ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

BIBLIOTECA
ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

"SISTEMA DE CONTROL PARA OPERACION DE UNA MAQUINA DC EN 4 CUADRANTES"

CELSO GERMAN MORALES ZURITA

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO EN LA ESPECIALIZACION DE ELECTRONICA Y CONTROL

ABRIL, 1986

Quiero dejar constancia de mi sincero agradecimiento al Señor Ingeniero Hugo Banda, Director de Tesis, de quien recibí todo el apoyo y la dirección técnica necesaria.

A mi amigo y colaborador, José Solís y a todas aquellas personas que de una u otra forma me ayudaron a culminar este trabajo.

De manera especial a mi esposa, Luz Marina que, con su amor, ternura y sacrificio, incentivó mi esfuerzo.

I N D I C E

PAG.

INTRODUCCION.

CAPITULO I. CONTROL DE MAQUINAS DC

1.1. Análisis de la Máquina DC 1

1.1.1. Estado Estable 3

1.1.2. Estado Transitorio 6

1.1.3. Modelo Normalizado de la Máquina DC 7

1.2. Métodos de Control de Velocidad 17

1.2.1. Control Electrónico de la Velocidad por variación de $\overline{Vt}$. 17

1.3. Especificaciones Generales de un Sistema de Control para Máquinas DC 21

1.3.1. Velocidad 21

1.3.2. Inversión - Frenado 22

1.3.3. Aceleración 23

1.3.4. Torque - Límite de Corriente 24

1.3.5. Equipo 24

1.4. Control en Cuatro Cuadrantes 25

1.4.1. Definición de Cuadrantes 26

1.4.2. Estados Estable y Transitorio 33

1.5. Requerimientos del Sistema de Control 37

CAPITULO II. EL CONVERSOR DUAL

2.1. Configuraciones y Características 42

PAG.

2.2. Modos de Operación 44

2.2.1. Principio de Operación 45

2.2.2. Modo de Operación libre de Corriente Circulante 46

2.2.3. Modo de Operación con Corriente Circulante 48

2.3. Sistemas de Control para el Conversor 50

2.3.1. Requerimientos para el "Modo Libre de Corriente Circulante" 51

2.3.2. Requerimientos para el "Modo con Corriente Circulante" 54

CAPITULO III. DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL.

3.1. Especificaciones y Características 58

3.1.1. Especificaciones y Configuración 58

3.1.2. Características 74

3.2. Configuración General 77

3.2.1. Lazos de Realimentación 77

3.2.2. Diagrama de Bloques 79

3.3. Diseño del Sistema 83

3.3.1. Unidad de disparo 84

3.3.2. Circuito de Sincronización 121

3.3.3. Transductor de Corriente 124

3.3.4. Transductor de Velocidad 130

3.3.5. Controlador de Corriente 137

3.3.6. Controlador de Velocidad y Limitador de Corriente 173

PAG.

3.3.7. Lógica de Cruce 195

3.3.8. Controlador de Voltaje 204

3.4. Protecciones y Circuitos Auxiliares 221

3.4.1. Protecciones 221

3.4.2. Circuitos Auxiliares 232

CAPITULO IV. PRUEBAS EXPERIMENTALES Y CONCLUSIONES

4.1. Detalles de Construcción 249

4.1.1. Descripción del Equipo 249

4.1.2. Costo de la construcción del Equipo 255

4.2. Mediciones y Pruebas Experimentales 257

4.2.1. Sincronización y Disparo 257

4.2.2. Lazo Interno de Corriente 259

4.2.3. Lazo de Velocidad 261

4.2.4. Comportamiento total del Sistema 262

4.3. Conclusiones y Recomendaciones 266

4.3.1. Comparación de Resultados 266

4.3.2. Análisis técnico económico 268

4.3.3. Conclusiones y Recomendaciones 269

ANEXO. Manual de Operación y Mantenimiento 272

APENDICE A. Determinación de los Parámetros Mecánicos y Eléctricos de una Máquina DC.

APENDICE B. Control Electromecánico de una Máquina DC para obtener Inversiones de Giro.

APENDICE C Análisis del Rectificador Trifásico Tipo Puente totalmente Controlado con Carga Ra - La - Ec.

APENDICE D Características Eléctricas de Elementos utilizados.

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

La combinación de dos sistemas conversores a base de tiristores, cada día está siendo mayormente utilizada en la industria para formar parte de sistemas de control muy sofisticados de máquinas eléctricas, cuyas aplicaciones son variadas y de gran importancia.

Una aplicación muy importante de los llamados "Conversores Duales" es el novedoso Sistema de Control Electrónico de Máquinas DC para que éstas puedan operar en "Cuatro Cuadrantes".

El presente trabajo tiene como objetivo el estudiar, diseñar y construir un sistema base de un Conversor Dual, lo suficientemente versátil que permita el control de Máquinas Eléctricas DC, para que ofrezcan una operación en Cuatro Cuadrantes.

Para cumplir con este objetivo, se comienza por hacer un breve análisis de lo que es el control de velocidad de las máquinas DC, enfatizando en lo que se refiere a su operación en Cuatro Cuadrantes, luego se revisa la teoría de los Conversores Duales, después se desarrolla el diseño del Sistema de Control, y por último se hace la construcción del Equipo.

C A P I T U L O I

C O N T R O L D E M A Q U I N A S D C.

C A P I T U L O I

C O N T R O L D E M A Q U I N A S D C .

En este primer capítulo, se comenzará por hacer un breve análisis de lo que es el control de velocidad en las máquinas de corriente continua, el control en cuatro cuadrantes, así como las ventajas y beneficios que éste es capaz de ofrecer. De aquí se desprenderán entonces, algunas características importantes, necesarias para el diseño del sistema de control propuesto.

1.1. ANALISIS DE LA MAQUINA DC.

El control de velocidad de una máquina, tiene por objeto mantener la velocidad tan próxima como sea posible a un valor deseado, cualesquiera que sean los factores perturbadores que actúen sobre ella; o variar la velocidad entre límites más o menos amplios, según sean las exigencias del servicio que esté prestando la máquina.

El motor DC es un convertidor electromecánico de energía, ya que recibe energía eléctrica y la transforma en energía mecánica para entregarla a la carga que se halle acoplada a su eje. Si se analiza el modelo elemental de una máquina DC, (1), se pueden establecer las ecuaciones electromecánicas que rigen su comportamiento en cualquier instante:

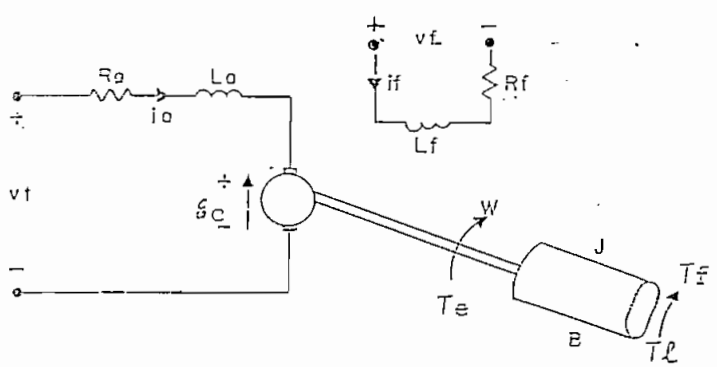


Fig. 1.1: Modelo Elemental de la Máquina DC.

.../

$$\mathcal{E}c = \frac{P}{a} \phi w z = ka \phi w \quad (1.1)$$

$$vt = \mathcal{E}c + Ra\, ia + La \frac{dia}{dt} \quad (1.2)$$

$$\phi = kf\, if \quad (1.3)$$

$$vf = Lf \frac{dif}{dt} + Rf\, if \quad (1.4)$$

$$Te = kt\, \phi\, ia \quad (1.5)$$

$$Te = J \frac{dw}{dt} + Bw + Tf + Tl \quad (1.6)$$

donde:

$\mathcal{E}c$ = *f.c.e.m. inducida.*
P = *número de pares de polos.*
a = *número de pares de ramas en paralelo del inducido.*
z = *número total de conductores del inducido en serie.*
$ka = \frac{Pz}{a}$; *constante que depende de los aspectos constructivos del motor.*
ϕ = *máximo flujo por polo.*
w = *velocidad del inducido.*
vt = *tensión de la red o tensión en bornes del inducido.*
ia = *corriente del inducido.*
Ra = *resistencia total del inducido.*
La = *inductancia total del inducido.*
kf = *constante que depende de la curva de magnetización.*
if = *corriente del devanado de campo o inductor.*
vf = *tensión en bornes del campo.*
Lf = *inductancia total del campo.*
Pf = *resistencia total del campo.*
Te = *torque electromagnético producido por la máquina.*
kt = *constante que depende de los aspectos constructivos del motor.*
J = *momento de inercia del eje del motor.*

.../

B = coeficiente de roce viscoso.
Tf = torque de fricción de Coulomb o de roce seco.
Tl = torque de carga aplicado al eje del motor.

La solución de las ecuaciones planteadas, permiten analizar el comportamiento del conjunto máquina-carga ya sea en estado estable o en estado transitorio y para diferentes formas de alimentación.

Los análisis que a continuación se harán, son para una máquina de excitación independiente, por lo que su campo poseerá una excitación constante; las ecuaciones (1.3) y (1.4), se transforman de la siguiente manera:

$$\emptyset = kf\ If \tag{1.7}$$

$$Vf = Lf \frac{dIf}{dt} + Rf\ If$$

$$\therefore\ Vf = Rf\ If \tag{1.8}$$

1.1.1. Estado Estable:

Para apreciar el comportamiento del modelo en estado estable, se supondrá que la armadura se encuentra alimentada por una función periódica de voltaje:

$$\frac{1}{T}\int_o^T \mathcal{E}cdt = \frac{1}{T}\int_o^T ka\ \emptyset\ wdt \tag{1.9}$$

$$\frac{1}{T}\int_o^T vtdt = \frac{1}{T}\int_o^T \mathcal{E}cdt + \frac{1}{T}\int_o^T Ra\ iadt + \frac{1}{T}\int_{ia(o)}^{ia(T)} Ladia \tag{1.10}$$

.../

$$\frac{1}{T}\int_o^T Tedt = \frac{1}{T}\int_o^T kt\ \emptyset\ iadt \qquad (1.11)$$

$$\frac{1}{T}\int_o^T Tedt = \frac{1}{T}\int_{w(o)}^{w(T)} J\ dw + \frac{1}{T}\int_o^T B\ wdt + \frac{1}{T}\int_o^T (Tf + Tl)dt \qquad (1.12)$$

Si se ejecutan las operaciones indicadas:

$$\overline{Ec} = ka\ \emptyset\ \overline{\frown} = Ka\ \overline{\frown} \qquad (1.13)$$

$$Ka = ka\ \emptyset \qquad (1.14)$$

$$\overline{Vt} = \overline{Ec} + Ra\overline{Ia} \qquad (1.15)$$

$$\overline{Te} = kt\ \emptyset\ \overline{Ia} = Kt\ \overline{Ia} \qquad (1.16)$$

$$Kt = kt\ \emptyset \qquad (1.17)$$

$$\overline{Te} = B\ \overline{\frown} + \overline{Tf} + \overline{Tl} \qquad (1.18)$$

donde:

$\overline{Ec}$ = *f.c.e.m. media.*

$\overline{\frown}$ = *velocidad angular media del motor.*

$\overline{Vt}$ = *voltaje medio aplicado al inducido.*

$\overline{Ia}$ = *corriente media de inducido.*

$\overline{Te}, \overline{Tf}, \overline{Tl}$ = *valores medios de torque.*

A partir de las ecuaciones obtenidas para el modelo ideal en estado estable, se pueden obtener conclusiones importantes acerca del

.../

comportamiento de la máquina DC de excitación independiente en régimen permanente, tomando en cuenta la zona lineal de operación de la máquina:

1. $\overline{Ec} = Ka \overline{\frown}$: Existe una relación totalmente lineal entre la velocidad y la fuerza contraelectromotriz que aparece en la máquina.

2. $\overline{Vt} = \overline{Ec} + \overline{Ia}Ra$: Para cargas ligeras, la caída de voltaje en la resistencia de armadura es pequeña respecto a $\overline{Ec}$ y esto hace que la relación entre el voltaje de inducido y la velocidad sea prácticamente lineal. Cuando se incrementa la carga, la corriente circulante por la armadura aumentará, existiendo por tanto un decremento de la velocidad de la máquina, lo cual puede ser compensado si se aumenta el valor del voltaje de alimentación.

3. $\overline{Te} = Kt\ \overline{Ia}$: También se produce una relación lineal entre el torque electromagnético que presenta la máquina y la corriente que circula por su armadura; por tanto, mientras más cargado se encuentre el motor, mayor será el torque electromagnético que produzca para arrastrar la carga con su eje.

4. $\overline{Te} = B \overline{\frown} + \overline{Tf} + \overline{Tl}$: En el régimen permanente, el torque electromagnético de la máquina equilibra exactamente cada uno de los torques perturbadores externos, y también las pérdidas que se hacen presentes en su eje, debido a la velocidad de giro.

Si a partir de estas ecuaciones se deduce una expresión para la velocidad de giro del motor en estado estable, se tiene:

$$\overline{\frown} = \frac{\overline{Vt} - \overline{Ia}\ Ra}{ka\ kf\ If} \qquad (1.19)$$

.../

de aquí se aprecia que el valor de la velocidad de giro del inducido depende de variables controlables externamente como son el voltaje de armadura, la excitación de campo, la cantidad de carga aplicada a su eje y de la resistencia de armadura, la cual puede ser cambiada utilizando conexión de resistencias externas al circuito de inducido.

La velocidad también depende de los aspectos de diseño y de los materiales que se utilicen en la construcción de la máquina, pero una vez que la máquina se encuentre construída, difícilmente se podrá hacer cambios en los valores de ka y kf para lograr así variaciones de la velocidad.

1.1.2. Estado Transitorio.

El análisis del estado transitorio permite apreciar el comportamiento dinámico del modelo máquina-carga. Para ello, se representan las ecuaciones en el dominio de la frecuencia compleja S, utilizando la transformada de Laplace; (2):

$$Ec(S) = Ka \frown (S) \tag{1.20}$$

$$Vt(S) = Ec(S) + RaIa(S) + La(SIa(S) - Ia(o)) \tag{1.21}$$

$$Te(S) = Kt\ Ia(S) \tag{1.22}$$

$$Te(S) = J(S \frown (S) - \frown (o)) + B \frown (S) + Tf(S) + Tl(S) \tag{1.23}$$

operando sobre estas ecuaciones, se puede llegar al modelo que determina la función de transferencia del motor; por tanto, a partir de las ecuaciones (1.21) y (1.23) y sobrentendiendo que se trata de transformadas de Laplace:

$$Ia = \frac{Vt - Ec + Ia(o)\ La}{Ra + La\ S} \tag{1.24}$$

.../

$$\omega = \frac{Te - Tf - Tl + J\,\omega(o)}{B + JS} \qquad (1.25)$$

En base a las 2 últimas expresiones y a las ecuaciones (1.20) y (1.22), se llega al siguiente diagrama de bloques:

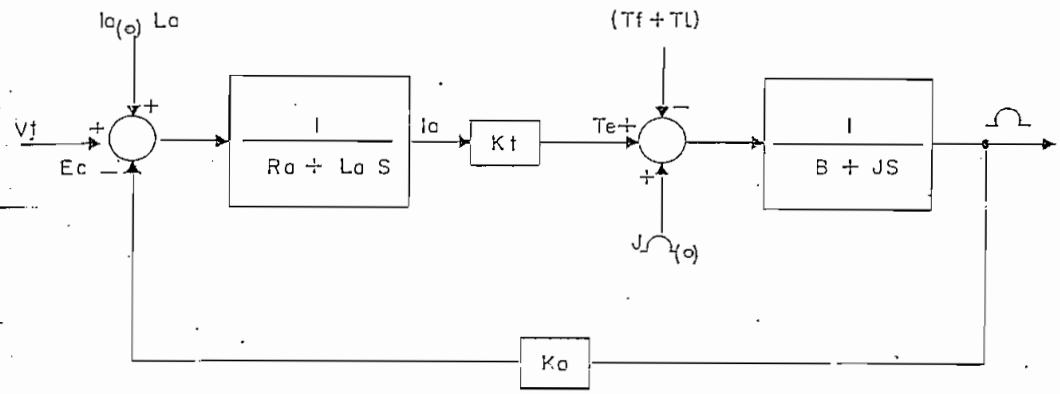


Fig. 1.2: Modelo del Diagrama de Bloques de un Motor DC con Excitación de Campo Constante.

1.1.3. Modelo Normalizado de la Máquina DC.

El modelo convencional del motor DC arriba presentado, tiene la desventaja de no poseer realimentación unitaria, lo cual al formar parte de un sistema de control es poco ventajoso. Por esta razón, se desarrollará a continuación un novedoso modelo que se caracteriza por su simplicidad, además de presentar realimentación unitaria, (3).

El modelo convencional se simplifica si se hacen las siguientes consideraciones:

1. Condiciones iniciales nulas. Es decir, antes del inicio de operación de la máquina, no existe energía almacenada en la inductancia de su armadura ($Ia(o)\ La = 0$), y su rotor se encuentra en reposo total ($J\,\omega(o) = 0$);

.../

2. Se desprecia el torque de fricción de Coulomb, ya que en la práctica resulta ser demasiado pequeño (Ver apéndice A), y se considera que la carga no tiene forma de generar un torque propio (Tl) que se oponga al torque electromagnético del motor y simplemente será arrastrada por el eje de éste, lógicamente incrementando las pérdidas mecánicas de la máquina motriz:

$$Ia(o)La = 0$$

$$J \cap (o) = 0$$

$$Tf + Tl = 0$$

Con estas consideraciones, las ecuaciones del estado transitorio se transforman a:

$$Ec = Ka \cap \tag{1.26}$$

$$Vt = Ec + Ia\,(Ra + La\,S) \tag{1.27}$$

$$Te = Kt\,Ia \tag{1.28}$$

$$Te = \cap\,(B + JS) \tag{1.29}$$

Para obtener el modelo normalizado, se emplearán los siguientes valores de vacío y de rotor bloqueado (Standstill Parameters):

Vt_N = *voltaje de placa de la máquina.*

$\cap_o$ = *velocidad de vacío a voltaje nominal.*

Ist = *corriente de armadura con el rotor bloqueado, cuando se aplica* Vt_N.

.../

Tst = *torque electromagnético con el rotor bloqueado.*

Las relaciones entre éstos, se obtienen a partir de las ecuaciones anteriores:

$$Vt = Ka \curvearrowleft + Ia\,(Ra + LaS) \qquad (1.30)$$

Para condiciones de vacío y con voltaje de alimentación igual al nominal, la caída de voltaje sobre Ra resulta despreciable:

$$Vt_N \cong Ka \curvearrowleft_o \qquad (1.31)$$

Para rotor bloqueado y con corriente en estado estable; ($\curvearrowleft = 0$):

$$Vt_N = IstRa \qquad (1.32)$$

$$Tst = Kt\ Ist \qquad (1.33)$$

Además, se definirán tres constantes que serán utilizadas en el modelo:

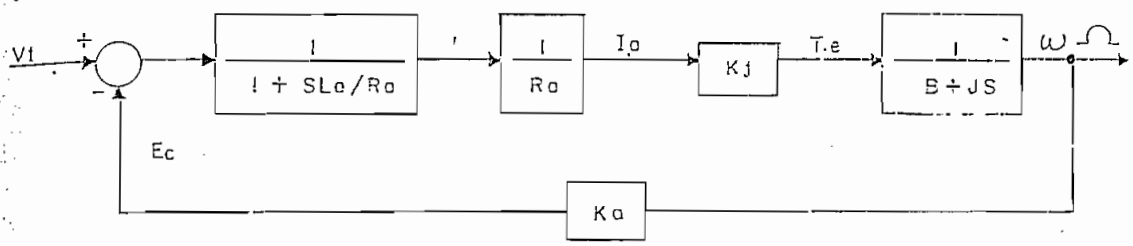
$$ke = \frac{La}{Ra} \quad : \text{ constante de tiempo eléctrica.} \qquad (1.34)$$

$$Jn = km = \frac{J \curvearrowleft_o}{Tst} \quad : \text{constante de tiempo mecánica.} \qquad (1.35)$$

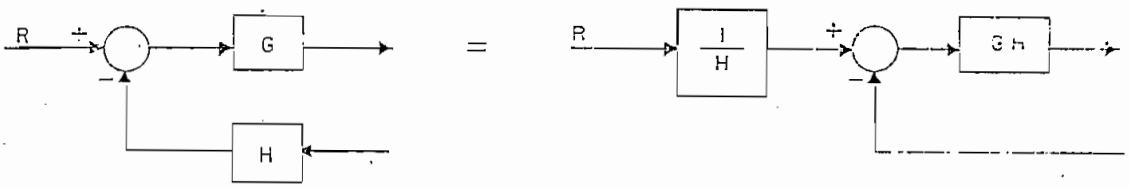
$$Bn = \frac{B \curvearrowleft_o}{Tst} \quad : \text{coeficiente B normalizado.} \qquad (1.36)$$

.../

En base a esto, y partiendo del modelo convencional:



Si se recuerda que, para obtener realimentación unitaria, la simplificación de un diagrama de bloques es, (2):



que en base a la ecuación (1.31), el bloque de realimentación se transforma en:

$$Ka = \frac{Vt_N}{\Omega_o} = Vt_N \frac{1}{\Omega_o}$$

y además se hacen las siguientes normalizaciones para obtener una función de transferencia normalizada:

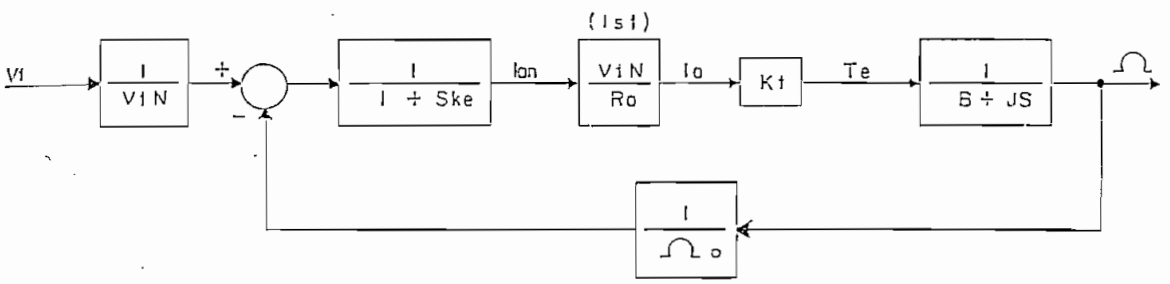
$$Vtn = \frac{Vt}{Vt_N} \quad : \textit{voltaje de armadura normalizado.} \qquad (1.37)$$

$$Ian = \frac{Ia}{Ist} \quad : \textit{corriente del inducido normalizada.} \qquad (1.38)$$

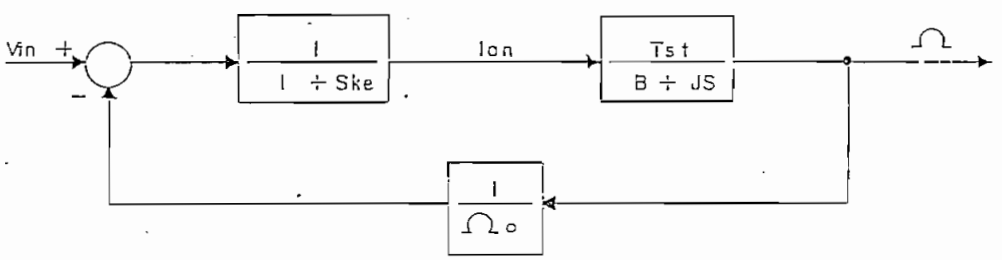
.../

$$\Omega_n = \frac{\Omega}{\Omega_o} \quad : \textit{velocidad angular normalizada.} \qquad (1.39)$$

entonces el diagrama de bloques del modelo convencional se transforma en:



Lo cual en forma simplificada y utilizando las ecuaciones (1.37) y (1.33) queda:



Ahora, si a la función de transferencia de la trayectoria directa se la denomina G, entonces la función de transferencia de lazo cerrado será:

$$\frac{\Omega}{Vtn} = \frac{G}{1 + G(1/\Omega_o)} \qquad (1.40)$$

y si se normaliza la velocidad:

$$\frac{\Omega_n}{Vtn} = \frac{\Omega / \Omega_o}{Vtn} = \frac{G/\Omega_o}{1 + G/\Omega_o} \qquad (1.41)$$

.../

lo cual puede ser representado exactamente por un lazo de control con realimentación unitaria y función de transferencia de trayectoria directa G/Ω_o:

$$\frac{G}{\Omega_o} = \frac{1}{1 + Ske} \frac{Tst/\Omega_o}{B + JS} \qquad (1.42)$$

y operando sobre el segundo factor :

$$\frac{Tst/\Omega_o}{B + JS} = \frac{1}{\frac{B\,\Omega_o}{Tst} + \frac{J\,\Omega_o}{Tst} S} \qquad (1.43)$$

que según las definiciones hechas en (1.35) y (1.36), el modelo sería:

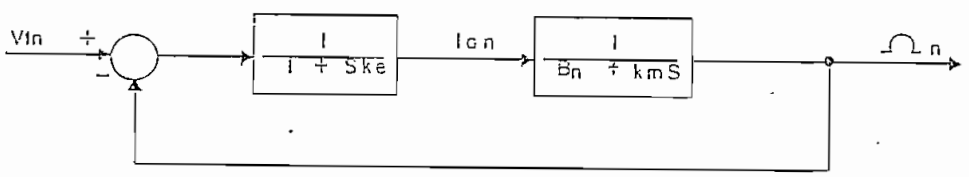


Diagrama de bloques que también puede ser escrito como en la siguiente figura:

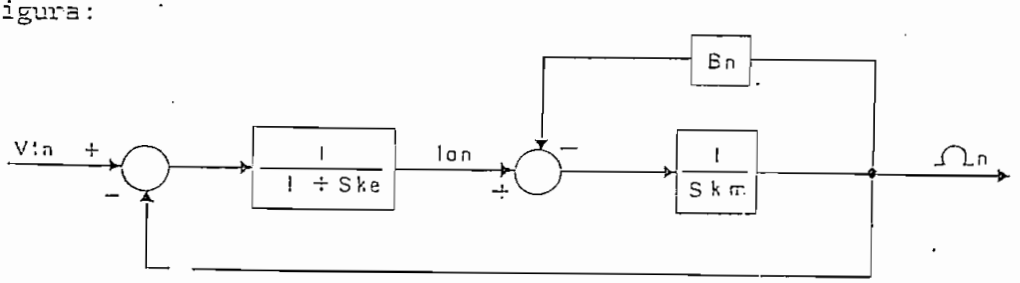


Fig. 1.3 : Modelo Lineal Normalizado de una Máquina DC de Excitación Independiente Constante.

.../

Por lo regular, para motores DC de gran potencia se encuentra que $km/Bn \gg ke$ y $1/Bn \gg 1$, (Ver apéndice A), y en estas circunstancias, se pueden hacer las siguientes aproximaciones a partir del modelo obtenido:

$$Ian = \frac{1}{1 + Ske} (Vtn - \Omega n) \qquad (1.44)$$

$$\Omega n = \frac{1}{Bn + kmS} Ian \qquad (1.45)$$

Por lo tanto:

$$\Omega n = \frac{Vtn - \Omega n}{(1+Ske)(Bn+kmS)}$$

$$\Omega n = \frac{Vtn}{(1+Ske)(Bn+kmS)+ 1}$$

$$\Omega n = \frac{Vtn/Bn}{S^2\left(\frac{kmke}{Bn}\right) + S\left(\frac{km}{Bn} + ke\right) + \left(\frac{1}{Bn} + 1\right)}$$

$$\Omega n \cong \frac{1}{S^2 kmke + Skm + 1} Vtn \qquad (1.46)$$

Pero esto también puede escribirse como:

$$\Omega n = \frac{1}{Skm(Ske + 1) + 1} Vtn$$

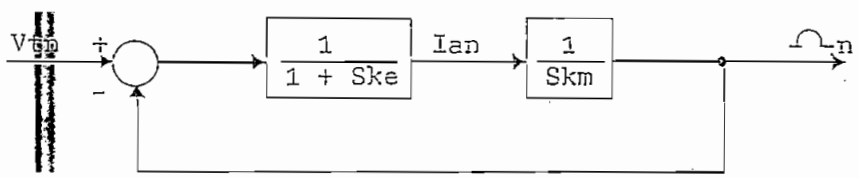
.../

$$\Omega_n = \frac{\frac{1}{Skm\ (Ske + 1)}}{1 + \frac{1}{Skm\ (Ske + 1)}}\ Vtn$$

suponiendo un lazo de control con realimentación unitaria:

$$G = \frac{1}{Skm\ (Ske + 1)}\ , \qquad H = 1$$

entonces el modelo se reduce totalmente:



Por lo que la función de transferencia entre la velocidad y la corriente normalizadas está dada por:

$$\Omega_n = \frac{1}{Skm}\ Ian \qquad (1.47)$$

A partir de las ecuaciones (1.46) y (1.47), se pueden obtener las siguientes conclusiones, respecto al comportamiento dinámico de un motor DC con excitación independiente constante:

1. La función de transferencia entre la velocidad y la corriente de armadura puede ser aproximada, para máquinas de gran potencia, como un integrador puro con constante de tiempo igual a la constante de tiempo mecánica "km" de la máquina, anteriormente definida, cu

yo valor directamente depende del momento de inercia J del sistema rotacional.

2. La función de transferencia existente entre la velocidad y el voltaje de armadura, indican que el motor DC de excitación independiente posee un comportamiento dinámico que puede ser descrito como el de un sistema de segundo orden, (2):

$$\frac{\Omega n}{Vtn} = \frac{1/kmke}{S^2 + S\frac{1}{ke} + \frac{1}{kmke}} = \frac{Wn^2}{S^2 + 2gWnS + Wn^2}$$

Wn : *Frecuencia natural no amortiguada.*

g : *Constante de amortiguamiento.*

$$Wn^2 = \frac{1}{kmke} \qquad g = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{km}{ke}}$$

Si se analiza el coeficiente de amortiguamiento g, se puede decir que:

- $g > 0$ para cualquier valor de km y ke, por lo tanto se trata de un sistema estable.

- $g > 1$ produce un sistema sobreamortiguado; y la condición para esto sería:

$$\frac{1}{2}\sqrt{\frac{km}{ke}} > 1 \quad \Rightarrow \quad \frac{km}{ke} > 4$$

$$\therefore \frac{J\,Ra^2}{KaKtLa} > 4$$

.../

- El sistema pasará a ser subamortiguado para $g < 1$, es decir :

$$\frac{km}{ke} < 4 \qquad \frac{JRa^2}{KaKtLa} < 4$$

y esto es lo que más comunmente se presenta para máquinas DC de gran potencia; o sea que por lo regular se va a tener una respuesta transitoria oscilante y decreciente en el tiempo, hasta alcanzar la estabilidad (Ver apéndice A).

La frecuencia de oscilación "Wd" de la respuesta transitoria, también depende de las dos constantes del sistema:

$$Wd = Wn\sqrt{1 - g^2}$$

$$Wd = \frac{1}{2ke}\sqrt{\frac{4ke}{km} - 1}$$

y por tanto, dependerá totalmente de los valores de ke y km, para que la respuesta tenga un determinado nivel de sobreimpulso, al igual que el tiempo que le tome al mencionado transitorio para que se amortigüe y logre el estado estable:

El nivel de sobreimpulso en porcentaje es:

$$Sp = \exp\frac{-g\,\pi}{\sqrt{1-g^2}} \quad 100\% = 100 \exp\left(-\pi\sqrt{\frac{km}{4ke-km}}\right) \%$$

y el tiempo que le toma a la oscilación, llegar a ser inferior al 2% del valor de la señal en estado estable:

.../

$$ts = \frac{4}{g\ Wn} = 8\ ke = 8\ \frac{La}{Ra}$$

Son los parámetros eléctricos de la máquina, los únicos en oponerse o ayudar a que la oscilación de velocidad, alcance su valor de estado estable, en un tiempo corto o no.

1.2. METODOS DE CONTROL DE VELOCIDAD.

En base al análisis hecho del comportamiento de una máquina DC de excitación independiente, cuyo campo se halla conectado a una fuente de alimentación constante, se puede reescribir la ecuación (1.19), la misma que ofrece una expresión para la velocidad de giro del motor en estado estable:

$$\overline{\Omega} = \frac{\overline{Vt} - \overline{Ia}\ Ra}{kakfIf} \qquad (1.19)$$

de acuerdo a esta ecuación, se puede establecer que los métodos para el control de velocidad de la máquina DC, pueden ser, (4):

a) Por variación del flujo del campo inductor ($\emptyset$ = kf If).

b) Por variación del voltaje de inducido ($\overline{Vt}$).

c) Por variación de la resistencia del circuito de armadura (Ra).

De estos tres métodos, los que más se utilizan en el control electrónico de la velocidad del motor DC, son los que se llevan a cabo por variación del flujo de campo y por variación del voltaje de inducido, sin embargo, se prefiere este último por presentar mejores características dinámicas.

1.2.1. Control electrónico de la velocidad por variación de $\overline{Vt}$.

El control de la velocidad por variación del voltaje termi

.../

nal, requiere de un equipo que facilite una tensión continua regulable, aproximadamente en la misma relación en que se requiere variar la velocidad, como se puede deducir de la ecuación (1.19), observando que a flujo constante, la velocidad es sensiblemente proporcional al voltaje terminal, salvo para valores muy bajos del voltaje para los cuales la caída óhmica ($R\bar{a}Ia$), deja de ser despreciable. Si el equipo regulador de voltaje permite una variación continua de la tensión media desde cero al valor nominal, elimina la necesidad de utilizar un reóstato de arranque en la puesta en marcha, a la vez que posibilita el más amplio rango de control de velocidad: de cero a su valor nominal.

En la actualidad, muchas son las ventajas y beneficios que está ofreciendo el control electrónico del voltaje terminal, para alimentar un motor DC al cual se pretende controlar su velocidad. Generalmente, la fuente de energía disponible es una de corriente alterna a tensión constante, por lo que se precisará un equipo auxiliar en forma de rectificadores estáticos, para proporcionar la tensión continua necesaria para alimentar el devanado inducido. El inmenso desarrollo alcanzado por los rectificadores estáticos de potencia, ha abierto un amplio campo en aquellas aplicaciones en las que es necesaria una regulación muy precisa de la velocidad de grandes motores.

En términos generales, existen 3 tipos de conversores de energía a base de tiristores, utilizados para la alimentación de armadura, y de éstos se obtendrán los diferentes sistemas de control electrónico de motores:

a) Circuito rectificador controlado en ciclo integral: Con este sistema se alimenta al motor con pulsos de corriente rectificada en ciclo integral. Esta forma particular de modulación por ancho de pulso (PWM), ha demostrado ser idéntica en características de estado estable, en términos de corriente y velocidad media, a lo que se obtendría alimentado el motor con una fuente convencional de continua, (5).

.../

En general, se ha encontrado que el control de motores por este método, es adecuado únicamente para motores DC serie fraccionarios y con relaciones N/T específicas, ya que para bajas velocidades son notorios el ruido y la vibración del motor.

b) Circuito troceador (Chopper): La regulación de velocidad de un motor mediante un troceador de tensión con tiristores, se emplea cuando el suministro es de continua o de alterna rectificada por un convertidor no controlado. El caso en el cual es más necesario el suministro en continua es para tracción, ya sea a causa de la necesidad de almacenamiento de la energía en baterías, o bien a causa de las mejores características par motor-velocidad de las máquinas de continua, siendo aquí donde los troceadores de tensión encuentran más aplicación, (6).

Como el nombre de troceador implica, la tensión continua será conectada y desconectada por un tiristor, de tal forma que dicha tensión pase hacia la carga intermitentemente, a una determinada frecuencia. Esto significa que, aunque la tensión de entrada sea constante, la tensión media se puede ajustar. La frecuencia de conmutación es alta para que el filtrado sea mínimo, y la respuesta es también alta comparada con la de los métodos de ajuste de tensión por fase controlada (7), (8).

c) Circuito rectificador controlado por fase: Este convertidor es empleado cuando la red de suministro es de alterna y el motor que debe ser regulado es de continua, es por ésto, que en aplicaciones industriales es muy común encontrar sistemas de control de motores DC, que emplean estos conversores conmutados por línea de tensión alterna. Debido al objetivo del presente trabajo, en el diseño del sistema de control se considerará este tipo de conversión de energía para alimentar la armadura del motor DC, con el que se trabajará posteriormente y por tanto, se hará un breve análisis de esta rectificación controlada por fase.

El tipo de conversor dependerá de la potencia necesaria y

.../

de la cantidad de rizado que pueda tolerarse. Para potencias bajas, inferiores a 10 kw, son adecuados los circuitos monofásicos; para potencias más altas, las disposiciones de puente se pueden aplicar a una red trifásica o a una toma polifásica central, (9). El uso de tiristores en las ramas de los circuitos rectificadores, dan la posibilidad de controlar el flujo de energía hacia la carga, ya que según se incremente o reduzca el "ángulo de retardo α " en el activado de estos tiristores, se logrará que el voltaje medio obtenido del convertidor pueda ser variable. Así se tendrá que, el método de ajuste del voltaje terminal es por control de fase, y el método de conmutación del tiristor es la conmutación natural; cada tiristor está sometido a la tensión alterna de la red, por lo que su polarización se invierte cada semiciclo y se bloquea, (10).

El control por fase es el proceso por el cual, rápidamente se conecta y desconecta una fuente de alimentación AC a una carga, por una fracción controlada de cada ciclo. El control se lleva a cabo gobernando el ángulo de fase de la onda AC en el cual el tiristor es disparado; el tiristor entonces conducirá por el resto del medio ciclo. A continuación se presenta un par de los circuitos más utilizados, así como sus formas de onda, (11).

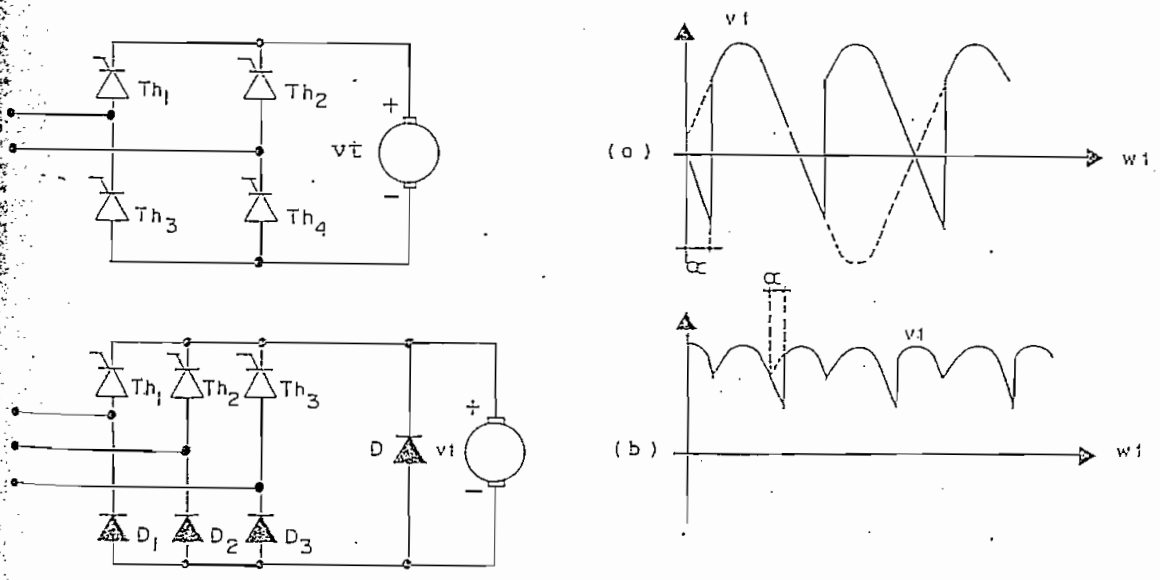


Fig: 1.4 : Disposiciones de Rectificadores Controlados.

a) Puente Monofásico de onda completa totalmente controlado.

b) Puente Trifásico de onda completa semicontrolado.

.../

Los tres métodos antes mencionados para variar la tensión continua en bornes del motor DC, están revolucionando el campo de sistemas de control de velocidad de este tipo de motores y prácticamente ya han desplazado a los métodos tradicionales; incluso el complicado equipo Ward-Leonard o una instalación de rectificador de arco de mercurio, pueden ser desplazados por un sistema convertidor controlado por fase. Aunque en la mayoría de los casos, el conversor con tiristores es ligeramente más caro, es de mayor rendimiento en todos los márgenes de velocidad y carga, y los costos de instalación son menores, (12), (13).

1.3. ESPECIFICACIONES GENERALES DE UN SISTEMA DE CONTROL PARA MAQUINAS D.C.

La descripción de un sistema de control requiere la especificación tanto de aspectos físicos, como de características de comportamiento. Para esta descripción es necesario establecer cierta terminología, la cual pueda ser entendida por diseñadores, constructores y usuarios, (14).

1.3.1. Velocidad.

a) Regulación de velocidad: Regulación es la habilidad del sistema para mantener la velocidad prefijada bajo variaciones de carga. Regulación es generalmente definida como el cambio porcentual en la velocidad desde vacío a plena carga.

b) Rango de velocidad: El rango de velocidad de un sistema controlador, acoplado a la velocidad base del controlador, define la velocidad más baja a la cual el controlador puede ser operado. Dos factores deben ser considerados en relación a operación a baja velocidad: el primero es el calentamiento del motor y el segundo la regulación del sistema.

c) Velocidad máxima ajustable: La velocidad máxima que tendrá el motor, puede ser fijada por un ajuste (potenciómetro o botón externo) dispuesto dentro o fuera del cabinete del controlador.

.../

d) Velocidad mínima ajustable: La velocidad mínima a la cual el motor operará, puede ser fijada por un ajuste interno o alguna perilla externa al cabinete del controlador.

e) Velocidad base: Se refiere a la máxima velocidad a la cual el motor puede girar con el campo a plena excitación.

f) Referencia de velocidad externa: La señal de referencia de velocidad, normalmente tomada de un potenciómetro, puede ser obtenida desde una fuente de voltaje externa.

g) Sensor de velocidad: Como sensor se puede utilizar un tacómetro, o se puede tomar el voltaje del inducido, puesto que la f.c.e.m. generada por la armadura de un motor DC, es proporcional a la velocidad a la cual la armadura está rotando, por lo tanto, la detección de este voltaje también dará una señal proporcional a la velocidad.

h) Control remoto de velocidad: Si la estación del operador se halla lejana al controlador, usualmente se monta el potenciómetro de referencia de velocidad en la estación, y la señal de este potenciómetro es conducida al controlador a través de un circuito de 3 alambres.

i) Pre-operación: Los controles de pre-operación se utilizan para accionar al sistema a muy bajas velocidades durante situaciones preparativas o de prueba. El control de pre-operación puede ser diseñado para que exista giro mientras un pulsante se mantenga presionado o para acción continua del controlador a baja velocidad.

1.3.2. Inversión - Frenado.

a) Inversión: La mayoría de controladores son unidireccionales y la inversión de giro es una operación de costo extra. La inversión implica que el controlador posea un switch o contactor para invertir los terminales DC a la armadura del motor, o que pueda ha

.../

cerlo en forma automática con elementos de estado-sólido. Algunos controles también ofrecen freno dinámico como un adicional a la opción de inversión.

b) Freno: La función fundamental de cualquier sistema de frenado usado para parar o desacelerar, es convertir la energía cinética del rotor del motor en movimiento y de su carga, hacia energía calórica durante el proceso, o, devolverla hacia la fuente. El sistema de control debe poseer algún tipo, o una combinación de los siguientes modos de frenado, (15):

1. Frenado externo:
   - freno de fricción con resorte.
   - freno magnético con principio eléctrico.
   - freno con corriente de Eddy.
2. Frenado interno:
   - freno en contra corriente, o por inversión.
   - freno dinámico.
   - freno regenerativo.

Los dos tipos de frenado más interesantes son:

- Freno Dinámico: es una forma de cargar eléctricamente al motor como un generador para extraer su energía mecánica almacenada y reducir su velocidad; este freno es más efectivo cuando el motor está girando a gran velocidad.

- Freno Regenerativo: al igual que el dinámico, es una forma de extraer energía mecánica del motor, pero en forma eléctrica, desde los terminales de armadura. La energía eléctrica es devuelta hacia la fuente, en lugar de ser disipada en una resistencia. Esta forma de frenado permite que el motor pueda llegar a detenerse.

1.3.3. Aceleración.

a) Aceleración controlada por Límite de Corriente: Prefijando un máximo permisible para la corriente de armadura, la acele

.../

ración de la carga puede ser conservada a un nivel de seguridad en el arranque del sistema. Aceleración controlada de este tipo es inherente en todos los controladores que poseen un límite de corriente interno.

b) Aceleración controlada por tiempo: La aceleración del motor y carga es controlada retardando la aplicación total de la señal de referencia de velocidad.

1.3.4. Torque - Límite de Corriente.

a) Límite de Torque: El torque de salida del motor es conservado en niveles adecuados si se limita la corriente de armadura.

b) Regulación de Torque: o control de torque, significa una de dos cosas: simplemente un límite de torque ajustable (límite de corriente) donde el controlador mantiene constante la velocidad fijada a un torque prefijado y entonces mantiene el torque constante en una velocidad declinante para cargas mecánicas mayores; o la incorporación en el controlador de una característica decreciente torque-velocidad particular, la cual puede ser variada.

c) Límite de Corriente: La corriente de armadura debe ser limitada por el sistema de control para proteger tanto al motor como a los SCR's de sobrecalentamiento debido a corrientes excesivas y también para limitar el torque aplicado por el motor a la carga. El valor del límite de corriente puede ser ajustado para acoplar el controlador a una carga y motor particulares.

La corriente de armadura puede ser sensada ya sea midiendo el voltaje presente en una resistencia de bajo valor insertada en el circuito de armadura, o por algún transductor DC el cual sense la corriente de armadura.

1.3.5. Equipo.

a) Switch de Desconexión: Los controladores incorporan un

BIBLIOTECA ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

contactor o switch para arrancar y parar el motor. Un switch o contactor de desconexión externo de AC es necesario para apagar el controlador entero, por seguridad.

b) Contactor de Línea: Cuando un sistema de control no incorpora un contactor, sino utiliza un switch manual de arranque-parada, un contactor de línea AC puede ser añadido para operación con un pulsante manual o remoto, para protección contra sobrecarga.

c) Transformador de Potencia: Este es un transformador que se monta externamente al controlador para proporcionar una entrada específica de voltaje AC para el sistema desde una fuente de abastecimiento de un voltaje diferente.

d) Relés Térmicos: Relés de sobrecarga térmicos y magnéticos pueden ser colocados en los circuitos de potencia DC o AC del controlador para proteger tanto los SCR's como el motor. Mejores protecciones y más duraderas se pueden obtener si se usan, además de los relés, fusibles de respuesta rápida.

e) Thyrector: Es un par de diodos cátodo a cátodo utilizados en controladores para proteger los SCR's de altos transitorios de voltaje.

f) Circuito de Disparo: El circuito de disparo determina en qué punto del medio ciclo del voltaje de línea AC, los SCR's comenzarán a conducir.

1.1. CONTROL EN CUATRO CUADRANTES.

Por ser el objeto primordial del presente estudio y por tratarse de una de las aplicaciones más importantes de los convertidores controlados por fase, se pasará a analizar lo que es el control en cuatro cuadrantes de motores DC de excitación independiente, para lo cual, primeramente se definirán cada uno de los cuadran

.../

tes.

Se sabe que íntimamente relacionados al control de velocidad, se encuentran tanto el frenado regenerativo como la inversión de giro; además, cuando este control se está realizando por control de fase, los convertidores al tomar energía de una red de alterna monofásica o trifásica, pueden tener distintas disposiciones según sea la potencia del motor y según se requiera la inversión de marcha o el frenado regenerativo.

1.4.1. Definición de Cuadrantes.

En base a las ecuaciones (1.16) y (1.19), analizadas ya en el primer punto de este capítulo, se observa que la velocidad de una máquina DC de excitación independiente constante, es proporcional al voltaje de armadura y el torque es proporcional a la corriente de inducido. Por lo tanto, el invertir la dirección de rotación, necesita la inversión de la polaridad del voltaje DC, y una inversión de la dirección del torque, un cambio en la dirección de la corriente de armadura.

En la ingeniería de control, la subdivisión más empleada de los cuadrantes, se la hace precisamente en base a las direcciones de torque y velocidad de la máquina, ya que según sea la aplicación de ésta, la carga va a exigir diferentes estados de torque y velocidad para su funcionamiento; por ejemplo, motores para bombas y ventiladores, nada más requieren una dirección para la rotación y el torque, mientras que motores para grúas o elevadores, necesitan de un circuito de control que les permita invertir el sentido de giro pero manteniendo la dirección del torque.

En las figuras siguientes, se podrá entender claramente lo que significa la operación en 1, 2 o 4 cuadrantes de una máquina DC, y cómo son las direcciones de flujo de energía E, corriente y voltaje para los diferentes estados de operación:

.../

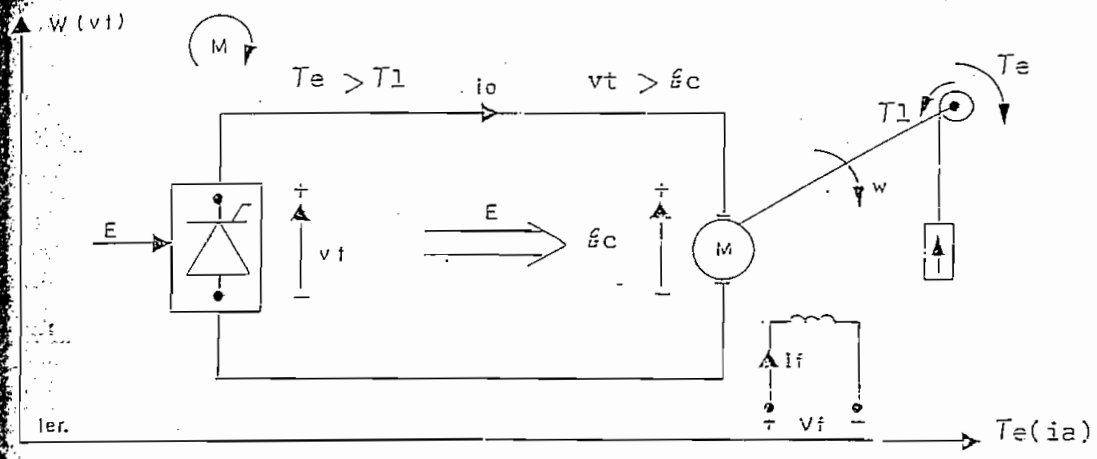


Fig. 1.5 : Control de Motor DC en un Cuadrante.

Para la operación en un cuadrante (1er. Cuadrante), se ve que el circuito de alimentación debe poseer un conversor que actúe como rectificador; esto será suficiente para proporcionar el voltaje de armadura, con el cual se controlará la velocidad del motor, la misma que no requiere inversión, y se proporcionará un solo sentido para el torque. En este caso, la energía fluye desde el conversor (fuente), hacia la máquina y ésta actúa como motor.

Además, se debe notar que en este caso el torque mecánico de la máquina es mayor al torque resistente impuesto por la carga, y por lo tanto, ésta será arrastrada por el motor, el mismo que presentará una fuerza contraelectromotriz, (ℰc), inferior al voltaje de alimentación.

.../

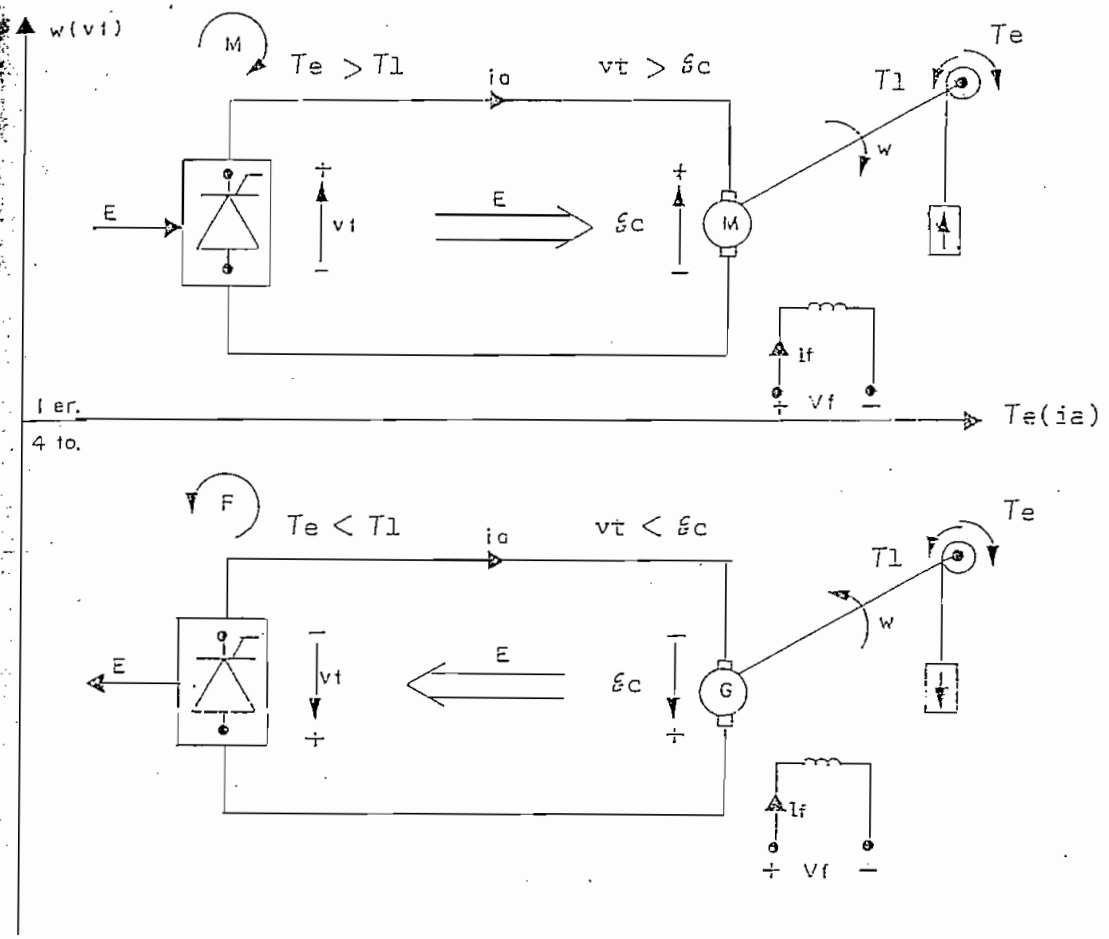


Fig. 1.6 : Control de Motor DC en dos Cuadrantes.

Como se puede concluir del gráfico, la operación en dos cuadrantes (1er. y 4to. Cuadrantes), además de los requerimientos anotados en los párrafos anteriores, exige que el conversor de alimentación tenga la capacidad de actuar no sólo como rectificador, sino también como inversor sincrónico, es decir que pueda invertir la polaridad del voltaje terminal, pero conservando la dirección de la corriente. evitando de esta forma que el torque vaya a cambiar de dirección.

Un convertidor controlado por fase es capaz de actuar como rectificador y también como inversor sincrónico, todo dependien

.../

do de que el ángulo de retardo α pueda ser controlado entre 0° y 180° eléctricos; teóricamente y para condiciones de conducción continua de la corriente de armadura, la inversión sincrónica se presenta para valores de α comprendidos entre 90°y 180°, ya que el voltaje medio que se obtiene de un conversor controlado por fase , $\overline{Vt}_d$, bajo estas condiciones, viene dado por; (4):

$$\overline{Vt}_{\alpha} = Vd \cos \alpha \qquad (1.48)$$

donde:

$$Vd = \sqrt{2}\ Vs\ \frac{p}{\pi}\ \text{sen}\ \frac{\pi}{p} \qquad (1.49)$$

Vs : *voltaje rms de la fuente de alimentación.*
α : *ángulo de retardo.*
p : *número de pulsos del conversor.*

Estas ecuaciones serán verificadas en el capítulo 3, cuando se haga el diseño del sistema de control (Ver apéndice C).

En el caso de la inversión sincrónica, o sea la operación en el cuarto cuadrante, la fuerza electromotriz de la máquina es mayor que el voltaje obtenido del conversor, ya que se encuentra funcionando como generador; de esta forma, la energía ahora fluirá desde la máquina hacia el conversor (fuente), y esto se producirá debido a que el torque de la carga será mayor que el torque mecánico producido por la máquina, por lo que la carga arrastrará al eje de la máquina, y será desde la carga lo que se obtendrá la energía para devolverla hacia la fuente. Lógicamente, luego de la inversión de giro, la velocidad de la máquina también podrá ser controlada por el circuito de control, dependiendo del valor del ángulo de disparo α , que se aplique a los tiristores del conversor. .../

Ahora, en cuanto a lo que es de mayor interés para el presente estudio, el control en 4 cuadrantes, se dirá: en aplicaciones industriales de gran versatilidad, puede ser necesario invertir ya sea el sentido de giro y/o el torque de la máquina; será en los casos de inversión del torque de la máquina, inversión del sentido de la corriente de armadura, o en el de inversión del sentido de giro, cuando se presente la operación en el 2do. y 3er. Cuadrantes.

Como se puede apreciar de la figura 1.7, las situaciones antes mencionadas para el primer y cuarto cuadrantes, se vuelven a tener ahora para los nuevos casos (2do. y 3er. Cuadrantes), solo que ahora el sistema está trabajando con una corriente que fluye en dirección cpuesta a la que se tenía para el primer y cuarto cuadrantes.

La operación de la máquina en el segundo y tercer cuadrantes, al requerir la inversión de la corriente, exige invertir los terminales del voltaje de alimentación de armadura, o del circuito de campo, y si esto se lo hace utilizando dispositivos electromecánicos, la respuesta que se va a obtener resultaría demasiado lenta, ya que se debe reducir la corriente en tal forma que los contactores conmuten sin corriente de carga:

a) Para la inversión en el circuito de armadura, se requiere un intervalo de .1 a .2 seg. con corriente cero;

b) Para la inversión en el circuito de campo, un intervalo de .5 a 2.5 seg., con corriente cero (16). Por lo tanto, debido a que la operación en cuatro cuadrantes se presenta cuando se ofrecen ambas polaridades de voltaje y corriente en los terminales DC del motor, y además se requiere una respuesta rápida del sistema, el esquema que resulta ideal para realizar ésto, es conectar en forma paralela los terminales DC de dos conversores controlados por fase y de "polaridades opuestas", con esto, cada conversor de la conexión inverso paralelo, será utilizado para cada dirección

.../

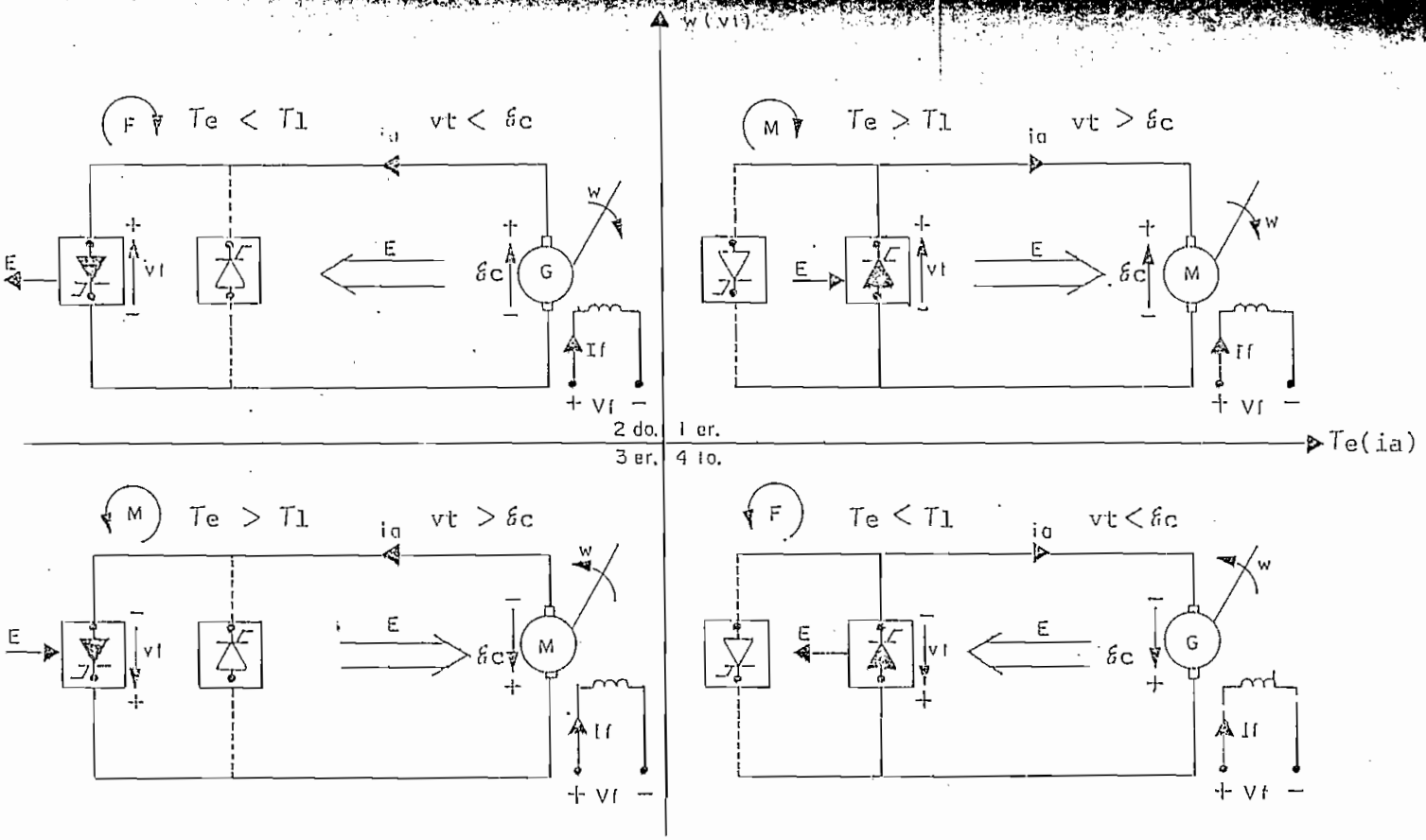


Fig. 1.7: Control de Motor DC en Cuatro Cuadrantes.

de corriente. Este esquema conocido como un "Conversor Dual", el mismo que será analizado en el capítulo siguiente, provee una res - puesta rápida y por ésto es comunmente utilizado en la industria.

Concluyendo: la máquina funciona como motor en el primer y tercer cuadrantes (sentidos de giro y torque opuestos), cada uno de los conversores actúa como rectificador y la energía fluye desde la red de alterna hacia la carga, la misma que es arrastrada por la máquina, por presentar un torque resistente inferior al torque mecánico producido por el motor. En el segundo y cuarto cua - drantes, la máquina funciona como generador (diferentes sentidos de giro y torque), cada conversor actúa como inversor en el caso respectivo, y la energía fluye desde la carga hacia la red, ya que esta carga presenta un torque superior al torque de la máqui - na, arrastrando de esta forma el eje de la última y cediendo la energía suficiente para que sea devuelta a la fuente.

Al utilizar los dos equipos rectificadores conectados en forma antiparalela, se está proporcionando un camino bidireccional a la corriente, y por lo tanto, un tipo de frenado regenerativo es posible en ambos sentidos; esto quiere decir que, cuando la máquina se encuentre girando en estado estable y en determinado sentido, absorverá energía de la fuente, fluyendo corriente desde la fuente hacia la máquina; en el momento en que se requiera inversión de giro, la máquina se irá frenando si el sistema forza a la corriente a invertir su sentido, y en este caso la energía será llevada desde la máquina hacia la fuente, hasta el momento en que se detenga e invierta el sentido de giro recuperando su acción motora (vuelve a absorver energía de la fuente). Este período transitorio de freno, en el cual la máquina DC actúa como generador, es el llamado "Freno Regenerativo". En este accionar propio de la operación en cuatro cuadrantes, es indispensable que se controle cada uno de los tiristores del conversor dual en forma apropiada.

También, con la utilización del conversor dual, se logrará que uno de los conversores envíe una tensión positiva al motor,

.../

mientras que el antiparalelo tiene la capacidad de enviar una tensión negativa, con esto fácilmente se obtiene un accionamiento de marcha reversible y puede regularse la velocidad en cualquiera de los dos sentidos, por medio de las señales en las compuertas de los tiristores.

Por último debe notarse que para prevenir un cortocircuito, solamente uno de los dos conversores de la conexión inverso paralelo debe operar a un tiempo; por lo tanto, el sistema de control debe ser lo suficientemente inteligente como para bloquear o habilitar el conversor adecuado, según sean los requerimientos de operación del motor exigidos por determinada aplicación industrial, y además con el conversor seleccionado para actuar, debe realizarse el control de velocidad en el respectivo sentido de rotación.

1.4.2. Estados Estable y Transitorio.

Como ya se indicó en el punto anterior, la operación por cuadrantes de una máquina DC, se la divide en base al torque que ésta presente en su eje y la velocidad de giro de éste, o lo que es lo mismo, en base a la corriente y al voltaje presentes en la armadura del motor. Para ahora hacer una clasificación de los distintos "Modos" que se presentan en la operación de una máquina en cuatro cuadrantes, tanto en estado estable como transitoriamente, se tomarán de base las características de velocidad y corriente de una operación en cuatro cuadrantes, (17).

Estas características representan el comportamiento de la corriente de armadura de cierta máquina, cuya velocidad se halla regulada por un sistema de control, el mismo que da la posibilidad a la máquina de tener una operación en cuatro cuadrantes. Cuando al sistema regulador se le ordena incrementar la velocidad, por ejemplo en forma de una función paso o rampa, hasta un valor determinado, automáticamente la corriente tiene que incrementar su valor, lógicamente hasta un valor que no vaya a perjudicar a la máquina, hasta que se satisfaga el requerimiento mencionado; en

.../

circunstancias como éstas la velocidad y corriente sufren cambios transitorios hasta lograr el nuevo estado estable; así, la siguiente figura muestra la velocidad y la corriente de un motor DC en una operación típica de cuatro cuadrantes, controlada por un regulador de velocidad manejado por tiristores:

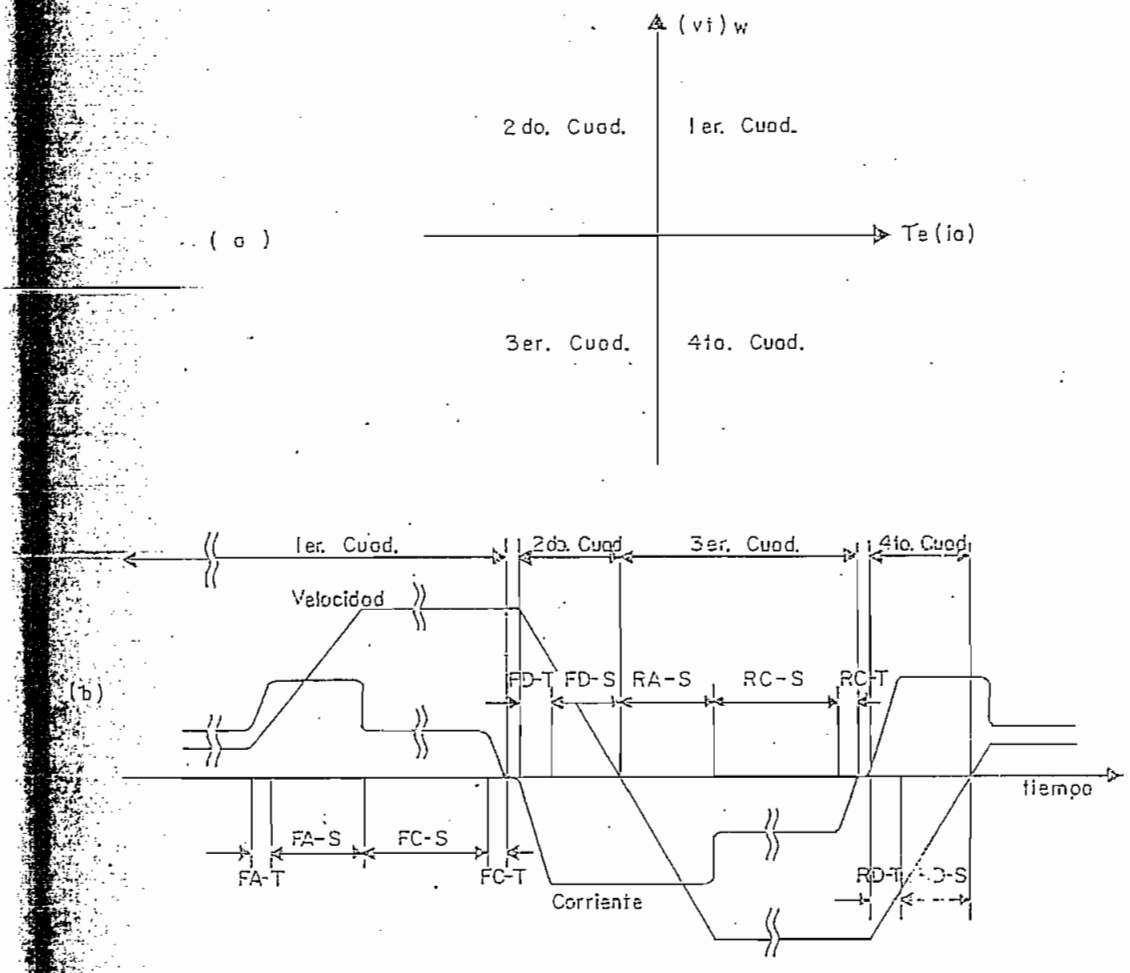


Fig. 1.8 : Características de velocidad y corriente en operación en cuatro cuadrantes.

a) Definición de cuadrantes.

b) Velocidad y corriente en el tiempo.

En base a la definición de cuadrantes de la operación del motor hecha en el punto anterior y mostrada en la figura 1.5 (a) , se hará una investigación de los modos, considerando que cada uno de éstos están definidos por el estado de la corriente y la veloci-

.../

dad que suceden en cada cuadrante.

En la figura 1.5 (b), hay cuatro modos en el primer cuadrante: velocidad acelerante directa-corriente transitoria (FA-T), velocidad acelerante directa-corriente estable (FA-S), velocidad constante directa-corriente estable (FC-S), y velocidad constante directa-corriente transitoria (FC-T). Dos modos ocurren en el segundo cuadrante: velocidad desacelerante directa-corriente transitoria (FD-T), y velocidad desacelerante directa-corriente estable (FD-S). Por otro lado, hay tres modos en el tercer cuadrante: velocidad acelerante reversa-corriente estable (RA-S), velocidad constante reversa-corriente estable (RC-S), y velocidad constante reversa-corriente transitoria (RC-T). Dos modos ocurren en el cuarto cuadrante: velocidad desacelerante reversa-corriente transitoria (RD-T) y velocidad desacelerante reversa-corriente estable (RD-S).

A partir de la figura también se puede notar que los modos que ocurren en el tercero y cuarto cuadrantes son bastante similares a aquellos que ocurren en el primero y segundo cuadrantes, excepto que la corriente y la velocidad son inversas y que el modo FA-T desaparece en el tercer cuadrante. Detalles más completos del comportamiento que el conversor del sistema regulador de velocidad y el motor objeto del control, deben presentar en cada cuadrante, vienen dados en la siguiente tabla:

T A B L A 1. 1.

.../

T A B L A 1.1

COMPORTAMIENTO DE CONVERSOR Y MOTOR EN OPERACION EN CUATRO CUADRANTES.

CONSIDERACION		CONVERSOR			MOTOR			
Cuadrante	Modo	Puente Operante	Modo de Operación	Angulo de Disparo	CORRIENTE Io		VELOCIDAD	
					Dirección	Pendiente	Dirección	Pendiente
	FA-T	DIR	REC	α mín $\leqslant \alpha < 90°$	DIR	+	DIR	+
Primero	FA-S	DIR	REC	α mín $< \alpha < 90°$	DIR	*	DIR	+
	FC-S	DIR	REC	α mín $< \alpha < 90°$	DIR	0	DIR	0
	FC-T	DIR	INV	$90° < \alpha \leqslant \alpha$ máx	DIR	−	DIR	*
Segundo	FD-T	REV	INV	$90° < \alpha \leqslant \alpha$ máx	REV	−	DIR	−
	FD-S	REV	INV	$90° < \alpha < \alpha$ máx	REV	*	DIR	−
Tercero	RA-S	REV	REC	α mín $< \alpha < 90°$	REV	*	REV	−
	RC-S	REV	REC	α mín $< \alpha < 90°$	REV	0	REV	0
	RC-T	REV	INV	$90° < \alpha \leqslant \alpha$ máx	REV	+	REV	*
Cuarto	RD-T	DIR	INV	$90° < \alpha \leqslant \alpha$ máx	DIR	+	REV	+
	RD-S	DIR	INV	$90° < \alpha < \alpha$ máx	DIR	*	REV	+

* *Las pendientes en estos puntos no se consideran aquí.*

DIR/REV: *léase directo para* DIR *y reverso para* REV

REC/INV: *léase rectificación para* REC *e inversión para* INV.

Los ángulos α mín y α máx se refieren a valores de α, que vienen a ser ángulos límites de seguridad que deben ser insertados en cada extremo del rango de retardo de fase, para asegurar una conmutación consistente de los tiristores. Esto se debe a que, como en un regulador de velocidad de respuesta rápida, como el que se considera en el presente trabajo, con lazos internos de multicontrol, cada lazo de control es más rápido que el previo, entonces la

.../

respuesta del controlador más interno es tan rápida que un voltaje de control al generador de pulsos de compuerta cambia abrupta y ampliamente en el período transitorio, por ejemplo, el período durante el cual la corriente cambia siguiendo a un cambio tipo paso de la velocidad de referencia o alguna perturbación de la carga. Si el ángulo de disparo en el período transitorio se lleva más allá de los límites antes mencionados, fallas en la conmutación pueden resultar de la pérdida del ángulo margen. Esto deberá ser tomado muy en cuenta cuando se haga el diseño del sistema de control en un capítulo posterior.

