UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN FILTRO ANALOGICO CONTROLADO DIGITALMENTE

T E S I S

Que para Obtener el Título de :

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A :

MARCO ANTONIO TELLEZ VAZQUEZ

MEXICO, D. F. 1983

Universidad Nacional Autónoma de México
UNAM
Biblioteca Central
Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

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 esta 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.

INDICE

		Página
I.	INTRODUCCION.	I-1
II.	OBJETIVO Y ESPECIFICACIONES	II-1
	Especificaciones de Diseño.	II-1
III.	SELECCION DEL FILTRO.	III-1
	Selección del Tipo de Filtro.	III-1
	Conclusión	III-1
	Selección del Tipo de Respuesta	III-2
	Filtros Butterworth.	III-2
	Filtros Chebyshev.	III-2
	Conclusión	III-5
	Técnicas de Diseño.	III-5
	Configuraciones Propuestas.	III-7
	Diseño de la Configuración VCVS.	III-9
	Diseño de la Configuración con Realimentación Múltiple.	III-17
	Conclusiones	III-24
	Influencia de las Tolerancias.	III-24
	Selección de la Frecuencia	III-26
	Circuito Alterno	III-26
IV.	DISEÑO DEL FILTRO SELECCIONADO.	IV-1
	Aspectos Teóricos	IV-1
	Circuito Básico y Etapa de Diseño	IV-5
V.	CONSTRUCCION DEL FILTRO	V-1
	Circuito de Reloj	V-1
	Conmutación de Capacitores.	V-5
	Etapas de Integración	V-5
	Inversores y Sumadores	V-5
VI.	RESULTADOS DE LABORATORIO	VI-1
	Impedancia de Entrada	VI-1
	Impedancia de Salida.	VI-1
	Respuesta a Escalón Unitario.	VI-2
	Respuesta en Frecuencia	VI-3
ANEXOS		
A.	PROGRAMAS DE COMPUTADORA.	A-1
	Programa VCVS	A-1
	Programa RESFRE	A-2
	Programa COEF	A-2
	Programa PRUEBA	A-2
	Programa CAPCON	A-3

INDICE (Continuación)

		Página
	Programa ETAPAS	A-3
	Programa GRAFF	A-3
B.	ESPECIFICACIONES DE FABRICANTES	B-1
C.	GLOSARIO DE TERMINOS	C-1
	Función de Transferencia	C-1
	Respuesta en Frecuencia	C-1
	Octava	C-1
	Década	C-2
	Decibel	C-2
	Selectividad y Frecuencia Natural	C-2

CUADROS

III-1	Valores Normalizados de los Elementos de un Filtro VCVS de 6° Orden	III-8
III-2	Valores Normalizados de los Elementos de un Filtro VCVS de Sexto Orden	III-12
III-3	Resistencias y Capacitores para el Filtro Chebyshev de 6° Orden VCVS	III-12
III-4	Coeficientes y Parámetros del Filtro VCVS	III-13
III-5	Valores Normalizados de un Filtro Chebyshev de 5° Orden con Realimentación Múltiple	III-20
III-6	Variación de los Coeficientes del Filtro con Realimentación Múltiple en Función de la Tolerancia del Capacitor Base	III-25
IV-1	Parámetros de Diseño para el Filtro de Capacitores Conmutados	IV-10
IV-2	Valores Teóricos y Prácticos para la Construcción del Circuito	IV-12

FIGURAS

III-1	Respuesta en Amplitud de un Filtro Paso-Bajas	III-3
III-2	Respuesta en Amplitud y Fase de los Filtros Butterworth	III-4
III-3	Respuesta en Amplitud y en Fase de los Filtros Chebyshev	III-6
III-4	Filtro Paso-Bajas VCVS de Segundo Orden	III-10
III-5	Patrón de Polos del Filtro VCVS de Sexto Orden	III-14
III-6	Respuesta Total y por Etapas para el Filtro VCVS	III-15
III-7	Resultados de la Implementación del Filtro VCVS	III-16
III-8	Filtro Paso Bajas con Realimentación Múltiple de 5° Orden	III-17
III-9	Patrón de Polos del Filtro con Realimentación Múltiple	III-21
III-10	Respuesta en Frecuencia Teórica del Filtro con Realimentación Múltiple	III-22
III-11	Resultados de la Implementación del Filtro con Realimentación Múltiple	III-23
III-12	Variaciones Máximas en el Patrón de Polos debidas a las Tolerancias de los Capacitores	III-27
III-13	Variaciones en la Respuesta en Frecuencia Debida a la Tolerancia de los Capacitores	III-28

INDICE (Continuación)

		Página
III-14	Circuito Básico del Filtro Seleccionado.	III-29
III-15	Resultados de Laboratorio para el Filtro Seleccionado.	III-30
IV-1	Equivalencia de un Circuito con Capacitor Conmutado con Uno Resistivo.	IV-2
IV-2	Circuito Básico Utilizado en los Filtros Activos RC.	IV-4
IV-3	Operación de un Integrador con Capacitores Conmutados.	IV-6
IV-4	Circuito Básico del Filtro de Capacitores Conmutados	IV-7
IV-5	Circuito Equivalente del Filtro de Capacitores Conmutados. . .	IV-8
IV-6	Respuesta en el Tiempo Primera Etapa	IV-13
IV-7	Respuesta en Frecuencia Primera Etapa.	IV-14
IV-8	Respuesta Total del Sistema para R_2/R_3 de 0.22	IV-16
IV-9	Respuesta Total del Sistema para R_2/R_3 de 0.15	IV-17
V-1	Señales de Reloj	V-2
V-2	Circuito Básico de Reloj	V-2
V-3	Respuestas del Circuito de Reloj	V-3
V-4	Diagrama del Circuito de Reloj	V-4
V-5	Diagrama de Conexiones del CI-4066	V-6
V-6	Circuito Básico de Integración	V-6
V-7	Circuito Básico de Inversión	V-7
V-8	Implementación de un Sumador	V-7
VI-1	Circuito para Determinar la Impedancia de Entrada.	VI-1
VI-2	Circuito Utilizado para Obtener la Respuesta a Escalón Unitario.	VI-2

I - INTRODUCCION

Los filtros eléctricos tienen un gran número de aplicaciones en los diversos campos de las comunicaciones y de la electrónica. Por tal motivo, los aspectos técnicos y de diseño se han estudiado ampliamente.

Generalmente cuando se desea diseñar algún tipo de filtro, se recurre a manuales especializados en donde se presentan circuitos seleccionados de la experiencia. Asimismo se incluyen valores base para los elementos de tales circuitos, los cuales pueden ser fácilmente adecuados a las condiciones de diseño. Sin embargo, los filtros así diseñados son poco versátiles en su operación, esto es, cuando se desea modificar algún parámetro de diseño es necesario corregir los valores de bastantes elementos en el circuito.

En el presente trabajo se presenta el resultado de una investigación enfocada al diseño y construcción de un filtro paso bajas para un amplificador de instrumentación.

La naturaleza de las aplicaciones de este amplificador obligó a utilizar técnicas de diseño diferentes a las tradicionales. Como resultado de la investigación se propuso un sistema básico de segundo orden que está formado por un sumador y dos integradores. Con este sistema se obtiene la respuesta de un filtro paso bajas y en una etapa intermedia la correspondiente de un paso banda.

En el desarrollo del trabajo se ha procurado poner énfasis en la utilización de una computadora digital con objeto de analizar mediante simulación el comportamiento de los circuitos estudiados.

Este tipo de análisis permitió obtener sensibilidad sobre las variaciones en las respuestas de los circuitos debidas a cambios en los valores de los elementos.

La presentación de este trabajo se divide en 6 capítulos y 3 anexos. En el segundo se establecen las aplicaciones del amplificador así como sus especificaciones de diseño.

En el tercero se presentan las diversas etapas en el proceso de selección del filtro paso bajas que satisface las condiciones propuestas de diseño. Se establecen el tipo de componentes y las características de la respuesta del filtro. Asimismo se establecen las técnicas de diseño y con base en la experiencia se proponen dos configuraciones, una de quinto orden con realimentación múltiple, la otra del tipo VCVS 1/ de sexto orden. Para cada una de ellas se incluyen los aspectos teóricos así como los resultados prácticos. Se estudian también los problemas físicos de la implementación debido a los cuales se obtuvieron resultados poco satisfactorios en las configuraciones propuestas. Consecuentemente se estudió un filtro de reciente proyección. El filtro de capacitores conmutados. Con este último se lograron excelentes respuestas, acordes en todo momento con las condiciones propuestas.

El cuarto capítulo se dedica por completo al filtro seleccionado. Incluye el modelo matemático que simula su comportamiento así como los aspectos de diseño y los resultados obtenidos.

En los últimos dos capítulos se tratan los aspectos de la construcción y los resultados de laboratorio del filtro. Por último los tres anexos, en el primero de los cuales se presentan los listados de los programas de computadora que sirvieron de apoyo en diversas etapas del trabajo. El anexo B presenta las especificaciones de los fabricantes para los elementos activos utilizados en la implementación del filtro. Finalmente en el anexo C se establecen algunas definiciones y conceptos básicos comúnmente relacionados con los fil-

---

1/ Voltage Controlled Voltage Source, Fuente de voltaje controlada por voltaje

tros eléctricos.

La realización del filtro que se estudia en esta tesis se llevó a cabo en el Laboratorio de Instrumentación del Instituto de Ingeniería de la UNAM, para utilizarlo en distintas aplicaciones en proyectos de investigación.

Deseo expresar mi agradecimiento al personal técnico del laboratorio con quienes trabajé en el desarrollo de este proyecto, en particular al Ing. Rodolfo Peters quien tuvo a su cargo la dirección del mismo.

Un agradecimiento especial al Ing. Joaquín González Marín, ex-investigador del Instituto, actualmente dedicado a la consultoría, por sus valiosas sugerencias y cooperación para mejorar este trabajo.

II - OBJETIVO Y ESPECIFICACIONES

El Instituto de Ingeniería de la Universidad Nacional desarrolla actividades de investigación en casi todas las ramas de la Ingeniería.

La mayoría de los proyectos de investigación aplicada requiere de mediciones de variables en los modelos físicos para lo cual se emplean diversos instrumentos, entre ellos los transductores.

Existe una gran variedad de transductores, la mayoría presenta en su salida señales eléctricas que pueden ser de voltaje o de corriente. Estas sin embargo son distintas en cuanto a su amplitud, frecuencia, contenido de ruido, etc.

A fin de cuatificar el nivel de la salida de los transductores, esta debe acondicionarse. En el proceso de acondicionamiento generalmente se requiere de un amplificador de instrumentación, para obtener alta precisión en los resultados.

Actualmente el Instituto cuenta con diversos tipos de amplificadores, los cuales se diseñaron o adquirieron para aplicaciones específicas. Estas situaciones limitan su utilización bajo otras condiciones de operación. Por tal motivo se propuso al Laboratorio de Instrumentación del propio Instituto el diseño y la construcción de un amplificador único, que permita la entrada a los distintos tipos de señal de los transductores y que sea capaz de acondicionarlas.

ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

A continuación se presentan las especificaciones de diseño del amplificador de instrumentación.

1. Debe acondicionar señales que pueden variar desde los 20 milivolts

de una celda de deformación hasta los 5 volts provenientes de un servo acelerômetro.

2. Los niveles de ganancia deben poderse variar en una gama de 0.1 y 1000.

3. Nivel de la señal de salida de 1 volt.

4. La etapa de filtrado debe contar con las siguientes características:

   - Selección continua de la frecuencia de corte en un intervalo entre 2.5 Hz y 50 Hz

   - Baja sensibilidad con respecto a variaciones en las componentes

   - Variación en un mínimo de elementos para sintonizar la frecuencia deseada

   - La pendiente de la respuesta a la frecuencia de corte de por lo menos 10db/dec

5. Posibilidad de ajuste de cero (restauradores)

6. Salidas independientes para osciloscopio, grabadora, galvanômetro

7. Entrada diferencial / no diferencial

8. Atenuador de entrada (para evitar saturación a la salida)

9. Acoplamiento de señales de directa o alterna

10. Ajuste de cero

11. Despliegue luminoso acorde con el modo de operación

12. El tamaño, peso y costo de los componentes deben ser mínimos.

III - SELECCION DEL FILTRO

En el presente capítulo se presentan las diversas etapas en el proceso de selección del filtro paso bajas que satisface las condiciones propuestas de diseño.

Primeramente se establece el tipo de filtro considerando la naturaleza de los componentes que se utilizarán, concluyéndose que un filtro activo es el más adecuado. Seguidamente se analizan dos tipos de respuesta, seleccionándose la de características Chebyshev. Asimismo se establecen las técnicas de diseño y con base en experiencias anteriores se proponen inicialmente dos configuraciones: una del tipo VCVS, la otra con realimentación múltiple. Finalmente se estudian los problemas físicos de la implementación de dichas configuraciones y como resultado de los mismos se propone una tercera configuración con la cual se obtienen resultados satisfactorios.

SELECCION DEL TIPO DE FILTRO

Desde el punto de vista teórico el filtro especificado en el capítulo anterior puede obtenerse con elementos pasivos o activos, sin embargo hay que tomar en cuenta condiciones prácticas para su implementación.

Los filtros pasivos están construidos con inductancias, resistencias y capacitancias, son prácticos para frecuencias mayores de 100 Khz. Para bajas frecuencias (menores a 20 Khz), las inductancias son grandes y costosas lo cual las convierte en imprácticas para el diseño. Consecuentemente se ha procurado reemplazarlas por elementos activos que simulen su comportamiento. Estos elementos activos son básicamente los amplificadores operacionales (Ref. 1).

Conclusión

De lo anteriormente expuesto y considerando el peso, tamaño, costo y

la frecuencia máxima de operación del filtro que se desea diseñar, se concluye que este debe ser del tipo activo.

SELECCION DEL TIPO DE RESPUESTA

La figura III-1 muestra las respuestas en amplitud de un filtro paso bajas ideal y el de una aproximación.

Físicamente no es posible constuir un filtro ideal, sin embargo una buena aproximación puede obtenerse a partir de la siguiente función de transferencia (Ref. 1).

$$\frac{Vs}{Ve} = \frac{Gbo}{s^n + b_{n-1}\, s^{n-1} + \ldots\ldots + b_1 s + b_o} \qquad (3\text{-}1)$$

en donde G, b_o, b_1 . . . . . , b_{n-1}, son constantes apropiadamente seleccionadas.

Se conocen diferentes tipos de filtros paso bajas, sin embargo los más utilizados son los Butterworth y los Chebyshev. Sus funciones de transferencia son del tipo de la ecuación (1) y difieren únicamente en la selección de las constantes b_o, b_1, ... , b_{n-1}.

Filtros Butterworth

Los filtros Butterworth tienen una excelente respuesta para valores de frecuencia cercanos a cero, sin embargo sus características a la frecuencia de corte así como en la banda de rechazo son relativamente pobres (Ref. 2). La respuesta en fase de este tipo de filtros es bastante lineal por encima de la banda de paso. La figura III-2 presenta las respuestas en amplitud y en fase de los filtros Butterworth.

Filtros Chebyshev

En la respuesta de los filtros Chebyshev se observa la existencia de

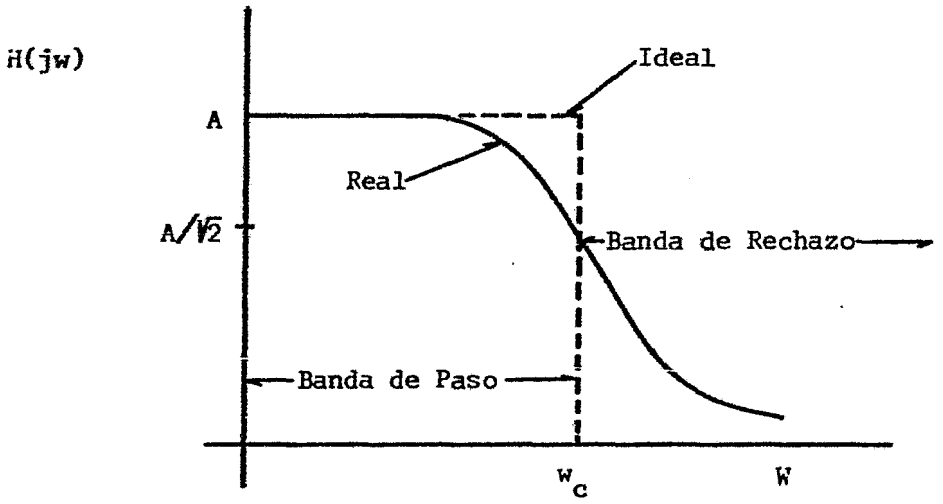


Figura III-1. Respuesta en Amplitud de un Filtro Paso-Bajas

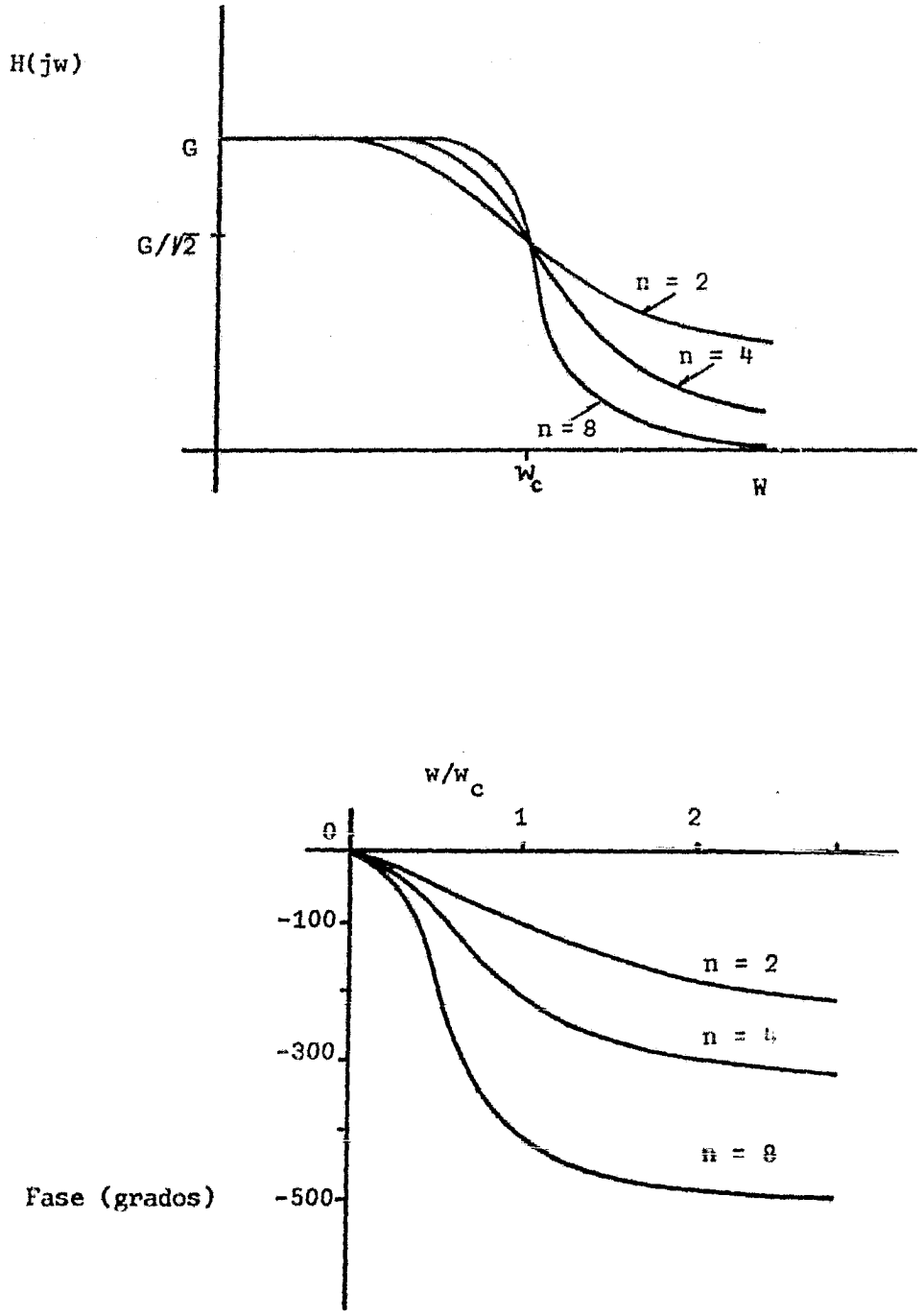


Figura III-2. Respuesta en Amplitud y Fase de los Filtros Butterworth

rizos de igual amplitud a lo largo de la banda de paso. Conforme se incrementa el orden del filtro, el número de rizos así como la atenuación en la banda de rechazo aumentan (Ref. 2).

Este tipo de filtros tiene una mala respuesta en fase. En general obsérvese que para una buena respuesta en amplitud se tiene una pobre respuesta en fase y viceversa. En la figura III-3 se muestran las características de las respuestas en amplitud y en fase de los filtros Chebyshev.

Conclusión

Puede demostrarse que cuando los filtros Butterworth y Chebyshev son del mismo orden, la respuesta en frecuencia del segundo es mejor (Ref. 1, 2). Se tiene el inconveniente en esta última de la existencia de los rizos, aunque es relativo, ya que la amplitud de estos se puede reducir a valores hasta de 0.1 db. En consecuencia y considerando la importancia de que la respuesta del filtro que se desea diseñar tenga una pendiente pronunciada en la frecuencia de corte, se optó por una respuesta con características Chebyshev.

TECNICAS DE DISEÑO

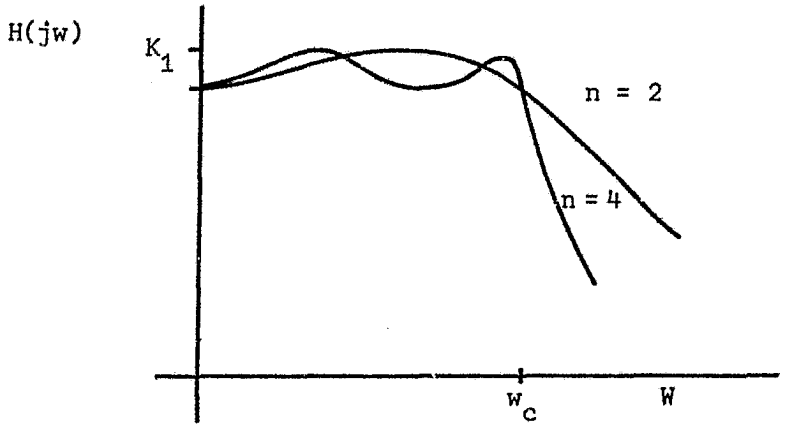
Existen diferentes técnicas para implementar los filtros Chebyshev utilizando amplificadores operacionales, resistencias y capacitores (Ref. 1, 2, 3, 4). A continuación se presenta una comúnmente utilizada.

Para estos filtros los coeficientes b_o, b_1, ... , b_{n-1} de la ecuación (1) se calculan utilizando la siguiente ecuación (Ref. 5)

$$|H(jw)| = \frac{K_1}{\left[1 + \varepsilon^2 \, Cn^2 \, (W/W_c)\right]^{1/2}} \qquad n = 1, 2, \ldots \quad (3\text{-}2)$$

en donde ε y K_1 son constantes y C_n es el polinomio de Chebyshev de primera clase de orden n.

Generalmente en los manuales dedicados al diseño de filtros se presen



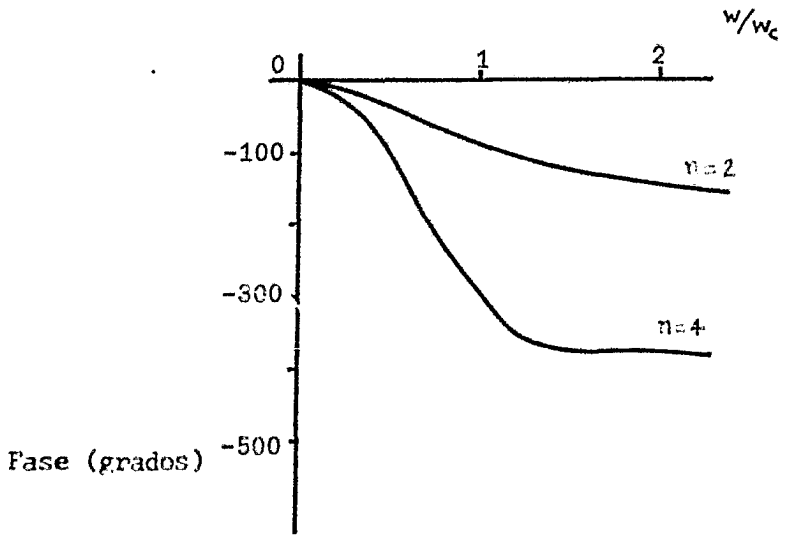


Figura III-3. Respuesta en Amplitud y en Fase de los Filtros Chebyshev.

tan tabulados estos coeficientes. En estos casos la frecuencia de corte W_c está normalizada, por ejemplo a 1 rad/seg.

Para diseñar un filtro a una frecuencia de corte determinada, se utilizan los coeficientes normalizados multiplicándolos por un factor adecuado.

En la práctica se utilizan circuitos seleccionados de la experiencia para los cuales se ha determinado una tabla de elementos. Dichos elementos están normalizados con respecto a uno de ellos, generalmente un capacitor C. Así mismo se define un factor de escalamiento que en algunos casos está dado por la siguiente relación:

$$K = \frac{100}{fc\ C'} \qquad (3\text{-}3)$$

en donde C' es el valor del capacitor base en microfaradios y fc la frecuencia de corte deseada.

Adicionalmente se presentan tabulados para diversas ganancias, los valores de las resistencias del circuito para un valor de K=1.

Cuando se desea diseñar para una frecuencia de corte, basta determinar el factor de escalamiento K, multiplicándolo posteriormente por las resistencias de las tablas.

En el cuadro III-1 se presenta un ejemplo de los valores normalizados de los elementos de un filtro de tipo VCVS.

CONFIGURACIONES PROPUESTAS

Hasta este momento ha quedado establecido que el filtro que se desea diseñar debe ser del tipo activo y con características de respuesta Chebyshev. Adicionalmente se considera que la amplitud de los rizos que se presentan en este tipo de respuesta sea de 0.1 db.

