

T
629.832
A798

**ESCUELA SUPERIOR
POLITECNICA DEL LITORAL**

DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA

Faen-ton



**Diseño y Construcción de un Control de
Corriente, y Velocidad de un Motor DC
para uso de laboratorio**

TESIS DE GRADO

previa a la obtención del Título de



BIBLIOTECA

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

ESPECIALIZACION ELECTRONICA

presentada por

NELSON H. LASANZA G.

Guayaquil - Ecuador
1986

AGRADECIMIENTO



BIBLIOTECA

Al Ing. PEDRO VARGAS,
Director de Tesis, por la
ayuda y colaboración para
la realización de la misma

Y a todos aquellos que
hicieron posible mi forma-
ción:

a mis profesores,

a mis amigos,

a mi familia

DEDICATORIA



A MIS PADRES

A MIS HERMANOS

A MI NOVIA

DECLARACION EXPRESA

La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuesto 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).

.....

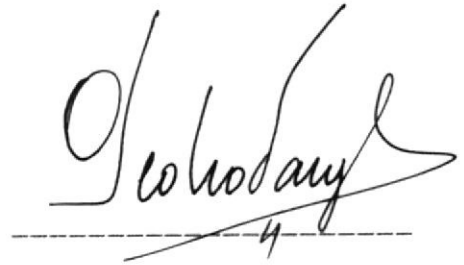

NELSON H. ASANZA G.



BIBLIOTECA

A handwritten signature in cursive script, appearing to read "Gustavo Bermúdez", written on a horizontal dashed line.

Ing. Gustavo Bermúdez
Presidente del Tribunal

A handwritten signature in cursive script, appearing to read "Pedro Vargas", written on a horizontal dashed line.

Ing. Pedro Vargas
Director de Tesis

A handwritten signature in cursive script, appearing to read "Carlos Villafuerte", written on a horizontal dashed line.

Ing. Carlos Villafuerte
Miembro del Tribunal

A handwritten signature in cursive script, appearing to read "Marcos Agila", written on a horizontal dashed line.

Ing. Marcos Agila
Miembro del Tribunal



BIBLIOTECA

RESUMEN

El presente trabajo a realizar tiene como objetivo principal el estudio de los sistemas de control de lazo cerrado de velocidad y corriente haciendo un analisis comparativo con los sistemas de lazo abierto para un motor generador DC de excitación separada.

Lo mas importante de este trabajo es: el uso de un circuito semiconvertidor a base de tiristores el cual sirve como fuente semicontrolada para alimentar a la armadura del motor, el uso de dos unidades de disparo puramente analógica la misma que son utilizadas para disparar a los tiristores del semiconvertidor, el uso de controladores P,I,PI,PID aplicados al control de velocidad y corriente.

Para efectos de diseño el sistema ha sido aproximado a un sistema lineal de bajo orden.

En este trabajo se han presentado hechos importantes sobre el funcionamiento del sistema.

INDICE GENERAL

	pág
RESUMEN.....	V
INDICE GENERAL.....	VI
INDICE DE ABREVIATURAS.....	IX
INDICE DE TABLAS	XI
INDICE DE FIGURAS.....	XII
INTRODUCCION.....	17
CAPITULO I	
DISEÑO DEL CONVERTIDOR MONOFASICO DE ONDA	
COMPLETA SEMICONTROLADO MEDIANTE TIRISTORES.....	
1.1 Descripción general del circuito.....	20
1.2 Características del rectificador.....	25
1.2.1 Características de encendido.....	25
1.2.2 Características de apagado.....	27
1.2.3 Dimensionamiento y selección de los tiristores.....	31
1.3 Circuitos de protección.....	32
1.3.1 Protección contra dv/dt	32
1.3.2 Protección contra di/dt	33
1.3.3 Protección contra sobrevoltaje.....	35
1.3.4 Protección contra sobrecorriente.....	36

3.3.2.1 Características del transductor.....	74
3.3.2.2 Función de transferencia.....	74
3.3.3 Acción del control P,I,PI,PID.....	76
3.3.4 Diagrama de bloques del sistema.....	80
3.3.5 Función de transferencia del sistema.....	82
3.4 Implementación del controlador generalizado PID...	96

CAPITULO IV

DISEÑO DE LAS PRACTICAS DE LABORATORIO A REALIZARSE CON ESTE EQUIPO EN EL LABORATORIO DE CONTROL AUTOMATICO....

4.1 Características del motor de corriente continua de excitación separada variando manualmente el ángulo de disparo.....	100
4.2 Sistemas de control de lazo cerrado de velocidad con acción de control P,I,PI y PID.....	105
4.3 Acción de los controladores P,I,PI,PID para un sistema de lazo cerrado de velocidad y corriente..	117
4.4 Resultados experimentales del circuito de disparo..	123
4.5 Resultados experimentales del circuito de fuerza...	126

CAPITULO V

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	128
APENDICE A: Especificaciones de los elementos usados en diseño.....	130
APENDICE B: Construcción del equipo.....	133
APENDICE C: Manual del usuario.....	144

BIBLIOGRAFIA

1.3.5 Protección de la Compuerta (GATE).....	37
--	----

CAPITULO II

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE DISPARO DE LOS TIRISTORES...

2.1 Descripción del circuito.....	38
2.2 Características del circuito.....	40
2.3 Generador de onda cuadrada.....	41
2.4 Generador de rampa.....	42
2.5 Circuito comparador y generador de pulsos.....	43
2.6 Modulador de pulsos.....	45
2.7 Amplificador de pulsos.....	46

CAPITULO III

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL DE VELOCIDAD Y

CORRIENTE PARA UN MOTOR DC DE 1/6HP.....

3.1 Generalidades.....	49
3.2 Lazo de control corriente.....	51
3.2.1 Características del lazo.....	51
3.2.2 Transductor de corriente.....	
3.2.2.1 Características del transductor.....	52
3.2.2.2 Función de transferencia.....	53
3.2.3 Acción del control P y PI.....	54
3.2.4 Diagrama de bloques del sistema.....	58
3.2.5 Función de transferencia del sistema.....	59
3.3 Lazo de control de velocidad.....	
3.3.1 Características del lazo.....	72
3.3.2 Transductor de velocidad.....	74

INDICE DE ABREVIATURAS

Va ...	Voltaje de armadura del motor
Vn ...	Voltaje de armadura nominal (125V)
V2 ...	Voltaje RMS del secundario del transformador
Vci...	Voltaje de salida del controlador de corriente
Vcw...	Voltaje de salida del controlador de velocidad
Vcm...	Voltaje de control máximo (10V)
Vrfi..	Voltaje de referencia del control de corriente
Vrfw..	Voltaje de referencia del control de velocidad
Vi ...	Voltaje de salida del transductor de corriente
Vw....	Voltaje de salida del transductor de velocidad
Vcc...	Voltaje de polarización
W.....	Velocidad del motor (rad/seg)
Wo....	Velocidad del motor sin carga (V_n/K_b)
ia....	Corriente de armadura
Ire...	Corriente de armadura en estado de reposo
Ra....	Resistencia de armadura
La....	Inductancia de armadura
Te....	Constante de tiempo eléctrica (L_a/R_a)
Tm....	Constante de tiempo mecánica (JW_o/T_{re})
Ti....	Torque desarrollado por el motor

T_l Torque de carga
 T_{re} ... Torque en estado de reposo ($K_b I_{re}$)
 T_i Constante de tiempo del controlador integral
 T_d Constante de tiempo del controlador derivativo
 K_p Ganancia proporcional
 T_w Constante de tiempo de retardo del amplificador de velocidad
 T_a Constante de tiempo de retardo de amplificador de tiristores
 K_b Constante de fuerza contraelectromotriz
 K_t Constante de torque ($K_b = K_t$)
 K_i Ganancia del controlador de corriente
 K_w Ganancia del controlador de velocidad
 H_i Ganancia normalizada del transductor de corriente
 H_w Ganancia normalizada del transductor de velocidad
 A Ganancia normalizada del amplificador de tiristores
 α Angulo de disparo variable desde 0-18- grados S1,2
 \dots Tiristores
 P_1, P_2 ... Pulsos de disparo
 $I_a(s) = \dots (i_a / T_{re})$
 $V_a(s) = \dots (V_a / V_n)$
 $W(s) = \dots (W / W_o)$
 $T_l(s) = \dots (T_l / T_{re})$

INDICE DE TABLAS

Tabla # 1 : Resultados Experimentales del motor

INDICE DE FIGURAS

- Fig 1.1 Circuito del Semiconvertidor
- Fig 1.2 Señales a la Salida del Semiconvertidor
- Fig 1.2.1 Formas de Ondas Durante el Encendido del SCR
- Fig 1.2.2 Formas de Ondas Durante el Apagado del SCR
- Fig 1.3.1 Circuito con las Respectives Protecciones
- Fig 2.1 Diagrama de Bloques del Circuito de Disparo
- Fig 2.2 Generador de Onda Cuadrada
- Fig 2.3 Generador de Rampa
- Fig 2.6 Circuito Modulador de Pulsos
- Fig 2.7 Amplificador de Pulsos
- Fig 2.8 Circuito General de la Unidad de Disparo
- Fig 3.1 Diagramas de bloques del control de Velocidad de
y Corriente
- Fig 3.2.3.1 Circuito Electrónico del Control Proporcional
- Fig 3.2.3.1 Diagramas de Bloques del Control Proporcional
- Fig 3.2.3.3 Circuito Electrónico del Control PI
- Fig 3.2.3.4 Diagramas de Bloques del Controlador PI
- Fig 3.2.5.1 Circuito Eléctrico Equivalente al Motor DC
- Fig 3.2.5.2 Diagramas de Bloques del Motor DC
- Fig 3.2.5.3 Diagramas de Bloques Reducido el Motor
- Fig 3.2.5.5 Controlador de Corriente PI

Fig 3.3.3.1 Circuito Electrónico del Control I

Fig 3.3.3.2 Diagramas de Bloques del Control I

Fig 3.3.3.3 Circuito Electrónico del Controlador PID

Fig 3.3.3.4 Diagramas de Bloques del Controlador PID

Fig 3.3.4.1 Diagramas de Bloques del Sistema con Acción Proporcional

Fig 3.3.4.2 Diagramas de Bloques del Sistema con Acción Integral

Fig 3.3.4.3 Diagramas de Bloques del Sistema con Acción PI

Fig 3.3.4.4 Diagramas de Bloques del Sistema con Acción PID

Fig 3.3.5.3 Controlador de Velocidad PI

Fig 3.3.5.4 Controlador de Velocidad PID

Fig 3.4.1 Circuito Controlador de Velocidad y Corriente

Fig 3.3.5.1 Controlador de Velocidad Proporcional

Fig 3.3.5.2 Controlador de Velocidad Integral

Fig 3.2.4.1 Diagramas de Bloques del Lazo de Corriente Proporcional

Fig 3.2.4.2 Diagramas de Bloques del Lazo de Corriente PI

Fig 3.2.5.2 Diagramas de Motor DC

Fig 3.2.5.3 Diagramas de Bloques reducido al Motor

Fig 3.2.5.3 Diagramas de Bloques del Motor

Fig 3.3.3.4 Diagramas de Bloques del controlador del PID

Fig 3.3.4.1 Diagramas de Bloques del sistema con Acción Proporcional

- Fig 3.3.4.2 Diagramas de Bloques del Sistema con Acción Integral
- Fig 3.3.4.3 Diagramas de Bloques del Sistema con Acción PI
- Fig 3.3.4.4 Diagramas de Bloques del Sistema con Acción PID
- Fig 3.4.1 Circuito Controlador de Velocidad y Corriente
- Fig 4.1.1 Características V_a Vs ω
- Fig 4.2.2 Respuesta Transitoria de Velocidad con acción Proporcional P
- Fig 4.2.3 Respuestas Transitoria de Velocidad en Acción Integral I
- Fig 4.2.4 Respuesta Transitoria de Velocidad para un control PI
- Fig 4.2.5 Respuesta Transistoria de Velocidad con Acción PI
- Fig 4.2.6 Respuesta Transistoria de Velocidad con Acción PI
- Fig 4.2.7 Respuesta Transistoria de Velocidad con Acción PID
- Fig 4.2.8 Respuesta Transistoria de Velocidad con Acción PID
- Fig 4.3.1 Respuesta Transistoria de Velocidad y Corriente con Acción Proporcional
- Fig 4.3.2 Respuesta Transistoria de Velocidad y Corriente PI

- Fig 4.4.1 Señales a la Salida del Generador de Onda Cuadrada y del Generador de Rampa
- Fig 4.4.2 Señales a la Salida del Generador de Rampa y del Detector de Nivel de un ángulo de 90 grados
- Fig 4.4.3 Señales a la Salida del Generador de Rampa y Generador de Pulsos de Disparo a un ángulo de 150 grados
- Fig 4.5.1 Señal a la Salida del Semiconvertidor a un ángulo de 90 grados
- Fig 4.5.2 Señal a la Salida del Semiconvertidor a un ángulo de 30 grados
- Fig B 1 Circuito Impreso de la Unidad de Disparo
- Fig B 2 Circuito Impreso de la Tarjeta de Control de Velocidad y Corriente
- Fig B 3 Fotografía del Montaje de los elementos de la Tarjeta de Disparo
- Fig B 4 Fotografía del Montaje de los Elementos de la Tarjeta de Control de Velocidad y Corriente
- Fig B 5 Fotografía del Montaje de los Elementos de la Tarjeta de Fuerza
- Fig B 6 Fotografía de la Unidad de Control de Velocidad y Corriente
- Fig B 7 Fotografía de la Unidad de Fuerza
- Fig B 8 Fotografía del Servicomecanismo

Fig B 9 Fotografía del Equipo Construido

Fig C 1 Diagrama de Conecciones en el Control de
Velocidad y Corriente



INTRODUCCION

El control automático ha jugado un papel muy importante en el avance de la ingeniería y de la ciencia, el control automático se ha convertido en parte importante e integral de los procesos industriales de manufacturas industriales modernos.

El motor generador utilizado en este trabajo tiene un amplio uso industrial en décadas pasadas era utilizado para alimentar los motores DC.

Lo mas importante en este trabajo es el uso de dispositivos de estado sólido denominados tiristores, de los cuales el mas prominente es el rectificador controlado de silicio SCR, el cual representa el desarrollo mas importante en el control de energía eléctrica durante la última década: Entre sus principales ventajas es que tienen una respuesta rápida y son de alta confiabilidad, el costo de los circuitos controladores son relativamente bajos.

El equipo a construirse esta destinado para el LABORATORIO DE

CONTROL AUTOMATICO de la E.S.P.O.L., presenta todas las facilidades para que el estudiante pueda realizar los experimentos con dicho servomecanismo.

El equipo ayudará en parte a resolver el problema de falta de bancos experimentales en el Laboratorio en donde se llevan a cabo la experiencias en el área de control automático.

Este trabajo esta conformado por las siguientes unidades: Unidad de Fuerza, Unidad de disparo y Unidad de control de velocidad y corriente. La unidad de Fuerza está constituida por dos tiristores, tres diodos de potencia y circuitos de protección. La unidad de disparo es puramente analógica y está compuesta por dos circuitos de disparo diseñados en su totalidad a base de elementos discretos lo cual representa un bajo costo. La unidad de control ha sido diseñada a base de circuitos operacionales OP-AMP 741 tanto en el control de velocidad como de corriente, los diferentes tipos de controles son seleccionados mediante interruptores y las ganancias son facilmente ajustables. Para las realimentaciones se han usado sensores, en el lazo de velocidad se ha utilizado un tacómetro y en lazo de corriente una resistencia en serie con la armadura del motor.

Entre las aplicaciones del equipo es controlar la velocidad y la corriente de armadura cuando el sistema es perturbado variando la carga en el generador.

CAPITULO I

DISEÑO DEL CONVERTIDOR MONOFASICO DE ONDA COMPLETA SEMI-CONTROLADO MEDIANTE TIRISTORES

1.1 Descripción general del circuito

Existen dos grupos de rectificadores de onda completa: Semicontrolado y Completamente controlado, en este trabajo se ha utilizado un rectificador semicontrolado, comunemente denominado "SEMICONVERTIDOR", el cual es mostrado en la fig 1.1. Se le denomina semiconvertidor debido a que solamente usa dos tiristores S1,S2, y dos diodos D1,D2. Las señales a la salida del semiconvertidor son mostradas en la fig 1.2.

El voltaje de armadura del motor de excitación separada es semicontrolado por el semiconvertidor y el circuito de campo es alimentado por una fuente constante. Los tiristores no permiten la inversión de la corriente debido a que estos conducen en un solo sentido, por esta razón el

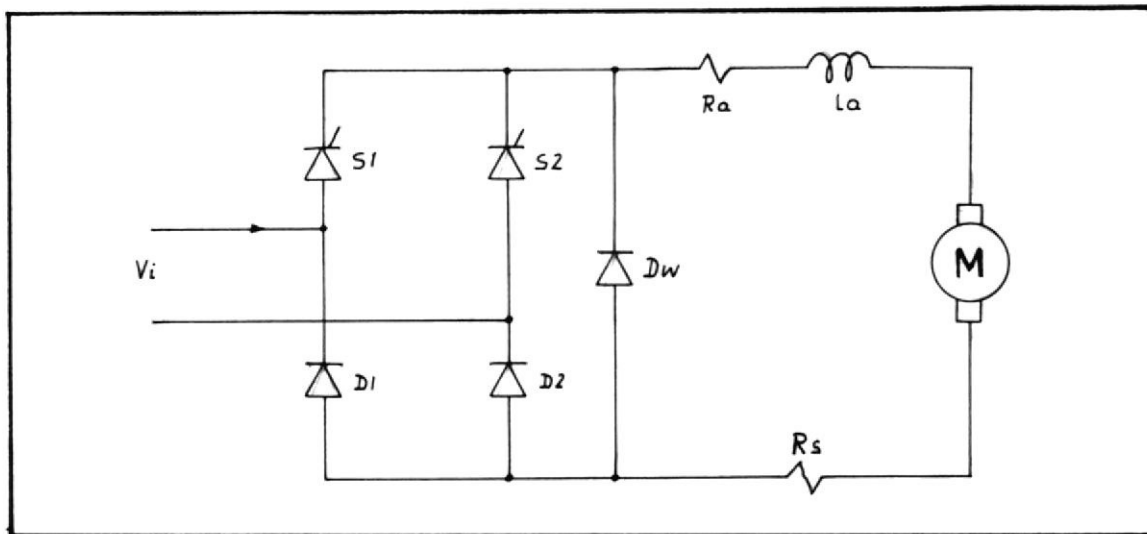


Fig 1.1

Circuito semiconvertidor

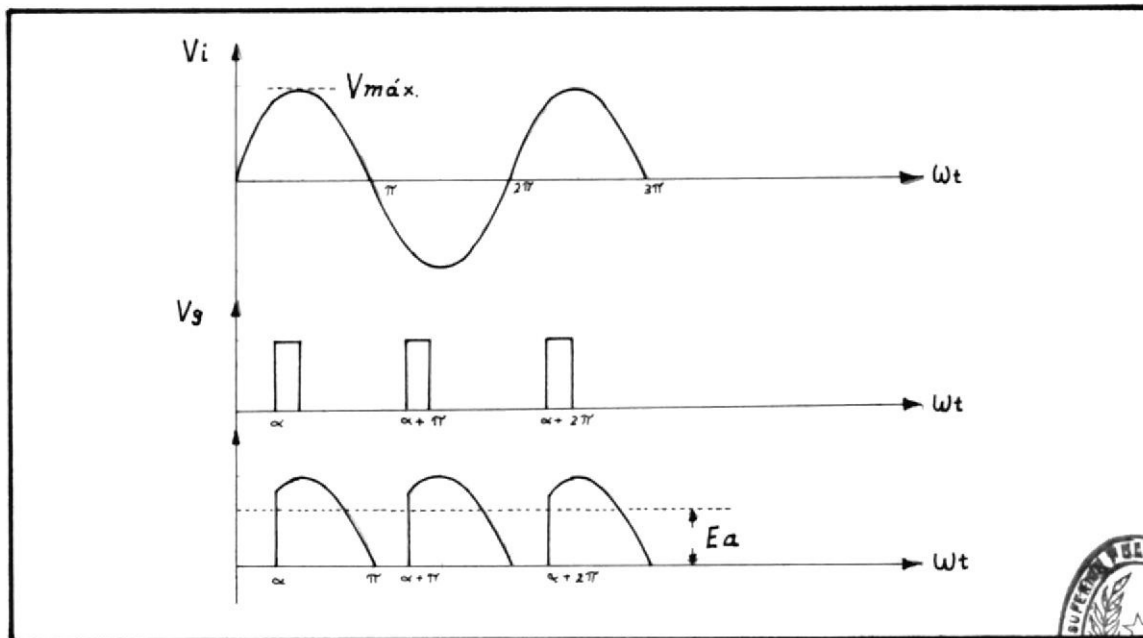


Fig 1.2

Señales a la salida del semiconvertidor



BIBLIOTECA

voltaje promedio de armadura V_a siempre es positivo, esto es desde la fuente AC a la carga Dc. Se utiliza un diodo de paso libre el mismo que va colocado en paralelo con la armadura del motor y sirve para disipar la energía almacenada en la inductancia del motor cuando los tiristores están apagados, también puede proteger contra transientes de voltaje.

Los tiristores son disparados simétricamente, el S1 es disparado en el semiciclo positivo a un ángulo α mientras que el S2 es disparado en el semiciclo negativo a un ángulo $\alpha + \pi$

El motor de excitación separada es conectado a la fuente de entrada a un período de $\alpha < \omega t < \pi$ a través de S1 y D2, el voltaje en los terminales del motor es igual al voltaje de línea durante este período, más allá de π , V_a tiende a invertirse debido al voltaje de entrada.

El diodo de paso libre conduce cuando este está polarizado directamente, la corriente del motor que circulaba desde la fuente a través de S1, es transferida a Dw, cortocircuitándose durante el período $\pi < \omega t < (\pi + \alpha)$ haciendo V_a igual a cero.

La energía de la fuente es entregada al circuito de armadura cuando los tiristores conducen desde $\alpha < \omega t < (\pi + \alpha)$

El circuito RC conectado en paralelo con cada tiristor sirve para protegerlos contra cambios bruscos de voltaje, mientras que los contactores de actuación rápida operan cuando se producen efectos térmicos y electromagnéticos protegiendo de esta manera de cualquier sobrecorriente.

El voltaje promedio a la salida del semiconvertidor es:

$$V_a = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} v \text{ Sen}\theta d\theta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V (1 + \text{Cos } \alpha) \quad 1.1$$

Como se podrá observar V_a depende únicamente del ángulo de disparo α y varía cosenooidalmente, es preferible trabajar en la parte lineal de la característica, el voltaje del secundario del transformador V_2 es seleccionado de tal manera que a la salida del semiconvertidor sea igual al voltaje del motor $V_n = 125$ se ha determinado que para $\alpha = 30$ grados $V_2 = 148.8$.

Para obtener la ganancia de amplificación del circuito semiconvertidor hacemos lo siguiente:

$$dV_a/d\alpha = -\sqrt{2}/\pi \text{ Sen}\alpha$$

normalizando esta ecuación o sea expresando V_a como una fracción de V_n y α como una fracción de π que es la base para el ángulo se tiene:

$$\frac{d(V_a/V_n)}{d(\alpha/\pi)} = 0,45 \pi \text{ Sen } \alpha \quad 1.2$$

La ganancia máxima ocurre cuando $\alpha = \pi/2 = 0,45 \pi$ la ganancia en el punto de operación es 0,225 por lo tanto la ganancia de amplificación es el promedio 0.328

La ganancia de la unidad de disparo es α/V_{ci} , normalizando esta ganancia se tiene.

$$\frac{(\alpha/\pi)}{V_{ci}/V_{cm}} = \frac{\pi V_{cm}}{10 \pi} = 1,5 \quad 1.3$$

Como el ángulo de disparo es proporcional al V_c , una vez que ocurre el pulso de disparo, la información de V_c no tiene validez hasta el próximo disparo. El retardo del pulso de disparo es aproximado a un retardo de tiempo igual al 1/2 período entre pulsos de disparo consecutivos, la constante de tiempo:

$$T_a = \frac{16.66}{T/2} = 3.99 \text{ mseg}$$

Por lo tanto la función de transferencia puede ser aproximada a:

$$\frac{V_a(s)}{V_{ci}(s)} = \frac{A}{1 + sT_a} = \frac{1,58}{1 + 3,99 \times 10^{-3} s} \quad 1.4$$

1.2 Características del rectificador

1.2.1 Características de encendido

Los tiristores son encendidos cuando es disparado por un pulso en la puerta, sin embargo la transición desde apagado hasta el final del encendido con voltaje directo no es instantáneo esto es ilustrado en la fig 1.2.1.

El tiempo de encendido T_{on} puede ser dividido dentro de dos periodos, tiempo de subida T_r y tiempo de retardo T_d estos son definidos en la fig 1.2.1 en términos del voltaje y corriente de ánodo.

Tiempo de retardo.- Es el tiempo en el instante en que la corriente de puerta alcanza el 90 % de su valor final y el instante en la cual la corriente de ánodo alcanza el 10 % de su valor final

como se muestra en la fig 1.2.1

Tiempo de Subida.- Es el tiempo requerido para

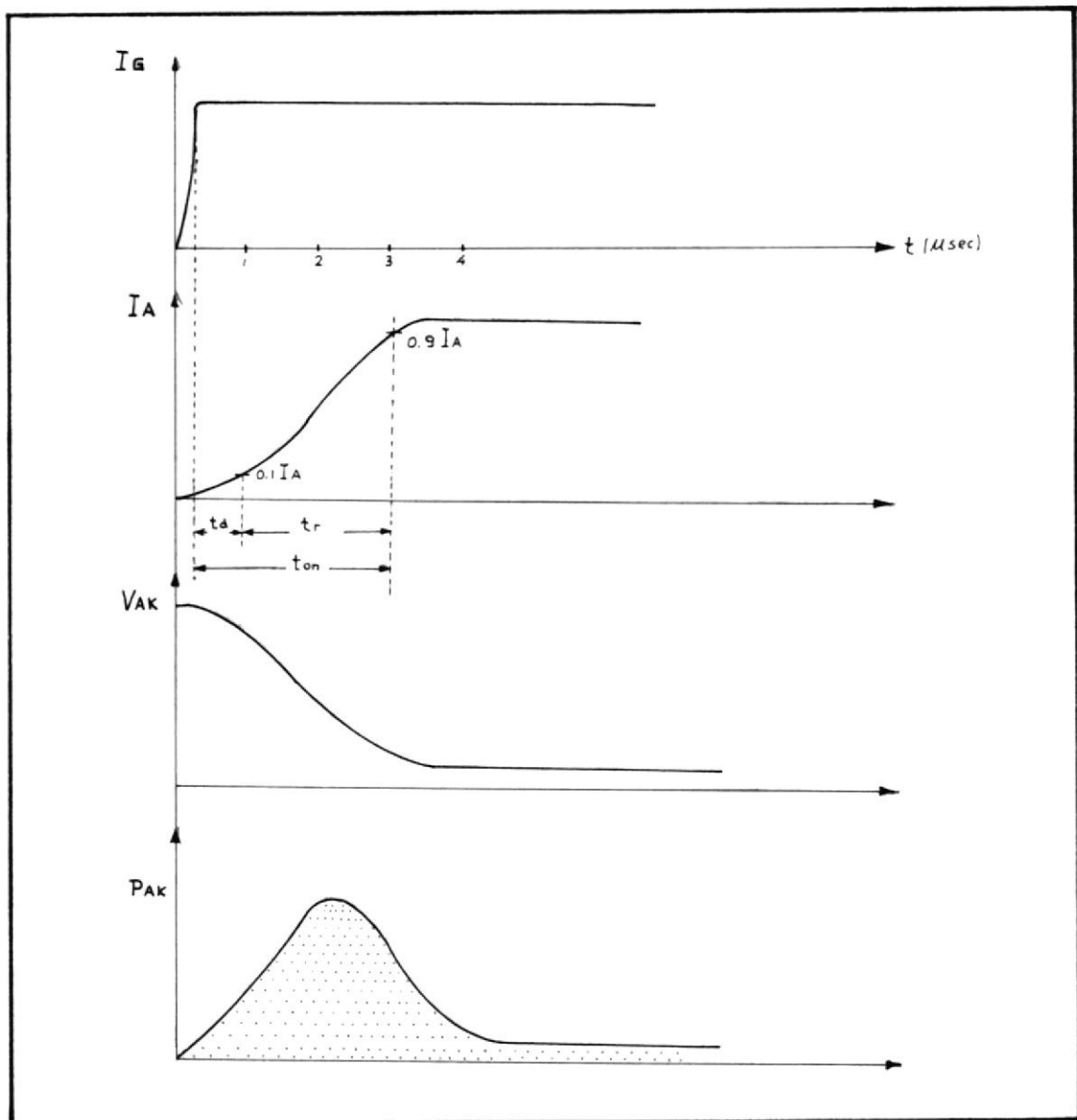


Fig 1.2.1

Formas de onda durante el encendido del SCR.

que la corriente de ánodo suba del 10 % al 90 % de su valor final. El tiempo de encendido $T_{on}=T_r+T_d$, este puede estar entre 1 a 4 useg, de aquí que la duración del pulso de disparo deberá estar entre 20 a 100 useg.

