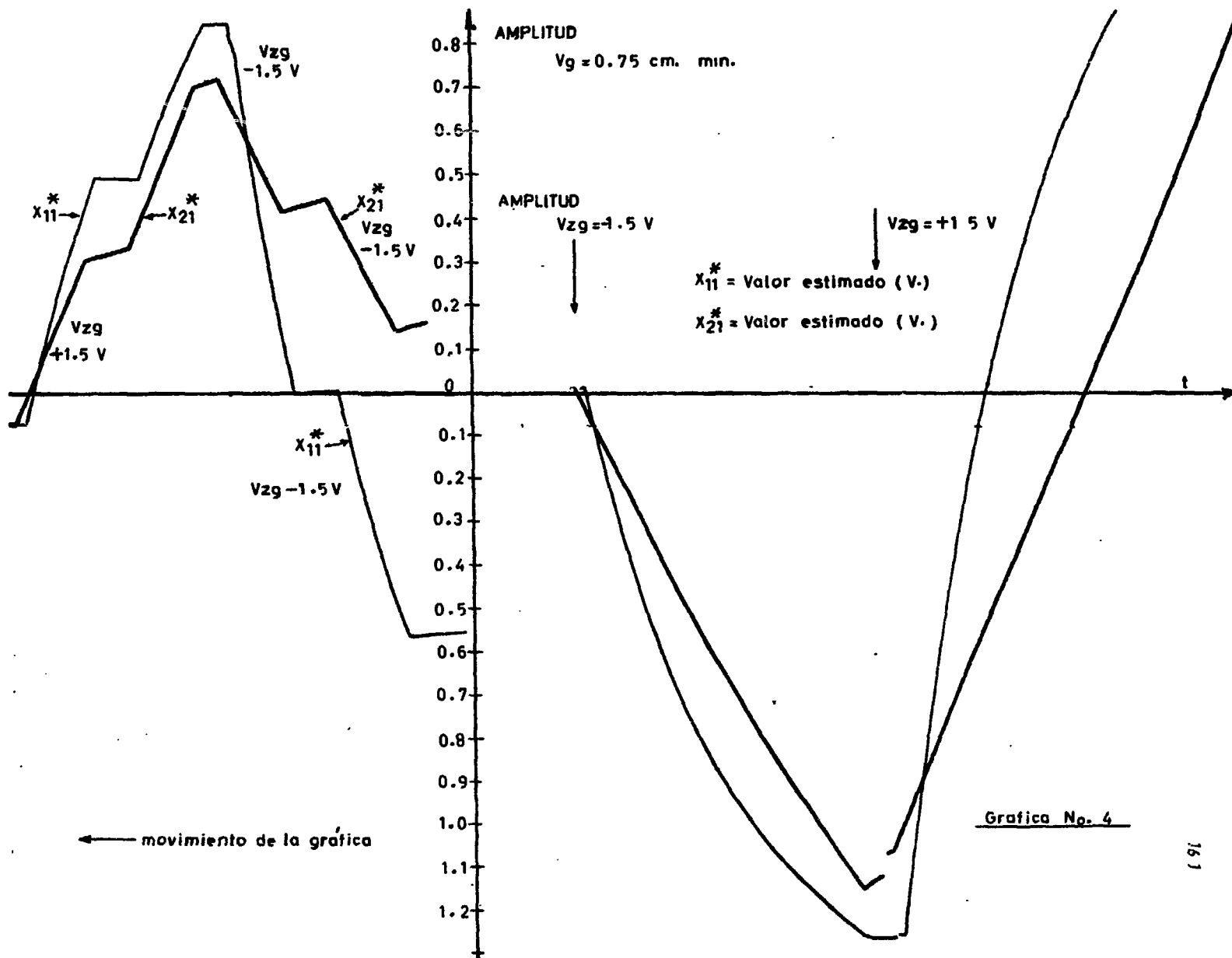
A continuación se muestran diferentes gráficas obtenidas en el laboratorio con el fin de comprobar el funcionamiento del mismo.

