

881202

22
24



UNIVERSIDAD ANAHUAC

VENICE DE BONO SIALUMI

UNIVERSIDAD ANAHUAC

ESCUELA DE INGENIERIA

Con Estudios Incorporados a la

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

Análisis, Diseño, Construcción y Aplicaciones de un Analizador de Espectros de Frecuencia.

T E S I S

Que para obtener el título de:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

(Area Sistemas Eléctricos y Electrónicos)

P r e s e n t a :

Ricardo Parrilla Cerrillo

México, D. F.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

1986



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

Indice.

1.	Introducción	1
1.1	Presentación	2
1.2	Objetivo	3
2.	Fundamentos matemáticos	4
2.1	Análisis de Fourier	5
3.	Diseño	9
3.1	Solución al problema	10
3.1	Diseño de los sistemas electrónicos	20
3.2.1	Generación de la señal de barrido	20
3.2.2	Generación de las señales de mezclado	22
3.2.3	Mezclado	24
3.2.4	Proceso de filtrado	26
3.2.5	Promediadores	32
4.	Especificaciones	35
4.1	Especificaciones de un analizador de espectros	36
4.2	Especificaciones del prototipo	39
5.	Manual de operación y mantenimiento	43
5.1	Datos generales	44
5.1.1	Introducción	44
5.1.2	Alimentación	44
5.1.3	Chasis	44
5.1.4	Carátula	45
5.2	Operación	46
5.3	Mantenimiento	48
6.	Prácticas	65
6.1	Análisis de señales eléctricas I	66
6.2	Análisis de señales eléctricas II	72
6.3	Ruido	74
6.4	Multiplicación de señales	76
6.5	Distorsión	79

7.	Evaluación económica	82
7.1	Costo directo	83
7.1.1	Componentes	83
7.1.2	Herramientas requeridas para la construcción	85
7.1.3	Horas de trabajo	86
7.1.4	Herramientas para pruebas y ajustes	87
7.1.5	Resumen de costos directos	87
7.2	Costos indirectos	88
7.3	Evaluación económica	89
8.	Conclusión	90
8.1	Resumen	91
8.2	Evaluación	91
A.	Apéndice	93
A.1	Análisis de los sistemas empleados	94
A.1.1	Amplificadores Operacionales	94
A.1.2	Multiplicadores	96
A.1.3	Osciladores controlados por tensión	103
A.1.4	Reguladores de tensión	105
A.2	Bibliografía	106

1.

Introducción

1.1 Presentación.

Una de las herramientas mas versátiles dentro de cualquier area de la medición es el osciloscopio. Este instrumento hace trazos en una pantalla fluorescente que representa un plano.

Las ventajas de este aparato como instrumento de medición radican en la naturaleza de su funcionamiento, pudiendose hacer de él un aparato muy sensible y con una gran rapidez de respuesta.

Lo que nos muestra el osciloscopio (en su uso mas frecuente) es un trazo en donde se representa la amplitud de una señal eléctrica en el dominio del tiempo, proporcionándonos una información muy útil acerca de ella.

Al igual que los trazos en el dominio del tiempo, los que se hacen en el dominio de la frecuencia contienen información muy importante. Un aparato trazador en el dominio de la frecuencia análogo al osciloscopio en el dominio del tiempo es el analizador de espectros de frecuencia. Sus trazos muestran los componentes armónicos de una señal que se analiza; se puede decir que este aparato mide la cantidad de energía presente en una señal a una frecuencia dada.

En 1822 Fourier demostró que cualquier onda compleja periódica podía ser representada por una sumatoria de funciones senos y cosenos de amplitud variable y de fase específica; esto es precisamente lo que nos muestra el analizador de espectros: las componentes armónicas de una magnitud y frecuencia específicas que sumadas configuran una señal determinada.

La representación gráfica en el dominio de la frecuencia al igual que en el dominio del tiempo son de una importancia indiscutible para la comprensión de los fenómenos que se están analizando, de aquí que los aparatos que hacen estas representaciones sean muy necesarios en los cursos de laboratorio que complementan al aprendizaje teórico.

1.2 Objetivo.

Hacer un estudio del diseño y la construcción de un sistema analizador de espectros de frecuencia que, con ayuda de un dispositivo trazador, pueda ser usado en las prácticas de los cursos básicos de análisis de señales eléctricas.

Para cumplir este objetivo se hará lo siguiente:

- a) Un estudio de diseño.
- b) Un prototipo que siga las indicaciones del diseño.
- c) Un programa de prácticas susceptibles a realizarse con la ayuda del prototipo.

2.

Fundamentos matemáticos.

A continuación se presenta el tema de fundamentos matemáticos .

En este tema nos centramos en el análisis de Fourier para funciones -
periódicas.

2.1 Análisis de Fourier.

Consideremos una función periódica que se pueda generar en el laboratorio, tal como la de la figura 2.1.1. Una función como esta puede ser representada por la suma de un número infinito de funciones seno y coseno que guardan entre sí una relación armónica.

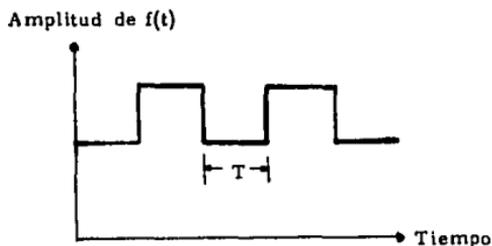


Figura 2.1.1. Función periódica.

Una función periódica como la considerada se define por

$$f(t) = f(t + T)$$

en donde T es el período de la función $f(t)$ que además satisface las siguientes propiedades

- $f(t)$ tiene en cada punto un valor único.
- $\int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt$ no es infinita para ningún valor de t_0
- $f(t)$ tiene un número finito de discontinuidades en cualquier período.
- $f(t)$ tiene un número finito de máximos y mínimos en cualquier período.

La señal de la figura 2.1.1 así como cualquier otra señal que se pueda generar en el laboratorio cumplen con estas condiciones.

Ahora, se puede representar $f(t)$ como

$$\begin{aligned}
 f(t) &= a_0 + a_1 \cos \omega_0 t + a_2 \cos 2\omega_0 t + \dots \\
 &\quad + b_1 \sin \omega_0 t + b_2 \sin 2\omega_0 t + \dots \\
 &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t
 \end{aligned} \tag{2.1.1}$$

estando la frecuencia f_0 dada por

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

y el periodo T por

$$T = \frac{2\pi}{\omega_0}$$

Las constantes de la serie: a_0, a_n, b_n dependen de $f(t)$ y de n y están dadas por

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \tag{2.1.2}$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega_0 t dt \tag{2.1.3}$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega_0 t dt \tag{2.1.4}$$

Cada término a_n, b_n así como a_0 se relaciona con la magnitud de una determinada armónica de la función $f(t)$ situada en el punto $n f_0$ de la recta de frecuencias.

La magnitud del n -ésimo armónico se da por

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \tag{2.1.5}$$

Es posible obtener la magnitud de los armónicos directamente mediante la forma compleja de la serie de Fourier

$$f(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} dt \tag{2.1.6}$$

en donde

$$c_n = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \tag{2.1.7}$$

La utilidad de poder representar una función en el dominio de la frecuencia es muy grande y basta un pequeño ejemplo para darnos cuenta de ello.

Analicemos la función

$$f(t) = \begin{cases} 0 & , 0 > t > t_0 \\ V_0 & , t_0 > t > t_0 + \overline{b} \\ 0 & , t_0 + \overline{b} > t > T \end{cases}$$

cuya representación en el dominio del tiempo se muestra en la figura 2.1.2

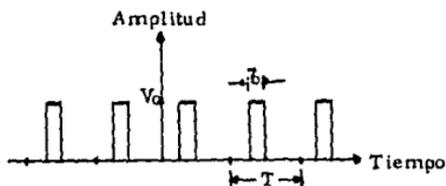


Figura 2.1.2 Representación en el dominio del tiempo de una serie de pulsos cuadrados

Después del desarrollo matemático, resulta que

$$c_n = \frac{V_0 \overline{b}}{T} \frac{\text{sen} \frac{1}{2} n \omega_0 \overline{b}}{\frac{1}{2} n \omega_0 \overline{b}} e^{-jn\omega_0(t_0 + \frac{1}{2}\overline{b})}$$

y cuya magnitud, que representa la del enésimo armónico es

$$c_n = \frac{V_0 \overline{b}}{T} \left| \frac{\text{sen} \frac{1}{2} n \omega_0 \overline{b}}{\frac{1}{2} n \omega_0 \overline{b}} \right|$$

que se representa en la figura 2.1.3

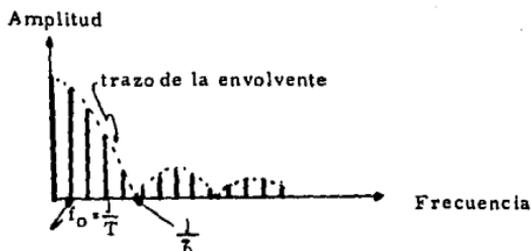


Figura 2.1.3 Representación en el dominio de la frecuencia de una serie de pulsos cuadrados.

En el espectro de frecuencia se puede apreciar que la amplitud de la envolvente decrece a altas frecuencias. Así también, si el periodo fundamental decrece, el espectro estará constituido por líneas mas separadas entre sí; si aumenta, será mas denso. Por la forma de la figura podemos darnos cuenta que hay mas energía asociada con las frecuencias bajas que con las altas. Es interesante también observar que si la duración del pulso disminuye la envolvente se alarga y viceversa.

Nos encontramos ahora, con que no solo tenemos una herramienta para poder analizar el comportamiento de un sistema lineal, al ser excitado con una señal periódica, mediante la suma de las respuestas de sus componentes armónicos; sino que tenemos la manera de representar esas señales en el dominio de la frecuencia y obtener a partir de ella, información valiosa acerca de dicha señal.

3.

Diseño

El capítulo de diseño se divide en dos partes, en la primera de ellas, que se llama "Solución al problema" se analiza como lograr que el eje horizontal del dispositivo trazador represente frecuencia. Asimismo esta primera parte resulta una explicación del funcionamiento de los analizadores de espectros de barrido.

En la segunda parte, que es "Diseño de los sistemas electrónicos", se trata el diseño de cada uno de los sistemas descritos en la primera parte.

3.1 Solución al problema.

El problema central, que se plantea es el de hacer un sistema capaz de analizar señales eléctricas graficando su amplitud contra su frecuencia.

Haciendo pasar la señal a través de un filtro pasabanda de alta Q podríamos conocer la amplitud de sus componentes en la banda de paso de dicho filtro.

Construyendo una serie de filtros de bandas de paso estrechas con distintas frecuencias centrales podríamos muestrear varias componentes armónicas de la señal.

Un método que evita la construcción de muchos filtros consiste en mezclar la señal que se pretende analizar con una señal senoidal que varía linealmente en el tiempo entre un determinado rango de frecuencias. Este procedimiento hace posible obtener una señal cuya amplitud es proporcional a la amplitud de la señal de entrada y cuya frecuencia es la suma de la frecuencia de la señal de entrada y la frecuencia instantánea de la señal con que se mezcla.

Consideremos un filtro pasabanda con frecuencia central f_0 ; una señal senoidal que crece en el tiempo cuya expresión sea

$$V_c \sin \omega_c t \quad (3.1.1)$$

siendo

$$\omega_c t = 2\pi f_c t$$

y una señal de entrada representada por medio de su serie de Fourier

$$v_m = a_m + a_1 \cos \omega_m t + a_2 \cos 2\omega_m t + \dots + b_1 \cos \omega_m t + b_2 \cos \omega_m t + \dots \quad (3.1.2)$$

siendo

$$\omega_m = 2\pi f_m$$

Si la frecuencia de mezcla f_c tiene un valor máximo f_0 , para el instante cuando llegue a ella, el filtro será sensible a la componente continua de la señal; cuando la frecuencia f_c tome el valor de $f_0 - f_m$, el filtro será sensible a la primera armónica y así sucesivamente como se muestra en la figura 3.1.1

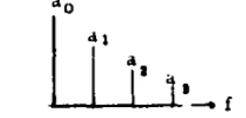
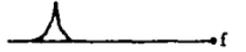
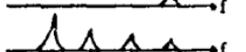
Espectro de frecuencias de la señal v_m	Señal de mezcla	Frecuencia de la señal f_m para la que es accesible la banda de paso del filtro $f_o - f_c$
		
	$f_c = f_o$	0
	$f_c = f_o - f_m$	f_m
	$f_c = f_o - 2f_m$	$2f_m$
	$f_c = f_o - 3f_m$	$3f_m$
Resultado final después de un barrido		

Figura 3.1.1

Manipulación de la señal para crear el efecto de un filtro variable en frecuencia.

Para mezclar la señal tal como se desea se puede usar un sistema multiplicador. Volvamos a nuestro ejemplo y multipliquemos la señal de entrada v_m por la señal $V_c \text{ sen } \omega_c t$

$$\begin{aligned}
 v_m \cdot V_c \text{ sen } \omega_c t &= (a_0 + a_1 \cos \omega_m t + a_2 \cos 2\omega_m t + \dots \\
 &\quad + b_1 \text{ sen } \omega_m t + b_2 \text{ sen } 2\omega_m t + \dots) (V_c \text{ sen } \omega_c t) \\
 &= V_c a_0 \text{ sen } \omega_c t + \frac{V_c a_1}{2} [\text{sen}(\omega_m - \omega_c)t + \text{sen}(\omega_m + \omega_c)t] \\
 &\quad + \frac{V_c a_2}{2} [\text{sen}(2\omega_m - \omega_c)t + \text{sen}(2\omega_m + \omega_c)t] \\
 &\quad + \dots \\
 &\quad + \frac{V_c b_1}{2} [\cos(\omega_m - \omega_c)t - \cos(\omega_m + \omega_c)t] \\
 &\quad + \frac{V_c b_2}{2} [\cos(2\omega_m - \omega_c)t - \cos(2\omega_m + \omega_c)t] \\
 &\quad + \dots
 \end{aligned} \tag{3.1.3}$$

en donde tendremos términos en las siguientes frecuencias

$$f_m - f_c, f_m + f_c$$

$$2f_m - f_c, 2f_m + f_c$$

.....

$$nf_m - f_c, nf_m + f_c$$

por lo que se hace evidente que por el filtro pasan aquellas armónicas que, combinadas por medio de la suma o la diferencia con la señal de barrido, tengan la frecuencia f_0 .

Para poder seleccionar correctamente las frecuencias extremas de la señal de mezcla que se usa para obtener el barrido, así como el punto donde se debe colocar el filtro, hay que analizar algunas opciones.

Supongamos que la señal que se va a analizar es senoidal y que se hacen las siguientes selecciones.

Selección # 1

Frecuencia central del filtro : 100 Hz

Barrido de la frecuencia de mezcla f_c : 1kHz-10kHz



Figura 3.1.2 . Zonas en el eje de frecuencia que son accesibles a pasar por el filtro según la selección #1

En la figura 3.1.2 se tienen los resultados de la selección. Cualquier punto de las dos zonas que se destacan en esa figura es accesible al filtro de 100Hz una vez en cada barrido. Evidentemente los puntos de la zona de intersección son accesibles al filtro dos veces en cada barrido con una separación de 200 Hz. Por ejemplo, una señal de 5kHz sería accesible al filtro cuando la señal de mezcla f_c tuviera el valor de 4.9kHz e igualmente cuando fuera de 5.1kHz. Por lo que una de ellas se convertiría en indeseable. Figura 3.1.3

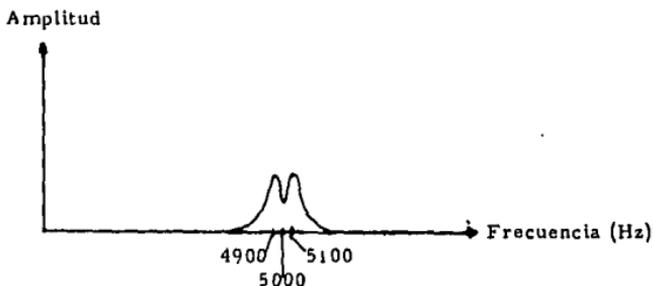


Figura 3.1.3. Respuesta del filtro para el ejemplo.

Selección #2

Frecuencia central del filtro 9kHz
Barrido de la frecuencia de mezcla f_c : 1kHz-10kHz.

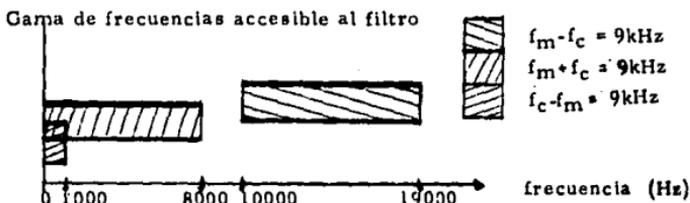


Figura 3.1.4. Zonas en el eje de frecuencia que son accesibles a pasar por el filtro según la selección #2

En la figura 3.1.4 se muestra el caso en que $f_c \min > f_o > f_c \max$. Aquí se observan tres zonas. Dos de ellas tienen una parte superpuesta que indica que en un mismo barrido pasan por el filtro dos veces (como en el primer caso), pero aquí, este hecho puede simular la parte negativa del eje de frecuencias. Este efecto, debido a que el multiplicador viene siendo un modulador de amplitud con portadora recortada, reproduce todas las componentes en frecuencia del lado opuesto al punto que representa la frecuencia 0 tal como si se tratara de un espejo.

