

ESUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

"Diseño y Construcción de un Troceador Clase E,
de Cuatro Cuadrantes".

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del título de
INGENIERO EN ELECTRICIDAD

ESPECIALIZACION : ELECTRONICA

Presentada por:

Luis Hannibal Guamán Chamba

Guayaquil-Ecuador 1988

AGENCIAS

A mis PADRES,
a mi director de Tesis,
al Ing. A. Berrezueta,
y a todas aquellas per-
sonas que hicieron po-
sible mi formación.

DEDICATORIA :

A mis Padres,
a mis hermanos,
a Maite.

C. Villafuerte D

Ing. Carlos Villafuerte

SUBDECANO

Hernan Chootong

Ing. Hernan Chootong

DIRECTOR DE TESIS

Alberto Larco

Ing. Alberto Larco

MIEMBRO DEL TRIBUNAL

Rodrigo Berrezueta

Ing. Rodrigo Berrezueta

MIEMBRO DEL TRIBUNAL

DECLARACION EXPRESA

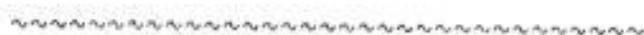
"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta tesis, me corresponden exclusivamente; y, el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Exámenes y Títulos profesionales de la ESPOL).



LUIS HANNIBAL GUAMAN CHAMBA

RESUMEN



En la presente Tesis, se realiza el estudio teórico-experimental, de un convertidor estático de potencia, Troceador Clase E de cuatro cuadrantes, que es capaz de manejar un motor de corriente continua con excitación separada, en sentido directo, inverso y frenado en ambos sentidos.

El dispositivo encargado de Trocear la señal continua de alimentación, para entregar al motor un voltaje de valor promedio variable y por medio de este controlar la velocidad y corriente del motor, es el transistor de potencia. Su excitación se realiza por una señal modulada en ancho de pulso y amplificada en corriente con frecuencia de operación constante.

Se ha utilizado dos lazos de control, subordinados, que presentan un efecto de avance de fase para cada variable que controlan, velocidad y corriente las que retardan sensiblemente la acción del sistema de control. Cada variable retroalimentada es acondicionada anterior a su procesamiento, de donde se tomará la acción correspondiente con la que se controlará el sistema.

Además se ha implementado un sistema de mando para elegir el cuadrante de operación al que se desea llevar el motor.

I N D I C E G E N E R A L

| | Pag. |
|---|------|
| Resumen..... | VI |
| Indice General..... | VII |
| Indice de Figuras..... | XII |
| Introducción..... | XI |
| | |
| CAPITULO 1 : GENERALIDADES. | |
| | |
| 1.1 Clasificación de los Troceadores de acuerdo al número de cuadrantes de operación..... | 16 |
| 1.1.1 Troceador Clase A..... | 18 |
| 1.1.2 Troceador Clase B..... | 39 |
| 1.1.3 Troceador Clase C..... | 44 |
| 1.1.4 Troceador Clase D..... | 50 |
| 1.1.4a Modo de operación 1..... | 52 |
| 1.1.4b Modo de operación 2..... | 57 |
| 1.1.4c Potencia de la fuente y circuito de carga..... | 60 |
| 1.1.5 Troceador Clase E..... | 63 |
| 1.1.5a Circuito de conmutación forzada del Troceador Clase E... | 65 |
| 1.2 Filtro para la reducción de armónicas..... | 73 |

CAPITULO 2 : ANALISIS DEL MOTOR D.C., EXCITADO
SEPARADAMENTE.

| | |
|--|-----|
| 2.a Introducción..... | 77 |
| 2.1 Modelo del Sistema..... | 78 |
| 2.1.1 Control de velocidad..... | 84 |
| 2.2 Cuadrantes de operación y condiciones de trabajo límites..... | 91 |
| 2.3 Características Dinámicas..... | 93 |
| 2.4 Control de velocidad en lazo cerrado..... | 101 |

CAPITULO 3 : DISEÑO DEL TROCEADOR CLASE E.

| | |
|--|-----|
| 3.1 Descripción de su funcionamiento..... | 107 |
| 3.1.1 Primer cuadrante..... | 107 |
| 3.1.2 Segundo cuadrante..... | 109 |
| 3.1.3 Tercer cuadrante..... | 111 |
| 3.1.4 Cuarto cuadrante..... | 111 |
| 3.2 Análisis de los transistores de conmutación.... | 113 |
| 3.2.1 Estructura de un transistor..... | 116 |
| 3.2.2 Conexiones básicas..... | 118 |
| 3.2.3 Familia de curvas características..... | 120 |
| 3.2.4 Comportamiento en conmutación..... | 123 |
| 3.2.5 Zonas de seguridad..... | 126 |
| 3.3 Requerimientos de la carga..... | 129 |
| 3.4 Diseño del filtro para la reducción de armónicas..... | 130 |
| 3.5 Protección de los transistores de potencia..... | 133 |

CAPITULO 4 : DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL.

| | |
|---|-----|
| 4.1 Diagrama esquemático del sistema..... | 146 |
| 4.2 Acondicionadores de señal..... | 146 |
| 4.2.1 Acondicionador de velocidad..... | 148 |
| 4.2.2 Acondicionador de corriente..... | 149 |
| 4.3 Controlador de corriente..... | 155 |
| 4.4 Controlador de velocidad..... | 155 |
| 4.5 Circuito generador de ancho de pulso..... | 158 |
| 4.6 Controlador maestro..... | 161 |
| 4.7 Amplificador de corriente..... | 167 |

CAPITULO 5: RESULTADOS EXPERIMENTALES.

| | |
|--|-----|
| 5.1 Características estáticas..... | 172 |
| 5.1.1 Circuito generador de ancho depulso..... | 172 |
| 5.1.2 Resultados del amplificador de corriente..... | 173 |
| 5.1.3 Resultados del primer cuadrante..... | 174 |
| 5.1.3a Voltaje y corriente de armadura... | 174 |
| 5.1.3b Corriente de armadura y fuente.... | 175 |
| 5.1.4 Resultados del tercer cuadrante..... | 176 |
| 5.1.5 Voltaje y corriente de colector-emisor... | 177 |
| 5.1.6 Resultado en el filtro..... | 178 |
| 5.2 Características dinámicas..... | 179 |
| 5.2.1 Resultados en el segundo y cuarto cuadrante..... | 179 |
| 5.2.2 Transición de giro directo a inverso y | |

| | |
|--|-----|
| viceversa..... | 181 |
| 5.2.3 Respuesta de velocidad..... | 181 |
| 5.2.4 Respuesta del lazo de corriente..... | 182 |
| 5.2.4a Perturbación en la carga..... | 183 |
| 5.2.4b Perturbación en la referencia..... | 185 |
| Conclusiones y Recomendaciones..... | 186 |
| Apéndice A: Análisis de Fourier..... | 188 |
| Apéndice B: Calibración de controladores..... | 205 |
| Apéndice C: Controlador de acción Proporcional- Integral..... | 211 |
| Bibliografía..... | 220 |

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



Dado el extenso uso de la corriente directa en sistemas de transportación eléctrica, los Troceadores, tienen una gran importancia, en las aplicaciones de este campo. El troceador que se utiliza en esta Tesis, presenta una gran flexibilidad, en cuanto a las formas de funcionamiento que el motor puede trabajar. Es así como a través de este troceador, la carga puede recibir voltaje y corriente de cualquier combinación de polaridad (cuatro cuadrantes). Esto permite que el motor pueda funcionar, girando en sentido directo, inverso y frenarlo en ambos sentidos.

Los objetivos están concentrados a poder controlar el sentido de giro, la velocidad, la corriente y frenar el motor, independientemente de su sentido de giro, utilizando un solo circuito convertidor, de corriente continua estable a corriente continua ajustable.

Los dos primeros capítulos serán los encargados de proporcionar los fundamentos teóricos, para en los dos capítulos posteriores, poder diseñar los circuitos de control y fuerza con los que se construirá el prototipo y así en el último capítulo poder presentar sus resultados.

CAPITULO No. 1: GENERALIDADES

1.1 CLASIFICACION DE LOS TROCEADORES DE ACUERDO AL NUMERO DE CUADRANTES DE OPERACION.

Si disponemos de una fuente de corriente directa, a una diferencia de potencial apropiada, ésta puede ser controlada por un convertidor o troceador dc a dc, para alimentar el circuito de armadura de un motor dc, excitado separadamente. Debido al extenso uso de la corriente directa en sistemas de transportación eléctrica, este convertidor tiene una gran aplicación en este campo.

Puesto que en un sistema de alimentación dc, la diferencia de potencial línea a línea o línea a tierra, es más bajo en comparación con la usada en un típico sistema de alimentación ac, la corriente dc es relativamente alta para una potencia dada. De esta forma el contenido de armónicas de la corriente de línea, puede resultar en armónicas de corriente dc de gran amplitud, que pueden causar serias interferencias

en sistemas de comunicación.

Las fuentes más comunes de estas armónicas son los troceadores sobre los vehículos y los rectificadores de seis o doce pulsos instalados en las subestaciones. Aunque una determinada cantidad de armónicas nacen de los rectificadores de las subestaciones, la contribución de los troceadores a estas armónicas se puede reducir, haciendo su frecuencia de operación tan alta como sea posible y situando un filtro en la entrada del troceador, consistiendo usualmente de una inductancia serie en una línea y una capacitancia paralelo a través de los terminales de entrada del fragmentador (Chopper). De esta forma el contenido de armónicas en la línea serán reducidas profusamente y se puede considerar que la fuente de alimentación de este convertidor es de una diferencia de potencial constante. La relación frecuencia resonante del filtro para frecuencia de trabajo del Troceador, será tan pequeña como sea posible, (menor a 0.5); esto es el valor de la inductancia y capacitancia serán considerables. Estas armónicas también pueden ser reducidas efectivamente al alimentar de un filtro común dos o más fragmentadores, operando a una frecuencia con pulsos traslapados.

Los Troceadores, pueden ser clasificados de acuerdo al número de cuadrantes del diagrama $\bar{v}_t-\bar{i}_a$, en el cual ellos son capaces de operar. Una clasificación apropiada es presentada en la fig. 1.1. y dilucidada a continuación.

1.1.1 TROCEADOR CLASE A

La fig. 1.2a ilustra el circuito de potencia básico de un Troceador reductor de único cuadrante. El modelo del circuito de armadura del motor es presentado como tres elementos separados del circuito. El término reductor, significa que la diferencia de potencial promedio en los terminales del circuito de armadura es menor que el de la fuente. El término único cuadrante significa que las variables del circuito de armadura, voltaje y corriente promedio, solo ocurren en el primer cuadrante del diagrama $\bar{v}_t-\bar{i}_a$.

La operación de este sistema puede ser entendido considerando las formas de onda de las variables del circuito presentada en las figs. 1.2b y c. Cuando el transistor Q_1 es encendido, la diferencia de

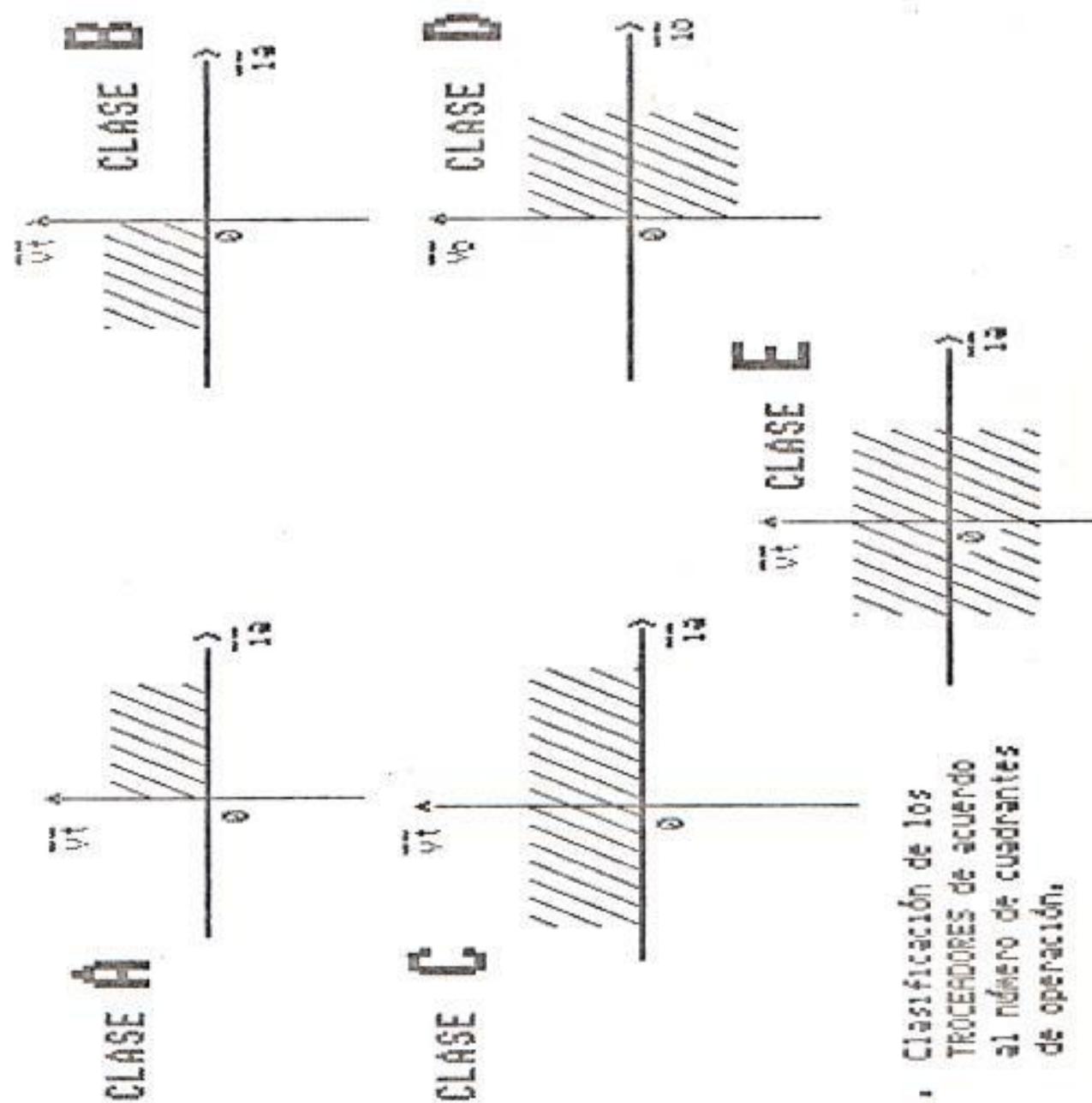


FIG. 1.1. Clasificación de los
 PROCESADORES de acuerdo
 al número de cuadrantes
 de operación.

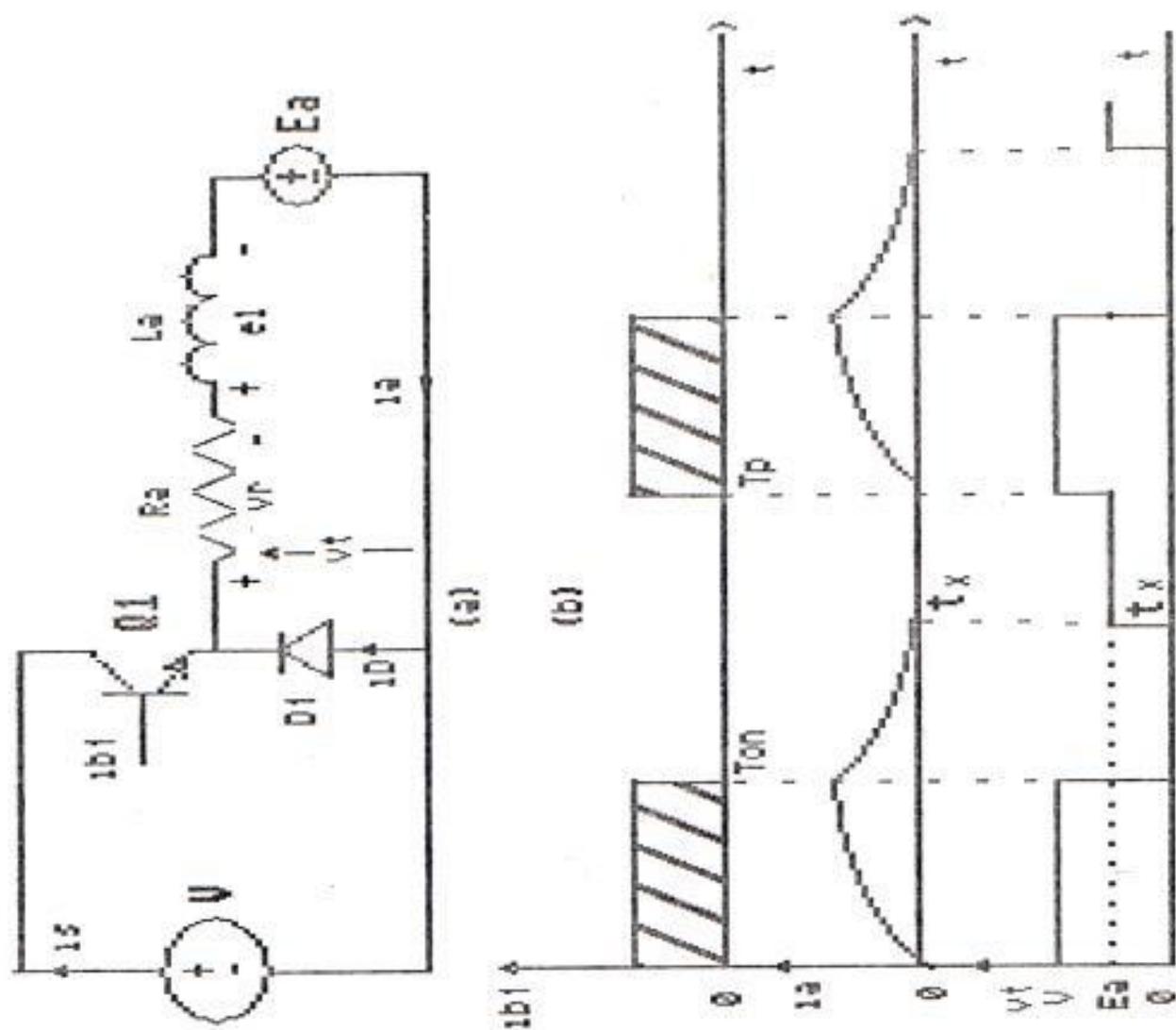
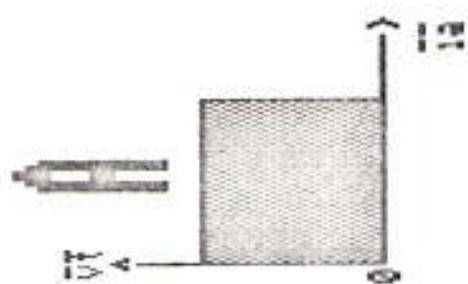
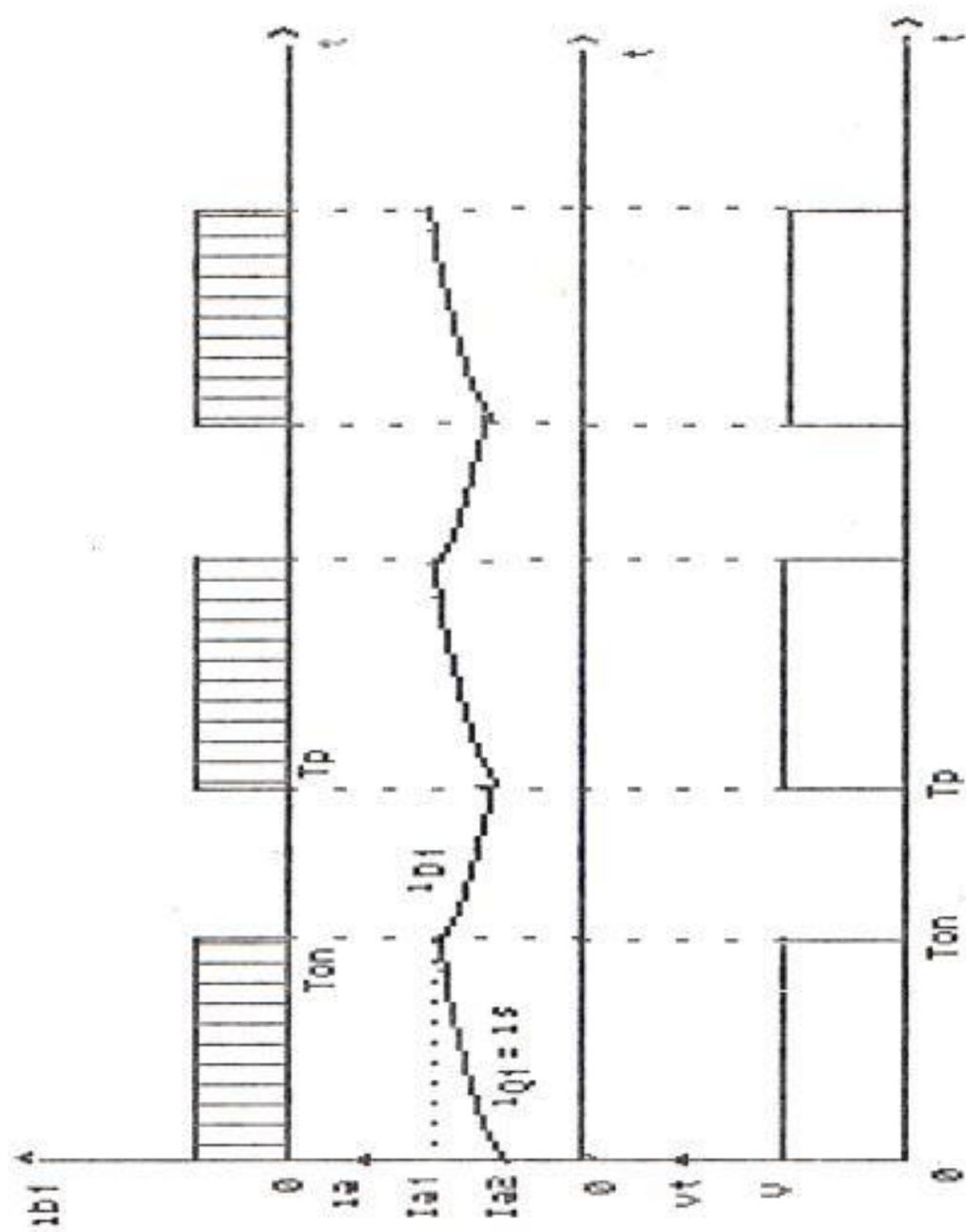


FIG. 1.2. Principios básicos del TROCERDOR, reductor, de único cuadrante, clase A.





(C)

potencial de la fuente aparece en los terminales del circuito de armadura. Si este estado de hechos continuara, la corriente de armadura puede incrementarse hasta llegar a la magnitud de estado estable expresada por:

$$i_a = \frac{V - E_a}{R_a} \text{ [A]} \quad (1.1)$$

La corriente promedio en el circuito de armadura puede ser controlada por la conmutación del transistor Q_1 , antes que la corriente hubiera alcanzado el valor expresado por la eq.(1.1), permitiéndole decaer a través del diodo D_1 a cero como se presenta en la fig. 1.2b o algún valor menor al obtenido mientras Q_1 estuvo conduciendo, (fig. 1.2c). El valor promedio de i_a es controlado si este proceso de encendido y apagado de Q_1 es repetido a intervalos regulares. La forma de onda correspondiente a v_t ilustra la razón del popular nombre "TROCEADOR" (convertidor dc a dc).

El valor promedio de i_a puede ser controlado en tres formas diferentes. Estas son:

a) variando la duración de T_{on} , antes que Q_1 sea

conmutado y manteniendo el periodo del pulso T_p constante; esta forma se denomina: modulación de ancho de pulso;

b) variando T_p y manteniendo T_{on} constante; se la conoce como: modulación de frecuencia;

c) combinando los dos métodos anteriores.

Este convertidor tiene dos formas de funcionamiento: con corriente discontinua y con corriente continua. Si T_{on} es corto en relación a T_p , (fig. 1.2b) y la inductancia del circuito es pequeña, cuando el transistor está bloqueado, la corriente decrece exponencialmente hasta llegar a cero, siendo ésta la condición inicial para el siguiente ciclo. De este modo obtenemos corriente discontinua, consistiendo su forma de onda en una serie de pulsos que serán idénticos cuando las condiciones de estado estable han sido alcanzadas. Si T_{on} en relación a T_p es más grande, la corriente de carga no decaerá a cero durante el intervalo $T_{on} < t < T_p$, pero disminuirá hasta que Q_1 sea nuevamente encendido. En condiciones estables por lo tanto la corriente variará en una manera regular (fig. 1.2c). Esta variación produce la presencia de armónicas, generadas al fragmentar el nivel

constante de la fuente de alimentación, las que crearán pérdidas mayores, a medida que se agudice su variación. De ésta premisa podemos afirmar que la eficiencia del sistema será mayor cuanto más continua sea la corriente. Esto lo podemos lograr, incrementando la inductancia, para explayar el retardo de la corriente con respecto al voltaje, puesto que $\zeta = L/R$. Si además disminuimos el periodo de oscilación, el tiempo para que la corriente disminuya o se incremente de su nivel dc también disminuye, contrariamente a si incrementáramos su periodo, obteniendo de esta forma con seguridad, corriente continua. Sin embargo bajo condiciones transientes, la corriente puede convertirse en discontinua, como en el caso de controladores con tiempo de respuesta demasiado rápido.

Dado que un motor está constituido básicamente por bobinas sin ninguna resistencia adicional a la intrínseca y la frecuencia de operación es alta (200 a 500 Hz), por lo expuesto anteriormente, nuestra operación será con corriente continua, como se muestra en la fig. 5.3 y esta es la condición que hemos considerado para realizar el diseño del sistema implementado. Para la malla del lado derecho de la fig. 1.2a

$$v_t = e_l + v_r + E_a \quad [V] \quad (1.1)$$

$$v_t = L_a * \frac{di_a}{dt} + i_a * R_a + E_a \quad [V] \quad (1.1a)$$

$$\frac{di_a}{dt} + i_a * \frac{R_a}{L_a} = \frac{v_t - E_a}{L_a} \quad [A/s] \quad (1.3)$$

Dado que esta ecuación diferencial general es de primer orden, iniciamos su solución buscando un factor integrante de la forma:

$$u(t) = e^{\int \frac{R_a}{L_a} dx} = e^{-t/\tau_a} \quad ; \quad \tau_a = L_a/R_a \quad (1.3a)$$

utilizando la fórmula explícita para la solución de la ecuación general lineal de primer orden, tenemos:

$$i_a(t) = 1/u(t) \left[\int^t u(s) \left[\frac{v_t - E_a}{L_a} ds + c \right] \right] \quad (1.3b)$$

$$i_a(t) = e^{-t/\tau_a} \left[\frac{v_t - E_a}{L_a} e^{-t/\tau_a} \tau_a + c \right] [A] \quad (1.3c)$$

$$i_a(t) = [(vt - E_a)/R_a] + ce^{-t/\tau_a} \quad (1.3d)$$

Cuando G_1 es encendido, las condiciones iniciales para $t=0$ son : $vt=V$ e $i_a=I_{a2}$. Reemplazando en la ec. 1.3d tenemos:

$$i_a(0) = I_{a2} = (V - E_a)/R_a + c \quad (1.3e)$$

donde,

$$c = I_{a2} - (V - E_a)/R_a \quad (1.3f)$$

reemplazando en la ecuación 1.3d

$$i_a(t) = (v - E_a)/R_a + [I_{a2} - (v - E_a)/R_a]e^{-t/\tau_a} \quad (1.3g)$$

$$i_a(t) = (v - E_a)/R_a(1 - e^{-t/\tau_a}) + I_{a2}e^{-t/\tau_a} \quad [A] \quad (1.4)$$

$$\tau_a = L_a/R_a \quad [s], \quad 0 \leq t \leq T_{on} \quad [s] \quad (1.5)$$

A $t = T_{on}$ cuando Q_1 es conmutado, logramos:

$$i_a(T_{on}) = I_{a1} = (v - E_a) / R_a (1 - e^{-T_{on}/\tau_a}) + I_{a2} e^{-T_{on}/\tau_a} \quad [A] \quad (1.6)$$

Cuando Q_1 es apagado, i_a fluye a través del diodo de paso libre D_1 , dando como resultado $v_t = 0V$ (despreciando el voltaje de conducción del diodo); de la ecuación 1.3, tenemos:

$$\frac{di_a}{dt'} + \frac{R_a}{L_a} i_a = - \frac{E_a}{L_a} \quad [A/s] \quad (1.7)$$

donde

$$t' = t - T_{on} \quad [s] \quad (1.8)$$

a $t' = 0$, $i_a = I_{a1}$. De la ecuación 1.7 y estas condiciones iniciales, aplicando un procedimiento similar al realizado para encontrar la solución de la ec. 1.3, tenemos:

$$i_a = E_a/R_a(e^{-t'/\tau_a} - 1) + I_{a1}e^{-t'/\tau_a} \quad [\text{A}], \quad T_{on} \leq t \leq T_p \quad [s] \quad (1.9)$$

a $t' = T_p - T_{on}$ o $t = T_p$ cuando Q_1 es nuevamente encendido

$$i_a = I_{a2} = E_a/R_a[e^{-(T_p - T_{on})/\tau_a} - 1] + I_{a1}e^{-(T_p - T_{on})/\tau_a} \quad [\text{A}] \quad (1.10)$$

la ecuación 1.6 y 1.10 pueden ser resueltas simultáneamente, dando como resultado

$$I_{a1} = \frac{V}{R_a} * \frac{1 - e^{-T_{on}/\tau_a}}{1 - e^{-T_p/\tau_a}} - \frac{E_a}{R_a} \quad [\text{A}] \quad (1.11)$$

$$I_{a2} = \frac{V}{R_a} * \frac{e^{T_{on}/\tau_a} - 1}{e^{T_p/\tau_a} - 1} - \frac{E_a}{R_a} \quad [\text{A}] \quad (1.12)$$

Cuando $Q1$ está encendido continuamente, es decir $T_{on}=T_p$, resulta $I_{a1}=I_{a2}=I_a$ dada por la ec. 1.1.

Habr  un valor de T_{on} en el cual $I_{a2}=0$ e I_{a1} es diferente de cero, para el cual se est  en el limite del funcionamiento entre corriente continua y corriente discontinua; luego haciendo $I_{a2} = 0$ en la ecuación 1.12 se tiene

$$\frac{E_a}{V} = \frac{e^{\frac{T_{on}}{\zeta a}} - 1}{e^{\frac{T_p}{\zeta a}} - 1} \quad (1.12a)$$

La ecuación 1.12a se puede representar de la siguiente forma:

Si, $T_{on}/\zeta a = X_1$, $T_p/\zeta a = X_2$ y $Y = E_a/V$,

$$Y = \frac{e^{X_1} - 1}{e^{X_2} - 1} \quad (1.12b)$$

que da la familia de curvas presentadas en la fig. 1.3. En particular, para $X_2=Tp/Za=\infty$, $Y=0$, o sea el eje de las abscisas que corresponde a $Za=L/R=0$; la carga es puramente resistiva en cuyo caso siempre la corriente es discontinua.

Por el contrario para $X_2=Tp/Za=0$, o sea, $Za=L/R=\infty$ y $X_1=0$ (carga inductiva pura) se obtiene el eje de ordenadas en cuyo caso siempre se opera con corriente continua. Un punto arriba de la curva significa que la operación se lleva acabo con corriente discontinua. Un punto bajo la curva significa que la operación se lleva acabo con corriente continua. La operación en un punto arriba de la línea marcada igual a cero, es imposible.

Cuando operamos con corriente discontinua, en la frontera definida por las curvas de la fig.1.3, $I_{a2}=0$ y de la ec. 1.6

$$|I_{a1}| = (V-E_a)/R_a \left[1 - e^{-T_{on}/Z_a} \right] \text{ [A];} \quad (1.12c)$$

y de las ecuaciones 1.9 y 1.12c

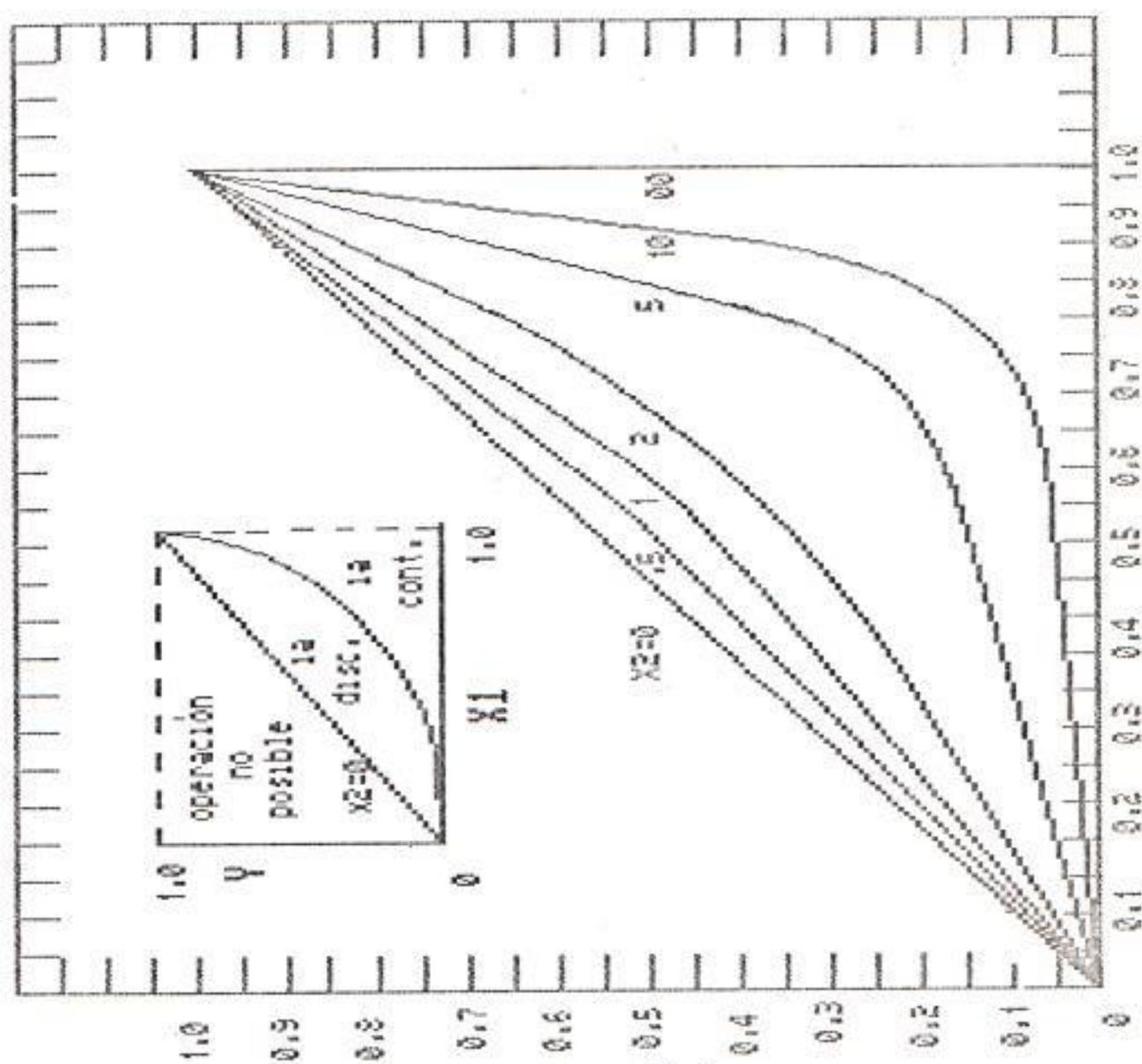


FIG. 1.3
Operación en la
frontera de co-
rriente continua
y corriente dis-
continua.

$$i_a = -E_a/R_a(1 - e^{-t'/\tau_a}) + (V - E_a)/R_a(1 - e^{-T_{on}/\tau_a})e^{-t'/\tau_a}$$

$$T_{on} < t < T_x, t' = t - T_{on} \quad [s] \quad (1.21d)$$

Esta corriente llegará a cero en el tiempo $t = T_x$, o $t' = T_x - T_{on}$; sustituyendo estas condiciones en la ec. 1.21d, tenemos:

$$T_x = \tau_a \ln[1 + (V - E_a)/E_a(1 - e^{-T_{on}/\tau_a})] + T_{on} \quad [s] \quad (1.21e)$$

Las formas de onda de v_t en la fig. 1.2c, pueden ser descritas por la serie de Fourier, como:

$$v_t = \bar{v}_t + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \text{Sen}(n\omega_0 t + \theta_n) \quad [V] \quad (1.13)$$

donde ω_0 es la frecuencia angular a la que trabaja el troceador definido por:

$$\omega_0 = 2\pi/T_p \quad [\text{rad/s}] \quad (1.14)$$

y el valor promedio de v_t es

$$\bar{v}_t = 1/T_p \int_0^{T_{on}} V dt \quad [V]$$

$$\bar{v}_t = V T_{on}/T_p \quad [V] \quad (1.15)$$

$$C_n = [(a_n)^2 + (b_n)^2]^{1/2} \quad (1.15a)$$

$$a_n = 1/\pi \int_0^{\omega_0 T_{on}} V_0(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (1.15b)$$

$$a_n = (V/n\pi) \text{Sen}(n\omega_0 T_{on}) \quad (1.15c)$$

$$b_n = (1/\pi) \int_0^{\omega_0 T_{on}} V_0(\omega t) \text{Sen}(n\omega t) d(\omega t) \quad (1.15d)$$

$$b_n = (V/n\pi) \text{Cos}(n\omega_0 T_{on}) \quad (1.15e)$$

$$b_n = (V/n\pi) (1 - \text{Cos}n\omega_0 T_{on}) \quad (1.15f)$$

$$C_n = \left\{ \left[\left(\frac{V}{n\pi} \right) \text{Sen} (n\omega_0 T) \right]^2 + \left[\left(\frac{v}{n\pi} \right) (1 - \text{Cos} (n\omega_0 T)) \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (1.15g)$$

$$C_n = \frac{V}{n\pi} \left\{ \left[\text{Sen} (n\omega_0 T) + 1 - 2\text{Cos} (n\omega_0 T) + \text{Cos} (n\omega_0 T) \right] \right\}^{1/2} \quad (1.15h)$$

$$C_n = \frac{V}{n\pi} \left[2 - 2\text{Cos} (n\omega_0 T) \right]^{1/2} \quad (1.15i)$$

$$C_n = \frac{2V}{n\pi} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2}\text{Cos} (n\omega_0 T) \right]^{1/2} \quad (1.15j)$$

$$C_n = \frac{2V}{n\pi} \text{Sen} \frac{n\omega_0 T}{2} \quad [V] \quad (1.16)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \quad (1.16a)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{\text{Sen} (n\omega_0 T)}{1 - \text{Cos} (n\omega_0 T)}; \text{ si } u = n\omega_0 T \quad (1.16b)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{\text{Sen } u}{2 \text{ Sen} \frac{u}{2}} \quad (1.16c)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{\text{Sen } u/2 \text{ Cos } u/2}{\text{Sen }^2 u/2} \quad (1.16d)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} [\text{Cot } u/2] \quad (1.16e)$$

$$\theta_n = \tan^{-1} [\tan(\pi/2 - u/2)] \quad (1.16f)$$

$$\theta_n = \pi/2 - n\omega_0 T_{on}/2 \quad [\text{rad}] \quad (1.17)$$

Para algunas formas de onda de algunos convertidores con semiconductores de potencia su expresión también puede ser obtenida utilizando el método de discontinuidad tratado en el apéndice A.

