

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

"CONTROL ELECTRONICO DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC
PARA VEHICULO ELECTRICO"

LUIS MONTALVO RAMIREZ

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL
TITULO DE INGENIERO EN ELECTRO-
NICA Y TELECOMUNICACIONES.

QUITO, NOVIEMBRE DE 1982

Certifico que la presente
Tesis de Grado ha sido
elaborada en su totalidad
por el Sr. Luis Montalvo
Ramírez.



ING. HUGO BANDA G.

Director de Tesis

DEDICATORIA

A mis Padres

AGRADECIMIENTO

A todas las personas, que de una u otra manera han contribuido para que el presente trabajo sea una realidad.

Debo mencionar de manera especial al Dr. Kanti Hore, gracias a cuya gestión personal fue posible la consecución de elementos importantes del diseño, al Ing. Hugo Banda, por su acertada dirección en el desarrollo del Tema y a la Srta. Ana Viteri por su gran labor en la transcripción del manuscrito.

C O N T E N I D O

Página

CAPITULO I : INTRODUCCION

1.1. Probabilidades de control de la velocidad del motor ...	1
--	---

CAPITULO II : DISEÑO

2.1. Especificaciones, alcance y diagrama de bloques general	5
2.1.1. Selección del tipo de control	5
2.1.2. Alcance	6
2.1.3. Diagrama de bloques general	7
2.2. Sistema de Potencia	
2.2.1. Teoría idealizada del Troceador	10
2.2.2. Selección del Troceador a utilizarse (Jones Modificado)	20
a) Principio de operación	21
b) Ventajas e inconvenientes del troceador Jones.....	23
c) Modos de operación	23
d) Análisis matemático	26
e) Relación $h(Q)$	46
f) Relaciones para los elementos de conmutación	47
g) Criterios de selección del factor Q	50
h) Influencia de la frecuencia de trabajo en el sistema	50
2.2.3. Diseño del circuito de potencia	54
2.3. Sistema Digital para el disparo de los Tiristores	61

2.3.1. Formas de onda que debe generar el circuito de disparo	61
2.3.2. Requerimientos del sistema de control	64
2.3.3. Diagrama de bloques y diseño del sistema	66
a) Diseño del reloj (CK)	66
b) Diseño del generador de P_2	69
c) Diseño del circuito de habilitación	71
d) Diseño del circuito de control de la corriente de arranque	72
e) Diseño del generador de retardo $[tr_2]$	79
f) Diseño del generador de P_1	82
g) Diseño del sensor de voltaje	83
h) Diseño del generador de pulso de emergencia $[Pe]$	85
i) Diseño de los conformadores de pulsos	87
2.4. Interfase entre el sistema digital de control y el sistema de potencia	90
2.4.1. Objetivos de la Interfase	90
2.4.2. Consideraciones de potencia necesaria para el disparo de los tiristores	90
2.4.3. Diseño del circuito	92
2.5. Circuitos especiales	102
2.5.1. Protecciones	102
2.5.2. Fuentes	102

CAPITULO III : CONSTRUCCION

3.1. Selección de la técnica a utilizarse	104
---	-----

3.2. Distribución de los elementos en la tarjeta del sistema digital de control 108

3.3. Distribución de los elementos en la tarjeta de la interfase 108

CAPITULO IV : ANALISIS DE RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1. Objetivo 112

4.2. Funcionamiento del Sistema Digital para disparo de los tiristores 112

4.2.1. Encendido 113

4.2.2. Operación normal 115

4.2.3. Apagado 116

4.2.4. Generador del pulso emergente 118

4.3. Funcionamiento del Sistema de Potencia 120

4.3.1. Funcionamiento en estado estable 121

4.3.2. Operación con el choque y sin el choque 123

4.3.3. Transitorio de la corriente de arranque 125

4.3.4. Respuesta dinámica del sistema 126

4.4. Influencia del troceador en las características de funcionamiento del motor 128

4.4.1. Mediciones realizadas 130

4.4.2. Resultados normalizados 138

4.4.3. Curvas obtenidas 139

CAPITULO V : CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1. Conclusiones 174

5.2. Recomendaciones 174

REFERENCIAS 176

APENDICE :

PROLOGO

El objetivo del presente trabajo es diseñar y construir un sistema de control electrónico de velocidad del motor del vehículo eléctrico construido en la Escuela Politécnica Nacional.

En el Capítulo I se define el problema y se selecciona la técnica a utilizarse en el sistema de control.

El Capítulo II presenta el diseño de cada uno de los bloques constitutivos del sistema. Se incluye también, el análisis matemático del circuito de potencia, por considerárselo de importancia, en virtud que varias de las consideraciones realizadas no son obvias.

En el Capítulo III se describe brevemente la construcción del sistema.

El Capítulo IV analiza los resultados obtenidos experimentalmente en base a fotografías del funcionamiento de los principales bloques del sistema y a curvas obtenidas mediante un programa de "Regresión polinomial" implementado en el computador Tektronix 4051 de la Facultad.

En el Capítulo V se incluyen las conclusiones y recomendaciones fruto de esta investigación.

I.- INTRODUCCION.

El vehículo con tracción eléctrica construido en la Escuela Politécnica Nacional, dispone para su locomoción de un motor DC tipo Serie.

1.1.- POSIBILIDADES DE CONTROL DE LA VELOCIDAD DEL MOTOR.-

El circuito equivalente de este tipo de motor alimentado por una fuente de voltaje E es el que se muestra en la Fig. (1.1)

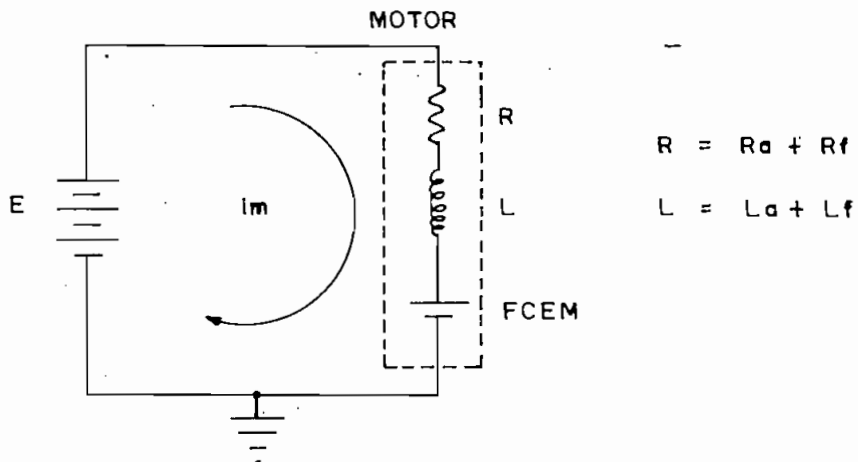


FIG. (1.1)

Circuito equivalente de un motor DC Serie

Donde: R = resistencia del motor

R_a = resistencia de armadura

R_f = resistencia del campo serie

L = inductancia del motor

L_a = inductancia de armadura, y

L_f = inductancia del campo serie

FCEM = Fuerza contraelectromotriz

La ecuación fundamental de la velocidad del motor $[\omega]$ que rige su comportamiento al alcanzar el estado estable es:

$$\omega = \frac{E - i_m \cdot R}{K \phi} \quad \text{Ec. (1.1)}$$

Donde: K = constante característica de la máquina.

ϕ = campo magnético en el bobinado.

Para el caso del motor DC tipo serie, debido a que la corriente que circula por la armadura lo hace también a través del bobinado de campo, las posibilidades de variar la velocidad son dos:

1.- Limitar la corriente " i_m " - (Control por resistencia R).

Lo cual se consigue insertando una resistencia " R " en serie con el motor. Esta técnica de control resulta ineficiente, pues independientemente de la corriente que esté absorbiendo el motor, el consumo de potencia es siempre igual.

2.- Controlar el voltaje aplicado a los terminales del motor.-

a) Mediante conmutador manual.-

Es el método inicialmente empleado en el vehículo eléctrico, y consiste en localizar en el paquete de baterías, un sistema de conmutadores adecuado que conecte más o menos baterías en serie con el motor. El diagrama de la Fig. (1.2) es muy explicativo.

Para bajas velocidades, únicamente pocas baterías están conectadas al motor, las otras no proporcionan ninguna potencia; lo contrario ocurre para mayores velocidades.

lo tanto deben reemplazarse más pronto. Al tratar de cargar el paquete de baterías, es casi imposible lograr que todas ellas reciban la carga adecuada, por lo cual se disminuye su vida útil.

b) Mediante Troceador de Tiristores.-

Es la técnica utilizada en el presente trabajo de Tesis. Consiste en introducir entre el motor y el paquete de baterías un "conmutador electrónico" que se abre y cierra repetidamente, y que por lo tanto trocea el voltaje que se aplica a la carga. El control se realiza variando la relación de trabajo.

Para el control de disparo de los tiristores, se emplean circuitos digitales, pues estos proporcionan gran versatilidad y bajo consumo de energía.

La técnica mencionada, supera las desventajas de los métodos anteriores, y presenta además, con respecto al control por resistencia, ventajas adicionales.

- 1.- Mayor eficiencia.- Pues se utilizan tiristores, elementos que han hecho posible conmutar enormes potencias a altas velocidades con pequeñas pérdidas, alcanzándose valores de eficiencia del 90%.
- 2.- Flexibilidad en el control.
- 3.- Tamaño y peso menores.- Como consecuencia de que los tiristores son dispositivos muy pequeños, considerando la potencia que pueden conmutar.

CAPITULO II

DISEÑO

2.1.- ESPECIFICACIONES, ALCANCE Y DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL.-

Las características del motor del vehículo eléctrico (7) para el cual se va a implementar el control de velocidad, son los siguientes:

$$P_n = 4 \text{ [K Watts]}$$

$$V_n = 96 \text{ V}$$

$$I_n = 55 \text{ A}$$

$$\omega_n = 2.500 \text{ rpm.}$$

$$R = 0.1669 \text{ } [\Omega]$$

$$L = 3.839 \text{ [mH]}$$

Los parámetros R y L del motor, fueron determinados en base al método voltamperimétrico de corrientes alterna y continua.

En vista de que los troceadores reales no pueden realizar un control del voltaje medio aplicado a los terminales del motor del 100%, vamos a limitarnos a realizar el control entre el 12,5% y el 90%. La razón para el límite inferior, se basa en el hecho que según los resultados obtenidos por el Ing. José Palacios, el motor arranca suavemente con $v_m = 12 \text{ [V]}$; en cuanto al límite superior, trabajos anteriores sobre el tema (8) han demostrado que una relación de trabajo de 0.9 es adecuada.

2.1.1.- SELECCION DEL TIPO DE CONTROL.-

Un sistema de control puede ser de dos tipos: de lazo cerrado y de lazo abierto.

El sistema de lazo cerrado es utilizado cuando se requiere que la variable controlada permanezca constante independientemente de las demás variables que intervienen en el sistema.

El sistema de lazo abierto, no tiene la precisión del sistema de lazo cerrado, y su ventaja radica en la simplicidad del control y su gran estabilidad.

En un motor serie, la variación de la velocidad puede darse por la variación de la carga; en nuestro caso, en condiciones normales, no pueden darse variaciones bruscas de la misma, pues el vehículo fue diseñado para utilizarse en áreas extensas como puertos y aeropuertos, y por lo tanto sin pendientes.

Por tal razón, el sistema de control a implementarse es del tipo de lazo abierto que satisface plenamente los requerimientos del problema.

2.1.2.- ALCANCE 7

El presente trabajo se propone implementar un sistema electrónico de control de la velocidad del vehículo eléctrico, de manera de satisfacer los requerimientos básicos para su operación normal, excluyendo las complicaciones en cuanto se refiere a circuitos que detecten funcionamientos anormales del sistema, tales como sobrevelocidad y sobrecorriente.

El término "control de velocidad" se entiende como la capacidad del sistema de variarla entre un mínimo y un máximo determinados.

2.1.3.- DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL.-

La Fig. (2.1.1) presenta el diagrama de bloques que permite implementar los objetivos planteados.

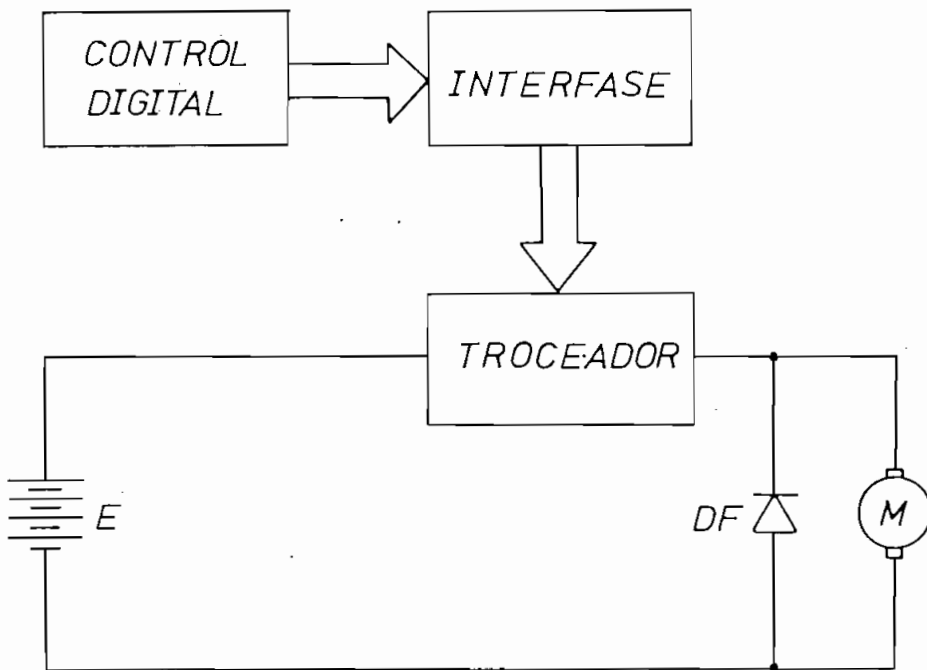


FIG. (2.1.1)

Diagrama de Bloques General

Donde, el troceador es el "conmutador electrónico" que posibilita la variación del voltaje medio al motor por debajo de E y está constituido por tiristores.

En el control digital se genera toda la lógica necesaria para controlar los instantes de encendido y apagado de los tiristores del troceador.

El circuito de interfase se encarga de elevar la potencia de salida del control digital a los niveles necesarios para disparar los tiristores.

2.2.- SISTEMA DE POTENCIA.

Nomenclatura:

- E - Fuente de voltaje DC.
- FCEM - Fuerza contraelectromotriz
- R - Resistencia de armadura del motor en reposo incluyendo el campo serie.
- L - Inductancia de armadura del motor en reposo incluyendo el campo serie.
- C - Condensador de conmutación.
- L_1, L_2 - Inductancias de conmutación.
- M - Inductancia mutua del autotransformador.
- Ka - Coeficiente de acoplamiento en el autotransformador.
- Q - Factor de calidad "Q" del circuito formado por L_1 , C y R del motor.
- i_m - Corriente de armadura del motor (función del tiempo)
- i_c - Corriente en el condensador de conmutación.
- I_M - Máxima corriente de armadura del motor.
- I_c - Máxima corriente en el condensador de conmutación.
- v_c - Voltaje del condensador (función del tiempo)
- v_m - Voltaje sobre el motor.
- t_{off} - Tiempo de apagado del tiristor.
- t_{co} - Tiempo de apagado del circuito.
- K_cT - Intervalo de conmutación.
- K_fT - Intervalo de recuperación
- K_zT - Intervalo de corriente cero
- K_dT - Intervalo de trabajo.

V_d - Voltaje del condensador C en el instante del disparo de Th_2 .

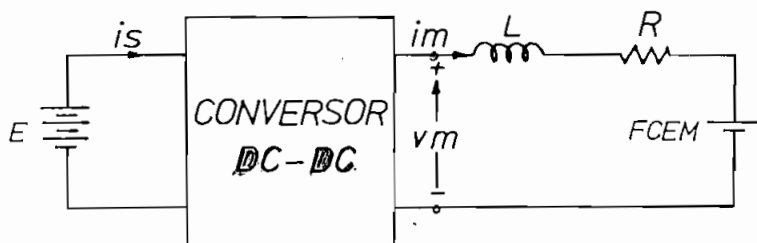
$$K = E - FCEM + V_d$$

$$K_1 = \frac{E + V_d}{\omega L_1}$$

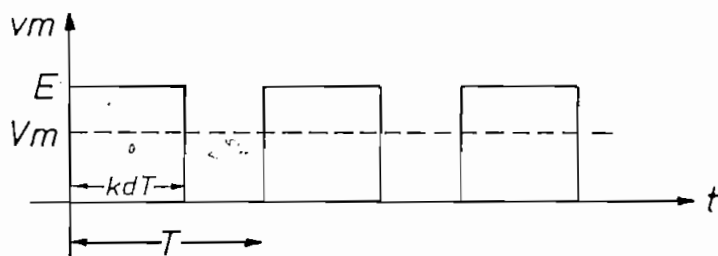
$$K_2 = \frac{E \omega_0}{R \cdot \omega}$$

Si* 2.2.1.- TEORIA IDEALIZADA DEL TROCEADOR.-

Los conversores DC - DC, comúnmente llamados troceadores debido a su principio de operación, se emplean para variar el valor promedio del voltaje directo aplicado al circuito de carga mediante la inserción de un "conmutador electrónico" entre el circuito de carga y la fuente DC. La función de un troceador se ilustra en la Fig. (2.2.1.a).



(a)



(b) $[0 \leq kd \leq 1]$

FIG. (2.2.1)

Función de un Troceador DC.

Con la utilización del troceador, se logra que el voltaje medio de la carga se reduzca por debajo del de la fuente como se ilustra en la Fig. (2.2.1.b). Allí se muestra que el troceador aplica un tren unidireccional de pulsos de voltaje al circuito de carga; la magnitud de estos pulsos es la misma que la del voltaje de la fuente.

✓ Técnicas de variación del voltaje medio a la carga.-

El voltaje medio a la carga puede variarse utilizando tres técnicas distintas:

- 1.- Modulación por ancho de pulso.- Consiste en mantener constante el período T variando K_d . (Referirse a la Fig. (2.2.1.b)).
- 2.- Modulación por frecuencia.- Se mantiene constante K_d y se permite la variación de T .
- 3.- Modulación por frecuencia y ancho de pulso combinadas.

✓ Tipos de Circuitos Troceadores.-

Los circuitos troceadores se los puede clasificar de acuerdo con la polaridad de voltaje y sentido de la corriente que pueden entregar a la carga.

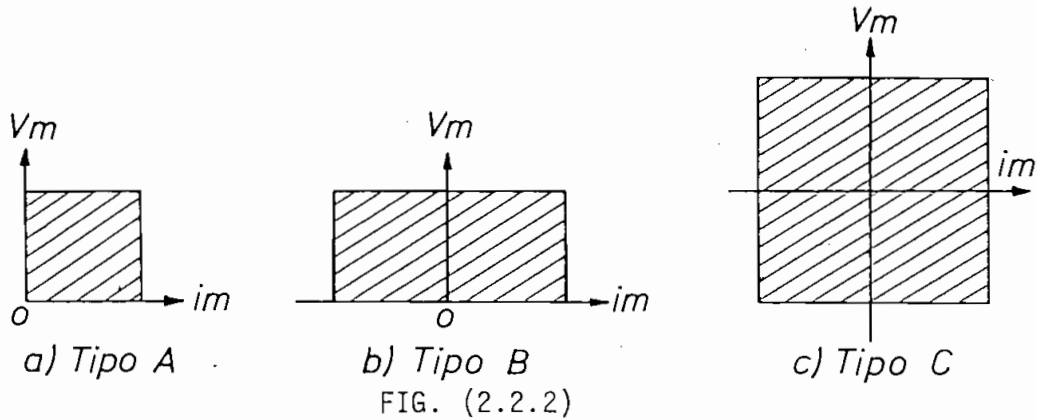
Tipo A.- Tanto V_m como I_m pueden ser únicamente positivos. (Referirse a la Fig.(2.2.1.a) .

Tipo B.- V_m puede ser únicamente positivo, mientras que I_m puede ser positiva o negativa. Un conversor de este tipo puede emplearse con un circuito de carga capaz de devolver energía hacia la fuente E .

Tipo C.- Tanto V_m como I_m pueden ser positivos o negativos, separada o simultáneamente. Un conversor de estas características permite que exista devolución de energía a la fuente e inversión de la polaridad

de ésta.

La Fig. (2.2.2) ilustra el principio de los tres tipos de troceadores.



Tipos de Troceadores

Análisis del Troceador Tipo A.-

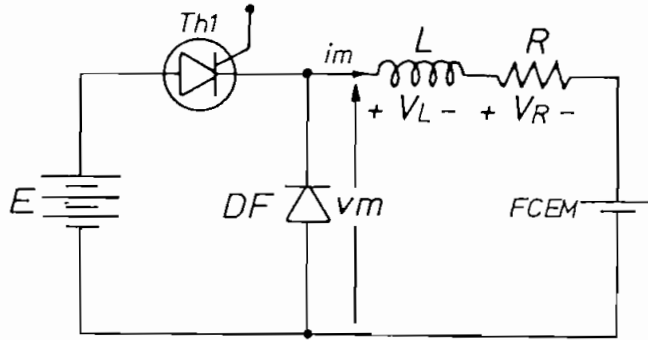
Este tipo de troceador cumple con los objetivos planteados en el presente trabajo, por lo tanto se lo analiza de manera ideal con detenimiento.

La Fig. (2.2.3.a) ilustra los principios básicos. En dicho diagrama, el símbolo del tiristor encerrado en un círculo representa un tiristor que puede ser encendido y conmutado por medio de elementos del circuito no incluidos en el diagrama; DF es un diodo de recuperación que permite mejorar el factor de forma del circuito; L, R y FCEM representan el circuito equivalente de una máquina DC. Las dos condiciones de operación posibles se ilustran en las Figs. (2.2.3.b) y (2.2.3.c).

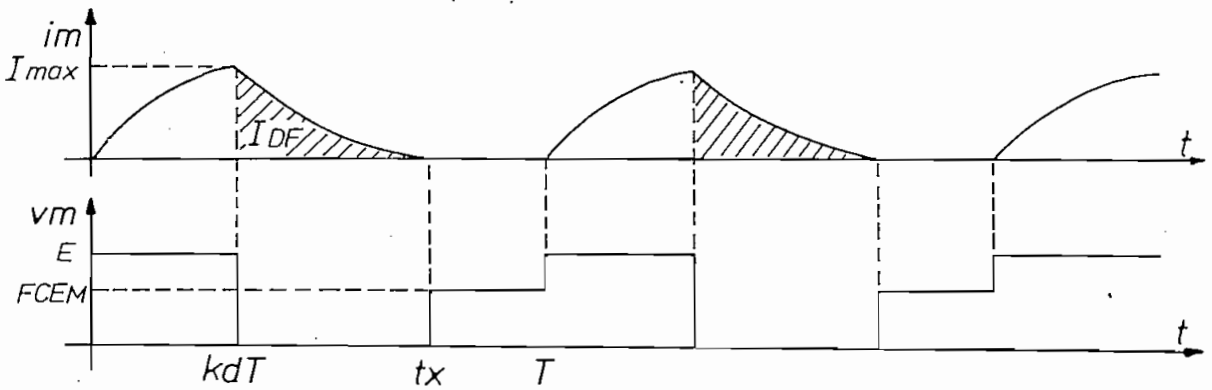
En la Fig. (2.2.3.b) la corriente de carga i_m es discontinua, de tal manera que durante el intervalo para el cual i_m es cero, $v_m = FCEM$.

En la Fig. (2.2.3.c) se ha reducido el período T de tal manera que i_m nunca deje de circular antes de que θ_i vuelva a ser disparado.

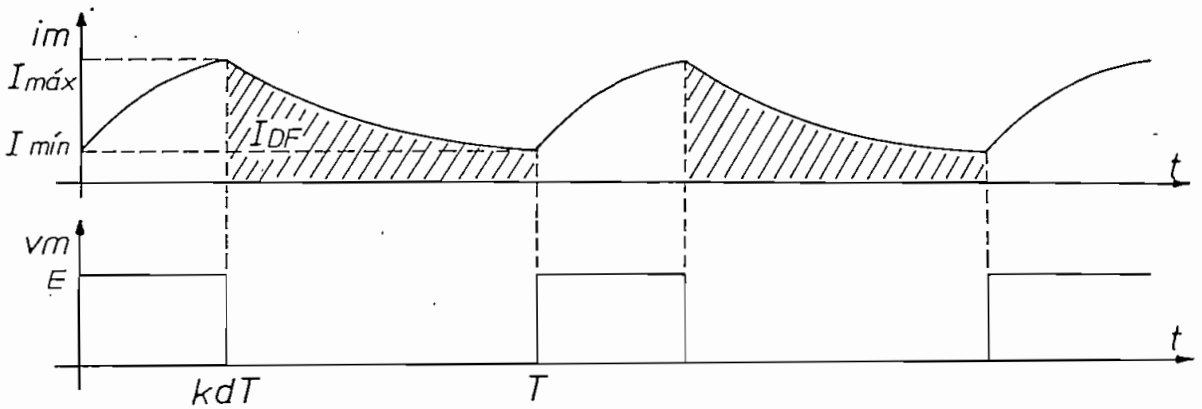
Como consecuencia, el voltaje de salida v_m consiste de un tren de pulsos rectangulares de magnitud E . Un incremento en la inductancia L del circuito de carga o una reducción en la FCEM tendrían el mismo efecto.



a) Circuito Básico



b) Conduccion Discontinua



c) Conduccion Continua

FIG. (2.2.3)

Principio básico de un Troceador Tipo A.

Circuito de Potencia de un troceador tipo A.- (1)

Es conveniente iniciar considerando el caso de operación en conducción continua ilustrado en la Fig. (2.2.3.c).

En el circuito de la Fig. (2.2.3.a) se cumple que:

$$v_m = v_L + v_R + FCEM \quad \text{Ec. (2.1)}$$

$$v_m = \frac{L \, di_m}{dt} + i_m R + FCEM \quad \text{Ec. (2.2)}$$

Intervalo de encendido.- $[0 \leq t \leq KdT]$.

En el instante de encender Th_1 se cumplen las siguientes condiciones iniciales:

$$v_m = E \quad ; \quad i_m = I_{min}$$

Resolviendo la Ec. (2.1) por el método de Laplace

$$\frac{E}{S} = LS I(s) - L I_{min} + I(s) R + \frac{FCEM}{S} \quad \text{Ec. (2.3)}$$

$$I(s) = \frac{E - FCEM}{SL \left(S + \frac{R}{L}\right)} + \frac{I_{min}}{S + \frac{R}{L}} \quad \text{Ec. (2.4)}$$

Cuya transformada inversa es:

$$i_m = \frac{E - FCEM}{R} (1 - e^{-t/\tau}) + I_{min} e^{-t/\tau} : \quad 0 \leq t \leq KdT \quad \text{Ec. (2.5)}$$

Donde $\tau = \frac{L}{R}$

Intervalo de apagado.- [$KdT < t \leq T$]

En el instante KdT cuando Th_1 es apagado:

$$i_m = I_{m\acute{a}x} \quad ; \quad v_m = 0$$

De la ecuaci3n (2.2): $\frac{di_m}{dt'} + \frac{R}{L} i_m = \frac{-FCEM}{L}$ Ec. (2.6)

Donde $t' = t - KdT$.

La transformada de Laplace es:

$$S \cdot I(s) - I_{m\acute{a}x} + \frac{R}{L} I(s) = -\frac{FCEM}{LS}$$
 Ec. (2.7)

$$I(s) = \frac{I_{m\acute{a}x}}{S + \frac{R}{L}} - \frac{FCEM}{LS \left(S + \frac{R}{L} \right)}$$
 Ec. (2.8)

La transformada inversa es:

$$i_m = \frac{-FCEM}{R} (1 - e^{-t'/\tau}) + I_{m\acute{a}x} e^{-t'/\tau} \quad ; \quad KdT < t \leq T$$
 Ec. (2.9)

Deducci3n de $I_{m\acute{a}x}$ e $I_{m\acute{i}n}$.-

Para el instante $t = KdT$; $i_m = I_{m\acute{a}x}$, y la Ec. (2.5) se transforma en:

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{E - FCEM}{R} (1 - e^{-KdT/\tau}) + I_{m\acute{i}n} \cdot e^{-KdT/\tau} \quad \text{Ec. (2.10)}$$

En el instante $t = T$; $i_m = I_{m\acute{i}n}$, y la Ec. (2.9) es:

$$I_{m\acute{i}n} = -\frac{FCEM}{R} (1 - e^{-T \frac{(1-Kd)}{\tau}}) + I_{m\acute{a}x} e^{-T \frac{(1-Kd)}{\tau}} \quad \text{Ec. (2.11)}$$

De la soluci3n del sistema de Ecs. (2.10) y (2.11) resulta que:

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{E}{R} \frac{(1 - e^{-\frac{KdT}{\tau}})}{(1 - e^{-T/\tau})} - \frac{FCEM}{R} \quad \text{Ec. (2.12)}$$

$$I_{m\acute{i}n} = \frac{E}{R} \frac{(e^{\frac{KdT}{\tau}} - 1)}{(e^{T/\tau} - 1)} - \frac{FCEM}{R} \quad \text{Ec. (2.13)}$$

L3mite entre conducci3n continua y discontinua. (k_d cr3tico).

Si K_d se reduce hasta el valor K_{dc} en el cual $I_{m\acute{i}n} = 0$, entonces el conversor opera en el punto l3mite entre conducci3n continua y conducci3n discontinua.

Para esta situaci3n l3mite, de la Ec. (2.13):

$$\frac{FCEM}{E} = \frac{e^{\frac{K_{dc} T}{\tau}} - 1}{e^{T/\tau} - 1} \quad \text{Ec. (2.14)}$$

Si llamamos: $P = \frac{FCEM}{E}$; $\sigma = \frac{T}{\tau}$

La Ec. (2.14) se reescribe así:

$$p = \frac{e^{Kdc \sigma} - 1}{e^{\sigma} - 1} \quad \text{Ec. (2.15)}$$

La Fi. (2.2.4) muestra la familia de curvas de $p = f(Kdc)$ con σ como parámetro que se obtiene de la Ec. (2.15).

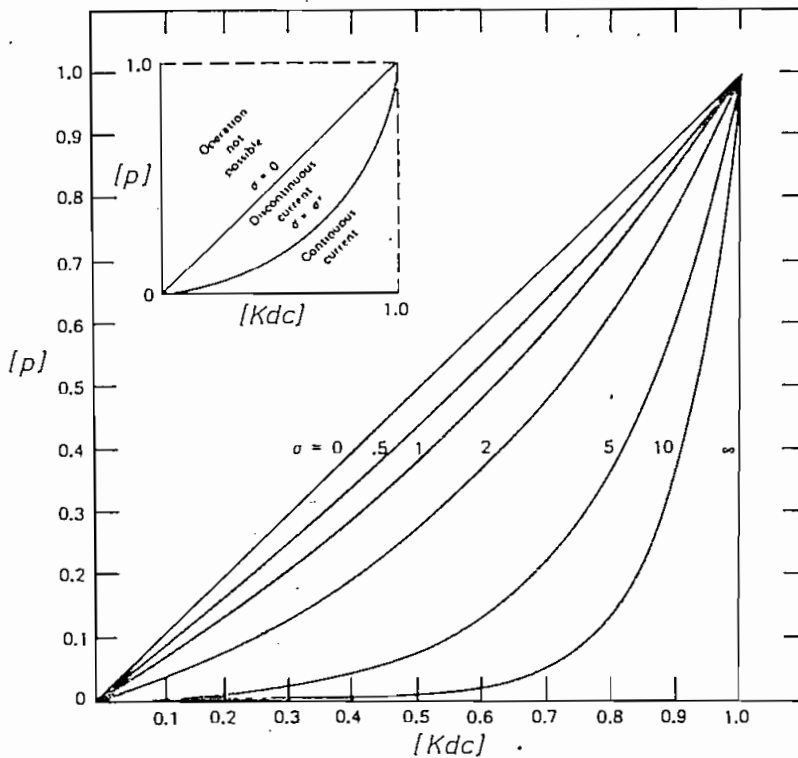


FIG. (2.2.4)

Límite entre conducción continua y discontinua.

Un punto $[kd, p]$ por debajo de la curva para un valor particular de σ significa conducción continua. Un punto por encima de la curva significa conducción discontinua. La operación en un punto $[Kd, p]$ por encima de la línea marcada $\sigma = 0$ es imposible, puesto que esta línea corresponde a una carga puramente inductiva.

Rizado de corriente.-

El valor pico a pico del rizado de la corriente de carga es:

$$\Delta I_L = I_{m\acute{a}x} - I_{m\acute{i}n} \quad \text{Ec. (2.16)}$$

Reemplazando las Ecs. (2.12) y (2.13) en esta ecuaci3n se tiene:

$$\Delta I_L = \frac{E}{R} \left[\frac{e^{\frac{T}{\tau}} - e^{\frac{T(1-Kd)}{\tau}} - e^{\frac{KdT}{\tau}} + 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} \right] \quad \text{Ec. (2.17)}$$

El máximo rizado se obtiene cuando: $\frac{d \Delta I_L}{dKd} = 0$; de lo cual resulta que ΔI_L es máximo para $Kd = 0.5$, y en ese caso se cumple que:

$$\frac{E}{R} \left[\frac{e^{\sigma} - 2e^{\sigma/2} + 1}{e^{\sigma} - 1} \right] - \Delta I_L = 0 \quad \text{Ec. (2.18)}$$

Frecuencia mínima de trabajo.-

El máximo rizado de corriente (ΔI_L) que se puede dar es igual a $I_{m\acute{a}x}$.

Para esta situaci3n la Ec. (2.18) se transforma en:

$$\frac{E}{R} \left[\frac{e^{\sigma} - 2e^{\sigma/2} + 1}{e^{\sigma} - 1} \right] - I_{m\acute{a}x} = 0 \quad \text{Ec. (2.19)}$$

La soluci3n de la Ec. (2.19) para σ , permite determinar la mínima frecuencia a la que podría trabajar el troceador para mantener la conduc-

ción continua aún con el máximo rizado.

Efecto de la frecuencia en la carga.-

Cuando la carga consiste de un motor, es necesario asegurar que el rizado de la corriente no sea mayor al permitido, de tal manera que las pérdidas por incremento de temperatura debido a las componentes alternas de la corriente sean adecuadas.

La solución de la Ec. (2.18) para un ΔI especificado determina el σ para dicha condición.

Corriente media en el diodo DF.- (I_{DF})

Si se asume que la inductancia del circuito de carga es lo suficientemente grande como para mantener i_m a un valor constante dado por:

$$I_M = K_d I_{m\acute{a}x} \quad \text{Ec. (2.20)}$$

La corriente media en el diodo DF es:

$$I_{DF} = (1 - K_d) \cdot K_d \cdot I_{m\acute{a}x} \quad \text{Ec. (2.21)}$$

Y ésta tiene su máximo valor cuando:

$$\frac{d I_{DF}}{d K_d} = (1 - 2 K_d) \cdot I_{m\acute{a}x} = 0 \quad \text{Ec. (2.22)}$$

Lo cual significa que $K_d = 0.5$, y su substitución en la Ec. (2.21) da:

$$I_{DF(m\acute{a}x)} = 0.25 I_{m\acute{a}x} \quad \text{Ec. (2.23)}$$

Corriente rms en el diodo DF.- (I_{DFR}).

$$I_{DFR} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T I_M^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = (1 - K_d)^{\frac{1}{2}} \cdot K_d \cdot I_{m\acute{a}x} \quad \text{Ec. (2.24)}$$

I_{DFR} tiene su máximo cuando:

$$\frac{d I_{DFR}}{dK_d} = \left[(1 - K_d)^{\frac{1}{2}} - \frac{1}{2} (1 - K_d)^{-\frac{1}{2}} \cdot K_d \right] I_{m\acute{a}x} = 0 \quad \text{Ec. (2.25)}$$

De donde $K_d = \frac{2}{3}$, y su substitución en la Ec. (2.24) da:

$$I_{DFR(m\acute{a}x)} = 0.385 I_{m\acute{a}x} \quad \text{Ec. (2.26)}$$

2.2.2.- SELECCION DEL TROCEADOR A UTILIZARSE.- (Jones Modificado).

Un estudio comparativo de los distintos troceadores prácticos existentes, queda fuera del alcance de la presente tesis y se lo puede hallar en la referencia 9.

El troceador seleccionado es el tipo "Jones modificado" y su configuración se halla en la Fig. (2.2.5).

Las razones que condujeron a esta decisión, se las explica en el literal b) de este mismo acápite.

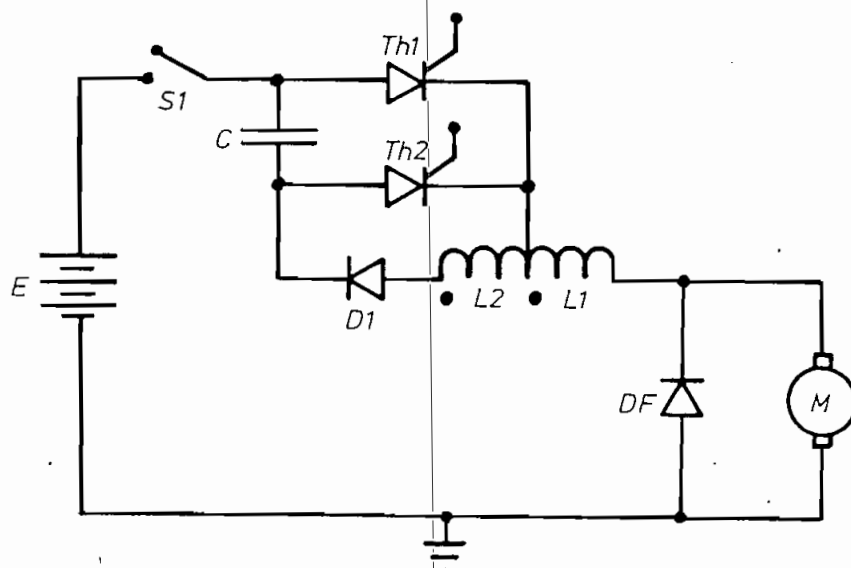


FIG. (2.2.5)

Circuito Troceador Jones Modificado

a) Principio de Operación.-

Th_1 es el tiristor principal y Th_2 es el tiristor auxiliar (Fig. 2.2.5) utilizado para conmutar el tiristor principal con la ayuda del circuito de conmutación compuesto de C , L_1 y L_2 . Los puntos marcados en L_1 y L_2 indican que tales terminales tienen la misma polaridad instantánea.

En el instante de cerrar el interruptor S_1 , el condensador C se encuentra descargado y los eventos que se suceden a partir de ese instante son los siguientes:

- 1.- Se dispara el tiristor principal Th_1 y el voltaje E aparece sobre L_1 . En esas condiciones el circuito equivalente del troceador es el de la Fig. (2.2.6.a).

Debido a la posición de los puntos en el autotransformador, el voltaje sobre L_1 (v_{L_1}) produce un voltaje sobre L_2 (v_{L_2}) mayor, que obliga a la

circulación de la corriente i_{cd} que carga al condensador C con la polaridad indicada en la Fig. (2.2.6.a).

Una vez cargado C a su máximo voltaje, éste no puede invertir su polaridad como sería el caso del circuito resonante formado por C y L_2 , pues el diodo D_1 queda polarizado inversamente.

2.- Se dispara el tiristor auxiliar Th_2 ; el voltaje del condensador C polariza inversamente al tiristor principal Th_1 y lo apaga. Se tiene entonces el circuito equivalente de la Fig. (2.2.6.b). La corriente i_{c2} circulará hasta que C alcance el voltaje E de polaridad opuesta a la anterior, con lo cual Th_2 se apaga.

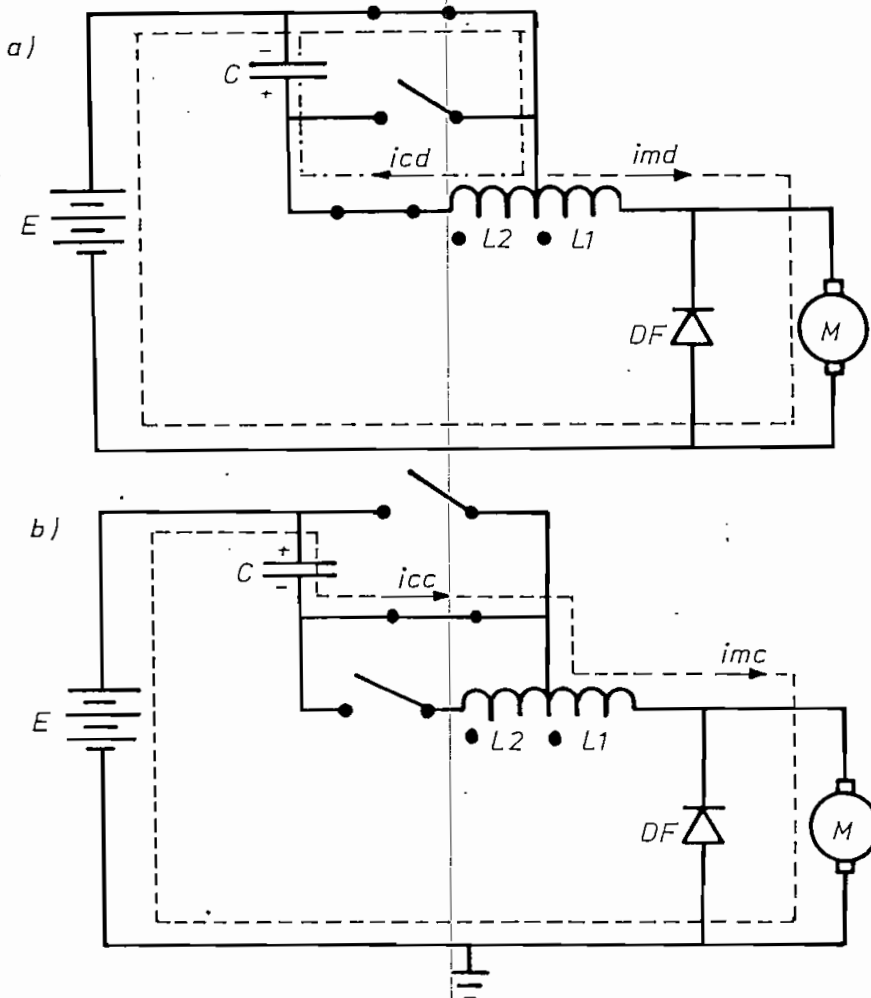


FIG. (2.2.6)

Principio de operación del Troceador Jones

3.- Se vuelve a disparar Th_1 , iniciándose un nuevo ciclo. Si al cerrar S_1 se disparase primeramente Th_2 en lugar de Th_1 , no se alteraría en nada el funcionamiento que se acaba de describir y se garantizaría más bien el funcionamiento correcto del troceador.

b) Ventajas e Inconvenientes del Troceador Jones.-

a) Ventajas.-

1.- Del acápite anterior se desprende que el troceador Jones es autoinicialable y que no necesita que el tiristor auxiliar sea disparado primero.

2.- Debido a la presencia del autotransformador en el circuito, el troceador provee buena conmutación aún cuando el condensador C no se halle cargado completamente en el instante de disparar Th_1 . Esto eleva grandemente la confiabilidad del circuito.

b) Desventajas.-

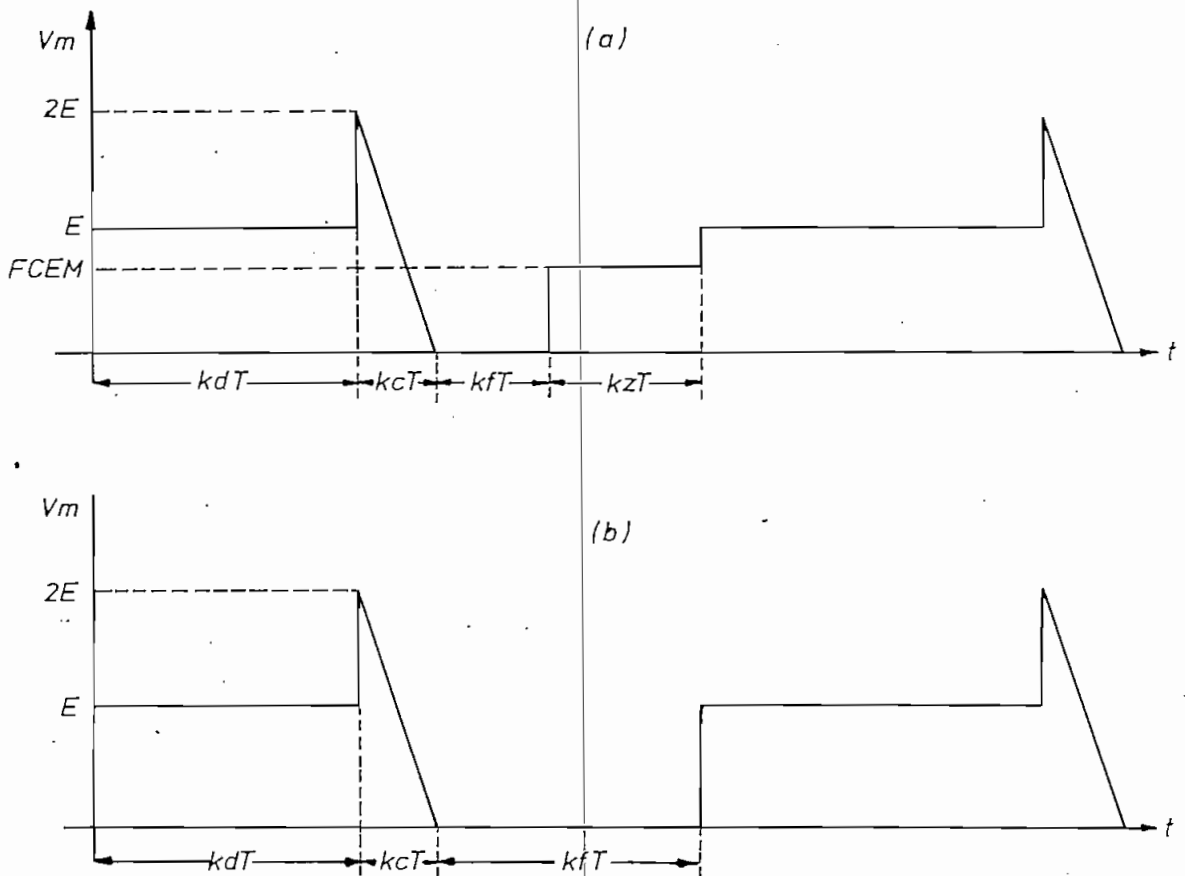
El análisis matemático que se presenta en el literal d) de este acápite determina que el voltaje inverso pico (VIP) que deben soportar los tiristores es más alto que en otros troceadores.

c) Modos de Operación.-

Dependiendo de las condiciones de la carga y del intervalo de trabajo del troceador, la operación del motor puede ser continua o discontinua.

Conducción Discontinua.- En dicho modo de operación, en un ciclo de trabajo del troceador se presentan 4 intervalos: intervalo de trabajo (KdT), intervalo de conmutación (KcT), intervalo de recuperación (KfT) e intervalo de corriente cero (KzT), los mismos que pueden apreciarse

en la Fig. (2.2.7.a).



a) Forma de onda del voltaje de carga para conducción discontinua.

b) Forma de onda del voltaje de carga para conducción continua.

FIG.(2.2.7)

↳ Intervalo de Trabajo (KdT)

Comienza con el disparo del Tiristor principal Th_1 , que permite que el voltaje E de la fuente aparezca sobre la carga. Lo que ocurre después durante este intervalo se lo explicó en el literal a) de este acápite.

↳ Intervalo de conmutación (KcT.)

Se inicia con el disparo del tiristor auxiliar Th_2 . El voltaje del condensador C , cuya polaridad se indica en la Fig. 2.2.6.a, es aplicado a

los terminales ánodo - cátodo del tiristor principal, como un voltaje inverso, con el propósito de apagarlo. La polaridad de dicho voltaje debe mantenerse por lo menos el tiempo de apagado del tiristor principal, de lo contrario el tiristor no recuperará su capacidad de bloqueo de voltaje directo aún en la ausencia de una señal de compuerta. La corriente de carga i_m que fluía a través del tiristor principal, se transfiere hacia el tiristor auxiliar y al condensador de conmutación C, que se carga desde la fuente E invirtiendo su polaridad.

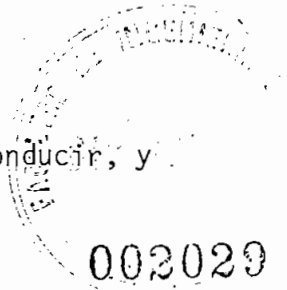
El intervalo de conmutación puede durar: hasta que el condensador C se cargue a un voltaje igual al de la fuente E, o hasta que vuelva a dispararse el tiristor principal Th_1 . En el primer caso, puesto que la carga es inductiva, el condensador C puede tender a cargarse a un voltaje superior al de la fuente E, lo cual iniciará la conducción del diodo de recuperación DF que marca el inicio del intervalo de recuperación. En el caso de interrumpir el intervalo de conmutación, con el redispazo del tiristor principal Th_1 aún antes que el condensador C haya alcanzado el voltaje de la fuente, se inicia un nuevo intervalo de trabajo y se reduce la energía utilizable para el apagado de Th_1 en el siguiente ciclo.

§ Intervalo de recuperación [KfT]

Este intervalo existe mientras el diodo de recuperación DF conduce la corriente almacenada en la inductancia de la carga.

§ Intervalo de corriente cero [KzT]

Se inicia en cuanto el diodo de recuperación DF deja de conducir, y



concluye en el momento de volver a disparar el tiristor principal Th_1 . El voltaje que aparece sobre la carga en tales condiciones es igual a la FCEM. Para el caso de un motor DC Serie, y considerando el modelo lineal del mismo, la FCEM sería cero; sin embargo, si se toma en cuenta el flujo remanente del hierro de la máquina, la FCEM será distinta de cero a pesar de que la corriente de campo I_a sea cero.

Al iniciar un nuevo ciclo redisparando el tiristor principal Th_1 , el voltaje que aparece sobre L_1 es:

$$v_{L_1} = E - FCEM \quad \text{Ec. (2.27)}$$

Esto implica que el voltaje al que se carga el condensador C se reduce y por lo tanto el voltaje y el tiempo con polaridad inversa del condensador C de los que se dispone para conmutar el tiristor principal Th_1 , podrían no ser suficientes para apagarlo. La falla en la conmutación provoca la conducción permanente del tiristor principal, en cuyo caso, el control sobre el intervalo de trabajo puede recuperarse unicamente abriendo el circuito.

Conducción Continua.-

En este modo de operación, el diodo de recuperación DF conduce hasta que el tiristor principal Th_1 vuelve a ser disparado, por lo tanto, el intervalo de corriente cero no existe ($KzT = 0$).

d) Análisis Matemático.- (10)

Objetivo.- El propósito del análisis matemático es, deducir las ex

presiones para el voltaje y la corriente del condensador de conmutación C durante el período de conmutación de los tiristores principal y auxiliar. Esto permitirá seleccionar de manera óptima los valores de los elementos de conmutación y determinará las especificaciones mínimas que deben cumplir los elementos semiconductores.

Procedimiento.- Al comenzar el primer intervalo de trabajo, el disparo del tiristor principal Th_1 permite que el condensador C se cargue con la polaridad indicada en la Fig. (2.2.6.a), con ello, en el condensador se tiene almacenada una cantidad de energía.

$$E_{cd} = \frac{1}{2} L_2 I_{cd}^2(\text{máx}) \quad \text{Ec. (2.28)}$$

En el momento de encender el tiristor auxiliar Th_2 , la energía E_{cd} almacenada en el condensador es utilizada para apagar el tiristor principal Th_1 . Posteriormente, el condensador C se carga con la polaridad mostrada en la Fig. (2.2.6.b) almacenando la energía:

$$E_{cc} = \frac{1}{2} C V_c^2 \quad \text{Ec. (2.29)}$$

L_1 a su vez almacena la energía:

$$E_{L_1} = \frac{1}{2} L_1 I_{cc}^2(\text{máx}) \quad \text{Ec. (2.30)}$$

En el siguiente ciclo de trabajo, al volver a disparar Th_1 , la energía E_{cc} almacenada en el condensador se transfiere a L_2 debido al circuito resonante CL_2 , las pérdidas de energía ocasionadas por los elementos semiconductores y de conmutación son compensadas por una parte solamen

te de la energía E_{L_1} almacenada en L_1 . Esto significa que luego de una conmutación exitosa, una cierta cantidad de la energía E_{L_1} almacenada en L_1 es no utilizable. y por lo tanto debe ser minimizada.

En el análisis matemático se busca, para el peor de los casos, minimizar la relación:

$$h(Q) = \frac{\text{Energía almacenada en } L_1 \text{ para compensar pérdidas}}{\text{Energía utilizada para apagar el tiristor principal } Th_1.}$$

Con el propósito de obtener resultados para el peor de los casos, supondremos que la inductancia L_a de la armadura del motor no contribuye en nada a la compensación de la energía perdida en los elementos semiconductores y de conmutación.

Consideraciones Ideales.-

Para efectos del análisis matemático se asume que:

- 1.- Los tiristores son conmutadores perfectos.
- 2.- Al final del intervalo de conmutación el condensador se halla cargado al voltaje de la fuente E .
- 3.- La resistencia ohmica del circuito de conmutación es despreciable.
- 4.- En el instante del disparo del tiristor principal Th_1 , el motor se halla en reposo.
- 5.- El acoplamiento de los flujos en el autotransformador es perfecto ($K_a = 1$).

Intervalo de Trabajo.-

Durante este intervalo, el circuito equivalente es el de la Fig. (2.2.6.a)

Como consecuencia del literal 5 del acápite Consideraciones Ideales, asumiremos que:

$$M = \sqrt{L_1 L_2} \quad \text{Ec. (2.31)}$$

El sistema de ecuaciones que rige al intervalo es el siguiente:

$$E = L_1 \frac{d i_{md}(t)}{dt} + i_{md}(t) \cdot R - M \frac{d i_{cd}(t)}{dt} \quad \text{Ec. (2.32)}$$

$$0 = \frac{1}{C} \int i_{cd}(t) + L_2 \frac{d i_{cd}(t)}{dt} - M \frac{d i_{md}(t)}{dt} \quad \text{Ec. (2.33)}$$

Obteniendo la Transformada de Laplace se tiene:

$$\frac{E}{S} = I_{md}(s) \cdot R + S L_1 I_{md}(s) - \cancel{I_{md}(0^+)} L_1 - M S I_{cd}(s) + M \cancel{I_{cd}(0^+)} \quad \text{Ec. (2.34)}$$

$$0 = \frac{1}{CS} I_{cd}(s) - \frac{E}{S} + L_2 S I_{cd}(s) - M S I_{md}(s) \quad \text{Ec. (2.35)}$$

Expresando este sistema en forma matricial se tiene:

$$\begin{bmatrix} R + L_1 S & -MS \\ -MS & SL_2 + \frac{1}{CS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{md}(s) \\ I_{cd}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{E}{S} \\ \frac{E}{S} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. (2.36)}$$

Corriente en el motor (imd).

