

" ESTUDIO Y DISEÑO DE UNA FUENTE
DE ALIMENTACION ESTABILIZADA "

Tesis previa a la obtención del Título de
Ingeniero en la especialización de Electri
cidad, de la Escuela Politécnica Nacional.

JORGE A. BARRAGAN V.

Quito, Septiembre de 1.970

Certifico que este trabajo
ha sido realizado en su to-
talidad por el Sr. Jorge A.
Barragán V.

Galo Cascante L.

Ing. Galo Cascante L.
Consultor de Tesis

DEDICATORIA:

A MI PADRE

C O N T E N I D O

Prólogo

Capítulo I. ESTUDIO DE LA RECTIFICACION Y FILTRAJE

1-1	Consideraciones generales	1
1-2	Rectificación de media onda con carga resistiva	4
1-3	Rectificación de onda completa	14
1-4	Estudio del filtraje de las fuentes de alimentación	18
1-4	a. Filtros a condensador	18
1-4	b. Filtros a inductor	35
1-4	c. Filtros combinados con los anteriores . .	36
1-5	Análisis aproximado de los filtros a condensador	32

Capítulo II. DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACION NO ESTABILIZADA

2-1	Datos generales y especificaciones	43
2-2	Descripción del circuito	43
2-3	Cálculo de la fuente de alimentación	44

Capítulo III. ESTUDIO DE FUENTES DE ALIMENTACION ESTABILIZADAS

3-1	Generalidades	47
3-2	Método de la caja	47

3-4	Estabilizador en derivación	51
3-5	Diseño de estabilizadores a base de diodos zener	55
3-7	Estabilizador con seguidor por emisor	59
3-8	Estabilizadores mejorados con realimentación	70
3-8	1. Tomador de muestra	71
3-8	2. Referencia E_R	72
3-8	3. Detector de error ó elemento de comparación	73
3-8	4. Elemento amplificador E-C	76
3-8	5. Elemento de control	74
3-8	6. Preregulador	78

Capítulo IV. DISEÑO DEL ESTABILIZADOR DE VOLTAJE

4-1	Características	83
4-2	Descripción del circuito	83
4-3	Determinación de los elementos del estabilizador	84

Capítulo V. CONSTRUCCION DE LA FUENTE DE ALIMENTACION ESTABILIZADA Y VERIFICACION EXPERIMENTAL DE LOS REQUERIMIENTOS DEL DISEÑO

5-1	Descripción general de la construcción de la fuente de alimentación	90
5-2	Verificación experimental de la fuente de alimentación no estabilizada	92

5-3	Verificación experimental de la fuente de alimentación estabilizada	98
5-4	Conclusiones	106
	Apéndice 1. Lista de materiales	109
	Apéndice 2. Lista de materiales	110
	Bibliografía	111

P R O L O G O

La finalidad de este trabajo es el de realizar un estudio comparativo de las fuentes de alimentación monofásicas de potencias pequeñas realizando la construcción del diseño de una fuente de alimentación estabilizada. El tema presenta verdadero interés, puesto que en el campo profesional de la Ingeniería Eléctrica al técnico se le presente multitud de problemas relacionados con este tipo de energía, en sistemas de aparatos telefónicos, en calculadoras y equipos de procesamientos de datos y en general en equipos técnicos con aplicación a la Medicina, la ciencia y la Industria.

La parte teórica se expone en los capítulos I y III, formulando los análisis y las ecuaciones de diseño. En el capítulo II y IV se realiza la determinación de los componentes para el planeamiento físico y construcción del diseño. Las evaluaciones y verificaciones experimentales sobre el diseño construido se expone en el capítulo V.

Doy las gracias a la Escuela Politécnica Nacional por haberme ayudado con la prestación de información a través de la Biblioteca, materiales y equipo del Laboratorio de Electrónica para la realización del diseño y de las experimentaciones.

Deseo agradecer al señor Ing. Galo Cascante L., Consultor de Tesis, por sus dotes de sinceridad y por su acertada orientación con que guió mis trabajos, a todos los Profesores de la Facultad del Departamento de Electrónica, por dedicar con su estímulo y ayuda a realizar este trabajo.

CAPITULO PRIMERO

ESTUDIO DE LA RECTIFICACION Y FILTRAJE

1-1 CONSIDERACIONES GENERALES

Se llevará a cabo un análisis de los circuitos de media onda y onda completa, que constituyen dos tipos de conexión muy comunes en los rectificadores. En un circuito rectificador se observan varias características fundamentales siendo las más importantes:

- a) La forma de onda de la corriente cedida a la carga.
- b) El rendimiento del circuito en la conversión de la corriente alterna en continua.
- c) La regulación de la tensión de salida.
- d) El calentamiento del elemento rectificador.
- e) El valor máximo o de cresta de la corriente del elemento rectificador.
- f) El valor máximo de voltaje inverso a través del elemento rectificador.

Los elementos rectificadores son componentes básicos que sean diodos de válvula de vacío o de semiconductores.

La vida útil de un diodo semiconductor es, en general, mucho más larga que la de un diodo de válvula de vacío, pues ésta tiene un elemento de caldeo que se desgasta y un cátodo cuyo poder de emisión disminuye con el uso. Sin embargo, si se sobrepasan las especificaciones de un diodo semiconductor, su vida útil pue-

de acortarse drásticamente.

Se especifica la máxima disipación de potencia permitida. Como esta potencia es el producto de la tensión aplicada al diodo y de su corriente, son éstas cantidades que generalmente se limitan. En particular, se especifican la tensión y la corriente máximas permitidas, tanto en dirección directa como en dirección inversa. Como la temperatura ambiente afecta a las características del diodo y a su temperatura de funcionamiento, también se puede especificar el rango de temperatura ambiente permitido.

Finalmente, también se especifica la tensión inversa de ruptura, pues el diodo no funcionará adecuadamente como rectificador si se sobrepasa esta tensión inversa.

En un diodo de unión p-n, la corriente directa i_d viene dada por la expresión¹:

$$i_d = I_s \left(e^{\frac{\mathcal{E} \cdot e_d}{kT}} - 1 \right) \quad (1-1)$$

en, donde: \mathcal{E} = magnitud de la carga del electrón
 $1,602 \times 10^{-19}$ Coul.

k = constante de Boltzmann $1,32 \times 10^{-23}$ J/°K

T = temperatura, °K

I_s = corriente inversa de saturación

e_d = tensión a través del diodo.

1 Cúttler, P., "Análisis de circuitos Electrónicos",
 Cap I., pag 40., McGraw-Hill Book Co., N.Y., 1.967

Una característica típica muestra la Fig: 1-1. La característica real sigue la ecuación (1-1) con bastante aproximación excepto en la ruptura inversa que esta ilustrada por la parte casi vertical de la característica en el extremo izquierdo del diagrama.

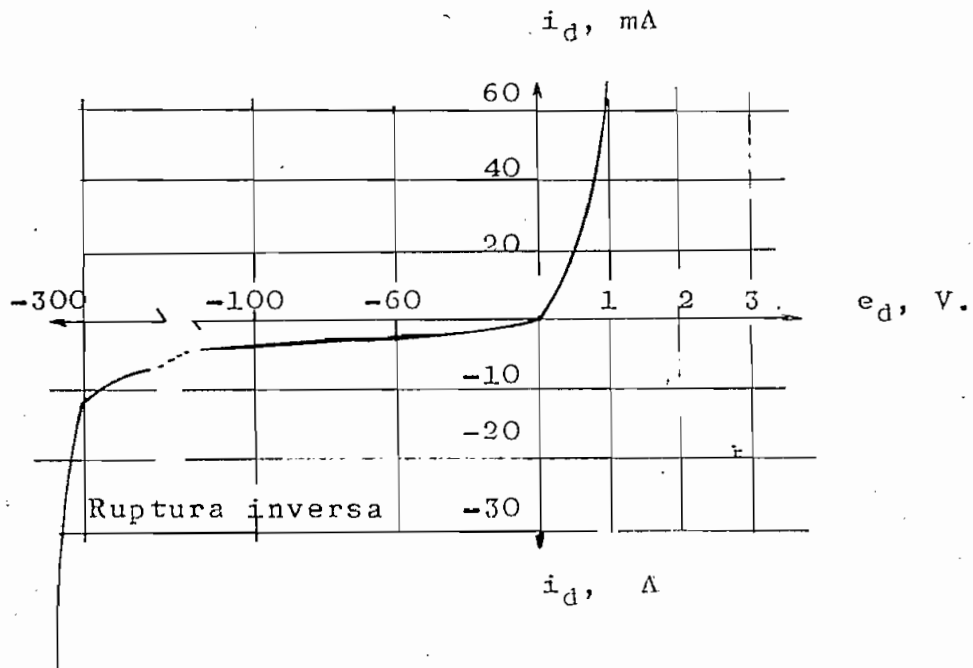


Fig: 1-1 Característica¹ típica corriente-tensión de un diodo de unión p-n.

¹

Chirlian, P., "Análisis y diseño de Circuitos Electrónicos", Cap I., pag 34., McGraw-Hill Book Company., N.Y., 1.967.

1-2 RECTIFICACION DE MEDIA ONDA CON CARGA RESISTIVA

El circuito básico de la rectificación de media onda se indica en la Fig: 1-2. La resistencia r_i es la resistencia inversa del diodo que en todas las aplicaciones para fuentes de alimentación, puede considerarse como si fuese un circuito abierto. r_d es la resistencia directa cuyo valor es la resistencia dinámica, es decir, r_d es la reciproca de la pendiente de la característica estática en el punto de funcionamiento.

$$r_d = \frac{de_d}{di_d} = \frac{\Delta e_d}{\Delta i_d} \quad (1-2)$$

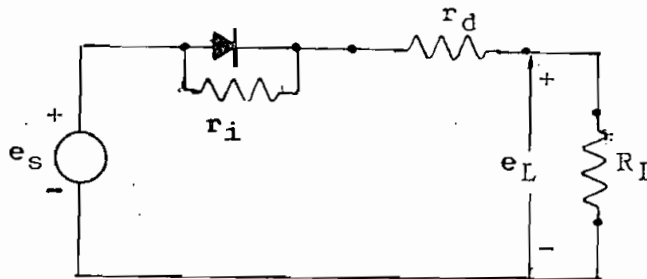


Fig: 1-2 Circuito rectificador de media onda con tensión de alimentación $e_s = E_{\text{máx}} \cdot \text{sen } \omega t$.

La fuente de tensión e_s suministra una tensión sinusoidal al circuito; R_L representa una carga resistiva que es alimentada por la fuente. Cuando e_s es positiva se produce una corriente en la dirección positiva indicada en el diagrama. Como se trata de la dirección directa para el diodo, éste actúa como un cortocircui-

to, y la magnitud de la corriente esta determinada por e_s , r_d y R_L . Cuando e_s es negativa tiende a producir una corriente en la dirección opuesta. Como ésta es ahora la dirección inversa para el diodo, éste se comporta como un circuito abierto, y la corriente no pasa. Las formas de onda de la tensión de la fuente e_s y de la tensión de la carga e_L están representadas en la Fig: 1-3.

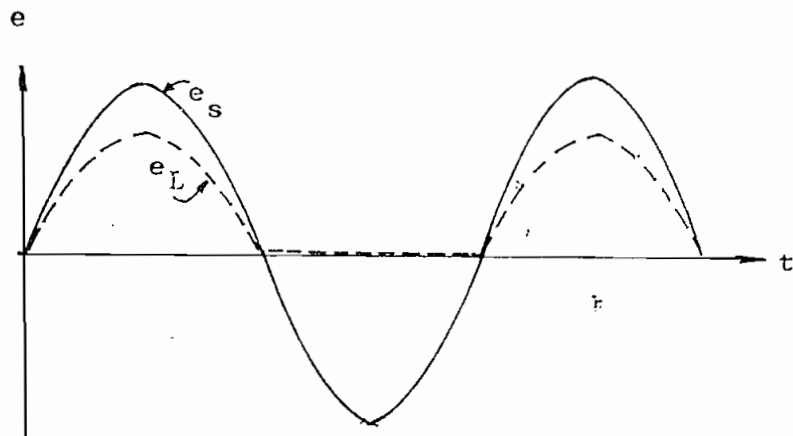


Fig: 1-3 Forma de las ondas

En estas condiciones la tensión de carga e_L es:

$$e_L = \frac{e_s \cdot R_L}{r_d + R_L} \quad \text{para } e_s \text{ positiva} \quad (1-3)$$

$$e_L = 0 \quad \text{para } e_s \text{ negativa} \quad (1-4)$$

La tensión de carga dibujada en la Fig:1-3 es periódica; por tanto, puede ser representada por una serie de Fourier. Si se designa por $E_{m\acute{a}x}$ al valor de pi-

co la serie es:

$$e_L = E_{m\acute{a}x} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \text{sen. } Wt - \frac{2}{3\pi} \cos 2Wt + \dots \right) \quad (1-5)$$

Asi e_L consta de una componente de C.C y de componentes sinusoidales a la frecuencia fundamental W en radianes.

La componente de C.C. de e_L , es el valor medio de la tensi3n durante un ciclo completo de funcionamiento:

$$E_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e_L \cdot dWt \quad 0 < \theta < \pi \quad (1-6)$$

$$E_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} E_{m\acute{a}x} \text{sen } Wt \cdot dWt$$

$$E_{dc} = \frac{E_{m\acute{a}x}}{\pi} \quad (1-7)$$

El valor medio de la corriente I_{dc} , que circula por la carga que correspondería aquella que se mide conectando un amperímetro de corriente continua en serie con la carga.

$$I_{dc} = \frac{E_{dc}}{R_L} = \frac{E_{m\acute{a}x}}{\pi R_L} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{\pi} \quad (1-8)$$

El valor eficaz de la corriente I_{rms} vendrá dada por la expresi3n :

$$I_{\text{rms}} = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 \cdot dWt \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1-9)$$

$$I_{\text{rms}} = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{\text{máx}}^2 \cdot \text{sen}^2 Wt \cdot dWt \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$I_{\text{rms}} = \frac{I_{\text{máx}}}{2} \quad (1-10)$$

El valor de la ecuación (1-10) corresponde aquel que se mediría con un amperímetro de C.A. intercalando en serie con la carga.

Conectando un vatímetro, éste indicará el valor medio del producto de la intensidad que circula por su bobina de corriente por la tensión aplicada a la bobina de tensión. Por consiguiente, la potencia total P_i vendrá dada por la fórmula:

$$P_i = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e_s \cdot i \, d\theta \quad (1-11)$$

$$P_i = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 (r_d + R_L) d\theta \quad (1-12)$$

$$P_i = I_{\text{rms}}^2 (r_d + R_L) \quad (1-13)$$

La potencia P_{dc} de la corriente continua suministrada a la carga se define como el producto de las lec-

turas del amperímetro y el voltímetro de corriente continua, es decir:

$$P_{dc} = E_{dc} \cdot I_{dc} = I_{dc}^2 \cdot R_L \quad (1-14)$$

$$P_{dc} = \frac{1}{\pi} \left(\frac{E_{m\acute{a}x}}{r_d + R_L} \right) R_L \quad (1-15)$$

La eficacia de rectificación o rendimiento de rectificación η_r se define así:

$$\% \eta_r = \frac{P_{dc}}{P_i} \cdot 100 \quad (1-16)$$

$$\% \eta_r = \frac{I_{dc} \cdot R_L}{I_{rms}(r_d + R_L)} \cdot 100$$

$$\% \eta_r = \frac{I_{m\acute{a}x}/\pi}{I_{m\acute{a}x}/2} \cdot \frac{100}{1 + r_d/R_L} = \frac{40,6}{1 + r_d/R_L} \% \quad (1-17)$$

Por tanto, la máxima eficacia de rectificación de media onda sin filtro es 40,6 %.

La tensión máxima que aparece a través del diodo se presenta cuando no conduce. Se le llama entonces tensión inversa. El valor máximo de esta tensión es la tensión inversa de pico que para la Fig: 1-2 es $E_{m\acute{a}x}$. Posteriormente, se verá que la inclusión de un filtro puede modificar acusadamente este valor.

Aunque este circuito produce una tensión continua a través de la resistencia de carga, sería inaceptable como fuente de polarización en muchos dispositivos electrónicos debido a que la tensión e_L tiene componentes alternas además de la continua (ecuación 1-5).

Un criterio que se emplea a menudo para especificar la cantidad de tensión alterna presente en la salida de una fuente de alimentación de C.C. es el factor de rizado o de ondulación γ , que se define por:

$$\gamma = \frac{\text{Valor eficaz de las componentes alternas de voltaje o corriente}}{\text{Valor medio de la onda}} \quad (1-18)$$

o sea:

$$\gamma = \frac{E'_{rms}}{E_{dc}} = \frac{I'_{rms}}{I_{dc}} \quad (1-19)$$

en donde los términos E'_{rms} e I'_{rms} expresan los valores eficaces de las componentes alternas de la tensión y la corriente respectivamente.

Es posible dar una expresión del factor de ondulación, definido en la ecuación (1-19). El valor instantáneo de la componente alterna de la corriente viene dado por:

$$i' = i - I_{dc} \quad (1-20)$$

$$I'_{rms} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i - I_{dc})^2 d\theta \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1-21)$$

$$I'_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (i^2 - 2i \cdot I_{dc} + I_{dc}^2) dWt}$$

donde:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 dWt = I_{rms}^2$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i \cdot dWt = I_{dc}$$

La corriente eficaz de ondulación se convierte en:

$$I_{rms} = \sqrt{I_{rms}^2 - 2I_{dc}^2 + I_{dc}^2} \quad (1-22)$$

Por lo tanto:

$$\gamma = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_{dc}^2}}{I_{dc}} = \sqrt{\frac{I_{rms}^2}{I_{dc}^2} - 1} \quad (1-23)$$

Para el rectificador de media onda

$$\frac{I_{rms}}{I_{dc}} = \frac{I_{m\acute{a}x}/\pi}{I_{m\acute{a}x}/2} = \pi/2 \quad (1-24)$$

o sea:

$$\gamma = \sqrt{1,57^2 - 1} = 1,21$$

Este es un valor bastante grande, independiente de la forma de onda, indica que la tensión eficaz de ondulación es mayor a la tensión de C.C. de salida. En muchos dispositivos electrónicos debe ser mucho menor a 0.001. He aquí porqué se necesita un filtro.

La regulación en los circuitos rectificadores viene dada por la variación de C.C. de salida en función de la intensidad de salida de acuerdo a la siguiente relación:

$$\% \text{ Regulación} = \frac{E_{dc} \text{ a vacío} - E_{dc} \text{ a plena carga}}{E_{dc} \text{ a plena carga}} \quad (1-25)$$

El nomograma No. 1 indica el porcentaje de regulación para fuentes de alimentación de c.c.

Los voltamperios totales del bobinado secundario del transformador para una carga resistiva están dados por:

$$VA = E_s \cdot I_s$$

$$VA = \frac{E_{dc} \cdot 1,57}{0,45} I_{dc}$$

$$VA = 3,48 E_{dc} \cdot I_{dc} \quad (1-26)$$

El factor de utilización FU_2 del secundario está dado por:

$$FU_2 = \frac{P_i}{VA} = \frac{1}{3,48} = 0,287 \quad (1-27)$$

La corriente del primario es:

$$I_p = I_s \cdot \frac{N_s}{N_p}$$

donde:

N_s = número de vueltas del secundario

N_p = número de vueltas del primario

luego:

$$I_p = 1,57 I_{dc} \frac{N_s}{N_p} \quad (1-28)$$

Los voltamperios del primario están dados por:

$$VA = E_p \cdot I_p$$

$$VA = \frac{E_{dc}}{0,45} \cdot \frac{N_p}{N_s} \times 1,57 I_{dc} \frac{N_s}{N_p}$$

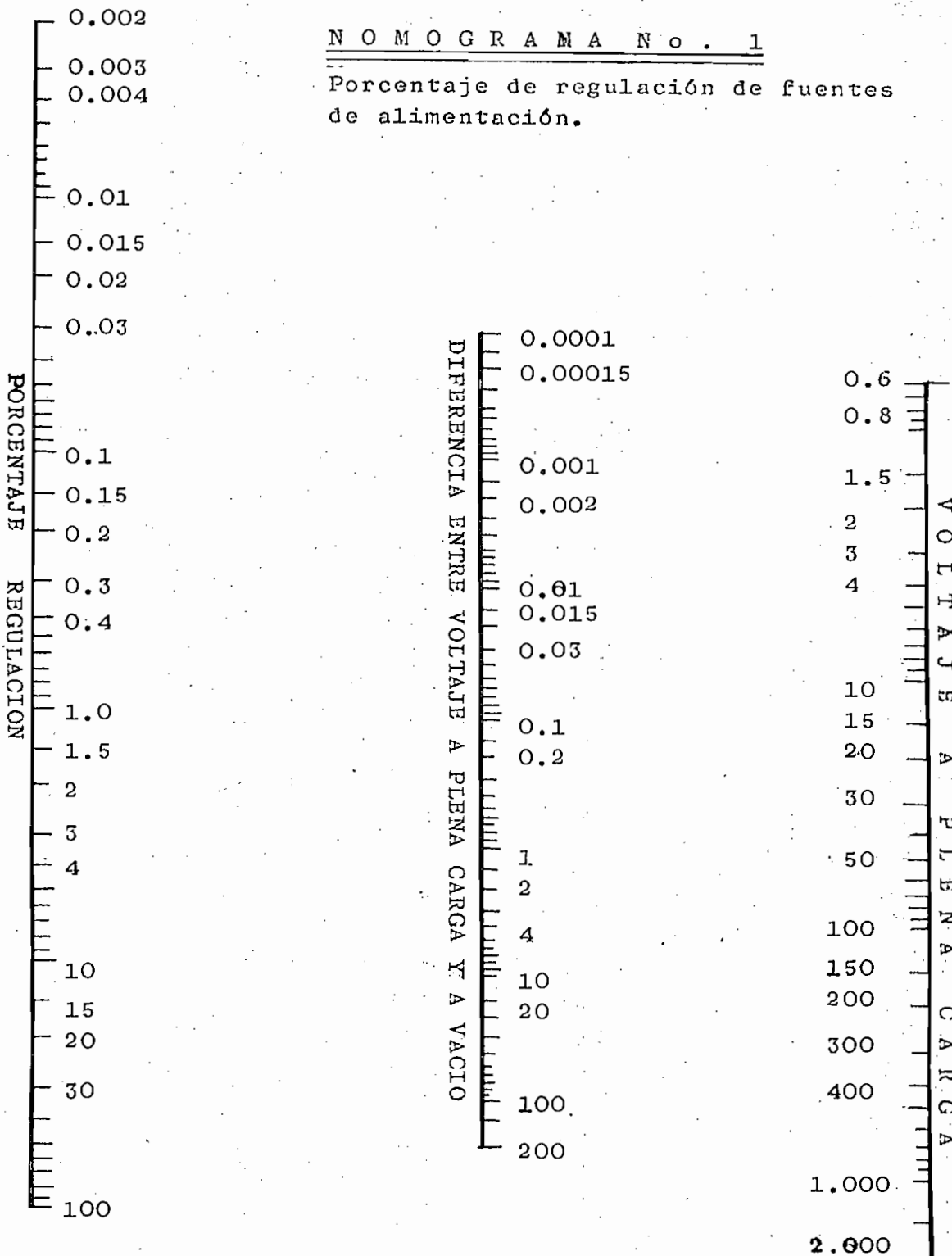
$$VA = 3,48 E_{dd} \cdot I_{dc} \quad (1-29)$$

El factor de utilización FU_1 del primario esta dado por:

$$FU_1 = \frac{P_i}{VA} = \frac{1}{3,48} = 0,287 \quad (1-30)$$

N O M O G R A M A N o . 1

Porcentaje de regulación de fuentes de alimentación.



1-3 RECTIFICACION DE ONDA COMPLETA

La Fig: 1-4 representa el circuito básico de rectificación de onda completa. Basicamente, consiste en dos rectificadores de media onda con una resistencia de carga común. Como e_1 y e_2 están desfasadas 180° , cada diodo conducirá durante medios ciclos alternos.

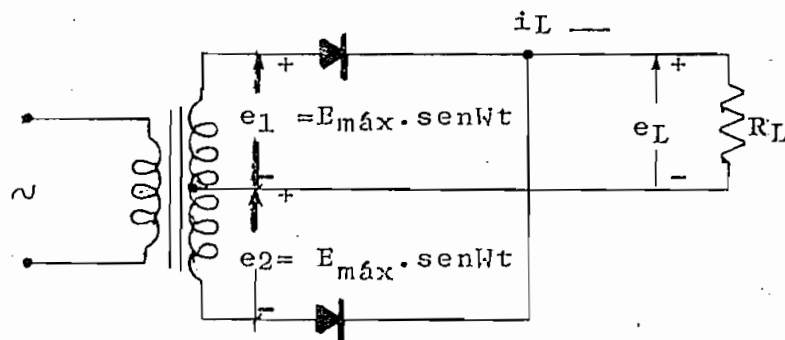


Fig: 1-4 Circuito rectificador de onda completa.