De la ecuación 1.16 las amplitudes de las armónicas alcanzan su valor más grande cuando $T_{on} = T_p/2$. La máxima amplitud para la armónica de más baja frecuencia o fundamental es:

$$C_1 = 2V/\pi \text{ Sen } \omega_0 T_{on}/2 \quad (1.17a)$$

Para $T_{on} = T_p/2$

$$C1 = \frac{2V}{\pi} \text{ Sen } \frac{2 T_{on}}{T_p} \quad (1.17b)$$

$$C1 = 2V/\pi \quad (1.17c)$$

El valor promedio de la corriente de armadura es:

$$\bar{i}_a = \frac{\bar{v}_t - E_a}{R_a} = (VT_{on}/T_p - E_a)/R_a \quad [A] \quad (1.18)$$

Dado que en un motor dc, por lo general, la reactancia inductiva es mayor que la resistencia de armadura $\omega L_a \gg R_a$, (lo que constituye un atraso cercano a los 90 grados de la corriente con respecto al voltaje) la componente fundamental de la corriente de armadura, de las ecuaciones 1.13, 1.16 y 1.17 es:

$$i_{a1} = C1 \text{ Sen } (\omega t + \theta_1) \quad (1.18a)$$

$$i_{a1} = \frac{2V}{(R_a + \omega L_a)} \text{ Sen } (\omega t + \pi/2 - \omega T_{on}/2 - \pi/2) \quad (1.18b)$$

$$i_{a1} = \frac{2V}{\pi \omega L_a} \text{ Sen } (\omega T_{on}/2) \text{ Sen } (\omega t - \omega T_{on}/2) [A] \quad (1.19)$$

El valor rms de esta componente fundamental es:

$$I_{r1} = \left[\frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} \left(\frac{2V}{\pi \omega_0 L_a} \sin(\omega_0 T_{on}/2) \sin(\omega_0 t - \omega_0 T_{on}/2) \right)^2 dt \right]^{1/2} \quad (1.19a)$$

$$I_{r1} = 1.41V / \pi \omega_0 L_a \sin \omega_0 T_{on}/2 \quad [A] \quad (1.20)$$

La corriente de armadura puede ser descrita con buena aproximación por la suma de las dos componentes dadas en la ec. 1.18 y 1.19. La corriente rms de armadura es entonces:

$$I_R = \left[(i_a)^2 + I_{r1}^2 \right]^{1/2} \quad [A] \quad (1.21)$$

Si fuera necesario, la magnitud de esta corriente puede ser reducida con incremento de inductancia en el circuito de armadura, como se podrá observar en el sistema diseñado.

La relación entre la corriente de fuente y la corriente de armadura es definida por:

$$\begin{aligned}
 i_s &= i_a \quad [A] & 0 \leq t \leq T_{on} \quad [s] \\
 i_s &= 0 & T_{on} \leq t \leq T_p \quad [s]
 \end{aligned} \tag{1.22}$$

Las armónicas de la forma de onda de i_s , podrían ser obtenidas a partir de i_a , aunque, una buena aproximación para las armónicas de la corriente de línea es asumirlas de magnitud constante, dado que $\omega_0 L_a \gg R_a$. En estas circunstancias la corriente de la fuente se convierte en una serie de pulsos de magnitud i_a , duración T_{on} y periodo T_p . Esto puede ser analizado de la misma manera que la forma de onda de v_t , dando una expresión aproximada para la corriente de línea expresada por;

$$i_s = \frac{T_{on}}{T_p} \bar{i}_a + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{2\bar{i}_a}{n} \right) \text{Sen}(n\omega_0 T_{on}/2) \text{Sen}(n\omega_0 t + n\omega_0 T_{on}/2) \tag{1.23}$$

Nuevamente las amplitudes de las armónicas alcanzan su máximo valor cuando $T_{on} = T_p/2$.

Para usos posteriores, se ha asumido que i_s puede ser representada aproximadamente, por su valor promedio y la primer armónica de la expresión dada en la ec.

1.23. De esta manera la corriente rms de la fuente es;

$$I_s = \bar{i}_a \left[\left(\frac{T_{on}}{T_p} \right)^2 + \left(1.41/\pi \text{ Sen} \omega T_{on}/2 \right)^2 \right]^{1/2} \quad [A] \quad (1.24)$$

al valor promedio de i_s en la ec. 1.23 es:

$$\bar{i}_s = \frac{T_{on}}{T_p} \bar{i}_a \quad [A] \quad (1.25)$$

De las ecuaciones 1.15 y 1.25 puede entonces decirse que:

$$P_a = \bar{v}_t \bar{i}_a = \frac{T_{on}}{T_p} V \bar{i}_a = V \bar{i}_s = P_{in} \quad [W] \quad (1.26)$$

1.1.2 TROCEADOR CLASE B

Un Troceador elevador clase B, permite enviar hacia la fuente dc, la energía que está presente en los terminales de un motor regenerativo. Puede ser formado por los componentes del troceador clase A, dispuestos en forma diferente. De esta modo en un sistema en el cual exista un intervalo de tiempo de conmutación considerable entre el paso de un

troceador clase A a un troceador clase B, los componentes y circuitos de control de el convertidor clase A serán suficientes para ambos propósitos. Una aplicación típica es el troceador que alimenta a un tren subterráneo.

El circuito de potencia básico para una operación clase B es presentado en la figura 1.4a. Los símbolos y direcciones de referencia de las variables son las mismas que en la figura 1.2. De esta manera el sistema está operando en el segundo cuadrante del diagrama $\bar{v}_t - \bar{i}_a$ y $v_t = V_{ce2}$. La operación con corriente discontinua es posible, pero nuevamente solo la operación con corriente continua en estado estable es analizada.

Si el transistor Q2 está apagado y $V > E_a$, i_a e i_s son iguales a cero. Por lo tanto el circuito es totalmente inactivo. Si Q2 es encendido y apagado a intervalos regulares, de periodo T_p , la fuerza electromotriz almacena energía en la inductancia, L_a , cuando Q2 está conduciendo y parte de esta energía almacenada es entregada a la fuente V a través de D2, cuando Q2 se abre. Si la señal de control para Q2 son como las que se presenta en la fig. 1.4, la operación

del circuito puede ser analizada para obtener las formas de onda de las otras variables. Por razones que serán descritas cuando el troceador clase C sea presentado, el intervalo durante el cual D2 conduce es designado T_{on} . De esta manera un ciclo de operación comienza en el instante que Q2 es conmutado, $t=0$ en la fig. 1.4.

Cuando $t=0$, $i_a = I_{a2}$ de magnitud negativa. Para el intervalo $0 < t < T_{on}$ D2 conduce y $V_{ce2} = V$. Durante este intervalo,

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{R_a}{L_a} i_a = \frac{V - E_a}{L_a} \quad [A/s] \quad (1.27)$$

Para las condiciones de estado inicial la solución de la ecuación 1.27, es:

$$i_a = [(V - E_a)/R_a](1 - e^{-t/\tau_a}) + I_{a2}e^{-t/\tau_a} \quad [A] \quad (1.28)$$

A $t=T_{on}$, i_a alcanzó una magnitud I_{a1} , donde $I_{a2} < I_{a1} < 0$. Así, de la ecuación 1.28

$$I_{a1} = [(V - E_a)/R_a](1 - e^{-t_{on}/\tau_a}) + I_{a2}e^{-t_{on}/\tau_a} \quad [A] \quad (1.29)$$

Q2 es encendido a $t = t_{on}$ y a $t = t_{on} + t_{on}$, V_{ce2} es igual a cero e $i_a = I_{a1}$. Durante el intervalo $t_{on} < t < t_p$

$$\frac{di_a}{dt'} + \frac{R_a}{L_a} i_a = -\frac{E_a}{L_a} \quad [A/s] \quad (1.30)$$

donde

$$t' = t - t_{on} \quad [s] \quad (1.31)$$

La solución de la ecuación 1.30 para las condiciones de estado inicial, es:

$$i_a = -E_a/R_a(1 - e^{-t'/\tau_a}) + I_{a1}e^{-t'/\tau_a} \quad [A] \quad (1.32)$$

Al término del ciclo cuando $t = t_p$ o $t' = t_p - t_{on}$, i_a debe haber regresado a su valor inicial, I_{a2} . De la ec. 1.32

$$I_{a2} = -E_a/R_a(1-e^{-\frac{(T_p-T_{on})}{\tau_a}}) + I_{a1}e^{-\frac{(T_p-T_{on})}{\tau_a}} \quad [A] \quad (1.33)$$

Las ecuaciones 1.29 y 1.33 son idénticas a las ecuaciones 1.6 y 1.10. Por lo tanto ellas pueden ser resueltas simultáneamente, dando como resultado las ecuaciones 1.11 y 1.12. Se debe tener en cuenta que en este troceador las corrientes i_a e i_s son siempre negativas y de esta forma la operación se lleva a cabo en el segundo cuadrante del diagrama $\bar{v}_t - \bar{i}_a$.

El análisis de Fourier descrito en el operación del troceador clase A, puede también ser utilizado para describir las formas de onda de las corrientes i_a e i_s de este troceador.

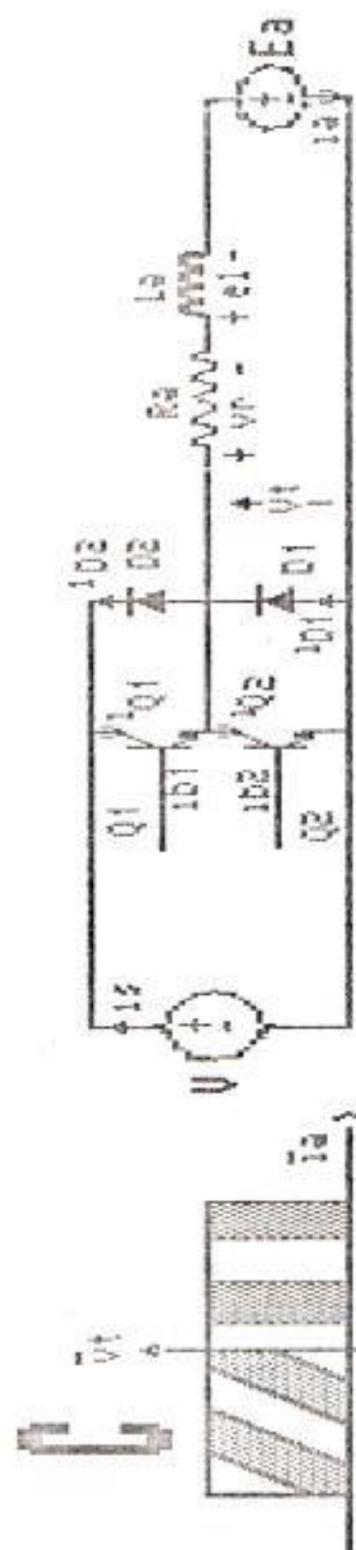
1.1.3 TROCEADOR CLASE C

Aunque para algunas aplicaciones, conmutando de una configuración clase A a una clase B, es un método satisfactorio de obtener frenado regenerativo, en otras una transición suave para obtener frenado es

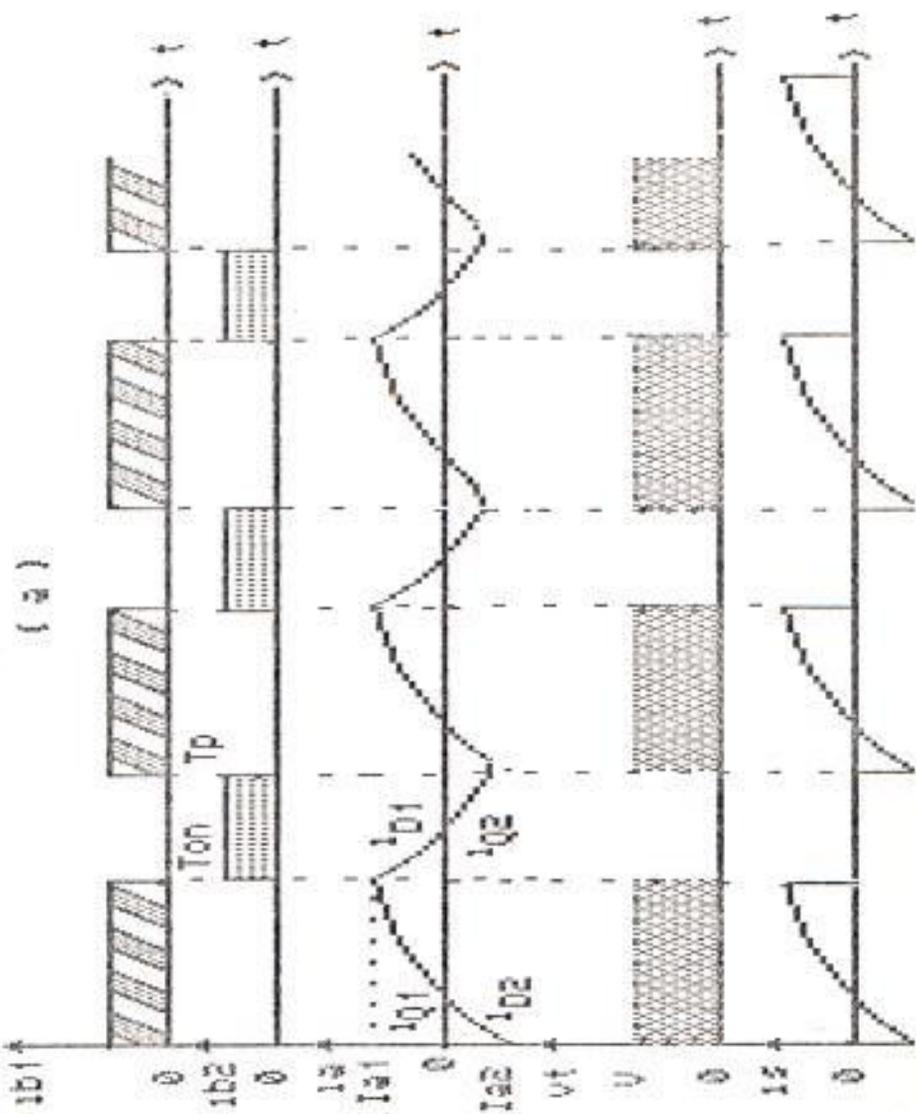
esencial. Este es, por ejemplo, el caso frecuente de impulsores de máquinas herramientas. Una combinación de los circuitos de las figs. 1.2 y 1.4 provee el arreglo requerido y presentado en la fig. 1.5a.

En el circuito de la fig. 1.5a cada uno de los BJTs pueden ser conmutados inmediatamente despues que su señal de base ha sido quitada. Debe tenerse muy en cuenta que los dos BJTs no pueden ser encendidos simultaneamente puesto que cortocircuitarian los terminales de la fuente de alimentación. Ellos son encendidos alternadamente como se puede apreciar en las formas de onda de la fig. 1.5b. Un corto intervalo de tiempo, (tipicamente alrededor de 100 μ s), entre quitar una señal y aplicar otra, ofrecerá tiempo necesario para que el elemento conmutado recupere su capacidad de bloqueo directo, (inapreciable en la escala de tiempo).

Para la operación en el primer cuadrante, Q1 y D1 realiza las funciones discutidas en 1.1.1 y si la corriente de armadura promedio \bar{i}_a es bastante alta Q2 y D2 no conducirán, aunque Q2 reciba la señal de excitación. Las formas de onda de v_t e i_a para este caso son presentadas en la fig. 1.2c.



(a)



(b)

FIG. 1.5. Principios básicos de un troceador, de dos cuadrantes, clase C.

Para la operación en el segundo cuadrante $Q2$ y $D2$ realizan las funciones discutidas en la sección 1.1.2, y si la corriente de carga, i_a , tiene un valor negativo suficientemente grande, $Q1$ y $D1$ no conducirán, aunque $Q1$ reciba señal de excitación. Las formas de onda de v_t e i_a para este caso son presentadas en la fig. 1.4b.

Se puede obtener corriente discontinua. Para que ésta forma de operación ocurra, como en el caso del troceador reductor de único cuadrante, se deben encontrar los parámetros del circuito y el valor de T_{on} . Sin embargo, la corriente en el troceador clase C no puede ser discontinua porque bajo las características antes mencionados $Q2$ y $D2$ deben siempre conducir una parte del ciclo. Cuando la corriente en $D1$ cae a cero, la F_{em} E_a genera corriente negativa a través de $Q2$ almacenando energía en la inductancia L_a . Cuando $Q2$ es apagado la energía almacenada induce una F_{em} negativa, el, la que en nexo con E_a devuelve energía a la fuente V , hasta que la corriente negativa llega a cero y la energía en la inductancia L_a es agotada. A partir de este momento la corriente de carga i_a

se convierte en positiva, circulando a través de $Q1$. En la figura 1.5b se indica la forma de onda de la corriente y el elemento del circuito por el cual circula en cada instante. Además se incluye la forma de onda de la corriente de fuente, i_s .

El análisis de la sección 1.1.1 puede ser aplicado directamente a este troceador de dos cuadrantes, considerando además, que I_{a1} e I_{a2} pueden ser positivas o negativas en las ecuaciones 1.11 y 1.12. El cuadrante en que el convertidor está operando, puede ser determinado por la ecuación 1.15, que expresa:

$$\bar{v}_t = V * T_p / T_{on} \quad [V] \quad (1.34)$$

Si $\bar{v}_t > E_a$ entonces, $\bar{I}_a > 0$ y la energía neta es entregada a la armadura del circuito. Si por el contrario, $\bar{v}_t < E_a$, entonces $i_a < 0$ y la energía neta fluye hacia la fuente V . Cuando $T_{on} = T_p$ y $Q1$ conduce continuamente:

$$\bar{I}_a = I_{a1} = I_{a2} = (V - E_a) / R_a \quad [A] \quad (1.35)$$

Cuando $T_{on} = 0$ y Q2 conduce continuamente:

$$\bar{i}_a = I_{a1} = I_{a2} = -E_a/R_a \quad [A] \quad (1.36)$$

este es un estado en el cual toda la energía regenerada es disipada en la resistencia del circuito de armadura y cualquier otra adicional que se encuentre en este circuito, como una bobina de choque que compensa la pérdida de inductancia en la armadura del motor cuando éste trabaja a altas velocidades y además reduce los cambios bruscos de corriente en un intervalo de tiempo muy reducido (di/dt).

Dado que los BJTs y diodos son considerados ideales expresamos lo siguiente:

$$V \bar{i}_s = \bar{v}_t \bar{i}_a \quad [W] \quad (1.37)$$

El resultado del análisis de Fourier obtenido en la sección 1.2 puede también ser aplicado al convertidor clase C.

1.1.4 TROCEADOR CLASE D

El circuito básico de poder del Troceador clase D es presentado en la fig. 1.6. No existe ventaja al usar este convertidor como una fuente para alimentar el circuito de armadura de un motor dc, puesto que para este propósito se utilizan los troceadores clase A, B o E (uno, dos o cuatro cuadrantes).

Sin embargo su ventaja se manifiesta al controlar la corriente de campo de una máquina de corriente continua o síncrona, cuando se requiere cambios rápidos de corriente, puesto que este Troceador es capaz de cortocircuitar su circuito de carga y rápidamente reducir la corriente de campo. También es usado como fuente dc para otros convertidores, como los inversores. Aunque se incluye en la fig. 1.6 una fuente de Fem, en el circuito de carga, puede esta no ser una Fem presente.

La operación del circuito puede entenderse de mejor

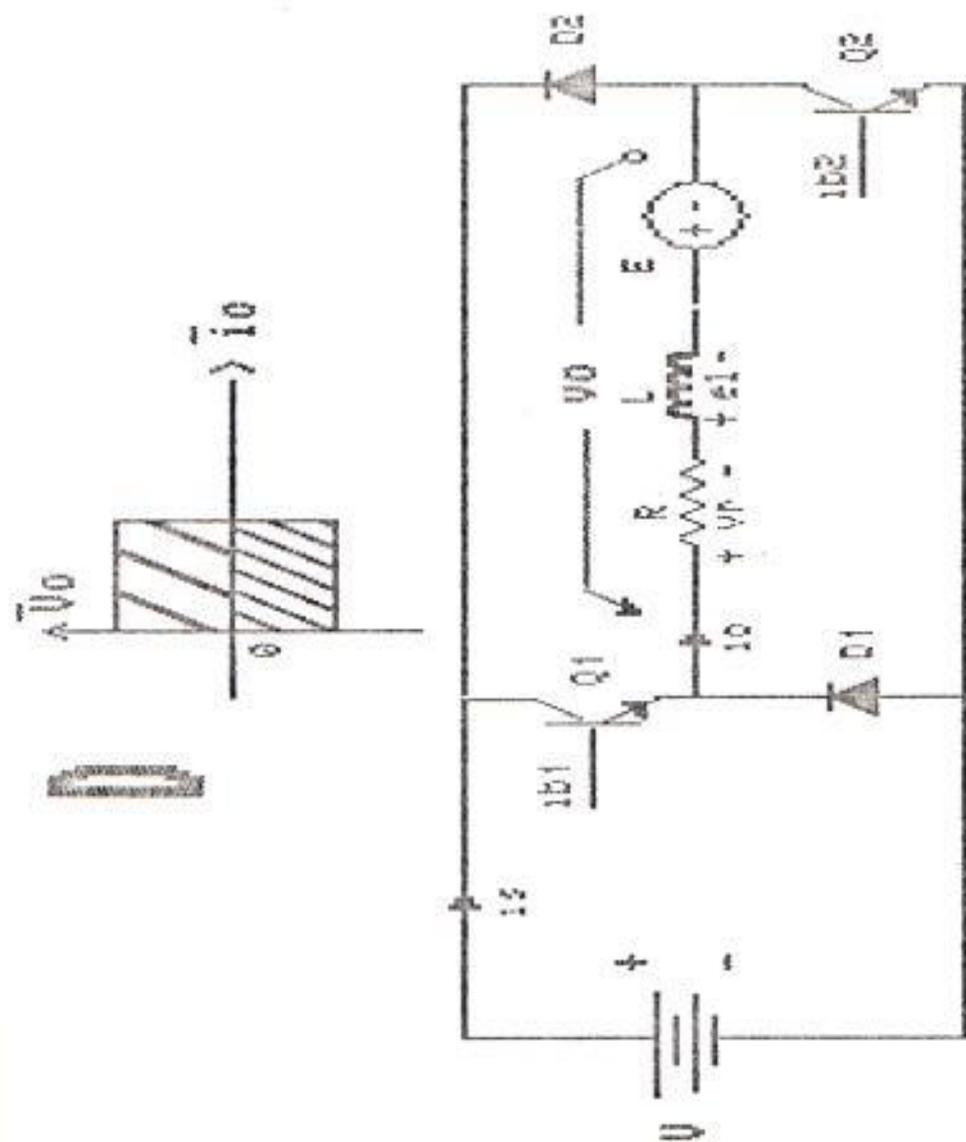


FIG. 1.6. Circuito de potencia de un TROCEADOR clase B, de dos cuadrantes

manera, con la ayuda de las formas de onda presentadas en la fig. 1.7a y b. Podrá notarse que los dos BJTs son encendidos alternadamente con sus señales de base terminando en puntos fijo sobre el eje de tiempo y empezando en puntos controlables; El tiempo de retardo para Q1 es designado T . Si ambos BJTs son encendidos continuamente la corriente de carga alcanza una magnitud constante expresada por:

$$i_c = (V - E)/R \quad [A] \quad (1.38)$$

Tenemos dos modos de operación: una para el cual $T < T_p/2$ con las dos señales de excitación traslapadas; el otro para el cual $T > T_p/2$ y solo un transistor es encendido en cualquier instante. Estos modos de operación son analizados para el caso de corriente continua i_c , aunque cada uno de los casos anteriores puede resultar en corriente discontinua.

1.1.4a MODO 1 DE OPERACION : $T_c < T_p/2$

En este modo es necesario que $V > E$ para que exista una operación en estado estable. Cuando

ambos transistores están encendidos el voltaje de la fuente V es aplicado al circuito de carga y la corriente i_o se incrementa. Cuando solo un BJT está encendido, este y los diodos cortocircuitan la carga y proporcionando un camino en el cual parte de la energía almacenada en la inductancia L puede ser disipada, manteniendo una corriente de carga i_o decreciente. Puesto que un ciclo de las variables del circuito de carga toma lugar en $T_p/2$, dos intervalos serán considerados. El primero es un intervalo $0 < t < T_{\alpha}$. Hemos asumido corriente continua; por lo tanto a $t=0$ tenemos $i_o = I_{o1}$. Solo Q_2 está encendido y consecuentemente la corriente fluye a través de Q_2 y D_1 ; la ecuación para la malla del circuito es:

$$Ri_o + L \frac{di_o}{dt} + E = 0 \quad [V] \quad (1.39)$$

para las condiciones de estado inicial

$$i_o = -E/R(1 - e^{-t/\tau}) + I_{o1}e^{-t/\tau} \quad [A] \quad 0 < t < T_{\alpha} \quad (1.40)$$

donde

$$z = L/R \quad (1.41)$$

A $t = T_{\alpha}$, $i_o = i_{o2}$ y la sustitución en la ec. 1.40 da:

$$i_{o2} = -E/R(1 - e^{-T_{\alpha}/z}) + I_{o1}e^{-T_{\alpha}/z} \quad [A] \quad (1.42)$$

El segundo intervalo es $T_{\alpha} < t < T_p/2$, donde

$$t' = t - T_{\alpha} \quad (1.43)$$

ambos BJTs están encendidos; consecuentemente:

$$R i_o + L di_o/dt' + E = V \quad [V] \quad (1.44)$$

y las condiciones de estado inicial para este intervalo

$$i_o = [(V-E)/R](1 - e^{-t'/z}) + I_{o2}e^{-t'/z} \quad [A] \quad (1.45)$$

$$\text{donde } T_{\alpha} < t < T_p/2 \quad (1.45)$$

a $T = T_p/2$ o $t' = T_p/2 - T$, $i_o = i_{o1}$ y la sustitución en la ec. 1.45 tenemos:

$$i_{o1} = [(V-E)/R] (1 - e^{-(T_p/2 - T_{\alpha})/\tau}) + i_{o2} e^{-(T_p/2 - T_{\alpha})/\tau} \quad (1.46)$$

La ecuación 1.42 y 1.46 pueden ser resueltas simultáneamente dando como resultado:

$$i_{o1} = \frac{V (1 - e^{-(T_p/2 - T_{\alpha})/\tau})}{R (1 - e^{-T_p/2\tau})} - E/R \quad [A] \quad (1.47)$$

$$i_{o2} = \frac{V (e^{(T_p/2 - T_{\alpha})/\tau} - 1)}{R (e^{T_p/2\tau} - 1)} - E/R \quad [A] \quad (1.48)$$

1.1.4b MODO DE OPERACION 2: $T_p/2 < T < T_p$

Para poder operar en estado estable en este modo es necesario que $E < 0$ y $-E > V$. De esta forma no es posible operar en estado estable con un circuito de carga pasiva como los devanados de campo de una máquina dc.

Los dos BJTs no son encendidos simultaneamente. Cuando uno es encendido los terminales del circuito de carga son cortocircuitados y la corriente de carga se reforzará dado que $E < 0$. Cuando ningún BJT está encendido, los dos diodos conducen y el circuito de carga entrega energía a la fuente V . Consideremos dos intervalos: el primero es $0 < t < T_a - T_p/2$. Asumimos corriente continua; por lo tanto a $t=0$, $i_o = |I_o|$. No hay ningún BJT encendido y

$$R i_o + L di_o/dt + E = -V \quad [V] \quad (1.49)$$

con las condiciones de estado inicial para este intervalo

$$i_o = -(V+E)/R(1 - e^{-t/\tau}) + I_{o1}e^{-t/\tau} \quad [A] \quad 0 < t < T_\alpha - T_p/2 \quad (1.50)$$

a $t = T_\alpha - T_p/2$, $i_o = I_{o2}$ y la sustitución en la ec. 1.50 da:

$$I_{o2} = -(V+E)/R(1 - e^{-(T_\alpha - T_p/2)/\tau}) + I_{o1}e^{-(T_\alpha - T_p/2)/\tau} \quad (1.51)$$

el segundo intervalo es: $(T_\alpha - T_p/2) < t < T_p/2$
si

$$t' = t - (T_\alpha - T_p/2) \quad (1.52)$$

Q_2 es encendido y la corriente fluye a través de éste y D_1 ; la ecuación para la malla es:

$$R i_o + L di_o/dt' + E = 0 \quad (1.53)$$

como a $t' = 0$, $i_o = I_{o2}$, para este intervalo

$$i_o = -E/R(1 - e^{-t'/\zeta}) + I_{o2}e^{-t'/\zeta} \quad (T_\alpha - T_p/2) < t < T_p/2 \quad (1.54)$$

a $t = T_p/2$ o $t' = T_p - T_\alpha$, $i_o = I_{o1}$ y la sustitución en la ec. 1.54 da:

$$I_{o1} = -E/R(1 - e^{-(T_p - T_\alpha)/\zeta}) + I_{o2}e^{-(T_p - T_\alpha)/\zeta} \quad (1.55)$$

las ecuaciones 1.51 y 1.55 pueden ser resueltas simultáneamente para dar:

$$I_{o1} = \frac{V}{R} \frac{(e^{(T_\alpha - T_p/2)/\zeta} - 1)}{(e^{T_p/2\zeta} - 1)} - \frac{E}{R} \quad (1.56)$$

$$I_{o2} = \frac{V}{R} \frac{(1 - e^{-(T_\alpha - T_p/2)/\zeta})}{(1 - e^{-T_p/2\zeta})} - \frac{E}{R} \quad (1.57)$$

1.1.4c POTENCIA DE LA FUENTE Y CIRCUITO DE CARGA

Las formas de onda de v_o mostradas en las figs. 1.7a y b, pueden ser descritas por la serie de Fourier como:

$$v_o = \overline{v_o} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \text{Sen}(n\omega_o t + \theta_n) \quad [V] \quad (1.58)$$

donde n es un entero positivo y ω_o es definido por:

$$\omega_o = 4\pi/T_p \quad (1.59)$$

La definición en la ecuación 1.59 es basada en el hecho de que un ciclo de v_o toma lugar en $T_p/2$.

El valor promedio de v_o en el primer caso es;

$$\overline{v_o} = (1 - 2\alpha/T_p) * V \quad [V] \quad (1.60)$$

por los métodos usuales:

$$a_n = (4V/n\pi) \cos[n\omega_0(T_p/2 + T_\alpha)/2] \sin[n\omega_0(T_p/2 - T_\alpha)/2] \quad (1.60a)$$

$$b_n = (-4V/n\pi) \sin[n\omega_0(T_\alpha + T_p/2)/2] \sin[n\omega_0(T_\alpha - T_p/2)/2] \quad (1.60b)$$

$$C_n = 4V/n\pi \sin 2n\pi T_\alpha/T_p \quad [V] \quad (1.61)$$

$$\theta_n = \pi/2 - n\omega_0(T_\alpha + T_p/2)/2 \quad [\text{rad}] \quad (1.62)$$

La amplitud de la frecuencia fundamental en la forma de onda de v_o , es:

$$C_1 = 4V/\pi \sin \omega_0 T_\alpha/2$$

$$C_1 = 4V/\pi \sin 2\pi T_\alpha/T_p \quad [V] \quad (1.63)$$

La amplitud de C_1 tiene su máximo valor cuando, $\omega_0 T = \pi$ o 3π , esto es, $T_\alpha/T_p = 0.25$ o 0.75 . El segundo valor en cada uno de los casos, corresponde a una operación en el cuarto

cuadrante, como se ha ilustrado en la fig. 1.7b.