1.5. REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA DE CONTROL.

En base a todo lo expuesto en el presente capítulo, se pueden obtener cuáles son los principales aspectos que debe presentar el sistema de control para dar una apropiada operación en cuatro cuadrantes, a un motor DC de excitación independiente:

- Como se desea hacer un control de velocidad del motor, sea cual fuera el sentido de rotación de éste, se necesita que el sistema posea un conversor dual, cuya configuración y características se determinarán posteriormente en base a la potencia, rizado y distorción soportados.

- El sistema de control debe variar la tensión de alimentación de la armadura del motor entre cero y el voltaje nominal, para así poder obtener características adecuadas de arranque y velocidad variable entre valores desde cero al valor nominal. Al decir características adecuadas de arranque, se quiere decir que se debe evitar que la corriente que alimenta a la máquina aumente hasta un nivel peligroso y deteriore el aislamiento por calentamiento, cuando ésta es puesta en marcha.

- Esta variación del voltaje terminal debe hacerse por control de fase, por lo que los controladores del sistema, principalmente se preocuparán de proporcionar el ángulo de disparo apropiado en

.../

cada instante, ya sea en el arranque, en estado estable o en estado transitorio.

- Por la sofisticación que debe presentar el sistema para ofrecer control en cuatro cuadrantes (freno regenerativo e inversión de sentido de giro), es necesario que "cada uno de los tiristores" del conversor dual reciba señales de disparo en forma apropiada; esto se refiere a que el sistema de control será el que decida cual de los dos conversores es el que debe operar en determinado instante, y si debe ofrecer una operación de rectificación o de inversión sincrónica.

Para esto es necesario que el ángulo de disparo pueda ser intercambiado en fase sobre la totalidad del rango de control, y según sea el cuadrante y el modo que se posean en determinado instante, el sistema de control debe escoger el valor del ángulo apropiado, en base a lo expuesto en la tabla 1.1 anteriormente presentada.

- Para realizar un cambio de cuadrante, el sistema debe responder automáticamente a las exigencias de la carga (torques impuestos por dicha carga, al eje de la máquina), o a cualquier requerimiento de una inversión de giro, pero para evitar fallas en la conmutación, el ángulo de disparo no debe sobrepasar los valores de los ángulos límites de seguridad, los cuales son importantes para los períodos transitorios de la operación.

- Cuando se cambia la dirección de la corriente, es necesario conmutar sin corriente de carga, el sistema deberá utilizar al conversor que esté conduciendo para reducir la corriente a cero, haciéndolo actuar como inversor según la tabla 1.1, y a la vez preparar al otro inversor para que pueda entrar en acción. Una vez que no exista corriente de carga, y que el α del conversor entrante sea el adecuado, se podrá realizar la conmutación del un conversor al antiparalelo.

.../

- Para prevenir un cortocircuito, solamente uno de los dos conversores debe operar a un tiempo y será el sistema de control, el que se encargue de bloquear o habilitar el conversor adecuado según los requerimientos de operación del motor.

- El sistema deberá poseer alguna forma de limitación de la corriente de armadura para que no se vaya a afectar el devanado de la máquina, y el límite impuesto no debe ser sobrepasado, así los cambios de torque y velocidad exigidos sean bruscos.

- Por último, se deben tener muy presentes cada uno de los requerimientos generales de todo sistema de control de velocidad, (previamente mencionados), y según la aplicación específica en la que vaya a ser utilizado, y dependiendo de las disponibilidades económicas del proyecto, se podrán ofrecer mayor o menor número de detalles de sofisticación del controlador y protecciones importantes no solo para el sistema, sino también para la máquina.

REFERENCIAS

(1) ASTUDILLO Oswaldo, "Estudio Teórico-Experimental de la Velocidad y Torque en un Motor DC alimentado con AC rectificada y controlada en fase", Tesis de Grado EPN, Quito, 1981, capítulo 1.

(2) OGATA Katsuhiko, "Ingeniería de Control Moderna", Prentice Hall International - Ediciones del Castillo S.A., Madrid-España, 1976, Págs. 40, 41, 94 -101, capítulo 6.

(3) KRISHNAN T., RAMASWAMI B., "Speed Control of DC Motor Using Thyristor Dual Converter", IEEE Trans. Industrial Electronics and Control Instrumentation, IECI-23, No. 4, 1976, Pág. 394.

(4) BANDA Hugo, TACO Luis, "Nuevas Tendencias en el Control de la Velocidad de Motores Eléctricos", IV Jornadas sobre Ingeniería Eléctrica y Electrónica EPN, Quito, 1980, Págs. IP27, IP40 -IP45.

.../

(5) EGÜEZ Juan, "Circuito de Disparo Trifásico para Control por Ciclo Integral", Tesis de Grado EPN, Quito, 1982, capítulo 1.

(6) MONTALVO Luis, "Control Electrónico de Velocidad de un Motor DC para Vehículo Eléctrico", Tesis de Grado EPN, Quito, 1982, capítulo 2.

(7) LOPEZ Pablo, "Control de Torque y Velocidad de un Motor DC por medio de un circuito troceador tipo Jones", Tesis de Grado EPN, Quito, 1982, capítulo 2.

(8) CADENA Marcelo, "Control de Velocidad de un Motor Serie con circuito troceador", Tesis de Grado EPN, Quito, 1979, Capítulos 1 y 2.

(9) RAMSHAW Raymond, "Electrónica de Potencia: Potencia Controlada por Tiristor para motores eléctricos", Marcombo - Boixarew Editores, Barcelona-España, 1972, Págs. 150-153.

(10) VINTIMILLA Giovanni, "Comportamiento del motor DC alimentado con AC rectificada y controlada", Tesis de Grado EPN, Quito, 1979, capítulo 2.

(11) GENERAL ELECTRIC, "SCR Manual Sixth Edition", General Electric, New York - USA, 1979, Págs. 231-240.

(12) MANTILLA Susana, "Programa para análisis de motores DC alimentados por corriente rectificada y controlada", Tesis de Grado EPN, Quito, 1981, capítulo 3.

(13) MARTINEZ Nicolás, "Modelación Digital de una máquina de corriente continua alimentada por circuitos a tiristores", Tesis de Grado EPN, Quito, 1983, capítulo 2.

(14) KUSKO Alexander, "Solid State DC Motor Drives", MIT Press-Colo

nial Press Inc., Massachusetts-USA, 1969, capítulo 8.

(15) SHEMANSKE Richard, "Electronic Motor Braking", IEEE Trans. Industry Applications, IA-19, No. 5, 1983, Págs. 824-826.

(16) SIEMENS, "Industrial Electronics: AC Line-commutated static converters", Slide Series 36 - Siemens Aktiengerellschaft, Berlin-Alemania, 1972, Págs. 14-16.

(17) KAMIYAMA K., KONISHI T., "Analysis of Transient Firing Angle in Reversible Thyristor Drive Speed Regulator for Mill Motor", IEEE Trans. Industry Applications, IA-15, No. 2, 1979, Págs. 165-175.

C A P I T U L O II

E L C O N V E R S O R D U A L

C A P I T U L O II

E L C O N V E R S O R D U A L.

En el capítulo precedente ya se observó que un conversor controlado por fase, puede brindar un voltaje DC controlable de cualquier polaridad en sus terminales de salida; sin embargo, debido a la propiedad de los tiristores de conducir corriente en forma unidireccional, un solo conversor es capaz de ofrecer únicamente operación en "Dos Cuadrantes".

Un sistema conversor capaz de operar una máquina DC en "Cuatro Cuadrantes", es decir, de proporcionar ambas polaridades de voltaje y corriente en sus terminales DC, puede ser construído conectando en forma paralela los terminales DC de dos conversores controlados por fase de "polos opuestos", dando de esta manera, un camino bidireccional a la corriente. La corriente de carga "positiva" es conducida por el conversor "positivo" y la corriente "negativa" por el conversor "negativo". El circuito resultante de la mencionada conexión es conocido como el "Conversor Dual".

2.1. CONFIGURACIONES Y CARACTERÍSTICAS.

Existen diversas configuraciones para los sistemas conversores dependiendo de la potencia que se requiera para alimentar la carga, del porcentaje de ondulación o rizado de tensión que ésta pueda soportar y del grado de distorsión que el sistema conversor pudiese introducir en las distintas ondas de alimentación.

a) Para sistemas conversores que vayan a alimentar cargas de baja potencia se utiliza alimentación monofásica, pero si la potencia excede los 10 kw, es más conveniente utilizar red trifásica como fuente de alimentación, ya que es sumamente necesario no desbalancear la red alimentadora y por tanto, para grandes potencias, se

.../

debe tratar de que la carga se halle simétricamente distribuída. De aquí la importancia de los conversores polifásicos para potencias elevadas, mientras que para potencias bajas, son adecuados los conversores monofásicos, los cuales pueden adoptar diferentes formas.

b) Sea cual fuere la configuración elegida, siempre se tendrá la presencia del rizado en la onda de la corriente. La ondulación crea un problema a causa del mayor valor de la tensión de autoinducción ($La \frac{dia}{dt}$ en la ecuación 1.2), debido a la velocidad del cambio de la corriente, (1) que producirá un efecto adverso sobre la conmutación del motor. A las dificultades de conmutación se añaden los efectos térmicos de la ondulación de corriente, ya que cualquier ondulación da lugar a pérdidas más altas tanto en el cobre del inducido como en el hierro del núcleo y en las partes no laminadas de cualquier interpolo, a causa de la componente magnetizante transversal de la reacción de inducido. Por lo tanto, también es importante considerar que mientras menor sea el número de pulsos del conversor, el rizado de la corriente será mayor, y que la tensión $\left[La(dia/dt)\right]$ aumenta cuando aumenta el ángulo de retardo α .

c) La distorsión es otro factor que debe ser tomado en cuenta, ya que también hace la conmutación más difícil y aumenta el calentamiento de la armadura, especialmente a bajas cargas y altas velocidades. La distorsión se hará mucho más notoria, mientras los pulsos tengan menor duración, por tanto, las armónicas van a ser función del ángulo de disparo y del sistema conversor que se utilice. Mientras menor sea el número de pulsos del conversor, mayor será la distorsión que presente, (2).

De lo hasta aquí comentado, se muestra claramente la importancia de que hayan filtros en la línea con el fin de eliminar armónicos en el lado de alterna y alisar el de continua. También será necesario dar un adecuado blindaje a los conversores, para evitar la interferencia de radio frecuencia en los sistemas aledaños, la que se presentará debido al propio accionar de los tiristores.

.../

Una vez analizadas cada una de las características que determinada configuración de conversor presenta, se debe tener muy en cuenta que en cualquier diseño el factor económico es importante. El costo de los circuitos conversores estará determinado primordialmente por el número y tipo de tiristores que vayan a utilizarse, siendo en un circuito polifásico donde mayor número de tiristores se utilizará, y estos manejarán voltajes y corrientes de mayor magnitud, por lo que serán mayores y de más precio. Mientras mayor sea el número de pulsos del conversor escogido, el sistema completo se hará más caro.

Cuando ya se haya hecho el debido análisis de cada uno de los aspectos mencionados y se haya decidido utilizar una configuración determinada, se debe recordar que para formar un conversor dual, los dos conversores, cuyos polos opuestos se van a conectar en forma paralela, deben presentar características idénticas, para así poder realizar un control de velocidad igual sea cual fuere el sentido de rotación, y así, la operación obtenida de la máquina sea la apropiada en los cuatro cuadrantes.

En el capítulo primero se dan algunos ejemplos de configuraciones de conversores controlados por fase, de los cuales, las configuraciones tipo puente, sean monofásicas o trifásicas, son las más populares en la industria, ya que son las que en mejor forma superan los problemas debidos al rizado y a la distorsión de las ondas, quedando por determinarse si el sistema a utilizarse va a ser monofásico o trifásico, en base a la potencia que va a manejarse y a las disponibilidades económicas del proyecto.

2.2. MODOS DE OPERACION.

A continuación, se pasará a hacer un análisis del principio básico de operación de los conversores duales, el cual en general mostrará como se comporta un conversor de este tipo, sin importar cual sea la configuración de los conversores componentes.

.../

2.2.1. Principio de Operación.

El principio básico de operación del conversor dual puede ser explicado refiriéndose al diagrama equivalente simplificado del circuito DC, mostrado en la figura 2.1; en esta representación se ignora el rizado AC del voltaje, el cual aparece en los terminales DC de los conversores, y el circuito equivalente para cada conversor se asume como una fuente de voltaje controlable conectada en serie con un diodo, el cual representa la condición de flujo unidireccional de corriente a través del conversor, (3).

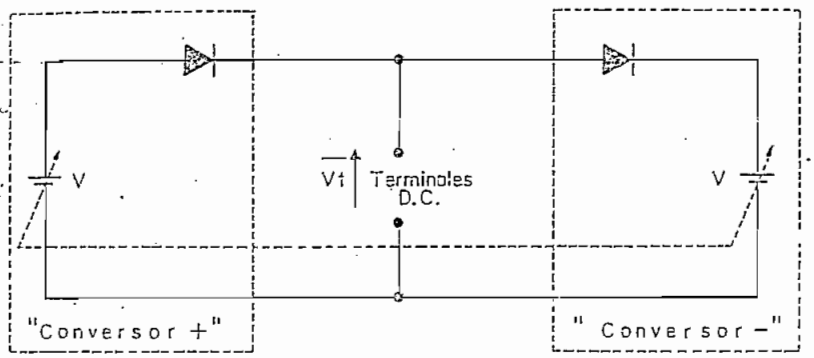


Fig. 2.1 : Circuito DC equivalente "Ideal" para el Conversor Dual.

Si se hace un control de los conversores individuales de tal forma que sus voltajes DC sean siempre exactamente iguales, y de la misma polaridad (es decir, cuando un conversor opere como un rectificador, el otro lo haga como inversor, y viceversa), el voltaje en los terminales DC de salida del conversor dual será igual al voltaje de cada conversor, y, en este circuito ideal, la corriente tiene igual libertad de fluir ya sea a través del conversor positivo o del negativo.

En la práctica, así los voltajes terminales DC medios de los dos conversores sean iguales, inevitablemente hay desigualdades instantáneas entre los rizados de voltaje AC aparecientes en los

.../

terminales DC de los dos conversores. Por lo tanto, no es posible hacer una conexión "sólida" entre los terminales DC de los dos conversores, puesto que esto resultaría teóricamente en un rizado de corriente circulante infinito. Es por ello necesario, en la práctica, usar algún recurso para controlar el flujo de corriente circulante entre los dos conversores. Básicamente hay dos métodos alternativos para lograr esto: el "Modo de Operación Libre de Corriente Circulante" y el "Modo de Operación con Corriente Circulante".

2.2.2. Modo de operación libre de corriente circulante.

El primer método para controlar el flujo de corriente circulante entre los dos conversores, es simplemente inhibir por completo el flujo de corriente circulante por medio de un control automático apropiado de los pulsos de disparo, de tal forma que solamente aquel conversor que lleva la corriente de carga se halle en conducción, y el otro, temporalmente inactivo, sea "bloqueado".

Para el bloqueo del conversor inactivo se podría utilizar uno de los dos métodos siguientes:

1. Los pulsos de disparo pueden ser totalmente eliminados; o,
2. La fase de los pulsos de disparo puede ser ajustada de tal forma que no haya tendencia para que la corriente circulante fluya.

El segundo método, a pesar de que puede ser logrado con la acción de circuitos de control de fase normales, presenta un defecto: se debe aplicar pulsos de disparo a las compuertas de los tiristores, mientras sus voltajes de ánodo están en la dirección reversa, una situación que puede llegar a ser indeseable, puesto que resulta en una mayor corriente de fuga reversa a través de los tiristores. Con el modo de operación libre de corriente circulante, entonces, se prefiere un sistema de control el cual automáticamente "bloquee" y "habilite" los conversores individuales, de acuerdo con la dirección de la corriente de carga.

.../

Dada esta forma de operación alternada de los converso - res, el sistema de control podría poseer:

a) Una unidad de disparo para cada conversor, las mismas que actuarían en forma apropiada (una a la vez), en base a cual sea la dirección de la corriente. Sin embargo, como no debe existir un cortocircuito, el sistema de control nunca deberá permitir que las dos unidades ordenen el disparo de los tiristores conjuntamente.

b) Puede existir una única unidad de disparo, la cual, en base a la orden de una unidad de control inteligente, pueda dirigir los pulsos de compuerta hacia los tiristores del conversor que sea el apropiado para llevar la corriente de carga, según sea la dirección de ésta. Esta forma de activación del conversor apropiado, a pesar de requerir un sistema de detección de la dirección de la corriente un poco más sofisticado, y por tanto una unidad de control más inteligente, presenta menores riesgos en lo que se refiere a la posibilidad de un cortocircuito, y lógicamente resulta más económica.

Un aspecto que se debe tener muy en cuenta, a pesar de que el fenómeno no esté asociado específicamente con el modo de operación libre de corriente circulante, sino que es propio de los conversores controlados por fase que trabajan en dos cuadrantes, es el que se refiere a la presencia de discontinuidades en la corriente de carga. Estas discontinuidades hacen que el voltaje terminal medio del conversor controlado por fase, dependa no solamente del ángulo de disparo, sino también de la duración de la discontinui - dad de la forma de onda de la corriente de carga. La principal dificultad de control con el conversor dual libre de corriente circulante, debido a la operación con corriente de carga discontinua, está asociada con la obtención de una transferencia suave de corriente desde el un conversor al otro.

.../

Por último, se debe mencionar que el modo de operación libre de corriente circulante, es generalmente usado en la industria cuando se requieren conversores duales que actúen como una fuente reversible para la armadura de un motor DC, puesto que desde el punto de vista económico, es de mayor importancia práctica, (4).

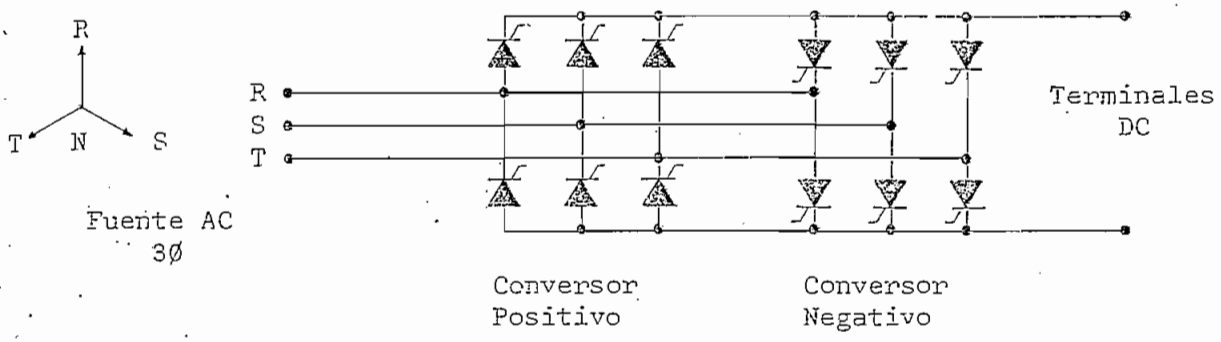


Fig. 2.2 : Conversor Dual Libre de Corriente Circulante, de Seis Pulsos.

2.2.3. Modo de operación con corriente circulante:

A veces puede ser necesario operar el conversor dual con una cantidad controlada de corriente circulante. En este caso, los ángulos de disparo de los conversores individuales son controlados básicamente en la misma manera como para el circuito ideal, y la amplitud de la corriente circulante es limitada a un nivel aceptable, recurriendo a la acción de un "reactor de corriente circulante", el cuál se conecta entre los terminales DC de los dos conversores; al hacer esta conexión, se superan las dificultades asociadas con el conversor dual libre de corriente circulante en conducción discontinua, ya que la corriente circulante, por sí misma, conserva a ambos conversores virtualmente en conducción continua, sobre el rango completo de control.

Esto tiene dos efectos importantes sobre la operación del sistema. Primeramente, se brinda una libertad natural en el circuito de potencia para que la corriente de carga fluya en cualquier di

...7

dirección a cualquier instante; así, una inversión de la corriente de carga es inherentemente un proceso natural y "suave". En segundo lugar, una relación cosenoidal simple se conserva entre el voltaje terminal DC medio sobre la carga y el ángulo de disparo, independientemente de si la corriente de carga externa es continua o discontinua, o lo que es más, sin importar si existe mismo alguna corriente de carga.

La necesidad del reactor de corriente circulante, se debe a que no es posible ejercer ningún control sobre la magnitud y fase del rizado de voltaje superpuesto que se presenta. En la operación de corriente circulante, inevitablemente ocurre que ciertas componentes del rizado de voltaje que aparece en los terminales DC de los conversores individuales, están en fase-oposición entre sí alrededor del circuito, y por tanto, es necesario conectar un reactor entre los terminales DC de los dos conversores para soportar este rizado de voltaje, y así, limitar la amplitud del rizado de corriente circulante.

Una vez que el rizado posee valores convenientes, se da la ventaja que este rizado de voltaje alterno, que aparece entre los terminales DC de los dos conversores, por sí mismo, mantiene un flujo continuo de corriente circulante; de esta forma, ambos conversores son conservados en un estado de conducción continua, (aunque no haya corriente de carga externa), y la forma de onda del voltaje de salida es la misma que la que se obtiene con conducción continua, (3).

Cuando se posee una carga en los terminales DC del conversor dual con corriente circulante, la forma de onda neta de la corriente en el conversor "activo", es la adición del rizado de corriente circulante sin carga y la corriente de carga externa, mientras que la forma de onda de la corriente en el conversor "inactivo" es simplemente el rizado de corriente circulante.

.../

En general, el modo de operación con corriente circulante tiene la ventaja de que necesita un sistema mucho más simple para su control, pero desde el punto de vista económico tiene una gran desventaja al requerir un componente adicional en el circuito de potencia, el reactor de corriente circulante, cuyo costo y tamaño pueden ser muy significativos, especialmente a niveles de potencia elevados; además, por el hecho de que los tiristores, al tener que soportar adicionalmente la corriente circulante, van a ser más caros.

A menos que el rango de variación del ángulo de disparo requerido sea pequeño, y suceda también que esté favorablemente situado, el modo de operación con corriente circulante, tiene poco que ofrecer en lo que respecta a la distorción del voltaje terminal DC.

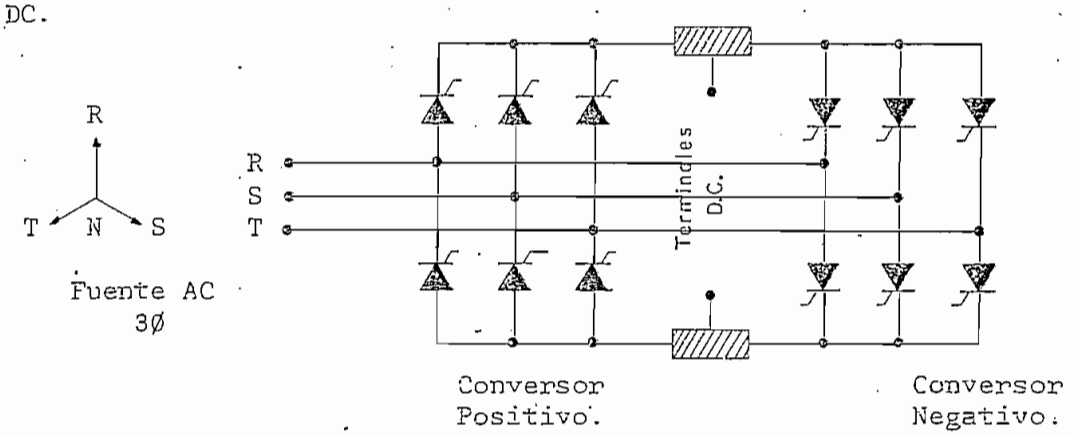


Fig. 2.3 : Conversor Dual con Corriente Circulante, de Seis Pulsos.

2.3. SISTEMAS DE CONTROL PARA EL CONVERSOR.

Las principales características que un sistema de control deberá presentar para gobernar en forma apropiada el accionar de un conversor dual, que permita a una máquina DC con excitación independiente, operar en cuatro cuadrantes, son las siguientes:

.../

- El sistema debe poseer un conversor dual cuyos dos conversores individuales tienen que ser idénticos y preferiblemente de la conocida configuración tipo puente para tener menos problemas de rizado y distorción. Será el factor económico el que decida cual será la configuración.

- Los rangos de variación del ángulo de disparo α con los que trabaje este conversor dual, deben ser preferiblemente bajos para que no exista mucha distorción ni un rizado alto de corriente.

- Un diseño de un sistema de control para un conversor dual depende grandemente de las circunstancias y requerimientos de la aplicación particular; para este caso, entonces, deberá verse si existe la necesidad de utilizar filtros en la línea o no, y si se debe dar blindaje a los tiristores.

Ahora, según se decida si el conversor dual va a actuar con o sin la presencia de corriente circulante, los requerimientos del sistema de control van a ser diferentes; estos requerimientos, pueden ser vistos como sigue:

2.3.1. Requerimientos para el "Modo Libre de Corriente Circulante".

El sistema de control que comande la acción de un conversor dual que se encuentre operando en el "Modo Libre de Corriente Circulante", tiene que ser más inteligente que uno que rija la acción de un conversor dual operando en el "Modo con Corriente Circulante", y esto se debe a que tendrá que satisfacer las siguientes exigencias para una apropiada operación del conversor dual en el Modo Libre de Corriente Circulante:

- El control de los pulsos de disparo debe ser tal que, automáticamente se bloqueen y habiliten los conversores individuales de acuerdo con la dirección de la corriente de carga; así, solo el conversor que lleve la corriente de carga estará en conducción y el conversor temporalmente inactivo deberá ser bloqueado, de tal forma que

.../

no haya tendencia para que fluya corriente circulante.

Para esto, se deben eliminar totalmente los pulsos de disparo al conversor inactivo, lo que presenta la ventaja de poder utilizar una única unidad de disparo, y disminuír el riesgo de que el sistema de control pueda provocar un cortocircuito al poner los dos conversores en funcionamiento a un mismo tiempo, sin embargo, es imperativa la detección de la corriente para que la permutación no ocurra mientras pasa corriente por el inducido.

- Cualquier cambio deseado en la dirección de la corriente de carga debería ser anticipado, y los pulsos de disparo del conversor deberían ser manipulados, de tal forma que la corriente de carga sea libre de invertir su dirección en el instante deseado; esto principalmente se refiere a la manipulación que se debe hacer con el ángulo de disparo del conversor actuante, justo en los instantes precedentes a una inversión de la dirección de la corriente, como ya se lo anunció en la tabla 1.1 del capítulo anterior, y así evitar transitorios bruscos en la corriente de armadura, en estas circunstancias.

- Como la principal dificultad con el conversor dual libre de corriente circulante, debido a la operación con corriente de carga discontinua, es la de obtener una transferencia suave de corriente desde el un conversor al otro, el sistema de control debería solucionar esta dificultad.

En la práctica, para evitar un "salto" transitorio en el nivel de voltaje y proporcionar una transferencia adecuada de corriente, existen dos técnicas:

a) El sistema de control puede ser arreglado de tal forma que el ángulo de disparo del conversor entrante esté inicialmente muy retardado, (comunmente a 180°), y sea subsecuentemente avanzado por la acción de un control de lazo cerrado, al punto final que se re

quiera. Esto presenta una pequeña zona muerta en la respuesta de corriente.

b) Arreglando el esquema de control de tal forma que el ángulo de disparo del conversor entrante, sea automáticamente preajustado al valor que produzca un voltaje terminal DC medio, igual a la f.c.e.m. del motor en el instante de la conmutación entre conversores, sin importar si la corriente del conversor saliente era previamente continua o discontinua. Esta técnica proporciona una transferencia muy suave y virtualmente no hay tiempo muerto.

En realidad, cada una de las funciones requeridas del sistema de Control para el "Modo de Operación Libre de Corriente Circulante", pueden ser realizadas con facilidad, si la aplicación es tal que la forma de onda de la corriente de carga es siempre continua. Sin embargo, si la corriente de carga de estado estable llegase a ser discontinua bajo ciertas condiciones, como es el caso a menudo, entonces el diseño del sistema de control se hace más sofisticado, especialmente si se requiere una respuesta rápida del sistema, sin apreciable "zona muerta" en el punto de "cruce" de la corriente. En la mayoría de las aplicaciones, como se requiere controlar la salida del conversor en una correspondencia muy cercana a una referencia de entrada, la característica de transferencia no lineal del conversor, (dependiente de la carga en la región de operación de corriente discontinua), hace necesario utilizar alguna forma de control de lazo cerrado de la salida del conversor.

.../

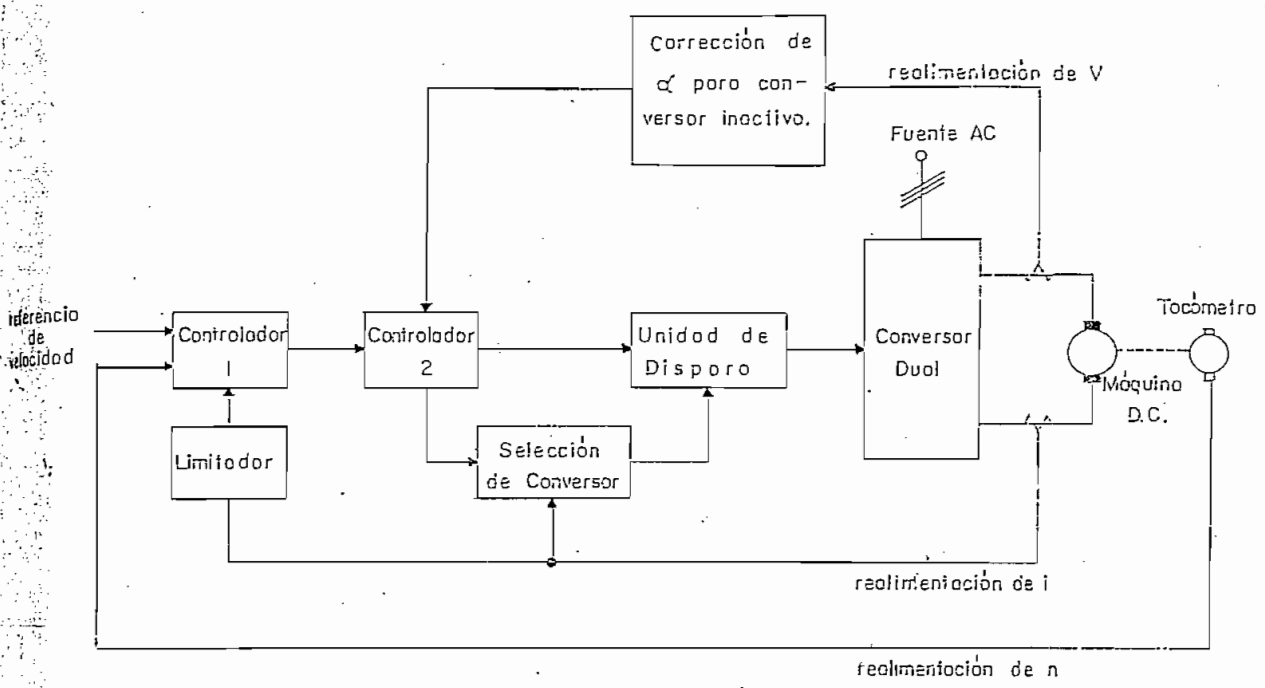


Fig. 2.4 : Sistema de Control para Máquina DC con Conversor Dual en Modo de Operación Libre de Corriente Circulante.

2.3.2. Requerimientos para el "Modo con Corriente Circulante".

Para este modo de operación, las exigencias para el sistema de control son menos rígidas que para el caso anterior:

- El principio de control del ángulo de disparo para el conversor dual en la operación con corriente circulante, necesita que los ángulos de disparo de los conversores individuales sean controlados, de tal forma que, produzcan el mismo voltaje terminal DC medio, con la misma polaridad (como el circuito del conversor ideal). Así, cuando un conversor opere como un rectificador produciendo un volta

.../

je medio dado en sus terminales DC, el otro opere como un inversor, produciendo el mismo valor de voltaje medio; esto requiere que la suma de los ángulos de disparo de los dos conversores sea invariablemente 180°.

De aquí se ve que es esencial guardar un control preciso sobre los ángulos de disparo de los conversores, en relación del uno hacia el otro, para mantener un control apropiado sobre la corriente circulante. En la práctica, si los requerimientos del sistema son tales que se necesita un nivel definido de corriente circulante, debido al voltaje de rizado circulante, entonces esto se logrará en mejor forma si se usa un esquema de control de lazo cerrado, el cual responda a señales de realimentación de corriente obtenidas de los conversores individuales, y aplique una regulación apropiada a los ángulos de disparo de los conversores, como para producir la corriente circulante prescrita.

- Por último, será necesario hacer un diseño y construcción adecuados del reactor de corriente circulante, el cual constituye el factor más importante para el funcionamiento del conversor dual en el modo de corriente circulante.

.../

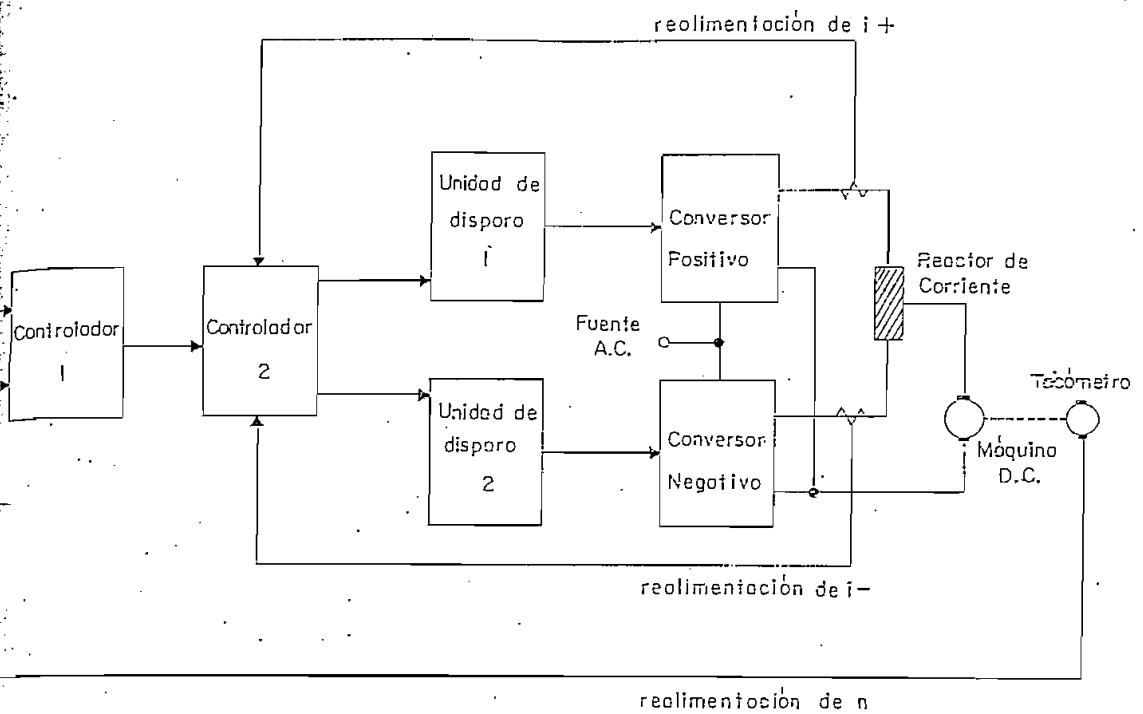


Fig. 2.5 : Sistema de Control para Máquina DC con Conversor Dual en Modo de Operación con Corriente Circulante.

REFERENCIAS

(1) *RAMSHAW Raymond, "Electrónica de Potencia: Potencia Controlada por Tiristor para Motores Eléctricos", Marcombo-Boixareu Editores, Barcelona - España, 1972, Págs. 168-170.*

(2) *VINTIMILLA Giovanni, "Comportamiento del Motor DC Alimentado con AC Rectificada y Controlada", Tesis de Grado EPN, Quito, 1979, Págs. 68, 69.*

(3) *PELLY Brian, "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters: Operation, Control and Performance", Wiley Interscien*

...7

ce-John Wiley & Sons Inc., New York-USA, 1970, Capítulo 5.

(4). KRISHNAN T., RAMASWAMI B., "Speed Control of DC Motor Using Thyristor Dual Converter", IEEE Trans. Industrial Electronics and Control Instrumentation, IECI-23, No. 4, 1976, Pág. 391.

C A P I T U L O III

D I S E Ñ O D E L S I S T E M A D E C O N T R O L.

C A P I T U L O III

DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL.

3.1. ESPECIFICACIONES Y CARACTERISTICAS.

En los capítulos precedentes ya se ha visto a breves rasgos, cuáles son los principales aspectos que un sistema de control debe ofrecer para que permita, a una máquina DC, operar en cuatro cuadrantes. Además se ha mencionado que, dicho sistema de control debe utilizar un conversor dual, para poder así ofrecer una respuesta rápida y buenas características de operación de la máquina en cada uno de los cuadrantes, y además, cómo debe ser la forma de acción del sistema de control, para manejar de apropiada manera el comportamiento del mencionado conversor dual, ya sea que éste se encuentre operando con o sin la presencia de corriente circulante, entre sus conversores individuales.

Ahora se debe recordar que el objeto del presente trabajo, es el diseñar un sistema de control para motores de corriente continua de una potencia inferior a los 5 HP, pero que pueda servir de modelo base como para que, con pequeñas adaptaciones y cambios, fácilmente sea posible obtener un sistema capaz de controlar el accionar en cuatro cuadrantes de motores de potencias superiores, como los que corrientemente se utilizan en la industria.

3.1.1. Especificaciones y Configuración.

En este punto se decidirá qué tipo de configuración tendrá cada uno de los conversores individuales del conversor dual, en base a las especificaciones de potencia mencionadas.

Especificaciones de la Máquina DC. La máquina que se va a utilizar como modelo para operar en cuatro cuadrantes, bajo el control del sistema que va a diseñarse, es una Máquina CETEL Bruxelles de 2.6 HP de potencia, la misma que funcionará como motor de excitación independiente y cuyos datos de placa son:

.../

Type SG11	No. 1
Dyn CPD	1800 rpm
2000 W	Ex = 110 V
18.2 A	110 V.

En los apéndices A y B se presentan las pruebas previas al diseño, realizadas sobre esta máquina para tener una idea de las magnitudes transitorias de corriente con las que se va a trabajar, y para saber los valores de los parámetros eléctricos y mecánicos que la mencionada máquina presenta:

Estos valores son:

$Ra = .46\Omega$	$La = 5.65mH$
$J = .030kgm^2$	$B = .011 \frac{Nm}{rad/seg}$
$Tf = .002Nm$	$Ist = 240.71A$
$Kt = .54 \frac{V}{rad/seg}$	$Ka = .54 \frac{V}{rad/seg}$
$\Omega o = 203.91 \frac{rad}{seg}$	$Tst = 129.85\ Nm$
$ke = 12.36mseg$	$km = -6.37\ m\ seg$
$Bn = .017$	

Todos estos parámetros corresponden a los que presenta cualquier máquina DC, como ya se lo había mencionado en el Capítulo I.

La función de transferencia normalizada para la presente máquina, dado que según el apéndice A se tiene que:

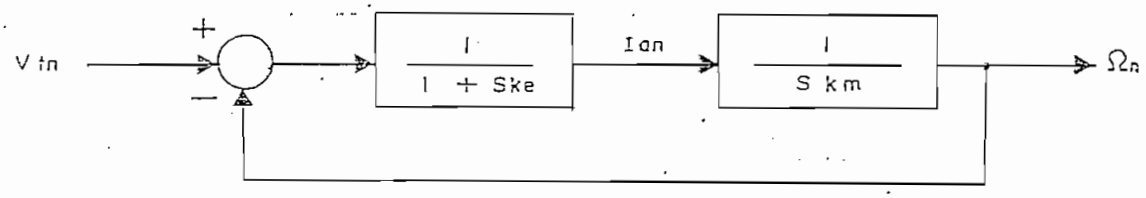
Tf es despreciable

$km/Bn >> ke$

$1/Bn >> 1$

...

está dada por:



$$\Omega n = \frac{1}{Skm} \; Ian$$

$$\Omega n = \frac{1}{S^2 kmke + Skm + 1} \; Vtn$$

$$Ian = \frac{Skm}{S^2 kmke + Skm + 1} \; Vtn$$

Fig. 3.1.: Función de Transferencia Normalizada del Motor DC de Excitación Independiente Controlado por Armadura.

Por tanto, con km y ke ya determinados, la función de transferencia normalizada del motor DC de excitación independiente controlado por el voltaje ofrecido a sus bornes de armadura, ya analizada en el primer capítulo, se define completamente, según se puede apreciar en la figura 3.1.

Especificaciones y Configuración del Conversor Dual. Como ya se mencionó en el Capítulo II, el tipo de conversor a utilizarse depende de la potencia necesaria, la distorción que pueda soportarse y el porcentaje de ondulación o rizado de tensión tolerado. En base a todo lo ya anotado, para este diseño se escogerá la configuración "tipo puente", que es la que más ventajas ofrece en lo referente a distorsión y rizado, además de tener la capacidad de devolver energía de carga inductiva hacia la red, lo cual, para la presente aplicación del conversor dual, es sumamente ventajoso.

A pesar de que el sistema de control será aplicado para dirigir el accionar de una máquina de solo 2 KW, se utilizará un conversor dual tipo puente trifásico, para que en realidad sea un modelo de diseño para sistemas de potencias superiores.

.../

En la figura siguiente puede apreciarse cómo será la forma de conexión de los tiristores para formar el conversor dual tipo puente de 6 pulsos, el cual realizará la regulación del voltaje de armadura de la máquina DC:

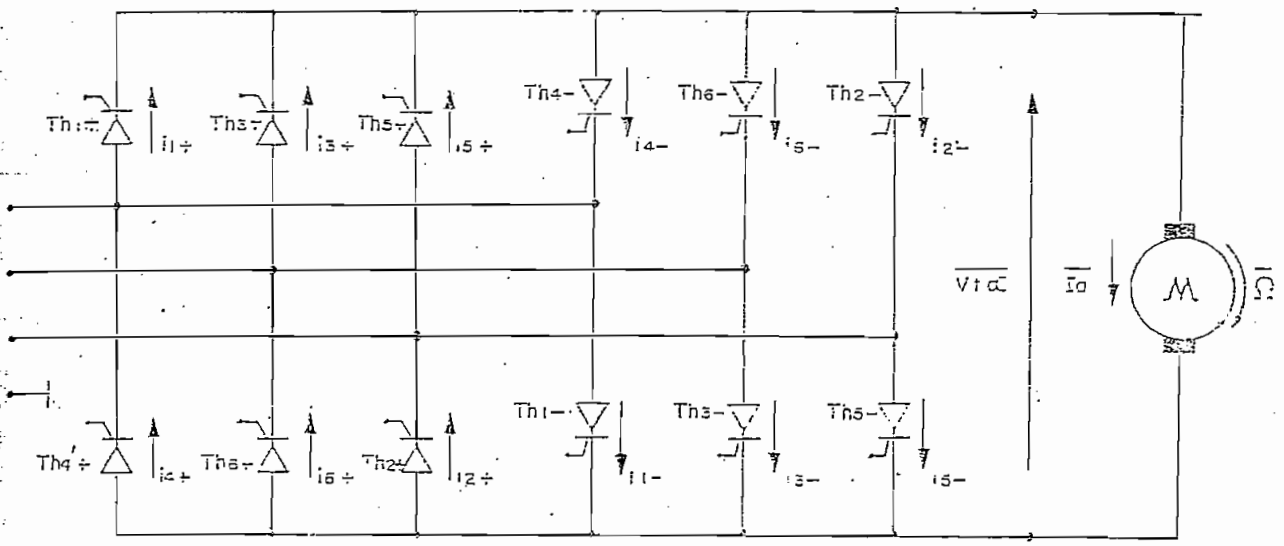


Fig. 3.2.: Conversor Dual Puente Trifásico.

BIBLIOTECA
ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

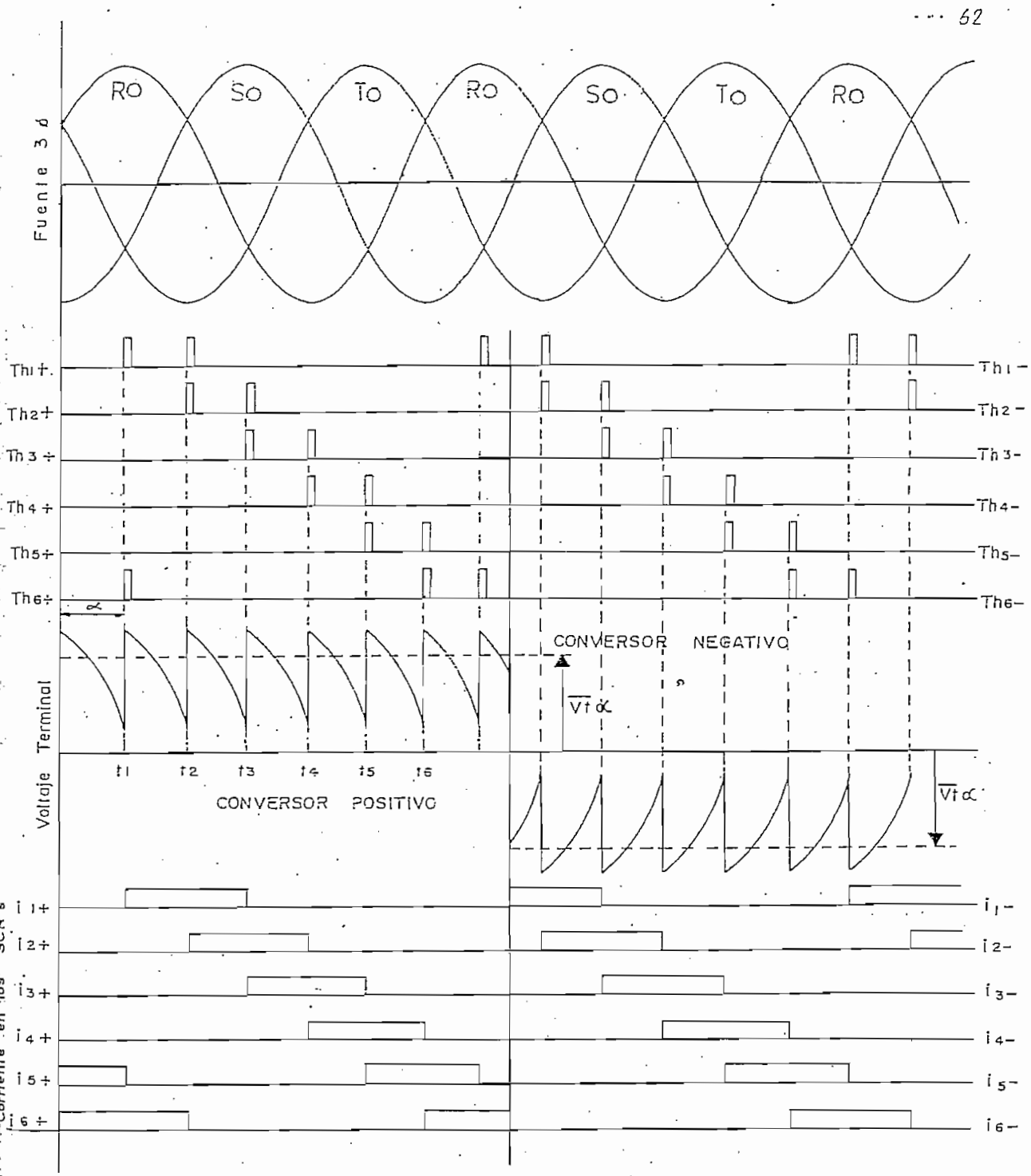


Fig. 3.3.: Accionar de los conversores individuales del Conversor Dual.

A partir de la figura 3.3, se puede apreciar claramente que dependiendo de si el sistema de control dirige sus pulsos de disparo hacia el conversor positivo, o hacia el negativo, la dirección del vol

.../

taje se invertirá fácilmente sobre los terminales de armadura de la máquina. Además, es importante notar que sea el conversor positivo o el negativo el que se encuentre trabajando, y sea cual fuera el ángulo de retardo = , empleado para regular el voltaje terminal. La corriente que atraviesa cada uno de los tiristores es justamente la tercera parte de la corriente que circula por la armadura en cada ciclo de red (1).

Por tanto, para condiciones nominales en estado estable, se requiere una corriente media DC de 18.2 A a través de la armadura de la máquina, lo que indica que es necesario emplear tiristores que soporten una corriente media DC de 6A; pero por seguridad para la misma operación de los semiconductores, se preferirá ofrecer una cierta tolerancia para variaciones de la corriente y se utilizarán tiristores de $I_{T\ RMS_{máx}}$ = 10 A, o de mayor capacidad de corriente, para que el sistema pueda ser aplicado a motores de grandes potencias.

Cuando un motor DC de excitación independiente se halla conectado a los terminales DC de un conversor controlado por fase, la máquina representa una carga: Ra-La-$\overline{Ec}$, (2), para el mencionado conversor, y éste tiene la capacidad de actuar como rectificador o como inversor, de la siguiente forma:

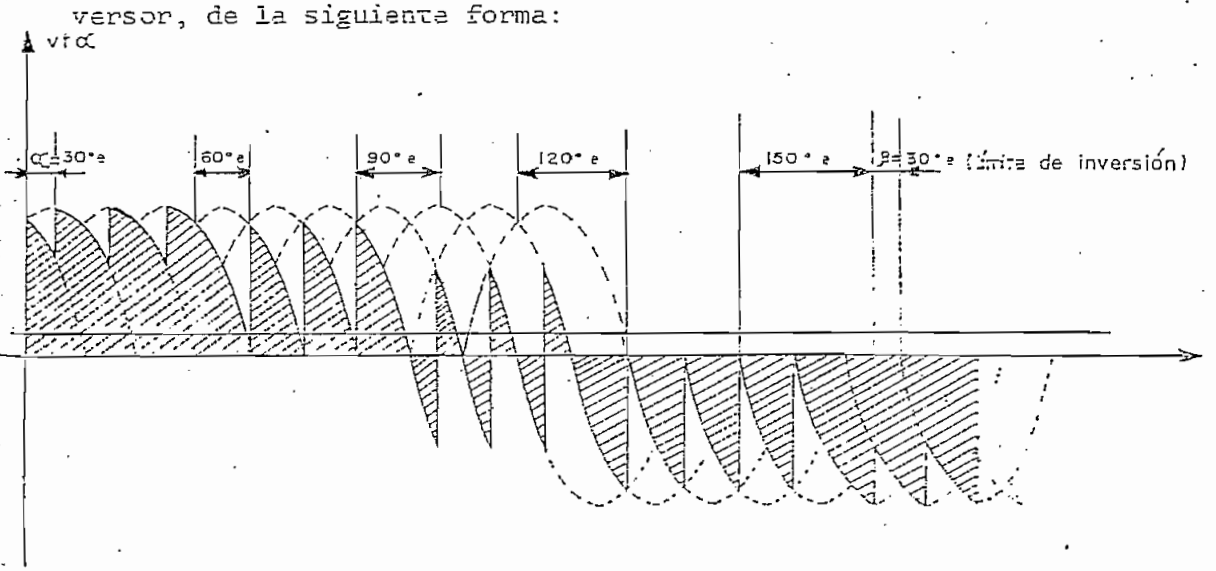


Fig. 3.4.: Voltaje de Salida a Diferentes Ángulos de Conducción de [illegible] Fig. [illegible] en Inversión [illegible].

Se puede notar entonces, que el freno regenerativo puede lograrse con cada uno de los conversores individuales, ya que tienen la capacidad de invertir la polaridad del voltaje terminal conservando el sentido de la corriente de armadura ($\alpha > 90°$).

Si se observa las formas de onda que se obtienen tanto para el voltaje terminal como para la corriente, con el motor sirviendo como carga al conversor, se tendrán dos casos:

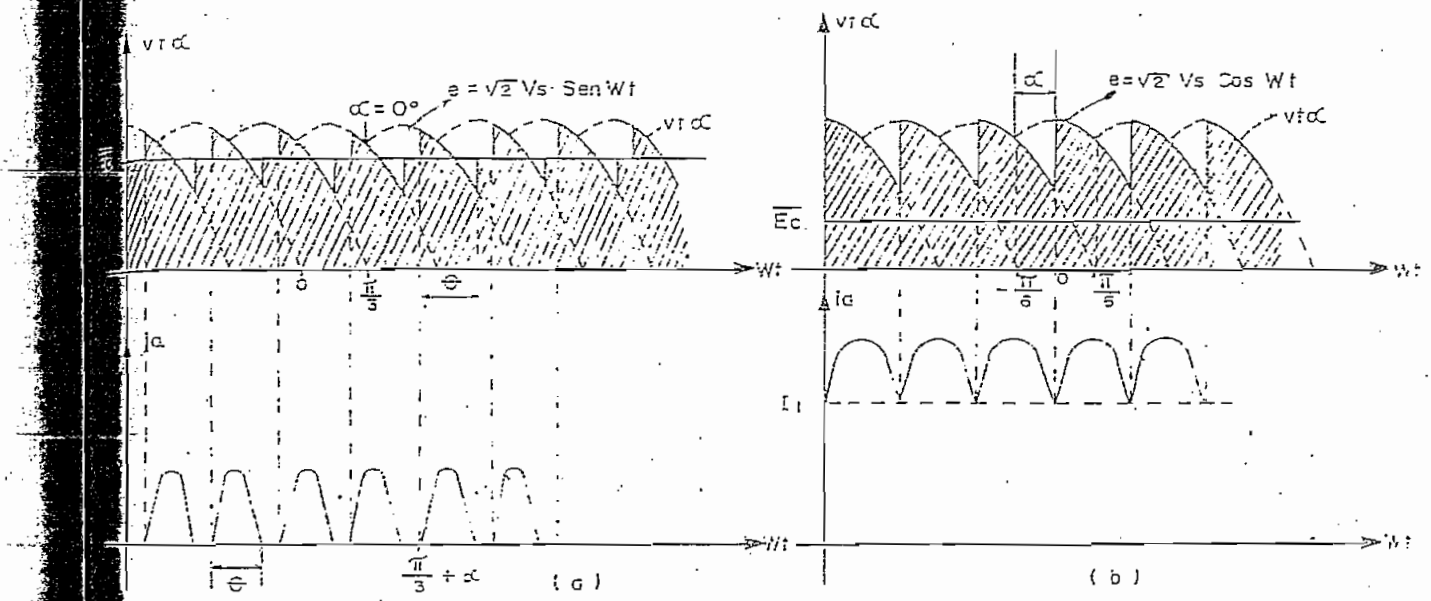


Fig. 3.5.: Formas de onda bajo los estados de conducción continuo y discontinuo de corriente.
(a) Conducción Discontinua.
(b) Conducción Continua.

Los casos de conducción continua o discontinua, se presentarán dependiendo de los siguientes factores:

α = ángulo de disparo aplicado; tomado como se muestra en la figura 3.5.

Z = impedancia del motor, presentada por su resistencia e inductancia de armadura: $Z = \sqrt{Ra^2 + (WLa)^2}$

$\theta = \tan^{-1} WLa / Ra$

$\overline{Ec}$ = fuerza contraelectromotriz media del motor.

Vs = valor rms del voltaje de línea con el que se alimenta el conversor.

Esto claramente se puede apreciar, analizando las ecuaciones que describen matemáticamente los valores medios de las formas de onda presentadas en la figura 3.5.; (3). (Ver apéndice C).

a) Conducción Discontinua:

$$\overline{Ia} = \frac{3\sqrt{2}\,Vs}{\pi Ra}\left[\cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha\right) - \cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta\right) - \frac{\overline{Ec}}{\sqrt{2}\,Vs}\theta\right] \qquad (3.1)$$

$$\overline{Vt\alpha} = \frac{3\sqrt{2}\,Vs}{\pi}\left[\cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha\right) - \cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta\right) - \frac{\overline{Ec}}{\sqrt{2}\,Vs}\theta\right] + \overline{Ec} \qquad (3.2)$$

b) Conducción Continua:

$$\overline{Ia} = \frac{3\sqrt{2}\,Vs}{\pi Ra}\left(\cos\alpha - \frac{\pi\,\overline{Ec}}{3\sqrt{2}Vs}\right) \qquad (3.3)$$

$$\overline{Vt\alpha} = \frac{3\sqrt{2}\,Vs}{\pi}\cos\alpha \qquad (3.4)$$

y sobre todo, analizando la relación que nos permite conocer el valor límite del ángulo de disparo α, para pasar del estado de conducción de corriente contínuo, al discontinuo:

$$\overline{Ec} = \frac{\sqrt{2}\,Vs\left[\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta-\phi\right) - \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3}+\alpha-\phi\right)\exp\left(\frac{-Ra\theta}{WLa}\right)\right]}{\left[1-\exp\left(\frac{-Ra\theta}{WLa}\right)\right]\sqrt{1+\left(\frac{WLa}{Ra}\right)^2}} \qquad (3.5)$$

donde: θ = es el ángulo que dura la conducción en el caso de conducción discontinua.

ϕ = ángulo de la impedancia de armadura. $\left(\phi = tg^{-1}\frac{WLa}{Ra}\right)$

$W = 2\pi f$, donde f es la frecuencia de la red.

El ángulo crítico αc, cuyo valor al ser sobrepasado llevará al sistema al estado de conducción discontinua, se presenta cuando θ tiene un valor justamente igual a $\pi/3$; esto puede ser comprobado ya que en las ecuaciones (3.1) y (3.3), si se reemplaza α por αc y θ por $\pi/3$, se tiene igual valor para la corriente:

$$\overline{Ia} = \frac{3\sqrt{2}\,Vs}{\pi Ra}\left(\cos\alpha c - \frac{\pi\,\overline{Ec}}{3\sqrt{2}Vs}\right) \qquad (3.6)$$

...

De todos los factores que aparecen en estas ecuaciones, el único que falta por ser determinado es el valor rms del voltaje de línea con el que se va a alimentar al conversor dual; los demás tienen los siguientes valores:

$$f = 60 \text{ Hz} \rightarrow w = 2\pi f = 376.99 \ \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

$$WLa = 376.99 \ \frac{1}{\text{seg}} \ 5.65 \text{ mH} = 2.13 \ \Omega$$

$$|Z| = \sqrt{(WLa)^2 + Ra^2} = \sqrt{2.13^2 + .46^2} \ \Omega = 2.18 \ \Omega$$

$$\phi = tg^{-1} \frac{WLa}{Ra} = tg^{-1} \frac{2.13}{.46} = 77.9^\circ = 1.36 \text{ rad.}$$

$$Ra = .46 \ \Omega$$

Como la operación más importante que va a ofrecer el conversor dual es la de rectificación, ya que ésta será la que permitirá tener una velocidad controlada de estado estable al motor, mientras que la inversión sólo se utilizará para los dos cuadrantes transitorios, (TABLA 1-1 del capítulo I), entonces se tratará de asegurar conducción continua para $0^\circ < \alpha < 90^\circ$ Observando la figura 3.6, se nota la relación cosenoidal que se presenta entre α y el voltaje terminal DC medio del conversor, el mismo que se halla normalizado respecto al valor rms del voltaje de línea de alimentación; siempre que la corriente sea continua, según la ecuación (3.4):

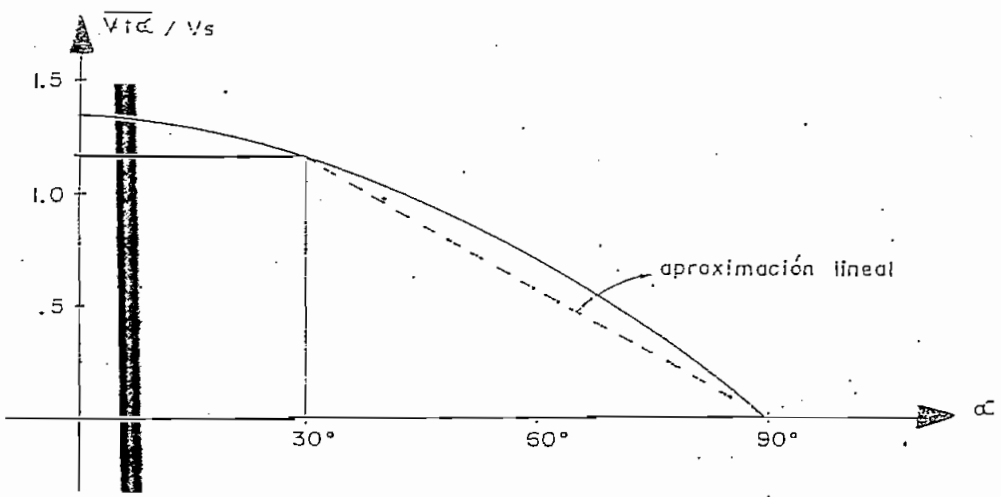


Fig. 3.6.: Voltaje terminal en función del ángulo de disparo, para Conducción Continua.

El aspecto más destacado de esta figura es el hecho de que para valores de α inferiores a 30°, la variación que se presenta entre los valores del voltaje terminal es muy pequeña, y por lo tanto, debido a la mayor sensibilidad presentada por el conversor para valores de α superiores a los 30°, se utilizará un transformador de potencia cuyo devanado secundario permitirá al conversor ofrecer un voltaje terminal medio DC igual al valor nominal de la máquina (V_{tN} = 110V), cuando α sea 30°, con lo que también, se operará en la parte lineal de la característica; es decir desde (3.4).

$$V_s = \frac{\sqrt{3}\,\pi}{3\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\cos\alpha}$$

$$V_s = \frac{V_{tN}\,\pi}{3\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\cos 30^\circ}$$

$$V_s = 94V. \qquad (3.7)$$

Para evitar problemas de saturación en el núcleo del primario y para ahorrar cobre en el secundario, ya que se tendrá menor número de espiras, la conexión más apropiada para el transformador será la siguiente:

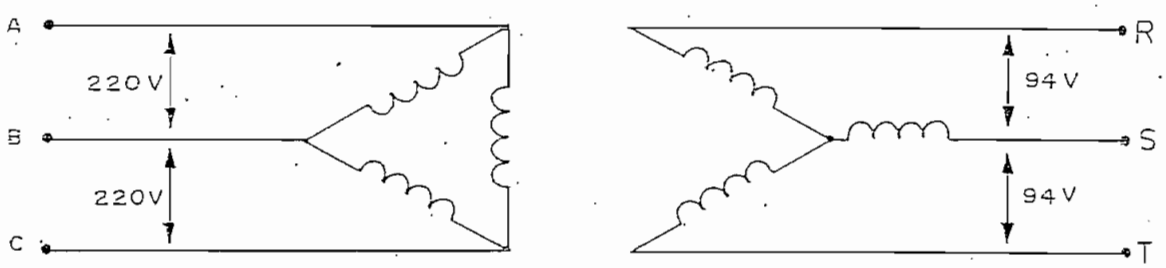


Fig. 3.7.: Transformador de Potencia para Alimentar al Conversor Dual.

Para determinar la capacidad de potencia que este transformador debe poseer, se partirá de la potencia del motor, que es 2 KW, el mismo que aproximadamente presentará un rendimiento del 60%; la eficiencia del conversor no pasará de un 80% y la del transformador no será mayor a un 85%, por lo tanto la potencia de este transformador debe ser

....

$$P_T = 2KW \cdot \frac{1}{.6} \cdot \frac{1}{.8} \cdot \frac{1}{.88} = 4.9\ KW$$

Puesto que un transformador de tal magnitud resultaría demasiado costoso, se aprovechará la existencia de un variac trifásico de 10KVA el mismo que servirá conodamente, como el transformador de potencia del presente sistema de control.

Otro hecho importante que se puede observar en la figura 3.6 , es que para el mencionado estado de rectificación y con una conducción continua de la corriente, es posible hacer una aproximación lineal de la función representada, y para valores de α comprendidos entre $\Pi/6$ y $\Pi/2$:

$$\frac{\overline{Vt\alpha}}{Vs} = \frac{3\sqrt{2}}{\Pi}\cos\alpha = m\alpha + b$$

si α se lo considera en radianes:

$$\alpha = \frac{\Pi}{6} \rightarrow \frac{\overline{Vt\alpha}}{Vs} = \frac{3\sqrt{3}}{\sqrt{2}\ \Pi} \quad ; \quad \alpha = \frac{\Pi}{2} \rightarrow \frac{\overline{Vt\alpha}}{Vs} = 0$$

se tiene:

$$m = \frac{\frac{3\sqrt{3}}{\sqrt{2}\ \Pi} - 0}{\frac{\Pi}{6} - \frac{\Pi}{2}} = \frac{\frac{3\sqrt{3}}{\sqrt{2}\ \Pi}}{\frac{\Pi}{3}}$$

$$m = \frac{-9\sqrt{3}}{\sqrt{2}\ \Pi^2}$$

$$\frac{\overline{Vt\alpha}}{Vs} = \frac{-9\sqrt{3}}{\sqrt{2}\ \Pi^2}\alpha + b \rightarrow b = \frac{\overline{Vt\alpha}}{Vs} + \frac{9\sqrt{3}}{\sqrt{2}\ \Pi^2}\alpha$$

para $\alpha = \frac{\Pi}{2}$: $\quad b = \frac{9\sqrt{3}}{\sqrt{2}\ \Pi^2}\cdot\frac{\Pi}{2} = \frac{9\sqrt{3}}{2\sqrt{2}\Pi}$

y la ecuación sería:

$$\frac{\overline{Vt\alpha}}{Vs} = \frac{-9\sqrt{3}}{\sqrt{2}\ \Pi^2}\alpha + \frac{9\sqrt{3}}{2\sqrt{2}\Pi}$$

Por lo tanto la ecuación se puede aproximar como:

$$\overline{V_{T\alpha}} = \frac{3\sqrt{2}\,V_s}{\pi}\cos\alpha \simeq \frac{9\sqrt{3}}{\sqrt{2}\,\pi}\,V_s\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}\right) \qquad (3.8)$$

α en radianes: $\frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$

Por otro lado, para definir el tipo de tiristores que se utilizarán en el conversor dual, se recordará que su I_T RMS máx > 10A, y como el conversor se alimentará a partir de una fuente de 94 Vrms de línea, entonces:

$$V_{DRM} > \sqrt{2}\,V_s = 133\ V$$

A pesar de que serán 2 tiristores en serie los que soporten este voltaje, pero en caso de daño de uno de ellos y para ofrecer una tolerancia adecuada, por los transitorios de voltaje que pudiesen presentarse, será aconsejable utilizar tiristores, con un VDRM superior a los 250V. Partiendo de esto, se escoge el SCR a continuación mencionado, cuyas características son: (Ver apéndice D).

SCR DRM (ECG5547):

VDR	= 600 V	toff	= 24 useg
ITRMS	= 35 A	di/dt	= 80A/ µseg
IT(AV)	= 22.5A a 70°C	TJ	= -65°C +150° C
ITSM	= 150 A	dv/dt	= 20V/ µseg
I^2t	= 100 A^2 seg	Irev	= 2 mA
VTM	= 1.7 V	IGTmáx	= 20 mA
RθJC	= .75°C/W	VGTmáx	= 3V
Ihold	= 80mA	VGTmín	= .15V
ti+tr	= 1.4 useg	VGRM =VGFM	= 10V

En base a estas características del semiconductor y a los resultados obtenidos en el apéndice B, se ve la imperativa necesidad de que exista un limitador de la corriente, para que sea cual fuere el cambio de estado exigido al sistema de control, la corriente no vaya a tomar valores exagerados que pudieran afectar al devanado de la máquina o lo que es más, pudieran dañar a uno o más tiristores del convers- sor dual.

La I surge máx del SCR es 150 A, y según las mencionadas pruebas, para vacío y plena carga se alcanzaron los siguientes valores; (Apéndice B).

vacío $\begin{cases} Iarr = 30A \\ Iinv = 60\ A \end{cases}$ p.c. $\begin{cases} Iarr = 72A \\ Iinv = 126A \end{cases}$

En el instante del arranque será un solo tiristor el que soporte toda la corriente, en base a esto, se justifica la necesidad de que al instante del arranque, el sistema de control posea determinado recurso que limite la corriente mientras se alcance la velocidad deseada; además, este circuito limitador de corriente, no debe permitir que la corriente sobrepase los 40A, sea cual fuere la carga aplicada al eje del motor. En el instante de una inversión de giro, se precisará cumplir lo especificado en la Tabla 1.1., del primer capítulo, realizando una corrección de la fcem, la misma que es analizada posteriormente, para que así, en el instante de la conmutación exista una transferencia suave de corriente desde el conversor actuante hacia el que entra en acción. Esto, secundado por la acción del limitador de corriente, dará una apropiada operación del sistema.

Función de Transferencia del Conversor Dual. Una vez definido Vs como 94V, se aplicará (3.5) para calcular el α_c crítico para la conducción continua, pero primero se debe recordar que $\overline{Ec}$ es una función tanto de α como de la carga del motor ya que si se reescriben las siguientes ecuaciones:

ec. (1.15) $\qquad \overline{Vt} = \overline{Ec} + \overline{IaRa}$

ec. (3.4) $\qquad \overline{Vt_\alpha} = \frac{3\sqrt{2}Vs}{\pi} \cos \alpha$

a partir de estas expresiones claramente se puede apreciar que el ángulo crítico de conducción estará primordialmente determinado por el tipo de carga que se posea:

$$\overline{Ec} + \overline{IaRa} = \frac{3\sqrt{2}Vs}{\pi} \cos \alpha \qquad (3.9$$

Ic real reemplazando según la ecuación (3.5), pero justamente para el instante en que se presenta αc, es decir θ = π/3, se tiene la siguiente función transcendente $\overline{I}a = f(\alpha c)$:

$$\overline{I}aRa = -\frac{\sqrt{2}Vs\left[\operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{3}+\alpha c-\phi\right)-\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3}+\alpha c-\phi\right)\exp\left(\frac{-\pi Ra}{3WLa}\right)\right]}{\left[1-\exp\left(\frac{-Ra\ \pi}{3WLa}\right)\right]\sqrt{1+\left(\frac{WLa}{Ra}\right)^2}} + \frac{3\sqrt{2}\ Vs}{\pi}\cos\alpha c \qquad (3.10)$$

Si se hace un gráfico de esta función, en base a los valores calculados para Vs, Ra, WLa y ϕ, se pueden obtener las siguientes conclusiones:

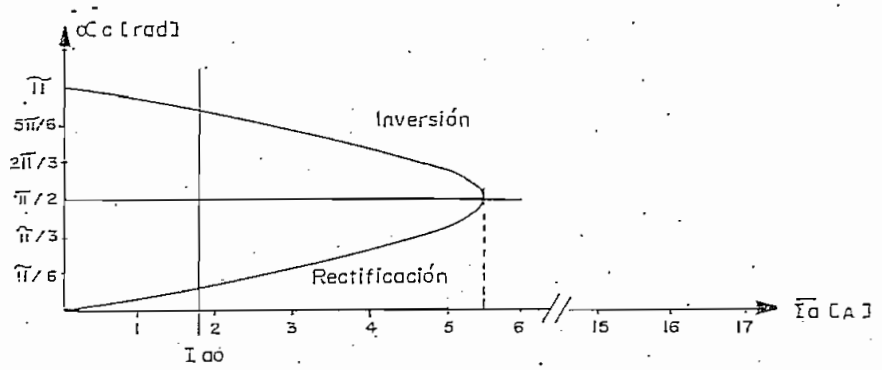


Fig. 3.8.: Valor del αc como función de la carga de la Máquina.

1. Según el apéndice B, la corriente de vacío posee un valor de 1.7A, por lo tanto el mínimo valor que se tiene para el ángulo crítico es de:

$$\alpha c\ \text{mín} = .31\ \text{rad} = 17.61°$$

2. El valor máximo para αc es π/2 rad, antes de entrar en la zona de inversión que en el presente caso no se está considerando.

3. Para cargas muy ligeras, las cuales produzcan una corriente de armadura inferior a los 5.6A, existe la posibilidad de llegar al estado de conducción discontinua; mientras menor es la corriente que circula por la armadura de la máquina (carga más ligera), menor es el valor de αc, y por tanto, mayor la posibilidad de entrar en conducción discontinua.

.../

4. Como consecuencia de lo anterior, si se posee una carga ligera en la máquina, corriente de armadura reducida, el valor de ac también es bajo, y si no se desea conducción discontinua = debe ser menor a este = crítico, por lo que el voltaje medio obtenido del conversor será alto (fig. 3.6) , y a partir de:

$$\overline{Vt} = \overline{Ec} + \overline{Ia}\ Ra$$

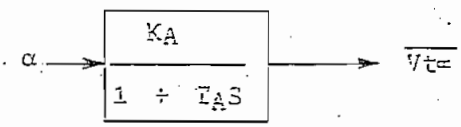
$$\overline{Ec} = Ka\ \overline{\Omega}$$

claramente se llega a ver que la velocidad será alta, para mantener el estado de conducción continua.

En conclusión, con este tipo de conversor prácticamente no existirá conducción discontinua durante todo el rango de control, a no ser que se trabaje con cargas demasiado ligeras y a velocidades de giro también reducidas.

Por lo tanto, para el cálculo de la función de transferencia del conversor dual se considerarán únicamente las expresiones que rigen su comportamiento en el estado de conducción continuo de corriente.

Al igual que el caso del motor en el capítulo uno, y de todos los componentes del presente sistema de control, se obtendrá una función de transferencia normalizada, (4):



Conversor actuando como rectificador.

donde: KA : Ganancia normalizada del conversor.
TA : Tiempo de retardo del conversor.

La ganancia del conversor está dada por:

$$\overline{Vt\ \alpha} = \pm\ kA\ \alpha \quad \div \quad kA = \pm\ \frac{\overline{Vt\ \alpha}}{\alpha}$$

y según se analiza en la ecuación 3.8, se puede hacer la aproximación:

$$\overline{Vt\ \alpha} = \frac{9\sqrt{3}\ Vs}{\sqrt{2}\ \pi}\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}\right)$$

Si se normaliza tanto el voltaje obtenido del conversor, como el ángulo de disparo, respecto a sus máximos valores; se obtiene la ganancia normalizada:

$$KA\ (\alpha) = \pm\ \frac{\overline{Vt\ \alpha}\ /VR}{\alpha/\pi} \qquad (3.11)$$

donde: $VR = \frac{3\sqrt{2}\ Vs}{\pi}\cos 30°$, ya que el cálculo para el transformador de potencia se lo hizo de tal forma que para $\alpha = 30°$, el voltaje que se obtenga del conversor, sea igual al nominal de la máquina, VR= VtN.

