T
621.381528
CH545
06/03/03
L.J.F.

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería Eléctronica

ESPOL
CIB
D-9442

"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN CONTROLADOR DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCION TRIFASICO UTILIZANDO UN TROCEADOR DE AUTOCONMUTACION FORZADA DE TRES TIRISTORES APLICADO AL ROTOR"

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización: ELECTRONICA

Presentada por:

Allan M. Chootong Ching

Guayaquil - Ecuador

1989

AGRADECIMIENTO

A todas aquellas personas que contribuyeron en mi formación profesional.

A mi hermano, por su ayuda y colaboración para la realización de la Tesis.

A los profesores y ayudantes del Lab. de Controles Industriales Electrónicos.

A MAINT.

DEDICATORIA

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
GUAYAQUIL
BIBLIOTECA

A MIS PADRES

A MIS HERMANOS

ING. CARLOS VILLAFUERTE

Sub-Decano de la Facultad

de Ingeniería Eléctrica

ING. NORMAN CHOOTONG

Director de Tesis

ING. ALBERTO LARZO

Miembro del Tribunal

ING. VICTOR BASTIDAS

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).

ALLAN M. CHOOTONG CHING

RESUMEN

El trabajo que a continuación se desarrolla comprende la aplicación de tiristores para el control de velocidad de un motor de inducción trifásico de rotor devanado, mediante la variación de la resistencia rotórica a través del uso de un troceador conectado a la salida del voltaje rectificado del rotor con anillos deslizantes.

Previo el desarrollo del respectivo troceador se realiza un análisis de los diferentes tipos de troceadores usados en controles industriales para el control de velocidad, en base a su funcionamiento, modo de operación y empleo de los tiristores.

El sistema de control electrónico de velocidad desarrollado, compara la señal de referencia de velocidad impuesta por el usuario, con la velocidad real del motor de inducción, la cual se detecta a través de un disco de plexiglás (acrílico), el cual posee secciones exteriores alternadas entre negro y transparente y acoplado directamente al eje del motor. Luego de los procesos de sensado y comparación, se llega a un controlador de velocidad (proporcional-integral), para luego modular el ancho de los pulsos de disparo de los tiristores del troceador en el circuito de fuerza. Mediante la modulación se logra controlar el tiempo que su respectivo tiristor

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
BIBLIOTECA

permanece encendido dentro de un período de operación establecido con anterioridad.

En el último capítulo se realizan las pruebas para determinar los resultados experimentales en todos los circuitos, se compara el uso del troceador con el método manual de resistencias reales en el rotor, y se toman fotos al igual que se grafican curvas experimentales para comprobar los análisis teóricos.

INDICE GENERAL

RESUMEN V

INDICE GENERAL VII

INDICE DE FIGURAS XI

INDICE DE TABLAS XVI

INDICE DE ABREVIATURAS XVII

INTRODUCCION 21

CAPITULO I

GENERALIDADES 23

1.1 Troceadores: aplicación específica de los tiristores 23

1.2 Clasificación de los tiristores según sus cuadrantes de trabajo 24

1.2.1 Troceador clase A 25

1.2.2 Troceador clase B 28

1.2.3 Troceador clase C 30

1.2.4 Troceador clase D 33

1.2.5 Troceador clase E 38

1.3 Clasificación de los Troceadores según formas de conmutación 40

1.3.1 Troceadores de Autoconmutación 41

1.3.2 Troceadores de Conmutación forzada 47

1.3.3 Troceadores de Autoconmutación forzada 55

CAPITULO II

ANALISIS DEL MOTOR DE INDUCCION DE ROTOR DEVANADO 61

2.1 Generalidades 61

2.2 Características estáticas 63

2.2.1 El deslizamiento 63

2.2.2 El circuito equivalente 65

2.2.3 Potencia y torque desarrollados 70

2.3 Características dinámicas 74

2.3.1 Características del torque con la adición de resistencia al rotor 75

2.3.2 Características de arranque al añadir Rr ..77

2.3.3 Características de la Potencia nominal 79

2.4 Análisis del Control de Velocidad 80

2.4.1 Circuito equivalente DC acoplado al troceador 82

2.4.2 Resistencia equivalente en función del ciclo de trabajo 85

2.4.3 Relación del torque 88

CAPITULO III

DISEÑO DEL TROCEADOR DE AUTOCONMUTACION FORZADA 93

3.1 Descripción del funcionamiento 93

3.2 Análisis de los Tiristores 106

3.2.1 Conmutación forzada del tiristor 1 106

3.2.2 Autoconmutación del tiristor 2 112

3.2.3 Autoconmutación del tiristor 3 115

3.3 Protecciones del sistema 118

3.3.1 Aislamiento entre Control y Potencia 118

3.3.2 Protección contra sobrecorrientes 118

3.3.3 Protección contra sobrevoltajes 121

3.4 Análisis del filtro reductor de armónicas 125

CAPITULO IV

DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL 128

4.1 Diagrama de bloques del circuito 128

4.2 Descripción del funcionamiento 129

4.3 Diseño del Generador de Rampa 131

4.4 Diseño del Controlador de Velocidad 137

4.5 Diseño del Modulador de Ancho de Pulso 140

4.6 Diseño del Circuito de Marcha y Parada 142

4.6.1 Control de arranque 145

4.6.2 Circuito de Control de protección contra sobrecorrientes 148

4.6.3 Circuito de modulación de los pulsos 152

4.7 Diseño del Circuito de Disparo 153

4.8 Diseño del circuito de Realimentación de velocidad 157

CAPITULO V

ENSAMBLAJE, PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES 161

5.1 Ensamblaje de los diferentes bloques 161

5.2 Pruebas y Resultados experimentales 163

5.2.1 Pruebas en Lazo abierto 163

5.2.2 Pruebas en el circuito de control 172

5.2.3 Pruebas en el circuito de Disparo 175

5.2.4 Pruebas en Lazo cerrado 179

5.2.5 Graficación de curvas experimentales 195

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 205

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
BIBLIOTECA

APENDICES 207

A. ANALISIS DEL PUENTE RECTIFICADOR TRIFASICO 208

B. DETERMINACION DE PARAMETROS DEL MOTOR 215

C. DATOS DEL TIRISTOR 222

D. DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL SISTEMA 224

BIBLIOGRAFIA 230

INDICE DE FIGURAS

FIGURA	TITULO	
1.1	Troceador clase A	26
1.2	Formas de onda del troceador clase A	26
1.3	Principios básicos del troceador clase B	29
1.4	Principios básicos del troceador clase C	32
1.5	Troceador clase D	34
1.6	Formas de onda del troceador clase D	34
1.7	Principios básicos del troceador clase E	39
1.8	Troceador conmutado por un circuito LC serie	42
1.9	Troceador conmutado por un circuito LC paralelo	44
1.10	Troceador conmutado por tiristor auxiliar y condensador	48
1.11	Troceador conmutado por circuito LC paralelo y tiristor auxiliar	51
1.12	Troceador de autoconmutación forzada	56
2.1	Analogía transformador-motor	67
2.2	Circuito equivalente del motor	67
2.3	Esquema del motor de Inducción de Rotor devanado	68

2.4 Circuito equivalente del rotor 69

2.5 Circuito del Rotor en Thevenin 72

2.6 Características torque-velocidad con Rr variable 76

2.7 Corriente de arranque versus el par 78

2.8 Troceador básico para motor de inducción de rotor devanado 82

2.9 Circuito equivalente respecto al Rotor 83

2.10 Circuito equivalente DC final acoplado al troceador básico 85

2.11 Características torque-deslizamiento para diferentes valores de δ 90

3.1 Troceador de autoconmutación forzada para Rotor Devanado 94

3.2 Formas de onda del Troceador de autoconmutación forzada para Rotor Devanado 95

3.3 Circuito resonante para Th3 97

3.4 Circuito de carga del condensador C 100

3.5 Circuito equivalente para Th1 107

3.6 Circuito equivalente de conmutación de Th1 ..108

3.7 Malla circuital del tiristor Th1 110

3.8 Circuito de autoconmutación del tiristor Th2 .112

3.9 Circuito de protección contra sobrecorrientes .119

3.10 Circuito de protección contra sobrevoltajes .122

3.11 Filtro reductor de armónicas 125

4.1 Diagrama de Bloques del circuito de control .128

4.2 Circuito generador de Rampa 134

BIBLIOTECA

4.3 Forma de onda de la señal Rampa 134
4.4 Circuito Sumador de señales 137
4.5 Circuito de control PI 138
4.6 Circuito de Modulación de ancho de pulso 141
4.7 Forma de onda de salida del modulador de ancho de pulso 141
4.8 Circuito de control de marcha y parada 144
4.9 Diagrama de tiempo del control de marcha y parada 144
4.10 Circuito de control de arranque 146
4.11 Diagrama de tiempo del control de arranque ..146
4.12 Circuito de control para protección contra sobrecorrientes 150
4.13 Circuito multivibrador estable 153
4.14 Etapa de amplificación de los pulsos de disparo 154
4.15 Circuito de realimentación de velocidad 158
5.1 Fotografía de la Optocupla y del Disco ranurado 161
5.2 Fotografía del circuito Troceador 162
5.3 Velocidad del motor versus Ciclo de Trabajo del tiristor principal 165
5.4 Resistencia externa en el Rotor versus Ciclo de Trabajo del tiristor principal 168
5.5 Velocidad versus Corriente total en el troceador en Lazo abierto 171
5.6 Resultados del circuito de Control 173

5.7 Resultados del circuito de Control 174
5.8 Resultados del circuito de Disparo 176
5.9 Resultados del circuito de Disparo 177
5.10 Resultados del circuito de Disparo 178
5.11 Voltaje de salida del Tacómetro versus su frecuencia de entrada 181
5.12 Velocidad versus Corriente total en el troceador en Lazo cerrado 186
5.13 Resultados del control en Lazo cerrado 188
5.14 Resultados del control en Lazo cerrado 189
5.15 Resultados del control en Lazo cerrado 190
5.16 Resultados del control en Lazo cerrado 191
5.17 Resultados del control en Lazo cerrado 192
5.18 Resultados del control en Lazo cerrado 193
5.19 Resultados del control en Lazo cerrado 194
5.20 Resultados del circuito de Fuerza del Troceador 199
5.21 Resultados del circuito de Fuerza del Troceador 200
5.22 Resultados del circuito de Fuerza del Troceador 201
5.23 Resultados del circuito de Fuerza del Troceador 202
5.24 Resultados del circuito de Fuerza del Troceador 203
5.25 Resultados del circuito de Fuerza del Troceador 204

BIBLIOTECA

6.1 Rectificador trifásico de onda completa 208

6.2 Análisis de las formas de onda del Rectificador trifásico de onda completa 210

6.3 Etapas de conducción del Rectificador trifásico de onda completa 213

6.4 Voltaje DC de salida del Rectificador trifásico de onda completa 213

6.5 Parámetros del motor de inducción 218

INDICE DE TABLAS

TABLA	REFERENCIA	
I	Velocidad versus Ciclo de Trabajo del tiristor principal, Lazo abierto	164
II	Resistencia Externa Equivalente en el Rotor versus Ciclo de Trabajo de Th1	167
III	Velocidad versus Corriente total en el Troceador, Lazo abierto	169
IV	Voltaje del Tacómetro versus Frecuencia de entrada	180
V	Velocidad versus Corriente total en el Troceador, Lazo cerrado	184
VI	Relación de Transformación entre Estator y Rotor	216
VII	Determinación de la resistencia del estator	216

BIBLIOTECA

INDICE DE ABREVIATURAS

C : Condensador o Capacitor.

CC : Corriente continua.

CLK : Reloj o clock.

CT : Ciclo de Trabajo.

D : Diodo.

DC : Corriente directa.

E : Voltaje de entrada.

Ea : Fuerza contraelectromotriz de un motor CC.

Ep : Voltaje pico.

E´r : Voltaje inducido en el rotor con el rotor bloqueado.

Es : Voltaje en el estator

Eth : Voltaje de Thevenin.

f : Frecuencia de la línea.

fr : Frecuencia del rotor.

F(s) : Función de transferencia de Lazo cerrado.

i_c : Corriente por el condensador.

Id : Corriente filtrada.

I_{Lr} : Corriente por la inductancia Lr.

Ip : Corriente pico.

Iz : Corriente por el diodo zener.

K : Constante de transformación de frecuencia a voltaje.

L : Inductancia.

La : Inductancia de armadura de un motor CC.

Ld : Inductancia de filtro.

LED : Diodo emisor de luz.

Lf : Inductancia de filtro.

Lr : Inductancia almacenadora de corriente.

MIRD : Motor de inducción de rotor devanado.

P : Potencia.

Pais : Pérdida de potencia en el hierro.

Pd : Potencia desarrollada.

PER : Potencia de entrada al rotor.

Pfan : Pérdida de potencia por fricción y ventilación.

Psal : Potencia de salida.

Q : Transistor.

R : Resistencia.

Ra : Resistencia de armadura de un motor CC.

Rm : Resistencia magnética del flujo.

Rr : Resistencia del rotor.

R´r : Resistencia del rotor referida al estator.

Rs : Resistencia del estator.

R´s : Resistencia del estator referida al rotor.

Rth : Resistencia de Thevenin.

s : Deslizamiento.

s(mp) : Deslizamiento para la máxima potencia.

s(mt) : Deslizamiento para el máximo torque.

Sr : Velocidad del rotor.

Ss : Velocidad sincrónica.

Sw : Interruptor.

t : tiempo.

T : período total.

T(arr) : Torque de arranque.

t_{cond} (max) : Tiempo máximo de conducción.

t_{cond} (min) : Tiempo mínimo de conducción.

Th : Tiristor.

Toff : Tiempo de apagado.

Ton : Tiempo de encendido.

Tp : Período de operación.

V(AK) : Voltaje ánodo-cátodo.

Vbe : Voltaje base-emisor.

Vc : Voltaje del condensador.

Vcc : Voltaje directo de polarización.

Vfc : Voltaje final del condensador.

V_{L-L} : Voltaje de línea a línea.

V_{L-N} : Voltaje de línea a neutro.

Vp : Voltaje en el punto P.

Vref : Voltaje de referencia.

Vsal : Voltaje de salida del generador de rampa.

Vsat : Voltaje de saturación del amplificador operacional.

V´s : Voltaje del estator respecto al rotor.

V_{TAC} : Voltaje de salida del tacómetro.

V(transf) : Voltaje en el transformador.

Vth : Voltaje del tiristor.

V_{TTL} : Voltaje a nivel lógico.

Vz : Voltaje zener.

w_r : Frecuencia de resonancia.

w_{real} : Velocidad real del motor.

Xm : Reactancia magnética del flujo.

X´r : Reactancia del rotor referida al estator.

Xs : Reactancia del estator.

X´s : Reactancia del estator referida al rotor

Xth : Reactancia de Thevenin.

Zl : Impedancia de carga.

Zm : Impedancia magnética del flujo.

Zth : Impedancia de Thevenin.

δ : Ciclo de Trabajo.

ϵ : Factor de amortiguamiento.

ϕ : Fase.

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
1958
GUAYAQUIL
BIBLIOTECA

INTRODUCCION

El uso de troceadores se ha incrementado notablemente en los últimos tiempos, razones como costo, disponibilidad de elementos y larga duración los hacen atractivos al usuario, el empleo de tiristores es el más común en su construcción, además su ciclo de trabajo se ajusta fácilmente, dando como resultado un control progresivo de la salida dentro de un amplio margen.

En particular, el uso de un troceador para controlar la velocidad de un motor de inducción trifásico de rotor devanado es un nuevo método que el presente trabajo desarrollado pretende servir de ayuda para conocer más sobre el comportamiento de la máquina, además de base para futuros trabajos al respecto.

Especial atención merece la realimentación de velocidad y se realiza mediante una técnica atractiva y relativamente nueva como es el uso de un disco con secciones alternadas en su periferia, llamado por eso, disco "ranurado" y de una optocupla, sistema elegido en vez del común tacogenerador que presentaba problemas de confiabilidad, costo, tamaño,etc.

En realidad, la mayoría de los circuitos son diseñados de la manera más comprensible para las personas que necesitan

información, los elementos utilizados son dispositivos comunes como diodos y tiristores en el circuito troceador, entre cuyas ventajas se hallan su rápida respuesta y alta confiabilidad, la rectificación del voltaje del rotor se realiza mediante un puente trifásico de diodos, y en el cicuito de control se emplean los amplificadores operacionales tanto en el control proporcional-integral, como en el resto del circuito, los cuales permiten facilidad de empleo y gran flexibilidad de control además de su alta impedancia de entrada para aislamiento entre etapas.

BIBLIOTECA

CAPITULO I

GENERALIDADES

1.1 TROCEADORES: APLICACION ESPECIFICA DE LOS TIRISTORES.

Troceador es el nombre común que se aplica a los convertidores de corriente DC en corriente DC, cuya fuente de corriente continua puede ser una batería, un convertidor o rectificador conectado a un voltaje alterno y cuya salida debe ser también una tensión continua.

También denominado chopper, convertidor o regulador de conmutación o simplemente convertidor DC a DC, puede ser usado en muchas aplicaciones tales como cargadores de baterías, sistemas de control para motores de CC, alimentación de potencia variable en CC, para controlar motores de CA de anillos deslizantes, esta última aplicación específica se logra variando el valor efectivo de la resistencia en el rotor, controlando así su velocidad.

El troceador básicamente funciona como interruptor

entre una fuente DC y su carga, variando la tensión media en la carga mediante el control sobre la relación entre el tiempo de cierre y el ciclo completo de trabajo.

Los troceadores electrónicos tienen elementos de control muy variados como tiristores, transistores, tiratrones, etc. Los primeros (los tiristores y los transistores) son los más comunes porque poseen un tiempo de vida indefinido (siempre que no se sobrepase sus capacidades específicas).

Para su aplicación en motores de CC se suele clasificar a los troceadores de acuerdo al número de cuadrantes en los cuales opera el voltaje y corriente en la carga.

Otra forma de clasificar a los troceadores es de acuerdo a la forma de conmutación que posee el principal tiristor del troceador; se entiende por conmutación la forma de apagado del tiristor o la forma de inversión de la tensión ánodo-cátodo, que puede realizarse por la red o por medio de circuitos especiales.

1.2 CLASIFICACION DE LOS TROCEADORES SEGUN LOS CUADRANTES DE TRABAJO.

Los troceadores son utilizados generalmente para todos aquellos casos en los que se necesite un voltaje de CC que pueda ser variado, destacándose su aplicación para el control sobre motores de corriente continua, por ello se explica a continuación su clasificación según los cuadrantes de trabajo del voltaje y corriente de la carga; sin embargo, debido a que el presente tema de tesis es la aplicación a un motor de corriente alterna trifásico, no se hace un análisis tan profundo sobre este tipo de clasificación, haciéndose más énfasis en la clasificación por forma de conmutación.

1.2.1 TROCEADOR CLASE A.

En esta clase de troceadores, el voltaje y corrientes en la carga, que en realidad representa el modelo del circuito de la armadura de un motor DC, operan siempre en sentido positivo, por lo que se los denomina del I cuadrante.

Un circuito explicativo se muestra en la figura 1.1 y además, sus formas de onda detalladas a continuación en la figura 1.2, se asume que la diferencia de potencial entre los terminales de la armadura es menor al de la

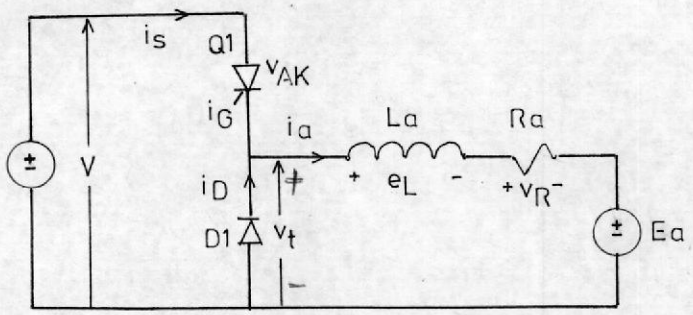


Fig. 1.1 Troceador clase A.

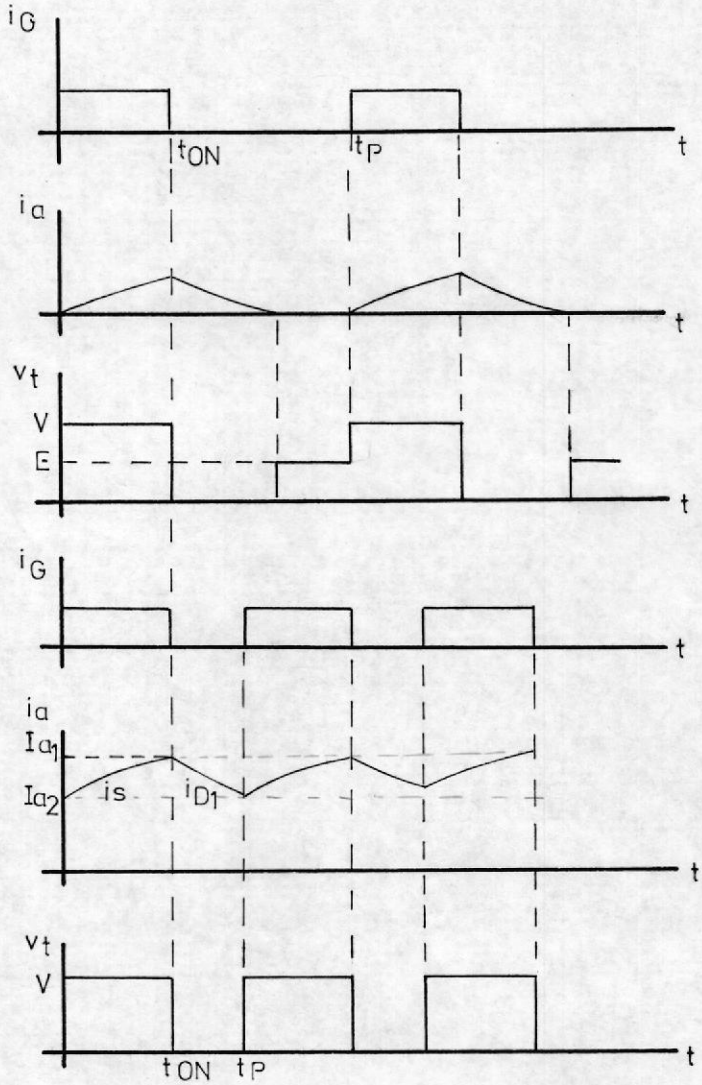


Fig. 1.2 Formas de onda de un Troceador Clase A.

fuente, así cuando el tiristor Q1 se enciende, el voltaje de fuente aparece en los terminales del circuito de armadura, si este estado continuase la corriente de armadura de incrementaría hasta alcanzar una magnitud igual a:

$$ia = (V-Ea)/Ra \qquad (1.1)$$

La corriente promedio en la armadura puede ser controlada mediante la conmutación del tiristor Q1, antes de que ésta haya alcanzado tal valor y permitiéndola decaer a través del diodo D1 hasta cero como se muestra en la figura 1.2b o al mismo valor bajo que tenía cuando Q1 estaba conduciendo en la figura 1.2a, si este proceso de encender y apagar a Q1 se repitiera a intervalos regulares, el valor promedio de ia sería controlado, se requiere de circuitería extra para que Q1 se conmute mientras posea un voltaje positivo ánodo-cátodo, estando anulada la corriente en su puerta.

Se puede demostrar para el caso continuo que la corriente, cuando el tiristor está

encendido viene dada por:

$$ia = (V-Ea)(1-e^{-t/Ta})/Ra + Ia2.e^{-t/Ta} \qquad (1.2)$$

donde $Ta = La/Ra$.

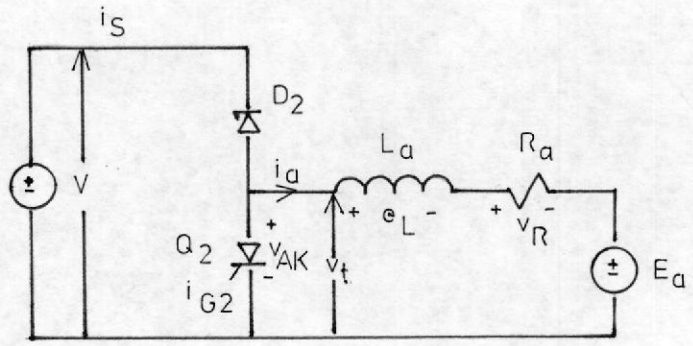
Cuando Q1 es conmutado, ia continua a través del diodo D1, siendo vt= 0, y la ecuación viene dada por:

$$ia = -Ea(1-e^{-t/Ta})/Ra + Ia1.e^{-(t-ton)/Ta} \qquad (1.3)$$

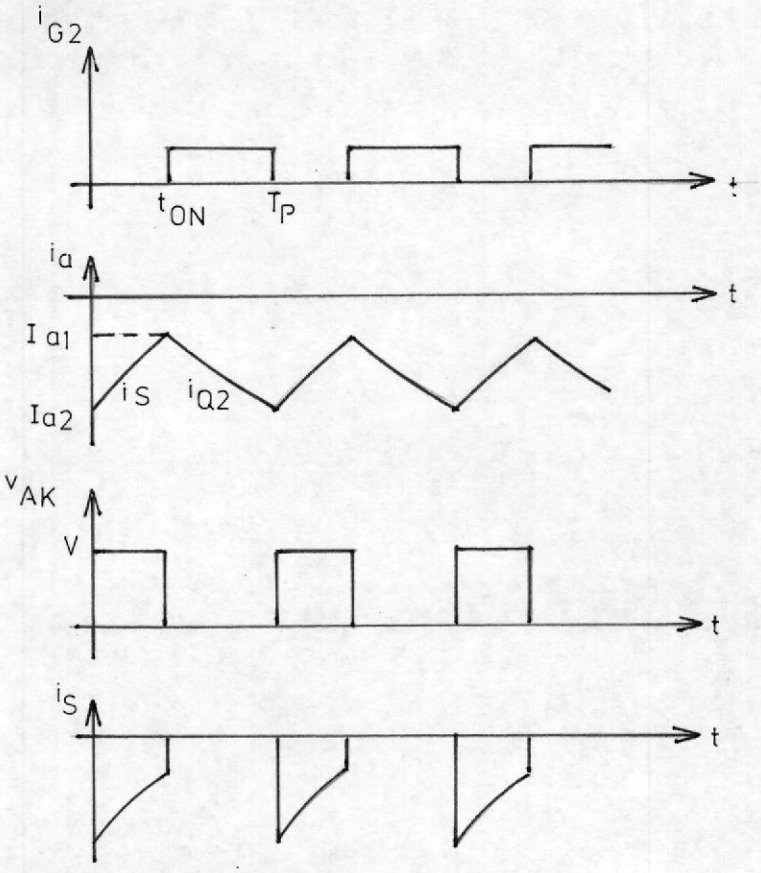
Los valores de Ia1 e Ia2 son las condiciones iniciales y finales de la corriente para cuando el tiristor es conmutado y encendido respectivamente.

Lo que se trata de recalcar es el hecho de cómo tanto el voltaje y la corriente son en todo instante positivos, siendo ésta la razón de que pertenezcan sólo al I cuadrante.

1.2.2 TROCEADOR CLASE B.



(a)



(b)

Fig. 1.3 Principios básicos del Troceador Clase B

Un troceador de este tipo alimenta o devuelve energía a la fuente DC a través del terminal de salida del troceador, debido al uso de un motor regenerativo, comúnmente usado en el manejo de trenes subterráneos; su circuito básico se muestra en la figura 1.3a así como las formas de onda en la figura 1.3b.

BIBLIOTECA

Este sistema opera sólo en el II cuadrante, pues el voltaje en los terminales del troceador es positivo mientras que la corriente es negativa, para el estado estable cuando Q2 se enciende y se apaga a intervalos regulares del período Tp, Ea almacena energía en La cuando el tiristor conduce, y parte de esa energía almacenada es entregada a la fuente V cuando Q2 se conmuta.

Las ecuaciones de la corriente son idénticas a las de un troceador clase A, teniendo en cuenta que tanto el valor instantáneo de la corriente como sus condiciones iniciales siempre son negativos, por ello su definición de trabajo en el II cuadrante.

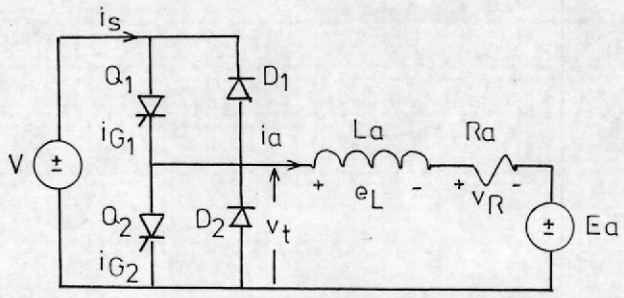
1.2.3 TROCEADOR CLASE C.

Este tipo de troceador trabaja en los dos primeros cuadrantes durante su operación normal, permitiendo una suave transición de corriente positiva en negativa y viceversa, aplicación conocida por ejemplo en el manejo de máquinas para herramientas.

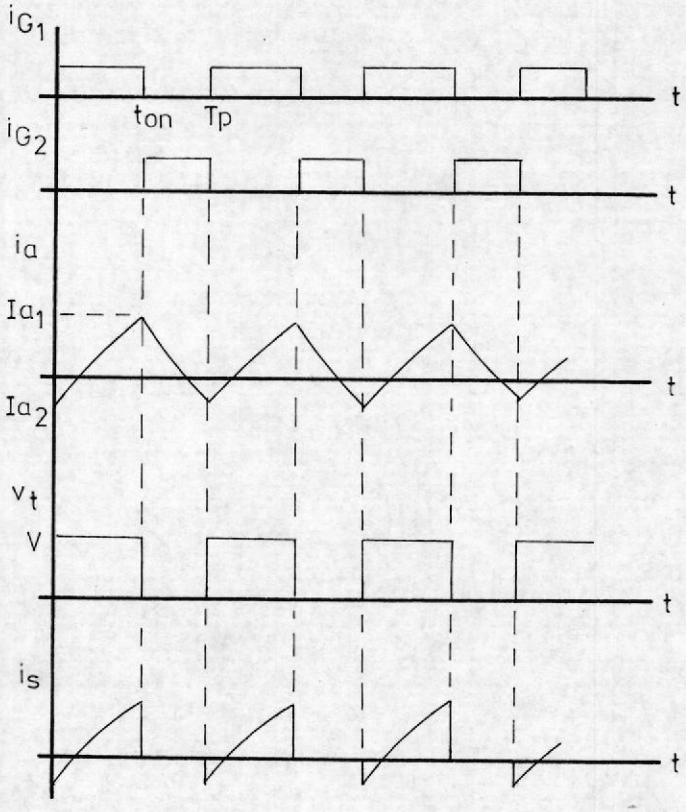
A partir de la combinación de los dos anteriores, podemos explicar su funcionamiento, la figura 1.4a nos muestra un troceador clase C, mientras que la figura 1.4b sus formas de onda.

Los dos tiristores nunca pueden estar encendidos simultáneamente pues, de lo contrario, cortocircuitarían la fuente V, su funcionamiento normal es bajo encendido alternado.

Para el I cuadrante tanto Q1 como D1 actúan como si fuese un troceador clase A, para el II cuadrante son Q2 y D2 los que funcionan como en un clase B ya analizados anteriormente; debe hacerse notar que este tipo de troceador no puede trabajar en forma discontinua porque implicaría que Q2 y D2 conducirían por parte del ciclo.



(a)



(b)

Fig. 14 Principios básicos del Troceador clase C.

Cuando la corriente en D1 decae a cero, Ea funciona como fuente y envía corriente negativa almacenando energía en La. Cuando Q2 se conmuta la caida en la energía almacenada induce una fem negativa, la cual junto a Ea, suple energía a la fuente V hasta que esta corriente negativa se vuelve a hacer cero y La ha entregado toda su energía, luego ia se vuelve positiva a través de Q1.

Cuando vt>Ea entonces Ia>0 y energía neta es entregada al circuito de armadura, pero cuando vt<Ea entonces ia<0 y la energía se devuelve a la fuente V.

1.2.4 TROCEADOR CLASE D.

Su aplicación requiere la operación en el I y IV cuadrantes, principalmente para controlar la corriente de campo de una máquina DC, donde se requieren cambios rápidos de corriente, puede no existir fuerza electromotriz aunque para el análisis se la considere; las formas de onda de la figura 1.6 muestran las formas de encendido alternado de los 2 tiristores, el tiempo de retardo del encendido es llamado tα.

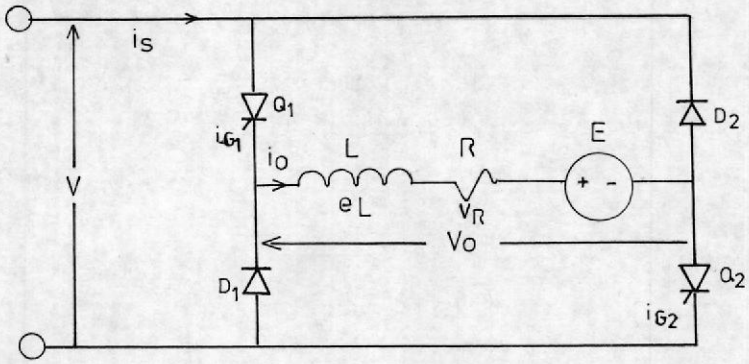


Fig. 1.5 Troceador clase D.

BIBLIOTECA

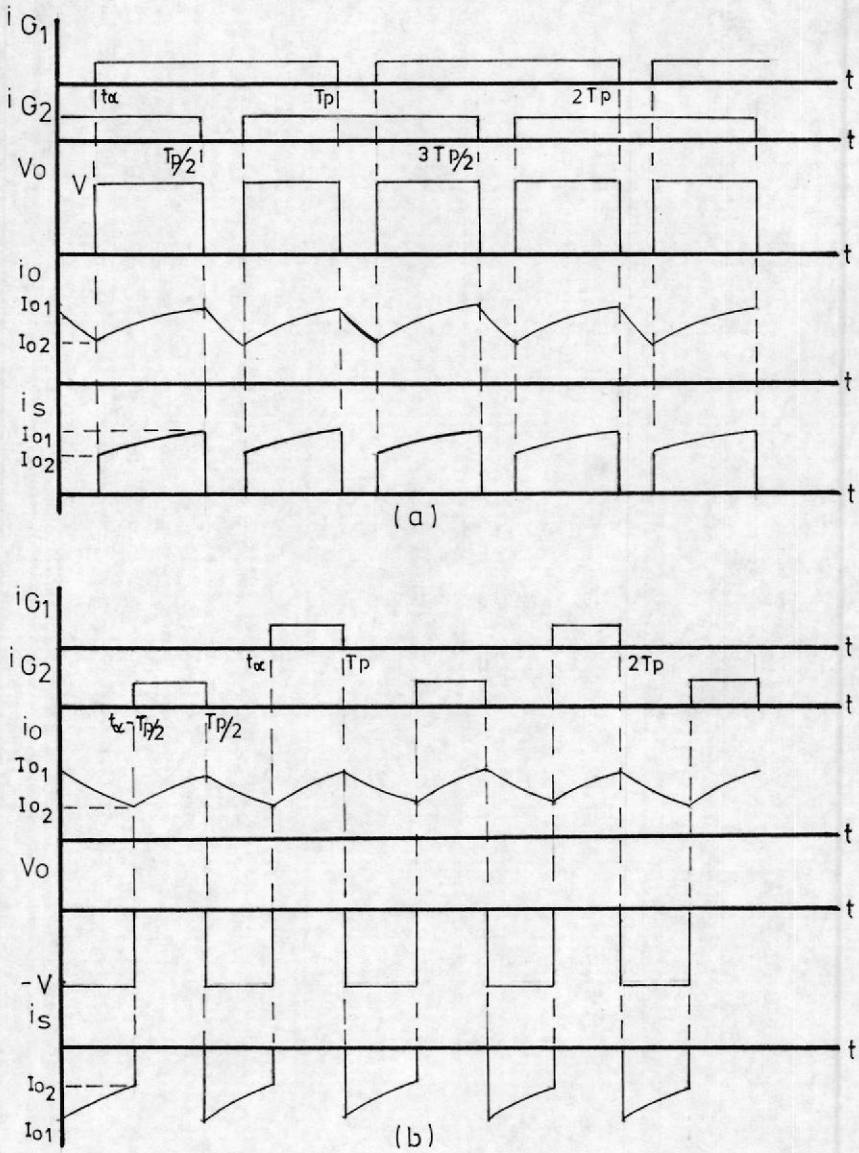


Fig. 1.6 Formas de onda del Troceador clase D.

Si ambos tiristores son continuamente encendidos en la carga, la corriente se vuelve:

$$io = (V - E)/R \qquad (1.4)$$

Llamando Tp al período, existen 2 casos de operación: para $t\alpha<Tp/2$ y para $t\alpha>Tp/2$.

Para $\underline{t\alpha<Tp/2}$, se necesita que $V>E$, así con los dos tiristores encendidos el voltaje V de fuente se aplica a la carga, Io incrementa su valor, mientras que con sólo un tiristor encendido, junto a su diodo respectivo cortocircuita la carga y provee un camino para disipar la energía almacenada en L mientras se decrementa Io, dos intervalos son analizados, el primeros para $0<t<t\alpha$, encendido Q2 se puede comprobar que la corriente que fluye a través de Q2 y D1 viene dada por:

$$io = -(1-e^{-t/T})E/R + Io1.e^{-t/T} \qquad (1.5)$$

Siendo T= L/R y donde Io1 es la condición

inicial a $t=0$, mientras que para $t=t\alpha$, $io=Io2$ que es la condición inicial para el siguiente intervalo de $t\alpha<t<Tp/2$, en el cual ambos tiristores se encienden y la corriente viene dada por la siguiente expresión:

$$io = (1-e^{-t'/T})(V-E)/R + Io2.e^{-t'/T} \qquad (1.6)$$

Siendo $t'=t-t\alpha$, las condiciones iniciales pueden ser halladas mediante el sistema de ecuaciones de ambos casos reemplazando los valores de io para $t=0$, $t=t\alpha$ y $t=Tp/2$.

Para $\underline{Tp/2<t\alpha<Tp}$, es necesario que $E<0$ y $-E>V$, en esta forma de operación, una carga pasiva como puede ser al devanado de campo de una máquina DC es imposible de aplicar.

Así, los dos tiristores no se encienden simultáneamente. Cuando sólo uno se enciende los terminales del circuito de la carga se cortocircuitan y la corriente de carga se incrementa porque $E<0$, mientras que cuando los dos están apagados, la pareja de diodos conduce y el circuito de carga provee de

energía a la fuente V; de nuevo se consideran dos intervalos, el primero para $0<t<t\alpha-Tp/2$, ningún tiristor conduciendo y por tanto la corriente es:

$$io = -(1-e^{-t/T})(V+E)/R + Io1.e^{-t/T} \qquad (1.7)$$

Donde Io1 es la condición inicial a t=0. En el instante $t=t\alpha-Tp/2$, io=Io2, condición inicial para el siguiente intervalo dado para $(t\alpha-Tp/2)<t<p/2$, donde el tiristor Q2 se enciende y la corriente fluye a través de Q2 y D1, de acuerdo con la siguiente expresión:

$$io = -(1-e^{-t'/T})E/R + Io2.e^{-t'/T} \qquad (1.8)$$

Siendo $t'=t-(t\alpha-Tp/2)$, las condiciones iniciales pueden hallarse nuevamente mediante el sistema de ecuaciones de ambos casos, teniendo en cuenta de que a t=0 y a t=Tp/2, io=Io1, mientras que a $t=t\alpha-Tp/2$, io=Io2.

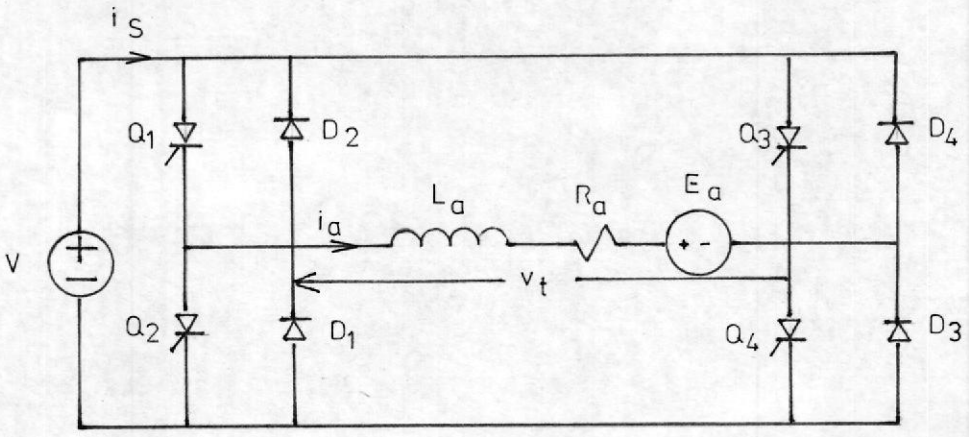
Se observa como para el primer caso tenemos tanto voltaje como corriente en la carga con

valores positivos mientras que en el segundo caso la corriente es positiva mientras que el voltaje de la carga es negativo, lo que indica funcionamiento en el I y IV cuadrantes.

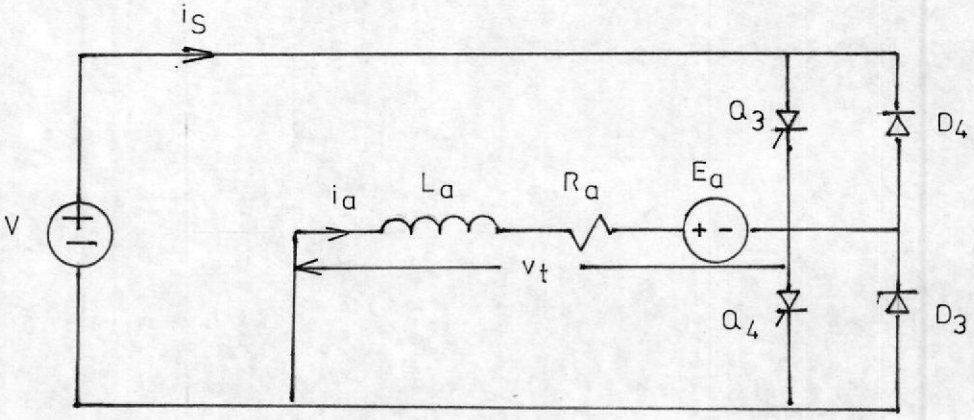
1.2.5 TROCEADOR CLASE E.

Este tipo de troceador opera en los cuatro cuadrantes, la figura 1.7a muestra un circuito ejemplo, debe notarse que si el tiristor Q4 estuviese conduciendo continuamente, Q4 y D3 se comportarían como un cortocircuito, una limitación viene dada por el hecho de que Q3 no puede encenderse al mismo tiempo con Q4 porque se produciría un corto en la fuente V. Además, porque bajo estas condiciones la diferencia de potencial en los terminales del diodo D4 es siempre negativa, Q3 y D4 son equivalentes a un circuito abierto. Con Q4 encendido continuamente, operaría un circuito equivalente al mostrado por un troceador clase C, funcionando en el I y II cuadrantes.

Por otro lado, si el tiristor Q2 estuviese encendido constantemente, tendriamos un circuito como se muestra en la figura 1.7b; en



(a)



(b)

Fig. 1.7 Principios Básicos del Troceador Clase E.

este circuito, vt es negativo y la operación es posible en el III y IV cuadrantes, el análisis de un troceador clase C puede aplicarse para este troceador, así como el de uno clase D pero con un valor negativo de corriente ia.