Así por ejemplo, si se está analizando una señal senoidal de 500Hz, en el punto donde la señal de barrido sea 850Hz. La señal multiplicada pasará ya que $f_c + f_m = 9\text{kHz}$. Cuando el barrido pasa por 9kHz la componente continua, de existir, sería accesible al filtro, este punto representa la frecuencia $f_m = 0$. Cuando el barrido llega a 9500Hz nuevamente la señal pasará por el filtro debido al término $f_c - f_m$ que resulta otra vez 9kHz. Esta armónica aparece en un punto 500Hz más negativo que el punto que corresponde a 0 Hz. Lo anterior se representa en la figura 3.1.5

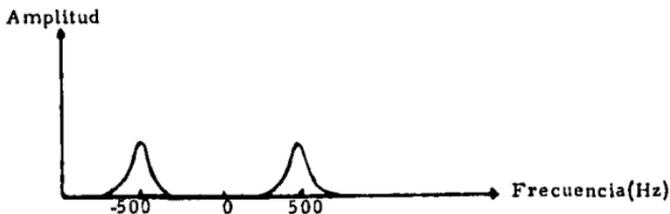


Figura 3.1.5. Respuesta del filtro para las condiciones del ejemplo.

En lo que respecta a la tercera zona, se puede decir que solamente es accesible a el filtro una sola vez en cada barrido.

Selección # 3

Frecuencia central del filtro: 10kHz

Frecuencia de la señal de mezcla :5kHz-10kHz

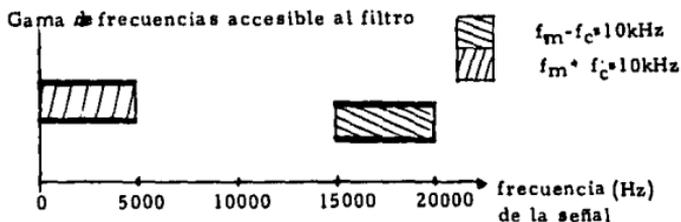


Figura 3.1.6. Zonas en el eje de frecuencias que son accesibles a pasar por el filtro según la selección # 3

En la figura 3.1.6 se representan los resultados de la selección # 3. En este caso $f_0 > f_{\text{max}}$, se tienen dos zonas en las que el paso por el filtro es accesible solamente una vez en cada barrido.

De lo anteriormente expuesto podemos formarnos una idea del modo en que se debe efectuar el barrido.

En un primer diseño se podría escoger analizar los primeros 20kHz del espectro de frecuencias. Una selección así nos daría información significativa acerca de señales de pocos kHz. (en una señal de 5kHz se reconocerían los primeros cuatro componentes armónicos). Un sistema como el que se propone podría tener el filtro detector a una frecuencia de 40kHz y la señal de mezcla podría ser de 20kHz a 40kHz. Este diseño manejaría señales de baja frecuencia y su construcción podría hacerse usando filtros activos con amplificadores operacionales. En el sistema se debería incluir un filtro pasabajos que impidiera el paso a la zona accesible al filtro que empieza en 60kHz. Figura 3.1.7

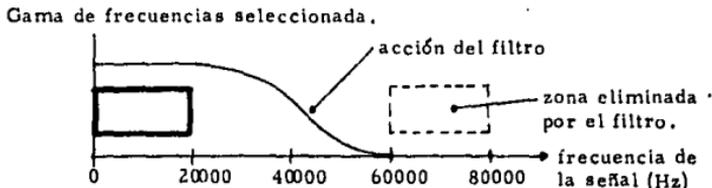


Figura 3.1.7. Gama de frecuencias propuesta.

En un diseño un poco más sofisticado se podría seleccionar el filtro detector con una frecuencia central de 150kHz y tener una señal de mezcla cuya diferencia entre sus valores extremos fuera 50kHz. Usando un selector para variar el valor extremo de la señal de mezcla se podría analizar el rango de 0 a 150kHz de la señal de entrada. Figura 3.1.8

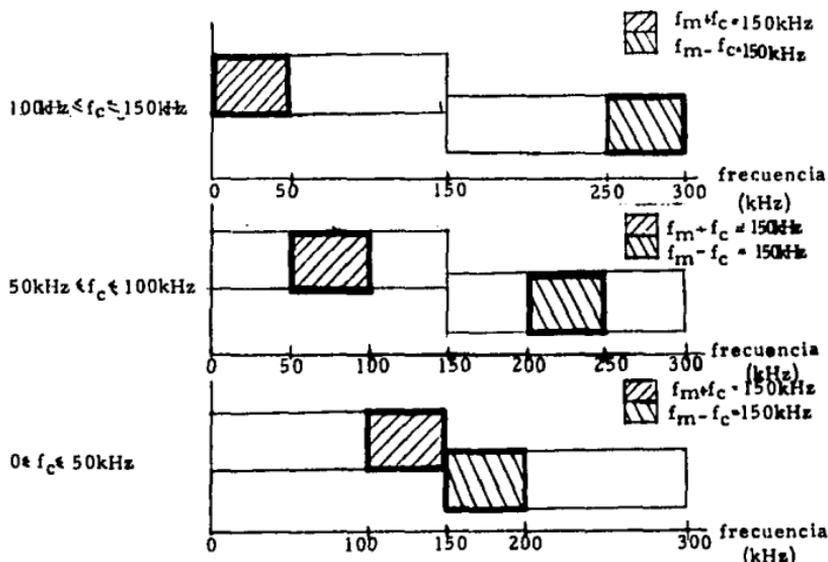


Figura 3.1.8 Análisis de una zona de 150kHz con una ventana de 50kHz.

En este trabajo se analizará el diseño y la construcción del primer sistema propuesto.

El siguiente punto importante a seguir es la selección de nuestro filtro pasabanda. Sin embargo, hay que hacer otro análisis.

Supongamos que construimos un filtro pasa banda cuya frecuencia central es de 40kHz y tiene un factor de calidad Q de 20. Este filtro tendría un ancho de banda de

$$AB = \frac{f_0}{Q} = \frac{40\text{kHz}}{20} = 2\text{kHz}$$

Si analizáramos una señal senoidal de 10kHz de frecuencia usando este filtro en nuestro sistema tendríamos, tomando en cuenta los tres primeros decibeles de atenuación, una zona de detección como la que se muestra en la figura 3.1.9

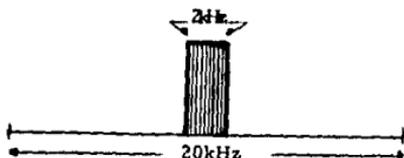


Figura 3.1.9. Relación entre el ancho de detección y la banda de la señal de mezcla.

Si nuestro filtro tuviera una frecuencia central de 20kHz, para esa misma Q se tendría

$$AB: \frac{f_0}{Q} = \frac{20\text{kHz}}{20} = 1\text{kHz}$$

que se muestra nuevamente en la figura 3.1.10.

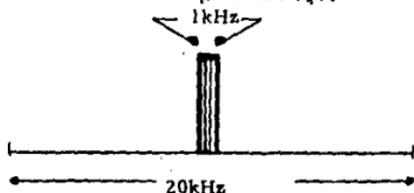


Figura 3.1.10. Relación entre el ancho de detección del filtro y el ancho de banda de la señal de mezcla (segundo caso).

En el primer caso se tiene que la banda de detección representa un 10% del ancho de la banda de barrido de la señal de mezcla; en el segundo solo el 5%.

De lo anterior se puede entender que sería más selectivo construir un filtro aún de más baja frecuencia. Sin embargo es necesario que la frecuencia central de nuestro filtro sea de 40kHz debido a la selección previamente hecha.

Una solución alternativa que hace posible introducir las ventajas que proporciona un filtro de menor frecuencia consiste en multiplicar la señal de salida del primer filtro por una señal de frecuencia f_d tal que

$$|f_0 - f_d| = f_0' \quad (3.1.4)$$

en donde f_0' es la frecuencia central del segundo filtro (de mas baja frecuencia). Asi, si analizamos una señal senoidal de f_m Hz de frecuencia tendrá al momento de llegar al segundo filtro, componentes a las frecuencias de

$$(f_m + f_c) - f_d \quad (3.1.5)$$

y

$$f_d + (f_m + f_c) \quad (3.1.6)$$

la selección a la que nos referimos es

$$f_0' < f_0 \quad (3.1.7)$$

Sin embargo tenemos que son accesibles tanto

$$(f_m + f_c) - f_d \quad (3.1.8)$$

como

$$f_d + (f_m + f_c) \quad (3.1.9)$$

Para analizar este último punto consideremos que f_0' es de una frecuencia de 6kHz. La señal f_d sería entonces de 34kHz ya que $40 - 34 = 6$. Ahora, si analizamos una señal de 3kHz nos encontraremos que esta será accesible para el primer y segundo filtro cuando la frecuencia de mezcla tenga un valor de 37kHz:

$$(37\text{kHz} + 3\text{kHz}) - 34\text{kHz} = 6\text{kHz} .$$

Sin embargo, cuando la frecuencia de mezcla f_c tenga un valor de 25kHz volverá a ser accesible al segundo filtro ya que

$$-(25\text{kHz} + 3\text{kHz}) + 34\text{kHz} = 6\text{kHz} .$$

El motivo es que la frecuencia de

$$(25\text{kHz} + 3\text{kHz}) = 28\text{kHz}$$

no es eliminada totalmente por el primer filtro, por lo que tendremos a la salida del segundo una señal indeseable.

Se comprueba que para evitar este efecto se tiene que seleccionar un valor mínimo de 10kHz para el segundo filtro.

Al tener un generador independiente para la frecuencia f_d podemos sintonizar ambos filtros con gran exactitud. Esta es la razón por la que se fija el valor del segundo generador alrededor de 50kHz y se le provee de un ajuste.

Una vez acabado el proceso de filtrado se somete a la señal a un rectificador y a un filtro pasabajos. El objeto del primero es el de obtener una referencia fija para comparar la amplitud de los armónicos. El filtro pasabajos se usa como detector de envoltura ya que, es esta la que usamos como detector de amplitud.

De lo anterior se sabe que se requieren circuitos osciladores, generadores de barrido, mezcladores de filtrado y rectificadores.

Finalmente una señal senoidal de frecuencia f_m tendrá una representación en el dominio de la frecuencia después de ser manipulada, como hemos indicado y que en resumen se ilustra en la figura 3.1.11

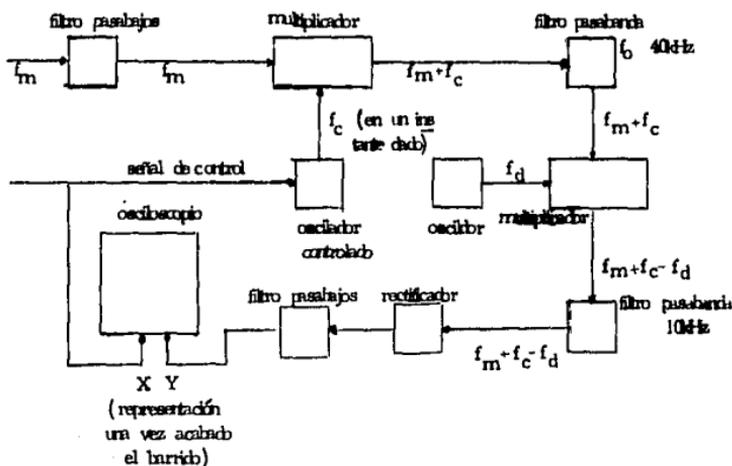


Figura 3.1.11
Representación del sistema, así como las manipulaciones de la frecuencia de la señal.

3.2 Diseño de los sistemas electrónicos.

3.2.1 Generación de la señal de barrido.

Hay muchas configuraciones que nos permiten generar una señal de diente de sierra. Entre ellas hemos escogido la que se muestra en la figura 3.2.1 y que se basa en el circuito integrado oscilador controlado por tensión LM566*. Este circuito ofrece como algunas de sus ventajas el tener espacio reducido, calidad en la señal de salida, control sobre el periodo y compensación térmica.

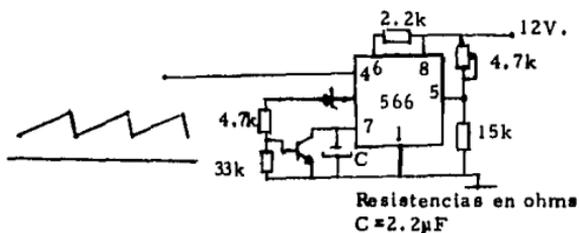


Figura 3.2.1
Generador de diente de sierra

En esta configuración se puede ver que se utiliza tanto la salida triangular (pata 4) como la cuadrada (pata 3). Estas salidas se muestran a continuación para una configuración de oscilador. (figura 3.2.2)



Figura 3.2.2
Salidas 3 y 4 del LM566

Como la onda triangular se genera al cargar y descargar mediante una fuente de corriente el capacitor C, podemos generar una señal de diente de sierra por medio de una descarga externa del capacitor. Esto se puede lograr usando un transistor que este controlado por la salida de la pata 3

*En la sección A.1.1 se analiza este circuito integrado.

La señal de onda cuadrada de la pata 3 lleva un nivel de tensión continua por lo que se hace necesario usar un diodo zener de un valor mayor al de ese nivel para poder situar al transistor en la región de corte.

Los niveles de tensión de nuestro diseño se muestran a continuación (Figura 3.2.3)

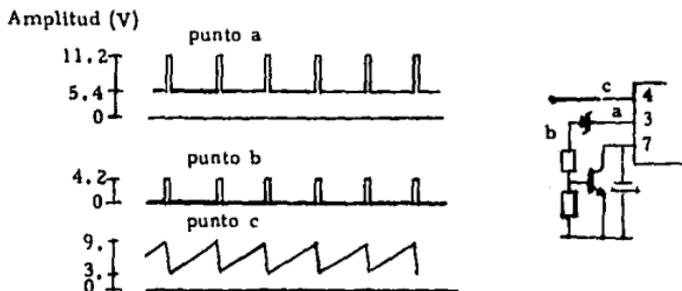
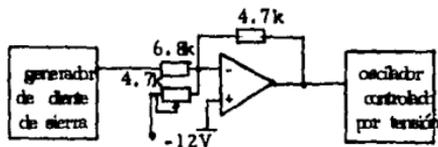


Figura 3.2.3
Niveles y forma de onda

La señal de barrido de diente de sierra se amplifica y se usa para barrer con ella el horizontal del osciloscopio y el control de frecuencia del oscilador controlado por tensión que genera la señal de mezcla. Para esta segunda tarea, por medio de un sumador, se le añade a la señal una tensión continua de manera que se pueda ajustar exactamente el rango de frecuencias en el oscilador. (Figura 3.2.4)



Resistencias en ohms.

Figura 3.2.4
Sumador de tensión

3.2.2 Generación de las señales de mezclado.

El segundo circuito integrado oscilador controlado por tensión funciona como generador de la señal de mezcla. La señal de barrido lo conducirá de 40kHz a 20kHz.

Primeramente se debe tomar en cuenta que la tensión de control debe estar en el rango de

$$9V. \leq V_c \leq 12V.$$

según la ecuación A.1.26.

Para obtener valores dentro de este rango se seleccionan los elementos externos que se muestran en la siguiente figura. (Figura 3.2.5)

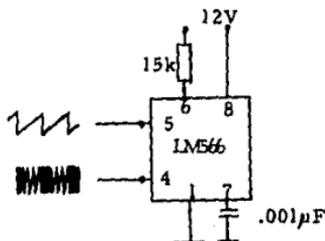


Figura 3.2.5
Círculo oscilador controlado por
tensión. Frecuencia: de 40kHz-20kHz.

Con esta configuración se obtiene

$$40\text{kHz para } V_c = 9.12V.$$

$$20\text{kHz para } V_c = 10.56V.$$

Para obtener la amplitud adecuada en la entrada de el multiplicador se usa un divisor de tensión.

Para el tercer circuito integrado oscilador controlado por tensión se necesita una frecuencia que se pueda sintonizar exactamente a la diferencia entre la frecuencia central del primer filtro y la del segundo. Por lo anterior se tiene

$$f_d - f_0 = f_0' ; f_d = 50\text{kHz}.$$

El siguiente diagrama muestra un circuito que satisface los requerimientos anteriores.

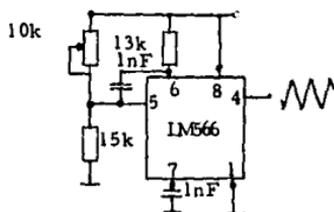


Figura 3 2. 6
Oscilador controlado por tensión.
Frecuencia de salida 30kHz

3.2.3 Mezclado.

En el procedimiento de mezclado se usó el circuito integrado LM1496, el cual genera una salida proporcional al producto de las señales de entrada. Por esto se le conoce como circuito multiplicador. Las ventajas de este circuito son, entre otras, el ser fácil de adquirir, el tener un costo relativamente bajo y el tener estabilización térmica. *

Los elementos externos que requiere el circuito para su funcionamiento se muestran a continuación (figura 3.2.7).

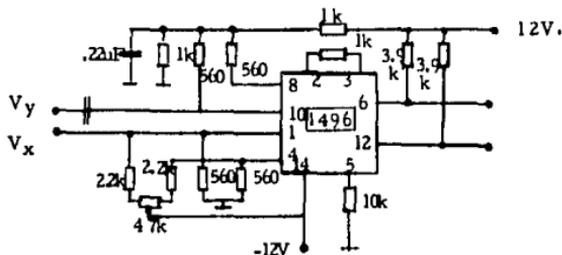


Figura 3.2.7 Circuito integrado LM1496 polarizado.

En la figura se distinguen los circuitos de polarización de las entradas, una resistencia que fija el valor de las fuentes de corriente y las resistencias de carga en la salida.

