

109  
55



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

SISTEMA DE PRUEBA DE UNA  
FUENTE DE PODER.

T E S I S  
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:  
INGENIERO EN SISTEMAS  
ELECTRICOS Y ELECTRONICOS  
P R E S E N T A :  
FELIPE GARCIA CHACON



Universidad Nacional  
Autónoma de México



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

## SISTEMA DE PRUEBA DE UNA FUENTE DE PODER

Página

## Introducción.

1.-	Parámetros característicos de una fuente de poder	1
2.-	Sistema de prueba: objetivos, necesidades, estructura.	7
3.-	Acoplamiento del sistema de prueba a un procesador digital. (diagrama de flujo y programa).	10
Capítulo I.- Circuito de Variación de Carga.		
I.1.-	Antecedentes y Análisis.	18
I.2.-	Funcionamiento.	27
I.3.-	Evaluación de algunos parámetros.	28
I.4.-	Resultados de las pruebas de laboratorio.	30
I.5.-	Conclusiones, diagrama del circuito.	34
Capítulo II.- Estudio de dos circuitos para la - variación del voltaje de línea.		
II.1.-	Construcción de un circuito por control de fase.	37
II.2.-	Factibilidad de tener resonancia con transformador y carga dados.	44
II.3.-	Prueba del circuito de encendido con filtrado a la salida.	51
	Conclusiones	61
II.4.-	Construcción de un circuito con niveles discretos de variación para el voltaje de línea.	63

Capítulo III.- Circuito detector de rizado. 71

III.1.- Estudio de alternativas. 78

III.2.- Construcción y resultados de laboratorio. 83

Apéndices.

A.- Construcción de fuentes a  $\pm 15$  y  $+ 5$  volts. 99

B.- Diagrama de alambrado de los circuitos. 102

C.- Diagrama de la estructura mecánica. 103

D.- Consideraciones básicas sobre el diseño de fuentes. 104

Bibliografía.

## INTRODUCCION.

### 1.- Parámetros característicos de una fuente de poder.

Quando se desea conocer la capacidad o característica - de una fuente de poder de corriente directa, es necesario sa ber su respuesta a varias condiciones de trabajo y estados - transitorios, éstos son: regulación de línea, regulación de- carga, factor de rizado y características como sobre-paso en el momento de encendido. A continuación se propone una defi- nición para estos parámetros. +++

Regulación de línea.- Es la variación en el voltaje de salida que ocurre cuando el voltaje de la línea de alimenta- ción es variado a su vez de un valor mínimo a un máximo espe- cificado, mientras la corriente de carga es sostenida a un - 50% de su valor máximo. La regulación es escrita como un por- centaje de variación en un valor especificado. La regulación también puede ser expresada como el valor absoluto del cam- bio en volts.

siendo los términos:

$V(X)$  --- Voltaje a la salida.

$R.L. = \left[ \frac{V(V_{AMI}) - V(V_{AMA})}{V(V_{AMA})} \right]; I_L = 0.5 I_N$

$V_{AMI}$  --- Voltaje de - alimentación mínimo.

$I_N$  --- corriente nominal.

$V_{AMA}$  --- Voltaje de - alimentación máximo.

Regulación de Carga.- Es la variación en el voltaje a - la salida que ocurre cuando la corriente de carga es cambia- da desde cero a un valor nominal, mientras el voltaje de en-

trada es mantenido a su magnitud nominal. Se expresa en términos de porcentaje o como un valor absoluto en volts.

$$R.V. = \left| \frac{V_{SC} - V_{PC}}{V_{PC}} \right|$$

Siendo los términos:

$V_{SC}$  --- Voltaje sin carga.

$V_{PC}$  --- Voltaje a plena carga.

$V_{AL}$  --- Voltaje de c. a. nominal.

Regulación total. - Algunas veces llamada regulación de línea y carga o regulación estática total. Es un caso extremo de variación de línea y carga, resultando en un valor debido al efecto producido por ambos cambios. A voltaje de entrada máximo, se produce máximo voltaje de salida cuando la corriente es nula; mientras que manteniendo el voltaje de alimentación y la corriente al valor nominal, disminuye la magnitud de voltaje de salida.

Siendo los términos:

$$R.T. = V(V_{AMA}, I_{LC}) - V(V_{AL}, I_{LN})$$

$I_{LC}$  --- Corriente cero de carga.

$I_{LN}$  --- Corriente nominal de carga.

Respuesta Transitoria o Regulación Dinámica de Carga.---

Es la variación de voltaje que ocurre a la salida cuando la carga es cambiada súbitamente de un 50% a un 25% del valor de carga completa.

La variación de voltaje a la salida desaparece después de un corto tiempo y regresa a su valor de estado estable. - De la figura 1, la respuesta transitoria es determinada por el valor del máximo sobrepaso y el tiempo de recuperación. -

Siendo el tiempo de recuperación el intervalo entre el instante cuando la carga es cambiada, a el tiempo cuando el voltaje de salida regresa dentro de los límites especificados de regulación. El sobre-paso es el cambio de máximo voltaje a la salida menos el voltaje promedio. El valor promedio es calculado con el voltaje a la salida desde antes y después del cambio de carga. El sobre-paso puede ser escrito en por ciento o en valor absoluto.

$$V_{PR} = \left| \frac{V(I_{L 50\%}) - V(I_{L 25\%})}{2} \right|$$

Siendo los términos:

$I_{L 50\%}$  --- Corriente de carga -  
al 50% del valor nominal.

$I_{L 25\%}$  --- Corriente de carga -  
al 25% del valor nominal.

$$R.D.C. = \left[ V_P - V_{PR} \right]; I_L = 50\% I_N$$

$V_{PR}$  --- Voltaje promedio

$V_P$  --- Voltaje pico del - -  
transitorio.

Regulación Dinámica de Línea. - Con la carga sostenida a un 50% de su valor, el voltaje de entrada es súbitamente - cambiado desde su valor nominal a cualquiera del máximo o mí nimo permisibles. La situación de esta regulación es como - se muestra en la figura 1. y que es la misma que en la regu lación dinámica de carga.

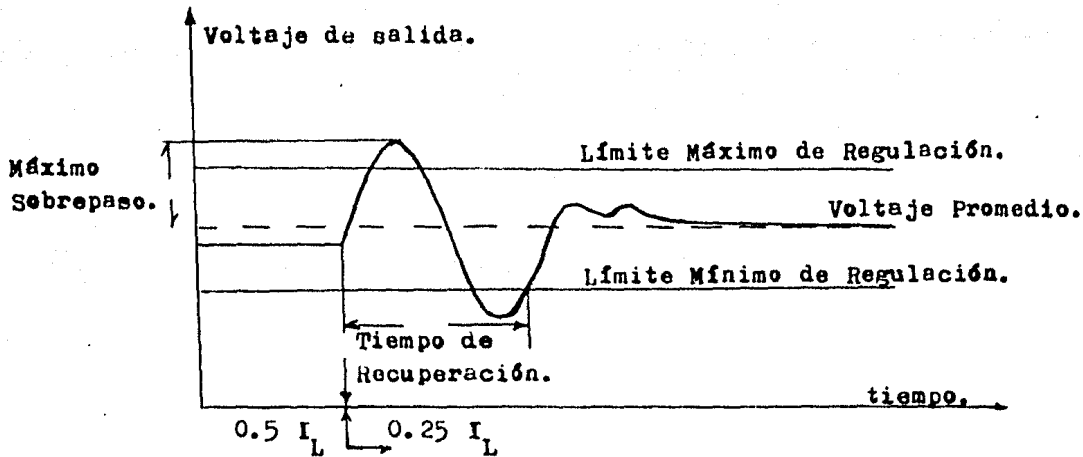


Fig. 1.- Curva de respuesta dinámica para una fuente de poder típica .



$$R.D.L. = \left| V_E - V_{PR} \right| ; I_L = 50\% I_N$$

El término  $V_E$  significa:

$V_E$  --- Voltaje Extremo

correspondiente a una -  
alimentación baja o alta.

Rizado.- Es aquella porción del voltaje a la salida que es armónica de la frecuencia fundamental de entrada.

$$V_R = V_{a.c.} \text{ --- R.M.S.}$$

PARD.- (Periódic and Random Deviation) - Desviación periódica y aleatoria.- Incluye todo zumbido, ruido y picos - que ocurren a la salida mientras la carga se mantiene constante.

Tanto el rizado como el PARD se expresan como un valor-R.M.S. o como un porciento del voltaje promedio, al 50% de su corriente de operación.

Regulación Térmica o Coeficiente de Temperatura.- Estos términos se refieren a la variación en el voltaje a la salida cuando la corriente de carga es mantenida al 50% de su valor nominal y la temperatura ambiente a la fuente se varía - dentro de sus límites de especificación.

La regulación térmica es expresada como un porciento, - por grado centigrado.

$$\frac{V_{50\%}(T_{MIN}) - V_{50\%}(T_{MAX})}{V_{50\%}(T_{AMB}) (T_{MAX} - T_{MIN})}$$

Siendo los términos:

$T_{MIN}$  --- Temperatura Mínima especificada.

$T_{MAX}$  --- Temperatura Máxima especificada.

$T_{AMB}$  --- Temperatura Ambiente.

$V_{50\%}$  --- Voltaje medido a la salida cuando  $I_L = 50\% I_N$ .

Estabilidad o Corrimiento.- Es la variación en el voltaje a la salida después de un período de trabajo o calentamiento, mientras la unidad es operada en un 50% de carga en condiciones de temperatura ambiente y voltaje nominal a la entrada. La estabilidad es medida sobre un período de 24 hrs. y expresada en porciento de voltaje a la salida o como un valor absoluto.

$$S = \left| V_{50\%}(0.H) - V_{50\%}(24H) \right|$$

Siendo los términos:

$V_{50\%}(0.H)$  --- Voltaje a la salida en el momento inicial.

$V_{50\%}(24H)$  --- Voltaje a la salida después de 24 hrs.

Impedancia interna - a la salida de la fuente -- Es la presentada en los terminales de carga. Esta impedancia es calculada como la relación del cambio de voltaje a la salida entre el cambio de corriente en la misma salida, cuando ésta es variada de 50% de su valor a aproximadamente un 75%.

$$R_{SA} = \frac{V_{75\%} - V_{50\%}}{.75 I_N - .50 I_N}$$

Siendo los términos:

$V_{50\%}$  --- Voltaje medido a la salida cuando:  $I_L = 50\% I_N$

$V_{75\%}$  --- Voltaje a la salida cuando  $I_L = 75\% I_{Nominal}$ .

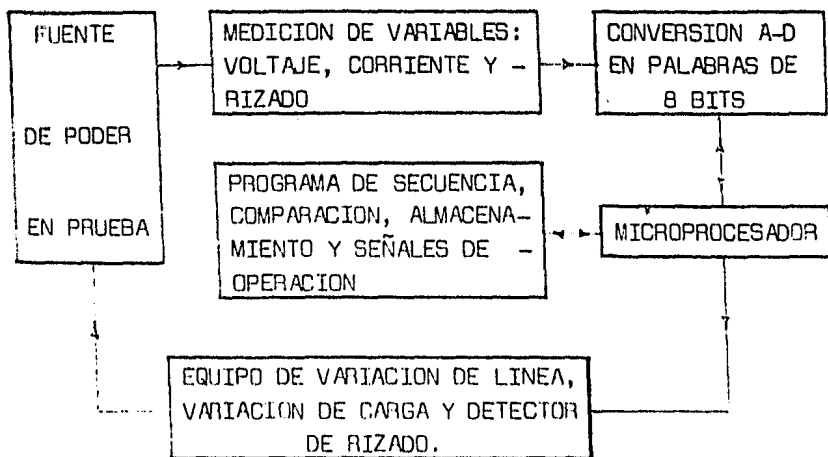
Prueba de Corto Circuito.- Una prueba de corto circuito indica que la fuente de poder no se dañará si sucede un corto circuito entre sus terminales. Especificando el tiempo que puede durar, como la medida de esta capacidad.

Crossover de voltaje a corriente.- Es la característica de una fuente al cambiar su modo de regulación de voltaje constante a regulación de corriente constante.

## 2.- SISTEMA DE PRUEBA.

En este trabajo se pretende realizar tanto la fase de diseño como la de aplicación, es decir, se quiere que el equipo construido se pueda usar para verificar las especificaciones de fuentes, con el propósito de que el sistema sea susceptible de ser acoplado vía microprocesador al de un sistema automático de prueba.

¿En qué consiste el sistema de prueba?. Véase el siguiente esquema:



Funcionamiento.- Una palabra del microprocesador hace trabajar al circuito de variación de línea, a un voltaje en que puede operar la fuente en prueba, después otra palabra ha de salir del microprocesador para incrementar la corriente de carga a un valor específico, (hasta la corriente nominal). Pasado un breve tiempo otra señal o señales han de -

efectuar la lectura del voltaje analógico a la salida de la fuente y convertirla en una palabra digital. El programa indica una dirección donde ha de almacenarse esta palabra y/o bien procesarse para tomar decisiones dentro del mismo.

¿Se puede considerar éste un sistema de control numérico?

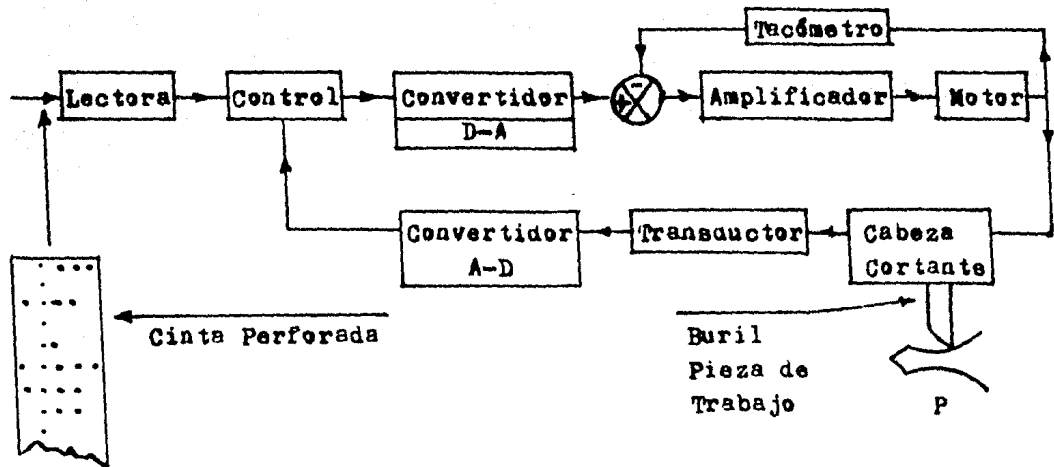
En el sentido correcto de las palabras, no se trata de un sistema de control numérico, puesto que en el procesador de éste último existe una realimentación de la salida necesariamente; mientras que en este sistema el objetivo del procesador es la ejecución de un programa de lecturas y la generación de una palabra que controla los cambios de voltaje y carga. Mas bien se puede clasificar dentro de un sistema de lazo abierto ya que se tiene una relación fija en la entrada - la palabra digital desarrollada en el programa - y la salida (voltaje de alimentación y corriente en la carga). Si simultáneamente se toma la lectura del voltaje, que es el objetivo.

Desde luego que se pueden tomar decisiones dentro del programa en función de las lecturas tomadas y entonces ya se cierra la malla, logrando así tener una salida en función de ella misma y la entrada. De hecho ésta es una fuerte ventaja del sistema que implica una mayor sofisticación del programa.

Por claridad, a continuación transcribimos el siguiente ejemplo: de un sistema de control numérico, expuesto en el libro de Ogatta.++

---

++ Ogatta Katsuhiko; Modern Control Engineering; Englewood - Cliffs.  
Prentice Hall 1970.



Funcionamiento. - Se prepara una cinta que en forma binaria representa la pieza deseada P. Para poner en marcha el sistema, se alimenta la cinta a la unidad lectora. Luego se compara el pulso de señal de entrada, modulado en frecuencia con el pulso de señal de realimentación. El convertidor D-A, convierte el pulso en una señal analógica que representa -- cierta magnitud de tensión, la que a su vez hace girar el -- servomotor.

De acuerdo con la entrada al servomotor se controla la posición de la cabeza cortante. El transductor acoplado a la cabeza cortante, convierte el movimiento en una señal eléctrica, ésta a su vez pasa por un convertidor analógico-digital para hacerse compatible con la entrada en el equipo de control.

El elemento de control efectúa operaciones matemáticas sobre la diferencia en las señales de pulsos. Si hay diferencia entre ambas, se envía una señal al servomotor, para reducirla.

### 3.- ¿Qué se pretende de la programación del microprocesador en este sistema?

Se desea que a partir del voltaje nominal se causen variaciones hacia arriba y hacia abajo en el voltaje de línea, mientras la corriente de carga se varía de cero a la nominal, hasta el punto en que la regulación de carga se hace inaceptable o hasta el extremo máximo o mínimo deseado por probar. Desde luego que se hace corresponder a cada variación una lectura de voltaje a la salida y una dirección de almacenamiento de ésta.

Viendo la cantidad de trabajo que conlleva la realización de un programa así, nos abocaremos a realizar uno más elemental:

Consiste de que en una palabra digital de 8 bits, se asignan los dos más significativos, para controlar el voltaje de línea (para alimentar a la fuente en prueba), empleando los seis bits restantes para programar el valor de la corriente de prueba.

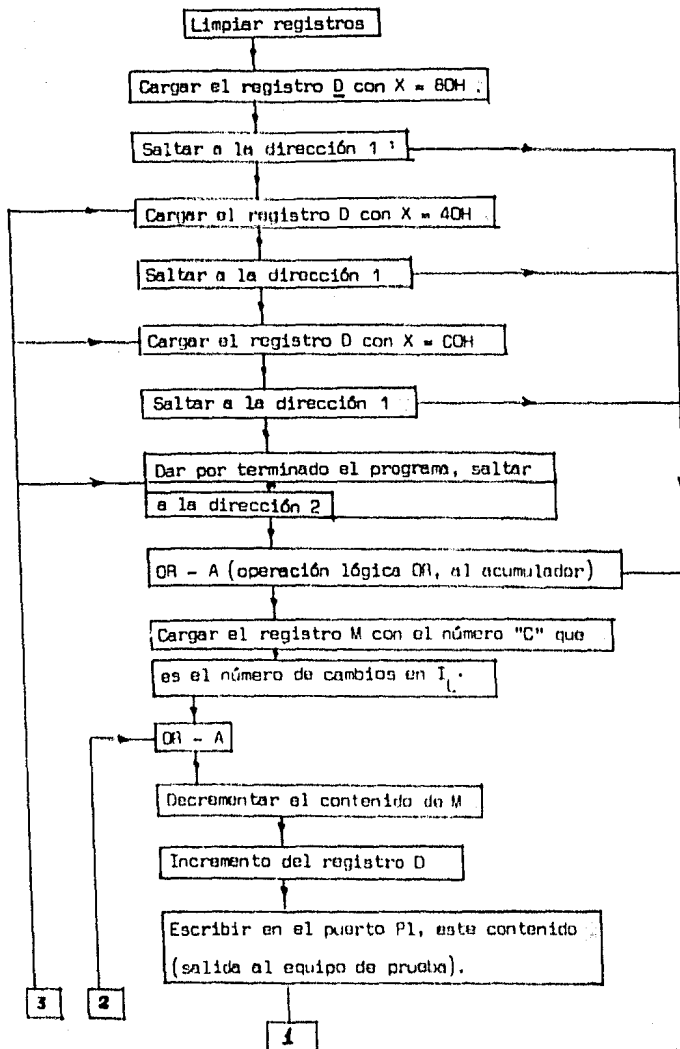
A manera de ejemplo, supongamos el valor nominal de voltaje de alimentación dado por la palabra binaria 10XX XXXX, variando los seis restantes se pueden generar 64 valores posibles de corriente de salida; posteriormente se limpia la palabra de 8 bits y se dá un voltaje de línea menor con la palabra 01XX XXXX, volviendo a generar los cambios de corriente como en el caso anterior.

En la realización del programa a continuación escrito, se da por sentado, que el kit microprocesador tiene la capacidad de un sistema mínimo localizado en una tarjeta de circuito impreso que cuenta con las siguientes facilidades:

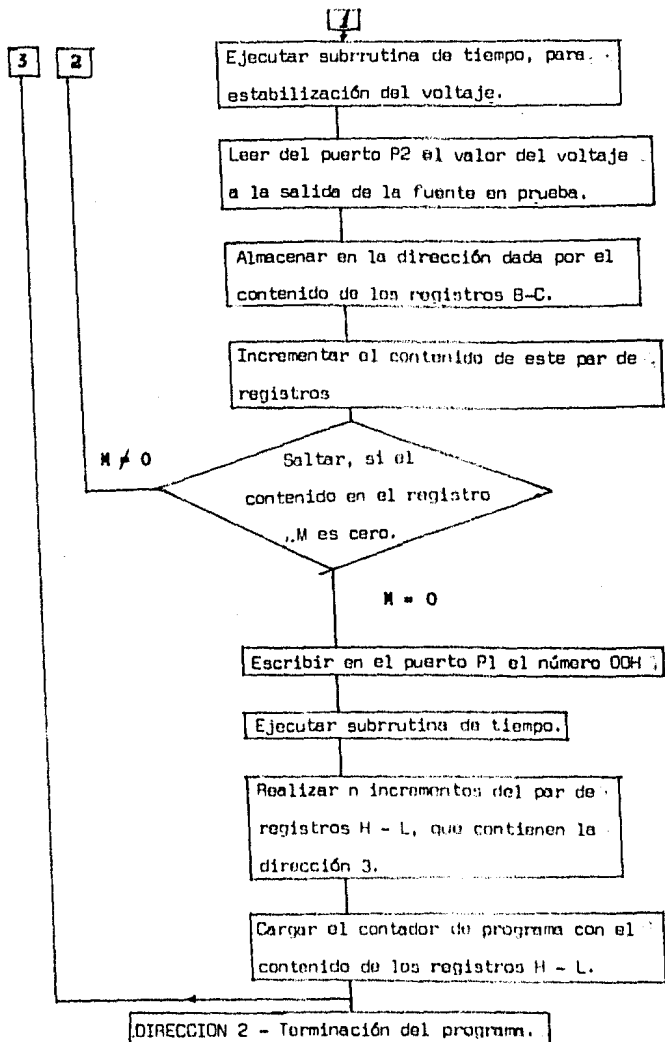
- Circuitería y programación necesaria para la interfase con dos puertos (lectura y salida).
- Una estructura típica consistente de: acumulador, unidad aritmética, registros y registros de instrucciones, contador de programa, etc.
- Una capacidad de memoria RAM - Random Acces Memory -- para ejecución del programa.

