

CONTROL ELECTRONICO DE VELOCIDAD DE MOTOR DC  
PARA VEHICULO ELECTRICO

MONTALVO RAMIREZ, LUIS ING.  
BANDA GAMBOA, HUGO ING. (ASESOR)  
ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

RESUMEN

Se presenta el análisis y diseño del circuito troceador tipo JONES, así como del circuito digital, que son empleados en el sistema electrónico que controla la velocidad del motor D.C. del vehículo eléctrico construido en la Politécnica Nacional. Los resultados experimentales obtenidos con el prototipo construido son presentados y analizados, llegándose a conclusiones muy importantes para el futuro desarrollo de estos sistemas.

INTRODUCCION

El objetivo del presente trabajo es desarrollar un sistema prototipo para controlar electrónicamente la velocidad del motor del vehículo eléctrico construido en la E.P.N., de manera que cumpla con los requerimientos mínimos para su operación normal y además posibilite recoger las experiencias necesarias para el posterior desarrollo de un sistema más complejo, que incluya circuitos especiales de protección y autocontrol.

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

La Fig. 1, presenta un diagrama de bloques del sistema que permite implementar los objetivos planteados. Donde el troceador es el "conmutador electrónico" que produce la variación del voltaje medio al motor, por debajo del valor de la batería E, y está constituido por tiristores.

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

El circuito de interface se encarga de elevar la potencia de salida del control digi-

tal a los niveles necesarios para activar los tiristores, al tiempo que aísla el sistema lógico del sistema de potencia.

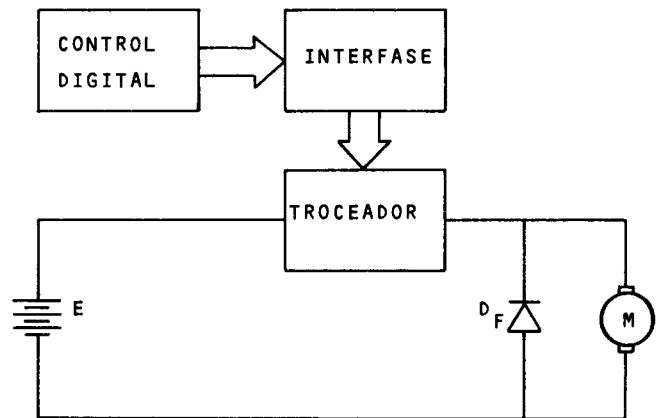


FIG. 1

DIAGRAMA GENERAL DE BLOQUES

Las características del motor diseñado y construido para el vehículo eléctrico son las siguientes:

$P_n = 4 \text{ Kw}$	$V_n = 96 \text{ V}$
$I_n = 55 \text{ A}$	$\omega_n = 2500 \text{ RPM}$
$R = 0,1669\Omega$	$L = 3,839 \text{ mH}$

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

ANALISIS DEL TROCEADOR

El troceador seleccionado es del tipo Jones modificado, cuya configuración circuital se muestra en la Fig. 2.

$Th_1$  es el tiristor principal y  $Th_2$  el tiristor auxiliar, utilizado para desactivar el tiristor principal con la ayuda del circuito de conmutación compuesto por C,  $L_1$  y  $L_2$ . Los puntos marcados en  $L_1$  y  $L_2$  indican que tales terminales tienen la misma polaridad

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

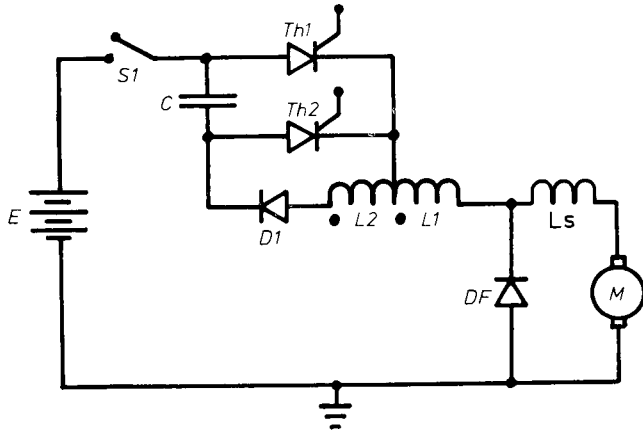


FIG. 2

CIRCUITO TROCEADOR JONES MODIFICADO

CONDUCCION DISCONTINUA.- En dicho modo de operación, para cada ciclo de trabajo del troceador se puede definir 4 intervalos, los mismos que se indican en la Fig. 3.a.

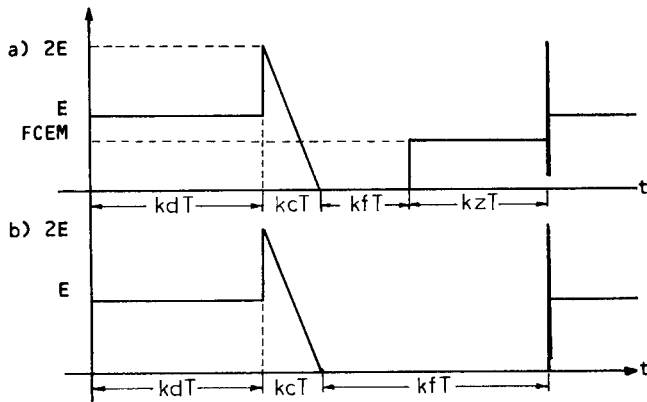


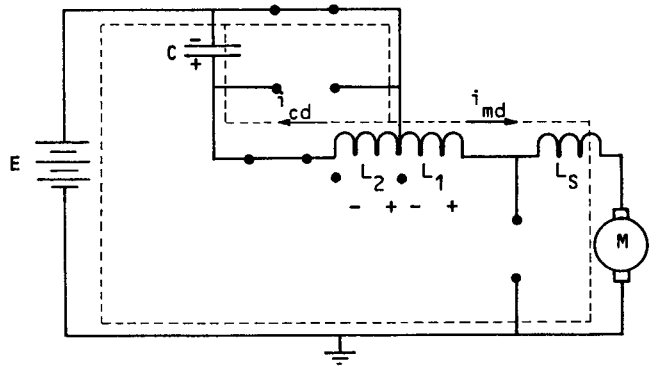
FIG. 3: a) Forma de onda del voltaje de carga para conducción discontinua.  
b) Forma de onda del voltaje de carga C.C.

