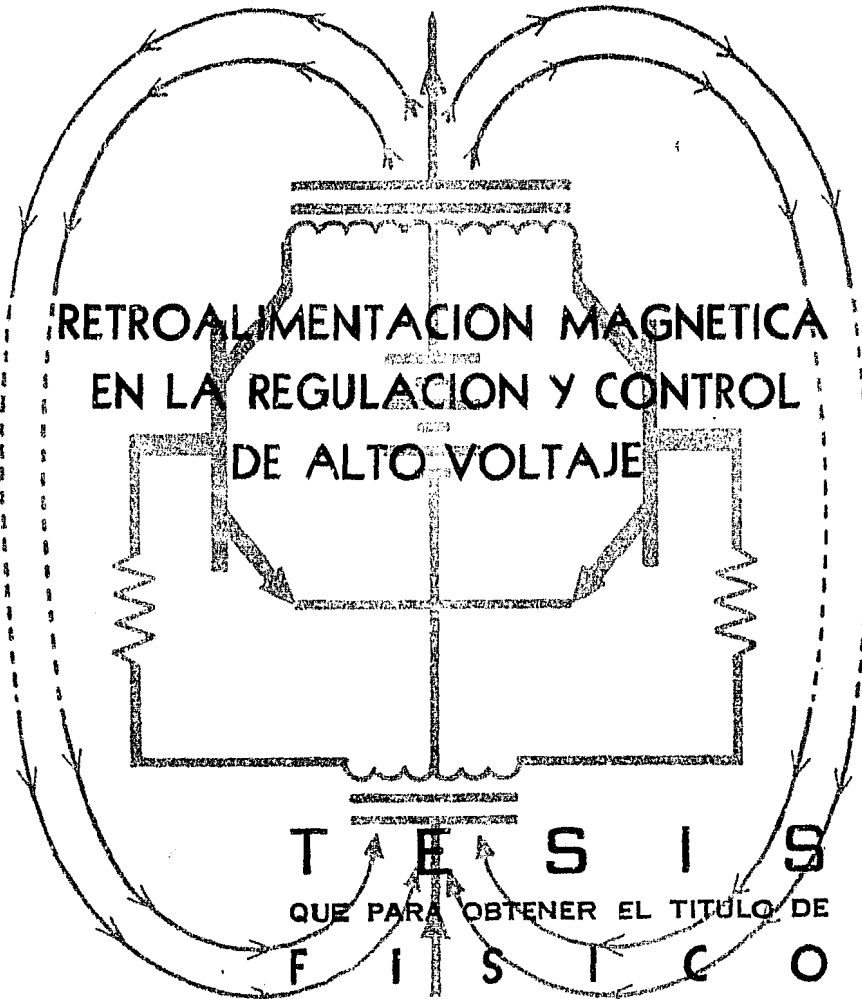


205
11



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE CIENCIAS



RETROALIMENTACION MAGNETICA
EN LA REGULACION Y CONTROL
DE ALTO VOLTAJE

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
F I S I C O
P R E S E N T A
FRANCISCO FERNANDEZ E.



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 está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

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

I N D I C E

<u>INTRODUCCION</u>	i
<u>CAPITULO I.- "Fuentes de poder. Técnicas de generación, regulación y control de alto voltaje".</u>	
A) CLASIFICACION DE FUENTES.	1
B) CARACTERISTICAS.	
i) Intervalos dinámicos de operación.	2
ii) Estabilidad.	6
iii) Pureza	10
C) GENERACION DE ALTO VOLTAJE.	
i) Generadores Electroestáticos.	15
ii) Transformadores elevadores de tensión.	15
iii) Multiplicadores de voltaje	25
iv) Conversores de voltaje C.D. a voltaje C.D.	26
D) REGULACION.	28
Regulación contra carga.	29
-tipo serie.	30
-tipo paralelo	32
-por conmutación electrónica	35
Cambios en la línea.	41
Variaciones de temperatura	46
E) CONTROL DE ALTO VOLTAJE	49
REFERENCIAS DEL CAPITULO I	53
<u>CAPITULO II.- "Prototipo de una fuente de alto voltaje"</u> .	54
A) DESCRIPCION DEL SISTEMA	55
B) DISEÑO Y DESARROLLO.	
-Transformador de alto voltaje.	63
-Oscilador de frecuencia controlada por voltaje	72
-Amplificador de potencia	73
-Doblador de alto voltaje	83
-Sensor de muestra.	91
-Convertor a C.D. y divisor	92
-Amplificador de corriente.	96
-Fuente primaria de C.D..	100
REFERENCIAS DEL CAPITULO II.	111

<u>CAPITULO III.- "Evaluación del sistema"</u>	112
A) ESTABILIDAD CONTRA TIEMPO DE USO EFECTIVO	113
B) ESTABILIDAD CONTRA VARIACIONES DE CARGA	115
C) ESTABILIDAD CONTRA VARIACIONES DE LINEA	117
REFERENCIAS DEL CAPITULO III	119
<u>CONCLUSIONES.</u>	120
<u>ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA DE ALTO VOLTAJE.</u>	122
<u>CONCLUSION SOBRE LAS CONCLUSIONES</u>	123
<u>APENDICE.</u>	A-1

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

El propósito de este trabajo ha consistido en desarrollar una nueva técnica de regulación y control para altos voltajes generados mediante transformadores con núcleo de ferrita aglomerada, que son de uso común en receptores de T.V. y de fácil adquisición en el mercado nacional.

Aún cuando la utilidad de altos voltajes comprende tópicos variados tales como pruebas de aislamiento, rayos X, xenografía, radares, sonares, laser's, maser's, etc.; se ha enfocado esta tesis al diseño y construcción de una fuente de alto voltaje para propósitos de acelerar un haz de electrones dentro de la campana de vacío de un microscopio electrónico de barrido.

Tal aplicación requirió, además de un máximo voltaje de salida de 30 KV, de un alto grado de regulación ($\sim 0.1\%$) contra variaciones de carga, de voltaje de línea y de tiempo de uso efectivo.

El trabajo realizado se presenta caracterizando inicialmente a las fuentes de poder, tanto de alto como de bajo voltaje (capítulo I). Posteriormente, en el capítulo II se detallan los métodos, el diseño y el desarrollo del sistema de alto voltaje regulado. Finalmente en el capítulo III, se reporta la evaluación de la fuente construída.

C A P I T U L O I

FUENTES DE PODER. TECNICAS DE GENERACION, REGULACION Y CONTROL DE ALTO VOLTAJE.

A) CLASIFICACION DE FUENTES.

Refiriéndose a voltaje, una clasificación de fuentes es la siguiente:

- i) Fuentes de bajo voltaje.
- ii) Fuentes de alto voltaje.

El criterio para discernir entre alto y bajo es un valor frontera convencional. Algunos autores utilizan además de estos calificativos el término extra alta tensión, de acuerdo a los siguientes rangos:

BAJO VOLTAJE	ALTO VOLTAJE.
$ V < 100$ volts.	$100 \text{ volts} \leq V \leq 1000$ volts.

EXTRA ALTO VOLTAJE.

$$|V| > 1000 \text{ volts.}$$

Para los propósitos de este trabajo se emplearán sólo los adjetivos alto y bajo, tomando el valor de 1000 volts como frontera.

A su vez cada uno de los tipos anteriores puede proporcionar un voltaje que sea independiente o dependiente del tiempo. Al primero de ellos también se le conoce como de corriente directa (C.D.); mientras que al segundo sólo en algunos casos se le llama voltaje de corriente alterna (C.A.).

Una señal de voltaje dependiente del tiempo puede tener una expresión matemática simple o complicada; sin embargo, cuando tal señal es ó puede suponerse periódica en un intervalo de tiempo, las series de Fourier permiten expresarla como superposiciones de funciones seno y coseno. Por ésto, - en ocasiones conviene considerar las señales dependientes del tiempo y los procesos que sufren, mediante la relación:

$$V(t) = V_p \text{ Sen } (\omega t + \phi) \dots\dots\dots 1.1)$$

Con V_p : Amplitud de voltaje o voltaje pico.

ω : Frecuencia angular.

ϕ : Diferencia de fase con respecto a un origen.

B) CARACTERISTICAS.

De entre las características que permiten referirse particularmente a una fuente, se describen a continuación:

- i) Intervalos dinámicos de operación.
- ii) Estabilidad.
- iii) Pureza.

i) INTERVALOS DINAMICOS DE OPERACION: Se conoce con este nombre a los conjuntos de valores de voltaje, carga, corriente y potencia en los que opera una fuente.

Tal fuente puede tener como voltaje de salida V_0 un valor único, ó bien puede ajustarse a quedar comprendido en un intervalo $[V_{\text{mín.}}, V_{\text{máx.}}]$. En cada caso, respectivamente, la fuente es de voltaje fijo ó variable. Cuando es variable, el intervalo mencionado puede ser un conjunto de valores continuos ó discretos; de ahí que se diga que la fuente posee un control de variación de tipo continuo ó por pasos.

Cuando la fuente opera a un voltaje V_0 , la presencia de impedancias de carga en un intervalo $[Z_{\text{mín.}}, \infty)$ da lugar a los intervalos de corriente y potencia: $[0, I_{\text{omáx}}]$, $[0, P_0 \text{ máx.}]$ que ésta puede proporcionar.

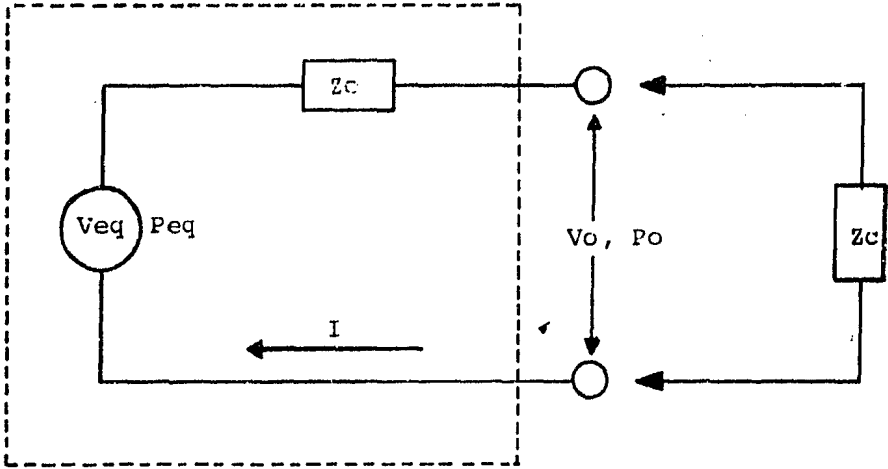
Los valores frontera de los intervalos mencionados pueden relacionarse a partir de las siguientes consideraciones:

Cualquier fuente de voltaje tiene una potencia máxima de salida P_0 finita. Esto es consecuencia, en parte, de la limitación en potencia de la fuente de energía primaria con que se alimenta a la fuente de voltaje. Si la potencia primaria máxima disponible es P_i , la fuente de voltaje recibirá un valor P_e siempre menor a P_i debido a la potencia consumida en la transferencia.

Si la eficiencia de la fuente de voltaje es η , entonces

$$P_0 = \eta P_e \dots \dots \dots 1.2)$$

Uno de los factores relacionados con la eficiencia y que además es una característica de la fuente de voltaje es la impedancia de salida Z_0 . Considérese la representación mediante el teorema de Thévenin (Fig. 1.1).



V_{eq} : Voltaje equivalente.

P_{eq} : Potencia máxima disponible ($P_o < P_{eq} < P_e$).

V_o, P_o : Voltaje y potencia de salida.

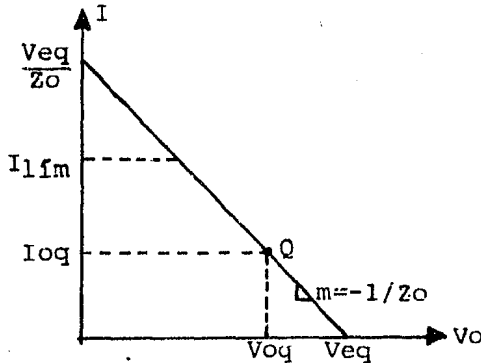
Z_o, Z_c : Impedancia de salida, impedancia de carga.

Fig. I.1).- Representación Thévenin de una fuente de voltaje real.

La corriente de malla I está dada por:

$$I(V_o) = -\frac{1}{Z_o}V_o + \frac{V_{eq}}{Z_o} \dots\dots\dots 1.3)$$

que es la ecuación de una recta (Gráfica I-1).



GRAFICA I-1).- Recta de la acucción 1.3

En el punto Q de operación, a determinada Z_c , existen parámetros:

$$I_{oq} = \frac{V_{eq}}{Z_o + Z_c} \dots \dots \dots 1.4)$$

$$V_{oq} = I_{oq} Z_c \dots \dots \dots 1.5)$$

$$P_{oq} = I_{oq} V_{oq} \dots \dots \dots 1.6)$$

Donde se observa que la máxima corriente de salida sucede para $Z_c=0$, $V_{oq}'=0$ y $P_{oq}'=0$.

Se puede pensar que el valor $I_o=V_{eq}/Z_o$ es el límite superior del intervalo dinámico de corriente; sin embargo, aún cuando éste ocurre a potencia de salida nula, la potencia que suministra V_{eq} es distinta de cero; a saber $I_o^2 Z_o$. Hay casos en que el valor máximo de potencia que puede disipar la impedancia de salida es inferior al valor anterior, entonces es necesaria una etapa limitadora de corriente al valor $I_{lím}$ (gráfica I-1) que corresponde a la frontera superior del intervalo considerado.

Los valores $I_{mín} = 0$ y $I_{máx} = I_{lím}$, suceden respectivamente para las impedancias de carga $Z_{c\ máx} = \infty$, $Z_{c\ mín} = V_o/I_{lím}$.

Mediante el teorema de máxima transferencia de potencia se puede determinar el límite superior del intervalo dinámico de potencia de salida. Este tendrá el valor $P_{omáx} = (1/2)P_{eq}$ cuando las impedancia Z_o y Z_c sean puramente resistivas y del mismo valor. Para el caso en que las impedancias de salida y de carga sean de la forma:

$$Z_o = R_o + jX_o. \dots \dots \dots 1.7)$$

$$Z_c = R_c. \dots \dots \dots 1.8)$$

Con R_o, R_c : Elementos resistivos

X_o : Elemento Reactivo

$$j = \sqrt{-1}$$

La máxima transferencia de potencia ocurre cuando

$R_c = |Z_o|$; entonces:

$$P_{o\text{m}\acute{a}x} = \frac{R_c}{R_c + R_o} P_{eq} \dots \dots \dots 1.9)$$

Cuando ambas impedancias contengan tanto parte real - como imaginaria, la máxima transferencia de potencia sucede - para $Z_c = Z_o^*$, con Z_o^* el complejo conjugado de Z_o . En este - caso $P_{o\text{m}\acute{a}x} = (1/2)P_{eq}$.

El límite inferior $P_{o\text{m}\acute{i}n} = 0$ se obtiene, además del - caso mencionado, cuando $Z_c = \infty$ ó bien para $Z_c = jX_c$.

Cabe mencionar que para el caso de fuentes cuyo volta- je de salida sea dependiente del tiempo y presente periodici- dad, debe agregarse en sus especificaciones el intervalo de - frecuencias de operacion [$\omega_{\text{m}\acute{i}n}$, $\omega_{\text{m}\acute{a}x}$]. Si además existe un - control de fase con respecto a determinado origen, el interva- lo de variación ($\phi_{\text{m}\acute{i}n}$, $\phi_{\text{m}\acute{a}x}$) también debe ser considerado.

ii) ESTABILIDAD.

Para una variable física "y" que es función de otras, llamense $X_1, X_2, \dots \dots X_n$:

$$Y = f(X_1, X_2, \dots X_n) \dots \dots \dots 1.10)$$

La variación que sufre "y" debido a variaciones de las X_i , está dada por:

$$\Delta Y = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\Delta Y}{\Delta X_i} \right) \Delta X_i \dots \dots \dots 1.11)$$

$\Delta X_j = 0$
 $\forall j \neq i$

Cuando los cambios en las X_i son debido a efectos indeseables por pretender de antemano mantener invariante el valor de Y contra variaciones de las X_i , se habla de la estabilidad de Y contra los parámetros X_i .

Una medida de tal estabilidad es en si lo pequeño del valor Δy . Las cantidades entre paréntesis en la ecuación anterior, reciben el nombre de factores de estabilidad. Cuando Y es una función lineal de X_i , entonces los factores de estabilidad pueden escribirse como:

$$S_i = \left(\frac{\partial Y}{\partial X_i} \right)_{\substack{\Delta X_j = 0 \\ \forall j \neq i}} \dots \dots \dots 1.12)$$

En caso de no existir linealidad, pero en determinadas intervalos [$X_{i\min}$, $X_{i\max}$], [Y_{\min} , Y_{\max}] las variaciones ΔX_i y ΔY en consecuencia son lo suficientemente pequeñas -- para aproximarlas a lineales, lo anterior sigue siendo válido. Con todo esto, la ecuación 1.11 se transforma en:

$$dY = \sum_{i=1}^n S_i dX_i \dots \dots \dots 1.13)$$

donde cada factor de estabilidad es una constante que da una medida de la sensibilidad de Y ante la correspondiente X_i .

Para los propósitos de este trabajo, interesa la es-

tabilidad del voltaje de salida de una fuente contra los siguientes parámetros.

- Corriente de salida, que a su vez es función de la carga.
- Fuente primaria de energía.
- Temperatura ambiental de operación.
- Tiempo de uso efectivo.
- Frecuencia de operación (para el caso de fuentes con $V_o(t)$ periódico).

De acuerdo a lo antes mencionado, tal estabilidad tiene la expresión:

$$dV_o = S_o dI_o + S_v dV_e + S_T dT + S_t dt + S_\omega d\omega \quad . . . \quad 1.14)$$

Donde I_o, T, t y ω son respectivamente corriente de salida, temperatura, tiempo y frecuencia. V_e representa a la -- fuente primaria de energía en términos de un voltaje de entrada a la fuente en cuestión. Esto debido a que la totalidad de fuentes comprendidas en este trabajo tienen como fuente primaria de energía a la red eléctrica de 125 Vrms, 60Hz. Por lo mismo, en lo sucesivo salvo indicación específica, se utilizará el término "voltaje de línea" ó simplemente "línea" como sinónimo de fuente de energía primaria.

Los factores de estabilidad S_o, S_v, S, S_t y S_ω se definen a continuación:

- Factor de impedancia de salida: $S_o = Z_o = \left. \frac{\partial V_o}{\partial I_o} \right|_{\substack{dX_i=0 \\ \forall X_i \neq I_o}}$
- Factor de regulación de entrada: $S_v = \left. \frac{\partial V_o}{\partial V_e} \right|_{\substack{dX_i=0 \\ \forall X_i \neq V_e}}$

- Coeficiente de temperatura: $S_T = \frac{\partial V_o}{\partial T} \left| \begin{array}{l} dX_i=0 \\ \forall X_i \neq T \end{array} \right.$

- Factor de estabilidad temporal: $S_t = \frac{\partial V_o}{\partial t} \left| \begin{array}{l} dX_i=0 \\ \forall X_i \neq t \end{array} \right.$

- Factor de estabilidad en frecuencia: $S_\omega = \frac{\partial V_o}{\partial \omega} \left| \begin{array}{l} dX_i=0 \\ \forall X_i \neq \omega \end{array} \right.$

Cuando más particularmente se considera sólo la estabilidad de V_o contra carga, línea y temperatura; éste recibe el nombre de regulación contra los mismos parámetros.

Como ejemplo, la estabilidad de V_o contra variaciones en la corriente de salida ocasionadas por variaciones de la impedancia de carga, está dada por:

$$dV_o = S_o dI_o \quad 1.15)$$

En la fuente idealmente regulada contra carga:

$$S_o = \frac{\partial V_o}{\partial I_o} \left| \begin{array}{l} dX_i=0 \\ \forall X_i \neq I_o \end{array} \right. = 0 \quad 1.16)$$

En la práctica lo anterior no sucede y $dV_o \neq 0$ siempre.

En ocasiones para tener una medida más directa y adimensional de la regulación, en este ejemplo contra carga, se acostumbra tomar la razón del valor dV_o al voltaje de salida máximo que ocurre a mínima corriente bajo ausencia de carga, $dV_o = V_{o_{máx}} - V_{o_{mín}}$, es la longitud del intervalo $[V_{o_{mín}}, V_{o_{máx}}]$

cuyas fronteras corresponden al voltaje de salida a carga completa ($V_{o\ c/c}$) y al voltaje de salida sin carga ($V_{o\ s/c}$) respectivamente. Entonces:

$$\text{Regulación vs carga} = \frac{V_{o\ s/c} - V_{o\ c/c}}{V_{o\ s/c}} \dots 1.17)$$

Análogamente se pueden encontrar expresiones para la regulación contra línea y temperatura.

iii) PUREZA.

Cuando una fuente se diseña para proporcionar determinado voltaje de salida V_o , éste puede no tener la forma de señal esperada debido a la presencia de agentes que originan deformaciones en la misma. Entre ellas se encuentran: el rizado, el ruido electrónico, la distorsión armónica, etc.

Una medida de la pureza del voltaje obtenido consiste en evaluar la deformación que introduce cada agente.

A continuación se describen los mencionados:

RIZADO: Se presenta en fuentes de C.D. que son obtenidas de fuentes dependientes del tiempo mediante procesos de rectificación y filtraje. Consiste en la fluctuación, función del tiempo, del nivel de voltaje de salida V_o esperado constante, en un intervalo [$V_o - V_{rpp}$, V_o]. La amplitud V_{rpp} del intervalo, se conoce como voltaje rizo pico a pico.

Esta impureza se evalúa mediante el factor de rizo, el cual se define como:

$$r_z = \frac{V_r(\text{rms})}{\bar{V}_o} \dots \dots \dots 1.18)$$

con $V_r(\text{rms})$: voltaje rizo rms

\bar{V}_o : voltaje promedio de salida.

Como ejemplo se puede mencionar la rectificación a media onda o a onda completa de un voltaje descrito por la ecuación 1.1 y filtrado mediante un condensador de capacidad C (Fig. I.2a).

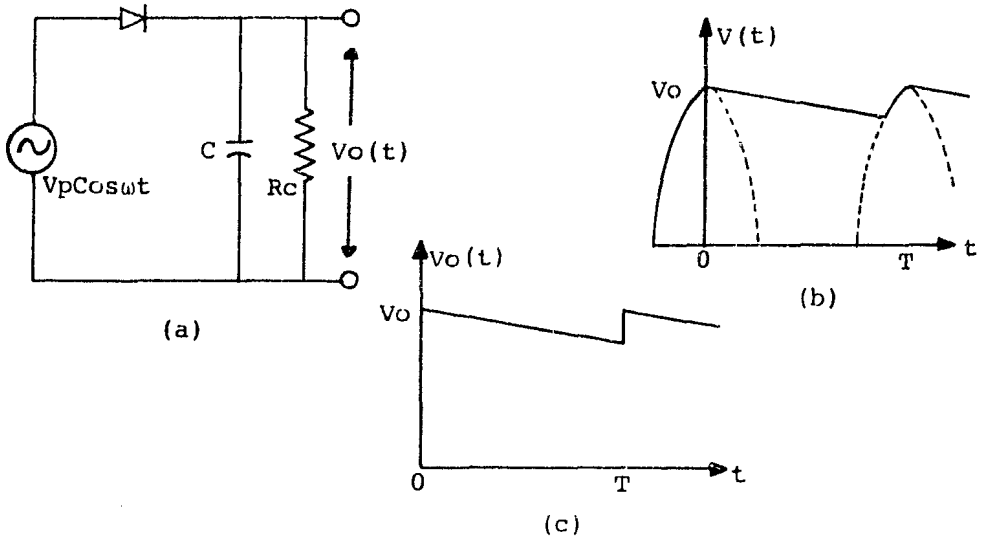


Fig. I.2).- (a) Rectificación a media onda y filtrado mediante un condensador de capacidad C. (b) Señales -- rectificada y filtrada. (c) Aproximación de la -- señal de rizado a forma triangular.

Algunos autores ^{(1), (2)} consideran al voltaje rizo como una señal triangular (Fig. I.2c) basándose en la aproximación $R_C C \gg T$ (con T el período de la señal rectificada), durante la descarga de C a través de R_C cuando el diodo no conduce; i.e.

$$V_o(t) = V_o \exp(-t/R_C C) \Big|_{t=T} \approx V_o(1-T/R_C C) \dots \quad 1.19)$$

De esto, el voltaje promedio de salida y el voltaje rizo tanto pico a pico como rms resultan ser:

(1), (2): Referencias al final de cada capítulo.

$$\overline{V_o} \approx V_o \left(1 - \frac{T}{2R_C C}\right) \dots \dots \dots 1.20)$$

$$V_{rpp} \approx \frac{V_o T}{R_C C} \dots \dots \dots 1.21)$$

$$V_r(\text{rms}) \approx \frac{V_o T}{2\sqrt{3} R_C C} \dots \dots \dots 1.22)$$

De donde el factor de rizo es:

$$r_z \approx \frac{T}{2\sqrt{3} R_C C} \dots \dots \dots 1.23)$$

La ecuación 1.21 permite calcular la capacidad C en términos del máximo voltaje V_{rpp} permitido; donde si además $V_o \gg V_d$, con V_d el voltaje a través del diodo en conducción, $V_o \approx V_p$ y:

$$C \approx \frac{V_p T}{R_C V_{rpp}} \dots \dots \dots 1.24)$$

Otro autor ⁽³⁾, que también hace el análisis aproximado con $\omega R_C C \gg 1$, contempla la señal rizo original sin desarrollar un método en base a ella por esperar no encontrar una expresión analítica. Propone una técnica gráfica de solución.

En el apéndice I se presenta un método que, partiendo de la característica V-I de los diodos involucrados, proporciona con más aproximación que los descritos el valor de la capacidad C. Se evalúa el factor de rizo correspondiente.

RUIDO: En un sistema electrónico existen diversos tipos de ruido que se generan en las componentes del sistema mismo o bien provienen de fuentes externas a éste. Entre ellos se pueden mencionar el ruido térmico, el inversamente proporcional a la frecuencia, el de disparo y el electromagnético.

Una medida de determinado ruido en un sistema, presente en forma de parámetros eléctricos indeseables, es la figura de ruido. Esta se define como la razón de la potencia total del ruido de salida del sistema a la potencia de ruido de salida que ocasiona el elemento que lo genera.

Si a partir de donde se genera el ruido, hasta las terminales de salida del sistema, existe una ganancia de potencia:

$$A_p = \frac{S_{po}}{S_{pi}} \dots \dots \dots 1.25)$$

- Con S_{pi} : Potencia de una señal de entrada
- S_{po} : Potencia de la señal de salida.

La figura de ruido expresada en decibeles tiene la siguiente expresión:

$$FR \equiv 10 \text{ Log} \left(\frac{N_{po}}{A_p N_{pi}} \right) = 10 \text{ Log} \left(\frac{S_{pi}/N_{pi}}{S_{po}/N_{po}} \right) \dots \dots 1.26)$$

- Donde N_{po} : Potencia total de ruido de salida.
- N_{pi} : Potencia de ruido generado

El cociente S_p/N_p en el argumento del logaritmo en la ecuación anterior recibe el nombre de razón señal-ruido; ésta en ocasiones es usada para estimar la inmunidad al ruido de determinado sistema; en lugar de la figura de ruido, - en forma análoga a como se utiliza la medida regulación con-

tra carga en lugar de estabilidad contra corriente de salida; vistas anteriormente.

DISTORSION ARMONICA: Se presenta en fuentes con voltaje de salida dependiente del tiempo. Consiste en obtener un voltaje distinto al idealmente esperado, debido a las limitaciones de los componentes de la fuente. Tales diferencias se refieren a la existencia de términos armónicos distintos a los que constituyen el voltaje esperado cuando éste es desarrollado en una serie de Fourier.

Una medida de la distorsión armónica total se define como la razón del valor rms de los armónicos indeseables al de la fundamental; i.e. si el voltaje obtenido tiene la expresión:

$$V_o(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t + \theta_n) \dots \dots \dots 1.27)$$

donde $A_n = a_n^2 + b_n^2$ y $\theta_n = \text{Arctan}(-b_n/a_n)$, tal que a_n y b_n son los coeficientes de cosenos y senos cuando el desarrollo de Fourier es en términos de ambos ⁽⁴⁾.

y los términos indeseables son: $\sum_{n=N_0+1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t + \theta_n)$, entonces la distorsión armónica total está dada por:

$$D = \frac{\sum_{n=N_0}^{\infty} (A_n/\sqrt{2})^2}{A_1/\sqrt{2}} = \frac{\sum_{n=N_0}^{\infty} A_n^2}{A_1} \dots \dots \dots 1.28)$$

Cuando la distorsión causada por los primeros armónicos es la más significativa, se acostumbra aproximar la distorsión total a 2o. ó 3er. armónico indeseable.

C) TECNICAS DE GENERACION, REGULACION Y CONTROL DE ALTO VOLTAJE.

GENERACION DE ALTO VOLTAJE:

Existen diversas formas de obtener alto voltaje; entre ellas se describen las que utilizan los siguientes medios:

- i) Generadores electrostáticos.
- ii) Transformadores elevadores de tensión.
- iii) Multiplicadores de voltaje.
- iv) Conversores de voltaje C.D. a voltaje C.D..

i) Con la generación electrostática se obtiene alto voltaje de C.D.. Su principio de funcionamiento es la acumulación constante de carga en conductores aislados hasta alcanzar el alto potencial deseado, mediante fenómenos de frotamiento o de inducción, utilizando como fuente de energía primaria a la energía mecánica.

Como ejemplos de estos generadores están la máquina de Ramsden, la máquina de Wimshurst, el generador de Van de Graaf.

ii) Un transformador consiste de dos solenoides acoplados de tal forma que el flujo magnético $\Phi(t)$ producido en uno de ellos, el primario, al ser interceptado por el otro; el secundario, se obtiene una fuerza electromotriz (fem) inducida.

Considérese inicialmente un solo solenoide, - el primario -, de forma cilíndrica recta, con radio r_1 y longitud l_1 ; devanado mediante N_1 espiras en un medio de permeabilidad magnética μ_0 (aire) (Fig. I.3). Cuando por éste se hace circular una corriente I_1 , se produce según la ley de Biot -

Savart, un campo magnético $\vec{B}_1(I_1)$, el cual al atravesar el área seccional $A_1 = \pi r_1^2$, se le denomina flujo magnético ϕ_1 ; - i.e.

$$\phi_1(\vec{B}_1(I_1)) = \int_{A_1} \vec{B}_1(I_1) \cdot \hat{n} dA \dots\dots\dots 1.29)$$

Con \hat{n} vector unitario normal al elemento de superficie dA .

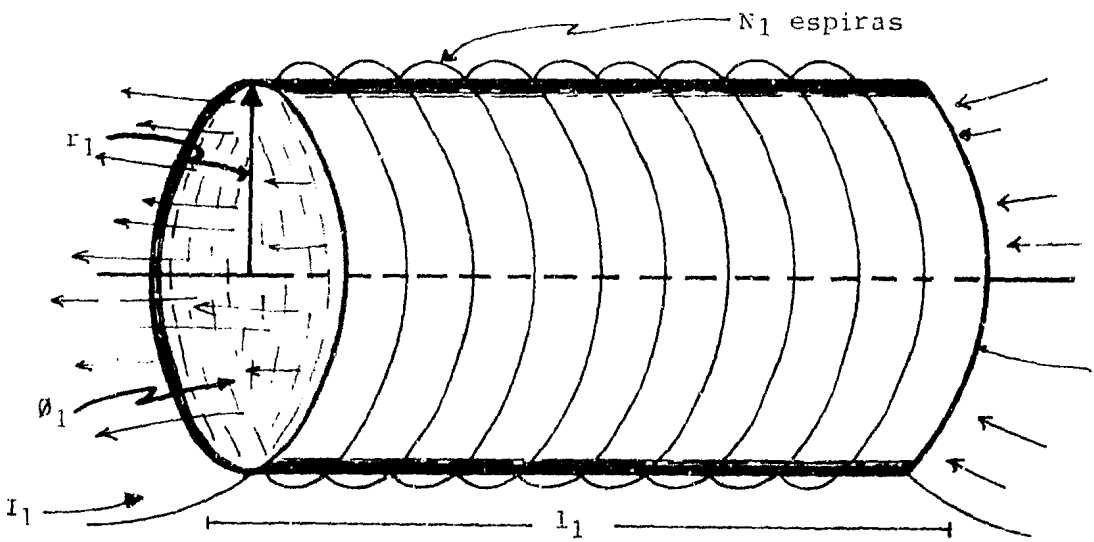


Fig. 1.3).- Solenoide cilíndrico recto.

Ya se ha demostrado que ⁽⁵⁾ el campo magnético $\vec{B}_1(I_1)$ dentro de solenoides largos, con $r_1 \ll l_1$ a fin de desprestigiar efectos de borde, es uniforme y de magnitud constante:

$$|B_1(I_1)| \approx \frac{\mu_0 N_1 I_1}{l_1} \dots\dots\dots 1.30)$$

de donde el flujo magnético a través del área A_1 es:

$$\phi_1 = \frac{\mu_0 N_1 I_1 A_1}{l_1} \dots \dots \dots 1.31)$$

entonces el flujo total que atraviesa las N_1 espiras del solenoide es:

$$\phi_{11} = \frac{\mu_0 N_1^2 I_1 A_1}{l_1} \dots \dots \dots 1.32)$$

La ley de inducción de Faraday (ec. 1.33) establece que la variación en el tiempo de un flujo magnético a través de espiras conductoras, induce una fem $V(t)$ la cual es independiente de la forma en que se produce dicha variación.

$$V(t) = - \frac{d\phi(t)}{dt} \dots \dots \dots 1.33)$$

Ya que para el solenoide en consideración, que es un circuito rígido estacionario, se pretende producir $\phi = \phi(t)$; se observa en 1.32 que la única alternativa es mediante una corriente de estímulo variable en el tiempo; i.e.

$$\phi_{11}(t) = \frac{\mu_0 N_1^2 A_1 I_1(t)}{l_1} \dots \dots \dots 1.34)$$

Como tal flujo atraviesa las mismas N_1 espiras que lo producen, existirá una fem autoinducida en el solenoide de acuerdo a 1.33. Puesto que $\phi_{11}(t)$, el flujo total autoinducido, tiene la relación funcional $\phi_{11}(t) = \phi_{11}(I_1(t))$; 1.33 se puede escribir como:

$$V(t) = - \frac{d\phi_{11}(I_1(t))}{dI_1(t)} \frac{dI_1(t)}{dt} \dots \dots 1.35)$$

donde se define:
$$L_1 \equiv \frac{d\phi_{11}(I_1(t))}{dI_1(t)} \dots \dots \dots 1.36)$$

como la autoinductancia del solenoide; que para este caso, de 1.34:

$$L_1 = \frac{\mu_0 N_1^2 A_1}{l_1} \dots \dots \dots 1.37)$$

Hay que tener presente que la ecuación anterior fué - obtenida con la aproximación $r_1 \ll l_1$. Siendo estrictos, un valor más real de la autoinductancia está dado por:

$$L_1' = \gamma L_1 = \gamma \frac{\mu_0 N_1^2 A_1}{l_1} \dots \dots \dots 1.38)$$

donde el factor $\gamma < 1$ contempla las pérdidas de flujo magnético debidas a efectos de borde. En la tabla 1.1 se muestran -- algunos valores representativos de γ para varias proporciones entre r_1 y l_1 ⁽⁵⁾. Tales valores permiten extrapolar lo mencionado a solenoides relativamente cortos.

r_1/l_1	γ
0	1.00
0.2	0.85
0.4	0.74
0.6	0.65
0.8	0.58
1.0	0.53
1.5	0.43
2.0	0.37
4.0	0.24
10.0	0.12

TABLA 1-1).- Valores representativos de γ .

