

2ij. 18



**Universidad Nacional Autónoma
de México**

FACULTAD DE INGENIERIA

**ELABORACION DE UN PAQUETE DE PROGRAMAS PARA ANA-
LISIS Y DISEÑO DE CIRCUITOS ELECTRONICOS ANALOGICOS**

T E S I S

**Que para obtener el título de
Ingeniero en Computación
p r e s e n t a**

CARLOS JESUS CARRILLO



México, D. F.

1987



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

I N D I C E

INTRODUCCION.

CAPITULO I.

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

1.1 Ideal.

1.2 Real.

1.3 Desajustes.

1.4 Circuitos de Compensacion.

1.5 Filtros Activos.

CAPITULO II.

COMPARADORES.

2.1 Comparador con Transistor.

2.2 Comparador con Amplificadores Operacionales.

2.3 Umbral Superior.

2.4 Umbral Inferior.

2.5 Histeresis.

2.6 Voltaje Medio.

2.7 Diseño de un Comparador.

CAPITULO III.

OSCILADORES.

3.1 Osciladores con Realimentación.

3.2 Ganancia de Lazo.

3.3 Oscilador Puente de Wien.

3.4 Oscilador Cambiador de Fase.

3.5 Oscilador Colpitts.

3.6 Oscilador Hartley.

3.7 Oscilador de Cristal.

3.8 Consideraciones de Diseño.

APENDICES.

A: Tabla de las Variables Utilizadas.

B: Archivos de las Figuras.

C: Archivos de los Textos.

D: Archivos de los Menus.

E: Archivos de las Plantillas.

F: Listado Completo del Programa.

BIBLIOGRAFIA.

INTRODUCCION

El objetivo de esta tesis, es desarrollar un sistema interactivo por computadora que permite analizar y diseñar circuitos electrónicos analógicos, en los cuales el principal componente es el amplificador operacional.

Este sistema es diseñado, utilizando el lenguaje de programación BASIC (Beginner's All-purpose Symbolic Instruction Code) estandar; por ser entre los lenguajes el mas comercial, conocido y sencillo; ademas de que por la sencillez de sus instrucciones, es posible traducirlo a otros lenguajes, sin tener grandes problemas para encontrar las instrucciones que realicen funciones equivalentes.

La estructura del sistema, esta basada en la utilizacion de subrutinas y archivos externos en disco duro; las subrutinas estan diseñadas, para que sean compatibles aquellas variables que son de salida en algunas, y que se toman como variables de entrada en las otras, sin que haya dificultad de incompatibilidad en el nombre y representacion de las variables.

Debido a que las variables en basic son globales, se debe tener presente que si una variable en una subrutina cambia de valor y esta aparece en el programa principal o en otra subrutina, tambien cambia de valor; de igual manera una funcion definida en un programa principal se define automaticamente para todas las subrutinas del mismo, por lo que se establecieron una serie de reglas que se siguieron, tanto en el

programa principal como en todas las subrutinas.

Los archivos durante la ejecución del programa son leídos por medio de una subrutina en la cual están abiertos solo a modo de lectura y no de escritura, debido a que estos archivos sirven para desplegar en la pantalla los menus, las figuras y los enunciados.

Actualmente existen proyectos de utilización de computadoras, para auxiliar el sistema de aprendizaje en escuelas, industrias, empresas, etc.

A este respecto, la facultad de ingeniería, cuenta con varios programas de computadora, para calcular raíces de polinomios, ecuaciones diferenciales, integrales, matrices, graficas, etc., para ser utilizados por los alumnos, y se encuentran disponibles en el centro de cómputo de la propia facultad.

El sistema desarrollado aquí puede ser utilizado como auxiliar en la materia de "Electrónica analógica": para analizar y diseñar circuitos.

CAPITULO I

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

Los amplificadores operacionales, son circuitos de acoplamiento directo y alta ganancia que, en un principio se utilizaron para efectuar "operaciones" matemáticas como adiciones, restas, integraciones, generación de funciones, etc.; por lo que de ahí que se derivara el nombre de "amplificadores operacionales".

La mayoría de los amplificadores operacionales, encapsulados en circuitos integrados están contruidos por una entrada diferencial, seguida de una ó dos etapas de amplificación, una etapa cambiadora de nivel y una etapa de amplificación de potencia, además de fuentes de corriente y circuitos de polarización, protección y compensación.

1.1.- EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL.

Para analizar de una manera sencilla el funcionamiento del amplificador operacional resaltando sus principales características se utiliza un modelo ideal, el cual no contempla varias limitaciones que se presentan en el circuito real.

A continuación se enuncian y se describen las interpretaciones de los parámetros que se consideran en el modelo ideal.

1.1.1.- GANANCIA INFINITA DE VOLTAJE DIFERENCIAL.

Ganancia infinita de voltaje diferencial en malla

abierta. Esto es, que al aplicar un voltaje entre las terminales "(+)" y "(-)" del operacional diferente de cero, se obtendrá en la terminal de salida del amplificador un voltaje infinitamente grande, positivo ó negativo. Según sea el signo de la diferencia.

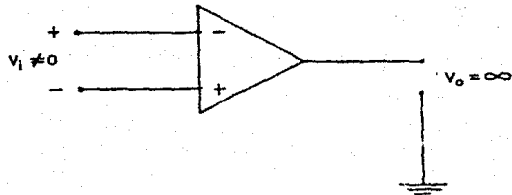


Figura 1.1 Ganancia Infinita.

1.1.2.- RESISTENCIA DE ENTRADA INFINITA.

Significa que no existe corriente desde ó hacia las terminales "(+)" y "(-)" del amplificador, cuando se encuentran conectadas sus terminales a otros elementos electrónicos que conduzcan corriente.

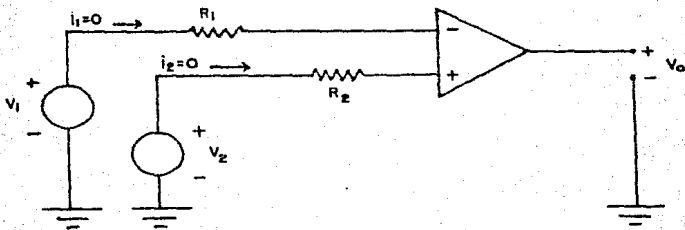


Figura 1.2 Resistencia de entrada infinita.

1.1.3.- ANCHO DE BANDA INFINITO.

Se refiere a que el amplificador operacional es capaz de procesar señales de cualquier valor de frecuencia sin que cambien sus características.

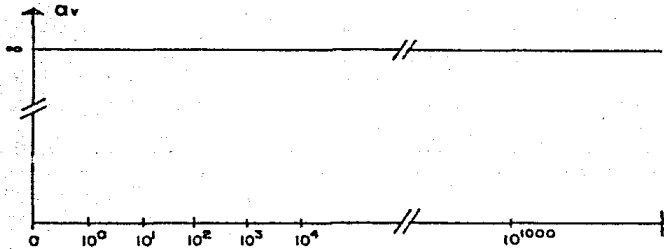


Figura 1.3 Ancho de banda infinito.

1.1.4.- RAPIDEZ DE RESPUESTA INFINITA.

Esto significa que a través del circuito la señal no tiene ningún retraso y que al mismo tiempo que entra, sale del circuito.

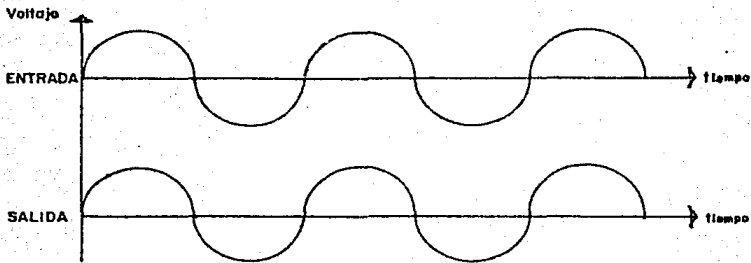


Figura 1.4 Rapidez de respuesta infinita.

1.1.5.- GANANCIA DE VOLTAJE DE MODO COMÚN.

Ganancia de voltaje de modo común igual a cero. Lo que se entiende con esto, es que al aplicar voltajes de igual magnitud y polaridad a las entradas, la señal de salida, que es la diferencia de las entradas, es igual a cero.

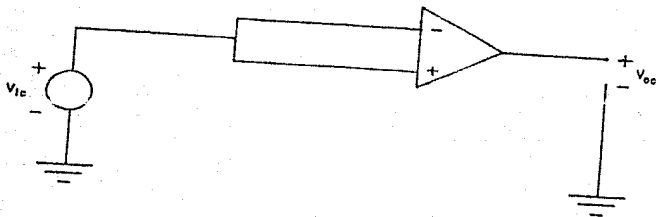


Figura 1.5 Entrada común.

1.1.6.- RESISTENCIA DE SALIDA.

Resistencia de salida igual a cero. La interpretación que se da en esto, es que al ser nula la resistencia, no hay pérdida de energía y por lo tanto transmite toda la potencia a la carga que se conecte a la salida.

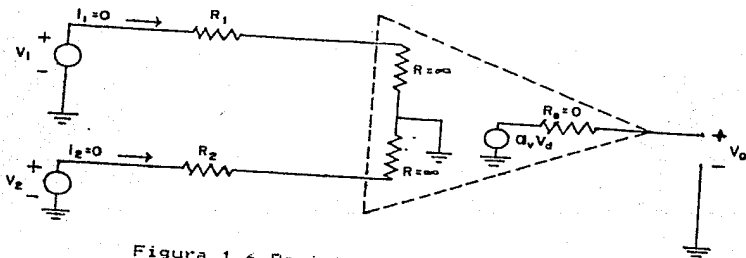


Figura 1.6 Resistencia de salida.

1.1.7.- NO EXISTEN DESAJUSTES NI CORRIMIENTOS.

O sea, que independientemente de la temperatura ó del tiempo la salida será nula si la entrada es nula.

1.2.- EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL.

En el caso del amplificador operacional real, se presentan varias limitaciones, como son :

a)- El limitado ancho de banda, que varía en los circuitos integrados, por ejemplo en el LM741, es de 10 Hz. y para el LM702 de 1 MHz, para la ganancia diferencial máxima y trabajando en malla abierta.

b)- El slew-rate que es la relación de la máxima rapidez de cambio en el voltaje de salida del amplificador operacional, y que varía también según el amplificador de que se trate; como para el LM741 es de 0.5 V/ μ s y para el LM118 de 70 V/ μ s.

c)- El ruido que interviene en todos los circuitos, se suma a la señal de entrada provocando señales de salida diferentes a la de la entrada.

d)- El rango para la ganancia máxima de voltaje diferencial de malla abierta suele ser mayor ó igual a 10.000.,

e)- La ganancia de voltaje de modo común es menor que uno.

f)- La resistencia de entrada mayor a 100,000 OHMS, modificable con la realimentación negativa.

g)- La resistencia de salida es menor que 100 OHMS, modificable también con la realimentación, llegandose a obtener valores efectivos inferiores a 1 OHM.

1.3.- DESAJUSTES.

Existen además otras causas que alteran la señal de salida, como la corriente de polarización de entrada (I_B), la corriente de desajuste de entrada (I_{io}) y el voltaje de desajuste de entrada (V_{io}).

1.3.1.- CORRIENTE DE POLARIZACION DE ENTRADA.

En el modelo ideal, cuando se conectaban las terminales de entradas "(T+)" y "(T-)" a tierra, se supuso que no fluía corriente, sin embargo en el circuito real, se necesita que circule una pequeña corriente hacia el operacional a través de estas, para activar su etapa de entrada. El promedio de estas corrientes viene siendo la corriente de polarización " I_B ", o sea:

$$I_B = \frac{1}{2} (I_{BT+} + I_{BT-}) \quad (1.1)$$

En la figura 1.7 se representa este efecto.

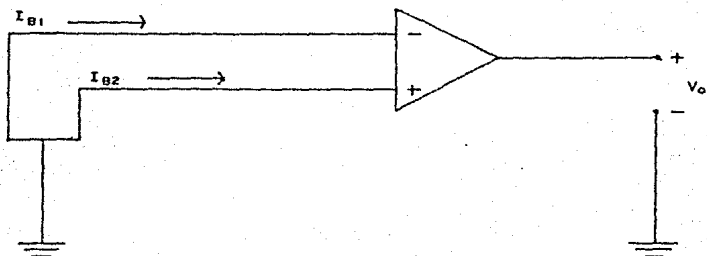


Figura 1.7 Corriente de polarización.

Experimentalmente se puede comprobar la existencia de estas corrientes, al conectar una resistencia en cualquiera de sus terminales de entrada, sin suministrarle ninguna señal; de esta manera al circular corriente a través de la resistencia provocará una caída de tensión que ocasionará que la salida del operacional presente un nivel de voltaje diferente de cero.

1.3.2.- CORRIENTE DE DESAJUSTE DE ENTRADA.

Internamente el operacional en su etapa de entrada, está formado por transistores que constituyen su etapa diferencial; en esta etapa diferencial se requiere que los transistores sean iguales, pero por muy avanzadas que sean las técnicas en su construcción no es posible tener dos transistores exactamente iguales; lo que produce que las corrientes en las terminales de entrada, cuando estas están conectadas a tierra sean ligeramente diferentes. Para el amplificador LM741 se tiene

una corriente de desajuste máxima de 200 na. La corriente de desajuste de entrada la podemos definir como:

$$I_{ic} = I_{BT-} - I_{BT+} \quad (1.2)$$

La etapa diferencial la podemos imaginar como se muestra en la figura 1.8

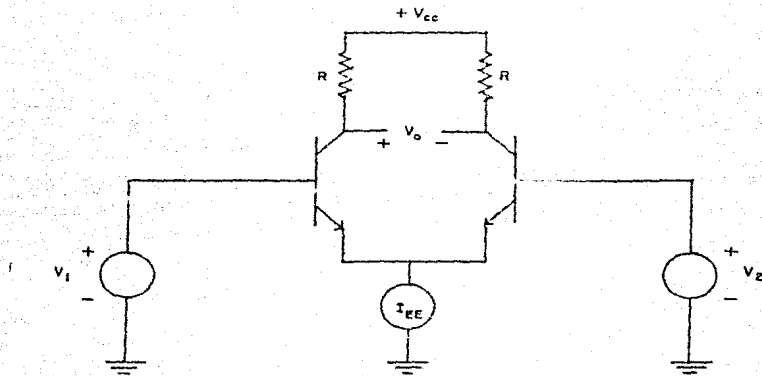


Figura 1.8 Corriente de desajuste de entrada.

En la práctica, y debido a que llegan a ser diferentes las corrientes en las terminales de entrada; a pesar de que conectemos resistencias en sus entradas que sean iguales, existirá una diferencia de tensión que ocasionará a la salida del operacional un voltaje diferente de cero, como se ilustra en la figura 1.9

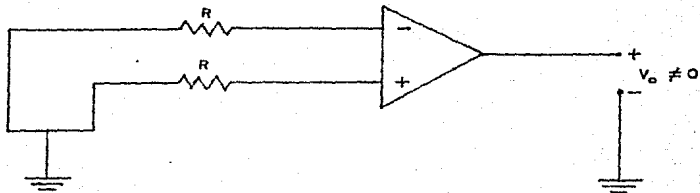


Figura 1.9 Efecto de la corriente de desajuste.

1.3.3.- VOLTAJE DE DESAJUSTE DE ENTRADA.

Si la etapa diferencial, que es la etapa de entrada, presenta asimetría en el circuito real, a pesar de estar conectadas sus terminales de entrada a tierra se genera un voltaje entre ellas. La magnitud de este voltaje se define como el voltaje de desajuste de entrada (V_{io}). Esquemáticamente lo podemos apreciar con la figura 1.10

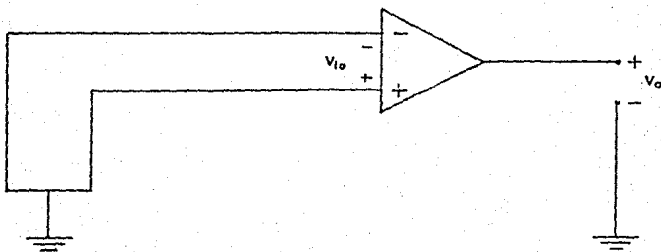


Figura 1.10 Voltaje de desajuste de entrada.

1.4.- CIRCUITOS DE COMPENSACION.

Debido a que en el circuito real se presentan varias diferencias con el modelo ideal, se han buscado técnicas para conseguir el óptimo funcionamiento de ésta, logrando corregir los errores provocados por la corriente de polarización, la corriente de desajuste de entrada, el voltaje de desajuste de entrada y por el corrimiento en frecuencia.

1.4.1.- CORRIENTE DE POLARIZACION.

Para corregir el efecto de la corriente de polarización (I_B), se debe igualar la impedancia de la terminal de entrada positiva con la terminal de entrada negativa.

Por medio de una resistencia variable se puede ir aproximando la impedancia de las terminales como se muestra en las figuras 1.11 y 1.12. para las configuraciones del amplificador inversor y no inversor.

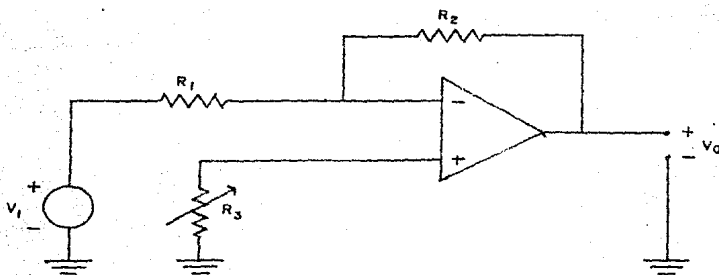


Figura 1.11 Compensación contra I_B - Inversor.

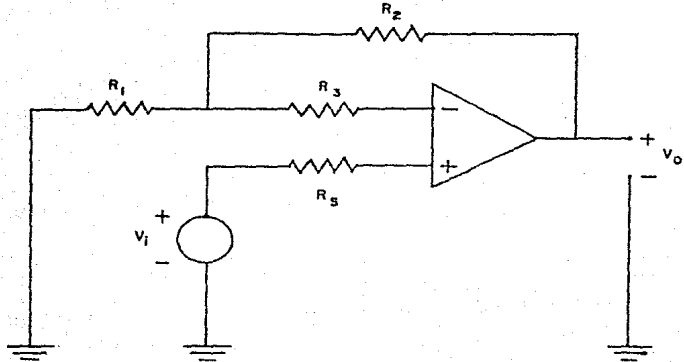


Figura 1.12 Compensación contra I_{B} - No inversor.

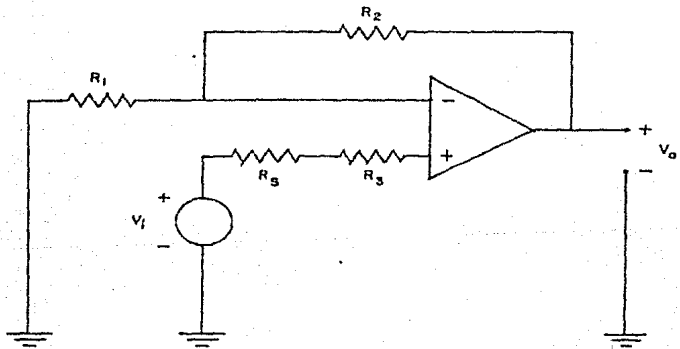


Figura 1.13 Compensación contra I_{B} - No inversor.

Es de observarse que el equivalente de la impedancia para la configuración inversora es $Z_{\text{B}} = Z_1 // Z_2$ y para la no

inversora $Z_3=Z_5-Z_1//Z_2$ ó $Z_3=Z_1//Z_2$. En general se trata de igualar las impedancias que se conectan a las terminales inversora y no inversora del operacional.

1.4.2.- CORRIENTE DE DESAJUSTE DE ENTRADA.

En el caso de la corriente de desajuste de entrada (I_{io}), la técnica que se utiliza, es la de aplicar una corriente controlada en una entrada, generada por una fuente de corriente, para igualar las corrientes de las dos entradas del amplificador, como se muestra en las figuras 1.14 y 1.15

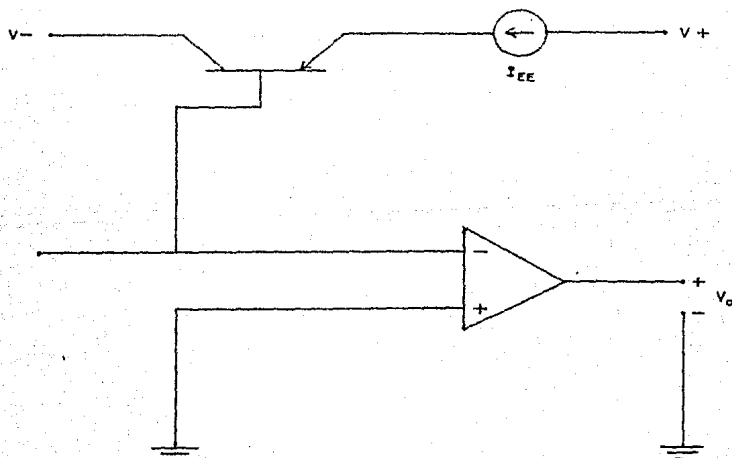


Figura 1.14 Compensado contra I_{io} .

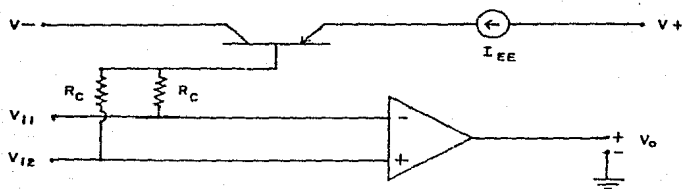


Figura 1.15 Compensación contra I_{EE} .

1.4.3.- VOLTAJE DE DESAJUSTE.

El Voltaje de desajuste que se produce en la entrada es posible contrarrestarlo por medio de un potenciómetro aplicado a unas terminales, que proporciona el fabricante del amplificador.

Estas terminales que están en el circuito integrado son específicamente para el efecto del desajuste de voltaje, y la forma de conectar el potenciómetro, es como se esquematiza en la figura 1.16

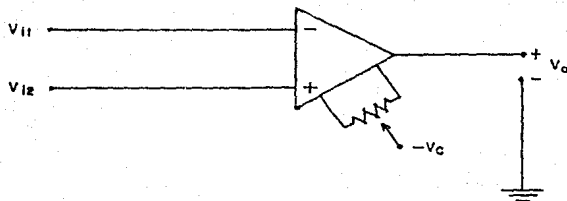


Figura 1.16 Compensación de voltaje.

1.4.4.- TECNICAS UNIVERSALES.

Existen las llamadas "Técnicas Universales", que también sirven para mejorar el funcionamiento del amplificador por medio de voltajes y corrientes aplicados a las terminales de entrada, tanto para la configuración inversora y la no inversora, como se representa en las figuras 1.17 y 1.18

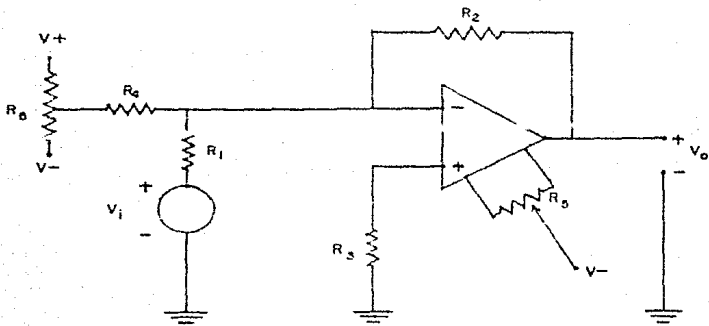


Figura 1.17 Técnica Universal - Inversor.

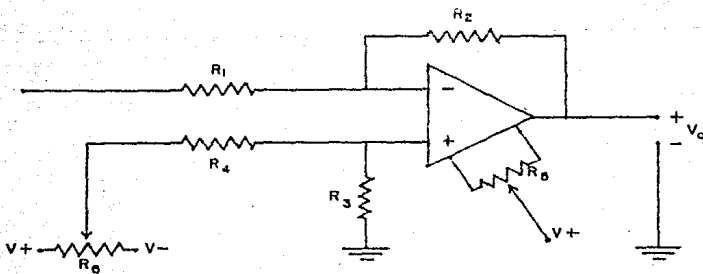


Figura 1.18 Técnica Universal - No inversor.

1.4.5.- CORRIMIENTO DE FRECUENCIA.

El corrimiento de frecuencia que se produce al trabajar con el amplificador operacional, es otro aspecto que se debe de considerar, porque si bien es cierto que la realimentación negativa nos permite tener un control en la señal de salida; la realimentación negativa ya de por si, nos defasa la señal -180 grados, como se muestra en la figura 1.19

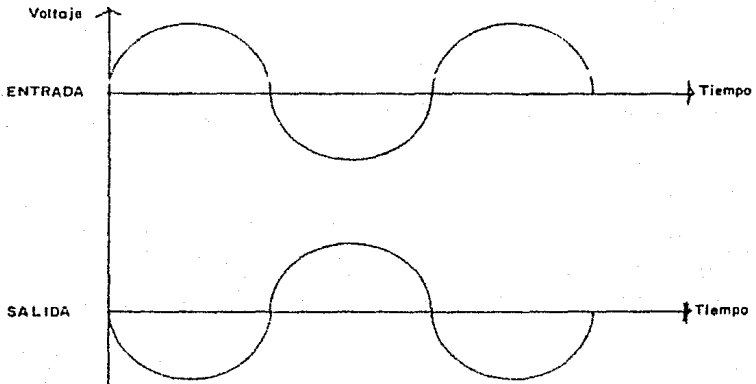


Figura 1.19 Corrimiento de frecuencia.

Un defasamiento mayor o igual a -180 grados, adicional al de la realimentación, nos provoca oscilaciones a la salida del amplificador, por lo que es necesario controlar este defasamiento.

La compensación en frecuencia es precisamente para evitar estas posibles inestabilidades, y existen circuitos integrados que internamente se encuentran ya compensados para

disminuir o anular este efecto, como es el caso del LM741 y LM702, en donde el fabricante proporciona gráficas de ganancia contra frecuencia muy útiles para el diseño de circuitos. Además es posible usar experimentalmente compensaciones externas con elementos resistivos y capacitivos para corregir la fase de la señal de salida, como se muestra en la figura 1.20

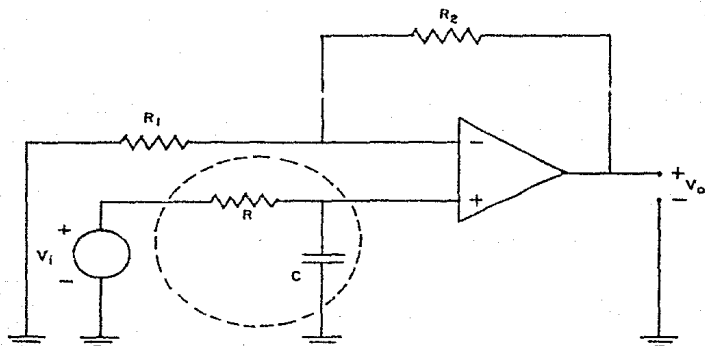


Figura 1.20 Compensación de frecuencia.

1.5.- FILTROS ACTIVOS.

Dentro de los filtros analógicos podemos distinguir dos tipos de filtros, que son los filtros pasivos y los filtros activos. Esta clasificación es en base a los componentes que se usan para construirlos.

En bajas frecuencias, los filtros activos son más utilizados que los filtros pasivos debido entre otras cosas a su

reducido tamaño, pequeño consumo de energía, simplicidad en el diseño, y costo más reducido. En la figura 1.21 y 1.22 se muestra un filtro pasivo y un filtro activo.

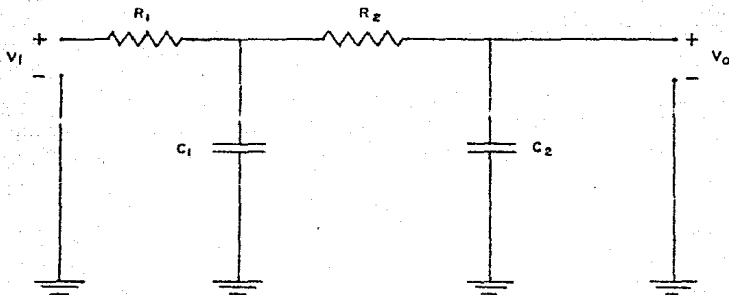


Figura 1.21 Filtro Pasivo.