Estas características pueden obtenerse en diversos circuitos (Ref. 1,

CUADRO III-1

Valores Normalizados de los Elementos de un Filtro VCVS de 6° Orden.

Ganancia	Valores de los Elementos 1	4	Etapa
R_1	10.083	1.819	
R_2	22.240	2.466	
R_3	abierto	8.569	1
R_4	0	8.569	
C_1	0.01C	0.5C	
R_1	3.300	2.539	
R_2	11.023	1.432	
R_3	abierto	7.943	2
R_4	0	7.943	
C_1	0.1C	C	
R_1	2.429	2.429	
R_2	7.917	7.917	
R_3	abierto	abierto	3
R_4	0	0	
C_1	0.5C	0.5C	

Las resistencias en Kilo-ohms, los capacitores en micro-faradios, para una K = 1

C es el capacitor base seleccionado

Fuente: Ref. 1

2). Con base en experiencias anteriores se propusieron dos configuraciones: Una del tipo VCVS de sexto orden y la otra con realimentación múltiple de quinto orden. Ambas se diseñaron e implementaron simultáneamente en el laboratorio.

Las respuestas de estos filtros se compararon entre sí y se analizaron con respecto a las características especificadas. La configuración VCVS resultó más aproximada, sin embargo no satisface suficientemente los requerimientos por lo que se investigó una tercera configuración con resultados satisfactorios. Esta es conocida como filtro de capacitores conmutados.

A continuación se presentan los circuitos básicos, las etapas de diseño así como los resultados teóricos y prácticos para las primeras dos configuraciones.

Se diseñaron para una frecuencia de corte de 10 hertz y una ganancia de 4, con objeto de contar con un conjunto de elementos que sirvieran como base para otras frecuencias.

Diseño de la Configuración VCVS

El circuito de la figura III-4 muestra un filtro VCVS de segundo orden. Fue introducido por primera vez por Sallen y Key en 1955, el amplificador operacional y las resistencias R3 y R4 constituyen la fuente de voltaje controlada por voltaje.

Del análisis de esta figura pueden escribirse las siguientes ecuaciones:

$$\text{sea} \quad \mu = \frac{R3 + R4}{R3}$$

$$V_x = \frac{V2}{\mu} \qquad (3\text{-}4)$$

$$V_y = (SC_1P_2 + 1)\, V_x$$

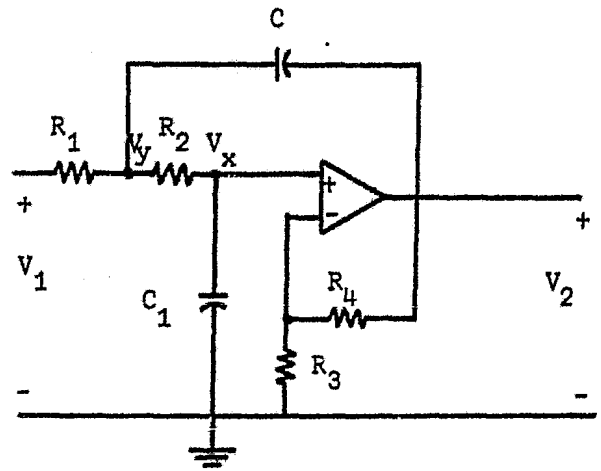


Figura III-4. Filtro Paso-Bajas VCVS de Segundo Orden.

$$V_1 - V_y = V_2 \left[\frac{S^2 CC_1 R_1 R_2 + SCR_1 (1 - \mu) + SC_1 R_1}{\mu} \right]$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Gbo}{S^2 + b_1 S + bo} \qquad (3\text{-}5)$$

en donde:

$$bo = \frac{1}{R_1 R_2 CC_1}$$

$$b_1 = \frac{1}{CR_1} + \frac{1}{CR_2} + \frac{1 - \mu}{C_1 R_2} \qquad (3\text{-}6)$$

$$G = \mu = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

La ecuación (5) representa la función de transferencia de un sistema de segundo orden.

Se pueden obtener filtros de mayor orden, en términos pares, conectando en cascada varias etapas como la mostrada anteriormente.

Analizando, mediante simulación, el comportamiento de un sistema formado por tres etapas, se observó que la respuesta satisfacía la condición propuesta de por lo menos una pendiente de 10 db / dec en la frecuencia de corte 1/.

En el cuadro III-2 se presentan los valores normalizados de los elementos para las diversas etapas de un filtro VCVS de sexto orden.

Considerando las técnicas de diseño mencionadas anteriormente, suponiendo la frecuencia de corte de 10 hz y seleccionando un capacitor base C de 0.33 microfarads, se tiene de la ecuación (3) que el valor del factor de escalamiento es:

1/ Se diseñó el programa VCVS para realizar dicho análisis. El listado del mismo se presenta en el anexo A.

$$K = \frac{100}{(10)\ (0.33)}$$

$$K = 30.3$$

Al multiplicar K por los valores normalizados de las resistencias del cuadro III-2, se obtienen los valores reales para estos elementos. El cuadro III-3 presenta estos resultados.

CUADRO III-2

Valores Normalizados de los Elementos de un Filtro VCVS de Sexto Orden.

	Etapa		
	1a	2a	3a
R_1	1.819	2.539	2.429
R_2	2.466	1.432	7.917
R_3	8.569	7.943	abierto
R_4	8.569	7.943	0
C_1	0.5 C	C	0.5 C

Fuente: Ref. 1

CUADRO III-3

Resistencias y Capacitores para el Filtro Chebyshev de 6 Orden VCVS

	Etapa		
	1a	2a	3a
R_1	55.1	76.9	73.6
R_2	74.7	43.4	239.9
R_3	259.7	240.7	abierto
R_4	259.7	240.7	0
C_1	0.165	0.33	0.165

Las resistencias en KΩ y los capacitores en microfaradios

La frecuencia de corte y el coeficiente de amortiguamiento se definen, para cada una de las etapas, por las siguientes relaciones:

$$W_{n_k} = \frac{1}{\left[R_1 R_2 C C_1\right]^{1/2}} \qquad K = 1, 2, 3$$

(3-7)

$$\zeta k = \frac{\left[\frac{C_1 R_2}{C R_1}\right]^{1/2} + \left[\frac{C_1 R_1}{C R_2}\right]^{1/2} + (1-\mu)\left[\frac{C R_1}{C_1 R_2}\right]^{1/2}}{2}$$

En el cuadro III-4 se presentan los valores de los coeficientes b_o y b_1 así como el de amortiguamiento y la frecuencia de corte para las etapas del filtro.

CUADRO III-4

Coeficientes y Parámetros del Filtro VCVS

	Etapas		
	1a	2a	3a
b_0	4 458.7	2 750.4	1 040.0
b_1	14.4	39.4	53.8
ζ	0.108	0.376	0.834
W_n (rad/Seg)	66.773	52.444	32.249

b_0 y b_1 determinados a partir de las ecuaciones (14).

El patrón de polos así como las respuestas en frecuencia (teórica) se presentan en las figuras III-5 y III-6 respectivamente 1/.

1/ Para la determinación de la respuesta en frecuencia se diseñó el programa VCVS cuyo listado se presenta en el Anexo A.

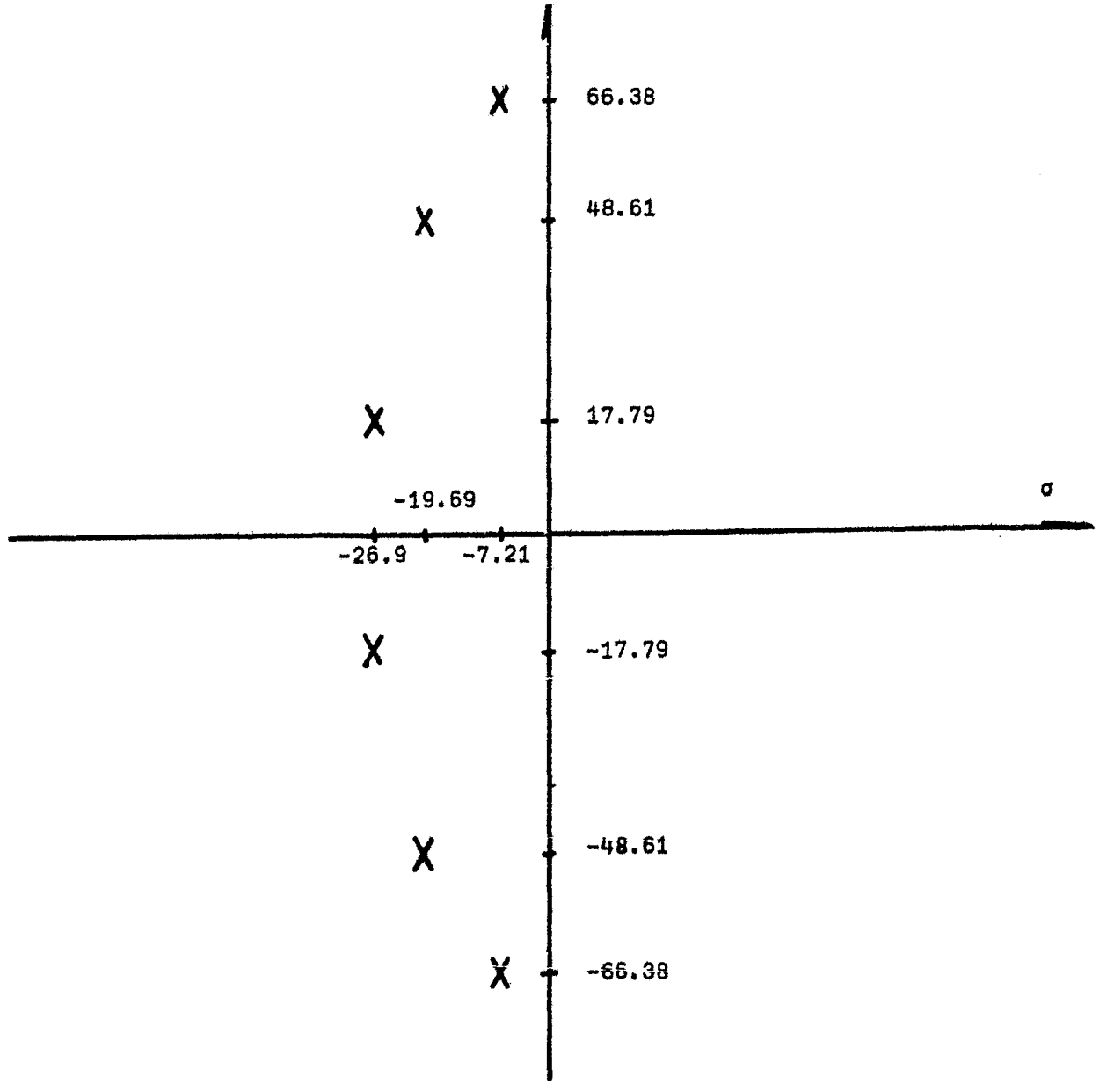


Figura III-5. Patrón de Polos del Filtro VCVS de Sexto Orden.

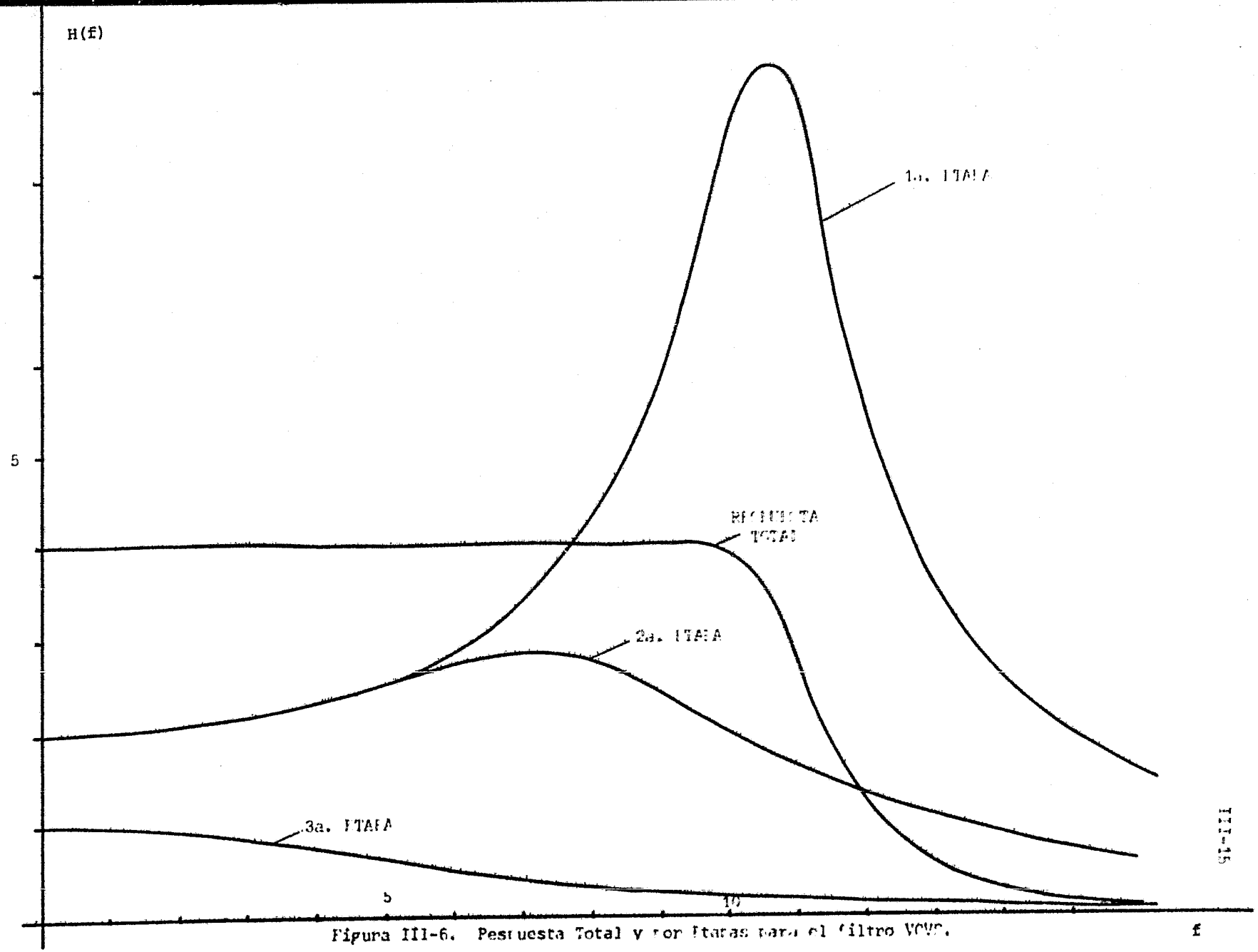


Figura III-6. Respuesta Total y por Etapas para el Filtro VOVS.

En la figura III-7 se presentan los resultados obtenidos en laboratorio.

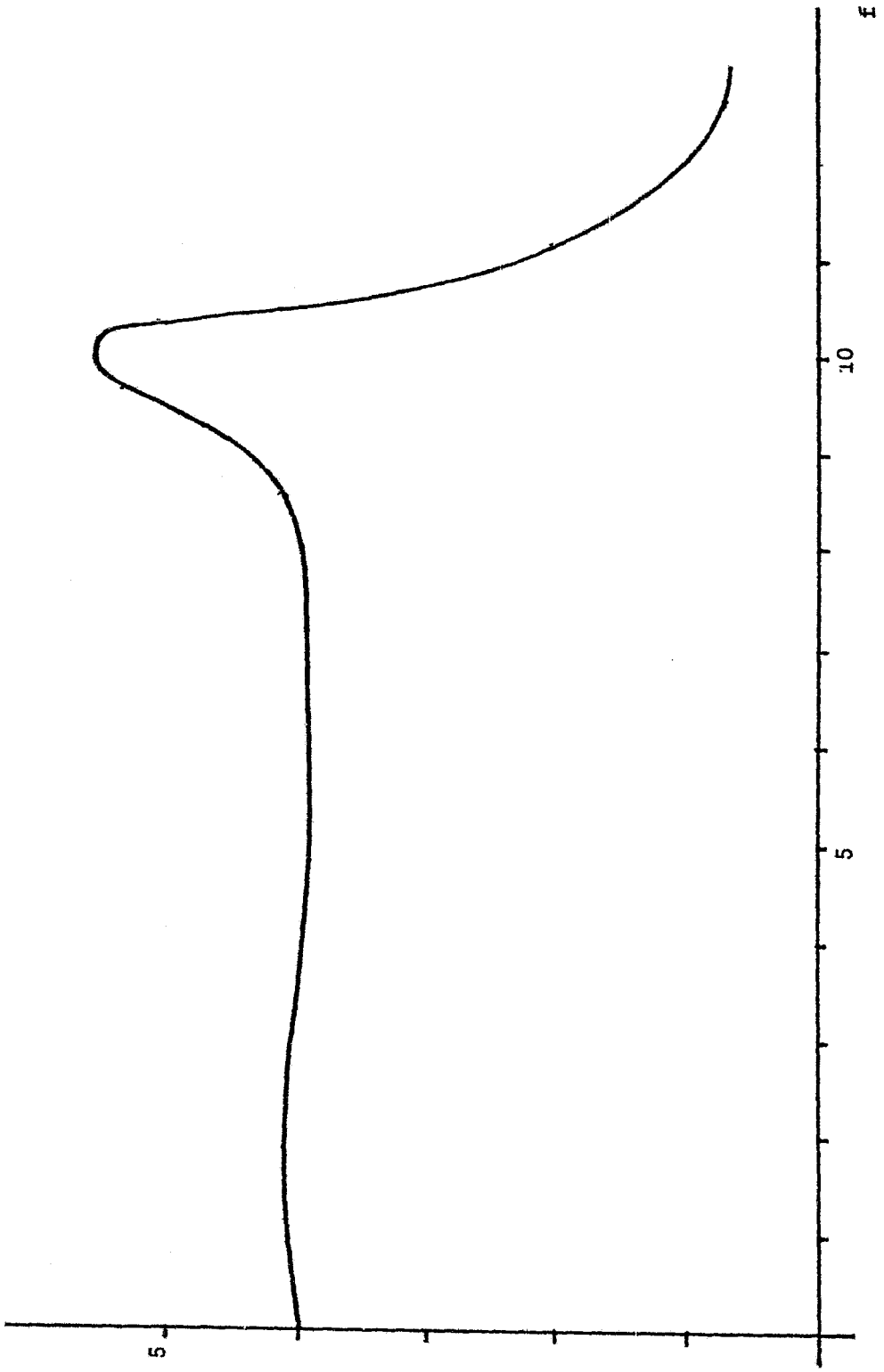


Figura III-7. Resultados de la Implementación del Filtro VCVS

Diseño de la Configuración
en Realimentación Múltiple

La topología de este tipo de circuitos es similar a la de los filtros VCVS conectados en cascada. La diferencia estriba en el hecho de tener realimentación de la salida a cada uno de los amplificadores operacionales (Ref. 1).

Pueden obtenerse filtros de realimentación múltiple de diferente orden, sin embargo conforme este aumenta, el sistema de ecuaciones que define los coeficientes del polinomio de la función de transferencia se vuelve más complejo.

Para la solución de dicho sistema comúnmente se utiliza alguna rutina de optimización en una computadora digital.

La figura III-8 presenta el diagrama de un filtro con realimentación múltiple de quinto orden. En él se señala la nomenclatura correspondiente al análisis para obtener la función de transferencia $V_1(S)/V_2(S)$.

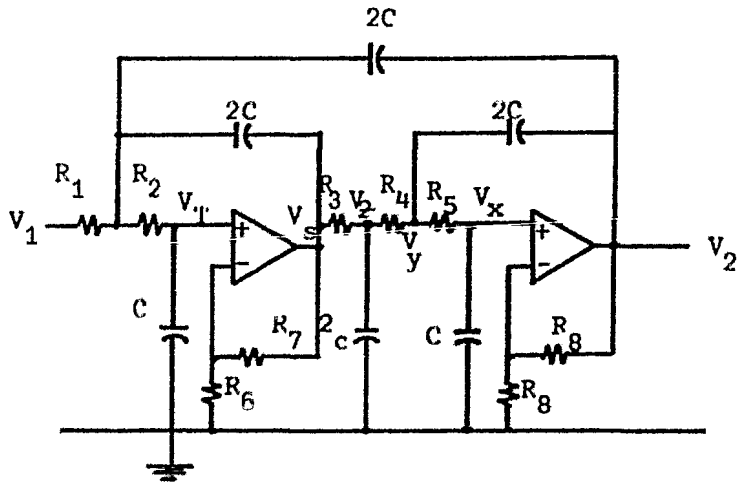


Figura III-8. Filtro Paso Bajas con Realimentación Múltiple de 5° Orden.

De dicho diagrama se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$V_x = \frac{V_2}{2}$$

$$V_y = V_2 \left\{ \frac{1 + SC\,R_5}{2} \right\}$$

$$V_z = V_2 \left\{ \frac{2S^2C^2R_4R_5 + SC\,(R_5 - R_4) + 1}{2} \right\}$$

$$V_s = V_2 \left\{ \frac{4S^3C^3R_3R_4R_5 + S^2C^2(4R_3R_5 + 2R_4R_5 - 2\,R_3R_4) + SC(R_3 + R_5 - R_4) + 1}{2} \right\} \qquad (3\text{-}7)$$

$$V_t = \frac{V_s\,R_6}{R_6 + R_7}$$

$$V_x = V_s \left\{ \frac{SCR_2 + 1}{\mu} \right\}$$

$$V_1 = V_s \left\{ \frac{4S^2C^2R_1R_2 + SC(5R_1 + R_2 - 2\,\mu R_1) + 1}{\mu} \right\} - 2SCR_1R_1$$

sea

$$a = 5\text{-}2 \quad ; \quad b = 16R_1R_2R_3R_4R_5; \quad d = 2R_5 - R_4 \qquad (3\text{-}8)$$

Operando con las ecuaciones anteriores se tiene

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{2\mu b_0}{S^5 + b_4S^4 = B_3S^3 + b_2S^2 + b_1S + b_o} \qquad (3\text{-}9)$$

en donde

$$b_o = \frac{1}{bC^5}$$

$$b_1 = \frac{R_1\,(a - 4\mu) + R_2 + R_3 - P_4 + P_5}{bC^4}$$

$$b_2 = \frac{a\left[R_1(R_3+P_5) - P_1P_4\right] + R_2(R_3 - R_4+P_5) + 4(R_1R_2+P_3R_5)+2P_4(P_5-R_3)}{bC^3} \qquad (3\text{-}10)$$

$$b_3 = \frac{2\left[2P_1P_2(R_3-P_4+P_5)+adR_1P_3+aP_1P_4P_5+ dP_2P_3+ P_4P_5(P_2+ 2P_3)\right]}{bC^2}$$

$$b_4 = \frac{4\left[2dR_1R_2R_3 + R_1R_4R_5(2R_2 + aR_3) + R_2R_3R_4R_5\right]}{bC}$$

Como se puede observar el sistema de ecuaciones que define los coeficientes del polinomio del denominador resulta sumamente complejo.

Para este circuito también se emplean las técnicas de diseño presentadas anteriormente. En el cuadro III-5 se presentan los valores normalizados de los elementos.

Considerando nuevamente que el valor del capacitor base es de 0.33 microfaradios y recordando que la frecuencia de corte tiene un valor de 10 hertz, se tiene de la ecuación (3), que el valor del factor de escalamiento es K = 30.3 Multiplicando esta constante por los valores normalizados correspondientes (cuadro III-5), se obtienen las siguientes resistencias en kilo-ohms.

$R_1 = 9.1$

$R_2 = 48.4$

$R_3 = 198.7$

$R_4 = 29.8$

$R_5 = 15.3$

$R_6 = 115.2$

$R_7 = 115.2$

$R_8 = 490.0$

CUADRO III-5

Valores Normalizados de un Filtro Chebyshev de 5° Orden con Realimentación Múltiple

	Ganancia	
	0.1 db	
	4	10
R_1	0.300	0.162
R_2	1.597	2.629
R_3	6.558	7.520
R_4	0.982	1.007
R_5	0.505	0.484
R_6	3.800	3.490
R_7	3.800	13.950
R_8	16.200	18.000

Las resistencias en kilo-ohms para K = 1
Fuente: kef. 1

El patrón de polos de la función de transferencia así como la respuesta en frecuencia del circuito se presentan en las figuras III-9 y III-10 respectivamente 1/.

Los resultados obtenidos en el laboratorio se presentan en la figura III-11.

1/ las raíces del polinomio de la función de transferencia se determinaron con el programa PAICIS. La respuesta en frecuencia se obtuvo con el programa RESFRE. En el anexo A se presentan los listados correspondientes.