Considérese ahora el solenoide secundario del mismo tipo que el primario y devanado coaxialmente sobre éste, con longitud y número de espiras l_2 y N_2 respectivamente. El radio $r_2 \approx r_1$, tal que valga la aproximación $A_2 \approx A_1 = A$ (Fig. I.4)

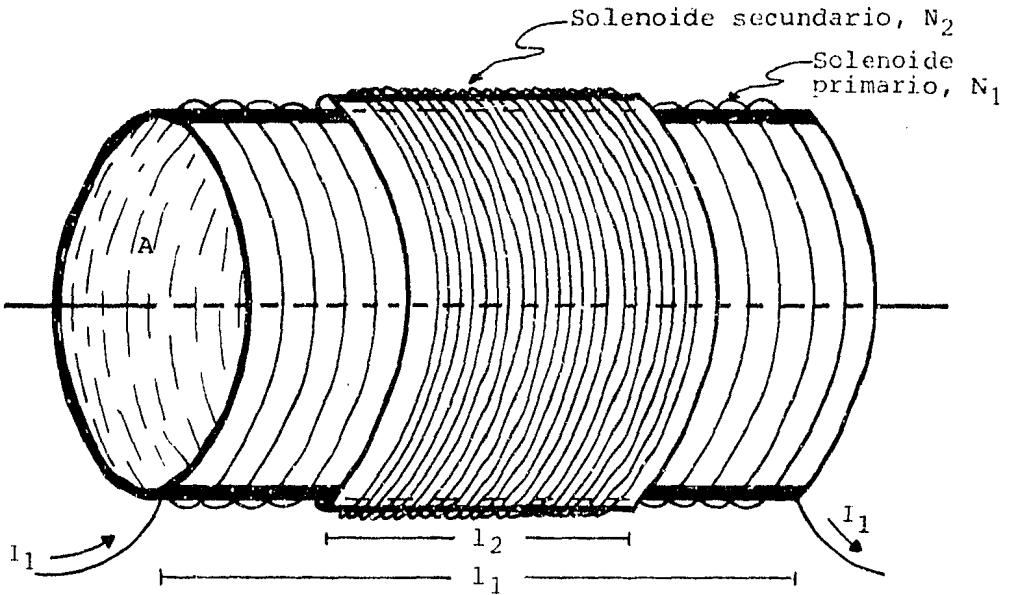


Fig. I.4).- Solenoides coaxiales.

Manteniendo lo establecido para el solenoide primario, el flujo $\phi_1(t)$ dado por 1.31, además de dar origen a $\phi_{11}(t)$ autoinducido en el primario, encadena las N_2 espiras del solenoide secundario dando lugar a un flujo total inducido en este último dado por:

$$\phi_{12}(t) = \frac{\mu_0 N_1 N_2 A}{l_1} I_1(t) \dots \dots \dots 1.39$$

Los subíndices 1,2 en $\emptyset(t)$ indican causa en el primario y efecto en el secundario, en la misma forma que al haberse usado \emptyset_{11} para autoinducción significó causa y efecto en el primario.

Análogamente a lo definido en 1.36; para 1.39 se habla de inductancia mutua:

$$M_{12} \equiv \frac{d\emptyset_{12}(I_1(t))}{dI_1(t)} = \frac{\mu N_1 N_2 A}{l_1} \dots 1.40)$$

Para el caso inverso, donde se estimula al solenoide secundario y se obtienen efectos en el primario, la inductancia mutua resultante M_{21} tiene el mismo valor que el dado por la ecuación anterior. Para demostrar ésto, tómesese en cuenta que al hacer fluir una corriente $I_2(t)$ en el secundario, se genera un flujo magnético:

$$\emptyset_2(t) = \frac{\mu N_2 I_2(t) A}{l_2} \dots \dots \dots 1.41)$$

de donde la autoinductancia del secundario es:

$$L_2 = \frac{\mu N_2^2 A}{l_2} \dots \dots \dots 1.42)$$

Nótese que $\emptyset_2(t)$ sólo encadena un número $N < N_1$ de espiras del solenoide primario; a saber, a todas aquellas que se encuentran en la región interior del solenoide secundario y que juntas forman una longitud l_2 (Fig. I.4). Esto porque en el interior del solenoide las líneas de flujo son paralelas al eje y prácticamente uniformes; al salir de éste, las líneas se curvan a fin de volver a entrar al mismo en el hor

de opuesto, excepto la línea axial que siempre sigue la dirección del eje; pero ésta y las cercanas a ella contribuyen - despreciablemente con respecto a las restantes.

Entonces el flujo magnético total inducido en el primario debido al secundario es:

$$\phi_{21}(t) = \frac{\mu_0 N_2 N I_2(t) A}{l_2} \dots \dots \dots 1.43)$$

Como existen N_1 espiras en una longitud l_1 en el primario, la densidad del devanado es N_1/l_1 ; por lo que en la región de longitud l_2 del primario contenida en el secundario habrá $N = l_2 N_1/l_1$ espiras. Sustituyendo esto en la ecuación anterior y aplicando el operador $\frac{d}{dt}$, se llega a que:

$$M_{21} = M_{12} = \frac{\mu_0 N_1 N_2 A}{l_+} \dots \dots \dots 1.44)$$

donde l_+ es la mayor longitud de entre los dos solenoides ($l_+ = l_1$ en la Fig. I.4).

La inductancia mutua también puede expresarse en términos de las autoinductancias de cada solenoide; de 1.37 y 1.42 se encuentra que $N_1 N_2 = \sqrt{L_1 L_2 l_+ l_-} / \mu_0 A$, siendo l_- la menor longitud de entre los dos solenoides ($l_- = l_2$ en este caso), con lo cual 1.44 se convierte en:

$$M = \sqrt{\frac{l_-}{l_+}} \sqrt{L_1 L_2} \dots \dots \dots 1.45)$$

donde se define $K \equiv \sqrt{\frac{l_-}{l_+}}$ como el coeficiente de acoplamiento geométrico entre los dos solenoides.

Para obtener las relaciones de transformación de voltaje y corrientes en el circuito de la Fig. I.4 (transformador con núcleo de aire), considérese una fuente de voltaje $V_1(t)$ conectada a los extremos del solenoide primario. De 1.35 y 1.36, la rapidéz de cambio de la corriente originada es:

$$\frac{dI_1(t)}{dt} = - \frac{V_1(t)}{L_1} \dots \dots \dots 1.46)$$

Tal corriente variable en el tiempo da lugar al flujo magnético total $\phi_{12}(t)$ inducido en el secundario, dado por 1.39 y 1.40 en términos de la inductancia mutua:

$$\phi_{12}(t) = M I_1(t) \dots \dots \dots 1.47)$$

combinando la ec. anterior con 1.33, 1.44 y 1.46 se obtiene un voltaje $V_2(t)$ inducido en el solenoide secundario dado por:

$$V_2(t) = \frac{1-L_2}{1+L_1} V_1(t) \dots \dots \dots 1.48)$$

donde al sustituir los valores de L_1 y L_2 dados por 1.37 y 1.42 respectivamente, se tiene:

$$\frac{V_2(t)}{V_1(t)} = \frac{N_2}{N_1} \dots \dots \dots 1.49)$$

donde se define $a \equiv \frac{N_2}{N_1}$ como la razón de transformación.

Las potencias de entrada (P_1) y salida (P_2) en un -

transformador, dado que éste es un circuito pasivo, se pueden relacionar mediante:

$$P_2 = \alpha P_1 \dots \dots \dots 1.50)$$

donde α es el factor de potencia transferida. Su valor está restringido al intervalo $0 < \alpha < 1$ ya que siempre existe pérdida de potencia en la transformación debido, entre otros aspectos, a:

- 1) La forma de acoplamiento de los solenoides (geometría del transformador).
- 2) La resistencia intrínseca a los conductores con que se devanan los solenoides.

En el primer caso la pérdida de potencia se puede evaluar considerando la energía almacenada en el campo magnético que produce o se induce en un solenoide; ésta tiene la expresión:

$$W_m = (1/2)LI^2 \dots \dots \dots 1.51)$$

Entonces si en el primario del transformador se hace circular una corriente $I_1(t)$, el campo magnético producido -- tiene una energía $W_1 = (1/2) L_1 I_1^2(t)$. No tomando en cuenta pérdidas de otro tipo, por ejemplo a través del núcleo, dicho campo induce en el secundario una energía $W_2 = (1/2) L_2 I_2^2(t)$. Por el principio de conservación de energía se puede establecer que $W_1 = W_2$, donde al sustituir los valores de L_1 y L_2 dados por 1.37 y 1.42 se obtiene:

$$N_2 I_2 = \sqrt{\frac{1-}{1+}} N_1 I_1 \dots \dots \dots 1.52)$$

El producto de la ecuación anterior con 1.49; y usan-

do la definición del coeficiente de acoplamiento geométrico, da por resultado:

$$P_2 = K P_1 \dots \dots \dots 1.53)$$

Donde se observa que el factor de potencia transferida es para este caso el coeficiente de acoplamiento geométrico.

La pérdida debido a (2) puede estimarse considerando a cada solenoide como una bobina ideal en serie con una resistencia R que representa a la de los conductores de cada devanado. (Fig. I.5).

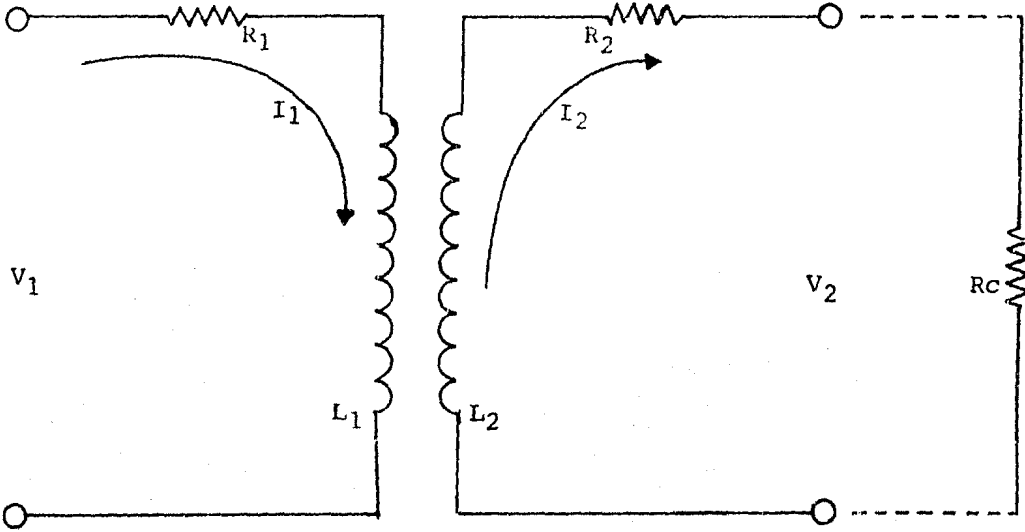


Fig. I.5).- Circuito equivalente de un transformador tomando en cuenta la resistencia intrínseca a los conductores de cada devanado.

Entonces la potencia disipada en la transformación debido sólo a la existencia de R_1 y R_2 es:

$$P_R = I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2 \dots \dots \dots 1.54)$$

de donde el factor de potencia transferida en este caso es:

$$\alpha = 1 - (I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2) \dots \dots \dots 1.55)$$

Para concluir cabe mencionar que la transformación de voltajes y corrientes (ecs. 1.49 y 1.52) y la transferencia de potencia en un transformador, son consecuencia del efecto básico de la transformación de impedancias en el mismo. Esto último se observa cuando al conectar una resistencia R_c en el secundario (Fig. 1.5), ésta se refleja en primario con un valor R_{rfl} , el cual se puede demostrar que es:

$$R_{rfl} = R_1 + (R_2 + R_c) K/a^2 \dots \dots \dots 1.56)$$

La expresión anterior contiene los efectos que involucran los puntos (1) y (2) anteriores.

iii) Los multiplicadores de voltaje consisten en arreglos de rectificadores y condensadores que al recibir un voltaje de C.A., tipo ec. 1.1, proporcionan un voltaje de C.D. mayor al valor pico del voltaje de entrada.

De tales arreglos, quizás el más conocido es el de Cockroft y Walton⁽⁶⁾ que se ilustra en la siguiente figura:

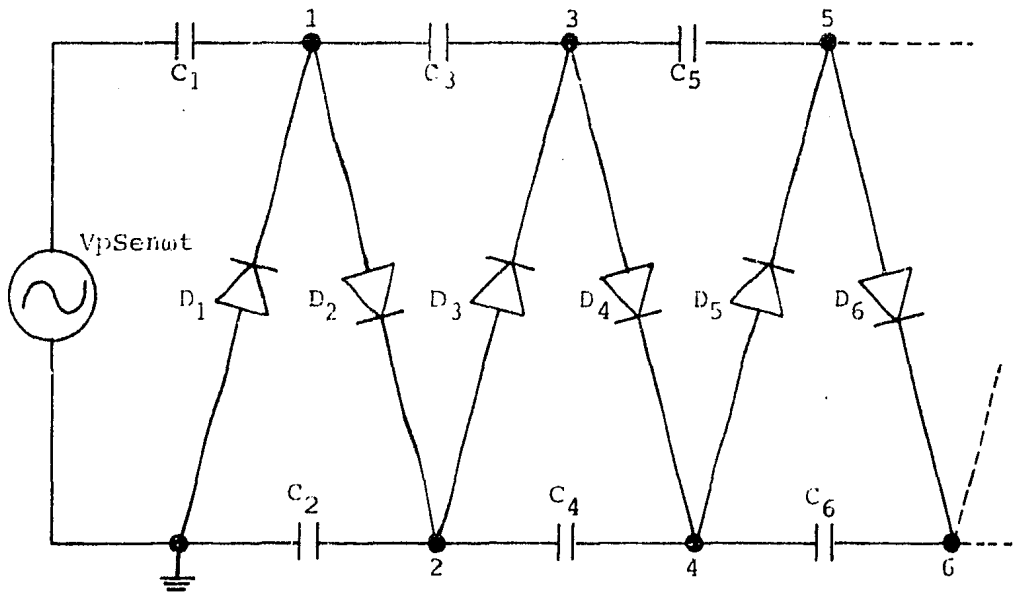


Fig. I.6).- Circuito multiplicador de voltaje de Cockroft y Walton.

Para tal circuito, es demostrable que si cada rectificador consume un voltaje V_{γ} en el estado de conducci3n, a resistencia din3mica $r_d \approx 0$; y cada condensador puede aproximarse a $C \approx \infty$, el voltaje de salida en un punto $n=1,3,5,7,\dots$..etc., con referencia al com3n, est3 dado por:

$$V_n \text{ impar} = n(V_p - V_{\gamma}) + V_p \text{ Sen}(\omega t) \dots 1.57)$$

mientras que la salida en un punto $n=2,4,6,8,\dots$ etc., es:

$$V_n \text{ par} = n(V_p - V_{\gamma}) \dots \dots \dots 1.58)$$

iv) Los conversores de corriente directa a corriente directa son sistemas que proporcionan un voltaje de C.D. a partir de una fuente primaria tambi3n de voltaje C.D., pero de valor distinto.

Son útiles para obtener un voltaje de salida con polaridad contraria al de la alimentación, bajo la misma referencia; ó bien, particularmente, para proporcionar un alto voltaje de C.D. contando con una fuente primaria de bajo voltaje - C.D.. Este último caso es de interés para este trabajo por ser el método utilizado. Su funcionamiento puede entenderse de la siguiente manera.

Con la fuente primaria de C.D. se alimenta a un oscilador que proporciona el voltaje $V(t)$ periódico necesario para estimular el primario de un transformador elevador de tensión. En algunos casos tal circuito primario forma parte del oscilador.

Con ésto, se tiene en el secundario del transformador un voltaje de C.A. con amplitud "a" veces el nivel de voltaje C.D. de la fuente primaria; pudiéndose llegar al régimen de alto voltaje $AV(t)$, dependiendo de las características del voltaje de entrada y la razón "a" del transformador.

Al someter el alto voltaje de C.A. a los procesos de rectificación y filtraje, se obtiene alto voltaje de corriente directa AV_{cd} , con valor aproximado al de la amplitud de $AV(t)$, en forma análoga a como sucede en bajos voltajes, según se establece en la sección I-B-iii y el apéndice I.

En lugar de simple rectificación y filtraje puede usarse un circuito multiplicador de voltaje. Mediante éste, de acuerdo a lo descrito en el inciso anterior, se puede lograr un nivel de alto voltaje de C.D. de valor mayor a la amplitud de $AV(t)$, según ec. 1.57 ó 1.58.

El circuito multiplicador permite en algunos casos de conversión suprimir el uso del transformador; es decir, hay conversores que tienen únicamente las etapas de oscilación y

multiplicación de voltaje.

En la Fig. I.7 se ilustra a bloques un conversor C.D. a C.D. con tres variantes.

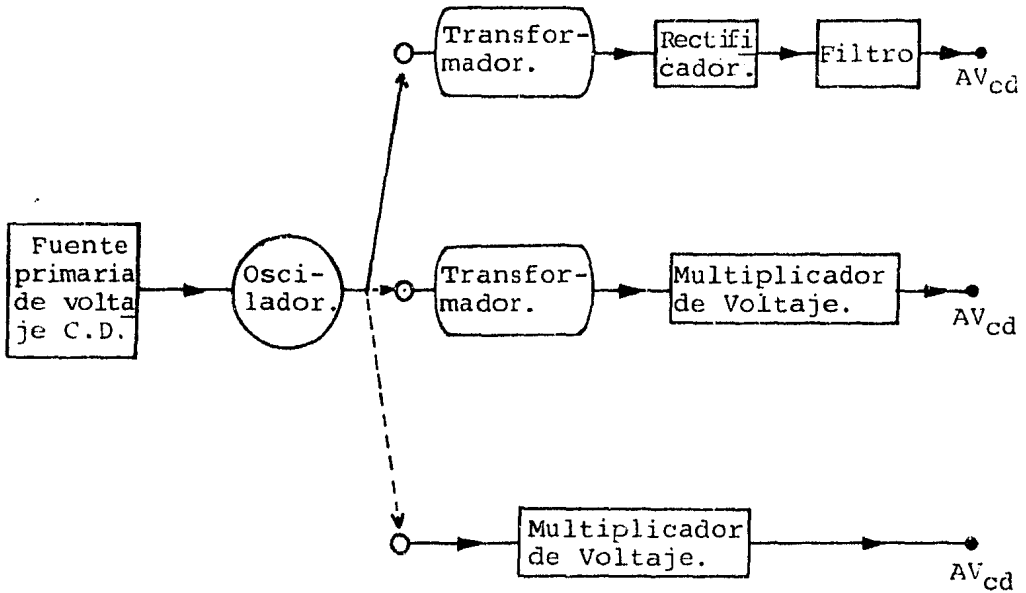


Fig. I.7).- Diagrama a bloques de un conversor de voltaje C.D. a C.D. con tres variantes.

D) REGULACION.

Se describen a continuación algunas técnicas de regulación del voltaje de salida de fuentes independientes del tiempo, contra carga, línea y temperatura. No obstante que tales métodos se utilizan comúnmente en bajos voltajes, su uso en altos voltajes es factible con las componentes a los regímenes adecuados o bien mediante procesos en cascada.

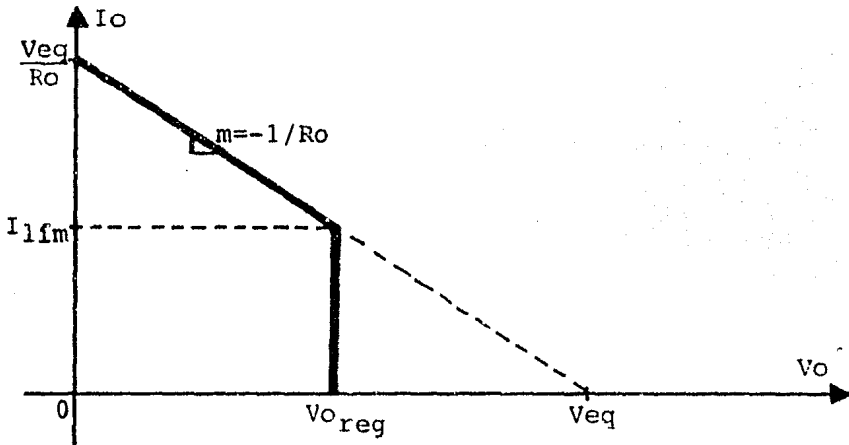
REGULACION CONTRA CARGA: Considérese la representación -
 thévenin de una fuente de C.D. (Fig. I.1) con parámetros
 V_{eq} voltaje equivalente y R_o impedancia de salida fija. -
 Sea R_c una resistencia variable de carga. La corriente y
 el voltaje de salida I_o , V_o , están dados por:

$$I_o = \frac{V_{eq}}{R_o + R_c} \dots \dots \dots 1.59)$$

$$V_o = \frac{V_{eq}}{1 + R_o/R_c} \dots \dots \dots 1.60)$$

Donde se observa que las variaciones de R_c dan lugar
 a variaciones en I_o y V_o . La relación que guardan la corrien
 te y el voltaje de salida está dada por la ec. 1.3 y la gráfi
 ca I-1. Esto corresponde a una fuente no regulada contra car
 ga.

La regulación de V_o contra I_o , que a su vez es fun--
 ción de R_c , debe ser tal que en lugar de tener la recta de la
 gráfica I-1, se obtenga para los mismos ejes coordenados lo -
 que se ilustra en la gráfica siguiente.



GRAFICA I-2).- Característica V_o - I_o de una fuente regulada en
 voltaje contra carga ($V_{o_{reg}}$ =voltaje de salida
 regulado).

Entre los tipos de reguladores que permiten lograr lo anterior se analizan tres; en serie, en paralelo y por conmutación electrónica.

Para el tipo en serie, su principio de funcionamiento puede entenderse como una resistencia variable controlada R_v , conectada entre R_o y R_c (Fig. I.8); cuyo valor cambia simultáneamente con las variaciones de R_c a fin de mantener el voltaje de salida V_o constante.

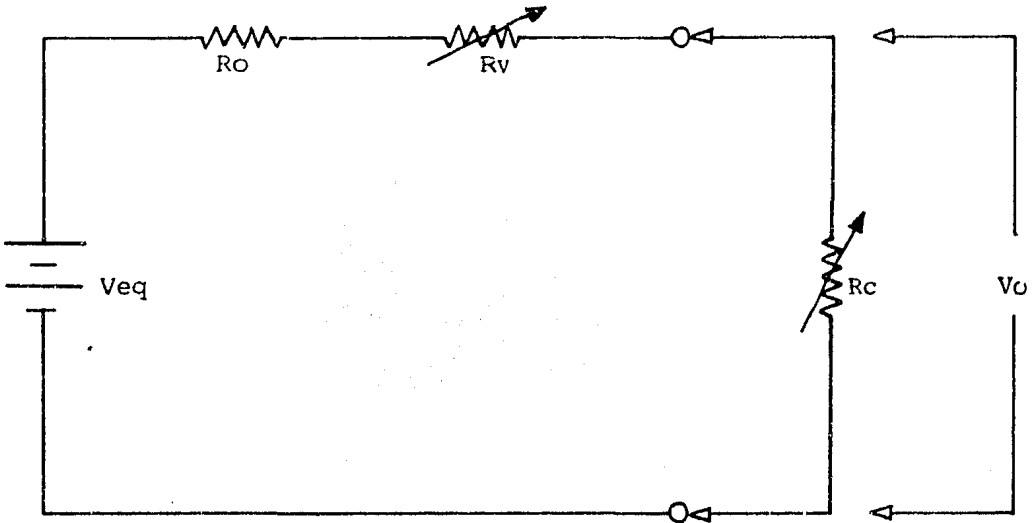


Fig. I.8).- Regulador tipo serie.

En la figura anterior, el voltaje de salida está dado por:

$$V_o = \frac{V_{eq} R_c}{R_o + R_v + R_c} \dots \dots \dots 1.61)$$

Entonces si R_c cambia a un valor $R_c' = \xi R_c$, con ξ el factor de variación, al tomar simultáneamente R_v el valor

$R_v' = R_o(\xi - 1) + R_v\xi$, el voltaje de salida permanece invariante.

R_v es un elemento controlador a la vez que su acción debe ser controlada por las variaciones de la carga; por ésto, en la práctica se utilizan sistemas retroalimentados cuyo funcionamiento puede entenderse con ayuda del diagrama a etapas de la siguiente figura.

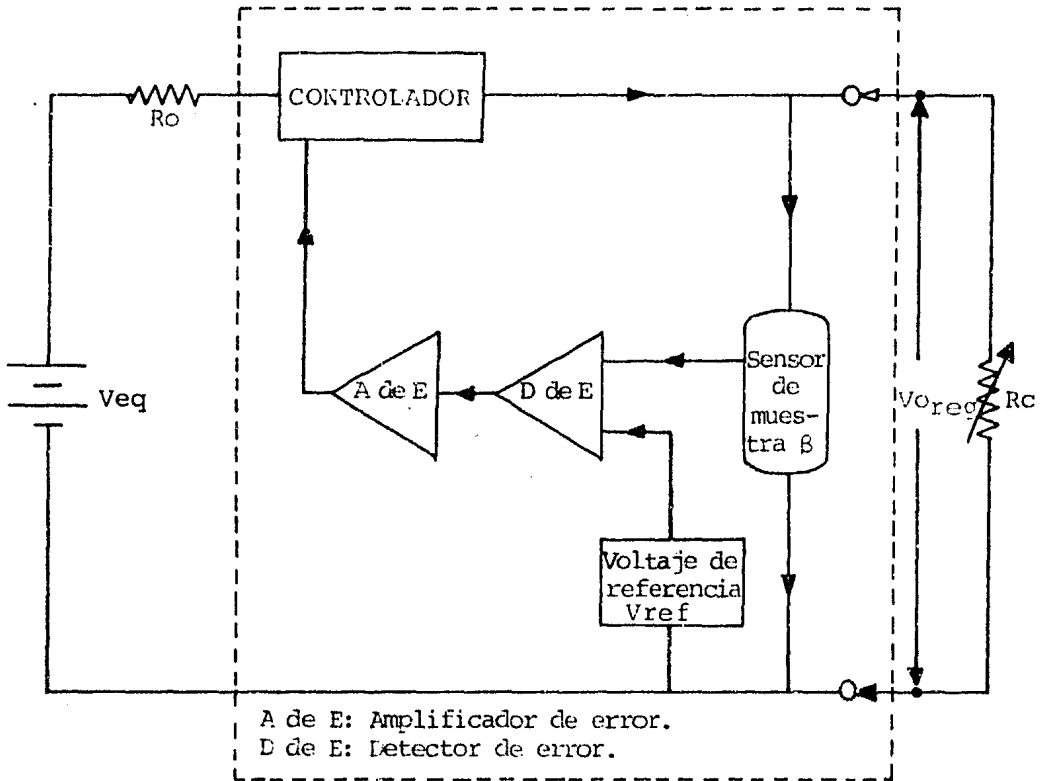


Fig. I.9).- Diagrama a etapas de un regulador de voltaje con retroalimentación en serie.

El sensor de muestra vigila constantemente el voltaje de salida V_{oreg} , entregando como resultado una parte fraccional de éste, a saber: βV_{oreg} . Tal valor es comparado con un

voltaje de referencia V_{ref} , mediante un detector de error. La salida del detector; i.e. la diferencia entre $\beta V_{o_{reg}}$ y V_{ref} , es procesada por el amplificador de error a fin de tener la señal apropiada para ubicar al elemento controlador en un estado nominal. Este último es el que hace las funciones de la R_v mencionada.

Quando $V_{o_{reg}}$ empieza a sufrir variación, $\beta V_{o_{reg}}$ cambia proporcionalmente con ésta. Puesto que V_{ref} se considera de valor fijo (se hace prácticamente independiente de carga, línea y temperatura como se verá más adelante), el error en la salida del detector aumenta o disminuye de su valor nominal, dependiendo del sentido con que cambia $V_{o_{reg}}$. La variación del error al llegar amplificada al controlador, modifica el estado de éste para compensar el cambio inicial de $V_{o_{reg}}$.

A nivel de componentes, el sensor de muestra puede ser un divisor de voltaje puramente resistivo. El voltaje de referencia se puede lograr con un diodo zener o una válvula reguladora de tensión o series de éstos, con la respectiva resistencia limitadora de corriente. Para el detector de error se acostumbra un transistor o similares, o bien una configuración diferencial de éstos. En ambos casos la detección del error va generalmente acompañada de amplificación; por lo que la salida de cualquiera de estos arreglos alimenta directamente al elemento controlador que puede ser también un transistor o equivalentes.

En la Fig. I.10 se muestra un arreglo de componentes como ejemplo del regulador tratado ⁽⁷⁾.

En el regulador tipo paralelo, usando el mismo concepto de la resistencia R_v , ésta es conectada en paralelo con la carga (Fig. I.11) a fin de que los cambios en la co-

riente de salida de la fuente, debido a variaciones de R_c , sean compensados en forma simultánea a través de las variaciones de R_v manteniéndose así el voltaje de salida constante.

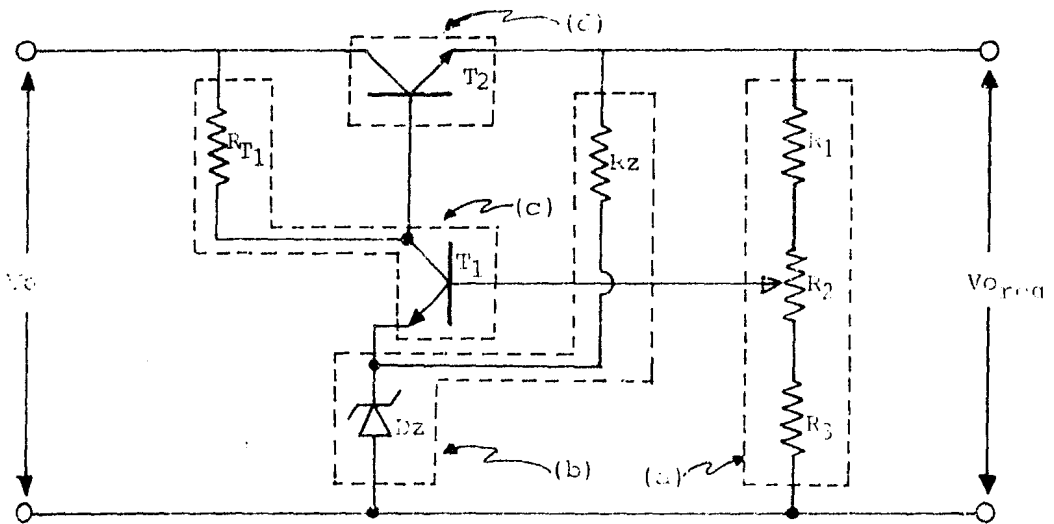


Fig. I.10).- Regulador de voltaje contra carga tipo serie. (a) Sensor de muestra. (b) Referencia. (c) Detector y amplificador de error. (d) Controlador.

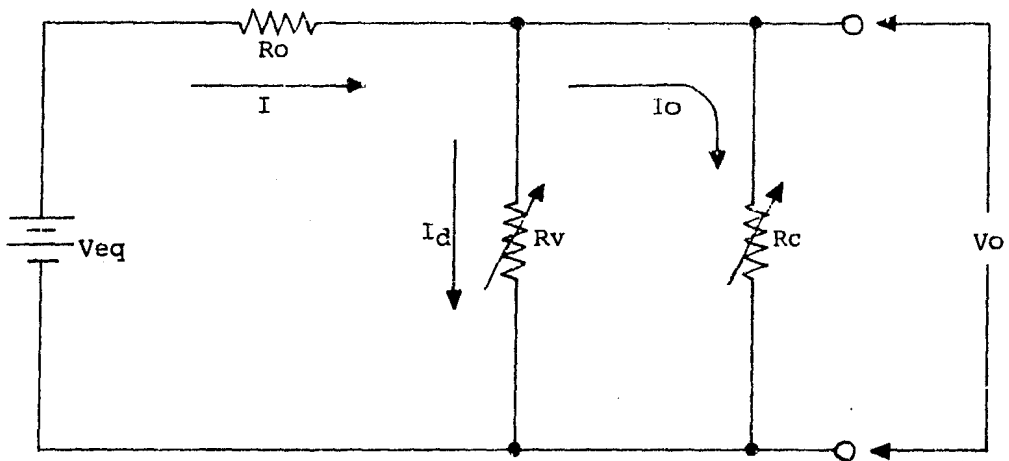


Fig. I.11).- Regulación tipo paralelo. I_d : corriente desviada a través del elemento controlador.

El voltaje de salida en este caso está dado por:

$$V_o = \frac{V_{eq}}{1 + \frac{R_o(R_v + R_c)}{R_v R_c}} \dots \dots \dots 1.62)$$

de donde un cambio de R_c a $R_c' = \xi R_c$ es compensado, - para mantener V_o constante -, por el cambio correspondiente de R_v a $R_v' = \xi R_v R_c / (R_o R_v (\xi - 1) + \xi R_c R_o)$.

Al igual que en el caso anterior, en la regulación tipo paralelo se utilizan sistemas de retroalimentación para controlar el funcionamiento del elemento que simula a R_v .

Un diagrama a bloques de este tipo de regulador guarda cierta similitud con el de la figura I.9; a saber, la red de retroalimentación tiene la misma distribución de etapas - que en dicha figura. Las diferencias sobresalientes consisten en que el elemento controlador está ahora, - no tomando en cuenta a la red de retroalimentación -, en paralelo con la carga y no en serie; además en el lugar que ocupaba el controlador, se introduce un elemento extra para "tirar" el voltaje en exceso del regulado y la potencia respectiva. En los casos simples, tal elemento es una resistencia disipadora R_q .

