



D-18508

T
621381532
CUE

**ESCUELA SUPERIOR
POLITECNICA DEL LITORAL**
Facultad de Ingeniería en Electricidad y
Computación

**Aplicaciones de la Electrónica
de Potencia**

Tópico de Graduación
Previa a la obtención del Título de
Ingeniero en Electricidad
Especialización Industrial



Presentado por:

Edison [Cueva A.
Reynaldo Escalante T.
Franklin Ferrer E.

Guayaquil - Ecuador
1997



Biblioteca Central

.....
ING. ARMANDO ALATAMIRANO

Sub-Decano de la facultad de
Ingeniería Eléctrica

.....
ING. ALBERTO LARCO

Director de Tópico

.....
ING. FEDERICO BOZANO

Miembro del Tribunal

.....
ING. WASHINTONG MEDINA

Miembro del Tribunal



AGRADECIMIENTO

Al Ing. Alberto Larco Gómez

Director del Tópico de Graduación,

por su colaboración en la realización de este trabajo



DEDICATORIA

A DIOS,

A NUESTROS PADRES,

A NUESTROS HERMANOS, Y

A TODAS LAS PERSONAS QUE

DE UNA U OTRA MANERA NOS HAN

PRESTADO SU APOYO Y AYUDA DESINTERESADA



DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en este informe, nos corresponden exclusivamente; y, el patrimonio intelectual de la misma, a la

“ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL”

(Reglamento de Exámenes y Títulos profesionales de la ESPOL)

Edison Cueva Arias.

Reynaldo Escalante Tenempaguay.

Franklin Ferrer Escalante.

RESÚMEN

En el presente informe se desea demostrar las aplicaciones de la Electrónica de las corrientes fuertes -que es como se la conoce a la Electrónica de Potencia- en los diferentes tipos de circuitos como son :

- Controladores de la regulación de velocidad en motores DC
- Circuitos inversores con semiconductores
- Circuitos convencionales aplicando fundamentos de la electrónica de potencia

En cada uno de los casos estudiados se realizarán análisis teóricos y prácticos en el comportamiento de los circuitos, además se ajustarán, y se corregirán las fallas detectadas en los circuitos electrónicos de estos equipos con los detalles de su procedimiento.

En cada máquina se analizará su circuitería en planos realizados por los estudiantes del tópico en programas para diseños gráficos.

INDICE GENERAL.

RESUMEN	II
INDICE GENERAL	III
INTRODUCCIÓN.	1
I. CONTROL REGULADOR DE VELOCIDAD PARA MOTORES	
DC "T"96"	4
1.1. INTRODUCCIÓN	4
1.2. DESCRIPCIÓN GENERAL	4
1.2.1. DIAGRAMA DE BLOQUES	7
1.3. TEORÍA Y ANÁLISIS.	9
1.3.1. CONVERTIDORES TRIFÁSICOS SEMICONTROLADOS.	9
1.3.2. CONVERTIDORES TRIFÁSICOS SEMICONTROLADOS CON CARGA	
RL.	15

1.4. DIAGNÓSTICO.	18
1.5. REPARACIONES	19
1.5.1. FALLAS Y AJUSTES.	19
1.6 FUNCIONAMIENTO.	22
1.7 LISTA DE ELEMENTOS.	23



II. CONTROL DE REGULACIÓN DE VELOCIDAD PARA MOTORES DC "MV4200"	28
--	----

2.1. INTRODUCCIÓN.	28
2.2. CONOCIMIENTOS PREVIOS.	29
2.3. TEORIA	29
2.3.1. ACCIÓN PROPORCIONAL	29
2.3.2. ACCIÓN PROPORCIONAL E INTEGRAL	35
2.4. DESCRIPCIÓN DEL DIAGRAMA DE BLOQUES.	39
2.4.1 GANANCIA.	42





Biblioteca Central 44

2.5. DESCRIPCIÓN DEL PUENTE DE TIRISTORES.	
2.6. DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS.	53
2.7. DESCRIPCIÓN DE LA REGULACIÓN DE CORRIENTE.	55
2.8. DESCRIPCIÓN DE LA REGULACIÓN DE LA VELOCIDAD.	57
2.9. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA.	59
2.9.1. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA PARA LA REGULACIÓN DE CORRIENTE.	61
2.9.2. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA PARA LA REGULACIÓN DE LA VELOCIDAD.	66
III. REGULADOR DE VELOCIDAD DE MOTOR DC EN EXTRUSORA "COVEX".	69
3.1. INTRODUCCIÓN.	69
3.2. ASPECTOS GENERALES.	69
3.3. TEORÍA DE CONVERTIDORES TRIFÁSICOS SEMICONTROLADOS.	71

3.3.1. MONTAJES SEMICONTROLADOS.	71
3.4. CONTROL ELÉCTRICO.	76
3.5. CIRCUITO ELECTRÓNICO DE CONTROL.	78
3.6. LISTA DE ELEMENTOS DE LA TARJETA DE CONTROL	79

IV: INVERSOR MONOFÁSICO "POWERVERTER PV400"

4.1. INTRODUCCIÓN.	83
4.2. TEORÍA DE INVERSORES MONOFÁSICOS.	83
4.3. ANÁLISIS DEL INVERSOR POWERVERTER PV400.	86
4.4. CIRCUITO FUERZA.	87
4.5. CIRCUITO DE CONTROL.	89
4.5.1. ANÁLISIS TEÓRICO DE LA TARJETA DE CONTROL.	93
4.5.2. CÁLCULO DEL TIEMPO EN QUE EL IGBT PERMANECE EN ESTADO ENCENDIDO.	101
4.5.3. CÁLCULO DEL TIEMPO EN QUE EL IGBT PERMANECE EN ESTADO APAGADO.	103

V. GRABADORA DE LLAMADAS TELEFÓNICAS	106
5.1. TEORÍA DE FUNCIONAMIENTO.	106
5.2. CONSTRUCCIÓN DEL CIRCUITO.	116
5.3. PRUEBA Y AJUSTES.	118
5.4. LISTA DE ELEMENTOS.	121
CONCLUSIONES	125
ANEXOS.	127
APÉNDICES.	128
BIBLIOGRAFIA	136



INTRODUCCIÓN

Biblioteca Central

La Electrónica de Potencia o *electrónica de las corrientes fuertes* es una técnica relativamente nueva que se ha desarrollado a partir de la Electrónica y de la Electrotecnia gracias al avance tecnológico en la fabricación de los semiconductores de potencia, y puede definirse como *la técnica de las modificaciones de la presentación de la energía eléctrica*.

Distintamente de lo que ocurre en la *electrónica de las corrientes débiles*, en que se da prioridad a la ganancia y fidelidad, la característica más importante en la Electrónica de Potencia es el rendimiento.

El objeto de la Electrónica de Potencia es precisamente el estudio del circuito de potencia y la apropiada elección de las señales de excitación que ha de proporcionar el circuito de mando.

La Electrónica de Potencia frente a la Electrotecnia proporciona unos equipos con las siguientes ventajas:

- Mejores características eléctricas (respuesta más rápida, mejor estabilidad, etc.);

- Mayores fiabilidad y vida;
- Carencia casi total de mantenimiento, al no haber partes móviles que se desgasten;
- Ausencia de vibraciones;
- No hay arco eléctrico, evitándose todos los inconvenientes a que da lugar (desgaste de contactos, generación de ruido electromagnético, etc.);

y con los siguientes inconvenientes:

- Menor robustez eléctrica, es decir, menor capacidad para soportar las sobretensiones y las sobreintensidades. Esto exige el estudio exhaustivo del circuito de potencia y la determinación de las condiciones más desfavorables de funcionamiento (incluyendo las accidentales) para cada caso particular. Con estas premisas se procede a la adecuada inclusión de redes amortiguadoras y de elementos limitadores para hacer totalmente seguro el funcionamiento;
- Algunos montajes son más caros; no obstante, este inconveniente lo es cada vez menos a medida que se avanza en la tecnología de fabricación y en la comercialización de los semiconductores de potencia.

Por todo ello la Electrónica de Potencia se ha introducido de lleno en la industria (interruptores estáticos, fuentes de alimentación, carga de baterías, control de temperatura, variadores de velocidad de motores, etc.) y sigue evolucionando y creciendo constantemente.



Biblioteca Central

I. CONTROL REGULADOR DE VELOCIDAD PARA MOTORES DC

“T’96”

1.1.INTRODUCCIÓN:

Se trata de un sistema de control trifásico de variación de velocidad para motores de corriente continua con potencia de hasta 20HP.

Este módulo se encontraba funcionando en una fábrica de plásticos, en la cuál sufrió un desperfecto en su sistema de control. Esta falla provocó un daño severo en sus circuitos de disparo, en el control de ganancia y su tarjeta de protección.

Se alimenta a 380V de línea a línea con una potencia de 20HP, pero también puede ser adaptado a un voltaje de 220V de línea a línea.

1.2.DESCRIPCIÓN GENERAL.

El módulo de control de variación de velocidad consta de dos partes:

El sistema de control y el sistema de fuerza.

A continuación se muestra un diagrama de bloques simplificado.

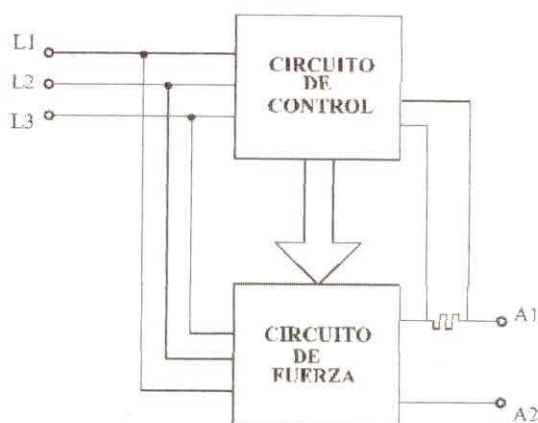


fig.1.1

El sistema de control, es un circuito electrónico que regula al sistema de fuerza, y consta de cuatro tarjetas, las cuales se relacionan entre sí para complementarse y formar un solo sistema.

A continuación se detalla el funcionamiento de cada tarjeta.

Tarjeta de disparos: Posee los circuitos de disparo del sistema.

Esta tarjeta recibe tres líneas de entrada por medio de un transformador reductor trifásico, cada fase produce un disparo para un tiristor en el convertidor semicontrolado.

Para cada fase existe un circuito de disparo independiente el cual maneja la compuerta de un tiristor. Las fases se encuentran aisladas del circuito de fuerza por medio de un transformador de pulsos.

Tarjeta reguladora: Es aquí donde se efectúa la regulación de los parámetros para el motor, tales como corriente de armadura, revoluciones por minuto, regulación máxima y mínima para control de ganancia.

Es decir, en esta tarjeta se controla la regulación del sistema. Todas las salidas de esta tarjeta se conectan a la tarjeta de control.

Tarjeta de control de ganancia: Es el corazón del sistema, aquí se inyectan las salidas de la tarjeta reguladora y las procesa, también recibe señales de salida del convertidor por medio de un shunt (realimentación) y la señal de regulación de velocidad (potenciómetro). Todas estas señales son comparadas en esta tarjeta y su salida es inyectada en la tarjeta de disparos para controlar el ángulo de tales disparos en los tiristores.

Tarjeta de protección: Posee un circuito de protección de transientes, tanto para la entrada trifásica como para la salida del convertidor.

Sistema de fuerza: Es un circuito eléctrico encargado de trocear el voltaje trifásico, en otras palabras es un convertidor trifásico semicontrolado.

Posee tres tiristores, controlados por el circuito de disparo, tres diodos y un diodo de paso libre.

1.2.1. DIAGRAMA DE BLOQUES.

Sistema de control de disparo : Este sistema se compone de tres de las tarjetas anteriormente mencionadas. Contiene el circuito de disparo de los tiristores, el circuito de regulación de los parámetros de la máquina y el circuito comparador de entrada y controlador del ángulo de disparo.

Rectificador trifásico de onda completa : Este rectificador es un convertidor semicontrolado con diodo de paso libre.

Puente de rectificación : sirve de alimentación al campo del motor.

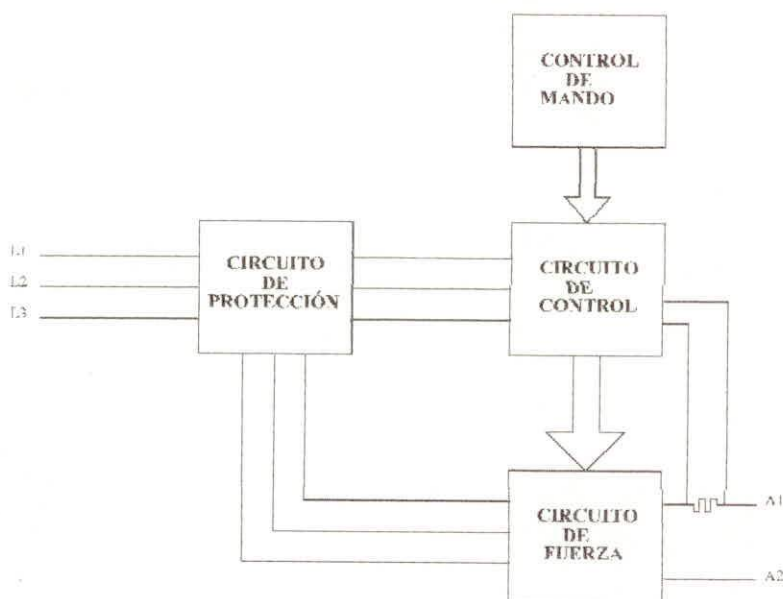


fig1.2.

Circuito de protección : Este circuito de protección se encuentra en las líneas de entrada de los circuitos, sus componente son fusibles y contactores.

Mando principal : Es el control de todo el sistema , es aquí donde podemos encender y apagar el sistema, variar la velocidad del motor y verificar el voltaje y la corriente de armadura.

1.3. TEORÍA Y ANÁLISIS

1.3.1. CONVERTIDORES TRIFÁSICOS SEMICONTROLADOS

Los convertidores trifásicos semicontrolados se utilizan en aplicaciones industriales hasta el nivel de 120 Kw, en los que se requiere de una operación de un cuadrante. Conforme aumenta el ángulo de retraso se reduce el factor de potencia de este convertidor, aunque es mejor que el de los convertidores trifásicos de media onda. En la *figura 1.3* se muestra un convertidor trifásico con una carga altamente inductiva, la corriente de carga tiene un contenido de componentes ondulatorias despreciable.

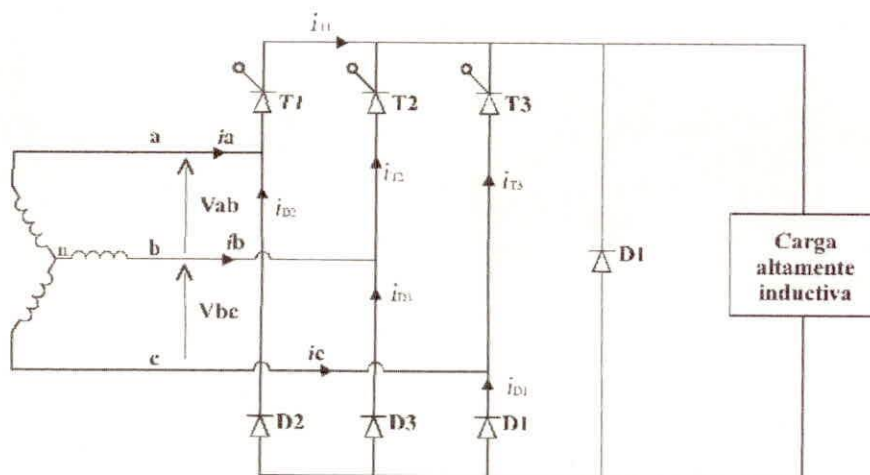
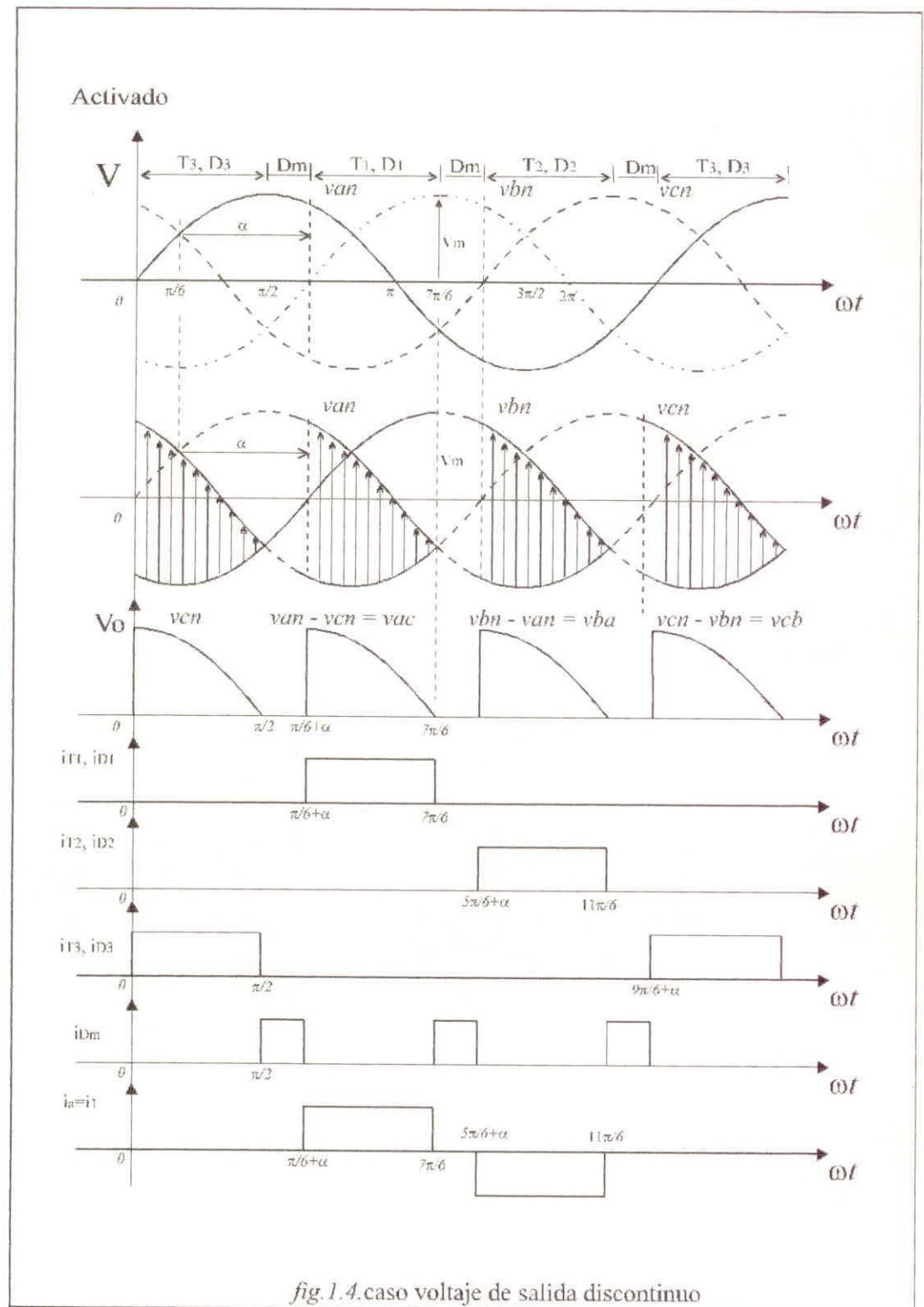


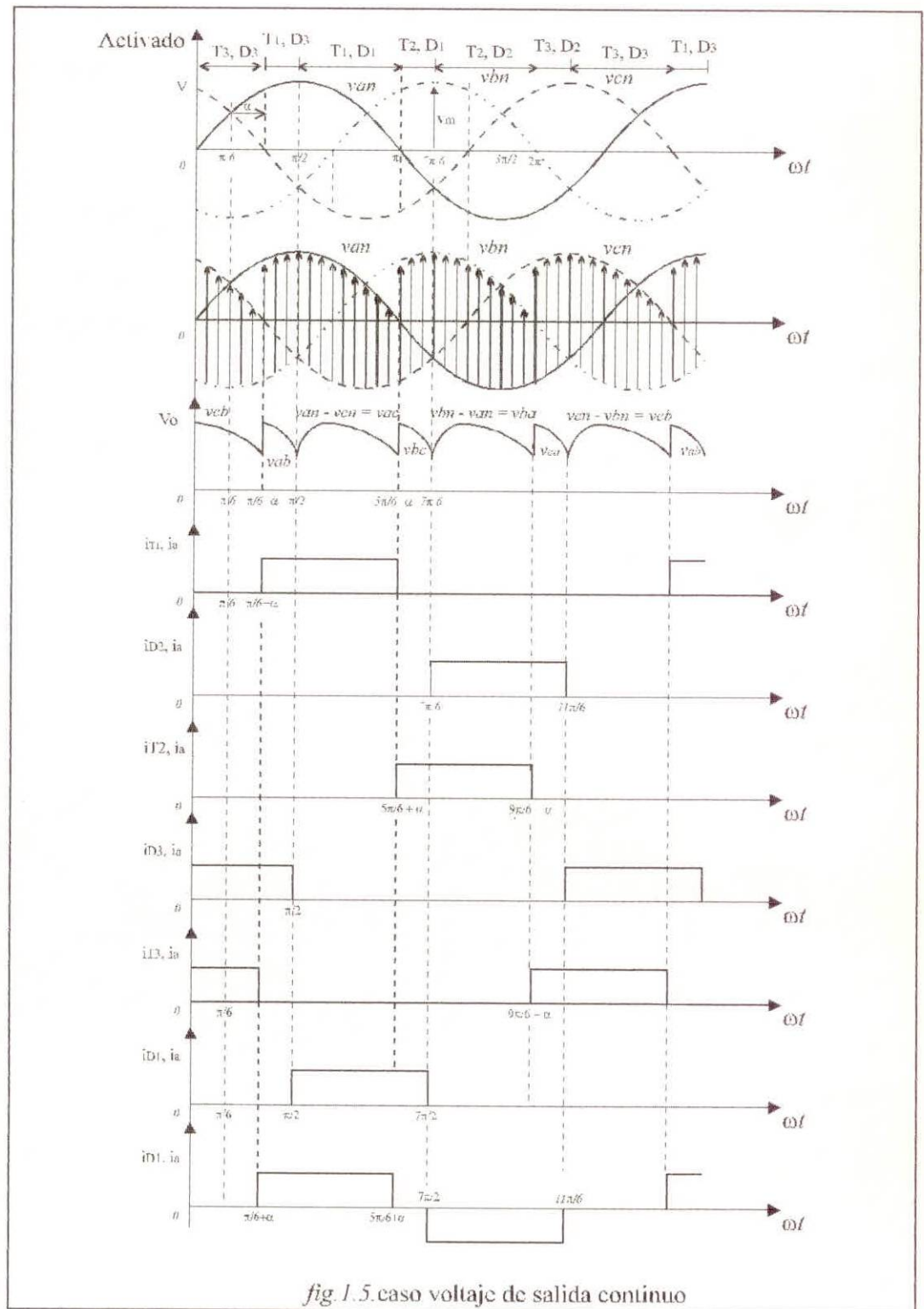
fig1.3.

La *figura 1.4* muestra las formas de onda de los voltajes de entrada, del voltaje de salida, de la corriente de entrada y de la corriente a través de los tiristores y diodos. La frecuencia del voltaje de salida es $3f_s$. El ángulo de retraso, α , se puede variar desde 0 hasta π . Durante el periodo $\pi \leq \omega t < 7\pi/6$, el tiristor T1 tiene polarización directa o positiva. Si T1 se dispara en $\omega t = (\pi/6 + \alpha)$, T1 y D1 conducen y el voltaje de línea a línea V_{ca} aparecerá a través de la carga. En $\omega t = \pi/6$, V_{ca} empieza a ser negativo y el diodo de marcha libre Dm conduce. La corriente de carga continuará fluyendo a través de Dm, T1 y D1 se desactivarán.

Si no existe un diodo de marcha libre, T1 continúa conduciendo hasta que el tiristor T2 se dispara en $\omega t = 5\pi/6 + \alpha$ y la acción de marcha libre a través de T1 y D2. Si $\alpha \leq \pi/3$, cada tiristor conduce durante $2\pi/3$ y el diodo de marcha libre Dm no conduce.

Las formas de onda de un convertidor trifásico semicontrolado con $\alpha \leq \pi/3$ se muestra en la *figura 1.5*.





Si definimos los tres voltajes de línea a neutro como sigue:

$$v_{an} = V_m \text{ sen } \omega t$$

$$v_{bn} = V_m \text{ sen } (\omega t - 2\pi/3)$$

$$v_{cn} = V_m \text{ sen } (\omega t + 2\pi/3)$$

Los voltajes de línea a línea correspondientes serán:

$$v_{ac} = v_{an} - v_{cn} = \sqrt{3} V_m \text{ sen } (\omega t - \pi/6)$$

$$v_{ba} = v_{bn} - v_{an} = \sqrt{3} V_m \text{ sen } (\omega t - 5\pi/6)$$

$$v_{cb} = v_{cn} - v_{bn} = \sqrt{3} V_m \text{ sen } (\omega t + \pi/2)$$

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3} V_m \text{ sen } (\omega t + \pi/6)$$

donde V_m es el voltaje pico de fase de una alimentación conectada en estrella.

Para $\alpha > \pi/3$ y un voltaje discontinuo de salida: el voltaje promedio de salida se determina a partir de

$$\begin{aligned} V_{cd} &= \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} v_{ac} d(\omega t) = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} \sqrt{3} V_m \text{ sen } (\omega t - \pi/6) d(\omega t) \\ &= \frac{3}{2\pi} \sqrt{3} V_m (1 + \cos \alpha) \end{aligned}$$

El máximo voltaje promedio de salida que ocurre a un ángulo de retraso $\alpha = 0$ es

$$V_{dm} = 3\sqrt{3} V_m / \pi$$

y el voltaje promedio de salida normalizado es

$$V_n = V_{cd} / V_{dm} = 0.5(1 + \cos \alpha)$$

El voltaje r.m.s. de salida se determina a partir de

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \left[\frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} 3V_m^2 \sin^2(\omega t - \pi/6) d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= \sqrt{3} V_m \left[\frac{3}{4\pi} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha) \right]^{1/2} \end{aligned}$$

Para $\alpha \leq \pi/3$, y un voltaje de salida continuo:

$$\begin{aligned} V_{cd} &= \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2} v_{ab} d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{5\pi/6} v_{ac} d(\omega t) \right] \\ &= \frac{3}{2\pi} \sqrt{3} V_m (1 + \cos \alpha) \end{aligned}$$

$$V_n = V_{cd} / V_{dm} = 0.5(1 + \cos \alpha)$$

$$V_{rms} = \left[\frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2} v_{ab}^2 d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{5\pi/6} v_{ac}^2 d(\omega t) \right]^{1/2}$$

$$= \sqrt{3} V_m \left[\frac{3}{4\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3} \cos^2 \alpha \right) \right]^{1/2}$$



1.3.2. CONVERTIDORES TRIFÁSICOS SEMICONTROLADOS CON CARGA RL.

El voltaje de salida del convertidor trifásico semicontrolado de la *figura 1.3* será continuo o discontinuo dependiendo del valor del ángulo de retraso α . En cualquier caso la forma de onda de salida se puede dividir en dos intervalos.

Caso 1: voltaje de salida continuo. Para $\alpha \leq \pi/3$, la forma de onda del voltaje de salida aparece en la *figura 1.5*.

Intervalo 1 para $\pi/6 + \alpha \leq \omega t \leq \pi/2$: conducen los tiristor T_1 y el diodo D_3 . El voltaje de salida se convierte en



Biblioteca Central

$$v_o = v_{ab} = \sqrt{2} V_{ab} \sin(\omega t + \pi/6)$$

donde línea a línea de entrada. La corriente de carga i_{L1} durante el intervalo 1 se puede determinar a partir de:

$$L \frac{di_{L1}}{dt} + Ri_{L1} + E = \sqrt{2} V_{ab} \sin(\omega t + \pi/6)$$

con las condiciones límite $i_{L1}(\omega t = \pi/6 + \alpha) = I_{L0}$ e $i_{L1}(\omega t = \pi/2) = I_{L1}$.

Intervalo 2 para $\pi/2 \leq \omega t \leq 5\pi/6 + \alpha$: conducen el tiristor T_1 y el diodo D_1 .

El voltaje de salida se convierte en:

$$v_o = v_{ac} = \sqrt{2} V_{ac} \sin(\omega t + \pi/6)$$

La corriente de carga de i_{L1} durante el intervalo 2 se puede determinar a partir de

$$L \frac{di_{L1}}{dt} + Ri_{L1} + E = \sqrt{2} V_{ac} \sin(\omega t - \pi/6)$$

con las condiciones límite $i_{L2}(\omega t = \pi/2) = I_{L0}$ e

$$i_{L2}(\omega t = 5\pi/2 + \alpha) = I_{L0}.$$

Caso 2: Voltaje de salida discontinuo. Para $\alpha \geq \pi/3$, la forma de onda del voltaje de salida se muestra en la *figural.4*.

Intervalo 1 para $\pi/2 \leq \omega t \leq \pi/6 + \alpha$: conduce el D_m . El voltaje de salida es cero, $v_o = 0$ para $\pi/2 \leq \omega t \leq \pi/6 + \alpha$. La corriente de carga i_{L1} durante el intervalo 1 se puede determinar a partir de

$$L \frac{di_{L1}}{dt} + Ri_{L1} + E = 0$$

con las condiciones límite $i_{L1}(\omega t = \pi/2) = I_{L0}$ e

$$i_{L1}(\omega t = \pi/6 + \alpha) = I_{L1}.$$

Intervalo 2 para $\pi/6 + \alpha \leq \omega t \leq 7\pi/6$: conducen el tiristor T_1 y el diodo D_1 . El voltaje de salida se convierte en :

$$v_o = v_{ac} = \sqrt{2} V_{ac} \sin(\omega t - \pi/6)$$

donde V_{ca} es el voltaje r.m.s. línea a línea de entrada . La corriente de carga i_{L2} en el intervalo 2 se puede determinar a partir de

$$L \frac{di_{L1}}{dt} + Ri_{L1} + E = \sqrt{2} V_{ac} \sin(\omega t - \pi/6)$$

con las condiciones de límite $i_{L2}(\omega t = \pi/2 + \alpha) = I_{L0}$ e

$$i_{L2}(\omega t = 7\pi/2) = I_{L0}.$$

1.4. DIAGNÓSTICO

El módulo de control de velocidad se encontraba con daños severos en su sistema de control, las partes más afectadas son los circuitos de disparo, el circuito de control de ganancia y el circuito de protección.

En el circuito de disparo, una de las fases tenía la mayor parte de sus elementos quemados y algunas pistas averiadas, los cuales fueron reemplazados y reparadas respectivamente.

La tarjeta de regulación, no presentaba daño alguno.

En el circuito de control de ganancia, las pistas de los diodos D4-D5 presentaban daños, las cuales se les dió arreglo de inmediato.

El circuito de protección presentaba daños en todos los diodos de un puente rectificador y varias pistas averiadas.

Todos estos daños en las tarjetas nos hacen presumir dos posibles causas:

- Una conexión errónea en el voltaje de entrada.
- Un cortocircuito en alguna parte del sistema.

1.5. REPARACIONES

Para realizar las reparaciones no se contaba con el propio diagrama electrónico del sistema de control, por lo cual se realizó el seguimiento de pistas para realizar los diagramas de cada una de las tarjetas y también el diagrama de las conexiones entre los circuitos de cada tarjeta y de las líneas de alimentación.