INTERVALO DE TRABAJO (KdT).- Suponiendo que previo al primer intervalo de trabajo sea activado  $Th_2$ , el capacitor C habrá quedado cargado con la polaridad mostrada en la Fig. 4.b. Al activarse  $Th_1$  se tiene el circuito equivalente que se indica en la Fig. 4.a. El capacitor C invierte su polaridad debido al efecto resonante del circuito formado por  $L_2C$ , y sobre la carga aparece el voltaje E de la fuente sumado con el voltaje inducido por  $L_2$  sobre  $L_1$ , debido al efecto de autotransformador y al transitorio de dicho circuito resonante.

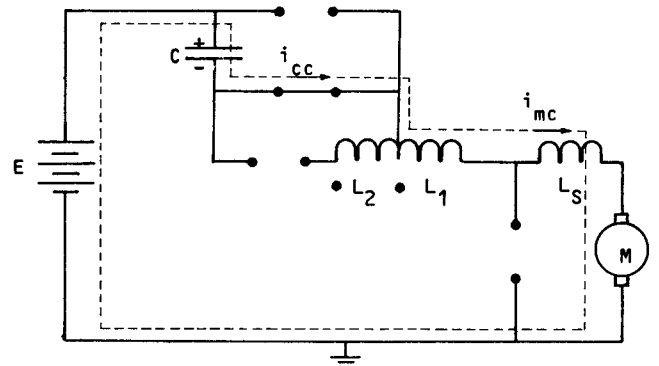
Una vez que el capacitor ha alcanzado su máximo voltaje queda abierto el circuito reso-

nante debido a la acción del diodo  $D_1$ .

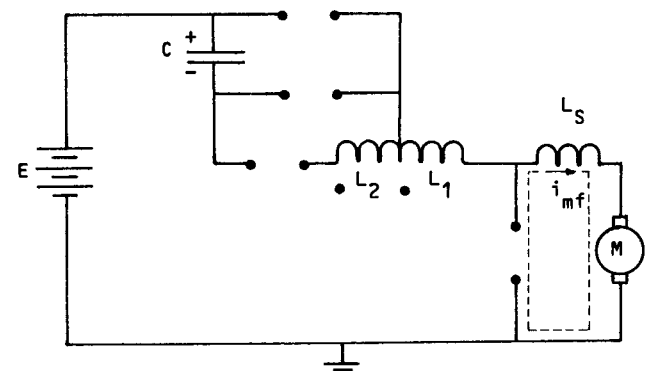
INTERVALO DE CONMUTACION (KcT).- Se activa  $Th_2$ , el voltaje del capacitor C polariza inversamente a  $Th_1$  y lo desactiva. En este caso el circuito equivalente queda como se indica en la Fig. 4.b. La corriente  $i_{cc}$  circulará hasta que C alcance el voltaje E con polaridad opuesta a la del período anterior, luego de lo cual  $Th_2$  se desactiva.



a) Equivalente para el intervalo de trabajo



b) Equivalente para el intervalo de conmutación



c) Equivalente para el intervalo de recuperación

FIG. 4: PRINCIPIO DE OPERACION DEL TROCEADOR JONES

INTERVALO DE RECUPERACION (KfT).- Debido al carácter inductivo de la carga, el capacitor C tiende a cargarse a un voltaje mayor que el de la fuente E, lo cual ocurre hasta que el diodo de recuperación  $D_F$  queda polarizado directamente, iniciándose su conducción. El circuito equivalente se indica en la Fig. 4.c.

INTERVALO DE CORRIENTE CERO (KzT).- Se inicia tan pronto el diodo  $D_F$  deja de conducir, y concluye en el momento en que se vuelve a activar  $Th_1$ . El voltaje que aparece sobre la carga durante este intervalo es igual a la FCEM. Para el caso de un motor DC serie la FCEM sería cero si se toma en cuenta su modelo lineal, sin embargo debido al flujo remanente, la FCEM es distinta de cero aún cuando no exista corriente a través del campo.

CONDUCCION CONTINUA.- En este caso el diodo de recuperación  $D_F$  conduce hasta que el tiristor principal vuelve a ser activado, en consecuencia el intervalo de corriente cero no existe.

ANALISIS MATEMATICO.- Permite deducir las expresiones del voltaje sobre el capacitor C, así como de la corriente a través de los elementos del circuito de conmutación. Analizando las expresiones será posible dimensionar de manera óptima los elementos de conmutación así como también obtener las especificaciones mínimas que deben cumplir los elementos semiconductores.

CONSIDERACIONES PARA EL ANALISIS.- En el siguiente análisis matemático se asumirán las siguientes condiciones:

- Los tiristores son elementos ideales, que no producen pérdidas ni en el estado de conducción, ni en el estado de bloqueo.
- Al final del intervalo de conmutación el capacitor se encuentra cargado al voltaje de la fuente E.
- La resistencia del circuito de conmutación es despreciable.
- En el instante de activado del tiristor principal, el motor se halla en reposo.
- El factor de acoplamiento entre  $L_1$  y  $L_2$  es igual a la unidad.
- El sistema, objeto del análisis matemático, es del tipo sub-amortiguado.

ECUACIONES PARA EL INTERVALO DE TRABAJO.-

$$E = L_1 \frac{di_{md}}{dt} + i_{md} \cdot R - \frac{M \cdot di_{cd}}{dt} \quad (1)$$

$$0 = \frac{1}{C} \int i_{cd} \cdot dt + L_2 \frac{di_{cd}}{dt} - M \frac{di_{md}}{dt} \quad (2)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones se obtiene:

$$i_{md} = \frac{E}{R} \left[ 1 + \frac{1}{a} \cos nt \right] \quad (3)$$

$$i_{cd} = \frac{E}{aR} \cos nt + E \left( \frac{C}{L_2} \right)^{\frac{1}{2}} \sin nt \quad (4)$$

De (4) se obtiene la expresión para el voltaje sobre el capacitor C:

$$v_{cd} = E \left[ \frac{1}{\omega a R C} \sin nt - \cos nt \right] \quad (5)$$

De (4) y (5), se obtienen las expresiones para la corriente y el voltaje en el capacitor C:

$$I_{cd}(\text{pico}) = E \left[ \frac{C}{L_2} (1+Q^2) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (6)$$

$$V_{cd}(\text{pico}) = E (Q^2 + 1)^{\frac{1}{2}} \quad (7)$$

Asumiendo que la corriente pico  $I_{cd}$  se mantiene constante, (peor de los casos), durante el tiempo  $t_{osc}$  que conduce el diodo  $D_1$ , es posible obtener el valor de la corriente media por dicho diodo.