Análogamente a la figura I.10, se ilustra a continuación el circuito electrónico de un regulador tipo paralelo (8).

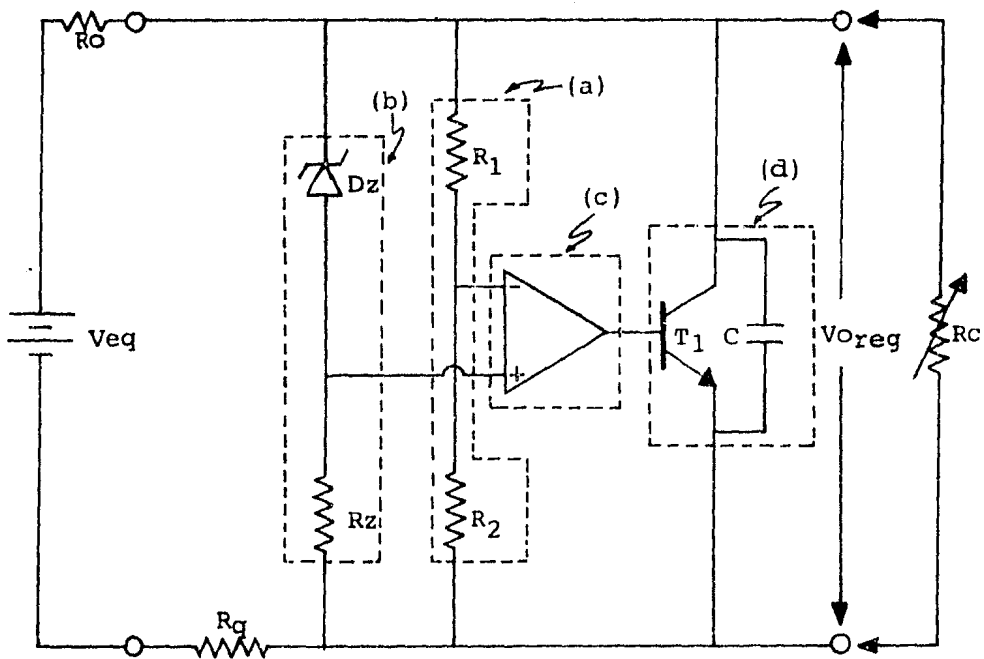


Fig. I.12).- Regulador de voltaje contra carga tipo paralelo.
 (a) Sensor de muestra. (b) Referencia. (c) Detector y amplificador de error. (d) Controlador.

En el regulador por conmutación electrónica, el uso de un elemento controlador y la red de retroalimentación -- apropiada, siguen formando el esquema básico de regulación. Sin embargo ahora el funcionamiento del controlador difiere de los de los tipos anteriores. En este caso es un elemento que trabaja únicamente en dos estados: de conducción ó de no conducción; i.e. es un elemento de conmutación. En la --

práctica éste puede ser un transistor operado en sus regiones de corte y saturación ó bién un tiristor de silicio controlado.

El controlador es utilizado para que el voltaje C.D. de entrada al regulador sea transferido en forma intermitente y bajo control mediante la variación de los parámetros: ciclo de trabajo del estado de conducción o frecuencia de -- los mismos. El valor promedio del voltaje de salida es ajustable a fin de compensar los posibles cambios originados por la variación de la carga. Desde luego la salida del controlador no es conectada directamente a la carga, ya que ello ocasionaría un voltaje de salida dependiente del tiempo. Existe una etapa intermedia de filtraje para convertir el voltaje intermitente en el voltaje de C.D. regulado que se desea.

En los tipos de reguladores anteriores, el controlador era estimulado directamente por la señal de salida del - amplificador de error, -nominalmente de C.D.-; ahora dada la naturaleza del primero, es necesaria una etapa entre ambos - que alimentada por el amplificador de error, proporcione al controlador la señal $V_c(t)$ necesaria para lograr la intermitencia requerida. Tal etapa es un oscilador controlado por - voltaje (OCV); en cuya onda de salida, -preferentemente de forma rectangular-, el parámetro controlado es el ciclo de trabajo si dicha onda actúa sobre una impedancia puramente resistiva; o bién se utiliza a la frecuencia si tal impedancia presenta naturaleza reactiva.

La red de retroalimentación en el regulador por conmutación electrónica, exceptuando al OCV, es similar a la de los tipos anteriores, según se observa en la siguiente figura.

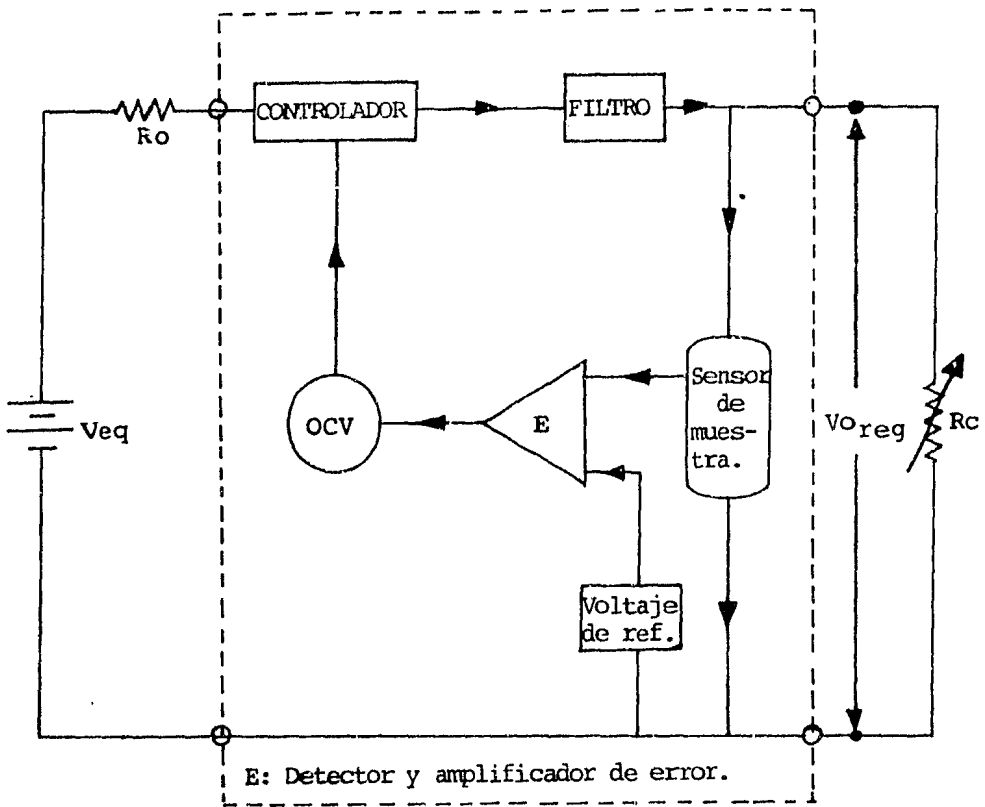


Fig. 1.13).- Diagrama a bloques de un regulador de voltaje contra carga tipo por conmutación electrónica.

En ausencia de variaciones de carga, el detector y amplificador de error proporciona al OCV un nivel de voltaje constante que lo obliga a entregar al controlador una señal $V_c(t)$ cuya amplitud, ciclo de trabajo y frecuencia son constantes. En tales condiciones el controlador transfiere el voltaje proveniente de V_{eq} , hacia el filtro, en forma de pulsos cuyo valor promedio en determinado tiempo no cambia dada la estabilidad en la señal de excitación. El filtro "suaviza" el voltaje que recibe, teniéndose como salida un voltaje de C.D.

Si la carga varía produciendo aumento o disminución en el voltaje de salida, tales cambios se reflejan proporcionalmente en la entrada del OCV, ocasionando que en el voltaje $V_c(t)$ disminuya ó aumente respectivamente el ciclo de trabajo o la frecuencia; con ello el valor promedio del voltaje transferido por el controlador se ve correspondientemente decrementado ó incrementado, compensándose así la variación inicial - en el voltaje de salida $V_{o_{reg}}$.

Cuando la fuente de voltaje C.D. a regular es obtenida del voltaje de línea utilizando rectificación y filtraje, el esquema es distinto. La regulación por conmutación electrónica puede también lograrse controlando el valor promedio del voltaje rectificado, antes de filtrar, mediante recortes por fase en el mismo. Para ello, en lugar de diodos en la etapa de rectificación se utilizan los ya mencionados tiristores -- unidireccionales controlados de silicio, también conocidos como rectificadores controlados de silicio (RCS's), y con ésto la etapa controladora es ó forma parte de la rectificadora.

La "cantidad" del recorte por fase obedece a una etapa de disparo que hace conducir a los RCS's después de un intervalo de tiempo τ que transcurre a partir de cada instante en que el voltaje de línea es nulo (Fig. 1.14). Esto hace necesario un circuito de sincronía que acople la fuente de disparo con la frecuencia de línea o su doble, dependiendo si la rectificación usada es a media onda o a onda completa.

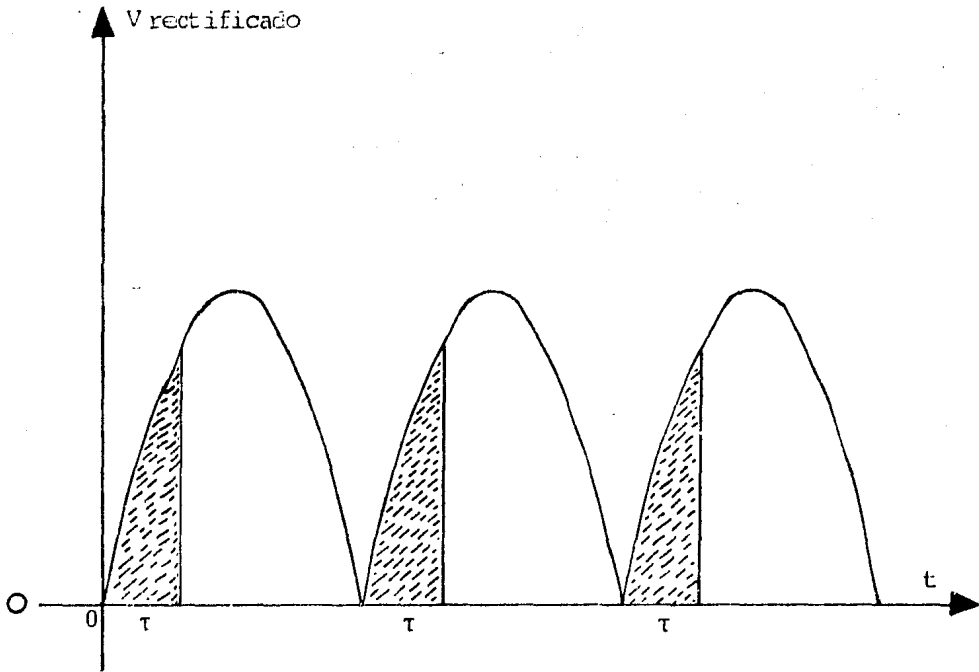


Fig. I.14).- Recorte por fase de un voltaje rectificado a onda completa. Las áreas sombreadas representan -- los estados de no conducción de los RCS's, en el intervalo τ .

El control del tiempo τ , responsable de la porción -- del ciclo recortado, se ejerce mediante un circuito $R_v C$, donde R_v es la resistencia controlada utilizada en el modelo discutido al principio de esta sección (regulador tipo serie), -- cuyo funcionamiento es gobernado por las multicitadas etapas: sensor de muestra, voltaje de referencia, comparador y amplificador de error; quedando así completo el lazo de retroalimentación necesario para la regulación.

En la figura I.15 se muestra un circuito típico ⁽⁸⁾ -- del regulador tipo conmutación electrónica mediante recorte -- por fase.

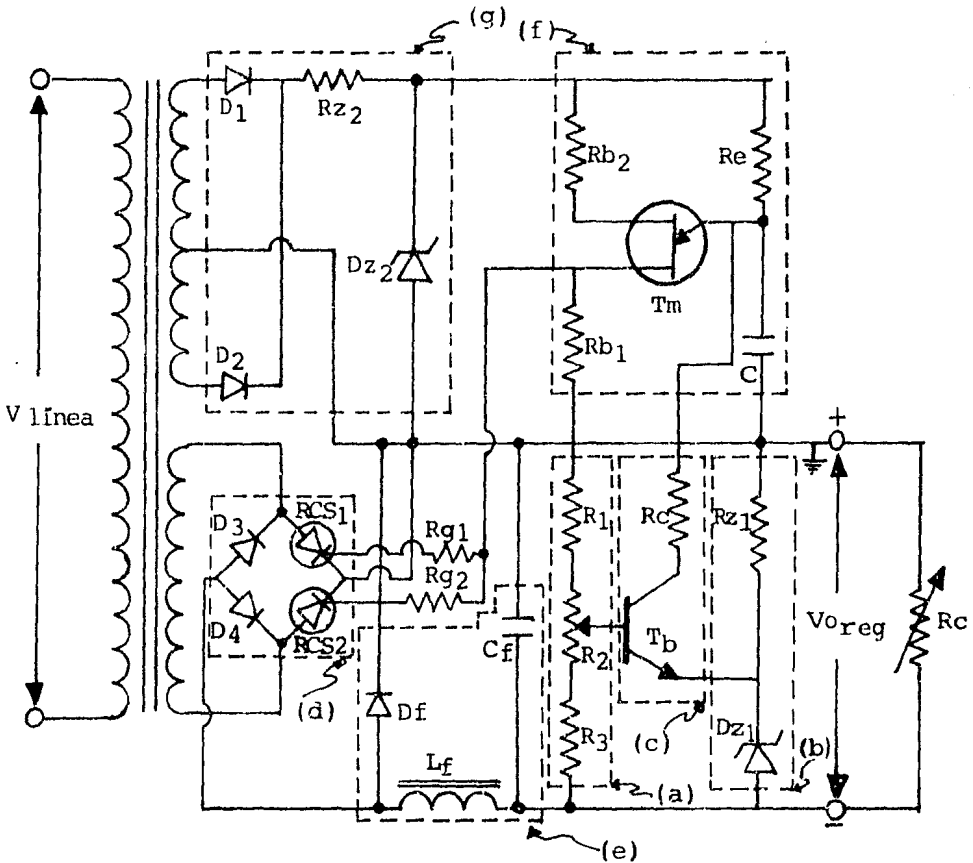


Fig. I.15).- Circuito típico de una fuente de voltaje regulada contra carga, bajo la técnica de recorte de voltaje por fase mediante conmutación electrónica.

ETAPAS: (a) Sensor de muestra. (b) Referencia. (c) Detector y amplificador de error; simulación de R_v . (d) Rectificador-controlador. (e) Filtro. (f) Disparador. (g) Sincronía con línea.

CAMBIOS EN LA LINEA: Las variaciones del voltaje de la línea $V_1(t)$ alteran el funcionamiento de todo equipo conectado a -- ella; por eso, cuando en determinado sistema interesa evitar el efecto de dichos cambios, se utilizan métodos que quedan -- comprendidos en los dos siguientes procesos:

- i) Regulación de línea.
- ii) Regulación contra línea.

En el primer caso se persigue mantener constante la -- amplitud de $V_1(t)$ sin importar la clase de equipo a alimentar, salvo por el dato de la potencia de consumo. Así, en la regulación de la línea por ella misma, se utiliza usualmente un -- sistema entre $V_1(t)$ y el equipo a proteger. Tal dispositivo -- puede utilizar técnicas de regulación que van desde los recor-- tadores de C.A. a dos niveles⁽³⁾, hasta el transformador fe-- rroresonante de regulación magnética ó el reciente transforma-- dor paraformador⁽⁸⁾. No se describen técnicas de regulación -- de línea por considerarse fuera del enfoque de este trabajo.

La regulación contra línea consiste en incluir dentro del sistema a proteger, una etapa que compense los efectos in-- deseables mencionados. Para el caso de interés -- las fuentes de voltaje C.D. --, dicha etapa debe ser tal que el voltaje -- C.D. de salida se mantenga en un nivel preestablecido pese a los cambios en la amplitud del voltaje de línea de alimenta-- ción.

Un método para lograr lo anterior consiste en utili-- zar un autotransformador variable controlado por cursor mecá-- nico (variac), colocado entre la red de línea y la etapa rec-- tificadora.

El variac, contemplado como transformador de razón --

"a" variable, permite compensar mecánicamente las fluctuaciones en la línea; a saber, ante una disminución en la amplitud de $V_1(t)$, "a" debe aumentar proporcionalmente y viceversa.

Los cambios mecánicos en el cursor pueden ser ejecutados por un servomotor el cual a su vez obedece a la señal de salida de un detector-amplificador de error, como resultado de tomar constantemente muestras del voltaje C.D. de salida y compararlas con una referencia (Fig. I.16).

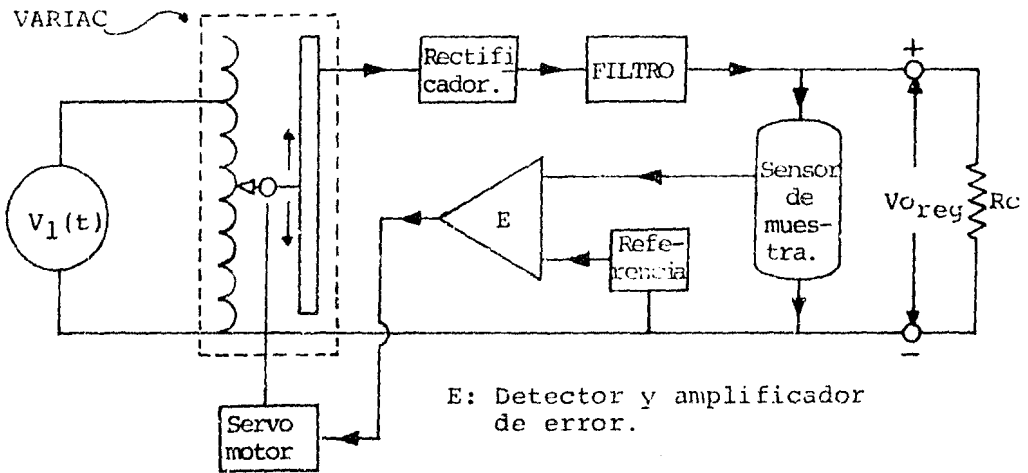


Fig. I.16).- Fuente de voltaje de C.D. regulada contra variaciones en la amplitud del voltaje de línea.

La transducción eléctrica-mecánica-eléctrica utilizada en el sistema anterior, involucra una desventaja en la regulación: la lentitud de su respuesta. Cuando esto es importante, es necesario utilizar otro tipo de elemento controlador más rápido que el variac; por ejemplo, el usado en el regulador contra carga por recorte de voltaje mediante conmutación electrónica. En sí el circuito de la Fig. I.15 también es un regulador contra línea, ya que responde ante cambios en el nivel de voltaje C.D. de salida de la fuente, independientemente si éstos fueron producidos por variaciones de la car-

ga o del voltaje de línea de alimentación.

Inclusive los reguladores contra carga tipo serie y paralelo vistos inicialmente en esta sección, también trabajan bajo el mismo principio; entonces surge la pregunta de que si las técnicas de regulación contra carga pueden a la vez emplearse para regular también contra línea.

La respuesta es afirmativa; pero, uno de los aspectos que hay que tener en cuenta cuando se regula contra carga y línea bajo la misma técnica, es la característica V_o-I_o de la fuente a regular.

En la gráfica I-1 se encuentra tal característica, donde cada punto de la recta representa el estado de la fuente, correspondiente a uno de los diversos valores de resistencia de carga. Recuérdese que esta gráfica fue obtenida a partir del equivalente de thevenin de la Fig. I.1; donde si la fuente de voltaje C.D. bajo tratamiento, tiene como fuente de energía primaria a la línea; esta última se considera en su valor normal de 125 Vrms, 60 Hz; que proporcionalmente da lugar al valor nominal V_{eq} respresentado en el equivalente.

El regular contra carga implica, como ya se vió, la modificación de la recta de I-1 a fin de obtener la característica graficada en I-2. Nótese que en esta última debe existir un margen entre $V_{o,reg.}$ y V_{eq} ; este intervalo de voltajes —llámese margen de compensación MC—, es el que permite contrarrestar las posibles variaciones del voltaje C.D. de salida, debidas por el momento a cambios en la resistencia de carga.

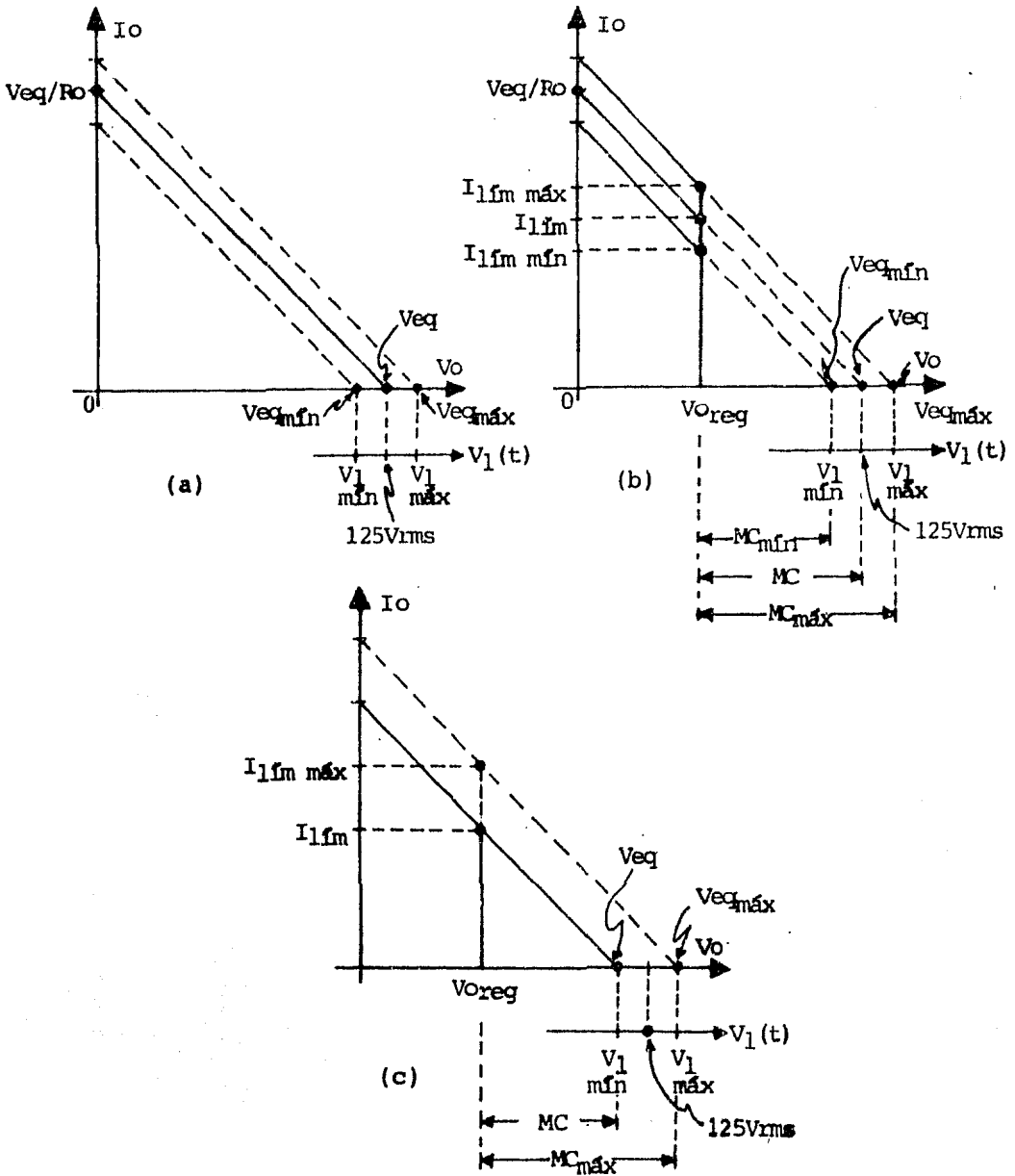
Ahora considérese variaciones en la amplitud del voltaje de línea a lo largo del intervalo $[V_1mín, V_1máx]$, donde por supuesto el valor nominal $V = 125$ Vrms pertenece a dicho intervalo. Ello ocasiona que exista un intervalo proporcional

$\{V_{eq_{mín}}, V_{eq_{máx}}\}$; lo cual se refleja en desplazamientos de la recta de carga de I-1 según se muestra en la gráfica I-3a. Tales desplazamientos son los que deben ser considerados a fin de que no afecten la regulación contra carga a efectuar.

Cuando el cambio en $V_1(t)$ provoca aumento de V_{eq} (a $V_{eq_{máx}}$), tanto el margen de compensación MC como la disponibilidad de corriente $I_{l_{fm}}$ se ven, bajo la regulación deseada contra carga, aumentados a valores respectivos $MC_{máx}$ y $I_{l_{fm}} máx$ (gráfica I-3b); ante esto, se requiere tener cuidado con los regímenes de operación de los componentes electrónicos a utilizar.

Si la variación en $V_1(t)$ da lugar a $V_{eq_{mín}}$, se tienen valores correspondientes $MC_{mín}$ y $I_{l_{fm}} mín$; situación que indica que la fuente ya no mantendrá la regulación de su voltaje C.D. de salida, a la máxima corriente disponible $I_{l_{fm}}$ predefinida en ausencia de disminución en el voltaje de línea. En otras palabras se puede decir que ante decrementos en la amplitud de $V_1(t)$, la fuente regula su voltaje de salida sólo en una porción de su intervalo dinámico de corriente preestablecido; a saber, en la región $(0, I_{l_{fm}} mín)$ según se observa en la gráfica I-3b.

Para evitar tal inconveniencia, es recomendable diseñar el regulador contra carga considerando la característica I_o-V_o de la fuente a regular que se obtiene para mínimo valor de la amplitud del voltaje de línea (gráfica I-3c). Con ello el problema se reduce sólo al caso de incrementos de V_{eq} ; lo cual, como ya se dijo, únicamente involucra el cuidado de los regímenes de operación de los componentes a emplear. Bajo tales criterios, la regulación contra carga y línea puede ser efectuada a la vez.



GRAFICAS I-3).- Modificaciones en la característica I_o - V_o de fuentes de C.D., impuestas por la variación de la amplitud del voltaje de línea.
 (a) Fuente no regulada. (b) Fuente regulada contra carga. (c) Fuente regulada contra carga y línea.

VARIACIONES DE TEMPERATURA: Los cambios de temperatura afectan la operación de cualquier sistema electrónico, ya que cada una de sus componentes es susceptible de modificar su funcionamiento ante cambios térmicos ocasionados por variaciones naturales del medio ambiente y la generación de calor por las componentes mismas debido al efecto Joule.

Cuando en determinado sistema los efectos por variación de temperatura no son despreciables, deben emplearse métodos a fin de reducir tales efectos a un valor aceptable. - Análogamente al punto anterior, existen dos procesos:

- Regulación de temperatura.
- Regulación contra temperatura.

La regulación de temperatura consiste en aislar al equipo de interés dentro de un sistema cerrado de temperatura controlada; como ejemplo se puede citar a los macrosistemas de cómputo digital.

La regulación contra temperatura se ocupa de técnicas que utilizadas en el diseño y construcción de cierto equipo, hacen a éste relativamente inmune a cambios de temperatura dentro de un rango predeterminado. Tales técnicas se utilizan desde la fabricación de componentes, sus configuraciones formando etapas; y el agrupamiento de estas últimas a fin de formar el dispositivo completo.

En lo que a componentes se refiere, tampoco se describen métodos implícitos en su construcción que optimizan su coeficiente de temperatura; sea suficiente con mencionar que existen, como son la fabricación a régimen comercial y a régimen militar.

Las técnicas involucradas en la formación de etapas y

su ensamblado para constituir un equipo, son variadas pues dependen de cada caso particular; sin embargo se describen dos métodos que se consideran de uso común en el diseño y construcción de subsistemas. Llámense a éstos:

- Técnica de reducción de la dependencia de efectos térmicos.
- Técnica de compensación de efectos térmicos.

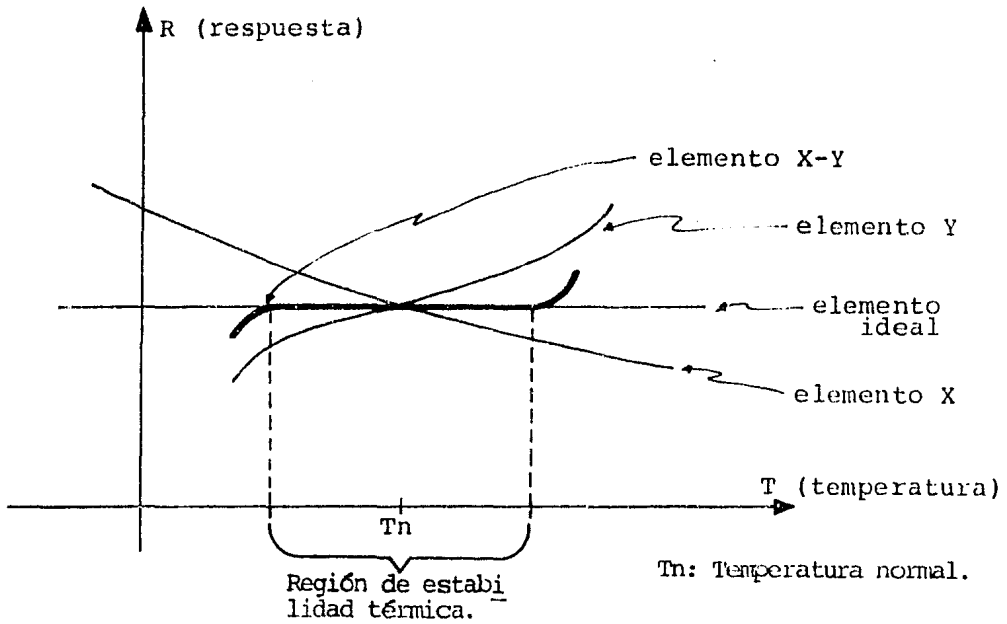
En el primer caso, dado un circuito cuya inestabilidad sea debido a la alta dependencia de la temperatura de un factor "X" en uno de sus elementos, se agrega una componente extra que involucra un factor "Y", el cual tiene relativa baja dependencia térmica. Al incluir el nuevo elemento debe perseguirse que el parámetro eléctrico en el circuito que antes era función del factor "X", ahora dependa en su mayoría del factor "Y" a fin de "opacar" las variaciones por temperatura en dicho parámetro eléctrico.

Desde luego, la presencia del nuevo elemento en el circuito puede además traer consigo modificaciones al funcionamiento original de la etapa; las cuales o se compensan mediante otros subcircuitos, o bien se aceptan como el precio pagado por la estabilización térmica.

Como ejemplo, se puede mencionar el conocido caso de incluir en un amplificador a transistor bipolar configuración emisor común, la resistencia de emisor que protege al amplificador contra variaciones en la β del transistor que suceden, entre otros, por cambios de temperatura (9).

En la técnica de compensación, al elemento "X" responsable de la inestabilidad térmica bajo cierto coeficiente de temperatura, se le acopla eléctrica y térmicamente un elemento "Y" con un coeficiente cuyo comportamiento anule ó haga mí

nimo el efecto indeseado a valores de temperatura y respuesta normales de operación (gráfica I-4).



GRAFICA I-4).- Curvas de respuesta contra temperatura de elementos "X" y "Y"; y su resultante al ser eléctrica y térmicamente acoplados.

Las curvas de respuesta de ambos elementos, deben presentar la mayor simetría posible con respecto a un eje de comportamiento ideal; ya que la estabilidad térmica se logra por la cancelación de cambios opuestos de la respuesta entre ambos elementos. Dependiendo del grado de aproximación en la simetría mencionada, se obtiene una respuesta estable del acoplamiento X-Y en un intervalo proporcional de temperaturas.

E) CONTROL DE ALTO VOLTAJE.

Se conoce como control de voltaje en una fuente, al dispositivo que permite variar su nivel V_0 de salida dentro de su intervalo dinámico de operación [V_{mfn} , $V_{m\acute{a}x}$] preestablecido.

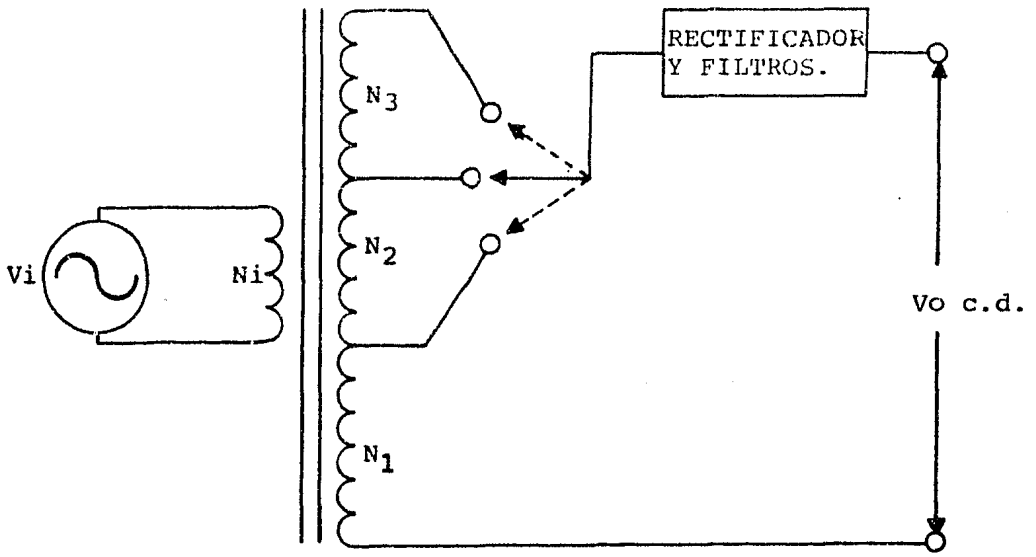
Para las técnicas de obtención de alto voltaje descritas en la sección C, —excepto la generación electrostática—, el control puede ejercerse sobre el voltaje obtenido o bien a través del proceso de su generación.

En la primera alternativa, puesto que las técnicas mencionadas requieren de un transformador o un multiplicador de tensión, la variación de V_0 puede efectuarse cambiando la razón "a" del transformador o el factor $n(V_p - V_\gamma)$ en el multiplicador; ésto mediante un interruptor adecuado que seleccione ya sea mayor ó menor número de vueltas del devanado secundario del transformador, o bien un punto en el multiplicador de mayor ó menor $n(V_p - V_\gamma)$ (ver Fig. I.17).