Resolviendo la matriz de la Ec. (2.36):

$$\text{Imd}(s) = \frac{E}{SR L_2 C} \left[\frac{S^2 (C L_2 + C \sqrt{L_1 L_2}) + 1}{S^2 + \frac{L_1 S}{R C L_2} + \frac{1}{C L_2}} \right] \quad \text{Ec. (2.37)}$$

$$\text{Llamando: } \alpha = \frac{L_1}{2 R C L_2} \quad ; \quad \eta = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}} \quad ; \quad a = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

$$\text{Imd}(s) = \frac{E}{RS} \left[\frac{S^2 \left(1 + \frac{1}{a}\right) + \eta^2}{S^2 + 2 \alpha S + \eta^2} \right] \quad \text{Ec. (2.38)}$$

Para encontrar la transformada inversa de $\text{Imd}(s)$, utilizaremos el teorema de Heaviside:

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{P(s)}{Q(s)} \right] = \sum_{i=1}^n \frac{P(s_i)}{Q'(s_i)} e^{s_i t}$$

Donde s_i son las n raíces distintas del polinomio $Q(s)$.

$$\text{Llamemos: } P(s) = s^2 \left(1 + \frac{1}{a}\right) + \eta^2 \quad \text{Ec. (2.39)}$$

$$Q(s) = s^2 + 2 \alpha s + \eta^2 \quad \text{Ec. (2.40)}$$

$$Q'(s) = 2s + 2\alpha \quad \text{Ec. (2.41)}$$

$$\text{Por tanto: } \text{Imd}(s) = \frac{E}{R} \cdot \frac{P(s)}{Q(s)} \quad \text{Ec. (2.42)}$$

Para hallar las raíces del polinomio $Q(s)$, consideraremos que se trata de un sistema subamortiguado. Esto significa que obligaremos a que el circuito de la Fig. (2.2.6.a) alcance su estado estable en el menor tiempo posible, lo cual es conveniente para el funcionamiento del troceador.

$$\text{En ese caso: } \beta^2 = \eta^2 - \alpha^2$$

Y las tres raíces distintas de $Q(s)$, son:

$$s_0 = 0 ; \quad s_1 = -\alpha + j\beta ; \quad s_2 = -\alpha - j\beta$$

$$\text{imd}(t) = \frac{E}{R} \left[1 + \frac{(\alpha - j\beta)^2 \left(1 + \frac{1}{a}\right) + \eta^2}{2j\beta(-\alpha + j\beta)} e^{(-\alpha + j\beta)t} + \frac{(\alpha + j\beta)^2 \left(1 + \frac{1}{a}\right) + \eta^2}{-2j\beta(-\alpha - j\beta)} e^{(-\alpha - j\beta)t} \right] \quad \text{Ec. (2.43)}$$

Reemplazando la Ec. (2.44) en la Ec. (2.43) se obtiene la Ec. (2.45)

$$\eta^2 = (-\alpha + j\beta)(-\alpha - j\beta) \quad \text{Ec. (2.44)}$$

$$\text{imd}(t) = \frac{E}{R} \left[1 + \frac{1}{2j\beta} \left(2\alpha - \frac{\alpha}{a} + \frac{j\beta}{a} \right) e^{-\alpha t} e^{j\beta t} - \frac{1}{2j\beta} \left(-2\alpha - \frac{\alpha}{a} - \frac{j\beta}{a} \right) e^{-\alpha t} e^{-j\beta t} \right] \quad \text{Ec. (2.45)}$$

La relación trigonométrica de la Ec. (2.46) en (2.45) produce la Ec. (2.47)

$$e^{+j\beta t} = \cos \beta t + j \operatorname{sen} \beta t \quad \text{Ec. (2.46)}$$

$$i_{md}(t) = \frac{E}{R} \left[1 + \left(\frac{\cos \beta t}{a} - 2 \frac{\alpha}{\beta} \operatorname{sen} \beta t - \frac{\alpha}{\beta a} \operatorname{sen} \beta t \right) e^{-\alpha t} \right] \quad \text{Ec. (2.47)}$$

Del triángulo de la Fig. (2.2.8) se obtienen las siguientes relaciones:

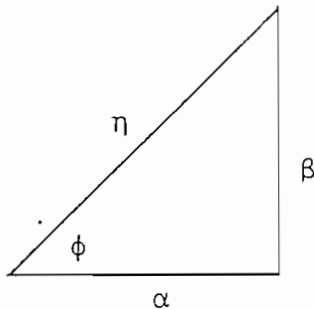


FIG. (2.2.8)

$$\alpha = \eta \cos \phi$$

$$\beta = \eta \operatorname{sen} \phi$$

Reemplazándolas en la Ec. (2.47) y simplificando, tenemos:

$$i_{md}(t) = \frac{E}{R} \left[1 - \frac{\eta}{\beta} \left(1 + \frac{1}{a} \right) e^{-\alpha t} \operatorname{sen} (\beta t - \phi) - \frac{\eta}{\beta} e^{-\alpha t} \operatorname{sen} (\beta t + \phi) \right] \quad \text{Ec. (2.48)}$$

Puesto que se trata de un sistema subamortiguado, podemos considerar que el primer semiciclo del transitorio que estamos analizando, tiene un tiempo de duración (t_d) mucho menor que la constante de tiempo de la envolvente $e^{-\alpha t}$; esto es: $t_d \ll \frac{1}{\alpha}$

$$i_{md}(t) = \frac{E}{R} \left[1 - \frac{\eta}{\beta} \left(1 + \frac{1}{a} \right) \operatorname{sen} (\beta t - \phi) - \frac{\eta}{\beta} \operatorname{sen} (\beta t + \phi) \right] \quad \text{Ec. (2.49)}$$

La suposición de que las pérdidas en el circuito de conmutación son despreciables determina que: $\eta \approx \beta$ y $\phi \approx \frac{\pi}{2}$

$$i_{md}(t) = \frac{E}{R} \left[1 + \frac{1}{a} \cos \eta t \right] \quad \text{Ec. (2.50)}$$

Corriente en el condensador. (i_{cd}).-

De la solución de la matriz de la Ec. (2.3 6) para I_{cd} resulta que:

$$I_{cd}(s) = \frac{E}{R L_2} \left[\frac{R + s \cdot (L_1 + M)}{(s+\alpha)^2 + \beta^2} \right] \quad \text{Ec. (2.51)}$$

$$I_{cd}(s) = E \left[\frac{1}{L_2} \frac{1}{(s+\alpha)^2 + \beta^2} + \frac{2 s C \left(\alpha + \frac{1}{2 a R C} \right)}{(s + \alpha)^2 + \beta^2} \right] \quad \text{Ec. (2.52)}$$

$$i_{cd}(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[I_{cd}(s) \right] \quad \text{Ec. (2.53)}$$

En la pág. 509 de la referencia (11) se encuentran las siguientes relaciones:

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{(s-a)^2 + b^2} \right] = \frac{1}{b} e^{at} \operatorname{sen} bt \quad \text{Ec. (2.54)}$$

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{s-a}{(s-a)^2 + b^2} \right] = e^{at} \cos bt \quad \text{Ec. (2.55)}$$

Utilizando Ecs. (2.54) y (2.55) en la Ec. (2.53)

$$i_{cd}(t) = E \left[\frac{1}{\beta L_2} \sin \beta t + 2C \left(\alpha + \frac{1}{2\alpha RC} \right) \left(\cos \beta t - \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t \right) \right] e^{-\alpha t}$$

Ec. (2.56)

Voltaje en el Condensador.- (v_{cd})

$$v_{cd}(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i_{cd}(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^t i_{cd}(t) dt + v_{cd} \Big|_{t=0}$$

Ec. (2.57)

Si referimos el análisis al primer disparo del tiristor principal Th_1 , entonces $v_{cd} \Big|_{t=0} = 0$

Nuevamente, considerando que se trata de un sistema subamortiguado, la Ec. (2.56) es:

$$i_{cd}(t) = E \left[\frac{1}{\beta L_2} \sin \beta t + 2C \left(\alpha + \frac{1}{2\alpha RC} \right) \left(\cos \beta t - \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t \right) \right]$$

Ec. (2.58)

$$v_{cd}(t) = \frac{E}{C} \left[\frac{-\cos \beta t}{\beta^2 L_2} + 2C \left(\alpha + \frac{1}{2\alpha RC} \right) \left(\frac{\sin \beta t}{\beta} + \frac{\alpha}{\beta^2} \cos \beta t \right) \right]$$

Ec. (2.59)

El literal 3 del acápite sobre "Consideraciones ideales" determina

$$v_{cd}(t) = E \left[\frac{1}{\eta \alpha RC} \sin \eta t - \cos \eta t \right]$$

Ec. (2.60)

Voltaje pico en el condensador. (v_{cdpico}).-

Expresando la Ec. (2.60) mediante la nomenclatura de fasores tenemos:

$$V_{cd} = E \left[\frac{1}{\eta a R C} e^{j\eta t} - j e^{j\eta t} \right] \quad \text{Ec. (2.61)}$$

V_{cd} es un fasor que puede escribirse como: $V_{cd} = \gamma e^{j\theta}$

$$\text{Donde: } \gamma = E \sqrt{\left(\frac{1}{\eta a R C} \right)^2 + 1} \quad \text{Ec. (2.62)}$$

Reemplazando los valores de " η " y " a ", y conociendo que:

$$Q = \frac{\omega L_1}{R} = \frac{1}{\omega C R}$$

$$\gamma = E \sqrt{Q^2 + 1}$$

El módulo γ del fasor V_{cd} que acabamos de determinar constituye el máximo voltaje hasta el que puede cargarse el condensador C .

$$\therefore V_{cd \text{ pico}} = E \sqrt{Q^2 + 1} \quad \text{Ec. (2.63)}$$

Corriente pico en el condensador. ($i_{cd \text{ pico}}$).

En un condensador se cumple que:

$$i_{cd} = C \frac{d V_{cd}}{dt} \quad \text{Ec. (2.64)}$$

Aplicando la Ec. (2.64) a la Ec. (2.60):

$$i_{cd} = \frac{E}{aR} \cos \eta t + E \sqrt{\frac{C}{L_2}} \sin \eta t \quad \text{Ec. (2.65)}$$

Transformando la expresión de la Ec. (2.65) a la forma fasorial

$$I_{cd} = E \left(\sqrt{\frac{C}{L_2}} - \frac{j}{a \cdot R} \right) e^{j\eta t} \quad \text{Ec. (2.66)}$$

I_{cd} es un fasor que puede escribirse como: $I_{cd} = i_{cd \text{ pico}} \cdot e^{j\eta t}$

$$\text{Donde: } i_{cd \text{ pico}} = E \sqrt{\frac{C}{L_2} + \frac{L_1}{R^2 L_2}} \quad \text{Ec. (2.67)}$$

Expresando en función de Q se tiene:

$$i_{cd \text{ pico}} = E \sqrt{\frac{C}{L_2} (1 + Q^2)} \quad \text{Ec. (2.68)}$$

Corriente media en el diodo D_1 . - [$I_{med} (D_1)$]

Considerando, para el peor de los casos, que el pico de corriente ($i_{cd \text{ pico}}$) se mantiene constante durante el tiempo (t_{osc}) que conduce el diodo

$$I_{med} (D_1) = \frac{1}{T} i_{cd \text{ pico}} \cdot t_{osc} \quad \text{Ec. (2.69)}$$

$$\text{Donde: } t_{osc} = \pi \sqrt{L_2 C} \quad \text{Ec. (2.70)}$$

Máximo voltaje a los terminales del motor. -

Ocurre en el instante del disparo de Th_2 y se lo puede calcular a partir de:

$$v_m (\text{máx}) = E + v_{cd \text{ pico}} \quad \text{Ec. (2.71)}$$

Intervalo de Conmutación.-

Se inicia con el disparo del tiristor auxiliar Th₂ y el circuito equivalente es el de la Fig. (2.2.6.b). Las condiciones iniciales que se presentan son:

$$v_c|_{t=0} = -V_d$$

$$i_{cc}|_{t=0} = I_{md}$$

Donde V_d es el voltaje al que se encuentra cargado el condensador en el instante del disparo de Th₂, e I_{md} es la corriente que se hallaba circulando por el motor en ese instante. Estamos considerando que el instante $t = 0$ corresponde al del disparo de Th₂.

$$E = i_{cc} R + L_1 \frac{di_{cc}}{dt} + FCEM + \frac{1}{C} \int i_{cc} dt - V_d \quad \text{Ec. (2.72)}$$

Encontrando la Transformada de Laplace y reagrupando.

$$\frac{E - FCEM + V_d}{S} = I_{cc}(s) R + L_1 S I_{cc}(s) + \frac{I_{cc}(s)}{SC} - L_1 I_{md} \quad \text{Ec. (2.73)}$$

Corriente de conmutación (i_{cc}).-

Durante este intervalo, la corriente que circula por el motor es la misma del condensador, y la denominaremos "corriente de conmutación", por tratarse de la corriente que se transfiere desde el tiristor principal hacia el auxiliar.

Llamando:

$$K = E - FCEM + V_d :$$

$$\text{Ec. (2.74)}$$

Y despejando $I_{cc}(s)$, tenemos:

$$I_{cc}(s) = \frac{K}{L_1(s^2 + \frac{R}{L_1}s + \frac{1}{L_1C})} + \frac{I_{md} s}{s^2 + \frac{R}{L_1}s + \frac{1}{L_1C}} \quad \text{Ec. (2.75)}$$

Llamemos: $\omega_0^2 = \frac{1}{L_1C}$; $\alpha_1 = \frac{R}{2L_1}$; $\omega^2 = \omega_0^2 - \alpha_1^2$ (Caso subamortiguado)

$$I_{cc}(s) = \frac{K}{L_1[(s + \alpha_1)^2 + \omega^2]} + \frac{I_{md} s}{(s + \alpha_1)^2 + \omega^2} \quad \text{Ec. (2.76)}$$

$$\text{Si: } F_1(s) = \frac{K}{L_1[(s + \alpha_1)^2 + \omega^2]} \quad \text{Ec. (2.77)}$$

$$\text{y } F_2(s) = \frac{I_{md} \cdot s}{(s + \alpha_1)^2 + \omega^2} \quad \text{Ec. (2.78)}$$

Entonces:

$$i_{cc}(t) = \mathcal{L}^{-1} [F_1(s)] + \mathcal{L}^{-1} [F_2(s)] \quad \text{Ec. (2.79)}$$

Por la relación de la Ec. (2.54) tenemos que:

$$\mathcal{L}^{-1} [F_1(s)] = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{K}{L_1[(s + \alpha_1)^2 + \omega^2]} \right] = \frac{K}{\omega L_1} e^{-\alpha_1 t} \text{ sen } \omega t \quad \text{Ec. (2.80)}$$

Corresponde ahora reacondicionar $F_2(s)$ para hallar su transformada inversa.

$$F_2(s) = I_{md} \left[\frac{s + \alpha_1}{(s + \alpha_1)^2 + \omega^2} - \frac{\alpha_1}{(s + \alpha_1)^2 + \omega^2} \right] \quad \text{Ec. (2.81)}$$

Utilizando las Ecs. (2.54). y (2.55)

$$\mathcal{L}^{-1} [F_2(s)] = \text{Imd} \left[e^{-\alpha_1 t} \cos \omega t - \frac{\alpha_1}{\omega} e^{-\alpha_1 t} \text{sen } \omega t \right] \quad \text{Ec. (2.82)}$$

Del triángulo de la Fig. (2.2.9) se tienen las siguientes relaciones

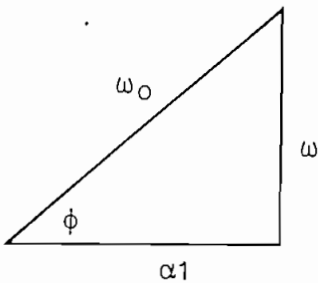


FIG.(2.2.9)

$$\omega = \omega_0 \text{ sen } \phi$$

$$\alpha_1 = \omega_0 \text{ cos } \phi$$

$$\phi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega}{\alpha_1}$$

$$\mathcal{L}^{-1} [F_2(s)] = \frac{\text{Imd} \cdot e^{-\alpha_1 t} \omega_0}{\omega} [\text{sen } (\omega t - \phi)] \quad \text{Ec. (2.83)}$$

La Ec. (2.79) es entonces:

$$\text{icc}(t) = \frac{K}{\omega L_1} e^{-\alpha_1 t} \text{sen } \omega t - \text{Imd} \frac{\omega_0}{\omega} e^{-\alpha_1 t} [\text{Sen } (\omega t - \phi)] \quad \text{Ec. (2.84)}$$

Puesto que las pérdidas en el circuito de conmutación se suponen despreciables:

$$\omega_0 \gg \alpha_1 \quad \text{y} \quad \phi \approx \frac{\pi}{2}$$

$$\text{icc}(t) = \left(\frac{K}{\omega L_1} \text{sen } \omega t + \text{Imd} \frac{\omega_0}{\omega} \text{cos } \omega t \right) e^{-\alpha_1 t} \quad \text{Ec. (2.85)}$$

Máxima corriente de conmutación [I_{cc}].-

Si cada uno de los términos de la Ec. (2.85) se transforman en fasores:

$$i_{cc}(t) = \left[\frac{2E}{\omega L_1} + j \operatorname{Imd} \frac{\omega_0}{\omega} \right] e^{j\omega t} e^{-\alpha_1 t} \quad \text{Ec. (2.86)}$$

El módulo I_{cc} de dicho fasor, es el máximo valor que puede alcanzar la corriente de conmutación i_c(t).

$$I_{cc} = \sqrt{\frac{4 E^2}{L_1^2 \omega^2} + \operatorname{Imd}^2 \frac{\omega_0^2}{\omega^2}} \quad \text{Ec. (2.87)}$$

Asumiendo que: $\omega \approx \omega_0$ y $E = \operatorname{Imd} \cdot R$

$$I_{cc} = \operatorname{Imd} \cdot \sqrt{\frac{4 + Q^2}{Q^2}}$$

$$\text{Llamemos: } f(Q) = \frac{I_{cc}}{\operatorname{Imd}} = \sqrt{\frac{4 + Q^2}{Q^2}} \quad \text{Ec. (2.88)}$$

Máxima corriente rms en el Tiristor Th₂. [I Th₂ (rms)]

Si se considera que en el intervalo de conmutación la corriente por el condensador C, que es la misma que atraviesa el tiristor Th₂ permanece constante.

$$I_{Th_2} \text{ (rms)} = \operatorname{Imd} \left(\frac{4 + Q^2}{Q^2} \right) \cdot \sqrt{K_c} \quad \text{Ec. (2.89)}$$

Voltaje del condensador en conmutación.- [V_{CC}]

$$v_{CC}(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_{CC}(t) dt + E \quad \text{Ec. (2.90)}$$

De la Ec. (2.85) llegamos a:

$$v_{CC}(t) = \frac{1}{C} \int_0^t \left[\frac{K}{\omega L_1} \sin \omega t + I_{md} \frac{\omega_0}{\omega} \cos \omega t \right] e^{-\alpha_1 t} dt + E \quad \text{Ec. (2.91)}$$

Puesto que el análisis lo estamos realizando para el primer pulso de voltaje que se aplica a los terminales del motor: $K = E + V_d$.

$$\text{Llamemos ahora: } K_1 = \frac{E + V_d}{\omega L_1} ; \quad K_2 = \frac{I_{md} \cdot \omega_0}{\omega} ; \quad I_{md} = \frac{E}{R}$$

$$v_{CC}(t) = \frac{1}{C} \int_0^t K_1 \sin \omega t e^{-\alpha_1 t} dt + \frac{1}{C} \int_0^t K_2 \cos \omega t e^{-\alpha_1 t} dt + E \quad \text{Ec. (2.92)}$$

En la pág. 454 de la referencia (11) se hallan las siguientes relaciones de integración:

$$\int e^{ax} [\text{Sen}(bx)] dx = \frac{e^{ax} [a \text{ sen}(bx) - b \text{ cos}(bx)]}{a^2 + b^2} \quad \text{Ec. (2.93)}$$

$$\int e^{ax} [\text{Cos}(bx)] dx = \frac{e^{ax} [a \text{ cos}(bx) + b \text{ sen}(bx)]}{a^2 + b^2} \quad \text{Ec. (2.94)}$$

Las Ecs. (2.93) y (2.94) aplicadas a la Ec. (2.92) dan como resultado:

$$v_{CC}(t) = \frac{e^{-\alpha_1 t}}{C \omega_0^2} [\sin \omega t (\omega K_2 - \alpha_1 K_1) - \cos \omega t (K_1 \omega + \alpha_1 K_2)] + E \quad \text{Ec. (2.95)}$$

Reemplazando en los coeficientes de $\sin \omega t$ y $\cos \omega t$ los valores correspondientes de K_1 y K_2 tenemos:

$$1.- \frac{\omega K_2 - \alpha_1 K_1}{C \omega_0^2} = \frac{\omega E \omega_0}{\omega R C \omega_0^2} - \left[\frac{E + V_d}{C L_1 \omega \omega_0^2} \right] \cdot \alpha_1$$

Considerando que $\omega \approx \omega_0$ y $\omega_0^3 \gg \alpha_1$

$$\frac{\omega K_2 - \alpha_1 K_1}{C \omega_0^2} = Q E \quad \text{Ec. (2.96)}$$

$$2.- \frac{K_1 \omega + \alpha_1 K_2}{C \omega_0^2} = \frac{E + V_d}{L_1 \omega_0^2 C} + \frac{\alpha_1 E \omega_0}{C R \omega \omega_0^2}; \quad \omega_0^2 \gg \alpha_1$$

$$\frac{K_1 \omega + \alpha_1 K_2}{C \omega_0^2} = E + V_d \quad \text{Ec. (2.97)}$$

Tomando en cuenta nuevamente que se trata de un sistema subamortiguado y substituyendo las Ecs. (2.96) y (2.97) en la Ec. (2.95):

$$v_{CC}(t) = E + Q E \sin \omega t - [E + V_d] \cos \omega t \quad \text{Ec. (2.98)}$$

Máximo Voltaje del Condensador en conmutación. [Vcc].-

Si en la Ec. (2.98) se substituyen $\sin \omega t$ y $\cos \omega t$ por sus correspondientes relaciones exponenciales

$$v_{CC}(t) = E + QE \left[\frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} \right] - (E + Vd) \left[\frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \right] \quad \text{Ec. (2.99)}$$

Reordenando:

$$v_{CC}(t) = E + [QE - j(E + Vd)] \frac{e^{j\omega t}}{2j} - [QE + j(E + Vd)] \frac{e^{-j\omega t}}{2j} \quad \text{Ec. (2.100)}$$

Transformando la parte compleja a forma polar:

$$v_{CC}(t) = E + \sqrt{(E + Vd)^2 + Q^2 E^2} e^{-j\theta} \frac{e^{j\omega t}}{2j} - \sqrt{(E + Vd)^2 + Q^2 E^2} e^{j\theta} \frac{e^{-j\omega t}}{2j} \quad \text{Ec. (2.101)}$$

$$\text{Donde } \theta = \text{Arc tg} \left(\frac{E + Vd}{QE} \right)$$

$$v_{CC}(t) = E + \sqrt{(E + Vd)^2 + Q^2 E^2} \left[\frac{e^{j(\omega t - \theta)} - e^{-j(\omega t - \theta)}}{2j} \right] \quad \text{Ec. (2.102)}$$

$$v_{CC}(t) = E + \sqrt{(E + Vd)^2 + Q^2 E^2} \text{sen}(\omega t - \theta) \quad \text{Ec. (2.103)}$$

Vd es el voltaje al que se encuentra cargado el condensador al final

del intervalo de trabajo. Dicho voltaje puede llegar a ser como máximo: $V_d = v_{cd} \text{ pico}$

El máximo voltaje del condensador en conmutación V_{cc} se lo obtiene cuando $\text{sen}(\omega t - \theta) = 1$ y reemplazando la Ec. (2.63) en la Ec. (2.103):

$$V_{cc} = E + \sqrt{(E + E \sqrt{Q^2 + 1})^2 + Q^2 E^2} \quad \text{Ec. (2.104)}$$

Tiempo de apagado del circuito. - $[t_{co}]$

Es el tiempo durante el cual aparece un voltaje negativo a los terminales del tiristor principal que está siendo conmutado. Esto significa que $v_{cc}(t_{co}) = 0$.

Evaluando la Ec. (2.103) para esta condición, se tiene:

$$\text{sen}(\omega t_{co} - \theta) = \frac{-E}{\sqrt{(E + V_d)^2 + Q^2 E^2}} ;$$

$$\omega t_{co} = \text{Arc Sen} \left[\frac{-E}{\sqrt{(E + V_d)^2 + Q^2 E^2}} \right] + \text{Arc tg} \left[\frac{E + V_d}{QE} \right] \quad \text{Ec. (2.105)}$$

Por trigonometría conocemos que:

$$\text{Arc tg}(x) = \text{Arc Sen} \left[\frac{x}{\sqrt{x^2 + 1}} \right]$$

$$\therefore \omega t_{co} = \text{Arc Sen} \left[\frac{-E}{\sqrt{(E + V_d)^2 + Q^2 E^2}} \right] + \text{Arc tg} \left[\frac{E + V_d}{QE} \right] \quad \text{Ec. (2.106)}$$

Por la misma razón anotada en el acápite anterior: ($V_d = E\sqrt{Q^2 + 1}$)

$$g(Q) = \omega t_{co} = \text{Sen}^{-1} \left[\frac{1 + \sqrt{Q^2 + 1}}{\sqrt{Q^2 + (1 + \sqrt{Q^2 + 1})^2}} \right] - \text{Sen}^{-1} \left[\frac{1}{\sqrt{Q^2 + (1 + \sqrt{Q^2 + 1})^2}} \right] \quad \text{Ec. (2.107)}$$

Intervalo de conmutación. [KcT]

Se puede definirlo como el tiempo necesario para que el condensador C cambie su polaridad y vuelva a cargarse al voltaje de la fuente E.

$$\therefore v_{cc} \Big|_t = K_c T = E$$

Evaluandó la Ec. (2.77) para esta condición:

$$T_g (\omega K_c T) = \frac{\omega K_1 + \alpha_1 K_2}{\omega K_2 - \alpha_1 K_1} \quad \text{Ec. (2.108)}$$

Si el condensador C no se carga hasta el máximo posible, el intervalo de conmutación se reduce. Por lo tanto, para diseñar para el peor de los casos consideraremos $V_d = E$.

Reemplazando cada uno de los términos de la Ec. (2.108) por su equivalente en función de los parámetros del circuito, llegamos a:

$$T_g (\omega K_c T) = \frac{5 \dots Q}{2 Q^2 - 1} \quad \text{Ec. (2.109)}$$

e) Relación h [Q]

Dicha relación quedó definida en el literal d) como:

$$h(Q) = \frac{\text{Energía almacenada en } L_1 \text{ para compensar pérdidas}}{\text{Energía utilizada para apagar el tiristor principal } Th_1} = \frac{W}{W'}$$

La máxima energía almacenada en L_1 al final del intervalo de conmutación es: (Referirse a la Ec.2.88).

$$W = \frac{1}{2} L_1 I_{cc}^2 = \frac{1}{2} L_1 I_{md}^2 \cdot [f(Q)]^2 \quad \text{Ec. (2.110)}$$

La energía utilizada en apagar Th_1 está dada por:

$$W' = E \cdot I_{md} \cdot t_{co}$$

Donde t_{co} debe cumplir la condición: $t_{co} > t_{off}$ de Th_1 y para el peor de los casos: $E = I_{md} \cdot R$.

$$h(Q) = \frac{\frac{1}{2} L_1 \cdot [f(Q)]^2}{R \cdot t_{co}} \quad \text{Ec. (2.111)}$$

Despejando t_{co} de la Ec. (2.107) y reemplazando en la Ec. (2.111):

$$h(Q) = \frac{Q}{2} \frac{[f(Q)]^2}{g(Q)} \quad \text{Ec. (2.112)}$$

La TABLA (2.2) muestra la variación de las funciones de Q con distintos valores de Q . Para $h(Q)$, los mismos resultados se presentan en

forma gráfica en la Fig. (2.2.10).

f) Relaciones para los elementos de conmutación.-

$$\text{De la Ec. (2.107) ; } t_{co} = g(Q) \cdot \sqrt{L_1 C} \quad \text{Ec. (2.113)}$$

Por otro lado,

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_1}{C}} \Rightarrow \sqrt{L_1} = \sqrt{C} R Q \quad \text{Ec. (2.114)}$$

Reemplazando la Ec. (2.114) en la Ec. (2.113) y despejando:

$$C = \frac{t_{co}}{R} \cdot \frac{1}{Q \cdot g(Q)} \quad \text{Ec. (2.115)}$$

Despejando \sqrt{C} de la Ec. (2.114) y reemplazando en la Ec. (2.113)

$$L_1 = R \cdot t_{co} \cdot \frac{Q}{g(Q)} \quad \text{Ec. (2.116)}$$

El valor de L_2 puede deducirse de la Ec. (2.60), asumiendo que en el caso límite $t = \frac{1}{\alpha}$. Lo que significa que el voltaje del condensador $v_{cd}(t)$ es cero en el instante $t = \frac{1}{2\alpha}$.

$$\frac{\eta}{2\alpha} = Tg^{-1} \left(\frac{1}{Q} \right) \quad \text{Ec. (2.117)}$$

Substituyendo los valores de η , α , C y L_1 , y despejando L_2 , se tiene:

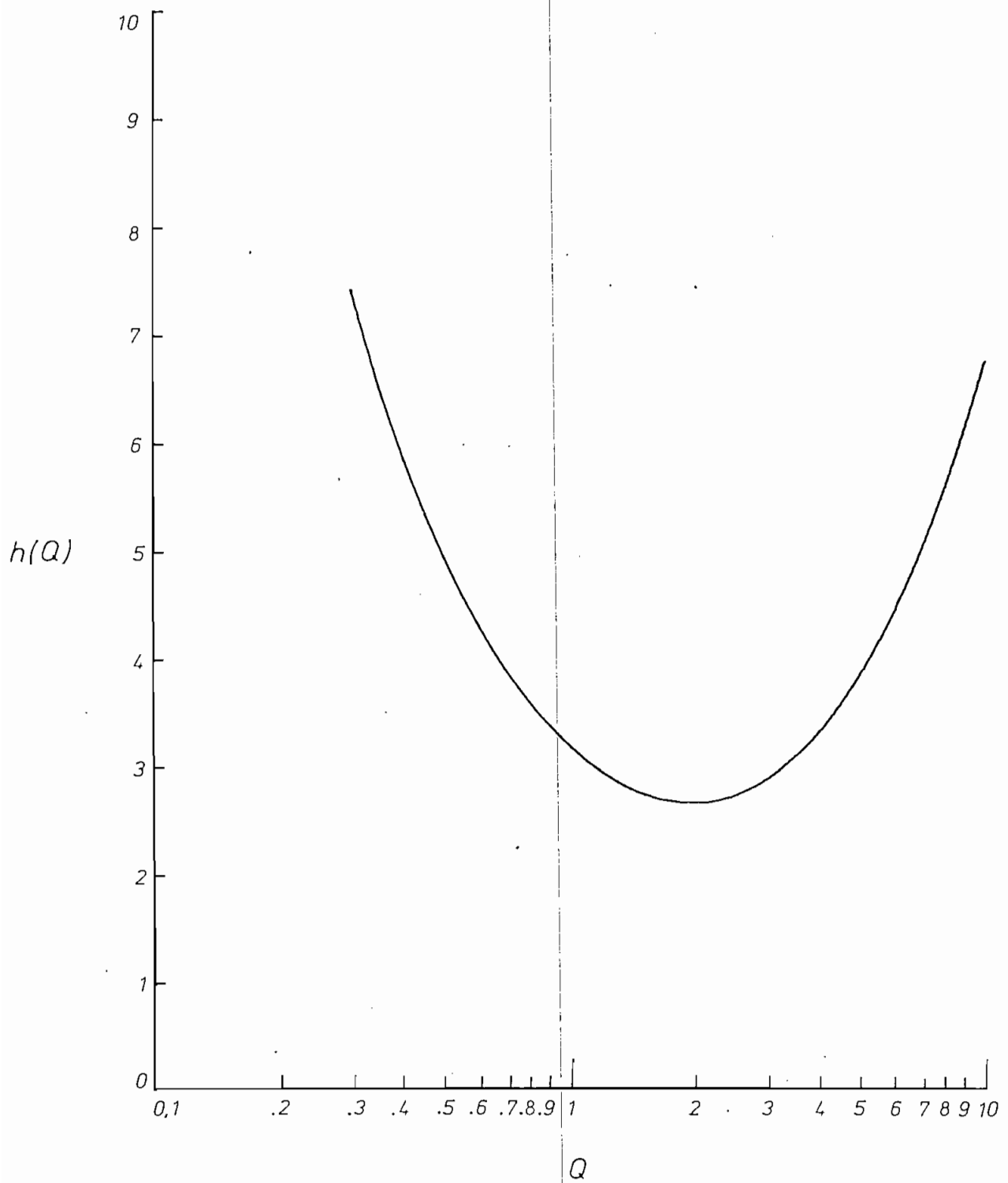
$$L_2 = (t_{co} \cdot R) \cdot \frac{Q^3}{g(Q)} \cdot \left[Tg^{-1} \left(\frac{1}{Q} \right) \right]^2 \quad \text{Ec. (2.118)}$$

Para el peor de los casos, que es el instante del arranque, cuando la

TABLA (2.2)

Q	f(Q)	g(Q)	h(Q)	Q	f(Q)	g(Q)	h(Q)
.2	10.05	.96	10.55	1.95	1.4324	.75175	2.66165
.3	6.74	.92	7.41	1.955	1.43	.7516	2.661646
.4	5.1	.89	5.86	1.96	1.4287	.75156	2.661658
.5	4.12	.86	4.93	1.97	1.425	.7515	2.66172
.6	3.48	.84	4.33	1.98	1.4214	.7514	2.6619
.7	3.03	.82	3.9	2	1.4142	.7512	2.6623
.8	2.69	.81	3.59	2.1	1.38	.75	2.67
.9	2.44	.795	3.36	2.2	1.35	.75	2.68
1	2.24	.785	3.18	2.3	1.33	.75	2.69
1.1	2.08	.778	3.05	2.4	1.3	.75	2.71
1.2	1.94	.771	2.94	2.5	1.28	.75	2.74
1.3	1.83	.767	2.86	2.6	1.26	.75	2.76
1.4	1.64	.763	2.79	2.7	1.24	.75	2.79
1.5	1.67	.759	2.74	2.8	1.23	.75	2.82
1.6	1.6	.757	2.71	2.9	1.21	.75	2.85
1.7	1.54	.755	2.78	3	1.2	.75	2.89
1.8	1.49	.753	2.77	3.5	1.15	.75	3.09
1.9	1.45	.7521	2.7626	4	1.12	.75	3.32
1.92	1.444	.7519	2.762	5	1.08	.76	3.83
1.94	1.436	.7517	2.7617	10	1.02	.77	6.77

FIG. (2.2.10)
VARIACION DE $h(Q)$ CON Q



FCEM = 0V, R en las Ecs. (2.115), (2.116) y (2.118) es la resistencia de armadura del motor en reposo más la resistencia del campo. Sin embargo, si se emplea algún medio de limitar la corriente de armadura durante el encendido, R de (2.115), (2.116) y (2.118) puede reemplazarse por E/I_a , donde I_a es la máxima corriente de armadura permitida.

Voltajes pico inverso y directo en los tiristores Th_1 y Th_2 .

Pueden obtenerse de las Ecs. (2.63) y (2.104)

$$VPI (Th_1) = VPD (Th_2) = E \sqrt{Q^2 + 1} \quad \text{Ec. (2.119)}$$

$$VPD (Th_1) = VPI (Th_2) = E + \frac{\sqrt{(E + E \sqrt{Q^2 + 1})^2 + Q^2 E^2}}{2} \quad \text{Ec. (2.120)}$$

g) Criterios de Selección del Factor Q.

La selección de Q depende de dos aspectos: la energía almacenada en los elementos de conmutación y el máximo voltaje pico repetitivo permisible en los tiristores.

Los resultados de la TABLA (2.2) muestran que el mínimo nivel de energía almacenada en los elementos de conmutación [$h(Q) = 2.66$], se lo obtiene para $Q = 1.955$.

Sin embargo, es evidente de las Ecs. (2.119) y (2.120) que Q debería ser lo más pequeño posible, para que VPI y VPD sean bajos.

h) Influencia de la frecuencia de trabajo en el sistema.

Efecto en el Troceador.-

Frecuencia Máxima.- Para garantizar la confiabilidad del troceador, es necesario que exista un mínimo ancho de pulso de salida, normalmente conocido como "tiempo muerto"; dicho tiempo podemos evaluarlo a partir de las Figs. (2.2.7.b) y (2.2.5).

Llamando $a = (K_d + K_c) T$ y haciendo $K_f T = 0$

$$a_{\min} = t_{on} + 2 t_{off} + t_{osc} \quad \text{Ec. (2.121)}$$

Donde: t_{on} es el tiempo de encendido del tiristor principal

t_{off} es el tiempo de apagado del tiristor principal

t_{osc} es el tiempo necesario para que el condensador se cargue a su máximo voltaje $(\pi \sqrt{L_2 C})$

$$f_{\max} = \frac{1}{a_{\min}} \quad \text{Ec. (2.122)}$$

Es conveniente señalar que esta frecuencia de trabajo no presenta ninguna utilidad práctica, pues no permite variar el ancho de pulso "a".

Consideración de pérdidas en el troceador.-

Las pérdidas en el troceador se deben a tres factores fundamentales:

- 1.- Pérdidas en los circuitos RC de protección de los semiconductores
- 2.- Pérdidas en los elementos L, C de conmutación.
- 3.- Pérdidas por conmutación en los semiconductores.

De estos tres factores, el más significativo es el último, por lo cual a continuación se hace un análisis en primera aproximación.

Las pérdidas en los semiconductores durante los estados de "conducción" y "no conducción" son despreciables, pues en tales condiciones, ya sea la corriente o el voltaje tienden a cero. Sin embargo en los intervalos de conmutación, esto es, el paso de "conducción" a "no conducción", o viceversa, las pérdidas son dignas de consideración ya que ni el voltaje ni la corriente se aproximan a cero. La situación descrita se ilustra en la Fig. (2.2.11).

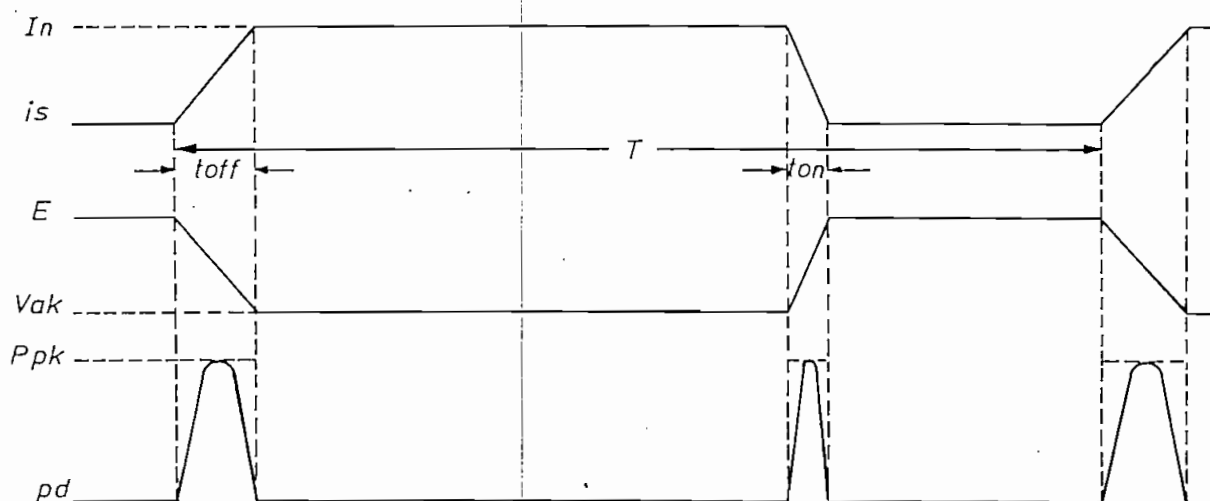


FIG. (2.2.11)

Pérdidas por conmutación en los semiconductores

En un ciclo de operación del troceador, se producen un encendido y un apagado de los tiristores principal y auxiliar.

Si consideramos que los dos tiristores son de las mismas características y que tanto el voltaje como la corriente alcanzan su nuevo estado en el mismo tiempo, podemos decir que la potencia media disipada en los semiconductores (P_d) es:

$$P_d = \frac{2}{T} \left[\frac{E \cdot I_{NOM}}{4} (t_{on} + t_{off}) \right] \quad \text{Ec. (2.123)}$$

La potencia media (P_L) entregada a la carga es:

$$P_L = E \cdot I_{NOM} \cdot K_d \quad \text{Ec. (2.124)}$$

La relación de la potencia disipada en los semiconductores a la potencia media de la carga es:

$$\delta = \frac{P_d}{P_L} = \frac{t_{on} + t_{off}}{2 K_d T} \quad \text{Ec. (2.125)}$$

En donde se puede apreciar que δ es menor a medida que K_d se incrementa.

De la Ec. (2.125) se puede calcular la frecuencia de trabajo del troceador para un δ determinado.

$$f = \frac{2 K_d \cdot \delta}{t_{on} + t_{off}} \quad \text{Ec. (2.126)}$$

Efecto en la fuente de alimentación.-

Hasta el momento hemos considerado que la fuente de alimentación es una fuente de voltaje E con impedancia interna cero y que por lo tanto no presenta dificultades al troceador. Esta es una buena aproximación en el caso de baterías y por lo tanto no es necesario incluir un filtro a la entrada del sistema, como sería el caso de otro tipo de fuente.

2.2.3.- DISEÑO DEL CIRCUITO DE POTENCIA.

a) Selección del Factor Q.-

Conforme a lo expresado antes, la utilización del criterio de mínima energía almacenada en los elementos de conmutación, determina requerimientos exigentes de los tiristores Th_1 y Th_2 en lo referente a V_{PI} y V_{PD} que deben soportar.

Por esta razón, seleccionaremos $Q = 1.4$ (Inferior al óptimo) con el propósito de limitar V_{PI} y V_{PD} , aunque a costa de cierta cantidad de energía que quedará inutilizada en los elementos de conmutación.

b) Cálculo de los elementos de conmutación.-

Una rápida mirada a las especificaciones de los tiristores especiales para inversores, muestra que no es difícil conseguir tiempos de apagado de $10 \mu\text{Seg.}$ ($t_{off} = 10 \mu\text{Seg.}$), por lo tanto podríamos tomar $t_{co} = 15 \mu\text{Seg.}$

Puesto que para nuestro diseño es imprescindible implementar un circuito que limite la corriente de arranque, para el cálculo de C , L_1 y L_2 , en las Ecs. (2.115), (2.116) y (2.118), reemplazaremos R por E/I_a , donde:

$$\begin{aligned} I_a &= 80 \text{ A} \\ C &= 11.71 \text{ } [\mu\text{F}] \\ L_1 &= 33.05 \text{ } [\mu\text{H}] \\ L_2 &= 24.92 \text{ } [\mu\text{H}] \end{aligned}$$

En valor

c) Evaluación de VPI y VPD en los tiristores.-

De las Ecs. (2.119) y (2.120)

$$VPI (Th_1) = VPD (Th_2) = 165.16 [V]$$

$$VPD (Th_1) = VPI (Th_2) = 389.72 [V]$$

d) Selección de la frecuencia de trabajo.-

Con el propósito de realizar una selección juiciosa de la frecuencia de trabajo, analizaremos sus efectos en el troceador y en la carga.

Efectos en el Troceador.-

En general, en los tiristores, $t_{on} < t_{off}$. Si consideramos que $t_{on} = \frac{1}{5} t_{off}$, entonces de la Ec. (2.122).

$$f_{m\acute{a}x} = \left[3 \mu\text{Seg} + 30 \mu\text{Seg} + \pi \sqrt{24,92 \mu\text{H} \times 11.71 \mu\text{F}} \right]^{-1}$$

$$f_{m\acute{a}x} = 11.5 \text{ KHz.}$$

Frecuencia que no es de utilidad práctica, y que unicamente garantiza la confiabilidad del troceador.

Consideraciones de pérdidas en el Troceador.-

Si se permite que como máximo las pérdidas por conmutación (δ) sean del 10% cuando la relación de trabajo K_d es 0.1; de la Ec. (2.126)

$$f_{m\acute{a}x} (p) = 1.11 \text{ KHz.}$$

Efecto en la carga.-

Frecuencia mínima de trabajo.-

Si fuese factible para el motor soportar un rizado de corriente

$\Delta I = I_{\text{máx}}$, de la Ec. (2.19), con $I_{\text{máx}} = 80 \text{ A}$, obtenemos $\sigma = 0.56$.

$$f_{\text{mín}}(1) = \frac{R}{L\sigma} \Rightarrow f_{\text{mín}} = 77.63 \text{ [Hz]}$$

Sin embargo, someter al motor a tales condiciones de trabajo no es aconsejable.

Por otro lado, un análisis minucioso de las pérdidas mecánicas y eléctricas en el motor, con el objeto de determinar el máximo rizado de corriente permisible, escapa al campo de la presente tesis; asumiremos entonces que el máximo rizado adecuado para el funcionamiento del motor es $\Delta I = 10\%$ de I_{NOMINAL} .

De la Ec. (2.18), para $\Delta I = 55 \text{ A}$, se obtiene $\sigma = 0.0382$

$$f_{\text{mín}}(2) = 1.14 \text{ [KHz]}.$$

Evaluación de criterios:-

La Fig. (2.12) ilustra la situación que se nos presenta al momento respecto a la selección de la frecuencia.

De la Fig. (2.2.12) se concluye que dadas las condiciones actuales de la carga y las restricciones de un máximo de potencia disipada en los.

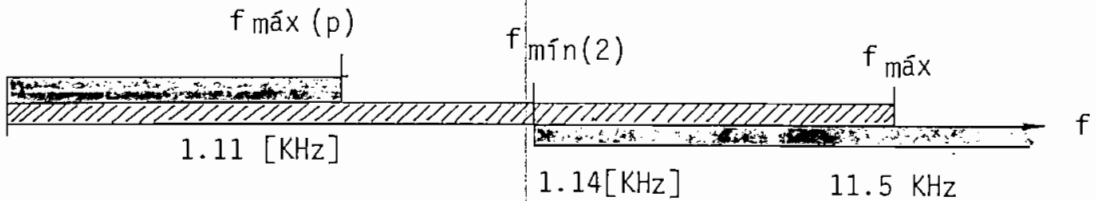


FIG. (2.2.12)

Criterios de selección de frecuencia

semiconductores y un máximo rizado de corriente de $\Delta I = 10\% I_{NOM}$, no es posible tener una frecuencia de trabajo para el troceador.

Existen dos posibilidades de solución al problema:

- 1.- Incrementar $f_{máx}(p)$, lo cual implica elevar las pérdidas por conmutación por encima del 10%.
- 2.- Disminuir $f_{mín}$, lo que se consigue añadiendo externamente un inductor L_{ch} a la inductancia del motor.

En base a todos los criterios expuestos, podemos seleccionar una frecuencia de trabajo $f = 250$ Hz.

Cálculo del inductor mínimo.- [Lch]

Conociendo que $T = 4$ m Seg, y $\sigma = 0.0382$

$$L_{ch \text{ mín}} = \frac{RT}{\sigma} - L \Rightarrow L_{ch \text{ mín}} = 13,6 \text{ [mH]}$$

e) Especificaciones mínimas para los elementos del troceador.-

A continuación se presentan tablas comparativas de las característi

cas mínimas requeridas y las especificaciones de los elementos seleccionados. La evaluación de las características mínimas se la ha basado en todo el análisis realizado.

Tiristor principal.-

Características mínimas

Especificaciones del C 154 D

$t_{off} < 15 \mu\text{Seg.}$

$t_{off} (\text{máx}) = 10 \mu\text{Seg.}$

$V_{PI} > 165.16 \text{ V}$

$V_{PI} (\text{máx}) = 400 \text{ V}$

$V_{PD} > 389.72 \text{ V}$

$V_{PD} (\text{máx}) = 400 \text{ V}$

$I_{rms} > 55 \text{ A}$

$I_{rms} = 110 \text{ A}$

$I_{pico} > 80 \text{ A}$

$I_{pico} = 1.800 \text{ A}$

Tiristor auxiliar.-

Th2 es conmutado de forma natural, esto es cuando la corriente $i_{cc} = 0$ y no vuelve a ser encendido sino después de un período T completo, por lo tanto el tiempo de apagado no es crítico y podría utilizarse un tiristor para control de fase más barato que uno específico para inversores.

La corriente pico que debe soportar Th2 podemos calcularla a partir de la Ec. (2.88).

Considerando $I_{md} = 80 \text{ [A]}$; $I_{cc} = 155.5 \text{ [A]}$

La corriente rms puede evaluarse de la Ec. (2.89), si previamente se calcula K_c de la Ec. (2.109).

$$K_c = 6,4 \times 10^{-3}$$

$$I_{Th_2(rms)} = 19,45 \text{ [A]}$$

Características mínimas

$$V_{PI} > 389,72 \text{ V}$$

$$V_{PD} > 165.16 \text{ V}$$

$$I_{rms} > 19.45 \text{ A}$$

$$I_{pico} > 155.5 \text{ A}$$

Especificaciones del C 30 D

$$V_{PI} = 400 \text{ V}$$

$$V_{PD} = 400 \text{ V}$$

$$I_{rms} = 25 \text{ A}$$

$$I_{pico} = 250 \text{ A}$$

Diodo D_1

No es necesario que sea un diodo de rápida recuperación pues no interviene en el intervalo de conmutación.

El voltaje ánodo cátodo inverso ($V_{aK(inv)}$) que debe soportar es el mismo V_{PI} de Th_2

La corriente pico que circula por D_1 la obtenemos de la Ec. (2.68)

$$I_{D_1pico} = 113.22 \text{ A}$$

De las Ecs. (2.69) y (2.70), se obtiene

$$I_{med}(D_1) = 1.52 \text{ [A]}$$

Características mínimas

$$V_{aK(inv)} > 165.16 \text{ V}$$

$$I_{pico} > 113.22 \text{ A}$$

$$I_{med} > 1.52 \text{ A}$$

Especificaciones del 1N3912

$$V_{aK(inv)} = 300 \text{ V}$$

$$I_{pico(rep)} = 160 \text{ A}$$

$$I_{med} = 30 \text{ A (1 sola fase)}$$

Diodo D_F.

Es imprescindible que sea un diodo de rápida recuperación, pues debe dejar de conducir en cuanto se dispara el tiristor principal Th .

El voltaje ánodo cátodo inverso ($v_{aK(inv)}$) que debe soportar, está dado por la Ec. (2.71), de donde: $v_{aK(inv)} = 261.16 \text{ V}$.

De la Ec. (2.23) donde $I_{m\acute{a}x} = 80 \text{ A}$, $I_{DF} = 20 \text{ A}$, y de la Ec. (2.26); $I_{DFR} = 30.8 \text{ A}$.

Características mínimas

$$v_{aK(inv)} > 261.16 \text{ V}$$

$$I_{pico} > 80 \text{ A}$$

$$I_{med} > 20 \text{ A}$$

Especificaciones del 1N3912

$$v_{aK(inv)} = 300 \text{ V}$$

$$I_{pico(rep)} = 160 \text{ A}$$

$$I_{med} = 30 \text{ A (1 sola fase)}$$

Condensador C.

Debe ser un capacitor especial para conmutación con bajas pérdidas.

Características mínimas

$$C = 11.71 \mu\text{F}$$

$$V_{pico} = 389.72 \text{ V}$$

$$f_T = 250 \text{ Hz}$$

Especificaciones del B25838 - J4106 K004 (SIEMENS)

$$C = 10 \mu\text{F}$$

$$V_{pico} = 560 \text{ V}$$

$$f_T = 220 \text{ Hz} - 6.4 \text{ KHz.}$$

2.3.- SISTEMA DIGITAL PARA EL DISPARO DE LOS TIRISTORES.

El circuito de control de disparo de los tiristores Th_1 y Th_2 se lo implementará en base a circuitos digitales, por las distintas ventajas que presenta frente a otras técnicas.

- 1.- Se puede alcanzar un alto grado en la confiabilidad de funcionamiento del sistema.
- 2.- Proporciona gran versatilidad y sencillez al diseño.
- 3.- El consumo de energía de los circuitos integrados es muy bajo, característica que es de fundamental importancia para nuestra aplicación.

2.3.1. FORMAS DE ONDA QUE DEBE GENERAR EL CIRCUITO DE DISPARO.

La Fig. (2.3.1) ilustra la forma de onda del voltaje (v_m) aplicado a los terminales del motor, que debe proporcionar el troceador "Jones modificado" a utilizarse.

En ella se indican los instantes en que deben ser disparados los tiristores, y los pulsos de disparo que deben recibir las compuertas respectivas para ser disparados.