Luego de obtener estos diagramas se procedió a realizar los cambios de los elementos quemados y pistas averiadas.

1.5.1. FALLAS Y AJUSTES.

Después de realizar las reparaciones en las tarjetas, para calibrar se procedió a conectar el módulo a un motor D.C. con una potencia dentro del rango de este control y observar la forma de onda en la salida del convertidor.

Esta forma de onda no presentaba una regulación uniforme en la salida. Recordemos que la regulación es controlada por la tarjeta del circuito de disparo, por lo que se realizó un análisis del circuito para

conocer que elementos intervienen directamente en el disparo y así detectar a los que estaban fallando.

Al estar realizando las calibraciones ocurrió un desperfecto en el módulo de control, por lo cual se desconectó inmediatamente de la línea, se procedió a revisar parte por parte. Comenzando con el convertidor, se probó cada uno de los tiristores y diodos, resultando averiado un tiristor y el diodo de paso libre.

Se revisó cada una de las tarjetas para localizar los daños ocurridos en ellas. La tarjeta de disparos presentaba daños en una de sus fases, en la cual revisamos cada uno de sus elementos. Encontramos algunas resistencias y diodos averiados, y el transformador de pulsos que aísla el circuito de control del circuito de potencia, presentaba un daño en su aislamiento entre secundario y primario.

Este daño en el aislamiento provocó el daño del control de la fase correspondiente y un corto circuito en la salida del convertidor, averiando el tiristor y el diodo de paso libre.

La tarjeta reguladora y la tarjeta de control no resultaron averiadas en sus circuitos debido a este desperfecto.

Se cambiaron el tiristor y el diodo averiados en el convertidor, también las resistencias y diodos en la fase averiada, además se rebobinó el transformador de pulsos. Luego se procedió a realizar las calibraciones.

Para sincronizar los disparos se realizó algunos cambios en las fases de disparo:

1. Colocamos un potenciómetro de 100 K. en lugar de la resistencia R_{32} , con el que se pudo observar los cambios en la señal de salida del convertidor hasta obtener señales iguales y simétricas en cada fase.
2. Se cambiaron los capacitores correspondientes en cada fase a la posición C2 (C10 y C17) , estos cambios mejoraron los disparos pero no producían la sincronización deseada.
3. Luego de sincronizado los disparos se procedió a verificar parámetros de corriente de armadura y revoluciones de motor, esta regulación se hizo en la tarjeta reguladora

1.6.FUNCIONAMIENTO.

Para poner en funcionamiento el control de velocidad, necesitamos que la línea de alimentación esté habilitada y a través del fusible de protección se energiza el circuito de mando. Esto lo podemos verificar en el panel de control, observando la señal de paro encendida (luz roja); también debe estar cerrado el switch (SW1) del regulador de velocidad. Con todos estos detalles a punto, podemos energizar el control de velocidad por medio de la botonera de marcha (luz verde encendida).

Este cierra el circuito que energiza la bobina del contactor trifásico B1, (luz roja apagada); con el cierre de los contactos N.O. se enclava y se mantiene energizado el circuito de mando, también se cierran los contactos principales que energizan al circuito convertidor, mientras que los circuitos del control de disparo siempre se encuentran energizados.

Una vez puesto en funcionamiento todo el circuito, podemos regular la velocidad del motor por medio del potenciómetro principal (control de velocidad) así como controlar y verificar el voltaje y la corriente de

armadura, mediante el voltímetro y amperímetro ubicados en el panel principal.

1.7. LISTA DE ELEMENTOS

Los elementos utilizados en la unidad de disparos son:

R1,R15,R28:	10K
R2,R16,R29:	560 Ω
R3,R17,R30:	1.5K
R4,R41,R42:	2.7K
R5,R22,R35:	330 Ω
R6:	100K//56K
R7,R18,R31:	56 Ω
R8,R20,R33:	1K
R9,R21,R34:	6.8K
R10,R23,R36:	2.2K
R11,R24,R37,R13,R27,R39:	100 Ω
R12,R25,R38:	4.7K



R14,R26,R40:	56Ω/10W
R19:	100K//33K
R32:	270//33K
C1,C9,C16:	10 μF/64V. electrolítico
C2,C17:	0.33 μF/250V cerámico
C3,C6,C11,C14,C18,C21:	2,5 μF cerámico
C4,C12,C19:	24 pF cerámico
C5,C13,C20:	1.5 μF cerámico
C7,C15,C22:	470 pF cerámico
C8,C26,C27:	100 μF/64V electrolítico
C23,C24,C25:	1 μF cerámico
SCR1,SCR2,SCR3:	GEC106B1
T1,T3,T5 :	TRANSISTOR NPN MC141
T2,T4,T6:	TRANSISTOR PNP 2N2905A
TRAFO1,TRAFO2,TRAFO3:	TRANSFORMADOR DE PULSOS
D1 hasta D21:	1N5060



Los elementos utilizados en la unidad reguladora son:

R1:	220 Ω
R2,R3:	1.5K
R6:	78K
R5:	33K
REG. RPM:	470K
REG. INTENS.:	2K
REG. MAX.:	4.7
REG. MIN.:	500 Ω
C1:	250 μ F/50V electrolítico

Los elementos utilizados en la unidad de control de ganancia son:

R1,R2:	820 Ω
R3:	33K
R4:	390 Ω
R5,R6,R7,R11:	10K
R18,R8,R12,R14,R21:	150K

R9,R13,R15,R20,R30:	1K
R16:	4.7K
R17:	330K
R10,R19,R22:	2.2K
P1,P2,P3:	10K
C1,C2:	100 μ F/64V electrolítico
C3:	50 μ F/25V electrolítico
C4,C9:	250 μ F/40V electrolítico
C5,C6,C11:	5 μ F/64V electrolítico
C7 :	1 nF cerámico
C8:	5 μ F cerámico
C13,C14,C15:	1nF cerámico
D1,D2,D3,D6,D7,D10:	1N5060
D4,D5:	1N4001

Los elementos utilizados en la unidad de protección son:

F1,F2,F3:	500 VAC/50A.
F4,F5,F6,F7,F8:	700 VAC/25A.

B1: Máx.600VAC/50A
máx., circuito abierto/45A máx enclavado.

Los elementos utilizados en la unidad de marcha son:

MARCHA:	botonera normalmente abierta
PARO:	botonera normalmente cerrada
SEÑAL DE MARCHA:	Lámpara de 120V
SEÑAL DE PARO:	Lámpara de 120V
AMPERÍMETRO:	100A
VOLTÍMETRO:	300A
POTENCIÓMETRO DE VELOCIDAD:	2.2K/0.107A 10%.
PUENTE RECTIFICADOR:	BYW20/ 220 Volts.

II. CONTROL REGULADOR DE VELOCIDAD PARA MOTORES DC

“MV4200”

2.1. INTRODUCCIÓN

La unidad MV 4200 es un equipo regulador de tiristor para control de velocidad de motores DC con una potencia hasta de 1.2Kw.y 220V en armadura.

Tiene un sistema de regulación, el cuál mantiene constante la velocidad del motor ajustada sin contar con la variaciones de carga, voltajes principal, etc.

El informe está dividido en tres partes A, B, C. Cada parte comienza con una sección teórica, seguido por los ejercicios de laboratorio, los cuales se encuentran en el apéndice.

PARTE A.- Ilustra las características del control de velocidad con diferentes tipos de realimentación en el regulador.

PARTE B.- Ilustra las características dinámicas de la regulación con diferentes reguladores (P, PI) y diferentes ganancias.

PARTE C.- Ilustra la optimización de los sistemas de regulación.

2.2. CONOCIMIENTOS PREVIOS.

PARTE A .- Motores DC

Concepto de realimentación en sistemas de control.

PARTE B.- Característica de los tiristores.

Puentes rectificadores.

Conocimientos previos requeridos en la parte A.

PARTE C.- Concepto de repuesta de paso.

Amplificadores operacionales con realimentación negativa.

Diagrama de Bode

Conocimientos previos requeridos en las partes A y B.

2.3. TEORÍA

2.3.1. ACCIÓN PROPORCIONAL.

Si en el amplificador inversor, en el amplificador no inversor o en el amplificador diferencial tenemos impedancias óhmicas puras, se

obtiene en cada caso un elemento de acción proporcional.(*figura.2.1*).

Las ganancias proporcionales respectivas son

$$V_{R(a)} = R_f / R_o$$

$$V_{R(b)} = 1 + R_f / R_M$$

$$V_{R(c)} = R_f / R_o$$

La función de transferencia de los elementos de acción proporcional no incluye ningún factor dependiente del tiempo. Como se desprende de las expresiones adimensionales anteriores, V_R es simplemente un valor numérico. Por tanto, la función de transferencia correspondiente al amplificador inversor viene dada por

$$F_{R(S)P} = -U_a(S) / \Delta U_o(S) = R_f / R_o = V_{R(a)}$$

La ganancia proporcional V_R de un amplificador inversor o diferencial puede ser mayor, igual o menor que uno según cual sean los valores de R_f y R_o ; la ganancia proporcional V_R de un amplificador no inversor es siempre mayor que uno.

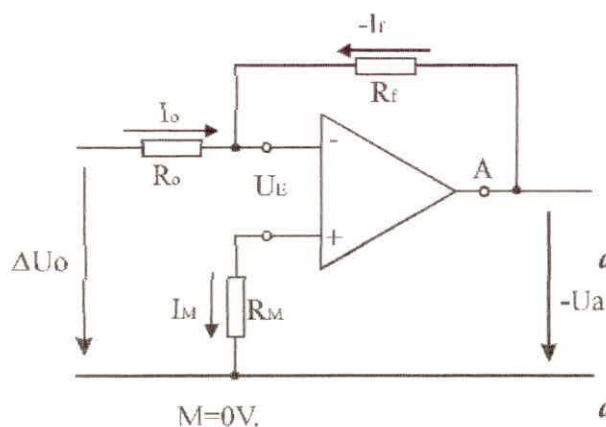
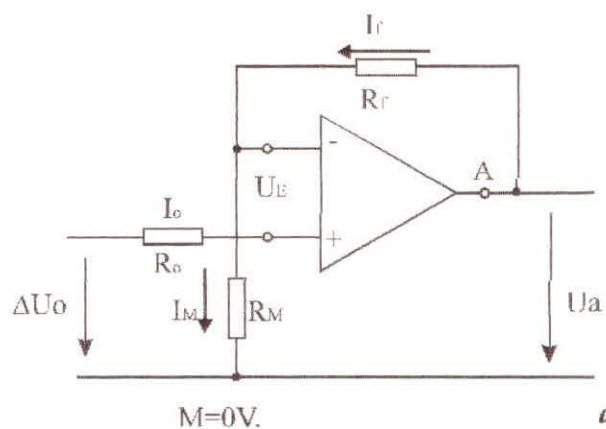
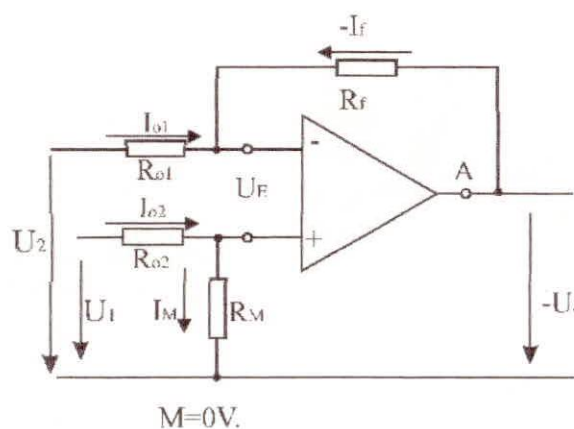


figura 2.1.-Elemento de acción proporcional (controlador P)

a) realizado con un amplificador inversor



b) realizado con un amplificador no Inversor



c) realizado con un amplificador diferencial

$$R_{o1} = R_{o2} = R_o$$

$$R_f = R_M$$

Entre la señal de entrada, es decir, la “señal de error” (ΔU_O), y la señal de salida, es decir, la “variable correctora” (U_a), no hay ningún tipo de retardo (*figura. 2.2*).

Por tanto, la ecuación general en función del tiempo correspondiente al amplificador inversor es

$$-U_a(t) = V_{R(a)} \Delta U_O(t)$$

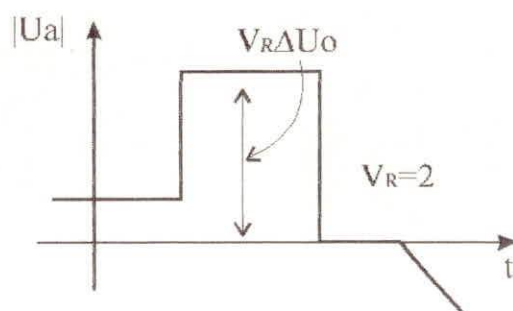
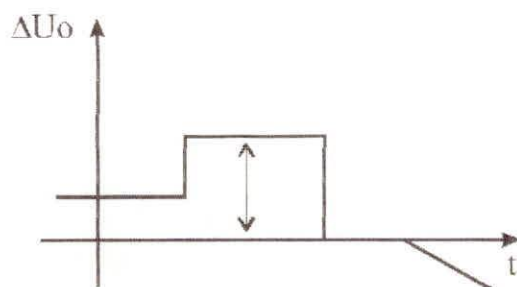


figura 2.2.- Respuesta a un escalón de un elemento de acción proporcional. (La tensión de salida U_a se indica como valor absoluto, pues puede emplearse tanto el montaje inversor como el no inversor)

La respuesta indicial viene dada por

$$f(t)_p = -U_a(t)/\Delta U_0 \Gamma = V_R$$

para la función escalón $\Delta U_0 \Gamma$ correspondiente a la señal de error ΔU_0 .

El controlador de acción proporcional o controlador P es muy rápido, pues responde a cualquier modificación de la señal de error con una variación proporcional inmediata de la variable correctora. Sin embargo, cuando la señal de error es nula - como se pretende que sea en los buenos sistemas de control cuando se alcanza el estado estacionario -, se obtiene también una variable correctora nula. Una variable correctora de este tipo solo puede encontrar aplicación en casos muy particulares.

Este procedimiento se emplea únicamente en los amplificadores inversores. En este caso, se conecta un potenciómetro en la rama en paralelo del circuito de realimentación entre la salida del amplificador operacional y el potencial de referencia M y se conecta la resistencia de realimentación R_f al cursor de dicho potenciómetro. En dicho cursor aparece únicamente una fracción de la tensión que viene dada por la expresión

$$-\alpha U_a = \Delta U_0 (R_f / R_0)$$

en la que α es la relación de división ajustada en el potenciómetro.

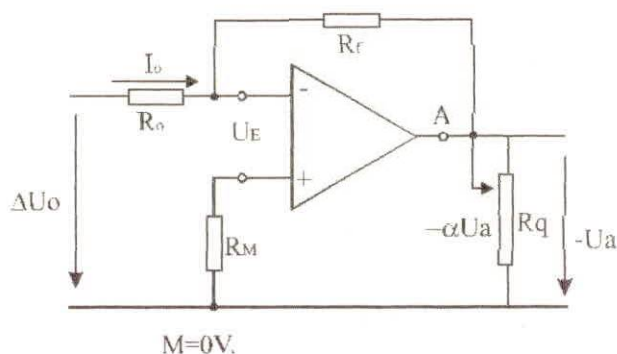


figura 2.3.- Elemento de acción proporcional (controlador P) con ganancia proporcional ajustable

Si R_f/R_0 se designa por V_{R0} , la relación de tensiones puede escribirse como-

$$-U_a/\Delta U_0 = (1/\alpha)V_{R0}$$

La ganancia en función de α es

$$V_{R\alpha} = V_{R0} / \alpha$$

La ganancia $V_{R\alpha}$ aumenta al disminuir la relación de división α .

Conectando una resistencia fija en serie con el potenciómetro por el lado correspondiente al potencial de referencia M, se impide que pueda

llegar a ajustarse una ganancia $V_{R\alpha}$ excesiva.

La resistencia R_q del potenciómetro no es siempre pequeña comparada con la resistencia de realimentación R_f . Por ello, la ecuación debe incluir un factor de corrección. Resulta

$$V_{R\alpha} = V_{R0} / \alpha [1 + (\alpha - \alpha^2) R_q / R_f.]$$

Este factor de corrección es máximo para $\alpha = 0,5$, siendo menor tanto para valores superiores como inferiores de α . Sin embargo, solo tiene importancia cuando la resistencia de realimentación R_f es igual o menor que la resistencia R_q del potenciómetro.

El potenciómetro de ajuste de la ganancia proporcional intercalado en la rama en paralelo del circuito de realimentación puede utilizarse siempre que la rama en serie de dicho circuito incluya una resistencia óhmica.

2.3.2. ACCIÓN PROPORCIONAL E INTEGRAL

El controlador de acción proporcional e integral - el controlador P_i - es el que se utiliza con más frecuencia en los accionamientos y en el

campo de la energía eléctrica. Consideremos en primer lugar el montaje correspondiente al amplificador inversor. La resistencia óhmica existente en el circuito de realimentación da lugar a la acción proporcional (*figura.2.1*). El condensador proporciona la acción integral (*figura. 2.3*). Estos dos elementos combinados en el circuito de realimentación se encargan de generar la acción proporcional e integral (*figura.2.4*).

La función de transferencia será

$$\begin{aligned}
 F_{R(S)PI} &= -U_a(s) / \Delta U_0(s) = (R_f / R_0) + 1/(sR_0C_f) \\
 &= V_R + (1/sT_1) \quad \text{(ecuación 1)} \\
 &= (R_f / R_0)(1 + s R_f C_f) / s R_f C_f \\
 &= V_R + (1/sT_n) / sT_n
 \end{aligned}$$



En esta ecuación aparece el tiempo de acción integral T_n que resulta del circuito de realimentación considerado.

La *ecuación 1*. muestra claramente las dos componentes que incluye la acción proporcional e integral:

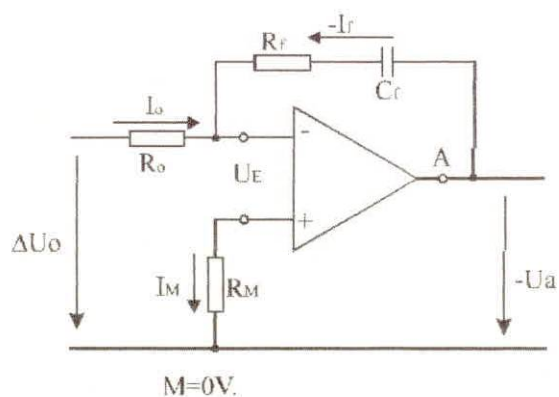


figura2. 4.-Elemento de acción proporcional e integral (controlador PI)
realizado con un amplificador inversor

La componente P con la ganancia proporcional V_R

$$V_R = R_f / R_0$$

y la componente I con la constante de tiempo de acción integral T_1 .

$$1/sT_1 = 1/(sR_0C_f)$$

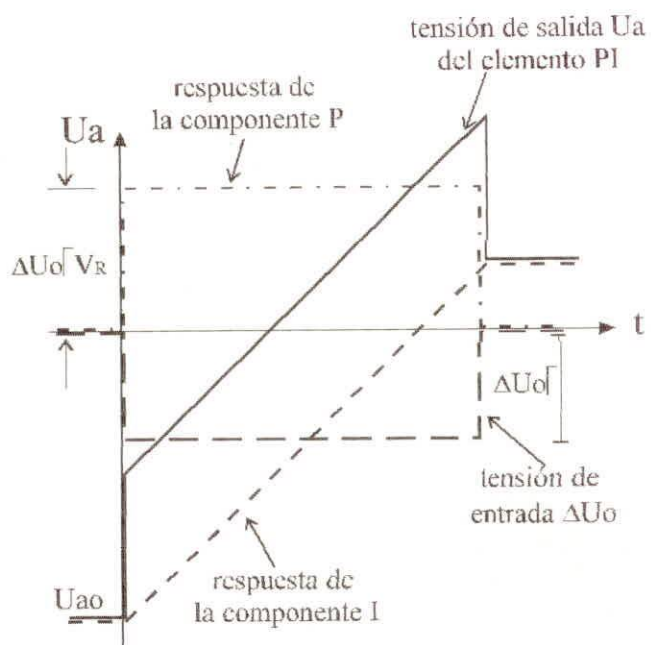


figura 2.5.-Respuesta a un escalón (U_a) correspondiente a un elemento de acción proporcional e integral. En la figura se observa que esta respuesta está formada por la respuesta proporcional y por la respuesta integral que aparecen para una entrada en escalón ΔU_0 de altura $\Delta U_0 \sqrt{}$.

2.4. DESCRIPCIÓN DEL DIAGRAMA DE BLOQUES.

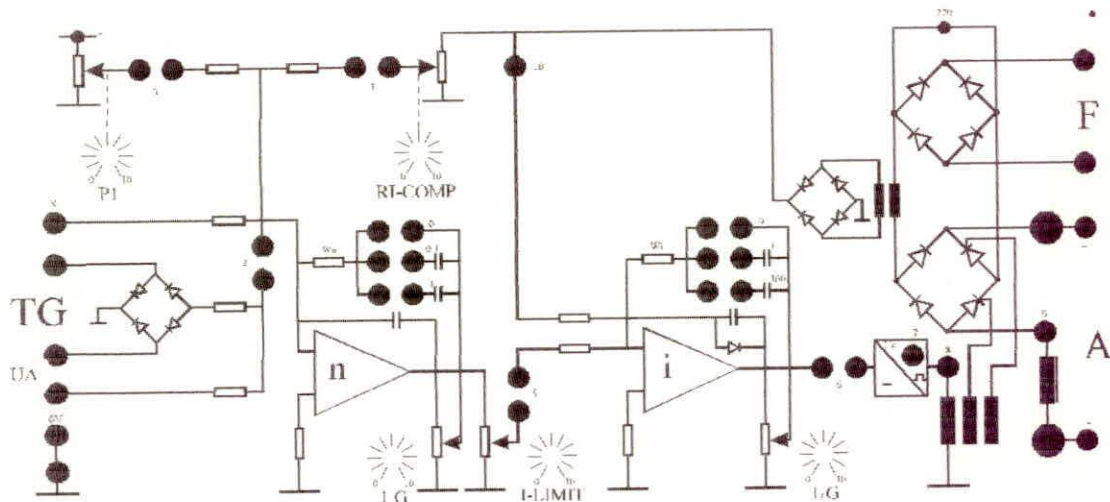


fig.2.6 Esquema del MV4200

La velocidad deseada del motor DC es ajustada con el potenciómetro P1, localizado a la izquierda del diagrama. La velocidad real de rotación del motor es medida con un tacómetro el cual desarrolla un voltaje proporcional a la velocidad.

En el regulador de velocidad "n" este voltaje es comparado con el voltaje del potenciómetro P1 y la diferencia entre ellos actúa sobre el equipo regulador del tiristor, incrementando o decrementando la corriente para el motor.

El regulador de velocidad no es realmente un control directo de velocidad, pero en cambio su voltaje de salida sirve como un valor equivalente deseado $I_{des.}$ para la corriente del motor.

Un transformador de corriente para el MV 4200 desarrolla una corriente secundaria la cual es rectificada, y la caída de voltaje que tenemos luego en el resistor representa el valor actual $I_{act.}$ de la corriente del motor.

I_{des} e $I_{act.}$ son comparados en el regulador de corriente “ i ” y la diferencia entre ellos alimenta al generador de pulsos, el cual envía los disparos de pulsos hacia el tiristor. El regulador de corriente funciona ahora de tal manera que la corriente del motor es suficiente para mantener la velocidad del motor a un valor pre-ajustado.

La ventaja de este arreglo con el regulador de corriente es que uno obtiene una limitación automática de la corriente del motor. El regulador de velocidad tiene un voltaje máximo de salida, por lo tanto resulta en un valor máximo deseado para la corriente, $I_{des.}$

El máximo voltaje de salida del regulador de velocidad puede ser variado con el potenciómetro *I-límite* y uno puede además ajustar una corriente máxima dependiendo de la potencia del motor conectado.

Para evitar usar un tacómetro generador, el voltaje del motor es a veces usado como una medida de velocidad real. Para un motor DC conocemos que $U = E + IR$, donde U es el valor del voltaje del motor, RI es la caída de voltaje en el motor, y E es la f.e.m. inducida en el motor. Como la f.e.m. es proporcional a la velocidad, la caída de voltaje en el motor puede ser compensada además aplicando al regulador de velocidad un voltaje proporcional a la corriente

La característica de regulación puede ser como en la *figura 2.7*.

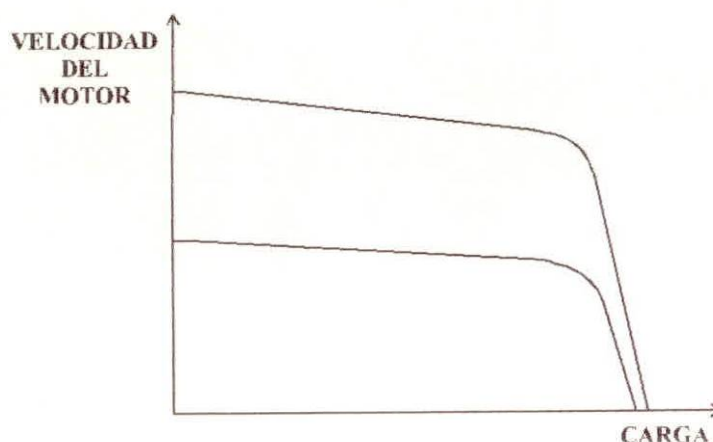


fig2.7. Característica de regulación.

Con el potenciómetro *RI comp.* este voltaje proporciona una magnitud apropiada al motor en particular, esto es llamado *regulación de voltaje del rotor*.

La regulación del voltaje del rotor es menos exacto que la regulación del tacómetro, especialmente por que es dependiente de la temperatura. Cuando la temperatura del motor cambia, la resistencia en el devanado de campo cambiará. La corriente a través del devanado de campo, y también el campo magnético (ϕ), cambiarán.

Mientras la f.e.m. inducida en el motor es dependiente del campo magnético ($E=K \phi n$), éste afectará la velocidad.

2.5. GANANCIA.

Estudiemos el diagrama de bloque muy simplificado de un motor de velocidad controlada.

La señal de entrada al regulador es la diferencia entre el valor actual y el valor deseado.

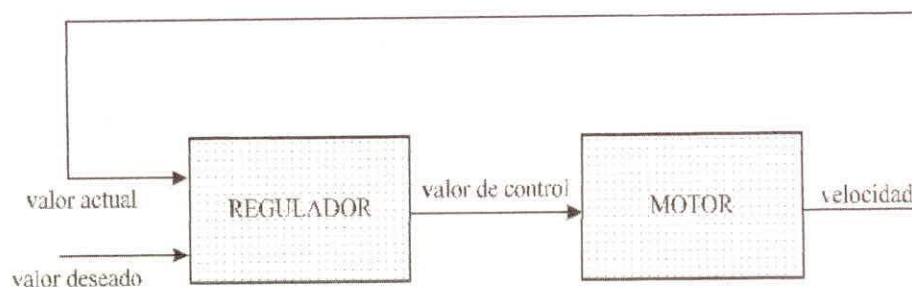


fig2.8 Diagrama de bloques simplificado.

La señal de salida del regulador es el valor el cual controla el motor (voltaje del rotor).

Se dice que el motor está inactivo a una velocidad dada. Cuando esto sucede con carga, un valor significativo de control es requerido por el motor para continuar funcionando a la misma velocidad. Pero un valor mayor de control requiere una gran diferencia entre el valor deseado y el valor actual.

Si uno asume que el valor deseado no cambia, el valor actual entonces deberá ser reducido, por lo tanto, la velocidad del motor es reducida.

Si la ganancia en el regulador puede ser incrementada, una pequeña diferencia entre el valor actual y el valor deseado es necesario para alcanzar el valor de control necesario.

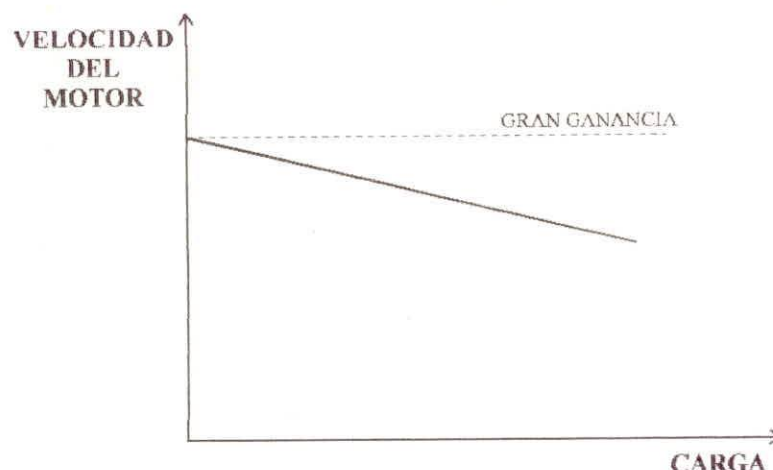


fig.2.9 Gráfico de ganancia

Si la ganancia del regulador se hace demasiado grande, se origina una auto-oscilación.

El regulador puede, no obstante, diseñarse para producir altas ganancia para bajas frecuencias, pero pequeñas ganancias para elevadas frecuencias producen auto-oscilación.

2.5. DESCRIPCIÓN DEL PUENTE DE TIRISTORES.

El equipo regulador de tiristores es conocido como puente semicontrolado de una fase.

Esto significa que sólo dos tiristores son usados de los cuatro rectificadores conectados del puente.

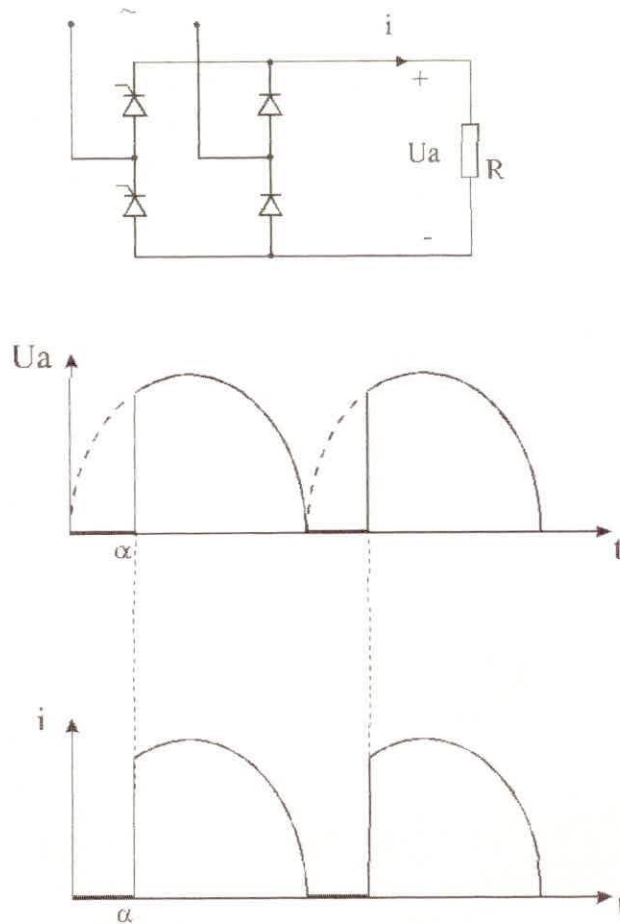
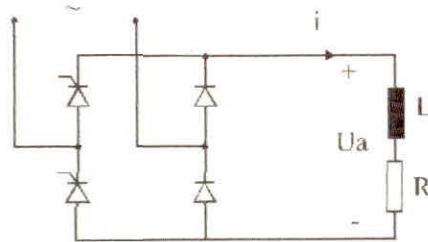


fig2.10

Con una carga inductiva desfasará la corriente, tanto que el rectificador continuará conduciendo la corriente aunque el voltaje V_a haya llegado a valores negativos. Durante esta parte del período ese es el voltaje inducido en la inductancia que maneja la corriente.