Se selecciona la entrada V_y para introducir la señal de mezcla y la entrada V_x para la señal principal (a la que se le va a mezclar la otra señal). La entrada V_y tiene limitaciones en lo que se refiere a la amplitud que puede recibir; si la señal que se destina a esa entrada no es muy pequeña (menor a 26mV) no tendrá el sistema un comportamiento lineal**

En el problema de diseños encontramos con que hemos destinado para V_y una señal de forma de onda triangular y de una magnitud considerable. Esto acarrea pérdida de linealidad y armónicas que no fueron consideradas en la sección 3.1 (donde se suponía que la señal de mezcla sería senoidal. Sin embargo, considerando este último punto, las segundas armónicas que se generan aparecen en las frecuencias de 3 μ m (por existir simetría de media onda), por lo que el barrido de la señal de mezcla

*El análisis de este circuito se presenta en la sección A.1.2

**El comportamiento lineal se trata en esa misma sección

desde $f_c = 20\text{kHz}$ hasta $f_c = 40\text{kHz}$, generará segundas frecuencias de 60kHz a 120kHz . Estas no pueden tener acceso al filtro de 40kHz si evitamos que existan armónicas mayores de 20kHz en la entrada V_x .

Volviendo al problema del nivel de entrada, tenemos que el precio de utilizar una señal de poca amplitud para conservar la linealidad sería de una relación señal ruido considerable. Este nivel de la señal no permitiría definirla fuertemente por encima del ruido. Los efectos por alimentar el mezclador con una señal considerable se muestran a continuación (figura 3.2.8).

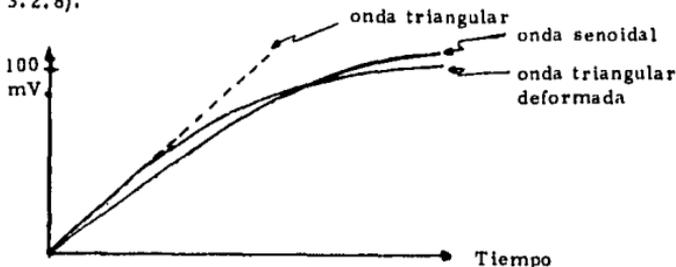


Figura 3.2.8. Comparación entre la señal deformada y una señal senoidal.

Como puede observarse, la respuesta no lineal del dispositivo al ser excitada con una señal triangular es una curva más "suave", es decir, el cambio de pendiente no es abrupto, cosa que disminuye la cantidad de armónicas de la señal. Por otra parte observamos que tiene simetría de media onda, por lo que la discusión anterior sigue siendo válida en este caso. Esta opción fue la elegida por proporcionar una relación señal ruido más apropiada.

3.2.4 : Proceso de filtrado

El paso que sigue la mezcla de la señal con la señal de barrido es el filtrado.

El filtro es precisamente quien hace el análisis en frecuencia de la señal. Cuando entre las señales que lo excitan se halla alguna cuya frecuencia está en los alrededores de f_0 (frecuencia central del filtro), este responde con una señal de una magnitud relativamente grande. La respuesta deseable para el filtro se muestra en la figura 3.2.9

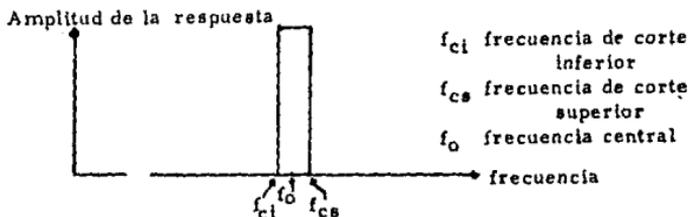


Figura 3.2.9
Respuesta ideal del filtro

Para la realización de un circuito que tenga una respuesta parecida se necesitan varios filtros en cascada configurando un filtro polinomial o de Cauer.

Específicamente para nuestras aplicaciones puede resultar una solución alternativa el usar un filtro de factor de selectividad (Q) alta y bajo orden como se presenta en la figura 3.2.10

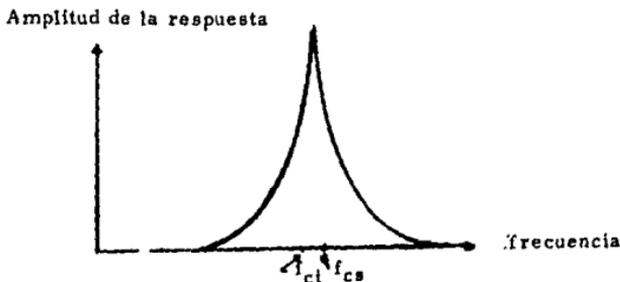


Figura 3.2.10
Respuesta de un filtro de Q alta y bajo orden.

Las respuestas de los filtros que se muestran en las figuras 3.2.9. y 3.2.10 representan el comportamiento teórico de los filtros, sin embargo si se les excita con una señal de frecuencia variable su comportamiento puede depender de que tan rápido sea esa variación. Consideremos los filtros que se muestran en las figuras 3.2.11 y 3.2.12 que para una frecuencia de 10kHz responden con una señal de magnitud M .

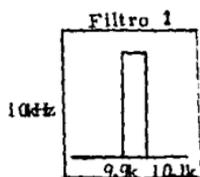


Figura 3.2.11



Figura 3.2.12

Si los excitamos con una señal cuya frecuencia se barre de 9.9kHz a 10.1 kHz en un tiempo de 100 μ seg. se tendría la figura 3.2.13a y b; y con el mismo barrido pero en 10 μ seg se tendría la figura 3.2.13c.

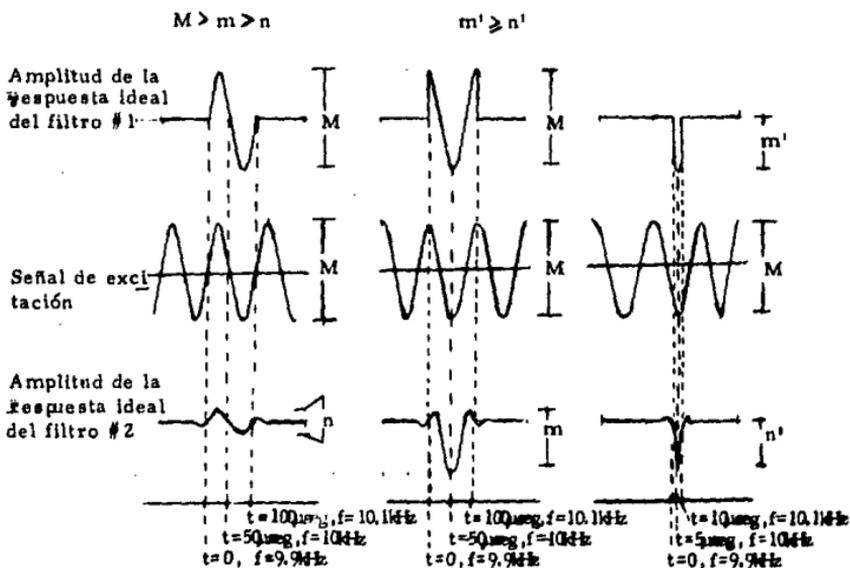


Figura 3.2.13 .Comportamiento de los filtros a una excitación variante en el tiempo.

De lo anterior se puede observar que en ambos casos la velocidad de barrido está restringida (principalmente en el segundo) para obtener una amplitud de respuesta determinada. En el segundo filtro se comprueba que la amplitud es inversamente proporcional a la velocidad de barrido. (Figura 3.1.14)

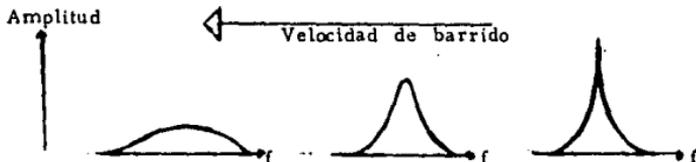


Figura 3.2.14
Amplitud de la respuesta en función de la velocidad de barrido

El problema de la amplitud en el filtro simple de alta Q se presenta en contra del problema de lo complicado de la construcción en un filtro de banda de paso plana corte abrupto y Q de cierta consideración. Para este diseño se escogió el filtro simple.

Entre los filtros activos de segundo orden existe uno caracterizado por que se puede obtener alta Q con relativa facilidad. Se trata del convertidor de impedancia negativa.

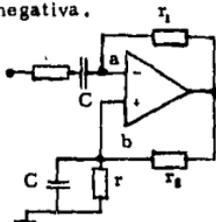


Figura 3.2.15
Convertidor de impedancia negativa

Se analiza la acción del amplificador operacional como inversor de corriente usando los conceptos de este dispositivo idealizado. Al no fluir corriente en las terminales de entrada, forzosamente

$$\frac{e_a - e_o}{R_1} = I_a \quad (3.2.1)$$

y

$$\frac{e_b - e_o}{r_g} = I_b \quad (3.2.2)$$

La retroalimentación fuerza a las tensiones de las terminales a igualarse

$$e_a = e_b$$

lo que hace

$$e_a = e_o + I_a r_1 \quad (3.2.3)$$

$$e_b = e_o + I_b r_g \quad (3.2.4)$$

al ser e_a y e_b iguales, se tiene

$$I_a r_1 = I_b r_g \quad (3.2.5)$$

$$I_b = \frac{r_1}{r_g} I_a \quad (3.2.6)$$

colocándose una impedancia Z_b entre la terminal b y tierra entonces

$$e_b = -I_b Z_b \quad (3.2.7)$$

$$\frac{e_b}{I_a} = \frac{e_a}{I_b} = -\frac{I_b Z_b}{I_a} = -\frac{r_1}{r_g} Z_b \quad (3.2.8)$$

de donde la impedancia medida entre el punto a y tierra es $\frac{r_1}{r_g}$ veces el negativo de la impedancia colocada entre el punto b y tierra.

La función de transferencia del filtro es

$$\frac{V_s}{V_e}(s) = \frac{\frac{r_1}{r_g} + \frac{1}{rC}s}{s^2 + s\left(\frac{2}{rC} - \frac{r_1}{r_1 r C}\right) + \frac{1}{C^2 r^2}} \quad (3.2.9)$$

que puede ser escrita en términos de los parámetros del circuito como

$$A_0 = \frac{\frac{r_1}{r_g}}{2 - \frac{r_1}{r_g}} \quad b_1 \frac{1}{Q} = 2 - \frac{r_1}{r_g} \quad (3.2.10), (3.2.11)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{rC} \quad (3.2.12)$$

Como la modificación de la relación $\frac{r_f}{r_e}$ modifica la Q sin alterar la frecuencia central del filtro se tiene un ajuste sencillo de esta característica.

Graficando la respuesta del filtro para una excitación senoidal para varios valores de la relación se obtiene la figura 3.2.16

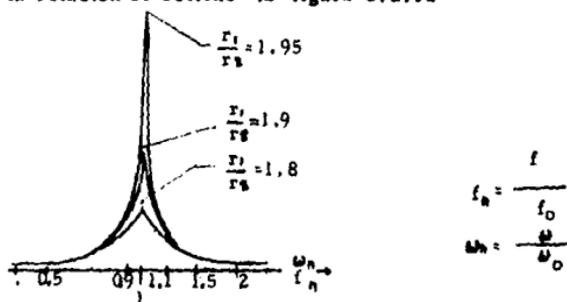


Figura 3.2.16
Respuesta del filtro para valores de $\frac{r_f}{r_e}$ distintos

Se puede observar que la curva es prácticamente la misma hasta las proximidades de las frecuencias $1.4 f_0$ y $0.7 f_0$.

Los filtros usados en el diseño se muestran en la figura 3.2.17

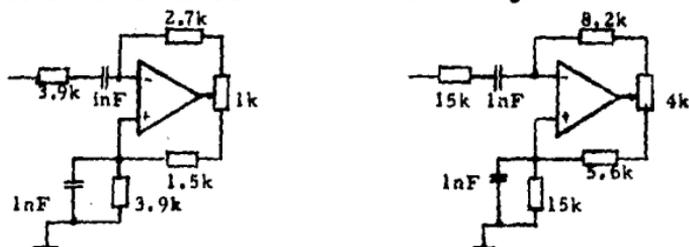


Figura 3.2.17
Filtros con $f_0 = 40\text{kHz}$ y $f_0 = 10\text{kHz}$

Se comprueba que el filtro tiene una respuesta adecuada cuando el barrido tiene un periodo de 60 mseg.

Debido a la impedancia de salida, se hace necesario un amplificador para poder disponer de la señal filtrada.

En el diseño del filtro pasabajo, que se requiere en la entrada se toma en consideración que la región de paso debe ser lo mas plana posible y que la pendiente de corte debe ser lo mas pronunciada posible (esto último, de la discusión de la sección 3.2.3 acerca de las armónicas indeseables que se generan en el circuito multiplicador). Un filtro adecuado a estas restricciones lo encontramos en un Butterworth de orden 9.

El circuito que se usó en el diseño se muestra a continuación. (Figura 3.2.18)

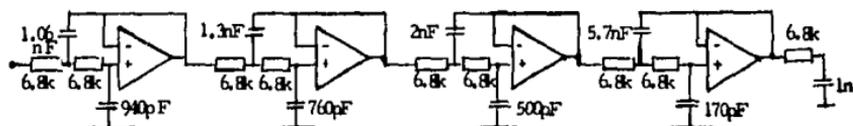


Figura 3.2.18
Filtro Butterworth pasa bajo

3.2.5 Promediadores

Una vez que la señal ha pasado por el segundo filtro nos encontramos que su amplitud, en cada punto del eje horizontal (que en este momento ya está representando el eje de frecuencias), es proporcional a la amplitud de las componentes armónicas de la señal que está siendo analizada. (figura 3.2.19)

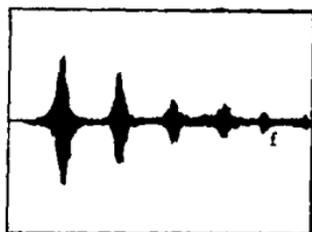


Figura 3.2.19
Salida del segundo filtro

Sin embargo sería mucho mejor, para efectos de representación, tener el promedio de la señal. Esto se puede lograr mediante el empleo de un circuito rectificador. Con un circuito rectificador convencional se pueden tratar señales cuya tensión sea mayor de 0.7 V, aproximadamente. En nuestro caso se utilizará el circuito que se presenta en la figura 3.2.20 que permite rectificar señales desde el orden de microvolts.

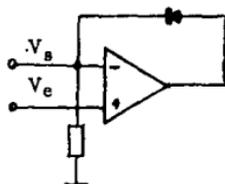


Figura 3.2.20
Rectificador

La señal a la salida de este circuito se muestra en la figura 3.2.21

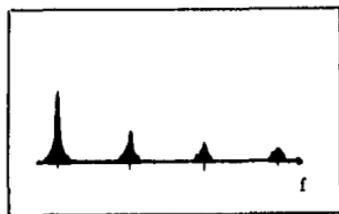


Figura
Salida del rectificador 3.2.21

Al ser la magnitud de la envolvente en cada punto el objeto de nuestro interés, lo detectamos por medio de un filtro pasabajo como el que se muestra a continuación (figura 3.2.22)

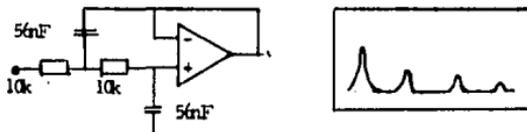


Figura 3.2.22
Salida del detector de envolvente

La frecuencia de corte se sitúa en 284 Hz. El período correspondiente, 3.5mseg es pequeño en comparación al que tiene el barrido y grande en comparación de cualquiera de las frecuencias que encierra la envolvente.

En el diagrama 3.2.1 se muestran los sistemas descritos en esta sección.

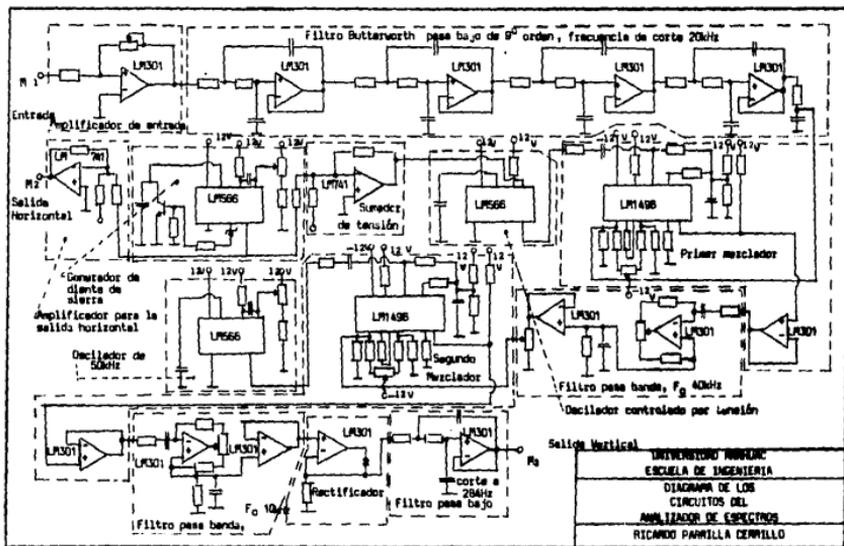


Diagrama 3.2.1

4.

Especificaciones

4.1 Especificaciones de un analizador de espectros.

A continuación mencionaremos algunas de las principales especificaciones de un analizador de espectros.

Rango de medición.

Rango de frecuencia que puede ser analizado. En algunos casos en el dispositivo trazador solo se representa una parte de este rango .

Rango de monitor.