Selección del modo de generación de los pulsos.-

La técnica de variación del voltaje medio al motor seleccionada, es la de modulación por ancho de pulso, en la cual se mantiene constante el período T y se varía KdT . Las posibilidades de variar KdT son dos:

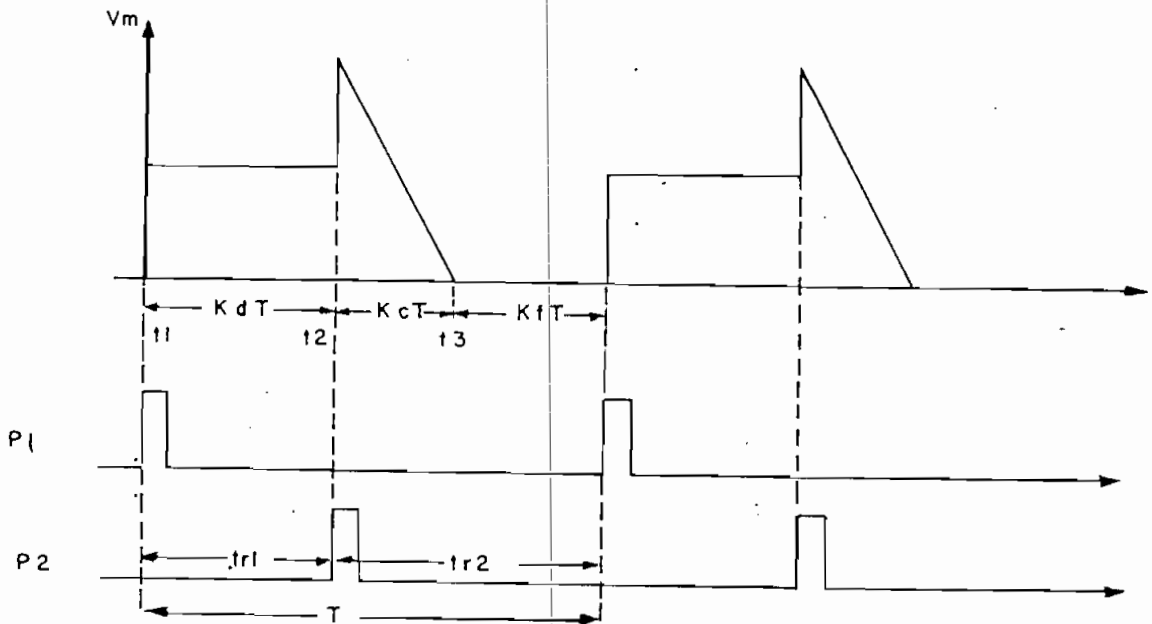


FIG. (2.3.1)

Formas de onda a generarse

t_1 = Instante de activado del tiristor principal Th_1

t_2 = Instante de activado del tiristor auxiliar Th_2

t_3 = Instante en el que puede volver a activarse el tiristor principal Th_1 .

P_1 = Pulso de disparo a la compuerta de Th_1

P_2 = Pulso de disparo a la compuerta de Th_2

- 1.- Generar los pulsos de P_1 con una frecuencia constante y variar el tiempo de retardo (tr_1) después del cual se generará P_2 .
- 2.- Generar los pulsos de P_2 con una frecuencia constante y variar el tiempo de retardo (tr_2) después del cual se generará P_1 .

En el primer caso se cumple que: a medida que se reduce tr_1 , KdT disminuye y por lo tanto la velocidad del motor decrece. Si tr_1 se reduce

tanto que llega a ser cero, los pulsos de P_2 no aparecerían y el tiristor principal Th_1 quedaría permanentemente encendido, lo cual significa que se daría un salto de mínima velocidad a máxima velocidad, y es más podría perderse el control sobre el troceador.

Para la segunda opción la situación es a la inversa, la reducción de tr_2 aumenta la velocidad del motor, pero si $tr_2 = 0$ la velocidad del motor también es cero. Es decir que tendríamos un paso desde máxima velocidad a velocidad cero, lo cual es más conveniente que la situación de la posibilidad 1.

Necesidad de sensar el voltaje sobre el motor.-

En condiciones de máxima velocidad y mínima carga, debido al incremento de KcT podría presentarse la situación ilustrada en la Fig.(2.3.2).

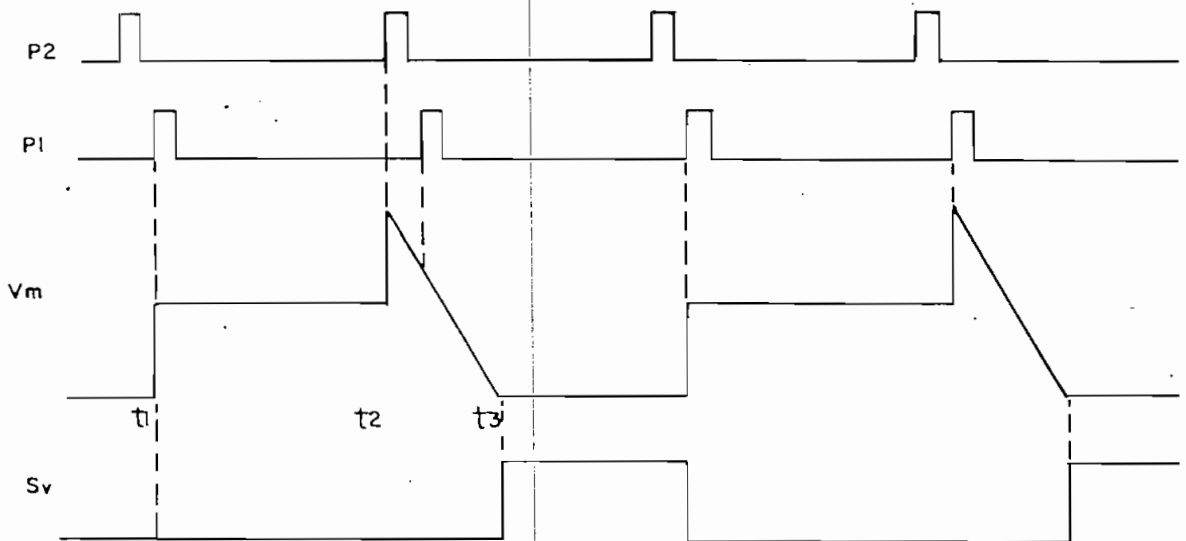


FIG. (2.3.2)

Necesidad de un sensor de voltaje sobre el motor.

Esto es, que en el intervalo de conmutación (KcT), antes de que el condensador C se haya cargado con el voltaje inverso, y antes de que el tiristor principal Th_1 se haya apagado, se intenta volver a disparar Th_1 . Si tal cosa se permitiese, fallaría la conmutación y se perdería el control sobre el troceador.

Es necesario entonces, detectar el instante (t_3) en el que el voltaje sobre el motor es cero, de tal manera de habilitar el paso de los pulsos P_1 hacia la compuerta de Th_1 .

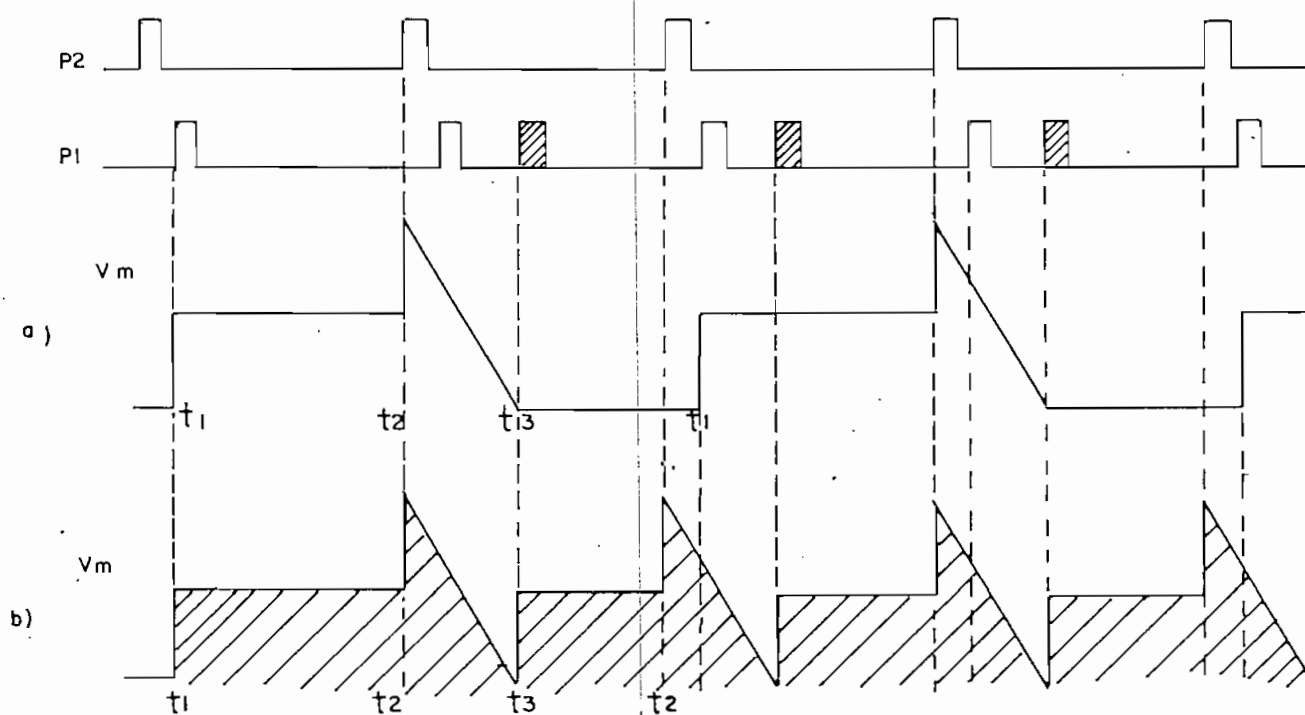
Necesidad de un pulso emergente para Th_1 .

La Fig. (2.3.2) muestra también que la inclusión de un sensor de voltaje (en condiciones de máxima velocidad y mínima carga) ocasiona la pérdida alternada de un pulso de P_1 , lo cual significa que a pesar de haber tratado de incrementar la velocidad, ésta se reduce.

El problema se soluciona, si es que habiendo detectado la pérdida de un pulso de P_1 en el instante t_3 se genera un pulso emergente P_e que vaya a disparar Th_1 , tal como se muestra en la Fig. (2.3.3.b).

2.3.2.- REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA DE CONTROL.

- 1.- Generar los pulsos de P_2 con frecuencia constante (f) y permitir, mediante un agente externo, la variación del tiempo (tr_2) después del cual se generará P_1 .
- 2.- Tratándose de una carga inductiva, como lo es el motor, debe garantizarse que los tiristores se enciendan al recibir los pulsos de



▨ - Pulso de emergencia y forma de onda resultante en tal caso.

FIG. (2.3.3)

Necesidad del pulso de emergencia

disparo. Este objetivo puede lograrse si P_1 y P_2 se reemplazan por un tren de varios pulsos (G_1 , G_2) tal como se muestra en la Fig. (2.3.4).

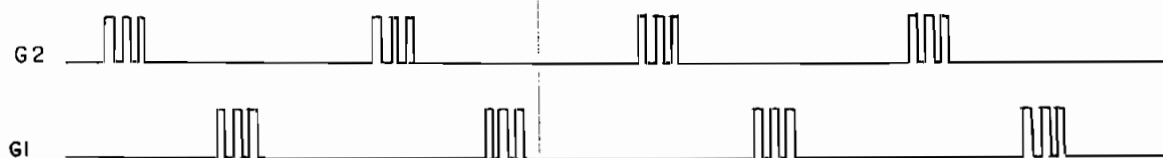


FIG. (2.3.4)

Pulsos que garantizan el encendido de los tiristores

3.- En el instante del encendido, el primer tiristor en dispararse de-

be ser Th_2 ; con ello se eleva la confiabilidad del troceador.

- 4.- Al apagar el sistema, el último tiristor en ser disparado debe ser Th_2 , de tal manera de lograr que el sistema efectivamente se apague.
- 5.- En ningún momento y por ninguna circunstancia pueden dispararse los dos tiristores simultáneamente.
- 6.- El tiristor principal Th_1 puede ser disparado, únicamente si el voltaje sobre el motor es "cero".
- 7.- En el encendido, tr_2 debe limitarse a un mínimo que haga que la corriente de arranque sea menor que la máxima permitida en el motor: $I_{arranque} < I_{motor} (máx)$.

2.3.3.- DIAGRAMA DE BLOQUES Y DISEÑO DEL SISTEMA.-

El circuito esquematizado en el diagrama de bloques de la Fig. (2.3.5) satisface todos los requerimientos anotados en el acápite anterior.

Diseño del Reloj. (CK).

- a) La única condición que debe cumplir el reloj (CK), es la de entregar un ancho de pulso t_p que permita el disparo de los tiristores. Las especificaciones del tiristor C 154 D ⁽²⁾ (Tiristor principal) proporcionan los siguientes datos:

Para el peor de los casos: $I_{GT} = 2A$ } con $t_p = 10 \mu\text{Seg.}$
 $V_{GT} = 10 V$ }

Las especificaciones para el C30(2) (Tiristor auxiliar) son:

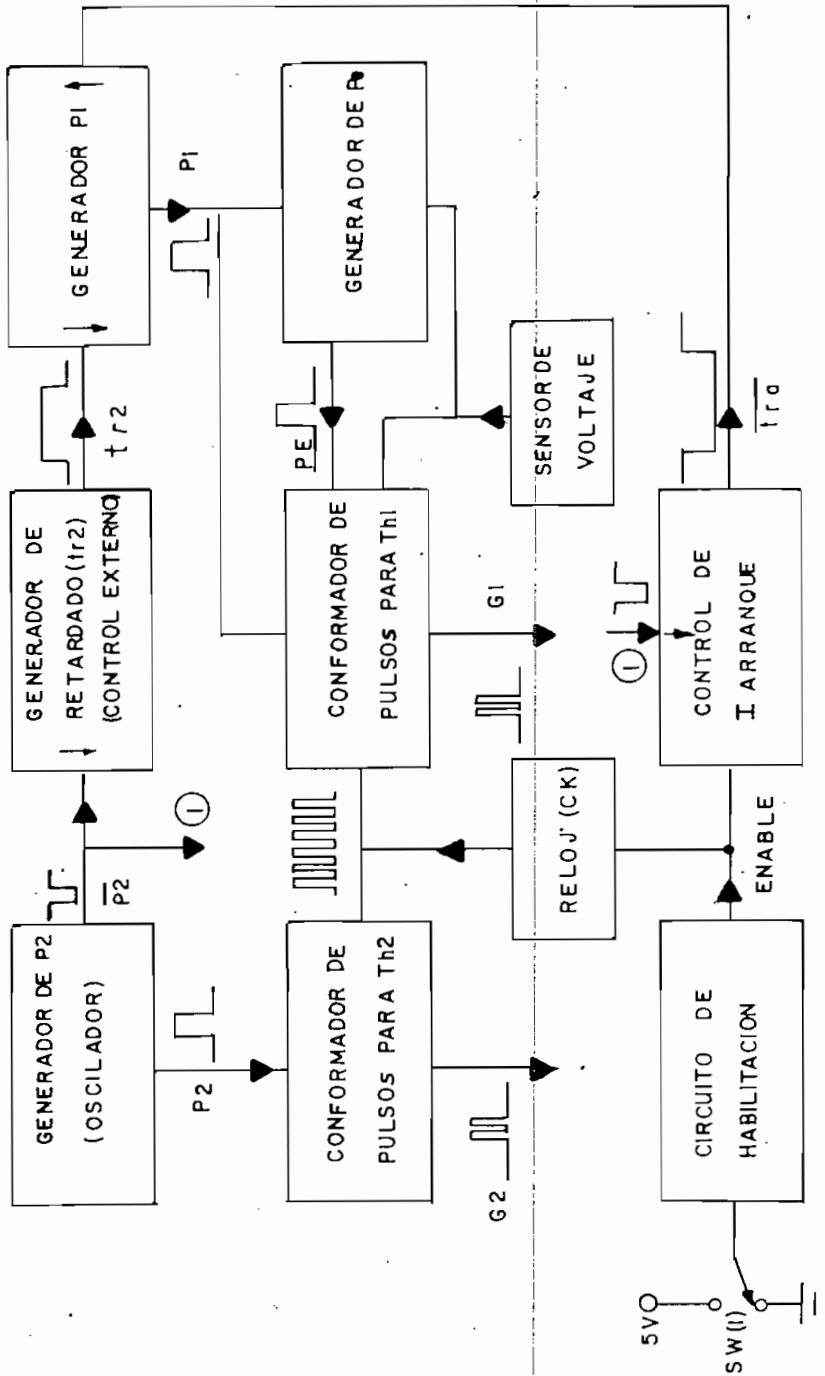


FIG. (2.3.5)

Diagrama de bloques del circuito de control

- NOTAS:
- ↑ - Entrada de monoestable que se dispara con transición positiva
 - + - Entrada de monoestable que se dispara con transición negativa
 - Las flechas que interconectan los distintos bloques indican el sentido del flujo de las señales

sw₁ - Interruptor de encendido.

Para el peor de los casos: $I_{GT} = 40 \text{ mA}$
 $V_{GT} = 2 \text{ V}$ } sin especificación de t_p .

Puesto que los requerimientos que impone el tiristor C 154 D son mayores, el cálculo de " t_p " se lo hará en base a sus especificaciones.

La mínima energía necesaria en la compuerta, para que el tiristor se dispare, se la puede evaluar a partir de:

$$E_{\text{mín}} = V_{GT} \cdot I_{GT} \cdot t_p \quad \text{Ec. (2.127)}$$

Si a la salida de la interfase, se obtienen: $V_{G_1} = 10 \text{ V}$ e $I_{G_1} = 500$ [mA] en lugar de los V_{GT} e I_{GT} especificados, debe calcularse el nuevo " t_{p1} " que mantenga la misma $E_{\text{mín}}$.

$$t_{p1} = \frac{V_{GT} \cdot I_{GT} \cdot t_p}{V_{G_1} \cdot I_{G_1}} \quad \text{Ec. (2.128)}$$

$$t_{p1} = 40 \text{ } \mu\text{Seg.}$$

El reloj a utilizarse es un multivibrador constituido por una compuerta "SCHMITT TRIGGER Inversora" y una red de realimentación, que tiene la siguiente configuración (3).

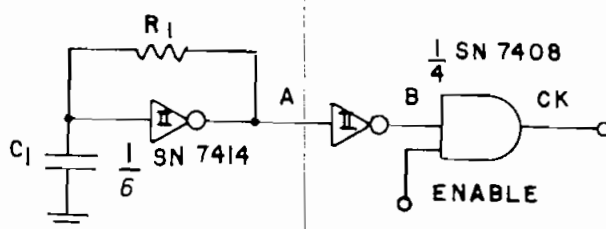


FIG. (2.3.6)

Reloj (CK) de frecuencia igual a 16 KHz.

En la referencia (3) se encuentra el análisis pormenorizado del circuito, y las conclusiones que se obtienen son:

- 1.- Para R_1 se recomienda un valor de $R = 390 \Omega$.
- 2.- Para C_1 se presenta una curva que relaciona la capacidad C_1 con la frecuencia.
- 3.- La "relación de trabajo" en el punto A es del 33%, por lo tanto en el punto B es del 67%.

La frecuencia de trabajo del reloj es entonces:

$$f_{CK} = \frac{0,67}{t_{p1}} \Rightarrow f_{CK} = 16,75 \text{ Khz.}$$

Para dicha frecuencia $C_1 = 0.1 \mu\text{F}$

b) Diseño del Generador de P_2 .

Es un oscilador libre implementado en base al Timer SE555 (4). Su configuración es la que se indica en la Fig.(2.3.7).

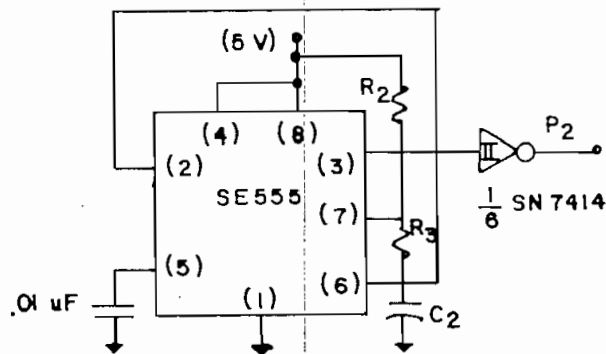


FIG. (2.3.7)

Oscilador con el Timer SE555

La forma de onda que puede conseguirse con esta configuración es la de la Fig. (2.3.8.a).

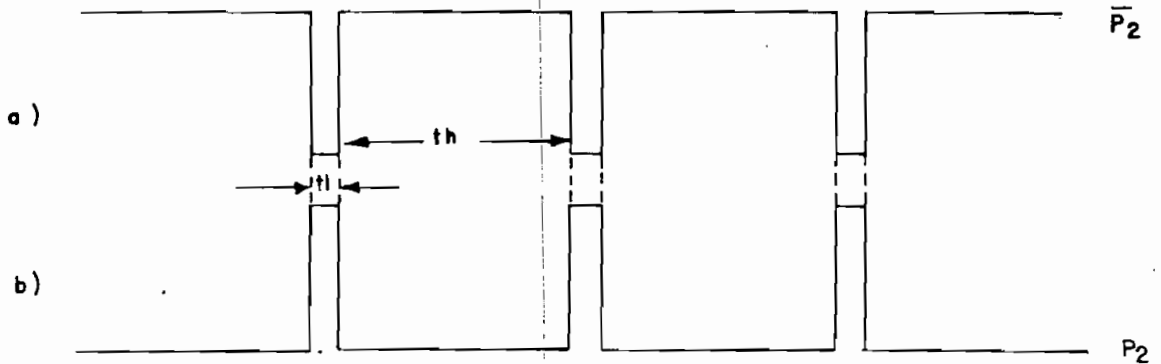


FIG. (2.3.8)

Formas de onda del oscilador

Donde, $t_h > t_l$. Sin embargo, nuestra necesidad es que $t_l > t_h$, lo cual se consigue añadiendo una compuerta inversora a la salida.

La duración en bajo de la salida (t_l) es:

$$t_l = 0.693 (R_3) \cdot C_2 \quad \text{Ec. (2.129)}$$

y el período total:

$$T = \frac{(R_2 + 2 R_3) C_2}{1.44} \quad \text{Ec. (2.130)}$$

Cálculo de t_l .- Para garantizar el disparo de los tiristores, haremos que dentro de G_1 y G_2 quepan al menos 3 pulsos del reloj (CK).

Esto significa que: $t_l = \frac{3}{f_{CK}} = 180 [\mu \text{Seg}]$

Si fijamos un valor de $C_2 = 0.1 \mu\text{F}$; de la Ec. (2.129) $R_3 = 2.597 \text{ K}\Omega$.

La frecuencia de trabajo seleccionada para el troceador es de $f = 250$ Hz; reemplazando este valor en la Ec. (2.130), obtenemos $R_2 = 52.44 \text{ K}\Omega$

Los valores implementados son los siguientes:

$$C_2 = 0.1 \mu\text{F}$$

$$R_3 = 2.7 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 39.2 \text{ K}\Omega + \text{Pot}(1)$$

$$\text{Pot}(1) = 10 \text{ K}\Omega.$$

c) Diseño del circuito de habilitación.

Con este circuito debe garantizarse que en el encendido el primer pulso en aparecer sea G_2 , y que en el apagado el último pulso sea también G_2 .

Para el efecto se utiliza un flip flop tipo D, a cuya entrada D, se ha lla conectado el interruptor de encendido.

El reloj de dicho flip flop, en el encendido cuando $\text{ENABLE} = "0L"$ (Q),

debe proporcionar una transición positiva sincronizada con la transición positiva de P_2 , y en el apagado donde $\text{ENABLE} = "1L"$, de be proporcionar también una transición po sitiva pero sincrónica con la transición negativa de P_2 . Lo dicho se resume en la tabla de verdad mostrada.

P	Q	CKD
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

$$\text{De donde: CKD} = \overline{P_2} Q + \overline{Q} P_2 \quad (P_2 \oplus Q)$$

Utilizando el teorema de De Morgan, se puede llegar a:

$$CKD = \overline{P_2 Q + \overline{Q} \overline{P_2}}$$

Lo cual permite la implementación del circuito con los elementos que se muestran en la Fig. (2.3.9).

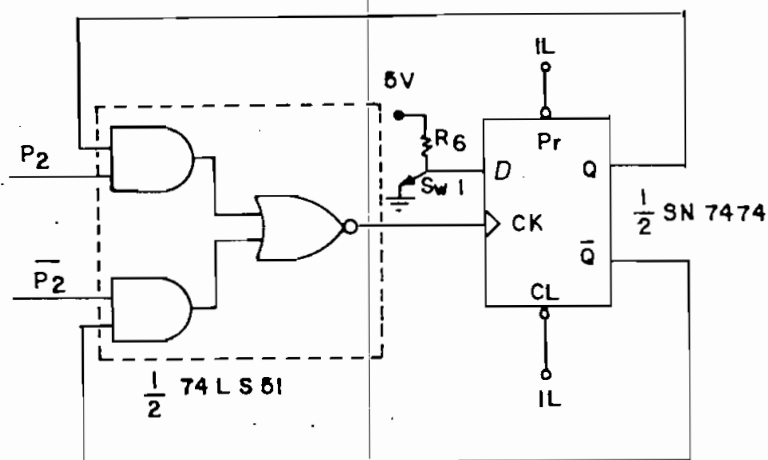


FIG. (2.3.9)

Circuito de Habilitación

La resistencia $R6 = 5\text{ K}$ limita a 1 mA la corriente que circula por ella cuando $sw_1 = 0$.

La salida Q del circuito de habilitación se convierte en la entrada "ENABLE" del reloj CK .

d) Diseño del circuito de control de la corriente de arranque.-

La función de este circuito es dotar, en el encendido, de un incremento gradual del ancho del pulso de voltaje con que se alimenta a la armadura del motor (Fig. 2.3.10), de tal manera de impedir que la corriente de arranque exceda los límites permitidos.

Con este propósito, se utiliza un modulador por ancho de pulso (5), cu

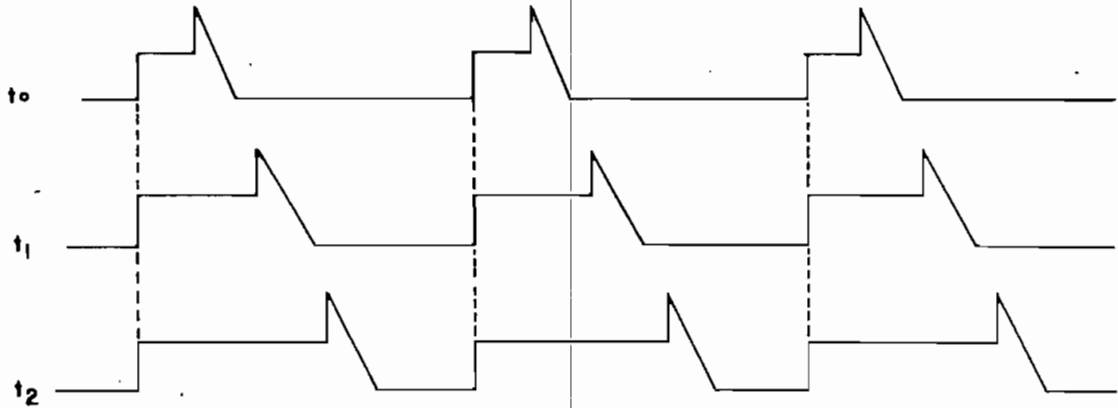


FIG. (2.3.10)

Incremento gradual del voltaje medio en el motor en el arranque ya entrada de modulación es controlada por la descarga exponencial de un condensador. (Fig. 2.3.11), de la siguiente manera:

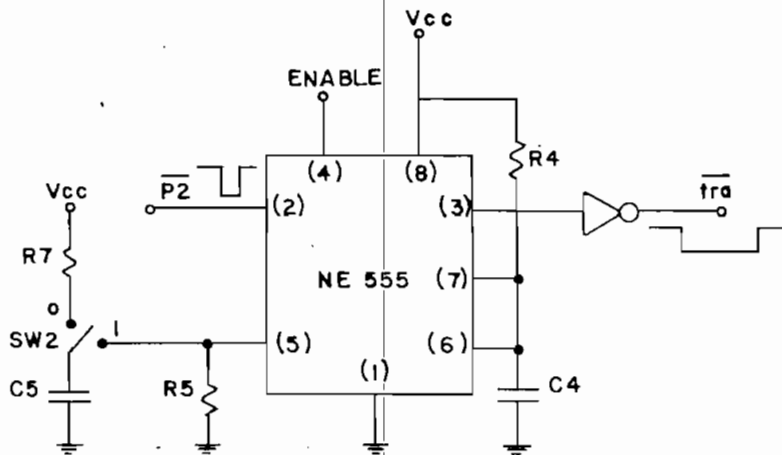


FIG. (2.3.11)

Circuito de control de la I de arranque

Funcionamiento.-

El sw_2 es accionado simultáneamente con el sw_1 del circuito de habilitación, y antes del encendido se encuentra en la posición "0", de modo

que el condensador C5 se halla cargado al voltaje de la fuente Vcc.

Al encender, el sw_2 pasa a la posición 1 y un instante después, la entrada ENABLE (salida del circuito de habilitación) habilita el funcionamiento del circuito de control de la corriente de arranque. \bar{P}_2 se halla conectado a la entrada "Trigger" (2) del Timer 555 que por su configuración en el circuito trabaja en el modo de "operación monoestable". Es decir, la transición negativa de \bar{P}_2 inicia la carga del condensador C4, la cual continúa hasta alcanzar el voltaje del condensador C5, momento en el cual es descargado violentamente tal como se muestra en el diagrama de tiempos de la Fig. (2.3.12).

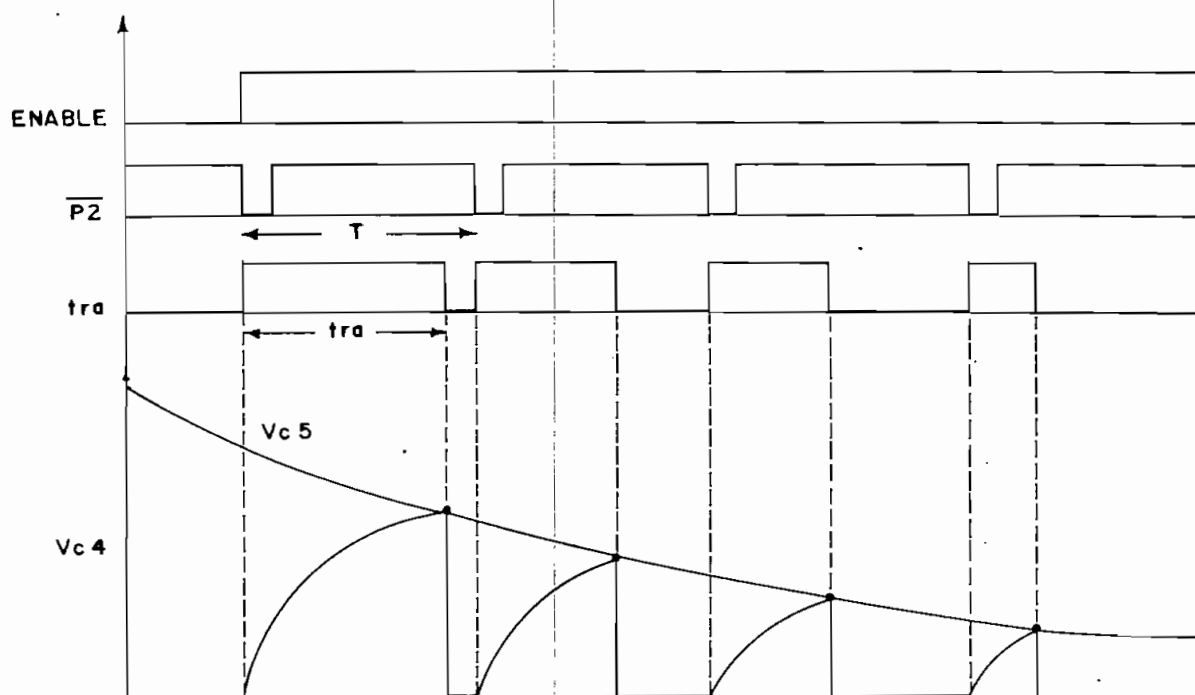


FIG. (2.3.12)

Funcionamiento del control de la I de arranque

Una nueva carga de C4 se inicia con la siguiente transición negativa

de \bar{P}_2 , pero esta vez el voltaje hasta el que llegue C4 será inferior al que alcanzó en el ciclo anterior. Esto permite que el ancho del pulso "tra" vaya reduciéndose desde un máximo hasta llegar a "cero". Cabe recordar que mientras mayor es "tra" menor es el voltaje medio aplicado al motor, se logra entonces que en el arranque, dicho voltaje sea pequeño, y que luego vaya incrementándose de manera gradual.

Ecuaciones necesarias para el diseño.-

1.- En lo que se refiere a la red R_4C_4 :

$$v_{C_4} = V_{CC} (1 - e^{-t/R_4C_4}) \quad \text{Ec. (2.131)}$$

2.- Después del encendido, cuando el sw_2 se encuentra en la posición 1, se tiene el circuito equivalente de la Fig. (2.3.13.a), el cual puede reducirse al circuito de la Fig. (2.3.13.b), donde:

$$R_t = 5K\Omega ; \quad R_{p1} = \frac{R_5 \times 10 K\Omega}{R_5 + 10 K\Omega} \quad \text{Ec. (2.132)}$$

La matriz de ecuaciones que describe el comportamiento del circuito equivalente es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} R_{p1} + \frac{1}{SC_5} & R_{p1} \\ R_{p1} & R_{p1} + R_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{CC}}{S} \\ \frac{V_{CC}}{S} \end{bmatrix} \quad \text{Ec. (2.133)}$$

Resolviendo esta matriz para I_1 e I_2 se puede calcular luego:

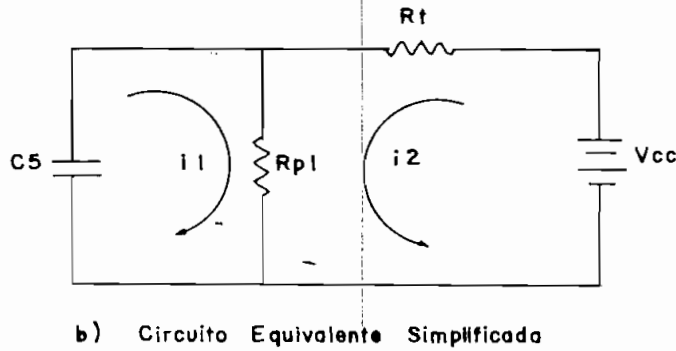
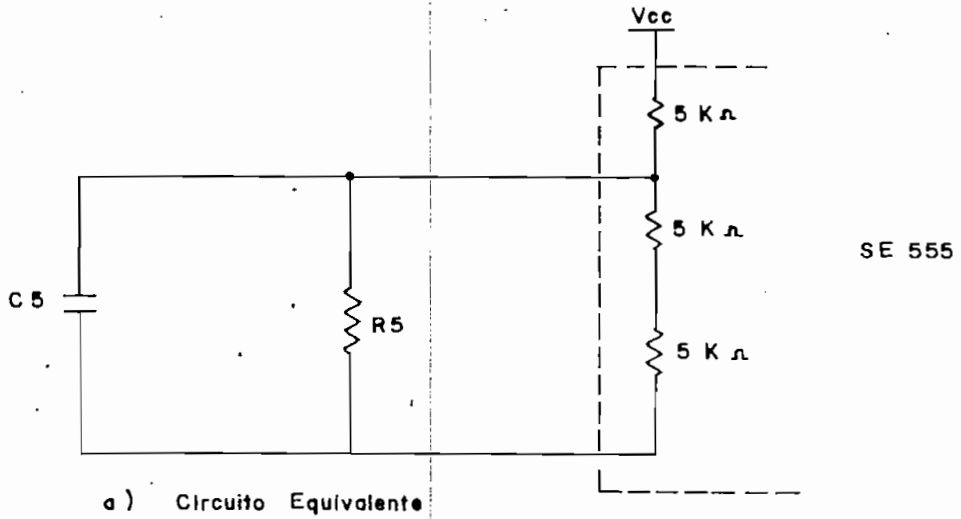


FIG. (2.3.13)

Circuito equivalente en la entrada de control de modulación

$$V_{C5} = V_{CC} \left[\frac{Rp_1}{Rp_1 + Rt} + \frac{Rt}{Rp_1 + Rt} e^{-t/Rp_2 C5} \right] \quad \text{Ec. (2.134)}$$

Donde: $Rp_2 = \frac{Rp_1 \cdot Rt}{Rp_1 + Rt}$ Ec. (2.135)

Haciendo $t = \infty$ en la Ec. (2.134) podemos evaluar:

$$v_{C5} (\text{mín}) = V_{CC} \frac{Rp_1}{Rp_1 + Rt} \quad \text{Ec. (2.136)}$$

$$v_{C5} = v_{C5} (\text{mín}) + V_{CC} \frac{Rt}{Rp_1 + Rt} e^{-t/Rp_2C5} \quad \text{Ec. (2.137)}$$

De la Ec. (2.137) despejemos C5:

$$C5 = \frac{t}{Rp \left\{ \ln \left[V_{CC} \frac{Rt}{R_1 + Rt} \right] - \ln \left[v_{C5} - v_{C5}(\text{mín}) \right] \right\}} \quad \text{Ec. (2.138)}$$

El voltaje medio máximo [$v_{med}(\text{máx})$] permitido a los terminales del motor en el arranque, está dado por:

$$v_{med}(\text{máx}) = I_{\text{arranque}} \times Ra \quad \text{Ec. (2.139)}$$

El $v_{med}(\text{máx})$ de la Ec. (2.139), determina un $tra(\text{mín})$ dado por la Ec. (2.140).

$$tra(\text{mín}) = T \left[1 - \frac{v_{med}(\text{máx})}{V_{CC}} \right] \quad \text{Ec. (2.140)}$$

La resistencia R_7 sirve para cuidar que la corriente de carga de C5 con sw_2 en la posición "0", no exceda un valor de corriente $I_{\text{máx}}$ determinado, y puede calcularse a partir de:

$$R_7 = \frac{V_{CC}}{I_{\text{máx}}} \quad \text{Ec. (2.141)}$$

Cálculo de valores de los elementos.-

Una vez transcurrido el transitorio de la corriente de arranque , "tra" debe ser reducido al mínimo, para dejar habilitado el control "normal" de velocidad. Haciendo entonces en la Ec. (2.136) que $v_{c5}(\text{mín}) = \frac{1}{10} V_{cc}$; $R_{p1} = 555,56 \Omega$.

R_{p1} en la Ec. (2.135) nos da: $R_{p2} = 500 \Omega$, y de la Ec. (2.132) $R5 = 588,2 \Omega$.

Para el primer ciclo de trabajo, haremos que el condensador $C4$ se cargue hasta el 92% de V_{cc} en un tiempo t igual al período del troceador (T); esto significa que: $T = 2.5 \times R_4 \times C_4$

Si $C4 = 0.1 \mu F$, $R_4 = 16 K\Omega$

De la Ec. (2.139), con $I_{\text{arranque}} = 80 A$, se tiene:

$$v_{\text{med}}(\text{máx}) = 13.35 V$$

Y de la Ec. (2.140): $\text{tra}(\text{mín}) = 3,4 \text{ m Seg.}$

De la Ec. (2.131) puede deducirse el voltaje hasta el que debe cargarse $C4$ para cumplir con $\text{tra}(\text{mín})$ calculado.

$$v_{c4}(\text{tra mín}) = 4,4 V.$$

El valor de $C5$ puede evaluarse a partir de la Ec. (2.138) si se hace:

$$V_{C5} = V_{C4} \text{ (tra mín)}$$

$$t = 1 \text{ Seg. (Duración del transitorio de I de arranque)}$$

Lo cual resulta en $C5 = 14.000 \mu F$.

$$\text{De la Ec. (2.141) para } I_{\text{máx}} = 1 \text{ A; } R_7 = 5 \Omega$$

Los valores implementados y que proporcionaron resultados satisfactorios son:

$$R5 = 560 \Omega$$

$$C5 = 20.000 \mu F$$

$$R4 = 6.2 \text{ K}\Omega + \text{Pot}(2)$$

$$C4 = 0.1 \mu F$$

$$R7 = 6.8 \Omega$$

$$\text{Pot}(2) = 5 \text{ K}\Omega$$

e) Diseño del Generador de Retardo. $[tr_2]$

Consiste de un monoestable activado por la transición negativa de $\overline{P_2}$, en el que la variación de $[tr_2]$ se la obtiene mediante la regulación de un Potenciómetro.

La configuración del circuito es la que se muestra en la Fig. (2.3.14)

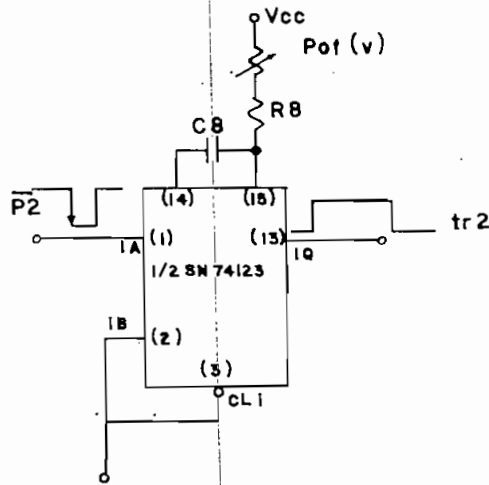


FIG. (2.3.14)

Generador de retardo $[tr_2]$

El pulso de salida $[tr_2]$ es una función de la red RC externa. Para $C_{ext} > 1.000 \text{ pF}$, $[tr_2]$ se define como:

$$tr_2 = K \cdot R_T \cdot C_B \left(1 + \frac{0.7}{R_T} \right) \quad \text{Ec. (2.142)}$$

Donde:

$$R_T = \text{Pot}(v) + R_B$$

$$K = 0.28$$

De la Ec. (2.142) se obtiene R_T :

$$R_T = \frac{tr_2 - 0.7 K C_B}{K C_B} \quad \text{Ec. (2.143)}$$

Las especificaciones del SN74123⁽⁶⁾ recomiendan que para operar en todo el rango de temperatura: $5 K\Omega \leq R_T \leq 50 K\Omega$. Sin embargo, en nuestro caso las exigencias por temperatura no son tan rigurosas y podríamos permitir que $R_T(\text{min}) = 2.7 K\Omega$. Si se selecciona $C_B = 0.22 \mu F$, de la Ec. (2.142):

$$tr_2 \text{ min} = 166 \mu \text{Seg.}$$

De la Ec. (2.143) podemos calcular el R_T necesario para cubrir una variación de tr_2 igual al período del troceador.

$$R_T = 64.9 K$$

Puesto que dicho valor de R_T no es comercial para un potenciómetro, implementaremos el circuito con los siguientes elementos:

$$R_B = 2.7 K\Omega$$

$$C_B = 0.22 \mu F$$

$$\text{Pot}(v) = 50 K\Omega$$

El valor de $\text{Pot}(v)$ impone un nuevo período para el troceador dado por:

$$T = 3.25 \text{ m Seg.}$$

Y que puede ser corregido mediante la variación de $\text{Pot}(1)$ en el gene-

rador de P_2 y Pot(2) en el control de la corriente de arranque.

f) Diseño del Generador de P_1 .

Consta de un monoestable que puede ser disparado sea por la transición negativa de tr_2 o por la transición positiva de \overline{tra} . El circuito es el que se muestra en la Fig. (2.3.15.a) y el diagrama de tiempos que se cumple es el de la Fig. (2.3.15.b)

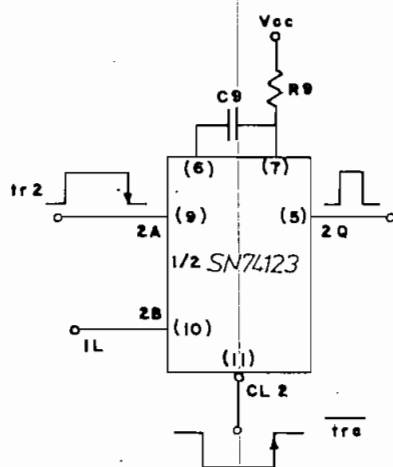


FIG. (2.3.15.a)

Circuito generador de P_1

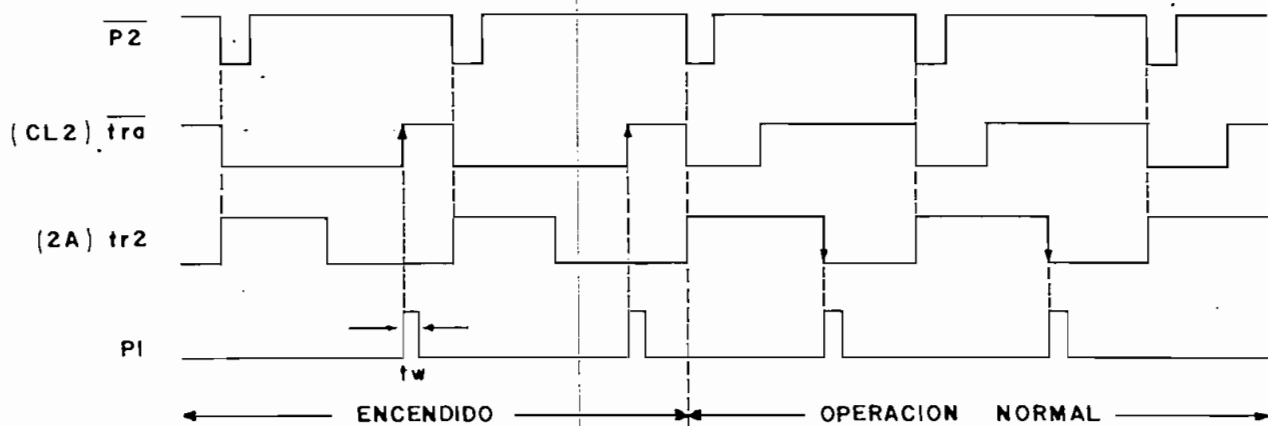


FIG. (2.3.15.b)

Diagrama de tiempos del Generador de P_1

Allí se muestra que en el "encendido", mientras $\overline{tra} = 0L$ el disparo de bido a la transición positiva de tr_2 queda deshabilitado, de la misma manera que en "Operación normal" el disparo por la transición positiva de \overline{tra} es deshabilitado cuando en ese instante $tr_2 = 1L$.

Si para el ancho del pulso " t_w " utilizamos el mismo criterio empleado para el cálculo de " t_l " en el Generador de P_2 , esto es que dentro de t_w quepan tres pulsos de reloj. De la Ec. (2.143), haciendo $C_9 = 0.1 \mu F$; $R_9 = 6.43 K\Omega$; Utilizaremos $R_9 = 8.2 K\Omega$.

g) Diseño del Sensor de voltaje.-

Consiste de un operacional conectado como comparador, y su funcionamiento debería ser el siguiente:

- 1.- Si el voltaje sobre el motor es $v_m = 0 V$, la salida del sensor es $S = 1L$ y se permite el disparo del tiristor principal Th_1 .
- 2.- Si el voltaje sobre el motor es $v_m > 0 V$, $S = 0L$ y el tiristor principal Th_1 no puede ser disparado.

Sin embargo, en vista de que disponemos unicamente de voltaje positivo para polarizar el operacional, aceptaremos a la salida del sensor S sea igual a 1 para voltajes menores que un voltaje de referencia; $v_{ref} = 0.5 V$.

Por otro lado, es necesario tomar una muestra del voltaje a los terminales del motor (v_m) para compararla con el voltaje de referencia, la cual no debe exceder la especificación de máximo rango de voltaje de entrada diferencial del operacional.

El circuito es el que se muestra en la Fig. (2.3.16).

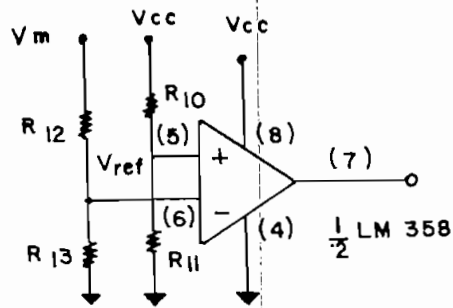


FIG. (2.3.16)

Sensor de voltaje

Para que el voltaje de referencia sea $V_{ref} = 0.5 \text{ V}$, $\frac{R_{10}}{R_{11}} = 9$

Seleccionando $R_{10} = 90 \text{ K}\Omega$ y $R_{11} = 10 \text{ K}\Omega$ se limita la corriente por dicho ramal a $50 \mu\text{A}$.

El máximo voltaje que puede aparecer a los terminales del motor, lo calcularemos a partir de la Ec. (2.71); de donde para el peor de los casos $Q = 1.955$ y

$$v_m(\text{máx}) = 306.87 \text{ V}$$

El máximo voltaje diferencial permitido para el LM358⁽⁴⁾ es de $\pm 32 \text{ V}$.

Si para el máximo voltaje del motor hacemos que la diferencia entre las entradas del operacional sea de $v_d(\text{máx}) = 12 \text{ V}$, las resistencias R_{12} y R_{13} deben cumplir la siguiente relación:

$$\frac{R_{12} + R_{13}}{R_{13}} = \frac{v_m(\text{máx})}{v_d(\text{máx}) + v_{ref}} = \frac{306.87}{12.5 \text{ V}} = 24.55$$

Limitando la corriente por las resistencias a $300 \mu\text{A}$.

$$R_{12} + R_{13} = \frac{v_m (\text{máx})}{300 \mu\text{A}} \Rightarrow R_{12} + R_{13} = 1.0229 \text{ M}\Omega$$

De donde: $R_{12} = 41.67 \text{ K}\Omega$

$R_{13} = 981.2 \text{ K}\Omega$

Utilizaremos los valores $R_{12} = 39 \text{ K}\Omega$ y $R_{13} = 1 \text{ M}\Omega$

h) Diseño del Generador del Pulso de emergencia [Pe].-

El funcionamiento de este circuito, debe satisfacer la siguiente secuencia en un ciclo de operación:

- 1.- Si a la llegada del pulso P_1 , el sensor $S = "1L"$; P_1 debe aparecer sobre G_1 y Pe no debe generarse.
- 2.- Si a la llegada de P_1 , $S = "0L"$; P_1 no debe aparecer sobre G_1 y Pe debe generarse en el momento en que S vuelva a ser $S = 1L$.
- 3.- El circuito debe ser inicializado al comienzo de un nuevo ciclo del troceador.

El circuito que cumple con estos requerimientos es el que se muestra en la Fig. (2.3.17).

El diagrama de tiempos que describe el funcionamiento se encuentra en la Fig. (2.3.18).

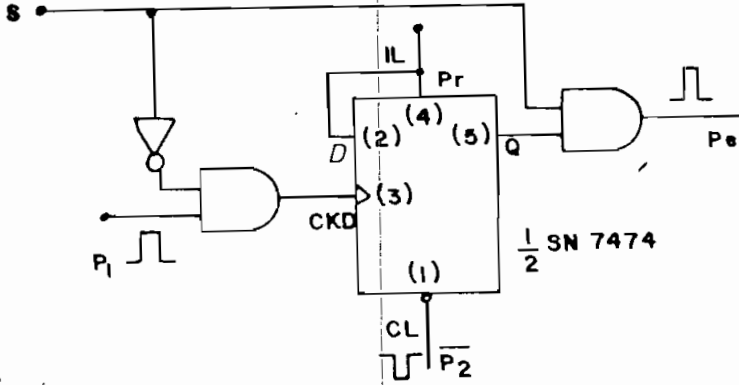


FIG. (2.3.17)

Generador del pulso de emergencia [Pe]

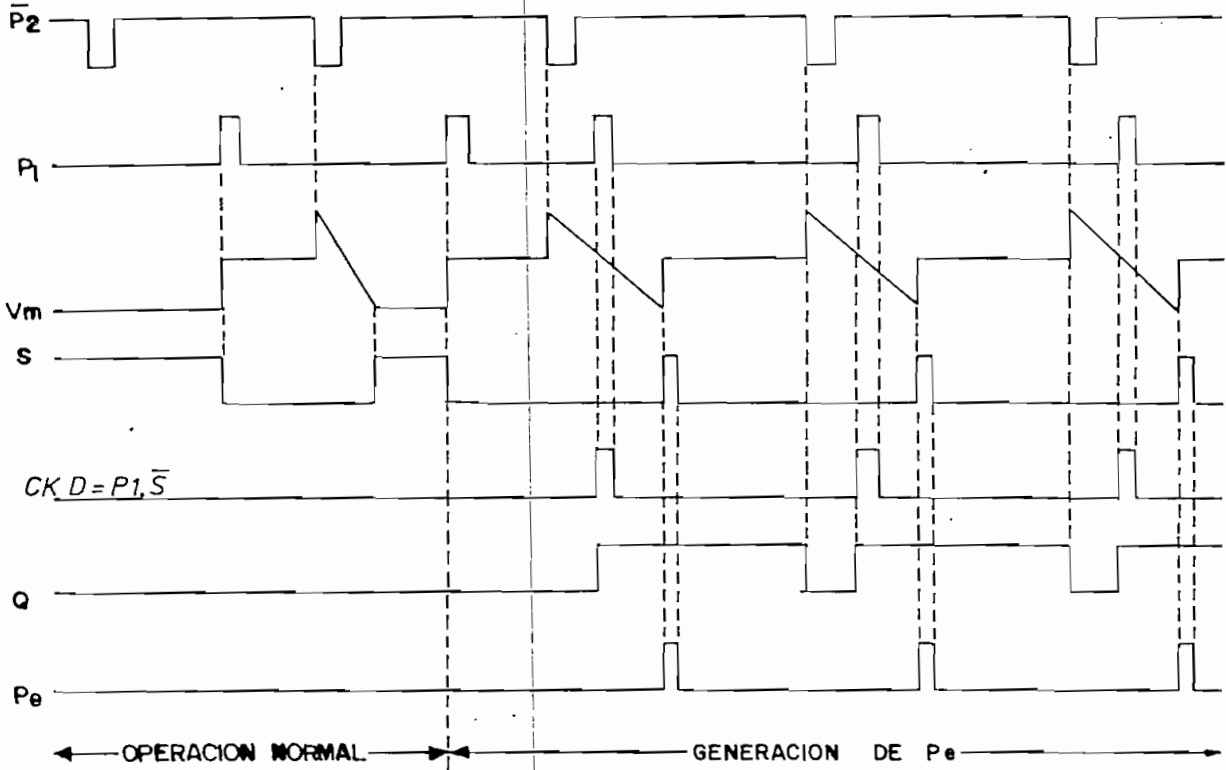


FIG. (2.3.18)

Diagrama de tiempos para el Generador de Pe

Allí se muestra que en "operación normal", la salida Q del flip-flop tipo D se mantiene en "0L", debido a que el producto $P_1 \overline{S}$ (CK) siempre es "0L", y por lo tanto el pulso de emergencia Pe no se genera.

En cuanto se presenta el funcionamiento anormal, P_1 se transforma en el reloj CKD del flip-flop tipo D; con lo cual, en cada transición positiva de CKD se arma la salida "Q" de tal manera de habilitar el paso del sensor S, cuyo paso de "0L" a "1L" y de "1L" a "0L" genera el pulso de emergencia Pe.

La salida Q del flip flop es inicializada a "0L" al comenzar un nuevo ciclo de trabajo, mediante la aplicación de $\overline{P_2}$ a su entrada CL.

i) Diseño de los conformadores de pulsos.-

Conformadores de pulsos para Th_2 .- (G2).- Su misión es introducir el tren de pulsos de CK dentro de P_2 , por lo tanto, no es más que una compuerta AND.

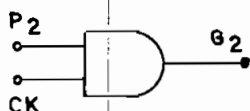


FIG. (2.3.19)

Conformador de pulsos G2.