A continuación se escribe el diagrama de flujo del programa descrito:

to:







CODIFICACION DEL PROGRAMA.-

Label	Código	Operando	Comentario
	ORG	1321H	Dirección de inicio
PRTD	EQU	-	Dirección del puerto de salida.
PRTI	EQU	-	Dirección del puerto de entrada.

Dirección	Código	Mnemónico	Operando	Comentario
1321	06	MVI	B	
1322	00	00		Se limpia el contenido
1323	3E	MVI	A	de los registros.
1324	00	00		
1325	0E	MVI	C	
1326	00	00		
1327	16	MVI	D	
1328	00	00		
1329	IE	MVI	E	
132A	00	00		
132B	26	MVI	H	Se almacena la dirección
132C	13	13		No. 3 en los registros -
132D	2E	MVI	L	H - L
132E	34	34		
132F	16	MVI	D	Se carga el contenido
1330	80	80		del registro D con 80H.
1331	C3	JMP		
1332	42			
1333	13			
1334	16	MVI	D	
1335	40			
1336	C3	JMP		

Dirección	Código	Mnemónico	Operando	Comentario
1337	42			
1338	13			
1339	16	MVI	D	
133A	00	00		
133B	03	JMP		Salto incondicional para terminar el programa.
133C	42			
133D	13			
133E	03	JMP		
133F	6B			
1340	13			
1341	B7	OR	A	"C" X INR = $2^6 = 64$ siendo INR -- Incrementos.
1342	36	MVI	M	
1343	3C	40H	60 decimal.	
1344	97	SUB	A	
1345	B7	OR	A	
1346	B7	OR		
1347	35	DCR	M	Se decrementa el número C contenido en M.
1348	7A	MOV	A, D	
1349	B7	OR	A	
134A	D3	OUT	PRT0	
134B		-		
134C				
134D	00	CALL	Loop 1	
134E	6C			
134F	13			
1350	97	SUB	A	

Dirección	Código	Mnemónico	Operando	Comentario
1351	08	IN	PRTI	
1352		-		
1353		-		
1354	02	STAX	B	Se almacena el contenido dado por los registros B - C
1355	03	INX	B	
1356	07	OR	A	
1357	7E	MOV	A,M	
1358	CA	JZ		
1359	13			
135A	44			
135B	3E	MVI	A	
135C	00			
135D	03	OUT	PRT0	Se limpia el puerto de salida escribiendo 00
135E		-		
135F		-		
1360	0D	CALL	LOOP 1	
1361	6C			
1362	13			
1363	23	INX	H	Se incrementa la dirección contenida en los registros H-L cinco veces que es la posición sucesiva entre las direcciones 3' y 3"
1364	23	INX	H	
1365	23	INX	H	
1366	23	INX	H	
1367	23	INX	H	
136A	E9	PCHL		
136B	08	RC		

## SUBRRUTINA LOOP 1

Dirección	Código	Mnemónico	Operando	Comentario
136C	B7	OR	A	
136D	97	SUB	A	
136E	3E	MVI	A,Z	
136F	C8			
1370	3D	DCA	A	
1371	B7	OR	A	$(3 \text{ OR} + 2) \times Z \times T_i =$
1372	B7	OR	A	$= T_T$
1373	B7	OR	A	Siendo:
1374	CA	JZ		$T_T$ --- tiempo total
1375	7B			$T_i$ --- tiempo de ins- - trucción
1376	13			
1377	C3	JMP		Z --- Número de veces - que se desea incremen-- tar $T_T$ .
1378	70			
1379	13			
137A	C9	RET		

## CAPITULO I - CIRCUITO DE VARIACION DE CARGA

### I.1 Antecedentes y Análisis.

El propósito del circuito es variar la magnitud de la corriente que se demanda de la fuente bajo prueba, desde un punto de vista simplista el sistema puede concebirse como — una resistencia variable, sin embargo; dado que se desean — probar fuentes con capacidad de salida del orden de 25 watts se escogió no una resistencia variable sino una fuente de co rriente que pudiera variar de cero a la corriente máxima nominal, con una compliancia adecuada al voltaje nominal de sa lida, en nuestro caso se fijaron como límites:

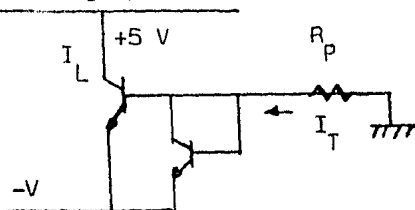
$$(I_L)_{MAX} = 5 \text{ Amp.};$$

$$V_C = 7 \text{ Volts.}$$

A continuación presentamos la evolución de la configuración, desde un espejo de corriente simple, hasta la fuente propuesta para el sistema.

En la figura I.1, se muestra una fuente de corriente — del tipo espejo esta configuración requiere que ambos tran— sistores sean idénticos, más aún se requiere que la corriente  $I_L$  sea igual a  $I_T$ , lo que lo hace poco práctico y altamen— te ineficiente.

Fuente bajo prueba



$$I_T = \frac{-V - 0.7}{R_P}$$

$$I_L = I_T$$

Fig. I.1

Una forma de incrementar la eficiencia de este sistema es mediante la configuración mostrada en la figura I.2.

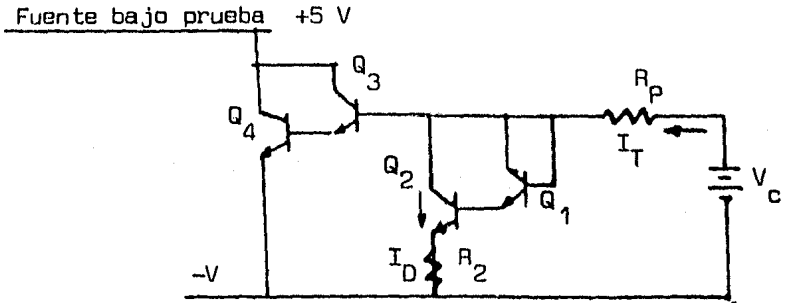


Fig. I.2

El modelo simplificado para esta figura es como en la figura I.3.

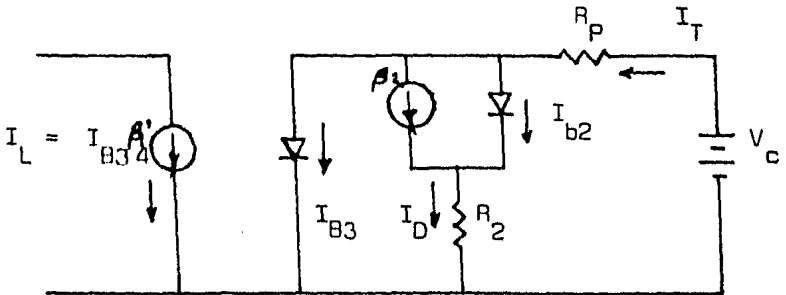


Fig. I.3

La ecuación de  $I_L$  es:

$$I_L = \left[ \frac{V_c - 2 V_T L_n \left( \frac{I_D}{I_s} \right) - R_p \frac{I_L}{\beta_4}}{R_p + R_2} \right] \text{Exp} \left( \frac{R_2 I_D}{V_T} \right) \quad \text{--- I.1}$$

$$V_T = KT / q \quad \beta_4' = \beta_3 \beta_4$$

Notar que en esta expresión se incluye la misma corriente de carga  $I_L$  porque la ganancia estática de corriente del transistor  $Q_4$  y  $Q_3$  es mucho menor que la de  $Q_2$ ,  $Q_1$ . Esto hace que la corriente de base tenga un peso en la ecuación, quedando:

$$I_L = \left[ \frac{V_c - 2 V_T L_n \left( \frac{I_D}{I_s} \right)}{R_p + R_2 + \left( \frac{R_p}{\beta_4} \right) \text{Exp} \left( \frac{R_2 I_D}{V_T} \right)} \right] \text{Exp} \left( \frac{R_2 I_D}{V_T} \right) \quad \text{--- I.2}$$

Y evaluando la corriente  $I_D$ :

$$I_D = \frac{V_c - 1.4}{R_2 + R_p} ; \quad \text{--- I.3}$$

$$V_T = \frac{KT}{q} \quad \text{--- I.4}$$



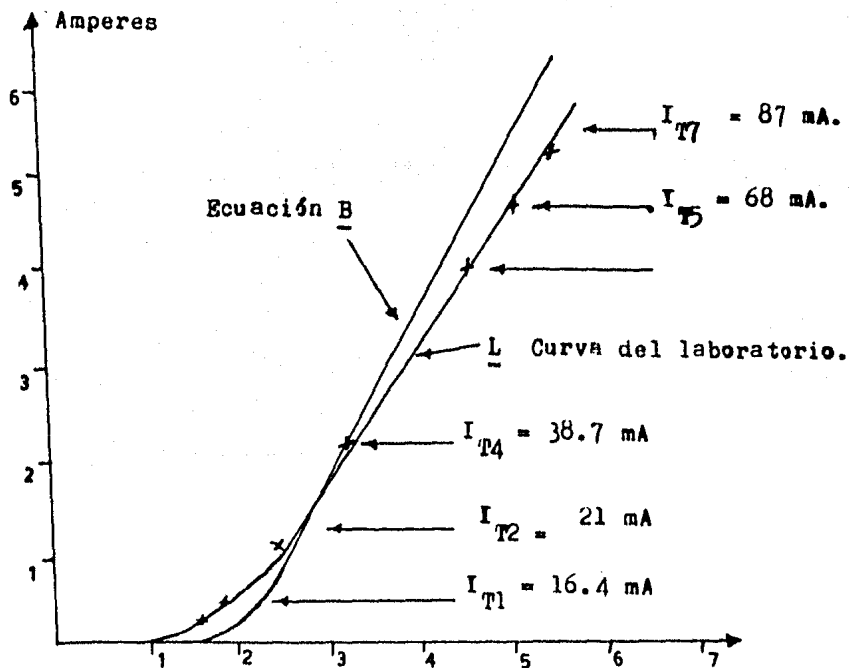
A manera de verificar la ecuación I.2, se tomaron los valores:  $I_S = 10^{-13}$ , por ser de Silicio,  $\beta'_1 = 70$  y  $V_T = 25$  mV.. Con estos valores se obtuvo la curva B que se muestra en la gráfica I.1, que de ninguna manera corresponde a los datos del transistor.

En el laboratorio la respuesta del circuito fue como se muestra en la misma gráfica I.1, con las resistencias:  $R_2 = 5$  ohms y  $R_1 = 47$  ohms, la corriente  $I_T$  máxima obtenida fue de 87 mA. para la corriente de 5 Amperes.

De la ecuación I.2 se puede ver que haciendo  $R_1 = \beta_1'$  y  $V_C$  muy grande, comparada con  $2 V_T L_n \frac{I_D}{I_S}$ , la curva L se puede alinear en gran medida y aumentar su eficiencia al aumentar  $R_2$ .

Lecturas de laboratorio, curva L:

$V_C$ - Volts	$I_L$ - Amperes	$I_T$ - Amperes
1.- 1.66	0.39	0.0164
2.- 2.3	1.03	0.021
3.- 3.02	1.71	--
4.- 3.32	2.4	0.0387
5.- 4.63	4.22	0.068
6.- 5.00	4.7	--
7.- 5.5	5.2	0.087

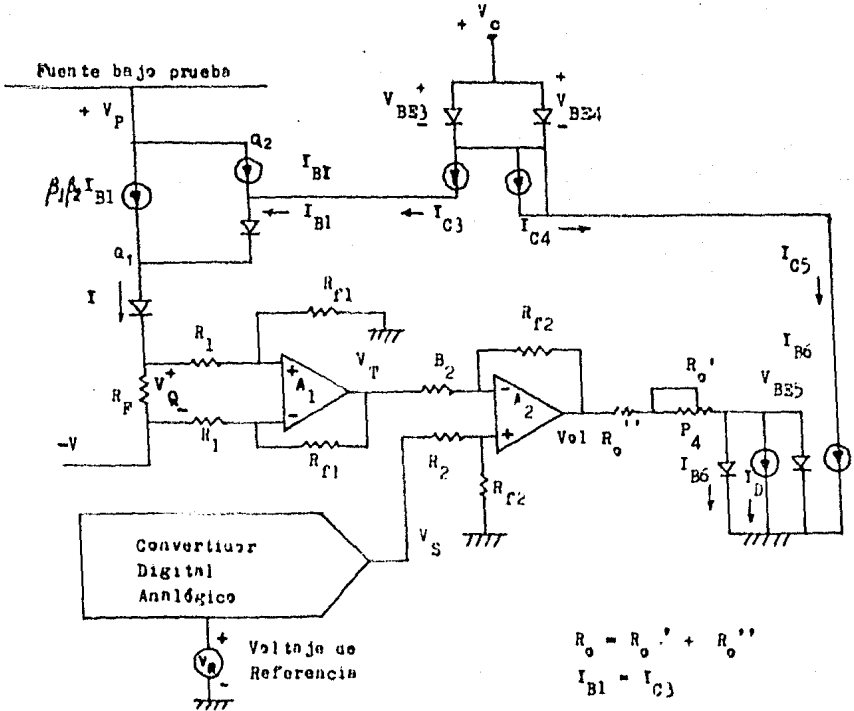


Gráfica I.1 Respuesta del circuito de la figura I.2

Por otro lado, este circuito presenta una inestabilidad relativamente grande, es decir, una vez fijado un valor de  $V_C$  la corriente se sube aproximadamente diez miliamperes en  $I_L$  después de cinco minutos para la corriente de 4.7 Amperes.

El tercer circuito que se analizó, fue pensado como un sistema re-alimentado, para tener una respuesta lineal y constituido por amplificadores de diferencias, espejos y fuentes de corriente.

Su esquema es como en la figura 1.5



$$R_0 = R_0' + R_0''$$

$$I_{BI} = I_{C3}$$

$$R_0 = R_0' + R_0''$$

$$I_{BI} = I_{C3}$$

Figura 1.5

Buscando desarrollar  $I$  como función de  $V_S$ , que es la señal proveniente del convertidor, hacemos el siguiente análisis:

El voltaje de los transistores 5 y 6 es el mismo en la base.

$$V_{BE6} = V_{BE5}$$

Despreciando las corrientes de base con respecto a  $I_D$  que es igual a  $I_{CS}$ . La corriente  $I_D$  está dada por:

$$I_{CS} = I_D = \frac{V_{o1} - V_{BE5}}{R_D} \quad \text{--- 1.5}$$

A su vez  $V_{o1}$  es:

$$V_{o1} = \frac{R_{f2}}{R_2} (V_S - V_T) \quad \text{--- 1.6}$$

Así mismo:

$$V_T = \frac{R_{f1}}{R_1} V_Q \quad \text{--- 1.7}$$

$$(V_Q = R_F I) \quad \text{--- 1.8}$$

De 1.8 en 1.7 se tiene:

$$V_T = \frac{R_{f1}}{R_1} R_F I \quad \text{--- 1.7'}$$

De I.7' en I.6:

$$V_{o1} = \frac{R_{f2}}{R_2} \left( V_S - \frac{R_{f1}}{R_1} R_F I \right) \quad \text{--- 1.9}$$

La ecuación I.5' la podemos escribir también como:

$$I_D = I_{CS} = \frac{V_{o1} - V_{BES}}{R_O} = \frac{I}{\beta_1 \beta_2} \quad \text{--- 1.5'}$$

Sustituyendo I.9 en I.5': I.6

$$I = \frac{\beta_1 \beta_2 \frac{R_{f2}}{R_2} \left( V_S - \frac{R_{f1}}{R_1} R_F I \right) - \beta_1 \beta_2 V_{BES}}{R_O} \quad \text{--- 1.10}$$

Despejando I:

$$I \left[ 1 + \frac{\beta_1 \beta_2 R_{f1} R_{f2} R_F}{R_O R_1 R_2} \right] = \frac{\beta_1 \beta_2}{R_O} \left[ \frac{R_{f2}}{R_2} V_S - V_{BES} \right]$$

Finalmente:

$$I = \frac{\left[ \frac{R_{f2}}{R_2} V_S - V_{BES} \right]}{\left[ \frac{R_O}{\beta_1 \beta_2} + \frac{R_{f1} R_{f2} R_F}{R_1 R_2} \right]} \quad \text{--- 1.10}$$

En la ecuación 2.10 vemos que si hacemos  $\frac{R_{f2}}{R_2}$  grande, se puede disminuir el efecto de  $V_{BES}$  y por otro lado  $\frac{R_{f1}}{R_1}$  no puede ser muy grande por que:

$$V_T = 10 = \frac{R_{f1}}{R_1} \cdot R_F \cdot I; \text{ puesto que } I = 5 \text{ Amperes}$$

resulta:  $\frac{R_{f1}}{R_1} R_F = 2$ ; Si  $R_F = 1 \text{ ohm}$ , implica que  $\frac{R_{f1}}{R_1} = 2$

Suponiendo valores encontramos la magnitud de  $I$ :

$$I = \frac{[100 V_S - 0.7]}{\frac{R_o}{2} + 2.2 (100) (0.5)}$$

(20)

$R_o$ kilohms	$V_S$ volts	$I$ amperes
100 K	10	2.77
30 K	10	5.40

Suponiendo ahora:

$$I = \frac{[100 V_S - 0.7]}{\frac{R_o}{2} + 3.3 (100) (0.5)}$$

(20)

Resulta:

$R_o$ kilo-ohms	$V_S$ volts	I amperes
100 K	10	2.4
20 K	10	4.65
10 K	10	5.25

I.2 Funcionamiento. - El convertidor maneja al operacional  $A_2$  de manera que dá voltajes positivos, este último determina la corriente  $I_D$  en el transistor conectado como diódo  $Q_6$  con la relación I.5. La corriente  $I_D$  es la misma que  $I_{CS}$  en virtud de que el voltaje de base de  $Q_5$  es el mismo, (con más rigor, la corriente  $I_{CS}$  es ligeramente mayor por la admitancia de salida del transistor).

La corriente  $I_{C4}$  del transistor  $Q_4$  es la misma que la de  $I_{CS}$  necesariamente por tener sólo una vía de circulación.

La corriente  $I_{C3} = I_{B1}$  es igual a  $I_D = I_{CS} = I_{C4}$ , ya que tiene las mismas condiciones de espejo  $Q_3$  con  $Q_4$  como las de  $Q_6$  y  $Q_5$ .

La corriente  $I_{B1}$  ocasiona una corriente  $I_L$  en el transistor  $Q_1$ ,  $Q_2$  correctamente polarizado y conectado en configuración Darlington para aumentar la ganancia de corriente. - Esta corriente es muestreada en  $R_F$ , provocando el voltaje  $V_T$  a la salida del amplificador  $A_1$  y comparando este voltaje con  $V_S$  se linealiza la salida de corriente  $I$  en función de  $V_S$  como se muestra en la ecuación I.10. Desde luego por efecto de que el circuito tiende a disminuir la diferencia de voltajes que pueda existir entre  $V_T$  y  $V_S$ , de lo contrario la corriente subiría hasta producir  $V_T = V_S$ .

### I.3. Evaluación de algunos parámetros.-

El segundo factor de importancia en este circuito es - determinar si la fuente de corriente es capaz de disipar la potencia manejada en la prueba.

Se consiguió un disipador de resistencias térmica no - conocida, así que se caracterizó de la siguiente manera:

A).- La conexión del transistor en el circuito fue como en la figura:

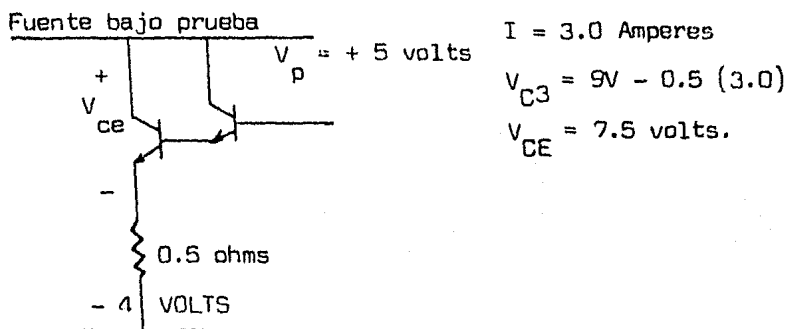


Fig. I.6 - Caracterización del disipador.