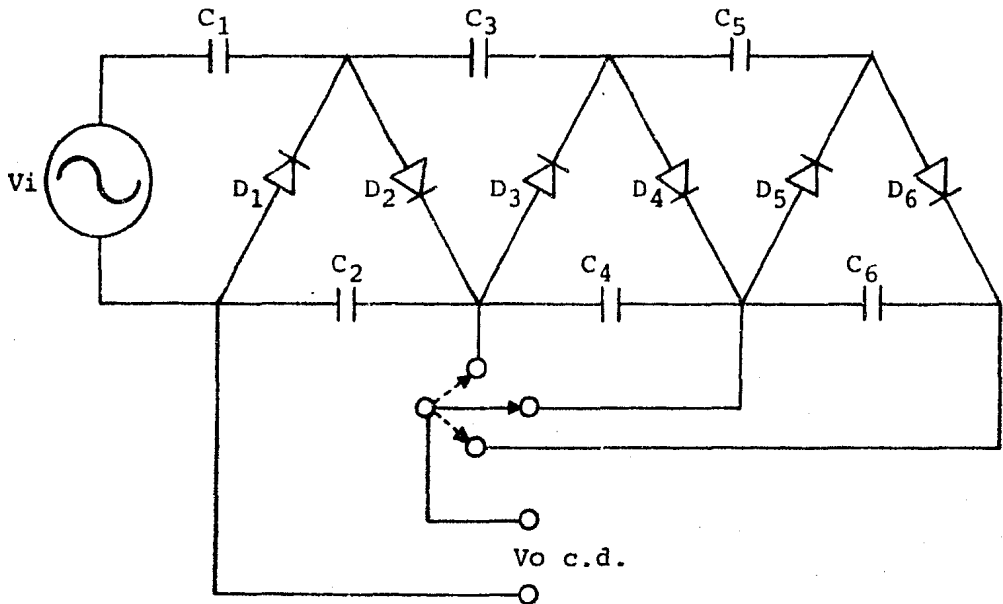
Este dispositivo de control, obviamente de tipo por pasos, requiere de aislantes apropiados que eviten los efectos de corona o arco presentes a los niveles de alto voltaje seleccionables.

El control por medio de las etapas generadoras del alto voltaje puede llevarse a cabo variando la amplitud V_p o la frecuencia f en el voltaje de salida del oscilador V_i que alimenta al multiplicador ó al transformador.

Si V_i estimula a un multiplicador tipo Cockroft-Walton, un cambio en amplitud de V_p a V_p' , —con $V_p' > V_\gamma$, producirá en el alto voltaje C.D. de salida un cambio correspondiente de $n(V_p - V_\gamma)$ a $n(V_p' - V_\gamma)$, según ecs. 1.57 y 1.58. El tipo



(a)



(b)

Fig. I.17).- Control por pasos del alto voltaje de salida.
 (a) Variando la razón de transformación.
 (b) Variando el factor de multiplicación.

de control en este caso puede ser de tipo continuo ó por pasos.

Cuando V_i alimenta al devanado primario de un transformador, tanto V_p como f pueden utilizarse como parámetros de control. Variaciones de V_p , manteniendo f constante, producirán cambios proporcionales en la amplitud del alto voltaje de salida en el secundario del transformador; siendo la razón "a" la constante de proporcionalidad.

Cabe mencionar en este caso, que el control también puede hacerse alterando el número de vueltas N_i del devanado primario del transformador y consecuentemente la razón "a"; en forma análoga a lo descrito para la figura I.17a; en lo cual ahora, dado el bajo voltaje existente, la variación de N_i puede incluso hacerse de tipo continuo mediante un cursor mecánico, sin problemas de aislamiento (variac, ver Fig.I.16).

Con respecto a la frecuencia, variaciones de ésta - a V_p y N_i constantes-, actuando sobre el primario de un transformador dan lugar a cambios en la respuesta del mismo los cuales pueden ser aprovechados como medio de control factible hasta de tipo continuo. De momento este caso no se describe en detalle por ser parte del método utilizado en la regulación y control de alto voltaje en este trabajo; su análisis se ve en el siguiente capítulo.

Para concluir, nótese que en los medios de control vistos en esta sección, no se ha considerado la presencia de una etapa de regulación; i.e. no se ha descrito una fuente de voltaje variable regulada contra carga y línea bajo alguna de las técnicas mencionadas en la sección anterior. Esto es importante ya que existen casos en que la variación de los parámetros de control debe hacerse simultáneamente con cambios de parámetros de ciertas etapas del regulador a fin de que varia

ciones de control no sean interpretadas por el regulador como alteraciones indeseables en el voltaje de salida. Esto también se detallará en el siguiente capítulo particularmente para la fuente de alto voltaje motivo de este trabajo; por lo pronto, considérese como ejemplo ilustrativo el hecho de mover el cursor mecánico del potenciómetro R_2 de la figura I.10. Ello permite variar, en determinado intervalo, el nivel del voltaje de salida regulado de la fuente ahí contemplada, utilizando el funcionamiento del controlador T_2 que intrínsecamente posee el regulador.

REFERENCIAS DEL CAPITULO I.

- (1) Brophy James J.; "Basic electronics for scientists"; Ed. Mc Graw-Hill, 1966. Sec. 4.7 .
- (2) Brazee James G.; "Semiconductor and tube electronics"; Ed. Holt, Rinehart and Winston, 1968. Sec. 15.3 .
- (3) Millman and Halkias; "Integrated electronics"; Ed. Mc Graw Hill, 1972. Sec 4.10 .
- (4) Stanford Goldman; "Frequency analysis, modulation and noise"; Ed. Dover. Sec. 1.1 .
- (5) Lorrain and Corson; "Electromagnetic fields and waves"; Ed. W.H. Freeman & Co. Secs. 8.4, 8.5 .
- (6) Towers T.D.; "Practical solid state D.C. power supplies"; Ed. TAB. Sec. 13 .
- (7) Cutler Phillip; "Análisis de circuitos con semiconductores"; Ed. Mc Graw-Hill. Sec. 9 .
- (8) Gottlieb Irving ; "Regulated Power supplies"; Ed. H. W. Sams & Co. inc. Sec. 4 .
- (9) Schilling and Belove; "Electronic circuits: discrete and integrated"; Ed. Mc Graw-Hill. Secs. 3, 4 .

C A P I T U L O I I

PROTOTIPO DE UNA FUENTE DE ALTO VOLTAJE.

El objetivo principal de este trabajo ha consistido - en desarrollar una nueva técnica de regulación y control para altos voltajes generados por transformadores con núcleo de fe rrita aglomerada que son de uso común en receptores de T.V. . Para ello fué necesario el estudio de algunas propiedades elec tromagnéticas en dicha clase de transformadores y su influen cia en el proceso de elevación de voltajes.

El fenómeno básicamente utilizado es la resonancia que presenta el solenoide secundario de determinado transformador, debido a la existencia de capacidades intrínsecas al mismo da da la naturaleza de su devanado.

El reflejo de la curva de resonancia en el devanado - primario, permitió usar a la frecuencia "f" como parámetro de regulación; ya que variaciones de ésta sobre dicha curva, mo difican la transferencia de voltajes en tal transformador. Los análisis al respecto se encuentran en la sección (B) de - este capítulo.

El proceso de "f" mediante una red de retroalimenta ción adecuada, permite alcanzar regulaciones de voltaje con tra carga del orden de 0.001 a régimen normal de operación.

Como caso particular de aplicación, se ha usado este método en el diseño y construcción de una fuente de alto voltaje de C.D. (AVcd) para acelerar un haz de electrones dentro de la campana de vacío de un microscopio electrónico de barrido. Las características de mayor importancia escogidas para tal fuente, son las siguientes:

- i) Nivel de voltaje de salida variable en cuatro pasos calibrados: 10 KV, 15 KV, 20 KV y 30 KV.
- ii) Intervalo dinámico de operación de corriente: [0, 0.5 mA].
- iii) Regulación contra carga, línea y tiempo de uso: 0.1 % .

A continuación se describe el sistema mencionado. Posteriormente se presentan los análisis y cálculos involucrados en el diseño y desarrollo del mismo.

A) DESCRIPCION DEL SISTEMA.

Considérese a la fuente formada por dos subsistemas; por un lado la generación de alto voltaje (A.V.) y por el otro la regulación y control del mismo. Para lo primero se escogió un convertor C.D. a C.D. del tipo que se ilustra en la figura I.7; en la variante cuyas etapas son:

- Fuente primaria de C.D. .
- Oscilador de frecuencia controlada por voltaje (OCV).
- Amplificador de potencia.
- Transformador de A.V. .
- Multiplicador de tensión.

Para la regulación y parte del control de A.V., se utilizó una red de retroalimentación acoplada al subsistema ante

rior entre el transformador de A.V., -donde es tomada la muestra de control-, y el OCV. Dicha red consta de las siguientes etapas:

- Sensor de muestra. Consiste en un solenoide "espira" devanado sobre el núcleo del transformador de A.V..
- Conversor a C.D. y divisor del voltaje de control.

Las etapas de voltaje de referencia, detección de error y amplificación del mismo, que son indispensables en la regulación según el esquema básico visto en el capítulo I, no aparecen explícitamente en este caso ya que éstas se encuentran formando parte de la fuente primaria y el OCV respectivamente. Este último, cuya parte principal es un circuito integrado -- (C.I.) LM566 (10), contiene además dos amplificadores de corriente cuya función es la de acoplar impedancias con las etapas vecinas.

El conjunto completo de etapas que constituyen a la fuente, se ilustra en la figura II.1 .

El funcionamiento del sistema puede entenderse de la siguiente manera.

Supóngase que en el C.I. del OCV existe un voltaje de C.D. de control, "Vm", que lo obliga a proporcionar un voltaje Vi(t) (Fig. II.1) en forma de onda cuadrada de amplitud constante V_I y frecuencia f; esta última es una función lineal de Vm (10), i.e.

$$f(V_m) = -K V_m + f_0 \dots \dots \dots 2.1)$$

con K = cte.>0, y Vm ∈ (Vo, Vref).

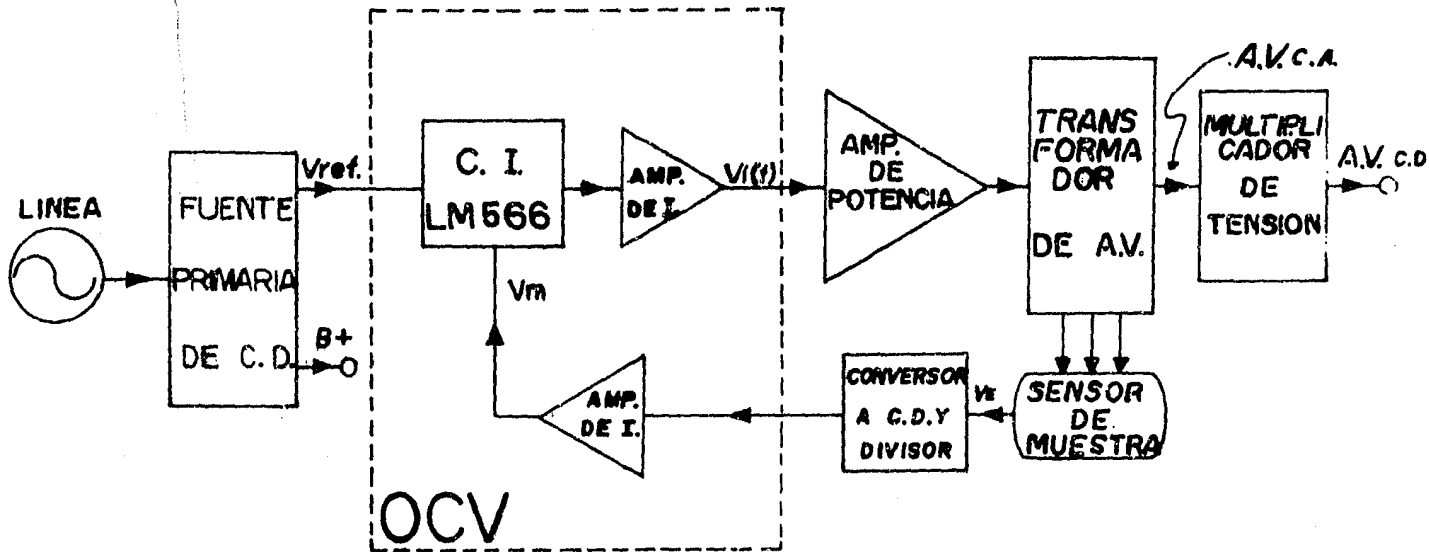
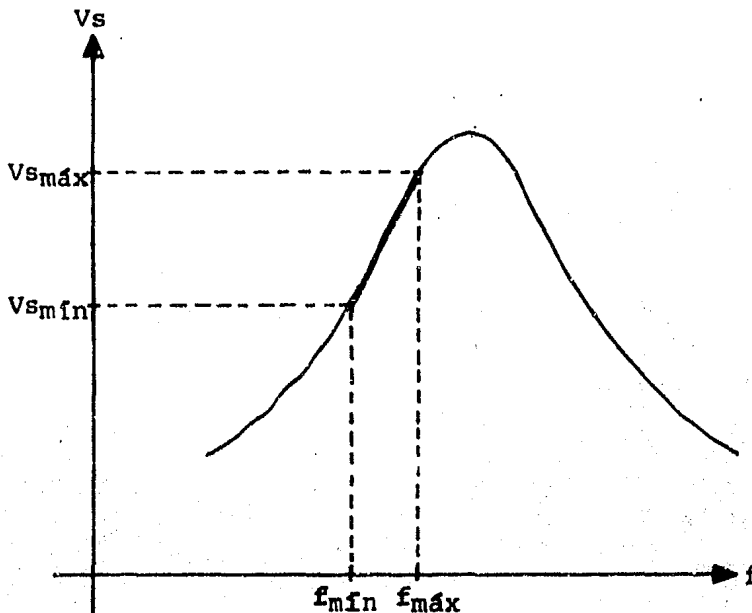


FIG.II).- Diagrama a etapas de la fuente de alto voltaje

$V_i(t)$, después de ser procesado por el amplificador de potencia, estimula al primario del transformador de A.V. con la energía necesaria para producir en su secundario un alto voltaje de C.A., cuya amplitud " V_s " depende, entre otros, de la frecuencia de operación según la función de transferencia del transformador, la cual se analiza en la siguiente sección.

Esta función, cuya gráfica sigue una curva típica de resonancia, al ser restringida adecuadamente en su dominio -- puede ser aproximada a un comportamiento de primer grado, como se ilustra en la gráfica siguiente.

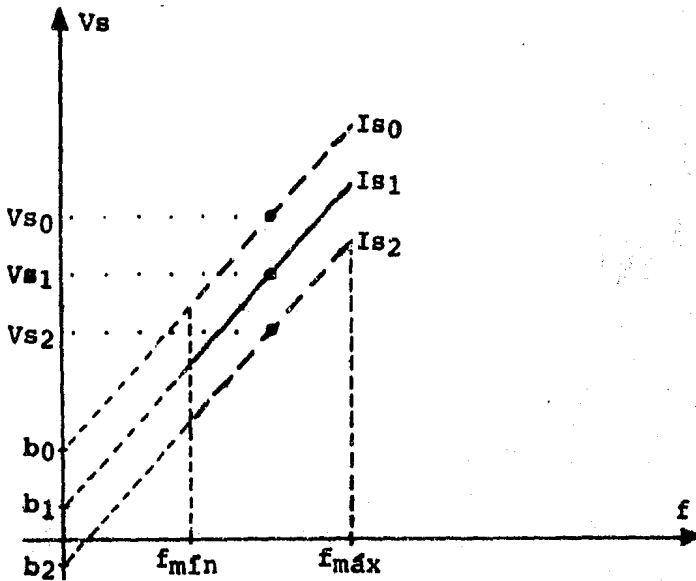


GRAFICA II-1).- Amplitud del voltaje en secundario contra frecuencia.

La curva de transferencia y la aproximación lineal -- mostradas en la gráfica anterior, corresponden al secundario

del transformador con carga constante. Cuando eso no sucede y existen variaciones en la amplitud de la corriente de salida I_s , entonces V_s presenta cambios proporcionales a I_s en cada valor de frecuencia.

Por la aproximación de la gráfica II-1, las variaciones de V_s se pueden representar por desplazamientos del segmento lineal en dirección \vec{V}_s ; i.e., por cambios en la ordenada al origen de dicha recta (Gráfica II-2).



GRAFICA II-2).- Variación de V_s debido a cambios en I_s .
($I_{s0} < I_{s1} < I_{s2}$).

De la gráfica anterior, la expresión para V_s es:

$$V_s(f, b) = M f + b \dots \dots \dots 2.2)$$

con $M = \text{cte.} > 0$ la pendiente y $b(I_s)$ la ordenada al origen.

El tercer devanado con que cuenta el transformador de A.V., designado como "espfa", tiene como único fin proporcionar continuamente una muestra de V_s ; es decir, entregar una amplitud de voltaje V_e dado por:

$$V_e(f, b) = \alpha V_s(f, b) = \alpha Mf + ab \quad . . . \quad 2.3)$$

con $\alpha = \text{constante} \ll 1$.

Aún cuando lo anterior podía lograrse con un divisor de voltaje para V_s , puramente resistivo, se escogió tal sensor de muestra para desacoplar eléctricamente el común del alto voltaje en secundario, con el común de las etapas de bajo voltaje en el circuito primario. Ello implicó el compromiso para el solenoide "espfa", de no presentar efectos de resonancia en el intervalo dinámico de operación de frecuencias del sistema; i.e., de poseer una capacidad parásita despreciable con respecto a la del devanado secundario.

El voltaje proporcionado por el sensor de muestra, dado por la ec. 2.3, es luego rectificado, filtrado y dividido para obtener un voltaje C.D. de control dado por:

$$V_c = \beta V_e(f, b) \quad \quad 2.4)$$

De esto último se encarga la etapa de conversión a C. D. y división (Fig. II.1). Tal división, responsable del factor $\beta < 1$, es mediante una resistencia manualmente variable para poder ubicar al voltaje de control, en un valor nominal a determinada frecuencia dentro de la región lineal de aproximación mostrada en la gráfica II-1. Esto debe tenerse en cuenta porque V_c , a través de un acoplador de impedancias, regresa al OCV como el voltaje de control V_m inicialmente supuesto; cerrándose así el lazo de retroalimentación en el subsistema de regulación.

La regulación contra carga trabaja de la siguiente manera:

Estando el sistema en un estado nominal, operando a frecuencia f y entregando una amplitud de voltaje en secundario V_{s1} (C.A.), a corriente de salida I_{s1} (C.A.); cuando ésta última tiende a aumentar debido a un incremento de carga, V_{s1} sufre un decremento a un valor V_{s2} (gráfica II-2) dado por la disminución de b en la ecuación 2.2. Tal alteración se transmite proporcionalmente hasta V_c (C.D.), según ecs. 2.3 y 2.4. Puesto que V_c es prácticamente el voltaje de control V_m involucrado en la ec. 2.1, existe entonces un incremento en frecuencia que finalmente aumenta el término Mf en la ec. 2.2 - hasta compensar la disminución de b .

Para establecer matemáticamente los conceptos anteriores, se puede decir que la regulación contra carga del sistema consiste en igualar a cero la diferencial de la ecuación 2.2; i.e.:

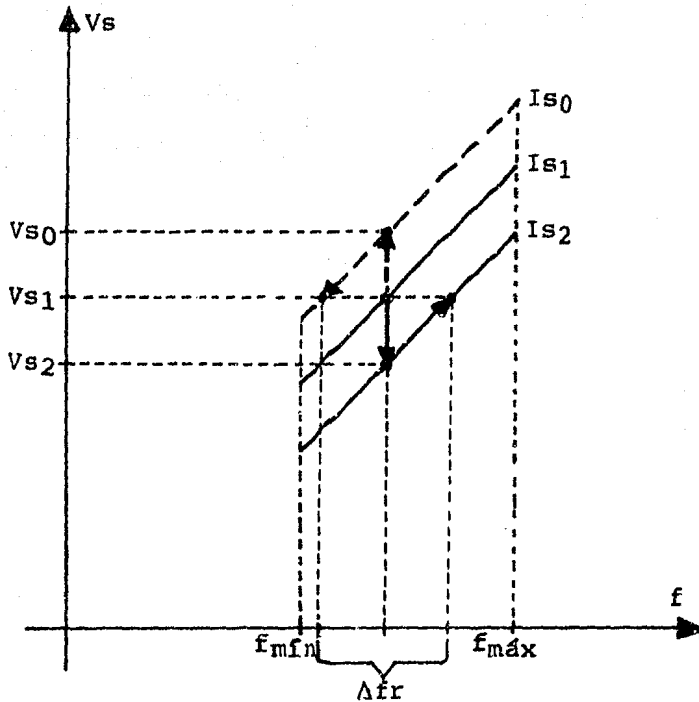
$$dV_s(f,b) = \left. \frac{\partial V_s}{\partial f} \right|_{db=0} df + \left. \frac{\partial V_s}{\partial b} \right|_{df=0} db = 0 \dots\dots\dots 2.5)$$

lo cual implica la condición:

$$\left| \frac{db}{df} \right| = M \dots\dots\dots 2.6)$$

El cumplimiento de la igualdad anterior se analiza en la siguiente sección.

A nivel ilustrativo, en la gráfica II-3 se indica con línea llena la secuencia de regulación descrita anteriormente; y con línea punteada la regulación cuando suceden cambios opuestos en la carga y corriente de salida I_s .



GRAFICA II-3).- Ciclo de regulación de V_s contra carga. Δf_r : intervalo dinámico de frecuencias durante la regulación.

Para la estabilidad del alto voltaje de salida de la fuente contra variaciones de la línea y contra variaciones de la temperatura ambiental, se usaron los siguientes criterios.

En lo que a regulación contra línea se refiere, hay que recordar que el esquema básico de funcionamiento es el de un convertidor de voltaje C.D. a voltaje C.D.; de ahí que dicha regulación sólo fué necesaria en la fuente primaria de bajos voltajes de C.D., donde se utilizaron métodos de uso común que quedan comprendidos en las categorías descritas en la sección D del capítulo I.

Para la estabilidad contra la temperatura, en lugar de

incluir métodos de regulación específicos, se prefirió hacer mínima la dependencia de dicho parámetro. Para ello, la mayoría de los componentes electrónicos usados, además de operar generando la mínima cantidad de calor con respecto a la temperatura ambiente, fueron escogidos con coeficientes de estabilidad térmica (S_T) lo menos significativos posibles, aún dentro del régimen comercial. Las evaluaciones al respecto se encuentran en el capítulo III.

B) DISEÑO Y DESARROLLO.

Se presentan en esta sección los análisis y cálculos involucrados en cada una de las etapas que constituyen al sistema descrito en la sección anterior.

El transformador de alto voltaje, por la relevancia que tiene en la operación del sistema, requirió de una evaluación en su comportamiento contra la frecuencia. La filosofía del diseño se enfoca sobre las variaciones en la transferencia de voltajes debido a capacidades inherentes al devanado secundario; éstas se manifiestan mediante efectos de resonancia ya que se combinan con la inductancia del mismo devanado. Por tal razón, el primer análisis aquí presentado se desarrolla en esa dirección.

TRANSFORMADOR DE ALTO VOLTAJE. Como antecedente se tiene el hecho de que con la clase de transformadores seleccionada para este trabajo, se construye la etapa generadora del alto voltaje para el tubo de rayos catódicos de receptores de televisión. Ello implicó tener en cuenta, particularmente para el transformador usado, los siguientes puntos previos al mencionado análisis.

- 1) El proceso de elevación de voltaje utiliza el efecto de colapso del campo magnético (efecto "fly-back") ⁽¹¹⁾.
- 2) Proporciona nominalmente un alto voltaje de C.D. de 25 KV sin procesos de multiplicación; a una disponibilidad máxima de corriente de 2.2 mA.
- 3) De fábrica, no existe desacoplamiento eléctrico entre los devanados primario y secundario; i.e., está diseñado para funcionar como autotransformador estimulado por un amplificador a tubo de vacío.
- 4) Opera a una frecuencia de barrido horizontal ⁽¹¹⁾ de 15.75 KHz., de la cual aproximadamente un semiperíodo de 1/70 - de milisegundo es el tiempo en que ocurre el colapso del campo magnético.

A partir de lo anterior, se tomaron respectivamente - las siguientes decisiones.

- 1)' Analizar al transformador con señales de forma de onda - cuadrada de tal forma que los cambios abruptos con respecto al tiempo en la corriente de estímulo, asegurasen dicho colapso.
- 2)' Puesto que el máximo voltaje deseado para la fuente es de 30 KV C.D., se prefirió incluir una etapa dobladora de - tensión a fin de que el secundario del transformador opere aproximadamente a 15 KV pico, evitando así posibles efectos de corona o arco.
- 3)' Ya que el desacoplamiento eléctrico entre el común del alto voltaje y el común de las etapas de bajo voltaje, es - una de las características requeridas para el sistema; -

fué necesario utilizar sólo el devanado secundario del transformador elegido desechando las conexiones restantes. Esto implicó calcular e incluir un solenoide primario al lado eléctricamente del secundario, según se contempla en el punto siguiente.

- 4)' Las frecuencias tanto de barrido horizontal, como de colapso magnético (16 KHz y 70 KHz aproximadamente), se tomaron como indicadores en la elección del primer intervalo de frecuencias de análisis; este fué de 5 KHz a 80 KHz. La frecuencia de barrido horizontal también fué utilizada para estimar las características del devanado primario citado anteriormente. El cálculo se hizo mediante técnicas nomográficas para transformadores de alta frecuencia con núcleo de ferrita aglomerada⁽¹²⁾. Cabe mencionar que en tales técnicas, la etapa de potencia recomendada para estimular dicho primario es una configuración de transistores bipolares en contrafase ("push-pull"). En este trabajo se utiliza la misma configuración. Los datos utilizados para obtener las características del primario son:

Voltaje de alimentación: $B+ = 36 \text{ V.}$

Frecuencia: $f = 16 \text{ KHz.}$

Capacidad de potencia: $P = 20 \text{ Watts}$ (por seguridad, 5 Watts más del valor máximo requerido. Ver pág. 55).

Area seccional del núcleo: $A_n = 1.35 \text{ cm}^2$ (Ver forma y dimensiones en la fig. II.2).

Los resultados obtenidos mediante la estimación nomográfica son:

Número de vueltas: $N_p = 11$ bifilares con alambre de cobre esmaltado peso sencillo.

Calibre de alambre: AWG = 22, que corresponde a una
área seccional $A_a = 707.56$
miles circulares.

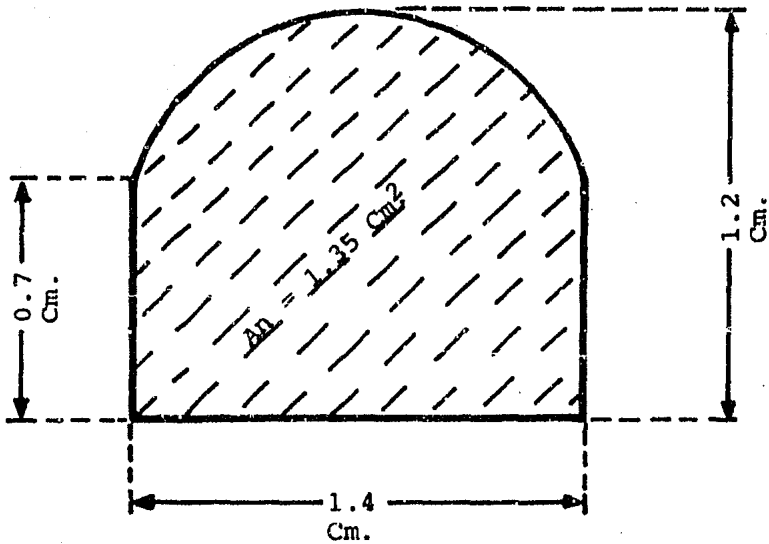
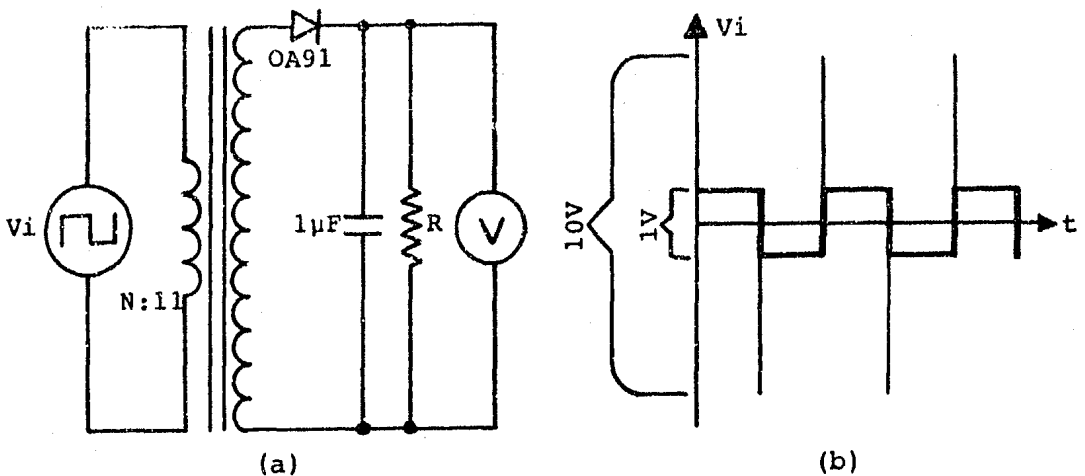


Fig. II.2).- Área seccional del núcleo del transformador de alto voltaje.

Después de incluir el primario en el transformador, - se hizo el análisis de la transferencia de voltajes contra la frecuencia mediante el circuito de la figura II.3a .

La amplitud del voltaje de excitación fué para este - primer caso de 1 Vpp, existiendo generación de voltajes transitorios con amplitud de 10 Vpp, dado el efecto de colapso - (Fig. II.3b). Tales amplitudes no se modificaron en todo el - rango de frecuencias de análisis.

La resistencia R fué una constante paramétrica a la - que se le dieron los valores: $R = \infty$, $1 \text{ M}\Omega$, $470 \text{ K}\Omega$, $220 \text{ K}\Omega$ y - $100 \text{ K}\Omega$; con el fin de involucrar los efectos producidos por la variación de carga. Nótese que la carga total en el circui



V_i : Generador de funciones HP3310B.

Fig. II.3).- (a) Primer circuito de análisis en la transferencia de voltajes contra la frecuencia. (b) Señal presente en el devanado primario.

to de la figura II.3a, es el valor de R en paralelo con la impedancia de entrada del voltímetro; ésta última es de 10 M .

El rectificador usado (OA91) fué escogido de tal forma que su respuesta no sufriera variación en el intervalo dinámico de frecuencias de análisis.

Los resultados obtenidos del análisis, se encuentran en la tabla II-1. En las gráficas II-4 se muestran las curvas correspondientes, donde los valores de ordenada están normalizados a la unidad mediante la división de cada valor de voltaje V_{cd} de salida, entre el máximo de ellos (56.15 Volts).

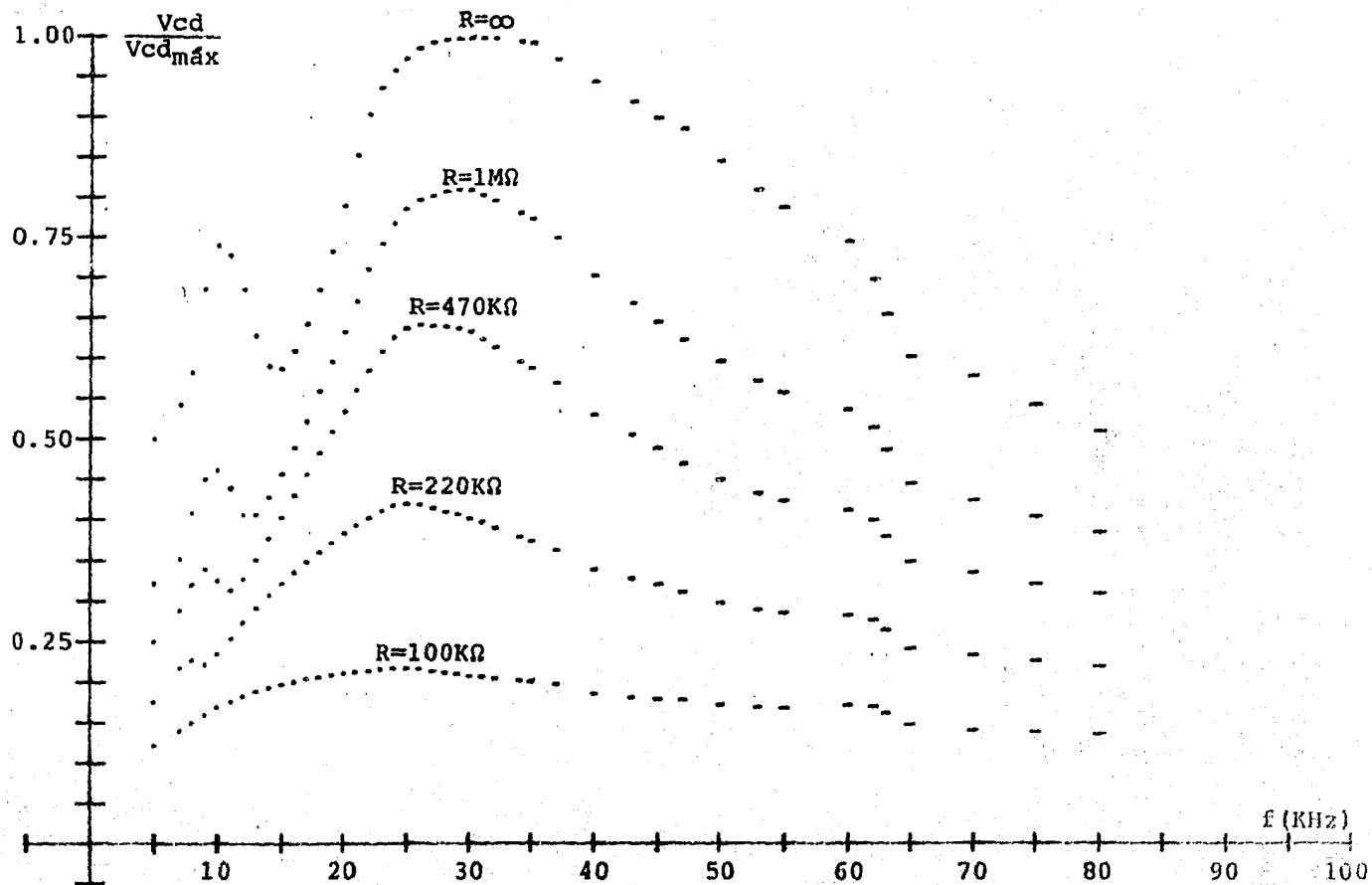
Cada curva se identifica con el valor de resistencia de carga utilizado. Las incertidumbres en las lecturas de V_{cd} y f , se encuentran implícitas en cada punto de cada curva (*).

(*) Gráficas elaboradas mediante programa en microsistema de cómputo Tektronix 4051.