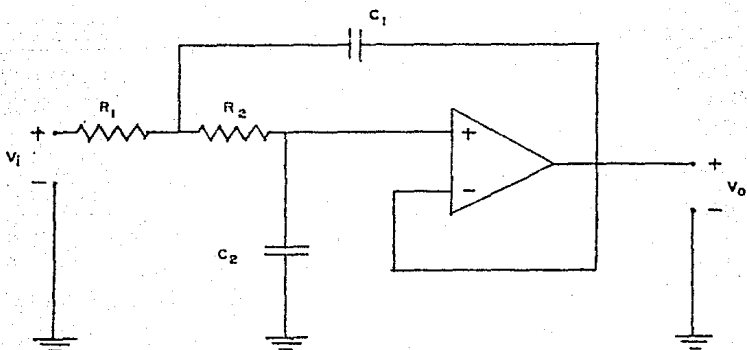


Figura 1.22 Filtro Activo.

La ventaja que tienen los filtros al utilizar elementos activos como el amplificador operacional, es que se logra más estabilidad, alta ganancia, alta impedancia en la entrada, baja impedancia en la salida y son características que no se pierden, aún conectándose varias etapas en cascada como se simboliza en las figuras 1.23 y 1.24

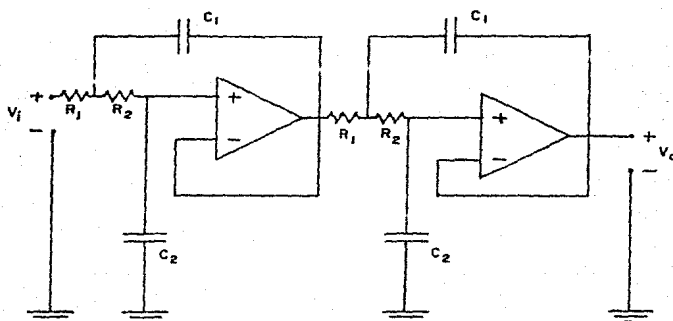


Figura 1.23 Filtro de cuarto orden.

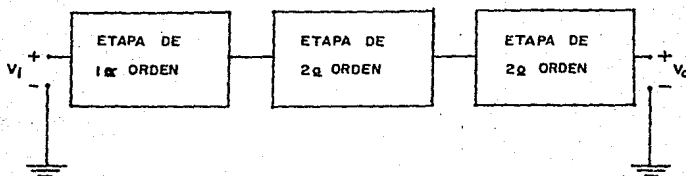


Figura 1.24 Filtro de quinto orden.

Es posible tener configuraciones de filtros para los diferentes rangos de frecuencias que se necesiten y estarán limitados por los intervalos de frecuencia que maneje cada circuito integrado en particular.

Existen configuraciones de filtros para que a partir de una fuente generadora de señales de diversas frecuencias, se puedan seleccionar: señales de baja frecuencia, señales de alta frecuencia, señales dentro de un rango de frecuencias y señales fuera de un rango de frecuencias. Estas configuraciones de filtros se les suele llamar filtros de paso bajo, filtros de paso alto, filtros de paso banda y filtros de rechazo de banda, respectivamente.

En la mayoría de los casos, es posible identificar el orden de un filtro por medio del número de resistores y capacitores que lo componen. como se muestra en las figuras 1.25 y 1.26

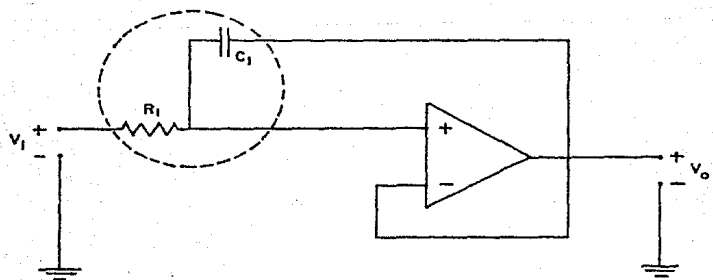


Figura 1.25 Primer orden.

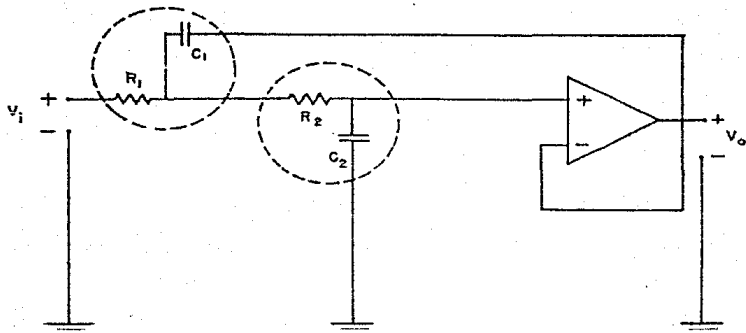


Figura 1.26 Segundo orden.

Entre mayor sea el orden de un filtro se podrá aproximar más a un filtro ideal, utilizando etapas en cascada de configuraciones de primero y segundo orden, pero para casos prácticos se utilizan desde segundo hasta quinto orden.

El orden del filtro también dependerá de la aproximación que se utilice, estas pueden ser Butterworth, Chebyshev, Bessel, Cauer, y otras cada una de ellas varía y afecta de manera diferente a la señal de salida.

En esta sección se han desarrollado subrutinas para calcular las raíces en el plano complejo de paso bajo, paso alto y paso banda, así como las subrutinas para filtros Butterworth y Chebyshev.

Las gráficas de frecuencia contra atenuación son muy

útiles para el diseño de los filtros. pues en ellos se señala la atenuación máxima permisible que se debe tener en el rango de frecuencias que se desean a la salida y la atenuación mínima que se debe tener para las frecuencias que no se desean en la salida. O sea que se deben atenuar más las frecuencias que no se desean y atenuar menos las que sí se desean. Como se muestra en las figuras 1.27, 1.28 y 1.29

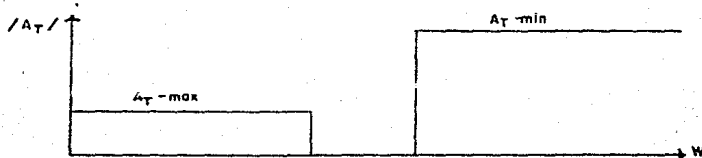


Figura 1.27 Paso bajo.

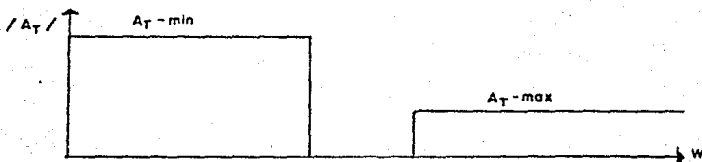


Figura 1.28 Paso alto.

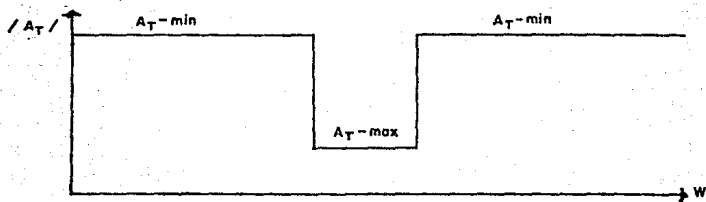


Figura 1.29 Paso banda.

A partir de las atenuaciones y las frecuencias que se señalan en la gráfica de frecuencia contra atenuación o "Plantilla de Diseño" se puede calcular el orden del filtro. Para esto se ha diseñado una subrutina que calcula el orden, dependiendo del tipo de filtro.

A continuación se dan las expresiones matemáticas para calcular el orden de los filtros paso bajo, paso alto y paso banda y su codificación:

Factor de relación de amortiguamiento:

$$E = \text{SQRT}(10^{0.1(A_2)} - 1) \quad (1.3)$$

$$E = \sqrt{10^{0.1 A_T - \text{min}} - 1}$$

Butterworth paso bajas:

$$N = \text{LOG}((10^{0.1(A_1)} - 1) / (E^{*2})) / \text{LOG}((W_1/W_0)^{*2}) \quad (1.4)$$

$$N = \frac{\text{Log} \left[\frac{10^{0.1 A_T - \text{min}} - 1}{E^2} \right]}{\text{Log} \left(\frac{W_1}{W_0} \right)^2}$$

Butterworth paso altas:

$$N = \text{LOG}((10^{0.1(A_1)} - 1) / (E^{*2})) / \text{LOG}((O_1/O_0)^{*2}) \quad (1.5)$$

$$N = \frac{\text{Log} \left[\frac{10^{0.1 A_T - \text{min}} - 1}{E^2} \right]}{\text{Log} \left(\frac{\Omega_1}{\Omega_0} \right)^2}$$

Chebyshev paso bajas:

$$N = \frac{\text{LOG}((2 * 10^{0.05 * A_1}) / E) / \text{LOG}(2 * W_1 / W_0)}{\quad} \quad (1.6)$$

$$N = \frac{\text{Log} \left[\frac{2 (10)^{0.05 A_T - \text{min}}}{E} \right]}{\text{Log} (2 \Omega_1)}$$

Chebyshev paso altas:

$$N = \frac{\text{LOG}((2 * 10^{0.05 * A_1}) / E) / \text{LOG}(2 * \Omega_1 / \Omega_0)}{\quad} \quad (1.7)$$

$$N = \frac{\text{Log} \left[\frac{2 (10)^{0.05 A_T - \text{min}}}{E} \right]}{\text{Log} (2 \Omega)}$$

En la figura 1.30 se muestra la subrutina y en la figura 1.31 su diagrama de flujo.

```
13570 REM -----
13580 REM *** Esta Rutina Calcula el Orden del Filtro de ***
13590 REM *** Paso (Bajas o Altas) de (Butterworth o Chebyshev) ***
13600 REM
13610 E=SQRT(10*(1.442)-1)
13620 IF B&="A" THEN 13700
13630 IF B&="B" THEN 13690
13640 GO 13650
13650 O1=W1/W0
13660 H=LOG((2*10*(1.05*A1))/E)/LOG(2*O1)
13670 GO 13760
13680 H=LOG((2*10*(1.05*A1))/E)/LOG(2*H1/W1)
13690 GO 13760
13700 IF B&="A" THEN 13750
13710 O1=W1/W0
13720 O1=W1/H1
13730 H=LOG((10*(1+A1)-1)/(E*2))/LOG((O1/O1)*2)
13740 GO 13760
13750 H=LOG((10*(1+A1)-1)/(E*2))/LOG((W1/W0)*2)
13760 N=ABS(INT(-1+N))
13770 RETURN
```

Figura 1.30 Subrutina para calcular el orden.

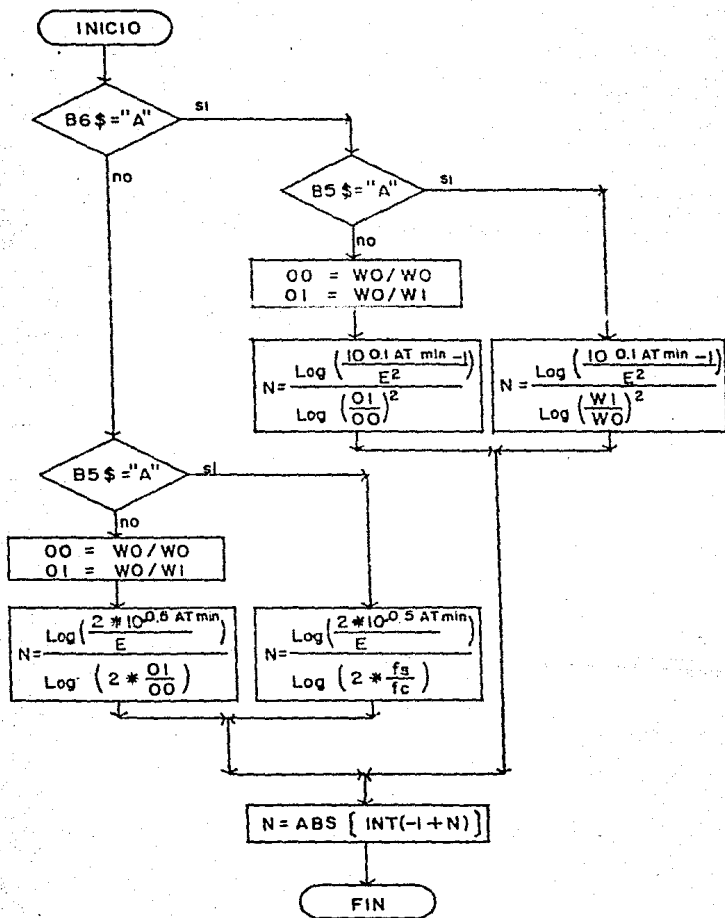


Figura 1.31 Diagrama de flujo para calcular el orden del filtro.

Después de haber calculado el orden del filtro, se utiliza la subrutina que calcula los ángulos de los polos en grados de un filtro paso bajo. A partir de un filtro paso bajo es posible pasar a los filtros paso alto y paso banda mediante una transformación en la frecuencia.

En la subrutina la expresión matemática que nos proporciona los ángulos que tienen los polos se codificó como se muestra en la expresión (1.8).

$$A0=180 \times (N-1) / (N \times 2) \quad (1.8)$$

$$S_{K=0} = e^{j \frac{180^\circ}{2} \left(\frac{N-1}{N} \right)}$$

Las raíces se encuentran en un círculo de radio 1 y están espaciadas entre sí: π/n radianes, donde "n" es el orden del filtro.

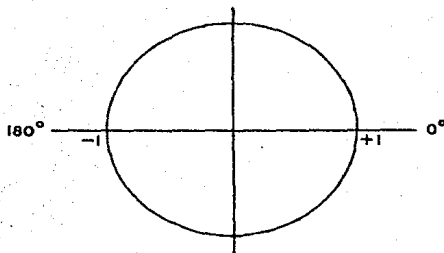


Figura 1.32 Primer orden.

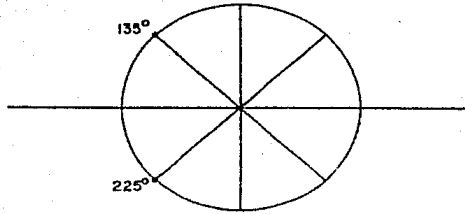


Figura 1.33 Segundo orden.

En la subrutina el espaciamento se codifico como:

$$K=K+(180/N) \quad (1.9)$$

El arreglo unidimensional "R(I)" contiene el ángulo del polo iésimo.

En la figura 1.34 se muestra la subrutina y en la figura 1.35 su diagrama de flujo.

```

13780 REM -----
13790 REM *** Esta Rutina Calcula los Angulos de los Polos en Grados ***
13800 REM
13810 K=0
13820 I=1
13830 A0=180*(N-1)/(N+2)
13840 IF (A0+K)<90 THEN 13870
13850 R(I)=A0+K
13860 I=I+1
13870 K=K+(180/N)
13880 IF (A0+K)>270 THEN 13900
13890 GOTO 13840
13900 RETURN

```

Figura 1.34 Subrutina para calcular los ángulos de los polos.

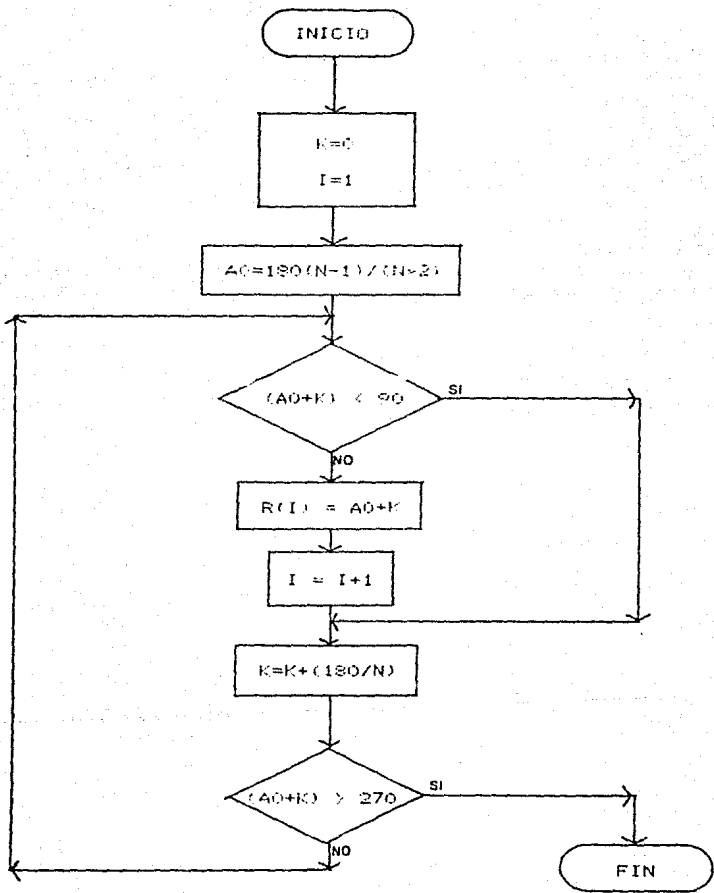


Figura 1.35 Diagrama de flujo para calcular los ángulos de los polos.

Con la posición de las raíces ya localizadas, al utilizar la subrutina que calcula los ángulos de los polos, se puede utilizar la subrutina para calcular los coeficientes de Butterworth ó Chebyshev.

En la subrutina de Butterworth se utilizaron las siguientes expresiones:

El arreglo unidimensional "I(I)" contiene la parte real del polo iésimo en radianes, en el plano complejo normalizado.

$$I(I)=\text{COS}(R(I)*P/180) \quad ; \quad P=\pi \quad (1.10)$$

El arreglo unidimensional "J(I)" contiene la parte imaginaria del polo iésimo en radianes, en el plano complejo normalizado.

$$J(I)=\text{SIN}(R(I)*P/180) \quad ; \quad P=\pi \quad (1.11)$$

El hecho de tener la parte real e imaginaria en radianes, es porque la computadora considera los argumentos del coseno y del seno en radianes.

El arreglo unidimensional "B(I)" contiene la magnitud del polo iésimo, en el plano complejo normalizado.

$$B(I)=I(I)**2+J(I)**2 \quad (1.12)$$

A pesar de ser esta magnitud unitaria en un filtro Butterworth, se utiliza para uniformizar y hacer más clara la interpretación de la codificación, ya que en un filtro Chebyshev no es unitaria, por ser una función hiperbólica, y corresponde a la variable "b" normalizada de la función de transferencia, de la ecuación (1.13).

$$Tv(S) = \frac{K}{S^2 + aS + b} \quad (1.13)$$

El arreglo unidimensional "A(I)" corresponde a la variable "a" normalizada de la función de transferencia, de la ecuación (1.13).

$$\begin{aligned} A(I) &= -2 \times I(I) + 1E-9 & ; & R(I) \neq 180 \text{ grados} \\ A(I) &= -1 + I(I) + 1E-9 & ; & R(I) = 180 \text{ grados} \end{aligned} \quad (1.14)$$

El valor de "1E-9" en las expresiones (1.14) es para corregir la exactitud con la que trabaja la computadora al redondear.

El arreglo unidimensional "P2(I)" contiene el valor de la variable "b" desnormalizada de la función de transferencia, de

la ecuación (1.13).

$$P2(I) = (I(I)**2 + J(I)**2) * (W0**2) / ((E**(1/N))**2) ; R(I) \neq 180 \text{ grados} \quad (1.15)$$

$$P2(I) = 0 ; R(I) = 180 \text{ grados}$$

El arreglo unidimensional "P1(I)" corresponde al valor de la variable "a" desnormalizada de la ecuación de transferencia (1.13).

$$P1(I) = (2 * I(I) + 1E-9) * (W0) / (E**(1/N)) ; R(I) \neq 180 \text{ grados} \quad (1.16)$$
$$P1(I) = ((-1 * I(I)) + 1E-9) * (W0) / (E**(1/N)) ; R(I) = 180 \text{ grados}$$

En la figura 1.36 se muestra la codificación de la subrutina y en la figura 1.37 su diagrama de flujo.

```
1370 DEF
1375 REM *** Rutina para calcular los coeficientes de Butterworth ***
1380 REM
1390 P4=(4-ABS(1/5)-ABS(1/25))
1395 D1=
1398 D1=0
1400 J0=
1402 IF R(1) < 0 THEN GOTO 1410
1405 J(1)=COS(PI*(1+R(1))/2)
1410 J(1)=SIN(PI*(1+R(1))/2)
1415 B(1)=1+(1+2*J(1)**2)
1420 P2(1)=(1(1)**2+J(1)**2)/(E**(1/N)**2)
1425 A(1)=(W0)**2/(E**(1/N)**2)
1430 IF R(1)=180 THEN 1460
1435 A(1)=2*(1+E-9)
1440 P1(1)=(2*(1+E-9)+W0)/(E**(1/N))
1445 GOTO 1470
1450 B(1)=0
1455 P2(1)=0
1460 A(1)=1+(1(1)+E-9)
1465 P1(1)=(1+(1(1)+E-9)+W0)/(E**(1/N))
1470 GOTO 1475
1475 RETURN
```

Figura 1.36 Subrutina para los coeficientes de Butterworth.

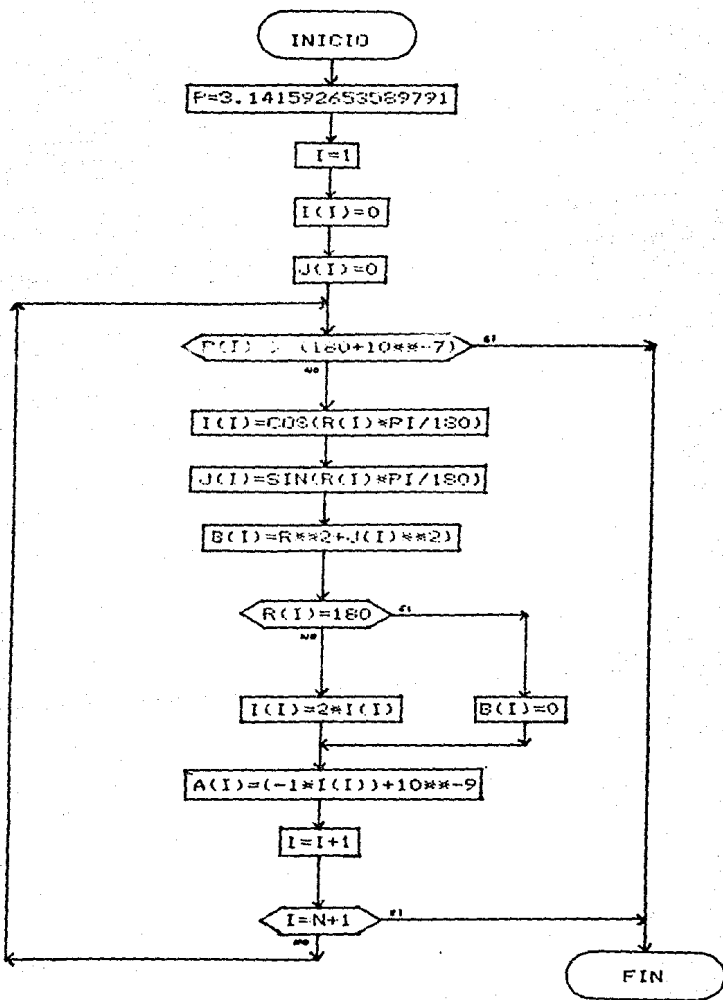


Figura 1.37 Diagrama de flujo para obtener los coeficientes de Butterworth.

En la subrutina de Chebyshev se utilizaron las siguientes expresiones matemáticas:

El arreglo unidimensional "I(I)" contiene la parte real del polo iésimo en radianes. En el plano complejo hiperbólico normalizado.

$$I(I) = \cos(R(I) * P / 180) * FNE(FND(1/E) / N) \quad (1.17)$$

El arreglo unidimensional "J(I)" contiene la parte imaginaria del polo iésimo en radianes. En el plano complejo hiperbólico normalizado.

$$J(I) = \sin(R(I) * P / 180) * FNF(FND(1/E) / N) \quad (1.18)$$

Las funciones FND(X), FNE(X) y FNF(X) que se usan para el cálculo en las ecuaciones (1.17) y (1.18) se definieron como se muestra en las expresiones (1.19), (1.20), que es la ecuación para el seno hiperbólico y (1.21), que es la ecuación del coseno hiperbólico; el valor de "P" es igual a " ".

$$FND(X) = \log(X + \sqrt{X^2 + 1}) \quad (1.19)$$

$$FNE(X) = (\exp(X) - \exp(-X)) / 2 \quad (1.20)$$

$$FNF(X) = (\exp(X) + \exp(-X)) / 2 \quad (1.21)$$

El arreglo unidimensional "B(I)" contiene la magnitud del polo iésimo, en el plano complejo hiperbólico normalizado y

corresponde al valor de la variable "b" de la ecuación (1.13).

$$B(I)=I(I)**2+J(I)**2 \quad (1.22)$$

Los arreglos unidimensionales "A(I)", "P1(I)" y "P2(I)", en la subrutina de Chebyshev tienen de manera similar, la misma interpretación que los de la subrutina de Butterworth.

En la figura 1.38 se muestra la codificación de la subrutina y en la figura 1.39 su diagrama de flujo.

```
14170 REM -----
14180 REM *** Rutina para Calcular los Coeficientes de Chebyshev ***
14190 REM
14200 P=4*(4*ATN(1/5)-ATN(1/23))
14210 I=1
14220 J(I)=0
14230 J(I)=0
14240 IF R(I)>(180+.000001) THEN 14420
14250 I(I)=COS(R(I)*P/180)+FIE(FND(I/E)/I)
14260 J(I)=SIN(R(I)*P/180)+FIE(FND(I/E)/I)
14270 B(I)=(I(I)**2+J(I)**2)
14280 P2(I)=(I(I)**2+J(I)**2)*(W**2)/(E*(1/H)**2)
14290 A(I)=(W**2)/(E*(1/H)**2)
14300 IF R(I)=180 THEN 14340
14310 A(I)=-2*A(I)+E-09
14320 P1(I)=(2*I(I)+E-09)*(W)/(E*(1/H))
14330 GOTO 14390
14340 B(I)=0
14350 P2(I)=0
14360 A(I)=(-I(I))+E-09
14370 P1(I)=((-I(I))+E-09)*(W)/(E*(1/H))
14380 A(I)=I
14390 I=I+1
14400 IF I=(N+1) THEN 14420
14410 GOTO 14240
14420 RETURN
```

Figura 1.38 Subrutina para los coeficientes de Chebyshev.

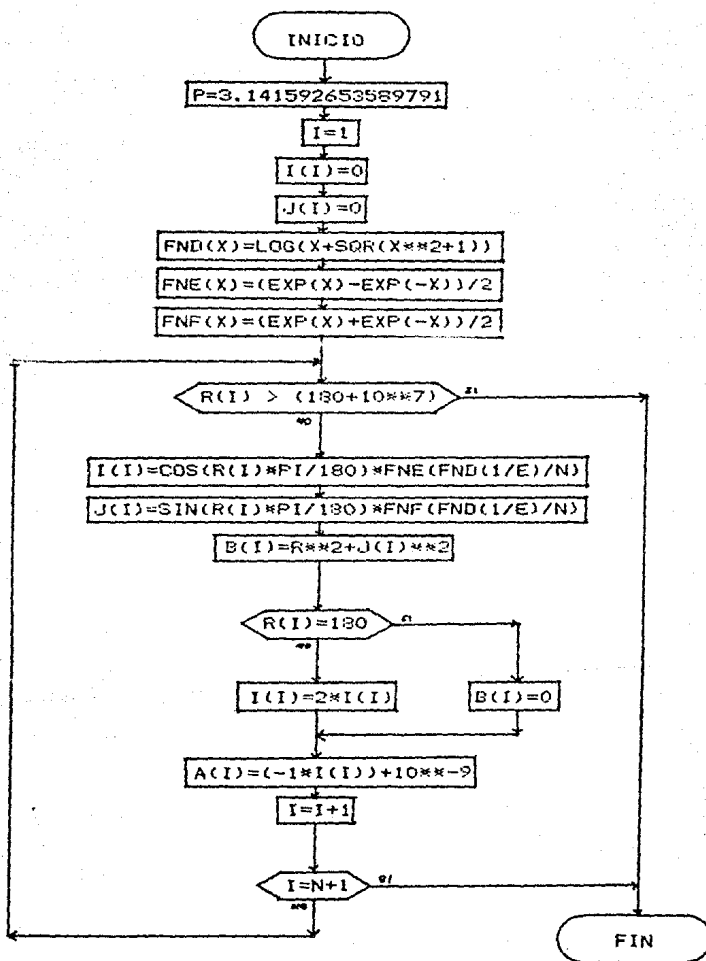


Figura 1.39 Diagrama de flujo para obtener los coeficientes de Chebyshev.