$$I_{med}(D_1) = \frac{1}{T} I_{cd}(\text{pico}) \cdot t_{osc} \quad (8)$$

$$\text{donde: } t_{osc} = \pi(L_2 C)^{\frac{1}{2}} \quad (9)$$

El voltaje a los terminales del motor, es máximo en el instante de activado de  $Th_2$ , y su valor viene dado por:

$$V_m(\text{máx}) = E + V_{cd}(\text{pico}) \quad (10)$$

ECUACIONES PARA EL INTERVALO DE CONMUTACION

Para este intervalo se tiene la siguiente ecuación, considerando el instante en que se activa el tiristor auxiliar  $Th_2$ , como  $t=0$ .

$$E = i_{cc} R + L_1 \frac{di_{cc}}{dt} + FCEM + \frac{1}{C} \int i_{cc} dt - V_{cd}(\text{pico}) \quad (11)$$

Condiciones iniciales:

$$v_{cc}(0) = -V_{cd}(\text{pico})$$

$$i_{cc}(0) = I_{md}$$

Resolviendo la expresión (11), con las condiciones iniciales dadas, se obtiene el siguiente resultado:

$$i_{CC} = \left[ \frac{E - FCEM + V_{cd}(\text{pico})}{\omega L_1} \text{sen} \omega t + I_{md} \frac{\omega_0}{\omega} \text{cos} \omega t \right] e^{-\alpha_1 t} \quad (12)$$

De esta expresión se obtiene el máximo valor de  $i_{CC}$ :

$$I_{CC} = \left( \frac{4E^2}{L_1^2 \omega^2} + I_{md}^2 \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (13)$$

Para el peor de los casos se asume que  $\omega \approx \omega_0$  y además que  $E = I_{md} R$ , obteniéndose la función:

$$f(Q) = \frac{I_{CC}}{I_{md}} = \left( \frac{4 + Q^2}{Q^2} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (14)$$

Asumiendo que durante el intervalo de conmutación la corriente que atraviesa por el tiristor  $Th_2$  permanece constante, se obtiene:

$$I_{Th_2}(\text{rms}) = I_{md} \left[ K_C \left( \frac{4+Q^2}{Q^2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (15)$$

De (12) se puede deducir la expresión del voltaje sobre el capacitor C, dentro del intervalo de conmutación.

$$v_{CC} = E + QE \text{sen} \omega t - [E + V_{cd}(\text{pico}) \text{cos} \omega t] \quad (16)$$

El máximo valor al que puede cargarse el capacitor C está dado por:

$$V_{CC} = E \left[ 1 + \left[ \left( 1 + (Q^2 + 1)^{\frac{1}{2}} \right)^2 + Q^2 \right]^{\frac{1}{2}} \right] \quad (17)$$

**ECUACIONES PARA EL TIEMPO DE APAGADO DEL CIRCUITO ( $t_{CO}$ ).** - Durante este tiempo el tiristor principal permanece polarizado inversamente. Esto significa que (16) tiene que ser igual a cero en el instante  $t = t_{CO}$ .

$$g(Q) = t_{CO} = \text{sen}^{-1} \left[ \frac{1 + (Q^2 + 1)^{\frac{1}{2}}}{[Q^2 + (1 + (Q^2 + 1)^{\frac{1}{2}})^2]^{\frac{1}{2}}} \right] + \text{sen}^{-1} \left[ \frac{1}{[Q^2 + (1 + (Q^2 + 1)^{\frac{1}{2}})^2]^{\frac{1}{2}}} \right] \quad (18)$$

**ECUACIONES DURANTE EL TIEMPO DE CONMUTACION ( $KcT$ ).** - Durante este tiempo el capacitor C cambia su polaridad y queda cargado finalmente a un voltaje igual al de la fuente E. Evaluando (16) para que al tiempo  $t = KcT$ ,  $v_{CC}$  sea igual a E, se obtiene:

$$\text{tg}(\omega KcT) = \frac{5}{2} \left( \frac{Q}{Q^2 - 1} \right) \quad (19)$$

En base a (14), la máxima energía almacenada en  $L_1$  al final del intervalo de conmutación es:

ción es:

$$W = \frac{1}{2} L_1 I_{CC}^2 = \frac{1}{2} L_1 I_{md}^2 [f(Q)]^2 \quad (20)$$

Al activar  $Th_2$ , la energía que es desviada desde el tiristor principal hacia el auxiliar es:

$$W' = E I_{md} t_{CO} \quad (21)$$

donde  $t_{CO}$  debe ser mayor que el tiempo de desactivado de  $Th_1$ , y en el caso más desfavorable:  $E = I_{md} R$ .

La relación entre la energía almacenada W y la energía desviada W', puede escribirse como una función de Q.

$$h(Q) = \frac{Q}{2} \left[ \frac{f(Q)}{g(Q)} \right]^2 \quad (22)$$

En la Fig. 5 se muestra la variación de h(Q) en función de Q.

**RELACIONES PARA EL DIMENSIONAMIENTO DE LOS ELEMENTOS DE LA RED DE CONMUTACION.** - De (18) pueden obtenerse las expresiones para el cálculo de C y  $L_1$ .

$$C = \frac{t_{CO}}{R} \cdot \frac{1}{Qg(Q)} \quad (23)$$

$$L_1 = R \cdot t_{CO} \cdot \frac{Q}{g(Q)} \quad (24)$$

La expresión para el cálculo de  $L_2$  se obtiene de (5), asumiendo en el caso límite que t es igual a  $1/\alpha$ . Esto significa que el voltaje del capacitor ( $v_{CD}$ ) es cero en el instante en que t es igual a  $1/2\alpha$ .

$$L_2 = (t_{CO} \cdot R) \cdot \frac{Q^3}{g(Q)} \cdot \left( \text{tg}^{-1} \frac{1}{Q} \right)^2 \quad (25)$$

El instante de arranque, constituye el caso más desfavorable para el diseño, ya que en este instante la FCEM es igual a cero y el valor de R que aparece en (23), (24) y (25) está dado por la resistencia de armadura del motor en reposo, sumado con la resistencia del campo. Para el caso en que se emplee algún método para limitar la corriente de armadura en el instante de arranque el valor de R en (23), (24) y (25) pueden reemplazarse por  $E/I_a$ , siendo  $I_a$  el valor de la corriente de armadura permitida en el instante de arranque.