$f(\text{KHz}) \pm 0.5\%$ $V_{cd}(\text{Volts}) \pm 0.05\%$

	R=∞	R=1MΩ	R=470KΩ	R=220KΩ	R=100KΩ
5	28.08	18.08	14.03	9.795	6.900
7	30.43	19.72	16.16	12.174	7.830
8	32.67	22.95	17.94	12.720	8.417
9	38.53	25.29	19.04	12.380	8.970
10	41.57	25.96	18.23	13.170	9.460
11	40.87	24.65	17.57	14.240	9.873
12	38.45	22.78	18.35	15.330	10.232
13	35.25	22.84	19.70	16.317	10.533
14	33.13	24.05	21.17	17.205	10.802
15	32.99	25.67	22.67	18.055	11.035
16	34.25	27.53	24.21	18.845	11.238
17	36.20	29.40	25.68	19.580	11.417
18	38.50	31.46	27.17	20.260	11.561
19	41.20	33.52	28.63	20.920	11.704
20	44.40	35.61	30.07	21.570	11.836
21	47.95	37.76	31.55	22.130	11.946
22	50.80	39.97	32.94	22.630	12.021
23	52.65	41.78	34.25	23.120	12.097
24	53.82	43.17	35.23	23.480	12.151
25	54.70	44.17	35.86	23.630	12.150
26	55.40	44.84	36.12	23.580	12.120
27	55.85	45.15	36.00	23.260	11.964
28	56.00	45.45	35.97	23.030	11.810
29	56.10	45.57	35.83	22.810	11.707
30	56.10	45.51	35.54	22.570	11.624
31	56.10	45.15	35.05	22.300	11.575
32	56.15	44.76	34.50	21.900	11.465
34	55.90	43.93	33.50	21.250	11.259
35	55.75	43.45	33.05	20.990	11.200
37	54.60	42.13	31.99	20.370	11.057
40	53.00	39.43	29.75	18.980	10.313
43	51.60	37.54	28.36	18.323	10.086
45	50.50	36.25	27.45	17.961	10.000
47	49.70	34.93	26.32	17.382	9.938
50	47.44	33.45	25.21	16.640	9.612
53	45.40	32.08	24.26	16.185	9.444
55	44.20	31.27	23.75	15.960	9.384
60	41.80	30.05	23.10	15.821	9.607
62	39.15	28.85	22.43	15.501	9.473
63	36.75	27.23	21.28	14.733	8.950
65	33.75	24.94	19.53	13.466	8.177
70	32.43	23.79	18.71	13.007	7.813
75	30.41	22.63	17.95	12.604	7.671
80	28.61	21.51	17.25	12.231	7.540

TABLA II-1).- Valores del voltaje V_{cd} contra la frecuencia f , obtenidos con el circuito de análisis del transformador de A.V. de la fig. II.3a, para cinco valores de resistencia de carga.



GRAFICAS II-4).- Curvas de transferencia de voltajes contra frecuencia, obtenidas para el transformador de A.V. mediante el circuito de la figura II.3a, para cinco valores de resistencia de carga.

De acuerdo a lo mencionado al principio de este capítulo, las gráficas mostradas en la página anterior guardan bastante similitud con curvas típicas de resonancia.

La región de aproximación lineal, descrita en las páginas 58 y 59, aparentemente se encuentra en el intervalo de frecuencias de 15 KHz a 25 KHz. Es notable que si se trazan segmentos lineales para cada curva en tal región, éstos no guardan la condición de paralelismo establecida en la ec. 2.6, la cual es fundamental al método de regulación contra carga usado. Es fácil demostrar que la falta de paralelismo ocurre porque la impedancia de salida del transformador presenta, a esas frecuencias, una magnitud comparable a cuatro de los valores de resistencia de carga usados en este primer análisis con bajos voltajes.

Para dar una idea, el valor de la impedancia de salida es en promedio de $Z_o = 250.9 \text{ K}\Omega$ a una frecuencia de 20 KHz; habiendo usado para su estimación los cinco valores del voltaje V_{cd} de la tabla II-1, a esa frecuencia, y los valores de resistencia de carga respectivos. Se consideró el factor de corrección para la modificación que introduce la impedancia de entrada del voltímetro usado en el circuito de la figura II.3a ($Z_{i_{\text{volt.}}} = 10 \text{ M}\Omega$).

El valor de Z_o debe corresponder a la reactancia inductiva del devanado secundario del transformador de alto voltaje. Para confirmar ésto y de paso estimar la capacidad inherente a dicho devanado, fué necesario medir experimentalmente la inductancia del mismo. Para tal efecto se utilizó un circuito resonante RLC paralelo, con $R=100 \text{ K}\Omega$, L el devanado secundario del transformador y C un condensador de capacidad conocida cuyo valor debería ser mucho mayor al de la capacidad parásita esperada en L . Tomando lectura de la frecuencia de -

resonancia f_0 en tal circuito, la magnitud de L fué determinada. Se utilizaron cinco distintos condensadores (tabla II-2) a fin de obtener un promedio; éste resultó ser: $L=2.05$ H.

C (μ F)	f_0 (Hz)	L (H)
1.0	110	2.09
0.27	218	1.97
0.1	356	1.99
0.033	606	2.09
0.01	1100	2.09

TABLA II-2).- Valores en la determinación de la inductancia del devanado secundario del transformador de A.V., mediante un circuito RLC paralelo.

Con el valor encontrado para L , la reactancia inductiva a 20 KHz es de $X_L = 257.6$ $K\Omega$; lo cual comparado con el valor de Z_0 antes obtenido, proporciona una diferencia de 6.7 - $K\Omega$ que corresponde al 2.6 % de X_L .

Por otra parte, para estimar la capacidad inherente a L , hay que tener en cuenta que los picos de resonancia de las curvas graficadas en II-4 están en promedio en los 27 KHz; de donde dicha capacidad resulta ser del orden de 17 pF.

Para concluir este primer análisis del transformador de A.V., cabe señalar los siguientes puntos.

1).- La falta de paralelismo existente en la aparente región lineal encontrada, no es motivo de preocupación ya que - las especificaciones iniciales del diseño de la fuente de alto voltaje (página 55), implican como máxima carga para el sistema una resistencia mínima de $R_c=60$ $M\Omega$; la cual al compararse

con el valor obtenido para la impedancia de salida del transformador, permite que esta última sea relativamente despreciable; - a saber $Z_o = (0.004)R_c$; de donde es de esperarse que al operar ya en altos voltajes, exista una buena aproximación de tal paralelismo.

2).- Por el punto anterior, es conveniente repetir el análisis de la transferencia de voltajes refinando la lectura de datos en el intervalo de frecuencias de 15 KHz a 25 KHz; utilizando señales de excitación con amplitud y potencia suficientes para obtener altos voltajes en el devanado secundario del transformador. Esto implica ya el diseño y construcción de las etapas: Oscilador de frecuencia controlada por voltaje, Amplificador de potencia y Doblador de alto voltaje; por lo que antes de presentar dicho segundo análisis, se describe el diseño y desarrollo de tales subsistemas.

OSCILADOR DE FRECUENCIA CONTROLADA POR VOLTAJE (OCV). Consiste en un circuito integrado LM566 en una configuración recomendada por el fabricante ⁽¹⁰⁾, cuyo circuito se ilustra en la figura siguiente.

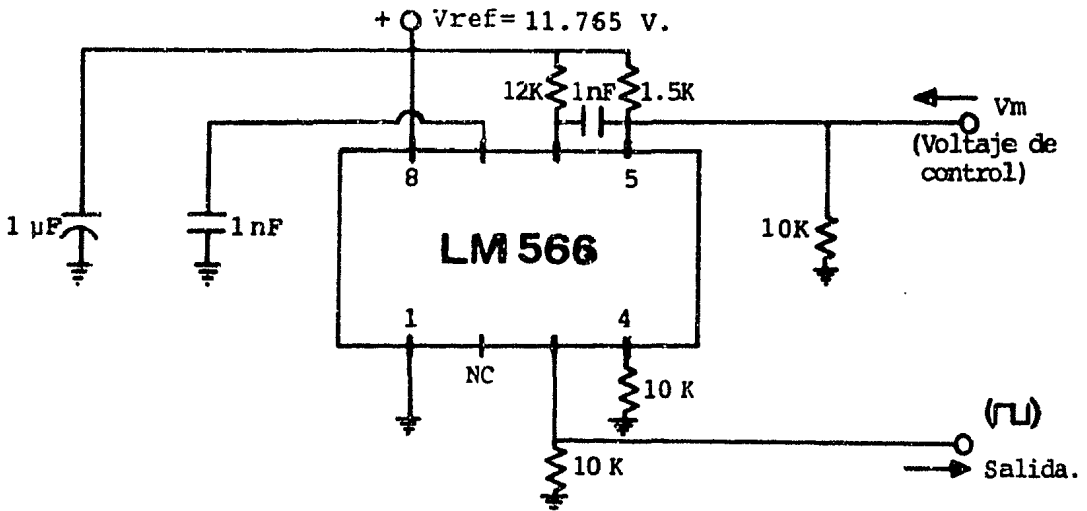


Fig. II.4).- Oscilador de frecuencia controlada por voltaje.

Aún cuando en las características del circuito integrado, se asegura un comportamiento lineal entre la frecuencia "f" y el voltaje de control "Vm", la configuración anterior fué evaluada experimentalmente al respecto. Para ello, - se tomaron 21 pares coordinados (Vm,f) dentro de los intervalos [10.4 Volts, 11.0 Volts] y [15 KHz, 25 KHz]; a partir de los cuales, mediante un ajuste por mínimos cuadrados con un - coeficiente de correlación de 0.999998, se obtuvo la siguiente relación.

$$f(V_m) = - 19305 V_m + 227008 \dots \dots \dots 2.7)$$

Nótese que la igualdad anterior corresponde a la ec. 2.1; de donde por comparación: $K=19305 \text{ Hz/V}$ y $f_0=227008 \text{ Hz}$.

Cabe mencionar que la señal de salida del circuito de la figura II.4, es una onda cuadrada de amplitud 2.8 Vp, cuyo eje de simetría coincide con un voltaje de C.D. de 8.2 Volts, teniéndose una disponibilidad típica de corriente de 8 mA en la componente de C.A..

AMPLIFICADOR DE POTENCIA. Ya se mencionó (pág. 65), que la etapa de potencia utilizada para estimular el primario del transformador de A.V., es una configuración de transistores bipolares en contrafase que operan en clase "C", según se muestra - en la figura II.5 .

En este tipo de amplificador, cuya descripción y funcionamiento puede encontrarse fácilmente en la literatura del área (13), (14), en lugar de hacer un análisis riguroso al respecto se dan los criterios empleados en la selección y cálculo de componentes, así como los órdenes de magnitud de los parámetros existentes en dicho circuito.

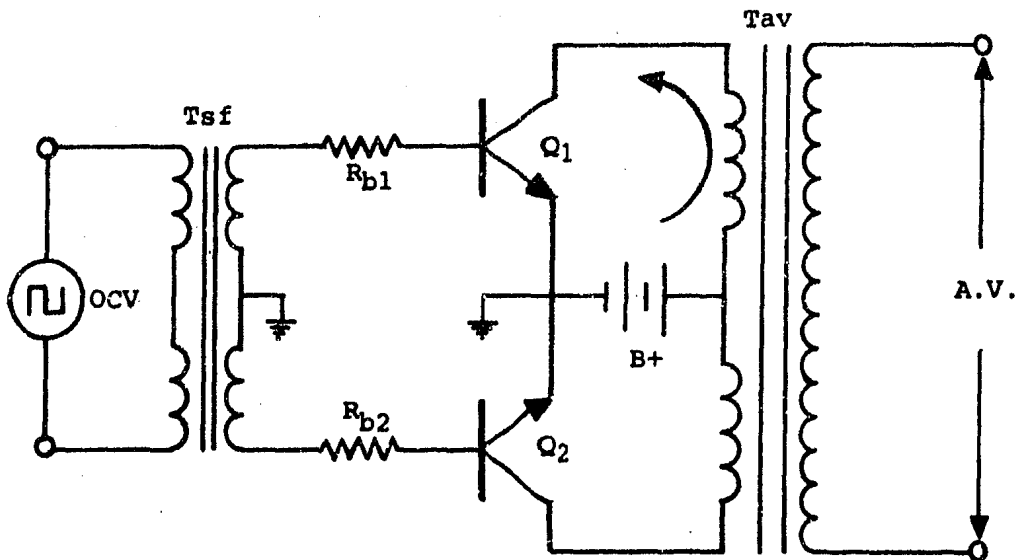


Fig. II.5).- Amplificador de potencia.

De la estimación nomográfica realizada anteriormente para calcular el devanado primario del transformador de alto voltaje (Tav), se determinó que éste debería constar de 11 vueltas bifilares, -que corresponden a 22 con derivación central-, para una polarización de 36 Volts (B+). La potencia a invertir en tal primario es de 20 Watts a fin de obtener en secundario las características requeridas en la página 55. El valor de B+ y los 20 Watts mencionados implican, -sin considerar el voltaje colector emisor de saturación en cada transistor-, una corriente promedio de colector del orden de $I_c=0.55$ Amps.. Durante un ciclo de excitación al amplificador, el voltaje colector emisor de cada transistor varía desde el valor de saturación hasta un máximo de $2(B+)=72$ Volts. Tal dato, -junto con el de I_c y el intervalo dinámico de frecuencias a operar (15 KHz a 25 KHz), determinaron el uso de transistores TIP 35C ⁽¹⁵⁾ como Q_1 y Q_2 ; en los cuales dada la ganancia m-

nima de corriente $\beta=25$, se requiere en base una corriente $I_b = 22$ mA para establecer el valor anterior de I_c . Dado que cada transistor requiere de un voltaje base emisor de 0.7 Volts para conducir, entonces la potencia promedio de entrada a ambas bases para producir un ciclo de excitación, es del orden de 15.4 mW. Puesto que tal potencia debe provenir del OCV vía el transformador separador de fases (Tsf), aparentemente un acoplamiento pasivo entre el primario de Tsf y el OCV sería más que suficiente, ya que en este último se dispone de un máximo de 22 mW. Este no es el caso debido a que los 16 mW. anteriores, fueron estimados usando valores promedio, sin considerar los estados transitorios que ocurren en voltaje y corriente - por el hecho de operar sobre cargas inductivas. Tales transitorios demandan cantidades de potencia relativamente grandes, durante lapsos muy cortos de tiempo en relación al período de la señal bajo proceso (Fig. II.3b).

Lo anterior implicó utilizar una etapa intermedia de potencia, la cual se describe a continuación, ya que de sus características de salida se tomaron criterios para el cálculo de Tsf y las resistencias $R_{b1,2}$ asociadas.

Dicha etapa es un amplificador de corriente operado - en clase "B" que usa como parte activa un arreglo super β de transistores bipolares (Q_3 : TIP 110)⁽¹⁵⁾, para asegurar alta disponibilidad de corriente ($\beta=1000$) en la carga conectada en emisor (Fig. II.6). Se utiliza la misma fuente de polarización del OCV.

En el circuito de la figura II.6, el condensador C_o tiene la función de desacoplar la componente de voltaje de C. D. existente en la señal de salida del OCV. Su capacidad está condicionada por la impedancia Z_r que se refleja en la base - de Q_3 con respecto al común; ya que el filtro pasa-altos así

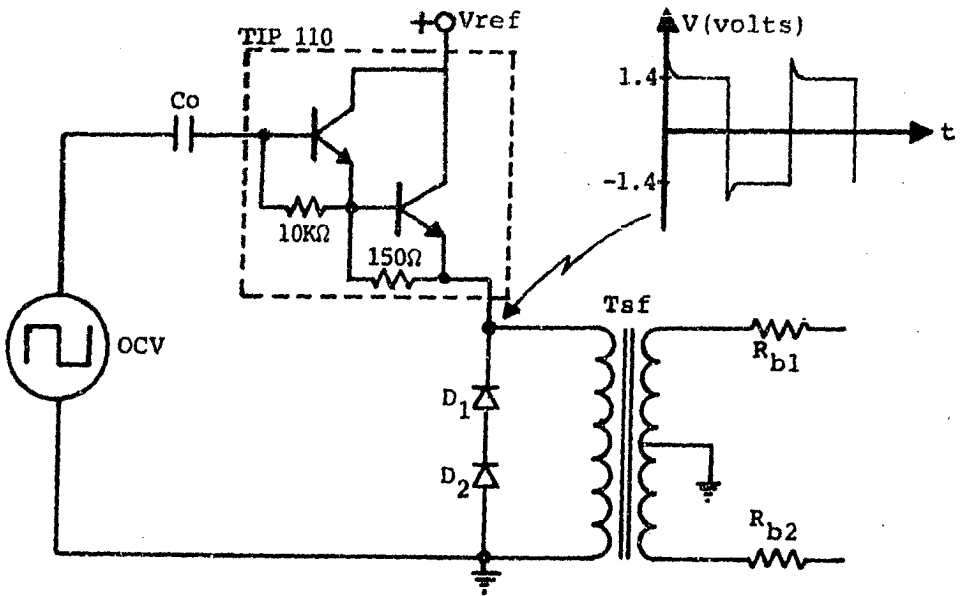


Fig. II.6).- Amplificador de corriente para acoplar el OCV al primario del transformador separador de fases.

formado, debe tener una frecuencia de corte mucho menor a 15 KHz. para garantizar máxima transferencia de voltajes en el intervalo dinámico de frecuencias; i.e.

$$C_o \gg \frac{1}{2\pi(15\text{KHz})|Z_r|} \dots \dots \dots 2.8)$$

Tomando en cuenta que la respuesta del OCV establecida en la ec. 2.7 fué obtenida para una carga de 10 KΩ (Fig. - II.4), valor que además se aproxima al de la resistencia entre base y emisor de Q₃ en estado de no conducción; entonces para garantizar tal respuesta se impuso la condición: |Z_r| >> 10 KΩ. Sustituyendo |Z_r| = 10 KΩ en la desigualdad 2.8, se obtiene en el miembro derecho una capacidad de 1 nF. El condensador C_o es de 100 nF con lo cual se asegura una transferencia de voltaje del 99.99 % a mínima frecuencia de operación. Además, la

limitación en $|Z_r|$ permite esperar una mínima magnitud de impedancia de carga $|Z_c|=10 \Omega$, dada por la relación:

$$|Z_r| \approx \beta |Z_c| \dots\dots\dots 2.9)$$

Los diodos $D_{1,2}$ conectados en los extremos de T_{sf} , tienen la finalidad de generar en éste, -durante el estado de no conducción de Q_3- , semiciclos de voltaje negativo con duración y amplitud similar a la de los semiciclos positivos que ocurren durante el estado de no conducción. Con ello, el voltaje presente en dicho devanado para un período de señal del OCV, es aproximadamente una onda cuadrada de amplitud $1.4 V_p$ sin componentes de voltaje C.D..

El fenómeno aprovechado para lograr lo anterior, es la autoinducción de voltaje inverso en la carga, que se origina cuando la corriente de emisor cambia abruptamente de su valor máximo no transitorio (I_e) a cero. De acuerdo a la ecuación 1.35, el nivel de voltaje generado está dado en este caso por

$$v = L_i \frac{I_e}{\Delta t} \dots\dots\dots 2.10)$$

donde L_i es la autoinductancia del primario de T_{sf} y Δt el tiempo de "apagado" de Q_3 ($4.5 \mu\text{seg.}$).

La ecuación anterior es aplicable a dicho propósito, siempre que el valor de "v" sea igual ó mayor al voltaje umbral de conducción de $D_{1,2}$ (1.4 Volts); esto impone a L_i la condición:

$$L_i \geq \frac{(1.4)(4.5\mu\text{seg})}{I_e} \dots\dots\dots 2.11)$$

además del requisito indispensable de poseer una constante de tiempo τ con magnitud mucho mayor al mínimo semiperíodo de operación; esto con el fin de mantener fijo el nivel negativo de voltaje en los semiciclos mencionados; i.e.

$$\tau = \frac{L_i}{R_i} \gg \frac{1}{2f_{\text{máx}}} = 20 \mu\text{Seg.} \quad \dots \quad 2.12)$$

donde R_i es la resistencia interna del devanado de Tsf y $f_{\text{máx}}$ la frecuencia máxima de operación (25 KHz.).

A continuación se resumen las condiciones impuestas - al transformador separador de fases, debido al tipo de acoplamiento entre éste y el OCV. Se distinguen parámetros de primario y secundario con subíndices respectivos "i", "o". Posteriormente, partiendo de tales condiciones, se indican los criterios usados y las características obtenidas en dicho transformador.

- 1) $V_i = 1.4 V_p$
- 2) $V_o \geq 0.7 V_p$, para medio devanado secundario.
- 3) $P_o \geq 15.4 \text{ mWatts}$
- 4) $Z_i \geq 10 \Omega$
- 5) $L_i > (6.3 \times 10^{-6} / I_e) > 20R_i \times 10^{-6} \text{ H.}$
- 6) $f \in [15 \text{ KHz}, 25 \text{ KHz}]$.

De los primeros dos puntos, se determinó hacer $V_o = V_i = 1.4 V_p$, lo cual trae como consecuencia:

- Una razón de transformación de voltajes unitaria con respecto al común; i.e., de la derivación central - de secundario a cualquiera de sus extremos, debe - existir igual número de vueltas que en el primario.

- Un aumento de potencia promedio en secundario al valor $P_o=30.8$ mWatts, de los cuales la mitad debe disiparse en las resistencias $R_{b1,2}$. De aquí, cada resistencia toma un valor de 31.8Ω . Se utilizan de 27Ω .

Considerando un factor de transferencia de potencia - del 80 %, entonces en el primario deben existir promedios de potencia y corriente: $P_i=38.5$ mWatts, $I_i=27.5$ mA; esto implica:

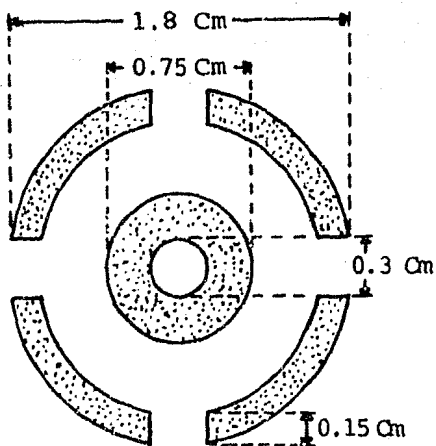
- Un valor para I_e de 55 mA, que condiciona a L_i a ser mayor de 115 μH .
- Una magnitud de impedancia de entrada $|Z_i|=50.9 \Omega$.

Puesto que el valor anterior de impedancia, debe corresponder a la magnitud de la reactancia inductiva del primario, entonces usando máxima frecuencia de operación (25 KHz.), la inductancia correspondiente resulta ser:

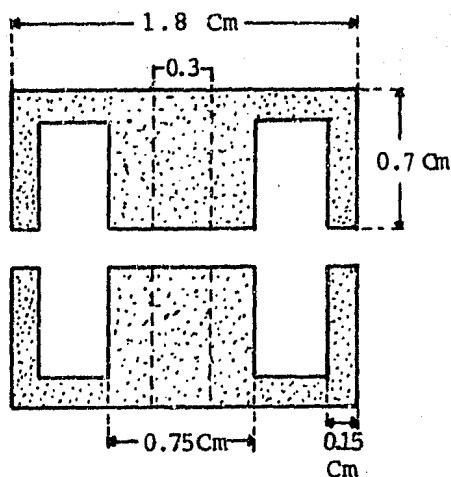
$$L_i = \frac{|Z_i|}{2\pi f_{\text{máx}}} = 324 \mu H \dots \dots \dots 2.13)$$

Establecido el valor anterior, la impedancia de entrada Z_i puede variar su magnitud en el intervalo $[30.5 \Omega, 50.9 \Omega]$, dependiendo de la frecuencia de operación.

Habiendo caracterizado al transformador separador de fases, el siguiente paso consistió en disponer del núcleo adecuado para construir dicho transformador. Se utilizó un núcleo de ferrita aglomerada (SIEMENS 2000T26) cuya forma y dimensiones se ilustran en la figura siguiente.



CORTE LONGITUDINAL INTERIOR



CORTE TRANSVERSAL

Fig. II.7).- Forma y dimensiones del núcleo del transformador separador de fases.

Para estimar el número de vueltas N_i del primario, se efectuó con el núcleo anterior una evaluación experimental de inductancia contra frecuencia para un devanado con $N_i' = 15$ vueltas de alambre esmaltado AWG=32, peso sencillo, con resistencia interna $R_i' = 0.43 \Omega$. El haber involucrado a la frecuencia, fué con el fin de detectar posibles cambios en la respuesta del transformador dentro del intervalo dinámico: [15 KHz, 25 KHz]. De los resultados obtenidos se calculó el valor de N_i que proporciona la inductancia dada en la ecuación 2.13 .

Con el solenoide L_i' mencionado, se implementó el divisor de tensión de la figura II.8. En éste, para varias frecuencias se midieron valores correspondientes de la resistencia manualmente variable R_v , previamente ajustada de tal forma que los voltajes V_1 y V_2 indicados en dicho circuito, cum-

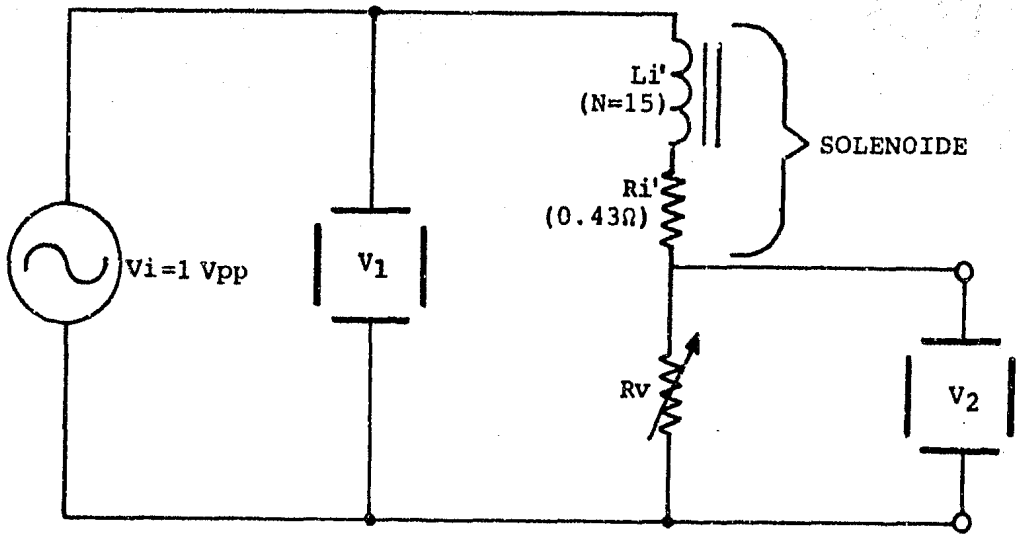


Fig. II.8).- Circuito utilizado para investigar el comportamiento de inductancia contra frecuencia, de un solenoide devanado sobre el núcleo de la figura II.7 .

pliesen la igualdad $V_2 = (1/2)V_1$. Bajo tal condición, cada valor conocido de R_v equivale a la magnitud de la impedancia formada por la reactancia inductiva del solenoide en serie con la resistencia interna del devanado; de donde, es fácil demostrar que la inductancia L_i' está dada por:

$$L_i'(f) = \frac{\sqrt{R_v^2 - R_i^2}}{2\pi f} \dots \dots \dots 2.14)$$

En la tabla II-2 se muestran 10 valores de inductancia contra frecuencia, obtenidos mediante la relación anterior. Se incluyen las mediciones correspondientes de la resistencia R_v .

<u>f (KHz.) ± 0.5%</u>	<u>Rv (Ω) ± 2.5%</u>	<u>Li' (μH) ±</u>	<u>dLi' (μH)</u>
16	4.517	44.725	1.352
17	4.761	44.388	1.340
18	5.012	44.150	1.332
19	5.333	44.525	1.343
20	5.603	44.454	1.340
21	5.837	44.116	1.329
22	6.168	44.511	1.340
23	6.423	44.345	1.335
24	6.633	43.893	1.321
25	6.847	43.502	1.309

TABLA II-2).- Comportamiento de la inductancia contra frecuencia, de un solenoide de 15 vueltas de alambre calibre AWG=32, peso sencillo, devanado sobre el núcleo de la figura II.7 .

De tales datos, se concluye que la inductancia del solenoide bajo análisis, se mantiene constante y presenta un valor promedio de $Li' = 44.26 \mu H$.

Puesto que la inductancia en solenoides de este tipo es directamente proporcional al cuadrado de su número de vueltas; i.e.

$$L = K N^2 , \dots \dots \dots 2.15)$$

entonces la constante de proporcionalidad $K = \mu A / l$ (ec. 1.37, cap. I), está determinada al sustituir los valores de Li' y Ni' del análisis anterior; a saber, $K = 19.67 \times 10^{-6} H/vuelta^2$. Con este dato y los $324 \mu H$ de inductancia (ec. 2.13) que debe tener el primario del transformador separador de fases, la ecuación 2.15 fué nuevamente utilizada para estimar el número

de vueltas correspondiente a dicho devanado; éste consta de $N_i = 41$ vueltas. Dado que la razón de transformación de voltajes requerida es la unidad, el circuito secundario contiene el mismo número de vueltas; las cuales en este caso son bifilares para lograr la derivación central necesaria para la separación de fases. El tipo de alambre usado en ambos devanados, fué también calibre AWG = 32, peso sencillo. La resistencia interna del devanado primario, finalmente resultó ser $R_i = 1.2 \Omega$.

DOBLADOR DE ALTO VOLTAJE. El circuito usado en esta etapa se ilustra en la figura II.9. Puesto que los pares de componentes diodo-condensador presentan aspectos simétricos en su funcionamiento, entonces el cálculo de éstos se reduce a considerar el circuito rectificador a media onda de la figura I.2 - (pág. 11).

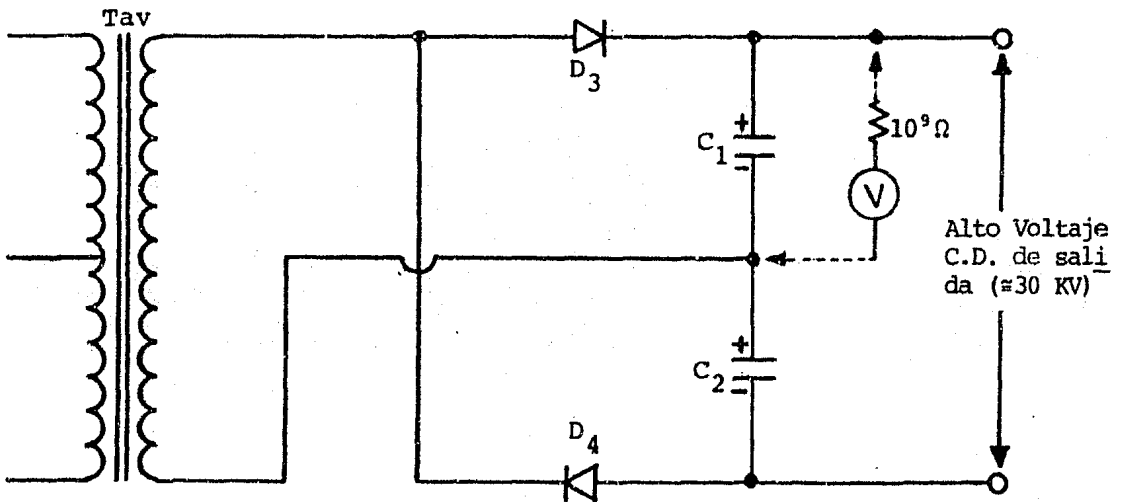


Fig. II.9).- Doblador de alto voltaje.

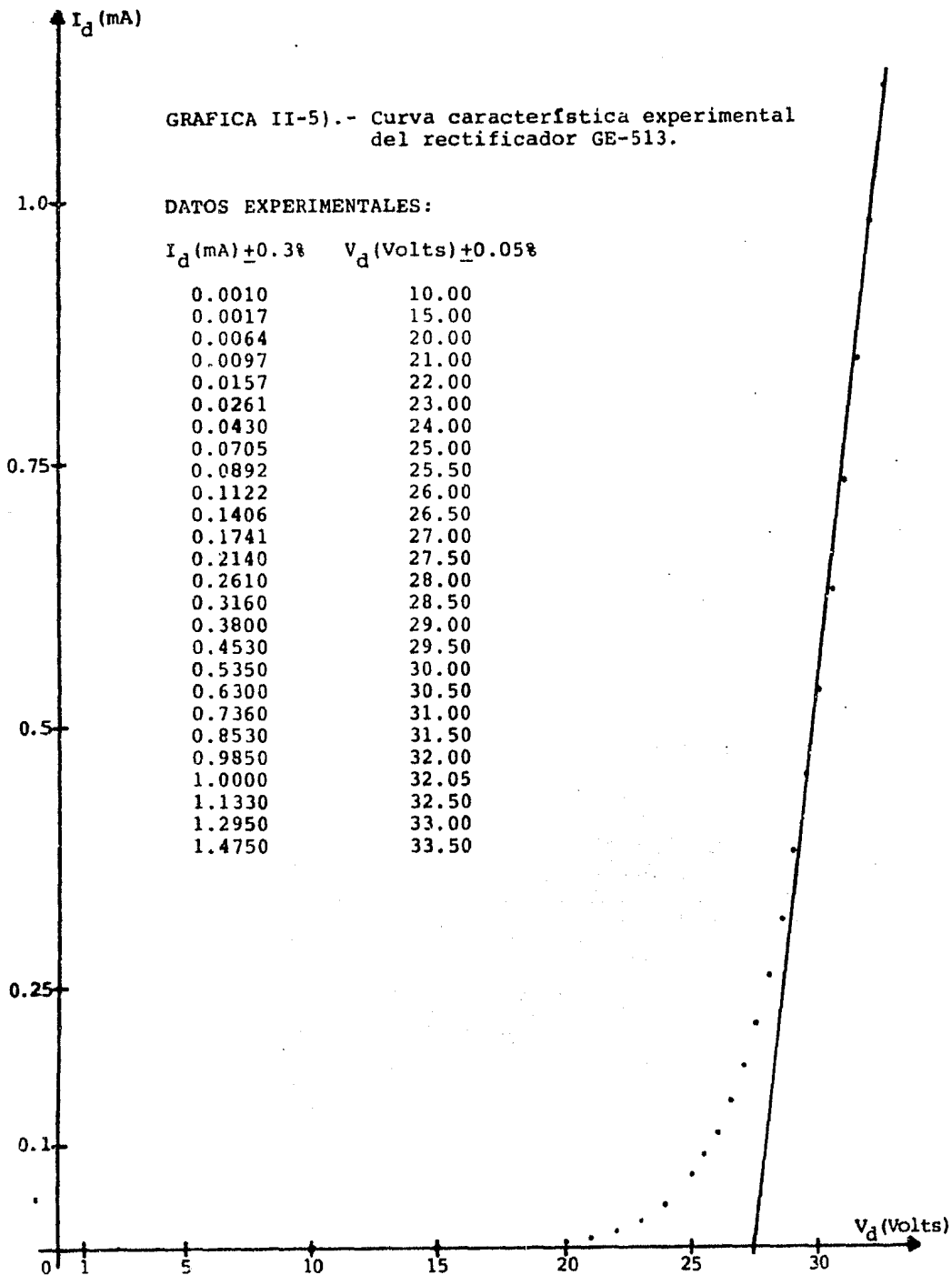
De acuerdo a las características requeridas para el alto voltaje de salida (pág. 55), cada rectificador debe ope-

GRAFICA II-5).- Curva caracterfstica experimental del rectificador GE-513.