1.3 CLASIFICACION SEGUN FORMAS DE CONMUTACION.

Esta clasificación es debida a la importancia que poseen las formas de conmutarse de los tiristores, bajo las cuales se puede comprender mejor el funcionamiento de un específico troceador.

La forma natural de conmutación es muy poco usada y es aquella en la cual la corriente que circula a través del tiristor se ve interrumpida por medio de un interruptor (en serie o en paralelo con el mismo), siendo el tiempo de acción del interruptor siempre mayor al tiempo de apagado del propio elemento, la desventaja de tal método además de este tiempo de acción es el elevado dv/dt que se impone al tiristor.

La segunda forma y más comúnmente usada es la forzada, en la cual la corriente se ve obligada a circular a través del tiristor en sentido inverso, disminuyendo su tiempo de apagado. Existen diferentes

formas de conmutación forzada, de acuerdo a las cuales se puede clasificar a los troceadores como se menciona a continuación.

1.3.1 TROCEADORES DE AUTOCONMUTACION.

En esta forma de conmutación, el tiristor se apaga automáticamente una vez transcurrido un tiempo predeterminado después de la aplicación del último impulso en la puerta.

Su período de conducción se ve afectado por su propio circuito de conmutación como es la resonancia de un circuito LC serie o paralelo. La figura 1.8a muestra un <u>troceador conmutado por un circuito LC resonante en serie con la carga</u>, y la figura 1.8b sus formas de onda, así cuando el tiristor pasa a conducir se produce la siguiente ecuación:

$$E = Rl.i + L.di/dt + 1/C \cdot \int i.dt + Vco = 0 \qquad (1.9)$$

de donde: $$d^2i/dt^2 + (1/Rl.L)di/dt + 1/LC = 0 \qquad (1.10)$$

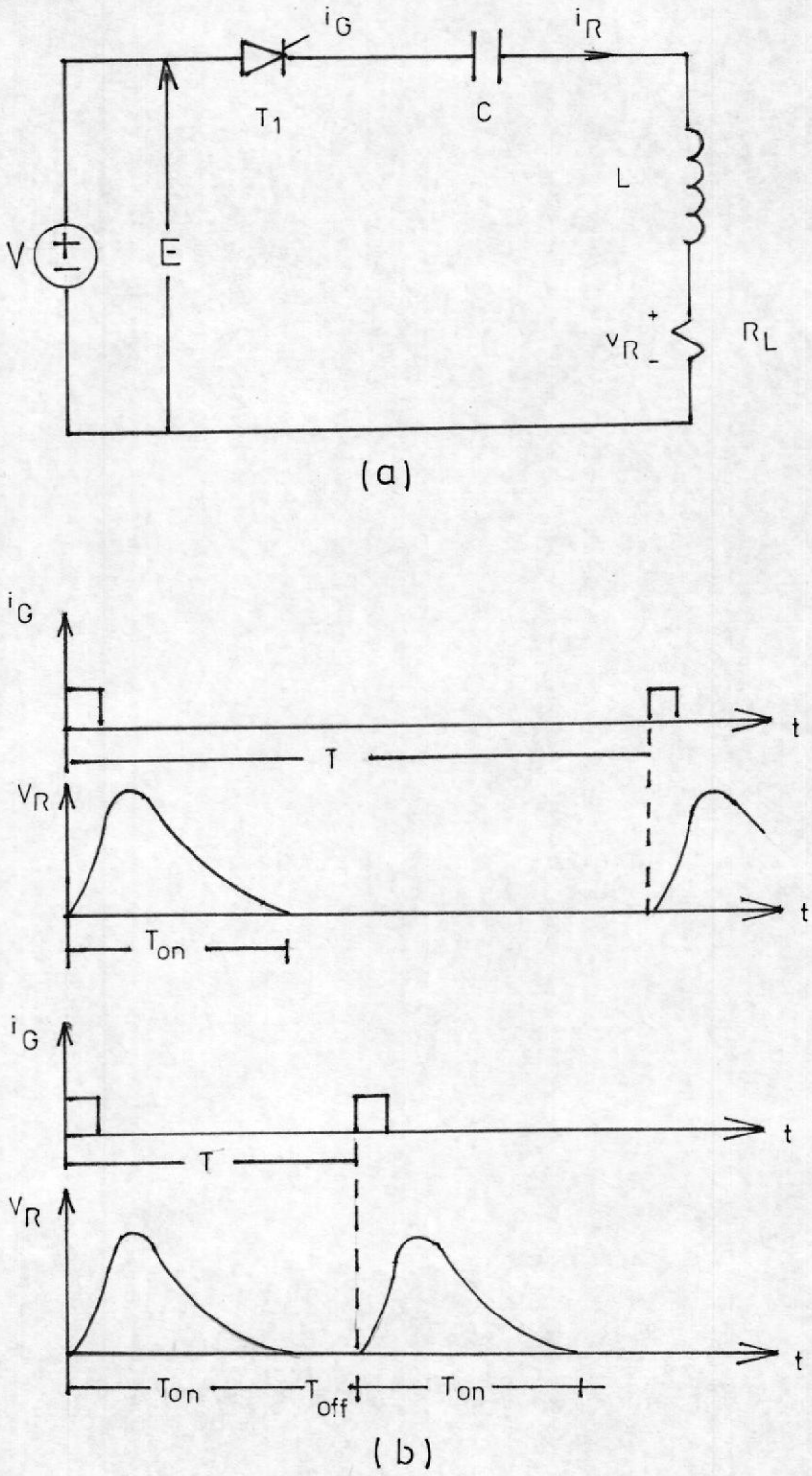


Fig. 1.8 Troceador conmutado por un circuito LC serie.

Deduciendo la expresión para la corriente:

$$i = A.e^{-\epsilon T} \operatorname{sen}(wr.t) \qquad (1.11)$$

Donde $\epsilon = Rl/2L$, $wr = \sqrt{(wo^2 - \epsilon^2)}$ y $wo = 1/\sqrt{(LC)}$.

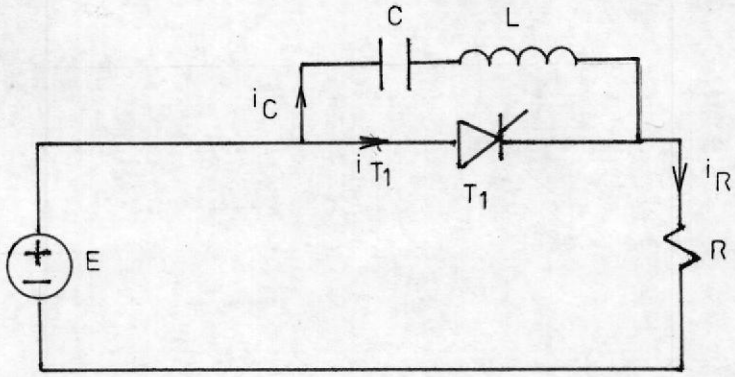
BIBLIOTECA

La conmutación se produce en el momento en que la intensidad pase por cero, esto es:

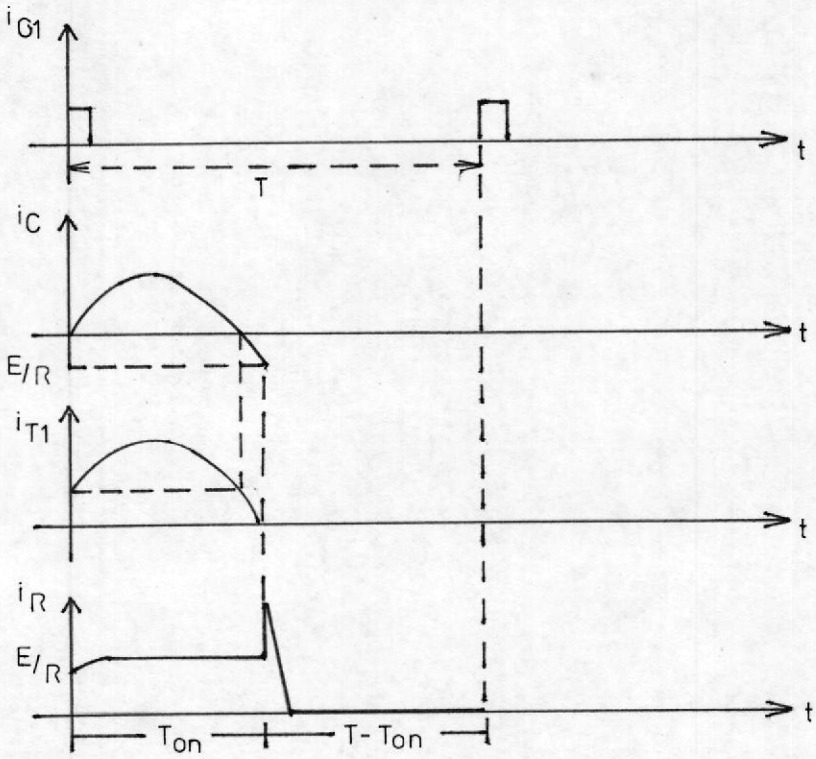
$$t = \pi/wr = T\ on \qquad (1.12)$$

De aquí que el tiempo de conducción T on corresponde a la mitad de un ciclo de resonancia y por tanto dependiente de los parámetros del circuito debido a que después de un semiciclo de resonancia, el circuito LC empieza a invertir la corriente de ánodo y desceba el tiristor. Para controlar el voltaje de salida se debe variar el período y por lo tanto el instante de disparo; este circuito no se emplea mucho en la práctica debido a que el circuito de conmutación y el de carga son los mismos.

En la figura 1.9a se muestra un troceador por <u>conmutación por circuito LC resonante en paralelo con la carga</u> y en la figura 1.9b, sus



(a)



(b)

Fig. 1.9 Troceador conmutado por circuito LC paralelo.

formas de onda.

Inicialmente el condensador C está cargado a la tensión de alimentación E. Al dispararse el tiristor, la corriente de carga Ir circula por la resistencia R al mismo tiempo que C se descarga a través del tiristor en sentido directo. Cuando se ha descargado (despues de un semiciclo de resonancia de LC), empieza a cargarse en sentido opuesto y cuando tal corriente es mayor que la corriente directa del tiristor, éste se apaga.

Antes de disparar el tiristor T1, se cumple la siguiente ecuación:

$$d^2 i/dt^2 + R/L.\ di/dt + i/LC = 0 \qquad (1.13)$$

Se puede demostrar que la solución a esta ecuación es:

$$i = e^{-R.t/L}\left[A.e^{-t.k1} + B.e^{+t/k1}\right] \qquad (1.14)$$

Siendo $k1 = \sqrt{(R^2/4L^2 - 1/LC)}$.

Para obtener una exponencial decreciente que tienda rápidamente a cero, debe existir la condición de que R/2L sea mucho mayor a $1/\sqrt{(LC)}$, con lo que el condesnsador C se cargará a un voltaje similar a la tensión E, en un tiempo corto; luego para el instante en que el tiristor entra a conducir, el circuito formado por L, C y el tiristor tienen la sgte. ecuación:

$$d^2ic/dt^2 + i/LC = 0 \qquad (1.15)$$

Lo que nos da la expresión de la corriente en el condensador ic, mientras que la corriente por la resistencia o Ir viene dada por E/R; para que se produzca la conmutación de T1 se debe anular el valor de corriente iT1, esto es la suma de la corriente por la resistencia más la del condensador debe ser iguales a cero, por tanto se puede deducir el tiempo de conducción del tiristor principal dado por:

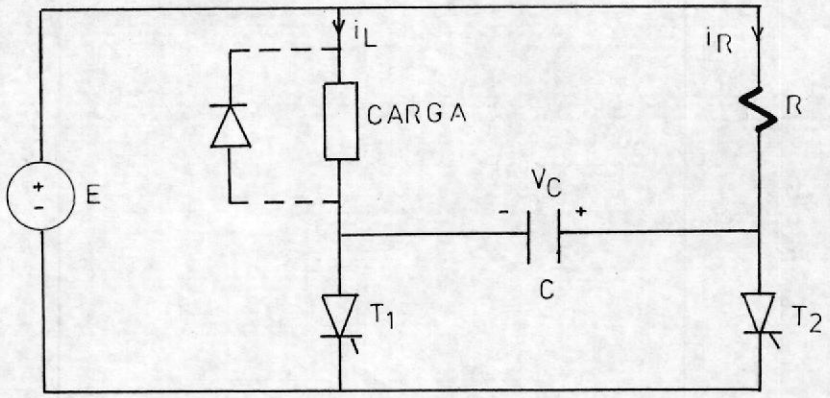
$$T\ on = \sqrt{(LC)}.\ [\pi + \mathrm{arcsen}\sqrt{(L/C)}/R] \qquad (1.16)$$

Nuevamente se observa cómo el tiempo de conducción T on también es fijo y función de L, C y R lo cual es una limitación en su aplicación al igual que el hecho de que la intensidad máxima del tiristor es mucho mayor que la que circula por la carga.

1.3.2 TROCEADORES DE CONMUTACION FORZADA.

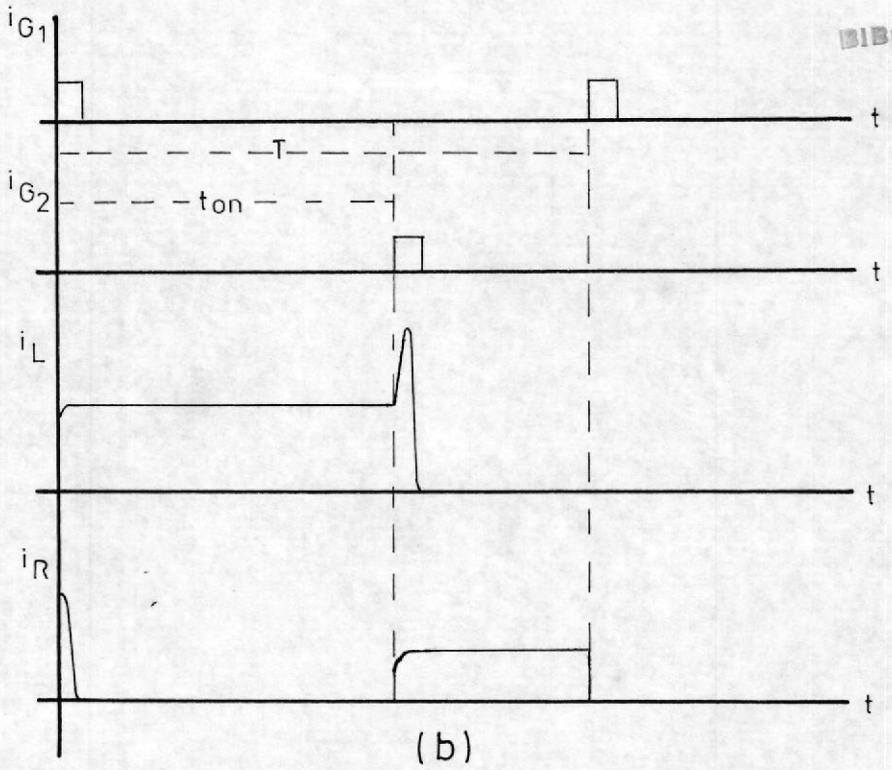
Este tipo de conmutación se realiza por medios exteriores, en los cuales se utiliza generalmente un tiristor auxiliar para invertir la corriente en el tiristor que controla la corriente de carga.

Un típico ejemplo es el de la <u>conmutación por tiristor auxiliar y condensador</u> cuyo circuito se muestra en la figura 1.10a y cuyas formas de onda en la figura 1.10b. Cuando el tiristor T1 está en conducción, el condensador C se carga a un voltaje E con una constante dada por RC. Cargado el condensador, el tiristor T2 se enciende y como E es positivo en T1, el cátodo se hace positivo con respecto al ánodo y T1 se bloquea. Este circuito es llamado biestable ya que cualquiera que sea el tiristor encendido, basta un disparo en la



(a)

BIBLIOTECA



(b)

Fig. 1.10 Troceador conmutado por Tiristor auxiliar y condensador.

puerta del otro tiristor para que el anterior se apague y viceversa.

Mientras $0<t<Ton$, T1 conduce y T2 se halla bloqueado, así:

$$ir = Ae^{-t/RC} \qquad (1.17)$$

$$Vc = E-R.ir = E.(1-2e^{-t/RC}) \qquad (1.18)$$

Siendo $A = 2E/R$.

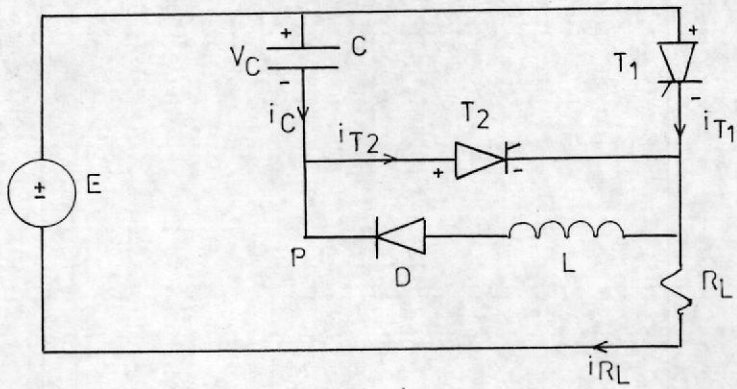
Tomando $RC<<Ton$, para $t=Ton$ $Vc=E$ e $Il=E/R$.

Mientras $Ton<t<T$, T1 se bloquea y T2 conduce, por lo que $Vak= -E$, apagándose T1, con un circuito similar al anterior con la condición de que ahora $R=Rl$. El inconveniente para este troceador lo constituye el compromiso entre el tiempo de cargado del condensador C, en relación directa con la resistencia R y su potencia disipada desperdiciada y en caso de que la carga la constituya una inductancia L en serie con R, el hecho de necesitar alta frecuencia o un período corto para una constante de tiempo dada por L/R, en

comparación con el período T para un régimen de corriente continua.

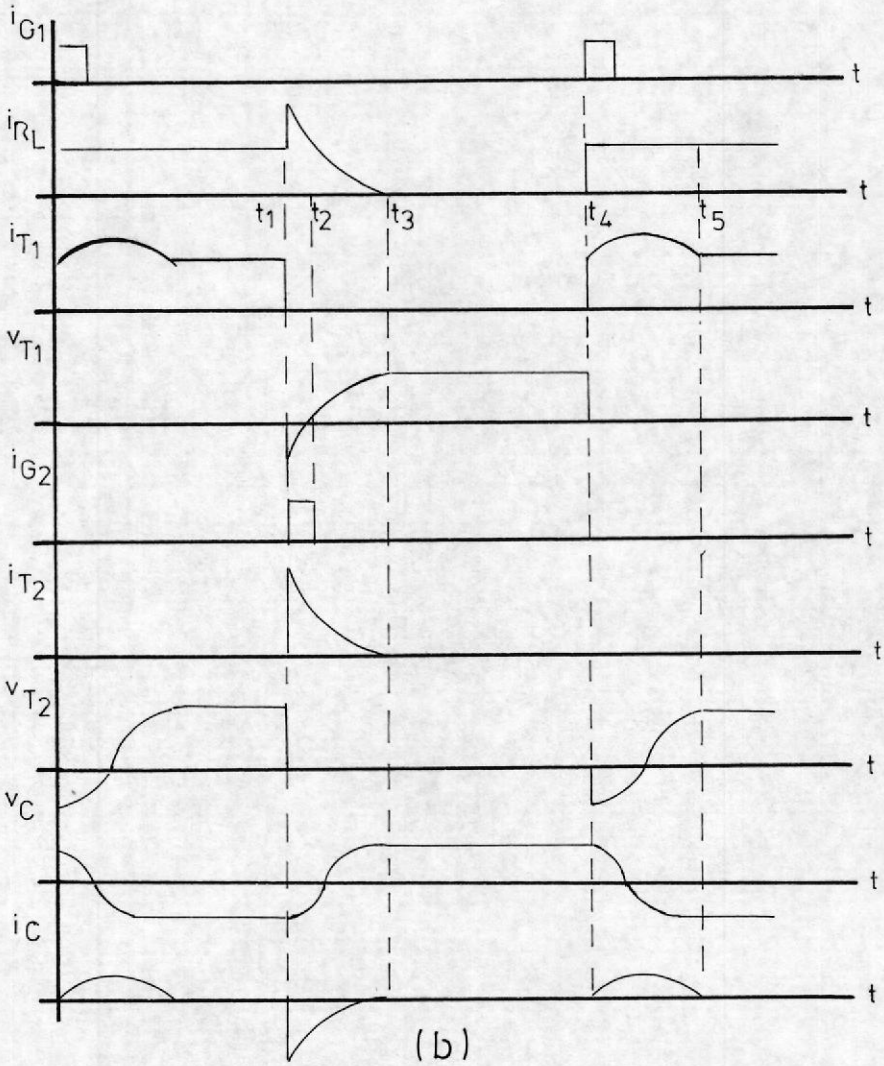
Otro ejemplo digno de mencionarse es el troceador conmutado por un circuito LC en paralelo y tiristor auxiliar, que se muestra junto con sus formas de onda en la figura 1.11. Este troceador a diferencia del anterior, tiene la ventaja de poseer un tiempo de conducción variable para el tiristor principal.

Inicialmente se dispara T2, así el condensador C se carga hasta el máximo posible apagando T2, entonces se dispara T1, mientras $t<t1$ hace circular por la carga una corriente $il = E/R1$, correspondiente a la tensión aplicada en la carga, el condensador cargado anteriormente se descarga a través del circuito resonante C, T1, L, D, hasta el instante en que la corriente por el condensador sea cero, impidiendo el diodo D la conducción en sentido contrario, así por estar retrasado el voltaje del condensador con respecto a su intensidad de corriente, el condensador se queda cargado negativamente.



(a)

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
GUAYAQUIL
BIBLIOTECA



(b)

Fig. 1.11 Troceador conmutado por circuito LC paralelo y tiristor auxiliar.

Durante el intervalo $t1<t<t3$, la tensión en el condensador invierte de polaridad, cuando se dispara T2 en el instante t1, el tiristor 1 se bloquea porque la carga del condensador fuerza una corriente inversa a través de éste, el disparo de T2 hace que la tensión de salida aumente bruscamente al potencial del punto P, la corriente de carga proviene de la fuente de CC a través del condensador y T2, de forma que C se descarga linealmente a una velocidad de Io/C en voltios/seg.

Como la tensión del condensador cambia de -E a +E, el tiempo de conmutación impuesto al tiristor 1, tc1 es:

$$tc\ 1 = t3-t1 = 2EC/Io \qquad (1.19)$$

El tiempo de bloqueo, toff 1 impuesto al tiristor T1 es la mitad del tiempo de conmutación:

$$toff\ 1 = EC/Io \qquad (1.20)$$

Este tiempo de bloqueo debe ser mayor que el

tiempo de bloqueo especificado para el tiristor, la tensión media de salida es durante este período igual a la tensión de alimentación E.

Durante el intervalo $t3<t<t4$, la tensión del condensador mantiene su valor estable, T2 está bloqueado por reducirse su corriente a un valor menor al de mantenimiento y la salida del troceador es cero.

En el siguiente intervalo de $t4<t<t5$, el condensador invierte su polaridad por resonancia al dispararse T1, en el instante t4 a través de T1, L, D y C; el diodo evita la descarga de C. Como T1 debe soportar la corriente de carga y la corriente de resonancia, el valor nominal de su corriente de pico repetitivo es igual a :

$$I1 = Iomax + E.(C/L)^{1/2} \qquad (1.21)$$

Siendo Iomax, la máxima corriente nominal en la carga.

El tiempo de conmutación tc 2, es igual al

semiperíodo de resonancia:

$$tc\ 2 = t5-t4 = \pi.(LC)^{1/2} \qquad (1.22)$$

Mientras que el tiempo de bloqueo impuesto a T2 es:

$$toff\ 2 = \pi/2.\ (LC)^{1/2} \qquad (1.23)$$

Este toff 2 debe sobrepasar el tiempo de bloqueo especificado para el tiristor.

Durante el siguiente intervalo, mientras $t5<t<t6$, la tensión en los bornes del condensador permanece estable a un valor negativo igual a -E, para poder bloquear a T1 cuando se vuelva a disparar T2.

Los tiempos de conducción máximo y mínimo para T1, viene dado por:

$$tcond(max) = to-2EC/Io \qquad (1.24)$$

$$tcond(min) = \pi.(LC)^{1/2} \qquad (1.25)$$

Un inconveniente para este troceador es que el tiempo de bloqueo para el tiristor 1 depende de la carga, por tanto a plena carga, este tiempo debe ser mayor que el tiempo de bloqueo nominal del tiristor, otro puede ser el hecho de que T2 debe dispararse primero para cargar al condensador y poder bloquear T1 posteriormente, además existe un factor desfavorable en la corriente de T1, pues por éste circula tanto la corriente de carga como la corriente de resonancia para conmutar la tensión del condensador.

1.3.3 TROCEADORES DE AUTOCONMUTACION FORZADA.

Definido así por la forma de conmutar los tiristores que controlan la corriente principal del circuito, para el troceador desarrollado en la presente tesis, donde el objetivo es controlar la velocidad de un motor trifásico de inducción de rotor devanado, mediante un troceador a la salida del voltaje rectificado de este rotor, en el cual se controla la la corriente para derivarla a una resistencia disipadora, simulando el efecto de una variación de resistencia en el rotor, dos

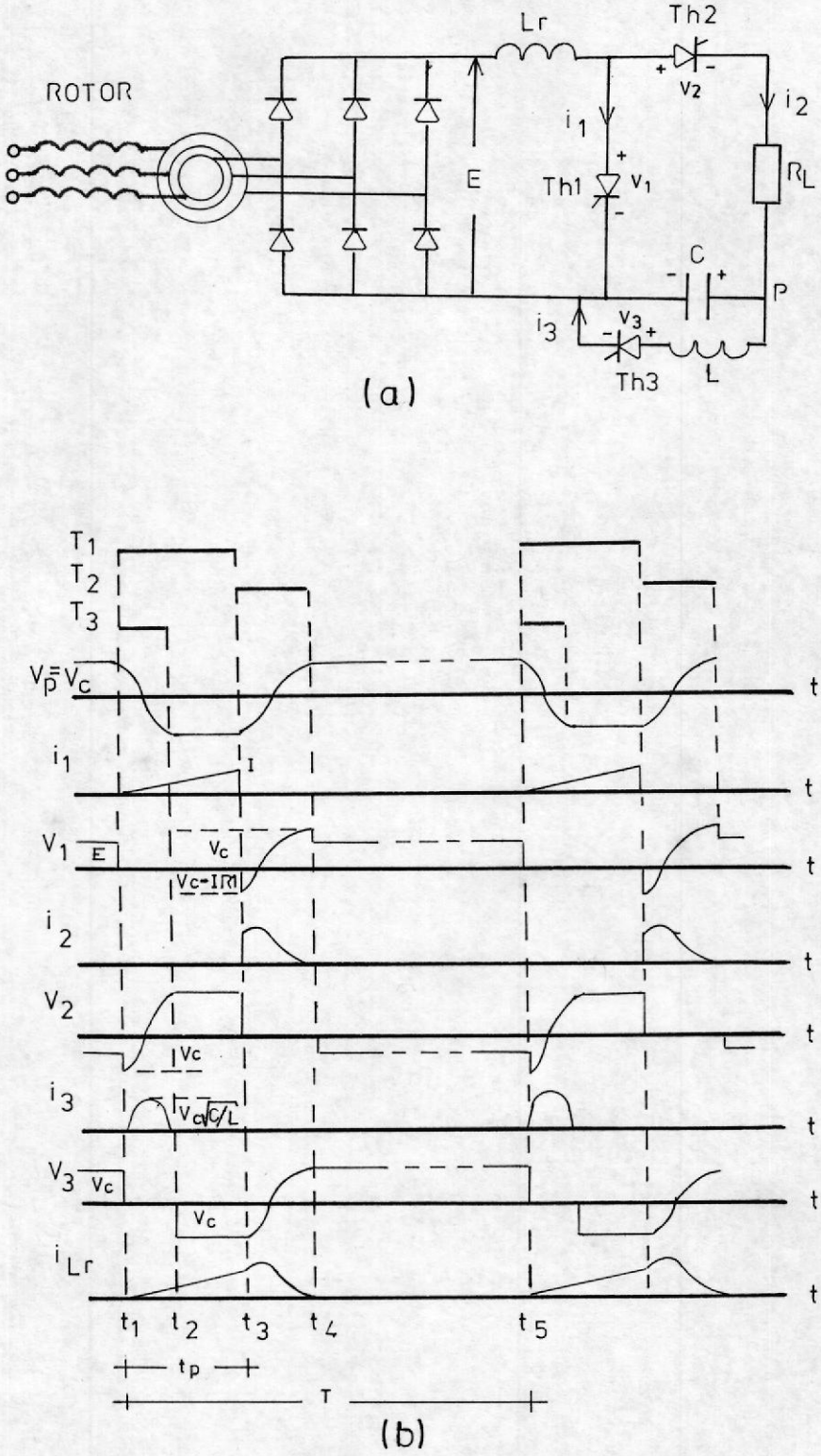


Fig. 1.12 Troceador de Autoconmutación Forzada.

son los tiristores que intervienen principalmente en el control de esta corriente, uno de los cuales se conmuta de manera natural y el otro de manera forzada.

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
BIBLIOTECA

En la figura 1.12 se muestra el troceador desarrollado y ejemplo clásico de un troceador de autoconmutación forzada, junto con sus formas de onda, a continuación se definen ideas generales para comprender su modo de operación, mientras que para una explicación más detallada de su funcionamiento debe hacerse referencia al capítulo 3.

La tensión de entrada en este troceador es variable, puesto que si Eo es la tensión rectificada del rotor, con el motor parado, siendo n la velocidad del rotor y ns la velocidad de sincronismo, E o sea la tensión de entrada en el troceador viene dada por:

$$E = Eo.(1 - n/ns) \qquad (1.26)$$

Durante el intervalo $0<t<t1$, el tiristor 2 es disparado para cargar al condensador C al voltaje de entrada E, para luego bloquearse

por autoconmutación; en el siguiente intervalo $t1<t<t3$, T1 y T3 se encienden, con T2 bloqueado, salida rectificada del rotor E aparece en la inductancia Lr, y la corriente del rotor que circula por este tiristor aumenta linealmente, siguiendo la ecuación:

$$E = L.di/dt \qquad (1.27)$$

Asumiendo E constante, la corriente alcanza un valor de:

$$I= E.(t3-t1)/Lr \qquad (1.28)$$

Mientras tanto, durante el intervalo $t1<t<t2$, el tiristor 3 ha hecho invertir por efecto resonante el voltaje en el condensador C, bloqueándose en el instante t2 por autoconmutación, su período de conducción es entonces un semiperíodo de resonancia:

$$t2 - t1 = \pi.(L1.C1)^{1/2} \qquad (1.29)$$

En el instante t3, el condensador mantiene su

voltaje constante a -V, listo para bloquear al tiristor T1 al dispararse nuevamente T2.

Durante el intervalo $t3<t<t4$, T2 conduce y el condensador C logra bloquear a T1, la corriente rectificada del rotor se transfiere de T1 a T2, y parte de la energía eléctrica entregada por el rotor y de la energía magnética $\frac{1}{2}Lr.I^2$ se disipa en R, mientras que la energía restante se utiliza para invertir por resonancia la tensión del condensador de conmutación C.

Finalmente, durante el intervalo $t4<t<t5$, después de bloquearse T2, la tensión del condensador permanece constante hasta que se disparan nuevamente T1 y T3 en el instante t5. La corriente del rotor es nula, pues tanto T1 y T2 están bloqueados, estando todo preparado para el siguiente período.

Debe observarse que a diferencia de los otros ejemplos expuestos anteriormente, la importancia del troceador radica en el control sobre la corriente total que entrega la fuente, en comparación con la corriente neta en la carga que para el presente caso es la

resistencia disipadora, por ello el énfasis sobre los tiristores T1 y T2 que son los que controlan tal corriente, y que dan el nombre de troceador de autoconmutación forzada.

CAPITULO II

ANALISIS DEL MOTOR DE INDUCCION DE ROTOR DEVANADO

2.1 GENERALIDADES.

Este motor de inducción consiste esencialmente de un estator y un rotor, el estator recibe la energía del circuito de alimentación, mientras que el rotor recibe su voltaje y corriente por efecto puramente inductivo.

El voltaje de línea aplicado a los devanados del estator obliga al paso de corriente en sus arrollamientos, produciendo un flujo giratorio, debiéndose aclarar ciertos principios para explicar mejor su funcionamiento:

1. Un flujo giratorio que rota a velocidad angular w, inducirá voltajes en un devanado polifásico.
2. Al circular corrientes como resultado de los voltajes generados, estos producirán un flujo que también rota a velocidad w pero retrasado con respecto al flujo que induce. El retraso angular es

$90°+\alpha$, donde α es el ángulo en el cual la corriente está retrasada con respecto al voltaje.

3. La aplicación de voltajes trifásicos a un devanado 3ø ocasiona un flujo rotatorio a una velocidad angular $4\pi f/P$ [SI] o $120f/P$ [US] como velocidad.

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL GUAYAQUIL
BIBLIOTECA

Es obvio que para inducir un voltaje, un movimiento relativo entre los flujos de estator y rotor deba ser considerado, pues si el rotor girase a la misma velocidad de flujo del estator, no se induciría voltaje alguno, ni se crearía flujo en el rotor, sin desarrollarse torque alguno, pero, sea cual sea la velocidad del rotor inferior a la del flujo, se inducen voltajes, circulan corrientes, creándose flujos en el rotor y su torque respectivo.

El rotor libre acelerará hasta una velocidad a la cual el torque electromagnético resultante se halle balanceado por los debidos contratorques que actúan sobre el rotor, y continuará girando siempre y cuando no se efectúen cambios adicionales al sistema; tal efecto es lo que se denomina "inducción", comparable en muchas formas con la transferencia de potencia desde el primario hacia el secundario de un transformador.

Existen varios tipos de motores de inducción, pero el

motor de inducción de rotor devanado o bobinado es aquel en el cual se introducen conductores aislados para formar un devanado polifásico, con los extremos de cada fase conectados a anillos de deslizamiento. El rotor debe bobinarse para el mismo número de polos del estator, el número de vueltas del rotor, rara vez es igual al número de vueltas del estator.

2.2 CARACTERISTICAS ESTATICAS.

2.2.1 EL DESLIZAMIENTO.

La velocidad síncrona de un motor de inducción Ss, es la velocidad del flujo giratorio 120f/P, donde f es la frecuencia del voltaje aplicado. La velocidad del rotor, denominada Sr, llega a ser máxima aproximadamente al 0.9Ss. La frecuencia del voltaje inducido en el rotor está determinada no por Ss, o por Sr, sino por su diferencia Ss-Sr, ya que es la velocidad del flujo con respecto a los devanados del rotor. Por tanto, la frecuencia del rotor f, es igual a P(Ss-Sr)/120, y por relaciones:

$$\frac{fr}{f} = \frac{P(Ss-Sr)/120}{PSs/120} = \frac{Ss-Sr}{S_S} = s \qquad (2.1)$$

Ss - Sr se denomina la velocidad de deslizamiento y s es el deslizamiento. El motor podría ser analizado en base a la velocidad de deslizamiento, pero es más conveniente trabajar con el deslizamiento, así:

$$fr = s.f \qquad (2.2)$$

$$Sr = (1 - s).Ss \qquad (2.3)$$

El deslizamiento da la velocidad relativa entre el flujo giratorio y el rotor como una fracción de la velocidad síncrona, Ss. En reposo, s=1 y Sr=0; a la velocidad síncrona, la velocidad relativa entre el flujo giratorio y el rotor es igual a cero y no se induce fem en el rotor. Por tanto, no existe corriente en el rotor y no se ejerce fuerza tangencial alguna en el rotor a la velocidad síncrona. Un motor de inducción no está capacitado para alcanzar la velocidad síncrona, siempre girará con un deslizamiento suficiente que bastará para inducir la corriente necesaria para producir la fuerza tangencial y el par motor requerido por la carga. El deslizamiento es la

base variable del motor de inducción.

2.2.2 EL CIRCUITO EQUIVALENTE.

Una vez establecido que al girar el flujo, se ejercen fuerzas tangenciales sobre los conductores que llevan la corriente, la fem inducida en el rotor a la velocidad Sr es:

$$E'rs = \frac{Ss-Sr}{Ss} E'r \qquad (2.4)$$

Siendo el deslizamiento $s = \frac{Ss-Sr}{Ss}$; entonces,

$$E'rs = s.E'r \qquad (2.5)$$

Siendo E´r el voltaje inducido en el rotor referido al estator cuando está bloqueado, proporcional al voltaje primario en el estator por medio de la relación de vueltas de ambos devanados.

Se pueden hacer mallas de Kirchoff en el devanado del rotor, introduciendo el deslizamiento para obtener:

$$s\dot{E}'_r - j\dot{I}_r s x'_r = \dot{I}'_r . r'_r \qquad (2.6)$$

Donde x'_r es la reactancia de dispersión del rotor referida al primario o estator y r'_r es la resistencia de los devanados del rotor con respecto al primario o estator.

Dividiendo la última ecuación para el deslizamiento s, la ecuación de mallas de Kirchoff viene a ser:

$$\dot{E}'_r = (r'_r /s + jx'_r)\dot{I}'_r = \dot{E}_s \qquad (2.7)$$

Dado que en el primario también se cumple que:

$$\dot{V}1 = - \dot{E}_s + \dot{I}_s . (r_s + jx_s) \qquad (2.8)$$

Se puede hacer una comparación con un transformador representativo conectado en Y en un banco trifásico, como se muestra en la figura 2.1. Sin embargo, cuando se traslada el esquema del transformador a una representación fasorial de un motor de inducción, el estator es estático igual al primario pero el rotor no

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL 1.958 GUAYAQUIL
BIBLIOTECA

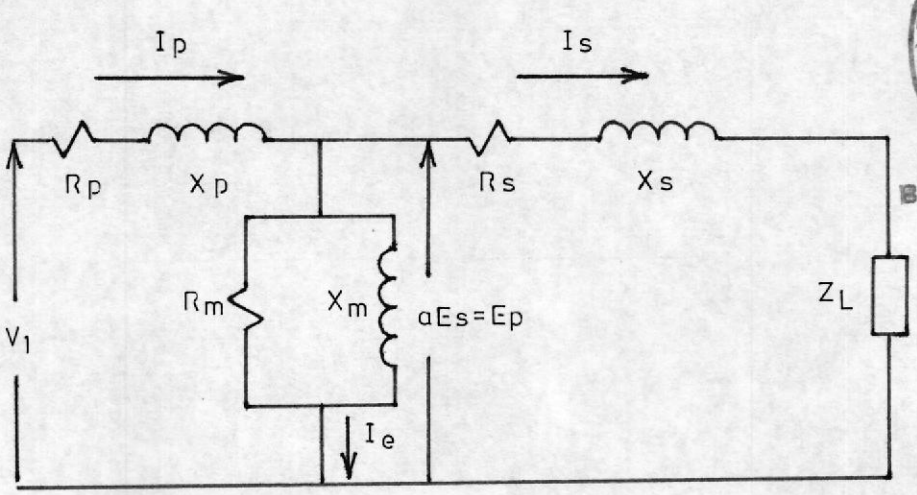


Fig. 2.1 Analogía Transformador - motor.

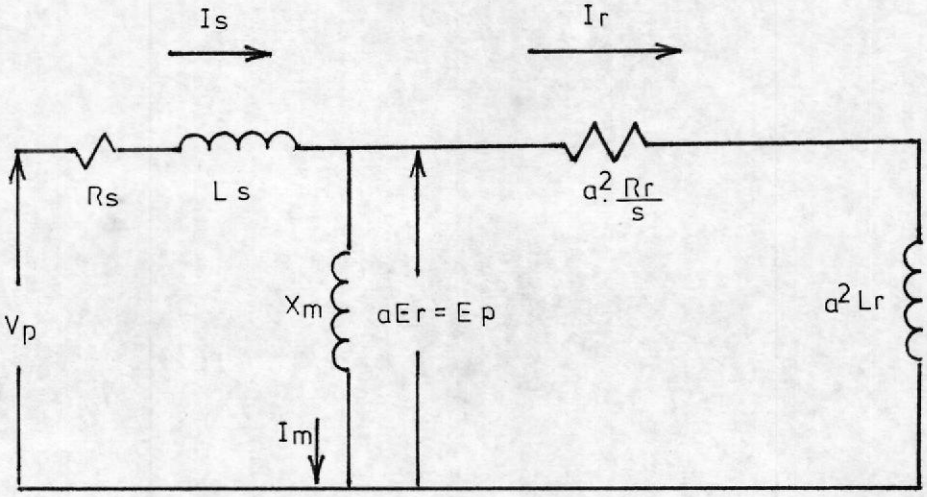


Fig. 2.2 Circuito Equivalente del motor.

lo es como en el secundario de un transformador, por ello interviene el deslizamiento s.

En la figura 2.2 se cumple como ya se mencionó la ley de Ohm, y la ecuación de mallas de Kirchoff, donde Xm es la reactancia del flujo principal. Finalmente Rr/s puede ser entendida como:

$$Rr/s = Rr + Rr.(1 - s)/s \qquad (2.9)$$

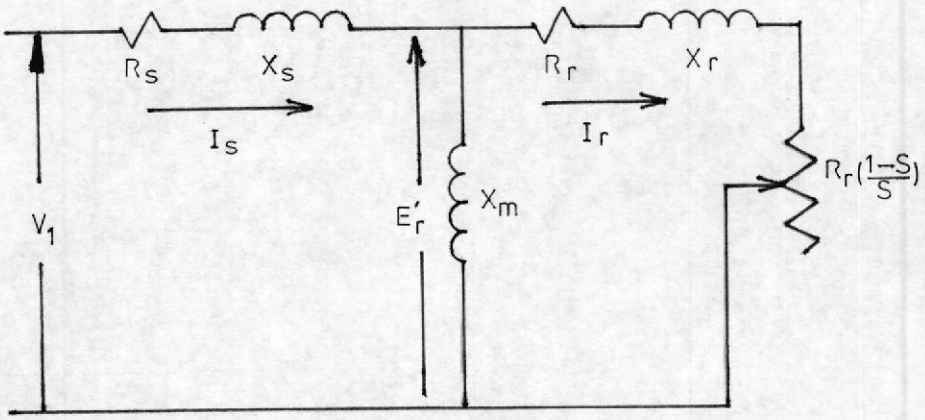


Fig. 2.3 Esquema del motor de Inducción de Rotor Devanado.

Como se observa en la figura 2.3, Rr/s se halla representada por dos resistencias, donde Rr representa la resistencia por fase real efectiva del rotor, mientras que Rr.(1 - s)/s, representa una resistencia equivalente y ficticia de carga que varía en proporción directa al deslizamiento y con la carga bajo condiciones de funcionamiento, así en la figura 2.4, el circuito equivalente del rotor viene representado verdaderamente en condiciones de funcionamiento, en función de la tensión inducida a rotor bloqueado y los componentes de R fija y variable del rotor.