En la subrutina para calcular los coeficientes de "Paso Banda" se utilizaron las siguientes expresiones matemáticas:

Las variables "F1" y "F2" corresponden a las frecuencias de corte inferior y superior del filtro, respectivamente.

La variable "B0" representa el ancho de banda del filtro.

El valor de la variable "P0" se utiliza para fijar el número de decimales que se desean tener.

La función "FNR(X)" redondea el número de decimales de cualquier número "X", fijándolo a "P0" decimales. Esta definida como se muestra en la ecuación (1.23).

$$FNR(X) = SGN(X) * INT(ABS(X) * 10^{P0} + .5) / 10^{P0} \quad (1.23)$$

El arreglo unidimensional "I(I)" contiene la parte real del polo i ésimo en radianes, en el plano complejo desnormalizado. Los arreglos "I1(I)" e "I2(I)" de los que nos auxiliamos contienen los elementos i ésimos impares y pares, respectivamente.

El arreglo unidimensional "J(I)" contiene la parte imaginaria del polo i ésimo en radianes, en el plano complejo desnormalizado. Los arreglos "J1(I)" y "J2(I)" contienen los elementos i ésimos impares y pares, respectivamente.

En la figura 1.40 se muestra la codificación de la subrutina y en la figura 1.41 su diagrama de flujo.

```

16140 REM -----
16150 REM *** Rutina para Calcular los Coeficientes de Paso Banda ***
16160 REM
16170 P=4*(4*ATN(1.5)-ATN(1/23))
16180 I=1
16190 E0=2*F*(F2-F1)
16200 P0=7
16210 S1=FIR(E0*I(1)/2)
16220 S2=FIR(E0*I(1)/2)
16230 B2=(E0/2)**2
16240 D2=1(I)**2-J(I)**2
16250 M1=B2*D2-W**2
16260 M2=2*I(1)*J(1)*B2
16270 M=SQR(SQR(M1**2+M2**2))
16280 T1=M2/M1
16290 T=ATN(T1)/2
16300 P0=5
16310 I2(I)=FIR(S1*M+SIN(T))
16320 I1(I)=FIR(S1-N+SIN(T))
16330 J1(I)=FIR(M+COS(T)+S2)
16340 J2(I)=FIR(M+COS(T)-S2)
16350 IF R(I)=180 THEN 16370
16360 GOTO 16390
16370 I2(I)=0
16380 J2(I)=0
16390 I=I+1
16400 IF R(I)=180 THEN 16420
16410 GOTO 16200
16420 FOR I=1 TO N STEP 2
16430 I(I)=I1(I)
16440 I(I+1)=I2(I)
16450 J(I)=J1(I)
16460 J(I+1)=J2(I)
16470 NEXT I
16480 I=1
16490 B(I)=FIR((I(I)**2+J(I)**2-W**2))
16500 IF R(I)=180 THEN 16520
16510 A(I)=FIR((-2*I(I)+1E-09)/W)
16520 GOTO 16550
16530 B(I)=0
16540 A(I)=FIR((-1*I(I)+1E-09)/W)
16550 I=I+1
16560 IF I=(N+1) THEN 16580
16570 GOTO 16490
16580 RETURN

```

Figura 1.40 Subrutina para calcular los coeficientes de un filtro paso banda.

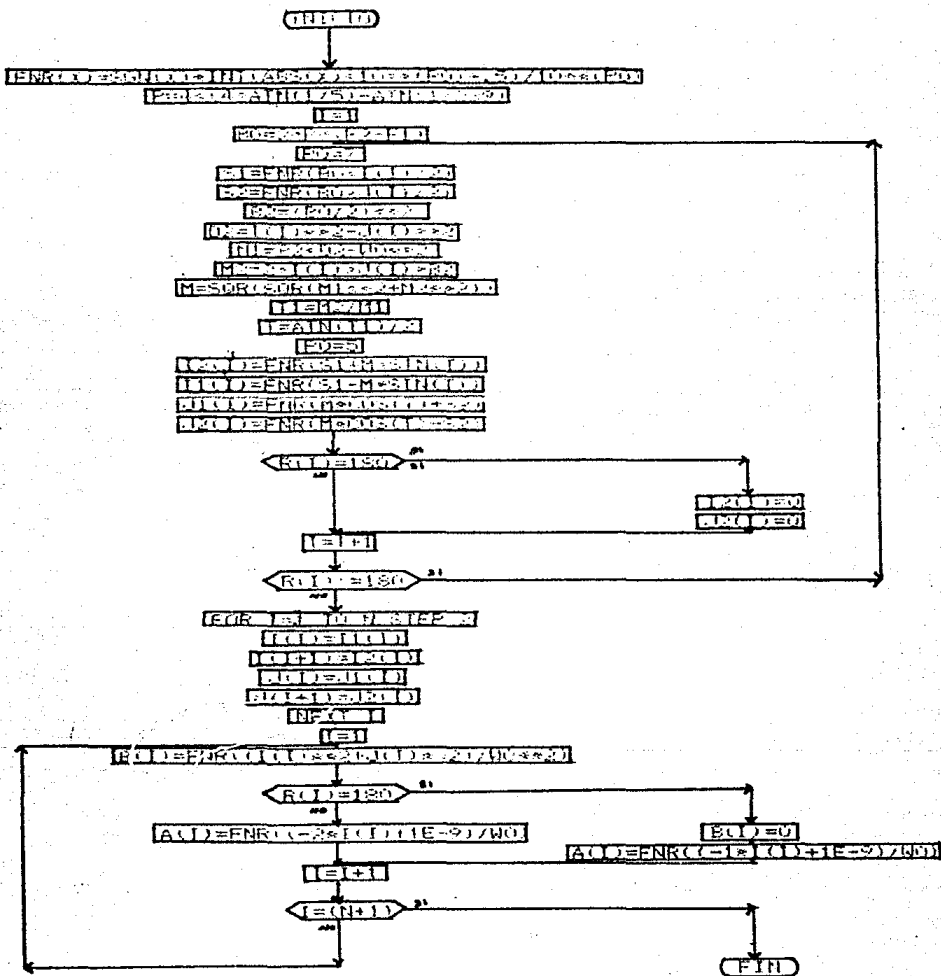


Figura 1.41 Diagrama de flujo para calcular los coeficientes de un filtro paso banda.

Después de haber obtenido los coeficientes desnormalizados de la ecuación de transferencia a través de la subrutina de Butterworth o de Chebyshev, se pueden calcular los valores de las componentes del circuito mediante los métodos de "Saraga-I", "Saraga-II" y "Baja-0 (K=2)", utilizando la subrutina correspondiente. Para esto se desarrollaron siete subrutinas.

A continuación se dan las expresiones y el significado que tienen las variables en las subrutinas.

La variable "N3" nos auxilia para que en la comparación con la variable "N", determinemos las acciones que se deben de realizar, en caso de que el orden del filtro sea par ó impar.

El arreglo unidimensional "R0(I)" contiene el valor de la resistencia iésima, que se debe utilizar para implementar el circuito, y junto con el arreglo unidimensional "C(I)"; que contiene el valor de la capacitancia iésima, se construye el circuito a la frecuencia, con la que trabajara el filtro.

Los arreglos unidimensionales "R1(I)" y "R2(I)" contienen los valores de las resistencias, que dan la ganancia al amplificador operacional, de la etapa iésima del circuito.

La variable "N9", es un contador que se utiliza en el cálculo de los valores, cuando el orden del filtro es par.

Las funciones "FNC(A)", "FNG(Q)", "FNH(B)", "FNI(Q)", "FNJ(Q)", "FNK(B)" están definidas como se muestra en las ecuaciones (1.24), (1.25), (1.26), (1.27), (1.28) y (1.29) respectivamente.

$$FNC(A) = (E^{**}(1/N)) / (A * W0) \quad (1.24)$$

$$FNG(Q) = \text{SQR}(B(N2 - N1)) / Q \quad (1.25)$$

$$FNH(B) = (W0) * (\text{SQR}(B) / (E^{**}(1/N))) \quad (1.26)$$

$$FNI(Q) = 3 - (1 / FNG(Q)) \quad (1.27)$$

$$FNJ(Q) = 4 - (1 / FNG(Q)) \quad (1.28)$$

$$FNK(B) = 2 * (3/2) / (B * W0) \quad (1.29)$$

La variable "K1" contiene el valor del factor de escalamiento, para calcular valores comerciales en las componentes.

En la primera subrutina, se calculan los componentes mediante el método de Saraga-I, para filtros paso bajas y paso altas, ya sean de Butterworth ó Chebyshev. En la figura 1.42 se muestra su codificación y en la figura 1.49 su diagrama de flujo.

En la segunda subrutina, se calculan los componentes en base al método de Saraga-I, en filtros paso banda, de Butterworth ó Chebyshev. En la figura 1.43 se muestra su codificación y en la figura 1.50 su diagrama de flujo.

En la tercera subrutina, se calculan los componentes por medio del método de Saraga-II, solo para filtros paso bajas, de Butterworth ó de Chebyshev. En la figura 1.44 se muestra su codificación y en la figura 1.51 su diagrama de flujo.

En la cuarta subrutina, se calculan los componentes utilizando el método de Saraga-II, unicamente para filtros paso altas, de Butterworth ó de Chebyshev. En la figura 1.45 se muestra su codificación y en la figura 1.52 su diagrama de flujo.

En la quinta subrutina, se calculan los componentes aplicando el método de Baja-0, en filtros paso bajas, de Butterworth ó Chebyshev. En la figura 1.46 se muestra su codificación y en la figura 1.53 su diagrama de flujo.

En la sexta subrutina, se calculan los componentes usando el método de Baja-0, en filtros paso altas, de Butterworth ó Chebyshev. En la figura 1.47 se muestra su codificación y en la figura 1.54 su diagrama de flujo.

En la séptima subrutina, se calculan los componentes con el criterio de Baja-0, en filtros paso banda, de Butterworth ó Chebyshev. En la figura 1.48 se muestra su codificación y en la figura 1.55 su diagrama de flujo.

```

14430 REM
14440 REM   *** Esta Rutina Calcula las Componentes del Circuito Paso ***
14450 REM   *** Bajas o Altas de Butterworth o Chebyshev mediante ***
14460 REM   *** Saraga - I ***
14470 REM
14480 N9=0
14490 N1=0
14500 I=1
14510 N2=INT(N/2)+1
14520 N3=INT(N/2)*2
14530 IF N=N3 THEN 14590
14540 RO(I)=FNC(A(N2-N1))*K1
14550 C(I)=1/K1
14560 N9=N1+1
14570 IF N=N9 THEN 14730
14580 I=I+1
14590 N1=N1+1
14600 RO(I)=(1/FNH(B(N2-N1)))*K1
14610 C(I)=1/K1
14620 R1(N1)=1*10^3*K1
14630 R2(N1)=(FN1(A(N2-N1))-1)*R1(N1)
14640 I=I+1
14650 RO(I)=RO(I-1)
14660 C(I)=1/K1
14670 N9=N9+2
14680 GOTO 14570
14730 RETURN

```

Figura 1.42 Subrutina para cálculo de componentes en filtros paso bajas ó altas de Butterworth ó Chebyshev mediante SARAGA-I.

```

17100 REM
17110 REM *** Esta rutina calcula las componentes del circuito paso ***
17120 REM *** Banda de Butterworth o Chebyshev mediante ***
17130 REM *** Saraga - I ***
17140 REM
17150 N9=0
17160 N1=0
17170 N2=INT(N/2)+1
17180 N3=INT(N/2)*2
17190 IF N=N3 THEN 17250
17200 RO(I)=FNC(A(N2-N1))*K1
17210 C(I)=1/K1
17220 N9=N1+1
17230 IF N=N9 THEN 17390
17240 I=I+1
17250 N1=N1+1
17260 RO(I)=(1/FNH(B(N2-N1)))*K1
17270 C(I)=1/K1
17280 R1(N1)=1*10^3*K1
17290 R2(N1)=(FNJ(A(N2-N1))-1)*R1(N1)
17300 I=I+1
17310 RO(I)=RO(I-1)
17320 C(I)=1/K1
17330 N9=N9+2
17340 GOTO 17230
17390 RETURN

```

Figura 1.43 Subrutina para cálculo de componentes en filtros paso banda de Butterworth ó Chebyshev mediante SARAGA-I.

```

14760 REM *** Bajas de Butterworth o Chebyshev mediante ***
14770 REM *** Saraga - II ***
14780 REM
14790 N9=0
14800 N1=0
14810 I=1
14820 N2=INT(N/2)+1
14830 N3=INT(N/2)*2
14840 IF N=N3 THEN 14900
14850 RO(I)=FNC(A(N2-N1))*K1
14860 C(I)=1/K1
14870 N9=N1+1
14880 IF N=N9 THEN 15040
14890 I=I+1
14900 N1=N1+1
14910 RO(I)=(1/FNH(B(N2-N1)))*FNG(A(N2-N1)))*K1
14920 C(I)=(SGR(3)*FNG(A(N2-N1)))/K1
14930 R1(N1)=1*10^3*K1
14940 R2(N1)=R1(N1)
14950 I=I+1
14960 RO(I)=(1/(SGR(3)*FNH(B(N2-N1)))*K1
14970 C(I)=1/K1
14980 N9=N9+2
14990 GOTO 14880
15040 RETURN

```

Figura 1.44 Subrutina para cálculo de componentes en filtros paso bajas de Butterworth ó Chebyshev mediante SARAGA-II.


```

15050 REM -----
15060 REM *** Esta Rutina Calcula las Componentes del Circuito Paso ***
15070 REM *** Altas de Butterworth o Chebyshev mediante ***
15080 REM *** Saraga - II ***
15090 REM
15100 N9=0
15110 N1=0
15120 I=1
15130 N2=INT(N/2)+1
15140 N3=INT(N/2)*2
15150 IF N=N3 THEN 15210
15160 C(I)=FNC(A(N2-N1))/K1
15170 RO(I)=1*K1
15180 N9=N1+1
15190 IF N=N9 THEN 15350
15200 I=I+1
15210 N1=N1+1
15220 C(I)=(1/(SOR(3)*FNH(B(N2-N1))))/K1
15230 RO(I)=1*K1
15240 R1(N1)=1*10^3*K1
15250 R2(N1)=R1(N1)
15260 I=I+1
15270 C(I)=(1/(FNH(B(N2-N1))*FNG(A(N2-N1))))/K1
15280 RO(I)=(SOR(3)*FNG(A(N2-N1)))*K1
15290 N9=N9+2
15300 GOTO 15190
15350 RETURN

```

Figura 1.45 Subrutina para cálculo de componentes en filtros paso altas de Butterworth ó Chebyshev mediante SARAGA-II.

```

15370 REM *** Esta Rutina Calcula las Componentes del Circuito Paso ***
15380 REM *** Bajas de Butterworth o Chebyshev considerando ***
15390 REM *** Baja -Q-, (K=2) ***
15400 REM
15410 N9=0
15420 N1=0
15430 I=1
15440 N2=INT(N/2)+1
15450 N3=INT(N/2)*2
15460 IF N=N3 THEN 15510
15470 RO(I)=FNC(A(N2-N1))*K1
15480 N9=N1+1
15490 IF N=N9 THEN 15640
15500 I=I+1
15510 N1=N1+1
15520 RO(I)=FNA(A(N2-N1))*K1
15525 C(I)=1/K1
15530 R1(N1)=1*10^3*K1
15540 R2(N1)=R1(N1)
15550 I=I+1
15560 RO(I)=FNH(A(N2-N1))*K1
15565 C(I)=1/K1
15570 N9=N9+2
15580 GOTO 15490
15640 RETURN

```

Figura 1.46 Subrutina para cálculo de componentes en filtros paso bajas de Butterworth ó Chebyshev considerando BAJA-Q, (K=2).

```

15650 REM
15660 REM *** Esta Rutina Calcula las Componentes del Circuito Paso ***
15670 REM *** Bajas de Butterworth o Chebyshev considerando ***
15680 REM *** Altas -Q-, (K=2) ***
15690 REM
15700 N9=0
15710 N1=0
15720 I=1
15730 N2=INT(N/2)+1
15740 N3=INT(N/2)*2
15750 IF N=N3 THEN 15800
15760 C(I)=FNC(A(N2-N1))/K1
15770 N9=N1+1
15780 IF N=N9 THEN 15930
15790 I=I+1
15800 N1=N1+1
15810 C(I)=FNB(A(N2-N1))/K1
15815 R0(I)=1*K1
15820 R1(N1)=1*10^3*K1
15830 R2(N1)=R1(N1)
15840 I=I+1
15850 C(I)=FNA(A(N2-N1))/K1
15855 R0(I)=1*K1
15860 N9=N9+2
15870 GOTO 15780
15930 RETURN

```

Figura 1.47 Subrutina para cálculo de componentes en filtros paso altas de Butterworth o Chebyshev considerando BAJA-Q, (K=2).

```

16820 REM *** Esta rutina Calcula las Componentes del circuito paso ***
16830 REM *** Banda de Butterworth o Chebyshev considerando ***
16840 REM *** Baja -Q-, (K=2) ***
16850 REM
16860 N9=0
16870 N1=0
16880 I=1
16890 N2=INT(N/2)+1
16900 N3=INT(N/2)*2
16910 IF N=N3 THEN 16960
16920 R0(I)=FNB(B(N2-N1))*K1
16930 N9=N1+1
16940 IF N=N9 THEN 17090
16950 I=I+1
16960 N1=N1+1
16970 R0(I)=FNB(B(N2-N1))*K1
16975 C(I)=1/K1
16980 R1(N1)=1*10^3*K1
16990 R2(N1)=R1(N1)
17000 I=I+1
17010 R0(I)=FNB(B(N2-N1))*K1
17015 C(I)=1/K1
17020 N9=N9+2
17030 GOTO 16940
17090 RETURN

```

Figura 1.48 Subrutina para cálculo de componentes en filtros paso banda de Butterworth o Chebyshev considerando BAJA-Q, (K=2).

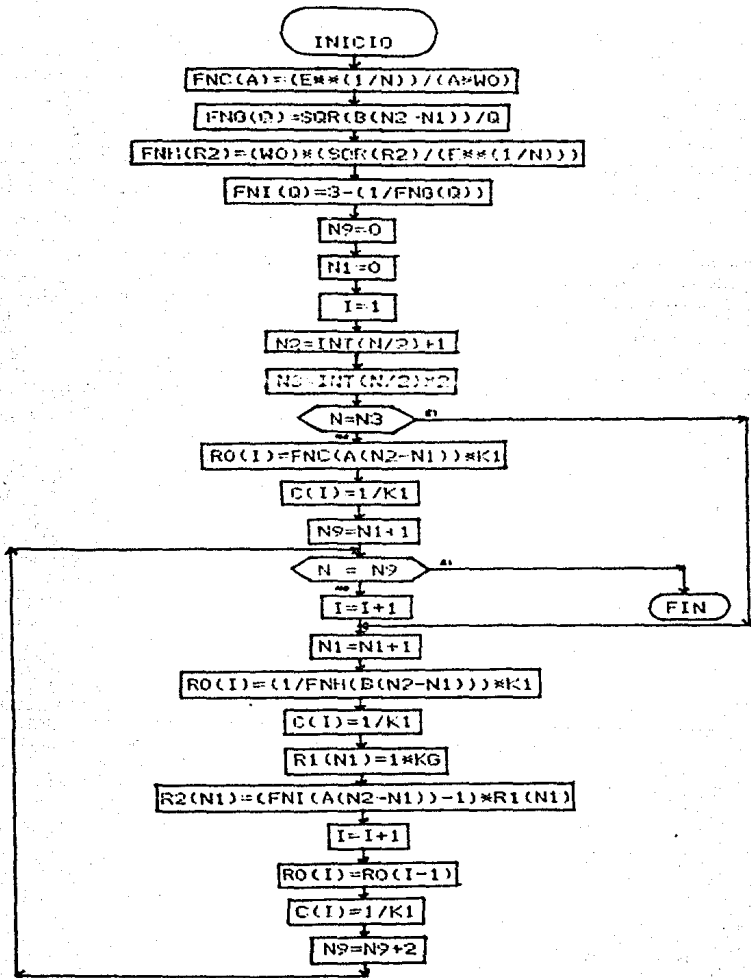


Figura 1.49 Diagrama de flujo que calcula componentes en filtros paso bajas ó altas de Butterworth ó Chebyshev mediante SARAGA-I.

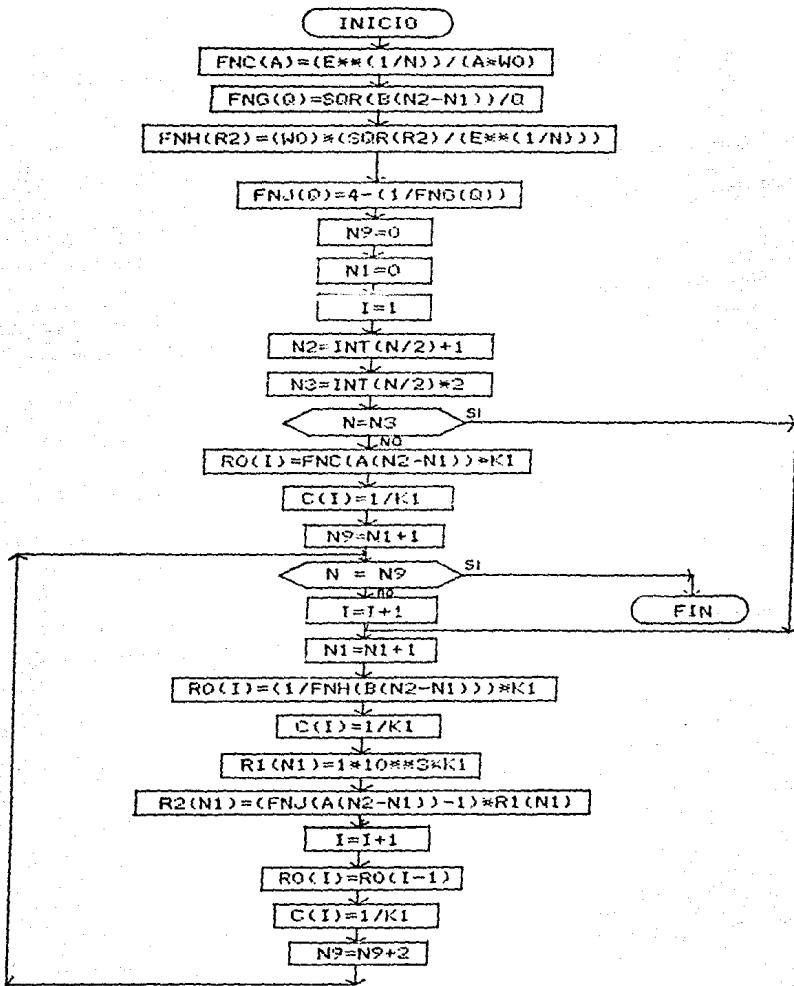


Figura 1.50 Diagrama de flujo que calcula componentes en filtros paso banda de Butterworth & Chebyshev mediante SARAGA-I.

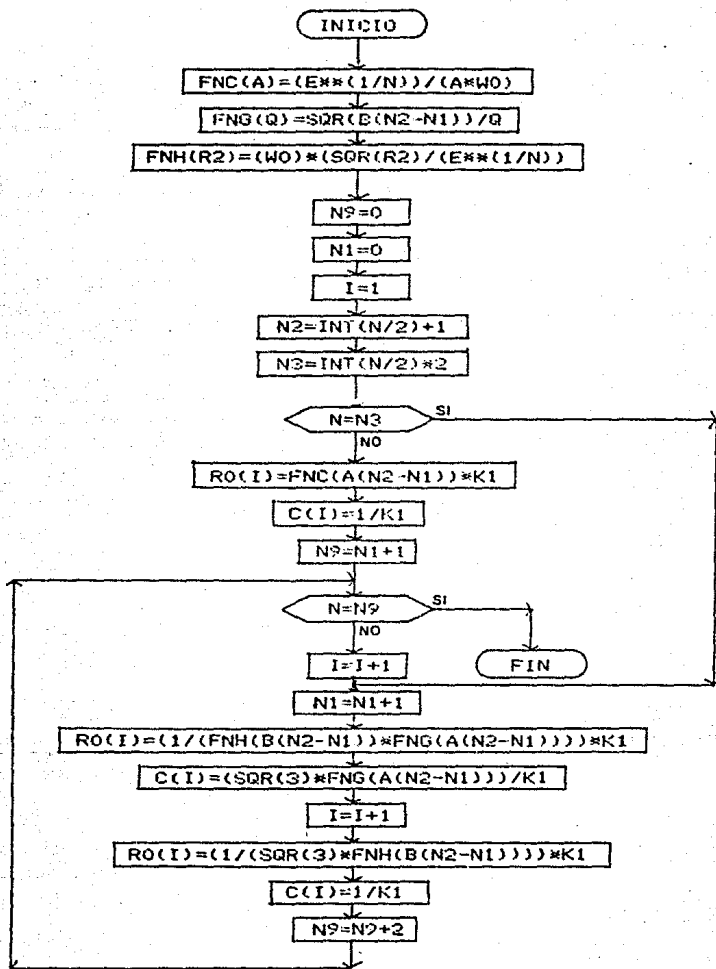


Figura 1.51 Diagrama de flujo que calcula componentes en filtros paso bajas de Butterworth & Chebyshev mediante SARAGA-II.

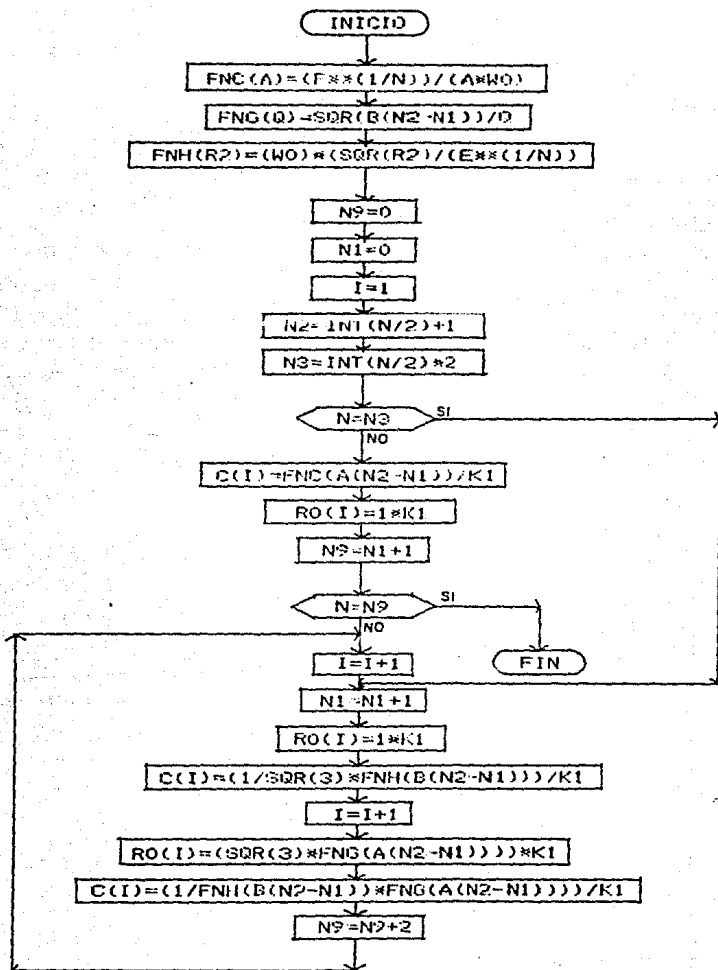


Figura 1.52 Diagrama de flujo que calcula componentes en filtros paso altas de Butterworth o Chebyshev mediante SARAGA-II.