Rango de frecuencias que se muestra en un momento dado. Este punto depende del rango de barrido de la señal que se mezcla con la señal que se analiza , Como ejemplo de este punto podemos mencionar el segundo diseño sugerido en la sección 3.1 en el que el rango de medición era de 150 kHz y el rango de monitor de 50kHz. En dispositivos de este tipo se cuenta con un selector que permite colocar en la zona deseada el rango de monitor. (Figura 4.1.1)

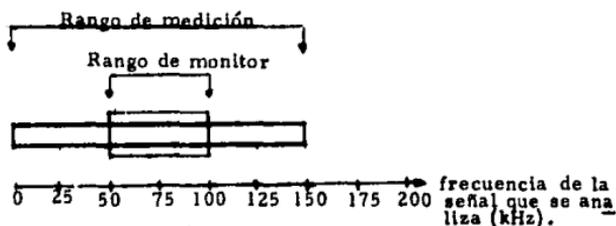


Figura 4.1.1. Rango de medición y de monitor

Exactitud de frecuencia

Diferencia entre la frecuencia real y la representada por el aparato, figura 4.1.2

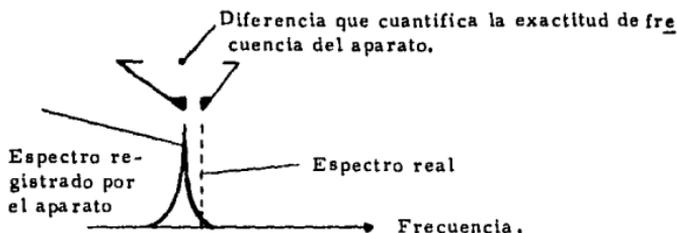


Figura 4.1.2 Cuantificación de la exactitud de frecuencia.

Sensibilidad.

Amplitud mínima de entrada que puede distinguir el aparato. Esta característica está muy relacionada con el nivel de ruido; éste oculta a la señal cuando se hace suficientemente pequeña. Este es el motivo por el que la selectividad se especifica en términos de la relación señal a ruido, señalando cual es la amplitud mínima de la entrada para que la señal de salida tenga una relación señal ruido por encima de determinado valor.

Resolución

Capacidad para distinguir frecuencias cercanas. Este punto depende de la selectividad del filtro. Si dos señales se encuentran (debido a su proximidad) en el ancho de banda del filtro no podrán ser distinguidas. Si existe una diferencia considerable entre la amplitud de las señales esto se hace más crítico. (Figura 4.1.3)

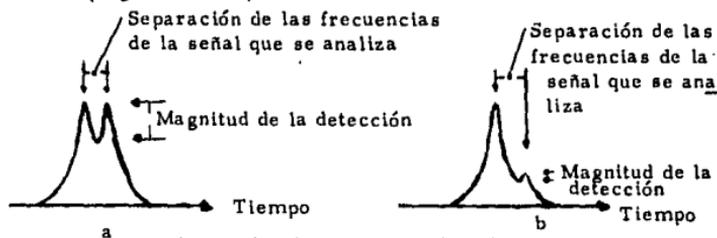


Figura 4.1.3. Respuestas del filtro de detección al ser excitado por señales de frecuencia variable en el tiempo y con espectros de frecuencia:
a) de igual magnitud, b) de magnitudes con gran diferencia

Respuesta en frecuencia

Variación de la amplitud de la salida del aparato para entradas iguales en amplitud y diferentes en frecuencia. En la respuesta total del sistema intervienen las respuestas de cada uno de los circuitos que lo componen.

Nivel máximo de entrada.

Amplitud máxima de la señal de entrada para evitar distorsión o para evitar dañar el aparato.

Ancho de banda del filtro.

Ancho de banda del filtro detector de mas baja frecuencia. A este filtro también nos hemos referido en el punto de resolución.

Velocidad de barrido.

Velocidad con la que se varía la frecuencia de la señal de mezcla. Esta velocidad también se refiere a la velocidad con la que se controla el eje que representa frecuencia en el dispositivo trazador. Se puede especificar en este punto el periodo de barrido.

Otras especificaciones.

Especificaciones mas generales que también son importantes de señalar en este tipo de aparatos son: impedancia de entrada, impedancia de salida, y consumo de energía.

4.2 Especificaciones del prototipo.

A continuación se dan los resultados de algunas pruebas a las que se sometió el sistema desarrollado en esta tesis para especificar sus características.

El instrumento trazador que se usó fue un osciloscopio Techtronix 2445 comandando el eje horizontal y vertical con nuestro sistema.

Con objeto de calibrar el sistema en conjunto, se analizó una señal de 2kHz de frecuencia, 1Vrms de amplitud y de forma de onda cuadrada haciendo coincidir las divisiones de la pantalla del osciloscopio con los puntos que representaban las frecuencias de las armónicas de la señal, que dando la pantalla dividida en 10, cada división de 2kHz. Como nuestro rango de monitor es fijo, en esta única pantalla queda comprendida toda la gama de mediciones del aparato.

La señal de calibración fue suministrada por un generador H.P. 8116A.

Rango de medición

18kHz

El rango de medición es cortado por el filtro pasabajos que se menciona en la sección 3.1 y que se muestra en la figura 3.1.7

Rango de monitor

20kHz

El rango de monitor es en general menor el de medición y además es variable. En nuestro caso, al usar un osciloscopio como graficador, nos es de mucha utilidad usar las divisiones de la pantalla como referencia y al hacer estas divisiones de 2kHz (lo que implica que se representarían 20kHz en el total de la pantalla) resulta muy práctico. A partir de los 18kHz encontramos que el trazado que se nos muestra no es susceptible de proporcionar información.

Exactitud de frecuencia

100Hz

Analizando señales senoidales a diferentes frecuencias evaluamos la exactitud de frecuencia en 100Hz, esto representa el 0,55% del rango de medición. Para suministrar la señal y la referencia de frecuencia se usó un generador H.P. 8116A.

Error en la medición de amplitud.

10%.

Se distinguen errores debidos a la no linealidad de la respuesta en frecuencia del sistema (que se tratará posteriormente) y a la no linealidad de la respuesta en amplitud (a la que nos referimos en este punto).

Suministrando al sistema una señal senoidal de 2kHz de frecuencia y de 1V. de amplitud máxima, se calibra la señal de salida del sistema. Una vez calibrado, se disminuyó la amplitud de la señal hasta 100mV de amplitud máxima, en este punto se evaluó el error como del 10%.

Se evaluó también el error de amplitud relacionado con la forma de onda. Para una señal de forma de onda cuadrada de 1V. de amplitud máxima y 2kHz de frecuencia se evaluó un error de 6% entre la amplitud mostrada para el primer armónico y su valor real.

Sensibilidad

100mV.

Se evaluó una relación señal ruido mayor de 5 para señales senoidales mayores a 100mV de amplitud máxima.

Resolución

500Hz

Analizando dos señales senoidales de 1V de amplitud máxima con frecuencias de 10kHz y 10.5kHz se obtuvo un nivel de separación de -3dB. Figura 4.2.1.

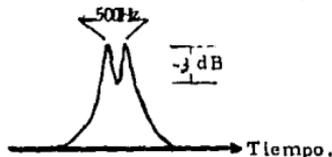


Figura 4.2.1. Especificación de la resolución para señales de amplitudes iguales.

Analizando dos señales senoidales con las mismas frecuencias que en el caso anterior pero de amplitudes de 1V y 200mV. (amplitud máxima) se evaluó un nivel de separación (entre los armónicos) de -10 dB. Figura 4.2.2

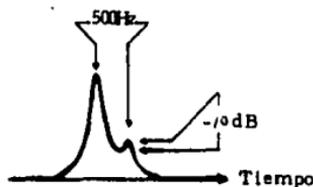


Figura 4.2.2. Especificación de la resolución para señales de amplitudes diferentes.

Respuesta en frecuencia

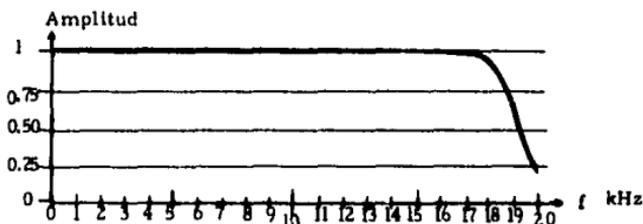


Figura 4.2.3. Curva de respuesta en frecuencia. La curva de respuesta en frecuencia se evaluó con el análisis de una señal senoidal de 1V de amplitud máxima

Nivel máximo de entrada

1.4V. de amplitud máxima

A partir de este valor se presenta un efecto de saturación que causa una medición incorrecta, sin embargo al disminuir la amplitud mediante el selector S3 (la medición se hace con este selector en la posición de amplitud máxima) la capacidad se aumenta hasta 12V. de amplitud máxima.

Ancho de banda del filtro

300kHz

Evaluada para una velocidad de barrido de $217.4 \frac{\text{Hz}}{\text{mseg}}$ para una señal de forma de onda senoidal de 10kHz de frecuencia.

Velocidad de barrido V_b

$$133 \frac{\text{Hz}}{\text{mseg}} < V_b < 2000 \frac{\text{Hz}}{\text{mseg}}$$

que se pueden expresar en función de los periodos de barrido T_b de la siguiente manera:

$$150\text{mseg} > T_b > 10\text{mseg}$$

La posición central del selector de la velocidad de barrido nos brinda aproximadamente un periodo de 90mseg. Las mediciones hechas en este capítulo corresponden a un periodo de 92mseg ($V_b = 217.4 \frac{\text{Hz}}{\text{mseg}}$)

Impedancia de entrada

82kohms.

Dado por la resistencia de entrada a la terminal inversora del circuito amplificador operacional que recibe la señal (en configuración inversora).

Impedancia de salida

35 ohms

Consumo de corriente

80mA.

Las medidas anteriores fueron hechas con ayuda de un osciloscopio Techtronix 2445 y de un generador Hewlett Packard 8116A.

El periodo de barrido usado fué de 92mseg.

5.

Manual de mantenimiento y operación

5.1 Datos generales.

5.1.1 Introducción.

El analizador de espectros que se presenta se concibió para realizar con él una serie de practicas que permitan al estudiante familiarizarse con el análisis del eje de frecuencia.

El diseño presente en esta tesis contempla un aparato que pueda analizar los primeros 20kHz del eje de frecuencias.

5.1.2 Alimentación

El sistema debe conectarse a una línea de alimentación de 127V.A.C.y 60Hz.

La tensión de la línea alimenta un transformador (através de un fusible) que baja la tensión hasta 24V_{p.p.} El fusible que se debe emplear es de 500mA.

La tensión interna de funcionamiento es de ± 12 V.

Una lámpara piloto constituida por un diodo emisor de luz indica cuando existen estos niveles de tensión (± 12 V.).

5.1.3 Chasis

A continuación se muestran algunas de las características externas del sistema. (Figura 5.1.1)

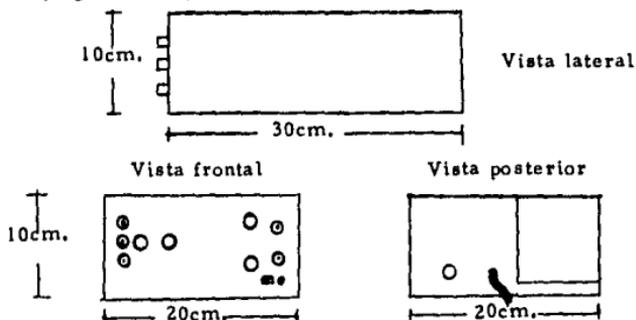


Figura 5.1.1 . Dimensiones del prototipo.

5.1.4 Carátula

En la figura 5.1.2 se muestra la carátula de nuestro sistema

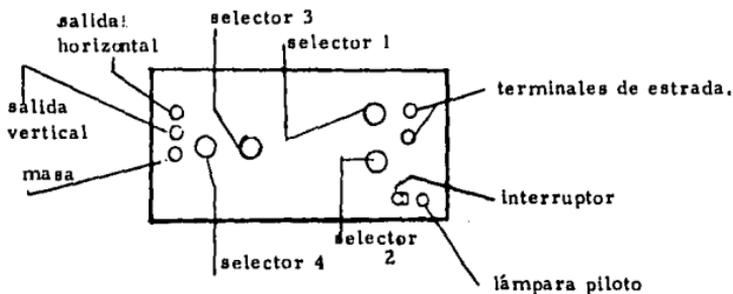


Figura 5.1.2 .Carátula del prototipo.

En la parte inferior derecha podemos apreciar el interruptor y junto a él la lámpara piloto. El desplazamiento del interruptor es horizontal y su posición exterior hace posible el estado de "prendido".

En la parte superior derecha se encuentran las terminales de entrada. El valor de la señal que se introduzca a través de ellas no debe sobrepasar los 12 V.

En el extremo izquierdo encontramos las terminales de salida. Estas son la terminal de la señal horizontal; la terminal de la señal vertical y la terminal de masa.

Encontramos también cuatro selectores. Con el primero se modifica el periodo de barrido; con el segundo el rango del barrido; en el tercero la amplitud de la señal y en el cuarto el nivel de tensión continua de la señal.

5.2 Operación

Lea detenidamente el manual antes de empezar a hacer uso del sistema. Los puntos siguientes están señalados en la figura 5.2.1

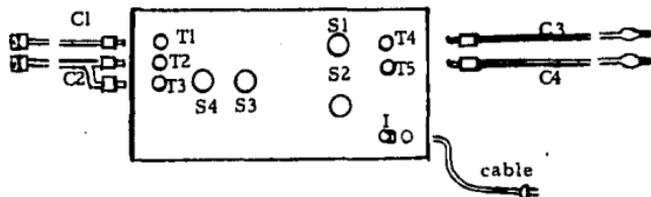


Figura 5.2.1. Conexiones del sistema

Conecte el cable de alimentación a la línea de 127V. A.C.

Revise que el sistema tenga un fusible de dimensión correcta. (0.5A..)

Usando el conector C1 una la terminal de salida horizontal T1 con la terminal que controle el movimiento horizontal del dispositivo trazador (en caso de ser osciloscopio revise que su modo de operación sea el que acepte barrido externo).

Usando el conector C2 una la terminal de salida vertical y la masa (T2 y T3) a la terminal vertical del dispositivo trazador y a la masa del mismo.

Use los conector C3 y C4 para conectar la señal que se va a analizar con la entrada del sistema (en las terminales T5 y T4).

Coloque los selectores S1, S2, S3, S4 en su posición central.

Encienda el sistema mediante el interruptor I así como el dispositivo trazador.

Selector 1.

Sirve para variar el periodo de barrido. Si el dispositivo trazador es un osciloscopio, una velocidad de barrido rápida (correspondiente a un periodo corto) facilita la apreciación del trazo; sin embargo un periodo de barrido grande permite un señalamiento de las armónicas de mejor calidad por parte del sistema.

Selector 2.

El selector 2 permite desplazar la porción del eje de frecuencia que esta dada por el rango de monitor.

Selector 3

Este selector sirve para modificar la amplitud del trazo vertical. En su posición de apagado, la salida corresponde a la magnitud de la entrada. Si el dispositivo trazador es un osciloscopio, con el selector en este punto, la lectura de la magnitud de los armónicos se hace directamente en la pantalla.

Selector 4

Se usa para variar el nivel de tensión continua de la señal. Puede ser útil cuando este nivel es relativamente grande, cosa que dificulta la apreciación de los armónicos. También es de utilidad para identificar el punto que corresponde a la frecuencia 0. En su posición central no debe influir en el nivel de continua de la señal.

5.3 Mantenimiento

En esta sección se presentarán los principales diagramas del sistema así como una lista de procedimientos a seguir para corregir posibles fallas.

Primeramente en la figura 5.3.1 se muestra la forma de desarmar el prototipo

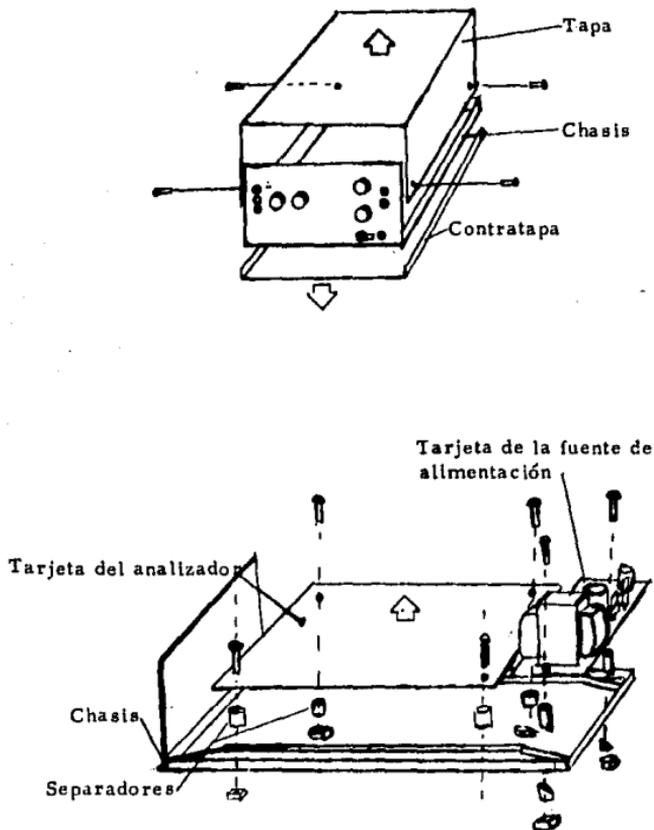


Figura 5.3.1 . Armado del prototipo.