Debido a que KA no es constante, sino depende del ángulo de disparo α , entonces se prefiere tomar las diferenciales y ver el máximo KA.

$$\frac{dKA(\alpha)}{d\alpha} = \pm\ \frac{d\overline{Vt\ \alpha}\ /VR}{d\ \alpha/\pi} \qquad (3.12)$$

$KA = KA(\alpha)_{máx} = \begin{matrix}+\\-\end{matrix} \frac{\pi}{VR}\ \frac{d\overline{Vt\alpha}}{d\alpha} = \begin{matrix}+\\-\end{matrix} \frac{\pi}{VR}\ \frac{d\left[\frac{9\sqrt{3}\ Vs}{\sqrt{2}\ \pi}\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}\right)\right]}{d\ \alpha}$ según la ecuación 3.3.

$$KA = \begin{matrix}+\\-\end{matrix} \frac{\pi}{VR}\ \frac{9\sqrt{3}\ Vs}{\sqrt{2}\ \pi}\ \frac{d(-\alpha/\pi)}{d\alpha} \qquad (3.13)$$

si se reemplaza el valor de VR:

$$KA = \begin{matrix}-\\+\end{matrix} \frac{\pi}{\frac{3\sqrt{2}\ Vs}{\pi}\cos 30°}\ \frac{9\sqrt{3}\ Vs}{\sqrt{2}\ \pi}\ \frac{1}{\pi} = \begin{matrix}-\\+\end{matrix} \frac{3\sqrt{3}}{\sqrt{2}\ \frac{3}{2}\sqrt{2}}$$

$$\boxed{KA = \begin{matrix}-\\\div\end{matrix} 3}$$

.../

El tiempo de retardo del conversor aparece ya que α no podrá continuamente ser corregido por el sistema de control, puesto que una vez que el disparo ocurra, cualquier variación para corregir el α no será válida hasta que el siguiente disparo ocurra. Este tiempo de retardo del conversor se aproxima como una constante de tiempo de primer orden, TA, igual a medio período entre dos pulsos de disparo consecutivos (5):

$$TA = \frac{1}{2}\ \frac{T}{6} = \frac{1}{12}\ \frac{1}{f} = 1.39 \text{ mseg.} \qquad (3.1-$$

ya que el período de los pulsos de disparo es la sexta parte del período de fuente, como se pudo apreciar en la figura 3.3 y se lo confirmará luego.

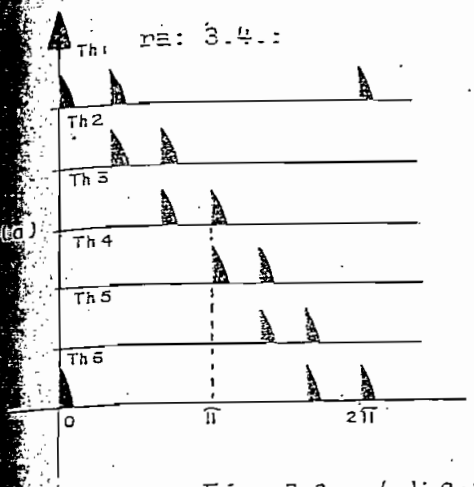
3.1.2. Características.-

Tomando en cuenta que el presente diseño del sistema de control se lo hace con la intención de que pueda servir de base para el diseño de potencias superiores, y puesto que, desde un punto de vista económico el conversor dual con corriente circulante deja de ser beneficioso, por el costo y tamaño del reactor de corriente circulante, los cuales llegan a ser muy significativos para niveles de potencia elevados, entonces se decide que el modo de operación del conversor dual, basado en dos puentes trifásicos como el anteriormente presentado, sea "libre de corriente circulante".

En el capítulo anterior, ya se mencionaron los aspectos más importantes que el sistema de control debe presentar para ser capaz de conducir, en forma adecuada, el accionar de los tiristores del conversor dual en el modo de operación "libre de corriente circulante"; ahora se hará mención de otras características importantes que se deberán tomar en cuenta al hacer el diseño del sistema de control:

1.- Circuito de disparo: Según sea el tipo de configuración utilizada, y el grado de control de fase requerido, las señales de disparo deben ser apropiadamente espaciadas; por lo tanto, como ahora se desea controlar los 6 elementos del circuito puente trifásico (control en cuadrantes), se deben ofrecer señales de disparo exactas de tal

cambiadas en fase sobre 150°eléctricos, según se mostró en la figu
ra: 3.4.:



(b)

SCR's en CONDUCCION	FUENTE GRUPO +	FUENTE GRUPO −
Th1 , Th2	VRT	VRT
Th2 , Th3	VST	VST
Th3 , Th4	VSR	VSR
Th4 , Th5	VTR	VTR
Th5 , Th6	VTS	VTS
Th6 , Th1	VRS	VRS

Fig. 3.9.: (a) Señales de Disparo.
(b) Tabla de Secuencia de Conducción de SCR's.

Como se puede apreciar, las señales de disparo se deben enviar a un par escogido de compuertas de SCR's al mismo tiempo (SCR's pertenecientes al mismo grupo), ya sea que nos encontremos en el caso de conducción continua o en el de discontinua, para que así, en cualquier instante la corriente de carga exista. Por tanto, dentro de un ciclo de red, 6 SCR's deberían ser disparados en pares, de tal forma que los pulsos de compuerta deberían tener una frecuencia 6 veces la de la fuente; de aquí se ve la necesidad de que exista un sistema capaz de sincronizar al generador de pulsos de disparo con la fuente.

En la práctica, para apropiada operación del circuito puente trifásico, es necesario que los pulsos de disparo aplicados a las compuertas de los tiristores, se extiendan a un período completo de 120° ; y además, para asegurar operación confiable para diferentes características de carga y compuerta se necesita un tren de pulsos adecuado. En la mayoría de casos, será también necesario dar una debida amplificación a estos pulsos; y también utilizar algún recurso para aislar al generador de pulsos de todo lo que es el circuito de potencia, y para aislar las fases.

2) <u>Lógica de Inicio:</u> Según se indicó, el circuito de control debe ha-

.../

bilitar o bloquear las señales de compuerta a un conversor, de acuerdo con los requerimientos de torque en la operación del motor; además esta sección del sistema de control, debe considerar que, así no exista corriente de carga positiva, no significa que no hay SCR's conduciendo en el grupo positivo, debido al tiempo de apagado de los mismos; esto también es verdad para el caso de corriente de carga negativa. Por esto, sería aconsejable que cuando la corriente de carga se haga cero, existan señales de dirección de corriente que retarden la información, proporcionando un tiempo τ de bloqueo de las señales de disparo a los dos conversores, permitiendo que el conversor saliente, se apague completamente antes que el entrante sea disparado.

Otro aspecto que la unidad de lógica de cruce debería prever es que - cuando la dirección de la corriente del motor se cambia, se necesita producir un ángulo de disparo apropiado para así reducir la corriente a cero y poder realizar la permutación de conversores [3]. No deben existir fallas en la conmutación en el período transitorio.

3) Características Adicionales: Además de todas las características hasta ahora anotadas, y como el sistema de control debe asegurar una operación adecuada de la máquina, también debería observarse que:

- El sistema debe proveer buenas respuestas tanto en estado estacionario como dinámico; ó sea, debe presentar error cero en estado estable y respuesta rápida de corriente; lo que asegurará precisión y rapidez en la respuesta de velocidad.
- Para que el circuito pueda gobernar la velocidad del motor, debe tener la posibilidad de saber la velocidad de éste, y también, para - que la velocidad sea independiente de la carga, hay que hacer uso de la realimentación de velocidad.
- El principal objeto del circuito es controlar la velocidad del motor, controlando la magnitud del voltaje aplicado a su armadura; para esto debe ser capaz de variar el ángulo de disparo a según la información que le llegue del lazo de realimentación de velocidad; sin embargo, en primer lugar es necesario controlar la corriente de armadura, por lo que también se precisa de un lazo de corriente interno.

...

- Por último, y como ya se mencionó en el capítulo precedente, es importante el conseguir una transferencia suave de corriente, para lo que es necesario que el voltaje de salida del conversor entrante sea igual a la fuerza contraelectromotriz del motor, en el instante de la conmutación. También, el sistema de control debe buscar la forma de solucionar las dificultades que se presentan debido a las características no lineales de carga del conversor con tiristores, las cuales podrían presentarse en caso de tener conducción discontinua de corriente, y resultan en la necesidad de utilizar alguna forma de control de lazo cerrado de la salida del conversor. Sin embargo, al utilizar un conversor dual tipo puente trifásico, únicamente se tendrá la presencia de conducción discontinua, para velocidades extremadamente bajas y con cargas muy ligeras, según se había analizado anteriormente.

3.2. CONFIGURACION GENERAL.

Una vez que han sido analizados cada uno de los requerimientos del sistema de control a diseñarse, se pasará a plantear cómo debería ser la configuración de éste para que logre presentar las mejores características de operación, y así obtener un buen comportamiento del motor trabajando en cuatro cuadrantes.

3.2.1. Lazos de Realimentación.

En el punto anterior, cuando se hacía una descripción de las características que el sistema de control debía presentar, se pudo apreciar que es sumamente necesario un control muy cuidadoso de la corriente que esté circulando por el motor, se debe compensar de alguna forma las características no lineales de carga y lógicamente se necesita controlar en forma precisa y rápida la velocidad del motor;por estas razones y algunas más, también de importancia, se ve la necesidad de utilizar tres lazos de realimentación:

1) Realimentación de Velocidad.- Para hacer un control preciso de la velocidad del motor, se necesita que la misma sea independiente de la carga mecánica que posea la máquina en su eje, y ésta sería justamente la principal función que vaya a cumplir este lazo;

...

de realimentación, independizar la velocidad de la carga.

La forma de trabajo de este lazo de realimentación sería - comparando, en cada instante, un cierto voltaje análogo de referencia (AC o DC), el cual represente la velocidad deseada, con la señal de realimentación de velocidad (AC o DC), la misma que representará la velocidad actual; y poder de esta forma corregir la referencia de corriente del lazo de corriente interno, lo que serviría para variar la velocidad si fuese necesario.

Otra función muy importante que este lazo podría proporcionar, es la limitación de la corriente de armadura; es necesario limitar la corriente de armadura, y para esto generalmente se prefiere un controlador de corriente interno que opere todo el tiempo, con lo cual un límite de corriente es fácilmente incorporado si se restringe el rango de la entrada de referencia. Es decir, la limitación automática de la corriente de armadura se tendría cuando, el lazo de realimentación de velocidad entregue una referencia limitada al lazo de co - rriente para que sea comparada con la señal de realimentación de co rriente, y se evite que la corriente del motor llegue a sobrepasar este límite.

2) Realimentación de Corriente.- Este lazo de realimentación también cumple dos funciones muy importantes:

Con el controlador de corriente se realiza el control del ángulo de disparo del conversor que se encuentre actuando, ya que su función es reducir la desviación que existiese en determinado instante entre la corriente detectada y la de referencia, aumentando o disminuyendo de esta forma el ángulo de fase, con lo que se asegurará que el ángulo de disparo con el que se esté trabajando sea el apropiado para tener la velocidad deseada.

Otra función que cumple es la compensación de las características no lineales de carga, y para esto se necesita que la ganancia del controlador de corriente se encuentre variando continuamente de acuerdo a la corriente del motor, (3), de tal forma que

.../

para el caso de encontrarse en los estados de conducción discontinua de corriente, la nueva ganancia del controlador no permita que las condiciones de operación del sistema se vean alteradas . Esto es necesario debido a que, cuando la ganancia de un controlador de corriente se sujeta para ser óptima en conducción continua, no es óptima para conducción discontinua y la respuesta del control de velocidad se vuelve lenta; contrariamente, cuando la ganancia se ajusta para que sea óptima para conducción discontinua, es excesiva para conducción continua, y la estabilidad se va perdiendo; por lo tanto, este lazo de realimentación debe solucionar este problema.

Por último, para lograr un sistema regulador de velocidad , cuya respuesta sea rápida, se hace necesario que este controlador de corriente, actúe como el lazo interno, el mismo que contenga un sublazo de control de voltaje; así se logrará una respuesta rápida de corriente, al igual que se incrementará la respuesta y precisión de velocidad en estado estable, y mejorará la respuesta transitoria.

3) Realimentación de Voltaje.- Este sublazo también desempeña una función importante y es la de asegurar una transferencia suave de corriente. Para lograr ésto, este lazo recibe información de la fuerza contraelectromotriz del motor, y debe lograr que el voltaje de salida del conversor entrante sea igual a esta fcem en el instante de la conmutación.

3.2.2. Diagrama de Bloques.

Una vez analizadas cada una de las necesidades de el sistema de control y la forma en que pueden ser superadas, se pasa a plantear en forma esquemática y resumida, cómo estaría compuesto este sistema y cuál sería la forma de actuar de cada una de sus partes:

.../

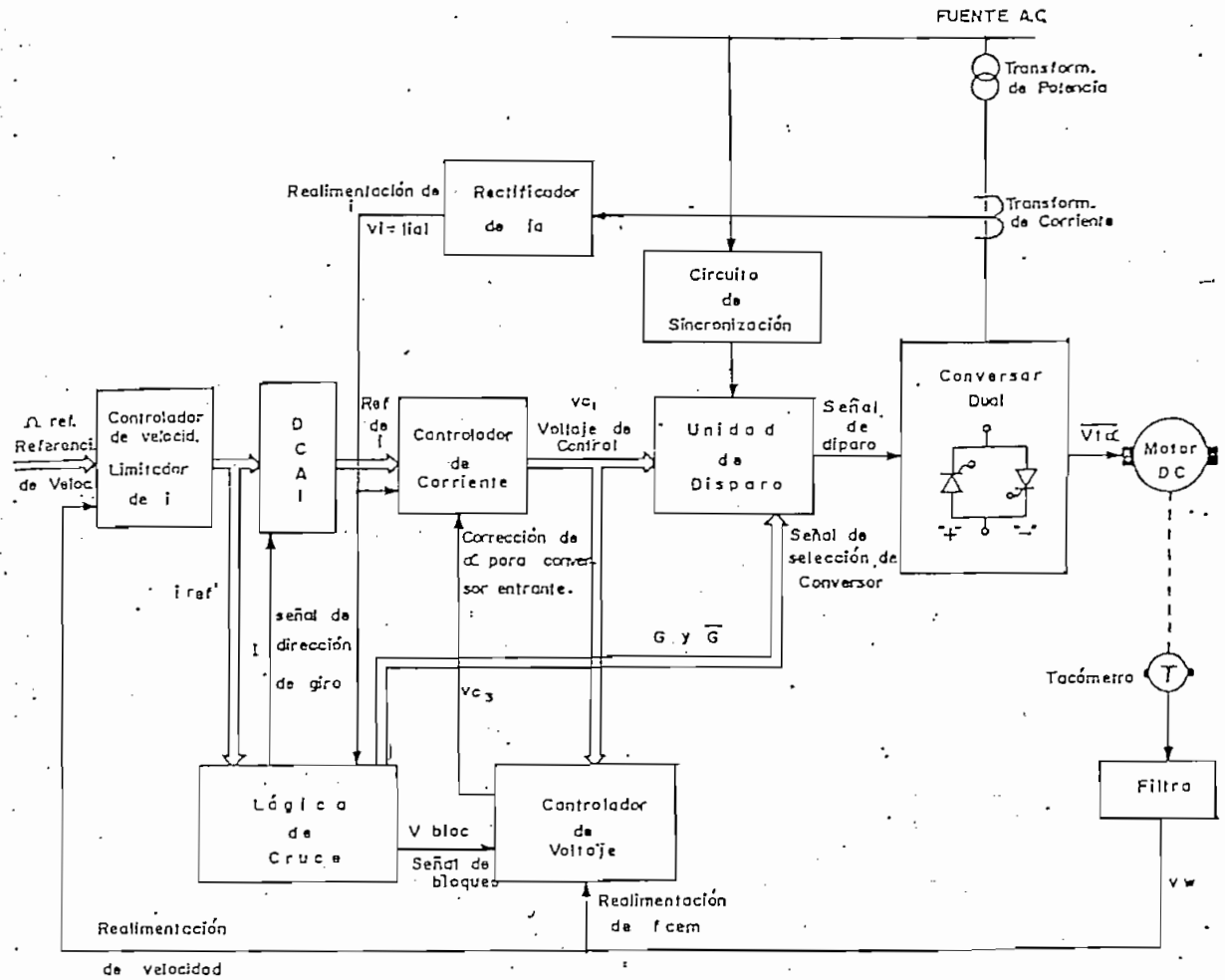


Fig. 3.10.: Diagrama de Bloques del Sistema de Control.

Función y descripción de cada Bloque: Como se podrá apreciar, el sistema planteado trata de satisfacer en la forma más sofisticada posible, todos los requerimientos que fueron anteriormente planteados, y para esto se hacen las siguientes consideraciones:

1. La limitación de la corriente se la hace utilizando un lazo de control interno que estará en operación todo el tiempo, en vez de u

.../

sar un amplificador límite de corriente que aparece sólo cuando la corriente excede un valor prefijado; esto brindará las ventajas de tener una respuesta rápida y superar los efectos adversos de las perturbaciones de red. (4). Con este sublazo, entonces, se protege al sistema de sobrecorrientes.

2. Puesto que en el modo libre de corriente circulante, solamente uno de los conversores conduce en cualquier instante, será más económico tener una sola unidad de disparo antes que una para cada conversor y dirigir los pulsos de disparo al conversor apropiado, por decisión de la lógica de cruce; con esto será más sencillo evitar que vaya a presentarse un cortocircuito.

3. Para tener una transferencia suave de corriente, es necesario que el voltaje de salida del conversor entrante sea igual a la fuerza contraelectromotriz del motor en el instante de la conmutación. Un método de asegurar la transferencia suave de corriente es inicialmente proporcionar un gran ángulo de disparo al conversor entrante (disparo avanzado), y luego lentamente ir reduciendo este ángulo. Este esquema resulta en una respuesta bastante lenta. El método que aquí se utiliza es el de monitorear el ángulo de disparo del conversor inactivo con la ayuda del lazo de control de voltaje, de tal forma que su voltaje de salida sea igual a la fcem del motor. Este método conocido como el esquema de corrección de la fcem, supera las demoras presentes en el método de disparo avanzado.

A partir del diagrama de bloques del sistema de control de velocidad completo, se dirá que un motor DC de excitación independiente es alimentado, en su circuito de armadura, a partir de un conversor dual consistente de dos conversores tipo puente trifásicos "+" y "-" conectados en forma antiparalela. Hay una sola unidad de disparo compuesta de tres subunidades de disparo. La señal de selección de conversor proveniente de la unidad de "Lógica de Cruce" determina cual de los dos conversores va a ser disparado. La unidad de "Lógica de Cruce" también provee una señal de bloqueo de amplitud de pulso ($\geq$ toff de los tiristores), siempre que vaya a darse un cambio de

...

operación desde el un conversor al otro. Durante el período τ, los pulsos de disparo serán bloqueados a los dos conversores; esto es para asegurar que el conversor saliente se apague completamente antes de que el entrante sea disparado (τ = 10 mseg > T/2, T es el período de la fuente).

La información de la corriente del motor se la toma en el lado A.C. por facilidad y economía. El dispositivo sensor consiste de 3 transformadores de corriente, cuyas salidas rectificadas se conectan a una carga resistiva; el voltaje a través de esta resistencia es proporcional a la corriente de armadura y posee una polaridad fija. Este voltaje, $vi = |ia|$, es utilizado como la señal de realimentación de corriente para el lazo de corriente; la salida del controlador de velocidad, proporciona la referencia de corriente para este lazo. Para asegurar operación satisfactoria del lazo de corriente, la referencia de corriente en estado estable, también debería ser de una polaridad única para ambas direcciones de giro del motor. Para conseguir esto, la unidad de "Lógica de Cruce", será la que ordene cambiar la polaridad de la referencia de corriente, en caso de una inversión de giro, por medio de la señal de dirección de giro, y este cambio será hecho siempre que los pulsos de disparo sean intercambiados del un conversor al otro.

El controlador de corriente procesa las señales de referencia y de realimentación de corriente y da un voltaje de control vc1, que controla el ángulo de disparo α. Durante el período de retardo τ, el lazo de corriente se abre y por tanto el voltaje de control puede variar de una manera indeseable y resultar en un gran transitorio de corriente cuando el conversor entrante sea disparado al final de τ. Para evitar esto, el voltaje de control se limita por el controlador de voltaje durante el período τ. El controlador de voltaje realiza la operación de corrección de la fcem y opera únicamente durante el período de retardo τ, por medio de vc3, forzando al voltaje de control a determinado valor que haga que la salida de voltaje del conversor entrante sea igual a la fcem del motor. La salida del tacogenerador vw, se toma como una medida de la fcem, ya que para este tipo de motores, la velocidad es proporcional a la

.../

fcem ($\overline{Ec}$ · Ka $\overline{\Omega}$).

Como ya se indicó, la unidad de "Lógica de Cruce" genera señales lógicas siempre que la señal de realimentación de corriente se hace cero precedida por un cambio en el signo de la referencia de corriente. Las señales generadas son: (1) Señal de Dirección de giro , (I), (2) Señal de Bloqueo (Vbloc), y (3) Señales de selección de conversor (G y $\overline{G}$) .

La referencia de velocidad, que representará la velocidad deseada, será comparada con la señal de realimentación de velocidad obtenida del tacogenerador vw, y se obtendrá una respuesta del controlador de velocidad; sin embargo, la señal que se obtenga de este controlador no deberá exceder un valor determinado, puesto que la corriente no deberá sobrepasar un límite razonable y por tanto en esta unidad se halla presente un limitador de corriente, con lo que la señal que va a servir de referencia al lazo de corriente, ya no ofrecerá ningún riesgo. Además, esta unidad debe asegurar que esta señal de referencia de corriente sea de una polaridad única, basada en el comando que le llegue desde la unidad de "Lógica de Cruce", mediante la señal de dirección de giro.

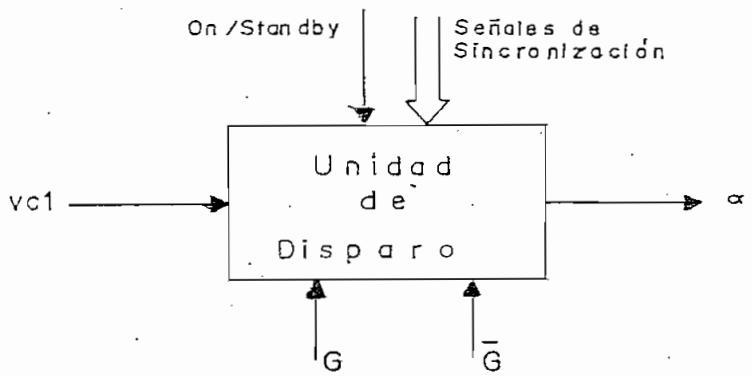
Por último, el circuito de sincronización servirá para que la acción de la unidad de disparo tenga sincronización con la fuente , por las razones que ya se indicaron en el punto anterior de este capítulo. El transformador de potencia nos asegura que la potencia disponible para la acción del motor sea suficiente y no vaya a ser causa de consecuencias de sobrecarga, reflejadas a la red.

3.3. DISEÑO DEL SISTEMA.

A continuación, se procederá al desarrollo del diseño de cada uno de los bloques constituyentes del diagrama general del sistema.

3.3.1. Unidad de disparo.

Esta unidad debe ofrecer una variación lineal de α desde 0° a 180° para una variación de vc1 desde 0 a -10V, para que se elimine el problema de inestabilidad del rizado, (6), y puesto que el voltaje vc1 , que proviene del controlador de corriente va a ser ≤ 0 como se verá luego.



Las señales exteriores que llegan a esta unidad, además de vc1, actuarán de la siguiente manera:

1) on/Standby: Deshabilitará el accionar de todos los tiristores en estado de Standby (on/Stby=0L).

2) G y $\overline{G}$: Provienen de la Unidad de lógica de cruce y decidirán si es el conversor "Positivo" o el "Negativo", el que debe actuar. G= 1L significa que "el positivo" es el que actúa.

3) Señales de sincronización: Los pulsos de disparo se deben enviar a un par escogido de compuertas de SCR's al mismo tiempo (SCR's del mismo grupo), por lo que 6 SCR's deberían ser disparados en pares dentro de un ciclo de red, es decir, los pulsos de disparo deben presentar una frecuencia 6 veces la de la fuente, como se muestra en la figura 3.11.

Se necesitan señales de sincronización para determinar cúal es el instante en el cual debe iniciar el retardo del ángulo de disparo α .

A partir del mencionado gráfico, se determina que son necesarias tres subunidades de disparo que presenten una relación li-

.../

neal entre el voltaje de control y el ángulo de disparo α , las mismas que puedan entrar en acción en base a señales de sincronización tomadas desde los mismos voltajes entre líneas, de la siguiente manera:

Subunidad I: pulsos a Th1+ , Th2+ ; Th1- , Th2-
inicio de acción → ST pasa a ser positiva.
pulsos a Th4+ , Th5+ ; Th4- , Th5-
inicio de acción → ST pasa a ser negativa.

Subunidad II: pulsos a Th2+ , Th3+ ; Th2- , Th3-
inicio de acción → SR pasa a ser positiva.
pulsos a Th5+ , Th6+ ; Th5- , Th6-
inicio de acción → SR pasa a ser negativa.

Subunidad III: pulsos a Th3+ , Th4+ ; Th3- , Th4-
inicio de acción → TR pasa a ser positiva.
pulsos a Th6+ , Th1+ ; Th6- , Th1-
inicio de acción → TR pasa a ser negativa.

Cada Subunidad, al ser habilitada por su respectiva señal de sincronización, iniciará la generación de una rampa de pendiente negativa la misma que al compararse con el voltaje de control vc1, obtenido desde el controlador de corriente, nos determinará cuál es el apropiado valor de α para disparar el indicado par de SCR's, del mismo grupo.

Al determinarse α , inmediatamente se iniciará la generación de un tren de pulsos de aproximadamente 60 useg. de período, durante un lapso de 25° eléctricos, lo cual asegurará apropiada operación del puente trifásico, así se tengan diferentes características de carga y compuerta, en la misma que habrá menor disipación de potencia que lo que habría si se usase pulso continuo para el disparo.

...

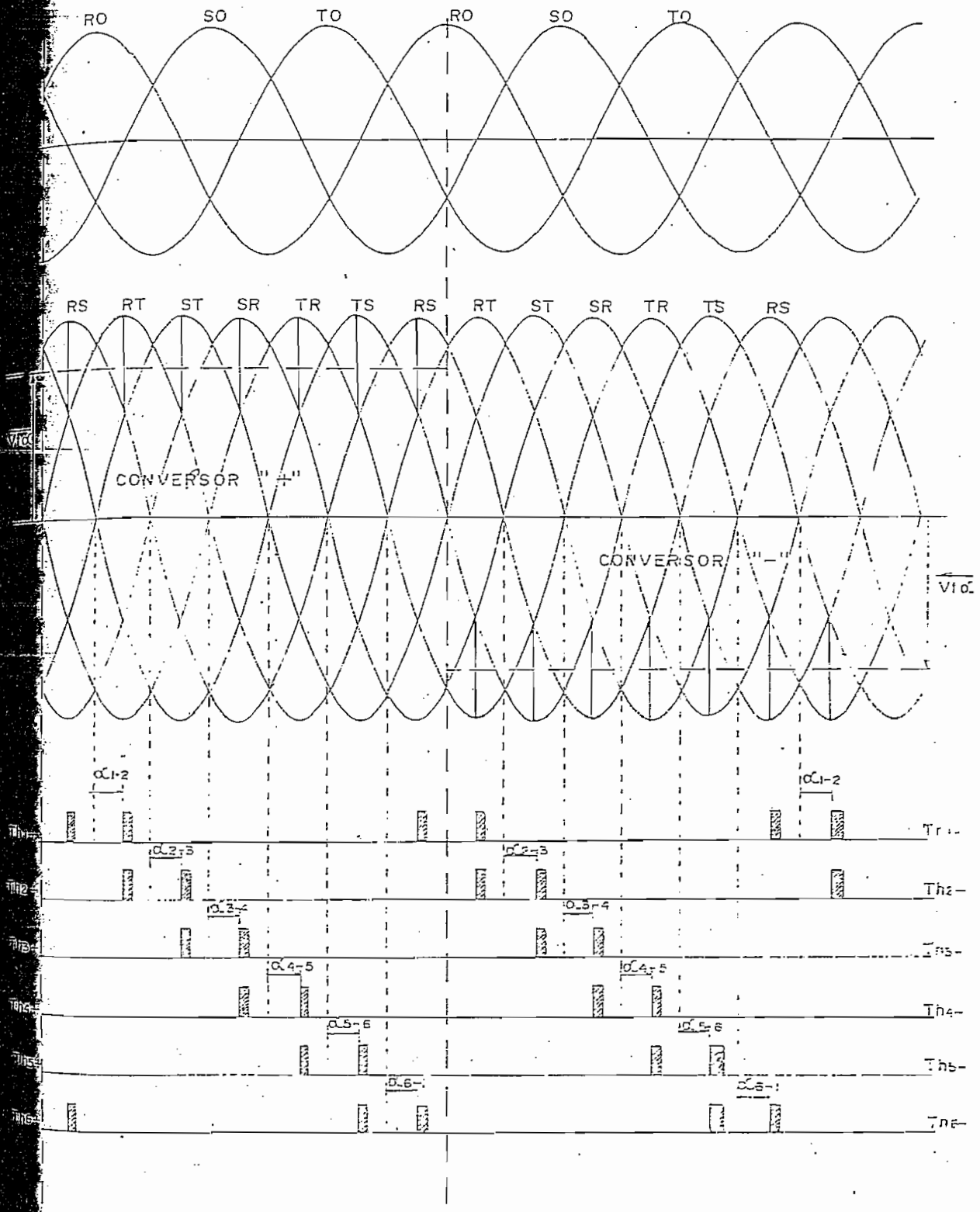


Fig. 5.11.: Secuencia de Pulsos de Disparo y su sincronización con la fuente 3 ϕ.

Estos pulsos serán llevados a las compuertas de un par de tiristores del grupo "+" o del grupo "-" según el estado de las señales G y $\overline{G}$.

Por último, como se requiere aislamiento entre fases y entre el circuito de disparo y el tiristor, se tendrán unidades de direccionamiento para los pulsos, las mismas que luego de determinar hacia cuál de los tiristores se van a enviar los pulsos, realizará el aislamiento debido antes de hacer el envío.

Las señales que intervienen y la forma de acción de cada subunidad del disparo, podrán ser apreciadas si tomando como modelo la subunidad I, se analiza la siguiente figura:

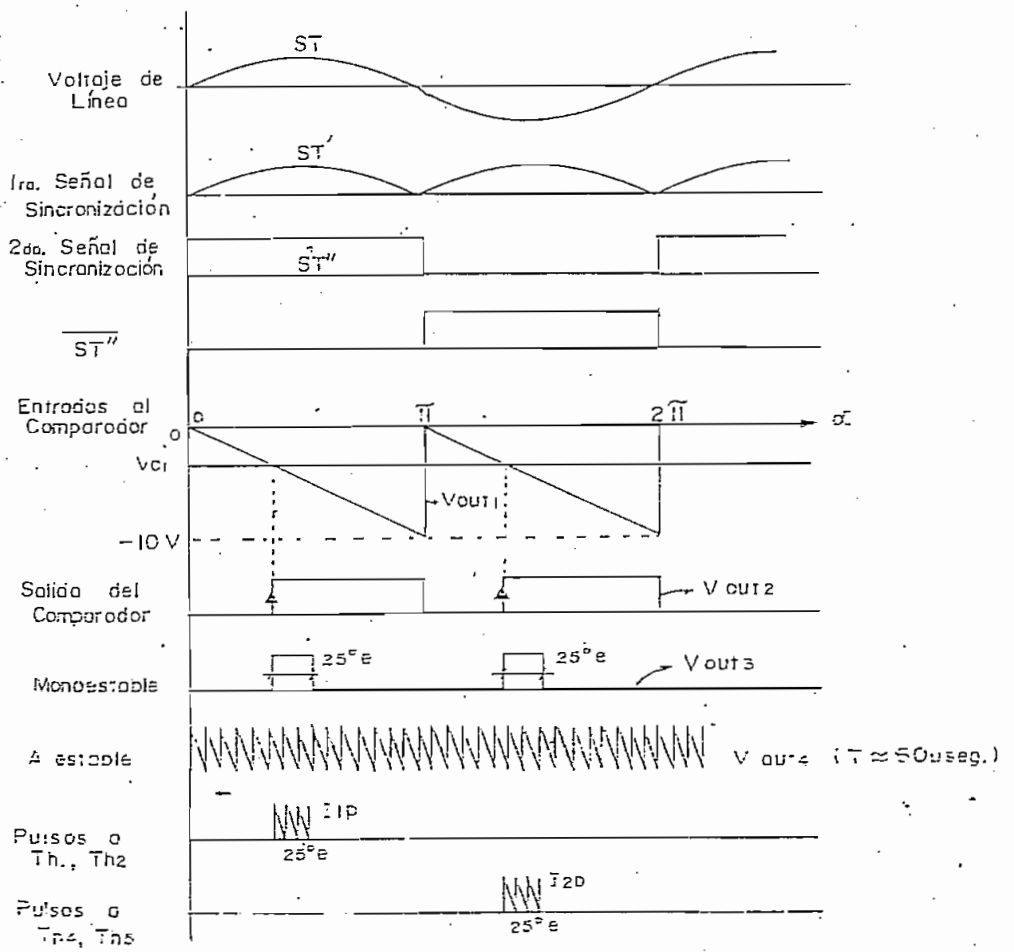


Fig. 3.12.: Generación de Pulsos de Disparo en la Subunidad I.

ST' se utiliza como la primera señal de sincronización, y su función es la de inicializar la acción del generador diente de sierra cada vez que llega a valer cero.

ST'' es la otra señal de sincronización (Niveles TTL), la misma que al tomar un valor de 1L o 0L, decidirá si los pulsos de disparo deben ser enviados al primer par de tiristores (Th1 , Th2) o al segundo par (Th4, Th5), respectivamente. Todo esto dado que la señal on/Stby = 1L , es decir que el equipo se encuentre en on.

Para la mejor comprensión del trabajo completo de la unidad de disparo, se presenta el siguiente diagrama de bloques, en el cual se puede apreciar la forma de direccionamiento de los pulsos de disparo, desde cada una de las subunidades, hacia los 12 tiristores componentes del convertsor dual:

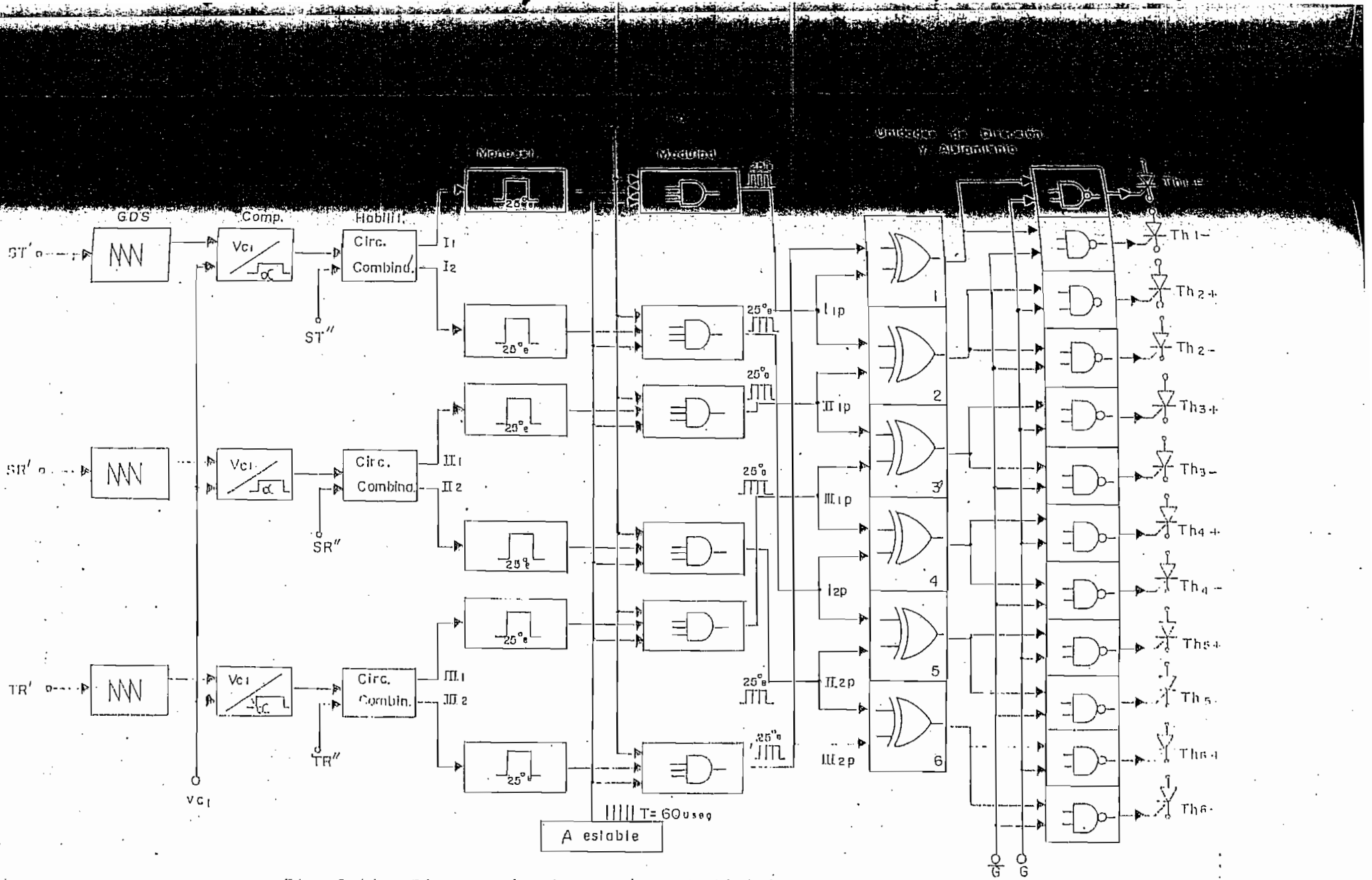


Fig. 3.13.: Diagrama de Bloques de la Unidad de Disparo

Diseño y Cálculos (Serán realizados para la subunidad I).

a) Generador Diente de Sierra.

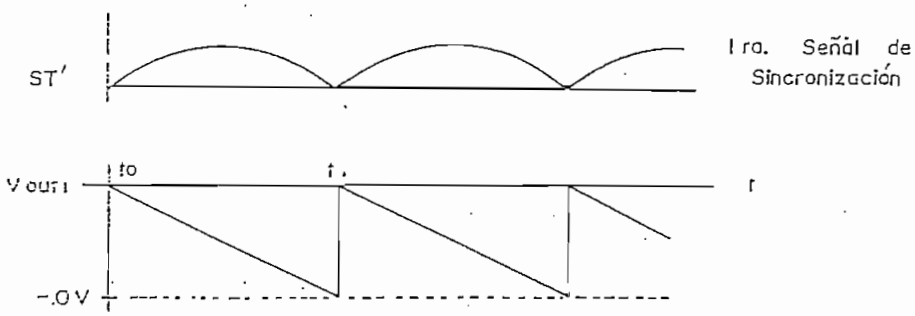


Fig. 3.14.: Sincronización del GDS.

Se necesita generar una rampa negativa mientras ST' > 0 y justamente cuando ST' = 0 se vuelva a inicializar la generación de la rampa.

Por tanto, la rampa debe ir desde 0 a - 10V, durante un tiempo igual a medio período de red, esto es (t1 - to) = T/2.

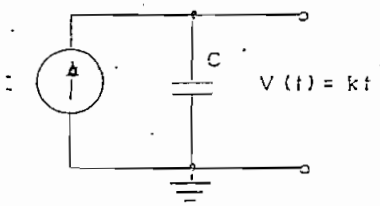
$$t1-to = \frac{16.67 \text{ mseg}}{2} = 8.33 \text{ mseg.}$$

Para esto se utilizará una fuente de corriente constante que cargue un condensador, lo que nos dará un voltaje sobre el condensador que varíe linealmente con el tiempo, ya que para cualquier capacitor:

$$V(t) = \frac{1}{C} \int i dt$$

Cuando la fuente de corriente es constante:

$$V(t) = \frac{1}{C} \int I \, dt$$



$$V(t) = \frac{1}{C} It = kt \qquad (3.15)$$

Una fuente de corriente constante, se obtiene de la siguiente manera a partir de un transistor de ganancia β, actuando en región activa normal, junto a un diodo zener (7).

$$ie = ic + ib \quad ; \quad ic = \beta \, ib$$

$$ie = ic \left(1 + \frac{1}{\beta} \right)$$

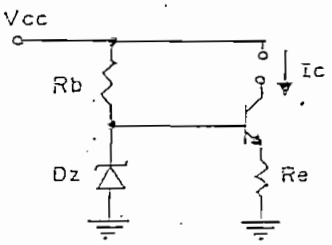


Fig. 3.15.: Fuente de Corriente Constante.

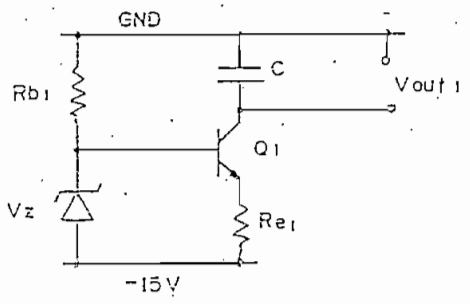
Para la corriente del emisor se cumple:

$$ie = \frac{Vz - Vbe}{Re} = Ie$$

y como ésta es constante, entonces en el colector también se tiene corriente constante:

$$Ic = \frac{Vz - Vbe}{Re \left(1 + \frac{1}{\beta} \right)} \qquad (3.16)$$

Para obtener la rampa de pendiente negativa requerida, en base a (3.15):



$$Vout_1 = V(\tau) = \frac{1}{C} Ic \quad t \Big|_{to}^{t1}$$

lo que se requiere es:

$$Vout_1 \ (\tau=0) = 0$$

$$Vout_1 \ (\tau=8.33 \text{ mseg}) = -10V$$

entonces:

$$-10V = \frac{1}{C} \ Ic \ 8.33 \text{ mseg.}$$

despejando:

$$Ic = \frac{-10VC}{8.33\text{mseg}} \qquad (3.17)$$

si se escoge un condensador de 1 uF, entonces la fuente de corriente deberá tener una capacidad de:

$$Ic = -\frac{10V \ 1 \text{ uF}}{8.33\text{mseg}} = -1.2 \text{ mA}$$

por lo que un transistor apropiado para este caso puede ser el PN2222 (Q_1), el cual presenta las siguientes características:

Transistor PN 2222: NPN-Si, AF/RF Amplif. Sw.

BVcbo = 75V		Icmáx	= 800 mA
BVceo = 40V		Pdmáx	= 500 mW
BVebo = 6V		Frec	= 300 MHz

β = 50 típ.

Para RAN: $V_{ce} \geq 1V$

$.5mA \leq I_c \leq .8A$

$V_{be} = .6V$

Ahora para hacer el cálculo de cada uno de los elementos de la fuente de corriente, se escoge un diodo Zener de 3.3V, 20mA (1N746) con lo que se asegura que el transistor siempre actúe en región activa: $V_{cemín} = V_{cc} - V_{out1máx} - (V_z - V_{be})$

$= 15V - 10V - (3.3V - .6V) = 2.3V$

voltaje que asegura operación en RAN.

En base a la ecuación (3.16):

$$R_{e1} = \frac{(V_z - V_{be})}{I_c(1+1/\beta)} = \frac{-(3.3-.6)V}{-1.2mA(1+\frac{1}{50})} = \frac{-2.7}{-1.2(1.02)}\ k\Omega$$

$$R_{e1} = 2.21k\Omega \quad (1/4\ W)$$

Será preferible usar un potenciómetro de $5k\Omega$, para lograr la calibración correcta del generador diente de sierra, durante las pruebas.

A partir de la figura 3.15, se tiene:

$$R_b = \frac{(V_{cc} - V_{gnd}) - V_z}{I_z} \quad ; \quad I_z \leq 20mA$$

y para el presente caso:

$$R_{b1} = \frac{(0+15V) - 3.3V}{18\ mA}$$

$R_{b1} = 650\ \Omega\ (1/4W)$.

Ahora, para que la acción de esta subunidad sea sincronizada con ST' (fig. 3.14), y para que justamente cuando ST' sea 0V el condensador rápidamente se descargue hasta 0V, se utilizará un transistor actuando como switch de la siguiente manera; (8):

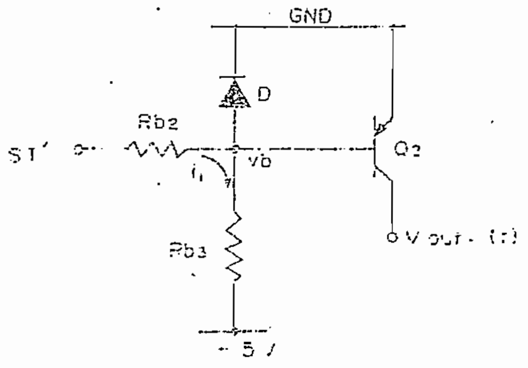


Fig. 3.16.: Sistema de sincronización del GCS.

Con esta configuración, se obtendrá la siguiente operación del transistor Q2:

- Mientras ST' > 0, Q2 estará en estado de corte, es decir que si se supone que el transistor es de Si, el [illegible] debería [illegible] -.6V, para que así la juntura [illegible] halle polarizada inversamente.

[illegible] transistor [illegible] instantáneos del [illegible]

Para [illegible] el diseño correcto [illegible] se analizar [illegible] que el [illegible] = .6V [illegible] expresa [illegible]

[illegible] sen [illegible]

[illegible]

y se desea [illegible]

[illegible]

A partir de la figura 3.16 se tiene:

$$vb = (ST' + 15)\frac{Rb3}{Rb2 + Rb3} - 15 \quad (V) \tag{3.20}$$

ecuación en la cual se puede asumir la siguiente constante k1:

$$k_1 = \frac{Rb3}{Rb2 + Rb3} \tag{3.21}$$

En base a estas cuatro últimas ecuaciones se pueden obtener importantes funciones de ST' para hacer un análisis:

$$t = \begin{cases} \frac{1}{.12\,\Pi}\ \text{sen}^{-1}\ \frac{ST'}{Vinp} & 0 \leqslant t \leqslant 4.17\text{mseg} \\ 8.33 - \frac{1}{.12\,\Pi}\ \text{sen}^{-1}\ \frac{ST'}{Vinp} & 4.17\text{mseg} < t \leqslant 8.33\text{mseg} \end{cases}$$

donde los ángulos están dados en radianes.

Entonces $vout_1$ (ST') es:

$$vout_1(ST') = \begin{cases} -1.2\ \frac{1}{.12\Pi}\ \text{sen}^{-1}\ \frac{ST'}{Vinp} & 0 \leqslant t \leqslant 4.17\text{mseg} \\ -1.2\ (8.33 - \frac{1}{.12\Pi}\ \text{sen}^{-1}\ \frac{ST'}{Vinp}) & .17\text{mseg} \leqslant \tau \lesssim 8.33\text{mseg} \end{cases}$$

y las funciones de ST' a analizarse:

$$vout1\ (V) = \begin{cases} -\frac{10}{\Pi}\ \text{sen}^{-1}\ \frac{ST'}{Vinp} & 0 \geqslant vout_1 \geqslant -5V \\ -10 + \frac{10}{\Pi}\ \text{sen}^{-1}\ \frac{ST'}{Vinp} & -5V > vout_1 \geqslant -10V \end{cases} \tag{3.22}$$

$$vb = k1\ (ST' + 15) - 15 \tag{3.23}$$

.../

y directamente se puede visualizar como es la forma de variación del voltaje de colector, según se vayan presentando diferentes valores para el voltaje de base:

$$vout_1 = \begin{cases} -\frac{10}{\Pi} \operatorname{sen}^{-1} \frac{vb+15(1-k1)}{k1\ Vinp} & 0 \geq vout_1 \geq -5V \\ \frac{10}{\Pi}\left(\operatorname{sen}^{-1} \frac{vb+15(1-k1)}{k1\ Vinp} - \Pi\right) & -5V > vout_1 \geq -10V \end{cases} \qquad (3.24)$$

Si se supone que a partir del circuito de sincronización se obtiene Vinp = $10\sqrt{2}$ V, entonces se puede hacer el siguiente gráfico, en base a la ecuación (3.24):

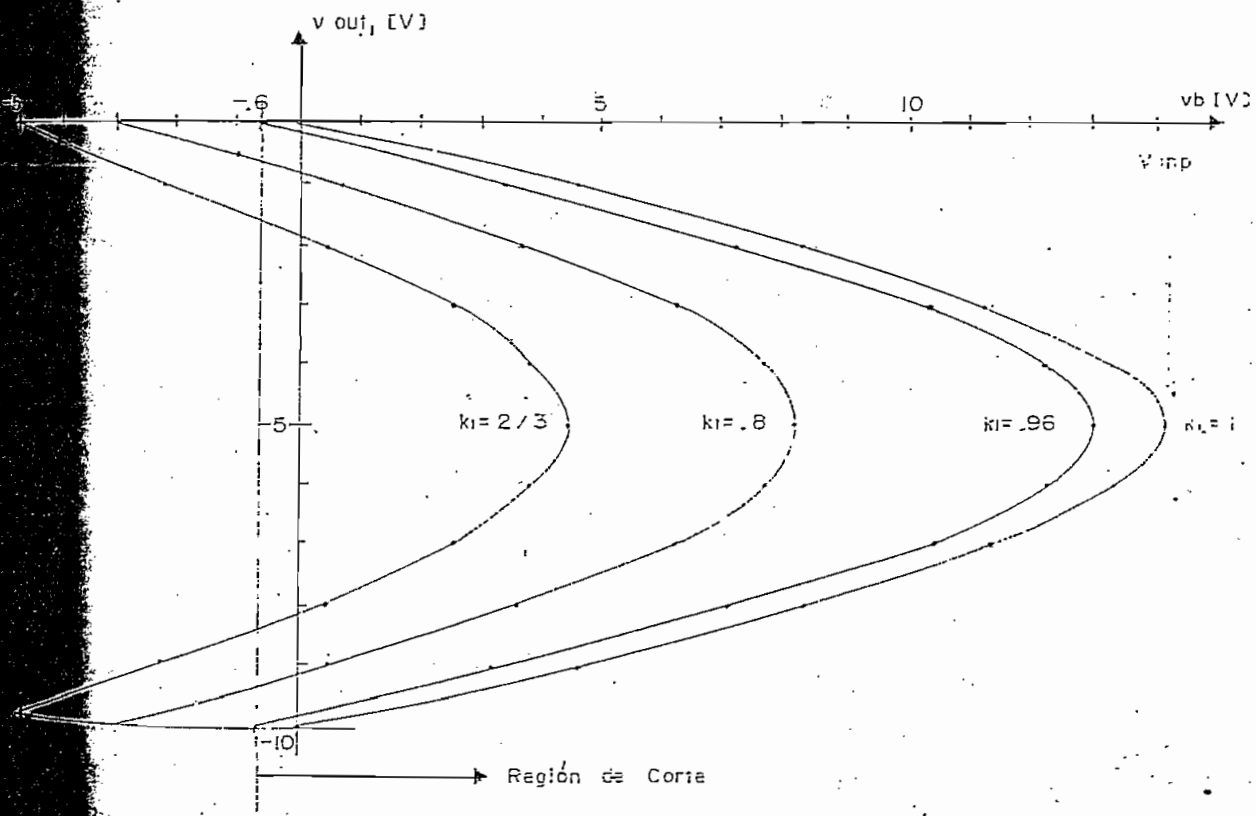


Fig. 3.17.: Estados de corte y saturación de Q2 en base a k1, vb y vout1 .

El valor de k1 en el cual exactamente se da que vb =-.6V para vout1 = $\begin{cases} 0V \\ -10V \end{cases}$ es k1 = .96, pero como se desea asegurar que el transistor conduzca justo en vout1 = -10V, entonces se preferirá tomar un k1 = .94, que permitirá que vb sea vb = -.9V, justo en ese instante:

$$\frac{Rb3}{Rb2 + Rb3} = .94 \qquad (3.25)$$

Sin embargo, el voltaje inverso que va a soportar la juntura base emisor resultará ser demasiado alto cuando el condensador llegue a poseer entre -1 y -9V y podría dañar esta juntura; es ésta la justificación para la presencia del diodo D (Fig. 3.16), el mismo que limitaría la polarización inversa de esta juntura base emisor, únicamente a .6V para D de Silicio. Con esto, se puede utilizar un transistor como el 2N2907, cuyas características son las siguientes:

Transistor 2N2907: PNP - Si, AF Pre-Amp. , Driver, Sw.

BVcbo = 60V	Icmáx = 500 mA
BVceo = 40V	PDmáx = .5 W
BVebo = 5V	Frec. = 200 MHz

βmín = 50 βtíp = 180

semiconductor que es capaz de soportar un voltaje inverso de 5V en su juntura base emisor (BVebo); además, este transistor puede soportar una corriente máxima de .5A por su colector, lo que va a asegurar que los momentos en los cuales conduzca, se permita al condensador el descargarse con gran rapidez, que es lo que se requería.

...

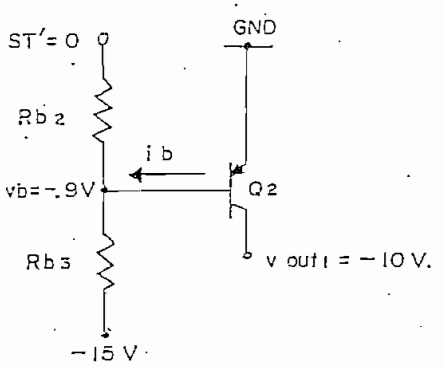


Fig. 3.13.: Q_2 en el instante de descarga del condensador.

Para hacer el cálculo de Rb2 y Rb3 se debe tener en cuenta las siguientes consideraciones:

a) Según la ecuación (3.25): $\dfrac{Rb3}{Rb2 + Rb3} = .94$

b) En el instante de descarga, a través de la resistencia Rb3 circulan dos corrientes:

$$IRb3 = \frac{.9V}{Rb2} + Ib \qquad (3.26)$$

Teniendo en cuenta que en esta circunstancia, por la base circulan:

$$Ib = \frac{Ic}{\beta} = \frac{250\ mA}{180} = 1.39\ mA$$

Por tanto, para que ésto sea verdad, la corriente a través de Rb3 debe ser superior a los 1.39 mA:

$$IRb3 > 1.39\ mA \qquad (3.27)$$

Además, como el valor de Rb3 se lo puede calcular como:

$$Rb3 = \frac{15V - .9V}{IRb3}$$

entonces la desigualdad (3.27), indica que:

$$Rb3 < \frac{14.1V}{1.39mA} \; ; \quad Rb3 < 10.15\ k\Omega \qquad .3.28)$$

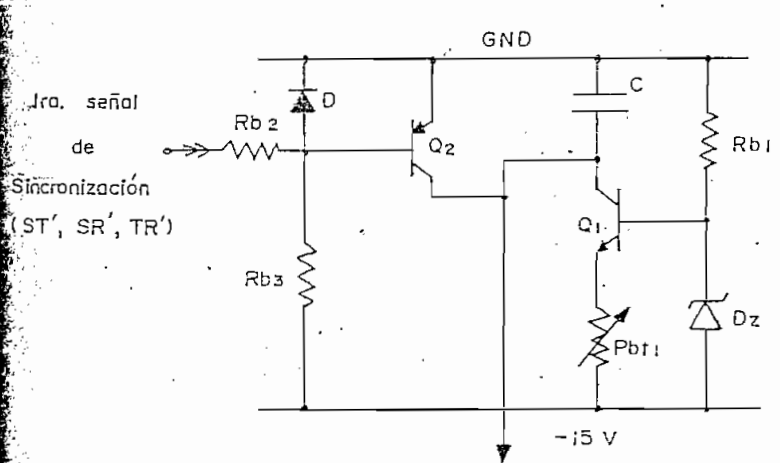
Por lo tanto, si se asume que Rb3 posee un valor de 10KΩ fácilmente se podrá determinar cúal es el valor de Rb2 en base a la conducción (a):

$$Rb2 = \frac{Rb3}{.94} - Rb3 = \frac{10\ k\Omega}{.94} - 10\ k\Omega$$

$$Rb2 = 638.3\ \Omega \quad (1/2W)$$

Se utilizarán valores de: $\begin{cases} Rb2 = 620\ \Omega \quad (1/2W) \\ Rb3 = 10\ k\Omega \quad (1/4W) \end{cases}$

El circuito completo para ser probado, queda entonces:



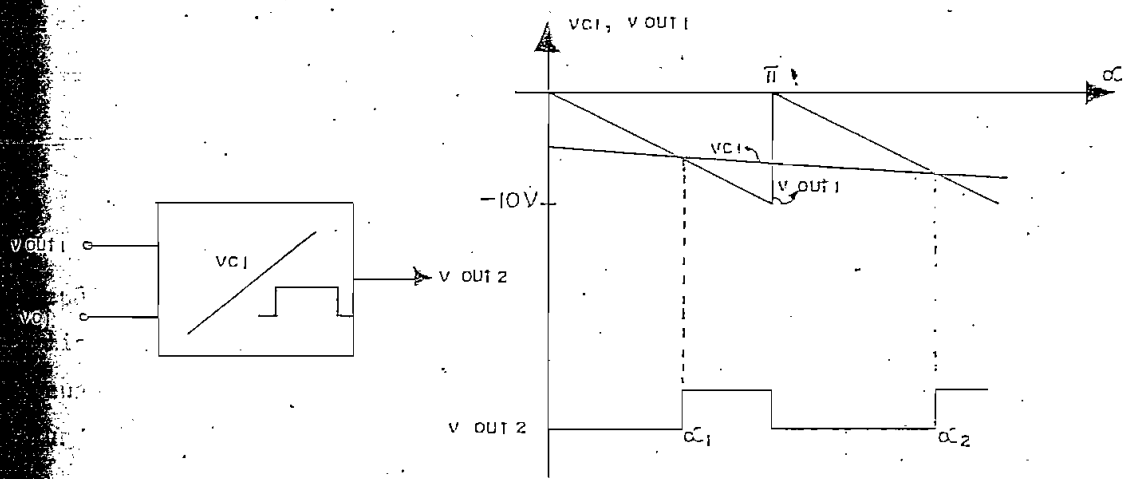
D :	1N914 (Si)	Rb1 :	680 Ω (1/4W)
Q1 :	PN2222	Rb2 :	620 Ω (1/2W)
Q2 :	2N2907	Rb3 :	10 kΩ (1/4W)
Dz :	1N746	Pot1 :	5 kΩ (1/4W)
C :	1 uF (12V)		

Fig. 3.19.: Disposición y valores de los elementos del Generador Diente de Sierra.

Luego de las pruebas realizadas, se determinó que los valores más convenientes para hacer el reemplazo del potenciómetro Pot1 en los generadores Diente de Sierra son:

Subunidad I : Re1 = 2.58kΩ
Subunidad II : Re1 = 2.66kΩ
Subunidad III : Re1 = 2.16kΩ

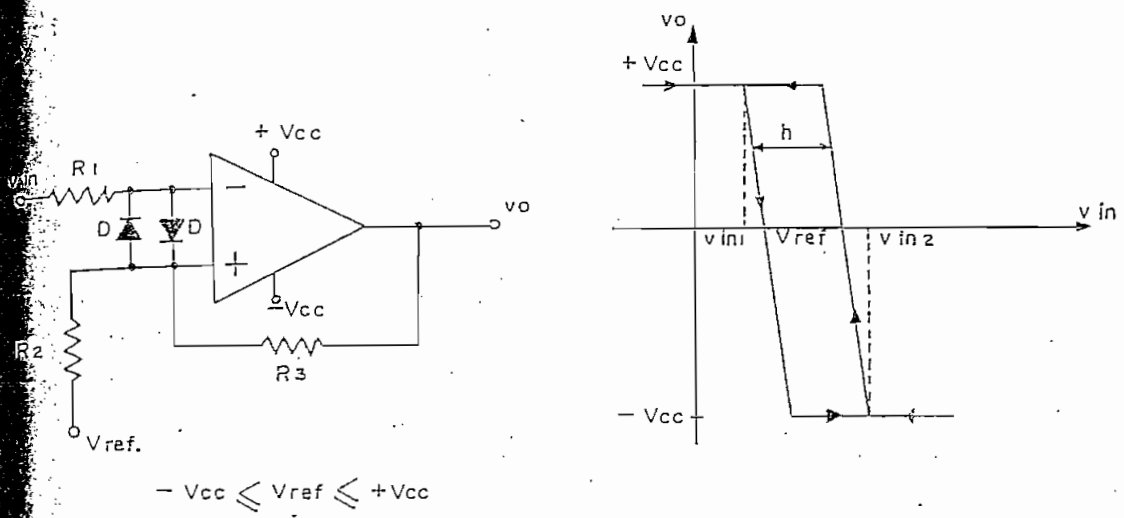
b) Comparador: Aquí lo que se requiere es que, cuando el voltaje rampa generado por el GDS, (vout1), llegue a ser igual al nivel del voltaje de control vc1 que se posea, la salida del comparador vaya a 1 lógico en nivel TTL de la siguiente manera:



$$\alpha = \frac{\pi}{-10V} \quad vc1 \ [rad]$$

Fig. 3.20.: Función del Comparador en base a las señales vout1 y vc1.

Para lograr esto, se utilizarán comparadores de la siguiente estructura, (4), (9):



$$-Vcc \leqslant Vref \leqslant +Vcc$$

Fig. 3.21.: Estructura y diagrama de la función de transferencia del comparador básico.

Como se puede apreciar en la figura, el voltaje Vref determina cuál es el nivel de comparación para el voltaje de entrada vin, es decir mientras vin sea mayor a Vref, el operacional satura su salida a -Vcc, y cuando vin pasa a ser inferior al valor Vref, en la salida se obtendrá un voltaje igual a + Vcc.

También es importante la presencia de una ventana de histéresis, de cuya pendiente dependerá la mayor o menor rapidez del circuito para efectuar un cambio de estado en su salida (10), y de cuyo ancho (h) dependerá el que la presencia de cierto nivel de ruido, cuando vin ≈ Vref vaya a estar cambiando el estado de la salida indebidamente o el que este ruido no afecte.

La función que cumple cada uno de los elementos del circuito presentado en la figura 3.21., es la siguiente:

- Los diodos D aseguran que por grande que sea la diferencia existente entre los valores de los voltajes vin y Vref, las entradas del operacional se encontrarán muy bien protegidas ya que el voltaje que entre ellas aparecerá corresponde únicamente a VD = .6V (para diodo de si).

- R1 y R2 resistencias limitadoras para la corriente que ha de circular a través de los diodos D y en la entrada del operacional:

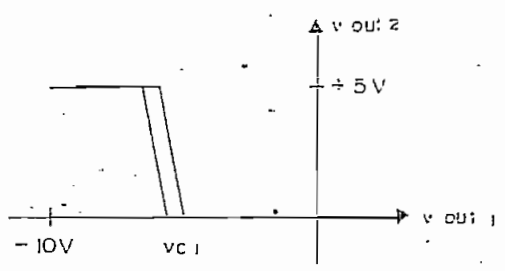
$$iD = ir1 = ir2 + ir3 < iDmáx \qquad (3.29)$$

$$ir2 = \frac{vin - ir1R1 - VD - Vref}{R2} \qquad (3.30)$$

$$ir3 = \frac{vin - ir1R1 - VD - vo}{R3} \qquad (3.31)$$

- R3 proporciona al sistema realimentación positiva lo cual dará una ganancia no controlada, con lo que una pequeña diferencia de potencial entre las entradas del operacional hará que su salida se sature hacia los voltajes de polarización. Además, del valor de R3 dependen las características de la ventana de histéresis: mientras mayor sea su valor, menor será el ancho de la ventana de histéresis y la posición de ésta tenderá a ser vertical.

Si en el mencionado comparador se aplican las señales vout1 = vin, y vc1 = Vref, se logrará el objetivo propuesto, si se consigue que los niveles del voltaje de salida sean compatibles con tecnología TTL ; es decir, la función de transferencia debería poseer la siguiente estructura:

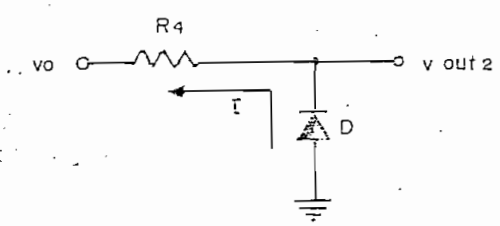


$-Vcc \leqslant vc1 \leqslant +Vcc$

Fig. 3.22.: Función de Transferencia del Comparador.

Como $-10V \leq vc1 \leq 0$, entonces debe darse que $-Vcc \leq -10V$ y $+Vcc \geq 0V$; por tanto, no existe ningún problema en que $+Vcc = 5V$, con lo cual los niveles 1 lógico corresponderían a TTL; sin embargo, $-Vcc$ no puede proporcionar de ninguna forma ceros lógicos TTL.

Entonces se preferirá polarizar con la fuente ya existente, $-Vcc = -15V$, y hacer un recorte de los voltajes negativos para definitivamente tener niveles TTL. La forma de suprimir los valores negativos del voltaje de salida, es la siguiente:



vo	vout2
5V	5V
-15V	0V

Cuando vo = 5V, el diodo se polariza inversamente y, vout2 = 5V; en cambio si vo = -15V, el diodo conduce y en este caso la resistencia R_4 debe limitar la corriente que atraviesa al diodo y entra por el pin del operacional.

$$R4 = \frac{15V - VD}{I}$$

Si se utiliza un diodo de Si (1N914), a través del cual se permite circular una corriente de 4mA:

$$R4 = \frac{15V - .6V}{4mA} = 3.6\ k\Omega$$

Para hacer el cálculo de los elementos del comparador, y utilizando el mismo tipo de diodos 1N914, se hará un límite para las corrientes, tomando en cuenta las condiciones extremas:

$$vout1 = 0V$$
$$vc1 = -10V$$
$$vo = -15V$$

En estas circunstancias, y para proteger las entradas del operacional , se procurará que a través de R1 y R2 circule una corriente aproximada de .5 mA; por tanto, utilizando las ecuaciones (3.29) a (3.31):

$$ir3 = ir1 - ir2$$

$$ir2 = \frac{0-ir1R1-.6-(-10)}{R2}$$

$$ir3 = \frac{0-ir1R1-.6-(-15)}{R3}$$

y asumiendo que se ponen resistencias de igual valor en R1 y R2, será aconsejable tener:

$$R1 = R2 = 10k\Omega$$

$$ir2 = \frac{9.4 - 10ir1}{10} = \frac{9.4- 10(.5)}{10} = .44mA$$

$$ir3 = ir1-ir2 = .5-.44 = .06mA$$

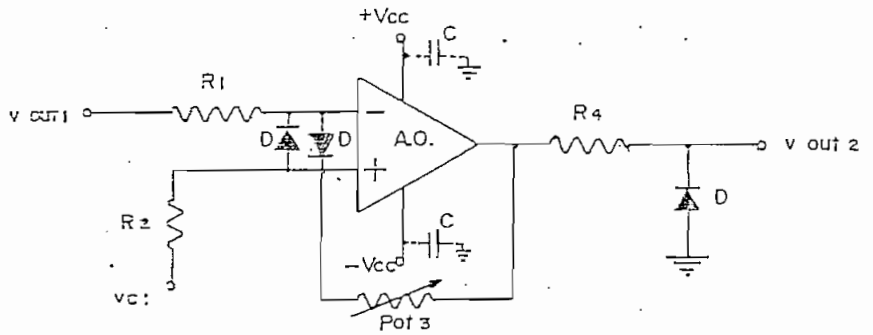
$$ir3 = \frac{14.4 - 10ir1}{R3} = .06mA$$

por tanto: $R3 = \frac{14.4-10(.5)}{.06} = 156.67\ k\Omega$

Sería preferible utilizar un potenciómetro de 500 kΩ en lugar de R3 para luego de hacer las pruebas, determinar cuál es el mejor valor de esta resistencia , para que la ventana de histéresis ofrezca un buen grado de inmunidad al ruido.

El circuito para las pruebas es el siguiente:

.../



Vcc	=	5V
-Vcc	=	-15V
A.O.	=	LM747
D	=	1N914 (Si)
R1=R2	=	10 kΩ (1/4W)
Pot3	=	500 kΩ (1/4W)
R4	=	3.4 kΩ (1/4W)
C	=	.1uF (12V)

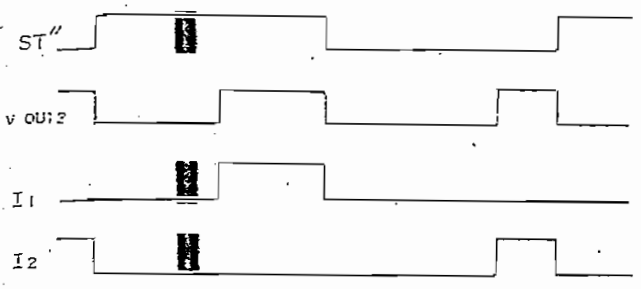
Fig. 3.23.: Disposición y valores de los elementos del Comparador.

Luego de las pruebas se determinó que un adecuado valor para R3 es 470 kΩ y que es muy conveniente utilizar condensadores de .1 uF , entre las fuentes de polarización (Vcc y -Vcc) y tierra, para eliminar cambios de estado indeseados en la salida del operacional, cuando α toma valores cercanos a 0° y 180°

c) Habilitador: Con este circuito, se decidirá si el valor de α que se determina en el comparador, servirá para disparar al primer par de tiristores (Th1 , Th2) o al segundo (Th4, Th5), todo dependiendo del estado lógico de la señal de sincronización ST" (niveles TTL): si se encuentra en 1L , el disparo deberá hacerse al primer par (Th1, Th2), caso contrario (ST" = 0L), al segundo.

.../

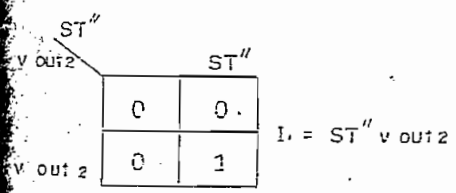
Esto se puede apreciar claramente en el siguiente diagrama de estados lógicos y la adjunta tabla de verdad:



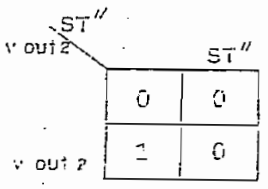
ST"	v out 2	I1	I2
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	0
1	1	1	0

Fig. 3.24.: Operación del Habilitador en base al estado lógico de la señal de Sincronización ST".

Esto fácilmente es posible realizar por medio de un circuito digital combinacional; utilizando técnicas de simplificación lógica en la tabla de verdad de la anterior figura, como por ejemplo los mapas de Karnaugh (11), se puede obtener el mencionado circuito combinacional.



$I_1 = ST'' \; v_{out2}$



$I_2 = \overline{ST''} \; v_{out2}$

Esto circuitalmente, utilizando compuertas NAND y AND de tecnología TTL como son los integrados SN7400 y SN7408 respectivamente, queda así (11):

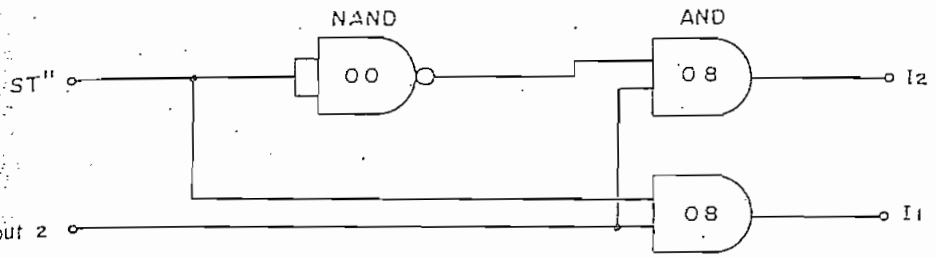
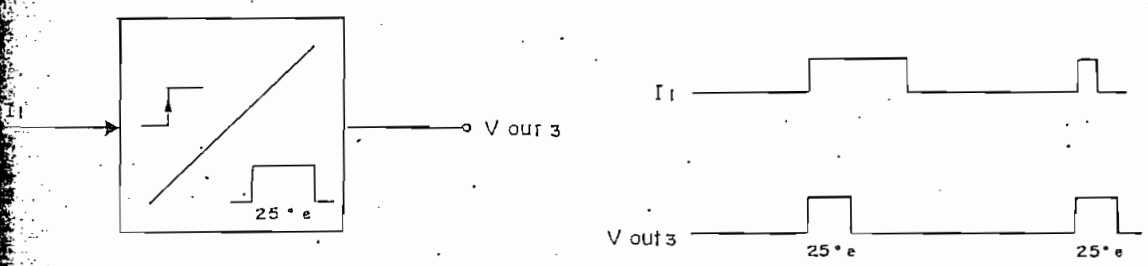


Fig. 3.25.: Circuito combinacional que cumple la función del habilitador.

d) Monoestable: Una vez que se ha determinado cuál es el valor de α necesario (comparador), y hacia cuál par de tiristores debe estar dirigido el disparo (habilitador), es necesario, según ya se determinó, dar una configuración adecuada a los pulsos para que puedan confiablemente realizar el disparo de los SCR's. Por tanto, para dar una señal de disparo de una apropiada duración a los tiristores escogidos, se utiliza un monoestable que justamente en el instante en que I1 o I2 van a 1L, inicia el disparo y lo concluye 25°eléctricos después; (13).