Conformador de pulsos para Th_1 .- (G1).- Debe cumplir con los siguientes objetivos:

- 1.- Evitar que aparezcan pulsos en G1 cuando existen pulsos en G2, de tal manera de impedir que los dos tiristores se disparen simultáneamente.

neamente.

- 2.- Bloquear el paso de los pulsos hacia G1 en cuanto se detecte que Th_1 ya fue disparado ($S = "0L"$)
- 3.- Habilitar el paso del pulso de emergencia Pe , cuando este haya sido generado.
- 4.- El mismo mencionado para el conformador de pulsos de Th_2 .

El circuito es el de la Fig. (2.3.20).

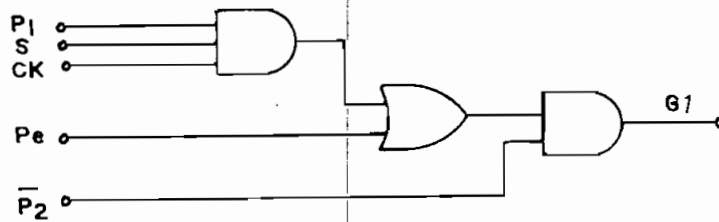


FIG. (2.3.20)

Conformador de pulsos G1.

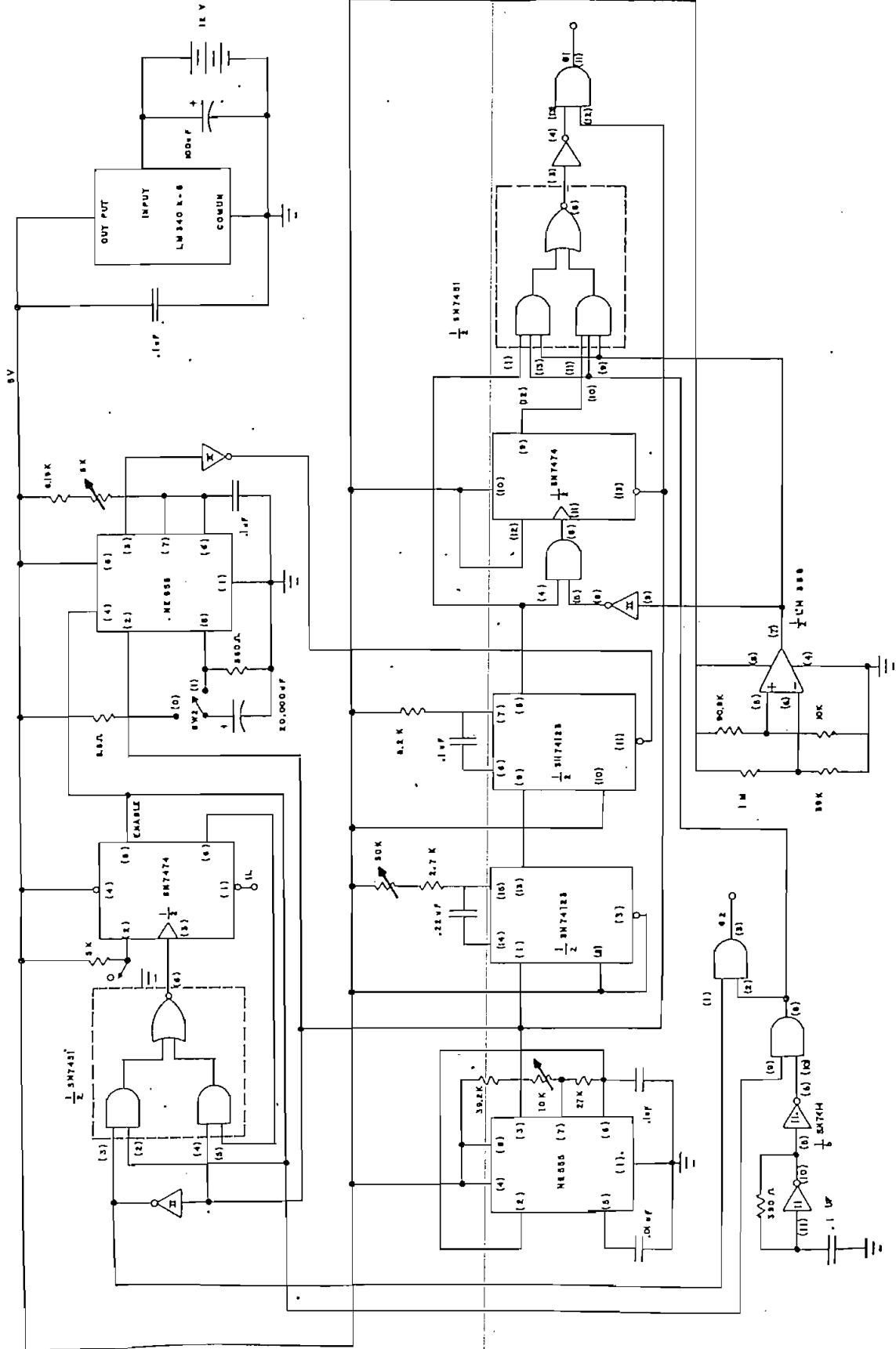


DIAGRAMA GENERAL DEL SISTEMA DIGITAL DE CONTROL

2.4.- INTERFASE ENTRE EL SISTEMA DIGITAL DE CONTROL Y EL SISTEMA DE POTENCIA.

2.4.1.- OBJETIVOS DE LA INTERFASE.

Por norma general, la potencia de los pulsos que entrega un circuito integrado es muy inferior a la que se requiere para encender un tiristor; por tal razón, los objetivos que debe cumplir el circuito de interfase son los siguientes:

- a) Elevar la potencia de los pulsos generados por el sistema de control a los niveles que garanticen el disparo de los tiristores Th_1 y Th_2 .
- b) Aislar eléctricamente el sistema digital de control del circuito de potencia.

2.4.2.- CONSIDERACIONES DE POTENCIA NECESARIA PARA EL DISPARO DE LOS TIRISTORES.

Cuando el disparo de un tiristor se lo va a hacer mediante un pulso en su compuerta, es necesario conocer las siguientes especificaciones que proporciona el fabricante.

- a) V_{GT} (máx) - Amplitud máxima de voltaje que requiere el tiristor en la compuerta para ser disparado.
- b) I_{GT} (máx) - Amplitud máxima de corriente que requiere el tiristor en la compuerta para ser disparado.
- c) t_p - Ancho requerido del pulso de disparo para las dos condi

ciones anteriores.

d) Curva de la potencia de compuerta pico máxima permisible versus ancho del pulso.

En base a estos datos puede calcularse la máxima energía del pulso que se requiere para disparar el tiristor.

$$E_G (\text{máx}) = V_{GT} (\text{máx}) \times I_{GT} (\text{máx}) \times tp \quad \text{Ec. (2.144)}$$

Si se modifica alguno de los parámetros de la parte derecha de la Ec. (2.144) es necesario ajustar los otros de tal manera que $E_G (\text{máx})$ permanezca constante; así, si se fijan nuevos $tp(i)$ y $V_{GT}(i)$:

$$I_{GT}(i) = \frac{E_G (\text{máx})}{V_{GT}(i) \times tp(i)} \quad \text{Ec. (2.145)}$$

Donde el subíndice "i" indica que los parámetros son los que proporcionará la interfase a la compuerta del tiristor.

Con el propósito de considerar las pérdidas en los cálculos, se debe incluir en la Ec. (2.145) un determinado factor de seguridad K_s .

$$I_{GT}(i) = \frac{K_s \times E_G (\text{máx})}{V_{GT}(i) \times tp(i)} \quad \text{Ec. (2.146)}$$

Nivel de las señales del circuito digital.-

En las salidas G1 y G2 del sistema digital de control se tienen pulsos

de la forma que se indica en la Fig. (2.4.1).

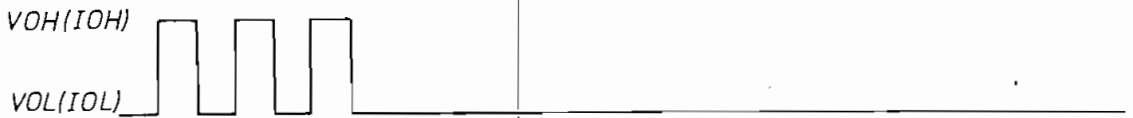


FIG. (2.4.1)

Forma de onda de G1 y G2 del Sistema digital de control

Donde: V_{OH} = voltaje de salida en alto

I_{OH} = corriente de salida en alto

V_{OL} = voltaje de salida en bajo

I_{OL} = corriente de salida en bajo.

2.4.3.- DISEÑO DEL CIRCUITO.-

En el circuito de la Fig. (2.4.2) se han integrado: un amplificador, trabajando en corte y saturación, y un transformador de pulsos que permiten alcanzar los objetivos señalados en el acápite (2.4.1).

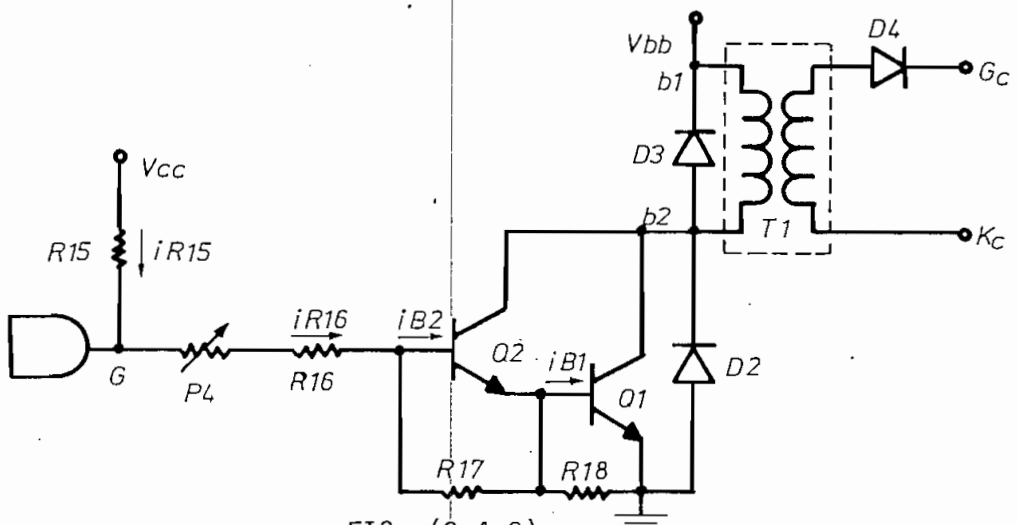


FIG. (2.4.2)

Configuración del circuito de interfase.

a) Deducción de ecuaciones para el diseño.-

Al hallarse la salida G en bajo, el voltaje de salida V_{OL} que allí aparece, no es suficiente para polarizar directamente las junturas Base - Emisor (BE) de los transistores Q_1 y Q_2 , por lo tanto, en los terminales b_1, b_2 no existe diferencia de voltaje. En estas condiciones, R_{15} debe limitar la corriente que ingresa a la compuerta, de tal manera de no degradar el nivel de "cero lógico", esto es:

$$i R_{15} (OL) \leq I_{OL} (\text{máx}) \quad \text{Ec. (2.147)}$$

$$R_{15} (OL) \geq \frac{V_{CC}}{I_{OL} \text{ máx}} \quad \text{Ec. (2.148)}$$

En el estado alto de G, V_{OH} polariza directamente las junturas (BE) de Q_1 y Q_2 , obligando a que Q_1 se sature. Con ello, el voltaje que aparece a los terminales b_1, b_2 es:

$$v_{b_1 b_2} = V_{bb} - v_{CE} (\text{sat} - Q_1) \quad \text{Ec. (2.149)}$$

Dicho voltaje aparece a los terminales "GK" de la compuerta del tiristor, de acuerdo con la relación:

$$v_{GK} = n \times v_{b_1 b_2} \quad \text{Ec. (2.150)}$$

Donde "n" es la relación de vueltas (del secundario al primario) del transformador de pulsos.

La corriente que debe circular por Q_1 en dichas circunstancias, está

determinada por la Ec. (2.151).

$$I_{Q_1} = \frac{I_{GT} (i)}{n} \quad \text{Ec. (2.151)}$$

Donde $I_{GT} (i)$ se calcula a partir de la Ec. (2.146)

En vista de que la corriente " I_{OH} " que es capaz de entregar la compuerta sin degradar el nivel alto, no es suficiente para ser amplificada hasta el nivel de " I_{Q_1} " necesario, dicha corriente debe provenir de V_{CC} a través de R_{15} , y está dada por:

$$i_{R_{15}} (1L) = \frac{V_{CC} - V_{OH}}{R_{15}} \quad \text{Ec. (2.152)}$$

El $\beta(\text{sat})$ del que debe disponerse en la conexión darlington de la Fig. (2.4.2) es:

$$\beta(\text{sat}) = \frac{I_{Q_1}}{i_{R_{15}} (1L) + I_{OH} (\text{máx})} \quad \text{Ec. (2.153)}$$

La resistencia R_{16} y el potenciómetro P_4 permiten controlar la corriente que ingresa a la base del transistor Q_2 , y puede evaluarse de la siguiente manera:

$$P_4 + R_{16} = \frac{V_{OH} - V_{BE(\text{sat})}}{I_{R_{15}} + I_{OH} (\text{máx})} \quad \text{Ec. (2.154)}$$

R_{17} y R_{18} contribuyen a disminuir la multiplicación de pérdidas en los

instantes de conmutación, y deben ser tales que obliguen a que:

$$i_{R_{17}} \ll i_{B_2} \quad \text{Ec. (2.155)}$$

$$i_{R_{18}} \ll i_{B_1} \quad \text{Ec. (2.156)}$$

$$\text{Donde: } i_{B_2} = \frac{i_{B_1}}{\beta(\text{sat})} \quad \text{Ec. (2.157)}$$

$$\text{e, } i_{B_1} = \frac{I_{Q_1}}{\beta(\text{sat})} \quad \text{Ec. (2.158)}$$

R_{17} y R_{18} pueden calcularse entonces a partir de:

$$R_{17} = \frac{V_{BE}(\text{sat})}{i_{R_{17}}} \quad \text{Ec. (2.159)}$$

$$\text{y } R_{18} = \frac{V_{BE}(\text{sat})}{i_{R_{18}}} \quad \text{Ec. (2.160)}$$

Donde: $V_{BE}(\text{sat})$ = Voltaje base emisor en saturación.

b) Potencia de salida de los transistores.-

La potencia que debe entregar el transistor Q_1 se la puede evaluar a partir de:

$$P_{out}(Q_1) = V_{bb} \times I_{Q_1} \quad \text{Ec. (2.161)}$$

Y la que debe entregar Q_2 a partir de:

$$P_{out}(Q_2) = V_{bb} \times i_{B_1}$$

Ec. (2.162)

El diodo D_2 impide la aparición de voltajes negativos en los terminales colector y emisor de Q_1 .

El diodo D_3 cumple dos funciones:

- 1.- Limita el v_{CE} del transistor Q_1 al voltaje de la fuente V_{bb} , en el instante en que éste se satura.
- 2.- En el momento en que se abre Q_1 ofrece un camino directo a la corriente almacenada en el transformador T_1 , la cual en caso contrario se disiparía en el transistor.

c) Cálculo de valores.-

Las especificaciones de disparo⁽²⁾ del tiristor C154D son las siguientes:

$$V_{GT}(\text{máx}) = 10 \text{ V}$$

$$I_{GT}(\text{máx}) = 2 \text{ A}$$

$$t_p = 10 \text{ } \mu\text{Seg.}$$

Reemplazando estos valores en la Ec. (2.144), obtenemos:

$$E_G(\text{máx}) = 200 \text{ } [\mu \text{ Joules}]$$

Puesto que no es trascendente que los pulsos que se aplican a la compuerta del tiristor, mantengan siempre la misma amplitud de voltaje;

como fuente de polarización V_{bb} tomaremos una batería. Esto significa que en el peor de los casos, cuando la batería se encuentra agotada, $V_{GT(i)} = 10 \text{ V}$.

El ancho del pulso " $t_p(i)$ " está determinado por el Reloj (CK) del sistema de control digital, y es: $t_p(i) = 40 \mu\text{Seg}$.

Tomando un factor de seguridad $K_s = 1.1$, de la Ec. (2.146):

$$I_{GT(i)} = 550 \text{ [mA]}$$

Si se selecciona un transformador de pulsos con $n = 1$, de la Ec. (2.151)

$$I_{Q_1} = I_{GT(i)} = 550 \text{ [mA]}$$

Las especificaciones de salida para un circuito TTL normal son las siguientes:

$$V_{OH} (\text{tip}) = 3.4 \text{ [V]}$$

$$I_{OH} (\text{máx}) = -800 \text{ [\mu A]}$$

$$V_{OL} (\text{máx}) = 0.4 \text{ [V]}$$

$$I_{OL} (\text{máx}) = 16 \text{ [mA]}$$

De la Ec. (2.148), $R_{15} \geq 312.5 \text{ [\Omega]}$; Hagamos $R_{15} = 330 \text{ [\Omega]}$

De la Ec. (2.152), para el peor de los casos, esto es con $V_{OH} (\text{tip})$

$$i_{R_{15}} (1L) = 4.85 \text{ [mA]}$$

De la Ec. (2.153), $\beta(\text{sat}) = 97,35$

Lo cual significa que la conexión Darlington es necesaria, pues un transistor en saturación tiene: $\beta(\text{sat} - Q) = 10$

Suponiendo $V_{BE}(\text{sat}) = 1.4$ para la conexión Darlington de Q_1 y Q_2 de la Ec. (2.154):

$$P_4 + R_{16} = 353.98 [\Omega]$$

Con el propósito de que este mismo diseño pueda ser utilizado para el disparo de otros tiristores con requerimientos de potencia de encendido menores:

$$R_{16} = 220 [\Omega]$$

$$P_4 = 10 [K\Omega]$$

De las Ecs. (2.158) y (2.157) se obtiene que: $i_{B_1} = 55 [\text{mA}]$ e $i_{B_2} = 5,5 [\text{mA}]$

Si en las Ecs. (2.159) y (2.160), cumpliendo con lo recomendado en las Ecs. (2.155) y (2.156) hacemos:

$$i_{R_{17}} = \frac{i_{B_2}}{1.000}$$

$$e \quad i_{R_{18}} = \frac{i_{B_1}}{1.000}$$

Tendremos que: $R_{17} = 127,27 \text{ K}\Omega$ y $R_{18} = 12,72 \text{ K}\Omega$

Utilizaremos: $R_{17} = 129 \text{ K}\Omega$ y $R_{18} = 10 \text{ K}\Omega$

d) Selección de los transistores.-

Para el peor de los casos; esto es cuando $V_{bb} = 14 \text{ [V]}$.

De la Ec. (2.161), $P_{out}(Q_1) = 7.7 \text{ [Watts]}$

De la Ec. (2.162), $P_{out}(Q_2) = 770 \text{ [m Watts]}$

Respecto a la especificación del voltaje colector emisor de ruptura ($B V_{CE}$) que deben soportar los transistores, impondremos un factor de seguridad de 2.5, de manera que:

$$B V_{CE} \geq 2,5 V_{bb} \Rightarrow B V_{CE} \geq 35 \text{ [V]}$$

La frecuencia a la que van a trabajar los transistores está dada por la frecuencia del "Reloj" (CK), es decir: $f(Q) = 16,67 \text{ KHz}$.

A continuación se presenta la Tabla 2.4.1, que reúne las especificaciones que deben cumplir Q_1 y Q_2 .

TABLA (2.4.1)

Transistor	P_{out} [Watts]	f [KHz]	$B V_{CE}$ [V]	I [mA]
Q_1	7.7	16,67	35	550
Q_2	0,77	16,67	35	55

Los transistores seleccionados y que satisfacen las especificaciones de la Tabla (2.4.1) son:

Q_1 - MJE 3055

Q_2 - 2N4013

e) Selección de los diodos y el transformador de pulsos.-

D_2 , D_3 y D_4 son diodos rectificadores tipo 1N 4004, cuya especificación de $I_f = 1$ [A] satisface los requerimientos del circuito. Sin embargo, sería recomendable utilizar diodos de rápida recuperación.

El transformador de pulsos es el ZKB 409/017 - 01 - PF de la "Siemens"

f) Circuito final.-

El circuito interfase con todos sus valores, es el que se indica en la Fig. (2.4.3).

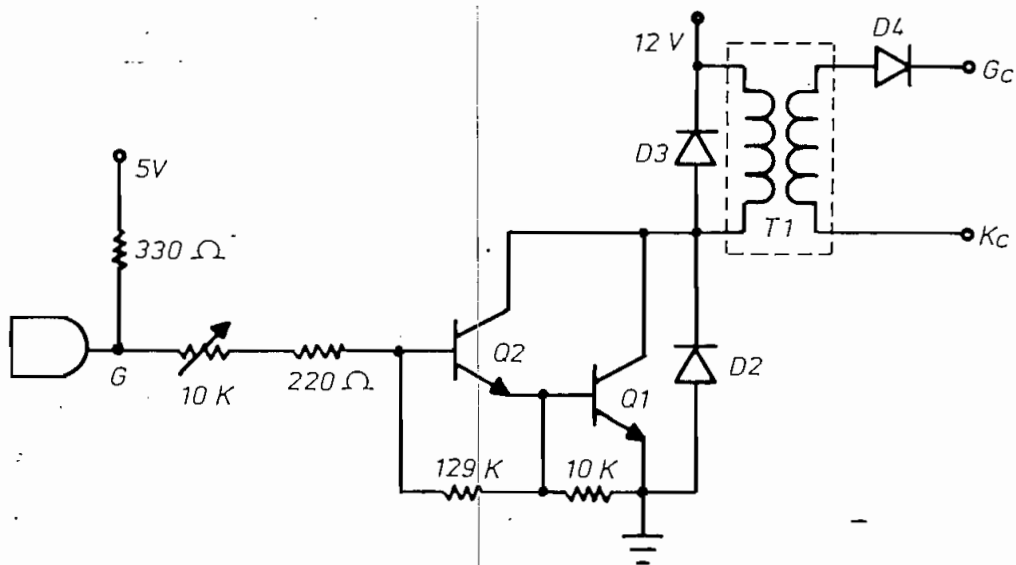


FIG. (2.4.3)

Circuito interfase implementado.

Q₁ - MJE 3055

Q₂ - 2N4013

T₁ - ZKB409 / 017 - 01 - PF

D₂, D₃, D₄ - 1N4004

2.5.- CIRCUITOS ESPECIALES.-

2.5.1.- PROTECCIONES.-

Se ha considerado unicamente, la protección de los tiristores en cuanto se refiere a su característica de dv/dt .

De acuerdo con lo recomendado por el fabricante, se utilizará en paralelo con el tiristor una red RC con los siguientes valores:

$$C = 0.02 \mu F$$

$$R = 20 \Omega$$

2.5.2.- FUENTES.-

De acuerdo con lo mencionado en el acápite 4 de este mismo capítulo, para la polarización del circuito de interfase se utilizará el voltaje " V_{bb} " de una batería (12 V).

En cuanto a la fuente para polarización de los CI. TTL es menester diseñar una fuente regulada de 5 V (V_{CC}) que cumpla con los requerimientos de rizado que exige la tecnología TTL.

La solución es muy simple si se utiliza el regulador de tres terminales LM 340 K-5 en la configuración que se indica en la Fig. (2.5.1).

El condensador de 100 μF permite el desacoplamiento efectivo de las dos fuentes.

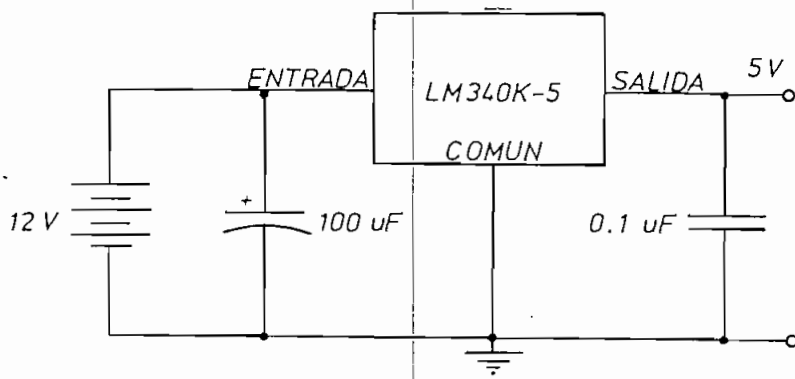


FIG. (2.5.1) .

Fuente regulada de 5 V.

CAPITULO III

CONSTRUCCION

3.1. SELECCION DE LA TECNICA A UTILIZARSE.-

Puesto que los tiristores se hallan entre los elementos que mayor interferencia de radio frecuencia [RFI] producen, para la implementación del sistema digital de control y de la interfase, se optó por la técnica del circuito impreso.

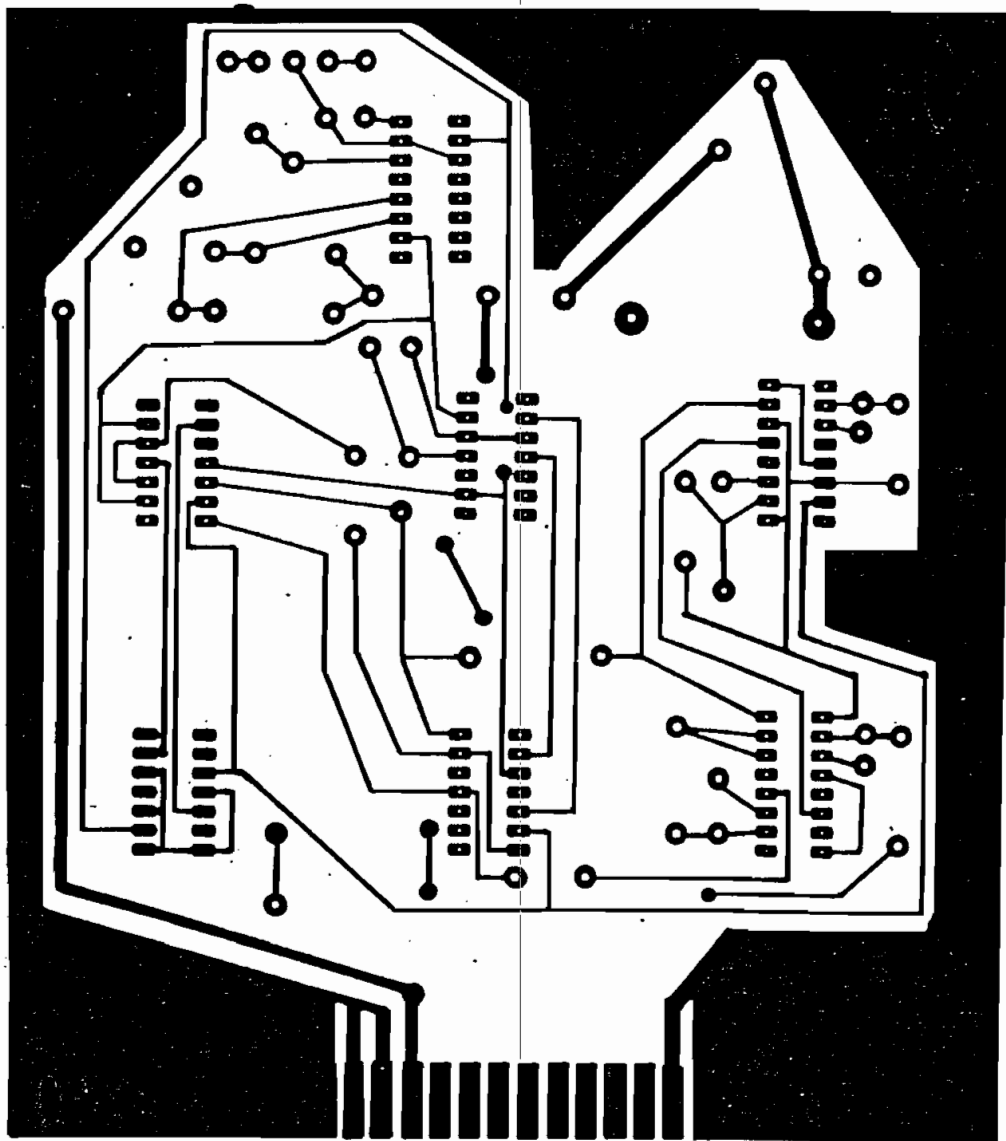
La tarjeta del sistema digital es una tarjeta con circuito impreso por sus dos lados, ésto con el propósito de que el número de puentes sea el mínimo.

Las fotografías (3.1) y (3.2) muestran la vista superior e inferior de dicha tarjeta.

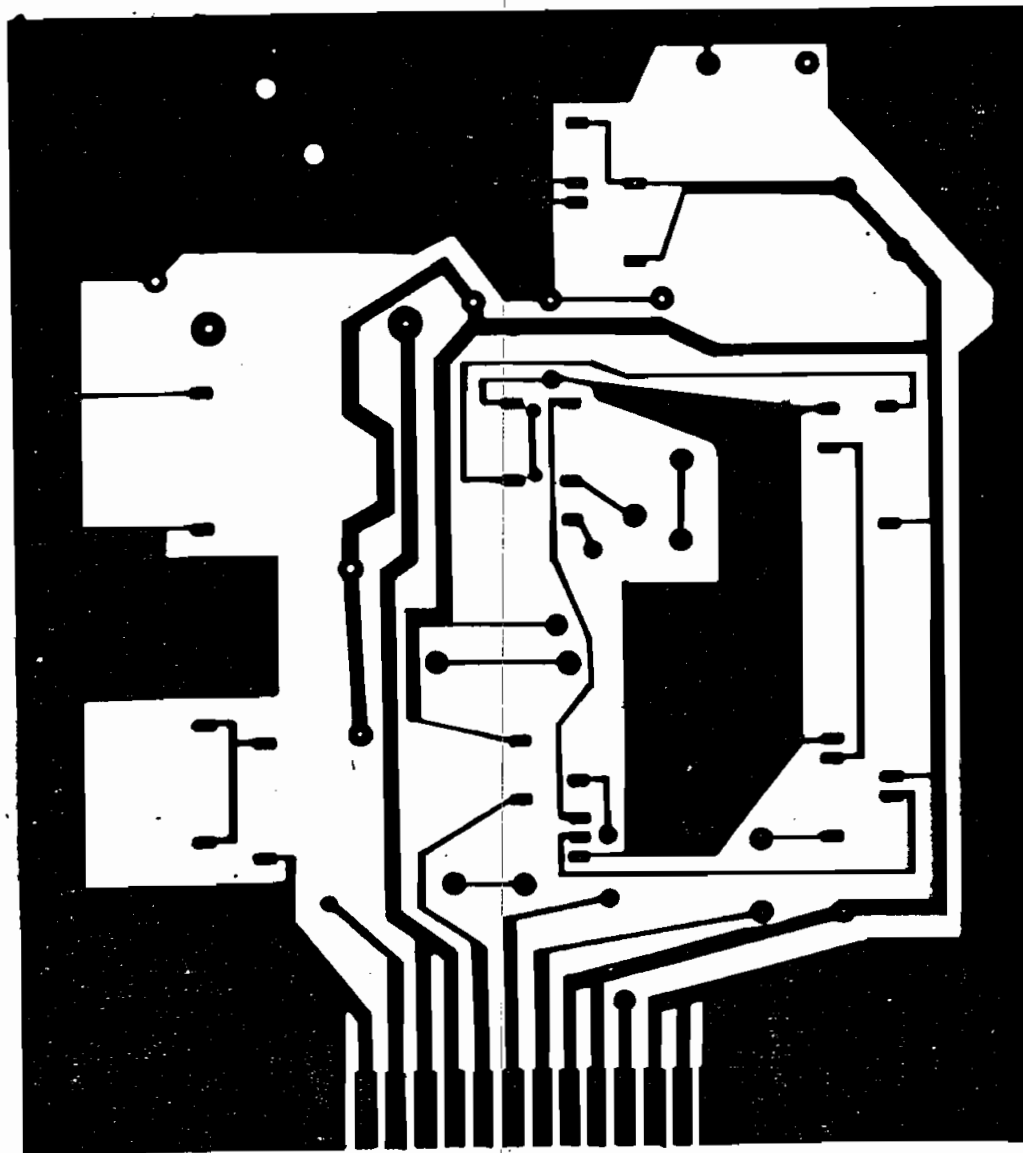
Siendo el circuito de interfase mucho más sencillo que el sistema digital de control, fue implementado en una tarjeta que contiene circuito impreso por un solo lado. Su configuración se muestra en la fotografía (3.3).

Para efectos de realizar las pruebas de laboratorio del sistema, el circuito de potencia fue implementado en un tablero provisional conjuntamente con la tarjeta del sistema digital y de la interfase.

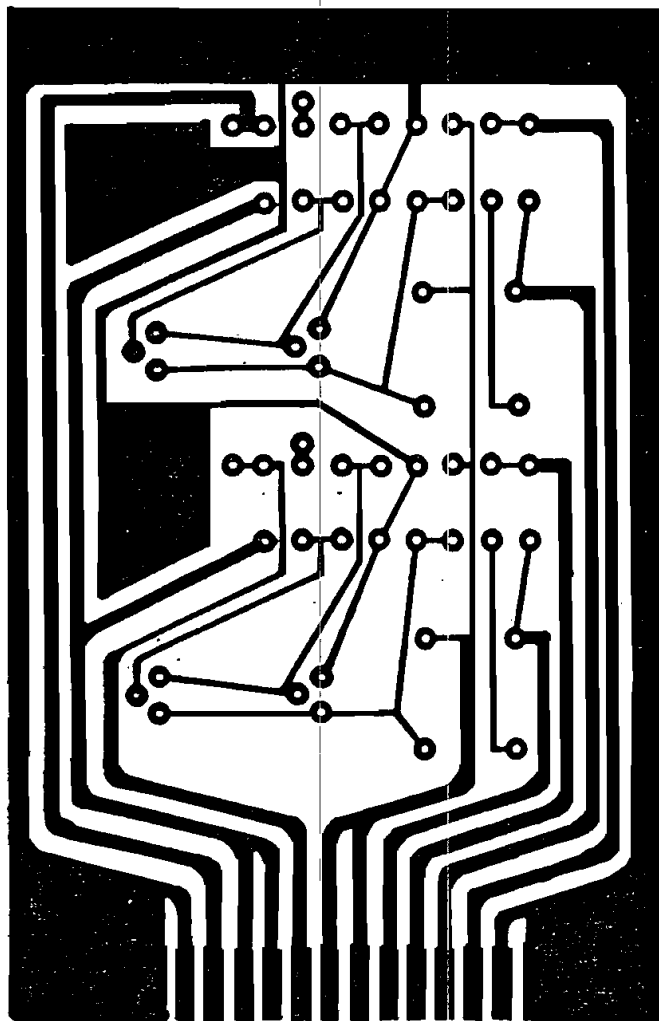
Como choque se utilizó los bobinados de cada una de las fases de un transformador trifásico conectados en paralelo.



Fotografía (3.1). Vista superior de la tarjeta digital.



Fotografía 3.2. Vista inferior de la tarjeta digital



Fotografía 3.3. Vista de la tarjeta de la interfase.

3.2. DISTRIBUCION DE LOS ELEMENTOS EN LA TARJETA DEL SISTEMA DIGITAL DE CONTROL.-

La Fig. (3.4) es la vista superior de la tarjeta del sistema digital de control.

La distribución de los terminales en el conector es:

- 1.- Tierra
- 2.- Tierra
- 3.- Tierra
- 4.- V_m (Voltaje del motor)
- 5.- 5V
- 6.- $S_{\omega(2)}$ [Posición "0"]
- 7.- $S_{\omega(1)}$ [Encendido]
- 8.- G2 (Salida del control digital)
- 9.- G1 (Salida del control digital)
- 10.- 12 V
- 11.- 12 V
- 12.- P_V (Potenciómetro de velocidad)
- 13.- $S_{\omega(2)}$ [Posición "1"]
- 14.- Tierra

3.3. DISTRIBUCION DE LOS ELEMENTOS EN LA TARJETA DE LA INTERFASE.

En la Fig. (3.5) se muestra la vista superior de la tarjeta de la interfase, en la que se encuentran etiquetados únicamente los elementos de la interfase para el disparo de Th_1 . La sección correspondiente al disparo de Th_2 es simétrica.

La distribución de los terminales en el conector es:

- 1.- Tierra
- 2.- Tierra
- 3.- Gc1 (Salida hacia la compuerta de Th1)
- 4.- Kc1 (Salida hacia el cátodo de Th1)
- 5.- Gc2 (Salida hacia la compuerta de Th2)
- 6.- Kc2 (Salida hacia el cátodo de Th2)
- 7.- 12 V
- 8.- 12 V
- 9.- G2 (Entrada desde el control digital)
- 10.- 5 V
- 11.- 5 V
- 12.- G1 (Entrada desde el control digital)
- 13.- Tierra
- 14.- Tierra.

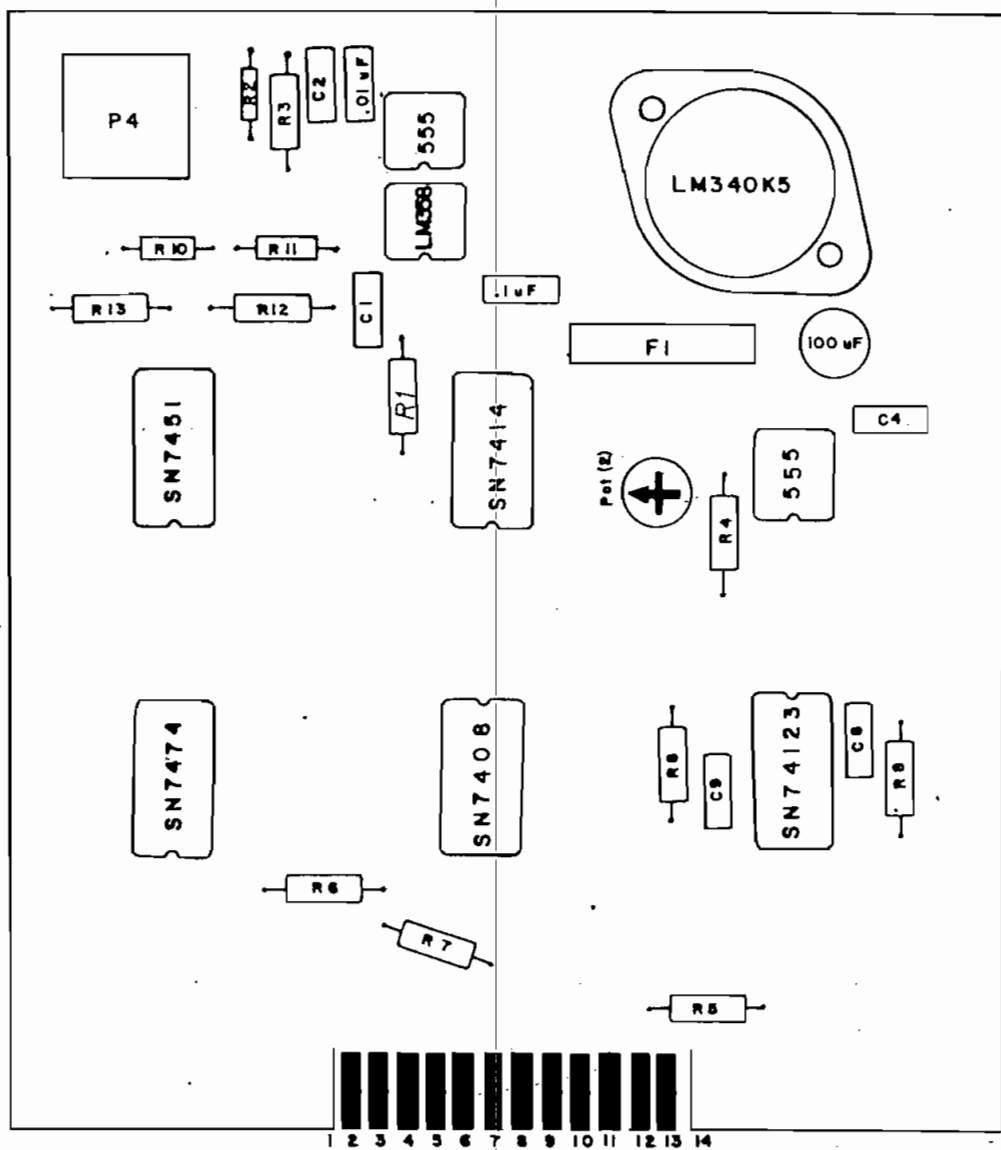


Fig. (3.4). Distribución de elementos en la tarjeta del sistema digital.

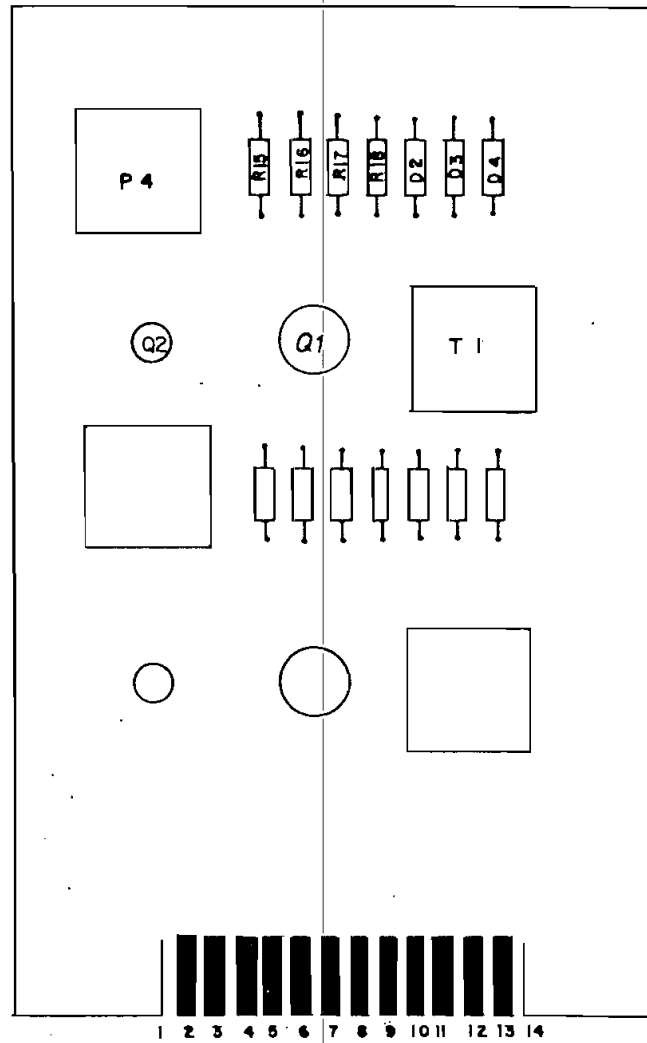


Fig. (3.5). Distribución de elementos de la interfase.

CAPITULO IV

ANALISIS DE RESULTADOS EXPERIMENTALES

4.1.- OBJETIVO.-

El presente capítulo tiene como propósito demostrar la operación correcta del sistema en su totalidad, para lo cual es necesario evidenciar la operación justa de cada uno de los bloques constitutivos del circuito.

Por otro lado, se evalúan también los efectos del troceador en las distintas características de funcionamiento del motor.

4.2.- FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA DIGITAL PARA DISPARO DE LOS TIRISTORES.-

La descripción del funcionamiento se la va a hacer en base a los diagramas de tiempos que se muestran en las fotografías obtenidas en el analizador lógico.

La nomenclatura a utilizarse es la misma que la del diagrama de bloques de la Fig. (2.3.5) del capítulo II.

Se han realizado dos distribuciones distintas de los canales:

Una para el encendido, operación normal y apagado que llamaremos Distribución Uno (D_1) y otra con el sensor de voltaje como interruptor

[Distribución Dos (D_2)].

La Distribución 1 es la siguiente:

CH0 - Interruptor de encendido (sw_1)	CH4 - P_1
CH1 - P_2	CH5 - No utilizado
CH2 - tr_2	CH6 - G_2
CH3 - tra	CH7 - G_1

Y las fotografías con esta distribución son: (4.1), (4.2), (4.3), (4.4) y (4.5).

La Distribución 2 es:

CH0 - Sensor de voltaje (s)	CH4 - P_1
CH1 - P_2	CH5 - No utilizado
CH2 - tr_2	CH6 - G_2
CH3 - Pe	CH7 - G_1

Y la fotografía con esta distribución es: (4.6).

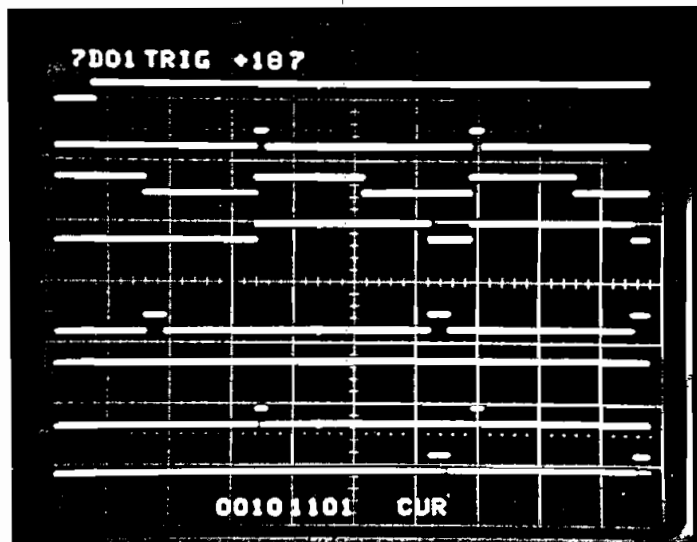
Para todas las fotografías se ha utilizado un intervalo de muestreo de 20 μ Seg.

Existen tres etapas definidas en el funcionamiento del sistema: encendido, operación normal y apagado; además, es necesario mostrar las condiciones bajo las cuales se genera el pulso emergente Pe .

4.2.1.- ENCENDIDO.- (Fotografías 4.1 y 4.2).

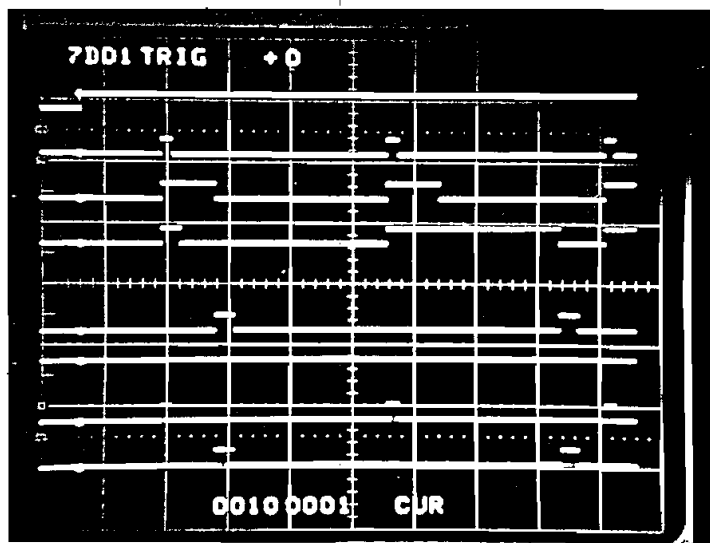
Deben satisfacerse dos requerimientos:

- a) Que el primer pulso en aparecer a las compuertas de los tiristores sea G2 (CH6), independientemente de que el interruptor de encendido sw_1 (CH0) haya sido habilitado (1L) un instante antes de la aparición de P_1 (CH4 - Fotografía 4.1) o un instante antes de P_2 (CH2 - Fotografía 4.2).
- b) Que la generación de P_1 (CH4) se la haga con la transición negativa de tr_2 (CH2) si $tr_2 > tra$, o con la transición negativa de tra (CH3) si $tra > tr_2$. De esta manera, la velocidad del motor siempre será la menor entre la seleccionada por el control externo y aquella del control de la corriente de arranque. Lo dicho se evidencia en las fotografías (4.1) y (4.2).



Fotografía (4.1)

Encendido un instante antes de P_1 .



Fotografía (4.2)

Encendido un instante antes de P_2

4.2.2.- OPERACION NORMAL.- (Fotografía 4.3).

El interruptor de encendido sw_1 (CH0) permanece en 1L, habilitando el funcionamiento del reloj (CK).

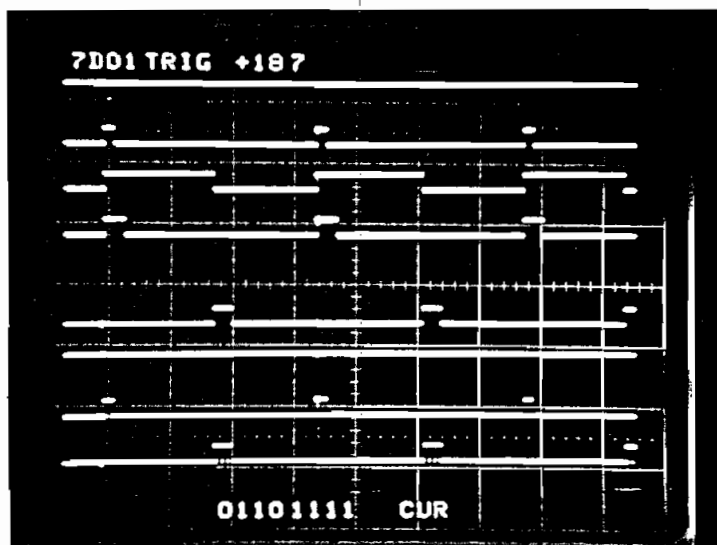
El generador de P_2 (CH1) es un "oscilador libre" que funciona independientemente del interruptor de encendido.

La transición positiva de P_2 dispara tanto al generador de retardo de tr_2 (CH2), como al circuito de control de corriente de arranque que entrega el tiempo de retardo tra (CH3).

Sin embargo, en operación normal tr_2 siempre es mayor que tra , pues tra se encuentra reducido al mínimo posible; por esta razón, P_1 (CH4)

se dispara con la transición negativa de tr_2 (CH2).

Las salidas de los conformadores de pulsos: G2 (CH6) y G1 (CH7), no son más que el producto lógico del reloj: (CK) con P_2 y P_1 respectivamente.



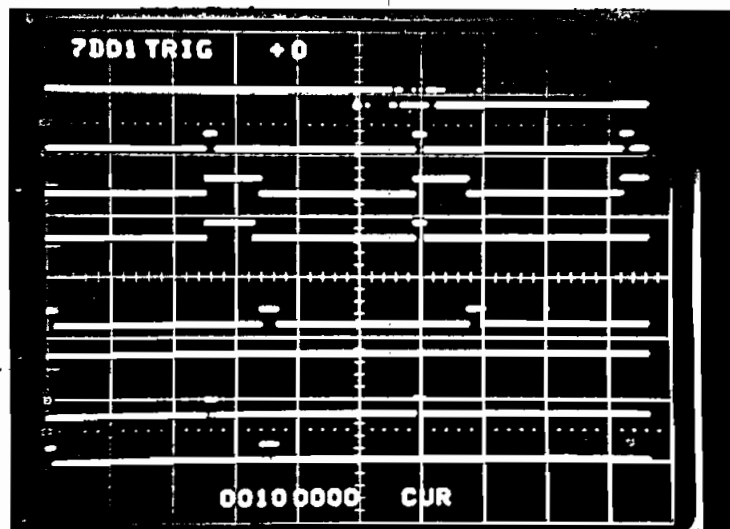
Fotografía (4.3)

Operación Normal.

4.2.3.- APAGADO.- (Fotografías 4.4 y 4.5).

Sea cual sea el instante en el que se desactive el interruptor de encendido sw_1 (CH0), el último pulso en aparecer a las compuertas de los tiristores debe ser G2 (CH6).

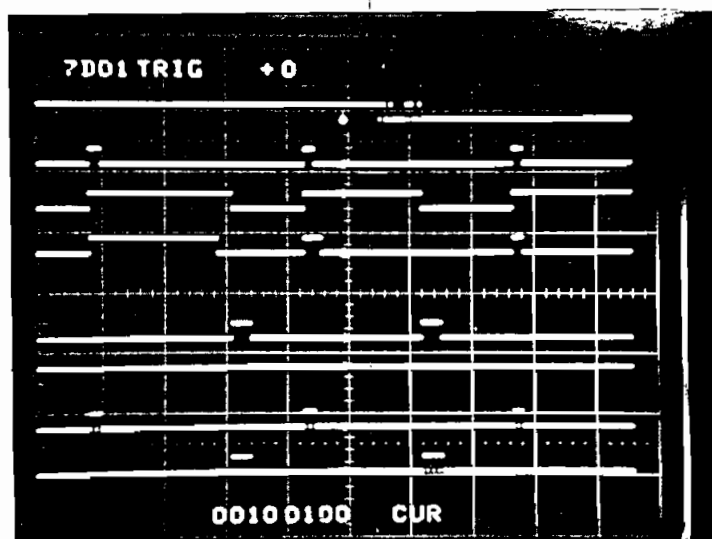
La Fotografía (4.4) muestra que antes del apagado, el último tiristor disparado fue Th_1 con G1 (CH7), por lo tanto en el siguiente ciclo se deja que Th_2 sea disparado con G2 (CH6) y luego se suspenden los pulsos de G1 y G2.



Fotografía (4.4)

Apagado después del disparo de Th_1 .

La Fotografía (4.5) indica que antes del apagado se disparó Th_2 (CH6); lo que se hace entonces es encender una vez más a Th_1 y Th_2 y después suspender los pulsos a las compuertas.



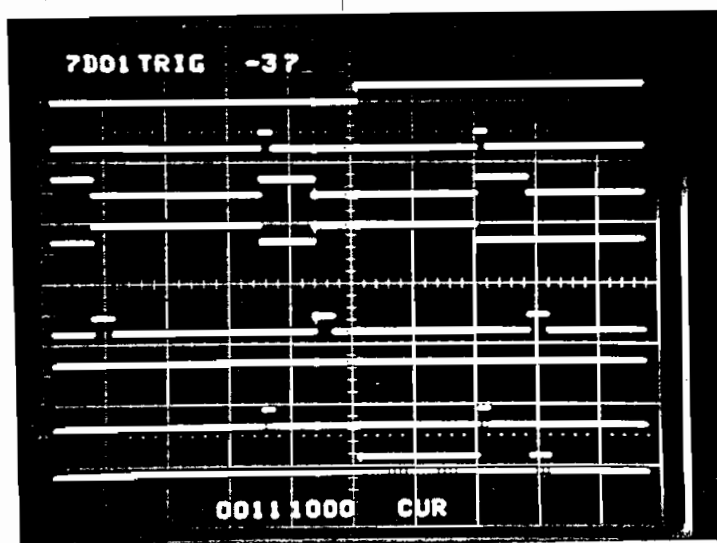
Fotografía (4.5)

Apagado después del disparo de Th_2 .