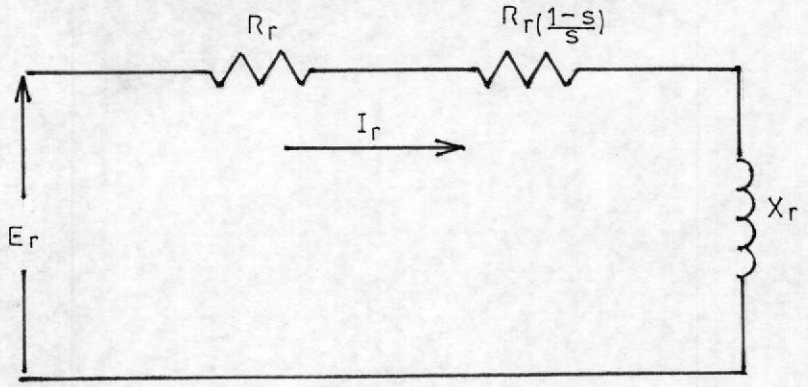


Fig. 2.4 Circuito Equivalente del Rotor.

2.2.3 POTENCIA Y TORQUE DESARROLLADOS.

Del circuito equivalente se deduce que la potencia real total en el rotor es:

$$P = 3.\ I_r^2.r_r/s \quad (3\ \text{fases}) \qquad (2.10)$$

A través de la resistencia real del rotor se disipa la potencia de pérdidas en el cobre.

Pérdidas en el cobre del rotor: $3I_r^2r_r$

Mientras que la resistencia variable, considera el término de la potencia desarrollada en el rotor a fin de producir el par, así:

$$P\ \text{total} = P\ \text{desarrollada} + P\ \text{pérdidas} \qquad (2.11)$$

$$P\ \text{des} = 3I_r^2r_r/s - 3I_r^2r_r \qquad (2.12)$$

$$P\ \text{des} = 3I_r^2.Rr.(1 - s)/s \qquad (2.13)$$

$$P\ desarrollada = (1 - s).\ P\ total \tag{2.14}$$

Recordando que el torque interno electromagnético T correspondiente a la potencia interna puede ser obtenida de su relación de potencia igual a Torque por la velocidad angular:

$$T = 7.04\ Pd/Sr \tag{2.15}$$

$$T = \frac{7.04\ (1 - s)\ Ptotal}{(1 - s)Ss} = \frac{7.04\ Ptotal}{Ss} \tag{2.16}$$

$$T = 7.04\ \frac{3\ Ir^2 Rr}{s.Ss} = 21.12\ Ir^2\ \frac{Rr}{s.Ss} \tag{2.17}$$

Se puede observar como el torque es directamente proporcional al cuadrado de la corriente del rotor.

En este punto, se puede hacer uso del equivalente de Thevenin para relacionar el deslizamiento con estas cantidades, la figura 2.5 nos muestra el circuito equivalente de

Thevenin para devanado del rotor.

$$Eth = \frac{V.Zm}{Zs + Zm} \qquad (2.18)$$

$$\frac{Zs.Zm}{Zs + Zm} = Zth = Rth + jXth \qquad (2/19)$$

Esto quiere decir que la impedancia de Thevenin es igual al paralelo de la impedancia del estator con la impedancia magnética de flujo; así del circuito equivalente de Thevenin:

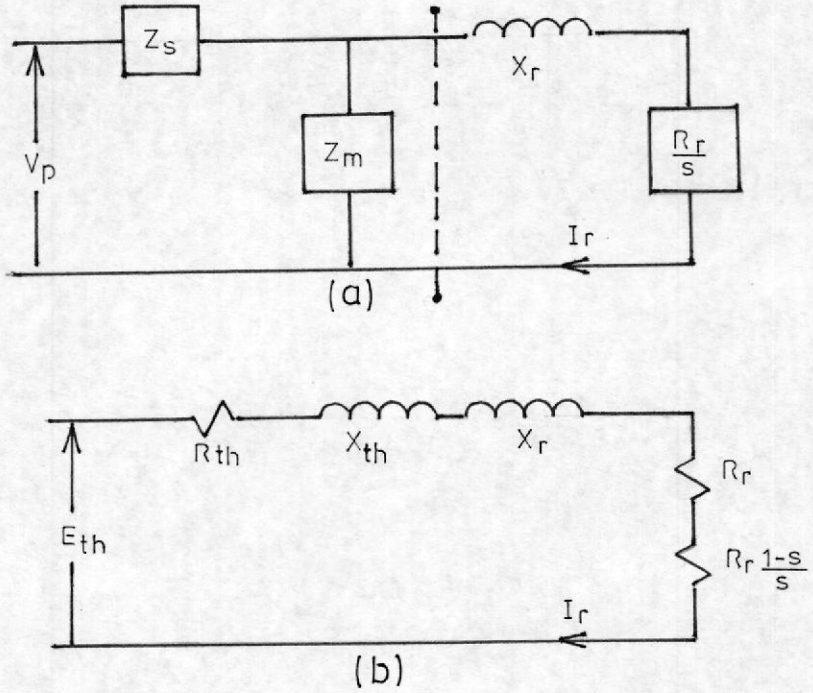


Fig. 2.5 Circuito del Rotor en Thevenin.

$$|Ir| = \frac{Eth}{\sqrt{[(Rth + Rr/s)^2 + (Xth + Xr)^2]}} \qquad (2.20)$$

La potencia total en función de los parámetros de Thevenin está dada por:

$$P\ total = \frac{3Ir^2Rr}{s} = \frac{3Eth^2.Rr/s}{(Rth+Rr/s)^2+(Xth+Xr)^2} \qquad (2.21)$$

Se puede hallar el deslizamiento para torque máximo y para la máxima potencia desarrollada, del teorema de máxima transferencia de potencia, que indica que T máximo sucede a P total máxima, así:

$$Rr/s(mt) = [Rth^2 + (Xth+Xr)^2]^{1/2} \qquad (2.22)$$

Donde s(mt) es el deslizamiento para el máximo torque igual a:

$$s(mt) = Rr/[Rth^2+(Xth+Xr)^2]^{1/2} \qquad (2.22)$$

Hay que tener en cuenta que la potencia

desarrollada no se presenta para el deslizamiento del máximo torque y tiene un valor máximo cuando sucede el equivalente resistivo igual a la Zth más Rr+jXr, así:

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
BIBLIOTECA

$$Rr.\frac{1-s(mp)}{s(mp)} = [(Rth+Rr)^2 + (Xth+Xr)^2]^{1/2} \qquad (2.23)$$

De donde:

$$s(mp) = \frac{Rr}{Rr+[(Rth+Rr)^2+(Xth+Xr)^2]^{1/2}} \qquad (2.24)$$

Siendo s(mp) el deslizamiento para la potencia máxima.

2.3 CARACTERISTICAS DINAMICAS.

Como se menciona en los antecedentes, el control de velocidad para este tipo de motor puede realizarse simulando la adición de una resistencia variable entre los devanados del rotor, se pueden considerar las tres fases del rotor como balanceadas, y la inserción en cada una de las fases de una resistencia

que variará simultáneamente y por igual en cada fase para mantener balanceado el sistema.

2.3.1 CARACTERISTICAS DEL TORQUE CON LA ADICION DE RESISTENCIA AL ROTOR.

De la ecuación 2.22, para el deslizamiento del máximo torque, se puede hallar que la potencia total en el rotor en esta condición es:

$$P\ total = \frac{3Eth^2\ [Rth^2 + (Xth+Xr)^2]^{1/2}}{\{Rth+\sqrt{[Rth^2+(Xth+Xr)^2]}\}^2+(Xth+Xr)^2} \qquad (2.25)$$

$$P\ total = \frac{3Eth^2}{2.\{Rth+\sqrt{[Rth^2+(Xth+Xr)^2]}\}} \qquad (2.26)$$

De esta ecuación y de la ecuación del s(mt) se desprende que con todos los parámetros constantes con excepción de Rr, se puede variar el s(mt), pero no la magnitud del máximo torque.

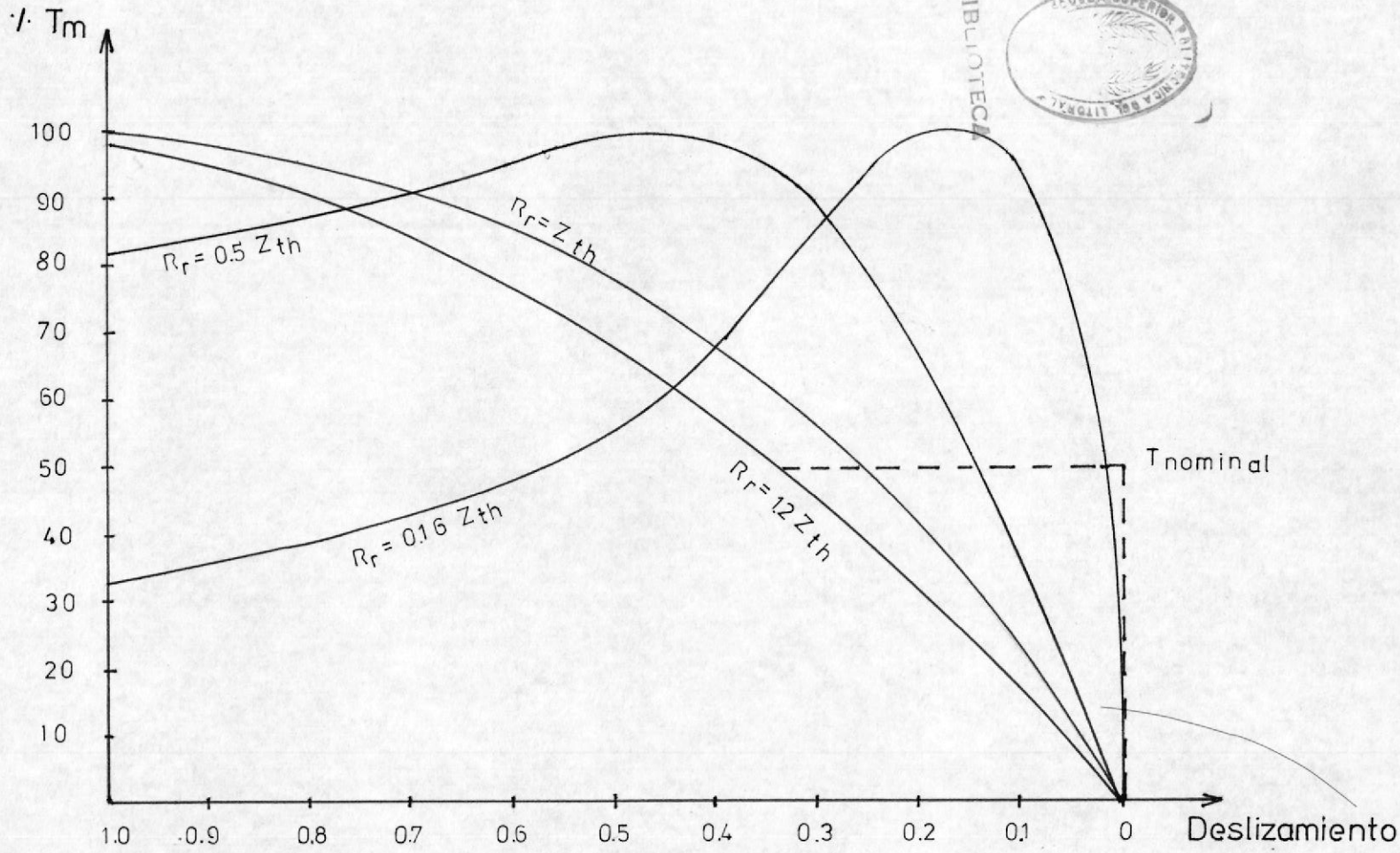


Fig. 2.6 Característica Torque-velocidad con Rr variable.

En la figura 2.6 se muestran las características torque-deslizamiento del motor variando la resistencia R del rotor para varios valores comparados con $[Rth^2+(Xth+Xr)^2]^{1/2}$.

Se puede observar como el torque de arranque es máximo cuando $Rr = [Rth^2+(Xth+Xr)^2]^{1/2}$. A medida que la relación $Rr/[Rth^2+(Xth+Xr)]^{1/2}$ aumenta o decrece, desde 1, el torque de arranque se degrada.

2.3.2 CARACTERISTICAS DE ARRANQUE AL AÑADIR Rr.

Al arranque, el deslizamiento es la unidad o 100%, por estar el rotor en reposo.

$$T\ arr = \frac{7.04Ptot(arr)}{Ss} = \frac{7.04\ \ 3Iarr^2Rr}{s.Ss} \qquad (2.27)$$

Donde s = 1.

Del circuito equivalente, la corriente de arranque para s = 1 es:

$$Iarr = \frac{Vp}{Zs + \dfrac{Zm.Zr}{Zm+Zr}} \qquad (2.28)$$

$$\text{En magnitud: } Iarr = \frac{Eth}{(Rth+Rr)^2 + (Xth+Xr)^2} \tag{2.29}$$

Por lo tanto,

$$Tarr = \frac{7.04\ [3Eth^2 Rr]}{Ss.[(Rth+Rr)^2+(Xth+Xr)^2]} \tag{2.30}$$

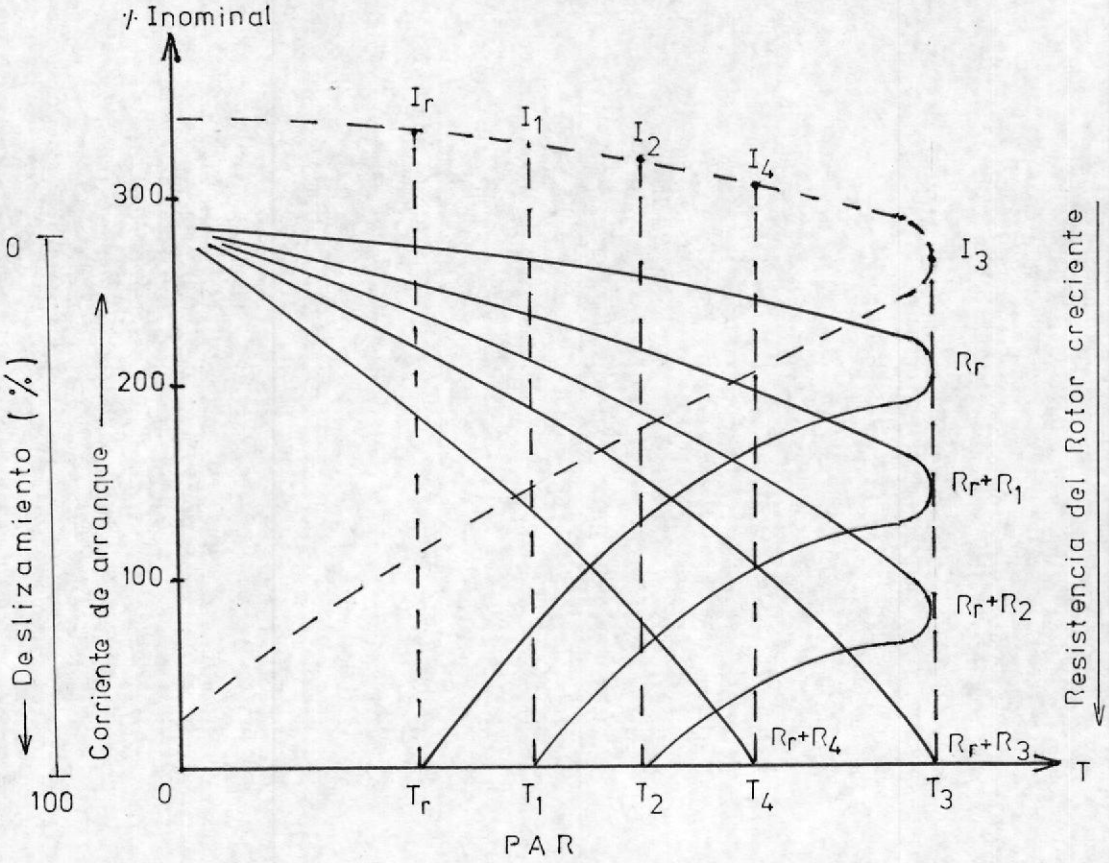


Fig. 2.7 Corriente de arranque vs. el par

La figura 2.7 corresponde a diferentes corrientes de arranque para distintos valores de resistencias rotóricas. Nuevamente se observa como al aumentar la resistencia del rotor, aumenta el par de arranque, hasta el punto en el que se alcanza el par máximo en reposo.

2.3.3 CARACTERISTICAS DE LA POTENCIA NOMINAL.

Debido a que la potencia es siempre proporcional al producto de la velocidad por el torque, asumiendo un torque nominal constante, se observa claramente como la potencia nominal disminuye al aumentar Rr, porque incide en una disminución de velocidad.

La potencia de entrada al rotor que hasta el momento se ha definido como P total en el rotor, es siempre menor a la potencia de entrada al motor, debido a la siguiente ecuación:

$$P_{ent} - P_{estator} = P_{ER} = P_{pérdidas} + P_d \qquad (2.31)$$

La PER o potencia de entrada al rotor es la

suma de las potencias de pérdidas y la potencia desarrollada que vienen dadas por:

BIBLIOTECA

$$PER = P_{pérdidas} + P_d = P_r + (P_{sal} + P_{fan+ais}) \quad (2.32)$$

Donde Pfan es la pérdida de potencia por fricción en los cojinetes y por ventilación, mientras que Pais es la pérdida en el hierro debido al flujo principal.

Es muy importante hacer recalcar el hecho de que la eficiencia disminuye al aumentar Rr, la potencia de salida que por la última ecuación se observa que es una parte de la potencia desarrollada (1 - s)PER; siendo PER siempre menor a la potencia de entrada al estator, la eficiencia debe ser inferior a (1-s), así a una reducción de velocidad del 50%, por medio de resistencias en el rotor, se da simultáneamente con una eficiencia de menos del 50%.

2.4 ANALISIS DEL CONTROL DE VELOCIDAD.

Como se ha mencionado anteriormente, la velocidad de

una máquina de rotor devanado puede ser controlada por la variación mecánica de la resistencia del circuito del rotor, siendo un método ineficiente porque la energía del deslizamiento es desperdiciada en esta resistencia. Sin embargo, entre las ventajas están un elevado torque de arranque a una baja corriente de arranque, además del amplio rango de control de velocidad.

En vez de variar mecánicamente la resistencia, como se ha analizado en las secciones anteriores, la resistencia equivalente del rotor puede ser variada estáticamente mediante un puente rectificador de diodos y un troceador, cuyo sencillo modelo teórico, correspondiente a la figura 2.8, puede usarse para explicar cómo varía la resistencia equivalente del rotor con respecto al ciclo de trabajo del troceador o el comportamiento del torque similar al explicado anteriormente. El estator de la máquina se conecta directamente a la fuente de poder de la línea, pero en el circuito del rotor, el voltaje de los anillos de deslizamiento es rectificado a un voltaje DC por el puente rectificador. El voltaje DC es convertido en una fuente de corriente, conectando un inductor en serie Ld para ser entonces conectado a un troceador con una resistencia externa shunt R. El troceador periódicamente conecta y desconecta la resistencia R.

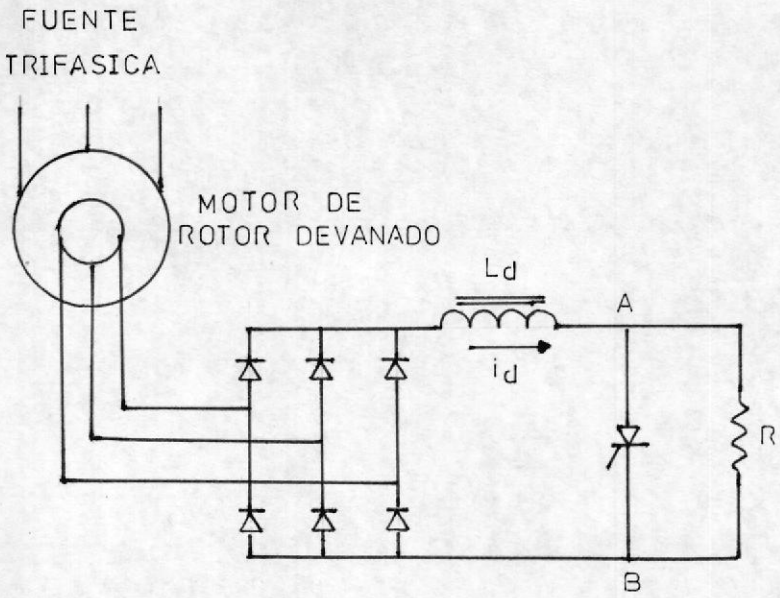


Fig.28 Troceador Básico para motor de rotor devanado.

Cuando el troceador está apagado, la resistencia es conectada en el circuito y la corriente Id del inductor circula a través de él. Mientras que cuando el troceador está funcionando, la resistencia es cortocircuitada y la corriente toma otro camino. El troceador opera bajo un ciclo de trabajo δ = ton/T, donde ton es el tiempo de encendido y T el período de tiempo.

2.4.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DC ACOPLADO AL TROCEADOR.

La figura 2.9 nos muestra el circuito equivalente, donde la máquina ha sido representada por su equivalente por fase con respecto al rotor y con el troceador acoplado. Por motivos de simplicidad, la rama magnetizante se asume conectada a la entrada,

donde el voltaje SVs´ está conectado a los terminales equivalentes del estator.

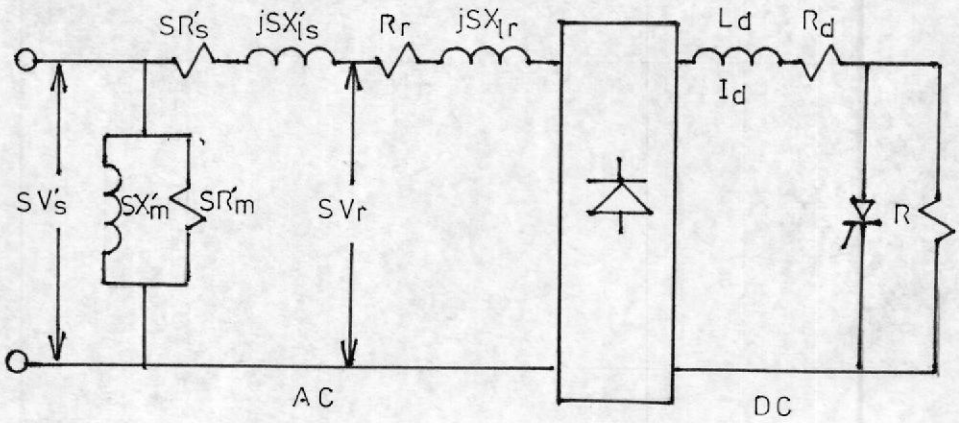


Fig. 29 Circuito equivalente respecto al rotor.

La corriente del rotor de la máquina pasa a través de un puente rectificador de 6 diodos, asumiendo la corriente Id perfectamente filtrada, esta corriente consistente de sus componentes fundamental y de distorsión es reflejada al estator y la componente fundamental permanece en fase con el voltaje inducido del rotor. Las corrientes rms fundamental y total vienen dadas por:

$$Irf = \frac{\sqrt{6}}{\pi} Id \quad \text{(corriente rms fundamental)} \tag{2.33}$$

$$Ir = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} Id \quad \text{(corriente rms total)} \tag{2.34}$$

Se puede trasladar las resistencias del lado AC al lado DC mediante el balance en la expresión de potencia perdida, así:

$$3Ir^2(sRs' + Rr) = Id^2Re \tag{2.35}$$

Substituyendo en la ecuación 2.35,

$$Re = 2sRs' + 2Rr \tag{2.36}$$

La presencia de las inductancias sXs´ y sXr causan un retardo en la conmutación del rectificador y como resultado la salida del voltaje DC decae con la corriente. El efecto de distorsión ha sido ignorado en la onda de corriente del rotor y así la expresión para la caida del voltaje de conmutación Vx´ viene dada por:

$$Vx' = \frac{3.s}{\pi} (Xs' + Xr)Id = Re'Id \tag{2.37}$$

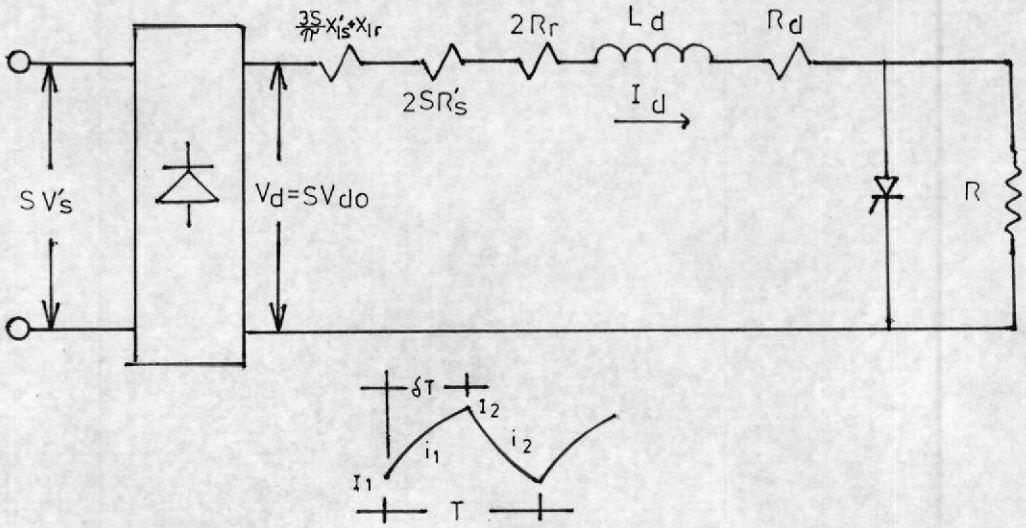


Fig. 2.10 Circuito equivalente DC final acoplado al Troceador básico.

Donde Re´ es la resistencia equivalente reflejada al circuito DC, el circuito de la figura 2.10 nos muestra el circuito DC equivalente final, donde:

$$Vd = 1.35(\sqrt{3}.sVs') = sVdo \qquad (2.38)$$

2.4.2 RESISTENCIA EQUIVALENTE EN FUNCION DEL CICLO DE TRABAJO.

Para comprender mejor el comportamiento de la resistencia equivalente del rotor en función del ciclo de operación del troceador, se hace un análisis de la corriente por el rotor,

considerando la impedancia interna del rotor y la reflejada del estator, valores nada despreciables con respecto a la resistencia externa shunt R y a la inductancia Ld.

BIBLIOTECA

Considerando la operación bajo estado estable del sistema, cuando el troceador funciona bajo un ciclo de trabajo δ y un período de tiempo T, durante el tiempo en que el troceador está encendido, la corriente en la inductancia se incrementa exponencialmente, dada por la ecuación:

$$Ld.\frac{di1}{dt} + R1.I1 = Vd \quad \text{para } 0<t<\delta T \tag{2.39}$$

Donde $R1 = (3s/\pi)(Xs'+Xr) + 2sRs' + 2Rr + Rd$. Durante el tiempo que el troceador está apagado, la corriente i2 decae exponencialmente por la resistencia R insertada en el circuito según la relación:

$$Ld\frac{di2}{dt} + R2I2 = Vd \quad \text{para } \delta t<t<T \tag{2.40}$$

Donde R2 = R1 + R. La variación de i1 durante

el intervalo δT debe ser igual a la de i2 durante $(1-\delta)T$ por lo que ambas ecuaciones pueden ser resueltas:

$$i1 = Id1 + (I1-Id1)e^{-t/T1} \qquad (2.41)$$

$$i2 = Id2 + (I2-Id2)e^{-(t-\delta T)/T2} \qquad (2.42)$$

Siendo Id1=Vd/R1 y Id2=Vd/R2, con sus respectivas constantes de tiempo T1=Ld/R1 y T2=Ld/R2. De las condiciones iniciales de que $i1(\delta T)=i2(\delta T)$ y de que $i1(0)=i2(T)$ se pueden simplificar estas expresiones y así:

$$I1 = \frac{Id1(1-x)y + Id2(1-x)}{1 - xy} \qquad (2.43)$$

$$I2 = \frac{Id1(1-x) + Id2(1-x)y}{1 - xy} \qquad (2.44)$$

Donde $x= e-\delta T/T1$, $y= e-(1-\delta)T/T2$. Asumiendo que el período T es mucho menor a las constantes de tiempo T1 y T2, se pueden simplificar estos valores, así x se aproxima a $[1-\delta T/T1]$ y el valor de y se aproxima a [1-

$(1-\delta T)/T2]$, lo cual significa que I1 e I2 son semejantes a su valor promedio Id, por tanto se puede obtener una expresión de Id o corriente promedio:

$$Id \approx I1 \approx I2 = \frac{Id1.\delta T2 + Id2.(1-\delta)T1}{\delta T2 + (1-\delta)T1} \qquad (2.45)$$

Y por tanto,

$$Id = \frac{Vd}{R1 + (1-\delta)R} \qquad (2.46)$$

Esta última ecuación muestra como la resistencia equivalente reflejada a la entrada del troceador es : $(1-\delta)R$, lo que indica que la corriente Id es una función del deslizamiento y del ciclo de operación del troceador para un valor dado de R. Por tanto a una velocidad constante Id puede ser controlada variando el ciclo δ.

2.4.3 RELACION DEL TORQUE.

Las pérdidas en el cobre del circuito del rotor pueden ser dadas por la siguiente

relación:

$$Pr = Vd.Id - Id^2 \frac{3s}{\pi}(Xs'+Xr) - Irms^2(2sRs') \qquad (2.47)$$

Si el rizado pico a pico de I2-I1 es despreciado, entonces Irms se aproxima al valor de Id y la ecuación anterior puede simplificarse:

$$Pr = s.\{Vdo.Id - [(3/\pi)(Xs'+Xr) + 2Rs']Id^2\} \qquad (2.48)$$

Donde Vd ha sido substituido por sVdo. El torque desarrollado Te a un deslizamiento s puede ser obtenido de la siguiente relación:

$$Te = P/s.w \qquad (2.49)$$

$$Te = (1/w)\{Vdo.Id - [(3/\pi)(Xs'+Xr) + 2Rs'].Id^2\} \qquad (2.50)$$

La ecuación 2.50 muestra la relación entre el torque y la corriente Id, a la vez que la independencia con respecto a la velocidad, ya

que w es la velocidad sincrónica y un valor constante. Obsérvese que si la contribución del segundo término se desprecia por ser muy pequeño, entonces el torque se vuelve proporcional a la corriente.

La fig. 2.11 nos muestra las curvas torque-deslizamiento para diferentes valores de δ que son similares a aquellas con la variación mecánica de la resistencia rotórica, debido al mismo efecto producido por la variación del ciclo δ en el troceador. A δ=1, la resistencia del rotor es cortocircuitada y como su valor decrece, la resistencia equivalente del rotor se incrementa y la curva del torque aparece más plana a medida que δ se aproxima a cero.

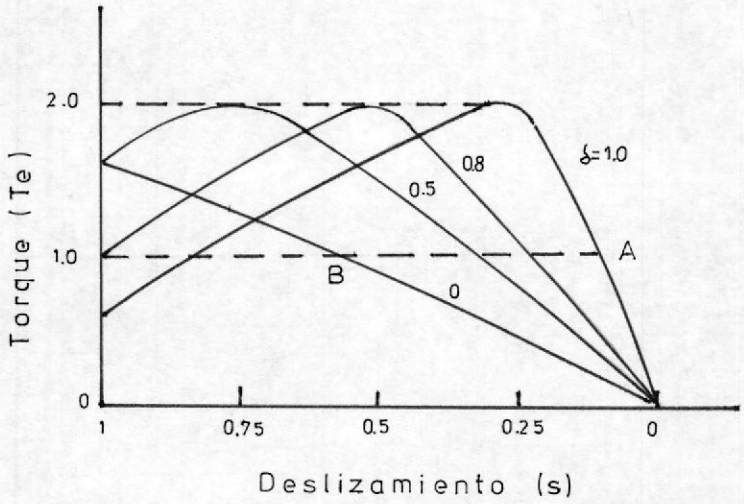


Fig. 2.11 Caracteristica Torque-Deslizamiento para diferentes valores de δ.

Se puede obtener un torque o una corriente Id deseados, dentro de un rango de deslizamiento para la máquina. Así para Te = 1.0 pu, el mínimo y máximo deslizamiento corresponden a los puntos A y B respectivamente. En el rango de deslizamiento entre A y B, a medida que el voltaje por el deslizamiento se incrementa, la resistencia equivalente del troceador, $(1-\delta)R$, es controlada a fin de mantener Id constante.

El troceador debe ser diseñado para manejar la corriente Id y sus valores de voltajes dependiendo del rango deseado de velocidad. Esto es asumiendo que la máquina no arranca con el control del troceador para evitar que el troceador y el rectificador no soporten el voltaje pleno a un deslizamiento unitario. Este método no ha sido muy popular por su pobre eficiencia como ya se ha indicado anteriormente, sin embargo, su simpleza y bajo costo tanto del convertidor como del control hacen atractivo este método, por lo general ha sido usado en aplicaciones de control de velocidad donde no se requiere una mayor eficiencia.

El troceador desarrollado, difiere del modelo

teórico debido al manejo del tiristor principal, pues normalmente con un voltaje positivo entre ánodo y cátodo, se necesitan de medios exteriores para su conmutación. En el capítulo I se presentó el troceador desarrollado, mientras que en el siguiente capítulo se explica con mayor detalle la descripción de su funcionamiento.

BIBLIOTECA

CAPITULO III

DISEÑO DEL TROCEADOR DE AUTOCONMUTACION FORZADA

3.1 DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO.

El troceador de la figura 3.1, tiene su alimentación proveniente de la tensión de salida del rotor que se rectifica por medio de un puente trifásico de diodos, de tal forma que el voltaje rectificado viene dado por:

$$Eo = 1.53.V_{L-L} \quad (rotor) \qquad (3.1)$$

Debido a que el Voltaje de línea a línea del rotor varía con el deslizamiento, esta entrada de tensión continua no es fija, pues depende del deslizamiento de la máquina, así cuando el motor gira a una velocidad n, siendo ns la velocidad sincrónica fija del rotor, con el motor parado (condición llamada de rotor bloqueado), el voltaje de alimentación se convierte en:

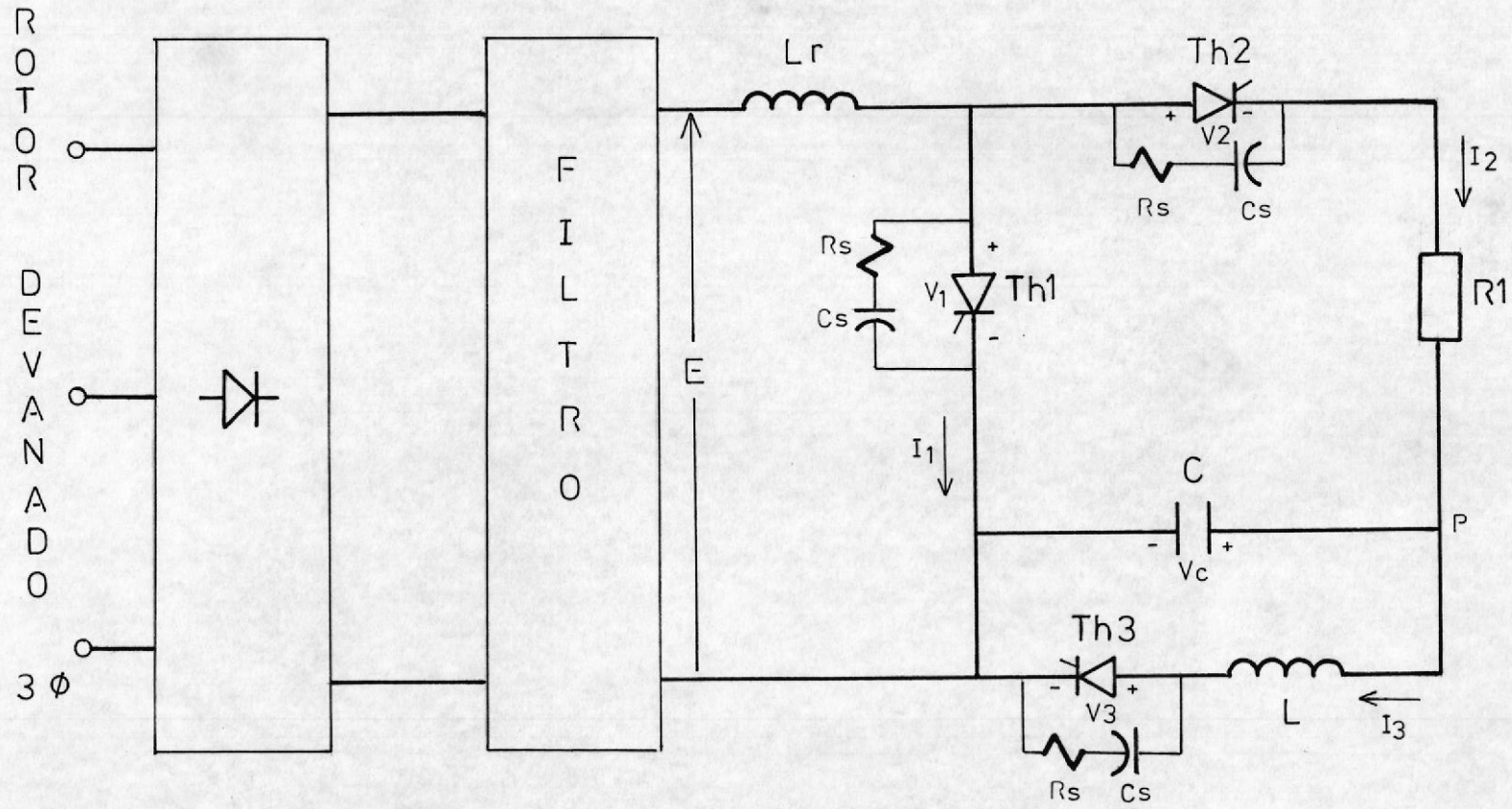
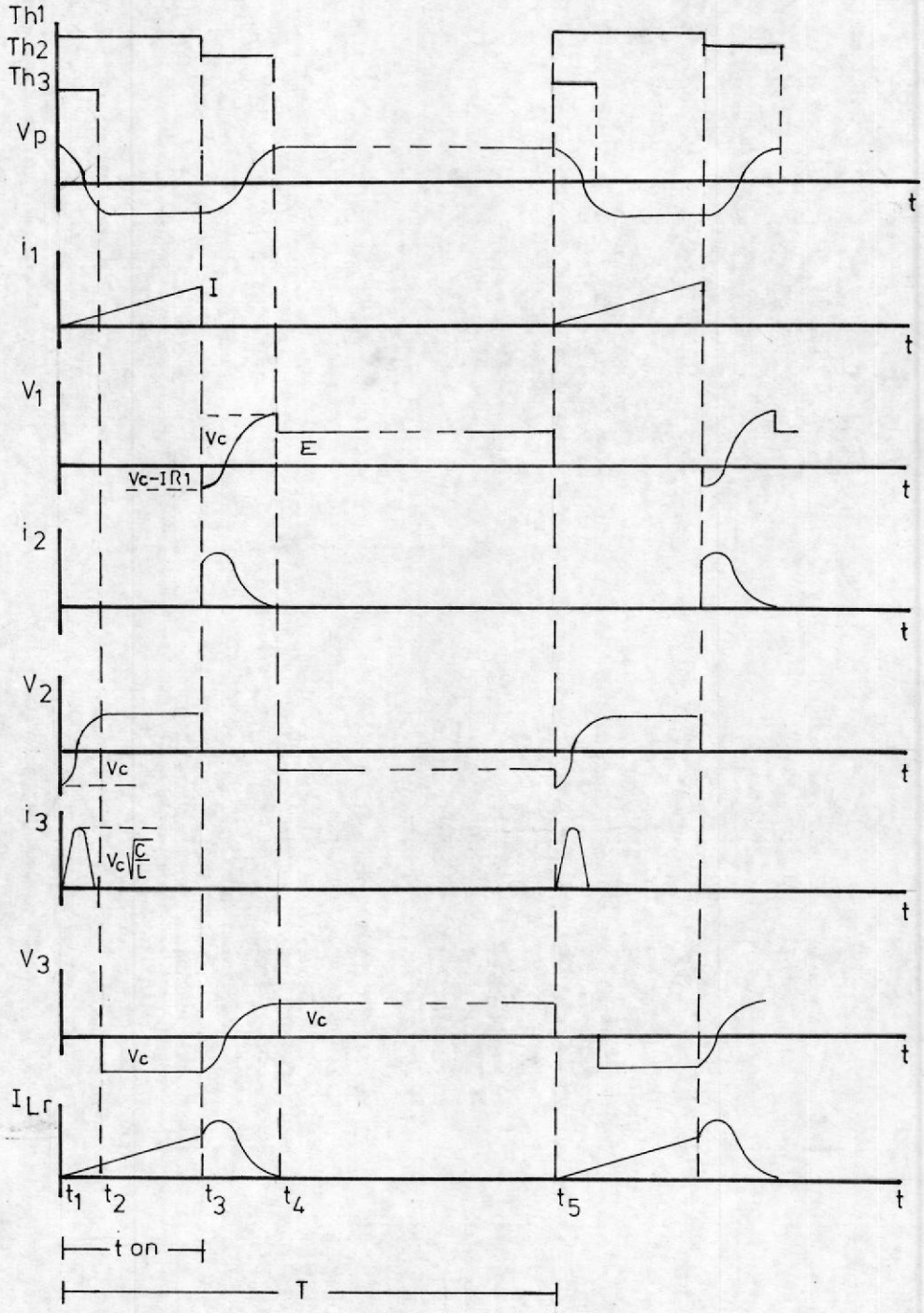


Fig. 3.1 Troceador de Autoconmutación Forzada para Rotor Devanado.



BIBLIOTECA

Fig. 3.2 Formas de onda del Troceador de Autoconmutación forzada para rotor devanado.

$$E = Eo.(1 - \frac{n}{ns}) = Eo.(\frac{ns - n}{ns}) \qquad (3.2)$$

En función del deslizamiento s, tenemos que:

$$E = s.Eo \qquad (3.3)$$

Las formas de onda de la figura 3.2 , ayudan a describir su funcionamiento, Th1 es el tiristor principal, Th2 deriva la corriente almacenada en la inductancia hacia la resistencia para que se pueda disipar esta energía almacenada y Th3 ayuda a conmutar al tiristor principal, de acuerdo al siguiente procedimiento.