La amplitud del pulso de disparo para este tipo de tiristores es de 1,5 voltios y una corriente de 15 mamp, se puede observar en la fig 1.2.1 que durante el tiempo de subida el SCR lleva una alta corriente directa y soporta un apreciable voltaje directo, esto puede causar una gran disipación de potencia instantánea, creando internamente en el dispositivo lo que se denomina "punto caliente" lo cual podría destruir al dispositivo, para eliminar este problema es necesario limitar la rapidez de subida de la corriente.

El área rayada bajo la curva representa las pérdidas de encendido, estas pérdidas pueden ser significativas en aplicaciones de alta frecuencia.

1.2.2 Características de apagado

Una vez que el tiristor entra en conducción existe

una apreciable corriente directa entre ánodo y cátodo, la puerta no tiene control de esta corriente. El SCR se apagará cuando la corriente de ánodo llega a cero, este fenómeno es llamado " CONMUTACION NATURAL " y cuando ésta es forzada a ser cero se lo denomina "CONMUTACION FORZADA".

El tiempo de apagado del tiristor es definido como el intervalo de tiempo mínimo entre el instante en que la corriente de ánodo llega a ser cero y el instante en que el dispositivo es capaz de bloquear el voltaje directo.

El tiempo de apagado es ilustrado en la fig 1.2.2, T_{off} es dividido dentro de dos intervalos de tiempo, de restablecimiento inverso T_{rr} y el tiempo restablecimiento de puerta T_{rg} , de acuerdo al gráfico en el instante T_1 la corriente directa de ánodo llega a cero.

Durante el tiempo de restablecimiento inverso, T_1 a T_3 , la corriente de ánodo fluye en dirección inversa, en el instante T_2 es desarrollado un voltaje inverso en el ánodo, y la corriente continua de restablecimiento inverso es decrementada. En el

instante T_3 las uniones J_1 y J_3 son habilitadas para bloquear el voltaje inverso, sin embargo el tiristor no está todavía habilitado para bloquear el voltaje directo porque aún están presentes portadores de carga en la unión J_2 . Durante el intervalo T_3 a T_4 estos portadores se recombinan, en el instante T_4 la recombinación es completa, y por lo tanto un voltaje directo puede ser reaplicado en este instante. El tiempo de apagado del SCR es el intervalo entre T_4 y T_1 el mismo que varía desde 10 a 100 useg.

En aplicaciones prácticas, el tiempo de apagado provisto para el SCR por el circuito, llamado "Tiempo de apagado del circuito T_q " debe ser mayor que el tiempo de apagado del dispositivo T_{off} , para un margen de seguridad aceptable. Los tiristores que tienen un tiempo de apagado entre (50 a 100 useg) son llamados "conmutación lenta o tiristores de control de fase y los que tienen un bajo tiempo de apagado entre (10 a 50 useg) son llamados "conmutación rápida o tiristores tipo inversor.

Las curvas características con los respectivos intervalos de tiempo son ilustrados en la

fig1.2.2.

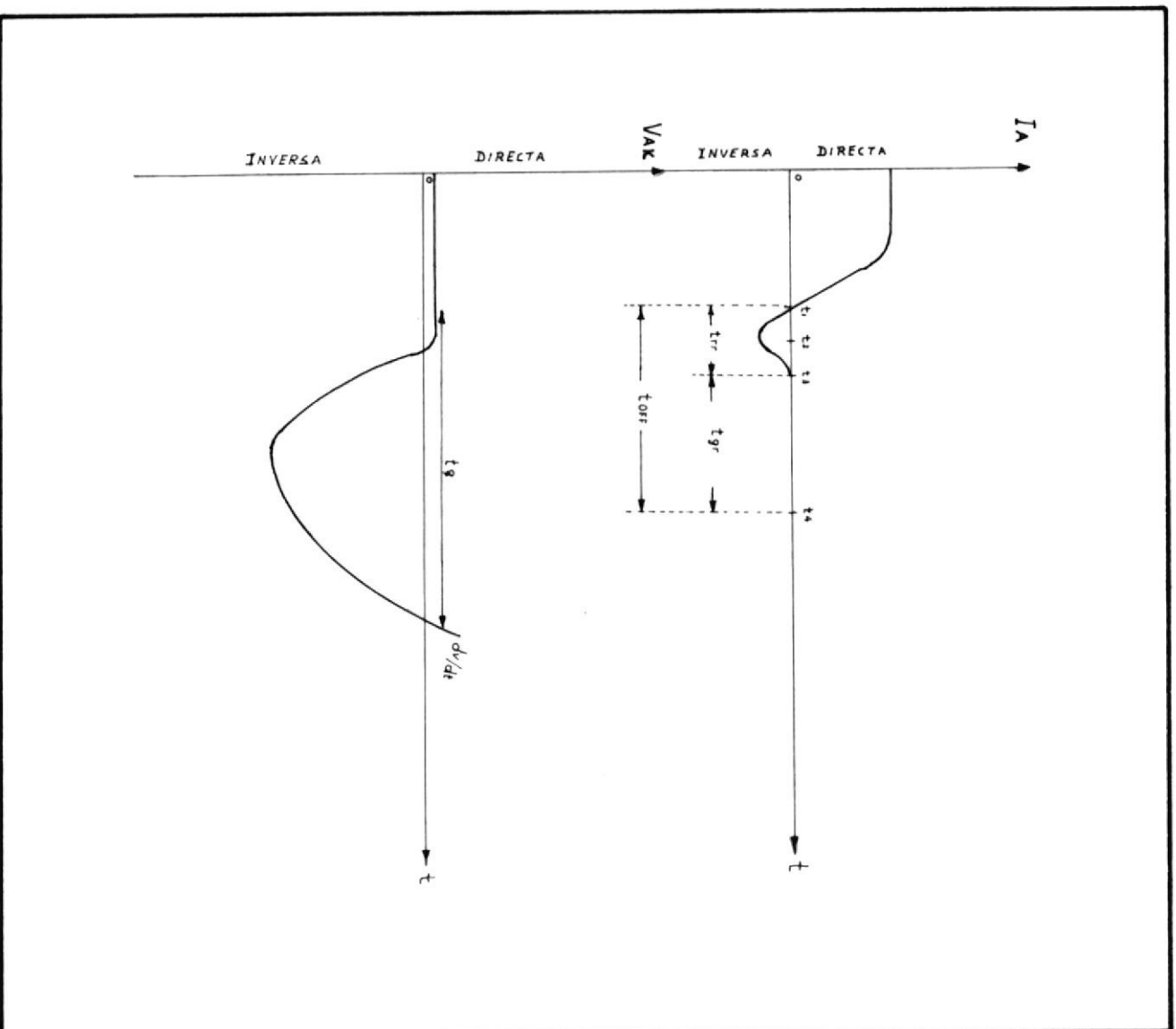


Fig 1.2.2

Formas de onda durante el apagado del SCR

1.2.3 Dimensionamiento y selección de los tiristores

Para dimensionar y seleccionar los tiristores es necesario saber las especificaciones de carga.

Para efectos de prueba del semiconvertidor con carga resistiva pura, en el laboratorio se dispone de un banco de resistencia de 2.2 Kilovatios a 110 V la cual significa que tiene una capacidad de 10 amp de corriente.

La carga principal para el semiconvertidor es un motor Dc de excitación separada de 125 V y 1,5 amp de corriente de armadura y a este va acoplado un generador, el mismo que nos permite variar la carga para efectos de prueba. Para poder observar el voltaje a la salida del semiconvertidor con carga resistiva inductiva se dispone en el laboratorio de un banco de inductancia variable de 360 mH la cual nos permite variar la carga inductiva.

Como el objetivo de este trabajo es realizar prácticas, entonces debemos sobredimensionar la capacidad de los tiristores, una elección satisfactoria sería escoger tiristores de 10 amp

y un voltaje pico inverso de 400V.

Las características del tiristor seleccionado es la siguiente:

$I_{Gmin} = 14 \text{ mamp}$, $V_G \text{ max} = 1,5 \text{ V}$ y un voltaje pico inverso de 4000V.

1.3 Circuitos de protección

1.3.1 Protección contra dv/dt

Cuando es aplicado un voltaje directo al tiristor, las dos uniones exteriores J1 y J3 son polarizadas directamente y la unión central es polarizada inversamente. Una polarización inversa en la unión p-n tiene la característica de un capacitor, por lo tanto cuando es aplicado un voltaje directo, fluye una corriente de carga la cual es definida como:

$$i = C_j \frac{dV_{ak}}{dt} \quad 1.3.1$$

donde C_j es la capacitancia de la unión .

Si la rapidez de aplicación del voltaje directo es alta, la corriente de carga puede ser tan alta que



el SCR se prendera sin pulso de disparo en la puerta. Este fenómeno es conocido como encendido por dv/dt , lo cual causaría una operación impropia del circuito.

Para una mejor operación del circuito, la rapidez de elevación del voltaje directo (dv/dt) debe ser menor que el límite especificado, el cual típicamente esta en el rango de 20 a 500 V/useg.

Para proteger al SCR contra el dv/dt utilizamos un circuito snubber el cual es un circuito RC en serie.

De acuerdo a las características nominales del motor y de sus parámetros así como también de los tiristores se ha calculado los siguientes valores de C y R_s :

Los valores obtenidos son los siguientes:

$c=0,1\mu f$ y $R_s=39$ ohmios.

1.3.2 Protección contra di/dt

Cuando un SCR es polarizado directamente y este es

disparado por un pulso en la puerta, la conducción de la corriente del ánodo se inicia en la vecindad inmediata a la conexión de la puerta. La corriente después de esto se esparce a través de toda el área de la unión. Si la rapidez de elevación de la corriente de ánodo es grande se creará un " punto caliente " cerca a la conexión de la puerta debido a la alta densidad de corriente, este calentamiento localizado puede quemar el SCR. Por lo tanto la rapidez de elevación de la corriente de ánodo (di/dt) en el encendido no debe ser excedida del valor límite especificado.

Para proteger al tiristor contra di/dt se utiliza un pequeño inductor el cual es conectado en el ánodo del circuito para limitar el di/dt de

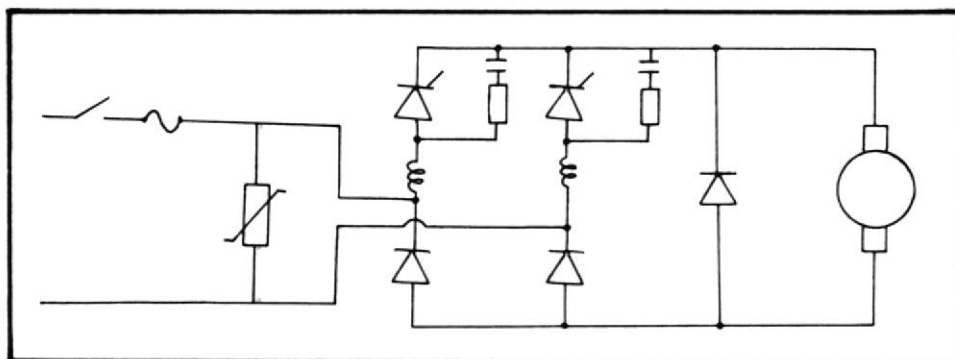


Fig 1.3.1

Circuito con las respectivas protecciones

la corriente de ánodo el valor límite está en el rango de 20 a 500 A/useg, como la inductancia de la armadura del motor es de 74.1 mH es suficiente para proteger contra el di/dt de los tiristores .

El circuito con las respectivas protecciones es ilustrados en la fig 1.3.1

1.3.3 Protección contra sobrevoltaje

Un tiristor puede ser sometido a un sobrevoltaje a causa de una mala conmutación, cortocircuitos, transientes debido a la operación de conmutación.

Para proteger a los tiristores contra sobrevoltajes se utilizan supresores o resistencias no lineales, las cuales pueden conectarse en paralelo con el tiristor o en paralelo con la línea de alimentación. Estos dispositivos tienen la característica de disminuir su resistencia cuando aumenta el voltaje, cuando se producen ondas de alto voltaje los dispositivos no lineales se ponen en cortocircuito a través del tiristor.

Los elementos no lineales más comunmente usados

son los diodos de selenio o varistores de óxido de metal, en este trabajo se han utilizado varistores.

El circuito con las respectivas protecciones es mostrado en la fig 1.3.1.

1.3.4 Protección contra sobrecorriente

La capacidad térmica de un dispositivo es pequeña, por lo tanto las continuas sobrecargas, las ondas de corriente de gran duración pueden incrementar la temperatura de la unión más allá del límite permisible, la cual destruiría el dispositivo.

Para proteger a los tiristores contra sobrecorrientes es utilizado un circuito brécker y un fusible de actuación rápida en serie con el tiristor. Los circuitos brécker son usados para proteger a los tiristores contra continuas sobrecargas y corriente de agitación de gran duración. Los fusibles de actuación rápida son usados para proteger a los tiristores contra altas corrientes de agitación de corta duración .

1.3.5 Protección de la compuerta

La puerta debe ser protegida contra los sobrevoltajes y sobrecorrientes. Para proteger contra sobrevoltaje es conectado un diodo zener a travez de la puerta y una resistencia para proteger contra sobrecorrientes.

Un problema común encontrado en los circuitos con SCR es las espurias o ruido los cuales disparan al dispositivo.

Los pulsos de disparo pueden ser inducidos en la puerta debido al encendido o al apagado de tiristores vecinos o transientes en el circuito de fuerza.

Para proteger a las puertas contra las espurias se usan cables blindados o conectando las señales de disparo con conductores retorcidos, más frecuentemente se usa un capacitor y una resistencia conectadas a través de la puerta al cátodo para desviar los pulsos de ruido.



CAPITULO II

BIBLIOTECA

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE DISPARO DE LOS TIRISTORES

2.1 Descripción del circuito

La fig 2.1 muestra el diagrama general de la configuración del circuito de disparo, el mismo que esta constituido por dos unidades de disparo, ya que se tienen que disparar dos tiristores, se utiliza un transformador reductor de voltaje para alimentar el circuito y para sincronizar los pulsos de disparo con el voltaje de la línea. El generador de onda cuadrada nos da el rango de fase de disparo de cada circuito, la señal de salida del generador es aplicada a la entrada del generador de rampa, luego esta señal es comparada con el voltaje de control, el ángulo de fase varía linealmente con el voltaje de control, el rango de variación es de 0 a 180 grados.

La señal proveniente del comparador es modulada con un tren de pulsos generados por un multivibrador estable

para realizar ésta modulación se utilizó una puerta AND.

Un amplificador de corriente es utilizado para aumentar la corriente de los pulsos ya que la corriente para encender los tiristores es de 15 miliamperios, se ha

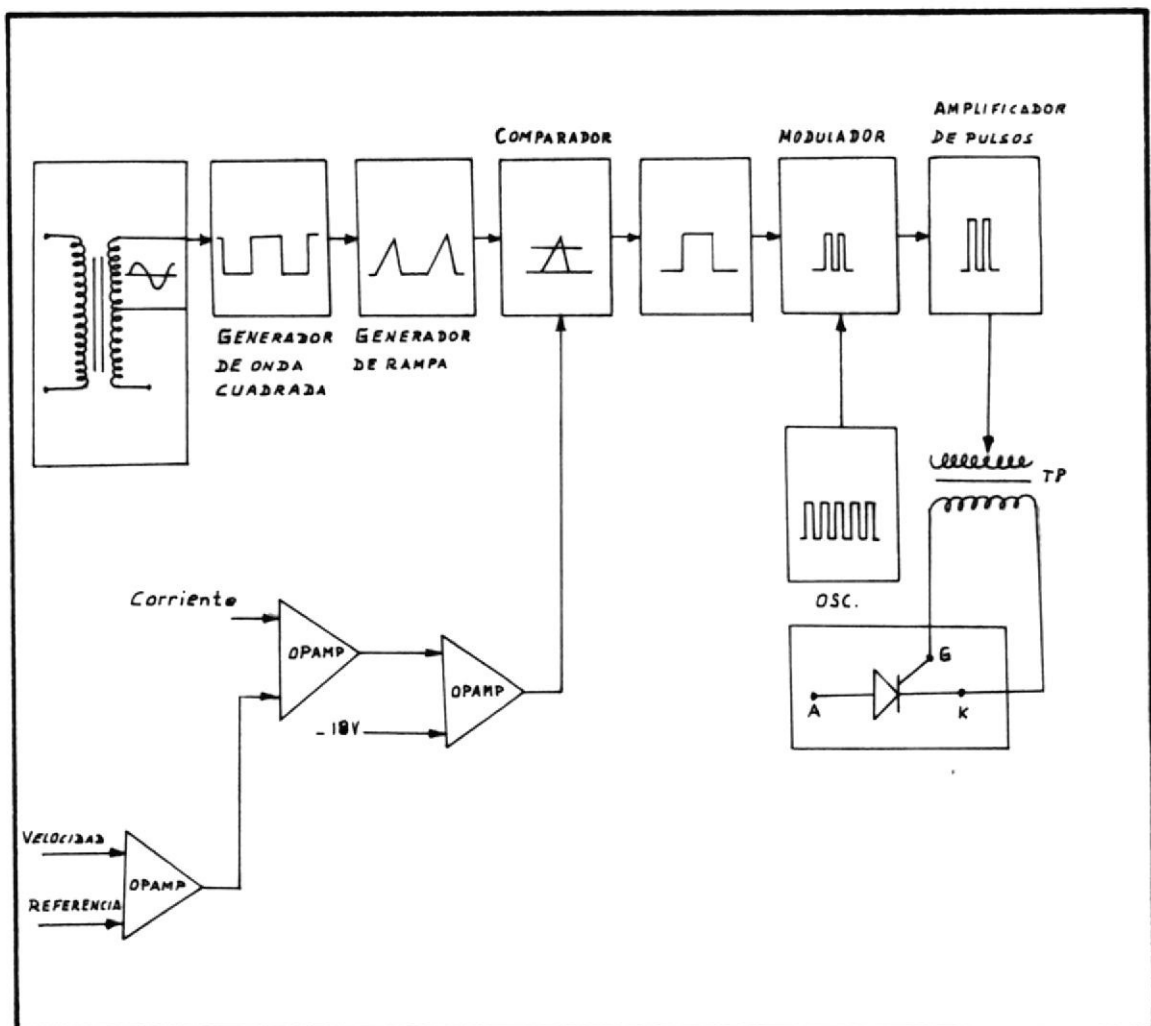


fig 2.1

Diagrama de bloques del circuito de disparo

utilizado un transformador de pulsos para aislar eléctricamente el circuito de control del circuito de fuerza, puesto que la señal del secundario es conectado entre cátodo y puerta de los tiristores.

2.2 Características del circuito

El circuito de disparo está diseñado de tal manera que el ángulo de disparo varíe linealmente con el voltaje de control V_c proveniente del controlador de corriente, el ángulo de disparo varía desde 0-180 grados, dicha variación depende solamente del voltaje del control V_c , el cual puede cambiar desde 0 a 10 voltios. Se han diseñado dos unidades de disparo, la una dispara el tiristor en el semiciclo positivo, y la otra unidad dispara al tiristor en el semiciclo negativo.

En el capítulo I se determinó la función de transferencia del amplificador de tiristores del semiconvertidor.

Los pulsos de disparo deben tener la potencia necesaria para encender a los tiristores, por esta razón se ha utilizado un amplificador de pulsos.

A continuación se describen detalladamente las diferen-



tes etapas de generación de los pulsos.

2.3 Generador de onda cuadrada

En la fig 2.2 se muestra el circuito que genera la onda cuadrada, el mismo que esta conformado por un transistor en cuya base es aplicado la señal que sale del rectificador de media onda, la cual es recortada por un zener de 11 voltios, durante el semiciclo positivo, el transistor conduce dando a la salida cero voltios, cuando el voltaje de entrada en la base es cero el transistor no conduce por lo tanto el voltaje a la salida será el voltaje de polarización menos la caída de tensión en la resistencia del colector $V_{oc}=5.4$ v, la frecuencia de la onda cuadrada es igual a la frecuencia de la señal de entrada del sistema.

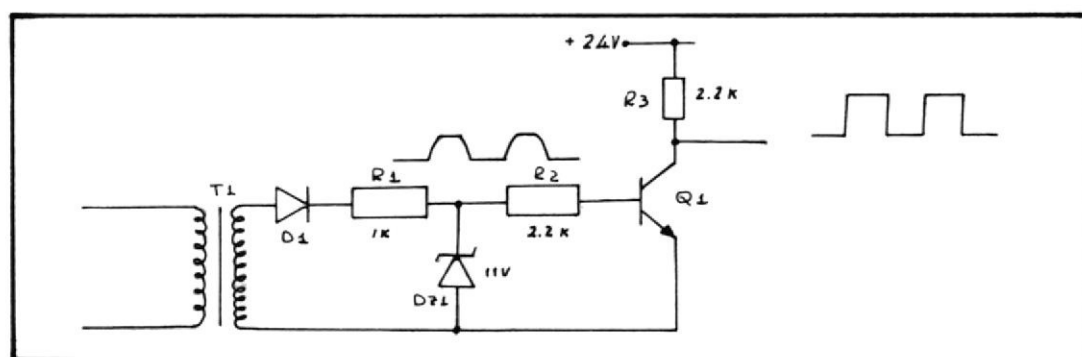


fig 2.2

Circuito generador de onda cuadrada

2.4 Generador de rampa

En la fig 2.3 se muestra el circuito que genera la rampa, el mismo que determina que el ángulo de disparo varíe linealmente con el voltaje de control V_c proveniente del controlador de corriente.

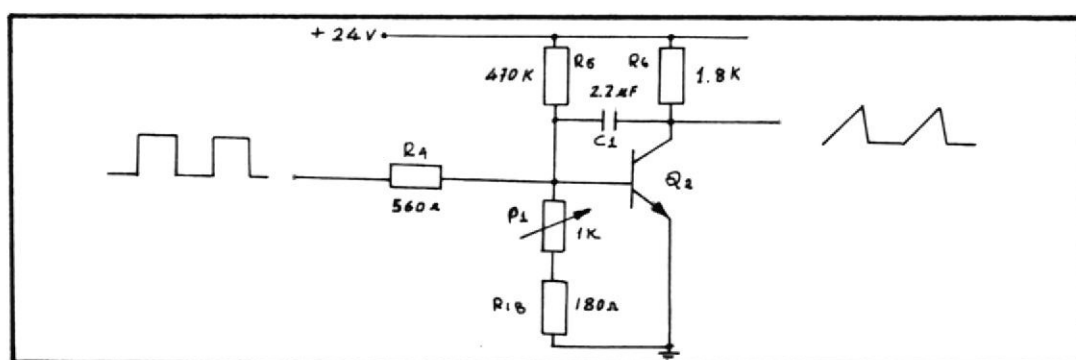


fig2.3

Circuito generador de rampa

Durante el semiciclo positivo de la señal de entrada T_1 se satura entregando 0 voltios a T_2 a través de la resistencia de 560 ohmios, la corriente de base de T_2 es suministrada en su mayor parte por medio del condensador, el cual se carga por la diferencia de corriente a través de la resistencia de 1.8 K menos la corriente de colector de T_2 manteniéndose de esta manera constante la corriente del condensador.

Durante el semiciclo negativo T1 esta en corte, entregando 5.4 V a T2 a través de la resistencia de 560 ohmios poniéndose en estado de saturación. El condensador se descarga rápidamente por medio de T2, el voltaje máximo de la rampa es de 0 a 15 V, el mismo que puede ser variado con el potenciómetro de 1K.

2.5 Circuito Comparador y Generador de Pulsos

En la fig 2.4 se muestra el circuito comparador denominado detector de nivel de voltaje en cuya entrada del OP-AMP (+) es aplicada la señal proveniente del generador de rampa, mientras que en la entrada negativa (-) es aplicada la señal de control V_c la misma que puede variar desde 0 a 10 voltios. Cuando el voltaje V_r es menor a V_c ($V_r < V_c$) el voltaje de salida del comparador es ($-V_{sat}$) porque la entrada es más negativa con respecto a la entrada (-), mientras que cuando V_r es mayor que V_c ($V_r > V_c$) la entrada positiva (+) es más positiva con respecto a la entrada (-) teniendo a la salida del comparador ($+V_{sat}$) como se muestra en el diagrama de tiempo de la fig 2.5, los voltajes de polarización son +15 V y -15 V por lo tanto los voltajes de saturación serían $+V_{sat} = +13V$ y $-V_{sat} = -13V$ aproximadamente.

A la salida del detector de nivel es conectada una resistencia de 4,7 K y se ha colocado un diodo zener el cual regula y elimina la parte negativa de la onda ya que únicamente se necesita la parte positiva, el valor del voltaje regulado es de 4,7 v ya que esta señal es conectada a una puerta AND TTL para ser modulada.

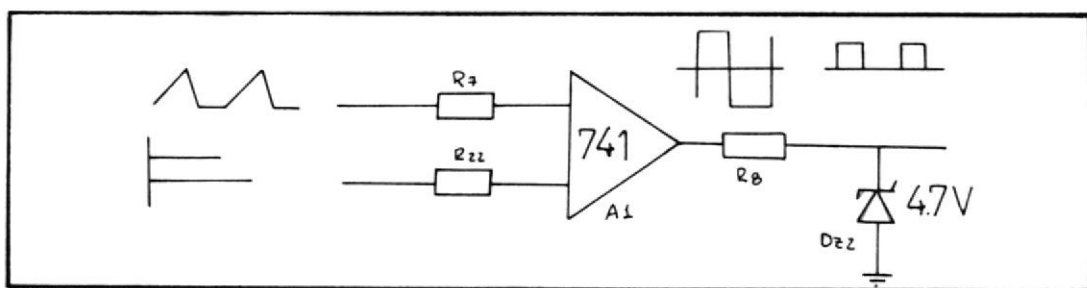


Fig 2.4

Circuito detector de nivel de voltaje

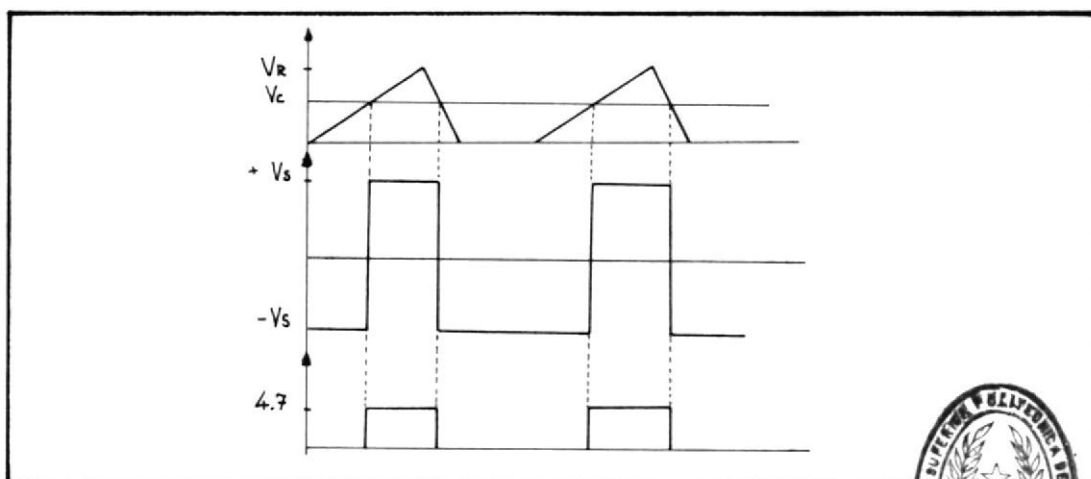


Fig 2.5

Diagrama de tiempo



BIBLIOTECA

2.6 Modulador de pulsos

En la fig 2.6 se muestra el circuito modulador, se ha utilizado un timer 555 y una puerta (AND).