4.2.4.- GENERADOR DEL PULSO EMERGENTE. (Pe).- Fotografía (4.6).

Dicho circuito debe funcionar de modo que permita la aparición de un pulso en G1 (CH7), en el caso que haya detectado que el sensor de voltaje estaba en bajo cuando el pulso de P_1 (CH4) se produjo. Para el efecto se utiliza un biestable que es armado con la transición positiva de P_1 cuando el sensor es cero (CH0) y encerado con la transición positiva de P_2 (CH2). Si el sensor de voltaje pasa a 1L después de que P_1 (CH4) apareció, el conformador de pulsos se encarga de generar un tren de pulsos emergente durante el tiempo que el sensor de voltaje permanece en 1L (CH7).

En la Fotografía (4.6) se ha simulado dicha circunstancia.



Fotografía (4.6)

Generación de pulso emergente.

En el caso que el sensor de voltaje pase a 1L antes de que aparezca P_1 , el conformador de pulsos deja que P_1 pase a G1 y no permite que el bi-estable sea armado, por lo tanto la salida de éste permanece en "cero" y no se genera ningún pulso emergente. Tal es el caso de la operación normal (Foto 4.1).

4.3.- FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA DE POTENCIA.-

La Fig. (4.1) es un esquema del circuito utilizado para realizar las pruebas de funcionamiento del sistema.

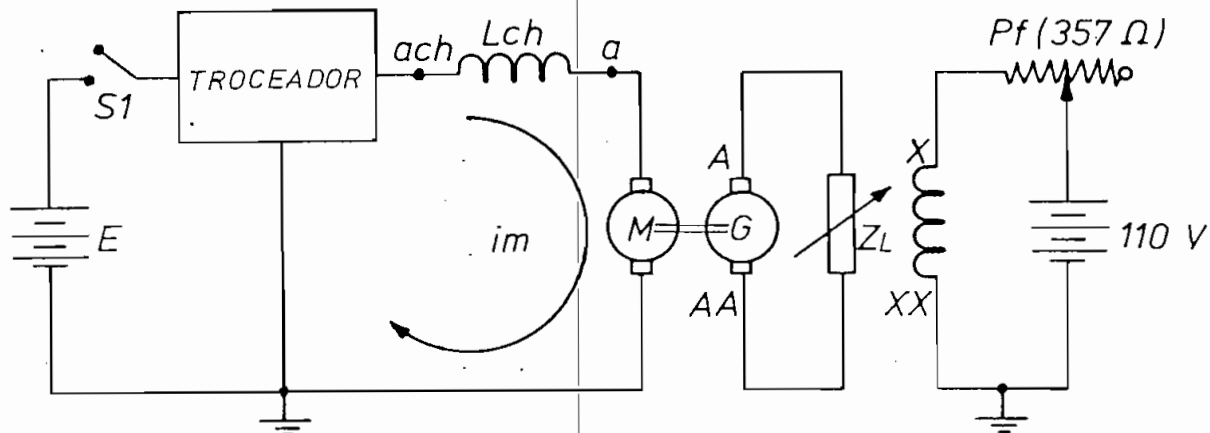


FIG. (4.1)

Circuito utilizado para pruebas del Sistema de Potencia

En donde A - AA son los terminales de la armadura del generador acoplado mecánicamente al motor y X - XX los terminales del campo del generador excitado independientemente a través de una fuente de 110 V y el potenciómetro de campo Pf.

La variación de la corriente (i_m) se la obtiene mediante la regulación sea de ZL ó de Pf.

Las pruebas efectuadas están encaminadas a mostrar el funcionamiento del sistema: bajo condiciones de operación normal y bajo condiciones extremas simuladas en el laboratorio, pero que difícilmente podrían darse en las circunstancias para las que el sistema fue diseñado.

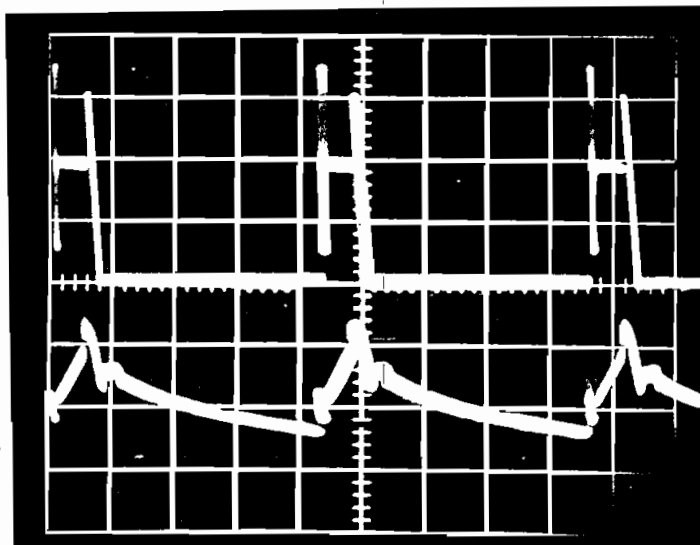
Con el propósito de documentar los resultados experimentales, se obtuvo una serie de fotografías, en base a las cuales se hace el análisis.

4.3.1.- FUNCIONAMIENTO EN ESTADO ESTABLE.

Las Fotografías (4.7), (4.8) y (4.9), muestran en su parte superior la forma de onda del voltaje aplicado al motor (v_m), y en la parte inferior la forma de onda de la corriente (i_m) que circula por la armadura del motor, para distintas relaciones de trabajo (K_d). En ellas se puede apreciar que las formas de onda corresponden a las previstas teóricamente; así por ejemplo, se comprueba que el máximo rizado de corriente se lo obtiene para una relación de trabajo $K_d = 0.5$ (Fotografía 4.8) donde $\Delta I = 38A$, mientras que para $K_d = 0.18$ (Fotografía 4.7), $\Delta I = 19A$ y para $K_d = 0.9$ (Fotografía 4.9), $\Delta I = 22A$.

En lo que se refiere a v_{im} , se observa un transitorio en el instante del disparo del tiristor principal Th_1 , el cual se explica por la presencia de la inductancia L_1 en el troceador "Jones modificado".

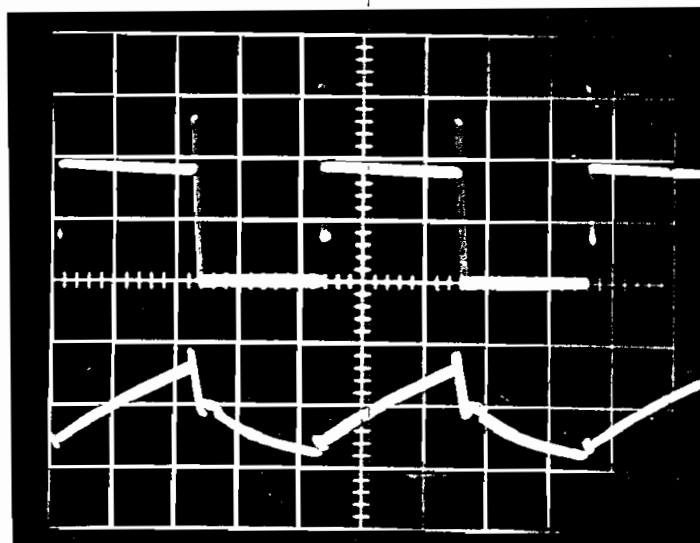
Por otro lado, se aprecia también que el voltaje al que se carga el condensador C (v_C) es inferior al de la fuente E , sin embargo, de lo cual la conmutación no falla, lo cual demuestra que el autotransformador L_1 L_2 utilizado como elemento de conmutación ha elevado la confiabilidad del sistema.



Fotografía (4.7)

Formas de onda en el motor para $K_d = 0.18$

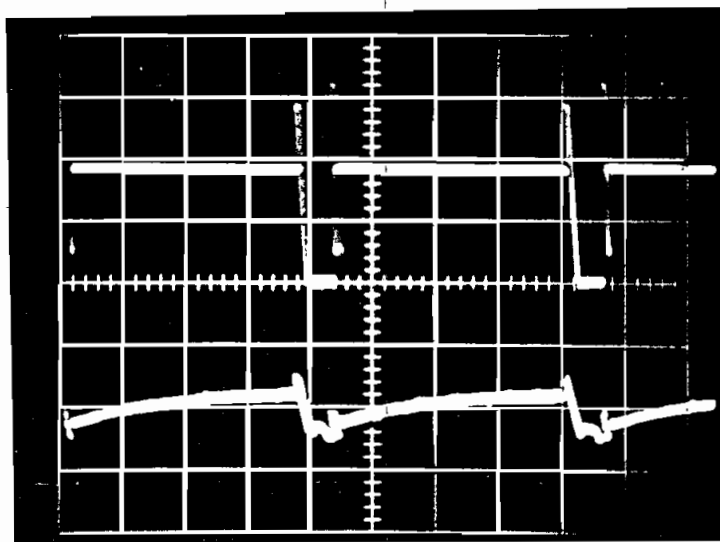
Sección superior: Forma de onda del voltaje (v_m)
 Esc. Vertical: 50 V/div
 Sección Inferior: Forma de onda de la corriente (i_m)
 Esc. Vertical: 10 A/div
 Esc. Horizontal: 1 m Seg./div [Para las dos secciones]



Fotografía (4.8)

Formas de onda en el motor para $K_d = 0.5$

Sección Superior: Forma de onda del voltaje (v_m)
 Esc. Vertical: 50 V/div
 Sección Inferior: Forma de onda de la corriente (i_m)
 Esc. Vertical: 20 A/div
 Esc. Horizontal: 1 m Seg/div [Para las dos secciones]



Fotografía (4.9)

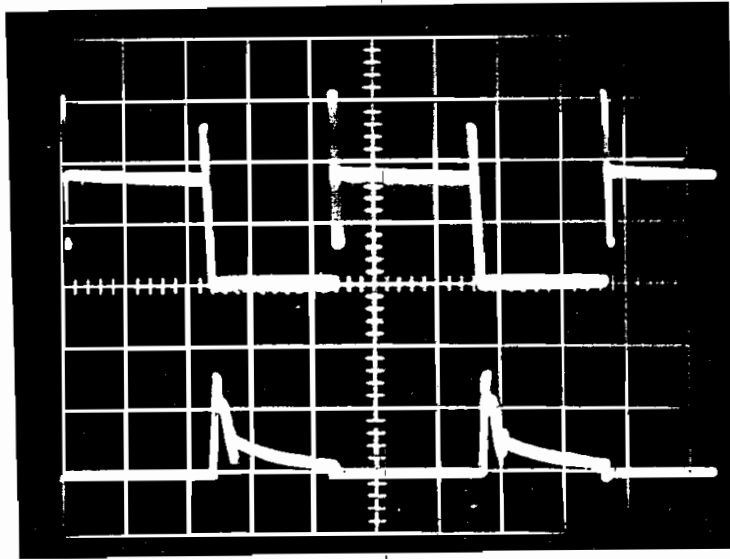
Formas de onda en el motor para $K_d = 0.9$

- Sección Superior : Forma de onda del voltaje (v_m)
 Esc. Vertical : 50 V/div.
 Sección Inferior : Forma de onda de la corriente (i_m)
 Esc Vertical : 20 A/div
 Esc. Horizontal : 1 m Seg./div [Para las dos secciones]

4.3.2.- OPERACION CON EL CHOQUE Y SIN EL CHOQUE.

Las Fotografías (4.10) y (4.11), presentan en su parte superior la forma de onda de " v_m ", y en la parte inferior la forma de onda de la corriente que circula por el diodo DF (i_{DF}) para el caso de operar con el choque y sin el choque respectivamente.

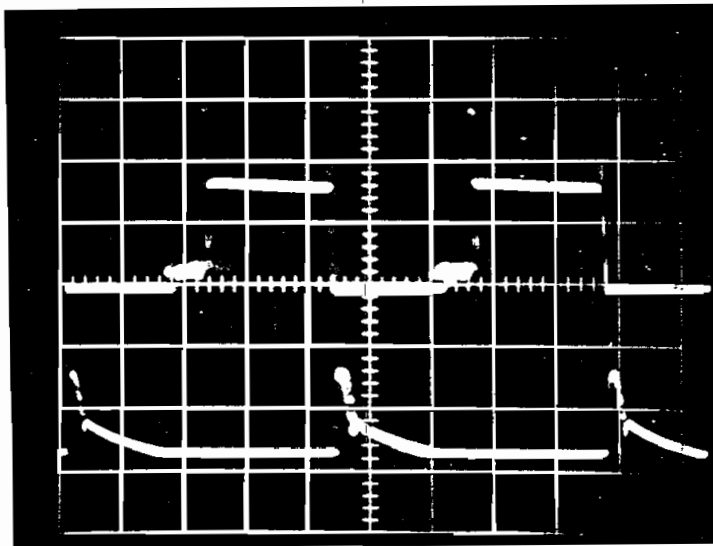
La Fotografía (4.10) muestra que el diodo de recuperación DF conduce durante todo el intervalo en el que el tiristor principal permanece apagado, lo cual significa que se está operando en modo de conducción continua.



Fotografía (4.10)

Formas de onda con el choque.

Sección Superior : Forma de onda del voltaje (v_m)
 Esc. Vertical : 50 V/div.
 Sección Inferior : Forma de onda de la corriente en el diodo DF (i_{DF})
 Esc. Vertical : 5 A/div
 Esc. Horizontal : 1 m Seg/div [Para las dos secciones]



Fotografía (4.11)

Formas de onda sin el choque

Sección Superior : Forma de onda del voltaje (v_m)
 Esc. Vertical : 50 V/div
 Sección Inferior : Forma de onda de la corriente en el diodo DF (i_{DF})
 Esc. Vertical : 5 A/div
 Esc. Horizontal : 1 m Seg/div [Para las dos secciones]

La fotografía (4.11) en cambio, muestra que el diodo DF deja de conducir antes de que el tiristor principal Th_1 vuelva a ser encendido. Como consecuencia, aparece un intervalo de corriente cero (KzT) que perturba el buen funcionamiento del troceador, pues, cuando Th_1 se halla apagado aparece sobre el motor un voltaje V igual a la FCEM presente en la armadura en ese instante, lo cual ocasiona que se pierda la capacidad de conmutación en ciertos períodos.

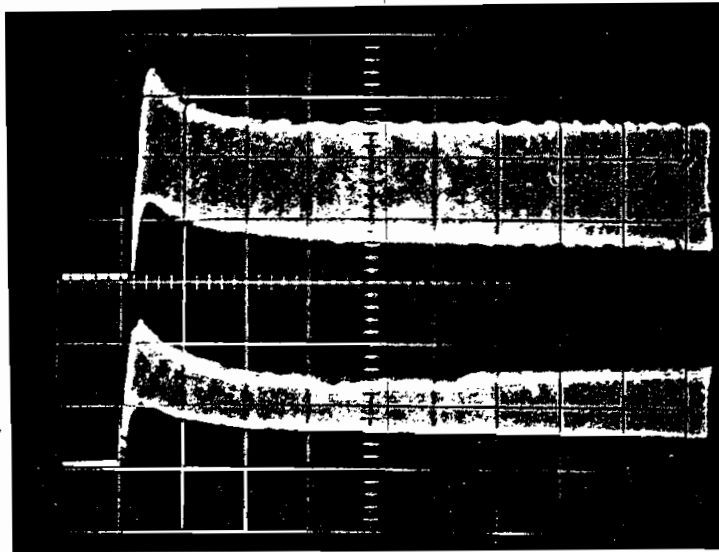
Cabe anotar, que el problema mencionado se presenta para cargas débiles y con valores de K_d que oscilan alrededor de 0.5, mientras que para K_d mayores o menores a 0.5 el problema desaparece; esto indica que éste, tiene relación directa con el rizado de corriente.

4.3.3.- TRANSITORIO DE LA CORRIENTE DE ARRANQUE.

La Fotografía (4.12) muestra el transitorio de la corriente de la armadura en el instante del encendido, para condiciones de máxima velocidad seleccionada (Parte superior) y mínima velocidad (Parte inferior).

Allí se puede observar que para las dos condiciones, el transitorio tiene un tiempo de duración $t_a = 400$ m Seg, que resulta ser inferior a $t = 1$ seg. que es el valor que se seleccionó para implementar el control de la corriente de arranque.

En cuanto a la amplitud del transitorio, para el peor de los casos, que es el que se muestra en la parte superior, se puede constatar que el pico de corriente no excede $I_m = 70$ [A]. Los requerimientos del diseño imponían que $I_m \leq 80$ [A]



Fotografía (4.12)

Transitorio de la corriente de arranque

Parte Superior : Máxima velocidad seleccionada.
 Esc. Vertical : 20 A/div [Para las dos secciones]
 Esc. Horizontal : 0.2 Seg/div. [Para las dos secciones]

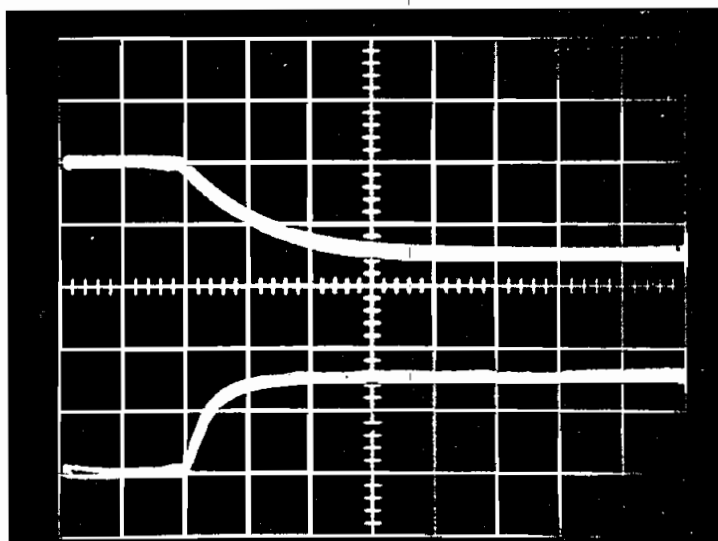
4.3.4.- RESPUESTA DINAMICA DEL SISTEMA A.-

a.- Variaciones bruscas del voltaje medio aplicado al motor.-

Con el objeto de realizar la prueba bajo las condiciones límites que soporta el motor, de acuerdo con sus especificaciones se regula la carga, de tal manera de tener la carga nominal para el máximo K_d . ($K_d = 0.9$).

La Fotografía (4.13) en su parte superior muestra la variación de velocidad del motor desde máximo K_d ($K_d = 0.9$) hasta un K_d mínimo ($K_d = 0.18$). Se puede apreciar que el tiempo que se demora el motor en pasar desde $\omega_1 = 2.000$ rpm a $\omega_2 = 500$ rpm es de 1.5 [seg].

La parte inferior de la fotografía presenta el cambio de velocidad desde K_d mínimo hasta máximo. Se observa, que para este caso la respuesta del motor es más rápida, pues alcanza su nueva velocidad en el tiempo de 1 [seg].



Fotografía (4.13)

Respuesta del motor a variaciones bruscas del voltaje medio aplicado.

- Parte Superior : Paso de K_d máximo a K_d mínimo.
 Parte Inferior : Paso de K_d mínimo a K_d máximo
 Esc. Vertical : 1.000 rpm/div. [Para las dos secciones]
 Esc. Horizontal : 0.5 Seg/div. [Para las dos secciones].

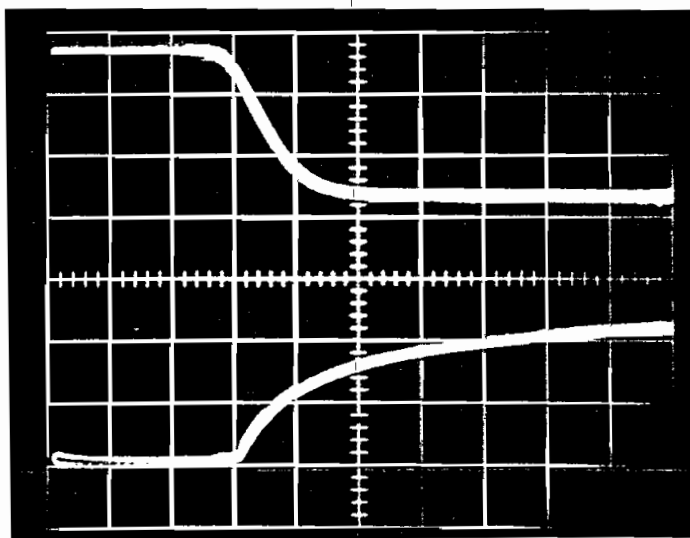
b.- Variaciones bruscas de la carga.-

Bajo el mismo criterio empleado para la prueba anterior, se regula la carga de modo que se alcance la velocidad nominal, bajo condiciones de mínima carga, tomando en cuenta además que para máxima carga,

$$i_m = I_{\text{NOMINAL}}$$

En la parte superior de la fotografía (4.14) se muestra la variación de la velocidad del motor para un cambio de carga mínima a máxima, y se observa que la transición se opera en un tiempo $t = 1$ [seg].

La parte inferior de la fotografía (4.14) presenta el cambio de carga máxima a mínima, apreciándose que el cambio se realiza en un tiempo $t = 5$ [seg].



Fotografía (4.14)

Respuesta del motor a variaciones bruscas de carga

Parte Superior : Paso de carga mínima a máxima.
 Esc. Vertical : 1.000 rpm/div. [Para las 2 secciones]
 Esc. Horizontal : 0.5 seg/div.
 Parte Inferior : Paso de carga máxima a mínima
 Esc. Horizontal : 1 seg/div.

4.4.- INFLUENCIA DEL TROCEADOR EN LAS CARACTERISTICAS DE FUNCIONAMIENTO DEL MOTOR.

Las características de los motores pueden visualizarse de manera muy objetiva a través de curvas que relacionen los distintos parámetros que intervienen en su funcionamiento. Las principales curvas características que deberían obtenerse con tal objeto son:

$$1.- \left[\frac{T}{T_n} \right] = f \left[\frac{I}{I_n} \right]$$

$$2.- \left[\frac{I}{I_n} \right] = f \left[\frac{\omega}{\omega_n} \right]$$

$$3.- \left[\frac{\omega}{\omega_n} \right] = f \left[\frac{T}{T_n} \right]$$

$$4.- \left[\frac{P_{out}}{P_n} \right] = f \left[\frac{P_{in}}{P_{in-n}} \right]$$

$$5.- \left[\frac{P_{out}}{P_n} \right] = f \left[\frac{P_{arm}}{P_{in-n}} \right]$$

$$6.- \eta_s = f \left[\frac{P_{in}}{P_{in-n}} \right]$$

$$7.- \eta_m = f \left[\frac{P_{arm}}{P_{in-n}} \right]$$

$$8.- \eta_t = f \left[\frac{P_{in}}{P_{in-n}} \right]$$

$$9.- \eta_{t-ch} = f \left[\frac{P_{in}}{P_{in-n}} \right]$$

Donde: T = Torque en el eje del motor

T_n = Torque nominal en el eje del motor

I = Corriente en la armadura del motor

- I_n = Corriente nominal en la armadura.
 ω = Velocidad del eje del motor [rpm]
 ω_n = Velocidad nominal
 P_{out} = Potencia mecánica de salida
 P_n = Potencia nominal de salida
 P_{in} = Potencia eléctrica de entrada al sistema
 P_{in-n} = Potencia de entrada nominal
 P_{arm} = Potencia en los terminales de la armadura del motor
 η_s = Eficiencia del sistema
 η_m = Eficiencia del motor
 η_t = Eficiencia del troceador
 η_{t-ch} = Eficiencia del troceador con el choque

Se prefiere utilizar en los gráficos valores normalizados con respecto a los parámetros nominales de la máquina, con el propósito de no perder de vista en ningún momento la ubicación de los resultados dentro de los límites impuestos por las especificaciones del motor, y que son las siguientes:

- $P_n = 4 \text{ Kw}$
 $I_n = 55 \text{ A}$
 $\omega_n = 2.500 \text{ rpm}$
 $T_n = 15.28 \text{ Newt - m}$
 $P_{in n} = 5,28 \text{ Kw}$

4.4.1.- MEDICIONES REALIZADAS.

En las mediciones se utilizaron los siguientes instrumentos:

a) Para medición del Torque "T"

El "Dinamómetro DC N° 60R 9419 de la Casa MAWDSLEY'S Ltd", cuya lectura entrega el valor de la fuerza [F] aplicada al eje en [Newton]. Las especificaciones de placa del instrumento indican que la longitud del brazo del torque es $\gamma = 250$ mm.

b) Para Medición de velocidad " ω "

El Taco - Generador N° 6TG acoplado al dinamómetro. La salida del Taco - generador entrega un voltaje sinusoidal proporcional a la velocidad, de acuerdo con la siguiente especificación: 21V/1.000 rpm.

Las Tablas (4.1.a), (4.1.b) y (4.1.c) muestran los resultados obtenidos en el motor para el caso de alimentarlo directamente desde la fuente con voltajes $V_a = 24$ V, $V_a = 48$ V y $V_a = 60$ V respectivamente; esto es sin utilizar el Troceador.

Las Tablas (4.2.a), (4.2.b) y (4.2.c) muestran los resultados obtenidos, para el caso de utilizar el troceador como medio de mantener el voltaje V_a a los terminales del motor en los mismos valores para los que se hizo las mediciones sin el troceador.

V_{ach} es el voltaje medido en el punto (ach) indicado en la Fig. (4.1) que corresponde al voltaje medio antes del choque. V_{in} es el voltaje medido en las baterías en el instante de realizar las otras mediciones correspondientes. Esta medida es necesaria pues las baterías se descargan en el proceso de medición.

I_{in} es la corriente de entrada al sistema.

TABLA (4.1.a)

RESULTADOS SIN EL TROCEADOR PARA : $V_a = 24$ [V]		
I [A]	F [New]	V_{TG} [Vrms]
16	6.5	21
19	10.4	19
22.1	15.4	16.2
25.4	20.6	14.7
28.2	25.4	13.4
31	31.2	12.2
33	35	11.5
36.8	42.6	10.6
39.8	47.9	10.2
-	-	-

TABLA (4.1.b)

RESULTADOS SIN EL TROCEADOR PARA: $V_a = 48$ [V]		
I [A]	F [New]	V_{TG} [Vrms]
17.1	7.1	42.4
19.4	10.5	38.7
22.5	15.2	35
25	19.2	32
28	25	29.5
31.6	31.5	27.2
34.9	38.2	25.5
37.5	43.6	24.1
39.8	50	22.9
40.5	49.5	22.4
43.4	56.2	21.2
46	62	20.4
48.4	67.5	20
49.5	70	19.3

TABLA (4.1.c)

RESULTADOS SIN EL TROCEADOR PARA : $V_a = 60$ [V]		
I [A]	F [New]	V_{TG} [Vrms]
22.1	14.7	40.5
25.3	20	37.1
28	25	35
30.9	30.3	32.6
33.5	35.8	31
35.8	40.1	29.7
38.8	46.3	28.5
44.1	58.6	26
47.1	66	25
50	73	24
-	-	-

TABLA (4.2.a)

RESULTADOS OBTENIDOS CON EL TROCEADOR PARA: $V_a = 24$ [V]					
V_{in} [V]	I_{in} [A]	V_{ach} [V]	I [A]	V_{TG} [V]	F [New]
97.6	6.2	26	14.8	25	2.8
95.6	6.6	25.6	16	23.8	3.2
95	8	26	19.2	20.5	7.3
94.4	8.5	25.6	21.2	18.4	10.1
94.2	9.5	26.2	23.1	17	13.4
94	10	26	24.5	16	15.8
94	11	26.4	26.6	14.9	19.5
93.8	11.5	26.4	27.9	14	22.2
93.6	12.1	26.4	29.6	13	25.4
93.2	13.5	27	32.3	12.1	30.8
92.8	14.1	27	33.8	11.6	34.4
92.4	15.5	27.4	36.1	11	38.5
-	-	-	-	-	-

TABLA (4.2.b)

RESULTADOS OBTENIDOS CON EL TROCEADOR PARA: $V_a = 48$ [V]					
V_{in} [V]	I_{in} [A]	V_{ach} [V]	I [A]	V_{TG} [V]	F [New]
93	11.6	50	15.6	45.6	3.6
92.4	13.2	50	18.5	38.5	7.7
92	14.2	50	19.8	36.5	9.6
92	15	50	21.2	34.6	11.8
91.4	16.8	50.2	23.5	32.5	15.4
90.2	19	50	26.5	30.7	18.7
90	20	50.4	27.8	30	21
89	21.5	51	29.5	28.5	24.9
86.4	24	51	32.5	26.2	31
88.6	24.3	51.2	34.5	25.5	35
88.8	25.6	51.2	36.5	24.6	38.5
88	28	51.4	39.7	23.1	45.4
87.6	30.2	52	42.1	22.2	50.8
86.8	31.8	52.2	43.8	21.5	55.4
86	33.8	52.2	46.3	20.5	60.5
84.4	36.3	52.6	49.3	19.2	65.1

TABLA (4.2.c)

RESULTADOS OBTENIDOS CON EL TROCEADOR PARA: $V_a = 60$ [V]					
V_{in} [V]	I_{in} [A]	V_{ach} [V]	I [A]	V_{TG} [V]	F [New]
92	18	62.4	22.2	44.5	10.8
91.8	19.9	62.4	24.6	41	15
91.2	22.1	63	27.5	37.5	20.3
91	24.1	62.4	30	35	24.9
90.4	26.5	63	32.6	33.2	30.2
90	28.2	63.2	34.8	31.5	35
89.8	30.9	63.4	37.6	29.7	40.9
89.6	32	63.6	39.4	28.9	44.6
88.8	34.4	63.6	42	27.5	51.3
88.2	36.1	64	43.6	26.8	55.5
86	38.7	64.2	46.9	26.1	62
87	42.3	64.2	50.5	25	70

4.4.2.- RESULTADOS NORMALIZADOS.

A partir de las mediciones realizadas, se obtienen los datos de potencia y eficiencia necesarios en el análisis, de la siguiente manera:

$$a) T = F \times \gamma \text{ [New - m]} \quad \checkmark$$

$$b) \omega = V_{TG} \times \frac{1.000}{21} \text{ [rpm]} \quad \checkmark$$

$$c) P_{out} = T \times \omega \times \frac{2\pi}{60} \text{ [Watts]} \quad \checkmark$$

$$d) P_{in} = V_{in} \times I_{in} \text{ [Watts]} \quad \checkmark$$

$$e) P_{arm} = V_a \times I \text{ [Watts]} \quad \checkmark$$

$$f) P_t = V_{ach} \times I \text{ [Watts]} \quad \checkmark$$

$$g) \eta_s = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \text{ [%]} \quad \checkmark$$

$$h) \eta_m = \frac{P_{out}}{P_{arm}} \times 100 \text{ [%]} \quad \checkmark$$

$$i) \eta_t = \frac{P_t}{P_{in}} \times 100 \text{ [%]} \quad \checkmark$$

$$j) \eta_{t-ch} = \frac{P_{arm}}{P_{in}} \times 100 \text{ [%]} \quad \checkmark$$

Las Tablas (4.3.a), (4.3.b), (4.3.c), (4.4.a), (4.4.b) y (4.4.c) presentan estos resultados de manera normalizada para cada una de las condiciones mencionadas.

4.4.3.- CURVAS OBTENIDAS.

En base a los datos de las Tablas (4.3) a, b, c; (4.4) a, b, c, y a un programa de "Regresión Polinomial" implementado en el computador Tektronix 4051" se obtuvieron los gráficos GF 4.1 al GF. 4.27, en los cuales: los resultados experimentales obtenidos con el troceador se marcan con "+" mientras que los obtenidos sin el troceador se marcan con "0" .

En general los gráficos muestran, que de acuerdo con lo previsto teóricamente, la inclusión del troceador ha desmejorado ligeramente las características del motor, debido a las pérdidas que causan las componentes alternas de la forma de onda de la corriente entregada.

En cuanto se refiere a la característica $[\omega/\omega_n]_s = f [T/T_n]$ (GF. 4.7 a GF. 4.9) ésta prácticamente permanece inalterada , por cuanto es una característica propia de la máquina, en la que no intervienen las pérdidas introducidas.

Vale la pena llamar la atención sobre el hecho que, la eficiencia del sistema y del motor se incrementan con la potencia de entrada (GF. 4.16 a GF. 4.21), lo cual se explica, si se toma en cuenta que tanto las pérdidas mecánicas en el motor como las pérdidas eléctricas en el troceador resultan más significativas para potencias de entrada bajas.

En los GF. 4.22 a GF. 4.24 se aprecia que la eficiencia del troceador también se incrementa aunque ligeramente con la potencia, lo cual se justifica si se recuerda que las pérdidas en el troceador son proporcionales al intervalo de conmutación (KcT) el cual se reduce conforme se incrementa la corriente.

Finalmente, los GF. 4.25 a GF. 4.27 en los que la marca "+" corresponde a la eficiencia del troceador con el choque y la marca "0" a la eficiencia del troceador solo, se evidencian las pérdidas introducidas por la parte resistiva del choque, las cuales se incrementan con la corriente.

TABLA (4.3.a)

PARAMETROS NORMALIZADOS PARA: $V_a = 24$ V. SIN EL TROCEADOR					
$\frac{T}{T_n}$	$\frac{\omega}{\omega_n}$	$\frac{I}{I_n}$	$\frac{P_{out}}{P_n}$	$\frac{P_{arm}}{P_n}$	η_m [%]
.106	.4	.291	.042	.081	44.25
.17	.362	.345	.061	.096	53.94
.252	.309	.402	.068	.111	58.55
.337	.28	.462	.094	.128	61.83
.416	.255	.513	.106	.142	62.6
.511	.232	.564	.118	.156	63.68
.563	.219	.6	.125	.166	63.26
.697	.202	.669	.141	.186	63.64
.784	.194	.724	.152	.201	63.67

TABLA (4.3.b)

PARAMETROS NORMALIZADOS PARA: $V_a = 48 \text{ V}$. SIN EL TROCEADOR					
$\frac{T}{T_n}$	$\frac{\omega}{\omega_n}$	$\frac{I}{I_n}$	$\frac{P_{out}}{P_n}$	$\frac{P_{arm}}{P_n}$	$\eta_m [\%]$
.116	.808	.311	.094	.172	45.65
.172	.737	.353	.126	.196	54.32
.249	.667	.409	.166	.227	61.32
.314	.61	.455	.191	.252	63.63
.409	.562	.509	.23	.282	68.3
.515	.518	.565	.27	.319	71.09
.625	.486	.635	.303	.352	72.38
.713	.459	.682	.327	.378	72.77
.818	.476	.724	.356	.401	74.71
.81	.427	.736	.345	.408	71
.92	.404	.789	.371	.438	71.19
1.014	.389	.836	.394	.464	71.3
1.104	.381	.88	.42	.488	72.33
1.145	.368	.9	.42	.499	70.78

TABLA (4.3.c)

PARAMETROS NORMALIZADOS PARA: $V_a = 48 \text{ V}$. SIN EL TROCEADOR					
$\frac{T}{T_n}$	$\frac{\omega}{\omega_n}$	$\frac{I}{I_n}$	$\frac{P_{out}}{P_n}$	$\frac{P_{arm}}{P_n}$	$\eta_m [\%]$
.241	.771	.402	.185	.269	55.89
.327	.707	.46	.231	.319	60.84
.409	.667	.509	.262	.353	64.83
.496	.621	.582	.307	.389	66.32
.586	.59	.609	.345	.422	68.73
.656	.576	.651	.361	.451	69.02
.758	.543	.705	.411	.489	70.56
.959	.495	.802	.464	.556	71.68
1.08	.466	.856	.513	.594	72.68
1.194	.457	.909	.545	.63	72.7

TABLA (4.4.a)

PARAMETROS NORMALIZADOS PARA $V_a = 24$ V. CON EL TROCEADOR

$\frac{T}{T_h}$	$\frac{\omega}{\omega_n}$	$\frac{I}{I_n}$	$\frac{P_{out}}{P_n}$	$\frac{P_{in}}{P_{in-n}}$	$\frac{P_{arm}}{P_{in-n}}$	η_s [%]	η_m [%]	η_{t-ch} [%]	η_t [%]
.046	.48	.27	.022	.127	.065	14.4	24.53	58.7	63.59
.052	.45	.29	.024	.133	.081	15.03	24.69	60.86	64.92
.119	.39	.35	.047	.16	.097	24.51	40.43	60.63	65.68
.165	.35	.385	.058	.169	.107	28.83	45.47	63.41	67.64
.219	.324	.42	.061	.188	.116	31.69	51.15	61.95	67.63
.259	.305	.445	.069	.197	.124	33.48	53.52	62.55	67.77
.319	.284	.484	.09	.217	.134	34.98	56.65	61.74	67.91
.363	.267	.507	.097	.227	.141	35.87	57.78	62.07	68.28
.416	.248	.538	.103	.238	.149	36.29	57.86	62.73	69
.504	.23	.587	.116	.264	.163	36.87	59.84	61.61	69.31
.563	.221	.615	.124	.265	.17	37.96	61.23	62	69.75
.63	.21	.656	.132	.301	.182	36.81	60.85	60.49	69.08
.794	.181	.745	.143	.307	.207	39.22	58.29	67.28	78.5

TABLA (4.4.b)

PARAMETROS NORMALIZADOS PARA $V_a = 48 \text{ V.}$ CON EL TROCEADOR

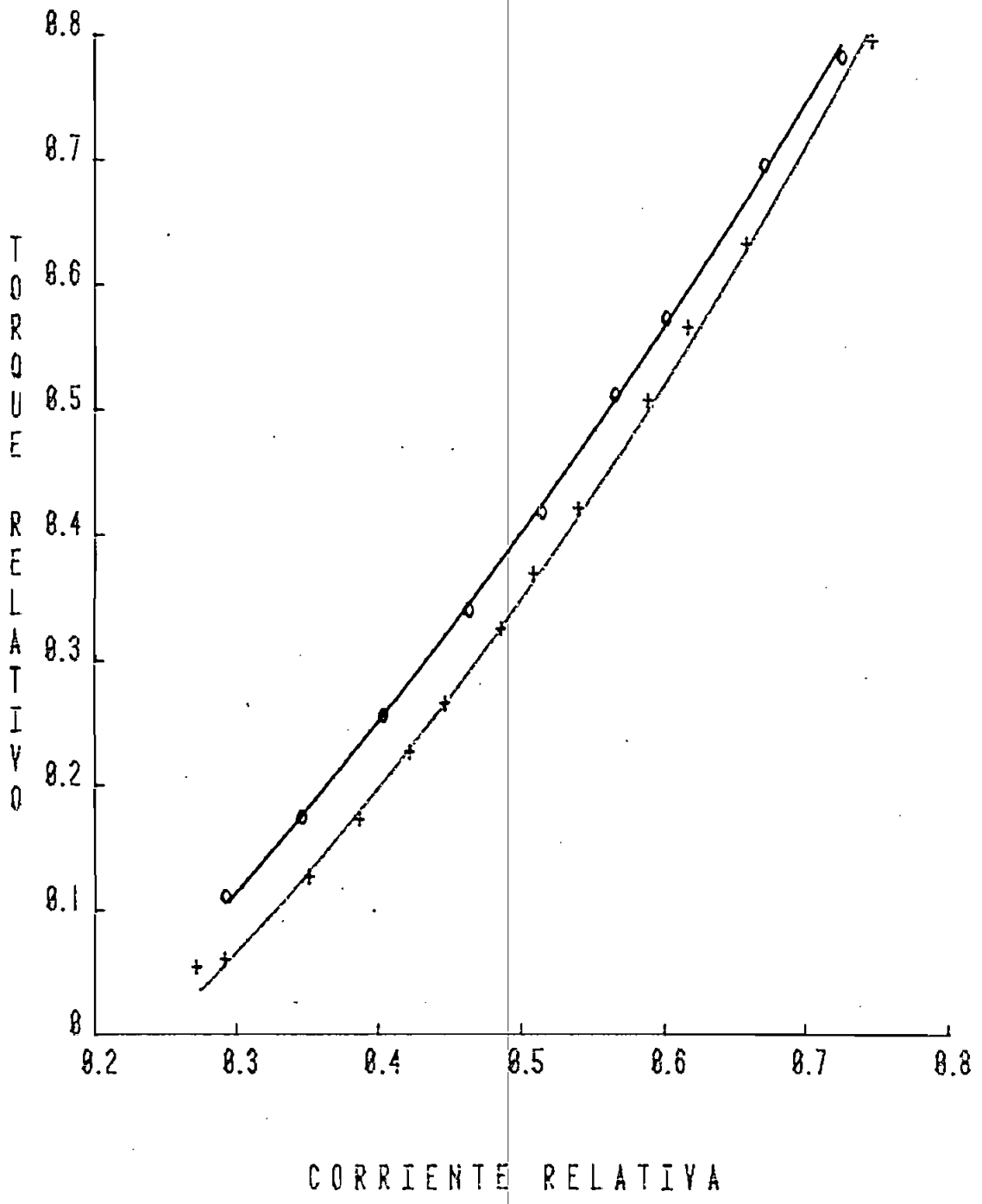
$\frac{T}{T_n}$	$\frac{\omega}{\omega_n}$	$\frac{I}{I_n}$	$\frac{P_{out}}{P_n}$	$\frac{P_{in}}{P_{in-n}}$	$\frac{P_{arm}}{P_{in-n}}$	$\dot{\eta}_s$ [%]	η_m [%]	η_{t-ch} [%]	η_t [%]
.059	.869	.284	.051	.227	.157	18.94	27.29	69.41	72.3
.126	.733	.336	.092	.256	.187	30.26	41.56	72.81	75.84
.157	.695	.36	.109	.274	.2	33.39	45.89	72.75	75.78
.193	.659	.385	.127	.29	.214	36.83	49.94	73.74	76.81
.252	.619	.427	.156	.323	.237	40.57	55.23	73.46	76.83
.306	.585	.482	.179	.36	.267	41.7	56.18	74.22	77.31
.344	.571	.505	.196	.378	.28	43.57	58.77	74.13	77.84
.407	.543	.536	.221	.402	.297	46.16	62.38	74	78.63
.507	.499	.591	.253	.436	.328	48.76	64.81	75.23	79.93
.573	.486	.627	.278	.452	.348	51.6	67.09	76.92	82.04
.63	.469	.664	.295	.478	.368	51.86	77.29	77.07	82.21
.743	.44	.722	.326	.518	.4	52.98	68.51	77.34	82.82
.831	.423	.765	.351	.556	.425	53.06	69.47	76.39	82.75
.906	.41	.796	.371	.58	.442	53.71	70.52	76.17	82.83
.99	.39	.842	.386	.611	.467	53.11	69.47	76.46	83.15
1.065	.366	.896	.389	.644	.497	50.68	65.75	77.24	84.64

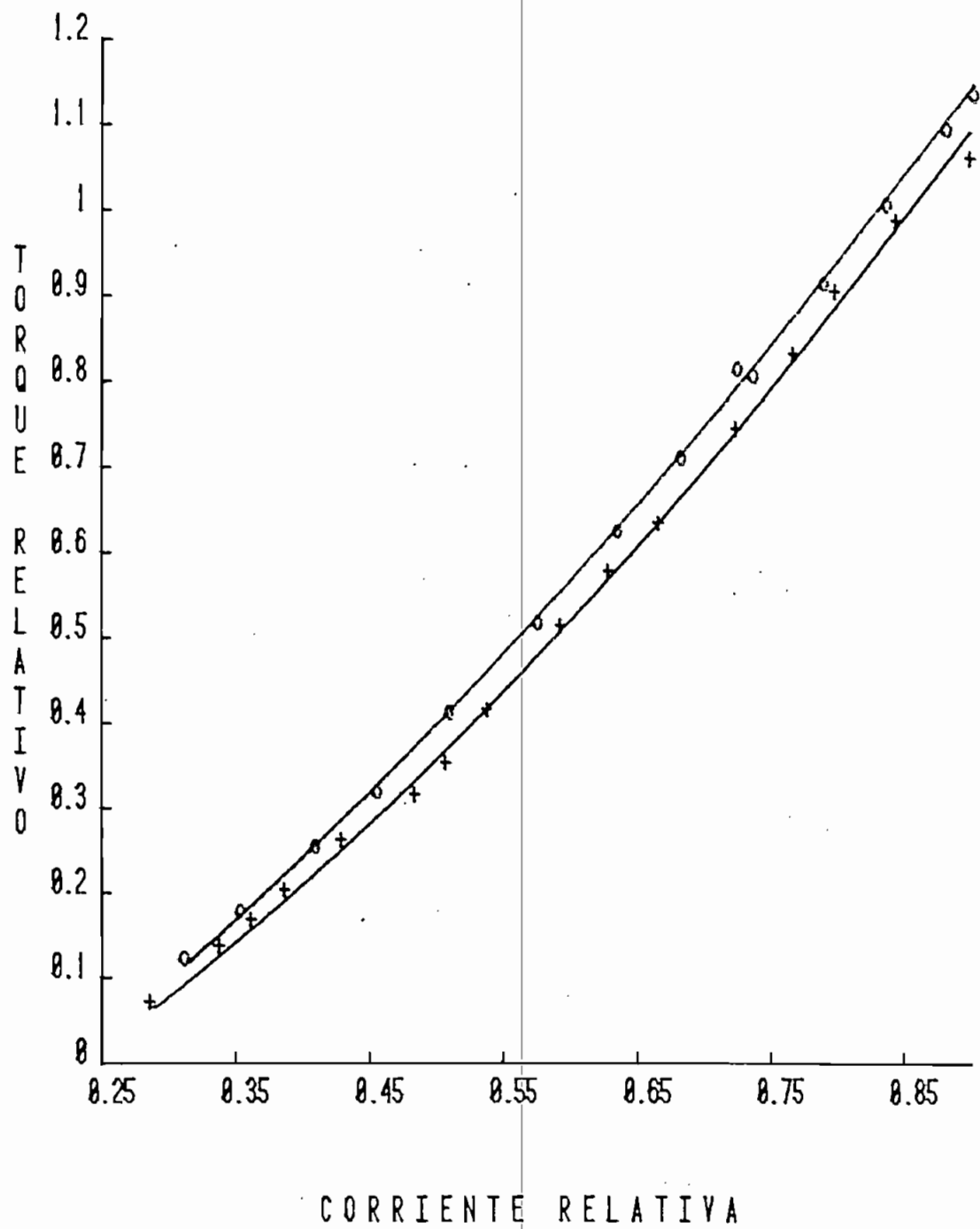
TABLA (4.4.c)

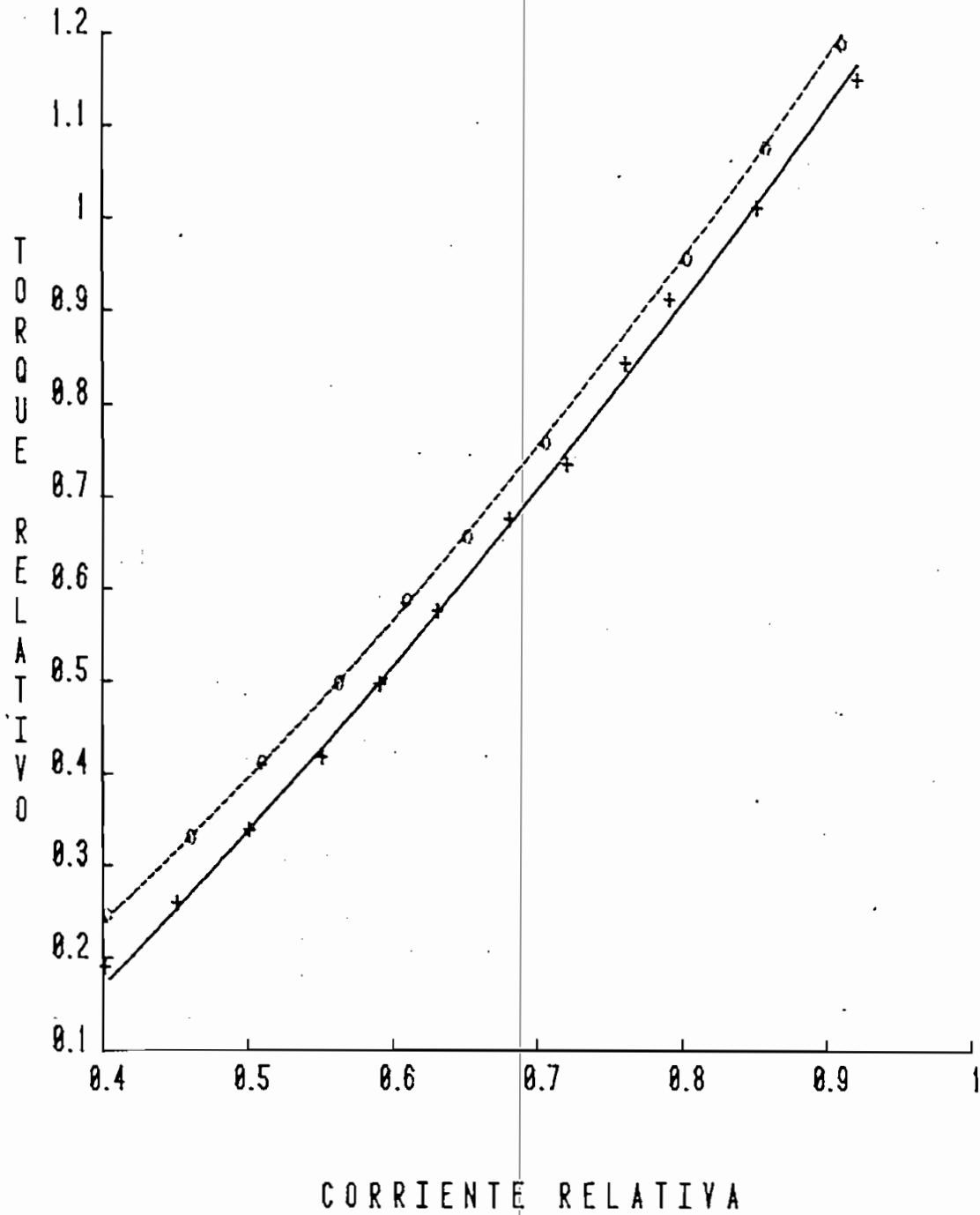
PARAMETROS NORMALIZADOS PARA $V_a = 60$ V. CON EL TROCEADOR

$\frac{T}{T_n}$	$\frac{\omega}{\omega_n}$	$\frac{I}{I_n}$	$\frac{P_{out}}{P_n}$	$\frac{P_{in}}{P_{in-n}}$	$\frac{P_{arm}}{P_{in-n}}$	η_s [%]	η_m [%]	η_{t-ch} [%]	η_t [%]
.18	.85	.4	.15	.35	.28	36.13	44.91	80.43	83.65
.25	.78	.45	.19	.38	.31	41.91	51.87	80.80	84.03
.33	.71	.5	.24	.42	.35	47.01	57.43	81.86	85.96
.41	.77	.55	.27	.46	.38	49.47	60.27	82.08	85.36
.49	.63	.59	.31	.5	.41	52.1	63.81	81.65	85.63
.57	.6	.63	.34	.53	.44	54.07	65.73	82.27	86.66
.67	.57	.68	.38	.58	.47	54.49	67.02	81.3	85.91
.63	.55	.72	.4	.6	.5	55.96	67.87	82.45	87.4
.84	.52	.76	.44	.64	.53	57.49	69.69	82.5	87.45
.91	.51	.79	.46	.67	.55	58.15	70.78	82.16	87.64
1.01	.5	.85	.5	.7	.59	60.52	71.58	84.55	90.47
1.15	.48	.92	.54	.77	.64	59.19	71.89	82.33	88.1

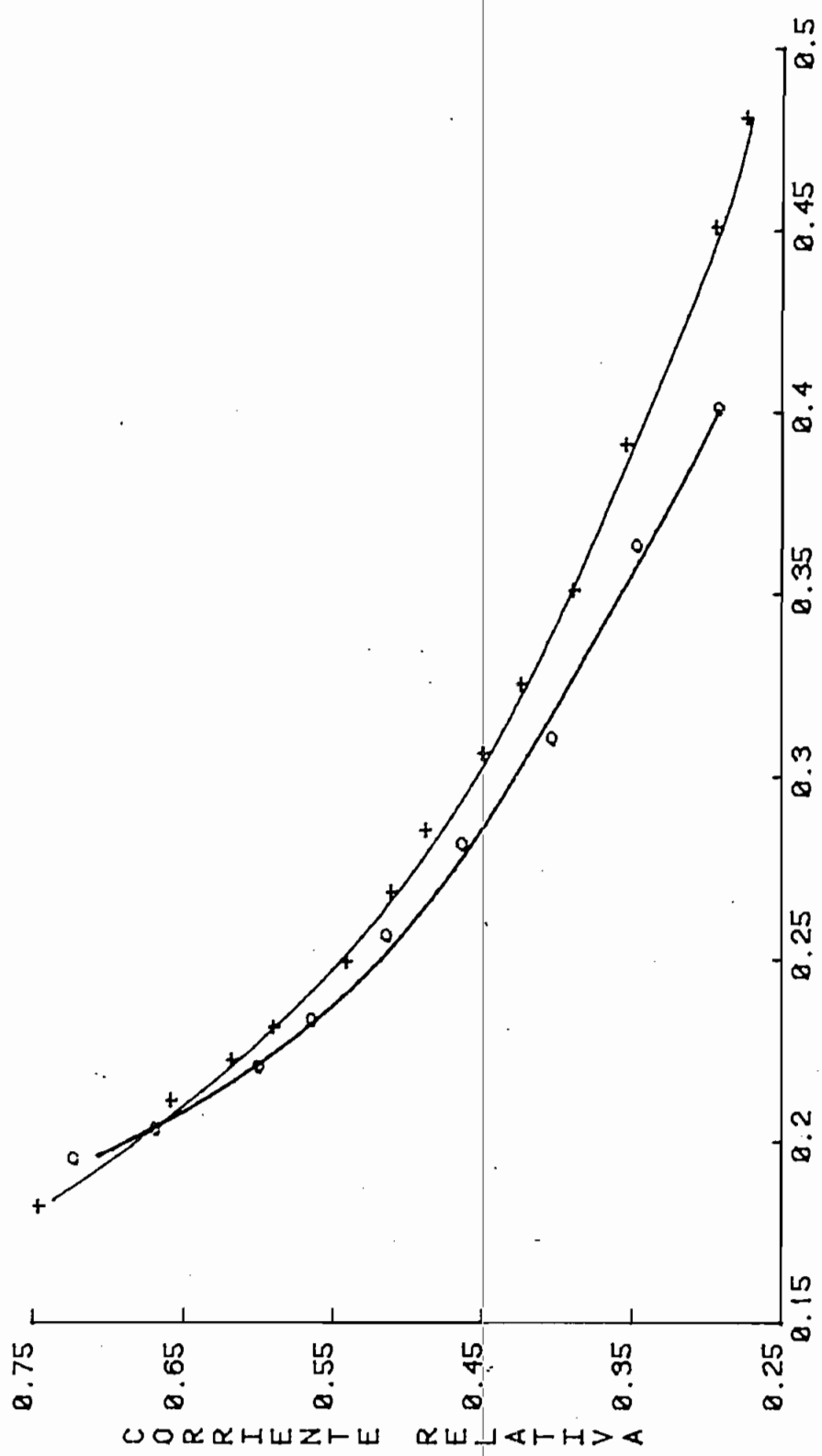
GF. 4.1: $[T / T_n] = f [I / I_n] ; V = 24 (V)$