El valor promedio de la corriente de carga es:

$$\bar{i}_o = (\bar{V}_o - E)/R$$

$$\bar{i}_o = [(1 - 2T\alpha/T_p)V - E]/R \quad (1.64)$$

asumiendo que $\omega_0 L \gg R$, el valor RMS de la componente fundamental de la corriente es:

$$I_{r1} = \frac{1}{2} (8) \frac{V}{\pi \omega_0 L} \text{Sen } 2\pi T\alpha/T_p$$

$$I_{r1} = V * T_p / 1.41 * \pi * \omega_0 * L \text{ Sen } 2 T\alpha / T_p \quad (1.65)$$

La corriente de carga RMS, con buena aproximación es:

$$I_r = [(\bar{i}_o)^2 + I_{r1}^2]^{1/2} \quad (1.66)$$

Asumiendo que i_o es de magnitud constante \bar{i}_o , la forma de onda de la corriente de fuente i_s

es similar a la de v_o , teniendo los pulsos de i_s una magnitud igual a \bar{i}_o . Esta forma de onda puede por lo tanto ser analizada por el método anteriormente usado, para la forma de onda de v_o . Así, por analogía con la ecuación 1.60, tenemos:

$$\bar{i}_s = (1 - 2T\alpha/T_p) \bar{i}_o \quad (1.67)$$

y la potencia de salida es:

$$P_s = \bar{v}_o * \bar{i}_o = (1 + 2T\alpha/T_p) \bar{v}_o \bar{i}_o = V * i_s = P_{en} \quad (1.68)$$

1.1.5 TROCEADOR CLASE E

El circuito de potencia básico de un troceador que puede operar en todos los cuatro cuadrantes del diagrama $\bar{v}_t - \bar{i}_a$, es presentado en la fig. 1.8a. Si Q4 es encendido continuamente, el par de elementos Q4 y D4 conectados en antiparalelo constituyen un cortocircuito. El transistor Q3 no puede ser encendido al mismo tiempo que Q4, puesto que

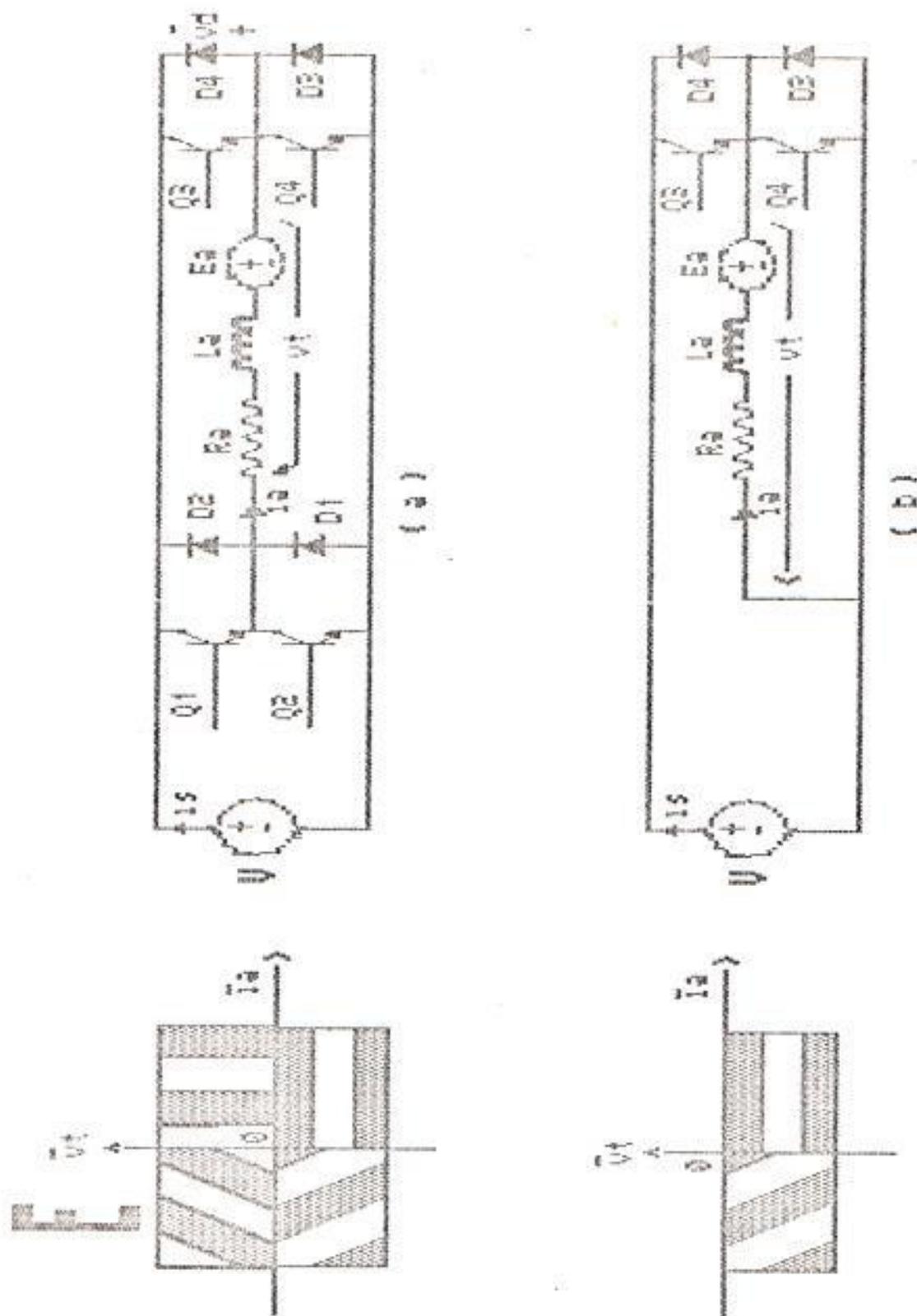


FIG 1.8. Principios básicos del TROCEADOR clase E, de cuatro cuadrantes.

cortocircuitaría a la fuente V . Además, puesto que bajo estas condiciones, la diferencia de potencial del diodo $D4$ es siempre negativa, el par de elementos $Q3$ y $D4$ es equivalente a un circuito abierto. El tener encendido continuamente $Q4$ produce un circuito equivalente al de la fig. 1.5a posibilitando de esta manera la operación en el primero y segundo cuadrante.

Si por el contrario, el transistor de unión bipolar $Q2$, es continuamente encendido, resulta el circuito equivalente presentado en la fig. 1.8b. En este circuito \bar{v}_t es negativo produciéndose la operación en el tercero y cuarto cuadrante.

El análisis de la sección 1.1.3 puede ser aplicado a este convertidor, cuando trabaja en el primero-segundo cuadrante o en el tercero-cuarto cuadrante.

1.1.5a CIRCUITO DE CONMUTACION FORZADA DEL TROCEADOR CLASE E

Los mismos circuitos de conmutación que se

utilizan para apagar el SCR de un troceador clase A, pueden ser utilizados para conmutar cada uno de los SCR's del troceador clase E.

Un circuito básico posible, se presenta en la fig. 1.9. Puesto que el troceador clase E es uno clase C doble, para motivos de análisis es suficiente con estudiar el circuito de conmutación para el clase C, presentado en la fig. 1.10a, cuando se trabaja en el primero y segundo cuadrante. Para el caso de trabajar en el tercero y cuarto cuadrante un análisis similar al anterior puede desarrollarse.

Inicialmente vamos a suponer que V_c es positivo y además es igual a V , según la polaridad indicada en la figura, y que durante el periodo desde que se inicia hasta que termina la conmutación, la corriente de carga se mantiene constante, $i_a = |a|$. Suponiendo que tenemos como carga un circuito R-L de baja inductancia, y operamos con $|a_1| > 0$ e $|a_2| < 0$, la secuencia de funcionamiento será:

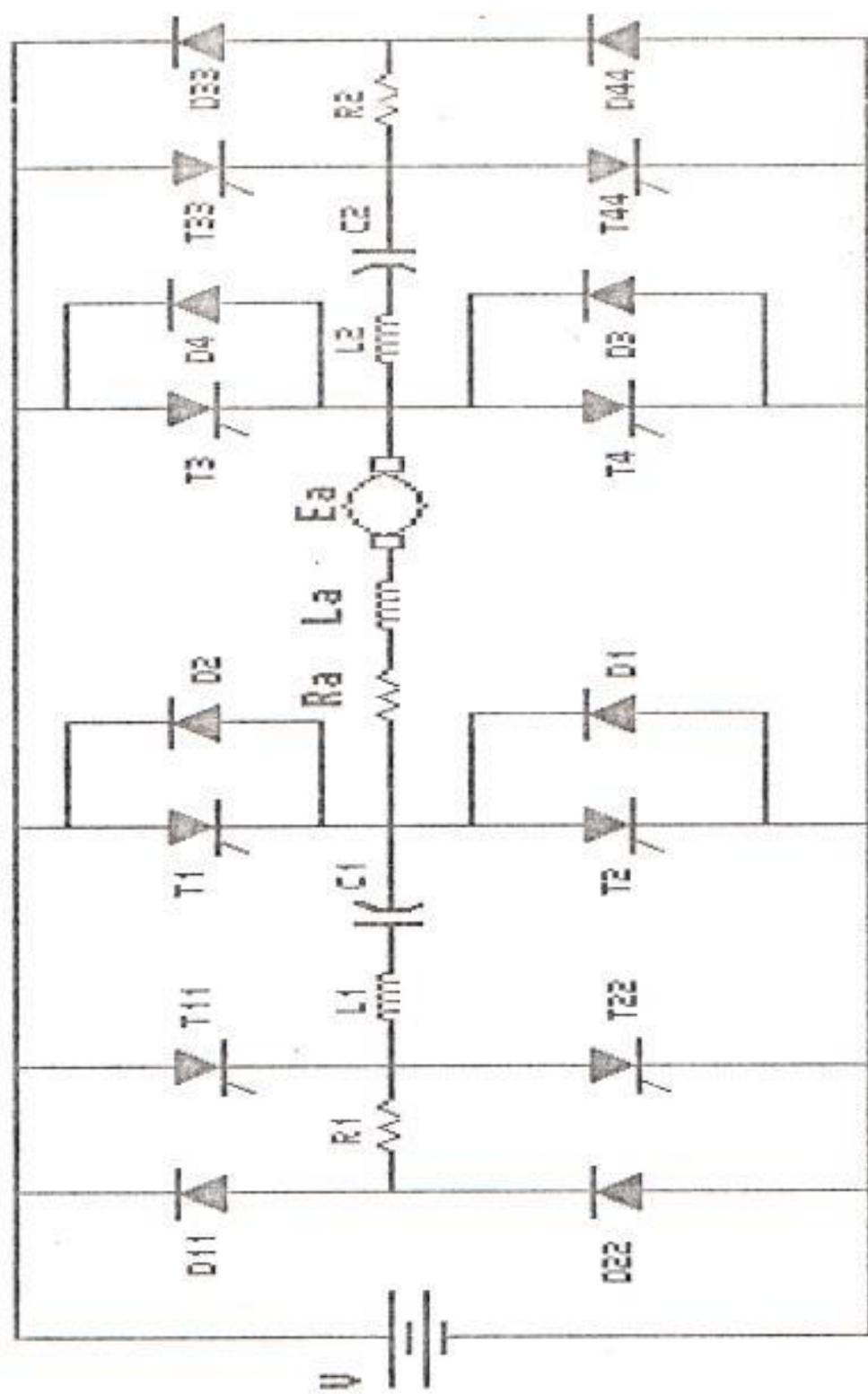
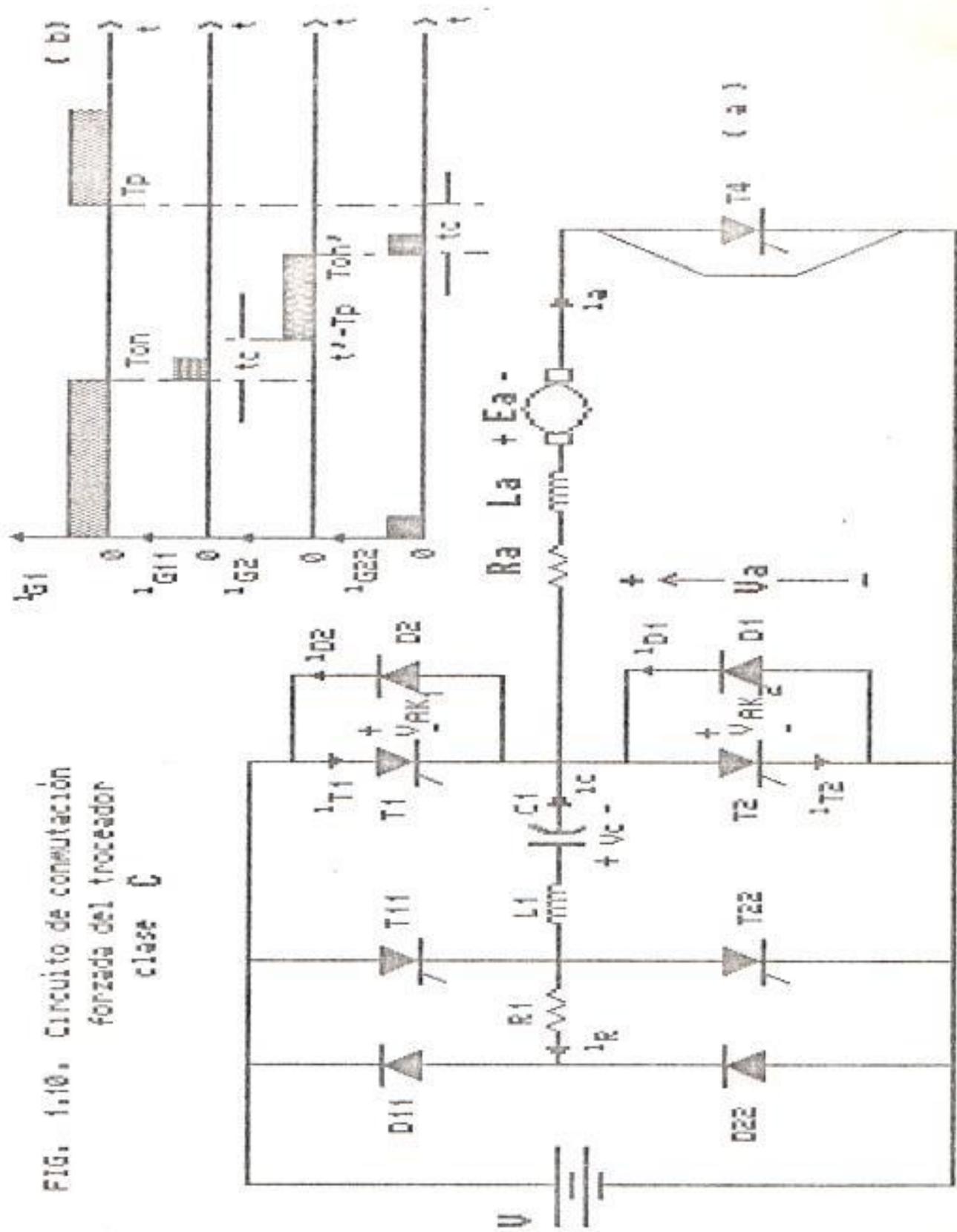


FIG. 1.9. Circuito de conmutación forzada del troceador clase E.

1) Para $t=0$ se produce el disparo simultáneo del tiristor principal $T1$ y del tiristor de conmutación $T22$. La intensidad de carga i_a crece exponencialmente a partir de $i_a=i_a2$ y alcanzará el valor $i_a=I_a1$ en $t=T_{on}$. También a partir de $t=0$ se cierra el circuito oscilante formado por V , $T1$, $C1$, $L1$ y $T22$ con lo cual la corriente i_c empezando desde cero será negativa, llegando a un valor mínimo, luego empezará a crecer y alcanzará el valor de cero nuevamente, siendo en este momento $V_c=-2V$. A partir de este momento $T22$ deja de conducir y el condensador se descarga a través de $R1$, $D22$, $L1$, y $D2$ hasta el voltaje $-V$ sin oscilación, ya que $R1$ tiene un valor suficientemente grande. El circuito queda listo para comenzar la conmutación.

2) En el instante $t=T_{on}$ se dispara $T11$ entrando en conducción. El condensador C que tiene un voltaje $V_c=-V$ se descarga en el circuito oscilante C , $L1$, $T1$ y $T11$ hasta que i_c alcanza el valor de $i_c=I_a1$ (se recuerda que en este tiempo i_a es constante e igual a



1a1). En el momento en que $i_c = |a|$, $i_f = i_a - i_c = 0$; T_1 se conmuta y la corriente $i_c - i_a$ es positiva y se cierra por D_2 ($i_{D2} = i_c - i_a$).

3) Ahora el diodo D_1 tiende a conducir, durante el cual el capacitor C_1 es cargado.

4) Cuando el capacitor se ha cargado al voltaje $V_c = V$, D_1 empieza a conducir y $v_a = 0$.
Simultáneamente:

a) i_a decae exponencialmente a través de D_1 .

b) Una corriente oscilatoria fluye en el circuito comprendido por Q_{11} , la fuente V y el circuito de carga, para el cual $v_a = 0$.

5) i_c cae a cero momento en el cual Q_{11} se apaga.

6) La carga del capacitor decae a través del circuito comprendido por R_1 , D_{11} , la fuente V

y $D1$, dando $v_c = V$.

7) A $t = T_p$, cuando i_a alcanzó el valor de I_{a2} , $Q1$ y $Q22$ son nuevamente encendidos y la corriente resultante i_c produce un voltaje en el capacitor $v_c = -V$, quedando de esta forma listo para el siguiente ciclo de conmutación.

La operación del convertidor en el segundo cuadrante con i_a siempre negativa es como sigue:

1) A $t = 0$ los tiristores $Q2$ y $Q11$ son encendidos motivo por el cual;

a) i_a se incrementa en dirección negativa hasta el valor I_{a2} , durante el cual $v_a = 0$

b) Una corriente oscilatoria fluye a través del capacitor. Cuando $i_c = 0$, el tiristor $Q11$ deja de conducir y $v_c = 2V$.

2) La carga del capacitor decae a través de $D1$, $R1$ y $D1$, dando $v_c = V$.

3) En este momento, el tiristor $Q2$ es encendido; ahora i_c fluye en una dirección negativa disminuyendo la corriente i_{Q2} bajo el valor de $-i_a = -i_{a2}$.

4) Cuando i_{Q2} se reduce a cero, esto es, cuando $i_c = i_{a2}$, el diodo $D1$ empieza a conducir, momento en el cual se apaga el tiristor $Q2$.

5) En el momento en el cual $i_c = i_{o2}$, el diodo $D2$ ahora tiende a empezar a conducir.

6) Cuando el capacitor se ha cargado al valor de $-V$, $D2$ empieza a conducir y $v_a = V$. Simultáneamente:

a) i_a decae exponencialmente a través de $D2$.

b) Una corriente oscilatoria i_c fluye en el circuito comprendido por Q22 y el circuito de carga. Ahora $v_a = V$.

7) i_c cae a cero y Q22 se apaga.

8) La carga del capacitor decae a través de D2, V, D22 y R1, hasta $v_c = -V$.

9) Al final del ciclo cuando $i_a = |a|$, Q2 y Q11 son nuevamente encendidos y la corriente resultante i_c produce un voltaje en el capacitor $v_c = V$, quedando listo de esta forma para el siguiente ciclo de conmutación.

1.2 FILTRO PARA LA REDUCCION DE ARMONICAS

Un filtro, presentado en la fig. 1.11 puede ser colocado en la línea de alimentación dc para producir una reducción de las amplitudes de las armónicas. La corriente a la salida del filtro puede ahora ser considerada, como la fuente de corriente del

troceador, distinta de la corriente que entra al filtro.

Si asumimos que la inductancia del circuito de armadura es bastante alta, como suele suceder, para hacer i_a efectivamente constante e igual a \bar{i}_a , podemos ver de la forma de onda de i_a en la fig. 1.2, que i_a consiste de pulsos rectangulares, de magnitud \bar{i}_a , duración T_{on} y frecuencia $1/T_p$. Así:

$$\bar{i}_s = \bar{i}_a * T_{on} / T_p \quad [A] \quad (1.69)$$

La relación entre los fasores de la n th. armónica de la línea y la corriente de fuente de la fig. 1.11, es:

$$\frac{\bar{I}_{ln}}{\bar{I}_{sn}} = \frac{\bar{Z}_c}{\bar{Z}_c + \bar{Z}_l} = \frac{1/j\omega_n C}{j\omega_n L + 1/j\omega_n C} = \frac{1}{1 - \omega_n^2 LC} \quad (1.73)$$

donde $\omega_n = 2\pi/T_p$ que es la frecuencia de operación

del trazoador. Para que esta relación sea pequeña es necesario que $\frac{W_o}{n LC} \gg 1$; esto es:

$$\frac{W_o^2}{W_f^2} \gg 1 \quad ; \quad W_f = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.74)$$

donde W_f es la frecuencia de resonancia del filtro. Si deseamos que W_f sea pequeña, debemos hacer que el inductor y el capacitor sea tan grande como sea posible. Su tamaño será limitado por el costo, peso y el espacio disponible. Si la desigualdad 1.74 es satisfecha, la relación entre las amplitudes de las armónicas en la corriente de línea y fuente son dadas aproximadamente por:

$$\frac{i_{ln}}{i_{sn}} = \frac{1}{\frac{W_o^2}{n LC}} \quad (1.75)$$

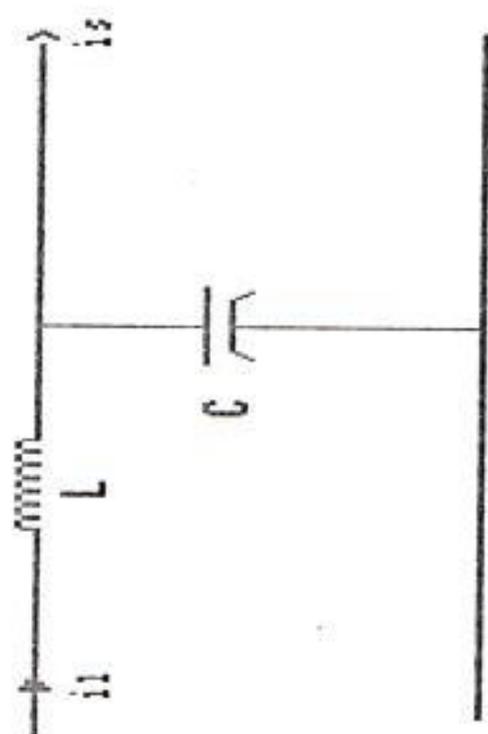


FIG. 1.11. Filtro de entrada del TROCEADOR

CAPITULO No. 2 : ANALISIS DEL MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA, EXCITADO SEPARADAMENTE.

2.a INTRODUCCION :

La fuente normal de suministro de energía eléctrica en las industrias, es la corriente alterna de 50 o 60 Hz. Los motores de inducción y sincrónicos, alimentados con este tipo de energía y controlados por equipos convencionales, proveen esencialmente velocidad constante. Una forma de obtener velocidad variable, es convertir la fuente alterna en continua y aprovechar la controlabilidad que brindan las máquinas dc. Esta fuente de corriente continua puede ser controlada por un convertidor dc a dc o fragmentador, para obtener un voltaje variable y consecuentemente una velocidad con esta misma característica. Puesto que el uso de la corriente dc en sistemas de transportación eléctrica es bastante amplio, estos troceadores o fragmentadores tienen una gran aplicación en este campo.

El control mas flexible lo brinda el motor dc con excitación separada. Este arreglo produce características velocidad-torque cercanas a las ideales, como se muestra en la fig. 2.1. Para el control del torque, se pueden usar rectificadores o fragmentadores tanto en la armadura como en el campo.

Tomando en cuenta que los convertidores con semiconductores de potencia que generan voltajes dc. variables, pueden producir un gran contenido de armónicas sobre la mayor parte del rango de operación, los motores deben ser diseñados con capacidad para tolerar corrientes amalgamadas, (una combinación de dc. y ac.)

Una breve revisión de la operación de un motor de excitación separada, se argumenta a continuación.

2.1 MODELO DEL SISTEMA.

La fig. 2.2 presenta el circuito equivalente de un motor dc. excitado separadamente y el modelo de un sistema mecánico general que incorpora los parámetros mecánicos del motor y los mecanismos acoplados a este.

FIG. 2.1 Característica
velocidad - torque proxima
a las ideales.

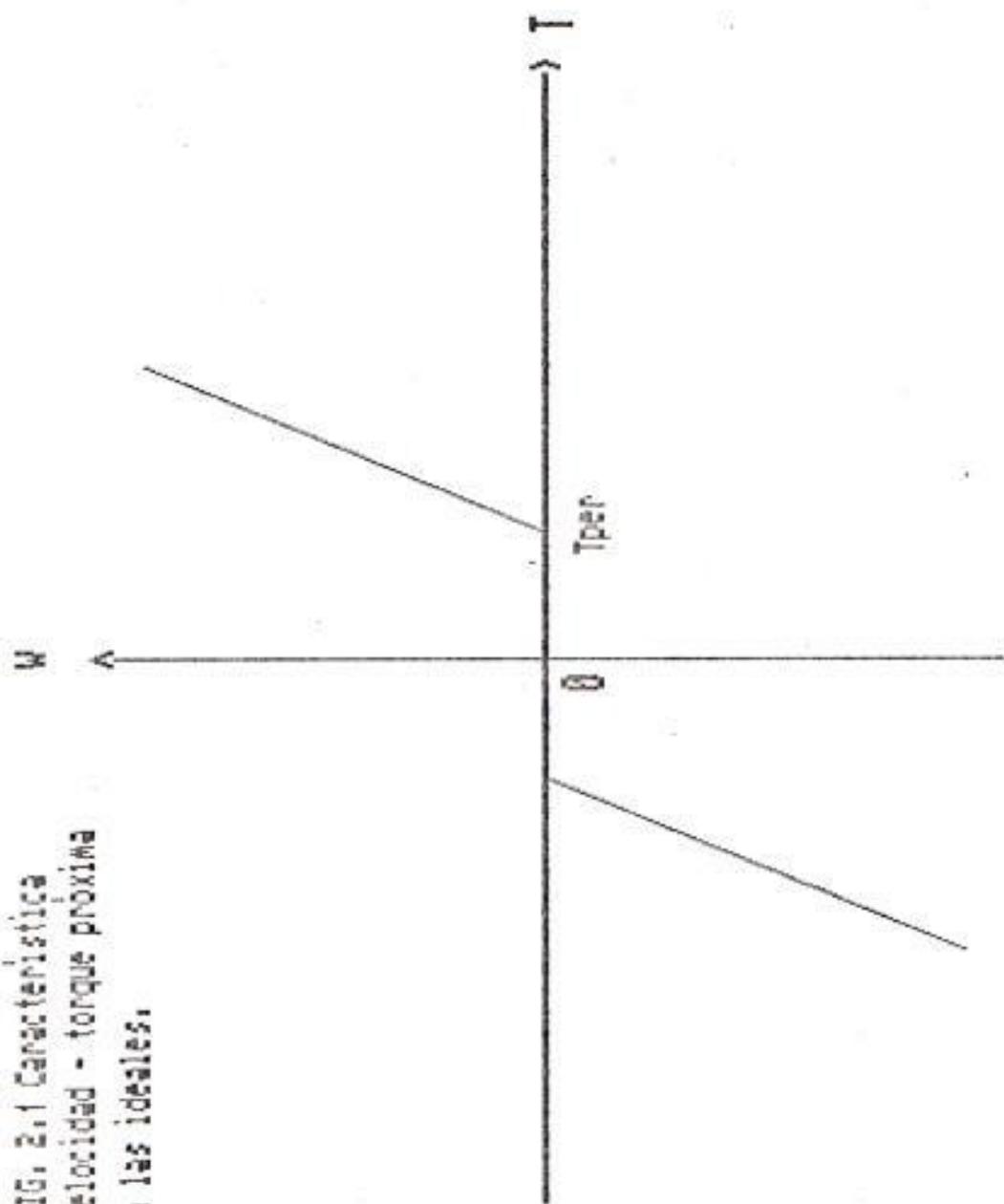
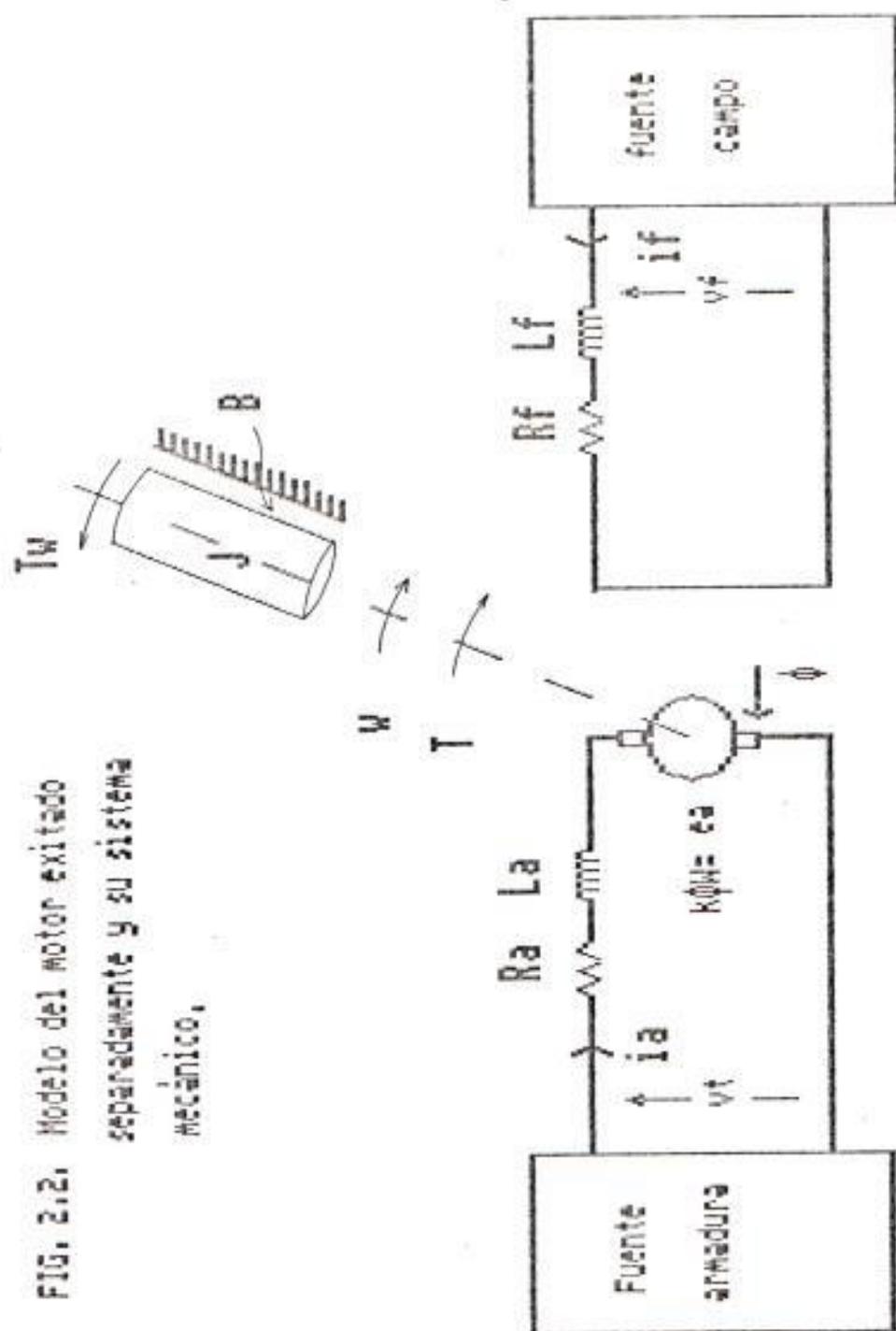


FIG. 2.2. Modelo del motor excitado
separadamente y su sistema
mecánico.



Para motivos de análisis, es conveniente tener un modelo lineal. Sin embargo existe una relación no lineal entre la corriente de campo y el flujo por polo ϕ en el modelo de la máquina dc. que también afectan a los valores de las inductancias de este circuito. Es conveniente expresar esto como:

$$e_a = k\phi\omega = F(i_f) \quad [V] \quad (2.1)$$

$$| \omega = \Omega_{sc}$$

donde k es una constante de la máquina y e_a es la fuerza electromotriz inducida en los devanados de la armadura. La ecuación 2.1 es usualmente presentada por el fabricante del motor, en la forma de una curva de saturación de la máquina, en la que se grafica e_a vs. i_f , para algunas velocidades específicas Ω_{sc} . El efecto de histéresis en la fig. 2.3 es despreciado. Su eje vertical puede también ser medido en valores de ϕ de campo: si así se realiza y se desprecia las pérdidas del flujo de campo, del número de vueltas conocido sobre el polo del campo, se puede obtener la inductancia del circuito de campo L_f , esto es, el flujo del campo por amperios de corriente de campo. Para la parte

lineal de la curva de saturación, esta inductancia es constante. Para un punto fuera de la línea recta, el incremento de inductancia es proporcional a la pendiente de la curva. La inductancia del circuito de armadura también depende de alguna forma del grado de saturación del sistema magnético; por lo tanto para linealizar el modelo del motor, ambas inductancias deben ser determinadas, para el particular valor de la corriente de campo que se va usar.

En el modelo del sistema mecánico, los parámetros y torque de trabajo T_w están referidos al acoplamiento del motor. En la fig. 2.2 J y B corresponden a la inercia y a la fricción viscosa del motor y su mecanismo, respectivamente. El efecto de la fricción de Coulomb, es despreciada o incluida en T_w .

Las variables del motor son:

$$v_f = i_f R_f + L_f \frac{di_f}{dt} \quad [V] \quad (2.2)$$

$$v_t = k\phi\omega + L_a \frac{di_a}{dt} + i_a R_a \quad [V] \quad (2.3)$$

$$T = k\Phi i_a = Jdw/dt + Bw + T_w \quad [\text{N.m}] \quad (2.4)$$

donde T es el torque desarrollado por el motor. Para una operación en estado estable, las derivadas con respecto al tiempo en estas ecuaciones, son iguales a cero y:

$$v_f = i_f R_f \quad [\text{V}] \quad (2.5)$$

$$v_t = k\Phi w + i_a R_a \quad [\text{V}] \quad (2.6)$$

$$T = k\Phi i_a = Bw + T_w \quad [\text{N.m}] \quad (2.7)$$

2.1.1 CONTROL DE VELOCIDAD

De las ecuaciones 2.6 y 2.7, operando en estado estable, tenemos:

$$w = v_t/k\Phi - RaT/(k\Phi)^2$$

$$\omega = (k\phi v_t - R_a T_w) / (R_a B + (k\phi)^2) \text{ [rad/s]} \quad (2.8)$$

Para $T_w=0$, la velocidad en vacío es determinada por los valores de las dos variables ϕ y v_t . Si fijamos estas dos y T_w se incrementa desde el valor inicial igual a cero, la velocidad empezará a disminuir. Si la resistencia del circuito de armadura R_a es pequeña, la velocidad es esencialmente independiente del torque de carga.

De la ecuación 2.8 se puede apreciar que la velocidad en estado estable, puede ser controlada directamente por la diferencia de potencial aplicada a los terminales de la armadura. Si la corriente de campo es ajustada al máximo valor para la cual la máquina ha sido diseñada, tal que ϕ es grande, la ecuación 2.8 presenta que para un valor constante de v_t , la relación velocidad-torque puede ser representada por una línea recta de pequeña pendiente negativa y con una intersección con el eje de velocidad. Esta línea recta en la fig. 2.4 está marcada con

v_{t1} .

Se ha designado T_{per} , al torque requerido para vencer la pérdidas hechas por la fricción, aerodinámicas y núcleo en el motor y sus mecanismo. El torque desarrollado en el motor es por tanto :

$$T = T_{per} + T_w \quad [N.m] \quad (2.9)$$

La relación entre el torque T y la velocidad puede entonces ser representada por la línea marcada $T_{per}+T_w$ en la fig. 2.4. El sistema operará en el punto $P1$ a una diferencia de potencial v_{t1} y un torque T_w en los terminales de la armadura. De otro lado al quitar el torque T_w , obtendremos un punto de operación en vacío Po .

También se puede llevar a cabo la acción regenerativa, por ej. cuando un vehículo desciende, su velocidad se incrementa. En estas condiciones T_w , en la ec. 2.8 y en la fig 2.4, se hace negativa incrementando la

velocidad a lo largo de la línea recta descrita anteriormente. Durante esta transición, de trabajar como motor a frenar regenerativamente, el voltaje aplicado al campo como a la armadura y la corriente de campo no cambian de polaridad, no sucediendo así con la corriente de armadura que invierte su dirección y por lo tanto el flujo de energía.