Esto puede lograrse si se utiliza el monoestable de tecnología TTL, circuito integrado SN74121, cuyo comportamiento queda resumido en la siguiente tabla; (12):

Entradas			Salidas	
A1	A2	B	Q	$\overline{Q}$
0	X	1	0	1
X	0	1	0	1
X	X	0	0	1

duración de⌐⌙: T

T = Rext Cext ln 2

2kΩ ≤ Rext ≤ 40kΩ

Entradas			Salidas	
A1	A2	B	Q	$\overline{Q}$
X	X	0	0	1
1	1	X	0	1
1	↓	1	⎍	⎎
↓	1	1	"	"
↓	↓	1	"	"
0	X	↑	"	"
X	0	↑	"	"

$10pF \leq Cext \leq 10uF$

Rext, Cext: elementos a ser colocados exteriormente al circuito integrado.

TABLA 3.1.: Comportamiento del SN74121.

A partir de esta tabla, se nota que para cumplir con el objetivo propuesto, la generación de un pulso de 25° e de duración y que se inicie cuando exista una transición positiva de I1, es necesario que se hagan las siguientes conexiones.

A1 = A2 = 0L

B = I1

Q = Vout3

Calculando el valor adecuado para Rext, supuesto que se utilizará un condensador de .47 uF para Cext:

$$T = Rext\ Cext\ \ln 2$$

$$Rext = \frac{T}{Cext\ \ln 2}$$

Pero T tiene el siguiente valor:

$$T = 25°e\ \frac{16.67\ mseg}{360°e} = 1.16\ mseg$$

$$Rext = \frac{1.16\ mseg}{.47\ u\ F\ ln\ 2} = 3.55\ k\Omega \quad (1/4W)$$

La conexión de los elementos al integrado sería por tanto:

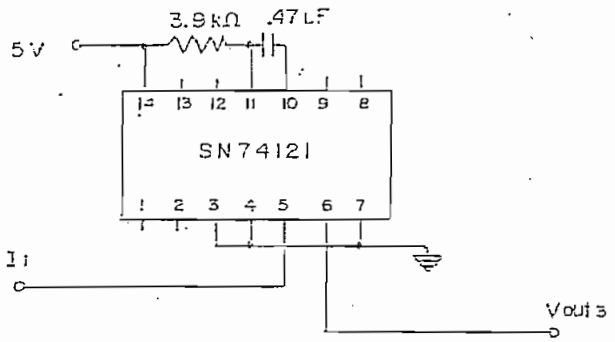
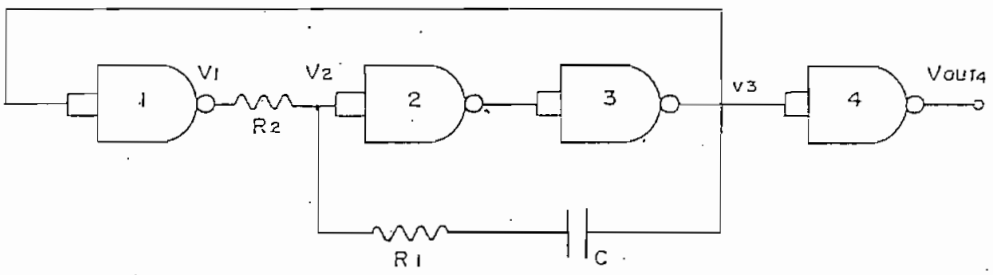


Fig. 3.26.: Generación de la señal de disparo Vout3 = 25°e con el SN74121.

e) Aestable: Para proporcionar un tren adecuado de pulsos en la compuerta de los tiristores para su encendido, se necesita la presencia de un circuito aestable, (13), que oscile de tal forma que su período sea al menos dos veces el tiempo de encendido de los SCR's, el cual se encuentra especificado como ton = 2 useg en el punto 3.1 de este capítu

Si el período aproximado del tren de pulsos es de 50 useg. se estará asegurando definitivamente que el pulso no vaya a CL antes de que ton haya transcurrido.

Para lograr esto, se utilizará un circuito aestable muy sencil cual utiliza solo un circuito integrado SN7400 (4 compuertas y cuya estructura es, (14):

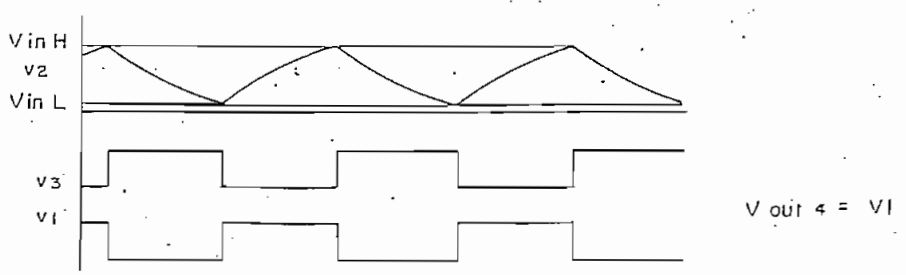


R1 = 100 Ω (1/4W)
R2 = 330 Ω (1/4W)
C = .1uF (5V)
C.I.= SN7400

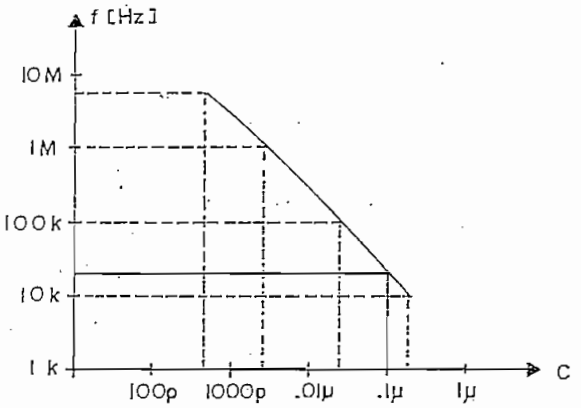
Fig. 3.27.: Circuito aestable con un SN7400

R1 y R2 poseen esos valores por recomendación del fabricante, para que las corrientes circulantes por estas resistencias garanticen una apropiada operación del circuito sin que vayan a dañar las entradas y salidas de las compuertas TTL utilizadas.

La operación del circuito obviamente se basa en la capacidad del condensador C para cargarse y descargarse alternativamente a través de R1 y R2, debido a que v3 y v1 van a poseer estados complementarios, con lo cual, v2 al poseer también una forma exponencial de crecimiento y decrecimiento, determinará que la compuerta 2 cambie de estado alternativamente cuando el voltaje v2 alcance los valores vinH y vniL según v2 crezca o decrezca respectivamente; para compuertas TTL, vinH = 4.8V y vinL = .2V;(15).



Con esto, el circuito completo entrará en oscilación con una frecuencia que depende logarítmicamente del valor del condensador que se utilice; el fabricante pone a su disposición la siguiente tabla, (14), que relaciona los valores C y f:



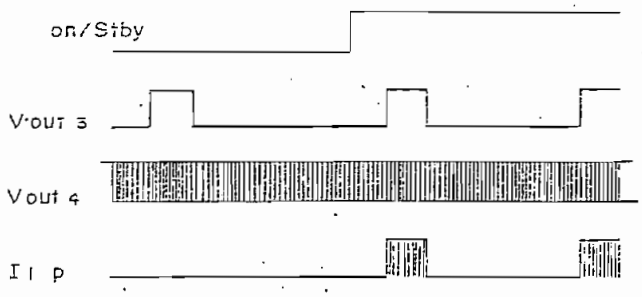
f	C
5MHz	200pF
1MHz	1600pF
100KHz	.018µF
10KHz	.18µF

Fig. 3.28.: Frecuencia de oscilación del aestable en función del Condensador utilizado.

Como se puede apreciar, con C = .1µF se obtiene f = 16.8KHz y por tanto T = 60 µseg.

f) Modulador: Esta unidad debe lograr que la señal de disparo, que proviene del monoestable (Vout3), se convierta en el tren de pulsos mencionado, para ser llevad a las compuertas de los tiristores dado que la señal on/Stby = 1L, caso contrario, no permitirá que ningún pulso de disparo pase a los tiristores.

El accionar del modulador, se aprecia claramente en la siguien
te figura:



on/stby	Vout3	Vout4	I1p
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

Fig. 3.29.: Diagrama de estados lógicos y tabla de verdad del accionar del Moduladcr.

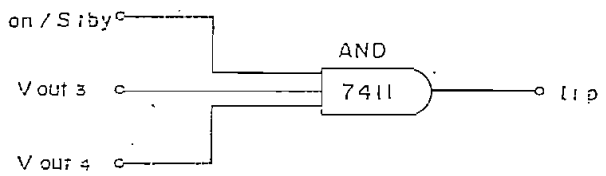
Nuevamente recurriendo a un mapa de Karnaugh, (11), para en-
contrar la expresión lógica :

Vout2 \ Vout3 / on/Stby			
	0	0	0	0
Vout 4	0	0	1	0

Vout 3

I1p=on/stby · Vout. · Vout-

Esto fácilmente es realizado si se utiliza una compuerta AND de 3 entradas de tecnología TTL, como es la SN7411; (12):



g) Unidades de dirección y aislamiento: Una vez obtenidas las 6 señales de disparo ya conformadas como tren de pulsos (I1p, I2p, II1p, II2p, III1p, III2p), y listas para ser puestas en las compuertas del par respectivo de tiristores, se necesita dirigir estos pulsos en forma apropiada:

Pulsos disponibles		SCR's a dispararse	Secuencia en el tiempo
Subunidad I	I1p	Th1,2	
	I2p	Th4,5	
Subunidad II	II1p	Th2,3	
	II2p	Th5,6	
Subunidad III	III1p	Th3,4	
	III2p	Th6,1	

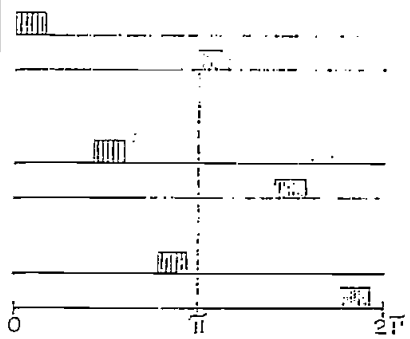


Fig. 3.30.: Pulsos provenientes de las tres Subunidades para el disparo de los Tiristores.

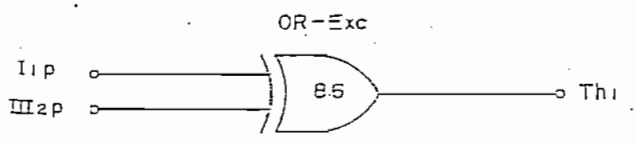
Como se puede apreciar de la figura anterior, a cada tiristor le llegan pulsos desde dos subunidades diferentes, y en ambos casos, las señales de disparo deben llegar a la compuerta de éste. Por ejemplo, para el caso del tiristor 1, pulsos le llegan desde la subunidad I (I1p), y desde la subunidad III (III2p), y debe existir un circuito tal que habilite a las dos unidades para que puedan llegar con sus pulsos hasta la compuerta del tiristor. Observando esto en una tabla de verdad:

	I1p	III2p	Th1
	0	0	0
	0	1	1
	1	0	1
*	1	1	0

$Th1 = I1p \oplus III2p$

* si por alguna eventualidad, las 2 subunidades deseasen mandar un pulso de disparo simultáneamente, la salida del circuito no debe permitir su paso hacia ninguno de los tiristores, ya que habría el peligro de que se disparen tres tiristores a la vez (Th1, Th2, y Th6), provocándose un cortocircuito de la fuente de alimentación.

La tabla de verdad presentada corresponde exactamente a la de una compuerta OR-Exclusivo, (12); por lo que esto fácilmente se realizará utilizando un circuito integrado de tecnología TTL, como es el SN7486.



Las salidas de las seis compuertas OR-Exclusivo ya poseen la lógica justa como para satisfacer todos los requerimientos de disparo de un conversor tipo puente trifásico. Lo último que queda por hacer es, llevar estos pulsos a las compuertas de los tiristores del conversor positivo o del negativo, del conversor dual; para esto, las señales G y $\overline{G}$ deciden cuál conversor es el que debe actuar:

...

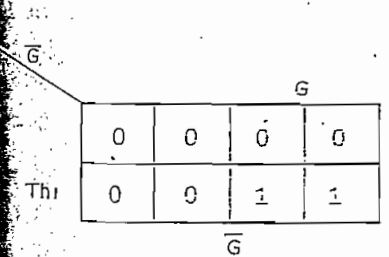
G = 1L permite la acción del grupo positivo.

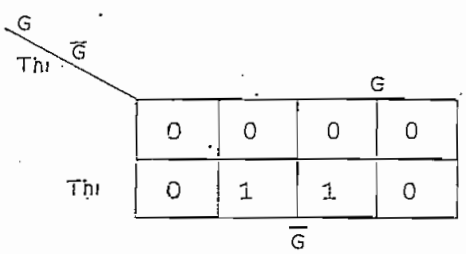
$\overline{G}$ = 1L permite la acción del grupo negativo.

Para saber la estructura del circuito combinacional capaz de [illegible] esta función, se debe analizar la siguiente tabla de verdad (apli[illegible] para la señal Th1):

G	$\overline{G}$	Th1	Th1+	Th1-
0	0	0	0	0
0	0	1	0	0
0	1	0	0	0
0	1	1	0	1
1	0	0	0	0
1	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	1	1	1

[illegible] simplificación, utilizando mapas de Karnaugh, (11), es la siguiente:





Th1+ = G.Th1

Th1-=$\overline{G}$.Th1

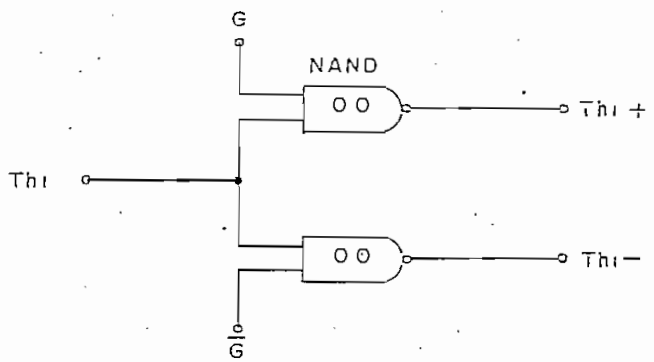
[illegible] es necesario hacer un pequeño cambio, debido a los recursos que se [illegible]lizarán posteriormente para hacer el aislamiento entre el circuito de [illegible]ntrol y la parte de potencia; esto se refiere a que se necesita que [illegible]os pulsos dejen de ser activos con 1 lógico, como hasta aquí se ha con[illegible]erado, y pasen a ser activos con 0 lógico, como se explicará más tar-

.../

Para lograr esto, lo único que deberemos hacer es tomar el complemento de las expresiones lógicas obtenidas, es decir:

$$Th1+ = \overline{G.Th1} \qquad Th1- = \overline{\bar{G}.Th1}$$

y esto circuitalmente, no es más que utilizar una compuerta NAND de tecnología TTL (Circuito integrado SN7400), (12):



Por último, para realizar el aislamiento requerido entre los circuitos de control y potencia, se utilizarán optoacopladores (16),que sean los encargados de llevar los pulsos de disparo hacia las compuertas de los tiristores, de la siguiente manera:

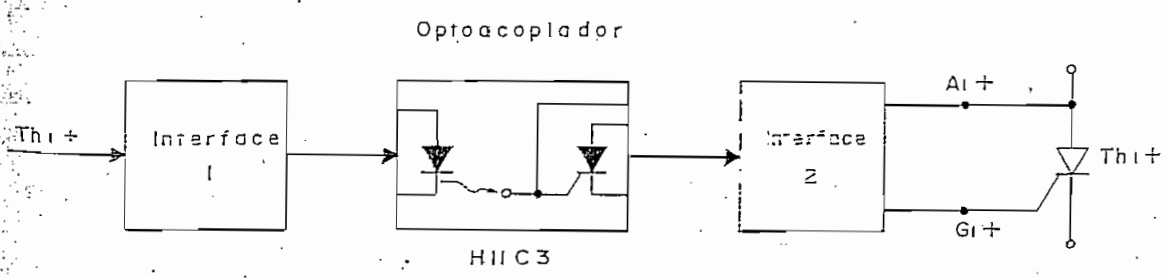


Fig. 3.31.: Circuito de aislamiento de los pulsos de disparo.

..../

Se utilizarán aptoacopladores H11C3, con lo que el SCR optoacoplado fácilmente podrá realizar el disparo del SCR principal; las características de este optoacoplador, se encuentran en las hojas de datos del apéndice D, y las principales son:

Dispositivo :	Vaislamiento	1500V(pico)	1060V(RMS)
	Vaislam. estado estable	950V(pico)	660V(RMS)
ILED :	If	60mA	
	Vreverso	6V	
	Vf	1.2V	
Photo-SCR :	Ifrms	300mA	
	Vfpico	200V	
	Vreverso de compuerta	6V	
	VDRM	200V	
	VTM	1.1V	

Con un apropiado diseño de los circuitos de interface, la operación de este optoacoplador será satisfactoria:

La primera interface deberá lograr que el LED infrarojo emita suficiente luminosidad como para activar al SCR optoacoplado, cada vez que un pulso de disparo se haga presente en la señal Th1+. Se había mencionado ya, que los pulsos de disparo provenientes serán activos en 0 Lógico, y esto es necesario debido a las diferentes capacidades de corriente que posee una compuerta de tecnología TTL a su salida, cuando ésta se encuentra en 0L o en 1L , (15):

$$\text{TTL familia SN74 - -} \begin{cases} I_{oHmáx} = -400\ \mu A \\ I_{oLmáx} = 16mA \end{cases}$$

con un máximo de 400 µA obtenidos desde la salida de la compuerta, cuando los pulsos son activos con 1L , no se lograría que el ILED active al SCR optoacoplado.

...

Por lo tanto, al utilizar la compuerta NAND para obtener la señal Th1+, se tiene la posibilidad de que los pulsos sean activos con 0L, con lo cual tranquilamente puede hacerse circular unos 11mA a través del diodo, corriente suficiente para que la luminosidad del diodo active al SCR optoacoplado. De aquí, la interface para obtener esto simplemente será:

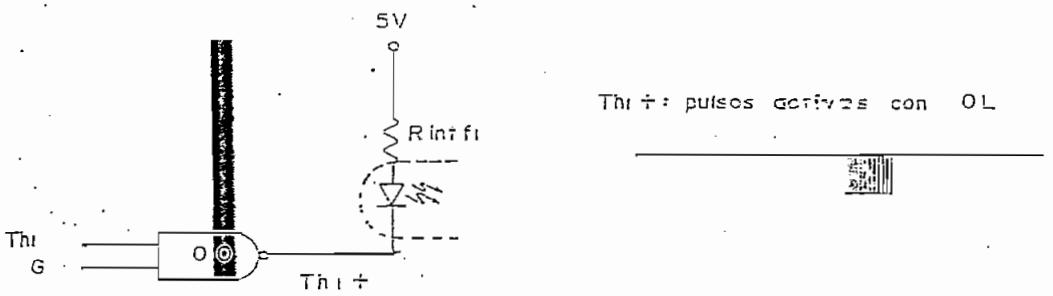


Fig. 3.32.: Interface 1 para activación del ILED.

Para el cálculo se tiene:

$$Rintf1 = \frac{5V - VoL - VLED}{ILED} = \frac{5V - .2V - 1.2V}{11mA}$$

$$Rintf1 = 327.27\ \Omega\ (1/4W)$$

Una vez que se active el SCR optoacoplado, la forma de disparar al tiristor principal será:

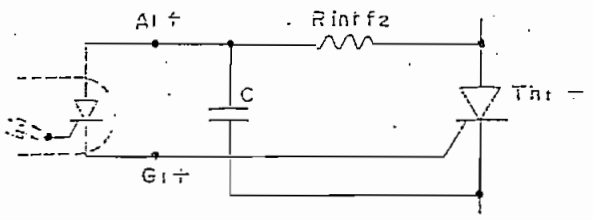


Fig. 3.33.: Interface 2 para disparo del tiristor.

la resistencia de interface 2 servirá para limitar la corriente circulan
te por el SCR optoacoplado, una vez que éste se dispare, la misma que -
también entrará por la compuerta del tiristor principal.

Si se hace una limitación de esta corriente a unos 25mA, el tiristor principal se disparará sin problemas, ya que éste posee una capacidad, en su compuerta, de hasta 40mA (Igfmáx), según las hojas de datos del apéndice D:

$$Rinf2 = \frac{Vs/2}{Igf} = \frac{94V/2}{25mA}$$

el voltaje es Vs/2, ya que el voltaje del secundario del transformador de potencia se divide entre 2 tiristores que siempre quedan conectados en serie a la fuente.

$$Rintf2 = 1.88k\Omega \quad (1W)$$

El condensadorC=.1 μF (400V) tiene la función de evitar que transitorios muy elevados en la parte de potencia, activen accidentalmente al optoSCR y a su vez, éste active al principal y se provoque un corto circuito. El montaje de este condensador así como de Rintf2 debe hacerse lo más cercano posible al tiristor principal.

Función de transferencia de la unidad de disparo: Esta unidad lo que hace es proporcionar una cierta ganancia al voltaje de control vc1, para convertirlo así en un valor determinado de ángulo de disparo α y entregarlo en forma de pulsos al conversor dual, para su disparo. A esta ganancia se la nominará KD:

$$\alpha = KD.vc1 \qquad (3.32)$$

Para que la función de transferencia sea normalizada, se utilizarán como valores de normalicación:

.../

$$\alpha máx = \pi$$

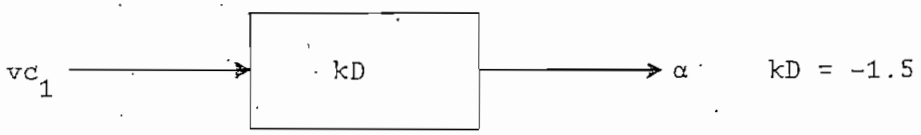
$$Vcm = 15V$$

Vcm es el voltaje de control máximo, valor que será utilizado de aquí en adelante para normalizar todas las funciones de transferencia, (4).

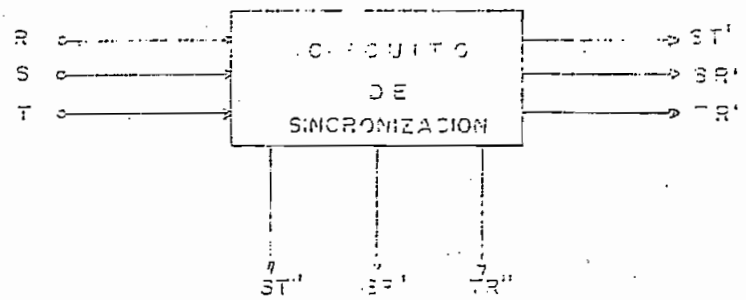
Entonces la ganancia normalizada es:

$$kD = \frac{\alpha/\pi}{vc1/Vcm} = \frac{\pi/\pi}{-10V/15V}$$

ya que cuando $\alpha = \pi$, entonces vc1 = -10V (Figura 3.20). La función de transferencia es la siguiente:



3.3.2. Circuito de Sincronización

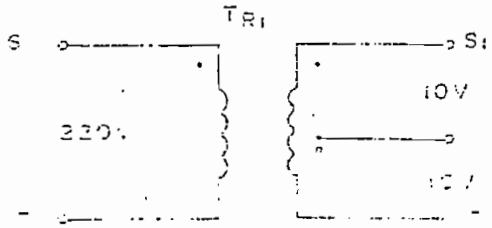


Este circuito en base a los voltajes entre líneas de la señal trifásica de alimentación debe generar seis señales para lograr la sincronización de las tres subunidades de la unidad de disparo. Tres de estas señales de sincronización (ST', SR' y TR') deben ser señales sinusoidales rectificadas que van a inicializar la acción de los tres generadores diente de sierra de las mencionadas subunidades, y las otras tres (ST", SR" y TR"), deben ser ofrecidas como señales digitales compatibles con tecnología TTL, para actuar directamente sobre los habilitadores.

Para lograr esto, se utilizan tres transformadores de tap central, tres circuitos de rectificación y tres comparadores, de la siguiente manera: (Fig. 3.34).

a] Transformadores.-

Estos transformadores de tap central (17), se encargarán de reducir los voltajes de línea, a niveles que sean suficientes para obtener las señales de sincronización requeridas: según el punto 3.3.1, se necesitaba que el secundario de estos transformadores ofrezca 10 V_{RMS} en sus bornes:



Según se verá más adelante, el consumo de corriente de los devanados de este transformador no será mayor a los 22 mA, por lo que será suficiente que su potencia sea de .5 VA.

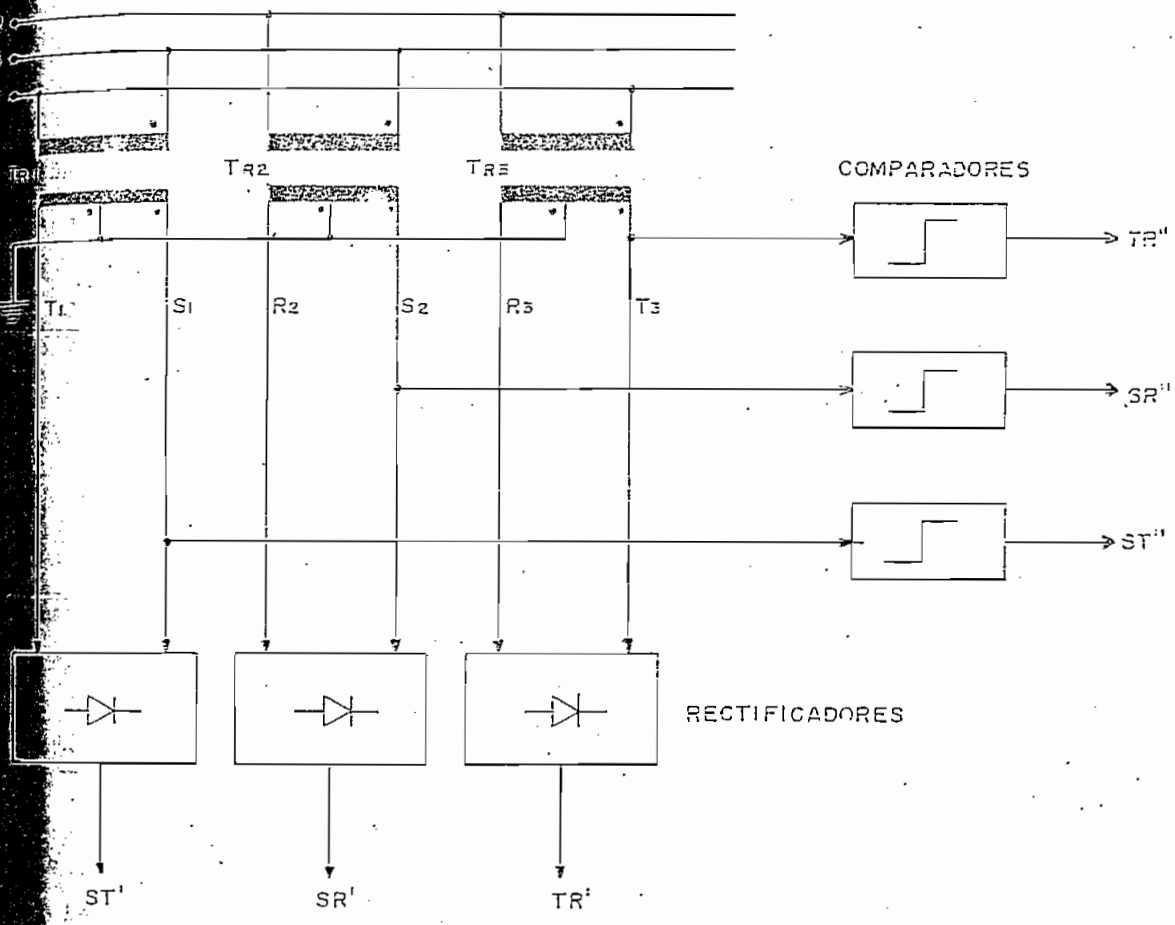
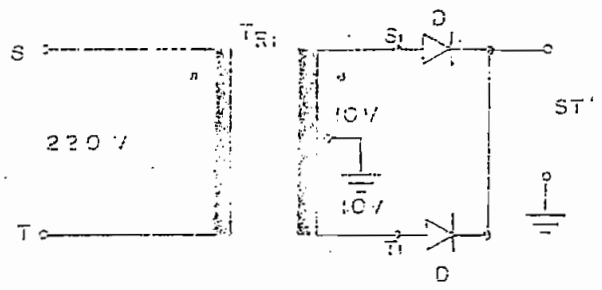


Fig. 3.34 : Diagrama de Bloques del circuito de Sincronización.

b) Rectificadores.-

Estos circuitos, reciben las señales de salida de los transformadores de sincronización y deben ofrecer a la unidad de disparo una señal rectificada de onda completa, (18); para esto se utilizan dos diodos conectados de la siguiente manera:

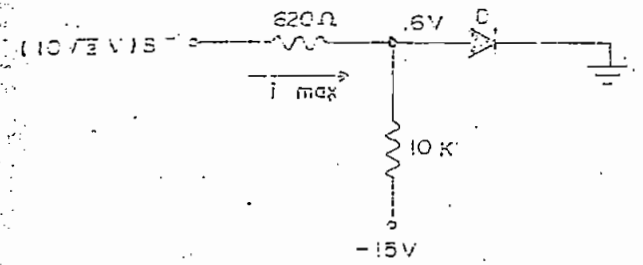
.../



T_R 220/10V, 10VA, 0.5A

D : 1N914 (Si)

La corriente máxima exigida por la unidad de disparo a la señal de sincronización ST', será cuando el valor de esta señal llega a su máximo, o sea, según la figura 3.16:



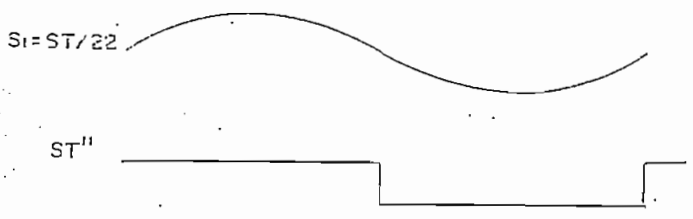
$$i_{máx} = \frac{(10\sqrt{2} - .6)\ V}{620\ \Omega}$$

$$i_{máx} = 21.84\ mA$$

Los diodos rectificadores deben ser capaces de manejar estas magnitudes pico de corriente por lo que se utilizarán diodos 1N914 de Si.

c) Comparadores.-

Con esta circuito se desea obtenar señales digitales compatibles con tecnología TTL, a partir de una señal sinusoidal, de la siguiente manera:



$$ST'' = \begin{cases} 1_L \rightarrow S_1 > 0 \\ 0_L \rightarrow S_1 < 0 \end{cases}$$

Para esto se utilizarán comparadores (9), los mismos que poseen la siguiente estructura:

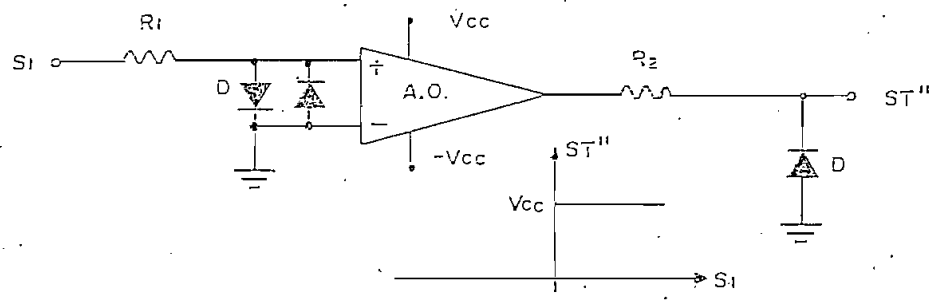


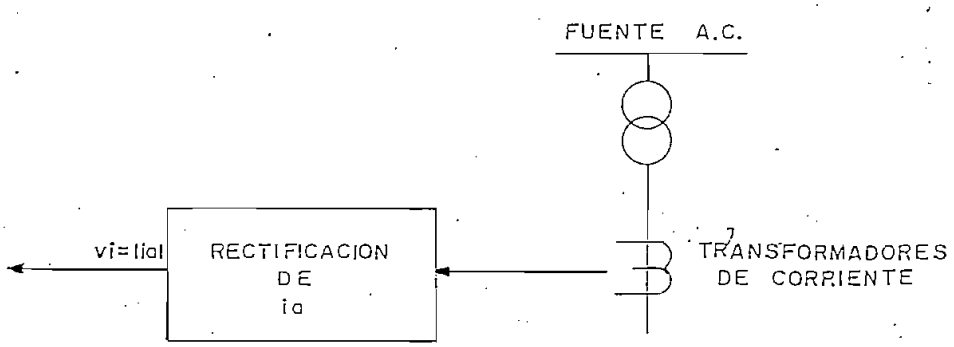
Fig. 3.35 : Estructura y función de Transferencia del Comparador.

Según se había explicado al hacer el diseño del comparador en el punto 3.3.1 de este capítulo, los valores más convenientes para los elementos son (figura 3.23):

V_{cc} = 5 V	D : 1N914 (Si)
-Vcc = -15 V	R_1 = 10 KΩ (¼ W)
A.O. = LM747	R_2 = 3.4 KΩ (¼ W)

La corriente que atravieza R_1 no excederá 1 mA, (3.31), por lo cual el transformador seleccionado es el correcto.

3.3.3. Transductor de Corriente.



Por la imposibilidad de conseguirlo y por ser demasiado caro un transformador DC de corriente (19), la información de la corriente de armadura del motor, se la toma ĩ en el lado de AC como se muestra en el diagrama de bloques.

Para esto se utilizarán 3 transformadores AC de corriente, las salidas de los cuales, luego de rectificarse en un rectificador trifásico, se conectarán a una carga resistiva común. El voltaje a través de esta resistencia es proporcional a la corriente media de armadura y posee una polaridad fija, que es justamente el tipo de señal que se requiere para la realimentación de corriente hacia el respectivo controlador; $vi = |i_a|$ es la señal de realimentación.

Se sabe que si se idealiza una corriente Ia, constante sin discontinuidades, que circula por la armadura de un motor alimentado por un conversor tipo puente trifásico, los tiristores del mencionado conversor, realizan la conducción de la corriente en la siguiente secuencia, (1), (Ver figuras 3.2 y 3.3):

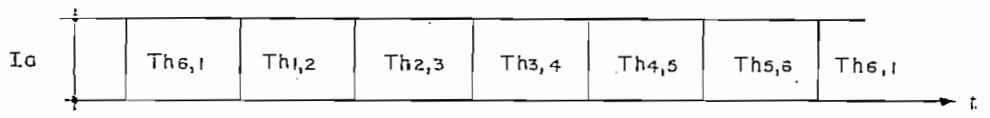


Fig. 3.37 : Secuencia de conducción de i_a, a través de los tiristores del puente 3Ø.

Por tanto, como sobre las diferentes líneas de alimentación, están los siguientes tiristores:

Línea R : Th_1, Th_4
Línea S : Th_3, Th_6
Línea T : Th_2, Th_5

entonces la forma de conducción en el lado de A.C. será:

.../

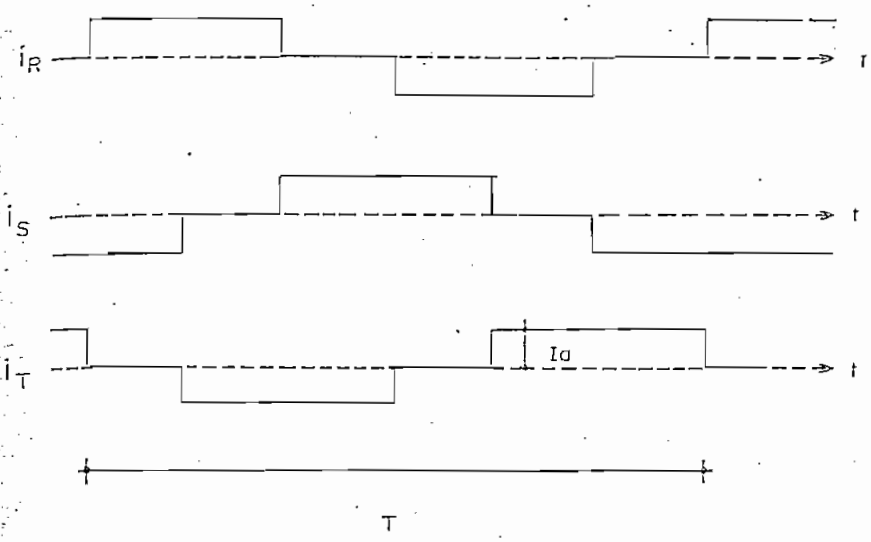
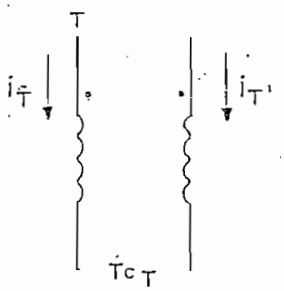


Fig. 3.38 : Secuencia de conducción de las líneas de alimentación al Puente 3Ø.

Si estas señales se reducen por medio de 3 transformadores de corriente AC con una relación de transformación de 100/5:



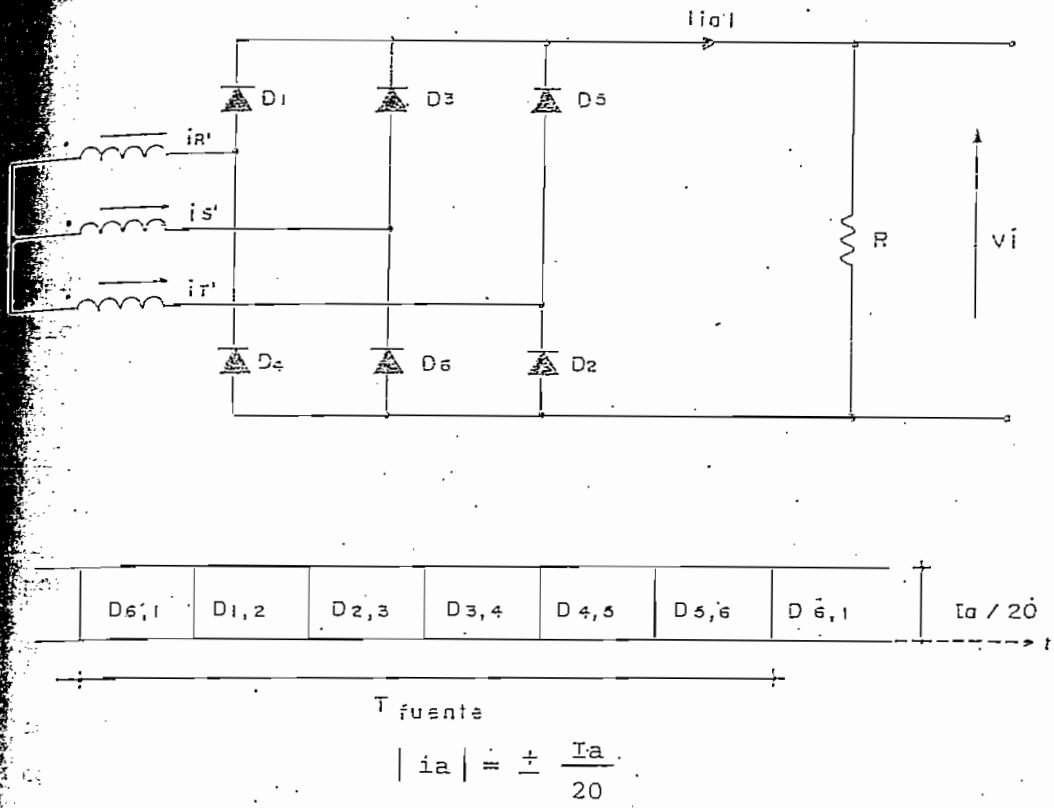
$$\frac{i_T}{i_{T'}} = 20$$

y luego sus secundarios se conectan a un rectificador tipo puente trifásico, la forma de la corriente que circulará por la carga resistiva del rectificador, será la siguiente: (Figura 3.39).

El voltaje a través de la carga resistiva será totalmente proporcional a la corriente que circule por la armadura del motor y será unidireccional, ya que:

$$vi = R \left| ia \right| = \pm \frac{R}{20} Ia \qquad (3:33)$$

.../



$$|ia| = \pm \frac{Ia}{20}$$

Fig. 3.39 : Sistema rectificador para la obtención de v.i.

Experimentalmente se determina que para no entrar en la zona de saturación de los transformadores de corriente, vi no debe exceder los 6 V, y como en este caso, la corriente posee una variación máxima desde cero a 2 veces su valor nominal, vi deberá ser máximo 3 V a condiciones nominales; por tanto, en la ecuación anterior:

$$R = \frac{20\ vi}{Ia} = \frac{20 \times 3\ V}{18.2\ A} = 3.3\ \Omega$$

y su potencia a condiciones máximas, es decir $Ia = 1.6\ I_{aN}$ (ver diseño del limitador de i):

$$P_R = vi \; |ia| = \frac{R}{20} 1.6 \; I_{aN} \frac{1.6 \; I_{aN}}{20} = 3.84 \text{ V } 1.82 \text{ A} = 6.99 \text{ W}$$

Si se recuerda el punto 3.1.1. en el cual se mencionaba que en un conversor tipo puente cada tiristor manejaba la tercera parte de la corriente media circulante, se verá que el caso es idéntico para los diodos del rectificador tipo puente; (1):

$$I_D = \frac{Ia \; / \; 20}{3} \Longrightarrow I_{Dmáx} = 607 \text{ mA}$$

por lo que se utilizarán diodos ECG116.

Lo mismo para los transformadores, con tal que su potencia sea un poco superior a 1/3 de lo que se disipa en la resistencia, será suficiente.

Función de transferencia del transductor de corriente.-

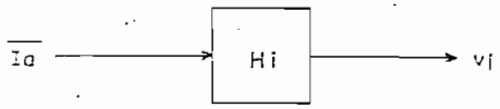
El transductor de corriente introduce una cierta constante de proporcionalidad entre la señal de realimentación vi y la corriente de armadura ia; a partir de esto, y utilizando los ya conocidos valores de normalización: V_{cm} = 15 V e I_{st} = 240.71 A, se tiene; (4):

$$H_i = \frac{vi \; / \; V_{cm}}{ia \; / \; I_{st}} \qquad (3.34)$$

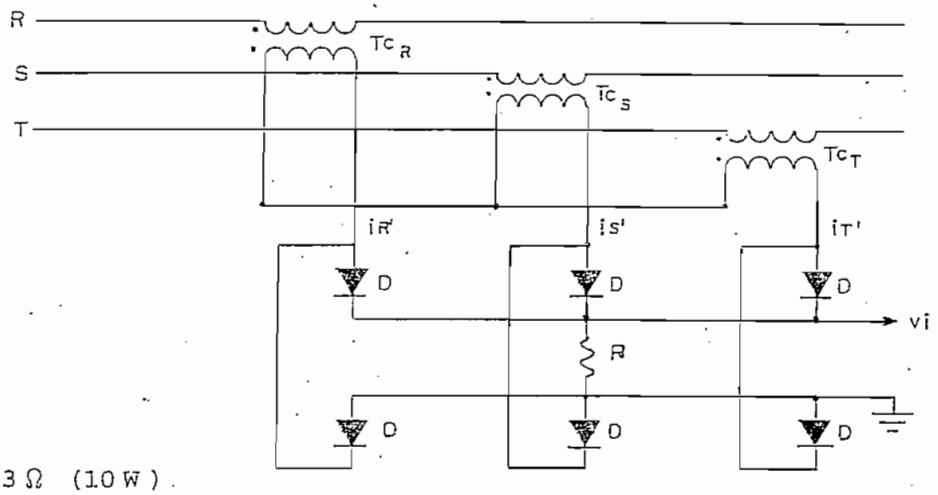
y realizando pruebas se determina que para la corriente nominal 18.2 A, el valor obtenido del transductor es vi = 2.5 V:

$$H_i = \frac{2.5 \text{ V} \; / \; 15 \text{ V}}{\pm \; 18.2 \text{ A} \; / \; 240.71 \text{ A}} = \pm \; 2{:}2$$

.../



La estructura final del transductor de corriente es:



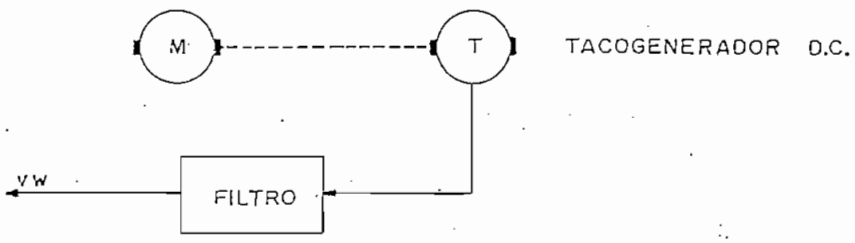
R = 3.3 Ω (10 W)

$Tc_{R,S,T}$: 100/5, 5 VA

D : ECG116

Fig. 3.40 : Diagrama de Conexiones del Transductor de Corriente.

3.3.4. Transductor de Velocidad.-



Para llevar la información de la velocidad y sentido de giro del motor, se requiere de un tacogenerador, el cual, además de tener la capacidad de dar a sus terminales un voltaje proporcional

.../

a la velocidad, pueda informar al sistema acerca de cuál es el sentido de giro de la máquina.

Para esto se utiliza un pequeño generador DC, cuyos datos de placa son los siguientes:

G Mot : REM 38 - 30
Nr : 4668647
3000 rpm 30 V_{DC}
.4A 4W 9005

Como el voltaje generado, presenta un cierto rizado, se hace necesaria la presencia de un filtro para alizarlo, (18), de tal forma que la señal vω sea un voltaje continuo proporcional al valor instantáneo de la velocidad del motor.

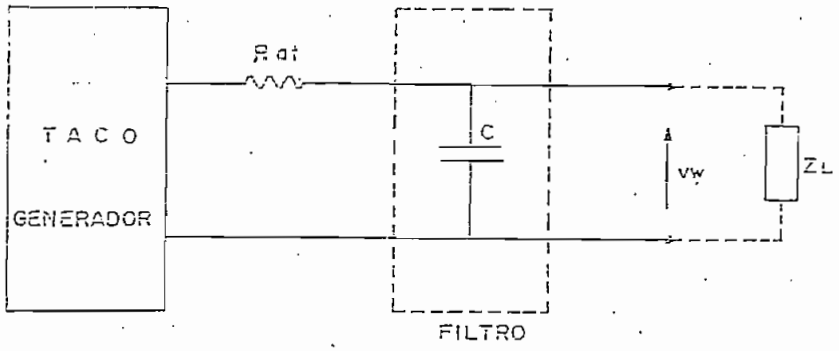
El generador disponible presenta una señal continua con un pequeño rizado no sinusoidal, cuya forma de variación respecto a la velocidad, es la siguiente: (Fig. 3.41.)

Para fines de diseño del filtro, la componente AC de rizado, puede ser aproximada como una sinusoide de amplitud y frecuencia (Vpriz y friz), funciones lineales de la velocidad:

$$vriz = Vp_{riz} \operatorname{sen} 2\pi f_{riz} t \qquad (3.35)$$

Como se puede apreciar, el valor DC de la señal obtenida del generador es directamente proporcional a la velocidad ($V_{DC} = 4.5 * 10^{-3} \frac{V}{rpm} n$), y si de hace un adecuado filtraje del rizado, se puede obtener la señal de realimentación deseada. Para el filtraje se utilizará un filtro RC de la siguiente estructura; (18):

.../



con Rat : Resistencia de armadura del tacogenerador.

Z_L : Impedancia de carga del transductor.

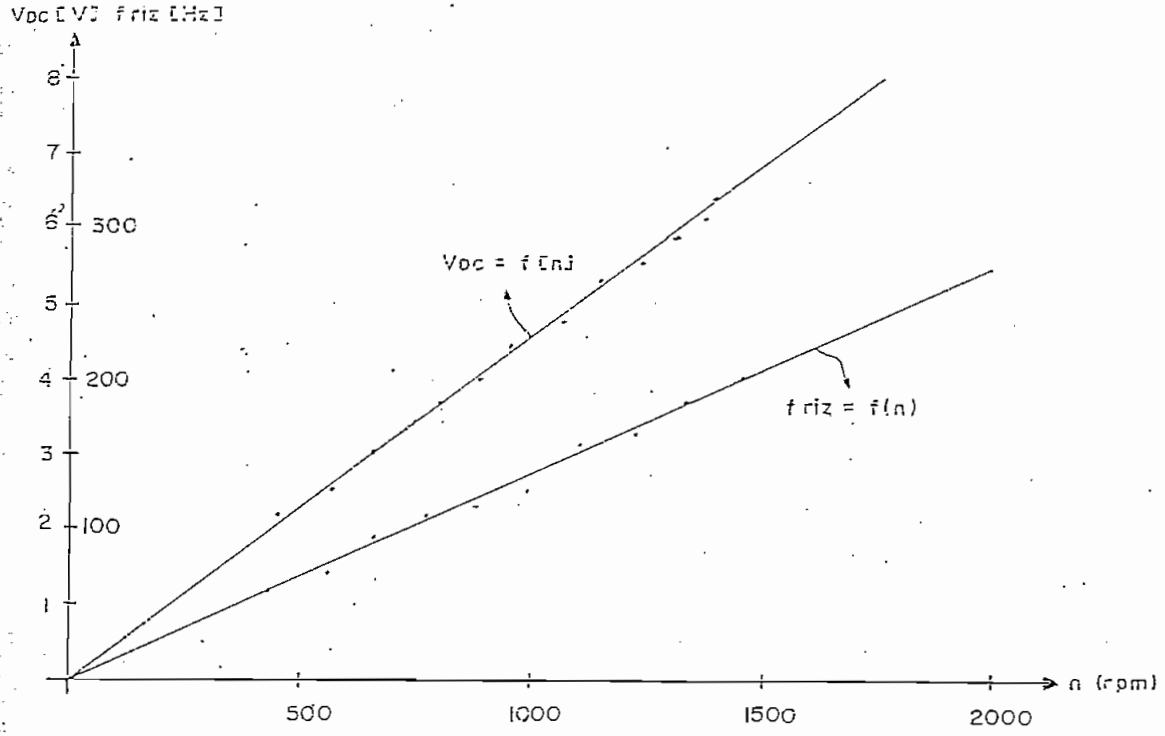
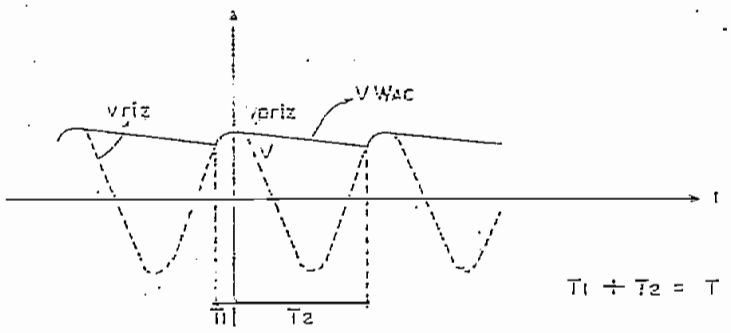


Fig. 3.41 : Variación de la salida del Tacogenerador según los cambios de velocidad.

Las señales de rizado, tanto a la entrada como a la salida del filtro, y tomando como referencia el eje como se muestra en la figura, se presentan como sigue:



$$vriz = Vp\,riz \cos \omega t \qquad 0 \leq t \leq T$$

$$V\omega AC = \begin{cases} Vp\,riz \cos \omega t & -T_1 \leq t \leq 0 \\ Vp\,riz\, e^{-\frac{t}{\tau}} & 0 \leq t \leq T_2 \end{cases}$$

donde $\tau = (Rat \parallel Z_L)\, C$

y para que la acción del filtro elimine idealmente el rizado, T_2 debería tender a T mientras que T_1 debería tender a cero, o lo que es lo mismo, $Vp\,riz - V$ tender a cero:

$$V = Vp\,riz\, e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (t = T_2) \Rightarrow \quad V = Vp\,riz\, e^{-\frac{T_2}{\tau}} \qquad (3.36)$$

Si se desea alizar a la señal de tal forma que el nivel de rizado sea inferior al 10% del pico de la componente alterna, entonces:

$$Vp\,riz - V \leq .1\, Vp\,riz \qquad (3.37)$$

Y desde las dos expresiones anteriores:

$$Vp\,riz\,(1 - e^{-T_2/\tau}) \leq .1\, Vp\,riz$$

$$1 - e^{-T_2/\tau} \leq .1 \quad \Rightarrow \quad - e^{-T_2/\tau} \leq .1 - 1$$

.../

$$e^{-T_2/\tau} \geq .90 \quad \Longrightarrow \quad \ell n\,(e^{-T_2/\tau}) \geq \ell n\ .9$$

$$-\frac{T_2}{\tau} \geq -\ .11 \quad \Longrightarrow \quad \frac{T_2}{\tau} \leq .11$$

$$\frac{T_2}{.11} \leq \tau \qquad\qquad \tau \geq 9.5\ T_2$$

como se pretende que T_2 debe llegar a valer T, ($T = \frac{1}{f}$), entonces el peór de los casos se presentará para velocidades bajas donde f < 120 Hz (Figura 3.41), y serán estos valores de f los que se considerarán:

$$\tau \geq 9.5\ \frac{1}{f} = 9.5\ \frac{1}{120}\ \text{seg.}$$

$$\tau = (\text{Rat} \parallel Z_L)\ C \geq 79.1\ \text{mseg.}$$

Además; es importante que la impedancia Z_L posea un valor alto, para asegurar en esta forma que la carga que vaya a poseer el filtro, no vaya a afectar la acción de éste; si Rat << Z_L, como en realidad será, ya que la señal se realimentará a la entrada de un operacional, entonces:

$$\text{Rat} \parallel Z_L = \frac{\text{Rat}\ Z_L}{\text{Rat} + Z_L} \simeq \frac{\text{Rat}\ Z_L}{Z_L} = \text{Rat}$$

por tanto: $\text{Rat}\ C \geq 79\ \text{mseg.}$

Ahora, puesto que la resistencia de armadura es de un valor bajo, Rat= 42 Ω, se necesita buscar un condensador lo más alto posible.

$$C \geq \frac{79\ \text{mseg}}{\text{Rat}} = \frac{79\ \text{mseg}}{42\,\Omega}$$

$$C \geq 1883\ \mu F$$

.../

Debe notarse sin embargo, que una constante de tiempo demasiado elevada del filtro, va a provocar un poco de lentitud en el lazo de velocidad, ya que la detección de decrementos en la velocidad del motor va a realizarse luego de que el condensador se descargue a través de la resistencia hasta alcanzar el nuevo valor tomado por la velocidad, y si esta descarga es lenta, la respuesta del sistema se tornará lenta.

Para solucionar este problema y el de conseguir un condensador de un valor tan alto, se utilizará un condensador de 10^3 µF unicamente y se verá si es necesario o no, alizar más la señal v_w.

Por experimentación se determina que v_w posee una variación lineal respecto a la velocidad de la máquina, en la forma que se muestra en la figura, y si la presencia de rizado alguno, por lo que el filtro unicamente estará constituido por:

C = 1000 µF (25 V) R armadura = 42 Ω

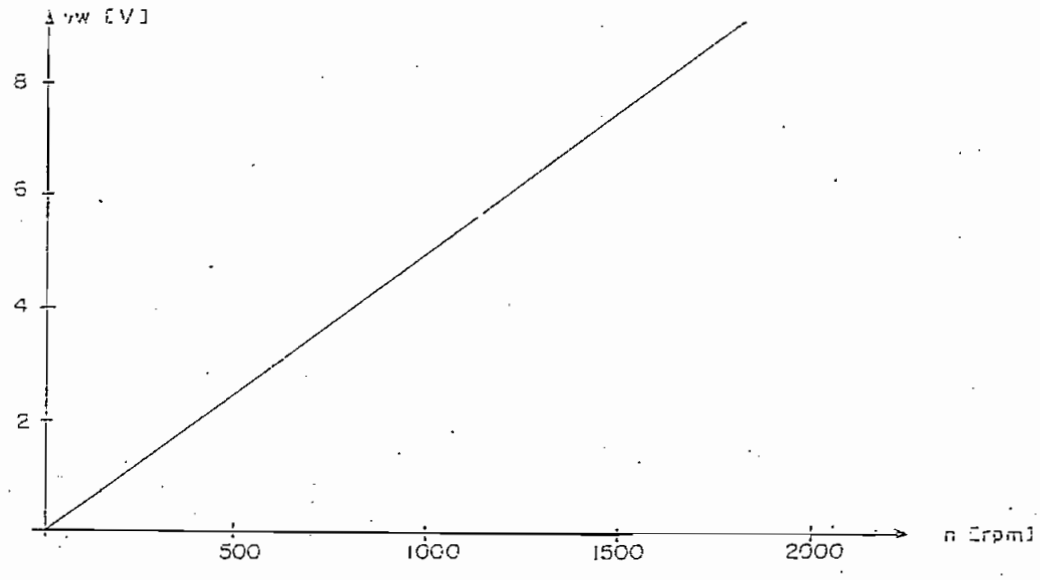


Fig. 3.42 : Variación de v_w en función de la velocidad de la máquina.

Función de Transferencia del transductor de velocidad.-

Este transductor introduce una constante de proporcionalidad entre la señal de realimentación $v\omega$ y la velocidad de la máquina $\overline{\Omega}$; además, por la presencia del filtro, se hace presente una cierta constante de tiempo en la función de transferencia, que corresponde a la del filtro (4):

$$T_F = R\,C = 42 \text{ mseg} \qquad (3.38)$$

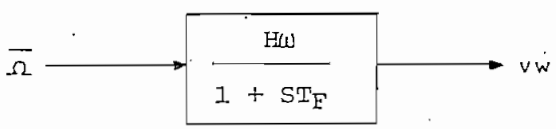
Como se verá en el diseño del controlador de velocidad, es necesario que para cualquier sentido de giro, el voltaje de realimentación $v\omega$ posea signo contrario al de $\overline{\Omega}$. Para normalizar la ganancia, se utilizan los siguientes valores: $V_{cm} = 15$ V.

$$\Omega_o = 203.91 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

entonces se tiene:

$$H\omega = \frac{v\omega / V_{cm}}{\overline{\Omega} / \Omega_o} \qquad (3.39)$$

$$H\omega = \frac{\overline{+}\ 9 \text{ V} / 15 \text{ V}}{\pm\ 188.5 \frac{\text{rad}}{\text{seg}} / 203.91 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}} = -.65$$



$H\omega = -.65$

$T_F = 42$ mseg.

Diagrama de Conexiones.-

TG: Tacogenerador DC
(REM 38 - 30)

C: 1000 μF (25 V)

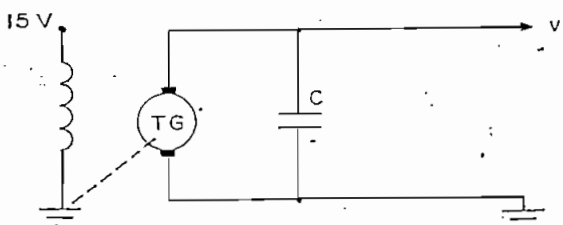
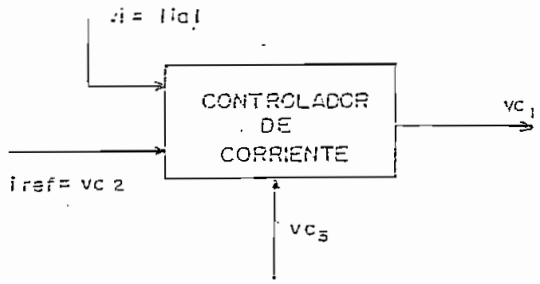


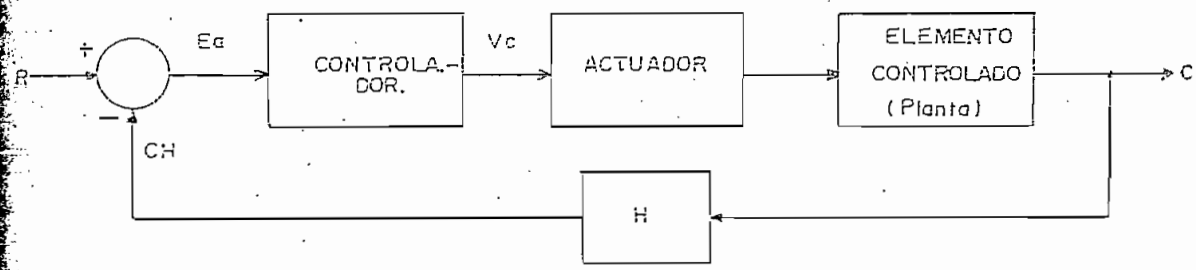
Fig. 3.43 : Diagrama de conexiones del Transductor de Velocidad.

.../

3.3.5. Controlador de Corriente.-



En el diseño de todo controlador, se debe tener muy en cuenta cuál es el tipo de trabajo que se desea a partir del lazo completo de control; así, en general, un controlador actúa de la siguiente manera; (20):

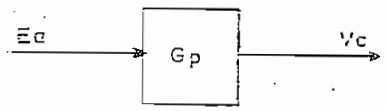


El controlador debe conseguir que, en base a una señal de referencia R y a una muestra tomada de la acción ejecutada por el elemento bajo control, CH, (muestra de C a través de H), la salida C se mantenga tan cercana como sea posible a lo deseado por la referencia R. Para ésto, según sea el error actuante que exista en cualquier instante (Ea = R - CH), el controlador debe producir un valor apropiado de la señal de control Vc, para que así, el actuador logre que el dispositivo bajo control corrija su accionar y haga que C corresponda a lo requerido por la señal de referencia R.

Para el presente caso, el controlador de corriente procesará iref y vi dando un voltaje vc_1 que vaya a controlar el ángulo de disparo α de los tiristores; vc_3 adoptaría el control de vc_1 unicamente durante el período de demora T (Vbloc = 1L).

Los controladoras que proporcionarán las mejores respuestas tanto dinámicas como de estado estable, al ser utilizados en aplicaciones que tengan que ver con máquinas eléctricas, son los conocidos controladores proporcionales, integrales y derivativos, (21):

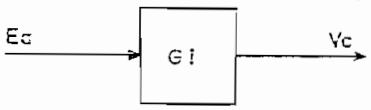
a] Control Proporcional.-



$$\left.\begin{array}{l} Vc = Gp\ Ea \\ \\ vc(t) = kp\ ea(t) \end{array}\right\} Gp = kp$$

Brinda una señal de control proporcional al error actuante y suficiente para que el actuador pueda llevar a cabo su acción.

b] Control Integral.-



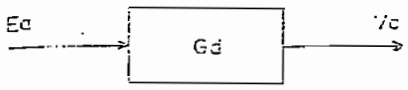
$$\left.\begin{array}{l} Vc = Gi\ Ea \\ \\ vc(t) = \dfrac{1}{Ti} \displaystyle\int_0^t ea\ dt \end{array}\right\} Gi = \frac{1}{TiS}$$

Debido a que su función de transferencia posee la forma indicada, puede lograr que un sistema tipo cero se convierta en un sistema tipo 1, o en general, sea cual fuere el sistema de control que se posea, este controlador va a lograr que aumente un grado en su tipo, lo que proporcionará al sistema mayor precisión en estado estable.

La desventaja de estos controladores es la tendencia a la inestabilidad que aparece en el sistema, por el adicionamiento de un polo (S = 0) a la función de transferencia.

.../

c) Control Derivativo.-



$$Vc = Gd\ Ea$$

$$vc(t) = Td \frac{d\ ea}{dt}$$

$$\Big\} \quad Gd = TdS$$

Este controlador minimiza el error en estado transitorio, pero si el error llega a ser un valor constante, su derivada sería cero y el controlador dejaría de ejercer control alguno sobre el sistema.

Por los defectos anotados para los controladores derivativo e integral, estos nunca se pueden utilizar solos, y se debe hacer una combinación con el proporcional para obtener mejores resultados.

En el caso práctico que ahora se trata, el control de una máquina DC, lo que principalmente se requiere es un sistema que asegure precisión, ya que la respuesta transitoria ofrecida por el sistema de control, será sumamente buena en comparación a la respuesta transitoria de la máquina (sus constantes de tiempo son muy grandes: ka = 12.36 mseg; km = 46.97 mseg).

Por lo tanto, se utilizarán controladores Proporcional - Integral, tanto para el lazo de corriente como para el de velocidad, con lo que los controladores asegurarán buenas respuestas tanto dinámicas como en estado estable (se tendrá error cero en estado estable y una respuesta rápida). Además, con los controladores P.I. se compensaría los malos efectos que sobre la estabilidad podría causar un control puramente integral.

La estructura de los controladores a utilizarse es la siguiente; (4): (Figura 3.44).

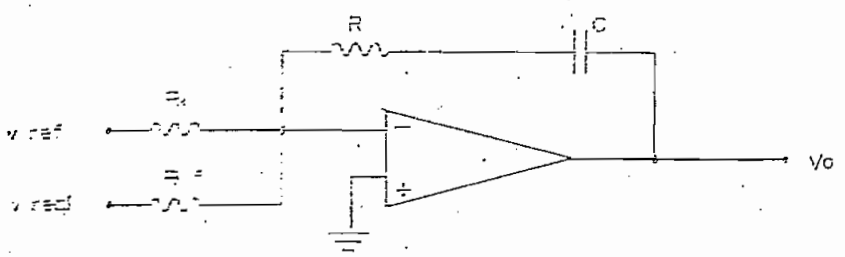


Fig. 3.44 : Estructura de un controlador P.I.

A partir de la figura, se deduce la siguiente expresión;

(9):

$$vo = -\left(\frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{R_1} v_{ref} + \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{R_1 f} v_{real} \right) \qquad (3.40)$$

Por Laplace:

$$Vo(S) = -\left(R + \frac{1}{SC} \right) \left(\frac{V_{ref}}{R_1} + \frac{V_{real}}{R_1 f} \right)$$

$$Vo(S) = -\left(\frac{R}{R_1 f} + \frac{1}{S C R_1 f} \right) \left(\frac{V_{ref}}{R_1 / R_1 f} + V_{real} \right) \qquad (3.41)$$

Simplificando:

$$Vo(S) = -\left(\frac{R S C + 1}{R_1 f \, S C} \right) \left(\frac{R_1 f \, V_{ref}}{R_1} + V_{real} \right) \qquad (3.42)$$

Si se nominan las constantes del controlador como:

$$Tc = R C \qquad kc = R / R_1 f$$

$$Vo(S) = -\left(\frac{1 + TcS}{S\ Tc\ \frac{R_1 f}{R}}\right)\left(\frac{R_1 f\ V\,ref}{R_1} + V\,real\right)$$

$$Vo(S) = \frac{-kc\ (1 + Tc\,S)}{Tc\,S}\left(\frac{R_1 f\ V\,ref}{R_1} + V\,real\right) \qquad (3.43)$$

Como es necesario que un controlador P.I. presente a su salida un voltaje proporcional e integral al error entre la señal de referencia y la de realimentación, se ve la necesidad de que una de las dos ingrese al controlador con signo negativo, con lo cual se tendría:

$$Vo(S) = \frac{-kc\ (1 + Tc\,S)}{Tc\,S}\left(\pm\frac{R_1 f\ V\,ref}{R_1} \mp V\,real\right) \qquad (3.44)$$

Lo cual exactamente corresponde al comportamiento de un controlador P.I., (21), cuya función de transferencia es:

$$Fd\ T_{PI} = kp\left(1 + \frac{1}{Ti\ S}\right) = \frac{kp\ (1 + Ti\ S)}{Ti\ S}$$

donde: kp : constante de proporcionalidad

Ti : constante de tiempo del integrador

En el presente caso, se conoce que la señal de realimentación va a ser siempre un voltaje positivo (vi), por lo que se necesita que el voltaje de referencia i ref siempre sea negativo, con lo cual, se tendría:

$$vc_1 = \frac{-kci\ (1 + Tci\,S)}{Tci\,S}\left(\frac{-R_1 fi\ i\,ref}{R_1 i} + vi\right) \qquad (3.45)$$

...

lo cual, con el debido cambio de signos, puede representarse en el siguiente diagrama:

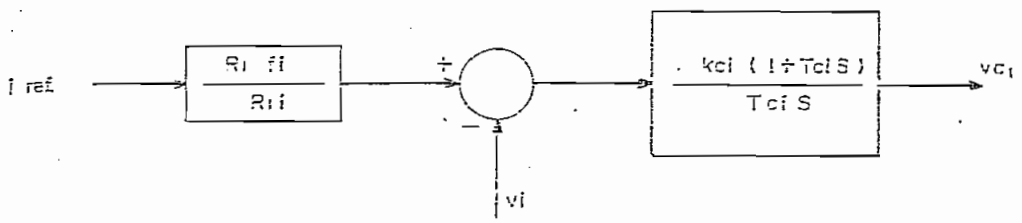


Fig. 3.45 : Diagrama de bloques de la F.T. de controlador de corriente.

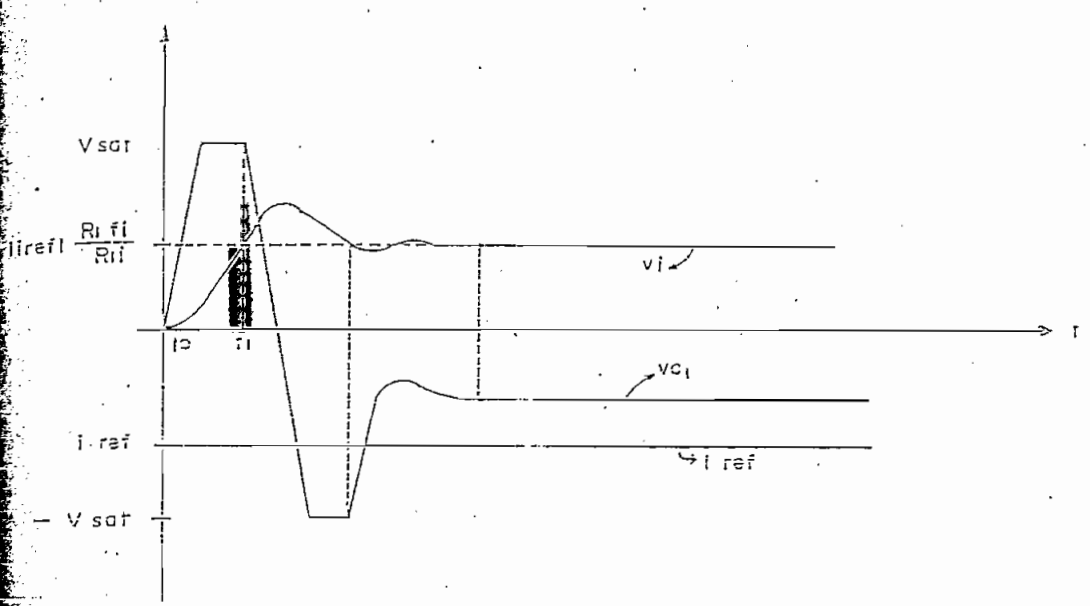
Si se hace un análisis de la realidad física que se tendría, lo hasta aquí dicho se puede interpretar como:

- Al instante del arranque, to, el voltaje negativo iref tendrá un cierto valor mientras que el voltaje de realimentación vi será nulo; esto significa que el error será un voltaje negativo que según la ecuación 3.45 provocará un voltaje de salida vc_1 de signo contrario.

- Esto debe suponerse que proporciona a la máquina un voltaje de armadura, el cual provocará que la corriente comience a circular por ésta. La situación no cambiará hasta que vi crezca tanto (voltaje positivo), que sobrepase un poquito el nivel de voltaje $R_1 fi\,|i\,ref\,|\,/\,R_1 i$, al suceder esto, t_1, vc_1 decrece y cambia de signo (negativo), y tiende a alcanzar el voltaje de saturación del operacional (- 14.3 V); o sea que gradualmente aumentará el ángulo de disparo de los tiristores, disminuyendo el voltaje de armadura y por tanto la corriente, compensando así el exceso presentado por el voltaje vi.

- El sistema se estabilizará cuando el error sea nulo y vc_1 determine un ángulo de disparo apropiado, para mantener esta situación.

.../



Como ya se había mencionado, para una apropiada operación de la unidad de disparo, el voltaje de control vc_1 no debe salirse de los límites 0V y -10V, por lo que sería conveniente recortar la salida del controlador a estos límites; de esta manera, lo que en la figura se ve como parte positiva de vc_1 se limitaría a 0V proporcionando el máximo voltaje $V_{t\alpha}$ a la máquina, en el instante de arranque.

Los parámetros del controlador de corriente a ser calculados, entonces serían:

kci: constante de proporcionalidad del controlador de i.

Tci: constante de tiempo del integrador en el controlador,

cuya relación con los elementos es:

$$kci = \frac{Ri}{R_1 fi} \qquad (3.46)$$

$$Tci = Ri\ Ci \qquad (3.47)$$

...

Para hacer el diseño de sus parámetros, se comenzará por observar la constitución del diagrama de bloques del lazo de corriente, en base a todas las funciones de transferencia normalizadas, que ya se habían calculado:

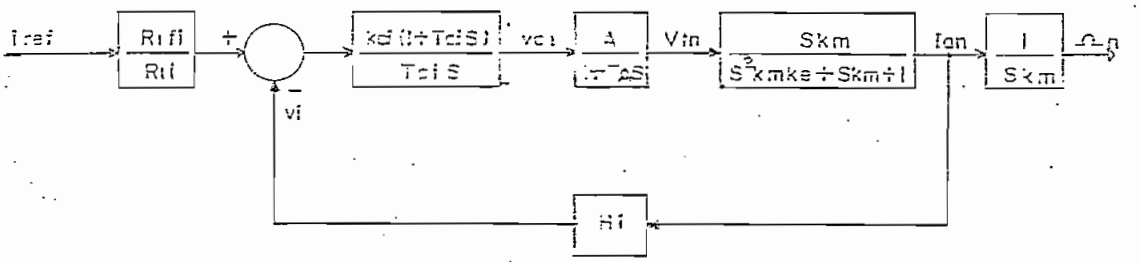


Fig. 3.46 : Diagrama de Bloques del Lazo de Corriente.

donde: $A = k_D K_A = \pm 4.5$: con k_D ganancia de la unidad de disparo y K_A ganancia del conversor dual.

$T_A = 1.39$ mseg : constante de tiempo del conversor.

$km = 46.97$ mseg : constante de tiempo mecánica del motor.

$ke = 12.36$ mseg : constante de tiempo eléctrica del motor.