La potencia disipada por el transistor es:

$$P_T = (7.5) (3.0) = 22.5 \text{ Watts}$$

B).- La temperatura ambiente fue de 70 °F y en la parte metálica o cápsula del transistor fue de 85°F en forma -- permanente. El termómetro usado es de vidrio, así que cuando se juntó al metal del transistor se untó con bastante pasta de silicio





Verificando ahora la capacidad del disipador para el peor caso:

$$T_J = T_{MAX} - P_T (\theta_{J-C} + \theta_{C-S} + \theta_{S-A})$$

$$= 150 - 37.5 (1.56 + 1.0 + 1.28) = 150^\circ - 144^\circ\text{C} = + 6^\circ\text{C} \quad \text{---} \\ \text{(I.11)}$$

Donde el valor de 37.5 watts proviene de:

$P_J = (10 \text{ volts} - 2.5 \text{ volts}) \times 5 \text{ Amperes} = 37.5 \text{ watts}$  y los 2.5 volts se deben a la caída de voltaje en la resistencia de muestreo  $R_F$ , de 0.5 ohms, al pasar los 5 amperes de prueba.

Como se ve del resultado anterior, la temperatura de la juntura en el transistor queda por debajo de la máxima -- permisible para la máxima potencia de disipación, lo cual -- nos indica que es aceptable.

#### I.4.- Resultados de laboratorio.-

La respuesta que se tuvo en el laboratorio, ajustando para 5 amperes con los 6 bits en alto, fue como en la siguiente tabla:

$B_6$ b. m. s.	$B_5$	$B_4$	$B_3$	$B_2$	$B_1$ B.M.S.	$V_{OC}$ -- voltaje del convertidor	$V_{OR}$ -- voltaje en $R_F$	$I_0 = \frac{V_{OR}}{R_F}$ $R_F = 0.53$
0	0	0	0	0	0	0.04	0.08	0.52
0	0	1	0	0	0	0.66	0.28	0.52
0	0	0	1	0	0	1.24	0.37	0.70
0	0	1	1	0	0	1.80	0.54	1.02
0	0	0	0	1	0	2.30	0.73	1.35
0	0	1	0	1	0	2.9	0.86	1.62
0	0	0	1	1	0	3.53	0.97	1.83
0	0	1	1	1	0	4.0	1.12	2.11
0	0	0	0	0	1	4.5	1.30	2.45
0	0	1	0	0	1	5.1	1.40	2.64
0	0	0	1	0	1	5.7	1.58	2.98
0	0	1	1	0	1	6.2	1.7	3.20
0	0	0	0	1	1	6.72	1.8	3.4
0	0	1	0	1	1	7.3	1.96	3.70
0	0	0	1	1	1	7.9	2.15	4.06
0	0	1	1	1	1	8.56	2.30	4.33
1	0	1	1	1	1	9.18	2.46	4.64
1	1	1	1	1	1	9.95	2.7	5.1

A continuación presentamos la gráfica I.2, correspondiente a esta tabla:

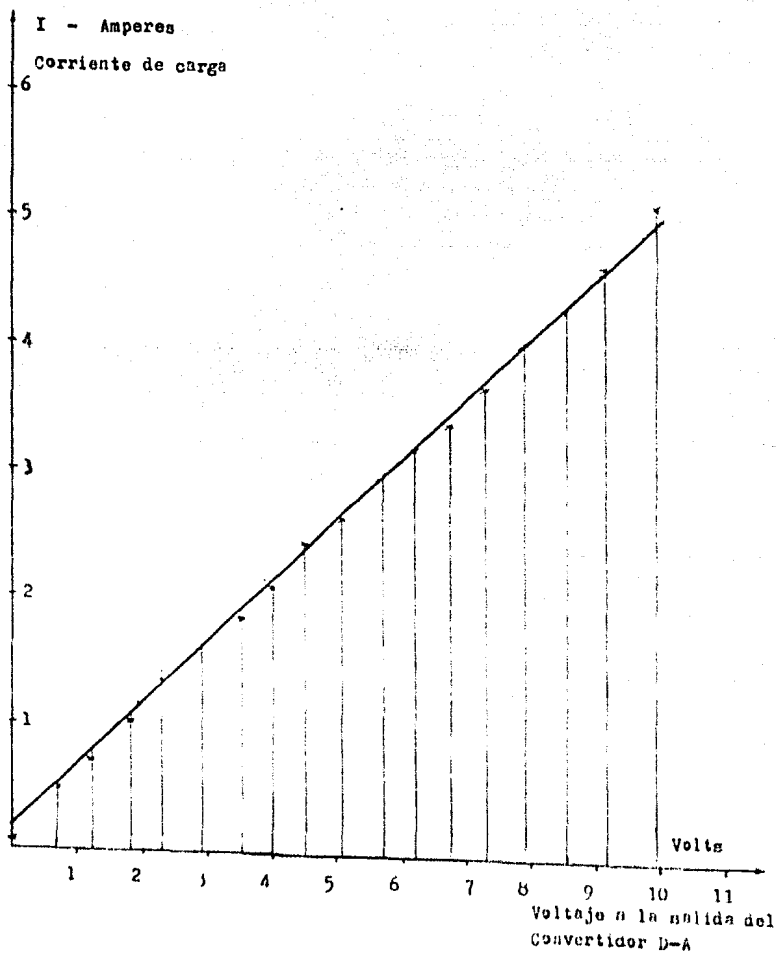


Gráfico 1.2.- Respuesta del circuito de variación de carga.

Aproximando a la recta dibujada por los puntos extremos:

10 volts. --- 5.10 Amp.

1.25 volts. --- 0.65 Amp.

$$\frac{10 - 1.25}{5.1 - 0.65} = \frac{X - 10}{Y - 5.1}; \quad 1.9663 (Y - 5.1) = X - 10$$

$$Y = 0.5086 X + 0.032$$

La ecuación de la recta obtenida por ajuste de mínimos cuadrados:

$$a_0 = \frac{(\sum X^2) \sum Y - \sum X (\sum XY)}{n \sum X^2 - (\sum X)^2} = \frac{(582) (46.17) - (87.4) (299.415)}{18 (582) - (87.4)^2}$$

$$a_1 = \frac{n \sum XY - (\sum X) (\sum Y)}{n \sum X^2 - (\sum X)^2} = 0.479$$

La ecuación de la recta obtenida de este modo es:

$$Y = 0.48 X + 0.246$$

En las especificaciones del convertidor usado está la de suministrar 2 volts para formar la corriente de referencia del MC1408-L6. Mientras que las fuentes que alimentan al resto de los circuitos son de  $\pm 15$  y  $+5$  volts, esto hizo necesario incluir el regulador de voltaje LM723, unificando así el uso de las fuentes dadas.

Finalmente el circuito quedó como se muestra en la figura I.7 que a diferencia del circuito de la figura I.3, este último es muy estable aún con variaciones de temperatura. De la ecuación I.10 se obtiene una expresión de la variación en la corriente por variación en la temperatura en el transistor  $Q_6$ :

$$\frac{\Delta I}{\Delta T} = \frac{\Delta V_{BE6}}{\Delta T} \frac{\partial I}{\partial V_{BE6}} = \frac{-1(-K)}{\frac{R_0}{\beta_1 \beta_2} + \frac{R_{F1} R_F R_{F2}}{R_1 R_2}}$$

Suponiendo un cambio de temperatura en  $Q_6$  de:  $21^\circ\text{C}$  a  $-35^\circ\text{C}$ .

$$\Delta T = 14^\circ\text{C}$$

$$\text{Sustituyendo valores: } \frac{\Delta I}{\Delta T} = 3.5 \times 10^{-4} \frac{\text{Amp.}}{^\circ\text{C}}$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta T} = \frac{0.07}{25 + 174.9} = 3.5 \times 10^{-4} \frac{\text{Amp.}}{^\circ\text{C}}$$

y sustituyendo el valor de  $T$ , se tiene:

$$\Delta I = (3.5 \times 10^{-4}) (14^\circ\text{C}) \frac{\text{Amp.}}{^\circ\text{C}} = 4.9 \text{ mAmp.}$$

En la práctica del laboratorio, se dejó durante media-hora el circuito pasando una corriente de 3.84 Amperes y no se notó ningún cambio en la corriente de salida.

I.5.- Conclusiones..- Comparando la gráfica I.1 con la gráfica I.2, se ve que la respuesta del último circuito es lineal, mientras que la del primero no lo es, además el rango que cubre en corriente de salida es fácilmente ajustable con el potenciómetro  $P_4$ , así se ve en la ecuación aproximada de la respuesta:

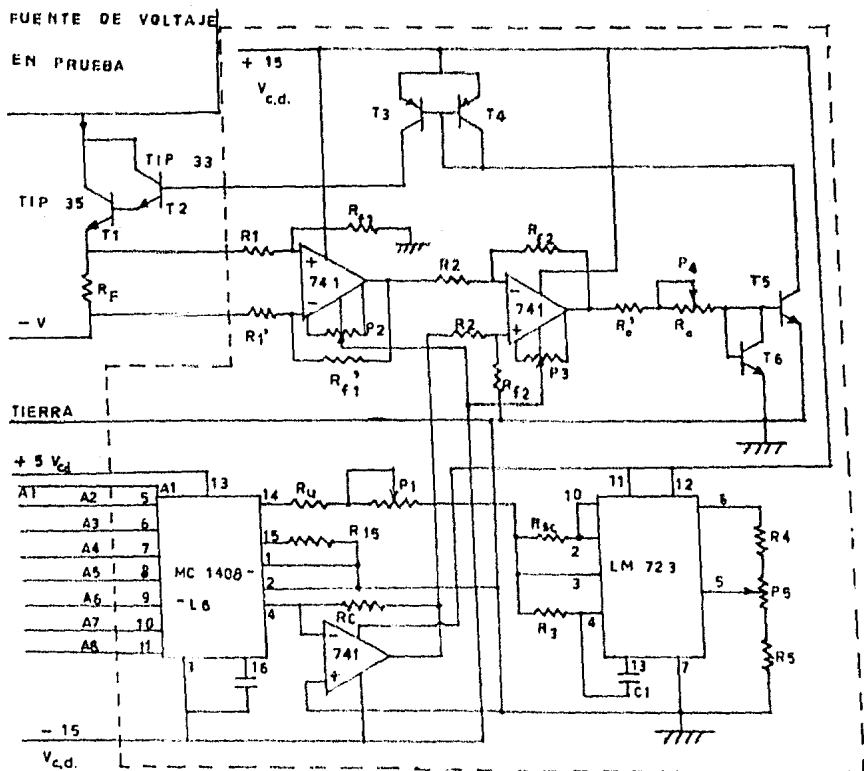
$$Y = 0.48 X + 0.246 = \text{Amperes.}$$

En la cual se tiene 5.046 Amperes para 10 volts de entrada, sin que se vea afectada esta corriente por la temperatura de los transistores de potencia, por otro lado, tiene la capacidad de disipación de calor suficiente que es una -- condición importante del circuito (ecuación I.11); por último, la salida cumple con la necesidad de que su entrada de control es digital teniendo un número elevado (64) de posibles valores.

Todas estas cualidades justifican la sofisticación - del circuito, que sin embargo es sencillo.

A continuación presentamos la figura I.7 correspondiente al circuito como quedó finalmente:

FIG. 17



$$R_F = 0.53$$

$$R_1 = 1 \text{ Kohm}$$

$$R_{f1} = 3.3 \text{ Kohms}$$

$$R_2 = 1 \text{ Kohm}$$

$$R_4 = 1.8 \text{ Kohms}$$

$$R_{2f} = 100 \text{ Kohms}$$

$$R_C = 4.7 \text{ Kohms}$$

$$R_{O'} = 680 \text{ ohms}$$

$$P_4 = 100 \text{ Kohms}$$

$$R_5 = 1 \text{ Kohm}$$

$$R_2 = 1 \text{ Kohm}$$

$$P_1 = 1 \text{ Kohm}$$

$$P_2 = P_3 = 10 \text{ Kohms}$$

$$R_{sc} = 33 \text{ ohms}$$

$$P_5 = 1.0 \text{ Kohm}$$

$$R_{15} = 1 \text{ Kohm}$$

$$C_1 = 100 \text{ pf}$$

$$R_u = 390 \text{ ohms}$$

$$R_3 = 680 \text{ ohms}$$



## Capítulo II. 1.- Construcción de un circuito por control de fase.

Con la idea de tener un circuito de control de encendido, similar a los que se usan para la variación de velocidad en motores y un sistema de filtrado, se pretende tener distintos valores de voltaje de corriente alterna a la salida.- Ver. fig. II.1

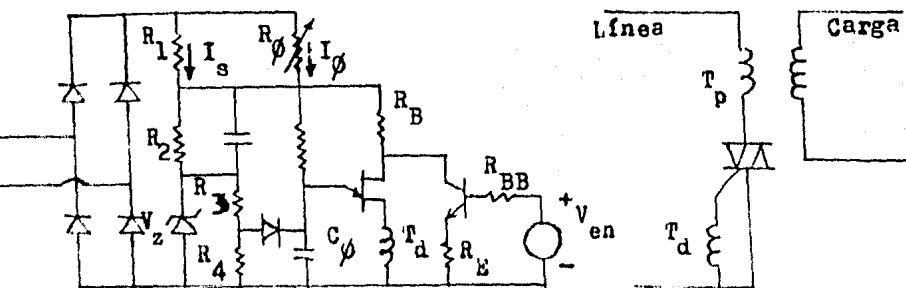


Fig. II.1.- Circuito de encendido por control de fase.

Funcionamiento.- Sin entrada  $V_{en}$ , el tiempo de disparo queda fijado por la constante de tiempo de resistencia  $R_3$  y el capacitor  $C_\phi$  en un rango casi completo de  $180^\circ$ . Pero para el fin aquí expuesto se puede fijar un punto de operación con  $R_1$  y dar variaciones de ese momento de encendido -- con la entrada  $V_{en}$ .

Las condiciones de operación y parámetros del circuito mostrado en la figura II.1 son.-

Despreciando la corriente de base 2 del UJT, ver la --  
fig. II.2:

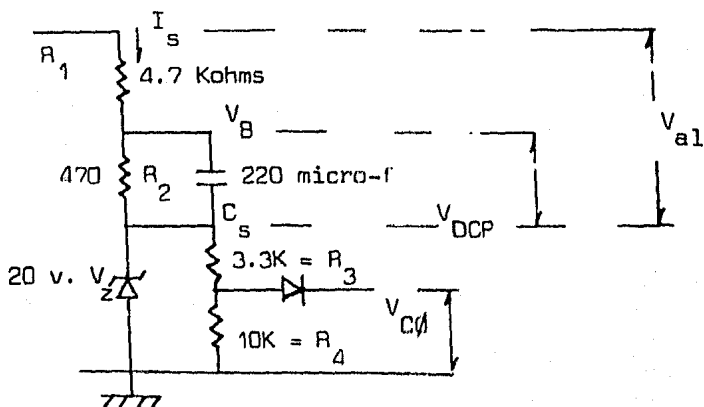


Figura. II.2.

El voltaje pico de alimentación:

$$V_{al} = 117 \sqrt{2} - 20 = 145 \text{ volts}; \quad V_{zener} = 20 \text{ volts.}$$

$$V_{DCP} = \frac{(2) R_2 V_{al}}{\pi (R_1 + R_2)} = \frac{2 \times 470 (145)}{\pi (4.7K + 470)} = 8.392 \text{ volts.}$$

el valor  $\frac{2}{\pi}$  corresponde al valor medio de una senoide rectifi-  
cada.

Por tanto el voltaje con respecto a tierra del punto -  
 $V_B$  es:

$$V_B = V_Z + V_{DCP} = 20 + 8.392 = 28.392 \text{ volta}$$

La constante de tiempo del circuito es:

$$CT_D = \frac{C_S R_1}{1 + \frac{R_1}{R_2}} = 0.094 \text{ Seg.}$$

El rizo presente en el voltaje  $V_{DCP}$  es:  $R = \frac{1}{4\sqrt{3} f (CT_D)}$

$$R = \frac{1}{4\sqrt{3} f (0.094)} = 0.02526; \quad E_{a-c} = R V_{DCP} = 0.0256 (8.39) -$$

$$= 0.215 \text{ V}$$

El voltaje  $V_{c\phi}$  del capacitor que suministra la energía de disparo al triac es:

$$V_{c\phi} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} (V_Z) - 0.7 = \frac{10K \cdot (20)}{(3.3 + 10)K} - 0.7 =$$

$$= 0.7518 (20) - 0.7 = 14.3 \text{ V} = 14 \text{ V}$$

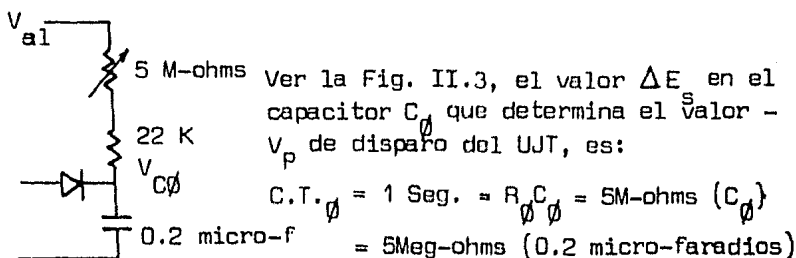


Figura II.3.

El tiempo durante el cual se carga  $C_\phi$  es  $T_s = \frac{1}{2 (120)}$ , o sea aproximadamente la mitad del período de una senoide roctificada.

$$\Delta E_s = (117 \sqrt{2} - 14) \frac{T_s}{\text{C.T.}_\phi} = 151 \frac{4.166 \times 10^{-3}}{1 \text{ seg.}} \text{ seg.} = 0.629 \text{ volts.}$$

Pero este valor es para el caso extremo en que definitivamente no se dispara el UJT durante los  $180^\circ$ .

Si  $R_\phi$  vale por ejemplo 1 Meg-ohm, la constante de tiempo será:

$$\text{C.T.}_\phi = (0.2 \times 10^{-6}) \times 1 \text{ Meg-ohm} = 0.2 \text{ seg.}$$

Por tanto el valor  $\Delta E_s$  es:

$$\Delta E_s = (117 \sqrt{2} - 14) \frac{T_s}{C.T. \phi 2} = 151 \frac{4.166 \times 10^{-3}}{0.2 \text{ seg.}} = 3.145 - \text{volts.}$$

Para el UJT 2N4893 mostrado en la -  
 figura II.4 la resistencia entre ba  
 ses es del orden de 4K mínima. Así-  
 que el voltaje en el punto  $V_{B2}$  de-  
 pende más que nada de la corriente-  
 que absorbe el transistor.

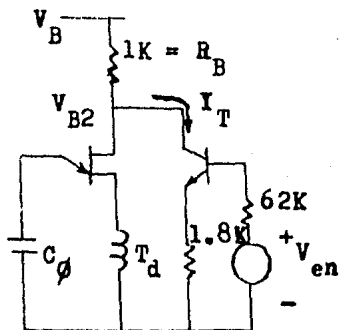


Fig. II.4

Por tanto el voltaje en el punto  $V_{B2}$  está dado por:

$$V_{B2} = V_B - R_B i_T = 28.39 - 1K \left[ \frac{V_{en} - 0.7}{1.8K + \frac{62K}{290}} \right] \quad \text{--- (II.1)}$$

donde:  $R_{BB} = 62 \text{ K-ohms}$ ;  $\beta = 290$ ;  $R_E = 1.8 \text{ K-ohms}$ ;

$i_T$  - corriente del transistor.

El voltaje de encendido del UJT está dado por:

$$V_P = V_{B2} \eta + V_D \quad \text{--- (II.2)}$$

Y en el circuito se logra este valor mediante la suma de  $V_{C\emptyset}$  y  $\Delta E_s$

$$V_P = V_{C\emptyset} + \Delta E_s = \mu \left\{ V_B - R_B \left[ \frac{V_{en} - 0.7}{R_E + \frac{R_{BB}}{\beta}} \right] \right\}$$

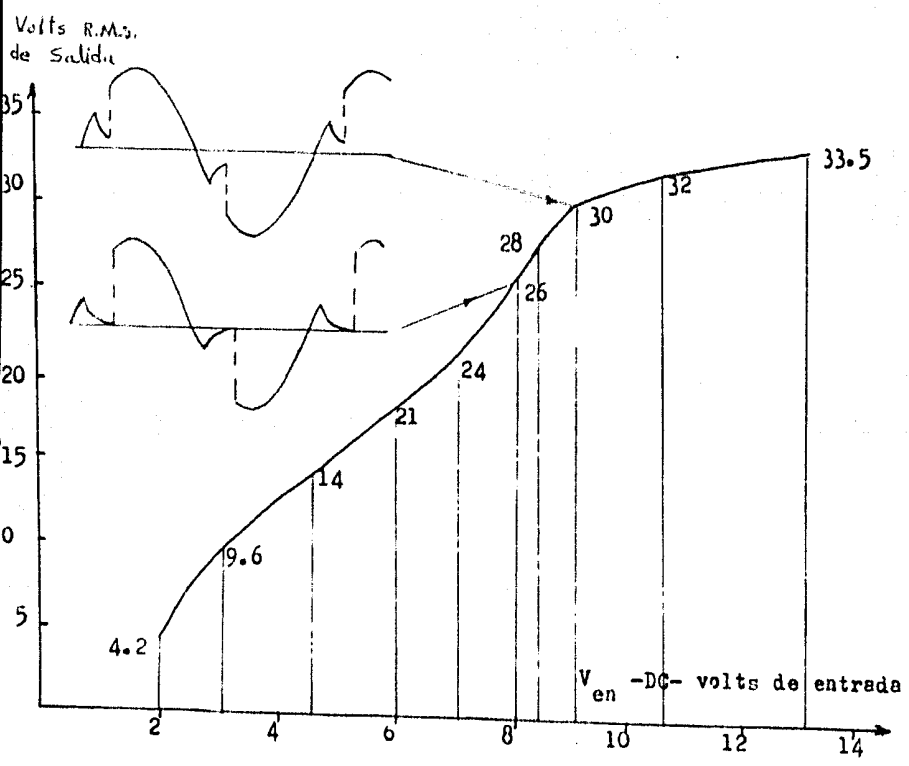
Donde  $V_D = 0.6$  volts,  $V_P$  es el voltaje en el emisor, - que como ya habíamos visto  $V_{C\emptyset} = 14.3$  volts, más  $\Delta E_s$  que alcanza variaciones arriba de 3 volts. Y  $\mu$  es la relación intrínseca del UJT 2N4893 ( $\mu = 0.7$ ). Sustituyendo valores en las ecuaciones II.1 y II.2 se obtiene la siguiente tabla:

Tabla II.1 ..