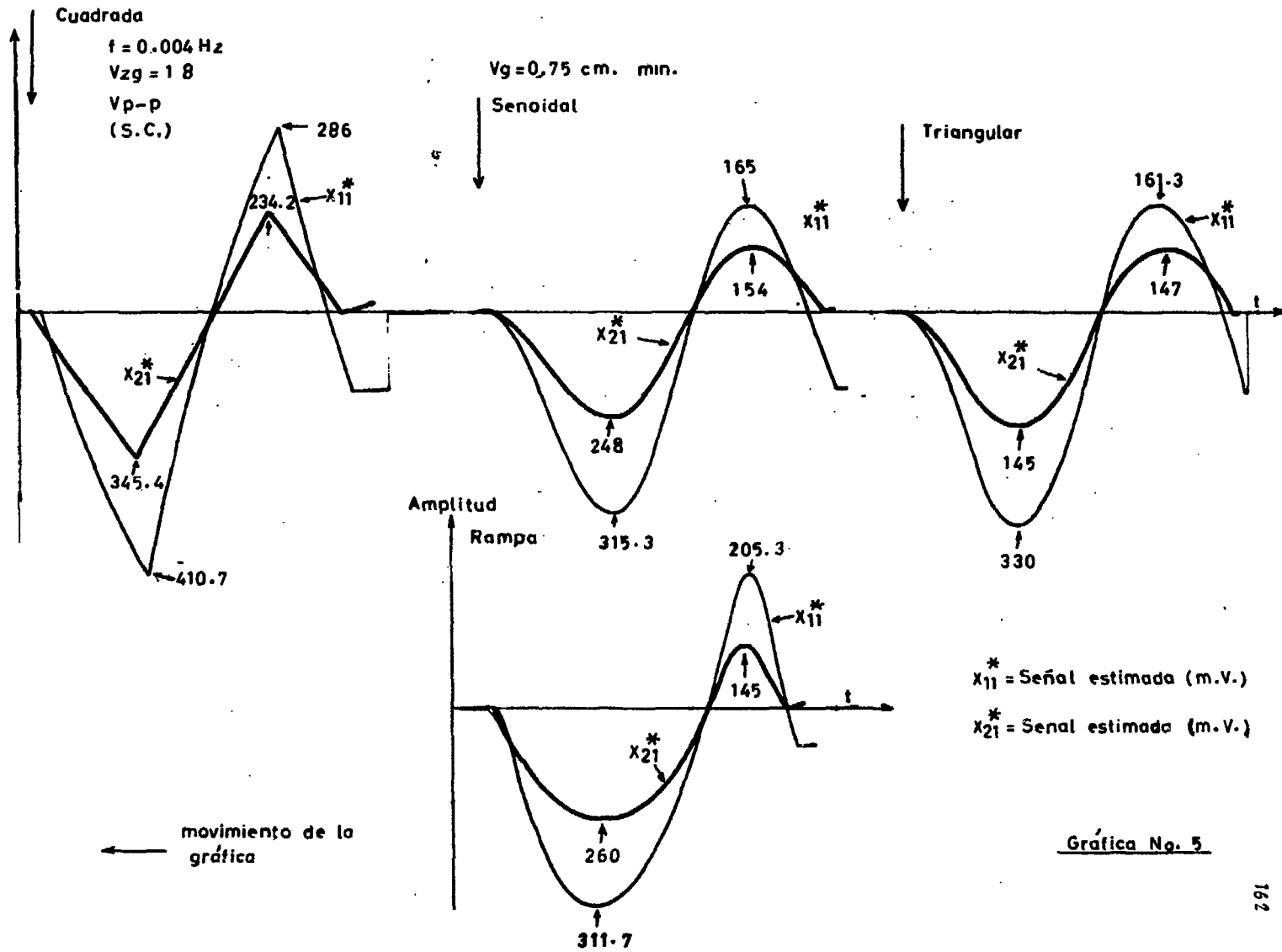


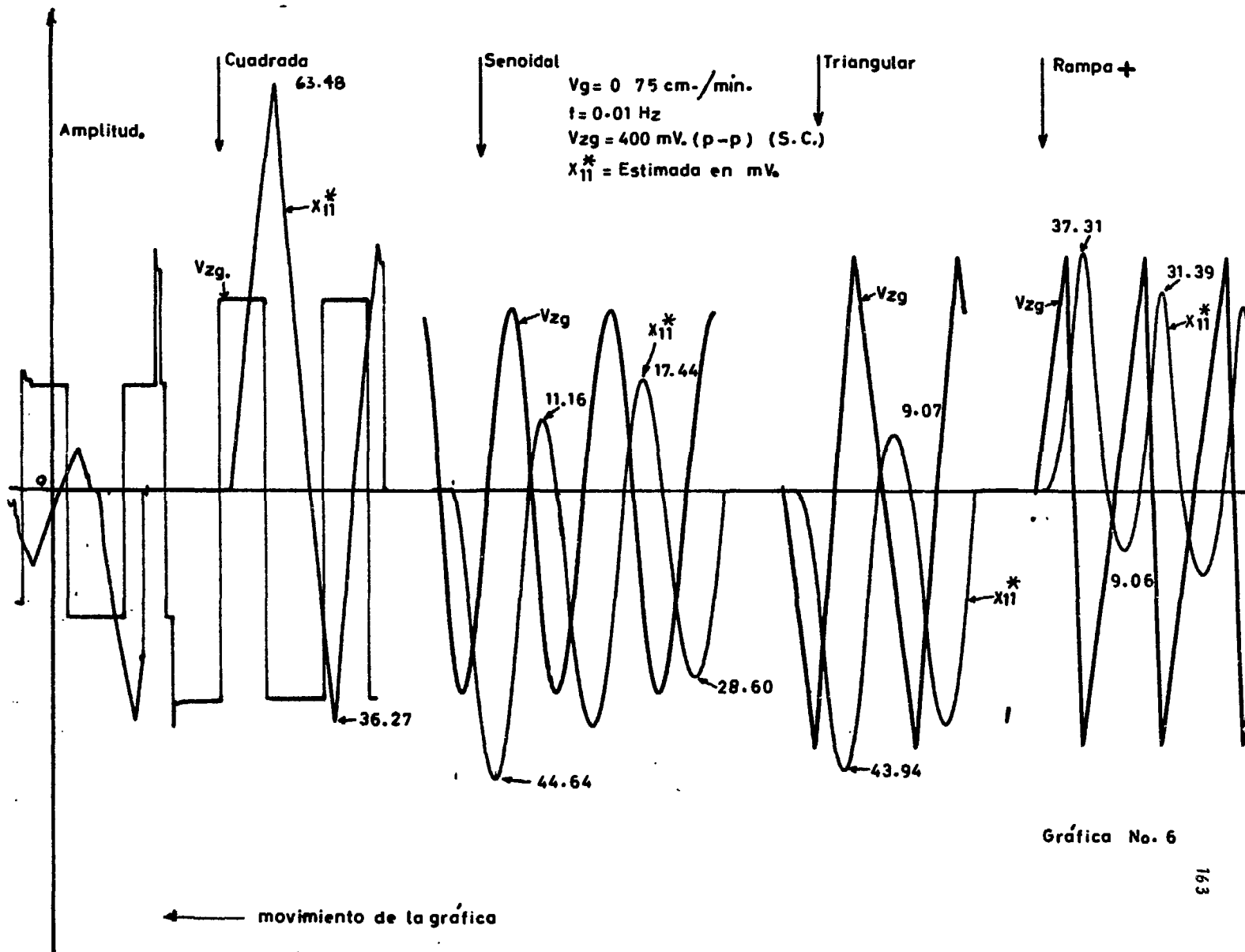
Gráfica. No. 1



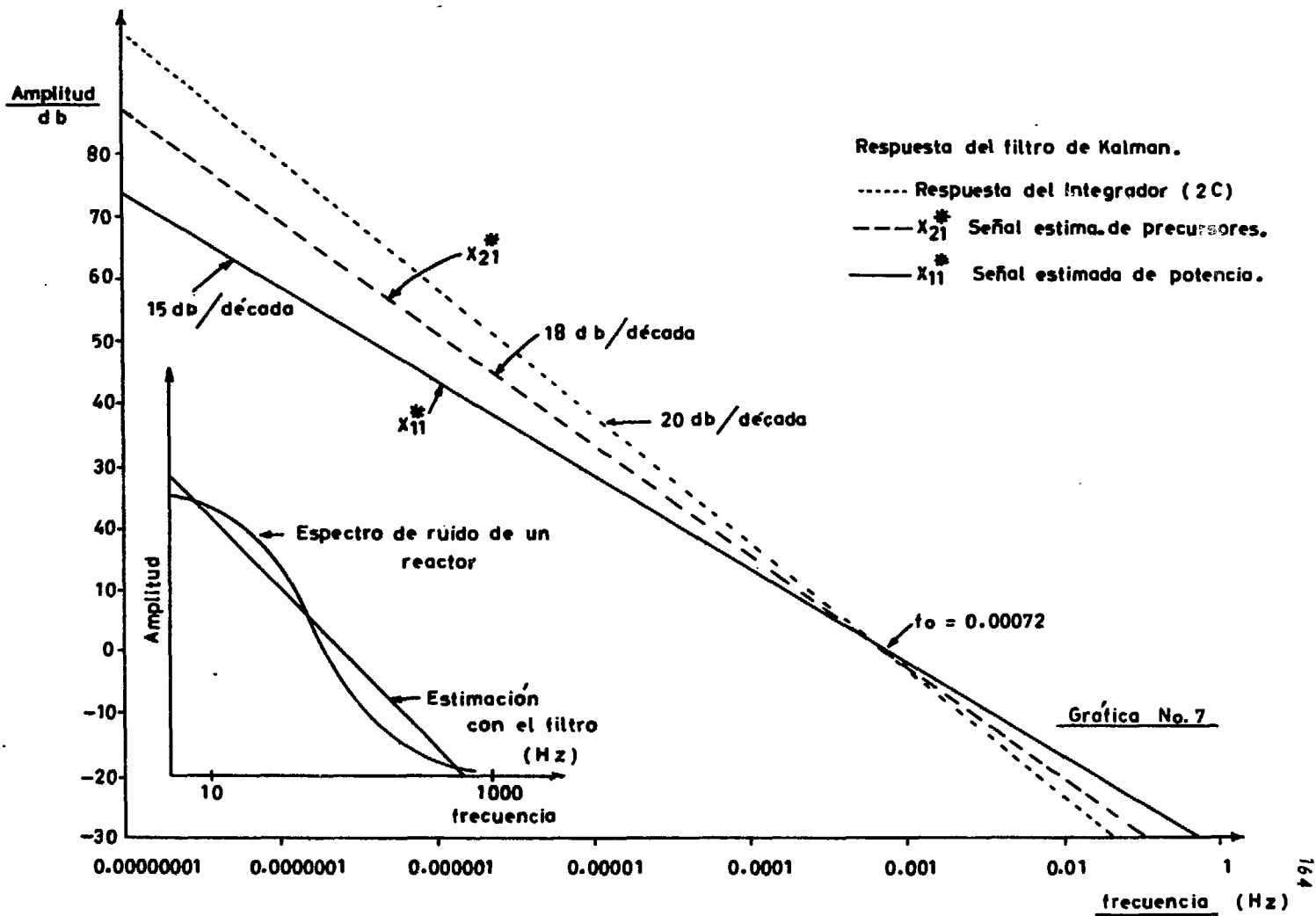








Gráfica No. 6



CONCLUSIONES

A pesar de que el diseño y construcción del Filtro de Kalman, presentó diferentes problemas en cuanto a la aproximación de los componentes, resultó ser de bajo costo y rápida construcción.

Se lograron introducir amplitudes de señal más grandes, al valor propuesto (3.3.2). Con respecto al intervalo de frecuencias que debe ser hasta de 1000 Hz., se trabajó únicamente con una $f_0 = 0.00072$ Hz. ($f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$). Este valor se puede variar (circuito integrador 2c), con el fin de acercarse a la curva mostrada en la fig. (1.1.) .

El circuito integrador (2c) resultó ser de buena aproximación (Tabla 3.5.), pero debe calibrarse más seguido que los otros circuitos, con el fin de reducir al mínimo el voltaje de salida, con cero voltaje de entrada. Se menciona que existen otros circuitos integradores ⁽²⁰⁾, que muestran características muy importantes.

Los potenciómetros que se utilizan para obtener un coeficiente (Fig. 3.18.), existen otros potenciómetros con mejores características (Resistencia $\pm 1\%$, linealidad $\pm 0.05\%$). Con un circuito patrón (inversor) se probaron alrededor de 60 amplificadores operacionales ($\mu A741$ de diferentes fábricas), de los cuales se seleccionaron los mejores.

Se hizo uso también del amplificador operacional $\mu A748$,⁽²⁾ sólo que no se notaron mejoramientos en los circuitos, ya -

que estos tienen características muy semejantes y además su costo es más elevado.

Se empleó el mismo criterio para las otras componentes.

Para aumentar la eficiencia de estos circuitos se observó que se requiere de lo siguiente:

1. Controlar la temperatura a la que están sometidos.
2. Emplear fuentes de alimentación de buena regulación (0.1% a 0.01%) y rizo menor del 1%.
3. Dejar estos con su fuente de alimentación, cuando menos durante una media hora, antes de analizarlos ó - ajustarlos.

Tomando en cuenta lo anterior, se obtuvo un error de aproximadamente de $\pm 3\%$, al aplicar al filtro una señal conocida, y medir su salida. Esto se efectuó en diferentes tiempos y en diferentes ajustes. Se menciona que para el caso de reactores nucleares, el error máximo en la instrumentación ⁽²⁶⁾ de control es de $\approx \pm 1.5\%$ (bajas potencias). Considerando que en futuros diseños se emplearán en la construcción componentes con tolerancias y características de mayor restricción - en calidad, se obtendrán resultados óptimos, y por consiguiente un sistema confiable y preciso.

Normalmente la bibliografía ^[27, 28], indica que debe realizarse el estudio del filtro, mediante simulación digital. Se piensa que también la simulación analógica es adecuada para realizar estudios experimentales de un control óptimo.

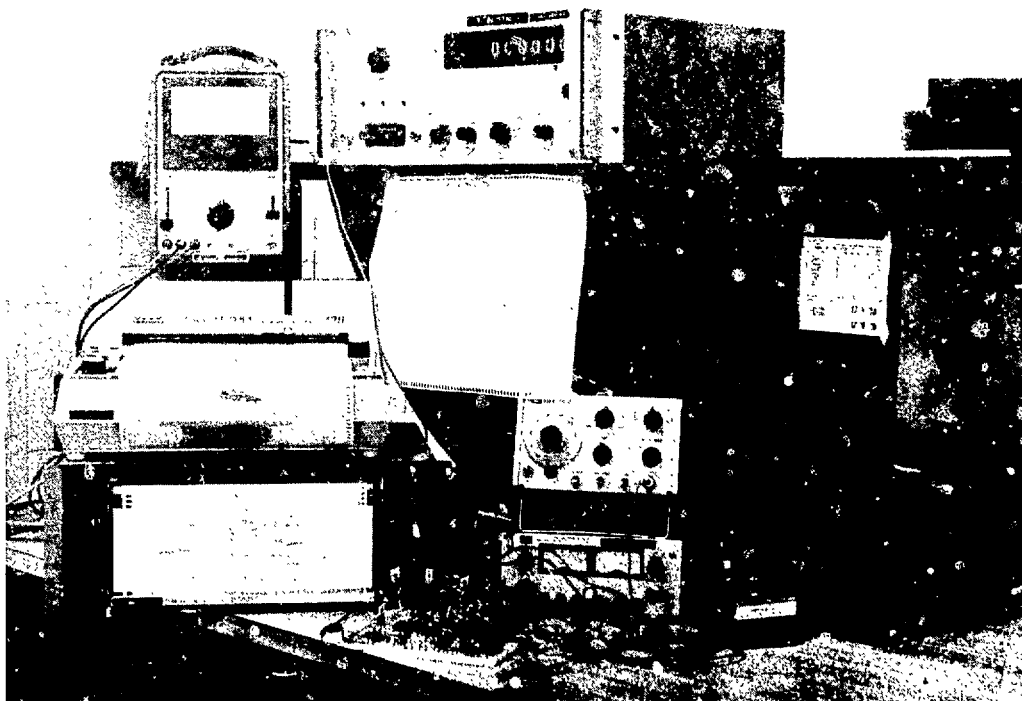
Cuando se obtengan los parámetros [estos se propusieron en este trabajo en base de cálculos y mediciones en otros reactores similares] del reactor por medio de los otros fil-

tros, presentados en este trabajo, la aplicación de este será más objetiva. También se sugiere que se deben diseñar los otros bloques asociados al Filtro de Kalman, ver Fig. 3.5., que son el complemento de este estudio. Todo esto será motivo de otros trabajos dentro del mismo campo.

Corresponde a los Ingenieros Nucleares hacer uso de este filtro, con el fin de aplicarlo a las necesidades de un reactor tanto de investigación como de potencia.