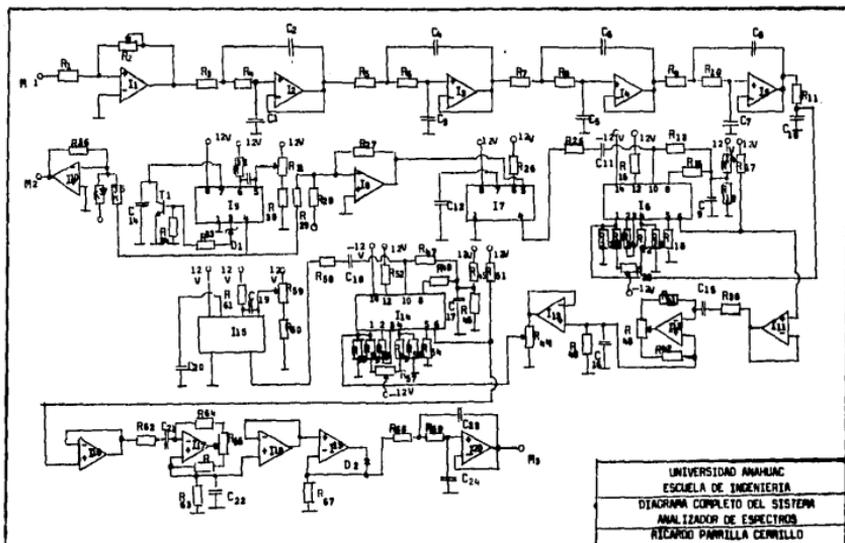


Diagrama 5.3.1

Lista de partes correspondientes al diagrama 5.3.1

Resistores (en ohms)	Capacitores (en uF y pF)
r1 82k	c1 940p
r2 Potenciómetro de 500k (selector 4)	c2 1060p
r3 6.8k	c3 760p
r4 6.8k	c4 1300p
r5 6.8k	c5 500p
r6 6.8k	c6 .002u
r7 6.8k	c7 170p
r8 6.8k	c8 .0057u
r9 6.8k	c9 .001u
r10 6.8k	c10 .22u
r11 6.8k	c11 .22u
r12 1k	c12 .001u
r13 560	c13 .001u
r14 1k	c14 2.2u
r15 560	c15 .001u
r16 3.9k	c16 .001u
r17 3.9k	c17 .22u
r18 10k	c18 .22u
r19 560	c19 .001u
r20 560	c20 .001u
r21 2.2k	c21 .001u
r22 2.2k	c22 .001u
r23 Potenciómetro de 47k (selector 4)	c23 .056u
r24 1k	c24 .056u
r25 5.6k	c25 5700u
r26 15k	c26 470u
r27 4.2k	c27 .1u
r28 Potenciómetro de 3k (selector 2)	c28 100u
r29 6.8k	c29 a c42 27u (usados
r30 15k	para compensar los am-
r31 Potenciómetro de 3k (selector 1)	plificadores operaciona-
r32 2.2k	les LM301AN)
r33 4.7k	
r34 33k	
r35 15k	
r36 4.7k	
r37 4k	
r38 3.9k	
r40 3.9k	

Resistores(en ohms)

r41 1.5k
r42 2.7k
r43 Variable de 1k
r44 Variable de 3k
r45 1k
r46 1k
r47 560
r48 560
r49 560
r50 560
r51 3.9k
r52 3.9k
r53 10k
r54 1k
r55 2.2k
r56 2.2k
r57 Resistor variable de 47k
r58 6.8k
r59 Resistor variable de 4.7k
r60 15k
r61 13k
r62 15k
r63 15k
r64 8.2k
r65 6.8k
r66 Resistor variable de 2k
r67 2.7k
r68 10k
r69 10k
r70 270

Circuitos integrados

i1 LM301AN
i2 LM301AN
i3 LM301AN
i4 LM301AN
i5 LM301AN
i6 LM1496
i7 LM566
i8 LM741
i9 LM566
i10 LM741
i11 LM301AN
i12 LM301AN
i13 LM301AN
i14 LM1496
i15 LM566
i16 LM301AN
i17 LM301AN
i18 LM301AN
i19 LM301AN
i20 LM301AN
i21 LM7812
i22 LM7912

Conectores

m1 Entrada
m2 Salida horizontal
m3 Salida vertical
m4 Conector de 12V
m5 Conector de masa
m6 Conector de -12V

Diodos

d1 1N754
d2 1N914
d3 1N4001
d4 1N4001
d5 Diodo emisor de luz
d6 1N4747

Transistores

t1 2A3704
NPN

Varios

nl Transformador de 24V
con derivación central
ll Clavija
fl Fusible

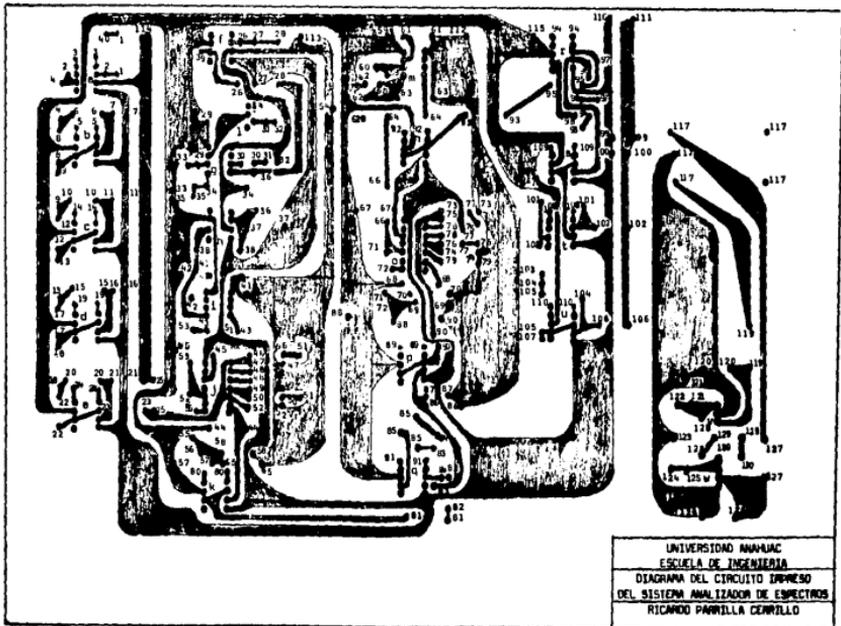


Diagrama 5.3.2

Relación de la posición de los componentes en el diagrama 5.3.2

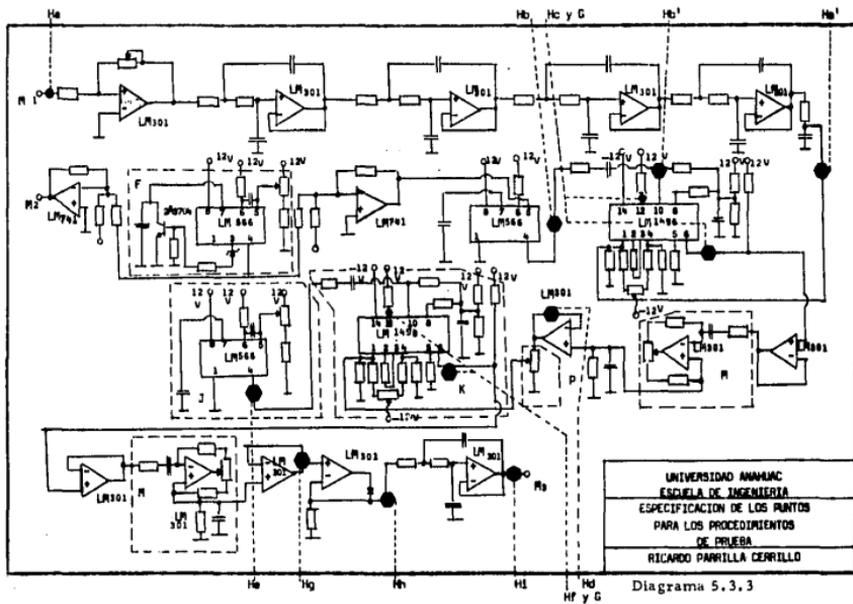
Puntos	Componente	Puntos	Componente
1	r1	2	r2
3	c29	4	r3
5	c30	6	r4
7	c1	8	c2
9	r5	10	r6
11	c3	12	c4
13	r7	14	c31
15	r8	16	c5
17	c6	18	r9
19	c32	20	r10
21	c7	22	c8
23	r11	24	c33
25	c9	26	r36
27	r37	28	r35
29	r32	30	d1
31	r33	32	r34
33	c13	34	r30
35	r31	36	r29
37	r28	38	r27
39	m2	40	m1
41	c12	42	r26
43	r25	44	r17
45	r16	46	e21
47	r20	48	r24
49	r10	50	r22
51	r23	52	r18
53	c11	54	c14
55	r13	56	r15
57	r14	58	c10
59	r61	60	c19
61	c20	62	r59
63	r60	64	r58
65	r12	66	c18
67	r52	68	r51
69	c17	70	r46
71	r47	72	r48
73	r50	74	r49
75	r55	76	r56
77	r57	78	r54
79	r53	80	c34

Puntos	Componente	Puntos	Componente
81	r38	82	c15
83	r42	84	r41
85	r43	86	r40
87	c16	88	r45
89	c35	90	r44
91	c36	92	c37
93	r62	94	c39
95	c21	96	r65
97	r64	98	r66
99	r63	100	c22
101	d3	102	r67
103	r68	104	r69
105	c23	106	c24
107	m3	108	c40
109	c41	110	c42
111	m5	112	m5
113	m5	114	m5
115	m4	116	m6
117	n1	119	d3
120	c25	121	c27
122	m4	123	m5
124	m6	125	c28
126	c26	127	d4
128	r70	129	d5
130	d6		

A continuación se enumeran las posibles fallas y se da una lista de procedimientos que se sugieren para su corrección.

1. En caso de que la luz indicadora de tensión no encienda.
Utilice los procedimientos:
A B C D
2. En caso de que no obtenga señal de barrido.
Utilice los procedimientos:
E F
3. En caso de que no se tenga una señal bien definida.
Utilice los procedimientos:
I J K L M
4. En caso de que no se obtenga señal de la terminal vertical.
Utilice los procedimientos:
G H

Se presenta el diagrama 5.3.3 para especificar los puntos del sistema a los que se hace referencia en algunos de los procedimientos.



Lista de procedimientos.

- A Revisar el estado del fusible
- B Comprobar que la tensión entre los puntos 1 y 2 sea de 127V.
- C Comprobar que la tensión en los puntos 3 y 4 sea como mínimo 14.5V. y -13.6V. respectivamente, en cualquier circunstancia.
- D Comprobar que el dispositivo indicador funcione.

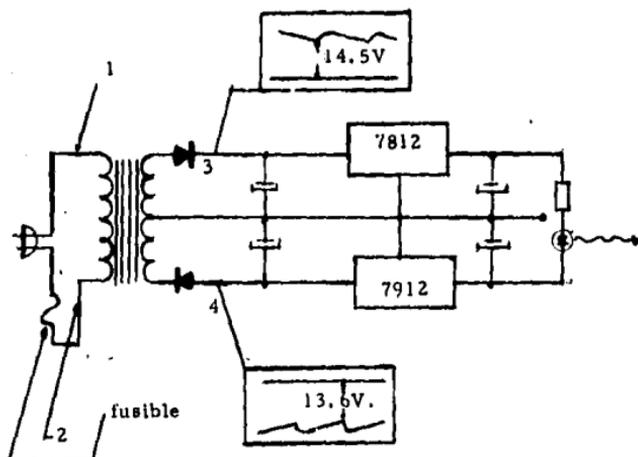


Figura 5.3.2
Puntos básicos de medición en el sistema de alimentación

E

Revisar que el osciloscopio esté en el modo en que acepta barrido externo.

F

Comprobar la forma de onda y los niveles, deben corresponder a los que se muestran en la figura 5.3.3

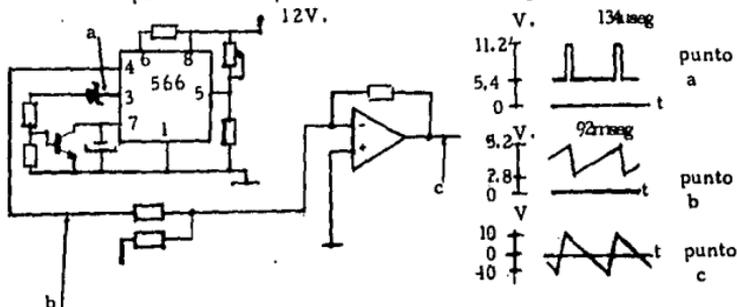


Figura 5.3.3

Puntos básicos de medición en el generador de diente de sierra

En caso de no coincidir, puede ejecutar los procedimientos N y O

G

Sin introducir externamente ninguna señal compruebe la forma de onda y los niveles según la figura 5.3.4 en las terminales # 6 o 12 de los LM1496

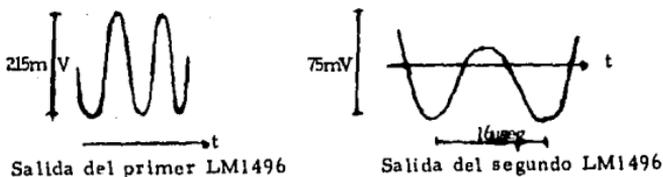


Figura 5.3.4

Forma de onda de salida del 1496

En caso de no coincidir, puede ejecutar los procedimientos N y O

H

Introducir una señal de prueba senoidal de frecuencia de 10k Hz y de 1V. de amplitud y medir la forma de onda y los niveles según la figura 5.3.5

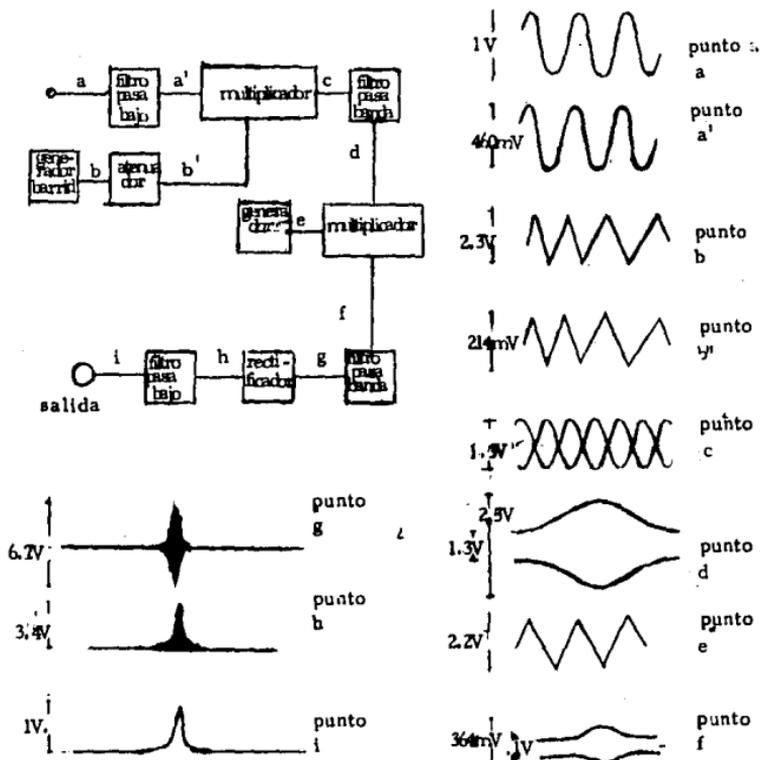


Figura 5.3.5

Puntos principales de manipulación de la señal con sus formas de onda

En caso de no coincidir, puede ejecutar los procedimientos N y O.

I

Seleccionar una velocidad de barrido adecuada (selector 1)

J

Ajustar la frecuencia del segundo oscilador mediante la resistencia variable r

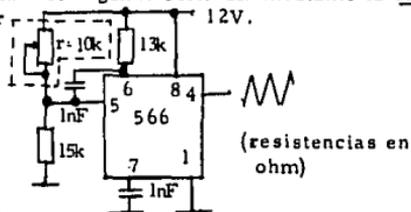


Figura 5.3.6
Ajuste del LM566

K

Ajustar la modulación del segundo multiplicador mediante la resistencia variable r

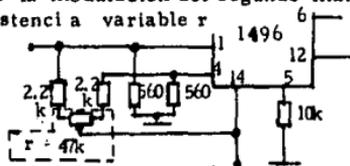


Figura 5.3.7
Ajuste del LM1496

L

Ajustar la amplitud de la salida mediante el selector 3

M

Ajustar la Q de los filtros mediante los resistores r y r

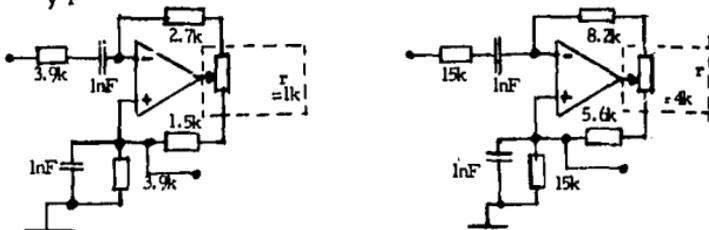


Figura 5.3.8
Ajuste de los filtros pasa banda

N

Medir la tensión de alimentación en el circuito, que se es
te revisando según la figura 5.3.9

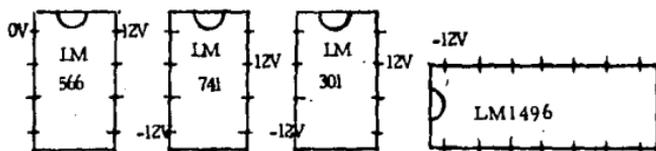


Figura 5.3.9
Alimentación de los circuitos
integrados usados

O

Revisar si no hay un calentamiento extremo en el circui
to integrado que se este observando.

En el sistema nos encontramos con 5 puntos de ajuste.

Ajuste de el nivel de tensión continua del segundo circuito integrado multiplicador (figura 5.1.3)

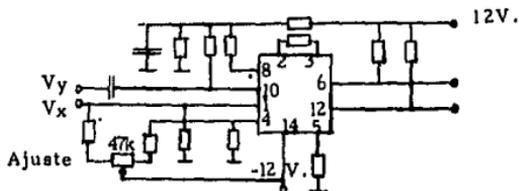


Figura 5.1.3. Localización del ajuste del circuito integrado LM1496.