El 555 es conectado como un multivibrador Astable, el condensador C se carga a través de R_a y R_b desde $V_{cc}=5\text{ V}$ y se descarga a través de R_b .

Cuando el condensador se carga hasta $2/3 V_{cc}$ durante este tiempo genera un nivel alto a la salida, luego el condensador se descarga hasta $1/3 V_{cc}$ durante este intervalo de tiempo tenemos a la salida un nivel bajo, la duración de cada pulso es de 50 useg.

Las señaes provenientes tanto del oscilador como del

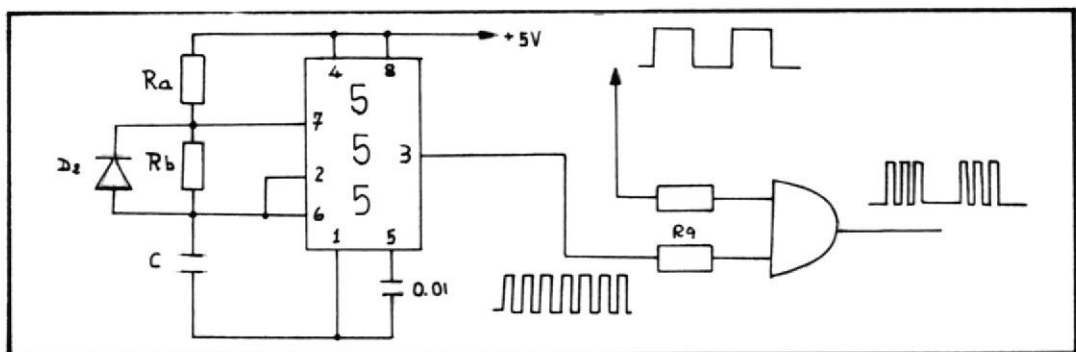


fig 2.6

Circuito modulador de pulsos

comparador son aplicadas a la entrada de la puerta, teniendo a la salida de ésta la señal modulada, la misma que luego será amplificada.

2.7 Amplificador de pulsos

Para encender a los tiristores es necesario que los pulsos de disparo tengan la suficiente potencia, por esta razón se ha utilizado un amplificador de pulsos el cual se muestra en la fig 2.7. La señal que sale del circuito modular es aplicada a la base del transistor T3 el cual preamplifica la corriente de los pulsos, el emisor es conectado a tierra a través de una pequeña resistencia y en el colector se ha conectado el primario del transformador de pulsos de relación 1:1, para contra-

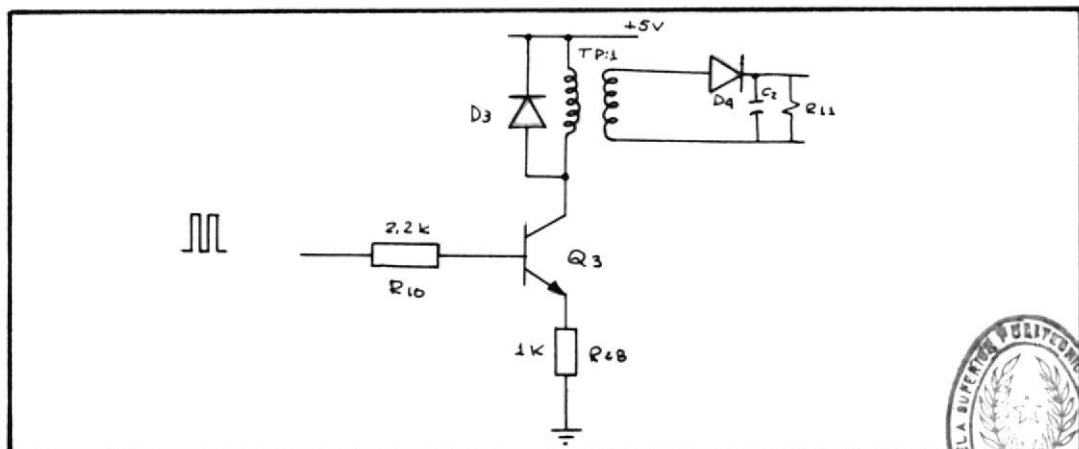


Fig 2.7

Circuito amplificador de pulsos



BIBLIOTECA

Para evitar los efectos de fem inducidos en la bobina se ha colocado un diodo cuya función es eliminar tensiones negativas, protegiendo de esta manera la puerta del tiristor. Hemos utilizado este transformador con la finalidad de aislar las puertas con los circuitos amplificadores.

En la fig 2.8 se muestra el circuito electrónico general de la unidad de disparo.

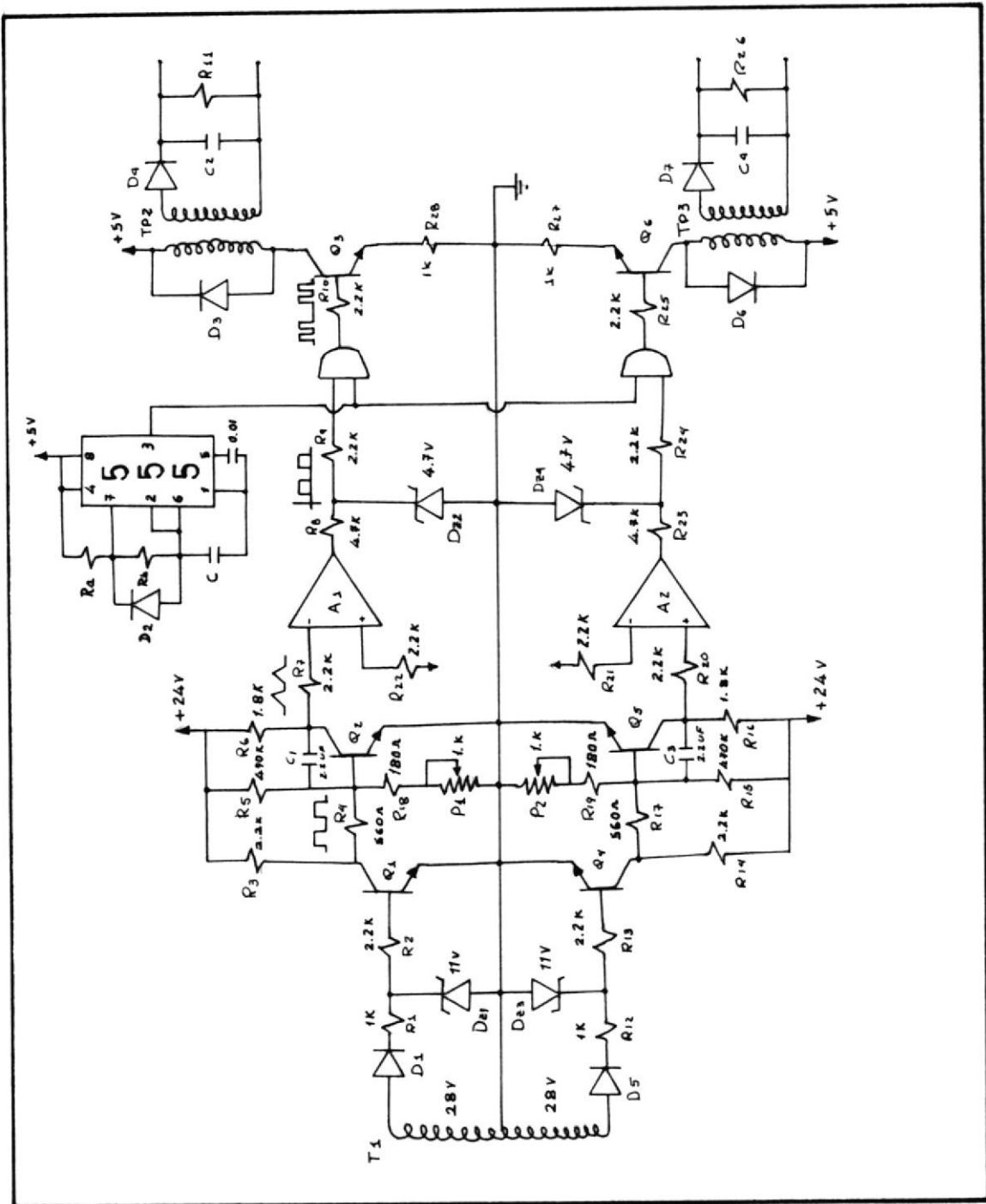


Fig 2.8

Circuito electrónico general de la unidad de disparo.

CAPITULO III

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE CONTROL DE VELOCIDAD Y CORRIENTE PARA UN MOTOR DC DE 1/6 HP.

3.1 Generalidades

El diagrama de bloques del sistema de control de velocidad y corriente propuesto para un motor DC de excitación separada alimentado por un semiconvertidor a base de tiristores es mostrado en la fig 3.1. Para efectos de diseño del controlador, el lazo de control de corriente es aproximado por un sistema de primer orden con una constante de tiempo T , la misma que es determinada a base de pruebas.

En este capítulo se presentan las acciones de control básicas utilizadas en este diseño. Primero se introduce el principio de operación de los controles automáticos y los diversos métodos de generación de señales de control

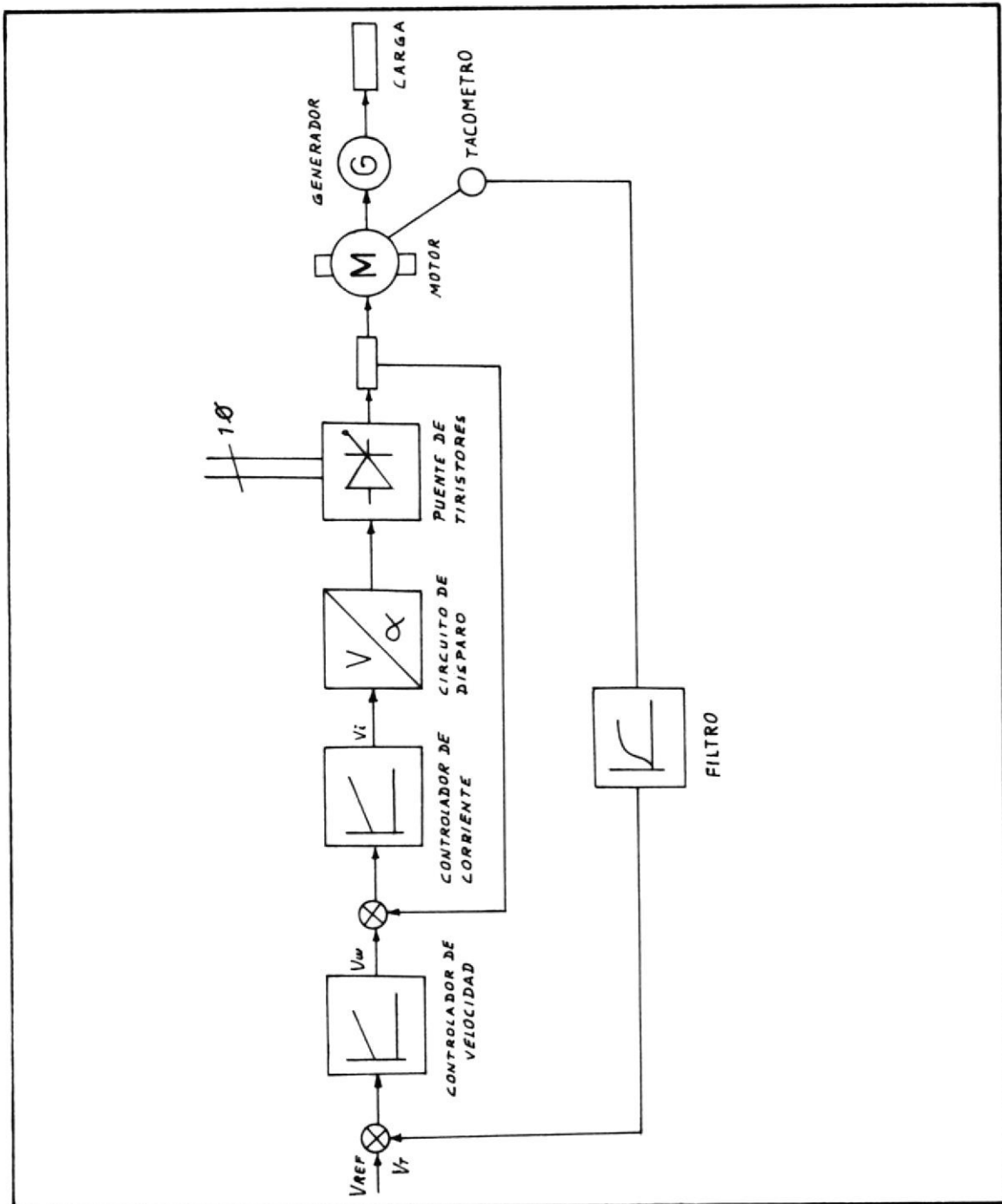


Fig 3.1

Diagrama de bloques del control de velocidad y corriente

P,I,PI y PID. El diseño del controlador se lo ha realizado de tal manera que se pueda obtener las distintas combinaciones mediante el uso de interruptores.

La base para el análisis es el fundamento proporcionado por la teoría de los sistemas lineales, la cual supone una relación causa efecto, para los componentes de un sistema o proceso que vaya a ser controlado puede representarse mediante un bloque.

Para el control de velocidad y corriente es necesario utilizar sensores de velocidad y corriente, para sensar la velocidad se ha utilizado un tacómetro y para la corriente una resistencia cuyas características son descritas en los subtópicos correspondientes.

3.2 Lazo de control de corriente

3.2.1 Características del lazo

La característica fundamental de este lazo es mantener la corriente de armadura del motor, sin importar las variaciones de carga acoplada al sistema.

Si los tiristores del semiconvertidor están bajo completa conducción cuando arranca el motor, la corriente de arranque puede ser muy alta la cual podría dañar a los tiristores, así como también cuando existen sobrecargas las mismas que producirían sobrecorrientes.

En la fig 3.4.1 se observa que la referencia para el control de corriente es puesto por el controlador de velocidad, limitando esta cantidad, la corriente de armadura es limitada a un cierto valor máximo.

Este lazo también provee una respuesta rápida al vencer los efectos de perturbaciones tal como las variaciones de voltaje de alimentación.

3.2.2 Transductor de corriente

3.2.2.1 Características del transductor

Para la operación del lazo de corriente es necesario un transductor que sense la corriente de armadura del motor. Es muy im-



BIBLIOTECA

portante aislar el circuito de control del circuito de potencia, esto se logra usando un transformador de corriente en el lado AC del semiconvertidor cuya salida es conectada a la armadura del motor .

El transductor de corriente deberá proporcionar una señal de voltaje que sea igual a la corriente de armadura multiplicada por una constante. Los dispositivos utilizados mas comúnmente son: una resistencia en serie con la armadura del motor o, un transformador colocado en el lado AC de la línea de alimentación del semiconvertidor.

En este trabajo se ha utilizado una resistencia $R_i = .2$ Ohmios a 10 vatios colocado en serie con la armadura, la razón de tal selección es debido al bajo costo y además el motor es de baja capacidad.

3.2.2.2 Función de transferencia del transductor

La ganancia del transductor de corriente es

igual a V_i/I_a experimentalmente se midió que es igual a 0,2 V/A.

La ganancia normalizada del transductor H_i es :

$$H_i = 0,2x \frac{V_i/V_{cm}}{I_a/I_{re}} = 0,2x \frac{I_{re}}{V_{cm}} \quad 3.2.1$$

$$H_i = 0,2x \frac{8.9}{15} = 0,118$$

$$H_i = 0.118$$

3.2.3 Acción del control P,PI

Un control automático compara el valor efectivo de salida de una planta con el valor deseado y produce una señal de control que reduce la desviación a un valor pequeño. La forma en que el control automático produce la señal de control recibe el nombre de acción de control.

Acción del control proporcional.- Para un control de acción proporcional, la relación entre la salida del controlador $V_i(t)$ y la señal de error actuante $E_i(t)$ es $V_i(t) = K_p \times E_i(t)$ o en magnitudes transfor-

madras de Laplace es:

$$\frac{V_i(s)}{E_i(s)} = K_p \quad 3.2.3.1$$

de donde K_p se denomina sensibilidad proporcional o ganancia.

Cualquiera que sea el mecanismo en si, y sea cual fuere la potencia que lo alimenta, el control proporcional esencialmente es un amplificador con ganancia ajustable.

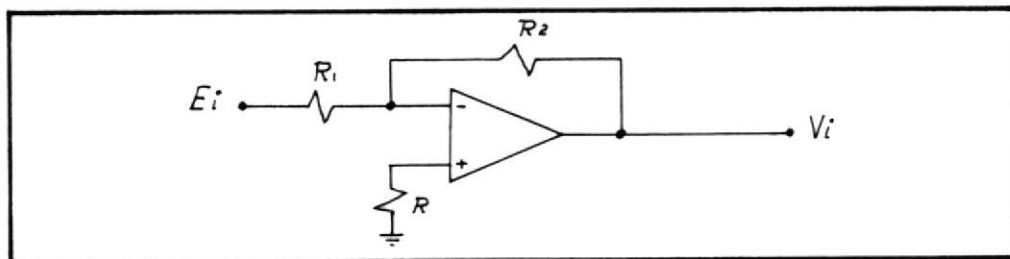


Fig 3.2.3.1

Circuito electrónico del control proporcional

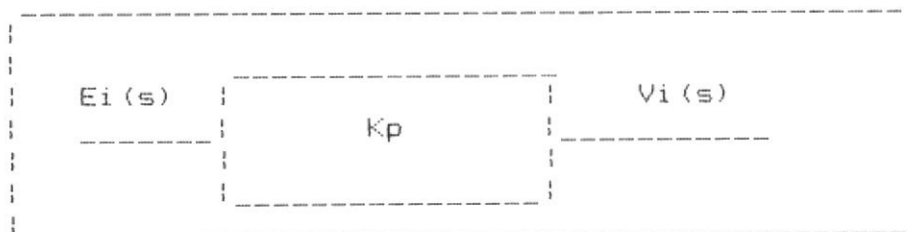


Fig 3.2.3.2

Diagrama de bloques del control proporcional

En la fig 3.2.3.1 se muestra el circuito de control el mismo que ha sido diseñado con un amplificador operacional OP-AMP 741 cuya ganancia es variada mediante un potenciómetro. En la fig 3.2.3.2 se muestra el diagrama de bloques del controlador.

La función de transferencia esta dada por la siguiente ecuación .

$$V_i/E_i(s) = R_2/R_1 \quad 3.2.3.2$$

Acción del control PI.- La acción del control proporcional e integral queda definida por la siguiente ecuación.

$$V_i(t) = K_p \times E_i(t) + \frac{K_p}{T_i} \int E_i(t) \times dt \quad 3.2.3.3$$

en función de la transformada de Laplace

$$\frac{V_i(s)}{E_i(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \quad 3.2.3.4$$

K_p representa la sensibilidad proporcional o ganancia, T_i el tiempo integral, tanto K_p como T_i



BIBLIOTECA

son regulables.

El tiempo integral regula la acción de control integral, mientras una modificación en K_p afecta tanto en la parte integral como en la parte proporcional de la acción del control.

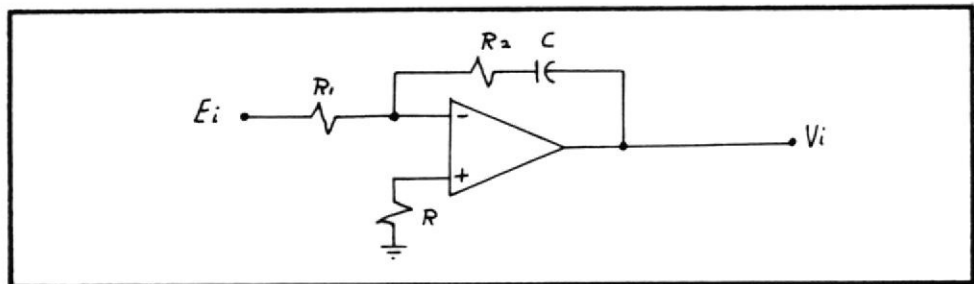


Fig 3.2.3.3

Circuito electrónico del control PI

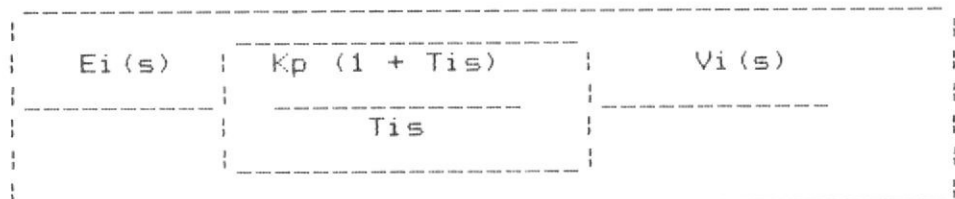


Fig 3.2.3.4

Diagrama de bloques del controlador PI

A la inversa del tiempo integral T_i se le llama frecuencia de reposición.

El circuito de control es mostrado en la fig

3.2.3.3 se lo ha diseñado con un OP-AMP 741 cuya ganancia K_p es regulada mediante un potenciómetro, el diagrama de bloques del controlador es mostrado en la fig 3.2.3.4 .

3.2.4 Diagrama de bloques del sistema

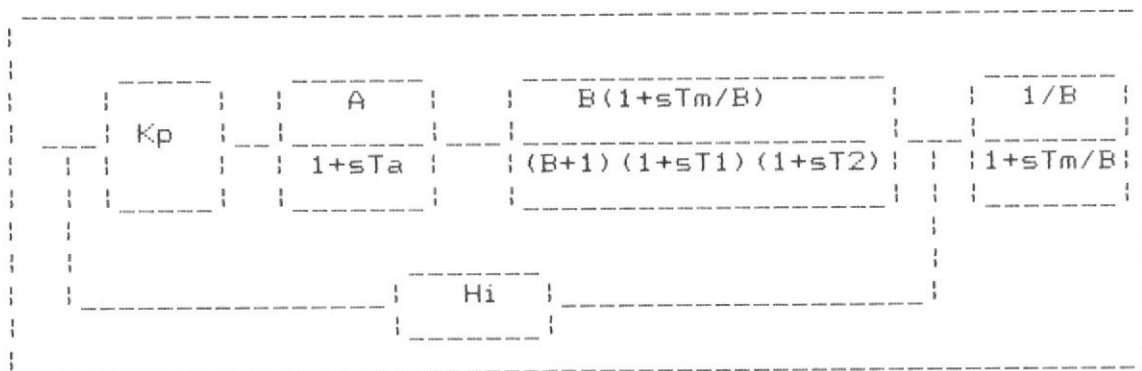


Fig 3.2.4.1

Diagrama de bloques del lazo de corriente con acción de control Proporcional P

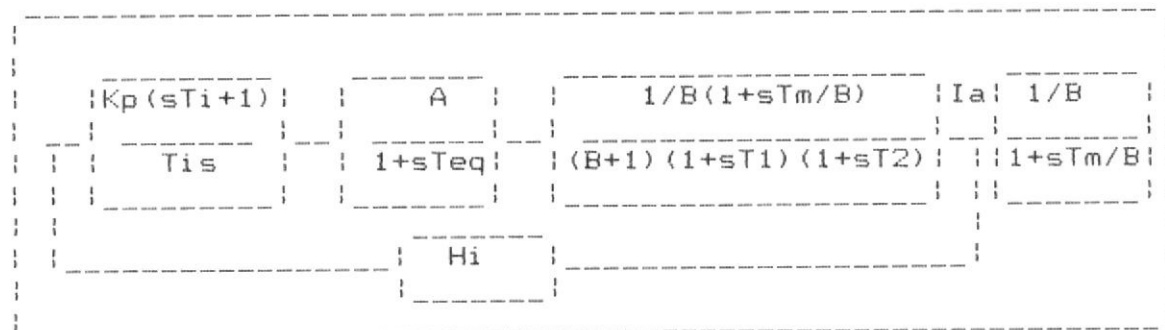


Fig 3.2.4.2

Diagrama de bloques del sistema para un control Proporcional Integral PI

Los diagramas de bloques del sistema con lazo cerrado de corriente con acción proporcional y proporcional integral son mostrados en las figs 3.2.4.1 Y 3.2.4.2

3.2.5 Función de Transferencia del Sistema

Para poder desarrollar el modelo lineal del sistema en lazo cerrado es necesario sacar las funciones de transferencia del motor de excitación separada de campo constante y sin fricción mecánica.

A partir de las ecuaciones diferenciales que gobiernan la operación del motor se determinan las funciones de transferencia.

El circuito eléctrico equivalente para un motor de excitación separada es mostrado en la fig 3.2.5.1

$$V_a = L_a \frac{di_a}{dt} + i_a R_a + V_g \quad 3.2.5.1$$

$$\text{de donde } V_g = K_b \omega \quad 3.2.5.2$$

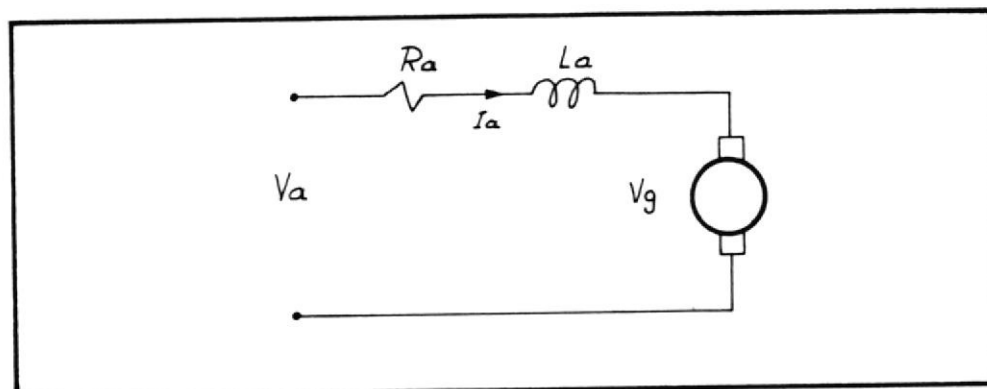


Fig 3.2.5.1

Circuito eléctrico equivalente del motor DC

La ecuación de balance de torque es :

$$T - T_l = J \, dW/dt \quad 3.2.5.3$$

Se ha despreciado las fricciones estáticas y de Coulomb para poder obtener el modelo lineal.

Dividiendo 3.2.5.1 para V_n de donde V_n es el voltaje nominal y es igual a $V_n = I_{re} R_a = K_b \omega_o$.

$$\frac{V_a}{V_n} = \frac{L_a \, d i_a}{V_n \, dt} + \frac{i_a R_a}{V_n} + \frac{V_g}{V_n} \quad 3.2.5.4$$

Reemplazando los respectivos valores de V_n tenemos la siguiente ecuación.

$$\frac{V_a}{V_n} = \frac{L_a}{R_a} \frac{d(i_a/i_{re})}{dt} + \frac{i_a}{i_{re}} + \frac{\omega}{\omega_o} \quad 3.2.5.5$$

Tomando la transformada de Laplace tenemos:

$$V_a(s) = T_e s I_a(s) + I_a(s) + W(s)$$

$$V_a(s) = I_a(s) [T_e s + 1] + W(s) \quad 3.2.5.6$$

de donde T_e es la constante de tiempo eléctrica y es igual a ($T_e = 6,73$ mseg).

Dividiendo la Ec 3.2.5.3 para T_e , donde $T_e = K_b \times I_{re}$.

$$\frac{T}{T_e} - \frac{T_l}{T_e} = J \frac{dW}{T_e dt} \quad 3.2.5.7$$

$$\frac{I_a}{I_{re}} - \frac{T_l}{T_e} = T_m \frac{d(W/W_o)}{dt} \quad 3.2.5.8$$

Tomando la transformada de Laplace a la ecuación 3.2.5.8 tenemos:

$$I_a(s) - T_l(s) = T_m s W(s) \quad 3.2.5.9$$

de donde T_m es la constante de tiempo mecánica del motor.

Para obtener el valor de la constante de K_b se hace funcionar a la máquina como generador manteniendo la corriente de campo constante en su valor nominal, de esta manera se encontró que $K_b = 0,357$ V/rad/seg.