El empleo de los filtros óptimos⁽²⁹⁾, tiene gran importancia en la administración de una planta nuclear, ya que producen ahorros considerables.

La aplicación del presente trabajo no está limitado a lo expuesto aquí, sino que su aplicación es muy amplia, tanto en este campo, como en otros (sistema de navegación, comunicaciones, etc.).



EQUIPO DE MEDICION UTILIZADO

CAPITULO IV.

CALIBRACION Y ARMADO DEL SISTEMA
UTILIZADO PARA LA MEDICION DE LOS
PARAMETROS DEL REACTOR.

La calibración y el armado de los sistemas requiere de la disposición que se tiene de las partes que se utilizarán para este propósito. Por ejemplo se encuentra en construcción la cámara de ionización que deberá utilizarse.

Generalmente se hace uso de dos métodos para efectuar este tipo de mediciones, los cuales son: ⁽¹⁹⁾

Método 1.

Consiste en utilizar una cámara de ionización cuya salida es una corriente muy pequeña (en este caso es del orden de 10^{-7} amp.), que se produce al formarse pares de iones, cuando los neutrones son absorbidos por el detector. La fig. 4.1. ilustra este método.

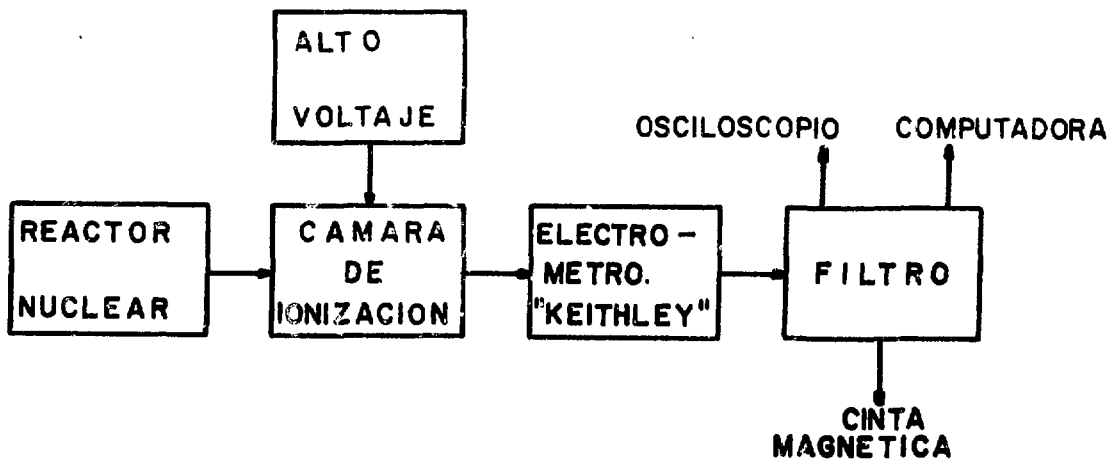


Fig. 4.1. Medición del ruido del reactor, por medio de una cámara de ionización.

Método 2.

Requiere la utilización de un detector de pulsos, el cual entrega un pulso, cada vez que un neutrón es detectado. La fig. 4.2 muestra el diatrama a bloques correspondiente.

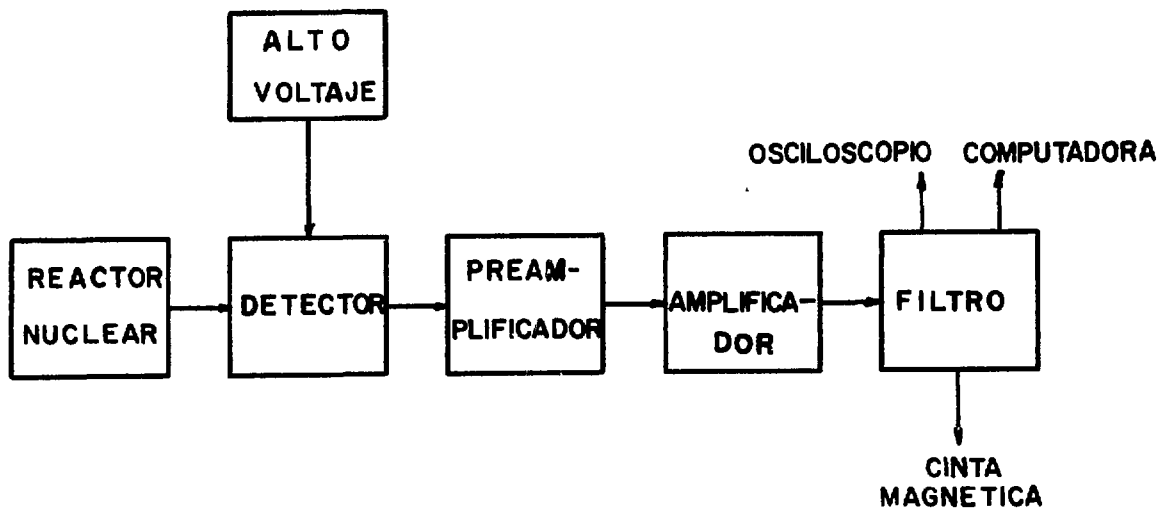


Fig. 4.2. Medición de ruido del reactor utilizando un detector de pulsos.

Debido a que la gran mayoría de instrumentos nucleares son de los llamados "NIM", posiblemente se tenga la necesidad de diseñarlos o modificarlos. Por ejemplo, se propone la utilización de baterías en lugar de la fuente de alimentación - en la parte amplificadora, con el propósito de eliminar ruidos. Por otro lado la dificultad del picoamperímetro es su - respuesta a bajas frecuencias, la cual puede mejorarse al mo

dificar su constante de tiempo, al suprimir capacitancias insertadas en los circuitos.

Se sabe que varios instrumentos comerciales han sido modificados para poderlos utilizar en los intervalos de frecuencia ya mencionados.

BIBLIOGRAFIA GENERAL

1. *Tanarro Sanz*
Instrumentación Nuclear
Servicio de Publicaciones de la J.E.N.
2. *"Fairchild Semiconductor. Linear Integrated Circuits Data Book"*.
1976.
3. *G. B. Clayton*
"OPERATIONAL AMPLIFIERS"
London Butterworths & Co. Ltd. 1971.
4. *G. B. Clayton*
"Experiments with Operational Amplifiers"
G. B. Clayton 1975.
5. *Benjamin C. Kuo*
Sistemas Automáticos de Control
Compañía Editorial Continental SA. 1970.
6. *Radio Shack.*
"Linear Applications Volume 1"
(N. S. National, Marvin K. Vander Kooi)
7. *James E. Stice, Barnet S. Swanson*
Computadoras analógicas Electrónicas.
(2a. Impresión, Compañía Editorial Continental, S.A. Abril de 1975).