Para el intervalo $t1<t<t3$, se dispara Th1, la salida rectificada del rotor E hace circular corriente sólo a través de la inductancia Lr, así partiendo desde un valor inicial de cero, la corriente en el rotor que circula por el tiristor 1 crece linealmente de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$E = Lr.\frac{di}{dt} \qquad (3.4)$$

Para el estado estable, E se mantiene constante y

así la forma de onda de la corriente viene dada por:

$$i1 = (E/Lr).t \qquad (3.5)$$

Al instante t3, la corriente alcanza un valor de:

$$i1 = I = (E/Lr).(t3 - t1) \qquad (3.6)$$

El tiristor Th3, es disparado simultáneamente con el tiristor Th1, por lo que la tensión en el condensador C1 se invierte por resonancia, la figura 3.3 muestra el circuito equivalente:

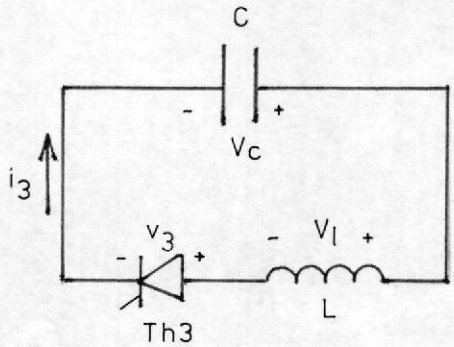


Fig.3.3 Circuito resonante para Th3.

$$Vc = Vl \qquad (3.7)$$

$$Vc = L.\frac{di}{dt} \qquad (3.8)$$

$$Vc = L.\frac{d}{dt}(C.\frac{dVc}{dt}) = LC.\frac{d^2Vc}{dt^2} \qquad (3.9)$$

La solución a esta ecuación diferencial de segundo orden es:

$$Vc = Vo.\cos(wt) \qquad (3.10)$$

Donde Vo es el voltaje inicial del capacitor a t=t1 y w es la frecuencia angular que puede ser hallada de las condiciones iniciales:

$$\frac{d^2Vc}{dt^2} = Vo.w^2\cos(wt) \qquad (3.11)$$

y que,

$$LC.\frac{d^2Vc}{dt^2} = LC.Vo.w^2\cos(wt) = Vo.\cos(wt) \qquad (3.12)$$

entonces,

$$LC = 1/w^2 \qquad (3.13)$$

por lo que,

$$w = 1/(LC)^{1/2} \qquad (3.14)$$

La corriente en L tiene un valor inicial de cero, y por consiguiente:

$$i3 = C.\frac{dVc}{dt} = wCVo.sen(wt) \qquad (3.15)$$

$$i3 = Vo.\frac{C}{\sqrt{(LC)}}.sen(wt) = Vo.(C/L)^{1/2}.sen(wt) \qquad (3.16)$$

En el instante t2, el tiristor 3 se bloquea por autoconmutación debido a la resonancia pues no permite el paso de corriente en sentido inverso, su tiempo de conducción, un semiperíodo de resonancia, (t2 - t1), está dado por los valores de L y C:

$$w = 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{(LC)}} = \frac{2\pi}{T} \qquad (3.17)$$

$$T = 2\pi.(LC)^{1/2} \quad \text{(Periodo de resonancia)} \qquad (3.18)$$

$$t2 - t1 = \pi.(LC)^{1/2} \qquad (3.19)$$

Teóricamente, la magnitud del voltaje del condensador antes y después de su inversión, se mantiene constante, sin embargo, siempre existen pérdidas por conmutación.

Para el intervalo, t3<t<t4, se dispara Th2, el condensador en el instante t3, posee un valor que hace apagar o bloquear a Th1, el cual observa en el instante de su conmutación un voltaje ánodo-cátodo negativo e igual a:

$$V_{th1} = I.R1 - V_c \qquad (3.20)$$

Es evidente que el condensador deberá manejar la suficiente cantidad de corriente para anular la corriente que circulaba en ese instante por Th1.

Al apagarse Th1, la corriente rectificada del rotor se transfiere de Th1 a Th2, parte de la energía eléctrica entregada por el rotor y de la energía magnética $\frac{1}{2}Lr.I^2$ se disipa en R1.

La energía restante se utiliza para invertir por resonancia la tensión del condensador de conmutación C, según el circuito de la figura 3.4.

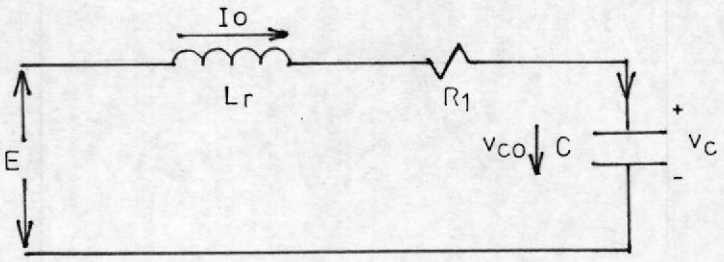


Fig. 34 Circuito de carga del condensador C.

La ecuación que rige este circuito es:

$$V = R.i + Lr.\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int i.dt \qquad (3.21)$$

Derivando y reordenando la ecuación 3.21, la expresión de la corriente será:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{Lr}.\frac{di}{dt} + \frac{1}{LC}.i = 0 \qquad (3.22)$$

Esta última ecuación es semejante a la ecuación normalizada:

$$a.\frac{d^2 x}{dt^2} + b.\frac{dx}{dt} + c.x = f(t) \qquad (3.23)$$

cuya solución generalizada es:

$$X = A1.e^{-s1.t} + A2.e^{-s2.t} + Xf \qquad (3.24)$$

Siendo Xf, la solución en régimen permanente, que para el presente caso es igual a cero, por tanto,

$$i = A1.e^{-s1.t} + A2.e^{-s2.t} \qquad (3.25)$$

Siendo s1 y s2, las soluciones a la ecuación $as^2 + bs + c = 0$, y, para este caso $a = 1$, $b = R/L$ y $c = 1/\sqrt{(Lr.C)}$.

Definiendo: $\epsilon = b/2a = R/2Lr$ y $wo = (c/a)^{1/2} = 1/\sqrt{(Lr.C)}$ se puede demostrar que los valores de s1 y s2 son $-(\epsilon^2 - wo^2)^{1/2}$ y $(\epsilon^2 - wo^2)^{1/2}$ respectivamente, por lo que la expresión 3.25 puede transformarse en:

$$i2 = e^{-\epsilon.t} .[A1.e^{+(\epsilon^2-wo^2)^{1/2}.t} + A2.e^{-(\epsilon^2-wo^2)^{1/2}.t}] \qquad (3.26)$$

Se toma R1, de tal manera que exista por lo menos 1/10 del amortiguamiento crítico:

$$R = \frac{1}{5}.(Lr/C)^{1/2} \qquad (3.27)$$

Por tanto,

$$\epsilon = \frac{R}{2Lr} = \frac{\sqrt{Lr}}{10Lr\sqrt{C}} = \frac{1}{10}.(1/LC)^{1/2} \qquad (3.28)$$

Por tanto, las raices de la ecuación cuadrática son imaginarias y la solución es del tipo:

$$i = e^{-\epsilon t} .[A1.e^{+jwr.t} + A2.e^{-jwr.t}] \qquad (3.29)$$

Donde $wr = (wo^2 - \epsilon^2)^{1/2}$. La ecuación 3.29 puede expresarse en base a la equivalencia de $e^{jwr.t} = \cos(wr.t) + j\,sen(wr.t)$:

$$i2 = e^{-\epsilon.t}.[\ B1.\cos(wr.t) + B2.sen(wr.t)\ ] \qquad (3.30)$$

BIBLIOTECA

Así, a t=0, i=Io y por tanto <u>B1=Io</u>. Mientras que para hallar el valor de B2, se hace uso de la ecuación inicial:

$$V = i.R + Lr.di/dt + Vco \qquad (3.31)$$

Y por tanto, el valor de di/dt:

$$di/dt = [-B1.\epsilon + B2.wr]e^{-\epsilon t}.\cos(wr.t) - [B1.wr + B2.\epsilon]e^{-\epsilon t}.sen(wr.t) \qquad (3.32)$$

Reemplazando las condiciones a t=0, para di/dt:

$$di/dt = B1.(-\epsilon) + B2.wr \qquad (3.33)$$

Reemplazando di/dt en la ecuación 3.31,

$$V = B1.R + Lr.(-\epsilon.B1) + L.B2.wr + Vco \qquad (3.34)$$

$$B2 = \frac{V - Io.(R-\epsilon.Lr) - Vco}{Lr.wr} = \frac{V - Io(R/2) - Vco}{Lr.wr} \tag{3.35}$$

La expresión final de la corriente es:

$$i2 = e^{-\epsilon t}.[Io.\cos(wr.t) + \frac{V-Vco-Io(R/2)}{Lr.wr}.\mathrm{sen}(wr.t)] \tag{3.36}$$

El factor exponencial de la expresión anterior, nos indica la rapidez con que decae a cero la corriente, mientras que el efecto sinusoidal permite la autoconmutación de Th2.

Para el intervalo de tiempo correspondiente a $t4<t<t5$, una vez que el Th2 se ha apagado por autoconmutación, el condensador se mantiene cargado a un nivel constante, y la corriente del rotor es completamente nula, pues tanto Th1 como Th2 se hallan bloqueados.

En el instante t5, se vuelven a disparar Th1 y Th3, para iniciar una secuencia igual en todo el funcionamiento.

La frecuencia de operación del troceador se elige por lo menos de 10 veces la máxima frecuencia del motor, esto es 10.(60Hz)= 600 Hz. Sin embargo, el uso de una frecuencia tan elevada impone pérdidas demasiado considerables en los circuitos de conmutación, dificultando un amplio rango de control de la relación ton1/T o tiempo de funcionamiento del tiristor principal con respecto al período total. Experimentalmente, la más alta frecuencia aceptable se escoge de 400 Hz, lo que corresponde a un período total de 1/400= 2.5 milisegundos; lográndose un control en el tiempo máximo de funcionamiento del tiristor principal o Th1 de hasta el 80% sobre el período total, lo cual corresponde a un ton1(máx) de 2 mseg.

Los valores de los componentes de los circuitos resonantes en el troceador son escogidos a partir de consideraciones tales como la máxima corriente en el tiristor principal y mínimo tiempo de apagado de cada tiristor, tales consideraciones son analizadas en la siguiente sección correspondiente al análisis de cada tiristor. Se eligió Lr de 30 mH aproximadamente, mientras que para C un condensador de 7 μF no polarizado 600 V(AC), y una L resonante de 200 μH, por lo que el semiperíodo de resonancia para el

tiristor 3 corresponde a 120 μseg. En vista de que la resistencia R1 debe tener un valor 10 veces menor al valor del amortiguamiento crítico, por lo que se elige R1 de 0.05Ω capaz de disipar más de 10 Vatios.

3.2 ANALISIS DE LOS TIRISTORES.

3.2.1 CONMUTACION FORZADA DEL TIRISTOR 1.

En el tiristor número uno o principal, el cual se encarga de cortocircuitar el voltaje DC del rectificador pasando a través de la inductancia almacenadora de corriente, se observa que el mayor problema es la forma de conmutación, forzada en este caso y que depende de circuitos externos para provocar que se anule la corriente que en ese instante circula por el tiristor, debiéndose mantener esta corriente nula o incluso negativa, hasta que la concentración de portadores por recombinación sea lo suficientemente pequeña, plara que aunque se aplique una tensión positiva al ánodo, no pueda pasar de nuevo a conducción.

Lo que nos lleva a concluir que la conmutación no es instantánea, sino que tarda un tiempo

toff, lo suficientemente pequeño para no limitar excesivamente la frecuencia de funcionamiento del tiristor, si el ánodo se hiciera de nuevo positivo, antes de un tiempo t=toff, el tiristor entraría de nuevo en conducción, sin necesidad de señal de puerta y por tanto se perdería el control.

En la conmutación forzada de este tiristor, se utiliza un condensador como fuente de tensión para que la intensidad de ánodo se anule; así, el circuito que el tiristor 1 observa mientras conduce se lo puede representar en la figura 3.5.

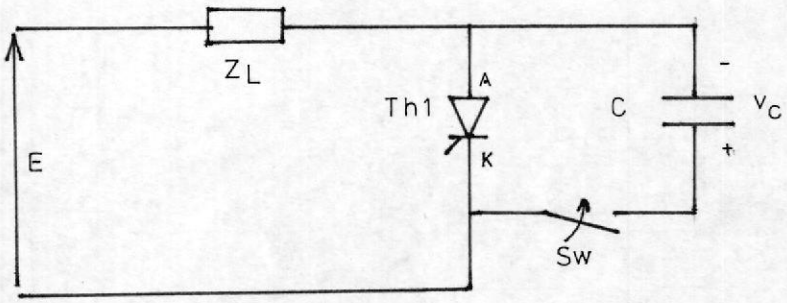


Fig. 3.5 Circuito equivalente para Th1.

El interruptor SW es la representación del tiristor 2, Zl en nuestro caso, la inductancia almacenadora que en el instante de la conmutación es idealmente una resistencia, para dar un valor de Ith1 instantáneo, además se considera Vc como el voltaje al que se ha cargado el condensador, iA es la intensidad de corriente en el ánodo en el instante en que comienza la conmutación y Rt la resistencia equivalente del tiristor en conducción, así durante la conmutación, se puede hacer uso de la figura 3.6.

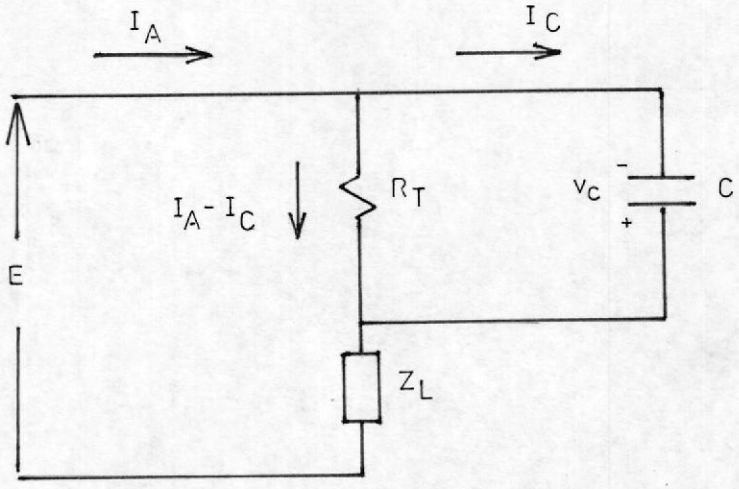


Fig. 3.6 Circuito equivalente de conmutación de Th1.

Durante la conmutación:

$$IA - IC = IA - Vc/Rt.e^{-t/Rt.C} \tag{3.37}$$

Esta intensidad para t=toff ha de ser igual o menor que cero, iA - iC ≤0, por tanto, despejando el valor del condensador:

$$C \geq \frac{-toff}{Rt.\ln(IA.Rt/Vc)} = \frac{toff}{Rt.\ln(Vc/Ia.Rt)} \tag{3.37}$$

Una aproximación a esta fórmula, está dada por:

$$C \geq 1.5 \frac{IA.toff}{Vc} \tag{3.38}$$

El valor del condensador C escogido corresponde a 7 μF. Se observa que en este análisis, no aparece R1 en serie con el condensador, pues su valor es despreciable, de lo contrario intervendría en el valor instantáneo que toma la corriente en el condensador a t=0, que es Vc/Rt; al existir una R1 considerable, este valor disminuiría también considerablemente y no sería capaz de

superar el valor de IA, a la vez que apagar el tiristor; otro efecto sería el de afectar la constante de tiempo Rt.C, y por consiguiente influiría en el tiempo de apagado del tiristor.

Encendido el tiristor, posee un voltaje ánodo cátodo de cero voltios idealmente, pero una vez bloqueado, el tiristor observa la malla de la figura 3.7.

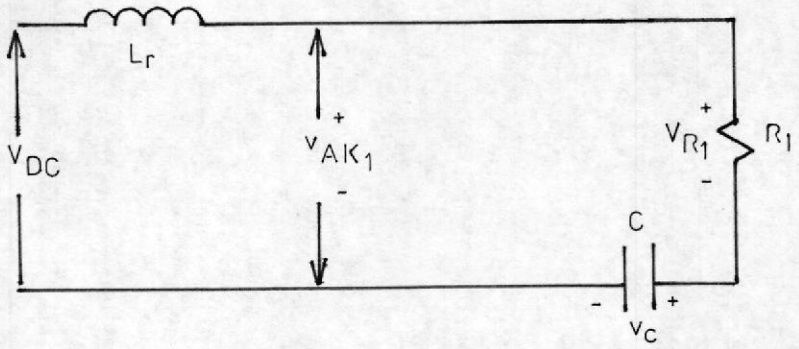


Fig. 3.7 Malla circuital del tiristor Th1.

De aquí,

$$V_{AK} = V_{R1} + Vc \qquad (3.39)$$

$$V_{AK} = i.R + Vc = Vdc - Lr.di/dt \quad (3.40)$$

Donde la forma de onda de la corriente y su derivada han sido desarrolladas previamente en las ecuaciones 3.32 y 3.36.

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
BIBLIOTECA

El mayor pico inverso de voltaje que soportará Th1 es en el peor de los casos el Voltaje del condensador, despreciando la caida de voltaje en R1.

La máxima cantidad de corriente depende de la ecuación I=(V/Lr).t; donde t es el tiempo que el tiristor estuvo conduciendo antes de producirse su conmutación.

Habiendo fijado el máximo control de Th1 en un 80% del período total de operación (2.5 mseg), esto es, 0.8(2.5)= 2 mseg; Imáx en el peor de los casos corresponderá a 130.(2mseg)/Lr, esto es 9 Amperios, por lo que el tiristor escogido corresponde a un 2N3873, de 35 A y 600 Voltios.

El tiempo mínimo de conducción viene dado por un semiperíodo de resonancia del circuito LC dado por el tiristor 3, en el cual se invierte

el voltaje del condensador, para conmutar Th1, este tiempo correspondiente a 120 μseg, se explica posteriormente al hacer el análisis del tiristor 3.

3.2.2 AUTOCONMUTACION DEL TIRISTOR 2.

El tiristor 2 que desvía la corriente por la inductancia a la resistencia de descarga, se autoconmuta mediante un circuito RLC serie, como ya se ha descrito y que se puede observar en la figura 3.8. La intensidad de corriente se definió en la ecuación 3.30, al igual que los valores de ϵ,wo y wr.

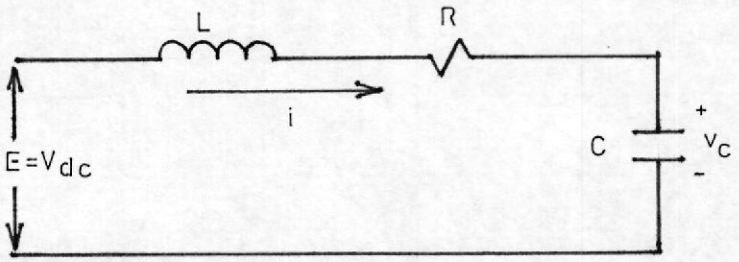


Fig.3.8 Circuito de autoconmutación del tiristor Th2.

Si en el instante t´, la corriente decae a cero, entonces,

$$B1.\cos(wr.t') + B2.sen(wr.t') = 0 \quad (3.41)$$

Por tanto,

$$\tan(wr.t') = -B1/B2 \quad (3.42)$$

$$t' = \frac{1}{wr} \arctan(-B1/B2) \quad (3.43)$$

En este punto se produce la conmutación, los valores de B1 y B2 han sido analizados anteriormente, teniendo en cuenta las condiciones iniciales.

El voltaje final del condensador, Vfc, en el instante t´ será igual a:

$$Vfc = Vdc - iR - L.di/dt\Big|_{t=t'} \quad (3.44)$$

Como i=0 a t=t´, entonces,

$$Vfc = Vdc - L.di/dt\Big|_{t=t'} \quad (3.45)$$

Recordando la expresión 3.32 sobre di/dt;

$$Vfc = Vdc - e^{-\epsilon t}.L.[(-\epsilon.B1+B2.wr)\cos(wr.t) - (B1.wr+B2.\epsilon)sen(wr.t)]\Big|_{t=t'} \quad (3.46)$$

Considerando la ecuación 3.41 para t=t´:

$$Vfc = Vdc - e^{-\epsilon t'}.L.wr.[B2.\cos(wr.t') - B1.sen(wr.t')] \qquad (3.47)$$

Para el instante t=t´, se cumple que:

$$\tan(wr.t') = \frac{sen(wr.t')}{\cos(wr.t')} = -\frac{B1}{B2} \qquad (3.48)$$

$$Vfc = Vdc - e^{-\epsilon.t'}.L.wr.\left[\frac{B1^2+B2^2}{B2}\right]\cos(wr.t') \qquad (3.49)$$

También se puede expresar como:

$$Vfc = Vdc + e^{-\epsilon.t'}.L.wr.\left[\frac{B1^2+B2^2}{B2}\right]sen(wr.t') \qquad (3.50)$$

A partir de t´, el tiristor 2 se mantendrá apagado, esperando reiniciar el ciclo en cualquier momento, enviando un impulso de puerta que haga pasar Th1 a conducción.

El pico inverso máximo de voltaje que soporta este tiristor es en el momento de encender Th1, en el cual el tiristor 2, apagado observará un voltaje igual al voltaje del condensador.

El máximo valor de corriente se produce en el instante en que di/dt=0, por lo que reemplazando este valor en la ecuación 3.32;

$$e^{-\epsilon t}.\{[-\epsilon.B1 + B2.wr].\cos(wr.t) - [B1.wr + B2.\epsilon].\mathrm{sen}(wr.t)\} = 0 \qquad (3.51)$$

Y por tanto,

$$\tan(wr.tmax\ i) = \frac{-\epsilon.B1+B2.wr}{B1.wr+B2.\epsilon} \qquad (3.52)$$

Se escoge nuevamente otro tiristor 2N3873, de 35 Amperios y 600 Voltios, con el fin de sobredimensionar para asegurar un seguro funcionamiento.

3.2.3 AUTOCONMUTACION DEL TIRISTOR 3.

El tiristor Th3, se utiliza para invertir por resonancia el voltaje del condensador, y su

período de conducción, con respecto al período total de operación, es pequeño.

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
BIBLIOTECA

El análisis de la forma de invertir la tensión del condensador se ha explicado previamente, recordemos que el tiempo de conducción del tiristor es un semiperíodo de resonancia del circuito LC, como se dedujo en la ecuación 3.19.

Se elige L=200 μH, por lo que junto al condensador C de 7 μF, el período de resonancia corresponde a $2\pi\sqrt{(LC)}$=240 μseg y el semiperíodo de resonancia es de 120 μseg.

Como se observa, el semiperíodo es un valor de menos del 5% del período total de operación del troceador. Es este intervalo el que impone el tiempo mínimo de conducción de Th1.

Debe tomarse en cuenta que el período de resonancia o más bien su semiperíodo debe ser mucho mayor que el tiempo de apagado del tiristor especificado, pues si en el semiperíodo siguiente al de conducción, éste no se encuentra apagado, la corriente volvería a ser positiva y volvería a conducir.

Así,

$$\pi\sqrt{(LC)} >> toff3 \qquad (3.53)$$

El toff3 especificado para el tiristor elegido, un 2N3873, es de 40 μseg máximo, por lo cual, la relación 3.53 se cumple, dando un margen de protección de más del 200%.

El voltaje inverso máximo que soporta el tiristor es obviamente el voltaje del condensador.

La corriente máxima que soporta, viene dada por la ecuación:

$$i3 = C.\frac{dv}{dt} = C.wo.Vc.sen(wo.t) \qquad (3.54)$$

Por tanto, Ip o la corriente pico en el tiristor será:

$$Ip = C.wo^2.Vc = Vc.(C/L)^{1/2} \qquad (3.55)$$

Si tomamos Vc(máximo) para el peor de los casos y con los valores de L y C ya escogidos anteriormente, Ip corresponde a 25 Amperios,

por lo que el tiristor elegido, de 35 Amperios a 600 Voltios, se encuentra ampliamente protegido contra un exceso de corriente.

3.3 PROTECCIONES DEL SISTEMA.

3.3.1 AISLAMIENTO ENTRE CONTROL Y POTENCIA.

Este aislamiento se realiza mediante la construcción de transformadores de pulso, cuyos primarios se conectan al circuito de control.

Por el lado del secundario y totalmente aislados del circuito de control, circulará la corriente que es enviada a la puerta de cada tiristor. Debido a que Th1 y Th3 son disparados en el mismo instante, se construyó un transformador de pulso de doble secundario, esto es con 2 devanados secundarios. Este trannsformador de doble secundario al igual que el transformador de pulsos de un solo secundario para el tiristor Th2, posee una relación de transformación de 1 a 1.

3.3.2 PROTECCION CONTRA SOBRECORRIENTES.

En la hoja de datos de cada tiristor se indica el di/dt máximo que soporta el tiristor, pues, una variación rápida de la intensidad puede destruirlo.

Aunque se haya calculado el tiristor para soportar una corriente determinada, puede ocurrir que durante el proceso de disparo, en algunos puntos de la unión la densidad de corriente sea excesiva y se destruya el tiristor por la formación de puntos débiles, una forma de evitar este fenómeno es añadiendo algún elemento en el circuito exterior del ánodo, para conseguir que la pendiente de la intensidad o di/dt, no sobrepase el valor especificado en la hoja de datos para las características en estado de conmutación, este elemento puede ser fácilmente una inductancia L, como se muestra en la figura 3.9.

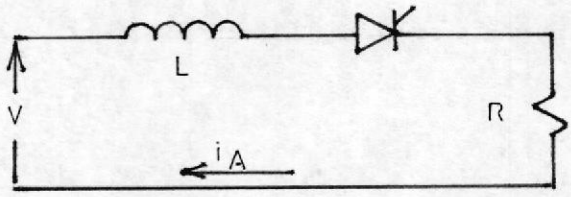


Fig 39 Circuito de protección contra sobrecorrientes.

El peor de los casos se presenta al circular corriente por aplicación de voltaje continuo, al entrar en conducción la intensidad se vuelve:

$$iA = \frac{V}{R}.(1 - e^{-(R/L).t}) \qquad (3.56)$$

Derivando la última expresión:

$$di/dt = - \frac{R}{L}.\frac{V}{R}.e^{-(R/L).t} \qquad (3.57)$$

Su valor máximo se obtiene a t=0 y por tanto el di/dt (máximo) es igual a -V/L, debiendo ser este valor, inferior al que se especifica en la correspondiente hoja de datos del tiristor.

Por tanto, el valor mínimo de la inductancia debe ser:

$$L(mín) = \frac{V}{di/dt} \qquad (3.58)$$

El voltaje máximo que existe es de 130 Voltios con el rotor bloqueado, siendo el di/dt máximo de los tiristores igual a 200 A/μs, entonces

L mínima corresponde a 0.65 μH.

Para nuestro caso, tanto para el tiristor 1 como para el tiristor 2, existe una protección semejante pues se puede observar como Lr siempre está en serie con cada uno de estos tiristores, al momento de dispararse y durante su conducción, así, siendo esta inductancia mayor que la inductancia mínima necesaria para no sobrepasar el di/dt especificado de los tiristores, existe una protección segura contra cambios bruscos de corriente.

En el caso del tercer tiristor, cuyo funcionamiento está relacionado a un circuito LC, el di/dt viene dado por:

$$di/dt = (Vc/L).\cos(wo.t) \qquad (3.59)$$

Siendo su máximo valor Vc/L, suponiendo nuevamente el capacitor cargado al voltaje máximo de fuente, la inductancia L del circuito resonante tiene un valor de 200 μH, el cual es mucho mayor a los 0.65 μH de inductancia mínima que necesita el tiristor.

3.3.3 PROTECCION CONTRA SOBREVOLTAJES.

BIBLIOTECA

Debido a que una variación rápida del voltaje del ánodo puede dar lugar a un disparo del tiristor sin corriente de puerta y por consiguiente causar la pérdida del control, debe protegerse este elemento contra tales variaciones, y una de las formas más elementales es el uso de un capacitor en serie con un resistor, ambos conectados en paralelo entre el ánodo y el cátodo de cada tiristor a esta red se la suele denominar red Snubber.

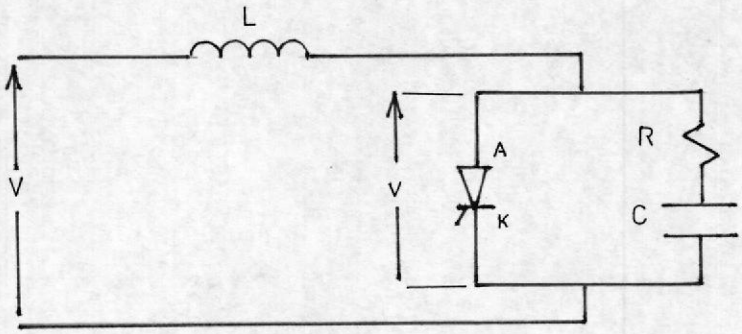


Fig. 3.10 Circuito de protección contra sobrevoltajes.

La figura 3.10 muestra un tiristor con una red snubber no polarizada, con el fin de soportar voltajes alternos, la inductancia en serie puede ser de diseño o para limitar el di/dt

como ya se mencionó anteriormente. Si un voltaje V es aplicado positivamente al ánodo durante el estado de apagado, la ecuación del sistema sería:

$$L.di/dt + i.R + 1/C.\int i.dt = V \qquad (3.60)$$

Las soluciones para v y dv/dt son:

$$v = V.\{1 - [\cos(wt)-(\alpha/w).\mathrm{sen}(wt)].e^{-\alpha t}\} \qquad (3.61)$$

$$\frac{dv}{dt} = V.[2\alpha\cos(wt) + \frac{w^2-\alpha^2}{w}.\mathrm{sen}(wt)].e^{-\alpha t} \qquad (3.62)$$

Donde $w=[(1/LC)-\alpha^2]^{1/2}$ y $\alpha=R/2L$. El voltaje v es dependiente del factor de amortiguamiento epsilon = $R/(2\sqrt{LC})$. El capacitor C se cargará eventualmente al voltaje en pleno V. Cuando el tiristor sea encendido, el capacitor se descargará a través del dispositivo con una corriente inicial V/R junto con su respectivo di/dt de encendido, tenderá a ser extremadamente alto, pero controlable por el elemento.

Asumiendo que el dispositivo es después apagado por un voltaje inverso de la misma magnitud, la corriente directa decaerá por la pendiente V/L, hasta alcanzar el pico inverso de corriente que se colapsa rápidamente. Nuevamente se aplica un voltaje positivo , después de que el tiristor ha sido apagado completamente, y el dv/dt reaplicado será el doble del anterior por soportar el cambio desde un voltaje negativo.

El emplear una resistencia baja de Snubber se tiene un bajo dv/dt, pero causa un bajo coeficiente de amortiguamiento epsilon, y α, lo que corresponde a incremento en el voltaje excedido por lo que la energía disipada en la resistencia del snubber se hace extremadamente significativa.

Un valor pequeño de capacitancia mejora las pérdidas del snubber pero afecta el valor del dv/dt, se escogió un snubber típico para este tipo de tiristores del orden de 10 Ω, y 0.1 μf por lo general, los parámetros del snubber se diseán a partir de gráficos dados por los manufacturantes, como el manual de SCR de la

RCA y de libros de consulta basados en la ecuación 3.62 para luego ser calibrados con mayor exactitud de manera experimental.

3.4 ANALISIS DEL FILTRO REDUCTOR DE ARMONICAS.

Por lo general, un simple filtro suele ser colocado en la línea de la fuente DC, a la salida del convertidor con el objeto de reducir armónicas en la línea, tal como se muestra en la figura 3.11.

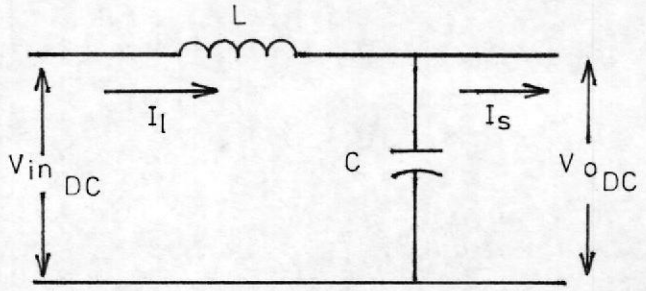


Fig. 3.11 Filtro reductor de armónicas.

La corriente de salida filtrada puede ser considerada como una fuente de corriente para el troceador, asumiendo que la corriente en el

rotor se mantiene sin variaciones para el estado estable, se puede observar que Is, consiste de pulsos rectangulares de magnitud ia, de duración Ton y frecuencia 1/Tp; así:

$$Is = \left(\frac{Ton}{Tp}\right).ia \qquad (3.63)$$

La relación entre los fasores de las n armónicas de línea y fuente de corriente es:

$$\frac{Iln}{Isn} = \frac{1/jwo.n.C}{jwo.n.L+1/jwo.n.C} = \frac{1}{1-wo^2.n^2.L.C} \qquad (3.64)$$

Donde wo = 2π/Tp y es dependiente de la frecuencia angular de operación. Para que esta relación sea pequeña, es necesario que $wo^2.n^2.LC>>1$. O sea que:

$$\frac{wo^2}{wf^2} >> 1 \qquad (3.65)$$

Donde wf es la frecuencia resonante del filtro. Si wf es pequeña, entonces tanto el inductor como el condensador deben tomar los mayores valores posibles limitados por costo,

tamaño y peso disponibles.

Tomando una relación de 10 a 1, para la frecuencia de operación del troceador de 400 Hz, la frecuencia de resonancia del filtro deberá tener un valor máximo de 126 Hz, así, siendo $f=1/\sqrt{(LC)}$, con un condensador de 1500 μfaradios, el inductor a utilizarse puede tener un valor mínimo de 42 mH. Se escogió un inductor de 80 mH para asegurar mejor la relación.

CAPITULO IV

DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL

4.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO.

En la figura 4.1 se observa el diagrama de bloques del circuito de control.

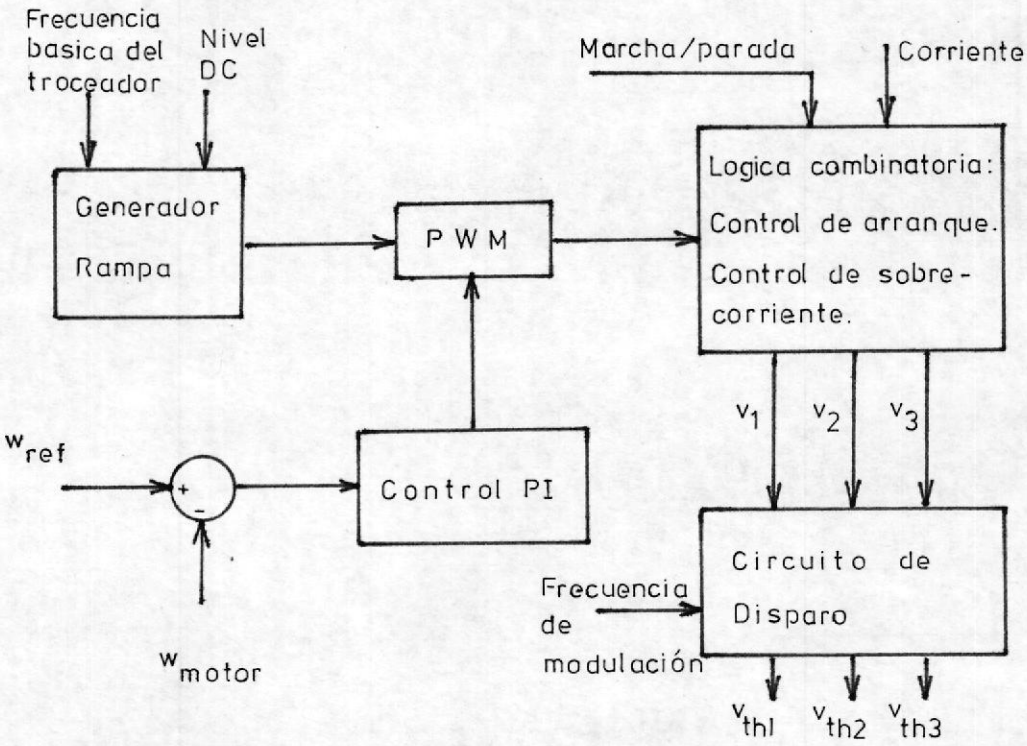


Fig.4.1 Diagrama de bloques del circuito de control.

4.2 DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO.

El primer bloque a considerar es el generador de Rampa,en el cual se fija la frecuencia de operación del troceador, esta frecuencia se mantiene fija y es durante el período completo que se suceden todas las formas de onda.

BIBLIOTECA

Este generador de Rampa se realiza mediante amplificadores operacionales debido a la facilidad en su empleo, pues presenta las posibilidades de modificar la frecuencia de operación así como de controlar el nivel DC de la onda para su uso posterior.

El segundo bloque, por llamarlo así, consiste en la comparación y resta de las dos señales de velocidad, la señal de referencia que viene dada por un potenciómetro lineal y la señal de velocidad de realimentación procedente del disco reanurado, sensor de frecuencia, optocupla y el convertidor de frecuencia a voltaje.

La salida de esta comparación corresponde al error de velocidad, y es conectada al control proporcional integral que se encarga de integrar el error con la ganancia necesaria para poder obtener el control de

la variable en cuestión.

Del control PI (proporcional-integral) y del generador de rampa, salen señales que son las entradas del modulador de ancho del pulso que compara ambas señales, tomando en cuenta los niveles adecuados de voltaje, para dar un pulso variable dentro de una frecuencia fija; la duración de este pulso corresponde al tiempo que el tiristor principal o Th1 debe estar encendido dentro del período establecido.

El siguiente bloque comprende la lógica combinatoria en base a elementos TTL, que controlan la marcha y parada del motor, pues el orden de encendido y apagado de los tiristores es esencial para el funcionamiento correcto del sistema, así al arranque, el tiristor 2 debe ser disparado inicialmente con el objeto de cargar al condensador C en sentido positivo, igualmente para la parada es este tiristor el último en apagarse pues de lo contrario si el tiristor 1 quedase encendido, el voltaje DC rectificado del rotor permanecería cortocircuitado, no existiendo manera de apagar al tiristor a menos que suceda por desconexión de la energía a todo el sistema.

En este mismo bloque se encuentra el control de arranque encargado de iniciar el arranque delmotor con la más alta resistencia posible en el troceador, con el objeto de disminuir la corriente de arranque al mínimo, evitando sobrecorrientes en los devanados del motor, este control consiste en que durante el arranque se impone un retardo en el cual el control envía el pulso mínimo de conducción para el tiristor principal dando como consecuencia que circule la mínima corriente posible por el troceador.

Este bloque también se encarga del circuito de protección de sobrecorriente, el cual al detectar una sobrecorriente en los devanados durante un tiempo considerable transmite una señal que deshabilita el circuito de fuerza iniciando el apagado de los tiristores en la secuencia adecuada.

De todo lo explicado, es obvio suponer que la salida de este bloque consiste de las señales de disparo de los 3 tiristores que serán moduladas posteriormente en el circuito de disparo.

4.3 DISEÑO DEL GENERADOR DE RAMPA.

En la figura 4.2 se puede observar el generador de diente de sierra o rampa, formado por 2

amplificadores operacionales, los cuales funcionan como un comparador y un integrador en un lazo de realimentación, la salida de la rampa es negativa para optimización del diseño final.

La fuente de voltaje a través de R3, permite que el voltaje de salida del integrador se incremente linealmente con el tiempo hasta llegar al umbral de comparación a través de la resistencia R1 de realimentación y controlado por el potenciómetro P1, la linealidad se debe a que la corriente que circula por el condensador es constante y cumple con la siguiente relación:

$$Vc = \frac{1}{C} \cdot \int i.dt \qquad (4.1)$$

Siendo i constante,

$$Vc = \frac{i}{c} \cdot t \qquad (4.2)$$

Esta corriente tiene 2 valores, el primero se da cuando el voltaje de salida del comparador es positivo y el diodo se encuentra polarizado inversamente, así la corriente en el condensador es:

$$ic = -\frac{15\ V}{R3} \qquad (4.3)$$

El segundo valor se da cuando el voltaje del condensador es negativo y por tanto el diodo pasa a conducir, siendo esta corriente mucho más alta, elevando la pendiente de la rampa inmediatamente, así el condensador se descarga de una forma instantánea a través de R2, para lo cual se necesita que R2 sea mucho menor que R3.

El análisis del comparador se puede hacer asumiendo que el integrador tiene como salida, el voltaje de cargado del condensador que se realimenta a través de R1. Cuando el voltaje Vref es menor que Va, la respuesta del comparador es positiva, el zener positivo se enciende y por consiguiente:

$$Va = Vz - \left(\frac{Vsal + Vz}{2.R1}\right).R1 \qquad (4.4)$$

$$Va = \frac{Vz - Vsal}{2} \qquad (4.5)$$

Este voltaje de salida crece hasta que Va es igual al Vref, de tal manera que el máximo voltaje de rampa es:

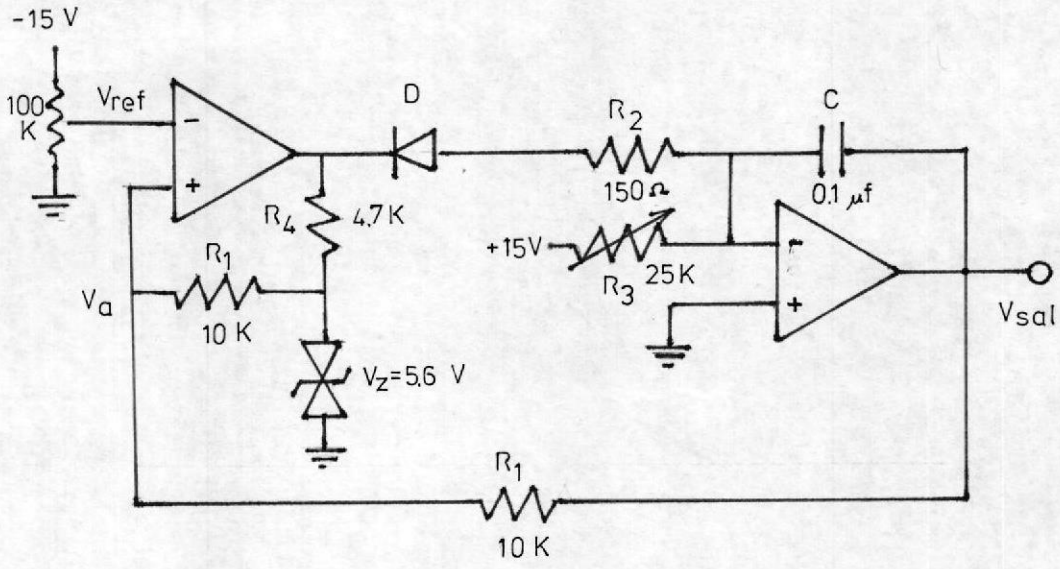


Fig. 4.2 Circuito Generador de Rampa.

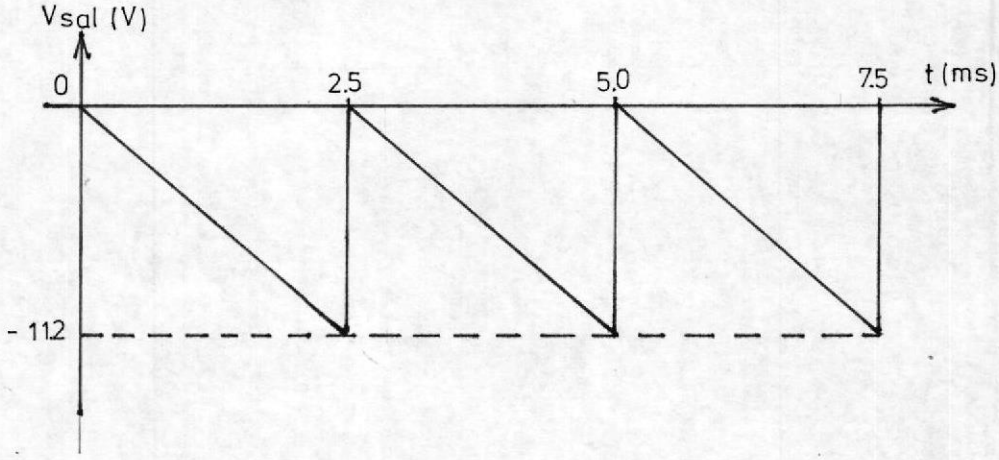


Fig. 4.3 Forma de onda de la señal Rampa.

$$V_{sal\,máx} = V_z - 2.V_{ref} \qquad (4.6)$$

Cuando Vref>Va, la respuesta del comparador es negativa y por tanto,

BIBLIOTECA

$$V_a = \left(\frac{V_z - V_{sal}}{2R1}\right)R1 - V_z = -\left(\frac{V_z + V_{sal}}{2}\right) \qquad (4.7)$$

Vsal decrece hasta que Va=Vref, de tal manera que el mínimo voltaje de rampa es:

$$V_{sal\,mín} = -V_z - 2V_{ref} \qquad (4.8)$$

Se debe tomar en cuenta que el voltaje de referencia o Vref es negativo en todo momento, la diferencia entre el valor máximo y el mínimo del voltaje de salida es siempre:

$$|V_{max} - V_{min}| = +2.V_z \qquad (4.9)$$

Tomando diodos zeners de 5.6 Voltios, se desea que el voltaje máximo de salida sea de 11.2 voltios y el mínimo de 0 voltios, por tanto:

$$V_{ref} = -2.8 \text{ Voltios}$$

Limitando la corriente en R1 a 1 mA, tenemos que R1 podría ser:

$$R1 = \frac{Vsal(max) + Vz}{2.I} = 8.4\ K\Omega$$

Aproximadamente 10 KΩ, mientras que R4 deberá ser una resistencia que limite la corriente por el zener y a la vez lo encienda, así, tomando un valor máximo de corriente de 2 mA:

$$R4 = \frac{15 - 5.6}{2} = 4.7\ K\Omega$$

La respuesta del integrador es:

$$Vsal = -\frac{V}{R3.C}.t = -\frac{V}{R3.C}.(\frac{1}{f}) \qquad (4.10)$$

Si tomamos un condensador de 0.1 μfar, siendo V de la fuente de 15 Voltios y la frecuencia de operación desde 100 Hz hasta 1 KHz tenemos que R3 puede variar entre 134 KΩ a 13.4KΩ.