$V_{en}$ volts CD	$V_{B2}$ - volts -	$V_P$ - volts
1.0	28.24	20.37
4.0	26.75	19.32
10.0	23.77	17.24

Nota.-  $V_P$  - significa voltaje de encendido, no confundir - con el de salida.

Resultados de Laboratorio.- Usando un transformador - de relación 110: 34 volts eficaces. Se obtuvo la gráfica -- I.1



Gráfica I.1

## II.2.- Estudio de la factibilidad de tener resonancia con el transformador y la carga dados.

Salida del transformador.- Si se desea un voltaje de 140 volts C.A., es decir un 20% arriba del nominal de línea, es lógico pensar que el voltaje a la salida del transformador deba ser mayor para que al atenuarse 3 dB a la frecuencia de 60 Hz, al pasar por un filtro con igual frecuencia de corte (caso muy probable por las pérdidas altas del transformador), se logre este valor.

Considerando una atenuación de 3 dB a la salida del filtro, la entrada deberá ser:

$$V_i = \frac{140}{0.7079} = 197.7 = 198 \text{ volts eficaces.}$$

pero se tiene que hacer una corrección debido a que la carga disminuye a este voltaje (la corriente baja)

$$I_{ef} = \frac{25 \text{ watts}}{\eta_p V_{ef}} = \frac{25 \text{ watts}}{(0.3) (140)} = 0.6 \text{ Amp. ef.}$$

donde  $\eta_p$  es la eficiencia de la fuente en prueba, esta corriente  $I_{ef}$  está por debajo de la corriente que sería la nominal:

$$I_N = \frac{140}{163.7 \text{ ohms}} = 0.856 \text{ Amp. ef.}$$

Este valor de 163.7 ohms se justifica más adelante con el diseño del filtro.



El % de carga a este voltaje es: Relación de carga = -

$$\frac{0.6}{0.856} = 0.70$$

Se hace la siguiente proporción:  $\frac{(1 - 0.707) \text{ at}}{1 \text{ carga}} = -$

$$\frac{(1 - X) \text{ at}}{0.7 \text{ carga}}$$

$$X = 1 - \frac{(0.3)(0.7)}{1} = 1 - 0.21 = 0.79$$

Por tanto el voltaje a la salida del transformador será:

$$V_i = \frac{140}{0.79} = 177.2 = 180 \text{ volts ef.}$$

Esta es la razón por la cual se mandó construir un transformador con taps a los voltajes de: 165 volts, 180 y 195 volts y una corriente de un ampere.

Para saber el valor del capacitor resonante que se puede shuntar con la inductancia del transformador es necesario saber el valor de ésta.

Inductancia del transformador.- (Prueba de Laboratorio)

Prueba de corto circuito y circuito abierto en el transformador:

Tabla II.2

	Voltaje (volts)	Corriente (Amp)	Potencial watts	
<u>Corto circuito</u>	6.85	0.88	5.5	corto circuito del lado 1;BV
<u>Circuito abier to.</u>	127	0.17	7.3	Circuito abier to del lado -- 2;HV

$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{127}{182} = \frac{1}{1.433} = 0.698$$

Corriente nominal del transformador:

$$I_{NT} = \frac{150 \text{ watts}}{180 \text{ volts}} = 0.83 \text{ Amp.}$$

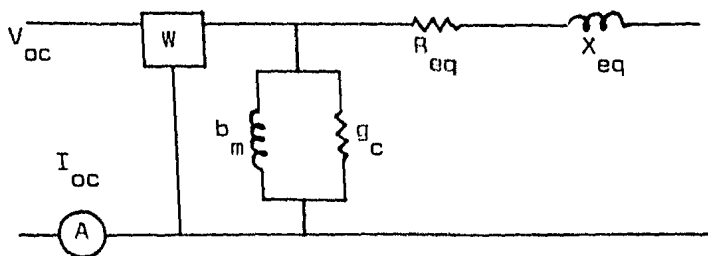


Fig. II.5 - Circuito Equivalente referido al lado 1.

$$g_c = \frac{P_{oc}}{V_{oc}^2} = \frac{7.3}{(127)^2} = 4.526 \times 10^{-4}$$

$$Y = \frac{I_{oc}}{V_{oc}} = 1.3386 \times 10^{-3} \text{ mhos.}$$

Por tanto la susceptancia inductiva es:

$$b_m = \sqrt{Y^2 - g_c^2} = \sqrt{(1.3386 \times 10^{-3})^2 - (4.52 \times 10^{-4})^2} = 1.26 \times 10^{-3} \text{ mhos}$$

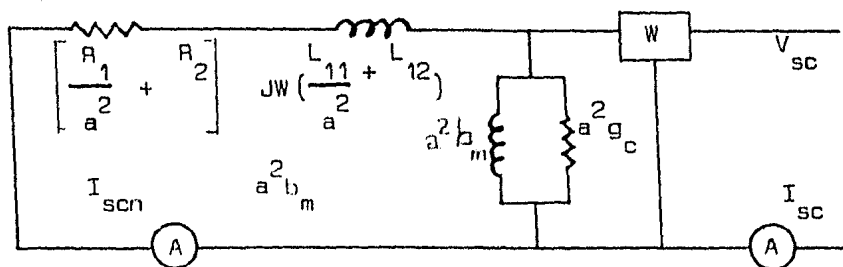


Fig. II.6.- P. de C.C., circuito referido al lado 1 bajo voltaje.

$$Z_{eq} = \frac{V_{sc}}{I_{sc}} = \frac{6.85}{0.88} = 7.87 \text{ ohms}$$

$$R_{eq} = \frac{P_{sc}}{I_{sc}^2} = \frac{5.5}{(0.88)^2} = 7.1 \text{ ohms}$$

$$X_{eq} = \sqrt{Z_{eq}^2 - R_{eq}^2} = \sqrt{7.87^2 - 7.1^2} = 3.4$$

Para dejar referido todo al lado 1 del transformador:

$$X_{L1} = \frac{X_{eq}}{2} = \frac{1.6565}{2} = 0.8282 \text{ ohms}$$

$$X_{L2} = \frac{X_{eq}}{2(a)^2} = \frac{1.6565}{2(0.4872)^2} = 3.48 \text{ ohms}$$

$$R_1 = \frac{R_{eq1}}{2} = \frac{3.834}{2(0.4872)} = 1.917 \text{ ohms}$$

$$R_2 = \frac{R_{eq1}}{2a^2} = \frac{3.834}{2(0.4872)^2} = 8.076 \text{ ohms; Por tanto -}$$

el equivalente del transformador referido al primario, queda como en la Fig. II.7

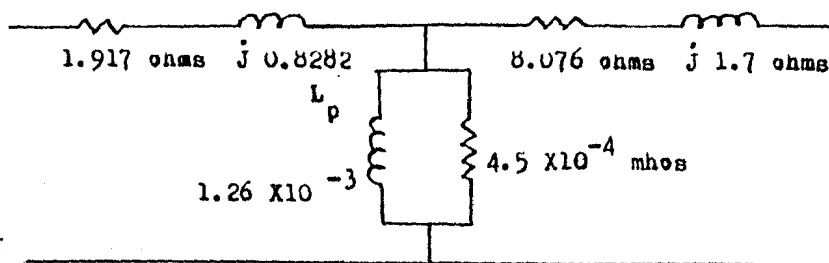


Fig. II.7 - EQUIVALENTE del transformador referido al primario BV. La inductancia de magnetización es:

$$L_p = \frac{1}{2\pi f (1.26 \times 10^{-3})} = 2.1 \text{ Henrys}$$

El circuito equivalente del transformador se puede considerar como:

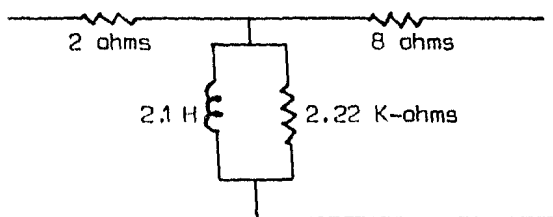


Fig. II.8 -

Ya que la relación de inductancias de las que están en serie y la de magnetización es de 2 milésimas en el mejor caso.

Posibilidad de obtener resonancia.

Despreciando las resistencias de 2 y 8 ohmios del equivalente de la Fig. II.8, el valor del capacitor resonante es:

$$C_R = \frac{1}{L_p \omega_0^2} = \frac{1}{2,1(377)^2} = 3.35 \text{ micro-f.}; \text{ con } f = 60 \text{ Hz}$$

Reflejando la carga al primario el circuito queda como en la Fig. II.9:

$$R = \left[ \frac{N_1}{N_2} \right]^2 R_L = \frac{127^2}{182^2} (163.7) = 79.71 \text{ ohms.}$$

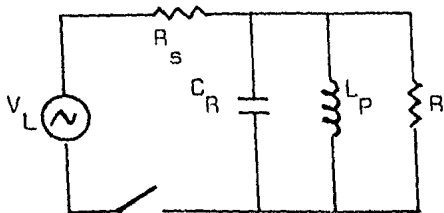


Fig. II.9

Las raíces de la función de transferencia de este circuito están dadas por: (Despreciando  $R_s$ )

$$\left[ \frac{P_1}{P_2} \right] = \frac{1}{2 RC} \pm \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{(RC)^2} - \frac{4}{LC} \right]^{1/2}$$

Puede haber resonancia solo en el caso de que:  $\frac{1}{(RC)^2}$

SEA MENOR QUE  $\frac{4}{LC}$  o sea:

$$\frac{1}{(80 \times 3.35 \times 10^6)^2} \quad \times \quad \frac{4}{LC}$$

4

$$2.1 (3.35 \times 10^6)$$

$$\text{y resulta: } 13.923 \times 10^6 \quad \times \quad 0.5686 \times 10^6$$

De esto, vemos que no es posible tener una forma de onda aceptable, ya que la respuesta es amortiguada y no resonante. A diferencia de un circuito con una  $Q = 5$  aceptable como se señala en el libro de Kenneth Clark y Donald T. Hess; "Communication Circuits", en lo referente a amplificadores -- clase D. Para este circuito se tiene  $Q = 0.2055 = R/wL$ .

### II.3 - Prueba del circuito de encendido con filtrado.

Con ayuda de la referencia ++ se ha seleccionado un -- filtro Butter worth de tercer orden porque de las figuras -- 13.10 y 13.11 de esta referencia, el filtro presenta una atenuación de 14 dB para la segunda armónica con un defasamiento de 135°. Que para nuestro fin creemos aceptable.

---

++ Franklin F. Kuo; "Network Analysis"; John Wiley and Sons, Inc. (1966).

$$\text{Antilog} \left( \frac{V_o}{V_{in}} \text{ dB} \right) = \text{Antilog} \left( - \frac{14}{20} \right)$$

$$V_o \text{ menor que } 0.1995 V_{in}$$

$$V_o \text{ menor que } 0.2 V_{in} \text{ para la 2da. armónica}$$

Pensar en un filtro de mayor orden implica conseguir - más capacitores para voltaje de alterna, en voltaje de línea (son costosos).

Determinación de la carga máxima que representa la - - fuente para bajo voltaje:

$$I_{\max} = \frac{25 \text{ watts}}{93 \text{ volts}} = \frac{25 \text{ W}}{(0.3) (93 \text{ volts})} = 0.896 \text{ Amp. ef.}$$

La resistencia equivalente de carga:

$$R_{Lf} = \frac{93 \text{ V. ef.}}{0.896 \text{ Amp. ef.}} = 103.79 \text{ ohms} = 103 \text{ ohms.}$$

Analizando el circuito que se ve en el secundario de - la fig. II.10.



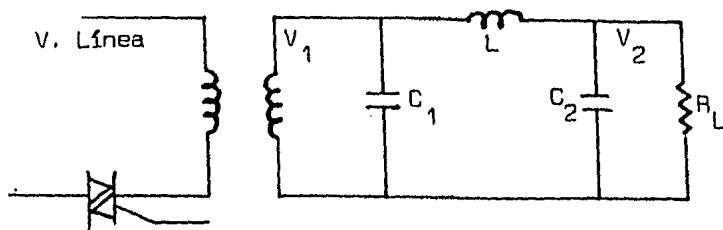


Fig. II.10 - Circuito de encendido con filtrado.

Suponemos que la inductancia de magnetización es mayor que la inductancia del filtro; por tanto consideramos al transformador una fuente de voltaje. La función de transferencia del circuito es:

$$\frac{V_2}{I} = \frac{R_L}{LC_1 C_2 R_L} \left[ \frac{1}{s^3 + \frac{s^2}{C_2 R_L} + \frac{s(C_1 + C_2)}{LC_1 C_2} + \frac{1}{LC_1 C_2 R_L}} \right]$$

---- II.3

Tomando la relación II.3 en forma normalizada e igualando con los coeficientes normalizados de un polinomio Butter-Worth de 3er. orden:

$$H_B(s) = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$$

Se tienen las siguientes igualdades por satisfacer:

$$C_2 = \frac{1}{2}; \quad \frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2} = 2; \quad \text{y} \quad \frac{1}{LC_1 C_2} = 1$$

$$\text{Por tanto } C_1 = \frac{3}{2}; \quad L = \frac{4}{3}$$

Los valores desnormalizados de las componentes del filtro serán:

$$R_{Lf} = 103 \text{ ohms}$$

$$L' = \frac{R_o L_n}{\omega_o} = \frac{\frac{4}{3} (103)}{2\pi (60)} = 0.364 \text{ Henrys.}$$

$$C_2' = \frac{C_1}{R_o \omega_o} = 12.87 \text{ micro-f.}$$

$$C_1' = \frac{C_{2n}}{R_o \omega_o} = \frac{3}{2(100)(377)} = 39.78 \text{ micro-f.}$$

Pero como ya habíamos visto la corriente mínima (para alto voltaje) es  $I_{ef} = 0.6 \text{ Amp.}$  La resistencia equivalente de carga es:

$$R_{Lf} = \frac{140.4}{0.6 \text{ Amp.}} = 236.2 \text{ ohms}$$

Calculando nuevamente los valores para las componentes del filtro:

$$L = \frac{4 (236)}{3 W_o} = 0.835 \text{ Henrrys}; \quad C_2 = \frac{1}{2(236) (377)} = 5.6\text{-micro-f.}$$

$$C_1 = \frac{3}{2(236) (377)} = 16.86 \text{ micro-f.}$$

Buscando en el mercado, se ve posible la realización del filtro, con los siguientes valores:

$$C_2 = 8.1 \text{ micro-f. y } C_1 = 16.2 \text{ micro-f. (Capacitores para regulador)}$$

Según estos valores, la carga que nosotros consideramos nominal resulta:

$$R_o = \frac{0.5}{C_1 W_o} = \frac{0.5}{8.1 \text{ micro-f. (377)}} = 163.7 \text{ ohms}$$

Este valor resulta justificable si se ve que caé dentro de la carga máxima y mínima, o sea: 103, 163.7, 236.5 - ohms

y la inductancia resulta:

$$L = \frac{R_o L_n}{W_o} = \frac{4 (163.7)}{3 (377)} = 0.56 \text{ H} = 0.6 \text{ Henrrys}$$

O sea el circuito a probar queda como en la fig. II.11

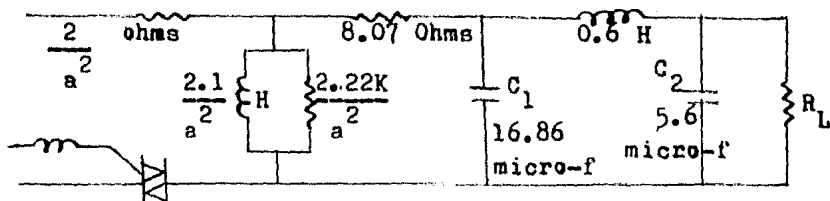


Fig. II.11 - Circuito referido al secundario.

Se pretendió mandar construir una inductancia de este valor, pero no fue posible, razón por la cual se probó un -- circuito con una carga menor, resultando que se pierde el -- control mostrado en la gráfica I.1, debido a que el capacitor  $C_1$  induce voltaje en el primario cuando el triac debe permanecer apagado, alterando así el voltaje entre las terminales principales 1 y 2 del triac; dando solo dos posiciones de operación en vez de una variación continua.

Teniendo por objetivo checar la forma de onda y prevenir el efecto negativo del capacitor acoplado al secundario en el control de encendido. Se construyó y probó el siguiente circuito, del cual ya se tenía las dos inductancias construidas y cuyo valor se obtuvo en forma aproximada.

Ver fig. II.12 -

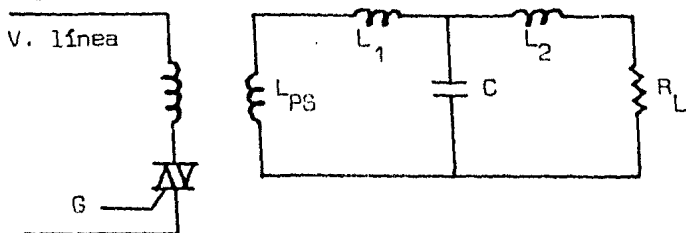
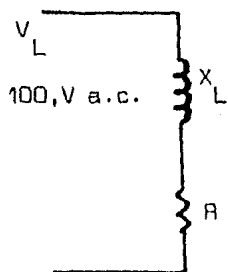


Fig. II.12 - Filtro que no afecta el control de encendido.

Midiendo los voltajes en una resistencia de valor conocido y la reactancia, el valor que se determinó para  $L_1$  es; - Ver. fig. II.13



$$R = (47 + 68 + 330) \text{ ohms} = 445 \text{ ohms.}$$

a (2W, 3W, 10 Watts respectivamente)

$$V_R = 58 \text{ volts.}$$

$$V_{X_L} = 66 \text{ volts}$$

$$V_L = 100 \text{ volts}$$

Fig: II.13.

La corriente  $I_R = \frac{58}{445} = 130 \text{ mA}$ ; La reactancia inductiva es:

$$X_L = \frac{66}{0.13} = 507, \text{ por tanto } L_1 = \frac{507}{377} = 1.346 \text{ H.}$$

El valor para la inductancia  $L_2 =$

$$V_R = 82 \text{ volts; } V_{L_2} = 50 \text{ volts; } V_L = 100 \text{ volts;}$$

$$R = 445 \text{ ohms } I_R = \frac{82}{445} = 0.184 \text{ A.}$$

$$X_L = \frac{80}{184 \times 10^{-3}} = 271.7 \text{ ohms.}$$

$$\text{Por tanto } L_2 = 0.72 \text{ H.}$$

El valor de la inductancia de magnetización reflejada al secundario:

$$L_{PS} = \frac{(180)^2}{(127)^2} 2 \quad (2.1 \text{ H}) = 4.2 \text{ Henrys.}$$

El valor del capacitor que es resonante con la suma de la inductancia  $L_1$  y  $L_{PS}$  es:

$$C_R' = \frac{1}{\omega_o^2 (L_1 + L_{PS})} = \frac{1}{377^2 (4.2 + 1.346)} = 1.268 -$$

micro-f-

Así que  $C_R$  se formó con dos capacitores de 0.68 micro-f de policarbonato a 220 volts.

$$C_R = 1.36 \text{ micro-f.}$$

### Resultados de laboratorio.-

Se calcularon aproximadamente los voltajes y corrientes de estado permanente del circuito mostrado en la fig. -- II.12 y las corrientes resultaron del valor esperado aproximadamente. Ver fig. II.14.