La característica es la siguiente:



ESPOL
1959
ESCUELA SUPERIOR
POLITÉCNICA DEL LITORAL
Biblioteca Central

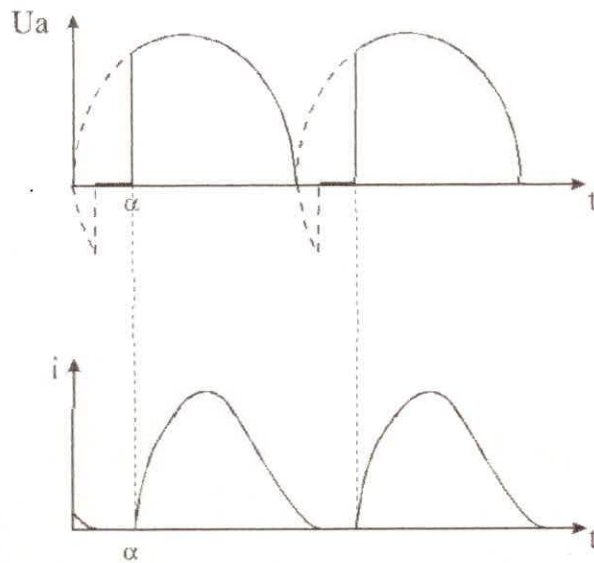


fig.2.11

Ahora el voltaje del rotor no puede llegar a ser negativo cuando los dos diodos estén conduciendo.

La corriente de este modo pasará a través de los dos diodos durante una parte del período, y el voltaje V_a no será más negativo que el requerido para mantener los diodos conduciendo.

Esto es llamado “paso-libre” de la corriente a través de los diodos.

Muchos otros circuitos de control con tiristores deberán contener un diodo de “paso libre”.

El paso libre da como resultado una menor variación de salida DC.

Con una carga inductiva suficientemente alta , la corriente nunca caerá a cero.

Esto es llamado operación de corriente continua o carga conectada.

Las figuras siguientes muestran la corriente y el voltaje para operación de corriente continua y paso libre.

Si el equipo regulador de tiristores es cargado con un motor DC, los tiristores pueden ser encendidos sólo durante la parte del período , cuando el valor instantáneo del voltaje AC es mayor que la f.e.m. inducida en el motor (durante el tiempo cuando el voltaje que cruza el tiristor es positivo).

Entonces las características serán:

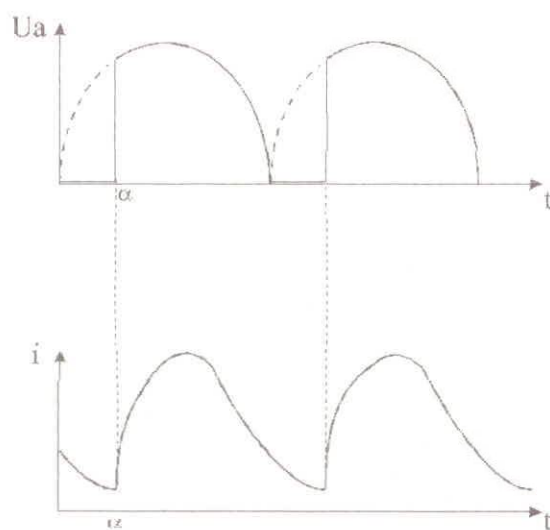


fig.2.12

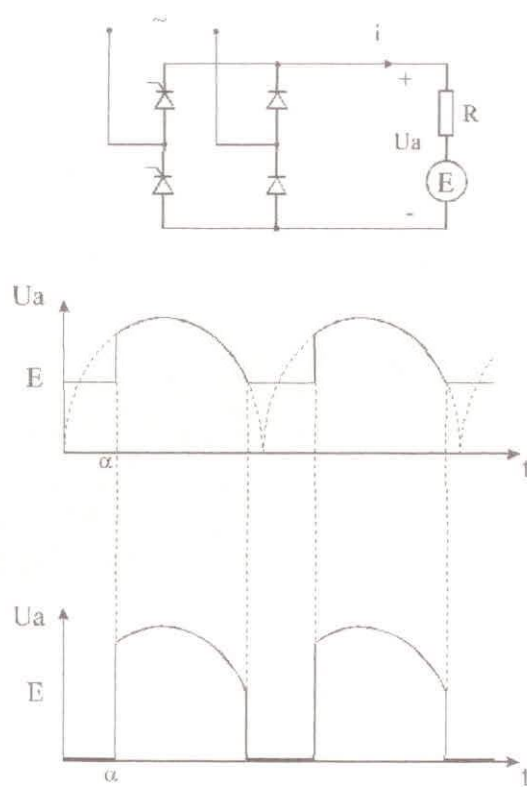


fig.2.13

El tiristor desciende a un ángulo alfa y es apagado cuando $U=E$.

Debido a la inductancia, por eso la corriente caerá a cero por un tiempo después de $U=E$. Los tiristores de este modo, se apagan después

Puesto que el circuito rotor del motor contiene una inductancia, habrá una fase retrasada en la corriente y las características serán.

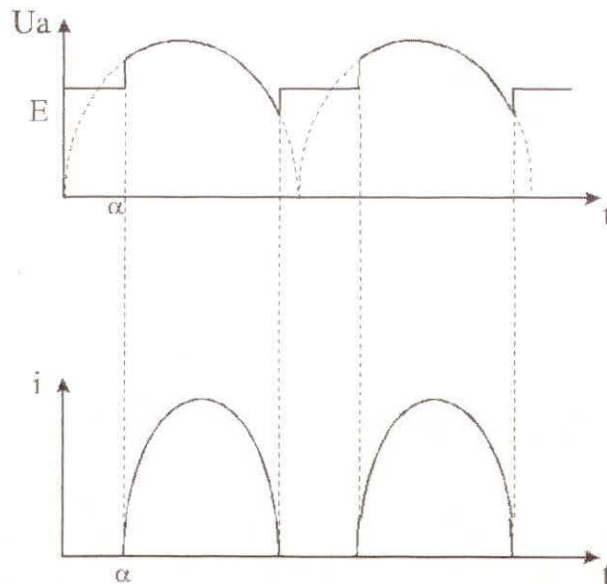


fig.2.14

Con una inductancia grande en el circuito rotor la corriente llegará a cero solamente después que el voltaje ha llegado a cero. El tiristor es apagado cuando el voltaje ha llegado a cero y la corriente “paso libre” a través de los diodos.

Características:

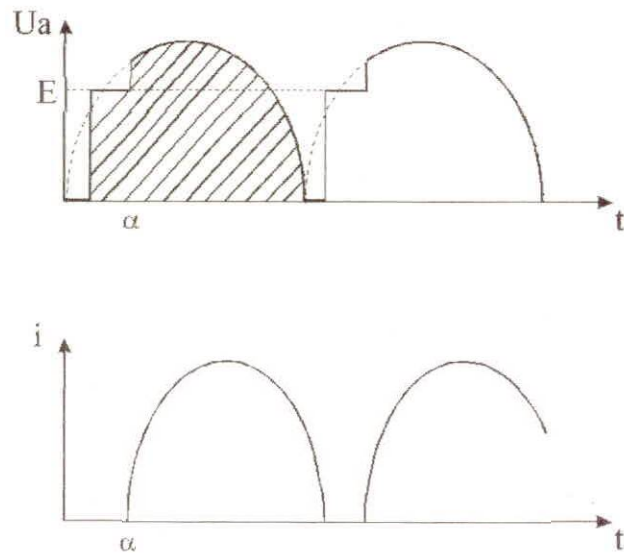


fig.2.15

La velocidad del motor depende del valor medio de U_a , por lo tanto es el área sombreada, de la figura anterior.

Cuando la carga en el motor se incrementa, el valor medio de la corriente se incrementa.

Esto implica también que el tiempo cuando la corriente es cero, disminuye, así también el valor medio de U_a . Consecuentemente ambas velocidades y la f.e.m. del motor, disminuye.

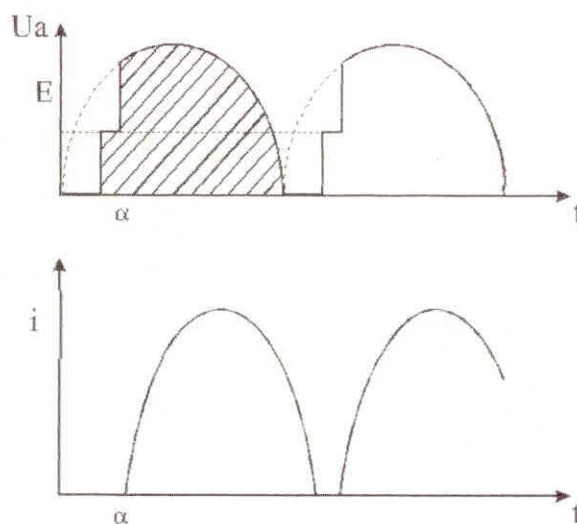


fig.2.16

Cuando la carga se incrementa aún más todavía, la corriente será continua. El valor medio de U_a , entonces llegará a ser independiente de la corriente. En corriente continua, acordando, la velocidad no depende de la corriente.

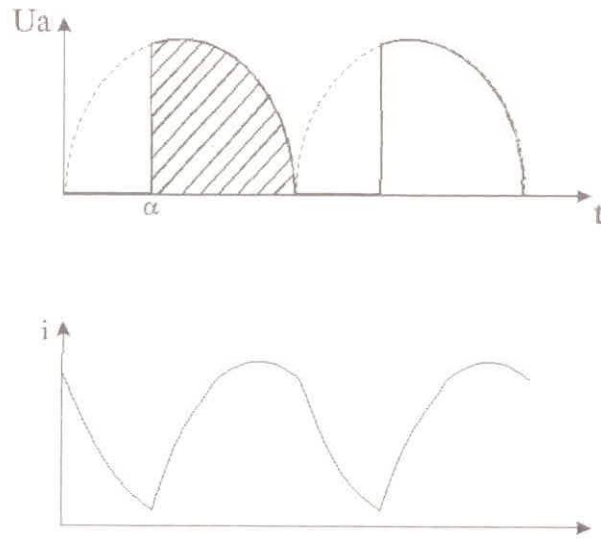


fig.2.17

Un futuro incremento de la corriente no altera las características de voltaje.

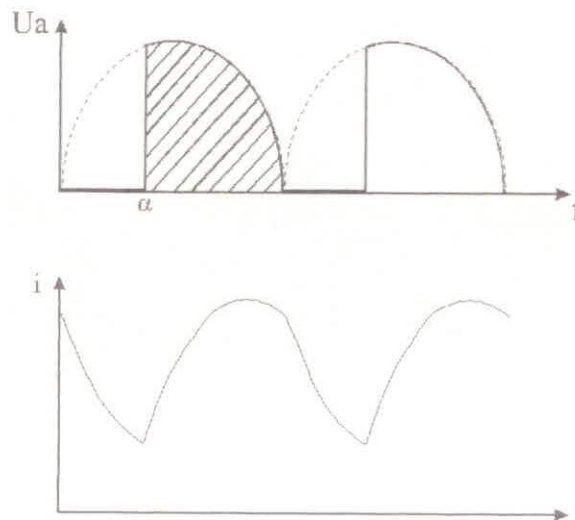


fig.2.18

En la práctica se hace un esfuerzo para mantener la variación de la corriente tan pequeña como sea posible. Por esta razón un inductor es conectado en el circuito del rotor del MV 4200.

2.6. DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS.

El circuito del generador de pulso es el siguiente:

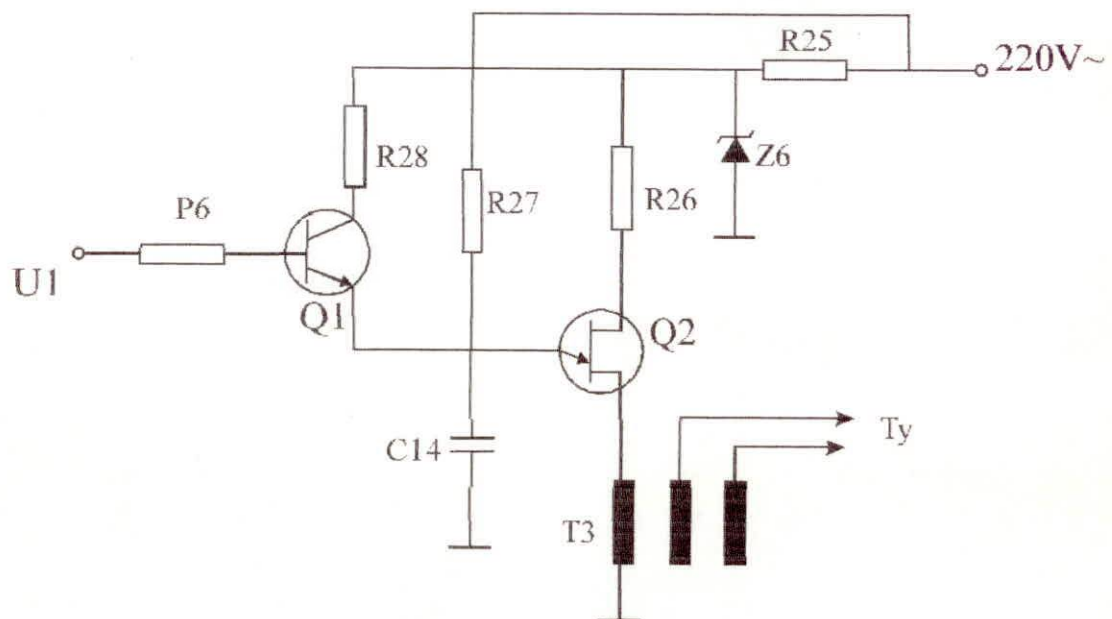


fig.2.19 Circuito generador de pulsos.

Como vemos en el diodo ordinario de base doble Q1 con su capacitor en el emisor (C14), el cuál es cargado hasta que el diodo de base el

doble empieza a conducir y entrega un disparo de pulso para los tiristores mediante el transformador T3.

El diodo de base de doble es alimentado con el diodo zener (Z6) estabilizador del voltaje principal vía R25 de manera que los disparos de pulsos puedan ser sincronizados con el voltaje principal.

La carga de C14 difiere en algo del procedimiento usual. El capacitor es cargado de dos maneras P6 es conectado al voltaje de entrada (U_i) del regulador de corriente y al comienzo de cada medio ciclo C14 es rápidamente cargado a este voltaje. Luego la carga continua con el voltaje principal vía R27

Característica:

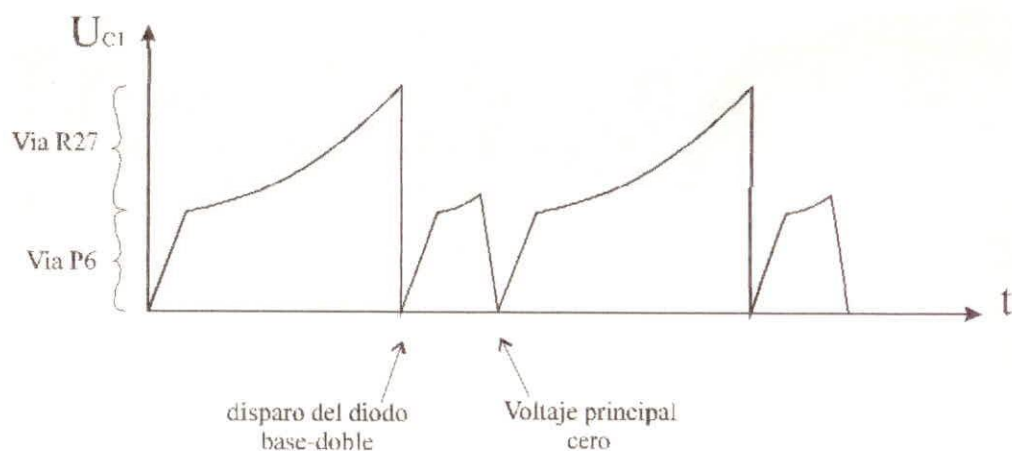


fig.2.20

Cuando R27 es conectado al voltaje principal en vez del alto voltaje del diodo zener, hay una relación lineal entre el voltaje de entrada y el voltaje del tiristor. De otro modo el ángulo de disparo puede ser proporcional al voltaje de entrada.

2.7. DESCRIPCIÓN DE LA REGULACIÓN DE CORRIENTE.

La magnitud real de la corriente es medida en el MV 4200 con un transformador de corriente en el lado de AC del equipo de regulación de tiristor. La corriente del secundario en este transformador pasa a través del resistor R10. El voltaje que pasa el resistor es rectificado y filtrado (R11, C10) y el valor DC resultante representa el valor actual de la corriente en el regulador de corriente.

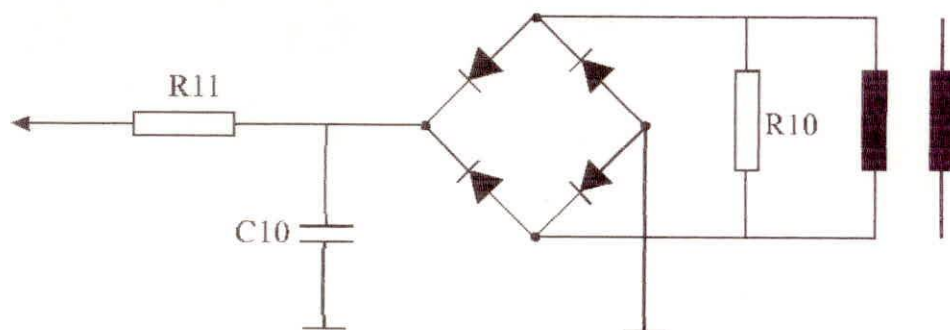


fig.2.21 Realimentación al regulador de corriente.

Este arreglo es común debido a su simplicidad, pero tiene dos grandes defectos.

La corriente es directa, la cual no es la que se desea medir, en algunos casos "paso-libre" a través de los diodos. Esto significa que la corriente no es la misma en los lados DC y AC del equipo.

Otro defecto surge en la rectificación y el filtrado. El voltaje DC es proporcional al valor pico AC, pero uno desea medir el valor r.m.s. de la corriente puesto que este es más dañino para el motor.

El valor actual de la corriente es comparado con el valor deseado. El amplificador operacional forma la diferencia entre los dos voltajes, y esta diferencia es conectada al generador de pulsos.

Para obtener una corriente de motor dada, un cierto voltaje de salida se necesita desde el amplificador operacional; pero para obtener un voltaje de salida, se requiere un voltaje de entrada, por ejemplo; una diferencia entre el valor actual y el deseado, las grandes ganancias en el amplificador operacional, y la pequeña entrada de voltaje son requeridas. Esto significa que con alta ganancia el valor actual mejorará siguiendo el valor deseado por lo tanto la precisión es mayor.

con muy alta ganancia, sin embargo ocurre auto-oscilaciones. Conectando los capacitores en el amplificador operacional dentro del circuito, obtenemos un regulador PI, por ejemplo la ganancia es alcanzada solamente en bajas frecuencias en las cuales no ocurren auto-oscilaciones.

2.8. DESCRIPCIÓN DE LA REGULACIÓN DE LA VELOCIDAD.

Ajuste la velocidad deseada con el potenciómetro P1. El valor actual de la velocidad puede ser medida de dos formas, con un tacómetro o por medio del voltaje del rotor.

El regulador de velocidad consiste de un amplificador operacional del mismo tipo que el regulador de corriente.

La señal de salida del regulador de velocidad va al regulador de corriente y así fijar el valor deseado de la corriente. Esto significa que el valor deseado de la corriente tiene un máximo, llamado el voltaje de salida máximo del amplificador operacional en el regulador de velocidad.

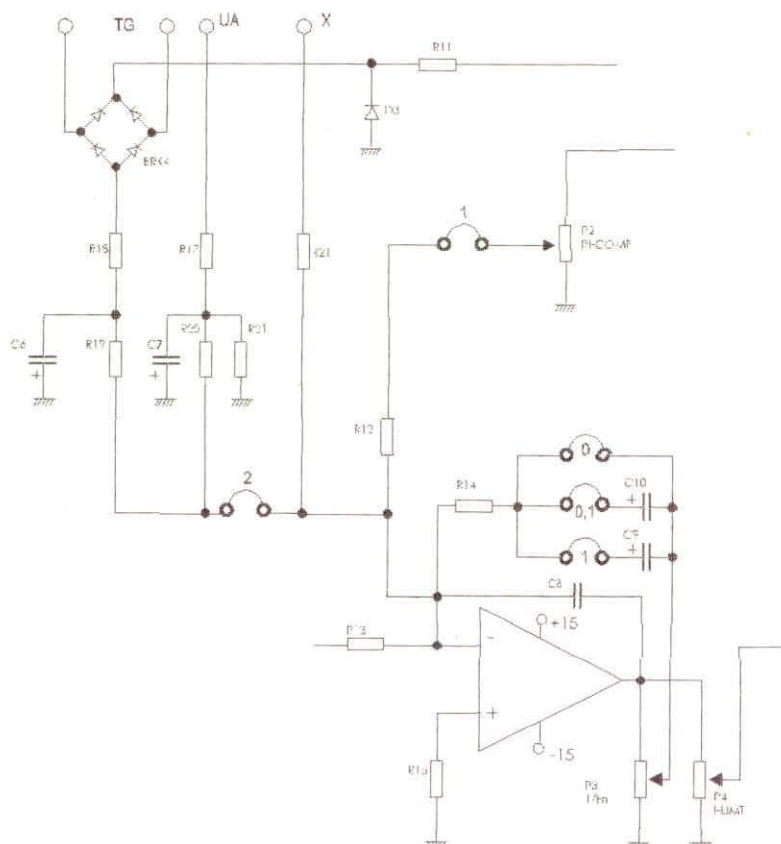


figura 2.22.-Circuito de realimentación de velocidad

Este actúa como una limitación de corriente y uno puede prevenir una sobrecarga del motor.

Con el potenciómetro I_{limt} uno puede ajustar diferentes voltajes máximos de salida desde el regulador de velocidad, y así diferentes corrientes máximas del motor.



Biblioteca Central

2.9. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA.

La relación entre el tiempo de proceso de las magnitudes de entrada y salida en un sistema de control es denominada su función de transferencia.

Las funciones de transferencia son usadas para investigar la estabilidad de los sistemas de control en su análisis y síntesis. Pueden ser descritos en diferente maneras.

En esta conexión las características de frecuencias, también llamada diagrama de Bode, puede ser usado.

Un diagrama de Bode muestra la amplitud de radio y la diferencia de fase entre las magnitudes de entrada y salida para diferentes frecuencias y señales senoidales.

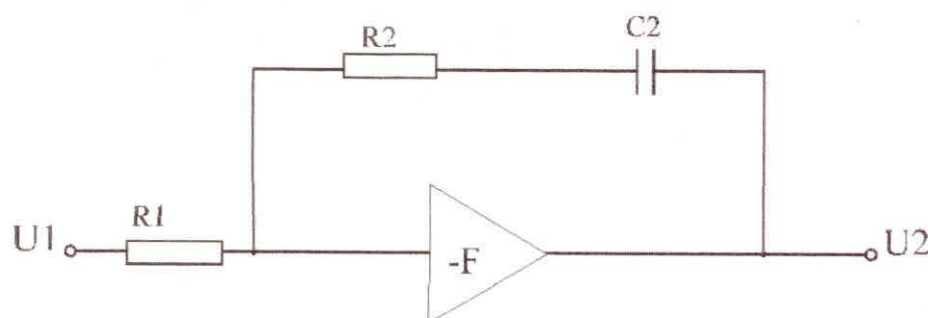


fig2.23 Regulador PI

Un amplificador operacional conectado como regulador PI (*figura 2.23*)

La función de transferencia es

$$G=U_2/U_1 = -(Z_2/Z_1) = -R_2(1+1/j\omega R_2 C_2)/R_1$$

Para graficar las características de las amplitudes del radio $|G|$ y la diferencia de fase φ , son utilizadas coordenadas con escalas logarítmicas. En el ejemplo anterior, con valores de los elementos de $R_1=100K\Omega$, $R_2=100K\Omega$, $C_2=10\mu F$

$$G= -1(1+1/j\omega.1)$$

2.9.1. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA PARA LA REGULACIÓN DE CORRIENTE

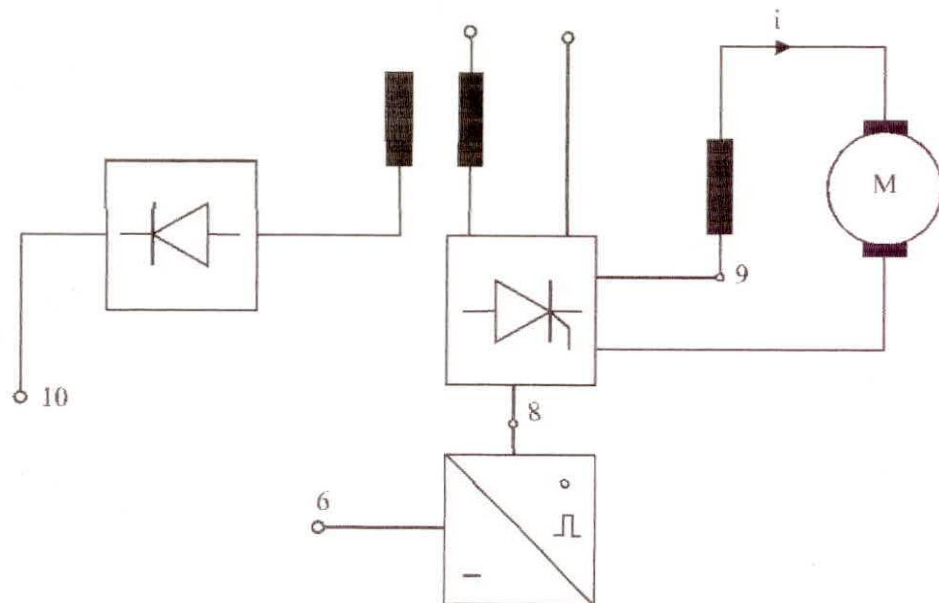


figura.2.24. Diagrama de bloques de la unidad usada en la regulación de corriente abierta.

Un voltaje máximo (10V.) en el generador de pulso produce un voltaje máximo en el motor (200V.)

La función de transferencia será entonces.

$$G_{thy} = 200 / 10 = 20$$

El equipo de regulación de tiristores también da un alza para un tiempo muerto. Como máximo puede suceder que al comienzo de un

Biblioteca Central

medio ciclo del voltaje principal el generador de pulsos es instruido a cambiar el voltaje DC de máximo a mínimo, por ejemplo que el tiristor sea disparado solamente al final del medio ciclo aunque ya esté disparado.

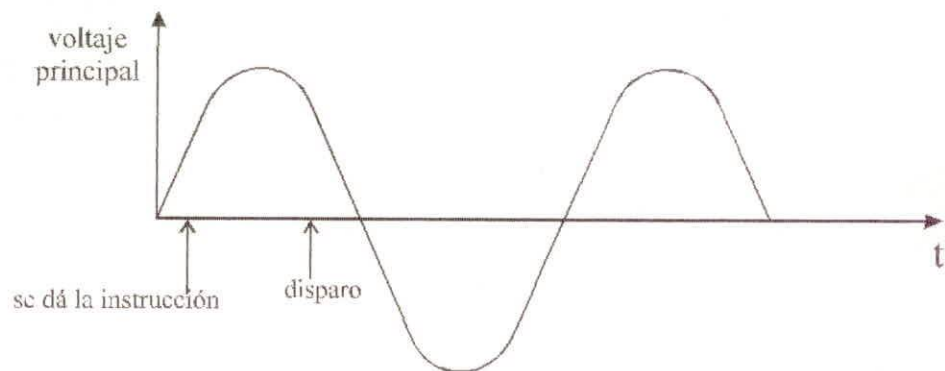


fig.2.25

El generador de pulsos puede entonces no ejecutar la orden hasta un medio ciclo después. Esto se aplica en el peor de los casos.

Esto puede ser expresado diciendo que el generador de pulsos contiene un tiempo muerto de $\frac{1}{2} * \frac{1}{50} \text{ s} = 10\text{ms}$.

En el análisis de frecuencia este tiempo muerto corresponde a un cambio de fase.

A una frecuencia de 1Hz., por ejemplo, 10ms corresponde a

$$(10 * 10^{-3}) * 360^\circ / 1 = 3.6^\circ \text{ y a } 10\text{Hz para } (10 * 10^{-3} * 360^\circ) / (1/10) = 36^\circ.$$

El motor DC no tiene tiempo para cambiar su velocidad a las altas frecuencias concernientes en el análisis de frecuencias de la regulación de corriente. El motor puede entonces del todo ser reemplazado por la resistencia y la inductancia del circuito rotor.

$$U = R i + j \omega L i$$

La función de transferencia para el motor $G_M = i/U = 1/(1+j\omega L)$

Como ejemplo podemos tomar un motor con $R=3.0\Omega$ y $L=20\text{mH}$.

La formación interna de un alisador de CA 3000 A tiene $L=100\text{mH}$.

$$G_M = 1 / (3 + j\omega 120 \cdot 10^{-3}) = (1 / 3) 1 / (1 + j\omega * 0.04)$$

el cuál, es simplificado a través de las asíntotas.

La fuente de corriente produce cerca de 0.5 V por amperio de la corriente del motor y contiene un filtro con $R= 68 \text{ Kohms}$ y $C=25 \mu\text{F}$, de donde se puede describir.

$$G_F = 0.5 / (1 + j\omega RC) = 0.5 / (1 + j\omega 1.7)$$

La función de transferencia para la regulación de corriente es el producto de esos tres términos (G_{Ty} , G_M , y G_F).

$$G_I = 20(1/3)1 / ((1+j\omega 0.04)(0.5 / 1+j\omega 1.7))$$

En el diagrama de Bode la relación de amplitud del producto es formado por la suma de las curvas, mientras que el eje G tiene graduación logarítmica. Note que $G=1$ es la línea cero en la sumatoria ($\log 1 = 0$). El ángulo de fase del producto es obtenido por la suma de los ángulos de fase de las curvas.

¿Cómo, entonces, puede diseñarse un amplificador operacional?

A muy alta ganancia da origen a auto-oscilaciones. Esto ocurre cuando el cambio de fase en el sistema abierto es de -180° . En el gráfico se puede apreciar desde la característica del ángulo de fase que esto ocurre a una frecuencia de $\omega = 50$. A esta frecuencia el radio de amplitud será menor que 1 de manera que se previene la auto-oscilación.

El margen de fase es introducido como un margen de seguridad. Con un margen de 60° , por ejemplo, uno lee el radio de amplitud en vez de la diferencia de fase $-180^\circ + 60^\circ = -120^\circ$. En el gráfico esto ocurre a una frecuencia de $\omega = 10$ y el radio de amplitud es entonces $G = 0.2$.

La ganancia del amplificador operacional puede así ser elegido para $1 / 0.2 = 5$.