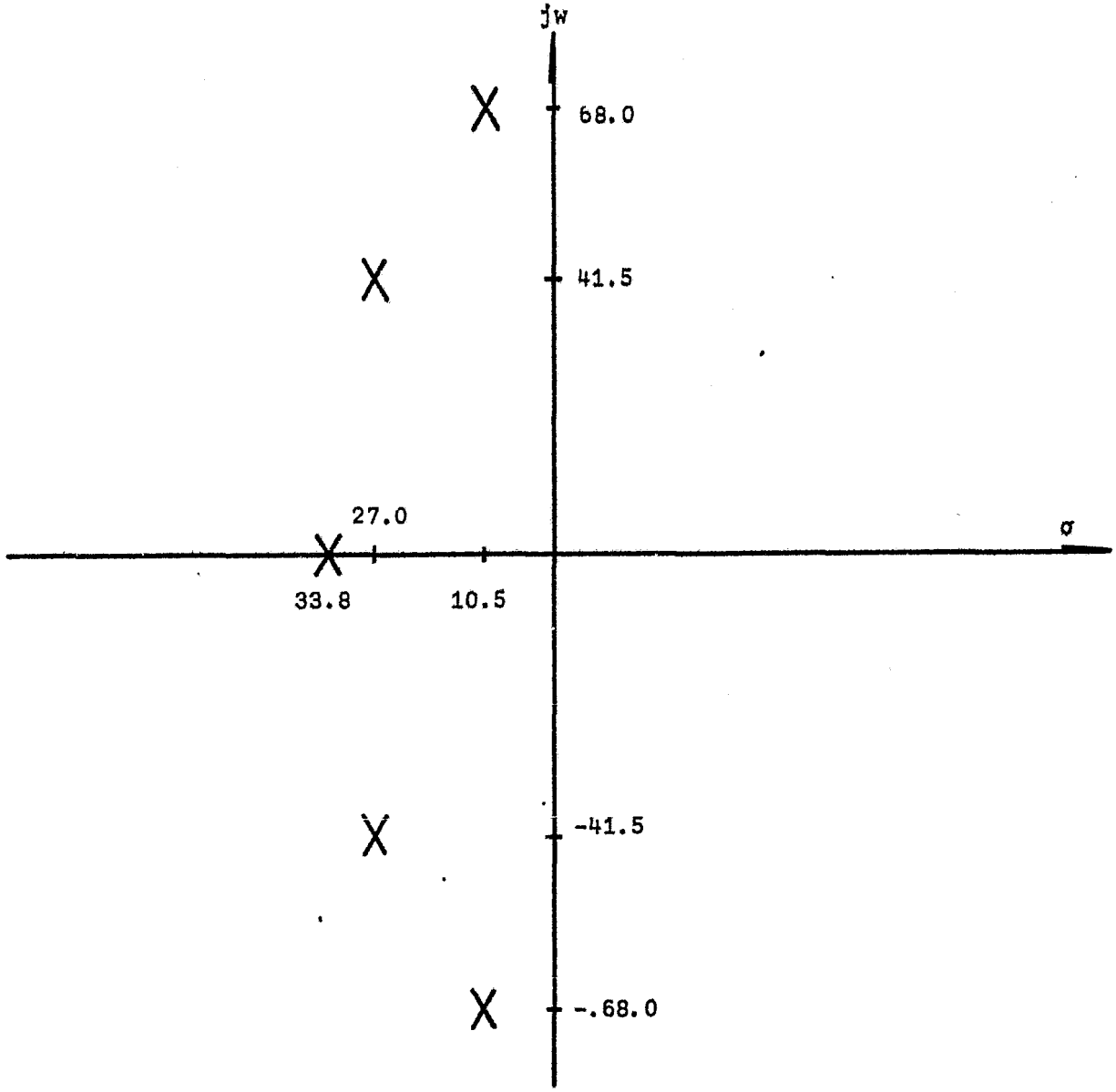


Figura III-9. Patrón de Polos del Filtro con Realimentación Múltiple.

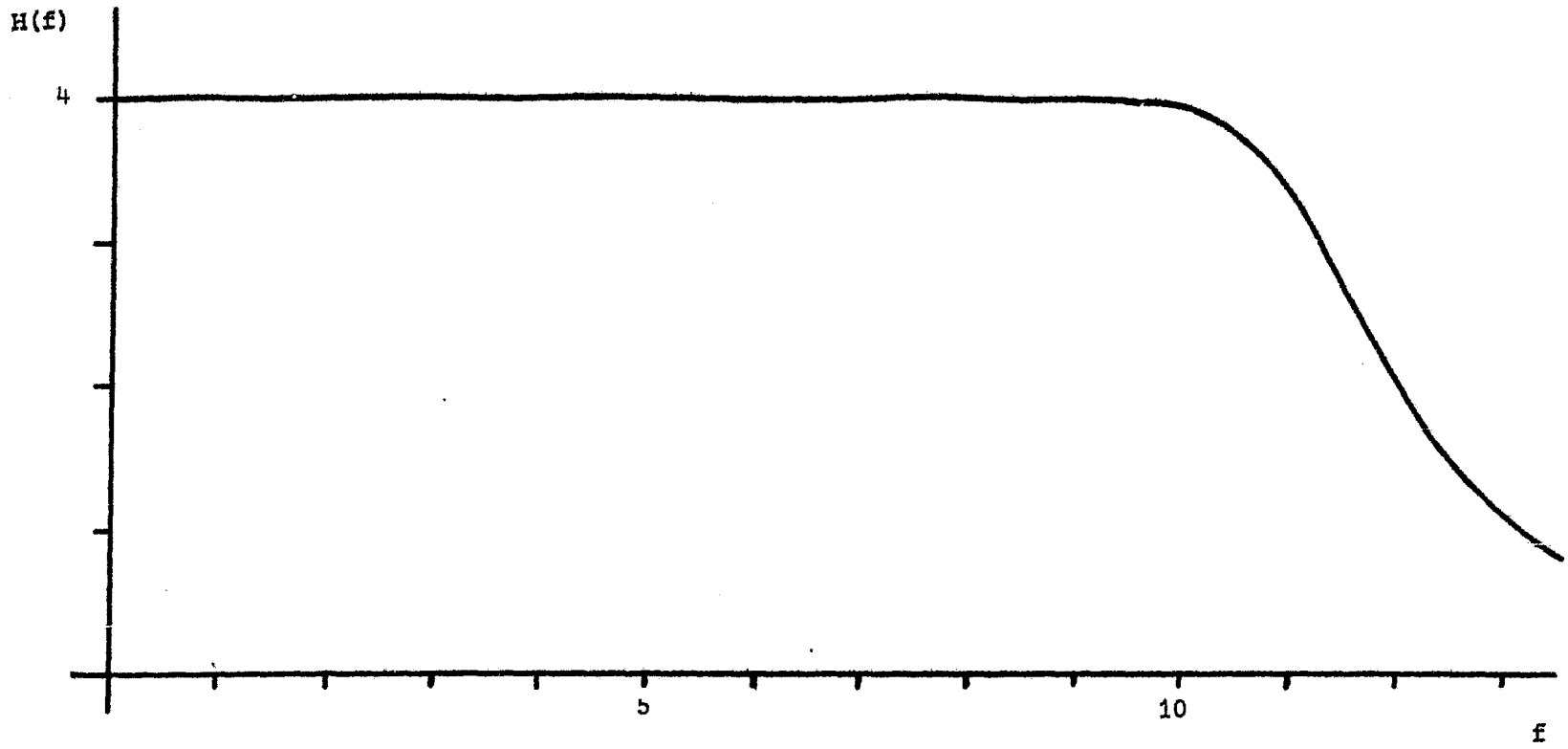


Figura III-10. Respuesta en Frecuencia Teórica del Filtro con Realimentación Múltiple

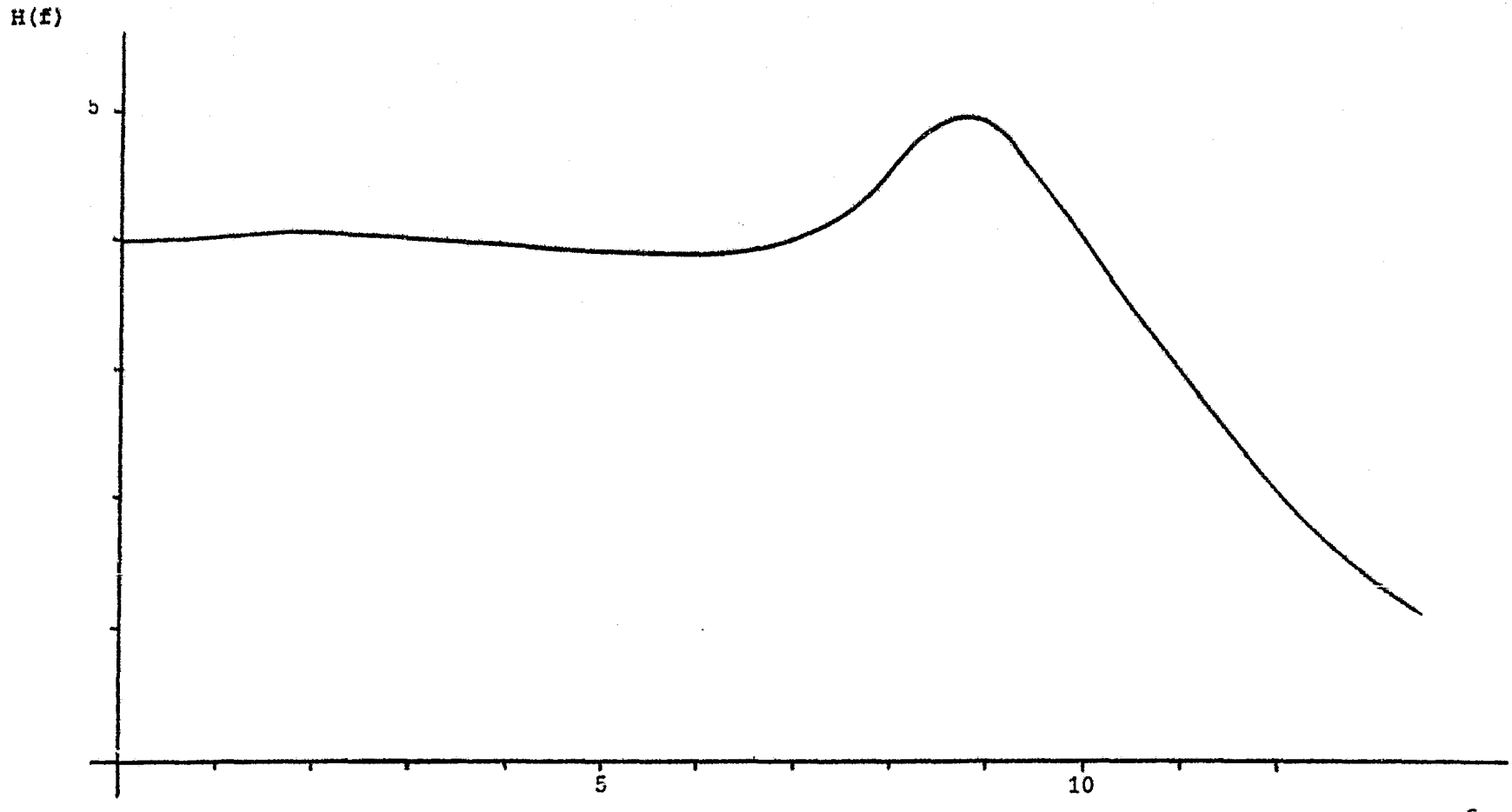


Figura III-11. Resultados de la Implementación del Filtro con Realimentación Múltiple.

Conclusiones

Como se habrá observado, las técnicas de diseño para los filtros presentados anteriormente resultan ser sumamente sencillas. Sin embargo diversos problemas se presentaron cuando se trató de adecuar a estos circuitos con las condiciones propuestas de operación. Entre ellos cabe mencionar los siguientes:

- Las tolerancias de los elementos influian sustancialmente en la respuesta de los filtros.
- Era necesario modificar bastantes elementos para sintonizar diversas frecuencias.
- La selección de la frecuencia no se realizaba de forma continua.
- Aún cuando se contaba con los elementos adecuados 1/, las respuestas de los filtros, diferían de las esperadas. Obsérvense las figuras III-7 y III-11.

A continuación se presentan los aspectos más relevantes de estos problemas.

Influencia de las Tolerancias

El patrón de polos del sistema se define por los coeficientes de la función de transferencia del filtro respectivo. Generalmente las ecuaciones que determinan estos coeficientes presentan productos, o suma de productos hasta de seis elementos del circuito correspondiente. Consecuentemente al incluir las tolerancias de los mismos en dichas ecuaciones se producen variaciones considerables en los resultados. Con objeto de reducir al máximo posible estas variaciones se utilizaron resistencias variables, no pudiéndose hacer lo mismo con los capacitores.

1/ Resistencias de precisión, capacitores previamente medidos.

Los capacitores utilizados tienen una tolerancia de ± 10% 1/, con estos se obtienen variaciones en los coeficientes hasta de un 186 por ciento para el filtro con realimentación múltiple. El cuadro III-6 presenta la variación en los coeficientes para el filtro antes mencionado.

CUADRO III-6

Variación de los Coeficientes del Filtro con Realimentación Múltiple en Función de la Tolerancia del Capacitor Base

Coeficiente		%	Capacitor Base 1/
	1 150 389 350	186.5	0.297
b_o	401 115 963	- o -	0.33
	154 647 568	-61.4	0.363
	51 976 261	132.3	0.297
b_1	22 374 076	- o -	0.33
	10 437 672	-53.3	0.363
	1 117 885	88.2	0.297
b_2	594 090	- o -	0.33
	335 348	-43.6	0.363
	16 654	52.4	0.297
b_3	10 927	- o -	0.33
	7 463	-31.7	0.363
	135	23.9	0.297
b_4	109	- o -	0.33
	90	-17.4	0.363

1/ Microfaradios
Para la determinación de los coeficientes se diseñó el programa COEF. El listado del mismo se presenta en el anexo A.

1/ Existen en el mercado capacitores con tolerancia de ± 2%, sin embargo téngase presente que a mayor precisión mayor costo de los componentes.

La figura III-12 muestra las variaciones máximas en el patrón de polos en función de las tolerancias de los capacitores y la figura III-13 presenta las respuestas en frecuencia ambas para el filtro con realimentación múltiple.

Situaciones similares se presentaron para el filtro VCVS.

Selección de la Frecuencia

Como se habrá observado el factor K de escalamiento para los circuitos propuestos está en función de la frecuencia de corte que se desea sintonizar. Esto implica tener que contar con un conjunto de elementos variables para poder sintonizar diversas frecuencias. Más aún sería necesario disponer de un mecanismo de control con el cual se pudieran modificar dichos elementos al mismo tiempo. Sabemos que existen en el mercado resistencias variables con amplios rangos de operación, esto sin embargo no sucede con los capacitores. Esta última situación implicaría el tener que contar con un amplio banco de estos elementos.

Circuito Alterno

Considerando lo anteriormente expuesto, se observa que los circuitos propuestos presentan serias limitaciones en su operación para satisfacer las especificaciones de diseño.

Estas situaciones obligaron a realizar una labor de investigación sobre diversas teorías y circuitos con objeto de resolver el problema.

Como resultado de la misma se propone un sistema de segundo orden formado por un sumador y dos integradores. En la figura III-14 se presenta la topología básica de este circuito.

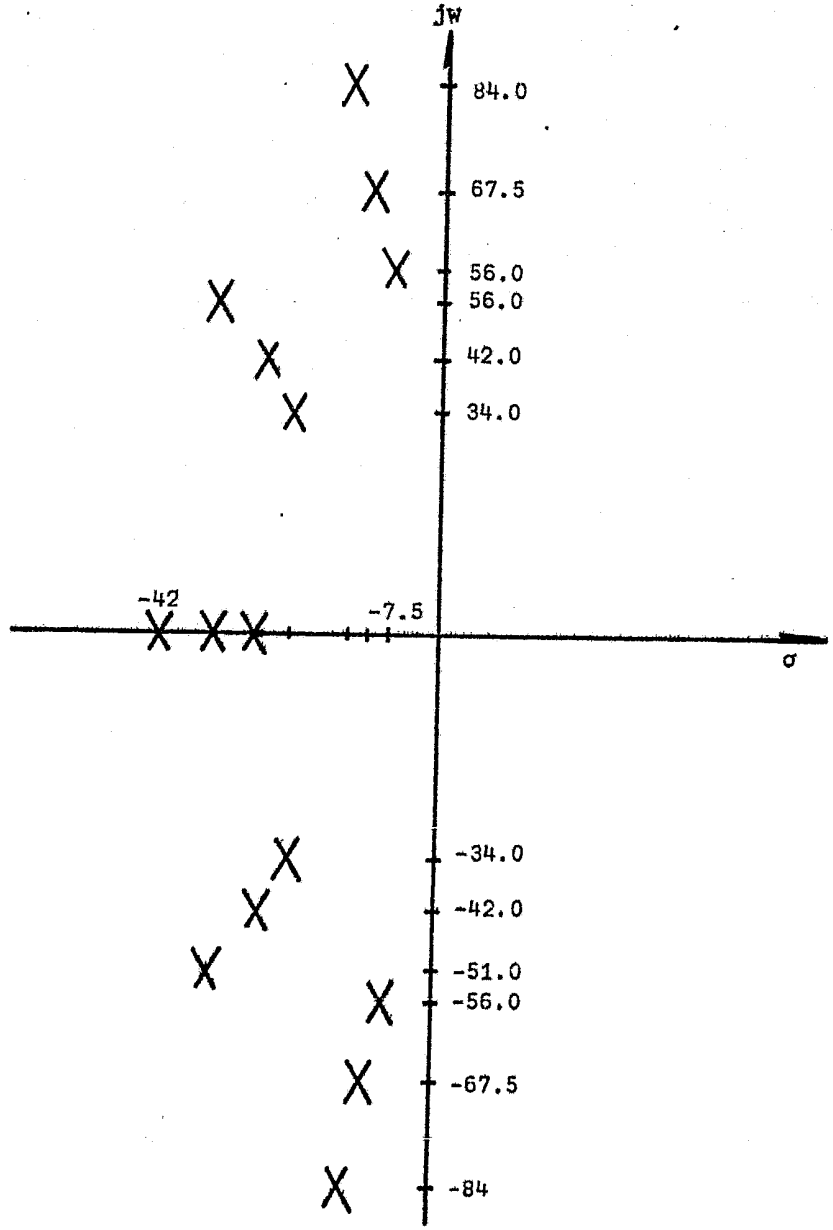


Figura III-12. Variaciones Máximas en el Patrón de Polos debidas a las Tolerancias de los Capacitores.

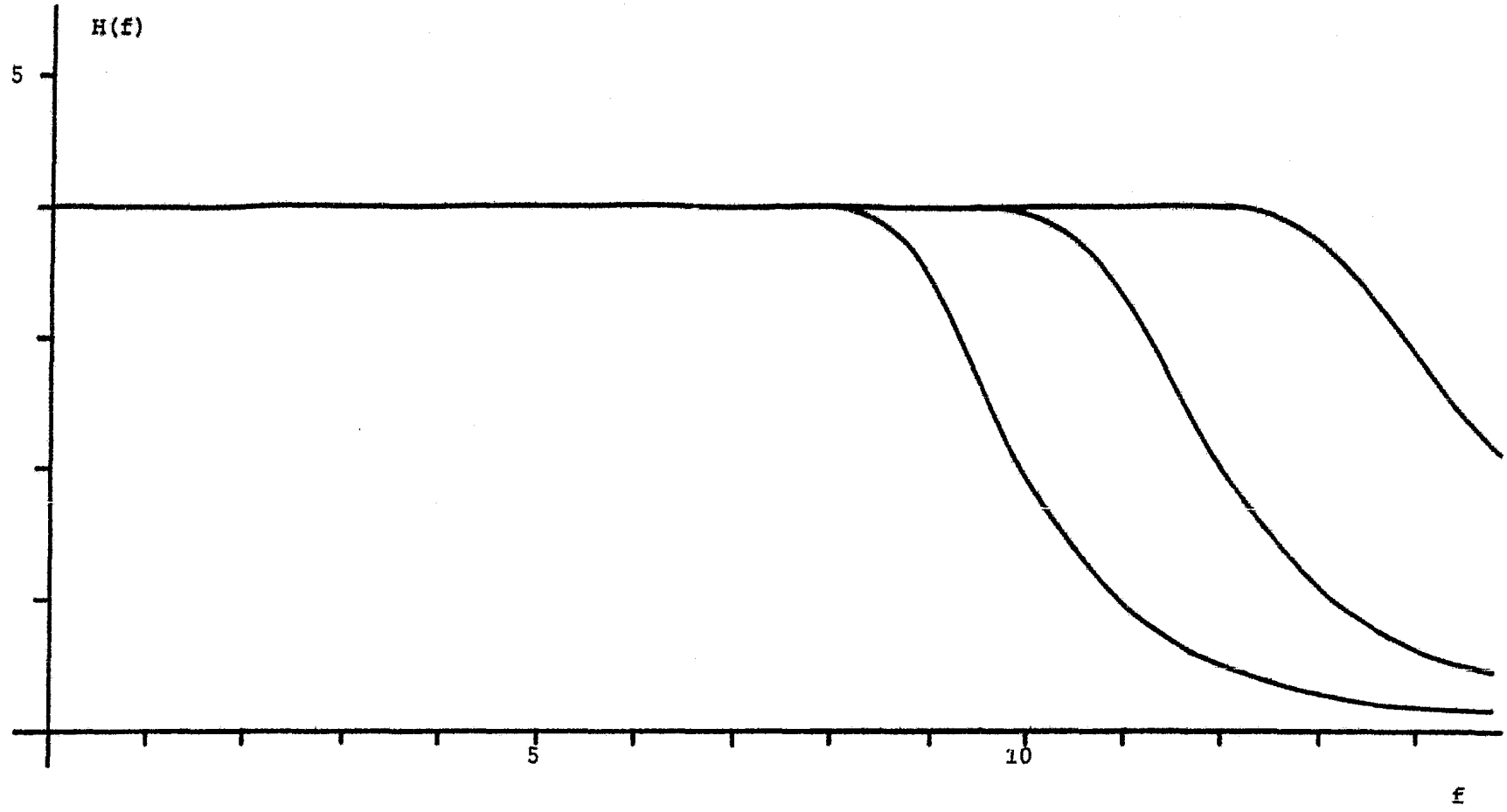


Figura III-13. Variaciones en la Respuesta en Frecuencia Debida a la Tolerancia de los Capacitores

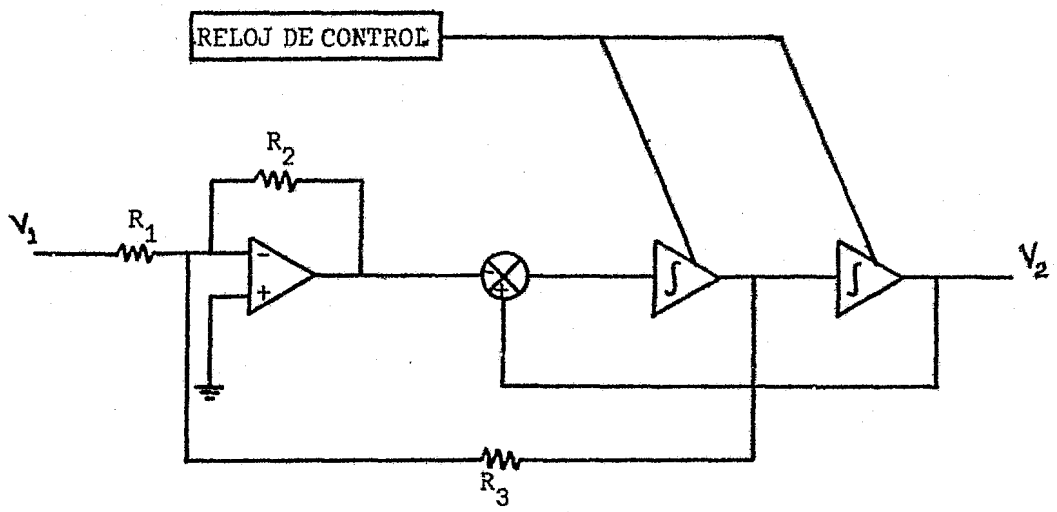


Figura III-14. Circuito Básico del Filtro Seleccionado.

La función de transferencia del sistema está dada por la siguiente ecuación:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-\frac{R_2}{R_1} W_n^2}{S^2 + \frac{SR_2}{R_3} W_n + W_n^2} \qquad (3\text{-}11)$$

Este circuito presenta entre otras las siguientes características.

- El coeficiente de amortiguamiento así como la frecuencia de corte están expresados en función de dos elementos del circuito.
- Por medio de un reloj externo de control se obtiene una selección continua de diversas frecuencias de corte.
- Independiente de la salida de un filtro paso bajas se tiene disponible la correspondiente a uno paso banda en una etapa intermedia.
- Las características de la respuesta se mantienen constantes en el intervalo de operación propuesto.
- Se pueden conectar en cascada varias etapas con objeto de mejorar la respuesta.

La figura III-15 muestra la respuesta obtenida en el laboratorio para un sistema formado por tres etapas. La forma de esta respuesta se mantuvo constante para el intervalo de operación propuesto.

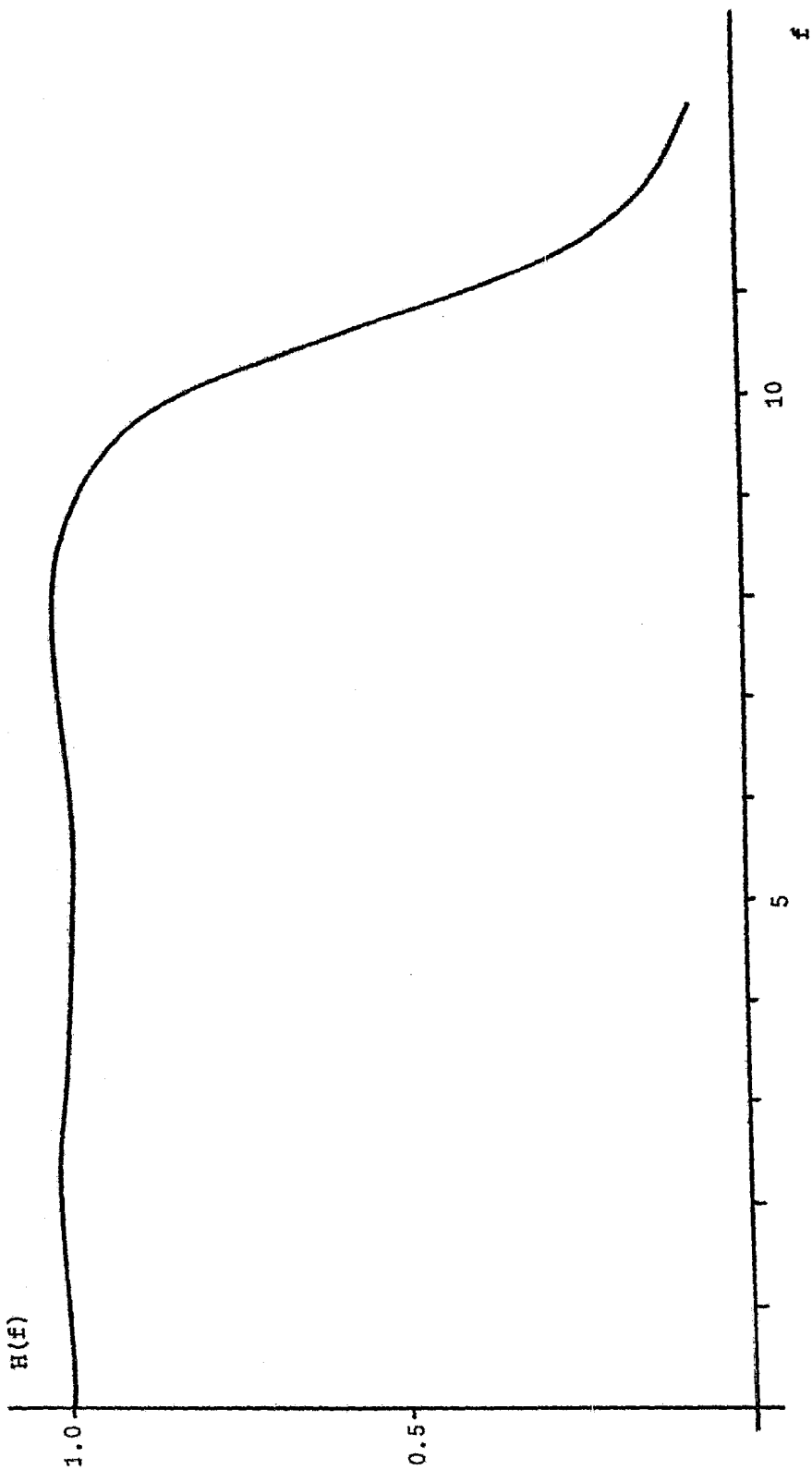


Figura III-15. Resultados de Laboratorio para el Filtro Seleccionado

Las características anteriormente señaladas satisfacen las condiciones propuestas, motivo por el cual este circuito fué el seleccionado. En el siguiente capítulo se presentan de manera detallada los aspectos físicos así como de diseño para este circuito.