El ajuste se deberá colocar en la posición que anule el nivel de tensión con tina en la salida.

Ajuste de los filtros pasabanda, (figura 5.1.4).

Este ajuste permite situar al filtro en el punto de mas selectividad sin que , por su ganancia, sature los circuitos que excita.

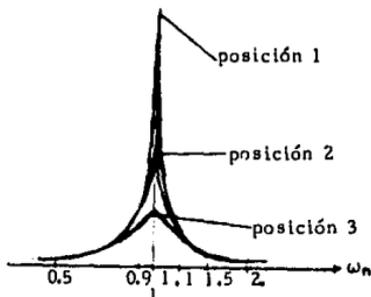


Figura 5.1.4. Tres posiciones del ajuste de la ganancia del filtro pasa banda detector.

Ajuste de frecuencia del oscilador de 50kHz

Este ajuste permite poner a punto el segundo oscilador. Esta frecuencia debe de tomar el valor exacto de la diferencia entre el primer filtro pasbanda y el segundo; el ajuste se puede calibrar usando una señal de prueba senoidal y encontrando el punto donde la amplitud de la salida sea máxima, (Diagrama 5.3.3 zona F)

Ajuste de nivel de saturación

Este ajuste puede variar el punto donde la amplitud de la señal de entrada empieza a distorsionar la señal de salida por causa de la saturación de los circuitos del sistema. El punto normal de este ajuste es aquel en el que la magnitud de la señal de entrada corresponde directamente a la amplitud registrada en el osciloscopio, (Diagrama 5.3.3 zona P.)

6.

Prácticas

Entre las prácticas que se pueden efectuar se escogieron algunas que requieren solamente equipo elemental de laboratorio.

A continuación se presentan una serie de prácticas susceptibles de realizarse con la ayuda del aparato desarrollado en esta tesis.

En el material de la práctica se incluyen dos osciloscopios para ver si simultáneamente la señal en el dominio del tiempo y en el de la frecuencia. (uno de los osciloscopios sirve como instrumento trazador del sistema).

6.1 Análisis de señales eléctricas.

Objetivo.

Analizar algunas de las señales eléctricas más conocidas, dar una introducción al dominio de la frecuencia y dar igualmente una introducción al uso del analizador.

Teoría.

1.) Análisis de Fourier (véase sección 2.1.1)

2.) Desarrollos de Fourier de algunas de las señales eléctricas más conocidas.

2.1) Onda cuadrada.

$$f(t) = \begin{cases} V, & 2k\pi \leq \omega t + 2k\pi < 2\pi + 2k\pi \\ V, & \pi + 2k\pi \leq \omega t + 2k\pi < 2\pi + 2k\pi \end{cases} \quad k=0,1,2,3,4,\dots$$

$$f(t) = \frac{4V}{\pi} \sin \omega t + \frac{4V}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{4V}{5\pi} \sin 5\omega t + \dots$$

2.2) Onda triangular.

$$f(t) = \begin{cases} V - \frac{2V}{\pi} \omega t & 2k\pi \leq \omega t + 2k\pi < 2\pi + 2k\pi \\ -V + \frac{2V}{\pi} \omega t & \pi + 2k\pi \leq \omega t + 2k\pi < 2\pi + 2k\pi \end{cases} \quad k=0,1,2,3,\dots$$

$$f(t) = \frac{8V}{\pi^2} \cos \omega t + \frac{8V}{(3\pi)^2} \cos 3\omega t + \frac{8V}{(5\pi)^2} \cos 5\omega t + \dots$$

2.3) Onda de diente de sierra.

$$f(t) = \frac{V}{\pi} \omega t \quad 2k\pi \leq \omega t + 2k\pi < 2\pi + 2k\pi \quad k=0,1,2,3,\dots$$

$$f(t) = \frac{2V}{\pi} \left[\sin \omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t - \frac{1}{4} \sin 4\omega t + \dots \right]$$

2.4) Onda de pulso rectangular

$$f(t) = \begin{cases} V & 2k\pi \leq \omega t + 2k\pi < 2\pi + 2k\pi \\ 0 & \pi + 2k\pi \leq \omega t + 2k\pi < 2\pi + 2k\pi \end{cases} \quad k=0,1,2,3,4,\dots$$

$$f(t) = \frac{V_s}{T} \left[1 + \frac{\sin(\frac{1}{2}\omega_s t)}{\frac{1}{2}\omega_s t} e^{j\omega_s t} + \frac{\sin(\omega_s t)}{\omega_s t} e^{j2\omega_s t} + \dots \right]$$

Procedimientos

- a.) Ajuste los aparatos que va a utilizar.
- b.) Haga las conexiones que se muestran en la figura

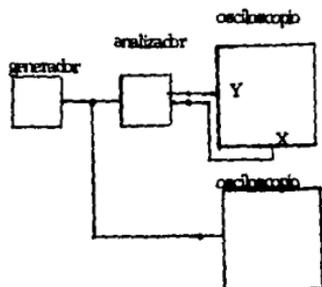
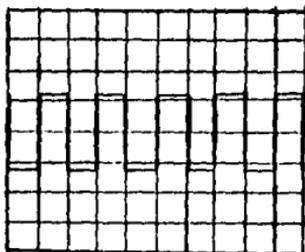
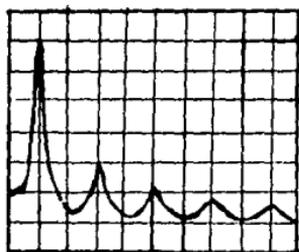


Figura 6.1.1
Conexiones para la práctica 1

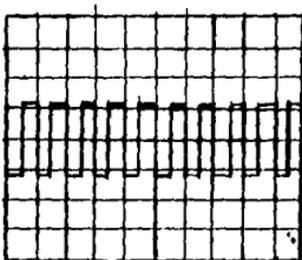
- 1.) Mediante el generador produzca una señal de forma de onda cuadrada cuya amplitud sea $2V$ y su frecuencia 2kHz . Figura 6.1.2
- 2.) Compruebe que las amplitudes relativas de las armónicas sean las mismas que se obtuvieron en el desarrollo.
- 3.) Compruebe que las armónicas se localizan en los puntos que representan las frecuencias de 2kHz , 6kHz , 10kHz , 14kHz y 18kHz . Figura 6.1.2
- 4.) Aumente la frecuencia y observe que el desplazamiento de las armónicas de más altas frecuencias será mayor. Figura 6.1.3
- 5.) Compare la magnitud de la primera armónica de esta onda contra la primera (y única) de una señal senoidal comprobando que en el primer caso es mayor (las señales que se comparan son de la misma amplitud). Figura 6.1.3



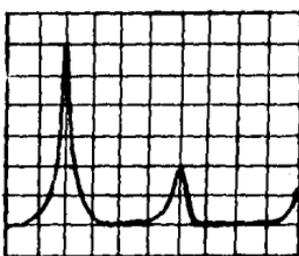
1V/div
250µseg/div.



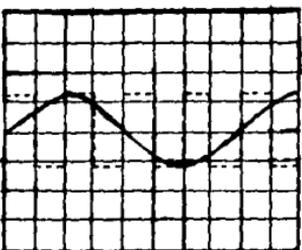
500mV/div
Figura 6.1.2 2kHz/div.



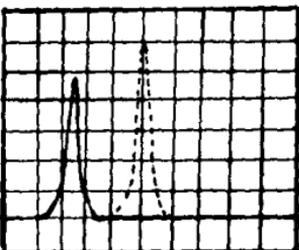
250µseg/div.
1V/div



2kHz/div
Figura 6.1.3 500mV/div



25µseg/div.
1V/div



2kHz/div.
Figura 6.1.4 500mV/div

2. Análisis de una señal de forma de onda cuadrada.

6.)Mediante el generador produzca una señal de forma de onda triangular cuya amplitud sea $2V$ y su frecuencia $2kHz$.
Figura 6.1.5

7.)Repita para la onda triangular los puntos 2 y 3, Figura 6.1.5

8.)Repita para la onda triangular el punto 5 y compruebe que en este caso la primera armónica de esta onda es menor. Figura 6.1.5

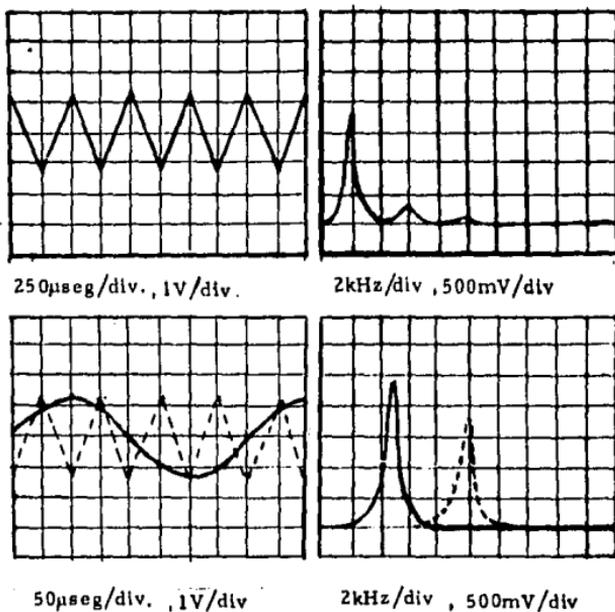
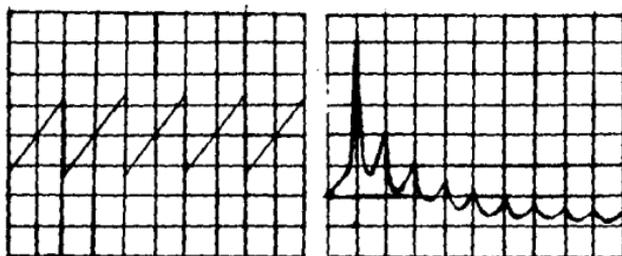


Figura 6.1.5
Análisis de una señal de forma de onda triangular.

9.) Mediante el generador produzca una señal de diente de sierra cuya amplitud sea 2V y su frecuencia 2kHz.

Figura 6.1.6

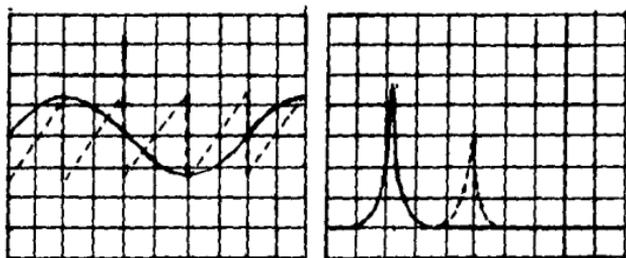
10.) Repita para la señal de diente de sierra los puntos 2 y 3, comprobando en este último punto que la señal presenta armónicas en los puntos de frecuencia de 2kHz, 4kHz, 6kHz, 8kHz, 10kHz, 12kHz, 14kHz, 16kHz, 18kHz y 20kHz. Figura 6.1.7



1V/div
250 μ seg/div

2kHz/div
500mV/div

Figura 6.1.6



1V/div
50 μ seg/div

2kHz/div
500mV/div

Figura 6.1.7

Análisis de una señal de forma de onda de diente de sierra.

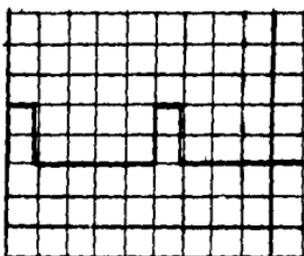
11.)Mediante el generador produzca una señal de pulso rectangular cuya amplitud sea 2V ,su frecuencia sea de 2 kHz y su periodo sea de 90 μ seg.

12.)Reconocer la envolvente que se forma y cuyo periodo es 90 μ seg que corresponde al punto de 11 kHz.

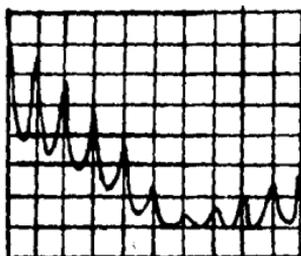
Figura 6.1.8

13.)Varíe el periodo del pulso y la frecuencia de la señal y observe como en el primer caso varía la envolvente mientras que en el segundo varían las frecuencias de las armónicas (varía la densidad de líneas dentro de la envolvente).

Figura 6.1.9

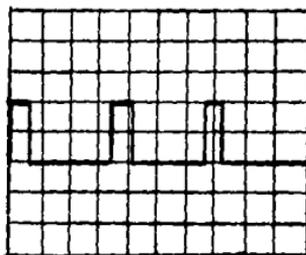


100 μ seg/div.
1V/div

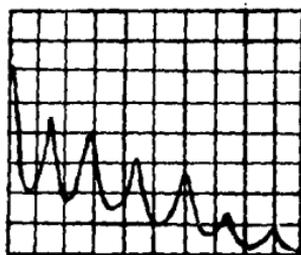


2kHz/div. ,500mV/div

Figura 6.1.8



100 μ seg/div.
1V/div



2kHz/div , 500mV/div

Figura.6.1.9

Análisis de una señal de forma de onda de pulso rectangular.

6.2 Análisis de señales eléctricas II

Objetivo.

Observar en el dominio del tiempo y en el de la frecuencia señales eléctricas superpuestas.

Procedimiento.

- Ajuste los aparatos que va a utilizar.
- Haga las conexiones que se muestran en la figura.

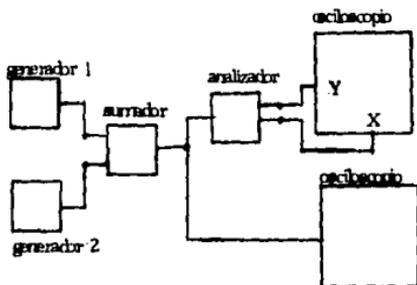
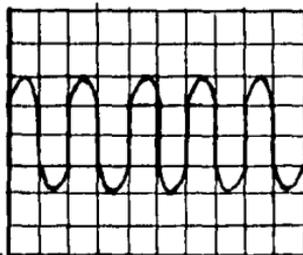
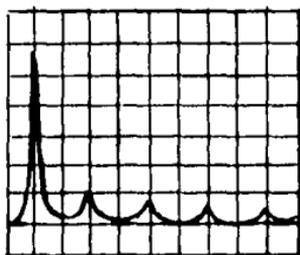


Figura 6.2.1
Conexiones para la práctica 2

- Mediante un generador produzca una señal de forma de onda cuadrada de amplitud 10 V y de frecuencia de 2 kHz y observe su representación en tiempo y frecuencia.
- Mediante un segundo generador produzca una señal de forma de onda senoidal y sume las señales mediante el di_ positivo. (Figura 6.2.2)
- Sitúe la señal del segundo generador a una frecuencia de 2 kHz y aumentela hasta 15 kHz . Compruebe que la señal recorre el eje de frecuencia superponiéndose al espectro de la señal cuadrada. (Figura 6.2.3)

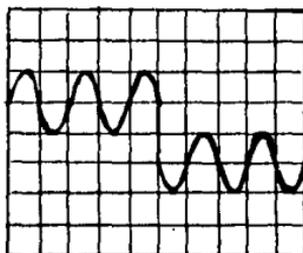


1V/div
250useg/div.

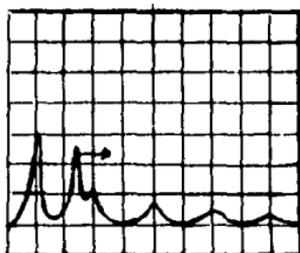


2kHz/div
1V/div

Figura 6.2.2
Superposición de una señal de forma de
onda cuadrada y una senoidal, ambas de
2kHz.



1V/div
250useg/div.



2kHz/div.
1V/div

Figura 6.2.3
Desplazamiento de la señal senoidal al aumentar
su frecuencia.

6.3 Ruido.

Objetivo.

Hacer una introducción en el estudio del ruido eléctrico.

Teoría.

El ruido eléctrico puede definirse en forma general como una forma de energía indeseable que interfiere en la manipulación de la señal.

El ruido es de naturaleza no determinística; no se puede predecir la forma de onda exacta que tiene.

Existen muchas fuentes de ruido; lo hay atmosférico, producido por máquinas eléctricas, por descargas, por agitación térmica, etc. Esta última fuente es particularmente importante debido entre otras cosas a que su espectro en frecuencia es plano. Se ha demostrado que tiene un espectro uniforme hasta frecuencias de 10 Hz. Esta es la razón por la que se le llama ruido blanco pues se hace una analogía a la luz blanca que está compuesta por todos los colores del espectro visible.

El ruido por agitación térmica está asociado al movimiento de electrones dentro de un conductor y se ha establecido que su energía en un ancho de banda determinado depende proporcionalmente de la temperatura.

Procedimiento

- a.) Ajuste los aparatos que va a utilizar.
- b.) Haga las conexiones que se muestran en la figura

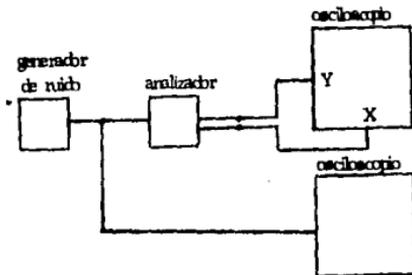
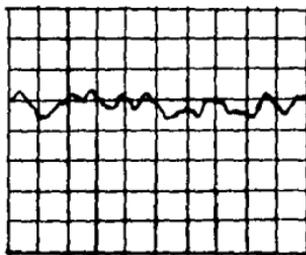
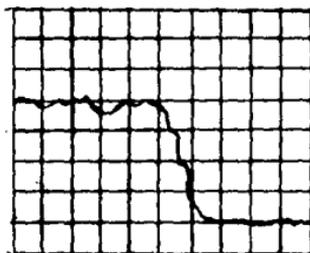


Figura 6.3.1
Conexiones para la práctica

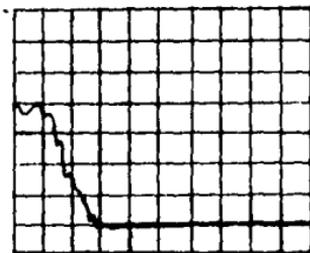
- 1.) Produzca mediante el generador ruido blanco.
 - 2.) Produzca ruido en los primeros 5kHz del espectro.
 - 3.) Produzca ruido en los primeros 2kHz del espectro.
- Una vez efectuados los pasos anteriores se podrá apreciar la diferencia entre la representación del ruido en tiempo y en frecuencia.