Si el amplificador operacional va a ser conectado como regulador PI, se debe recordar que esto puede afectar además la diferencia de fase en el sistema. En el gráfico logarítmico 1 se ve que el regulador PI causa una diferencia de fase negativa a bajas frecuencias. (-180° , el cuál es la diferencia de fase normal para un amplificador operacional). De manera que este no tiene un efecto a la frecuencia a la cuál existe riesgo de auto-oscilación, una buena solución es poner la "frecuencia de corte" ($G=1.41$) del regulador PI a lo mínimo una década debajo de la frecuencia de auto-oscilación.

En este caso $\omega_i = 10 / 110 = 11.0$.

Conclusión: Un ajuste satisfactorio del regulador de corriente es $G_i=5$ y $\omega_i=1$.

2.9.2 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA PARA LA REGULACIÓN DE VELOCIDAD.

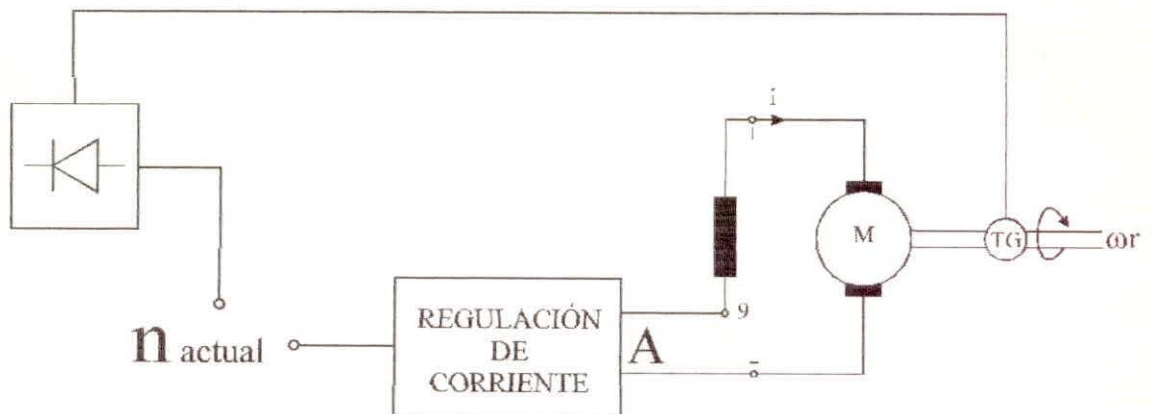


figura.2.26 Diagrama de bloques de la unidad usada en la regulación de velocidad

Para todas las frecuencias de interés, para la estabilidad de la regulación de velocidad, la regulación de corriente, la cuál está cerrada con un regulador PI, tiene la función de transferencia $G_i = 1$.

La función de transferencia del motor depende de su momento de inercia J y de su carga. El medidor de torque eléctrico usado en este ejercicio da un torque el cuál es proporcional a la velocidad ($M = B \cdot \omega_r$). El aumento del torque depende de la corriente del motor ($M = A \cdot i$). Como el aumento y el freno del torque son iguales, entonces

$$M = A i = B \omega r + j\omega \omega r J$$

De esto se obtiene la función de transferencia para el motor:

$$G_M = \omega r / i = A / (B + j\omega J) = (A / B) / (1 + j\omega J / B)$$

A manera de ejemplo podemos tomar un motor con $A = 1$ y $J = 0.1$.

B depende del ajuste del medidor de torque y puede variar entre 0.01 y 0.1.

El caso más difícil desde el aspecto de estabilidad es un pequeño valor de B . Asumamos $B = 0.01$.

$$G_M = (1 / 0.01) / (1 + (0.1 / j\omega 0.01)) = 100 / (1 + j\omega 10)$$

La medición de la velocidad da 10V. a 1000 r.p.m.

$$G = u / \omega r = 10 / (2\pi * 1000) / 60 = 0.1.$$

Además contiene un filtro con $R = 56 // 68 = 30.7 \text{Kohms}$, $C = 2.5 \mu\text{F}$.

$$G_\omega = 0.1 / (1 + j\omega RC) = 0.1 / (1 + j\omega 0.08)$$

La función de transferencia para la regulación de velocidad abierta es el producto de estos tres términos:

$$G_n = G_i * G_M * G_\omega = 1 * 100 / (1 + j\omega 10) * 0.1 / (1 + j\omega 0.08)$$

$$= 10/(1+j\omega 10)(1+j\omega 0.08)$$

Esta función de transferencia la graficamos en la figura siguiente.

Con un margen de fase de 60° la frecuencia es de $\omega = 5$ rad/s y el radio de amplitud $|G| = 0.2$. En la misma forma como para la regulación de la corriente un apropiado ajuste es obtenido por el regulador PI con: $G_n = 5$ y $\omega_n = 0.1$.

III. REGULADOR DE VELOCIDAD EN MOTOR DE EXTRUSORA

“COVEX”

3.1. INTRODUCCIÓN.

La extrusora COVEX es utilizada en la industria de procesos plásticos, conociendo como extrusión el proceso de calentar la materia prima del plástico hasta llevarlo a un estado pastoso, para luego formar el producto elaborado

Este informe está enfocado al análisis electrónico y de control de la extrusora y se dejará a un lado el funcionamiento mecánico, siendo este explicado en sus partes puntuales cuando sea necesario.

3.2. ASPECTOS GENERALES.

El motor principal DC de la extrusora COVEX posee una potencia de 15C.V., con una velocidad de 2000 R.P.M., a 440V. y 20A. El circuito fuerza posee un convertidor trifásico semicontrolado AC/DC, que alimenta a los tiristores.

En términos generales el diagrama simplificado de bloques representa el control del motor.

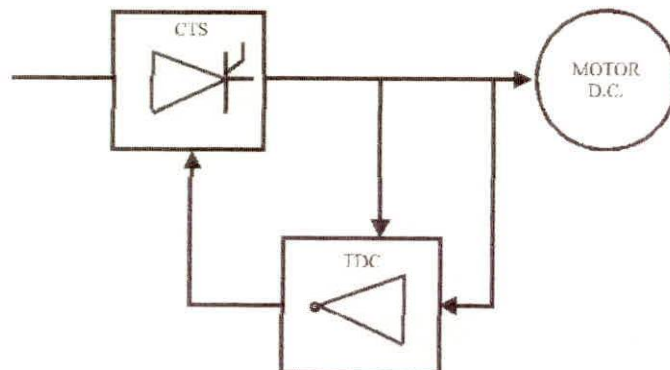


Fig.3.1. Diagrama de Bloques simplificado

Las funciones de los bloques son :

Convertidor trifásico semicontrolado

La función del CTS (Convertidor Trifásico Semicontrolado) es transformar la señal trifásica de entrada a una señal D.C.

Tarjeta de control

La TDC (Tarjeta de Control Electrónico) suministra pulsos al CTS y los regula en respuesta a las variaciones de voltajes y corrientes requeridos.

Note la doble realimentación de la tarjeta electrónica, esta es debido a que el sistema tiene realimentación por voltaje y realimentación por corriente.

Un diagrama más detallado del circuito eléctrico se presenta en la *figura.3.2*.

Nótese que la realimentación por corriente la hace a través de un Shunt, es decir existe un nivel de voltaje por cada valor de corriente.

Adicionalmente el sistema tiene un ventilador del motor principal y el campo del motor principal, el cual es energizado por la simple rectificación de la tensión de entrada.

3.3. TEORÍA DE CONVERTIDORES TRIFÁSICOS SEMICONTROLADOS.

3.3.1. MONTAJES SEMICONTROLADOS

Hay q diodos y q tiristores. Normalmente los tiristores se conectan con los cátodos comunes y los diodos con los ánodos comunes. El montaje está compuesto por uno de media onda controlado y por otro de media onda no controlado.

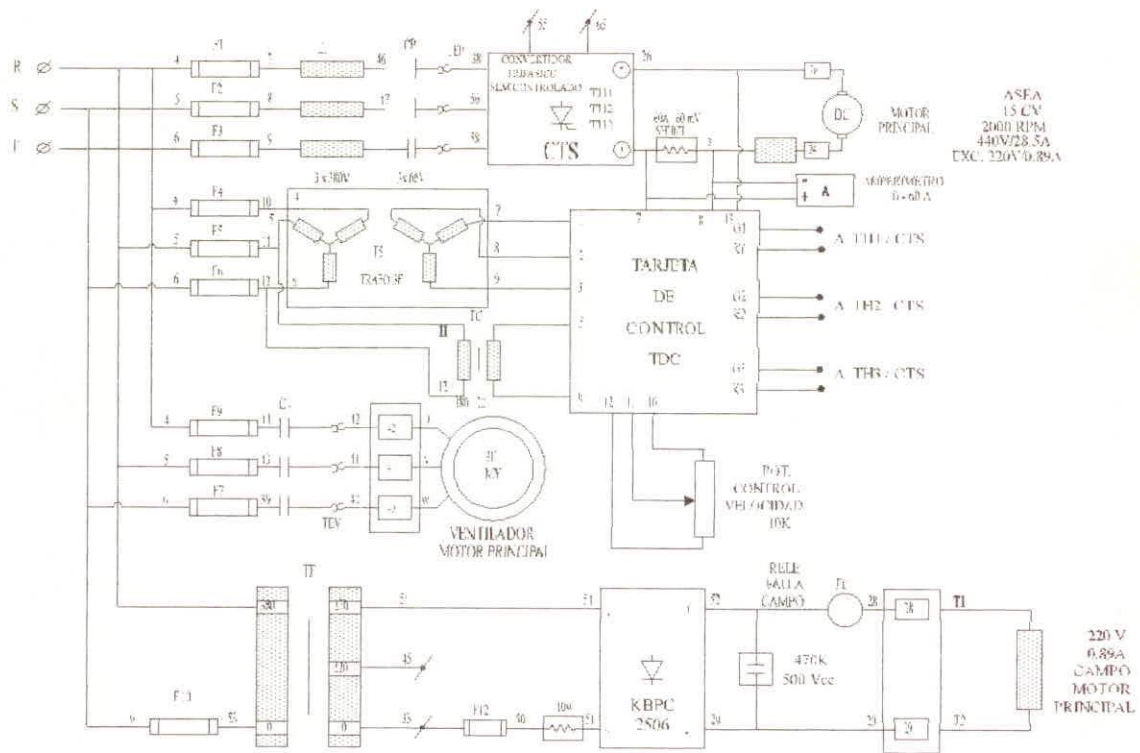


figura 3.2. Diagrama general de control

Se sabe que variando α de cero a π la tensión de salida varía de U_{m-max} a cero. El montaje no es reversible; no puede funcionar como inversor no autónomo.

Para $\alpha < \pi - 2\pi/q$ es $u > 0$, y para $\alpha > \pi - 2\pi/q$ hay intervalos en que $u=0$, durante los cuales conducen el tiristor y el diodo de una misma fase. La carga está cortocircuitada a través de ambos y su intensidad sigue circulando forzada por la inductancia.

Biblioteca Central

Las tensiones de pico en los tiristores y los diodos tienen el mismo valor que para los montajes de onda completa con secundario en estrella no controlados.

Como cada semiconductor conduce la intensidad I durante un tiempo T/q los valores característicos de su intensidad son idénticos a los del montaje no controlado.

Para $\alpha < \pi - 2\pi/q$ por cada devanado secundario circula la corriente I cuando conduce el tiristor y la corriente $-I$ cuando conduce el diodo. Su valor eficaz es

$$I_{SEC} = I \sqrt{2/q}$$

y el factor de potencia disminuye a la misma proporción que la tensión de salida

$$f_{SEC} = 2/\pi \sqrt{q} \text{ Sen } \pi/q (1 + \text{Cos } \alpha)/2$$

Para $\alpha > \pi - 2\pi/q$ cada secundario no conduce cuando lo hacen a la vez su tiristor y su diodo correspondiente. Por el secundario circula la corriente I durante un tiempo $(\pi - \alpha)/\omega$ y la corriente $-I$ durante otro tiempo igual. El valor eficaz es

$$I_{SEC} = I \sqrt{[(\pi - \alpha) / \pi]}$$

y el factor de potencia del caso anterior debe ser multiplicado por

$$I \sqrt{2/q} / I \sqrt{[(\pi - \alpha) / \pi]}$$

El factor de potencia es ahora

$$f_{SEC} = \sqrt{2} / \pi \sqrt{[\pi / (\pi - \alpha)]} \text{ Sen } (\pi/q) (1 + \text{Cos } \alpha)$$

Se observa que el f_{sec} es mayor en los montajes semicontrolados que en los totalmente controlados, lo que constituye sin duda una ventaja de aquellos sobre éstos.

Además, como la intensidad en el secundario del transformador disminuye, también disminuyen las intensidades primarias y, consecuentemente, las pérdidas en el cobre. Por lo tanto, el rendimiento aumenta. Por todo ello, *los montajes semicontrolados* se emplean más que los *totalmente controlados*, cuando no es necesario el funcionamiento como inversor. Por otra parte, el sustituir q tiristores por q diodos simplifica el circuito de mando y hace que el conjunto sea más fiable y barato.

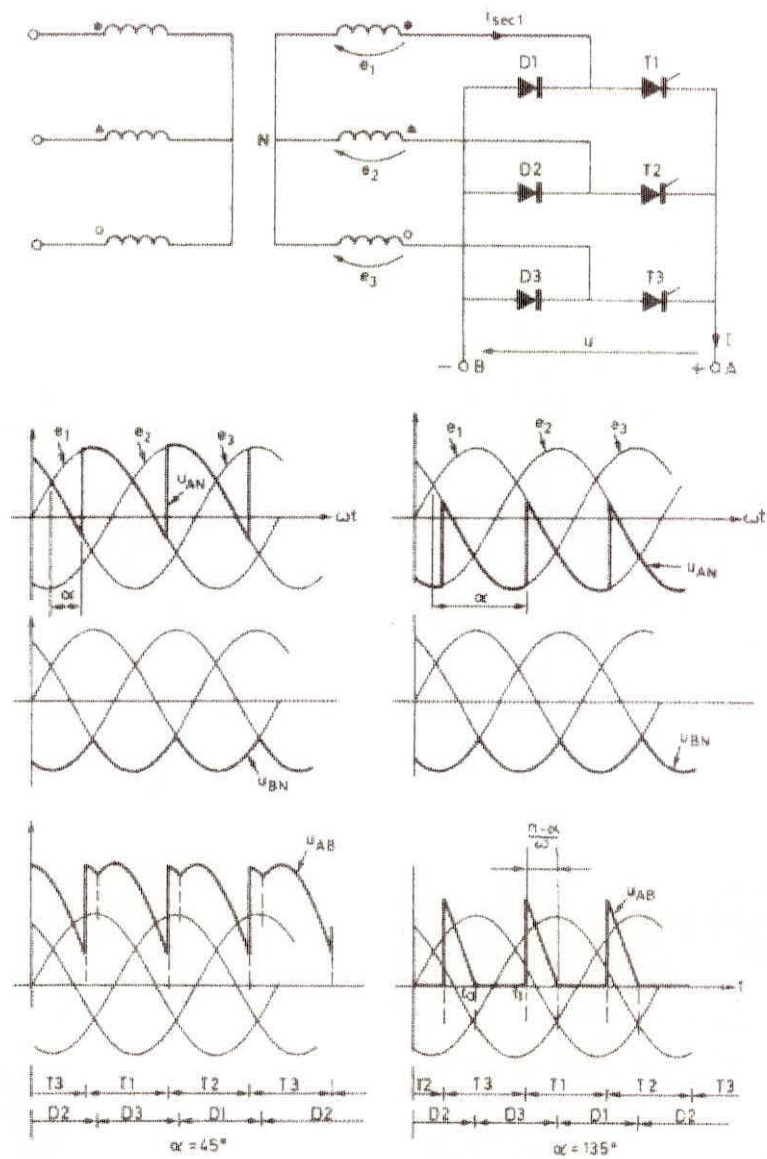


fig.3.3.Rectificador semicontrolado de onda completa con secundario en estrella



Biblioteca Central

3.4. CONTROL ELÉCTRICO.

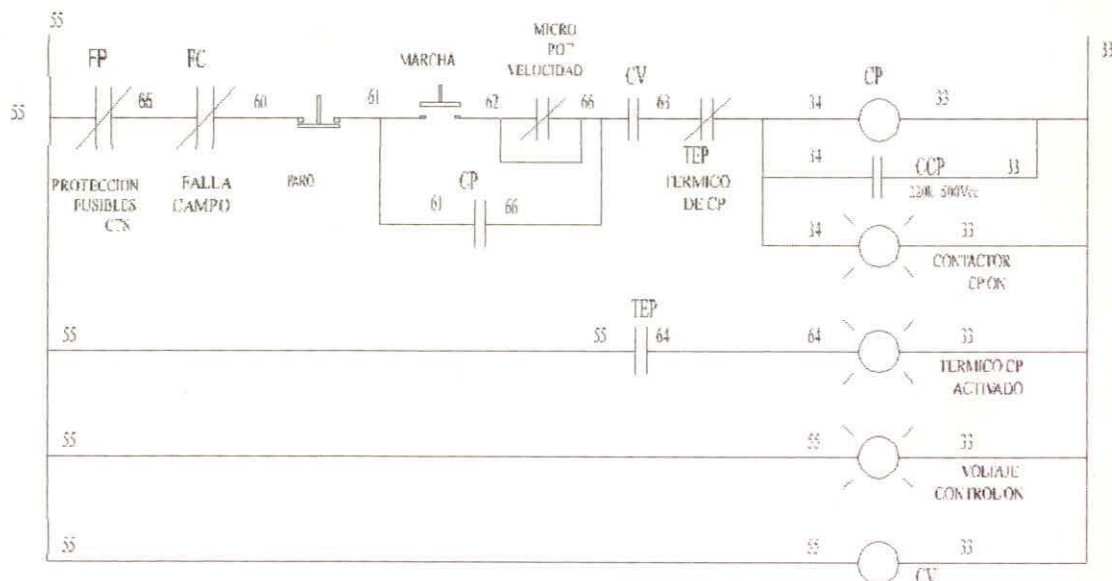


Fig.3.4 .Diagrama de control eléctrico

El sistema de control eléctrico es muy simple , (figura. 3.4), consta de un contactor CP , el cual acciona su contacto N.O. de CP y se autoenclava cuando se presiona la botonera de marcha, el accionamiento de este contactor permite alimentar el convertidor trifásico para obtener la salida D.C. hacia el motor.

El contactor CV se energiza inmediatamente y permite alimentar el ventilador del motor principal, si el contactor CV no actúa al energizar el breaker principal (no especificado en los planos), el contactor principal CP no podrá ser energizado mediante la botonera de marcha, esta especificación permite energizar el motor solo cuando el ventilador esté funcionando.

El contactor N.C. de FP es un Switch de protección y está ubicado en el modulo del convertidor trifásico. Cuando se excede el valor de corriente el contacto N.O. de TEP se activa encendiendo la lampara señalizadora "TERMICO CP ACTIVADO" indicando que ha ocurrido una sobrecarga, a su vez desenergizará el contactor principal CP por lo cual el motor principal parará. La vista superior del tablero de control se muestra en la siguiente figura.

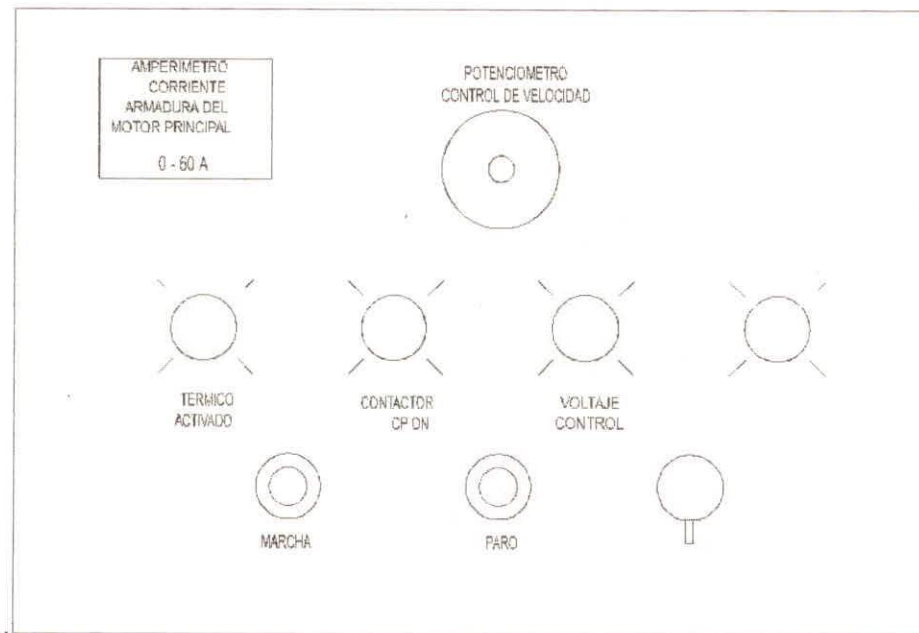


Fig3.5 Vista superior del tablero de control

3.5. CONTROL DEL CIRCUITO ELECTRÓNICO.

El control de velocidad es alimentado desde el punto 12 (*ver anexo extrusora*) que recibe un voltaje de armadura, el mismo que sirve como realimentación al OPAMP IC1, este voltaje es comparado con el voltaje que llega desde el circuito IC3, la señal resultante alimenta al circuito IC2 obteniendo en la salida de este un voltaje estable de tal manera que alimente a los temporizadores 4, 5 y 6 por medio de la entrada 7 de voltaje, este a su vez envía una señal que conmuta a los transistores

entregando señales de disparo a los transformadores de pulsos y por ende activando los tiristores T1 T2 y T3 cumpliendo de esta manera con la primera etapa del disparo, por consiguiente cada uno de ellos son desfasados a un cierto ángulo de disparo.

3.6. LISTA DE ELEMENTOS DE LA TARJETA DE CONTROL.(TDC)

RESISTENCIAS

R1	58K,2W
R2,33,34,35,54	15K
R3	8.2K
R4,5,6,52,53,56	27K
R7,8,11,12,22,49,55	10K,1/4W
R9	180K
R10,18,23	1.8K
R13,16	6.8K
R14	5.6K
R15,21,45,46,47	2.2K

R17	680K
R19,20,57	4.7K
R24	4.9,1/4W
R25,26	4.9
R27	27
R30,31,32	820
R36,37,38	1.5K
R39,40,41	220
R42,43,44	100K,1/4W
R48	470
R50,51	330,1W
R58	100

CAPACITORES.

C1,2,30,31,32	1 μ F
C3	0.47 μ F
C4	1pF,50V

C5,10,24,25,26	0.1 μ F
C6,7,9,21,22,23	0.47 μ F
C8,15,16,17	47pF
C11	22 μ F
C12,13,14	6.8nF
C18,19,20,27,28,29	10pF
C33,34	1000 μ F,40V
C35	22 μ F
C36,37	0.22 μ F
C38	220 μ F,16V
C39	150 μ F,40V
C40,41,42,43	0.47 μ F,35V

DIODOS

D2,3,4,5,6,7	1N4007
Z1	ZPD
Z2,3,4Z	BZX85C15,15V,1W

TRANSISTORES

T1,2,3	BDX33C
T4	TC307B
T5	BD136
T6,7	BD137

CIRCUITOS INTEGRADOS

IC1,2,3	LM742
IC4,5,6	555

IV. INVERSOR MONOFÁSICO POWERVERTER PV400

4.1. INTRODUCCIÓN

Los inversores son circuitos que producen una tensión o una intensidad alterna a partir de una fuente de corriente continua.

El estudio de inversores con semiconductores pueden hacerse de varios puntos de vista.

- Configuración del circuito de potencia.
- Funcionamiento como fuente tensión o intensidad.
- Método de síntesis de la onda de salida.
- Método de excitación de base en los inversores con transistores.
- Funcionamiento dependiente e independiente de la red de corriente alterna en los inversores con tiristores
- Método de bloqueo de los inversores con tiristores

4.2. TEORÍA DE INVERSORES MONOFÁSICOS.-

Los convertidores de cd a ca se conocen como inversores. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada en cd a un voltaje

simétrico de salida en ca, con la magnitud y la frecuencia deseada. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables. Si se modifica el voltaje de entrada de cd y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener un voltaje variable de salida. Por otra parte, si el voltaje de entrada en cd es fijo y no es controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se varía la ganancia del inversor, esto por lo general se hace controlando la modulación de ancho de pulso (PWM) dentro del inversor. La ganancia del inversor se puede definir como la relación entre el voltaje de salida en ca y el voltaje de entrada en cd.

En los inversores ideales, las formas de onda del voltaje de salida deberían ser senoidales. Sin embargo, en los inversores reales no son senoidales y contienen ciertas armónicas. Para aplicaciones de mediana y baja potencia, se pueden aceptar los voltajes de onda cuadrada o casi cuadrada; para aplicaciones de alta potencia son necesarios las formas de onda senoidales de baja distorsión. Dada la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, es posible

minimizar o reducir significativamente el contenido armónico del voltaje de salida mediante las técnicas de conmutación.

El uso de inversores es muy común en aplicaciones industriales tales como la propulsión de motores de ca de velocidad variable, la calefacción por inducción, las fuentes de respaldo/poder y alimentaciones ininterrumpidas de potencia. La entrada puede ser una batería, una celda de combustible, una celda solar u otra fuente de cd.

Las salidas monofásicas típicas son:

- 1) 120V a 60 Hz,
- 2) 220V a 50 Hz y
- 3) 115V a 400 Hz.

Los inversores se pueden clasificar básicamente en dos tipos:

- 1.-inversores monofásicos y
- 2.-inversores trifásicos.

Cada tipo puede utilizar dispositivos con activación y desactivación controlada (BJT, MOSFET, IGBT, MCT, DIT, GTO) o tiristores de conmutación forzada, según la aplicación.

4.3. ANÁLISIS DEL INVERSOR POWERVERTER PV 400.

El POWERVERTER PV 400 es un inversor monofásico el cual, tiene una entrada de alimentación 12Vdc. y produce una salida de 117VAC. una frecuencia de 60Hz y puede suministrar una potencia de 400 Watts.

El equipo está formado por una tarjeta de control electrónico, la cual provee el voltaje necesario a cada par de MOSFET de potencia para que trabajando alternadamente proporcionen la salida alterna requerida, los MOSFET de potencia conjuntamente con un transformador monofásico constituyen la parte de fuerza.

Adicionalmente el equipo cuenta con un fusible de protección de 40A. en la parte de fuerza al igual que un switch de encendido colocado en la misma parte, la alimentación como se indicó anteriormente debe ser de 12Vdc, la cual puede ser suministrada por una batería o una fuente continua; la carga puede ser cualquier equipo de baja potencia que necesite una alimentación entre 110V a 120 V.

4.4. CIRCUITO DE FUERZA.-

El circuito de fuerza es el mostrado en la *figura 4.1* el cual consta de un transformador, 4 MOSFET de potencia de canal p, fusible de protección, switch de encendido-apagado.

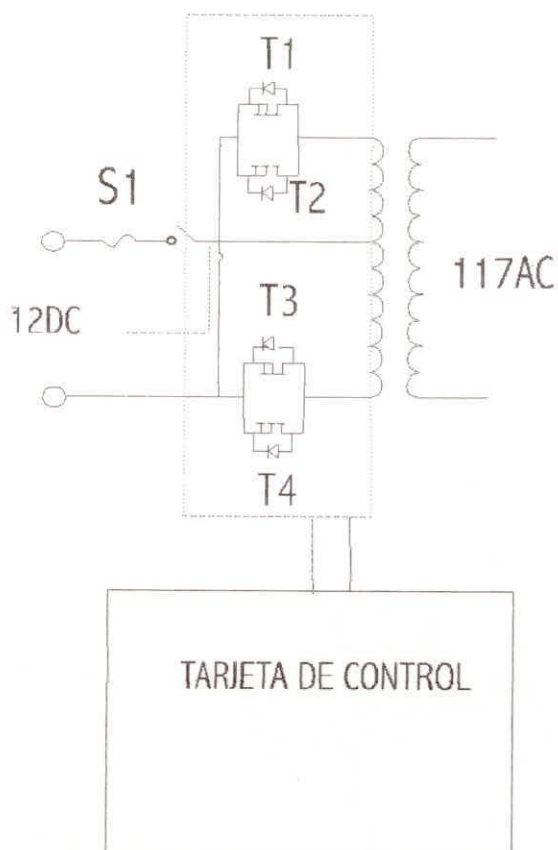


figura 4.1 Diagrama simplificado del control y fuerza.

Este circuito funciona de la siguiente manera : Al accionar el switch en on la tarjeta de control envía la orden de funcionamiento

alternado a cada par de MOSFET, cada par consta de dos transistores conectados en paralelo. Cada par está conectado al primario del transformador el cual tiene además un tab central como se muestra en la *figura.4.1*

Cada pareja de MOSFET trabaja alternadamente y con igual duración en tiempo, así por ejemplo si funciona la pareja conectada a J2 , la otra pareja no conducirá ya que esta desactivada, ahora bien la corriente por el primario circulará desde el tab hacia J2 produciendo una salida de voltaje en el secundario que la llamaremos V_{out} , terminado el período de conducción de la primera pareja entonces, inmediatamente empezará a conducir la otra pareja lo cual hará que la corriente circule desde el tab hacia J1 y causará la inversión de la corriente en el secundario, por ende la polaridad del voltaje de salida cambiará a $-V_{out}$; el voltaje del secundario en general será entonces de aproximadamente. 117 Vrms. de salida alterna.



4.5. CIRCUITO DE CONTROL.-

El circuito de control está formado por la tarjeta de control electrónica, la cual consta de un CI LM 358N el cual internamente está formado por dos OPAMP; contiene la tarjeta además un CI MC14001BCP el cual internamente contiene 4 puertas NOR; consta también de un IGBT cuya nomenclatura es FVN10LP; la tarjeta posee además una resistencia variable, resistencias, diodos y diodos zener.

La *figura.4.2* muestra el diagrama electrónico de la tarjeta y, en la *figura.4.3* se muestra el layout es decir la vista superior para darnos una idea de la posición de cada uno de los elementos en la tarjeta.

Como se observa de las *figuras.4.2 y 4.3* los puentes J1 y J2 están unidos cada uno a un terminal del primario del transformador.

Las puertas U2d y U2a son antagónicas ya que cuando una tiene entrada alta y salida baja la otra será lo contrario y viceversa, estas dos puertas proporcionan el voltaje de control las parejas de mosfet para su conducción, W4 es una conexión al tab del transformador es

decir, al positivo de la fuente de alimentación. El OPAMP U3a actúa como integrador generando una onda triangular la cual proporciona el período y la frecuencia del inversor, esta onda triangular de voltaje llega a la entrada inversora del opamp U3b que actúa como comparador y censa este voltaje entrante con el voltaje presente en la entrada no inversora, dependiendo de cual de estos voltajes sea mayor el OPAMP U3b presentará una salida igual a V_{dd} (voltaje de saturación) o en su defecto, el voltaje de referencia (A_{gnd}).

El voltaje de salida del OPAMP U3b es una entrada para la puerta NOR U2d, la cual proporcionará un voltaje en alto o bajo, este voltaje proporcionado dará la alimentación necesaria a las etapas tres y cuatro que son las que gobiernan el funcionamiento de las parejas de MOSFET, si una de estas dos etapas está activada funcionará una pareja de mosfet mientras la otra etapa estará desactivada y por consiguiente también su pareja de mosfet asociada y viceversa.