DATOS EXPERIMENTALES:

I_d (mA) $\pm 0.3\%$ V_d (Volts) $\pm 0.05\%$

0.0010	10.00
0.0017	15.00
0.0064	20.00
0.0097	21.00
0.0157	22.00
0.0261	23.00
0.0430	24.00
0.0705	25.00
0.0892	25.50
0.1122	26.00
0.1406	26.50
0.1741	27.00
0.2140	27.50
0.2610	28.00
0.3160	28.50
0.3800	29.00
0.4530	29.50
0.5350	30.00
0.6300	30.50
0.7360	31.00
0.8530	31.50
0.9850	32.00
1.0000	32.05
1.1330	32.50
1.2950	33.00
1.4750	33.50



rar a una corriente promedio $I_D = 1$ mA y soportar un voltaje - de pico inverso $V_{pi} = 30$ KV. Se utilizan diodos GE-513⁽¹⁶⁾ con regímenes máximos $I_{Dmáx} = 5$ mA, $V_{pi máx} = 45$ KV. En la curva V-I de tal elemento, -obtenida experimentalmente (gráfica II-5)-, se observa que el voltaje de conducción a la corriente de operación es $V_\gamma = 32$ V, los cuales son despreciables con respecto a la amplitud de voltaje en el secundario del transformador - de alto voltaje (~15 KVp). Esto permitió usar la ecuación 1.24 (cap. I) para estimar la capacidad de cada condensador. Utilizando: $T = 1/15$ mSeg, $R_c = 30$ M Ω y $V_{rpp} = 60$ V; C resultó ser de 555 pF a un voltaje de trabajo de 15 KV. Se utilizan condensadores de 600 pF, 18 KV.

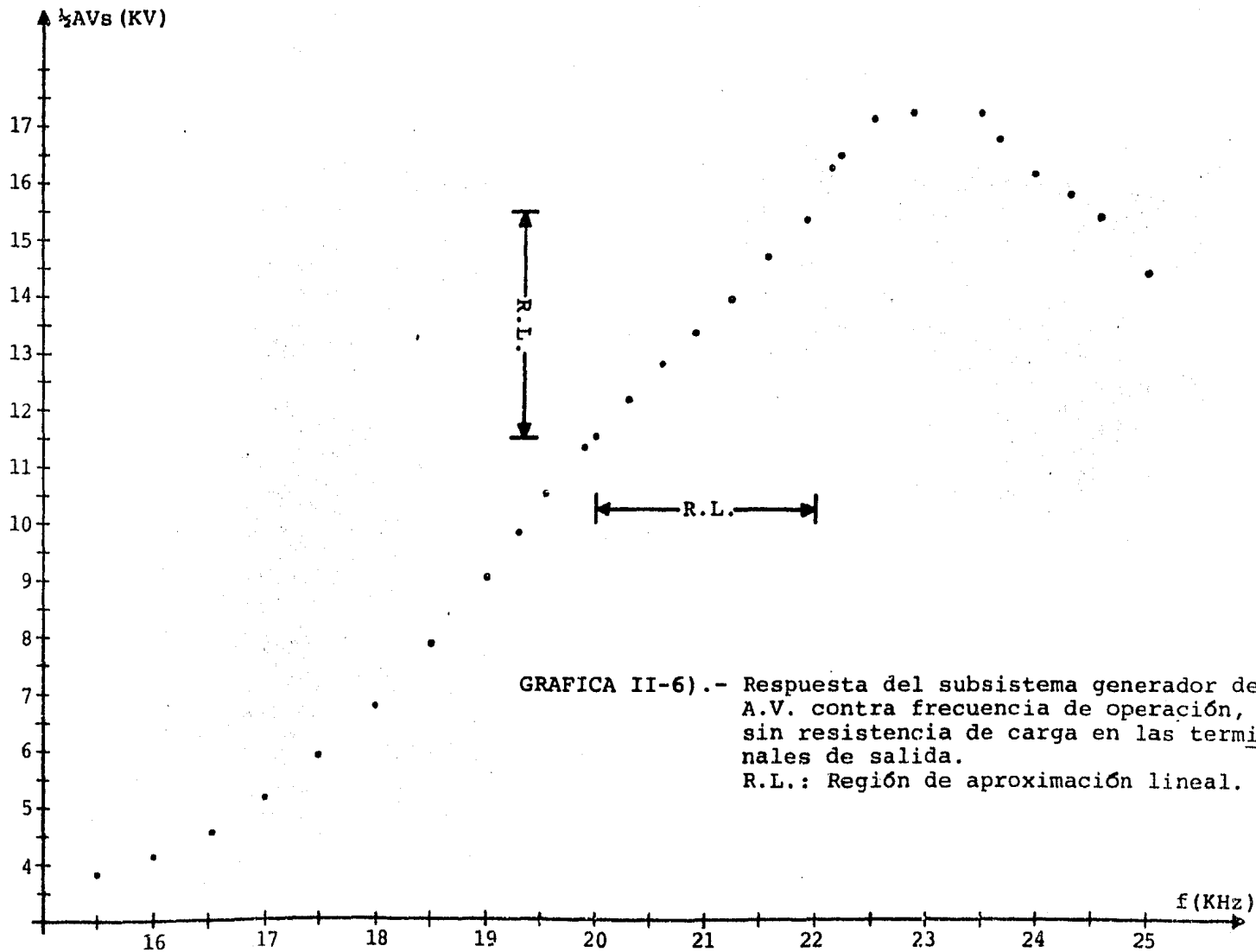
Habiendo terminado de construir el subsistema generador de A.V. mediante las etapas anteriores, se procedió con - el segundo análisis del transformador de A.V. anticipado en - la página 72. Para tal efecto, se midieron los parámetros: al to voltaje C.D. de salida (AVs) contra frecuencia de operación (f). La elección de cada valor de f en el intervalo de 15 KHz a 25 KHz., se logró conectando una fuente variable de voltaje C.D. en la terminal de control del OCV (terminal 5, Fig. II.4). La medición de este parámetro fué, -al igual que en el primer análisis-, mediante un contador HP5382A.

Los valores correspondientes de AVs, fueron registrados con un voltímetro Keithley 177 de 4½ dígitos, operado a - baterías y con punta atenuadora 100:1. Dados los órdenes de - magnitud esperados para AVs y el deseo de utilizar la mejor - resolución del voltímetro, se conectó a éste de tal forma que midiese la mitad de AVs (Fig. II.9), con el compromiso obvio de multiplicar por dos cada valor así obtenido.

En la tabla II-3 se muestran 28 pares (AVs, f), los - cuales fueron medidos dejando las terminales de salida sin car

Frecuencia (Hz) <u>+10Hz</u>	$\frac{1}{2}$ AVs (V) <u>+60V</u>
15516	3840
16005	4140
16526	4550
17000	5150
17495	5900
17994	6750
18520	7850
19015	9040
19310	9830
19595	10530
19908	11330
20010	11520
20310	12200
20620	12800
20910	13370
21225	13960
21610	14710
21910	15380
22120	16290
22200	16500
22500	17150
22860	17270
23480	17250
23635	16800
23960	16200
24270	15830
24550	15430
24990	14460

TABLA II-3).- Comportamiento de " $\frac{1}{2}$ AVs" con la frecuencia de -
operación del subsistema generador de A.V.. Car-
ga en las terminales de salida: $R_c = \infty$.



GRAFICA II-6).- Respuesta del subsistema generador de A.V. contra frecuencia de operación, sin resistencia de carga en las terminales de salida.
R.L.: Región de aproximación lineal.

ga; excepción hecha de los 1000 MΩ que involucra el voltímetro en "½AVs", según la forma de conexión ya indicada.

Cabe mencionar que los ± 60 V de incertidumbre reportados en "½AVs", se debieron principalmente a la inestabilidad temporal en dicho parámetro; ya que el medidor usado tiene -- una precisión de 0.05 % .

En la gráfica II-6 se ilustran los valores de la tabla II-3. Es notable que una curva que pase por los puntos - graficados, presenta la región lineal buscada (pag. 58) en el intervalo [20, 22] KHz en principio. Con esta nueva restricción para el intervalo dinámico de frecuencias de operación, el siguiente paso consistió en investigar las modificaciones que - sufre el segmento lineal considerado, bajo la presencia de -- carga en AVs. Para ello, se repitió dos veces más el análisis anterior usando resistencias de carga: $R_c=150$ MΩ y $R_c=100$ MΩ. En las tablas II-4 se muestran los resultados obtenidos, con los cuales se elaboraron las gráficas II-7, incluyendo además los puntos correspondientes al análisis sin carga.

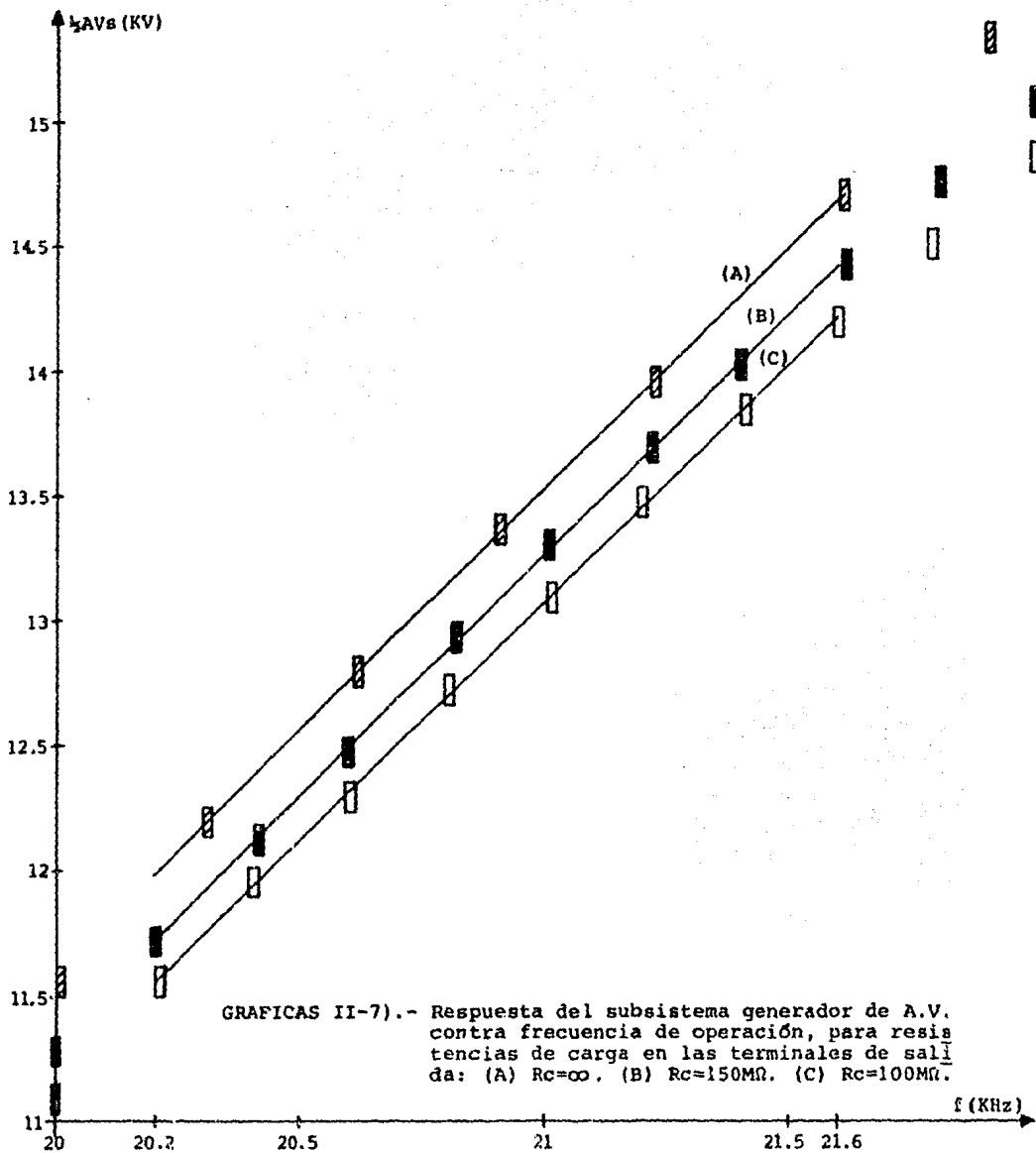
<u>Rc=150 MΩ en AVs</u>		<u>Rc=100 MΩ en AVs</u>	
<u>f (Hz) ± 10Hz</u>	<u>½AVs (V) ± 60V</u>	<u>f (Hz) ± 10Hz</u>	<u>½AVs (V) ± 60V</u>
20000	11280	20000	11090
20200	11710	20210	11560
20415	12130	20405	11960
20600	12480	20506	12300
20820	12940	20803	12730
21010	13310	21013	13100
21220	13700	21200	13480
21400	14030	21410	13850
21615	14430	21600	14200
21810	14760	21795	14510
22000	15080	22000	14860

(A)

(B)

TABLAS II-4).-- Comportamiento de "½AVs" con la frecuencia de operación del sistema generador de A.V..

(A) Para 150 MΩ en AVs. (B) Para 100 MΩ en AVs.



En las gráficas anteriores se observa que,- aún cuando el total de "puntos" para cada resistencia de carga Rc son tocados por una recta-, los puntos comprendidos entre 20200 Hz y 21600 Hz quedan mejor alineados por ésta. Una confirmación a tal aseveración, se obtuvo al ajustar por mínimos cuadrados cada recta de la forma:

$$\frac{1}{2}AV_s(f) = Mf + b \quad \dots \dots \dots 2.16)$$

para cada uno de los valores de Rc, tanto en el rango de 20 - KHz a 22 KHz, como en el de 20.2 KHz a 21.6 KHz. Los valores encontrados para la pendiente M, la ordenada al origen b y el coeficiente de correlación r, se muestran en las tablas II-5.

Rc	f ∈ [20,22] KHz			
	M	b	r	
∞	1.9939	-28337	0.99967	(A)
150MΩ	1.9043	-26746	0.99953	
100MΩ	1.8798	-26245	0.99932	

Rc	f ∈ [20,22] KHz			
	M	b	r	
∞	1.9282	-26958	0.99997	(B)
150MΩ	1.9298	-27261	0.99983	
100MΩ	1.9011	-26847	0.99976	

TABLAS II-5).- Ajustes por mínimos cuadrados de las rectas de las gráficas II-7. (A) Para f ∈ [20, 22] KHz. (B) Para f ∈ [20.2, 21.6] KHz.

De los valores anteriores, es claro que los de la tabla (B) se acercan más a la condición de regulación del sistema impuesta en la ec. 2.6, de aquí que el rango dinámico de regulación por frecuencia, se restringió finalmente al intervalo [20.2, 21.6] KHz, quedando como frecuencia central fo = 20900 Hz.

Para asignar los valores de M y b a las ecuaciones comprendidas en 2.16, se tomó para el primero al promedio de los encontrados en la tabla II-5B, siendo éste $M=1.92$ V/Hz. Para los valores de b, se utilizó la misma expresión 2.16, con $M=1.92$ V/Hz y los puntos obtenidos con cada resistencia de carga, dentro del intervalo de frecuencias finalmente seleccionado. Los promedios de los valores así encontrados son: $b= -26787, -27056$ y -27242 V para valores respectivos de resistencia de carga: $R_c= \infty, 150$ y 100 M Ω . Con esto, las ecuaciones correspondientes a las rectas de las gráficas II-7 resultan ser:

$$\text{Para } R_c=\infty: \quad \frac{1}{2}AV_s(f) = 1.92 f - 26787 \dots 2.17)$$

$$\text{Para } R_c=150M\Omega: \quad \frac{1}{2}AV_s(f) = 1.92 f - 27056 \dots 2.18)$$

$$\text{Para } R_c=100M\Omega: \quad \frac{1}{2}AV_s(f) = 1.92 f - 27242 \dots 2.19)$$

Habiendo determinado el intervalo dinámico de regulación por frecuencia y caracterizado el A.V. en función de ésta, el siguiente paso consistió en establecer la red de retroalimentación adecuada entre el núcleo del transformador de A.V.,-donde es tomada la muestra de voltaje-, y la terminal de control del OCV. Esto implicó diseñar y construir las etapas: sensor de muestra, conversor a C.D.-divisor, amplificador de corriente (Fig. II.1); las cuales se desglosan a continuación.

SENSOR DE MUESTRA. La función de esta etapa, consiste en registrar las variaciones del alto voltaje de C.A. (AV_{ca}) que ocurren en el transformador de A.V., cuando AV_s varía debido a cambios en la resistencia de carga. Para tal efecto, se incluyó en el núcleo del transformador citado un tercer devanado,- denominado "espfa" -, con un número de vueltas tal que además -

de proporcionar una fracción de AV_{ca} , - y en consecuencia de - AVs -; tuviese en principio una amplitud pico del orden de 13 V, de tal forma que con rectificación, filtraje y división posteriores, se pudiese obtener el bajo voltaje de C.D. necesario para ubicar al OCV en la frecuencia central de operación. La estimación de dicho número de vueltas, se hizo proporcionalmente a las del devanado primario ($N=11$), donde la amplitud del - voltaje de excitación es de 36 V. El resultado obtenido es -- $N_e \approx 4$ vueltas, las cuales se devanaron con alambre esmaltado calibre AWG=24, peso sencillo.

CONVERSOR A C.D. Y DIVISOR. Para la conversión a C.D. del voltaje proveniente del devanado "espfa", se utiliza una rectificación a media onda y un filtraje capacitivo (Fig. I.2a, del Cap. I), cuyo común se conectó al común de las etapas restantes de bajo voltaje. El diodo empleado es un OA91 cuya respuesta es invariante en el rango de frecuencias de trabajo. La capacidad del filtro es de 1 μF , valor que se obtuvo usando - la ecuación 1.24 del Cap. I, con $f_{mín} = 20.2$ KHz, $V_{rpp} = 2$ mv y resistencia de carga $R_{ce} = 280$ K Ω . Tal valor de resistencia, fué a su vez escogido para satisfacer la necesidad de dejar - al voltaje "espfa" de C.D. (V_e), prácticamente "aislado" pero con la suficiente disponibilidad de corriente para estimular un transistor bipolar de pequeña señal, cuya función se describe más adelante.

Una vez terminada la conversión a C.D., se procedió a investigar la relación entre V_e y la frecuencia de operación del sistema. Para ello, se repitió el análisis que condujo a las tablas II-4, midiendo además V_e para cada valor de f . En Las tablas II-6 se muestran los resultados obtenidos para cargas en AVs : $R_c = 150$ M Ω y $R_c = 100$ M Ω . Cada uno de los valores " $\frac{1}{2}AVs$ " y V_e reportados, es un promedio de 5 lecturas tomadas para "compensar" la inestabilidad del sistema.

f (Hz) ± 10 Hz	V_e (V) ± 55 mV	$\frac{1}{2}AV_s$ (V) ± 60 V
20240	14.303	11802
20390	14.543	12101
20450	14.638	12209
20580	14.833	12463
20680	15.022	12648
20815	15.246	12924
20995	15.500	13231
21055	15.650	13326
21150	15.814	13555
21285	16.025	13812
21390	16.210	14009
21492	16.421	14210
21590	16.577	14400

(A)

f (Hz) ± 10 Hz	V_e (V) ± 55 mV	$\frac{1}{2}AV_s$ (V) ± 60 V
20255	14.212	11638
20380	14.420	11882
20500	14.597	12119
20605	14.763	12331
20705	14.935	12504
20746	15.019	12580
20805	15.120	12703
20890	15.277	12896
21060	15.561	13201
21200	15.782	13457
21345	16.033	13738
21495	16.307	14032
21620	16.506	14250

(B)

TABLAS II-6).- Comportamiento del voltaje "espía" de C.D. con la frecuencia de operación. Se incluye " $\frac{1}{2}AV_s$ " para terminales de salida con: (A) 150 M Ω de carga, (B) 100 M Ω de carga.

Con los datos anteriores, esperando un comportamiento lineal, se hicieron ajustes por mínimos cuadrados para $V_e(f)$, obteniendo las siguientes expresiones:

$$\text{Para } R_c=150 \text{ M}\Omega: V_e(f)=1.688 \times 10^{-3} f - 19.883 \dots 2.20)$$

(Coeficiente de correlación: 0.99979)

$$\text{Para } R_c=100 \text{ M}\Omega: V_e(f)=1.693 \times 10^{-3} f - 20.109 \dots 2.21)$$

(Coeficiente de correlación: 0.99983)

Reajustando las pendientes y ordenadas al origen de las ecuaciones anteriores, mediante el método usado en los valores de las tablas II-5; dichas ecs. se transforman en:

$$\text{Para } R_c=150 \text{ M}\Omega: V_e(f)=1.69 \times 10^{-3} f - 19.945 \dots 2.22)$$

$$\text{Para } R_c=100 \text{ M}\Omega: V_e(f)=1.69 \times 10^{-3} f - 20.052 \dots 2.23)$$

Comparando las relaciones anteriores con las ecs. 2.18 y 2.19; no puede asegurarse que $V_e(f)$ sea una fracción de $\frac{1}{2}AV_s$, ya que dividiendo miembro a miembro ecuaciones correspondientes, se tiene para los cocientes de las pendientes un valor de 1136, mientras que para los cocientes de ordenadas -- al origen el resultado es de 1357. Esto puede ser debido a -- que el transformador de A.V. no es estimulado por un voltaje con forma de onda seno, sino más bien de tipo cuadrado.

No obstante de lo anterior, la linealidad que presenta $V_e(f)$ permitió efectuar la regulación del sistema; como se de muestra más adelante.

Para concluir el análisis del voltaje "espía" de C.D. con la frecuencia de operación, es conveniente reportar la -- ecuación de $V_e(f)$ correspondiente al caso $R_c = \infty$ en AVs. Esta ya no fué obtenida experimentalmente debido a que fué posible

"extrapolarla" en base a la correspondencia entre las ecs. 2.22 y 2.23, con las ecs. 2.18 y 2.19; i.e., del cociente anterior de ordenadas al origen (1357), la relación para $V_e(f)$ correspondiente a la ec. 2.17 es:

$$\text{Para } R_c = \infty: \quad V_e(f) = 1.69 \times 10^{-3} f - 19.740 \quad . . \quad 2.24)$$

Para terminar de cerrar el lazo de retroalimentación - entre el devanado "espfa" del transformador de A.V. y el OCV, fué necesario considerar los dos puntos siguientes:

- 1) Al activar el sistema, - partiendo del estado de apagado-, se debe proporcionar al OCV el voltaje de control inicial (V_{ci}) que debe producir las primeras oscilaciones mientras se establece el voltaje de control por retroalimentación (V_{cr}).
- 2) Con base en las tres últimas relaciones para $V_e(f)$, obtener adecuadamente V_{cr} para ubicar al OCV en la frecuencia central de operación (20.9 KHz), asegurándose que exista la regulación deseada.

Respecto al primer punto, fué conveniente escoger V_{ci} de tal forma que la frecuencia inicial de oscilación (f_i) estuviese en el intervalo (21.6, 22.8) KHz. Se eligió $f_i = 22.4$ KHz, que de acuerdo a la respuesta del OCV (ec. 2.7) corresponde a $V_{ci} \approx 10.599$ V. Tal valor fué logrado mediante un divisor de voltaje resistivo para la terminal 5 del OCV, tomado entre -- $V_{ref} = 11.765$ V y el común. Las resistencias empleadas tienen valores: 1.5 K Ω y 13.64 K Ω (Fig. II.10), siendo esta última - un arreglo paralelo de 15 K Ω con 150 K Ω . Cabe mencionar que - en el primer circuito de prueba del OCV (pag. 72), dicho divisor existe con valores de resistencia 1.5 K Ω y 10 K Ω (Fig. II.4).

Para el segundo punto, de acuerdo a la respuesta del OCV, la frecuencia central de operación corresponde a $V_{cr} \approx 10.676$ V. Tal voltaje fué obtenido a partir de $V_e(f)$ y se usó la ec. 2.24 debido a que el funcionamiento del sistema está enfocado a operar en estado inicial sin carga ($R_c = \infty$). Para ello, se utilizó nuevamente un divisor de voltaje resistivo, calculado para ofrecer los mismos $280 \text{ K}\Omega$ de carga a la conversión a C.D. del voltaje "espfa" (pag. 92), además de proporcionar a V_{cr} incrementado en 0.6 volts por el tipo de acoplamiento planeado entre este divisor y el usado para lograr V_{ci} . Con los datos anteriores y sabiendo que $V_e(20.9\text{KHz}) = 15.581$ volts, los valores de resistencias resultaron ser: $88 \text{ K}\Omega$ y $192 \text{ K}\Omega$. Por comodidad y dados los métodos aproximados de cálculo, se utilizó una resistencia variable de $100 \text{ K}\Omega$ ("preset") y una fija de $180 \text{ K}\Omega$ a fin de ajustar con el sistema activo, el valor correcto del factor de atenuación: $\beta = 0.6852$.

Antes de verificar teóricamente la regulación del sistema, se describe a continuación la etapa de acoplamiento.

AMPLIFICADOR DE CORRIENTE. Ya se ha mencionado que el voltaje de control V_{cr} obtenido al dividir $V_e(f)$, debe quedar "prácticamente aislado" de la terminal 5 del OCV donde también existe otro divisor que establece V_{ci} . Para llevar a cabo tal acoplamiento, se utilizó un transistor bipolar como seguidor de emisor (Fig. II.10), cuyas características se determinaron estimando parámetros de entrada y salida.

De la figura II.10, el equivalente de Thévenin para el divisor que proporciona V_{ci} en el OCV da como resultado $V_{eq} = 10.599$ V. y $R_{eq} = 1.35 \text{ K}\Omega$.

Por otra parte, V_{cr} en el emisor del transistor puede tomarse como valor máximo: $V_{cr_{\text{máx}}} = \beta V_e(21.6 \text{ KHz})$, con V_e evaluada

do mediante la ec. 2.24, -que corresponde al caso $R_c = \infty$ en A_{vs} -, lo cual da como resultado $V_{cr_{m\acute{a}x}} \approx 11.487$ Volts. Con este dato y considerando despreciable la impedancia de salida del acoplador, la máxima corriente de emisor que debe proporcionar el transistor es $I_e \approx 0.66$ mA.

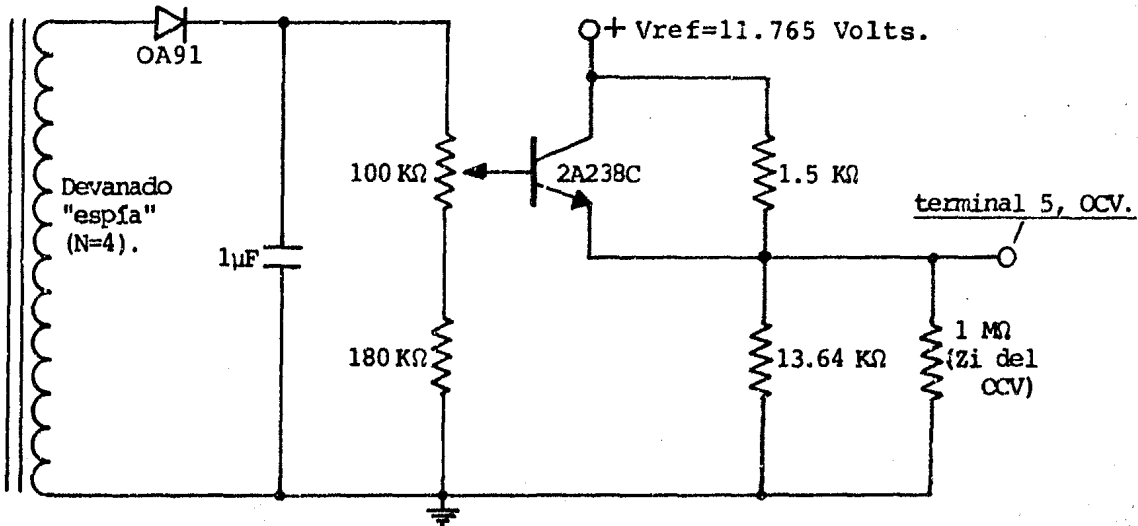


Fig. II.10).- Conversor a C.D., divisor y acoplador de impedancias para el voltaje "espfa".

De la conversión a C.D. del voltaje "espfa", donde el divisor que ocasiona el factor β carga al circuito con $R_{ce} = 280$ K Ω , se tiene que la corriente que circula a través de la misma es: $V_e(21.6 \text{ KHz})/280 \text{ K}\Omega \approx 60 \mu\text{A}$. Escogiendo como corriente de sangrado para la base del transistor a la cuádragesima parte de la corriente anterior, entonces $I_b \approx 1.5 \mu\text{A}$; de donde, -dado I_e -, la ganancia de corriente del transistor debe ser de $h_{fe} = 440$.

De acuerdo a los valores anteriores, el transistor -- utilizado en el acoplamiento es un 2A238C⁽¹⁵⁾ con ganancia típica de corriente $h_{fe}=500$.

Hay que tener presente que el voltaje de control V_{cr} que llega finalmente al OCV mediante el amplificador anterior, es una fracción β de $V_e(f)$; esto conduce a tener tres expresiones para $V_{cr}(f)$ correspondientes a las ecs. 2.17, 2.18 y 2.19, para resistencias de carga en AVs respectivas: $R_c=\infty$, $R_c=150\text{ M}\Omega$, y $R_c=100\text{ M}\Omega$. A saber:

$$\text{Para } R_c = \infty : \quad V_{cr}(f) = 1.158 \times 10^{-3}f - 13.526 \quad . \quad . \quad 2.25)$$

$$\text{Para } R_c = 150\text{M}\Omega: \quad V_{cr}(f) = 1.158 \times 10^{-3}f - 13.666 \quad . \quad . \quad 2.26)$$

$$\text{Para } R_c = 100\text{M}\Omega: \quad V_{cr}(f) = 1.158 \times 10^{-3}f - 13.740 \quad . \quad . \quad 2.27)$$

Con las ecuaciones anteriores, se puede ya hacer notar la regulación del sistema. Considérense, -por ejemplo-, las - ecs. 2.25, 2.27 y sus correspondientes para $\frac{1}{2}AV_s$: 2.17 y 2.19. Supóngase al sistema en la frecuencia central de operación $f_0=20900\text{ Hz}$, y sin carga en las terminales de salida ($R_c=\infty$). - En tal estado, se tienen parámetros:

$$\frac{1}{2}AV_s = 13341 \text{ Volts (según ec. 2.17) } \quad . \quad . \quad . \quad 2.28)$$

$$V_{cr} = 10.676 \text{ Volts (según ec. 2.25) } \quad . \quad . \quad . \quad 2.29)$$

Donde el valor de V_{cr} mantiene al OCV en $f_0=20900\text{ Hz}$, según la ecuación 2.7 .

Considérense ahora un segundo estado en que la carga se incrementó en las terminales de salida hasta $R_c=100\text{ M}\Omega$. - Esto origina decrementos en $\frac{1}{2}AV_s$ y V_{cr} a los valores:

$$\frac{1}{2}AV_s = 12886 \text{ Volts (según ec. 2.19) . . . 2.30)}$$

$$V_{cr} = 10.462 \text{ Volts (según ec. 2.27) . . . 2.31)}$$

Nótese que el cambio en frecuencia necesario para recuperar el valor inicial de $\frac{1}{2}AV_s$, debe ser hasta $f_1=21137$ Hz. (ec. 2.19).

Con el nuevo valor de V_{cr} dado en la igualdad 2.31, - el OCV tiende a reubicar su frecuencia hasta $f_2=25039$ Hz. (ec. 2.7), valor que resulta ser superior al necesario para compensar la pérdida de voltaje en $\frac{1}{2}AV_s$. En realidad el OCV nunca alcanza el valor f_2 , ya que a medida que éste va incrementando su frecuencia, los valores de $\frac{1}{2}AV_s$ y V_{cr} dados en 2.30 y 2.31, sufren incrementos hasta alcanzar valores de equilibrio en la frecuencia f_1 . Además, es de suponer que cambios "instantáneos" tan grandes en $\frac{1}{2}AV_s$ y V_{cr} , -al pasar de un estado de carga a otro-, no lleguen a ocurrir debido a que al empezar a manifestarse el cambio, la red de retroalimentación inicia la corrección pertinente, después de un leve retardo ocasionado por los corrimientos de fase involucrados.

En el ejemplo descrito, es notable que la regulación se efectúa con mayor sensibilidad que la esperada; esto se debe a que la rapidéz de cambio de $V_{cr}(f)$ es mayor que la de $V_m(f)$ (ec. implícita 2.7); ya que esta última depende de la constante de tiempo $RC = (12 \text{ K}\Omega)(1 \text{ nF})$ del OCV.

En síntesis, si $M_r = 1.158 \times 10^{-3} \text{ V/Hz.}$ es la pendiente de las ecs. $V_{cr}(f)$; y $M_m = 51.8 \times 10^{-6} \text{ V/Hz.}$ es la pendiente de la relación $V_m(f)$; entonces la regulación se efectúa siempre y cuando $M_r \geq M_m$.

Para finalizar este capítulo, se describe a continuación la etapa: fuente primaria de C.D., que proporciona los bajos voltajes de polarización que se han incluido en otras etapas ya vistas.