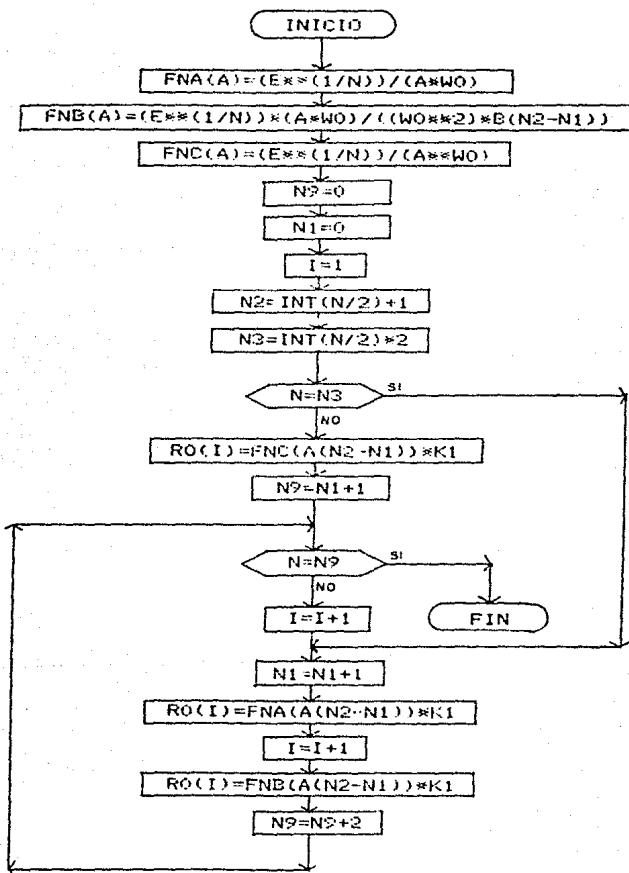


Figura 1.53 Diagrama de flujo que calcula componentes en filtros paso bajas de Butterworth o Chebyshev considerando BAJA-Q, (K=2).

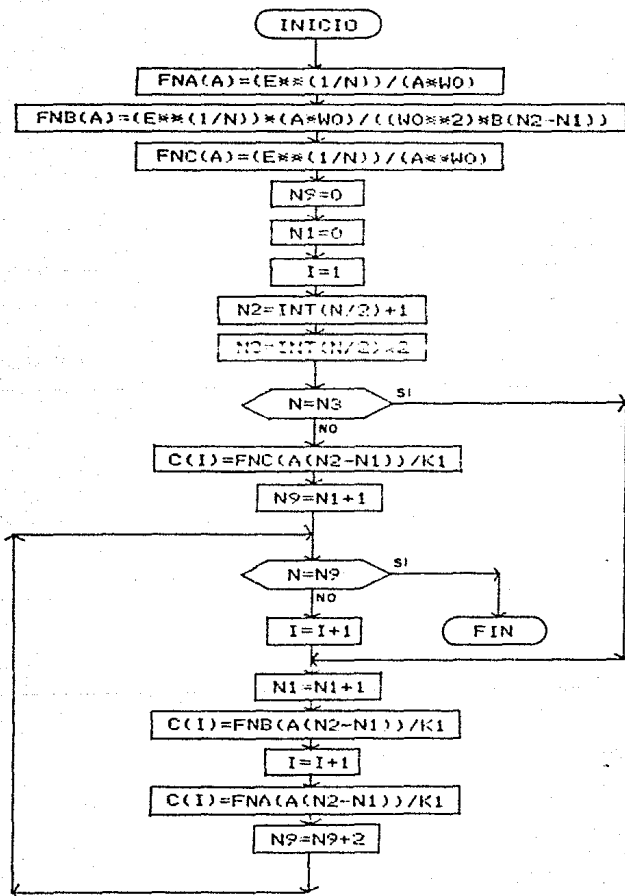


Figura 1.54 Diagrama de flujo que calcula componentes en filtros paso altas de Butterworth o Chebyshev considerando BAJA-Q, (K=2).

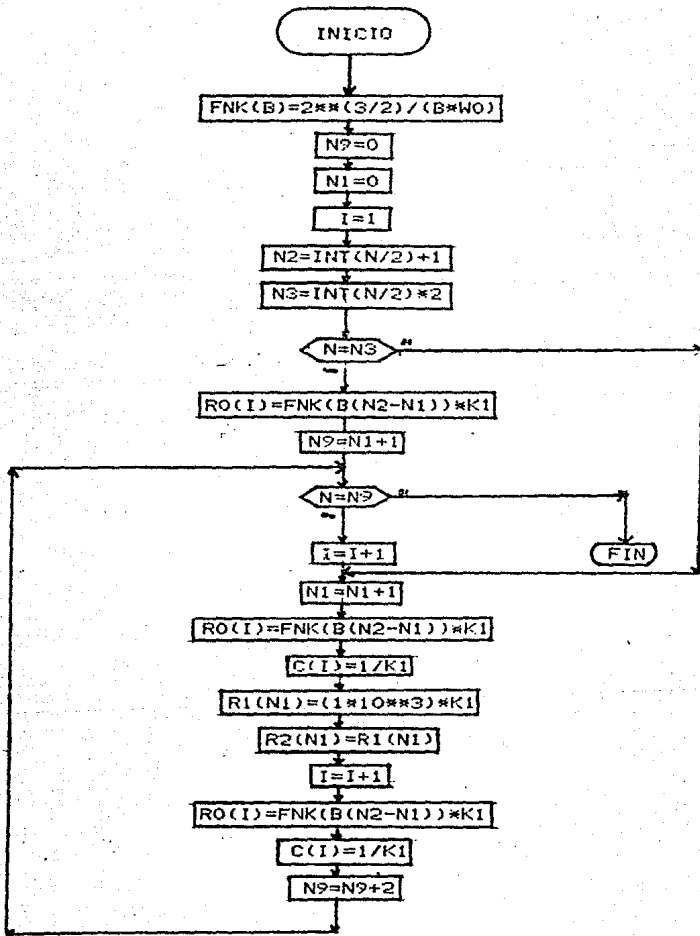


Figura 1.55 Diagrama de flujo que calcula componentes en filtros paso banda de Butterworth ó Chebyshev considerando BAJA-Q, (K=2).

Después de que se obtienen los coeficientes desnormalizados por medio de las subrutinas de Butterworth ó Chebyshev. Se puede utilizar la subrutina que calcula la ganancia de la función de transferencia. En la cual se van guardando los valores que va tomando la función en el arreglo unidimensional "F(X)", con respecto a la frecuencia, que va incrementandose regularmente.

En la subrutina de la ganancia se utilizaron las siguientes expresiones:

La variable "X9" representa el número máximo de veces, que nos interesa calcular la función con diferentes valores, para poder hacer una tabla ó una gráfica.

En la variable "IS" obtenemos el valor del incremento de frecuencia que se va a ir acumulando en la variable "W".

La variable "W" es acumulativa y la utilizamos en el cálculo de la ganancia, y representa la frecuencia.

La variable "U1" tiene el valor que toma el numerador de la ecuación de transferencia.

En la variable "D1" se tiene el valor del denominador, de la ecuación de transferencia.

La variable "H1" representa el valor que toma la ecuación de transferencia, y si el orden del filtro es mayor que dos. Como los coeficientes que se calculan en las subrutinas de Butterworth ó Chebyshev consideran básicamente dos módulos, uno

de primer orden y otro de segundo, para conformar cualquier orden de filtro mayor. El valor de la variable "H1" se multiplica por su valor anterior, siendo de esta manera una variable acumulativa.

En la figura 1.56 se muestra la codificación de la subrutina y en la figura 1.57 su diagrama de flujo.

```
17400 REM
17430 IS=3/X9
17440 IF B54="C" THEN IS=IS+2
17450 W=0
17460 FOR X=1 TO X9
17470   HI=1
17480   W=W+IS
17490   FOR S=1 TO N/2
17500     U1=W*2+Z1(S)+W*Z2(S)+Z3(S)
17510     IF R(S)=100 THEN 17540
17520     D1=W*2+W*A(S)+B(S)
17530     GOTO 17550
17540     HI=HI*U1/D1
17550   NEXT S
17560 NEXT X
17570 IF N1<0 THEN 17600
17580 F(X)=0
17590 GOTO 17610
17600 F(X)=20*LOG(ABS(HI))
17610 NEXT X
17620 RETURN
```

Figura 1.56 Subrutina para calcular los valores de la ganancia.

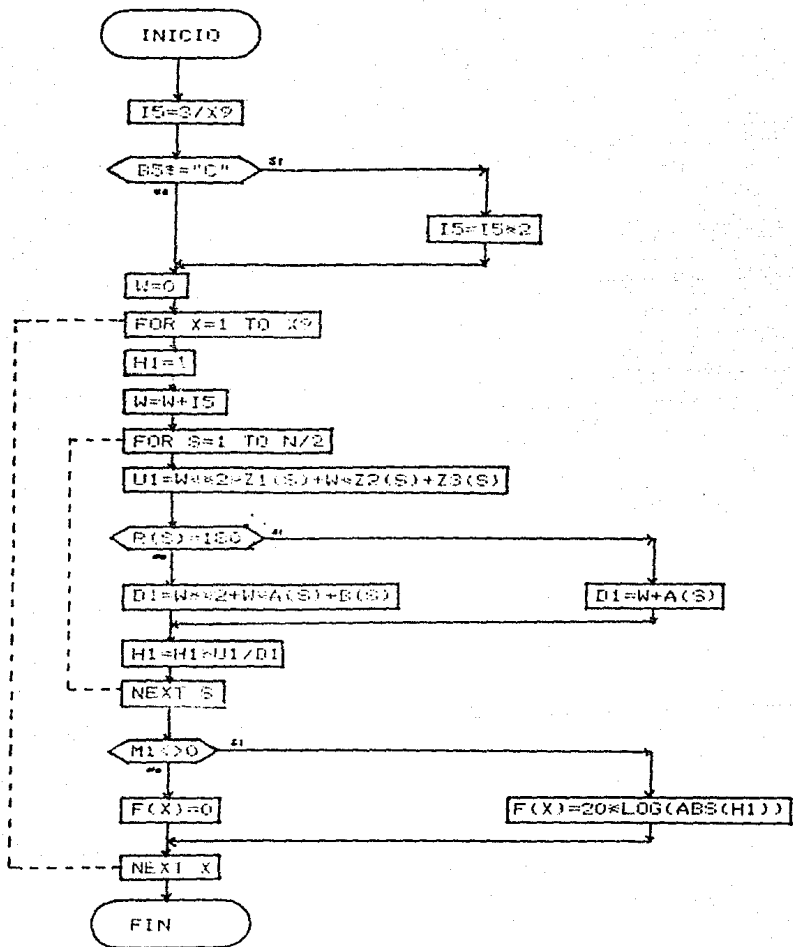


Figura 1.57 Diagrama de flujo para obtener los valores de la ganancia.

En la subrutina auxiliar para el calculo de la ganancia de la funcion de transferencia, se asignan valores a los arreglos unidimensionales "Z1(I)", "Z2(I)" y "Z3(I)", los cuales representan la parte del numerador, en los modulos iésimos normalizados, de los filtros paso altas, paso banda y paso bajas, respectivamente.

En la figura 1.58 se muestra la codificacion de la subrutina y en la figura 1.59 su diagrama de flujo.

```
16620 FOR J=1 TO N/2
16630 IF B5$<>"A" OR B5$<>"a" THEN 16690
16640     A0(J)=1
16650     Z1(J)=0
16660     Z2(J)=0
16670     Z3(J)=1
16680     GOTO 16790
16690 IF B5$<>"B" OR B5$<>"b" THEN 16750
16700     A0(J)=1
16710     Z1(J)=1
16720     Z2(J)=0
16730     Z3(J)=0
16740     GOTO 16790
16750 A0(J)=1
16760 Z1(J)=0
16770 Z2(J)=1
16780 Z3(J)=0
16790 NEXT J
16800 RETURN
```

Figura 1.58 Subrutina auxiliar para el cálculo de la ganancia.

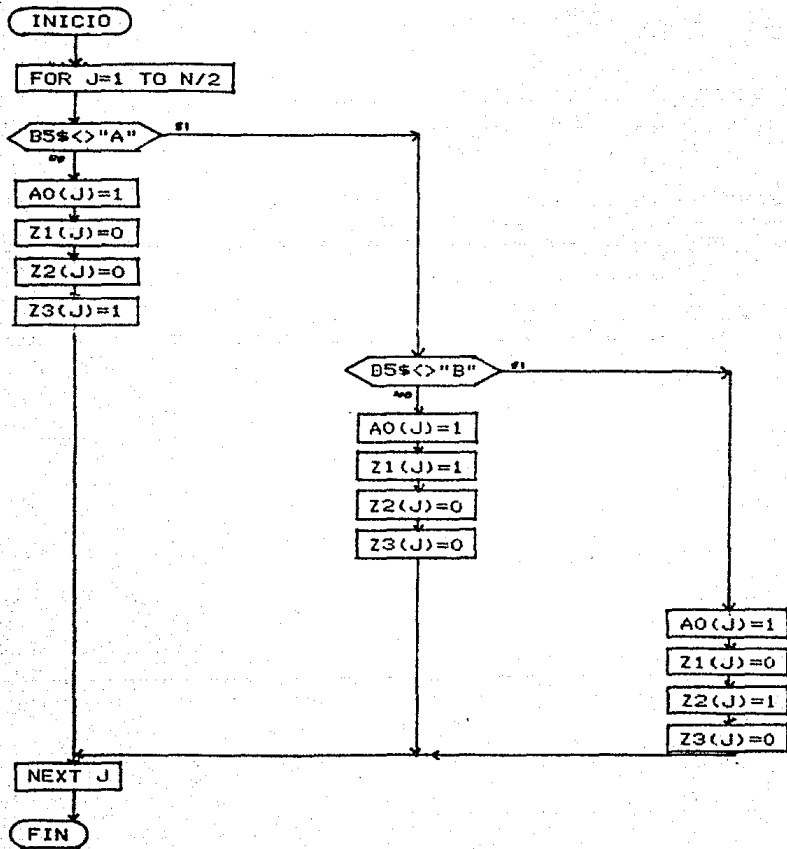


Figura 1.59 Diagrama de flujo de la subrutina auxiliar para el cálculo de la ganancia.

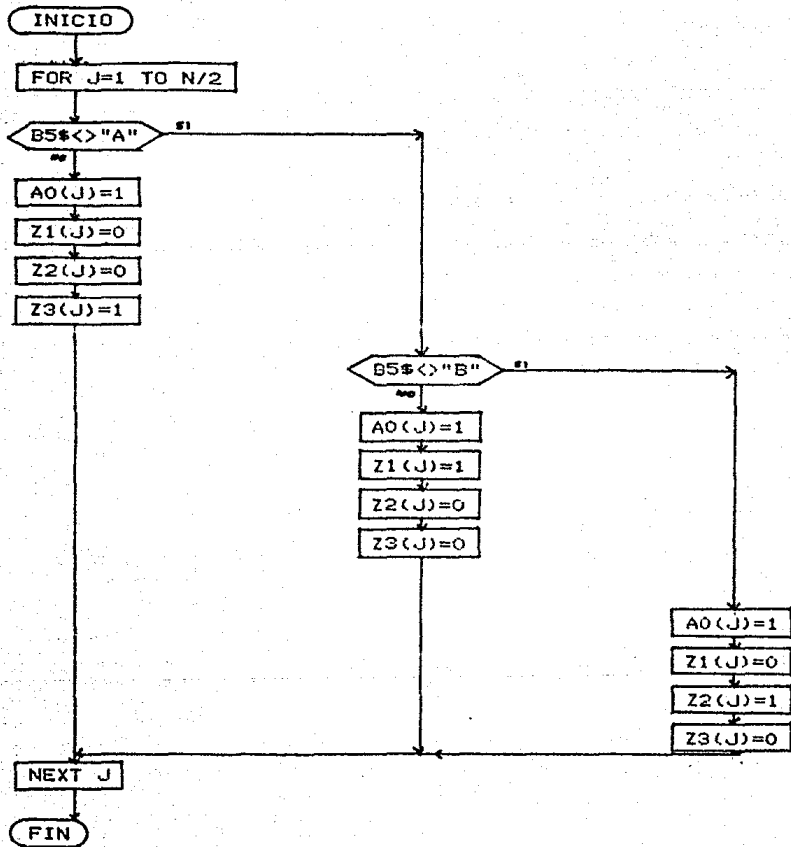


Figura 1.59 Diagrama de flujo de la subrutina auxiliar para el cálculo de la ganancia.

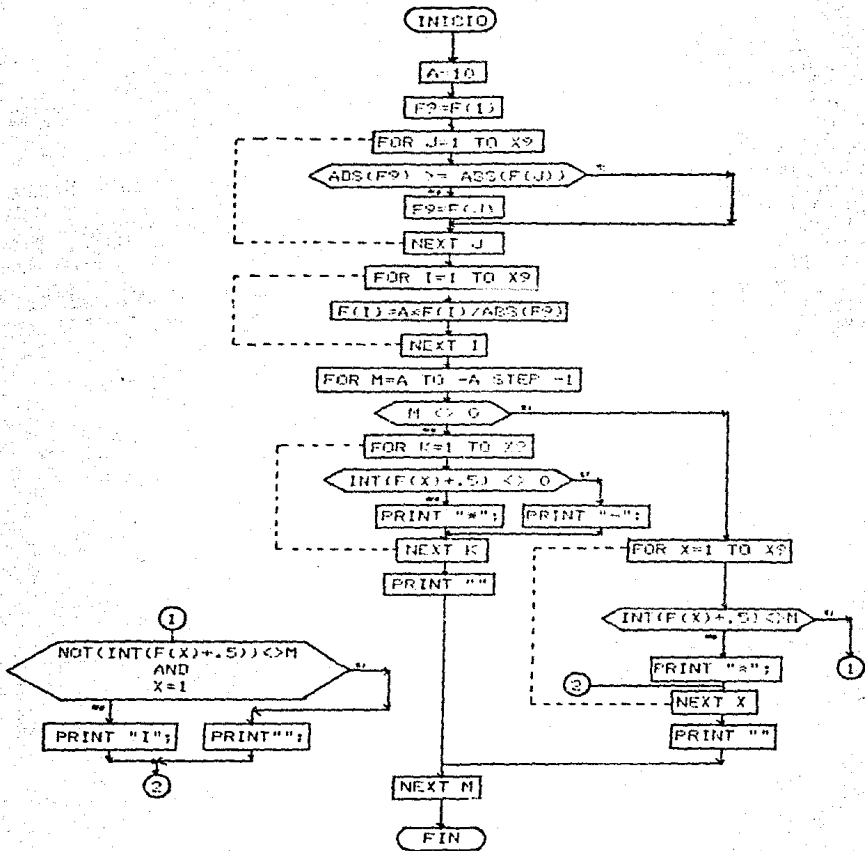


Figura 1.61 Diagrama de flujo para la subrutina de graficación.

CAPITULO II
COMPARADORES.

COMPARADORES.

Los comparadores electrónicos son circuitos que se usan para detectar los voltajes altos, bajos o iguales de una señal, con respecto a los voltajes de otra señal que se toma como referencia; En la mayoría de los casos, de la señal que se toma como referencia se conoce su voltaje con respecto al tiempo. En otras palabras, un circuito comparador es aquel que puede detectar entre dos voltajes cual de ellos es mayor. Estos circuitos se pueden implementar utilizando transistores o amplificadores operacionales, ya sea que estos últimos se conecten en malla abierta o con realimentación positiva (Schmitt Trigger).

2.1.- COMPARADORES CON TRANSISTORES.

En los comparadores que usan un transistor, hay que aplicarle a este entre su base y emisor un voltaje (si el transistor es de tipo NPN) para activarlo, y poderlo trabajar en su región de corte y saturación, como se muestra en las figuras 2.1 y 2.2

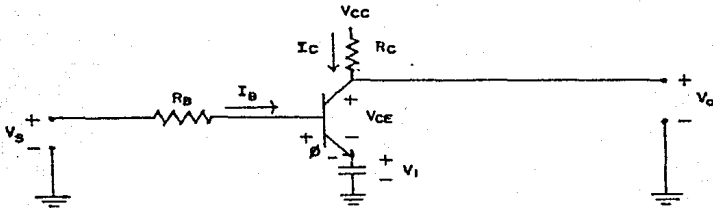


Figura 2.1 Comparador con transistor.

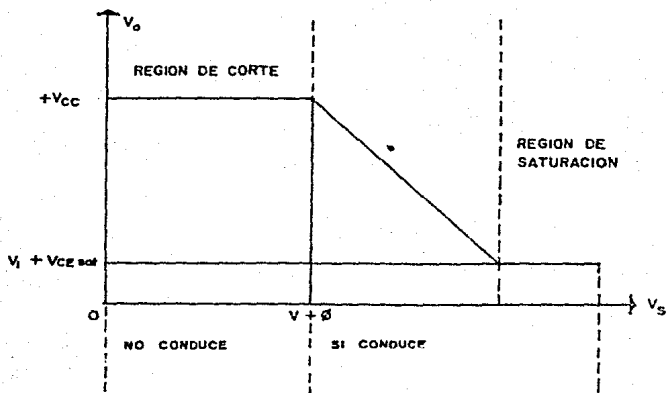


Figura 2.2 Grafica del transistor.

De las figuras 2.1 y 2.2, se puede observar que si $V_s > V_1 + \phi$ el transistor conduce y se encontrara trabajando en la región de saturación, y si $V_s < V_1 + \phi$ entonces el transistor no conduce y se encontrara trabajando en la región de corte.

También se puede observar que si " V_s " aumenta, " I_c " e " I_b " aumentan, por lo que " V_o " disminuye inversamente proporcional a " I_c ".

2.2.- COMPARADORES CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

En estos circuitos comparadores de circuito integrado, si la señal de salida no es nula, entonces se encontrará saturada, con un voltaje positivo ó negativo; dependiendo de cual magnitud de voltaje sea mayor, si el de la terminal positiva ó el

de la terminal negativa, y esto se debe a que el operacional es un circuito diferencial, por lo cual de una manera matemática podríamos expresar la señal de salida del circuito como:

$$V_o = a_v (V_{T+} - V_{T-}) \quad (2.1)$$

Por otro lado cuando se trabaja el operacional en malla abierta se tiene una gran desventaja, ya que es un circuito muy sensible al voltaje que existe entre la terminal inversora " V_{T-} " y la no inversora " V_{T+} "; por lo que cualquier señal de ruido entre estas provoca la saturación en la salida del operacional.

Para disminuir ó anular el efecto de ruido en el operacional, se escoge el circuito con realimentación positiva, el cual presenta el efecto de histéresis; obteniéndose así un umbral de seguridad en la comparación de las señales de entrada.

En el caso del amplificador operacional con realimentación positiva; la comparación entre las dos señales no es tan directa como en el de malla abierta, ya que una de las señales se conecta directamente a la terminal negativa " $(T-)$ " y la otra señal a través de una resistencia, se conecta a la terminal positiva " $(T+)$ "; por lo que de esta manera, se compara el voltaje de la terminal positiva, el cual depende de la señal

de salida del operacional y de una de las señales, contra el voltaje de la otra señal que esta en la terminal negativa, como se aprecia en la figura 2.3

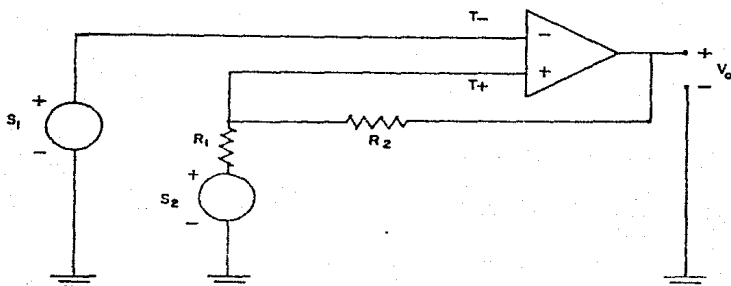


Figura 2.3 Circuito comparador.

De las terminales de entrada la frontera de conmutación se da cuando:

$$V_{T-} = V_{T+} \quad (2.2)$$

Expresando la condición (2.2), en términos de las señales que se comparan tendremos:

$$V_{S1} = V_0 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) + V_{S2} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (2.3)$$

De la ecuación (2.3) despejamos el término V_{S2} para auxiliarnos a observar la relación que existe entre los términos

obteniendo:

$$V_{S2} = V_{S1} \left(\frac{R1 + R2}{R2} \right) - V_o \left(\frac{R1}{R2} \right) \quad (2.4)$$

En las figuras 2.4 y 2.5 se muestran dos ejemplos de graficas del efecto de histéresis sobre el voltaje de salida del operacional.

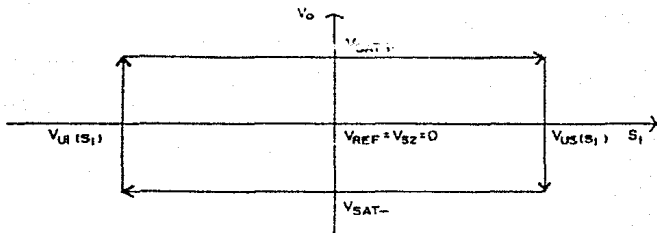


Figura 2.4 Histéresis con "S2" como señal de referencia.

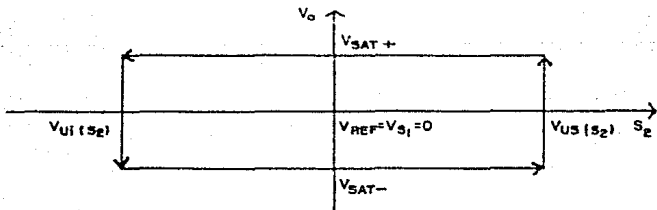


Figura 2.5 Histéresis con "S1" como señal de referencia.

Al analizar los umbrales en las figuras, vemos que la señal que no es de referencia, tiene un voltaje mayor en el

umbral superior (V_{US}), que el voltaje que tiene esta misma señal en el umbral inferior (V_{UI}), y si el voltaje de referencia varía, también variarían los voltajes de umbral. Es obvio que si las dos señales son aleatorias, los voltajes de umbral serán muy difíciles de calcular.

Analizaremos ahora el comportamiento de la señal de salida del operacional, en función de dos señales aleatorias en el tiempo, en la terminal positiva y negativa del amplificador con realimentación, como se muestra en la figura 2.6

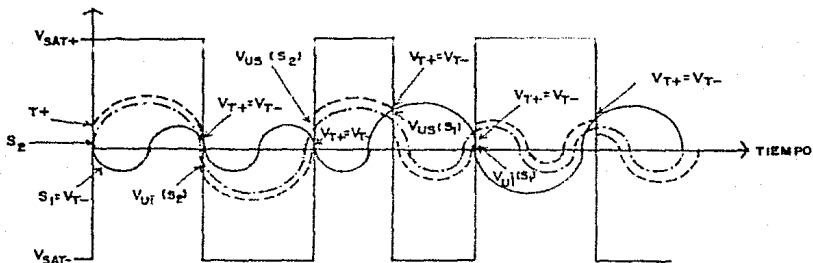


Figura 2.6 Señales en un comparador.

Podemos observar que el voltaje de la terminal positiva depende (en una proporción dada por las resistencias R_1 y R_2) de la señal S_2 y del voltaje de salida del operacional (V_o).

Cuando se utiliza la señal S_1 de referencia es conveniente utilizar la expresión 1.b para el cálculo de los umbrales (Superior e Inferior), y cuando la otra señal es la que se utiliza de referencia (S_2), entonces la expresión (2.3) es la más conveniente.

2.3.- VOLTAJE DE UMBRAL SUPERIOR.

En la obtención del "Voltaje de umbral superior" para la señal S2 (V_{us}), en el cual el voltaje de salida del operacional conmuta de saturación negativa a saturación positiva. (V_{SAT-} → V_{SAT+}) Tomando a la señal S1 como referencia. Se puede observar que la relación de los voltajes de las señales de entrada, después de la conmutación debe ser V_{T+} > V_{T-} por lo que en el cálculo de V_{us} se toma V₀ = V₀ = V_{MIN SAT-}, o sea en un estado anterior a la conmutación.

De la expresión (2.4) obtenemos:

$$V_{us} = V_{S1} \left(\frac{R1 + R2}{R2} \right) - V_{SAT-} \left(\frac{R1}{R2} \right) \quad (2.5)$$

Para encontrar el voltaje de umbral para la señal S1. Tomando como señal de referencia a S2 tenemos que para que conmute de saturación positiva a saturación negativa (V_{SAT+} → V_{SAT-}) se debe cumplir que:

$$V_{T-} > V_{T+} \quad (2.6)$$

De la expresión (2.3) obtenemos:

$$V_{us} = V_{S1} \left(\frac{R1}{R1 + R2} \right) + V_{S2} \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right) \quad (2.7)$$

2.4.- VOLTAJE DE UMBRAL INFERIOR.