De (7) y (17) se obtienen las expresiones para los voltajes de pico inverso y directo

que van a soportar los tiristores  $Th_1$  y  $Th_2$ .

$$VPI(Th_1) = VPD(Th_2) = E(Q^2 + 1)^{\frac{1}{2}} \quad (26)$$

$$VPD(Th_1) = VPI(Th_2) = E[1 + \{[1 + (Q^2 + 1)^{\frac{1}{2}}]^2 + Q^2\}^{\frac{1}{2}}] \quad (27)$$

VARIACION DE  $h(Q)$  CON  $Q$

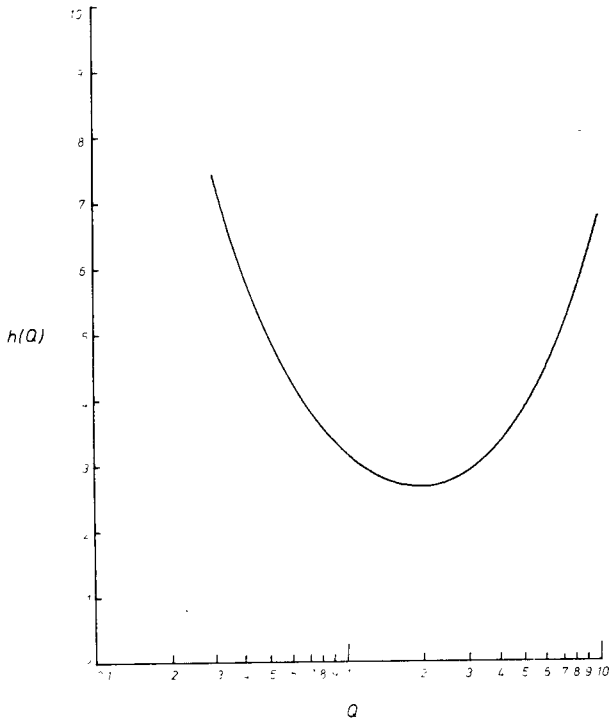


FIG. 5

CRITERIOS PARA LA SELECCION DEL FACTOR  $Q$ .- Para seleccionar el valor de  $Q$  se deben tomar en cuenta tanto la energía almacenada en los elementos de conmutación, así como el máximo voltaje pico repetitivo que los tiristores pueden soportar.

De la Fig. 5 se puede concluir que el mínimo nivel de energía almacenada en los elementos de conmutación,  $h(Q) = 2,66$ ; se lo obtiene para un valor de  $Q$  igual a 1,955; sin embargo al analizar (26) y (27) se ve que el valor de  $Q$  debería ser lo más pequeño posible para que los voltajes de pico inverso y directo sobre los tiristores se mantengan en límites aceptables.

DISEÑO DEL CIRCUITO DE POTENCIA.- En base a las expresiones obtenidas con el análisis matemático presentado, y a los requerimientos propios del sistema para este tipo de aplicaciones, se emplearon los siguientes datos de diseño:

- $Q = 1,4$  (Inferior al valor óptimo con el propósito de mantener los valores de VPI y VPD en límites razonables).
- Mínimo tiempo de apagado del circuito  $t_{co}$  igual a 15  $\mu$ seg.
- Máxima corriente de arranque,  $I_a = 80$  A.
- Frecuencia de trabajo del troceador,  $f$ , igual a 250 Hz.

Las especificaciones mínimas que deben cumplir los elementos semiconductores se resumen en la Tabla 1.

E S P E C I F I C A C I O N E S						M I N I M A S
Elemento	VPD(V)	VPI(V)	Irms(A)	Ipico(A)	Imed(A)	Observaciones
$Th_1$	>389,72	>165,16	>55	>80	-	$t_{off} < 15 \mu$ seg.
$Th_2$	>165,16	>389,72	>11,16	>155,5	-	No requiere características especiales
$D_1$	-	>165,16	-	>113,22	>1,52	--
$D_F$	-	>261,16	-	>80	>20	Diodo de rápida recuperación

T A B L A 1

GENERADOR DE PULSOS PARA CONTROLAR EL ACTIVADO DE LOS TIRISTORES.- En la Fig. 6 se indican los instantes en que deben ser aplicados los pulsos a las compuertas respectivas, para el activado de los tiristores.

El sistema encargado de generar los pulsos para el control de los tiristores, debe cumplir con los siguientes requerimientos:

- Generar los pulsos  $P_2$  con frecuencia constante e igual a la especificada para el troceador ( $f$ ). Luego de un tiempo de retardo  $tr_2$  controlable externamente, generar los pulsos  $P_1$ .
- Por tratarse de una carga con componen-

tes inductivos, las compuertas de los tristores conviene que sean activadas mediante un tren de pulsos con duración igual a la indicada para  $P_1$  y  $P_2$ .

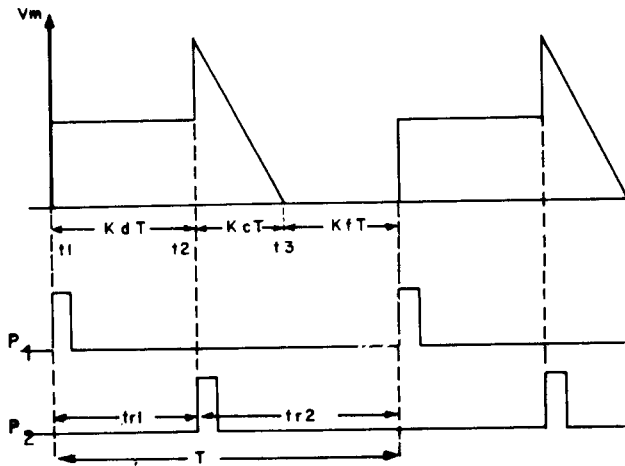


FIG. 6: FORMAS DE ONDA A GENERARSE

- $t_1$  = Instante de activado de  $Th_1$
- $t_2$  = Instante de activado de  $Th_2$
- $t_3$  = Instante de reactivado posible de  $Th_1$
- $P_1$  = Pulso de disparo a la compuerta de  $Th_1$
- $P_2$  = Pulso de disparo a la compuerta de  $Th_2$

- En el instante de activado del sistema el primer tiristor en activarse debe ser  $Th_2$ , ello incrementa la confiabilidad en el funcionamiento del troceador.
- Al apagar el sistema, el último tiristor en ser activado debe ser  $Th_2$ , lo cual garantiza la desconexión efectiva de la carga.
- Bajo ninguna circunstancia deben activarse los dos tiristores simultáneamente.
- El tiristor principal  $Th_1$  debe ser activado únicamente cuando el voltaje sobre la carga sea igual a cero.
- Para limitar la corriente de arranque en el encendido del sistema  $tr_1$  debe tener un valor mínimo, tal que no se sobrepase la máxima corriente especificada para el motor. Luego  $tr_1$  debe incrementarse gradualmente y en forma automática hasta que el motor alcance la velocidad fijada en un tiempo de aproximadamente 3 seg.