2kHz/div.



2kHz/div.



2kHz/div.

Figura 6.3.2
Análisis en frecuencia de ruido eléctrico.

6.4 Multiplicación de señales

Objetivo.

Mostrar un sistema multiplicador de señales comprobando su comportamiento como modulador de amplitud con portadora suprimida.

Teoría

Supongamos que podemos multiplicar dos señales del tipo

$$v_a = V \text{ sen } \omega_a t \quad \text{y} \quad v_b = V \text{ sen } \omega_b t$$

recurriendo a nuestros conocimientos de trigonometría encontraremos que

$$V \text{ sen } \omega_a t \cdot V \text{ sen } \omega_b t = \frac{V}{2} (\cos(\omega_a t - \omega_b t) + \cos(\omega_a t + \omega_b t))$$

Comparemos esta expresión con la de la señal de un modulador de amplitud que es

$$E_c \text{ sen } \omega_c t + \frac{E_m}{2} (\cos(\omega_c t - \omega_m t) - \cos(\omega_c t + \omega_m t)) \quad (\text{Figura 6.4.1})$$

Podemos darnos cuenta que el término que no existe en la primera ecuación es

$$E_c \text{ sen } \omega_c t,$$

término que en la segunda representa la señal de la portadora. Así la primera ecuación se asemeja al segundo término de la segunda que representa las bandas de información de la modulación. Un circuito multiplicador puede ser usado para modular en amplitud produciendo las bandas laterales de la señal modulada (figura 6.4.2)



Figura 6.4.1
Representaciones de amplitud modulada.

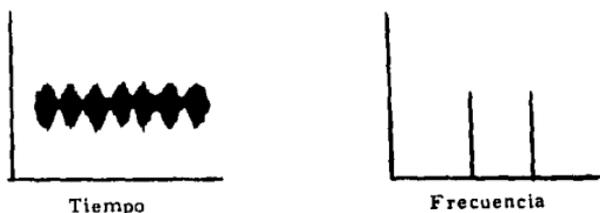


Figura 6.4.2

Representaciones de una señal de amplitud modulada con portadora suprimida

Procedimiento.

- a.) Ajuste los aparatos que va a utilizar
- b.) Haga las conexiones que se muestran en la figura

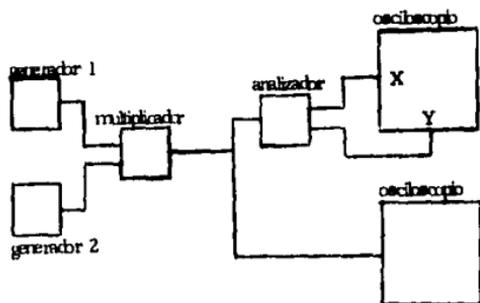
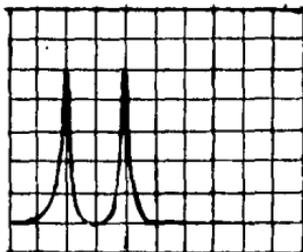


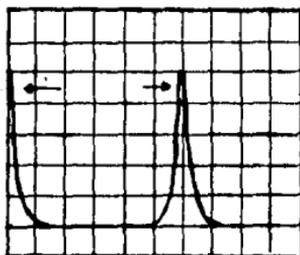
Figura 6.4.3
Conexiones para la práctica

- 1.) Utilizando el generador produzca una señal de 6kHz y de 500mV de amplitud.
- 2.) Utilizando el segundo generador produzca una señal de 2kHz y de 500mV de amplitud.
- 3.) Usando el multiplicador identifique en la representación en frecuencia las bandas laterales. Figura 6.4.4
- 4.) Compruebe que al aumentar la señal del segundo generador en frecuencia, las armónicas se separan. Figura 6.4.5.
- 5.) Compruebe que al llegar al valor de 6kHz dejan de separarse las armónicas y a partir de ese punto se desplazan hacia la derecha simultáneamente. Figura 6.4.6



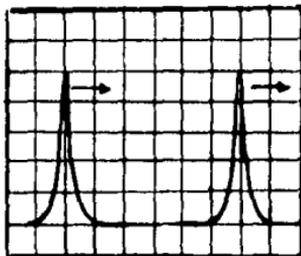
2kHz/div.

Figura 6.4.4



2kHz/div.

Figura 6.4.5



2kHz/div.

Figura 6.4.6

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

6.5 Distorsión.

Objetivo.

Dar una introducción al análisis de distorsión.

Teoría.

Uno de los puntos más importantes que hay que cuidar en el diseño electrónico es evitar, tanto como sea posible, la distorsión al manipular la señal.

Dentro del área de los dispositivos amplificadores, se desea que la señal de entrada fuera reproducida en la salida sin ningún cambio (únicamente el aumento de la amplitud), sin embargo se dan varios tipos de distorsión. Podemos mencionar la distorsión de frecuencia, de fase y de amplitud. Esta última resulta de gran importancia para esta práctica. La distorsión por amplitud se presenta cuando existen diferentes ganancias en el dispositivo amplificador para diferentes niveles de la señal de entrada. En ocasiones esto puede ser el resultado de limitaciones externas al dispositivo. Se muestra en la siguiente figura un circuito en el que puede ocurrir esto último.

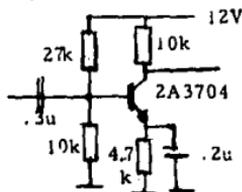


Figura 6.5.1

Amplificador con transistor NPN.

Se distingue un circuito amplificador de transistor cuya ganancia de tensión es de 50. La amplitud de la señal de entrada prácticamente no afecta a esta ganancia mientras que la señal de salida no requiera un nivel mayor al de la

la tensión de alimentación. Si esto ocurre se presentará distorsión tal como se muestra en la figura 6.5.4

Procedimiento.

- a.) Ajuste los aparatos que va a utilizar.
- b.) Haga las conexiones que se muestran en la figura

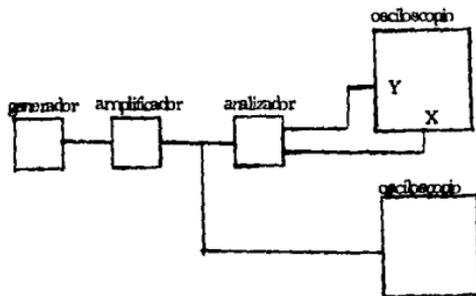
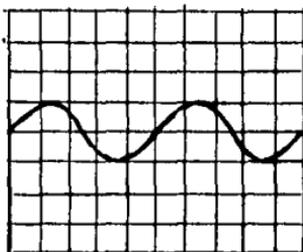
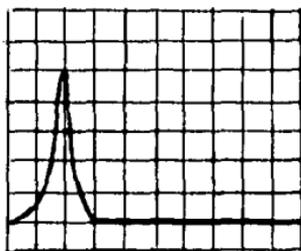


Figura 6.5.2
Conexiones para la práctica

- 1.) Alimente al circuito amplificador con una señal senoidal de 50mV. de amplitud y de 10kHz de frecuencia, Figura 6.5.3
- 2.) Aumente la amplitud hasta que el nivel de tensión de alimentación no sea suficientemente grande para proporcionar el nivel requerido en la señal de salida.
- 3.) Observe la deformación reconociendo el nuevo patrón de armónicas.

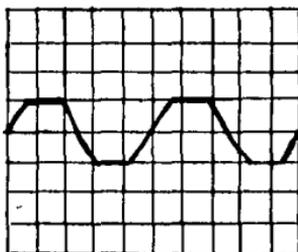


20mV/div.
50useg/div

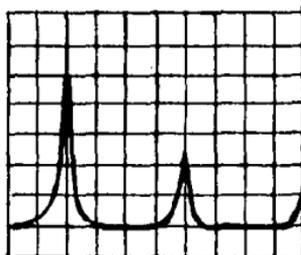


2kHz/div

Figura 6.5.3
Respuesta del amplificador sin r
distorsión.



200mV/div
50useg/div



2kHz/div.

Figura 6.5.4
Respuesta distorsionada por sobre-
pasar la capacidad del amplificador.

7.

Evaluación Económica

7.1 Costo directo

7.1.1 Componentes

65 resistencias de $\frac{1}{4}$ de watt

Costo unitario \$4.00

Costo total \$ 260.00

51 capacitores

Costo promedio por unidad \$25.00

Costo total \$1275.00

15 circuitos integrados LM301AN

Costo por unidad \$ 160.00

Costo total \$2400.00

2 circuitos integrados LM741CN

Costo por unidad \$180.00

Costo total \$360.00

3 circuitos integrados LM566

Costo por unidad \$400.00

Costo total \$800.00

2 circuitos integrados LM1496

Costo por unidad \$351.00

Costo total \$ 702.00

2 bases para circuito integrado de 14 patas

Costo por unidad \$ 121.00

Costo total \$ 242.00

17 bases para circuito integrado de 8 patas

Costo por unidad \$60.00

Costo total \$1020.00

1 transistor 2A3704

Costo total \$40.00

1 base de transistor

Costo total \$10.00

5 resistencias variables

Costo unitario \$49.00

Costo total \$245.00

1 diodo 1N754

Costo total \$29.00

2 diodos 1N4001

Costo unitario \$14.00

Costo total \$28.00

1 transformador 127/12 V, 1 A.

Costo total \$93.00

4 potenciómetros

Costo unitario \$171.00

Costo total \$684.00

1 diodo emisor de luz

Costo total \$40.00

Material fénico

Costo total \$500.00

5 conectores machos

Costo unitario \$50.00

Costo total \$250.00

5 conectores hembra

Costo unitario \$60.00

Costo total \$300.00

2 conectores BNC

Costo unitario \$500.00

Costo total \$1000.00

Alambrado

Costo total \$500.00

Soldadura

Costo total \$400.00

Chasis

Costo total \$1500.00

Total \$13 502.00

7.1.2 Herramientas requeridas para su construcción.

Cautín	Costo total	\$2500.00
Pinzas de corte	Costo total	\$1000.00
Pinzas de punta	Costo total	\$1000.00
Desarmador	Costo total	\$300.00
Taladro	Costo total	\$7000.00
Broca $\frac{1}{8}$ "	Costo total	\$400.00
Broca $\frac{1}{4}$ "	Costo total	\$600.00
Broca $\frac{3}{8}$ "	Costo total	\$800.00
Broca $\frac{1}{2}$ "	Costo total	\$1100.00
Lima plana	Costo total	\$2000.00
	total	\$16700.00

7.1.3 Horas de trabajo.

Montaje de los circuitos	7Hs.
Construcción del chasis	7Hs.
Montaje y alambrado	4Hs
Ajustes y pruebas	7Hs

Total de horas 25

Tomando la hora de trabajo técnico especializado a razón de
1000 $\frac{\text{pesos}}{\text{hora}}$ resulta 25000.00 pesos.

7.1.4 Herramientas para pruebas y ajustes

Osciloscopio	\$300 000.00
Generador de funciones	\$180 000.00

7.1.5 Resumen de costos directos

Materiales y componentes *	\$13 502.00
Herramientas para la construcción	\$16 700.00
Mano de obra *	\$25 000.00
Herramientas para ajuste y pruebas	\$480 000.00.

* Costo por la producción de un aparato.

7.2 Costos indirectos.

En este estudio económico haremos la suposición de que todos los costos indirectos son rentados junto con el local de trabajo.

A continuación mencionaremos los costos indirectos que se requerirían en el proceso de fabricación y venta de un lote limitado de estos aparatos.

Servicio telefónico

Servicio de agua potable y drenaje

Energía eléctrica

Servicios administrativos

Area de trabajo

Renta por un mes \$ 130 000.00

7.3 Evaluación económica

Con objeto de evaluar los datos presentados anteriormente se presentará un breve estudio del costo de producción de un lote. Debido a que en el diseño del sistema no se contempla su producción en serie, se considerará un lote pequeño: 20 unidades.

Enlistaremos las suposiciones

- Lote de 20 unidades
- Compra de todo el equipo necesario para su construcción y ajustes
- Periodo de tiempo desde la inversión hasta la construcción y venta de los aparatos; 1 mes.
- Tasa de interes 5.5% mensual.

Materiales y componentes	\$270 040.00
Herramientas para su construcción	\$ 16 700.00
Herramientas para ajuste y pruebas	\$480 000.00
Mano de obra	\$500 000.00
Costos indirectos	<u>\$130 000.00</u>
Total	\$1 396 740.00
I.V.A.	<u>\$ 209 511.00</u>
Total	\$1 606 251.00
Financiamiento	<u>\$ 88 344.00</u>
Inversión total	\$1 694 595.00
Inversión por aparato	\$ 84 730.00

* Todo este estudio se hizo con datos de junio de 1985

8.

Conclusión

8.1 Resumen

Haciendo un resumen de este trabajo, podríamos decir que presenta inicialmente un estudio para resolver el problema de como hacer la representación en frecuencia de una señal. De el método de solución propuesto se pueden hacer varios diseños. Entre ellos consideramos uno de los mas sencillos para construir un prototipo. A continuación presentamos los circuitos que se requerían para su construcción. El prototipo resultó con las siguientes características:

Rango de medición	18kHz
Rango de monitor	20kHz
Exactitud de frecuencia	100Hz
Error en amplitud	10%
Sensibilidad	100mV
Resolución	500Hz
Impedancia de entrada	82kohms.

Fue incluido un manual de operación y mantenimiento y uno de prácticas. Finalmente se presentó una evaluación económica para dar una idea del costo del aparato.

8.2 Evaluación

Comenzaremos con el aspecto económico. En el capítulo 7 hicimos una evaluación considerando que el costo total de las herramientas de construcción, prueba y ajuste iba a ser incluido en el costo total del aparato. Si se pretende construir el aparato propuesto en un lugar en donde ya se disponga de dicho material, entonces el porcentaje de la vida útil de estas herramientas, gastado en la construcción, los ajustes y las pruebas, que se debe incluir en el precio, será mínimo (en relación al ejemplo de la sección 7.3), por lo que el costo del aparato no sería mucho mayor de \$45 000.00. Si se quiere construir un lote, sería preferible escoger la segunda opción de diseño propuesta en la sección 3.1, pues resultaría un aparato mas versátil y por consiguiente sería mas fácil venderlo. Gran parte de los circuitos presentados en la sección 3.2 son convenientes para la segunda opción de diseño. Sin embargo el lote debería ser igualmente limitado ya que, como se mencionó anteriormente, no es un diseño de producción en serie.

En lo que se refiere a la evaluación técnica del aparato, creemos que sus características son suficientes para cumplir la finalidad de éste. Comprobamos que el conjunto de prácticas que se presentó puede realizarse por medio de él.

Esta finalidad (realizar prácticas) es solucionado también y con mas ventajas por los analizadores de espectros comerciales. De entre ellos mencionaremos algunos afines al conjunto de prácticas que se presentó.

Techtronix 7L5
Analizador de espectros
Frecuencia: 20Hz a 5MHz

Wavetek 5830
Analizador de espectros
Dos canales
Frecuencia: 0 a 50kHz

Hewlett-Packard 3585A
Analizador de espectros
Frecuencia: 20 Hz a 40MHz

Estos aparatos son instrumentos de medición especializados, su uso no se limita a hacer prácticas de frecuencia; sin embargo, sus precios son mayores a los \$5 000 000.00.

Ahora bien, revisando el objetivo de la tesis encontramos que, la solución al problema de no poder hacer prácticas en el dominio de la frecuencia por no disponer de un analizador de espectros, tiene ciertas implicaciones:

El sistema propuesto debe ser económico, ya que la solución mas completa, que es adquirir un analizador de espectros comercial, tiene como principal limitante este punto.

Se debe proponer un sistema fácil de construir para que pueda representar una solución rápida y accesible al mayor número de personas.

Debe ser útil para su propósito, como se mencionó anteriormente.

Al seguir a lo largo del trabajo estos lineamientos y considerando los resultados obtenidos creemos que se ha cumplido con el objetivo de esta tesis.

A.

Apéndice

A.1 Análisis de los sistemas empleados.

A.1.1 Amplificadores Operacionales.

Los amplificadores operacionales, pensados para realizar operaciones de adición, sustracción, integración y diferenciación en computadoras analógicas, tienen hoy en día aplicación en prácticamente todos los campos de la electrónica,

Específicamente en nuestro sistema se han seleccionado como elementos amplificadores debido a sus grandes ventajas y su relativamente bajo costo.

En el amplificador operacional encontramos un sistema que tiene una ganancia de lazo abierto muy grande en comparación con su lazo de retroalimentación, lo que representa una gran cantidad de retroalimentación negativa. Por este hecho, las características de los circuitos en que se usan amplificadores operacionales están dadas básicamente por los elementos de retroalimentación que en general son pasivos. Este último punto implica un comportamiento estable y predecible del sistema.

En general se puede decir que el amplificador operacional tiene cuatro etapas,

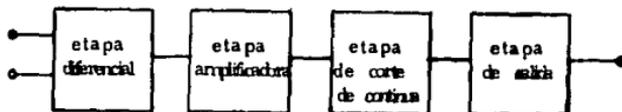


Figura A.1.1
Configuración de un amplificador operacional.