Se puede invertir la dirección de rotación, invirtiendo la polaridad de v_t y obtener puntos de operación en el tercero y cuarto cuadrante, similares a los de la fig. 2.4 pero rotados 180 grados alrededor del origen.

Cuando se aplica el v_t e i_f nominales y se carga al motor hasta obtener la corriente de armadura nominal, el motor debe girar también a la velocidad nominal. Al incrementar al máximo i_f que pueden soportar los devanados del campo, se obtendrá una velocidad base n_b un poco menor a la nominal. Un incremento a partir de esta velocidad es obtenido atenuando el campo; es decir reduciendo v_f . La ec. 2.8

presenta estas características al atenuar el campo y en la fig. 2.5 se puede apreciar una intersección incrementada sobre el eje de w y una pendiente negativa también incrementada. La máxima velocidad incrementada por la atenuación del campo es limitada por el diseño mecánico del motor debido a la tendencia a desestabilizarse por el campo débil presente, producto del efecto magnetizante de la reacción de la armadura. En motores diseñados para control de velocidad, la máxima de ésta puede ser de 2 a 6 veces la velocidad base.

Consideremos ahora un sistema en el cual v_t puede ser controlado desde cero hasta el valor nominal. Si i_f es puesto al máximo valor y el efecto de R_a es despreciado, el control de velocidad es posible hasta la de base w_b . Sobre este rango $0 < w < w_b$ la corriente de armadura debe ser normalmente limitada al valor nominal. De esta forma el torque desarrollado también será limitado, puesto que:

FIG 2.5. Control de velocidad, atenuando el campo.

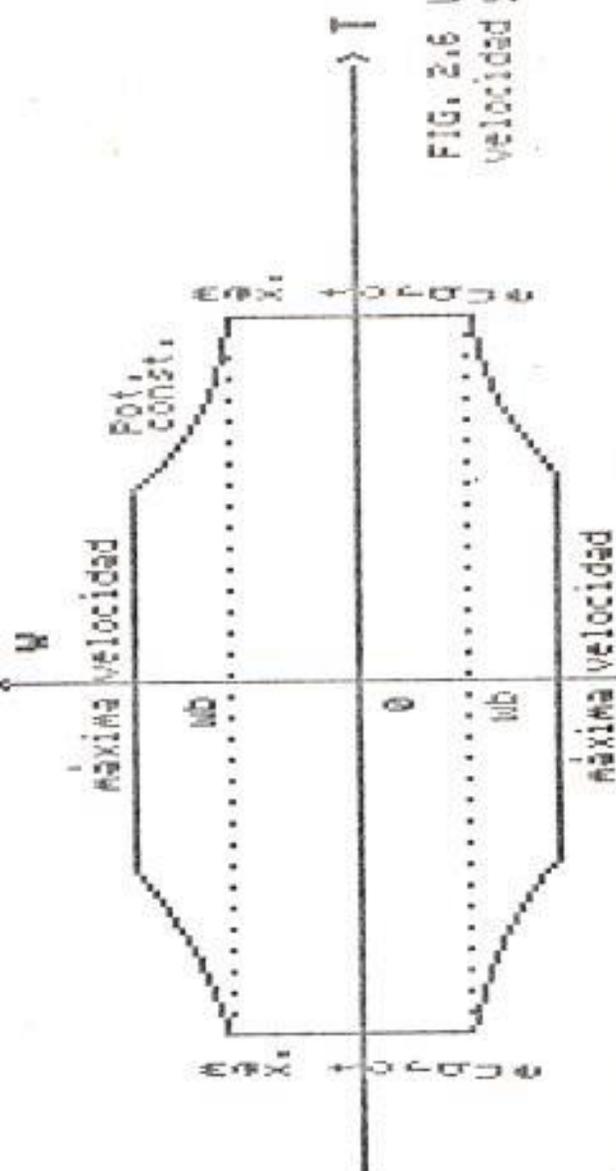
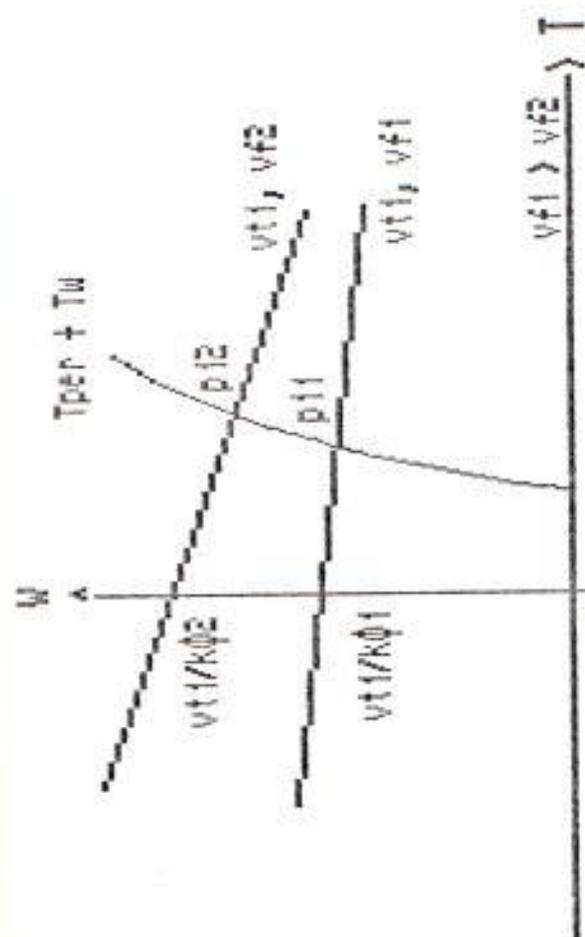


FIG. 2.6 Límites de velocidad y torque.

$$T = k\phi ia \quad [\text{N.m}] \quad (2.10)$$

la potencia es expresada como:

$$P = Tw \quad [\text{W}] \quad (2.11)$$

Una potencia a torque constante es una función lineal de la w para un valor máximo dado por $T = T_{\text{máx}}$ y $w = w_b$. Cualquier incremento de velocidad requiere una atenuación del campo. Cuando se ignora el efecto de R_a , la ec. 2.8 presenta que para vt constante :

$$w \propto 1/\theta \quad [\text{rad/s}] \quad (2.12)$$

Como ia debe ser limitada a su valor nominal, el torque desarrollado para la operación con campo atenuado es:

$$T = k\phi ia \propto 1/w \quad [\text{N.m}] \quad (2.13)$$

y la

$$P = T\omega = \text{const. [W]} \quad (2.14)$$

Para la operación en cuatro cuadrantes de un motor excitado en forma separada, las relaciones permisibles de velocidad-torque a corriente nominal son ilustradas en la fig. 2.6. Las pérdidas del motor han sido ignoradas.

2.2 CUADRANTES DE OPERACION Y LAS CONDICIONES DE TRABAJO LIMITES.

El motor puede operar continuamente en cualquier punto dentro del área encerrada en los cuatro cuadrantes de la fig. 2.6.

La línea marcada como máxima velocidad, la impone el diseño mecánico del motor y/o la posibilidad de inestabilidad generada por la reacción de la armadura. No se puede exeder de este límite porque existe el peligro de que se produzcan fallas

mecánicas.

La línea marcada como máximo torque y la curva de potencia constante son establecidas por la corriente del motor permitidas en estado estable.

Altas corrientes de armadura producen altas pérdidas por efecto Joule y consecuentemente alto grado de calentamiento. Si esta corriente es prolongada, la temperatura de los conductores se excederá para la que fueron diseñados y pueden suceder fallas en el aislamiento orgánico.

En un corto intervalo de tiempo, el motor puede entregar una potencia que si fuera continua, se requeriría de una máquina mucho mas grande; luego de esta sobrecarga fugaz, el motor debe operar en vacío o detenerse por un periodo igual o mayor. De esta forma hemos logrado que la temperatura no se haya excedido de la nominal al extraer una sobre-potencia sin causarle daño al motor.

Los efectos mas serios de corrientes pesadas son hechos por altas diferencias de potencial presentes

en el conmutador, causadas por: a) distorsión en la distribución de la densidad de flujo y b) alta relación de cambio de la corriente en los devanados de la armadura. Ambos efectos son dependientes de la velocidad. Así la máquina puede conmutar grandes corrientes a bajas velocidades. Las limitaciones sobre la operación del motor producidas por los factores descritos en los párrafos precedentes, son ilustrados en la fig. 2.7.

2.3 CARACTERISTICAS DINAMICAS.

Si un motor dc excitado separadamente es operado con corriente de campo constante, el motor y sus mecanismos pueden ser considerados como un sistema lineal. Las ecuaciones del sistema son entonces:

$$i_f = V_f / R_f \quad [A] \quad (2.15)$$

$$\phi = F(i_f) = \text{const.} \quad [Wb] \quad (2.16)$$

$$v_t = k\phi\omega + L \frac{di_a}{dt} + i_a R_a \quad [V] \quad (2.17)$$

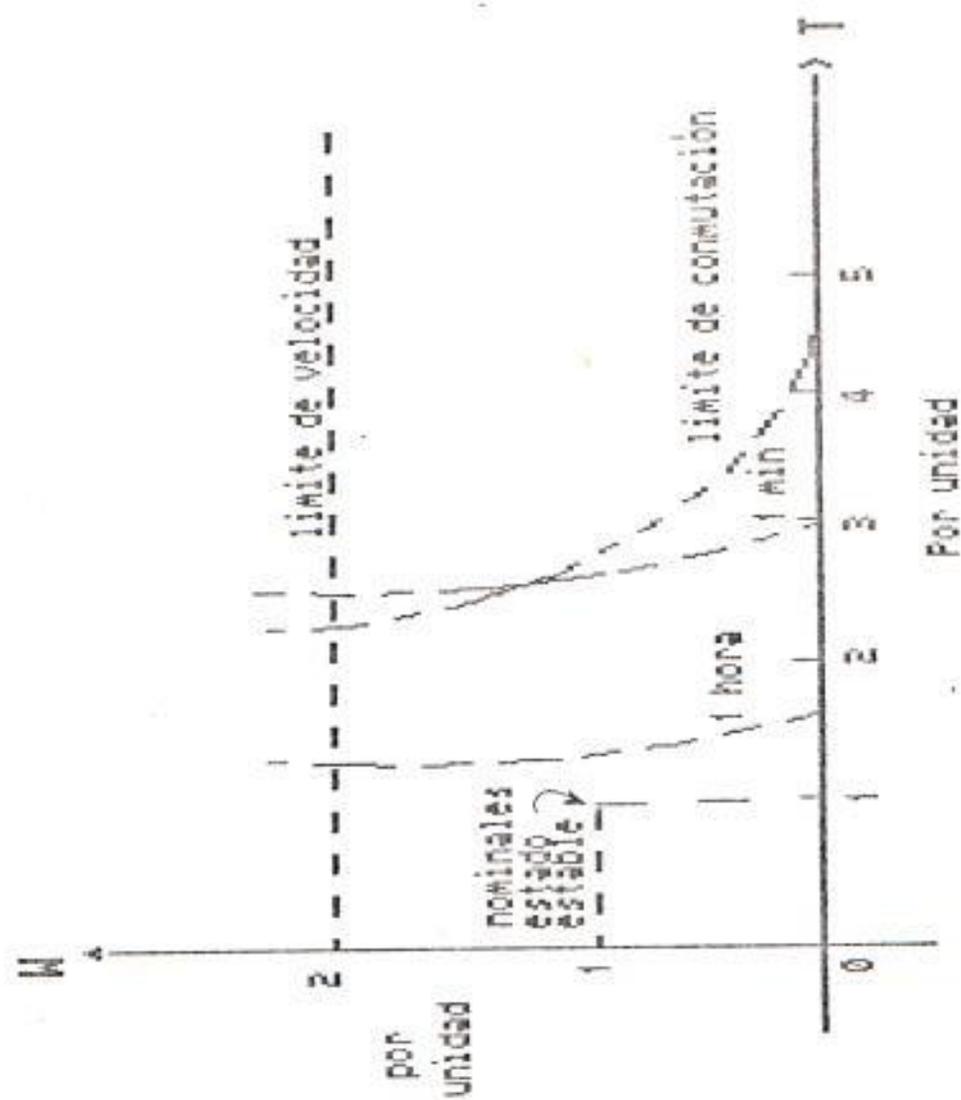


FIG 2.7. Valores nominales del motor.

$$T = k\phi i_a = Jdw/dt + Bw + Tw \quad [\text{N.m}] \quad (2.18)$$

El teorema de superposición puede ser usado para combinar la operación del sistema en estado estable con el transiente, resultado producido por una pequeña variación en la excitación de v_t i/o T_w .

El comportamiento transiente puede ser analizado convirtiendo las ecuaciones 2.17 y 2.18 en sus transformadas de Laplace, de la siguiente manera:

$$v_t(s) = k\phi\Omega(s) + sLaI_a(s) + RaI_a(s) \quad (2.19)$$

$$T(s) = k\phi I_a(s) = sJ\Omega(s) + B\Omega(s) + Tw(s) \quad (2.20)$$

de la ecuación 2.19, tenemos:

$$I_a(s) = [v_t(s) - k\phi\Omega(s)] / (sLa + Ra)$$

$$I_a(s) = [v_t(s) - k\phi\Omega(s)] / (s\tau_a + 1)Ra \quad (2.21)$$

donde la constante de tiempo eléctrica de la armadura, es:

$$\tau_a = L_a/R_a \quad [s] \quad (2.22)$$

de la ec. 2.20, tenemos:

$$\Omega(s) = (T(s) - T_w(s)) / (sJ + B)$$

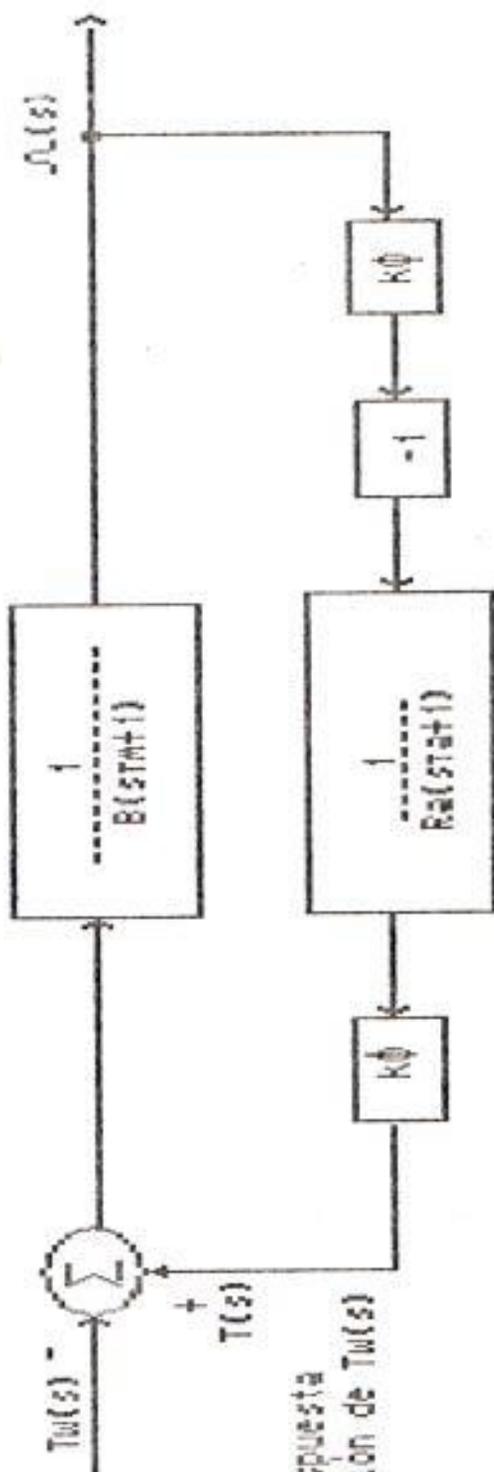
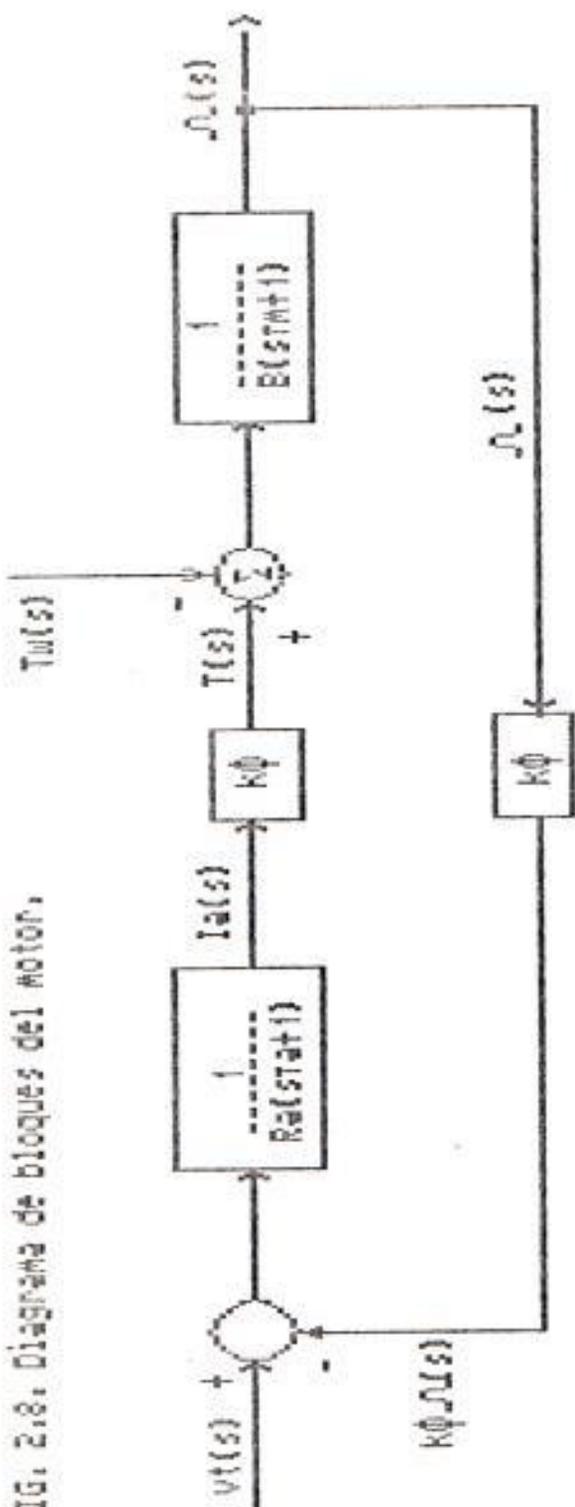
$$\Omega(s) = [t(s) - T_w(s)] / (s\tau_m + 1)B \quad (2.23)$$

donde la constante de tiempo mecánica del motor y su mecanismo acoplado, referido al motor es:

$$\tau_m = J/B \quad [s] \quad (2.24)$$

El diagrama de bloques de la fig. 2.8, puede ser dibujado a partir de las ecuaciones 2.21 y 2.23. Este sistema ilustra dos excitaciones: $v_t(s)$ y $T_w(s)$. Las respuestas separadas a estas dos excitaciones puede ser determinada y combinada por superposición, operando en estado estable.

FIG. 2.8. Diagrama de bloques del motor.

FIG 2.9. Respuesta a la variación de $T(s)$

La respuesta a un cambio en el torque T_w es obtenido haciendo $v_t=0$. El diagrama de bloques de la fig. 2.9 se lo obtiene a partir de la fig. 2.8. De la fig. 2.9 tenemos:

$$\frac{\Omega(s)}{-T_w(s)} = \frac{1/B(s\zeta_m+1)}{1 - \frac{(k\phi)^2}{BRa(s\zeta_m+1)(s\zeta_a+1)}}$$

$$\frac{\Omega(s)}{-T_w(s)} = \frac{1/B(s\zeta_a+1)}{(k\phi)^2/RaB + (s\zeta_m+1)(s\zeta_a+1)}$$

$$\frac{\Omega(s)}{-T_w(s)} = \frac{K(s\zeta_a+1)}{(s\zeta_1+1)(s\zeta_2+1)} \quad (2.25)$$

en la ec. 2.25 k es la ganancia directa y ζ_1 , ζ_2 pueden ser cantidades reales o complejo conjugadas. La respuesta a un cambio en v_t es obtenido, haciendo $T_w=0$. De la fig. 2.8,

$$\frac{\Omega(s)}{vt(s)} = \frac{k\phi/RaB}{s^2 (\zeta_a \zeta_m) + s(\zeta_a + \zeta_m) + 1 + (k\phi)^2 / RaB} \quad (2.26)$$

usualmente,

$$(k\phi)^2 / RaB \gg 1 \quad (2.27)$$

y

$$\frac{\Omega(s)}{vt(s)} = \frac{1}{(s\zeta_2 + 1)(s\zeta_1 + 1)k\phi} \quad (2.28)$$

donde una vez más, ζ_1 y ζ_2 pueden ser cantidades reales o complejo conjugadas, en cuyo caso la ec. 2.28 puede ser escrita como:

$$\frac{\Omega(s)}{vt(s)} = \frac{1/k\phi}{(s/W_n)^2 + 2\tilde{\zeta}s/W_n + 1} \quad (2.29)$$

de la ec. 2.29, asumiendo que la desigualdad 2.27 es

válidas:

$$\omega_n^2 = (k\phi)^2 / z_a z_m R_a B = (k\phi)^2 / L_a J \quad (2.30)$$

$$\xi = (z_a + z_m) R_a B \omega_n / 2(k\phi)^2 = (L_a B + J R_a) / 2k\phi \sqrt{L_a J} \quad (2.31)$$

Para la mayoría de los motores $z_a \ll z_m$; el análisis anterior puede ser realizado asumiendo que $L_a = 0$ y:

$$v_t = k\phi \omega + R_a i_a \quad [V] \quad (2.32)$$

esta aproximación genera una función de transferencia igual a;

$$\frac{\Omega(s)}{v_t(s)} = \frac{1}{k\phi (sZ + 1)} \quad (2.33)$$

donde:

$$Z = R_a J / (k\phi)^2 \quad [s] \quad (2.34)$$

La función de transferencia del motor y sus mecanismos, pueden ser introducidas al diagrama de bloques para realizar un completo sistema de control de velocidad (fig.2.10)

Este análisis no incluye consecuencias al variar la corriente de campo. Dado que la relación entre el flujo y la corriente de campo es no lineal, esta podría generar un sistema de iguales características, necesitando posiblemente incorporar un controlador adaptivo para poder estabilizar el sistema.

2.4 CONTROL DE VELOCIDAD EN LAZO CERRADO.

Aunque las funciones de transferencia del controlador o regulador y el convertidor son aún no conocidas, la operación en estado estable del motor y sus mecanismos puede ser descrita haciendo las derivadas iguales a cero en las ec. 2.17 y 2.18. Esto significa que en las funciones de transferencia todos los términos que contengan s^n

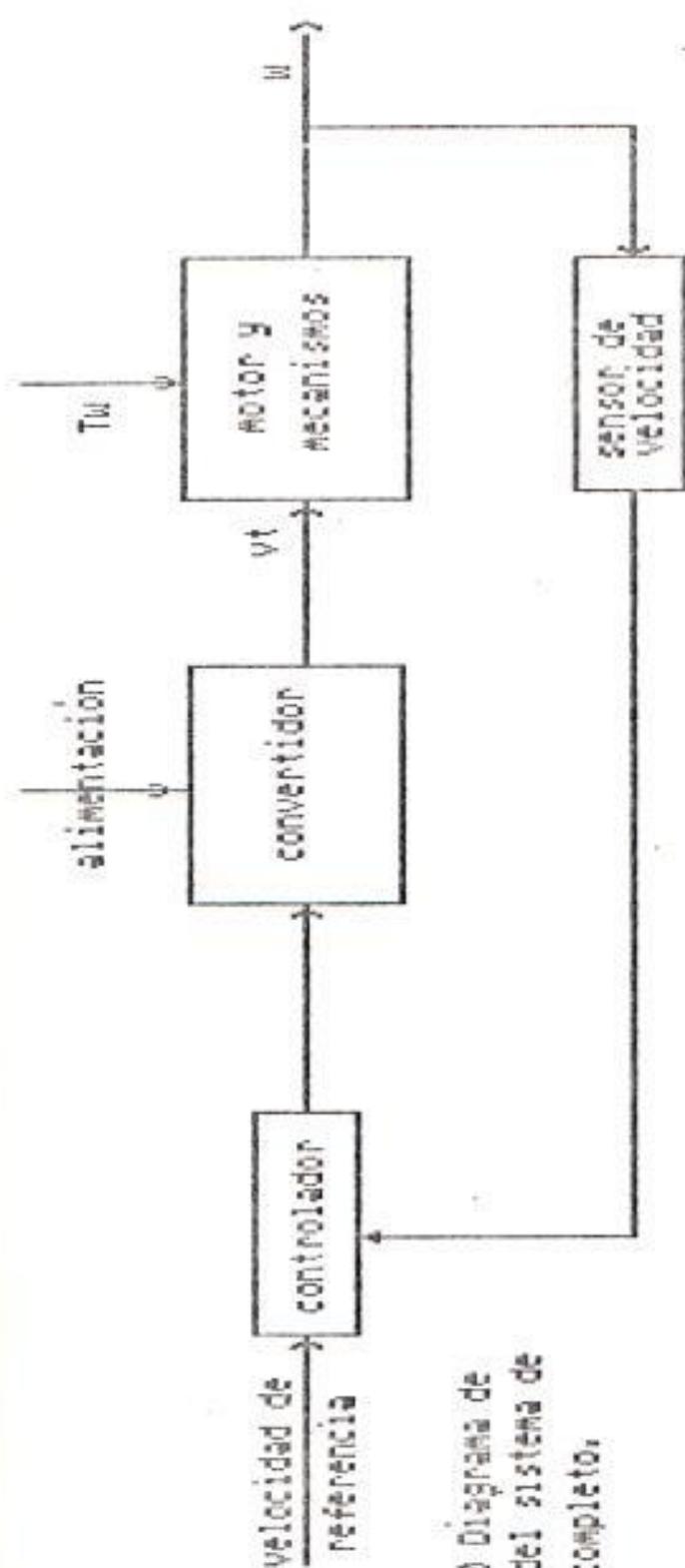


FIG. 2.10 Diagrama de bloques del sistema de control completo.

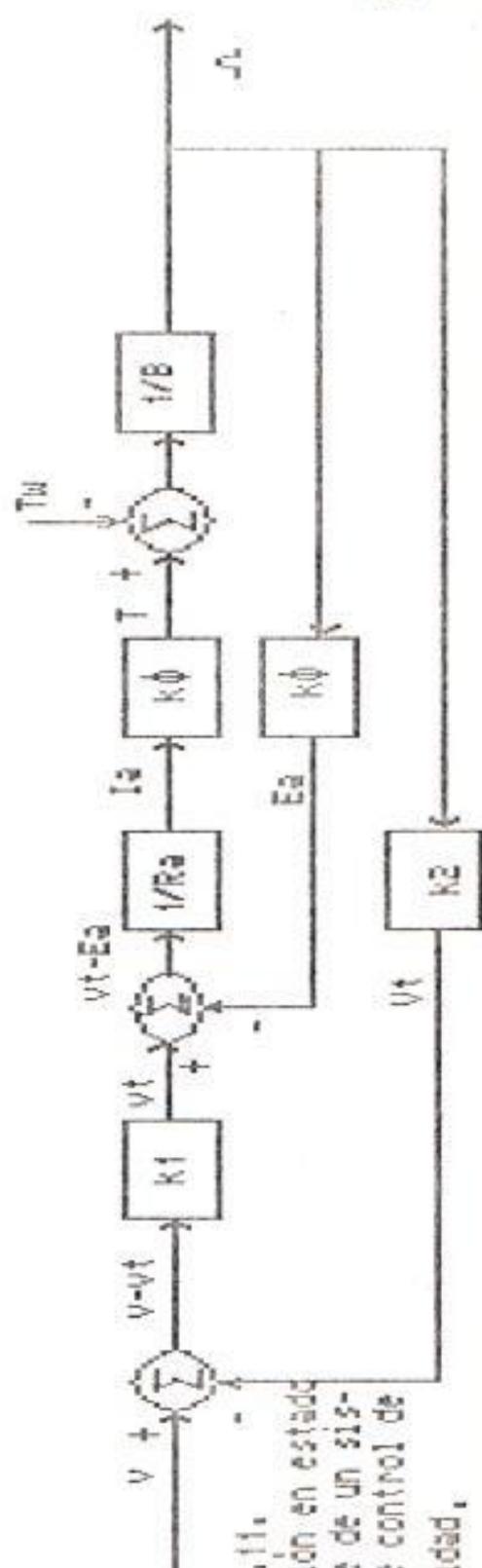


FIG. 2.11. Operación en estado estable de un sistema de control de velocidad.

serán iguales a cero. De esta forma el diagrama para el control de velocidad se convierte en el presentado en la fig. 2.11 donde el sistema controlador tiene la función de transferencia igual a:

$$k_1 = v_t / (v - v_t) \quad (2.35)$$

En la ec. 2.35, v es el voltaje de referencia de entrada y v_t es el voltaje de salida del transductor de velocidad (posiblemente un tacómetro) para el cual;

$$k_2 = v_t / \Omega \quad (2.36)$$

haciendo $T_n=0$, la función de transferencia del lazo cerrado interno es:

$$\frac{\Omega}{v_t} = \frac{k\phi / RaB}{2 / (k\phi) / RaB + 1} \quad (2.37)$$

Si la desigualdad 2.27 es aplicable, la ec. 2.37 se convierte en:

$$\frac{\Omega}{v_t} \approx \frac{1}{k\phi} \quad (2.38)$$

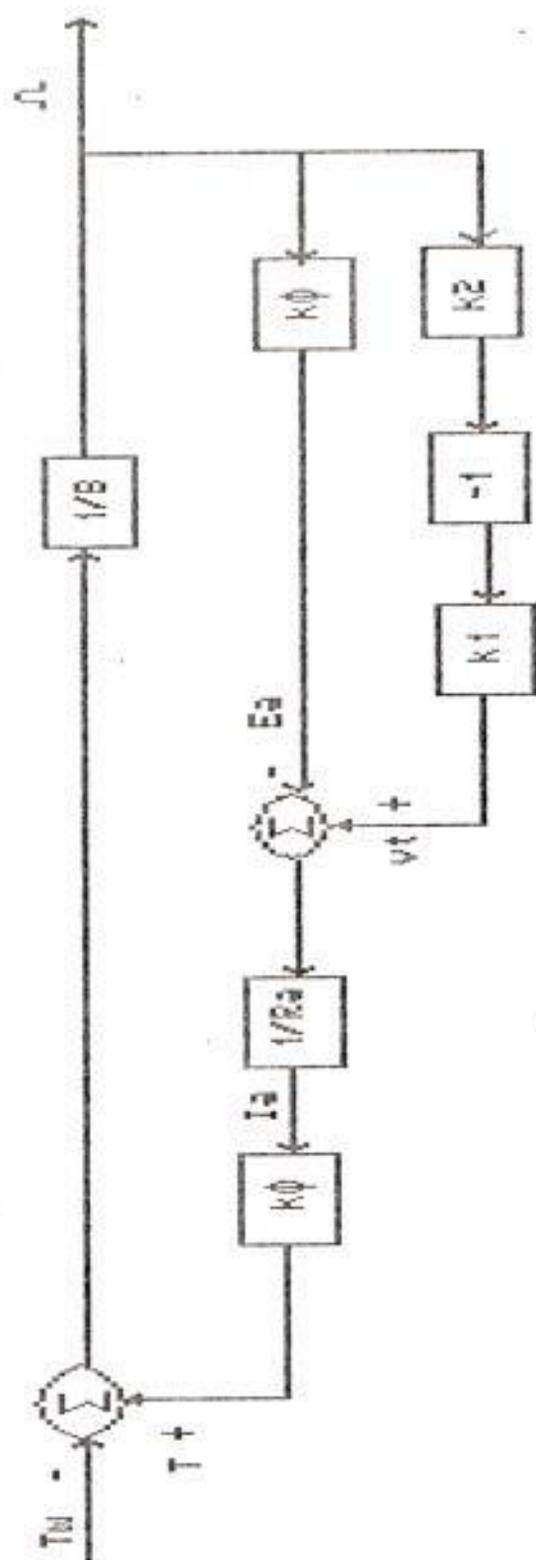
la función de transferencia para el sistema completo de la fig. 2.11 en lazo cerrado y estado estable, es:

$$\frac{\Omega}{v_t} = \frac{k_1}{k\phi + k_1k_2} \quad (2.39)$$

La respuesta en estado estable a cambios en el torque de carga puede ser obtenido haciendo V igual a cero y reordenando el diagrama de bloques de la fig. 2.11 en la forma presentada en la fig. 2.12a, tenemos;

$$(v_t - E_a) = -k_1k_2\Omega - k\phi = -(k_1k_2 + k\phi) \quad (2.40)$$

(a)



(b)

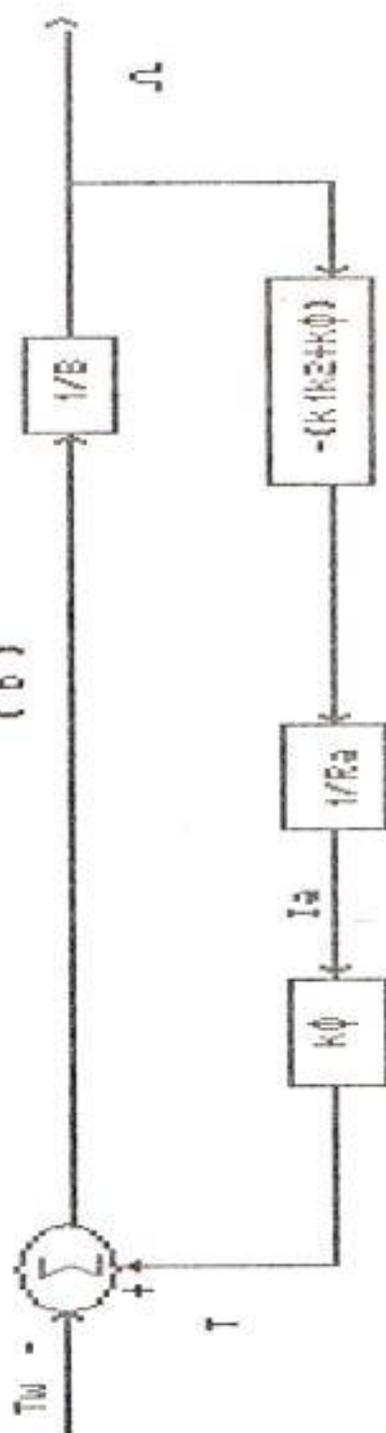


FIG. 2.12 Respuesta en estado estable para variación en el torque de carga.

La ec. 2.4 da el diagrama de la fig. 2.12b. Para este lazo de retroalimentación, tenemos:

$$\frac{\Omega}{-T_w} = \frac{R_a}{R_a B + k\phi(k_1 k_2 + k\phi)} \quad (2.41)$$

Por lo tanto un torque de carga positivo para una referencia de velocidad = 0 produce un velocidad negativa.

Cuando el sistema está operando a una velocidad con un torque de carga diferente de cero, la respuesta a las dos entradas separadas v y T_w puede ser determinado separadamente y combinado por superposición para obtener una respuesta resultante.

CAPITULO NO. 3 : DISEÑO DEL TROCEADOR CLASE E.

3.1 DESCRIPCIÓN DE SU FUNCIONAMIENTO.

Este Troceador tiene la capacidad de trabajar en los cuatro cuadrantes del diagrama $\bar{v}_t-\bar{i}_a$, por lo tanto la descripción de su funcionamiento se llevará a cabo explicando la operación circuital en cada cuadrante.