En el "Voltaje de umbral inferior" para la señal S2 (V_{ui}^{S2}) el voltaje de salida del operacional (V_o), conmuta de saturación positiva a saturación negativa ($V_{SAT+} \rightarrow V_{SAT-}$) tomando como señal de referencia a S1, se puede apreciar que la relación de voltajes en las terminales de entrada debe ser:

$$V_{T-} > V_{T+} \quad (2.8)$$

De la expresión (2.4)

$$V_{ui}^{S2} = V_{S1} \left(\frac{R1 + R2}{R2} \right) - V_{SAT+} \left(\frac{R1}{R2} \right) \quad (2.9)$$

De la expresión 1.a, el "Voltaje de Umbral Inferior" en la señal S1 (V_{ui}^{S1}) para que conmute el voltaje de salida del operacional (V_o); de saturación negativa a saturación positiva ($V_{SAT-} \rightarrow V_{SAT+}$) se debe cumplir que:

$$V_{T+} > V_{T-} \quad (2.10)$$

De la expresión (2.3)

$$V_{iS1} = V_{SAT-} \left(\frac{R1}{R1 + R2} \right) + V_{S2} \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right) \quad (2.11)$$

2.5.- VOLTAJE DE HISTERESIS.

El voltaje de histéresis se define como el "Voltaje de umbral superior" menos el "Voltaje de umbral inferior":

$$V_{HIST} = V_{us} - V_{ui} \quad (2.12)$$

Para la señal S1 tomando como señal de referencia a S2 de las ecuaciones (2.7) y (2.11) obtenemos:

$$V_{HIST(S1)} = (V_{SAT+} - V_{SAT-}) \left(\frac{R1}{R1 + R2} \right) \quad (2.13)$$

Ahora para la señal S2, con S1 como señal de referencia tomando las ecuaciones (2.5) y (2.9) obtenemos:

$$V_{HIST(S2)} = (V_{SAT+} - V_{SAT-}) \left(\frac{R1}{R2} \right) \quad (2.14)$$

2.6.- VOLTAJE MEDIO.

El "Voltaje Medio" (V_m), lo podemos calcular mediante la expresión (2.15):

$$V_m = \frac{1}{2} (V_{us} + V_{ui}) \quad (2.15)$$

Para obtener el voltaje medio de la señal S1, con S2 como señal de referencia tomando (2.7) y (2.11) obtenemos:

$$V_{m_{S1}} = \frac{1}{2} (V_{SAT+} + V_{SAT-}) \left(\frac{R1}{R1 + R2} \right) + V_{S2} \left(\frac{R1}{R1 + R2} \right) \quad (2.16)$$

De manera similar, para la señal S2, cuando la señal de referencia es S1, a partir de las ecuaciones (2.5) y (2.9) obtenemos:

$$V_{m_{S2}} = V_{S1} \left(\frac{R1 + R2}{R2} \right) - \frac{1}{2} (V_{SAT-} + V_{SAT+}) \left(\frac{R1}{R2} \right) \quad (2.17)$$

2.7.- DISEÑO DE UN COMPARADOR CON HISTERESIS.

En el diseño de un comparador con realimentación, nos interesa fijar los voltajes de umbral tanto inferior como

superior y calcular a partir de estos el voltaje medio, el voltaje de histéresis, las resistencias (R1 y R2) y el voltaje de referencia. Para esto utilizaremos las expresiones que se han visto anteriormente.

El voltaje de histéresis y el voltaje medio los podemos calcular directamente de las expresiones matemáticas (2.12) y (2.15), respectivamente.

Para facilitar el cálculo de las resistencias, se representa a una, como una proporción de la otra, o sea:

$$\begin{aligned} R1 &= R \\ R2 &= kR \end{aligned} \tag{2.18}$$

Con esta substitucion en la ecuacion (2.13) si S2 es la señal de referencia ó (2.14) si la señal de referencia es S1, obtenemos la constante de proporción, y bastara fijar el valor de una para obtener el valor de la otra, de esta manera tendremos R1 y R2. Los voltajes de saturación para un circuito en especial son valores ya fijos.

Substituyendo y desarrollando de (2.13)

$$kS1 = \frac{(V_{sat} - V_{sat})}{V} - 1 \tag{2.19}$$

HIST(S1)

Substituyendo y desarrollando de (2.14)

$$kS2 = \frac{(V_{sat} - V_{sat})}{V_{HIST}(S2)} \quad (2.20)$$

Tanto el voltaje de histéresis como el voltaje medio dependen de la ganancia dada por las resistencias.

Para obtener el voltaje de referencia, despejando de las ecuaciones (2.5) ó (2.7) en el caso de que la señal de referencia sea "S1" ó "S2", respectivamente obtenemos:

$$V_{REF}(S1) = V_{US}(S2) \left(\frac{K}{1+K} \right) + V_{SAT-} \left(\frac{1}{1+K} \right) \quad (2.21)$$

$$V_{REF}(S2) = V_{US}(S1) \left(\frac{1+K}{K} \right) - V_{SAT+} \left(\frac{1}{K} \right) \quad (2.22)$$

La subrutina que nos auxilia en el calculo de un comparador, utiliza las siguientes expresiones:

Las variables "U9" y "U8" contienen los valores de los umbrales superior e inferior, respectivamente.

La variable "H" contiene el voltaje de histéresis, y la variable "V0" el voltaje medio.

La variable "K9" contiene el valor de la constante de proporción que existe entre las resistencias "R1" y "R2".

A la variable "V" se le asigna el voltaje de referencia calculado.

En la figura 2.1 se muestra la codificación de la subrutina y en la figura 2.2 su diagrama de flujo.

```
100 REM -----
110 REM *** Subrutina para calcular el Voltaje ***
120 REM *** de Histeresis, el Voltaje Medio, la ***
130 REM *** constante de proporción entre las ***
140 REM *** resistencia y el Voltaje de ***
150 REM *** Referencia ***
160 REM
170 H=U9-U8
180 VO=(U9+U8)/2
190 IF S="S1" THEN 230
200 K9=30/H-1
210 V=U9*(1+K9)/U8-(30/K9)
220 GOTO 250
230 K9=30/H
240 V=U9*(K9/(1+K9))-(30/(1+K9))
250 RETURN
```

Figura 2.1 Subrutina para calcular un comparador con histeresis.

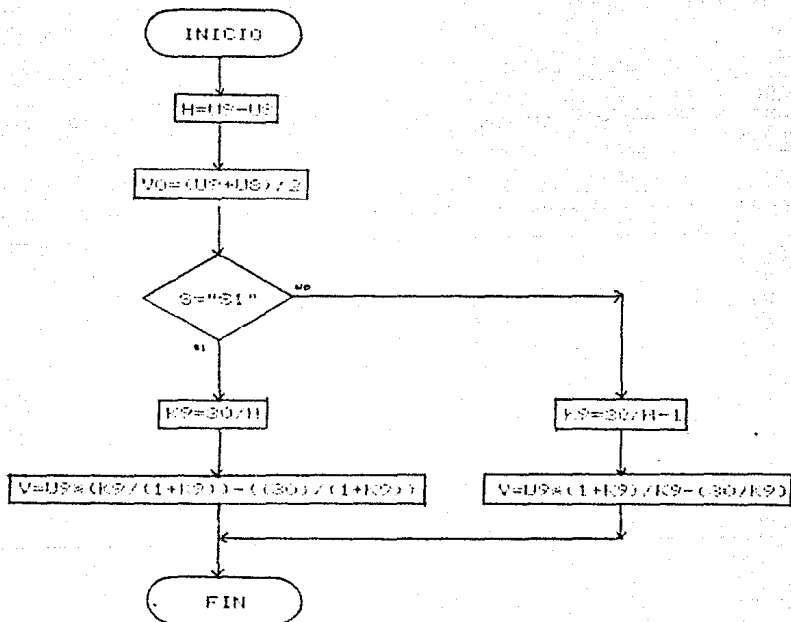


Figura 2.2 Diagrama de flujo para calcular un comparador con histeresis.

Como un comparador básicamente realiza la comparación de dos señales, se desarrollaron cinco sencillas subrutinas en donde se generan las señales senoideales, cosenoidales, triangulares, cuadradas y de diente de sierra. De estas señales se pueden seleccionar algunas, además de la señal continua y darles un valor de amplitud entre quince (+15) y menos quince (-15), y un período entre uno y cinco para observar gráficamente la señal resultante en la pantalla.

En las subrutinas, las expresiones que se utilizaron fueron las siguientes:

La variable "P2" contiene el número de períodos de la señal periódica que llega al operacional por su terminal negativa.

La variable "P3" contiene el número de períodos de la señal periódica que llega al operacional por su terminal positiva.

La variable "V1" contiene la amplitud de la señal que llega al operacional por su terminal negativa.

La variable "V2" contiene la amplitud de la señal que llega al operacional por su terminal positiva.

La variable "T" se utiliza como auxiliar en el período de la señal.

La variable "I1" se utiliza como índice. La variable "Y0" se utiliza como auxiliar en el uso de las subrutinas y

contiene el valor de la amplitud. La variable "NO" se utiliza también como auxiliar y contiene el número de períodos.

En las figuras 2.3, 2.4, 2.5, 2.6 y 2.7 se muestran las subrutinas y sus diagramas de flujo. En las figuras 2.8, 2.9, 2.10, 2.11 y 2.12 sus diagramas de flujo.

```
18750 REM -----
18760 REM *** Subrutina para calcular una funcion senoidal ***
18770 I1=0
18780 FOR I=1 TO NO
18790   T=X1/N0
18800   FOR J=1 TO T
18810     I1=I1+1
18820     F(I1)=Y0*SIN(2*P*(J-1)/T)
18830   NEXT J
18840 NEXT I
18850 RETURN
```

Figura 2.3 Subrutina Para generar la señal senoidal.

```
18860 REM -----
18870 REM *** Subrutina para calcular una funcion cosenoidal ***
18880 I1=0
18890 FOR I=1 TO NO
18900   T=X1/N0
18910   FOR J=1 TO T
18920     I1=I1+1
18930     F(I1)=Y0*COS(2*P*(J-1)/T)
18940   NEXT J
18950 NEXT I
18960 RETURN
```

Figura 2.4 Subrutina para generar la señal cosenoidal.

```

18970 REM -----
18980 REM *** Subrutina para calcular una funcion triangular ***
18990 I1=0
19000 FOR I=1 TO N0
19010 T=X9/N0
19020 FOR J=1 TO T/4+1
19030 I1=I1+1
19040 F(I1)=(J-1)*Y0/(X9/4)
19050 NEXT J
19060 FOR J=T/4+2 TO T*3/4+1
19070 I1=I1+1
19080 F(I1)=-((J-1)*Y0/(T/4))+2*Y0
19090 NEXT J
19100 FOR J=T*3/4+2 TO T+1
19110 I1=I1+1
19120 F(I1)=(J-T)*Y0/(T/4)+Y0
19130 NEXT J
19140 I1=I1-1
19150 NEXT I
19160 RETURN

```

Figura 2.5 Subrutina para generar la señal triangular.

```

19290 REM -----
19300 REM *** Subrutina para calcular una funcion Cuadrada ***
19310 I1=0
19320 FOR I=1 TO N0
19330 T=X9/N0
19340 FOR J=1 TO X9/4
19350 I1=I1+1
19360 F(I1)=Y0
19370 NEXT J
19380 FOR J=X9/4 TO X9*3/4
19390 I1=I1+1
19400 F(I1)=-Y0
19410 NEXT J
19420 FOR J=X9*3/4 TO X9
19430 I1=I1+1
19440 F(I1)=Y0
19450 NEXT J
19460 NEXT I
19470 RETURN

```

Figura 2.6 Subrutina para generar la señal cuadrada.

```

19170 REM -----
19180 REM *** Subrutina para calcular una función Diente de Sierra ***
19190 I1=0
19200 FOR I=1 TO N0
19210   T=X9/AN
19220   FOR J=1 TO Y
19230     I1=I1+1
19240     F(I1)=J*Y0/X9
19250     I1=I1+1
19260   NEXT J
19270 NEXT I
19280 RETURN

```

Figura 2.7 Subrutina para generar la señal diente de sierra.

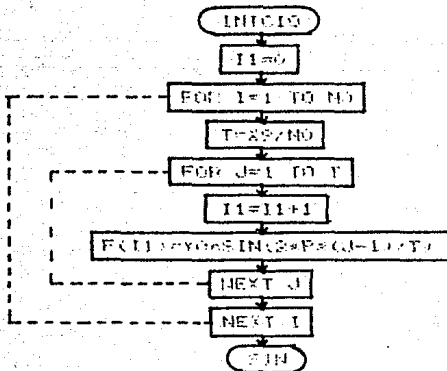


Figura 2.8 Diagrama de flujo para generar la señal senoidal.

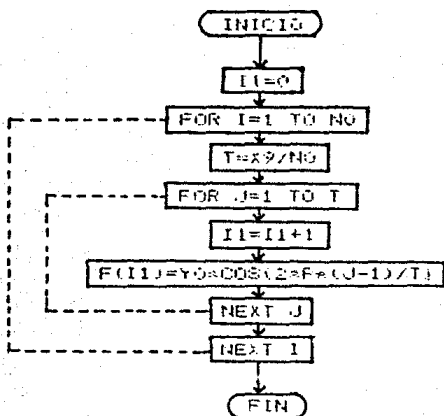


Figura 2.9 Diagrama de flujo para generar la señal cosenoidal.

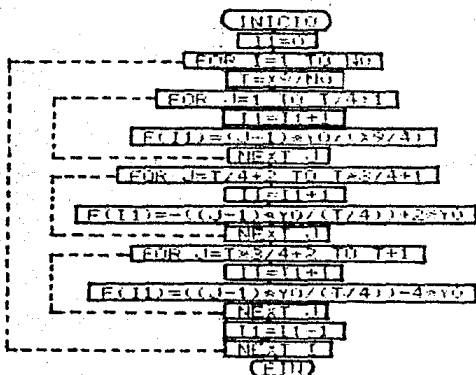


Figura 2.10 Diagrama de flujo para generar la señal triangular.

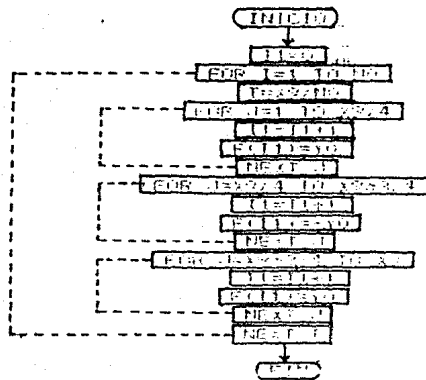


Figura 2.11 Diagrama de flujo para generar la señal cuadrada.

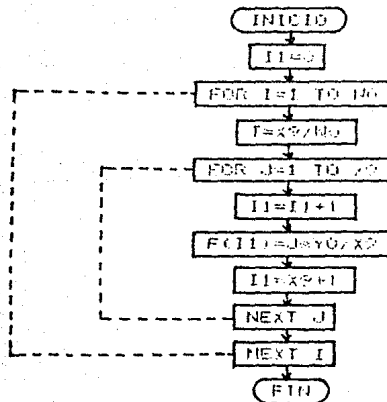


Figura 2.12 Diagrama de flujo para generar la señal diente de sierra.

CAPITULO III
OSCILADORES.

OSCILADORES

Los osciladores son circuitos electrónicos que se utilizan para obtener en su salida señales periódicas, y las frecuencias de estas señales, dependiendo del oscilador en particular, pueden ser desde algunos ciclos por hora, hasta centenares de millones de ciclos por segundo. Para implementar un oscilador, se pueden utilizar bulbos, transistores o circuitos integrados, de acuerdo a las necesidades de potencia, frecuencia y tamaño, serán seleccionados los elementos que se utilicen en el oscilador.

Para transmisión, los circuitos integrados no proporcionan la potencia requerida, es por esto que aún se utilizan bulbos en algunos casos.

Dentro de los osciladores más conocidos, están los que operan con realimentación positiva, el efecto de la realimentación, provoca que el circuito genere oscilaciones mantenidas por la propia excitación.

Dentro de los osciladores de realimentación positiva que funcionan con bulbos se encuentran el TWT, KLYSTRON, MAGNETICA, BWO, BUTTERFLY que operan entre 300-3000 MHZ. dentro de la banda de UHF y entre los osciladores que funcionan con elementos de estado sólido (semiconductores) tenemos el diodo GUNN y el MASER LASER entre 1-300 GHZ. dentro de la banda de micro ondas.

Dentro de los osciladores que utilizan redes de tipo

RC tenemos el oscilador de puente de Wien, el oscilador de cuadratura, el oscilador de corrimiento de fase, el oscilador de T gemelas, y dentro de los osciladores que utilizan los elementos LC tenemos el oscilador Colpitts, el oscilador Hartley y los osciladores sintonizados.

En base a las señales de salida del oscilador, se pueden clasificar como "osciladores senoidales" a los osciladores con señales sinusoidales y "osciladores de relajación" a los osciladores con señales diferentes a las senoidales, las señales de estos últimos se caracterizan por una alteración brusca o relajación, que va desde un estado inestable, hasta otro igualmente inestable.

Existen los osciladores de parámetros concentrados y los de parámetros distribuidos, esta clasificación es en base a la relación que existe entre las dimensiones físicas del dispositivo y la longitud de onda de la señal, de esta manera si la longitud de onda de la señal es mayor que el tamaño del circuito, se tendrá un oscilador de parámetros concentrados, y si la longitud de onda es menor o igual al tamaño del circuito se tendrá un oscilador de parámetros distribuidos.

Los osciladores son circuitos que deben presentar gran estabilidad en su frecuencia de oscilación, sin embargo, existen efectos de corrimientos de frecuencia, lo que hace necesario utilizar alguna compensación para evitar que la frecuencia cambie.

Para aplicaciones que requieren una señal con una gran

estabilidad se utilizan cristales de cuarzo en los osciladores para tener un mejor control.

Debe tenerse presente que, en una tarjeta impresa, entre dos pistas adyacentes se presentan efectos capacitivos, los cuales son despreciables en bajas frecuencias, no así en altas frecuencias, lo mismo para las resistencias implícitas en las conexiones.

Los elementos LC normalmente se ocupan en frecuencias altas y en frecuencias variables, cuando se implementa un oscilador de realimentación positiva con elementos pasivos RC, RL o RLC en altas frecuencias, los capacitores deben de ser de orden muy pequeño, lo mismo que las inductancias.

3.1.- OSCILADORES CON REALIMENTACION.

Nos interesa conocer las condiciones que se tienen que cumplir para que oscile el circuito, y como fijar la frecuencias de estas oscilaciones.

La utilización de la realimentación positiva, en vez de la negativa se debe a que el efecto de esta, produce que la salida pueda regenerarse a sí misma.

El fenómeno de la oscilación está ligado al de resonancia, en la figura 3.1 se muestra el diagrama de bloques del sistema con realimentación positiva.

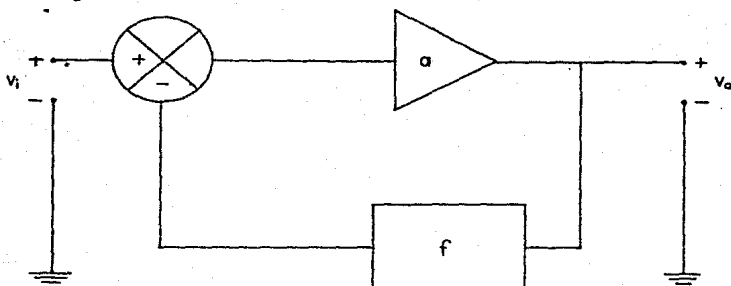


Figura 3.1 Realimentación positiva.

Idealmente el bloque "a" es un amplificador estable con un desplazamiento de fase de cero o de 180 grados. El bloque "f" que está dentro de la trayectoria de retroalimentación es en donde se determina la frecuencia y normalmente está compuesto por elementos RC, RL, o RLC con diferentes configuraciones.

Los osciladores RC se utilizan generalmente para trabajar en la escala de frecuencias de 1MHz o menos, ya que en este rango tienen mayor estabilidad, mientras que los osciladores LC (osciladores resonantes) y de cristal se usan en aplicaciones que requieren desde unos pocos cientos de Hz, hasta varios miles de MHz.

Para el caso del sistema con realimentación positiva, tenemos la siguiente función de transferencia.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{a}{1 - af} \quad (3.1)$$

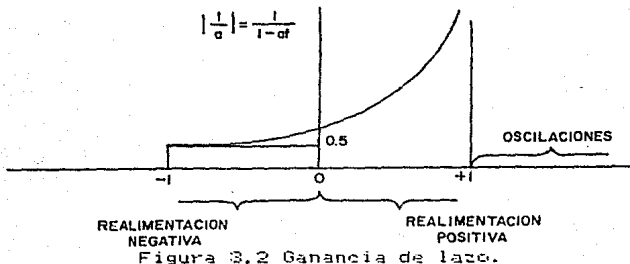
Existe el criterio de oscilación de Barkhausen sobre la función de transferencia general de la ganancia de bucle, y consiste en que el valor absoluto del término "af" sea igual a uno. Con esto se logra que en el análisis matemático la ganancia sea infinita.

Con esta condición resulta que un sistema realimentado positivamente tiende a oscilar. En la práctica como la ganancia varía tendremos que el valor absoluto de "af" debe ser mayor a uno para garantizar que el sistema empiece a oscilar, o sea que el valor de la ganancia calculado se le incrementa un 10% aproximadamente, de dicho valor.

Al obtener los polos de malla cerrada en la función de transferencia resulta que:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(af) &= 1 \\ \operatorname{Im}(af) &= 0 \end{aligned} \quad (3.2)$$

Si analizamos el comportamiento de la función en base a la ganancia de lazo en forma gráfica tendremos:



En el plano complejo tendremos las graficas que representant:

a) Un sistema estable con dos raices con parte real negativa y sin parte imaginaria. Esto ocasiona que la respuesta del sistema en función del tiempo tienda a ir disminuyendo como se muestra en la figura 3.3

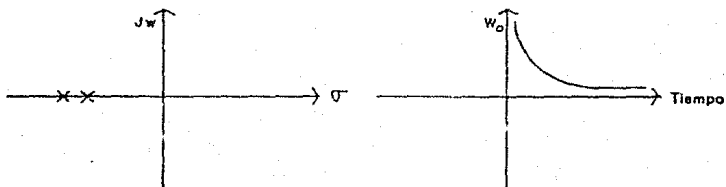


Figura 3.3 Sistema estable.

b) Un sistema inestable con dos raices con parte real positiva y sin parte imaginaria. Esto ocasiona que la salida del sistema en función del tiempo tienda a ir aumentando como se muestra en la figura 3.4

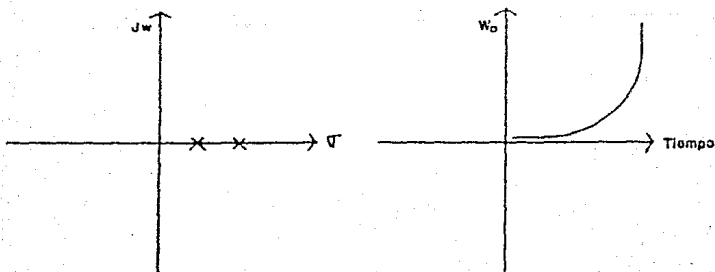


Figura 3.4 Sistema inestable.

c) Un sistema estable con un par de raíces con parte real negativa y parte imaginaria, equidistantes al eje real negativo. Esto ocasiona que la respuesta del sistema en función del tiempo ocasiona oscilaciones que van disminuyendo de amplitud hasta llegar a "anularse" como se muestra en la figura 3.5

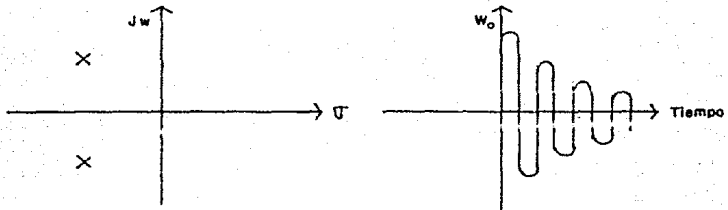


Figura 3.5 Sistema estable.

d) Un sistema inestable con un par de raíces con parte real positiva y parte imaginaria, equidistantes al eje real positivo. Esto ocasiona que la respuesta del sistema en función del tiempo, provoque oscilaciones con amplitudes cada vez mayores hasta llegar al "infinito", como se muestra en la figura 3.6

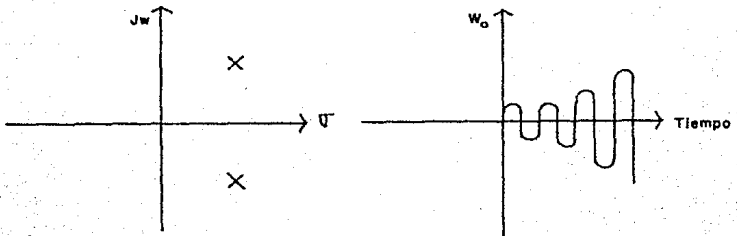


Figura 3.6 Sistema inestable.

e) Un sistema con inestabilidad controlada, con un par de raíces equidistantes al eje real pero con parte real cero. Esto ocasiona que la respuesta del sistema en función del tiempo tienda a producir oscilaciones con la misma amplitud durante todo el tiempo como se muestra en la figura 3.7

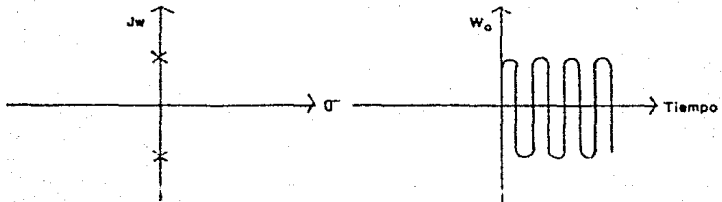


Figura 3.7 Inestabilidad controlada.

3.2.- GANANCIA DE LAZO.

Realizando un análisis superficial del sistema con realimentación positiva, vemos que si se abre el circuito como se muestra en la figura 3.8 y se suministra un voltaje V_i .

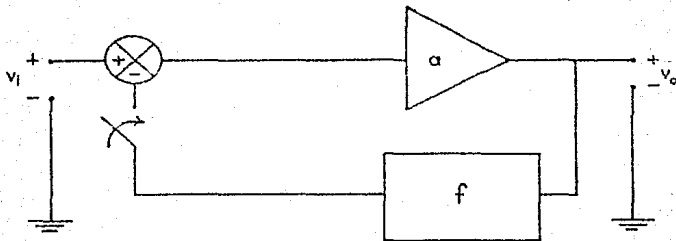


Figura 3.8 Ganancia de lazo.

El voltaje se amplificará en el bloque "a", y después pasará la señal al bloque "f", en el cual se modificará la magnitud y la fase con respecto a la señal de entrada, a causa de los elementos reactivos.

Si en el amplificador se tiene una ganancia lo suficientemente grande, se podrá compensar la atenuación que se presenta en el bloque "f" para que el voltaje que se realimenta sea igual o mayor al voltaje de la señal inicial que se suministró. Cuando la señal de retroalimentación es mayor o igual a la señal inicial de entrada, la magnitud de la ganancia de lazo "af" debe ser igual o mayor a la unidad.

Cuando se aplica un voltaje V_i con variación en su frecuencia, la señal de retroalimentación también tendrá variaciones de frecuencia pero habrá un momento en que las fases de las dos señales sean iguales y de esta manera el defasamiento de lazo abierto total será de cero grados y esto es a la frecuencia de oscilación ω_0 . Si se cierra ahora el circuito y se deja de aplicar la señal inicial se tendrá un circuito con oscilaciones sostenidas a la frecuencia ω_0 .

En la práctica no es necesario suministrar el voltaje V_i , debido a que los voltajes del espectro de frecuencias infinito del ruido siempre están presentes. Por otra parte la ganancia del amplificador puede llegar a desviarse, debido a que la variación en el punto de operación, en reposo puede ser afectada por la temperatura, envejecimiento de los componentes, variaciones en los voltajes que suministra la fuente de poder,

etc. Es por esto que debemos tener un valor absoluto de "af" mayor que uno.

Cuando se quiere obtener una señal senoidal a la salida la ganancia de malla cerrada no debe ser mucho mayor que uno, debido a que si la ganancia es muy grande se estaría trabajando en las regiones de saturación y esto provocaría una deformación en la señal.

El hecho de que la salida tienda a ser senoidal se puede demostrar resolviendo las ecuaciones diferenciales que simulan el oscilador en su región lineal. Una de las características de una señal senoidal es que no se deforma al pasar por elementos reactivos, a diferencia por ejemplo de una señal cuadrada, en donde los elementos reactivos podrían producir un efecto de integración o diferenciación en la señal.