El torque de carga T_l es proporcional a la velocidad, la constante de proporcionalidad B está definida como:

$$\frac{T_l}{T_{re}} = \frac{B \times W}{W_o} \quad 3.2.5.10$$

Tomando la transformada de Laplace tenemos:

$$T_l(s) = B W(s) \quad 3.2.5.11$$

De las ecuaciones Ec 3.2.5.9 y Ec 3.2.5.11 se obtiene la función de transferencia entre $W(s)$ y $I_a(s)$.

$$W(s)/I_a(s) = 1/B (T_m/B s + 1) \quad 3.2.5.12$$

De las ecuaciones Ec 3.3.4.6, 3.3.4.9 y 3.3.4.11 se obtiene el diagrama de bloques para el motor, el mismo que es mostrado en la fig 3.2.5.2

$$W(s) / I_a = G(s) / 1 + GH(s) \quad 3.2.5.13$$

donde $H(s) = 1$

El torque de carga T_l es proporcional a la velocidad, la constante de proporcionalidad B esta definida como:

$$\frac{T_l}{T_{re}} = \frac{B \times W}{W_o} \quad 3.2.5.10$$

Tomando la transformada de Laplace tenemos:

$$T_l(s) = B W(s) \quad 3.2.5.11$$

De las ecuaciones Ec 3.2.5.9 y Ec 3.2.5.11 se obtiene la función de transferencia entre $W(s)$ y $I_a(s)$.

$$W(s)/I_a(s) = 1/B (T_m/B s + 1) \quad 3.2.5.12$$

De las ecuaciones Ec3.3.4.6, 3.3.4.9 y 3.3.4.11 se obtiene el diagrama de bloques para el motor, el mismo que es mostrado en la fig 3.2.5.2

$$W(s) / I_a = G(s) / 1 + GH(s) \quad 3.2.5.13$$

donde $H(s) = 1$.

Las constantes T_m y B se determinaron experimentalmente, para determinar T_m/B se arranca el motor generador con carga y esta señal se la

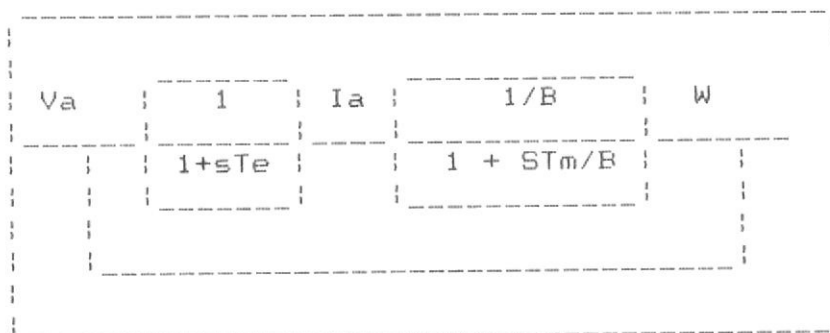


Fig 3.2.5.2

Diagrama de bloques del motor

graba en el osciloscopio $T_m/B = 360$ mseg, para determinar T_m se arranca el motor sin carga y se graba la señal en el osciloscopio se determinó que $T_m = 280$ mseg, despejando B se determina que es igual a 0,777.

$$GH(s) = \frac{1}{1 + sT_e} \times \frac{1/B}{1 + sT_m/B} \quad 3.2.5.14$$

$$\frac{W(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{1}{1 + sT_e} \times \frac{1/B}{1 + sT_m/B}}{1 + \frac{1}{1 + sT_e} \times \frac{1/B}{1 + sT_m/B}}$$

Simplificando ésta ecuación :

$$\frac{W(s)}{V_a(s)} = \frac{1/B}{(sT_e + 1) (1 + sT_m/B) + 1/B}$$

$$\frac{W(s)}{V_a(s)} = \frac{1/B}{S^2 T_e T_m / B + S(T_e + T_m / B) + 1 + 1/B} \quad 3.2.5.15$$

Resolviendo la ecuación del denominador se tiene:

$$\frac{1}{T_{1,2}} = \frac{1}{2} \left[-\left(B + 1 \right) \pm \sqrt{\left(B + 1 \right)^2 - 4 \left(B + 1 \right)} \right] \frac{1}{T_m T_e} \quad 3.2.5.16$$

Reemplazando los valores respectivos se determina que:

$$T_1 = 153,5 \text{ mseg} \quad T_2 = 6,9 \text{ mseg}$$

El diagrama de bloques reducido es mostrado en la fig 3.2.5.3

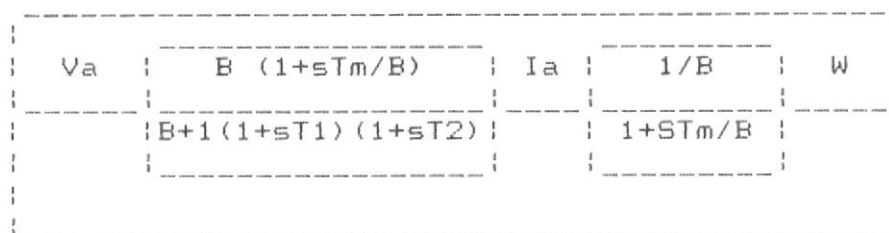


Fig 3.2.5.3

Diagrama de bloques reducido del motor DC

Acción del control proporcional P.- La
función de transferencia para el control pro

porcional es la siguiente:

$$G(s) = \frac{KpAB (1 + sTm/B)}{(B+1)(1+sTa)(1+sT1)(1+sT2)} \quad 3.2.5.17$$

como $Tm/B \gg T1, T2$, el término $(1+sTm/B)$ es aproximado a sTm/B .

$$GHi(s) = \frac{KpATmHi s}{(B+1)(1+sTa)(1+sT1)(1+sT2)} \quad 3.2.5.18$$

Como $sT2 \ll 1$, por lo tanto la ecuación se reduce a:

$$K = \frac{KpATmHi}{(B+1)}$$

$$GHi(s) = \frac{K}{(1+Ta)(1+sT1)} \quad 3.2.5.19$$

$$F(s) = \frac{G(s)}{1 + GHi(s)} \quad 3.2.5.20$$

$$F(s) = \frac{\frac{K/Hi}{(1+sTa)(1+sT1)}}{1 + \frac{K}{(1+sTa)(1+sT1)}}$$

$$F(s) = \frac{K/Hi Ta T1}{s^2 + s(Ta+T1)/TaT1 + (K+1)/TaT1} \quad 3.2.5.21$$



BIBLIOTECA

Esta función es similar al sistema de segundo orden:

$$\frac{KW_n^2}{S^2 + 2\zeta W_n S + W_n^2} \quad 3.2.5.22$$

De donde ζ es la razón de amortiguamiento y W_n es la frecuencia natural del sistema.

Con $\zeta = 0.707$ la respuesta del sistema es óptima.

$$W_n = \frac{K+1}{TaT1} \quad 3.2.5.23$$

$$2W_n = \frac{Ta + T1}{Ta T1} \quad 3.2.5.24$$

Resolviendo estas ecuaciones se obtiene que K es:

$$K = \frac{Ta^2 + T1^2}{2 TaT1} \quad 3.3.5.25$$

$$K = 19.2$$

$$K_p = \frac{K(B+1)Ta}{ATmHi} = 2,61$$

De acuerdo al circuito el valor de $K_p = R2/R1$ a partir de esta relación se determinan los valores teóricos de $R1$ y $R2$.

Si $R1 = 100K \text{ ohm}$

$$R2 = K_p \times R1 = 100K \times 2.61 = 261K$$

$$R2 = 4K \text{ ohm}$$

Para una corriente máxima de armadura de 2A:

$$\frac{V_w/V_{cm}}{R_{ci}} = \frac{(i_{amax}/I_{re})}{R1} \quad 3.2.5.26$$

$$\frac{13,6/15}{R_{ci}} = \frac{(2/8,9)0,118}{R1}$$

$$R_{ci} = 3.4 \text{ M ohm}$$

Ya que existe otra ganancia debido R_{ci} , ésta es igual a $R1/R_{ci}$, la cual debe ser incluida en la salida de V_w . Así la función de transferencia es:

$$F(s) = \frac{7,8 \times 10^3}{s^2 + 257 s + 32,9 \times 10^3} \quad 3.2.5.27$$

En la fig 3.2.5.4 se muestra el circuito controlador electrónico proporcional diseñado para nuestro sistema.

El valor de T_i se escoge de tal forma que compense al sistema haciéndolo de segundo orden. Debido a que T_a es menor, se debe escoger T_i entre T_1 y T_2 de tal modo que haya una mayor ganancia del controlador ya que la precisión aumenta con el valor de K se escoge $T_i = T_2$

Se tiene que:

$$F(s) = \frac{G(s)}{1 + GH_i(s)}$$

$$F(s) = \frac{K/H_i T_a T_1}{s^2 + s(T_a + T_1)/T_a T_1 + (K+1)/T_a T_1} \quad \text{3.2.5.31}$$

Comparando con la función de segundo orden se tiene que :

$$\omega_n^2 = \frac{K+1}{T_a T_1} \quad \text{y} \quad 2\zeta\omega_n = \frac{T_a + T_1}{T_a T_1}$$

Para que la respuesta del sistema sea óptima ζ debe ser igual 0,707.

De aquí se determina que K es igual a:

$$K = \frac{T_a^2 + T_1^2}{2T_a T_1} = 19,2$$

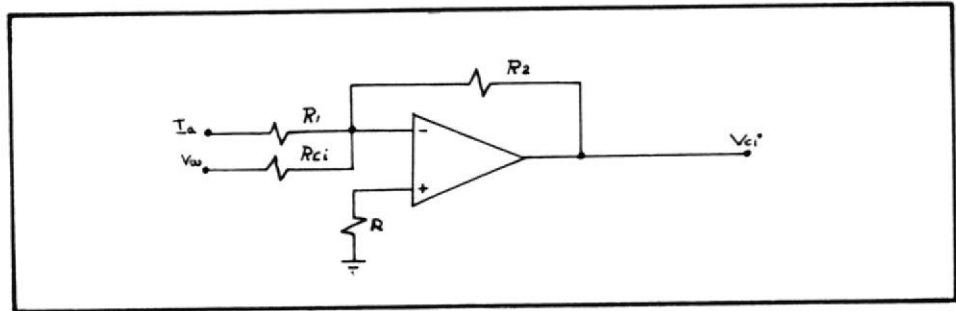


Fig 3.2.5.4

Controlador de corriente proporcional

Acción del control PI.- La función de transferencia en lazo cerrado con un control de corriente PI es la siguiente:

$$G(s) = \frac{K_i A B (1+sT_i) (1+sT_m/B)}{T_i (B+1) s (1+sT_a) (1+sT_1) (1+sT_2)} \quad 3.2.5.20$$

$$H_i(s) = H_i$$

Puesto que $T_m/B \gg T_1, T_2$ y T_a , se puede aproximar a:

$$G(s) = \frac{K_i A T_m (1+sT_i)}{T_i (B+1) (1+sT_a) (1+sT_1) (1+sT_2)} \quad 3.2.3.29$$

$$GH_i(s) = \frac{K (1+sT_i)}{(1+sT_a) (1+sT_1) (1+sT_2)} \quad 3.2.5.30$$

$$\text{de donde } K = \frac{K_i A T_m H_i}{T_i (B+1)}$$

El valor de K_i es :

$$K_i = \frac{K T_i (B+1)}{A T_m H_i} = 4,49$$

$$F(s) = \frac{265,6 \times 10^{-3}}{s^2 + 257 s + 32,9 \times 10^3} \quad 3.2.5.32$$

La función de transferencia para el control PI es la siguiente:

$$F_i(s) = \frac{K_i (1 + s T_i)}{s T_i} \quad 3.3.4.33$$

Escogemos un valor del condensador equivalente a 2,2 μ F:

$$R_2 = T_i / C = 3,1 \text{ K } \Omega$$

$$R_f = \frac{R_2}{K_i} = 687,4 \text{ } \Omega$$

$$\frac{V_{sat}}{V_{cc}} = \frac{R_{ci}}{R_{ci} + 687,4 \times 8,9}$$

$$R_{ci} = 23,5 \text{ K } \Omega$$

La función de transferencia es la siguiente:

$$F(s) = \frac{7,76 \times 10^3}{s^2 + 257 s + 32,9 \times 10^3} \quad 3.3.4.34$$

El controlador de corriente ha sido optimizado por el método de Hugging de aquí se obtiene que

$$T_{eq} = 2 T_a = 2 \times 3,99 = 7,98 \text{ mseg}$$

$$F(s) = \frac{K_i}{1 + sT_{eq}} \quad K_i = \frac{R_f}{R_r H_i} = 0,25$$

$$F(s) = \frac{0,25}{1 + 7,98 \times 10^{-3} s} \quad 3.3.4.32$$

En el caso anterior no se realizó este tipo de optimización ya que para el análisis del lazo de velocidad se trabajará únicamente con un controlador PI en el lazo de corriente.

En la fig 3.2.5.5 se muestra el controlador de corriente PI.

3.3 Lazo de control de velocidad

3.3.1 Características del lazo

Se requiere que el lazo de control de velocidad de una respuesta rápida y un error en estado estacionario aproximadamente igual a cero, por esta razón



DIBLIOTEC

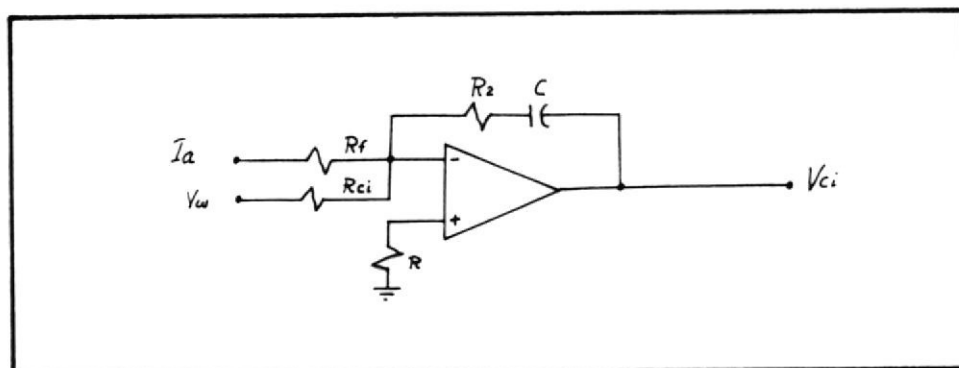


Fig 3.2.5.5

Controlador de corriente PI

se han escogido los controladores que serán descritos mas adelante.

El lazo de velocidad generalmente tiene la ventaja de tener gran exactitud en la respuesta dinámica, reduce los efectos de perturbaciones tales como carga, además permite mantener la velocidad constante de acuerdo a una velocidad de referencia escogida por el usuario sin importar la variación de carga del motor.

El dispositivo que nos sensa la señal de velocidad en una señal de voltaje es el tacómetro usado en este diseño. La respuesta del sistema de lazo cerrado será estudiado usando la técnica de fun-

ciones de transferencia que serán descritas a continuación.

3.3.2 Transductor de velocidad

3.3.2.1 Características del transductor

El transductor de velocidad utilizado en este trabajo es el tacómetro que es el más comúnmente usado. Este dispositivo convierte la señal de velocidad en una señal de voltaje la cual es igual a la velocidad multiplicada por una constante, además provee una señal de realimentación de velocidad.

3.3.2.2 Función de transferencia

La ganancia del tacómetro esta dada por la relación V_w/W la cual genera 24 voltios por cada 1000RPM lo que equivale a 0,229 V/rad/seg.

La ganancia normalizada del transductor de velocidad H_w esta dada por:

$$H_{wn} = \frac{V_w/V_{cm}}{W/W_o} = 5,2$$

El voltaje que se obtiene a la salida del tacómetro es bastante grande cuando se le aplica la velocidad nominal del motor, por esta razón es necesario utilizar un divisor de tensión con resistencias del orden de 16K y 10 K de tal manera que a la salida de este se obtenga un voltaje pequeño, la ganancia total es la siguiente.

$$H_w = \frac{10K}{16k + 10K} \times H_{wn} = 2,0$$

También se observa a la salida del transductor un rizado de alta frecuencia igual a 1000 Hz cerca de la velocidad nominal, como también un rizado de baja frecuencia del orden de los 60 Hz. Por lo tanto es necesario incorporar en el lazo de realimentación un filtro RC con una constante de tiempo de aproximadamente 352mseg con la cual se filtraría ambas frecuencias de rizado.

3.3.3 Acción del control P, I, PI, PID

Acción del control P.- Este tipo de control fue descrito en el subtópico anterior en el lazo de corriente.

$$\frac{V_w(s)}{E_w(s)} = \frac{R_2}{R_1} = K_p \quad 3.3.3.1$$

Acción del control integral I.- Un control con acción de control integral, el valor a la salida del controlador $V_w(t)$ varía con rapidez proporcional a la señal de error actuante $E_w(t)$, es decir.

$$\frac{dV_w(t)}{dt} = K_i E_w(t) \quad 3.3.3.2$$

$$V_w(t) = K_i \int E_w(t) dt \quad 3.3.3.3$$

K_i es una constante regulable:

El circuito electrónico de un control integral es mostrado en la fig 3.3.3.1 se lo diseñado con un OP-AMP 741 .

La función de transferencia del control integral

es :

$$G(s) = K_i/s \quad 3.3.3.4$$

Si se duplica el valor de $E_w(t)$, el valor de $V_w(t)$ varía dos veces más rápido. Para un error actuante igual a cero el valor de $V_w(t)$ se mantiene estacionario.

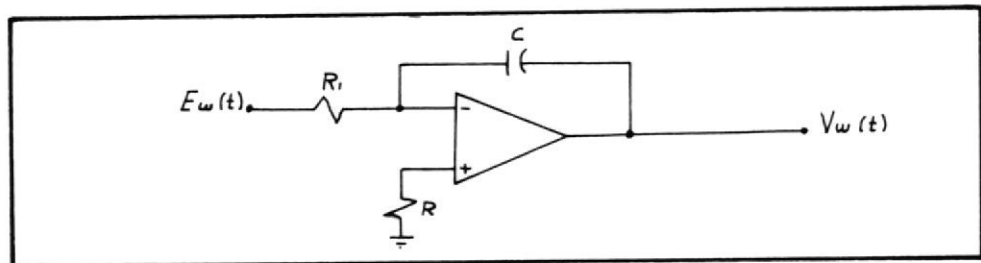


Fig 3.3.3.1

Circuito electrónico de un control I

La acción de control integral recibe a veces el nombre de control de reposición.

La fig 3.3.3.2 muestra el diagrama de bloques para un control integral:

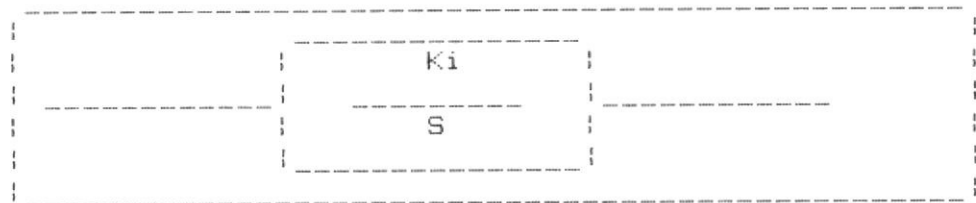


Fig 3.3.3.2

Diagrama de bloques del control integral

Acción del control proporcional integral " PI ".-

Este tipo de controlador fue descrito en el tópicó 3.2.3, la función de transferencia es la siguiente:

$$V_w(t) = K_p x E_w(t) + \frac{K_p}{T_i} E_w(t) \times dt \quad 3.3.3.5$$

en función de la transformada de Laplace se tiene:

$$\frac{V_w}{E_w}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{s T_i} \right) \quad 3.3.3.6$$

donde K_p representa la sensibilidad proporcional o ganancia, T_i el tiempo integral, tanto para K_p como T_i son regulables. La respuesta de este tipo de control se podrá observar en el capítulo experimental. La variación de k_p se logra variando el valor del potenciómetro K_4 y el valor de T_i se lo varía cambiando el valor del condensador.

Acción del control proporcional integral derivativo " PID ".- La combinación de los efectos de acción proporcional, acción derivativa y acción integral, se llama acción de control proporcional y derivativo integral, esta acción combinada tiene

las ventajas de cada una de las tres acciones de control individual.

La ecuación de un control con esta acción de control combinada está dada por.

3.3.3.7

$$V_w(t) = K_p E_w(t) + K_p T_d \frac{dE_w(t)}{dt} + K_p \int E_w(t) dt$$

La función de Transferencia es :

$$G(s) = K_p \left(1 + T_d s + \frac{1}{T_i s} \right) \quad 3.3.3.8$$

donde K_p representa la sensibilidad proporcional, T_d el tiempo derivativo y T_i el tiempo Integral.

En la fig3.3.3.3 se puede ver el circuito electrónico y en la fig3.3.3.4 el diagrama de bloques.

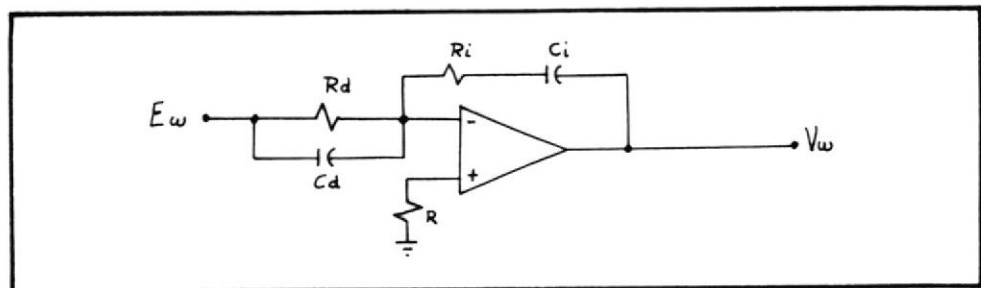


Fig 3.3.3.3

Circuito Electrónico del controlador PID

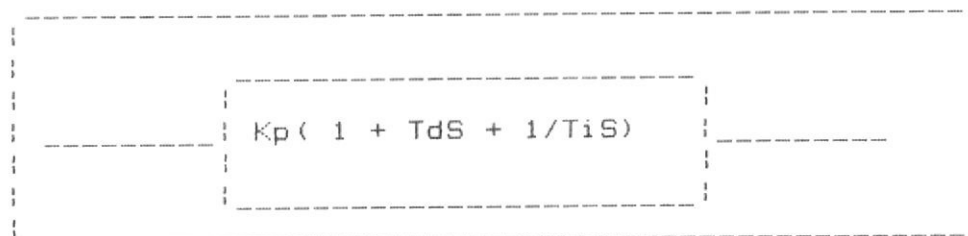


Fig 3.3.3.4

Diagrama de bloques del controlador PID

3.3.4 Diagrama de bloques del sistema

En las figuras 3.3.4.1, 2, 3 y 4 se muestran los diagramas del sistema para cada controlador.

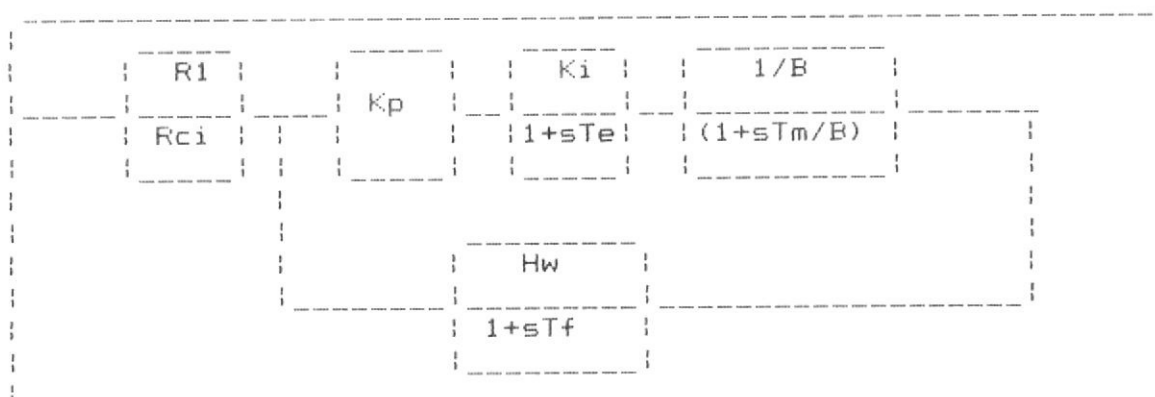


Fig 3.3.4.1

Diagrama de bloques del sistema Acción
Proporcional P

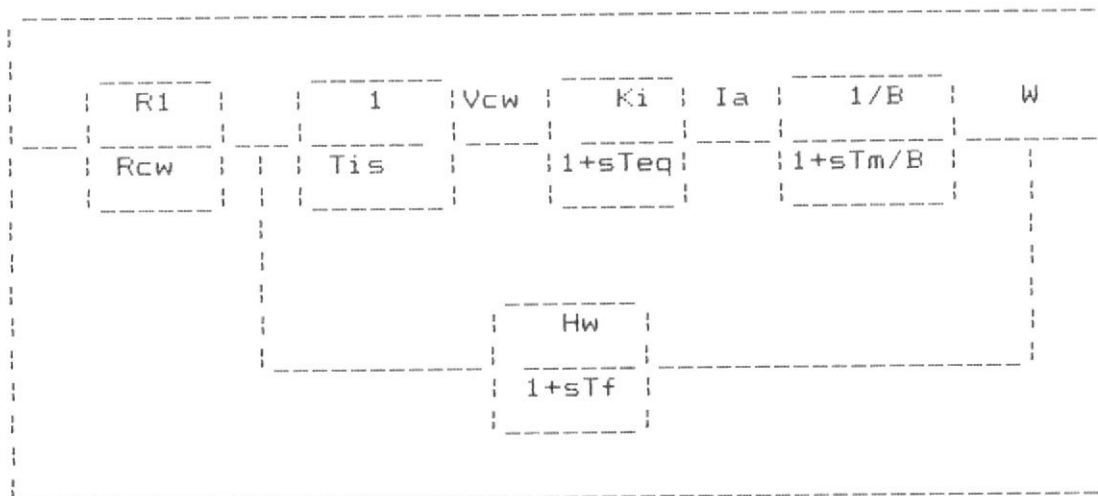


Fig 3.3.4.2

Diagrama del sistema con acción I

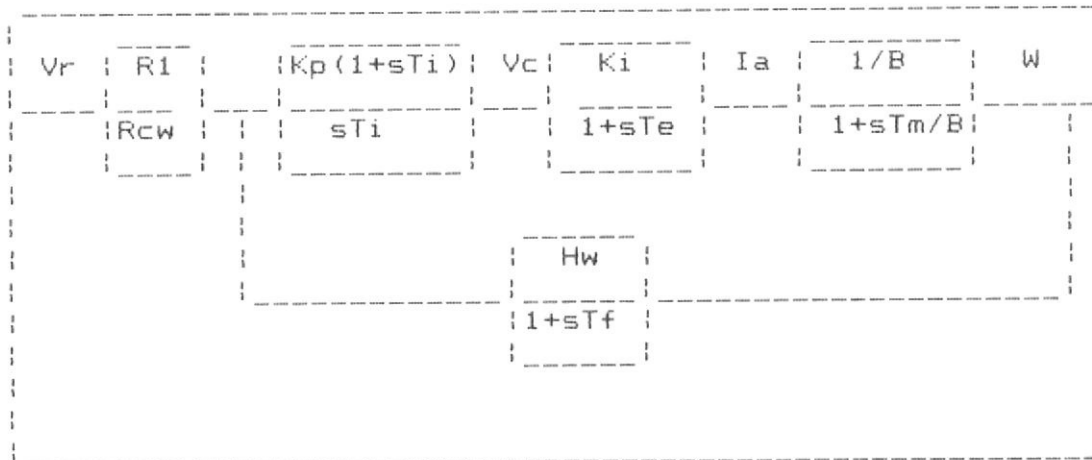


Fig 3.3.4.3

Diagrama de bloques del sistema con acción proporcional integral PI

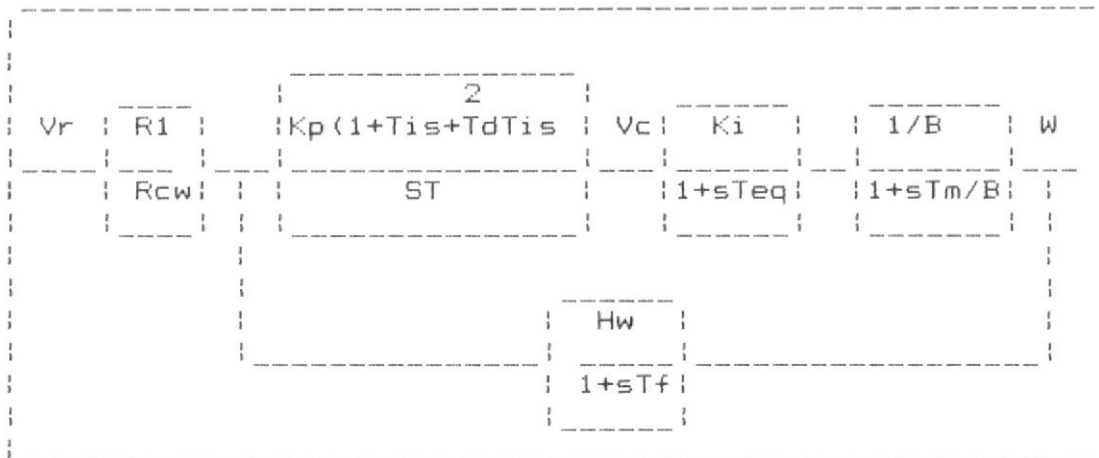


Fig 3.3.4.4

Diagrama de bloques del sistema con acción Proporcional integral y derivativo PID



BIBLIOTECA

3.3.5 Función de transferencia del sistema

A continuación se describen las funciones de transferencia del sistema para cada controlador.