Los pulsos entregados por el sistema generador adquieren la potencia necesaria para activar los tiristores en el circuito de interface, que además aisla eléctricamente el sistema de control del circuito de potencia. El diagrama de bloques se muestra en la Fig.7.

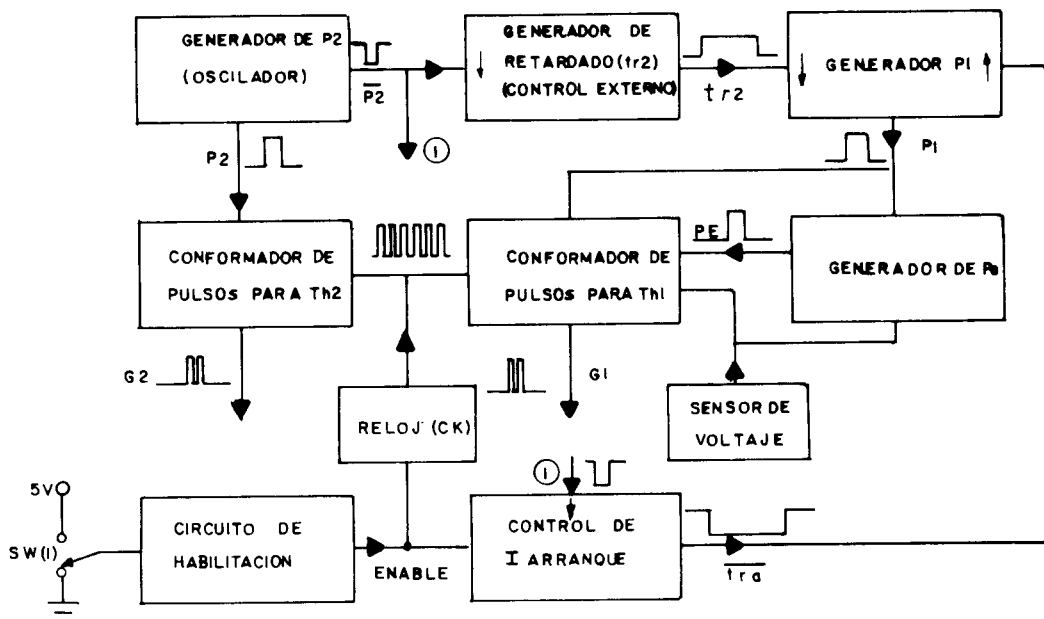


FIG. 7

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 felchas que interconectan los distintos bloques indican el sentido de flujo de las señales

## RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se muestra el circuito utilizado para efectuar las pruebas de funcionamiento del sistema tanto en condiciones normales, como en condiciones extremas que difícilmente podrían darse durante la operación para la que el sistema está diseñado, Fig. 8.

$L_{ch}$  representa la inductancia utilizada en serie con la máquina, con el propósito de reducir el rizado de la corriente.

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

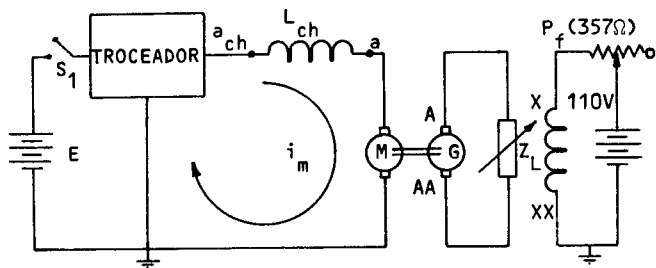
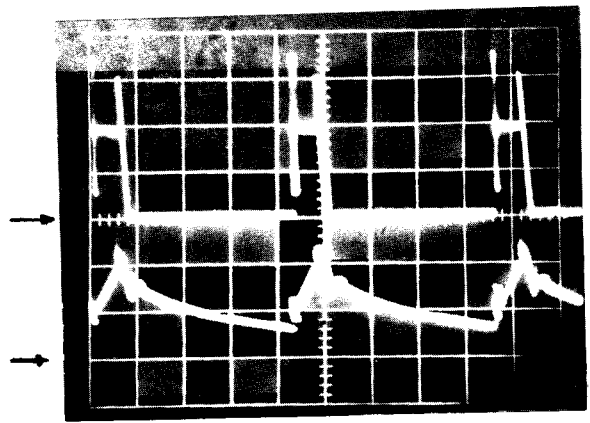


FIG. 8: CIRCUITO UTILIZADO PARA PRUEBAS

**FUNCIONAMIENTO EN ESTADO ESTABLE.**— Las Fotografías (1), (2) y (3), 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 (2) donde  $\Delta I = 38A$ , mientras que para  $K_d = 0,18$ ; Fotografía (1),  $\Delta I = 19A$  y para  $K_d = 0,9$ ; Fotografía (3),  $\Delta I = 22A$ .

En lo que se refiere a  $v_m$ , 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.

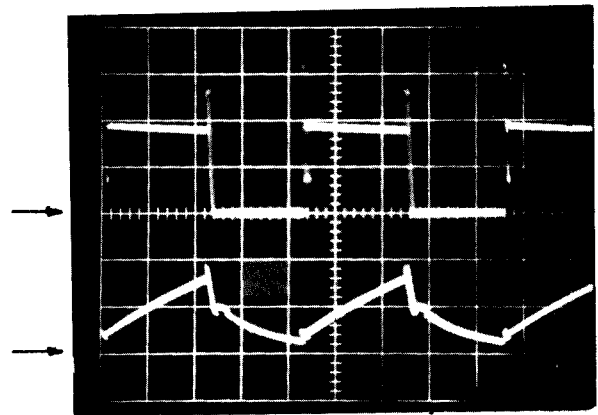
Por otro lado, se aprecia también que el voltaje al que se carga el condensador  $C$  ( $v_c$ ) es inferior al de la fuente  $E$ , sin embargo, de lo cual la conmutación no falla, lo cual demuestra que el autotransformador  $L_1 - L_2$  utilizado como elemento de conmutación ha elevado la confiabilidad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