8. Tobey - Graeme - Huelsman
"Operational Amplifiers Design and Applications"
1971.
9. M. A. Shultz.
"Control of Nuclear Reactors and Power Plants"
Mc. Graw-Hill, 1961.
10. Frank Ayres Jr.
Matrices
(Serie de Compedios Schaum, Mc. Graw-Hill,
Abril, 1976).
11. James G. Holbook.
Transformadas de Laplace para Ingenieros en
Electrónica. Editorial Limusa-Wiley, S.A. 1972.
12. Katsuhiko Ogata.
Ingenierla de Control Moderna.
Editorial Prentice/Hall Internacional, 1974.
13. AN-421
Notas de Aplicación. Motorola.
14. F. C. Fitchen
"Low-Noise Electronic Design"
15. Charles Erwin Cohn
"Determination of Reactor Kinetic Parameters by
Pile Noise Analysis".
Nuclear Science and Engineering 5, 331-335 (1959).

16. "Gulf General Atomic, Triga Mark III Reactor Instrumentation Maintenance Manual"
Junio, 1968.
17. V. Rajagopal
"Determination of Reactor Transfer Functions by Statistical Correlation Methods"
Nuclear Science and Engineering: 12, 218-224 (1962)
18. Manual de Normas "NIM"
19. Robert E. Uhrig
"Random Noise Techniques in Nuclear Reactor Systems"
The Ronald Press Company 1970
20. Eugene R. Hnatek.
"Applications of Linear Integrated Circuits"
John Wiley S. Sons, 1975.
21. Phillip Cutler.
"Linear Electronic Circuits"
Mc Graw-Hill, 1972.
Filtros Activos R.C.
22. Huelsman P. Lawrence.
"Theory and Design of Active R. C. Circuits"
Mc Graw-Hill, 1968.
John Wiley & Sons, Inc., 1973.

23. Temes & Mitra
"Modern Filter Theory and Design"
24. H. Sutcliffe,
"Tunable Filter for low frequencies using Operational Amplifiers".
Electronic Eng., 36, 399-403 [June, 1964].
25. David E. Johnson.
John L. Hilbrun.
"Rapid Practical Designs of Active Filters"
John Wiley & Sons, 1975.
26. Huelmsman P. Lawrence.
"Active Filters. Lumped, distributed, integrated, digital and parametric".
27. Manuel Rodríguez Talavera.
Cálculo del Control Automático para la Operación en Estado Estacionario de un Reactor.
Reporte de Trabajo D.F.P.- R - 1. Programa Física de Plasmas, División de Investigaciones y Aplicaciones. I.N.E.N. 15 de noviembre de 1976.
28. Jaime Ricardo Vásquez Rodríguez.
Estudio Experimental del Filtro de Kalman para Sistemas Ruidosos con propiedades Estadísticas Desconocidas.
Tesis Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del I.P.N. México, 1974.

29. L. Habegger.

"The Use of the Kalman Filter for the Estimation of
Nuclear Reactor Parameters"

Purdue University Ph. D., 1968.

Engineering Nuclear.

30. Philipp F. Schweizer.

"Design of Specifically Optimal Filters for Nuclear
Reactor Systems".

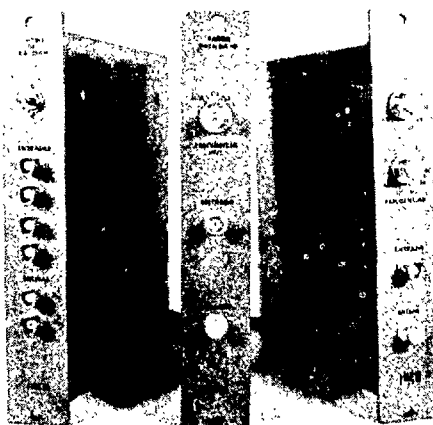
Westinghouse Electric Corporation. Pittsburgh,

Pa. 15235. 1971.

FILTROS EN FORMA MODULAR



VISTA INTERIOR



VISTA DE FRENTE

A P E N D I C E A

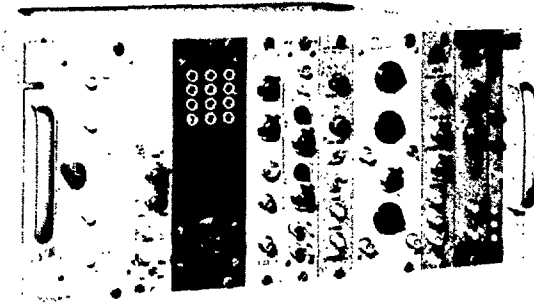
NORMAS PARA EQUIPOS MODULARES (NIM)⁽¹⁰⁾

Un Comité, organizado bajo los auspicios de la A.E.C. - (Atomic Energy Commission) desarrolló un sistema Modular de Instrumentos Nucleares (Estándares) (NIM). Tuvo su primera reunión en marzo 17 de 1974. Las especificaciones fueron expedidas en julio de 1964; y la exhibición industrial y utilización del sistema (NIM), comenzó en noviembre del mismo año. La aceptación del Gobierno y laboratorios de investigación y por la industria de instrumentos nucleares, ha sido muy rápida. Hoy en día casi el 90% de la instrumentación nuclear es compatible con el sistema NIM.

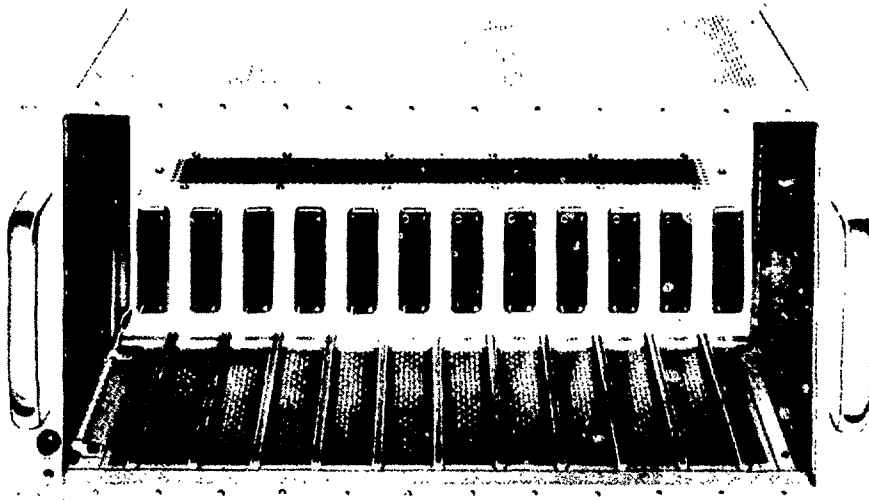
El objetivo del Comité fue el de producir un diseño de módulos estándares, tal que los módulos puedan ser intercambiados físicamente y eléctricamente. Para obtener esto fue necesario conocer varios problemas, tales como los bordes de los módulos, los bordes del cajón y las fuentes de poder. También se consideran los conectores y los voltajes de las fuentes de alimentación.