3.1.1 PRIMER CUADRANTE.

El circuito de armadura del motor es altamente inductivo, puesto que $\omega L_a \gg R_a$ y la frecuencia de operación es relativamente alta (400 hz), de esta forma la corriente de armadura i_a resulta continua y siempre positiva. De esta manera por mas que se le envíe señal de excitación a la base del transistor Q2 (fig.3.1), éste no conducirá. Eliminando así la posibilidad de que en un solo sentido de giro pueda existir corriente de armadura de polaridad dual.

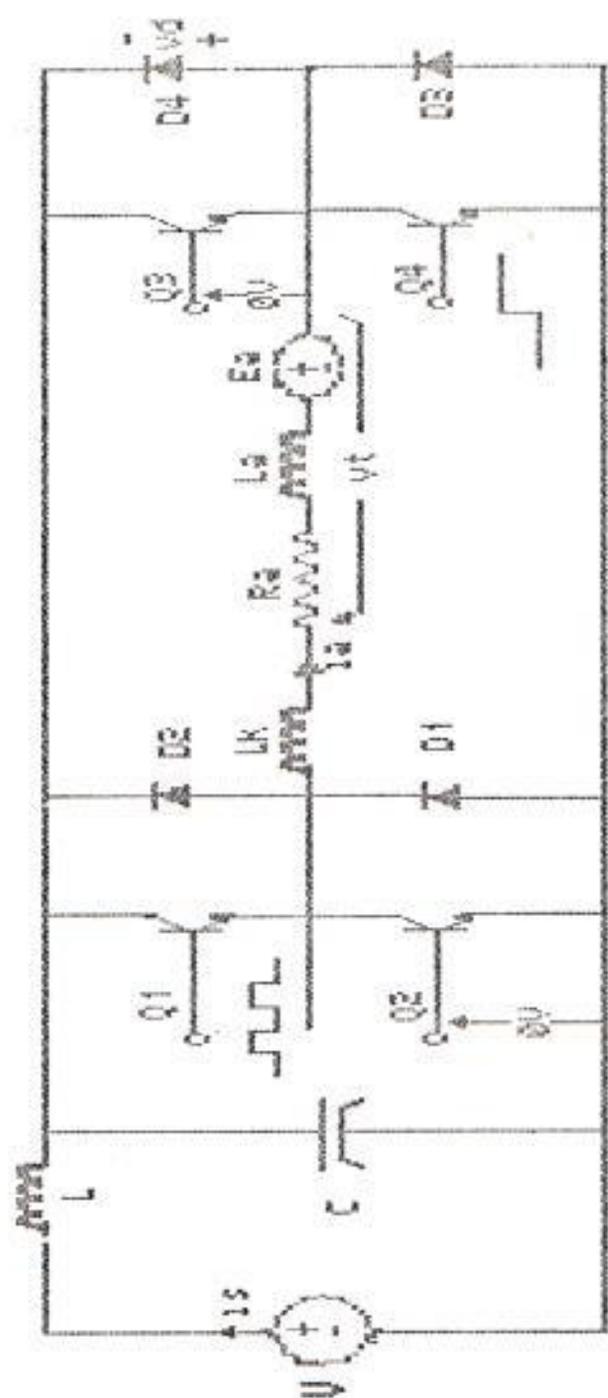


FIG. 3.1. Control de velocidad en sentido directo
Primer cuadrante.

Por lo tanto es suficiente con utilizar un troceador clase A para controlar en sentido directo la velocidad del motor.

Para lograrlo se ha encendido permanentemente Q4, apagado Q2, Q3 y controlado Q1, como se muestra en la fig. 3.1.

3.1.2 SEGUNDO CUADRANTE.

Al girar el motor en sentido directo, teniendo su campo excitado en forma separada, se produce un voltaje generado en los terminales de la armadura del motor. Al apagar Q1 y encender Q2, como se muestra en la fig. 3.2, este voltaje generado proporcional a la velocidad y a la corriente de campo (luego que la energía almacenada en la inductancia de choque y de armadura ha sido consumida en la resistencia de cada una de estas bobinas, a través del diodo de paso libre D1) es capaz de crear una corriente negativa en el circuito formado por: Q2, D3 y la carga, de tal forma que se creará un torque negativo limitado por la máxima corriente, la que ha su vez es

limitada por la resistencia de la bobina de choque y la de armadura. Este torque negativo disminuye la velocidad del motor, la que a su vez decrecienta el voltaje generado y éste la corriente de armadura y por lo tanto el torque negativo, ciclo que fenece cuando el motor se ha detenido en su totalidad. Como se pueda apreciar la intensidad del torque es máximo cuando se inicia el proceso de frenado y disminuye conforme lo hace la velocidad.

3.1.3 TERCER CUADRANTE.

Por similares razones a las expuestas en la descripción del funcionamiento en el primer cuadrante, excitar la base del transistor Q4 es innecesario puesto que éste en condiciones estables no podrá conducir. Este motivo genera un circuito que opera como el presentado en la fig. 3.3. Su voltaje y corriente de armadura es siempre negativo.

3.1.4 CUARTO CUADRANTE.

Para poder llegar a este cuadrante es necesario haber estado anteriormente funcionando el circuito en el tercer cuadrante. Así en la fig. 3.4 el circuito es capaz de generar corriente positiva, encendiendo Q4 luego que Q3 ha sido apagado. Su producto se traduce en frenar el motor que estuvo rotando en sentido inverso de igual forma como se explica el funcionamiento del segundo cuadrante.

3.2 ANALISIS DE LOS TRANSISTORES DE CONMUTACION.

Los transistores de funcionamiento en conmutación pueden también emplearse como válvulas convertidoras en la parte de potencia. Ya a principios de los años sesenta se desarrollaron transistores de potencia a base de silicio. Estos son transistores que para una temperatura ambiente de 25 grados centígrados tienen unas pérdidas superiores a 1 W. Los transistores de potencia forman dos grandes grupos: para bajas frecuencias (BF) y para altas frecuencias (AF). El límite entre ambos grupos viene a estar alrededor de los 30 Mhz, en donde los parámetros

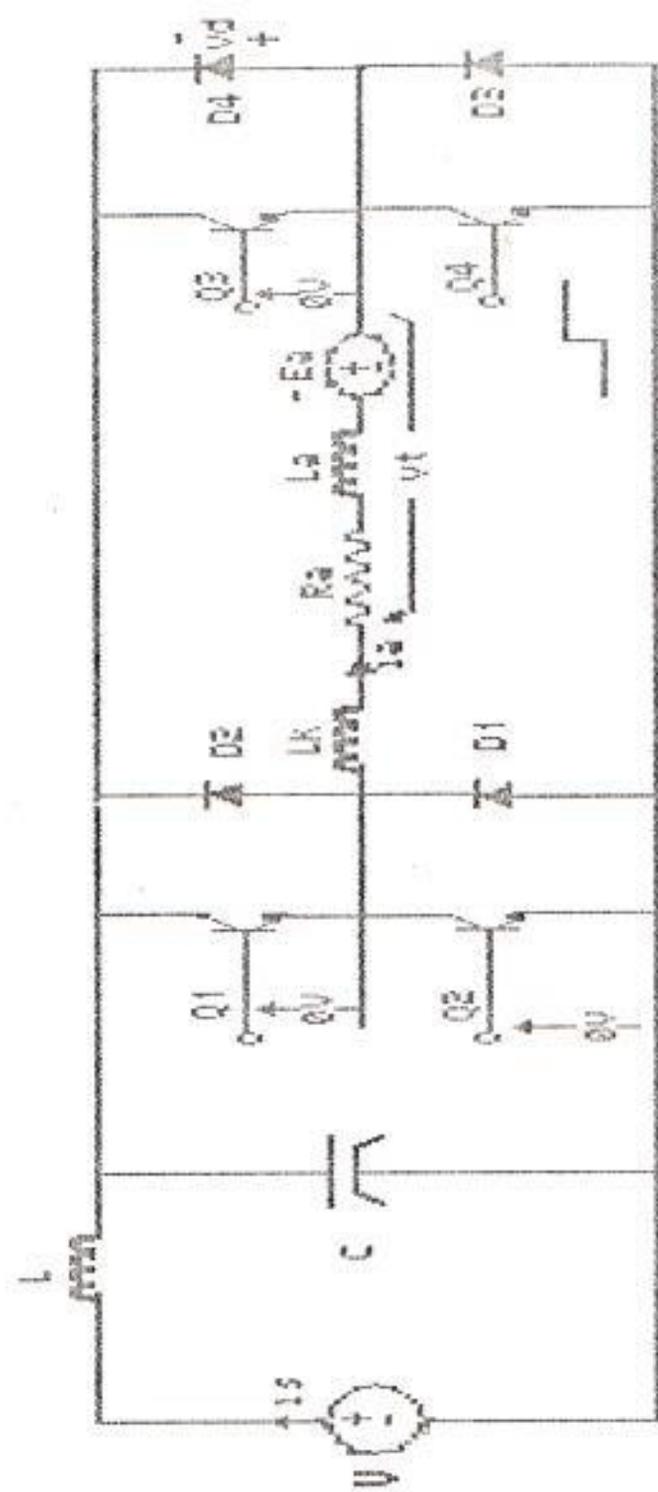


FIG. 3.4. Frenado del sentido inverso.
Cuarto cuadrante.

del transistor no están limitados ya por leyes técnicas sino geométricas. En transistores de potencia de BF los parámetros dependen fundamentalmente del procedimiento de fabricación elegido. En transistores de AF, la geometría cristalina tiene una gran influencia sobre sus parámetros.

En los circuitos de la electrónica de corrientes fuertes se utilizan transistores de potencia de BF que pueden diferenciarse, a su vez, en transistores de corrientes fuertes y de alta tensión.

Los transistores de corrientes fuertes conectan y desconectan intensidades de 500 A o más para tensiones inversas máximas de 100 a 150 V. Los transistores con alta capacidad de bloqueo (transistores de alta tensión), tienen tensiones máximas inversas de hasta unos 1000 V para intensidades de 20 a 30 A. Con ello, los circuitos convertidores pueden alcanzar con transistores de potencia, hasta el margen de varios KW.

Para el aumento de potencia son posibles tanto conexiones en serie de transistores en una rama convertidora como en paralelo. Además se ofrecen módulos de corriente fuerte, en los que ya están conectados en serie varios transistores formando una unidad constructiva. Los módulos de potencia alcanzan intensidades de colector superiores a 1000 A.

Desde 1971 existen los llamados transistores Darlington, contruidos monolíticamente a base de dos transistores independientes (por lo general del mismo chip). Una combinación de esta clase simplifica el desarrollo de etapas finales en circuitos amplificadores. De este modo se consiguen amplificaciones de intensidad superiores a 1000.

3.2.1. ESTRUCTURA DE UN TRANSISTOR.

Un transistor es un elemento amplificador que, al contrario de tiristor, puede controlarse de forma continua mediante un

control de portadores de carga. Este control tiene lugar por medio de una corriente de mando. Puesto que una excitación continua en el mismo transistor transforma una considerable parte de la potencia en calor, debido a que el transistor toma una parte de la tensión, en los circuitos prácticos el servicio de conexión y desconexión se realiza en la parte de potencia.

En el servicio de conexión y desconexión un transistor está totalmente excitado o bloqueado. El servicio de conexión y desconexión de un transistor corresponde al comportamiento biestable de un tiristor, si bien aquel al contrario del tiristor normal también puede bloquearse por medio de la corriente de control.

Un transistor consta de tres capas de diferente dotación. En las dos capas externas se contactan el emisor E y el colector C, y en la zona media la base B.

Los transistores pueden estar contruidos con la sucesión de capas PNP o NPN. La fig. 3.5 muestra la construcción esquemática de un transistor PNP y el correspondiente símbolo eléctrico. La fig. 3.6 muestra la construcción esquemática y el correspondiente símbolo eléctrico de un transistor NPN. Los transistores de corrientes fuertes a base de silicio, por lo general, se fabrican hoy en día como transistor NPN.

3.2.2 CONEXIONES BASICAS.

Los transistores pueden trabajar básicamente en tres conexiones distintas, a saber, conexión de emisor, de base y de colector común.

En la conexión de emisor común la corriente de carga circula por el emisor y colector, mientras que la corriente de control pasa por el emisor y la base

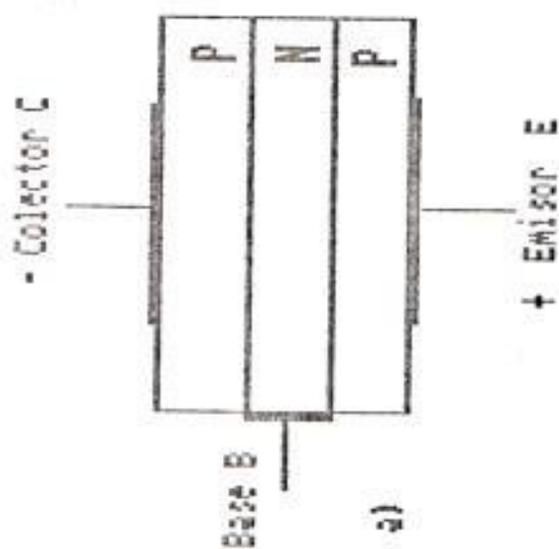


FIG. 3.5 Transistor PNP
 a) Estructura esquemática
 b) Símbolo eléctrico

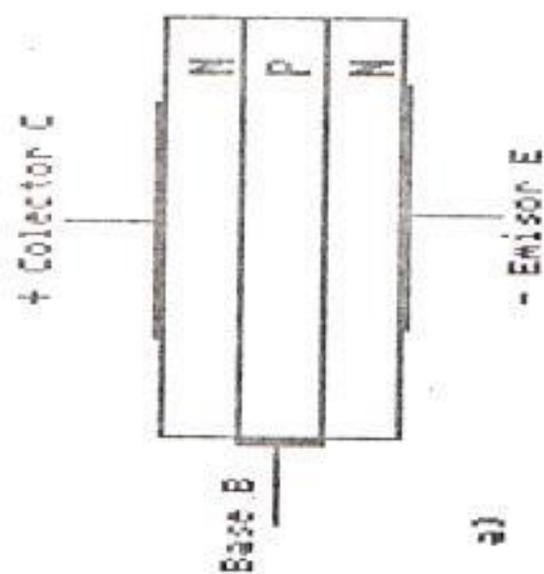


FIG. 3.6 Transistor NPN
 a) Estructura esquemática
 b) Símbolo eléctrico

(fig.3.7). En esta conexión se consiguen transistores de potencia factores de ganancia de corriente superiores a 10. En caso de excitación plena, entre emisor y colector existe con corriente de carga una caída de tensión de paso de 1 a 1.5 V. Esta caída de tensión equivale a la de paso de los diodos semiconductores o tiristores. En la figura 3.8 se representa la conexión de base común (para un transistor NPN). El control tiene lugar de nuevo a través del circuito de emisor-base. La corriente de carga circula por el colector, emisor y fuente de tensión de control. Esta conexión de base común se emplea en la técnica de alta frecuencia.

3.2.3 FAMILIAS DE CURVAS CARACTERISTICAS.

Los transistores de potencia en servicio de conmutación trabajan en conexión de emisor común. En la fig. 3.9 se representa la familia de curvas características de salida de un transistor NPN en conexión de emisor común. En el margen de bloqueo, con tensión colector-emisor V_{ce} grande

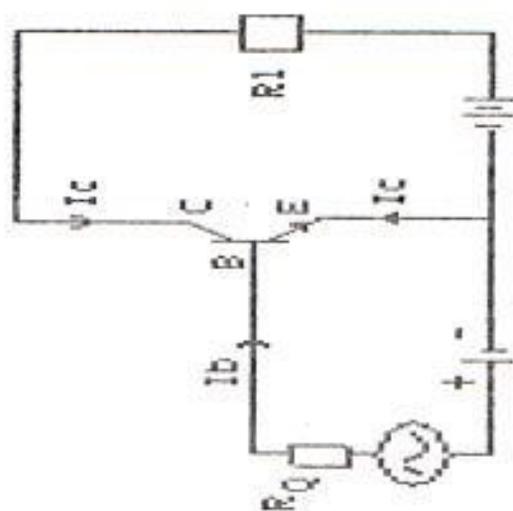


FIG 3.7. Conexión de emisor común de un transistor NPN.

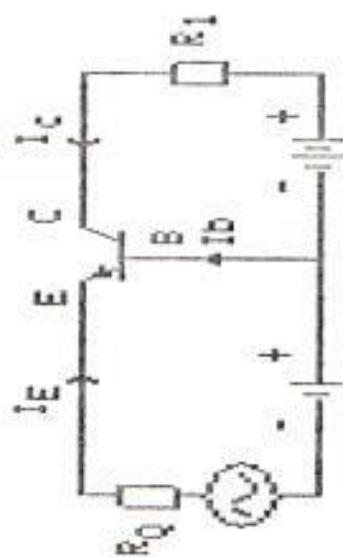


FIG 3.8. Conexión de base común de un transistor NPN.

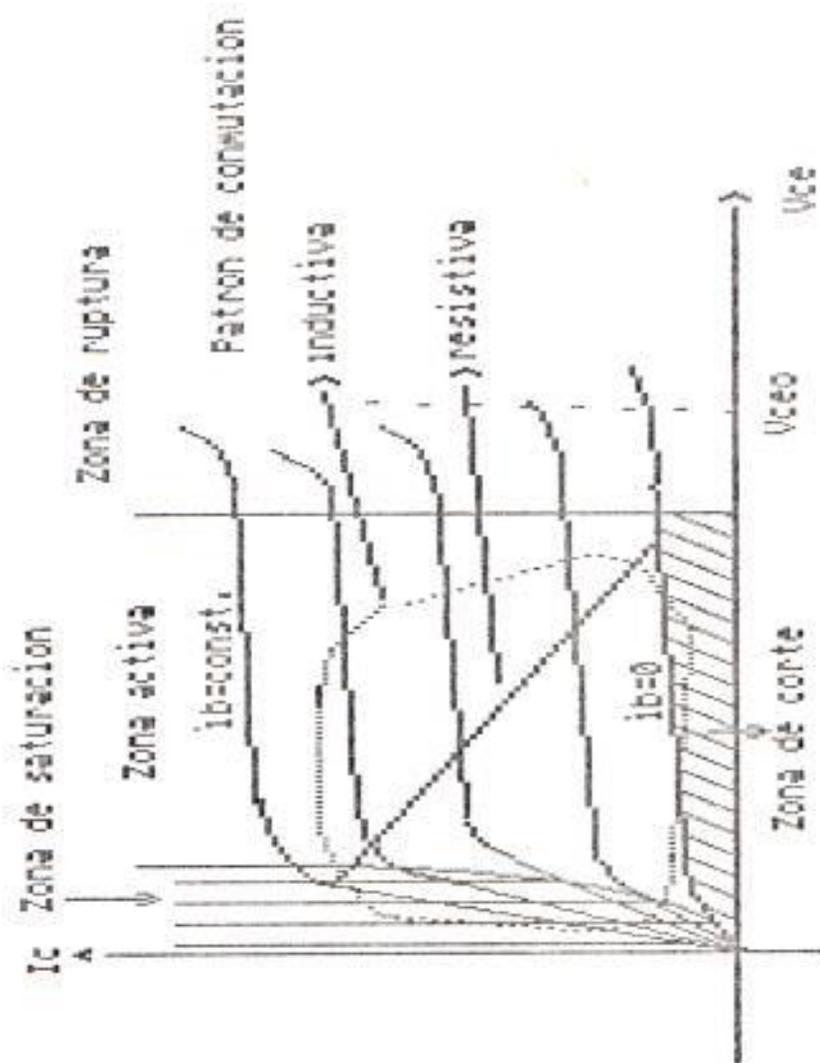


FIG. 3.9 Característica de salida de un transistor NPN en conexión de emisor común.

únicamente circula una pequeña corriente de colector I_c . En el margen de saturación, el cual se alcanza por aumento de la corriente de base I_b , circula una corriente de colector I_c grande con tensión colector-emisor V_{ce} baja.

En el servicio de conmutación se pasa lo más rápidamente posible del punto de trabajo de conexión al de desconexión. El recorrido de la familia de curvas entre ambos puntos depende del tipo de impedancia del circuito de carga. En la fig. 3.9 se incluye dos patrones de trabajo.

3.2.4 COMPORTAMIENTO EN CONMUTACION.

El comportamiento en la conexión de un transistor en el servicio de conmutación corresponde aproximadamente al comportamiento de un tiristor. La fig. 3.10 muestra el curso de la tensión de

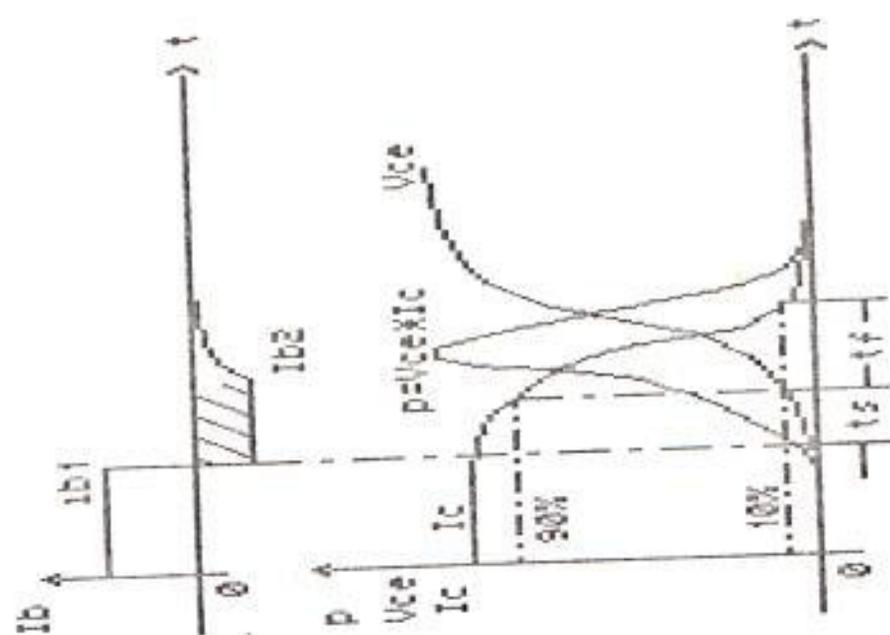


FIG. 3.11. Desconexión de un transistor.

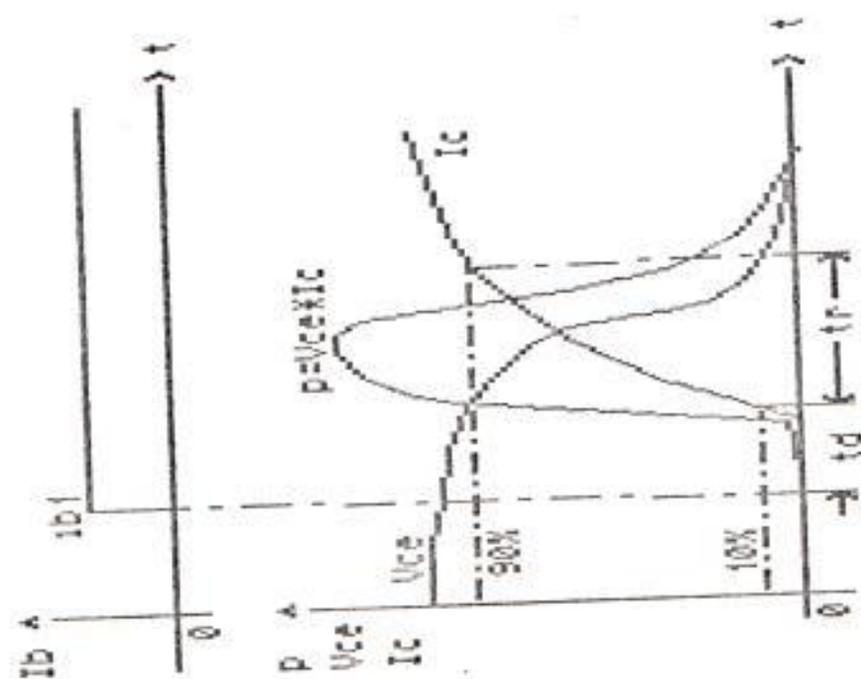


FIG. 3.10. Conexión de un transistor.

colector-emisor V_{ce} y de la corriente de colector I_c , en la conexión, mediante un corriente de base I_b , para la conexión de emisor común. Aquí se producen momentáneamente unas pérdidas en la conexión

$$p = V_{ce} I_c \quad (3.1)$$

La desconexión de un transistor en conexión de emisor común viene representada en la fig. 3.11. Esta tiene lugar por medio de la corriente de base I_b . La corriente de colector I_c y la tensión de colector V_{ce} conmutan en un tiempo finito, produciéndose en cambio unas pérdidas de conexión p elevadas. La superficie por debajo de la curva de pérdidas en la conexión y desconexión representa una energía de pérdidas que se produce durante el proceso de conmutación en el transistor para corrientes fuertes. Las pérdidas de conmutación deben tenerse muy en cuenta en el balance de pérdidas del transistor, particularmente para

frecuencias de trabajo elevadas.

3.2.5 ZONAS DE SEGURIDAD.

El area de operación segura de un transistor de potencia, está limitada por cuatro segmentos discretos, cada uno representando una condición límite particular. Como se presenta en la Fig. 3.12 los factores limitantes son: la máxima corriente de colector continua, la máxima potencia de disipación, segundo punto de ruptura y el voltaje $V_{ceo(sus)}$ mantenido del dispositivo.

Esto significa que dentro de los límites de potencia máxima, no podemos excedernos ni de la máxima corriente ni del máximo voltaje para condiciones estables o mantenidas.

El segundo punto de ruptura en un dispositivo de potencia es manifestado por el calentamiento inicial centralizado en

corriente de colector I_c

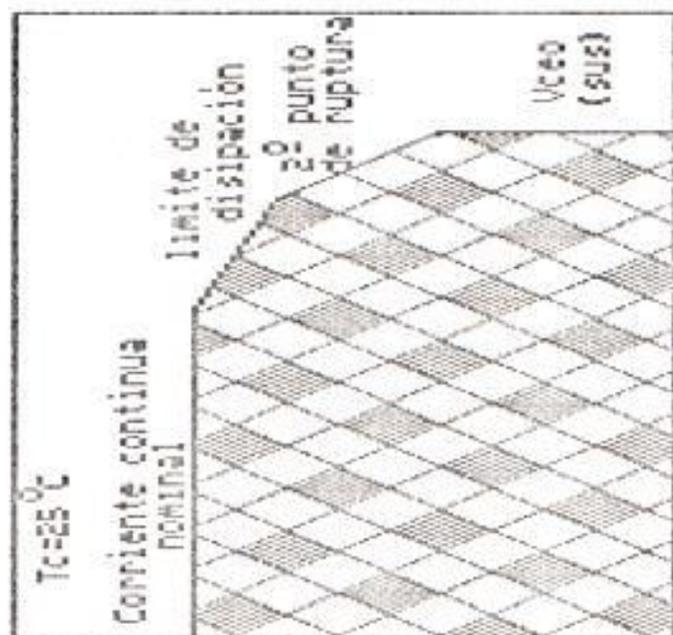
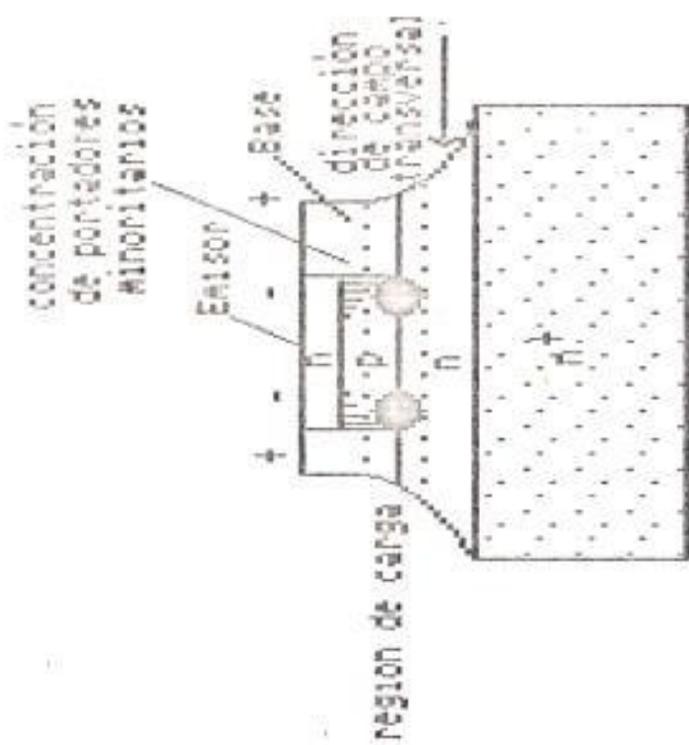


FIG.3.12 Curva tipica de una area de operacion segura



Seccion transversal de un transistor de potencia

un punto. La temperatura promedio de la unión-colector, T_j , de un transistor de potencia puede ser calculada como sigue:

$$T_j = T_c + P_{avg} \theta_{jc}$$

donde T_c es la temperatura en la cubierta en grados centígrados, P_{avg} es la potencia disipada promedio en vatios y θ_{jc} es la resistencia térmica unión-cubierta en grados centígrados por vatio. Sin embargo, la temperatura actual de la unión puede variar de un punto a otro en el chip como resultado del agolpamiento de corriente que produce mayor aislamiento de disipación. Esto puede producir una fuga térmica localizada. En polarización directa, como el calentamiento es casi probable que ocurra en el borde del emisor, porque bajo condiciones de polarización directa, la corriente de base crea un campo eléctrico o gradiente de voltaje en la base, como se presenta en la fig.3.14. La dirección de este gradiente de voltaje causa una mayor inclinación en la

periferia del emisor que en el centro. Por lo tanto mayor inyección ocurre en la periferia, produciendo una densidad de corriente mas grande. Como la corriente concentrada fluye a través de la región de deplexión, ocurre disipación de potencia local causando un calentamiento local. Si la densidad de corriente excede un nivel crítico, el calentamiento que es generado, causa una disminución local de voltaje base-emisor a un nivel que causa inyección posterior y el flujo de la corriente colector-emisor se convierte en regenerativa. Si este proceso regenerativo es permitido continuar, la destrucción del dispositivo también continua. El agolpamiento de corriente se puede fortalecer por la no homogénea unión colector-base o por imperfecciones en el sistema de montaje como vacíos de soldadura.

3.3 REQUERIMIENTOS DE LA CARGA.

La carga aplicada al troceador clase E, consiste de un motor dc, de excitación separada, que responde con 2500 RPM, entregando un torque máximo proporcional a 9 Amp. en el circuito de armadura, cuando al circuito del campo se excita con un voltaje de 145 voltios dc y al circuito de armadura con 165 voltios dc.

3.4 DISEÑO DEL FILTRO PARA LA REDUCCION DE ARMONICAS.

La reducción de armónicas en la línea de suministro dc. es conseguido colocando un filtro de segundo orden LC (fig. 1.11) cuyos valores serán determinados como sigue:

La relación entre los fasores de las nth armónicas de la línea y fuente de corriente i_s de la fig. 1.11 es :

$$\frac{I_{ln}}{I_{sn}} = \frac{1}{1 - \omega_0^2 n^2 LC} \quad (3.2)$$

donde $\omega_0 = 2\pi/T_p$ y es la frecuencia angular de troceado. Puesto que nuestro objetivo es reducir

al mínimo I_{ln} , es necesario que $W_o \gg \frac{1}{LC}$; esto es:

$$(W_o/W_f)^2 \gg 1 \quad (3.3)$$

donde $W_f = 1/(LC)^{1/2}$ (frecuencia resonante del filtro)

Tenemos ahora dos razones de "peso" para poner inductor y capacitor tan grandes como sea posible: Reducción de armónicas y frecuencia de resonancia del filtro.

Existe una situación de compromiso puesto que no podemos colocar un inductor y capacitor demasiados grandes por límites que debemos tener en cuenta, como el costo, peso, pérdidas de voltaje en el inductor, posibilidad de obtenerlos y cual es la máxima relación aceptable entre las amplitudes de las armónicas y la corriente de línea. La experiencia de resultados obtenidos anteriormente aconsejan una relación máxima de 0.5. Nos queda ahora por asumir un valor de capacitancia o inductancia y calcular el

elemento no asumido para posterior a este resultado verificar que la frecuencia de oscilación del filtro sea mucho menor a la de troceado.

Para este caso se eligió una relación de las amplitudes de las armónicas línea a fuente para el troceador igual a 0.01.

$$0.01 = \frac{1}{1 - W_o n LC} \quad (3.4)$$

Calculando para la primer armónica (caso + crítico)

$$0.01 = \frac{1}{1 - (2\pi \cdot 400)^2 LC} \quad (3.5)$$

Puesto que la corriente promedio que llega a la carga tiene como camino obligado la inductancia del filtro, esta debe producir la menor caída de tensión entre sus terminales, es decir debe tener la menor resistencia o lo que es equivalente, la menor inductancia posible. Para esto debemos

escoger el mayor valor de capacitancia posible. El valor conseguido fué de 3000 uf. De la ec. 3.5:

$$L = \frac{99}{(2\pi \cdot 400)^2 \cdot 3 \times 10^{-3}} \quad (3.6)$$

$$L = 5.2 \text{ mH}$$

Para evitar que el filtro resuene su frecuencia debe ser mucho menor a la de troceado. Verifiquemos:

$$\omega_f = 1/(LC)^2 = 252.6 \quad [\text{rad/s}] \quad (3.7)$$

$$f = 40.2 \text{ Hz} \ll 400 \text{ Hz} \quad (3.8)$$

$$f_{\text{corte}} = \omega_f / \pi = 80.6 \text{ Hz} \quad (3.9)$$

3.5 PROTECCION DE LOS TRANSISTORES DE POTENCIA.

Pueden suceder fallas en los transistores en condiciones de estado estable o fallas en la

carga.

La desventaja de operar en la región de saturación, es que inmediatamente que ocurre una falla en la carga, reduciendo su impedancia, la corriente y voltaje de colector-emisor suben simultáneamente. La corriente, porque la impedancia de carga disminuye y el voltaje colector-emisor, porque la corriente de base ya no es suficiente para mantener saturado a esa corriente y por lo tanto el transistor empieza a operar en la zona activa. El simultáneo incremento de corriente y voltaje entre el colector y el emisor causa un incremento rápido de la potencia y temperatura interna en el transistor. Teóricamente, para prevenir que el transistor trabaje en la zona activa se podrían desarrollar circuitos de control de tal forma que una vez sensada el incremento de corriente por el colector, inmediatamente se inyecte mas corriente a la base para lograr mantener saturado, por un tiempo adicional de hasta 10 ms, hasta que los fusibles operen. Desafortunadamente esta no es una solución práctica, porque muchos transistores de mas alta potencia tienen solamente ganancias

de corriente igual a 2 o 3, por este motivo la destrucción se produciría por la base al tratar de mantener saturado el transistor. El mas usual procedimiento es detectar rápidamente las sobrecorrientes y quitar la señal de excitación de la base y apagar el dispositivo. También se han diseñados circuitos con automática limitación de corriente, retroalimentación de corriente (desarrollado en esta tesis), sensor temperatura, etc. En todos estos casos, la fuente de poder que alimenta al sistema está protegida por fusibles, pero cada transistor no es protegido por estos, en virtud de su lenta respuesta, comparados con la de los transistores.

La otra forma de daño permanente puede ocurrir en estado estable, cuando las pérdidas por conmutación sean mayores que la potencia capaz de disipar el transistor. Por este motivo el voltaje a través del transistor debe ser limitado y/o modificar la línea de carga ("snubbed") de tal forma que no se exceda sus especificaciones mantenidas. La operación de limitar, resulta en una línea de carga mas o menos cuadrada y la operación "snubbed" produce una línea de carga

modificada dependiendo de el valor del capacitor en la red atenuadora (snubber), (fig.3.13).