Procediendo como en la sección anterior, se obtiene:

El valor medio de la corriente I_{dc} viene dada por:

$$I_{dc} = \frac{2 I_{máx}}{\pi} = \frac{2 E_{máx}}{\pi (r_d + R_L)} \quad (1-31)$$

El valor eficaz de la tensión, E_{rms}

$$E_{rms} = \frac{E_{máx}}{\sqrt{2}} \quad (1-32)$$

El valor eficaz de la corriente, I_{rms}

$$I_{rms} = \frac{I_{máx}}{\sqrt{2}} \quad (1-33)$$

El valor del rendimiento de rectificación

$$\eta_r \% = \frac{I_{dc} \cdot R_L}{I_{rms} (r_d + R_L)} \quad (1-34)$$

$$\eta_r \% = \frac{\frac{4}{\pi^2} \cdot I_{m\acute{a}x}^2 \cdot R_L}{0.5 I_{m\acute{a}x} (r_d + R_L)} \times 100$$

$$\eta_r \% = \frac{81,2}{1 + r_d // R_L} \quad (1-35)$$

El factor de ondulación

$$\frac{I_{rms}}{I_{dc}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1.11$$

$$\gamma = \sqrt{1,11^2 - 1} = 0.48 \quad (1-36)$$

La tensión inversa de pico es $2 E_{m\acute{a}x}$, puesto que si un diodo está en corte, el otro es un cortocircuito.

Los voltamperios del secundario del transformador con carga resistiva.

$$VA = \sqrt{2} \cdot E_s \cdot I_s = \sqrt{2} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot E_{dc} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot I_{dc} \quad (1-37)$$

$$VA = 1,74 E_{dc} \cdot I_{dc}$$

Factor de utilización FU_2

$$FU_2 = \frac{1}{1,74} = 0,584 \quad (1-38)$$

Resumiendo lo expuesto, todas las relaciones fundamentales para el diseño de los circuitos de rectificación están agrupadas en la Tabla No. 1.

T A B L A N o. 1

CONSTANTES DE LOS CIRCUITOS DE RECTIFICACION

Tipo de circuito rectificador	Monofásico		Conexión	
	Media onda	Onda Completa	Puente	
Carga	Resistiva	Resistiva	Inductiva	Inductiva
E_{dc}	$0,318E_{m\acute{a}x}$ $0,45E_{rms}$	$0,636E_{m\acute{a}x}$ $0,9 E_{rms}$	$0,636E_{m\acute{a}x}$ $0,9 E_{rms}$	$0,636E_{m\acute{a}x}$ $0,9 E_{rms}$
Corriente secundario rms	$1,57 I_{dc}$	$0,785I_{dc}$	$0,707I_{dc}$	I_{dc}
KVA secundario	3,48	1,74	1,57	1,11
P_{dc}				
FU primario	0,287	0,584	0,636	0,90
Corriente primario rms	$2,2I_{dc} \frac{N_s}{N_p}$	$1,11I_{dc} \frac{N_s}{N_p}$	$I_{dc} \frac{N_s}{N_p}$	$I_{dc} \frac{N_s}{N_p}$
KVA primario	3,48	1,24	1,11	1,11
P_{dc}				
FU primario	0,287	0,81	0,90	0,90
Corriente de pico del diodo	$3,14 I_{dc}$	$1,57 I_{dc}$	I_{dc}	I_{dc}
Corriente promedio del diodo	I_{dc}	$0,5 I_{dc}$	$0,5 I_{dc}$	$0,5 I_{dc}$
Voltaje máximo inverso	$3,14 E_{dc}$	$3,14 E_{dc}$	$3,14 E_{dc}$	$1,57E_{dc}$
Frecuencia de rizado	f	2f	2f	2f

Engineer's of Westinghouse Electric Corp., " Industrial Reference Book"., pp 240., John Wiley & Sons, Inc., N.Y.

1-4 ESTUDIO DEL FILTRAJE DE LAS FUENTES DE ALIMENTACION

Se ha encontrado que el factor de rizado es bastante alto en los circuitos de rectificación, siendo necesario intercalar un filtro entre el rectificador y la carga a fin de reducir o atenuar las componentes alternas. Los circuitos filtro más comunmente usados en fuentes de alimentación de C.C. son:

- a. Filtros a condensador
- b. Filtros a inductor
- c. Filtros combinación de los dos anteriores

a. Filtros a condensador

Consisten de una capacidad conectada en paralelo con la resistencia de carga. El funcionamiento de este sistema se basa en que durante el período de conducción del diodo el condensador almacena carga, la cual es devuelta al circuito de utilización en el período de no conducción resultando el paso de la corriente a través de la carga prolongado y las pulsaciones atenuadas.

La Fig:1-5 indica el circuito rectificador de media onda provisto de un condensador conectado en paralelo con la carga. Como primer paso en el análisis, a fin de lograr un conocimiento cualitativo de algunos aspectos del funcionamiento del circuito, se supone que el diodo es ideal y la resistencia de carga es tan grande que requiere una corriente despreciable que puede omitirse.

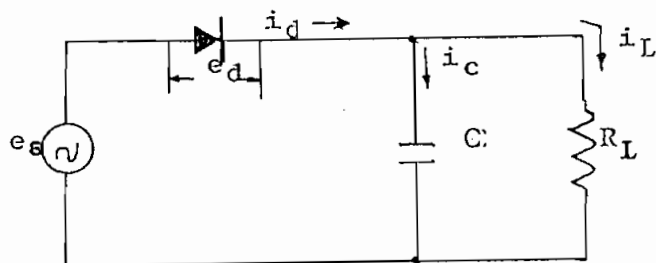


Fig: 1-5 Circuito rectificador de media onda con filtro a condensador.

Si el condensador inicialmente está descargado, la tensión de la fuente viene dada por:

$$e_s = E_{m\acute{a}x} \cdot \text{sen} \omega t \quad (1-40)$$

y la corriente a través del condensador será por consiguiente:

$$i_c = C \frac{de_s}{dt} \quad (1-41)$$

$$i_c = \omega C \cdot E_{m\acute{a}x} \cdot \text{cos} \omega t \quad (1-42)$$

Por tanto, la onda de corriente a través del circuito es la pulsación representada en la Fig: 1-6 como parte de una onda cosenoidal.

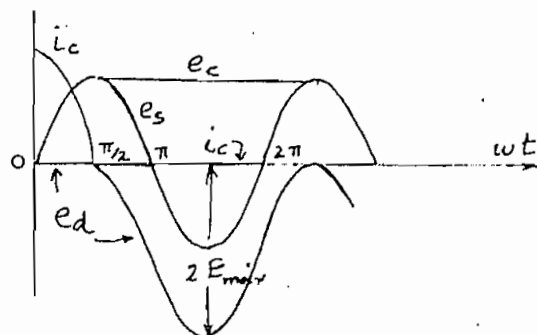


Fig:1-6 Formas de onda para $R_L = \infty$.

La tensión e_c en los bornes del condensador es la misma e_s aplicada a la resistencia de carga, mientras $\frac{de_s}{dt}$ y la corriente son positivas. Estas condiciones se tienen hasta el momento en que $\omega t = \pi/2$. En este momento la corriente cambiaría de sentido si no lo impidiera el diodo. El diodo impide la inversión de la corriente y el condensador no puede descargarse. Por esta razón la tensión del condensador se mantiene en su valor de cresta $E_{m\acute{a}x}$ y la tensión a través del diodo es:

$$e_d = e_s - e_c \quad (1-43)$$

tiene la forma de onda indicada y es siempre en sentido inverso. El valor de cresta de la tensión inversa a través del diodo es $2.E_{m\acute{a}x}$.

Si se introduce una resistencia de carga con valor finito, la tensión del condensador no se mantiene en el valor $E_{m\acute{a}x}$ una vez que el condensador se ha cargado, debido a que se descarga a través de la resistencia de carga mientras el diodo no conduce.

En cada período de no conducción el condensador pierde parte de su carga, y cada semiciclo positivo de la tensión aplicada la corriente fluye a través del diodo para reponer la carga perdida durante el período precedente de no conducción.

La Fig:1-7 indica la naturaleza general de las formas de ondas para R_L finita y para definir el ángulo de ignición θ_1 al iniciarse la conducción; el ángulo de extinción θ_2 al final del período de conducción.

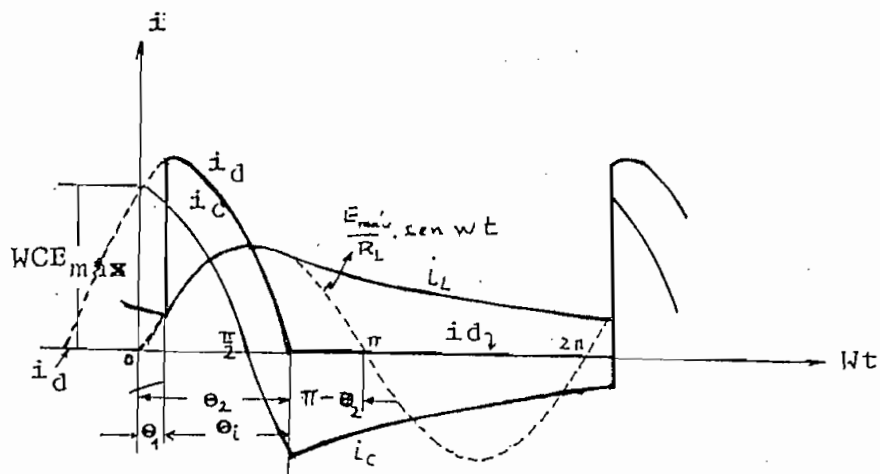


Fig: 1-7 Forma de ondas típicas para R_L finita.

Se distinguen dos relaciones entre corrientes, a saber, durante el período de conducción

$$i_d = i_L + i_c \quad (1-44)$$

y la segunda durante el período en que no hay conducción

$$i_d = 0 \quad (1-45)$$

o sea:

$$i_c = i_L \quad (1-46)$$

Durante el período de conducción, las corrientes vienen dadas por:

$$i_L = \frac{E_{máx}}{R_L} \cdot \text{sen} Wt \quad (1-47)$$

$$i_c = C \frac{de}{dt} = WC \cdot E_{máx} \cos Wt \quad (1-48)$$

$$i_d = \frac{E_{máx}}{R_L} \cdot \text{sen} Wt + WC \cdot E_{máx} \cdot \cos Wt \quad (1-49)$$

$$i_d = E_{\text{máx}} \sqrt{\left(\frac{1}{R_L}\right)^2 + W^2 C^2} \text{ sen}(Wt + \Psi) \quad (1-50)$$

$$\Psi = \text{arc tg } WCR_L \quad (1-51)$$

La ecuación (1-50) pone de manifiesto que el empleo de un condensador de gran capacidad para mejorar el efecto de filtraje, para una carga dada, implica una elevada intensidad i_d en el diodo.

El ángulo de extinción θ_2 puede determinarse por la circunstancia de que al final del período de conducción $i_d = 0$

$$i_d = i_L + i_C = 0 \quad (1-52)$$

$$Wt = \theta_2 \quad (1-53)$$

por tanto:

$$\frac{E_{\text{máx}}}{R_L} \text{ sen } \theta_2 + WCE_{\text{máx}} \text{ cos } \theta_2 = 0 \quad (1-54)$$

$$WCR_L = \frac{\text{sen}\theta_2}{-\text{cos}\theta_2} = -\text{tg}\theta_2 \quad (1-55)$$

luego:

$$\theta_2 = \text{arc tg}(-WCR_L) \quad (1-56)$$

Como R_L , W y C son cantidades positivas θ_2 debe estar situado en el segundo y cuarto cuadrante. Además, cuando C se aproxima a cero, θ_2 debe acercarse al valor correspondiente a una carga de resistencia simple, es decir, 180°

por tanto:

$$90^\circ < \theta_2 < 180^\circ$$

Cuando $Wt = \theta_2$, se interrumpe la conducción en el

diodo y el condensador empieza a descargar a través de la resistencia R_L hasta el momento en que $Wt = 2\pi + \theta_1$. Durante esta parte del ciclo en que no hay conducción el rectificador funciona como un circuito abierto. La corriente de carga viene dada por

$$\frac{di}{dt} + \frac{1}{CR} i = 0 \quad (1-57)$$

cuando el condensador se descarga. En consecuencia,

$$i_L = A \cdot e^{-\frac{t}{CR_L}} = A \cdot e^{-\frac{\theta_2}{WCR_L}} \quad (1-58)$$

se determina la constante A, igualando las ecuaciones (1-47) y (1-58) para $Wt = \theta_2$

$$\frac{E_{m\acute{a}x}}{R_L} \cdot \text{sen } \theta_2 = A \cdot e^{-\frac{\theta_2}{WCR_L}} \quad (1-59)$$

de donde:

$$A = \frac{E_{m\acute{a}x}}{R_L} \cdot \text{sen } \theta_2 \cdot e^{\frac{\theta_2}{WCR_L}} \quad (1-60)$$

Con este valor de A, la expresión para la corriente de carga durante el período de bloqueo toma la forma

$$i_L = \frac{E_{m\acute{a}x}}{R_L} \text{sen } \theta_2 \cdot e^{-\frac{Wt - \theta_2}{WCR_L}} \quad (1-61)$$

Cuando la tensión e_s se hace igual a $R_L \cdot i_L$, obtenible de la ecuación (1-61), se alcanza el final del período de bloqueo, o el comienzo del próximo período de conducción, debido a que, desde aquel momento en

adelante, la tensión a través del diodo tiende a positiva y por tal motivo el diodo conduce. Al final del período de bloqueo se tiene

$$Wt. = 2\pi + \theta_1 \quad (1-62)$$

El ángulo de ignición puede encontrarse por la circunstancia de que $R_L \cdot i_L$ de la ecuación (1-61) es igual a e_s de la ecuación (1-40).

$$E_{\text{máx}} \cdot \text{sen } \theta_2 \cdot e^{-\frac{2\pi + \theta_1 - \theta_2}{WCR_L}} = E_{\text{máx}} \text{sen}(2\pi + \theta_1) \quad (1-63)$$

o también:

$$\text{sen } \theta_1 = \text{sen } \theta_2 \cdot e^{-\frac{2\pi - (\theta_2 - \theta_1)}{WCR_L}} \quad (1-64)$$

que puede expresarse por

$$\text{sen } \theta_1 = \text{sen}(\text{arctg} WCR_L) \cdot e^{-\frac{2\pi - (\theta_2 - \theta_1)}{WCR_L}} \quad (1-65)$$

como $\theta_i = \theta_2 - \theta_1$ (ángulo de conducción) (1-66)

$\text{sen } \theta_1 = \text{sen}(\theta_2 - \theta_i)$ se sustituye por su igual $\text{sen}(\pi - \theta_2 + \theta_i)$ y $(\pi - \theta_2)$ por $\text{arctg} WCR_L$, (primer cuadrante) la ecuación (1-64) toma la forma:

$$\text{sen}(\text{arctg} WCR_L + \theta_i) = \text{sen}(\text{arctg} WCR_L) \cdot e^{-\frac{2\pi - \theta_i}{WCR_L}} \quad (1-67)$$

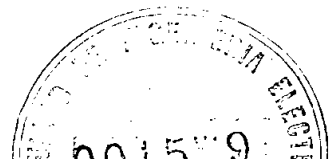
Las ecuaciones (1-64) y (1-67) son trascendentes y no pueden resolverse de una manera explícita, en cambio, se utiliza para su solución métodos gráficos en combinación con datos experimentales. Debido a que θ_2 viene determinado por WCR_L , la ecuación (1-64) ó (1-65)

se expresa en función de θ_1 para valores determinados de WCR_L , la intersección de las dos curvas resultantes da el valor de θ_1 para este valor de WCR_L . Repitiendo para diferentes valores de WCR_L , permite obtener punto por punto una curva representativa de θ_1 en función de WCR_L , el resultado de este procedimiento nos indica la Fig; 1-8.

Este mismo análisis es aplicable al rectificador de onda completa, debido a que el funcionamiento de éste, cuando va provisto de un condensador filtro, es el mismo que el rectificador de media onda, con la excepción de que el condensador recibe en cada ciclo dos impulsos de corriente en vez de uno. En la ecuación (1-62) y en las que de ella se deduce, 2π debe ser sustituido por π . La curva para θ_1 en el rectificador de onda completa se representa en la Fig: 1-8 .

Gray, T.S., "Análisis y Diseño de Circuitos Electrónicos", Cap 14., pag 549-559., McGraw-Hill Company., N.Y., 1.967

Millman, J. Seely, S., " Electrónica"., Cap 13., pag 415-420 Editorial Labor, S.A., Barcelona-Madrid., 1.960



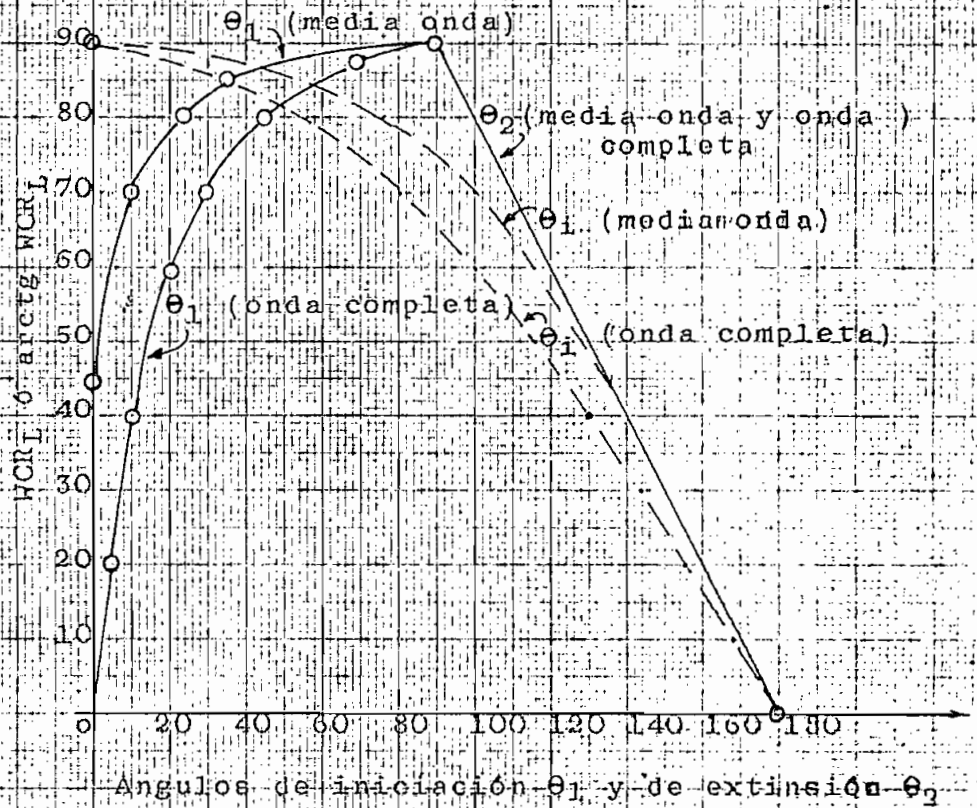


Fig: 1-8 Angulos θ_1 - θ_2 - θ_i en función de WCR₁

Resumiendo, las corrientes existentes en el circuito de media onda. Estas corrientes vienen dadas por las siguientes expresiones:

Corriente de carga

$$i_L = \begin{cases} \frac{E_{m\acute{a}x}}{R_L} \text{ sen}Wt & \theta_1 \leq Wt \leq \theta_2 & (1-68) \\ \sqrt{\frac{E_{m\acute{a}x}^2}{R_L^2 + \left(\frac{1}{WC}\right)^2}} \cdot e^{\frac{\text{arctg}(-WCR_L) - Wt}{WCR_L}} & \theta_2 \leq Wt \leq 2\pi + \theta_1 & (1-69) \end{cases}$$

Corriente del condensador

$$i_c = \begin{cases} E_{m\acute{a}x} \cdot WC \cdot \text{cos}Wt & \theta_1 \leq Wt \leq \theta_2 & (1-70) \\ -\frac{E_{m\acute{a}x}}{\sqrt{R_L^2 + \left(\frac{1}{WC}\right)^2}} \cdot e^{\frac{\text{arctg}(-WCR_L) - Wt}{WCR_L}} & \theta_2 \leq Wt \leq 2\pi + \theta_1 & (1-71) \end{cases}$$

Corriente del diodo

$$i_d = \begin{cases} E_{m\acute{a}x} \cdot \sqrt{\frac{1}{R_L^2} + (WC)^2} \cdot \text{sen}(Wt + \text{arctg}WCR_L) & \theta_1 \leq Wt \leq \theta_2 & (1-72) \\ 0 & \theta_2 = Wt = 2\pi + \theta_1 & (1-73) \end{cases}$$

Las expresiones correspondientes a la conexi3n de onda completa, se obtienen sustituyendo $2\hat{\pi}$ por $\hat{\pi}$ en las acuaciones (1-68) a (1-73).

En las Fig:1-9, se representan para varios paráme-

tros WCR_L , las curvas de la corriente i_L e i_d de la carga y del diodo, respectivamente. Para cada valor de WCR_L el ángulo θ_1 y θ_2 se determina en la Fig:(1-9)a y proyectados en las Figuras (1-9)b y c.

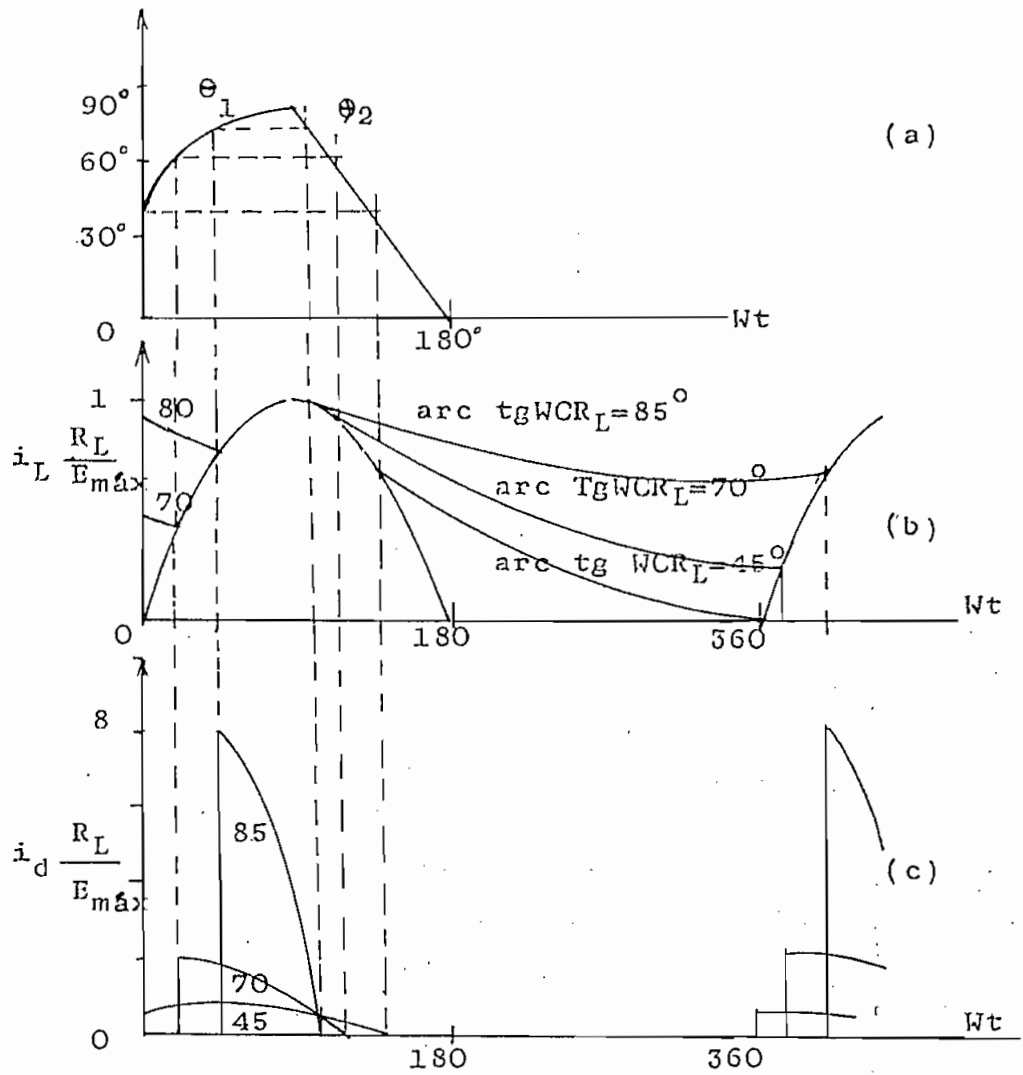
La expresión para la corriente continua en la carga viene dada por:

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{E_{m\acute{a}x}}{R_L} \text{sen}Wt \cdot d(wt) + \int_{\theta_2}^{2\pi + \theta_1} \frac{E_{m\acute{a}x}}{\sqrt{R_L^2 + \left(\frac{1}{WC}\right)^2}} e^{\frac{\text{arctg}(-WCR_L) - Wt}{WCR_L}} dWt \right] \quad (1-74)$$

La solución de ésta ecuación tendrá la forma:

$$I_{dc} = \frac{E_{m\acute{a}x}}{2} \sqrt{\frac{1}{R_L^2} + W^2 C^2} (1 - \cos \theta_i) \quad (1-75)$$

En realidad, el procedimiento analítico que ha llevado a deducir varias fórmulas trascendentes, ha mostrado cierta dificultad en la descripción de los estados transitorios, dándonos más bien una descripción cualitativa del comportamiento de estos filtros, en cambio, se utiliza para su solución métodos gráficos basados en pruebas experimentales. Las Figs: (1-10) y (1-11) suministran un procedimiento gráfico para la solución de la rectificación monofásica de media onda y onda completa respectivamente. También es posible, resolver el problema a base de cierta aproximación con precisión suficiente para la mayoría de las aplicaciones industriales y se discute en la sección siguiente.