6 F. 4.2: $[T / T_n] = f [I / I_n] ; V = 48 (V)$ 

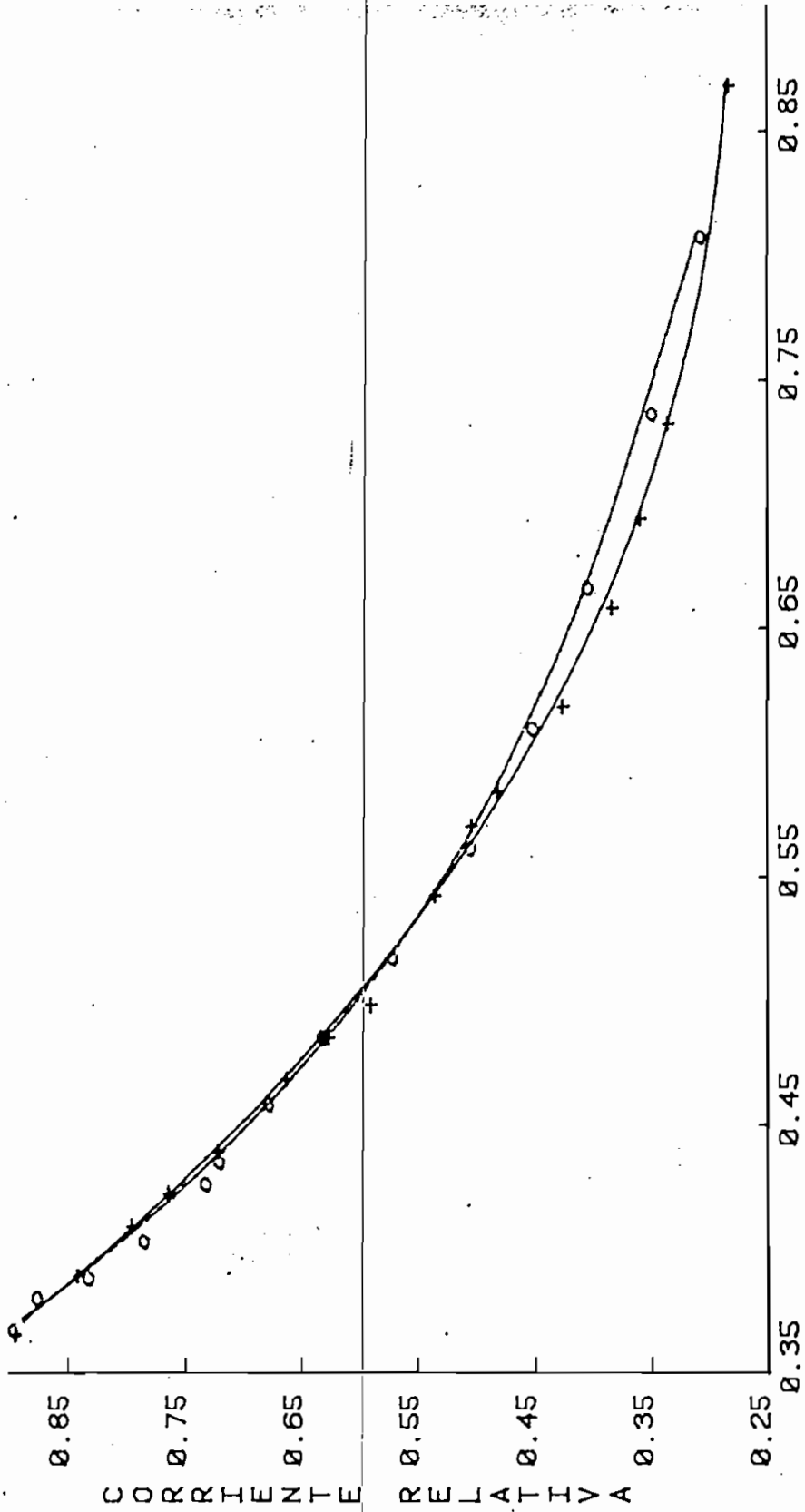
6 F. 4.3: $[T/T_n] = f[I/I_n]; V_a = 60(V)$ 

G.F. 4.4: $[I / I_n] = f [W / W_n]$; $V_a = 24 (V)$



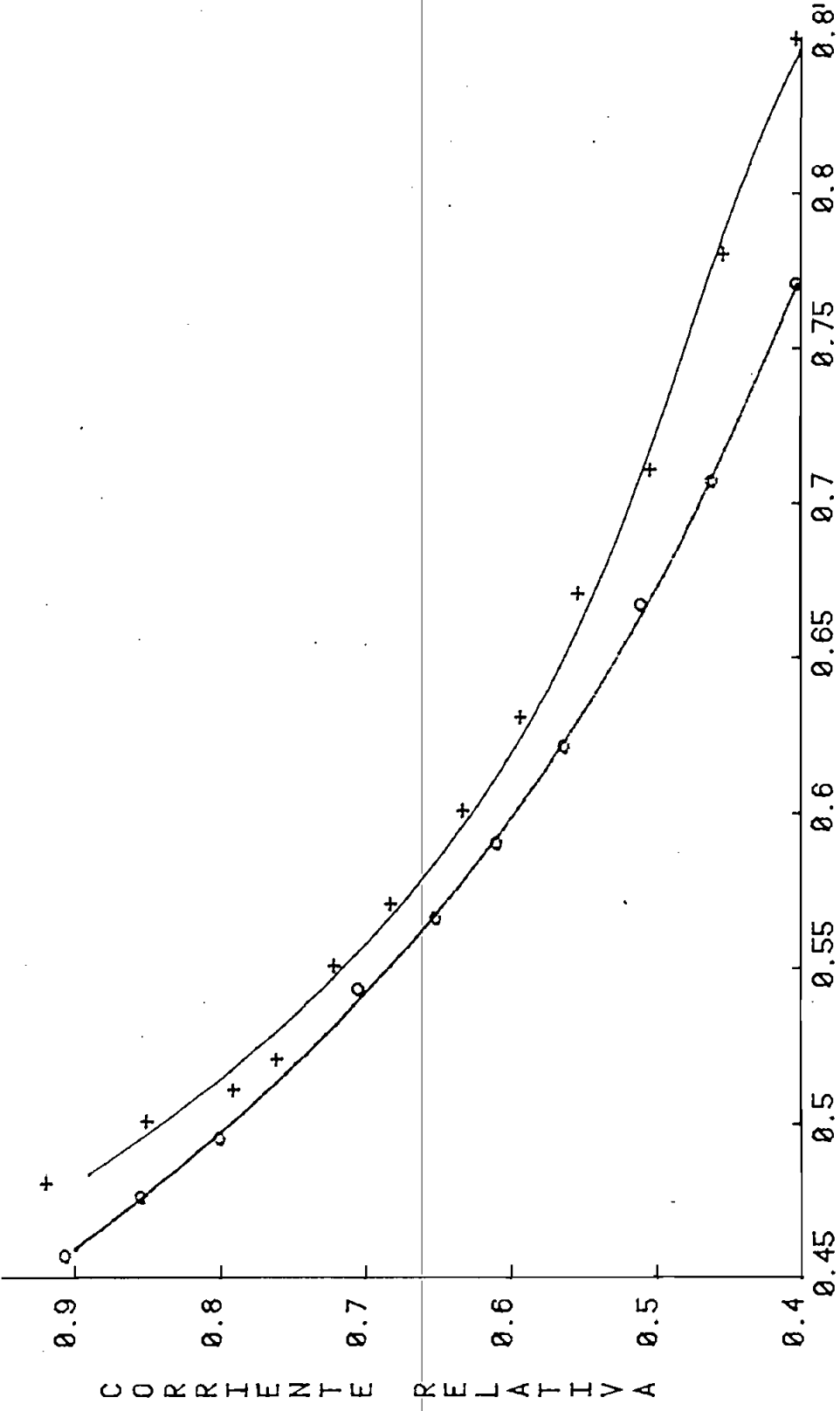
VELOCIDAD RELATIVA

G F. 4.5: [I / In] = f [W / Wn] , Va = 4 8 (V)



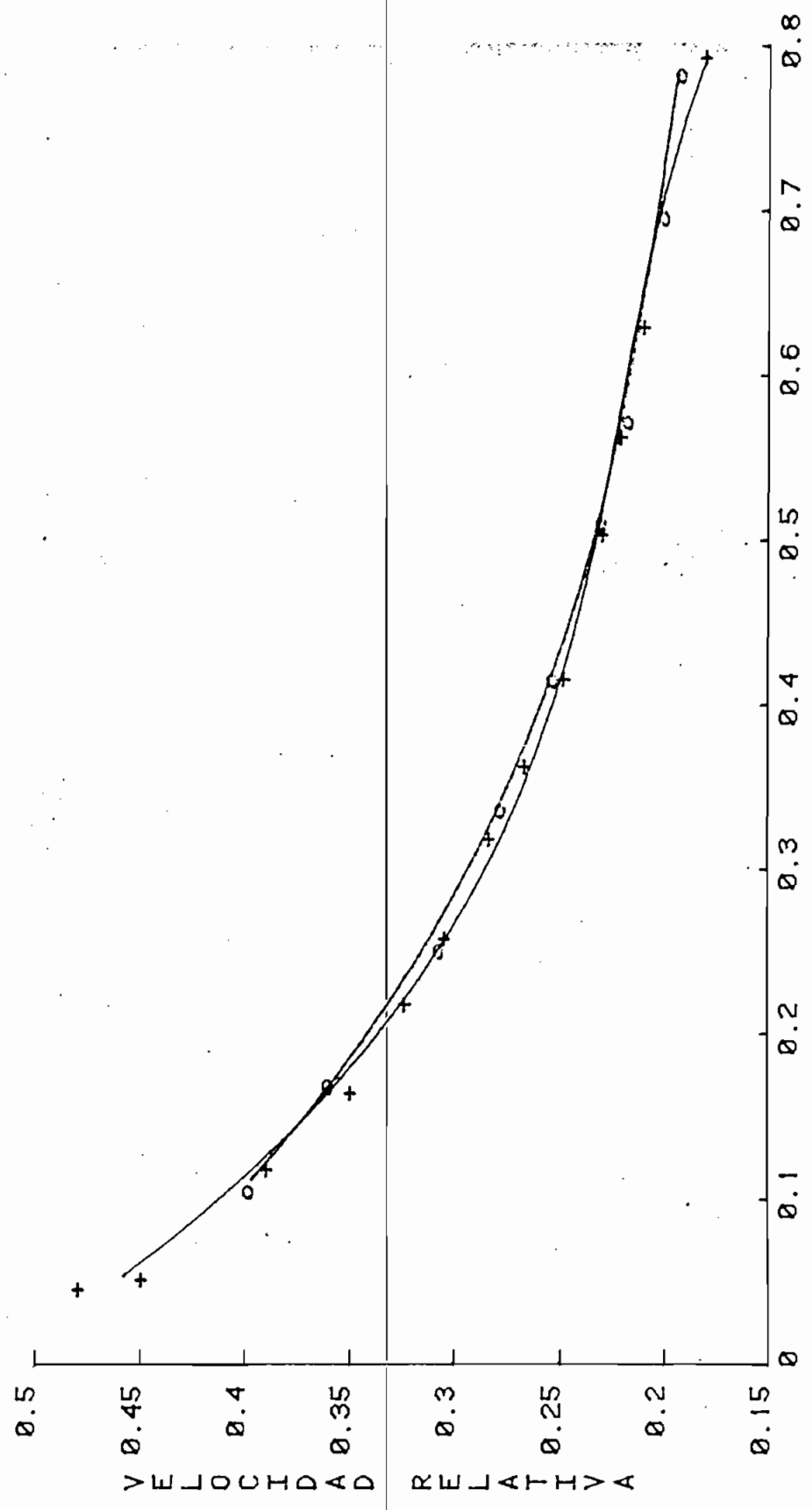
VELOCIDAD RELATIVA

GF. 4.6: $[I / I_n] = f [W / W_n]$; $V_0 = 60 (V)$



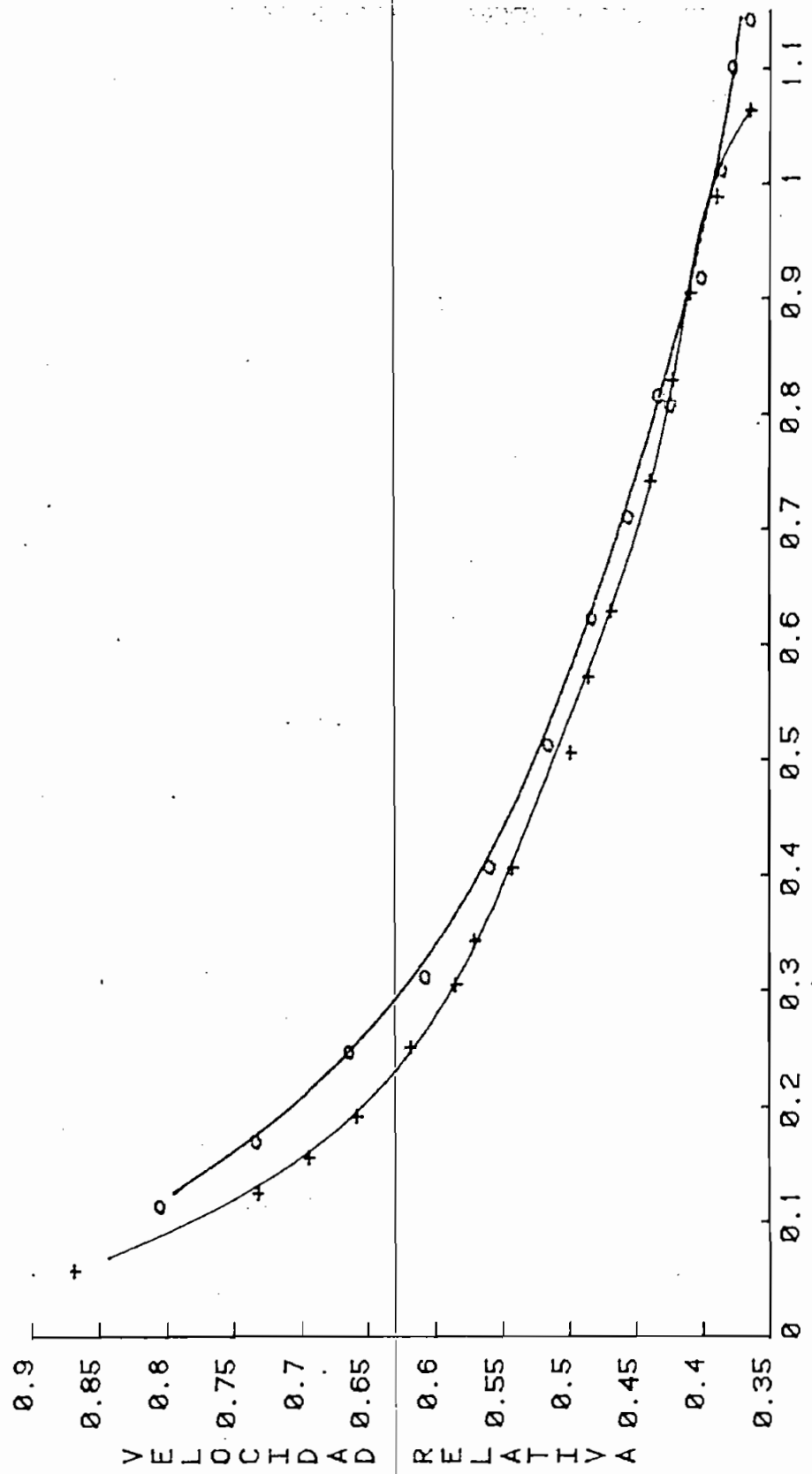
VELOCIDAD RELATIVA

G.F. 4.7: $[W / W_n] = f [T / T_n]$; $V_a = 2.4$ (CV)



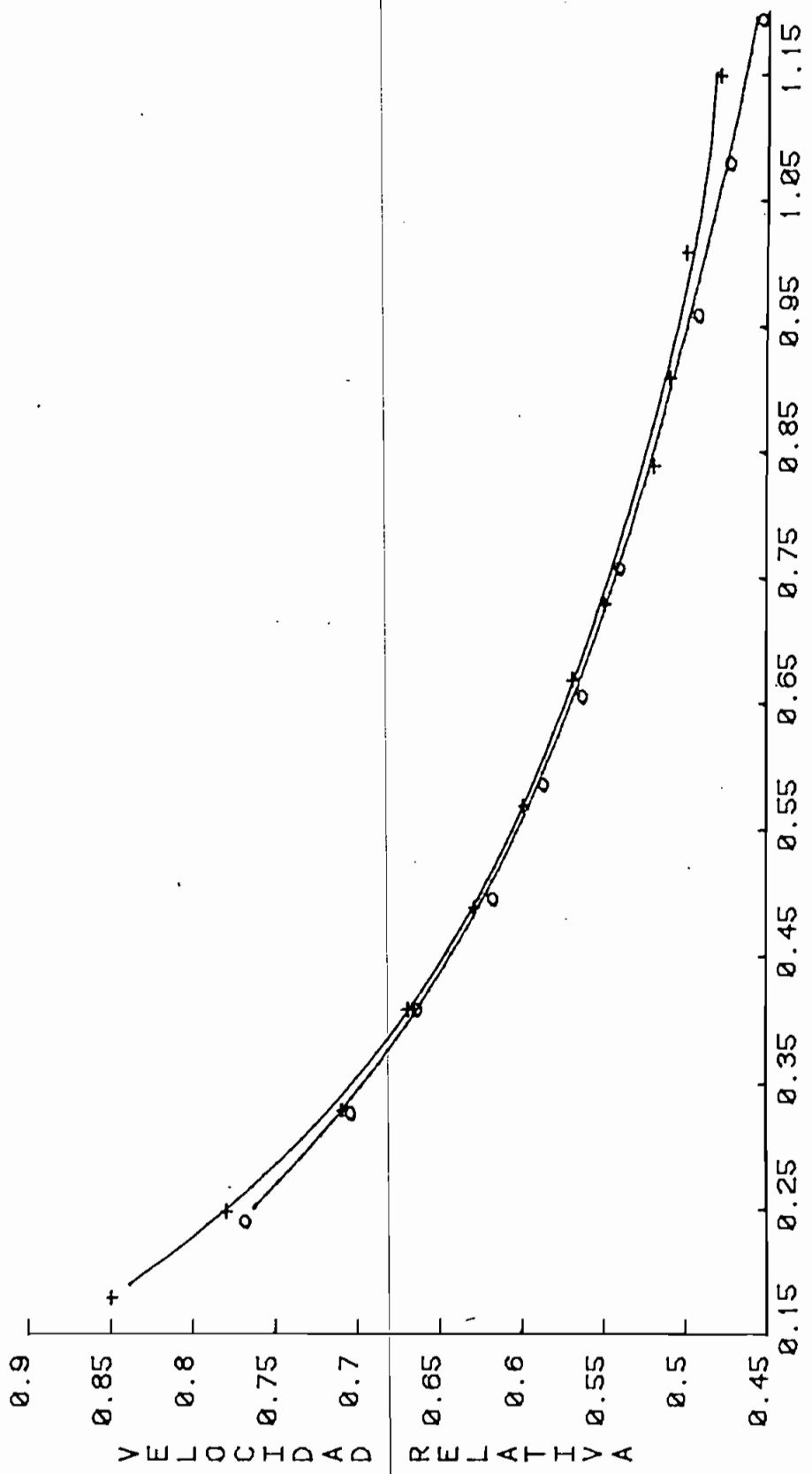
TORQUE RELATIVO

G F. 4.8: $[W / W_n J] = f [T / T_n J, V_a = 48V$



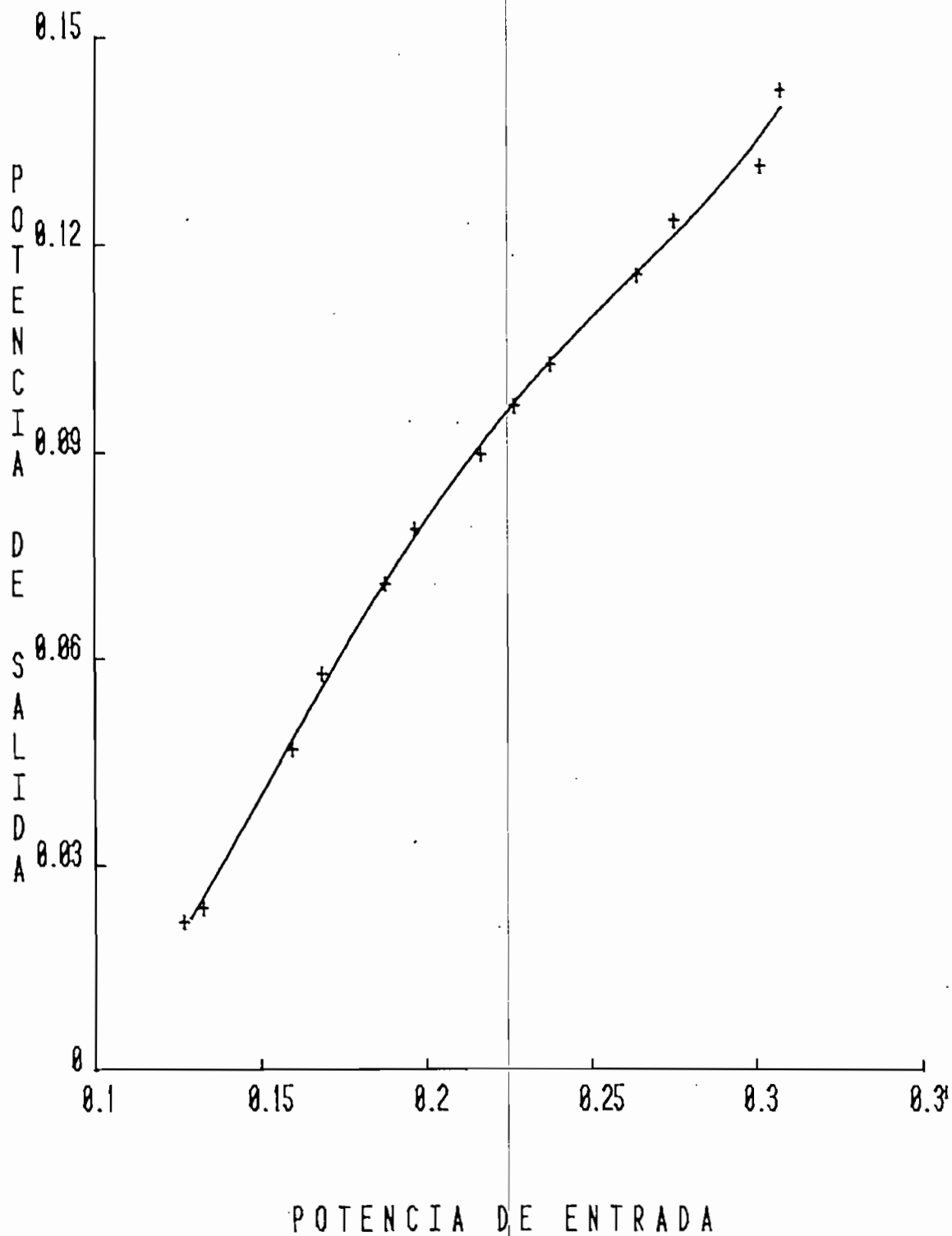
TORQUE RELATIVO

G.F. 4.9: $[W / W_n] = f [T / T_n]$, $V_a = 60$ (V)

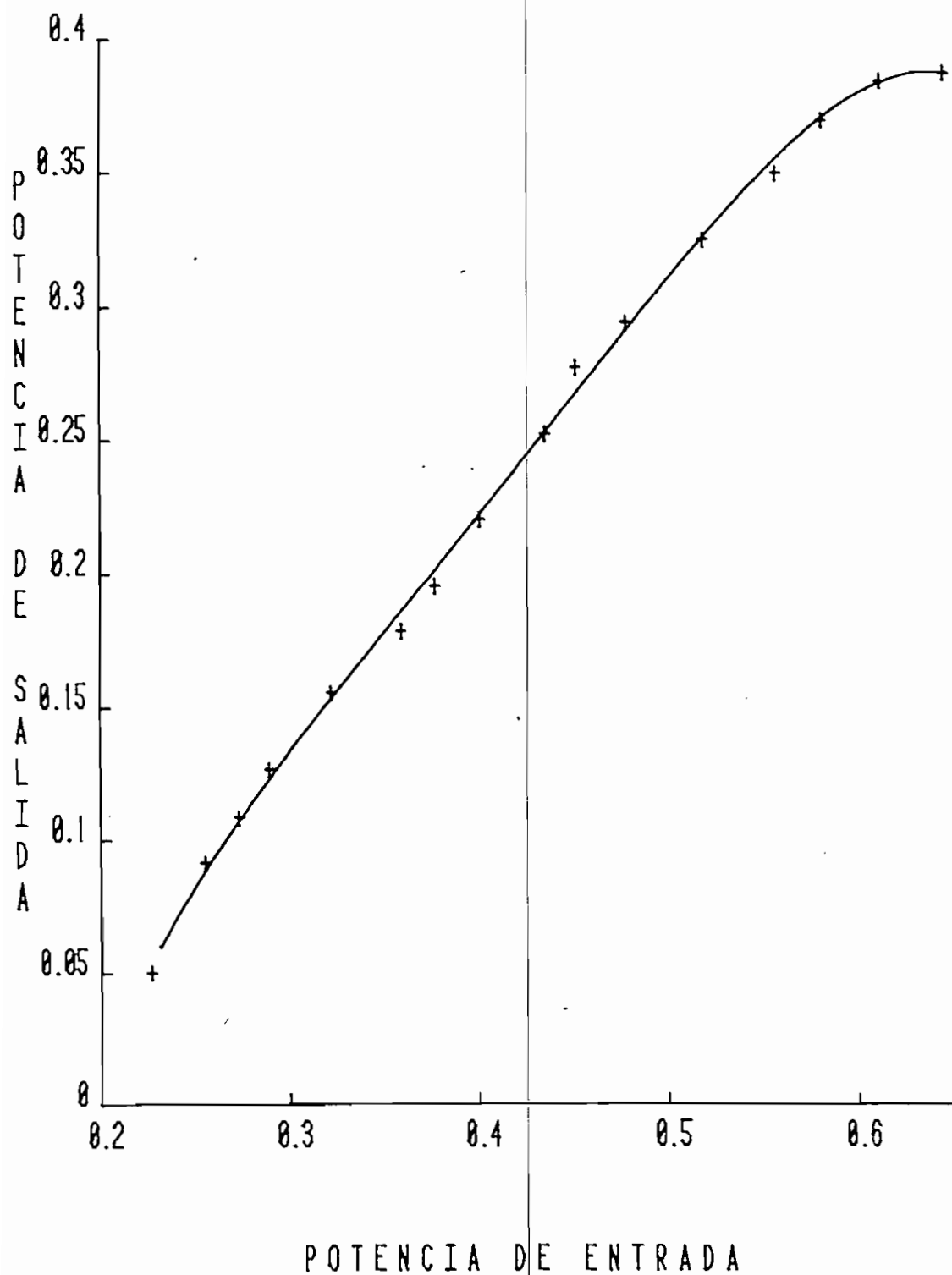


TORQUE RELATIVO

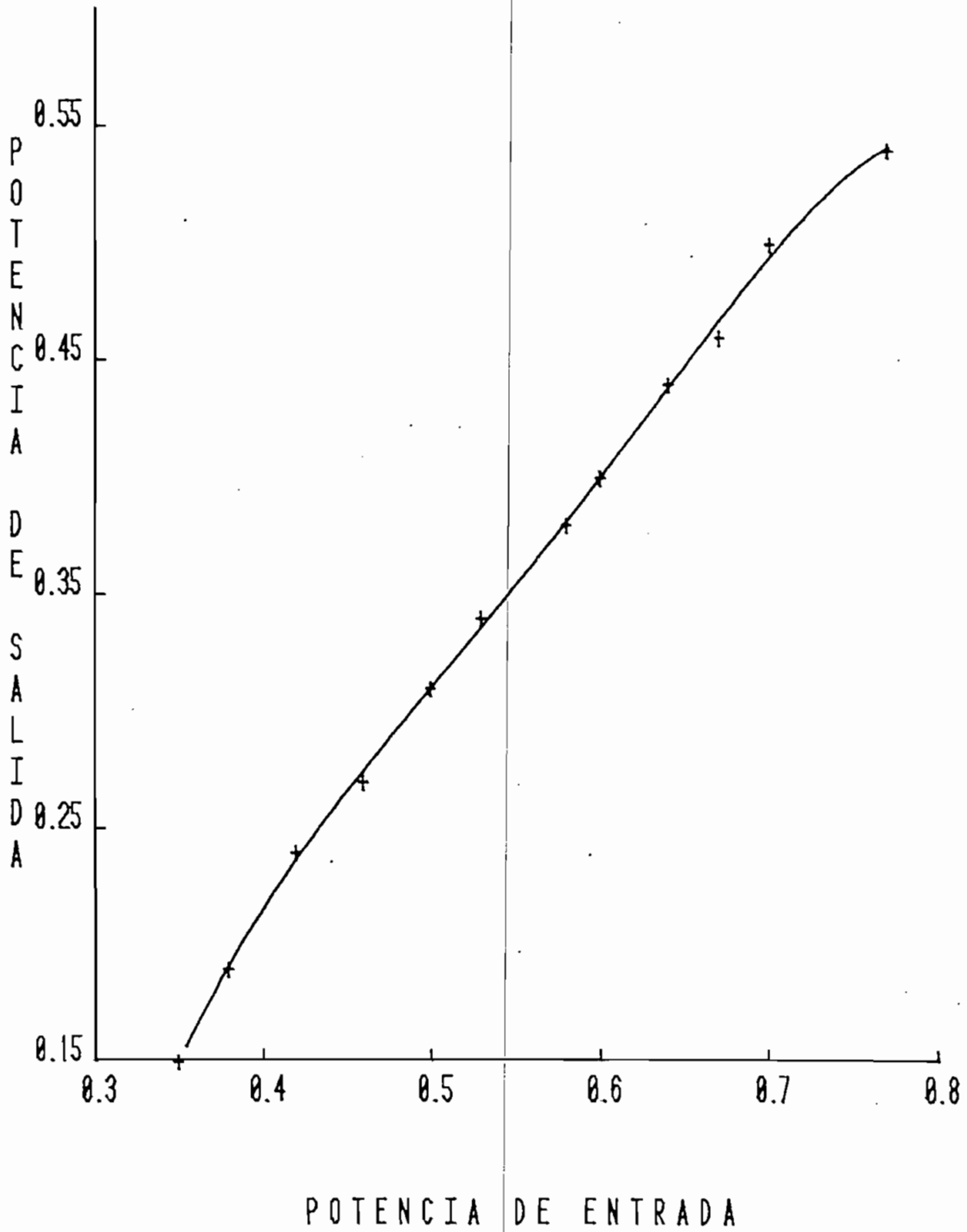
G.F. 4.10: $[P_{out} / P_n] = f [P_{in} / P_{in-n}] ; V_a = 24 (V)$



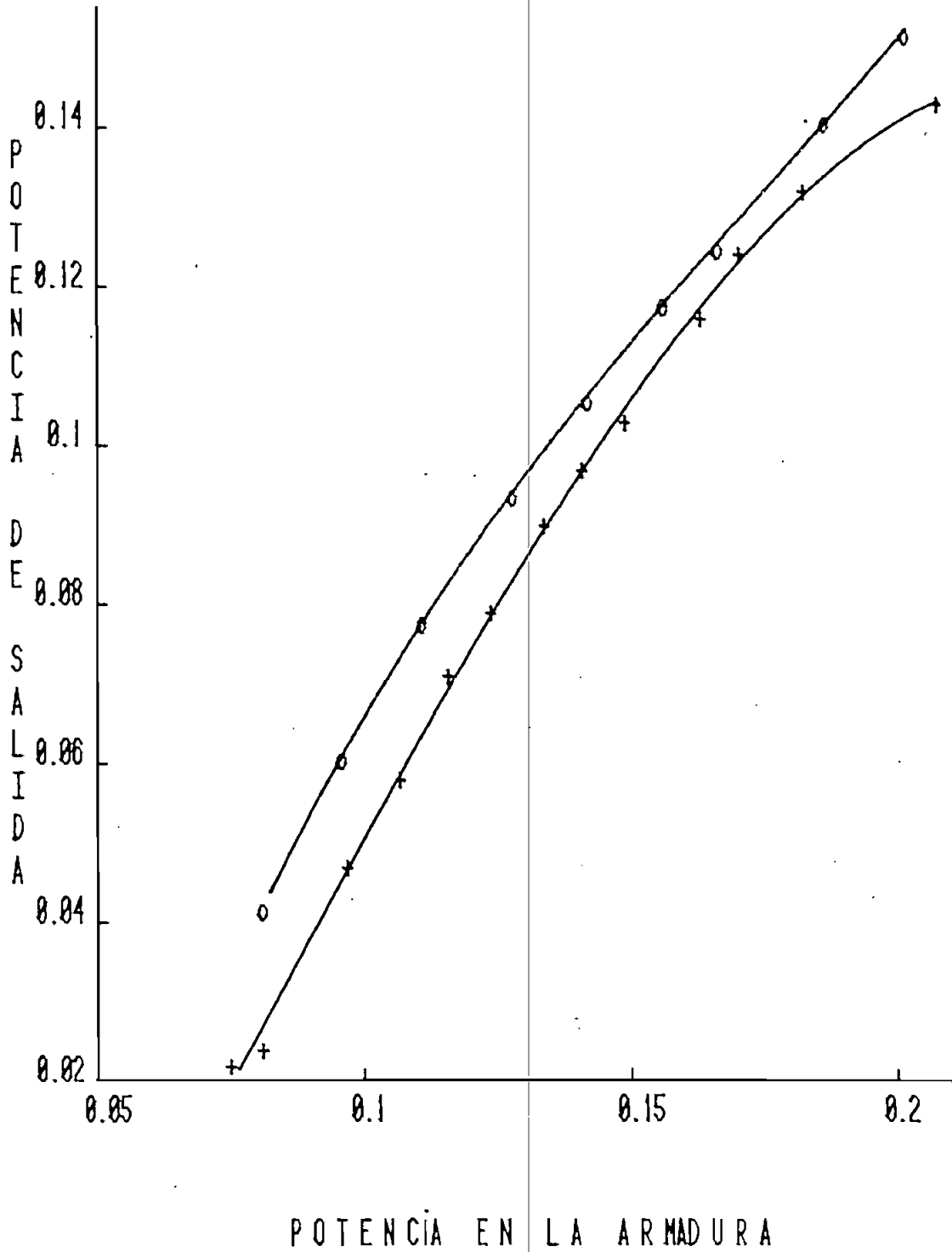
6 F. 4.11: $[P_{out} / P_n] = f [P_{in} / P_{in n}] ; V_a = 48 (V)$



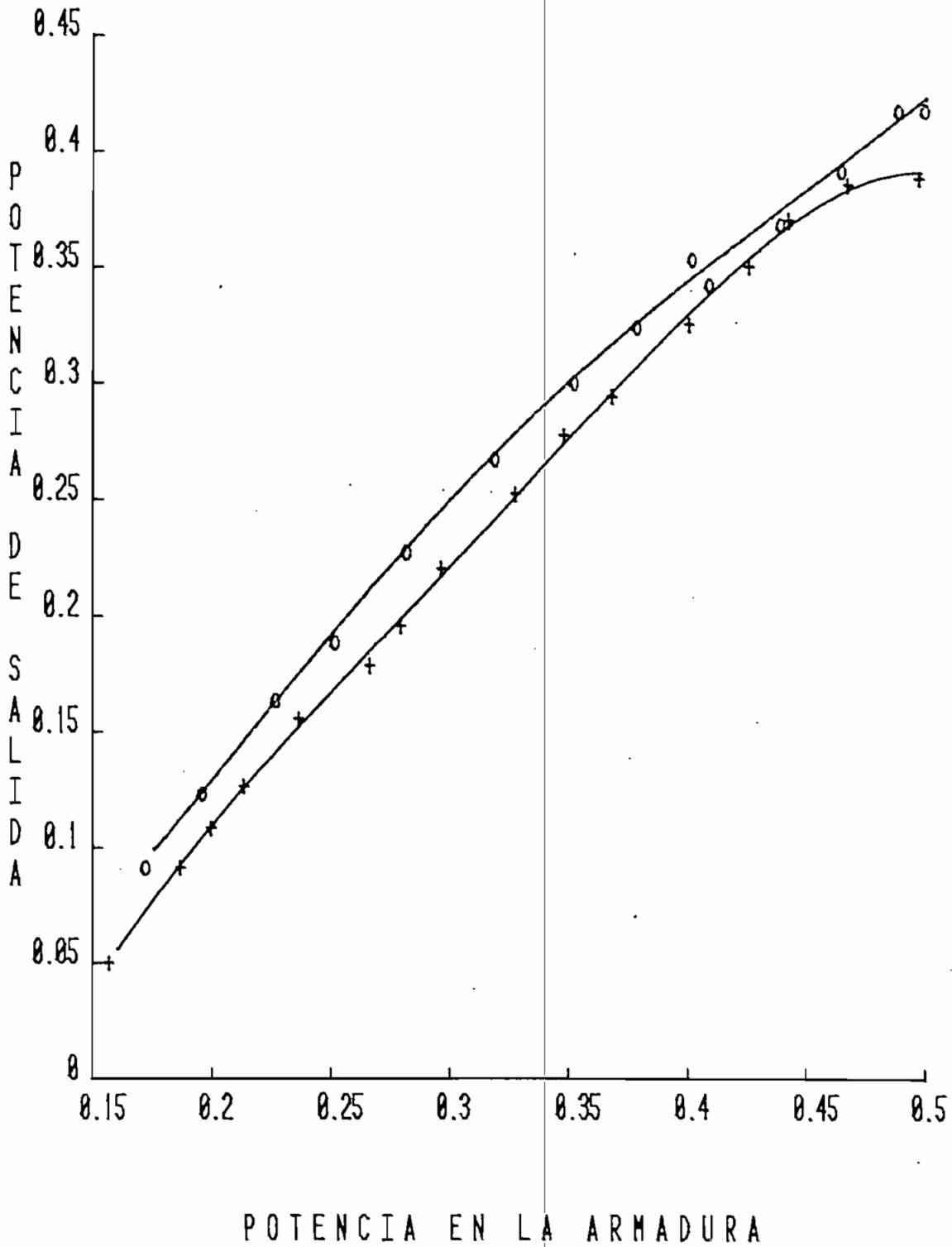
G F. 4.12: $[P_{out} / P_n] = f [P_{in} / P_{in n}] ; V_a = 60 (V)$



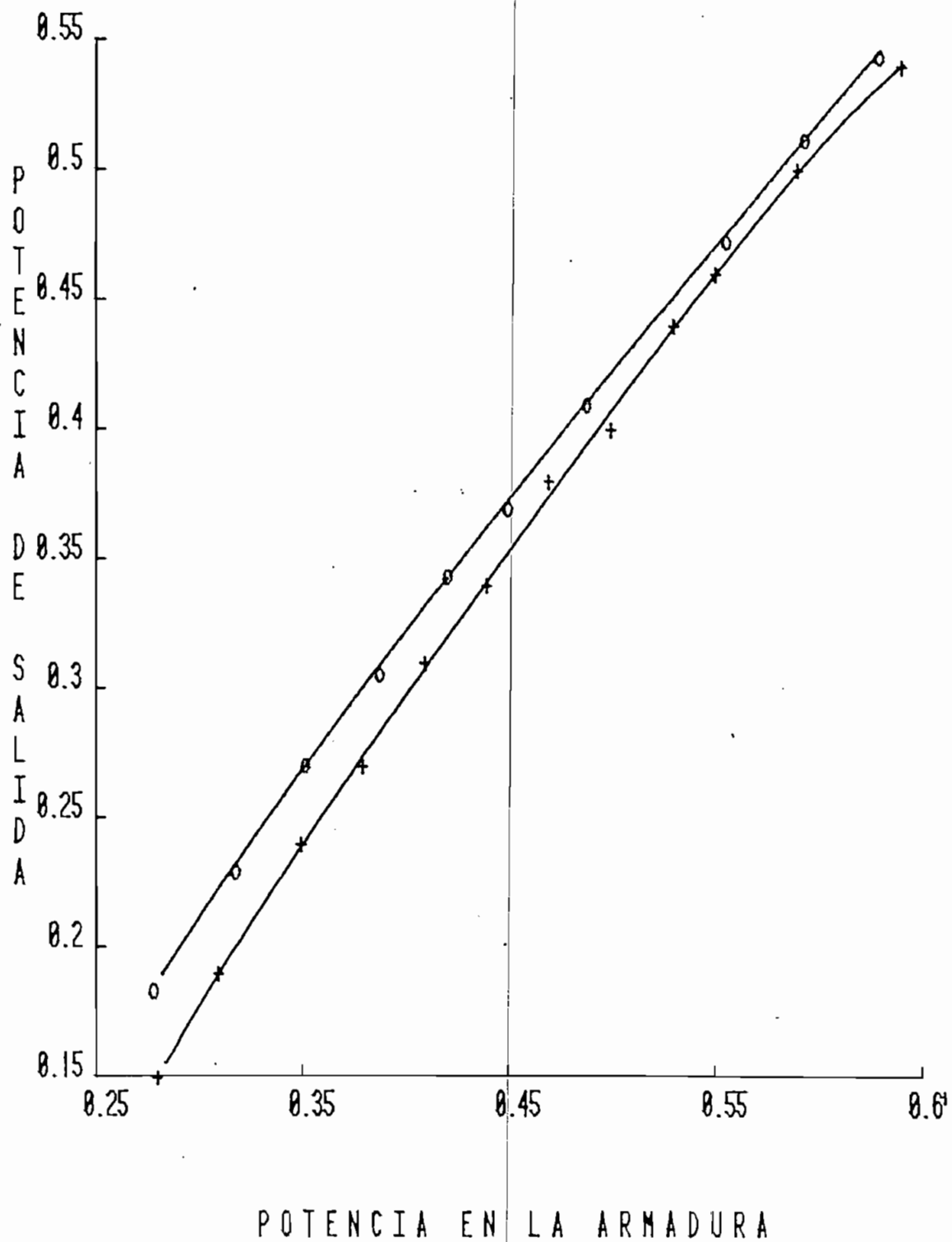
G F. 4.13: $[P_{out} / P_n] = f [P_{arm} / P_{in n}] ; V_a = 24 (V)$



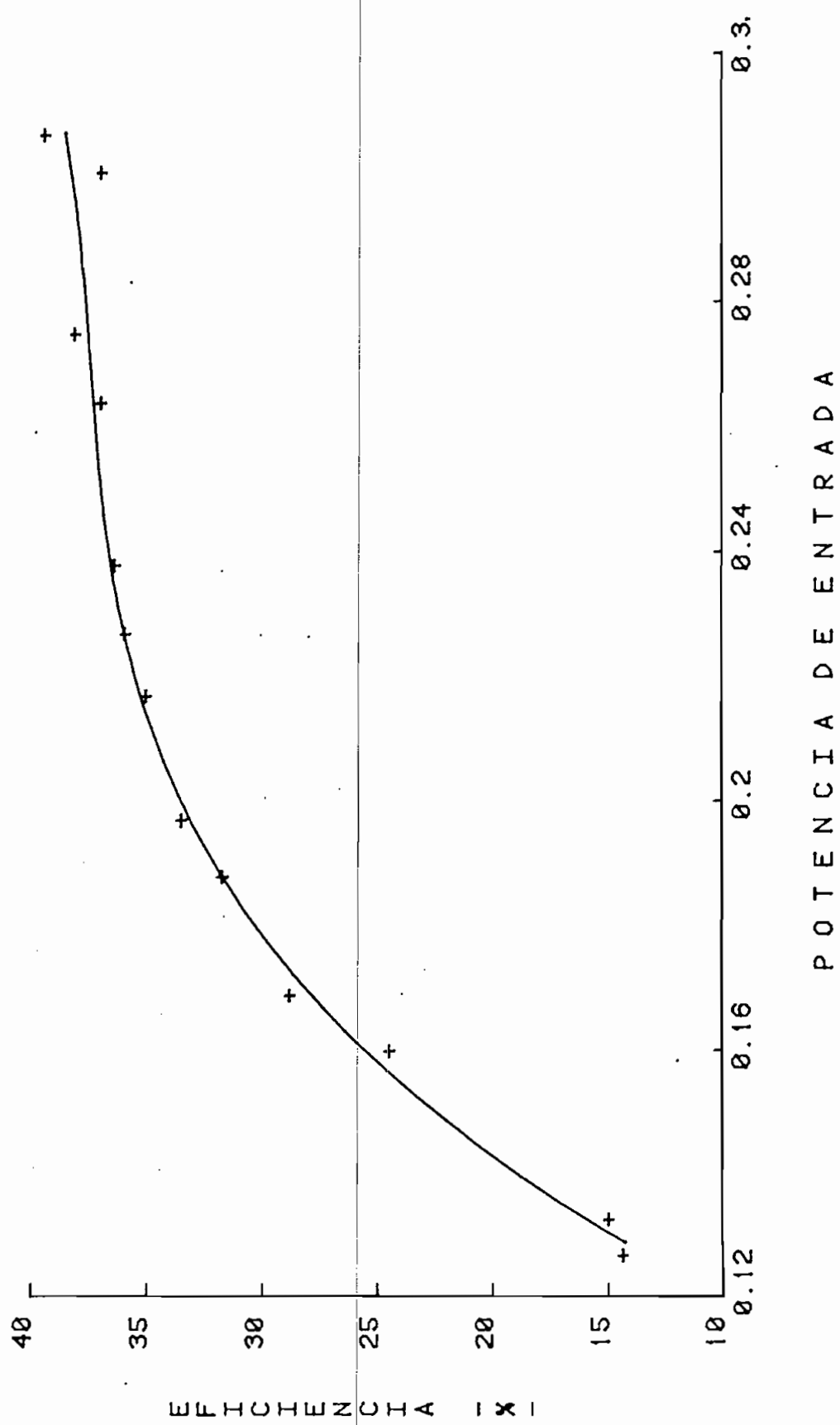
6 F. 4.14: $[P_{out} / P_n] = f [P_{arm} / P_{in n}] ; V_a = 48 (V)$



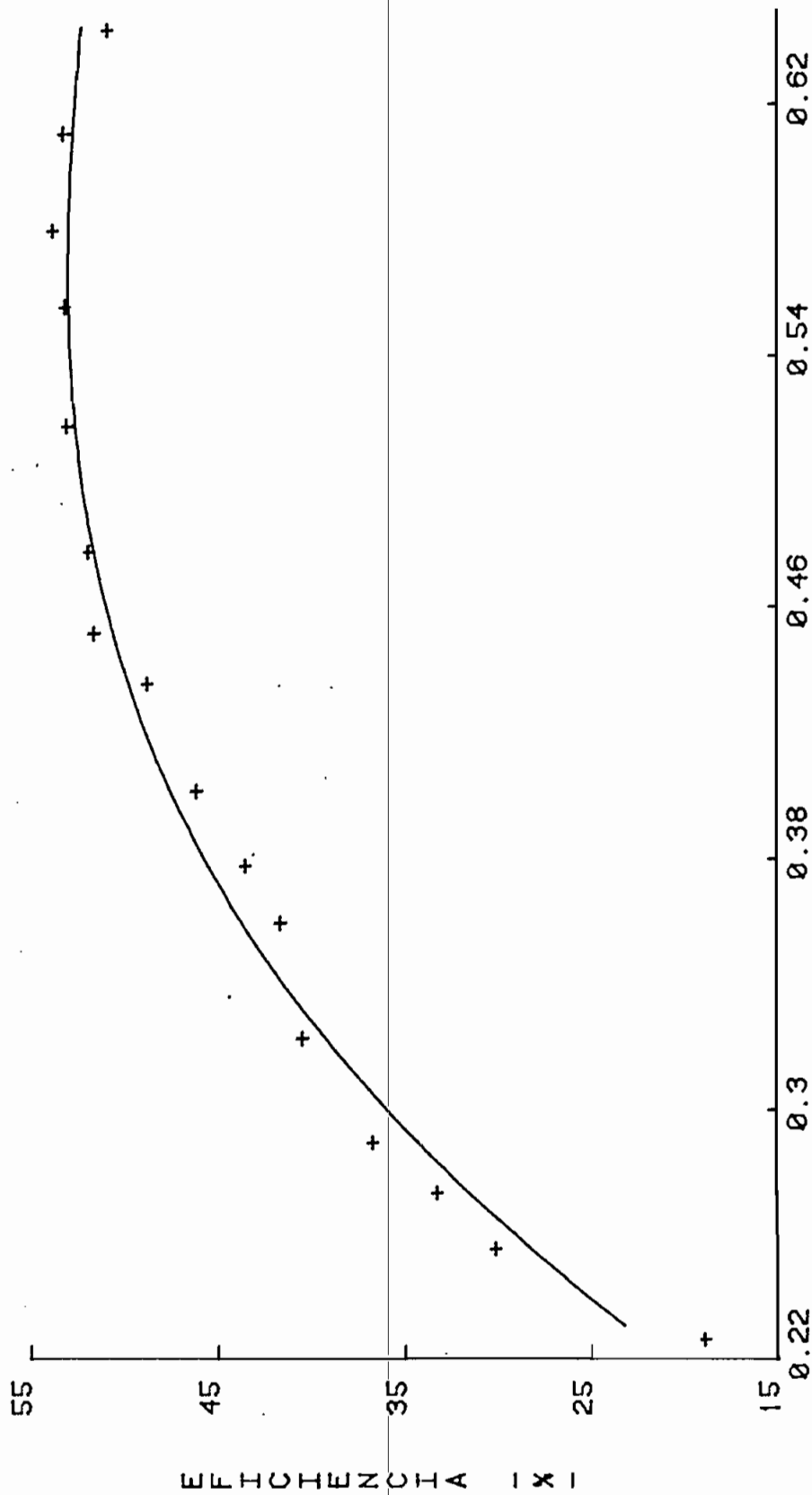
G.F. 4.15: $[P_{out} / P_n] = f [P_{arm} / P_{in n}] ; V_a = 60 \text{ (V)}$



GF. 4.16: EFICIENCIA DEL SISTEMA $V_a = 24$ (V)

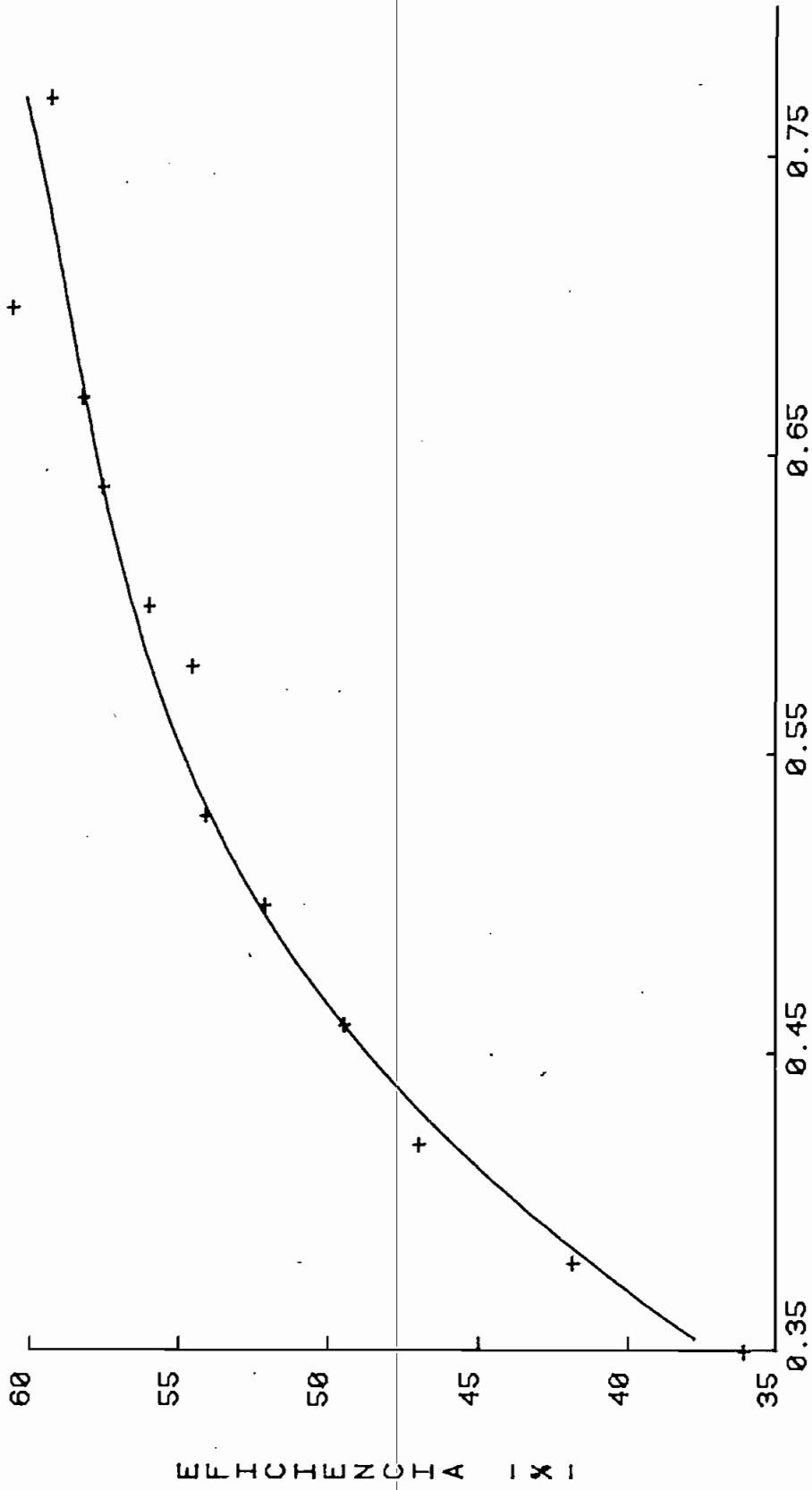


GF. 4.17: EFICIENCIA DEL SISTEMA; $V_a = 48$ (V)