IV - DISEÑO DEL FILTRO SELECCIONADO

En años recientes se ha venido desarrollando un nuevo enfoque para el diseño de los filtros, que se basa en el principio elemental de la conmutación de capacitores. Se han estudiado profundamente topologías interesantes que permiten obtener buenas respuestas.

En este capítulo se presentan las bases teóricas que explican el comportamiento de estos filtros. Asimismo se desarrolla la etapa de diseño del circuito seleccionado y se presentan los resultados obtenidos mediante un proceso de simulación.

ASPECTOS TEORICOS

La teoría básica sobre la operación de este tipo de filtros puede comprenderse considerando el capacitor conmutado que se muestra en la figura IV-1a (Ref. 6). Con este circuito se simula el comportamiento de una resistencia. Supongamos que el interruptor está inicialmente en la posición 1. Bajo esta situación el capacitor C adquiere un potencial de V_1 volts. Ahora coloquemoslo en la posición 2, con el cual el capacitor C disminuye (eleva) su potencial a V_2 volts. La cantidad de carga que fluye hacia (o desde) la fuente de voltaje V_2 es $C(V_1 - V_2)$. Si ahora el interruptor se regresa a la posición 1 y posteriormente se pone en la posición 2 y esta operación se repite a intervalos de Tc segundos 1/, entonces el flujo de corriente hacia la fuente de voltaje V_2 es:

$$i = \frac{C\Delta V}{\Delta T} = \frac{C\,(V_1 - V_2)}{Tc} \qquad (4\text{-}1)$$

1/ Tc se denomina también tiempo de muestreo.

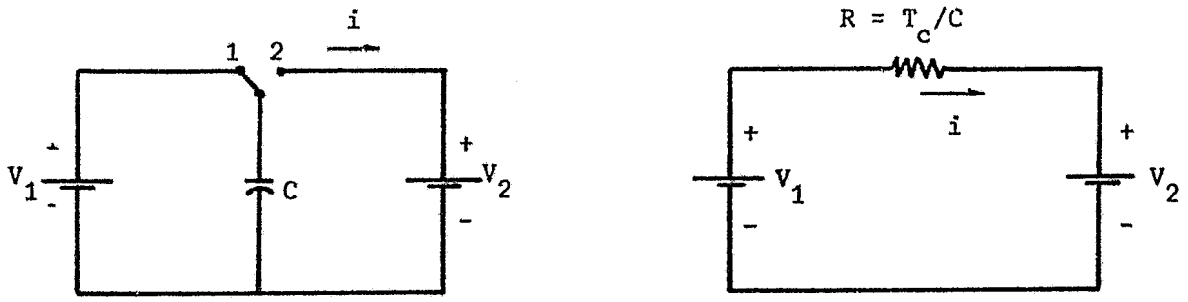


Figura IV-1. Equivalencia de un Circuito con Capacitor Conmutado con uno Resistivo

Así el capacitor conmutado simula el comportamiento de una resistencia de valor T_c/C ohms, como se muestra en la figura IV-b (Ref. 7). Si la frecuencia de conmutación del capacitor es mucho mayor que la frecuencia de la señal de interés, se puede ignorar el tiempo de muestreo de la señal en el circuito y entonces puede considerarse que una resistencia común reemplaza al capacitor conmutado. De otra forma, si ambas frecuencias son del mismo orden, deben emplearse las técnicas de muestreo de datos (Ref. 8).

El circuito básico utilizado en un gran número de configuraciones de filtros activos RC se muestra en la figura IV-2a. Reemplazando la resistencia R_1, por su equivalente de capacitor conmutado, resulta el integrador de la figura IV-2b.

Cuando el interruptor está en la posición 1, C_1 adquiere un potencial de V_1 volts. Colocando ahora el interruptor en la posición 2, la carga del C_1 se transfiere totalmente a C_2. Esta transferencia se debe a que el amplificador operacional obliga a que el voltaje en C_1 sea cero.

La carga neta en C_2 es igual a la carga previa en C_2 menos la carga transferida a C_2 por C_1. Esta transferencia de carga se resta debido a la configuración inversora. En el tiempo $(n-1)T_c$, la carga en C_1 es

$$q_1\left[(n-1)T_c\right] = C_1\, V_1\left[(n-1)T_c\right] \qquad (4\text{-}2)$$

y en C_2

$$q_2\left[(n-1)T_c\right] = C_2\, V_2\left[(n-1)T_c\right] \qquad (4\text{-}3)$$

Para el tiempo n T_c, la carga $q_1\left[(n-1)T_c\right]$ se ha transferido a C_2 y por tanto la carga en C_2 es:

$$q_2\,(nT_c) = q_2\left[(n-1)T_c\right] - q_1\left[(n-1)T_c\right] \qquad (4\text{-}4)$$

sustituyendo (2) y (3) en (4) se tiene:

$$V_2\,(nT_c) = V_2\left[(n-1)T_c\right] - \frac{C_1}{C_2}\, V_1\left[(n-1)T_c\right] \qquad (4\text{-}5)$$

Tomando la transformada de Laplace en ambos lados de la ecuación (5)

$$V_2(S)e^{S(nT_c)} = V_2(S)e^{S(n-1)T_c} - \frac{C_1}{C_2}\, V_1(S)e^{S(n-1)T_c} \qquad (4\text{-}6)$$

Multiplicando ambos lados de la ecuación por e^{-Snt_c} se tiene:

$$V_2(S) = V_2(S)e^{-ST_c} - \frac{C_1}{C_2}\, V_1\,(S)e^{-ST_c} \qquad (4\text{-}7)$$

De la ecuación anterior se puede ver que el factor e^{-ST_c} representa una constante de tiempo de T_c segundos, resolviendo $V_2(S)/V_1(S)$ se obtiene:

$$\frac{V_2(S)}{V_1(S)} = \frac{-(C_1/C_2)e^{-ST_c}}{1 - e^{-ST_c}} = \frac{-\,C_1/C_2}{e^{ST_c} - 1} \qquad (4\text{-}8)$$

Si $ST_c \ll 1$, entonces $e^{ST_c} \simeq 1 + ST_c$ y la función de transferencia puede escribirse

$$H_1(S) = \frac{V_2(S)}{V_1(S)} \simeq \frac{-C_1/C_2}{ST_c} = \frac{-\,1}{S\,\frac{T_c}{C_1}\,C_2} \qquad (4\text{-}9)$$

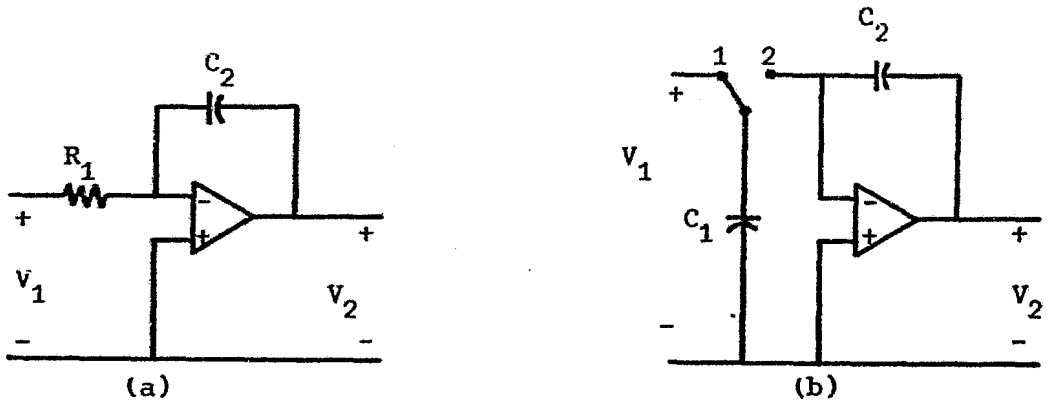


Figura IV-2. Circuito Básico Utilizado en los Filtros Activos RC.

Por otra parte, la función de transferencia del integrador convencional de la figura IV-2a está dada por:

$$H_2(S) = \frac{V_2(S)}{V_1(S)} = \frac{-1}{SR_1C_2} \qquad (4\text{-}10)$$

Si S=jw, la respuesta en frecuencia de (9) y (10) puede ser expresada como

$$H_1(jw) \approx \frac{1}{jw(T_c/C_1)C_2} = -\frac{w_o}{jw} \qquad (4\text{-}11)$$

$$H_2(jw) \approx \frac{-1}{jwR_1C_2} = -\frac{w_o}{jw} \qquad (4\text{-}12)$$

Obsérvese que si $w << 1/T_c$ ó $f << f_c/2\pi$, R_1 de la figura IV-2a puede aproximarse por una resistencia de valor T_c/C_1 ohms. Debe notarse que la constante de tiempo del integrador puede cambiarse fácilmente modificando la frecuencia con que se conmuta el capacitor.

En lo futuro, deberá entenderse como frecuencia de conmutación de ca-

pacitores, cuando se mencione frecuencia de reloj.

Para explicar mejor el funcionamiento del integrador que incluye un capacitor conmutado se analizará la figura IV-3. Supóngase que la señal de entrada es una senoide con una frecuencia f_o, la cual es 10 veces menor que la de la señal de reloj y con una amplitud de 1 volt de pico. La señal de entrada se muestrea cada medio ciclo de reloj, quedando cargado el capacitor C_1 durante ese lapso de tiempo a un nivel de voltaje de V_1 volts. Posteriormente la carga se transfiere a C_2 de acuerdo con la ecuación (4). El voltaje de salida se conserva hasta que se transfiere al capacitor C_2 una nueva muestra. En este ejemplo se considera que la ganancia del integrador es unitaria. Obsérvese de la ecuación (11) que esto sucede cuando $w = w_o$, en este caso tendremos que

$$\frac{C_1}{C_2} = w_o T_c = \frac{2\pi f_o}{f_c} = \frac{2\pi}{10} = \frac{\pi}{5} \qquad (4\text{-}13)$$

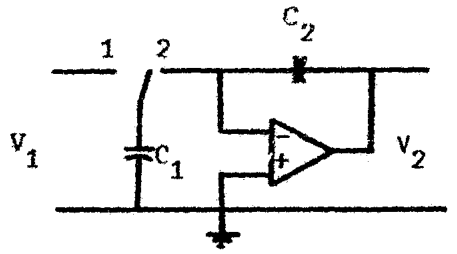
de la ecuación (5), se observa que solo $\pi/5$ veces del voltaje de entrada se resta de la salida. Si suponemos que $V_2(o) = 1$, entonces se puede calcular el valor del voltaje de salida en el tiempo T_c. Puede verse que $V_1\ (T_c/2) = \text{Sin}\ (18°) = 0.309$ por tanto

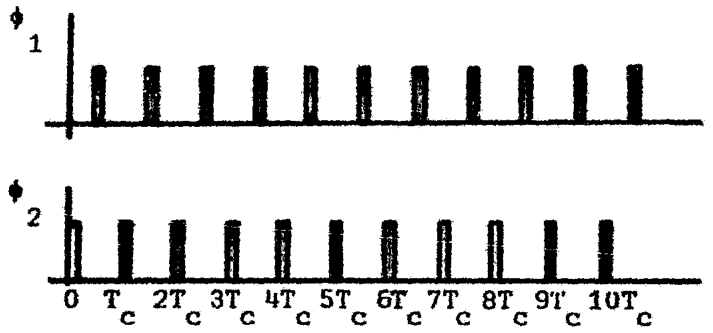
$$V_2(T_c) = V_2\ (o) - \frac{\pi}{5}\ V_1\ (T_c/2) = 1 - 0.194 = 0.806$$

Esta operación puede repetirse para obtener las formas de onda de la figura IV-3. La frecuencia de la señal de entrada debe ser mucho menor que la de la señal de reloj a fin de reducir distorsiones a la salida.

CIRCUITO BASICO Y ETAPA DE DISEÑO

El diagrama de bloques de la figura IV-4 representa el circuito básico del filtro de capacitores conmutados (Ref. 9). En dicho arreglo la entrada es el voltaje u(t) y la salida el voltaje y(t).





Pulsos de reloj

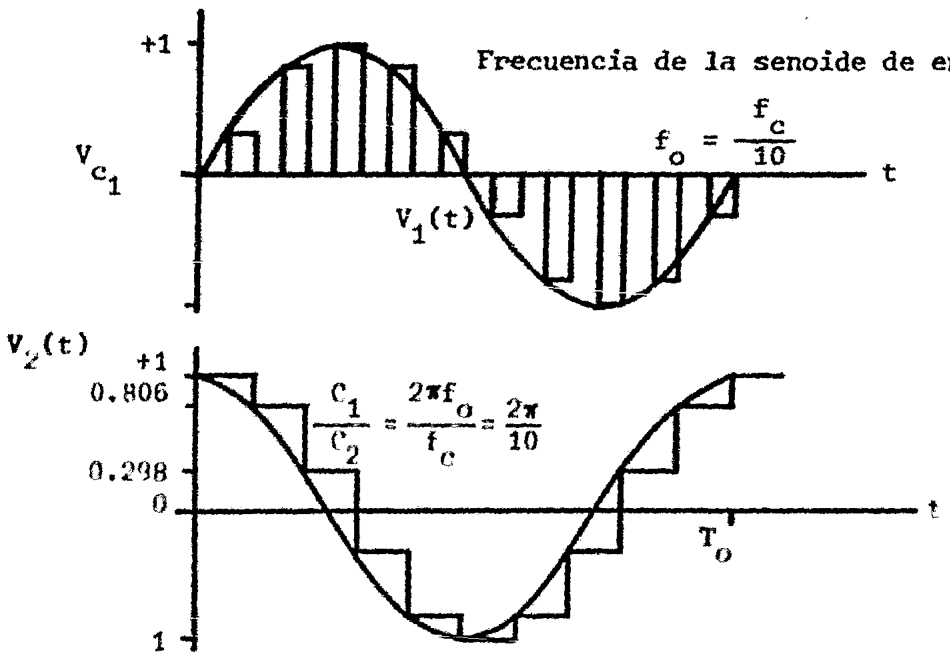


Figura IV-3. Operación de un Integrador con Capacitores Conmutados

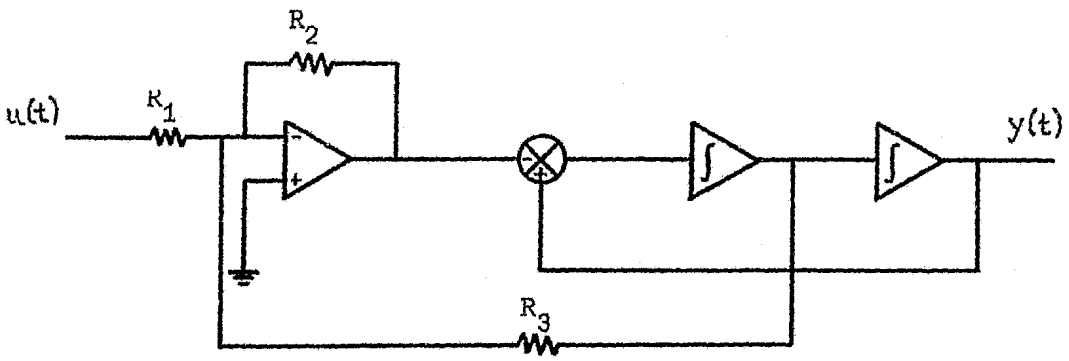


Figura IV-4. Circuito Básico del Filtro de Capacitores Conmutados

El modelo matemático que describe el comportamiento del sistema está dado por la siguiente ecuación:

$$R^2C^2\,\ddot{y}(t) = -\frac{R_2}{R_3}RC\,\dot{y}(t) - y(t) - \frac{R_2}{R_1}u(t) \qquad (4\text{-}14)$$

A fin de verificar la validez del modelo así como para familiarizarse con el comportamiento del sistema se diseñó un programa de computadora, con el cual es posible simular diferentes condiciones de operación del circuito.

El programa está escrito en BASIC, las variables de entrada del mismo son los valores de los elementos que intervienen en el circuito así como la señal de entrada.

Dicho programa proporciona la variación automática de la variable tiempo con respecto a la cual se realizan las integraciones. Se utiliza el método de Runge-Kutta de tercer orden para la aproximación de las ecuaciones diferenciales. En el anexo A se presenta un listado del programa.

Un circuito equivalente se muestra en la figura IV-5. Las resistencias R tienen un valor de T_c/C ohms, de acuerdo a lo explicado anteriormente.

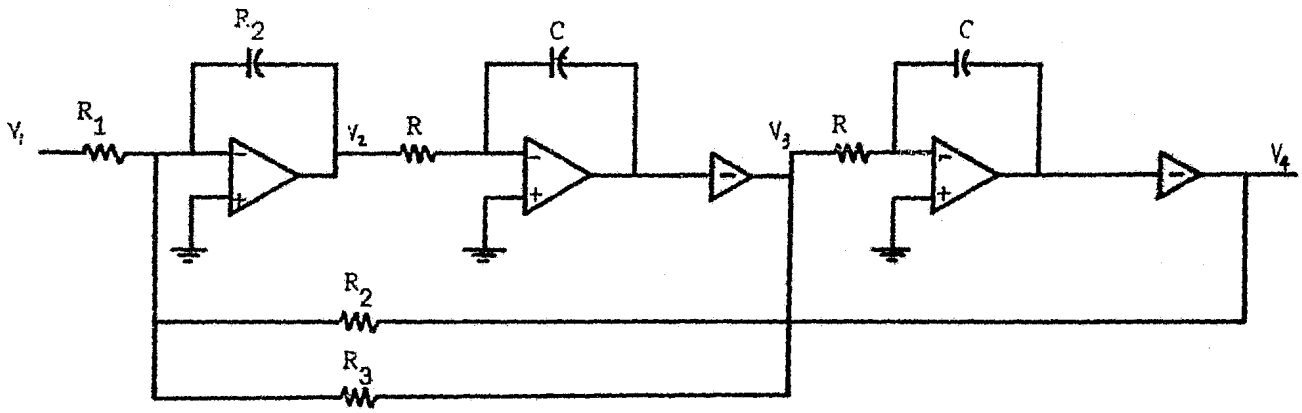


Figura IV-5. Circuito Equivalente del Filtro de Capacitores Conmutados

De este circuito se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$V_2 = -\frac{R_2}{R_1} V_1 + \frac{R_2}{R_3} V_3 + V_4$$

$$V_3 = \frac{R_3}{R_2 + SRCR_3} \left[\frac{R_2}{R_1} V_1 - V_4 \right] \qquad (4\text{-}15)$$

$$V_4 = \frac{1}{SRC} V_3$$

$$\frac{V_4}{V_1} = \frac{-\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R^2C^2}}{S^2 + \frac{SR_2}{R_3} \frac{1}{RC} + \frac{1}{R^2C^2}} \qquad (4\text{-}16)$$

La ecuación (16) presenta la función de transferencia de un sistema de segundo orden que tiene la forma

$$H(S) = \frac{Kw_n^2}{S^2 + 2\xi w_n + w_n^2} \qquad (4\text{-}17)$$

De las ecuaciones (16) y (17) se obtienen las siguientes relaciones:

$$w_n = \frac{1}{RC} \qquad (4\text{-}18)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_3} \qquad (5\text{-}19)$$

$$K = - \frac{R_2}{R_1} \qquad (4\text{-}20)$$

Como puede observarse los parámetros que determinan el comportamiento del sistema están en función de un número mínimo de elementos. Por otra parte la sintonía de la frecuencia de corte se realiza a través de la resistencia R, de la cual se sabe que su valor está en función de la frecuencia del reloj de control.

Al igual que en el caso de la respuesta en el tiempo, se diseñó un programa de computadora para obtener la respuesta en frecuencia del sistema a partir de la ecuación (16). En el anexo A se presenta el listado del programa.

A fin de mejorar la calidad de las señales de salida se conectaron en cascada tres etapas del circuito básico. A cada una de ellas se le asignó un coeficiente de amortiguamiento, una frecuencia de corte y una ganancia.

Para la asignación de estos parámetros se tomarán como base las tablas de diseño del filtro Chebyshev VCVS de sexto orden y 0.1 db de rizo. Se determinaron para las tres etapas el coeficiente de amortiguamiento y la frecuencia de corte. Posteriormente se normalizaron las frecuencias de corte con respecto a la de la primera etapa.

Para la determinación de estos parámetros se utilizaron las siguientes relaciones.

$$w_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C C_1}}$$

(4-21)

$$\zeta = \frac{1}{2\ R_1 R_2 C C_1} \left[\frac{1}{R_1 C} + \frac{1}{R_2 C} - \frac{R_4}{R_2 C_1 R_3} \right]$$

Cada etapa se consideró de ganancia unitaria. En el cuadro IV-1 se presenta un resumen de esta determinación.

CUADRO IV-1

Parámetros de Diseño para el Filtro de Capacitores Conmutados

Etapa	Elementos 1/	Filtro VCVS	Parámetros	Valores Normalizados 2/
	R_1	10 083		
	R_2	22 240	w_n = 667886.7	$\bar{w}_n$ = 1.
1	R_3	abierto		
	R_4	0	ζ = 0.107924	
	C_1	0.01C		
	R_1	3 300		
	R_2	11 023	w_n = 524316.0	
2	R_3	abierto		$\bar{w}_n$ = 0.78504
	R_4	0	ζ = 0.375489	
	C_1	0.1C		
	R_1	2 429		
	R_2	7 917	w_n = 322493.5	
3	R_3	abierto		$\bar{w}_n$ = 0.48286
	R_4	0	ζ = 0.834123	
	C_1	0.5C		

1/ Las resistencias en ohms. El capacitor C 1 microfarad.
2/ Con respecto a la primera etapa.

Para la determinación de los valores de los elementos del circuito básico se procedió de la siguiente manera. Se estableció que el valor de la resistencia de realimentación R_3 fuera de 100 000 ohms. Con los valores de los coeficientes de amortiguamiento del cuadro IV-1 y de la ecuación (19), Se determinó el valor de R_2. Conocido el valor de R_2 y tomando en cuenta que se consideró una ganancia unitaria para cada una de las etapas, a partir de la ecuación (18) se determinó el valor de R_1.

Por lo que toca a los elementos de los integradores se hicieron las siguientes consideraciones: El valor de los capacitores de realimentación se consideró de 3.3 microfarads.

Sabemos que

$$w_n = \frac{1}{RC_2}$$

pero

$$R = \frac{T_c}{C_1} = \frac{1}{f_c C_1} \qquad (4\text{-}22)$$

por tanto

$$w_n = \frac{C_1}{C_2} \quad f_c = 2\pi f_n$$

pero la frecuencia de la señal de reloj es proporcional a la de la señal de entrada

$$\frac{C_1}{C_2} \; K_1 f_n = 2\pi f_n \qquad (4\text{-}23)$$

$$K_1 = 2 \; \frac{\pi C_2}{C_1}$$

La constante K_1 debe valer por lo menos 10. Así pues, es conveniente seleccionar un valor comercial de C_1 a fin de satisfacer esa restricción. Si

C_1 tiene un valor de 0.33 microfarads, K = 62.8, con lo cual se satisface dicha condición.

Tomando en cuenta que se aplica la misma señal de reloj a todos los capacitores que se conmutan y recordando que los capacitores C_1 son de 3.3 microfarads. La única manera de satisfacer las relaciones existentes entre las frecuencias de corte de las tres etapas es a través de los capacitores C_2. Esto quiere decir que entre los capacitores C_2 de las diferentes etapas existe la misma relación que la que hay entre las frecuencias de corte. En el cuadro IV-2 se presentan los valores de los elementos de las tres etapas del filtro propuesto.

CUADRO IV-2

Valores Teóricos y Prácticos para la Construcción del Circuito

	Etapas					
	1a		2a		3a	
Elemento 1/	Teórico	Práctica	Teórico	Práctica	Teórico	Práctica
R_1	21.5	22.0	75.0	75.0	166.8	165.0
R_2	21.5	22.0	75.0	75.0	166.8	165.0
R_3	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
C_1	0.33	0.33	0.259	0.270	0.159	0.150
C_2	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3	3.3

1/ Las resistencias en kilo-ohms y los capacitores en microfarads.

Las respuestas en el tiempo y en la frecuencia de la primera etapa se muestra en las figuras IV-6 y IV-7 respectivamente.

Se observó de las simulaciones realizadas que el sobrepaso de la respuesta del sistema formado por tres etapas, cuando se aplicaba un escalón unitario a la entrada, disminuía al aumentar la relación R_2/R_3 de la primera etapa.