(a)
Fig: 1-9 Relación entre el período de conducción
y WCR_L

(b)
Corriente de carga $i_L \frac{R_L}{E_{m\max}}$ a diferentes
valores WCR_L

(c)
Valores de la corriente rectificada $i_d \frac{R_L}{E_m}$

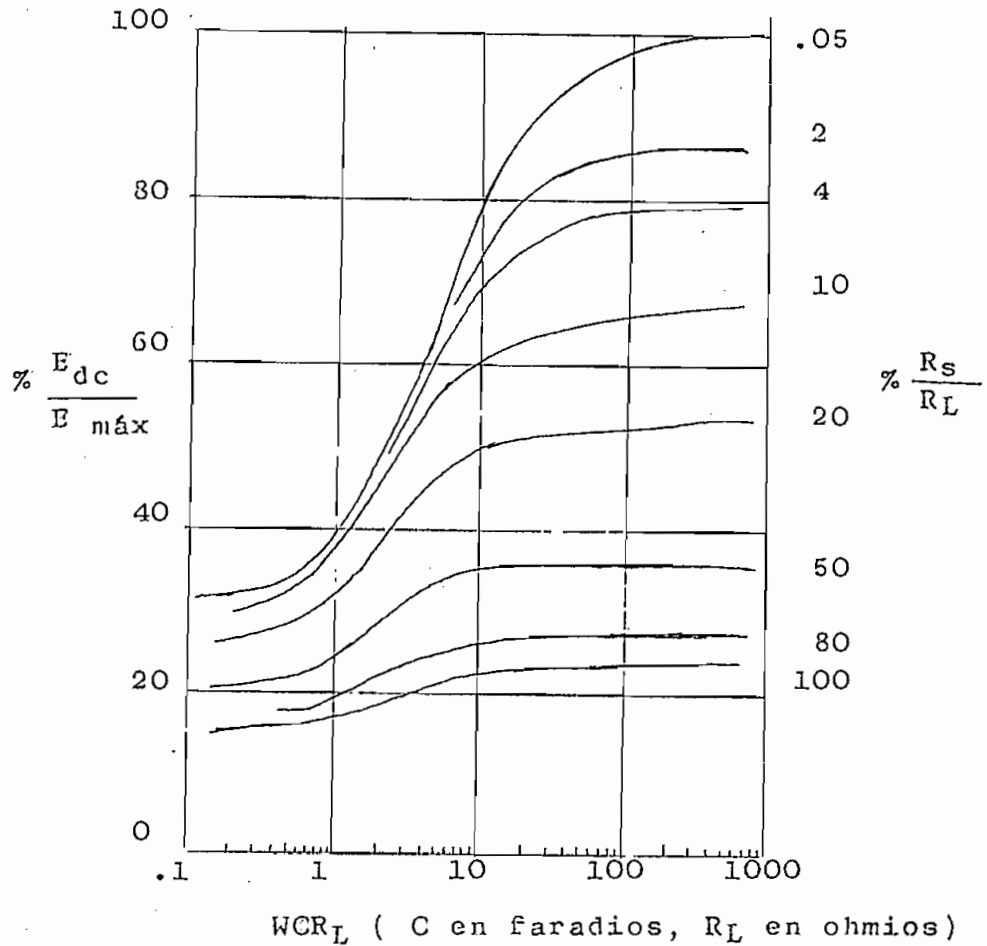


Fig: 1-10 Relación de voltajes E_{dc} a $E_{m\acute{a}x}$ en circuito rectificador de media onda con filtro a condensador.

Engineers' of Westinghouse Electric Corp., " Industrial Electronics Reference Book., Cap 11., pag 242, John Wiley & Sons, Inc., N.Y., 1.948

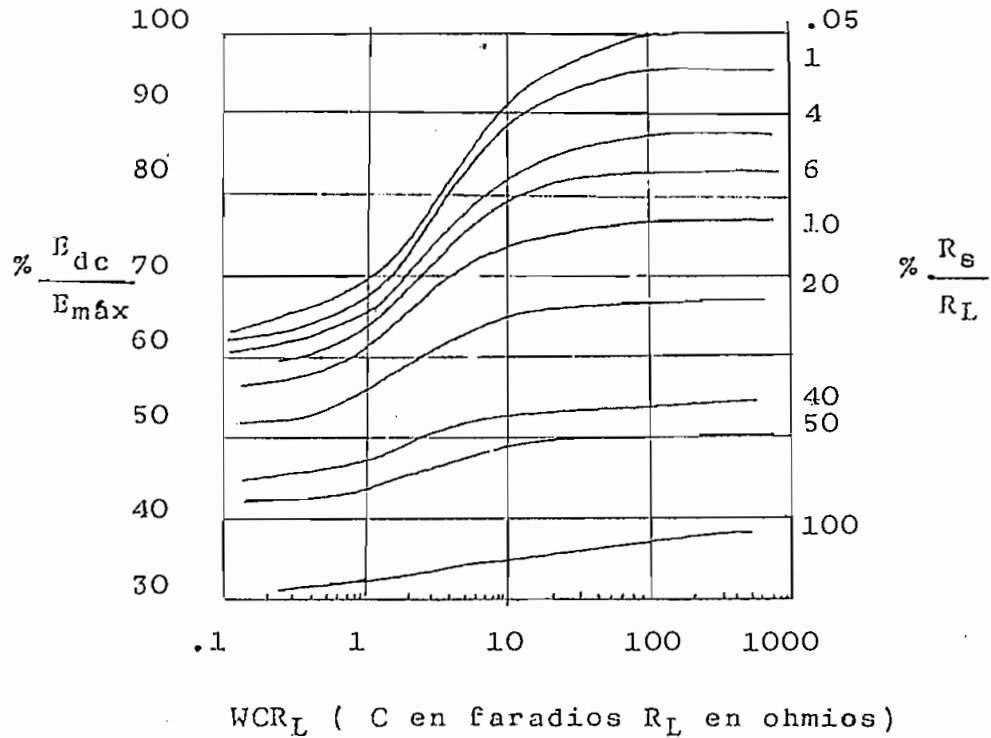


Fig: 1-11 Relación de voltajes E_{dc} a $E_{m\acute{a}x}$ en circuito rectificador de onda completa con filtro a condensador,

1-5 Análisis aproximado de los Filtros a Condensador

La Fig: 1-12 representa la tensión a través de la carga, correspondiente al circuito de onda completa con filtro a condensador.

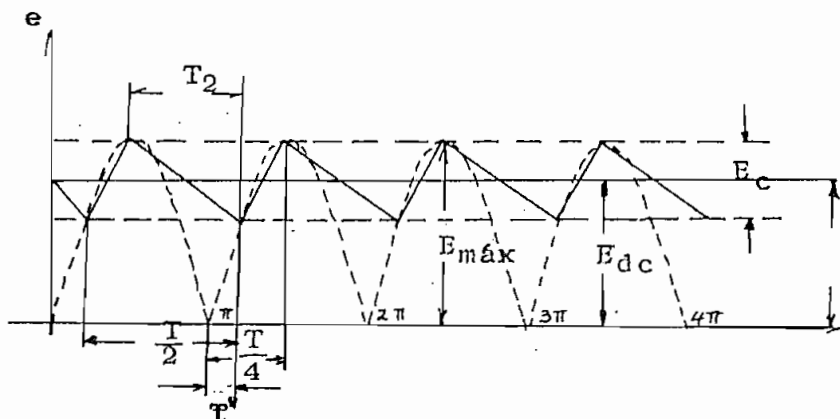


Fig: 1-12 Forma de onda de la tensión a través de la carga para el análisis del filtro a condensador.

De la figura se tiene:

$$E_{dc} = E_{máx} - E_c/2 \quad (1-76)$$

E_c = tensión de descarga del condensador

Se expresa a continuación E_c en función de la corriente de carga y de la capacidad. Si T_2 representa la duración total del período de no conducción, al descargarse el condensador la variación de carga almacenada en C será :

$$Q = I_{dc} \cdot T_2 \quad (1-77)$$

Por tanto:

$$E_c = \frac{I_{dc} \cdot T_2}{C} \quad (1-78)$$

De la misma figura:

$$\frac{T'}{\frac{T}{4}} = \frac{E_{m\acute{a}x} - E_c}{E_{m\acute{a}x}} \quad (1-79)$$

$$T_2 = T' + \frac{T}{4} \quad (1-80)$$

$$T_2 = \frac{E_{m\acute{a}x} - E_c}{E_{m\acute{a}x}} \cdot \frac{T}{4} + \frac{T}{4} \quad (1-81)$$

$$T_2 = \frac{2 E_{m\acute{a}x} - E_c}{E_{m\acute{a}x}} \cdot \frac{T}{4} \quad (1-82)$$

Se combina esta última ecuación con la ecuación (1-76)

$$E_c = \frac{I_{dc} \cdot E_{dc} T}{2fC E_{m\acute{a}x}^2} \quad (1-85)$$

luego:

$$E_{dc} = E_{m\acute{a}x} - \frac{I_{dc} \cdot E_{dc}}{4fCE_{m\acute{a}x}} \quad (1-86)$$

$$E_{dc} = \frac{E_{m\acute{a}x}}{1 + \frac{I_{dc}}{4f \cdot C \cdot E_{m\acute{a}x}}} \quad (1-87)$$

El factor de ondulación descrito en la sección 1-2, en la ecuación (1-18), viene dado por:

$$\gamma = \frac{E'_{rms}}{E_{dc}} = \frac{E_c}{2\sqrt{3} \cdot E_{dc}} \quad (1-88)$$

$$\gamma = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3} f C E_{m\acute{a}x}} \quad (1-89)$$

La ecuación (1-89) indica que el rizado es inversamente proporcional a C, por lo tanto, mientras mayor sea la capacidad es mejor la regulación y menor la ondulación. Las ecuaciones (1-88) y (1-89) puede escribirse:

$$E_{dc} = \frac{E_{m\acute{a}x}}{1 + \frac{1}{4f \cdot C \cdot R_L}} \quad (1-90)$$

$$\gamma = \frac{1}{4\sqrt{3} \cdot f \cdot C \cdot R_L} \quad (1-91)$$

Al diseñar una fuente de alimentación, se especifica los valores E_{dc} , I_{dc} y γ debiendo hallarse $E_{m\acute{a}x}$ y C, resolviendo simultaneamente (1-90) y (1-91) se tiene:

$$C = \frac{1}{4\sqrt{3} \cdot f \cdot R_L \gamma} \quad (1-92)$$

$$E_{m\acute{a}x} = E_{dc}(1 + \sqrt{3} \gamma) \quad (1-93)$$

b. Filtros a inductor

La operación normal de los sistemas rectificadores con inductancia de entrada, requiere que exista una circulación continua de corriente por la inductancia. La corriente alterna de cresta que circula por la inductancia debe, en consecuencia, ser menor que la corriente continua de salida del rectificador. Esta condición se logra si se satisface la relación aproximada¹:

$$WL_1 \geq R_{ef} \frac{E_1}{E_{dc}} \quad (1-94)$$

donde E_1/E_{dc} es la relación de la componente fundamental de ondulación a la tensión continua de salida del rectificador, R_{ef} es la resistencia de carga efectiva (suma de resistencias del inductor, rectificador y transformador) y WL_1 la reactancia de la inductancia de entrada a la frecuencia de ondulación más baja (Tabla No. 1). A mayor resistencia de carga, menor es la corriente continua y será más difícil mantener una circulación continua de corriente y para un valor dado de L , la relación (1-94) no satisface si R_{ef} excede cierto valor crítico.

La inductancia de entrada mínima, se denomina inductancia crítica. En el caso en que se trata de un rectificador monofásico de onda completa de 60 ciclos

1 Electrical Engineering Polytechnic of Brooklyn, "Control Engineers' Handbook", Cap 11., pp11-8., J.G. Truxal., McGraw-Hill Book Co., 1.959

de la relación (1-94) resulta:

$$L \geq \frac{R_{ef}}{1.130} \quad (1-95)$$

El valor de la inductancia crítica de la relación (1-95) se justifica en las paginas siguientes.

Para valores pequeños de carga, las relaciones anteriores se vuelven impracticables, usándose resistencias de compensación o drenaje en derivación con la salida del filtro a fin de limitar R_{ef} y aumentar la carga mínima. Si se necesita un valor grande de inductancia, se utiliza una inductancia variable. Este tipo de inductancia tiene entrehierro pequeño que aumenta la permeabilidad del núcleo y la inductancia es mayor con cargas ligeras.

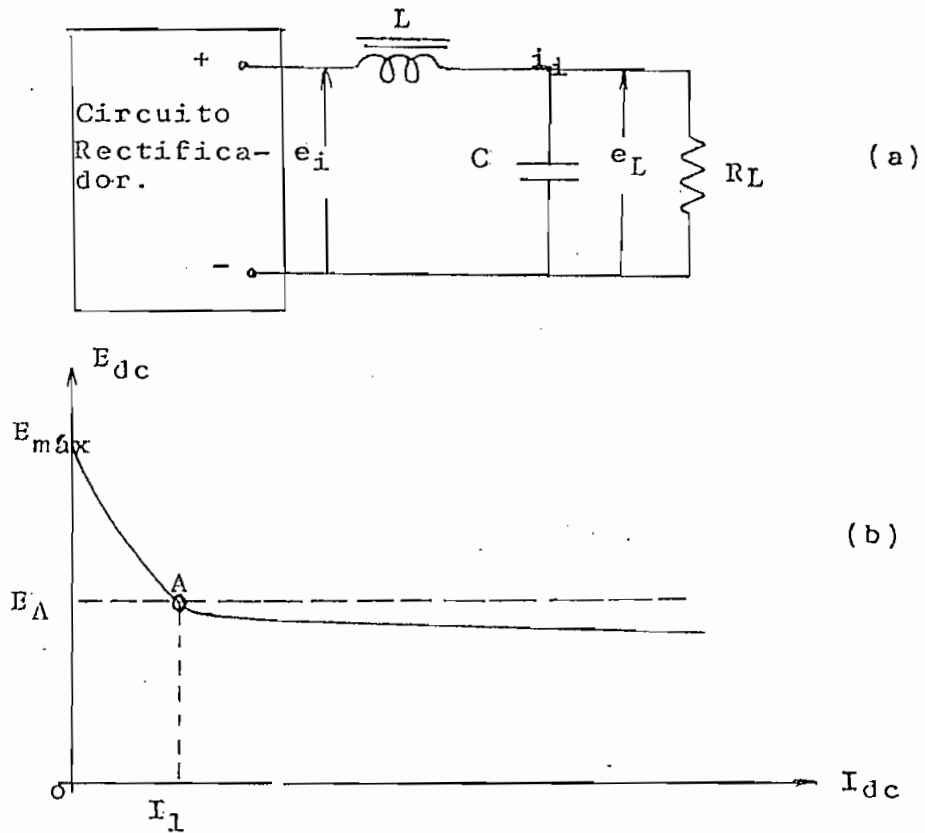
c. Filtros combinación de los dos anteriores

Para obtener mejores resultados, los diseños más económicos y eficaces utilizan secciones de filtro con capacitor e inductor. La Fig: 1-13, indica los elementos del filtro combinación LC de sección L, con su característica de regulación. El punto A es el punto de inductancia crítica.

La reducción de las componentes de ondulación o atenuación α viene dada por¹:

1

¹Terman, F., "Ingeniería Electrónica y de Radio", Cap 20 pag 707-708., Arbo Editores., Buenos Aires., 1.957.



Fig; 1-13 a.-Filtro combinación LC

b.- Característica de regulación de un filtro combinado LC.

$$\alpha = W^2 LC - 1 \quad (1-96)$$

donde L es la inductancia en serie de la sección filtro en Henrios.

C capacidad en derivación de la sección, en Faradios.

Para aumentar el filtraje, se puede utilizar dos o más secciones. La atenuación para n secciones LC es²:

$$\alpha = (W^2 LC - 1)^n \quad (1-97)$$

Para un valor dado de $W^2 LC$, el número de secciones

que se utiliza para el diseño más eficiente puede ser determinado de acuerdo a la Tabla No. 2²

T A B L A N o. 2

CARACTERISTICAS DE VARIAS SECCIONES LC

$W^2 \leq L \leq C$	No. de secciones	α máx
0 - 23	1	22
23 - 63	2	217
64 - 125	3	2.150

Para la determinación del valor de la resistencia de compensación R_B , para rectificadores monofásicos de onda completa, se utiliza la relación²:

$$\frac{X_C}{R_B} \approx r_B \approx \frac{4}{3} \frac{1}{4 \left(\frac{X_L}{X_C} \right) - 1} \quad (1-98)$$

Cuando la corriente tomada por la impedancia de carga es pequeña, el inductor en serie de la sección del filtro puede ser reemplazada por una resistencia. La reducción de las componentes de ondulación con resistencia y capacidad es aproximadamente:

$$\alpha = R.C.W \quad (1-99)$$

Para tratar más a fondo la operación de los filtros a combinación LC, se procede a un estudio más de-

1-2-2

tallado, a base de los siguientes principios de diseño:

1. La reactancia del condensador (a la frecuencia de la armónica más baja por eliminarse) debería ser sustancialmente menor que la resistencia de carga.

$$R_L \ll \frac{1}{\omega C} \quad (1-100)$$

2. La reactancia del inductor debería ser varias veces mayor que la reactancia del condensador.

$$\omega L \gg \frac{1}{\omega C} \quad (1-101)$$

En la Fig:(1-13)a se indica los elementos del filtro combinación LC de sección L. Se supone que i_d nunca es cero, por tanto, uno de los diodos debe conducir en todo momento, e_i es el voltaje a través de los terminales del rectificador.

El voltaje e_i puede ser desarrollado según la serie de Fourier, es decir:

$$e_i = E_{\text{máx}} \left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4}{15\pi} \cos 4\omega t - \dots \right) \quad (1-102)$$

La tensión continua de carga viene dada por:

$$E_{\text{dc}} = \frac{2 \cdot E_{\text{máx}}}{\pi} \quad (1-103)$$

Si R es la resistencia de la inductancia, incluyendo las resistencias del transformador y del diodo, la tensión continua de carga será:

$$E_{\text{dc}} = \frac{2 \cdot E_{\text{máx}}}{\pi} - I_{\text{dc}} \cdot R \quad (1-104)$$

A continuación se determinan las componentes alternas de la tensión de salida. Llámese Z_r la impedancia a través de los terminales del rectificador (en la que aparece e_i) y la impedancia entre las terminales del filtro (en las que aparece e_L) se llama Z_f , que es la impedancia de la carga y del condensador en paralelo Z_r es igual a Z_f más la impedancia de la bobina del inductor. Por tanto:

$$Z_r = Z_f + j\omega_n \cdot L \quad (1-105)$$

$$Z_f = \frac{R_L \left(-\frac{j}{\omega_n \cdot C} \right)}{R_L - \frac{j}{\omega_n \cdot C}} \quad (1-106)$$

De acuerdo a la relación (1-100) se tendrá:

$$Z_f = -\frac{j}{\omega_n C} \quad (1-107)$$

Se sabe que los voltajes están relacionados por la razón de sus impedancias, o sea:

$$\frac{e_L}{e_i} = \frac{Z_f}{Z_r} \quad (1-108)$$

Para la segunda armónica:

$$e_L = e_i \frac{Z_f}{Z_r} \quad (1-109)$$

$$e_{L_2} = -\frac{4}{3\pi} E_{m\acute{a}x} \cdot \cos 2\omega t \frac{Z_f}{Z_r} \quad (1-110)$$

$$e_{L_2} = \frac{-4 E_{m\acute{a}x} \cos 2Wt}{3\pi} \frac{Z_f}{Z_f + j2WL} \quad (1-111)$$

$$e_{L_2} = - \frac{4 E_{m\acute{a}x} \cdot \cos 2Wt}{3\pi} \frac{1}{1 + \frac{j2WL}{Z_f}} \quad (1-112)$$

Haciendó referencia a las relaciones (1-100) y (1-106) se tendrá:

$$e_{L_2} = \frac{-4 E_{m\acute{a}x} \cos 2Wt}{3\pi} \frac{1}{1 - 4W^2LC} \quad (1-113)$$

como $4W^2LC \gg 1$, la tensión rms de la componente armónica de segundo orden es:

$$E_{L_2} = \frac{E_{m\acute{a}x}}{3\pi\sqrt{2}W^2LC} \quad (1-114)$$

De igual forma, el valor rms de la componente armónica de cuarto orden es:

$$E_{L_4} = \frac{E_{m\acute{a}x}}{60\pi\sqrt{2}W^2LC} \quad (1-115)$$

Dicho valor es 1/20 de E_{L_2} , luego las componentes armónicas de orden superior al cuarto son fracciones aún menores de 1/20, de ahí que el error introducido es muy pequeño.

El factor de ondulación γ será:

$$\gamma = \frac{1}{6\sqrt{2}W^2LC} \quad (1-116)$$

para 60 ciclos, resulta:

$$\boxed{\gamma = \frac{0,83}{LC}} \quad (1-117)$$

expresado L en Henrios y C en μF .

En este análisis se ha supuesto que i_i nunca es cero y para valores positivos de i_i se puede escribir que:

$$i_i = \frac{2 \cdot E_{m\acute{a}x}}{\pi R_L} + \frac{2 E_{m\acute{a}x}}{3\pi \omega L} \cos 2\omega t \quad (1-118)$$

como $i_i > 0$ en todo tiempo se tendrá

$$\frac{2E_{m\acute{a}x}}{\pi R_L} \geq \frac{2 E_{m\acute{a}x}}{3\pi \omega L} \quad (1-119)$$

o también

$$L \geq \frac{R_L}{3\omega} \quad (1-120)$$

para 60 ciclos

$$\boxed{L \geq \frac{R_L}{1.130}} \quad (1-121)$$

que es el valor correspondiente a la inductancia crítica definida en la relación (1-95).

Hildreth, Hugh., "Circuitos en Ingeniería Eléctrica"., Cap 14., pag 480-482., Compañía Editorial Continental, S.A. México., 1.963.

Angelo, E.J., "Circuitos Electrónicos"., Cap 2., pag 30., McGraw-Hill Book Co., N.Y., 1.966

CAPITULO SEGUNDO

DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACION NO
ESTABILIZADA

2-3 Cálculo de la Fuente de Alimentación

De acuerdo a los análisis y métodos descritos en el Capítulo Primero, se procede a determinar las características de los diversos componentes.