$Hi = \pm 2.2$: ganancia del transductor de corriente.

En tanto al diseño de los parámetros del controlador, se debe anotar que el hecho de realizar un cálculo exacto de los valores de resistencias y condensadores de los controladores es un trabajo inútil, debido a que el equipo a construirse pretende ser de aplicación general a cualquier máquina DC de una potencia inferior a los 5 HP, por lo tanto, deben existir ajustes tanto para la acción de control proporcional, como para la integral, los cuales serán apropiadamente calibrados por un proceso experimental y en base a los requerimientos de cada aplicación, los mismos que pueden tener distintas exigencias respecto a los siguientes aspectos:

.../

BIBLIOTECA
ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

- Grado de estabilidad relativa.
- Rapidez de respuesta requerida.
- Error permitido o exactitud del sistema.

A pesar de lo señalado, se realizarán los cálculos en base a los parámetros de la presente máquina y a la ganancia del transductor de corriente, anteriormente presentados, para tener así un valor referencial para poner el potenciómetro de ajuste.

A partir de la figura 3.46, la ganancia de lazo abierto del sistema, (20), es:

$$GHi(S) = \frac{kci\ (1 + Tci\ S)}{Tci\ S} \frac{A}{1 + T_A S} \frac{S\ km}{S^2 kmke + S\ km + 1} Hi \qquad (3.48)$$

lo cual reordenando se convierte en:

$$G\,Hi\,(S) = \frac{kci\ A\ Hi\ (1 + Tci\ S)}{Tci\ (1 + T_A\ S)}\ km\ \frac{\frac{1}{km\,ke}}{S^2 + \frac{S}{ke} + \frac{1}{km\,ke}} \qquad (3.49)$$

A partir de esta expresión, claramente se puede notar que la parte correspondiente al motor es un sistema de 2do. orden, (21):

$$F(S) = \frac{\omega n^2}{S^2 + 2\,\xi\,\omega n\ S + \omega n^2} = \frac{\frac{1}{km\,ke}}{S^2 + \frac{1}{ke} S + \frac{1}{km\,ke}} \qquad (3.50)$$

donde: $\omega n = \sqrt{\frac{1}{km\,ke}}$; es la frecuencia natural no amortiguada.

$$\xi = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{km}{ke}}$$; es el coeficiente de amortiguamiento.

y si un sistema de 2do. orden en general, se representa en un diagrama de Bode, (21), es decir, si se hace la representación del módulo de la función de transferencia, versus la frecuencia, y también de su argumento, ambos en el dominio de la frecuencia: $|F(j\omega)|$ y $\underline{F(j\omega)}$; esto nos daría como resultado lo siguiente:

Módulo y argumento en el dominio de la frecuencia $j\omega$, para un sistema de 2do. orden:

$$|F(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega n^2}\right)^2 + 4\,\xi^2\,\frac{\omega^2}{\omega n^2}}}$$

$$\underline{F(j\omega)} = -\,tg^{-1}\,\frac{2\,\xi\,\omega/\omega n}{1 - \omega^2/\omega n^2}$$

y su representación de Bode, notando que los máximos se producen a distintos valores de frecuencia ωr, dependientes del coeficiente ξ: (Figura 3.47).

Como se puede apreciar, la influencia de todos los parámetros de la función de transferencia del sistema de segundo orden, se hace presente alrededor de la frecuencia natural no amortiguada ωn; pero para frecuencias mucho mayores a ésta, bastará aproximar al sistema de segundo orden por una función de transferencia que nos proporcione las variaciones presentadas en línea de punto y raya (Fig. 3.47); esto es:

$$F(S) = \frac{\omega n^2}{S^2 + 2\,\xi\,\omega n\,S + \omega n^2} \simeq \frac{\omega n^2}{S^2} \qquad (3.51)$$

.../

esta aproximación es válida para $\omega >> \omega n$

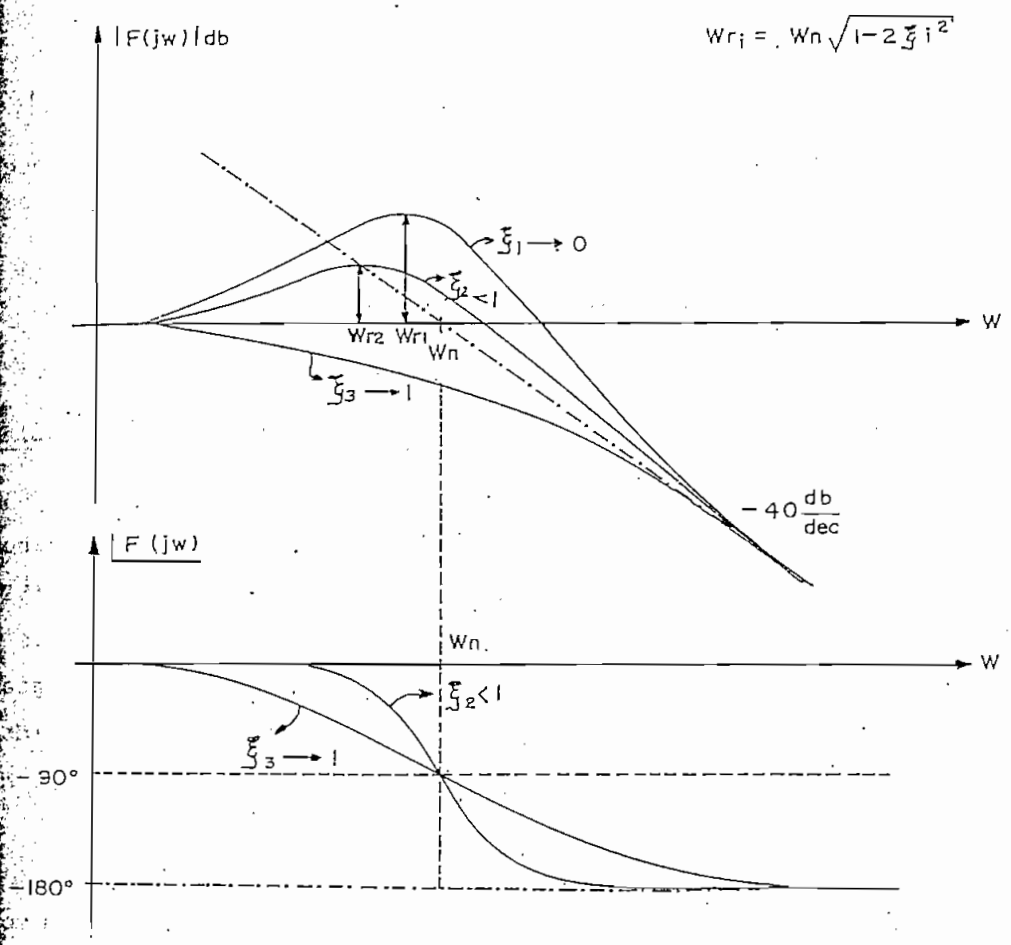


Fig. 3.47 : Representación de Bode de un sistema de 2do. orden F(S).

Aplicando ésto al presente caso; si la frecuencia del cruce de ganancia ωc, del sistema completo, es alta comparada a ωn; (21):

$$\omega c >> \omega n = \sqrt{\frac{1}{km\, ke}} \qquad (3.52)$$

lo cual será comprobado luego, es válida la siguiente aproximación, en base a las expresiones (3.50) y (3.51):

.../

$$F(S) = \frac{\frac{1}{km\,ke}}{S^2 + \frac{S}{ke} + \frac{1}{km\,ke}} \simeq \frac{\frac{1}{km\,ke}}{S^2} \qquad (3.53)$$

quedando la ganancia de lazo abierto, ecuación (3.49), en:

$$G\,Hi\,(S) = \frac{kci\,A\,Hi}{Tci} \quad \frac{(1 + Tci\,S)}{(1 + T_A S)\,S^2\,ke} \qquad (3.54)$$

Cálculo de los parámetros kci y Tci.-

Para diseñar los parámetros del controlador, kci y Tci, se utilizará el método de simetría óptima (22), el mismo que requiere que el margen de fase, (21), sea máximo y el coeficiente de amortiguamiento para los polos complejos sea .707 asegurando de esta forma que la respuesta posea un buen grado de estabilidad y las mejores características tanto en estado estable como en estado transitorio, (23).

Para hacer un análisis de la forma en la que el controlador modifica las características del sistema, se utilizarán diagramas de Bode, (21). Para esto, la expresión (3.54), puede ser separada así:

$$G\,Hi\,(S) = Gc\;G_1\;Hi\,(S) \qquad (3.55)$$

donde:

$Gc = \frac{kci\,(1 + Tci\,S)}{Tci\,S}$ es la función de transferencia del controlador.

$G_1\,Hi\,(S) = \frac{AHi}{ke} \quad \frac{1}{S(1 + T_A S)}$ es la ganancia de lazo abierto, sin tomar en cuenta la acción del controlador.

.../

Los diagramas de Bode para cada componente de (3.55), resultan en base a las siguientes expresiones:

Sistema sin tomar en cuenta el controlador:

$$|G_1 Hi(j\omega)|\,db = 20\log\left|\frac{A\,Hi}{ke}\right| + 20\log\left|\frac{1}{j\omega}\right| + 20\log\left|\frac{1}{1+j\dfrac{\omega}{1/T_A}}\right| \qquad (3.56)$$

$$\underline{|G_1 Hi\,(j\omega)} = \arg\frac{A\,Hi}{ke} + \arg\frac{1}{j\omega} + \arg\frac{1}{1+j\dfrac{\omega}{1/T_A}} \qquad (3.57)$$

Función de transferencia del controlador:

$$|Gc\,(j\omega)|\,db = 20\log\left|\frac{kci}{Tci}\right| + 20\log\left|\frac{1}{j\omega}\right| + 20\log\left|1+j\frac{\omega}{1/Tci}\right| \qquad (3.58)$$

$$\underline{|Gc\,(j\omega)} = \arg\frac{kci}{Tci} + \arg\frac{1}{j\omega} + \arg\left(1+j\frac{\omega}{1/Tci}\right) \qquad (3.59)$$

lo cual puede ser apreciado en la siguiente figura: (3.48).

Lo más importante que se puede apreciar de estos gráficos, es el hecho de que cuando la acción del controlador no es tomada en cuenta, los valores de la frecuencia de corte y el margen de fase ($\omega c_1 \approx 700\ \frac{rad}{seg}$ y $MF_1 \approx 45°$ en las curvas de segmentos) se hallan totalmente determinados, sin que el correspondiente a MF_1 sea el óptimo.

Por la acción del controlador, representada por las líneas punteadas, es posible variar la frecuencia de corte del sistema completo y por tanto cambiar el valor del margen de fase a gusto, (ωc y

...

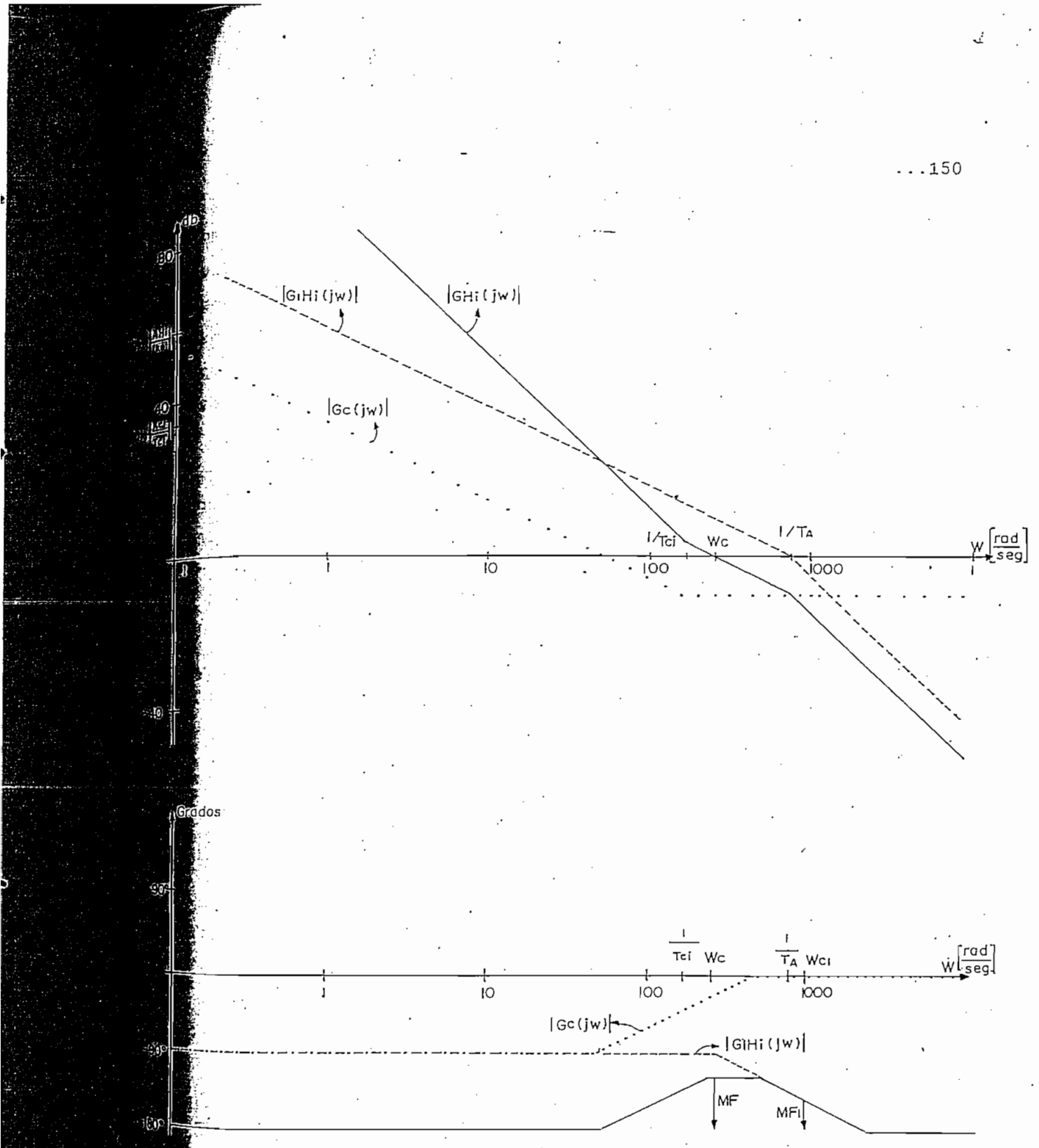


Fig. 3.48 : Representación de Bode del controlador y su acción sobre el lazo de corriente.

MF en las curvas de línea contínua); con esto, se podrá optimizar el valor del margen de fase y por tanto de las características de comportamiento del sistema, todo dependiendo de los valores de Tci y kci. Por tanto, el diseño del controlador se realizará de tal forma que se tenga un margen de fase máximo, en el lazo de corriente, a la vez que un coeficiente de amortiguamiento $\xi = 0.707$.

Para obtener esto, se debe comenzar recordando que el margen de fase tiene su definición en base a la frecuencia de corte ωc, (21):

$$MF = 180° + \angle G\,Hi\,(j\omega c) \qquad (3.60)$$

y en base a las ecuaciones (3.55) a (3.59):

$$\angle G\,Hi\,(j\omega c) = \angle Gc\,(j\omega c) + \angle G_1\,Hi\,(j\omega c) \qquad (3.61)$$

$$\angle G\,Hi\,(j\omega c) = \arg \frac{kci}{Tci} + \arg \frac{1}{j\omega c} + \arg \left(1 + j \frac{\omega c}{1/Tci} \right) +$$

$$+ \arg \frac{A\,Hi}{ke} + \arg \frac{1}{j\omega c} + \arg \frac{1}{1 + j \dfrac{\omega c}{1/T_A}}$$

$$\angle G\,Hi\,(j\omega c) = 0° + (-90°) + tg^{-1} \frac{\omega c\ Tci}{1} + 0° + (-90°) - tg^{-1} \frac{\omega c\ T_A}{1}$$

Realizando las operaciones y reemplazando en (3.60):

$$MF = 180° + (-180°) + tg^{-1}\ \omega c\ Tci - tg^{-1}\ \omega c\ T_A$$

$$MF = tg^{-1}\ \omega c\ Tci - tg^{-1}\ \omega c\ T_A \qquad (3.62)$$

.../

como la frecuencia de corte puede ser cualquiera, dependiendo del diseño del controlador, entonces se buscará la que haga al margen de fase, máximo, (24). Por tanto, derivando (3.62):

$$\frac{d\ MF}{d\ \omega c} = 0 = \frac{1}{1 + (\omega c\ Tci)^2}\ Tci - \frac{1}{1 + (\omega c\ T_A)^2}\ T_A \qquad (3.63)$$

operando: $$\frac{Tci}{1 + \omega c^2\ Tci^2} = \frac{T_A}{1 + \omega c^2\ T_A^2}$$

$$\omega c^2\ Tci\ T_A^2 + Tci = T_A + \omega c^2\ Tci^2\ T_A$$

$$\omega c^2 = \frac{T_A - Tci}{T_A\ Tci\ (T_A - Tci)} = \frac{1}{T_A\ Tci}$$

Por lo que la frecuencia de corte que debe poseer el sistema, para que el margen de fase sea máximo, depende directamente del parámetro del controlador, Tci:

$$\omega c = \frac{1}{\sqrt{T_A\ Tci}} \qquad (3.64)$$

Además, la frecuencia de corte, por definición es aquella que hace que el módulo de la ganancia de lazo abierto del sistema sea justamente 1; (21): o lo que es lo mismo, sea igual a cero, si éste módulo se encuentra expresado en db:

$$|G\,Hi\,(j\omega c)| = 1 \qquad (3.65)$$

En base a las ecuaciones (3.55) a (3.59):

$$|G\,Hi\,(j\omega c)| = |Gc\ (j\omega c)| \cdot |G_1\,Hi\,(j\omega c)| \qquad (3.66)$$

$$|G\,Hi\,(j\omega c)| = \left|\frac{kci}{Tci}\right| \left|\frac{1}{j\omega c}\right| \left|1 + j\,\frac{\omega c}{1/Tci}\right| \cdot \left|\frac{A\,Hi}{ke}\right| \left|\frac{1}{j\omega c}\right| \cdot$$

$$\cdot \left|\frac{1}{1 + j\,\dfrac{\omega c}{1/T_A}}\right|$$

esto debido a que ya no se está expresando el módulo en dbs, como se lo hizo en (3.56) y (3.58).

$$|G\,Hi\,(j\omega c)| = \frac{kci}{Tci}\,\frac{1}{\omega c}\,\sqrt{1 + (\omega c\ Tci)^2}\,\frac{A\,Hi}{ke}\,\frac{1}{\omega c}\,\frac{1}{\sqrt{1 + (\omega c\ T_A)^2}}$$

Realizando las operaciones y reemplazando en (3.65):

$$1 = \frac{kci\ A\ Hi}{Tci\ ke\ \omega c^2}\,\frac{\sqrt{1 + \omega c^2\ Tci^2}}{\sqrt{1 + \omega c^2\ T_A^2}} \qquad (3.67)$$

$$(Tci\ ke\ \omega c^2)^2\ (1 + \omega c^2\ T_A^2) = (kci\ A\ Hi)^2\ (1 + \omega c^2\ Tci^2)$$

lo cual puede ser desarrollado y reordenado:

$$0 = \omega c^6\ Tci^2\ ke^2\ T_A^2 + \omega c^4\ Tci^2\ ke^2 - \omega c^2\ Tci^2\ kci^2\ A^2\ Hi^2 -$$

$$- kci^2\ A^2\ Hi^2$$

esta es otra expresión que relaciona al valor de la frecuencia de corte a determinarse para el sistema, con los parámetros del controlador a calcularse. Por tanto, si se reemplaza la ecuación (3.64) en esta expresión:

. . /

$$0 = \left(\frac{1}{\sqrt{T_A\ Tci}}\right)^6 Tci^2\ ke^2\ T_A{}^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{T_A\ Tci}}\right)^4 Tci^2\ ke^2 -$$

$$- \left(\frac{1}{\sqrt{T_A\ Tci}}\right)^2 Tci^2\ kci^2\ A^2\ Hi^2 - kci^2\ A^2\ Hi^2$$

$$0 = \frac{ke^2}{T_A\ Tci} + \frac{ke^2}{T_A{}^2} - \frac{Tci\ kci^2\ A^2\ Hi^2}{T_A} - kci^2\ A^2\ Hi^2$$

Lo cual puede ser expresado como una ecuación de 2do grado, para encontrar el valor de Tci:

$$0 = - Tci^2\ T_A\ kci^2\ A^2\ Hi^2 + Tci\ (ke^2 - T_A{}^2\ kci^2\ A^2\ Hi^2) + T_A\ ke^2$$

$$Tci^2 + Tci \left(T_A - \frac{ke^2}{T_A\ (kci\ A\ Hi)^2} \right) - \frac{ke^2}{(kci\ A\ Hi)^2} = 0 \quad (3.68)$$

Por último, para encontrar la ecuación faltante, que permita llegar a conocer los valores de kci y Tci, se recurre a la segunda condición del método de simetría óptima, la misma que decía que el coeficiente de amortiguamiento para los polos complejos del sistema, deben ser:

$$\xi = \sqrt{2}/2 \quad (3.69)$$

Para obtener un coeficiente de amortiguamiento de un determinado valor, es necesario variar la ganancia del lazo de corriente con lo cual se puede modificar las características de respuesta del sistema y satisfacer la condición requerida.

.../

Si se recuerda la ganancia de lazo abierto del sistema, ecuación (3.54) se tiene:

$$G\,Hi\,(S) = \frac{kci\ A\ Hi}{Tci\ ke} \cdot \frac{(1 + Tci\ S)}{S^2\,(1 + T_A S)}$$

y a partir de esto, si se expresa la mencionada ganancia como $ki = \frac{kci\ A\ Hi}{T_A\ ke}$, entonces:

$$G\,Hi\,(S) = ki\ \frac{(S + 1/Tci)}{S^2\,(S + 1/T_A)} \qquad (3.70)$$

Según el método del lugar geométrico de las raíces, (21), el mismo que es la representación del lugar geométrico de los polos de lazo cerrado (raíces de la ecuación característica, $1 + G\,Hi\,(S) = 0$), siguiendo las variaciones de la ganancia, se llega a determinar que para el presente caso:

$$1 + G\,Hi\,(S) = 0 \qquad (3.71)$$

$$1 + ki\ \frac{(S + 1/Tci)}{S^2\,(S + 1/T_A)} = 0 \qquad (3.72)$$

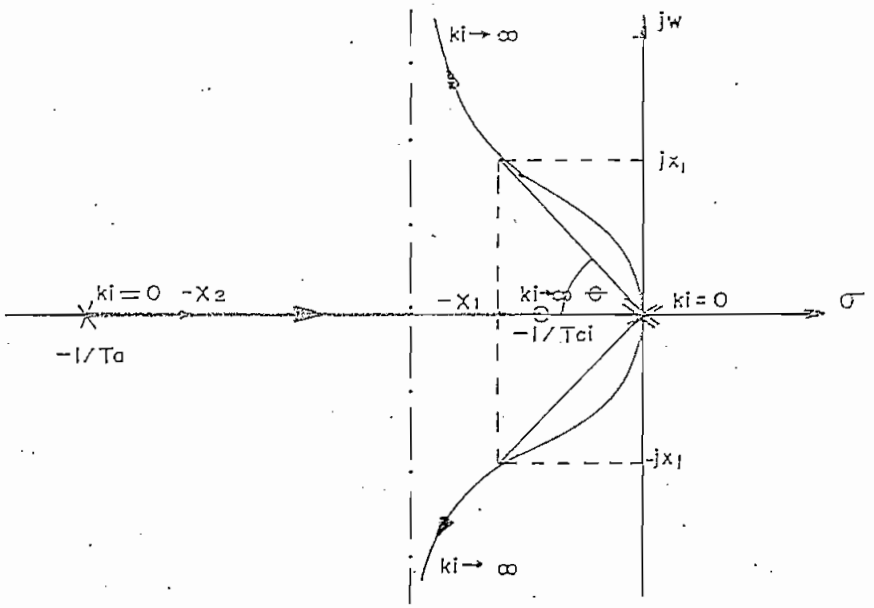
$$S^2\,(S + 1/T_A) + ki\,(S + 1/Tci) = 0 \qquad (3.73)$$

con lo cual se dirá que la ecuación característica para el lazo de corriente es:

$$S^3 + S^2\,\frac{1}{T_A} + S\,ki + \frac{ki}{Tci} = 0 \qquad (3.74)$$

.../

cuyo lugar de las raíces se podría esbozar como:



x_1, $x_2 > 0$ para Sistema Estable

lo más importante a notarse a partir de este esbozo, es el hecho de que con un determinado valor de ki se logrará que las raíces de la ecuación característica sean dos polos complejos cuya parte real e imaginaria sean idénticas ($-x_1 \pm j\, x_1$) y un polo real ($-x_2$) , lográndose así el objetivo propuesto, ya que:

$$\theta = tg^{-1} \frac{x_1}{x_1} = 45° \qquad (3.75)$$

y al cumplirse esto, el coeficiente de amortiguamiento es; (21):

$$\xi = \cos \theta = \frac{\sqrt{2}}{2} \qquad (3.76)$$

Ahora, para averiguar matemáticamente cuál es el valor de ki que hace cumplir esto, se reemplazará la condición indicada en la ecuación característica; ecuación (3.74):

.../

$$S^3 + S^2 \frac{1}{T_A} + S\,ki + \frac{ki}{Tci} = 0 = (S + x_2)\ (S + x_1 - j\,x_1)\ (S + x_1 + j\,x_1)$$

(3.77)

$$S^3 + S^2 \frac{1}{T_A} + S\,ki + \frac{ki}{Tci} = (S + x_2)\ [(S + x_1)^2 - (j\,x_1)^2\ ]$$

$$= (S + x_2)\ (S^2 + 2\,S\,x_1 + x_1^2 + x_1^2)$$

$$= S^3 + S^2\ (2\,x_1 + x_2) + S\ (2\,x_1^2 + 2\,x_1 x_2) +$$

$$+ 2\,x_1^2\,x_2$$

por lo tanto, todo se reduce a:

$$S^3 + S^2 \frac{1}{T_A} + S\,ki + \frac{ki}{Tci} = S^3 + S^2\ (2\,x_1 + x_2) + S\ 2\,x_1\ (x_1 + x_2) + 2\,x_1^2 x_2$$

(3.78)

y de aquí se obtienen las siguientes igualdades:

$$\left.\begin{aligned} S^3 &= S^3 \\ S^2\ 1/T_A &= S^2\ (2\,x_1 + x_2) \\ S\,ki &= S\ 2\,x_1\ (x_1 + x_2) \\ ki/Tci &= 2\,x_1^2\,x_2 \end{aligned}\right\} \qquad (3.79)$$

y resolviendo el sistema de ecuaciones, para obtener los valores de las tres incógnitas: x_1, x_2 y ki:

$$1 = T_A\ (2\,x_1 + x_2) \qquad (1)$$

$$ki = 2\,x_1\ (x_1 + x_2) \qquad (2)$$

$$ki = 2\,Tci\,x_1^2\,x_2 \qquad (3)$$

.../

igualando las ecuaciones (2) y (3) para eliminar una incógnita:

$$ki = ki \quad \Longrightarrow \quad 2\,x_1\,(x_1 + x_2) = 2\,Tci\,x_1^{\,2}\,x_2$$

$$(x_1 + x_2) = Tci\,x_1\,x_2$$

por lo que el sistema se reduce a:

$$1 = T_A\,(2\,x_1 + x_2) \qquad (4)$$

$$x_1 + x_2 = Tci\,x_1\,x_2 \qquad (5)$$

despejando x_2 de (4) y reemplazando en (5):

$$x_2 = \frac{1}{T_A} - 2\,x_1 \quad \Longrightarrow \quad x_1 + \frac{1}{T_A} - 2\,x_1 = Tci\,x_1\left(\frac{1}{T_A} - 2\,x_1\right)$$

y operando se llega a la siguiente ecuación de 2do. grado:

$$2\,Tci\,x_1^{\,2} - \left(\frac{Tci}{T_A} + 1\right)x_1 + \frac{1}{T_A} = 0$$

la solución de la cual es:

$$x_1 = \frac{Tci + T_A}{4\,Tci\,T_A} \pm \sqrt{\frac{(Tci + T_A)^2}{16\,Tci^2\,T_A^{\,2}} - \frac{1}{2\,Tci\,T_A}}$$

pero para tener una solución única que cumpla con la condición de simetría óptima, será necesario que x_1 posea sólo un valor, lo cual dará una solución única para ki; ésto, en el esbozo anterior, quiere decir que el valor de Tci será tal que logrará que el lugar geométrico de las raíces sea tangente a la recta cuyo ángulo de inclinación es $\theta = 45°$, tal y como se muestra en el dibujo.

.../

Por tanto, Tci debe ser tal que x_1 posea una solución única, es decir:

$$\sqrt{\frac{(Tci + T_A)^2}{16\ Tci^2\ T_A^2} - \frac{1}{2\ Tci\ T_A}} = 0 \qquad (3.80)$$

y por tanto $x_1 = \dfrac{Tci + T_A}{4\ Tci\ T_A}$

prosiguiendo con la solución del sistema de ecuaciones, se reemplaza este resultado en la ecuación (4):

$$x_2 = \frac{1}{T_A} - 2\,x_1 = \frac{1}{T_A} - 2\,\frac{Tci + T_A}{4\ Tci\ T_A}$$

$$x_2 = \frac{2\ Tci - (Tci + T_A)}{2\ Tci\ T_A}$$

$$x_2 = \frac{Tci - T_A}{2\ Tci\ T_A}$$

y por último, estos valores de x_1 y x_2 se reemplazan en (3):

$$ki = 2\ Tci\ x_1^2\ x_2 = 2\ Tci \left(\frac{Tci + T_A}{4\ Tci\ T_A}\right)^2 \left(\frac{Tci - T_A}{2\ Tci\ T_A}\right)$$

$$ki = \frac{(Tci + T_A)^2\ (Tci - T_A)}{16\ Tci^2\ T_A^3} \qquad (3.81)$$

.../

A partir de las ecuaciones (3.80) y (3.81), ya se puede conocer cuales deben ser los valores que deben poseer Tci y ki para lograr que el coeficiente de amortiguamiento sea justamente $\sqrt{2}/2$, como solución única; éstos son:

$$\frac{(Tci + T_A)^2}{16\ Tci^2\ T_A^2} - \frac{1}{2\ Tci\ T_A} = 0$$

Operando:

$$(Tci + T_A)^2 - 8\ Tci\ T_A = 0$$

$$Tci^2 + Tci\ (2\ T_A - 8\ T_A) + T_A^2 = 0$$

$$Tci^2 - 6\ T_A\ Tci + T_A^2 = 0$$

cuya solución es:

$$Tci = \frac{6\ T_A \pm \sqrt{36\ T_A^2 - 4.T_A^2}}{2}$$

$$Tci = T_A\ (3 \pm 2\sqrt{2}) = T_A\ (1 \pm \sqrt{2})^2 \qquad (3.82)$$

aplicando esta condición en (3.81):

$$ki = \frac{(Tci + T_A)^2\ (Tci - T_A)}{16\ Tci^2\ T_A^3} = \frac{[T_A\ (3 \pm 2\sqrt{2}) + T_A]^2\ [T_A\ (3 \pm 2\sqrt{2}) - T_A]}{16\ [T_A\ (3 \pm 2\sqrt{2})]^2\ T_A^3}$$

$$ki = \frac{T_A^2\ [3 \pm 2\sqrt{2} + 1]^2\ T_A\ [3 \pm 2\sqrt{2} - 1]}{16\ T_A^5\ [3 \pm 2\sqrt{2}]^2}$$

.../

$$ki = \frac{(4 \pm 2\sqrt{2})^2 \ (2 \pm 2\sqrt{2})}{16\ T_A^2\ (3 \pm 2\sqrt{2})^2} = \frac{(2 \pm \sqrt{2})^2\ (1 \pm \sqrt{2})}{2\ T_A^2\ (3 \pm 2\sqrt{2})^2}$$

$$ki = \frac{(4 \pm 4\sqrt{2} + 2)\ (1 \pm \sqrt{2})}{2\ T_A^2\ (3 \pm 2\sqrt{2})^2} = \frac{2\ (3 \pm 2\sqrt{2})\ (1 \pm \sqrt{2})}{2\ T_A^2\ (3 \pm 2\sqrt{2})^2}$$

$$ki = \frac{(1 \pm \sqrt{2})}{T_A^2\ (1 \pm 2\sqrt{2} + 2)} = \frac{(1 \pm \sqrt{2})}{T_A^2\ (1 \pm \sqrt{2})^2}$$

$$ki = \frac{1}{(1 \pm \sqrt{2})\ T_A^2}$$

sin embargo, la solución aceptable para ki sería la que hace que ésta ganancia tenga valor positivo, (21), ésto es:

$$ki = \frac{1}{(1 + \sqrt{2})\ T_A^2} \qquad (3.83)$$

por tanto, como esta solución se origina desde la ecuación (3.82), también se tiene como válido que:

$$Tci = T_A\ (1 + \sqrt{2})^2 \qquad (3.84)$$

Ahora, si se recuerda que, según (3.70), ki representa la siguiente expresión:

$$ki = \frac{kci\ A\ Hi}{T_A\ ke}$$

entonces, según (3.83): ki = ki

.../

$$\frac{kci\ AEi}{T_A\ ke} = \frac{1}{(1+\sqrt{2})\ T_A^{\,2}}$$

despejando: $$kci = \frac{1}{(\sqrt{2}+1)}\ \frac{ke}{AHi}\ \frac{1}{T_A} \qquad (3.85)$$

Por lo tanto, en base a las ecuaciones (3.84) y (3.85) las mismas que relacionan los parámetros del controlador (kci y Tci), con magnitudes ya conocidas como son: T_A, ke, A y Ei; se puede hacer el cálculo de los valores apropiados de los elementos del controlador.

Reescribiendo las expresiones que son útiles para este propósito; ecuaciones (3.46), (3.47), (3.84) y (3.85):

$$kci = \frac{Ri}{R_1 fi} \qquad Tci = RiCi$$

$$kci = \frac{1}{(\sqrt{2}+1)}\ \frac{ke}{AHi}\ \frac{1}{T_A} \qquad Tci = (1+\sqrt{2})^2\ T_A$$

y despejando: $$R_1 fi = \frac{Ri}{kci} = (\sqrt{2}+1)\ \frac{Ri\ AHi\ T_A}{ke}$$

$$Ri = \frac{Tci}{Ci} = (1+\sqrt{2})^2\ \frac{T_A}{Ci}$$

si se asume que para Ci se utilizará un condensador de .22 µF, y en base a los valores presentados en la figura 3.46:

$$Ci = .22\ \mu F\ (30\ V)$$

.../

$$Ri = (1 + \sqrt{2})^2 \frac{1.39 \text{ mseg}}{.22 \text{ µF}} = 36.8 \text{ k}\Omega \text{ (1/4 W)}$$

$$R_1fi = (\sqrt{2}+1) \frac{36.8k\,(4.5)\,2.2\,(1.39 \text{ mseg})}{12.36 \text{ mseg}} = 98.83 \text{ k}\Omega \text{ (1/4 W)}$$

Cuando se desee utilizar el equipo para controlar otra máquina, sería preferible colocar un potenciómetro en lugar de Ri, con lo cual se podría variar a voluntad la forma de respuesta del lazo.

Anteriormente se mencionó que la frecuencia del cruce de ganancia, ωc, debía ser alta comparada a $1/\sqrt{kmke}$, según (3.52), para que así resulte verídico todo lo supuesto; para comprobarlo se calcula ωc en base a (3.64) y (3.84)

$$\omega c = 1/\sqrt{T_A\,Tci} = 1/\sqrt{T_A^2\,(1+\sqrt{2})^2}$$

$$\omega c = 1/\,T_A(1+\sqrt{2}) = \frac{1}{1.39 \text{ mseg } (1+\sqrt{2})}$$

$$\omega c = 298.23 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$$

mientras que: $\frac{1}{\sqrt{kmke}} = \frac{1}{\sqrt{12.36\,(46.97)} \text{ mseg}} = 41.5 \frac{\text{rad}}{\text{seg}}$

por lo que se dirá que $\omega c \approx 7\,\omega n$, y lo asumido es correcto.

Para calcular la resistencia de entrada al lazo de corriente, se debe considerar que este lazo deberá ofrecer una limitación de corriente al sistema en el caso extremo de que el limitador falle. Si se considera que al suceder esto, el voltaje de entrada al controlador de corriente, corresponderá al voltaje de saturación del operacional que lo envía (desde el circuito limitador), entonces se puede asegurar lo siguiente:

.../

Cuando vc_2 = Vsat del operacional que lo genera, la corriente que circule por la armadura de la máquina debe estar limitada por el lazo interno de corriente a un valor máximo que no vaya a exceder el doble de la corriente nominal más un 10%, (40.04 A) ; esto es:

$$vc_2 = iref = Vsat$$

$$\therefore \quad \overline{Ia} = 2.2\ Ian$$

Por lo tanto, en el diagrama de bloques de la figura 3.46, normalizando las cantidades:

$$\frac{Vsat}{Vcm}\ \frac{R_1 fi}{R_1 i} = \frac{2.2\ Ian}{Ist}\ Hi \qquad (3.86)$$

de aquí:

$$R_1 i = \frac{Vsat\ R_1 fi}{Vcm}\ \frac{Ist}{2.2\ Ian\ Hi}$$

como todas estas cantidades ya son conocidas, y por experimentación se determina que Vsat = 4.2 V, entonces:

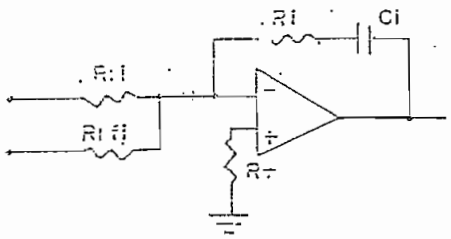
$$R_1 i = \frac{4.2\,V\ \ 98.83\ k\Omega}{15\,V}\ \frac{240.71\,A}{2.2\ (18.2A)\ 2.2}$$

$$R_1 i = 75.62\ k\Omega\ (\,^1/4\ W\,)$$

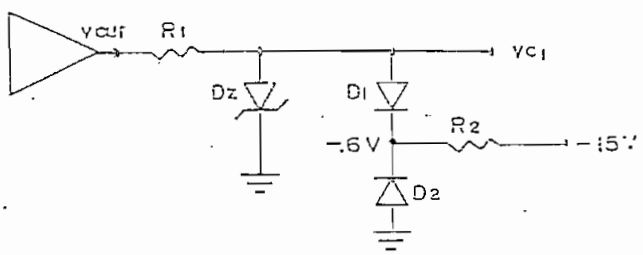
Cuando se utiliza realimentación negativa en un operacional, como es el caso presente, es recomendable conectar la entrada positiva del integrado, a través de una resistencia hacia tierra , cuyo valor puede ser calculado como: $R+ = Ri \parallel R_1 fi \parallel R_1 i$

$$R+ = 19.6\ k\Omega\ (\,^1/4\ W\,)$$

.../



Ahora, para limitar el voltaje de salida del operacional y lograr así que vc_1 permanezca dentro del rango apropiado, se lo hará por medio de diodos y de un Zener, de la siguiente manera:



El diodo D_2 permanentemente conducirá a través de R_2 y determinará que en su cátodo exista siempre un voltaje negativo de -.6 V.

1) vout > 0 : Cuando la salida del operacional pretenda ser un voltaje positivo, el diodo D_1 se polarizará directamente y al conducir hará que vc_1 se vea limitado a 0V. Con este voltaje, el diodo zener se abrirá y la primera limitación se habrá cumplido:

$$vout > 0 \implies vc_1 = 0$$

utilizando diodos de Si 1N914 para D_1 y D_2, las resistencias se pueden calcular como:

$$R_2 \geq \frac{-.6\,V - (-15V)}{i_{D_2} - i_{out\text{-}máx}} = \frac{-.6\,V + 15\,V}{3\ mA + 7.5\ mA}$$

$$R_2 \geq 929\ \Omega\ (1/4\ W)$$

$iout_{máx} = 7.5$ mA e $iout_{mín} = 1.5$ mA para el A.O. LM709 a utilizarse, y se satura a 14.3 V (Apéndice D).

$$R_1 \geq \frac{Vsat - 0V}{iout_{máx}} = \frac{14.3\ V}{7.5\ mA}$$

$$R_1 \geq 1.9\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

2] vout < 0 : Cuando la salida del operacional comienza a ser negativa, tanto D_1 como D_Z no tendrán acción alguna y el voltaje de control vc_1 coincidirá con el voltaje de salida.

La otra limitación de vc_1 se llevará a cabo cuando la salida negativa del operacional sobrepase el voltaje zener ($-V_Z$), con lo cual el diodo zener fijará vc_1 a este valor:

$$vout < -Vz \implies vc_1 = -Vz$$

Utilizando un diodo zener de 10 V, todo sería correcto si:

$$R_1 \geq \frac{-Vz - (-Vsat)}{7.5\ mA} = \frac{-10V + 14.3\ V}{7.5\ mA}$$

$$R_1 \geq 573.3\ \Omega\ (1/4\ W)$$

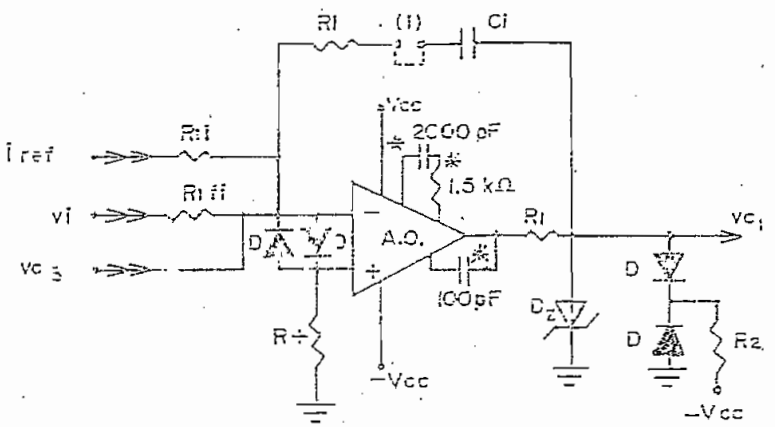
$$R_1 \leq \frac{-V_Z - (Vsat)}{iout_{mín}} = \frac{-10V + 14.3\ V}{1.5\ mA} = 2.87\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

a partir de todas las condiciones para R_1:

$$1.9\ k\Omega \leq R_1 \leq 2.87\ k\Omega$$

.../

El circuito completo a ser probado queda, por tanto:



Ri : 36 kΩ (1/4 W)
Ci : .22 μF (30 V)
Rii : 75 kΩ (1/4 W)
Rifi : 100 kΩ (1/4 W)
D : 1N914 (Si)
R÷ : 22 kΩ (1/4 W)
A.O. : LM709
±Vcc : ± 15 V
Dz : TCG 140A (10 V)

(1) : Terminales para introducir potenciómetro de 2 kΩ para calibración

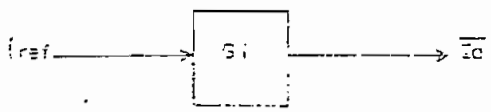
* : Elementos de compensación recomendados por el fabricante del A.O.

R_1 : 2.2 kΩ (1/4 W)
R_2 : 1 kΩ (1/4 W)

Fig. 3.49 : Elementos del Controlador de Corriente y su disposición circuital.

Función de Transferencia del lazo.-

Ahora, para facilidad del diseño del controlador de velocidad, deberá tratarse de hacer alguna aproximación de la función de transferencia del lazo completo de corriente; en base a todo lo expuesto acerca de este lazo interno de control, la función de transferencia es:



.../

en base a la ecuación (3.54) y simplificando el diagrama de bloques de la figura 3.46, se tiene; (20):

$$\frac{\bar{I}a}{iref} = Gi = \frac{R_1 fi}{R_1 i} \frac{G}{1 + G\,Hi\,(S)}$$

$$Gi = \frac{R_1 fi}{R_1 i} \frac{\dfrac{kci\,A}{Tci} \dfrac{(1 + Tci\,S)}{(1 + T_A S)\,S^2\,ke}}{1 + \dfrac{kci\,A\,Hi}{Tci} \dfrac{(1 + Tci\,S)}{(1 + T_A S)\,S^2\,ke}}$$

$$Gi = \frac{R_1 fi}{R_1 i} \frac{kci\,A\,(1 + Tci\,S)}{Tci\,ke\,S^2\,(1 + T_A S) + kci\,AHi\,(1 + Tci\,S)}$$

$$Gi = \frac{R_1 fi\,kci\,A\,Tci}{R_1 i\,Tci\,ke} \frac{(1/Tci + S)}{S^2(1 + T_A S) + \dfrac{kci\,A\,Hi\,Tci}{Tci\,ke}(1/Tci + S)}$$

$$Gi = \frac{R_1 fi\,kci\,A}{R_1 i\,ke\,T_A} \frac{(S + 1/Tci)}{S^3 + \dfrac{1}{T_A} S^2 + \dfrac{kci\,A\,Hi}{ke\,T_A} S + \dfrac{kci\,A\,Hi}{ke\,T_A\,Tci}} \qquad (3.87)$$

Por tratarse de un sistema de tercer orden (3 polos en la ecuación característica), con la presencia de un cero, (21), cuyas variaciones transitorias no van a ser perceptibles sobre el comportamiento del lazo completo de control de velocidad, debido a su rápida extinción, como se comprobará al hacer el estudio del lazo de velocidad, entonces se procede a hacer la aproximación de la función de transferencia Gi, por una constante que refleje fielmente la respuesta de estado estable, sin importar el retardo introducido por el lazo.

.../

La respuesta en el tiempo que teóricamente debería ofrecer el lazo de corriente, según el método de simetría óptima, que se resume en las ecuaciones (3.84) y (3.85), se puede obtener como sigue:

$$iref(S) = \frac{1}{S} \; ; \; Gi = \frac{R_1 fi}{R_1 i \; Hi} \; \frac{1}{(\sqrt{2}+1)T_A^{\,2}} \; \frac{\left(S + \dfrac{1}{T_A\,(1+\sqrt{2})^2}\right)}{S^3 + \dfrac{1}{T_A}\,S^2 + \dfrac{1}{(1+\sqrt{2})\,T_A^{\,2}}\,S + \dfrac{1}{(1+\sqrt{2})^3\,T_A^{\,3}}}$$

$$\overline{Ia} = Gi \; iref = \frac{130138\;(S+123)}{S^3 + 720\,S^2 + 214728\,S + 26525918} \; \frac{1}{S}$$

$$\overline{Ia} = \frac{130138\;(S+123)}{(S+298)\;(S^2 + 421\,S + 88943)\,S} = \frac{\alpha}{S} + \frac{\beta}{S+298} + \frac{\gamma S + \rho}{S^2 + 421S + 88943}$$

Facilmente se pueden encontrar los valores de α, β, γ y ρ, para la separación en fracciones parciales:

$\alpha = .606$ $\qquad$ $\beta = 1.46$

$\gamma = -2.07$ $\qquad$ $\rho = -436$

Por tanto:

$$\overline{Ia} = \frac{.606}{S} + \frac{1.46}{S+298} - \frac{2.07\,S + 436}{S^2 + 421\,S + 88943}$$

y para la obtención de la transformada inversa de Laplace se hace la siguiente operación:

$$\overline{Ia} = \frac{.606}{S} + \frac{1.46}{S+298} - \frac{2.07\;(S+210)}{(S+210)^2 + 210^2}$$

.../

lo cual, por la transformada inversa de Laplace, (21):

$$ia(t) = .606 + 1.46\ e^{-298t} - 2.07\ e^{-210t} \cos 210\,t$$

La representación gráfica de esta respuesta de corriente a un cambio tipo paso en la referencia del lazo, puede ser apreciada en la figura 3.50.

A partir de este gráfico, claramente se puede notar que el lazo interno de corriente, teóricamente ofrecerá una señal de corriente que siga al paso en la referencia, con las siguientes características:

Nivel de sobreimpulso : $Sp = 33.6\,\%$

Error de estado estable : $e_{ss} = 0$

Tiempo de estabilización (5%) : $Ts \approx 19$ mseg

Estabilidad : Total

Ganancia : $\overline{Ia} / iref = .606$

Por lo tanto, sin tomar en cuenta el nivel de sobreimpulso transitorio, cuya extinción es sumamente rápida y no tendrá repercusión sobre el comportamiento de lazo externo de velocidad, se puede aproximar la función de transferencia del lazo de corriente, por una constante, como ya se lo había mencionado.

$$Gi = \frac{R_1 fi\ kci\ A}{R_1 i\ ke\ T_A} \cdot \frac{(S + {}^{1}/Tci)}{S^3 + \frac{1}{T_A} S^2 + \frac{kci\,A\,Hi}{ke\ T_A} S + \frac{kci\,A\,Hi}{ke\ T_A\ Tci}}$$

$$Gi \approx k \qquad (3.88)$$

.../

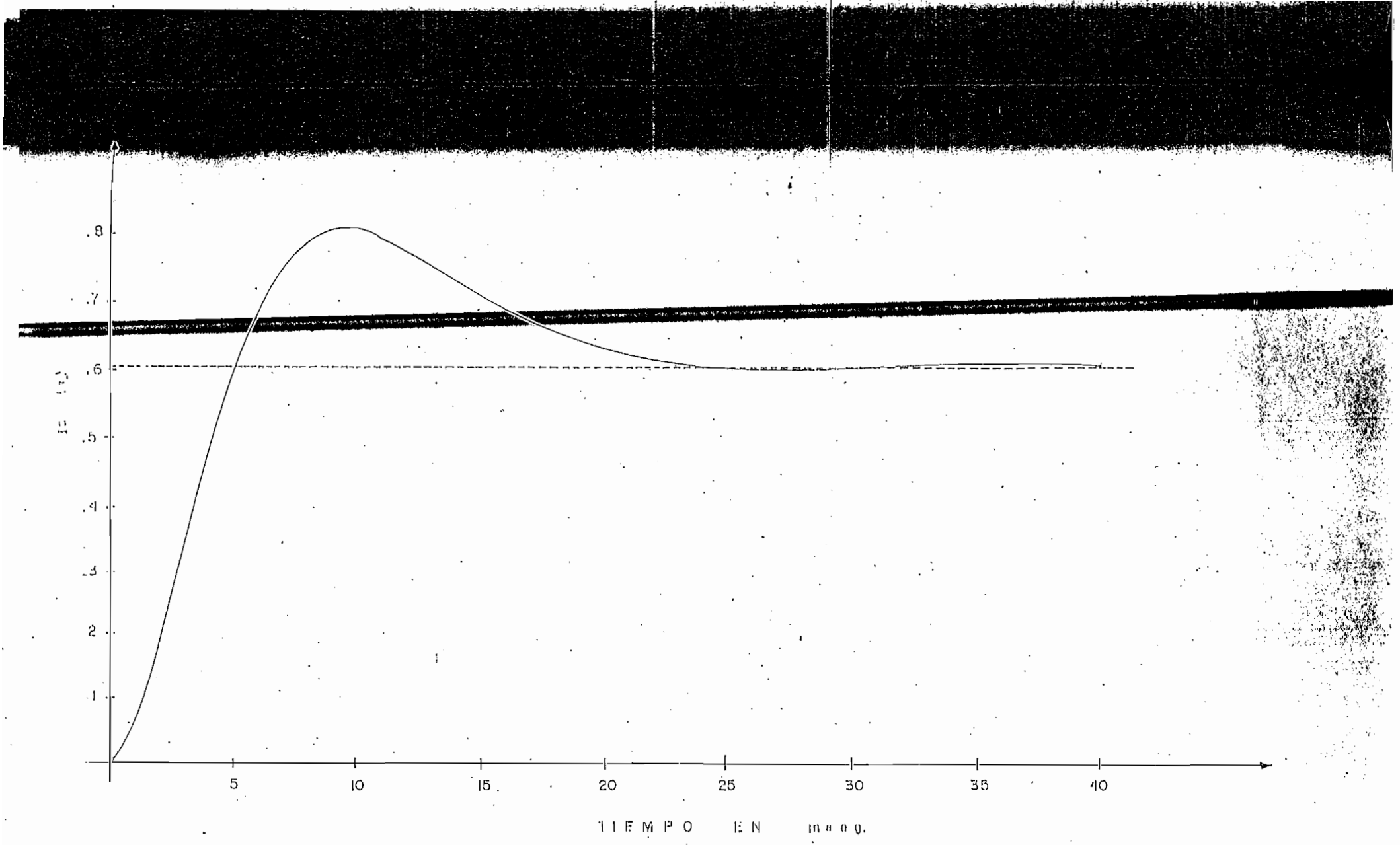


Fig. 3.50 Respuesta del lazo de i a un cambio tipo paso en i_{ref}.

Para que el error siga siendo cero, la respuesta en estado estable debe ser la misma tanto para la función de transferencia original, así como para la aproximación hecha. Por tanto, (20):

$$Gi_{(S=0)} = \frac{R_1 fi\ kci\ A}{R_1 i\ ke\ T_A} \frac{(0 + 1/Tci)}{0 + 0 + 0 + \frac{kci\ A\ Hi}{ke\ T_A\ Tci}} = k$$

$$Gi = k = \frac{R_1 fi}{R_1 i\ Hi} = .606$$

Por último, se debe tener en cuenta el signo de esta función de transferencia aproximada del lazo completo de corriente; a pesar de que iref posee una polaridad única, el sentido de la corriente va a depender de cuál de los dos conversores es el que actúa:

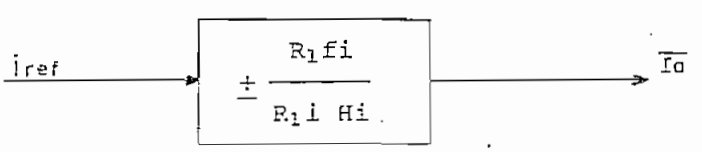
$$\overline{Ia} = \frac{R_1 fi}{R_1 i\ Hi}\ iref$$

$$sign(\overline{Ia}) = sign\left(\frac{R_1 fi}{R_1 i\ Hi}\right)\ sign\ (iref)$$

$$\pm = sign\left(\frac{R_1 fi}{R_1 i\ Hi}\right)\ (+)$$

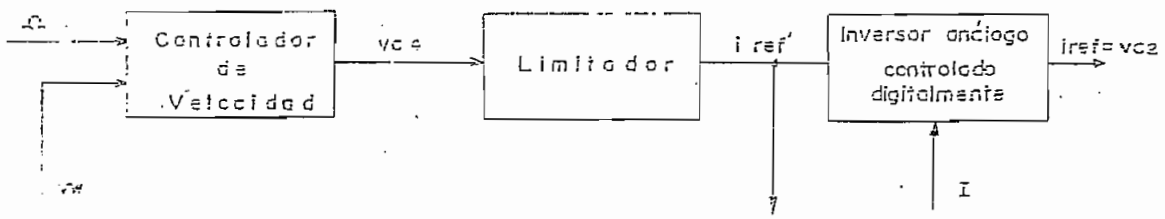
Por tanto, la función de transferencia aproximada del lazo de corriente es:

$$Gi = \frac{\overline{Ia}}{Iref} = \pm\ \frac{R_1 fi}{R_1 i\ Hi} = \pm\ .606 \qquad (3.89)$$



.../

4. Controlador de Velocidad y Limitador de Corriente.



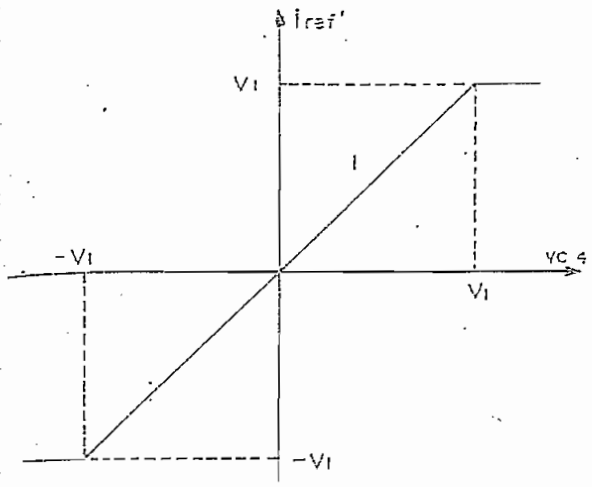
En este caso, se requiere que el controlador de velocidad proporcione a su salida un voltaje vc_4 apropiado, de acuerdo a las características del lazo de velocidad, para que pueda ser utilizado como el voltaje de referencia del lazo interno de corriente.

Este voltaje obtenido del controlador no debe exeder cierto nivel, para que así, la corriente de armadura de la máquina no vaya a sobrepasar su valor máximo permisible, el cual tranquilamente puede ser 170 % del valor nominal; por lo tanto, se utiliza el circuito limitador indicado.

El voltaje obtenido del controlador de velocidad va a tener cualquier polaridad, dependiendo de cual signo posea el error entre ω_{ref} y ω, y como se había mencionado, el lazo de corriente requiere que su voltaje de referencia sea de una polaridad única; por lo tanto, es necesario que exista algún recurso, que evite que iref posea doble polaridad. Con este fin, se utiliza el inversor análogo controlado digitalmente (DCAI), el cual en base a una señal de control (I), proveniente de la unidad de lógica de cruce, permitirá que iref' pase con su propia polaridad, o se invierta, para que iref siempre sea un voltaje negativo.

a) Limitador.- Este circuito limitador debe presentar la siguiente característica de comportamiento:

...

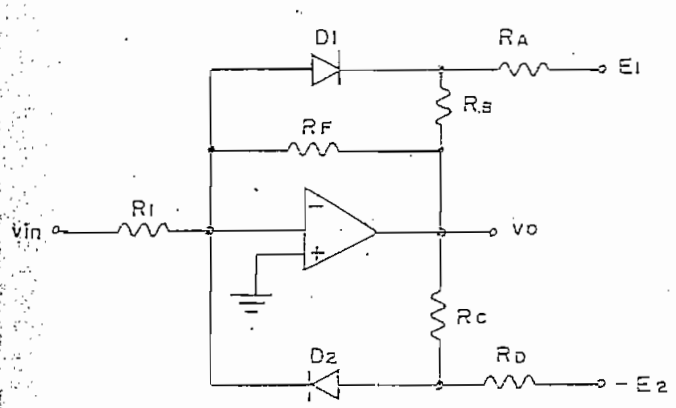


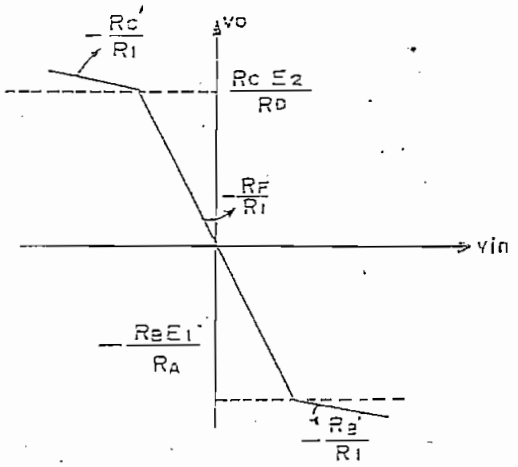
$$i_{ref}' = \begin{cases} vc_4 & -V_1 \leq vc_4 \leq V_1 \\ V_1 & vc_4 > V_1 \\ -V_1 & vc_4 < -V_1 \end{cases}$$

Fig. 3.51 : Característica entrada - salida del circuito Limitador.

es decir, en la parte lineal la pendiente de la recta será 1, y fuera de ésta, el voltaje de salida no podrá exceder los límites $\pm V_1$, según el caso.

La configuración de un circuito limitador, utilizando un amplificador operacional, y su función de transferencia, dado que E_1 y $E_2 > 0$, son las siguientes, (10):





$$\text{con} : \begin{cases} R_C' = R_C \parallel R_F \\ R_B' = R_B \parallel R_F \end{cases}$$

Fig. 3.52 : Circuito Limitador con A.O.

Para cumplir con los requerimientos presentes se ve que es necesario que se cumpla lo siguiente:

(1) $R_F = R_1$, para que en la parte lineal de la función de transferencia la pendiente sea -1; no importa que iref' sea VC4 invertido.

$$R_F = R_1 \tag{3.90}$$

(2) Los valores de R_B y R_C deben ser mucho menores que R_F, para que al momento en que uno de los dos diodos entre en conducción y se forme el paralelo de R_F con alguna de estas resistencias, el valor de la resistencia de realimentación disminuya notablemente y por ende, la pendiente de la función de transferencia también, y así, exista un valor de limitación:

$$R_F >> R_B, R_C \tag{3.91}$$

pero al suceder esto, $R_C' = R_C \parallel R_F = \frac{R_C R_F}{R_C + R_F} \simeq R_C$ (3.92)

$$R_B' = R_B \parallel R_F = \frac{R_B R_F}{R_B + R_F} \simeq R_B \tag{3.93}$$

(3) R_1 debe ser mucho mayor que R_C' y R_B', para que la pendiente tienda a cero luego de que vo alcance los valores de los niveles de limitación:

$$R_1 >> R_C', R_B' \tag{3.94}$$

es decir, según (3.92) y (3.93), $R_1 >> R_C, R_B$ que es lo que ya se había afirmado en (3.91), ya que $R_F = R_1$.

Se puede utilizar, como voltajes E_1 y $-E_2$, los obtenidos de las fuentes reguladas para polarizar los controladores:

$$E_1 = 15\ V$$
$$-E_2 = 15\ V \tag{3.95}$$

y si se utiliza la ecuación (3.84), se puede conocer el voltaje de limitación correspondiente a 1.7 IaN de corriente máxima:

$$\frac{V_1}{V_{cm}} \cdot \frac{R_1 f_i}{R_1 i} = \frac{1.7\ I_{aN}}{I_{st}} (H_i)$$

despejando:

$$V_1 = \frac{1.7\ I_{aN}}{I_{st}} H_i \frac{R_1 i}{R_1 f_i} V_{cm} \qquad (3.96)$$

$$V_1 = \frac{30.94\ A}{140.71\ A}\ 2.2\ \frac{75\ k}{100\ k}\ 15\ V = 3.18\ V$$

Por tanto para el cálculo de los elementos del limitador, se puede comenzar suponiendo que:

$$R_B = R_C = 10\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

de la figura 3.52, los límites están expresados por:

$$V_1 = \frac{R_C\ E_2}{R_D} \qquad R_D = \frac{R_C\ E_2}{V_1} = \frac{10k\Omega\ 15V}{3.18\ V}$$

$$-V_1 = -\frac{R_B\ E_1}{R_A} \qquad R_A = \frac{R_B\ E_1}{V_1} = \frac{10k\Omega\ 15V}{3.18V}$$

$$R_A = R_D = 47.2k\Omega\ (1/4W)$$

Según (3.90) y (3.91):

$$R_F = R_1 >> R_B = R_C = 10k\Omega$$

bastará entonces:

$$R_F = R_1 = 330k\Omega\ (1/4W)$$

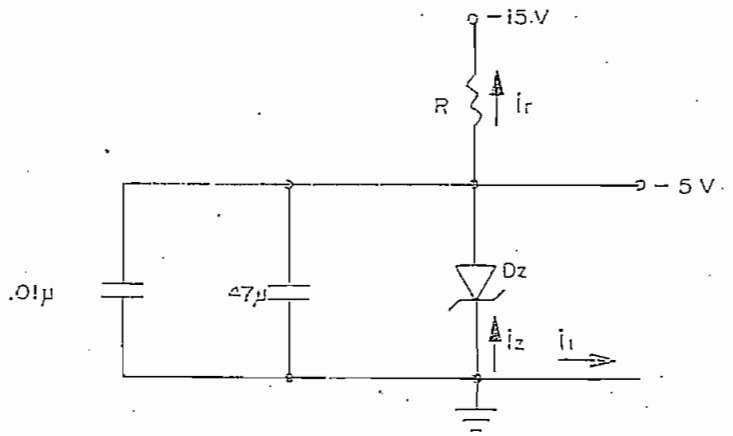
Con estos valores, la pendiente de la función de transferencia , en la parte de limitación será:

$$-\frac{R_C'}{R_1} = -\frac{R_B'}{R_1} = \frac{R_B R_F}{R_1 (R_B + R_F)} = \frac{10k\ 330k}{330k(10k+330k)} = -0.03$$

lo cual asegura que en realidad existan los niveles de limitación requeridos.

Si se recuerda el valor del voltaje de saturación del operacional, utilizado en la ecuación (3.86) para el cálculo de R_1 i, se nota claramente que la polarización utilizada para el operacional del limitador es ± Vcc = ± 5V. Esto es necesario debido a que es imprescindible que iref' nunca vaya a salirse de éstos límites, para proteger el circuito integrado CD4053, (Apéndice D), el cual será utilizado en el diseño del DCAI, y asegurar también una operación satisfactoria de éste.

Como las fuentes reguladas disponibles, son únicamente 3: ± 15V, -15V y +5V, será necesario obtener los -5V de la siguiente manera:



El diodo zener proporcionará -5V en el punto indicado, si Vz = 5V, y la corriente que absorva la carga no sea tan alta, que lo saque de la zona de regulación, (7).

Si se supone un zener con capacidad de potencia de 1 W, la

...

máxima corriente que soportaría el zener es:

$$izmáx = \frac{Pz}{Vz} = \frac{1W}{5V} = 200\ mA$$

Los valores límites de la corriente del zener, dentro de los cuales la regulación sería garantizada son:

$$isup = 80\%\ izmáx = .8(200mA) = 160\ mA$$

$$iinf = 5\%\ izmáx = .05(200mA) = 10\ mA$$

Si se calcula R de tal forma que proteja al zener, así la corriente de carga sea cero:

$$R = \frac{-5V-(-15)V}{25mA} = 400\Omega\ (1/4\ W)$$

Este valor de resistencia, garantizará la obtención de los -5V, para valores de corriente de carga, entre 0mA e $i_l máx$:

$$i_l máx = i_R - izmín = 25mA - 10mA = 15mA$$

Los condensadores de 47 μF(10 V) y .01 μF(10 V), son para evitar que cambios bruscos de la corriente de carga pueda hacer que los -5V varíen.

Por último, calculando la resistencia que debe ir entre la entrada positiva del operacional y tierra:

$$R_+ = R_1 \parallel R_F = \frac{R_1}{2} = 165k\Omega\ (1/4\ W)$$

El circuito total del limitador es: (Fig. 3.53).

R_F : 330kΩ (1/4 W) R_C : 10 kΩ (1/4 W) R_+ : 160kΩ (1/4 W)
R_1 : 330kΩ (1/4 W) R_A : 47 kΩ (1/4 W) D : 1N914 (Si)
R_S : 10kΩ (1/4 W) R_D : 47 kΩ (1/4 W) A.O : LM 741

D_z : ECG135A (5 V) C_1 = 47 μF (10 V) ± Vcc : ± 5 V

R : 430 Ω (1/4 W) C_2 = .01 μF (10 V)

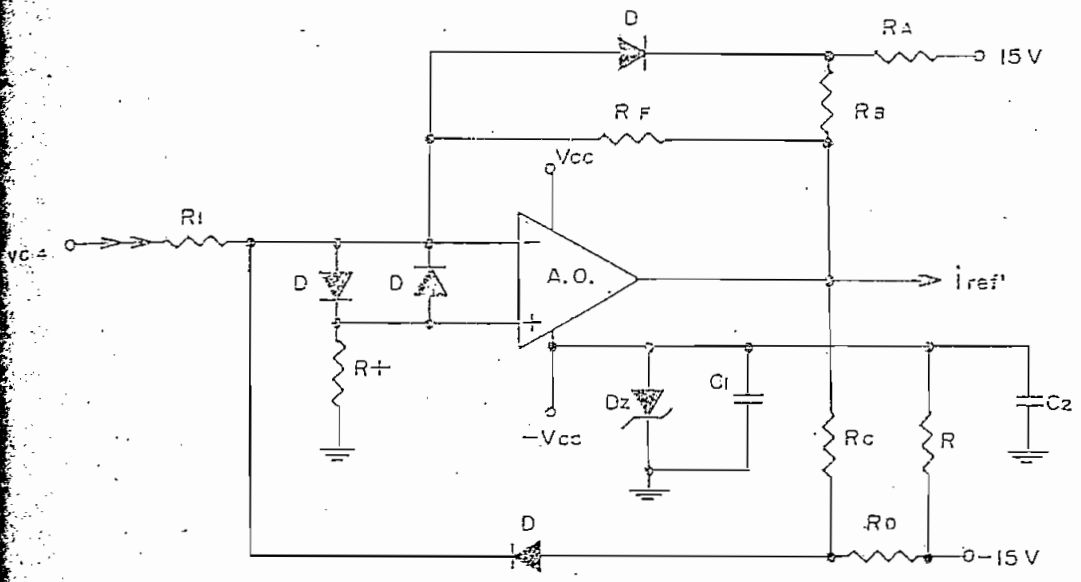
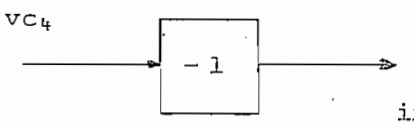


Fig. 3.53 : Elementos del Limitador y su disposición circuital.

La función de transferencia entre iref' y vc_4, para la zona lineal de operación del circuito, es:

$$iref' = - vc_4 \implies \frac{iref'}{vc_4} = -1 \qquad (3.97)$$



b) Inversor análogo controlado digitalmente (DCAI).- Este inversor deberá proporcionar a su salida un voltaje vc_2 = iref, que sea exactamente el mismo iref' o invertido, según sea el estado lógico de la señal digital de control I, proveniente de la unidad de lógica de cruce.

Arbitrariamente se escoge el comportamiento de la señal digital I, para condiciones de estado estable, de la siguiente manera:

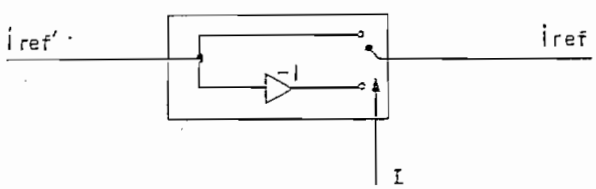
.../

iref'	Conversor Actuante	I	iref
> 0	Positivo	1_L	-iref'
< 0	Negativo	0_L	iref'

es decir, cuando iref' sea un voltaje positivo, la unidad de lógica de cruce debe ordenar que sea el conversor positivo el que actúe y simultáneamente poner en 1_L la señal digital I, para que indique al DCAI que iref' es positivo y por lo tanto debe ser invertido para que pueda servir como referencia al lazo de corriente.

En el caso contrario, iref' < 0, I debe ser un 0_L y esto indicará al DCAI que la polaridad de iref' es correcta y no necesita inversión.

Para realizar esto, se utilizará un Multiplexer/Demultiplexer análogo que en base al estado de la señal digital I, permitirá el paso de la señal iref' con o sin inversión, según sea el caso:



Según las hojas de datos del apéndice D, la forma de trabajo del circuito integrado CD4053BP a utilizarse, es la siguiente:

INHIBIT	A,B o C	Canal Actuante
0	0	ax, bx o cx
0	1	ay, by o cy
1	X	Ninguno

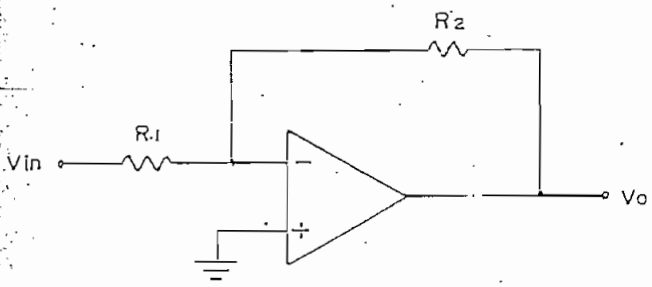
Por lo tanto, si se hace las siguientes conexiones:

.../

INHIBIT = 0	V_{DD} = 5V
A = I	V_{EE} = -5V
OUT/IN ax o ay = iref	V_{SS} = 0

el trabajo deseado se obtendría al introducir por la entrada ax IN/OUT la señal iref' directamente, mientras que por la entrada ay IN/OUT, deberá ingresar la señal iref' previamente invertida.

Para el inversor, se puede utilizar un amplificador operacional, de la siguiente manera; (9):



$$V_O = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}$$

Fig. 3.54 : Estructura de un inversor utilizando un A.O.

y para que su función sea únicamente la de invertir el voltaje que se presenta a la entrada del A.O., sin alterar su magnitud, es necesario que:

$$R_2 = R_1 = 10\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

$$\therefore\ V_O = \frac{-R_2}{R_1} V_{in} = -V_{in} \qquad (3.98)$$

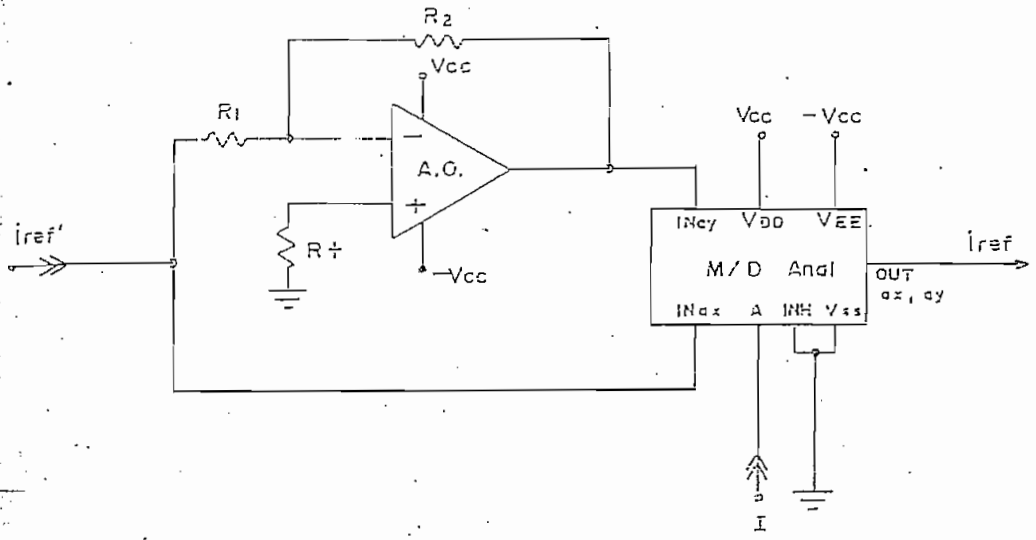
se asume el valor de 10kΩ para las resistencias, en base a los valores utilizados en los comparadores, ya analizados en 3.3.1.