La figura 4.3 muestra la forma de onda de salida del

generador de Rampa.

4.4 DISEÑO DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD.

Un control automático compara el valor efectivo de un sistema con el valor deseado y produce una señal de control que debe encargarse de reducir la desviación a un valor mínimo.

La comparación entre estos 2 valores provienen de un simple sumador de señales (una de ellas negativa) para determinar la diferencia o el error entre estos 2 niveles como se muestra en la figura 4.4.

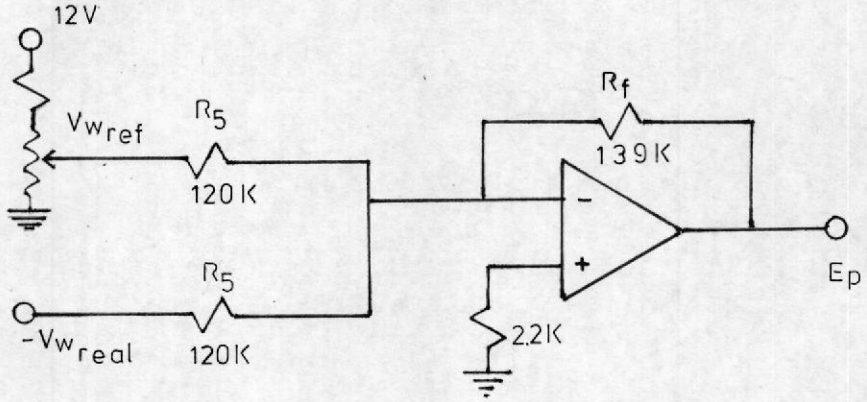


Fig. 4.4 Circuito sumador de señales.

Igualmente se produce una ganancia constante sobre el error, llamada Kp y dada por la resistencia de realimentación Rf.

La salida del restador es:

$$Ep = -\left(\frac{Vw\ real - Vw\ ref}{R5}\right)Rf \qquad (4.11)$$

La forma en que el control automático produce la señal de control recibe el nombre de "acción de control". La más usada es la acción de control que contiene propiedades de los elementos integral y proporcional, como se muestra en la figura 4.5.

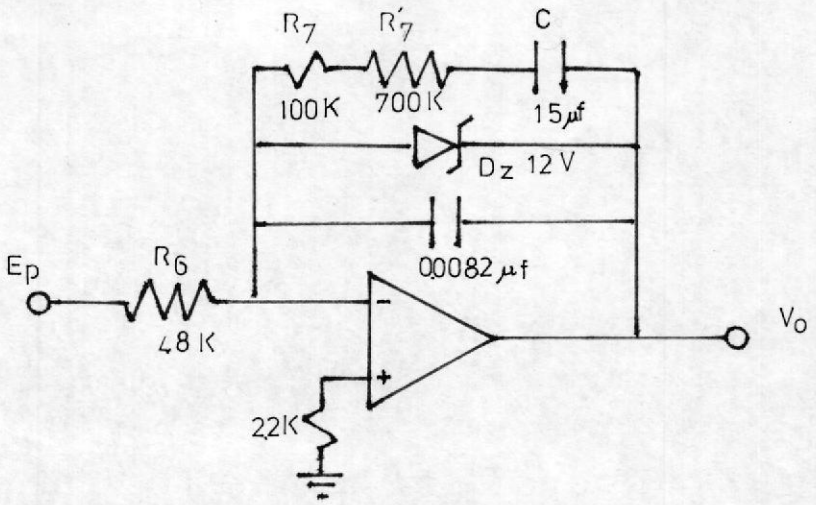


Fig. 4.5 Circuito de control PI.

La función de transferencia viene dada por la ecuación general en función del tiempo y es:

$$- Vo(t) = R.I + \int \frac{i}{c}.dt + Vinic \qquad (4.12)$$

Donde Vinic = 0, como condición inicial asumida siendo R=R7+R7´ y I=Ep/R6. Así, llevando a la función de Laplace:

$$-Vo(s) = Ep.\left(\frac{R7+R7'}{R6}\right) + Ep.\left(\frac{1}{R6.C.S}\right) \qquad (4.13)$$

$$-Vo(s) = \left(\frac{R7+R7'}{R6} + \frac{1}{R6.C.S}\right).Ep \qquad (4.14)$$

Reemplazando el valor de Ep en la ecuación 4.11, en la 4.14:

$$Vo = \left[\frac{(R7+R7')CS + 1}{R6.C.S}\right]\left(\frac{Rf}{R5}\right)(w_{real} - w_{ref}) \qquad (4.15)$$

Siendo $kp = \frac{Rf(R7+R7')}{R5.R6}$ y $Tn = (R7+R7').C.$

$$Vo = Kp.\left(\frac{1 + Tn.s}{Tn.s}\right)(w_{real} - w_{ref}) \qquad (4.16)$$

Donde Kp = constante o ganancia proporcional.

Y Tn = Kp veces el tiempo de acción integral (Ti).

Esto es,

$$Tn = Kp.Ti = Kp(1/Ki) \qquad (4.17)$$

Para nuestro caso, nos interesa variar tanto Kp como Ki, esto se logra haciendo Rf y R7´ variables por medio de potenciómetros, así en base a resultados experimentales se ajustaron a los valores mostrados en la figura 4.5.

BIBLIOTECA

4.5 DISEÑO DEL MODULADOR DE ANCHO DE PULSO.

La salida del controlador es enviada al modulador de ancho de pulsos que es en realidad un comparador entre esta señal y la rampa explicada previamente. La salida del modulador debe ser adecuada para un nivel TTL, por lo que se conecta su salida a un Zener de 5.1 Voltios a través de una resistencia adecuada para asegurar el encendido del Zener y a la vez no dañarlo durante su conducción. La figura 4.6 nos muestra tal diseño, se escoge una resistencia R8 = 560 Ω.

La corriente máxima que soporta el Zener impone el valor mínimo de R8, así cuando Vsalida del comparador es +V saturación, la corriente que circula por el Zener en sentido inverso es:

$$Iz\ (\text{sentido inverso}) = \frac{Vsat - V\ zener}{R} \qquad (4.18)$$

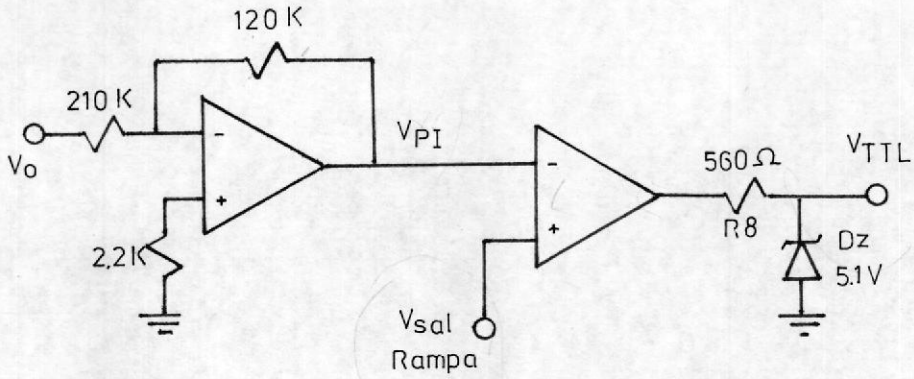


Fig. 4.6 Circuito de modulación de ancho de pulso.

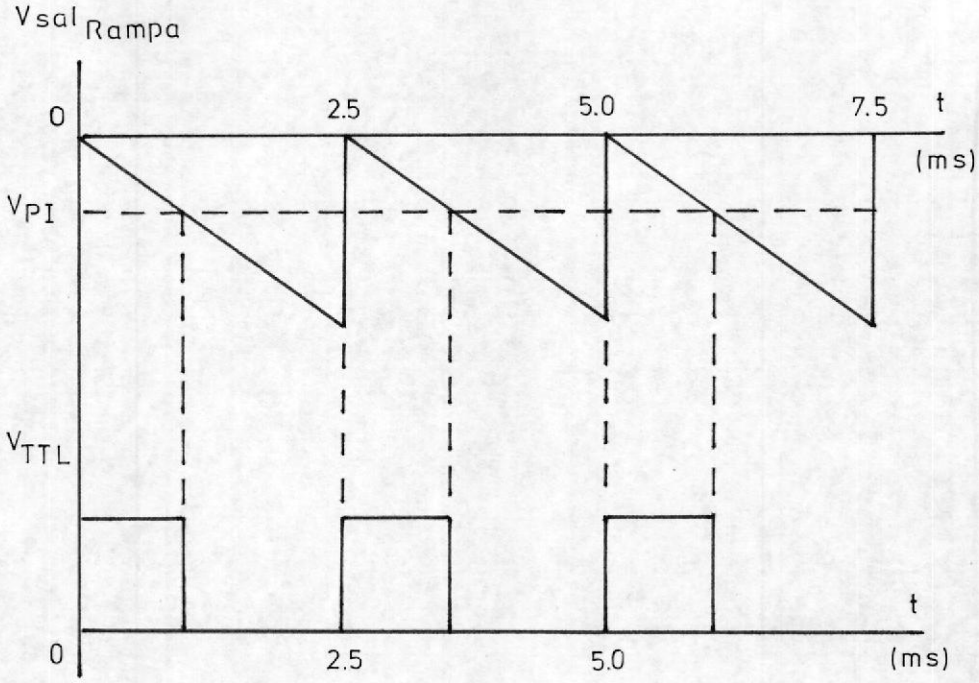


Fig. 4.7 Forma de onda de salida del modulador de ancho de pulso.

Cuando el voltaje de salida del comparador es -Vsat, el Zener conduce como un diodo normal en sentido directo y la corriente que circulará será:

$$Iz\ (\text{sentido directo}) = \frac{-\ Vsat}{R8} \qquad (4.19)$$

Los valores de la corriente del Zener en sentido inverso y en sentido directo corresponden a 14 mAmp y 26 mAmp respectivamente, los cuales están dentro de los límites permisibles de las especificados para un Zener de 1 Watt.

Mientras mayor es la acción del controlador, mayor deberá ser el ancho del pulso de salida del comparador debido a que representa el tiempo que el tiristor principal debe mantenerse encendido, así la figura 4.7 muestra el diagrama de tiempo de la salida del comparador con respecto a sus entradas.

4.6 DISEÑO DEL CIRCUITO DE MARCHA Y PARADA.

Como se ha explicado anteriormente, en el arranque se necesita que el tiristor Th2 sea disparado inicialmente, mientras que al final sea el último en apagarse; esto se logra mediante el circuito de la

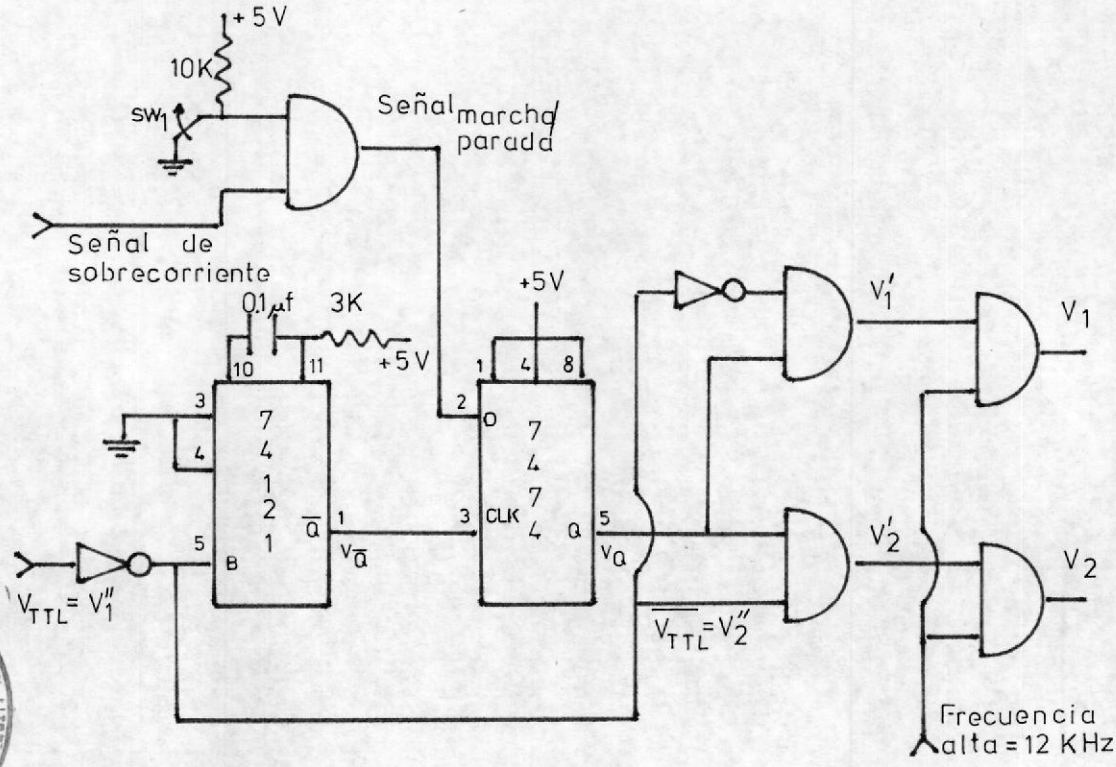
figura 4.8. Así, el circuito integrado 74121 es un disparador monoestable activado por la negación del voltaje de salida del bloque anterior (la negación de V_{TTL} o V1" denominado V2" o $\overline{V_{TTL}}$) que correspondía al modulador del ancho del pulso.

La salida de este monoestable es un tren de pulsos desfasados con respecto al voltaje V2" o voltaje modulado para el tiristor 2, debido a la red RC impuesta en el integrado, este retraso es de:

$$T = 0.7(R.C) \qquad (4.20)$$

Y debe ser menor al período de operación del troceador y mayor al tiempo de apagado del tiristor principal, así, se toma un tiempo de 0.25 mseg, por lo que se escoge R=3KΩ y C=0.1μf.

Una vez accionado el interruptor de marcha, el flip flop cambia a nivel alto con el siguiente flanco positivo impuesto por $V\overline{Q}$, (como ya se mencionó, retrasado con respecto a V2") así nos aseguramos que la señal del tiristor 2 empieza con su voltaje modulado siempre en nivel alto, mientras que en el tiristor 1, siempre empezará en nivel bajo ya que la salida del flip flop permite el paso de estas dos señales a los respectivos circuitos de disparo sólo a



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL GUAYAQUIL 1958
BIBLIOTECA

Fig. 4.8 Circuito de control de marcha y parada.

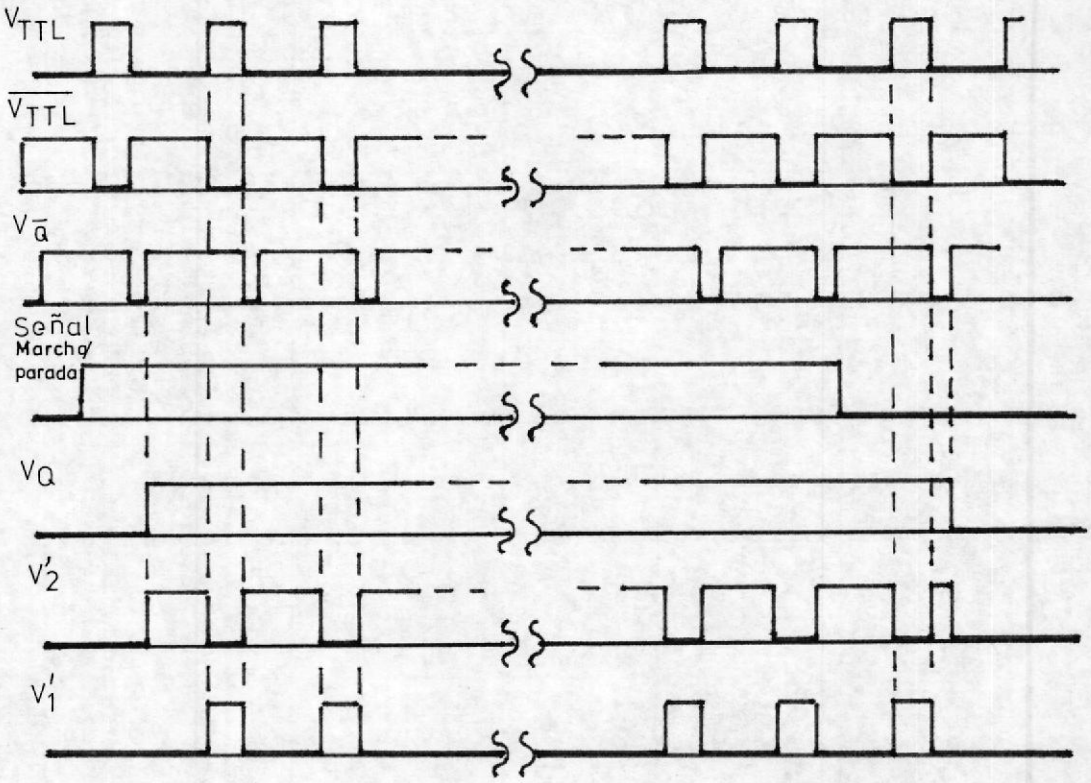


Fig. 4.9 Diagrama de tiempo del control de marcha y parada.

través de puertas AND.

Al abrir el interruptor empieza la secuencia de parada, pues la transición de alto a bajo del flip flop se hace con el siguiente flanco positivo de $V\overline{Q}$, el cual está siempre retrasado con respecto a V2, así se asegura que el último pulso de duración de T le ha llegado al tiristor 2. Un diagrama de tiempo explicativo se muestra en la figura 4.9.

Para estas consideraciones se asume que la salida del control de sobrecorrientes se ha mantenido alta (lo cual implica que está inactivada), pues de lo contrario la señal del flip flop no podría jamás cambiar en ningún instante.

4.6.1 CONTROL DE ARRANQUE.

Debido a que en este tipo de motores, es conveniente arrancar con una alta resistencia en el rotor lo cual implica una baja corriente de arranque, se utiliza un circuito que envíe al inicio de cada arranque una señal para que el tiristor principal posea un mínimo tiempo de conducción.

La forma más sencilla de lograr esto, es

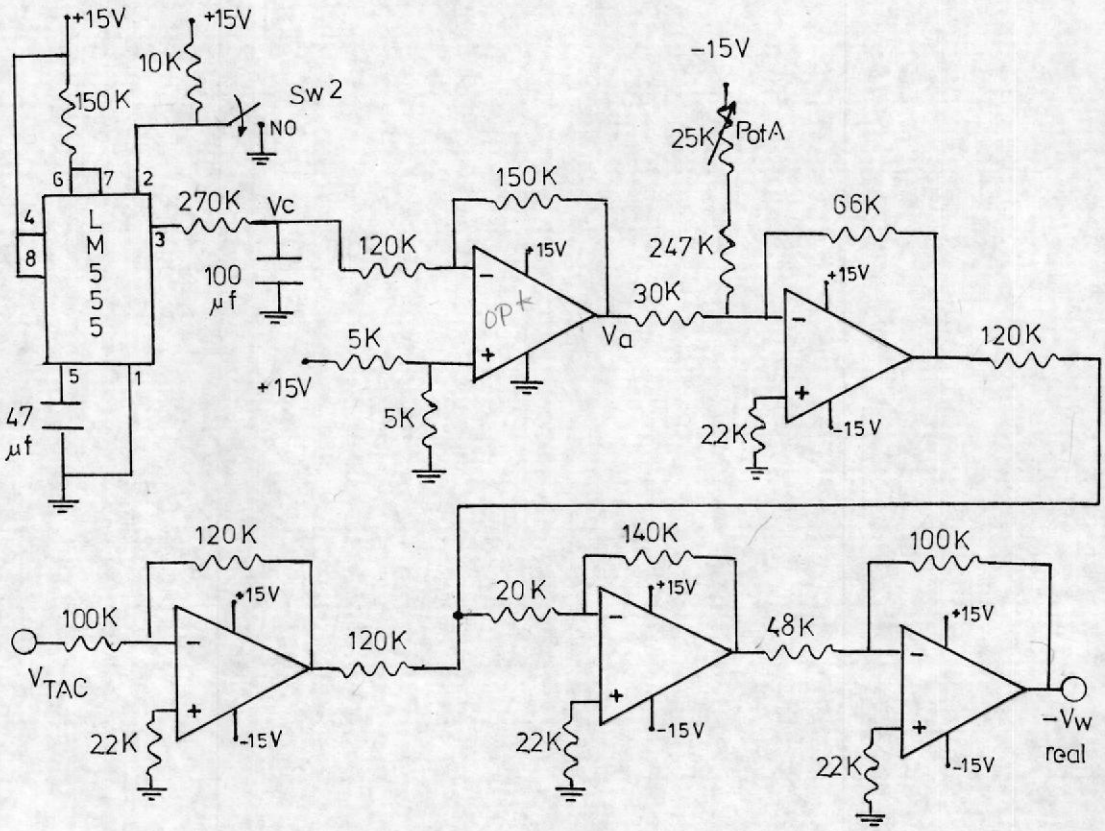


Fig. 4.10 Circuito de control de arranque.

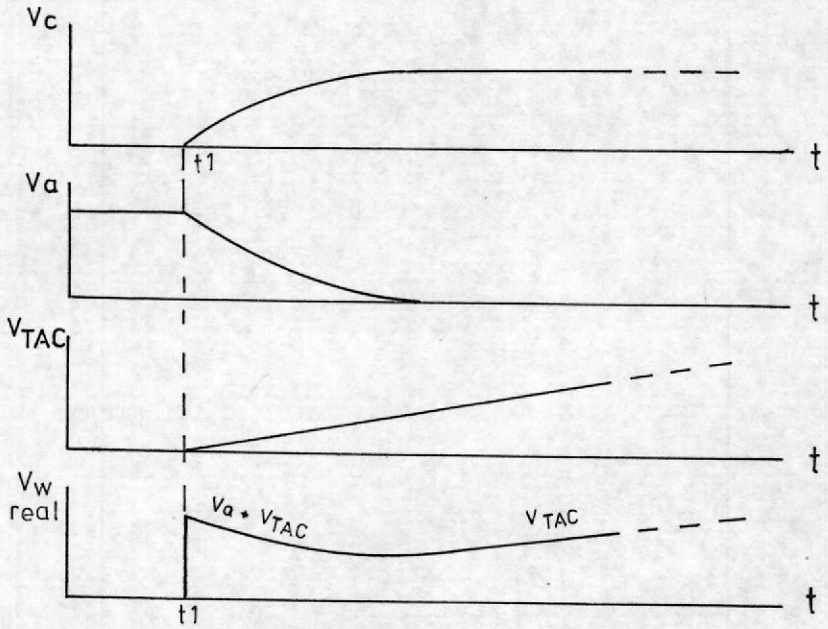


Fig. 4.11 Diagrama de tiempo del control de arranque.

"engañando" al voltaje de referencia en el momento del arranque, haciéndolo comparar con un alto voltaje falso representativo del voltaje del tacómetro, el cual irá disminuyendo hasta alcanzar el voltaje real de comparación con la referencia y por tanto corresponder a la verdadera velocidad del motor.

En la figura 4.10 se observa como en el momento del arranque el interruptor de marcha que es un interruptor doble, acciona un temporizador 555, el cual envía un pulso positivo que carga un condensador con el voltaje de salida, el voltaje del condensador es luego invertido de manera que al inicio con el capacitor descargado, su voltaje invertido se encuentre al máximo, el cual es sumado al voltaje del tacómetro para que al ser comparado con el voltaje de referencia, siempre sea mayor a este último.

A medida que pasa el tiempo, el capacitor se carga y el voltaje invertido va disminuyendo hasta llegar a un valor de cero, por lo que el voltaje del tacómetro es la única comparación con la referencia. El operacional inversor del

voltaje del condensador posee en la entrada positiva un nivel DC que se aumenta a la inversión del voltaje, así:

$$Vo(1) = -Vc.\left(\frac{R12}{R11}\right) + Vcc.\left(\frac{R13}{R13+R14}\right) \qquad (4.21)$$

Donde Vc o voltaje del condensador viene dado por la carga exponencial de la red RC:

$$Vc = V.e^{-t/RC} \qquad (4.22)$$

Siendo V el voltaje de salida del 555 en nivel alto. La siguiente etapa es una etapa inversora en la cual se controlan las corrientes de fuga del operacional mediante el potenciómetro A, la salida de esta etapa es sumada al voltaje real del tacómetro.

En la figura 4.11 se muestra un diagrama de tiempo que nos muestra el funcionamiento de todas las etapas, donde a partir de un tiempo t1 en que se cierra el interruptor de arranque empieza toda la secuencia descrita.

4.6.2 CIRCUITO DE CONTROL DE PROTECCION CONTRA SOBRE CORRIENTE.

BIBLIOTECA

Con el objeto de impedir que sobrecorrientes circulen por los devanados del rotor, produciendo daños permanentes en tales devanados, se diseña un circuito que sense la corriente de operación del chopper directamente proporcional a la del rotor, así cuando una corriente excesivamente alta circula durante un tiempo considerable, el control de protección actúa deshabilitando los circuitos de disparo y apagando los tiristores en la secuencia adecuada.

La figura 4.12 muestra el sensor de corriente a través de una resistencia Shunt, la cual pasa a través de un acoplador de impedancias, con el objeto de aislar el circuito de fuerza. Este acoplador de impedancias llamado también seguidor de voltaje, posee una impedancia de entrada extremadamente elevada.

La siguiente etapa consiste en obtener el nivel DC de la señal de entrada, esto se logra mediante el condensador Cp en paralelo con la resistencia Rp, la adición del capacitor de alto valor introduce un filtro pasabajo al amplificador.

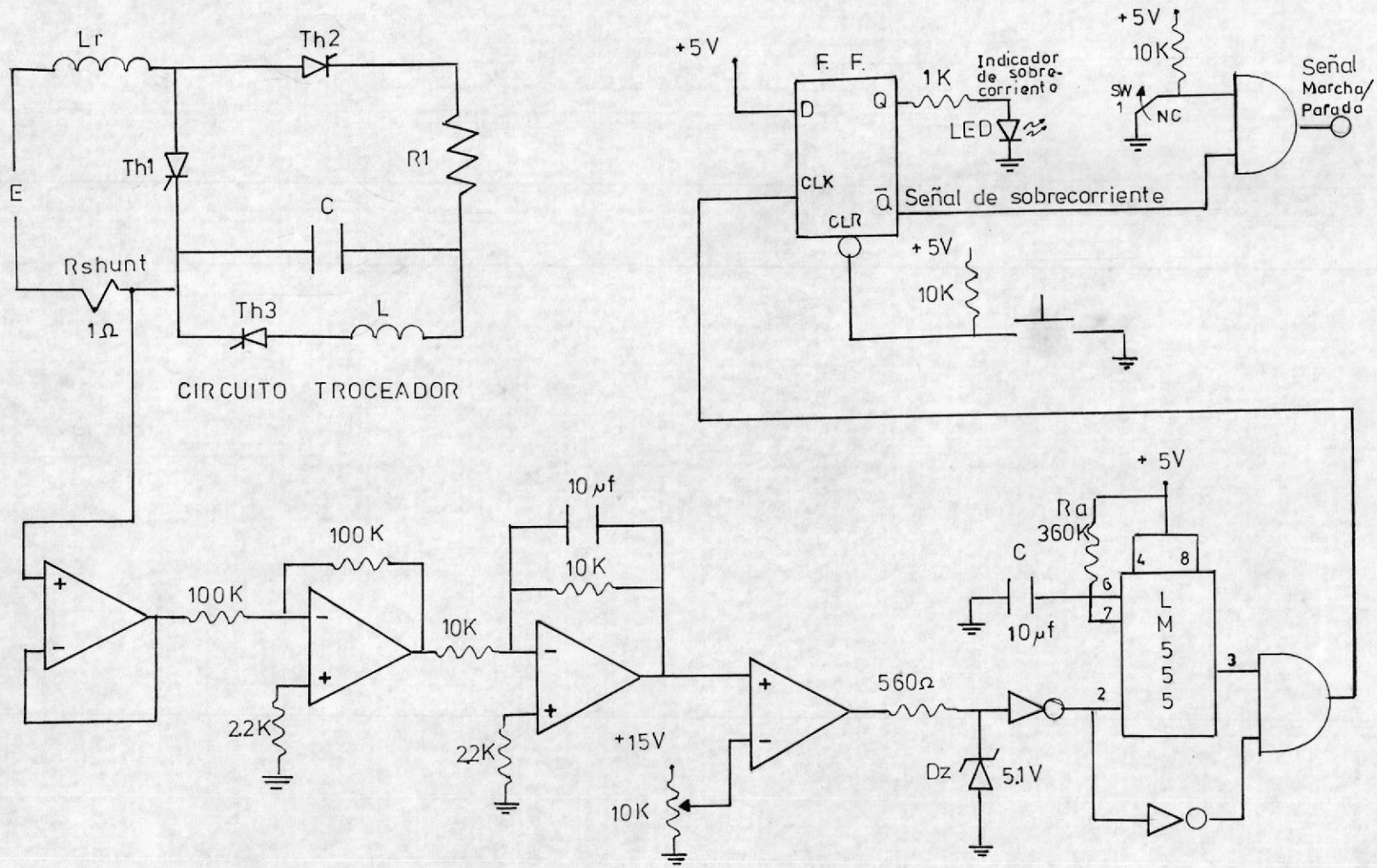


Fig. 4.12 Circuito de control para protección contra sobrecorrientes.

La constante de filtrado Rp.Cp, debe ser mucho mayor que el período de la señal de entrada, así para un Cp=10 μf y Rp=10 KΩ, la constante de tiempo es igual a 0.1 seg; mientras que el período de operación del troceador es de 2.5 mseg.

Este nivel DC de corriente es comparado con el nivel de corriente fijado como referencia, así una vez que este nivel sobrepase el nivel de referencia se dispara un circuito monoestable, cuya salida es un pulso con una duración fija, así se envía una señal conectada a un flip-flop, como sistema de retención de la señal, que a la vez, acciona la secuencia de apagado automático de los tiristores, empezando por el tiristor 2, como ya se ha explicado anteriormente.

Para esto se utiliza un amplificador operacional como comparador, cuya salida se adecúa para un nivel TTL aceptable, a través de un zener de 5.1 voltios. Mientras la corriente de referencia sea menor a la del troceador, la salida será el voltaje del Zener en conducción directa (aprox. 0.6 voltios),

pero cuando la sobrecorriente existe, el comparador se satura positivamente, encendiendo el Zener y disparando a un timer LM555, que a su salida envía un pulso de duración:

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL GUAYAQUIL
BIBLIOTECA

$$Tpulso(555) = 1.1(Ra.C) \qquad (4.23)$$

Este pulso se vuelve a comparar con la etapa anterior y si aún persiste la sobrecorriente, un flip-flop es disparado el cual actúa como interruptor de parada del sistema de control, debido a que su salida negada se conecta con el interruptor de marcha/parada a través de una puerta AND, dando como resultado la señal de control de marcha/parada ya explicada previamente. El sistema no podrá restablecerse mientras el flip-flop no sea encerado o si al intentar restablecerse persista la sobrecorriente.

4.6.3 CIRCUITO DE MODULACION DE LOS PULSOS.

Cada pulso es modulado a alta frecuencia, con el objeto de obtener un tren de impulsos en cada pulso, la frecuencia de modulación viene dada por un multivibrador estable como es el

LM555, según la configuración de la figura 4.13.

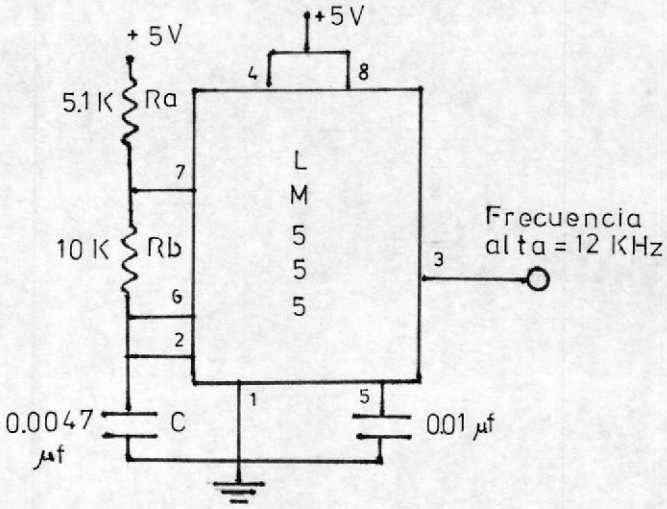


Fig.4.13 Circuito multivibrador estable.

La frecuencia de modulación viene dada por la ecuación:

$$f = \frac{1.44}{(Ra+2Rb)C} \qquad (4.24)$$

Tomando Ra=5.1kΩ, Rb=10kΩ y C=0.0047µf, esta frecuencia es de aproximadamente 12 KHz, mucho mayor a la frecuencia de operación del troceador.

4.7 DISEÑO DEL CIRCUITO DE DISPARO.

La salida de los pulsos modulados para los tiristores se conecta a una etapa de amplificación de corriente

para asegurar un buen disparo de estos, a través de transformadores de pulso cuyos secundarios se conectan a las compuertas de cada tiristor, con el objeto de aislar el circuito de control. Así en la figura 4.14 se observa el circuito de disparo.

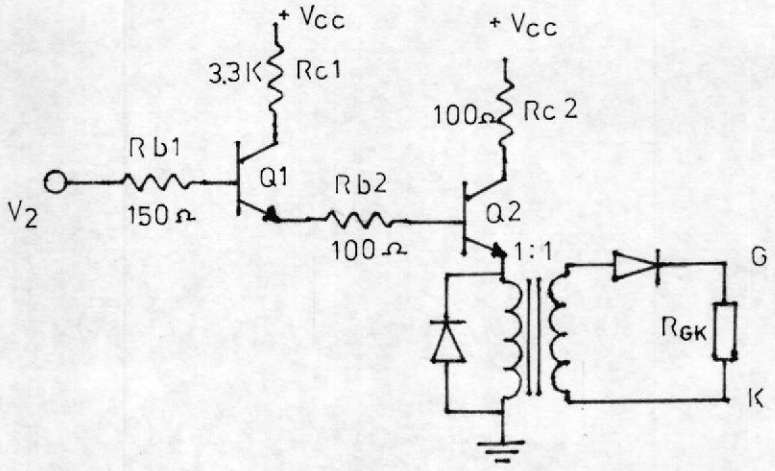


Fig. 4.14 Etapa de amplificación de los pulsos de disparo.

Como se puede observar, existen dos etapas de amplificación dadas por los dos transistores Q1 y Q2. El análisis se realiza partiendo de que la corriente mínima de disparo de los tiristores es de aproximadamente 40 mAmps y con el fin de asegurar un buen disparo, se elige una corriente de 100 mAmps.

En la primera etapa de amplificación con Q1 se cumple que en estado de saturación:

$$Ic(Q1).[Rc1+Rb2] = Vcc - Vsat(Q1) - Vbe(Q2) - V(trans) \quad (4.25)$$

Asumiendo que $Ic(Q1) \approx Ie(Q1)$

$Vsat \approx 0.2$ Voltios

$Vbe \approx 0.6$ Voltios

$Vcc = 15$ Voltios

V(trans) es el voltaje en el primario del transformador de pulsos, como la relación de transformación es de 1:1, entonces se asume un voltaje de 3 Voltios en el primario para asegurar el disparo en la región de funcionamiento fuera del área de disparos inciertos. Limitando la corriente de colector del transistor 1 a 3 mAmps, se tiene que:

$$Rc1+Rb2 = \frac{15 - 0.2 - 0.6 - 3}{3} = 3.73\ K\Omega$$

Tomando una relación entre las dos resistencias de aproximadamente 20 a 1, para Rc1 de 3.6 KΩ, entonces Rb2 debe ser aproximadamente de 130 Ω; por lo que, para fines prácticos se escogen Rc1 = 3.3 KΩ y Rb2 = 100 Ω.

Para Q1 saturado se toma Rb1 de la siguiente relación:

BIBLIOTECA

$$Rb1 = \frac{Vin - Vbe(Q1) - Rb2.Ic(Q1) - Vbe(Q2) - V(trans)}{Ib(Q1)} \qquad (4.26)$$

Vin es el voltaje TTL que a nivel alto posee un valor promedio de 4.3 Voltios, Ib(Q1) es la corriente de base de Q1, requerida por la entrada del amplificador que asegura la operación normal y es de aproximadamente 100 µAmps, así Rb1 debe tener un valor menor de 1 KΩ, por lo que se elige un valor de 150 Ω.

La resistencia de colector del transistor Q2 se calcula a partir de la relación:

$$Rc2 = \frac{Vcc - Vsat(Q2) - V(trans)}{Ic(Q2)} \qquad (4.27)$$

Por lo que se elige una Rc2 de aproximadamente 100 Ω.

En realidad, la relación de vueltas de primario a secundario es ligeramente mayor a uno puesto que del lado del secundario se conecta un diodo para evitar corrientes inducidas en sentido inverso a la compuerta del tiristor, previniendo posibles daños.

El circuito de disparo para los tiristores 1 y 3, posee las mismas características que el anterior pero debido a que ambos tiristores son disparados al mismo tiempo, se utiliza un transformador de pulsos de doble secundario.

4.8 DISEÑO DEL CIRCUITO DE REALIMENTACION DE VELOCIDAD.

La realimentación de velocidad puede realizarse mediante el uso de un taco-generador, sin embargo una forma más eficiente, con menos rizado y mayor precisión de sensar la velocidad es mediante el uso de un disco ranurado, una optocupla y un convertidor de frecuencia a voltaje.

El disco ranurado es un disco plástico o de acrílico transparente, en cuyos bordes se marcan secciones negras de manera alternada. Este disco es acoplado al eje del motor.

La optocupla consta de un diodo emisor de luz y de un fototransistor, cada vez que una parte obscura del disco obstruye el paso de luz entre el diodo y el fototransistor, este último pasa al estado de corte, mientras que cuando pasa la luz, se impone la saturación. Se colocan resistencias en serie con el diodo y el fototransistor con el objeto de limitar la

corriente que circula por ellos y evitar daños posteriores.

Así, el disco consta de 30 secciones obscuras, lo cual quiere indicar que por cada revolución que da el motor, 30 veces pasa el transistor de corte a saturación y viceversa. Como resultado, a la salida del colector del transistor obtenemos una señal cuadrada cuya frecuencia es 30 veces la velocidad del motor en vueltas o revoluciones por segundo.

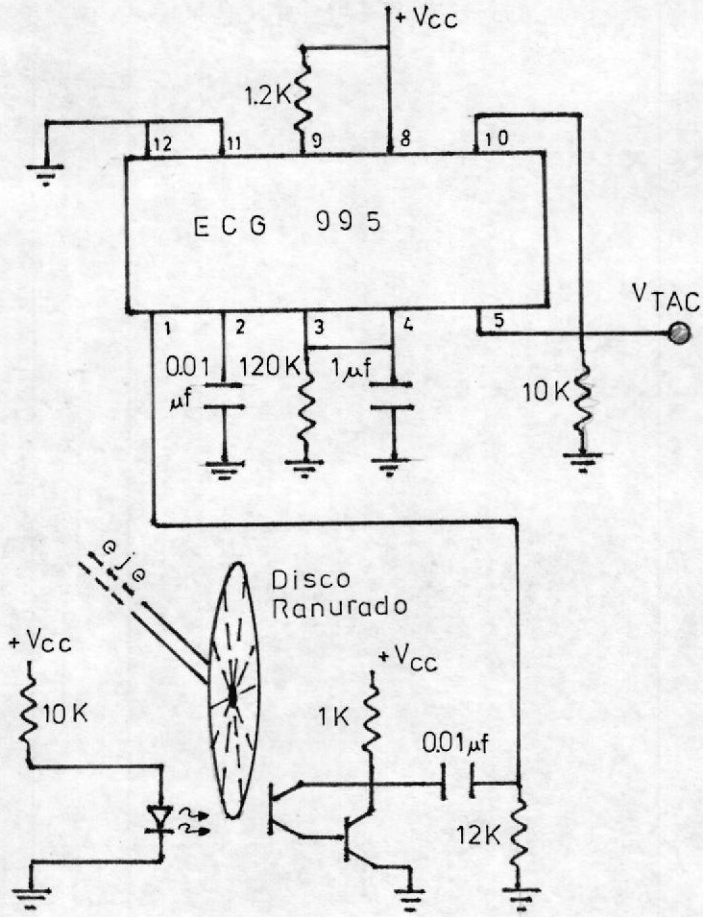


Fig. 4.15 Circuito de realimentación de velocidad.

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL 1958 GUAYAQUIL
BIBLIOTECA

$$f(\text{salida de transistor})[Hz] = 30.w_{motor} \quad [rps] \qquad (4.28)$$

Convirtiendo las revoluciones por segundo a revoluciones por minuto:

$$f(\text{salida de transistor})[Hz] = 30(1/60).w_{motor} \quad [rpm] \qquad (4.29)$$

$$f(\text{salida de transistor})[Hz] = \tfrac{1}{2}.w_{motor} \quad [rpm] \qquad (4.30)$$

Por ejemplo, cuando el motor gira a 1000 rpm, esto es 30 vueltas por segundo en su eje, la frecuencia de la onda cuadrada corresponde a 500 Hz.

En la figura 4.15 se muestra el sistema completo de realimentación. La salida de la optocupla es entonces introducida dentro de un circuito integrado (ECG995), capaz de convertir tal frecuencia a un voltaje DC, de acuerdo a la relación:

$$V_{TAC} = K.f(\text{salida de transistor})[Hz] = \tfrac{1}{2}.K.w_{motor} \quad [rpm] \qquad (4.29)$$

Donde K es la constante de transformación de frecuencia a voltaje y tiene un valor de 6.58 mV/Hz,

determinado por la pendiente de la gráfica 5.13, en el capítulo V, que muestra el voltaje de salida del tacómetro integrado versus su frecuencia de entrada.

CAPITULO V

ENSAMBLAJE, PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

5.1 ENSAMBLAJE DE LOS DIFERENTES BLOQUES.

La figura 5.1 muestra el disco ranurado montado sobre el eje del motor de inducción de rotor devanado. Como se puede observar este disco consta en su perímetro de 30 secciones alternadas entre negras y transparentes.