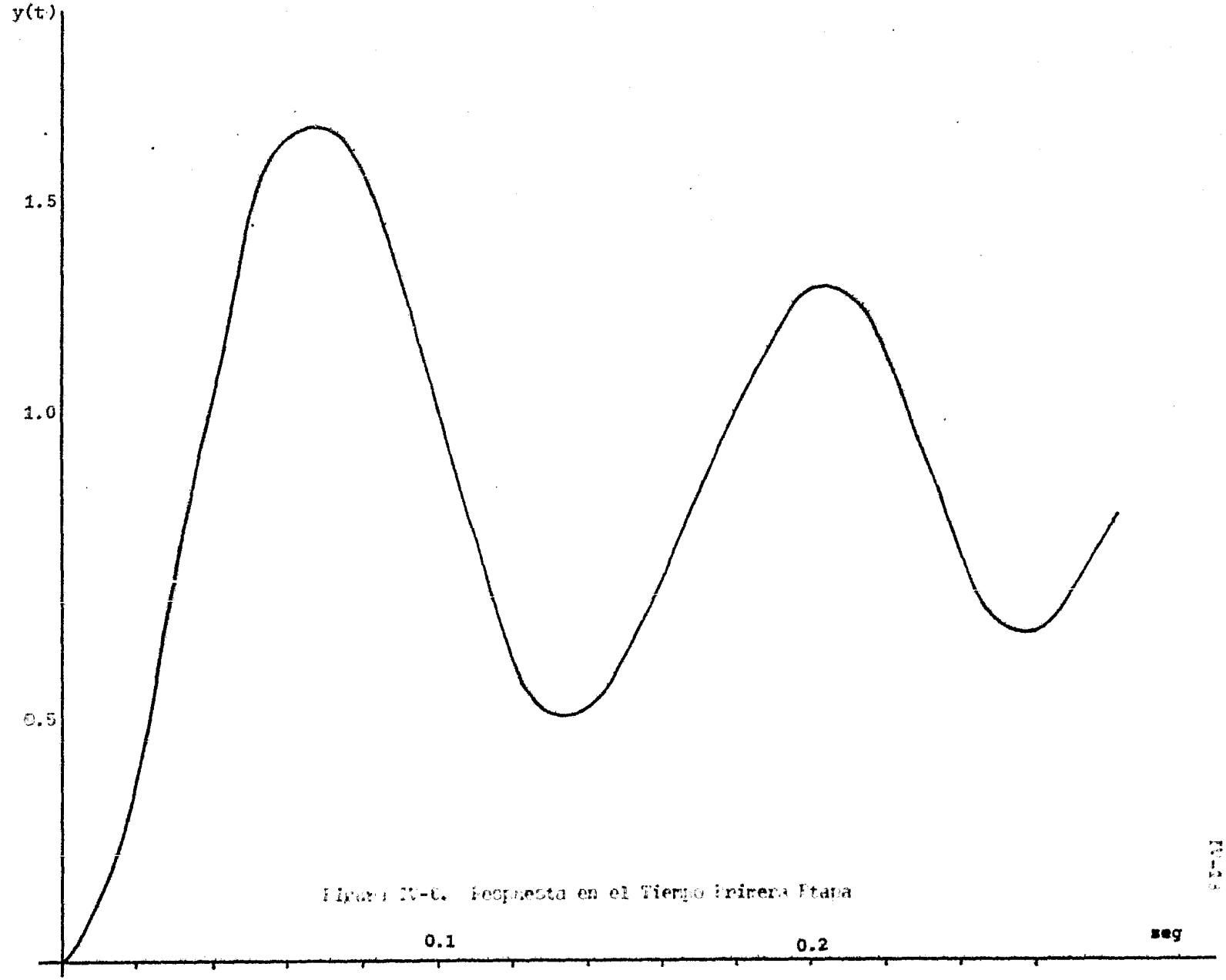


Figura IV-6. Respuesta en el Tiempo Primera Etapa

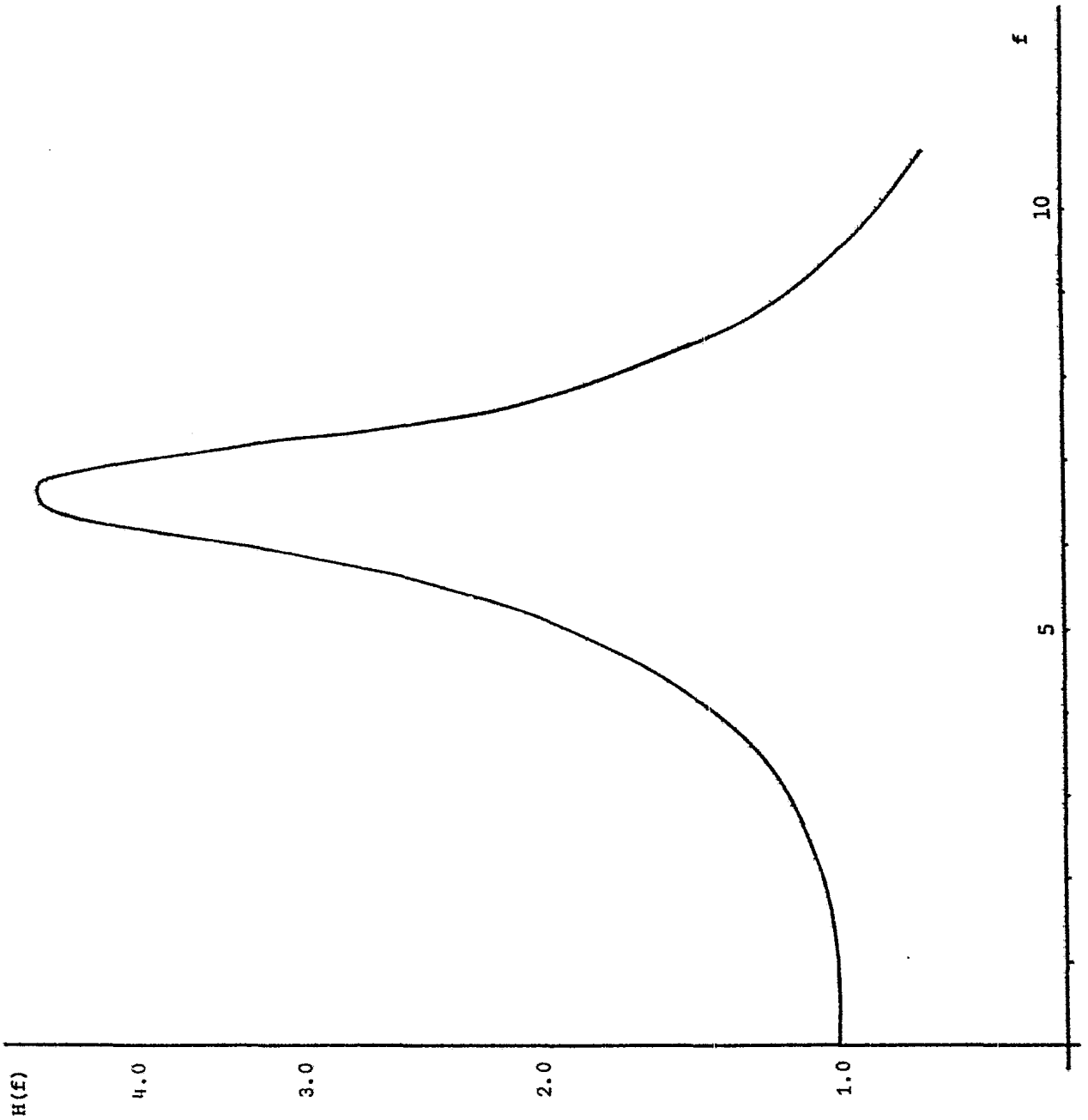


Figura IV-7. Respuesta en Frecuencia Primera Etapa.

Esta situación permite obtener una respuesta prácticamente plana en la banda de paso. En las figuras IV-8 y IV-9 se presentan las respuestas del sistema para diferentes relaciones R_2/R_3.

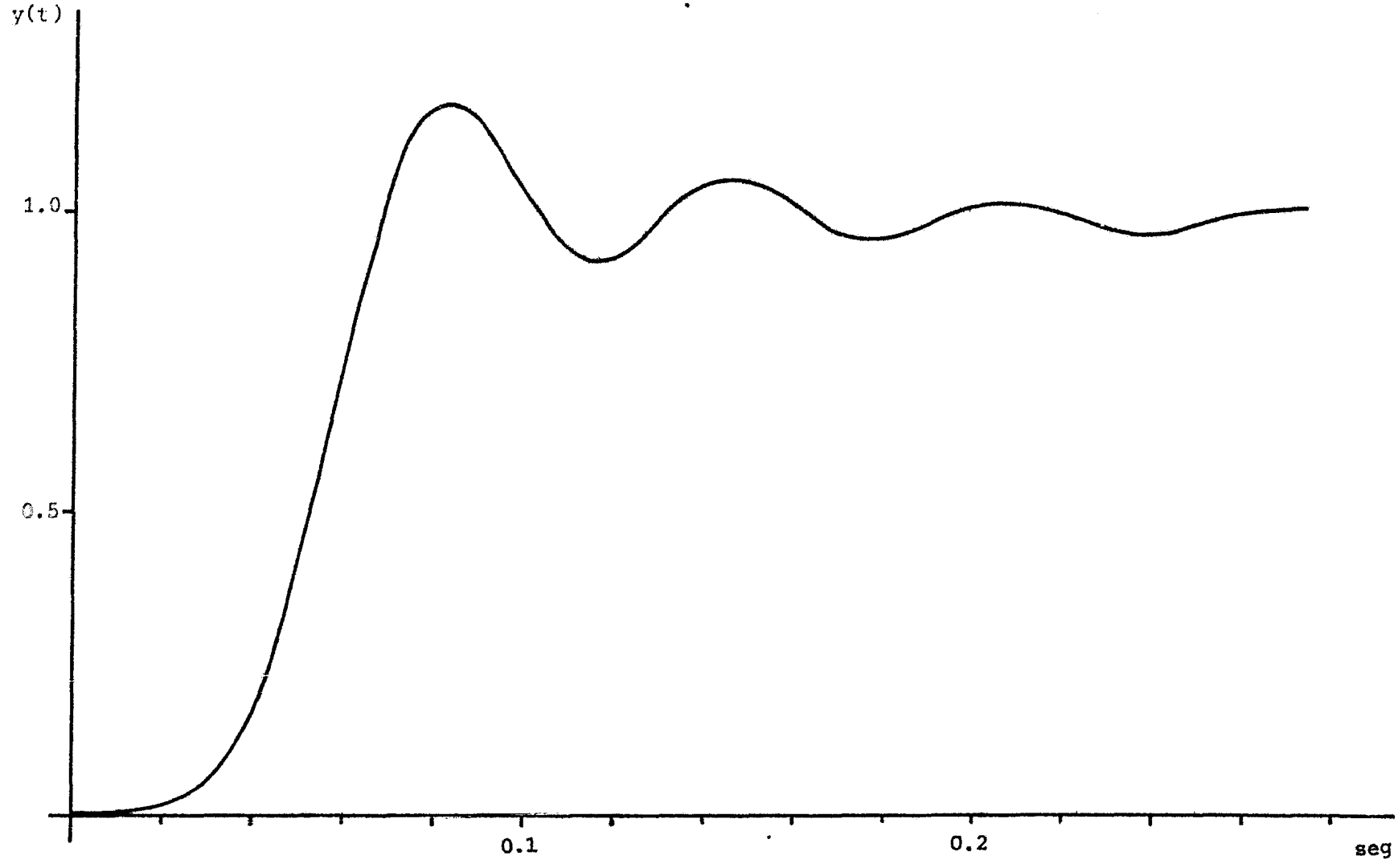


Figura IV-8. Respuesta Total del Sistema para P_2/P_3 de 0.62

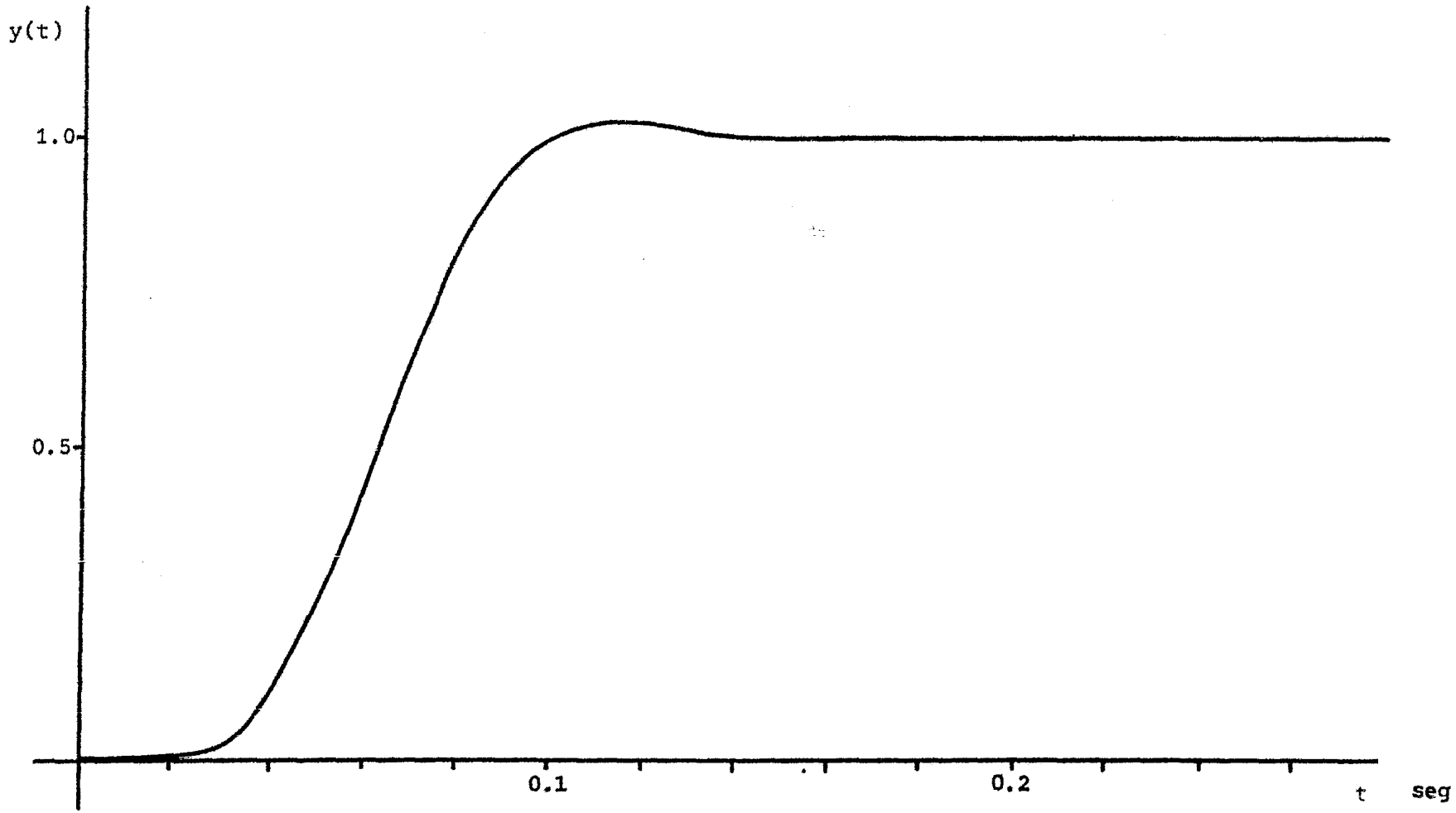


Figura IV-9. Respuesta Total del Sistema para P_2/P_3 de 0.15

V - CONSTRUCCION DEL FILTRO

Conocida la topología básica del circuito del filtro de capacitores conmutados, se procedió a su construcción. En algunas etapas de la misma se diseñaron circuitos especiales a fin de resolver problemas específicos. Puede considerarse que la implementación del dispositivo constó de las siguientes etapas:

1. Circuito de Reloj
2. Conmutación de Capacitores
3. Etapas de Integración
4. Inversores y Sumadores.

En todos los casos se consultaron manuales especializados a fin de seleccionar los elementos activos, acordes con las características del circuito (Ref. 10, 11).

CIRCUITO DE RELOJ

Las formas de onda de las señales de reloj que se deben aplicar a los capacitores correspondientes a fin de simular con estos el comportamiento de las resistencias, se presentan en la figura V-1.

Para generar estas señales se diseñó un circuito que consta básicamente de un oscilador y dos comparadores. Cada uno de ellos tiene aplicado un voltaje de referencia: uno en la entrada positiva, el otro en la negativa. La figura V-2 muestra el diagrama básico de este circuito.

El análisis de la figura V-3 permite comprender el funcionamiento de dicho circuito, en la misma se presentan además de la señal del oscilador y los voltajes de referencia, las salidas de los comparadores.

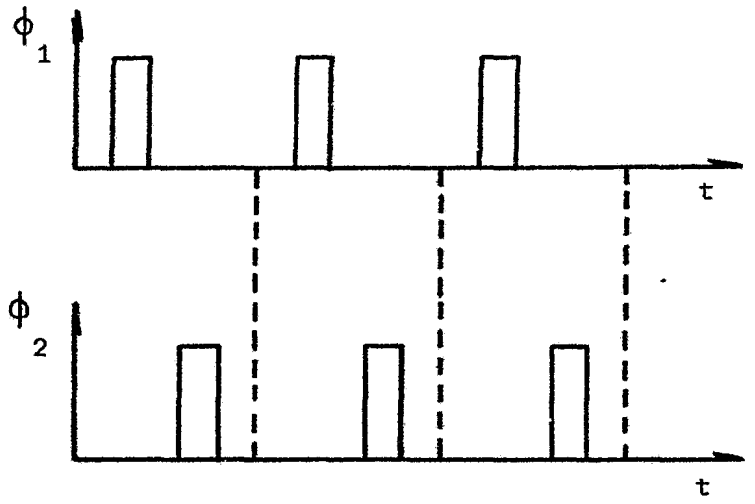


Figura V-1. Señales de Reloj.

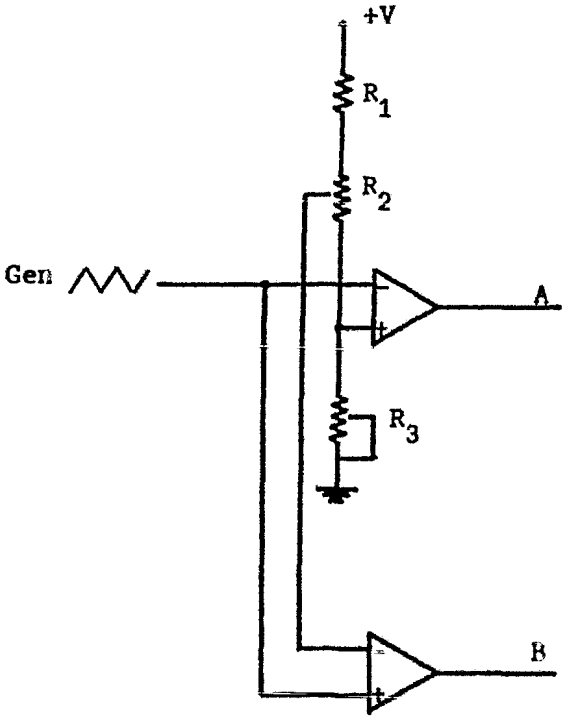


Figura V-2. Circuito Básico de Reloj.

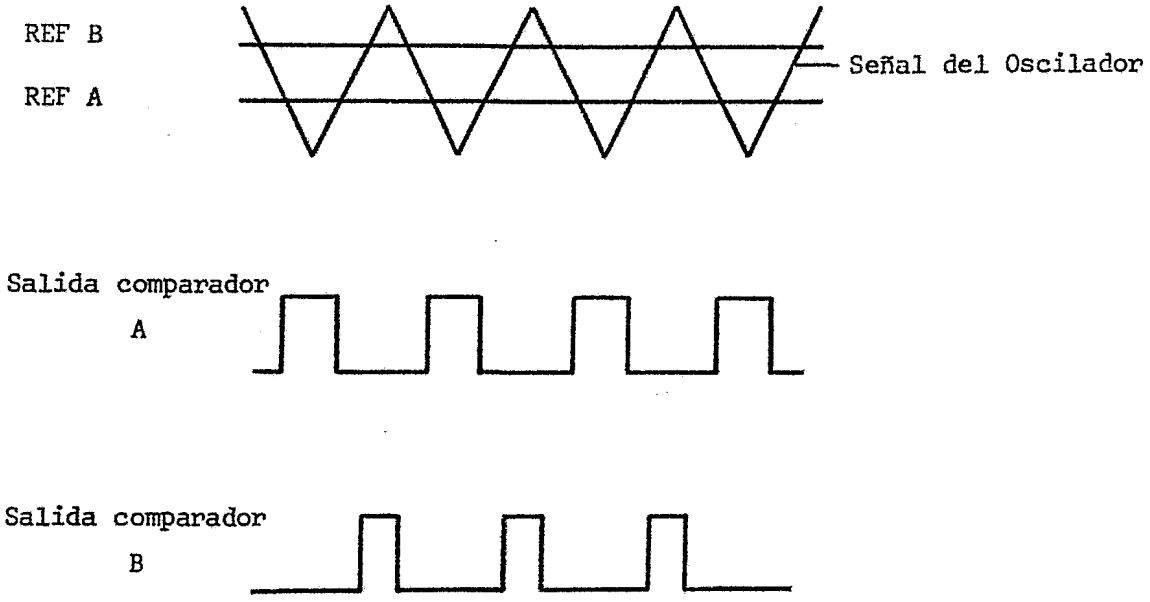


Figura V-3. Respuestas del Circuito de Reloj

Obsérvese que cuando el nivel de la señal del oscilador es mayor que la referencia del comparador A, la salida de este corresponde a un nivel mínimo. En oposición a esto opera el comparador B, el cual tiene salida máxima cuando la señal del oscilador es mayor a la de su referencia.

Por otra parte, puede observarse que la duración de los pulsos está en función de los niveles de referencia seleccionados. La selección de los mismos se efectúa con las resistencias R_2 y R_3.

Para la construcción de este dispositivo se seleccionaron los circuitos integrados (CI) SL566 y LM311, oscilador y amplificador operacional respectivamente. Las especificaciones de los fabricantes se presentan en el anexo B.

Los niveles mínimo y máximo en las salidas de los comparadores están en función del voltaje aplicado a la entrada uno del LM311 y de la amplitud máxima de la señal triangular respectivamente.

La figura V-4 presenta el diagrama del circuito de reloj.

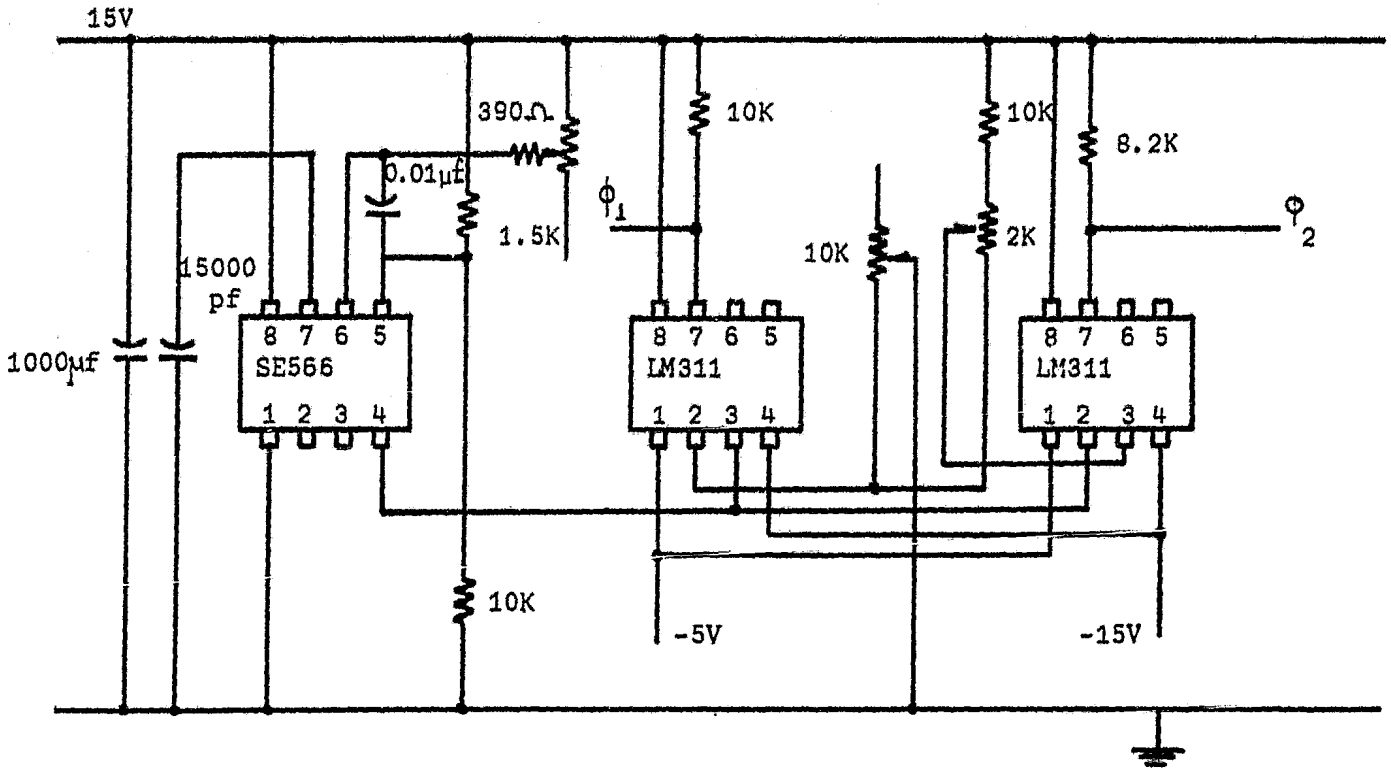


Figura V-4. Diagrama del Circuito de Reloj

CONMUTACION DE CAPACITORES

Para la conmutación de los capacitres se utilizó el CI 4066. Dicho integrado cuenta con 4 interruptores analógicos, las características del mismo se presentan en el Anexo B. Entre ellas se observa que la gama de frecuencias de operación es amplia. Lo cual es de gran utilidad debido a que la frecuencia de la señal de reloj por lo regular es elevada.

Cada capacitor utiliza 2 interruptores, los cuales son controlados por la señal de reloj correspondiente. Denominaremos bloque de conmutación al conjunto de elementos formado por un capacitor y dos interruptores analógicos.

La figura V-5 muestra el diagrama de conexiones para cada 4066 utilizado. Debido a la existencia de pequeñas distorsiones de alta frecuencia a la salida de cada bloque de conmutación, fué necesario conectar en paralelo un capacitor de valor elevado, el cual constituye un filtro paso-bajas.