En la entrada positiva del operacional, será conveniente poner una resistencia:

$$R_+ = R_1 \,||\, R_2 = \frac{R_1}{2} = 5k\Omega\ (1/4\ W)$$

.../

El circuito que cumplirá con la función explicada para el DCAI, es el siguiente:



R_1 : 10 kΩ (1/4 W) A.O. : μA741

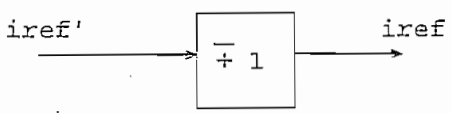
R_2 : 10 kΩ (1/4 W) M/D Anal : CD4053BP

$R_{\div}$: 4.7 kΩ (1/4 W) $\pm$Vcc : $\pm$ 5 V

Fig. 3.55 : Elementos del DCAI y su disposición circuital.

La función de transferencia del DCAI estaría expresada por:

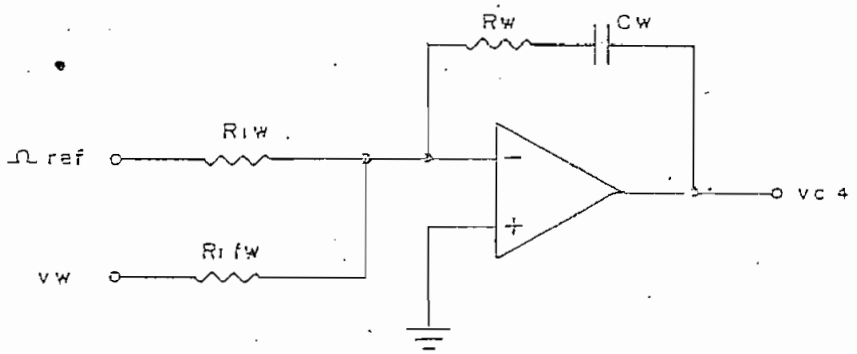
$$iref = (\overline{+}\ 1)\ iref' \qquad (3.99)$$



debido a que cuando actúa el conversor positivo, iref = - iref' y cuando actúa el negativo iref = iref'.

c) Controlador de velocidad.- Al igual que el controlador de corriente, éste será un controlador proporcional integral con estructura idéntica al anterior. (Punto 3.3.5):

.../



y en base a las ecuaciones (3.43) y (3.45) del controlador de corriente:

$$vc_4 = \frac{-\,kc\omega\ (1 + Tc\omega\ S)}{Tc\omega\ S} \left(\frac{R_1 f\omega\ \Omega\ ref}{R_1 \omega} + v\omega \right) \qquad (3.100)$$

donde: $Tc\omega = R\omega\ C\omega$ $\qquad$ $kc\omega = \dfrac{R\omega}{R_1 f\omega}$ $\qquad$ (3.101)

Tomando en cuenta que Ω ref es un voltaje que debe tener ambas polaridades, para que cada una corresponda a un sentido de giro diferente, es necesario que $v\omega$ posea polaridad contraria, para que el controlador actúe sobre el error, produciéndose así un voltaje de control vc_4 con polaridad opuesta a Ω ref.

Recordando que vc_4 atravieza por el limitador que en la zona lineal lo único que hará es invertirlo, da como resultado que vc_4 se convertirá en un voltaje iref' de la misma polaridad que Ω ref y cuya magnitud respecto a vc_4 no se verá alterada.

Es decir, según se asumió al diseñar el DCAI, si se requiere que el grupo de tiristores que actúe es el positivo y por tanto el sentido de giro de la máquina sea positivo, se requiere iref' > 0 , o lo que es lo mismo:

.../

Ω_{ref}	v_ω	i_{ref}'	Conversor Actuante
> 0	< 0	> 0	Positivo
< 0	> 0	< 0	Negativo

En diagramas de bloques esto sería:

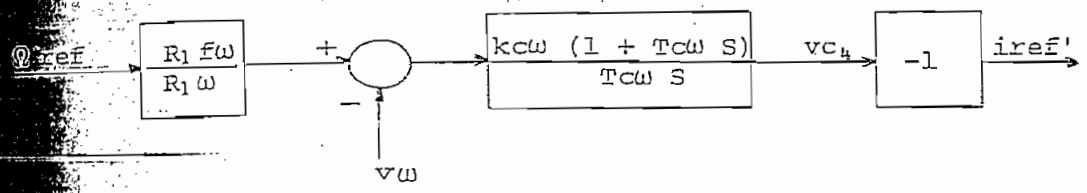
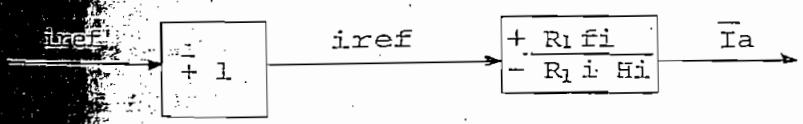
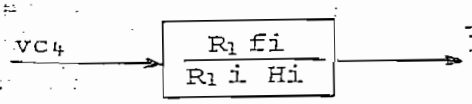


Fig. 3.56 : *Diagrama de Bloques de la Función de Transferencia del controlador de velocidad incluído el Limitador en zona Lineal.*

También ha de considerarse que la acción del DCAI, (ecuación 3.99), junto a la función de transferencia aproximada del lazo de i, (ec. 3.89), hace que la ganancia entre vc_4 y la corriente de armadura sea positiva, ya que:





(3.102)

Con esto, se puede considerar un diagrama de bloques del lazo completo de velocidad, para hacer el diseño de los parámetros del

.../

controlador, los mismos que son:

$k_{c\omega}$: constante de proporcionalidad del controlador de ω

$T_{c\omega}$: constante de tiempo del integrador en el controlador

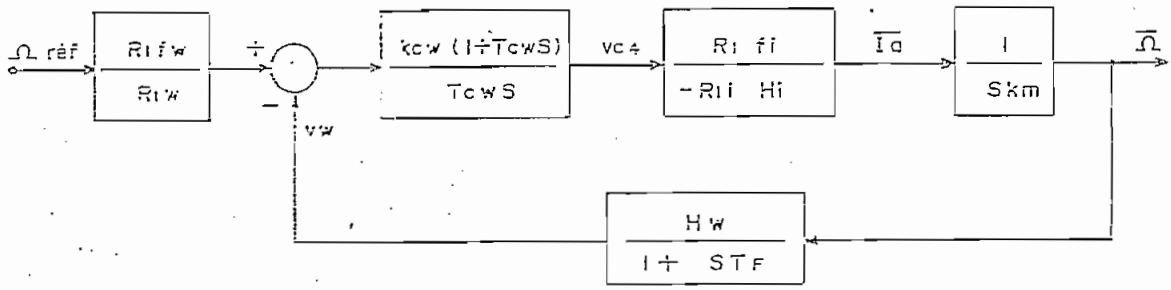


Fig. 3.57 : Diagrama de bloques del Lazo de Velocidad

el signo negativo de v_ω al realimentarse se lo proporciona $H\omega = -.65$, por lo que de ahora en adelante, esta ganancia será considerada positiva : $H\omega = .65$.

donde: $\dfrac{R_1 fi}{R_1 i\ Hi} = .606$: ganancia del lazo interno de corriente

$k_m = 46.97$ mseg : constante de tiempo mecánica del motor.

$H\omega = .65$: ganancia del transductor de velocidad.

$T_F = 42$ mseg : constante de tiempo del transductor de ω.

Para realizar el cálculo de los parámetros del controlador se obtiene la ganancia de lazo abierto del lazo, (20), en base a esta figura:

$$GH\omega(S) = \frac{k_{c\omega}(1+T_{c\omega}S)}{T_{c\omega}\ S} \quad \frac{R_1 fi}{R_1 i\ Hi} \quad \frac{1}{Skm} \quad \frac{H\omega}{1 + ST_F} \qquad (3.103)$$

lo cual reordenando, se convierte en:

$$GH\omega(S) = \frac{k_{c\omega}\ H\omega}{T_{c\omega}\ k_m} \quad \frac{R_1 fi}{R_1 i\ Hi} \quad \frac{(1 + T_{c\omega}\ S)}{S^2(1 + T_F\ S)} \qquad (3.104)$$

.../

si se asume la siguiente ganancia:

$$k\omega = \frac{kc\omega \; H\omega}{km \; T_F} \; \frac{R_1 fi}{R_1 i \; Hi} \qquad (3.105)$$

entonces la expresión anterior se convierte en:

$$GH\omega \; (S) = k\omega \; \frac{(S + 1/Tc\omega)}{S^2 (S + 1/T_F)} \qquad (3.106)$$

Si se compara esta ecuación con la (3.70), se ve que son idénticas en estructura, y por tanto, todo el procedimiento realizado en base a aquella ecuación, es aplicable ahora para el cálculo de los parámetros del controlador de velocidad.

Reemplazando los parámetros actuales en las ecuaciones (3.83) y (3.84), se tienen las expresiones correspondientes:

$$k\omega = \frac{1}{(1 + \sqrt{2}) \; T_F^{\,2}} \qquad (3.107)$$

$$Tc\omega = T_F \; (1 + \sqrt{2})^2 \qquad (3.108)$$

y en base a la ecuación (3.105):

$$\frac{1}{(1 + \sqrt{2}) \; T_F^{\,2}} = \frac{kc\omega \; H\omega}{km \; T_F} \; \frac{R_1 fi}{R_1 i \; Hi}$$

despejando:

$$kc\omega = \frac{1}{(1 + \sqrt{2})} \; \frac{km}{T_F \; H\omega} \; \frac{R_1 i \; Hi}{R_1 fi} \qquad (3.109)$$

En base a las ecuaciones (3.107) y (3.109), las cuales relacionan los parámetros del controlador (km y Tcω), con magnitudes

.../

ya conocidas como son: T_F, R_1 i, Hi, km, R_1 fi y Hω, se puede hacer el cálculo de los valores apropiados de los elementos del controlador; haciendo referencia a las ecuaciones (3.101):

$$k_{c\omega} = \frac{R\omega}{R_1 f\omega} \qquad T_{c\omega} = R\omega\, C\omega$$

$$k_{c\omega} = \frac{1}{(1 + \sqrt{2})} \quad \frac{km}{T_F H\omega} \quad \frac{R_1 i\, Hi}{R_1 fi} \qquad T_{c\omega} = T_F (1 + \sqrt{2})^2$$

despejando:

$$R_1 f\omega = \frac{R\omega}{k_{c\omega}} = \frac{(1 + \sqrt{2})\, R\omega\, T_F\, H\omega}{km} \quad \frac{R_1 fi}{R_1 i\, Hi} \qquad (3.110)$$

$$R\omega = \frac{T_{c\omega}}{C\omega} = \frac{(1 + \sqrt{2})^2 T_F}{C\omega} \qquad (3.111)$$

si se asume que para Cω se utilizará un condensador de 1 μF, y en base a los valores presentados en la figura (3.57):

$$C\omega = 1\ \mu F\ (30\ V)$$

$$R\omega = (1 + \sqrt{2})^2 \frac{42\ mseg}{1\ \mu F} = 244.79\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

$$R_1 f\omega = (1 + \sqrt{2}) \frac{240k\ 42\ mseg\ .65}{47\ mseg} .606 = 203.97 k\Omega\ (1/4\ W)$$

BIBLIOTECA
ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

de igual forma, en lugar de Rω , se puede colocar un potenciómetro de ajuste, para variar a voluntad la respuesta del lazo, cuando el sistema se utilice para controlar otras máquinas.

Para calcular la resistencia de entrada al controlador, se considerará que el máximo voltaje de referencia será de ±15 V, y con

.../

este valor, se hará girar a la máquina con una velocidad límite de ± 2000 rpm:

$$|\Omega ref| = 15\ V \quad \Longrightarrow \quad |\overline{\Omega}| = 2000\ rpm = 209.4\ \frac{rad}{seg}$$

partiendo del diagrama de bloques de la figura (3.57), y normalizando las cantidades, se tiene que:

$$\frac{\Omega ref}{Vcm}\left(\frac{R_1 f\omega}{R_1 \omega}\right) = \frac{\overline{\Omega}}{\Omega_o}\,(H\omega) \qquad (3.112)$$

de aquí:

$$R_1\omega = \frac{\Omega ref\ R_1 f\omega}{Vcm}\ \frac{\Omega_o}{\overline{\Omega}\ E\omega}$$

y reemplazando por los valores de cada factor:

$$R_1\omega = \frac{15\ V\ \ 180\ k\Omega\ \ 203.91\ \frac{rad}{seg}}{15\ V\ \ 209.4\ \frac{rad}{seg}\ .65} = 269.61\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

Calculando la resistencia que deberá ir en la entrada positiva del operacional, hacia tierra:

$$R_+ = R\omega \,\|\, R_1 f\omega \,\|\, R_1\omega$$
$$R_+ = 73.81\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

El voltaje de referencia para Ω ref podrá provenir desde una fuente externa o del equipo mismo, de la siguiente manera:

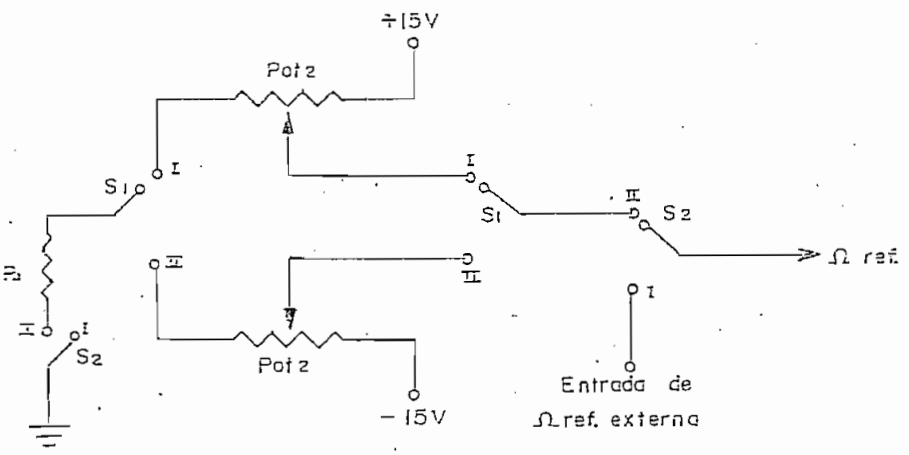
S_1 : en la posición I determinará un sentido de giro positivo, y en la posición II sentido negativo.

S_2 : en la posición I determinará que Ω ref proviene de una fuente exterior, desconectando, por tanto, la interna. En la posición II, Ω ref se producirá internamente en el equipo.

...

Pot$_2$: permiten la variación de Ω ref desde un valor mínimo, hasta ±15V.

R_1 : determin. cual es el voltaje mínimo para Ω ref, lo cual evitará que la máquina gire a velocidades extremadamente bajas.



Con una corriente circulante superior a 2 mA, se evitará que Ω ref se vea afectado al entrar al operacional:

$$Pot + R_1 \leq \frac{15V}{2\ mA} = 7.5\ k\ \Omega$$

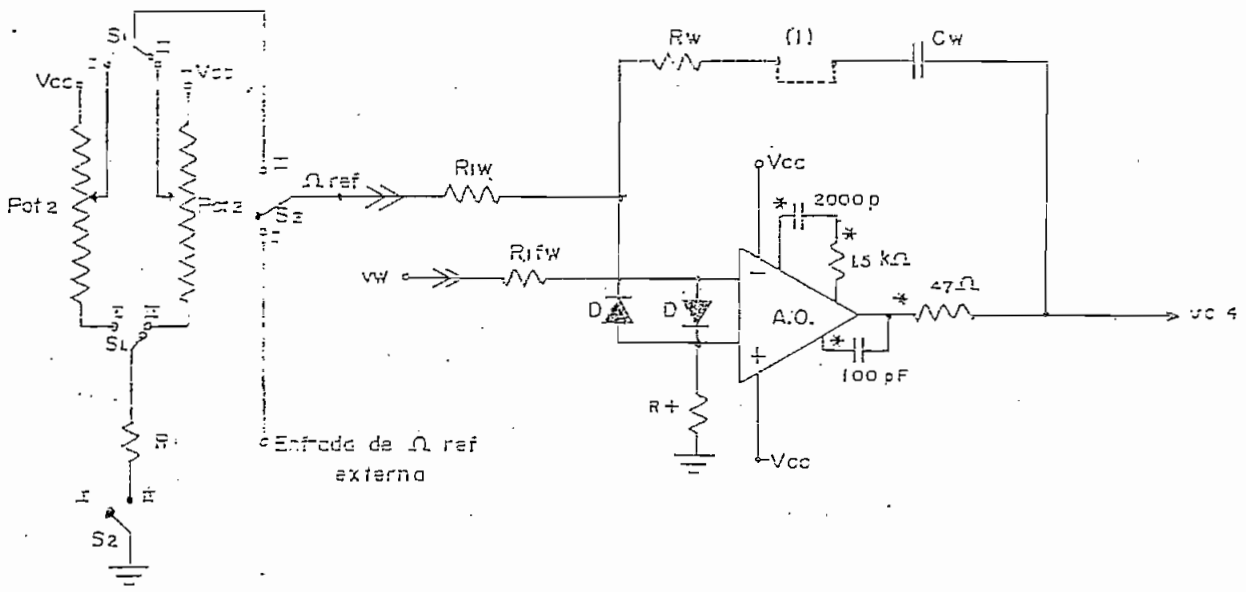
La velocidad mínima puede ser de unos 40 rpm, lo cual significaría que el mínimo valor de Ω ref, según lo asumido en (3.112), será:

$$\Omega\ ref = \frac{40rpm\ 15\ V}{2000\ rpm} = .3V$$

El cálculo de R_1 se realiza en el punto 3.4.2 (Circuitos auxiliares) y resulta ser:

$$R_1 = 20\Omega\ (1/4\ W)$$

Con todos los elementos del controlador ya calculados, se llegó al siguiente diagrama:



R_L : 140 k (1/4 W)

C_w : 1 μF (30 V)

R_{lw} : 270 kΩ (1/4 W)

R_{lfw} : 180 kΩ (1/4 W)

D : IN914 (Si)

R_+ : 75 kΩ (1/4 W)

A.O. : LM709

$\pm$Vcc : $\pm$ 15 V

R_1 : 20 Ω (1/4 W)

Pot_2 : 5 kΩ (1/4 W)

(1) : Terminales para introducir potenciómetro de 20 kΩ para calibración

* : Elementos de compensación recomendados por el fabricante del A.O.

S_1 : Switch de sentido de giro.

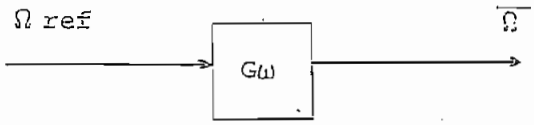
S_2 : Switch de generación de Ω ref.

Fig. 3.58 : *Elementos del Controlador de Velocidad y su disposición circuital.*

Función de Transferencia del Sistema.- La función de transferencia

.../

del sistema de control completo, puede ser analizada para determinar las características teóricas que presentará la velocidad de la máquina:



en base a la ecuación (3.106), y simplificando el diagrama de bloques de la figura 3.57, se tiene, (20):

$$\frac{\overline{\Omega}}{\Omega\ ref} = G\omega = \frac{R_1\, f\omega}{R_1\, \omega}\ \frac{G}{1 + GH\omega\ (S)}$$

$$G\omega = \frac{R_1\, f\omega}{R_1\, \omega}\ \frac{\dfrac{k\omega}{H\omega/(1+ST_F)}\ \dfrac{(S+1/T_{c\omega})}{S^2(S+1/T_F)}}{1 + k\omega\ \dfrac{(S + 1/T_{c\omega})}{S^2(S + 1/T_F)}} \qquad (3.113)$$

$$G\omega = \frac{R_1\, f\omega}{R_1\, \omega}\ \frac{k\omega\ (S + 1/T_{c\omega})(1 + ST_F)}{H\omega[S^2(S + 1/T_F) + k\omega\ (S + 1/T_{c\omega})]}$$

$$G\omega = \frac{R_1\, f\omega\ k\omega\ T_F}{R_1\, \omega\ H\omega}\ \frac{(S + 1/T_{c\omega})\ (S + 1/T_F)}{S^3 + \dfrac{1}{T_F}\, S^2 + k\omega\ S + \dfrac{k\omega}{T_{c\omega}}} \qquad (3.114)$$

si se reemplaza en esta última ecuación, el valor de k_ω, según la ecuación (3.105), entonces:

$$G\omega = \frac{R_1\, f\omega\ k_{c\omega}}{R_1\, \omega\ km}\ \frac{R_1\, fi}{R_1\, iHi}\ \frac{(S + 1/T_{c\omega})\ (S + 1/T_F)}{S^3 + \dfrac{1}{T_F}\, S^2 + \dfrac{k_{c\omega}\ H\omega}{km\ T_F}\ \dfrac{R_1\, fi}{R_1\, iHi}\ S - \dfrac{k_{c\omega}\ H\omega}{T_{c\omega}\ km\ T_F}\ \dfrac{R_1\, fi}{R_1\, i\ Hi}} \qquad (3.115)$$

La ... puesta, en el tiempo que teóricamente va a presen... el sistema a un cambio tipo paso en la referencia, se puede obte... en base a las ecuaciones (3.108) y (3.109):

$$\Omega_{ref}(S) = \frac{1}{S} \qquad G\omega = \frac{R_1 S\omega}{R_1 \omega H\omega} \frac{1}{T_F(1+\sqrt{2})} \frac{\left(S - \frac{1}{T_F(1+\sqrt{2})^2}\right)(S+1,}{S^3 + \frac{1}{T_F} S^2 + \frac{1}{T_F^2(1+\sqrt{2})} S + \frac{1}{(1+\sqrt{2})^3 T_F^3}}$$

$$\overline{\Omega} = G\omega \; \Omega_{ref} = \frac{10.1(S+4.1)(S+23.8)}{(S+9.8)\;(S^2+13.9\,S+97)} \quad \frac{1}{S}$$

Separando en fracciones parciales:

$$\overline{\Omega} = \frac{\alpha}{S} + \frac{\beta}{S+9.8} + \frac{\gamma S + \rho}{S^2 + 14S + 97}$$

y facilmente se determinan los siguientes valores:

$$\alpha = 1.03 \qquad \beta = 1.45$$
$$\gamma = -2.48 \qquad \rho = -10.12$$

Por tanto:

$$\overline{\Omega} = \frac{1.03}{S} + \frac{1.45}{S+9.8} - \frac{2.48S + 10.12}{S^2 + 14S + 97}$$

y para la obtención de la transformada inversa de Laplace se hace la siguiente separación:

$$\overline{\Omega} = \frac{1.03}{S} + \frac{1.45}{S+9.8} - \frac{2.48(S+6.9)}{(S+6.9)^2+6.9^2} + \frac{1.01\;(6.9)}{(S+6.9)^2+6.9^2}$$

lo cual, por la transformada inversa de Laplace (31)

$$\omega(t) = 1.03 + 145\, e^{-9.8t} + e^{-6.9t}\,[\,1.01 \operatorname{sen} 6.9t - 2.48 \cos 6.9t\,]$$

La representación gráfica de esta respuesta de velocidad, a un cambio tipo paso en la señal de referencia, puede ser apreciada en la figura 3.59.

A partir de esta figura, claramente se puede notar que el sistema completo de control, teóricamente ofrecerá una señal de velocidad que siga el cambio tipo paso en la referencia, con las siguientes características:

Nivel de sobreimpulso : Sp = 36.6 %

Error de estado estable : $e_{ss} = 0$

Tiempo de estabilización (5 %) : Ts = .55 seg.

Estabilidad : Total

Ganancia = $\overline{\Omega/\Omega}$ ref : 1.03

También se puede destacar que el transitorio de velocidad no sentirá la influencia del transitorio del lazo de corriente, ya que este último, según la figura 3.50, se extingue luego de 20 mseg, lo cual representa la vigésimo quinta parte del transitorio de velocidad, o practicamente en su inicio.

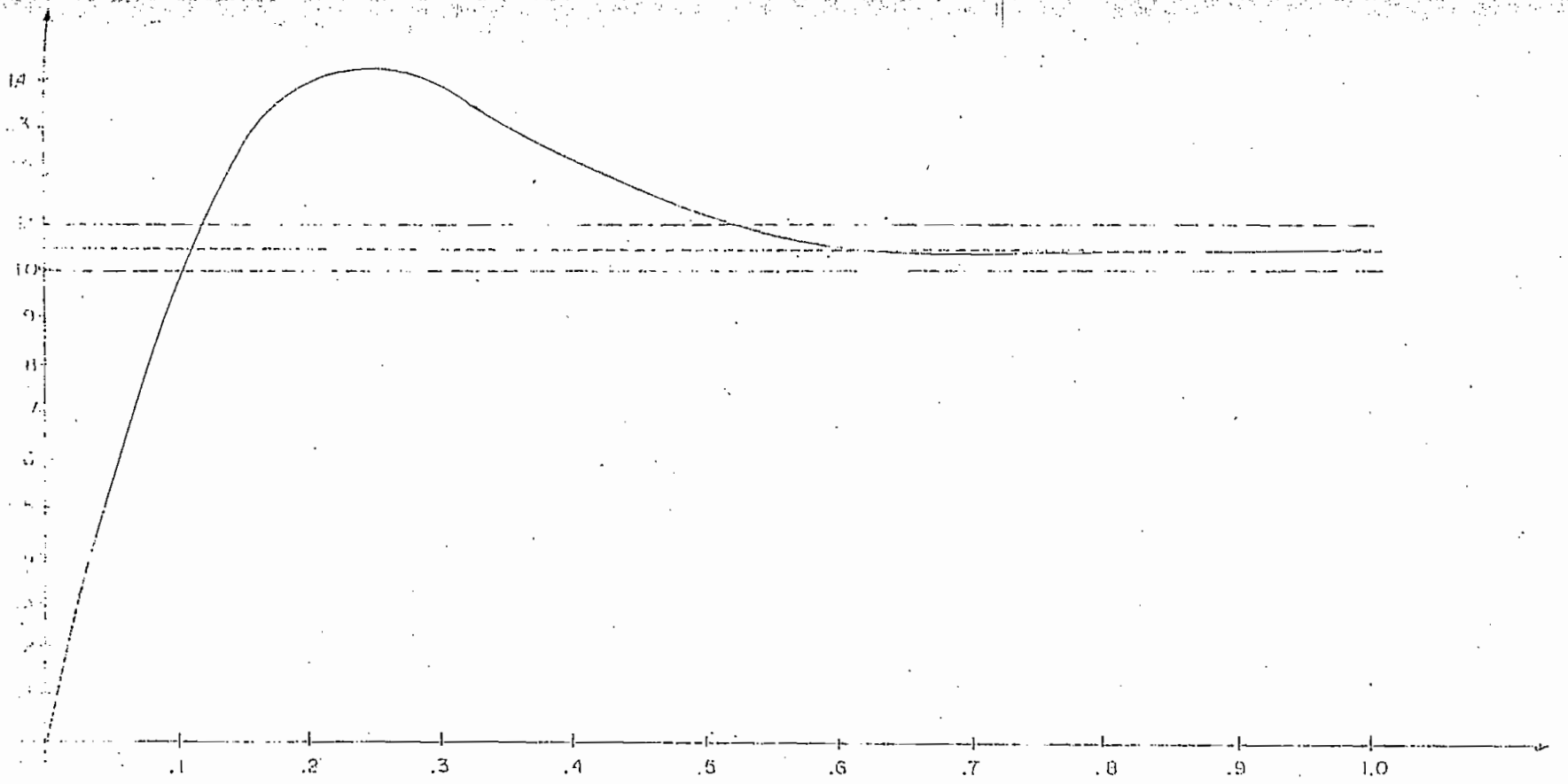
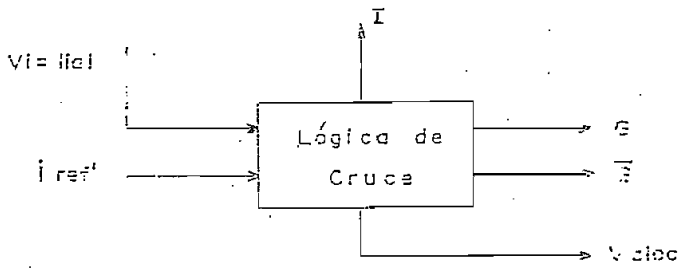


Fig. 3.59.: Respuesta del sistema a un cambio tipo paso en la señal de referencia.

3.3.7. Lógica de Cruce.

Esta unidad, en base a la señal de realimentación de corriente ($vi = |ia|$), y a la señal de referencia primaria de corriente iref', debe ofrecer señales a las principales unidades del sistema, para que éstas puedan tener un correcto accionar, y la operación en cuatro cuadrantes de la máquina, sea posible.



Las señales a generarse son las siguientes: G y $\overline{G}$: son señales que van a la unidad de disparo para habilitar al conversor apropiado, según el sistema requiera que sea el conversor positivo o el negativo el que actúe.

Vbloc: Señal que deshabilita los pulsos de disparo a los dos conversores durante un intervalo de tiempo ($\tau \approx$ 10 mseg) suficiente para que los tiristores se apaguen totalmente, antes de realizar la conmutación desde el conversor saliente hacia el que entra a actuar; simultáneamente habilita la acción del controlador de voltaje para que realice la corrección de la fcem.

I : Debe generarse esta señal digital para accionar el inversor análogo controlado digitalmente (DCAI) que logrará que la señal de referencia de corriente iref tenga una polaridad única, así la referencia primaria iref', haya sufrido un cambio de polaridad.

La forma en que se necesita que estas señales se generen, puede ser visualizada en el siguiente gráfico, que muestra como deberá actuar la "lógica de cruce" si existe un cambio de polaridad en iref':

.../

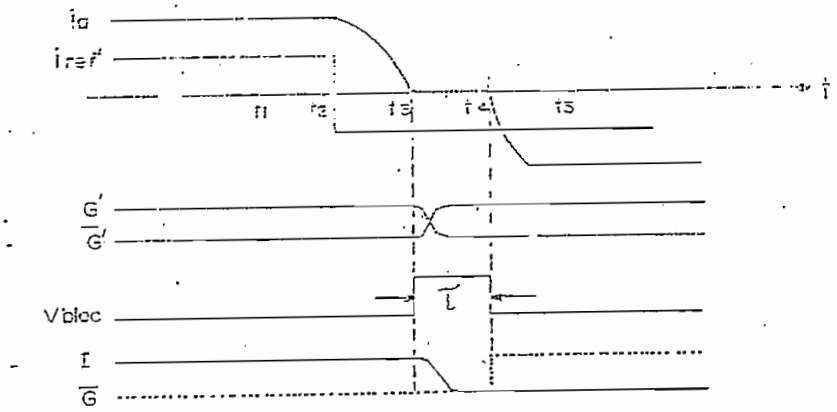


Fig. 3.60 : Cambio de polaridad en la referencia primaria iref' para intercambio de conversor actuante; deja de actuar el positivo y entra el negativo.

De la figura se puede apreciar que G' e I son la misma señal y que cambian de estado, al igual que $\overline{G'}$, cuando ia va a cero, precedida por un cambio en el signo de la señal iref'; este instante (t_3), también determina la generación de un pulso positivo de duración τ, (Vbloc), al término del cual, $\overline{G}$ proporcionará la orden de que el conversor que estuvo inactivo, se encienda.

Para cumplir con estos requerimientos, la lógica de cruce debe poseer las siguientes partes:

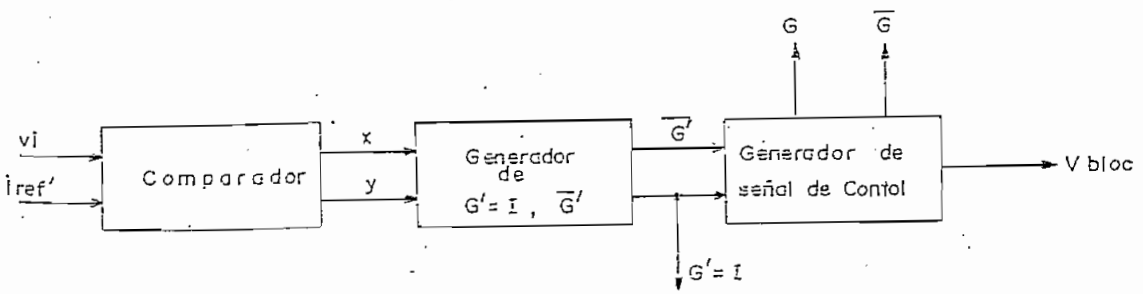


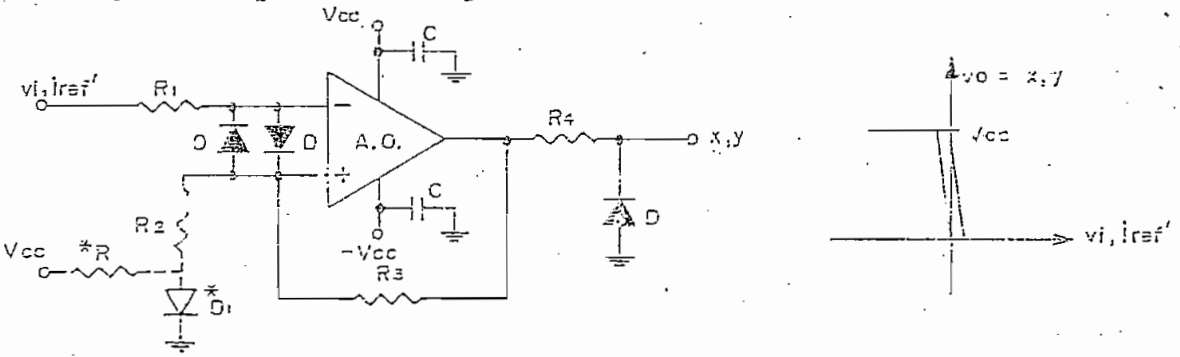
Fig. 3.61 : Diagrama de bloques de la Lógica de Cruce.

.../

a) Comparadores.- G' y $\overline{G}$' deben cambiar de estado y Vblcc debe generarse cuando el voltaje vi = |ia| , proporcional a la corriente de armadura, vaya a cero precedido por un cambio en el signo del voltaje iref', por lo cual es necesario convertir estas señales análogas, a señales lógicas, de la siguiente manera:

vi = |ia|	Señal Lóg. X	iref'	Señal Lóg. Y
> 0	0_L	> 0	0_L
= 0	1_L	< 0	1_L

y para lograr esto, nada mejor que los comparadores, (9), ya analizados en el punto 3.3.1, nada más que en este caso se necesita que el voltaje de comparación sea justamente 0V:



Vcc = 5V — $R_1 = R_2 = 10k\Omega$ (1/4 W)

-Vcc = -15V — $R_3 = 470k\Omega$ (1/4 W)

A.O. = LM747 — $R_4 = 3.4k\Omega$ (1/4 W)

D = 1N914 (de Si) — C = 1. μF (12V)

*R = 680Ω (1/4 W), *D_1 = 1N34 (de Ge) } Utilizados solo en el comparador de vi, para que justo sea X = 1_L, cuando ia=0.

Fig. 3.62 : Estructura, elementos y función de Transferencia del Comparador.

b) Generador de G' = I y $\overline{G}$'.- En base a las señales lógicas X y Y, se deben obtener G' y $\overline{G}$', para lo

...

cual se utilizará un biestable JK trabajando como biestable $\overline{S}$ $\overline{R}$ asincrónico, (13), (25). Para hacer el diseño correcto se deberá tener en cuenta los estadas lógicos de las señales: al encender el equipo para realizar un arranque, y también si alguna vez se presenta el caso de conducción discontínua, debiéndose siempre asegurar una conmutación apropiada del un conversor al otro, sólo en el caso de que vi vaya a cero (X = 1), precedido por un cambio en el signo de iref' como en t_3 de la figura 3.60.

Todos estos casos se pueden analizar en las siguientes figuras:

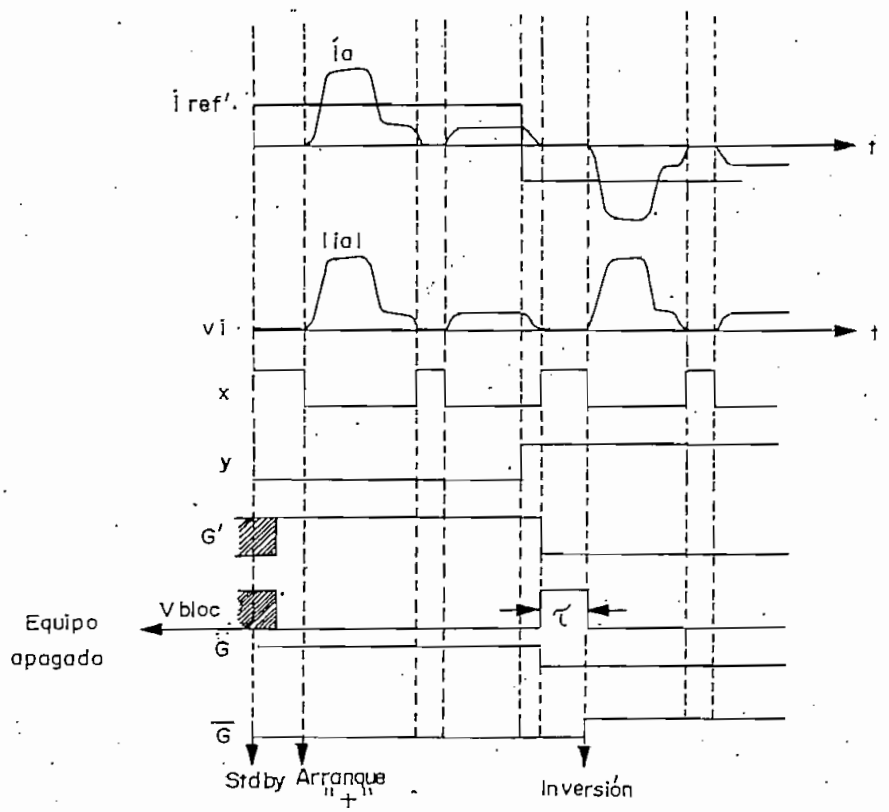


Fig. 3.63 : Arranque en el sentido "+" e inversión de giro "+" a "-".

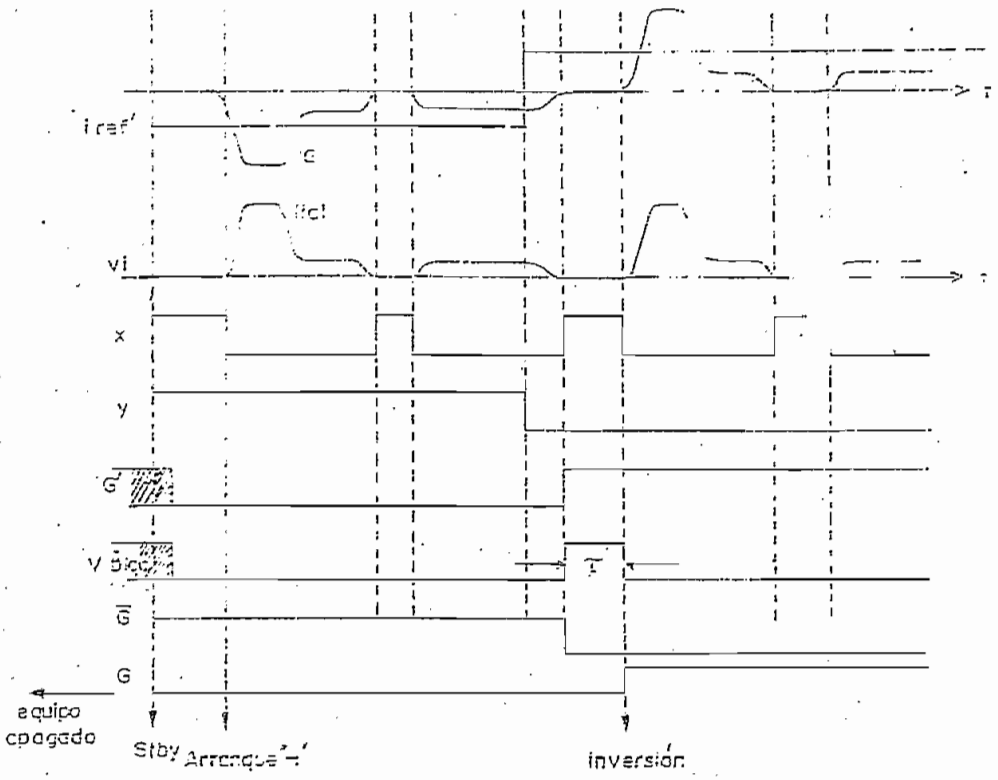


Fig. 3.64 : Arranque en el sentido "-" e inversión de giro "-" a "+".

Como se puede apreciar, es determinante para el diseño el estado anterior de la salida del biestable, por lo tanto, es necesario observar la forma de acción en base a las señales X y Y, resumida en la siguiente forma:

X	Y	$Q_n=G'_n$	Q_{n+1}	
0	0	0	0	
0	0	1	1	G'_{n+1} debe mantenerse igual a G'_n.
0	1	0	0	
0	1	1	1	
1	0	0	1	G'_{n+1} debe adoptar el estado lógico 1.
1	0	1	1	
1	1	0	0	G'_{n+1} debe adoptar el estado lógico 0.
1	1	1	0	

según ésto, la Tabla de verdad a cumplirse por parte del biestable, es la de un biestable $\overline{S}\ \overline{R}$, (25), la cual exactamente cumple con lo deseado para G'_{n+1} :

$\overline{S}$	$\overline{R}$	Q_{n+1}		
1	1	Q_n	→	mantiene el estado
1	0	0	→	adopta el estado 0_L
0	1	1	→	adopta el estado 1_L

para este propósito se utilizará el "biestable JK" SN7476 con sus entradas CK = J = K = 0_L, ya que su forma de acción es, (12), (Ver apéndice D):

P	C	CK	J	K	Q_{n+1}	$\overline{Q_{n+1}}$
0	1	X	X	X	1	0
1	0	X	X	X	0	1
0	0	X	X	X	1*	1*
1	1	⎍	0	0	Q_n	$\overline{Q_n}$
1	1	⎍	1	0	1	0
1	1	⎍	0	1	0	1
1	1	⎍	1	1	$\overline{Q_n}$	Q_n

y bastará utilizar las entradas P y C para lograr que el biestable cumpla lo expuesto:

$$P = \overline{R} \qquad C = \overline{S} \qquad G' = \overline{Q}$$

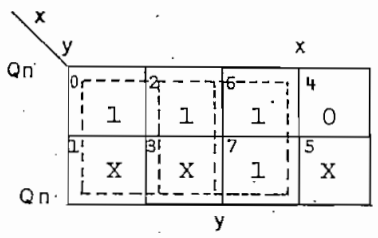
Sin embargo, entre las señales X y Y, y las entradas P y C del biestable, es necesaria la presencia de un circuito combinacional, el cual se diseña en base a la Tabla de transición de un biestable $\overline{S}\ \overline{R}$, (25):

.../

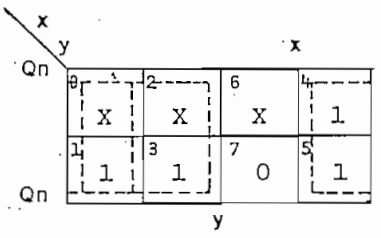
Q_n	Q_{n+1}	$\overline{S}$	$\overline{R}$
0	0	1	X
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	X	1

X	Y	Q_n	Q_{n+1}	$\overline{S}=C$	$\overline{R}=P$
0	0	0	0	1	X
0	0	1	1	X	1
0	1	0	0	1	X
0	1	1	1	X	1
1	0	0	1	0	1
1	0	1	1	X	1
1	1	0	0	1	X
1	1	1	0	1	0

Si se hacen simplificaciones utilizando mapas de Karnaugh, (11):



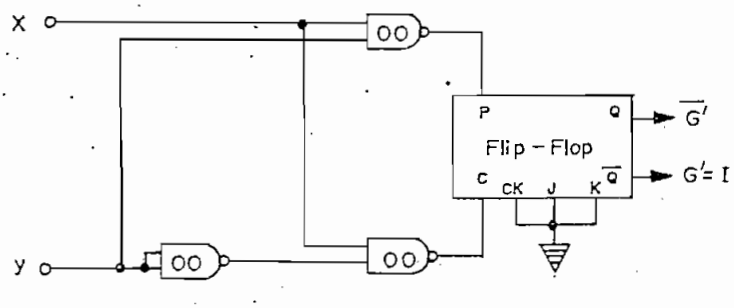
$C = \overline{X} + Y$



$P = \overline{X} + \overline{Y}$

$C = \overline{X\ \overline{Y}}$ $\qquad$ $P = \overline{X\ Y}$

Lo cual circuitalmente sería:



Compuertas: 3/4 SN7400
Flip - Flop: SN7476

Fig. 3.65 : Circuito Generador de G' = I

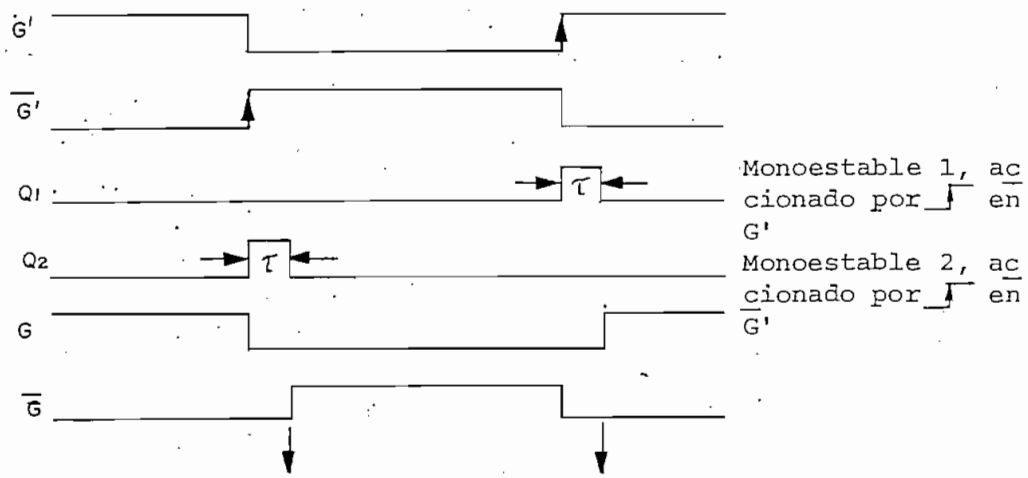
c) Generador de señales de control.- Para la generación de la señal Vbloc cuya forma es un pulso de duración aproximada 10 mseg, el cual se inicia cuando existe un cambio de estado de la señal G' (Figs.: 3.63 y 3.64), se utilizarán 2 mo

.../

noestables SN74121 trabajando en transición positiva (punto 3.3.1), comandados por las señales G' y $\overline{G'}$, las salidas de los cuales deben sumarse:

$$Vbloc = Q_1 + Q_2 = \overline{\overline{Q_1}\ \overline{Q_2}}$$

Ahora, para lograr la debida generación de las señales G y $\overline{G}$, se pasará a analizar las siguientes situaciones que se presentan, tal y como se observó en las figuras 3.63 y 3.64:



Sea la señal G o la $\overline{G}$ la que deba ir a 1_L para permitir que el conversor entre a actuar, no podrá hacerlo hasta que Vbloc no vuelva a 0_L (τ ya haya transcurrido). Por lo tanto, el diseño de G y $\overline{G}$ puede obtenerse de la siguiente manera:

G'	Q_1	G
0	0	0
0	1	X
1	0	1
1	1	0

$\overline{G'}$	Q_2	$\overline{G}$
0	0	0
0	1	X
1	0	1
1	1	0

lo cual facilmente se tiene si se utilizan compuertas OR-Exclusivo (punto 3.3.1):

.../

$$G = G' \oplus Q_1$$

$$\overline{G} = \overline{G}' \oplus Q_2$$

El cálculo de la resistencia de cada uno de los Monoestables viene dado por, (12):

$$\tau = R_{ext}\, C_{ext}\, \ell n\ 2$$

donde: $2\ k\Omega \leq R_{ext} \leq 40\ k\Omega$

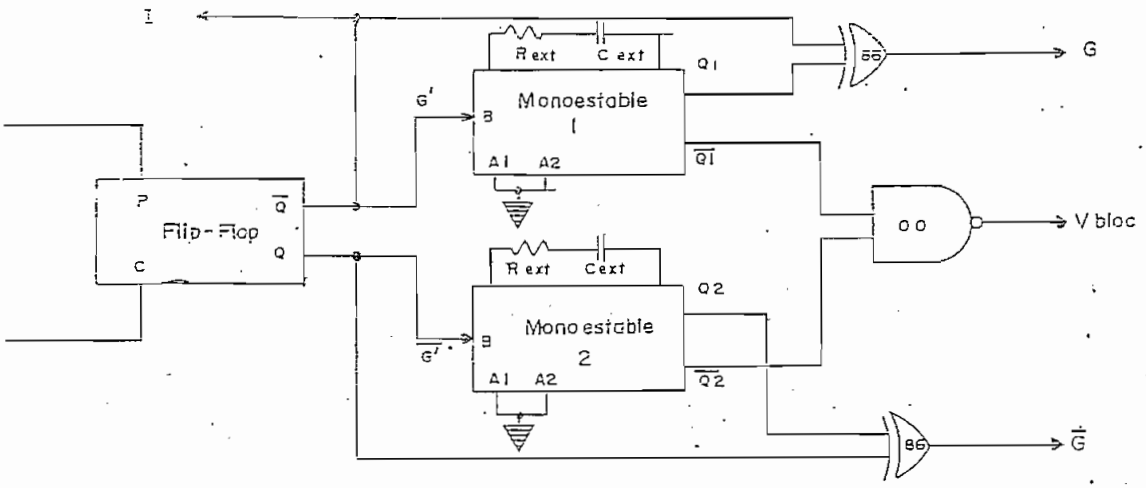
$10\ pF \leq C_{ext} \leq 10\ \mu F$

por tanto, si C = 1 μF (5 V), entonces:

$$R_{ext} = \frac{\tau}{C_{ext}\, \ell n\ 2} = \frac{10\ mseg}{1\ \mu F\ \ell n\ 2}$$

$R_{ext} = 14.43\ k\Omega$ (1/4 W)

Concluyendo, esta última fase quedará:

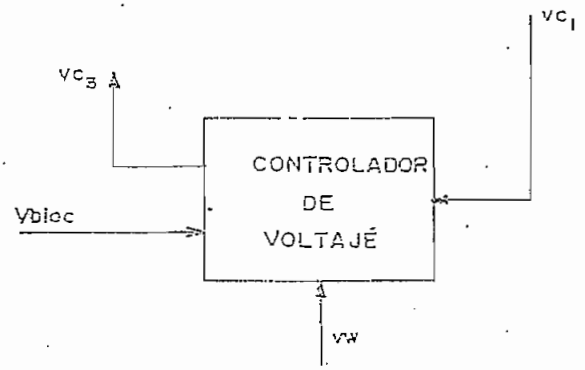


Monoestable: SN74121 Rext: 15 kΩ (1/4 W)

Compuertas : 1/2 SN7486 Cext: 1 μF (10 V)
1/4 SN7400

Fig. 3.66 : Circuito generador de las Señales de Control.

3.3.8. Controlador de Voltaje.-



Este controlador debe controlar vc_1 durante el período τ (Vbloc = 1_L), para así evitar que al final de τ, cuando se dispare al conversor entrante, vc_1 vaya a producir un salto transitorio en la corriente de armadura. Esto se produciría debido a que durante τ, el lazo de corriente se abre y vc_1 podría variar en una manera indeseable.

Por tanto, el controlador de voltaje entrará en acción durante τ, cerrando al controlador de i, por medio de la realimentación de vc_1, y en base al voltaje vw (proporcional a la fcem), que constituye la entrada de referencia del controlador de voltaje, forzará a vc_1 hasta que su valor corresponda al necesario, para que al disparar al conversor entrante, el voltaje a sus terminales sea igual a la fcem del motor.

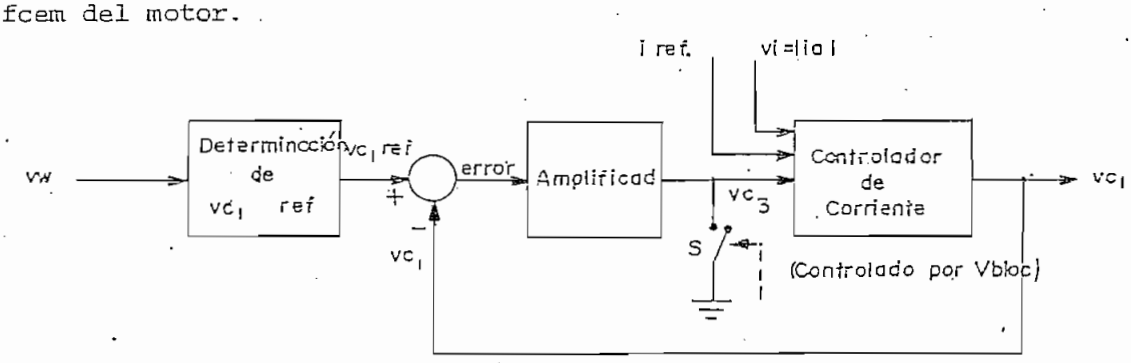


Fig. 3.67 : Diagrama de Bloques del Controlador de Voltaje.

.../

a] Obtención de vc_1 ref.-

Para la determinación de vc_1 ref, en base a la señal de realimentación de la velocidad, se recordarán las ecuaciones (3.11 - 3.4), (1.15), (1.13) y (3.39), antes de ser normalizadas y los valores de las constantes que en éstas aparecen:

en el circuito de disparo: $\alpha = k_D' \, vc_1 \qquad k_D' = \dfrac{\pi \text{ rad}}{-10 \text{ V}}$ (3.116)

en el convertidor: $\overline{Vt\alpha} = \pm \dfrac{3\sqrt{2}\,Vs}{\pi} \cos \alpha \qquad Vs = 94 \text{ V}$ (3.117)

para la máquina: $\overline{Vt} = \overline{Ec} + \overline{Ia}\, Ra \qquad Ra = .46\,\Omega$ (3.118)

$$\overline{Ec} = Ka\, \overline{\Omega} \qquad Ka = .54 \frac{V}{\text{rad/seg}}$$ (3.119)

en el transductor de velocidad: $v\omega = H\omega' \, \overline{\Omega} \qquad H\omega' = -.048 \dfrac{V}{\text{rad/seg}}$

(3.120)

Considerando que se desea hacer la corrección del valor de vc_1, de tal forma que $\overline{Vt\alpha}$ sea justamente igual a $\overline{Ec}$, se tiene:

$$v\omega = \frac{H\omega'}{Ka} \overline{Ec} \qquad \text{y} \qquad \overline{Vt\alpha} = \overline{Ec}$$

entonces:

$$v\omega = \frac{H\omega'}{Ka} \overline{Vt\alpha}$$

$$v\omega = \pm \frac{H\omega'}{Ka} \frac{3\sqrt{2}\,Vs}{\pi} \cos \alpha$$

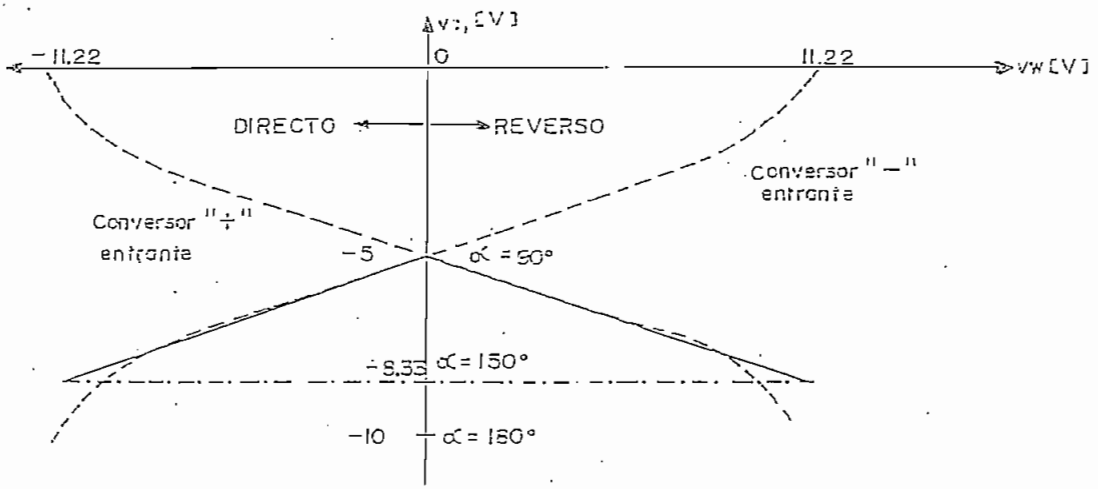
.../

$$vw = \pm \frac{K_1'}{Ka} \frac{3\sqrt{2}\, Vs}{\pi} \cos\left(K_D' \, vc_1\right) \qquad (3.121)$$

Reemplazando valores:

$$-vw = \mp 11.22 \cos\left(\frac{\pi}{-10} vc_1\right) \; V$$

Si se hace una representación de esta función, se tiene:



La función se halla representada por la línea segmentada. La realización de esta característica es bastante complicada, primeramente por la relación cosinusoidal existente y en segundo lugar porque las curvas son diferentes para los 2 conversores "+" y "-". Para reducir la complejidad del circuito electrónico, las siguientes consideraciones se toman en cuenta:

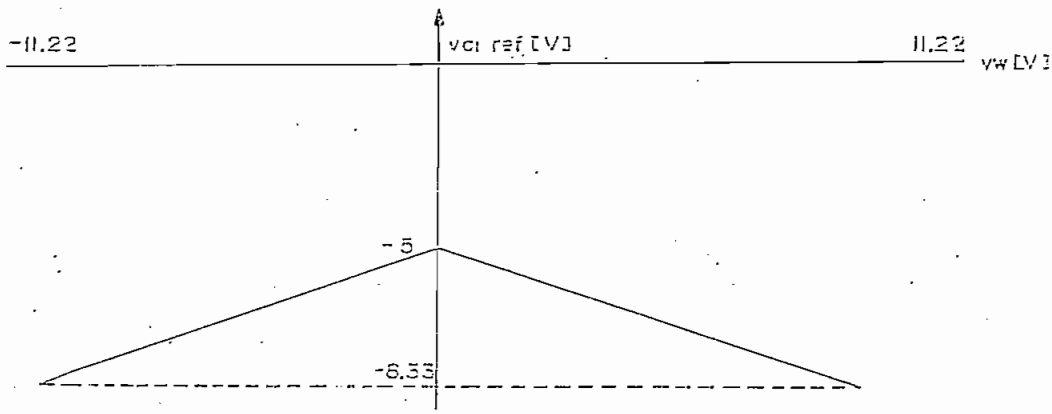
a) Según la Tabla 1.1 del primer capítulo, el conversor que va a entrar en conducción, comenzará siempre como inversor, es decir con α inicial mayor a 90°, por tanto, solamente se realizará la característica para obtener un $vc_1 \leq -5$ V.

b) El ángulo de disparo de los convertores posee un valor límite de

...

150° en la región de inversión, (1), por lo tanto, se hará una aproximación lineal de la curva coseno, como se muestra en la figura, teniéndose como valor límite para vc_1 el valor de -8.33 V que corresponde a $\alpha = 150°$.

De aquí que la función aproximada a implementarse electrónicamente para obtener $vc_{1_{ref}}$ a partir de $v\omega$, es:



Lo cual expresado matemáticamente viene dado por:

$$vc_1 ref = -\frac{-8.33 + 5}{11.22} |v\omega| - 5 \qquad (3.122)$$

Para obtener la señal de error que ingresará al amplificador, se tiene:

$$error = vc_1 ref - vc_1$$

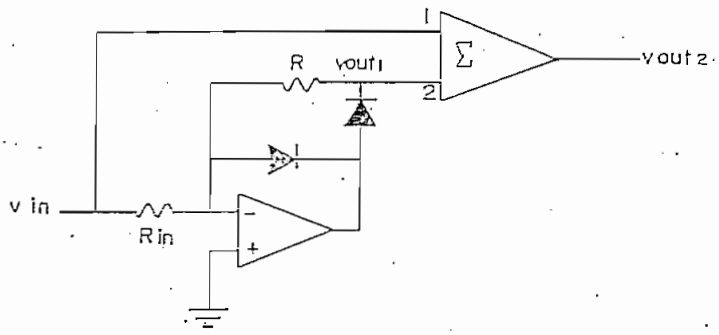
$$= \frac{-3.33}{11.22} |v\omega| - 5 - vc_1$$

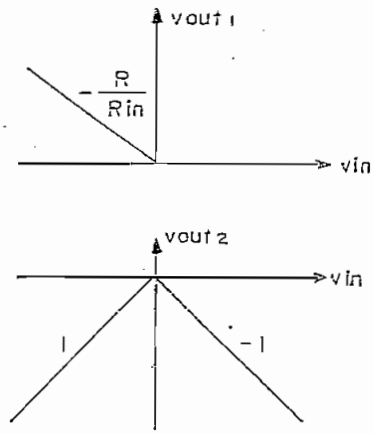
o sea que:

$$error = -(.297 |v\omega| + vc_1 + 5) \qquad (3.123)$$

Para implementar circuitalmente esta ecuación, se necesita obtener el valor absoluto de vω y aplicarlo a un sumador considerando las constantes de una manera apropiada; (10):

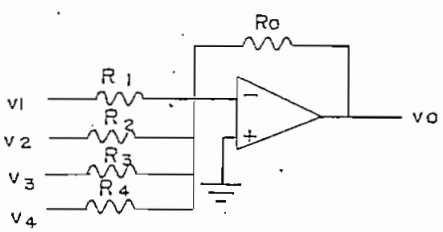
Valor Absoluto:





debiendo cumplirse que: R = Rin y las ganancias del sumador sean las expresadas en la figura.

Sumador:



$$v_O = -\left(\frac{R_O}{R_1} v_1 + \frac{R_O}{R_2} v_2 + \frac{R_O}{R_3} v_3 + \ldots\right)$$

Si v_O = error = − (.297 $|v\omega|$ + vc_1 + 5)

se necesitan las siguientes constantes: $.297 = \frac{R_O}{R_1}$ $\qquad v_1 = v\omega$

$$2(.297) = \frac{R_O}{R_2} \qquad v_2 = vout_1$$

.../

$$1 = \frac{R_O}{R_3} \qquad v_3 = vc_1$$

$$\frac{1}{3} = \frac{R_O}{R_4} \qquad v_4 = 15$$

Por tanto, los valores de resistencias apropiados para que el circuito cumpla con la ecuación (3.123) pueden ser:

Se asume que se utilizarán: $R = Rin = 10\ k\Omega\ (1/4\ W)$

por lo que en la entrada positiva del primer operacional se necesita:

$$R_{1+} = R \parallel Rin = \frac{R}{2} = 5\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

Se asume también: $R_O = 82\ k\Omega\ (1/4\ W)$

por lo tanto: $$R_1 = \frac{R_O}{.297} = 276.12\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

$$R_2 = \frac{R_O}{2(.297)} = 138.06\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

$$R_3 = R_O = 82\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

$$R_4 = 3\ R_O = 246\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

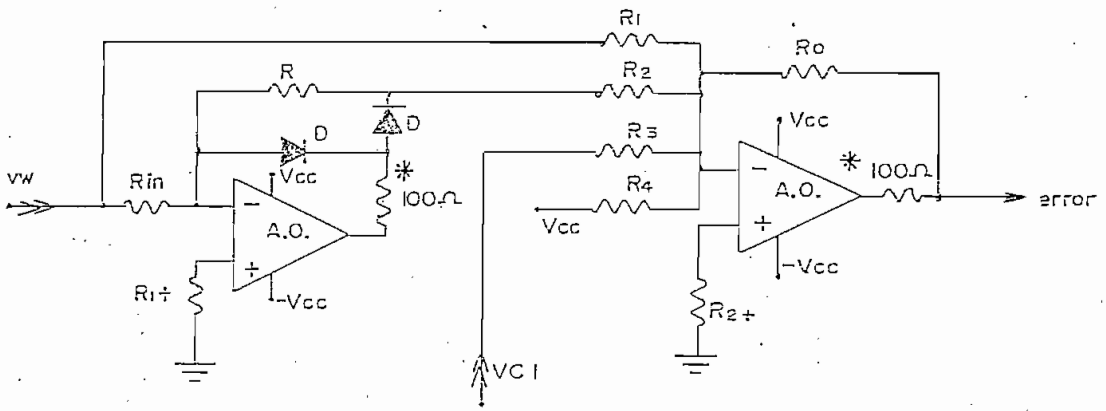
y para la entrada positiva del sumador:

$$R_{2+} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_4 \parallel R_O = \frac{R_O}{2 + \frac{1}{3} + 3\ (.297)}$$

.../

$R_{2\div}$ = 25.43 kΩ ($\frac{1}{4}$ W)

El circuito que en base a la señal vω y a la realimentación de vc_1, proporcionará el error que se necesita modificar para que vc_1 tenga el valor apropiado, al final de τ, es el siguiente:



R_O = 82 kΩ ($\frac{1}{4}$ W)
R_1 = 270 kΩ ($\frac{1}{4}$ W)
R_2 = 150 kΩ ($\frac{1}{4}$ W)
R_3 = 82 kΩ ($\frac{1}{4}$ W)
R_4 = 240 kΩ ($\frac{1}{4}$ W)
R = 10 kΩ ($\frac{1}{4}$ W)
Rin = 10 kΩ ($\frac{1}{4}$ W)
$R_{1\div}$ = 4.7 kΩ ($\frac{1}{4}$ W)
$R_{2\div}$ = 24 kΩ ($\frac{1}{4}$ W)

D = 1N914 (Si)
A.O. = TCG947D
±Vcc = 15 V
* = Elementos de compensación recomendados por el fabricante del A.O.

Fig. 3.68 : Elementos del procesador de vω y vc_1 y su disposición circuital.

b] Amplificador.-

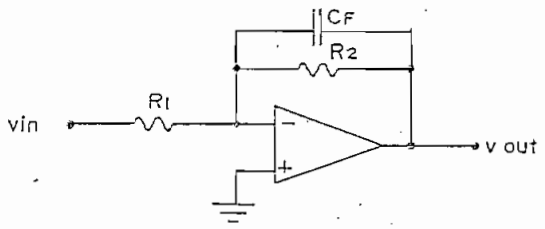
Ahora, es necesario considerar que el controlador de corriente va a tener a su entrada 3 señales durante τ (Vbloc = 1_L): vi = |ia|, iref y vc_3; siendo necesario que durante la corrección de la fcem, este controlador unicamente responda a vc_3, para lograr así que vc_1 sea forzado a corresponder al valor de vc_1 ref determinado

.../

según las ecuaciones anteriores.

Para esto, se utiliza un amplificador de alta ganancia para el error, de tal manera que las señales vi e iref, se presenten como meras señales de perturbación frente a v_{c_3} y su efecto sea muy pequeño.

Un amplificador de alta ganancia tiene la siguiente estructura; (10):



$$vout = - \frac{R_2}{R_1} \; vin$$

y si se añade un condensador C_F en paralelo con la resistencia de realimentación del amplificador, R_2, se puede facilmente tener un filtro pasabajos que evite que el rizado de alta frecuencia de la entrada, tenga efecto alguno sobre la salida; (10):

$$\frac{Vout\ (S)}{Vin\ (S)} = \frac{- H_O\ \omega_O}{S + \omega_O}$$

con $\omega_O = \dfrac{1}{R_2\ C_F} \dfrac{rad}{seg}$ frecuencia de corte de -3 dB

$$H_O = - \frac{R_2}{R_1}$$ ganancia de estado estable DC

Será suficiente atenuar las frecuencias superiores a un 175% de la de red, es decir:

$$\omega_O = 2\pi\ (1.75\ fred) = 659.7 \frac{rad}{seg}$$

suponiendo: $C_F = .0047\ \mu F$ entonces:

$$R_2 = \frac{1}{\omega_o C_F} = \frac{10^{10}\ \Omega}{47\ (659.7)} = 322.5\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

La ganancia del amplificador deberá ser aproximadamente de 30, para lograr el propósito explicado:

$$R_1 = \frac{R_2}{H_o} = \frac{322\ k}{30} = 10.75\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

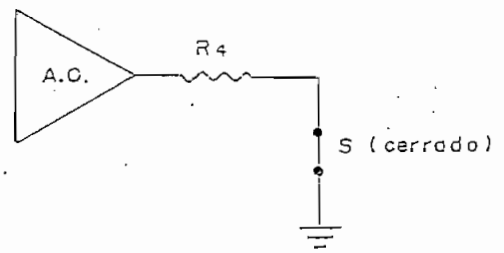
y en la entrada positiva del operacional, se pondrá la siguiente resistencia:

$$R_+ = R_1 \parallel R_2 = \frac{322\ k\ \ 10.8\ k}{(322 + 10.8)\ k} = 10.4\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

La resistencia R_3 de entrada al lazo de corriente, debe ser igual a Ri, para que la amplificación no se vea afectada:

$$R_3 = Ri = 36\ k\ (1/4\ W)$$

También resulta muy necesario poner una resistencia que proteja la salida del operacional para el caso en el que el switch S permanezca cerrado, ya que la situación sería la siguiente:



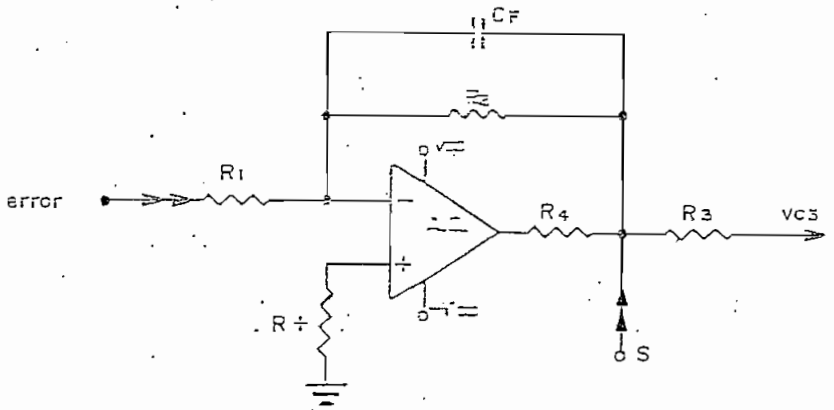
y cuando la salida del operacional se encuentra saturada, la corriente máxima que soporta es de 7.5 mA, (Apéndice D):

$$R_4 \geq \frac{15\ V}{7.5\ mA} = 2\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

esta corriente corresponde a la corriente de colector de los transistores del switch y en su base la corriente debe ser limitada a:

$$ib \leq \frac{ic}{\beta sat} = \frac{7.5\ mA}{\beta sat}$$

Con todo esto, el circuito es:



R_1 = 10 kΩ (1/4 W) R_+ = 10 kΩ (1/4 W)
R_2 = 330 kΩ (1/4 W) C_F = .0047 μ (30 V)
R_3 = 36 kΩ (1/4 W) A.O. = μ A 741
R_4 = 6.8 kΩ (1/4 W) ±Vcc = ± 15 V

Fig. 3.69 : Elementos del Amplificador y su disposición circuital.

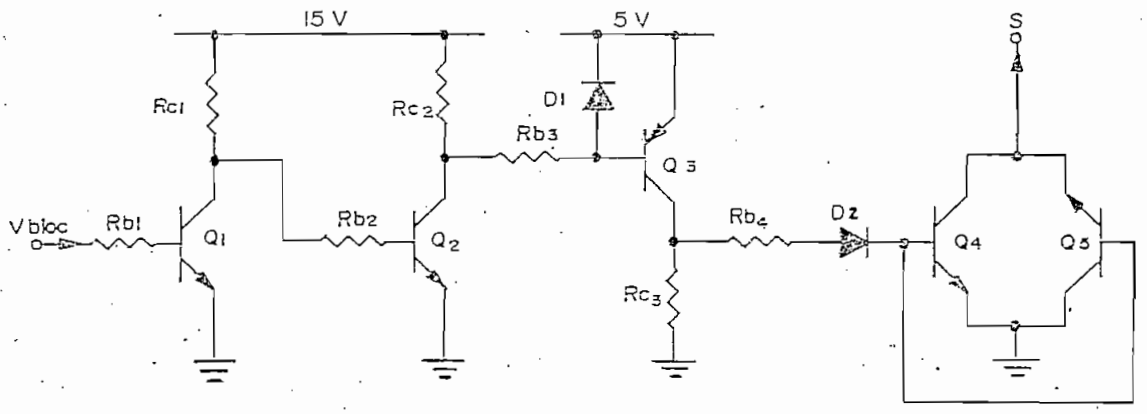
c] Switch S.-

Por último, la acción del switch "S" es controlada por la señal lógica Vbloc. Cuando Vbloc = 0, "S" debe permanecer cerrado para que la señal vc_3 no tenga efecto sobre el controlador de corriente; cuando Vbloc = 1_L, S debe abrirse para que vc_3 force a vc_1 a to-

.../

mar el valor apropiado para que $\overline{Vtq}$ del conversor entrante corresponda a la fcem.

El switch "S" se lo obtiene con un par de transistores (Q_4 y Q_5) controlados por Vbloc de la siguiente manera; (8):



Q_1 y Q_2 tienen la función de conseguir que la señal digital Vbloc, posea niveles mayores:

Vbloc = 0_L :

Q_1 no puede conducir y el voltaje en su colector provoca la saturación de Q_2, copiándose el 0_L de Vbloc, hacia el colector de Q_2 (V_{C2} = .2 V).

Vbloc = 1_L :

Q_1 se satura provocando que el voltaje en su colector no sea suficiente como para que Q_2 conduzca, obteniéndose nuevamente el 1_L de Vbloc en el colector de Q_2, pero con niveles de voltaje y corriente mayores. (V_{C2} = 15 V - V_{Rc2}).

Para desempeñar esta función se escoge el transistor 2N5129 el cual requiere, para su saturación, un nivel de corriente facilmente obtenible desde una compuerta TTL y presenta las siguientes características; (Apéndice D):

.../

2N5129 NPN - Si . Switch de alta velocidad y amplificador de propósito general.