Para obtener una mayor estabilidad en el oscilador se requiere una ganancia estable en el bloque "a" y con un alto Q en el bloque "f". Adn así, se debe producir una desviación de fase compensante con una desviación de frecuencia menor. Esto es que cualquier cambio de fase en el bloque "a" tiene que estar compensado por un cambio de fase opuesto e igual en el bloque "f" para tener en cada momento una frecuencia sin desviación de fase.

3.3.- EL OSCILADOR DE PUENTE WIEN.

En la figura 3.9 se muestra el diagrama del circuito del bloque "f" de un oscilador de puente de Wien. Este circuito

es normalmente utilizado para frecuencias de 10Hz hasta 1 MHz o desde 0.1 Hz hasta 10MHz.

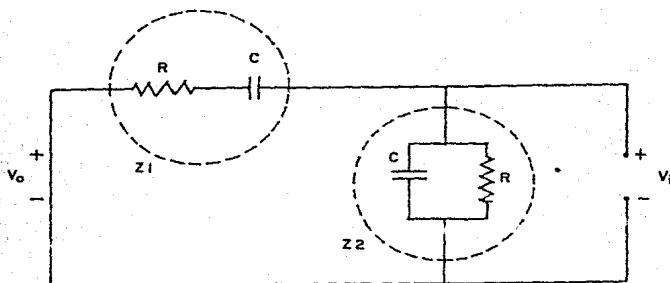


Figura 3.9 Oscilador puente de Wien.

Analizando la figura, vemos que la impedancia Z_1 provoca una caída de tensión, produciéndose el voltaje V_i , en tanto que la impedancia Z_2 provoca un retraso en la señal. O sea que dependiendo del valor de las impedancias Z_1 y Z_2 algunas frecuencias se defasaron y se cancelaran a si mismas, existiendo alguna en particular que si pueda pasar sin ser anulada. La función de transferencia del bloque "f" es:

$$F(S) = \frac{S/RC}{S^2 + S/(RC) + 1/(RC)^2} \quad (3.3)$$

Aplicando el criterio de oscilación de Barkhausen a la expresión (3.3) obtenemos la frecuencia de oscilación, la cual

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (3.4)$$

Sustituyendo esta frecuencia en la función de transferencia obtenemos el valor de la atenuación, el cual es de $1/3$.

Sabiendo que la atenuación en el bloque "f" es de $1/3$, necesitaremos en el circuito una ganancia igual o mayor a 3 para poder tener un circuito compensado. Se muestra en la figura 3.10 un circuito de malla cerrada de realimentación positiva.

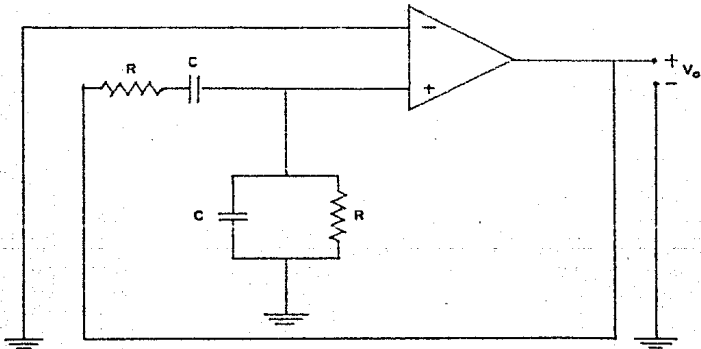


Figura 3.10 Realimentación positiva.

El circuito de la figura 3.10 tiene la desventaja de que se debe garantizar en el amplificador una ganancia igual a tres, pero como en la práctica se calcula un poco mayor a tres la

señal cada vez que estuviera atravesando al amplificador, iría aumentando su voltaje hasta llegar en un momento dado a la saturación, dejando de ser una señal senoidal. Para evitar esto se utiliza a la vez en el amplificador la realimentación negativa, únicamente con el fin de mantener un nivel controlado de voltaje en la salida. Manteniendo una ganancia constante y una desviación de fase cero. Por lo que se utiliza el circuito de la figura 3.11

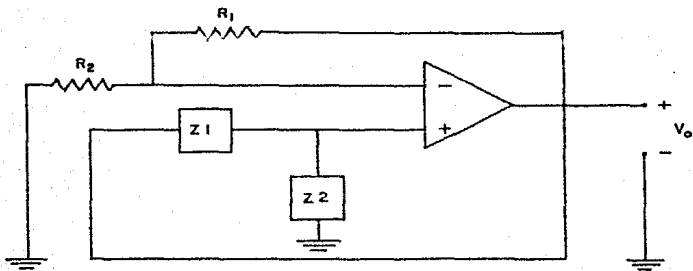


Figura 3.11 Sistema con realimentación positiva controlada.

En la figura 3.12 se muestra la característica de fase en el bloque "f".

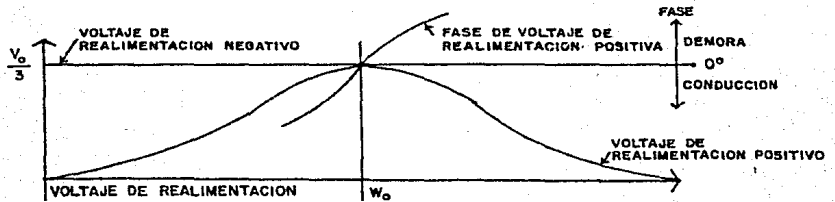


Figura 3.12 Características de fase.

En el punto ω_0 la realimentación positiva no llega a anular a la realimentación negativa y de esta manera el sistema puede oscilar.

Para frecuencias menores o mayores a ω_0 , el voltaje de la realimentación negativa es mayor por lo que el sistema no oscila a estas frecuencias.

Por otro lado en la práctica la resistencia R_2 suele ser una resistencia que aumenta su valor en proporción lineal al aumento de la corriente que la atraviesa, para esto se utiliza alguna lámpara o un FET.

La relación que debe existir entre las resistencias de ganancia R_1 y R_2 para que se cumpla la condición de oscilación debe ser:

$$R_2 = 2(R_1) \quad (3.5)$$

3.4.- OSCILADOR CAMBIADOR DE FASE.

En la figura 3.13 se muestra un circuito oscilador cambiador de fase.

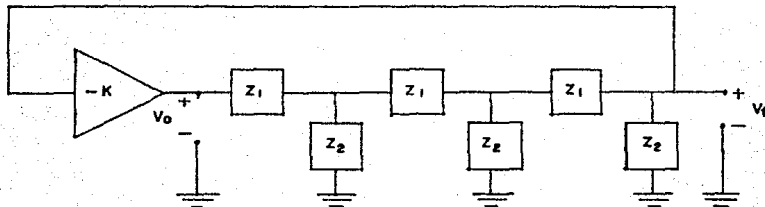


Figura 3.13 Oscilador cambiador de fase.

Se puede demostrar realizando un análisis del circuito por algún método que las ecuaciones de malla del bloque "f" se pueden representar como:

$$\begin{aligned} V_o &= i_1 (Z_1 + Z_2) - i_2 (Z_2) \\ 0 &= -i_1 (Z_2) + i_2 (Z_1 + 2Z_2) - i_3 (Z_2) \\ 0 &= -i_2 (Z_2) + i_3 (Z_1 + 2Z_2) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Aplicando algún método matricial para la solución de ecuaciones y desarrollando, vemos que la función de transferencia del bloque "f" es:

$$\frac{V_f}{V_o} = \frac{1}{1 + (Z_1/Z_2) + 5(Z_1/Z_2) + 6(Z_1/Z_2)} \quad (3.7)$$

En estos circuitos siempre se tienen tres elementos reactivos, tanto en una configuración RC como en una RL. Si en la función de transferencia anterior del circuito oscilador sustituimos las impedancias Z_1 por capacitancias del mismo valor y las impedancias Z_2 por resistencias también del mismo valor, estas tres con valores iguales, la frecuencia en la cual la parte imaginaria de la función de transferencia se hace cero, aplicando el criterio de Barkhausen y desarrollando se obtiene:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2} RC} \quad (3.8)$$

Después de sustituir la frecuencia de oscilación en la función de transferencia y desarrollando se obtiene un valor de atenuación de $1/27$, por lo que se debe de tener en el bloque "a" una ganancia igual o mayor a 27.

3.5.- EL OSCILADOR COLPITTS.

La configuración para un oscilador Colpitts, es como se muestra en la figura 3.14

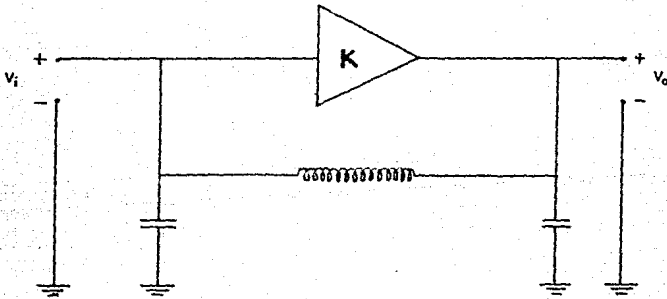


Figura 3.14 Oscilador Colpitts.

Si las capacitancias son iguales la frecuencia de oscilación será:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{LC}} \quad (3.9)$$

3.6.- EL OSCILADOR HARTLEY.

La configuración para un oscilador Hartley es como se muestra en la figura 3.15

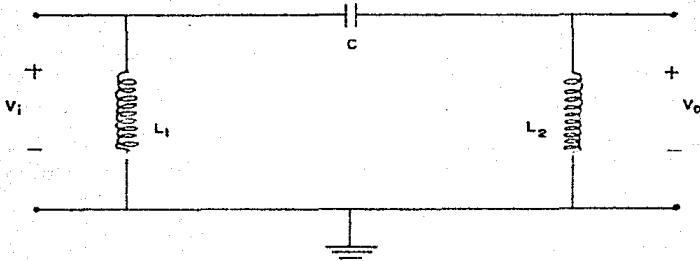


Figura 3.15 Oscilador Hartley.

La configuración de la figura 3.15 se puede implementar con una inductancia móvil para tener un balanceo de las inductancias, como se muestra en la figura 3.16

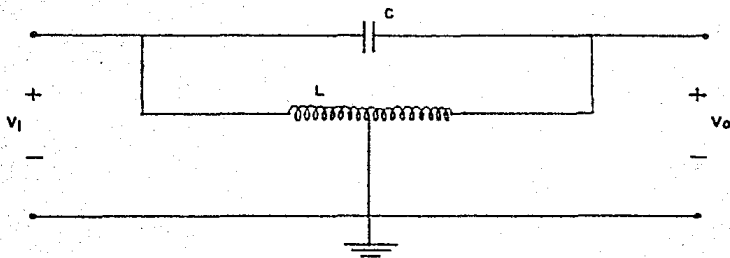


Figura 3.16 Hartley con inductancia móvil.

La frecuencia de oscilación sera:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{A.L.C}} \quad (3.10)$$

3.7.- OSCILADORES DE CRISTAL.

Existen algunos cristales naturales que tienen propiedades piezoeléctricas. Estos cristales si se les presiona con alguna fuerza mecánica, se produce en ellos un voltaje, y de manera inversa, si se les aplica un voltaje se modifica su forma geométrica y con esta propiedad se utilizan para acoplar elementos eléctricos con mecánicos.

Los cristales más comunes son el cuarzo y la sal de Rochela, el cuarzo se utiliza en osciladores o en relojes, en tanto que la sal de Rochela se usa en micrófonos y audifonos.

Se pueden utilizar en circuitos con realimentación, si el voltaje que se produce en el cristal se amplifica y retroalimenta, entonces el cristal sufrirá una deformación mayor y provocará un voltaje mayor y si no se tiene cuidado de controlar el voltaje, el cristal se puede llegar a fracturar.

Para señales de alta frecuencia son más útiles los cristales delgados.

La geometría del cristal determina las frecuencias de oscilación y pueden usarse para frecuencias que van desde los 100

KHz. hasta los 60 MHz.

La representación electrónica del cristal se muestra en la figura 3.17. en donde la relación L/C es muy grande y la relación C_m/C es normalmente de 100 o mayor.

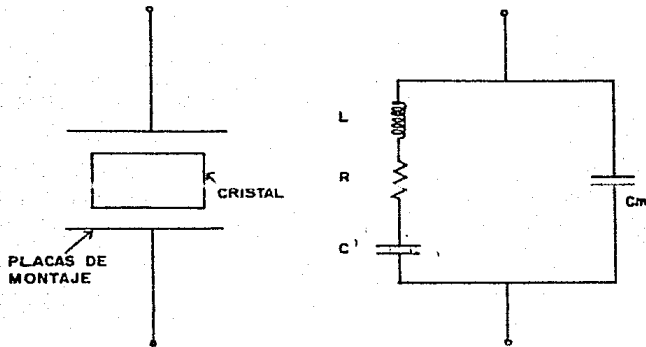


Figura 3.17 Oscilador de cristal.

La capacitancia de las placas que retienen al cristal se representa por medio del capacitor C_m .

El cristal es equivalente a un circuito LC, con un Q, aproximadamente diez veces mas grande, por lo que se tiene muy buena estabilidad de frecuencia.

Existen dos frecuencias de oscilacion, una en serie y otra en paralelo. la frecuencia en serie está determinada por:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.11)$$

Como la frecuencia depende de la forma geométrica, se pueden tener cristales con formas geométricas que produzcan más de una sola frecuencia de oscilación y el circuito electrónico que las representa tendrá varias ramas R,L,C.

En la figura 3.18 se muestra un oscilador Colpitts que utiliza un cristal. Los capacitores C1 y C2 controlan principalmente la retroalimentación, siendo mínimo el efecto que tendrían estos en la frecuencia de oscilación.

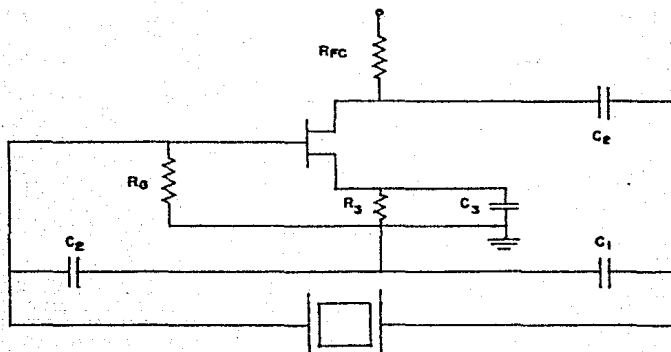


Figura 3.18 Oscilador Colpitts con cristal.

3.8.- CONSIDERACIONES EN EL DISEÑO DE OSCILADORES.

Existen algunas consideraciones generales que se toman en cuenta en el diseño de osciladores, como son:

- 1.- Tener circuitos con un alto "Q", para sus tengamos frecuencias estables.

2.-Utilizar algún elemento aislador entre el circuito oscilador y la carga, para que las variaciones que pudiera tener la carga no modifiquen la frecuencia de oscilación.

3.-Garantizar que en la ganancia de lazo del bloque "f", el término "af" sea mayor que uno.

En esta sección se desarrolló una subrutina para calcular los componentes en los osciladores tipo Wien, Cambiador de fase, Colpitts y Hartley. El cálculo de estos osciladores se hace a partir de la frecuencia de oscilación deseada.

Las variables que se utilizaron en la subrutina son las siguientes:

La variable "C" contiene el valor de la capacitancia, la variable "R" contiene el valor de la resistencia y la variable "L" contiene el valor de la inductancia.

En la figura 3.19 se muestra la codificación de la subrutina y en la figura 3.20 su diagrama de flujo.

```
38710 REM
38740 REM *** Subrutina para calcular componentes de un oscilador ***
38770 IF OE="A" OR OE="a" THEN 38920
38800 IF OE="B" OR OE="b" THEN 39010
38830 IF OE="C" OR OE="c" THEN 39100
38860 IF OE="D" OR OE="d" THEN 39190
38890 GOTO 37250
38920 R=1/(C*(2*P*F))
38950 R2=2*R
38980 GOTO 37250
39010 L=2/(C*(2*P*F)^2)
39040 R2=2*R
39070 GOTO 39250
39100 L=1/(C*(2*P*F)^2)
39130 R2=2*R
39160 GOTO 39250
39190 R=1/(5*SQRT(6)*C*(2*P*F))
39220 R2=2*R
39250 RETURN
```

Figura 3.19 Subrutina para calcular componentes de un oscilador.

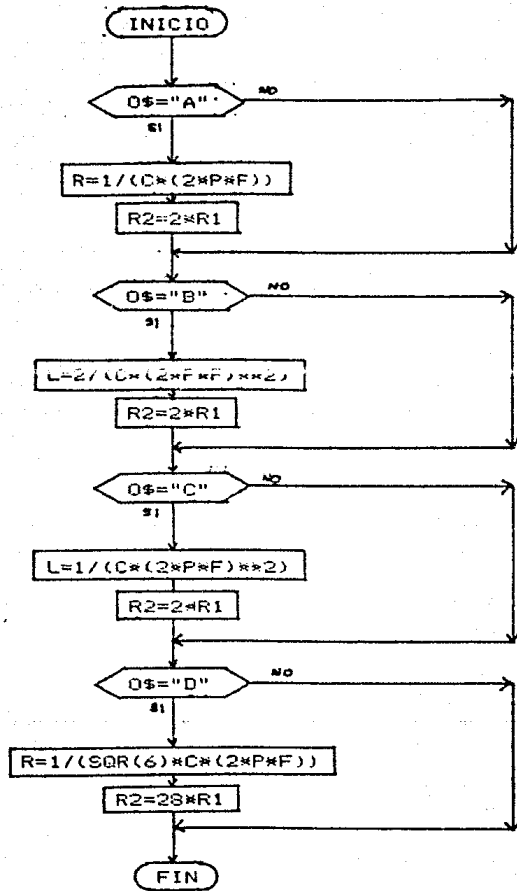


Figura 3.20 Diagrama de flujo para calcular componentes de un oscilador.

APENDICE.

- A -

TABLE 1.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
A	#	#	#	#
B	#	#
C	#	.	#
D	.	#	#
E	#
F	#	#	#	#	#	#
G
H	#	.	#
I	#	#	#	#	.	#
J	.	#	#
K	#	.	#	#	#	.
L	#	#
M	#	#	#	#
N	#	#	#	#	#	.
O	.	#	#
P	#	#	#	#	#
Q
R	#	#	#	#	#	#
S	.	#	#
T	#	.	#
U	.	#	#	#	.
V	#	#	#	#	#
W	#	#	#
X	#	#	#	.
Y	#	#
Z	#

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
AO	#	#
BO	#
CO	#
DO
EO
FO	#
GO
HO
IO	#	#	#
JO	#	#	#
KO
LO
MO
NO
OO
PO	.	.	#	#
QO
RO	#	#	#	#
SO	.	#	#
TO
UO
VO	.	#	#	#	#	.
WO
XO
YO
ZO	.	#	#	#

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
A\$	#	.	#	#	#	#	#	#	#	#
B\$.	#	#	#	#	#	#	#	#	#
C\$.	.	#	#	#
D\$
E\$
F\$
G\$
H\$
I\$
J\$
K\$
L\$
M\$
N\$	#
O\$	#
P\$
Q\$
R\$	#
S\$
T\$	#
U\$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
A\$(O)
B\$(O)
C\$(O)
D\$(O)
E\$(O)
F\$(O)
G\$(O)	#
H\$(O)
I\$(O)
J\$(O)
K\$(O)
L\$(O)
M\$(O)
N\$(O)
O\$(O)	#
P\$(O)
Q\$(O)
R\$(O)
S\$(O)
T\$(O)	#
U\$(O)

V\$
W\$
X\$
Y\$
Z\$

V\$()
W\$()
X\$()
Y\$()
Z\$()

= Variable utilizada en el programa.

Nota: Todas las variables sin excepción, que utiliza el programa están registradas aquí.

A P E N D I C E .

- B -

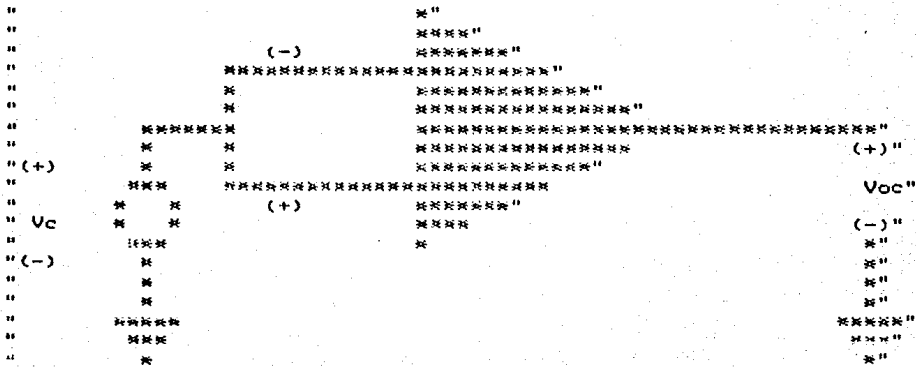


Figura B.3

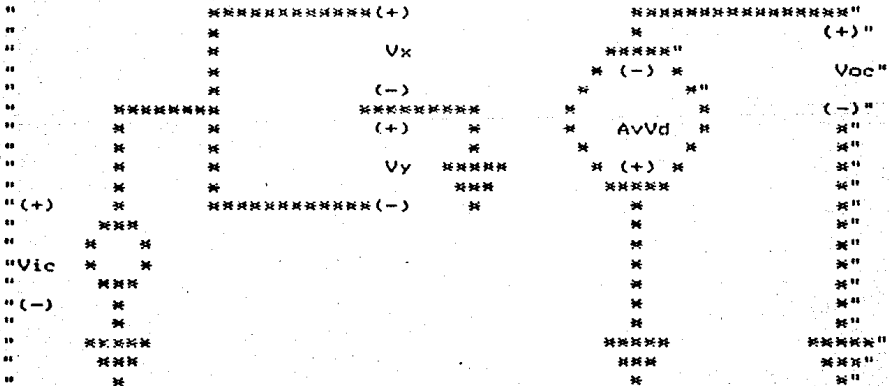


Figura B.4

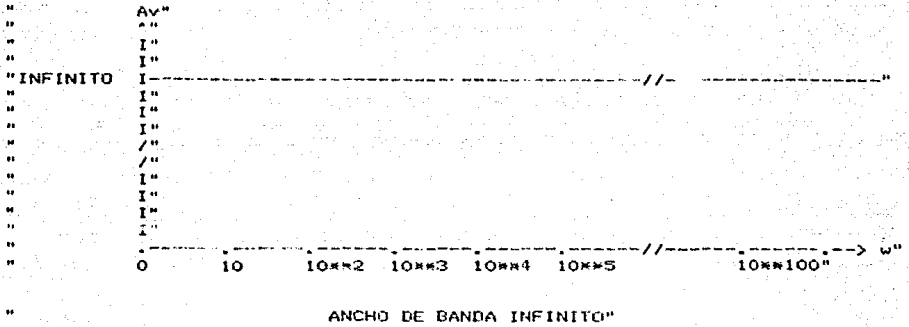


Figura B.7

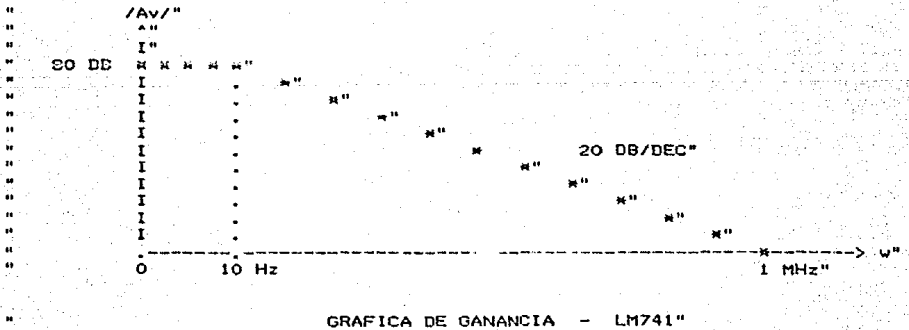
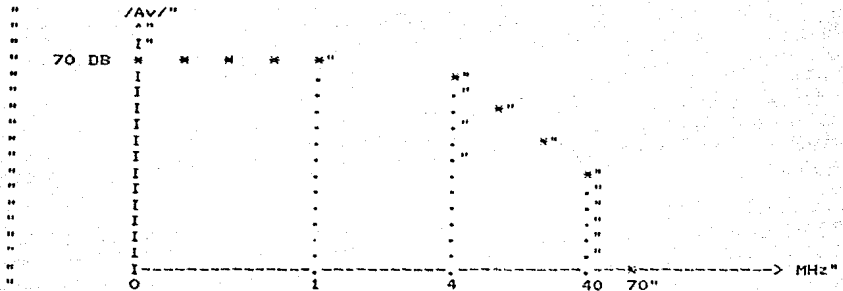


Figura B.8



GRAFICA DE GANANCIA - LM702"

Figura B.9

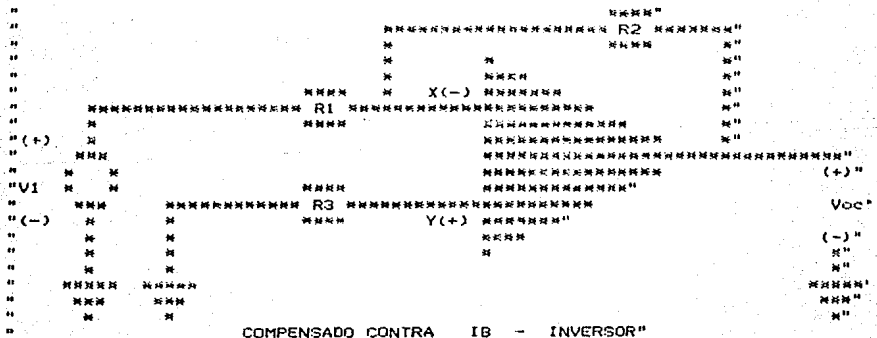


Figura B.10

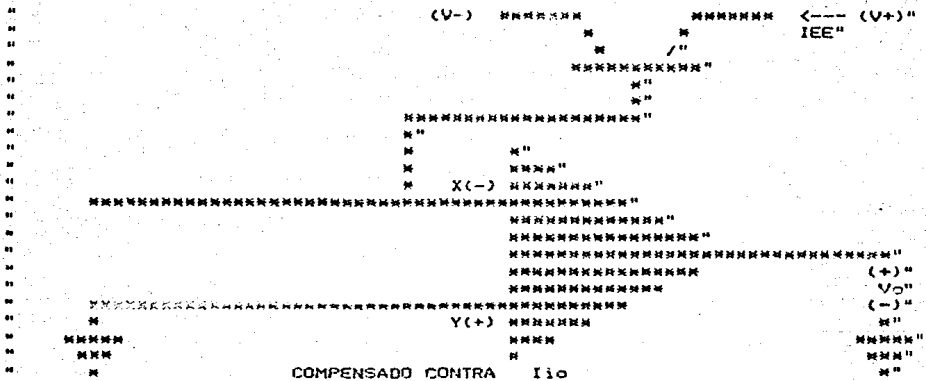


Figura B.13

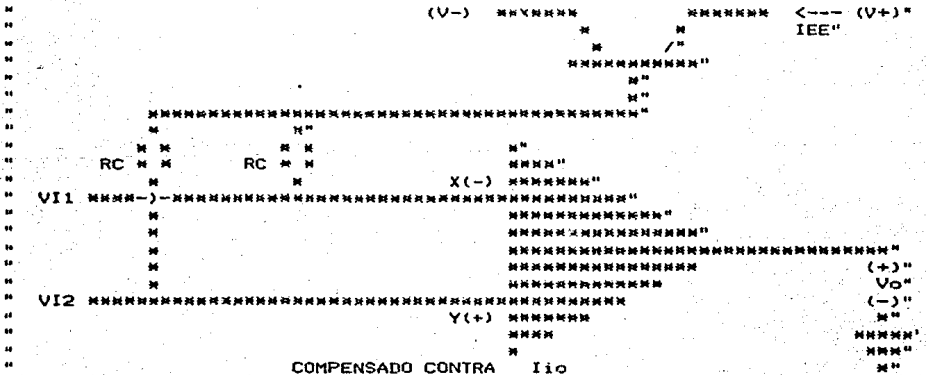


Figura B.14

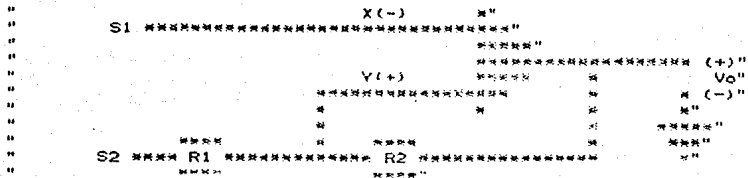


Figura B.19

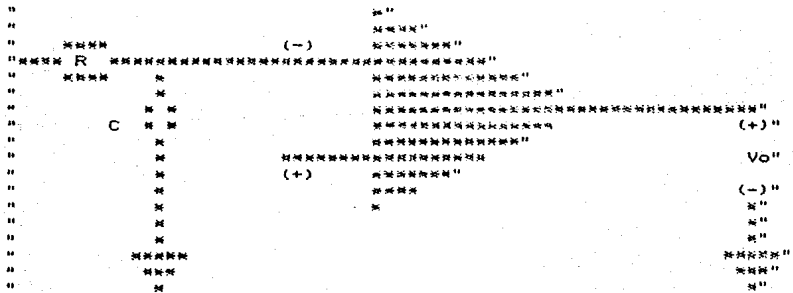


Figura B.20

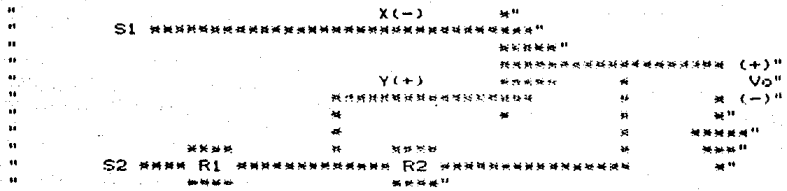


Figura B.19

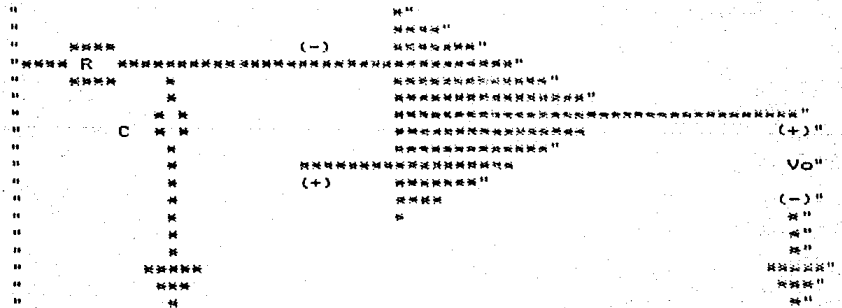


Figura B.20

A P E N D I C E .