FOTOGRAFIA 1

Formas de onda en el motor para  $K_d = 0,18$

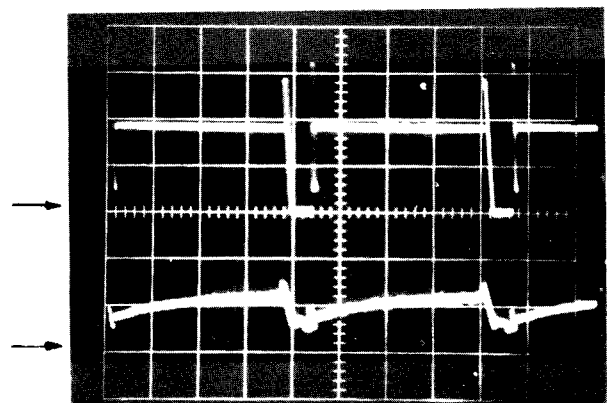
Sección superior: Forma de onda del voltaje ( $v_m$ )  
Esc.Vertical : 50 V/div.  
Sección inferior: Forma de onda de la corriente ( $i_m$ )  
Esc.Vertical : 10 A/div.  
Esc.Horizontal : 1 m Seg./div. (Para las dos secciones)



FOTOGRAFIA 2

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 (En las dos secciones)



FOTOGRAFIA 3

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 (En las dos secciones)

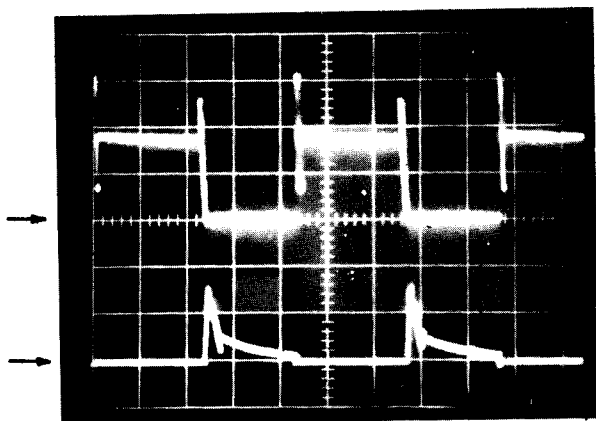
**OPERACION CON EL CHOQUE Y SIN EL CHOQUE.-**

Las Fotografías (4) y (5) 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  $D_F (i_{DF})$  para el caso de operar con el choque y sin el choque respectivamente.

La Fotografía (4) muestra que el diodo de recuperación  $D_F$  conduce durante todo el intervalo en el que el tiristor principal permanece desactivado, lo cual significa que se está operando en modo de conducción continua.

La Fotografía (5) en cambio, muestra que el diodo  $D_F$  deja de conducir antes de que el tiristor principal  $Th_1$  vuelva a ser activado. Como consecuencia, aparece un intervalo de corriente cero (KzT) que perturba el buen funcionamiento del troceador, pues, cuando  $Th_1$  se halla desactivado aparece sobre el motor un voltaje  $v_m$  igual a la FCEM presente en la armadura en ese instante, lo cual ocasiona que se pierda la confiabilidad de la conmutación en ciertos períodos.

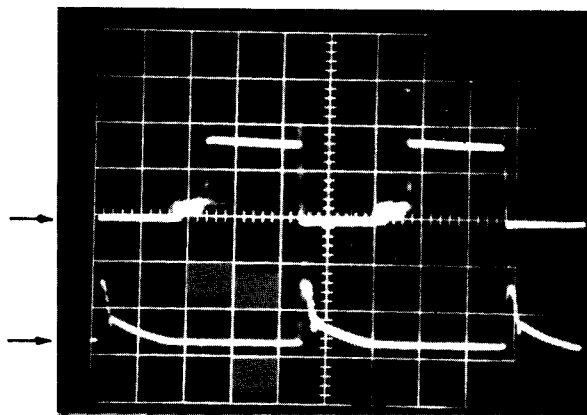
Cabe anotar, que el problema mencionado se presenta para cargas débiles y con un valor de  $K_d$  que oscila alrededor de 0,5; mientras que para  $K_d$  mayores o menores a 0,5 el problema desaparece, esto indica que éste, tiene relación directa con el rizado de corriente.



FOTOGRAFIA 4

Formas de onda con el choque

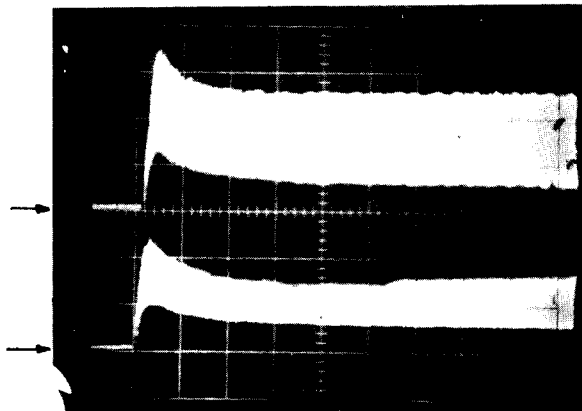
Sección superior: Forma de onda del voltaje ( $v_m$ )  
 Esc. Vertical : 50 V/div  
 Sección inferior: Forma de onda de la corriente en el diodo  $D_F (i_{DF})$   
 Esc. Vertical : 5 A/div  
 Esc.Horizontal : 1 m Seg/div (Para las dos secciones)



FOTOGRAFIA 5

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  $D_F (i_{DF})$   
 Esc.Vertical : 5 A/div  
 Esc.Horizontal : 1 m Seg/div (Para las dos secciones)



FOTOGRAFIA 6

Transitorio de la corriente de arranque

Sección superior: Máxima velocidad seleccionada  
 Esc.Vertical : 20 A/div (Para las dos secciones)  
 Sección inferior: Mínima velocidad seleccionada  
 Esc.Horizontal : 0.2 Seg/div (Para las dos secciones)

**TRANSITORIO DE LA CORRIENTE DE ARRANQUE.-**

La Fotografía (6) 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



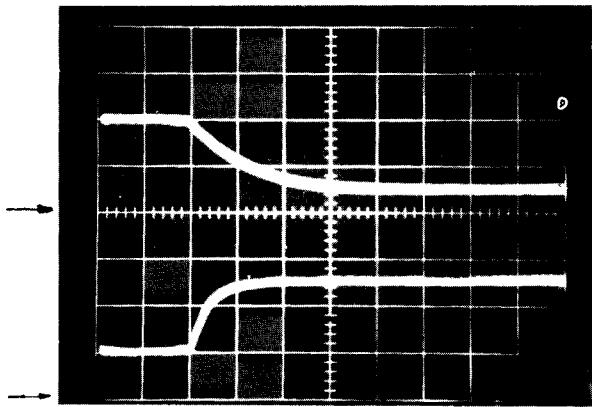
muestra en la parte superior, se puede constatar, que el pico de corriente no excede  $I_m = 70$  A. Los requerimientos del diseño imponían que  $I_m \leq 80$  A.