BV_{CBO} = 15 V $\quad BV_{EBO}$ = 3 V $\quad f_T$ = 150 MHz $\quad B = \begin{cases} \text{mín } 20 \\ \text{típ } 180 \end{cases}$

BV_{CEO} = 12 V $\quad I_{Cmáx}$ = 800 mA $\quad P_D$ = 500 mW

Para saturar Q_1 es suficiente una corriente de unos 70 µA por su base; obtenibles fácilmente desde una compuerta TTL:

$$R_{b1} = \frac{5\text{ V} - .6\text{ V}}{70\ \mu\text{A}} \Longrightarrow R_{b1} = 62{,}9\ \text{k}\Omega\ (1/4\ \text{W})$$

en su colector circulará:

$$i_{c1} = \beta_{sat}\, i_{b1} = \frac{180}{12}\ (70\ \mu\text{A}) = 1.1\ \text{mA}$$

por tanto:

$$R_{c1} = \frac{15\text{ V} - V_{CEsat}}{i_{c1}} = \frac{15\text{ V} - .2\text{ V}}{1.1\text{ mA}} \Longrightarrow R_{c1} = 14.1\ \text{k}\Omega\ (1/4\text{W})$$

Cuando Q_1 está abierto, la corriente que va a saturar el transistor Q_2 proviene directamente de V_{CC} a través de R_{c1} y R_{b2}, por tanto:

$$i_{b2} = \frac{15\text{ V} - .6\text{ V}}{R_{c1} + R_{b2}} \Longrightarrow R_{b2} = \frac{(15 - .6)\text{ V}}{i_{b2}} - R_{c1}$$

y para que el transistor Q_2 se halle profundamente saturado, se supondrá una corriente de base de 300 µA:

.../

$$R_{b2} = \frac{14.4\ V}{300\ \mu A} - 14.1\ k\Omega \quad \Longrightarrow \quad R_{b2} = 33.9\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

por el colector tendremos:

$$i_{c2} = \beta_{sat}\ i_{b2} = \frac{180}{12}\ (300\ \mu A) = 4.5\ mA$$

pero la corriente para el colector de Q_2 proviene a través de la resistencia R_{C2} y a través de la resistencia de base de Q_3.

$$i_{c2} = 4.5\ mA = i_{Rc2} + i_{Rb3}$$

En tanto al papel de Q_3, éste debe lograr que, en base al nivel de voltaje del colector de Q_2 (correspondiente al nivel de Vbloc), el switch S (formado por Q_4 y Q_5) cumpla la función deseada; es decir:

Vbloc = 0_L → $V_{c2} = 0_L$ y por tanto S debe estar cerrado.

Vbloc = 1_L → $V_{c2} = 1_L$ y por tanto S debe estar abierto.

Cuando $V_{C2} = 0_L$, el transistor Q_3 debe saturarse para que su colector vaya a un nivel alto de voltaje (5V - .2V) y de esta forma se pueda saturar ya sea el transistor Q_4 o el Q_5, según la salida del operacional sea > .2 V o < - .2 V, respectivamente; así se cerrará el switch S y se cumplirá la primera parte de la función prevista.

Para Q_3, se escoge el transistor PN3638, cuyas características son:

PN3638 PNP - Si Amplificador de propósito general y switch a 500 mA.

.../

BV_{CBO} = 80 V BV_{EBO} = 5 V f_T = 200 MHz $\beta = -\begin{cases} 20 \text{ mín} \\ 180 \text{ típ} \end{cases}$

BV_{CEO} = 80 V $I_{Cmáx}$ = 1 A P_D = .6 W

Para saturar Q_3 basta una corriente de 100 µA saliendo desde su base, por lo que, según la igualdad anterior:

$$i_{Rc2} = i_{c2} - i_{Rb3}$$

$$= 4.5 \text{ mA} - 100 \text{ µA} = 4.4 \text{ mA}$$

$$R_{c2} = \frac{15 \text{ V} - .2 \text{ V}}{4.4 \text{ mA}} \Longrightarrow R_{c2} = 3.4 \text{ kΩ } (1/4 \text{ W})$$

Como el diodo D_1 en este caso se halla polarizado inversamente:

$$R_{b3} = \frac{5 \text{ V} - .6 \text{ V} - .2 \text{ V}}{100 \text{ µA}} \Longrightarrow R_{b3} = 42 \text{ kΩ } (1/4 \text{ W})$$

en estas circunstancias, por el colector de Q_3 se tendrá:

$$ic_3 = \beta_{sat}\, ib_3 = \frac{180}{15} (100 \text{ µA}) = 1.2 \text{ mA}$$

y esta corriente se dividirá por 2 caminos:

$$i_{c3} = 1.2 \text{ mA} = i_{Rc3} + i_{Rb4}$$

Cuando el colector de Q_3 se halle a 4.8 V y la salida del operacional sea mayor a .2 V, será el transistor Q_4 el que se sature, cerrando el switch S; con esos 4.8 V en el colector de Q_3 y la salida del operacional menor a - .2 V, el transistor que cierre el switch será Q_5.

.../

Como se puede apreciar, este switch no tendrá una acción correcta para valores entre .2 V y - .2 V, debido a que los transistores no podrán saturarse correctamente, pero estos valores no tienen importancia ya que corresponden a valores de error dados por:

$$\pm .2\ V / H_o = \pm .2\ V / 30 = \pm .007\ V$$

errores inferiores a .007 V quieren decir que entre el voltaje de control y vc_{1ref} hay una diferencia de .007 V o menos y estas situaciones muy dificilmente se presentarán cuando la máquina se encuentre operando normalmente cargada y $\overline{Vt\alpha} > \overline{Ec}$; por lo tanto estas situaciones no representan una preocupación.

Para Q_4 y Q_5 se escoge el transistor MPSA05 cuyas características son; (Apéndice D):

MPSA05 NPN - Si Amplificador de Potencia media y Switch

$BV_{CBO} = 60\ V$ $\quad BV_{EBO} = 4\ V$ $\quad f_T = 80\ MHz$ $\quad \beta = -\begin{cases} 50 \text{ mín} \\ 200 \text{ típ} \end{cases}$

$BV_{CEO} = 60\ V$ $\quad I_{Cmáx} = 500\ mA$ $\quad P_D = 625\ mW$

Para saturar Q_4 o Q_5, bastará que a través de R_{b4} circule una corriente apropiada según lo mencionado en el punto anterior, (diseño del amplificador):

$$i_{Rb4} \leq 7.5\ mA / 20 = 400\ \mu A$$

por tanto se supondrá $i_{Rb4} = 200\ \mu A$:

$$i_{Rc3} = i_{c3} - i_{Rb4} = 1.2\ mA - 200\ \mu A$$

$$R_{c3} = \frac{5\ V - .2\ V}{1\ mA} = 4.8\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

.../

$$R_{b4} = \frac{5\ V - .2\ V - 1.2\ V}{200\ \mu A} = 18\ k\Omega\ (1/4\ W)$$

D_2 debe tener la capacidad de conducir 300 μA.

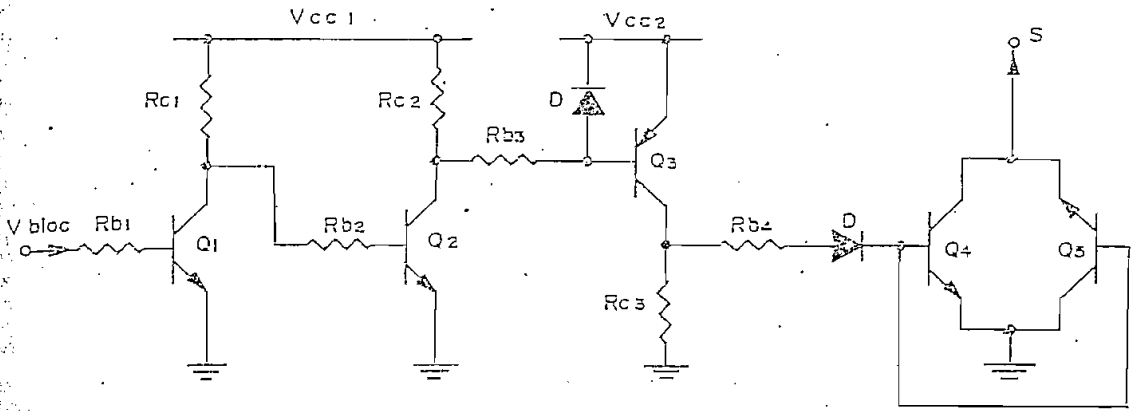
Cuando $V_{c2} = 1_L$, el transistor Q_3 no puede conducir por hallarse polarizada inversamente su juntura base-emisor, mientras que el diodo D_1 entra en conducción para evitar que la polarización inversa de esta juntura vaya a sobrepasar los .6 V. En este caso, la corriente que atravieza la resistencia R_{C2} tiene que cerrar su circuito a través de R_{b3} y D_1:

$$i_{D1} = \frac{-15\ V - 5\ V - .6\ V}{R_{C2} + R_{b3}} = \frac{9.4\ V}{993 + 42\ k} = 218.6\ \mu A$$

El diodo debe ser capaz de soportar esta corriente.

Como el transistor Q_3 en estas circunstancias se halla en corte, su colector va a un nivel bajo de voltaje, lo cual no permite entrar en conducción a ninguno de los transistores del switch S, por lo que éste se abre, cumpliendo así en forma correcta la segunda parte de su función. El diodo D_2 asegura que el sentido de conducción sea hacia los transistores del Switch cuando éstos se saturen y que su corte sea definitivo en el otro caso.

El circuito que cumple con la función del switch controlado por Vbloc, es el siguiente:



R_{b_1} = 62 kΩ (1/4 W)
R_{c_1} = 15 kΩ (1/4 W)
R_{b_2} = 33 kΩ (1/4 W)
R_{c_2} = 3.5 kΩ (1/4 W)
R_{b_3} = 43 kΩ (1/4 W)
R_{c_3} = 4.7 kΩ (1/4 W)
R_{b_4} = 18 kΩ (1/4 W)

D = 1N914 (Si)
Q_1, Q_2 = 2N5129 (NPN - Si)
Q_3 = PN3638 (PNP - Si)
Q_4, Q_5 = MPSA05 (NPN - Si)
Vcc_1 = 15 V
Vcc_2 = 5 V

Fig. 3.70 : Elementos del Switch S y su disposición circuital.

3.4. PROTECCIONES Y CIRCUITOS AUXILIARES.

Es muy necesario ofrecer una debida protección para todos y cada uno de los componentes del presente sistema de control; por lo tanto, en esta sección se enfrentará el problema de ofrecer seguridad de operación tanto para la parte electrónica del sistema, así como para los tiristores y la máquina.

Además, el equipo en sí mismo, necesita ofrecer facilidades de operación para la persona que lo vaya a manejar, por lo que resulta importante también que exista una cierta circuitería para señalización externa.

3.4.1. Protecciones.

a) Protección de Elementos Electrónicos: Los circuitos integrados resultan delicados en relación a los elementos análogos tradicionales, por lo tanto, requieren de ciertos cuidados y precauciones en relación a su manejo.

En primer lugar, los voltajes de polarización para los mencionados circuitos integrados, deben provenir desde fuentes cuyas salidas sean perfectamente reguladas, es decir, se debe tratar, cuando se haga el diseño de las fuentes de poder, que los voltajes de polarización que éstas ofrezcan, sean puramente continuos y exactamente de + 5V o ± 15V ya sea el caso de polarizar integrados de tecnología TTL, CMOS o de amplificadores operacionales.

También resulta muy necesaria la secuencia de tres estados para el encendido del equipo; con ésto, desde la posición de apagado primeramente al equipo se lo llevará a un estado de standby, para luego sí encenderlo y permitir que realice su función libremente. En el mencionado estado de standby lo que se hará es polarizar todos los circuitos integrados, conectar el circuito de control a las señales de sincronización, preparar al equipo para que ofrezca un buen arranque, y no permitir que los pulsos de disparo lleguen a las compuertas de los SCR's, para que el circuito de potencia aún no tenga lugar a acción. Con esto, se estará ofreciendo una protección debida a los circuitos integrados, para que no se vean obligados a actuar antes que sus polarizaciones hayan sido totalmente definidas.

b) Protecciones de SCR's: Los SCR's son el corazón del presente sistema de control por lo que debe asegurarse que su accionar sea lo más confiable posible y deben estar protegidos contra cualquier circunstancia que pudiese resultarles perjudicial; por tanto, se utilizará los siguientes recursos de protección y seguridad:

1. Para asegurar que las señales de disparo, provenientes de la unidad de control, no se vean afectadas por la longitud de los cables que las transmiten, es necesario que éstos se entorchen (3 o 4 entorches por cm); adicionalmente se utilizarán resistencias de 2KΩ (1/4W), para evitar que el ruido inducido sobre estos cables, vaya a disparar accidentalmente a los SCR's; las resistencias van entre compuerta y cátodo.

2. Debido a que es imposible que dos SCR's del mismo tipo, vayan a tener exactamente las mismas características y parámetros, entonces los voltajes ánodo cátodo sobre cada uno de los SCR's, van a ser diferentes; para evitar estos problemas, se utilizará resistencias de 33KΩ(1/2W), en paralelo con cada tiristor, ecualizando de esta forma los mencionados voltajes.

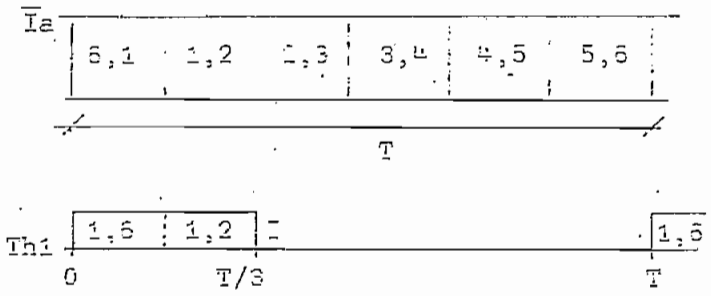
Para el cálculo de estas resistencias ecualizadoras se debe tomar en cuenta el voltaje máximo que aparece sobre cada tiristor y la corriente reversa que éste posee (especificaciones en el punto - 3.1.1.). Dado que son 2 los SCR's en serie conectados al voltaje de línea:

$$Req = \frac{\sqrt{2}\ VL}{2\ Irev} = \frac{\sqrt{2}\ 94V}{2(2mA)} = 33.23k\Omega$$

3. Para protección contra sobrecorrientes que pudiesen presentarse y dañar totalmente a los tiristores, se utilizarán fusibles, los mismos que deberán poseer un valor límite de corriente que máximo corresponda al doble de la corriente nominal de la máquina más un 20%, o sea 43.7A.

Según se había mencionado, la forma idealizada de conducción de los SCR's durante un período de fuente es:(figura 3.37):

.../



El valor RMS de la corriente a través de cada SCR, según la definición de RMS, será:

$$I_{RMS}^2 = \frac{1}{T}\int_0^T i^2 dt$$

$$= \frac{1}{T}\left[\int_0^{T/3} I^2 dt + \int_{T/3}^{T} 0\, dt\right]$$

$$= \frac{1}{T} I^2 t \Big|_0^{T/3} = \frac{1}{T} I^2 \frac{T}{3}$$

$$I_{RMS} = \frac{I}{\sqrt{3}} \qquad (3.124)$$

Por lo tanto, el fusible que se requiere para la protección de cada SCR debe poseer una capacidad de corriente:

$$I_{fuse} = \frac{43.7A}{\sqrt{3}} = 25.22\ A$$

mientras que su voltaje de aislamiento corresponda al del secundario del transformador de potencia:

$$V_{fuse} = 94V$$

....

4. Por interés de la confiabilidad del circuito, es de importancia práctica, proteger a los SCR's contra los dV/dt altos, ya que sin una debida protección, los SCR's podrían entrar en conducción indebidamente ante un transitorio brusco de voltaje.

En este caso, a pesar de que se utiliza los tiristores para realizar control de fase, y por tanto no resultan demasiado críticas las condiciones transitorias del sistema, sin embargo, por protección contra algún dV/dt muy pronunciado que pudiese presentarse se decide utilizar una red RC en paralelo a cada uno de los semiconductores.

Muchos han sido los intentos por obtener un método preciso para determinar los valores de los elementos de la red RC, (26), pero debido a que se deben tomar en cuenta las impedancias del circuito y de la fuente de alimentación para hacer estos cálculos, las cuales usualmente no están bien definidas para una aplicación particular, entonces los valores de R y C son a menudo determinados por optimización experimental, (27).

Para evitar una pérdida de tiempo innecesaria tratando de hacer cálculos para obtener los valores de los elementos de la red, se utilizarán un par de fórmulas empíricas con lo cual se obtendrán unos valores básicos, los cuales pueden ser optimizados posteriormente en base a necesidades que el circuito presente durante se realicen las pruebas experimentales.

$$C = 2.5 \frac{nF}{A} \text{Imed} \qquad (3.125)$$

considerándose que la Imed sería la corriente media máxima que circulará por un tiristor. Al calcular los fusibles en el punto anterior, se determinó que la corriente media por tiristor corresponde a la tercera parte de la corriente circulante por la máquina, y la máxima corriente a circular, está determinada como 1.5IaN, por la acción del limitador; por tanto:

$$C = 2.5 \frac{nF}{A} \frac{1.6\overline{IaN}}{3} = 2.5 \frac{nF}{A} \frac{1.6(18.2A)}{3}$$

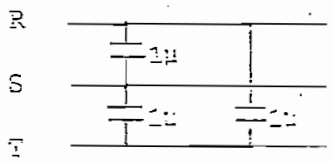
$$C = .025 \mu F \ (600V)$$

Para el cálculo aproximado de la resistencia, se debe tener en cuenta la corriente media máxima que circulará por la máquina ($1.6\overline{IaN}$) y el VDRM del tiristor, (Apéndice D):

$$R = \frac{\frac{2}{3} VDRM}{\frac{1}{9} 1.6\overline{IaN}} = \frac{\frac{2}{3} 600V}{\frac{1}{9} 1.6(18.2A)} \qquad (3.126)$$

$$R = 123.6 \ \Omega \ (2W)$$

Para atenuar los transitorios provocados por la conmutación de los tiristores, se pone adicionalmente entre las líneas de entrada 3 condensadores de 1μF (600V).



5. Como las pérdidas se transforman en disipación de calor para cualquier elemento semiconductor, resultando en un aumento gradual de la temperatura hasta el equilibrio térmico del elemento con el medio ambiente, y debido a que en el presente caso, las pérdidas por el proceso normal de conducción directa del SCR pueden resultar demasiado altas y llevar a un calentamiento exagerado del tiristor hasta destruírlo, se hace necesaria la utilización de disipadores para contrarestar este efecto.

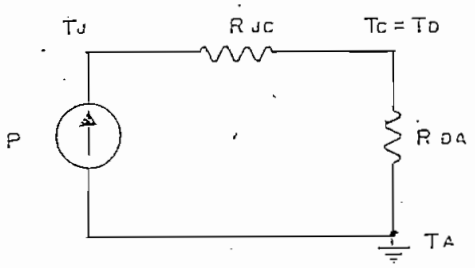
Para los SCR's a utilizarse (C38M), el fabricante menciona las siguientes características para el aspecto térmico:

Temperatura de trabajo: $T_J = -65°C \ - \ 150°C$

...

Resistencia térmica: RJC = .75°C/W.

Si se hace una analogía eléctrica para el equilibrio térmico juntura-medio ambiente, incluyendo el disipador y despreciando la resistencia térmica cápsula-disipador, se tiene el siguiente circuito, (28):



donde: P : Potencia de pérdidas

TJ : Temperatura de la juntura.

TC = TD: Temperatura del encapsulado(la misma que del disipador).

TA : Temperatura ambiente.

RJC : Resitencia térmica juntura-cápsula.

RDA : Resistencia térmica disipador-medio ambiente.

Fig. 3.71.: Analogía Eléctrica del equilibrio térmico del SCR con el medio.

En este circuito se hace una analogía entre la potencia de pérdidas y una fuente de corriente; las diferentes temperaturas de los componentes y voltajes; y, entre las resistencias térmicas y resistencias eléctricas.

Para proceder con el diseño de los disipadores se supondrá que la máxima temperatura del ambiente será 25°C y la del disipador 70°C.

Para saber la potencia de pérdidas del SCR en estado estable, y para condiciones nominales, se tiene que la caída del voltaje

.../

sobre el elemento, cuando se encuentra conduciendo, según el fabricante es:

$$VTM = 1.7V$$

y en el punto anterior ya se dijo que la corriente media sobre cada SCR es la tercera parte de la de la máquina, por tanto:

$$P = VTM \langle I \rangle \qquad VTM = 1.7V \qquad \langle I \rangle = 18.2A/3 \qquad (3.127)$$

$$P = 10.31W$$

Al asegurar que la máxima temperatura del disipador será 70°C, lo que se está asegurando es que la temperatura de la juntura se mantenga dentro del rango permisible:

A partir del circuito: $TJ - TD = P\ RJC$

$$TJ = TD + P\ RJC = 70°C + 10.31W\,(.5°C/W) \qquad (3.128)$$

$$TJ = 77.74°C$$

$$-65°C < TJ < 150°C.$$

Tomando en cuenta que el material que se dispone para fabricar los disipadores es Aluminio de un espesor superior a 3/16 pulg., y en base al Nomograma presentado en la página 49 de la referencia (28) y reproducido a continuación, se determina el área necesaria para los disipadores:

$$TD - TA = RDA\ P \qquad (3.129)$$

$$RDA = \frac{TD-TA}{P} = \frac{70°C-25°C}{10.31W}$$

$$RDA = 4.36°C/W$$

resistencia que según el gráfico, para disipador de aluminio de espesor 3/16 pulg. con lo cual se trabaja en favor del semiconductor (ya que el

.../

espesor del aluminio que se dispone es mayor), y en posición vertical, se determina:

$$\text{Area D} = 10 \text{ pulg}^2$$

entonces los disipadores deben ser cuadrados de lado $\geqslant$ 8cm.

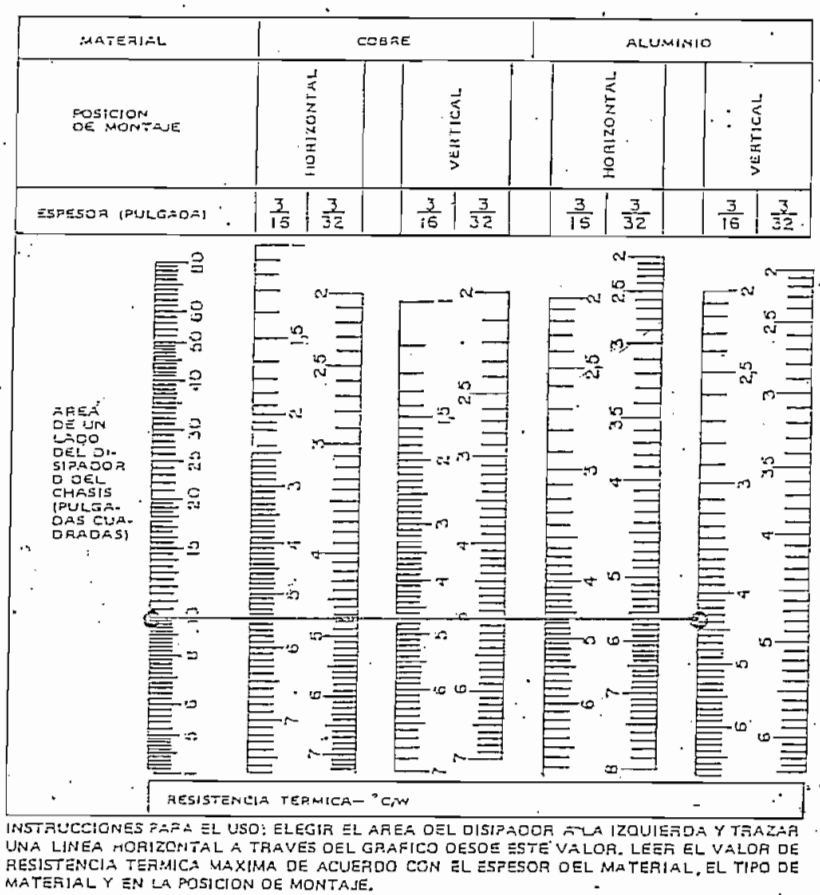


Fig. 3.72.: Resistencia Térmica en Función del Area del Disipador Térmico.

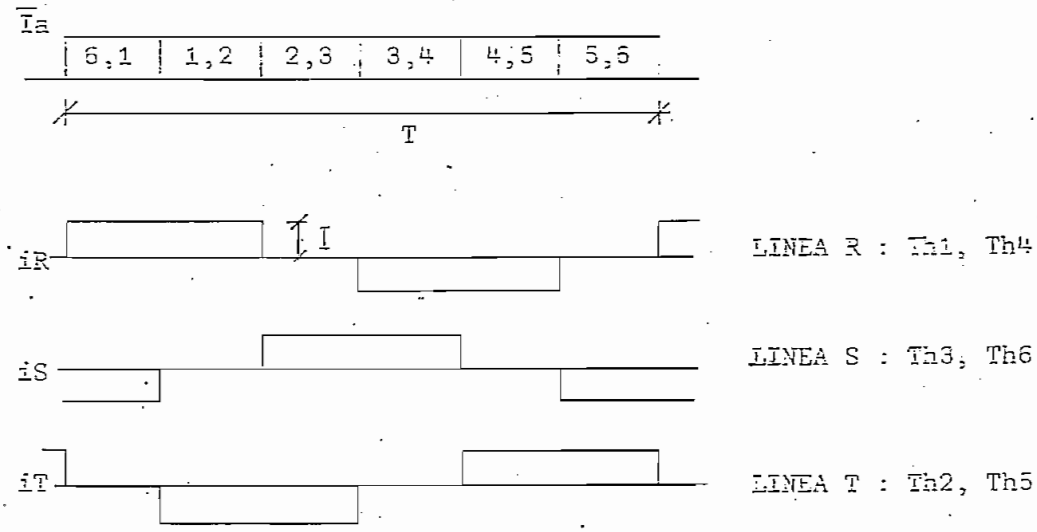
c) Protección Primaria: Resulta indispensable contar con una protección principal para el caso de una sobrecorriente, de tal forma , que la parte de potencia sea desconectada de la fuente de alimentación (transformador de potencia), en el caso de una falla.

Para esto, se dispondrán breakers térmicos con una capacidad

.../

de corriente máxima igual a 1.8IaN (1.8 veces la corriente nominal de la máquina), más un 20%, esto es 39.3A.

Según se dijo, la forma de conducción por cada línea del secundario del transformador de potencia, en un período de fuente, es, (figura - 3.38).:



El valor RMS de la corriente a través de cada línea será similar al que se calcula ahora, para la línea R:

$$IR_{RMS}^2 = \frac{1}{T}\int_o^T iR^2\,dt$$

$$IR_{RMS}^2 = \frac{1}{T}\left[\int_o^{T/3} I^2 dt + \int_{T/3}^{T/2} 0\,dt + \int_{T/2}^{5T/6} (-I)^2 dt + \int_{5T/6}^{T} 0\,dt\right]$$

$$IR_{RMS}^2 = \frac{1}{T}\left[I^2 t\,\Big|_o^{T/3} + I^2 t\,\Big|_{T/2}^{5T/6}\right]$$

$$IR_{RMS}^2 = \frac{I^2}{T}\left[\frac{T}{3} + \frac{5T}{6} - \frac{T}{2}\right]$$

$$IR_{RMS} = \sqrt{\frac{2}{3}}\ I \qquad (3.130)$$

.../

Por lo tanto, la capacidad de corriente de los brakers debe ser:

$$I_{braker} = \sqrt{\frac{2}{3}}\ 39.3A = 32.098A$$

también en este caso, el voltaje de aislamiento corresponde al del secundario del transformador de potencia:

$$V_{braker} = 94V$$

1.4.2. Circuitos Auxiliares.

a) Fuentes Reguladas de Alimentación: A pesar de determinarse que ninguna de las fuentes tendrá un consumo mayor a 1/2A, por seguridad se preferirá tener fuentes de por lo menos 1A.

Se necesitan ±15V y + 5V perfectamente regulados, y con capacidades de corriente:

± 15V a 1 Amperio.

+ 5V a 1 Amperio.

Teoría General de una fuente regulada: Toda fuente de alimentación necesita de un transformador que reduzca el voltaje AC de red al nivel apropiado para que luego sea rectificado, filtrado, regulado y puesto a disposición de la carga, según se puede apreciar en el siguiente diagrama de bloques; (23):

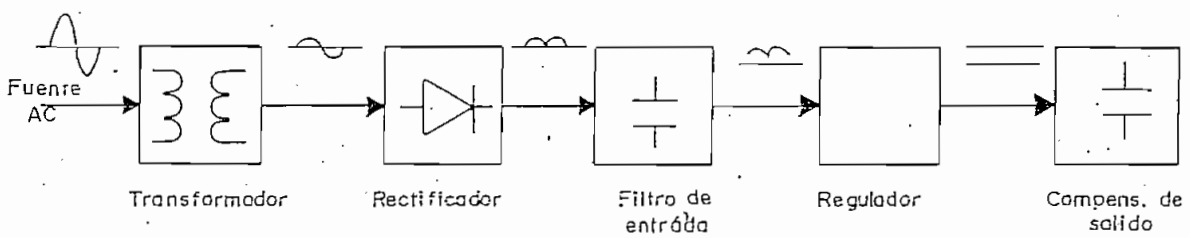


Fig. 3.74.: Proceso de Regulación de Voltaje en una Fuente de Alimentación.

(1) Transformador: Las características de éste se encuentran determinadas por el voltaje de la fuente AC de alimentación (primario) los niveles de voltaje tolerables a la entrada del regulador (secundario) y la cantidad de corriente que vaya a proporcionar la fuente regulada.

Para el presente caso se deberán utilizar los transformadores:

.../

- Uno para la fuente de 5V cuyas características serían:

220V/13V Potencia: 13VA

Es necesario que el voltaje del secundario sea aproximadamente 13V, ya que el regulador a utilizarse, el LM340T-5, según puede apreciarse en las hojas de datos del apéndice D, puede aceptar a su entrada voltajes entre los límites extremos de 7.5V y 25V; por lo tanto, según la figura 3.75, lo más conveniente es que el rizado a la entrada del regulador, varíe entre 13.5 a 19V que es la zona central de la banda de tolerancia:

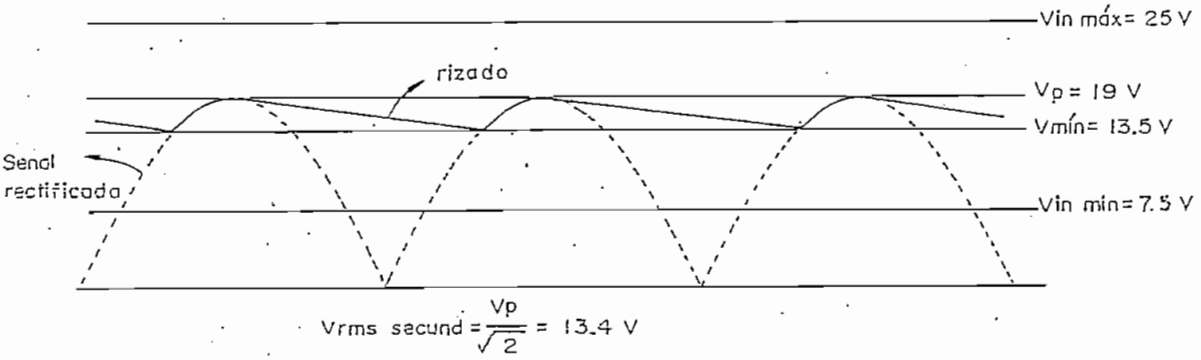
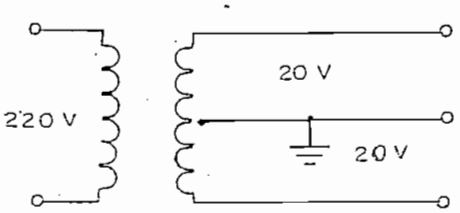


Fig. 3.75.: Niveles de Voltaje a la entrada del Regulador LM340T-5.

Por otro lado, la potencia del transformador está determinada por el voltaje del secundario y la corriente máxima con la que va a trabajar.

- En el segundo caso, las fuentes de ± 15V a 1A, utilizarán un solo transformador con tap central a tierra (17), y como los reguladores a utilizarse son UA7815 y UA7915, (Apéndice D), en igual forma se darán las siguientes características:



220V/20-20V Tap.Central.

Potencia: 40VA.

.../

(2) Rectificador: El tipo de rectificador a utilizarse es el puente monofásico que proporciona rectificación en onda completa (8). Los aspectos determinantes para el dimensionamiento de sus diodos son la corriente que va a entregarlos y el voltaje de pico inverso que tienen que soportar:

- Fuente 5V a 1.0A: PRV = 38V Io = 1.0A.

por lo que será más que suficiente utilizar el ECG5332, cuyas características son; (Apéndice D): PRV = 600V Io = 1.0A.

- Fuentes ± 15V a 1A : PRV = 113V Io = 1A.

por lo que el puente que puede ser utilizado es el mismo ECG5332.

(3) Filtro de Entrada: Como filtro de entrada se utiliza un capacitor (18), cuyo valor para rectificación de onda completa, en ambos casos, se puede determinar como; (11):

$$C = \frac{Io}{2f\,Vriz} \qquad (3.131)$$

donde: Io : corriente proporcionada por la fuente (1A)
f : frecuencia de red (60Hz)
Vriz: valor pico-pico del voltaje de rizado (5.5V en fig.3.75)

$$C = \frac{1A}{2(60Hz)5.5V} = 1515\ \mu F$$

deberá por lo menos soportar un voltaje de 20V en la fuente de +5V y de 30V en las fuentes de ± 15V.

(4) Regulador: Como ya se mencionó, los reguladores a utilizarse son los circuitos integrados:

- Fuente de 5V a 1A: LM340T-5
- Fuente de 15V a 1A : LM7815
- Fuente de -15V a 1A : LM7915

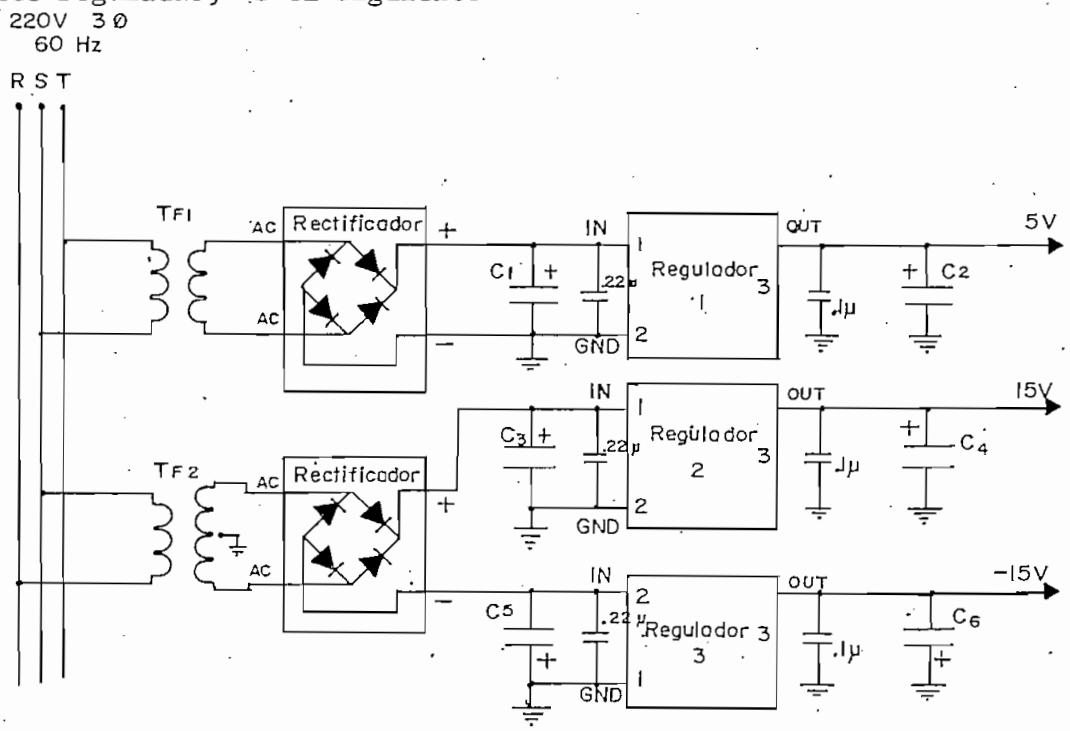
.../

Los cuales, según las hojas de datos del apéndice D, aceptan a su entrada un rizado máximo de 17.5Vpp, proporcionando a su salida voltajes fijos y una capacidad de corriente de hasta 1.5A; por tanto, se encontrarán trabajando a mínima exigencia ya que el rizado será de 5.5Vpp y la corriente de salida no sobrepasará el 1/2A.

(5) Compensación de Salida: Los reguladores, por recomendación del fabricante, necesitan un condensador de compensación a su salida (montado sobre las patas del regulador):

$$C = .1\,\mu F$$

Por experimentación se ve la necesidad de colocar un condensador adicional a la salida del regulador para que el rizado sea mínimo: C=33μF
El diagrama de conexiones, de cada uno de los componentes de las fuentes reguladas, es el siguiente:



T_{F1}: 220V/13V, 25W — Rectificador: ECG5332 — Regulador 3: UA7915
T_{F2}: 220V/20-20V, 60W — Regulador 1: LM340T-5 — C_2, C_4, C_6 : 33 μF (16V)
C_1 : 6800 μF(35 V) — Regulador 2: UA7815 — C_3, C_5 : 3500 μF (35V)

Fig. 3.76 : Diagrama de Conexiones de las fuentes reguladas.

.../.

b) Secuencia de encendido off/Stby/on: Como se mencionó, ésta debe ser una secuencia de tres estados, que se presentan de la siguiente manera:

(1) Off: Tarjetas de circuitos impresos, desconectadas de las fuentes de alimentación (+ 5V; ± 15V).

- Primarios de los transformadores de sincronización, desconectados de la señal trifásica de alimentación (220V).

(2) Stby: Conexión de fuentes reguladas a tarjetas de circuitos impresos.

- Conexión de señales trifásicas R, S y T a los primarios de los transformadores de sincronización.

- Señal on/Stby = 0L, para que los pulsos generados en la unidad de disparo, no lleguen a las compuertas de los SCR's, (ver figura 3.28).
- Señal iref, referencia del lazo de corriente, polaridad positiva, para que la salida del controlador de corriente vc1 = -10V y $\alpha = 180^{\circ}$, con lo cual se asegurará un arranque suave de la máquina.

(3) On: Conexión de fuentes reguladas a tarjetas de circuitos impresos sin cambio.

- Conexión de señales R, S y T a transformadores de sincronización, sin cambio.
- Señal on/Stby = 1L, lo que permitirá que los pulsos de disparo activen a los tiristores.
- Señal iref, con su polaridad normal (< 0), para que vc1 sea controlado normalmente por el sistema de control.

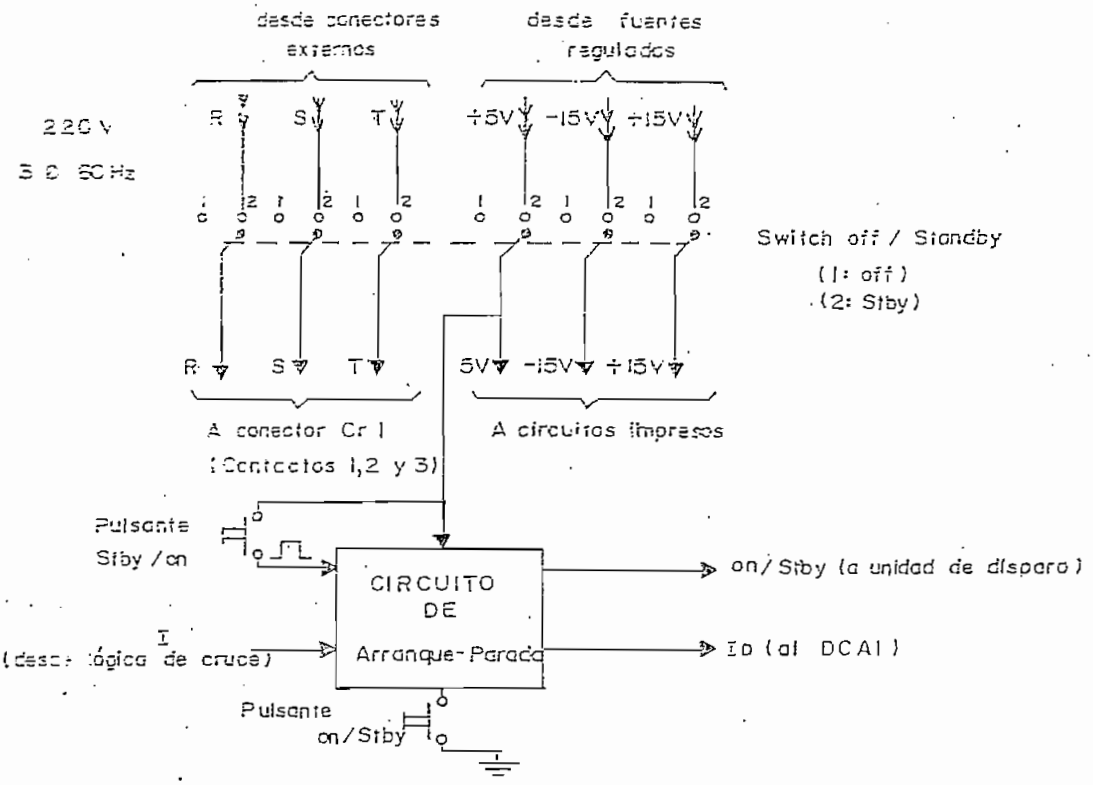


Fig. 3.77.: Circuitos para obtener la secuencia de encendido off/stby/on y de parada on/stby.

Según la figura 3.77, se obtiene lo deseado con el switch off/standby, en tanto a polarizaciones y señales de sincronización, ya que los pulsantes del circuito de arranque-parada, no tienen influencia sobre estas señales.

Por otro lado, la señal de 5V debe ser capaz de resetear el circuito de arranque-parada, para comenzar en el estado de Standby, es decir: Señal on/Stby = 0L (no pulsos a tiristores).

ID = $\overline{I}$ (con esto la salida iref del DCAI será positiva).

Al presionar el pulsante P1 (standby/on) y dar la orden de arranque con un pulso positivo, deberá darse que:

Señal on/Stby=1L (paso de pulsos a tiristores).

ID = I (iref < 0 y el sistema de control asumirá el control normal de la corriente y la velocidad).

.../

Al presionar el otro pulsante para retornar desde on a standby, deberá inmediatamente reasumirse las condiciones de Standby: Señal on/Stby = 0L, ID = $\overline{I}$.

Todo esto se logrará fácilmente si se aprovecha el 2do. biestable libre del circuito integrado SN7476, utilizado en la unidad de lógica de cruce, de la siguiente manera:

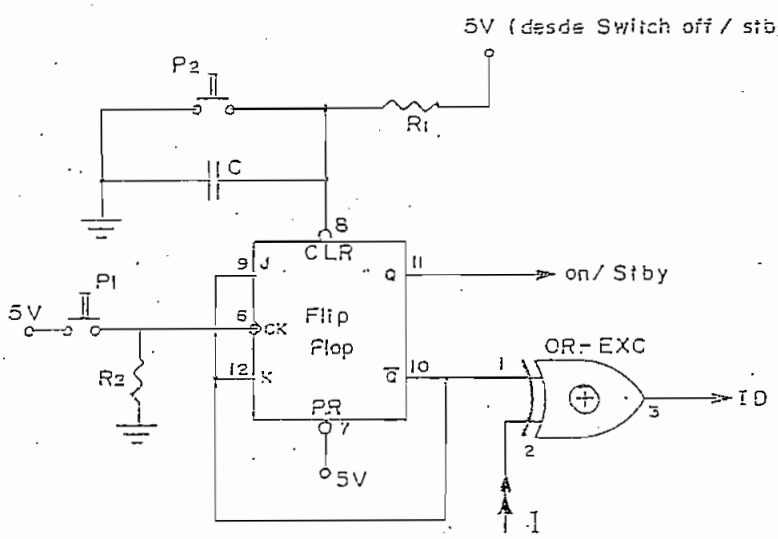


Fig. 3.78: Circuito de arranque-parada y sus componentes.

Apenas se polarizan los circuitos con el switch off/standby, el biestable reconocerá: PR = 1L., CLR = 0L (hasta que el condensador se cargue), lo cual provoca que sus salidas sean: Q = on/Stby = 0L, $\overline{Q}$ = 1L (ver apéndice D). Con esto J = K = 1L, e inmediatamente PR = CLR = 1L lo cual deja al circuito en el estado de Standby deseado:

$$\text{on/Stby} = 0L \qquad ID = \overline{I}$$

el mismo que será alterado solo en el caso de presionarse el pulsante standby/on (P1) y hacer CK = $\sqcap$L, con lo que las salidas adoptarán el estado complementario. on/Stby = 1L ID = I

lo cual hará J = K = 0L y PR = CLR = 1L, que evitará cualquier influencia de rebote del pulsante y posteriormente; cualquier presión indebida de éste. Así, la máquina habrá arrancado suavemente y no se detendrá hasta que una presión del pulsante P2 (on/standby), ordene al sistema volver al estado de Standby.

R2 sirve para que la entrada CK reconozca un 0L, cuando el pulsante está abierto:

$$R2 \leq \frac{VIL}{I_{IL}} = \frac{.8V}{2mA} = 400\Omega \ (1/4W)$$

Valores presentados en el apéndice D. (Integrados tecnología TTL).

La red R1C debe lograr que la entrada CLR reconozca un 0L al encenderse los 5V; para ésto, la carga exponencial del condensador no debe sobrepasar los .8V (VIL), hasta que un tiempo prudencial haya transcurrido, como sería τ = .1 mseg.

$$R1C = \tau = 5t \div R1 = \frac{5t}{C}$$

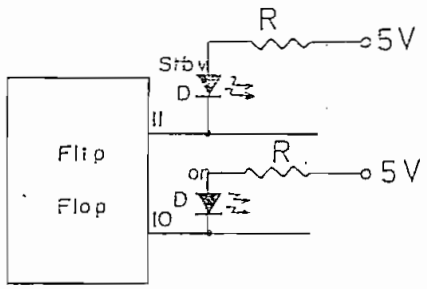
si se tiene un condensador de .005 µF:

$$R1 = \frac{.5 \text{ mseg}}{.005 \ \mu F} = 100K\Omega \ (1/4W)$$

c) Señalización Externa: Para que se facilite el manejo del equipor por parte del operador de turno, es necesario que éste pueda visualizar las respuestas que el mencionado equipo presente a cada uno de los comandos realizados por su persona; por lo tanto, en el panel externo desde el cual se opere el equipo, deberán existir leds, para indicar los siguientes estados:

- Indicadores de Standby/on: Al llevar al equipo al estado de Standby, por medio del switch off/standby, deberá encenderse un LED indicando que la situación es de Standby y cuando se presione el pulsante de arranque, éste deberá apagarse y a su vez encenderse otro a indicar que el equipo ha pasado al estado de ...

Para lograr esto, será el flip-flop 7476, que define estos dos estados, el que maneje los LED's.



D: XC556

R: 390Ω (1/4W)

Fig. 3.79.: LED's indicadores de estados Standby y on.

La resistencia limitadora, no deberá permitir que circule a través del LED más de 14mA, ya que las salidas del biestable manejarán tres compuertas de carga y un led cada una, siendo su corriente máxima IOL = 20mA (apéndice D), y las de cada compuerta manejada I_{IL}= 2mA:

$$IOL \leq 3I_{IL} + ILED$$

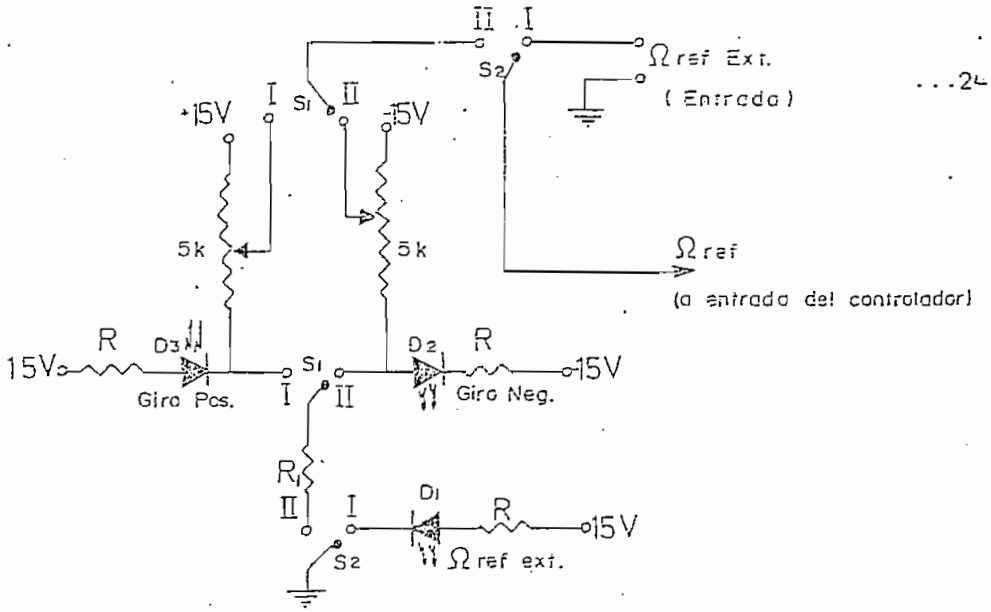
$$ILED \leq 20mA-6mA = 14mA$$

$$R \geq \frac{5V-VOL-VLED}{ILED} = \frac{5V-.2V-1.2V}{14mA}$$

$$R \geq \frac{3.6V}{14mA} = 257\Omega \ (1/4W)$$

- Indicadores de procedencia de referencia: Al mover el switch selector de la procedencia del voltaje de referencia para el lazo de velocidad, esto puede ser visualizado en el panel de operación de la siguiente manera:

.../



D1, D2, D3: XC556

R : 1.2K Ω (1/4W)

R1: 20Ω (1/4W)

Fig. 3.80: LED's indicadores de procedencia de Ωref y sentido de giro.

Con la indicada disposición de los LED's, se tendrá que al seleccionar una referencia de velocidad exterior, (Switch S2 en posición I), se iluminará el led D1 demostrando que el equipo necesita un voltaje exterior para actuar.

Al cambiar S2 a la posición II, el voltaje de referencia será un voltaje continuo generado por el equipo mismo, y por tanto , se apagará D1, y se encenderá D2 o D3 dependiendo de cuál sea el estado del switch S1, para indicar cuál será el sentido de giro de la máquina.

Se había dicho que para la mínima velocidad de la máquina (40rpm), se requería que el divisor de tensión, Pot = 5k Ω y R1, presenten como mínimo valor del voltaje de referencia V = $\pm$ .3V. (punto 3.3.6). Por tanto, si a través de los leds se hace circular 12mA , lo que se tendrá es:

$$iP1 = iPot + iLED.$$

donde: $iPot = \frac{15V-.3V}{5k\Omega} = 2.94mA$

$$iLED = 12mA = \frac{15V-1.2V-.3V}{R}$$

por lo que la resistencia limitadora R debe ser:

$$R = \frac{13.5V}{12mA} = 1.13k\Omega \quad (1/4W).$$

y el valor apropiado para R1 será:

$$R_1 = \frac{.3V}{(12+2.94)mA} = 20.1\Omega \quad (1/4W)$$

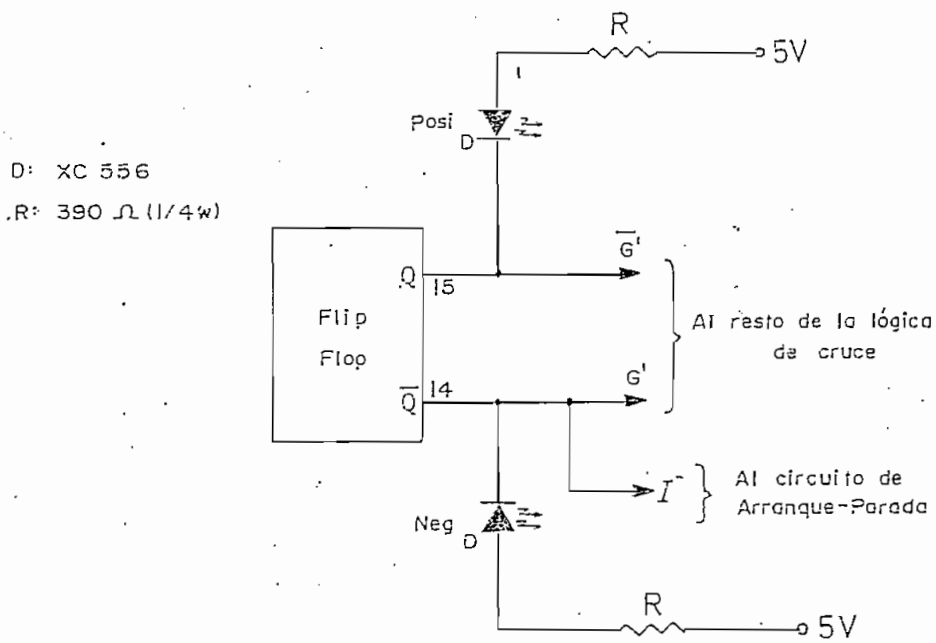
- Indicadores de conversor actuante: Podría resultar interesante saber visualmente, cuál es el comportamiento de la máquina cuando es llevada por el sistema de control a través de la operación en cuatro cuadrantes. Para esto, se tendrán 2 LED's que se encenderán, uno a la vez, dependiendo de cuál conversor es el que se encuentre conduciendo.

Por ejemplo, si estamos en el sentido de giro positivo, el LED correspondiente indicará que es el conversor positivo el que se encuentra actuando, pero si de pronto se produce una disminución brusca del voltaje de referencia Ω ref, se encenderá por cierto período el otro LED, indicando que el conversor negativo actuó en ese intervalo, para nuevamente volver al encendido del primer LED, conversor positivo.

Como en esta situación no se producirá una inversión de giro, sino únicamente inversión del sentido de la corriente, el tiempo que permanezca encendido el LED del conversor negativo será una clara muestra de que se está produciendo un freno regenerativo y la máquina está actuando como generador en el 4to. Cuadrante.

.../

Para lograr esto, se recurre a las señales G' y $\overline{G}$', generadas en el Flip-Flop SN7476 de la unidad de lógica de cruce, y cuya función es justamente habilitar el accionar del uno o del otro conversor:



D: XC 556

R: 390 Ω (1/4w)

D : XC556

R : 390Ω(1/4W)

Fig. 3.81. : LED's indicadores de Conversor Actuante.

R E F E R E N C I A S

(1) DEWAN S., STRANGHEN A., "Power Semiconductor Circuits" Wiley - Interscience, New York - USA, 1975, cáps. 2, 3 y 8.

(2) FITZGERALD A., KINGSLEY CH., KUSKO A., "Teoría y Análisis de las Máquinas Eléctricas", Mc Graw-Hill Inc., Barcelona-España, 1971, págs. 372 - 385.

(3) OHMAE T., MATSUDA T., SUZUKI T., AZUSAWA N., KAMIYAMA K., " A Microprocessor - Controlled Fast - Response Speed Regulator with Dual Mode Current Loop for DCM Drives", IEEE Trans. Industry Applications, IA - 16, Nº 3, 1980, págs. 388 - 392.

(4) KRISHNAN T., RAMASWAMI B., "Speed Control of DC Motor Using Thyristor Dual Converter", IEEE Trans. Industrial Electronics and Control Instrumentation, IECI-23, Nº 4, 1976, págs. 391 - 398.

(5) PARRISH E., McVey E., "A Theoretical Model for Single Phase Silicon Controlled Rectifier Systems", IEEE Trans. Automatic Control, AC-12, Nº 5, 1967, págs. 577 - 579.

(6) DEWOLF F., MICHAEL R., "The Closed - Loop Stability of Power Converters with an Integrating Controller" IEEE Trans. Industry Applications, IA - 18, Nº 5, 1982, págs. 410 - 416.

(7) KAUFMAN M., SEIDMAN A., "Handbook of Electronics Calculations" Mc Graw-Hill Inc., California - USA, 1979, págs. 5.4, 12.15.

(8) MILLMAN J., HALKIAS C., "Dispositivos y Circuitos Electrónicos" Kosaido Printing Co. Ltd., Tokyo - Japón, 1972, cáps.6.10 y 20.

(9) ESPINOSA ALFONSO, "Folleto de Electrónica II", Impreso en la

.../

Escuela Politécnica Nacional, Quito - Ecuador, 1978, págs. 46, 50, 55.

(10) WAIT J., HUELSMAN L., KORN G., "Introduction to Operational Amplifier Theory and Applications", Mc Graw-Hill Kogakusha, Tokyo - Japón, 1975, cáp. 3.

(11) TAUB H., SCHILLING D., "Digital Integrated Electronics", Kosaido Printing. Co. Ltd., Tokyo - Japón, 1977, cáp. 3.

(12) TEXAS INSTRUMENTS INC., "The TTL Data Book for Design Engineers", Texas Instruments Inc., Dallas - USA, 1981, cáps. 5, 6 y 7.

(13) RYDER J., "Electrónica Fundamentos y Aplicaciones", Aguilar S.A. de Ediciones, Madrid - España, 1972, cáp. 18.

(14) ESPINOSA ALFONSO, "Folleto de Sistemas Digitales III", Impreso en la Escuela Politécnica Nacional, Quito - Ecuador, 1981, pág. 2.

(15) TEXAS INSTRUMENTS INC., "The TTL Data Book for Design Engineers", Texas Instruments Inc., Dallas - USA, 1981, pág. 6 - 2.

(16) GENERAL ELECTRIC, "SCR Manual Sixth Edition" General Electric Company, New York - USA, 1979, cáp. 14.

(17) KOSOW IRWIN, "Máquinas Eléctricas y Transformadores", Editorial Reverté S.A., Barcelona - España, 1980, cáp. 13.

(18) MILLMAN J., HALKIAS C., "Integrated Electronics: Analog and Digital Circuits and Systems", Kosaido Printing Co. Ltd., Tokyo-Japón, 1972, págs. 103 - 114.

(19) KUSKO ALEXANDER, "Solid State DC Motor Drives", MIT Press, Colo

.../

nial Press Inc., Massachusetts - USA, 1969, cáp. 5.

(20) DISTEFANO J., STUBBERUD A., WILLIAMS I., "Retroalimentación y Sistemas de Control", Litográfica Cultural S.A., México DF - México, 1977, cáps. 2, 6, 7 y 8.

(21) OGATA KATSUHIKO, "Ingeniería de Control Moderna", Ediciones del Castillo S.A., Madrid - España, 1976, cáps. 5, 6, 8 y 9.

(22) LEONHARD WILLIAMS, "Einfuhrung in die Regelungstechnik", Akademische Verlagsgesellschaft, Frankfurt - W. Germany, 1969, cáp. 13.

(23) KRISHNAN T., RAMASWAMI B., "A Fast - Response DC Motor Speed Control System", IEEE Trans. Industry Applications., IA - 10, Nº 5, 1974, págs. 643 - 651.

(24) LEITHOLD, "El Cálculo con Geometría Analítica", Harla S.A., México DF - México, 1973, Cáp. 4.

(25) TAUB. H., SCHILLING D., "Digital Integrated Electronics", Kosaido Printing Co. Ltd., Tokyo - Japón, 1977, cáp. 9.

(26) PELLY BRIAN, "Thyristor Phase - Controlled Converters and Cycloconverters: Operation, Control and Performance", Wiley Interscience - John Wiley & Sons Inc., New York - USA, 1970, cáp. 9.

(27) GENERAL ELECTRIC, "SCR Manual Sixth Edition" General Electric Company, New York - USA, 1979, págs. 481 - 486.

(28) RCA. DIVISION DE ESTADO SOLIDO, "Circuitos de Potencia de Estado Sólido: Manual para Proyectistas", Editorial Arbo S.A.C., Buenos Aires - Argentina, 1975, págs. 38 - 54.

.../

(29) KAUFMAN M., SEIDMAN A., "Handkook of Electronics Calculations" Mc Graw-Hill Inc., California - USA, 1979, cáp. 10.

C A P I T U L O IV

P R U E B A S E X P E R I M E N T A L E S Y C O N C L U S I O N E S

C A P I T U L O IV

P R U E B A S E X P E R I M E N T A L E S

Y C O N C L U S I O N E S.

En este capítulo se hará un análisis de los resultados obtenidos luego de la construcción del equipo y la aplicación de éste como sistema de regulación de la velocidad de la máquina DC, sometida a las diferentes pruebas. También se hará un análisis del costo que llegó a representar el llevar a cabo este proyecto y se expondrán todas las conclusiones obtenidas luego de terminar el presente trabajo.

4.1. DETALLES DE CONSTRUCCION.

Dentro de los detalles constructivos se pueden considerar los siguientes aspectos:

4.1.1. Descripción del Equipo:

El equipo fue construido con la intención de que pueda formar parte de un sistema modular de pruebas a ser implementado próximamente en el Laboratorio de Electrónica de Potencia de la Escuela Politécnica Nacional.

El sistema modular mencionado constará principalmente de dos partes: a) Un transformador trifásico de potencia para alimentación del módulo de control; y b) Módulo reemplazable, compuesto del circuito a base de tiristores y la parte de control electrónico de

.../

tiristores.

Por lo tanto, el equipo construído fue montado de tal forma que pueda ser utilizado como el módulo reemplazable de este sistema.

Las partes constitutivas y su disposición física pueden ser apreciadas en la figura 4.1 y en resumen son las siguientes:

1) Circuito de Potencia: Constituído por los dos puentes trifásicos de tiristores del conversor dual y todos los elementos de protección del puente (fusibles, brakers, red RC, etc.).

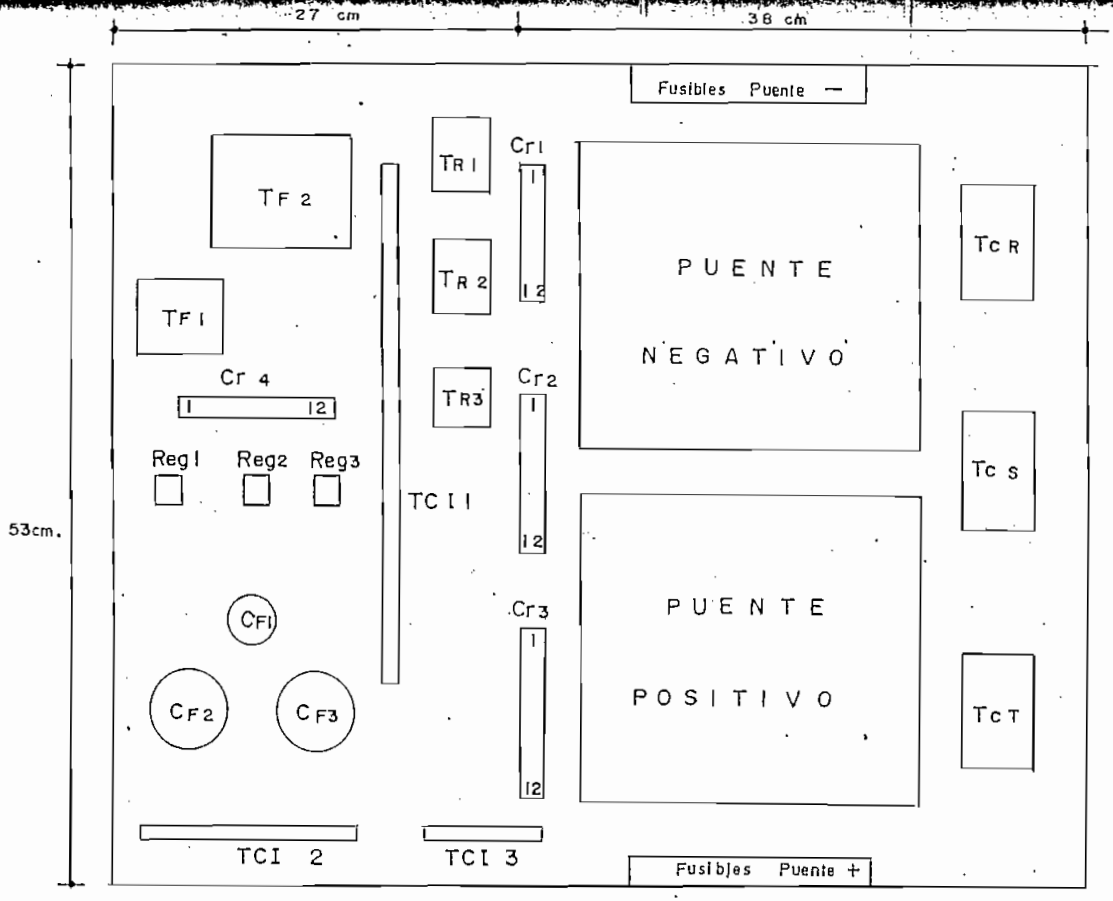
2) Circuito electrónico: Formado por 3 tarjetas de circuito impreso, los tres transformadores de sincronización, los transformadores de corriente y el tacogenerador de los transductores de corriente y velocidad respectivamente.

e) Fuentes reguladas: Formadas por 2 transformadores reductores, los 3 condensadores de filtro y los 3 reguladores, con sus condensadores de compensación.

Las tres tarjetas de circuito impreso fueron construídas con la siguiente distribución de los circuitos electrónicos:

TCI1 : Esta tarjeta comprende la unidad de sincronización, la de disparo y la de lógica de cruce y se encuentra perfectamente señalizada, para su fácil interconexión y mantenimiento, con impresión en cobre de toda la notación necesaria de señales de entrada y salida y los respectivos puntos de prueba (Ver figuras 3.36 y 3.82). Dimensiones: 31 cm x 16.4 cm.

.../



BIBLIOTECA
ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

$T_{C_{R,S,T}}$: Transformadores de Corriente

$T_{R_{1,2,3}}$: Transformadores de Sincronización

$TCI_{1,2,3}$: Tarjetas de Circuito impreso

$T_{F_{1,2}}$: Transformadores de las fuentes

$Cr_{1,2,3,4}$: Conectores

$C_{F_{1,2,3}}$: Filtros de fuentes reguladas

$Reg_{1,2,3}$: Reguladores de las fuentes

Fig. 4.1 : Vista superior de la disposición física de las partes constitutivas del Equipo.

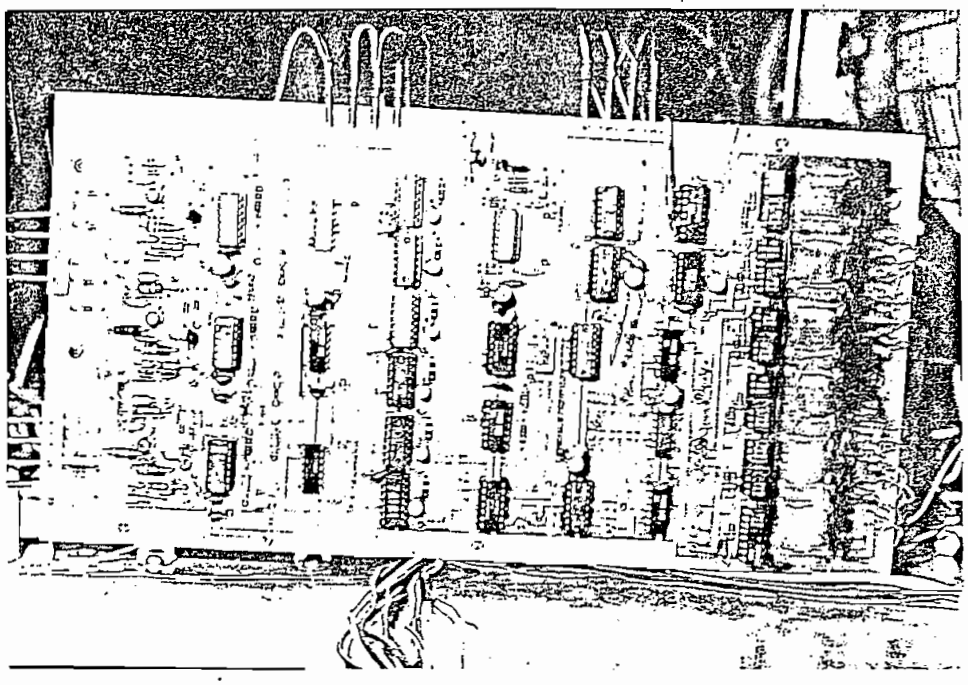


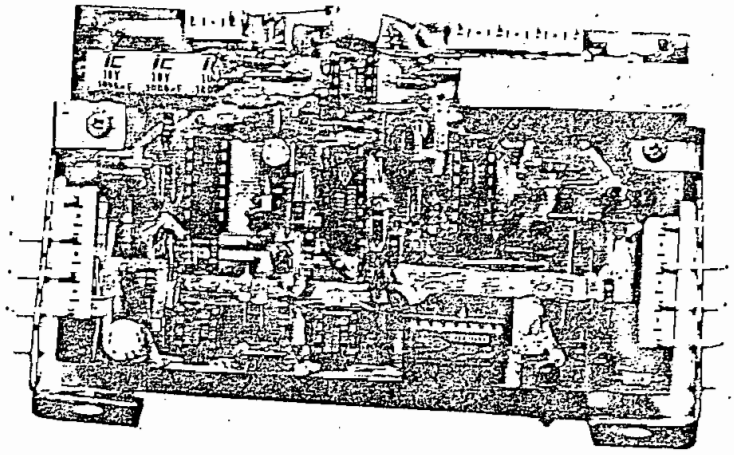
Foto 4.1 : Tarjeta de Circuito Impreso Nº 1 (Unidades de Sincronización, de Disparo y Lógica de Cruce).

TCI2 : En esta tarjeta se encuentran montados todos los circuitos de control, como son: Controlador de velocidad, limitador, DCAI, controlador de corriente, controlador de voltaje y transductores. La distribución física de sus elementos y como ha de conectarse con el resto del sistema, puede apreciarse en la foto 4.2. Dimensiones: 13 cm x 9 cm.

.../

vω Ωref vc₁ iR' iS' iT'

+15
-15
GND
+ 5



vi
iref'
I
Vbloc

Foto 4.2 : Tarjeta de Circuito impreso Nº 2, y sus pórticos de Conexión.

Nota: Se debe indicar que en estas 2 tarjetas, se pusieron condensadores de .1 µF cada 2 ó 3 integrados y unos pocos de 16 µF entre las pistas de las fuentes y tierra, con el objeto de desacoplar transitorios que pudiesen introducirse a éstas.

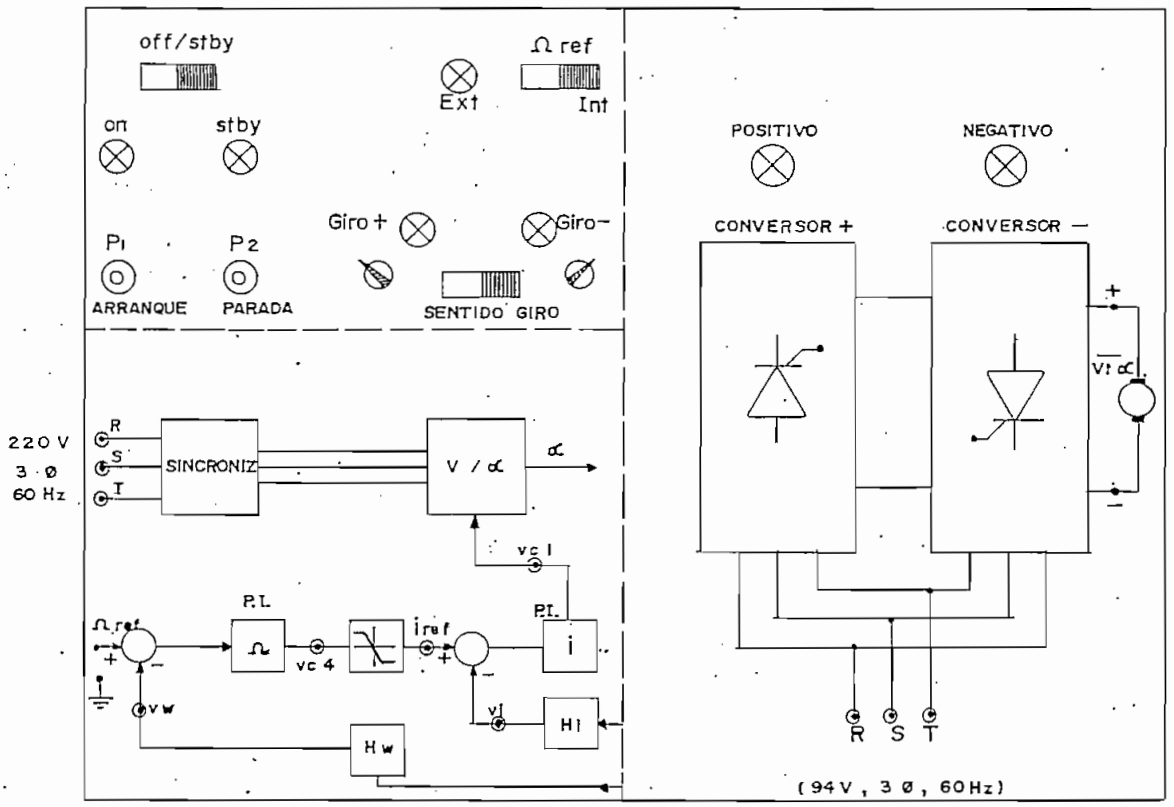
TCI3 : Esta es una tarjeta complementaria en la cual unicamente se encuentran los 2 puentes rectificadores de las fuentes, parte del circuito de arranque parada y todas las resistencias limitadoras de la corriente a circular por los LED's de señalización externa, montados en el panel frontal de control y operación del equipo (Ver figura 3.82).

El panel frontal del equipo pretende no sólo ofrecer las mejores facilidades de operación, sinó que pone a disposición de quien lo maneje, puntos de prueba claves para hacer un estudio deta

.../

llado del comportamiento de las principales unidades constitutivas de la circuitería electrónica.