Las especificaciones de las fuentes de alimentación son:

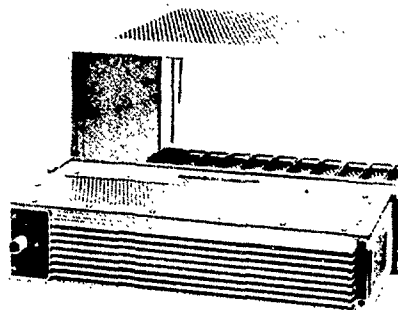
REQUISITOS DE POT. ENTRADA	103 a 129 ó 206 a 258 volts 50 a 65 Hz, 1Ø, 200 watts máx.
INTERVALO DE TEMPERATURA AMBIENTE DE OPERACION	0 a 50°C
ESPECIFICACIONES ELECTRICAS DE VOLTAJE Y CORRIENTE	FUENTE A: + 12 Volts, CD, 2 Amp. FUENTE B: - 12 Volts, C.D, 2 Amp. FUENTE C: + 24 Volts, CD, 1 Amp. FUENTE D: - 24 Volts, CD, 1 Amp.



EQUIPOS MODULARES TIPICOS



GABINETE CON FUENTE DE ALIMENTACION



PARTE POSTERIOR DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

A P E N D I C E B

AMPLIFICADORES OPERACIONALES^(3,4)

El término *amplificador operacional* fue usado para describir una serie de circuitos utilizados en computación analógica, como son el sumador, inversor integrador, etc., de ahí surgió este término y hasta la fecha se sigue utilizando. En realidad un *amplificador operacional* es un *circuito amplificador* de muy alta ganancia, con varias etapas *amplificadoras*, las cuales están *acopladas directamente*, es decir no tienen ningún *acoplamiento*, como es el caso de otros *amplificadores*. Generalmente se diseñan para *amplificar señales*, extendiéndose sobre un *amplio intervalo de frecuencias* (MHz) y siempre se usan con *redes de retroalimentación externas* (con excepción del *seguidor de voltaje*).

El símbolo que se utiliza es el de la siguiente figura

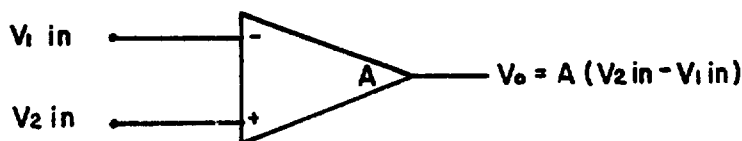


Fig. B.1. Símbolo del amplificador Operacional.

Sus principales propiedades ideales son:

Ganancia infinita

Impedancia de entrada infinita

Impedancia de salida cero

Ancho de banda infinito

Voltaje de salida sea cero, cuando el voltaje de entrada sea cero.

Configuraciones empleadas en este trabajo.

En este trabajo se emplearon principalmente las configuraciones siguientes: INVERSORA, NO INVERSORA, integradora, se guidor de voltaje.

En la siguiente tabla B.1. se observa las diferentes configuraciones con las cuales se puede trabajar con solo cambiar los componentes pasivos.

TABLA B.1

ENTRADA -	ENTRADA +	ENTRADA +	CONFIGURACIONES
R_1	R_2		INVERSOR
R_1	R_2		NO INVERSOR
R_1		C	INTEGRADOR
C		R	DI FERENCIADOR

Como ejemplo se muestra un circuito inversor, Fig. B.2.

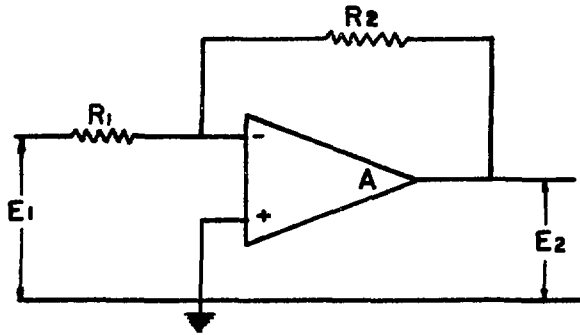


FIG. B.2. Circuito Inversor.

El circuito equivalente es (Fig. B.3).

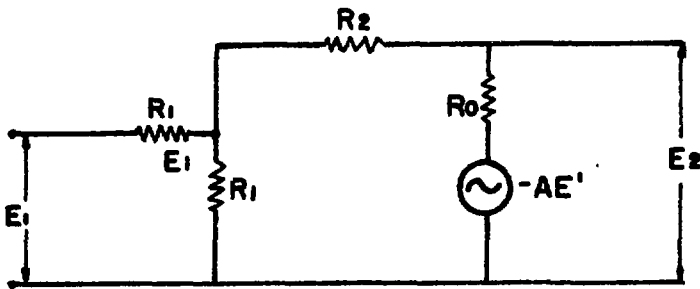


FIG. B.3. Circuito equivalente del inversor.

Su función de transferencia es la siguiente,

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{R_i R_0 - A R_2 R_i}{A R_1 R_i + R_0 R_1 + R_0 R_i + R_1 R_2 + R_1 R_i + R_i R_2} \quad (B.1)$$

Si A es muy grande ($\rightarrow \infty$), todos los términos se pueden despreciar excepto donde hay A , de esta manera queda un circuito inversor práctico.

$$\frac{E_2}{E_1} = - \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{B.2})$$

De la misma forma se puede encontrar para un circuito no inversor, o integrador en su caso.

La forma en la cual relacionamos el Amplificador Operacional $\mu\text{A} 741$ existente en todas las configuraciones de este trabajo, fue en base a sus mejores características y costos, en relación a otros amplificadores ($\mu\text{A} 740$, $\mu\text{A} 709$, $\mu\text{A} 748$, etc).

Es claro que utilizando amplificadores operacionales de mejor calidad, obtendríamos mejores resultados, en cuanto a estabilidad, corrimientos, etc.

A P E N D I C E C

CONSIDERACIONES DE RUIDO ELECTRONICO^(2, 13, 14)

En las componentes y circuitos de electrónica existen voltajes y corrientes dispersas de pequeño valor. A estas fluctuaciones se les da el nombre de ruido, porque además de ser casuales en general, pueden interferir en la medida o la captación de señales útiles. Un diseño correcto del circuito permite eliminarlo en su totalidad, así como también el empleo de filtros o blindajes instalados en la fuente de ruido.

Hay tres tipos de fuentes de ruido que están generalmente asociadas con los dispositivos de estado sólido que son ruido térmico, de disparo y de exceso.

Ruido Térmico.

El ruido térmico resulta del movimiento aleatorio de portadores libres en un medio, causado por agitación térmica. No es necesario que fluya corriente en el resistor para que exista el ruido térmico. Este aparece en las terminales de un resistor en circuito abierto. La siguiente figura C.1. muestra un circuito equivalente de ruido térmico para un resistor. El generador de voltaje de ruido térmico está conectado en serie con un resistor verdadero. El ruido térmico no tiene componentes de c.d., es estrictamente un voltaje de c.a.

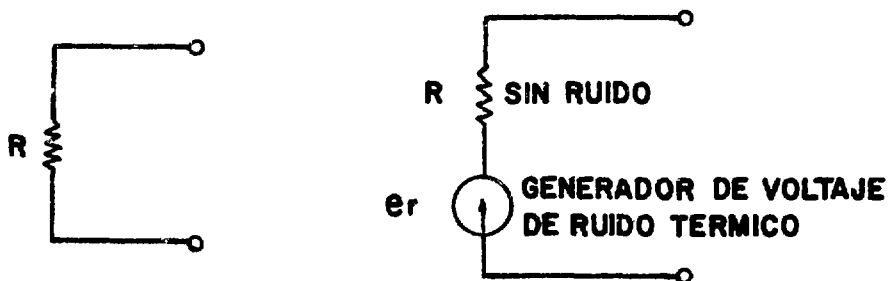


Fig. C. 1. Circuito equivalente de ruido térmico de un resistor.