Control Proporcional.- A partir del diagrama de bloques mostrado en la fig 3.18.1 se determina la función de transferencia del sistema así como también los parámetros del circuito controlador.

$$G(s) = \frac{K_p K_i 1/B}{(1+sT_{eq})(1+sT_m/B)} \quad 3.3.5.1$$

$$H(s) = \frac{H_w}{1 + sT_f} \quad 3.3.5.2$$

$$1 + GH(s) = 1 + \frac{K_p K_i H_w 1/B}{(1+sT_{eq})(1+sT_m/b)(1+sT_f)} \quad 3.3.5.3$$

Como $T_m/B \gg \gg T_{eq}$, entonces el término $1+sT_m/B$ se puede aproximar a sT_m/B por lo tanto la expresión 3.3.5.3 se reduce a:

$$1+GH(s) = 1 + \frac{K_p K_i H_w}{sT_m (1+sT_{eq})(1+sT_f)}$$

$$K = \frac{K_p K_i H_w}{T_f T_m}$$

$$1+GH(s) = 1 + \frac{K}{s(1+sT_f)(1+T_{eq})} \quad 3.3.5.4$$

Para simplificar el análisis T_{eq} se desprecia ya que es pequeña comparada con el retardo del filtro en la realimentación de velocidad, por lo tanto la ecuación 3.3.5.4 se reduce a :

$$1+GH(s) = 1 + \frac{K}{s(1+sT_f)} \quad 3.3.5.5$$

$$1 + GH(s) = \frac{S^2 T_f^2 + S + K}{S(1 + ST_f)}$$

La función de transferencia en lazo cerrado es:

$$F(s) = \frac{G(s)}{1 + GH(s)} \quad 3.3.5.6$$

$$F(s) = \frac{K/H_w (1 + sT_f)}{S^2 + S/T_f + K} \quad 3.3.5.7$$

Si la señal de referencia es un escalón se tiene que la función del sistema es similar a la función de segundo orden con $\zeta = 0,707$ la respuesta es óptima :

$$\frac{W_n^2}{S^2 + 2\zeta W_n S + W_n^2} \quad 3.3.5.8$$

Comparando con esta ecuación tenemos

$$2\zeta W_n = 1/T_f \quad W_n^2 = K$$

$$K = [1/2T_f \zeta]^2$$

Reemplazando los respectivos valores se obtiene el valor de $K = 4,0$ con este valor se determina:

$$K_P = 0,788$$

Como $K_p = R_2/R_1$ si escogemos $R_1 = 100K$ ohm tenemos que $R_2 = K_p R_1 = 78.8 K$ ohm

$$R_{cw} = \frac{V_{ref}/V_{cm} \times R_1}{(W_o/W_{max}) H_w} = 42.6 \text{ Kohm}$$

$$F(s) = \frac{2 (1 + 352 \times 10^{-3} s)^{-3}}{s^2 + 2,8 s + 4} \quad 3.3.5.9$$

Con estos datos se obtienen los valores de la resistencia del controlador proporcional.

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad \text{para } R_1 = 100K \text{ se obtiene } R_2 = 22,7K$$

En la fig 3.3.5.1 se muestra el controlador proporcional de velocidad diseñado para nuestro sistema.

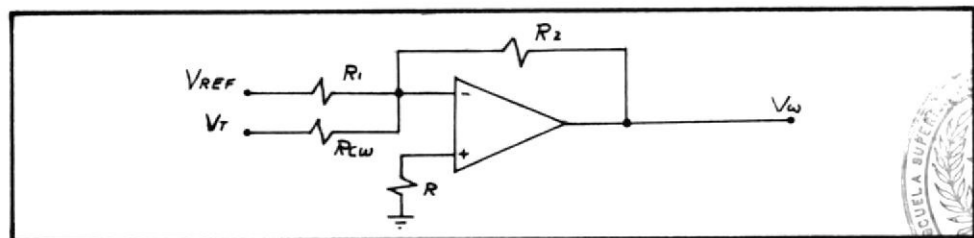


Fig 3.3.5.1

Circuito controlador de velocidad proporcional

Control Integral.- La función de Transferencia del sistema para este tipo de control se la determina a partir del diagrama de bloques que se muestra en la fig 3.3.4.2

$$G(s) = \frac{K_i K_f 1/B}{s(1+sT_{eq})(1+sT_m/B)} \quad 3.3.5.10$$

$$GH(s) = \frac{K_i H_w 1/B}{s(1+sT_{eq})(1+sT_m/B)(1+sT_f)} \quad 3.3.5.11$$

Para efectos de simplificación la constante T_{eq} se desprecia ya que es muy pequeña comparada con la constante del filtro T_f .

La ecuación 3.3.5.11 se simplifica a:

$$GH(s) = \frac{K}{s(1+sT_m/B)(1+sT_f)} \quad 3.3.5.12$$

donde $K = K_i K_f H_w / B$

La expresión que determina los polos de lazo cerrado de una función es $1+GH(s)=0$

$$1 + \frac{K}{s(1+sT_m/B)(1+sT_f)} = 0 \quad 3.3.5.13$$

$$s(1+sT_m/B)(1+sT_f) + K = 0$$

$$s^3 T_m T_f / B + s^2 (T_f + T_m / B) + s + K = 0 \quad 3.3.5.14$$

Aplicando el criterio de Routh-Hurwitz se tiene:

$$\begin{array}{r|ll} s^3 & T_m T_f / B & 1 \\ & \vdots & \\ s^2 & T_f + T_m / B & K \\ & \vdots & \\ s^1 & B_1 & B_2 \\ s^0 & C_1 & C_2 \end{array}$$

$$B_1 = \frac{(T_f + T_m / B) - K(T_m T_f / B)}{(T_f + T_m / B)} \quad 3.3.5.15$$

$$B_2 = 0$$

$$C_1 = \frac{B_1 \times K - 0}{B_1} = K \quad 3.3.5.16$$

$$C_2 = 0$$

Por tanto, para un sistema estable, requerimos que

$$0 < T_m T_f / B < K < (T_m / B + T_f)$$

Cuando $K = (T_m / B + T_f) / T_m T_f / B$, tenemos dos raíces en el eje $j\omega$ y un caso de estabilidad límite. Reemplazando los valores respectivos se obtiene que $K = 5,66$

$$\text{Sabemos que } K = \frac{K_i H_w / B}{T_i} \quad \text{despejando } T_i = \frac{K_i H_w}{BK}$$

se tiene que $T_i = 113,6$ mseg

$T_i = R_1 C$ si escogemos $R_1 = 100K$ ohm, se

determina que $C = 1.136$ uF

$$R_{cw} = \frac{(V_{ref}/V_{cmax}) \times R_1}{(W_o/W_{max}) H_w} = 42.6 K \text{ ohm}$$

La función de transferencia para un sistema de lazo cerrado es:

$$F(s) = \frac{G(s)}{1 + GH(s)} \quad 3.3.5.17$$

$$F(s) = \frac{k/H_w (1 + sT_f)}{s^3 T_m T_f / B + s^2 (T_f + T_m / B) + s + K} \quad 3.3.5.18$$

$$F(s) = \frac{1.2 (1 + 0,352 s)}{0,1268 s^3 + 0,712 s^2 + s + 5,66}$$

$$F(s) = \frac{3,9 (1 + 0,352 s)}{s^3 + 5,6 s^2 + 7.88 s + 44,6} \quad 3.3.5.19$$

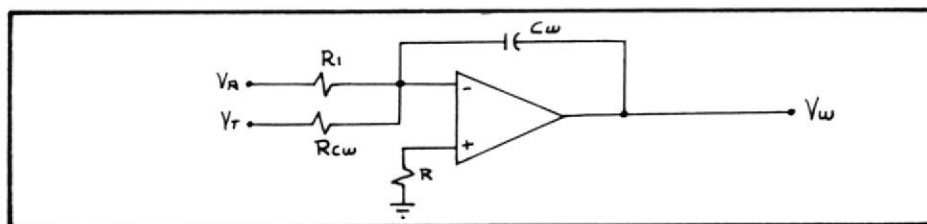


Fig 3.3.5.2

Controlador de velocidad (Integral)

El circuito de control de velocidad Integral se muestra en la fig 3.3.5.2.

Acción del controlador proporcional integral PI.-

Para determinar la función de transferencia del sistema con acción de control proporcional integral hacemos uso el diagrama de bloques que se muestra en la fig 3.3.4.3

$$G(s) = \frac{K_p(1+sT_m)(K_i)(1/B)}{sT_i(1+sT_{eq})(1+sT_m/B)} \quad 3.3.5.20$$

$$H(s) = \frac{H_w}{1 + T_f s} \quad 3.3.5.21$$

Para simplificar el análisis la constante de tiempo T_{eq} del lazo de corriente se desprecia ya que es pequeña comparada con el retardo del filtro T_f en la realimentación de velocidad. De esta manera se obtiene un sistema de tercer orden, que puede ser optimizado por el método de optimización simétrica.

Ya que $T_m/B \gg T_f, T_{eq}$ el término $(1+sT_m/B)$ se puede aproximar a sT_m/B con estas aproximaciones

se tiene.

$$GH(s) = \frac{K_p(1+sT_i)(k_i)H_w}{s^2 T_m(1+sT_f)} \quad 3.3.5.22$$

La expresión que determina los polos de la función de transferencia de lazo cerrado es $1+GH(s)=0$

$$1 + \frac{K_p k_i H_w (1+sT_i)}{s^2 T_m T_f (1+sT_f)} = 0 \quad 3.3.5.22$$

3.3.5.23

$$s^3 T_m T_f T_i + s^2 T_m T_i + s T_i K_p k_i H_w + K_p k_i H_w = 0$$

El método de optimización simétrica para un sistema de tercer orden, permite obtener un polo real y los otros son complejos conjugados, las partes reales de los tres polos son negativos, lo cual asegura un sistema estable, y la razón de amortiguamiento para los polos complejos ...es igual 0,707. El método de optimización simétrica para la expresión de los polos de la forma:

$$A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0 \text{ es } 3.3.5.24$$

$$(A_1)^2 = (\sqrt{2} + 1) A_0 A_2 \quad 3.3.5.25$$

$$(A_2)^2 = (\sqrt{2} + 1) A_1 A_3 \quad 3.3.5.26$$



Reemplazando los respectivos valores y simplificando las ecuaciones se obtiene que:

$$T_i = (\sqrt{2} + 1)^2 T_f \quad 3.3.5.27$$

$$T_i = 2,05 \text{ seg}$$

Con este valor de T_i lo reemplazamos en () y obtenemos el valor de K_p :

$$K_p = \frac{T_m R_2 H_i}{R_1 H_w T_f (2 + 1)} \quad 3.3.5.28$$

Escogiendo $C_w = 2,2 \mu F$ se obtiene el valor de T_i .

$$T_i = 2.05 \text{ seg}$$

$$K_p = 0.562$$

$$R_1 = 1,6M \text{ ohm}$$

$$R_2 = 931,68 \text{ K ohm}$$

$$R_3 = \frac{(V_{ref}/V_{cm}) R_2}{(W_0/W_{max}) (H_w)}$$

$$R_3 = 397,26 \text{ K ohm}$$

Reemplazando estos valores en la función de transferencia se obtiene:

3.3.5.29

$$F(s) = \frac{0,5 (s + 0.49) (s + 2.84)}{s^3 + 2.84 s^2 + 0.281 s + 1,39}$$

A partir de esta expresión se puede observar que uno de los polos de lazo cerrado es real y los otros dos polos son complejos y conjugados con una razón de amortiguamiento de 0,707. Todos los polos obtenidos tienen partes reales negativas, lo cual asegura la estabilidad del sistema de control de velocidad.

La estabilidad del sistema también se la puede determinar usando el criterio de Routh Hurwitz.

En la fig 3.3.5.3 se muestra el circuito controlador de velocidad PI.

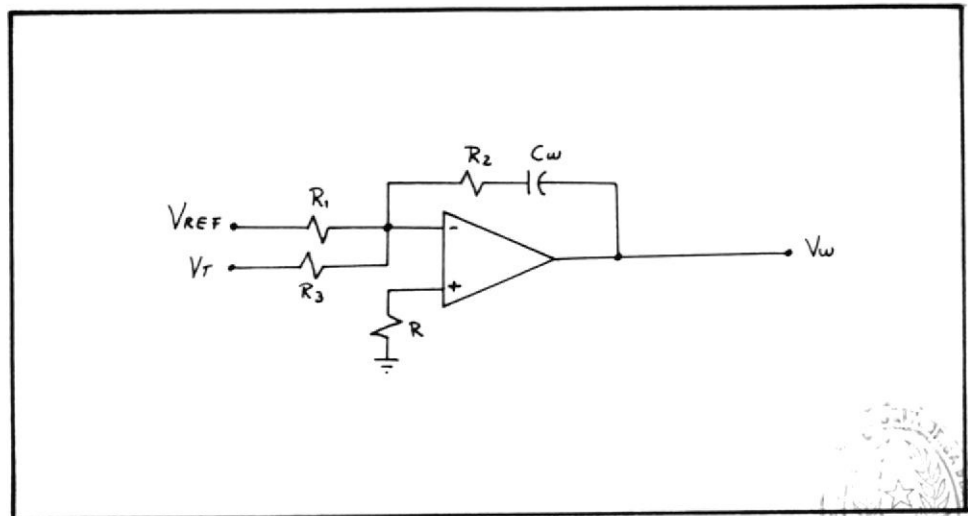


Fig 3.3.5.3

Controlador de velocidad PI

Acción del control Proporcional Integral y derivativo PID.- La función de transferencia para este tipo de control es determinado usando el diagrama de bloques de la fig 3.3.4.4

$$G(s) = \frac{K_p(1 + 1/T_i s + T_d s)(K_i)(1/B)}{T_i s(1+sT_{eq})(1+sT_m/B)} \quad 3.3.5.30$$

$$H(s) = \frac{1}{1 + T_f s} \quad 3.3.5.31$$

$$GH(s) = \frac{K_p(1+1/T_i s+T_d s)(K_i)(1/B)}{T_i s(1+sT_{eq})(1+sT_m/B)(1+sT_f)} \quad 3.3.5.32$$

Para efectos de simplificación la constante de tiempo equivalente T_{eq} se desprecia ya que es muy pequeña comparada con la constante de tiempo del filtro T_f .

Ya que $T_m/B \gg T_f$ el término $(1+sT_m/B)$ puede ser aproximado a sT_m/B , por lo tanto la ecuación 3.3.4.32 se reduce a :

$$GH(s) = \frac{K_p K_i H_w (1+T_i s+T_d T_i s)^2}{T_i T_m s^2 (1+sT_f)} \quad 3.3.5.33$$

$$GH(s) = \frac{K(1+T_i s+T_d T_i s)^2}{s^2 (1+sT_f)} \quad 3.3.5.34$$

La expresión que determina los polos de lazo cerrado de una función es la siguiente.

$$1 + GH(s) = 0$$

$$1 + \frac{K(1+Tis+TdTi s^2)}{s^2(1+Tfs)} = 0 \quad 3.3.5.35$$

$$s^2(1+Tfs) + K(1+Tis+TdTi s^2) = 0$$

$$s^3 Tf + s^2(1+TdTiK) + KTis + K = 0 \quad 3.3.5.36$$

3.3.5.37

$$s^3 + s^2 \left(\frac{1}{Tf} + TdTiK \right) + KTis + K = 0$$

Aplicando el método de Routh Hurwitz obtenemos el siguiente arreglo.

s^3		1	KTi
s^2		$1/Tf + TdTiK$	K
s^1		B1	B2
s^0		C1	C0

$$B1 = \frac{(1/Tf + TdTiK)K - (KTi)}{1/Tf + TiTdK} \quad 3.3.5.38$$

$$B2 = 0$$

$$C1 = K$$

$$0 < K T_f < (1 + T_i T_d T_f K) K T_i \quad 3.3.5.39$$

Cuando $K = (1 + T_i T_d T_f K) K T_i$ tenemos dos raíces en el eje $j\omega$ y un caso de estabilidad límite.

$$T_f - T_i = T_i^2 T_d T_f K$$

$$K = \frac{T_f - T_i}{T_i^2 T_d T_f} \quad 3.3.5.40$$

Escogemos $R_i = 100K$, $C_d = 1,5 \mu F$ y $R_d = 50 K$

Reemplazando los valores respectivos en la expresión 3.3.5.40 se obtiene el valor de

$C = 3,51 \mu F$. de aquí se obtiene el valor de $T_i = 351 \text{mseg}$, $T_d = 75 \text{mseg}$ y $K_p = 2 K = 28,9$

Reemplazando estos valores en la ecuación 3.3.5.41, se tiene la siguiente función de transferencia.

$$F(s) = \frac{K T_m T_i T_f (1 + T_i T_d s^2 + T_i s)}{s^3 + s^2 (1/T_f + K T_i T_d) + K s + K} \quad 3.3.5.41$$

$$F(s) = \frac{0,99 (1 + 0,351s + 0,026s^2)}{s^3 + 3,6s^2 + 10,14s + 28,9}$$

$$3.3.5.42$$

En la fig 3.3.5.4 se muestra el circuito controlador de velocidad PID.

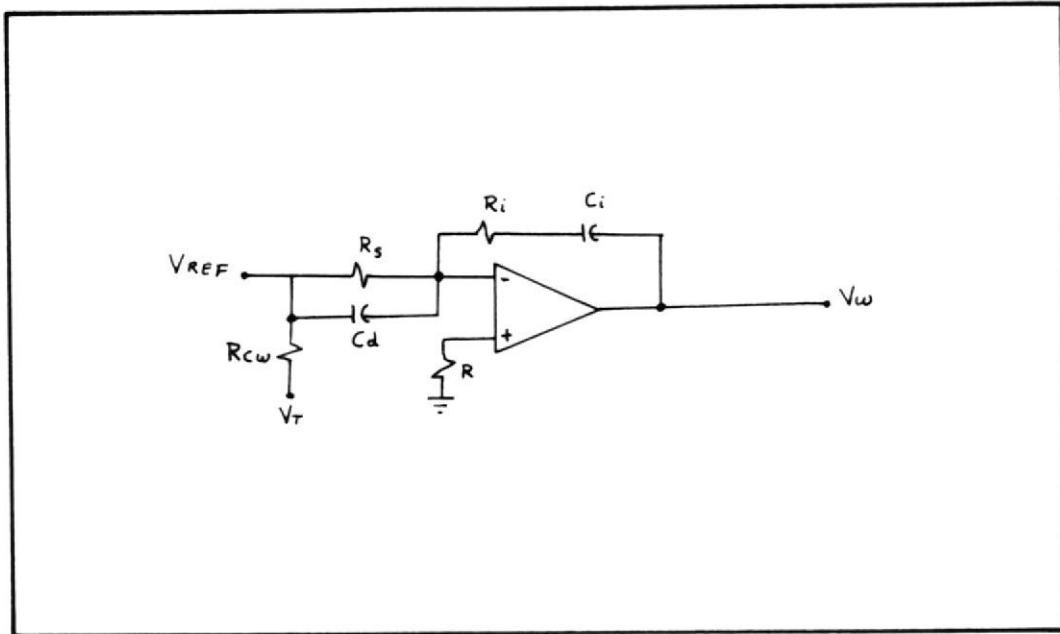


Fig 3.3.5.4

Controlador de velocidad PID

3.4 Implementación del controlador generalizado PID

En la fig 3.4.1 se muestra el circuito electrónico de control de velocidad y corriente de armadura para un motor generador DC de excitación separada.

El circuito ha sido diseñado de tal manera que el

estudiante pueda seleccionar con facilidad el tipo de control deseado tanto en control de velocidad y corriente .

Los parámetros de los controladores han sido determinados teóricamente usando las técnicas de optimización .

Como el voltaje que se obtiene a la salida del tacómetro V_t es alto y además presenta un rizado de alta frecuencia se ha utilizado un divisor de tensión para reducir el voltaje y un filtro para eliminar el rizado, los valores respectivos fueron determinados experimentalmente.

Los controles han sido diseñados con circuitos operacionales OP-AMP 741.

La señal I_a proveniente de la resistencia shunt también es filtrada.

El voltaje de referencia del control de velocidad es variado con el potenciómetro K_1 , mientras que la referencia para el control de corriente es dada por el

control de velocidad y puede ser controlado con el potenciómetro K5.

La señal que se obtiene a la salida del controlador de corriente se le suma una señal negativa de -10 V y luego es invertida a través del circuito inversor obteniendo a la salida el voltaje de control el cual es comparado con la rampa.

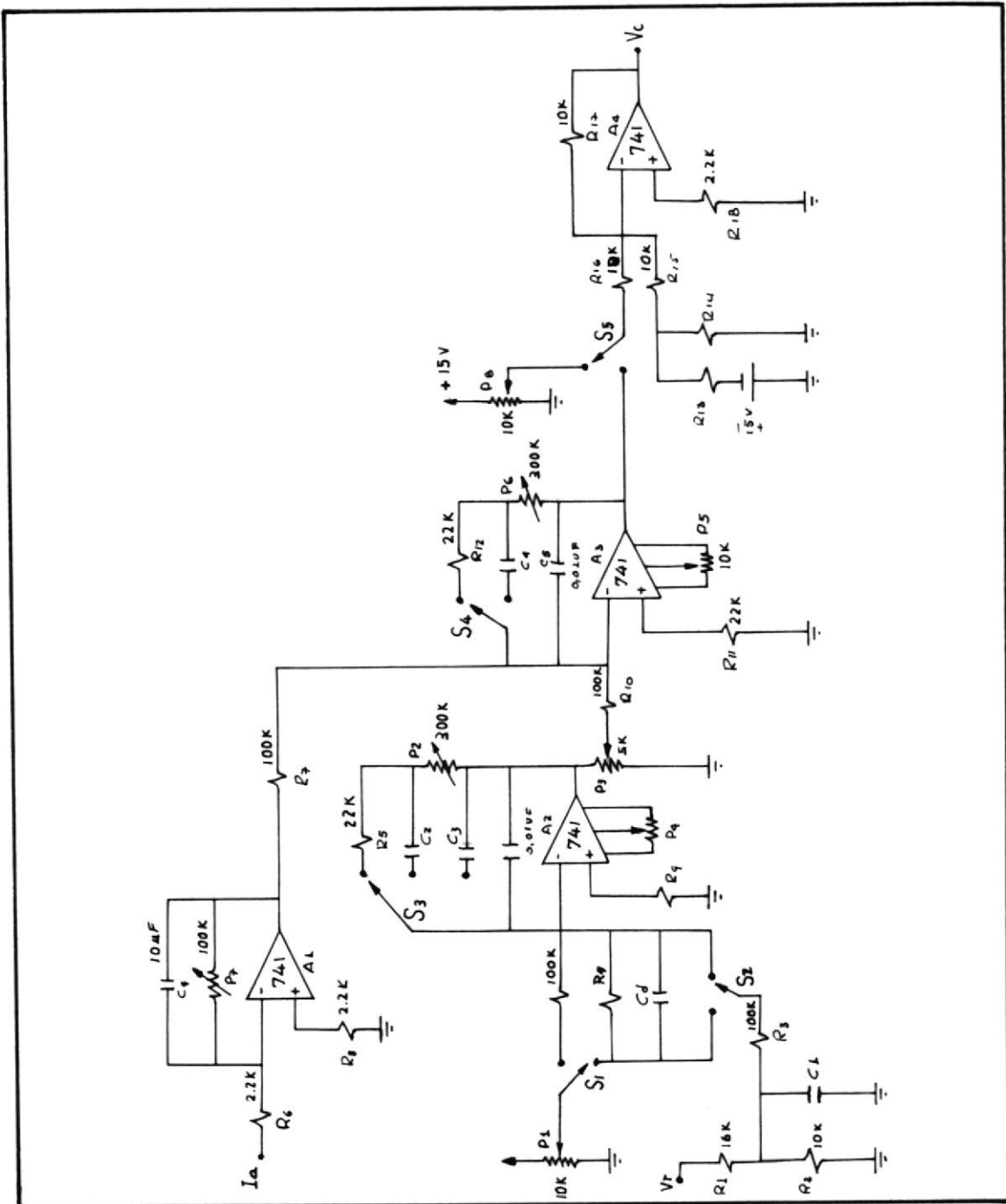


Fig 3.4.1

Circuito controlador de velocidad y corriente

CAPITULO IV

DISEÑO DE LAS PRACTICAS DE LABORATORIO A REALIZARSE CON ESTE EQUIPO EN EL LABORATORIO DE CONTROL AUTOMÁTICO.

4.1 Características del motor de corriente continua de excitación separada variando manualmente el ángulo de disparo .

OBJETIVO.- El propósito de este experimento es lograr un conocimiento práctico de las características de operación del motor DC de excitación separada usado en nuestro sistema servo de corriente continua.

APARATOS REQUERIDOS

VOLTIMETRO

MOTOR GENERADOR DC

UNIDAD DE CONTROL UCVC

UNIDAD DE FUERZA

PARTE 1

Características del voltaje de armadura VS velocidad

Procedimiento.- Seguir las instrucciones que se detallan a continuación:

Colocar el S5 en la posición 1, variar el voltaje V_c en pasos de 1 voltio con el potenciómetro k7 de tal manera que el ángulo de disparo varíe desde 180 a 0 grados, el voltaje máximo no debe sobrepasar los 10 voltios ya que el valor máximo de la rampa es 10 V, cuando el voltaje de control es 10 voltios el motor arranca a máxima velocidad esto no es recomendable ya que la corriente de arranque es alta, la cual causaría que los fusibles del equipo se quemaran.

Conectar un voltímetro en los terminales del tacómetro y otro en los terminales Va-g, además conectar un amperímetro en serie con la armadura para medir la corriente.