1. La resistencia de carga R_L

$$R_L = \frac{45 \text{ Voltios}}{1 \text{ Amperio}} = 45 \text{ Ohmios}$$

2. La inductancia crítica L

$$L = \frac{R_L}{1.130} = \frac{45}{1.130} = 0.04 \text{ Hy}$$

3. El valor de $L.C$ se determina por la ecuación (1-117).

$$LC = \frac{0.83}{0.02} = 41,5$$

4. La ecuación (1-96) indica que si se puede utilizar una sección de filtraje (Tabla No.2)

$$\alpha = W^2 LC - 1 = 377^2 \times 40 \times 10^{-6} = 5,7$$

5. La ecuación (1-104) da el voltaje del secundario del transformador. Se admite para R una caída de tensión del 15%.

$$E_{\text{máx}} = \frac{\pi}{2} (E_{\text{dc}} + I_{\text{dc}} \cdot R)$$

$$E_{\text{máx}} = \frac{\pi}{2} (45 + 6,7) = 80 \text{ Voltios.}$$

$$E_{\text{rms}} = \frac{80}{\sqrt{2}} = 56 \text{ Voltios}$$

6. El valor de la tensión máxima inversa

$$2.E_{\text{máx}} = 2 \times 80 = 160 \text{ Voltios}$$

7. La corriente máxima inversa del rectificador

$$I_{\text{máx}} = 1,57 \times 1 = 1,57 \text{ Amperios}$$

8. De acuerdo a esto se escoje los diodos de silicio con las siguientes características:

Corriente directa promedio.	1 Amperio
Corriente máxima inversa	2 Amperios
Voltaje rms inverso	140 Voltios
Caída máxima de voltaje	1,2 Voltios.

9. Comprobamos con las relaciones (1-100) y (1-101) como principios de diseño.

- La reactancia del inductor (a la más baja frecuencia armónica) debería ser varias veces mayor que la reactancia del condensador.
- La reactancia del condensador (a la frecuencia de la armónica más baja por eliminarse) debería ser sustancialmente menor que la resistencia de carga.

Por tanto.

$$X_L = 4 \cdot f \cdot L = 4 \times 3.14 \times 60 \times 0,25 = 188 \text{ Ohmios}$$

$$\text{luego: } X_L \gg R_L$$

$$X_C = \frac{10^6}{4 \cdot f \cdot C} = \frac{10^6}{4 \times 3,14 \times 60 \times 160} = 8 \text{ Ohmios}$$

luego: $X_C \ll X_L$

10. Las listas de materiales correspondiente a este diseño consta en el Apéndice No. 1

=====

CAPITULO TERCERO

ESTUDIO DE FUENTES DE ALIMENTACION
ESTABILIZADAS

3-1 GENERALIDADES

Un estabilizador de voltaje proporciona un voltaje constante a cargas específicas dentro de un rango limitado de voltajes de entrada. Como en muchos sistemas electrónicos se requiere de fuentes de alimentación cuya tensión permanezca sensiblemente constante, aunque se presenten variaciones de tensión a la entrada de la línea, cambios en la resistencia de carga y cambio en las condiciones ambientales, se acopla entre la salida del filtro y la carga estabilizadores de fuentes de alimentación que proporcionan una tensión de salida sensiblemente constante y disminuyen la impedancia de salida y la tensión de ondulación presente normalmente en la fuente de alimentación no estabilizada.

A fin de facilitar un estudio detallado de los estabilizadores de voltaje, se considera primero un método general para definir los parámetros de comportamiento del estabilizador.

3-2 METODO DE LA CAJA

El método consiste en considerar al estabilizador como una red de cuatro terminales que tiene un par de terminales de entrada en los que se introduce la tensión c.c. de la salida del filtro y un par de terminales de salida en los cuales se espera obtener una tensión libre de ondulación con una resistencia de salida

R_o baja.

La Fig: 3-1 muestra la red con cuatro terminales; un conjunto de variables dependientes I_{in} (corriente a la entrada del estabilizador) y E_o (tensión de salida). Se puede razonar que I_{in} depende de E_{in} (tensión aplicada en el lado de entrada), e I_o (corriente de carga consumida en el lado de salida) como también se puede apreciar que E_o depende de E_{in} e I_o .

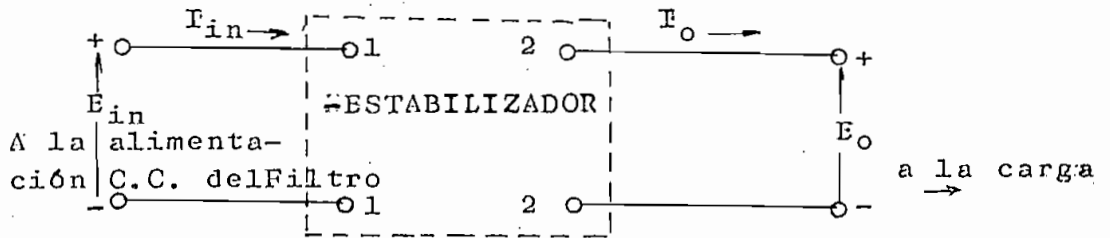


Fig: 3-1 El estabilizador como una red de cuatro terminales.

Se puede escribir las siguientes relaciones:

$$I_{in} = f_1(E_{in}, I_o) \quad (3-1)$$

$$E_o = f_2(E_{in}, I_o) \quad (3-2)$$

Las variaciones incrementales con respecto a los valores nominales de la corriente de carga y la tensión de salida se encuentra para obtener un circuito equivalente incremental de parámetros g .

diferenciando (3-1) y (3-2) :

$$dI_{in} = \frac{\partial I_{in}}{\partial E_{in}} dE_{in} + \frac{\partial I_{in}}{\partial I_o} dI_o \quad (3-3)$$

$$dE_o = \frac{\partial E_o}{\partial E_{in}} dE_{in} + \frac{\partial E_o}{\partial I_o} dI_o \quad (3-4)$$

$$g_{11} = \frac{\partial I_{in}}{E_{in}} \quad (3-5)$$

$$g_{12} = \frac{\partial I_{in}}{\partial I_o} \quad (3-6)$$

$$g_{21} = \frac{\partial E_o}{\partial E_{in}} \quad (3-7)$$

$$g_{22} = \frac{\partial E_o}{\partial I_o} \quad (3-8)$$

y volviendo a escribir las ecuaciones (3-3) y (3-4) como

$$\Delta I_{in} = g_{11} \Delta E_{in} + g_{12} \Delta I_o \quad (3-9)$$

$$\Delta E_o = g_{21} \Delta E_{in} + g_{22} \Delta I_o \quad (3-10)$$

La Fig: 3-2 indica el circuito equivalente con parámetro g , que pueden evaluarse por combinaciones de medidas a circuito abierto y en cortocircuito, o sea:

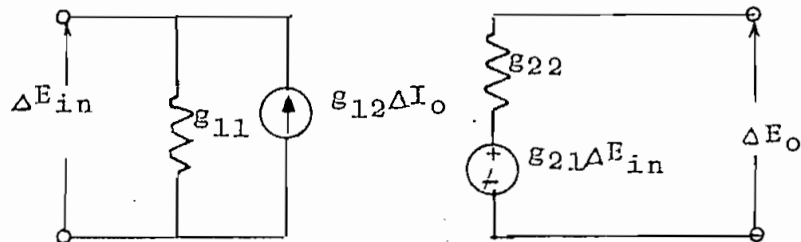


Fig: 3-2 Circuito equivalente con parámetros g .

$$g_{11} = \left. \frac{\Delta I_{in}}{\Delta E_{in}} \right|_{\Delta I_o = 0} \quad (3-11)$$

$$g_{12} = \left. \frac{\Delta I_{in}}{\Delta I_o} \right|_{\Delta E_{in} = 0} \quad (3-12)$$

$$g_{21} = \left. \frac{\Delta E_o}{\Delta E_{in}} \right|_{\Delta I_o = 0} \quad (3-13)$$

$$g_{22} = \left. \frac{\Delta E_o}{\Delta I_o} \right|_{\Delta E_{in} = 0} \quad (3-14)$$

g_{11} tiene dimensiones de mhos; g_{12} y g_{21} son números puros y g_{22} tiene dimensiones de resistencia; específicamente, es la resistencia de salida. El parámetro de transferencia directa g_{21} , es una cantidad sin dimensión que se emplea para definir el factor de regulación K_s

$$K_s = \left. \frac{\Delta E_o}{\Delta E_{in}} \right|_{\Delta I_o = 0} \quad (3-15)$$

El comportamiento del estabilizador con cambios de temperatura de operación requiere conocer el factor K_T , coeficiente de temperatura que es:

$$K_T = \left. \frac{\Delta E_o}{\Delta T} \right|_{\substack{\Delta I_o = 0 \\ \Delta E_{in} = 0}} \quad (3-16)$$

ΔT es el incremento de temperatura en grados centígrados.

En general, las relaciones anteriores pueden ser expresadas en términos de R_O , K_S y K_T en la llamada ecuación de la regulación¹:

$$\Delta E_O = K_S \Delta E_{in} + R_O \Delta I_O + K_T \Delta T \quad (3-17)$$

De los diversos tipos de estabilizadores se realizará un análisis de los siguientes:

Estabilizador en derivación

Estabilizador con seguidor por emisor, y

Estabilizador completo con realimentación

3-4 Estabilizador en derivación

La Fig: 3-3 indica un tipo de estabilizador de lazo abierto, R_V se conecta en derivación con la carga. si la corriente de carga disminuye haciendo que E_O aumente, disminuye la resistencia de R_V de modo que consume más corriente. Si el aumento de corriente en R_V es igual a la disminución de la corriente de carga, la corriente en R_S permanece constante y la E_{in} menos una caída constante a través de R_S mantiene constante a E_O . La resistencia R_V se simula por medio de un diodo zener o una válvula reguladora de voltaje.

En los circuitos de estabilización de voltaje se generalizado el uso de los llamados diodos zener, que son diodos de silicio que trabajan en la región de rup-

1

Texas Instrument Incorporated., " Transistores Circuitos Diseño., Cap 9., pag 211., Compañía Editorial Continental S.A., México., 1.965.

tura. La característica tensión-corriente al producirse la ruptura es tal que la tensión a través del diodo es casi independiente de la corriente que por el pasa. La Fig: 3-4 muestra las características importantes. Los puntos de interes son V_{BD} , tensión de ruptura y r_z , impedancia dinámica en la región de ruptura.

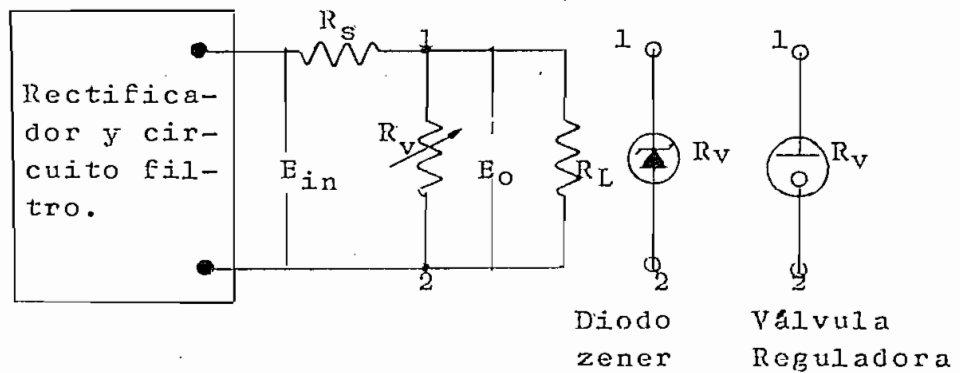


Fig: 3-3 Estabilizáador en derivación

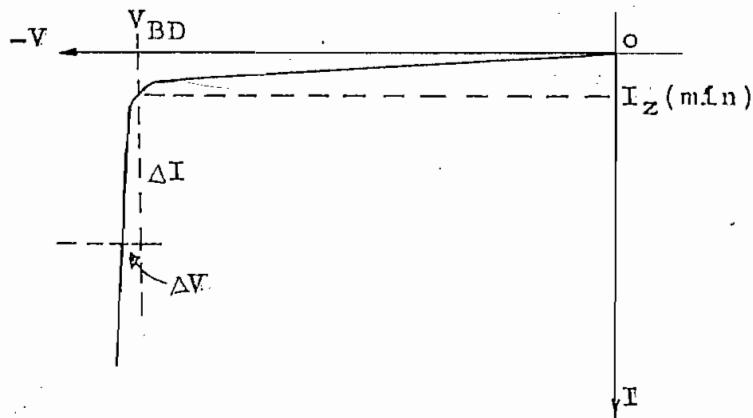


Fig: 3-4 Característica típica de un diodo de
ruptura

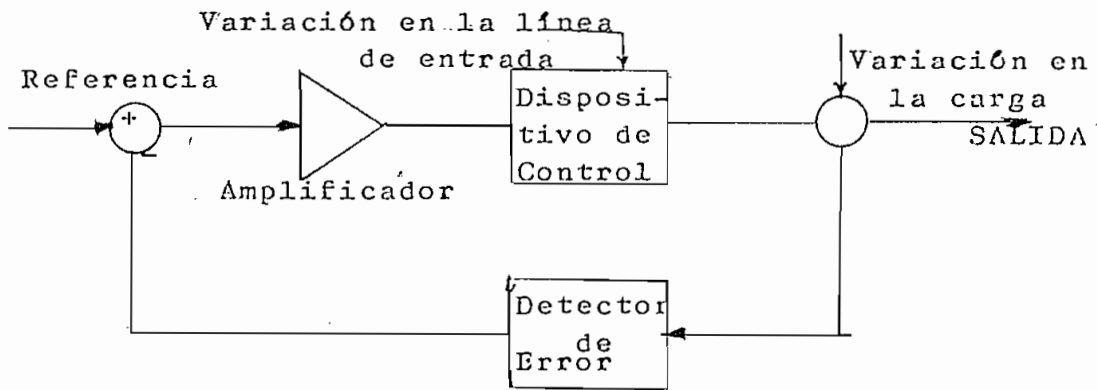


Diagrama en bloque de un estabilizador tipo lazo cerrado.

$$r_z \text{ viene dada por: } r_z = \frac{\Delta V}{\Delta I} \quad (3-18)$$

que es la pendiente de la curva de ruptura.

Mediante los diodos zener se estabiliza voltajes de fuentes de alimentación para corrientes de baja intensidad (de pocos miliamperios) con la conexión en derivación indicada en la Fig: 3-3. La resistencia interna de la fuente de alimentación y del filtro están incluidas en R_s . Las limitaciones de este circuito se pueden encontrar si se supone que si el potencial de línea fluctúa, el voltaje de salida varía entre los valores máximo y mínimo $E_{in(máx)}$ y $E_{in(mín)}$.

Si E_o es el voltaje de carga y si $E_{in(máx)}$ ocurre cuando la corriente de carga es $I_{L(mín)}$ se tiene¹:

$$E_{in(máx)} - E_o = (I_{L(mín)} + I_{z(máx)})R_s \quad (3-19)$$

1

I_Z = valor de la corriente a través del diodo zener

I_L = valor de la corriente a través de la carga

De igual forma, si el voltaje es $E_{in(mín)}$ cuando la corriente es $I_L(máx)$ se tiene:

$$E_{in(máx)} - E_o = (I_L(máx) + I_Z(mín)) R_s \quad (3-20)$$

Restando la ecuación (3-20) de (3-19) se obtiene:

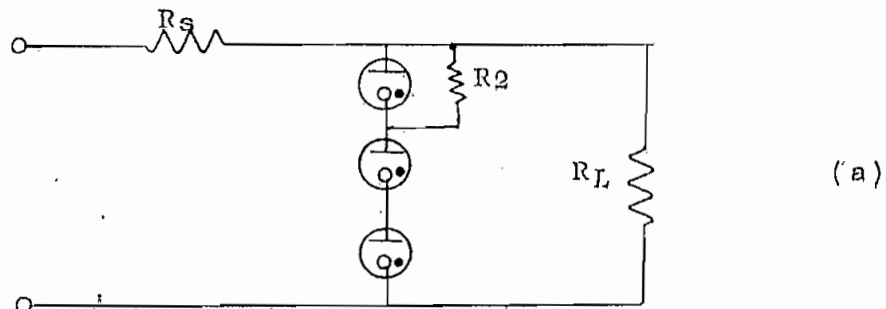
$$E_{in(máx)} - E_{in(mín)} = (I_Z(máx) - I_Z(mín)) R_s - (I_L(máx) - I_L(mín)) R_s \quad (3-21)$$

de donde:

$$I_L(máx) - I_L(mín) = I_Z(máx) - I_Z(mín) - \frac{E_{in(máx)} - E_{in(mín)}}{R_s} \quad (3-22)$$

A fin de que el circuito pueda funcionar eficientemente $I_Z(mín)$ deberá ser igual o mayor que la corriente máxima especificada para el diodo zener. La configuración del circuito que se describe es simple y flexible, pues se dispone de diodos desde 2 a 200 voltios en el rango de 50 milivatios a 50 vatios.

La Fig: 3-6, muestra dos ejemplos de circuitos donde se utiliza válvulas reguladoras de voltaje.



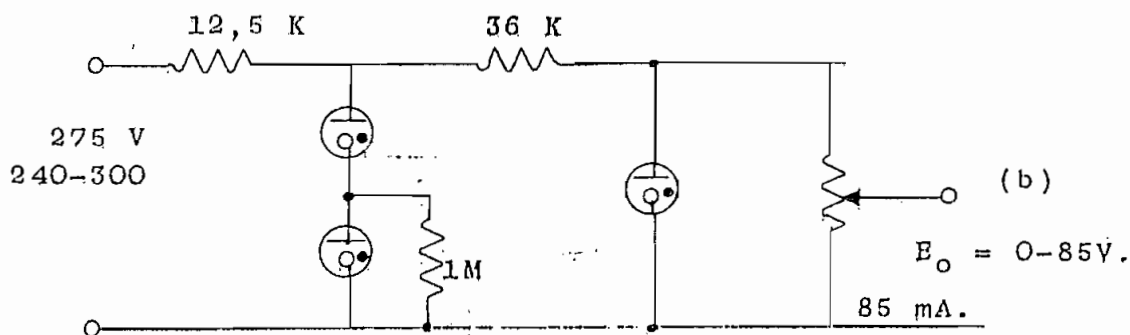


Fig: 3-6 (a) Montaje en serie de válvulas reguladoras de voltaje.¹

(b) Circuito múltiple de estabilización.¹

3-6 Diseño de Estabilizadores a base de Diodos Zener

El procedimiento de diseño, se reduce a establecer una cierta tensión de salida y mantenerla dentro de ciertos límites a pesar de las variaciones del voltaje de línea y de la corriente de carga. Los valores conocidos consisten en las entradas C.C. máxima y mínima de tensiones $E_{in(máx)}$ y $E_{in(mín)}$. El problema consiste en especificar la impedancia zener r_z , la tensión de ruptura V_{BD} , la disipación de potencia P_z , la resistencia limitadora R_s que tendrá que limitar la corriente C.C. a un valor de seguridad que evite una disipación excesiva de

¹

Kretzmann, R., "Electrónica Aplicada a la Industria", Parte I., pag 72-73., Biblioteca Técnica Philips., 1.962

potencia y además que tienda a estabilizar E_o , frente a las variaciones de E_{in} .

Las Figs: (3-7) y (3-8) muestran los circuitos equivalentes con los extremos posibles de E_o , la corriente de carga I_L a través de R_L se representa como una fuente de corriente I_L .

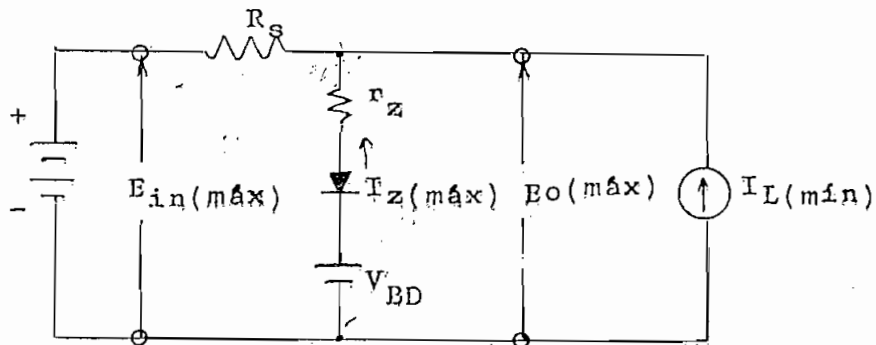


Fig: 3-7 Condiciones más desfavorables para la máxima tensión de salida.

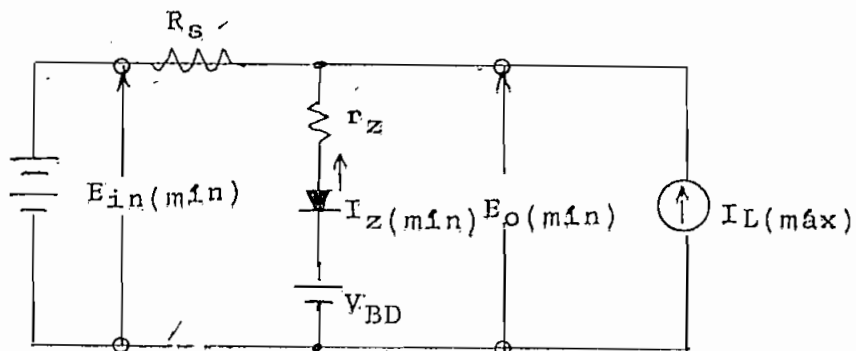


Fig: 3-8 Condiciones más desfavorables para la mínima tensión de salida.

En el caso de la Fig: 3-7

$$E_o(máx) = E_{in}(máx) - (I_z(máx) + I_L(mín))R_s \quad (3-23)$$

$$I_{Z(\text{máx})} = \frac{E_o(\text{máx}) - V_{BD}}{r_z} \quad (3-24)$$

sustituyendo (3-24) en (3-23) y despejando $E_o(\text{máx})$ se obtiene:

$$E_o(\text{máx}) = \frac{E_{in(\text{mín})} + \frac{R_s}{r_z}(V_{BD} - I_{L(\text{mín})}r_z)}{1 + \frac{R_s}{r_z}} \quad (3-25)$$

Similarmente para la Fig: (3-8)

$$E_o(\text{mín}) = \frac{E_{in(\text{mín})} + \frac{R_s}{r_z}(V_{BD} - I_{L(\text{máx})}r_z)}{1 + \frac{R_s}{r_z}} \quad (3-26)$$

Restando (3-26) de (3-25) se obtiene

$$E_o(\text{máx}) - E_o(\text{mín}) = \frac{E_{in(\text{máx})} - E_{in(\text{mín})} + R_s(I_{L(\text{máx})} - I_{L(\text{mín})})}{1 + \frac{R_s}{r_z}} \quad (3-27)$$

Esta última ecuación contiene dos incógnitas R_s y r_z . Puede escribirse otra ecuación que expresa el valor máximo permisible de R_s considerando que para la regulación sea posible, el diodo zener debe conducir en la región de ruptura. Por tanto, supondremos una corriente zener mínima permisible $I_{Z(\text{mín})}$. Como regla práctica se toma $I_{Z(\text{mín})}$ como 1 mA o el 1.0% de $I_{L(\text{máx})}$, la que sea mayor. La corriente $I_{Z(\text{mín})}$ debe ser suministrada en las peores condiciones de $E_{in(\text{máx})}$ e $I_{L(\text{máx})}$, como muestra la Fig: (3-8).

Se puede escribir

$$E_o(\text{mín}) = E_{in(\text{mín})} - (I_{Z(\text{mín})} + I_{L(\text{máx})})R_s \quad (3-28)$$

de donde se obtiene

$$R_s = \frac{E_{in(mín)} - E_{o(mín)}}{I_{z(mín)} + I_{L(máx)}} \quad (3-29)$$

De la ecuación (3-10) se despeja r_z :

$$r_z = \frac{R_s}{\frac{E_{in(máx)} - E_{in(mín)} + R_s (I_{L(máx)} - I_{I(mín)})}{E_{o(máx)} - E_{o(mín)}}} \quad (3-30)$$

La tensión zener V_{BD} se determina de la Fig: (3-8)

$$V_{BD} = E_{o(mín)} - I_{z(mín)} \cdot r_z \quad (3-31)$$

La disipación máxima del diodo zener ocurrirá si se elimina la carga inadvertidamente o si I_L cae realmente a cero, en cuyo caso

$$P_{z(máx)} = I_{z(máx)}^2 \cdot r_z + I_{z(máx)} \cdot V_{BD} \quad (3-32)$$

$$P_{z(máx)} = I_{z(máx)} (I_{z(máx)} \cdot r_z + V_{BD}) \quad (3-33)$$

$$I_{z(máx)} = \frac{E_{in(máx)} - V_{BD}}{R_s + r_z} \quad (3-34)$$

Sustituyendo (3-34) en (3-33) se obtiene

$$P_{z(máx)} = \frac{E_{in(máx)} - V_{BD}}{R_s + r_z} \left(\frac{E_{in(máx)} - V_{BD}}{R_s + r_z} r_z + V_{BD} \right) \quad (3-35)$$

El factor de estabilidad K_s será¹:

$$K_s = \frac{r_z}{R_s} \quad (3-36)$$

Resumiendo, se puede señalar los siguientes pasos para realizar el diseño;

- Suponer una $I_{z(\text{mín})}$ asegurándole el 10% de $I_{L(\text{máx})}$.
- Calcular la R_s máxima permisible con la ecuación (3-29)
- Calcular r_z en la ecuación (3-30) utilizando el valor del paso b.
- Determinar V_{BD} utilizando la ecuación (3-31)
- Determinar P_z utilizando la ecuación (3-55)
- Considerar los requerimientos térmicos (disipador de calor, factor de estabilización, etc.)