La fig 3.13 indica las varias líneas de carga para redes atenuadoras fuertes, no atenuadas y las formas de onda esperadas en tiempo real. Sus componentes son determinados de la siguiente forma, (fig. 3.14) :

$$C_s = I_c \text{ toff} / V \quad (3.10)$$

$$\text{toff} = 2\mu\text{s}$$

$$I_c = 9 \text{ [A]}$$

$$V = 165 \text{ [V]}$$

$$C_s = 0.1 \text{ [}\mu\text{F]}$$

$$E_c = C_s V^2 / 2 \quad (3.11)$$

El momento en que se apaga, queda un circuito equivalente como el mostrado en la fig. 3.15, y si $R_s \gg R_a$, tenemos:

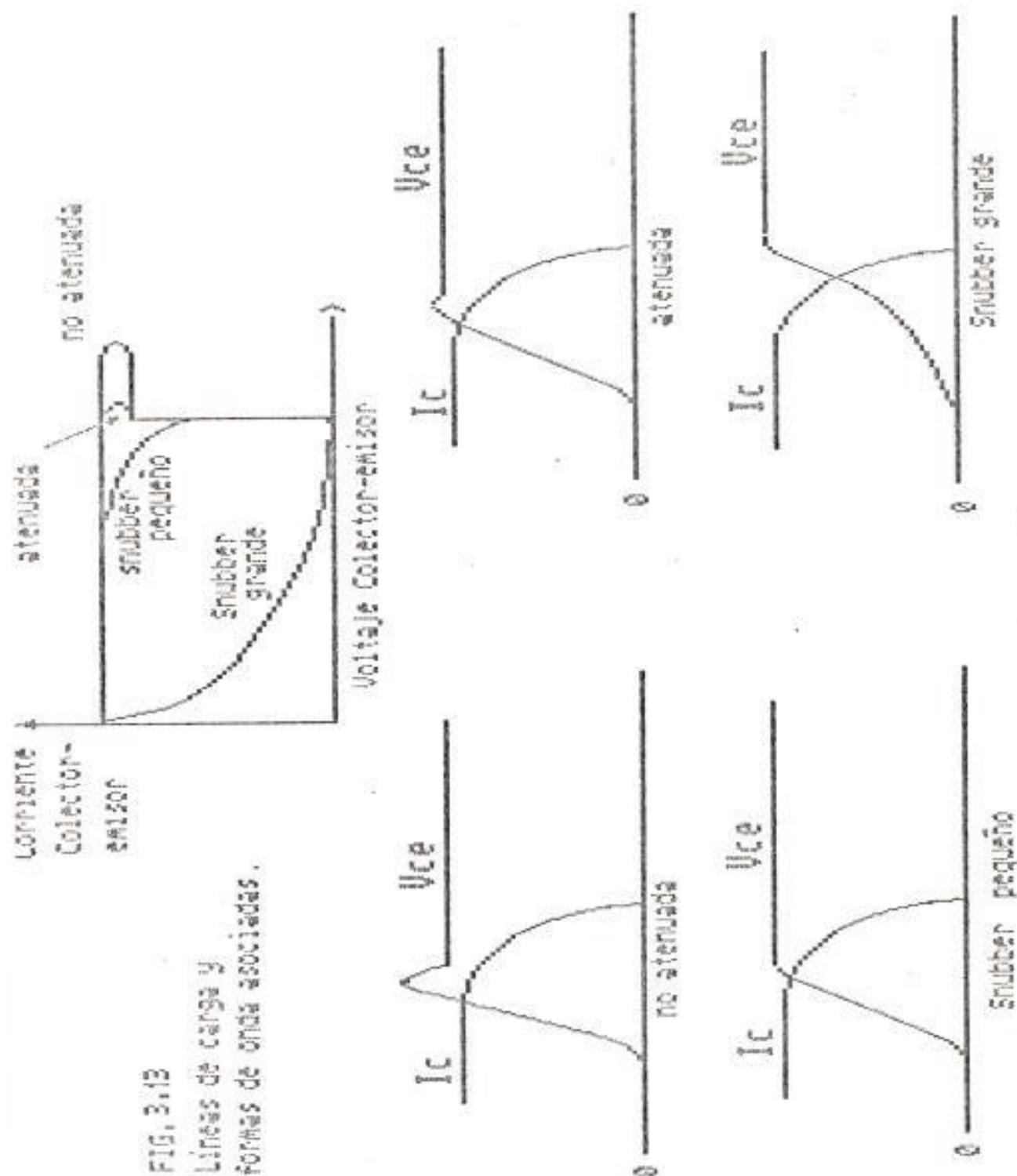


FIG. 3.13

Líneas de carga y formas de onda asociadas.

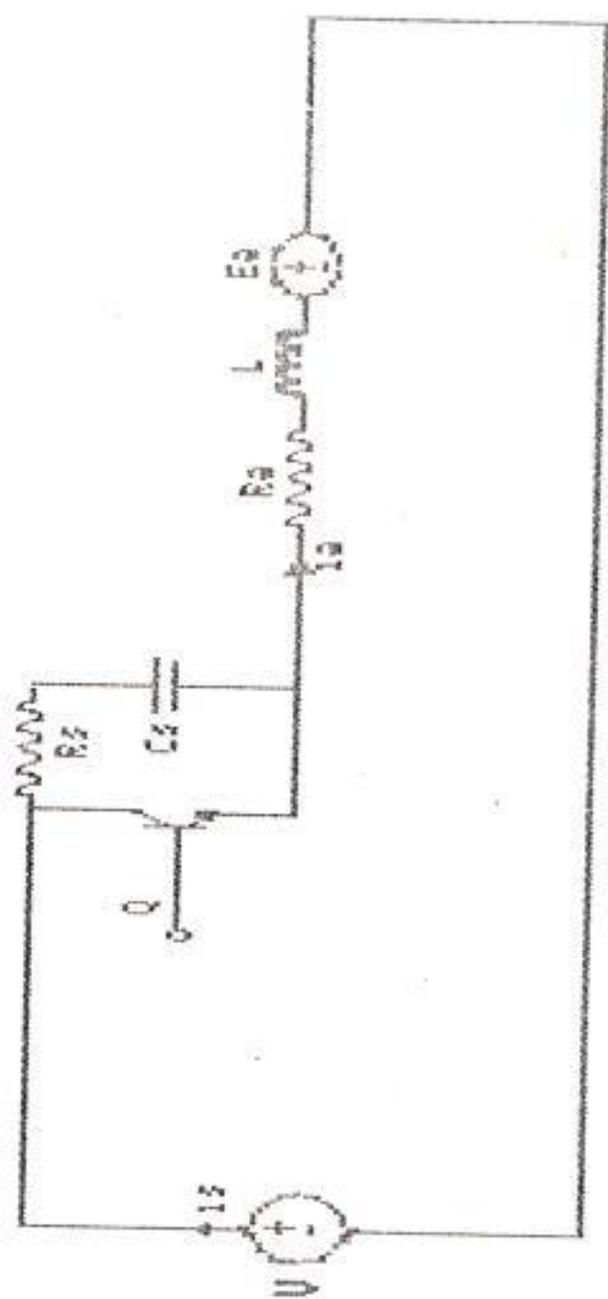


FIG. 3.14. Circuito Snubber.

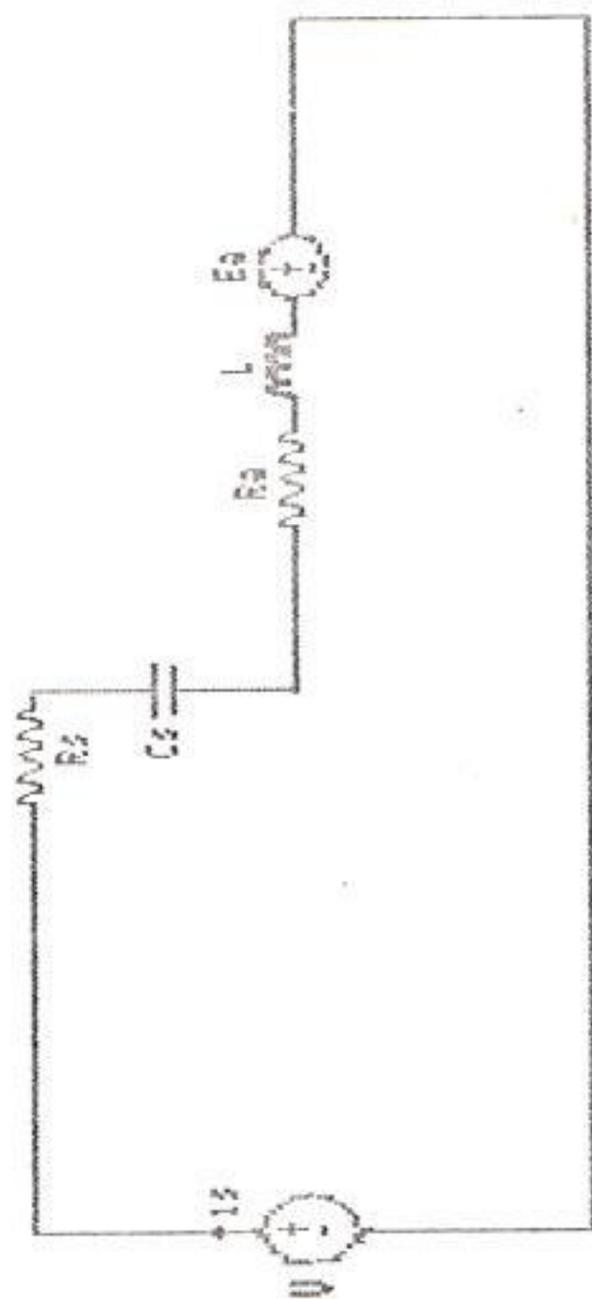


FIG. 3.15. Circuito equivalente al apagarse el transistor.

$$V - E_a = I_s R_s + L \frac{dI_s}{dt} + \frac{1}{C_s} \int I_s dt \quad (3.12)$$

$$\frac{d(V - E_a)}{dt} = R_s \frac{dI_s}{dt} + L \frac{d^2 I_s}{dt^2} + \frac{I_s}{C} \quad (3.13)$$

$$0 = \frac{d^2 I_s}{dt^2} + (R_s/L) \frac{dI_s}{dt} + \frac{I_s}{LC_s} \quad (3.14)$$

$$\text{Si } E = R_s/2L \text{ y } \omega_0 = 1/(LC_s)^{1/2} \quad (3.15)$$

$$\frac{d^2 I_s}{dt^2} + 2E \frac{dI_s}{dt} + I_s \omega_0^2 = 0 \quad (3.16)$$

$$D^2 + 2ED + \omega_0^2 = 0 \quad (3.17)$$

$$D = -E \pm (E^2 - \omega_0^2)^{1/2} \quad (3.18)$$

Si :

$$E = \omega_0 \text{ Amortiguamiento crítico} \quad (3.19)$$

$$I_s = A e^{-Et} \quad (3.20)$$

$$E > \omega_0 \text{ Sobreamortiguada} \quad (3.21)$$

$$i_s = e^{-Et} \left[A_1 e^{\sqrt{(E - \omega_0)^2 t} + A_2 e^{-\sqrt{(E - \omega_0)^2 t}} \right] \quad (3.22)$$

$$E < \omega_0 \quad \text{Subamortiguada} \quad (3.23)$$

$$i_s = e^{-Et} [B_1 \cos W_r t + B_2 \sin W_r t] \quad (3.24)$$

$$\text{donde } W_r = \sqrt{(\omega_0 - E)^2} \quad (3.25)$$

la potencia en la Rs debe ser la menor, por lo tanto:

$$p = \int_0^{\infty} i_s^2 R_s dt \quad (3.26)$$

Al realizar la integración para cada una de las i_s anteriores se puede observar que la menor ocurre cuando

$$E = \omega_0$$

por lo tanto

$$(R_s/2L)^2 = 1/LC_s \quad (3.27)$$

$$R_s = 2(L/C_s)^{1/2} \quad ; \quad L = 19.2 \quad [\text{mH}] \quad (3.28)$$

$$R = 876 \quad [\text{ohm}]$$

$$\text{Pot}_{R_s} = E_c/T = C_s V^2 f/2 \quad (3.29)$$

$$\text{Pot}_{R_s} = 0.5 \text{ W}$$

Como se puede apreciar esta red de limitación o reducción de pérdidas en el transistor, altera el voltaje a través del transistor. Las variaciones bruscas de corriente, se limita por un inductor en serie en el camino fuente-transistor-carga. Es decir que es suficiente con que exista un solo inductor para todos los transistores, que puede ser la inductancia de armadura del motor. En nuestro caso, también está la inductancia de choque y la del filtro (fig.3.16) suficiente para la protección de variaciones bruscas de corriente en intervalos de tiempo demasiados pequeños.

(fig. 3.17).

$$i = (V - E_a) / R_a (1 - e^{-tR_a/L}) \quad (3.30)$$

$$di/dt|_{i_{\max}} = V/L \quad (3.31)$$

Como $L = L_a + L_k$, di/dt máximo es muy pequeño, esto garantiza gran protección contra este tipo de bruscas variaciones.

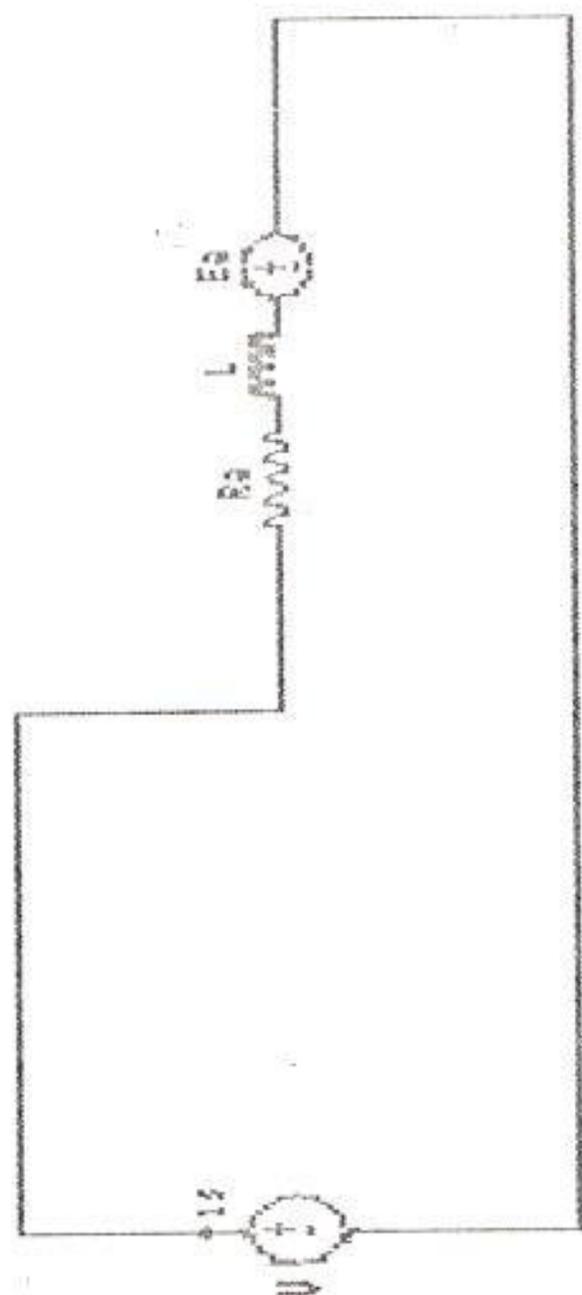


FIG. 3.17. Circuito equivalente al encenderse el transistor.

CAPITULO No 4 : DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL.

4.1 DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL SISTEMA.

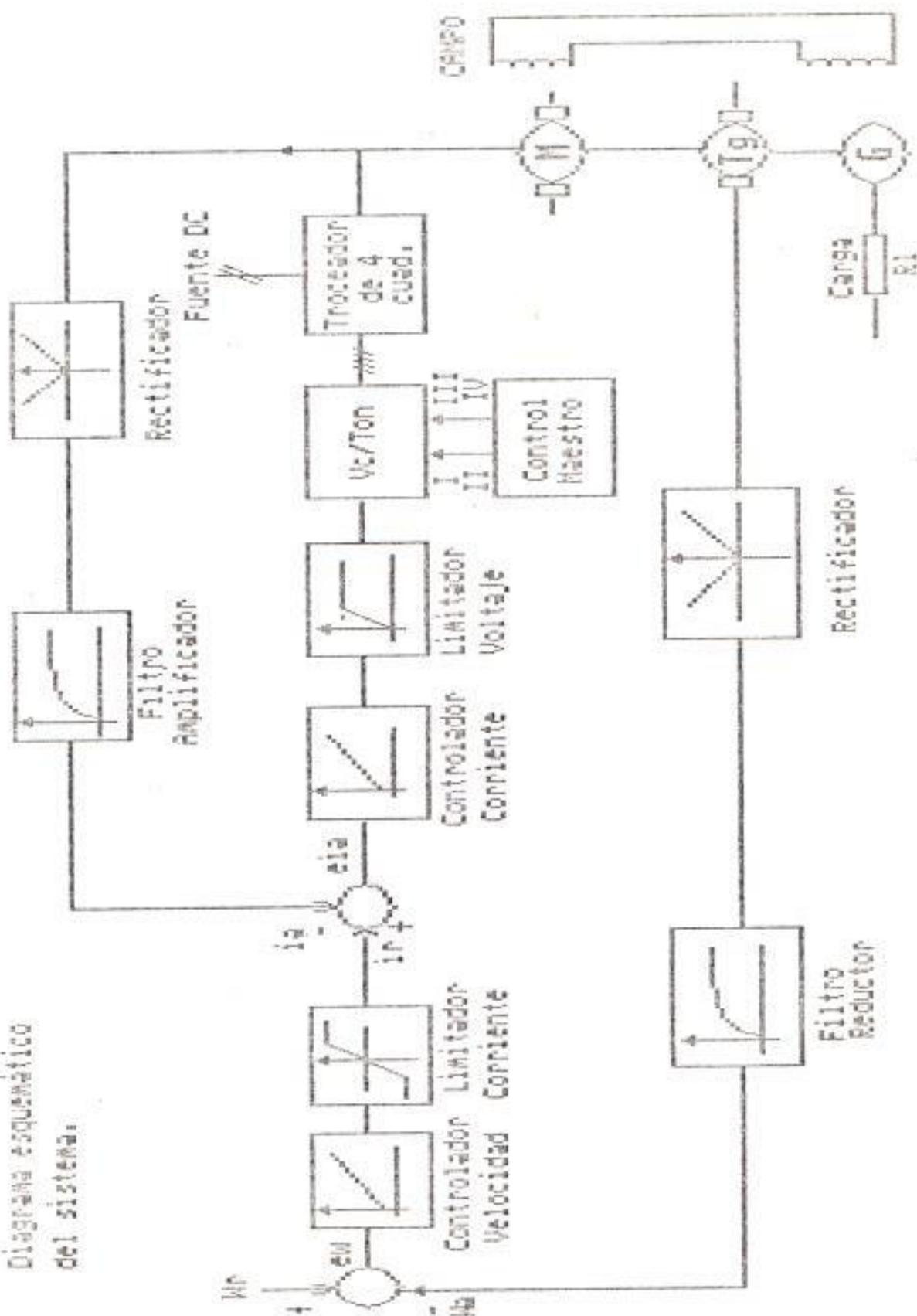
La fig. 4.1 ilustra el diagrama esquemático del sistema.

Se puede apreciar el lazo interno de corriente y el externo de velocidad, cada uno utilizado para compensar en avance de fase, el retardo introducido por cada una de estas variables: los elementos acondicionadores de señal (rectificadores, filtros, amplificador), el modulador de ancho de pulso, el troceador y la planta manejada (motor d.c.); como puntos relevantes de este diagrama.

4.2 ACONDICIONADORES DE SEÑALES.

Las dos señales que intervienen en la retroalimentación, corriente de armadura y velocidad, deben ser acondicionadas para poder controlarlas.

FIG. 4.1
Diagrama esquemático
del sistema.



4.2.1 ACONDICIONADOR DE VELOCIDAD.

La señal de velocidad la obtenemos de un tacómetro, que se encuentra acoplado al eje de motor. Este transductor pasivo genera un voltaje proporcional a la velocidad con que rota el motor y al campo con que es excitado.

$$v_t = K_t W \quad [V] \quad (4.1)$$

$$K_t = 24/1000 \quad [V/RPM] \quad (4.2)$$

donde v_t es el voltaje en los terminales del tacómetro, K_t es la constante de proporcionalidad y W es la velocidad angular con la que gira el motor.

Debido a que el motor es manejado en ambos sentidos, el tacómetro generará voltajes con polaridad dual.

Al tener una referencia de velocidad con única polaridad, al momento de invertir el giro se

produciría una retroalimentación positiva, convirtiéndose en un sistema incontrolable. De aquí nace la necesidad de "engañar" al controlador, proporcionándole al controlador un voltaje de tacómetro de polaridad única, aún si se ha invertido el giro.

De esta forma la velocidad de referencia será siempre respetada, cuando el motor está girando en uno u otro sentido, sin necesidad de modificar la polaridad de la señal de referencia. Para alcanzar nuestro objetivo utilizamos un puente rectificador de onda completa. En virtud que el controlador solo puede actuar hasta su voltaje de saturación y el tacómetro es capaz de entregar hasta 60 voltios cuando está girando el motor a la velocidad nominal, es necesario por tanto utilizar un divisor de tensión. Para evitar el ingreso de señales no deseables, se utilizó un filtro R-C pasa bajo con una frecuencia de corte de 60 Hz, que introduce un retardo de aproximadamente 3 ms. El acondicionador se muestra en la fig. 4.2.

4.2.2 ACONDICIONADOR DE CORRIENTE.

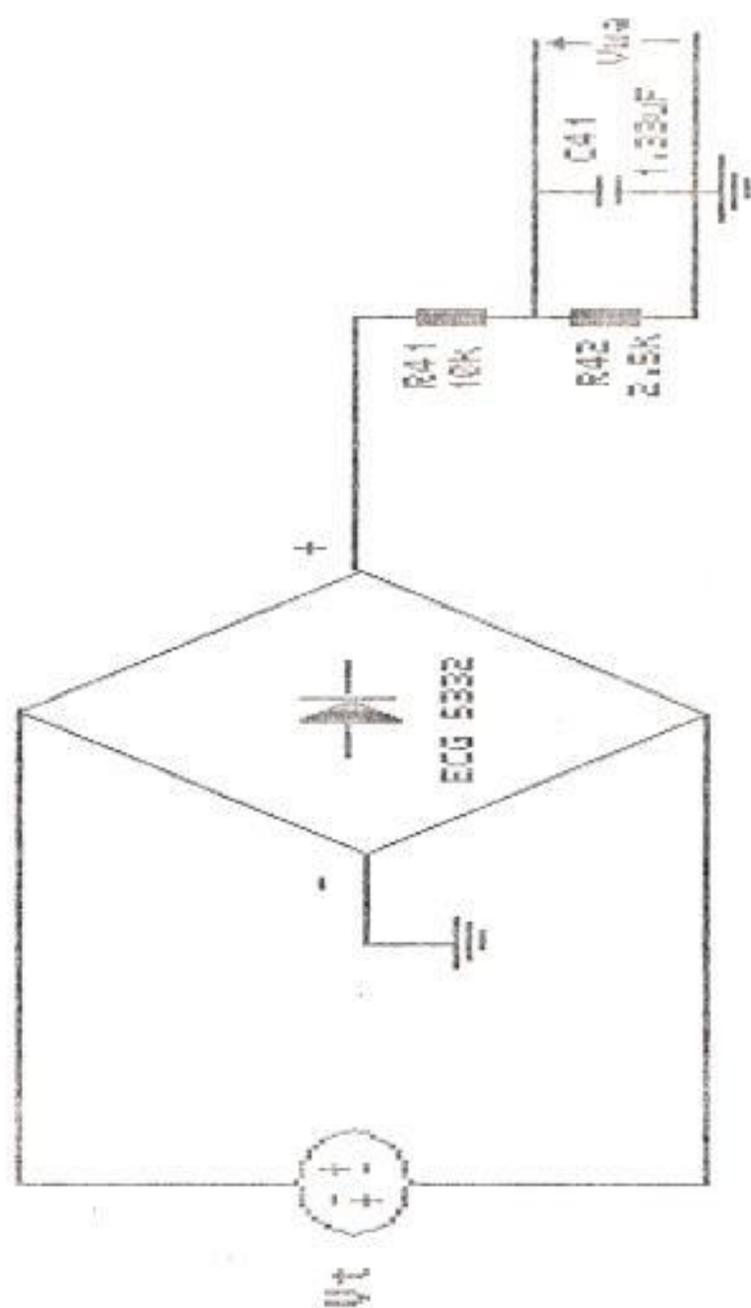
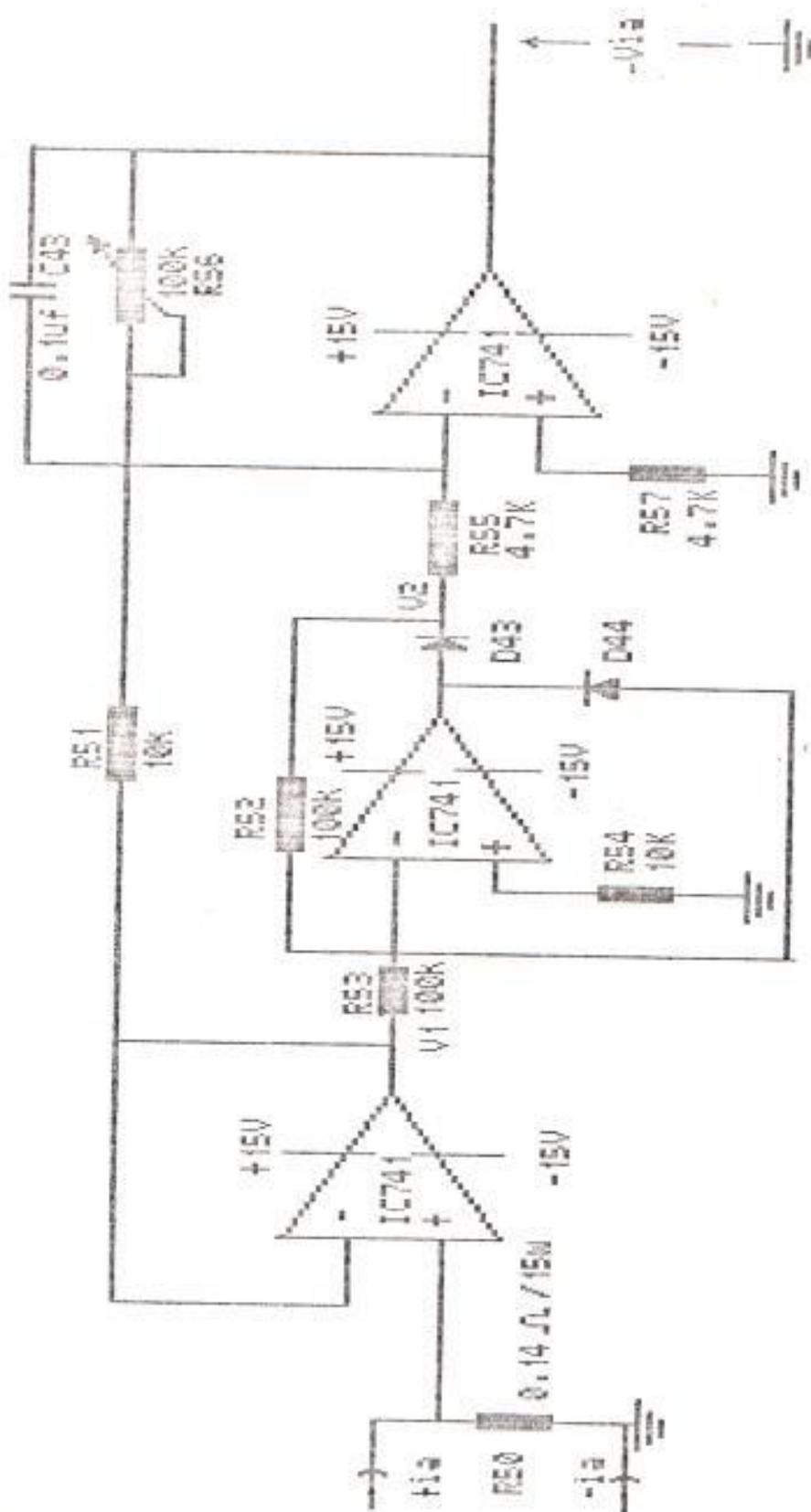


FIG 4.2 Acondicionador de velocidad.

El circuito que permite utilizar la variable, corriente de armadura, para obtener un control de velocidad con tiempo de respuesta a cambios en la referencia o cambios en la carga, ras rápidos y obtener un limitador de corriente de armadura como sistema eficiente de protección, es presentado en la fig. 4.3

Consta básicamente de un transductor, acoplador de impedancias, rectificador-amplificador de precisión y filtro pasa bajo.

El transductor de corriente es un sistema shunt, que es capaz de suministrar información precisa de la corriente que circula por la armadura del motor, ya que provoca una caída de tensión en la resistencia shunt que será rigurosamente proporcional a la corriente. Su valor resistivo debe tener un valor muy bajo, para no alterar las características eléctricas del circuito de armadura y además para que su potencia no sea demasiado grande.



Rectificador, amplificador,
filtro de precisión

Transductor
Acoplador de
impedancias

FIG. 4.3 Acondicionador de corriente.

$$R50 = 0.14 \quad [\text{ohm}] \quad (4.3)$$

$$P = (i_a)^2 * R50 \quad ; \quad i_a = 9 \quad [\text{A}] \quad (4.4)$$

$$P = 11.34 \quad [\text{W}] \quad (4.5)$$

El acoplador de impedancias provee alta impedancia de entrada, así las etapas siguientes no afectarán la señal medida, además que provee una impedancia de salida muy baja, así, ésta es una imagen idéntica de la entrada.

Para el circuito rectificador amplificador de precisión, se encontró sus valores de la siguiente forma:

$$V_a = -V_1 R56/R51 \quad ; \quad V_1 > 0 \quad (4.6)$$

$$V_a = V_1 R56/R51 - V_1 R56/R55 \quad ; \quad V_1 < 0 \quad (4.7)$$

$$2V_1 R56/R51 = V_1 R56/R55 \quad (4.8)$$

$$R51 = 2 R55 \quad (4.9)$$

$$\text{si } R51 = 10k \Rightarrow R55 = 5k \quad (4.10)$$

Al pasar la máxima corriente por el circuito de armadura del motor, se obtiene el voltaje de saturación del amplificador operacional en V_{ia} .

$$V_{ia} = 14 [V] = -V_1 R56/R51 [V] \quad (4.11)$$

$$R56 = 110k \quad (4.12)$$

Se utilizó 100k, considerando la amplitud máxima instantánea de la corriente. Para obtener una señal de corriente sin rizado, el filtro deberá tener una frecuencia de corte mucho menor a la frecuencia de operación del troceador.

$$f_c = 1/6.28 * R56 * C43 \quad (4.13)$$

$$f_c = 16 \text{ Hz.}$$

(4.14)

4.3 CONTROLADOR DE CORRIENTE.

La fig. 4.4 ilustra el circuito controlador de corriente de armadura. Este realiza una acción proporcional-integral con ganancia proporcional y tiempo de acción integral ajustables (apéndice C). El diodo zener es el encargado de limitar el voltaje que el motor es capaz de soportar en su circuito de armadura.

Trabajando el sistema solo con el lazo subordinado de corriente, se ajustó el controlador para obtener la forma de onda con decaimiento de un cuarto, como lo propone Zeigler-Nichols (apéndice B).

4.4 CONTROLADOR DE VELOCIDAD.

La fig. 4.5 ilustra el circuito controlador de velocidad. Su acción es del tipo proporcional-integral y al igual que el controlador de corriente, posee ganancia proporcional y tiempo de acción integral ajustables (apéndice C). Trabajando con los dos lazos de retroalimentación, corriente y velocidad,

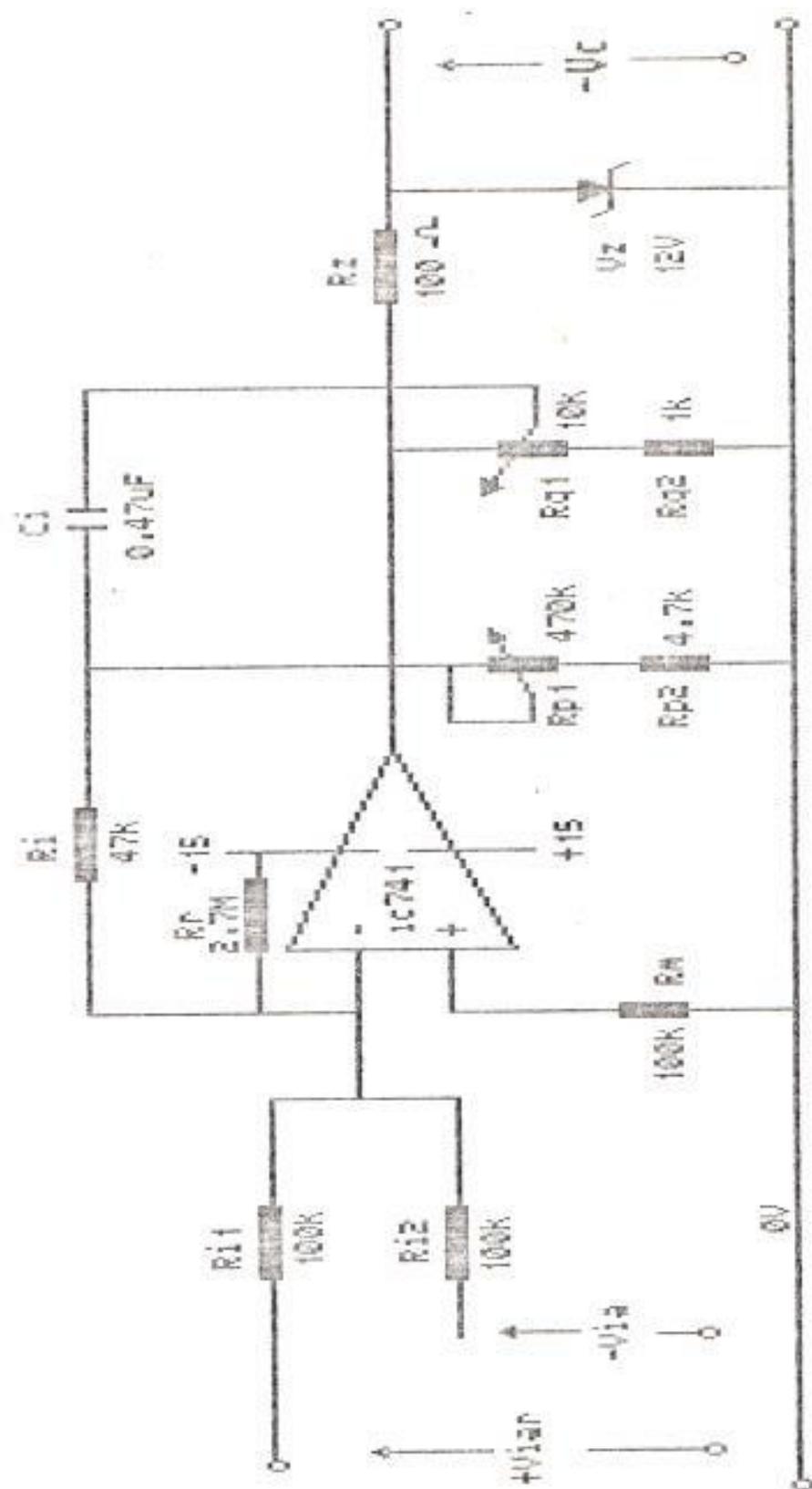


FIG. 4.4 Controlador de Corriente.