RESULTADOS EXPERIMENTALES



V_r	V_a	V_t	W	I_a	V_f
0	0	0	0	0	9.1
0.4	0.42	0	0	0.04	9.1
0.8	1.48	0		0.14	9.1
1.2	3.37	0		0.25	9.1
1.4	5.06	0	0	0.38	9.1
1.6	6.48	0.5	20.83	0.37	9.1
2.0	9.5	2.01	83.73	0.41	9.1
2.4	13.06	4.3	179.14	0.43	9.1
2.8	17.73	7.5	312.45	0.42	9.1
3.2	24.6	11.9	495.75	0.42	9.1
3.6	33.7	18.7	779.04	0.36	9.1
3.8	39.3	22.7	945.68	0.36	9.1
4.0	43.1	26.30	1095.65	0.34	9.1
4.2	99.2	30.1	1253.96	0.34	9.1
4.4	52.0	33.5	1395.61	0.34	9.1
4.6	57.8	35.7	1487.26	0.34	9.1
4.8	61.8	39.2	1633.07	0.34	9.1
5.0	65.1	40.7	1695.56	0.34	9.1
5.2	68.3	42.9	1787.21	0.34	9.1
5.4	72.0	45.0	1874.7	0.35	9.1
5.6	74.7	45.8	1908.02	0.36	9.1
5.8	78.4	47.7	1987.18	0.35	9.1
6.0	80.9	48.3	2012.17	0.36	9.1
6.2	83.9	53.4	2224.64	0.36	9.1
6.4	85.5	54.5	2278.8	0.36	9.1
6.6	87.8	55.7	2320.46	0.37	9.1
6.8	88.4	56.6	2357.95	0.37	9.1
7.2	89.7	57.6	2399.6	0.36	9.1
7.6	90.9	58.2	2424.6	0.36	9.1
8.0	92.1	59.3	2470.43	0.34	9.1
8.4	90.3	58.0	2416.28	0.36	9.1
8.8	90.0	57.0	2374.6	0.35	9.1
9.2	90.0	58.5	2437.1	0.30	9.1
10.0	88.0	56.8	2566.2	0.36	9.1

TABLA # 1 Resultados experimentales del motor

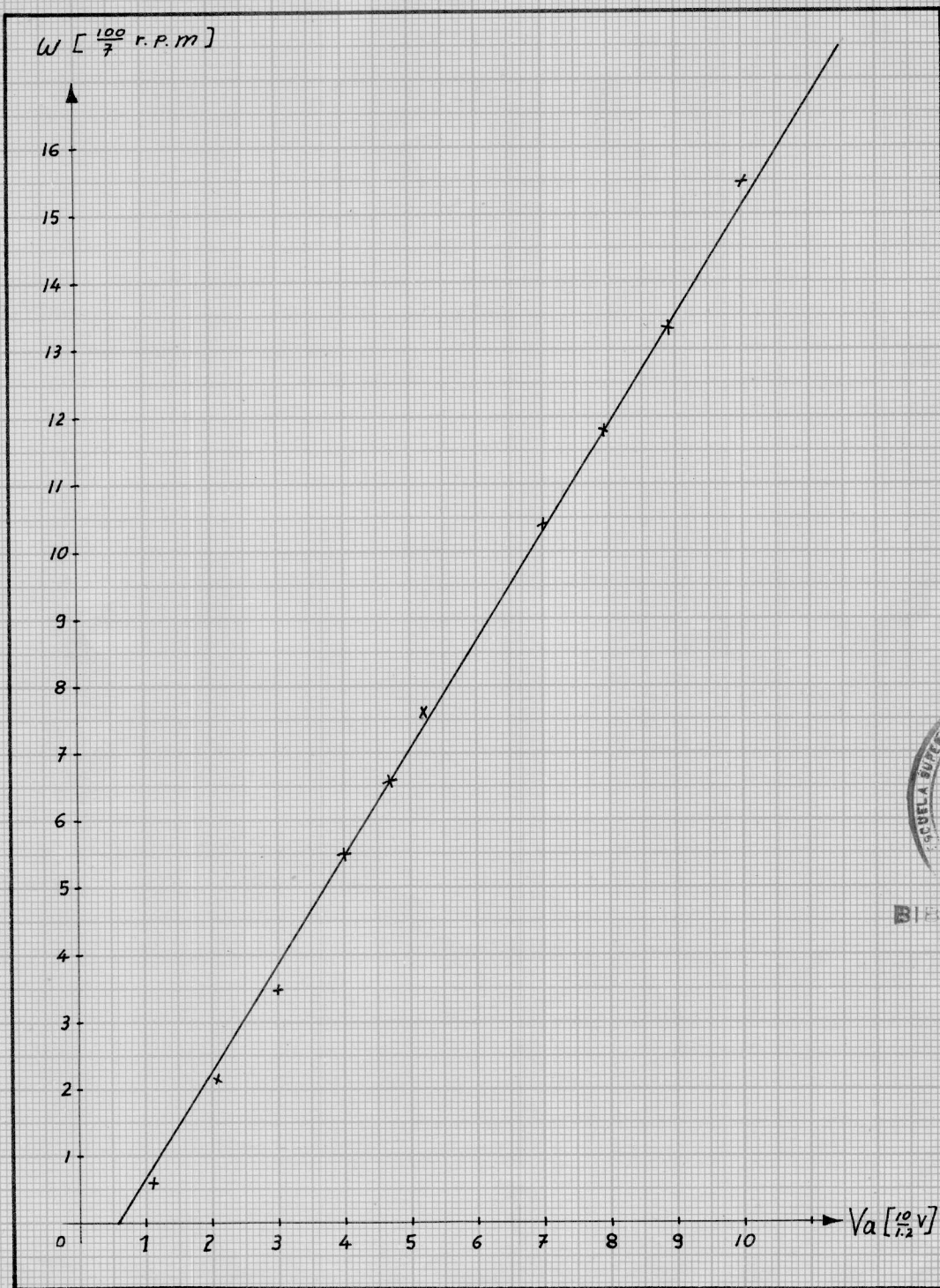
Graficar W Vs V_a

Determinar el voltaje requerido para vencer la inercia del motor:



De acuerdo al gráfico se determinó aproximadamente que el voltaje requerido para vencer la inercia del motor es 5 V con un voltaje en el campo de de 9.1 V





BIBLIOTECA

Fig 4.1.1

Característica W Vs Va

4.2 Sistema de control de lazo cerrado de velocidad con acción de control P,I,PI,PID.

OBJETIVO.- Esta experiencia tiene como objetivo introducir al estudiante en el estudio de los sistemas de control de lazo cerrado así como también conocer el comportamiento de la señal de salida para diferentes tipos de control. Además esta práctica nos permite observar experimentalmente los efectos de variación de las ganancias de los controladores.

APARATOS REQUERIDOS

MOTOR GENERADOR DC
UNIDAD DE CONTROL UCVC
UNIDAD DE FUERZA
OSCILOSCOPIO
MULTIMETRO

PARTE 1

Acción del control proporcional en lazo cerrado de velocidad.

Procedimiento.-Seguir las instrucciones que se describen a continuación.

Colocar el S2 en la posición 1 con este selector se selecciona el tipo de control en este caso proporcional, el S1 debe estar en la posición 1 el S3 en 1 y el S4 en 2.

a.- Fijar la ganancia $K_p = 3$ luego que se haya realizado todas las conexiones encender el equipo. Graficar la respuesta transitoria de velocidad, conectar la punta del osciloscopio en el punto W antes de arrancar el motor.

La señal que se obtiene es la que se muestra en la fig 4.2.1

b.- Calcular los siguientes parámetros M_{pt} , T_p , T_s
A partir de la grafica de la fig.4.2.1 se determinó los siguientes valores.

$$M_{pt} = 17 \text{ v}$$

$$T_p = 0,6 \text{ seg}$$

$$T_s = 1,8 \text{ seg}$$



BIBLIOTECA

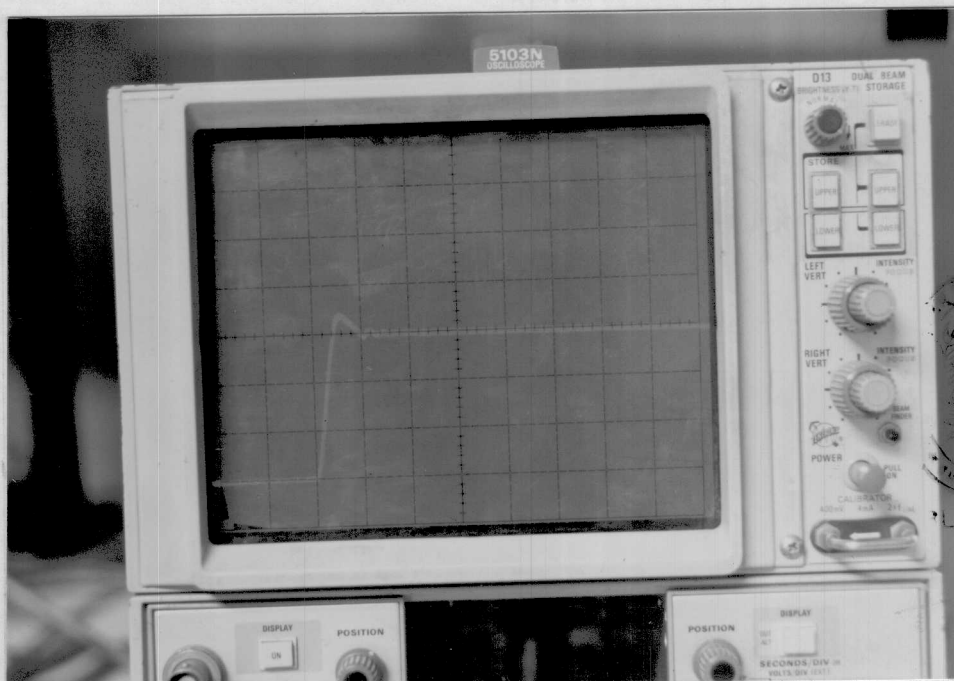


Fig 4.2.1

Respuesta transitoria del lazo de velocidad con acción proporcional.

Escalas: Horizontal 1mseg/div

Vertical 5 V/ div

En la fig 4.2.3 se muestra la respuesta transitoria de velocidad.

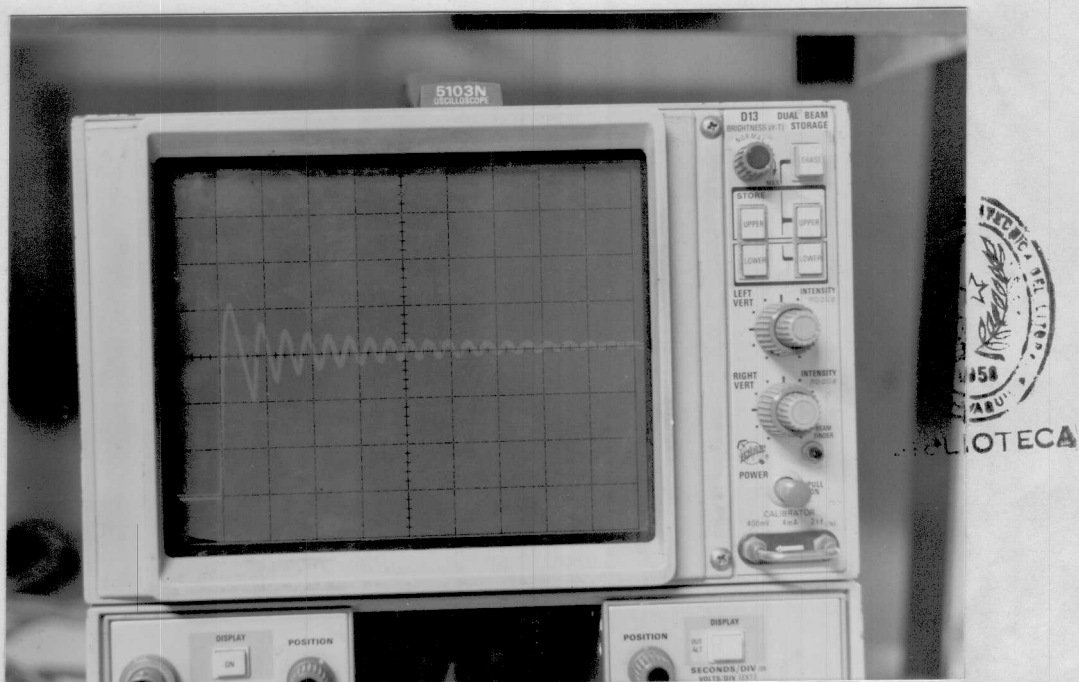


Fig 4.2.3

Respuesta transitoria de velocidad con acción

Integral

Escala Horizontal 5seg/div

Vertical 5 V/div

c.- Repetir los pasos a y b para un K_p menor

Se fijo un valor de $K_p = 0,55$

Se obtuvieron los siguientes resultados: En la fig 4.2.2 se muestra la respuesta transitoria de velocidad.

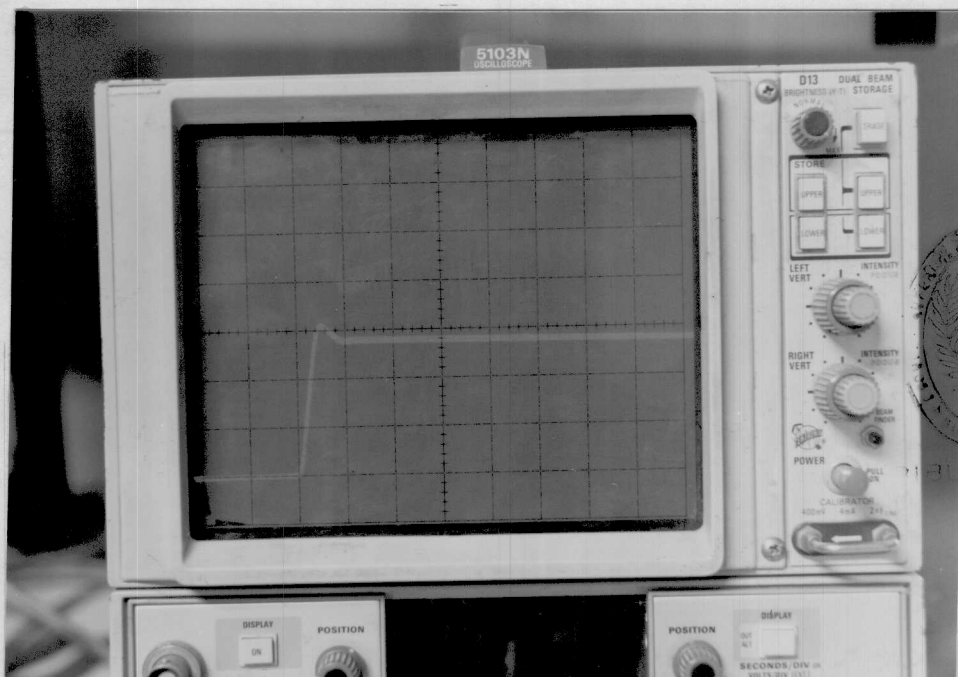


Fig 4.2.2

Respuesta transitoria de velocidad

Escala : Horizontal 1mseg/div

Vertical 5 V/div

En base a la gráfica anterior se determinan los siguientes Valores.

$$M_{pt} = 15,5 \text{ V}$$

$$T_p = 0,6 \text{ seg}$$

$$T_s = 1,6 \text{ seg}$$

PARTE 2

Acción del control integral en lazo cerrado de velocidad:

PROCEDIMIENTO.- Seguir las mismas instrucciones de la parte I únicamente realizar el siguiente cambio. colocar el S3 en la posición 3.

Además escoger el valor de capacitancia con el cual se desea trabajar $T_i = 1 \text{ seg}$, el campo del motor debe estar conectado a 10 voltios, el voltaje de campo no debe sobrepasar 25 V.

No arrancar el motor sin antes haber revisado todas las conecciones.

a.-Repetir los pasos a, de la Parte 1

$$K_i = 1$$

Resultados obtenidos

A partir de esta característica se determinan los siguientes parámetros.

$$M_{pt} = 20.8 \text{ V}$$

$$T_p = 1 \text{ seg}$$

$$T_s = 50 \text{ seg}$$

De acuerdo a este gráfico podemos observar que el sistema se vuelve oscilatorio e inestable.

PARTE III

Acción del control proporcional e integral "PI" en lazo cerrado de velocidad.

Procedimiento.- Seguir las mismas instrucciones de la parte I cambiar únicamente la posición del interruptor selector de control en este caso S3 en 2

Antes de encender el equipo revisar si todas las conexiones correctas correctas.

a.- Fijar $K_p = 3$ y $K_i = 3 \text{ seg}$ y repetir los pasos a de la parte I.

Resultados obtenidos:

En la fig 4.2.4 se muestra la respuesta transitoria de velocidad para un control PI.

A partir de ésta característica se determinaron los siguientes parámetros.

$$M_{pt} = 19V.$$

$$T_p = 0,6 \text{ seg}$$

$$T_s = 2,6 \text{ seg}$$

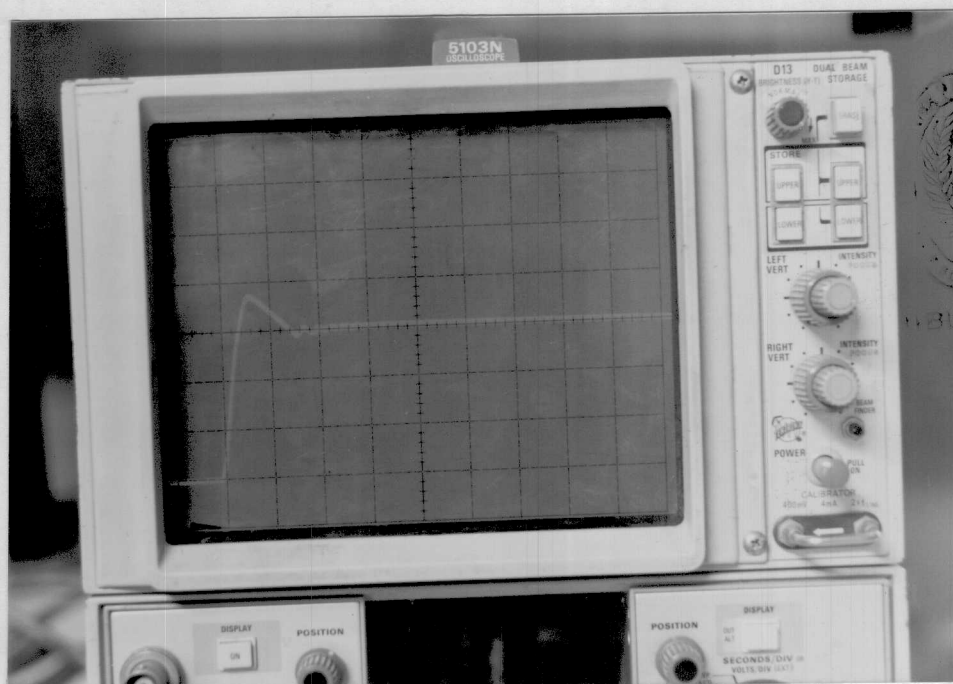


Fig 4.2.4

Respuesta transitoria de velocidad para un control PI

Escala Horizontal 1 seg /div

Vertical 5 V/ div

b.- Manteniendo el valor de $K_p = 3$ y variando $K_i = 0.3$ seg.

En la fig.4.2.5 se muestra la respuesta transitoria de velocidad para este tipo de control.

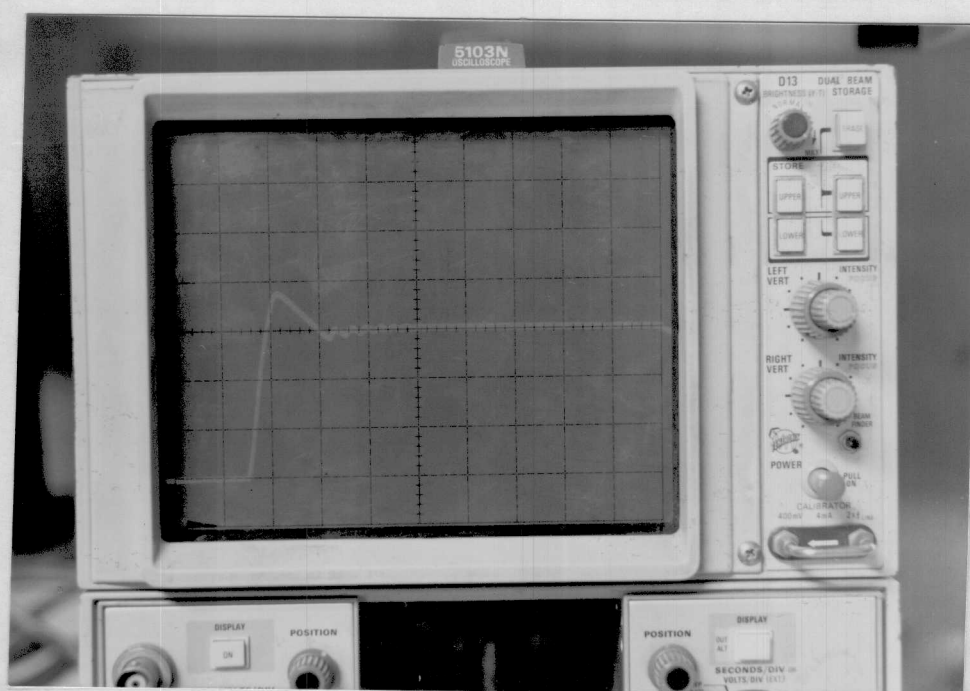


Fig 4.2.5

Respuesta transitoria de velocidad con acción PI

Escala Horizontal 1 seg/div

Vertical 5 V / div

A partir de la fig 4.2.5 se determinaron los siguientes valores.

$$M_{pt} = 19 \text{ V}$$

$$T_s = 3.10 \text{ seg}$$

$$T_p = 0,6 \text{ seg}$$

Disminuyendo el valor de $K_p = 1$ y $T_i = 0,22 \text{ seg}$ se obtiene la siguiente fig.

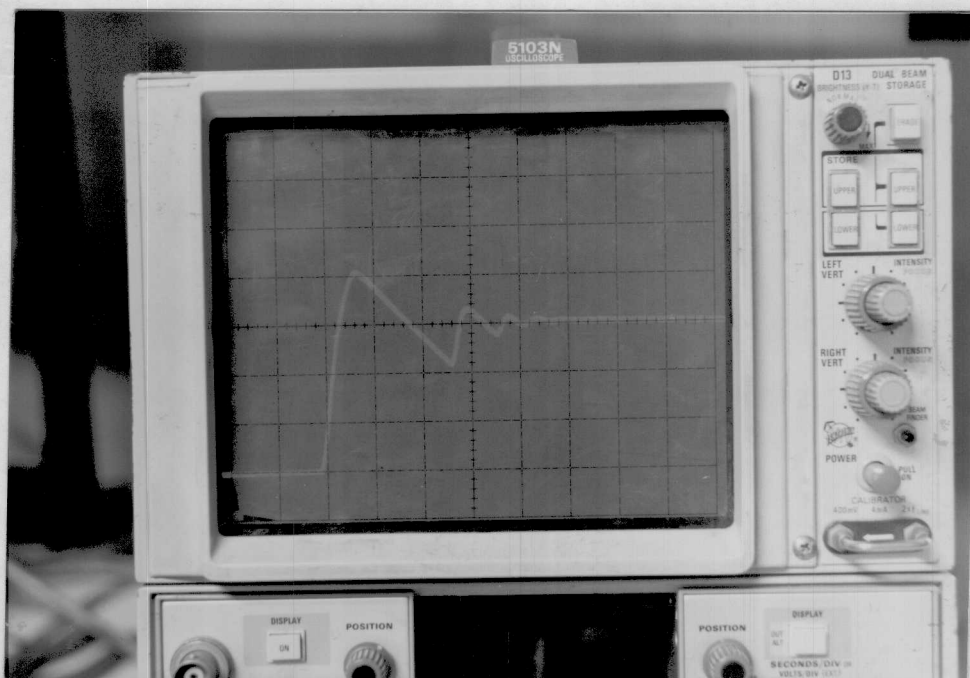


Fig 4.2.6

Respuesta transitoria de velocidad con acción PI

Escala Horizontal 1 seg /div

Vertical 5 V / div

A partir de la fig 4.2.6 se obtienen los siguientes valores.

$$M_{pt} = 20 \text{ V}$$

$$T_p = 0,7 \text{ seg}$$

$$T_s = 4,8 \text{ seg}$$

PARTE III

Acción del control Proporcional integral y Derivativo en lazo cerrado de velocidad.

Procedimiento.- Seguir las mismas instrucciones de la parte I solamente cambiar la posición de los siguientes swiches el S1 mover a la posición 2 y el S2 en la posición 1 el S3 mantenerlo en la misma posición.

a.- Fijar las $T_d = 0,022 \text{ seg}$ $K_p = 13.6$ y $T = 0,66 \text{ seg}$

En la fig 4.2.7 se muestra la respuesta transitoria de velocidad con acción PID.

A partir de la fig 4.2.7 se determinaron los siguientes parámetros.

$$M_{pt} = 20 \text{ V}$$

$$T_p = 0,6 \text{ seg}$$

$$T_s = 3,6 \text{ seg}$$

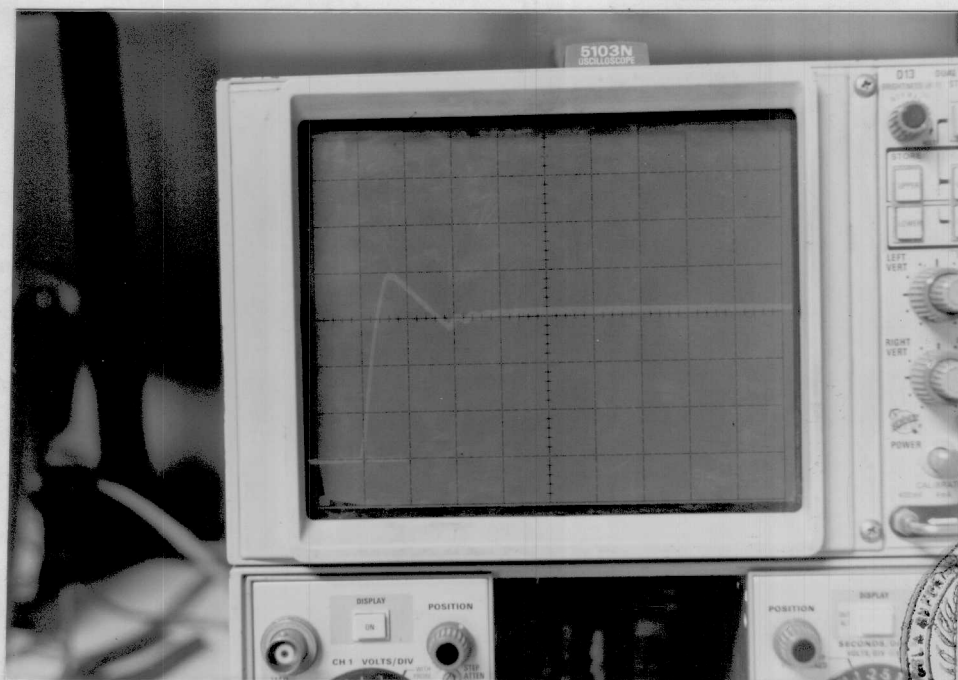


Fig 4.2.7



BIBLIOTECA

Respuesta transitoria de velocidad con acción PID

Escala Horizontal 1 seg /div

Vertical 5 V / div

b.- Fijar las ganancias en : $T_d = 48 \text{ mseg}$, $T_i = 2 \text{ seg}$
 $K_p = 2$

Resultados obtenidos: En la fig 4.2.8 se muestra la respuesta de velocidad con acción PID.

$M_{pt} = 18 \text{ V}$

$T_p = 0,6 \text{ seg}$

$T_s = 4,8 \text{ seg}$



BIBLIOTECA

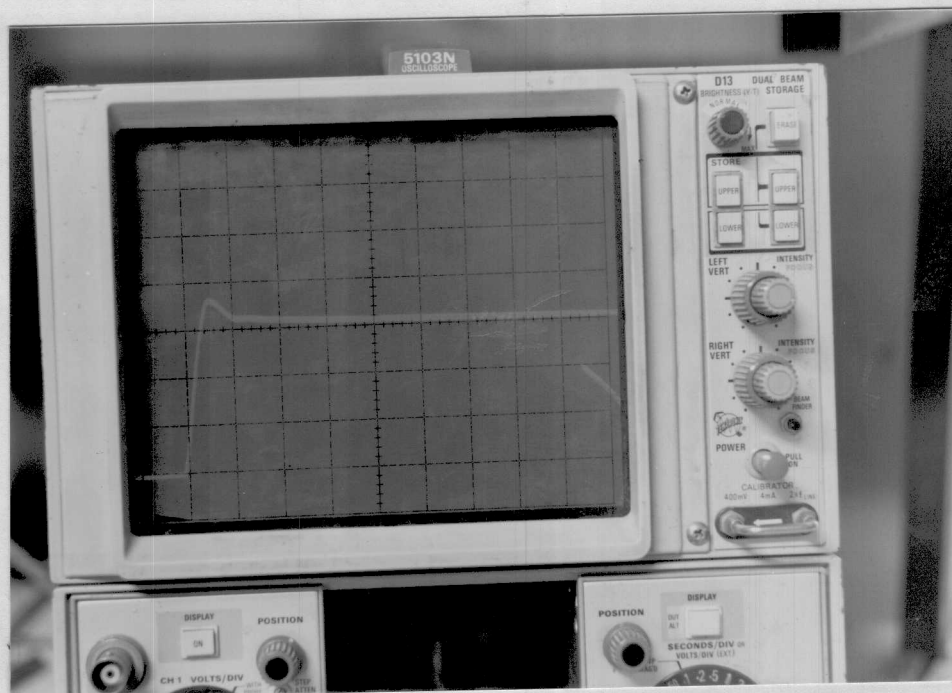


Fig 4.2.8

Respuesta transitoria de velocidad con Acción PID

Escala Horizontal 1 seg /div

Vertical 5 V/ div

4.3 Acción de los controladores P,I,PI y PID para un sistema de lazo cerrado de velocidad y corriente.

OBJETIVO.-El objetivo principal de esta experiencia es lograr un conocimiento practico del comportamiento de los diferentes tipos de control aplicados a sistemas con doble lazo cerrado.