ETAPAS DE INTEGRACION

La figura V-6 presenta el circuito básico utilizado en las etapas de integración, en él la resistencia tiene un valor de T_c/C ohms, conforme a lo explicado en el capítulo anterior. Para la implementación de estas etapas se utilizaron circuitos integrados TL074CN. Entre las características de este integrado está la de contar con cuatro amplificadores operacionales. Esto es de gran importancia, dadas las necesidades de estos elementos en la implementación del filtro.

INVERSIONES Y SUMADORES

La ganancia de arreglo de la figura V-7 está definida por la siguiente relación (Ref. 12)

$$A_f = -\frac{Z_F}{Z} \qquad (5\text{-}1)$$

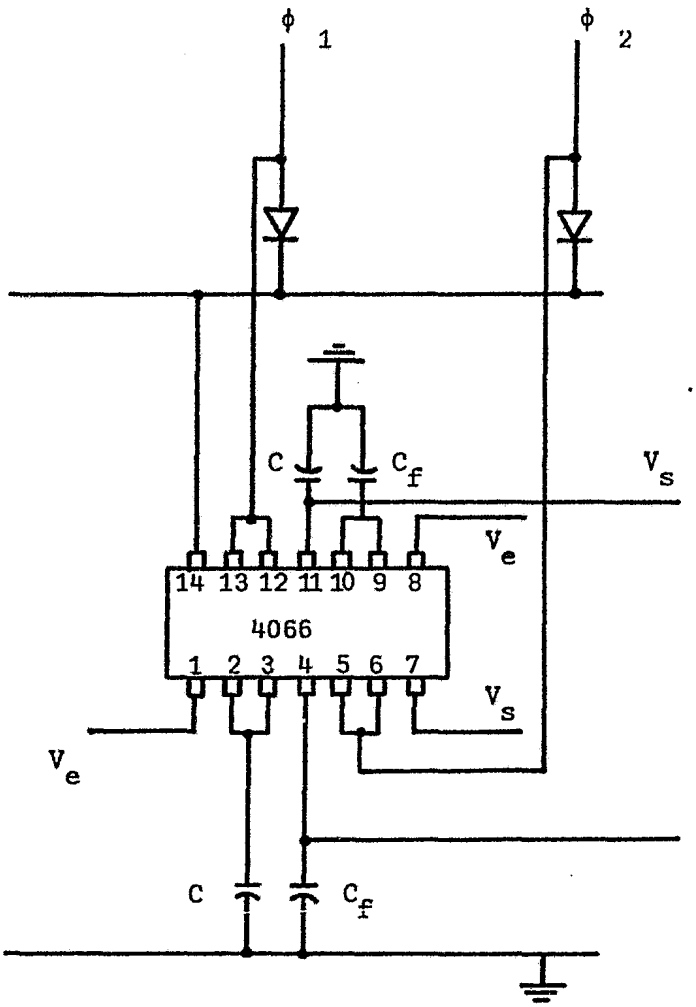


Figura V-5. Diagrama de Conexiones del CI-4066.

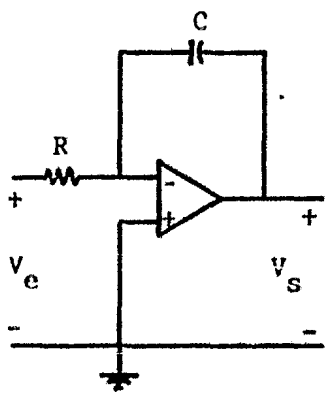


Figura V-6. Circuito Básico de Integración.

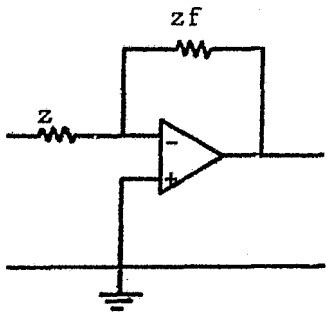


Figura V-7. Circuito Básico de Inversión

Si consideramos que ambas impedancias son resistivas observamos que el amplificador operacional se comporta como un inversor y un cambiador de escala.

Si ambas resistencias son iguales sólo tendremos el cambio de signo en la señal de entrada.

La figura V-8 muestra el arreglo de un sumador haciendo uso del amplificador operacional. Si $R_1 = R_2 = R_3 = R$ es fácilmente demostrable que

$$V_s = - \frac{R_f}{R} \left(V_1 + V_2 + V_3 \right) \qquad (5\text{-}2)$$

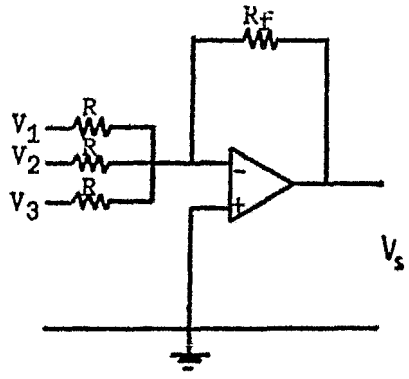


Figura V-8. Implementación de un Sumador

Para la implementación de ambos circuitos se utilizó el CI TL074CN. Las especificaciones del fabricante se presentan en el anexo correspondiente.

VI - RESULTADOS DE LABORATORIO

Se presentan a continuación los resultados de las mediciones realizadas en el laboratorio al filtro construido.

IMPEDANCIA DE ENTRADA

La obtención experimental del valor de esta impedancia se realizó implementando el circuito de la figura VI-1. El procedimiento fue el siguiente:

Se fijó el valor de V_p a 1 volt. Posteriormente se varió la resistencia R hasta que la lectura del voltímetro V, fuera de $V_p/2$ volts; esto es 0.5 volts. Bajo esta circunstancia el valor de la resistencia R equivale al de la impedancia de entrada del circuito. El valor medido de R fue de 22,200 ohms, lo cual era de esperarse ya que por las características del circuito, la impedancia de entrada está determinada por la resistencia R_1 de la primera etapa la cual tiene un valor teórico de 22,000 ohms.

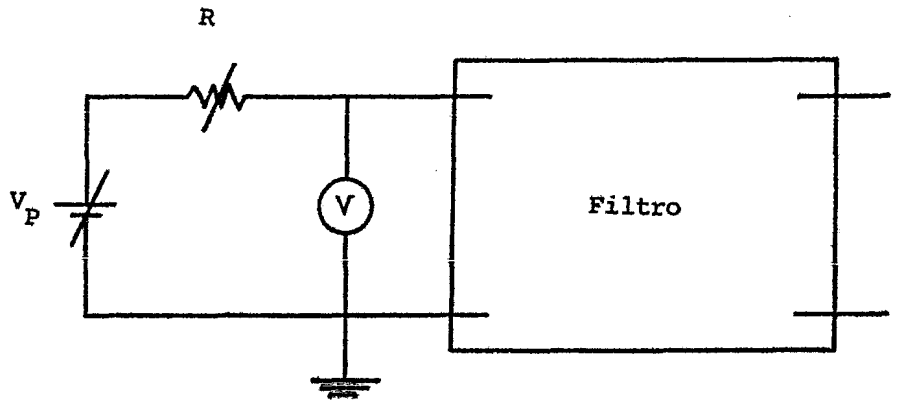


Figura VI-1. Circuito para Determinar la Impedancia de Entrada

IMPEDANCIA DE SALIDA

El siguiente procedimiento se utilizó para determinar el valor de la impedancia de salida del filtro.

- Se aplicó una señal de directa a la entrada del filtro y se midió el voltaje en vacío a la salida V_{TSF}.

- Se conectó una resistencia R_L de valor conocido a la salida (48.4 ohms).

- Se midió el voltaje en la resistencia R_L, V_{TLR}, y se determinó la corriente a través de ella.

- Se aplicó la siguiente relación para determinar la impedancia de salida.

$$Z_o = \frac{V_{TSR} - V_{TCR}}{I}$$

Valores medidos y/o determinados:

$V_{TSR} = -2 \quad V$

$V_{TCR} = -1.376 \ V$

$R_L = 48.4 \text{ ohms}$

$$I = \frac{1.376}{48.4} = 0.0284 \text{ amp.}$$

$$Z_o = \frac{2 - 1.376}{0.0284} = 21.94 \text{ ohms}$$

RESPUESTA A ESCALON UNITARIO

Para conocer las características de esta respuesta, se aplicó al filtro un tren de pulsos de un volt y una frecuencia de 0.5 hz, como se muestra en la siguiente figura.

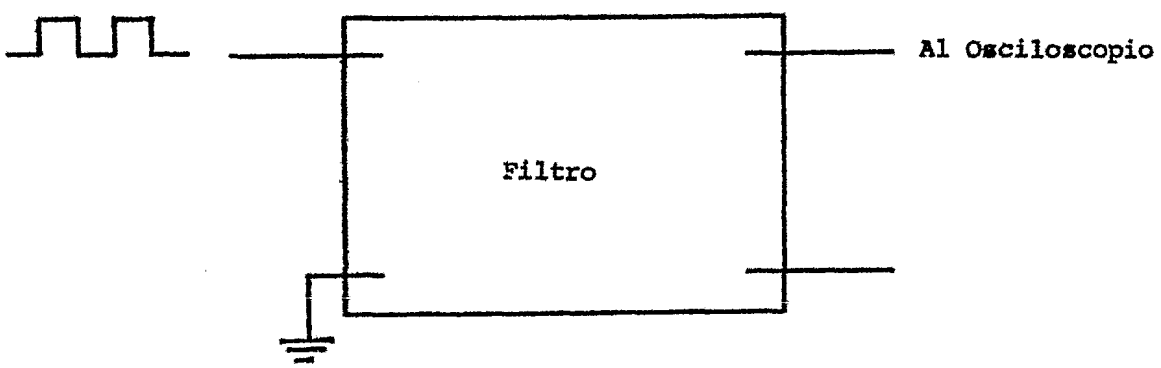
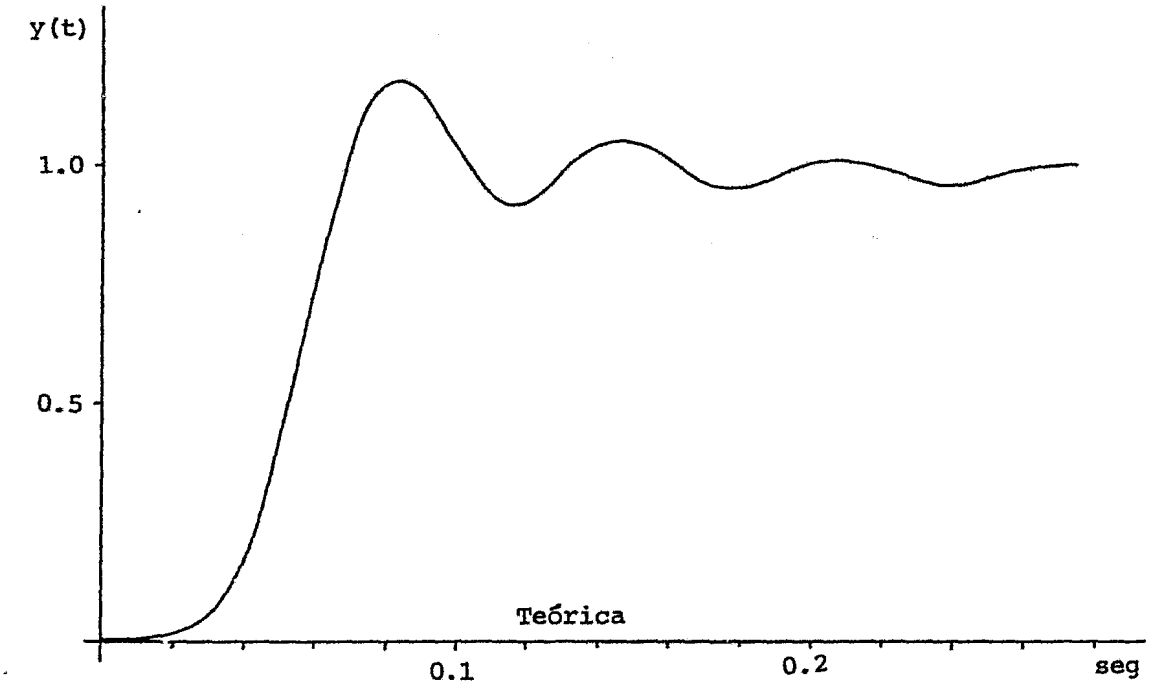


Figura VI-2. Circuito Utilizado para Obtener la Respuesta a Escalón Unitario

Con ayuda del osciloscopio se obtuvo la respuesta que se muestra en la figura VI-3, en la misma se incluye la respuesta teórica. Obsérvese la gran similitud entre ambas.

RESPUESTA EN FRECUENCIA

Para la obtención de esta respuesta, se aplicó al filtro una señal senoidal de un volt pico-pico a la cual se le varió la frecuencia. A la salida se conectó un osciloscopio observando la variación en la amplitud de la respuesta. En la figura IV-4 se presentan los resultados teórico y práctico para una frecuencia de corte de 10 hz.



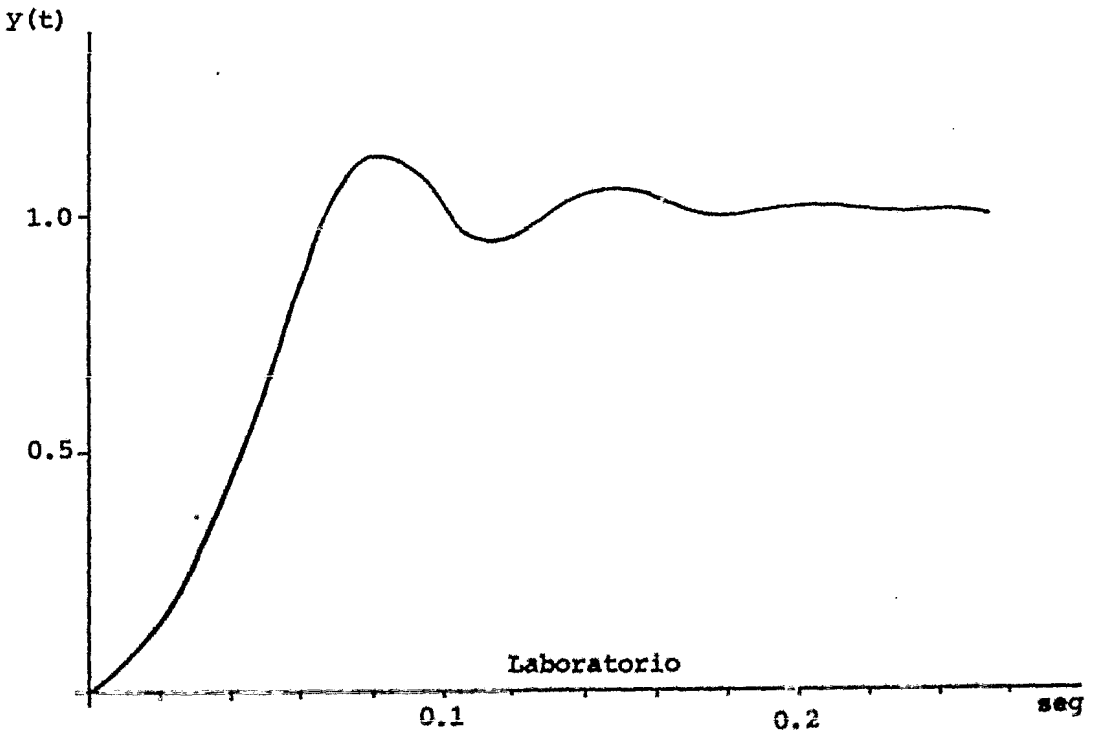
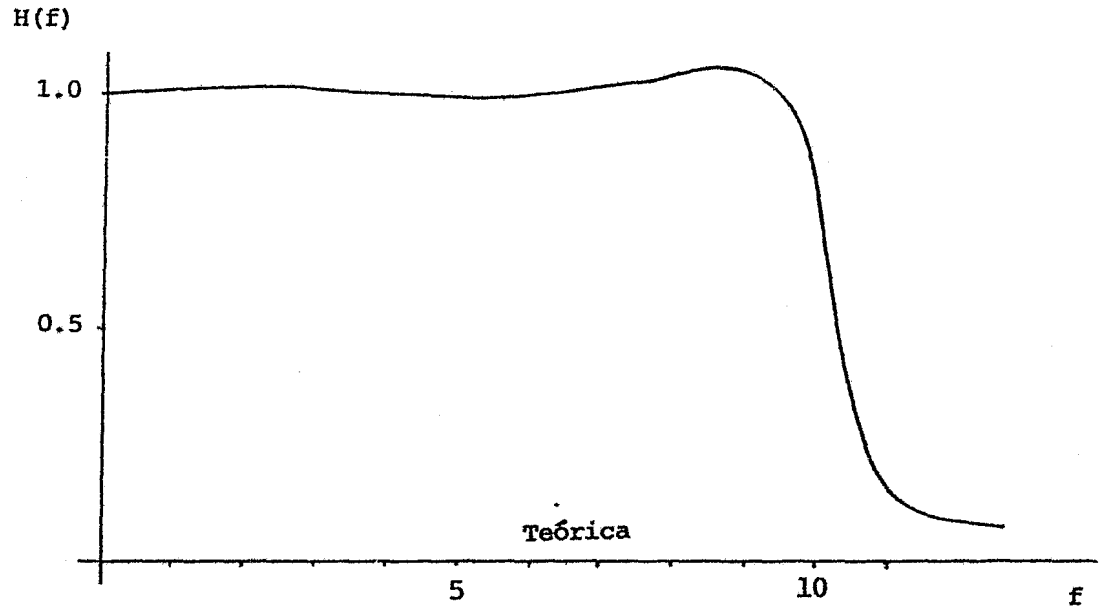


Figura VI-3 Respuestas en el Tiempo del Filtro Seleccionado.



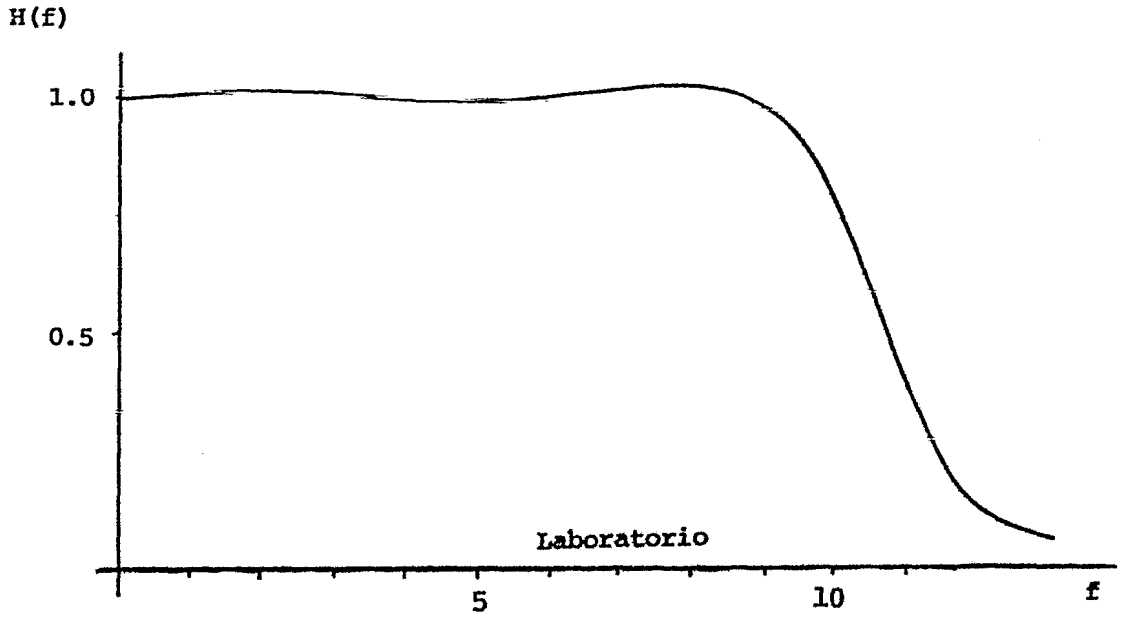


Figura VI-4 Respuestas en Frecuencia del Filtro Seleccionado.

REFERENCIAS

1. E. Johnson-L. Hilburn, Rapid Practical Designs of Active Filters, John Wiley & Sons, 1975.

2. F. Tedeschi, The Active Filter Handbook, Tab Books, 1979.

3. Handbook of Operational Amplifier Applications, Burr-Brown Research Corporation, 1973.

4. J. Graeme, Applications of Operational Amplifiers, Mc Graw-Hill, 1973.

5. L. Weinberg, Network Analysis and Synthesis, Mc Graw-Hill, 1962.

6. L.P. Hulseman - P.E. Allen, Introduction to the Theory and Design of Active Filters, Mc Graw-Hill, 1980.

7. B. Hosticka, R. Brodersen, MOS Samples Data Recursive Filters Using Switched Capacitor Integrators, IEEE J. Solid - State Circuits, 1977.

8. A. Oppenheim - R. Schafer, Digital Signal Processing, Prentice - Hall Inc., 1975.

9. MF10 Universal Monolithic Dual Switched Capacitor Filter, National Semiconductor Corp., 1982.

10. Data book Linear Circuits, Texas Instruments Inc.

11. Data book Signetics.

12. H. Taub - D. Schilling, Digital Integrated Electronics, Mc Graw-Hill, 1977.

ANEXO A

A continuación se presenta una breve explicación de los programas de computadoras utilizados en el desarrollo de este trabajo. En la parte final de este anexo se incluyen los listados correspondientes. Los programas son los siguientes:

Programa VCVS

Programa RAICES

Programa RESFRE

Programa COEF

Programa PRUEBA

Programa CAPCON

Programa ETAPAS

Programa GRAFF

Los programas se desarrollaron en BASIC en la microcomputadora APPLE II plus del Laboratorio de Instrumentación 1/. Se ha procurado incluir los comentarios necesarios para que cualquier persona con conocimientos de programación pueda entender los procedimientos de los programas.

PROGRAMA VCVS

Este programa se diseñó con el objeto de analizar la respuesta en frecuencia del filtro VCVS de sexto orden. Los datos de entrada son los diversos elementos y las ganancias para cada una de las etapas así como la frecuencia de corte del filtro.

El programa determina los coeficientes de la función de transferencia

1/ El programa RAICES fué elaborado por el Ing. Iris Aguilar becario del Instituto como parte de su tesis de Licenciatura. El resto de los programas se diseñaron exprofeso para el presente trabajo.

así como la respuesta en frecuencia para cada una de las tres etapas. Asimismo determina la respuesta en frecuencia total.

Cuenta con la opción de grabar los resultados en un archivo auxiliar, definido por el usuario, con objeto de graficarlos posteriormente en pantalla mediante otro programa.

PROGRAMA RESFRE

Mediante este programa se obtiene la respuesta en frecuencia del filtro con realimentación múltiple de quinto orden. Los datos de entrada son la frecuencia de corte del filtro así como los coeficientes de la función de transferencia del sistema. El programa cuenta con la opción de grabar los resultados para graficarlos posteriormente en pantalla.

PROGRAMA COEF

Con objeto de sistematizar la determinación de los coeficientes de la función de transferencia del filtro con realimentación múltiple de quinto orden se diseñó este programa. Los datos requeridos son los valores de los elementos de esta configuración.

El programa se utilizó además para analizar la influencia de las tolerancias de los elementos sobre el valor de cada uno de los coeficientes.

PROGRAMA PRUEBA

Con objeto de verificar la validez del modelo matemático que describe el comportamiento del sistema representativo del filtro de capacitores conmutados se diseñó el programa PRUEBA.

Los datos de entrada al programa son los valores de los elementos del circuito, la señal de entrada y el tiempo máximo de simulación.

El programa proporciona la variación automática de la variable tiempo

con respecto a la cual se realizan las integraciones. El método de Runge-Kutta de tercer orden se utiliza para la aproximación de las ecuaciones diferenciales.

Al igual que algunos otros programas, cuenta con la opción de utilizar un archivo auxiliar para grabar los resultados que posteriormente pueden ser graficados.

PROGRAMA CAPCON

Mediante este programa se analiza la respuesta en frecuencia del filtro de capacitores conmutados. Los valores de los elementos para las diversas etapas así como la frecuencia de corte del filtro son los datos de entrada al programa.

El programa genera los resultados para cada una de las tres etapas así como la respuesta total del filtro. Esta última con opción a ser grabada en un archivo auxiliar para graficarla posteriormente.

PROGRAMA ETAPAS

A fin de poder analizar las relaciones existentes entre etapas, del coeficiente de amortiguamiento y la frecuencia natural para los filtros VCVS, se diseñó este programa. Los datos necesarios se tomaron de Network Analysis and Synthesis de L. Weinberg.

Los resultados obtenidos sirvieron como base para el diseño del filtro de capacitores conmutados.