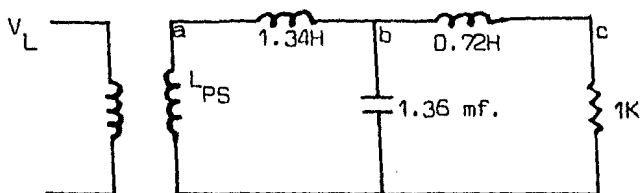
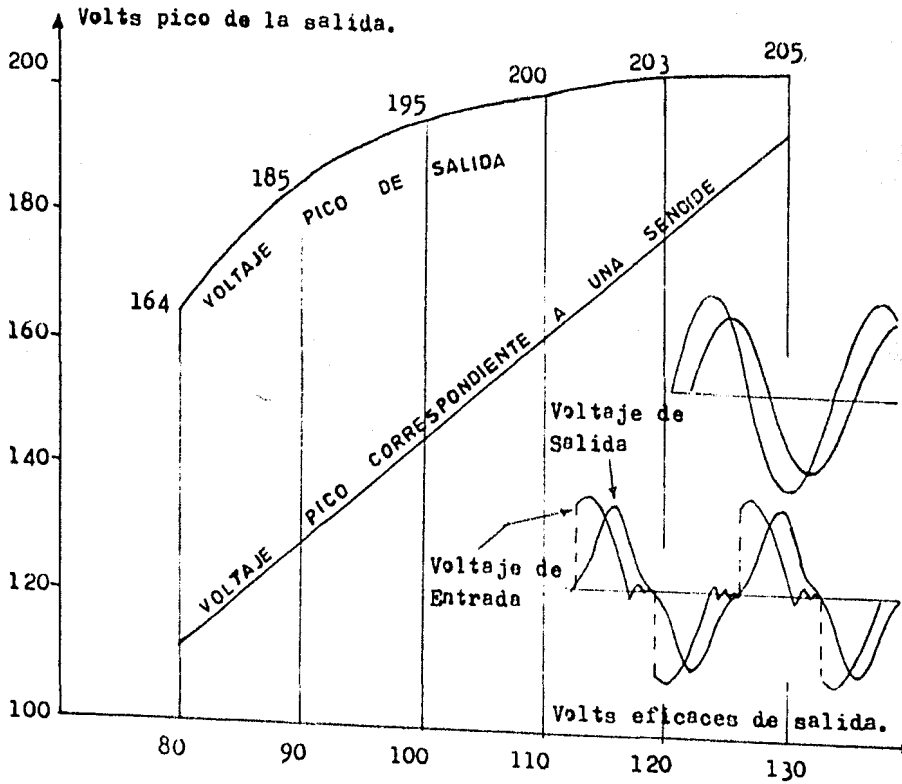


Fig. II.14

$$V_L = 97; \quad V_a = 145 \text{ volts.} \quad V_b = 130 \text{ volts}$$

$$V_c = 123 \text{ volts;} \quad V_{ab} = 61 \text{ volts;} \quad V_{bc} = 36.4 \text{ volts.}$$

La corriente en la carga es por tanto:  $I_L = .123 \text{ mA.}$



Gráfica II.2 - Respuesta del circuito de la fig. II.14, el rango de variación es mucho más amplio, pero se midió sólo éste.



Eficiencia..- La corriente  $i_s$  se obtiene, en el circuito de encendido:

$$i_s = \frac{V_{AL} - V_B}{R_1} = \frac{145 - 28.4}{4.7 \text{ K}} = 24.8 \text{ mAmp.}$$

La potencia disipada por el circuito de control de fase es aproximadamente:

$$P_{\phi} = i_s V_{AL} = 24.8 \times 10^{-3} (145) = 3.6 \text{ watts}$$

Eficiencia del transformador:

$$\text{Potencia de Salida, } P_s = \frac{25 \text{ watts}}{\text{fuente}} = \frac{25}{0.3} = 83.3 \text{ watts}$$

De la prueba de laboratorio, en la tabla II.2, se tiene:

$$\text{Pérdidas magnéticas} = 7.3 \text{ watts}$$

$$\text{Pérdidas eléctricas} = 5.5 \text{ watts}$$

Faltando por considerar las pérdidas en las reactancias del filtro, la eficiencia del circuito es aproximadamente:

$$\eta = \frac{83.3}{83.3 + 3.6 + 7.3 + 5.5} = 0.835$$

Conclusiones..- El desarrollo de un circuito resonante para la obtención de variación en el voltaje de línea, requiere de un estudio profundo del transformador, es decir, se necesita un diseño especial y así queda demostrado el lo-

gro de una  $Q$  bajísima en este circuito, tal vez sea necesario usar un material como hierro pulverizado.

La construcción de un circuito como el que se obtuvo, no representa una dificultad seria, ya que el cálculo de las reactancias del filtro no es difícil y se pueden mandar construir.

Por otro lado, la respuesta del circuito por control de fase es bastante lineal, como se muestra en la gráfica -- I.1 dónde en el rango de 2 a 12 volts de entrada se tiene casi todo el rango de variación de 5 volts al voltaje máximo del transformador.

En la gráfica II.2 se muestra la forma de onda en la entrada y en la salida con carga tal como se vió en el osciloscopio. Se ve que su forma difiere de una senoide pura, también es sabido que se podría alimentar a la fuente con onda cuadrada o pulsante proveniente de un circuito inversor, pudiendole dañar solamente el valor pico o más alto, pero tanto en un caso como en el otro se dificulta evaluar la regulación de línea; con la diferencia de que en el circuito inversor su eficiencia es más baja, debido a que sería necesario rectificar si se toma alimentación de la línea y después modular la amplitud o el ancho del pulso, lo cual sugiere tener un mínimo de dos acoplamientos con transformador.

Mientras que el circuito que se muestra como resultado, tiene como eficiencia casi la misma del transformador, que es del orden de 80%.

Nota.- Existe un material llamado Supermendur, que es una aleación de Fierro, Vanadio y Cobalto; producido por Magnetics; Division of Spang Industrial, Inc.; y tal vez puede servir en la construcción de un transformador con capacitor en resonancia como se había pensado hacer el circuito de variación de línea.

#### II.4 Construcción de un circuito con niveles discretos de - variación para el voltaje de línea.

Una forma de lograr variación en el voltaje de línea - que alimenta a la fuente en prueba de c.d., es mediante la - aplicación del voltaje de salida de un transformador con - - taps a 80%, 100% y 120% del valor nominal de línea.

La dificultad o mejor dicho las cualidades que debe - satisfacer el circuito son: a).- Una operación controlada - con niveles lógicos (dos bits), b).- Una disposición con un grado suficiente de seguridad, es decir, evitar la posibilidad de un corto circuito que dañe en equipo o pueda ser noci vo a la instalación que lo alimenta o resulte peligroso para quien lo opere y c).- Una capacidad para dar la potencia ne cesaria a la fuente en prueba.

En diagrama de bloques el circuito se puede ver como - en la figura II.41.

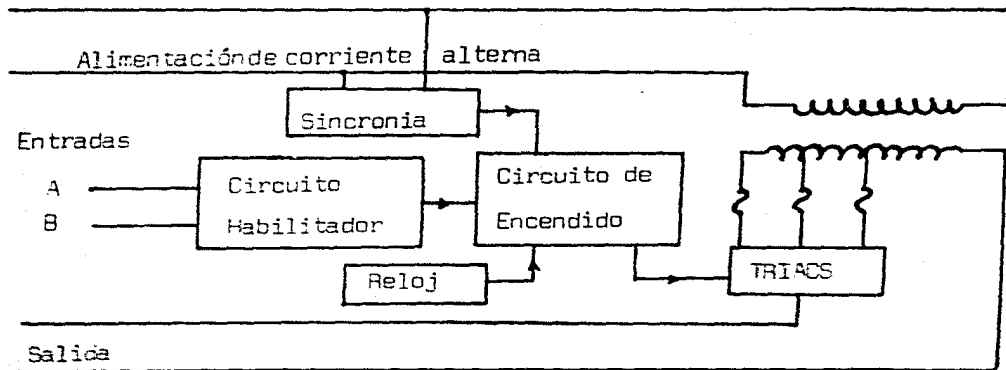


Fig. II.41.- Esquema del circuito con niveles discretos de variación.

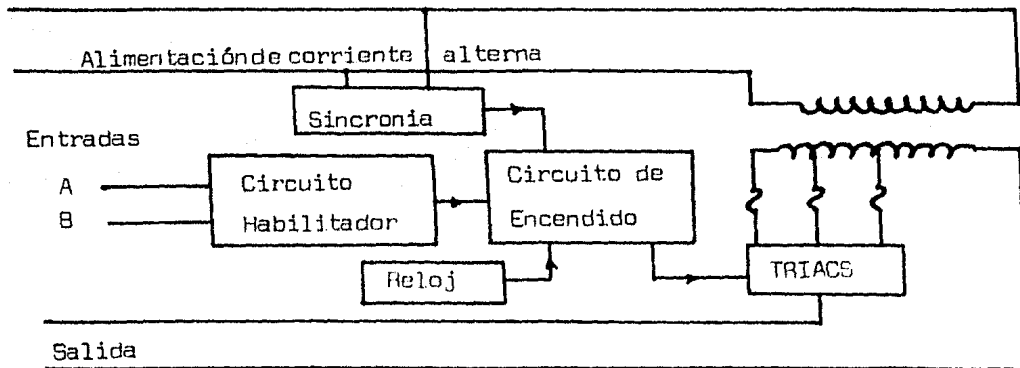


Fig. II.41.- Esquema del circuito con niveles discretos de variación.

Descripción del funcionamiento..- Una palabra digital de dos bits entrando al circuito habilitador, determina las cuatro siguientes salidas:

Siendo B y A los bits de entrada.

1 o 0 es encendido o apagado de los triacs  $T_1$ ,  $T_2$  y  $T_3$

B	A	$T_1$	$T_2$	$T_3$	Salida
0	0	0	0	0	Sin voltaje
0	1	0	0	1	93.0 volts c.a.
1	1	0	1	0	117.0 volts c.a.
1	0	1	0	0	140 volts c.a.

El circuito habilitador y de encendido incluye también un relevador, alimentado por la misma fuente de corriente directa con la que operan los componentes del circuito habilitador con la finalidad de evitar que el transformador de potencia esté alimentado cuando no está suministrando energía. De otro modo aparece un voltaje en la salida, formado por -- las trayectorias de los circuitos de amortiguamiento. El -- circuito de encendido suministra pulsos de disparo a uno de los triacs según la tabla anterior y una de las tres salidas provenientes del circuito de reloj.

Se tiene un acoplamiento inductivo en el encendido de los triacs por el aislamiento que se logra entre el disparador y el circuito de potencia. Por otro lado, el reloj sumi

nistra los pulsos a una frecuencia suficientemente grande para garantizar que se encienda el triac al cambiar el voltaje de línea de ciclo positivo a negativo o viceversa con prontitud.

A continuación se describen algunas relaciones e ideas de importancia en la construcción de este circuito, pero antes ver el diagrama de la fig. II.4.2.

La resistencia  $R_1$  se determina con las relaciones:

$$R_1 \text{ (Max)} = \frac{V_{cc} - V_{OH}}{I_{OH} + I_{IH}}$$

$V_{OH}$  -- Voltaje de salida mínima reconocido como alto.

$$R_1 \text{ (Min)} = \frac{V_{cc} - V_{OL}}{I_{OL} - I_{IL}}$$

$I_{OH}$  -- Corriente de estado alto entrando a la salida de la (micro Amp.) compuerta O.C. --  
--Open Colector

$V_{OL}$  -- Nivel bajo de voltaje de salida (0.40-V)

$I_{IH}$  -- Corriente de estado alto-entrando a otra compuerta 40 micro-Amp.

$I_{OL}$  -- Corriente entrando a la salida de la compuerta para un estado bajo.

$I_{IL}$  -- Corriente saliendo de la entrada de otra compuerta. - 1.6 mA. -

La frecuencia de los pulsos de reloj que entran a la compuerta del disparo debe ser mayor de 10(120 Hz), diez veces la frecuencia de la línea para el ciclo positivo y negativo.

FIG. II.4.2

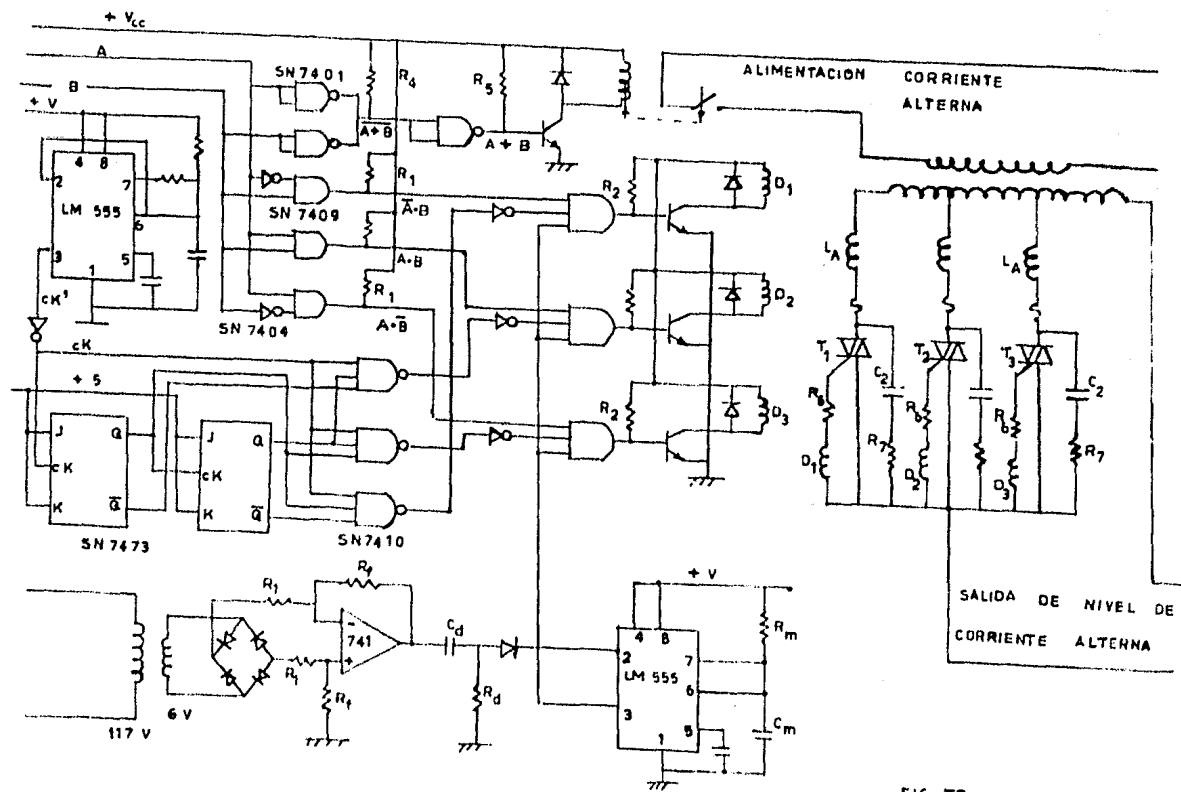


FIG. II. 4. 2



Sin embargo como se desea tener pulso de reloj defasados entre un circuito de disparo y otro, para evitar el encendido simultáneo de dos triacs como ya se había dicho antes. se necesita 4 veces esta frecuencia para lograr esto -- por la forma como se dispuso este circuito de reloj, ver -- fig. II.4.3. o diagrama de tiempos. Se incluye también un - circuito de sincronía en forma de ventana habilitadora, con la finalidad de que el encendido se produzca al comienzo del ciclo y evitar que se realice un cambio de estado en un momento intermedio de ciclo.

La implementación es hecha con dos flip-flops JK conectados como contador, un timer LM555 y una lógica combinacional para obtener las tres salidas de reloj. Los tiempos y la frecuencia de reloj están dados por:

$$t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C = 61.7 \text{ micro-seg.}$$

$$t_2 = 0.693 (R_B) C = 38.8 \text{ micro-seg.}$$

Son los tiempos que duran las salidas altas y bajas - respectivamente. Pero. es necesario invertirlos para tenerlos pulsos como se muestra en la fig. II.4.3, la frecuencia está dada por:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C} = 9.93 \text{ KHz con: } R_A = 3.3 \text{ K-ohms}$$

$$R_B = 5.6 \text{ K-ohms}$$

$$C = 0.01 \text{ icro-farad.}$$

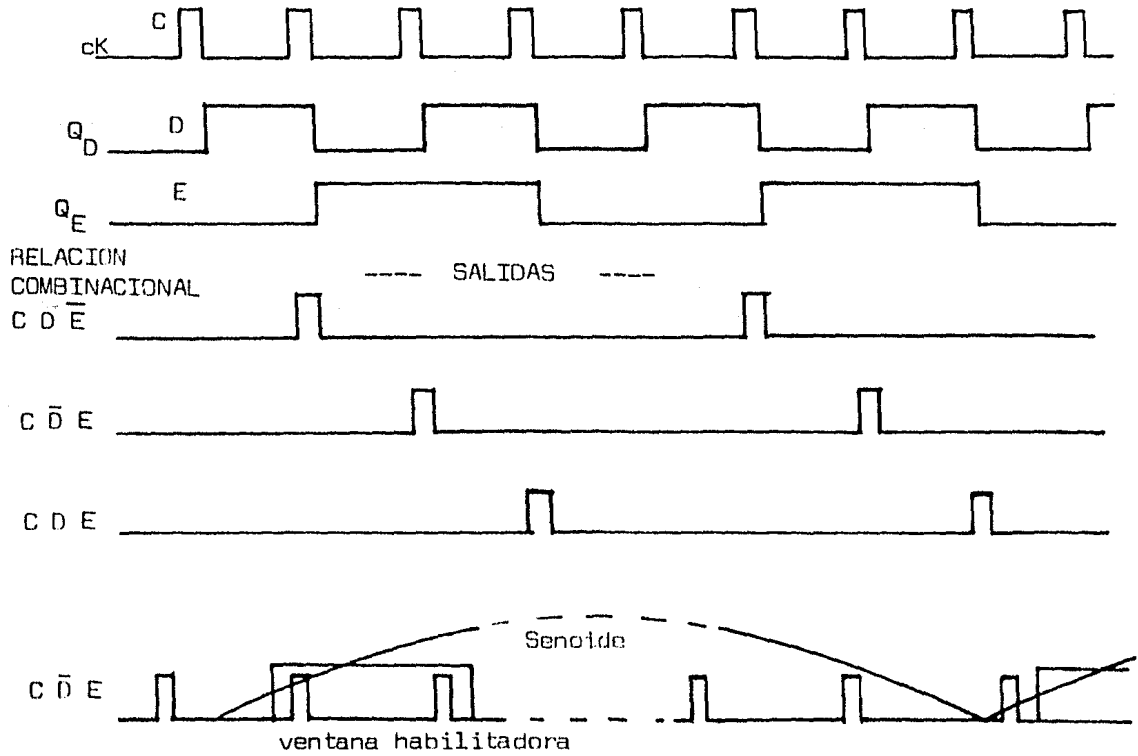


Fig. II.4.2.- Diagrama de tiempos.

Por otro lado, un comparador de nivel alimentado con un transformador de reducción suministra pulsos a un circuito derivador, de los impulsos que se obtienen se alimenta a un monoestable formado por otro LM555, teniendo así la venta na habilitadora.

Por último, los componentes de amortiguamiento de la corriente que pasa por el triac:  $L_A$ ,  $R_7$  y  $C_2$  se determinaron empíricamente. La inductancia  $L_A$  se fijo para tener una  $\frac{di}{dt}$  por debajo de las especificaciones, mientras que el cir- cuito RC es con el fin de limitar la  $\frac{dv}{dt}$  y evitar picos de voltaje sobre el triac, un estudio sobre el diseño de estos componentes lo hay en el libro "Power" Semiconductor Aplica tions", Vol. 1 de John D. Harnden y Forest B. Golden de la IEEE. Se diseñó un transformador con capacidad igual a la potencia de salida de la fuente, entre la eficiencia de ésta por la del transformador.

### CAPITULO III.- CIRCUITO DETECTOR DE RIZADO.

Es requisito de una fuente bien regulada tener un voltaje de rizado menor del 5%, o sea que con una salida de 5 - volts. se ha de tener un rizado menor de 250 mV. eficaces; - con más exigencia se ha de tener 250 mV. de valor pico. El diseño realizado aquí detecta el valor medio del valor absoluto del rizado inaceptable.

A manera de ejemplo, se determina algunas de las características del rizado de una fuente sin regulación y con carga RC.

La relación de rizado a voltaje promedio es:

$$\frac{E_{a-c}}{E_{PR}} = 0.05$$

$$E_{a-c} = 0.05 E_{PR} = 0.05(5) = 0.250 \text{ volts r.m.s.}$$

La variación de voltaje  $\Delta E$  existente en el capacitor se puede escribir como:

$$\Delta E = 2 \sqrt{3} E_{a-c} = 0.052(2) \sqrt{3} E_{PR}; \text{ y si } R = 1.0 \text{ ohms}$$

El valor del capacitor que permite la relación anterior de rizado a valor promedio es:

$$C = \frac{E_{PR}}{\Delta E 2 f R} = \frac{1}{0.1 \sqrt{3} (120)} = 48,112.5 \text{ microfaradios.}$$

$C = 48 \text{ mf.}$ ; la variación de voltaje en el capacitor es finalmente:

$$\Delta E = 0.1 \sqrt{3} E_{PR} = 0.866 \text{ volts pico apico.}$$

Así que el voltaje mínimo pico necesario a la salida - del transformador es:

$$E_m = \frac{E_{PR} (4 f R C + 1)}{4 f R C} = \frac{5 (4 \times 60 \times 48 \times 10^{-3} + 1)}{4 \times 60 \times 48 \times 10^{-3}} =$$

Nota.- Por simplicidad aquí se está usando a veces rizo en vez de rizado

$$E_m = \frac{5 (12.58)}{11.58} = 5.406; \text{ es el voltaje pico.}$$

El arco al cual se inicia el momento de conducción es:

$$wt_1 = \text{Sen}^{-1} \left[ \frac{E_m - \Delta E}{E_m} \right] = \text{Sen}^{-1} \left[ \frac{5.406 - 0.866}{5.406} \right]$$

$$wt_1 = \text{Sen}^{-1} (0.84) = 57.12^\circ$$

$$wt_2 = \text{Tan}^{-1} (-wRC) = -86.84^\circ$$

$$\phi = (180 - 86.84^\circ) - 57.12^\circ = 93.16^\circ - 57.12^\circ = 36.04^\circ$$

El tiempo de conducción es entonces:

$$t_c = \frac{\frac{1}{360} \text{ seg.}}{60} (36.04) = 1.6605 \times 10^{-3} = 1.67 \text{ mseg.}$$

De estos valores se puede considerar que el rizado de un rectificador con la carga RC (Supuesta), es como el de la fig. 3.1.