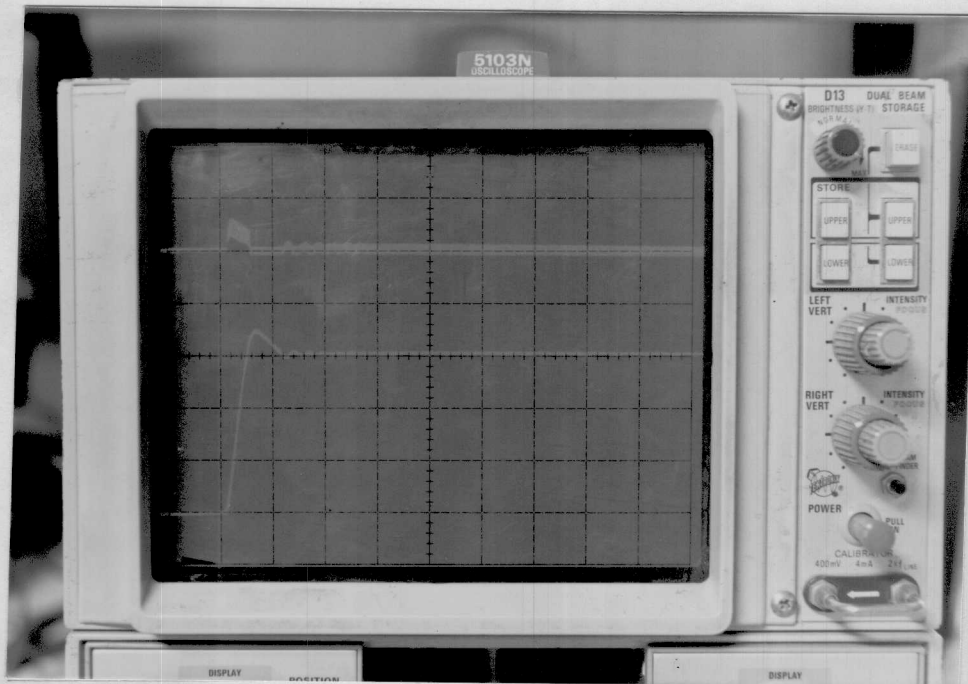


Fig 4.3.1

Respuesta transitoria de velocidad y corriente con acción proporcional P.

Acción Proporcional Integral .- Para este caso mover la posición de S3 a 2.

Para este caso se fijaron las ganancias con los siguientes valores. $T_i = 3$ seg y $k_p = 1$.

Se obtuvieron los siguientes resultados: En la fig

4.3.2 se muestra la respuesta transitoria de velocidad y corriente .

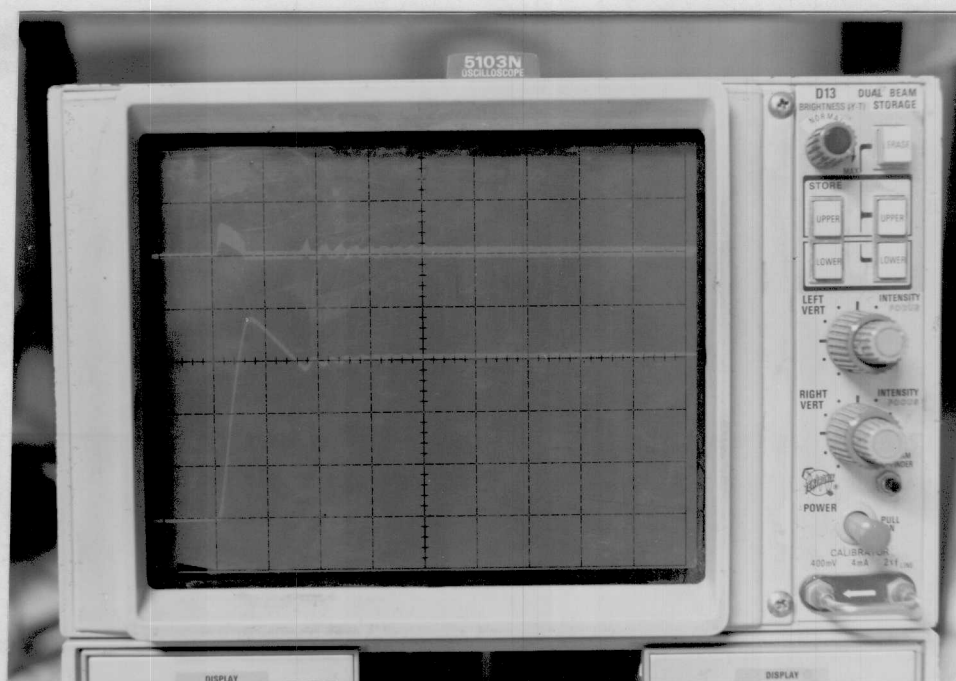


Fig 4.3.2

Respuesta transitoria de velocidad y corriente con acción

PI

Escala Horizontal 1 seg / div

Vertical 5 V / div

A continuación se muestran las respuestas transitorias de velocidad y corriente cuando el sistema es perturbado, colocando una carga de 2 Amp en el generador.

Control de velocidad con acción Proporcional y Control de corriente con acción PI.

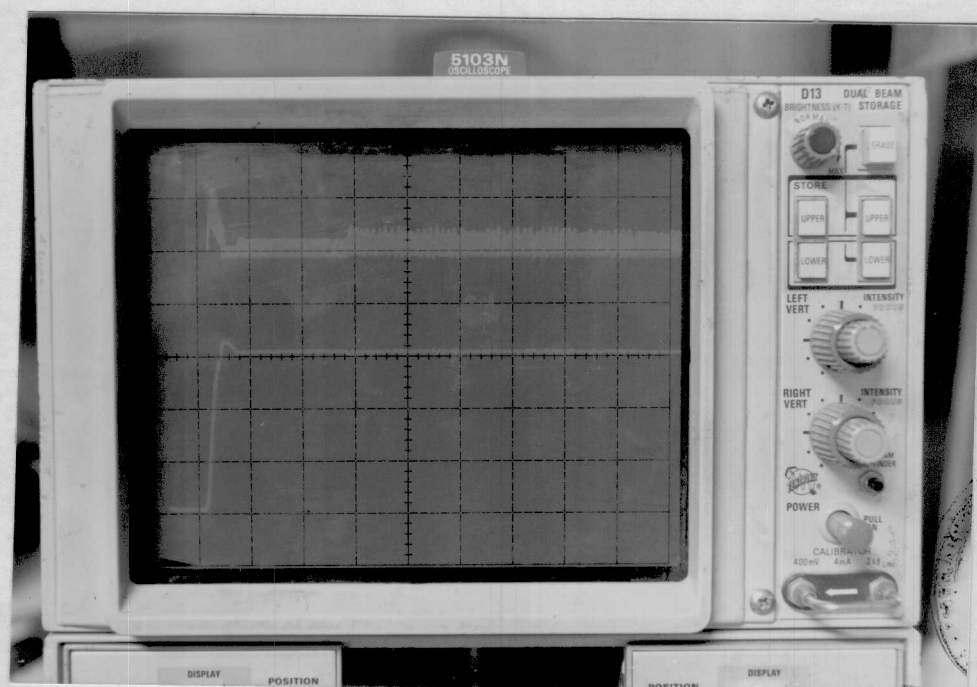


Fig 4.3.3

Respuesta transitoria de velocidad y corriente con acción Proporcional y PI.

Escala: Horizontal 1 seg/div

Vertical Velocidad 5 V/div

Vertical Corriente .2 V/div

Control de velocidad y corriente con acción PI. En la fig 4.3.4 se muestra la respuesta transitoria de velocidad y corriente.

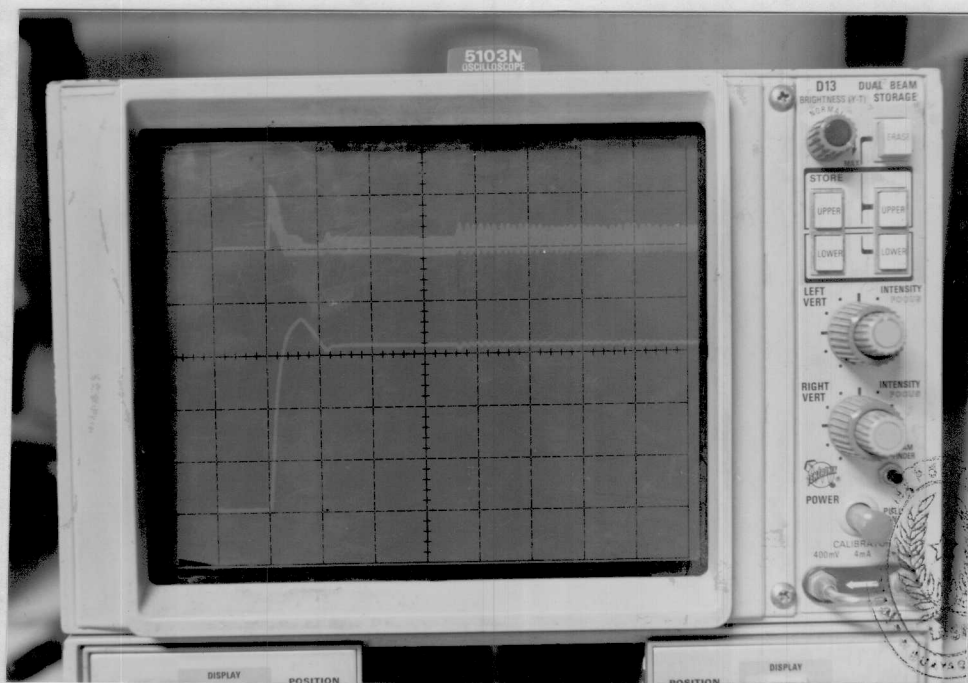


Fig 4.3.4

Respuesta transitoria de velocidad y corriente con acción PI.

Escala. Horizontal 1 seg / div

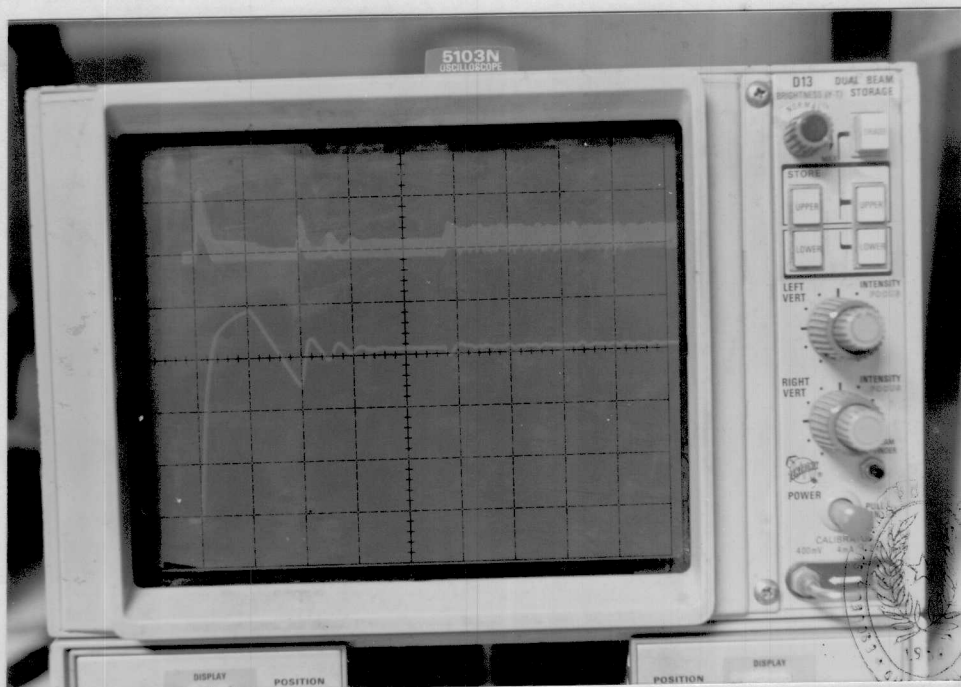
Vertical Velocidad 5 V/div

Vertical Corriente 0,2 V/div



BIBLIOTECA

Cuando se reduce la ganancia proporcional el sistema se hace oscilatorio aumentando el tiempo de estabilización como se puede observar en la fig 4.3.5.



BIBLIOTECA

Fig. 4.3.5

Respuesta transitoria de velocidad y corriente con acción PI .

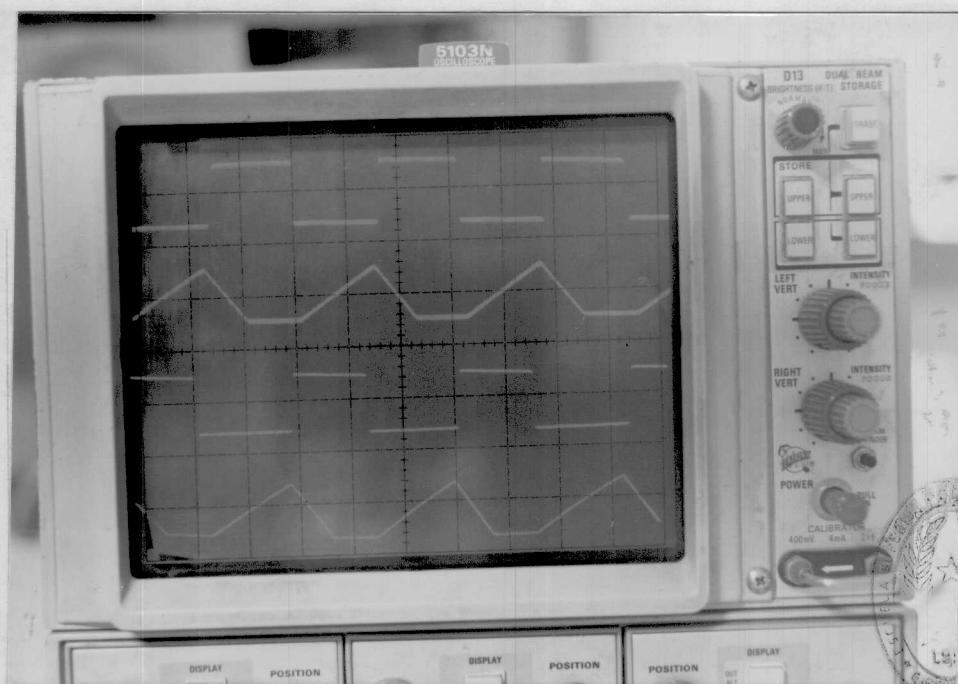
Escala Horizontal 1 seg/div

Vertical Corriente 0,2 V/div

Vertical velocidad 5 V/div

4.4 Resultados experimentales del circuito de disparo

En la fig 4.4.1 se muestra las formas de onda obtenidas a la salida del generador de onda cuadrada y del generador de rampa.



BIBLIOTECA

Fig 4.4.1

Señales a la salida del generador de onda cuadrada y del generador de rampa

Escala : Horizontal 5 mseg/ div
 Vertical onda cuadrada 5 V/ div
 Vertical Rampa 10 V / div

En la fig 4.4.2 se muestra las señales obtenidas a la salida del generador de rampa y del detector de nivel de voltaje para un ángulo de 90 Grados.

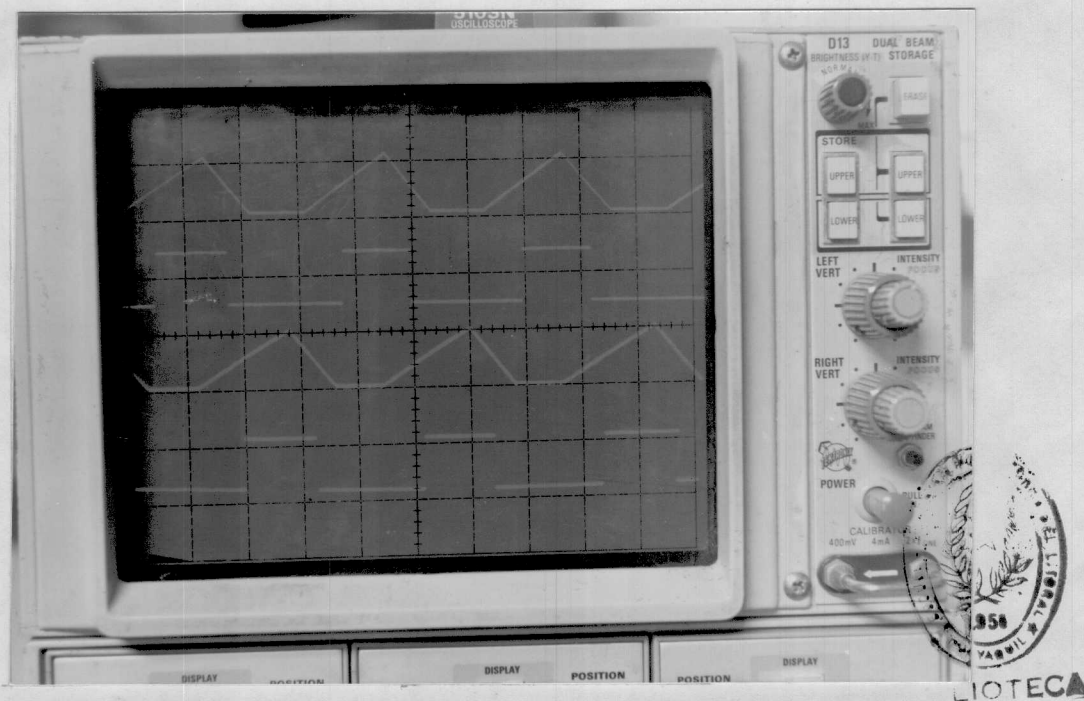


Fig 4.4.2

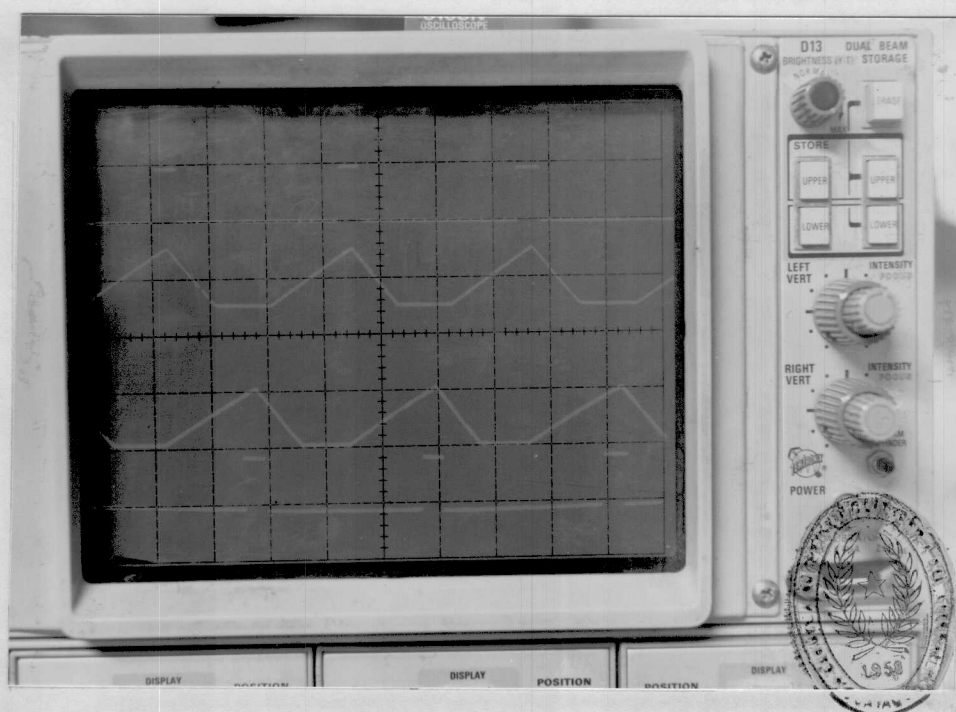
Señales a la salida del generador de rampa y del detector de nivel a un ángulo de 90 grados.

Escala: Horizontal 5 mseg/ div

Vertical Rampa 10 V/div

Vertical Pulsos 5 V/div

En la fig 4.4.3 se muestra los pulsos de disparo a un ángulo de 150 Grados.



BIBLIOTECA

Fig 4.4.3

Señales a la salida del generador de rampa y generador de pulsos de disparo a un ángulo de 150 Grados.

Escala : Horizontal 5mseg/ div

Vertical Rampa 10 V/div

Vertical Pulso 5 V/div

4.5 Resultados experimentales del circuito de fuerza

En la fig 4.5.1 se muestra la señal a la salida del semiconvertidor a un ángulo de disparo de 90 grados.

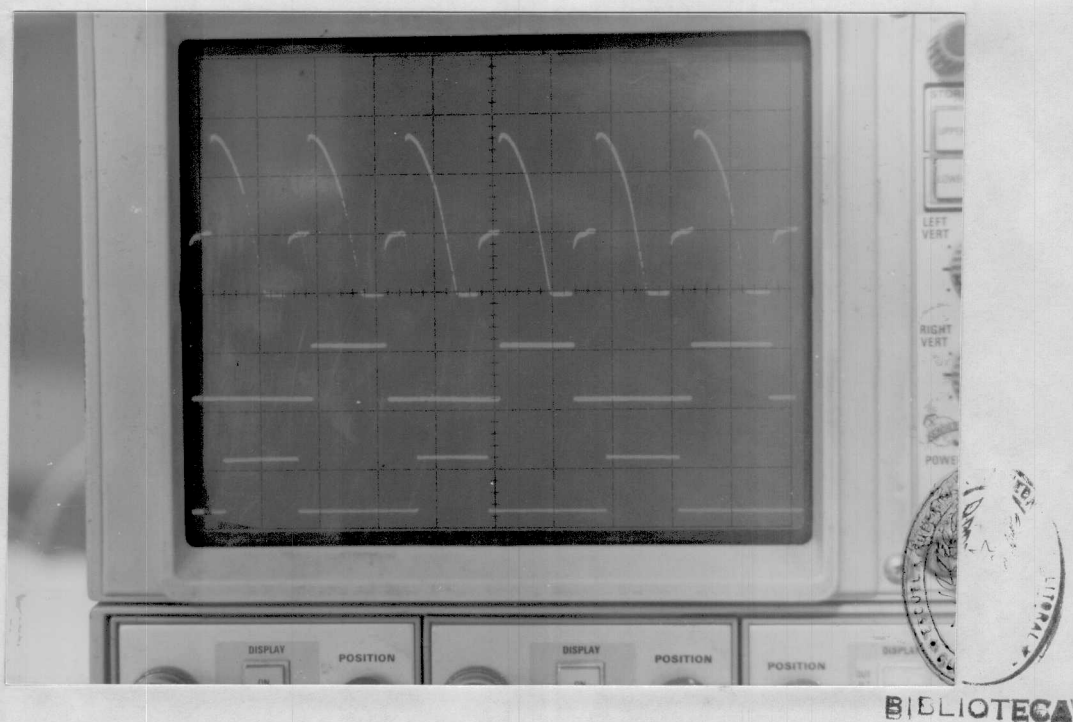
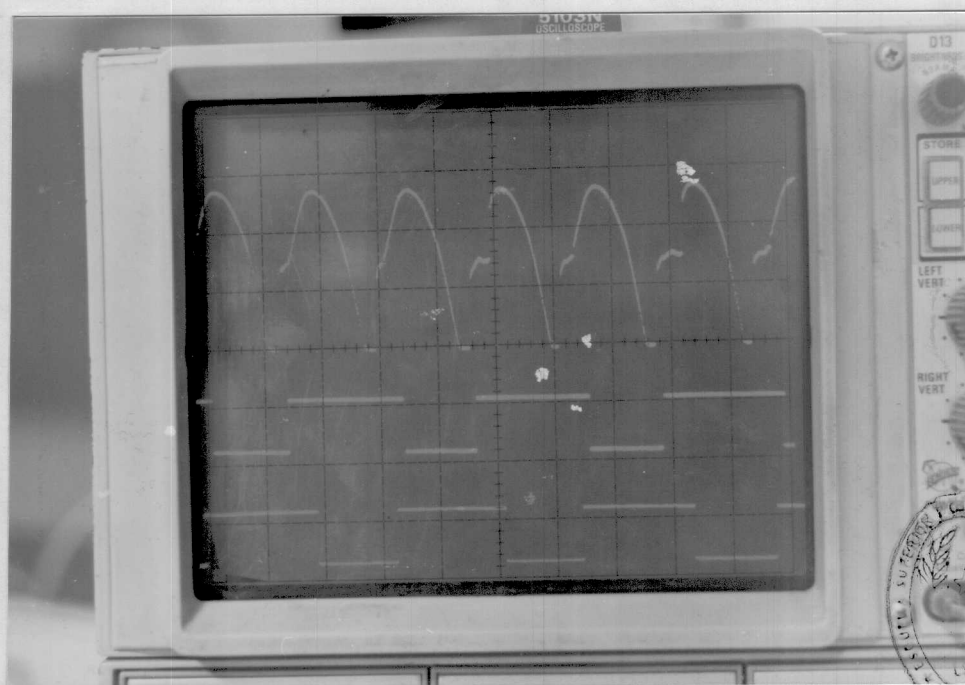


Fig 4.5.1

Señal a la salida del semiconvertidor a un
ángulo 90 grados

Escala : Horizontal 5mseg/ div
Vertical 50 V / div

En la fig 4.5.2 se muestra la señal a la salida del simiconvertidor a un ángulo de 30 grados .



BIBLIOTECA

Fig 4.5.2

Señal a la salida del semiconvertidor a 30 Grados

Escala : Horizontal 5mseg/div

Vertical 20 V /div



CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El equipo ha sido diseñado de tal forma que el estudiante lo pueda operar con facilidad además posee puntos de prueba para la localización de fallas.

Los controles utilizados proveen una respuesta rápida a las variaciones de carga.

Lo más importante de éste trabajo es de que nos permite observar las respuestas transitorias de velocidad y corriente para diferentes tipos de control tales como P,I,PI y PID.

Los controladores son seleccionados facilmente ya que el equipo dispone interruptores para realizar dicha selección las ganancias son facilmente regulables ya que dispone de potenciómetros y los condensadores se pueden cambiar con facilidad.

El lazo de velocidad y corriente da una respuesta rápida

al sistema cuando este es perturbado por una variación en la carga.

La limitación de la corriente protege al motor durante el arranque.

Se debe utilizar un transformador de aislamiento para alimentar el semiconvertidor, con el fin de aislar la parte de fuerza con la de control.

Para alimentar el campo del motor se debe utilizar una fuente variable desde 0-25V, ésta fuente deberá ser construida por los estudiantes.

Para alimentar el campo del generador también se requiere una fuente de 25 voltios esta debe ser construida por los estudiantes.

Los estudiantes deberán seleccionar las ganancias de los controladores K_p , K_i y K_d .

Se recomienda alinear el motor ya que para las pruebas realizadas el motor no estaba alineado perfectamente.

APENDICE A

ESPECIFICACIONES TECNICAS DE LOS ELEMENTOS
USADOS EN EL DISEÑO

Los elementos utilizados en los circuitos de disparo son los siguientes:

CANTIDAD	DENOMINACION
6	Transistores 2N2222 ECG/123
9	Diodos de Silicon 1N400
2	Diodos Zener de 11V,1W
2	Transformadores de Pulsos
2	OP-AMP-741
4	Resistencias de 2,2K,1W
2	Resistencias 1,8K 1W
2	Resistencias de 1K,1W
2	Resistencias de 470 ohmios 1/2W
2	Resistencias de 560 ohmios 1/2W
3	Reóstato de 1K
1	Puerta AND 741S08
2	Zener 4,7V,1W

2 Resistencias 180 Ohmios 1/2 W
 4 Resistencias 2,2K 1/2W
 2 Resistencias de 1,8 K 1/2W
 1 Condensador de 0,1uF 400 V
 1 Condensador 1uF - 25 V
 2 Condensadores de 2,2uF-25V
 1 Time 555
 1 Trnsf. de 120/28VRMS,0.5A

Los elementos utilizados en el circuito de fuerza son los siguientes:

2 SCR ECG/5465 $V_p = 400V$ $I_{GTmin} = 15$ mamp
 $V_{GTmax} = 1,5$ V $dv/dt = 100$ V/useg
 $I_{Trms} = 10$ A (los SCR está montados
 en disipadores.)
 3 Diodos ECG/5878 $V_{pico} = 400V$
 $I_{pico} = 12A$ (los diodos van montados en
 tres disipadores.)
 1 Resistencia de Shunt de 0,2
 Ohmios a 10 W.
 2 Resistencias de 39 Ohmios 1W
 2 Condensadores 0.1 uF, 400V, no
 polarizados.