- C -

" El amplificador operacional ideal es un -MODELO-"
" que se utiliza para representar al amplificador operacional"
" real y que -NO- considera algunas de las limitaciones"
" del amplificador real, sin embargo es un modelo muy"
" util para comprender las bases del analisis de"
" circuitos con amplificadores operacionales, asi como sus"
" aplicaciones y diseños de primera aproximacion."

Texto C.1

" Ganancia de Voltaje Diferencial de Malta Abierta = Infinita"
" $A_v = \text{Infinita}$ "
" Significa que al aplicar una diferencia de tension entre"
" las terminales -X- y -Y- o (-) y (+) igual a V_d y diferente"
" de cero; la salida del amplificador operacional tendera a"
" ir a un valor infinito positivo o negativo; dependiendo del"
" signo de V_d ."

Texto C.2

" Ganancia de Modo Común = Cero"

" La ganancia de modo común es el cociente o la relación del "

" voltaje de la salida y un voltaje aplicado a ambas entradas "

" del amplificador operacional (Vic)."

Texto C.3

" Resistencia de Entrada = Infinita"

" $R_i = \text{Infinita}$ "

" Significa que no fluye corriente por ninguna de las "

" entradas del amplificador operacional - Aun cuando se le "

" aplique un generador que lo excite - esto es una gran "

" ventaja ya que permite al amplificador acoplarse a "

" cualquier fuente excitadora."

Texto C.4

" Resistencia de Salida = Cero"

" $R_o = \text{Cero}$ "

" Significa que dentro del operacional ideal no hay perdidas"
" de energia y que puede transferir toda la potencia que le"
" sea demandada a una carga de cualquier tamaño que le sea"
" conectada en su salida. No debemos olvidar que el"
" amplificador operacional ideal es solo un modelo."

Texto C.5

" Ancho de Banda = Infinito"

" $B_w = \text{Infinito}$ "

" Decir que el amplificador operacional ideal tiene un ancho"
" de banda infinito significa que sus características - NO -"
" se modifican con la frecuencia y que; por lo tanto; puede"
" procesar de igual forma señales de cualquier frecuencia."

Texto C.6

" Desajustes y Corrimientos = Cero"

" Esta propiedad quiere decir que el operacional presentara"
" una salida igual a cero si la entrada es igual a cero; y"
" que esta propiedad no cambia, ni con el tiempo, ni con la"
" temperatura."

Texto C.7

" Rapidez de Respuesta = Infinita"

" Significa que la señal de la salida no presenta ningun"
" retardo con respecto a la entrada; esto es, responde en un"
" tiempo - $t=0$ - a una excitacion en la entrada."

Texto C.8

" Es este parametro en el que el amplificador"
" operacional real presenta mayor diferencia y mayores"
" limitaciones que el amplificador operacional ideal; ya que"
" la alta ganancia de voltaje diferencial de malla abierta"
" solo se tiene para un rango de frecuencias muy limitado."

" Para el caso del LM741 es de tan solo 10 Hz. y"
" para el LM702 es de 1 MHz."

" A esta frecuencia se le denomina frecuencia del"
" primer polo y en el caso del LM741 es el unico; pero en el"
" caso del LM702 son 3 polos."

" Despues de esta frecuencia la ganancia disminuye"
" con una pendiente de -20 DB/DEC y si hay mas polos se"
" sumara por cada polo -20 DB/DEC mas."

" A la frecuencia en la que la ganancia se hace"
" unitaria (0 DB) se le denomina frecuencia de transicion de"
" cruce."

" Para el caso del LM741 es de 1 MHz. y el del"
" LM702 es de 70 MHz."

Texto C.9

" Las curvas de ganancia de Voltaje-Frecuencia son"
" utiles cuando se manejan se#ales peque#as, pero cuando las"
" se#ales son grandes se tienen desviaciones de su"
" comportamiento y esto es debido a que el capacitor que"
" produce el polo dominante de un amplificador compensado, no"
" puede manejar corrientes muy grandes ni tiene una respuesta"
" instantanea; de ahi que se vea afectada la salida del"
" amplificador operacional, observandose una distorsion en"
" ella cuando a la entrada se le aplican se#ales grandes o de"
" muy alta frecuencia."

" Esta distorsion se puede predecir mediante el"
" SLEW-RATE que se define como la maxima rapidez de cambio de"
" voltaje en la salida del operacional."

Texto C.10

" Para evitar la influencia de la corriente de"
" polarizacion I_B en el voltaje de desajuste, basta con"
" colocar una resistencia adicional R₃ del valor adecuado."
" Esto es:"

$$R_3 = R_1 // R_2$$

" Para el caso de un amplificador inversor"

$$R_3 = R_S - R_1 // R_2$$

" Para el caso de un amplificador no inversor."

" En la practica es conveniente utilizar una"
" resistencia variable de un valor 3 veces mayor al valor"
" calculado."

Texto C.11

" En general, la resistencia de una rama de las"
" entradas, debe ser igual a la de la otra."

" La resistencia que se ve en la terminal inversora"
" debe ser igual a la de la no inversora."

Texto C.12

" La compensacion contra la corriente de desajuste"
" de entrada se logra colocando fuentes de corriente en la"
" entrada correspondiente, de tal forma que se igualen las"
" corrientes en ambas entradas."

Texto C.13

" La compensacion contra V_{io} se logra en las"
" terminales de ajuste (Offset-Null) que traen los"
" operacionales y se hace de la siguiente manera:"

" Se conectan los extremos de un potenciómetro a"
" cada una de las terminales que el fabricante proporciona"
" para el caso, y la terminal móvil del potenciómetro se"
" conecta a $-V_{cc}$ generalmente como se muestra en la sig. fig."

Texto C.14

" Otras formas de compensar son las llamadas"
" 'Técnicas Universales' que no son otra cosa que agregar"
" voltajes y corrientes en ambas entradas para lograr un"
" ajuste a cero del voltaje en la salida. Las dos figuras"
" siguientes nos muestran estas técnicas."

Texto C.15

" El ruido es una señal, con la característica de"
" no tener una frecuencia fija, sino una gama de frecuencias"
" infinitas y amplitudes de voltaje variables, que se"
" encuentran siempre presentes en los circuitos electrónicos."

" Es común también llamarlo Ruido Blanco o Ruido"
" Térmico. Los elementos resistivos de los circuitos disipan"
" energía en forma de calor que ocasiona también que se"
" produzca el ruido."

Texto C.16

" La compensacion en frecuencia en algunos"
" circuitos ya se encuentra realizada por los fabricantes,"
" como es el caso del LM741 y LM702. pero tambien es posible"
" compensar un circuito externamente con elementos"
" resistivos y capacitivos."

Texto C.17

" El corrimiento por temperatura en los circuitos"
" electronicos, se debe a que los componentes al perder parte"
" de su energia en forma de calor, aumenta la temperatura del"
" circuito."

" Con el aumento de temperatura se modifican las"
" caracteristicas funcionales del circuito."

Texto C.18

" Los filtros electronicos, son circuitos que"
" permiten el paso a un determinado intervalo de frecuencias,"
" sin provocarles modificaciones, por lo que las frecuencias"
" a la salida del circuito tendran las mismas características"
" que tenian, cuando entraron a el. Las demas frecuencias que"
" esten fuera del intervalo seran atenuadas o anuladas."

" Los filtros, en base a los componentes"
" electronicos que lo constituyan, se clasificaran en pasivos"
" o activos, y en base a las frecuencias que permitan pasar,"
" se les llamara filtros de 'Paso Bajo', 'Paso Alto', 'Paso'
" Banda' o 'Rechaso de Banda'"

Texto C.19

" Un circuito comparador es aquel que puede"
" detectar entre dos voltajes cual de ellos es mayor. Estos"
" circuitos se pueden implementar utilizando transistores o"
" amplificadores operacionales, ya sea que estos ultimos se"
" conecten en malla abierta o con realimentacion positiva."

Texto C.20

A P E N D I C E .

- D -

" ELECTRONICA ANALOGICA "

- " A: EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL"
- " B: COMPARADORES"
- " C: OSCILADORES"
- " X: TERMINA"

Menu D.1

- " A: IDEAL"
- " B: REAL"
- " C: CIRCUITOS DE COMPENSACION"
- " D: FILTROS ACTIVOS"
- " X: MENU ANTERIOR"

Menu D.2

- " A: DEFINICIONES"
- " B: APLICACIONES"
- " C: MENU ANTERIOR"

Menu D.3

- " A: DEFINICION"
- " B: GANANCIA DE VOLTAJE DIFERENCIAL DE MALLA ABIERTA"
- " C: GANANCIA DE VOLTAJE DE MODO COMUN"
- " D: RESISTENCIA DE ENTRADA"
- " E: RESISTENCIA DE SALIDA"
- " F: ANCHO DE BANDA"
- " G: DESAJUSTES Y CORRIMIENTOS"
- " H: RAPIDEZ DE RESPUESTA"
- " X: MENU ANTERIOR"

Menu D.4

" A: ANCHO DE BANDA"
" B: SLEW - RATE"
" C: RUIDO"
" D: CORRIMIENTOS POR TEMPERATURA"
" X: MENU ANTERIOR"

Menu D.5

" A: COMPENSACION CONTRA IB"
" B: COMPENSACION CONTRA IIO"
" C: COMPENSACION CONTRA VIO"
" D: COMPENSACION EN FRECUENCIA"
" X: MENU ANTERIOR"

Menu D.6

" TIPOS DE FILTROS A CALCULAR"

" A: PASO BAJAS"

" B: PASO ALTAS"

" C: PASO BANDA"

" X: MENU ANTERIOR"

Menu D.7

" METODOS PARA EL CALCULO DE EL FILTRO"

" A: BUTTERWORTH"

" B: CHEBYSHEV"

" X: MENU ANTERIOR"

Menu D.8

" METODOS PARA EL CALCULO DE LAS COMPONENTES"

" A: SARAGA - I"

" B: SARAGA - II"

" C: BAJA - Q - , (K=2)"

" X: MENU ANTERIOR"

Menu D.9

" A: EL COMPARADOR DE VOLTAJE"

" B: CALCULO GRAFICO"

" C: CALCULO NUMERICO"

" X: MENU ANTERIOR"

Menu D.10

" TIPO DE ENTRADA AL COMPARADOR"
"
" A: CONTINUA"
" B: SENOIDAL"
" C: COSENOIDAL"
" D: CUADRADA"
" E: TRIANGULAR"
" F: DIENTE DE SIERRA"

Menu D.11

" TIPO DE COMPARADOR"
"
" A: SIN REALIMENTACION, (MALLA ABIERTA)"
" B: CON REALIMENTACION, (SCHMITT TRIGER)"
" X: MENU ANTERIOR"

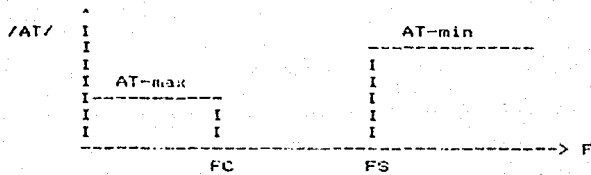
Menu D.12

- " A: WIEN"
- " B: COLPITTS"
- " C: HARTLEY"
- " D: CAMBIADOR DE FASE"

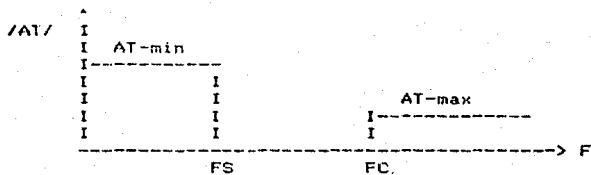
Menu D.13

A P E N D I C E .

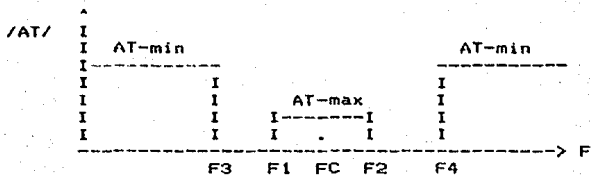
- E -



Plantilla E.1



Plantilla E.2



Plantilla E.3

A P E N D I C E .

- F -

```

10000 DIM R(199),C(199),O(199),R1(199),C1(199),O1(199),R2(199),C2(199),O2(199)
10005 DEN J(199),F1(199),F2(199),V1(199),V2(199),G1(199),Z1(199)
10010 DIM I2(199),A0(199),I1(199),I2(199),J1(199),J2(199),F(199)
10020 DIM G1(199),G2(199),V0(199),V1(199),Z1(199)
10120 I9=70
10150 AC="De la letra de la abeceda elegida ... "
10160 P=4414*ATN(1/3)-6*H*1/3391
10210 NE="menu1": GOSUB 17000: PRINT AC: INPUT A11
10240 IF A11="A" OR A11="a" THEN 10390
10270 IF A11="B" OR A11="b" THEN 11680
10300 IF A11="C" OR A11="c" THEN 17650
10330 IF A11="X" OR A11="x" THEN 30010
10360 GOTO 10210
10390 NE="menu2": GOSUB 17000: PRINT AC: INPUT A21
10420 IF A21="X" OR A21="x" THEN 10210
10450 IF A21="A" OR A21="a" THEN 10000
10480 IF A21="B" OR A21="b" THEN 11680
10510 IF A21="C" OR A21="c" THEN 17650
10540 IF A21="D" OR A21="d" THEN 19310
10570 GOTO 10210
10600 NE="menu4": GOSUB 17000: PRINT AC: INPUT B11
10630 IF B11="X" OR B11="x" THEN 10390
10660 IF B11="A" OR B11="a" THEN 10930
10690 IF B11="B" OR B11="b" THEN 11930
10720 IF B11="C" OR B11="c" THEN 11140
10750 IF B11="D" OR B11="d" THEN 11350
10780 IF B11="E" OR B11="e" THEN 11080
10810 IF B11="F" OR B11="f" THEN 11470
10840 IF B11="G" OR B11="g" THEN 11860
10870 IF B11="H" OR B11="h" THEN 11650
10900 GOTO 10600
10930 NE="tek11": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RC
10960 NE="f1a1": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RC
10990 NE="f1a2": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RC
11020 GOTO 10600
11050 NE="tek12": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RE
11080 NE="f1a2": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RE
11110 GOTO 10600
11140 NE="tek13": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RE
11170 NE="f1a3": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RE
11200 NE="f1a1": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RE
11230 GOTO 10600
11260 NE="tek14": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RE
11290 NE="f1a5": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RE
11320 NE="f1a6": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RE
11350 GOTO 10600
11380 NE="tek15": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RE
11410 NE="f1a2": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RE
11440 GOTO 10600
11470 NE="tek16": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RE
11500 NE="f1a7": GOSUB 17000: PRINT "Return.": INPUT RE

```

Figura F.1

```

11500      GOTO 10600
11560      NC="text17": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
11570      GOTO 10600
11620      NC="text18": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
11630      GOTO 10600
11660      NC="menu10": GOSUB 17860: PRINT AC: INPUT AS
11710      IF AS="X" OR AS="x" THEN 10210
11740      IF AS="A" OR AS="a" THEN 11660
11770      IF AS="B" OR AS="b" THEN 15510
11860      IF AS="C" OR AS="c" THEN 17520
11900      GOTO 11430
11960      NC="text19": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
11970      GOTO 11600
11990      NC="menu5": GOSUB 17860: PRINT AC: INPUT AS2
11990      IF AS2="X" OR AS2="x" THEN 10220
11990      IF AS2="A" OR AS2="a" THEN 12130
12010      IF AS2="B" OR AS2="b" THEN 12790
12040      IF AS2="C" OR AS2="c" THEN 12310
12070      IF AS2="D" OR AS2="d" THEN 12370
12100      GOTO 11920
12130      NC="text2": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12160      NC="fig6": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12190      NC="fig9": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12220      GOTO 11920
12250      NC="text10": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12280      GOTO 11920
12310      NC="text16": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12340      GOTO 11920
12370      NC="text13": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12400      GOTO 11920
12430      NC="menu6": GOSUB 17860: PRINT AC: INPUT BS
12460      IF BS="X" OR BS="x" THEN 10300
12490      IF BS="A" OR BS="a" THEN 12440
12520      IF BS="B" OR BS="b" THEN 12620
12550      IF BS="C" OR BS="c" THEN 12940
12600      IF BS="D" OR BS="d" THEN 13120
12610      GOTO 12430
12640      NC="text11": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12670      NC="fig10": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12700      NC="fig11": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12730      NC="fig12": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12760      NC="text12": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12790      GOTO 12430
12820      NC="text15": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12850      NC="fig13": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12880      NC="fig14": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12910      GOTO 12430
12940      NC="text14": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
12970      NC="fig15": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
13000      NC="text18": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
13030      NC="fig16": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
13060      NC="fig17": GOSUB 17860: PRINT "Return.": INPUT RC
13090      GOTO 12430

```

Figura F.1 (Continuación).

```

13120      NE="text17", GOSUB 17860: PRINT "Return ": INPUT RC
13150      NE="fig20", GOSUB 17860: PRINT "Return ": INPUT RC
13180      GOTO 13430
13210  NE="menu3"  GOSUB 17860: PRINT AC: INPUT B4E
13240      IF B4E="X" OR B4E="x" THEN 13390
13270      IF B4E="A" OR B4E="a" THEN 13360
13300      IF B4E="E" OR B4E="e" THEN 13120
13330      GOTO 13210
13360      NE="text18", GOSUB 17860: PRINT "Return ": INPUT RC
13390      GOTO 13210
13420  NE="menu7", GOSUB 17860: PRINT AC: INPUT B5E
13450      IF B5E="X" OR B5E="x" THEN 13210
13480      IF B5E="A" OR B5E="a" THEN 13720
13510      IF B5E="D" OR B5E="d" THEN 13660
13540      IF B5E="C" OR B5E="c" THEN 13600
13570      GOTO 13420
13600      NE="plant3", GOSUB 17860
13630      GOTO 13340
13660      NE="plant2", GOSUB 17860: GOSUB 18190
13690      GOTO 13750
13720      NE="plant1", GOSUB 17860: GOSUB 18190
13750      W0=2*PI*F0
13780      W1=2*PI*F1
13810      GOTO 13930
13840      GOSUB 18190
13870      W0=2*PI*F0
13900      W1=2*PI*F1
13930  NE="menu3", GOSUB 17860: PRINT AC: INPUT B6E
13960      IF B6E="X" OR B6E="x" THEN 13420
13990      GOSUB 19570
14020      Z=N
14050      IF B6E="C" OR B6E="c" THEN Z=2*N
14080      K1=1
14110      GOSUB 20200
14140      IF B6E="C" OR B6E="c" THEN W0=2*PI*SQRT(F1*F2)
14170      IF B6E="A" OR B6E="a" THEN 14410
14200      GOSUB 25360
14230      IF B6E="E" AND B6E="e" THEN 14320
14260      N=2*N
14290      GOSUB 27260
14320      GOSUB 28630
14350      GOSUB 25360
14380      GOTO 14520
14410      GOSUB 25150
14440      IF B6E="C" AND B6E="c" THEN 14530
14470      N=2*N
14500      GOSUB 27260
14530      GOSUB 28630
14560      IF B6E="B" AND B6E="b" THEN 14620
14590      GOSUB 34290
14620      GOSUB 31990

```

Figura F.1 (Continuación).

```

14650 NC="menu2": GOSUB 17040. PRINT AL: INPUT B2C
14660 IF B2C="X" OR B2C="x" THEN 14930
14710 IF B2C="A" OR B2C="a" THEN 14830
14740 IF B2C="B" OR B2C="b" THEN 14980
14770 IF B2C="C" OR B2C="c" THEN 15250
14800 GOTO 14660
14830 IF B2C="C" AND B2C="c" THEN 14920
14860 GOSUB 25440
14900 GOTO 15520
14920 GOSUB 26770
14950 GOTO 15020
14980 IF NOT(B2C="C" OR B2C="c") THEN 15100
15010 PRINT "El sistema no realiza el calculo por Saraga-II, para"
15040 PRINT "Pase Siguiente"
15070 GOTO 14660
15100 IF B2C="A" OR B2C="a" THEN 15190
15130 GOSUB 26690
15160 GOTO 15520
15190 GOSUB 27730
15220 GOTO 15520
15250 IF B2C="A" OR B2C="a" THEN 15340
15280 IF B2C="B" OR B2C="b" THEN 15400
15310 IF B2C="C" OR B2C="c" THEN 15340
15340 GOSUB 34540
15370 GOTO 15520
15400 GOSUB 36350
15430 GOTO 15520
15460 GOSUB 29650
15490 GOTO 15520
15520 GOSUB 32400
15550 IF B7C="N" OR B7C="n" THEN 14650
15580 GOTO 14710
15610 NC="menu12": GOSUB 17360. PRINT AL: INPUT C1E
15640 IF C1E="X" OR C1E="x" THEN 15660
15670 IF C1E="A" OR C1E="a" THEN NC="fig19"
15700 IF C1E="B" OR C1E="b" THEN NC="fig15"
15730 GOSUB 17360. GOSUB 18670
15760 NC="menu11": GOSUB 17860. GOSUB 18820
15790 IF C1E="A" OR C1E="a" THEN 15850
15820 NE="fig15": GOSUB 17860. GOSUB 19440
15850 Y0=VI
15880 NO=PI
15910 IF C2C="A" OR C2C="a" THEN 16090
15940 IF C2C="B" OR C2C="b" THEN 16150
15970 IF C2C="C" OR C2C="c" THEN 16240
16000 IF C2C="D" OR C2C="d" THEN 16330
16030 IF C2C="E" OR C2C="e" THEN 16420
16060 IF C2C="F" OR C2C="f" THEN 16510
16090 FOR I=1 TO X9: S1(I)=Y0: NEXT I
16120 GOTO 16570
16150 GOSUB 36040
16180 FOR I=1 TO X9: S1(I)=F(I): NEXT I

```

Figura F.1 (Continuación).

```

16210          GOTO 16570
16240      GOSUB 36370
16270      FOR I=1 TO X: S(I)=F(I): NEXT I
16300          GOTO 16570
16330      GOSUB 37720
16360      FOR I=1 TO Y: S(I)=F(I): NEXT I
16390          GOTO 16570
16420      GOSUB 36700
16450      FOR I=1 TO X: S(I)=F(I): NEXT I
16480          GOTO 16570
16510      GOSUB 37360
16540      FOR I=1 TO Y: S(I)=F(I): NEXT I
16570      YC=Y2
16600      NO=PC
16630      IF C=C1 OR C=C2 THEN 16810
16660      IF C=C3 OR C=C4 THEN 16870
16690      IF C=C5 OR C=C6 THEN 16960
16720      IF C=C7 OR C=C8 THEN 17050
16750      IF C=C9 OR C=C10 THEN 17140
16780      IF C=C11 OR C=C12 THEN 17230
16810      FOR I=1 TO X: S(I)=Y0: NEXT I
16840          GOTO 17290
16870      GOSUB 36360
16900      FOR I=1 TO Y: S(I)=F(I): NEXT I
16930          GOTO 17290
16960      GOSUB 36370
16990      FOR I=1 TO X: S(I)=F(I): NEXT I
17020          GOTO 17290
17050      GOSUB 37720
17080      FOR I=1 TO Y: S(I)=F(I): NEXT I
17110          GOTO 17290
17140      GOSUB 36700
17170      FOR I=1 TO X: S(I)=F(I): NEXT I
17200          GOTO 17290
17230      GOSUB 37360
17260      FOR I=1 TO Y: S(I)=F(I): NEXT I
17290      IF C=C13 OR C=C14 THEN 17380
17320      GOSUB 38660
17350      GOTO 17410
17380      GOSUB 38560
17410      FOR I=1 TO X2
17440      F(I)=V0(I)
17470      NEXT I
17500      GOSUB 39560: PRINT "Retorno. "; INPUT RC
17530      GOTO 15610
17560      NC="fig19": GOSUB 17060: GOSUB 19120
17590      GOSUB 30230: GOSUB 32680
17620      GOTO 11630
17650      NC="menu13": GOSUB 17860: PRINT A$: INPUT DE
17680      IF DE="X" OR DE="x" THEN 10210

```

Figura F.1 (Continuación).


```

17710          C=1E-08
17740          R1=1000
17770          GGSUB 36710
17800          GGSUB 32600
17830          GOTO 17650
-----
17860 REM
17890 REM *** Rutina para leer archivos externos en disco duro ***
17920 REM
17950 CLR
17980 OPEN "1",#1, NE
18010 IF EOF(1) THEN 18130
18040 INPUT#1, TL
18070 PRINT TL
18100 GOTO 18010
18130 CLOSE(1)
18160 RETURN
-----
18190 REM
18220 REM
18250 PRINT "Frecuencia de Corte (FC) >>> ": INPUT F3
18280 PRINT "Frecuencia en la Banda de Supresion (FS) >>> ": INPUT F1
18310 PRINT "Atenuacion Maxima en la Banda de Pase (At-max) >>> ": INPUT A2
18340 PRINT "Atenuacion Minima en la Banda de Supresion (At-min) > ": INPUT A1
18370 RETURN
-----
18400 REM
18430 REM
18460 PRINT "Frecuencia Inferior de la Banda de Supresion (FI) >>>": INPUT F3
18490 PRINT "Frecuencia de Corte Inferior (FI) >>> ": INPUT F1
18520 PRINT "Frecuencia de Corte Superior (FS) >>> ": INPUT F2
18550 PRINT "Frecuencia Superior de la banda de Supresion (FS) >>>": INPUT F4
18580 PRINT "Atenuacion Maxima en la Banda de Pase (At-max) >>> ": INPUT A2
18610 PRINT "Atenuacion Minima en la Banda de Supresion (At-min) >>": INPUT A1
18640 RETURN
-----
18670 REM
18700 PRINT "Voltaje entre un rango de 1-15.151 Volts"
18730 PRINT "# S1 >>> ": INPUT V1
18760 PRINT "# S2 >>> ": INPUT V2
18790 RETURN
-----
18820 REM
-----
18850 PRINT "# S1 >>> ": INPUT C21
18880 IF C20="A" OR C20="a" THEN 36220
18910 PRINT "Numero de periodos entre un rango de 11.51 >>> ": INPUT P2
18940 IF P2<1 AND P2>5 THEN 36160
18970 PRINT "# S2 >>> ": INPUT C31
19000 IF C30="A" OR C30="a" THEN 36340
19030 PRINT "Numero de periodos entre un rango de 11.51 >>> ": INPUT P3
19060 IF P3<1 AND P3>5 THEN 36220
19090 RETURN
-----
19120 REM
19150 PRINT "De la señal de referencia (S1) (S2) >>> ": INPUT S2
19180 IF (S20="S1" AND S20="s1") AND (S20="S2" AND S20="s2") THEN 19150
19210 PRINT "De los voltajes de umbral entre un rango de 1-15.151 Volts
19240 PRINT " U1 >>> ": INPUT U5
19270 PRINT " U2 >>> ": INPUT U9