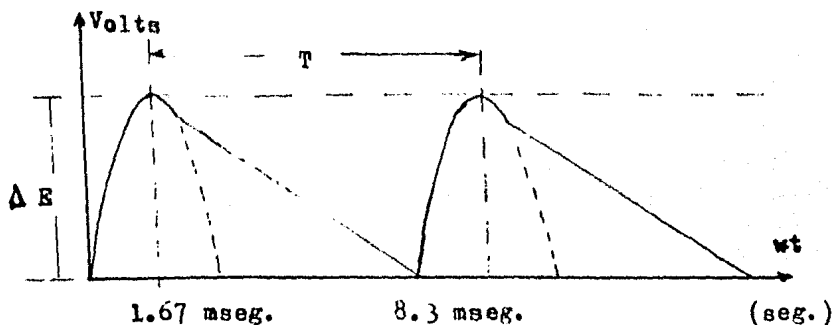


Fig. 3.1 -

Conviene saber también si el circuito que detecte la señal puede hacerlo sin que la forma del rizado afecte la amplitud medida. Para tener una mejor idea del problema, se determina la amplitud relativa de las armónicas entre sí.

Si se considera por simplicidad que el rizado de la figura 3.1 es similar al diente de sierra de la figura 3.2 - Se puede obtener el espectro de amplitud de manera muy sencilla a partir de esta última figura, que en forma puramente cualitativa proporciona la relación de amplitud entre las armónicas.

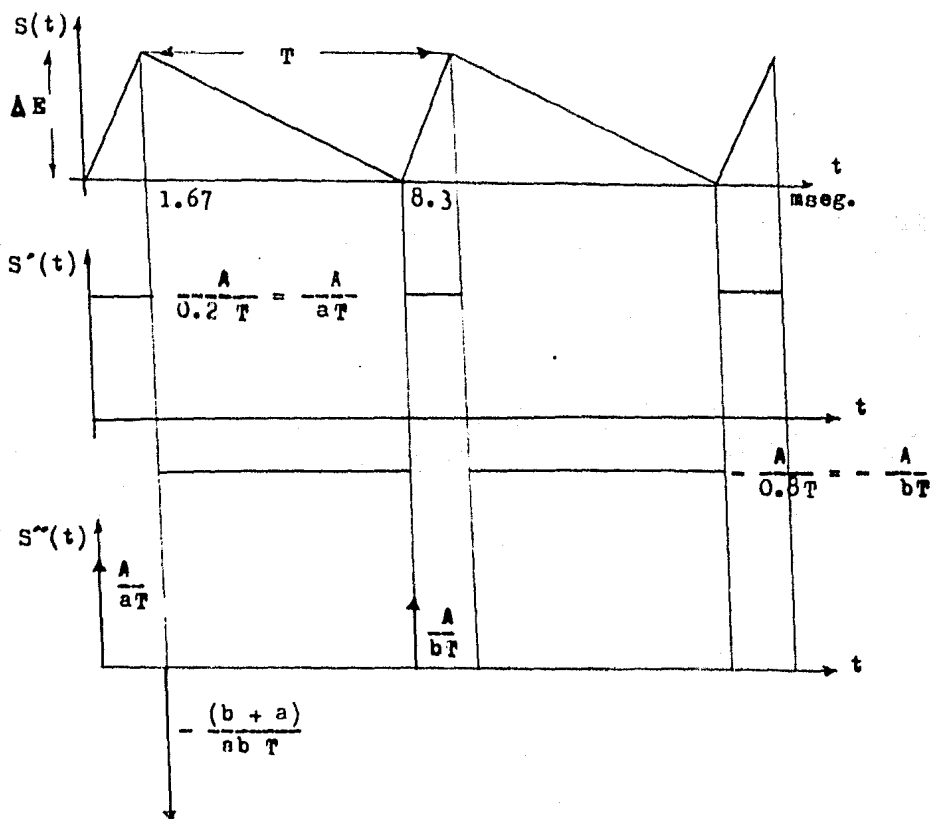


Fig. 3.2 - Señal similar a la del rizado y sus derivadas.

Para  $S'(t)$  se tiene que las pendientes de  $S(t)$  son:

$$\frac{T}{8.33} = \frac{X}{1.67} ; \quad aT = 0.2T$$

$$bT = 0.8T$$

$$m_1 = \frac{A}{aT}; \quad \frac{(b+a)}{ba} = \frac{1}{0.16} = \frac{1}{C} = C' = \frac{1}{0.16} = 6.25$$

$$m_2 = \frac{-A}{bT}$$

Podemos escribir que  $S''(t)$  es:

$$S''(t) = \frac{A}{aT} \left[ \delta(t) \right] - \frac{A}{cT} \delta(t - aT) + \frac{A}{bT} \delta(t - T)$$

$$S''(t) = \frac{A}{T} \left[ \delta(t) a' - c' \delta(t - aT) + b' \delta(t - T) \right]$$

$$\lambda_m = \frac{1}{T} \int_0^T S''(t) \text{Exp}(-j\omega t) dt$$

$$\lambda_m = \frac{A}{T^2} \left[ a' - c' \text{Exp}(-j\omega aT) + b' \text{Exp}(-j\omega T) \right]$$

Sustituyendo  $\omega T = n2\pi$

$$\lambda_m = \frac{A}{T^2} \left[ a' - c' \text{Exp}(-j2na\pi) + b' \text{Exp}(-j2n\pi) \right]$$

Analizando el factor  $b'$ :

$$b' \text{Exp}(-j2n\pi) = b' (\cos 2n\pi - j\sin 2n\pi)$$

$$\text{Si } n \text{ es par: } b' \text{Exp}(-j2n\pi) = b'$$



Si  $n$  es non:  $b' \text{Exp}(-j2n\pi) = b'$

Los coeficientes de Fourier:  $\beta_m = \frac{\lambda_m}{(j \omega n)^2}$

$$\beta_m = \frac{A}{(Tj\omega n)^2} \left[ a' + b' - c' \text{Exp}(-jn\omega aT) \right]$$

Sustituyendo  $\omega n = \frac{2\pi n}{T}$

$$\beta_n = \frac{A}{-(n2\pi)^2} \left[ a' + b' - c' \text{Exp}(-jn\omega T) \right]$$

$$\beta_n = \frac{A}{(n2\pi)^2} \left[ 5 + 1.25 - 6.25 \text{Exp}(-jn\omega (0.2) (8.3 \times 10^{-3})) \right]$$

$$\beta_n = \frac{-6.25 A}{(n2\pi)^2} \left[ 1 - \text{Cos}(n\omega 1.66 \times 10^{-3}) + j \text{Sen}(n\omega 1.66 \times 10^{-3}) \right]$$

El espectro de amplitud está dado por:

$$|\beta_n| = (\text{Re}^2 + \text{Im}^2)^{1/2}$$

Tomando en cuenta solamente la relación relativa de amplitudes entre las armónicas. Es decir, sin tomar en cuenta la constante:  $\frac{-6.25}{4\pi^2}$  evaluaremos la parte:

$$\frac{1}{n^2} \text{ (parte real + parte compleja)}$$

n	$\text{Cos}(1.66 \times 10^{-3} n \omega)$	$\text{Sen}(1.66 \times 10^{-3} n \omega)$	$1 - \text{Cos}(1.25n)$	Módulo	$\frac{\text{Módulo}}{n^2}$
0				0.5 A	
1	(0.314)	(0.949)	(0.686)	1.171	1.171
2	- 0.8011	0.598	1.004	1.098	0.475
3	- 0.82	- 0.573	1.82	1.91	0.213
4	0.284	- 0.959	0.716	1.197	0.075
5	0.999	- 0.033	0.001	0.033	$1.32 \times 10^{-3}$

Las armónicas mayores no pasan del 8% de la primera armónica en el mejor caso. A continuación las graficamos:

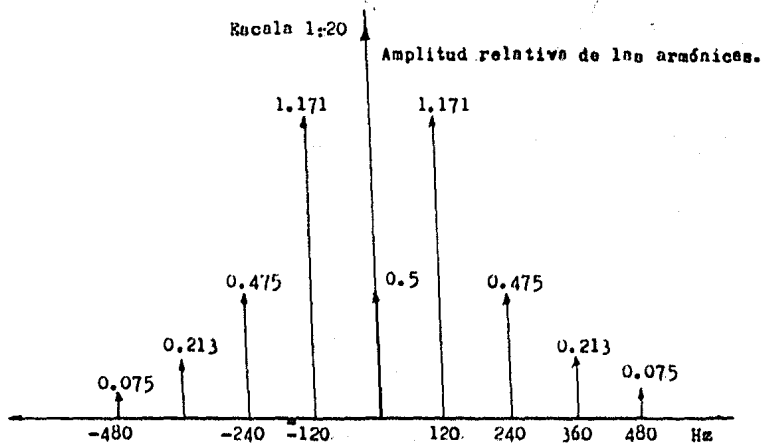


Figura. 3.4.

### III.1 Estudio de Alternativas.-

Inicialmente se pensó construir un circuito detector de pico como el que se muestra en la fig. 3.5 formado por un amplificador, rectificador de precisión, demodulador y filtro.

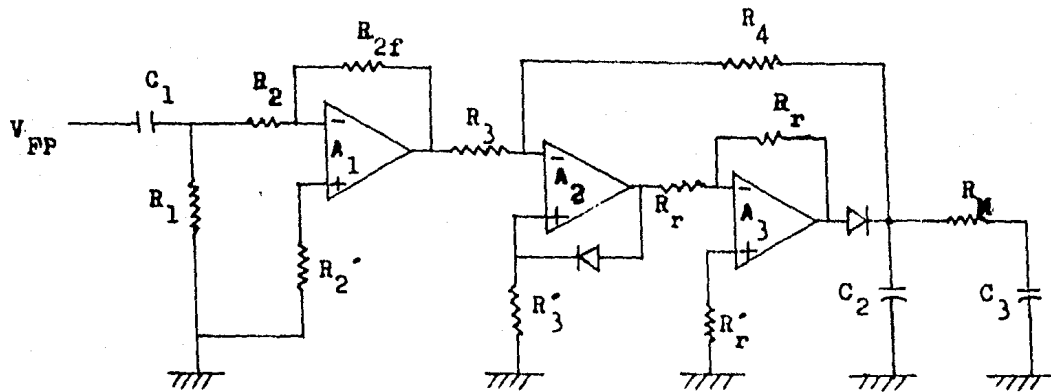


Figura. 3.5 Detector de pico.

El funcionamiento del circuito se puede describir de -  
la siguiente forma:

En la primera etapa se elimina el voltaje de directa y se amplifica la señal con  $A_{1\text{VC}} = 40$  veces,  $A_{1\text{VC}}$  es ganancia de configuración sumador o inversor, siendo  $R_{2\text{VC}}$  lo más grande posible. La segunda etapa formada por  $A_{2\text{VC}}$  y  $A_{3\text{VC}}$  con  $C_2$  constituyen el rectificador de precisión y demodulador de valor pico, finalmente la etapa  $R_M, C_3$  es un filtro pasa-bajas con un polo muy por debajo de la frecuencia de 120 Hz

Esta posibilidad se eliminó, primero porque tiene muy-baja impedancia de entrada, segundo porque pasan señales de ruido cuando la fuente no tiene carga y tercero porque el valor pico no nos dá información del valor eficaz de rizado.

La configuración del circuito que puede dar el valor eficaz de la señal, se muestra en la fig. 3.6

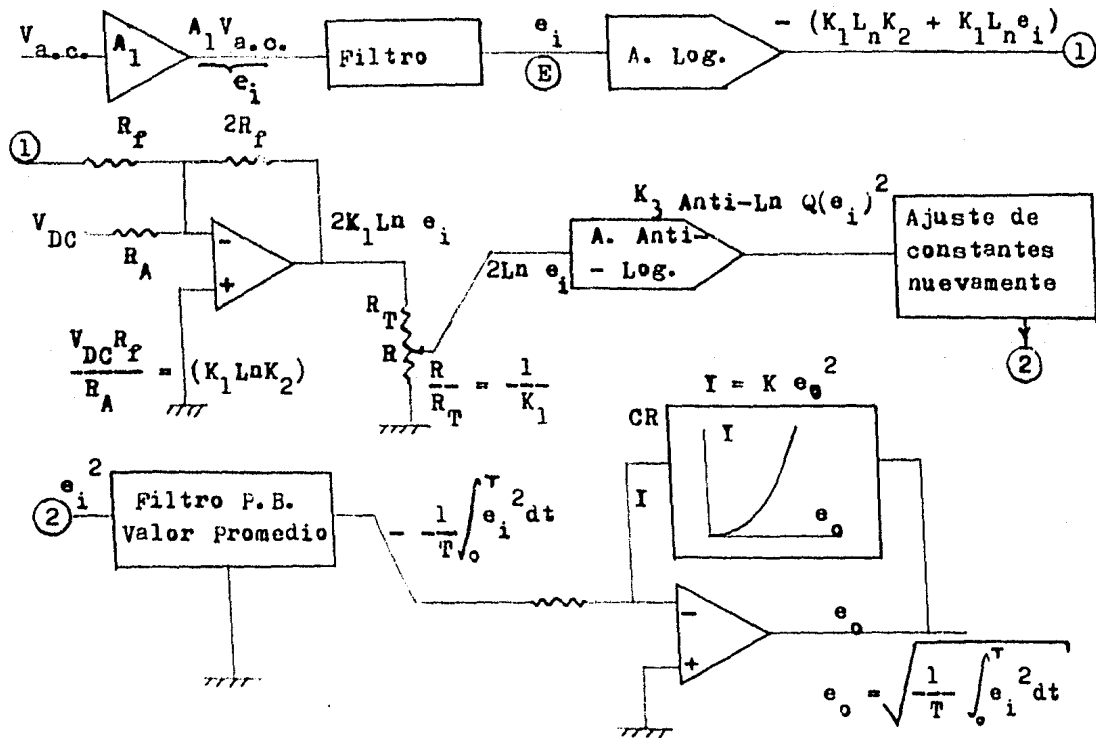


Fig. 3.6 - Configuración de un circuito en la obtención del valor eficaz de una señal.

El camino más fácil (al parecer) de contruir el transductor de realimentación CR, es mediante una etapa muy similar a la que hay entre los puntos:

E, 1 y 2 de la fig. 3.6.

Este esquema presenta varias dificultades, como son -- conseguir resistencias sensibles a la temperatura para la -- compensación de los amplificadores logarítmicos, además un número muy elevado de operacionales que requieren ajustes de offset y de ganancia.

La solución tomada contiene un error pero es muy sencilla. es decir, en vez de obtener el valor eficaz de la señal, lo que se logra es tener el valor medio del valor absoluto de la señal, o sea:

$$V_{a.m.} = \frac{1}{T} \int_0^T |V_{a.c.}| dt$$

En vez de:

$$V_{r.m.s.} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (V_{a.c.})^2 dt}$$

Determinando primero el error:

a).- Caso más simple.- El valor medio del valor absoluto de una señal senoidal (valor medio de una senoide rectificada) es:

$$V_M = \frac{2A}{\pi} = 0.637 A_p$$

$$V_{r.m.s.1} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.7071 A_p \text{ --- Valor eficaz.}$$

b.- Caso más aproximado.- El valor medio del absoluto de -- una señal triangular es 0.5 A, la mitad de su amplitud pico. Mientras su valor eficaz es  $\frac{P}{2}$  como sigue:

La expresión de una señal triangular en series de Fourier, con una amplitud pico  $\frac{\pi}{2}$  es: +++

$$f(x) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos(2n-1)x}{(2n-1)^2} \quad \text{x; tomando en cuenta sólo los primeros términos:}$$

$$V_{\text{ef T}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left( \frac{4}{\pi} \cos x + \frac{4}{9\pi} \cos 3x \right)^2 dx}$$

$$V_{\text{ef T}} = \sqrt{\frac{1}{2} \left( \left( \frac{4}{\pi} \right)^2 + \left( \frac{4}{9\pi} \right)^2 \right) \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \left( \frac{4}{25\pi} \right)^2} = 0.9058$$

Por tanto, para una señal triangular de amplitud unitaria se tiene:

$$\frac{2}{\pi} (0.9058) = 0.577$$

Notar que la relación entre el valor medio del valor absoluto y su valor eficaz es:  $\frac{0.5}{0.577} = 0.8665$ . Mientras que la misma relación para una senoide es:

---

+++ Wilfrud Kaplan., "Cálculo Avanzado"; sexta reimpresión - en español; julio de 1966; Editorial Continental.

$$\frac{0.637}{0.7071} = 0.9008$$

c).- Caso menos probable. El valor eficaz de una señal cuadrada es:  $1.125 A$ , mientras su valor medio del valor absoluto es  $1.A$ , o sea su amplitud pico. Por tanto la relación entre estas amplitudes es:

$$\frac{1}{1.125} = 0.8888.$$

En general podemos decir, que el error aumenta en una señal en la medida que aumenta el número de armónicas, como es el caso de una señal de pulsos con ciclo de trabajo pequeño, ya que el número de armónicas en un ciclo envolvente de la función SINC, está dado por:

$$\text{No. de Armónicas} = \frac{T}{\tau} = \frac{1}{f \tau}; \text{ siendo } \tau \text{ el ancho del pulso.}$$

y la amplitud de la envolvente es:  $\tau f \text{ Sinc } (n\tau f)$ .

De las relaciones anteriores .86, .90 y .88 concluimos que si aumentamos en poco más de un 10% el valor medido, estaremos cometiendo un error pequeño. Entonces el objetivo en adelante será determinar la magnitud del error para incrementar la lectura. es claro que antes. tenemos que construir el circuito.

### III.2.- Construcción del circuito medidor del valor medio del valor absoluto de la señal de rizado.

Una fuente de poder sin carga, emite señales de ruido y aún siendo pequeña la carga, al probar una fuente se vió - que este ruido es de unas frecuencias que van de 10 a 30 KHz; por esta razón se incluyó un filtro Butterworth de tercer --



orden con frecuencia de corte a 800 Hz. que es donde casi -- terminan las armónicas más significativas de la señal de rizado como se mostró en la fig. 3.4.

Básicamente la constitución del circuito es: amplificación, rectificación de precisión para onda completa y filtro para obtener el valor medio amplificado, el circuito se muestra en la fig. 3.7.

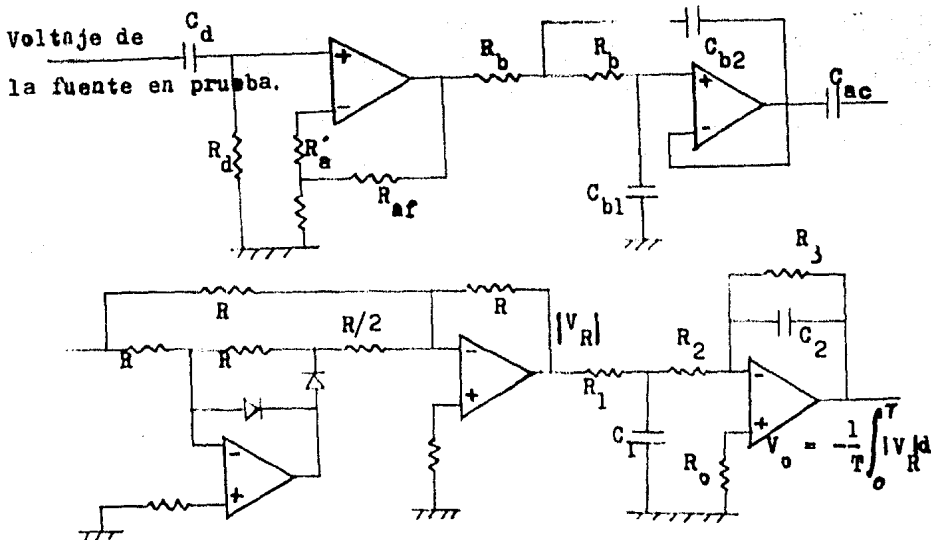


Fig. 3.7.- Medidor del valor medio absoluto.