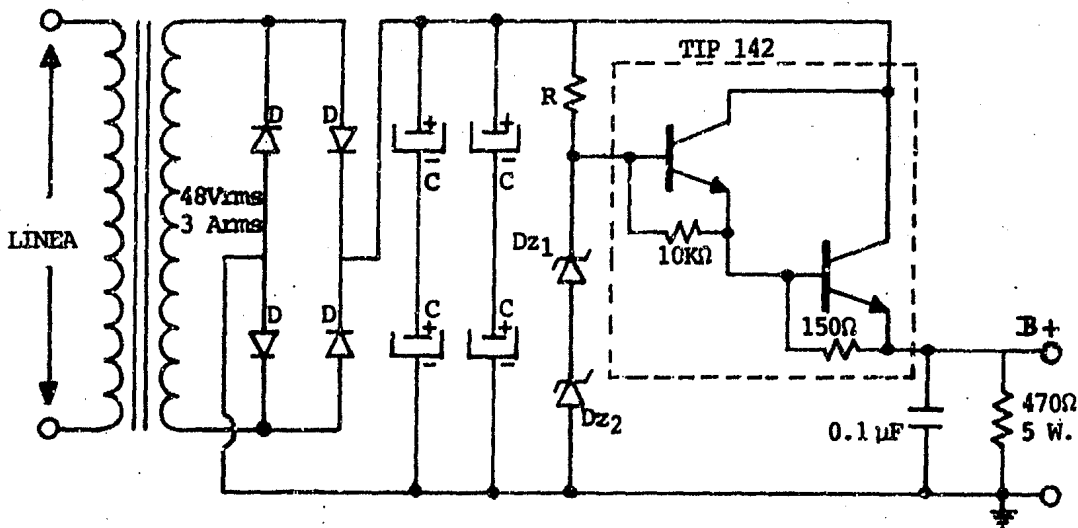
FUENTE PRIMARIA DE C.D.. Suministra los voltajes $B+ = 36$ Volts y $V_{ref} = 11.765$ Volts, los cuales, para garantizar la regulación del sistema de A.V., deben a su vez estar regulados contra línea, carga y tiempo de uso efectivo.

Respecto al grado de regulación en cada uno de los voltajes anteriores, el voltaje de referencia es el más crítico; ya que de éste depende la mayor parte de la estabilidad del sistema. Esto implicó construir tal fuente, imponiendo un mínimo coeficiente de regulación (0.1 %) contra los parámetros mencionados. En el voltaje $B+$, fué tolerable un coeficiente de hasta 10 ó 20 veces el anterior, ya que las variaciones de $B+$ son interpretadas por el sistema como si fuesen debidas a variaciones de carga en AVs, efectuándose la regulación correspondiente.

A continuación se describe el tipo de circuito usado para obtener cada voltaje de acuerdo a las especificaciones anteriores. No se hace un análisis riguroso debido a que las configuraciones utilizadas son de uso común. Únicamente se justifican los valores de los componentes incluidos.

A) VOLTAJE $B+$.- Es utilizado únicamente por el amplificador de potencia en el que aún cuando el consumo promedio de corriente es de 0.55 Amps., éste fué calculado para una disponibilidad máxima de 3 Amps., previniendo la necesidad de altas corrientes durante lapsos cortos de tiempo, debido al proceso de señales con forma de onda cuadrada. Además de lo anterior, se consideró una variación de línea de ± 20 % sobre el valor -

nominal $V_1 = 125$ Vrms. El tipo de circuito usado se ilustra en la figura siguiente.



D: Diodos rectificadores 1N1346B (6 A, 400 V)

Dz1, Dz2: Diodos zener 1N4746, 1N4747 (18V, 20V)

C: Condensadores electrolíticos 5000 μ F, 50 V.

R = 1 K Ω , 2 W.

Fig. II.11).- Fuente de voltaje B+ = 36 V, 3 Amps.

Para el transformador atenuador de línea, se dispuso de uno cuyo secundario fuera de $V_{ca} = 48$ Vrms, -a régimen nominal de línea, sin carga-; y con una disponibilidad de corriente de 3 Arms. Mediante una evaluación experimental del voltaje en el secundario contra carga de operación, se determinó -la impedancia de salida de dicho transformador, habiéndose en contrado $Z_o = 0.5 \Omega$.

Con tal valor de impedancia, se esperan también variaciones leves en V_{ac} ocasionadas por cambios en la corriente de salida (I_{ca}) del transformador. En la tabla II-7 se presenta un cuadro comparativo de los valores de V_{ac} contra cambios en la línea (renglones) y en la corriente de salida (columnas).

	Ica = 0	Ica = 1.5 A.	Ica = 3 A.
$V_1 = 150$ Vrms	57.60 Vrms	56.85 Vrms	56.10 Vrms
$V_1 = 125$ Vrms	48.00 Vrms	47.25 Vrms	46.50 Vrms
$V_1 = 100$ Vrms	38.40 Vrms	37.65 Vrms	36.90 Vrms

TABLA II-7).-- Variación del voltaje en el secundario del transformador contra variaciones en la línea y en la corriente de salida.

Después de considerar las variaciones anteriores de V_{ca} , el siguiente paso consistió en rectificar y filtrar tal voltaje. Para lo primero se usó un puente de diodos con regímenes máximos de 6 Amps. en corriente y 400 volts de pico inverso. El tipo de filtro fué capacitivo, cuyo valor se calculó para voltaje nominal de línea, máxima corriente de salida y voltaje rizo máximo de un 5 % del valor promedio del voltaje de C.D. a obtener (V_{cd}). Mediante la ecuación 1.24 del capítulo I, el condensador resultó ser de aproximadamente 3900 μF a un voltaje de trabajo de 82 V, habiendo considerado en este último la elevación de línea al valor máximo. Se utilizó el arreglo de condensadores mostrado en la figura II.11, con capacidad equivalente $C_{eq} = 5000 \mu F$, 100 V; debido a que sólo se dispuso de condensadores de 5000 μF , 50 V.

En la tabla II-8 se muestra un cuadro comparativo análogo al anterior, donde se muestran los valores V_{cd} promedio con la respectiva variación de rizo (ecs. 1.20, 1.21 Cap. I). Se toma en cuenta la caída de voltaje $V_{\gamma} = 1.4$ V debido a la rectificación.

De dicha tabla, es claro que el voltaje de C.D. no regulado puede variar dentro del intervalo [45.90, 81.46] Volts,

	Icd = 0	Icd = 1.5 A.	Icd = 3 A.
$V_1 = 150$ Vrms	81.46 Vcd	77.75 ± 1.23 Vcd	75.44 ± 2.42 Vcd
$V_1 = 125$ Vrms	67.88 Vcd	64.17 ± 1.23 Vcd	61.86 ± 2.40 Vcd
$V_1 = 100$ Vrms	54.31 Vcd	50.60 ± 1.22 Vcd	48.28 ± 2.38 Vcd

TABLA II-8).- Variación del voltaje de C.D. no regulado contra variaciones en la línea y en la corriente de salida.

debido a cambios en la línea y en la corriente de salida.

Para ubicar el voltaje de referencia, se dispuso de los diodos Zener 1N4746 y 1N4747⁽¹⁷⁾ cuyas características respectivas son:

$$1N4746: V_z (I_z=14 \text{ mA}) = 18 \text{ V}, Z_z = 20 \Omega, I_{z_{\text{máx}}} = 50 \text{ mA.} \quad 2.32)$$

$$1N4747: V_z (I_z=12.5\text{mA}) = 20 \text{ V}, Z_z = 22 \Omega, I_{z_{\text{máx}}} = 55 \text{ mA.} \quad 2.33)$$

Donde V_z : Voltaje Zener.

I_z : Corriente Zener.

Z_z : Impedancia en la regulación.

Con los datos anteriores, fué posible establecer el comportamiento $V_z(I_z)$ para cada diodo, teniéndose:

$$1N4746: |V_z| = 20|I_z| + 17.720 \quad \dots \quad 2.34)$$

$$1N4747: |V_z| = 22|I_z| + 19.725 \quad \dots \quad 2.35)$$

Al sumar miembro a miembro las ecuaciones anteriores, se obtuvo el comportamiento del arreglo serie de los dos diodos mostrados en la figura II.11:

$$|V_z|_{eq} = 42 |I_z| + 37.445 \dots \dots \dots 2.36)$$

Mediante la ecuación anterior, se escogió el punto de operación para el voltaje de referencia: $|I_{zq}| = \frac{1}{2} |I_{z_{m\acute{a}x}}| = 26$ mA, que corresponde a $|V_{zq}| = 38.537$ V.

Para calcular el valor de la resistencia de polarización del arreglo de diodos Zener, se tom6 la diferencia entre los límites del intervalo de variación de V_{cd} y $|V_{zq}|$, resultando: $\Delta V_r = [7.363, 42.923]$ Volts; de donde, escogiendo el valor central $V_{rq} = 25.143$ Volts, el valor de dicha resistencia para $|I_{zq}|$ es $R = 967 \Omega$. Se utiliza $R = 1$ K Ω y con una disipación de potencia de 2 Watts, ya que ésta a máximo valor de V_r debe disipar 1.85 Watts.

De tal valor de resistencia y el intervalo ΔV_r , la variación de la corriente Zener es en el rango $\Delta I_z = [7.363, 42.923]$ mA; el cual por contener valores relativamente bajos con respecto a la máxima corriente directa de salida (3 A), implic6 la necesidad de utilizar el arreglo super β de transistores bipolares TIP 142⁽¹⁵⁾, como amplificador de corriente con una ganancia típica $\beta = 1000$ y caída de voltaje base-emisor $V_{be} = 1.4$ Volts.

La resistencia de 470 Ω , 5 Watts y el condensador de 0.1 μF conectados en la salida del voltaje regulado, tienen respectivamente las funciones de drenar una corriente de sangrado de aproximadamente 80 mA; y "suavizar" las corrientes transitorias debido al tipo de carga que soporta la fuente.

Por último, para estimar la regulación en el circuito contra carga y línea, considérese para el primer caso voltaje

de línea estable en 125 Vrms y variaciones en la corriente de salida desde $I_{cd} = 0$ hasta $I_{cd} = 3$ A. Lo anterior implica variaciones correspondientes en el voltaje de C.D. no regulado desde 67.88 V. hasta 61.86 V.; que a su vez producen modificaciones respectivas en los siguientes parámetros.

Para $I_{cd} = 0$: $I_b = 0$, $I_z = 29.21$ mA, $V_z = 38.67$ V, $B+ = 37.27$ V. . 2.37)

Para $I_{cd} = 3$ A: $I_b = 3$ mA, $I_z = 20.55$ mA, $V_z = 38.30$ V, $B+ = 36.91$ V. . 2.38)

De los valores de B+ en las igualdades anteriores, la regulación contra carga, -según ec. 1.17 Cap. I-, es de 0.97%.

Para la regulación contra línea, considérese corriente salida estable en $I_{cd} = 1.5$ A y variaciones en la línea de $\pm 20\%$ del valor nominal (125 Vrms). De acuerdo a la tabla II-8, existen entonces variaciones correspondientes en el voltaje de C.D. no regulado desde 64.17 V hasta 50.60 V (ó bien hasta 77.75 V); lo cual da lugar a los siguientes valores.

Para $V_1 = 125$ Vrms: $I_b = 1.5$ mA, $I_z = 24.21$ mA, $V_z = 38.46$ V, $B+ = 37.06$ V. . 2.39)

Para $V_1 = 100$ Vrms: $I_b = 1.5$ mA, $I_z = 11.19$ mA, $V_z = 37.91$ V, $B+ = 36.51$ V. . 2.40)

Análogamente al caso anterior, la regulación contra línea resulta ser de 1.49% .

B) VOLTAJE V_{ref} . - Aún cuando es utilizada por varias etapas; - la que consume aproximadamente el 90% de la corriente total - suministrada, es el amplificador de corriente que acopla al - OCV con el transformador separador de fases, donde el consumo promedio es de 27.5 mA. Al igual que en el caso de la fuente B+, existen corrientes transitorias relativamente grandes que determinaron construir esta fuente con una disponibilidad máxi

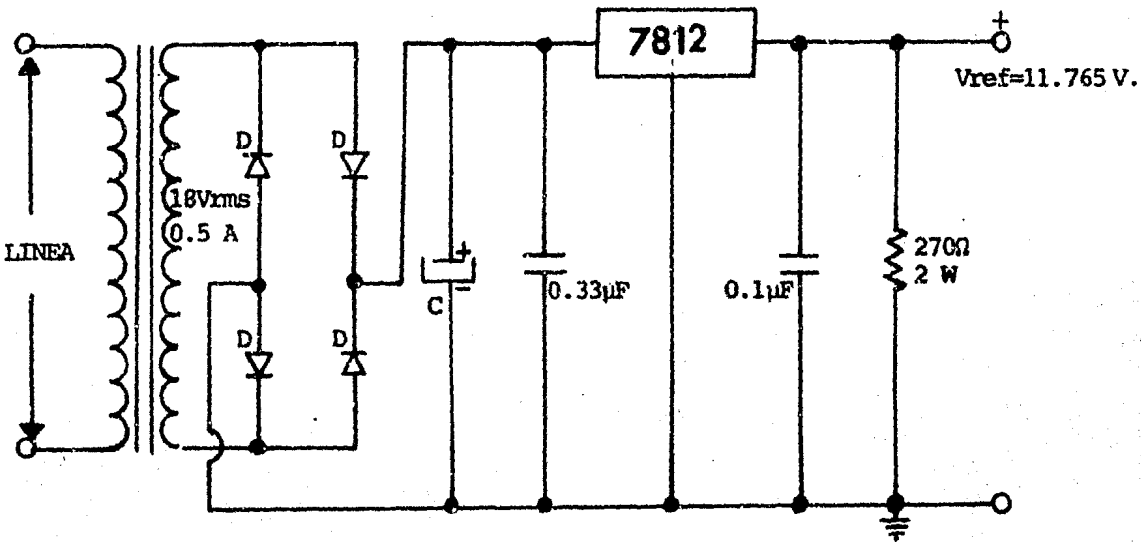
ma de corriente de 250 mA.

Dado el valor del coeficiente máximo de regulación con tra carga y línea ya mencionado (0.1%), se decidió utilizar el regulador de voltaje integrado LM7812 en una configuración recomendada por el fabricante (Fig. II.12); ya que en las características del mismo ⁽¹⁰⁾, se aseguran los siguientes coefi cientes de regulación con sus respectivas condiciones:

$$\text{Reg. vs línea} = 0.033\% \text{ S.q.' : } 14.5\text{V} \leq V_i \leq 30\text{V}, I_o \leq 0.5\text{A} \dots 2.41)$$

$$\text{Reg. vs carga} = 0.1\% \text{ S.q.' : } 5\text{mA} \leq I_o \leq 1.5\text{A} \dots 2.42)$$

donde V_i es el voltaje de C.D. a regular y I_o la corriente C. D. de salida.



D: Diodos rectificadores 1N4001 (1 A, 50 V).

C: Condensador electrolítico 2200 µF, 40 V.

Fig. II.12).- Fuente de voltaje $V_{ref} \approx 12\text{V}$, 0.25 A.

En las condiciones 2.41 y 2.42, las impuestas a la co rriente de salida I_o quedaron obviamente satisfechas por las características requeridas en la fuente, hecha excepción del límite inferior de 5 mA que se aseguró mediante la resistencia de sangrado de 270 Ω . Para establecer el intervalo de variación para V_i condicionado en 2.41, se seleccionó un transformador atenuador de línea con un secundario de 18 Vrms, 0.5 Amps. Dicho voltaje, posteriormente rectificado con un puente de diodos 1N4001⁽¹⁷⁾ y filtrado con un condensador de 2200 μ F, 40 V; redujo el rango de V_i al intervalo [18.96, 29.15] Volts para variaciones en la línea de $\pm 20\%$ del valor nominal. La ca pacidad del filtro se calculó en la misma forma que en el vol taje B+, habiendo considerado para este caso voltaje nominal de línea, máxima corriente de salida y voltaje rizo pico máxi mo de 0.5 V.

Respecto a la estabilidad contra tiempo de uso efecti vo, tanto de la fuente B+ como de esta última, se hicieron - evaluaciones experimentales que proporcionaron los datos contenidos en la tabla II-9; en los cuales se observa que mientras el voltaje B+ se estabiliza al cabo de 5 minutos, el vol taje de referencia requiere de 12 minutos más.

A fin de que el alto voltaje C.D. de salida no fluc-- tuase durante el tiempo de estabilización de los voltajes anteriores, se incluyó además del interruptor general del siste ma, -que corta ó cierra la alimentación de línea-; un segundo interruptor de "1 polo, 2 tiros", que permite seleccionar en dicho alto voltaje los estados de "espera" y "activo". Para - ello, el "polo" del interruptor se conectó a la terminal posi tiva de B+ y cada "tiro" fué conectado a:

- la derivación central del primario del transforma- dor de A.V. (estado "activo").

<u>t (min) ± 2Seg</u>	<u>B+ (V) ± 0.05%</u>	<u>Vref (V) ± 0.05%</u>
0	36.00	11.706
1	36.25	11.720
2	36.28	11.727
3	36.31	11.735
4	36.34	11.740
5	<u>36.35</u>	11.744
6	36.35	11.748
7	36.36	11.751
8	36.35	11.754
9	36.36	11.757
10	36.36	11.758
11	36.35	11.759
12	36.36	11.760
13	36.36	11.761
14	36.36	11.761
15	36.36	11.762
16	36.35	11.763
17	36.35	<u>11.764</u>
18	36.36	11.764
19	36.35	11.764
20	36.36	11.764
25	36.36	11.765
30	36.36	11.765
40	36.35	11.764
50	36.36	11.764
60	36.35	11.765

TABLA II-9).- Evaluación de la estabilidad contra tiempo de los voltajes B+ y Vref. Estado de evaluación en ambas fuentes: voltaje de línea y corrientes de salida nominales (con el sistema activo).

- una resistencia de 56Ω , 25 W; cuyo otro extremo es el común (estado de "espera").

Con lo anterior, el encendido inicial del sistema debe hacerse cerrando el interruptor de línea manteniendo el segundo interruptor en la posición de "espera". Transcurrido un tiempo mínimo de 20 minutos, el segundo interruptor debe cambiarse a la posición de "activo" para obtener el alto voltaje C.D. de salida.

En la página siguiente, se presenta el circuito general del sistema de alto voltaje de C.D. regulado. No se incluyen los circuitos de las fuentes B+ y Vref; ni los interruptos mencionados.

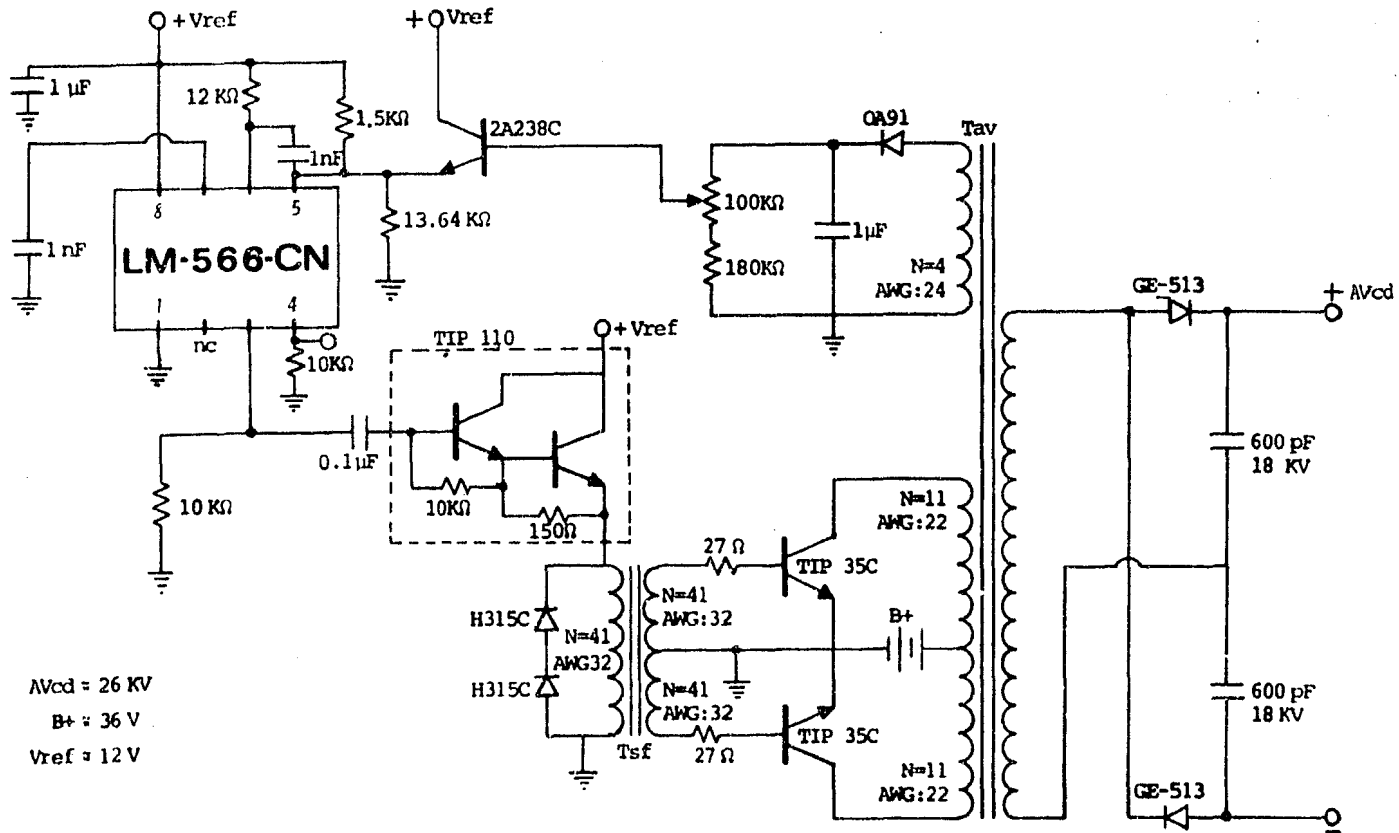


Fig. II.13).- Circuito general del sistema de alto voltaje de C.D. regulado contra carga, línea y tiempo de uso efectivo.

REFERENCIAS DEL CAPITULO II

- (10) National Semiconductor Corp.; "Linear Databook"; Ed.1976. Secs. 1, 9.
- (11) H. W. Sams Ed. Staff; "Photofact television Course"; Ed. Howard W. Sams & Co., Inc.. Sec. 8.
- (12) L. J. Giacoletto; "Electronics designer's Handbook"; 2a. Ed. Mc Graw-Hill. Sec. 3.6 .
- (13) Gronner Alfred D.; "Análisis de circuitos transistorizados"; Ed. Fondo educativo interamericano. Sec. 7.6 .
- (14) Kiver Milton S.; "Transistor and integrated electronics"; 4a. Ed. Mc Graw-Hill. Sec. 6 .
- (15) Manual de semiconductores de silicio, tipos preferidos en latinoamérica. Ed. técnica 77/78; Texas Instruments.
- (16) Replacement semiconductor guide. Ed. 1980; General Electric Corp.. p.p. 49.
- (17) Eng. Staff of Texas Instruments Inc.; "The transistor and diode databook"; Sec. 10.

C A P I T U L O I I I

EVALUACION DEL SISTEMA.

Se presenta en este capítulo la evaluación del sistema desarrollado en el capítulo anterior; lo cual comprende la estimación de los factores de estabilidad del alto voltaje C. D. de salida, contra los siguientes parámetros.

- A) Tiempo de uso efectivo a corto y mediano plazo.
- B) Variaciones de carga.
- C) Variaciones del voltaje de línea.

La evaluación se llevó a cabo utilizando un graficador X - Y MFE Plotamatic mod. 815M, cuyas características de importancia a este propósito son ⁽¹⁸⁾:

- Entrada de voltaje C.D.- Rangos fijos calibrados en escalas métricas: 0.5, 5, 50, 500 mV/Cm; 5 V/Cm.
- Tipos de entradas.- Flotada, diferencial, "aterrizada" y blindada. Todas las terminales pueden establecerse hasta 500 Vcd con respecto a tierra.
- Impedancia de entrada.- 1 M Ω , ambos ejes, en todos los rangos.
- Precisión.- $\pm 0.2\%$ a escala completa.
- Repetibilidad.- $\pm 0.1\%$ a escala completa.

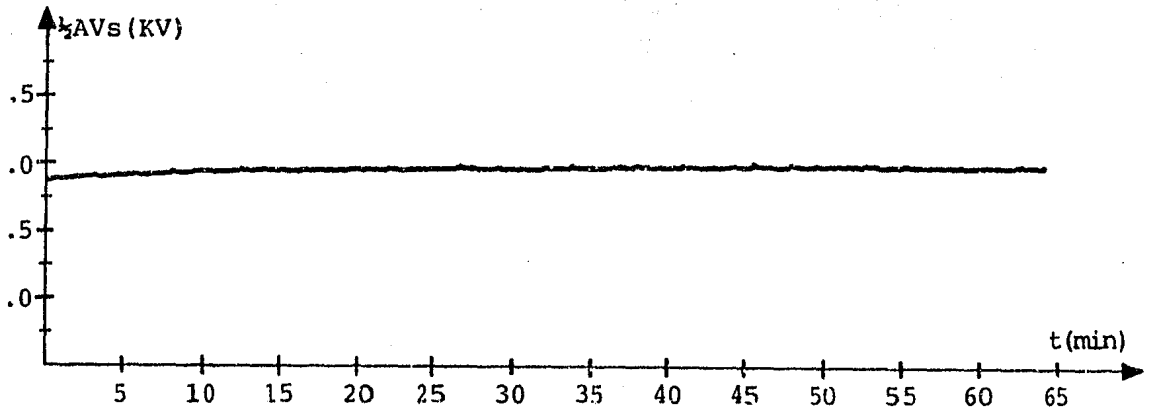
- Linealidad.- $\pm 0.1\%$ a escala completa.
- "Estandarización".- Referencia Zener doblemente regulada con estabilidad térmica mejor que $0.003\%/^{\circ}\text{C}$.
- Estabilidad térmica.- Menos de $\pm 0.2\%$ a escala completa, de 10°C a 40°C , incluyendo el -
corrimiento del origen.
- Máximo voltaje de entrada diferencial.- 300 Volts pico a pico.
- Rechazo a modo común.- Mayor a 140 Db. en C.D.

Con base en lo anterior, la medición del alto voltaje C.D. de salida se hizo registrando la mitad de éste ($\frac{1}{2}\text{AVs}$), -tomando salidas del doblador de alto voltaje en forma análoga a las mediciones hechas en el capítulo anterior (Fig. II.9). Tales salidas fueron conectadas al canal "Y" del graficador, -con entradas flotadas-, mediante una punta atenuadora de $990\text{ M}\Omega$ de impedancia y una resistencia de $9\text{ M}\Omega$. Esta última fué -incluida para aumentar la impedancia de entrada del graficador a $10\text{ M}\Omega$; teniéndose así una atenuación de 1000:1 para los voltajes registrados en el canal "Y"; donde la escala usada -fué durante toda la evaluación de 0.5 V/Cm , que equivalen a - 500 V/Cm , dado el factor de atenuación.

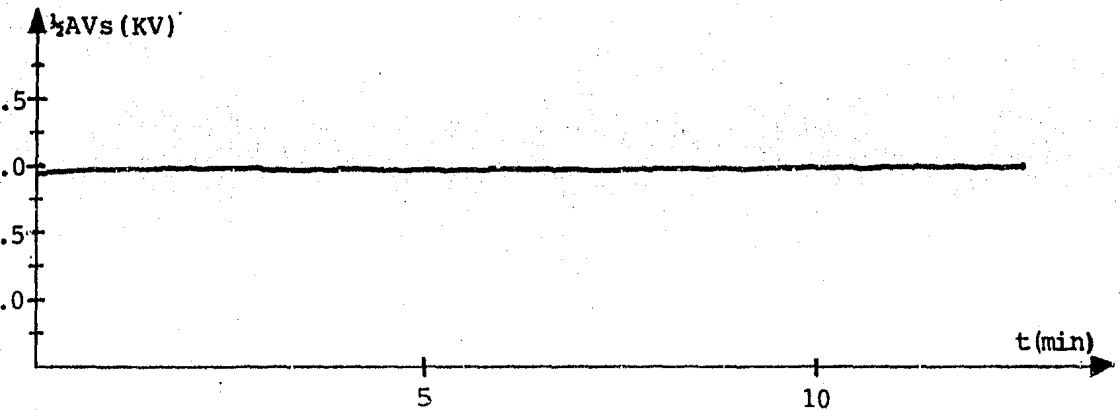
Los voltajes registrados en el canal "X", dependieron obviamente de cada tipo de parámetro contra el que se hizo la evaluación. A continuación se hace la descripción para cada -uno de los parámetros indicados en los incisos A, B y C anteriores, incluyendo lo referente al eje "X".

A) ESTABILIDAD DEL A.V. CONTRA TIEMPO DE USO EFECTIVO. Se usó en el canal "X" la base de tiempo mod. 7T, -accesorio del graficador-, con barridos de 250 Seg/Cm y 50 Seg/Cm ; para los -cuales se obtuvieron las gráficas III-1 y III-2, que corres-

ponden a la evaluación contra tiempo a mediano y corto plazo respectivamente.



GRAFICA III-1).- Estabilidad del alto voltaje contra tiempo de uso efectivo a mediano plazo. Estado del sistema: Carga $R_c = 150 \text{ M}\Omega$; voltaje de línea $V_1 = 125 \pm 3 \text{ Vrms}$.



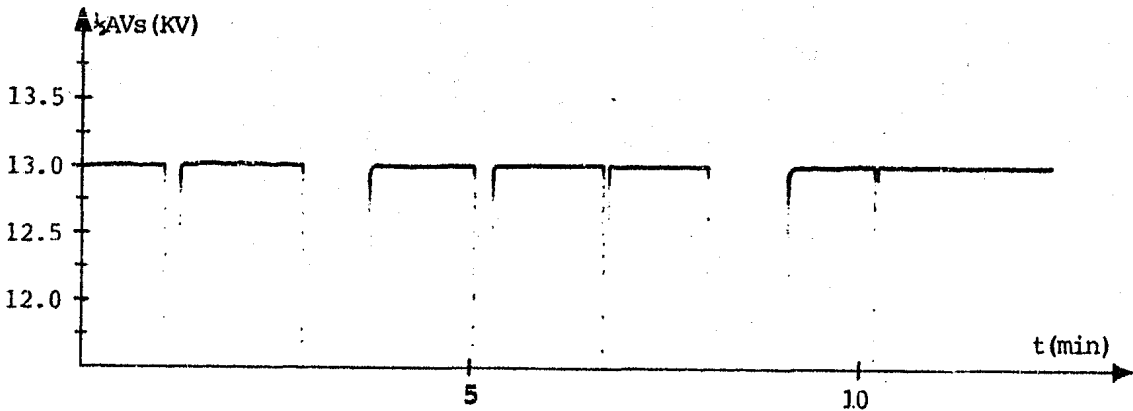
GRAFICA III-2).- Estabilidad del alto voltaje contra tiempo de uso efectivo a corto plazo. Estado del sistema: Carga $R_c = 150 \text{ M}\Omega$; voltaje de línea $V_1 = 125 \pm 3 \text{ Vrms}$.

En la gráfica III-1 se observa que la estabilidad de $\frac{1}{2}$ AVs se mantiene dentro de los márgenes de precisión y estabilidad térmica del graficador ($\pm 0.2\%$), para tiempos mayores a 20 minutos después del encendido del sistema. En la región entre 0 y 20 minutos, $\frac{1}{2}$ AVs se inicia presentando un decremento de 200 Volts aproximadamente, los cuales paulatinamente se van compensando a medida que el tiempo transcurrido se acerca a los 20 minutos. Tal comportamiento, es debido al tiempo de estabilidad de las fuentes de bajo voltaje B+ y Vref descritas en el capítulo anterior; ya que en el encendido inicial del sistema para obtener esta gráfica no se utilizó el interruptor de "espera". Una confirmación a dicho comportamiento se deduce de la gráfica III-2, la cual fué obtenida posteriormente a la gráfica III-1 sin apagar totalmente el sistema; i.e., habiendo logrado la primera gráfica, se dejó al sistema en estado de "espera" durante aproximadamente 30 minutos antes de iniciar la evaluación a corto plazo.

De lo anterior, puede asegurarse que el factor de estabilidad de AVs contra tiempo de uso efectivo a corto y mediano plazo, es menor a 0.002 .

Además de lo anterior, se verificó la repetibilidad del nivel de alto voltaje ante interrupciones en el mismo, hechas a propósito, a diferentes tiempos y con distinta duración. En la gráfica III-3 se muestran los resultados encontrados, donde $\frac{1}{2}$ AVs presenta también un factor de estabilidad inferior a 0.002 .

B) ESTABILIDAD DEL A.V. CONTRA VARIACIONES DE CARGA. Para esta parte, se utiliza en el eje "X" a la base de tiempo con una velocidad de barrido de 10 Seg/Cm, habiendo sincronizado su control de "contención" con el interruptor de "espera" en el sistema de A.V., con el fin de aprovechar tal estado para efec

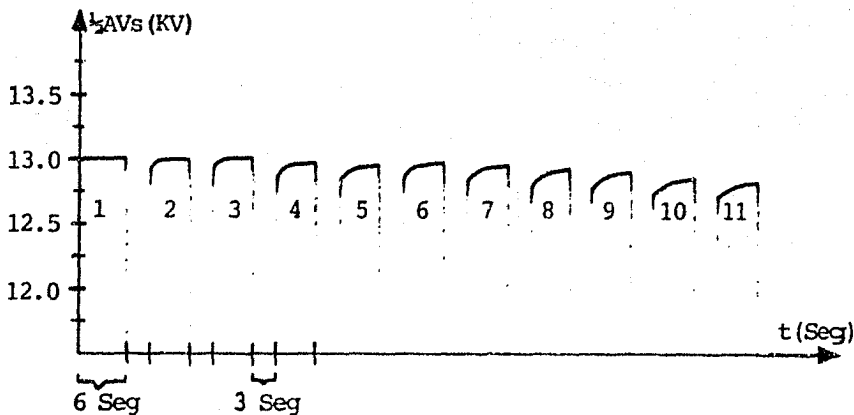


GRAFICA II-3).- Estabilidad del alto voltaje contra interrupciones en el mismo. Estado del sistema: Carga $R_c = 150 \text{ M}\Omega$; Voltaje de línea $V_1 = 125 \pm 3 \text{ Vrms}$.

tuar el cambio de carga. El haber usado una velocidad de barrido relativamente alta con respecto a las anteriores, fué con el fin de detectar la rapidéz en la respuesta de la repetibilidad de $\frac{1}{2}AVs$, a la vez de obtener los valores del mismo para distintas cargas.

En el histograma III-1 se ilustran las "barras" de $\frac{1}{2}AVs$ correspondientes a 11 valores de resistencia de carga entre $150 \text{ M}\Omega$ y $60 \text{ M}\Omega$. El tiempo de muestreo para cada carga fué entre 6 y 7 segundos, dejando un tiempo "muerto" de aproximadamente 3 segundos entre una muestra y la siguiente.

De tal histograma, con respecto a la rapidéz en la respuesta de repetibilidad, puede decirse que ésta emplea entre 2 y 5 segundos, dependiendo del valor de resistencia de carga en el intervalo $[60 \text{ M}\Omega, 140 \text{ M}\Omega]$; -a menor resistencia, el tiempo de recuperación del nivel $\frac{1}{2}AVs$ es mayor.



VALORES DE RESISTENCIA DE CARGA EN AVs.