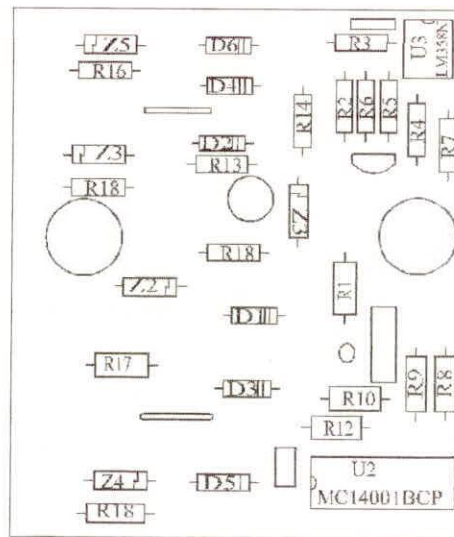


figura 4.3 Layout de la tarjeta de control

El voltaje en la entrada no inversora del OPAMP U3b dependerá del voltaje de la salida la puerta NOR U2b, del voltaje del zener Z1, ya que ambos operan sobre esta entrada a través del divisor de voltaje que está asociado a las resistencias R9, R8 y R7. El voltaje que esté presente en esta entrada es de suma importancia ya que permite a las siguientes etapas trabajar correctamente.

4.5.1. ANÁLISIS TEÓRICO DE LA TARJETA DE CONTROL

PRUEBA POR ETAPAS.-

ETAPA #1.

Para $t=0$ y asumiendo que el IGBT está en corte y que el voltaje de alimentación aplicado a W4 es 12V DC tendremos el circuito siguiente

:

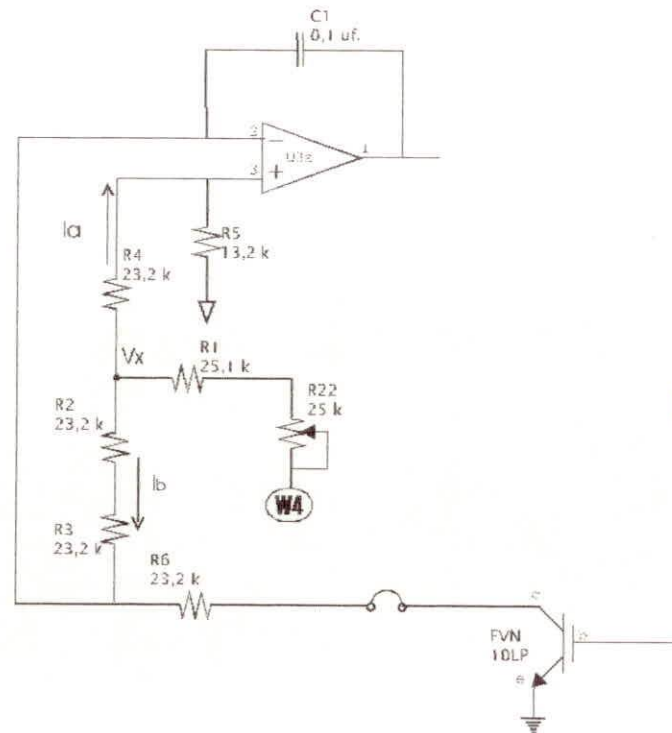


figura 4.4

$$V_+ = \frac{V_x * R_5}{R_5 + R_4} = \frac{V_x * R_5}{2R_5} = 0.5 V_x \quad \text{porque } R_5 = R_4$$

Asumiendo que el OPAMP U3a trabaja en la zona lineal entonces

$$V^+ = V^- = 0.5 V_x$$

Aplicando Ley de Voltajes

$$V_I - V_{C1} - V^- = 0$$

como el voltaje del capacitor en $t=0$ es 0, $V_{C1} = 0$ la ecuación anterior

se reduce a : $V_I = V^- = 0.5 V_x$

Ahora calculamos el valor de V_x cuando R_{22} está al mínimo valor

$$V_x - 2R_5 * I_a = 0$$

de donde

$$I_a = \frac{V_x}{2R_5}$$

también

$$V_x - 2R_3 * I_b - 0.5 V_x$$

entonces

$$I_b = \frac{0.5V_x}{2R_3}$$

porque $R_2 = R_3$

Aplicando ley de corrientes

$$I = I_a + I_b = \frac{V_x}{2R_5} + \frac{0.5V_x}{2R_3} \quad \text{como } R_3 = R_5$$

$$I = 1.5 V_x / 2R5$$

Aplicando nuevamente ley de voltajes

$$12 - R1 * I - V_x = 0$$

Reemplazando tenemos

$$12 - 25.1E3 * 1.5 V_x / 2 * 23.2E3 - V_x = 0$$

De donde despejando V_x se tiene que:

$$V_x = 6.62 V$$

Ahora para $t = 0^+$ $V_{c1} = 0$

entonces:

$$V_I = V = 0.5 * 6.62 = 3.31 V$$

ETAPA # 2

El valor del Zener Z1 medido experimentalmente con el osciloscopio mostró una lectura de 10V , para $t=0$ la salida de la puerta NOR U2b está en estado bajo, es decir 0V así el circuito queda de esta forma en $t=0$

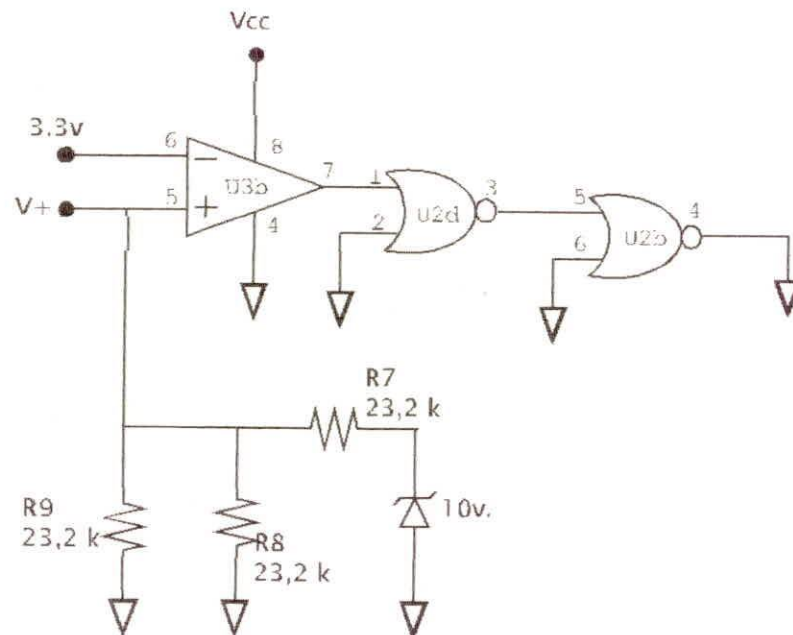


figura 4.5

$$R8/R9 = 23.2E3 * 23.2E3 / 46.4E3 = 11.6 E3$$

$$V+ / 2 / U3 = 10 * 11.6k / \{11.6k + 23.2k\} = 3.33v \text{ como este OPAMP}$$

actúa como comparador y para $t=0^+$ $V^- = 3.31V$

y $V+ = 3.33V$ entonces el comparador mostrara una salida alta , la puerta U2d mostrara entonces una salida baja es decir 0V entonces la puerta U2b tendrá una salida alta , esto hará que el IGBT este en **on**

Todo esto ocurre en $t=0^{++}$

El circuito resultante de la etapa #1 es:

$$V_x - I_c \{R_2 + R_3\} - 0.5 V_x = 0$$

$$I_c = 0.5 V_x / (R_3 + R_2)$$

Una vez mas aplicando ley de voltajes obtendremos

$$V_x - I_b * \{R_4 + R_5\} = 0$$

$$I_b = V_x / (R_4 + R_5)$$

De nuevo ley de voltajes

$$V_x + R_1 * I_f - 12v = 0 \quad \text{de donde}$$

$$I_f = (12 - V_x) / R_1$$

Con ley de corrientes sabemos que I_f será igual a

$$I_f = I_c + I_b$$

igualando y reemplazando

$$\frac{12 - V_x}{R_1} = \frac{0.5 V_x}{R_2 + R_3} + \frac{V_x}{R_4 + R_5}$$

reemplazando valores

$$\frac{12 - V_x}{25.1k} = \frac{0.5 V_x}{46.4k} + \frac{5 V_x}{46.4k}$$

despejando V_x

$$3.35 V_x = 22.18 \quad \text{de donde}$$

$$V_x = 6.623 \text{ v}$$

Como se observa del resultado anterior el voltaje en V_x esté el IGBT encendido o apagado será el mismo, así el voltaje en V^- del OPAMP U3a para ambos casos tendrá un valor de 3.31v.

El capacitor C1 se cargará entonces a partir de $t=0^{++}$ con la polaridad mostrada en la *figura.4.6* debido al sentido que tienen las corrientes. Hasta que valor ?. La respuesta es la siguiente.

El circuito de la *fig.4.7* se modifica ya que la salida de la puerta NOR U2b es ahora alta, por ende el voltaje aplicado a la entrada no inversora del OPAMP U3b ya no será 3.3v. sino que tendremos que calcular el nuevo valor, así que cuando la salida del OPAMP U3a supere este valor la salida de la puerta NOR cambiará a estado bajo, ahora procedemos a calcular este valor con el circuito de la *figura4.5* modificado como se muestra. En la *figura 4.7*

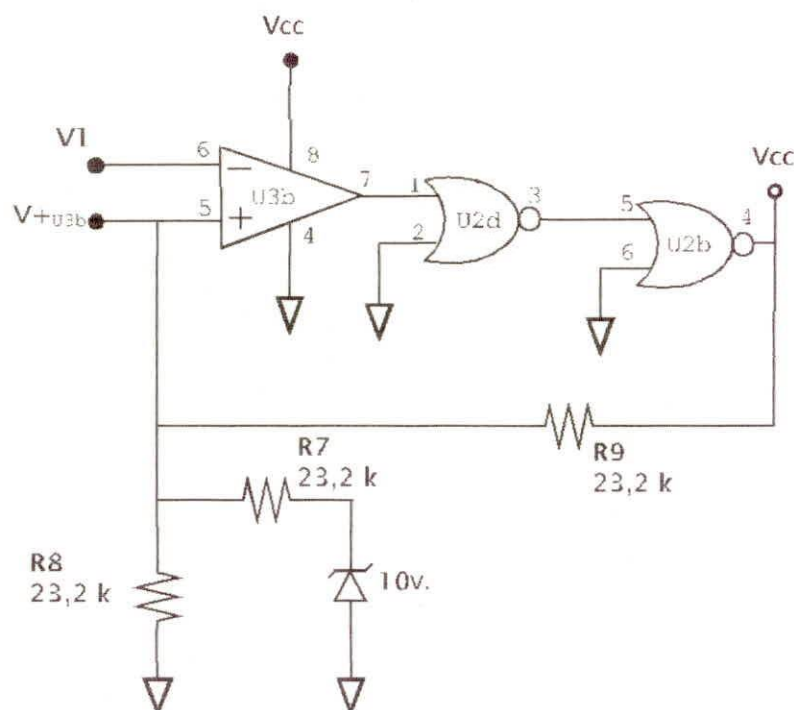


figura4.7

Aplicando superposición y haciendo el voltaje de salida de la puerta NOR bajo obtendremos

$$R8//R9 = 23.2K * 23.2K / 46.4K = 11.6 K$$

$$V^+ = 10 * 11.6k / 34.8k = 3.33 v$$

Aplicando nuevamente superposición y haciendo esta vez el voltaje del zener 0 y , sabiendo que teóricamente cuando R22 es igual a cero el

voltaje alto de la puerta NOR es aproximadamente 9.8v procedemos a calcular V^+ para esta nueva situación

$$R7//R8 = 23.2k * 23.2k / 46.4k = 11.6k$$

$$V^+ = 9.81 * 11.6k / 34.8k = 3.27v$$

Sumando ahora ambos valores obtendremos el voltaje total en V^+ U3b cuando el IGBT conduce y esto es

$$V^+ U3b = 3.33v + 3.27v = 6.6v$$

Tan pronto como V^- de este OPAMP que actúa como comparador supere a este valor de V^+ anteriormente la salida volverá a estado bajo y así se repetirá sucesivamente.

4.5.2. CÁLCULO DEL TIEMPO QUE EL IGBT PERMANECE EN ESTADO DE ENCENDIDO.-

Cuando el IGBT está encendido el circuito de la *figura 4.6* será el que nos proporcionará la ayuda necesaria para calcular este tiempo así:

$$V_I - V_C - V = 0$$



entonces

$$V_1 = V + V_c = 3.31 + 1/C \int I_a dt$$

Biblioteca Central

De donde

$$V_1 = 3.31 + 1/C * I_a * t \quad (\text{ecuación. 1})$$

También sabemos que

$$V - R_6 * I_d = 0 \quad \text{de aquí que}$$

$$I_d = V/R_6 = 1/2 * 6.62 / 23.2K = 0.142 \text{ mA.}$$

Además

$$I_c = 3.31 / 46.4K = 0.0713 \text{ mA}$$

Aplicando ley de corrientes sabemos que

$$I_d = I_a + I_c \quad \text{de donde}$$

$$I_a = I_d - I_c = 0.0707 \text{ mA}$$

Cuando $V_c = 3.31\text{v}$ entonces V_1 será igual a 6.62v que es el máximo voltaje que puede alcanzar ya que con esto ya supera el valor de V^+ del OPAM U3b cuando el IGBT esta on y que es 6.60v . provocando que el IGBT se apague, entonces despejando t de *ecuación 1* tenemos:

$$t = (6.62 - 3.31) * C/I_a \quad C = 0.1 \mu F$$

$$t = 3.31 * 0.1 \mu F / 0.0707 mA$$

$$t = 4.68 ms$$

4.5.3. CÁLCULO DEL TIEMPO QUE EL IGBT PERMANECE APAGADO.

Cuando el IGBT deja de conducir, el capacitor de la *figura 4.6.* queda con la polaridad mostrada y comienza a actuar como fuente, así la corriente I_a cambia de polaridad, si llamamos t' al tiempo que transcurre desde que el IGBT deja de conducir hasta que vuelve a estar encendido entonces, la ecuación de Kirchhoff de voltaje para esta nueva red será:

$$V + V_{cI} - VI = 0$$

de donde

$$VI = V + V_{cI}$$

así

$$VI = V + V_{cI}(t' = 0) + 1/C \int I'_a dt'$$

como $I'_a = -I_a$ entonces

$$V1 = V + V_{c1}(t' = 0) - 1/C * I_a * t'$$

El voltaje máximo que se cargo el capacitor cuando el IGBT estuvo encendido fue 3.31v y este será el voltaje del capacitor para $t' = 0$, además V^- siempre tendrá un voltaje de 3.31v entonces:

$$V1 = 3.31V + 3.31V - 1/C * I_a * t'$$

$$V1 = 6.62 - 1/C * I_a * t'$$

El voltaje mínimo al que llegará $V1$ será de 3.31v ya que justamente aquí el voltaje en la entrada inversora será menor que el de la no inversora del OPAMP U3b , que actúa como comparador y esto provocará que nuevamente el IGBT se encienda, entonces el tiempo que tarda $V1$ para llegar a este valor de voltaje será:

$$6.62 - 1/C * I_a * t' = 3.31 \quad \text{de donde}$$

$$t = (6.62 - 3.31) * C / I_a \quad C = 0.1 \mu F$$

$$t = 3.31 * 0.1 \mu F / 0.0707 mA$$

$$t = 4.68 ms$$

Como observamos el tiempo de subida de la onda de voltaje triangular de la salida del integrador tiene la misma duración que el

tiempo de bajada y esta duración de tiempos determina el funcionamiento correcto del inversor.

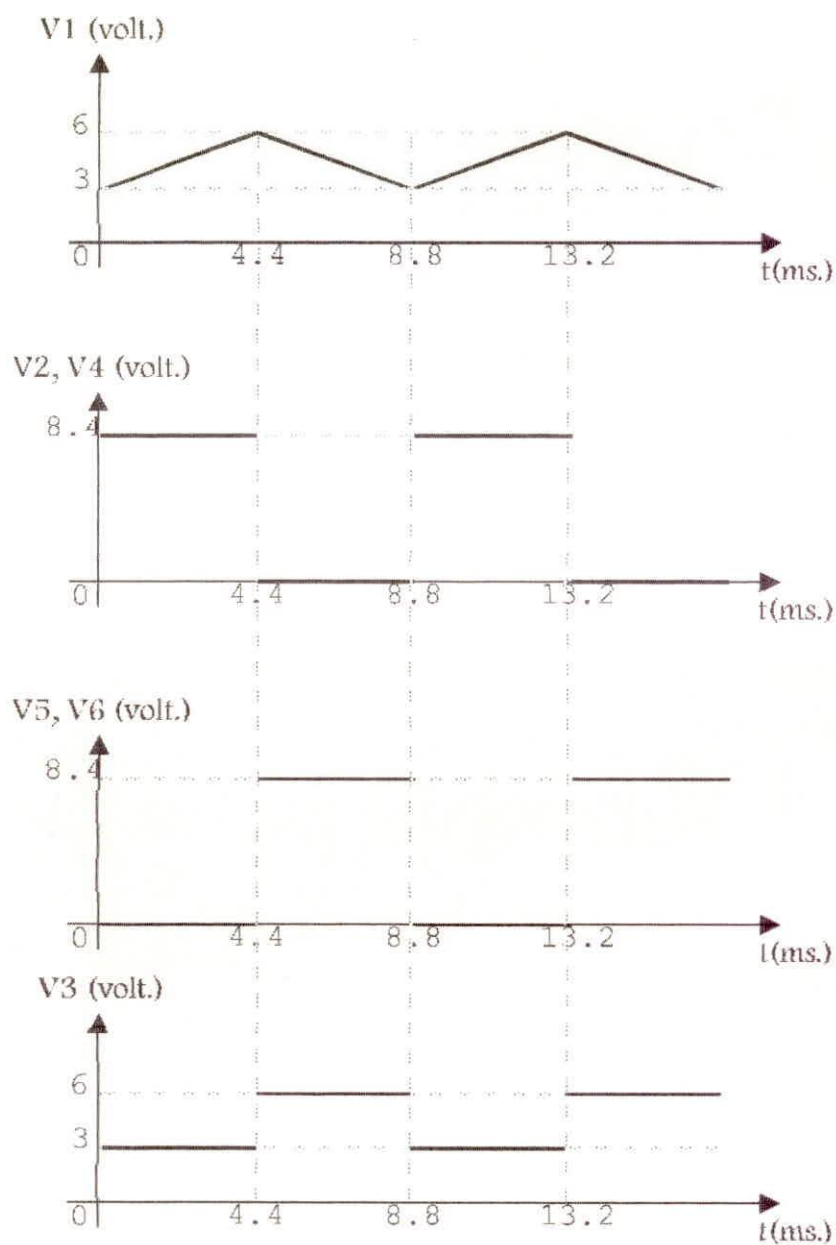


figura 4.8 gráfico de voltajes y corrientes

V. GRABADORA DE LLAMADAS TELEFÓNICAS.

5.1. TEORÍA DE FUNCIONAMIENTO.-

Este circuito consta básicamente de tres etapas, dos de ellas (comparador y preamplificadores operacionales de audio) desarrolladas con amplificadores operacionales y una tercera etapa, (la interfase) con optoacoplador y triac.

El circuito puede trabajar con líneas de tono o de pulsos, y no necesita de estrictos parámetros para su funcionamiento. El período o el tiempo máximo de grabación depende del cassette de cinta magnética.

Este circuito detecta cambios en niveles de voltaje que se producen al descolgar el auricular del teléfono.

Normalmente, la tensión de una línea telefónica fluctúa entre 48 y 60 VDC en estado de reposo. Al descolgar el auricular, este produce una caída de tensión que oscila entre los 8 y 15 VDC. La central detecta

esta caída de voltaje y envía una pequeña señal alterna montada sobre el voltaje de la tensión continua.

Se sabe que una línea telefónica entrega una corriente muy pequeña, del orden de 20 mA. hasta 80 mA. Por esta razón se optó por dotar este dispositivo de una fuente de poder sencilla y regulada a 12 VDC. y así lograr que el mismo produzca una caída de voltaje al estar alimentando por la propia línea telefónica. De otro modo, podrían surgir problemas en la detección del voltaje en la compañía telefónica.

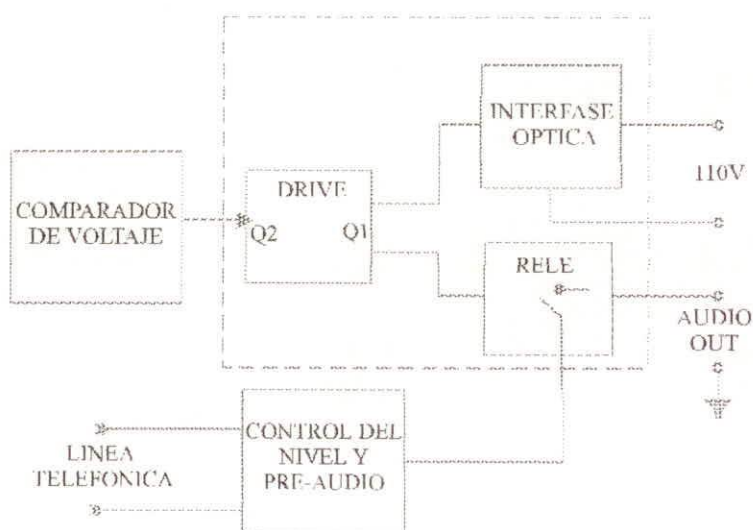


DIAGRAMA DE BLOQUES

figura 5.1



Biblioteca Central

En sí, la detección de la caída de voltaje dentro del circuito la realiza un amplificador operacional, utilizando como comparador de voltaje antecedido por una pequeña red de protección. El puente rectificador BR1 se utiliza para polarizar adecuadamente el bloque del comparador de voltaje y la red de acople de audio, y así conectarlo a la línea telefónica en cualquier polaridad. El condensador C1 sirve como supresor de señales de ruido de altas frecuencia y trabaja en asocio con el varistor MOV1, el cual protege la entrada del operacional de picos transitorios de alto voltaje producido al entrar la señal alterna de timbrado.

El reóstato P1(ADJ) se utiliza para hacer un pequeño ajuste de voltaje en el comparador. Este ajuste no es crítico y se optó por utilizarlo debido a que el voltaje de la línea puede variar de un abonado a otro o por la caídas de voltajes en las largas trayectoria de las redes telefónicas. P1 y R1 forman un divisor de voltaje.

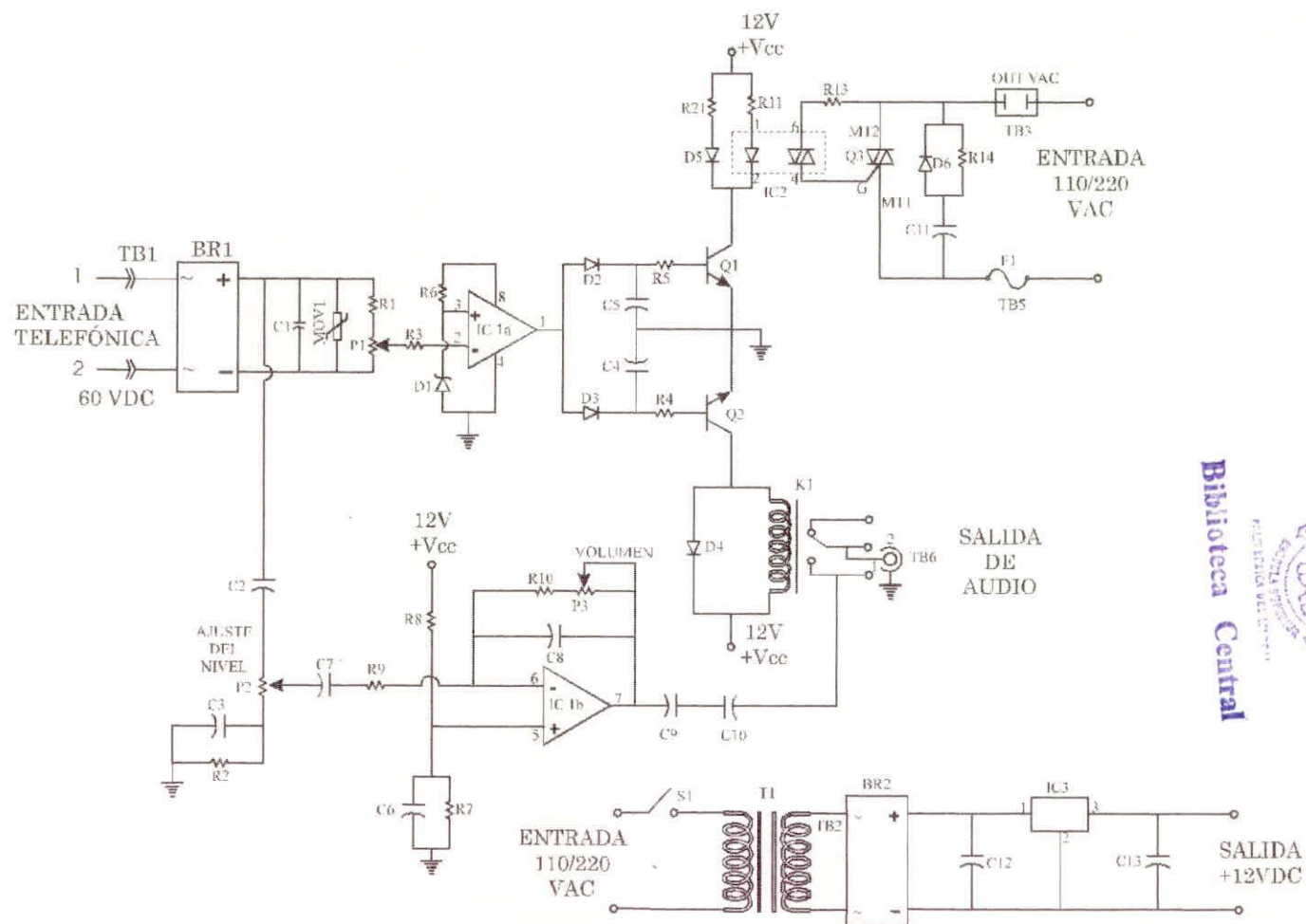


figura5.2 Diagrama del circuito electrónico de la grabadora "espia".

Biblioteca Central

REPOSICIÓN DEL LIBRO



ESPOL

La función de R6 y D1 es entregar un voltaje de referencia para la entrada no inversora del amplificador operacional IC1(pin 3).El voltaje que se fija en el pin 2 de IC1 a no debe ser mayor a dos veces el voltaje del zener, encontrándose la línea telefónica en reposo, para proteger la entrada del amplificador operacional; este ajuste se logra moviendo P1 (adj.). Lógicamente, mientras se cumplan estas condiciones, la salida de IC1 (pin1) estará entregando un nivel de voltaje bajo (0V).

Al descolgar el auricular (levantar el teléfono) , el voltaje en la salida del operacional cambiará de 0V a aproximadamente 9.5 a 11.5 V. El voltaje en el pin 2 del operacional deberá ser aproximadamente una cuarta parte del voltaje del zener. Por supuesto el operacional entregará el nivel de voltaje positivo en la salida.

Al estar inicialmente el pin 1 del amplificador operacional en 0V, con el teléfono en reposo, los transistores Q1 y Q2 se encontrarán en estado de corte y no debe conducir, puesto que no reciben corriente de base.

Al descolgar el auricular, y como consecuencia del voltaje positivo en el pin1 de IC1a, los diodos D2 y D3 conducen y cargan a los condensadores C4 y C5. Como resultado, Q2 se satura y energiza el relé K1. El diodo D4 se utiliza para absorber los transiente de voltajes producidos por la bobina del relé. Durante esta misma condición, el transistor Q1 polariza al led D5 y al led interno del IC2.

El led interno emite una luz infrarroja que hace conducir el optotriac (pin4, pin 6); este optotriac puede entregar una corriente de 100 mA. suficiente para disparar la compuerta del triac Q3, el cual manejará la carga de potencia.

Este último puede entregar hasta 15A, suficiente para alimentar cualquier tipo de grabadora comercial o incluso un equipo de sonido casero.

Los componentes D6, R14, y C11, forma una red snubber que protege el triac para inversiones de los ciclos de la señal alterna producidos al manejar cargas inductivas (transformadores, bobinas).

El optoacoplador IC2 (MOC 3031) se utiliza para separar el circuito electrónico del control de la etapa de potencia con total seguridad y tiene una capacidad de aislamiento de 1 KV. Además contiene una red interna de detección de cruce por cero de la tensión interna de la red eléctrica y la lógica para formar una red de atraso de fase, permitiendo la conmutación confiable de cargas inductivas. Sin esta lógica interna, al disparar el triac en cualquier punto de la forma de onda donde el nivel de cambio de voltaje (dv/dt) es muy rápido, circularía una gran interferencia electromagnética en radios y otros equipos sensibles.

Los componentes D2, D3, C5, C4, R5 y R5 sirven para que el dispositivo trabaje en una línea telefónica por pulsos, con el fin de que al marcar un número de abonado, los pulsos presentes en el pin 1 de IC1 no conmuten los transistores y por supuesto la salida de la

grabadora pues allí se detectaría los cambios de voltajes en el comparador de voltajes, y éste los produciría en forma de pulsos. Esta red forma un pequeño retardo, para que no suceda lo explicado anteriormente.

Para extraer la señal de audio de la línea telefónica se utiliza una pequeña etapa de desacople de la señal continua presente en el puente rectificador.

El condensador C2 separa la señal alterna de audio presente en este punto C3, R2, P2, C7, R9 forman el control de ajuste del nivel de la señal de audio. R7, R8, C6 actúa como un divisor para hacer un punto de referencia sobre el pin 5 de IC1. Esta configuración se utiliza debido a que el amplificador operacional está alimentando con una fuente de poder sencilla.

El ajuste del nivel de volumen de salida se realiza con el potenciómetro P3, encargado de controlar la ganancia del amplificador operacional, C6, C7 forman un condensador no polarizado que atenúa la señal

continúa presente en la salida del operacional. Esta señal de audio se lleva hacia los contactos del relé, los cuales la mantienen desconectada de la entrada de micrófono, como medio de protección de la entrada de micrófono de la grabadora o del equipo, cuando la línea no está en uso. La etapa de audio actúa como una etapa preamplificadora con inversión de fase. R9, R10, y P3 son las resistencias de entrada y realimentación de la etapa respectivamente. Sus valores determinan la ganancia de voltaje del preamplificador (AV) así:

$$A_v = (R_{10} + P_3) / R_9$$

De acuerdo a esto, la ganancia de voltaje de la etapa se puede variar modificando la relación de resistencias R9, R10, P3. Puesto que R9 determina el valor de impedancia de entrada, es más apropiado cambiar el valor de R10 y P3 con el fin de obtener un cambio en la ganancia de voltaje, manteniendo fijo el valor de R9. La ganancia es directamente proporcional al valor de la resistencia $R_{10} + P_3$; a mayor valor de resistencia, mayor será la ganancia de voltaje de la etapa.