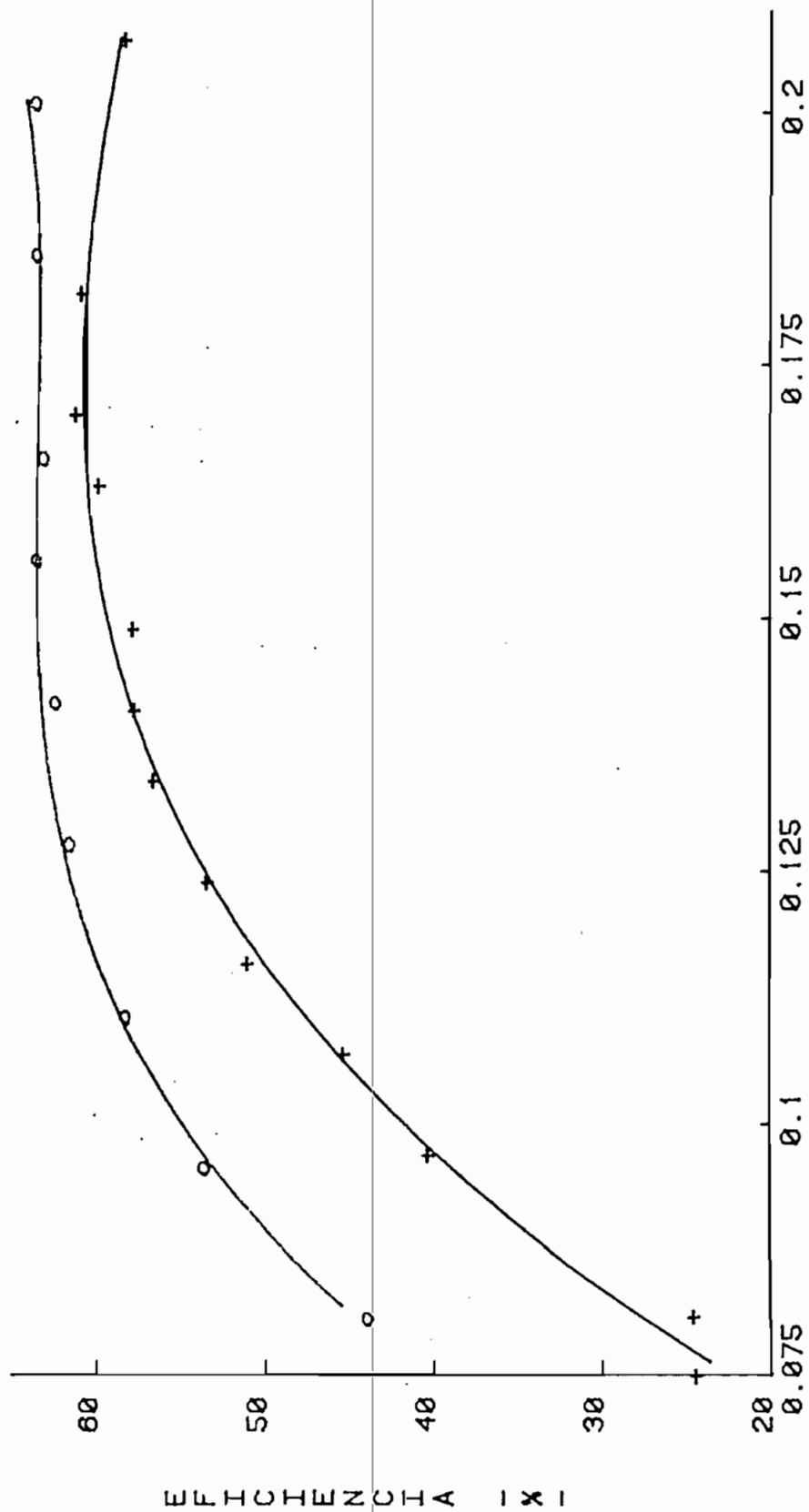


POTENCIA DE ENTRADA RELATIVA

GF. 4.18: EFICIENCIA DEL SISTEMA; $V_a = 60$ (V)



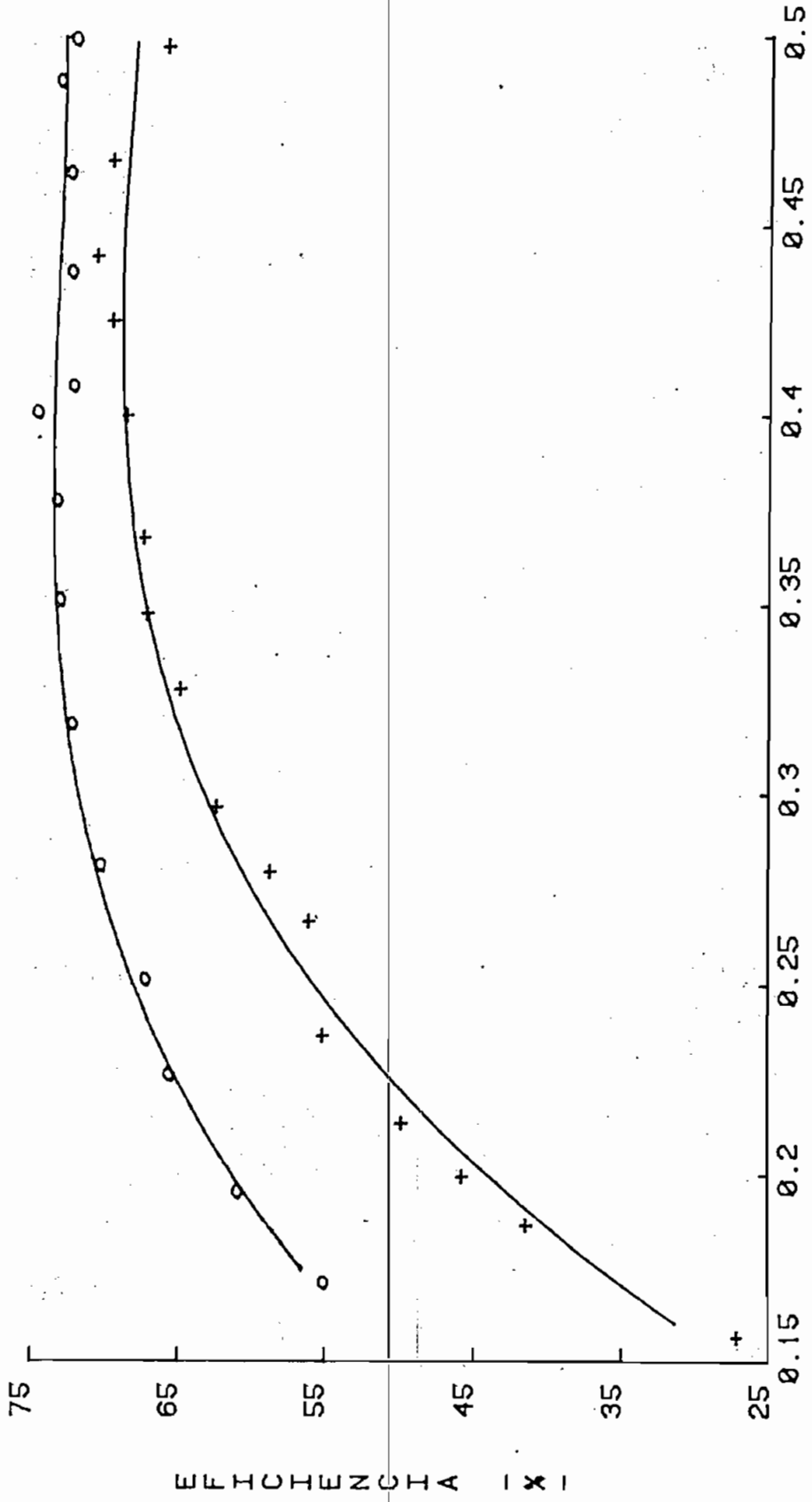
POTENCIA DE ENTRADA RELATIVA

G F. 4.19: EFICIENCIA DEL MOTOR; $V_a = 24$ (V)

POTENCIA DE ARMADURA RELATIVA

EFICIENCIA (%)

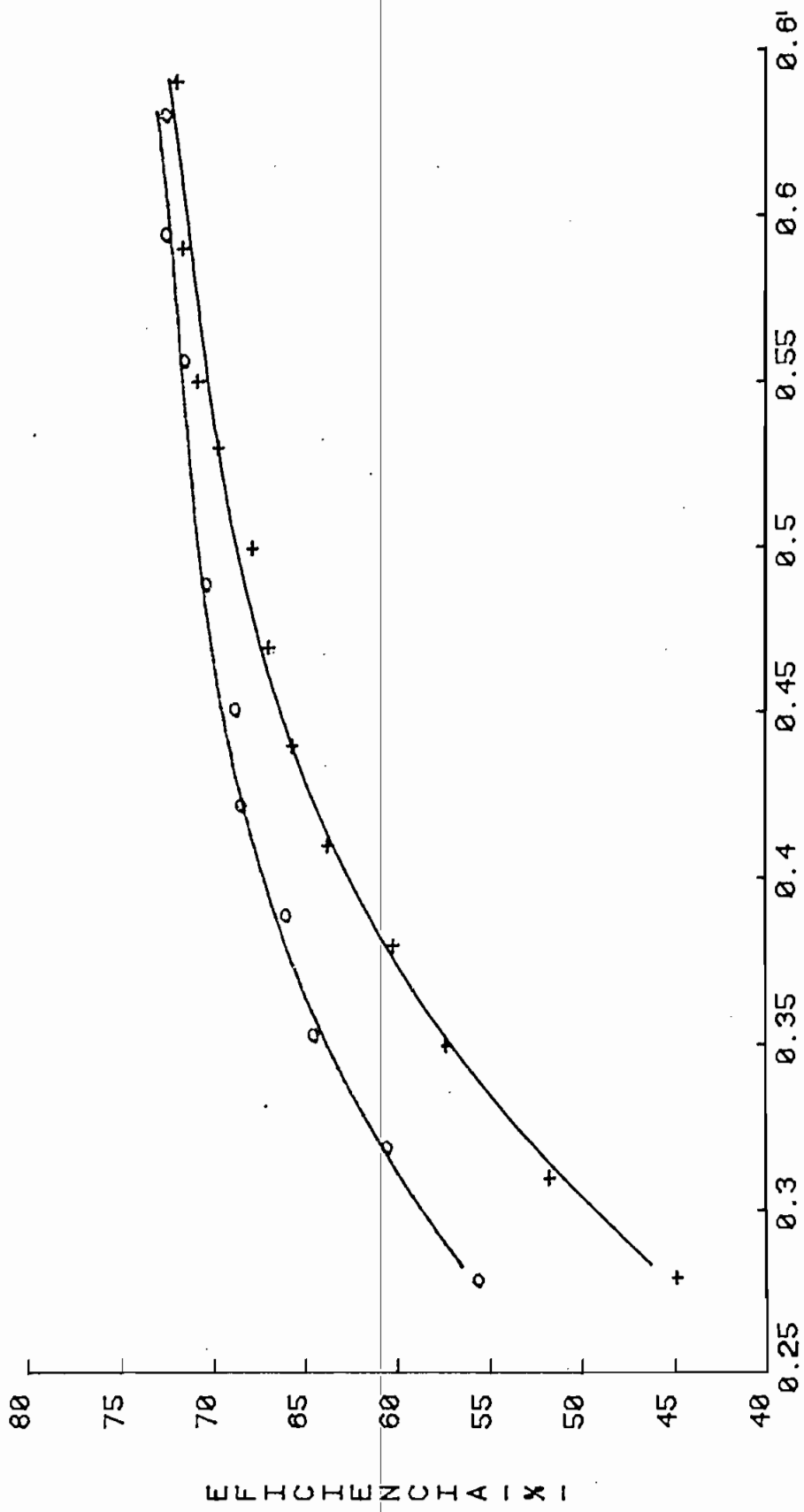
GF. 4.20: EFICIENCIA DEL MOTOR; $V_0 = 48$ (V)



POTENCIA DE ARMADURA RELATIVA

EFICIENCIA - % -

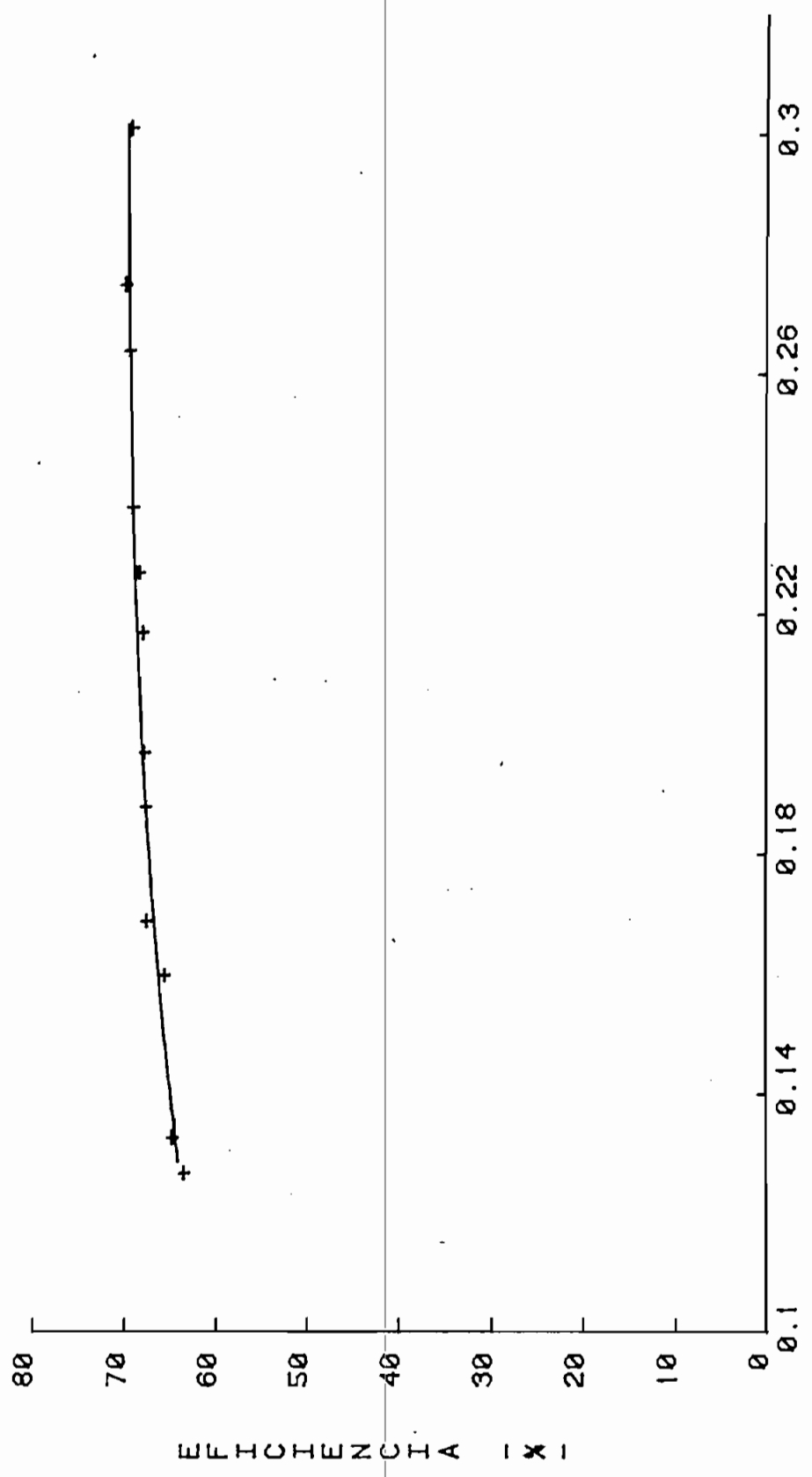
GF. 4.21: EFICIENCIA DEL MOTOR; $V_0 = 60$ (V)



POTENCIA DE ARMADURA RELATIVA

EFICIENCIA (%)

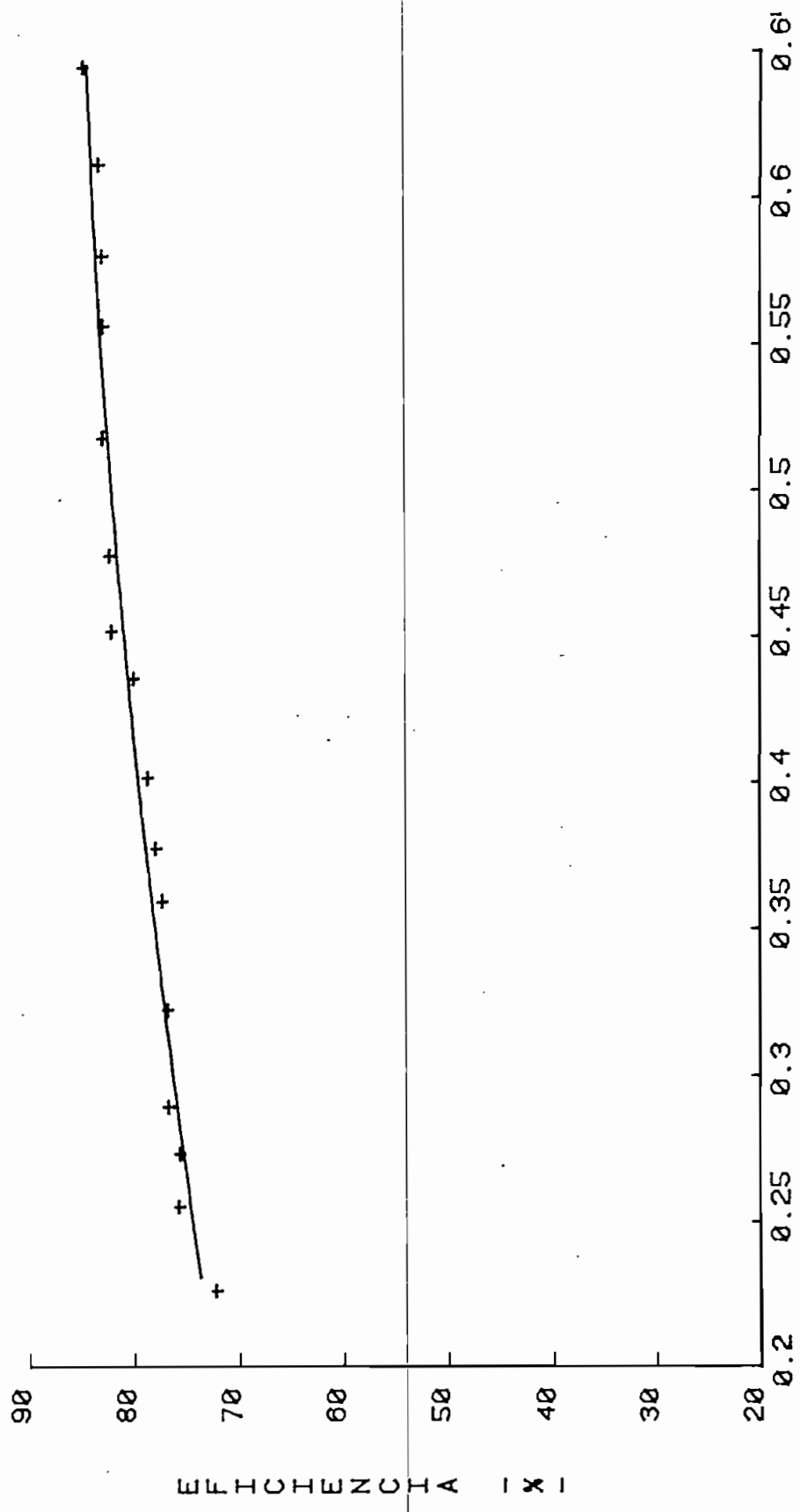
GF. 4.22: EFICIENCIA DEL TROCEADOR ; $V_0 = 24$ (V)



POTENCIA DE ENTRADA RELATIVA

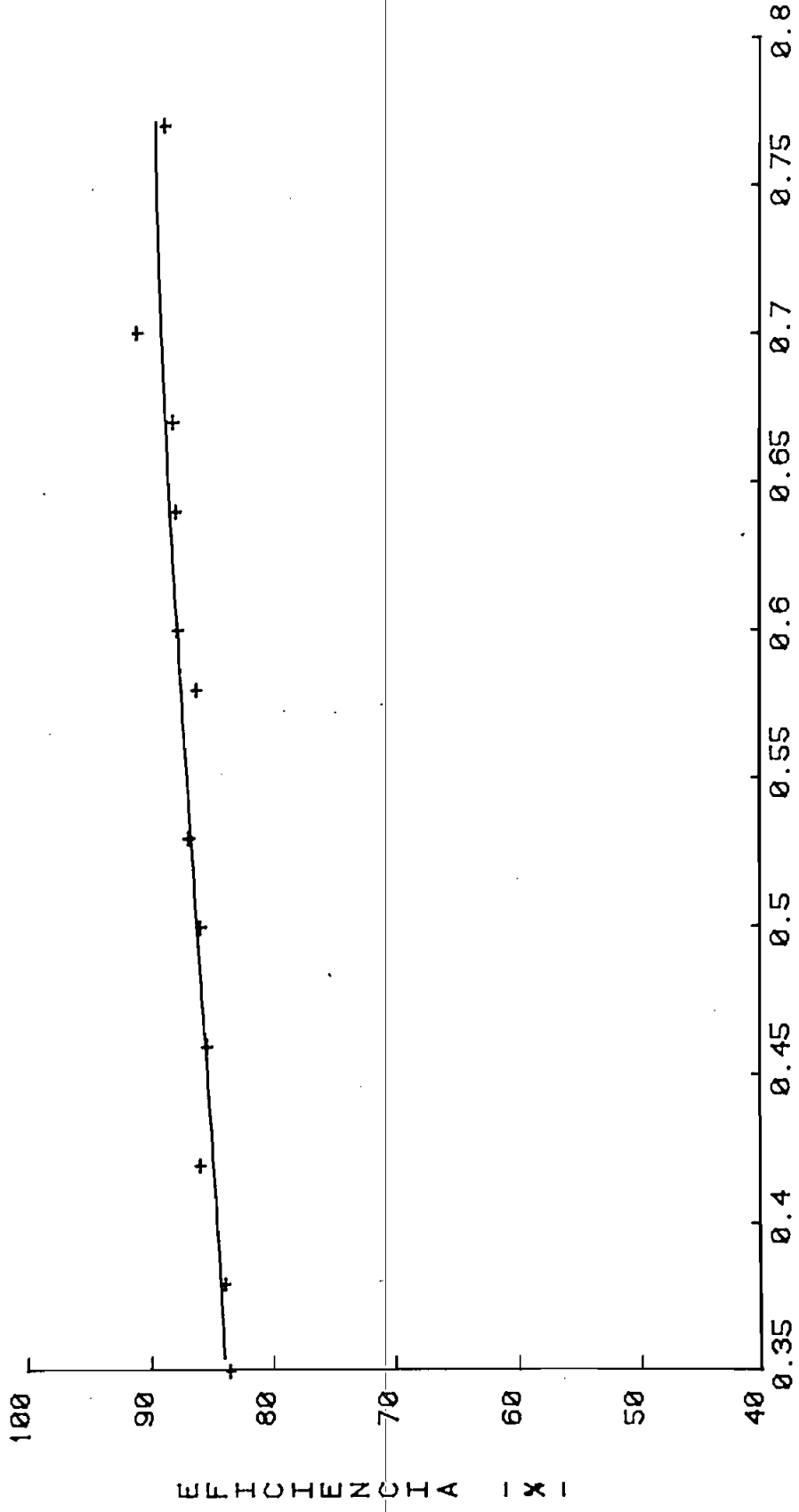
EFICIENCIA - X -

GF. 4.23: EFICIENCIA DEL TROCEADOR ; $V_a = 4.8$ (V)



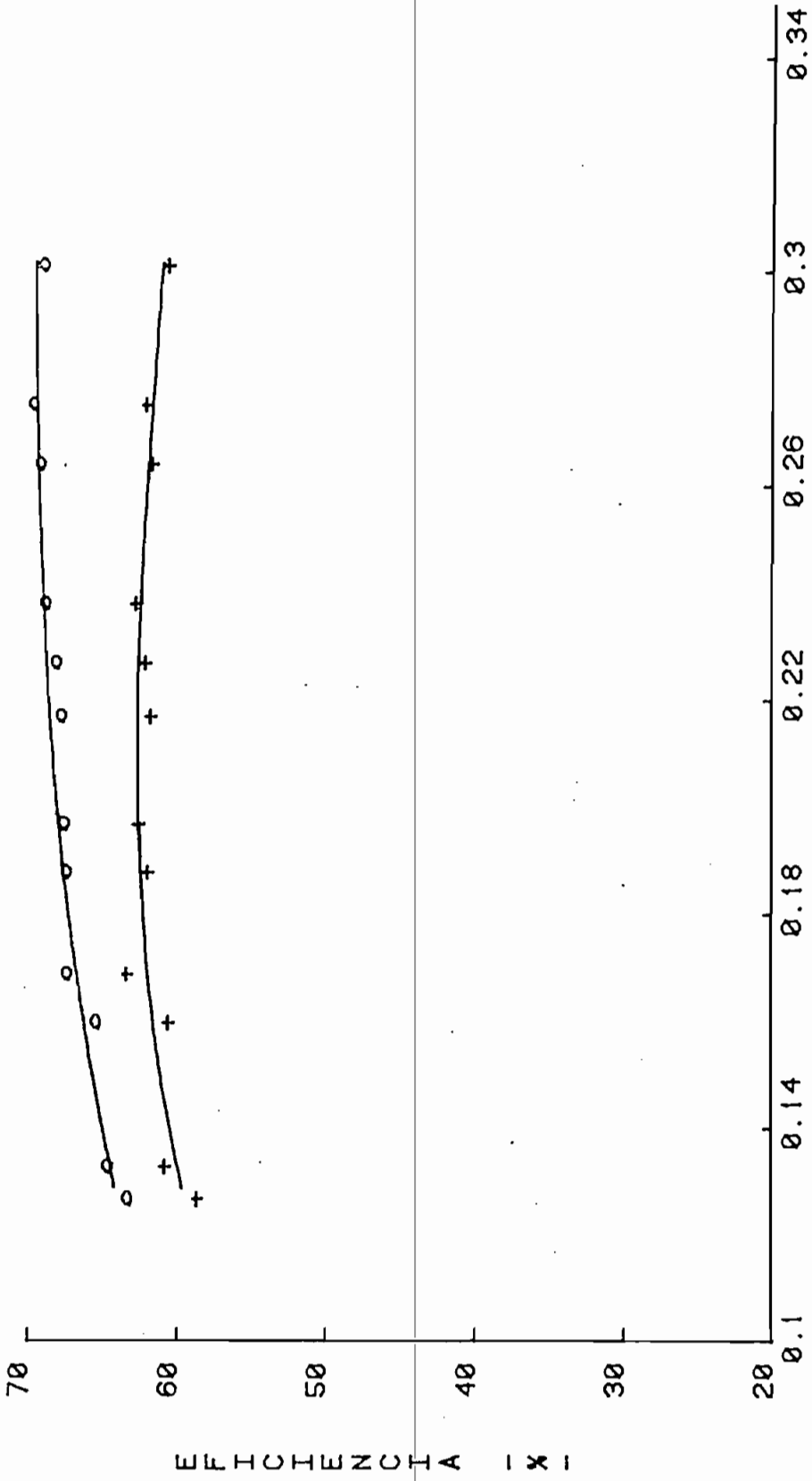
POTENCIA DE ENTRADA RELATIVA

GF. 4.24: EFICIENCIA DEL TROCEADOR; $V_a = 6 \text{ } \theta \text{ (V)}$



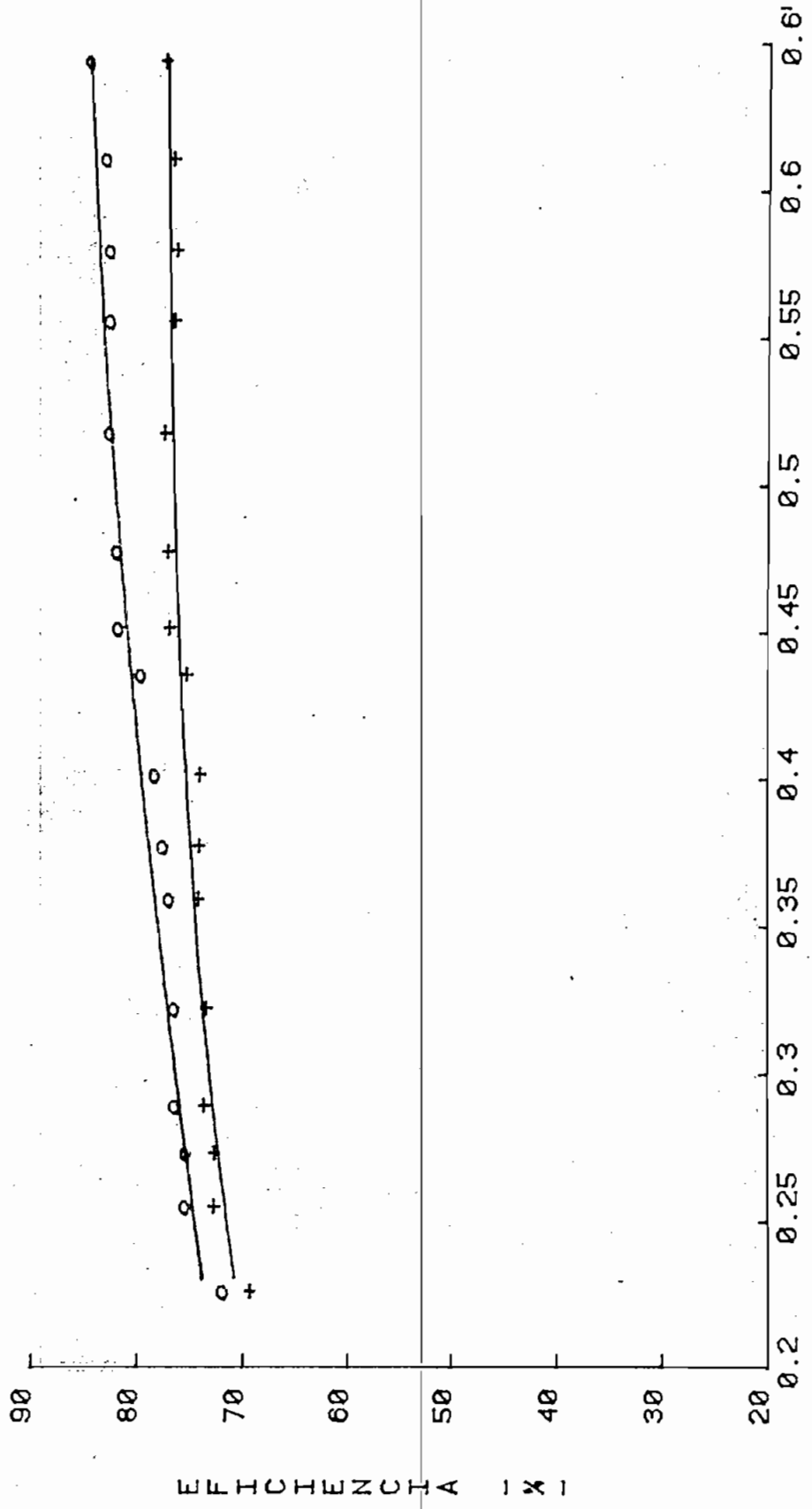
POTENCIA DE ENTRADA RELATIVA

G F. 4.25: EFICIENCIA DEL TROCEADOR CON EL CHOQUE; $V_0 = 2.4$ (CV)



POTENCIA DE ENTRADA RELATIVA

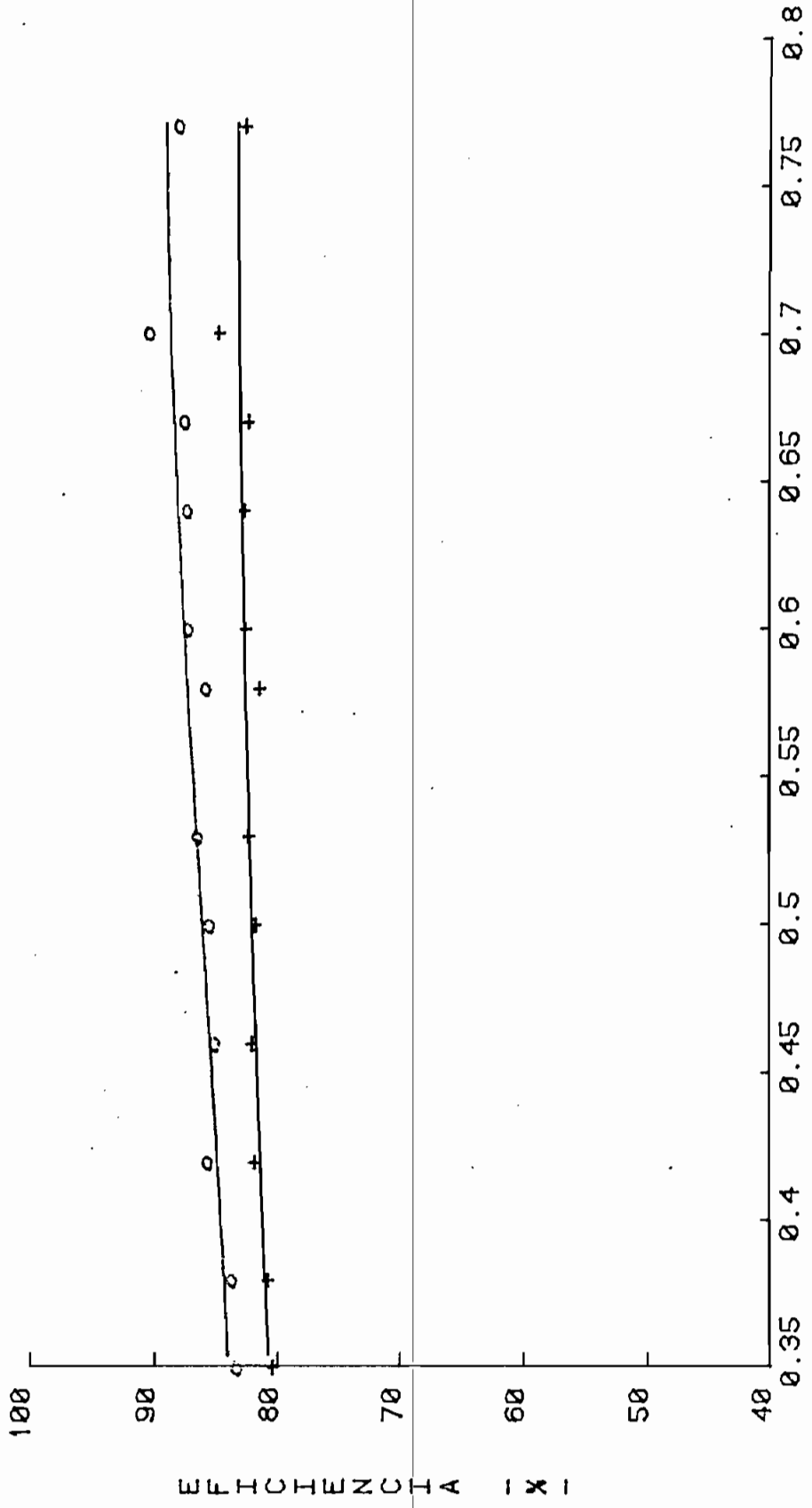
GF. 4.26: EFICIENCIA DEL TROCEADOR CON EL CHOQUE ; $V_0 = 4.8$ (V)



POTENCIA DE ENTRADA RELATIVA

EFICIENCIA - % -

GF. 4.27: EFICIENCIA DEL TROCEADOR CON EL CHOQUE ; $V_a = 60$ (V)



POTENCIA DE ENTRADA RELATIVA

EFICIENCIA - X -

CAPITULO V

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1.- CONCLUSIONES.-

Los resultados obtenidos en el Capítulo IV , demuestran que:

- 1.- El sistema de control digital funciona perfectamente.
- 2.- Que para el correcto funcionamiento del troceador es necesario que la carga tenga un mínimo valor de inductancia.
- 3.- Que la utilización del troceador en el control de la velocidad del motor, altera ligeramente las características de funcionamiento de la máquina.

5.2.- RECOMENDACIONES.

A pesar de los resultados positivos que ha arrojado el presente trabajo de tesis, caben algunas recomendaciones con el propósito de mejorar el funcionamiento del sistema mismo, así como también con el propósito de lograr una mayor comprensión del comportamiento del troceador y de la carga al ser acoplados.

- 1.- El circuito de control digital puede ser reducido si se aprovechan todas las entradas de disparo de los monoestables utilizados.
- 2.- Con el propósito de obviar las molestias causadas por la descalibración en los tiempos de retardo de los monoestables, debería bus

carse la posibilidad de implementar un circuito sincrónico, que aunque más complejo resultaría más confiable.

3.- En el plano teórico, es de desear que se implemente un programa de simulación digital que incluya las características del troceador y de la carga como un sistema único, de tal manera de poder predecir con precisión el comportamiento del sistema.

Para esto, es menester resolver el sistema de ecuaciones diferenciales no lineales que se presenta en tal caso, lo cual es factible únicamente mediante métodos numéricos.

Finalmente,

4.- Para que las investigaciones en el campo de los convertidores DC - DC y DC - AC, con los niveles de potencia manejados en la presente tesis, sean fructíferas, deberá dotarse al Laboratorio de Electrónica de Potencia de una fuente regulada de voltaje de alta capacidad de corriente que incluya todas las protecciones pertinentes. No es aconsejable continuar trabajando en este campo con el grupo Motor Generador del Laboratorio de Máquinas Eléctricas.

REFERENCIAS

- 1) Straughen, Dewan - Power Semiconductors circuit - John Wiley & Sons
N. Y. London - 1975, pág. 282.
- 2) General Electric - Semiconductor data handbook - General Electric -
New York - 1971 - págs. 275,913.
- 3) Velarde Guevara Jaime Edison - Control remoto de encendido y apagado
de N variables - Tesis de Grado - Quito - 1980 - pag, 72.
- 4) Texas Instrumets incorporated - The Linears Control Circuits Data
Book for Design Engineers - Texas Instruments Incorporated - First
Edition - Dallas - 1976 - pág. 85,295.
- 5) National Semiconductor corporation - Linear Data Book - National Semi
conductor - 1978 - pág. 9-30.
- 6) Texas Instruments incorporated - The TTL Data Book for Design Engineers-
Texas Instruments Incorporated - Dallas - 1973 - pág. 138.
- 7) Palacios Alvarez José - Diseño y construcción de un vehículo con trac
ción eléctrica - Tesis de Grado - Quito - 1981 - pág. 51.
- 8) López Merinó Pablo - Control de torque y velocidad de un motor DC por
medio de un circuito troceador tipo Jones - Tesis de Grado - Quito -
1982 - pág. 54.
- 9) Sugandhi Sugandhi - THYRISTORS Theory and Applications - Wiley Eas-

tern Limited - New Delhi - 1981 - pág. 164.

- 10) Mita Ray and Asik K. Datta - Optimun Design of Conmutation circuit in a Thyristor chopper for DC Motor Control - IEEE Transactions on industrial Electronics and Control instrumentation - VOL - IECI - 23 N° 2, May 1976.
- 11) CRC - Standard Mathematical Tables - CRC Press - Twenty - second Edition - 1974.

APENDICE

ESPECIFICACIONES

HIGH SPEED Silicon Controlled Rectifier

600 Volts

120 A RMS

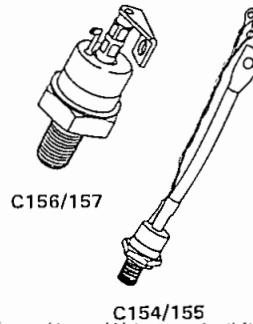
C154, C156

C155, C157

The General Electric C154, C155 Series of Silicon Controlled Rectifiers are reverse blocking triode thyristors designed primarily for power switching from 60-1000 Hz. This rugged SCR has been proven by 6 years field experience in applications like Battery Vehicle choppers, PWM motor controls, uninterruptible power supplies, and inverters.

For efficient operation in high speed applications, the C154/C155 SCR provides a superior mix of capabilities:

- Forward and reverse blocking voltage to 600 volts
- 10 μ sec turn-off-time maximum (C154) with shorter turn-off-times available from factory on special request
- High di/dt and dv/dt at rated frequency
- Low switching losses



MAXIMUM ALLOWABLE RATINGS

Types	Repetitive Peak Off-State Voltage, V_{DRM} $T_C = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	Repetitive Peak Reverse Voltage, $V_{RRM(1)}$ $T_C = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	Non-repetitive Peak Reverse Voltage, $V_{RRM(1)(2)}$ $T_C = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$
C154A, C155A, C156A, C157A	100 Volts	100 Volts	200 Volts
C154B, C155B, C156B, C157B	200	200	300
C154C, C155C, C156C, C157C	300	300	400
C154D, C155D, C156D, C157D	400	400	500
C154E, C155E, C156E, C157E	500	500	600
C155M, C157M	600	600	650

(1) Ratings apply for zero or negative gate voltage. Maximum case to ambient thermal resistance for which maximum V_{DRM} and maximum V_{RRM} ratings apply equals 1.1°C/watt.

(2) Half sine wave voltage pulse. 10 millisecond maximum duration.

Peak Positive Anode Voltage	None*
RMS On-State Current, $I_{T(rms)}$	110 Amperes
Average On-State Current, $I_{T(AV)}$	(See Charts)
Peak One Cycle Surge (non-rep) On-State Current, I_{TSM}	1,800 Amperes
I^2t (for fusing) for times ≥ 1.5 milliseconds.	9,500 Ampere ² seconds
I^2t (for fusing) for times ≥ 8.3 milliseconds	13,000 Ampere ² seconds
Critical Rate-of-Rise of On-State Current, di/dt, During Turn-On Interval	100 Amperes per microsecond**
Peak Gate Power Dissipation, P_{GM} . . . (Pulse Width = 10 μ sec)	400 Watts
Average Gate Power Dissipation, $P_{G(AV)}$	2 Watts
Peak Negative Gate Voltage, V_{GM}	20 Volts
Storage Temperature, T_{stg}	-40°C to +125°C
Operating Temperature, T_J	-40°C to +125°C
Stud Torque	150 Lb-in (Max), 125 Lb-in (Min) 175 Kg-cm (Max), 150 Kg-cm (Min)

* This SCR may be, non-repetitively, turned-on in the forward direction by exceeding the breakover voltage (V_{DRM}) with either a rapidly or slowly rising waveform. At breakover, di/dt must be limited to 20 amps/ μ sec and peak current to 1000 amperes.

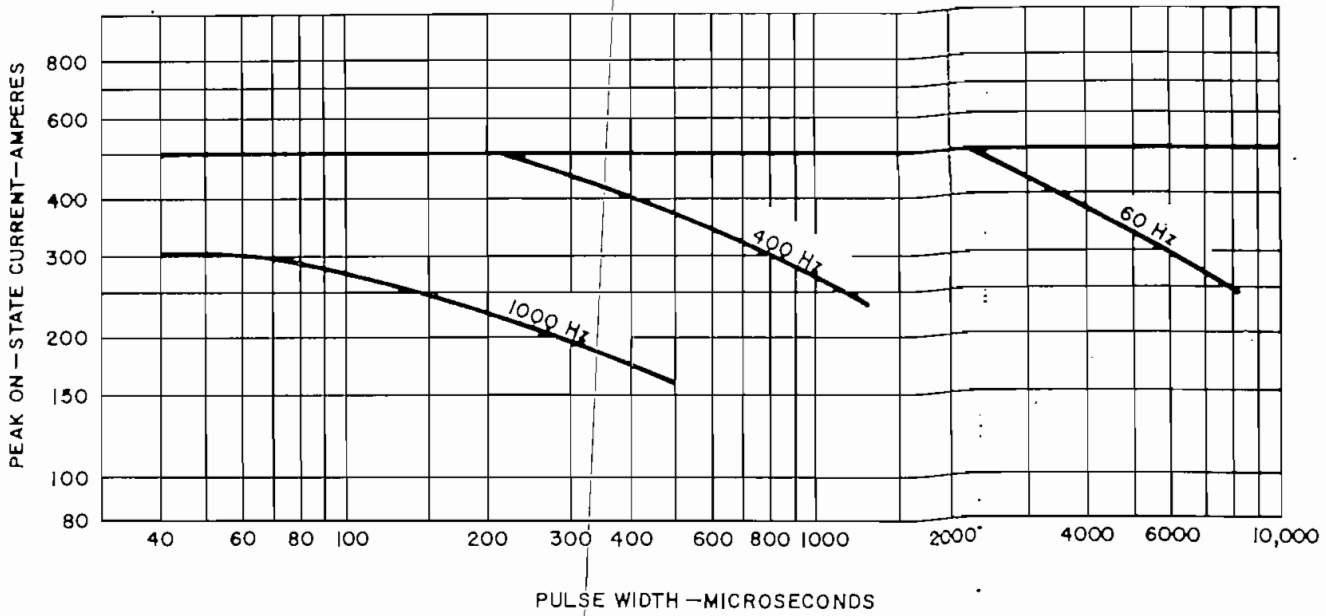
** Required trigger source—20 volts, 20 ohms; maximum switching voltage— V_{DRM} ; short-circuit gate supply current risetime—0.25 μ sec. (This short-circuit current may be measured with a TEKTRONICS current probe.) RC Snubber circuit used across SCR—(see Figure 6). di/dt rating is established in accordance with JEDEC Suggested Standard No. 7, Section 5.1.2.4. Immediately after each current pulse, off-state (blocking) voltage capability may be temporarily lost for durations less than the period of the applied pulse repetition rate. The pulse repetition rate for this test is 400 Hz. The duration of the JEDEC di/dt test condition is 5.0 seconds (minimum). di/dt up to 100 amps/ μ sec at specified gate drive and switching voltage is part of the rectangular current wave ratings (see rating curves of Figures 12 through 35.) This is a repetitive, long term rating confirmed by life test.

CHARACTERISTICS

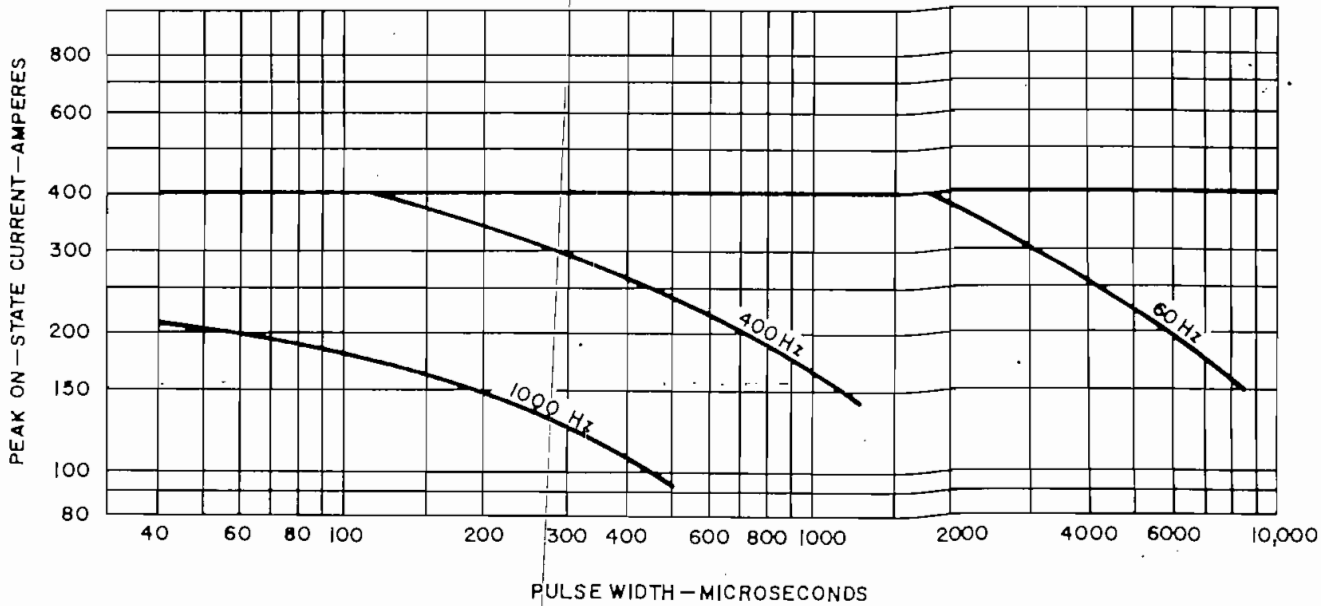
TEST	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
Peak Reverse and Off-State Current C154A, C155A, C156A, C157A C154B, C155B, C156B, C157B C154C, C155C, C156C, C157C C154D, C155D, C156D, C157D C154E, C155E, C156E, C157E C155M, C157M	I_{DRM} and I_{RRM}	—	8	18	mA	$T_C = +25^\circ C$ $V_{DRM} = V_{RRM} =$ 100 Volts peak 200 Volts peak 300 Volts peak 400 Volts peak 500 Volts peak 600 Volts peak
Peak Reverse and Off-State Current C154A, C155A, C156A, C157A C154B, C155B, C156B, C157B C154C, C155C, C156C, C157C C154D, C155D, C156D, C157D C154E, C155E, C156E, C157E C155M, C157M	I_{DRM} and I_{RRM}	—	14	18	mA	$T_C = 125^\circ C$ $V_{DRM} = V_{RRM} =$ 100 Volts peak 200 Volts peak 300 Volts peak 400 Volts peak 500 Volts peak 600 Volts peak
Effective Thermal Resistance	θ_{J-C}	—	.2	.3	$^\circ C/watt$	Junction to case (DC)
Critical Exponential Rate of Rise of Forward Blocking Voltage (Higher values may cause device switching) C154/C156 C155/C157	dv/dt	200 100	500 300	— —	$V/\mu sec$	$V_{DRM}, T_C = +125^\circ C$, Gate open
Holding Current	I_H	—	30	200	mAdc	$T_C = +25^\circ C$, Anode supply = 24 Vdc, Initial forward current = 2 amps.
Pulse Gate Trigger Current and Voltage	$I_{GT}(pulse)$ $V_{GT}(pulse)$	—	1 8	2 10	Amps. Volts	$T_C = +25^\circ C$, $t_p = 10 \mu sec$, 0.25 μsec rise time.
DC Gate Trigger Current	I_{GT}	—	50 100 30	150 200 120	mAdc mAdc mAdc	$T_C = +25^\circ C, V_D = 6 Vdc, R_L = 3 ohms$, $T_C = -40^\circ C, V_D = 6 Vdc, R_L = 3 ohms$, $T_C = +125^\circ C, V_D = 6 Vdc, R_L = 3 ohms$.
DC Trigger Voltage	V_{GT}	0.25	1.25	3.0	Vdc Vdc	$T_C = -40^\circ C$ to $+125^\circ C, V_D = 6 Vdc, R_L = 3 ohms$, $T_C = +125^\circ C, V_{DRM}, R_L = 1000 ohms$.
Peak On-State Voltage	V_{TM}	—	2.2	3.0	Volts	$T_C = +25^\circ C, I_{TM} = 500A$ peak, Duty cycle $\leq .01\%$.
Delay Time	t_d	—	1	2	μsec	$T_C = +25^\circ C, I_T = 50 A$ dc, V_{DRM} , Gate supply: 10 volt open circuit, 20 ohms, 0.1 μsec max. rise time.
Conventional Circuit Commutated Turn-Off-Time (with Reverse Voltage) C154/C156 C155/C157	t_q	—	8 12	10 20	μsec	(1) $T_C = +125^\circ C$, (2) $I_T = 50A$, (3) $V_R = 50$ volts min., (4) V_{DRM} (reapplied), (5) Rate of rise reapplied forward blocking voltage = 20V/ μsec (linear). (6) Commutation $di/dt = 5$ Amps/ μsec . (7) Duty cycle $\leq .01\%$. (8) Gate bias during turn-off interval = 0 volts, 100 ohms.
Conventional Circuit Commutated Turn-Off-Time (with Feedback Diode) C154/C156 C155/C157	$t_q(diode)$	—	12 15	— \dagger — \dagger	μsec	(1) $T_C = +125^\circ C$, (2) $I_T = 150A$, (3) $V_R = 1$ volt (Forward drop of GE A96 rectifier diode at $I_T = 150A$), (4) V_{DRM} , (5) Rate of rise reapplied forward blocking voltage = 20V/ μsec (linear). (6) Commutation $di/dt = 5$ Amps/ μsec . (7) Duty cycle $\leq .01\%$. (8) Gate bias during turn-off interval = 0 volts, 100 ohms.
Pulse Circuit Commutated Turn-Off-Time (with Reverse Voltage) C154/C156 C155/C157	$t_q(pulse)$	—	15 25	20 30	μsec	(1) $T_C = +125^\circ C, V_{DRM}$ (reapplied), (2) Rate of rise of reapplied forward blocking voltage = 200V/ μsec (linear) (C154), 100V/ μsec (linear) (C155). (3) Rep. rate = 400 Hz., (4) Gate supply = 20 volts, 20 ohms, 0.25 μsec max. rise time, (5) $I_T = 500A$ peak $t_p = 3 \mu sec$ (half sine wave), (6) $V_R = 50$ volts min.
Pulse Circuit Commutated Turn-Off-Time (with Feedback Diode) C154/C156 C155/C157	$t_q(pulse)$ (diode)	—	17	— \dagger — \dagger	μsec	(1) $T_C = +125^\circ C, V_{DRM}$ (reapplied), (2) Rate of rise of reapplied forward blocking voltage = 20V/ μsec (linear), (3) Rep. rate = 400 Hz., (4) Gate supply = 20 volts, 20 ohms, 0.25 μsec max. rise time. (5) $I_T = 500A$ peak, $t_p = 3 \mu sec$ (half sine wave), (6) $V_R = 1.5$ volt (Forward drop of GE A96 rectifier diode at $I_T = 500A$).

\dagger Consult Factory for specified maximum Turn-Off-Time.