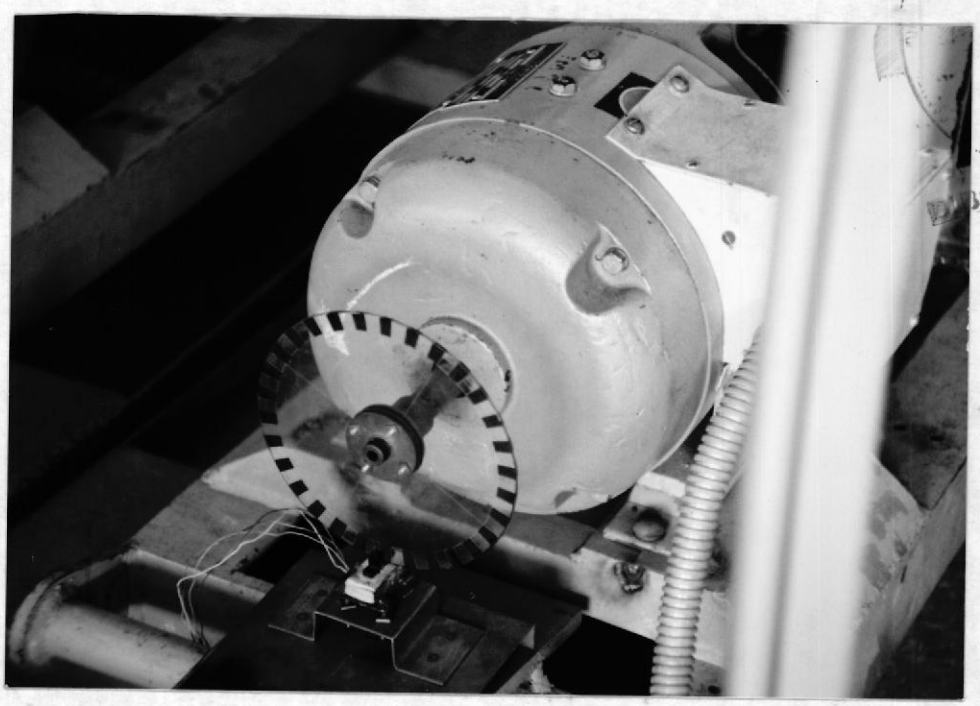


Figura 5.1 Fotografía de la Optocupla y del Disco Ranurado.

POLITECNICA
BIBLIOTECA

En la parte inferior se observa la optocupla ECG3082, que se encarga de sensar las secciones anteriormente descritas.

En la figura 5.2 se muestra a su vez el circuito troceador. El puente de diodos se ubica al lado izquierdo, al lado superior derecho se halla un disipador con los tiristores Th1 y Th2, en la parte inferior un disipador con el tiristor Th3 y un diodo en serie, también se observa el condensador C de 7 μf y la inductancia L de 200 μH, en la parte inferior derecha. En la parte derecha se observa R1 como una serie de 4 resistencias en paralelo y en la sección

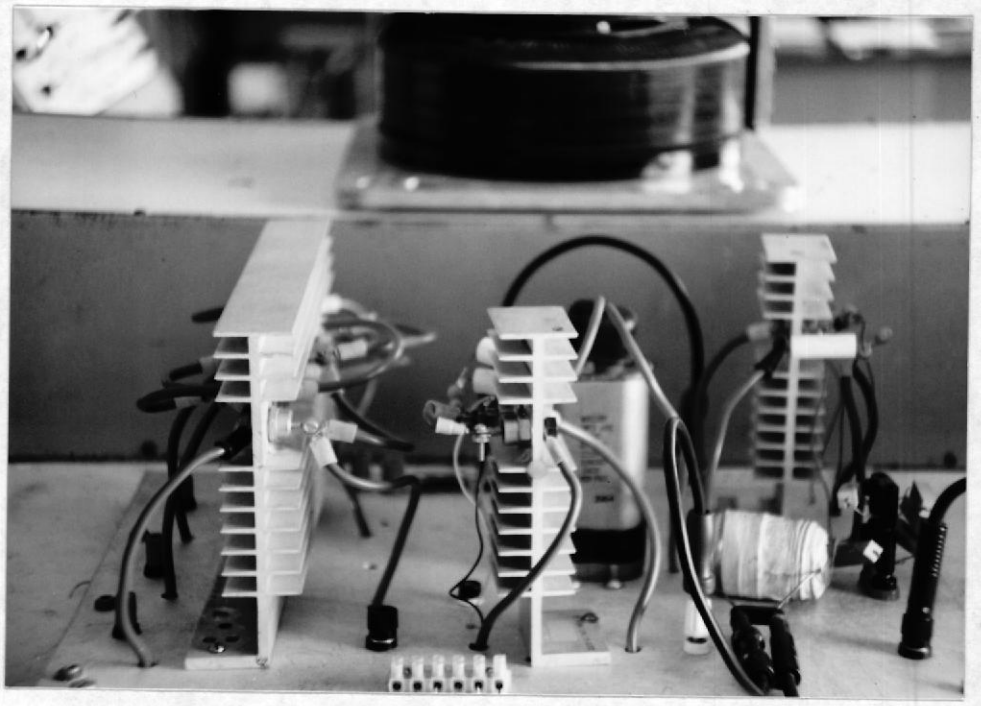


Figura 5.2 Fotografía del Circuito Troceador.

frontal la conexión de puertas y cátodos de los 3 tiristores respectivamente.

5.2 PRUEBAS Y RESULTADOS EXPERIMENTALES.

5.2.1 PRUEBAS EN LAZO ABIERTO.

Al trabajar el circuito de control en lazo abierto, sin realimentación, el control sobre el ciclo de trabajo del tiristor principal con respecto al período total se lo realiza a través de un voltaje de referencia que puede ser variado entre 0 y +12 voltios, que reemplaza a la salida del controlador PI (proporcional integral). Como se explicó en el capítulo anterior, el motor no debe ser arrancado con el máximo ciclo de trabajo de Th1, pues el circuito de protección de sobrecorrientes desactivaría todo el sistema debido a la alta corriente de arranque.

La figura 5.3 muestra la variación de velocidad del motor versus el ciclo de trabajo (CT) del tiristor principal sobre el período total de operación del troceador; en lazo abierto y sin carga, se puede observar la relación directa que existe entre velocidad y

TABLA I

VELOCIDAD VERSUS CICLO DE TRABAJO DEL TIRISTOR PRINCIPAL, LAZO ABIERTO

CT %	VELOCIDAD (w) (rpm)
0.05	340
0.07	350
0.10	370
0.15	390
0.20	460
0.30	560
0.40	660
0.50	790
0.60	920
0.70	1170
0.80	1430

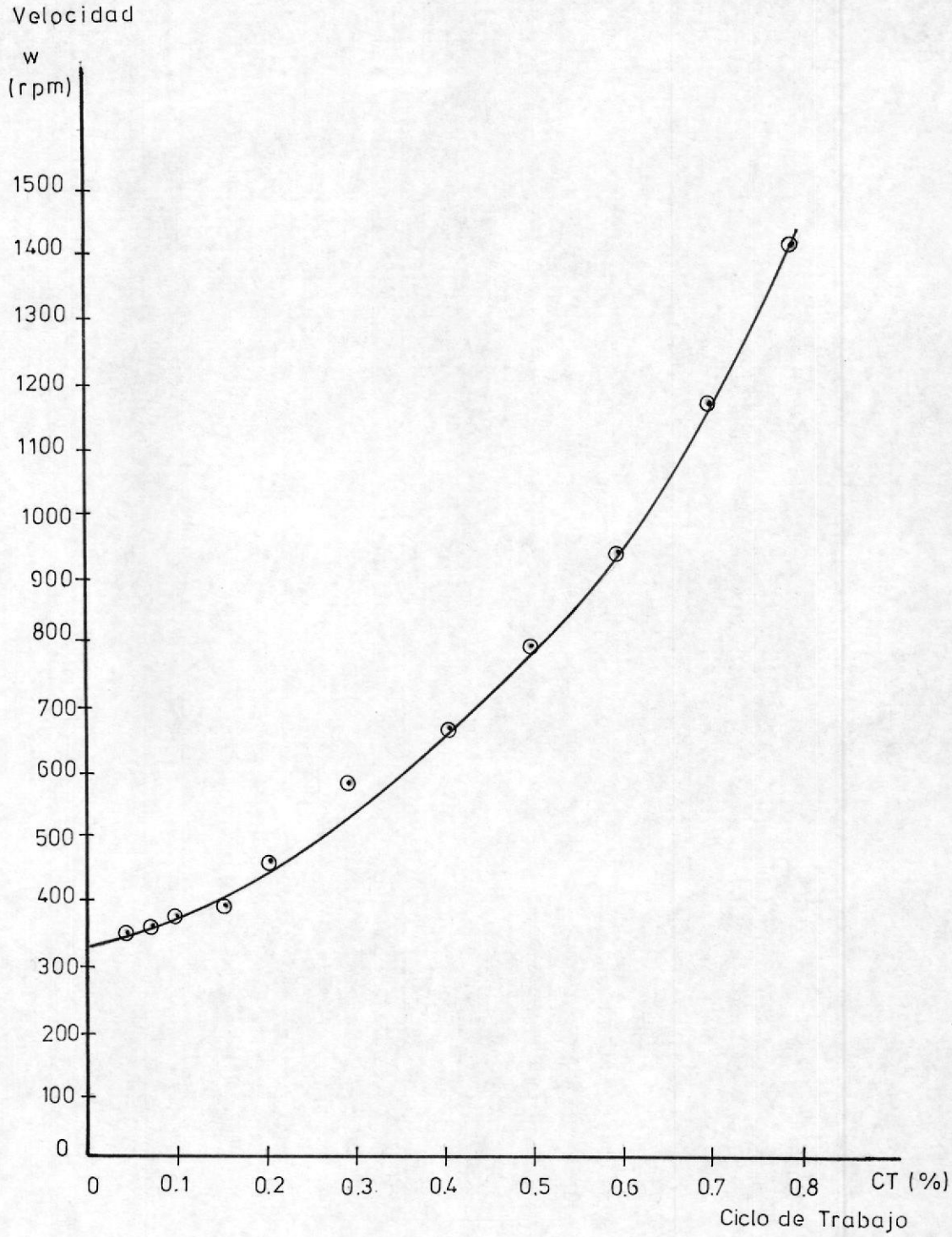


Fig. 5.3 Velocidad del motor vs Ciclo de Trabajo del Tiristor principal.

ciclo de trabajo, variando este último desde un mínimo posible (5% del período total) hasta el máximo (80%) y obteniendo distintos valores de la velocidad del motor (w motor). Estos datos se pueden observar en la tabla I.

La curva de la figura 5.4 muestra la resistencia externa equivalente en el rotor presentada por el troceador, basada en los datos de la tabla II, los cuales se obtienen desconectando el troceador del rectificador trifásico y sustituyéndolo por una resistencia variable, entonces se toman datos de la variación de velocidad con respecto a la variación de resistencia. Estos datos se comparan con la tabla anterior, obteniéndose los valores de resistencia que producen la misma velocidad en el motor a aquella producida por el ciclo de trabajo variable del tiristor principal, de esta forma se asegura que las condiciones en el rotor dadas por la operación del troceador fueron similares a aquellas dadas por una resistencia variable.

La figura 5.5 muestra varias curvas que explican, en lazo abierto, la variación de velocidad del motor con respecto a la

TABLA II

RESISTENCIA EXTERNA EQUIVALENTE EN EL ROTOR VS.

CICLO DE TRABAJO DEL TIRISTOR PRINCIPAL TH1

C T %	R EXTERNA Ω
5	33
10	22.6
20	15.0
25	11.8
30	8.8
40	6.8
45	5.2
50	4.6
60	2.9
65	2.6
70	2.4
80	1.3

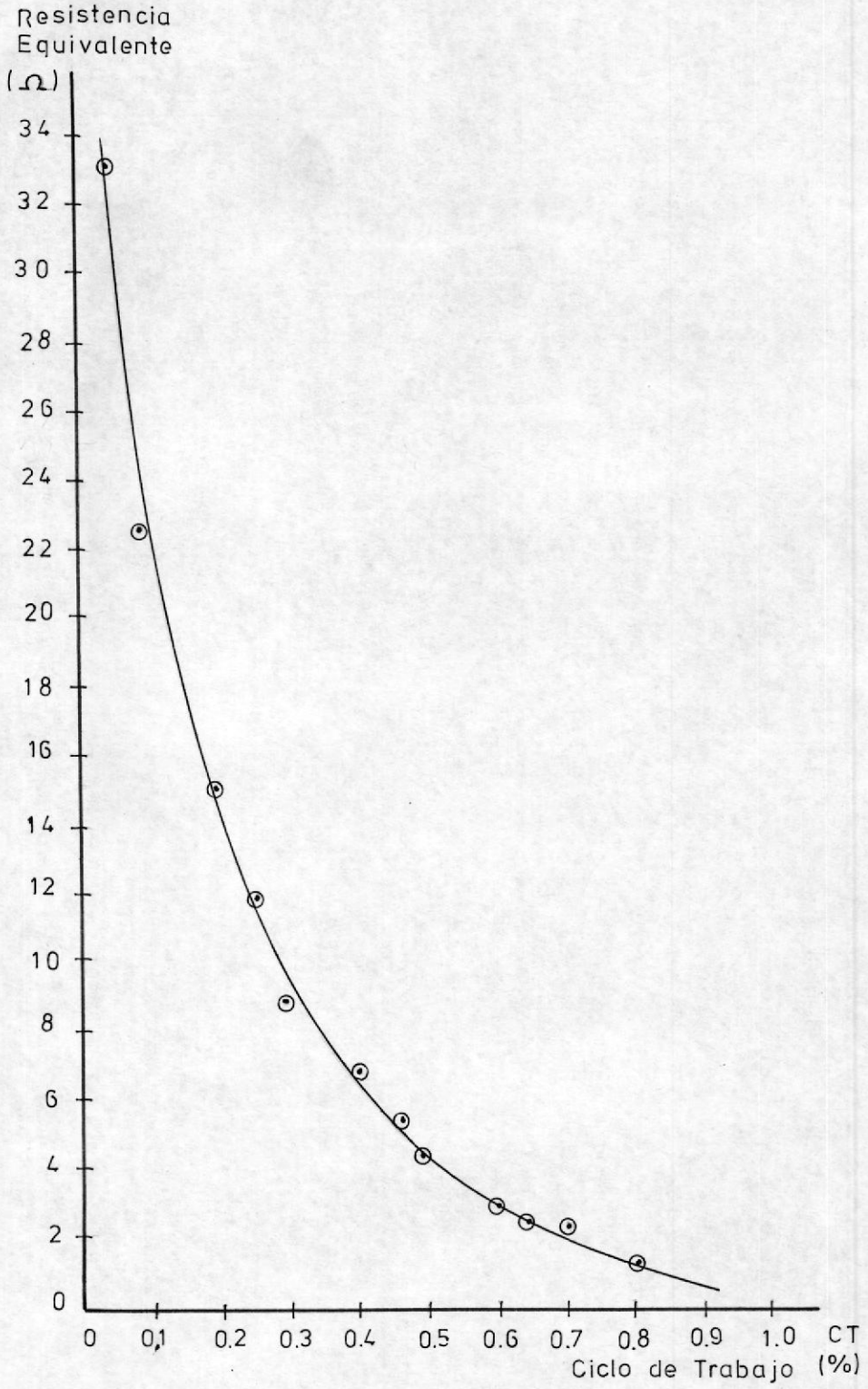


Fig. 5.4 Resistencia externa en el Rotor vs. Ciclo de Trabajo del Tiristor principal.

TABLA III

VELOCIDAD VS. CORRIENTE TOTAL EN EL TROCEADOR

LAZO ABIERTO

I(tot) Amp	Velocidad (w) rpm
Ciclo de Trabajo = 0.8	
2.3	1460
3.5	1420
4.5	1370
5.6	1300
Ciclo de Trabajo = 0.7	
2.1	1400
2.9	1360
4.6	1270
7.0	1100
Ciclo de Trabajo = 0.6	
1.9	1360
2.8	1300
4.3	1190
7.0	990

sigue..

Ciclo de Trabajo = 0.5	
1.8	1250
2.6	1150
3.7	1000
5.4	780
6.2	670
Ciclo de Trabajo = 0.4	
1.4	1090
1.9	945
2.7	760
3.8	540
4.2	450
Ciclo de Trabajo = 0.25	
1.2	830
1.5	680
2.0	490
2.5	320
2.6	250
Ciclo de Trabajo = 0.1	
0.5	610
0.65	470
0.85	350
1.0	220
1.2	170

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
BIBLIOTECA

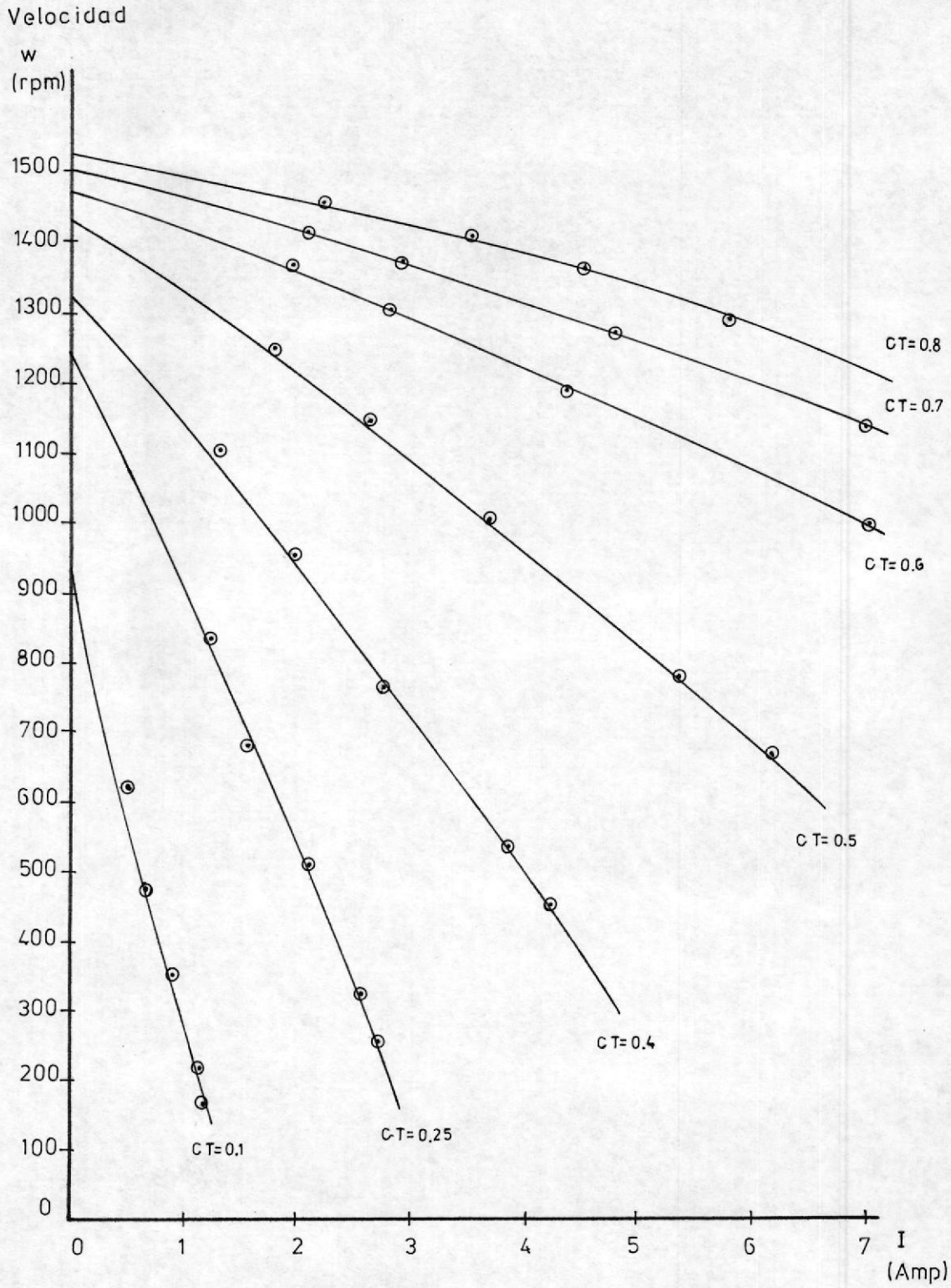


Fig. 5.5 Velocidad vs. Corriente total en el Troceador en Lazo abierto.

variación de corriente total en el troceador, para diferentes valores del ciclo de trabajo del tiristor principal. Para obtener estos datos que se encuentran en la tabla III, se fija el ciclo de trabajo a un valor determinado y se varía la carga en el motor, obteniéndose los valores de velocidad versus corriente, volviéndose a repetir para distintos valores fijados del ciclo de trabajo. Se puede observar como la variación de velocidad se incrementa a medida que el ciclo de trabajo disminuye y por tanto la regulación de velocidad empeora, lo cual comprueba la teoría del motor de inducción de rotor devanado de que a medida que la resistencia externa en el rotor aumenta (debido a la disminución del ciclo de trabajo del tiristor principal), las pérdidas en el rotor se incrementan considerablemente disminuyendo la eficiencia del motor.

5.2.2 PRUEBAS EN EL CIRCUITO DE CONTROL.

En la figura 5.6 se pueden observar 3 señales del circuito de control, 2 de estas señales se encuentran superpuestas y corresponden a la generación de la onda triangular y a la señal

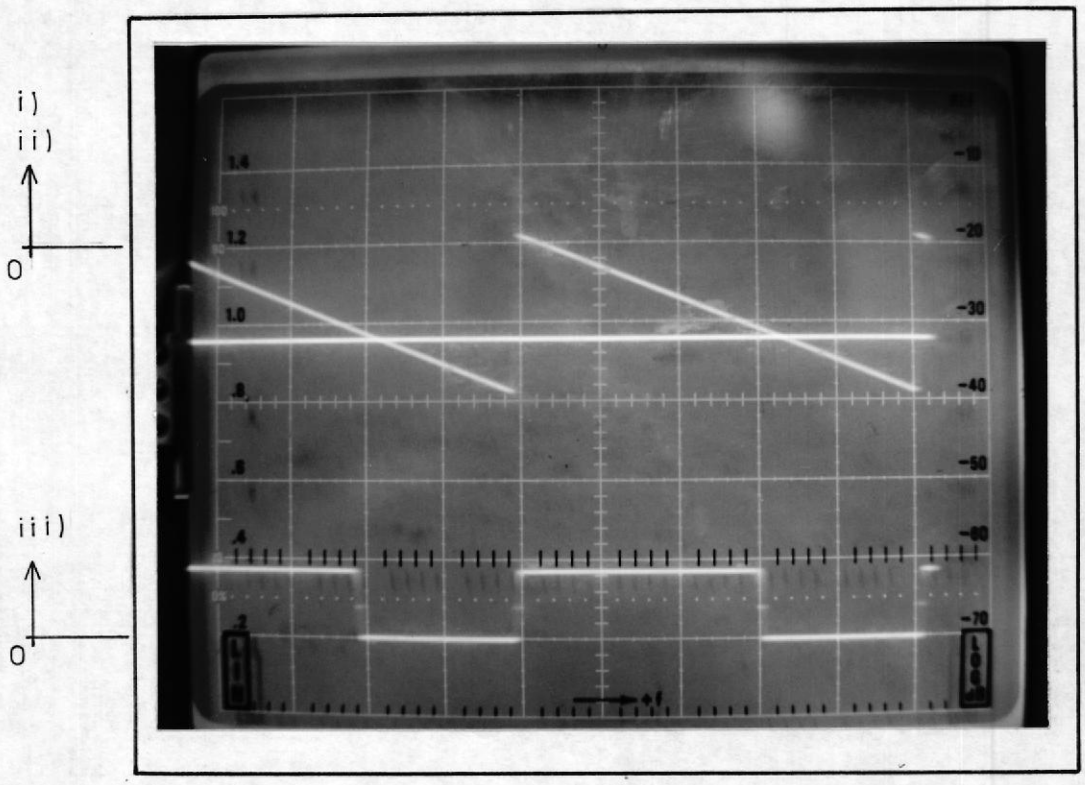


Figura 5.6 Resultados del Circuito de Control.

i) Generación de la señal Rampa.
ii) Señal de Salida del Control PI.
iii) Pulso modulado de disparo de Th1.

Escala Horizontal = 0.5 mseg/div.

Escala Vertical = i) 5 V/div.
ii) 5 V/div.
iii) 5 V/div.

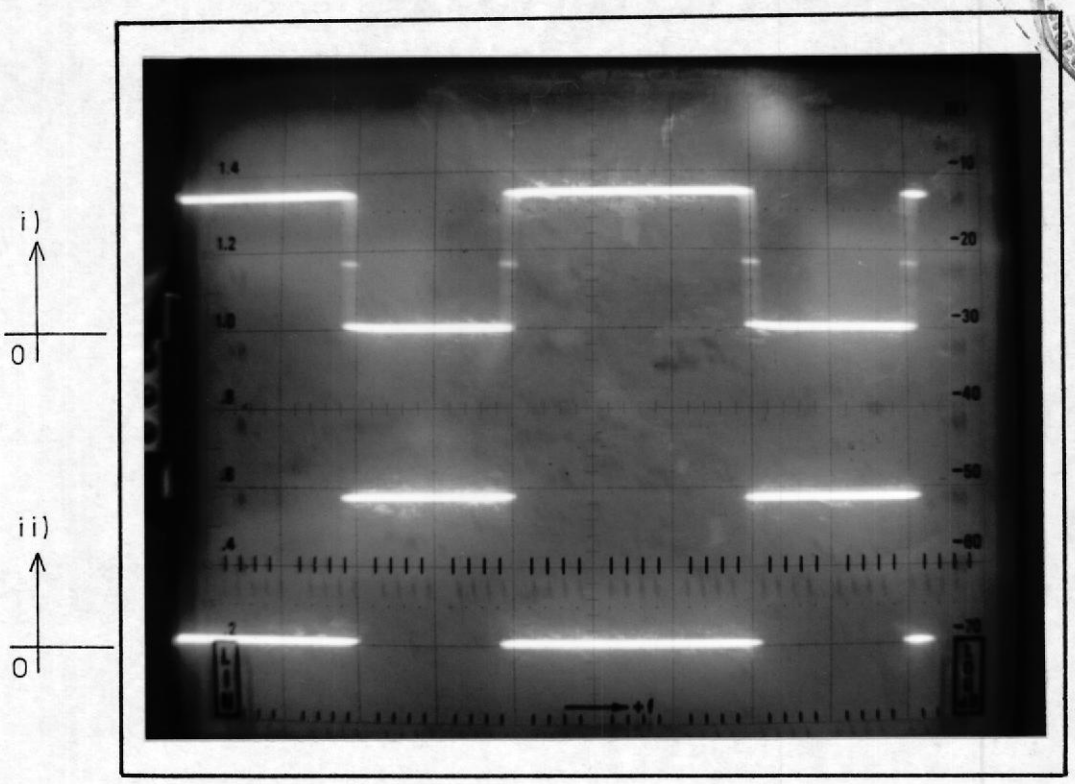


Figura 5.7 Resultados del circuito de Control.

i) Pulsos de disparo para Th1.
ii) Pulsos de disparo para Th2.

Escala Horizontal = 0.5 mseg/div.

Escala Vertical = i) 2 V/div.
ii) 2 V/div.

de salida del control PI, la cual intersecta a la anterior en un punto intermedio elegido para mostrar claramente la comparación de ambas señales y que ocurre en el 60% del período de operación (T=2.5 ms), esto es 1.5 mseg, lo cual se puede apreciar en la escala expuesta en el gráfico. Estas 2 señales tienen como resultado de su comparación un ancho de pulso que constituye el ciclo de trabajo de Th1 sobre el período total y es la tercera forma de onda expuesta en la parte inferior de la figura.

BIBLIOTECA

La figura 5.7 corresponde a los pulsos modulados para Th1 y Th2, el pulso para el tiristor 1 es el mismo expuesto anteriormente (1.5 mseg en nivel alto), el pulso correspondiente a Th2 es por supuesto su negado (1 mseg en nivel alto siendo el período total de 2.5 mseg), cabe anotar que la señal de Th1 es también utilizada para Th3 pues ambos tiristores se encienden al mismo tiempo.

5.2.3 PRUEBAS EN EL CIRCUITO DE DISPARO.

Como se explicó anteriormente, para el arranque del motor se necesita que el tiristor

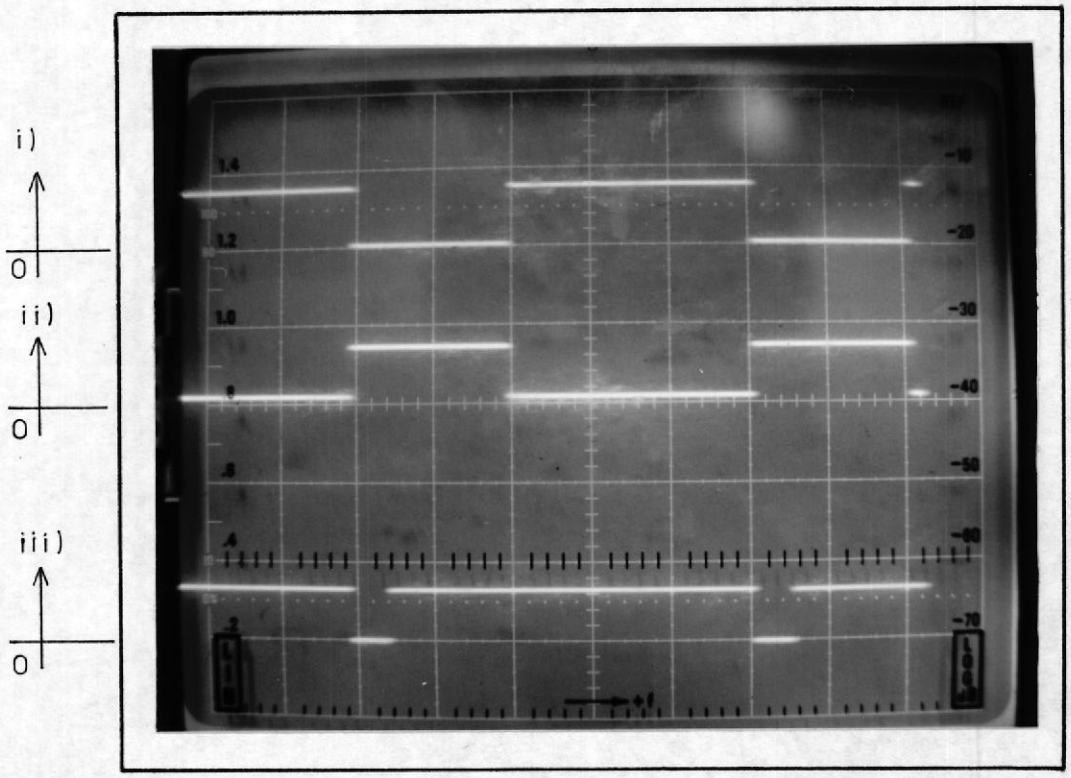


Figura 5.8 Resultados del circuito de Disparo.

i) Pulsos de disparo para Th1.
ii) Pulsos de disparo para Th2.
iii) Señal de retraso del circuito disparador monoestable.

Escala Horizontal = 0.5 mseg/div.

Escala Vertical = i) 5 V/div.
ii) 5 V/div.
iii) 5 V/div.

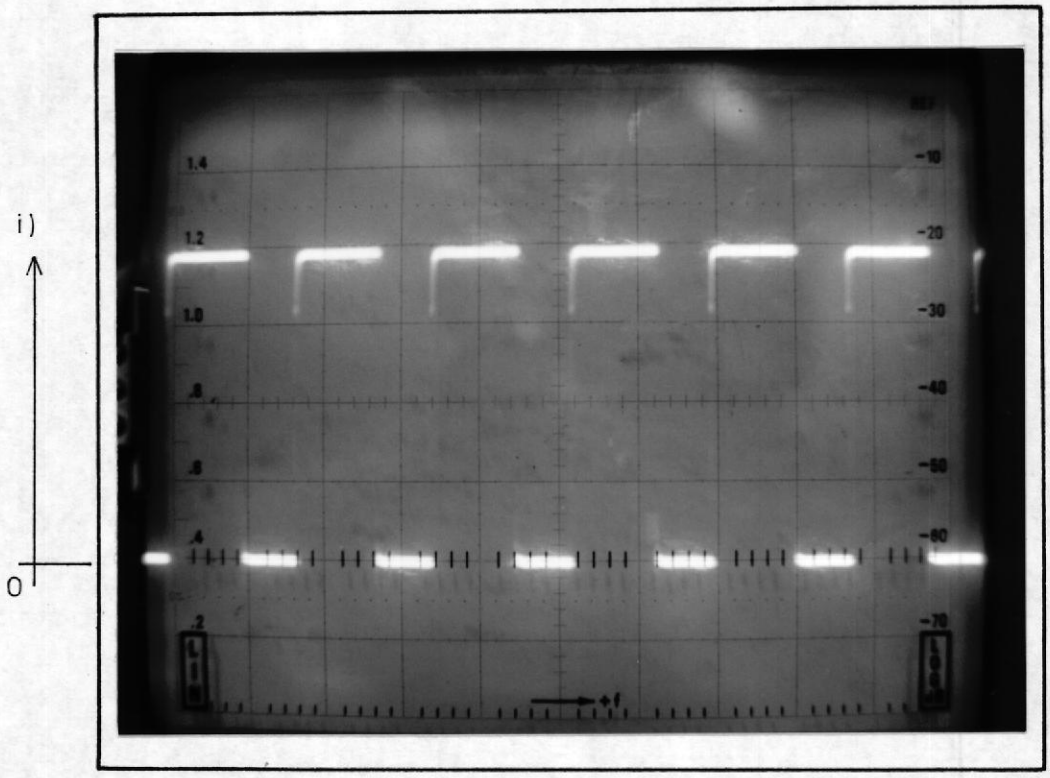


Figura 5.9 Resultados del circuito de Disparo.

i) Tren de impulsos para modulación de los pulsos de disparo.

Escala Horizontal = 0.05 mseg/div.

Escala Vertical = 1 V/div.

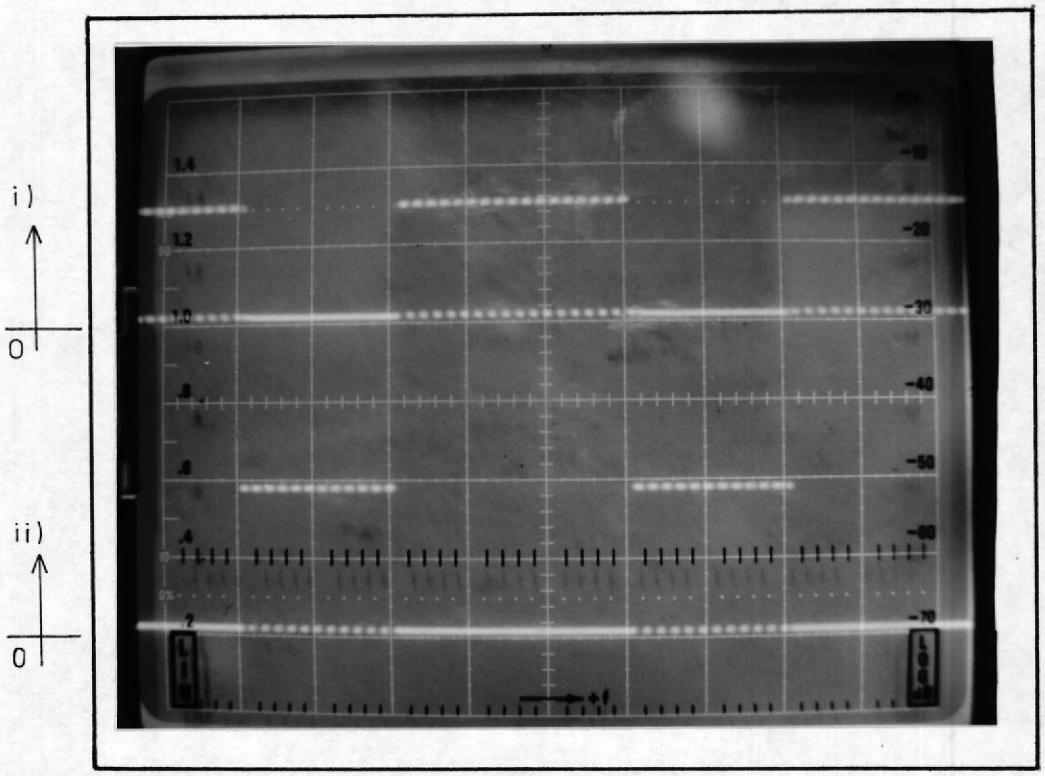


Figura 5.10 Resultados del circuito de Disparo.

i) Pulso modulado de disparo para Th1.
ii) Pulso modulado de disparo para Th2.

Escala Horizontal = 0.5 mseg/div.

Escala Vertical = i) 2 V/div.
ii) 2 V/div.

2 sea el primero en encenderse para producir el cargado inicial del condensador, para lo cual se utiliza una señal de retardo proveniente de un monoestable con respecto al pulso de disparo del tiristor 2. Esta señal junto con los pulsos de disparo de los tiristores 1 y 2 se muestra en la figura 5.8. Obsérvese el retardo de 0.2 mseg que corresponde a la señal del monoestable con respecto al flanco positivo del pulso asignado al tiristor 2.

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
BIBLIOTECA

Los pulsos de disparo para los tiristores son modulados a una frecuencia más alta con el fin de enviar un tren de impulsos, en lugar de un solo pulso; esta frecuencia proveniente de un multivibrador integrado LM555, es una señal cuadrada de 12 KHz, que se muestra en la figura 5.9. Los pulsos ya modulados para los tiristores 1 y 2 se muestran en la figura 5.10.

5.2.4 PRUEBAS EN LAZO CERRADO.

La tabla IV muestra la respuesta del convertidor de frecuencia a voltaje (ECG995), se puede observar que para una frecuencia de

TABLA IV

VOLTAJE DEL TACOMETRO VS.

FRECUENCIA DE ENTRADA

F(in) Hertz	V_{TAC} Voltios
10	0.124
50	0.336
100	0.673
200	1.380
300	2.000
400	2.673
500	3.280
600	4.000
700	4.670
800	5.340
900	6.010
950	6.230
1000	6.230

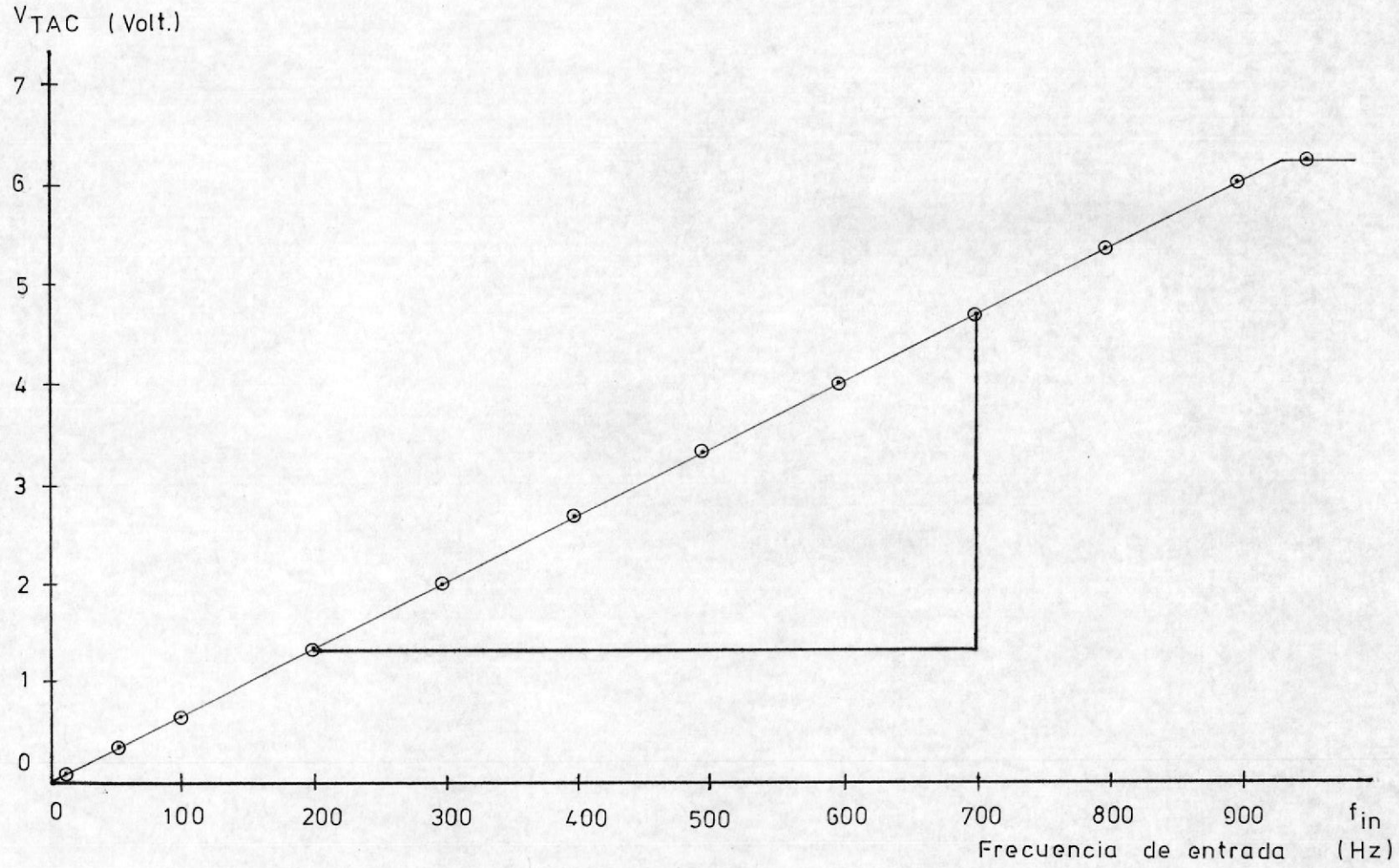


Fig. 5.11 Voltaje de salida del tacómetro vs. su Frecuencia de entrada.

entrada algo mayor a 900 Hz, la salida se mantiene en un nivel constante de 6 voltios, por tanto esta es la frecuencia máxima que puede sensar el integrado, así, esta frecuencia convertida a minutos y dividida para las 30 secciones alternadas del disco ranurado fijan la máxima velocidad de sensado en 1800 rpm, lo que asegura un rango completo de sensado pues la velocidad sincrónica nominal del motor es menor (1680 rpm).

La gráfica 5.11 se realiza a partir de estos datos, y nos permite obtener el factor de conversión de frecuencia a voltaje (K), por medio de la pendiente (delta v/delta f) de la curva, así,

$$K = \frac{\text{delta v}}{\text{delta f}} = \frac{v2 - v1}{f2 - f1} = \frac{4.67 - 1.38}{700 - 200} =$$

$$K = 6.58 \text{ mV/Hz}$$

En el control de velocidad a lazo cerrado se realizan varias pruebas, para observar el comportamiento del motor y del control, la tabla V muestra los valores obtenidos de velocidad versus corriente total en el

troceador para cambios en la carga del motor, se han tomado datos de la regulación de velocidad para distintos valores prefijados de velocidad, esto es a 400, 800, 1200 y 1400 [rpm]. En la figura 5.12 se puede observar como a 1400 [rpm] se pierde el control a medida que la corriente se incrementa, esto es debido a que el ciclo de trabajo del tiristor principal se encuentra al máximo de operación, mientras que para valores menores de velocidad, la regulación de velocidad es la deseada pues el ciclo de trabajo varía dentro de un rango de control adecuado.