3-7 Estabilizador con seguidor por emisor

El diseño del estabilizador con diodo zener utiliza un transistor en el circuito de regulación, aislando al diodo zener de la carga; pues en lugar de compensar las variaciones en la corriente de carga solamente compensa las variaciones en la corriente de base del transistor.

1

El circuito está representado en la Fig:(3-9). Funciona según el principio de realimentación del tipo en serie, por pasar la corriente de carga por el transistor.

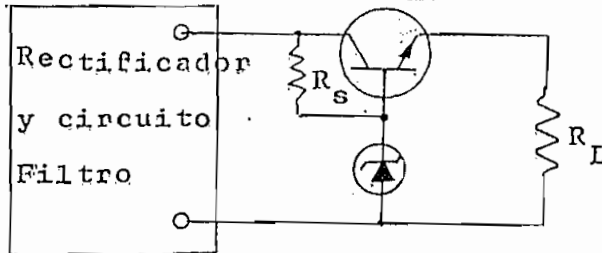


Fig: 3-9 Estabilizador con seguidor por emisor

El circuito equivalente del estabilizador con seguidor por emisor, consta en la Fig: 3-10. R_i representa la resistencia interna de la fuente y el filtro, la tensión de salida E_o la suponemos constante.

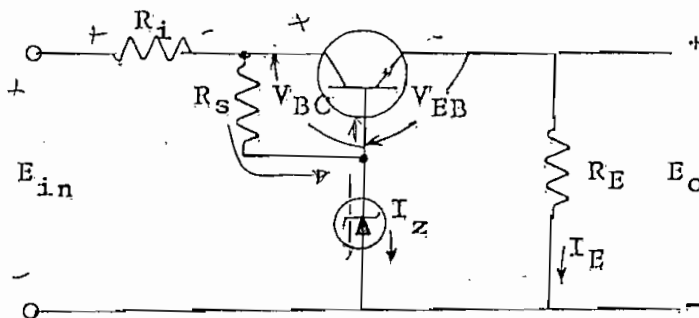


Fig: 3-10 Circuito equivalente con seguidor por emisor.

Son datos para el diseño del estabilizador con seguidor por emisor: E_o , las características de regulación de la fuente de alimentación o $E_{in(máx)}$ y el rango de

temperatura ambiental.

Como primer paso se elije el transistor probable con una especificación de corriente de colector

$I_{C(m\acute{a}x)} \geq I_{E(m\acute{a}x)}$ (corriente máxima de emisor igual a la corriente máxima de carga $I_{L(m\acute{a}x)}$) y una tensión de colector adecuada, averiguando la posibilidad de tensión de ruptura de colector en el rango entre las especificaciones de BV_{CBO} (voltaje de ruptura de colector a base con emisor abierto) y BV_{CEO} (Voltaje de ruptura de colector a emisor con la base abierta). En condiciones normales BV_{CES} (voltaje de ruptura de colector a emisor con la base en cortocircuito con el emisor) determina el valor de V_{EC} . Por tanto, se debe garantizar que

$$BV_{CES} > V_{EC(m\acute{a}x)} = E_{in(m\acute{a}x)} - E_{o(m\acute{a}n)} \quad (3-37)$$

En el peor de los casos si existiese el peligro de que se elimine el elemento de referencia estando funcionando el estabilizador o de que se pudiese R_L en cortocircuito, la especificación, más prudente será:

$$BV_{CEO} > V_{CE(m\acute{a}x)} = E_{in(m\acute{a}x)} \quad (3-38)$$

con valores grandes de E_{in} , puede no ser práctico satisfacer este requerimiento.

Otro parámetro que sirve para la elección del transistor es $P_{CE(m\acute{a}x)}$, la especificación de máxima disipación de colector, siendo:

$$P_{CE} \approx V_{CE} \cdot I_E \quad (3-39)$$

Suponiendo que el diodo zener trabaja en la región de ruptura y que el transistor no está saturado, se tiene:

$$V_{CE} = E_{in} - (I_Z + I_E)R_i - E_o \quad (3-40)$$

como $I_E \gg I_Z$

$$V_{CE} \cong E_{in} - I_E R_i - E_o \quad (3-41)$$

sustituyendo la ecuación (3-41) en (3-39)

$$P_{CE} = E_{in} I_E - I_E^2 R_i - E_o I_E \quad (3-42)$$

Diferenciando P_{CE} con respecto a I_E e igualando a cero, se obtiene:

$$\frac{d P_{CE}}{d I_E} = E_{in} - 2I_E R_i - E_o = 0 \quad (3-43)$$

$$I_E' = \frac{E_{in(máx)} - E_{o(mín)}}{2R_i} = I_{E(máx)}' \quad (3-44)$$

y sustituyendo en (3-42) se tiene;

$$P_{CE(máx)} = \frac{1}{R_i} \left(\frac{E_{in(máx)} - E_{o(mín)}}{2} \right)^2 \quad (3-45)$$

en el caso más desfavorable

$$I_{E(máx)}' > I_{E(máx)}$$

En el caso de que la carga se pone eventualmente en cortocircuito, de modo que $R_L = R_E = 0$, el circuito equivalente consta en la Fig: 3-11. La tensión de base se hace menos de 1 voltio del potencial de tierra lo que hace que el zener quede fuera del circuito, habrá una corriente de base:

$$I_B = \frac{V_{CE} - V_{EB}}{R_s} \quad (3-46)$$

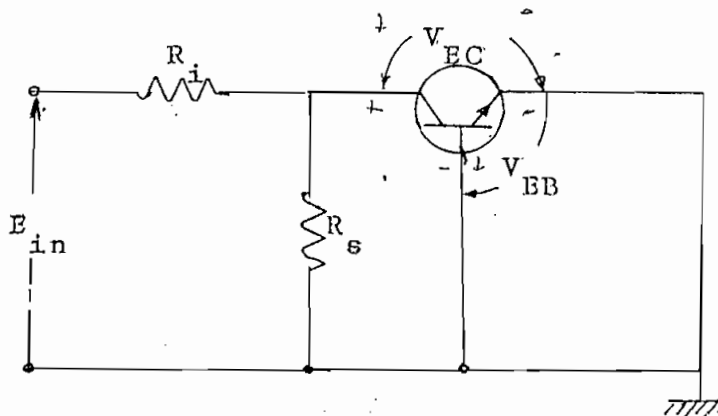


Fig: 3-11 Circuito equivalente con la carga en corto circuito.

Se puede expresar V_{CE} en función de los parámetros del circuito

$$V_{CE} = E_{in} - I_E R_i \quad (3-47)$$

$$I_E = (I_B + I_{CBO})(\beta + 1) \quad (3-48)$$

I_{CBO} = corriente de corte de colector (dc) con emisor abierto.

$\beta = h_{fe}$ = relación de transferencia de corriente dada en corto circuito y para señal pequeña (colector común).

Generalmente se produciría la destrucción del estabilizador con seguidor por emisor, se tendrá pues que prever alguna protección para cortocircuito.

Resumiendo, para que el circuito funcione apropiadamente

damente debe existir ciertas condiciones límites que deben ser satisfechas, a saber:

- a. El diodo zener debe trabajar en la región de ruptura.
- b. El transistor debe funcionar en la región activa (fuera de la saturación), estipulando una

$$V_{BC(\text{mín})} \approx V_{EC(\text{mín})}$$

Como

$$E_{in} \approx V_{BD} + V_{BC} + (I_E + I_Z) R_i \quad (3-49)$$

se obtiene las condiciones más desfavorables

$$V_{EC(\text{mín})} \approx V_{BC(\text{mín})} \geq E_{in(\text{mín})} - V_{BD(\text{máx})} - R_i (I_{E(\text{máx})} + I_{Z(\text{mín})}) \quad (3-50)$$

Como regla práctica, se acepta, generalmente, una $V_{BC(\text{mín})}$ igual a 2 ó 3 Voltios y se desprecia $I_{Z(\text{mín})}$ ya que es mucho menor que $I_{E(\text{máx})}$ en casi todos los casos. La tensión zener mínima puede determinarse de

$$V_{BD(\text{mín})} = E_o(\text{máx}) + V_{EB(\text{máx})} \quad (3-51)$$

$V_{EB(\text{máx})}$ se determina con $I_{E(\text{máx})}$, para garantizar una apropiada acción zener en condiciones normales de carga.

Para determinar R_s se considera la carga máxima presentada por la corriente de base sobre el elemento de referencia.

$$I_{B(\text{máx})} = \frac{I_{E(\text{máx})}}{h_{FE(\text{mín})} + 1} - I_{CO(\text{mín})} \quad (3-52)$$

el valor de $I_{Z(\text{mín})}$ se fija arbitrariamente en el 10%

de $I_{B(\text{máx})}$ o algo mayor.

La tensión mínima aplicada a través de R_s y el diodo zener es $E_{o(\text{mín})} + V_{EC(\text{mín})}$. Por tanto:

$$R_s = \frac{V_{EC(\text{mín})}}{I_{Z(\text{mín})} + I_{B(\text{máx})}} \quad (3-53)$$

Para especificar el valor de potencia zener, se debe determinar primero $I_{Z(\text{máx})}$. Sumando las tensiones a través del diodo zener, R_s y R_i , se tiene:

$$E_{in} = V_{BD} + (I_Z + I_B)R_s + (I_Z + I_B + I_C)R_i \quad (3-54)$$

Despejando I_Z y aplicando las condiciones más desfavorables resulta

$$I_{Z(\text{máx})} = \frac{E_{in(\text{máx})} - V_{BD(\text{mín})} - R_s I_{B(\text{mín})} - R_i I_{E(\text{mín})}}{R_s + R_i} \quad (3-55)$$

en donde

$$I_{B(\text{mín})} = \frac{I_{E(\text{mín})}}{h_{FE(\text{máx})} + 1} - I_{CO(\text{máx})} \quad (3-56)$$

en caso de ser mayor que el 10% de $I_{B(\text{máx})}$, la potencia zener $P_{Z(\text{máx})}$ será:

$$P_{Z(\text{máx})} = V_{BD(\text{máx})} \cdot I_{Z(\text{máx})} \quad (3-57)$$

Luego se determina los requerimientos térmicos (dissipador de calor) para el transistor y el diodo, el factor de estabilidad K_s y la impedancia de salida Z_o .

En la mayoría de los estabilizadores con seguidor

por emisor, R_i excede raramente de unos ohmios, por lo que K_S y Z_O pueden calcularse con una aproximación razonable a partir de las ecuaciones¹:

$$K_S = \frac{r_z}{R_S + r_z} \quad (3-58)$$

$$Z_O = h_{ib} + r_z(1-\alpha) \quad (3-59)$$

h_{ib} = valor de la señal pequeña de la impedancia de entrada en cortocircuito (base común)

α = razón de transferencia de corriente directa en cortocircuito con base común (o factor de ampli-ficación)

Para el caso en que R_i es apreciable, se debe obtener otras expresiones para K_S y Z_O que incluyen el efecto de R_i . El circuito equivalente para calcular K_S esta representado en la Fig: 3-12, se supone que la resistencia del colector es tan grande que puede ser despreciada.

De acuerdo a la Fig: 3-12, se escribe las siguientes ecuaciones de lazo:

$$e_{in} = (R_i + R_S + r_z)i_i - R_S \alpha i_e - r_z i_e \quad (3-60)$$

$$0 = -r_z i_i - r_b \alpha i_e + (r_z + r_b + r_e + R_E)i_e \quad (3-61)$$

de donde:

¹

Texas Instruments Incorporated, "Transistores-Circuitos-Diseño", Cap 9., pag 214., Compañía Editorial Continental., México., 1.965

$$e_{in} = (R_i + R_s + r_z) i_i - (R_s \alpha + r_z) i_e \quad (3-62)$$

$$0 = -r_z i_i + (r_z + r_b(1 - \alpha) + r_e + R_E) i_e \quad (3-63)$$

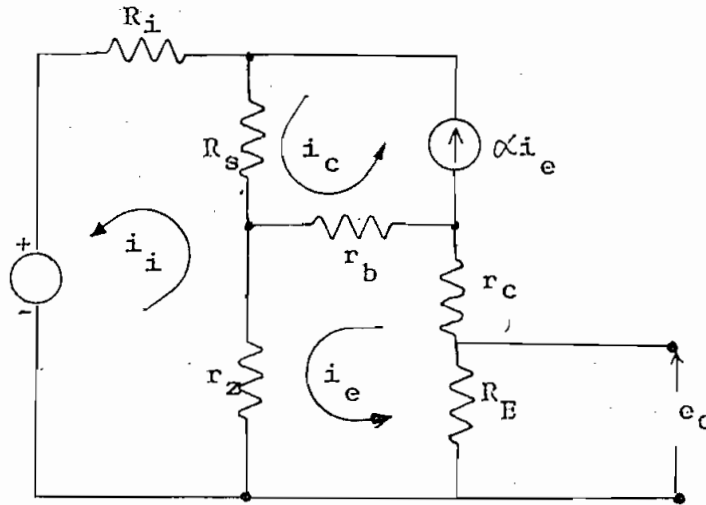


Fig: 3-12 Circuito equivalente para evaluar K_s

despejando i_e se tiene:

$$i_e = \frac{\begin{vmatrix} (R_i + R_s + r_z) & e_{in} \\ -r_z & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} R_i + R_s + r_z & -(R_s \alpha + r_z) \\ -r_z & r_z + r_b(1 + \alpha) + r_e + R_E \end{vmatrix}}$$

$$i_e = \frac{e_{in} \cdot r_z}{(R_i + R_s + r_z)(r_z + r_b(1 + \alpha) + r_e + R_E) - r_z(R_s \alpha + r_z)}$$

como $e_o = i_e \cdot R_E$ y $K_s = \frac{e_o}{e_{in}}$ se obtiene

$$K_s = \frac{r_z \cdot R_E}{(R_i + R_s + r_z)(r_z + h_{ib} + R_E) - r_z(R_s \alpha + r_z)} \quad (3-64)$$

o también

$$K_s = \frac{r_z \cdot R_E}{R_i r_z + R_s r_z (1 - \alpha) + (R_i + R_s) h_{ib} + (R_i + R_s) R_E + r_z R_E + r_z h_{ib}} \quad (3-65)$$

donde:

$$h_{ib} = r_e + r_b (1 - \alpha)$$

Para evaluar Z_o , se utiliza el circuito equivalente de la Fig:3-13

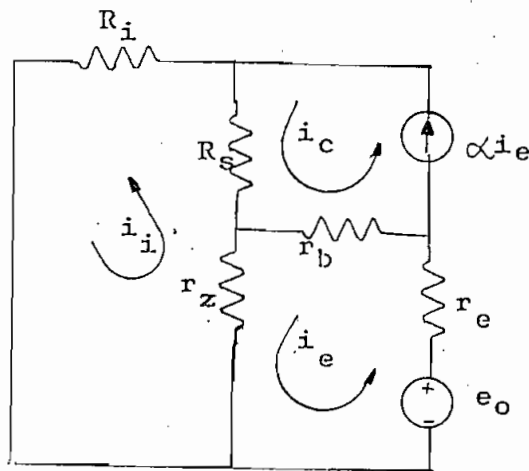


Fig: 3-13 Circuito equivalente para evaluar la impedancia Z_o .

Se escribe las ecuaciones de lazo:

$$e_o = (r_e + r_b + r_z) i_e - r_b i_c - r_z i_i \quad (3-66)$$

$$0 = -r_z i_e - R_s i_c + (R_i + R_s + r_z) i_i \quad (3-67)$$

ó también

$$e_o = r_e + r_b(1-\alpha) + r_z \quad i_e - r_z i_i \quad (3-68)$$

$$0 = -(r_z + \alpha R_s) i_e + (R_i + R_s + r_z) i_i \quad (3-69)$$

se despeja i_e

$$i_e = \frac{e_o}{r_e + r_b(1-\alpha) + r_z} \frac{r_z}{R_i + R_s + r_z} \frac{R_i + R_s + r_z}{-r_z} \frac{-(r_z + \alpha R_s)}{R_i + R_s + r_z}$$

$$i_e = \frac{e_o (R_i + R_s + r_z)}{(h_{ib} + r_z)(R_i + R_s + r_z) - r_z(r_z + \alpha R_s)} \quad (3-70)$$

como $Z_o = e_o / i_e$ se obtiene de la ecuación (3-70)

$$Z_o = h_{ib} + r_z \frac{R_i + R_s(1-\alpha)}{R_i + R_s + r_z} \quad (3-71)$$

Si se requiere aumentar R_s , para disminuir el valor de K_s y mejorar la atenuación de ondulación, el circuito utiliza una cascada de seguidores de emisor (configuración tándem o superalfa) con una β (factor de amplificación ó h_{fe}) igual al producto de los valores β individuales, como puede verse en la Fig: 3-14

1

Alley, C.L., Atwood, K.W., "Electronic Engineering", Cap 11.7 pag 673., John Wiley & Sons, Inc., U.S.A., 1.966

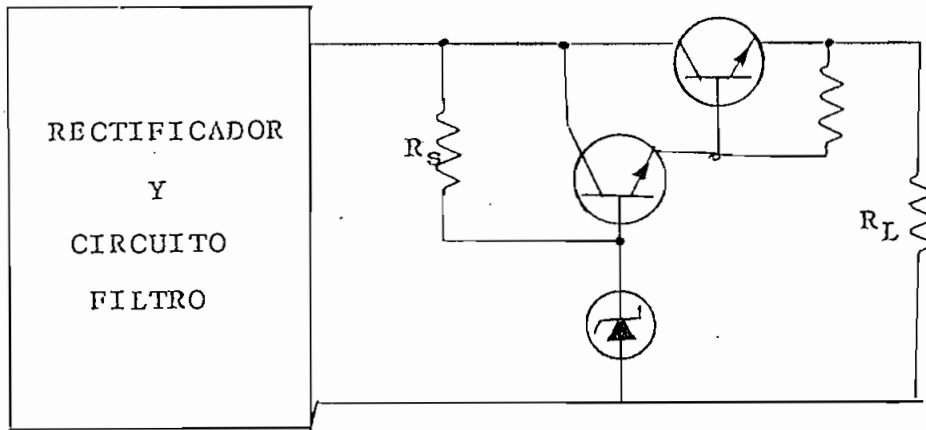


Fig: 3-14 Circuito estabilizador con seguidor por emisor configuración Tándem.

3-8 Estabilizadores mejorados con realimentación

El procedimiento general para diseñar este tipo de estabilizador con realimentación se representa en el diagrama de bloques de la Fig: 3-15.

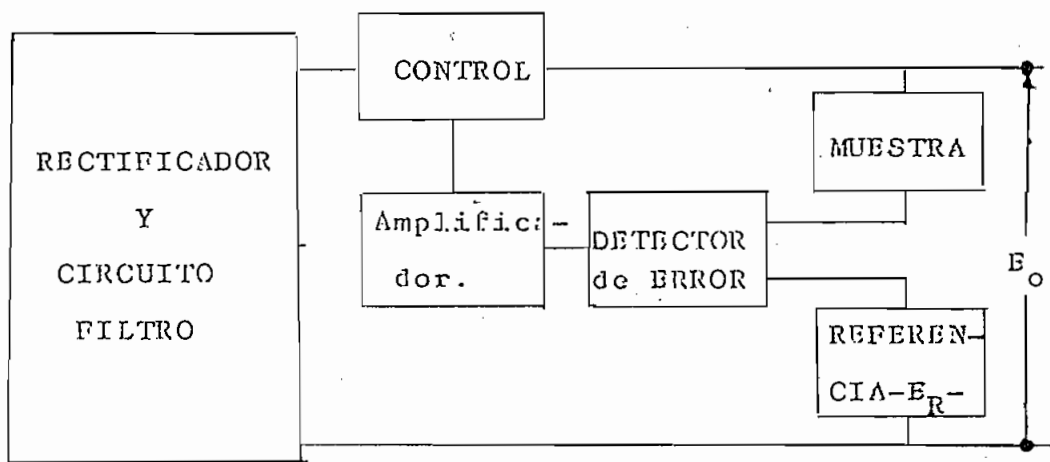


Fig: 3-15 Diagrama de bloques de un estabilizador con realimentación.

La estabilización del voltaje se realiza comparando una muestra de voltaje de salida con un voltaje referencia, cualquier error presente es amplificado y utilizado para controlar un elemento aerie. A conti- nuación se realiza el análisis de cada bloque.

1.- Tomador de muestra

El objetivo del tomador de muestra es el de obtener una parte fraccional de E_o , para lo cual en la mayoría de los casos se utiliza un simple divisor resistivo, según muestra la Fig: 3-16

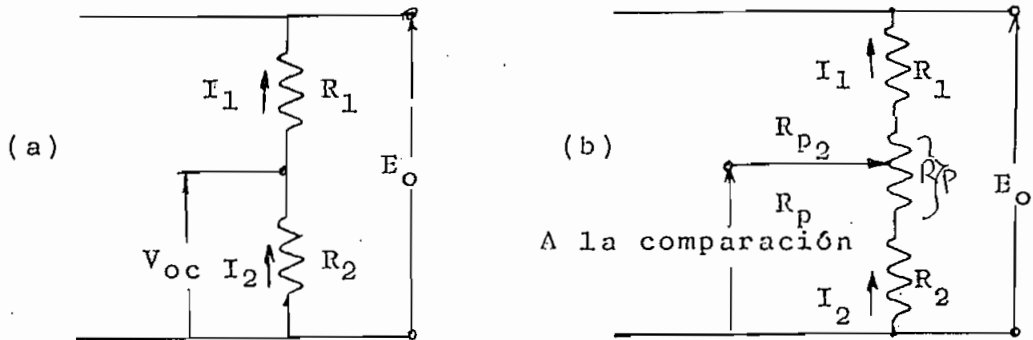


Fig: 3-16 Elementos tomadores de muestra.

La tensión a circuito abierto V_{oc} puede ser introducido en el detector de error para compararla con E_R .

Por tanto:

$$V_{oc} = A_T \cdot E_o \quad (3-72)$$

en donde para la Fig: 3-16 (a)

$$A_T = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3-73)$$

para la Fig: 3-16 (b)

$$A_T = \frac{R_2 + R_{p2}}{R_1 + R_2 + R_p} \quad (3-74)$$

R_p es la resistencia del potenciómetro que sirve para obtener V_{OC} y E_o ajustables. Las ecuaciones (3-73) y (3-74) son válidas si tienen el mismo coeficiente de temperatura ó están a la misma temperatura, es decir, son del mismo material.

2.- Referencia E_R

Generalmente se utiliza los diodos zener, que se ha discutido en la sección 3-4 y 3-6. Es importante obtener una tensión de referencia constante, por lo que el diodo debe ser alimentado por medio de una fuente de corriente constante. En un circuito práctico con una alimentación proyectada para entregar una tensión de salida estabilizada, es conveniente utilizar la tensión regulada para alimentar el elemento de referencia como muestra la Fig: 3-17.

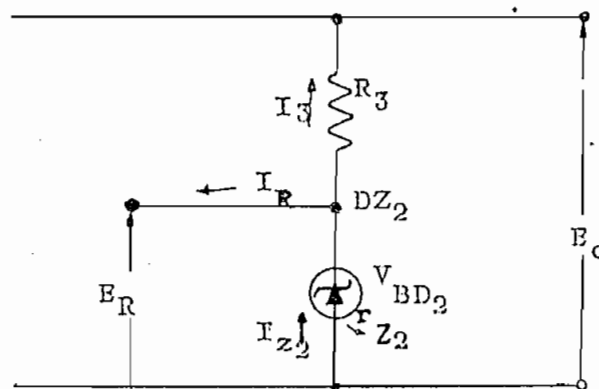


Fig: 3-17 La tensión de referencia se puede obtener de la salida del estabilizador.