SINE WAVE DATA



1. Maximum allowable peak on-state current vs. pulse width ($T_C = 65^\circ\text{C}$)



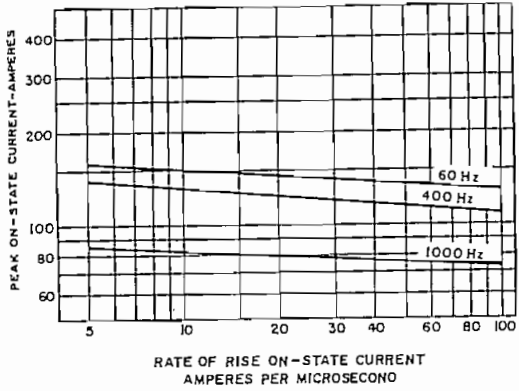
2. Maximum allowable peak on-state current vs. pulse width ($T_C = 90^\circ\text{C}$)

NOTES:

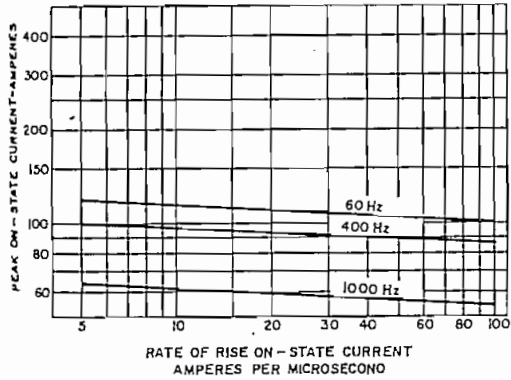
(1) Switching Voltage 250 Volts (2) Min. circuit turnoff time 20 μsec . (3) Max. circuit dv/dt 200 $\text{V}/\mu\text{sec}$ (4) Required gate drive: source-20 volts, 20 ohms; rise time-.1 μsec . (5) RC Snubber-.22 μf , 50ohm.

RECTANGULAR WAVE DATA
SWITCHING VOLTAGE - 500 VOLTS

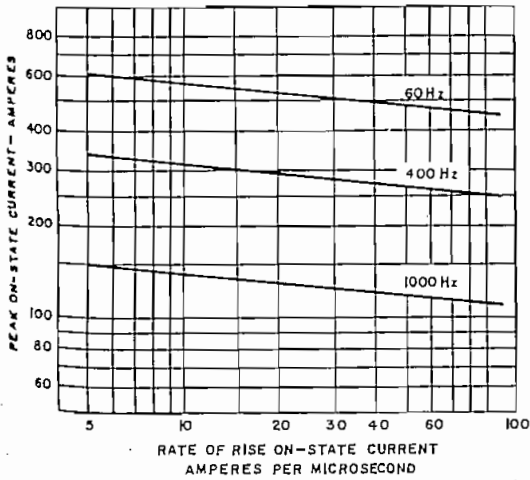
DUTY CYCLE-50%



6. Maximum allowable peak on-state current vs. di/dt
($T_C = 65^\circ\text{C}$)

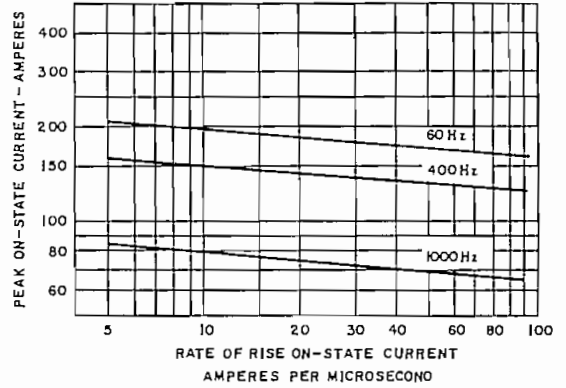


7. Maximum allowable peak on-state current vs. di/dt
($T_C = 90^\circ\text{C}$)

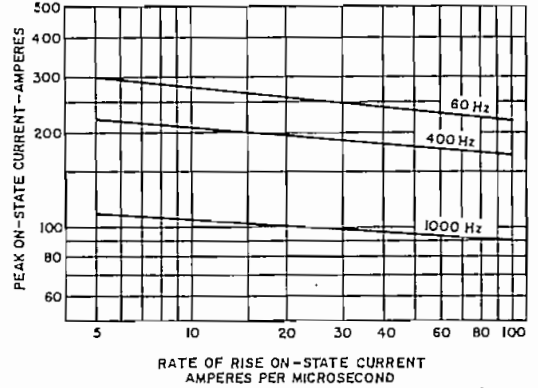


10. Maximum allowable peak on-state current vs. di/dt
($T_C = 65^\circ\text{C}$)

DUTY CYCLE-25%

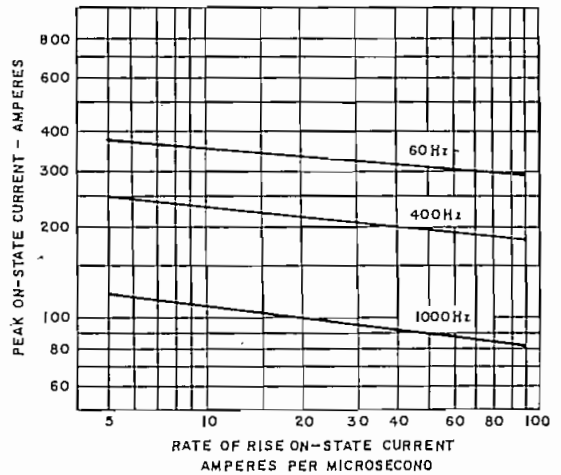


8. Maximum allowable peak on-state current vs. di/dt
($T_C = 65^\circ\text{C}$)



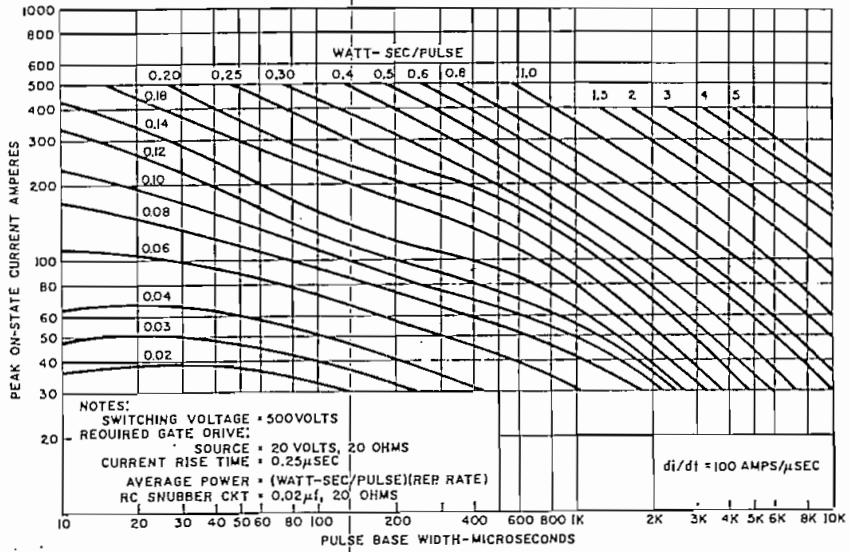
9. Maximum allowable peak on-state current vs. di/dt
($T_C = 90^\circ\text{C}$)

DUTY CYCLE-10%

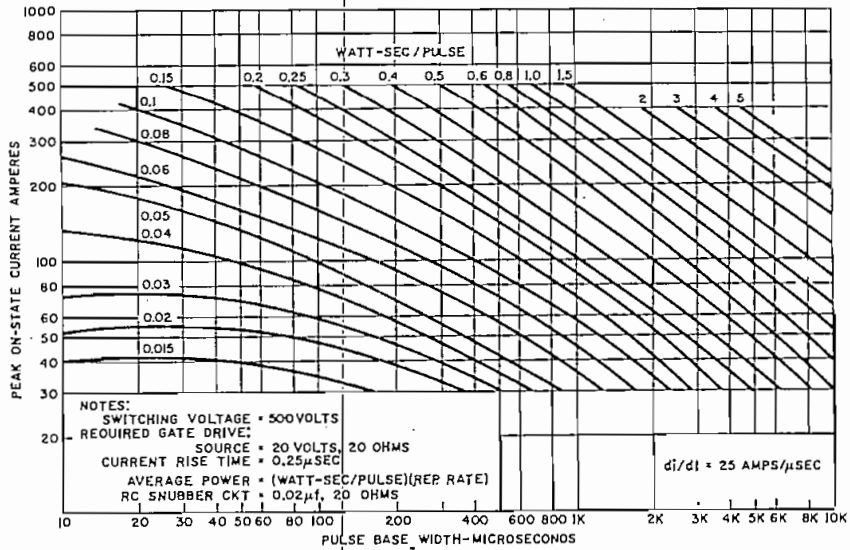


11. Maximum allowable peak on-state current vs. di/dt
($T_C = 90^\circ\text{C}$)

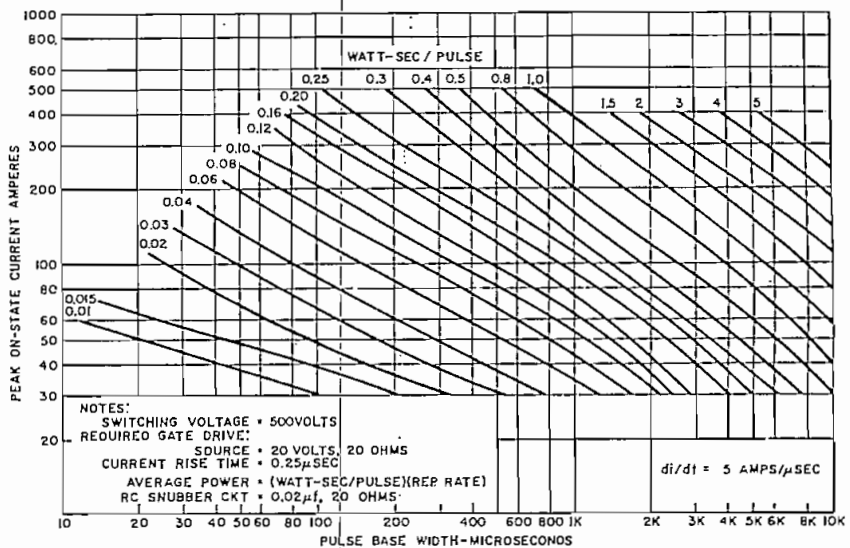
RECTANGULAR WAVE DATA SWITCHING VOLTAGE - 500 VOLTS
WATT-SECOND PER PULSE



12. Energy per pulse vs. peak current and pulse width ($di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{sec.}$)

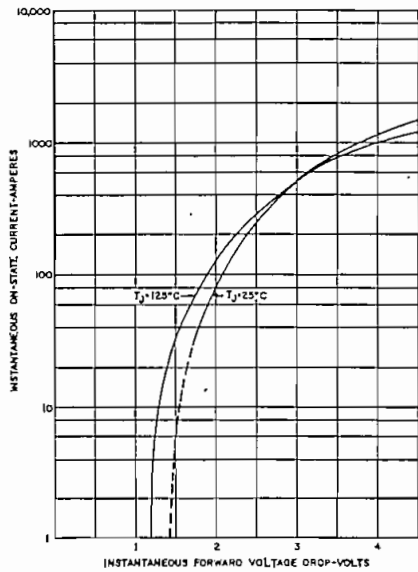


13. Energy per pulse vs. peak current and pulse width ($di/dt = 25 \text{ A}/\mu\text{sec.}$)

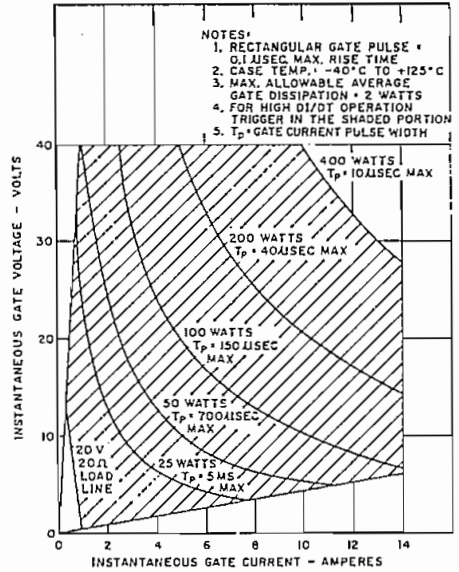


14. Energy per pulse vs. peak current and pulse width ($di/dt = 5 \text{ A}/\mu\text{sec.}$)

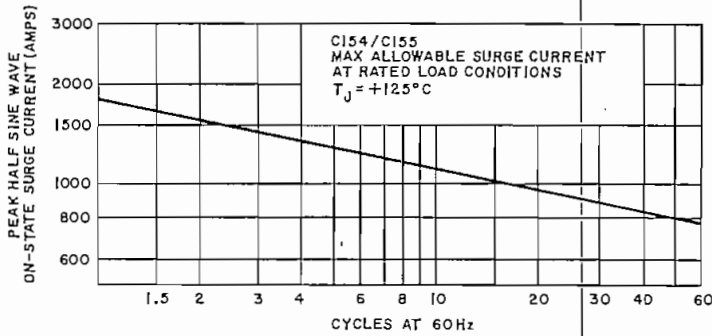
LOW FREQUENCY DATA



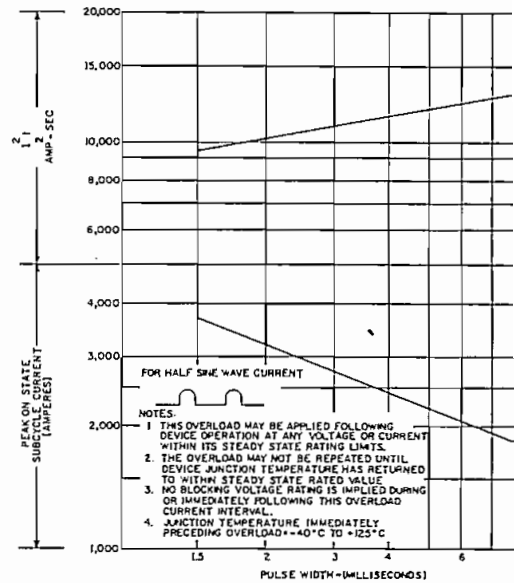
15. Forward conduction characteristic, on-state



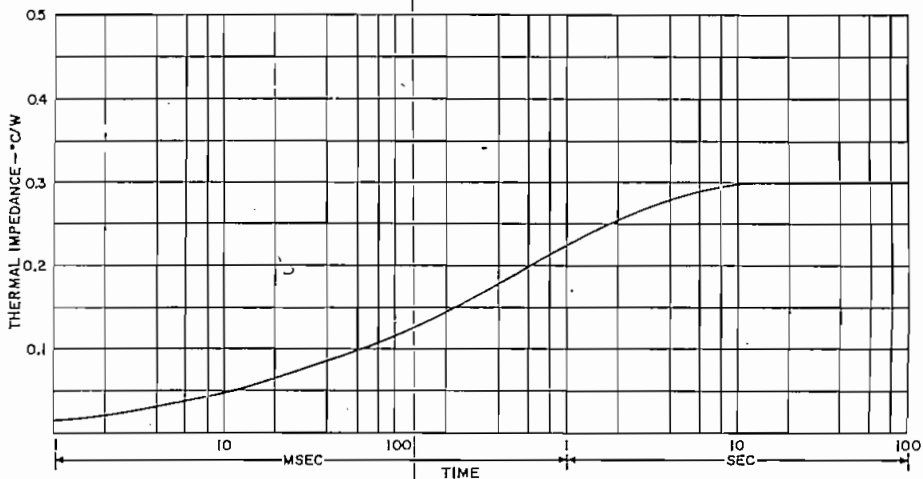
16. Maximum allowable peak gate power vs. gate pulse width



17. Maximum allowable surge current following rated load conditions

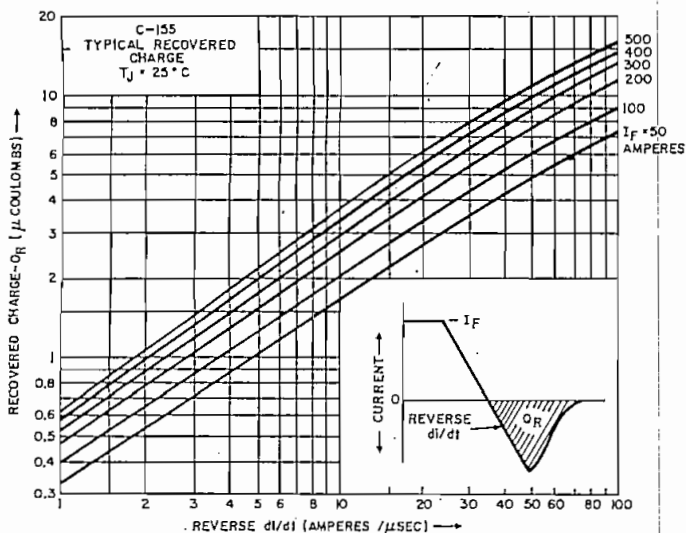


18. Sub-cycle surge and I^2t rating following rated load conditions

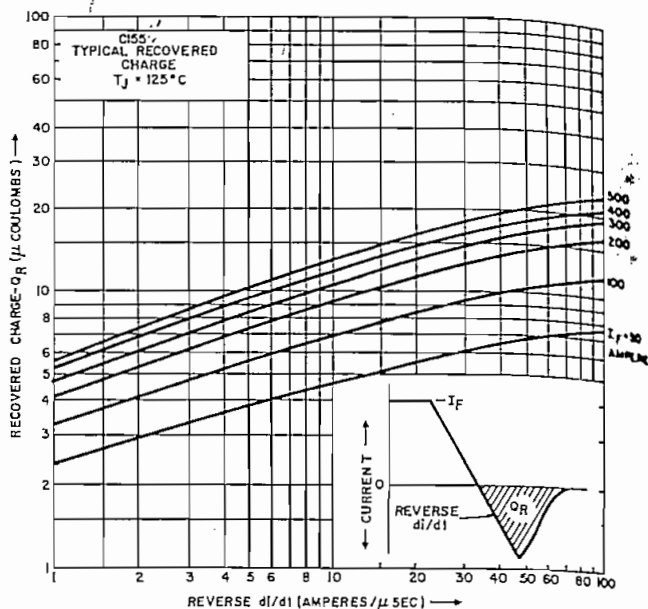


19. Transient thermal impedance, junction to case

C155 RECOVERED CHARGE DATA



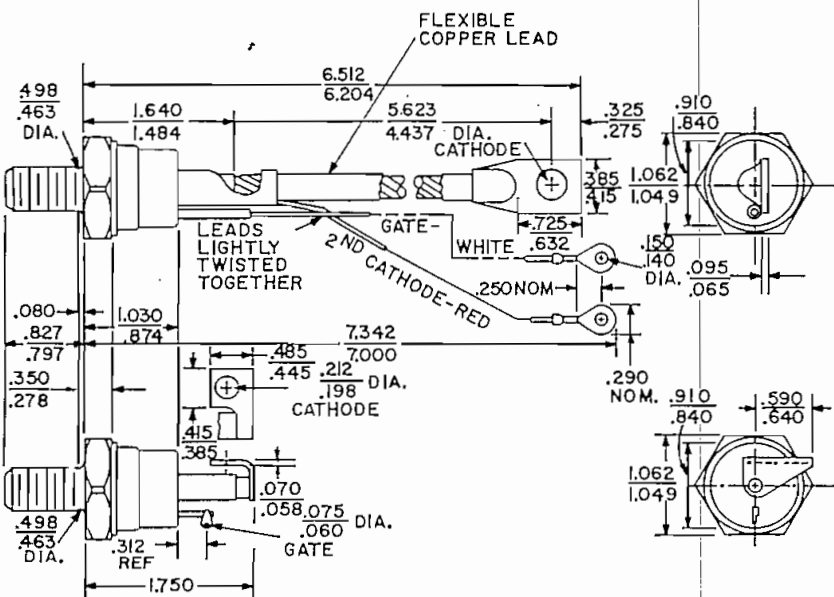
20. Typical recovered charge data ($T_j = 25^\circ\text{C}$)



21. Typical recovered charge data ($T_j = 125^\circ\text{C}$)

OUTLINE DRAWINGS

C154/C155 OUTLINE (Conforms to JEDEC TO-49 Outline)



NOTES:

- (1) Complete stud threads (1/2-20 UNF 2A) to within 2-1/2 threads of head.
- (2) Flexible lead covered with silicon rubber installation (Class H), 600 volt ASTM standard wall.
- (3) Orientation of cathode and gate terminals not defined.
- (4) One, 1/2-20 steel, cadmium-plated nut and one steel cadmium plated spring washer supplied with each unit. (Brass hardware available upon request.)
- (5) Approximate weights: C154/C155—4.0 oz.
C156/C157—3.7 oz.

TABLE OF DIMENSIONS Conversion Table

DIM.	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	.797	.827	20.243	21.005
B	—	.080	—	2.032
C	.278	.350	7.060	8.890
D	.874	1.030	22.099	26.162
E	1.049	1.062	26.644	26.975
F	.840	.910	21.335	23.115
G	6.204	6.512	157.619	165.443
G ₁	—	1.750	—	44.450
H	1.484	1.640	37.653	41.656
J	4.437	5.623	112.698	142.824
K	.275	.325	6.985	8.255
K ₁	.445	.485	11.302	12.319
L	.251	.281	6.375	7.137
L ₁	.198	.212	5.029	5.385
M	.500	.600	12.700	15.240
M ₁	.385	.415	9.778	10.541
N	.632	.725	16.052	18.390
N ₁	.590	.640	14.985	16.256
O	7.000	7.342	177.799	186.487
O ₁	.312 Ref.	—	7.925 Ref.	—
P	.140	.150	3.555	3.811
P ₁	.060	.075	1.524	1.905
Q	.250 nom.	—	6.350 nom.	—
R	.290 nom.	—	7.366 nom.	—
S	.065	.095	1.651	2.413
S ₁	.058	.070	1.473	1.778
T	.463	.498	11.760	12.649

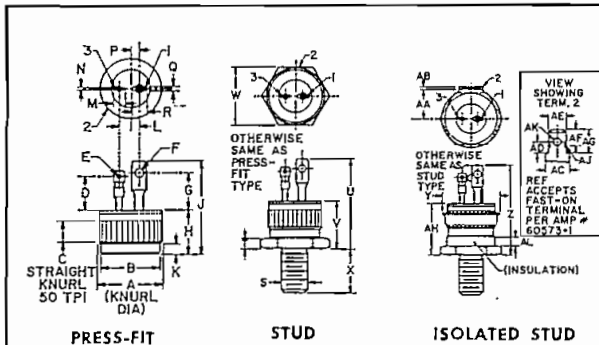
SERIES C30-33

CHARACTERISTICS

Test	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
Peak Reverse and Forward Blocking Current*	I_{ROM} and I_{FOM}					$T_J = +100^\circ\text{C}$
C30U, C32U C31U, C33U		—	1.0	10.0	mA	$V_{ROM} = V_{FOM} = 25$ Volts Peak
C30F, C32F C31F, C33F		—	1.0	10.0	mA	$V_{ROM} = V_{FOM} = 50$ Volts Peak
C30A, C32A C31A, C33A		—	1.0	7.0	mA	$V_{ROM} = V_{FOM} = 100$ Volts Peak
C30B, C32B C31B, C33B		—	1.0	3.5	mA	$V_{ROM} = V_{FOM} = 200$ Volts Peak
C30C, C32C C31C, C33C		—	1.0	2.3	mA	$V_{ROM} = V_{FOM} = 300$ Volts Peak
C30D, C32D C31D, C33D		—	1.0	1.7	mA	$V_{ROM} = V_{FOM} = 400$ Volts Peak
Gate Trigger Current C80, C82 Series	I_{GT}		4.0	25.0	mAdc	$T_J = +25^\circ\text{C}, V_{FX} = 6\text{Vdc}, R_L = 60$ ohms
			8.0	40.0	mAdc	$T_J = -40^\circ\text{C}, V_{FX} = 6\text{Vdc}, R_L = 60$ ohms
Gate Trigger Current C31, C33 Series	I_{GT}		3.0	9.0†	mAdc	$T_J = +25^\circ\text{C}, V_{FX} = 6\text{Vdc}, R_L = 60$ ohms
			7.0	20.0	mAdc	$T_J = -40^\circ\text{C}, V_{FX} = 6\text{Vdc}, R_L = 60$ ohms
Gate Trigger Voltage	V_{GT}		0.8	1.5	Vdc	$T_J = +25^\circ\text{C}, V_{FX} = 6\text{Vdc}, R_L = 60$ ohms
			0.9	2.0	Vdc	$T_J = -40^\circ\text{C}, V_{FX} = 6\text{Vdc}, R_L = 60$ ohms
		0.2	0.5	—	Vdc	$T_J = +100^\circ\text{C}, V_{FX} = \text{Rated}, R_L = 1000$ ohms
Peak On-Voltage	V_{FM}		1.30	1.5	V	$T_J = +25^\circ\text{C}, I_{FM} = 50$ A Peak, single half sine wave pulse, 2.0 millisecc. wide
Holding Current	I_{HO}		10.0	50.0	mAdc	$T_J = +25^\circ\text{C}, \text{anode supply} = 24\text{Vdc}$

*Values apply for zero or negative gate voltage only. Maximum case to ambient thermal resistance for which maximum V_{ROM} (rep) ratings apply equals 18°C per watt.

†Special selections of gate current to trigger available.



SYM	DECIMAL (INCHES)		METRIC (MM)		SYM	DECIMAL (INCHES)		METRIC (MM)		SYM	DECIMAL (INCHES)		METRIC (MM)	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	.501	.505	12.73	12.83	N	.016	.023	.41	.58	Z	.290	.330	7.37	8.41
B	.467	.475	11.86	12.07	P	.065 REF.		1.65 REF.		AA	.017	.024	.43	.61
C	.177 REF.		4.50 REF.		Q	.028	.035	.71	.89	AB	.235	.265	5.97	6.78
D	.260	.301	6.60	7.65	R	.110	.135	2.79	3.43	AC	.115	.121	2.29	3.07
E	.035	.045	.89	1.14	S	1/4-28 UNF2A	1/4-28 UNF2A			AD	.186	.189	4.72	4.80
F	.065	.075	1.65	1.91	T	.086	.098	2.18	2.49	AE	.170 REF.		4.32 REF.	
G		.350		8.89	U		.865		21.79	AF	.245	.255	6.22	6.48
H	.340	.376	8.64	9.55	V		.475		12.07	AH		.585		14.86
J		.782		19.86	W	.552	.562	14.02	14.27	AJ	.025 R-REF.		.64	R-REF.
K	.083	.097	2.11	2.46	X	.432	.442	10.97	11.23	AK	.065	.070	1.65	1.78
L	.130	.180	3.30	4.57	Y	.580	.610	14.73	15.49	AL	.100	.110	2.54	2.79
M	.085	.115	2.16	2.92										

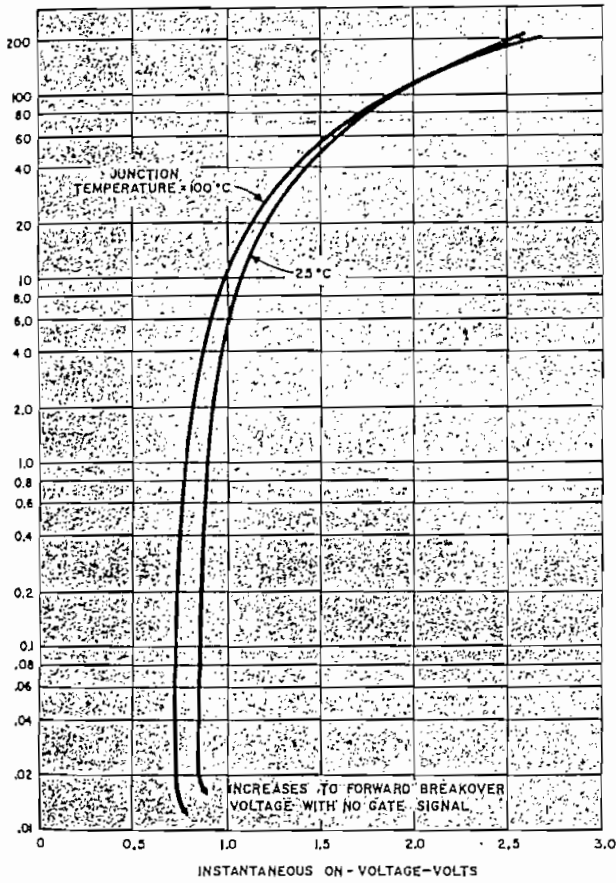
NOTES: (1) Case temperature is measured at the center of any hex flat or press-fit base.
 (2) One ext. tooth lock washer and one nut (both steel, cad. plated) supplied with each stud isolated stud unit.
 (3) Insulation hardware for stud device consisting of terminal, 2 mica washers and one bushing available at extra cost upon request.

WARNING

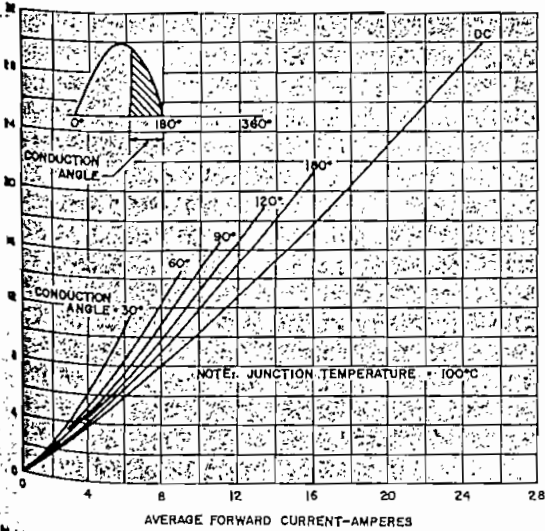
Isolated stud products described in this specification sheet should be handled with care. The ceramic portion of these thyristors contains BERYLLIUM OXIDE as a major ingredient.

Do not crush, grind, or abrade these portions of the thyristors because the dust resulting from such action may be hazardous if inhaled.

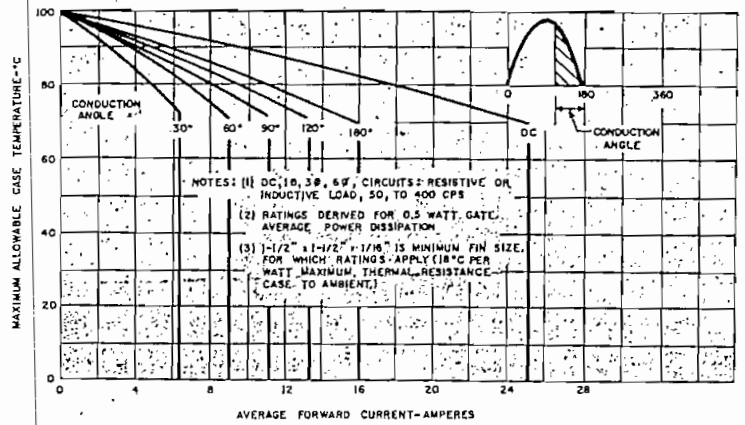
SERIES C30-33



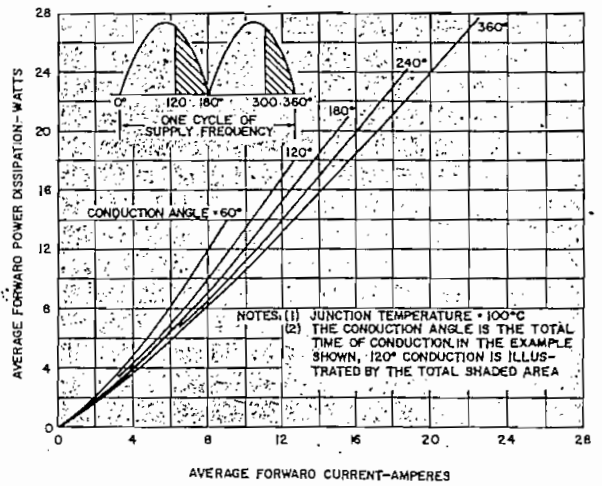
1. MAXIMUM FORWARD CHARACTERISTICS ON-STATE



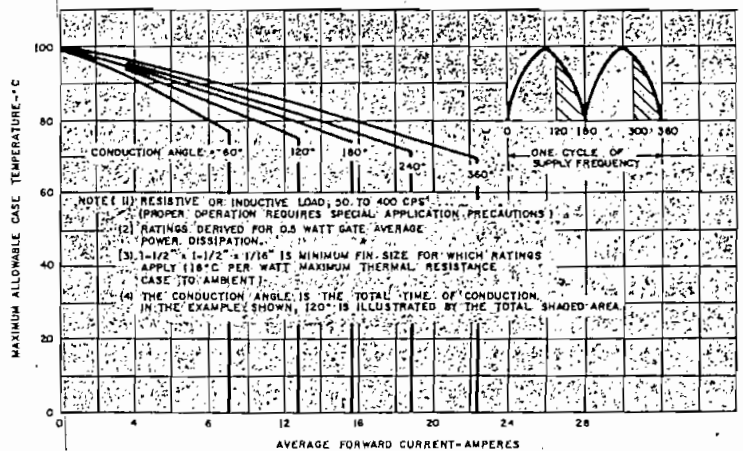
2. MAXIMUM FORWARD POWER DISSIPATION FOR HALF-WAVE RECTIFIED SINE WAVE OF CURRENT



3. MAXIMUM ALLOWABLE CASE TEMPERATURE FOR HALF-WAVE RECTIFIED SINE WAVE OF CURRENT

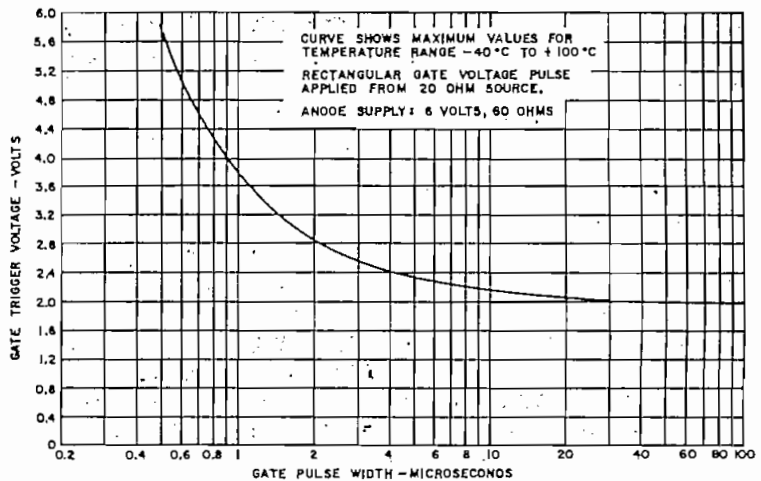
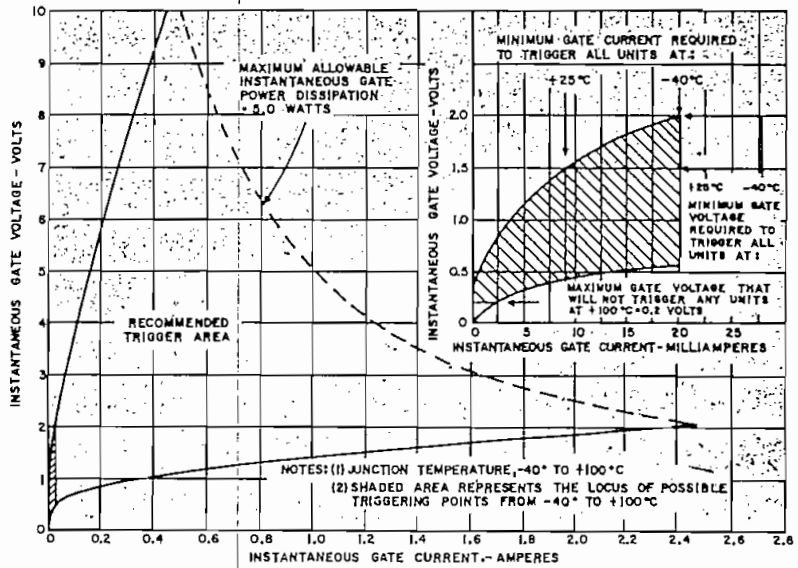
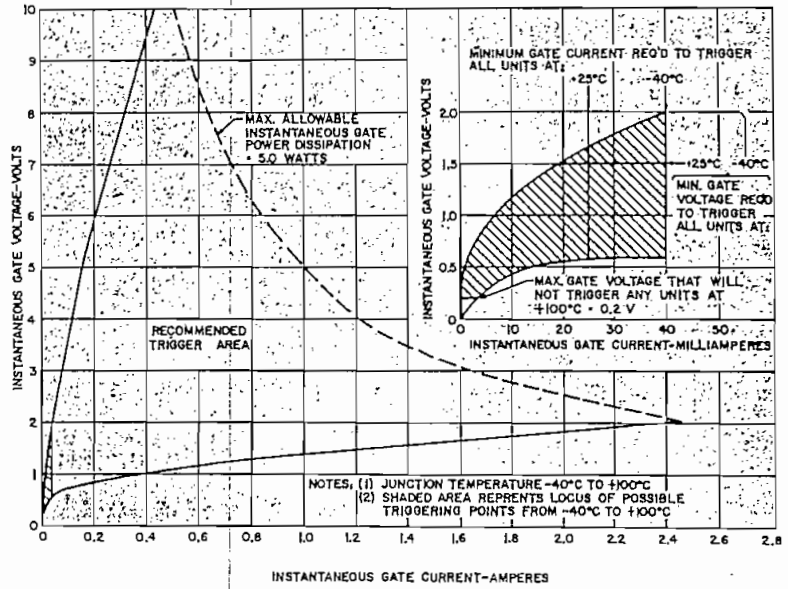


4. MAXIMUM FORWARD POWER DISSIPATION FOR FULL-WAVE RECTIFIED SINE WAVE OF CURRENT

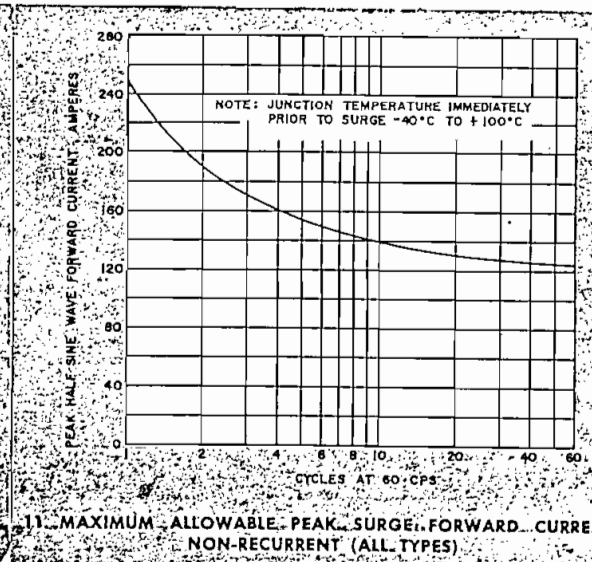
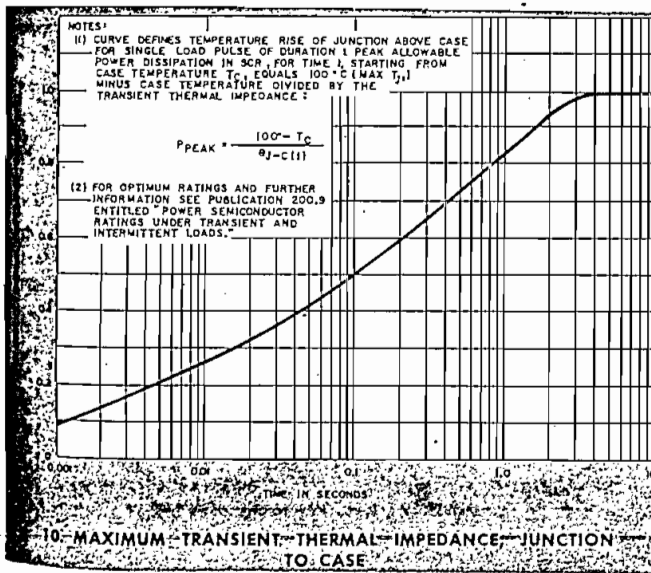
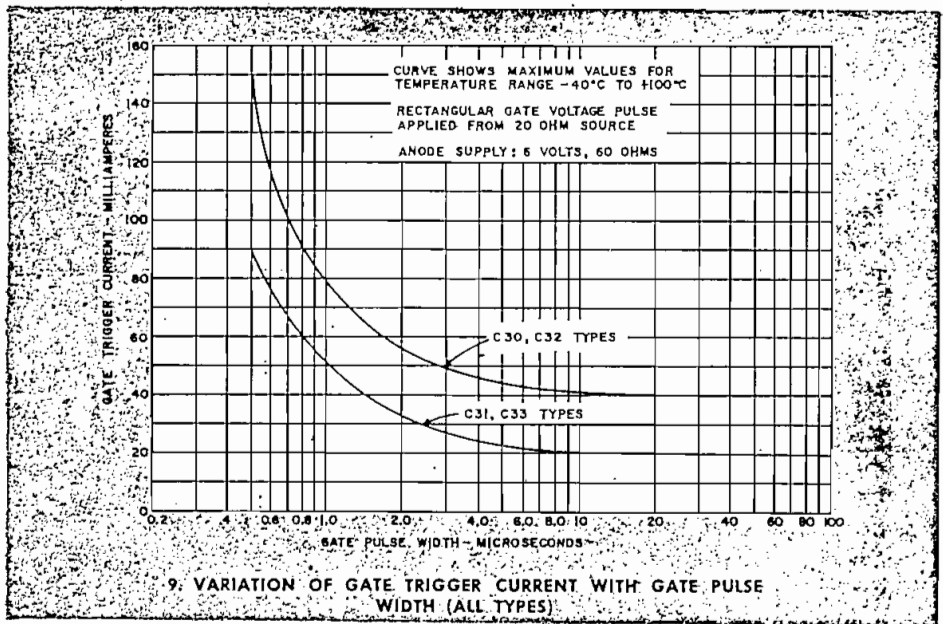


5. MAXIMUM ALLOWABLE CASE TEMPERATURE FOR FULL-WAVE RECTIFIED SINE WAVE OF CURRENT

SERIES C30-33



SERIES C30-33



INSTALLATION OF C32 AND C33

WHEN PRESS-FITTING THESE SCRs INTO A HEATSINK, THE FOLLOWING SPECIFICATIONS AND RECOMMENDATIONS APPLY.

- The heatsink materials may be copper, aluminum or steel. For maximum heat transfer and minimum corrosion problems, copper is recommended. The heatsink thickness, or amount of heatsink wall in contact with the SCR, should be 1/8 inch.
- The hole diameter into which the SCR is pressed must be 0.4975 ± .001 inch. A slight chamfer on the hole should be used. This hole may be punched and reamed in a flat plate or extruded and sized in sheet metal.

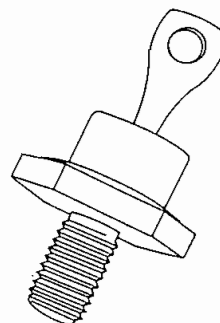
- The entire knurled section of the SCR should be in contact with the heatsink to insure maximum heat transfer. The SCR must not be inserted into a heatsink deeper than the knurl height.
- The SCR insertion force must not exceed 800 pounds. If the insertion force approaches that value either the SCR is misaligned with the hole or the SCR-to-hole interference is excessive. The insertion force must be uniformly applied to the top face (terminal end) of the SCR within an annular ring which has an inside diameter not less than 0.370 inch and not larger than 0.390 inch; the outside diameter must not be less than 0.500 inch.
- The thermal resistance between the SCR case and a copper heatsink will not exceed 0.5°C/W if the SCR is inserted in the manner described above.

Fast Recovery Rectifiers

1N3909-13,R

Notes:

- Reverse Recovery Time—200 Nanoseconds Maximum
- Recovery Characteristics match the High Frequency capability of the new General Electric High Speed SCR's such as the C140 and 141; the C155 and C185
- Use in:
 - Inverters
 - Choppers
 - Low RF Interference Applications
 - Free-Wheeling Rectifier Applications



- Sonar Power Supplies
- Ultrasonic Systems
- DC-DC Power Supplies

Maximum allowable ratings (Resistive or Inductive Load)

	1N3909,R	1N3910,R	1N3911,R	1N3912,R	1N3913,R	
Maximum Repetitive Peak Reverse Voltage, $T_J = -65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$, $V_{RM}(rep)$ (Note 1)	50	100	200	300	400	Volts
Maximum RMS Voltage, $T_J = -65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$, V_r	35	70	140	210	280	Volts
Maximum DC Blocking Voltage, $T_J = -65^\circ\text{C}$ to $+100^\circ\text{C}$, V_R (Note 1)	50	100	200	300	400	Volts
Maximum Average Forward Current, Single Phase, $T_C = +100^\circ\text{C}$, I_O	← 30 Amperes →					
Maximum Peak One Cycle Surge Current, 60 cycle, Non-recurrent, $T_J = -65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$, I_{FM} (surge)	← 300 Amperes →					
Maximum Peak Ten Cycle Surge Current, 60 cycle, Non-recurrent, $T_J = -65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$, I_{FM} (surge)	← 160 Amperes →					
Maximum Forward Voltage Drop, $I_F = 30$ ADC, $T_C = +25^\circ\text{C}$, V_F	← 1.4 Volts →					
Maximum Reverse Current at Full Load, Single Phase Full-Cycle Average, $I_O = 30$ Amp. at $T_C = +100^\circ\text{C}$, $I_{R(AV)}$	← 15.0 mA →					
Maximum Effective Thermal Resistance (Junction to Case), θ_{JC}	← 1.0° C/W →					
Maximum DC Reverse Current at Rated DC Blocking Voltage, I_R , and $T_C = +100^\circ\text{C}$, I_R	← 10.0 mA →					
Maximum DC Reverse Current at Rated DC Blocking Voltage, I_R , and $T_C = +25^\circ\text{C}$, I_R	← 80 μA →					
Maximum Junction Operating Temperature Range, T_J	← -65°C to $+150^\circ\text{C}$ →					
Maximum Storage Temperature Range, T_{stg}	← -65°C to $+175^\circ\text{C}$ →					
Maximum Torque	← 30 in.-lbs. Maximum →					
Maximum Reverse Recovery Characteristics:						
Reverse Recovery Time (Note 2), t_{rr}	← 200 Nanoseconds Maximum →					
Maximum Reverse Recovery Current (Note 2), I_R (recovery) (or Overshoot Current, I_{OS})	← 3.0 Amperes Maximum →					

* Asterisk denotes JEDEC (EIA) registered information.

Notes:

- Maximum ratings assume the rectifier heatsink thermal resistance to be $6^\circ\text{C}/\text{W}$ or less at maximum junction temperature.
- These rectifiers are factory tested to reverse recovery limits which correlate with EIA registered values. This testing is in accordance with NEMA-EIA recommendations for silicon rectifier diodes and stacks.
- Reverse recovery characteristic test conditions: $I_{FM} = 5.0$ amps; $di/dt = 50$ amps/ μsec switching rate, and a reverse bias of 50% V_R for 300 and 400 volt grades or 100% V_R for 50 and 100 volt grades; $T_C = 25^\circ\text{C}$; $t_{rr} = 150$ nanoseconds; and I_R (recovery) = 3 amperes max.

For dimensional drawings a to c IEC climatic category	25/075/56
Peak voltage V_p	1100 V to 4200 V
Frequency f_R	220 Hz to 6.4 kHz
Voltage rate of rise $(dv/dt)_{max}$	50 to 300 V/ μ s
Dissipation factor $\tan \delta$	$(2 + 0.08 \cdot f/\text{kHz}) \cdot 10^{-4}$ to $(2 + 2 \cdot f/\text{kHz}) \cdot 10^{-4}$
Insulation $R_{1s} \times C$	≥ 1000 to ≥ 3000 s

Rated capacitance μ F	Dimension $d \times l$ mm	Ordering code	Dimensional drawing	1	50	100	250
				to 49	to 99	to 249	to 499

$V_R = 560$ V; $V_{ma} = 400$ V Tolerance $\pm 20\%$ $\triangle M$
Tolerance $\pm 10\%$ $\triangle K$

0,68	25 x 48	B25834-J4684-M1	a				
1,0	25 x 48	B25834-B4105-K1	a				
1,5	30 x 48	B25834-B4155-K1	a				
2,2	30 x 48	B25834-B4225-K1	a				
3,3	35 x 48	B25834-B4335-K1	a				
4,7	30 x 80	B25834-B4475-K1	a				
6,8	35 x 80	B25834-B4685-K1	a				
10,0	40 x 85	B25834-J4106-K9	b				

$V_R = 700$ V; $V_{ma} = 500$ V Tolerance $\pm 10\%$ $\triangle K$

4,7	35 x 80	B25834-B5475-K1	a				
6,8	40 x 85	B25834-J5685-K9	b				
10,0	50 x 85	B25834-J5106-K9	b				

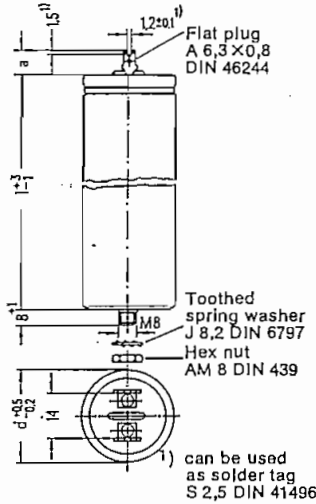
$V_R = 850$ V; $V_{ma} = 630$ V Tolerance $\pm 20\%$ $\triangle M$
Tolerance $\pm 10\%$ $\triangle K$

0,1	25 x 48	B25834-J6104-M1	a				
0,15	25 x 48	B25834-J6154-M1	a				
0,22	25 x 48	B25834-J6224-M1	a				
0,33	25 x 48	B25834-J6334-M1	a				
0,47	25 x 48	B25834-B6474-M1	a				
0,68	25 x 48	B25834-B6684-M1	a				
1,0	30 x 48	B25834-B6105-K1	a				
1,5	35 x 48	B25834-B6155-K1	a				
2,2	30 x 80	B25834-B6225-K1	a				
3,3	35 x 80	B25834-B6335-K1	a				
4,7	40 x 85	B25834-J6475-K9	b				
6,8	50 x 85	B25834-J6685-K9	b				
10,0	60 x 85	B25834-J6106-K9	b				

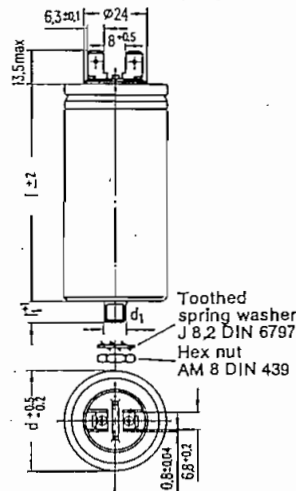
C
2

Damping, commutation capacitors for power electronics
Tubular case, incorporated fuse

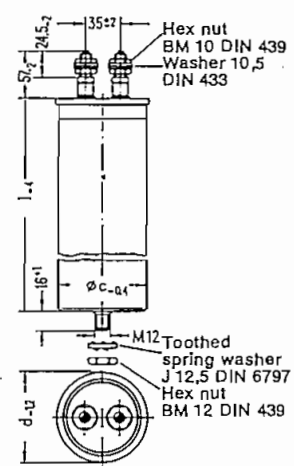
Dimensional drawing a with flat solder plugs



Dimensional drawing b with flat two-pin plugs



Dimensional drawing c with screw connections



Dimensions in mm

Capacitor diameter d mm	Dim. l mm	Dim. a mm
25	48	16,5 max.
30...35		
30...35	80	12 max.

Capacitor diameter d mm	Dim. l mm	Dim. d ₁ mm	Dim. l ₁ mm
40	85	M 8	8
50...60		M 12	12
40	155	M 8	8
50		M 12	12

Capacitor diameter d mm	Dim. l mm	Dim. c mm
64	176	60
79		75
64	248	65
79		75
89		85

For dimensional drawings a and b
DIN climatic category

Failure quota
Load duration

H_{SF}/L_R
-25 to 70 °C, Humidity category F
L ≧ 300/10' h
R ≧ 100 000 h

For dimensional drawing c
DIN climatic category

Failure quota
Load duration

H_SC/L_R
-25 to 70 °C, Humidity category C
L ≧ 300/10' h
R ≧ 100 000 h

Thyristor Firing Transformers

Type designation	Turns ratio	$\int u dt$ (μVs)	L_I (mH)	L_{Sn} (μH)	C_k (pF)	Terminal arrangement
------------------	-------------	-----------------------------	---------------	-------------------------	---------------	----------------------

Thyristor firing transformer, $V_{Is} = 380 V$, $V_p = 3.1 kV$; standard types

ZKB 409/017-01-PF	1:1	100	1,3	0,35	45	B
ZKB 409/018-01-PF	1:1	200	3	0,5	75	B
ZKB 421/096-03-PF	1:1	500	6	0,9	110	B
ZKB 418/079-02-PF	1:1	1000	6	0,7	160	B
ZKB 409/019-01-PF	1:1:1	100	1,3	0,3	45	C
ZKB 409/020-01-PF	1:1:1	200	3	0,4	80	C
ZKB 421/097-03-PF	1:1:1	500	6	0,6	140	C
ZKB 418/080-02-PF	1:1:1	1000	6	0,6	150	C
ZKB 407/124-02-PF	1:1:1:1	100	0,7	0,2	40	D
ZKB 421/098-03-PF	1:1:1:1	200	1	0,25	50	D
ZKB 418/081-02-PF	1:1:1:1	500	1,5	0,35	80	D
ZKB 416/114-02-PF	1:1:1:1	1000	2,2	0,5	100	D

Thyristor firing transformer, $V_{Is} = 380 V$, $V_p = 3.1 kV$; small coupling capacitance

ZKB 409/007-02-PF	1:1	280	5,2	30	15	B
ZKB 471/001-03-H2	1:1	2000	150	400	20	B
ZKB 409/006-05-PF	2:1	200	12	18	15	B
ZKB 404/079-03-PF	1:1:1	50	0,45	0,2	25	C

Thyristor firing transformer, $V_{Is} = 500 V$, $V_p = 4.5 kV$

ZKB 461/001-01-PF	1:1	200	0,8	0,6	20	
ZKB 461/002-01-PF	1:1	500	4	1,0	50	
ZKB 461/003-01-PF	1:1:1	200	0,8	0,5	25	
ZKB 418/127-01-PF	1:1:1	500	4	0,8	60	
ZKB 418/104-04-PF	1:1:1	1000	5	0,8	80	

Terminal arrangements for turns ratio = 1:1 → B; for turns ratio = 1:1:1 → C

Thyristor firing transformer for long-term pulses, $V_{Is} = 750 V$, $V_p = 5 kV$

ZKB 475/012-02-N2 ¹⁾	2:1	5000	50	18	35	
ZKB 470/005-03-N2	2:1	10000	280	110	27	

Terminal arrangement B or B₃, resp.

¹⁾ with two electrostatic shieldings

V_{Is} = Max. permissible continuously applied voltage between separate windings (VDE 0550 Part 1)
 V_p = Voltage (rms) applied between primary and secondary windings during final test. In accordance with VDE 0550 Part 1 a second test is permissible for the same duration but, with reference to the first test, the test voltage is to be reduced by 20%.