La mejor respuesta obtenida del circuito controlador proporcional-integral PI y de la velocidad del motor ante variaciones de carga y de referencia se exponen en las siguientes gráficas, en las que se toma el eje de referencia de velocidad siempre como la velocidad del motor antes de la perturbación.

Así, la respuesta de la velocidad a un cambio positivo en la señal de referencia (el cambio positivo exige un incremento en la velocidad del motor), puede observarse en la figura 5.13. El motor sufre un cambio de velocidad de

TABLA V

VELOCIDAD VS. CORRIENTE TOTAL EN EL TROCEADOR

LAZO CERRADO

I(tot) Amp	Velocidad (w) rpm
Velocidad de regulación = 1400 rpm	
2.1	1400
3.2	1370
4.9	1330
6.1	1270
Velocidad de regulación = 1200 rpm	
1.8	1200
3.1	1200
4.3	1200
6.2	1200

sigue..

Velocidad de regulación = 800 rpm	
1.2	800
2.7	800
5.1	800
6.4	800
Velocidad de regulación = 400 rpm	
0.6	400
2.2	400
4.8	400
6.7	400

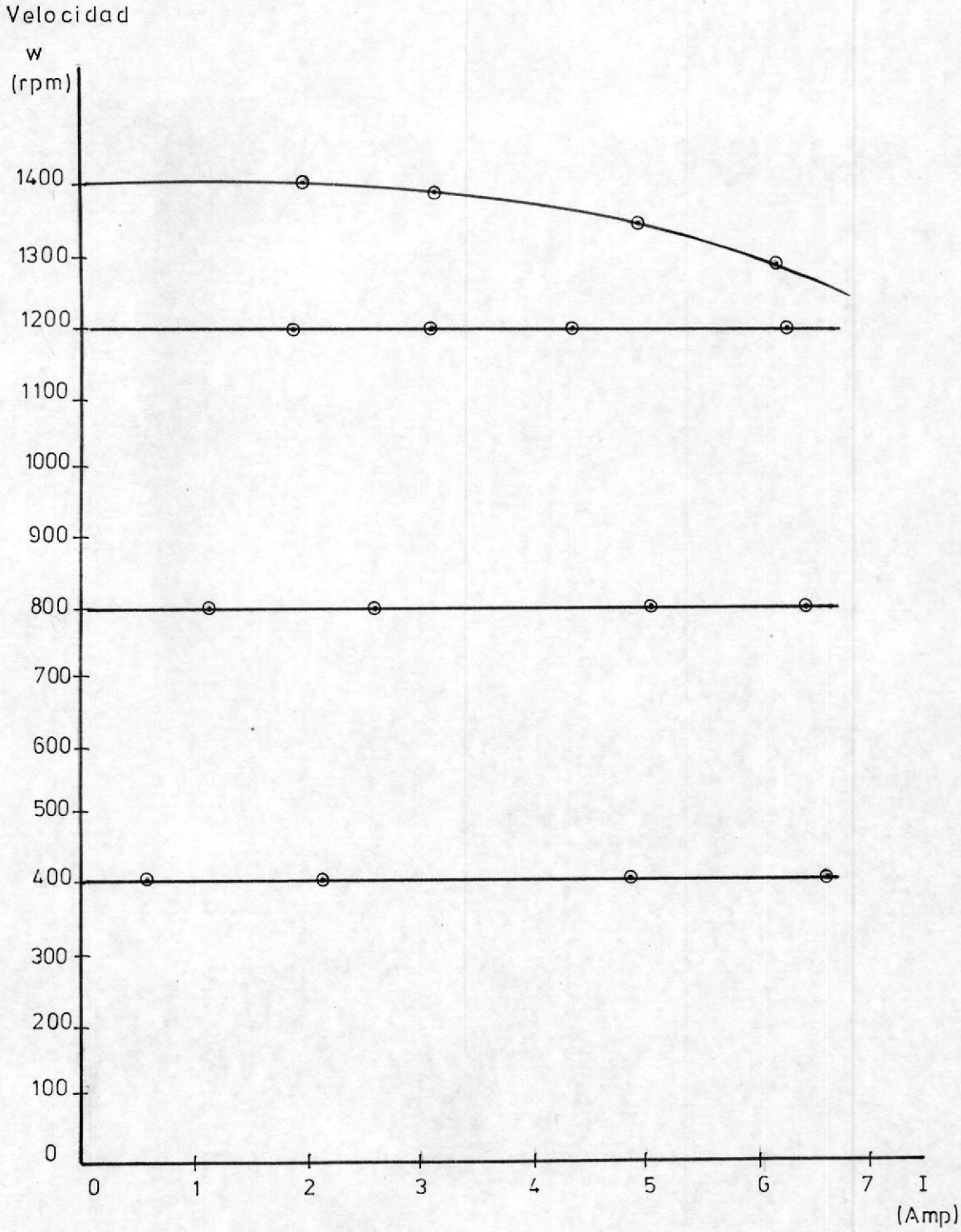


Fig. 5.12 Velocidad vs. Corriente total en el Troceador en Lazo cerrado.

500 rpm, debido a un cambio en la referencia de 4.0 voltios. El tiempo de respuesta obtenido se puede observar de aproximadamente 2 segundos.

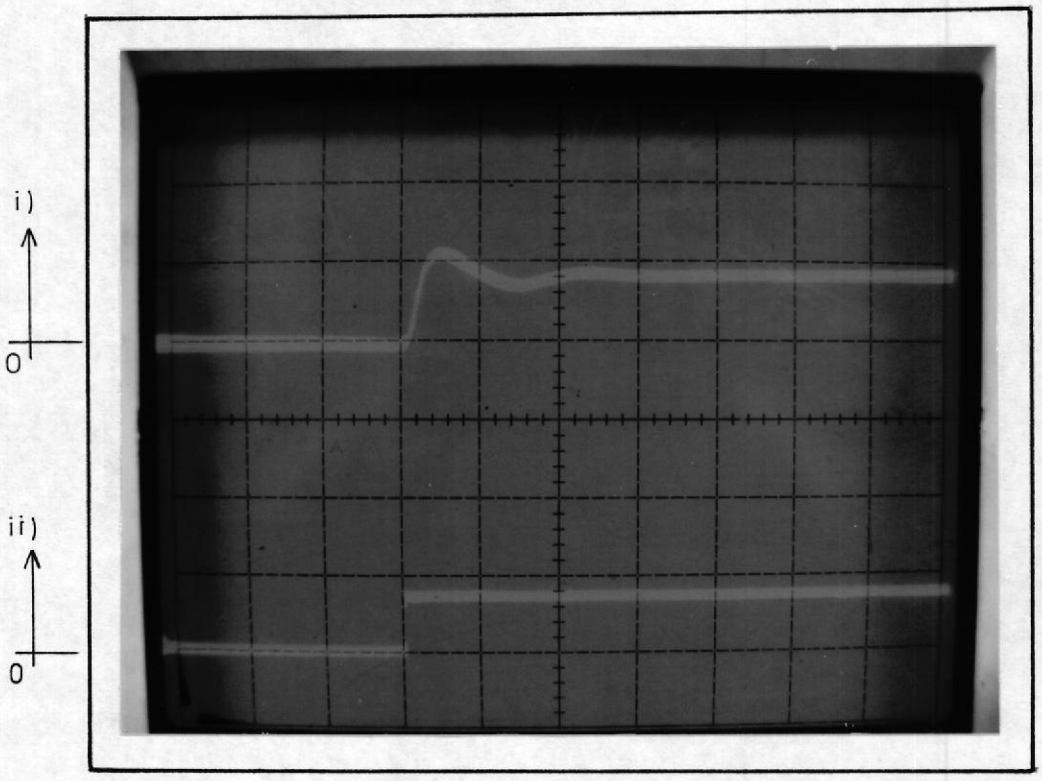
Para un cambio negativo de la misma magnitud en la señal de referencia, la respuesta de velocidad se observa en la figura 5.14. La forma de la respuesta es diferente puesto que el control exige un cambio de velocidad rápido sin embargo, el motor varía su velocidad influenciado por su inercia, el tiempo de estabilización es de aproximadamente 4 segundos. Obsérvese en la figura 5.15 el efecto de ambas perturbaciones separadas por un lapso de 3 segundos y la respuesta a ambas de la velocidad.

En la figura 5.16 se observan las respuestas tanto de la velocidad del motor (en la parte superior de la figura) como del control PI (en la parte inferior) a un aumento bajo de carga en el motor (50 W), la velocidad del motor es de 1200 rpm. Para observar mejor la forma de onda de ambas señales se ha eliminado en el osciloscopio el nivel DC de ellas, con el objeto de poder obtener la menor escala y

500 rpm, debido a un cambio en la referencia de 4.0 voltios. El tiempo de respuesta obtenido se puede observar de aproximadamente 2 segundos.

Para un cambio negativo de la misma magnitud en la señal de referencia, la respuesta de velocidad se observa en la figura 5.14. La forma de la respuesta es diferente puesto que el control exige un cambio de velocidad rápido sin embargo, el motor varía su velocidad influenciado por su inercia, el tiempo de estabilización es de aproximadamente segundos. Observese en la figura 5.15 el efecto de ambas perturbaciones aplicadas con un lapso de 3 segundos y la respuesta a cambios de la velocidad.

En la figura 5.16 se observan las respuestas ante de la velocidad del motor (en la parte superior de la figura) y la del control PI (en la parte inferior) a un aumento tipo de carga en el motor (50 %). La velocidad del motor es de 1500 rpm. Para observar mejor la forma de onda de ambas señales se ha eliminado en el osciloscopio el nivel DC de ellas, con el objeto de poder ajustar la mayor escala y



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
GUAYAQUIL
BIBLIOTECA

Figura 5.13 Resultados del Control en Lazo Cerrado.

i) Señal de Velocidad.
ii) Señal de Voltaje de Referencia.

Escala Horizontal = 1 seg/div.

Escala Vertical = i) 600 rpm/div.
ii) 5 V/div.

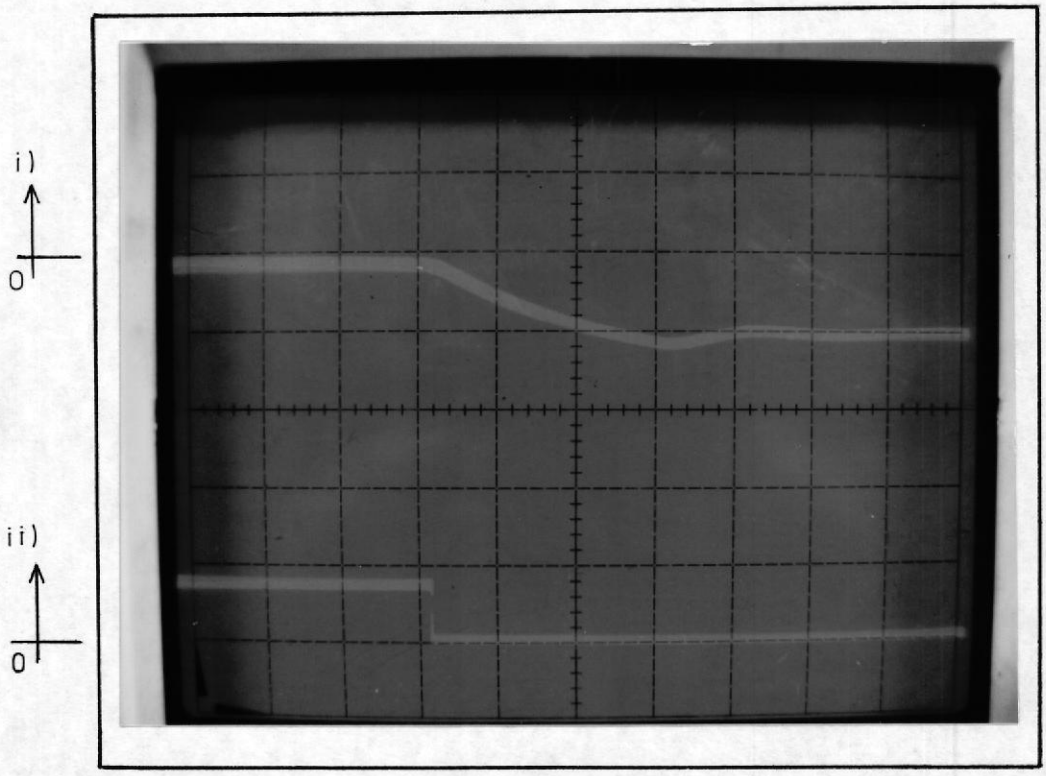


Figura 5.14 Resultados del Control en Lazo Cerrado.

i) Señal de Velocidad.
ii) Señal de Voltaje de Referencia.

Escala Horizontal = 1 seg/div.

Escala Vertical = i) 600 rpm/div.
ii) 5 V/div.

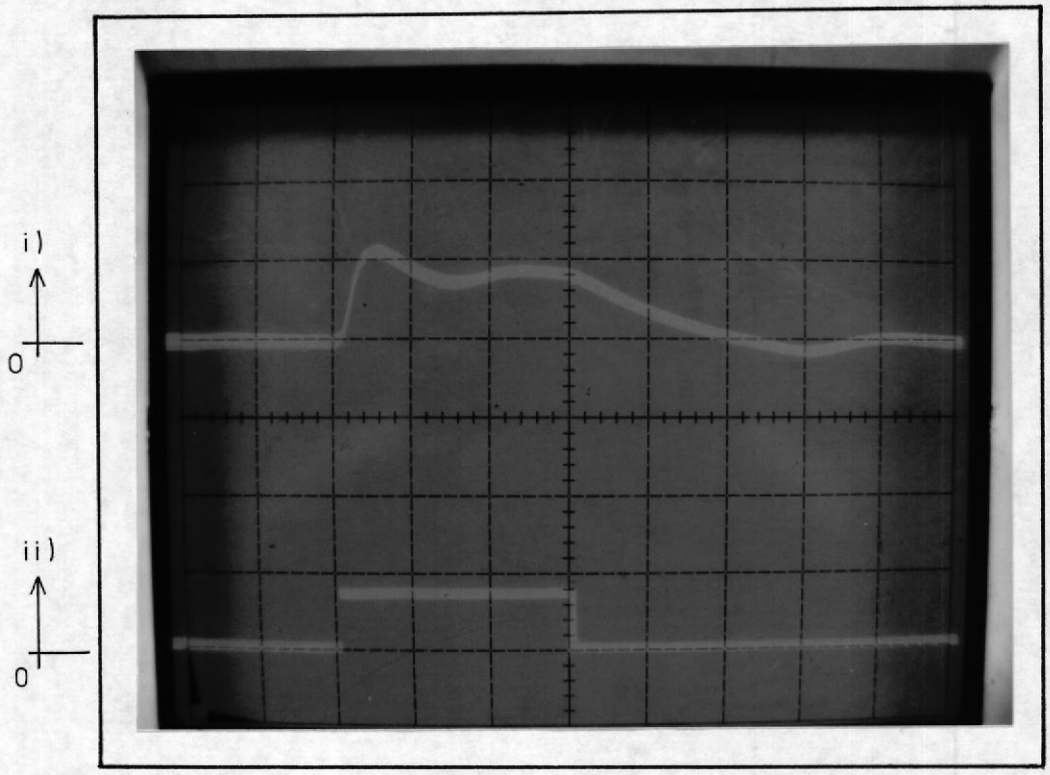


Figura 5.15 Resultados del Control en Lazo Cerrado.

i) Señal de Velocidad.
ii) Señal de Voltaje de Referencia.

Escala Horizontal = 1 seg/div.

Escala Vertical = i) 600 rpm/div.
ii) 5 V/div.

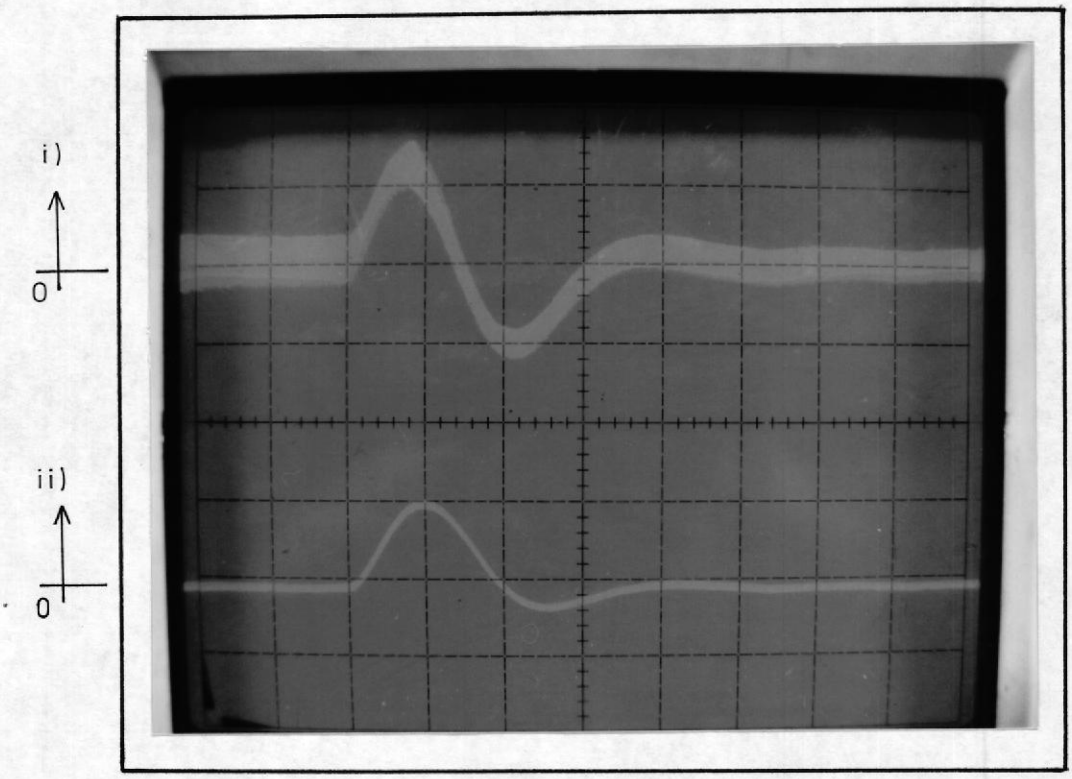


Figura 5.16 Resultados del Control en Lazo Cerrado.

Carga impuesta: 50 Vatios

i) Señal de velocidad.
ii) Señal de salida del controlador PI.

Escala Horizontal = 0.5 seg/div.

Escala Vertical = i) 50 rpm/div.
ii) 1 V/div.

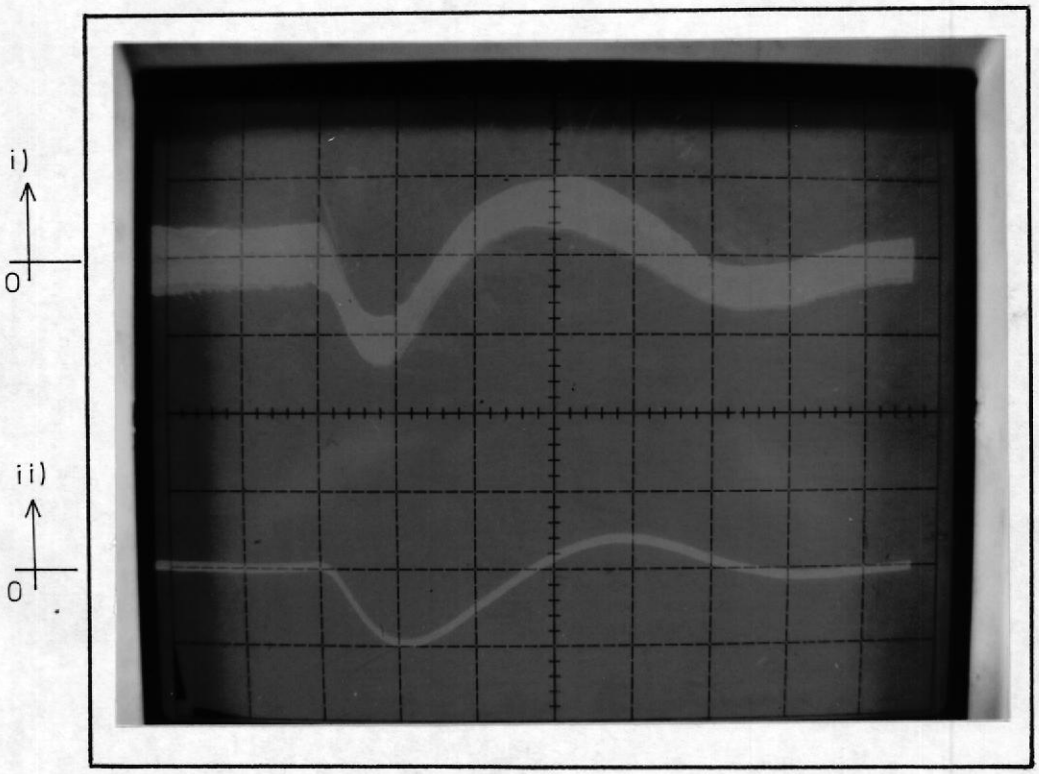


Figura 5.17 Resultados del Control en Lazo Cerrado.

Carga eliminada: 50 Vatios

i) Señal de velocidad.
ii) Señal de salida del controlador PI.

Escala Horizontal = 0.5 seg/div.

Escala Vertical = i) 50 rpm/div.
ii) 1 V/div.

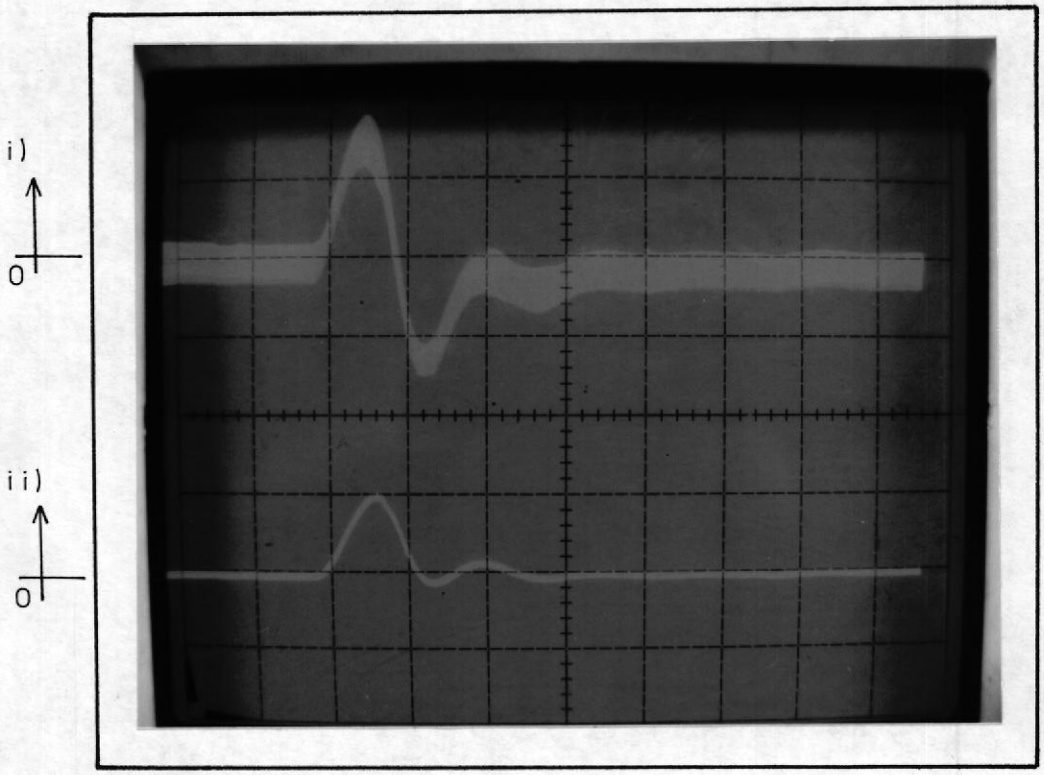


Figura 5.18 Resultados del Control en Lazo Cerrado.

Carga impuesta: 500 Vatios

i) Señal de velocidad.
ii) Señal de salida del controlador PI.

Escala Horizontal = 2 seg/div.

Escala Vertical = i) 120 rpm/div.
ii) 2 V/div.

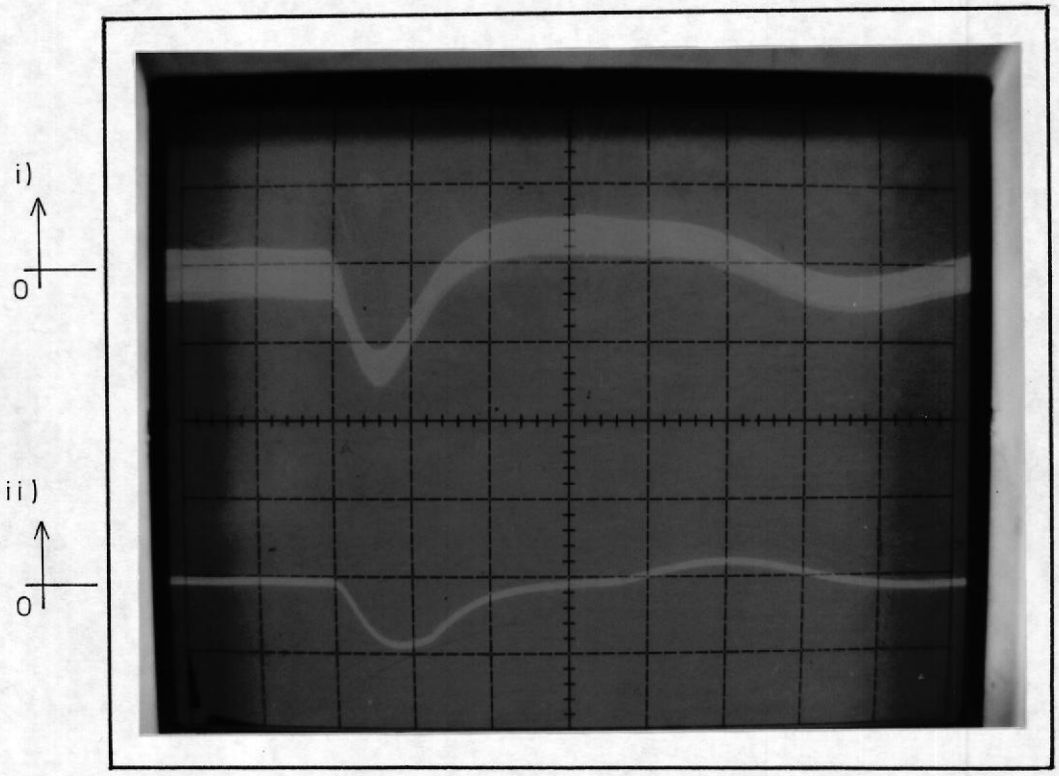


Figura 5.19 Resultados del Control en Lazo Cerrado.

Carga eliminada: 500 Vatios

i) Señal de velocidad.
ii) Señal de salida del controlador PI.

Escala Horizontal = 2 seg/div.

Escala Vertical = i) 120 rpm/div.
ii) 2 V/div.

poder observar en el mayor tamaño posible, así la escala vertical de velocidad corresponde a aproximadamente 50 rpm/división. La escala horizontal correspondiente a 0.5 seg/división nos muestra el tiempo de respuesta de aproximadamente 2 segundos.

Al eliminar esta carga eléctrica, se obtiene la respuesta que se muestra en la figura 5.17, las escalas vertical y horizontal son iguales a las de la figura anterior, se puede observar la inercia del motor al recobrar su velocidad original que hace que el tiempo de estabilización sea mayor.

En la figura 5.18 se vuelve a repetir la prueba con una carga mayor (500 W), los picos de voltaje de ambas señales (velocidad y salida del controlador) se incrementan (escalas verticales de 120 rpm/div y 2 V/div) al igual que el tiempo de respuesta se hace mucho mayor, 4 segundos aproximadamente en la escala horizontal de 2 seg/div, y al eliminar esta carga se obtiene la respuesta de la figura 5.19.

5.2.5 GRAFICACION DE CURVAS EXPERIMENTALES.

En la figura 5.20 se observa el voltaje ánodo-cátodo v(AK) del tiristor 1, el cual conduce durante un 60% (1.5 mseg) del período total, (ciclo de trabajo = 0.6) y para una velocidad del motor de 1200 rpm. Se puede observar una pequeña perturbación en el inicio de su conducción, esto es debido a que el tiristor 3 (cuyo ánodo se encuentra unido al cátodo del tiristor 1) se bloquea en ese instante por resonancia del circuito LC, como ya se ha descrito anteriormente y cuyo voltaje ánodo-cátodo se encuentra en la figura 5.21, en esta figura se puede observar su tiempo de conducción (aproximadamente 0.14 mseg), que corresponde al valor determinado en la ecuación 3.19.

En la figura 5.22 se muestra en cambio el voltaje ánodo-cátodo del tiristor 2, que empieza a conducir cuando el tiristor 1 es conmutado. Este tiristor conduce hasta apagarse por resonancia de un circuito RLC serie, se puede observar un valor negativo de voltaje en el intervalo en que el tiristor se encuentra conmutado antes de iniciar la conducción el tiristor 1, este voltaje

corresponde al voltaje del condensador menos el de la fuente como ya se ha descrito anteriormente.

El voltaje del condensador siempre alternando entre positivo y negativo, se muestra en la figura 5.23, en el cual su tiempo de carga positiva que se realiza a través de la red RLrC es considerablemente mayor al tiempo de inversión a voltaje negativo a través de la resonancia del circuito LC, se puede observar que la magnitud del voltaje antes y después de su inversión por la red LC no se mantiene constante debido a las pérdidas por conmutación del tiristor y fugas normales en un condensador real.

BIBLIOTECA

La corriente en la inductancia Lr se muestra en la figura 5.24, el motor soporta una carga eléctrica media (350 Vatios). Esta corriente posee 2 ciclos de trabajo, el primero es mientras Th1 conduce y como se puede observar en la figura, su forma de onda es una rampa ya especificada en la ecuación 3.6. La segunda proviene de la conmutación de Th1 y la conducción del tiristor Th2 a través de un circuito V, R, Lr y C de resonancia, dada en

la ecuación 3.21 y cuyo resultado se da en la ecuación 3.36. Finalmente decae a cero en el instante en que se autoconmuta por resonancia.

En la figura 5.25 se muestra la corriente en la resistencia R1, bajo las mismas condiciones de la figura anterior y que coincide con la forma de onda de la corriente total anterior con Th1 bloqueado y Th2 conduciendo hasta conmutarse como ya se explicó anteriormente, mientras que tiene un valor nulo cuando Th1 conduce (un 60% del período total) existiendo una ligera perturbación debido a la inversión de voltaje del condensador C a través del tiristor 3, cuyo ánodo se encuentra unido al extremo de la resistencia a través de la inductancia L, esta perturbación coincide, como se observó en la figura 5.21, con el tiempo de conducción del tiristor 3.

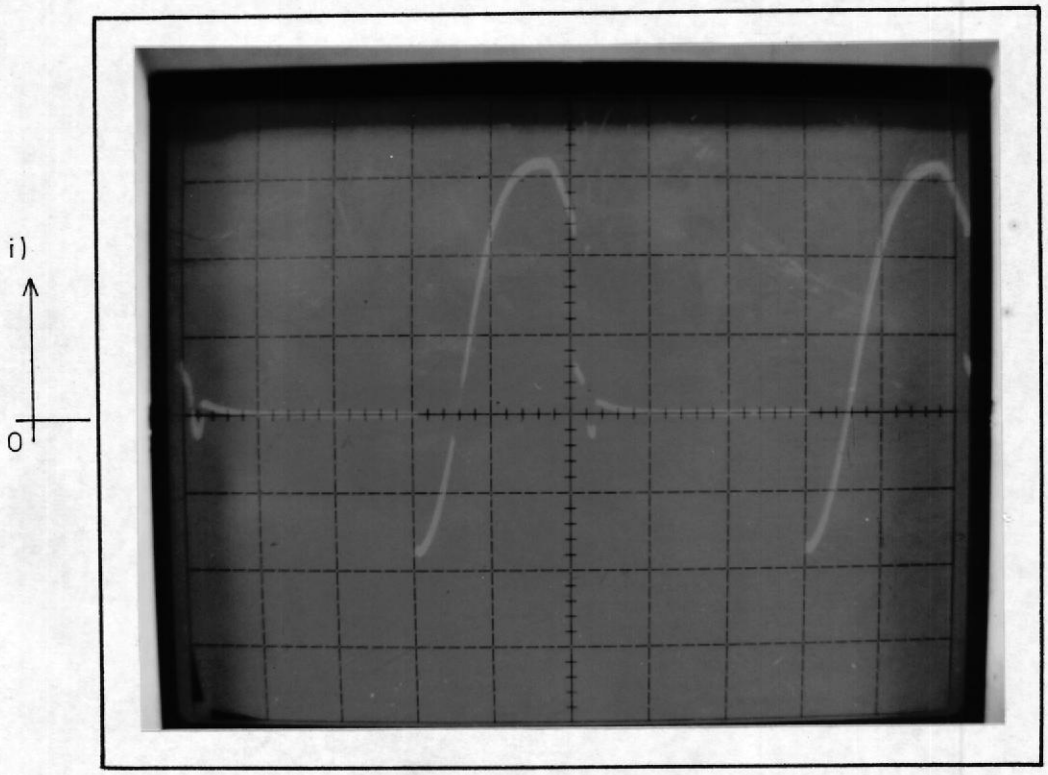


Figura 5.20 Resultados del Circuito de Fuerza del Troceador.

Ciclo de Trabajo = 0.6

i) Voltaje Anodo-Cátodo del tiristor Th1.

Escala Horizontal = 0.5 mseg/div.

Escala Vertical = 50 Voltios/div.

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
BIBLIOTECA

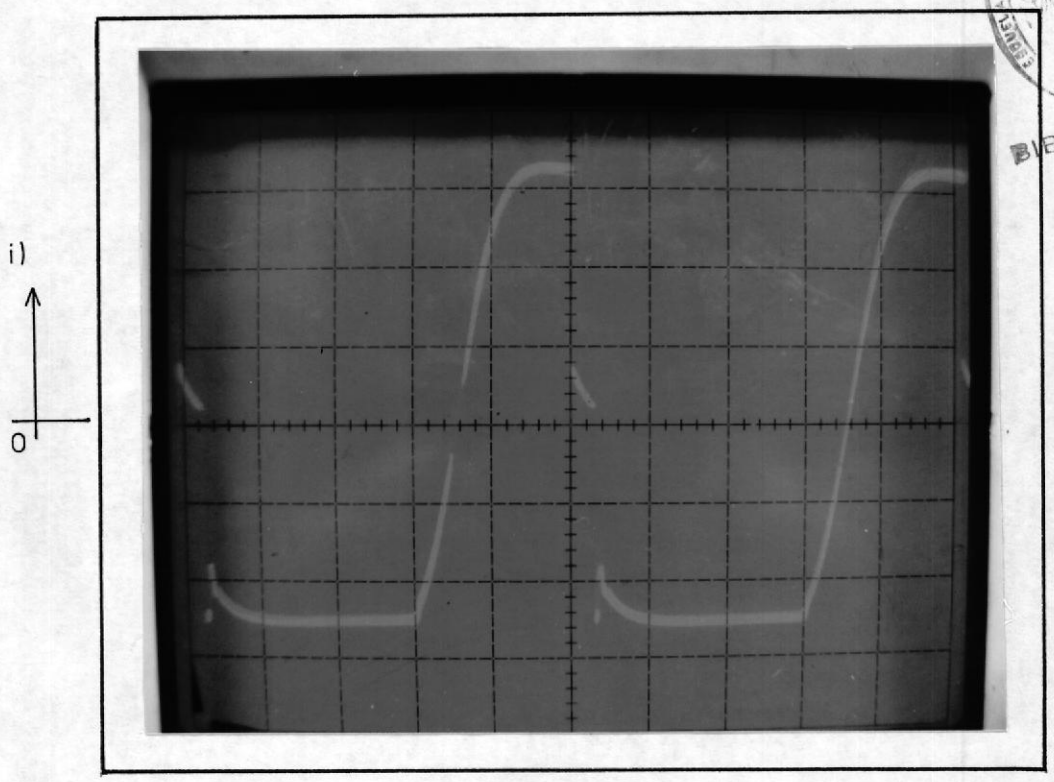


Figura 5.21 Resultados del Circuito de Fuerza del Troceador.

Ciclo de Trabajo = 0.6

i) Voltaje Anodo-Cátodo del tiristor Th3.

Escala Horizontal = 0.5 mseg/div.

Escala Vertical = 50 Voltios/div.

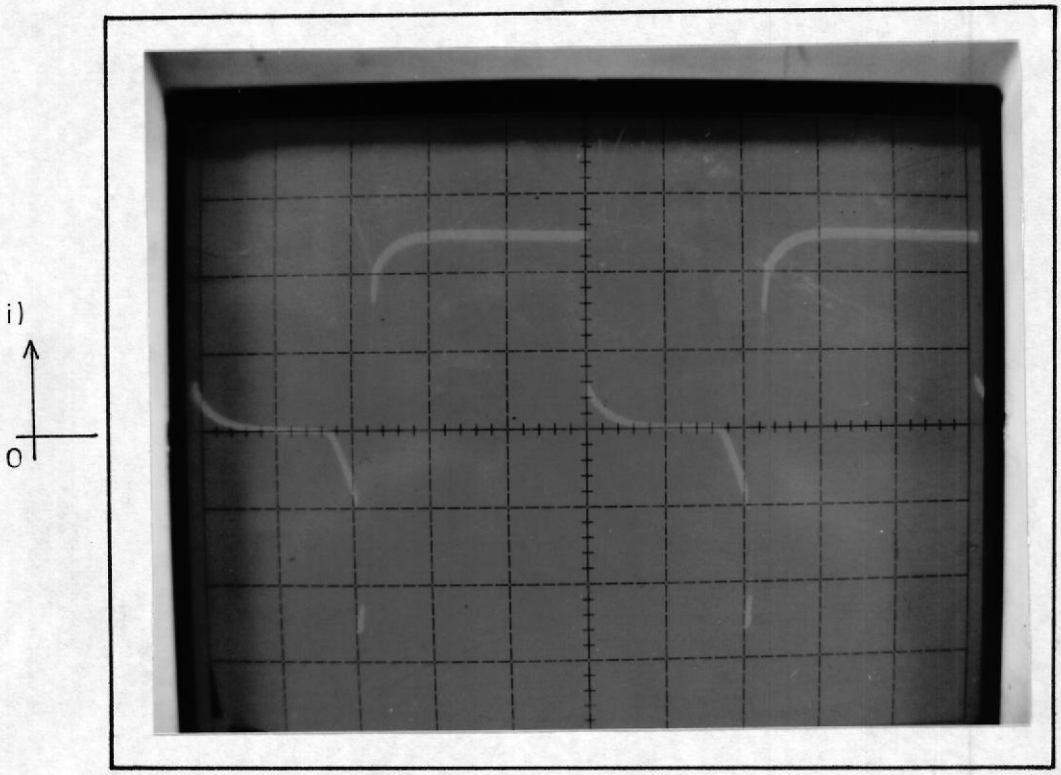


Figura 5.22 Resultados del Circuito de Fuerza del Troceador.

Ciclo de Trabajo = 0.6

i) Voltaje Anodo-Cátodo del tiristor Th2.

Escala Horizontal = 0.5 mseg/div.

Escala Vertical = 50 Voltios/div.

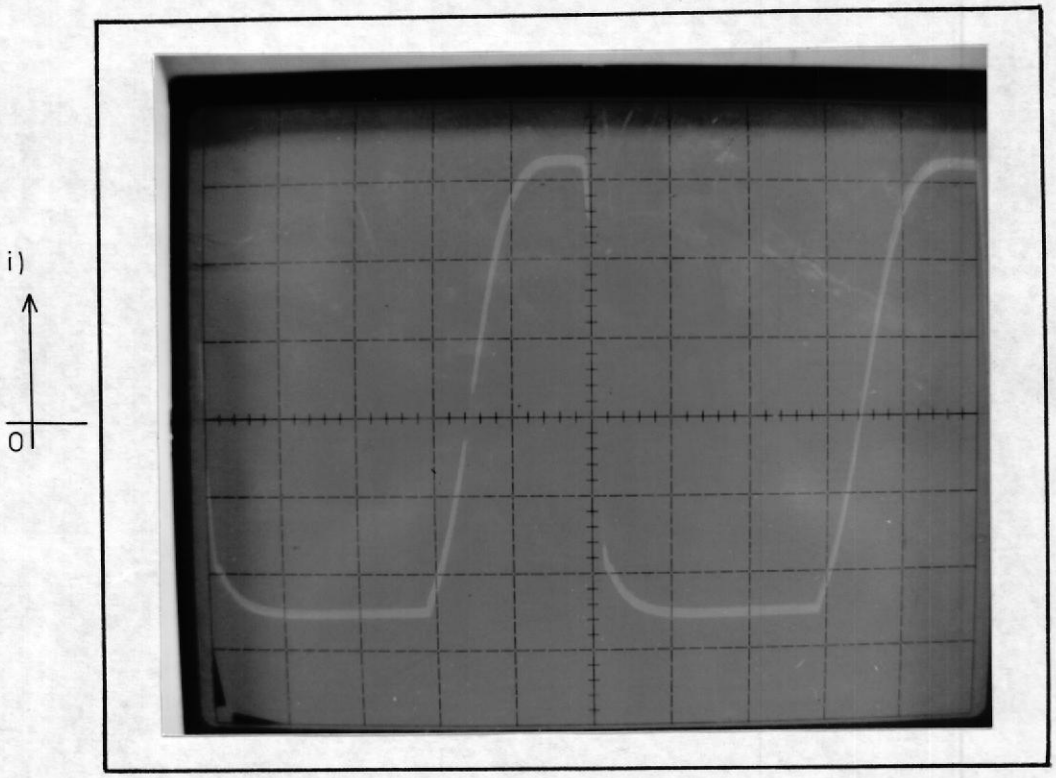


Figura 5.23 Resultados del Circuito de Fuerza del Troceador.

Ciclo de Trabajo = 0.6

i) Voltaje del Condensador C.

Escala Horizontal = 0.5 mseg/div.

Escala Vertical = 50 Voltios/div.