Los elementos utilizados en el circuito de control son los

siguientes.

4	OP-AMP 741
2	Diodos Zener 10 V/ 1W
2	Resistencias 2,2K 1/2 W
8	Resistencias de 100K 1/2W
2	Potenciómetros de 300 K
4	Potenciómetros 10K
2	Condensadores 0,01uF
1	Condensador 22uF
4	Condensadores de 10uF
3	Resistencias 4,7 K
3	Resistencias 1,8K
1	Resistencia de 10K
1	Resistencia de 20K
5	Swiches



APENDICE B

CONSTRUCCION DEL EQUIPO

En la fig B.1 se muestra el circuito impreso de la unidad de disparo se lo ha realizado en una sola tarjeta, la misma que dispone de 9 terminales de entrada , 3 de salida y seis puntos de prueba.

En la fig B.2 se muestra el circuito impreso del circuito de control de velocidad y corriente, esta tarjeta dispone de 5 terminales de entrada , uno de salida y 4 puntos de prueba.

En la fig B.3 se muestra la fotografía del montaje de los elementos en la tarjeta de disparo.

En la fig B.4 se muestra el montaje de los elementos en la tarjeta de control.

En la fig.B.5 se muestra el montaje de los elementos en la

tarjeta de fuerza con los respectivos disipadores de calor.

En la fig B.6 se muestra la fotografía del equipo construido a éste equipo se le ha dado el nombre de UNIDAD DE CONTROL DE VELOCIDAD Y CORRIENTE U.C.V.C.

En la fig B.7 se muestra la fotografía de la unidad de fuerza construida.

En la fig B.8 se muestra la fotografía del servomecanismo y en la fig B.9 se muestra el equipo totalmente construido.



BIBLIOTECA

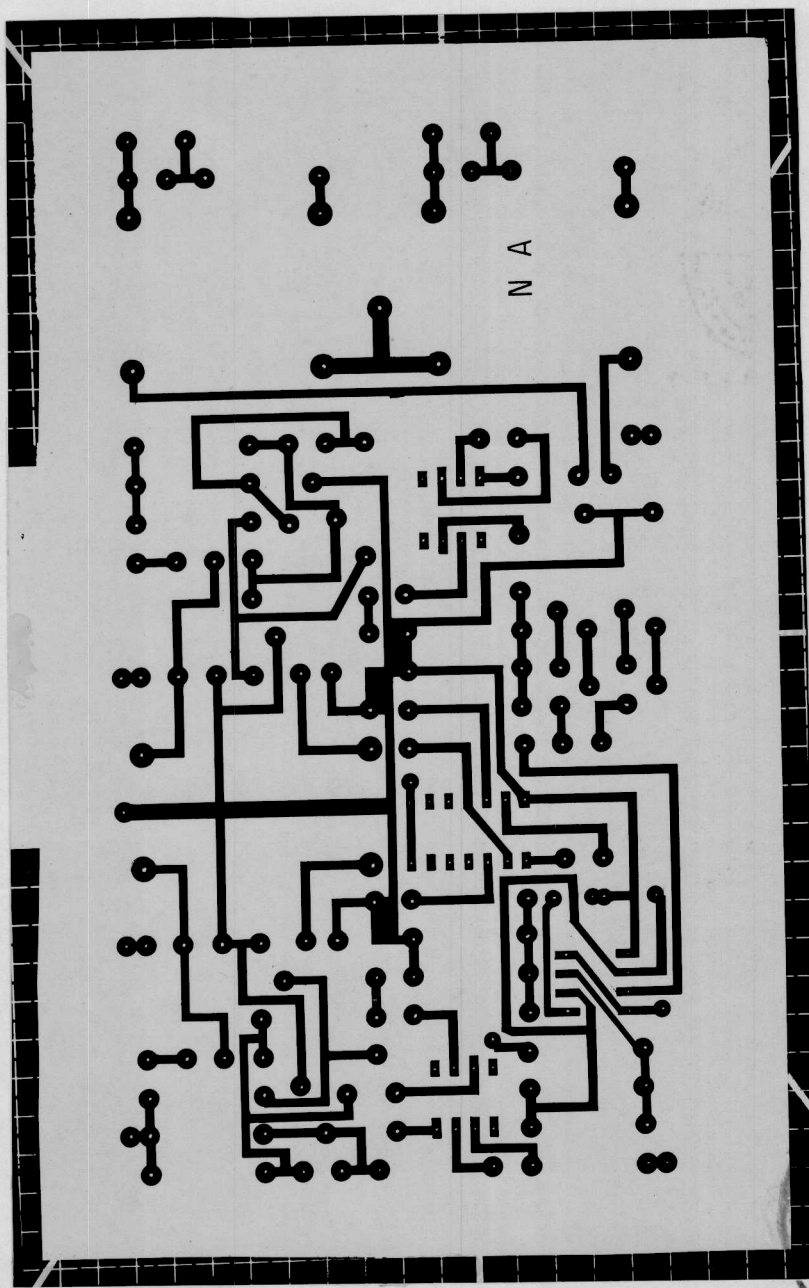


Fig B.1

Circuito Impreso de la unidad de disparo



BIBLIOTECA

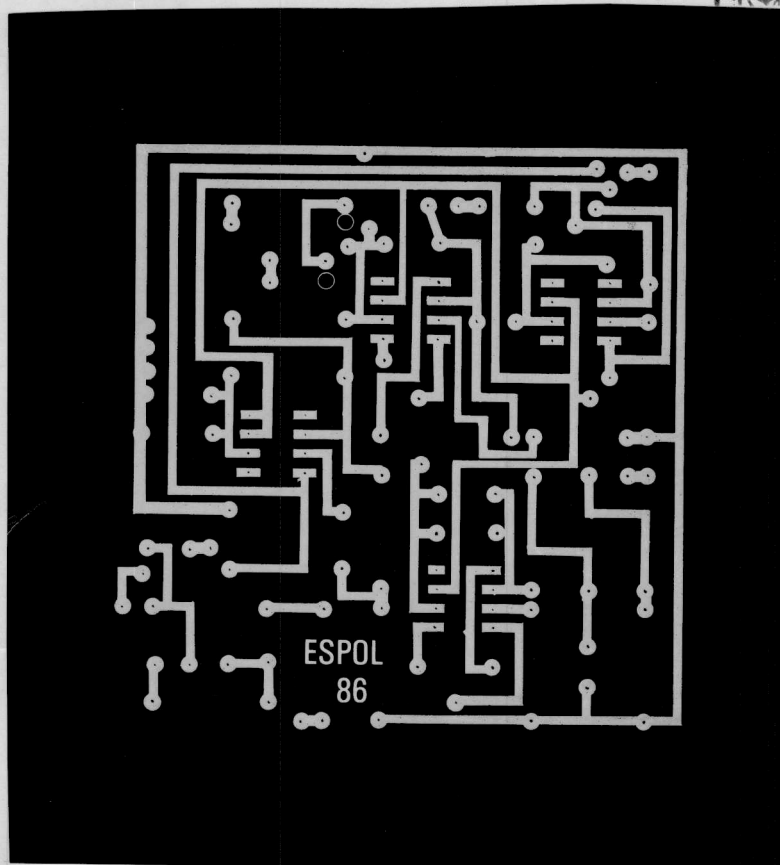


Fig B.2

Circuito Impreso de la tarjeta de control de velocidad y corriente

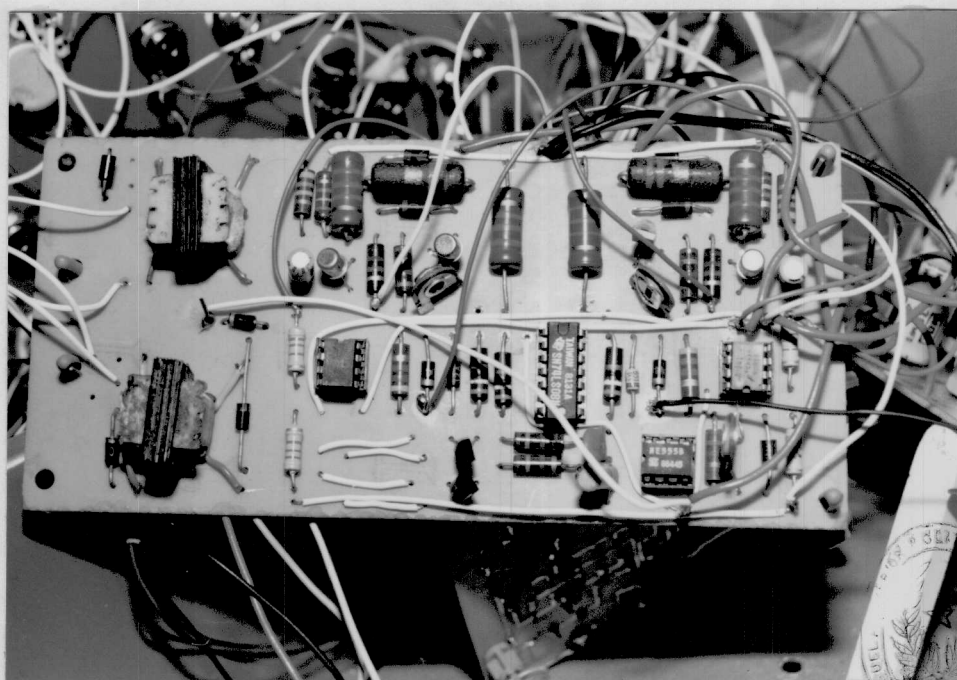


Fig B.3

Fotografía del montaje de los elementos de la tarjeta de disparo

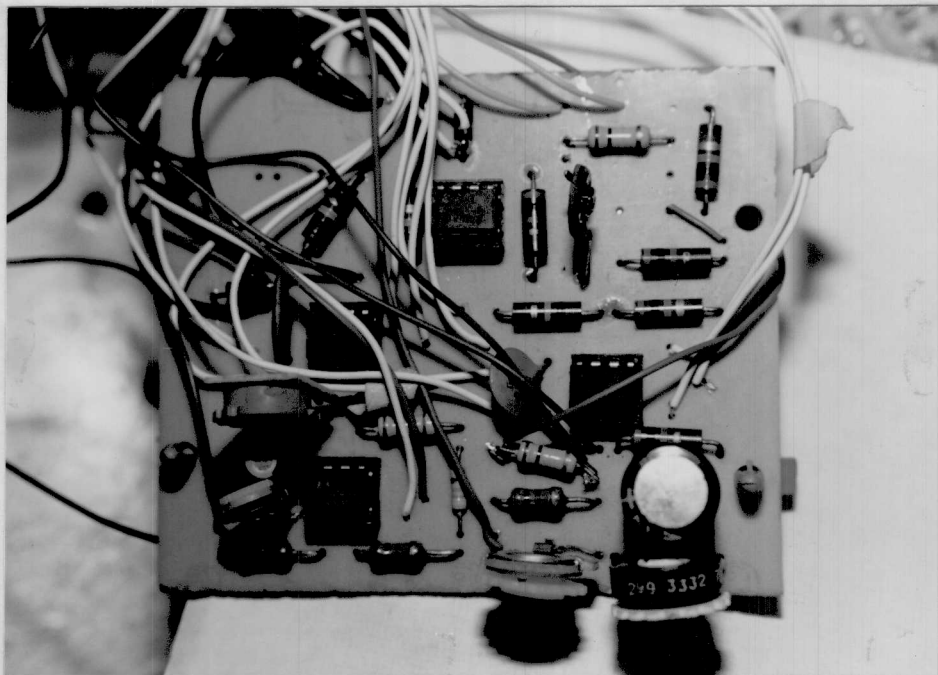


Fig B.4

Fotografía del montaje de los elementos de la tarjeta de control de velocidad y corriente.

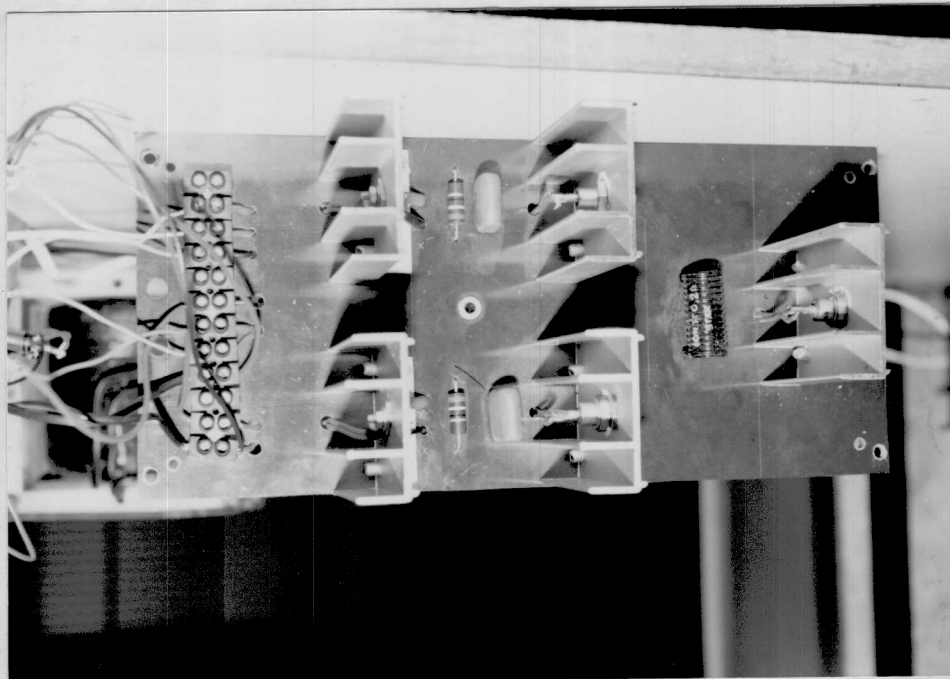
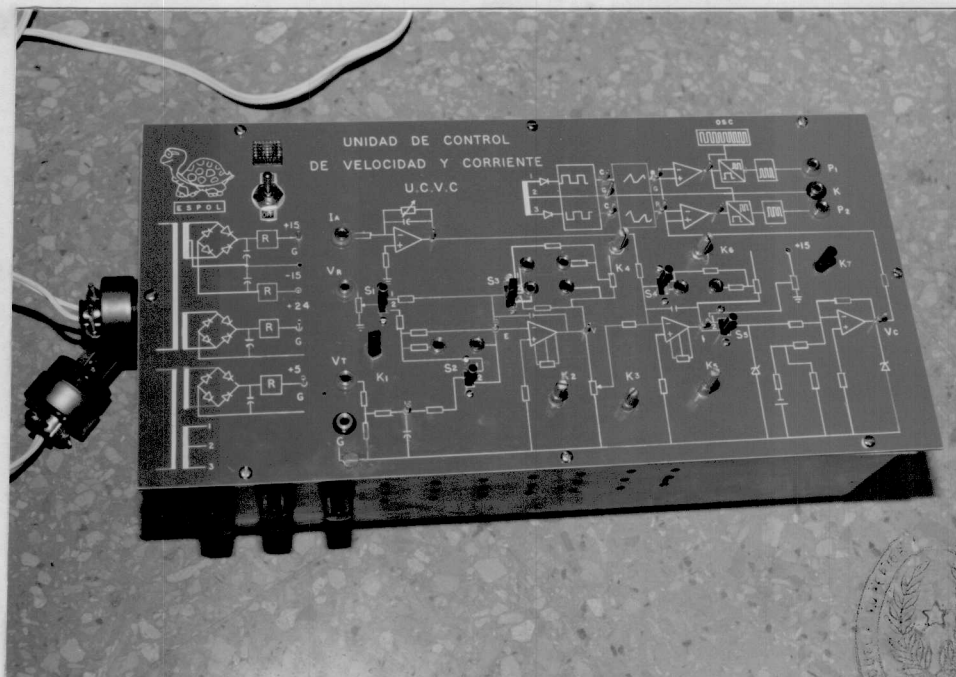


Fig B.5

Fotografía del montaje de los elementos en la tarjeta de fuerza.



BIBLIOTECA

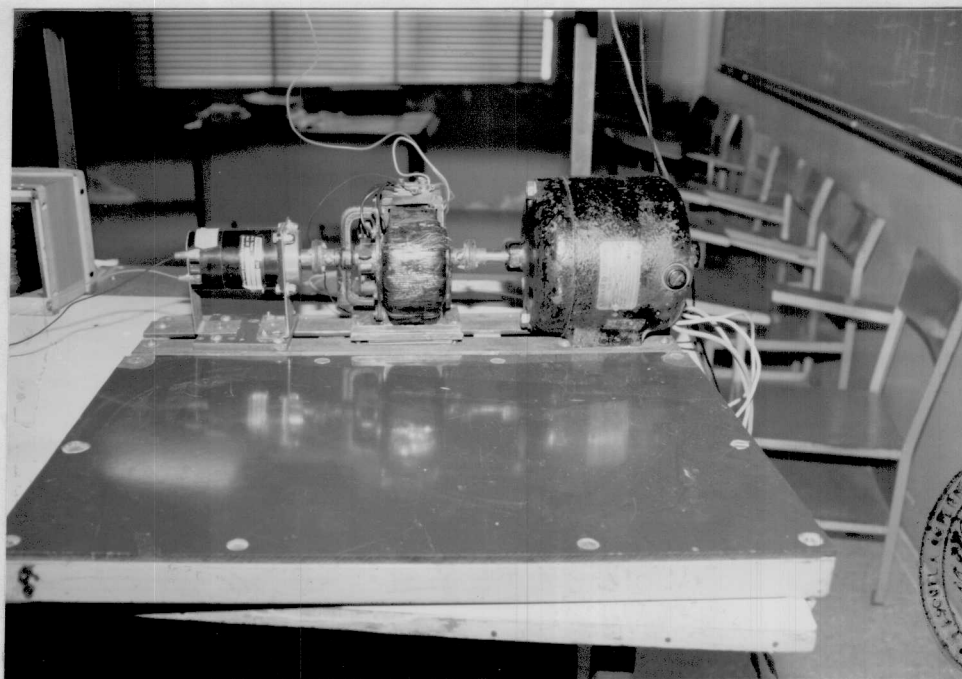
Fig B.6

Fotografía de la Unidad de control de velocidad y corriente



Fig B.7

Fotografía de la Unidad de fuerza



BIBLIOTECA



BIBLIOTECA

Fig B.8

Fotografía del Servomecanismo

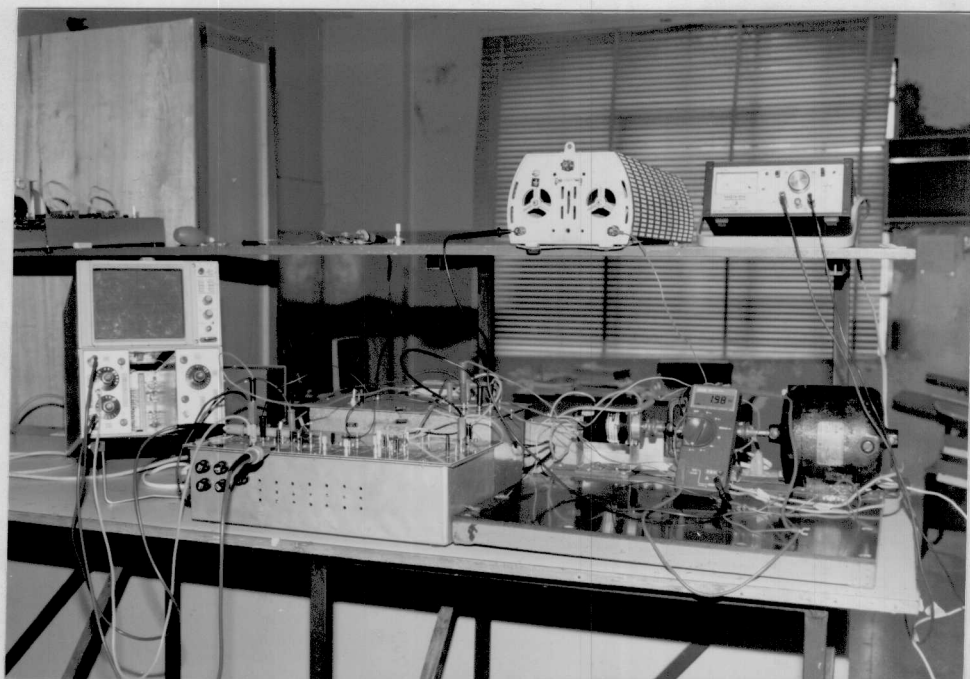


Fig B.9

Fotografía del equipo construido

APENDICE C



MANUAL DEL USUARIO

Identificación de los terminales de la Unidad de control de velocidad de corriente.

Ia Terminal de entrada para la realimentación de corriente

Vt Terminal de entrada para la realimentación de velocidad

Vr Terminal de entrada para el voltaje de referencia máximo 15 V DC.

G Terminal común

P1 Terminal de salida pulso de disparo

P2 Terminal de salida pulso de disparo

K Terminal de cátodo común

Esta unidad dispone de los siguientes puntos de prueba:

+15 Punto de prueba de + 15 V DC

-15 Punto de prueba de - 15 V DC

+24 Punto de prueba de + 24 V DC

+5 Punto de prueba de + 5 V DC

w Punto prueba (señal del lazo de velocidad)

V Punto de prueba a la salida del controlador de velocidad.

I Punto de prueba a la salida del controlador de corriente

Vc Punto de prueba del Voltaje de control

C Punto de prueba a la salida del generador de onda cuadrada.

R Punto de prueba a la salida del generador de rampa

Este equipo dispone de los siguientes interruptores:

S1 En 1 coloca la referencia al controlador P,I,PI (proporcional, integral y proporcional integral).

2 coloca la referencia cuando se desea usar un controlador PID.

S2 En 1 para seleccionar el controlador D (derivativo)

2 para seleccionar el controlador P,I,PID.

S3 Este interruptor sirve para seleccionar el tipo de control cuando se tiene retroalimentación de velocidad

1 Control proporcional

2 Control Integral proporcional

3 Control Integral

S4 Este interruptor sirve para seleccionar el tipo de

controlador cuando se tiene lazo de realimentación de corriente.

En 1 Control proporcional

2 Control Proporcional integral

S5 Este interruptor es utilizado para variar manualmente el voltaje de control, en 1 se conecta a +15 V DC y en 2 se cierra el lazo a través de los controladores.

Este equipo dispone de los siguientes potenciómetros:

K1 Sirve para variar el voltaje de referencia

K2 y K5 estos sirven para regular el voltaje offset.

K4 Este potenciómetro sirve para variar la parte proporcional del control de velocidad.

K6 Este potenciómetro sirve para variar la parte proporcional del control de corriente.

K5 Este potenciómetro sirve para variar la referencia del controlador de corriente.

K7 Con este potenciómetro se varía la referencia cuando se trabaja en lazo abierto y se desea variar manualmente el ángulo de disparo.

La unidad de fuerza tiene los siguientes terminales.

P1,P2 Terminales de entrada para los pulsos de disparo

Va Terminal de salida (a este terminal debe conectarse la



armadura del motor.

Ia Terminal de salida para el lazo de corriente

K cátodo común

En la fig C se muestra las conexiones que se deben realizar en control de velocidad y corriente del motor DC. Cuando se utilice el lazo de corriente se debe tener la precaución de utilizar una referencia negativa de corriente.

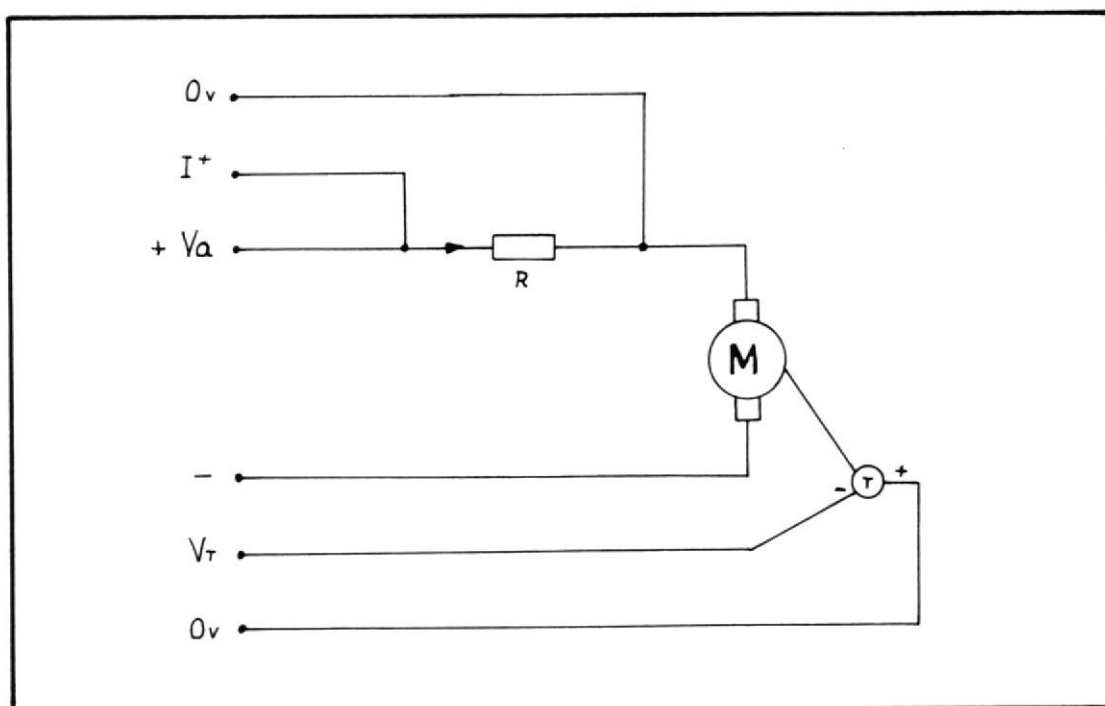


Fig C

Diagrama de conecciones en el control de velocidad y corriente.



A.F. 141587

BIBLIOGRAFIA

- 1.- BOYLESTAD, ROBERT AND NASHELSKY, L. Electronic Devices And Circuit Theory, Prentice - Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey. 1982, 123 - 581 p.
- 2.- DORF, RICHARD C. Sistemas Automáticos de control Teoría y Práctica. Company, Inc., Massachusetts. 1974, 71-194 p.
- 3.- FROST, J.- Electrónica aplicada, Limusa Wiley, México. 1970, 150- 165 p.
- 4.- GENERAL ELECTRIC. SCR manual, fifth edition, General Electric, New York, 1972 , 300 - 470 p.
- 5.- IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, Volumen IA -10. No. 5, New York, Sep/Oct 1974, 643 - 650 P.
- 6.- IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND CONTROL INSTRUMENTATION, Volume IECI, No. 4, Noviembre 1976, 391- 398.
- 7.- KUD, B. Automatic Control Systems, Third Edition,

Prentice Hall, 1975, New Jersey, 250 - 281 p.

- 8.- MILLMAN, J. Y HALKIAS, C. Electrónica Integrada Circuitos y Sistemas Analógicos y digitales, Hispano Europa Bori y Fantestá Barcelona. 1976, 195-597 p.
- 9.- MANUAL DEL MAWDSLEY'S LTD EDUCATIONAL THYRISTOR DRIVE, Dursley Glos, England, Julio 1978.
- 10.- OGATA, K. Ingeniería de Control Moderno, Ediciones del Castillo S.A Madrid. 1976, 21-386 p.
- 11.- PIZZIOLA, A. Electronica Industrial y Servomecanismos, Don Bosco, Barcelona. 1974, 247 - 332 p.
- 12.- SISKIND S. C. Electrical Control Systems In Industry, Printed in the United States of America.