Si se quiere una salida de 10 volts cuando se tenga el máximo rizo de 0.25 volts eficaces, debemos obtener una ganancia de 40 en el circuito. Si suponemos que existe un voltaje de 0.6 volts pico a pico, en el rizo, a la salida del amplificador  $A_1$  se tiene  $\pm 12$  volts que al pasar por el convertidor de valor absoluto se vuelven en  $-12$  volts pero a una frecuencia de 240 Hz (si la señal fuera triangular); posteriormente al pasar por el filtro con salida de valor promedio, se tiene  $-(-6)$  volts por lo que si se quiere recuperar la ganancia de 40 se tiene que duplicar la señal.

Eliminador de CD..- Con un capacitor de 0.68 micro-faradios para  $C_d$  junto con  $R_d$  constituye un divisor de voltaje, que es máximo para la frecuencia de 120 Hz (máxima impedancia), como sigue:

$$Z_c = \frac{1}{sC} = \frac{-j}{2\pi fC} = 1.95 \text{ K-ohms}; \text{ por tanto el divisor:}$$

$$Z = \frac{100 \text{ K-ohms}}{100 \text{ K-ohms} - j 1.95 \text{ K-ohms}} = 0.98, \text{ que es casi } 1$$

Amplificador  $A_1$ :

$R_{af} = (150 + 220) \text{ Kilo-ohms}; R_a = 10 \text{ k-ohms};$  por tanto la ganancia:

$$G = \frac{370 + 10}{10} = 38 \quad Z_{in} = \text{aproximadamente } R_{id} = 1 \text{ Meg. ohm}$$

Donde  $R_{id}$  - es la resistencia a entrada diferencial del operacional.

Filtro. - (consultando el Operational Amplifiere; Tobey; pág.

320) El valor de los capacitores normalizados es:

$$C_2' = \frac{0.7072}{2\pi(800)\text{Hz}} = 1.407 \times 10^{-4}.$$

El valor 0.7072 lo tomamos para el filtro Butterworth y el capacitor  $C = 0.01$  es comercial.

$$R_b' = \frac{1.407 \times 10^{-4}}{0.01 \text{ micro-f.}} = 14.07 \text{ K-ohms}; R_b = (12 + 2.2) \text{ K-ohms.}$$

$$C_1 = \frac{1.414}{2(800)} = 2.813 \times 10^{-4}; C_{1b} = \frac{2.813 \times 10^{-4}}{14.2 \text{ Kilo-ohms}} = 1.98 \times 10^{-8}.$$

Por tanto:  $C_{1b} = 0.02$  microfaradios.

Rectificador de precisión. - No se tiene restricción en cuanto valor de  $R$ , más que la de no ocasionar un gasto -- elevado de corriente del operacional.

$$R' = \frac{10 \text{ Volts}}{2.0 \times 10^{-3} \text{ Amps.}} = 5 \text{ K-ohms.}; R = 4.7 \times 10^3 \text{ ohms.}$$

Esta resistencia es para que la ganancia dada al ciclo positivo sea la misma que la dada al negativo.

Circuito de valor promedio. - Haciendo un análisis por nodos, la función de transferencia resulta:

$$V_o = \frac{V_{in}}{C_1 C_2 R_1 R_2} \cdot \frac{1}{s^2 + s \left[ \frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_2 R_3} \right] + \left[ \frac{1}{R_1 R_3 C_1 C_2} + \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2} \right]}$$

En el libro de Schilling - "Electronic Circuits Discrete and Integrated" en la pág. 12 Se recomienda para un filtro RC hacer:

$RC = 100/\omega$ ; en nuestro caso la ganancia está dada aproximadamente por  $R_3$  entre  $R_1$  y por esto se seleccionó:

$R_1 = 470$  K-ohms;  $C_1 = 0.2 \times 10^{-6}$ ;  $R_2 = 2.7$  K-ohms;  $R_3 = 1$  Meg-ohms y  $C_2 = 0.2 \times 10^{-6}$  Farads.

Esto nos dá  $\omega$ , la raíz cuadrada del tercer término del denominador:  $\omega = 96.5$  rad./Seg.;  $f = 15.4$  Hz.

La constante  $R_1 C_1 = 70.87 / \omega$ .

Si la señal de rizo fuera senoidal, con valor pico  $V_m$ , el rizo que continuaría presente en el nivel de c. d. de  $\frac{V_m}{2}$  voltaje sería:

$$V_{rp} = \left( \frac{V_m}{2} \right) \sqrt{\frac{1}{(2 \times 70.87)^2} + \frac{1}{(3 \times 70.87 (\pi))^2} + \dots} =$$

$$\frac{V_{rp}}{V_m} = 5.1 \times 10^{-3}$$

Por otro lado, sustituyendo valores en la función de -  
transferencia:

$$V_o = \frac{-19.7 \times 10^3 V_i}{s^2 + s(1867.5) + 9312.5};$$

que para la señal de directa-

se tiene una ganancia de:  $G_{cd} = 2.115$

Si ahora obtenemos la ganancia del circuito, para la -  
salida del valor promedio del valor absoluto:

$$G_T = \frac{G}{2} \times G_{cd} = \frac{(38)}{2} \times (2.115) = 40.185$$

que es el valor deseado inicialmente.

### Resultados de laboratorio.- Señal triangular.-

Se alimentó una señal al circuito de la figura 3.7, y -  
se midió el voltaje a la salida, con ayuda de un potenciόμε-  
tro se dió voltajes pequeños. A continuación escribimos las  
siguientes lecturas:

$V_{in}$ - volts pico pico	Volts de slide DC	Volts de rizo- en la salida.
1.- $0.85 \times 20$ mV- o-p = 0.017	$3 \times 5(10^{-3})10 = 0.15$	6 mV p-p
2.- $2 \times 2 \times 10^{-3}(10) =$ 0.04	$3.7(10)10^{-3} = 0.37$	6 mV p-p
3.- $3 \times 2(10^{-3})10 =$ 0.06	$2.5 \times 20(10^{-3}) = 0.5$	8 mV p-p
4.- $3 \times 5(10^{-3})10 =$ 0.15	$6.8 \times 20(10^{-3}) = 1.36$	10 mV p-p

$V_{in}$ - volts pico-pico	Volts de salida CD
5.- $4 \times 5(10)10^{-3} = 0.2$	$3.7 \times 10 \times 10^{-3}(50) = 1.85$
6.- $5(50)10^{-3}(10) = 0.25$	$5.0(0.1)10 = 2.5$
7.- $7(5)10^{-3}(10) = 0.35$	$3.2 \times 1 = 3.2$
8.- $4(0.1) = 0.4$	$3.9 \times 1 = 3.9$
9.- $5.1(0.1) = 0.51$	$4.4 \times 1 = 4.4$
10.- $6(0.1) = 0.6$	$5.5 \times 1 = 5.5$

#### Ejemplo.-

Notar que estos valores son correctos, ya que para un  $V_{in} = 0.6$  V., el voltaje promedio del valor absoluto de esta señal triangular es:

$$\left| V_{in} \right| = 0.3 \text{ volts pico; el valor promedio:}$$

$$\frac{1}{2} \left| V_{in} \right| = \frac{0.3}{2} \text{ volts} = 0.15 \text{ volts de entrada}$$

Ahora dividiendo el voltaje de salida entre este valor, se obtiene el valor de la ganancia:

$$G = \frac{5.5 \text{ volts}}{0.15 \text{ volts}} = 36.7 = G_T$$

Que si no es de 40.1 es porque la primera etapa dió ganancia más baja que la calculada.

Rizado Real. - El circuito que mostramos en la figura - 3.8, nos sirvió para medir el rizado.

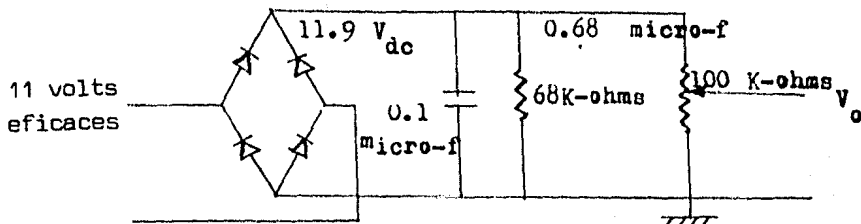


Fig. 3.8.- Circuito generador de rizo.

Lecturas.- Después de la 1ra. etapa de amplificación- en la fig. 3.7 se tomó la lectura del valor eficaz de rizo y el voltaje de salida del circuito, o sea que dividiendo la primera lectura por la ganancia del amplificador  $A_1$  obtenemos el valor real eficaz de la señal. La ganancia medida en esta primera etapa fue de 35.6. (notar que fue el valor obtenido y no el de 38 calculado).

En la fig. 3.9 se muestra la salida del circuito en c. d. volts para entradas de voltaje pico a pico de una señal triangular y la de rizado.

Si se divide el voltaje de salida entre la ganancia total medida, se obtiene el valor medio del valor absoluto de la señal.

Pero notar que la ganancia total, es la salida, entre el valor medio pico de la señal triangular y no la salida de la señal de rizado, simplemente porque no se conoce el valor medio de esta.

A continuación se da una definición y significado de los siguientes terminos:

$V_{in}$  ---- Voltaje de entrada pico a pico.

$V_o$  ---- Lectura del voltaje a la salida del circuito

$V_{ef}$  ---- Voltaje eficaz de rizo, medido después de la 1ra. - etapa de amplificación.

$V_{inT}$  ---- Voltaje de entrada triangular, pico a pico.

$V_{oT}$  ---- Voltaje de salida del circuito para entrada triángu  
lar.

$$G_T = \frac{V_{oT}}{\frac{V_{inT}}{2(2)}} = \frac{V_{oT}}{\frac{V_{inT}}{4}} = \frac{4 V_{oT}}{V_{inT}} \quad \text{---- Ganancia total del circuito.}$$

$G_{A1}$  ---- Ganancia de la 1ra. etapa de amplificación.

$$V_{ms} = \frac{V_o}{G_T} \quad \text{---- voltaje del valor medio del valor absoluto del rizado de entrada.}$$

$$V_{ef}^R = \frac{V_{ef}}{G_{A1}} \quad \text{---- Voltaje eficaz del rizado de entrada.}$$

$$F.C. = \frac{V_{ef}^R}{V_{ms}} \quad \text{---- Factor de corrección para la lectura de sa  
lida. Es la relación del valor eficaz al-  
valor medio del valor absoluto del rizado.}$$

$$V_{EFRE} = \frac{F.C.}{G_T} V_o \quad \text{---- Valor del voltaje eficaz de rizado de en  
trada en función de la lectura de salida.}$$



Lecturas del Laboratorio.-

$V_{in}$ -volts pico	$V_{ef}$ -volts r.m.s.	$V_{ef}^R$ -volts r.m. s. de entrada	$V_o$ -volts salida.
0.046	0.5	0.014	0.43
0.20	2.2	0.062	1.8
0.275	3.1	0.085	2.74
0.37	4.2	0.119	3.75
0.45	5.0	0.143	4.5
0.60	6.3	0.19	6.14
0.7	7.8	0.221	7.3
0.8	9.0	0.253	7.4

Como ya se había dicho  $G_{A1} = 35.6$

Tabla 3.1b. Relación entre la lectura (corregida) del circuito y el valor medido del rizo.

$V_{ms}$ -- volts	F.C.-- factor de corrección	Valor Medio del Valor Absoluto volts.	% Error
0.0117	1.197	0.0136	- 2.8 %
0.049	1.265	0.057	- 8.0
0.0746	1.139	0.0869	2.2
0.102	1.167	0.119	0.0 %
0.122	1.172	0.142	0.7 %
0.167	1.137	0.194	2.1
0.198	1.116	0.231	4.5
0.223	1.134	0.259	2.4 %

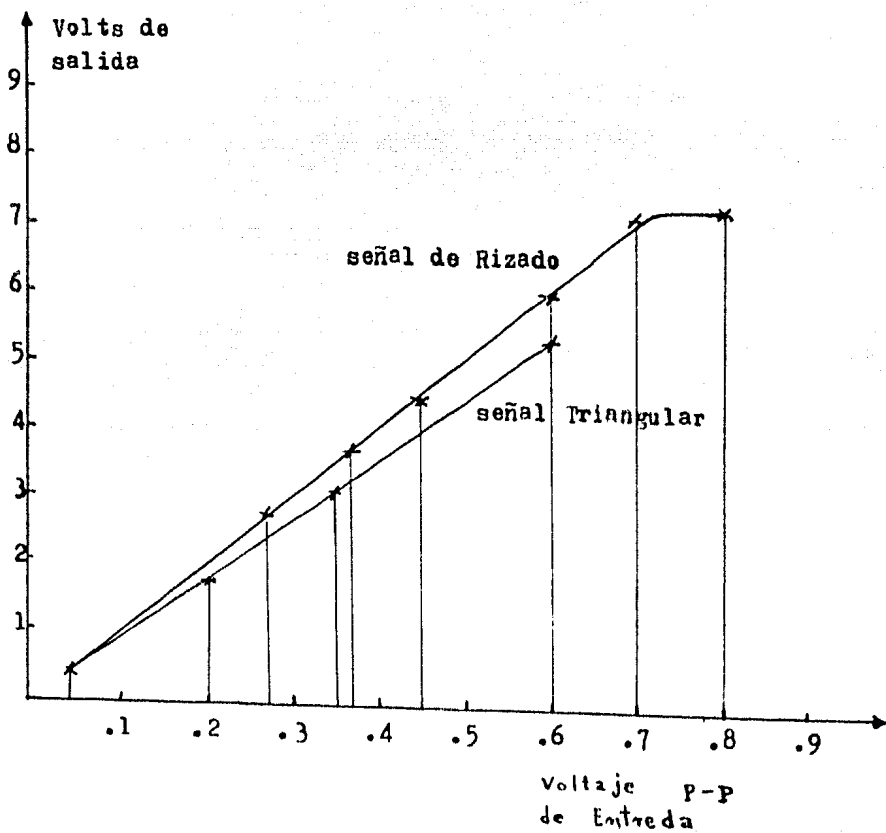


Fig. 3.9 - Respuesta del circuito detector de rizado.

Causas de Error.-

I.- La diferencia entre la ganancia calculada y la obtenida se debe:

a).- La tolerancia de las resistencias, se tiene que:

Si  $R = 370K \times 0.05 = 18.5K$  --- 0.05 es la tolerancia de las resistencias.

O sea  $R_f$  puede ser:  $R_f = 370K \pm 18.5K$

En un caso extremo, la ganancia en la amplificación  $A_1$  sería:

$$G_{A1} = \frac{370 - 18.5 + 10}{10} = 36.15$$

b).- Error ocasionado por tener una resistencia finita diferencial de entrada y también ganancia finita del operacional en malla abierta

Tomando del manual; "Linear Integrated Circuits"; la especificación más baja de ganancia, que corresponde a Large Signal Voltage con un valor de 15 V/mV.

$$G_f = \frac{1 + \frac{R_f}{R_1}}{1 + \frac{1}{A_v} + \frac{2R_f}{A_v R_{id}}} = \frac{1 + \frac{370}{10}}{1 + \frac{1}{38(15000)} + \frac{2(370 \times 10^3)}{(1500) 1 \times 10^6}}$$

$$G_f = 37.998$$

II.- La relación de valor medio del valor absoluto al valor eficaz para el rizado, de la prueba anterior resultó 0.87 en promedio. es válido pensar que por mucho que cambie el rizado no puede llegar al 0.90 o al 0.86 de la señal senoidal y-

triangular respectivamente.

El error que había en considerar una por otra sería:

$$0.9 - 0.86 = 0.04, \text{ o sea } 4.0\%$$

III.- Error por medición.- Un error en la lectura del osciloscopio de un quinto de cuadro nos da una medición de:

$$\frac{4 \text{ cuadros} \times 5 \text{ divisiones} - 1}{4 \text{ cuadros} \times 5 \text{ divisiones}} = \frac{19}{20} = 0.95$$

Notar que no es difícil que esto ocurra en la línea extendida de luz en el pico de la señal.

A continuación se dibuja el circuito con un detector de nivel ajustable y un led indicador para rizado inaceptable en valor medio del valor absoluto, (se enciende cuando el rizado sobrepasa un valor especificado).

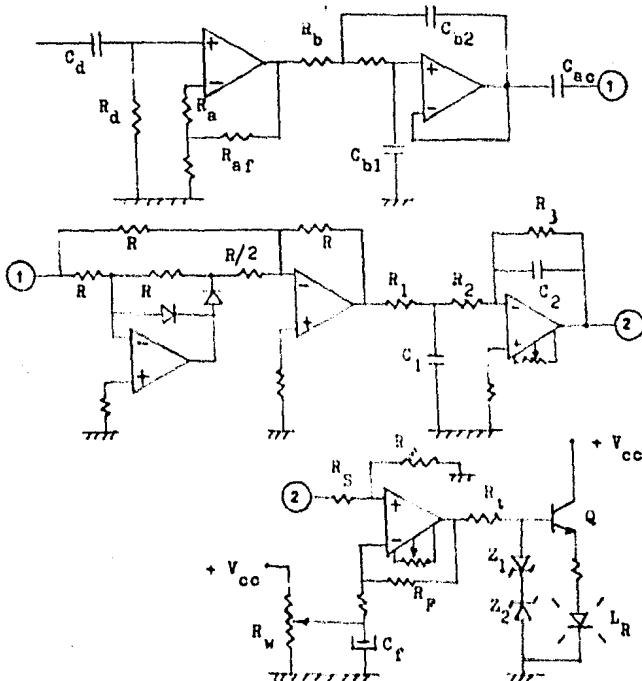


Fig. 3.10.- Diagrama completo del circuito detector de rizado con led indicador de inaceptable.

## Valores de los componentes:

$R$ --- 4.7 K-ohms	$C_{ac}$ --- 2.2 micro-faradios; poli-carbonato.
$R_a = R_a' = 10$ K-ohms	
$R_{af}$ --- (150 + 220)K-ohms	$C_d$ --- 0.68 micro-f.
$R_b$ --- (12 + 2.2) K-ohms	$C_{b1}$ --- 0.02 micro-f.
$R_d$ --- 100 K-ohms	$C_{b2}$ --- 0.01 micro-f.
$R_k$ --- 390 ohms	$C_1$ --- $0.1 \times 10^{-6}$ faradios
$R_v$ --- 10 K-ohms	$C_2$ --- $0.2 \times 10^{-6}$ faradios
$R_1$ --- 470 K-ohms	$C_f$ --- 1 micro-faradios. Elect.
$R_2$ --- 2.7 K-ohms	$Z_1$ --- 5.6 volts; 0.5 watts.
$R_3$ --- 1 Meg-ohm	$Z_2$ --- 9.1 volts; 0.5 watts.
$R_o$ --- 2.7 Kohms	$Q$ --- BF495; 350 mW; $h_{fe}$ menor de 100; $V_{EB}$ Ruptura = 6 - volts.
$R_t$ --- 330 ohms	
$R_w$ --- 10 K-ohms	$L_D$ --- TIL209; led rojo; 3V; 40-mA
	$R_S$ --- 1 Kohms
	$R_F$ --- 100 $R_S$ --- 100 Kohms.

La respuesta del comparador de nivel se muestra en la-  
figura 3.11:

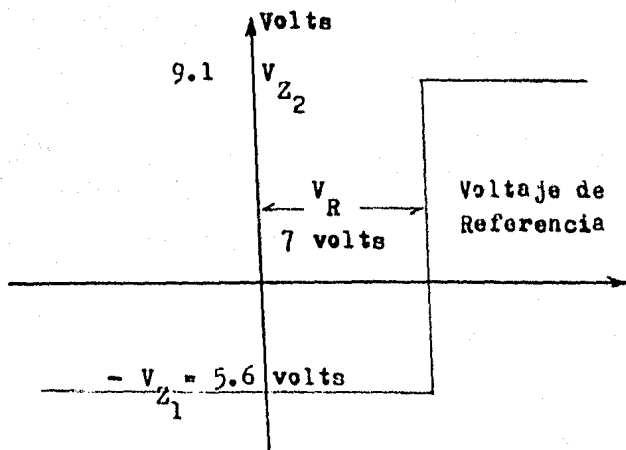


Figura 3.11 -.

Conclusión.- La capacidad de trabajo de la señal de rizado o su valor eficaz es más significativo que su valor pico y no es fácil de medir, ya que se necesita una amplificación con una impedancia alta de entrada y una salida de voltaje a un nivel adecuado.

El valor medio del valor absoluto del rizado corregido, es casi el valor eficaz del rizado y está dado por el valor de la salida en la relación:

$$\frac{V_o (1.165)}{36.7}; \text{ o lo que es lo mismo: } V_o \times 0.0317 = V_{ef} \text{ --}$$

aproximado.

La constante anterior limita la aplicación del circuito, o sea, señales muy distintas a la del rizado contienen un error grande (ver causas de error, punto II), pero es evidente la simplicidad del circuito así como su linealidad. El voltaje medio del valor absoluto corregido máximo que se puede medir es 245 mV. -- la ganancia grande de la primera etapa no permite una lectura mayor debido a la saturación --. -- Es posible aumentar el rango, disminuyendo la ganancia de entrada y aumentando la ganancia de las dos siguientes etapas.

Por último, el circuito detector de nivel ajustable -- con el led indicador, proporciona una manera muy sencilla de señalar cuando existe un nivel de rizado inaceptable.

APRENDICE A.- Construcción de fuentes a  $\pm 15$  volts y + 5 - - volts.