El valor de voltaje de ruido térmico en una resistencia puede calcularse mediante la ecuación:

$$e_r = \sqrt{4KTBR} \quad (C.1)$$

donde

e_r = Ruido Johnson (en volts r.m.s.)

K = Constante de Boltzman (1.38×10^{-23} joules/ $^{\circ}K$)

T = Temperatura (Grados Kélvín)

R = Resistencia efectiva (ohms)

B = Ancho de banda del sistema con el cual se mide el ruido.

Ruido de Disparo.

Este ruido se debe al flujo de corriente directa que pasa por el dispositivo. Aunque el valor medio de esta corriente directa es constante, hay pequeñas variaciones o fluctuaciones que producen una corriente de ruido de disparo de c.a.

El valor de la corriente de ruido de disparo, se define

con la ecuación (C.2)

$$i_{rd} = \sqrt{2eI_{cd}B} \quad (C.2)$$

en que

i_{rd} = Valor del ruido de disparo (amp. r.m.s.)

e = Carga del electrón (1.59×10^{-19} coulombs)

I_{cd} = Corriente directa (amp.)

B = es el ancho de banda del ruido del sistema
(Hz.)

Una característica importante del ruido térmico y de disparo es que su espectro de frecuencias es plana. Lo que indica que los dos tipos de ruido incluyen el ruido blanco.

Ruido de Exceso

El ruido de exceso ocurre a bajas frecuencias y es también conocido como $\frac{1}{f}$. Su origen no es bien conocido. Se piensa que está asociado a "trampas" dentro de la zona de ausencia de cargas en semiconductores, por ejemplo el caso de un emisor, el cual captura y libera portadores con diferentes niveles de energía que varían inversamente con la frecuencia.

Factor del Ruido.

El factor de ruido es un parámetro que se emplea para describir el comportamiento del ruido en los receptores y los amplificadores. Expresa cuánto se reduce la relación de señal a ruido por el ruido presente.

El factor de ruido puede expresarse matemáticamente como

$$FR = \frac{\frac{P_e}{P_s}}{\frac{P_{re}}{P_{rs}}} = \frac{P_{rs}}{P_{re}} \frac{1}{G} \quad (C.3)$$

en que

FR = Valor numérico del factor de ruido.

P_e = Potencia de la señal de entrada.

P_{re} = Potencia de ruido de entrada.

P_s = Potencia de la señal de salida

P_{rs} = Potencia de ruido de salida

G = Ganancia de potencia del sistema.

El factor de ruido se expresa generalmente como:

$$FR(\text{dB}) = 10 \lg \left(\frac{P_{rs}}{G P_{re}} \right) \quad (C.4)$$

Ruido de un Amplificador Operacional.

Las fuentes de voltaje y de corriente de ruido pueden representarse en la forma señalada en la siguiente figura C.2.

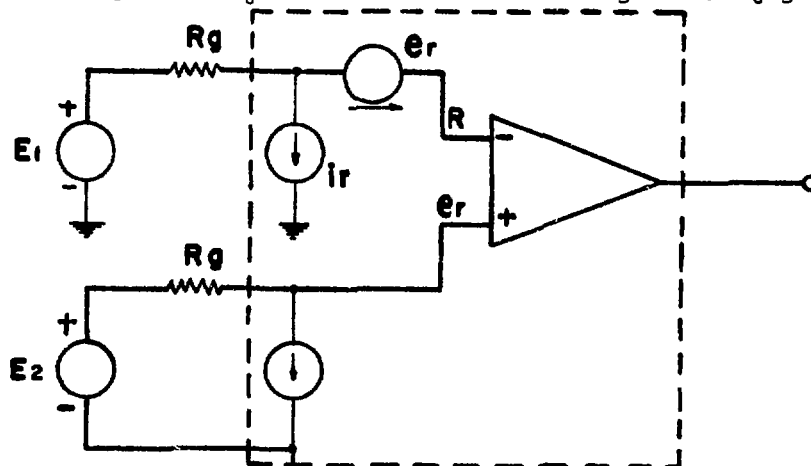


FIG. C.2. Representación de fuentes de ruido de voltaje y corriente de un amplificador operacional.

La potencia de ruido total por unidad de ancho de banda es:

$$\frac{e_t^2}{R_g} = 4KT + \frac{e_r^2}{R_g} + R_g i_r^2 \quad (C.5)$$

$4K_t$ = Potencia de ruido térmico por unidad de ancho de banda.

e_r^2 = Es la potencia de ruido por unidad de ancho de banda, producido a la entrada del amplificador operacional por el voltaje de ruido de entrada.

$R_g i_r^2$ = Es la potencia de ruido por unidad de ancho de banda producido a la entrada del amplificador operacional por la corriente de ruido de entrada.

Las siguientes figuras muestran el comportamiento del ruido del amplificador operacional de $\mu A741$.

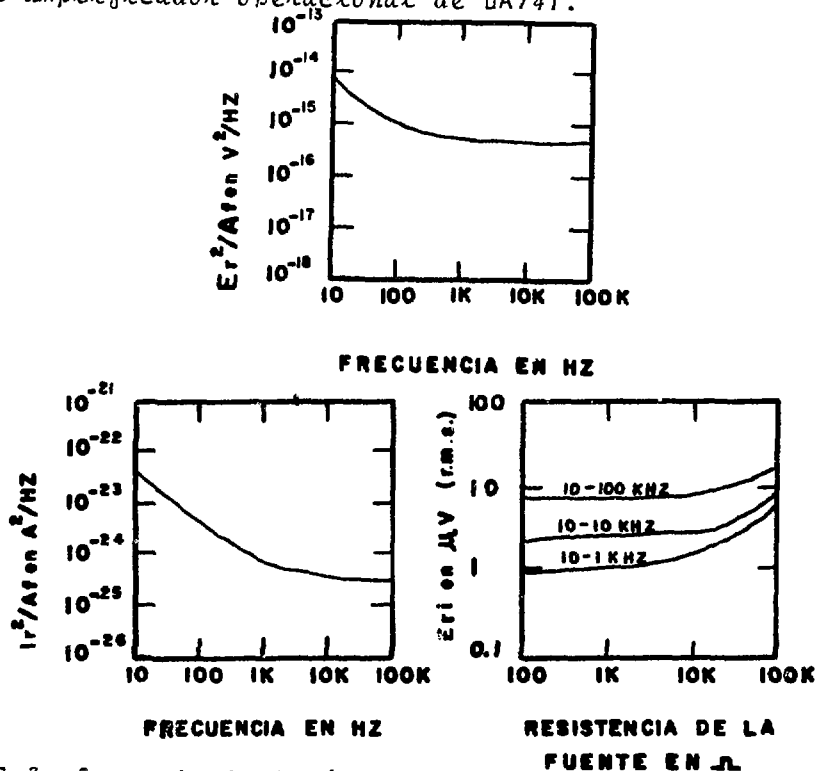


Fig. C.3. Comportamiento de ruido del amplificador operacional $\mu A741$.