La corriente I_R representa la corriente que puede sacarse del elemento de referencia para el detector de error. Como es aconsejable alimentar el diodo de referencia D_{Z_2} por medio de una corriente constante, I_R debe ser mucho menor que I_3 si se satisface esta condición y E_0 está bien estabilizada

$$I_{Z_2} = \frac{E_0 - E_R}{R_3} \quad (3-75)$$

3.-Detector de error ó elemento de comparación

El detector de error toma el voltaje muestra, lo compara con el voltaje referencia, y produce una señal que es proporcional a la diferencia. Puede emplearse la configuración de emisor común Fig: 3-18 ó del tipo amplificador diferencial Fig: 3-19

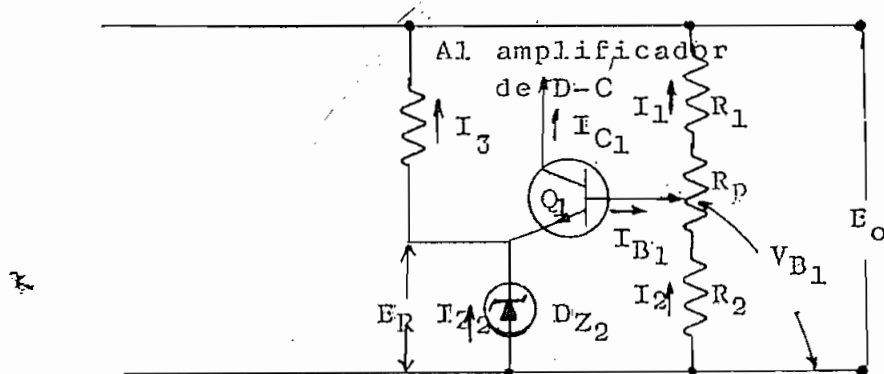


Fig: 3-18 Detector de error de emisor común

Se analiza la Fig: 3-18, Q_1 sirve simultaneamente como detector de error y como amplificador de error. Si I_{B_1} es mucho menor que I_2 $I_1 \approx I_2$ y la tensión V_{B_1} en la base de Q_1 es

$$V_{B_1} = A_T \cdot E_0 \quad I_{B_1} \ll I_2 \quad (3-76)$$

$$I_{Z_2} = \frac{E_0 - E_R}{R_3} \quad I_{E_1} \ll I_{Z_2} \quad (3-77)$$

Q_1 funciona como detector de error, si el emisor se mantiene a E_R voltios y la base a $A_T \cdot E_0$ voltios, se tiene que

$$V_{EB_1} = A_T \cdot E_0 - E_R \quad (3-78)$$

Por tanto, si E_0 cambia una cantidad E_0 , habrá un cambio proporcional en V_{EB_1} dado por

$$V_{EB_1} = A_T \cdot E_0 \quad (3-79)$$

La corriente estática del colector Q_1 , viene dada por

$$I_{C_1} = g_{FB} \cdot V_{EB_1} \quad (3-30)$$

donde g_{FB} es la transconductancia = $\frac{h_{fe}}{h_{ie}}$

Un aumento en V_{EB} produce un aumento en I_{C_1} y viceversa; como I_{C_1} es mucho mayor que I_{B_1} , se considera a Q_1 como amplificador de corriente. El colector de Q_1 debe conectarse con una cierta tensión que polarice a Q_1 apropiadamente. Si D_{Z_2} posee un coeficiente de temperatura positivo, la tensión de referencia en el emisor de Q_1 tiende a aumentar; esto significa que la salida regulada E_0 tienda a aumentar por ser E_0 proporcional a E_R , para compensar estas variaciones se cambia las posiciones de R_3 y D_{Z_2} .

El amplificador diferencial se emplea como detector de error. La disposición simétrica tiende a hacer-

lo autocompensante para efectos de temperatura que además puede mejorarse con transistores montados en un disipador común de calor.

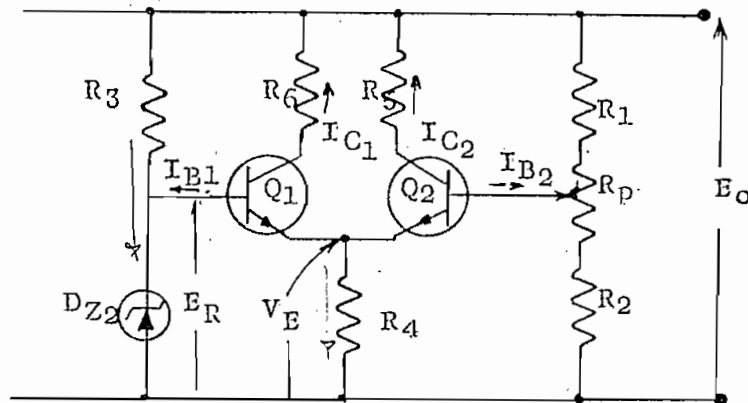


Fig: 3-19 Amplificador Diferencial

Las corrientes que escapan por D_{Z2} y la resistencia R_2 , deben ser mucho mayores que las corrientes de base Q_1 y Q_2 .

$$I_{Z2} \gg I_{B1}$$

$$I_2 \gg I_{B1}$$

$$E_R - V_{EB1} + V_{EB2} = A_T \cdot E_0 \quad (3-81)$$

con transistores idénticos $V_{EB1} = V_{EB2}$ o sea

$$\boxed{E_R \approx A_T \cdot E_0} \quad (3-82)$$

Para la Fig: 3-19 se puede escribir (suponiendo que R_4 simula una fuente de corriente constante)

$$V_E = E_R - V_{EB1} = A_T \cdot E_O - I_{B2} \cdot Z_{eq} - V_{EB2} \quad (3-83)$$

donde

$$Z_{eq} = \frac{(R_1 + R_{p1})(R_2 + R_{p2})}{R_1 + R_2 + R_p} \quad (3-84)$$

si $V_{EB1} = V_{EB2}$

$$E_R = A_T \cdot E_O - I_{B2} \cdot Z_{eq} \quad (3-85)$$

y

$$I_{C2} = \frac{h_{FE} (A_T \cdot E_O - E_R)}{Z_{eq}} \quad (3-86)$$

$$I_{C2} = h_{FE} \cdot I_{B2} = I_{C1} \quad (3-87)$$

4.- Elemento Amplificador D.C

El amplificador de D-C, debe aumentar la señal de diferencia. La ganancia de tensión que se necesita, puede ser estimada, considerando las características del transistor que controla la corriente de carga. Debido a que el amplificador se encuentra dentro de un circuito fuertemente retroalimentado, no se necesita un diseño muy crítico del amplificador de D-C; se indicó en el punto anterior que el mismo transistor funciona como detector de error y amplificador. Puede requerirse etapas adicionales de amplificación, si se requiere ganancias mayores, con el objeto de mejorar la regulación y la resistencia de salida del estabilizador.

5.- Elemento de Control

Efectúa el ajuste necesario para mantener un voltaje constante de salida. El transistor regulador en serie

llamado controlador, tiene la configuración básica de la Fig: 3-20. En la práctica, puede estar formado por una cascada de seguidores de emisor en configuración tándem ó superalfa ó un montaje en paralelo tal como muestran las Figs: 3-21 y 3-22 respectivamente.

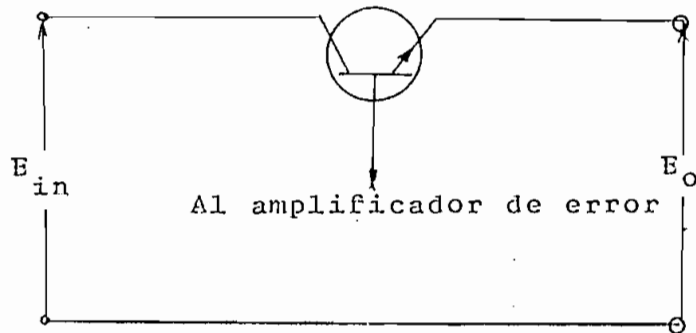


Fig: 3-20 Configuración básica del elemento de control.

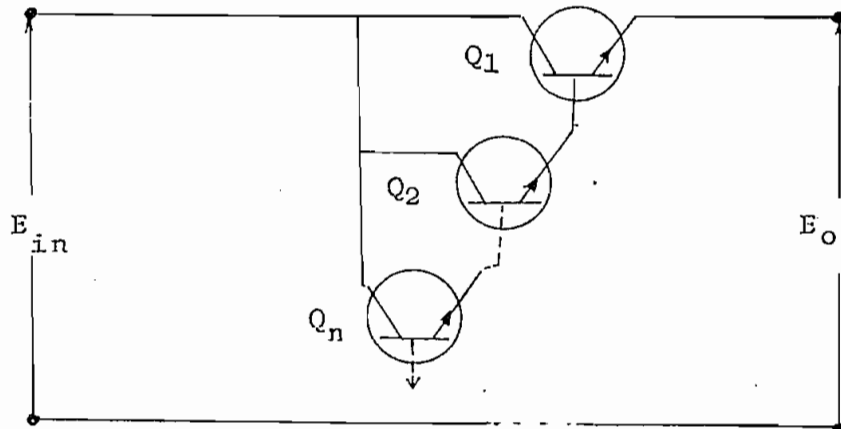


Fig: 3-21 Conexión compuesta como elemento de control. Si $h_{FE} \gg 1$

$$I_C = (h_{FE1} \cdot h_{FE2} \cdot \dots \cdot h_{FE_n}) I_{B_n}$$

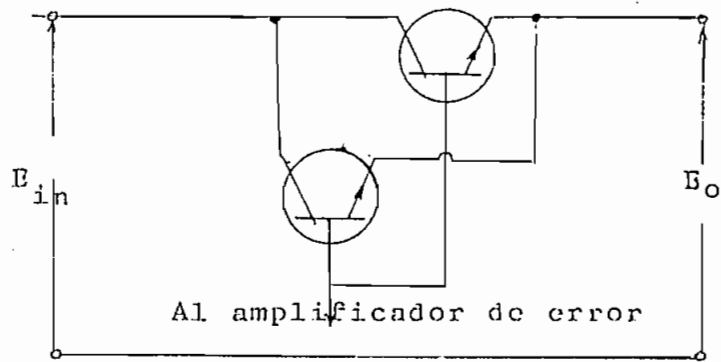


Fig: 3-22 Montaje en paralelo

Para seleccionar el transistor controlador, se debe considerar las especificaciones de corriente, tensión y potencias máximas a las que ha de satisfacer. Se puede determinar mediante las siguientes desigualdades:

$$I_{C(m\acute{a}x)} = I_{E(m\acute{a}x)} \quad (3-88)$$

en donde $I_{E(m\acute{a}x)}$ se compone de las corrientes de carga, de la red Λ_T y posiblemente de la del amplificador de error

$$V_{EC(m\acute{a}x)} = E_{in(m\acute{a}x)} - E_o(m\acute{a}n) \quad (3-89)$$

$$P_{EC(m\acute{a}x)} = V_{EC(m\acute{a}x)} \cdot I_{E(m\acute{a}x)} \quad (3-90)$$

6.- Prerregulador

En caso de funcionar a su capacidad máxima el estabilizador, se deberá incluir a los diseños un prerregulador, con el fin de proporcionar una corriente constante al colector del amplificador de D-C y a la base del elemento de control y ayuda a eliminar, la corrien-

te fluctuante, presente por los cambios de voltaje sin regulación. El diodo de ruptura D_{Z_2} en la Fig: 3 - 25, tiende a mantener un voltaje constante a través de R_2 y una corriente constante para Q_2 y Q_3 ; si E_0 es razonablemente constante, el punto P adquirirá un potencial constante. La corriente de ruptura I_{Z_2} se suministra a través de R_1 . La fuente de tensión constante, evidente en el punto P impulsa por R_2 una corriente constante. Los valores de voltaje de ruptura puede ser calculado de la siguiente manera:

$$V_{BD_2} = E_{in(mín)} - E_0 - I_1 R_1 \quad (3-91)$$

$$I_1 = I_{Z_2} + I_2 \quad (3-92)$$

$$I_2 = I_{B_2} + I_{C_3} \quad (3-93)$$

I_{B_2} e I_{C_3} se determinan en la selección del elemento de control, del elemento de comparación y amplificador de D-C. Luego I_2 es un valor conocido.

$$R_2 = \frac{V_{BD_2} - V_{EB_1} - V_{BB_2}}{I_{B_2} + I_{C_3}} \quad (3-94)$$

Conociendo el voltaje nominal del diodo de ruptura, la corriente máxima a través del diodo se puede determinar R_1

$$E_1(máx) = E_{in(máx)} - E_0(mín) - V_{BD_2} \quad (3-95)$$

$$I_1(máx) = I_{Z_2}(máx) + I_2 \quad (3-96)$$

$$R_1 = \frac{E_{in(máx)} - E_0(mín) - V_{BD_2}}{I_{Z_2}(máx) + I_2} \quad (3-97)$$

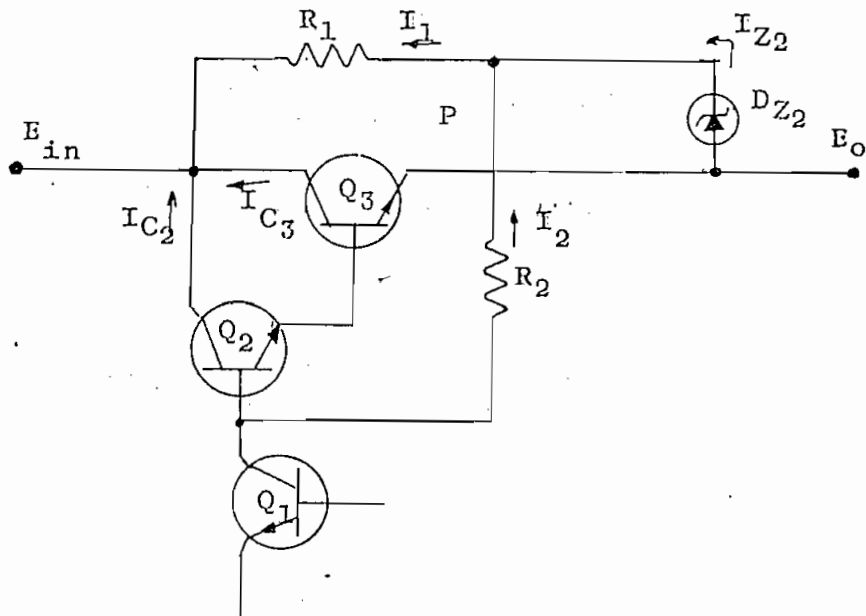
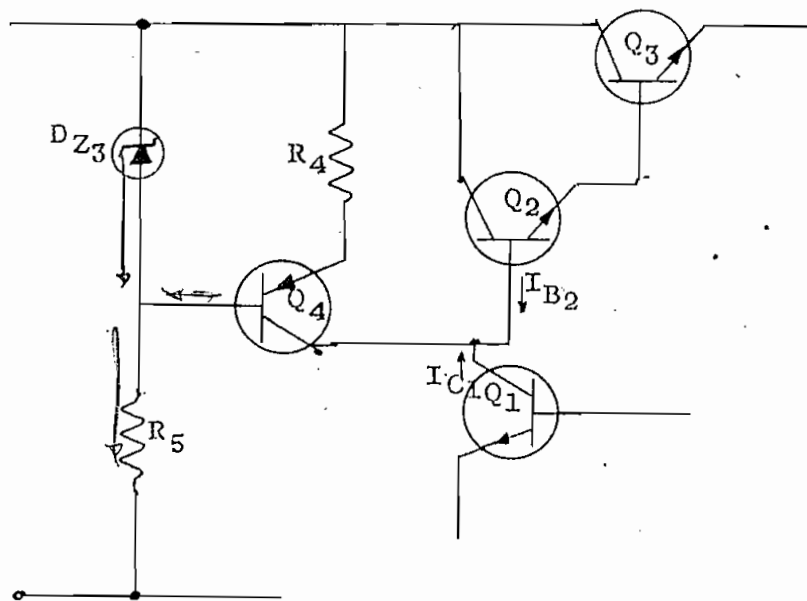


Fig: 3-23 Prerregulador

Fig: 3-24 Prerregulador mejorado que utiliza a Q_4 como fuente de corriente constante.

El prerregulador mejorado que utiliza un transistor adicional se muestra en la Fig: 3-24. Q_4 simula una fuente de corriente constante, siendo independiente de los cambios de V_{EB} en Q_2 .

D_{Z_3} se escoje con un coeficiente de temperatura que cancele $\Delta V_{BE}/\Delta T$ de Q_4 - Un voltaje bajo de ruptura para D_{Z_3} permitirá al prerregulador funcionar con voltajes bajos de entrada sin regulación y a la vez proporcionará también el coeficiente negativo de temperatura. Si no se puede conseguir con ello, puede añadirse un pequeño diodo de silicio en serie con D_{Z_3} para realizar la compensación adicional.

I_{B_2} e I_{C_3} son valores conocidos, se elige el transistor que soportará la suma de I_{B_2} e I_{C_3} . Para D_{Z_3} , se selecciona un diodo de ruptura de bajo voltaje con I_{Z_3} determinada a partir de sus características de disipación de potencia y,

$$R_5 = \frac{E_{in(mín)} - V_{BD_3} - I_{Z_3} \cdot r_z}{I_{Z_3} + I_{B_4}} \quad (3-98)$$

Habiendo analizado los bloques individuales, se muestra el estabilizador completo en la Fig: 3-25 con una etapa sencilla con emisor común como elemento de comparación y amplificador de D-C, así como el prerregulador del tipo resistencia-diodo de ruptura.

La fig: 3-26 muestra el estabilizador típico que utiliza un amplificador diferencial como elemento de comparación, un amplificador D-C de una sola etapa y el prerregulador de un solo transistor.

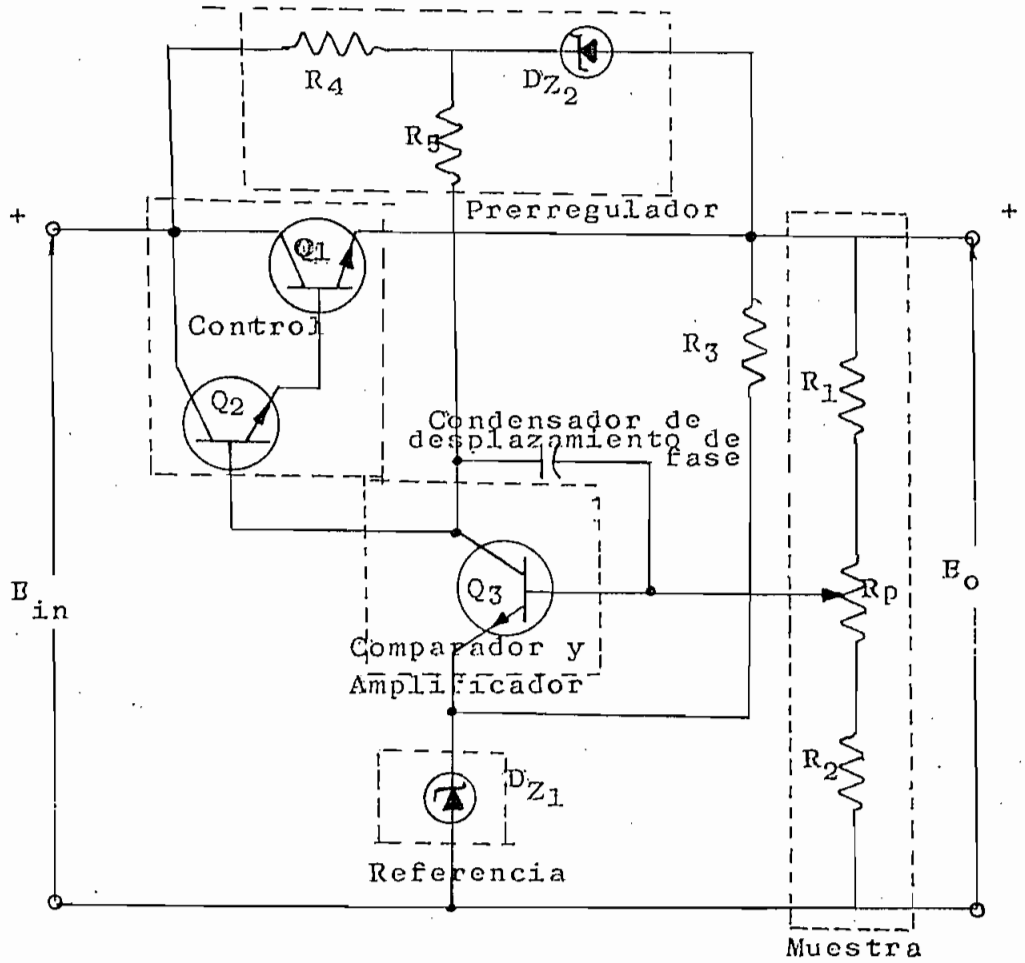


Fig: 3-25 Estabilizador serie con prerregulador de resistencia-diodo de ruptura.

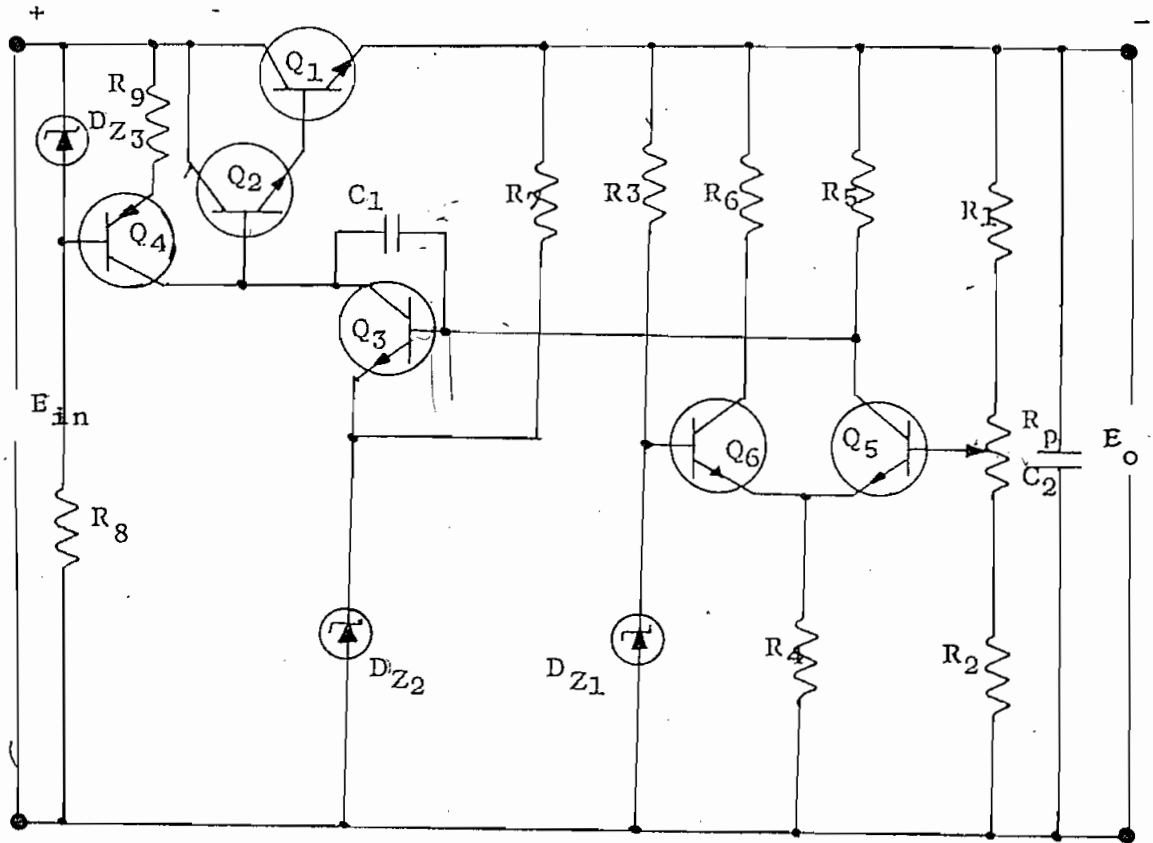


Fig: 3-26 Circuito estabilizador típico que utiliza amplificador diferencial como elemento de comparación, amplificador de D-C de etapa sencilla y prerregulador de un solo transistor.

CAPITULO CUARTO

DISEÑO DEL ESTABILIZADOR DE VOLTAJE

4-1 CARACTERISTICAS

Se proyecta un estabilizador tipo serie con realimentación como se describe en la sección 3-8. Se conectará a la fuente de alimentación diseñada en el Capítulo II, con las siguientes especificaciones:

$$E_{in} = 30 \text{ a } 50 \text{ Voltios}$$

$$E_o = 12 \text{ a } 22 \text{ Voltios}$$

$$I_o = \text{hasta } 0,6 \text{ Amperios}$$

4-2 DESCRIPCION DEL CIRCUITO

La Fig: 4-1 indica el diagrama del circuito eléctrico. La estabilización del voltaje es controlada por la variación de la corriente a través del transistor Q_1 conectado en serie con el circuito de carga. El diodo zener CR-1, provee el voltaje de referencia E_R para el emisor de Q_3 . El voltaje de muestra es aplicado a la base de Q_3 . Si el voltaje de salida tiende a aumentar, el voltaje base-emisor de Q_3 se incrementará y causará un flujo de corriente del colector de Q_3 ; al aumentar la corriente del colector del transistor Q_3 , el voltaje de base del transistor Q_2 decrece por la caída a través de R_1 que hace disminuir el voltaje del emisor del transistor y de ese modo el voltaje de base del transistor Q_1 , aumentando la impedancia de Q_1 y el voltaje de salida es corregido.