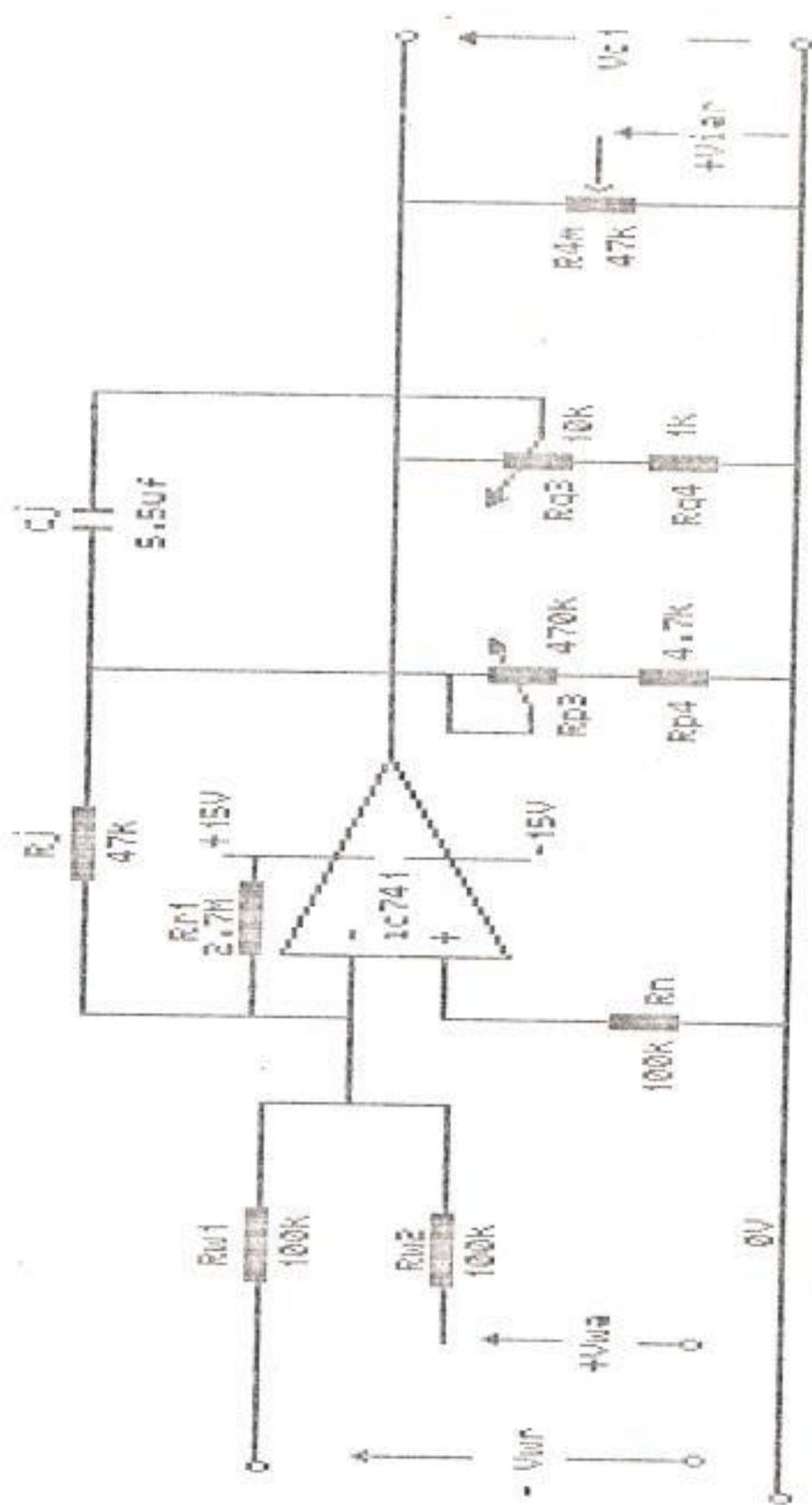


FIG. 4.5 Controlador de velocidad.

considerando al de corriente como un retardador de primer orden (por ser un lazo de control rápido), se ajustó el controlador de velocidad para obtener la forma de onda con decaimiento de un cuarto, como lo propone Zeigler-Nichols (apéndice B).

4.5 CIRCUITO GENERADOR DE ANCHO DE PULSO.

La fig. 4.6, presenta el circuito encargado de generar la frecuencia de operación y el ancho de pulso que luego de la etapa de amplificación de su corriente, manejará el circuito de base de cada transistor de potencia, los que a su vez entregarán el voltaje variable, necesario para el control de la velocidad en el motor. Consta básicamente del circuito generador de rampa y un comparador de voltaje. La fig. 4.7 presenta las formas de onda más importantes.

El circuito generador de rampa, es capaz de variar su frecuencia con el potenciómetro R49 y su nivel d.c. con el potenciómetro R43, importante para poder obtener un ancho de pulso variable, desde cero hasta su máximo valor. El valor de V_c , será la señal de control, luego del procesamiento realizado por los controladores de corriente y velocidad, en lazo cerrado o un voltaje

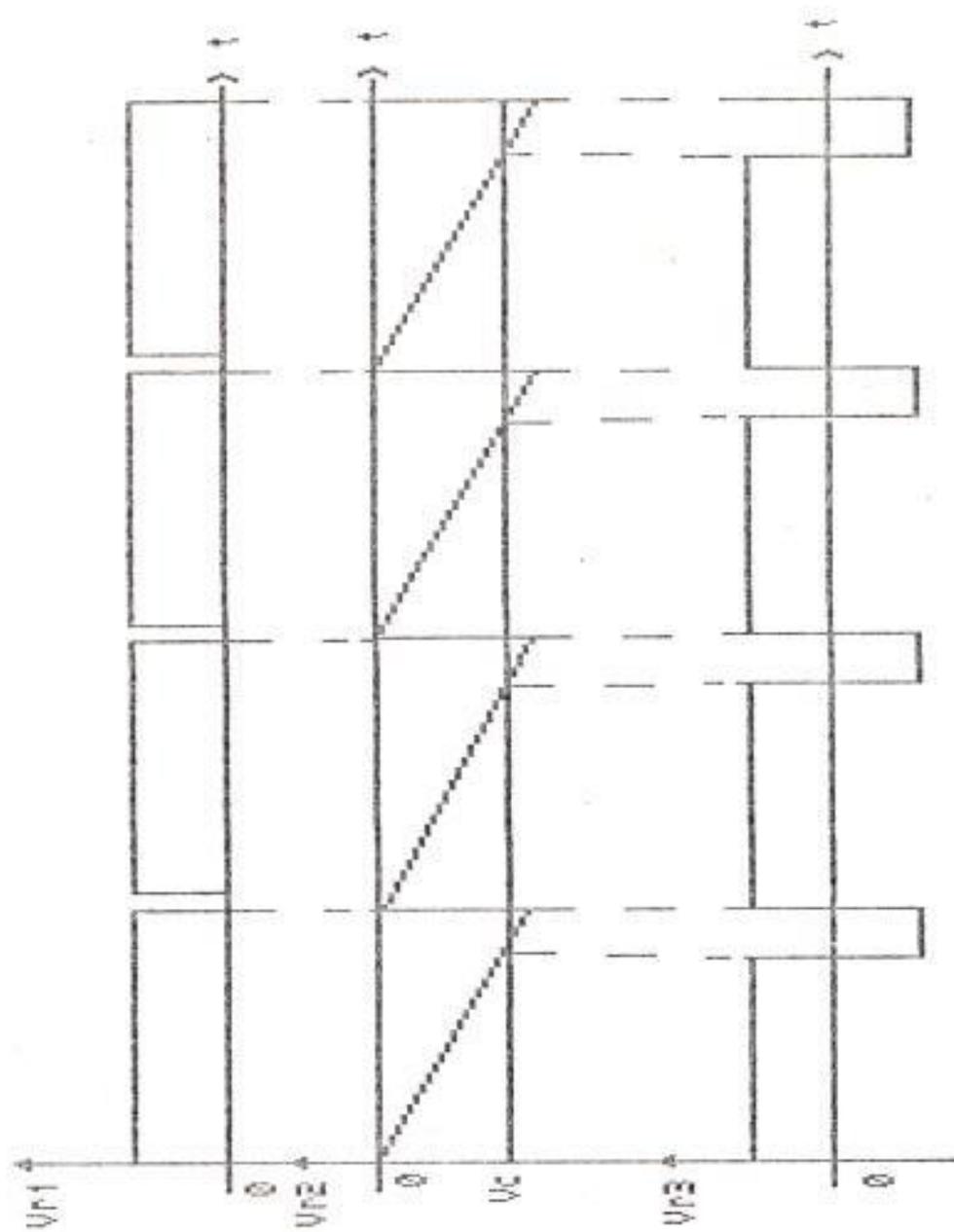


FIG. 4.7 Formas de onda del circuito generador de ancho de pulso.

variado manualmente, en lazo abierto. En cualquiera de estos dos casos, obtendremos un ancho de pulso proporcional al valor de V_c .

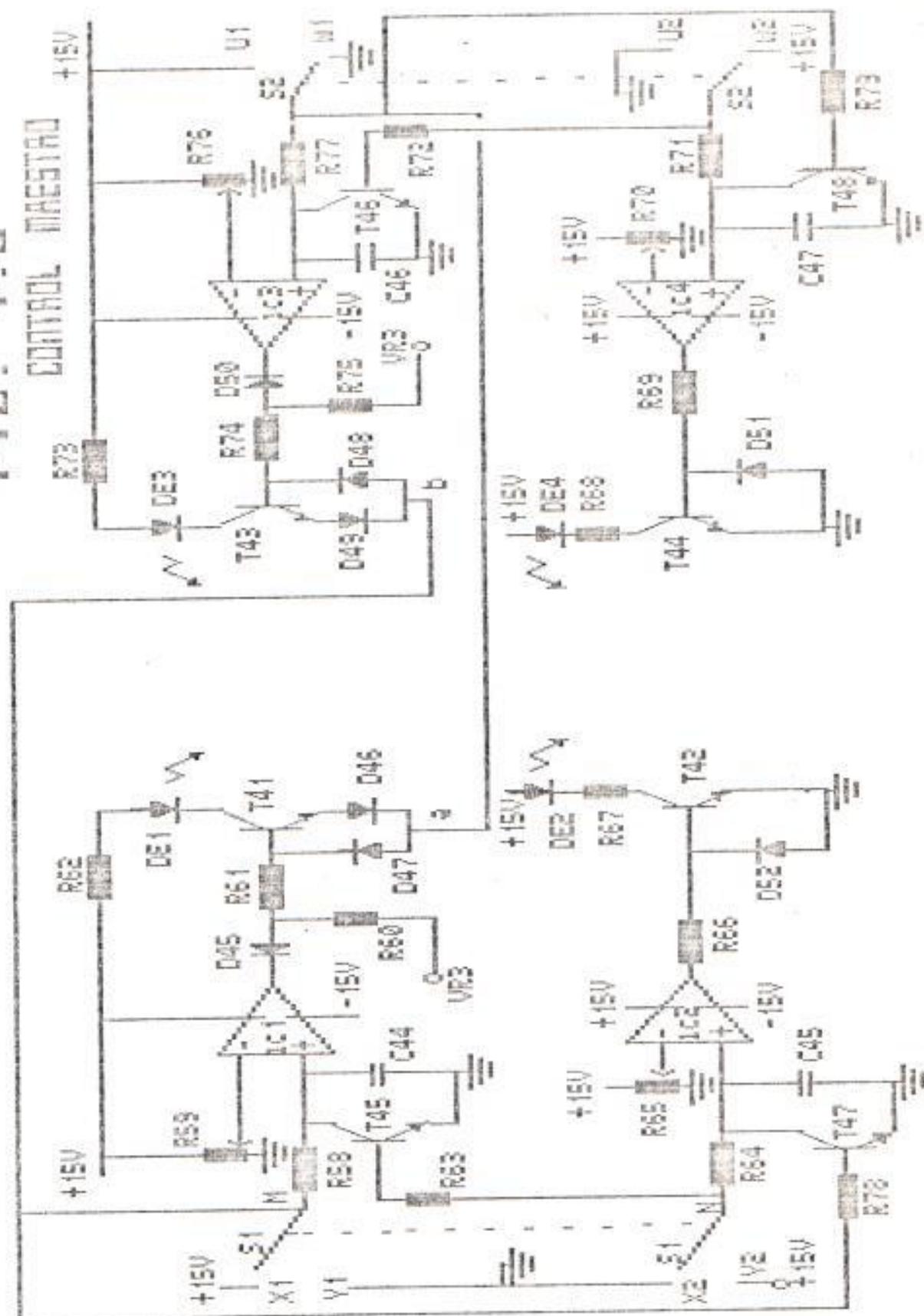
4.6 CONTROLADOR MAESTRO.

Este circuito permite elegir el cuadrante de operación en el que trabajará el motor y además provee un sistema de seguridad, para proteger los transistores de potencia, en caso que se produjera una falla en el circuito de control maestro. El circuito de control antes mencionado se presenta en la fig. 4.8.

El conmutador $s1$ y $s2$ son de característica encendido/apagado. Por esta razón obtendremos cuatro combinaciones físico-eléctricas posibles. En función de estas cuatro posibilidades, se explicará la forma en que funciona el circuito.

a) Posición $S1$ en X y $S2$ en H: El momento en que $S1$ llega a la posición X1, el transistor T47 se satura, descargando de esta manera a C45 y enviando a corte al transistor T42 el que elimina la posibilidad de que el transistor de potencia Q2 entre a conducir. Además $S1$

FIG. 4.8
CONTROL MAESTRO



| | | | |
|-----|------|-----|---------|
| R58 | 100K | C44 | 1uf |
| R59 | 5K | C45 | 1uf |
| R60 | 10K | C46 | 1uf |
| R61 | 22K | C47 | 1uf |
| R62 | .33K | T41 | 2N2222 |
| R63 | 820K | T42 | 2N2222 |
| R64 | 100K | T43 | 2N2222 |
| R65 | 50K | T44 | 2N2222 |
| R66 | 22K | T45 | 2N2222 |
| R67 | .33K | T46 | 2N2222 |
| R68 | .33K | T47 | 2N2222 |
| R69 | 22K | T48 | 2N2222 |
| R70 | 47K | D45 | 1N751A |
| R71 | 100K | D46 | 1N751A |
| R72 | 820K | D47 | 1N751A |
| R73 | .33K | D48 | 1N751A |
| R74 | 22K | D49 | 1N751A |
| R75 | 10K | D50 | 1N751A |
| R76 | 47K | D51 | 1N751A |
| R77 | 100K | D52 | 1N751A |
| R78 | 820K | ic1 | LM741CN |
| R79 | 820K | ic2 | LM741CN |
| | | ic3 | LM741CN |
| | | ic4 | LM741CN |

también va a la posición X2, por tener un enclavamiento mecánico, y hace que el transistor T45 vaya a corte, habilitando al condensador C44 para que empiece a temporizar a través de la resistencia R58. Este retardo es provisto, dada la necesidad de asegurarnos que siempre el transistor de potencia Q2 se apague completamente, antes que el transistor Q1 se encienda y viceversa, eliminando de esta forma la posibilidad de cortocircuitar la fuente de voltaje y dañar los transistores de potencia antes mencionados, cuando se desea cambiar de cuadrante la operación del motor. El terminal negativo de todos los amplificadores operacionales han sido colocados a un potencial de 9 voltios. Esto significa que en el momento en que el condensador C44, al igual que el C45, C46 y C47, alcanzan este voltaje umbral, el amplificador operacional enviará la orden de encender al transistor correspondiente. Este retardo es encontrado como sigue:

$$V_c = V \left(1 - e^{-t/RC} \right) \quad ;$$

$$V_c = 15 \text{ V}$$

$$R = 100\text{k}$$

$$C = 1 \text{ uF}$$

$$V_c = 9 \text{ V} \quad (4.15)$$

$$t = 92 \text{ ms.}$$

$$(4.16)$$

tiempo aproximadamente 1000 veces mayor al de apagado de el transistor de potencia. Una vez que el amplificador operacional IC1 se satura positivamente el diodo D45 se "abre", permitiendo el paso de la señal de control modulada en ancho de pulso. Este diodo nos permite realizar la operación "and" analógica, puesto que cuando IC1 se satura negativamente (equivalente a un cero lógico) T41 no conduce. Este transistor sirve de amplificador de corriente, puesto que el amplificador operacional entregará solo corrientes de bajo valor. El transistor de potencia Q3 no debe encenderse, es decir que T43 debe estar en corte. Esto lo logramos colocando S2 en H1 (0 Voltios), no existiendo ninguna corriente que cargue a C46, eliminando la posibilidad que IC3 envíe la orden de conducción a Q3. Como S1 está a 15 voltios y existe una conexión hacia el punto b, D49 no podrá conducir. Además S2 está a 15 voltios, lo cual satura a T46, inhibiendo a C46 de cualquier carga. Puesto que T48 está en corte y S2 en H2, C47 luego de aproximadamente 100ms alcanzará el voltaje del terminal negativo enviando IC4 la orden de encendido del transistor de potencia Q4, cerrando de esta forma el circuito de armadura y fuente de poder. De esta forma el motor trabajará en el primer cuadrante.

b) S1 en Y y S2 en W : Luego que el motor ha estado trabajando en el primer cuadrante en estado estable, conmutamos S1 a la posición Y (0 voltios en Y1 y 15 voltios en Y2). T45 se irá a saturación inmediatamente, enviando a corte a T41 y apagando a Q1. T47 ingresa al estado de corte permitiendo temporizar a C45 para asegurarnos que al encender Q2 ya Q1 ha sido apagado completamente. Cuando IC2 cambia a su posición alternativa (+Vsat), T42 conduce al igual que Q2 y de esta forma, frena a contracorriente el motor (II cuadrante). S2 ha permanecido inmutable.

c) S1 en Y y S2 en U: Al pasar S2 de W1 a U1, IC3 permite el paso de la señal modulada hacia DE3, habilitando Q3. Como T42 está encendido, Q2 lo hace también, lo que permite el trabajo de motor en el tercer cuadrante (sentido de giro inverso).

d) S1 en Y y S2 en W: Si la posición anterior se cumple en estado estable y en ese momento cambiamos a la posición que se describe, T44 conducirá, permitiendo de esta forma la conducción de una corriente positiva con voltaje negativo en el circuito de armadura, produciendo un freno al motor cuando este gira en sentido inverso (cuarto cuadrante).

Una de las protecciones más importantes de este circuito es inhibir toda posibilidad de que por falla del circuito de control, conduzcan dos transistores que cortocircuitaría la fuente de alimentación. Esto se provee con los transistores T45 y T47 o T46 y T48. En el caso en que la señal del conmutador S1, por cualquier falla, entregara un voltaje positivo en el punto M y N, lo que eléctricamente equivale a encender Q1 y Q2, cosa que no sucederá puesto que C45 y C44 no podrán cargarse y por lo tanto enviar la señal de encendido, dado que el transistor T45 y T47 lo impedirá. Igual característica se presenta con S2.

Este circuito provee además la posibilidad de cambiar de giro sin que el motor se detenga.

4.7 AMPLIFICADOR DE CORRIENTE.

El circuito mostrado en la fig. 4.9 tiene la tarea de entregar a la base del transistor de potencia (igual circuito de amplificación para cada transistor de potencia), una corriente que sea capaz de saturarlo.

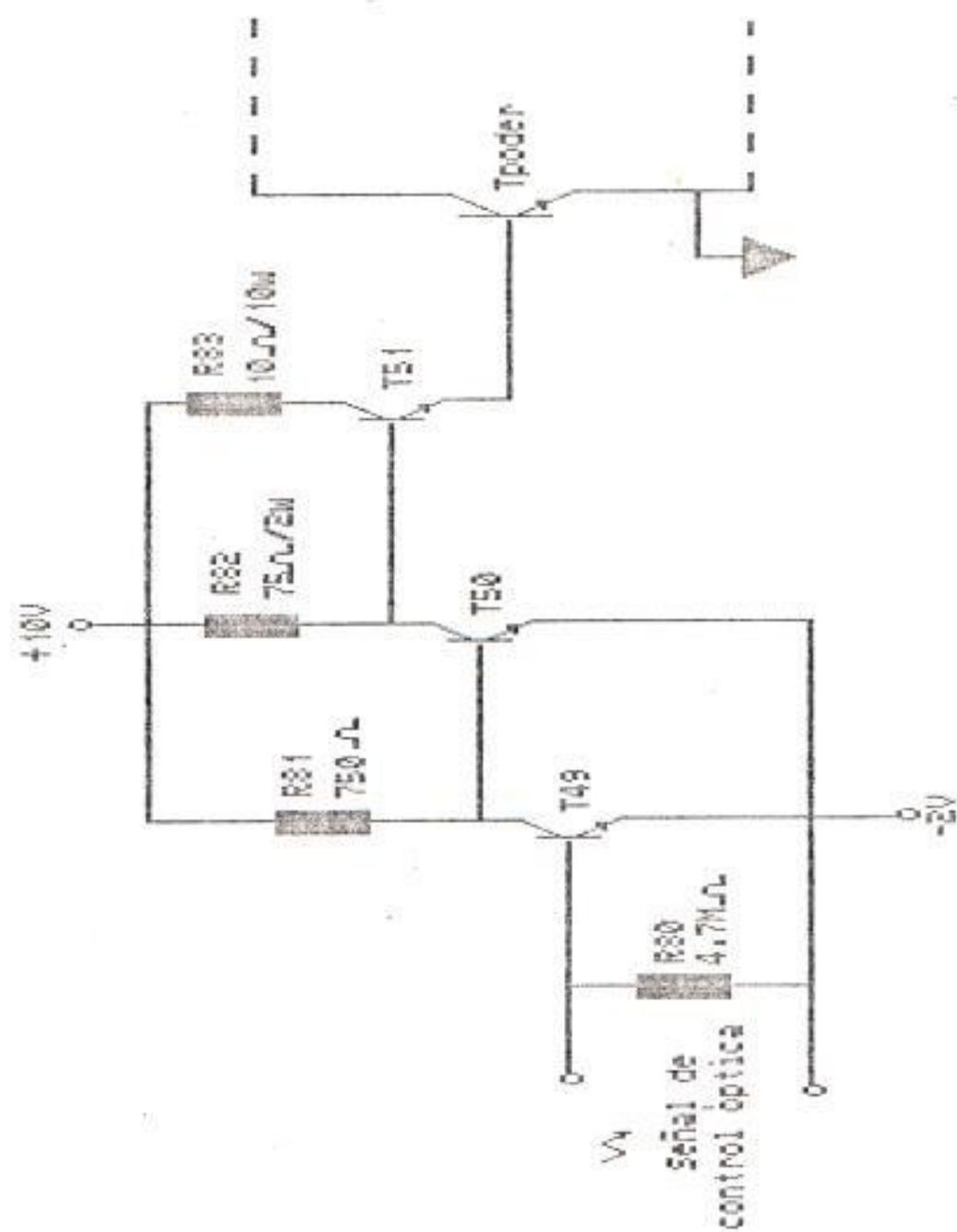


FIG. 4.9 Amplificador de corriente.

aún cuando circula por este la máxima corriente de carga. Si:

$$I_c = 9 \text{ [A]} \quad (4.17)$$

$$h_{FE} = 10 \text{ (práctico)} \quad (4.18)$$

$$I_b = 0.9 \text{ [A]} \quad (4.19)$$

Cuando la señal de control óptica, que además provee un aislamiento eléctrico, entre la etapa de baja con la de alta potencia, se hace presente, el opto-transistor T49, se satura, enviando al estado de corte al transistor T50. La corriente toma el camino alternativo, la base del transistor T51, saturándolo y de igual forma al transistor de poder, es decir, haciéndolo conducir. Como:

$$I_B = 0.9 \text{ [A]} \quad (4.20)$$

$$I_{E51} = I_B \quad (4.21)$$

$$R_{B3} = (10 - V_{CEsat} - V_{BE}) / 0.9 \quad (4.22)$$

$$R_{B3} = 10 \text{ [ohm]} \quad (4.23)$$

$$R_{B2} = (10 - V_{BE51} - V_{BE}) / (I_{CS1} / 10) \quad (4.24)$$

$$R_{B2} = 86 \text{ [ohm]} \quad (4.25)$$

valor encontrado de 75 ohm.

Cuando T50 se satura :

$$I_{CE50} = (10 - V_{CE50} + 2) / 75 \quad \text{[A]} \quad (4.26)$$

$$I_{CE50sat} = 147 \quad \text{[ma]} \quad (4.27)$$

$$I_B = 14.7 \quad \text{[ma]} \quad (4.28)$$

$$R_{B1} = (10 - V_{BE50} + 2) / 14.7 \quad \text{[kohm]} \quad (4.29)$$

$$R_{B1} = 776 \quad \text{[ohm]} \quad (4.30)$$

Cuando la señal de control, se hace presente en la base del opto-transistor (luz enviada por el diodo), este se satura, circulando por este una corriente de:

$$I_{CE49} = (10 - V_{CE49} + 2) / 750 = 15 \quad \text{[mA]} \quad (4.31)$$

la relación de transferencia de la corriente d.c. a través del opto-aislador es:

$$hFE = I_c / I_f = 20 \quad (4.32)$$

donde I_c es la corriente de colector e I_f es la corriente a través del diodo. Es decir que para obtener 15 mA en el colector, por lo menos debe pasar por el diodo $15\text{mA}/20$. Como se puede apreciar en la fig. 4.8, esta corriente es de 45 mA, la cual con seguridad satura el opto-transistor.

La resistencia R_{80} , nos elimina el ingreso de ruido por el terminal de la base del opto-transistor. La fuente negativa nos permite tener un estado de corte seguro del transistor de poder. Su valor de voltaje debe ser obviamente menor al de ruptura V_{EBo} .

CAPITULO No 5: RESULTADOS EXPERIMENTALES.

5.1 CARACTERISTICAS ESTATICAS.

5.1.1 CIRCUITO GENERADOR DE ANCHO DE PULSO.

La fig. 5.1 presenta, en la parte superior, la onda modulada en ancho de pulso, generada a partir de la comparación de la onda triangular (fig. 4.4), de frecuencia y amplitud fijas (400 Hz.) y la señal de control V_c .

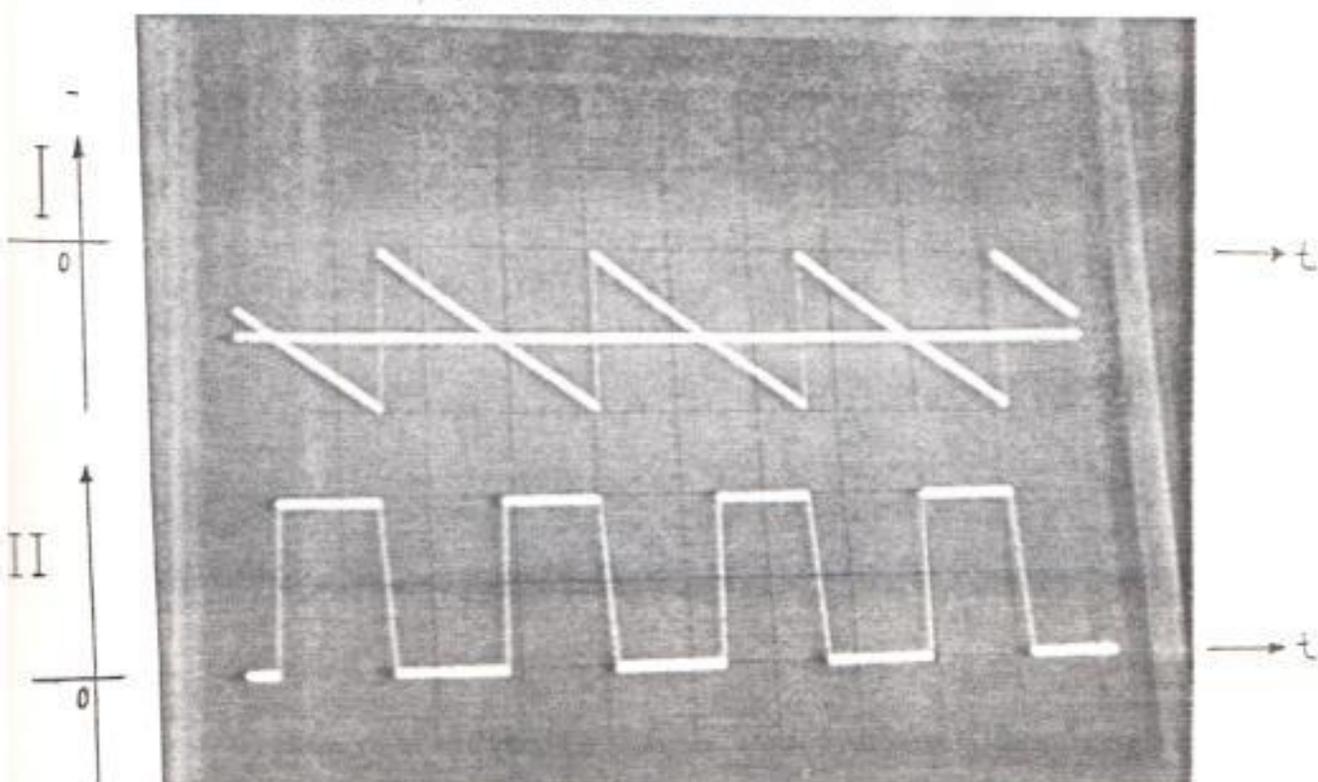


Fig. 5.1

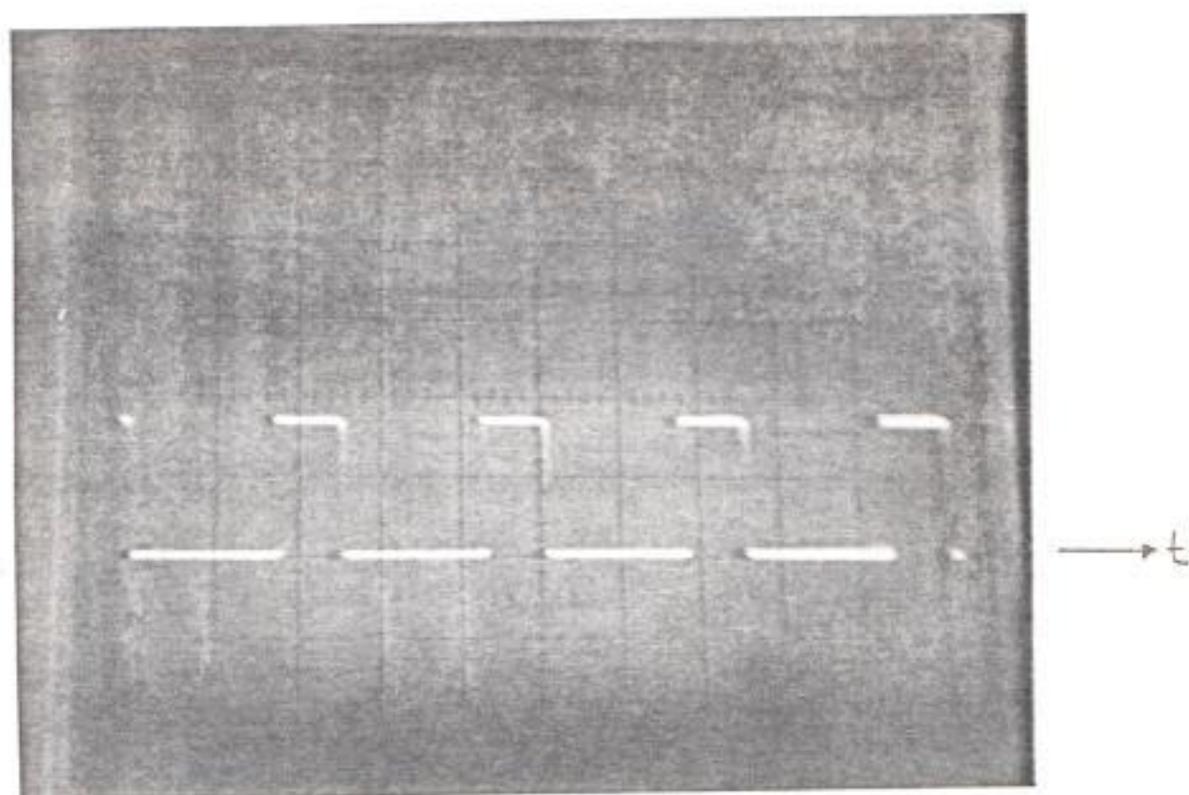
I: Voltaje de control V_c .
Onda triangular.

Escala: t 1 ms/div.
Y 5 V/div.

II: Onda modulada.

5.1.2 RESULTADO DEL AMPLIFICADOR DE CORRIENTE.

Una vez modulada la señal de control, para accionar los transistores de potencia, se amplificó en corriente, esta señal (sección 4.7), como se muestra en la fig. 5.2.



1: Señal de control
amplificada en
corriente.

Fig. 5.2

Escala: t 1 ms/div.
V 5 V/div.

5.1.3 RESULTADO DEL PRIMER CUADRANTE.

5.1.3a VOLTAJE Y CORRIENTE DE ARMADURA.

La fig. 5.3 muestra el voltaje y corriente de armadura, en estado estable, cuando el motor gira en sentido directo. Se puede apreciar como la corriente se incrementa, cuando el voltaje está aplicado a los terminales del circuito de armadura y como disminuye cuando el voltaje es suprimido (sección 1.1.1).

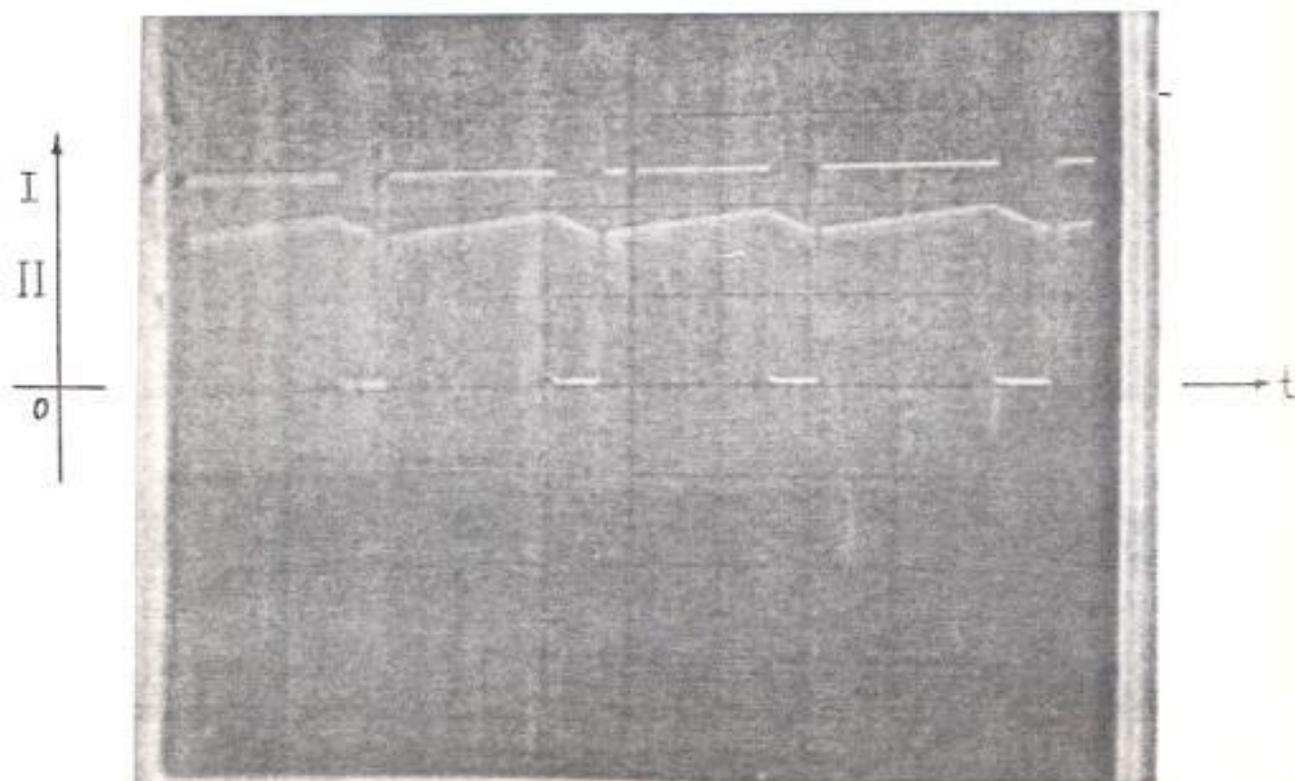


fig. 5.3

I: V_a vs. t
 II: i_a vs. t

Escala: t 1 ms/div.
 V_a 50 V/div.
 i_a 2 A/div.