#### RESPUESTA DINAMICA DEL SISTEMA.-

- 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 el torque nominal para el máximo Kd.

La Fotografía (7) en su parte superior muestra la variación de velocidad del motor desde máximo Kd(0,9); hasta un Kd mínimo igual a 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 Kd 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.



FOTOGRAFIA 7

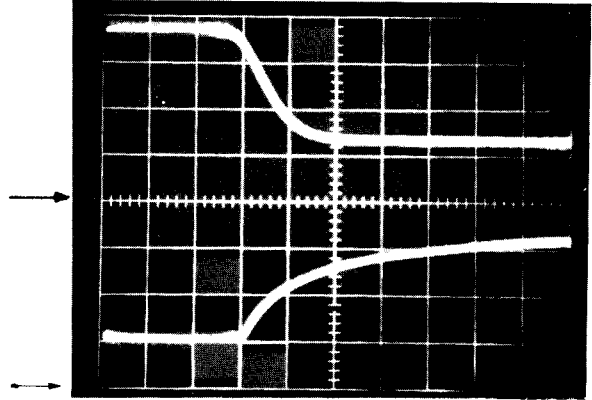
Respuesta del motor a variaciones bruscas del voltaje medio aplicado

Parte superior : Paso de Kd máximo a Kd mínimo  
 Parte inferior : Paso de Kd mínimo a Kd máximo  
 Esc.Vertical : 1.000 rpm/div. (Para las dos secciones)  
 Esc.Horizontal : 0.5 Seg/div. (Para las dos secciones)

- Variaciones bruscas de la carga.- Bajo el mismo criterio empleado para la prueba anterior, se regula la carga de modo que se alcance velocidad nominal, bajo condiciones de mínima carga, tomando en cuenta además que para máxima carga,  $i_m$  igual a I (NOMINAL).

En la parte superior de la Fotografía (8) 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 (8) presenta el cambio de carga máxima a mínima, apreciándose que el cambio se realiza en un tiempo  $t = 5$  seg.



FOTOGRAFIA 8

Respuesta del motor a variaciones bruscas de la carga

Parte superior : Paso de carga mínima a máxima  
 Esc.Vertical : 1.000 rpm/div. (Para las dos secciones)  
 Esc.Horizontal : 0,5 seg/div  
 Parte inferior : Paso de carga máxima a mínima  
 Esc.Horizontal : 1 Seg/div.

INFLUENCIA DEL TROCEADOR EN LAS CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMIENTO DEL MOTOR.- Las características de los motores pueden visualizarse de manera muy objetiva a través de curvas que relacionan los distintos parámetros que intervienen en su funcionamiento. 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.

Los resultados experimentales obtenidos con el troceador se marcan con "+" mientras que los obtenidos sin el troceador se marcan con "0"

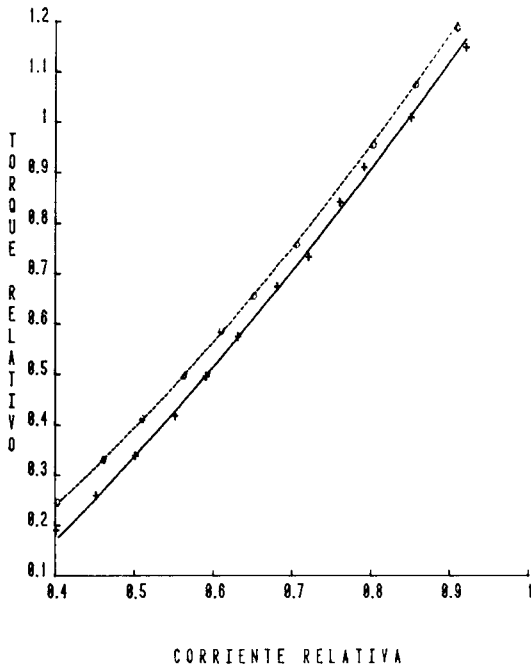
Los gráficos muestran, que de acuerdo con lo previsto teóricamente la inclusión del troceador ha desmejorado ligeramente las características del motor, debido a las pérdidas que causan las componentes alternas de la forma de onda de la corriente entregada.

En cuanto se refiere a la característica  $[\omega/\omega_n] = f [T/T_n]$  (GF. 2) ésta, prácticamente permanece inalterada, por cuanto es una característica propia de la máquina, en la que no intervienen las pérdidas introducidas.

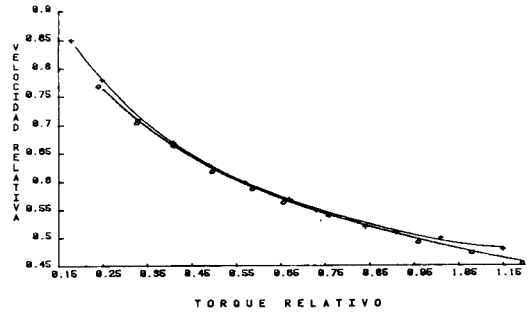
Vale la pena llamar la atención sobre el hecho de que, la eficiencia del sistema y del motor se incrementan con la potencia de entrada (GF. 3) y (GF. 4), lo cual se explica si se toma en cuenta que tanto las pérdidas mecánicas en el motor como las pérdidas eléctricas en el troceador resultan más significativas para potencias de entrada bajas.

Finalmente, en el (GF. 5) en el que la marca "+" corresponde a la eficiencia del troceador con el choque y la marca "0" a la eficiencia del troceador solo; por un lado se evidencian las pérdidas introducidas por la parte resistiva del choque, las cuales se incrementan con la corriente, y por otro se aprecia que la eficiencia del troceador se incrementa aunque ligeramente con la potencia, lo cual se justifica, pues las pérdidas en el troceador son proporcionales al intervalo de conmutación ( $KcT$ ) el cual se reduce conforme se incrementa la corriente.