La primera etapa es diferencial y hace posible una alta impedancia de entrada. Posteriormente nos encontramos con una etapa amplificadora de alta ganancia. La tercera etapa corta el nivel de tensión continua que resulta de la amplificación y por último se tiene un amplificador clase B en la salida.

En conjunto todo el amplificador operacional opera linealmente y su respuesta puede ser representada con la ecuación

$$v_o = -A_d (v_1 - v_2) - \frac{1}{2} A_a (v_1 + v_2) \quad (\text{A.1.1})$$

siendo A_d (ganancia del modo diferencial) de un valor alrededor de 10^5 y A_a (ganancia del modo común) de un valor alrededor de 1.

Los circuitos integrados amplificadores operacionales que se usaron fueron el LM741 y el LM301.

Este último es un amplificador operacional con compensación externa y su comportamiento en función a la frecuencia se muestra en la curva que se presenta a continuación para el circuito de compensación más sencillo.

Amplitud de respuesta en dB

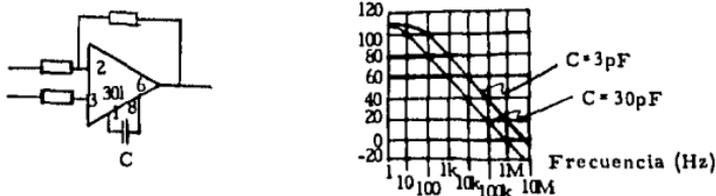


Figura A.1.2
Gráfica del LM301 para compensación de un polo.

Ambos modelos de amplificadores operacionales se adquieren en encapsulado individual de 8 patas. Ambos son muy versátiles, económicos y con características adecuadas a nuestras necesidades.

A.1.2 Multiplicadores.

Para analizar el circuito multiplicador hay que detenernos primeramente en el concepto de transconductancia de un transistor.

La transconductancia es la relación de la corriente de salida y la tensión de entrada en un sistema. En un transistor la transconductancia es variable.

Consideremos un transistor en configuración emisor común.

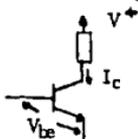


Figura A.1.3
Configuración emisor común

El cambio de la corriente de colector I_c se debe al cambio de la tensión base-emisor V_{be} , por lo que en este caso la transconductancia será

$$\frac{\Delta I_c}{\Delta V_{be}} \quad (\text{A.1.2})$$

Teniendo en cuenta que

$$I_c = I_0 (e^{\frac{q}{kT} V_{be}} - 1) \quad (\text{A.1.3})$$

en donde

$$\frac{kT}{q} = V_t = 26\text{mV}$$

para una temperatura de 27°C .

Si se considera que

$$V_{be} \approx 100\text{mV}$$

puede suponerse que

$$I_c = I_0 e^{\frac{V_{be}}{V_t}} \quad (\text{A.1.4})$$

y la transconductancia será

$$\frac{\Delta I_c}{\Delta V_{be}} = \frac{1}{V_t} I_c \approx \frac{1}{V_t} I_e \quad (\text{A.1.5})$$

Por lo que se puede decir que la transconductancia de un transistor varía linealmente con la corriente I_e

Analicemos una configuración diferencial, como la que se presenta.

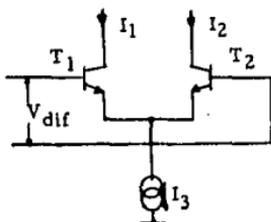


Figura A.1.4
Par diferencial con fuente de corriente

Se tiene que

$$V_{dif} = V_{be_1} - V_{be_2} \quad (A.1.6)$$

$$I_1 + I_2 = I_3 = \text{constante}$$

Con la ayuda de la ecuación A.1.4 se llega a las siguientes expresiones

$$I_1 = \frac{I_3}{e^{V_{dif}/V_t} + 1}, \quad I_2 = \frac{I_3}{e^{-V_{dif}/V_t} + 1} \quad (A.1.7, A.1.8)$$

que al graficarlas resulta la figura A.1.5

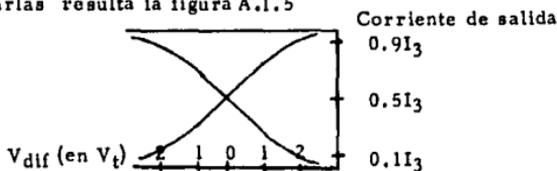


Figura A.1.5
Gráfica de las corrientes del par diferencial.

en donde descubrimos que es factible hacer una aproximación lineal en la parte central.

Las líneas rectas que pueden describir ese comportamiento son

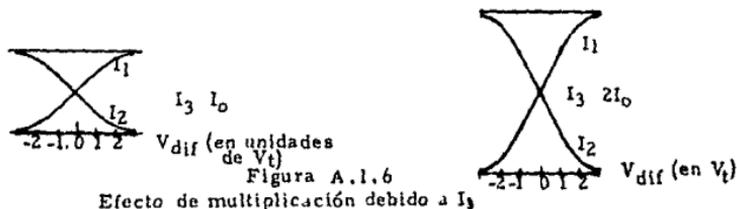
$$I_1 = I_3 \left(0.5 + \frac{1}{4V_t} V_{dif} \right) \quad (A.1.9)$$

$$I_2 = I_3 \left(0.5 - \frac{1}{4V_t} V_{dif} \right) \quad (A.1.10)$$

y siendo la diferencia entre ellas

$$I_1 - I_2 = \frac{1}{2V_t} I_3 V_{dif} \quad (A.1.11)$$

La diferencia $I_1 - I_2$ es una magnitud directamente proporcional a la tensión diferencial V_{dif} y la corriente I_3 , multiplica esa magnitud como se muestra a continuación.



Al controlar I_3 estaremos controlando uno de los factores de la multiplicación que se plantea en la ecuación A.1.11. Esto se muestra en el siguiente circuito en donde I_5 e I_6 representan lo que anteriormente venía siendo I_3 .

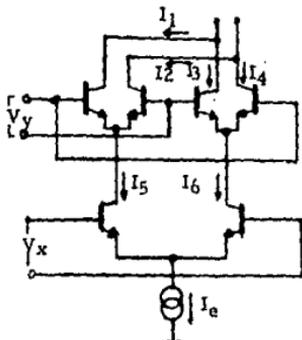


Figura A.1.7. Multiplicador simplificado.

expresando I_3 e I_4 según la ecuación A.1.12 y substituyendo en la ecuación A.1.7 y A.1.8 y desarrollando obtendremos lo siguiente:

$$I_1 + I_3 = \left(0.5 + \frac{1}{8V_t} V_x V_y \right) \quad (\text{A.1.12})$$

$$I_2 + I_4 = \left(0.5 - \frac{1}{8V_t} V_x V_y \right) \quad (\text{A.1.13})$$

con una salida diferencial

$$I_1 + I_3 - (I_2 + I_4)$$

de

$$\frac{1}{4V_t} V_x V_y = k V_x V_y \quad (\text{A.1.14})$$

Después de haber hecho este análisis nos ocuparemos específicamente del circuito integrado LM 1496 que es el que ha sido escogido para el as tema. (Figura A.1.8)

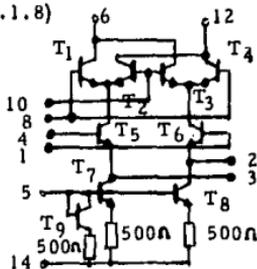


Figura A.1.8
Circuito integrado LM1496

En el circuito podemos distinguir dos fuentes de corriente cuyo valor se fija externamente por medio de una resistencia que se conecta a la pata 5. (Figura A.1.9.)

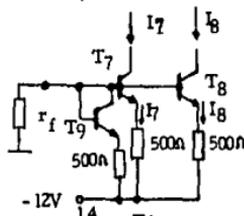


Figura A.1.9
Fuentes de corriente del LM1496

el transistor T_3 sirve para estabilizar térmicamente a T_3 y T_6 .

Inmediatamente arriba de las fuentes encontramos los pares diferenciales.

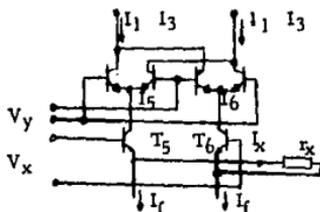


Figura A.1.10
Pares diferenciales del LM1496

Encontramos ahora que se puede conectar una resistencia externa entre los emisores de T_5 y T_6 . Consideremos

$$I_1 = I_f - I_x \quad (\text{A.1.15})$$

$$I_3 = I_f + I_x \quad (\text{A.1.16})$$

desarrollando como lo hicimos anteriormente se tiene

$$I_1 + I_3 = I_f + \frac{1}{2V_t} I_x V_y \quad (\text{A.1.17})$$

$$I_2 + I_4 = I_f - \frac{1}{2V_t} I_x V_y \quad (\text{A.1.18})$$

La resistencia r_x constituye una retroalimentación de V_x

$$V_x = I_x r_x + (V_{be5} - V_{be6}) \quad (\text{A.1.19})$$

y permite que la entrada diferencial pueda ser mayor sin abandonar la zona lineal de la gráfica que se muestra en la figura A.1.5.

Esa misma gráfica resultará de graficar I_3 e I_1 en función de la diferencia de tensiones

$$(V_{be5} - V_{be6})$$

como se muestra en la figura A.1.11.

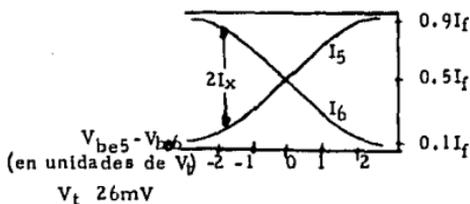


Figura A.1.11
 Gráfica de I_5 e I_6 en función de
 $V_{be5} - V_{be6}$

La diferencia: entre las gráficas A.1.11 y A.1.5 es que en la primera

$$V_{be5} - V_{be6} = V_{dif}$$

mientras que en la segunda

$$V_{be5} - V_{be6} = V_{dif} - I_x r_x \quad (A.1.20)$$

$$= V_x - I_x r_x \quad (A.1.21)$$

Las gráficas son iguales para el caso de

$$r_x = 0$$

sin embargo para cualquier caso

$$(I_5 - I_6) = 2I_x$$

En la gráfica A.1.11 podemos ver que cuando I_x es significativo en relación a I_f entonces nos encontramos en la zona no lineal, por consiguiente el valor de I_x debe ser mucho más pequeño que I_f . Con objeto de precisar un valor para r_x que sea adecuado a nuestros propósitos hay que considerar que se busca que

$$I_x r_x \gg (V_{be5} - V_{be6}) \quad (A.1.22)$$

para que el aumento de la tensión V_x (ecuación A.1.21) se manifieste particularmente en el aumento en la caída en r_x y no en la diferencia $V_{be5} - V_{be6}$.

Si se cumple la desigualdad A.1.22 tendremos que

$$V_x \approx I_x r_x \quad (A.1.23)$$

y así la diferencia entre las corrientes I_1+I_3 e I_2+I_4 se convierte en

$$(I_1+I_3) - (I_2+I_4) = \frac{1}{V_{trx}} V_x V_y \quad (A.1.24)$$

Por lo que se tiene un sistema cuya corriente de salida es proporcional al producto de las tensiones de entrada, es decir un sistema multiplicador.

Para convertir la salida del sistema en una señal de tensión se colocan resistencias en las patas 6 y 12 (figura A.1.8) que son las terminales por medio de las que se introduce la corriente de la señal de salida. La señal de tensión que se obtiene en ese punto debe ser amplificada para que al disponer de ella no se altere.

A.1.3 Osciladores controlados por tensión.

Los osciladores controlados por tensión como su nombre lo indica son sistemas que, guiados por una señal de tensión, entregan un señal (que en general es senoidal triangular o cuadrada) cuya frecuencia es fijada en determinado punto.

Entre los osciladores controlados por tensión, los generadores monótonos de forma de onda son interesantes para este proyecto. Particularmente el circuito integrado LM566, que fué seleccionado entre otras cosas por su gran linealidad en la modulación y por estar estabilizado térmicamente.

A continuación se muestra un diagrama simplificado del circuito.

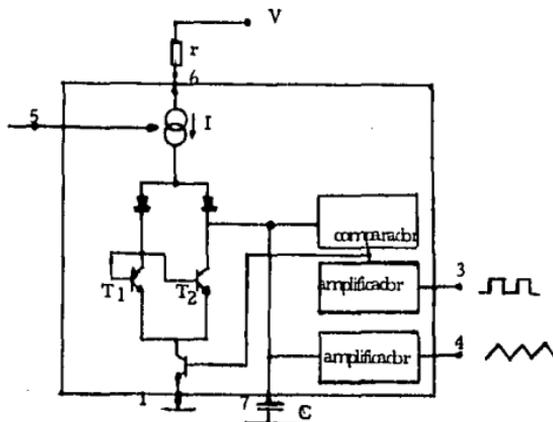


Figura A.1.12
Diagrama simplificado del LM566

Como se puede ver este circuito ofrece una señal de salida triangular y una cuadrada.

La frecuencia se determina por la tensión de control, por la resistencia r y por el capacitor C .

La oscilación se genera al cargar y descargar el capacitor con una fuente de corriente constante. Utiliza un comparador para seleccionar la operación de carga o de descarga dependiendo del nivel de tensión del capacitor C .

La corriente con la que se carga o descarga el capacitor se da por la ecuación

$$I = \frac{V_a - V_c}{r} \quad (\text{A.1.25})$$

El circuito impone las siguientes limitaciones

$$\frac{3}{4}V_a \ll V_c \ll V_a \quad (\text{A.1.26})$$

y

$$2k \ll r \ll 20k \quad (\text{A.1.27})$$

En el periodo de carga, el capacitor se encuentra inicialmente descargado. La señal del comparador pone el transistor T_2 en corte por lo que la corriente I , proveniente de la fuente de corriente, tiene que seguir la trayectoria que carga al capacitor C . Una vez llegada la tensión de ese capacitor a un nivel determinado el comparador cambia su señal y sitúa al transistor T_2 en la región de saturación. El transistor T_2 sigue al transistor T_1 , por el que pasa la corriente I proveniente de la fuente. Así el transistor T_2 es obligado a descargar el capacitor C siguiendo a la fuente de corriente. Una vez que se ha descargado el capacitor hasta un nivel determinado el proceso se repite.

El circuito tiene un tiempo de carga (que es igual al de descarga) de

$$T_c = \frac{V_a}{2I} C \quad (\text{A.1.28})$$

o bien

$$T_c = \frac{V_a}{5(V_a - V_c)} r C \quad (\text{A.1.29})$$

y la frecuencia de la señal tiene un periodo dos veces mas largo

$$f = \frac{1}{2T}$$

que en términos de los elementos externos es

$$f = \frac{5}{2} \cdot \frac{V_a - V_c}{V_a C r} \quad (\text{A.1.30})$$

A.1.4. Reguladores de tensión

La energía que requiere el sistema se suministra por medio de una fuente de tensión continua.

En esta fuente se emplea un circuito regulador que recibe una tensión que se compone de una parte continua sobre la que va montada una tensión de rizado que viene de un circuito rectificador. A la salida del circuito se tiene una tensión continua relativamente constante respecto a la carga con un nivel de rizo muy bajo.

El circuito regulador de tensión básicamente tiene circuitos para

- sensar variaciones en la tensión de salida
- establecer una referencia
- comparar respecto a la referencia
- controlar la tensión de salida.

El funcionamiento de un regulador de tensión se puede mostrar en el siguiente circuito simplificado.

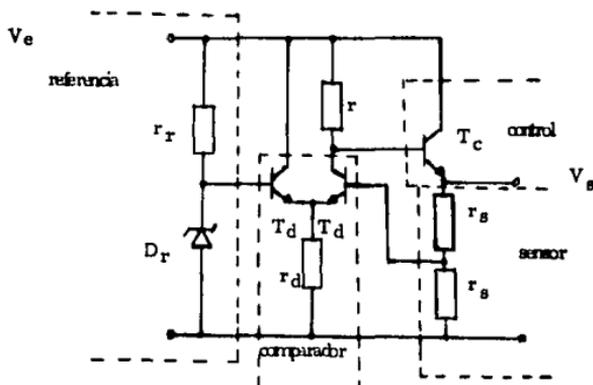


Figura A.1.13
Circuito simplificado de un regulador de tensión.

En la figura se distingue la parte que detecta los cambios en la tensión de salida V_s compuesto por el divisor de tensión que forman las resistencias r_s y r_s ; la referencia se da por medio de un diodo zener D_r ; la comparación entre la señal del sensor y la referencia se hace por medio de un par diferencial y el control de la tensión de salida V_s por medio del transistor T_c .

A.2 Bibliografía

Bildstein, Paul. - Filtros Activos.
Editorial Marcombo, Barcelona 1977
Parte II.

Clayton. - Linear Integrated Circuit Applications.
Editorial Mc.Millan, Londres 1977
Capítulos II, III, IV, V.

Deboo y Burrous. - Integrates Circuits And Semiconductor Devices
Editorial Mc.Graw Hill, Tokio 1983
Secciones 3.4.6 y 3.4.7

Edmister. - Circuitos eléctricos
Editorial Mc.Graw Hill, México 1979
Capítulo 15

Hayt y Kemmerly. - Análisis de Circuitos en Ingeniería
Editorial Mc.Graw Hill, México 1975
Capítulo 17

Kaufman y Seidman. - Manual para Ingenieros y Técnicos en Electrónica.
Editorial Mc.Graw Hill, México 1982
pp 9-27

Linear Data Book
National Semiconductors, 1978
pp 3-65 y 3-69

Lurch, Norman. - Fundamentos de Electrónica.
Editorial Mc.Graw Hill, México 1979
Sección 11.7

Schilling y Belove. - Electronic Circuits.
Editorial Mc.Graw Hill, Tokio 1979
Capítulo 7