5.1.4 RESULTADOS DEL TERCER CUADRANTE.

La fig. 5.5, ilustra la forma de onda que se obtiene al trabajar el motor con voltaje y corriente de armadura negativos. Al igual que en el primer cuadrante, la corriente se incrementa cuando el voltaje de la fuente se hace presente en los terminales de armadura y disminuye a través del diodo de paso libre, cuando el voltaje de la fuente desaparece.

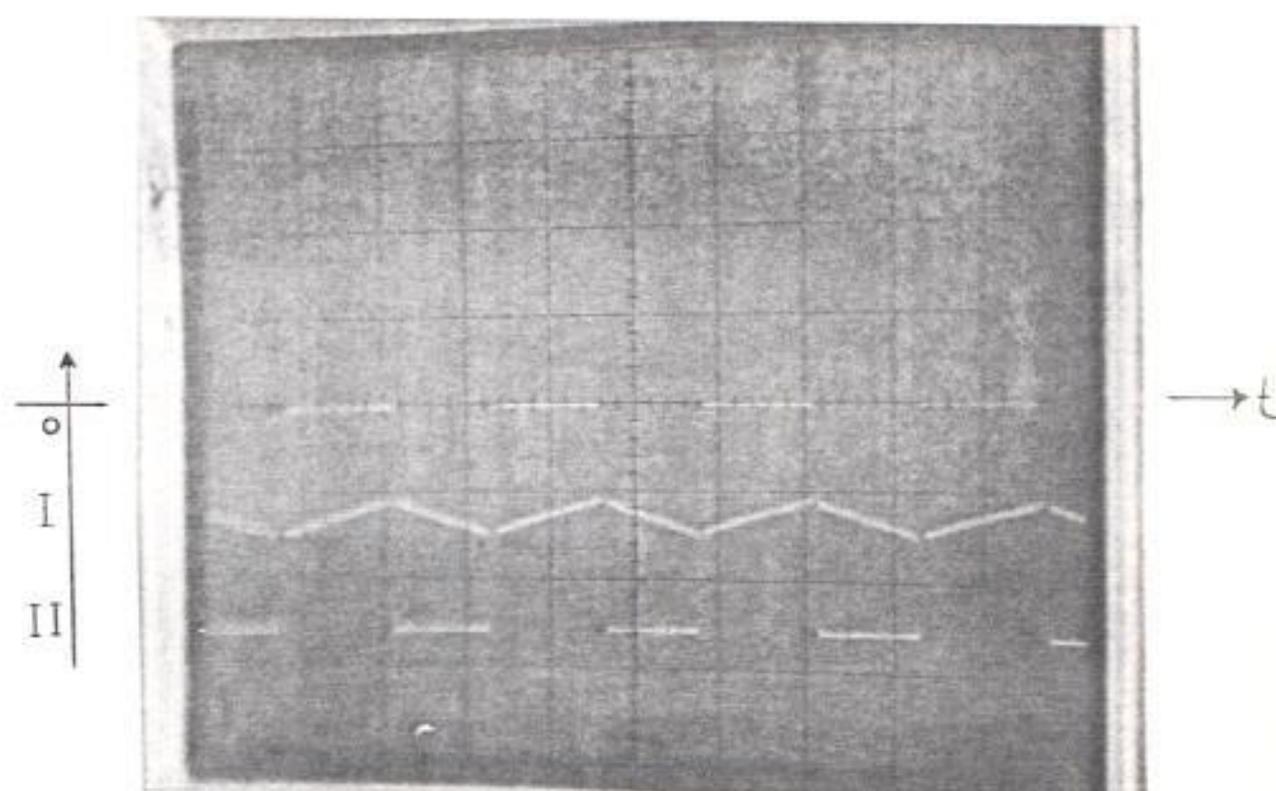


Fig. 5.5

I: i_a Va: A
 II: V_a Vd: V

Escala: t: 1 ms/div.
 Va: 50 V/div.
 i_a : 2 A/div.

5.1.5 VOLTAGE Y CORRIENTE DE COLECTOR-EMISOR.

En la Fig. 5.6 se muestra la forma de onda de voltaje y corriente de colector-emisor de los terminales de salida de un transistor de potencia que se ha conectado de modo que no exista el voltaje de colector-emisor en reposo. Dado que tanto el emisor como el colector están conectados a tierra, se produce el efecto de un transistor de colector-emisor común.

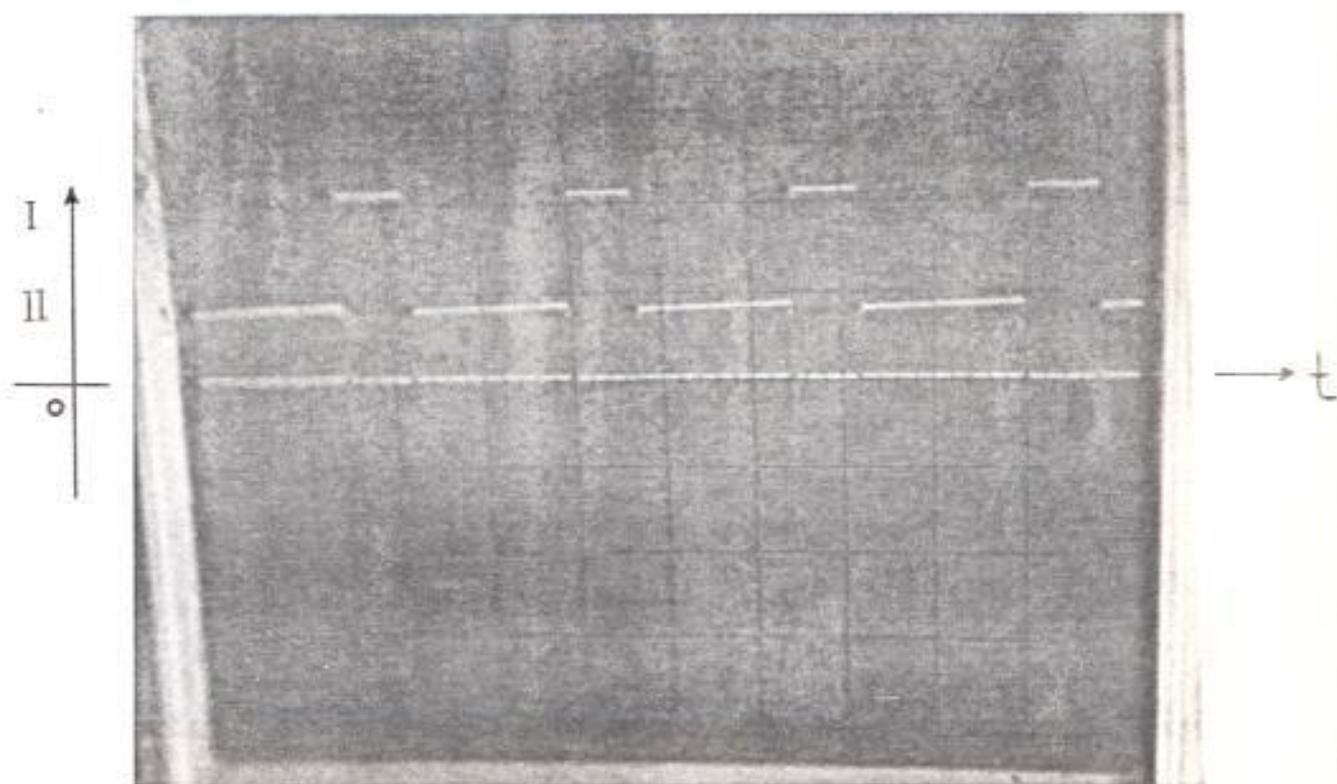


Fig. 5.6

1 - V_{CE} (V) 10
2 - I_{CE} (mA) 10

Escala: $t = 1$ μ s/div
 $V_{CE} = 20$ mV/div
 $I_{CE} = 1$ mA/div

5.1.6 RESULTADO EN EL FILTRO.

En Fig. 5.7 muestra la forma de onda de voltaje a través del inductor y del capacitor (sección 3.4). Se puede observar que toda la componente alterna de la onda de voltaje de entrada, señal alterna trifásica, rectificadas totalmente, cae en el inductor y todo el voltaje d.c. en el capacitor. La eliminación del rizado es categórica.

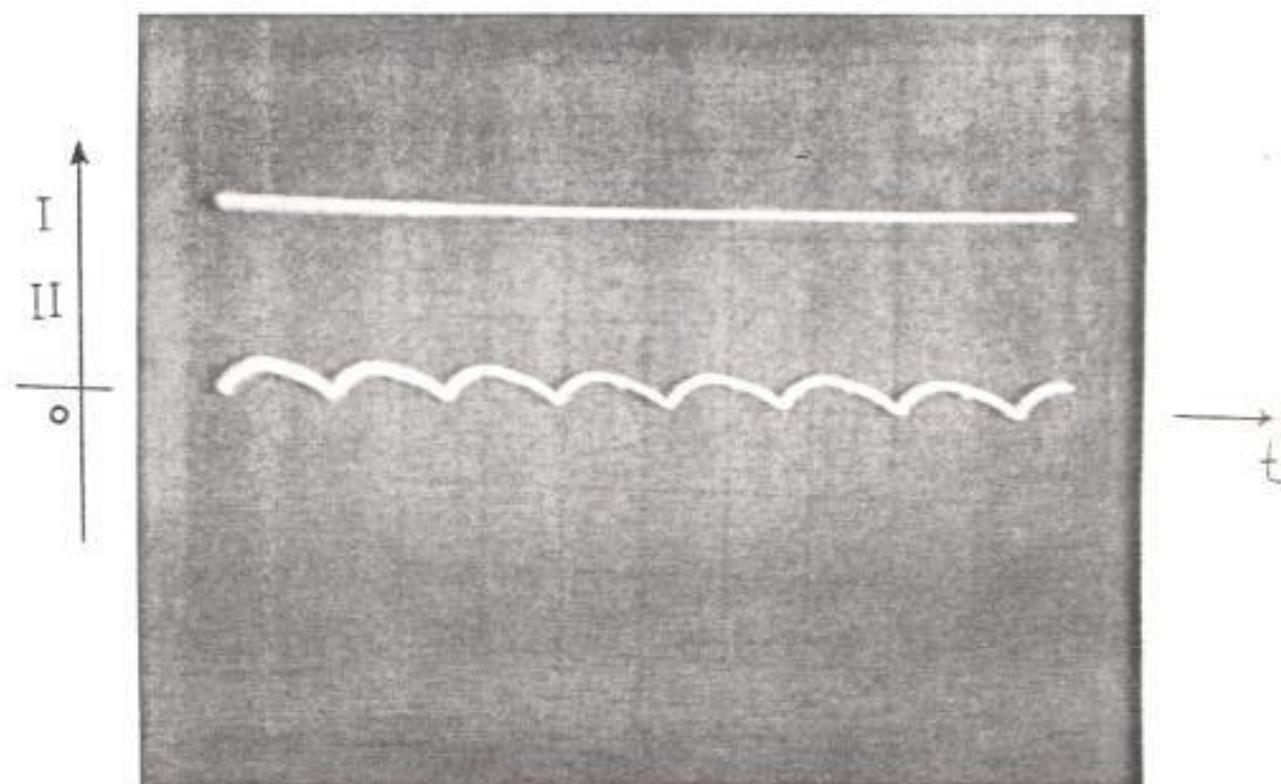


Fig. 5.7

I : V_C vs. t
 II: V_L vs. t

Escala: t 2 ms/div.
 V 50 V/div.

5.2 CARACTERISTICAS DINAMICAS.

5.2.1. RESULTADOS EN EL SEGUNDO Y CUARTO CUADRANTE.

Trabajar en el segundo o cuarto cuadrante equivale a frenar a contracorriente el motor que un momento antes se encontraba en el primer o tercer cuadrante respectivamente (sentido de giro, directo o inverso). La fig. 5.18 ilustra el oscilograma de corriente de armadura y velocidad del motor, para precisamente observar el efecto del frenado. Como se puede auscultar el tiempo de frenado es relativamente corto, 0.5 seg. El oscilograma superior ilustra el paso del primero al segundo cuadrante y el inferior el paso del tercero al cuarto cuadrante. Acento se puede apreciar la acción de los temporizadores que aseguran un total apagado del transistor Q1, fig. 1.7a, antes de ingresar a conducir Q2, al momento de invertir la corriente de armadura, para el caso del segundo cuadrante. De iguales características es el oscilograma inferior.

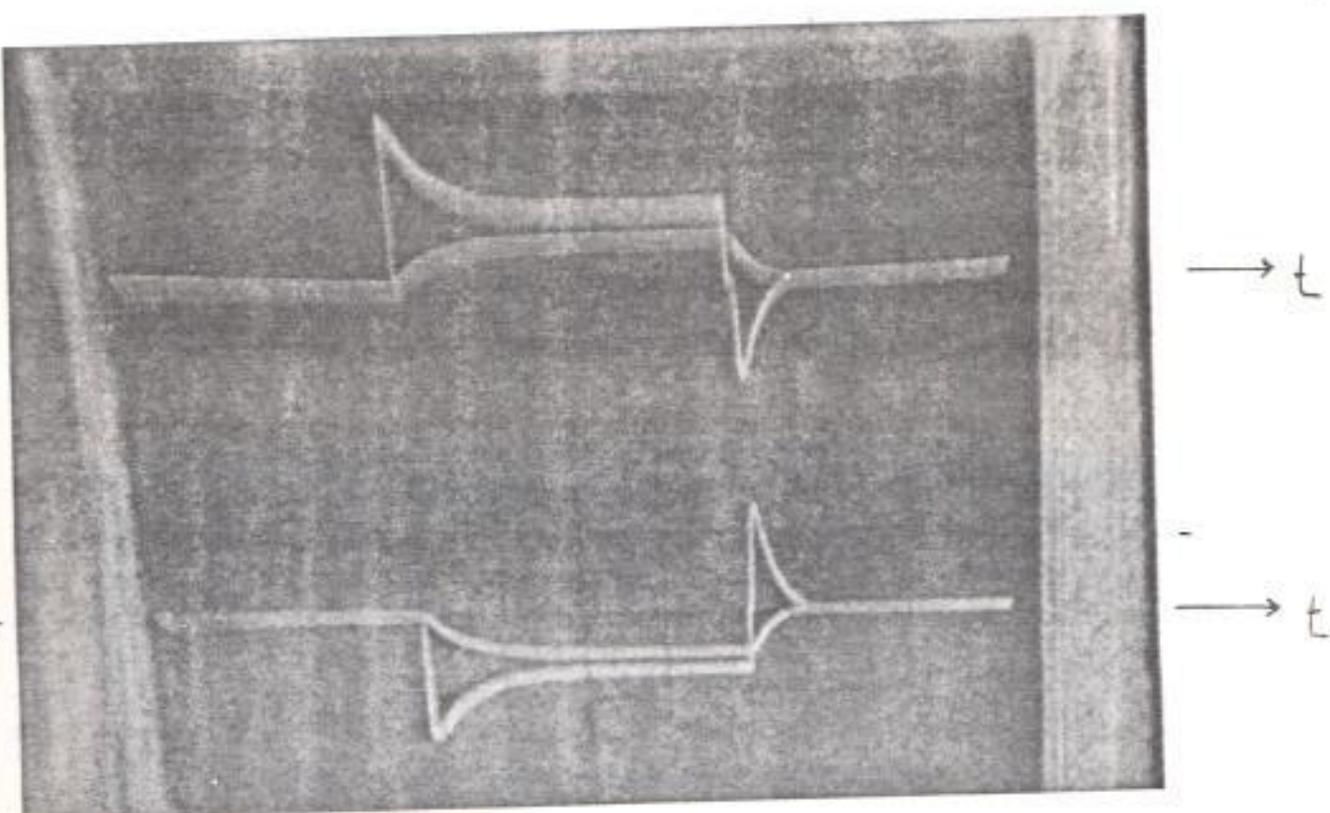


Fig. 5.8

I : i_a vs. t
 II : ω vs. t
 del primer al segundo cuadr.

III: i_a vs. t
 VI : ω vs. t
 del tercer al cuarto cuadr.

Escala : t 1 seg/div.
 i_a 4 A/div.
 ω 2000 RPM/div.

5.2.2 TRANSICION DE GIRO DIRECTO A INVERSO Y VICIVERSA.

La fig. 5.6, ilustra esta transición. Inicialmente, el motor trabaja en el tercer cuadrante (velocidad inversa, corriente y voltaje de armadura negativos), en estado estable. En t_a se envía la orden de paso al primer cuadrante (voltajes y corriente de armadura positivos y velocidad directa). En el tiempo t_b se envía la orden inversa.

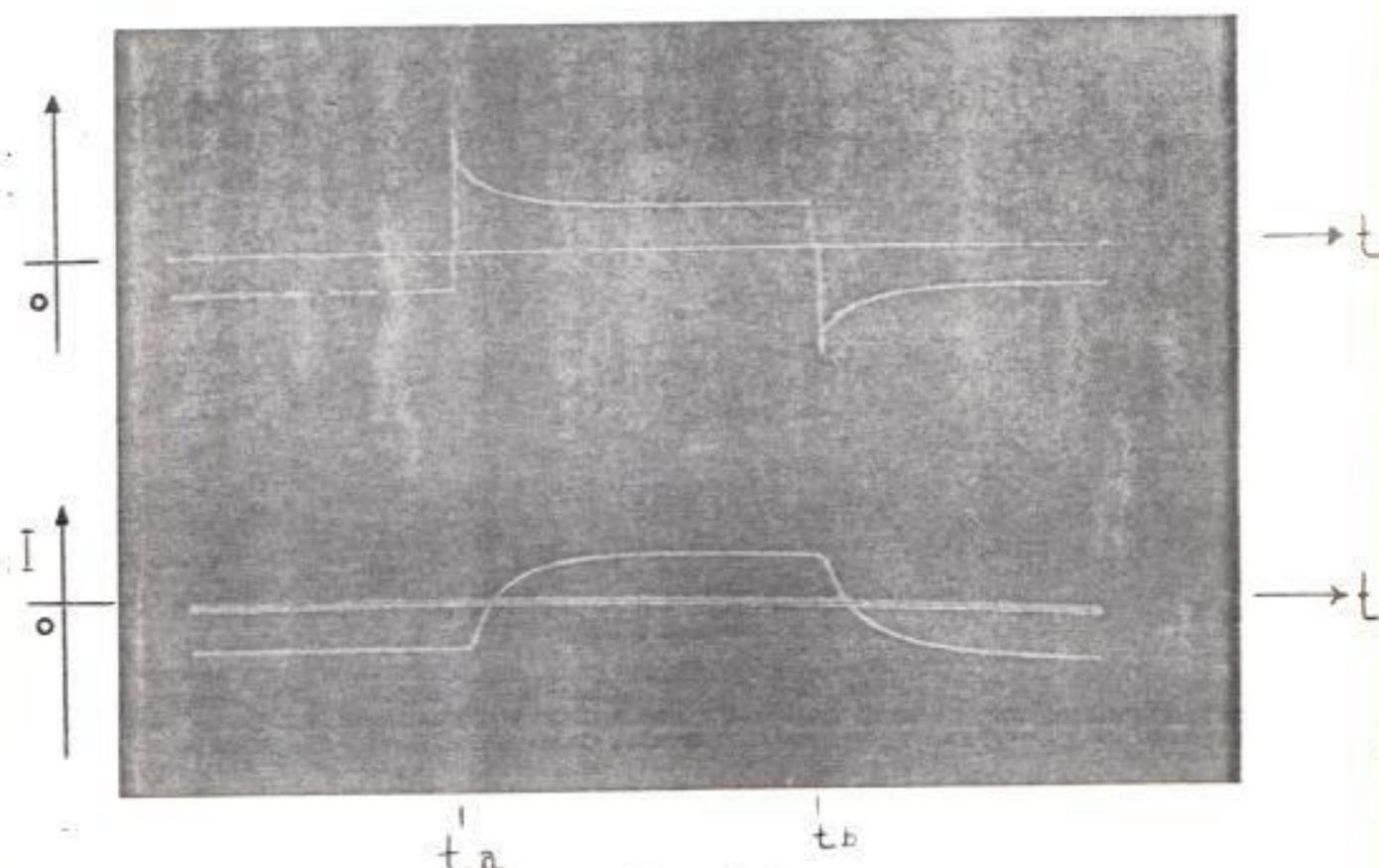


Fig. 5.6

I: Ia vs. t
 II: W vs. t

Escala: 1: 100 V/div.
 2: 2 A/div.
 3: 1000 rpm/div.

5.2.3 RESPUESTA DE VELOCIDAD.

La fig. 5.10 ilustra la respuesta de velocidad del sistema al aumentar la carga acoplada al eje del motor. Se puede observar como se incrementa la corriente de armadura, para mantener la velocidad de referencia deseada, si el torque de carga ha aumentado y viciversa.

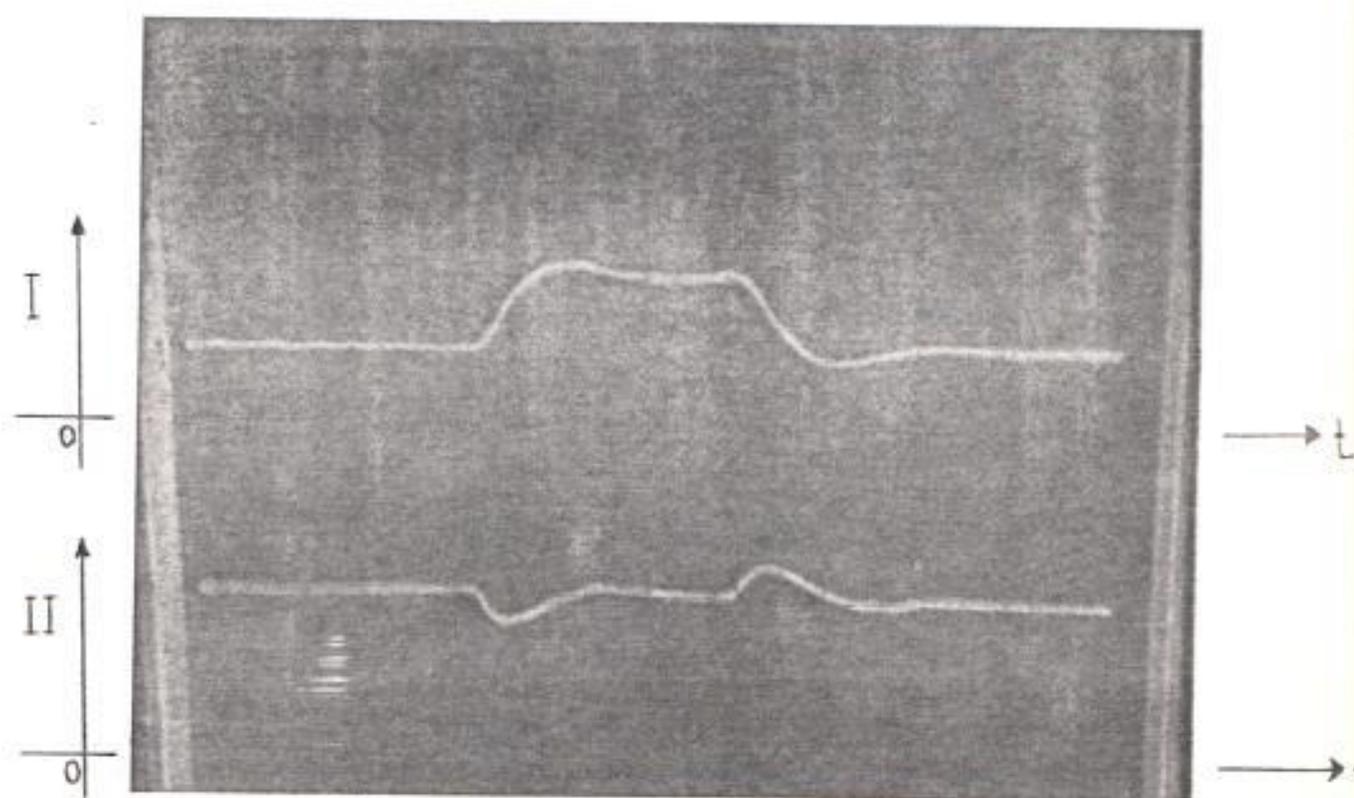


Fig. 5.10

I : i_a vs. t
 II: W vs. t

Escala: t 1 seg/div.
 i_a 3 A/div.
 W 1000 RPM/div.

5.2.4 RESPUESTA DEL LAZO DE CORRIENTE.

5.2.4a PERTURBACION EN LA CARGA.

La fig. 5.11 ilustra la respuesta del lazo de corriente para perturbaciones en la carga. Inicialmente permanece en estado estable, cuando en, ta, se incrementa el torque de carga. En este momento el controlador de corriente vea que ésta, se está incrementando. Para evitarlo, tiene que disminuir el voltaje de armadura, con lo que consigue la disminución de velocidad que se puede observar en el oscilograma. En, ta, disminuye el torque de carga. Por lo tanto, la corriente de armadura del motor trata de disminuir, momento en el cual el controlador incrementa el voltaje de armadura, respetando de esta forma, la corriente de referencia.

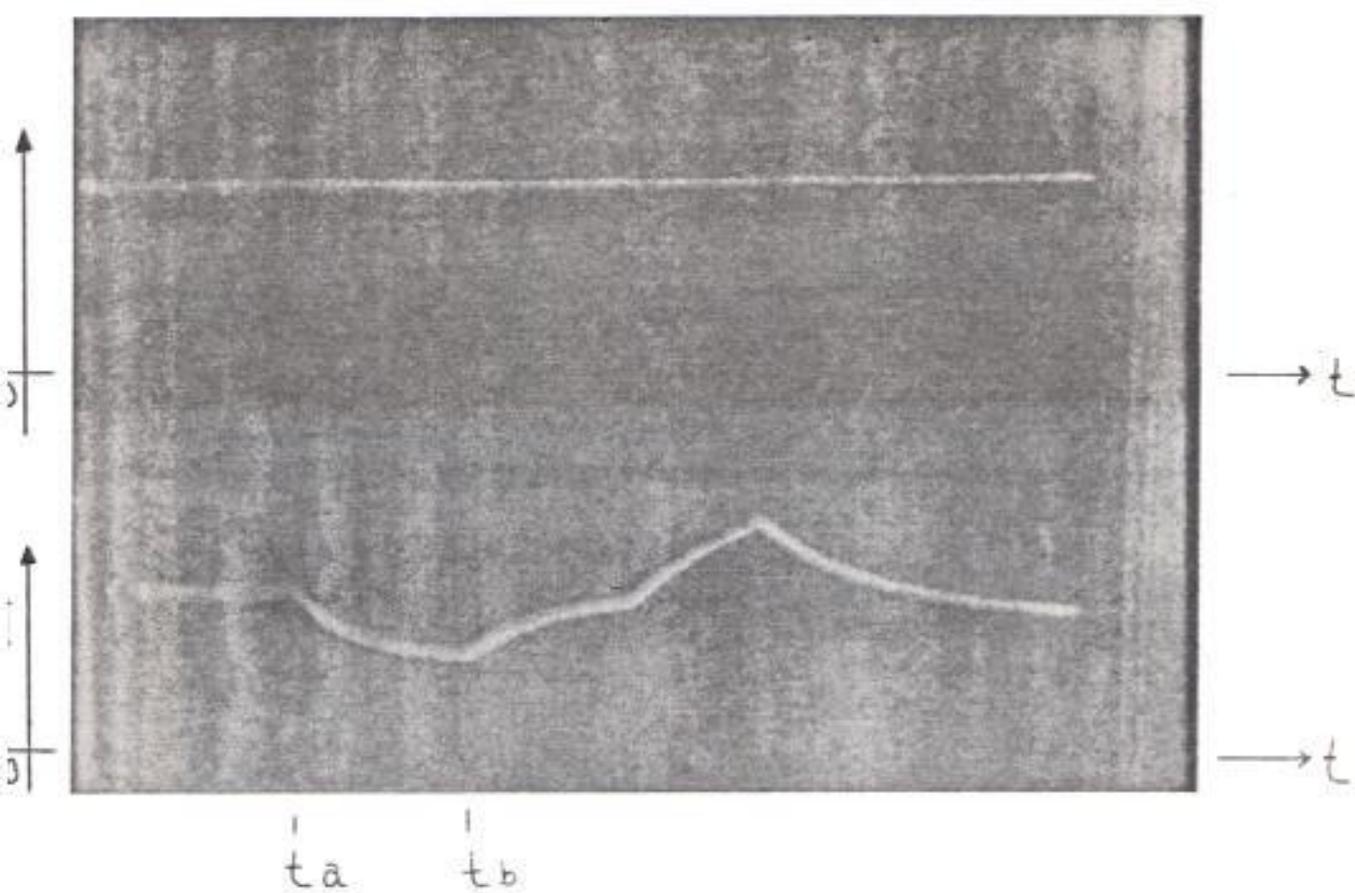


fig. 5.11

I : i_a vs. t II: W vs. t Escala: t 2 seg/div. i_a 2 A/div. W 1000 RPM/div.

5.2.4b PERTURBACION EN LA REFERENCIA

En la fig. 5.12, se observa un cambio en la referencia de la corriente de armadura y la respuesta del sistema a este cambio.

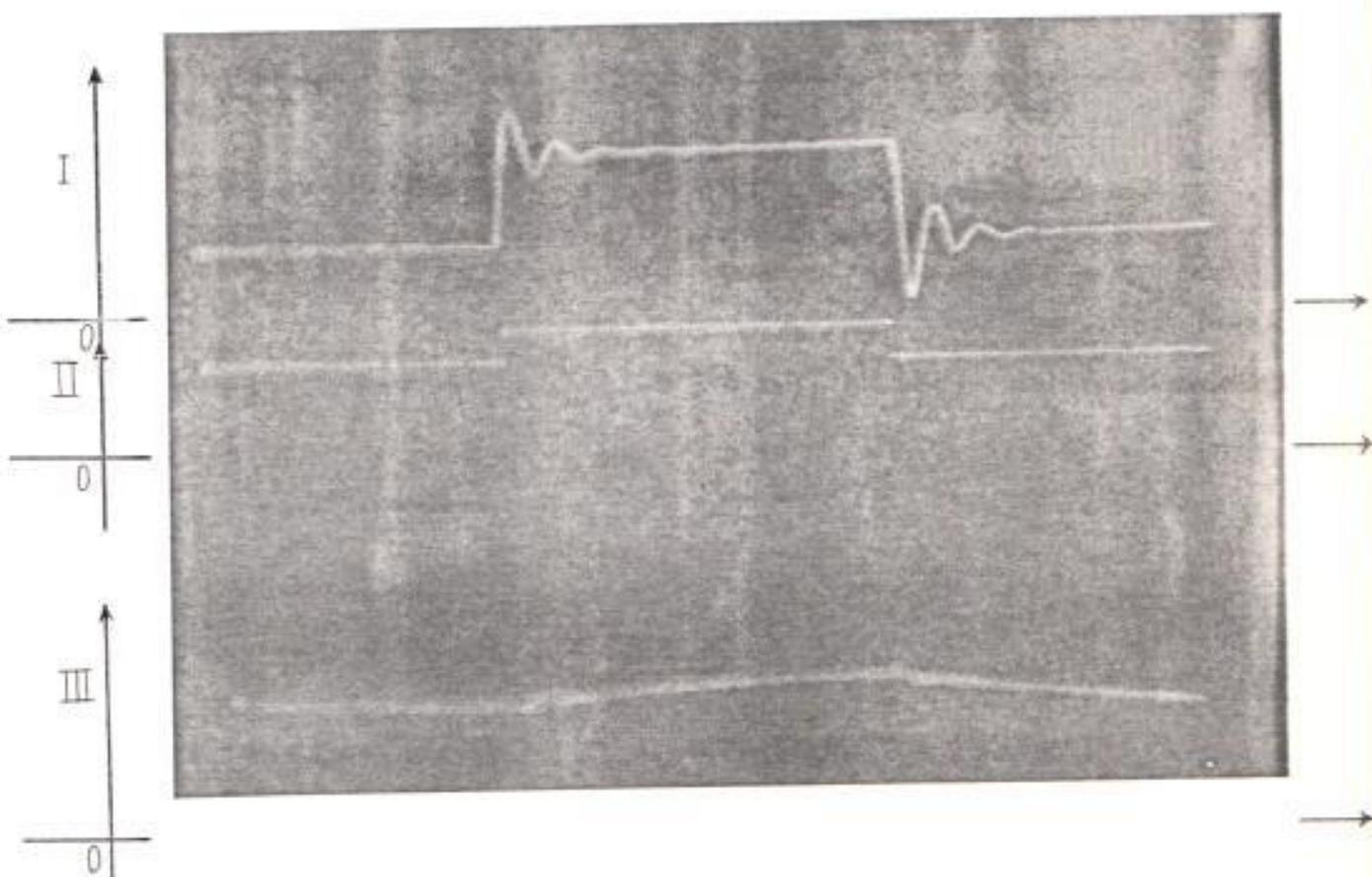


fig. 5.12

I: i_a vs. t Escala: t 1 seg/div.II: ref. i_a vs. t i_a 3 A/div.III: W vs. t W 1000 RPM/div.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

CONCLUSIONES:

1- El contenido de armónicas de la corriente de línea, pueden tener gran amplitud, las que pueden causar serias interferencias en los sistemas de comunicación.

2- El uso de transistores de poder, de conmutación, ofrecen la ventaja de no conmutarse forzosamente, produciendo beneficios en volumen, peso y ruido audible.

3- Los motores deben tolerar corrientes amalgamadas con un gran contenido de armónicas, sobre la mayor parte de su rango de operación.

4- Para poder compensar el retardo introducido por las variables mecánicas y eléctricas, las que afectan sensiblemente a la acción del sistema de control, se utilizó dos componentes con efecto de avance de fase (PI), en forma subordinada.

5- Producto de la falta de linealidad del sistema controlado y los errores introducidos al tratar de obtener modelos matemáticos de los diferentes elementos que conforman el sistema, para obtener los parámetros óptimos de los controladores, se prefiere el ajuste experimental de éstos..

6- La utilización de lazos subordinados de control, proveen

una respuesta rápida al sistema, frente a perturbaciones en su referencia, carga o alimentación.

7- La modulación por ancho de pulso y el uso de transistores de poder, proporcionan un control de velocidad en su rango total.

8- El uso de elementos analógicos para el control de velocidad, corriente y sentido de giro, proporcionan facilidad, en la construcción del equipo y proveen un buen funcionamiento.

RECOMENDACIONES:

1- Incrementar la potencia del Troceador, incrementando, la potencia individual de cada transistor y/o incorporando circuitos de equalización, que permitan conectar transistores de poder en paralelo.

2- Implementar el circuito de control, con un controlador micro-programable.

3- Permitir la posibilidad de obtener tiempos de frenado ajustables.

BIBLIOGRAFIA

- 1- BUXBAUM A. Y SCHIERAU K., Cálculo de circuitos de regulación, Elitera-Verlag, Berlin, 1976, p. 152.
- 2- DEWAN, SLEMON, STRAUGHEN, Power Semiconductor Drives, A Wiley Interscience Publication, USA, 1984, pp. 35-154.
- 3- FRIEDRICH F. Y ORTTENBURGER F., Introducción al Control Electrónico, Siemens Aktiengesellschaft, Berlin y Munich, 1986, pp. 149-158.
- 4- GRADER J., Basic Process Control, Taylor Instrument Companies, USA, p. 12.
- 5- HARADA, NIMOMIYA, KOHNO, Optimun Desing of an RC Snubber for a switching regulator by means of the root locus method, IEEE, 1978, pp. 1-4.
- 6- RCA SOLID STATE DATABOOK SERIES, Power Transistors and Power Hybrid Circuits, RCA Corporation, USA, 1972, p. 643.
- 7- WESTERMANN S., Elektrotechnik Tabellen, Alemania, 1988, p. 235.