Se utiliza para el prerregulador mejorado el transistor NPN - Q_4 - que simula una fuente de corriente cons-

tante, independiente de los cambios en el voltaje base-emisor en Q_2 .

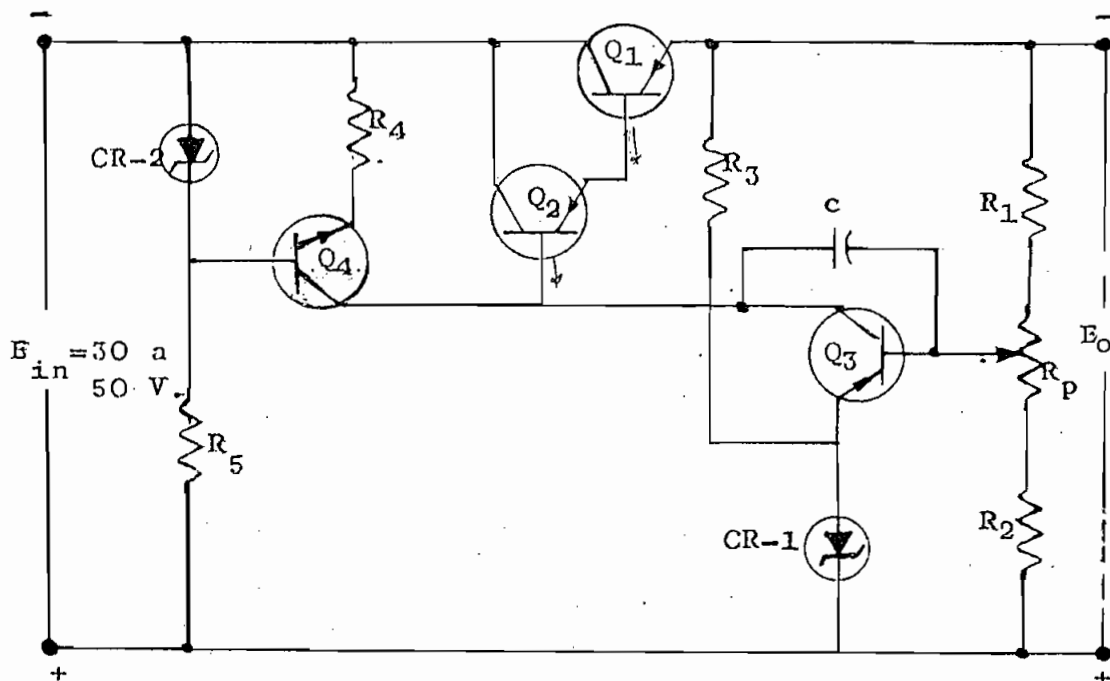


Fig: 4-1 Diagrama del circuito eléctrico del estabilizador de voltaje.

4-3 DETERMINACION DE LOS ELEMENTOS DEL ESTABILIZADOR

Se hace referencia al Capítulo III, para proceder a calcular los componentes del circuito de la Fig: 4-1; también se considera los componentes disponibles en el Laboratorio y en el comercio.

1. Se determina los transistores necesarios para el elemento de control. Se aplica las ecuaciones (3-83) (3-84) y (3-85) .

$$I_{C(\text{máx})} \geq I_{E(\text{máx})} = 1 \text{ Amp.}$$

$$V_{EC(\text{máx})} \geq E_{in(\text{máx})} - E_{o(\text{mín})}$$

$$V_{EC1(\text{máx})} = 50 - 12 = \underline{\underline{38 \text{ Voltios}}}$$

$$V_{EC(\text{mín})} \geq E_{in(\text{mín})} - E_{o(\text{máx})}$$

$$V_{EC1(\text{mín})} \geq 30 - 22 = \underline{\underline{8 \text{ Voltios}}}$$

$$P_{EC2(\text{máx})} = V_{EC2(\text{máx})} \cdot I_{E(\text{máx})}$$

$$P_{EC2(\text{máx})} = 38 \times 0,6 = \underline{\underline{22,8 \text{ Vatios}}}$$

El transistor AD-149 (PNP) tiene las siguientes características:

$$I_B = 0 ; V_{CB} = -50 \text{ Voltios}$$

$$I_C = -3,5 \text{ Amperios } V_{CE} = -1$$

$$-V_{CEO} = 30 \text{ Voltios}$$

$$P_{tot} = 24 \text{ Vatios}$$

$$h_{FE} < 100$$

$$T_j = 100^\circ \text{C} \text{ (temperatura de la unión)}$$

$$R_{th} = 2^\circ \text{C/vatio}$$

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{h_{FE(\text{mín})} + 1} = \frac{0,6}{50} = 12 \text{ miliamperios}$$

2. Se determina el transistor ~~Q1~~-Q2

$$V_{EC_2}(\text{máx}) \cong V_{EC_1} = \underline{\underline{38 \text{ Voltios}}}$$

$$I_{E_2} \cong I_{B_1} = 12 \text{ miliamperios}$$

$$P_{EC_1} = 38 \times 0.012 = \underline{\underline{0.456 \text{ Vatios}}}$$

El transistor OC-74 (PNP) tiene las siguientes características.

$$I_E = 0 \quad V_{BC} = -9 \text{ Voltios}$$

$$-I_C = 50 \text{ mA} \quad -V_{EC} = 6V$$

$$I_C = -300\text{mA} \quad V_{ECR} = 20 \text{ V.}$$

$$h_{FE} = 80$$

$$T_j = 75^\circ\text{C}$$

$$R_{th} = 0,22 \text{ }^\circ\text{C/ watio}$$

$$I_{B_2} = \frac{I_{E_2}}{(h_{FE\text{mín}} + 1)(h_{FE\text{mín}} + 1)} = \frac{12}{50^2} = \underline{\underline{0.005 \text{ mA}}}$$

$$I_{C_3} \gg I_{B_2}$$

3. Para el transistor ~~Q3~~-Q4 Tipo NPN de silicio señala un $h_{FE\text{mín}} = 20$ y un V_{EB} de 4 Voltios, I_{C_4} es 2 ó más veces el valor de I_{B_2} .

Luego,

$$I_{C_4} = 0,005 \times 3 = 0,015 \text{ mA}$$

$$I_{E4} \approx I_{C4} = 1 \text{ mA}$$

si se escoge $E_{R2} = 6$ Voltios , entonces: $V_{Z2} = 6V$

$$R_4 = \frac{E_{R2} - V_{EB4}}{I_{E4}} = \frac{(6 - 3)10^3}{1} = \underline{\underline{3000 \text{ ohmios}}}$$

$$R_4 = \underline{\underline{2,7 \text{ K}\Omega}}$$

4. De la ecuación

$$R_5 = \frac{E_{in(\text{min})} - E_{R2}}{I_{R2} + I_{B4}} \approx \frac{E_{in(\text{min})} - E_{R2}}{I_{R2}}$$

$$R_5 = \frac{(30 - 6)10^3}{2} = 12.000 \text{ Ohmios}$$

$$R_5 = \underline{\underline{10 \text{ K}\Omega}}$$

6. Se escoge un voltaje de ruptura de 8 Voltios, la corriente a través del diodo CR-1 debe ser suficiente para mantener la ruptura, por consiguiente, si I_{Z1} se escoge igual a 0,02 miliamperios, mayor que I_{C4} .

$$7. \quad R_3 = \frac{E_0 - E_{R1}}{I_{Z1}} = \frac{(24-8)10^3}{0.02} = \underline{\underline{800.000 \text{ Ohmios}}}$$

$$R_3 = \underline{\underline{1 \text{ M}\Omega}}$$

Se observa de las hojas de datos, que usando corrientes menores a través del diodo de ruptura se obtiene un coeficiente de temperatura más positivo.

8. La corriente de colector de $-Q_3-$ será aproximadamen-

te 1 miliamperio; por lo que se escoje un transistor PNP OC-70

9. Se determina R_1 , R_2 y R_p

$$\text{sea } R_1 = \underline{\underline{1,5 \text{ K}}}$$

$$A_T = \frac{R_1'}{R_1' + R_2'} = 0,36 = \frac{1.800}{5.000}$$

$$R_1' = R_1 + R_{p1}$$

$$R_{p1} = R_1' - R_1$$

$$R_{p1} = 1.800 - 1.500 = 300 \text{ Ohmios}$$

$$R_1' + R_2' = 5.000$$

$$R_2' = 5.000 - 1800 = 3.200$$

$$R_2 = 3.200 - R_{p2} = 3.000$$

$$R_2 = \underline{\underline{2,7 \text{ K}\Omega}}$$

$$R_{p2} = 300 \text{ Ohmios}$$

$$R_p = \underline{\underline{500 \text{ Ohmios}}}$$

10. El condensador de 0.01 microfaradio a través del colector y la base de Q_3 , previene inestabilidad evitando señales por oscilación de Q_3

11. Se determina el requerimiento térmico para el disipador de calor - Q_1 -

La resistencia térmica máxima total permisible, viene dada por¹

$$\theta_{JA} = \frac{T_{jm\acute{a}x} - T_{Am\acute{a}x}}{P_{ECm\acute{a}x}} \quad (4-1)$$

$$T_{jm\acute{a}x} = 100^{\circ}\text{C}$$

$$T_{Am\acute{a}x} = 30^{\circ}\text{C} \text{ (temperatura ambiental)}$$

$$P_{EC(m\acute{a}x)} = 20 \text{ vatios}$$

luego

$$\theta_{JA} = \frac{100^{\circ}\text{C} - 30^{\circ}\text{C}}{20 \text{ W}} = \underline{\underline{3,5^{\circ}\text{C/vatios}}}$$

Aplicando la regla que 1 cm² de superficie de aluminio tiene una resistencia térmica de aproximadamente 400 °C/vatio, se necesita una superficie

$$S = \frac{400^{\circ}\text{C/W} \cdot \text{cm}^2}{4^{\circ}\text{C/W}} = \underline{\underline{100 \text{ cm}^2}}$$

12. La lista de materiales se incluye en el Apéndice 2.

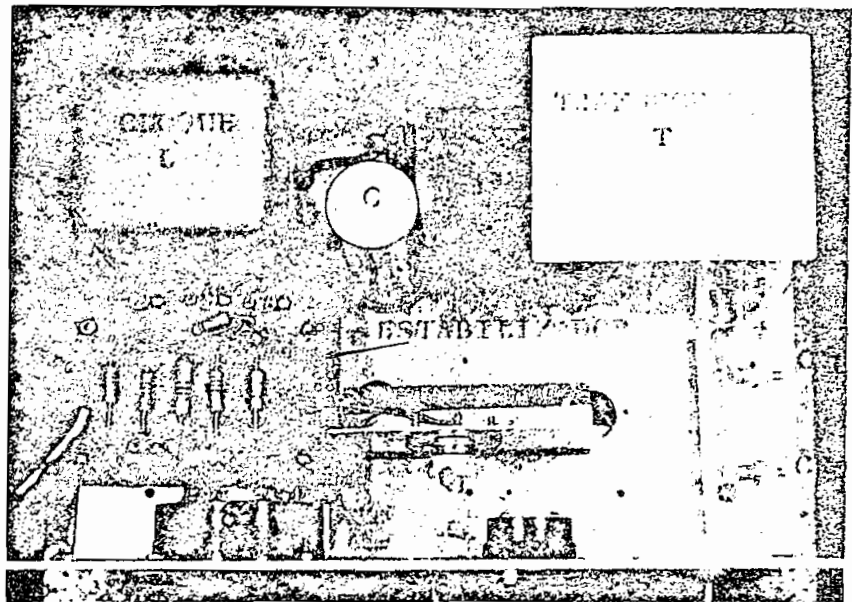
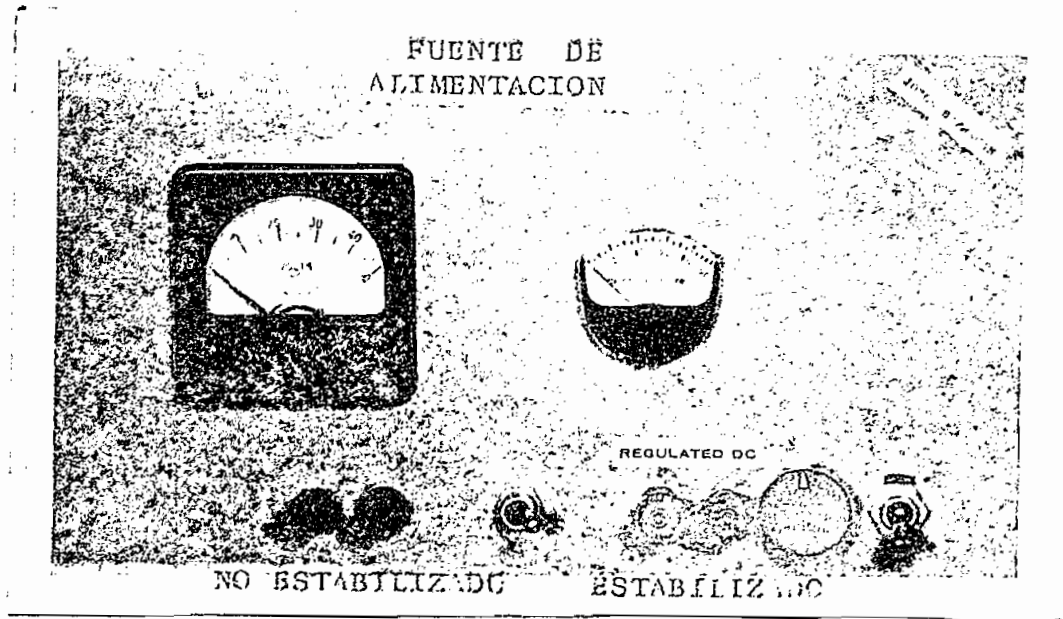
CAPITULO QUINTO

CONSTRUCCION DE LA FUENTE DE ALIMENTACION
ESTABILIZADA Y VERIFICACION EXPERIMENTAL
DE LOS REQUERIMIENTOS DEL DISEÑO

5-1 DESCRIPCION GENERAL DE LA CONSTRUCCION DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

Con los datos obtenidos en los capítulos II y IV y utilizando los materiales descritos en los Apéndices No. 1 y 2 se procede a construir la fuente de alimentación de acuerdo a las siguientes etapas:

- 1.- Construcción del chasis para la colocación de los elementos de rectificación, filtro, estabilizador y fusibles.
- 2.- Construcción del panel frontal para la colocación del voltímetro, amperímetro, conmutador y terminales de salida.
- 3.- Instalación de los elementos y accesorios, dejando dos terminales para la salida de voltaje no estabilizado y dos terminales para la salida de voltaje estabilizado.
- 4.- Construcción del estabilizador de voltaje, utilizando zócalos para el montaje de diodos y transistores, a fin de poder reparar fácilmente cualquier falla que se presente.
- 5.- Instalación del estabilizador de voltaje con su fusible de protección contra sobrecorrientes. La Fotografía No. 1, muestra la fuente construida en dos posiciones.



Fotografía No. 1 Fuente de alimentación estabilizada

a. Panel Frontal

b. Vista Superior

5-2 VERIFICACION EXPERIMENTAL DE LA FUENTE DE ALIMENTACION NO ESTABILIZADA

1.- Medida del voltaje de salida no estabilizada E_{dc} en función de la corriente de salida I_{dc} a través de la carga.

T A B L A No. 5-1

E_{dc} Voltios	65	41	40,9	40	39	38,3
I_{dc} Amperios	0	0,13	0,15	0,25	0,4	0,5
E_{dg} Voltios	37,7	36,4	36,2	35,9	35,5	35
I_{dc} Amperios	0,6	0,7	0,8	0,85	0,9	1

2.- Se obtiene la curva de regulación, Fig: 5-1, con los datos de la Tabla No.5-1, curva característica descrita en la pag # 36.

Cuando la corriente es cero (R_L es infinita), el filtro funciona, como un simple filtro por capacidad, y la tensión de salida será $E_{m\acute{a}x}$. A medida que aumenta la corriente de carga, la tensión cae, hasta que I_{dc} es igual a I_c (corriente a la que $L = L_c$) la tensión de salida es la correspondiente al filtro de sección L ($0,636 E_{m\acute{a}x}$). Para valores de corrientes mayores que I_c , las variaciones de potencial son producidas por efecto de la resistencia de los diversos elementos del circuito.

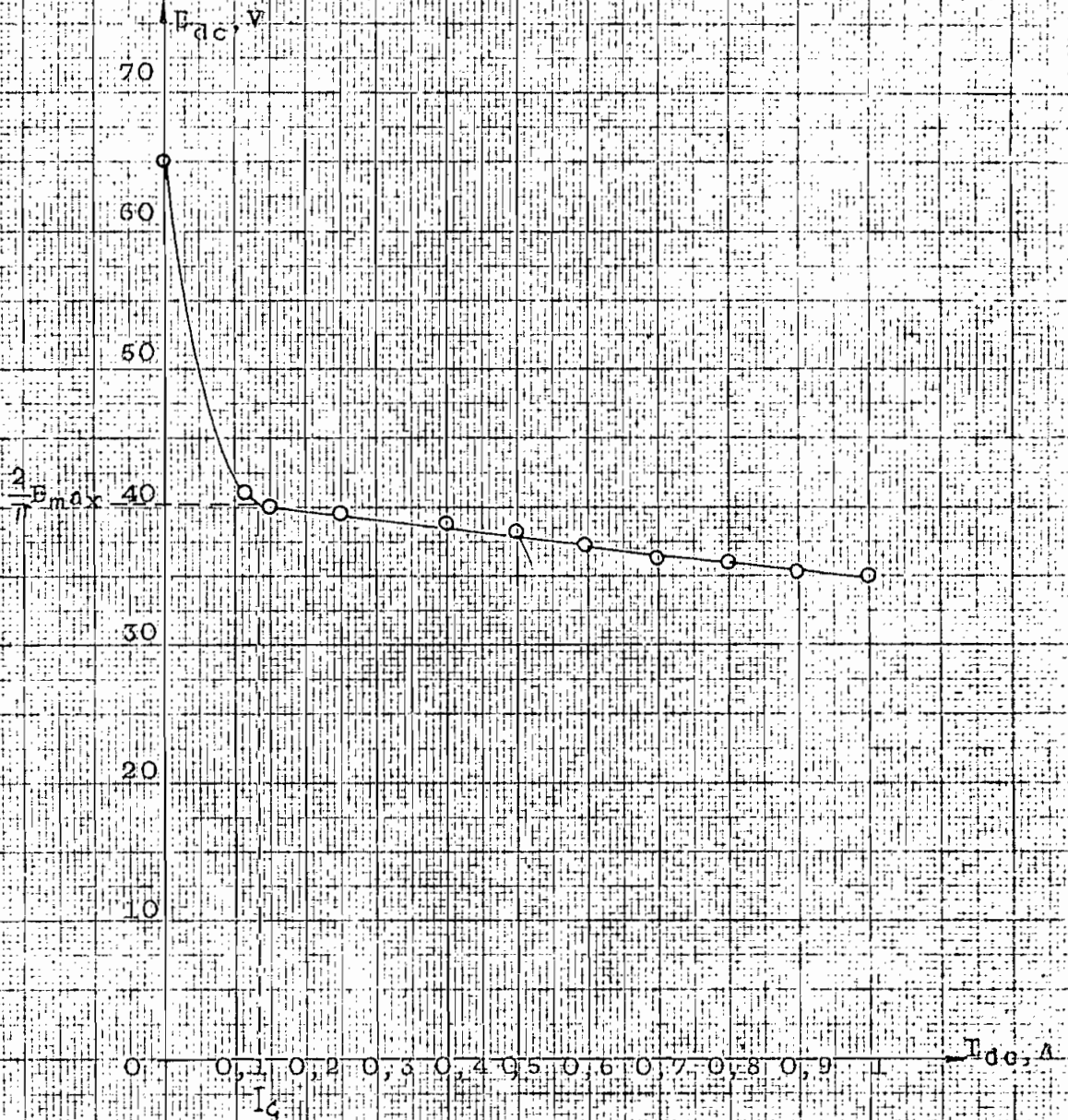


Fig. 5-1. Curva característica de regulación para la fuente de alimentación no estabilizada.

3.- Medida de la ondulación, mediante el osciloscopio

Escala:

Horizontal = 2 milisegundos/centímetro

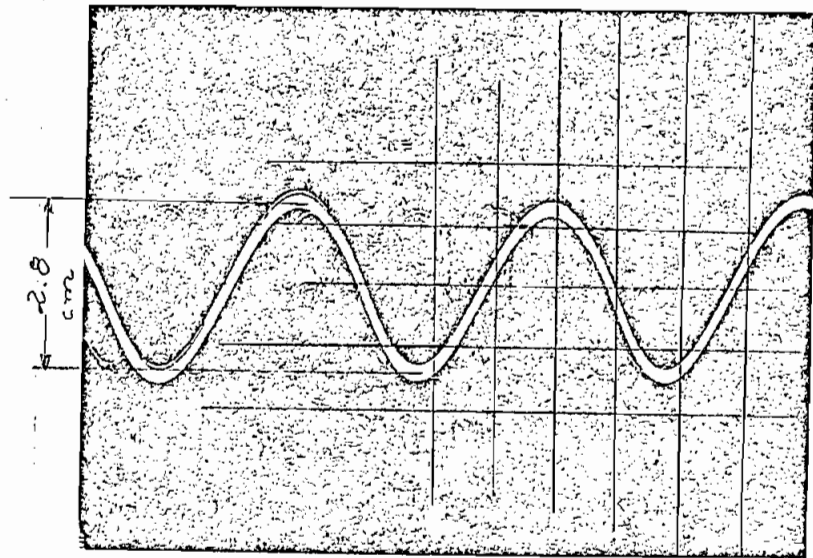
Vertical = 0,5 Voltios/centímetro

Barrido = 2 milisegundos/centímetro

 $I_{dc} = 1$ Amperio $E_{dc} = 35$ Voltios

De acuerdo al oscilograma que muestra la Fotografía No. 2, se tiene:

$$E'_{rms} = 2,8/2 \times 0,7 \times 0,5 = 0,49 \text{ Voltios}$$



Fotografía No. 2

Oscilograma del voltaje de ondulación de la fuente de alimentación no estabilizada con filtro LC.

4.- Verificamos experimentalmente el aumento de una capacidad adicional en el circuito filtro, con el fin de obtener un mejor filtrado (conexión CLC). Con los valores de la Tabla No. 5-2 obtenemos la Fig: 5-2.

T A B L A N o. 5 - 2

E_{dc} Voltios	70	62	61	60	57
I_{dc} Amperios	0	0,2	0,3	0,4	0,5
E_{dc} Voltios	55	52	51	50	48
I_{dc} Amperios	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0

5.- La ondulación de la tensión se reduce notablemente, Se obtiene los siguientes valores:

T A B L A N o. 5-3

E_{dc} Voltios	I_{dc} Amperios	E'_{rms} milivoltios	r %
70	0	60	0,085
62	0,2	60	0,097
61	0,3	80	0,131
60	0,4	100	0,167
57	0,5	120	0,21
55	0,6	140	0,254
52	0,7	160	0,308
51	0,8	180	0,354
50	0,9	200	0,4
48	1	240	0,5

- 6.- Se obtiene con los valores de la Tabla No. 5-5 la curva característica de la ondulación representada en la Fig: 5-3
- 7.- Medida del voltaje de ondulación, mediante el osciloscopio.