```

Figura F.1 (Continuación).

```

19300 IF (N2 D= N3) THEN 19420
19330 PRINT "El Voltaje de Umbral Superior debe ser mayor que"
19360 PRINT "el Voltaje de Umbral Inferior "
19390 GOTO 19210
19420 RETURN
-----
19400 PRINT "Valor de la resistencia R1 (Ohms) DDD "I: INPUT R3
19510 PRINT "Valor de la resistencia R2 (Ohms) DDD "I: INPUT R4
19540 RETURN
-----
19570 REM
19600 REM *** Esta Rutina Calcula el Orden del Filtro (N) ***
19630 REM *** Paso (Gama o Alfa) de (Butterworth o Chebyshev) ***
19660 REM
19690 E=SQRT(10**(1002)-1)
19720 IF B&C="A" OR B&C="L" THEN 19860
19750 IF B&C="D" OR B&C="E" THEN 19900
19780 D0=DC/40
19810 O1=WC/W1
19840 N=LOG((1+10**(0.055011)/E)/LOG(1+0.014000))
19870 GOTO 20140
19900 N1=LOG(1+10**(0.055011)/E)/LOG(1+0.014000)
19930 GOTO 20140
19960 IF B&C="A" OR B&C="L" THEN 20110
19990 D0=DC/40
20020 O1=WC/W1
20050 N=LOG((10**(1002)-1)/(E**2))/LOG(1+0.014000**2)
20080 GOTO 20140
20110 N=LOG((10**(1002)-1)/(E**2))/LOG(1+0.014000**2)
20140 N=ABS(INT(.5+N))
20170 RETURN
-----
20200 REM
20230 REM *** Esta Rutina Calcula los Angulos de los Poles en Grados ***
20260 REM
20290 K=0
20320 I=1
20350 A0=180*(N-1)/(N+2)
20380 IF (A0+K) < 0 THEN 20470
20410 R(I)=A0+K
20440 I=I+1
20470 K=K+(180/N)
20500 IF (A0+K) < 270 THEN 20560
20530 GOTO 20380
20560 RETURN
-----
20590 REM
20620 REM *** Rutina para Calcular los Coeficientes de Butterworth ***
20650 REM
20680 P=4*(4*ATN(1/3)-ATN(1/239))
20710 I=1
20740 K(I)=0
20770 J(I)=0
20800 IF R(I)>(180+.0000001) THEN 21340
20830 K(I)=COS(R(I)*P/180)

```

Figura F.1 (Continuación).

```

20360 J(I)=SIN(R(I)*P/180)
20370 D(I)=(I(I)^2+J(I)^2)
20720 P2(I)=(I(I)^2+J(I)^2)*(W0^2)/(E^2*(1/N)^2)
20750 A0(I)=(W0^2)/(E^2*(1/N)^2)
20780 IF R(I)=180 THEN 21100
21010 A(I)=-2*I(I)+1E-09
21040 P1(I)=(2*I(I)+1E-09)*W0/(E*(1/N))
21070 GOTO 21250
21100 D(I)=0
21130 P2(I)=0
21160 A(I)=(-1*I(I))+1E-09
21190 P1(I)=((-1*I(I))+1E-09)*W0/(E*(1/N))
21220 A0(I)=1
21250 I=I+1
21280 IF I=(N+1) THEN 21340
21310 GOTO 20600
21340 RETURN
21370 REM -----
21400 REM *** Rutina para Calcular los Coeficientes de Chebyshev ***
21430 REM
21460 P=4*(4*ATN(1/5)-ATN(1/209))
21490 I=1
21520 I(I)=0
21550 J(I)=0
21580 IF R(I)>(180+.0000001) THEN 22120
21610 I(I)=COS(R(I)*P/180)*FNE(FND(1/E)/N)
21640 J(I)=SIN(R(I)*P/180)*FNE(FND(1/E)/N)
21670 B(I)=I(I)^2+J(I)^2
21700 P2(I)=(I(I)^2+J(I)^2)*(W0^2)/(E^2*(1/N)^2)
21730 A0(I)=(W0^2)/(E^2*(1/N)^2)
21760 IF R(I)=180 THEN 21830
21790 A(I)=-2*I(I)+1E-09
21820 P1(I)=(2*I(I)+1E-09)*W0/(E*(1/N))
21850 GOTO 22030
21930 B(I)=0
21960 P2(I)=0
21990 A(I)=(-1*I(I))+1E-09
21970 P1(I)=((-1*I(I))+1E-09)*W0/(E*(1/N))
22000 A0(I)=1
22030 I=I+1
22060 IF I=(N+1) THEN 22120
22070 GOTO 21360
22120 RETURN
22150 REM -----
22180 REM *** Esta Rutina Calcula las Componentes del Circuito Paso ***
22210 REM *** Bajas o Altas de Butterworth o Chebyshev mediante ***
22240 REM *** Saraga - I ***
22270 REM
22300 N9=0
22330 N1=0
22360 I=1
22390 N2=INT(N/2)+1
22420 N3=INT(N/2)+2

```

Figura F.1 (Continuación).

```

22450 IF N=NG THEN 22600
22460   RC(I)=FNC(A*(N2-N1))*K1
22510   C(I)=1/K1
22540   N9=N1+1
22570   IF N=N9 THEN 22900
22600   I=I+1
22630   N1=N1+1
22660   RO(I)=(1/FNH(C*(N2-N1)))#K1
22690   C(I)=1/K1
22720   R1(N1)=1E10*3#K1
22750   R2(N1)=FNT(A*(N2-N1))-1#R1(N1)
22780   I=I+1
22810   RC(I)=RC(I-1)
22840   C(I)=1/K1
22870   N9=N9+2
22900   GOTO 22570
22930   I1=1
22960   IF N=I1 THEN 23050
22990     I1=I1+1
23020     GOTO 22960
23050   RETURN
-----
23110 REM   *** Esta Rutina Calcula las Componentes del Circuito Paso ***
23140 REM   *** Bajas de Butterworth o Chebyshev mediante ***
23170 REM   *** Saraga - II ***
23200 REM
23230 N9=0
23260 N1=0
23290 I=1
23320 N2=INT(N/2)+1
23350 N3=INT(N/2)+2
23380 IF N=NG THEN 23500
23410   RC(I)=FNC(A*(N2-N1))*K1
23440   C(I)=1/K1
23470   N9=N1+1
23500   IF N=N9 THEN 23900
23530     I=I+1
23560   N1=N1+1
23590   RO(I)=(1/FNH(B*(N2-N1)))#FNS(A*(N2-N1))*K1
23620   C(I)=(SQR(C)#FNC(A*(N2-N1)))/K1
23650   R1(N1)=1E10*3#K1
23680   R2(N1)=R1(N1)
23710   I=I+1
23740   RO(I)=(1/(SQR(C)#FNH(B*(N2-N1))))#K1
23770   C(I)=1/K1
23800   N9=N9+2
23830   GOTO 23500
23860   I1=1
23890   IF N=I1 THEN 23980
23920     I1=I1+1
23950     GOTO 23890
23980   RETURN
-----
24010 REM

```

Figura F.1 (Continuación).

```

24040 REM *** Esta Rutina Calcula las Componentes del Circuito Paso ***
24070 REM *** Atlas de Butterworth o Chebyshev mediante ***
24100 REM *** Carapa - II. ***
24130 REM
24160 N7=0
24190 N1=0
24220 I=1
24250 N2=INT(N/2)+1
24280 N3=INT(N/2)+2
24310 IF N=N3 THEN 24420
24340 C(I)=FNC(A*(N2-N1))/K1
24370 R0(I)=1/K1
24400 N5=N1+1
24430 IF N=N2 THEN 24790
24460 I=I+1
24490 N1=N1+1
24520 C(I)=(1/GR(C3)+FNC(D*(N2-N1)))/K1
24550 R0(I)=1/K1
24580 R1(N1)=1*10**Q+K1
24610 R2(N1)=R1(N1)
24640 I=I+1
24670 C(I)=(1/(FNC(D*(N2-N1))+FNC(A*(N2-N1)))/K1
24700 R0(I)=(GR(C3)+FNC(A*(N2-N1)))/K1
24730 N9=N9+2
24760 GOTO 24430
24790 I1=1
24820 IF N=I1 THEN 24910
24850 I1=I1+1
24880 GOTO 24820
24910 RETURN
-----
24970 REM *** Esta Rutina Calcula las Componentes del Circuito Paso ***
25000 REM *** Bajas de Butterworth o Chebyshev considerando ***
25030 REM *** Baja -G-, (K=2) ***
25060 REM
25090 N9=0
25120 N1=0
25150 I=1
25180 N2=INT(N/2)+1
25210 N3=INT(N/2)+2
25240 IF N=N3 THEN 25320
25270 R0(I)=FNC(A*(N2-N1))/K1
25300 N7=N1+1
25330 IF N=N9 THEN 25630
25360 I=I+1
25390 N1=N1+1
25420 R0(I)=FNA(A*(N2-N1))/K1
25450 R1(N1)=1*10**Q+K1
25480 R2(N1)=R1(N1)
25510 I=I+1
25540 R0(I)=FNB(A*(N2-N1))/K1
25570 N9=N9+2
25600 GOTO 25330

```

Figura F.1 (Continuación).

```

26630 I1=1
26640 C(I1)=1/K1
26650 IF N=11 THEN GOTO 26700
26720 I1=I1+1
26750 GOTO 26640
26790 RETURN
-----
26840 REM *** Esta Rutina Calcula las Componentes del Circuito Paso ***
26870 REM *** Alfas de Butterworth o Chebyshev considerando ***
26900 REM *** Baja. -G-. (1972) ***
26920 REM
26940 N2=0
26990 N1=0
27020 I=1
27050 N2=INT(N/2)+1
27080 N3=INT(N/2)+2
27110 IF N=N3 THEN 27250
27140 C(I)=FNG(A(N2-N1))/K1
27170 N2=N1+1
27200 IF N=N2 THEN 27500
27230 I=I+1
27260 N1=N1+1
27290 C(I)=FNG(A(N2-N1))/K1
27320 R1(N1)=1+10**3*N1
27350 R2(N1)=R1(N1)
27380 I=I+1
27410 C(I)=FNA(A(N2-N1))/K1
27440 N2=N2+2
27470 GOTO 27200
27500 I1=1
27530 RC(I1)=1/K1
27560 IF N=11 THEN 27650
27590 I1=I1+1
27620 GOTO 27530
27650 RETURN
-----
27680 REM *** En esta rutina se definen las funciones ***
27740 REM
27770 DEF FNA(A)=(E**(1/N))/(A**2)
27800 DEF FNB(A)=(E**(1/N))*KARNO/(A**2)*(MO**2)*(B(N2-N1))
27830 DEF FNC(A)=(E**(1/N))/(A**2)
27860 DEF FND(X)=LOG(X+SQR(X**2+1))
27890 DEF FNE(X)=(EXP(X)-EXP(-X))/2
27920 DEF FNF(X)=(EXP(X)+EXP(-X))/2
27950 DEF FNG(Q)=SQR(B(N2-N1))/Q
27980 DEF FNH(B)=(MO)*(SQR(B)/(E**(1/N)))
27990 DEF FNI(Q)=3-(1/FNG(Q))
27990 DEF FNJ(Q)=4-(1/FNG(Q))
27990 DEF FNK(B)=2*(3/2)/(B**2)
27990 DEF FNL(N)=(MO**2)/FNG(A)
27990 DEF FNM(W)=(MO**2)*(W**2)/FNG(A)

```

Figura F.1 (Continuación).

```

27160 DEF FNN(I)=1/NO*2*(I)/FNO*(A)
27170 DEF FNO(A)=SGN(1/NO*2-W*2)*2*(NO+1)*2
27220 DEF FNR(X)=SGN(X)*INT(ABS(X)+10*(PO+1.5)/10*(PO))
27250 RETURN
-----
27300 REM
27310 REM *** Rutina para Calcular los Coeficientes de Paso Banda ***
27340 REM
27370 P=4*(4*ATN(1/3)-ATN(1/232))
27400 I=1
27430 D0=2*P*(F2-F1)
27460 PO=7
27490 S1=FNR(D0*(I)/2)
27520 S2=FNR(D0*(I)/2)
27550 D2=(D0/2)^2
27580 D2=I*(I)^2-J(I)^2
27610 M1=D2*D2-WO^2
27640 M2=2*I*(I)*J(I)*D2
27670 M=SGN(SGN(M1^2+M2^2))
27700 T1=M2/M1
27730 T=ATN(T1)/2
27760 PO=5
27790 I2(I)=FNR(S1+M*SIN(T))
27820 J2(I)=FNR(S1-M*SIN(T))
27850 J1(I)=FNR(M*COS(T)+S2)
27880 J2(I)=FNR(M*COS(T)-S2)
27910 IF R(I)=130 THEN 27970
27940 GOTO 28030
27970 I2(I)=0
28000 J2(I)=0
28030 I=I+1
28060 IF R(I)>130 THEN 28120
28090 GOTO 27460
28120 FOR I=1 TO N STEP 2
28150 I(I)=I1(I)
28180 I(I+1)=I2(I)
28210 J(I)=J1(I)
28240 J(I+1)=J2(I)
28270 NEXT I
28300 I=1
28330 B(I)=FNR(I(I)^2+J(I)^2/WO^2)
28360 IF R(I)=130 THEN 28450
28390 A(I)=FNR((-2*I(I)+1E-02)/WO)
28420 GOTO 28510
28450 B(I)=0
28480 A(I)=FNR((-1*I(I)+1E-02)/WO)
28510 I=I+1
28540 IF I=(N+1) THEN 28600
28570 GOTO 28330
28600 RETURN
-----
28630 REM
28660 REM *** Rutina para Calcular los Coeficientes del Polinomio ***
28690 REM
28720 FOR J=1 TO N/2
28750 IF B5<>"A" AND B5<>"a" THEN 28930

```

Figura F.1 (Continuación).

```

20700 A0(J)=1
20810 Z1(J)=0
20840 Z2(J)=0
20870 Z3(J)=1
20900 GOTO 29230
20930 IF B5400="6" AND B5400="L" THEN 29110
20960 A0(J)=1
20990 Z1(J)=1
29020 Z2(J)=0
29050 Z3(J)=0
29080 GOTO 29230
29110 A0(J)=1
29140 Z1(J)=0
29170 Z2(J)=1
29200 Z3(J)=0
29230 NEXT J
29260 RETURN
-----
29280 REM *** Esta rutina calcula las componentes del circuito paso ***
29300 REM *** Banda de Butterworth o Chebyshev considerando ***
29360 REM *** Baja - (C=, 10=2) ***
29410 REM
29440 N9=0
29470 N1=0
29500 I=1
29530 N2=INT(N/2)+1
29560 N3=INT(N/2)+2
29590 IF N=N3 THEN 29740
29620 R0(I)=FNK(D*(N2-N1))K1
29650 N9=N1+1
29680 IF N=N9 THEN 29960
29710 I=I+1
29740 N1=N1+1
29770 R0(I)=FNK(D*(N2-N1))K1
29800 R1(N1)=1/10*SRK1
29830 R2(N1)=R1(N1)
29860 I=I+1
29890 R0(I)=FNK(D*(N2-N1))K1
29920 N9=N9+2
29950 GOTO 29680
29980 I1=1
30010 C(I1)=1/K1
30040 IF N=I1 THEN 30130
30070 I1=I1+1
30100 GOTO 30010
30130 RETURN
-----
30150 REM
30190 REM *** Esta rutina calcula las componentes del circuito paso ***
30220 REM *** Banda de Butterworth o Chebyshev mediante ***
30250 REM *** Sarga - J ***
30280 REM
30310 N9=0
30340 N1=0
30370 N2=INT(N/2)+1

```

Figura F.1 (Continuación).


```

30400 N0=INT(N/2)+2
30430 IF N=N0 THEN 30610
30440 R0(I)=FNC((N02-N11)001
30460 C(I)=1/K1
30520 N2=N1+1
30550 IF N=N2 THEN 30910
30560 I=I+1
30610 N1=N1+1
30640 R0(I)=(1/FNH(C(N2-N1)))001
30670 C(I)=1/K1
30700 R1(N1)=1+10000K1
30730 R2(N1)=(FNAVR(N2-N1)-1)001001
30760 I=I+1
30790 R0(I)=R0(I-1)
30820 C(I)=1/K1
30850 N3=N2+2
30900 GOTO 30550
30910 I1=1
30940 IF N=I1 THEN 31000
30970 I1=I1+1
31000 GOTO 30940
31030 RETURN
31060 REM -----
31090 REM *** Rutina para graficar las funciones de los filtros ***
31120 REM
31150 F9=F(1)
31180 FOR L0=1 TO X2
31210 IF ABS(F(L0))<ABS(F9) THEN 31270
31240 F9=F(L0)
31270 NEXT L0
31300 FOR I=1 TO X3
31330 V1(I)=I*(N0/X3)*41/(2*P)
31350 V2(I)=F(I)/ABS(F9)
31390 NEXT I
31420 PRINT "
31450 FOR I3=1 TO 75
31480 G0(I3)= " "
31510 NEXT I3
31540 FOR I=1 TO X2
31570 Y=V2(I)
31600 LQ=378Y+330
31630 G0(LQ)="*
31660 G0(LQ)="*
31690 X=V1(I)
31720 PRINT "X=";X
31750 FOR I3=1 TO 75
31780 PRINT G0(I3);
31810 NEXT I3
31840 G0(LQ)=" "
31870 PRINT
31900 NEXT I
31930 PRINT
31960 RETURN

```

Figura F.1 (Continuación).

```

31170 REM -----
32020 REM *** Rutina para calcular la ganancia y fase de los filtros ***
32030 REM
32040 IS=3*%2
32110 IF DS2="C" OR DS4="L" THEN IS=IS*2
32140 W=0
32170 FOR X=1 TO X2
32200 H1=1
32230 W=H*IS
32260 FOR S=1 TO N/2
32290 U1=W*2*(S1(S)-W*2*(S1(2S1(S)))
32320 IF R1(S)=100 THEN S2410
32350 D1=W*2*(H*H*(S1(S)+B1(S))
32380 GOTO S2440
32410 D1=W*(A1(S))
32440 H1=H1*U1/D1
32470 NEXT S
32500 IF M1<0 THEN S2530
32530 S1(X)=0
32560 GOTO S2620
32590 F(X)=20*LOG(ABS(H1))
32620 NEXT X
32650 RETURN
-----
32710 REM *** Rutina para formatear en la pantalla los resultados ***
32740 REM *** calculados ***
32770 REM
32800 CLS
32830 IF A12="A" OR A14="a" THEN S2920
32860 IF A12="B" OR A14="b" THEN S2910
32890 IF A12="C" OR A14="c" THEN S2900
32920 COSUB S4540
32950 PRINT "Return ": INPUT R$
32980 CLS
33010 IF D72="S" OR D74="s" THEN S3020
33040 PRINT " El orden del filtro es (N)=":I
33070 PRINT
33100 I2=1
33130 PRINT "Etapas":I2 " R1=":R1(I2) " R2=":R2(I2)
33160 IF (N2-N1)/C=I2 THEN S3250
33190 I2=I2+1
33220 GOTO S3130
33250 PRINT
33280 FOR I=1 TO INT(N/2+.5)
33310 PRINT "I("):I:")=":I(I) " J("):J:")=":J(I)
33340 NEXT I
33370 PRINT
33400 FOR I=1 TO INT(N/2+.5)
33430 PRINT "A("):I:")=":A(I) " B("):B:")=":B(I)
33460 NEXT I
33490 PRINT
33520 FOR I=1 TO N
33550 PRINT "Resistencia":I:")=":R3(I) " Capacitor":I:")=":C(I)
33580 NEXT I

```

Figura F.1 (Continuación).

```

03610 PRINT
03640 PRINT "Continua con el calculo usando otro factor de escala"
03670 PRINT "para los valores de los componentes: (B1) (ND) (S2)",
03700 INPUT B7F
03730 IF (B7A<"0" AND B7B<"5") AND (B7C<"N" AND B7D<"5") THEN 03610
03760 IF B7E<"N" OR B7F<"5" THEN 04210
03790 PRINT
03820 PRINT "De el valor del factor de escalamiento: 000 ",
03850 INPUT K1
03880 GOTO 04210
03910 PRINT "El Voltaje de Histeresis es ": H
03940 PRINT "El Voltaje Medio es. ": VO
03970 PRINT "La constante de proporción entre las resistencias es ": K2
04000 PRINT "El Voltaje de Referencia es. ": V
04030 GOTO 04210
04060 IF (D4C<"A" AND D4D<"4") AND (D4E<"0" AND D4F<"4") THEN 04120
04090 IF (D4G<"B" AND D4H<"0") AND (D4I<"0" AND D4J<"0") THEN 04180
04120 PRINT "Resistencia: "B:" Capacitancia: "C
04150 GOTO 04210
04180 PRINT "Inductancia: "L:" Capacitancia: "C
04210 RETURN
04240 REM
04270 REM
04300 FOR I=1 TO INT(N/2+ .5)
04330 IF K(I)=100 THEN 04450
04360 A(I)=A(I)/B(I)
04390 B(I)=1/A(I)
04420 GOTO 04450
04450 A(I)=1/A(I)
04480 NEXT I
04510 RETURN
04540 REM
04570 REM *** Subrutina para Graficacion ***
04600 A=10
04630 F0=F(1)
04660 FOR J=1 TO X2
04690 IF ABS(F0)-ABS(F(J)) THEN 04750
04720 F0=F(J)
04750 NEXT J
04780 FOR I=1 TO X2
04810 F(I)=A*F(I)/ABS(F0)
04840 NEXT I
04870 FOR H=A TO -A STEP -1
04900 IF MOD H THEN 05170
04930 FOR K=1 TO X2
04960 IF INT(.5*(K)/100) THEN 05050
04990 PRINT "H:"
05020 GOTO 05080
05050 PRINT "K:"
05080 NEXT K
05110 PRINT
05140 GOTO 05470
05170 FOR X=1 TO X2

```

Figura F.1 (Continuación).

```

05200      IF INT(.5*F(X))<M THEN 05220
05205      PRINT " "
05210      GOTO 05410
05220      IF NOT(INT(.5*F(X))<M AND X=1) THEN 05300
05320      PRINT "I":
05330      GOTO 05410
05380      PRINT " ",
05410      NEXT X
05440      PRINT
05470 NEXT M
05500 RETURN
-----
05530 REM -----
05560 FOR I=1 TO X2
05590      IF S1(I)=S2(I) THEN 05630
05620      V0(I)=15
05650      GOTO 05800
05680      IF S1(I)=S2(I) THEN 05770
05710      V0(I)=15
05740      GOTO 05800
05770      V0(I)=0
05800 NEXT I
05830 RETURN
-----
05860 REM -----
05890 V0(I)=0
05920 FOR I=1 TO X2
05950      V9(I)=V0(I)*R0/0R3+R4)+S2(I)
05980      V0(I+1)=(V9(I)-S1(I))*Y0
06010 NEXT I
06040 REM -----
06070 REM *** Subrutina para calcular una funcion senooidal ***
06100 I1=0
06130 FOR I=1 TO N0
06160      T=X2/N0
06190      FOR J=1 TO T
06220          I1=I1+1
06250          F(I1)=Y0*SIN(2*PI*(J-1)/T)
06280      NEXT J
06310 NEXT I
06340 RETURN
-----
06370 REM -----
06400 REM *** Subrutina para calcular una funcion cosenooidal ***
06430 I1=0
06460 FOR I=1 TO N0
06490      T=X2/N0
06520      FOR J=1 TO T
06550          I1=I1+1
06580          F(I1)=Y0*COS(2*PI*(J-1)/T)
06610      NEXT J
06640 NEXT I
06670 RETURN
-----
06700 REM -----
06730 REM *** Subrutina para calcular una funcion Triangular ***
06760 I1=0

```

Figura F.1 (Continuación).

```

36790 FOR I=1 TO N0
36800 T=X2/NO
36850 FOR J=1 TO T/4+1
36880 I=I+1
36910 F(I)=X0-12*Y0/(T/4)
36940 NEXT J
36970 FOR J=T/4+2 TO T/4+1
37000 I=I+1
37030 F(I)=-X0-12*Y0/(T/4)+2*Y0
37060 NEXT J
37090 FOR J=T/4+2 TO T+1
37120 I=I+1
37150 F(I)=X0-12*Y0/(T/4)-4*Y0
37180 NEXT J
37210 I=I-1
37240 NEXT I
37270 RETURN
-----
37300 REM *** Subrutina para calcular una funcion Piente de Sierra ***
37310 I=0
37390 FOR I=1 TO N0
37420 T=X2/NO
37450 FOR J=1 TO N0
37480 I=I+1
37510 F(I)=X0*Y0/X0
37540 I=X0+1
37570 NEXT J
37600 NEXT I
37630 RETURN
-----
37660 REM *** Subrutina para calcular una funcion Cuadrada ***
37670 I=0
37750 FOR I=1 TO N0
37780 T=X2/NO
37810 FOR J=1 TO X2/1
37840 I=I+1
37870 F(I)=Y0
37900 NEXT J
37930 FOR J=X2/1 TO X2*0.1
37960 I=I+1
37990 F(I)=-Y0
38020 NEXT J
38050 FOR J=X2*0.1 TO X0
38080 I=I+1
38110 F(I)=Y0
38140 NEXT J
38170 NEXT I
38200 RETURN
-----
38230 REM *** Subrutina para calcular el Voltaje de Histeresis, el Voltaje Medio, la Constante de Proporción entre las
38270 REM *** de Histeresis, el Voltaje Medio, la Constante de Proporción entre las
38320 REM ***

```

Figura F.1 (Continuación).

```

33350 REM *** Resistencias y el Voltaje de ***
33360 REM *** Referencia ***
33410 REM
33440 H=U9-U8
33470 V0=(U9+U8)/2
33500 IF S="S1" OR S="s1" THEN 33620
33530 K9=30/H-1
33560 V=U9*(1+K9)/K9-(30/K9)
33590 GOTO 33630
33620 K9=30/H
33650 V=U9*(K9/(1+K9))-((30)/(1+K9))
33680 RETURN
33710 REM -----
33740 REM *** Subrutina para calcular componentes de un oscilador ***
33770 IF OC="A" OR OC="a" THEN 33820
33800 IF OC="B" OR OC="b" THEN 33910
33830 IF OC="C" OR OC="c" THEN 34100
33860 IF OC="D" OR OC="d" THEN 33190
33890 GOTO 33250
33920 R=1/(C*(2*P*F))
33950 R2=2*R1
33980 GOTO 33250
34010 L=2/(C*(2*P*F)^2)
34040 R2=2*R1
34070 GOTO 33250
34100 L=1/(C*(2*P*F)^2)
34130 R2=2*R1
34160 GOTO 33250
34190 R=1/(CQR(4)*C*(2*P*F))
34220 R2=20*R1
34250 RETURN
34280 REM -----
34310 END

```

Figura F.1 (Continuación).

BIBLIOGRAFIA.

BIBLIOGRAFIA

ROBERTO MACIAS PEREZ
Division de Educacion Continua, Facultad de Ingenieria, U.N.A.M.
(El Amplificador Operacional)
Edit. U.N.A.M.

L.P. HUELSMAN, P.E. ALLEN
Introduction to the
Theory and Design
of Active Filters
Edit. Mc Graw-Hill

GOBIND DARYANANI
Principles of
Active Network
Synthesis and
Design

GENE E. TOBEY, JERALD G. GRAEME, LAWRENCE P. HUELSMAN
Amplificadores Operativos
Diseño y Aplicacion
Edit. Diana

BURROUGHS CORPORATION
B 7000/B 6000 Series
Basic
Reference Manual
Edit. Burroughs Corporation

BURROUGHS CORPORATION
B 7000/B 6000
Cande
User's Manual
Edit. Burroughs Corporation

COLUMBIA
Data Products, Inc.
Basica 2.0

Microsoft MS-DOS
Operating System
User's Guide

FORSYTHE, KEENAN, ORGANICK, STENBERG
Programacion Basic
Edit. Limusa

MARTIN H. ACKROYD
Digital Filters
Edit. Butterworth & Co. (Publishers) LTD.