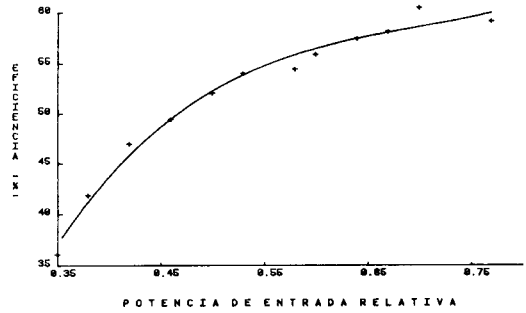
GF. (1):  $[T/T_n] = f [I/I_n]; V_a = 60 (V)$



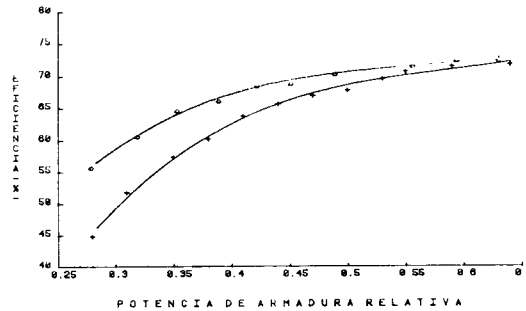
GF. (2):  $[M/M_n] = f [T/T_n]; V_a = 60 (V)$



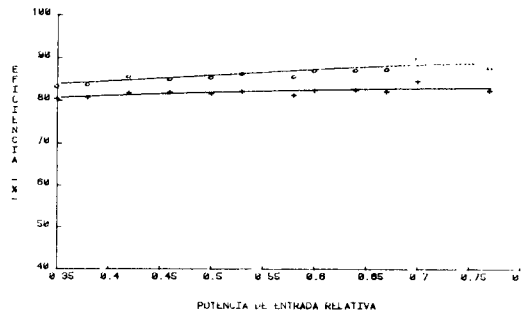
GF. (3): EFICIENCIA DEL SISTEMA;  $V_a = 60 (V)$



GF. (4): EFICIENCIA DEL MOTOR;  $V_a = 60 (V)$



GF. (5): EFICIENCIA DEL TROCEADOR CON EL CHOQUE;  $V_a = 60 (V)$



## CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos demuestran que:

- El sistema de control funciona conforme a lo esperado, garantizando una alta confiabilidad en el proceso de conmutación.
- Que para el correcto funcionamiento del troceador es necesario que la carga tenga un mínimo valor de inductancia.
- Que la utilización del troceador en el control de la velocidad del motor, altera ligeramente las características de funcionamiento de la máquina.

Actualmente se continúa trabajando tanto en el diseño de un sistema controlado por microprocesador, como en la simulación en el computador digital del conjunto motor serie-troceador, de donde se espera obtener los datos necesarios para optimizar la operación y la eficiencia del sistema.

## ANEXOS

### GLOSARIO DE TERMINOS EMPLEADOS

- $T_n$  = Torque nominal de la máquina  
 $P_n$  = Potencia nominal de salida del motor  
 $V_n$  = Voltaje nominal del motor  
 $I_n$  = Corriente nominal del motor  
 $\omega_n$  = Velocidad angular nominal del motor  
 $R$  = Resistencia de la armadura más el campo serie del motor  
 $L$  = Inductancia de la armadura más el campo serie del motor  
 $E$  = Voltaje de alimentación DC  
 $F_{CEM}$  = Fuerza contraelectromotriz inducida en la máquina  
 $C$  = Capacidad de conmutación  
 $L_1, L_2$  = Autotransformador de conmutación  
 $M$  = Inductancia mutua del autotransformador  
 $K_a$  = Coeficiente de acoplamiento en el autotransformador  
 $Q$  = Factor de calidad "Q" del circuito formado por  $L_1$ ,  $C$  y  $R$  del motor  
 $i_{md}$  = Corriente de armadura del motor en el intervalo de trabajo (función del tiempo)  
 $i_{cd}$  = Corriente en el condensador de conmutación en el intervalo de trabajo  
 $i_{mc}$  = Corriente en el motor en el intervalo de conmutación  
 $i_{cc}$  = Corriente en el condensador en el intervalo de conmutación

$v_{cd}$  = Voltaje del condensador en el intervalo de trabajo

$v_{cc}$  = Voltaje del condensador en el intervalo de conmutación

$v_m$  = Voltaje sobre el motor

$t_{off}$  = Tiempo de apagado del tiristor

$t_{co}$  = Tiempo de apagado del circuito

$K_c T$  = Intervalo de conmutación

$K_f T$  = Intervalo de recuperación

$K_z T$  = Intervalo de corriente cero

$K_d T$  = Intervalo de trabajo

$$\eta = \frac{1}{(L_2 C)^{\frac{1}{2}}}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C}$$

$$\alpha = \frac{L_1}{2RCL_2}$$

$$\alpha_1 = \frac{R}{2L_1}$$

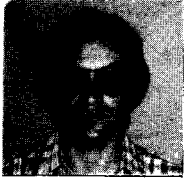
$$a = \left(\frac{L_2}{L_1}\right)^{\frac{1}{2}}$$

$$\omega^2 = \omega_0^2 - \alpha_1^2$$

$$\beta^2 = \eta^2 - \alpha^2$$

## REFERENCIAS

- [1] *Palacios Alvarez José* - "Diseño y construcción de un vehículo con tracción eléctrica" - Tesis de Grado - ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL - FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA - QUITO- 1981.
- [2] *Mita Ray and Asik K. Datta* - "Optimum Design of Commutation Circuit in a Thyristor Chopper for DC Motor Control" - IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation - Vol - IECI - 23, N<sup>o</sup> 2, May. 1976.
- [3] *Montalvo Ramirez Luis* - "Control Electrónico de Velocidad de un motor D.C. para vehículo eléctrico" - Tesis de Grado - ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL - FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA - QUITO - 1982.
- [4] *Banda Gamboa Hugo* - "Apuntes de clase de la materia "Electrónica Industrial II" - ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL - FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA - 79-80.



MONTALVO, LUIS. Nació en Quito, el 3 de Agosto de 1955. Obtuvo su Bachillerato en Humanidades Modernas en el Colegio Montúfar (1974). Estudios Superiores en la Escuela Politécnica Nacional, título de Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones (1982). Actualmente trabaja como Asistente de Cátedra en el Departamento de Electrónica de la E.P.N.

BANDA GAMBOA, HUGO A. Datos Biográficos en el trabajo: Factor de Potencia en Circuitos con formas de Onda Complejas. Publicado en éste volúmen.