Escalas: Horizontal = 2 milisegundos/centímetro

Vertical = 0,1 Voltios/centímetro

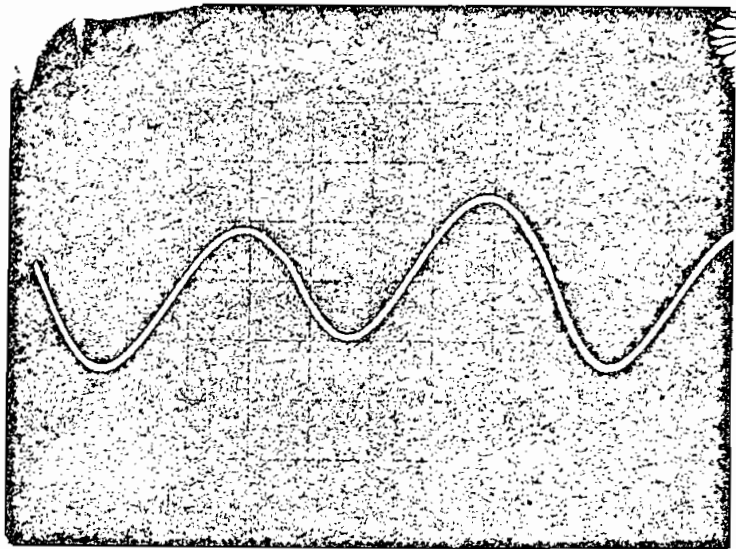
Barrido = 2 milisegundos/centímetro

$E_{dc} = 58$ voltios

$I_{dc} = 400$ miliamperios

De acuerdo al oscilograma que muestra la Fotografía No. 3 se tiene:

$$E'_{rms} = 3/2 \times 0,7 \times 0,1 = 105 \text{ milivoltios}$$



Fotografía No. 3

Oscilograma del voltaje de ondulación de la fuente de alimentación no estabilizada con filtro CLC.

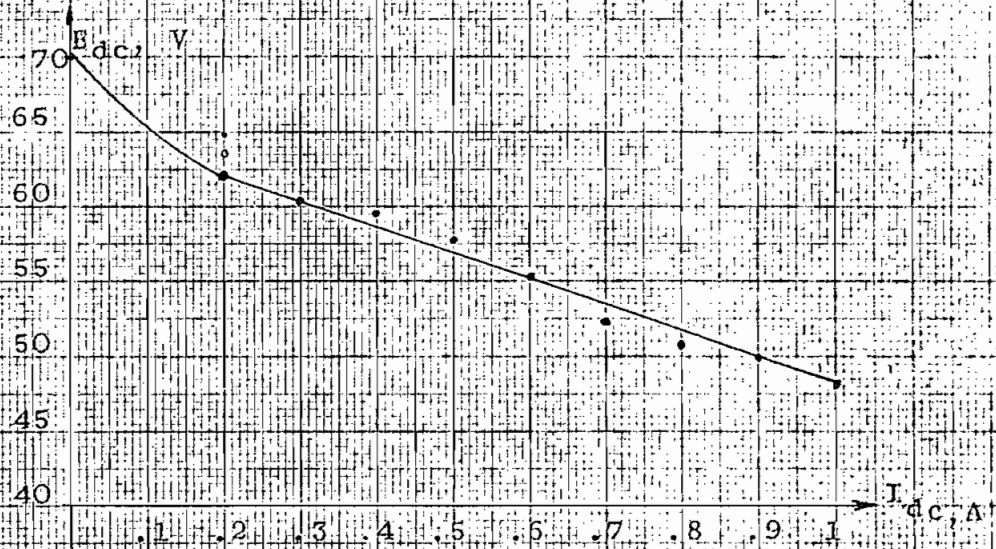


Fig: 5-2 Curva característica de regulación de la Fuente de alimentación no estabilizada con filtro CIC.

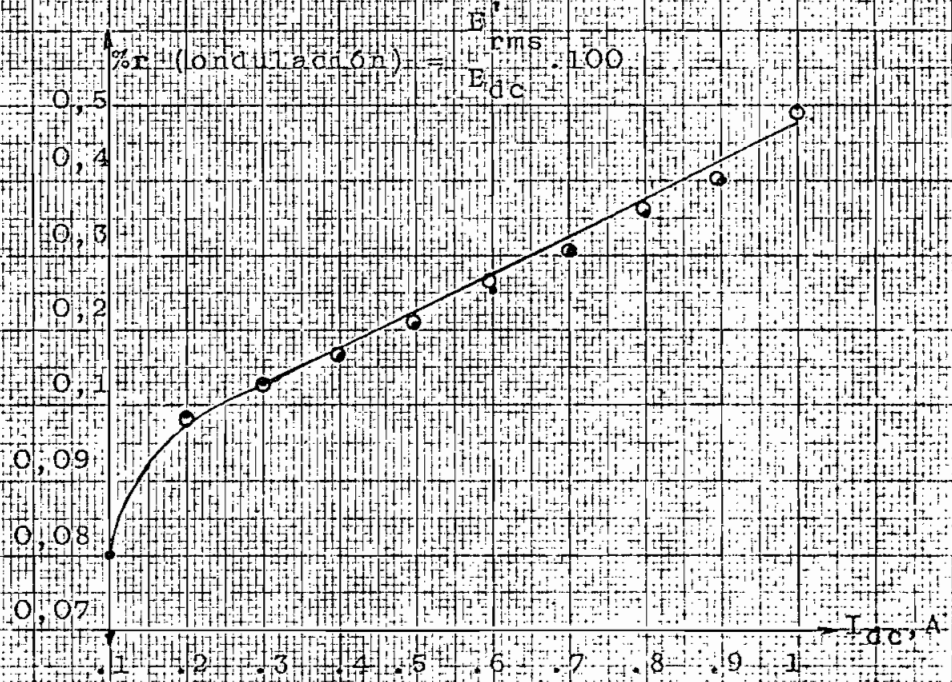


Fig: 5-3 Curva característica de la ondulación en función de la corriente de carga.

NEWELL & LESER CO.

5-3 VERIFICACION EXPERIMENTAL DE LA FUENTE DE ALIMENTACION ESTABILIZADA

1.- Se comprueba los parametros de comportamiento descritos en las Pags: 50, 51. La Fig: 5-4 indica el circuito usado para medir la resistencia interna R_0 y el factor de estabilidad K_S .



Fig: 5-4 Circuito de prueba usado para medir R_0 y K_S .

a) Medida de la resistencia interna del estabilizador

Se obtiene efectuando las lecturas a los instrumentos dispuestos en el estabilizador como muestra la Fig: 5-4, con valores fijos de E_{in} , variando la corriente I_o . Los valores de las Tablas 5-4 a 5-9 dan origen a la Fig: 5-5; La ecuación (3-14) determina el valor de R_0 . Se observa que para valores de I_o menores a 0,1 Amperio se puede apreciar el valor de R_0 , y para valores mayores a 0,1 $R_0 \approx 0$

T A B L A No. 5-4

$$E_{in} = 30 \text{ Voltios}$$

E_o Voltios	15,7	15,6	15,6	15,6	15,6	15,6
I_o Amperios	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5

T A B L A No. 5-5

$$E_{in} = 35 \text{ Voltios}$$

E_o Voltios	15,9	15,8	15,8	15,8	15,8	15,8
I_o Amperios	0,055	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5

T A B L A No. 5-6

$$E_{in} = 40 \text{ Voltios}$$

E_o Voltios	16,1	16	16	16	16	16
I_o Amperios	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5

T A B L A No. 5-7

$$E_{in} = 45 \text{ Voltios}$$

E_o Voltios	16,1	16,08	16,08	16,08	16,08	16,08
I_o Amperios	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5

T A B L A No. 5-8

$$E_{in} = 48 \text{ Voltios}$$

E_o Voltios	16,25	16,2	16,2	16,2	16,2
I_o Amperios	0,05	0,1	0,2	0,3	0,5

T A B L A No. 5-9

$$E_{in} = 50 \text{ Voltios}$$

E_o Voltios	16,35	16,3	16,3	16,3	16,3
I_o Amperios	0	0,15	0,22	0,4	0,54

- b) Valores obtenidos para comprobar el factor de estabilidad K_S

T A B L A No. 5-10

$$I_o = 0,00 \text{ Amperios}$$

E_{in} Voltios	30	35	40	45	50	55	60
E_o Voltios	14	14,4	14,8	15	15,1	15,2	15,4

T A B L A No. 5-11

$$I_o = 0,1 \text{ Amperios}$$

E_{in} Voltios	30	35	40	45	48	50	55
E_o Voltios	14	14,4	14,8	15	15,1	15,15	15,2

T A B L A No. 5-12

 $I_0 = 0,2$ Amperios

E_{in} Voltios	30	35	40	45	50	55
E_o Voltios	14	14,5	15	15,1	15,1	15,2

T A B L A No. 5-13

 $I_0 = 0,3$ Amperios

E_{in} Voltios	30	35	40	45	50	55
E_o Voltios	14	14,5	14,9	15,1	15,3	15,5

T A B L A No. 5-14

 $I_0 = 0,4$ Amperios

E_{in} Voltios	30	35	40	45	50	55
E_o Voltios	13,8	14,3	14,7	14,8	15	15,4

T A B L A No. 5-15

 $I_0 = 0,5$ Amperios

E_{in} Voltios	30	35	40	45	50	55
E_o Voltios	13,7	14,3	14,6	14,8	15	15,5

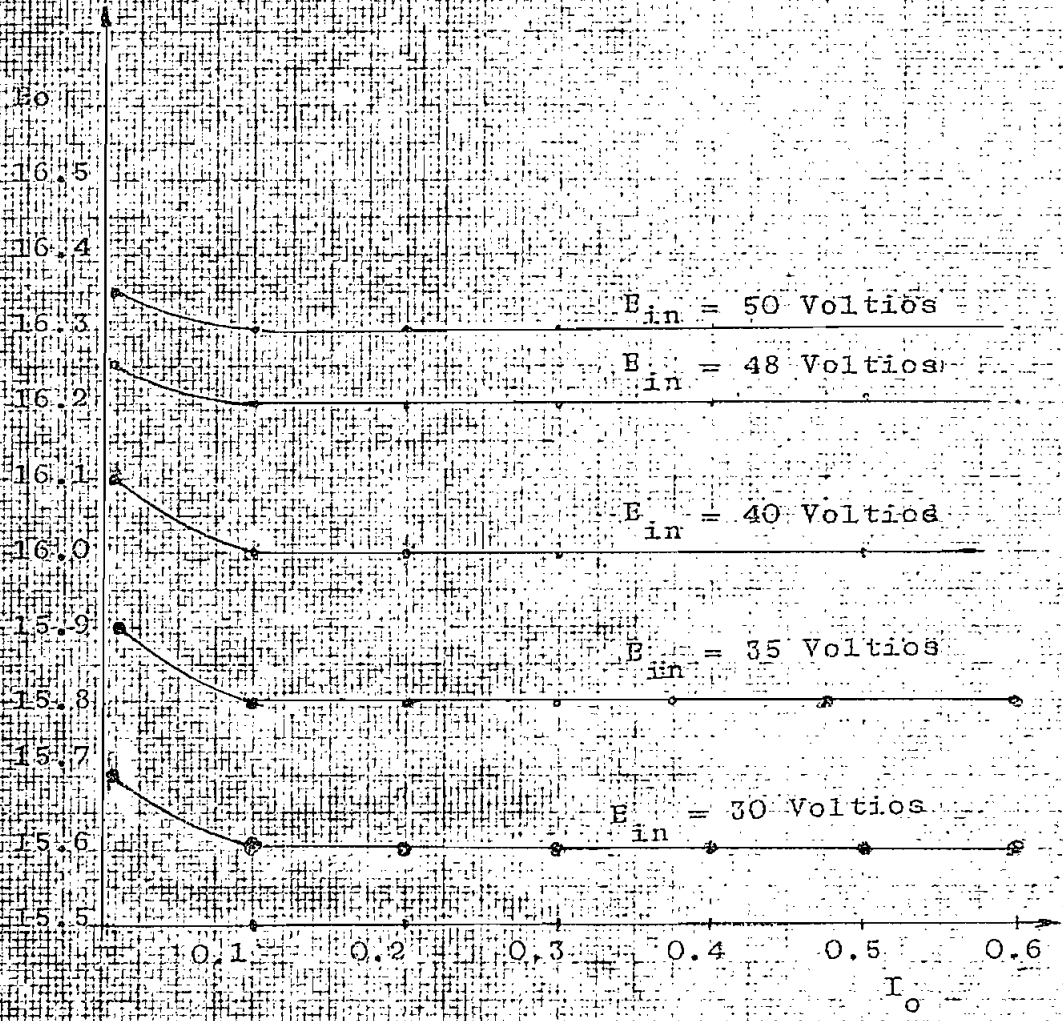


Fig: 5-4. Curvas de E_o en función de I_o

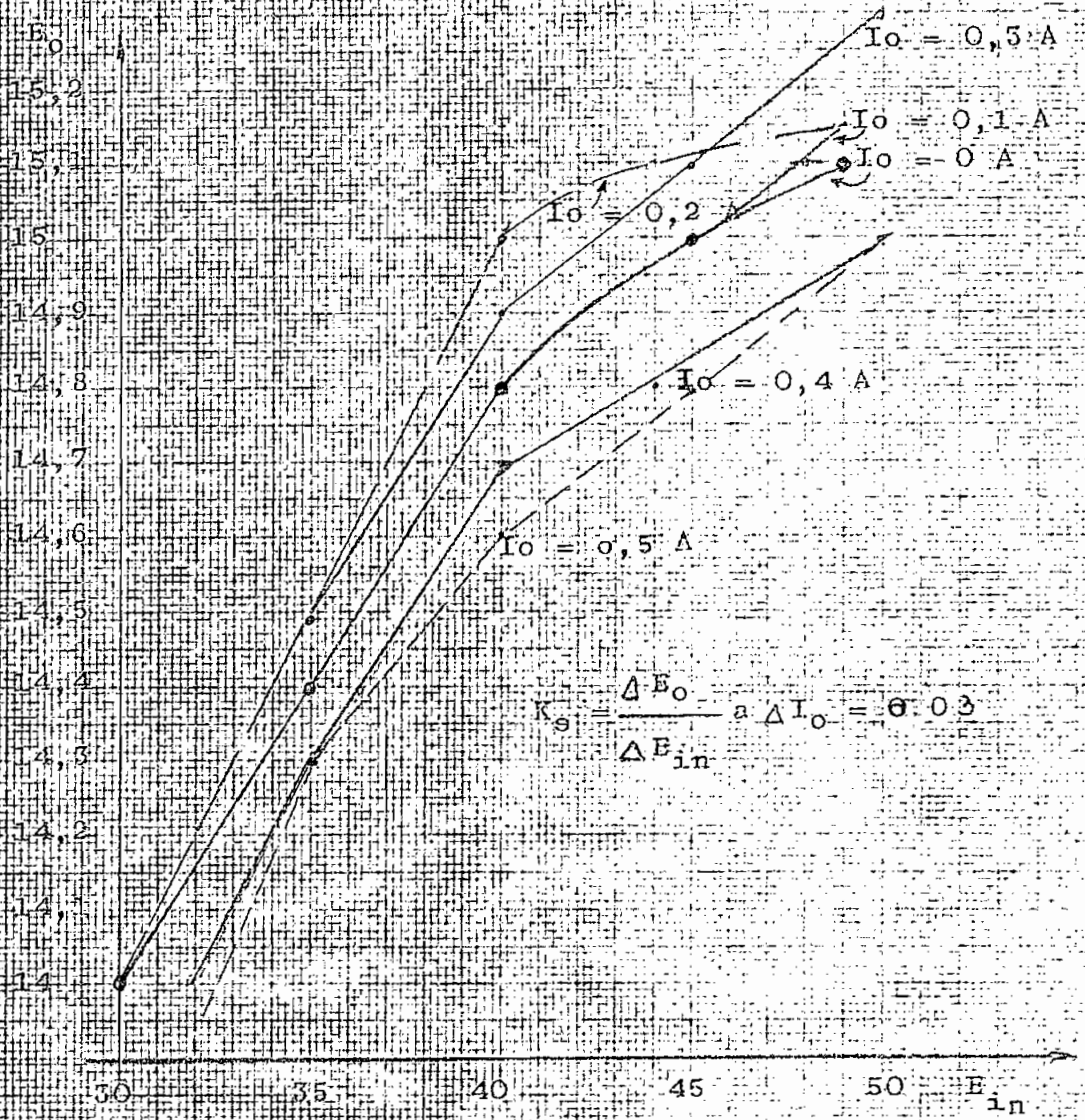


Fig. 15-5 Curvas de E_o en función de E_{in}

2.- Medida del voltaje de ondulación, mediante el osciloscopio.

Escalas: Horizontal = 0,2 voltios/centímetro

Vertical = 10 milivoltios/centímetro

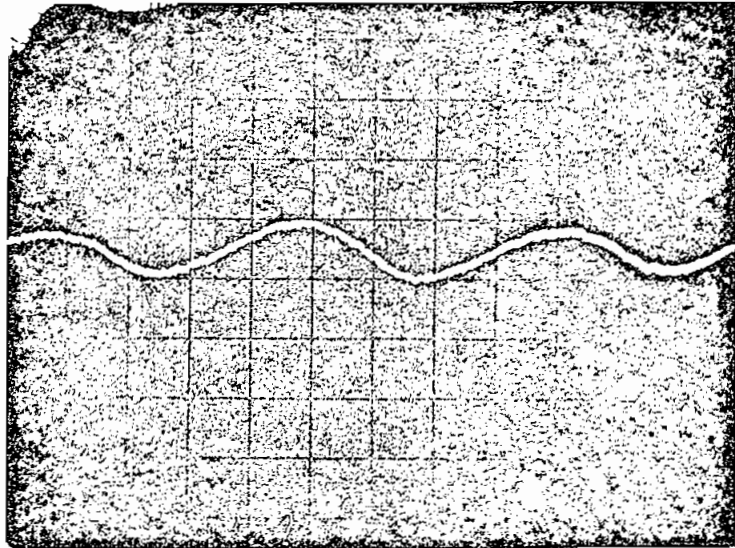
Barrido = 2 milisegundos/centímetro

$I_0 = 500$ miliamperios

$E_0 = 18$ voltios

De acuerdo al oscilograma que muestra la Fotografía No. 4 se tiene :

$$E'_{rms} = 10/2 \times 0,7 = 3,5 \text{ milivoltios}$$



Fotografía No. 4

Oscilograma del voltaje de ondulación de la fuente de alimentación estabilizada.

5-4 CONCLUSIONES

El análisis realizado en los capítulos anteriores y los resultados obtenidos en la verificación experimental, permite resumir las siguientes conclusiones comparativas de la fuente de alimentación que se ha diseñado:

1. Para la construcción de la fuente de alimentación se han utilizado componentes con valores aproximados a los obtenidos en la parte teórica, debido a la dificultad de conseguir los elementos apropiados en el comercio y en el Laboratorio.
2. El proceso de rectificación al utilizar diodos semiconductores ofrece mayores ventajas sobre otros dispositivos de rectificación, a saber: menor tamaño y facilidad de disipación de calor, mayor rendimiento y ningún envejecimiento.
3. La regulación del voltaje, o sea la variación del voltaje de salida con cambios en la resistencia de carga, utilizando la ecuación (1-25) ó el nomograma No. 1 (pag 13) es:

a.- Fuente no estabilizada

Filtro LC . . . %R = 85 % Fig: 5-1 Pag 94

Filtro CLC . . %R = 46 % Fig: 5-2 Pag 98

b.- Fuente estabilizada

%R = 0,3 a 0,6 %

Fig: 5-4 Pag 103

Por consiguiente la regulación del voltaje de la fuente estabilizada es superior comparada con la regulación de la salida no estabilizada.

4. La reducción del voltaje de ondulación es notable al realizar la misma comparación. Se calcula el voltaje de ondulación observando las fotografías No. 2, 3 y 4.

a.- Fuente no estabilizada

Filtro LC - Fotografía No. 2 - Pag : 95

$$\gamma = \frac{E'_{rms}}{E_{dc}} \times 100 = \frac{0,49 \times 100}{35} = 1,4 \%$$

Filtro CLC - Fotografía No. 3 - Pag: 97

$$\gamma = \frac{0,24 \times 100}{48} = 0,5 \%$$

b.- Fuente estabilizada

Fotografía No. 4 - Pag 105

$$\gamma = \frac{3,5 \times 100}{1000 \times 20} = 0.017 \%$$

6. La Fig: 5-5, pag 104, muestra las curvas E_o en función de E_{in} para corrientes de salida fijas. El factor de estabilidad K_s para valores de E_{in} comprendidos entre 30 a 50 voltios es de 0.018 a 0.06%. Para valores de E_{in} mayores a 50 voltios K_s es mayor que 1, lo que indica inestabilidad.

En resumen al realizar las comparaciones y evaluaciones el diseño construido de la fuente de alimentación estabilizada presenta mejores ventajas sobre la no estabilizada. En caso de requerir un mejor filtrado, se puede añadir el condensador C_2 mostrado en el circuito de la Fig: 3-26.

Las especificaciones del diseño son:

Voltaje de salida E_o	0 - 20 Voltios
Corriente máxima de carga I_o	600 miliamp.
Voltaje de entrada	$110^{+10\%}$ Voltios
Frecuencia	60 H_z
Porcentaje de regulación	0,5 %
Porcentaje de estabilidad	0.018 %
Porcentaje de voltaje de ondulación	0,017 %

=====

A P E N D I C E No. 1

LISTA DE MATERIALES

Componentes	Cantidad	Descripción
T	1	Transformador MO8557 -TF4RX01KA Entradas 115 \pm 10 % Voltios Salida 115 voltios con CT - 1 Am- perio.
CR ₁ - CR ₂	2	Diodos rectificadores de silicio - 1N255 -
L	1	Choque 0,5 a 0,25 Henrios de 0,2 a 1 Amperio - General Electric - - 9T35Y300 -
C	1	Condensador electrolítico 2 x 80 microfaradios, 450 voltios.
	1	Chasis de aluminio para el mon- taje de los elementos de rectifi- cación, filtraje y estabilización Dimensiones: (30 x 20 x 8 cm). Espesor: 2,5 mm
	1	Lámina de aluminio para la coloca- ción de los terminales de salida, conmutador, interruptor y aparatos de medida. Dimensiones: 30 x 20 cm Espesor: 2,5 mm.
		Material miscelaneo: Portafusibles, fusibles, conductores alambrado, conectores, disipadores, etc.

A P E N D I C E No. 2

LISTA DE MATERIALES

Componentes	Cantidad	Descripción
Q ₁	1	Transistor AD-149
Q ₂	1	Transistor OC-74
Q ₃	1	Transistor OC-70
Q ₄	1	Transistor 2N709
R ₁	1	Resistencia 1.500 ohmios-0,5 vatio
R ₂ - R ₄	2	Resistencia 2.700 ohmios-0,5 vatio
R ₃	1	Resistencia 1 Megaohmio -0,5 vatio
R ₅	1	Resistencia 1.000 ohmios-0,5 vatio
R _P	1	Potenciómetro 500 ohmios-0,5 vatio
CR-1	1	Diodo zener 6 voltios - 4 mA.
CR-2	1	Diodo zener 6 voltios - 2 mA.
c	1	Condensador 0.1 picofaradios de papel.

Material miselaneo: Zócalos de transistores, conductores alambra do, placa de baquelita, etc.

B I B L I O G R A F I A

1. Angelo, E. J., "Circuitos Electrónicos"., McGraw-Hill Book Co., New York., 1.965.
2. Alley, C.L., Atwood, K.W., " Electronic Engineering" John Wiley & Sons, Inc., New York., 1.966.
3. Cutler, P., " Análisis y Diseño de Circuitos Electrónicos"., McGraw-Hill Book Co., New York., 1.967.
4. Chirlian, P., "Análisis y Diseño de Circuitos Electrónicos"., McGraw-Hill Book Co., New York., 1.967.
5. Engineers' of Westinghouse Electric Corp., "Industrial Electronics Reference Book"., John Wiley & Sons, Inc., New York., 1.948.
6. Electrical Engineering Polytechnic of Brooklyn., "Control Engineers' Handbook"., McGraw-Hill Book Co., New York., 1.958.
7. Graf, Rudolf., "Power Supplies"., Rev., vol 60., no. 15., September 1.968..

8. Gray, T.S. "Análisis y Diseño de Circuitos Electrónicos"., McGraw-Hill Book Co., Nueva York., 1.968.
9. Hildreth, Skilling Hugh., "Circuitos en Ingeniería Eléctrica"., Editorial Continental, S.A., México., 1.963.
10. I.T.T., "Datos de Referencia para Ingenieros de Radio"., Editorial Continental S. A., México., 1.963.
11. Kretzmann, R., "Electrónica Aplicada a la Industria"., Biblioteca Técnica Philips., Madrid., 1.962.
12. Kloeffler, Royce., "Principios de Electrónica"., Editorial Continental, S.A., México., 1.965.
13. Terman, F., " Ingeniería Electrónica y de Radio". Arbo Editores., Buenos Aires., 1.967.
14. Texas Instruments Incorp., "Transistores-Circuitos Diseño"., Editorial Continental., México., 1.965.
15. Ryder D.J., "Engineering Electronics"., McGraw-Hill Book Co., New York., 1.967.