PROGRAMA GRAFF

Mediante este programa se grafican los resultados grabados en diversos archivos auxiliares. Esto permite realizar un análisis cualitativo de las respuestas de los sistemas estudiados. En el programa se utiliza una subrutina del equipo utilizado la cual posee una gran resolución en la pantalla.

```
10  REM VCVS
20  DATA 55100,74700,259700,25970
     0,.33E-6,.165E-6
30  DATA 76900,43400,240700,24070
     0,.33E-6,.33E-6
40  DATA 73600,239900,20E15,0.,33
     E-6,.165E-6
50  DATA 2,2,1
60  DIM XR(280),R1(10),R2(10),R3(
     10),B0(10),B1(10)
70  FOR I = 0 TO 279:XR(I) = 1: NEXT
     I
80  INPUT "DE EL TITULO DE LA COR
     RIDA ";A1$
90  INPUT "DE LA FRECUENCIA DE CO
     RTE ";FC
100  REM LECTURA DE LAS RESISTENC
     IAS Y CAPACITORES
110  FOR K = 1 TO 3
120  READ R1(K),R2(K),R3(K),R4(K)
      C0(K),C1(K)
130  NEXT K
200  REM  LECTURA DE LOS VALORES
     DE LAS GANANCIAS DE CADA UNA
      DE LAS TRES ETAPAS
210  READ G(1),G(2),G(3)
220 FD = FC / 150
230 PI = 3.141592654
240 PI = PI * 2
250 MX = 0
260  FOR K = 1 TO 3
262 B0(K) = R1(K) * R2(K) * C0(K)
     * C1(K)
263 B0(K) = 1 / B0(K)
264 F1 = C0(K) * R1(K)
266 F2 = C0(K) * R2(K)
268 F3 = 1 + R4(K) / R3(K)
269 F3 = 1 - F3
270 F4 = C1(K) * R2(K)
272 B1(K) = 1 / F1 + 1 / F2 + F3 /
     F4
274 B = B1(K)
276 C = B0(K)
278 A = G(K) * B0(K)
300  FOR I = 0 TO 279 STEP 10
310 F = FD * I
320 W = PI * F
330 Z1 = B * W
340 Z1 = Z1 * Z1
350 Z2 = C - W * W
360 Z2 = Z2 * Z2
370 Z2 = Z2 + Z1
380 Z2 = Z2 ^ 0.5
390 Z2 = A / Z2
400 XR(I) = XR(I) * Z2
410  PRINT  TAB( 2);I; TAB( 6);F;
     TAB(.23);Z2
420  NEXT I
```

```
430  PRINT : PRINT : PRINT
440  NEXT K
450  FOR I = 0 TO 279 STEP 10
460 F = FD * I
470  PRINT  TAB( 2);I; TAB( 6);F;
      TAB( 23);XR(I)
480  IF XR(I) >  = MX THEN MX = X
     R(I)
490  NEXT I
500  INPUT "DESEA GRABAR LOS RESU
     LTADOS  S/N ? ";A2$
510  IF A2$ <  > "S" GOTO 630
520  INPUT "DE EL NOMBRE DEL ARCH
     IVO ";N$
530 D$ =  CHR$ (4)
540  PRINT D$;"OPEN ";N$
550  PRINT D$;"WRITE ";N$
560  PRINT MX
570  PRINT W
580  PRINT A1$
590  FOR I = 0 TO 279
600  PRINT XR(I)
610  NEXT I
620  PRINT D$;"CLOSE ";N$
630  END
```

```
 5  HOME
 10  REM  NC ES EL GRADO ORIGINAL
      DEL POLINOMIO RZ,SZ SON LOS
      VALORES INICIALES PARA LA SO
      LUCION DE LA ECUACION NO LIN
      EAL EPS TERMINO DE APROXIMAC
      ION O DE TOLERANCIA  DE ERRO
      R
 15  PRINT "   IMPRIMA EL GRADO DE
      L POLINOMIO          "
 20  INPUT NC
 25  DIM A(NC),B(NC),P(NC),Q(NC),R
      L(NC),RG(NC)
 30  PRINT "
                              IMPRIMA
       EL TERMINO DE CONVERGENCIA
         ( ERROR PERMITIDO )
                        "
 35  INPUT EP
 40  PRINT "
                              IMPRIMA
       LOS VALORES INICIALES DE
         APROXIMACION A LA RAIZ R
      Y S                  "
 45  INPUT RZ,SZ
 50  PRINT "
                              COLOQUE
       LOS COEFICIENTES DEL
         POLINOMIO  TERMINO A TERM
      INO CON EL      FORMATO SIGUI
      ENTE :
                              X^N+A(1)*
      X^(N-1)+...+A(N)=0          "
 55  FOR I = 1 TO NC
 60  PRINT
 65  PRINT "A("I")= ";
 70  INPUT A(I)
 75  NEXT I
 80 M = 0:J = 1
 85  REM  ENTRADA PARA VALORES INI
      CIALES
 90 R = RZ
 95 S = SZ
 100 L = 0
 105 N = NC - 2 * M
 110  IF (N - 2) < 0 THEN 130
 115  IF (N - 2) = 0 THEN 145
 120  IF (N - 2) > 0 THEN 255
 125  REM   CALCULA LA RAIZ DEL FA
      CTOR LINEAL (SI EXISTE)
 130 RL(J) =  - A(1)
 135  GOTO 655
 140  REM  CALCULA EL PAR DE RAICE
      S DEL ULTIMO TERMINO CUADRAT
      ICO
 145 H = A(1) * A(1) - 4 * A(2)
 150  IF H < 0 THEN 165
```

```
155  IF H = 0 THEN 200
160  IF H > 0 THEN 225
165 RM =  - H
170 RA =  SQR (RM)
175 RL(J) =  - A(1) / 2
180 RL(J + 1) = RL(J)
185 RG(J) = RA / 2
190 RG(J + 1) =  - RA / 2
195  GOTO 655
200 RL(J) =  - A(1) / 2
205 RL(J + 1) = RL(J)
210 RG(J) = 0
215 RG(J + 1) = 0
220  GOTO 655
225 RA =  SQR (H)
230 RL(J) = ( - A(1) + RA) / 2
235 RL(J + 1) = ( - A(1) - RA) /
     2
240 RG(J) = 0
245 RG(J + 1) = 0
250  GOTO 655
255  REM  ENTRADA PARA REDEFINIR
     R Y S
260 B(1) = A(1) - R
265 B(2) = A(2) - R * B(1) - S
270  FOR K = 3 TO N
275 B(K) = A(K) - R * B(K - 1) -
     S * B(K - 2)
280  NEXT K
285 RC = B(N - 1)
290 SC = B(N) + R * B(N - 1)
295  REM  CALCULA LAS PARCIALES
     DE B(K) W,R,TR
300 P(1) =  - 1
305 P(2) = R - B(1)
310  FOR K = 3 TO N
315 P(K) =  - B(K - 1) - R * P(K -
     1) - S * P(K - 2)
320  NEXT K
325 RR = P(N - 1)
330 SR = P(N) + R * P(N - 1) + B(
     N - 1)
335  REM  CALCULA LAS DERIVADAS P
     ARCIALES DE B(K) W,R,TS
340 Q(1) = 0
345 Q(2) =  - 1
350  FOR K = 3 TO N
355 Q(K) =  - B(K - 2) - R * Q(K -
     1) - S * Q(K - 2)
360  NEXT K
365 RS = Q(N - 1)
370 SS = Q(N) + R * Q(N - 1)
375  REM  RESOLVIENDO LA ECUACION
      PARA LA ECUACION RECURSIVA
380 DE = RR * SS - RS * SR
385 RN =  - RC * SS + SC * RS
390 SN =  - RR * SC + SR * RC
395  IF DE = 0 THEN 485
400 DR = RN / DE
405 DS = SN / DE
```

```
410  REM  CALCULA LOS NUEVOS VALO
     RES R,S
415 R = R + DR
420 S = S + DS
425  REM  PRUEBA DE CONVERGENCIA
     PARA LA CORRECCION
430 G =  ABS (DR) - EPS
435  IF G <  = 0 THEN 445
440  IF G > 0 THEN 465
445 G2 =  ABS (DS) - EPS
450  IF G2 <  = 0 THEN 505
455  IF G2 > 0 THEN 465
460  REM  PRUEBA DE ITERACION
465  IF L - 100 <  = 0 THEN 475
470  IF L - 100 > 0 THEN 490
475 L = L + 1
480  GOTO 260
485 RZ = RZ + .5:SZ = SZ + .2: GOTO
     80
490  PRINT "
                                NO CON
     VERGE EN EL POLINOMIO REDUCI
     DO
                        N= "N
495  GOTO 670
500  REM  CALCULA EL PAR DE RAICE
     S
505 G3 = R * R - 4 * S
510  IF G3 < 0 THEN 525
515  IF G3 = 0 THEN 560
520  IF G3 > 0 THEN 585
525 RM =  - G3
530 RA =  SQR (RM)
535 RL(J) =  - R / 2
540 RL(J + 1) =  - R / 2
545 RG(J) = RA / 2
550 RG(J + 1) =  - RA / 2
555  GOTO 620
560 RL(J) =  - R / 2
565 RL(J + 1) =  - R / 2
570 RG(J) = 0
575 RG(J + 1) = 0
580  GOTO 620
585 RA =  SQR (G3)
590 RL(J) = ( - R + RA) / 2
595 RL(J + 1) = ( - R - RA) / 2
600 RG(J) = 0
605 RG(J + 1) = 0
610  GOTO 620
615  REM  CAMBIO DEL POLINOMIO OR
     IGINAL AL POLINOMIO REDUCIDO

620 M = M + 1
625 J = J + 2
630 NE = NC - 2 * M
635  FOR K = 1 TO NE
640 A(K) = B(K)
645  NEXT K
650  GOTO 90
655  FOR K = 1 TO NC
```

```
660   PRINT "RREAL("K")= "RL(K);"
        RIMAG("K")= "RG(K)
665   NEXT K
670   END
```

```
2  REM RESFRE9MAR
10  DIM XR(280,3)
20  INPUT "DE EL TITULO DE LA COR
     RIDA ";A1$
30  INPUT "DE LA FRECUENCIA DE CO
     RTE ";FC
33 MX = 0
40  INPUT "DE LOS VALORES DE B0,B
     1,B2,B3,B4 ";B0,B1,B2,B3,B4
50 FD = FC / 150
60 PI = 3.141592654
70 PI = PI * 2
90  FOR I = 0 TO 279
100 F = FD * I
110 W = PI * F
115 W2 = W * W
120 W3 = W2 * W
125 W4 = W3 * W
130 W5 = W4 * W
135 K1 = B4 * W4 - B2 * W2 + B0
140 K1 = K1 * K1
145 K2 = B1 * W - B3 * W3 + W5
150 K2 = K2 * K2
155 K1 = K1 + K2
160 K1 = K1 ^ .5
165 K1 = 1 / K1
170 K1 = 4 * B0 * K1
180 XR(I,1) = K1
200  IF K1 >  = MX THEN MX = K1
210  PRINT  TAB( 2);I; TAB( 6);F;
      TAB( 20);K1
220  NEXT I
230  INPUT "DESEA GRABAR LOS RESU
     LTADOS  S/N ? ";A2$
240  IF A2$ <  > "S" GOTO 360
250  INPUT "DE EL NOMBRE DEL ARCH
     IVO ";N$
260 D$ =  CHR$ (4)
270  PRINT D$;"OPEN ";N$
290  PRINT D$;"WRITE ";N$
300  PRINT MX
310  PRINT W
315  PRINT A1$
320  FOR I = 0 TO 279
330  PRINT XR(I,1)
340  NEXT I
350  PRINT D$;"CLOSE ";N$
360  END
```

```
5  REM  PROGRAMA COEF 25 FEB 83
10  REM  PROGRAMA QUE CALCULA LOS
      COEFICIENTES B0,B1,B2,B3,B4
     ;DE LA FUNCION DE TRANSFEREN
     CIA DE UN FILTRO DE QUINTO O
     RDEN
20  PRINT "DE EL VALOR DE LAS RES
     ISTENCIAS"
30  INPUT "R1= ";R1
40  INPUT "R2= ";R2
50  INPUT "R3= ";R3
60  INPUT "R4= ";R4
70  INPUT "R5= ";R5
80  INPUT "R6= ";R6
90  INPUT "R7= ";R7
100  PRINT "DE EL VALOR DEL CAPAC
     ITOR"
110  INPUT C
120 C5 = C * C * C * C * C
130 C4 = C5 / C
140 C3 = C4 / C
150 C2 = C3 / C
160 MU = 1 + R7 / R6
170 A = R1 * R2 * R3
180 B = R1 * R4 * R5
190 C1 = R2 * R3 * R4 * R5
200 B4 = C4 * (A * ( - 8 * R4 + 1
     6 * R5) + B * (8 * R2 + 20 *
     R3 - 8 * MU * R3) + 4 * C1)
210 A = R1 * R2
220 B = R1 * R3
230 C1 = R1 * R4
240 D = R2 * R3
250 E = R4 * R5
260 B3 = C3 * (4 * A * (R3 - R4 +
     R5) + B * ( - 10 * R4 + 20 *
     R5 + 4 * MU * R4 - 8 * MU *
     R5) + C1 * (10 * R5 - 4 * MU
      * R5) + D * ( - 2 * R4 + 4 *
     R5) + E * (2 * R2 + 4 * R3))

270 B2 = C2 * ((5 - 2 * MU) * (R1
      * R3 + R1 * R5) + R1 * R4 *
     (2 * MU - 5) + R2 * (R3 - R4
      + R5) + 4 * (R1 * R2 + R3 *
     R5) + 2 * R4 * (R5 - R3))
280 B1 = C * (R1 * (5 - 6 * MU) +
     R2 + R3 - R4 + R5)
290 B5 = 16 * C5 * R1 * R2 * R3 *
     R4 * R5
300 B4 = B4 / B5
310 B3 = B3 / B5
320 B2 = B2 / B5
330 B1 = B1 / B5
340 B0 = 1 / B5
345  PRINT : PRINT : PRINT : PRINT
     : PRINT
```

```
350  PRINT "  RESULTADOS"
360  PRINT  TAB( 2);"B0= ";B0
370  PRINT  TAB( 2);"B1= ";B1
380  PRINT  TAB( 2);"B2= ";B2
390  PRINT  TAB( 2);"B3= ";B3
400  PRINT  TAB( 2);"B4= ";B4
405  PRINT : PRINT : PRINT : PRINT
     : PRINT
410  END
```

```
2  REM     PRUEBA9MAR
10  REM  RESPUESTA A ESCALON UNIT
     ARIO DEL FILTRO DE CAPACITOR
     ES CONMUTADOS,CONSIDERANDO L
     AS TRES ETAPAS.
20  REM    PRUEBA5MAR
40  REM    METODO DE RUNGE-KUTTA D
     E TERCER ORDEN
60  DATA "RESULTADO 3 ETAPAS"
100  DATA .6
120  DATA  21601.12  ,21601.12  ,
     100000
140  DATA  75100.03  ,75100.03  ,
     100000
160  DATA  166825.8  ,166825.8  ,
     100000
180  DATA  62.832      ,3947.842
200  DATA  49.349      ,2435.285
220  DATA  30.346      ,920.868
240  DATA 0,0,0,0,0,0
260  DIM XR(280,2)
280  DIM T(10)
300  DIM X(10,3),P(10,3),CO(10),K
     O(10,3)
320  DIM XK(10,4),XZ(10,3)
340  DIM R1(10),R2(10),R3(10),K1(
     10),K2(10),K3(10)
360  REM  LECTURA Y ESCRITURA DEL
      TITULO Y LIMITES DE LOS IND
     ICES
380  READ A1$
420  PRINT  TAB( 2)A1$
440  PRINT
560  REM  LECTURA Y ESCRITURA DE
     LAS CONSTANTES
570  REM  CO(1) TIEMPO MAXIMO; CO
     (2) INTERVALO DE INTEGRACION

580  READ CO(1)
600 CO(2) = CO(1) / 306.9
620  PRINT
640  PRINT  TAB( 2);"CONSTANTES"
660  PRINT
680  PRINT  TAB( 2);"TIEMPO MAXIM
     O= ";CO(1)
690  PRINT  TAB( 2);"INTERV INTEG
      = ";CO(2)
700  PRINT
720  REM  LECTURA Y ESCRITURA DE
     LOS PARAMETROS
740  FOR I = 1 TO 3: READ R1(I),R
     2(I),R3(I): NEXT I
760  FOR I = 1 TO 3: READ K2(I),K
     3(I): NEXT I
780  PRINT  TAB( 2);"I"; TAB( 4);
     "R1(I)"; TAB( 14);"R2(I)"; TAB(
     24);"R3(I)"
```

```
800  FOR I = 1 TO 3
820  PRINT  TAB( 2);I; TAB( 4);R1
     (I); TAB( 14);R2(I); TAB( 24
     );R3(I)
840  NEXT I
860  PRINT : PRINT : PRINT : PRINT

880  PRINT  TAB( 2);"I"; TAB( 14)
     ;"1/RC"; TAB( 24);"1/RRCC"
890  PRINT : PRINT
900  FOR I = 1 TO 3
920  PRINT  TAB( 2);I; TAB( 14);K
     2(I); TAB( 24);K3(I)
940  NEXT I
960  REM  LECTURA DE LOS VALORES
     INICIALES
980  FOR K = 1 TO 3
1000  FOR I = 1 TO 2: READ X(I,K)
     : NEXT I
1020  NEXT K
1040 WN = K3(1) ^ .5
1060  REM  ESCRITURA DE LOS ENCAB
     EZADOS DE SALIDA
1080  PRINT
1100  PRINT
1120  PRINT  TAB( 2);"TIEMPO"; TAB(
     17);"X"
1140  REM  MARCADOR DE TIEMPO=0
1160 T = 0
1180 W9 = 0
1190  REM   U(1)=1 ; ENTRADA ESCA
     LON UNITARIO
1200  REM  COMIENZA EL CALCULO
1220 TM = CO(1) * W9 / 279
1240 U(1) = 1
1260 U(2) = X(1,1)
1280 U(3) = X(1,2)
1300 CT = T(3) - TM
1320  IF CT < 0 GOTO 1440
1340  REM  IMPRESION DE LOS RESUL
     TADOS
1360 XR(W9,1) =  ABS (X(1,3))
1380  PRINT  TAB( 2);T(3); TAB( 1
     7);X(1,3)
1400 W9 = W9 + 1
1420  REM  CALCULO DE LA DERIVADA

1440  GOSUB 1880
1460  REM  INTEGRACION
1480  GOSUB 1580
1500  REM  PRUEBA DEL TERMINO DE
     LA CORRIDA
1520  IF TM < CO(1) GOTO 1220
1540 XR(W9,1) =  ABS (X(1,3))
1560  GOTO 2000
1580  REM  SUBRUTINA DE INTEGRACI
     ON
1600  FOR K = 1 TO 3
1620 H = CO(2)
1640  FOR I = 1 TO 2:XZ(I,K) = X(
```

```
      I,K): NEXT I
 1660 T(K) = T(K) + 0.5 * H
 1680  FOR I = 1 TO 2:XK(I,1) = H *
      P(I,K):X(I,K) = XZ(I,K) + 0.
      5 * XK(I,1): NEXT I
 1700  GOSUB 1880
 1720 T(K) = T(K) + 0.5 * H
 1740  FOR I = 1 TO 2:XK(I,2) = H *
      P(I,K):X(I,K) = XZ(I,K) + 2 *
      XK(I,2) - XK(I,1): NEXT I
 1760  GOSUB 1880
 1780  FOR I = 1 TO 2:XK(I,3) = H *
      P(I,K): NEXT I
 1800  GOSUB 1880
 1820  FOR I = 1 TO 2:X(I,K) = XZ(
      I,K) + (XK(I,1) + 4 * XK(I,2
      ) + XK(I,3)) / 6: NEXT I
 1840  NEXT K
 1860  RETURN
 1880  REM  SUBRUTINA DE DERIVACIO
      N
 1900  FOR K9 = 1 TO 3
 1920 P(1,K9) = X(2,K9)
 1940 P(2,K9) =  - R2(K9) / R1(K9)
       * U(K9) * K3(K9) - R2(K9) /
      R3(K9) * X(2,K9) * K2(K9) -
      K3(K9) * X(1,K9)
 1960  NEXT K9
 1980  RETURN
 2000  INPUT "DESEA GRABAR RES. S/
      N ?";Z$
 2020  IF Z$ <  > "S" GOTO 2340
 2040  INPUT "DE EL NOMBRE DEL ARC
      HIVO ";N$
 2060 MX = 0
 2080 D$ =  CHR$ (4)
 2100  FOR I = 0 TO 279
 2120  IF XR(I,1) >  = MX THEN MX =
      XR(I,1)
 2140  NEXT I
 2160  PRINT D$;"OPEN ";N$
 2180  PRINT D$;"WRITE ";N$
 2200  PRINT MX
 2220  PRINT CO(1)
 2240  PRINT A1$
 2260  FOR I = 0 TO 279
 2280  PRINT XR(I,1)
 2300  NEXT I
 2320  PRINT D$;"CLOSE ";N$
 2340  END
```

```
10  REM  CAPCON
20  DATA 21601.12,21601.12,100000
     ,62.832,3947.842
30  DATA 75100.03,75100.03,100000
     ,49.349,2435.285
40  DATA 166825.8,166825.8,100000
     ,30.346,920.868
60  DIM XR(280),R1(10),R2(10),R3(
     10),K1(10),K2(10)
70  FOR I = 0 TO 279:XR(I) = 1: NEXT
     I
80  INPUT "DE EL TITULO DE LA COR
     RIDA ";A1$
90  INPUT "DE LA FRECUENCIA DE CO
     RTE ";FC
100  REM LECTURA DE LAS RESISTENC
     IAS Y CAPACITORES
110  FOR K = 1 TO 3
120  READ R1(K),R2(K),R3(K),K1(K)
     ,K2(K)
130  NEXT K
220 FD = FC / 150
230 PI = 3.141592654
240 PI = PI * 2
250 MX = 0
260  FOR K = 1 TO 3
262 A = R2(K) * K2(K) / R1(K)
263 B = R2(K) * K1(K) / R3(K)
264 C = K2(K)
300  FOR I = 0 TO 279 STEP 10
310 F = FD * I
320 W = PI * F
330 Z1 = B * W
340 Z1 = Z1 * Z1
350 Z2 = C - W * W
360 Z2 = Z2 * Z2
370 Z2 = Z2 + Z1
380 Z2 = Z2 ^ 0.5
390 Z2 = A / Z2
400 XR(I) = XR(I) * Z2
410  PRINT  TAB('2);I; TAB( 6);F;
      TAB( 23);Z2
420  NEXT I
430  PRINT : PRINT : PRINT
440  NEXT K
450  FOR I = 0 TO 279 STEP 10
460 F = FD * I
470  PRINT  TAB( 2);I; TAB( 6);F;
      TAB( 23);XR(I)
480  IF XR(I) >  = MX THEN MX = X
     R(I)
490  NEXT I
500  INPUT "DESEA GRABAR LOS RESU
     LTADOS  S/N ? ";A2$
510  IF A2$ <  > "S" GOTO 630
```

```
520   INPUT "DE EL NUMBRE DEL ARCH
      IVO ";N$
530 D$ =  CHR$ (4)
540  PRINT D$;"OPEN ";N$
550  PRINT D$;"WRITE ";N$
560  PRINT MX
570  PRINT W
580  PRINT A1$
590  FOR I = 0 TO 279
600  PRINT XR(I)
610  NEXT I
620  PRINT D$;"CLOSE ";N$
630  END
```

```
10  INPUT "R1,R2,R3,R4,C,K  :R1 R
    2,R3,R4,C,K
20  PRINT "R1= ";R1
30  PRINT "R2= ";R2
40  PRINT "R3= ";R3
50  PRINT "R4= ";R4
60  PRINT "C = ";C
70 C1 = K * C
80  PRINT "C1= ";C1
90 B0 = R1 * R2 * C * C1
100 B0 = 1 / B0
110 MU = 1 + R4 / R3
120 MU = 1 - MU
130 A = R2 * C1
140 B = R1 * C
150 C = R2 * C
160 A = 1   A
170 B = 1 / B
180 C = 1 / C
190 B1 = A * MU + B + C
200 WN = B0 ^ .5
210 PS = B1 / (2 * WN)
220  PRINT  TAB( 2);"WN= ";WN; TAB(
    20);"PSI= ";PS
230  GOTO 10
240  END
```

```
2  REM  GRAFF280CT
10  HGR
15  INPUT "NOMBRE DEL ARCHIVO A G
     RAFICAR ";N$
20  DIM XR(280,2)
30 D$ =  CHR$ (4)
40  PRINT D$;"OPEN ";N$: PRINT D$
     ;"READ ";N$
50  INPUT MX
52  INPUT T
55  INPUT A1$
70  FOR I = 0 TO 279
80  INPUT XR(I,1)
90  NEXT I
100  PRINT D$;"CLOSE ";N$
110 X1 = 0:Y1 = 0:X2 = 0:Y2 = 0
120  FOR J = 0 TO 159 STEP 3.18
130 Y1 = J:Y2 = J
140  FOR I = 0 TO 279 STEP 27.9
150 X1 = I:X2 = I
160  HPLOT X1,Y1 TO X2,Y2
170  NEXT I
180  NEXT J
185 X1 = 0:Y1 = 0:X2 = 0:Y2 = 0
190  FOR I = 0 TO 279 STEP 5.58
200 X1 = I:X2 = I
210  FOR J = 0 TO 159 STEP 15.9
220 Y1 = J:Y2 = J
230  HPLOT X1,Y1 TO X2,Y2
240  NEXT J
250  NEXT I
260  FOR K = 1 TO 2
270 X1 = 0:X2 = 0:Y1 = 159:Y2 = 1
     59
280  FOR I = 0 TO 279
290 X1 = X2:Y1 = Y2
300 X2 = I
310 Y2 = 159 - XR(I,K) * 159 / MX

320  HPLOT X1,Y1 TO X2,Y2
330  NEXT I
340  NEXT K
350  PRINT  TAB( 2);A1$
360  PRINT  TAB( 2);"MX= ";MX; TAB
     10);"T= ";T
370  END
```

ANEXO B

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

TYPES LM111, LM311
DIFFERENTIAL COMPARATORS WITH STROBE

BULLETIN NO. DL-S 7611797, SEPTEMBER 1973–REVISED JULY 1976

FORMERLY SN52111, SN72311

- Fast Response Times
- Strobe Capability
- Designed to be Interchangeable with National Semiconductor LM111 and LM311
- Maximum Input Bias Current . . . 300 nA
- Maximum Input Offset Current . . . 70 nA
- Can Operate From Single 5-V Supply

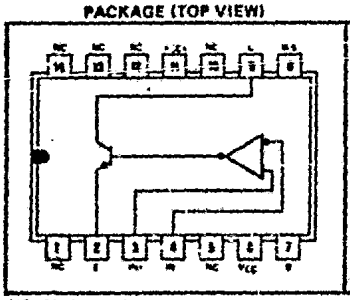
description

The LM111 and LM311 are single high-speed voltage comparators. These devices are designed to operate from a wide range of power supply voltage, including ±15-volt supplies for operational amplifiers and 5-volt supplies for logic systems. The output levels are compatible with most DTL, TTL, and MOS circuits. These comparators are capable of driving lamps or relays and switching voltages up to 50 volts at 50 milliamperes. All inputs and outputs can be isolated from system ground. The outputs can drive loads referenced to ground, V_{CC+}, or V_{CC-}. Offset balancing and strobe capability are available and the outputs can be wire-OR connected. If the probe input is low, the output will be in the off state regardless of the differential input. Although slower than the TL506 and TL514, these devices are not as sensitive to spurious oscillations.