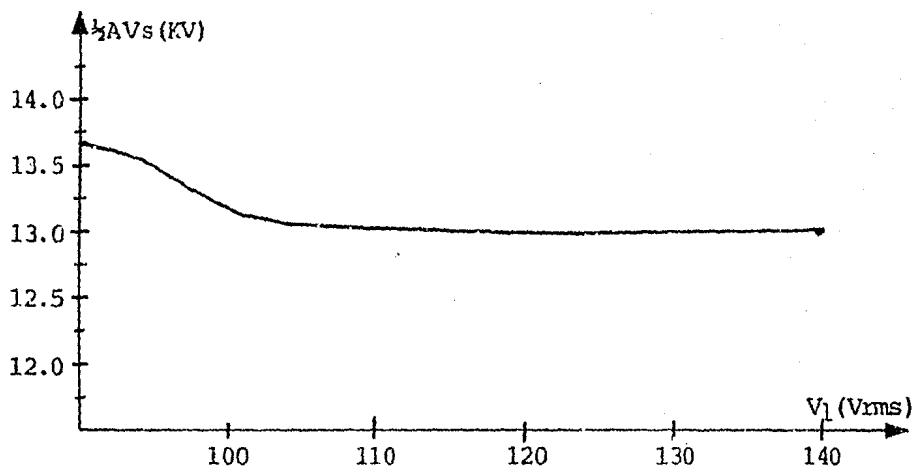
1.- $R_c = 150 \text{ M}\Omega$	7.- $R_c = 90 \text{ M}\Omega$
2.- $R_c = 140 \text{ M}\Omega$	8.- $R_c = 80 \text{ M}\Omega$
3.- $R_c = 130 \text{ M}\Omega$	9.- $R_c = 75 \text{ M}\Omega$
4.- $R_c = 120 \text{ M}\Omega$	10.- $R_c = 65 \text{ M}\Omega$
5.- $R_c = 110 \text{ M}\Omega$	11.- $R_c = 60 \text{ M}\Omega$
6.- $R_c = 100 \text{ M}\Omega$	

HISTOGRAMA III-1).- Estabilidad del alto voltaje contra variaciones de carga. Estado del sistema: tiempo transcurrido desde su "encendido": 30 minutos. Voltaje de línea $V_1 = 125 \pm 3 \text{ Vrms}$.

Respecto a la estabilidad del alto voltaje C.D. de salida contra variaciones de carga, se observa que existe una pérdida del 0.4% para valores de R_c en AVs dentro del intervalo $[80 \text{ M}\Omega, 150 \text{ M}\Omega]$; Éste corresponde al intervalo de corrientes de salida $[173 \mu\text{A}, 325 \mu\text{A}]$, el cual puede ser considerado como típico dado el uso destinado al sistema. Así, el factor típico de estabilidad contra carga es de 0.004 ± 0.002 .

C) ESTABILIDAD DEL A.V. CONTRA VARIACIONES DE LINEA. En este caso se conectó al canal "X" el voltaje de C.D. no regulado -

existente en la fuente de bajo voltaje B+ (terminales positiva y negativa del puente rectificador, figura II.11, Cap.II), de tal forma que las variaciones de línea producidas mediante un "variac", se manifestaran proporcionalmente en dicho bajo voltaje de C.D.. Usando una escala arbitraria en el eje "X" y midiendo directamente el voltaje de línea en la salida del "variac", se logró la curva mostrada en la gráfica III-4 para valores extremos de línea: 90 Vrms y 140 Vrms.



GRAFICA III-4).- Estabilidad del alto voltaje contra variaciones de línea. Estado del sistema: Carga $R_c = 150 \text{ M}\Omega$; tiempo transcurrido desde su "encendido": 30 minutos.

En tal curva se observa que el alto voltaje de salida se incrementa a lo más en 50 Volts ($\approx 0.4\%$) para variaciones de línea desde 110 Vrms hasta 140 Vrms. Si los cambios de línea se restringen al intervalo [115 Vrms, 135 Vrms], entonces la variación en $\frac{1}{2}AV_s$ es no detectable; i.e., queda comprendida dentro del margen de incertidumbre del graficador.

Tomando al último intervalo como la variación típica de línea en México, el factor de estabilidad correspondiente resulta ser menor a 0.002 .

REFERENCIAS DEL CAPITULO III.

- (18) Operation and maintenance manual 805/815 Plotamatic X - Y recorders. MFE Corp.

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

De comparar las especificaciones inicialmente requeridas en la página 55 para el sistema de alto voltaje, con las obtenidas en el capítulo anterior; se pueden establecer las siguientes conclusiones y comentarios.

Respecto al nivel de voltaje de salida variable en 4 pasos calibrados: 10 KV, 15 KV, 20 KV y 30 KV; aún cuando los cálculos en el diseño se hicieron pretendiendo el valor máximo de los anteriores, -logrando 26 KV-, hay que recordar que el devanado primario del transformador de alto voltaje fué estimado mediante técnicas nomográficas, que aparte de involucrar mayor incertidumbre que los métodos analíticos, dan resultados bajo la hipótesis de que el transformador opera a máxima transferencia de voltajes. Este no fué el caso; sin embargo se utilizó tal técnica a sabiendas de que las posibles diferencias son de fácil corrección retroalimentando el método con base en los primeros resultados. A saber, 20KV ó 30KV con una precisión de $\pm 500V$, se pueden obtener modificando el número de espiras en el devanado primario, contando además con la posibilidad de desplazar ligeramente la frecuencia central de operación (± 200 Hz), para establecer con mayor precisión el nivel de alto voltaje deseado.

La selección de 20 KV ó 30 KV, puede lograrse entre otras formas, con dos devanados primarios que se pueden incluir en el mismo núcleo y conmutarlos mediante un selector apropiado.

Teniendo 20 KV ó 30 KV en AVs, un segundo selector en el doblador de alto voltaje puede hacer disponibles los 10 KV y 15 KV restantes a través de conexiones "½AVs".

Con referencia a los 500 μ A de máxima disponibilidad de corriente planeada; se restringió tal límite a 325 μ A con el fin de no sacrificar la regulación del sistema por la máxima corriente de salida. Fué notorio durante los procesos de evaluación, que el núcleo del transformador de alto voltaje experimentó elevaciones de temperatura a 35, 40°C, cuando se manejaron corrientes de salida entre los 400 y 500 μ A. Ello hace suponer la posibilidad de aumentar la disponibilidad de corriente, preservando la regulación, a valores aún superiores a 500 μ A, utilizando núcleos con mayor capacidad de flujo magnético; P. ej., mayor sección transversal y mismos parámetros restantes.

Respecto a la regulación del alto voltaje C.D. de salida contra carga, línea y tiempo de uso efectivo; en el peor de los casos, -contra carga-, el factor de estabilidad obtenido resulta ser comparable a la incertidumbre del medidor utilizado ($\pm 0.2\%$); de ahí que se puedan garantizar los factores de regulación a ser del orden de los pretendidos ($\pm 0.1\%$).

Como comentario final, cabe mencionar que los procesos electrónicos utilizados para la regulación y el control del alto voltaje, permiten operar a la fuente mediante sistemas de microproceso a través de las interfases adecuadas, haciendo posible su uso automatizado en aplicaciones específicas.

En la página siguiente, se presentan las características más relevantes del sistema de alto voltaje regulado.

ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA DE ALTO VOLTAJE.

- Máximo voltaje C.D. de salida: 26 KV.
- Intervalo dinámico de operación de corriente: [0, 325 μ A].
- Factor de estabilidad contra tiempo de uso efectivo a corto (minutos) y mediano (Hrs) plazo: Menor a 0.002 .
- Factor de estabilidad el la repetibilidad del A.V.: Menor a 0.002
- Rapidéz en la respuesta de - la repetibilidad del A.V.: Menos de 5 segundos a máxima corriente de salida.
- Factor de estabilidad contra variaciones de carga: 0.004 \pm 0.002 para el intervalo dinámico de corrientes.
- Factor de estabilidad contra variaciones de línea: Menor a 0.002 para cambios en la línea en el intervalo: [115 Vrms, 135 Vrms].

CONCLUSION SOBRE LAS CONCLUSIONES.

Como conclusión final, debe decirse que es costumbre de Raúl Espejel P. y de Andrés Porta C., -quienes determinaron las características iniciales del sistema-, exagerar al 2 X 1 las especificaciones de cualquier diseño que piden; de ahí que es obvio que la fuente de alto voltaje motivo de este trabajo, satisface en un 400% las necesidades reales. El factor 400% - está justificado porque Raúl pidió el diseño a Andrés y Andrés lo turnó a un servidor (tan cierto como que $2 \times 2 = 4$ en base 10).

Francisco Fernández E.

A P E N D I C E

ANALISIS DE RECTIFICADORES A MEDIA ONDA Y A ONDA COMPLETA, CON FILTRO CAPACITIVO "C" Y CARGA "Rc".

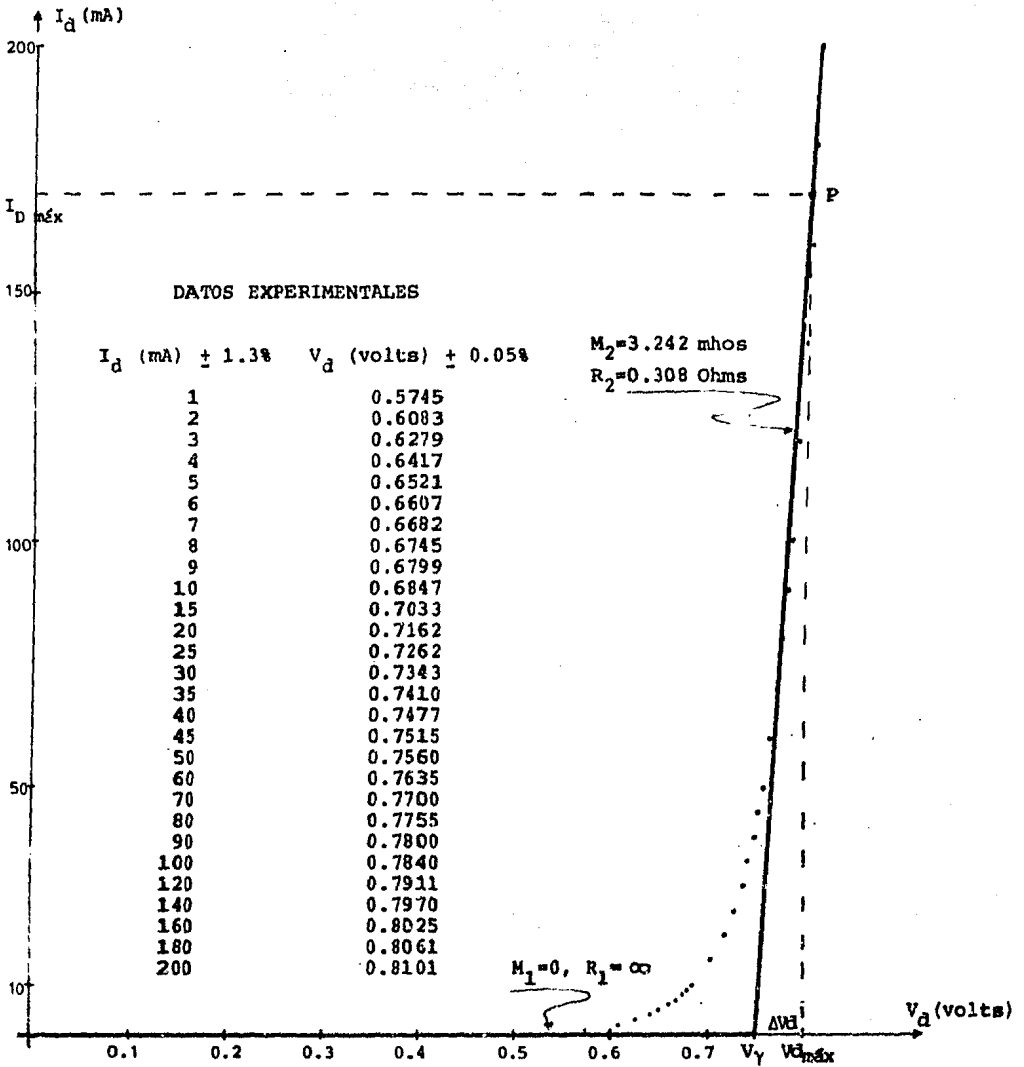
Se presenta el análisis para un voltaje de la forma:

$$V_i(t) = V_p \cos(\omega t) \dots\dots\dots I.1)$$

Es necesaria la curva característica V-I de los diodos utilizados; la cual generalmente es proporcionada por el fabricante, o bien puede ser obtenida fácilmente en el laboratorio.

En la gráfica 1-1 se ilustra la curva de un diodo típico (BY127M), obtenida de medir valores en los intervalos -- (0.45 V, 0.82 V) y (100 μ A, 200 mA). Dada la resolución de la escala sólo se grafican puntos de (0.574 V, 1 mA) en adelante. Esto hace que las corrientes inferiores a 0.5 mA, que incluyen las de fuga, sean consideradas despreciables. Entonces la región de polarización inversa comprendida entre 0 V y el voltaje de ruptura esté regida por $I=0$.

Para la región de polarización directa cuyo comportamiento es exponencial, se aproxima la curva mediante dos segmentos lineales de pendientes $M_1=0$ y $M_2=3.242$ mhos, que representan valores respectivos de resistencia dinámica del diodo de $R_1=\infty$ y $R_2=0.308 \Omega$.



GRAFICA 1-1).- Curva V-I de un diodo BY127M. Aproximación mediante dos segmentos lineales.

El punto de cambio en la pendiente tiene coordenadas $(V_Y, 0)$ donde $V_Y=0.75$ V en este caso.

Considérese ahora el proceso para un voltaje descrito por la ec. 1.1, mediante el circuito de la siguiente figura.

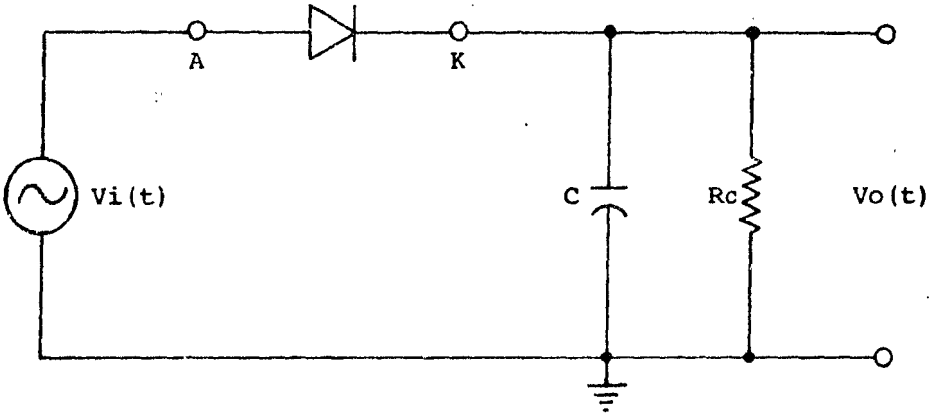


Fig. 1.1).- Circuito rectificador a media onda y filtrado mediante un condensador de capacidad "C".

Bajo las aproximaciones hechas a partir de la curva - característica del diodo, el circuito anterior tiene el siguiente equivalente.

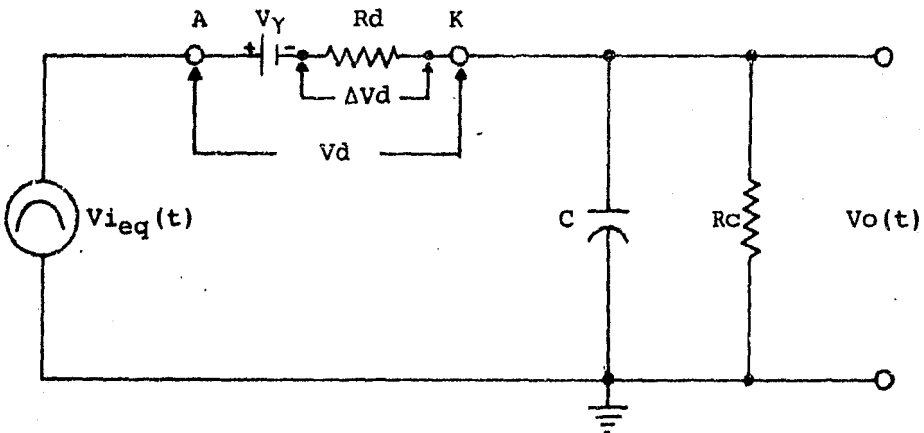


Fig. 1.2).- Circuito equivalente al de la figura 1.1 .

Para la figura anterior, se tiene:

$$V_{ieq}(t) = \begin{cases} V_p \cos(\omega t), & \forall \omega t \in B \\ \text{para } B = [(-\pi/2) + 2n\pi, (\pi/2) + 2n\pi] \\ \text{con } n \text{ entero.} \\ \\ 0 & \forall \omega t \in \mathbb{R} - B \end{cases} \quad \dots \quad \text{I.2)}$$

$$V_d = V_\gamma + \Delta V_d \quad \dots \quad \text{I.3)}$$

Con $\Delta V_d = I_d R_d$

Sea $V_{d_{m\acute{a}x}}$ el voltaje que aparece en los extremos del diodo cuando $V_{ieq}(t) = V_p$; es decir, de la ecuaci3n anterior $V_{d_{m\acute{a}x}} = V_\gamma + R_2 I_{d_{m\acute{a}x}}$ (en la gr\afica 1-1 se indica con el punto "P" tal estado). Entonces el voltaje en el condensador ha alcanzado el nivel $V_p - V_{d_{m\acute{a}x}}$, de donde:

$$I_{d_{m\acute{a}x}} = (V_p - V_{d_{m\acute{a}x}}) / R_c \quad \dots \quad \text{I.4)}$$

Adem\as:

$$(\Delta V_d)_{m\acute{a}x} = V_{d_{m\acute{a}x}} - V_\gamma \quad \dots \quad \text{I.5)}$$

N3tese que la porci3n del circuito de la Fig. 1.2 limitada por "A" y "K" funciona como un conductor de resistencia $R_d = R_2 = 0.308 \Omega$ mientras en sus extremos exista un voltaje V_d mayor a V_γ ; y se comporta como un circuito abierto para valores inferiores a V_γ ($R_d = R_1 = \infty$). En lo sucesivo estos dos estados se llamar\an diodo en conducci3n y diodo en no conducci3n respectivamente.

En la figura 1.3 se ilustran los voltajes $V_{ieq}(t)$ y

$V_o(t)$ contra ωt .

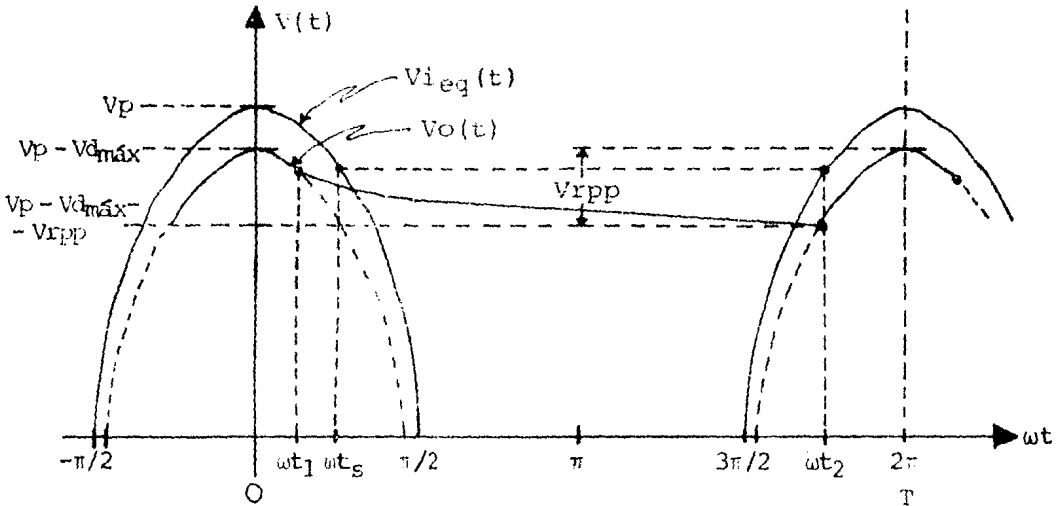


Fig. 1.3).- Formas de onda de $V_{i_{eq}}(t)$ y $V_o(t)$ contra ωt .

En $\omega t=0$ el condensador ha alcanzado su máximo nivel - de carga $V_o(0)=V_p-V_{d_{m\acute{a}x}}$; a través del diodo en conducción existe $V_d=V_{d_{m\acute{a}x}} > V_\gamma$. Tal estado se mantendrá hasta $\omega t=\omega t_1$, cuando $V_d = V_\gamma$; i.e. para $\Delta V_d \leq 0$. Por consiguiente el condensador permanece conectado con $V_{i_{eq}}(t)$ y el voltaje $V_o(t)$ obedece a la ecuación:

$$V_o(t) = (V_p - V_{d_{m\acute{a}x}}) \text{Cos} \omega t \quad \dots \quad \text{I.6)}$$

El tiempo t_1 se obtiene de la ecuación de malla en el circuito de la figura 1.2 :

$$V_{i_{eq}}(t) = V_p \text{Cos} \omega t = V_\gamma + \Delta V_d + V_o(t) \quad \dots \quad \text{I.7)}$$

Combinando I.6 con I.7 y haciendo $\Delta V_d=0$ para $\omega t=\omega t_1$, se tiene:

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \text{Arc Cos}(V_\gamma/V_{d_{\text{máx}}}) \quad \dots \quad \text{I.8)}$$

En $\omega t = \omega t_1$ el diodo cambia al estado de no conducción; entonces el nivel de voltaje en el condensador dado por $V_o(t_1) = (V_p - V_{d_{\text{máx}}})(V_\gamma/V_{d_{\text{máx}}})$, tiende a disminuir debido a la descarga a través de R_c , de acuerdo a la ecuación:

$$V_o(t) = V_o(t_1) \exp(-t/R_c C) \quad \dots \quad \text{I.9)}$$

Tal proceso ocurre hasta $\omega t = \omega t_2$; un pequeño instante después que el decaimiento exponencial de C intercepta al siguiente semiciclo $V_{i_{\text{eq}}}(t)$; a saber, cuando $V_d > V_\gamma$ nuevamente - después del cruce. Entonces la condición para que el diodo - vuelva al estado de conducción es:

$$V_{i_{\text{eq}}}(t_2) = V_o(t_2) + V_\gamma \quad \dots \quad \text{I.10)}$$

En ωt_2 , $V_o(t)$ ha alcanzado su mínimo valor, ya que de ωt_2 a 2π el condensador se cargará nuevamente hasta el nivel máximo inicial $V_p - V_{d_{\text{máx}}}$, completándose así un período. De esto, la magnitud pico a pico del voltaje rizo originado es:

$$V_{rpp} = (V_p - V_{d_{\text{máx}}}) - V_o(t_2) \quad \dots \quad \text{I.11)}$$

Los tiempos transcurridos de ωt_1 a ωt_2 y de ωt_2 a 2π se calculan de la siguiente manera.

De ωt_1 a ωt_2 , es el tiempo de descarga "t" dado por I.9 cuando $V_o(t_2) = V_p - V_{d_{\text{máx}}} - V_{rpp}$. Este resulta ser:

$$t_2 - t_1 = -R_c C \text{Ln} \left[\frac{V_{d_{\text{máx}}}}{V_\gamma} \left(1 - \frac{V_{rpp}}{V_p - V_{d_{\text{máx}}}} \right) \right] \quad \dots \quad \text{I.12)}$$

De ωt_2 a 2π , dada la simetría del coseno con respecto al eje $\omega t=2\pi$ y su periodicidad, éste será el mismo tiempo que transcurre de $\omega t=0$ a $\omega t=\omega t_s$ (ver figura 1.3). De la ecuación I.2, cuando $V_{ieq}(t_s) = V_o(t_2) + V_\gamma = V_p - V_{d_{m\acute{a}x}} - V_{rpp} + V_\gamma$; i.e. $V_{ieq}(t_s) = V_p - (\Delta V_d)_{m\acute{a}x} - V_{rpp}$, se tiene:

$$t_s = T - t_2 = \frac{1}{\omega} \text{Arc Cos} \left(1 - \frac{V_{rpp} + (\Delta V_d)_{m\acute{a}x}}{V_p} \right) \quad \dots \quad \text{I.13}$$

Finalmente, la suma de los tiempos dados por las ecuaciones I.8, I.12 y I.13 es igual al período T:

$$T = \frac{1}{\omega} \left[\text{ArcCos} \left(\frac{V_\gamma}{V_{d_{m\acute{a}x}}} \right) + \text{ArcCos} \left(1 - \frac{V_{rpp} + (\Delta V_d)_{m\acute{a}x}}{V_p} \right) \right] - \\ - R_c C \text{Ln} \left[\frac{V_{d_{m\acute{a}x}}}{V_\gamma} \left(1 - \frac{V_{rpp}}{V_p - V_{d_{m\acute{a}x}}} \right) \right] \quad \dots \quad \text{I.14}$$

Para una rectificación a media onda $T=2\pi/\omega$, mientras que para onda completa $T=\pi/\omega$; entonces:

$$C = \frac{\text{ArcCos} \left(\frac{V_\gamma}{V_{d_{m\acute{a}x}}} \right) + \text{ArcCos} \left(1 - \frac{V_{rpp} + (\Delta V_d)_{m\acute{a}x}}{V_p} \right) - 2\pi}{\omega R_c \text{Ln} \left[\frac{V_{d_{m\acute{a}x}}}{V_\gamma} \left(1 - \frac{V_{rpp}}{V_p - V_{d_{m\acute{a}x}}} \right) \right]} \quad \text{I.15}$$

para el caso de media onda; y:

$$C = \frac{\text{ArcCos} \left(\frac{V_\gamma}{V_{d_{m\acute{a}x}}} \right) + \text{ArcCos} \left(1 - \frac{V_{rpp} + (\Delta V_d)_{m\acute{a}x}}{V_p} \right) - \pi}{\omega R_c \text{Ln} \left[\frac{V_{d_{m\acute{a}x}}}{V_\gamma} \left(1 - \frac{V_{rpp}}{V_p - V_{d_{m\acute{a}x}}} \right) \right]} \quad \text{I.16}$$

para onda completa.

Para evaluar el factor de rizo, son necesarios el voltaje promedio de salida $\overline{V_o}$ y el voltaje rizo rms V_r (rms).

El primero de ellos está dado por la siguiente expresión:

$$\overline{V_o} = \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt \quad \dots \quad \text{I.17)}$$

La integral anterior debe separarse en tres etapas debido a que $V_o(t)$ obedece a distintas expresiones a lo largo de un período. De acuerdo a lo dicho sobre la figura 1.3, la ecuación I.17 se transforma en:

$$\overline{V_o} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{t_1} V_o \cos(\omega t) dt + \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_o V_i}{V_{d_{\text{máx}}}} \exp(-t/RcC) dt + \int_{t_2}^T V_o \cos(\omega t) dt \right\} \quad \dots \quad \text{I.18)}$$

Donde $V_o = (V_p - V_{d_{\text{máx}}})$. Cada integral tiene los siguientes resultados:

$$\int_0^{t_1} = \frac{V_o}{\omega} \text{Sen} \left[\text{Arc Cos} \left(\frac{V_i}{V_{d_{\text{máx}}}} \right) \right] \quad \dots \quad \text{I.19)}$$

$$\int_{t_1}^{t_2} = R_c C V_o \left(\frac{V_i}{V_{d_{\text{máx}}}} + \frac{V_{rpp}}{V_o} - 1 \right) \exp \left\{ \frac{\text{ArcCos} \left(\frac{V_i}{V_{d_{\text{máx}}}} \right)}{-\omega R_c C} \right\} \quad \text{I.20)}$$

$$\int_{t_2}^T = \frac{V_o}{\omega} \text{Sen} \left\{ \omega R C C \ln \left[\frac{V_{d_{\text{máx}}}}{V_Y} \left(1 - \frac{V_{rpp}}{V_o} \right) \right] - \text{ArcCos} \left(\frac{V_Y}{V_{d_{\text{máx}}}} \right) \right\}. \quad \text{I.21}$$

La suma de I.19 a I.21 dividida entre $T=2\pi/\omega$, para el caso de media onda, proporciona:

$$\overline{V_o} = \frac{V_o}{2\pi} \left\{ \text{Sen} \left[\text{ArcCos} \left(\frac{V_Y}{V_{d_{\text{máx}}}} \right) \right] + \right. \\ \left. + R C C \left(\frac{V_Y}{V_{d_{\text{máx}}}} + \frac{V_{rpp}}{V_o} - 1 \right) \exp \left(\frac{\text{ArcCos} (V_Y / V_{d_{\text{máx}}})}{-\omega R C C} \right) + \right. \\ \left. + \text{Sen} \left[\omega R C C \ln \left\{ \frac{V_{d_{\text{máx}}}}{V_Y} \left(1 - \frac{V_{rpp}}{V_o} \right) \right\} - \text{ArcCos} \left(\frac{V_Y}{V_{d_{\text{máx}}}} \right) \right] \right\} \quad \text{I.22}$$

El cálculo de $V_r(\text{rms})$ se obtiene considerando que la componente de rizo $V_r(t)$ puede ser representada como la desviación del valor instantáneo $V_o(t)$ del voltaje $\overline{V_o}$. Entonces:

$$V_r(t) = V_o(t) - \overline{V_o} \quad \dots \quad \text{I.23}$$

De donde:

$$V_r(\text{rms}) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (V_o(t) - \overline{V_o})^2 dt} \quad \dots \quad \text{I.24}$$

Nuevamente la integral anterior debe separarse en tres partes debido al comportamiento de $V_o(t)$ a lo largo de T . Además el binomio cuadrado del integrando puede expandirse en $V_o^2(t) - 2V_o(t)\overline{V_o} + \overline{V_o}^2$. Con ésto, la ecuación I.24 se transforma en:

$$\begin{aligned}
V_r(\text{rms}) = & \left\{ \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} V_0^2 \cos^2 \omega t dt - 2\overline{V_0} \int_0^{t_1} V_0 \cos \omega t dt + \overline{V_0}^2 \int_0^{t_1} dt + \right. \right. \\
& + \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{V_0 V_Y}{V_{d\text{máx}}} \right)^2 \exp\left(\frac{-2t}{RcC}\right) dt - 2\overline{V_0} \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_0 V_Y}{V_{d\text{máx}}} \exp\left(\frac{-t}{RcC}\right) dt + \\
& + \overline{V_0}^2 \int_{t_1}^{t_2} dt + \int_{t_2}^T V_0^2 \cos^2 \omega t dt - 2\overline{V_0} \int_{t_2}^T V_0 \cos \omega t dt + \\
& \left. \left. + \overline{V_0}^2 \int_{t_2}^T dt \right] \right\}^{1/2} \dots \dots \dots \text{I.25)}
\end{aligned}$$

En la expresión anterior, identificando cada término con integral con números del 1 al 9 de izquierda a derecha, se observa que:

La suma de los términos 3, 6 y 9 proporcionan:

$$3 + 6 + 9 = \overline{V_0}^2 T \dots \dots \dots \text{I.26)}$$

Las integrales 1 y 7 son las mismas salvo por los límites de integración; entonces:

$$\begin{aligned}
1 + 7 &= \frac{1}{2\omega} (\omega t + \text{Sen} \omega t \text{ Cos} \omega t) \Big|_0^{t_1} + (\text{idem.}) \Big|_{t_2}^T = \\
&= \frac{1}{2\omega} (\omega T + \omega t_1 - \omega t_2 + \frac{\text{Sen}(2\omega t_1)}{2} - \frac{\text{Sen}(2\omega t_2)}{2}) \dots \text{I.27)}
\end{aligned}$$

Análogamente los términos 2 y 8:

$$\begin{aligned}
 2 + 8 &= \frac{-2\bar{V}_o V_o}{\omega} \left(\text{Sen}\omega t \Big|_0^{t_1} + \text{Sen}\omega t \Big|_t^T \right) = \\
 &= \frac{2\bar{V}_o V_o}{\omega} (\text{Sen}\omega t_2 - \text{Sen}\omega t_1) \quad \dots \dots \dots \text{ I.28}
 \end{aligned}$$

Por último, los términos 4 y 5 tienen el siguiente resultado:

$$\begin{aligned}
 4 + 5 &= \frac{V_o V_Y}{V_{d_{\text{máx}}}} R_C C \exp(-t/R_C C) \left[2\bar{V}_o - \frac{1}{2} \frac{V_o V_Y}{V_{d_{\text{máx}}}} \exp(-t/R_C C) \right]_{t_1}^{t_2} = \\
 &= \frac{V_o V_Y}{V_{d_{\text{máx}}}} R_C C \left\langle \exp\left(\frac{-t_2}{R_C C}\right) \left[2\bar{V}_o - \frac{1}{2} \frac{V_o V_Y}{V_{d_{\text{máx}}}} \exp\left(\frac{-t_2}{R_C C}\right) \right] - \right. \\
 &\quad \left. - \exp\left(\frac{-t_1}{R_C C}\right) \left[2\bar{V}_o - \frac{1}{2} \frac{V_o V_Y}{V_{d_{\text{máx}}}} \exp\left(\frac{-t_1}{R_C C}\right) \right] \right\rangle \quad \dots \text{ I.29}
 \end{aligned}$$

Con ésto el voltaje rizo rms expresado en I.25, tomando el caso de rectificaci3n a media onda ($T=2\pi/\omega$), resulta ser:

$$\begin{aligned}
 V_r(\text{rms}) &= \left\{ \bar{V}_o^2 + \frac{1}{2} - \frac{\omega(t_2-t_1)}{4\pi} - \frac{\text{Sen}(2\omega t_2) - \text{Sen}(2\omega t_1)}{8\pi} + \frac{\bar{V}_o V_o}{\pi} [\text{Sen}\omega t_2 - \right. \\
 &\quad \left. - \text{Sen}\omega t_1] + \frac{V_o V_Y \omega R_C C}{V_{d_{\text{máx}}} 2\pi} \left[\exp\left(\frac{-t_2}{R_C C}\right) \left[2\bar{V}_o - \frac{1}{2} \left(\frac{V_o V_Y}{V_{d_{\text{máx}}}}\right) \exp\left(\frac{-t_2}{R_C C}\right) \right] - \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - \exp\left(\frac{-t_1}{R_C C}\right) \left[2\bar{V}_o - \frac{1}{2} \left(\frac{V_o V_Y}{V_{d_{\text{máx}}}}\right) \exp\left(\frac{-t_1}{R_C C}\right) \right] \right] \right\}^{1/2} \quad \dots \dots \dots \text{ I.30}
 \end{aligned}$$

En la ecuación anterior, t_1 y t_2 son los tiempos dados por las ecuaciones I.8 y I.12 .

El factor de rizo es la razón, miembro a miembro, de la expresión I.30 a la I.22 .