A P E N D I C E D

FILTRO PASABANDA

Un filtro pasabanda es aquel que deja pasar solo una banda de frecuencias de ancho de banda (A.B.), centrada aproximadamente alrededor de una frecuencia central o de corte $\omega_0 \neq 0$, atenuando todas las demás frecuencias. El ancho de banda y la frecuencia de corte se miden en radianes/seg., o Hertz con una frecuencia de corte $f_0 = \omega_0/2\pi$ Hertz.

La relación $Q = \frac{\omega_0}{A.B.} = \frac{f_0}{A.B.}$; es el factor de calidad y es una medida de la selectividad del filtro. Un alto Q , indica un filtro muy selectivo, es decir, la banda de frecuencias que pasa es angosta, comparada con la frecuencia central.

La ganancia del filtro se define como la amplitud de su función de transferencia a la frecuencia central.

La respuesta de un pasabanda ideal se muestra en la siguiente figura (a), por la línea punteada. La respuesta realizable se muestra con la línea sólida. Hay dos puntos de

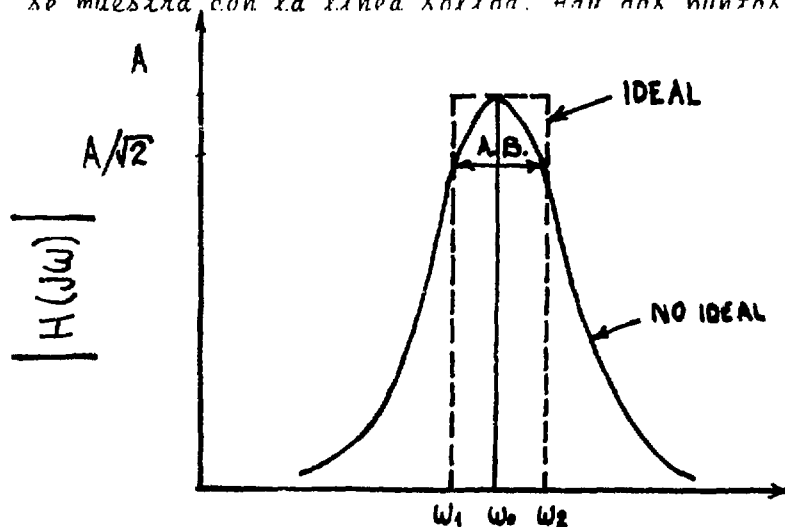


FIGURA (D.1). respuestas de amplitud ideal y no ideal de un filtro pasabanda.

frecuencia de corte ω_1 y ω_2 donde $|H(j\omega)|$ alcanza $1/\sqrt{2}$ veces su valor máximo.

Para un filtro realizable, el ancho de banda es $A.B = \omega_2 - \omega_1$

La frecuencia de corte δ central es la media geométrica de las frecuencias ω_1 y ω_2 esto es:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad \delta \quad f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \text{ en Hertz.}$$

La respuesta de fase para un filtro pasabanda se muestra en la siguiente figura (D.2).

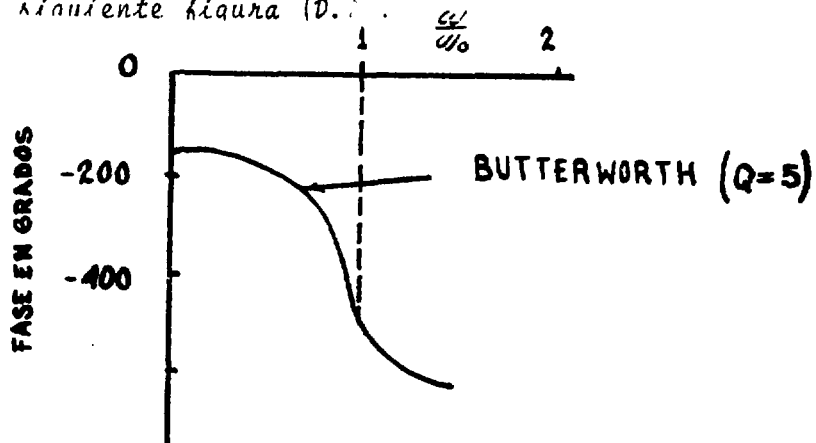


Figura D.2. Respuesta de Fase de un filtro pasabanda.

G L O S A R I O

CAMARA DE IONIZACION

Detector de radiaciones ionizantes en el que las cargas eléctricas producidas por la radiación se separan por la acción de un campo eléctrico, lo que da lugar a una señal.

DIFUSION DE NEUTRONES.

Es el movimiento de neutrones a través de un medio dispersor.

MODERADOR

Es un material que se emplea para frenar los neutrones en un reactor nuclear, con el objeto de aumentar la probabilidad de fisión.

NEUTRON INMEDIATO O PRONTO

En la fisión de un núcleo, es el neutrón que se produce en el momento de la escisión.

NEUTRONES RETARDADOS

Neutrón de fisión emitido por productos de la propia fisión.

Hay desintegración beta de estos productos. Aunque la emisión del neutrón es inmediata a la formación del nuclido emisor, tiene lugar cierto tiempo después de la escisión, a causa de la desintegración beta previa.

NEUTRON TERMICO

Neutrón que se halla aproximadamente en equilibrio térmico con el medio que se mueve.

QUEMADO DE COMBUSTIBLE

Por cada fisión que se produce, se destruye un átomo de combustible, por lo que éste se va gastando, con menos átomos aprovechables, la producción de neutrones se reduce, aumentando también la fuga de neutrones.

PRECURSOR DE NEUTRONES RETARDADOS

Producto de fisión que experimenta una desintegración beta seguida de una emisión neutrónica.

REACTIVIDAD

Medida de la desviación del estado crítico de un reactor nuclear. Los valores positivos de reactividad corresponden a estados por encima del crítico, los negativos por debajo.

SECCION MICROSCOPICA

Sección eficaz por núcleo, átomo o molécula que actúe de blanco. Tiene las dimensiones de una superficie.

SECCION MACROSCOPICA

Sección por unidad de volumen de una materia dada y para un proceso determinado. Tiene dimensiones de inversa de una longitud. Para un núcleo puro, es igual al producto de la sección microscópica por el número de núcleos blanco por unidad de volumen.

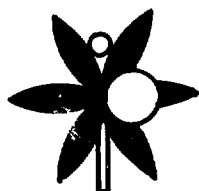
TIEMPO MEDIO DE GENERACION

EN un reactor nuclear, es la duración media para que los neutrones que resultan de una fisión, produzcan otras fisiones.

VIDA MEDIA DE LOS NEUTRONES

Tiempo medio que invierte un neutrón en reducir su velocidad y difundirse antes de su captura.





Tesis "El Pensamiento"

**SALVADOR DIAZ MIRON No. 288-A
COL. SANTO TOMAS
MEXICO 4. D. F.
TEL. 541-17-25**