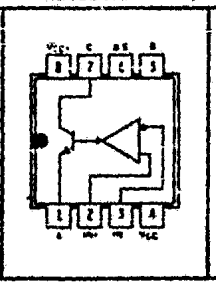
The LM111 is characterized for operation over the full military temperature range of −55°C to 125°C; the LM311 is characterized for operation from 0°C to 70°C.

terminal assignments

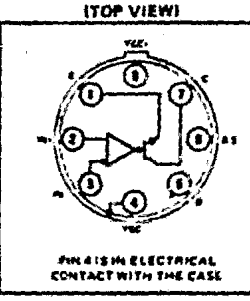
J OR N DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)



JG OR P DUAL-IN-LINE PACKAGE (TOP VIEW)

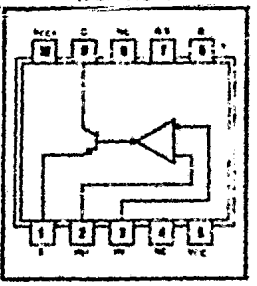


L PLUG-IN PACKAGE (TOP VIEW)



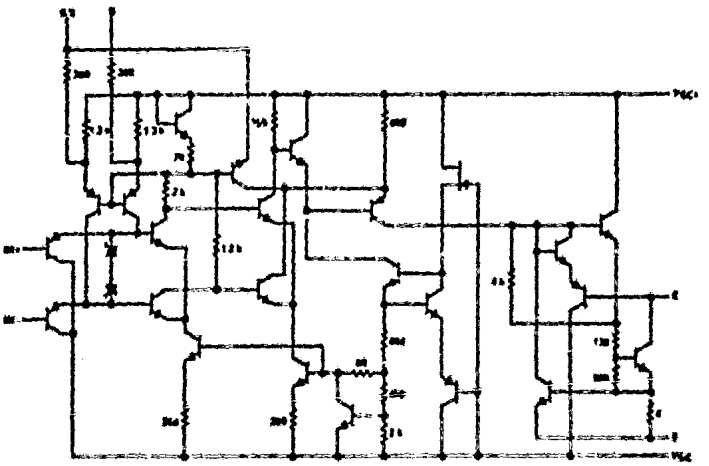
PIN 4 IS IN ELECTRICAL CONTACT WITH THE CASE

U FLAT PACKAGE (TOP VIEW)



NC—No internal connection

schematic



B	Balance
B/S	Balance/Strobe
C	Collector Output
E	Emitter Output
IN+	Noninverting Input
IN−	Inverting Input
NC	No Internal Connection
V_{CC+}	Positive Supply Voltage
V_{CC-}	Negative Supply Voltage

Resistor values shown are nominal and in ohms.

TYPES LM111 LM311
DIFFERENTIAL COMPARATORS WITH STROBE

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

		LM111	LM311	UNIT
Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)		18	18	V
Supply voltage, V_{CC-} (see Note 1)		−18	−18	V
Differential input voltage (see Note 2)		±30	±30	V
Input voltage (either input, see Notes 1 and 3)		±15	±15	V
Voltage from emitter output to V_{CC-}		30	30	V
Voltage from collector output to V_{CC-}		50	40	V
Duration of output short-circuit (see Note 4)		10	10	s
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 5)		500	500	mW
Operating free-air temperature range		−55 to 125	0 to 70	C
Storage temperature range		−65 to 150	−65 to 150	°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 10 seconds	J, JG, L, or U package	300	300	°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 60 seconds	N or P package	260	260	C

NOTES: 1. All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the zero-reference level (ground) of the supply voltages where the zero-reference level is at the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-}. If the zero reference level of the system is not the midpoint of the supply voltages, all voltage values must be adjusted accordingly.
2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or ±15 V, whichever is less.
4. The output may be shorted to ground or either power supply.
5. For operation above 25°C free-air temperature, refer to Dissipation Derating Curves, Section 2.

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC\pm}$ = ±15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS†			LM111 MIN	LM111 TYP‡	LM111 MAX	LM311 MIN	LM311 TYP‡	LM311 MAX	UNIT
V_{IO}	Input offset voltage	R_S ≤ 50 kΩ,	See Note 6	25°C		0.7	3		2	7.5	mV
				Full range			4			10	
I_{IO}	Input offset current	See Note 6		25°C		4	10		6	50	nA
				Full range			20			70	
I_{IB}	Input bias current	V_O = 1 V to 14 V		25°C		75	100		100	250	nA
				Full range			150			300	
$I_{I(S)}$	Low-level strobe current	$V_{I(strobe)}$ = 0.3 V,	V_{ID} ≤ −10 mV	25°C		−3			−3		mA
V_{ICR}	Common-mode input voltage range			Full range		±14			±14		V
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	V_O = 5 V to 35 V,	R_L = 1 kΩ	25°C		200			200		V/mV
I_{OH}	High-level (collector) output current	V_{ID} = 5 mV,	V_{OH} = 35 V	25°C		0.2	10				nA
				Full range			0.5				μA
		V_{ID} = 10 mV	V_{OH} = 35 V	25°C					0.2	50	nA
V_{OL}	Low-level (collector-to-emitter) output voltage	I_{OL} = 50 mA	V_{ID} = −5 mV	25°C		0.75	1.5				V
			V_{ID} = −10 mV	25°C					0.75	1.5	
		V_{CC+} = 4.5 V, V_{CC-} = 0, I_{OL} = 8 mA	V_{ID} = −6 mV	Full range		0.23	0.4				
			V_{ID} = −10 mV	Full range					0.23	0.4	
I_{CC+}	Supply current from V_{CC+}, output low	V_{ID} = −10 mV,	No load	25°C		5.1	6		5.1	7.5	mA
I_{CC-}	Supply current from V_{CC-}, output high	V_{ID} = 10 mV,	No load	25°C		−4.1	−5		−4.1	−5	mA

†Unless otherwise noted, all characteristics are measured with the balance and balance/strobe terminals open and the emitter output grounded. Full range for LM111 is −55°C to 125°C and for LM311 is 0°C to 70°C.
‡All typical values are at T_A = 25°C.
NOTE 6. The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the collector output up to 14 V or down to 1 V with a pull-up resistor of 7.5 kΩ to V_{CC+}. Thus these parameters actually define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and input impedance.

switching characteristics, V_{CC+} = 15 V, V_{CC-} = −15 V, T_A = 25°C

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Response time, low-to-high level output	R_C = 500 Ω to 5 V, C_L = 5 pF, See Note 7		115		ns
Response time, high-to-low level output			165		ns

NOTE 7: The response time specified is for a 100-mV input step with 5-mV overdrive. The typical values are specified for a nominal threshold voltage of 1.4 V.

TYPICAL CHARACTERISTICS

INPUT OFFSET CURRENT
vs
FREE-AIR TEMPERATURE

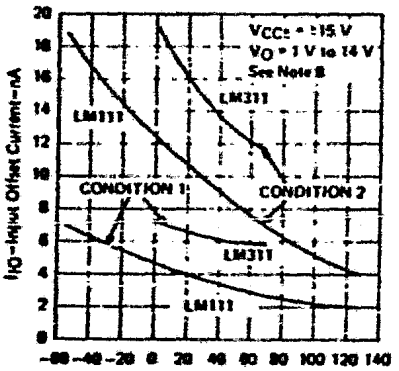


FIGURE 1

INPUT BIAS CURRENT
vs
FREE-AIR TEMPERATURE

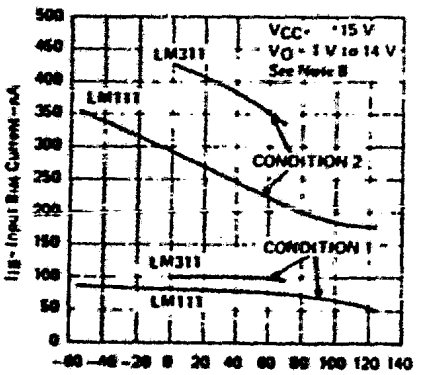


FIGURE 2

VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS

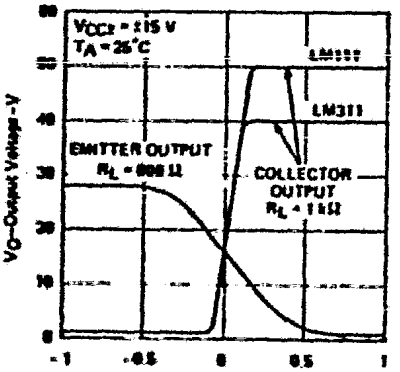
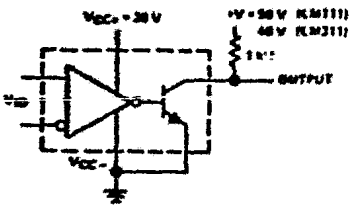
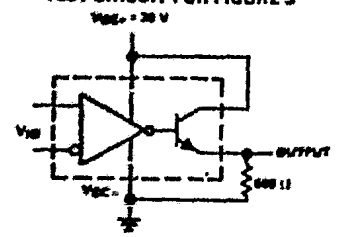


FIGURE 3



COLLECTOR OUTPUT TRANSFER CHARACTERISTIC
TEST CIRCUIT FOR FIGURE 3



EMITTER OUTPUT TRANSFER CHARACTERISTIC
TEST CIRCUIT FOR FIGURE 3

NOTE 8: Condition 1 is with the balance and balance/strobe terminals open. Condition 2 is with the balance and balance/strobe terminals connected to V_{CC+}.

TYPICAL CHARACTERISTICS

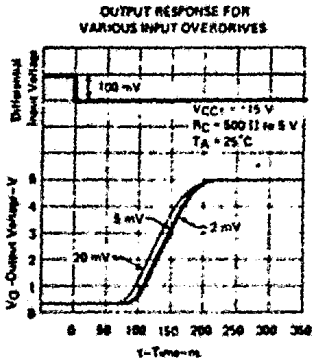
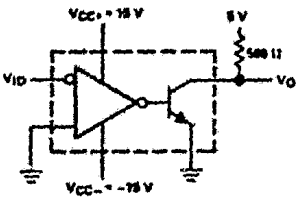


FIGURE 4



TEST CIRCUIT FOR FIGURES 4 AND 5

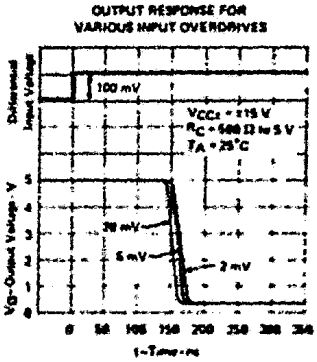


FIGURE 5

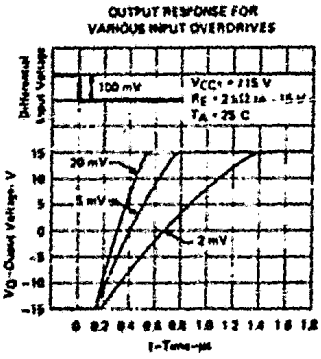
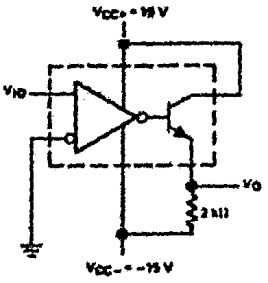


FIGURE 6



TEST CIRCUIT FOR FIGURES 6 AND 7

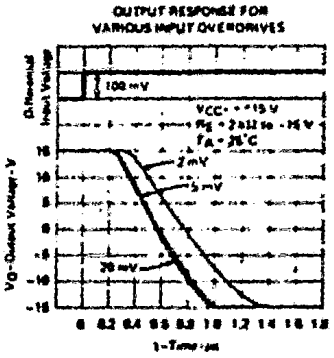


FIGURE 7

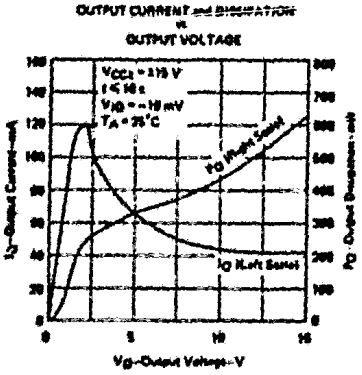


FIGURE 8

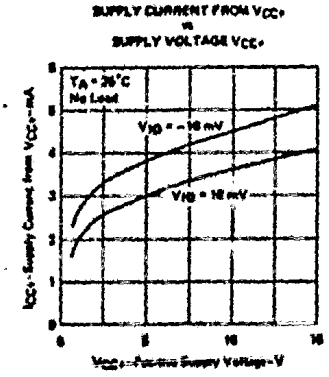


FIGURE 9

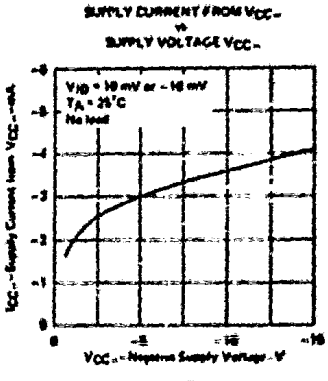


FIGURE 10

DESCRIPTION

The SE/NE 566 Function Generator is a voltage controlled oscillator of exceptional stability and linearity with buffered square wave and triangle wave outputs. The frequency of oscillation is determined by an external resistor and capacitor and the voltage applied to the control terminal. The oscillator can be programmed over a ten to one frequency range by proper selection of an external resistance and modulated over a ten to one range by the control voltage, with exceptional linearity.

FEATURES

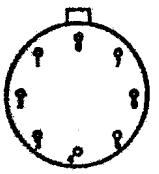
- WIDE RANGE OF OPERATING VOLTAGE (10 to 24 volts)
- VERY HIGH LINEARITY OF MODULATION
- EXTREME STABILITY OF FREQUENCY (100 ppm/°C typical)
- HIGHLY LINEAR TRIANGLE WAVE OUTPUT
- HIGH ACCURACY SQUARE WAVE OUTPUT
- FREQUENCY PROGRAMMING BY MEANS OF A RESISTOR, CAPACITOR, VOLTAGE OR CURRENT
- FREQUENCY ADJUSTABLE OVER 10 TO 1 RANGE WITH SAME CAPACITOR

APPLICATIONS

TONE GENERATORS
FREQUENCY SHIFT KEYING
FM MODULATORS
CLOCK GENERATORS
SIGNAL GENERATORS
FUNCTION GENERATORS

PIN CONFIGURATION (Top View)

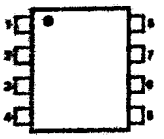
T PACKAGE



1 Ground
2 NC
3 Square Wave Output
4 Triangle Wave Output
5 Modulation Input
6 R_1
7 C_1
8 V+

ORDER PART NOS. SE566T/NE566T

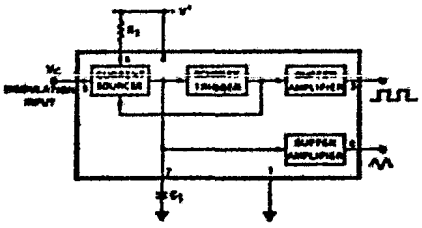
V PACKAGE



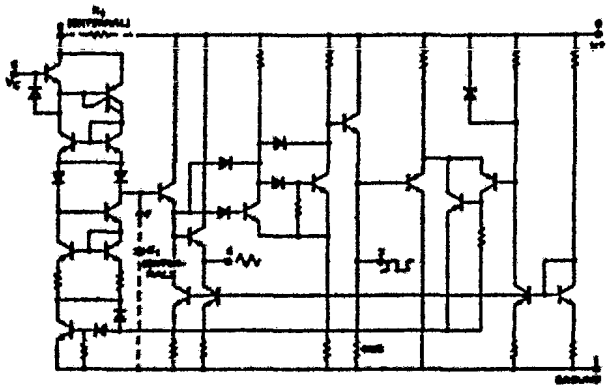
1 Ground
2 NC
3 Square Wave Output
4 Triangle Wave Output
5 Modulation Input
6 R_1
7 C_1
8 V+

ORDER PART NO. NE566V

BLOCK DIAGRAM



EQUIVALENT CIRCUIT



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Limiting values above which serviceability may be impaired)

Maximum Operating Voltage	26V
Storage Temperature	−65°C to 150° C
Power Dissipation	300mW

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25°C, 12 Volts, unless otherwise stated)

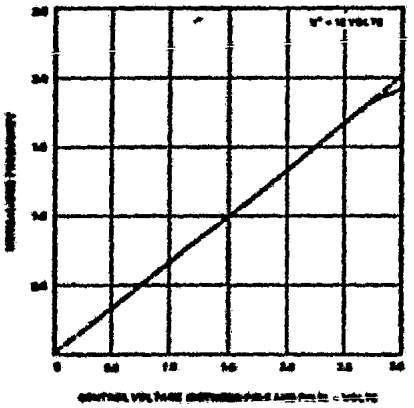
CHARACTERISTICS	SE566			NE566			UNITS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	
GENERAL							
Operating Temperature Range	-55		125	0		70	°C
Operating Supply Voltage			24			24	Volts
Operating Supply Current		7	12.5		7	12.5	mA
VCO (Note 1)							
Maximum Operating Frequency		1			1		MHz
Frequency Drift with Temperature		100			200		ppm/°C
Frequency Drift with Supply Voltage		1			2		%/volt
Control Terminal Input Impedance (Note 2)		1			1		MΩ
FM Distortion (±10% Deviation)		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Maximum Sweep Rate		1			1		MHz
Sweep Range		10:1			10:1		
OUTPUT							
Triangle Wave Output -							
Impedance		50			50		Ω
Voltage	2	2.4		2	2.4		Volts pp
Linearity		0.2			0.5		%
Square Wave Output -							
Impedance		50			50		Ω
Voltage	5	5.4		5	5.4		Volts pp
Duty Cycle	45	50	55	40	50	60	%
Rise Time		20			20		nsec
Fall Time		50			50		nsec

NOTES:

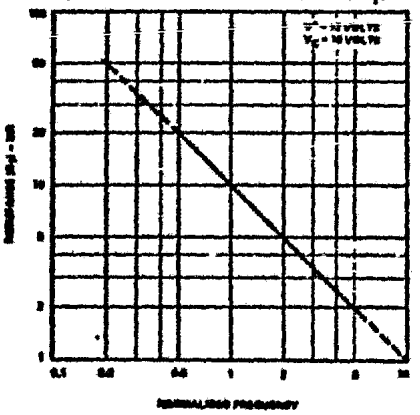
1. The external resistance for frequency adjustment (R_1) must have a value between 2KΩ and 20KΩ.
2. The bias voltage (Vc) applied to the control terminal (pin 5) should be in the range $3/4\ V^+ < V_C < V^+$.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

NORMALIZED FREQUENCY AS A FUNCTION OF CONTROL VOLTAGE

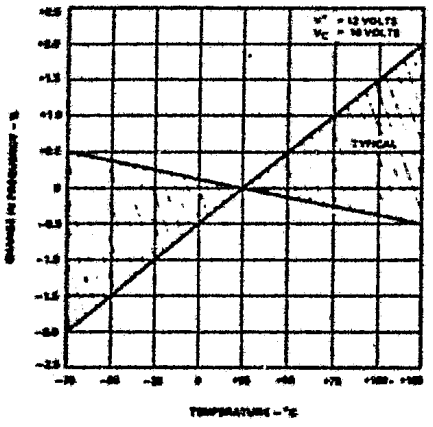


NORMALIZED FREQUENCY AS A FUNCTION OF RESISTANCE (R_1)

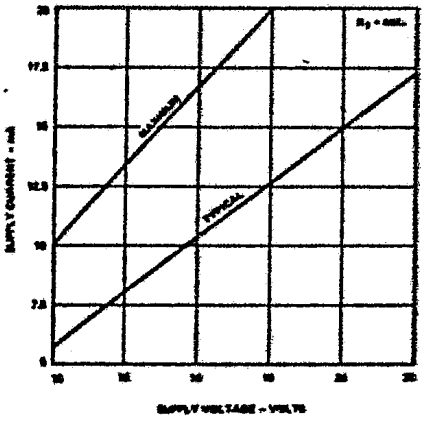


TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

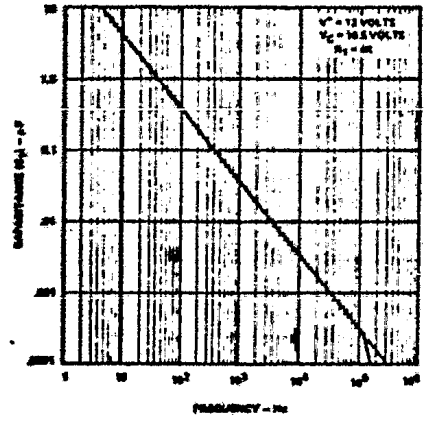
CHANGE IN FREQUENCY AS A FUNCTION OF TEMPERATURE



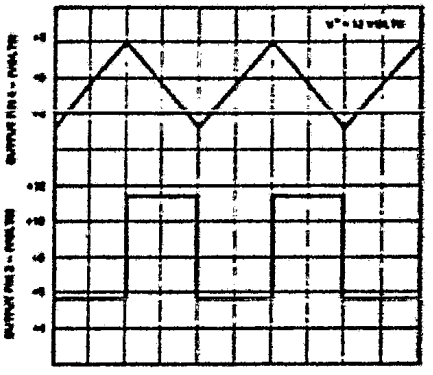
POWER SUPPLY CURRENT AS A FUNCTION OF SUPPLY VOLTAGE



FREQUENCY AS A FUNCTION OF CAPACITANCE (C_1)



VCO OUTPUT WAVEFORMS



OPERATING INSTRUCTIONS

The SE/NE 566 Function Generator is a general purpose voltage controlled oscillator designed for highly linear frequency modulation. The circuit provides simultaneous square wave and triangle wave outputs at frequencies up to 1 MHz. A typical connection diagram is shown in Figure 1. The control terminal (pin 5) must be biased externally with a voltage (V_C) in the range

$$3/4\ V^+ < V_C < V^+$$

where V_{CC} is the total supply voltage. In Figure 1, the control voltage is set by the voltage divider formed with R_2 and R_3. The modulating signal is then ac coupled with the capacitor C_2. The modulating signal can be direct coupled as well, if the appropriate dc bias voltage is applied to the control terminal. The frequency is given approximately by

$$f_o \approx \frac{2(V^+ - V_C)}{R_1 C_1 V^+}$$

and R_1 should be in the range $2K < R_1 < 20K\Omega$.

A small capacitor (typically 0.001μf) should be connected between pins 5 and 6 to eliminate possible oscillation in the control current source.

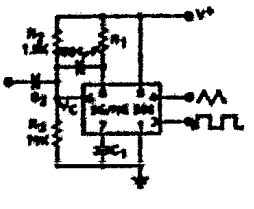


FIGURE 1

OPERATING INSTRUCTIONS (Cont'd)

If the VCO is to be used to drive standard logic circuitry, it may be desirable to use a dual supply of ±5 volts as shown in Figure 2. In this case the square wave output has the proper dc levels for logic circuitry. RTL can be driven directly from pin 3. For DTL or T^2L gates, which require a current sink of more than 1 mA, it is usually necessary to connect a 5KΩ resistor between pin 3 and negative supply. This increases the current sinking capability to 2 mA. The third type of interface shown uses a saturated transistor between the 566 and the logic circuitry. This scheme is used primarily for T^2L circuitry which requires a fast fall time (<50 nsec) and a large current sinking capability.

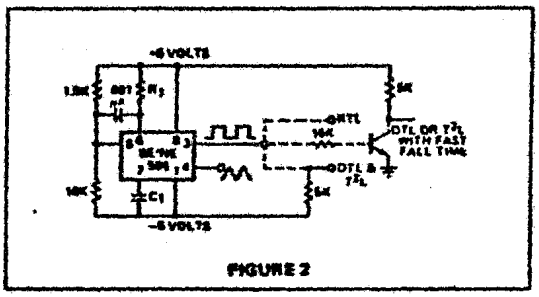


FIGURE 2

ANEXO C

Algunos términos importantes comúnmente relacionados con los filtros se presentan a continuación.

Función de Transferencia

La función de transferencia H(S) para un sistema lineal e invariable con el tiempo, se define como la relación de la transformada de Laplace de la salida a la transformada de Laplace de la entrada, siendo nulas las condiciones iniciales.

Respuesta en Frecuencia

La respuesta en frecuencia de un sistema lineal e invariante con el tiempo, equivale a evaluar H(S) a lo largo del eje imaginario S = jw. Se denomina así debido a que la salida y(t) del sistema debida a una excitación Sen Wot tiende asintoticamente a:

$$y(t) = M(W_o)\left[\text{Sen}\ \ Wot + \phi(Wo)\right]$$

M(Wo) y ϕ(Wo) están relacionados con la función de transferencia H(s) en la forma siguiente:

Si $\quad H(jwo) = X(wo) + jY(wo)$

entonces:

$$M(wo) = \sqrt{X^2(wo) + Y(wo)^2}$$

$$\phi(wo) = \text{ang tan} \quad \frac{Y(wo)}{x(wo)}$$

Octava

Entre las frecuencias W_1 y W_2 hay una octava si $W_2 = 2W_1$

Década

Entre W_1 y W_2 hay una década si $W_2 = 10W_1$

Decibel

Es una medida logarítmica de la ganancia, está definida como 20 $\log_{10}$ de una relación de voltajes.

Selectividad y Frecuencia Natural

La función de transferencia de los sistemas de segundo orden lineales en invariables con el tiempo tiene la siguiente forma:

$$H(s) = \frac{a(S)}{b(S)} = \frac{a_2 S^2 + a_1 S + a_o}{b_2 S^2 + b_1 S + b_o}$$

en donde ai y bi son números reales y en general las raíces de los polinomios son complejas. De la función anterior se definen dos conceptos muy importantes.

La selectividad Q definida por la siguiente expresión:

$$Q = \sqrt{\frac{b_o\, b_2}{b_1}}$$

y la frecuencia natural Wn definida como sigue:

$$Wn = \frac{b_o}{b_2}$$

Sobrepaso. Es la máxima sobre desviación con respecto al valor final de la respuesta del sistema. Generalmente se expresa en porcentaje.

Tiempo de retardo. Es el tiempo requerido para que la respuesta alcance el 50 por ciento de su valor final.

Tiempo de levantamiento. Es el tiempo que le toma al sistema para que la respuesta pase del 10 al 90 por ciento del valor final.

Tiempo de asentamiento. Es el mínimo valor del tiempo a partir del cual la respuesta estará dentro del 5 por ciento de su valor final.