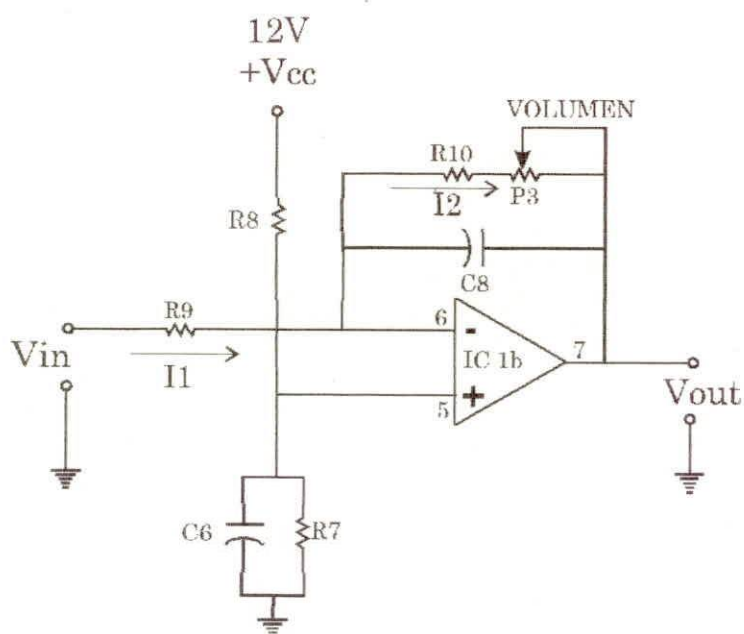


figura 5.3,

En nuestro caso tenemos:

$$R10 + P3 = 10K + 250K = 260K$$

Por lo tanto:

$$Av = (R10 + P3) / R9 = 260K / 10K = 26$$

Esto para el nivel máximo de ganancia. El nivel mínimo de ganancia es

$$:(10k + 0) / 10k = 1$$

obteniendo así una ganancia variable desde 1 hasta 26. Este margen de ganancia se recomienda no muy elevado para no saturar la entrada de

micrófono del dispositivo donde se efectúa la grabación, pues las entradas de micrófono de grabadora o equipos comerciales tiene una ganancia alta porque al nivel de voltaje producido por el micrófono dinámico es muy débil. El valor de R9 fue seleccionado asumiendo que la impedancia de salida de la fuente de donde se extrae la señal de audio es de 1K.

5.2. CONSTRUCCIÓN DEL CIRCUITO

El circuito es extremadamente fácil de ensamblar ya que utiliza pocos componentes y ninguno de estos es crítico. Se requiere seguir un orden lógico en el montaje de los componentes y tener precaución en el momento de ir a montar los componentes polarizados como los diodos, los condensadores electrolíticos y el de tantalio. Los puentes rectificadores, los integrados IC1, IC2, IC3. Se debe respetar la ubicación del triac Q3 ya que un montaje erróneo de este puede provocar su destrucción.

Inicie el montaje colocando los puentes, utilizando alambre delgado (telefónico); continúe el montaje colocando los diodos, la resistencias, las bases de los circuitos integrados, los espadines, o terminales del circuito impreso, el reóstato. Siga con los condensadores cerámicos y los electrolíticos pequeños, prosiga con los conectores en línea, los transistores, los puentes rectificadores, el varistor, el triac, el regulador, el relé y los potenciómetros, teniendo un orden consecutivo con respecto al tamaño. Revise bien su trabajo para que localice componentes faltantes o mal polarizados o ubicados en un sitio incorrecto dentro del circuito impreso. Tenga especial cuidado con la soldadura, pues pueden ser causantes de un mal funcionamiento del dispositivo, o se puede producir cortocircuito.

Luego de tener el montaje del circuito impreso listo (ver figura 1), continúe con las conexiones al chasis de montaje donde se requiere cableado. Instale dentro del chasis el circuito impreso con sus respectivos separadores de plástico y tornillos, fije los potenciómetros al chasis con sus respectivas tuercas, el interruptor general el conector de salida de audio, el transformador de alimentación, el porta-fusible, el

conector de línea telefónica, el led de indicación en curso y el tomacorriente de salida de corriente alterna.

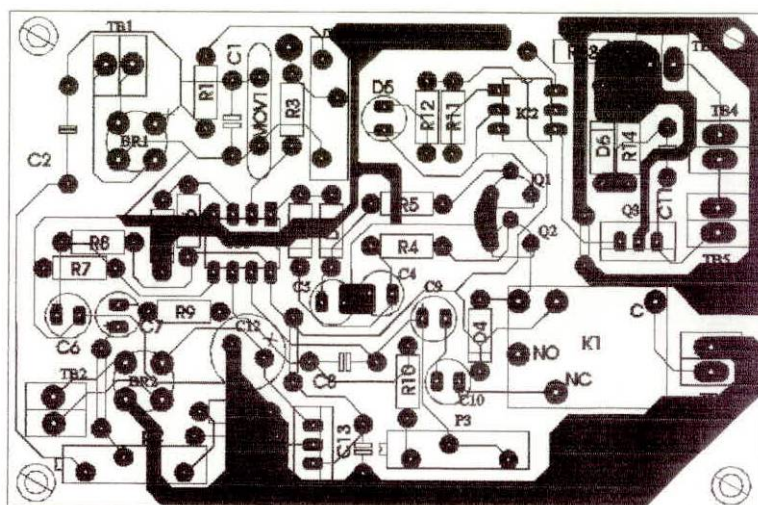


figura5.4. Diagrama de la vista superior y pista del circuito

5.3. PRUEBA Y AJUSTE

Comenzamos por la calibración, este ajuste no es crítico, se requiere tener un multímetro en mano para realizar medidas de voltajes.

Con la punta negativa del multímetro conectada a tierra del circuito y con la punta positiva tocando el espadín adj., fije un voltaje entre 6 y 12 V DC, moviendo el potenciómetro P1 .

El voltaje en el pin 2 del amplificador operacional debe ser mayor al voltaje del zener D1.

Este ajuste se hace con el teléfono colgado. Al descolgar el auricular del teléfono el sistema deberá de accionarse y el pin 2 debe de medir una caída de voltaje más baja que el voltaje presente en el zener D1. Por lo tanto, la salida del operacional deberá cambiar de nivel de salida y accionar la carga. Después de realizar este ajuste debemos continuar con la conexión en la grabadora (la grabadora a utilizar deberá tener entrada a micrófono)

conecte el plug a la salida del circuito y el otro extremo del plug a la entrada de la grabadora (entrada de micrófono).

Conecte el cable de alimentación de 110VAC. o 220VAC. de la grabadora a la salida del circuito (OUT VAC). Después de conectar el circuito a la línea telefónica, levante o descuelgue un teléfono que tenga a la mano y entable una comunicación con alguien que usted conozca y proceda a ajustar el nivel del sonido y la calidad de la señal de audio.

Sin levantar el teléfono, tanto la grabadora como el circuito electrónico del grabador telefónico, deben de permanecer desconectados. Al usted

descolgar el auricular del teléfono debe encenderse el sistema electrónico y, por lo tanto, la grabadora.

Para dejar listo el sistema en funcionamiento, coloque en la grabadora un cassette de cinta magnética de 60 o 90 minutos y presione las teclas de grabación y reproducción al mismo tiempo. El sistema sólo efectúa su funcionamiento al levantar el teléfono de la línea. El dispositivo queda listo para grabar tanto llamadas de salidas como las de entradas, por tiempo o período de grabación de 30 a 40 minutos.

El sistema del grabador de llamadas telefónica es casi indetectable por no atenuar la señal de la línea telefónica. Su caída de voltaje en la línea producido por la red del divisor resistivo es muy baja, del orden de los 4 a 8V, como parámetro máximo. Esto se debe a que no se alimenta de la propia línea telefónica, pues está dotado de su propia fuente de alimentación, pudiéndose dejar conectado definitivamente a la red. El consumo de corriente es mínimo.

5.4. LISTA DE ELEMENTOS

Resistencias, 1/4W.

R1,7,8:	100K
R2,4,5:	5.6K
R3:	18K Ω
R6:	2.7K Ω
R9,10:	10K
R11:	1.5K
R12 :	1K
R13 :	330 Ω 1/2W
R14 :	68 Ω 1/2W

Potenciómetros

P1 :	100K reóstato para circuito impreso
P2 :	100K
P3 :	250K

Condensadores

C1,2 :	0,1 μ F/100V cerámico
C3 :	0.001 μ F/50V cerámico
C4 :	22 μ F/16V electrolítico
C5,9,10 :	10 μ F/16V electrolítico
C6 :	1 μ F/16V electrolítico
C7 :	47 μ F/16V. electrolítico
C8 :	56pF/50V cerámico
C11:	0.1 μ F/400V
C12 :	1000 μ F/25V. electrolítico
C13 :	1 μ F/35V. tantalio

Semiconductores

D1 :	Zener de 5.6V, 1/4W
D2,3,4 :	Diodo de conmutación 1N4148
D5 :	Diodo led rojo de 5mm.

D6 :	Diodo rectificador 1N4004
BR1,2 :	Puente rectificador WO4M
Q1,2 :	Transistor NPN 2N3904
Q3 :	Triac Q4015L5
IC1 :	Circuito integrado LM358
IC2 :	Optotriac MOC 3031
IC3 :	LM340T12 regulador de 12V
MOV1 :	Varistor máx. Vdc _m 125V
MOV2:	Varistor máx. Vdc _m 250V

Varios

K1 :	Relé de 12V. DC
T1 :	Transf. Primario 115V o 220V/secundario, 12VAC; 200mA.

6 Conectores en línea de tornillo de dos puntos

1 Circuito impreso

1 Portaled para led de 5mm.

- 2 Perillas para potenciómetro
- 1 Chasis referencia
- 1 Cable de alimentación AWG18 con enchufe
- 1 Toma corriente para chasis
- 1 conector para línea telefónica
- 1 Interruptor balancín con piloto
- 1 Cable blindado monofónico (1 mt.)
- 2 Plug macho monofónico
- 1 Jack de salida monofónico
- 1 Portafusible pequeño para chasis
- 1 Fusible pequeño de 500mA.
- 4 Tornillos milimétricos de 3 x 12 mm.
- 4 Tornillos milimétricos de 3 x 7 mm.
- 4 Separadores de plástico de 6 mm.
- Cable para conexiones 80 cm.
- 1 Pasacable de caucho
- 4 Pata de caucho



CONCLUSIONES

Uno de nuestros principales objetivos consistió en habilitar y lograr resultados óptimos en estos equipos, que previamente se hallaban en mal estado con lo cual causaban pérdidas económicas a las empresas propietarias de dichos equipos.

Para determinar las fallas del regulador de velocidad se realizó un análisis previo de toda su circuitería apoyándonos en los diagramas elaborados por los propios estudiantes (diseñados en COREL DRAW 6.0), ya que no se contaba con los diagramas electrónicos propios.

Además contamos con la ayuda del programa de simulación DESIGN LAB 8.0 el cual nos permitió realizar varias simulaciones de los circuitos y conocer los valores que debíamos obtener.

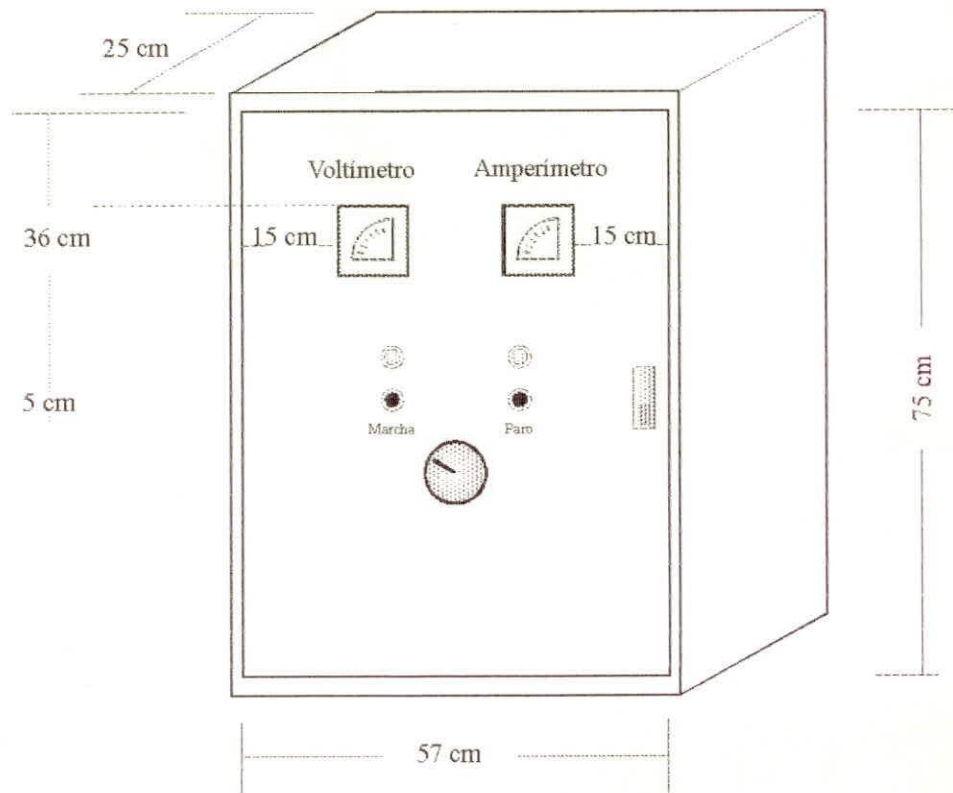
Con todos los procedimientos realizados se logró aprender y encontrar aplicaciones de los distintos elementos de potencia estudiados en este curso con sus respectivas características a las señales aplicadas.

Con el equipo inversor se logró la reposición luego de un estudio minucioso de su circuitería y realizar un diagrama auxiliar para un mejor entendimiento.

Al final de esta parte, se destaca el hecho de que la grabadora telefónica diseñada cubrió las expectativas para la cual se desarrolló, comprobando los conceptos aplicados de la electrónica por medio de sus elementos como son el triac, el optoacoplador, los cuales se utilizan en equipos de potencia, siendo este un caso particular en donde se los pudo aplicar.

Vemos que todos los conocimientos adquiridos a lo largo de esta carrera, se los ha aplicado en este informe técnico, ya que se utilizó desde lo más básico como es el dibujo técnico, cálculos matemáticos, los análisis de circuitos, computación por medio de los programas de diseño gráfico, maquinarias eléctricas, etc.

ANEXOS

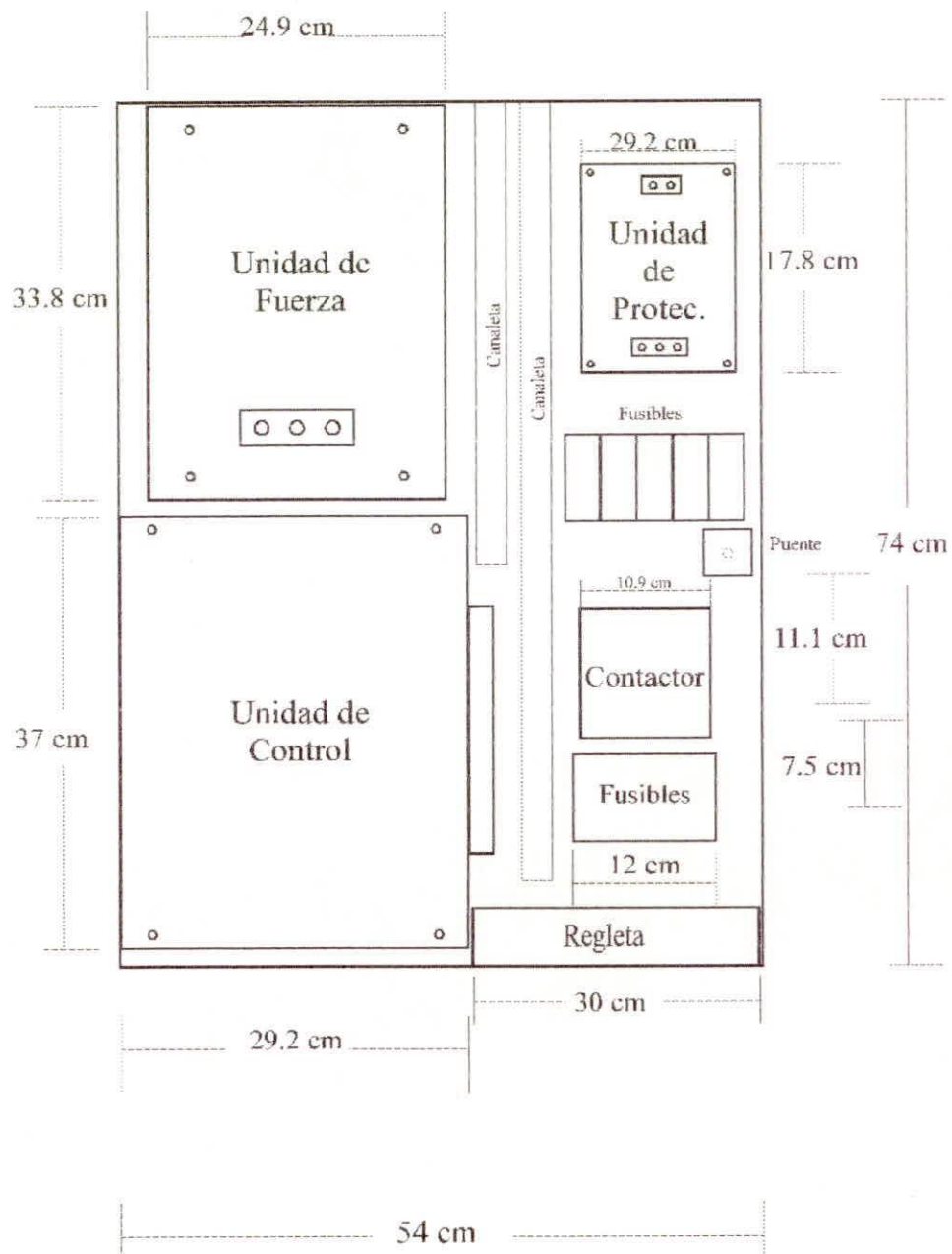


Nota: Altura máxima de los elementos 16.5 cm
 Medida interna de Amp. y Volt. 8.9 x 8.9 cm para el corte

Control de Velocidad de Motor DC T'96

Vista externa del panel

Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos

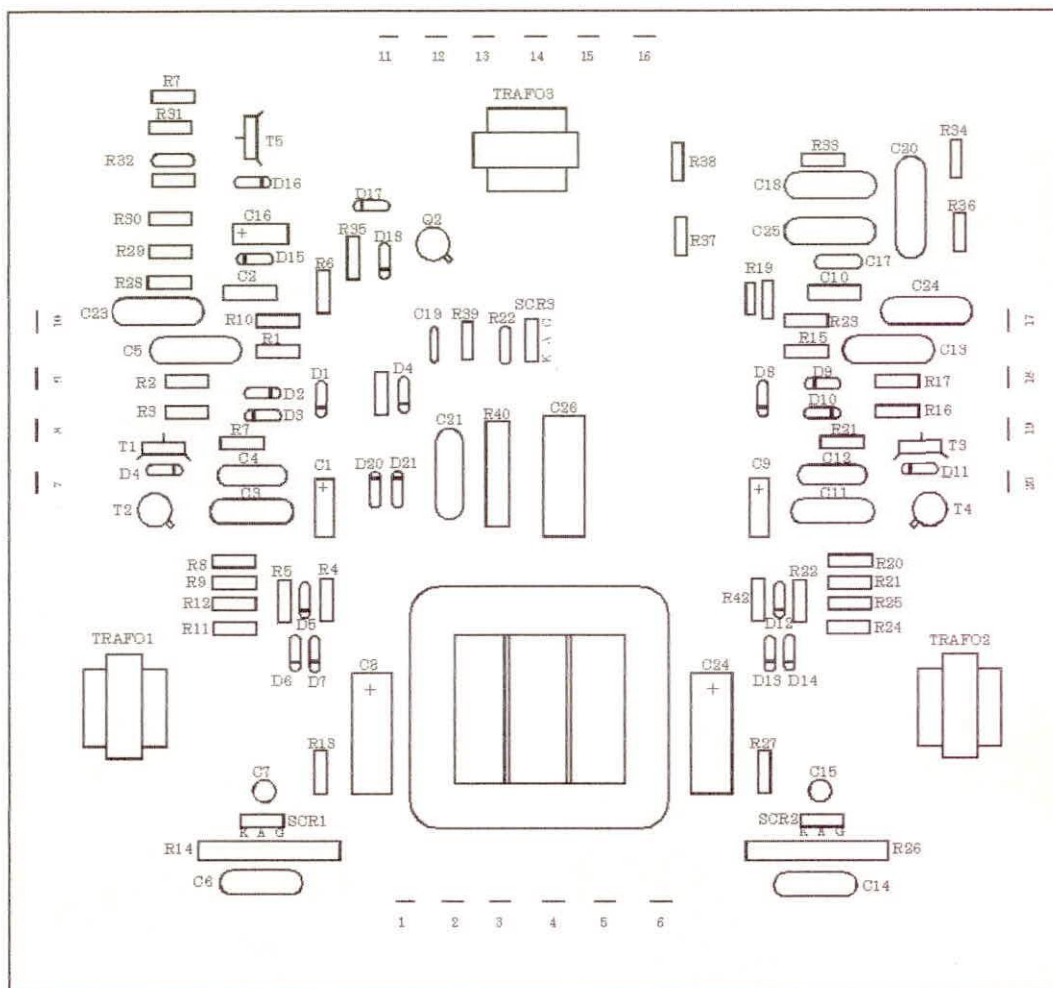


Control de Velocidad de Motor DC T'96

Vista frontal de los módulos

Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos

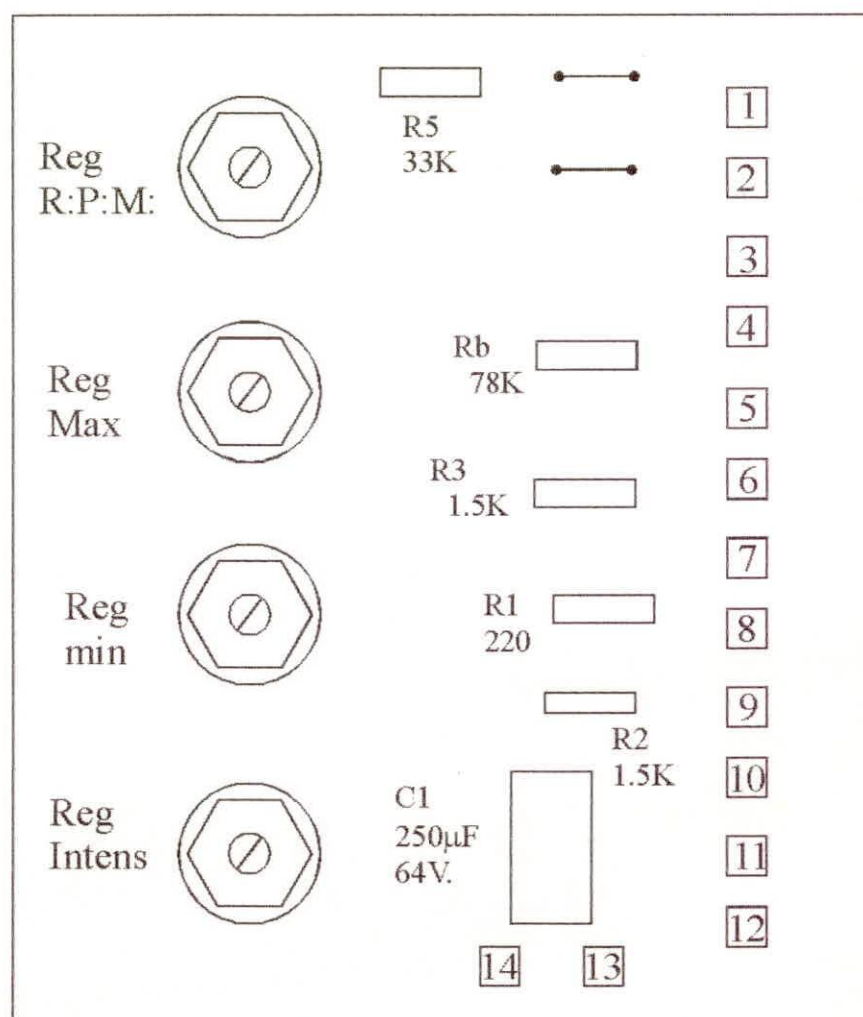




Control de Velocidad de Motor DC T'96

Layout del circuito de disparos

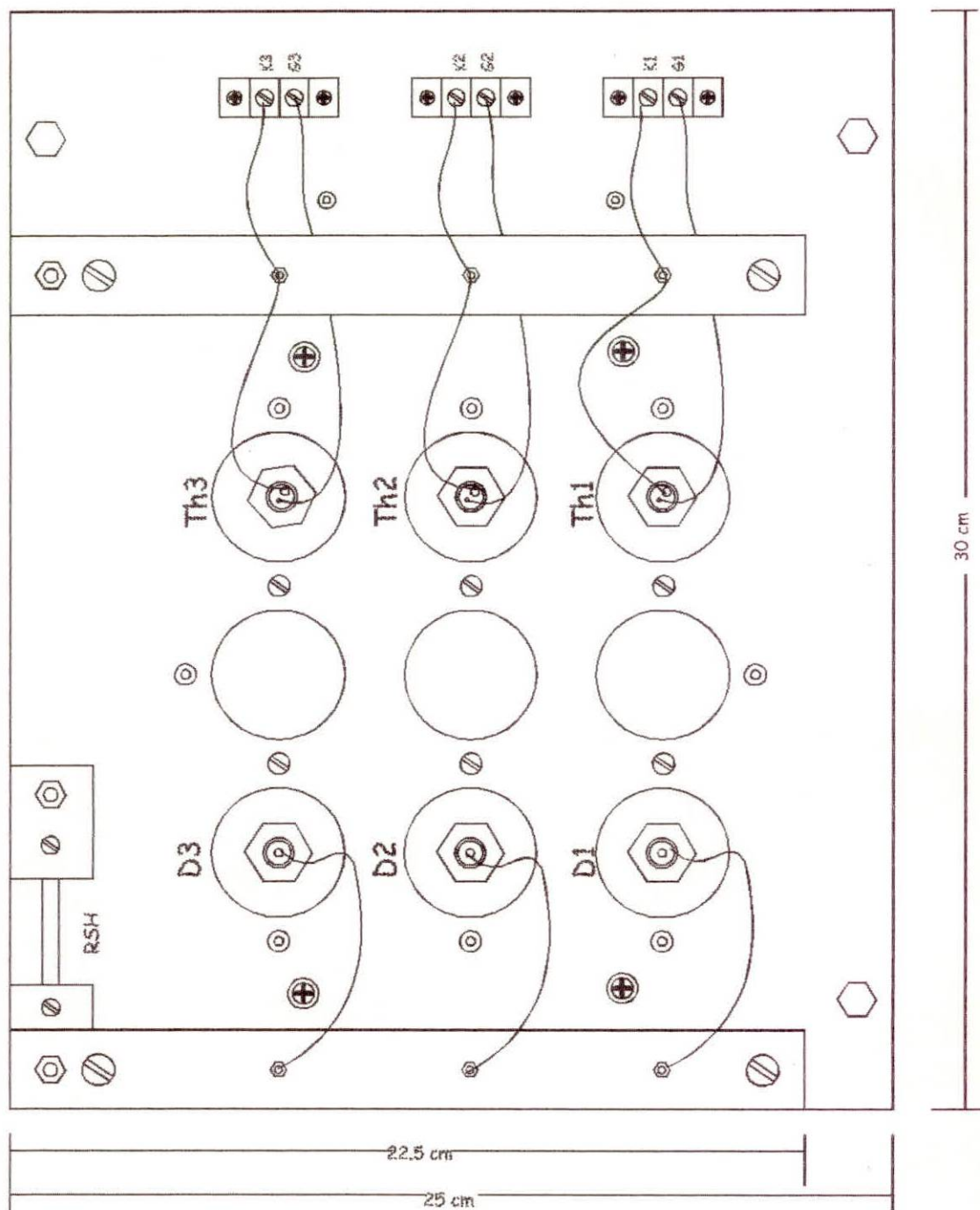
Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos



Control de Velocidad de Motor DC T'96

Layout tarjeta reguladora

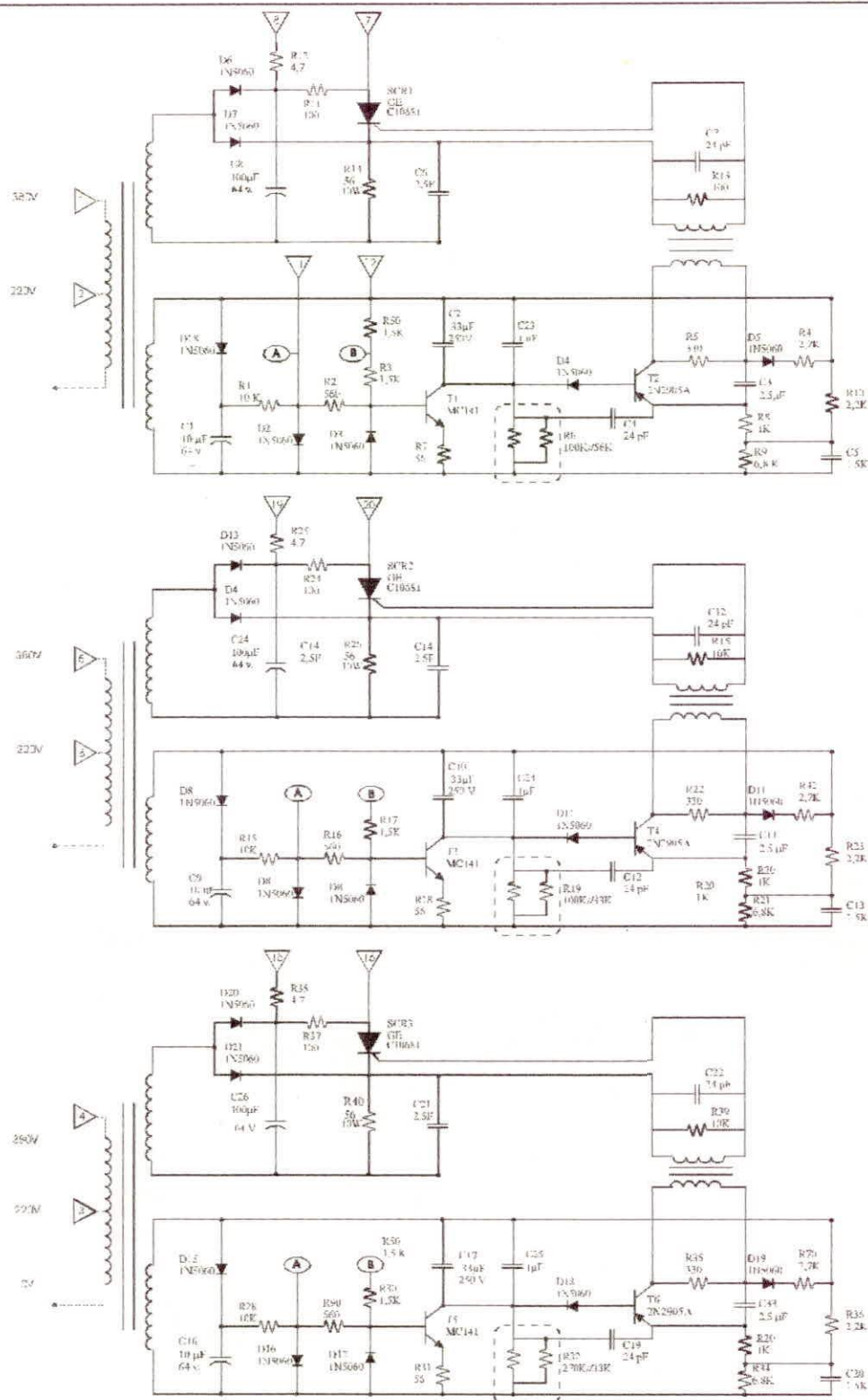
Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos



Control de Velocidad de Motor DC T'96

Vista superior de la unidad de SCR's

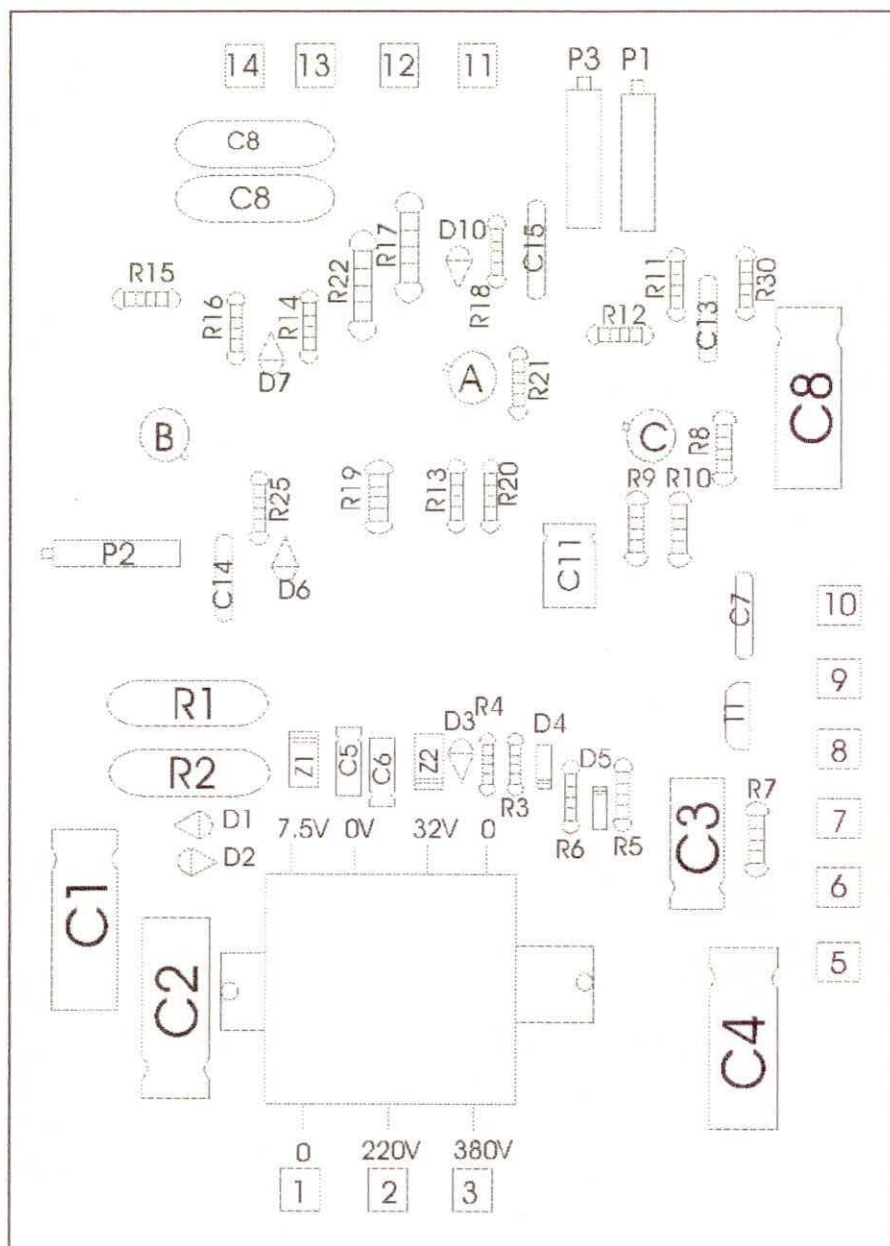
Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos



Control de Velocidad de Motor DC T'96

Circuito de control

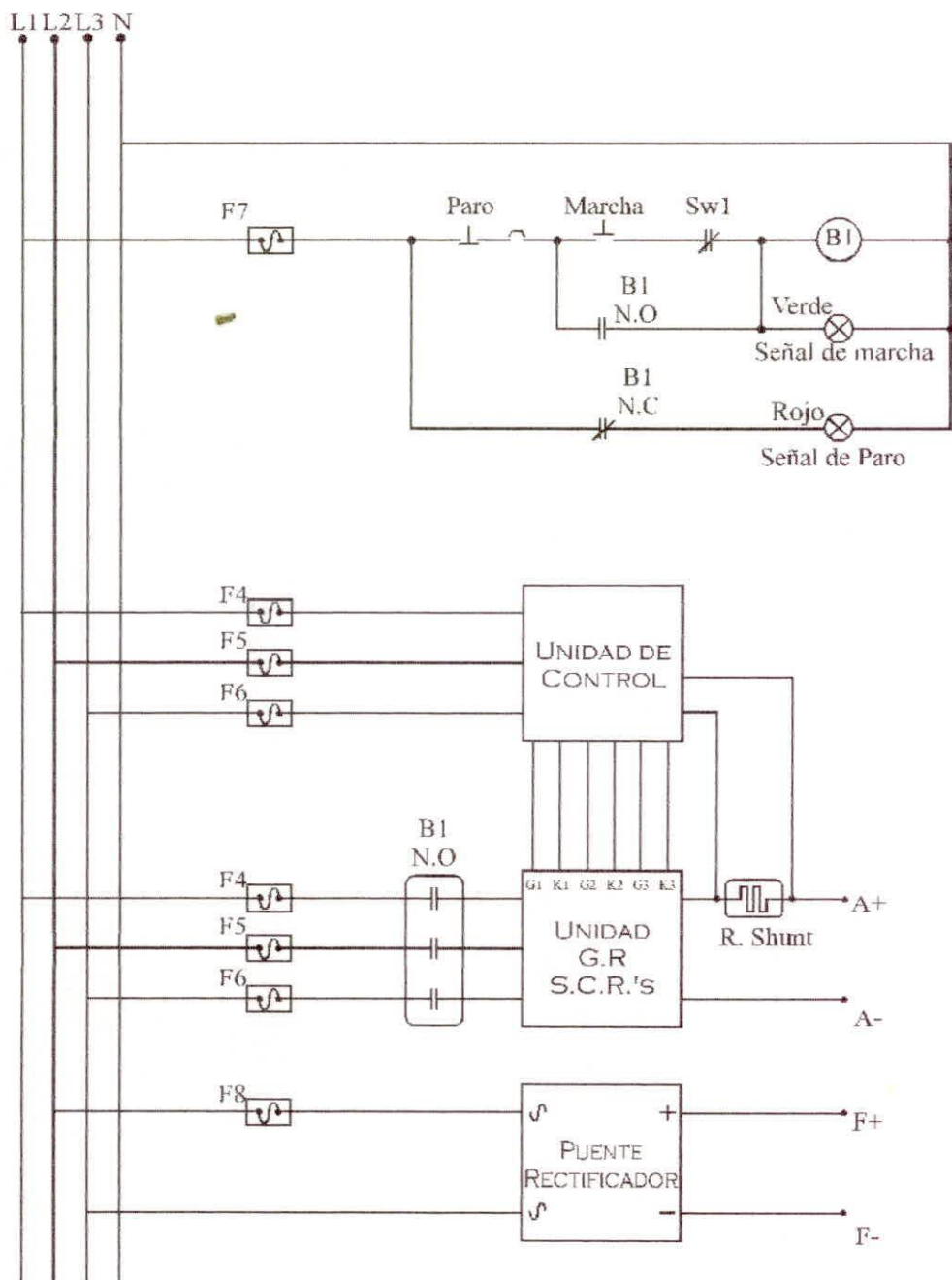
Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos



Control de Velocidad de Motor DC T'96

Layout del circuito de ganancia

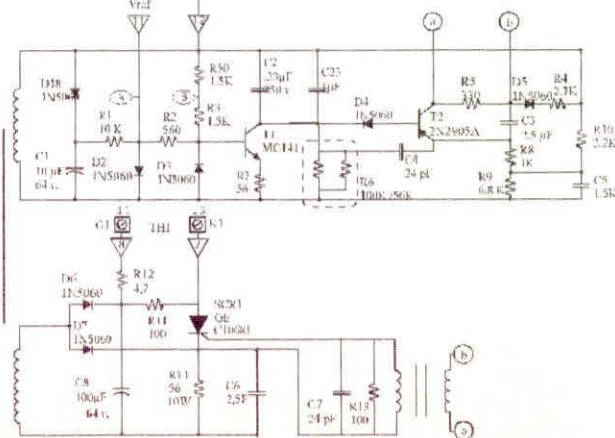
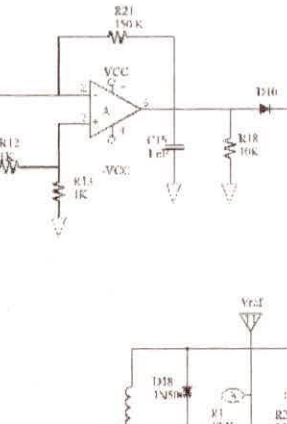
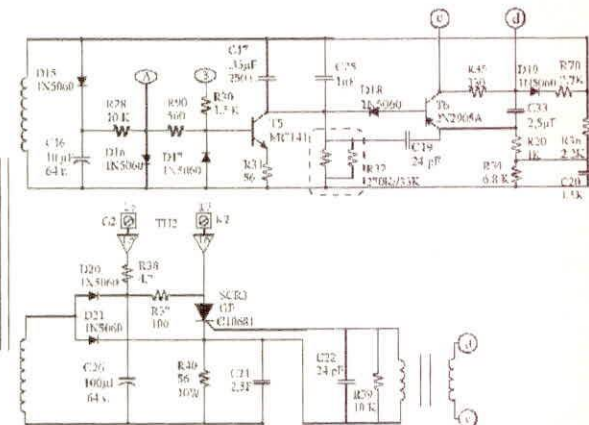
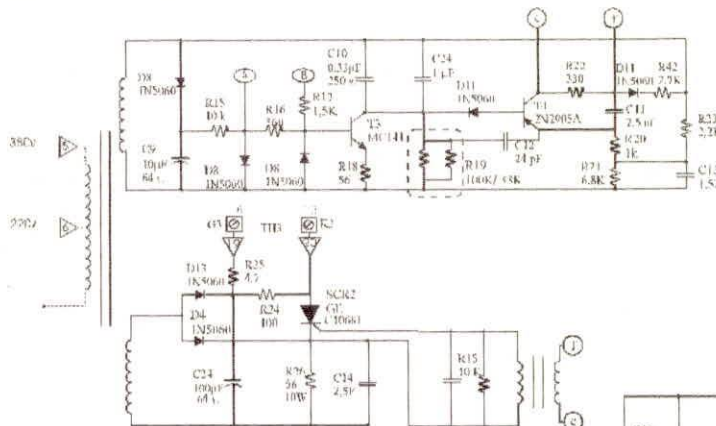
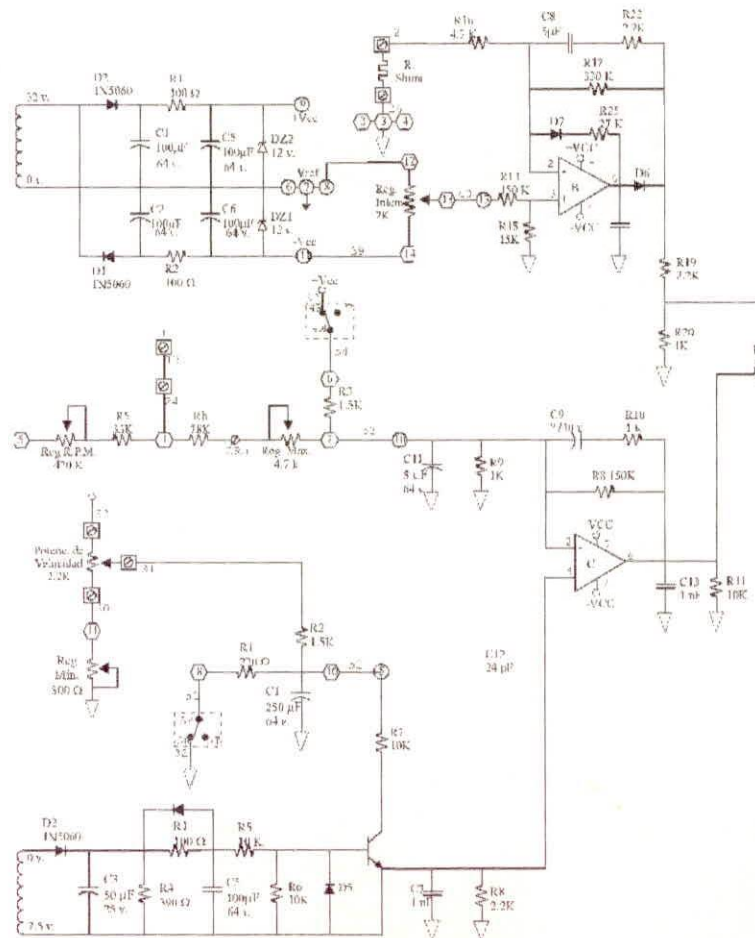
Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos



Control de Velocidad de Motor DC T'96

Diagrama general de conexiones

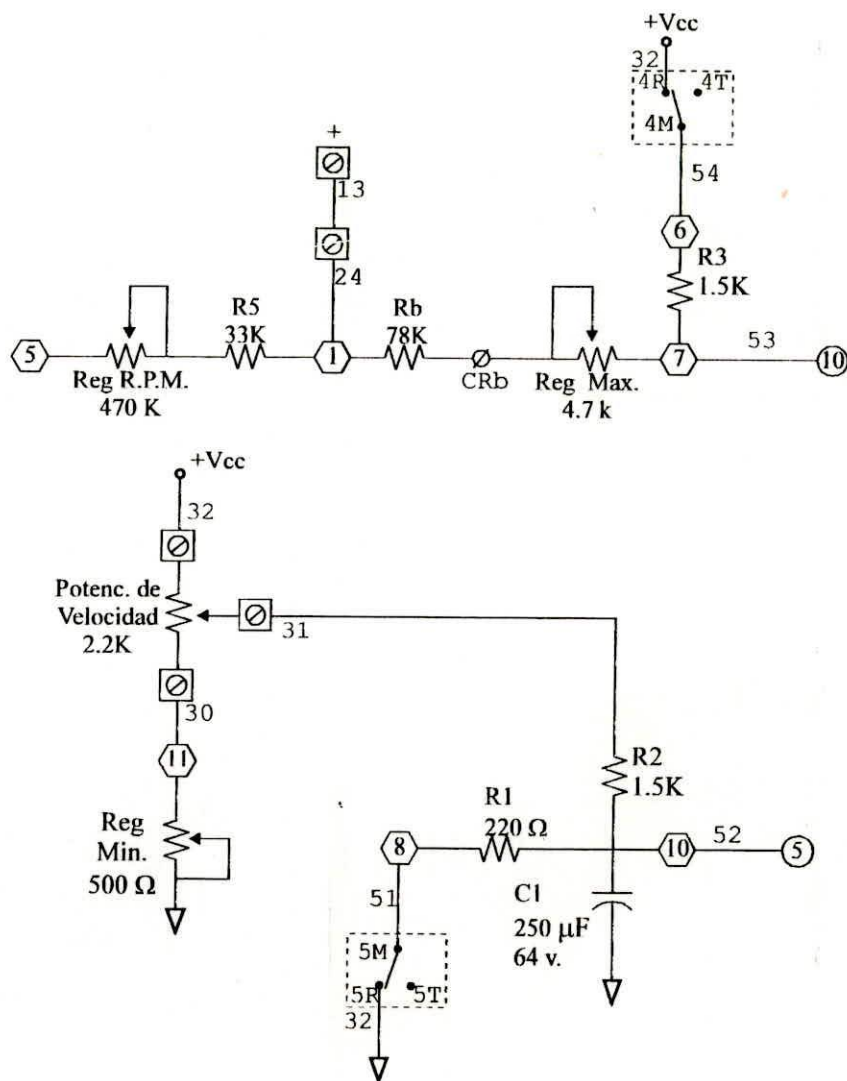
Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos



Control de Velocidad de Motor DC T'96

Diagrama de control

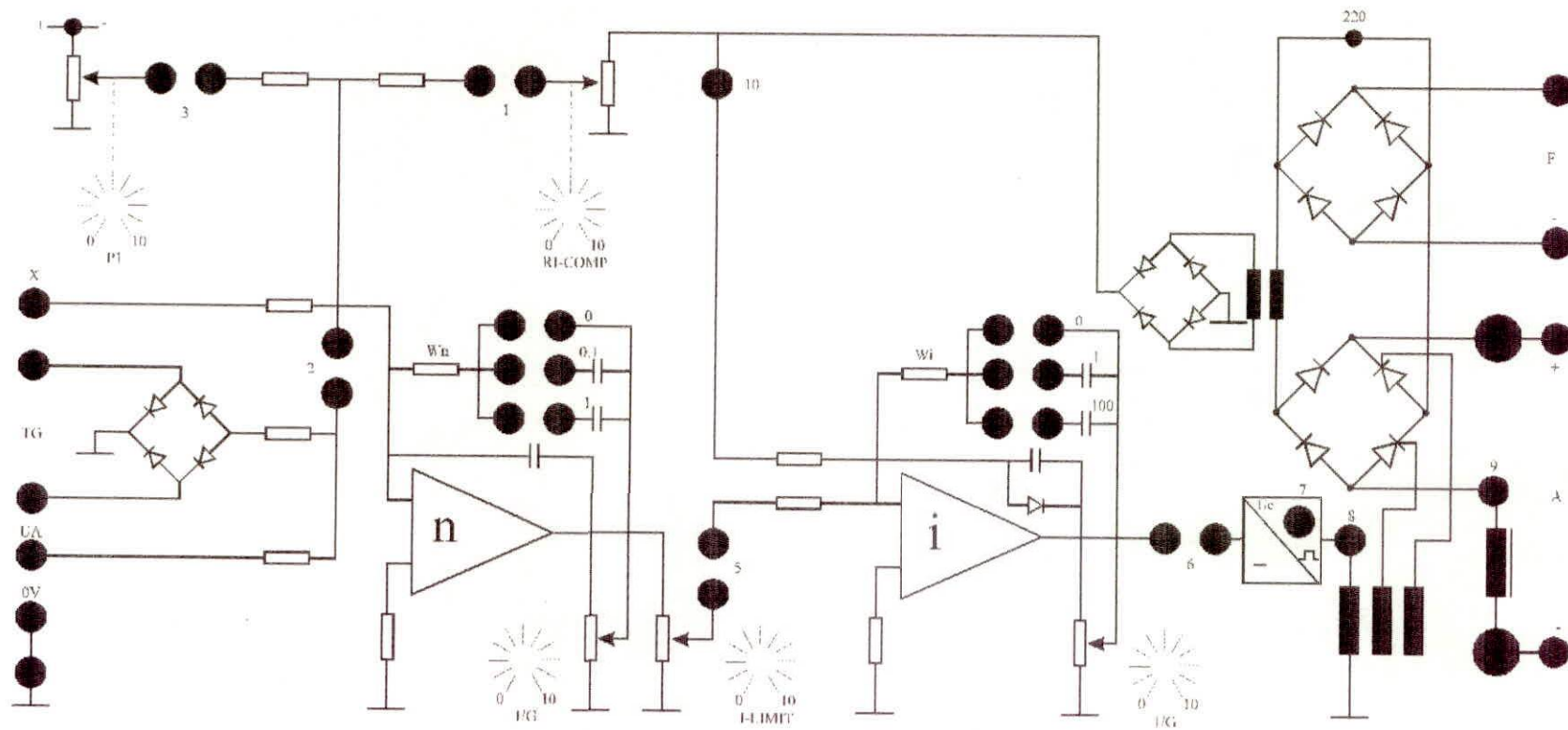
Temario: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos



Control de Velocidad de Motor DC T'96

Circuito Regulador

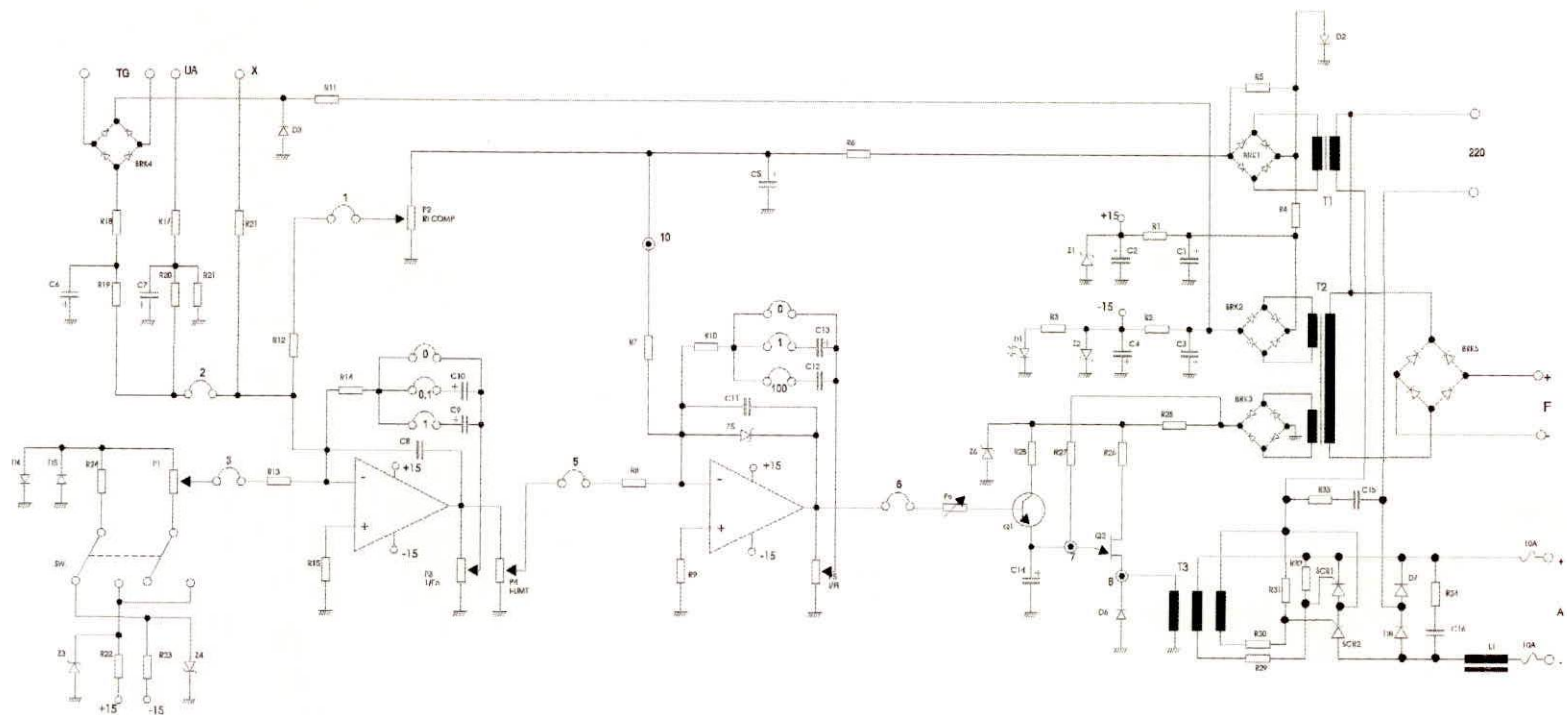
Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos



Control de Velocidad de Motor DC MV4200

Esquema del panel de control

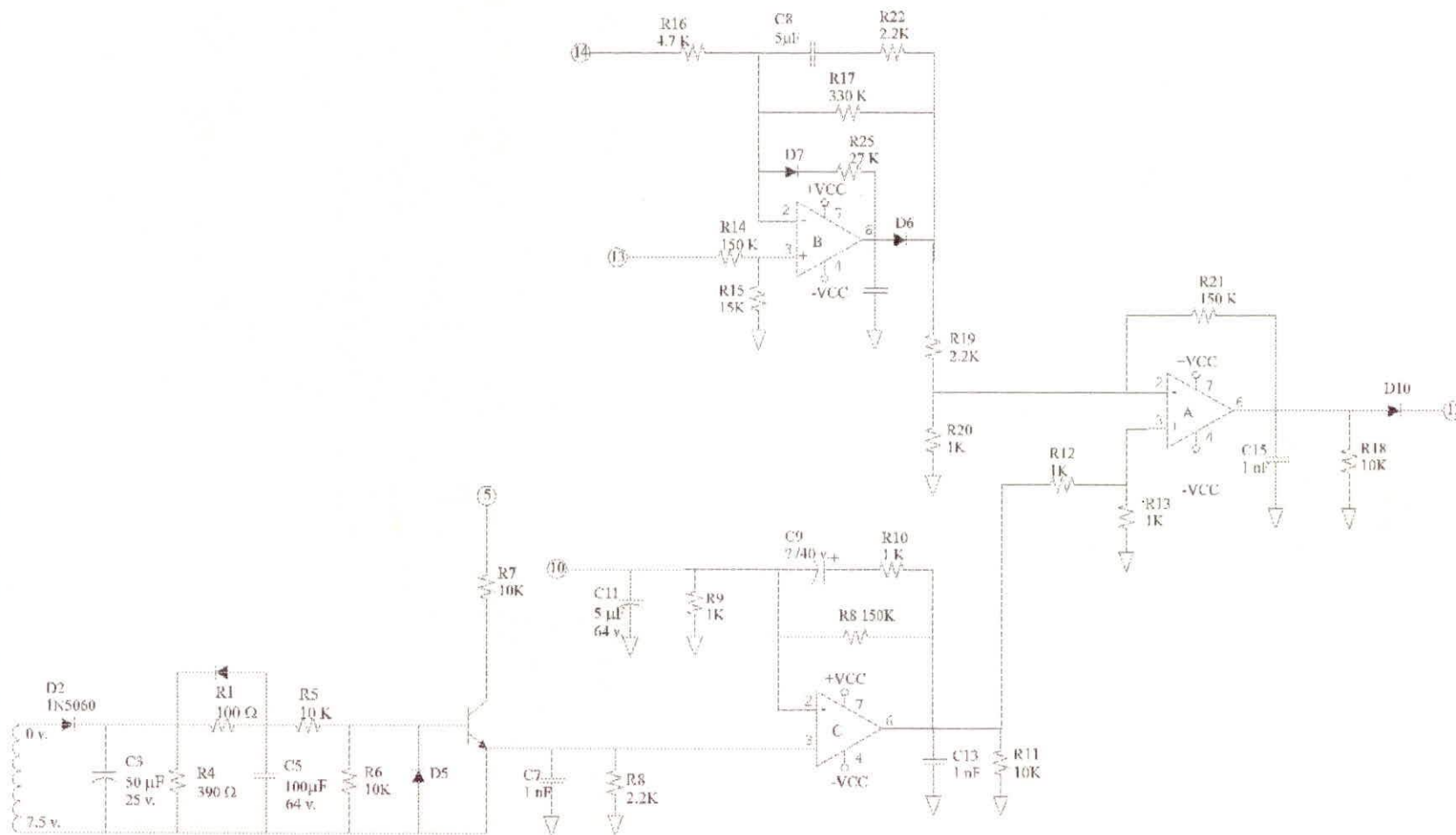
Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos



Control de Velocidad de Motor DC MV4200

Diagrama del circuito

Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos



Control de Velocidad de Motor DC T'96

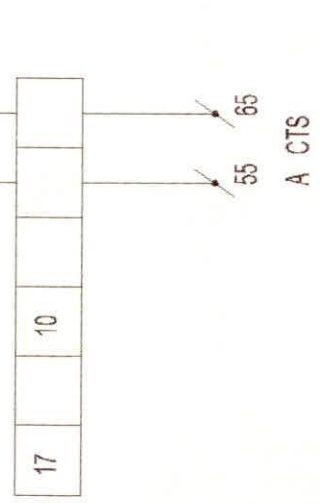
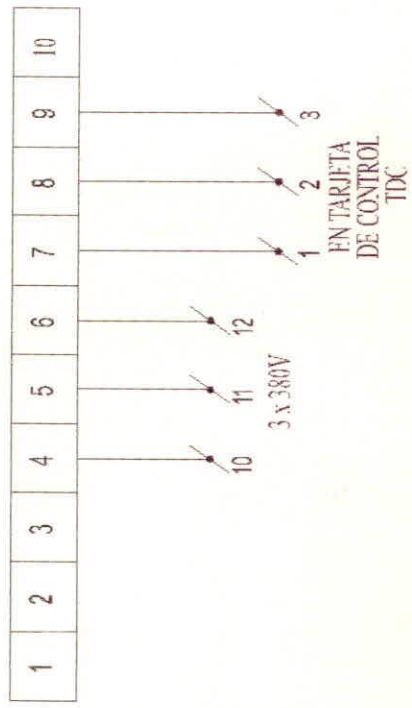
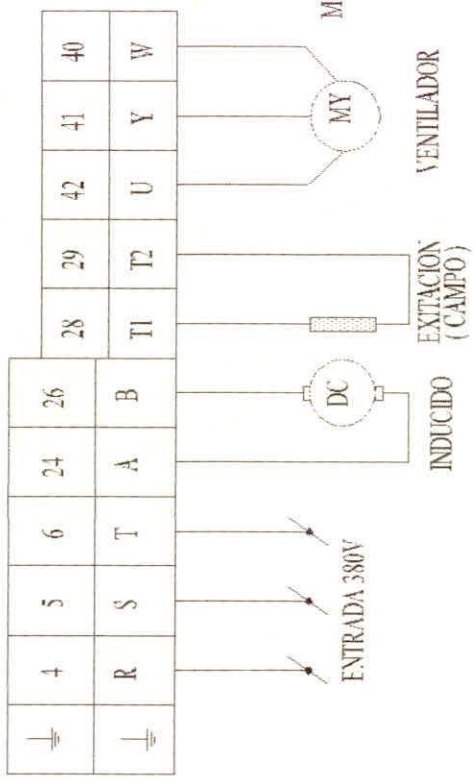
Circuito de control de ganancia

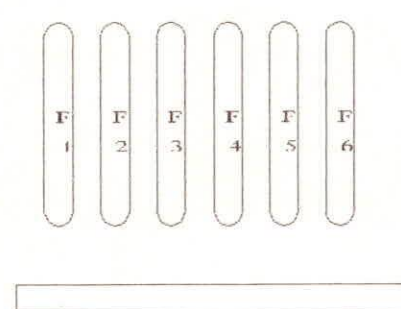
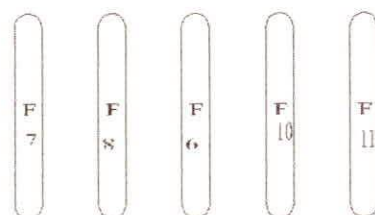
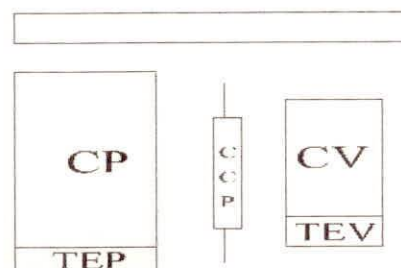
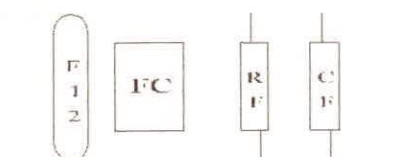
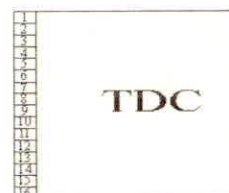
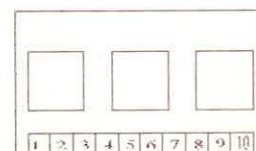
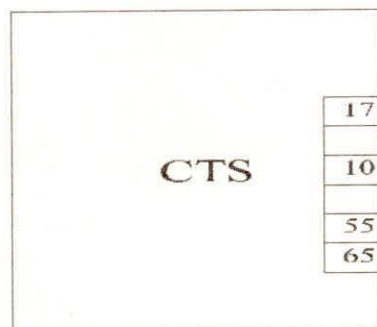
Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos

54
45
33
5
53

REGLETA EN
TRANSFORMADOR

TF

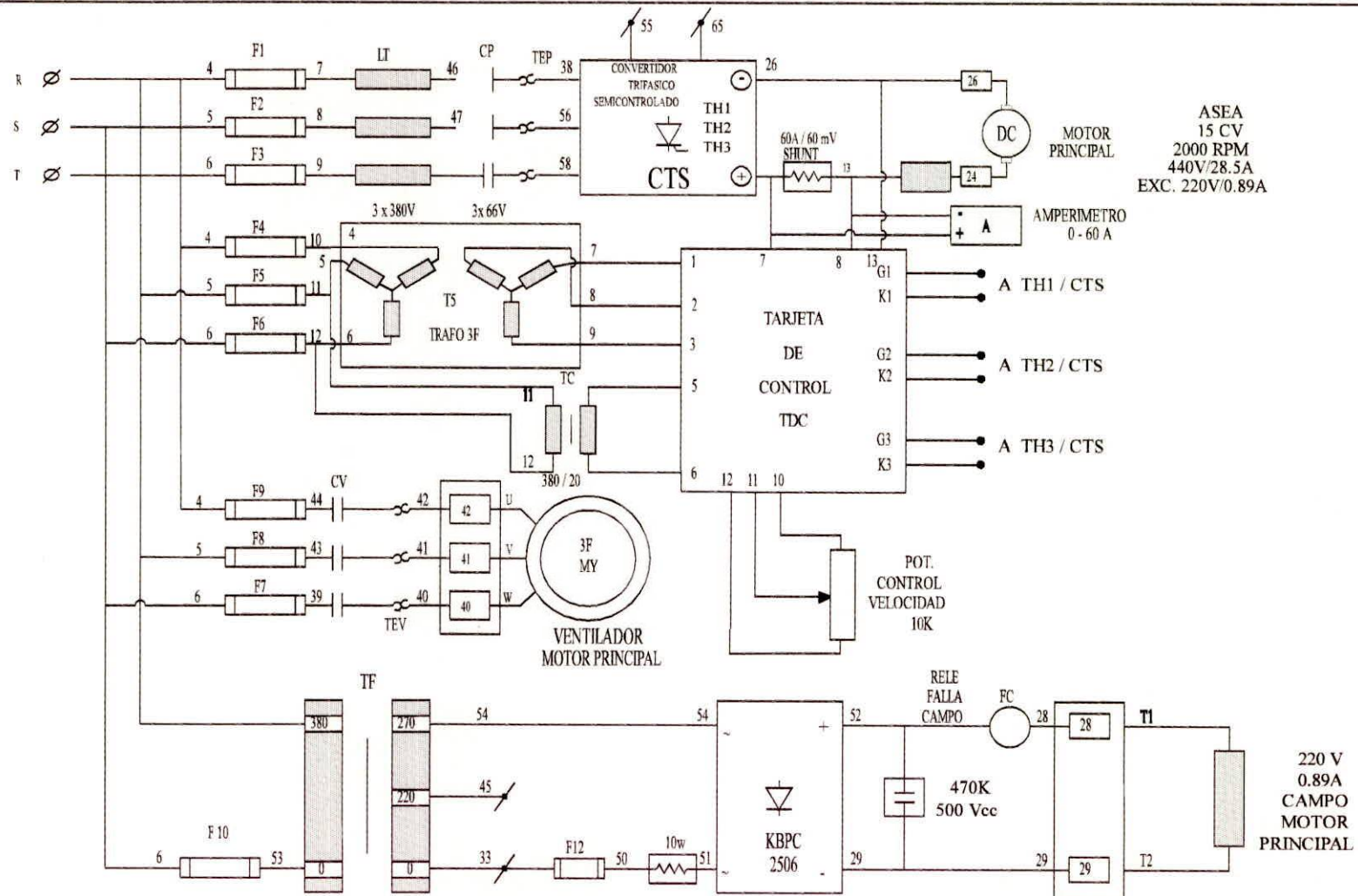




4	5	6	24	26	28	29	42	41	40
R	S	T	A	B	T1	T2	U	Y	W



Control de Velocidad de Motor extrusora
Armario de conexiones
 Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos

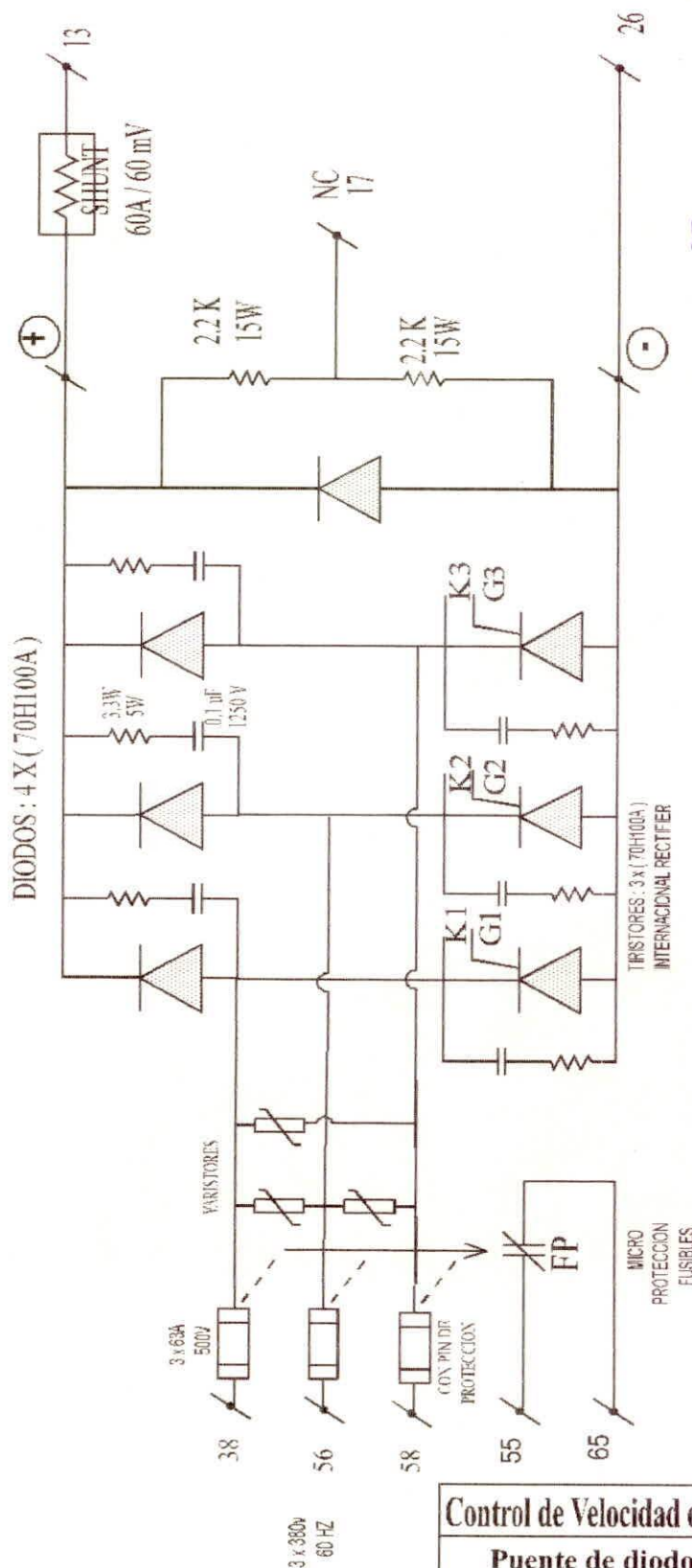


Control de Velocidad de Motor extrusora

Diagrama general de control

Topico Sistemas Controles Industriales Electrónicos

CTS



Biblioteca Central

Control de Velocidad de Motor extrusora

Puente de diodos y tiristores

Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos

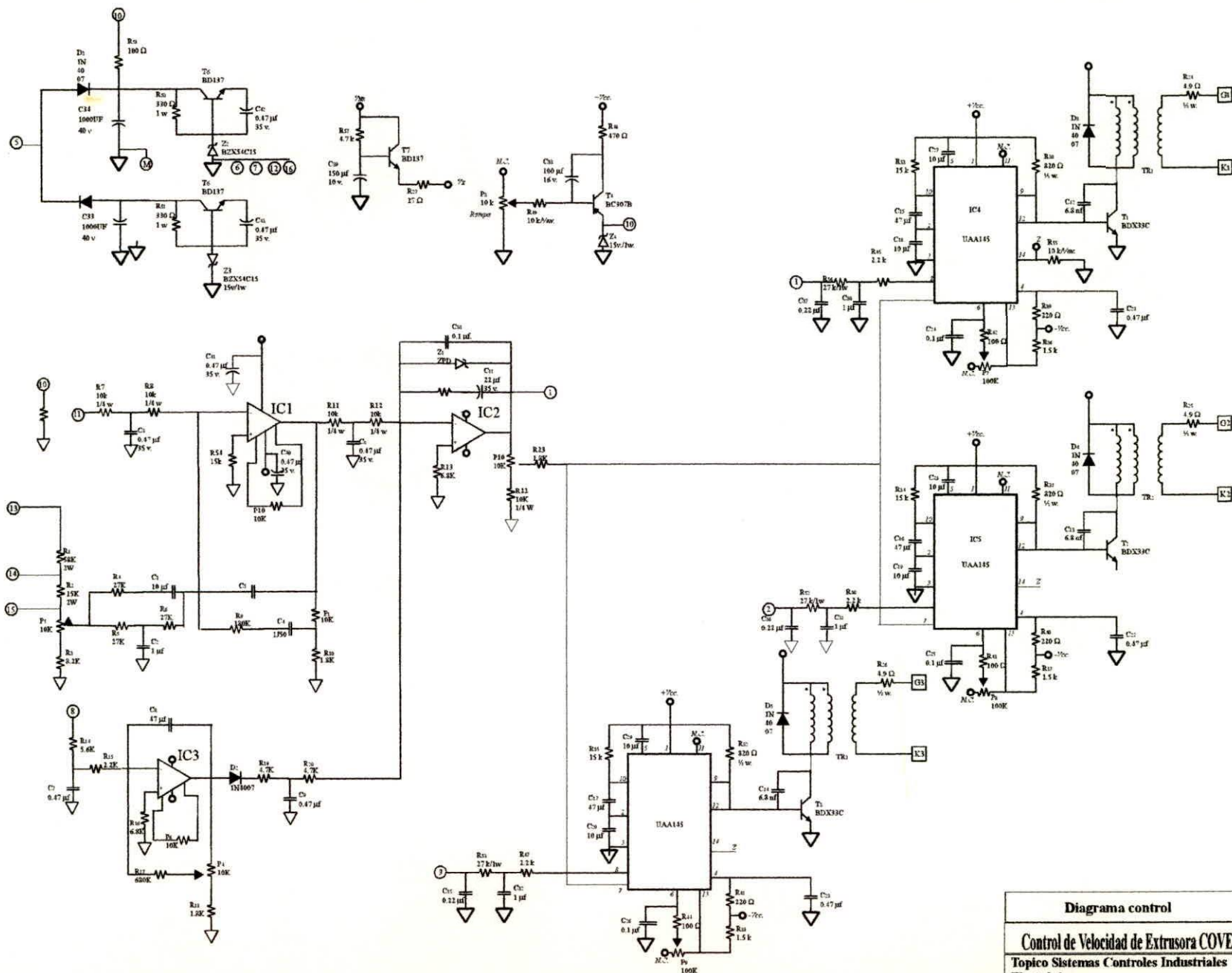


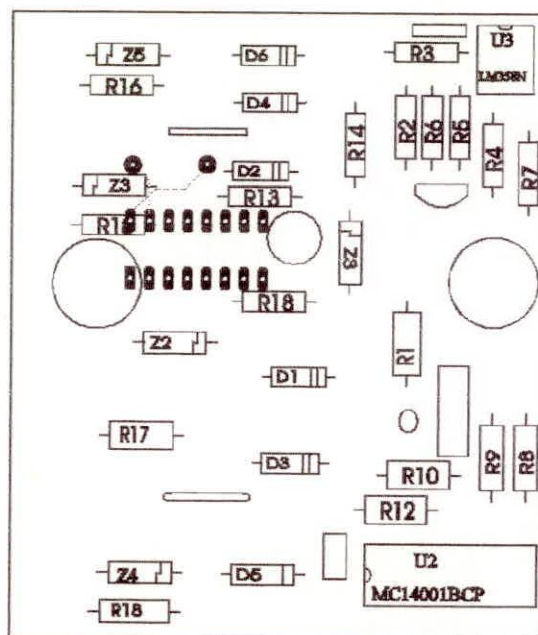
Diagrama control

Control de Velocidad de Extrusora COVEX

Topico Sistemas Controles Industriales
Electrónicos



Tópico Sistemas de Controles Industriales Electrónicos



POWERVERTER PV400

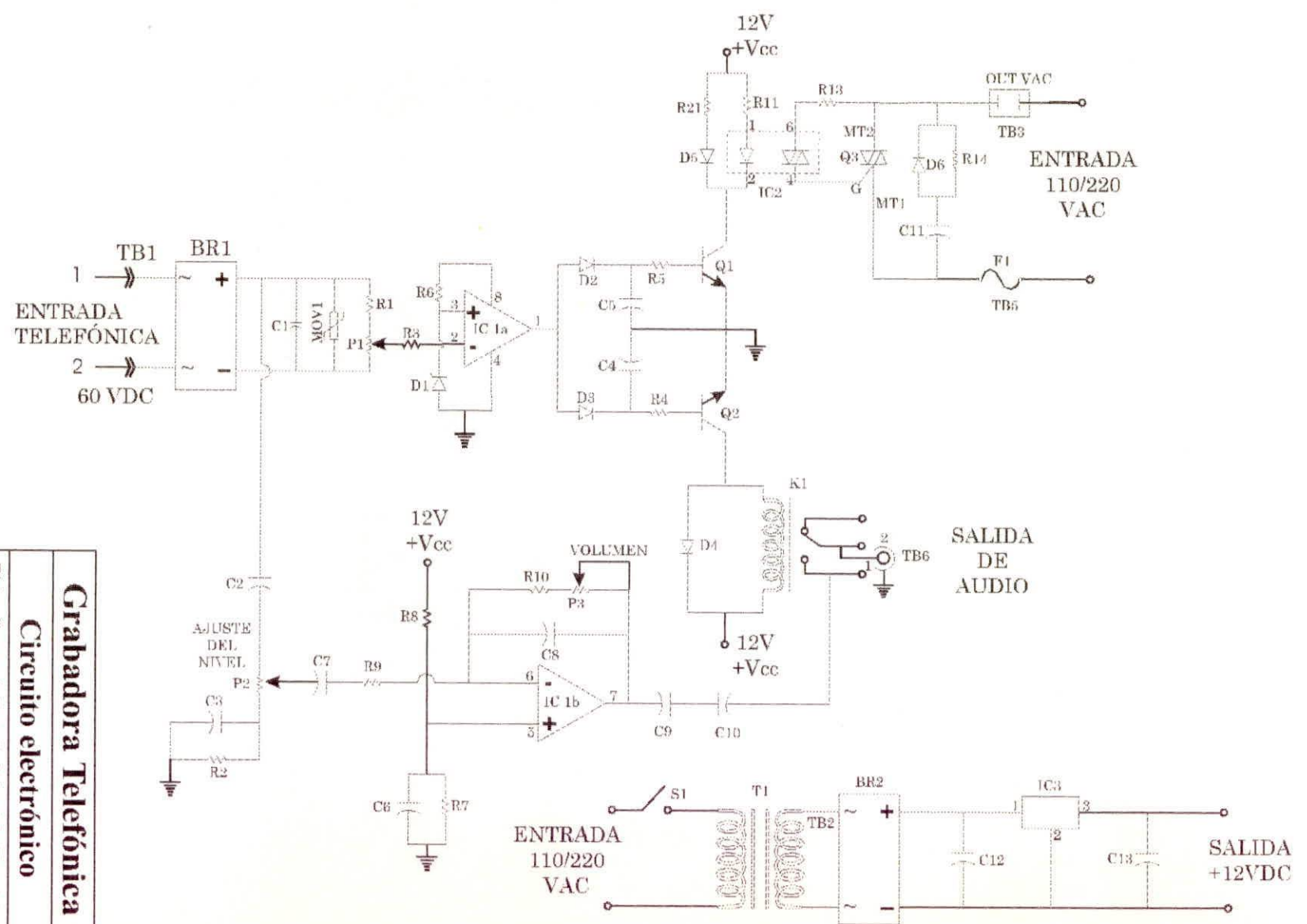
Layout de la tarjeta de control

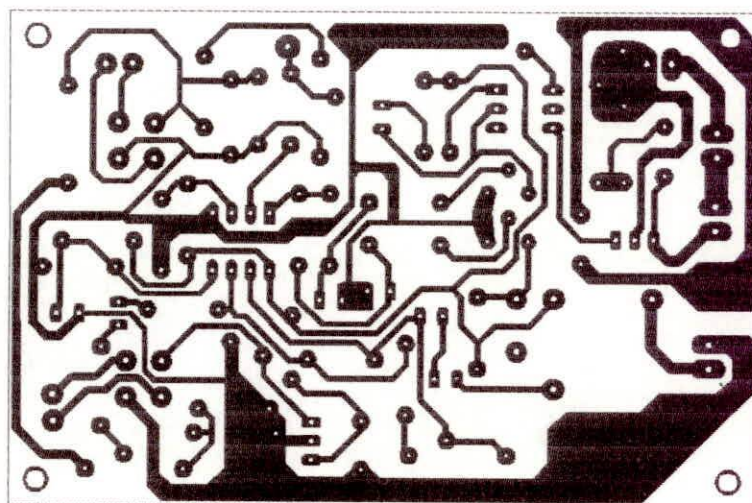
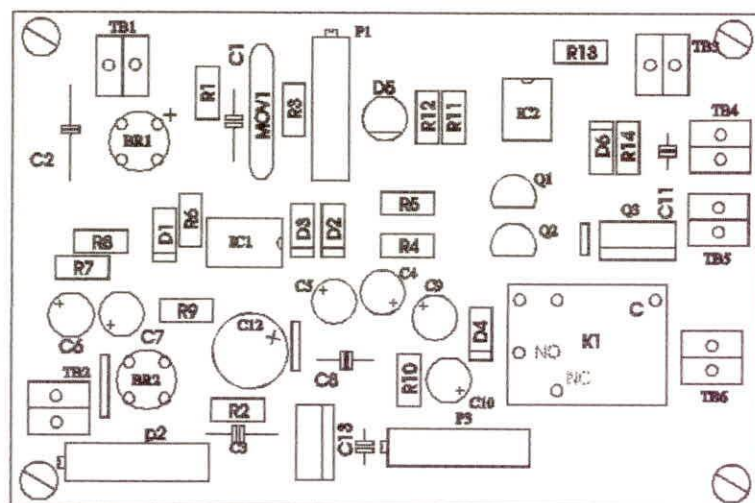
Tópico Sistemas de Controles Industriales Electrónicos

Grabadora Telefónica

Circuito electrónico

Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos





Grabadora Telefónica

Layout y elementos

Tópico: Sistemas de Controles Industriales Electrónicos



Biblioteca Central

APÉNDICES



Biblioteca Central

CONTROL DE MOTORES

Los puentes monofásicos se utilizan en controles para motores de hasta 5hp.

Puentes trifásicos se utiliza en controles para impulsiones de más de 5hp.

Un solo grupo de 6 tiristores puede suministrar corriente para unos 300hp. Para más de 300hp pueden usarse grupos múltiples de tiristores en paralelo.

El control de motores de corriente continua alimentado con tiristores o con generadores continua se logra con elementos electrónicos. El control de impulsores individuales puede lograrse con retroalimentación desde el tacómetro o retroalimentación del voltaje de armadura .

la exactitud de la regulación de la velocidad con retroalimentación de armadura es de 5%, para regulación de velocidad con retroalimentación desde el tacómetro, es de 0.1% hasta 1.0%.

Cuando hay que combinar dos impulsores entre sí , por ejemplo en una máquina continua para bobinas pueden regularse para controlar el momento de torsión, velocidad, posición, tracción o estiramiento, o una combinación de estos parámetros. Los controles del momento de torsión

pueden lograrse con la corriente de armadura de un motor de corriente continua para la señal de retroalimentación. Las señales para controlar la velocidad se deriva igual que para los motores individuales.

Los motores de corriente continua se han utilizado bastante para velocidad variable debido a sus excelentes características. Los motores de corriente alterna se han utilizado sobre todo en aplicaciones para velocidad constante.

TRANSISTOR IGT.(IGBT)

Durante los últimos años se han realizado esfuerzos notables para construir transistores que combinen las mejores características de los bipolares (baja tensión de saturación con gran corriente de colector) y de los FET (baja corriente de excitación). Entre los componentes resultantes, ha obtenido un afianzamiento práctico importante el denominado IGT o IGBT (**Insulated gate bipolar transistor**), desarrollado por General Electric (que usa las siglas IGT) y otras compañías. En la figuraA puede verse su estructura. Se construye partiendo de un substrato muy dopado tipo P mediante boro y creciendo sobre él una capa de alta resistividad tipo N dopada con fósforo.

La estructura del emisor y la puerta se forman a continuación mediante una capa epitaxial con técnicas similares a las empleadas en los FET canal N.

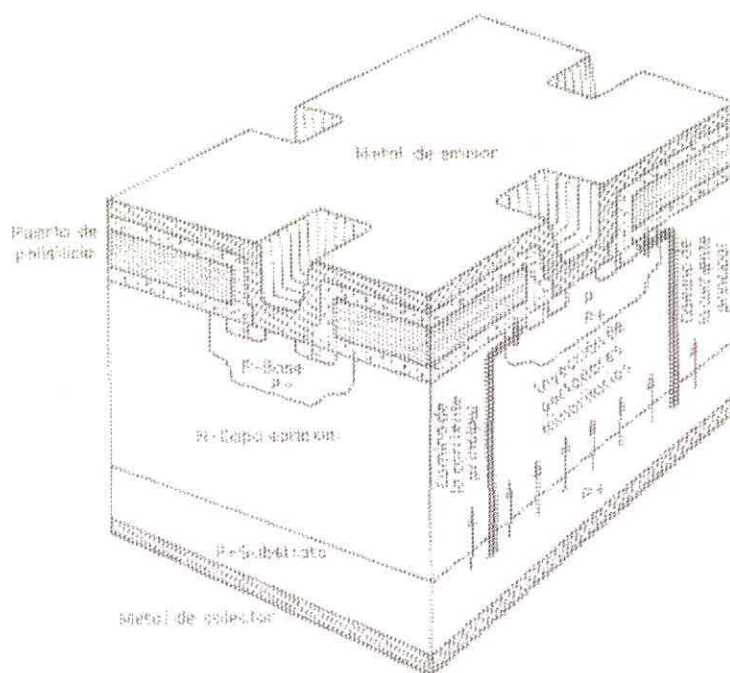


figura A. Estructura de un IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)

Como se ha adelantado al estudiar su estructura, se trata de un componente híbrido del transistor de unión o bipolar y el FET de potencia. Su símbolo y circuito equivalente aparece en la figura B. Las características colector-emisor son similares a las del FET, figura B, salvo que están desplazadas 1 V hacia la derecha, es decir, que existe un umbral de dicho valor en la

tensión colector-emisor antes de que el transistor conduzca significativamente. No obstante, la curva de saturación es más vertical y se obtienen caídas de tensión menores que en los FET para intensidades importantes de colector. Desde este punto de vista, su comportamiento es parecido al del transistor de unión o bipolar, circunstancia que ha querido reflejarse en su símbolo y en el nombre de sus terminales de potencia (colector y emisor).

Sin embargo, la intensidad necesaria para la excitación es pequeñísima pues en este respecto se comporta como un FET. De ahí que el terminal de control se llame puerta por similitud con este componente. La ganancia estática de intensidad (I_C/I_p) es del orden de 10^9 , pues la puerta solamente necesita la intensidad suficiente para cargar la reducida capacidad parásita puerta-emisor y mantenerla cargada. Esta capacidad suele ser menor que la de un FET de intensidad y tensión similares.

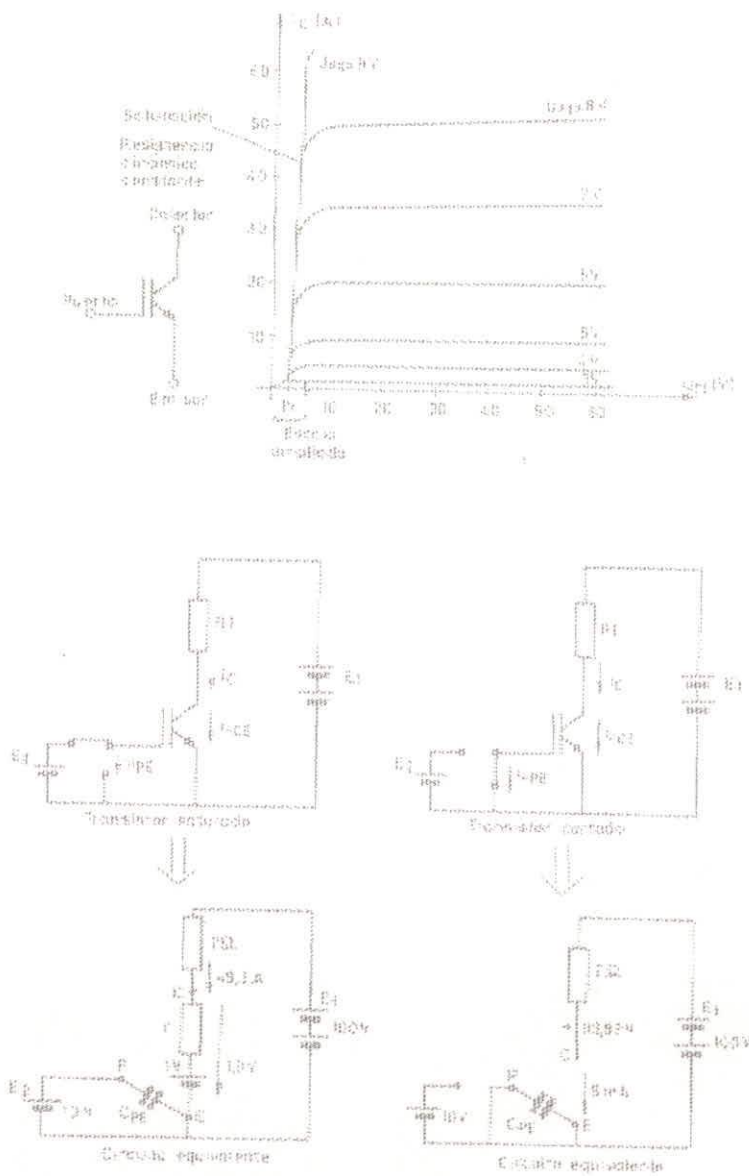


figura B. Curva característica del IGT.

GENERALIDADES SOBRE OPTOACOPLOADORES

Un problema usual en el control es el de enviar señales desde un circuito de mando con una cierta tensión de referencia (usualmente el chasis del equipo) a semiconductores de potencia cuyos terminales de excitación están a distinto potencial debido a la propia naturaleza del circuito de potencia.

Los optoacopladores más empleados en Electrónica de Potencia son el diodo fotoemisor-transistor fotosensible, el diodo fotoemisor-tiristor fotosensible y el diodo fotoemisor-triac fotosensible. Del primero existen variantes con salida Darlington para obtener mayor sensibilidad. Del tercero, que se usa en la excitación de triacs de potencia, hay variantes que integran un circuito especial que asegura el comienzo de la conducción en el paso por cero de la tensión del triac a controlar, independientemente del momento en que se excite el diodo luminoso.

La elevada dispersión de la transconductancia (ganancia de corriente) que presentan los optoacopladores obliga a emplearlos en modo todo o nada (que suele ser el modo normal de funcionamiento de los semiconductores de potencia) previendo en el diseño un margen adecuado para absorber dicha dispersión.

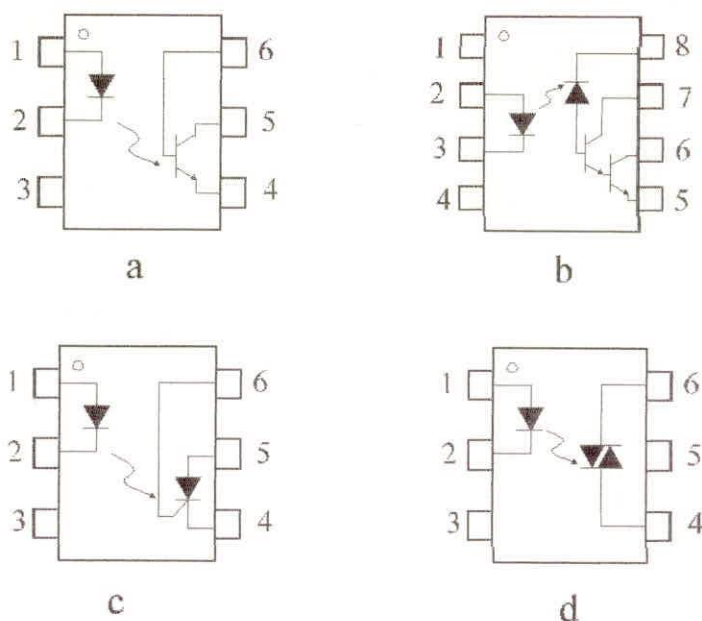


figura C.- Algunos optoacopladores empleados en la excitación de semiconductores de potencia a) Diodo-Transistor b) Diodo-Darlington c) Diodo-Tiristor d) Diodo-Triac. Suelen encapsularse en dual-in-line de 6 u 8 patillas con tensión de aislamiento entrada-salida de unos 3000V.



Biblioteca Central

BIBLIOGRAFIA

1. Roberto Dillon León, "Diseño y construcción de un equipo didáctico para el análisis experimental de convertidores AC/DC y sistemas de control de velocidad para motores de corriente continua" (Tesis, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Escuela Superior Politécnica del Litoral, 1993)
2. Friedrich Fröhr y Fritz Orttenburger, Introducción al control electrónico (SIEMENS Aktiengesellschaft, Berlín y Munich: Marcombo Boixareu editores, 1986), pp 149-157.
3. Luces Faulkenberry, Introducción a los amplificadores operacionales.(2nd edición, México: Editorial Limusa, 1990), pp. 161-165.
4. J.A.Gualda, S.Martínez, P.M.Martínez,. Electrónica Industrial: técnicas de potencia (2nd edición; México: Alfaomega-Marcombo, 1992), pp.333-414.

5. Robert Boylestad, Louis Nashelsky, Electrónica: teoría de circuitos.(4th edición, México: Prentice-Hall Hispanoamericana, 1989), pp.241-282.
6. T. Baumeister, T. BaumeisterIII, E. Avallone, Manual del Ingeniero Mecánico MARKS VOLUMEN III (2^a edición en español MC GRAW-HILL México 1978.) Sección 15 pp 95,96
7. Unidad de tiristores MV4200 (manual de TERCO).



A.F. 141890