El equipo de prueba está constituido por componentes - que consumen corriente a voltajes de  $\pm 15$  volts y + 5 volts-regulados, por lo que resulta poco práctico que para ocupar el equipo de prueba se le tenga que alimentar con una fuente externa. Razón por la cual se construyeron en una tarjeta las fuentes mostradas en la fig. A.1.

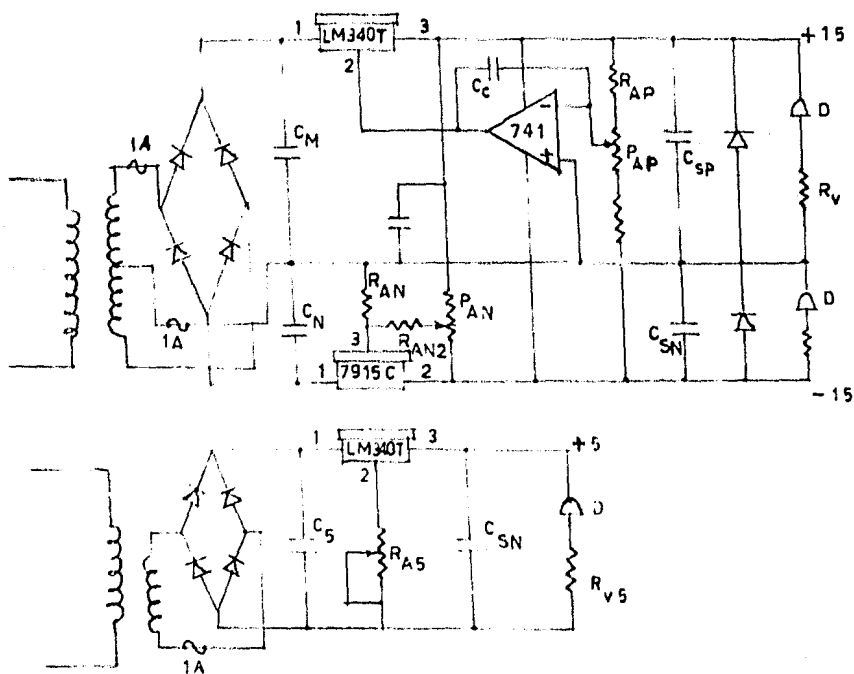


Fig. A.1.- Diagrama de fuentes de voltaje del equipo de prueba.



Capacidad de las fuentes.-

Fuente de +15 y -15 volts.- Consultando el apéndice D- en cuanto a las relaciones y su significado, los valores calculados para esta fuente de voltaje son:

$$V_{\text{pico}} = V_{\text{Transformador}} \sqrt{2} = 15 \sqrt{2} = 21.21 \text{ volts}$$

Las variaciones de voltaje posibles de presentarse en el capacitor  $C_M$  es:

$$\Delta E = V_p - (V_{\text{salida}} + V_{\text{regulador}}) = 21.21 - (15.0 + 1) = 5.21 \text{ volts.}$$

$$E_{\text{PR}} = V_p - \frac{\Delta E}{2} = 21.21 - \frac{5.21}{2} = 18.6 \text{ V}_{\text{dc}}$$

La corriente que se puede obtener de esta fuente es:

$$I = \frac{E_{\text{PR}}}{R_L} = 2f(\Delta E)C = 2(120)5.21(1000 \times 10^{-6}) = 1.25 \text{ Amp.}$$

La fuente de + 5 volts está obtenida con los siguientes valores:

$$V_{\text{pico}} = V_{\text{transformador}} \sqrt{2} = (9) \sqrt{2} = 12.73 \text{ volts}$$

$$E = V_p - (V_{\text{salida}} + V_{\text{regulador}}) = 12.73 - (5 + 1) 6.73 \text{ -- volts c.d.}$$

y la corriente que se puede obtener de la fuente es:

$$I = \Delta E(2f)C = 6.73(2)120(680 \times 10^{-6}) = 1.1 \text{ Amperes.}$$

Valores de los componentes.-

Todas las resistencias son de 0.5 watts.

$$R_{AP} = R_{AP2} = 10 \text{ K-ohms}$$

$$P_{AN} = 5 \text{ K-ohms}$$

$$R_V = 680 \text{ ohms}$$

$$C_M = C_N = 1000 \text{ micro-faradios} - \\ 25 \text{ volts.}$$

$$R_{AN2} = 1 \text{ K-ohm}$$

$$C_C = 30 \text{ pico-faradios.}$$

$$R_{AS} = 1 \text{ K-ohm}$$

$$C_S = 680 \text{ micro-f; } 25 \text{ V.}$$

$$P_{AP2} = 2.2 \text{ K-ohm}$$

$$C_{SP} = C_{SN} = 25 \text{ micro-f; } 25 \text{ V.}$$

$$R_{AN} = 47 \text{ ohms}$$

D - Diódo Rojo MV5491

$$R_{VS} = 560 \text{ ohms.}$$

$$C_1 = 0.1 \text{ micro-f.}$$

Diódos Rectificadores MR4006; 1 Amp.; 800 V.

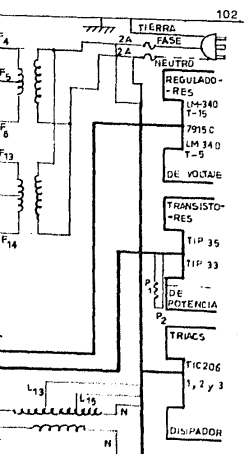
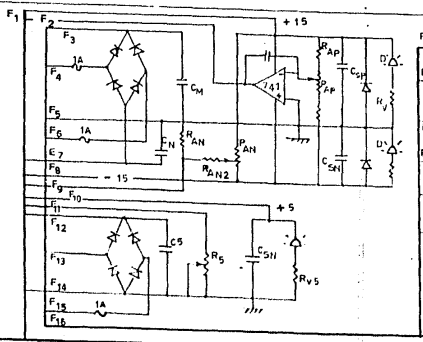
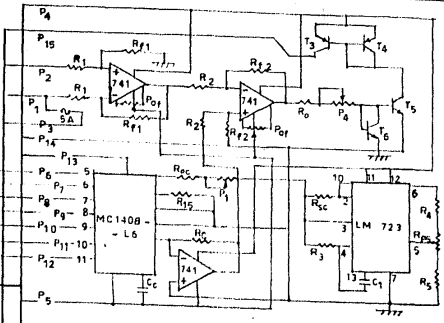
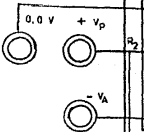
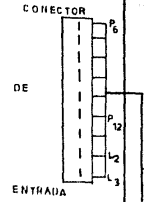
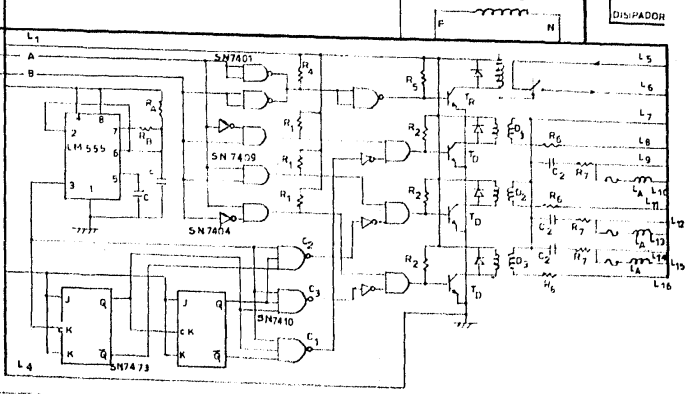
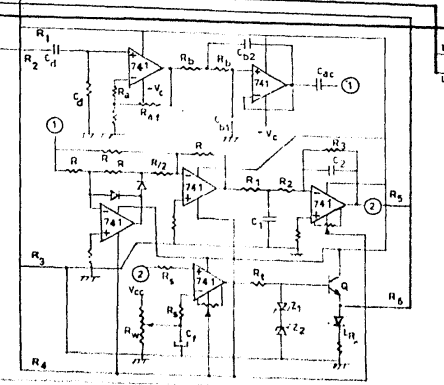
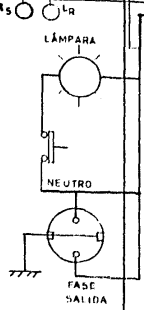
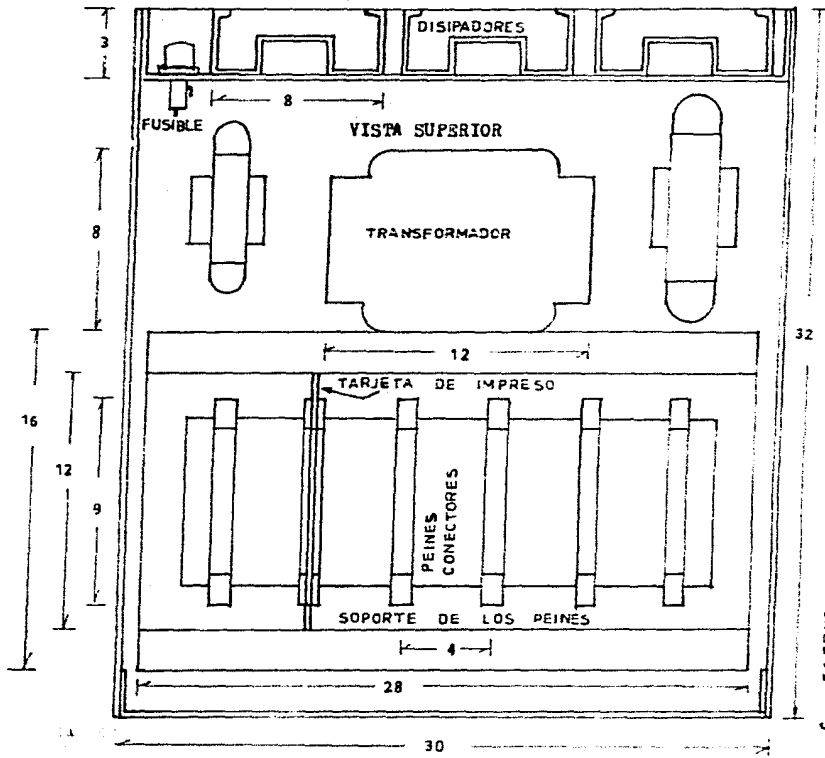


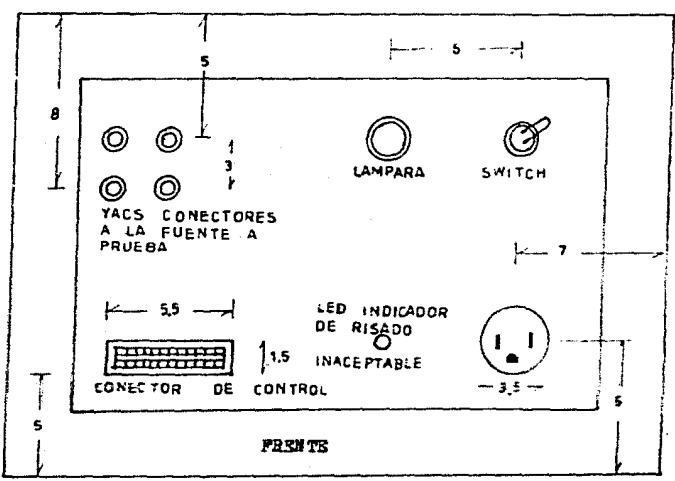
DIAGRAMA GENERAL DEL CIRCUITO DEL SISTEMA DE PRUEBA APENDICE B





ESTRUCTURA MECANICA

APENDICE



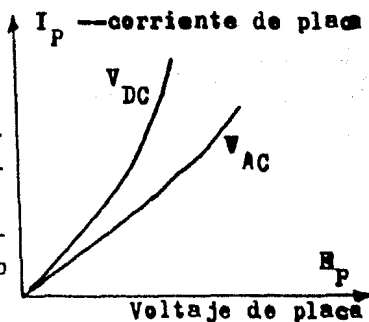
## APRENDICE D.- Consideraciones Generales Sobre el Diseño de Fuentes.

Las fuentes de poder emplean varias etapas para lograr un voltaje regulado. entre éstas se tiene: un filtrado, un -prerregulado. un regulado y protección contra corto circuito.

En el paso de rectificación se puede tener rectificado con tubos de vacío, ignitrones o diodos de gas, transistores y rectificadores controlados de silicio; según la capacidad-de la fuente y de su tipo de aplicación.

++ Los ignitrones presentan caídas de voltaje considerable y sus características de corriente y voltaje cambian-si se trata de corriente directa o de alterna. ver la figura 1.

Por esta variedad de rectificadores se hace la definición de eficiencia de rectificación, también llamada -de conversión, que es la relación -de potencia transferida a la carga.  $P_{DC}$ , en forma de corriente directa-entre la potencia de entrada,  $P_E$ , de placa.



Así por ejemplo para el rectificador de gas se tiene:

$$N_r = \frac{P_{DC}}{P_E} \times 100\%; \text{ Donde } N_r - \text{significa eficiencia de rec-} \\ \text{tificación.}$$

En cuanto a rectificadores controlados. el libro de -

++ Jacob Millman and Seely; "Electronics"; Copyright 1941, -  
1951 by the Mc. Graw Hill Book Company, Second Edition.

Jacob Millman ++ y Samuel Seely da una expresión del voltaje en series de Fourier para un rectificador completo de una fa se en función del ángulo de encendido y otros parámetros, -- (lo mencionamos aquí, porque es interesante y porque se puede necesitar en el diseño de una fuente variable de DC.

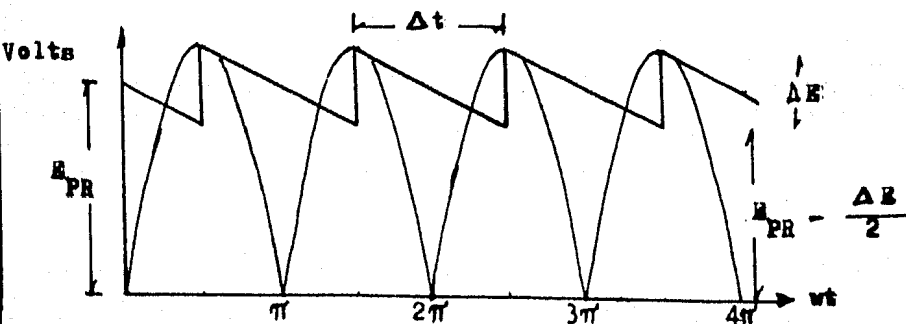
Inversamente al procedimiento que se sigue cuando se - diseña, los puntos principales que se tiene por resolver son los siguientes: calcular:

- 1).- Voltaje de DC promedio.
- 2).- Factor de rizo.
- 3).- Potencia liberada a la carga.
- 4).- Máxima corriente por diódo.
- 5).- Corriente promedio por diódo.

Mientras que aquí, en el desarrollo, se evalúan estos- puntos o parámetros como si los componentes electrónicos fue- ran conocidos en valor.

Desarrollo:

- 1).- Considerando la figura 2 para un rectificador de onda - completa:



La corriente en el capacitor es:

$$I_{PR} = C \frac{\Delta E}{\Delta t} \quad \text{----- A.1}$$

desde luego que  $t$  está dado por:  $t = \frac{1}{2f}$

Despejando  $E$ :

$$\Delta E = \frac{I_{PR}}{C} \Delta t = \frac{I_{PR}}{2fC} = \frac{E_{PR}}{2fRC} \quad \text{----- A.2}$$

O sea que en estas relaciones se está considerando que la corriente de carga proviene del capacitor y que éste tiene un tiempo de carga nulo. Por otro lado:

$$E_{PR} = E_m - \frac{\Delta E}{2} \quad \text{----- A.3}$$

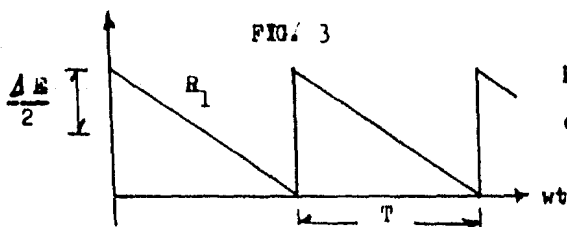
Sustituyendo A.2 en A.3 para incluir  $E_m$ :

$$E_{PR} = E_m - \frac{E_{PR}}{4 \text{ FRC}}$$

Despejando  $E_{PR}$ ;

$$E_{PR} = \left[ \frac{4 \text{ FRC}}{4 \text{ FRC} + 1} \right] E_m$$

+++ 2.- Para obtener el valor de alterna. se toma el valor eficaz de la señal de diente de cierra con respecto al valor promedio o sea: Ver figura 3:



La pendiente de esta rampa

$$\text{es: } M = \frac{\Delta E}{\Delta t}$$

La ecuación de la recta  $R_1$  es:

$$R_1 = \frac{\Delta E}{2} - M t$$

Por tanto el valor eficaz es:

$$E_{AC} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[ \frac{\Delta E}{2} - M t \right]^2 dt}$$



Sustituyendo el valor de  $M = \frac{\Delta E}{T}$ , desarrollando el cuadrado e integrando:

$$E_{AC} = \sqrt{\frac{\Delta E^2}{4} - \frac{\Delta E^2}{2} + \frac{\Delta E^2}{3}} = \frac{\Delta E}{2\sqrt{3}}$$

Por tanto el factor de rizo es:

$$R_{IP} = \frac{E_{AC}}{E_{PR}} = \frac{E}{2\sqrt{3} E_{PR}} = \frac{1}{4 \text{ FRC} \sqrt{3}}$$

$$R_{IP} = \frac{1}{4\sqrt{3} \text{ FRC}}$$

3.- El valor R.M.S. del voltaje de salida:

$$E_{RMS} = \sqrt{E_{PR}^2 + E_{AC}^2}$$

Siendo R la carga representativa después del rectificador de onda completa potencia liberada de la carga:

4.- La corriente máxima en el diodo aproximadamente:  $(E_{RMS})^2$

$$I_m = \frac{[E_m]^2}{R}$$

$$P_{PR} = \frac{R}{R}$$

5.- Cada diodo conduce durante medio ciclo:

$$I_{PR/di\acute{o}do} = \frac{1}{2} \left[ \frac{E_{PR}}{R} \right]$$

Por otro lado, la selección del filtrado depende de  $\mu$

chos factores. entre ellos está la relación de caída de voltaje a través de éste, así como la relación de rizo a la salida entre el de entrada. Así por ejemplo se tiene para el filtro C un factor de rizo:

Un factor de rizo:

$$R_{IP} = \frac{1}{4 \sqrt{3} fRC}; \text{ ya desarrollado aquí.}$$

++ Mientras que para un filtro PI ( $C_1LC_2$ ) el rizo está dado por:

$$R_{IP\pi} = \frac{3300}{C_1 C_2 L R_L}; \quad R_L' = \frac{R_e R_L}{R_e + R_L}$$

Siendo  $R_L$  resistencia de carga.  $R_e$  -- Resistencia de embobinado del choke. Las capacitancias están en microfara-dios (no en faradios) y L en Henrrys.

Existe gran variedad de circuitos reguladores de vol-taje y corriente que van desde un zener, transistor y amplifi-cador diferencial. Entre los elementos de selección del tipo de regulador mencionaremos: la regulación de carga, la -regulación de línea y el factor de estabilidad S: ++

$$S = \frac{\frac{\Delta V_F}{V_F}}{\frac{\Delta V_L}{V_L}} \quad (\text{Siendo } V_F \text{ --- voltaje de la fuente que lo alimenta; } V_L \text{ --- voltaje en la carga).}$$

++ Louis Nashelsky --- Englewood Cliffs -- Prentice Hall --- 1972.

+++ Apuntes de materia, Electrónica I; primera edición.

## - BIBLIOGRAFIA -

- 1.- Boylestad, Robert L. and Louis Nashelky; "Electronic Devices and Circuit theory"; Englewood Cliffs - Prentice - Hall 1972
- 2.- B. D. Bedford and R. G. Hoft; "Principles of Inverter - Circuits"; Copyright © 1964 by John Wiley and Sons, Inc. Schenectady N. Y..
- 3.- Branko Soucek; "Microprocesors and Microcomputers"; -- New York, Wiley 1976.
- 4.- Franklin F. Kuo; "Network Analysis and Synthesis"; New-York, John Wiley and Sons, Inc..
- 5.- Gourishankar B.; "Electromecanical Energy Conversion";- Scranton International Text Book.
- 6.- Jacob Millman and Seely; Samuel Seely; "Electronics"; - Copyright 1941. 1951 by Mc. Graw Hill Book Company.
- 7.- Jacob Millman and Christos C. Halkias; "Integrated Electronics Analog and Digital Circuits and Systems"; Copyright © 1972 by Mc. Graw Hill Korakusha.
- 8.- Schilling and Belove; "Electronic Circuits Discrete and Integrated Mc. Graw Hill. Inc.; 1968; International Student Edition.
- 9.- Ronald J. Tocci; "Fundamentals of Electronic Devices";- Copyright © 1975, by Bell and Howell Cny. Columbus Ohio,
- 10.- Tobey Graums, Huclsman; "Operational Amplifiers, Design and Applications"; Mc. Graw Hill (1971).

- 11.- R. C. A. Manual; Copyright 1972; editorial Arbo.
- 12.- Wilfred Kaplan; "Calculo Avanzado"; Editorial C.E.C.S.A. 1966.
- 13.- Kenneth K. Clarke and Donald T. Hess; "Communication -- Circuits: Analysis and Design"; Adison Wesley Publishing Company 1971.