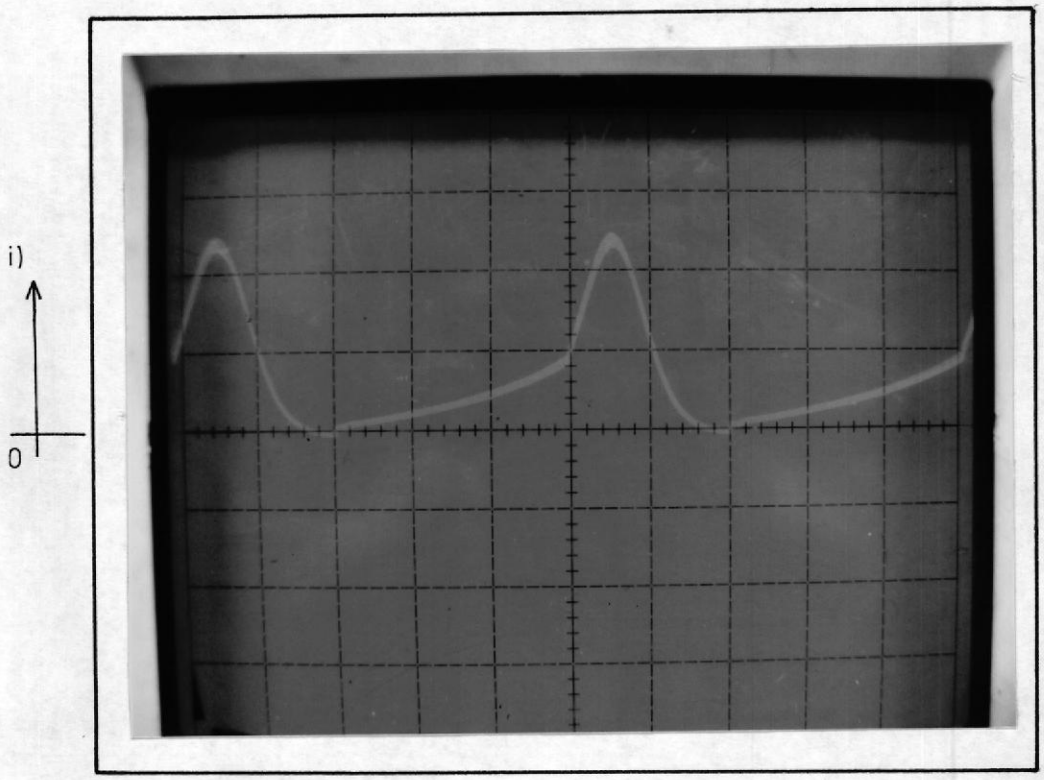


Figura 5.24 Resultados del Circuito de Fuerza del Troceador.

Ciclo de Trabajo = 0.6

i) Corriente Total en el Troceador I_{Lr}.

Escala Horizontal = 0.5 mseg/div.

Escala Vertical = 2.5 Amp/div.

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL 1958 GUAYAQUIL
BIBLIOTECA

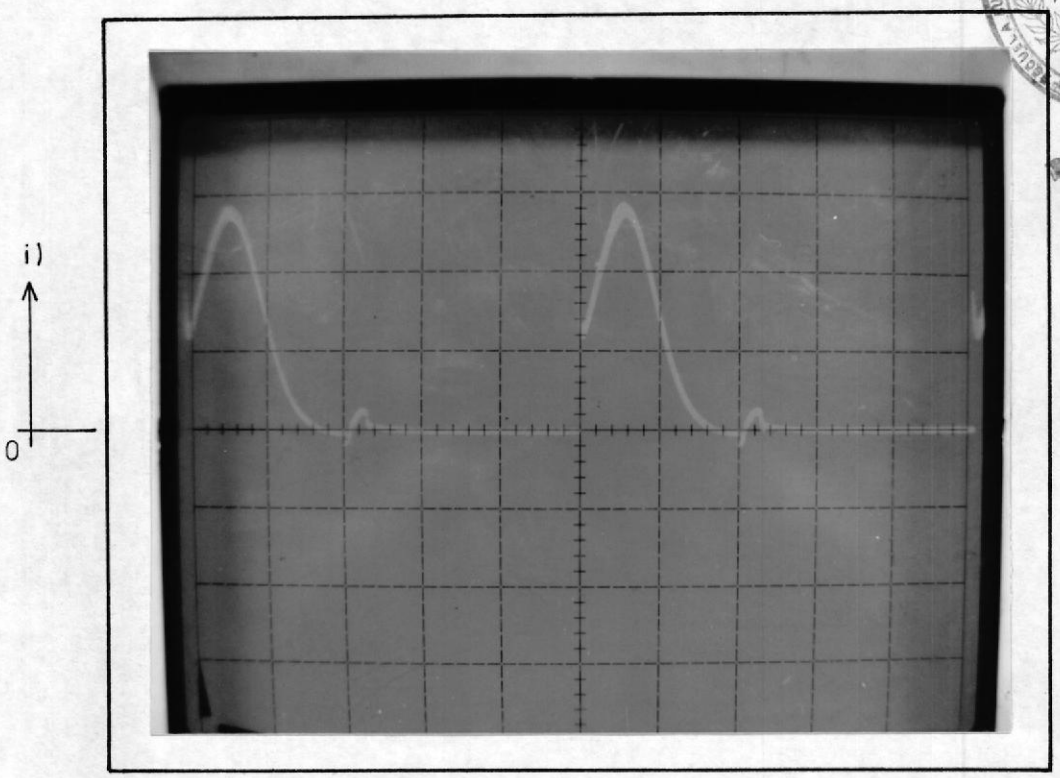


Figura 5.25 Resultados del Circuito de Fuerza del Troceador.

Ciclo de Trabajo = 0.6

i) Corriente por la Resistencia R1.

Escala Horizontal = 0.5 mseg/div.

Escala Vertical = 2.5 Amp/div.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES:

Queda demostrado la facilidad de uso y alta confiabilidad que prestan los semiconductores de potencia de estado sólido; además de la versatilidad de los circuitos digitales y los amplificadores operacionales en el circuito de control.

La implementación de un sensor digital de velocidad del motor presenta amplias ventajas sobre el uso de un generador tacométrico, tales como costo y confiabilidad de los elementos además del menor rizado, precisión y mejoras en el tiempo de respuesta de la realimentación.

No existe inversión del sentido de giro del motor usando el troceador, debido a que funciona bajo el voltaje rectificado del rotor, sino sólo mediante cambios en las líneas de alimentación, sin embargo, los motores del laboratorio son usados en un sólo sentido de giro especificado para la máquina por lo que no es conveniente trabajar en el sentido no especificado.

Se puede comprobar el efecto de disminución de la Potencia nominal del motor en la curva a lazo abierto a medida que la resistencia equivalente del rotor se incrementa, lo cual representa una desventaja del motor de inducción al trabajar en aplicaciones bajo estas condiciones.

En el arranque, la limitación de corriente ofrece una excelente protección para el motor, sin embargo, se observa la influencia negativa que ejerce sobre el tiempo de aceleración del mismo.

RECOMENDACIONES:

El uso de una resistencia como transductor de corriente tiene su ventaja tanto económica como por la facilidad de uso, sin embargo, se recomienda el uso de transformadores de corriente para aislamiento total entre el circuito de fuerza y de control.

Realizar un análisis matemático más completo del sistema ya que no se ha profundizado debido a la dificultad de aproximar cualquiera de los distintos modelados existentes sobre el motor de inducción trifásico a un modelo sencillo teórico de bajo orden.

El implementar un control de torque hace más atractivo al sistema para un control total de la máquina, lo que se puede realizar en un posterior trabajo complementario.

Existe la posibilidad de que en un trabajo posterior se pueda incrementar el rango de ciclo de trabajo del tiristor principal, mediante una forma independiente de cargado del condensador C (por ejemplo, una fuente externa que suministre voltaje constante al condensador), con el fin de evitar el efecto de reducido voltaje de troceado para velocidades cercanas al sincronismo.

A P E N D I C E S

APENDICE A

RECTIFICADOR TRIFASICO DE ONDA COMPLETA

BIBLIOTECA

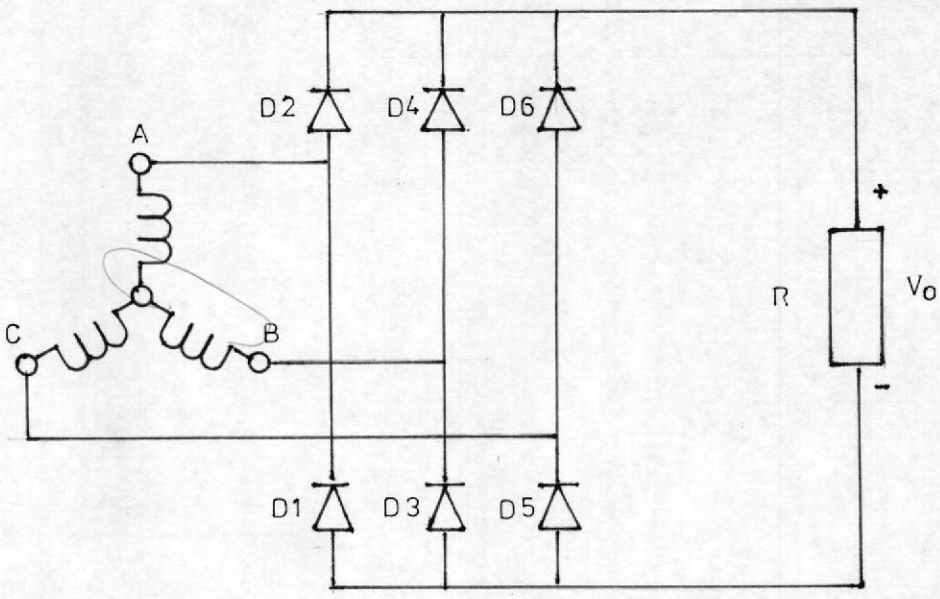


Fig. 6.1 Rectificador trifásico de onda completa.

La figura 6.1 corresponde a un rectificador trifásico (3ø) de onda completa, el cual utiliza 6 diodos, para obtener un voltaje DC de salida, por medio de las correspondientes medias ondas positiva y negativa de la entrada; la frecuencia de salida es seis veces la frecuencia de uno de los voltajes de entrada, como se demuestra a continuación.

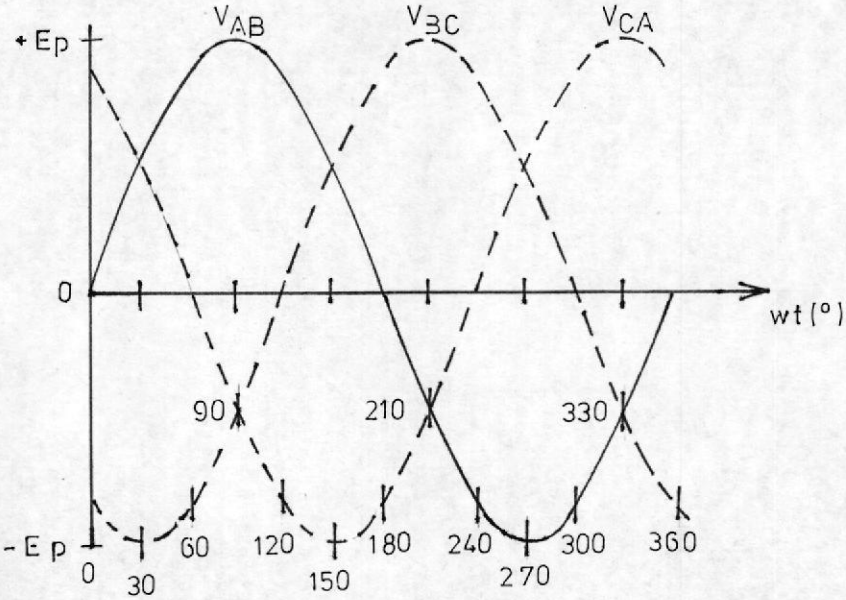
Las siguientes premisas son válidas para este tipo de

rectificador:

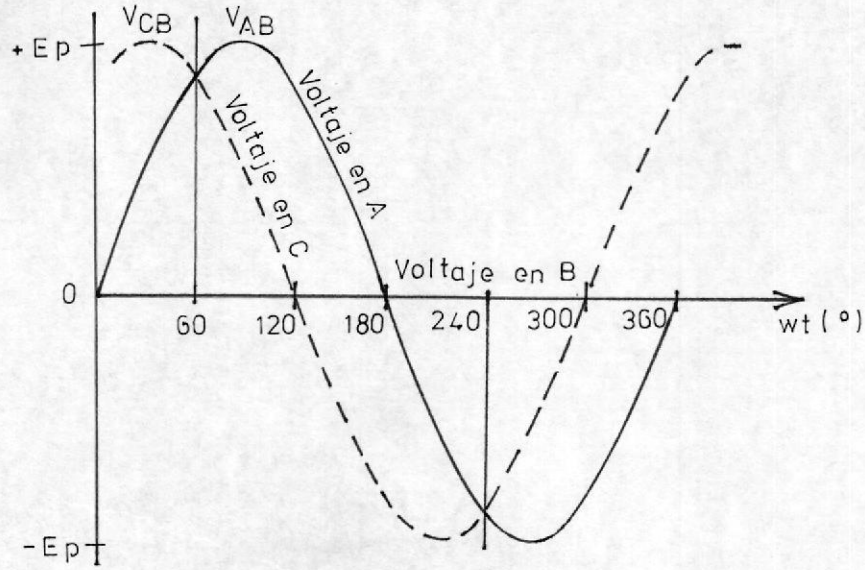
1. Dos diodos siempre están encendidos, mientras que los restantes cuatro están apagados.
2. Uno de los diodos encendidos está numerado según la figura 6.1 como par (D2, D4 o D6), y el otro siempre como impar (D1, D3 o D6).
3. La corriente siempre fluye saliendo del terminal de fuente con el voltaje más positivo a través de su diodo par, luego pasa por la carga y luego regresa al terminal de fuente con el más alto valor negativo a través del diodo impar.

Es muy importante recordar que el camino de la corriente en cualquier instante puede ser encontrado, hallando el terminal de fuente más positivo y el más negativo; el terminal más positivo polariza directamente su respectivo diodo par, encendiéndolo mientras que el terminal más negativo polariza directamente su respectivo diodo impar.

Este camino se puede hallar graficando 2 voltajes como se muestra en la figura 6.2b, con respecto a un punto de referencia común, el terminal B es arbitrariamente seleccionado como referencia común, los 2 voltajes son V(AB) y V(CB), donde V(CB) es el inverso de V(BC), la figura 6.2a nos muestra los 3 voltajes normales V(AB), V(BC) y V(CA).



(a)



(b)

Fig. 6.2 Análisis de las formas de onda del Rectificador trifásico.

Así, de la figura 6.2b se observa que el voltaje del terminal A corresponde a V(AB) y en el terminal C a V(CB), siendo en el terminal B la referencia o cero voltios.

Claramente se observa que el voltaje en el terminal C es el más alto de 0° a 60°, por tanto D6 conduce, de 60° a 180° el terminal A es el más positivo y D2 conduce, y de 180° a 300° el más positivo es el terminal B, conduciendo D4, repitiéndose la secuencia a partir de los 300°.

Igualmente se halla el terminal más negativo de la misma gráfica, de 0° a 120°, el terminal B es el más negativo y conduce D3, de 120° a 240° lo es el terminal C y conduce D5 mientras que de 240° a 360° lo hace D1, donde el terminal A es el más negativo.

El gráfico en la figura 6.3, muestra los estados de conducción, mientras que en la figura 6.4 se muestra el voltaje de salida, para las ondas de entrada de la figura 6.2a.

El voltaje DC de la señal viene dado por la suma de los 2 rectificadores de media onda, o asumiendo una carga resistiva, el producto de la corriente DC por la resistencia de carga R.

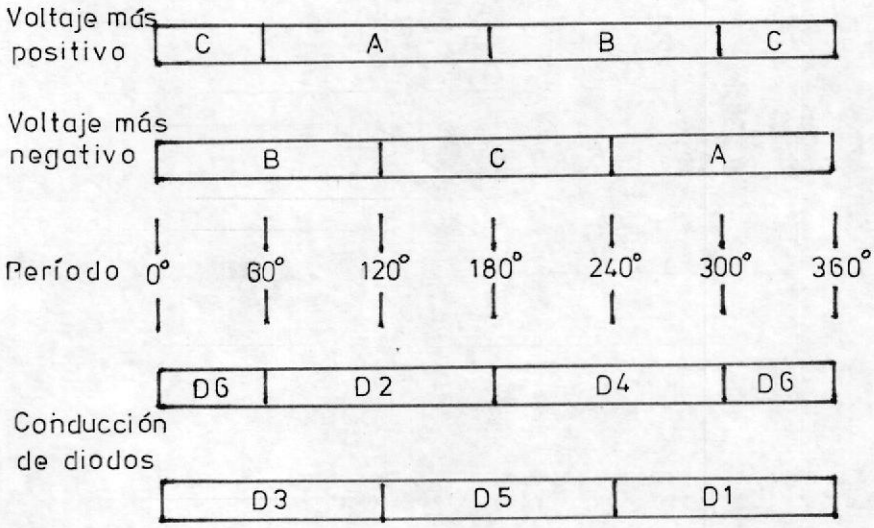


Fig. 6.3 Estados de conducción del Rectificador trifasico de onda completa.

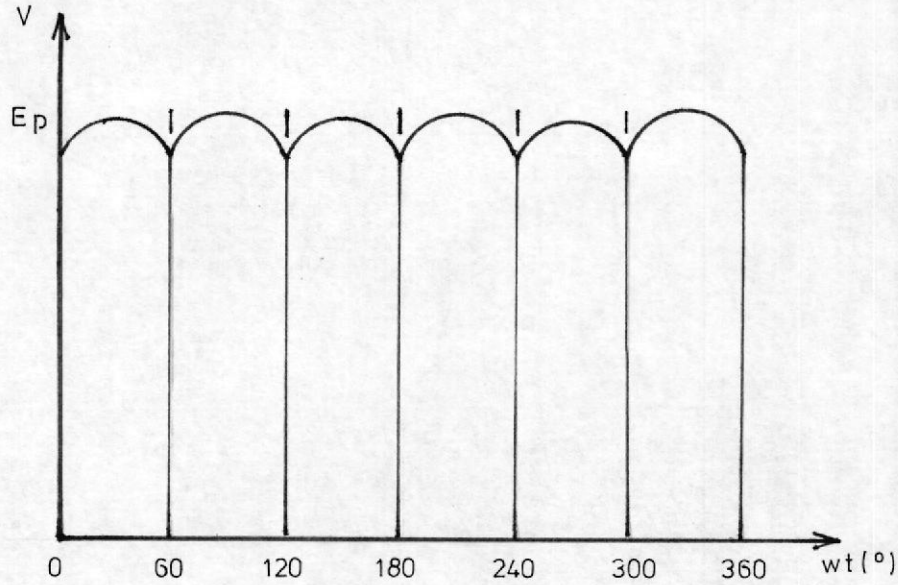


Fig. 6.4 Voltaje DC de salida del Rectificador trifásico de onda completa.

Así, para un rectificador de onda completa:

$$I(DC) = 2.\left[\frac{6}{2\pi}.\int \frac{Ep}{R}.sen(wt).d(wt)\right] = 1.65\ \frac{Ep}{R}$$

Siendo los límites de integración entre ($\pi/2$ - $\pi/3$) y ($\pi/2$). Por tanto el V(DC), correspondiente es de 1.65 Ep.

Como

$$E(pico) = \sqrt{2}.V_{L-N}$$

entonces,

$$V(DC) = 1.65.\sqrt{2}.V_{L-N} = 2.33\ V_{L-N}$$

Igualmente,

$$V_{L-N} = (1/\sqrt{3}).V_{L-L}$$

Por tanto,

$$V(DC) = 1.65.(\sqrt{2}/\sqrt{3}).V_{L-L} = 1.35\ V_{L-L}$$

La corriente promedio por cada diodo es I(DC)/3, debido a que la conducción positiva se reparte por los 3 diodos pares, mientras que la negativa por los 3 impares.

La corriente máxima o pico por cada diodo sucede para 2E(máx)/R, esto es:

$$Ip = 2.\frac{E(máx)}{R}.\frac{I(DC)}{1.65.E(máx)/R} = 1.21.I(DC)$$

El pico inverso corresponde al voltaje de línea pico o voltaje delta de fuente, igual a $\sqrt{3}$ el voltaje pico en Y.

APENDICE B

DETERMINACION DE LOS PARAMETROS DEL MOTOR

Los datos de placa del motor de inducción trifásico de rotor devanado (MIRD) utilizado son los siguientes:

Potencia nominal: 1.5 HP

Voltaje: 220/440 Voltios

Apt: 5.8/2.9 Amperios

Frecuencia: 60 Hz

Velocidad sincrónica: 1680 rpm

Para determinar la relación de vueltas del devanado del estator con respecto a los del rotor, se puede asumir la característica de funcionamiento como transformador, así aplicando un voltaje alterno entre las fases del estator (que actua como primario) se puede medir el voltaje inducido en los devanados del rotor abierto (que actua como secundario) y determinar tal relación.

La tabla VI muestra los resultados de esta prueba, para cada fase, se puede observar como la relación de vueltas es de aproximadamente dos a uno.

TABLA VI

RELACION DE TRANSFORMACION ENTRE ESTATOR Y ROTOR

	ESTATOR	ROTOR
V(AB)	220 V	100 V
V(BC)	220 V	98 V
V(CA)	220 V	101 V

La resistencia estatórica se determina fácilmente mediante la prueba de corriente continua, que consiste en aplicar entre las fases del estator un voltaje directo con el objeto de medir la corriente DC que circula y poder determinar la resistencia mediante la relación R=Vdc/Idc. Esta prueba debe realizarse con los devanados del estator calientes con el objeto de obtener un valor más semejante al de funcionamiento normal, los valores obtenidos se muestran en la tabla VII.

TABLA VII

DETERMINACION DE LA RESISTENCIA DEL ESTATOR

V (DC)	I (DC)
4.66 V	1.0 A
7.60 V	1.5 A
10.90 V	2.0 A

Por tanto la resistencia estatórica por fase puede obtenerse fácilmente del promedio.

$$R\ estator = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{\frac{4.66}{1.0} + \frac{7.6}{1.5} + \frac{10.9}{2.0}}{3}\right] = 2.53\ \Omega$$

La siguiente prueba se denomina Prueba de Cortocircuito o rotor frenado y es usada para hallar la impedancia del rotor. Durante esta prueba se cortocircuitan los devanados del rotor y bloqueando el rotor se aplica un mínimo de voltaje al estator, que se va incrementando hasta que la corriente que circule por los devanados del estator sea igual en magnitud a su corriente nominal. En este punto se mide la potencia de entrada al motor.

Con el rotor bloqueado, el deslizamiento es igual a la unidad y el circuito equivalente del motor está dado por la figura 6.5. Ya que la impedancia secundaria R2´ y jX2´ es mucho menor en comparación con Xm y la caida de tensión primaria es grande, solo fluye una pequeña corriente por el circuito del flujo principal, por lo que éste y las pérdidas en el hierro debidas al flujo principal son pequeños. En reposo no existe potencia mecánica [{(1-s)/s}R2´ = 0] y no hay pérdidas mecánicas (Pf+v = 0, Pfe rot = 0) en la máquina. Por tanto la potencia de entrada

se consume principalmente por las pérdidas en el cobre de ambos arrollamientos.

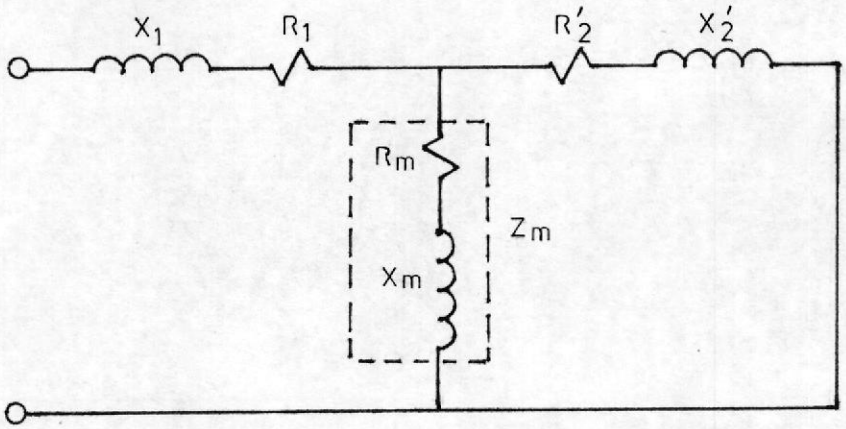


Fig. 6.5 Parámetros del motor de inducción.

Las cantidades medidas V1, I1 y P1 determinan la impedancia de cortocircuito Z1, la resistencia de cortocicuito R1 y la reactancia de cortocircuito X1.

Esto es,

$$Z1 = V1/I1$$

$$R1 = \frac{P1}{3(I1)^2}$$

$$X1 = \sqrt{(Z1^2 - R1^2)}$$

Siendo $R1 \approx R1 + R2'$

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
BIBLIOTECA

$$X1 = \frac{X1}{1+X2'/Xm} + X2 - \frac{R1.R2'}{Xm}$$

Siendo $R2' \approx R1 - R1$; R1 obtenida anteriormente de 2.53 Ω y mientras que dado que $X2'/Xm$ es despreciable al igual que $R1.R2'/Xm$, entonces,

$$X1 \approx X1 + X2' \quad y \quad X1 \approx X2' \approx X1/2$$

Los valores obtenidos fueron:

$P11 = +390$ W

$P12 = +110$ W

$I1 = 5.8$ Amp

$V1 = 69.3$ V L-L

Por tanto,

$Z1 = 11.95\ \Omega$, $R1 = 4.954\ \Omega$, $X1 = 10.87\ \Omega$

$R2' \approx R1 - R1 \approx 2.424\ \Omega$

$X1 \approx X2' \approx X1/2 = 5.435\ \Omega$

y $$L' \approx \frac{X1}{4\pi.f} \approx 14.4 \text{ mH}$$

Para determinar las pérdidas de potencia por histéresis y por corrientes de Foucault Ph+f, las pérdidas por fricción y ventilación del rotor Pf+v y las pérdidas en el hierro

debidas a la rotación Pfe(rot) se realizan las pruebas de vacío y de vacío ideal, en la prueba de vacío el motor tiene carga cero y se toman lecturas de la tensión primaria V nominal, la corriente primaria Io y la potencia de entrada Po.

$$Po = 3Io^2.R1 + Ph+f + Pf+v + Pfe(rot)$$

Donde se considera abierto el circuito secundario, esto puede deducirse del valor tan alto de R2´(1-s)/s debido al valor de s prácticamente nulo en vacío, por lo que el circuito del rotor está prácticamente abierto.

Para determinar Ph+f, se necesita realizar la prueba de vacío ideal que consiste en llevar al motor a la velocidad síncrona (s=0), en este caso la corriente del rotor es exactamente igual a cero y las pérdidas Pf+v y Pfe(rot) también lo son. La potencia de entrada al estator del motor de inducción es entonces igual a:

$$Po' = 3Io'^2.R1 + Ph+f$$

Donde Po´ e Io´ son potencia y corriente de entrada cuando s=0. Así, conociendo R1, podemos conocer Ph+f.

$$Ph+f = Po' - 3.Io'^2.R1$$

Los valores obtenidos de ambas pruebas son:

Prueba de vacío	Prueba de vacío ideal
$Io = 3.65$ Amp.	$Io' = 3.8$ Amp.
$V_{L-L} = 213.5$ Volt.	$V_{L-L} = 213.5$ Volt.
$P1 = -260$ W	$P1' = +500$ W
$P2 = +530$ W	$P2' = -380$ W

Por tanto,

$$Ph+f + Pf+v + Pfe(rot) = Po - 3.Io^2.R1$$

$$Ph+f + Pf+v + Pfe(rot) = 68.88 \text{ W}$$

Las pérdidas por histéresis son:

$$Ph+f = Po' - 3Io'^2.R1 = 11 \text{ W}$$

Las pérdidas por fricción, ventilación y rotación son:

$$Pf+v + Pfe(rot) = 57.88 \text{ W}.$$

APENDICE C

DATOS DEL TIRISTOR

Los siguientes son los valores nominales de los datos del tiristor 2N3873:

VOLTAJE NO REPETITIVO DE PICO INVERSO (VRSOM)

Puerta abierta..... 700 V

VOLTAJE NO REPETITIVO DE PICO, ESTADO APAGADO (VDSOM)

Puerta abierta..... 700 V

VOLTAJE DE PICO INVERSO REPETITIVO (VRROM)

Puerta abierta..... 600 V

VOLTAJE DE PICO REPETITIVO, ESTADO APAGADO (VDROM)

Puerta abierta..... 600 V

CORRIENTE ESTADO ENCENDIDO

Tc = 65°C, ángulo de conducción 180°

I(rms)..... 35 A

I(dc)..... 22 A

CORRIENTE PICO NO REPETITIVO, ESTADO ENCENDIDO

Para un ciclo completo de voltaje aplicado, Tc=65°C

60 Hz (sinusoidal)..... 350 A

RAZON DE CAMBIO DE CORRIENTE, ESTADO ENCENDIDO

di/dt..... 200 A/µs

CORRIENTE DE FUSION (para protección)

i^2.t, Tj=-40° a 100°C, t=1 a 8.3ms..... 300 A^2s

DISIPACION DE POTENCIA DE PUERTA

De pico en sentido directo (para 10µs máx) (PGM)..... 40 W

Promedio (para 10 ms máx) (PGav)..... 0.5 W

RANGO DE TEMPERATURA

Operación (Tc)..... -40° a 100° C

VOLTAJE INSTANTANEO Estado ON (vt)

IT = 100 A (pico), Tc = 25°C..... típ=1.7 V, Máx=2.1 V

VOLTAJE DC DE DISPARO DE PUERTA (VGT)

VD=12 V, Rl=30Ω, Tc=25°C..... típ=1.1 V, Máx=2.0 V

CORRIENTE DC DE DISPARO DE PUERTA (IGT)

VD=12 V, Rl=30Ω, Tc=25°C... Mín=1 mA, típ=25 mA, Máx= 25mA

CORRIENTE INSTANTANEA DE MANTENIMIENTO (IHO)

Puerta abierta, Tc=25°C... Mín=.5 mA, típ=30 mA, Máx= 70mA

TIEMPO DE APAGADO (tq)

VD=Vdrom, IT=18 A, duración del pulso=50 µs,dv/dt=20 V/µs,

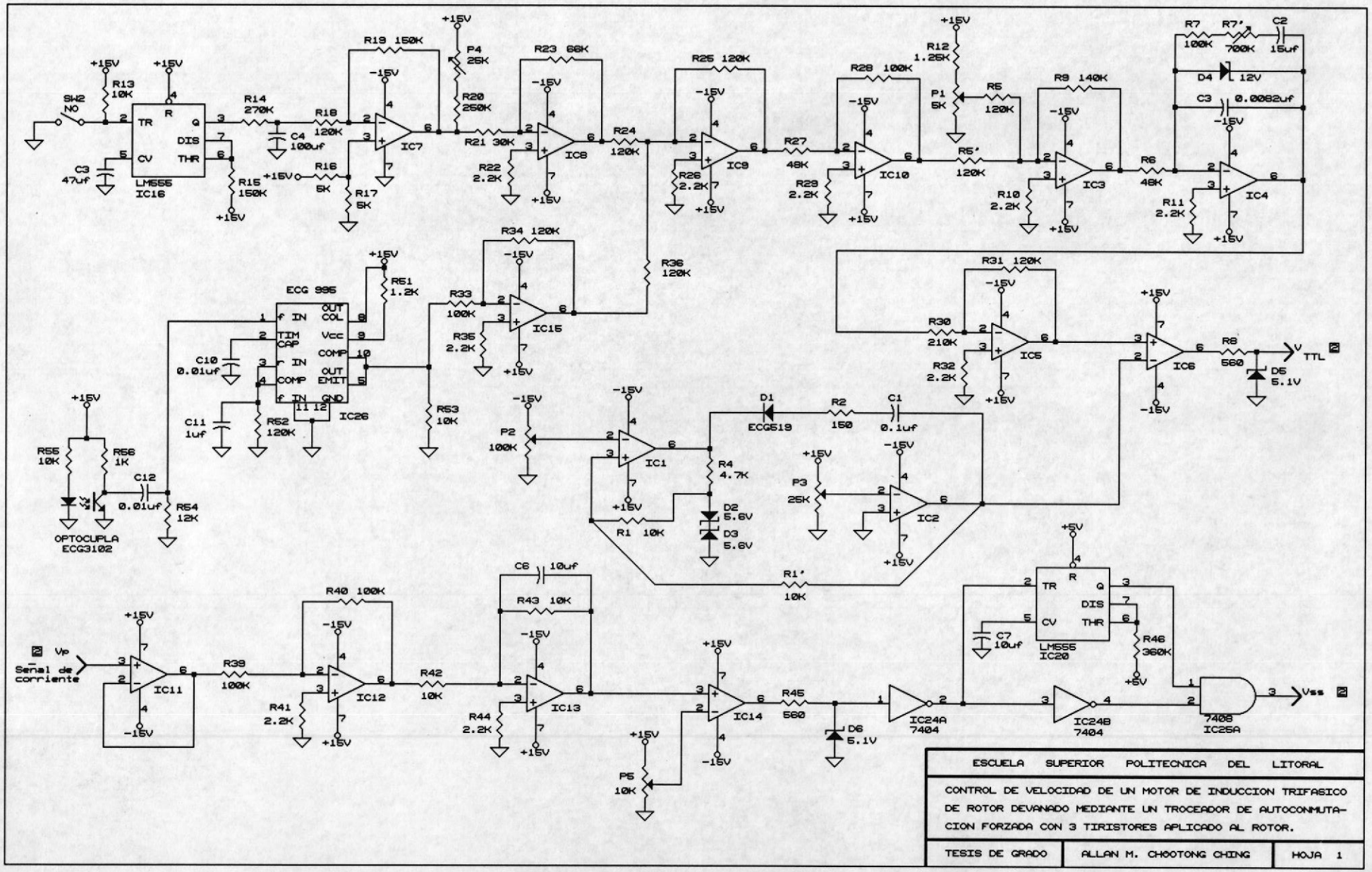
di/dt=30 A/µs, IGT=200 mA, Tc=80°C... típ=20 µs, Máx= 40µs

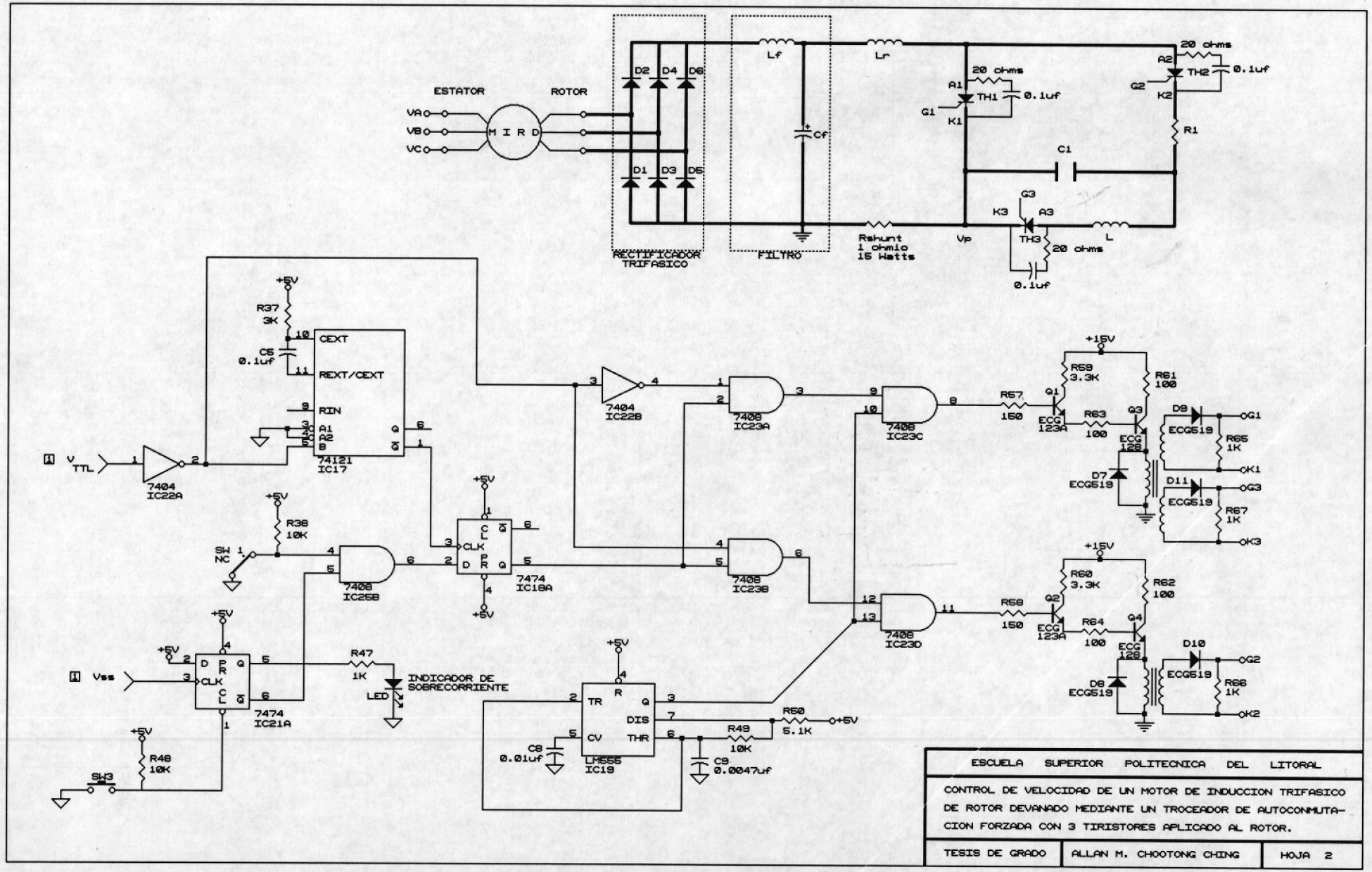
RAZON CRITICA DE CAMBIO DE VOLTAJE ESTADO off (dv/dt)

VD=VDROM, puerta abierta..... Mín=10 V/µs, Máx=100 V/µs

APENDICE D

DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL SISTEMA


SW2 NO
R13 10K
C3 47uf
LM555 IC16
R14 270K
C4 100uf
R15 150K
R16 5K
R17 5K
R18 120K
R19 150K
IC7
P4 25K
R20 250K
R21 30K
R22 2.2K
R23 68K
IC8
R24 120K
R25 120K
R26 2.2K
IC9
R27 48K
R28 100K
R29 2.2K
IC10
R12 1.25K
P1 5K
R5 120K
R5' 120K
R9 140K
IC3
R10 2.2K
R6 48K
R7 100K
R7' 700K
C2 15uf
D4 12V
C3 0.0082uf
IC4
R11 2.2K
R36 120K
R34 120K
R33 100K
R35 2.2K
IC15
ECG 995
R51 1.2K
C10 0.01uf
C11 1uf
R52 120K
IC26
R53 10K
R31 120K
R30 210K
R32 2.2K
IC5
IC6
R8 560
D5 5.1V
V TTL
R55 10K
R56 1K
C12 0.01uf
R54 12K
OPTOCUPLA ECG3102
P2 100K
IC1
R4 4.7K
D2 5.6V
D3 5.6V
R1 10K
D1 ECG519
R2 150
C1 0.1uf
P3 25K
IC2
R1' 10K
C6 10uf
R40 100K
R43 10K
Vp Señal de corriente
IC11
R39 100K
R41 2.2K
IC12
R42 10K
R44 2.2K
IC13
IC14
P5 10K
R45 560
D6 5.1V
IC24A 7404
IC24B 7404
C7 10uf
LM555 IC20
R46 360K
7408 IC25A
Vss
ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCION TRIFASICO DE ROTOR DEVANADO MEDIANTE UN TROCEADOR DE AUTOCONMUTACION FORZADA CON 3 TIRISTORES APLICADO AL ROTOR.
TESIS DE GRADO
ALLAN M. CHOOTONG CHING
HOJA 1



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL		
CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCION TRIFASICO DE ROTOR DEVANADO MEDIANTE UN TROCEADOR DE AUTOCONMUTACION FORZADA CON 3 TIRISTORES APLICADO AL ROTOR.		
TESIS DE GRADO	ALLAN M. CHOOTONG CHING	HOJA 2

LISTA DE ELEMENTOS UTILIZADOS.

CANTIDAD	REFERENCIA
4	Resistencia 100 Ω, ½ Watt.
3	Resistencia 150 Ω, ½ Watt.
2	Resistencia 560 Ω, ½ Watt.
5	Resistencia 1 KΩ, ½ Watt.
2	Resistencia 1.2 KΩ, ½ Watt.
9	Resistencia 2.2 KΩ, ½ Watt.
3	Resistencia 3.3 KΩ, ½ Watt.
1	Resistencia 4.7 KΩ, ½ Watt.
3	Resistencia 5 KΩ, ½ Watt.
10	Resistencia 10 KΩ, ½ Watt.
1	Resistencia 12 KΩ, ½ Watt.
1	Resistencia 33 KΩ, ½ Watt.
2	Resistencia 48 KΩ, ½ Watt.
1	Resistencia 66 KΩ, ½ Watt.
5	Resistencia 100 KΩ, ½ Watt.
9	Resistencia 120 KΩ, ½ Watt.
1	Resistencia 140 KΩ, ½ Watt.
2	Resistencia 150 KΩ, ½ Watt.
1	Resistencia 210 KΩ, ½ Watt.
1	Resistencia 250 KΩ, ½ Watt.
1	Resistencia 270 KΩ, ½ Watt.
1	Resistencia 360 KΩ, ½ Watt.
1	Resistencia 700 KΩ, ½ Watt.
3	Resistencia 20 Ω, 5 Watts.
2	Resistencia 0.1 Ω, 10 Watts.

BIBLIOTECA

1	Resistencia 1 Ω, 10 Watts.
1	Potenciómetro 5 KΩ, 1 Watt.
1	Potenciómetro 10 KΩ, 1 Watt.
2	Potenciómetro 25 KΩ, 1 Watt.
1	Potenciómetro 100 KΩ, 1 Watt.
1	Capacitor 0.0047 µf, 25 Voltios.
3	Capacitor 0.01 µf, 25 Voltios.
2	Capacitor 0.1 µf, 25 Voltios.
1	Capacitor 1 µf, 25 Voltios.
2	Capacitor 10 µf, 25 Voltios.
1	Capacitor 15 µf, 25 Voltios.
1	Capacitor 47 µf, 25 Voltios.
1	Capacitor 100 µf, 25 Voltios.
1	Capacitor 1000 µf, 25 Voltios.
3	Capacitor 0.1 µf, 600 Voltios (AC).
1	Capacitor 7 µf, 600 Voltios (AC).
1	Capacitor 1500 µf, 400 Voltios (DC).
6	Diodos, ECG519, Fast sw. 1 Amp.
2	Diodo Zener, Vz = 5.1 V.
2	Diodo Zener, Vz = 5.6V.
1	Diodo Zener, Vz = 12 V.
1	Diodo emisor de luz o LED.
6	Diodo ECG5994, 40 Amp. 600 Vp.
3	SCR ECG5547, 35 Amp. 600 Vp.
2	Transistores ECG123A.
2	Transistores ECG128.
1	Inductancia, 80 mH, 20 Amp.

1	Inductancia, 30 mH, 25 Amp.
1	Inductancia, 200 μH, 25 Amp.
2	Interruptor 2 posiciones.
1	Interruptor tipo pulsador.
1	Transformador de pulso, un secundario.
1	Transformador de pulso, doble secundario.
15	Amplificador operacional, LM741.
3	Multivibrador y monoestable, LM555.
2	Flip flops, 7474.
1	Disparador monoestable, 74121.
2	Puertas lógicas AND, 7408.
2	Inversores, 7404.
1	Convertidor Frecuencia a Voltaje, ECG995.
1	Optocupla, ECG3102.

9. LANGSDORF,A. Principios de máquinas de corriente alterna, sexta edición, McGraw-Hill, USA, 1964, pp.341-344.

10. LICHWITZ-GARIK,M. - WHIPPLE,C. Máquinas de Corriente Alterna, séptima edición, Editorial Continental, México, 1976,pp.185-188,227-231.

A.F. 141833

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
GUAYAQUIL
BIBLIOTECA