Con este propósito de utilización didáctica del equipo en las diferentes prácticas de Laboratorio, se plantea que el panel frontal se distribuya de la siguiente manera:



⊗ : LED's de Señalización

▭ : Switch de Operación

◎ : Pulsantes arranque / parada

⊘ : Perillas de magnitud de Ω ref interna

⊙ : Conectores exteriores para ingreso de señales o puntos de prueba.

Fig. 4.2 : Panel Frontal del Equipo; controles operativos y puntos de Prueba.

.../

4.1.2. Costo de la Construcción del Equipo:

A continuación se presenta una lista detallada de todo el material utilizado y sus precios en el mercado nacional, actualizados al mes de Marzo de 1986. Los precios unitarios que están acompañados de un asterisco (*) corresponden a valores promedio para ese tipo de elementos:

CANTIDAD	DESCRIPCION	VALOR UNITARIO (S/.)	VALOR TOTAL (S/.)
12	SCR's C38M	3.000	36.000
3	Transformadores de Corriente 5 VA	8.000	24.000
3	Transformadores T.C. 220/10 - 10 V	1.000	3.000
1	Transformadores T.C. 220/20 - 20 V	2.000	2.000
1	Transformadores 220/13 V	1.000	1.000
21	Circuitos Integrados SN74 (00, 08, 11, 76, 86, 121)	* 300	6.300
10	Amplificadores Operacionales (709, 741, 747, 947)	* 490	4.900
1	Mult/Demult. Análogo CD4053	620	620
12	Optoacopladores H11C3	770	9.240
3	Reguladores (340T - 5, 7815, 7915)	650	1.950
11	Transistores (PN2222, 2N2907, 2N5129, MPSA05, PN3638)	* 210	2.310
2	Puentes rectificadores ECG5332	220	440
6	Diodos ECG116	180	1.080
5	Diodos Zener (1N746, TCG140A, ECG135)	* 150	750
48	Diodos (1N914, 1N34)	* 50	2.400
7	LED's XC556	110	770
2	Potenciómetros 5 kΩ	70	140
1	Resistencia 3.3 Ω (10 W)	150	150
12	Resistencias 100 Ω (2 W)	30	360
12	Resistencias 1.8 k (1 W)	25	300

.../

CANTIDAD	DESCRIPCION	VALOR UNITARIO (S/.)	VALOR TOTAL (S/.)
15	Resistencias (1/2 W)	15	225
127	Resistencias (1/4 W)	* 12	1.524
3	Condensadores (6800 µ, 3500 µ)	* 300	900
12	Condensadores .1 µ (400 V)	25	300
12	Condensadores .03 µ (1000 V)	30	360
3	Condensadores 1 µ (600 V)	45	135
70	Condensadores	* 18	1.260
12	Fusibles 120 V, 25 A con portafusibles	70	840
3	Brakers térmicos 220 V, 32 A	1.500	4.500
3	Switches	125	375
2	Perillas para potenciómetros	70	140
2	Pulsantes	120	240
4	Borneras	90	360
14	Conectores	70	980
8	Cable # 12 (m)	40	320
12	Terminales 10/12	50	600
28	Tornillos y tuercas	10	280
1	Plancha de Aluminio	5.500	5.500
3	Tarjetas de Circuito Impreso (Baquelita, pórticos, fotomecánica, etc.)		9.000
		TOTAL:	S/. 125.549

De este cuadro se puede concluir que: el 34% del valor total corresponde a los puentes rectificadores del conversor dual con sus respectivas protecciones; el 20% se gasta en el transductor de corriente; el 36% se invierte en los circuitos impresos y el 10% corresponde a las Fuentes y los materiales de montaje.

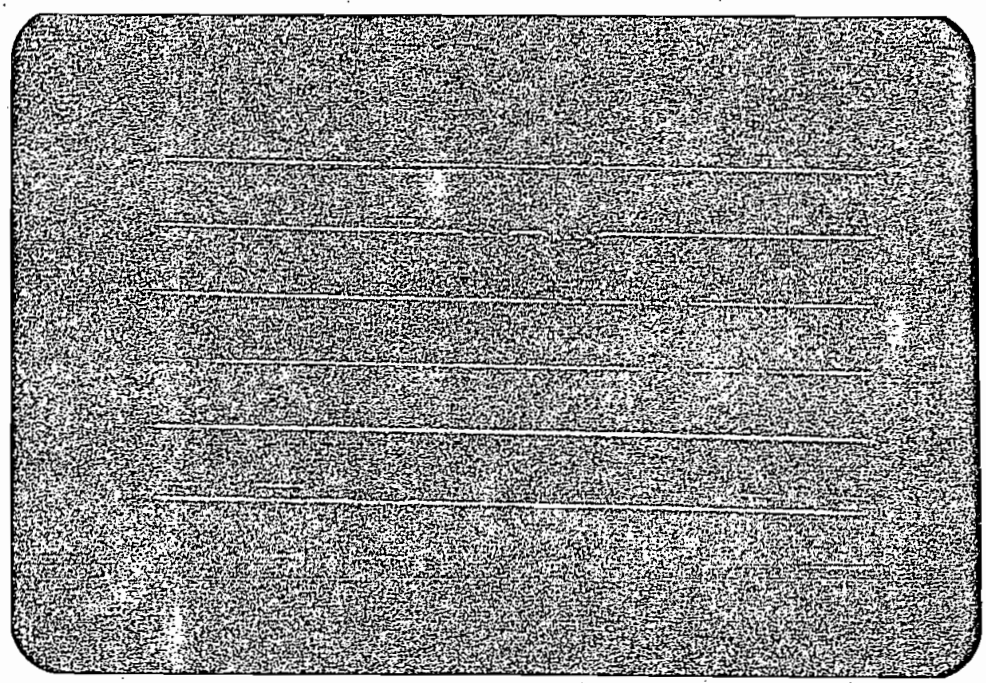
.../

4.2. MEDICIONES Y PRUEBAS EXPERIMENTALES.

Lo más interesante que se pudo observar luego de las pruebas realizadas, es que todo el desarrollo teórico del diseño del sistema, se ve totalmente confirmado por los resultados obtenidos, como se expone a continuación.

4.2.1. Sincronización y disparo:

Estas unidades realizan una adecuada sincronización y generación de los pulsos de disparo a los tiristores, en base al voltaje de control vc_1, los cuales se disparan sin dificultad, como se puede observar en las siguientes fotografías:

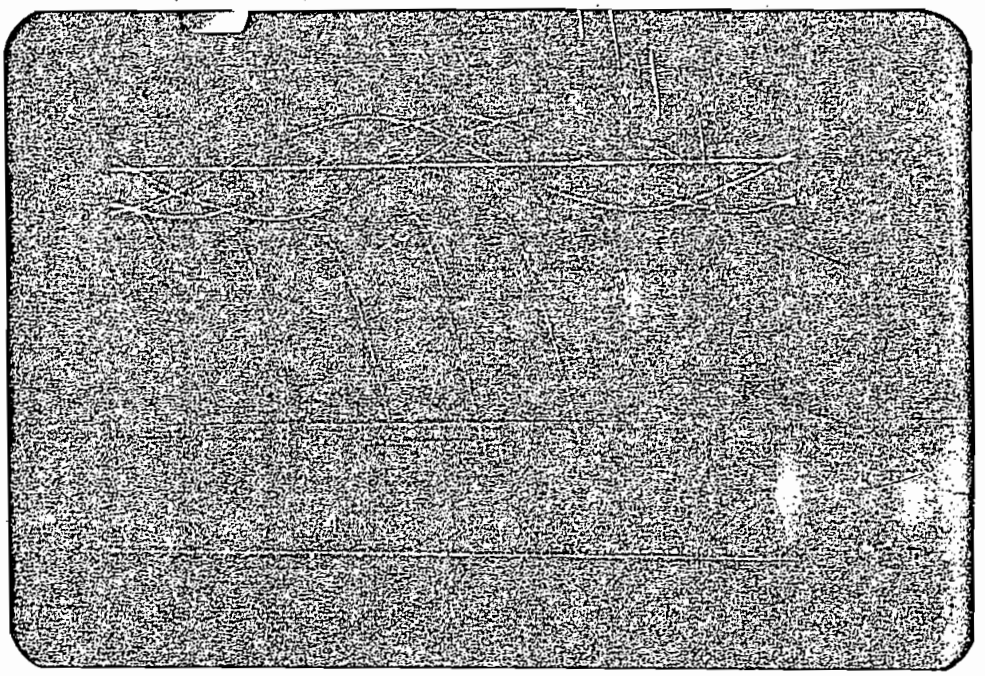


Todos los Canales: 5 V/ división
Tiempo : 2 mseg / div.

Foto 4.3 : Secuencia de Pulsos de disparo, activos con 0_L.

.../

ST' SR' TR'



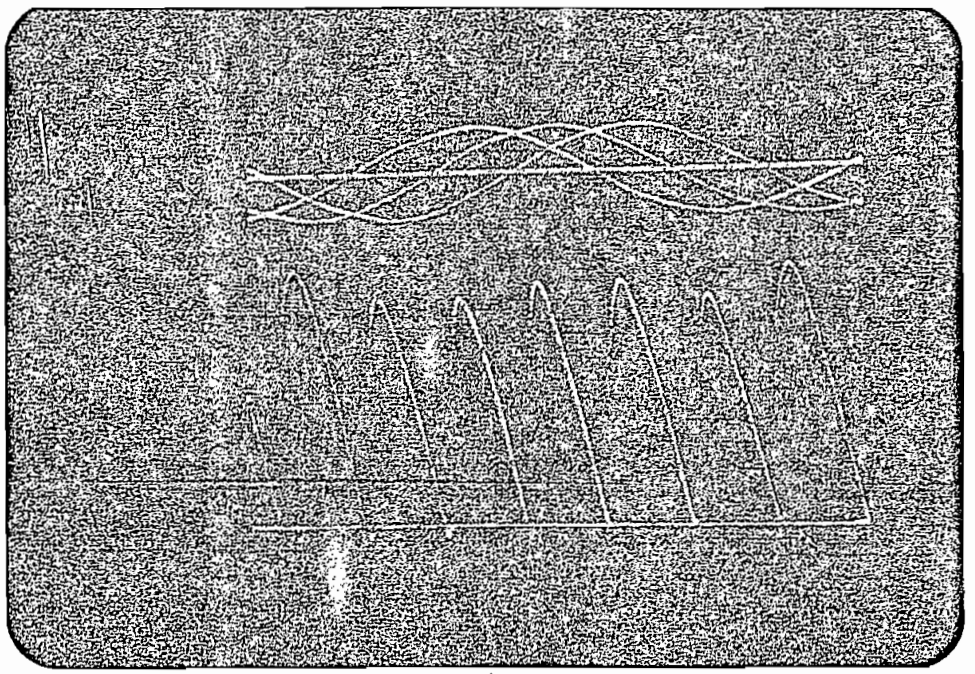
Vtα

ST', SR', TR' : 20 V/div.
Vtα : 20 V/div.
Tiempo : 2 mseg/div.

Foto 4.4 : Voltaje Terminal obtenido del Conversor (Vtα) con un ángulo de retardo α = 45° .

.../

ST' SR' TR'



Vtα

ST', SR', TR' : 20 V/div.
Vtα = 20 V/div.
Tiempo : 2 mseg/div.

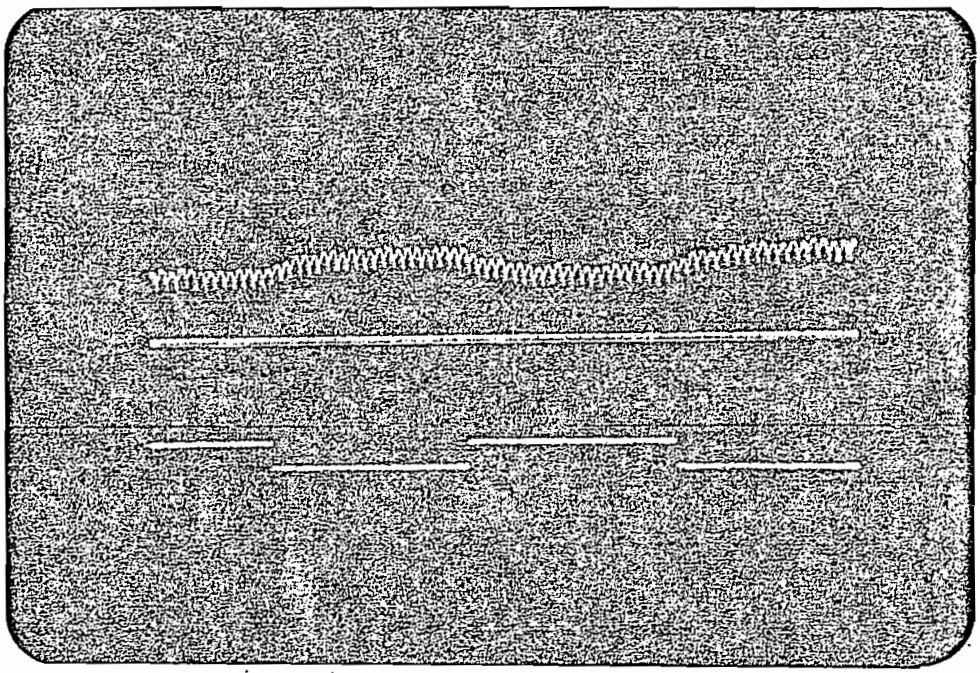
Foto 4.5 : Voltaje Terminal obtenido del Conversor (Vtα) con α = 60° .

4.2.2. Lazo interno de corriente:

Para obtener la respuesta del lazo de corriente a cambios tipo paso en la señal de referencia iref, se debe tener en cuenta que el sistema no se saldrá de la zona lineal de operación considerada para el diseño, si estos cambios son pequeños, tal y como se muestra en la siguiente foto:

.../

$14.4\ A \leq Ia \leq 16.9\ A$



vi : 2 V/div (14.6 A/div)
iref: 1 V/div (-1V → 9.5 A)
Tiempo : 20 mseg/div.

Foto 4.6 : Respuesta de Lazo de Corriente dentro de la zona lineal de operación, a cambios tipo paso en iref.

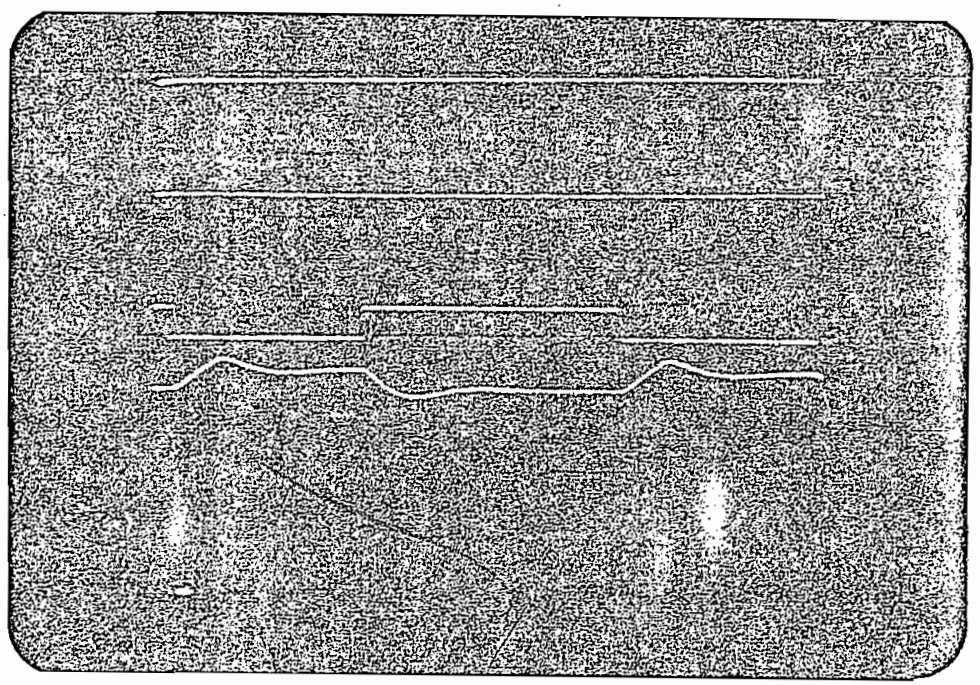
En esta foto es imposible determinar el nivel de sobreimpulso producido en el voltaje vi, debido a la presencia del rizado de 360 Hz de esta señal; sin embargo, se ve que su tiempo de estabilización (criterio del 5%) no es mayor a 20 mseg. La ganancia es aproximadamente .607 ya que para 14.25 A requeridos por Ωref = -1.5 V, circulan 14.6 A según vi.

.../

4.2.3. Lazo de Velocidad:

Al igual que en el caso anterior, los cambios tipo paso en Ω ref son pequeños, y si se evita que la lógica de cruce ordene conmutación entre grupos de tiristores (cambios de signo en iref'), la respuesta en la zona lineal del lazo de velocidad, es facilmente obtenible:

$$1000 \text{ rpm} \leq n \leq 1100 \text{ rpm}$$



G, $\overline{G}$: 5 V/div.
Ω ref, vω : 2 V/div.
Tiempo : 1 seg/div.

Foto 4.7 : Respuesta del Lazo de Velocidad dentro de la zona lineal de operación, a cambios tipo paso en Ω ref.

.../

El hecho de que G = 1_L indica que unicamente el conversor positivo conduce para darnos las siguientes características de respuesta del lazo:

Nivel de Sobreimpulso : 33 %

Tiempo de estabilización (5%): 1.3 seg.

En esta foto no es posible distinguir qué ganancia está dando el lazo, debido a que el nivel cero de vω no cabe en la pantalla y se sale de ésta por la parte superior, mientras que el nivel cero de Ωref se sale por la parte inferior. Esto se hizo intencionalmente para observar con mayor facilidad la respuesta en el tiempo del lazo de velocidad.

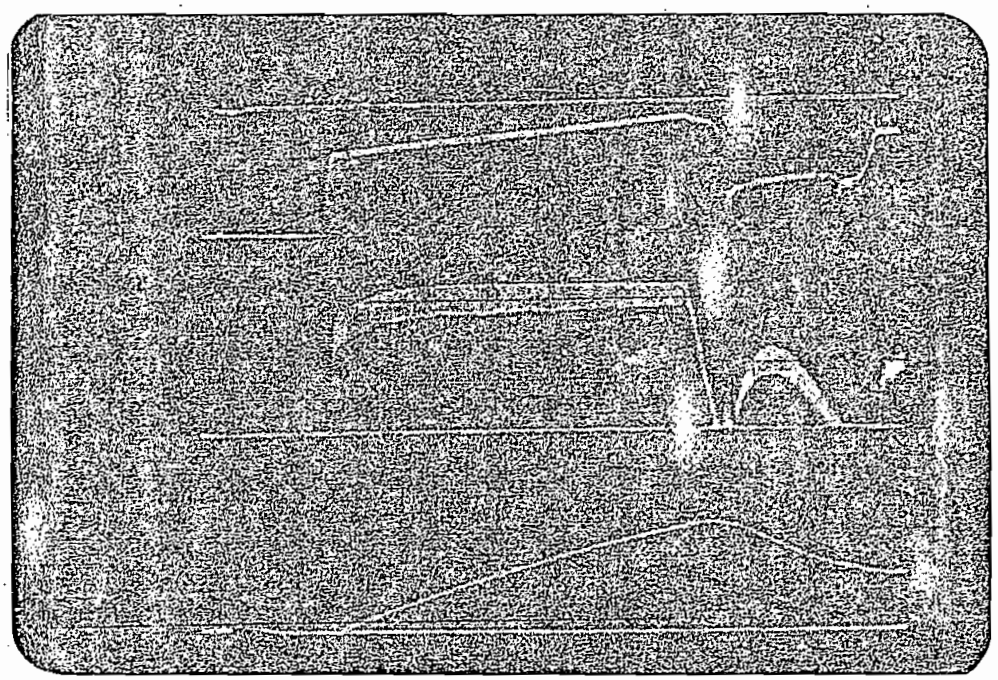
4.2.4. Comportamiento total del Sistema:

Como características de comportamiento general del sistema se puede mencionar que el arranque se realiza de una manera totalmente suave, sin la presencia de transitorios bruscos de corriente y que la limitación en el nivel de corriente se ajusta exactamente a 29.5A según se aprecia en la siguiente foto: 4.8.

Una vez superado el estado transitorio de arranque, la velocidad de la máquina sigue fielmente a la referencia Ωref , y si ésta es un voltaje continuo y totalmente estable, la velocidad de la máquina también se mantiene en un valor constante, sin importar cuál sea la carga que se encuentre acoplada al eje del motor.

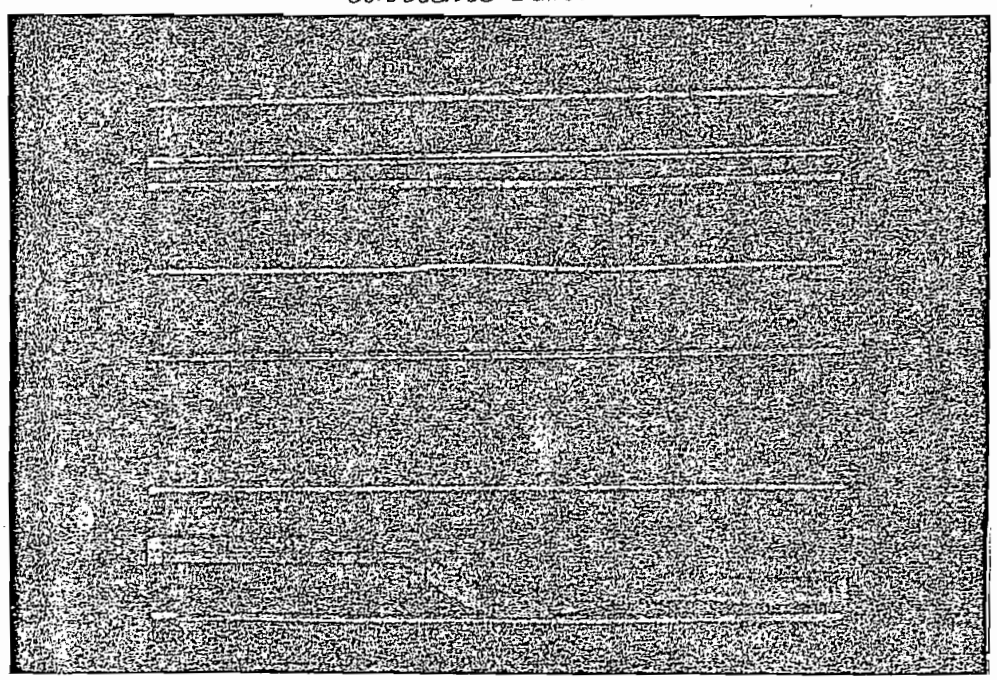
Esto se comprueba cuando se realiza un cambio brusco de la carga como se muestra en la foto 4.9.

.../



vc_1, vw: 5 V/div. vi: 2 V/div. t: .5 seg/div.

Foto 4.8 : Arranque de la Máquina DC con Corriente Limitada.



$\overline{G}$, vc_1: 5V/div. Ω ref, vw: 5 V/div.
vi: 2V/div. t : .5 seg/div.

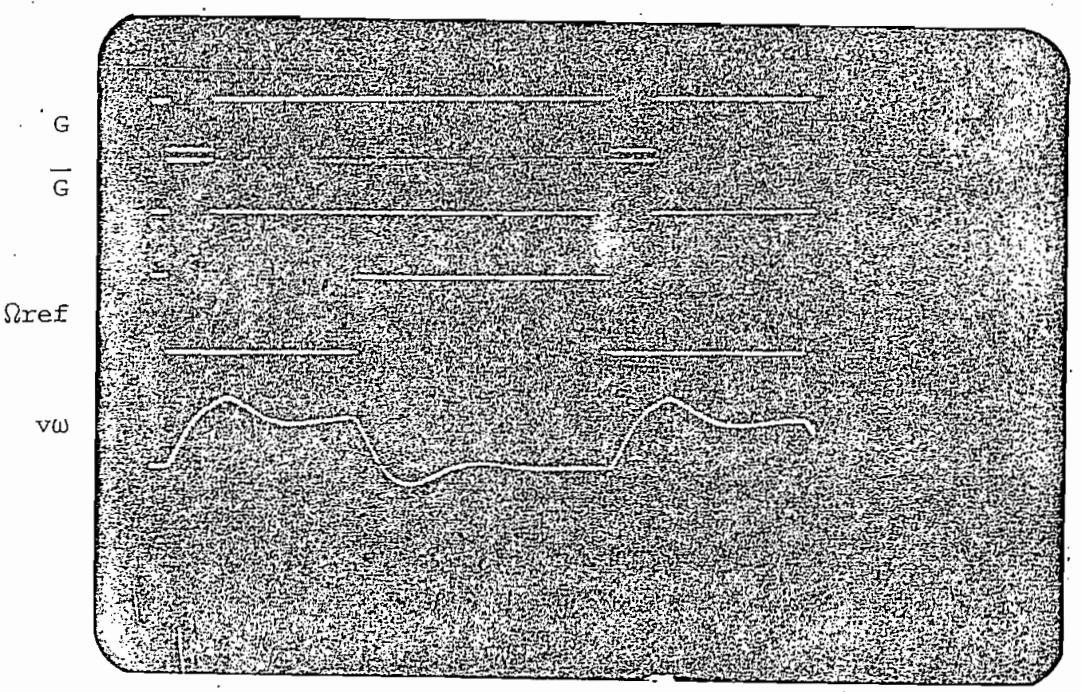
Foto 4.9 : Variación Brusca de la Carga del Motor.

.../

La tendencia en incrementar la velocidad resulta casi imperceptible, para luego de aproximadamente 1 segundo, volver a las 1300 rpm iniciales.

Las pruebas más importantes son las que a continuación se presentan, en las cuales claramente se puede apreciar la forma como el sistema de control dirige à la máquina para que opere en cada uno de los cuadrantes.

En la foto 4.10, una referencia positiva sufre cambios tipo paso mayores a los del punto 4.2.3, con los cuales se provoca el freno regenerativo en el 2do. Cuadrante ($G = 0_L$, $\overline{G} = 1_L$) para nuevamente retornar al primer cuadrante ($G = 1_L$, $\overline{G} = 0_L$).

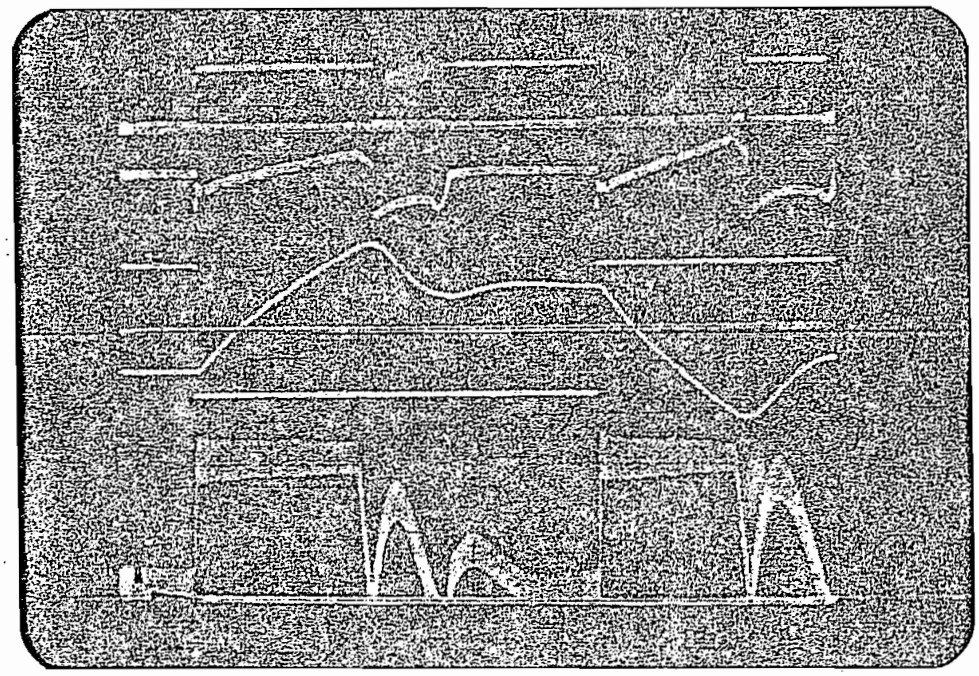


G, $\overline{G}$ = 5 V/div
Ω ref , vω = 2 V/div.
tiempo = 1 seg/div.

Foto 4.10 : Operación en el 1ro. y 2do. Cuadrantes de la Máquina DC.

.../

Para demostrar la capacidad de operación del sistema, en los cuatro cuadrantes, se hacen inversiones de giro, con cambios tipo paso en la referencia de velocidad desde la una polaridad hacia la opuesta.



$\overline{G}$, vc_1 : 5 V/div.
Ω ref, $v\omega$: 5 V/div.
vi : 2 V/div .
t : 1 seg/div.

Foto 4.11 : Operación en 4 Cuadrantes de la Máquina DC.

El voltaje de control vc_1, muestra que cada vez que se efectúa una conmutación desde el un grupo de tiristores hacia el otro, se realiza la corrección de la fcem por lo que el grupo entrante comienza como inversor ($vc_1 \leq -5$ V) , actuando en estos casos la máquina como un generador, mientras se lleva a cabo el freno regenerativo de la máquina.

.../

La realización de una inversión de giro, le toma al sistema aproximadamente 4 segundos hasta que la velocidad se estabilice en el otro sentido de giro.

4.3. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

4.3.1. Comparación de Resultados:

De todo lo diseñado en el presente trabajo se puede afirmar, en base a los resultados obtenidos, que la totalidad de la sustentación teórica de la Tesis, se ajusta en forma casi perfecta a la realidad práctica. Así, el conjunto de todas y cada una de las afirmaciones hechas en el desarrollo del diseño, se van uniendo entre sí, hasta formar un sistema de control completo que logra el principal objetivo propuesto, el "Control en 4 Cuadrantes de una Máquina DC".

Los aspectos más destacables, para hacer una comparación entre los resultados obtenidos y los calculados en el capítulo 3, son las respuestas de los lazos de control a un cambio tipo paso pequeño en las señales de referencia. (Foto 4.6 y 4.7).

LAZO DE CORRIENTE

	CALCULADO	OBTENIDO
Nivel de Sobreimpulso Sp:	33.6 %	No determinado
Error de Estado Estable ess:	0	0
Tiempo de Estabilización (5%) Ts:	19 mseg.	< 20 mseg
Estabilidad :	Total	Total
Ganancia :	.606	.607

.../

LAZO DE VELOCIDAD

	CALCULADO	OBTENIDO
Nivel de Sobreimpulso Sp :	36.6 %	33 %
Error de Estado Estable ess:	0	0
Tiempo de Estabilización (5%) Ts:	.55 seg.	1.3 seg.
Estabilidad :	Total	Total
Ganancia :	1.03	No determinado

De todas las características mencionadas, la única que no posee una total correspondencia con lo calculado es el tiempo de estabilización del lazo de velocidad; sin embargo, esto puede justificarse por las siguientes razones:

1.- La señal mostrada en el oscilograma para representar a la velocidad corresponde al voltaje vω obtenido del transductor de velocidad, y esta señal, según se explicó, posee un retardo introducido por el filtro del transductor.

2.- No fue posible confirmar prácticamente que la constante de tiempo del filtro T_F = 42 mseg., poseía en realidad ese valor, y por tanto, es posible que al ser utilizado en el diseño del lazo de velocidad se haya introducido un error considerable.

3.- No se pudieron conseguir resistencias con valores iguales a los que se calcularon y esto puede haber influido en la forma de respuesta del lazo.

A parte de ésto, todos los demás resultados expuestos en el punto anterior, demuestran que cada una de las unidades del sistema, se encuentran operando en forma apropiada.

.../

Al hacer el diseño del sistema se afirmó que éste iba a ofrecer una respuesta rápida de velocidad y esto se confirma si se analiza la foto 4.9 . Luego de la Primera Conmutación de conversores, la desaceleración es muy rápida ya que el conversor entrante (-) impone corriente máxima a la máquina, y cuando la velocidad excede el nivel adecuado en el sentido contrario, nuevamente el sistema realiza una conmutación de conversores con lo que el freno regenerativo, con gran rapidez compensa este exceso, hasta que finalmente, (3ra. conmutación) se regula la velocidad y la máquina queda funcionando como motor en el sentido opuesto al inicial, bajo la acción del conversor negativo.

Este esquema, sin embargo, presenta un comportamiento singular en la 3ra. conmutación de conversores, ya que el conversor negativo entra como inversor ($vc_1 < -5$ V), lo cual no debería ser así ya que el sentido de giro también es negativo, presentándose en este punto un crecimiento gradual de la corriente que resulta en una respuesta algo lenta. Esto se debe a la forma como se impuso una limitación al sistema, en el diseño del controlador de voltaje: aproximación de la función $v\omega = f(vc_1)$.

Otra limitación del sistema que se determinó en las pruebas experimentales, es que para cargas demasiado ligeras (casi vacío), la fcem crece tanto que casi alcanza el nivel de $\overline{Vt}\alpha$, lo cual provoca que cuando el sistema de control ordena un retardo de ángulo de disparo α el grupo se apaga totalmente y por ende α debe ser inmediatamente adelantado, encendiéndose de nuevo el grupo, hasta que se vuelve a ordenar un retardo de α. Esto provoca oscilaciones en la velocidad de la máquina y se puede afirmar que definitivamente el sistema pierde control sobre ésta para cargas demasiado ligeras.

4.3.2. Análisis Técnico - Económico:

Del análisis de costos realizado en el punto 4.1 de este capítulo, se podría decir que el equipo construído, es un equipo cos-

.../

toso, pero bajo ningún punto de vista se puede decir que es caro, debido a que si se desea realizar operación en cuatro cuadrantes con un sistema electromecánico como es el "Ward Leonard", los costos no serían comparables.

Además, la sofisticación obtenida con el presente sistema de Control en Cuatro Cuadrantes, sería muy difícil obtener con ningún sistema electromecánico y esto, dependiendo de la aplicación práctica, puede reflejarse en un ahorro considerable de capital a corto plazo.

4.3.3. Conclusiones y Recomendaciones:

Luego de haber concluido con el desarrollo del presente trabajo es necesario destacar los siguientes aspectos:

- El desarrollo teórico del diseño de los controladores tiene su base en el método de Simetría Optima, el mismo que pretende que las características de respuesta de los lazos sean óptimas ($\xi = .707$, MF máximo), sin embargo, para determinada aplicación talvez puede que esto no sea lo deseable, por tanto, la tarjeta de circuito impreso Nº 2 presenta la opción de introducir potenciómetros de ajuste en lugar de puentes actualmente colocados, con lo que se puede variar las características de respuesta del sistema.

  Se recomienda que la variación de Ri o Rω no vaya más allá de un $\pm$ 15% de su valor calculado, para no atentar contra la estabilidad del sistema.

- La limitación de la corriente se ajustó para que sea 1.7 veces la corriente nominal de la máquina y de los resultados se pudo apreciar que este valor nunca fue superado, así sea el caso de un arranque o una conmutación entre grupos de tiristores.

  Sin embargo, ha de notarse que la aceleración y la desaceleración de la máquina son limitadas sólamente por la corriente

.../

máxima permitida por el limitador, y dependiendo de la aplicación del sistema, existe la posibilidad de decidir entre sí se da mayor aceleración a la máquina o se disminuye el valor de limitación de la corriente.

- Es necesario advertir que el transformador de potencia que se utilizó poseía una conexión delta en el secundario, y por tanto, los transformadores de sincronización también se encuentran conectados en delta hacia la red trifásica (220 V, 60 Hz). En caso de pretender usar un transformador de potencia con conexión Y en su secundario, será necesario cambiar la conexión de los transformadores de sincronización, analizando cuidadosamente el desfase que sufren las señales del secundario del transformador de Potencia.

- Resumiendo todo el análisis de resultados obtenidos, se puede decir que el desarrollo cuidadoso de todos y cada uno de los diseños necesarios, han llevado a la consecución de un equipo electrónico capaz de comandar a una máquina DC para que ésta opere en cuatro cuadrantes de una manera muy sofisticada, asegurando ante todo, rapidez de respuesta, precisión y una regulación muy fina de la velocidad de la máquina.

- Por último, como es de esperarse, el final de un trabajo siempre es el inicio de un proyecto nuevo, y por tanto, me permito sugerir una manera de optimizar el presente trabajo, no sólo en ciertas características de desempeño sino también en el aspecto económico.

La utilización de un microprocesador sería una magnífica opción para optimizar este trabajo; toda la lógica de la unidad de disparo puede fácilmente ser realizada por este dispositivo y aún más, con una correcta programación las acciones de control proporcional e integral se llevarían a cabo.

Cuando se desee mejorar el sistema, también se puede supe

.../

rar la limitación del controlador de voltaje, haciendo la implementación electrónica completa de la función $v\omega = f(vc_1)$.

A N E X O

M A N U A L D E O P E R A C I O N Y M A N T E N I M I E N T O.

A N E X O

MANUAL DE OPERACION Y MANTENIMIENTO.

Esta sección tiene como objeto informar cuál es la forma correcta de poner en funcionamiento al aparato y también, de ser necesario, cómo se podría manejar técnicamente las diferentes partes constitutivas del sistema para ofrecer mantenimiento, calibración o hacer cualquier modificación deseada al equipo.

a) Operación.-

El panel frontal del equipo fue diseñado de tal forma que la operación de éste sea fácilmente realizable por cualquier persona, para lo cual dispone de indicadores luminosos que informarán al operador como responde el equipo a cada uno de sus comandos.

El proceso de operación debe observar los siguientes pasos (Ver figura 4.2):

1.- Conectar los terminales de armadura de la máquina a los conectores del panel frontal.

2.- Introducir las señales trifásicas R, S y T tanto de sincronización (220 V, 60 Hz), como de alimentación al conversor dual (94 V, 60 Hz), por los respectivos conectores ubicados en el panel frontal. Asegurarse que la secuencia de fases sea correcta (RST).

3.- Con el switch off/Stby llevar al equipo al estado de Standby (Se encenderá el LED Stby).

4.- Con el switch Ω ref seleccionar Ext o Int, según el modo como

.../

se quiere que el equipo reciba la referencia de velocidad. Si seleccionamos Ext, se encenderá el LED adjunto para indicar que el equipo necesita señal de referencia externa; introducir esta señal por los conectores respectivos.

Si seleccionamos Int, se encenderá 1 de los 2 leds de giro, según la posición del switch sentido de giro; si se requiere que la máquina gire en este sentido, entonces mover la perilla correspondiente para determinar la magnitud de la velocidad ($40 \leq n \leq 2000$ rpm).

5.- Presionar el pulsante P_1 para arrancar a la máquina. Se encenderá el LED on y el sistema obligará a la velocidad del motor a corresponder fielmente a la referencia utilizada.

6.- Presionar el pulsante P_2 cada vez que se desee detener a la máquina y hacer cualquier cambio en la referencia.

7.- Para apagar al equipo, utilizar el switch off/Stby.

b) Mantenimiento.-

El mantenimiento del equipo se facilita totalmente ya que se disponen puntos de prueba apropiados a lo largo de los dos circuitos impresos que contienen las unidades electrónicas del sistema.

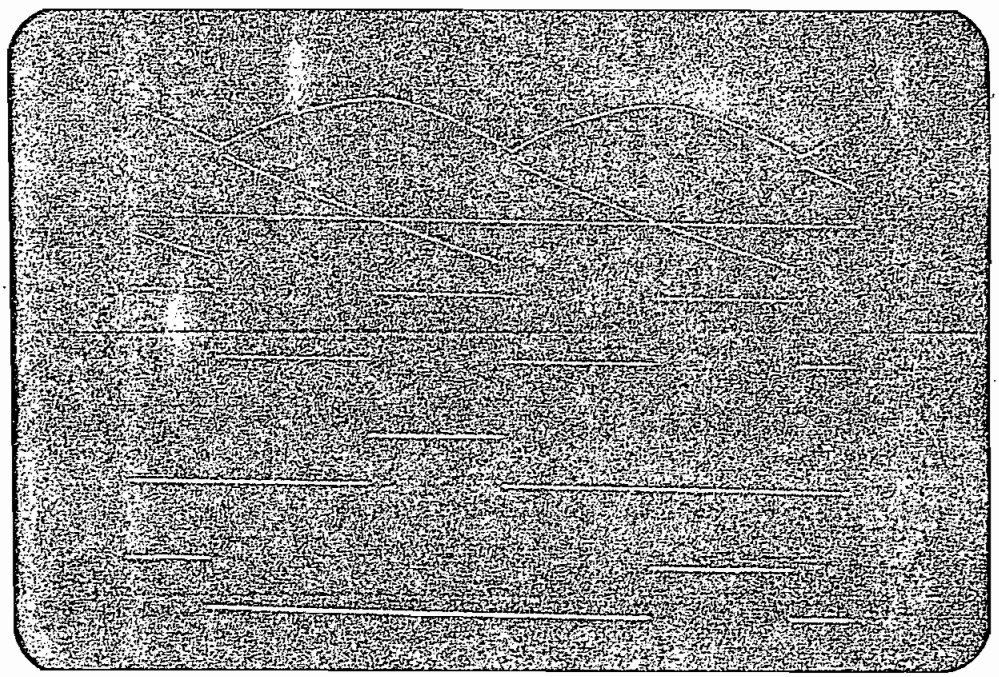
Así, para determinar si el equipo se encuentra operando adecuadamente, bastará realizar un par de pruebas sencillas sin necesidad de energizar la parte de potencia y seguir las señales a lo largo de los circuitos impresos, de la siguiente manera:

Sincronización y disparo:

Para la primera prueba, sólo se requiere introducir un voltaje contínuo negativo ($-10 \leq vc_1 \leq 0$), por el

.../

conector correspondiente a vc_1 en el circuito impreso Nº 1, y con el switch off/Stby en la posición Stby. Las señales que deben obtenerse en cada subunidad de disparo se aprecian en las 2 fotos siguientes: (Ver figura 3.36).



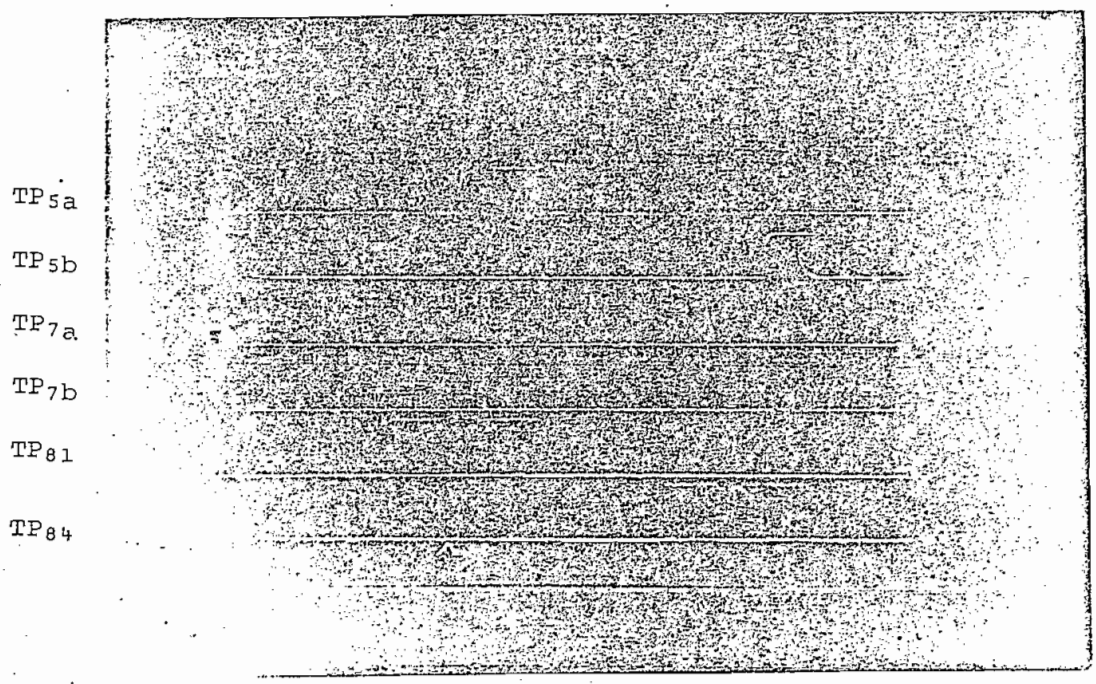
ST' : 20 V/div.
resto de señales: 5 V/div.
tiempo: 2 mseg/div.

Foto 4.12 : Señales a Obtenerse en la Subunidad I de la Unidad de disparo con $vc_1 = -5$ V.

Aquí la única señal que podría calibrarse es la salida del generador diente de sierra (TP1a), para lo cual debe tenerse que con $vc_1 = -10$ V, ésta debe topar justamente los valores 0 y - 10 V cada 180°, según la sincronización obtenida con la señal ST'.

El resto de señales poseen niveles TTL y su secuencia lógica es como se indica en las fotos 4.12 y 4.13.

.../



Señales: 5 V/div.
tiempo: 2 mseg/div.

Foto 4.13 : Señales a obtenerse en la subunidad I de la unidad de disparo con vc_1 = - 5V.

Las señales que se presentan como pulsos (a partir de TP7), no se harán presentes (0_L), a menos que el equipo sea sacado del estado de Stby mediante la presión del pulsante P_1 de arranque (ver figura 4.2).

Sistema de Control:

Para esta prueba se necesita introducir una señal cuadrada de aproximadamente 4 Vpp y una frecuencia baja (f < 4 Hz) y entonces importa el comportamiento cualitativo del sistema:

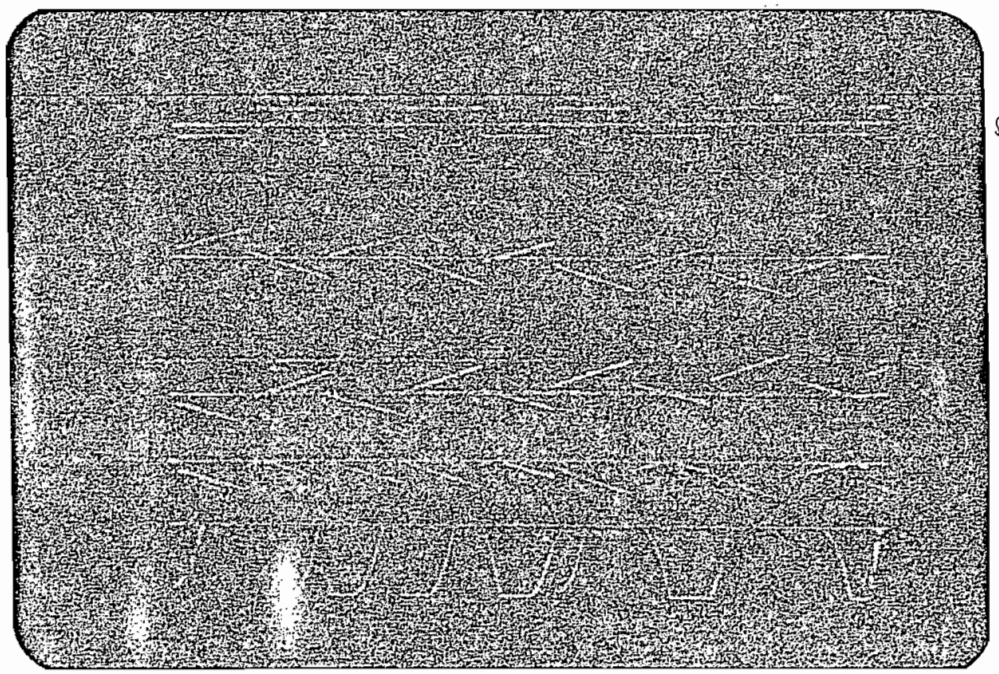
En cada cambio de signo de la referencia debe haber una respuesta proporcional e integral a la salida del controlador de velocidad (vc_4), la misma que al atravesar el limitador se invertirá y no

.../

saldrá de los límites 3.2 V $\geq$ iref' $\geq$ - 3.2 V.

La referencia de corriente en cambio, será siempre negativa iref $\leq$ 3.2 V , iref = - |iref'|.

En el voltaje de control vc_1, se nota la acción del controlador de voltaje cada vez que existe un cambio de signo en iref', y su comportamiento es casi parabólico ya que integra la señal iref que es lineal.



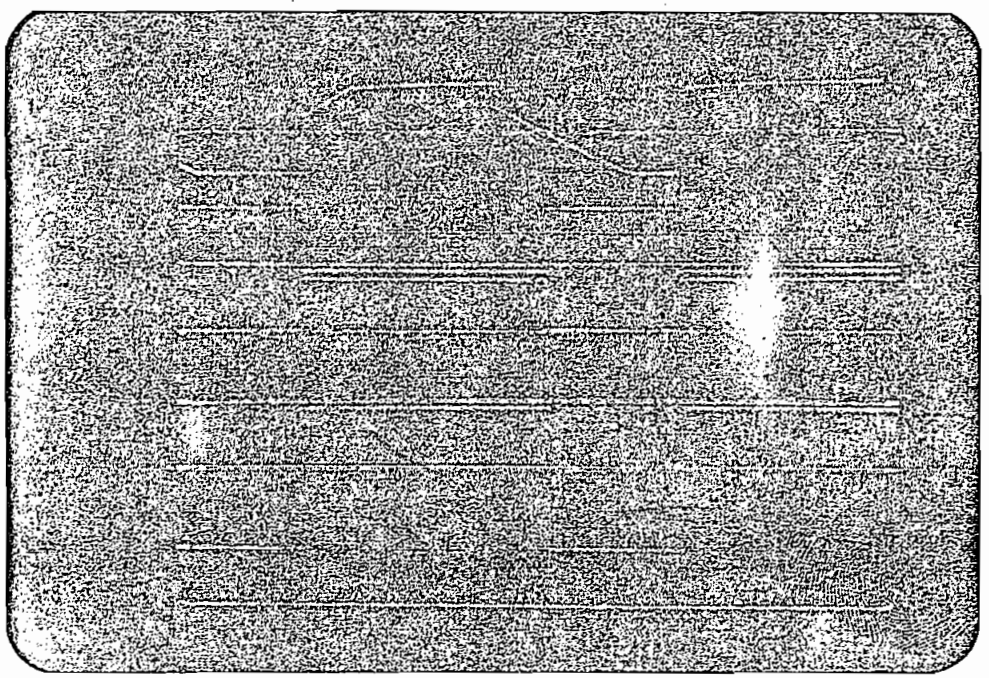
Señales: 5 V/div.
t : .2 seg/div.

Foto 4.14 : Señales a obtenerse en los Controladores el Limitador y el DCAI.

Por último, se puede monitorear el comportamiento de la unidad de lógica de cruce en la cual lo importante a observarse es que cada vez que iref' cambie de signo, Vbloc vaya a 1 lógico y las 2 se

.../

ñales G y $\overline{G}$ se encuentren en 0_L en este intervalo ($\tau \approx 10$ mseg).



Señales: 5 V/div.
tiempo: .1 seg/div.

Foto 4.15 : Comportamiento de la Unidad Lógica de Cruce en base a las variaciones de iref'.

A P E N D I C E S

A P E N D I C E A

DETERMINACION DE LOS PARAMETROS MECANICOS Y ELECTRICOS DE UNA MAQUINA DC.

OBJETO.

Mediante esta prueba se pretende llegar a conocer los valores de resistencia e inductancia que presenta la armadura de la máquina DC, siendo éstos sus parámetros eléctricos, así como el valor de la constante Kt, conocida como constante del motor, la misma que depende de los detalles constructivos de la máquina. Además se desea determinar los valores del torque de roce seco, coeficiente de roce viscoso y momento de inercia, que son los parámetros mecánicos del motor.

A partir de éstos, se obtendrán todos los parámetros del modelo normalizado de la máquina DC, que resultan de interés para el presente trabajo.

EQUIPO.

Grupo Motor-Generador DC, objeto del control en cuatro cuadrantes.
1 Reóstato para la armadura.
2 Reóstatos de campo.
1 Taco-generador DC.
1 Voltímetro DC.
1 Amperímetro DC.
1 Osciloscopio con memoria.
Equipo de control industrial.

INFORMACION.

1) Parámetros Eléctricos: El circuito de armadura de la máquina DC está constituído por un devanado, el mismo que por su naturaleza cons-

.../

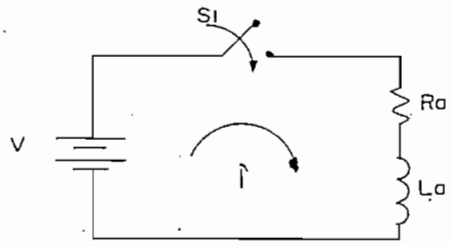
tructiva presentará cierto valor de resistencia e inductancia, los mismos que pueden ser determinados en base a lo siguiente:

a) Determinación de La y Ra: Los valores de resistencia e inductancia de la armadura de la máquina se pueden determinar directamente trabajando sobre el devanado de inducido, sin tomar en cuenta que éste pertenece a una máquina rotativa.

Así, si aplicamos un voltaje DC a sus terminales, será suficiente observar la respuesta en el tiempo que este devanado presenta:

En cualquier instante, se va a cumplir la siguiente igualdad:

$$V = Ra\ i + La \frac{di}{dt} \qquad (1)$$



Si S1 está inicialmente abierto y no existe ninguna energía almacenada en la bobina, la ecuación que va a regir el comportamiento del circuito, al cerrar S1, es (1), la misma que en el dominio de la frecuencia compleja S es:

$$\frac{V}{S} = Ra\ I + La\ (SI - I_{(o)}) \qquad \text{donde } I_{(o)} = 0$$

y para la corriente:

$$I = \frac{V}{S(Ra + LaS)} = V\left(\frac{1}{Ra}\ \frac{1}{S} - \frac{1}{Ra}\ \frac{La}{Ra + LaS}\right)$$

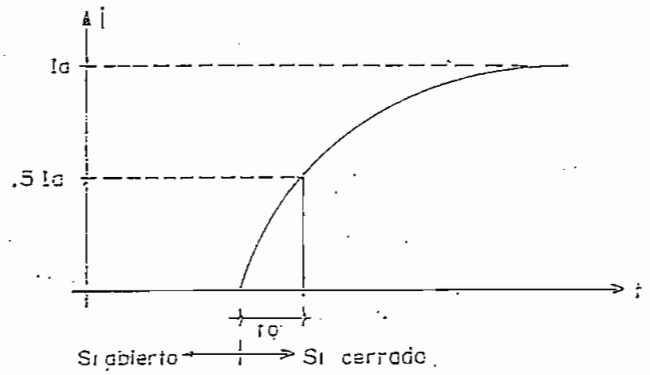
$$I = \frac{V}{Ra}\left(\frac{1}{S} - \frac{1}{S + \frac{Ra}{La}}\right)$$

por lo que la corriente que fluirá al cerrar el interruptor será:

.../

$$i(t) = \frac{V}{Ra}\left(1 - \exp.\left(\frac{-Ra}{La}\,t\right)\right) = \begin{cases} \frac{V}{Ra} & \text{cuando } t=\infty \\ 0 & \text{cuando } t=0 \end{cases} \qquad (2)$$

y en base a la representación gráfica:



$$Ia = \frac{V}{Ra}$$

$$\therefore Ra = \frac{V}{Ia}$$

Ia: corriente que circula en estado estable.

A partir de la ecuación (2) se puede deducir el valor de La:

$$i(t) = Ia\left(1 - \exp.\left(\frac{-Ra}{La}\,t\right)\right)$$

$$1 - \frac{i(t)}{Ia} = \exp.\left(\frac{-Ra}{La}\,t\right)$$

$$\ell n\left(\frac{1}{1 - \frac{i(t)}{Ia}}\right) = \frac{Ra}{La}\,t$$

$$La = \frac{Ra\ t}{-\ell n\left(1 - \frac{i(t)}{Ia}\right)}$$

si se mide el tiempo que le toma a la corriente alcanzar el 50% de su valor de estado estable (to):

$$La = \frac{Ra\ to}{-\ell n\left(1 - \frac{.5Ia}{Ia}\right)}$$

$$La = \frac{Ra\ to}{-\ell n\ \frac{1}{2}}$$

$$La = \frac{Ra\ to}{\ell n\ 2}$$

to = tiempo que se tarda la corriente en alcanzar el 50% de su valor de estado estable.

2) Parámetros Mecánicos: Para una máquina eléctrica, los torques de inercia, de roce viscoso, de roce seco y el torque aplicado al eje, deben estar equilibrados en cada instante de tiempo por el torque de origen eléctrico, el mismo que se generará por el principio de conversión electromecánica de energía.

A partir de la segunda Ley de Newton, se deduce la siguiente ecuación de equilibrio mecánico (ecuación 1.6 del capítulo 1):

$$Te = J\ \frac{dw}{dt} + Bw + Tf + T\ell \qquad (3)$$

Cuando el grupo motor-generador actúa sin carga, la ecuación que rige el equilibrio mecánico, (3), será:

$$Te = J\ \frac{dw}{dt} + Bw + Tf \qquad (4)$$

y a partir de (4), se pueden enunciar los dos métodos siguientes, para la determinación de los parámetros mecánicos de la máquina:

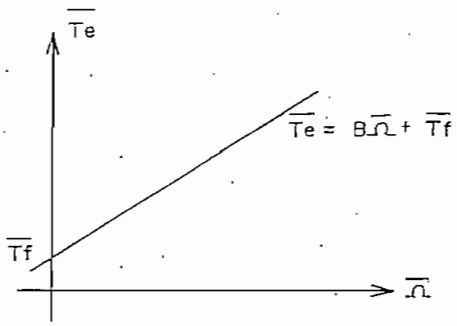
.../

a) Determinación de B y Tf: Cuando se llegue a una velocidad estable de la máquina, la ecuación (4) se transformará en:

$$\overline{Te} = B\overline{\Omega} + \overline{Tf} \qquad (5)$$

correspondiendo a la ecuación (1.18) del capítulo I, pero con carga nula.

Si experimentalmente se determinan $\overline{Te}$ y $\overline{\Omega}$, para diferentes valores de velocidad estable de giro, la función $\overline{Te} = f(\overline{\Omega})$ nos permitirá conocer los valores de B y $\overline{Tf}$, ya que según (5) se dará que:



B: Pendiente de la recta.

$\overline{Tf}$: valor de $\overline{Te}$ cuando $\Omega = 0$

Para la determinación experimental de $\overline{Te}$, será necesario conocer la potencia mecánica que se origina en la parte eléctrica de la máquina.

$$Pm = \overline{Vt}\ \overline{Ia} - \overline{Ia}^2\ Ra \qquad (6)$$

donde: $\overline{Vt}$, $\overline{Ia}$ y Ra se refieren a valores de la armadura de la máquina.

Puesto que esta potencia será justamente la que se disponga en el eje:

$$Pm = \overline{Te}\ \overline{\Omega} \qquad (7)$$

entonces de (6) y (7) se concluye que:

$$\overline{Te} = \frac{\overline{Ia}(\overline{Vt} - \overline{Ia}Ra)}{\overline{\Omega}} \qquad (8)$$

.../

b) Prueba de la desaceleración: Cuando tenemos al grupo Motor - Generador girando a una determinada velocidad estable, Wo, y de pronto cortamos la excitación, el torque electromagnético desaparecerá, provocando un transitorio en la velocidad hasta que el motor se detenga.

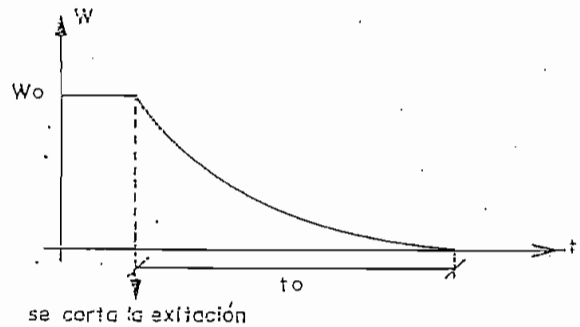
Entonces, nuevamente suponiendo que el grupo no se encuentra cargado, la ecuación (3), se transformará en:

$$0 = J \frac{dw}{dt} + Bw + Tf \qquad (9)$$

y de aquí, a partir del transitorio de velocidad, mostrado en la figura siguiente, se puede llegar a determinar J, ya que si realizamos la transformada de Laplace de (9):

$$0 = J\,(S\Omega - \Omega_{(o)}) + B\Omega + \frac{Tf}{S} \qquad (10)$$

puesto que ya se ha visto que $\overline{Tf}$ es constante.



trabajando con (10):

$$\Omega\,(JS + B) = J\Omega_{(o)} - \frac{Tf}{S} \qquad \text{con } \Omega_{(o)} = Wo$$

$$\Omega = \frac{SJ\Omega(o) - Tf}{S(JS + B)} = \frac{\Omega(o)}{S + \frac{B}{J}} - \frac{Tf/J}{S(S - B/J)}$$

tir fracciones parciales:

$$\Omega = \frac{\Omega(o)}{S + B/J} + \frac{Tf/B}{S + B/J} - \frac{Tf/B}{S}$$

tir lo que en el dominio del tiempo se tendrá:

$$w(t) = \Omega(o)\ \exp.\left(-\frac{B}{J}t\right) + \frac{Tf}{B}\ \exp.\left(-\frac{B}{J}t\right) - \frac{Tf}{B}$$

$$w(t) = \left(\Omega_{(o)} + \frac{Tf}{B}\right)\ \exp.\left(\frac{B}{J}\tau\right) - \frac{Tf}{B}$$

despejando el valor de J:

$$\therefore \exp.\left(\frac{B}{J}t\right) = \frac{w(t) + Tf/B}{\Omega_{(o)} + Tf/B}$$

$$\ln\left(\frac{\Omega(o) + Tf/B}{w(t) + Tf/B}\right) = \frac{B}{J}t \Rightarrow J = \frac{B\,\tau}{\ln\left(\frac{\Omega(o) + Tf/B}{w(t) + Tf/B}\right)}$$

Si se toma en cuenta el tiempo que le toma a la velocidad llegar a cero, desde que se corta la excitación, es decir to en la figura anterior:

$$J = \frac{B\ to}{\ln\left(\frac{Wo + Tf/B}{Tf/B}\right)}$$

donde Tf y B ya se habrán determinado en la prueba anterior, Wo es la velocidad de giro antes del corte de energía y el tiempo que le toma al grupo detenerse desde que la excitación fue retirada es to.

3) Constante del Motor: Al construír la máquina DC se deberá decidir el tipo de materiales a usarse, el número de polos que ésta va a poseer, cuál va a ser el tipo de devanados, etc.; es por esto que en las ecuaciones electromecánicas que rigen el comportamiento de la máquina en cualquier instante, aparecen ciertas constantes que únicamente dependen

...

de los detalles constructivos de la máquina, como son Ka, Kt y Kf en las ecuaciones (1.1), 1.3), y (1.5) del Capítulo I.

a) Determinación de Kt: Si se recuerdan las ecuaciones de estado estable para una máquina de excitación independiente (Capítulo I):

$$\overline{Vt} = \overline{Ec} + Ra\overline{Ia} \qquad (11)$$

$$\overline{Ec} = Ka\,\Phi\,\overline{\Omega} = Ka\,\overline{\Omega} \qquad (12)$$

$$\overline{Te} = Kt\,\Phi\,\overline{Ia} = Kt\,\overline{Ia} \qquad (13)$$

$$\Phi = Kf\,If \qquad (14)$$

donde Ka es la constante del motor que resulta del producto ka y Φ, el mismo que es un valor constante e igual al producido por la circulación de la If nominal. Por lo tanto, de las ecuaciones (11) y (12) se da que:

$$\overline{Vt} = Ka\,\overline{\Omega} + Ra\,\overline{Ia}$$

$$Ka = \frac{\overline{Vt} - Ra\overline{Ia}}{\overline{\Omega}}$$

o sea que si las condiciones de trabajo son las nominales, fácilmente se obtendrá el valor de Ka. También ha de recordarse que si se trabaja con las unidades adecuadas de medida, (Sistema MKS), las constantes Kt y Ka son idénticas:

$$Kt = Ka$$

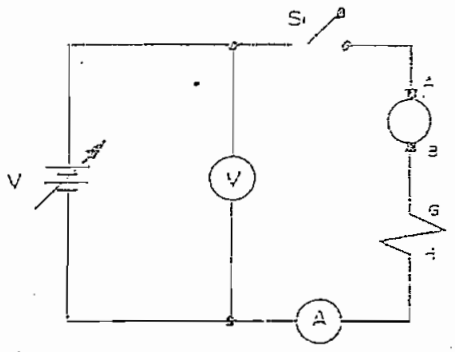
PROCEDIMIENTO.

1) Tomar los datos de placa del Grupo Motor-Generador sometido a prueba:

Type	S611	No. 1
DYN	CPD	2000W
1800 rpm		V_N = 110V
Ia = 19.2A		Ex = 110V

Marca: GENERAL ELECTRIC.

2) Unicamente trabajando con el devanado de inducido, armar el circuito indicado a continuación:

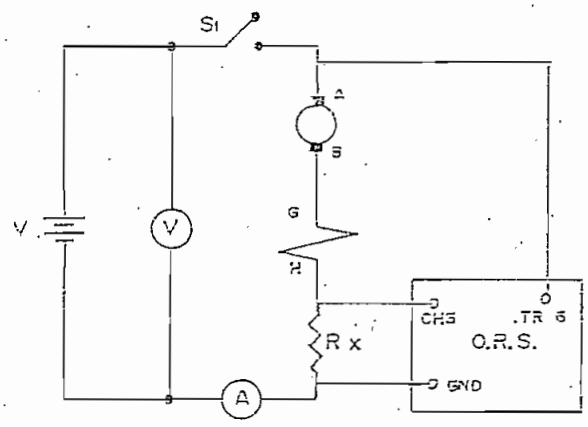


Cerrar S1 y evitando que el motor presente tendencia de giro, tomar el valor de V necesario para que la corriente que circule por el circuito, sea la nominal:

$$V = 8.5V$$

$$Ia = 18.6A$$

Ahora, introducir una resistencia en el circuito para poder llevar la señal de corriente a un osciloscopio:



Cierre S1 y obtenga el oscilograma respectivo, asegurándose que la corriente de estado estable, nuevamente corresponda a la nominal. A partir del amperímetro y del voltímetro, tome las medidas de estado estable:

$$V = 9.2V$$

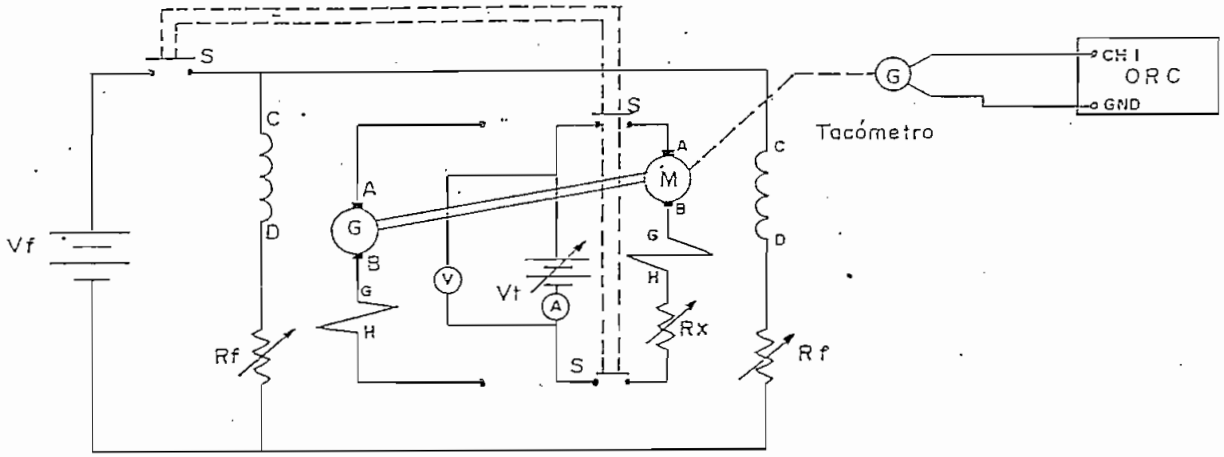
$$Ia = 18.8A$$

A partir del oscilograma respectivo, determine el tiempo que le toma a la corriente alcanzar un valor igual al 50% de la corriente de estado estable:

$$t_0 \Big|_{i(t_0) = 9.4A} = 8mseg.$$

3) Arme el circuito que a continuación se presenta, de tal forma que se prepare al grupo motor-generador para que funcionen como máquinas de excitación independiente:

...



Antes de arrancar, coloque Rx a su máximo valor.

Arranque y luego de cortocircuitar Rx, mediante el control del voltaje terminal, ir obteniendo diferentes valores de velocidad y corriente de armadura, con los cuales se llene el siguiente cuadro de valores:

MEDIR			CALCULAR		
$\overline{Vt}$ (V)	$\overline{Ia}$ (A)	n (rpm)	Pm (W)	$\overline{\Omega}$ (rad/seg)	$\overline{Te}$ (Nm)
126	2.2	1420	274.99	148.70	1.85
118.5	2.05	1360	241.00	142.42	1.69
107	1.95	1320	206.91	138.23	1.50
96	1.9	1250	180.75	130.90	1.38
87	1.82	1200	156.83	125.66	1.25
74	1.75	1100	128.10	115.19	1.11
62	1.65	980	101.06	102.63	.98
50.5	1.6	810	79.63	84.82	.94
36	1.55	600	54.70	62.83	.87

4) En base al circuito presentado en el punto anterior y preparando al osciloscopio para captar la señal de velocidad del grupo motor - generador, proseguir de la siguiente manera: Poner Rx a su máximo valor, cerrar S y llevar al motor a una cierta velocidad estable n_o; cortocircuitar Rx y abrir S para obtener el oscilograma respectivo.

.../

A partir de este oscilograma, determinar el tiempo que le toma al grupo ir desde su velocidad inicial n_o, hasta detenerse:

$$n_o = 1430 \text{ rpm}$$
$$t_o = 18 \text{ seg.}$$

5) Determinar cuáles son las condiciones nominales de trabajo, (datos de placa):

$$Vt_N = 110V$$
$$Ia_N = 18.2A$$
$$n_N = 1800rpm$$

DETERMINACION DE LOS PARAMETROS.

1) Para determinar Ra y La se toman los datos obtenidos en el punto (2) del procedimiento:

$$Ra = \frac{V}{Ia} = \frac{8.5V}{18.6A} \qquad Ra = .457\Omega$$

Para la obtención de La, en cambio se tenía:

$$Ra + Rx = \frac{V}{Ia} = \frac{9.2V}{18.8A} = .489\Omega$$

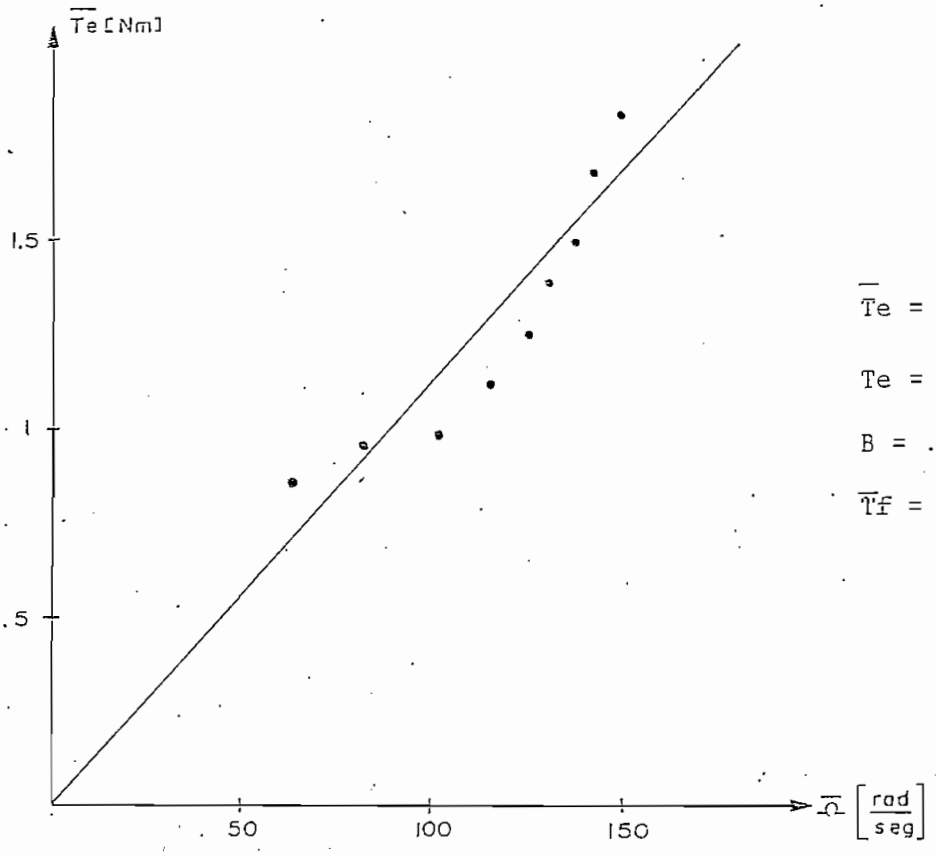
y $$La = \frac{(Ra + Rx)to}{\ell n2} = \frac{.489\ \Omega \quad 3x10^{-3} \text{ seg.}}{\ell n2} \rightarrow La = 5.648mH$$

2) Primero se completa el cuadro de valores presentado en el punto (3) del procedimiento; para esto, se emplean las siguientes fórmulas:

$$Pm = \overline{Ia}\ (\overline{Vt} - \overline{Ia}Ra) \quad [W]$$
$$\overline{\Omega} = n \frac{2\pi}{60} \left[\frac{rad}{seg.}\right]$$
$$\overline{Te} = \frac{Pm}{\overline{\Omega}} \quad [Nm]$$

...

Mostrando la función $\overline{Te} = f(\overline{\Omega})$ gráficamente y obteniendo la mejor aproximación por un programa de regresión lineal, se obtiene:



$$\overline{Te} = B\overline{\Omega} + \overline{Tf}$$

$$Te = .0110\overline{\Omega} + .0022$$

$$B = .011 \text{ Nmseg}$$

$$\overline{Tf} = .0022 \text{ Nm}$$

3) Con los valores obtenidos en el punto (4) del procedimiento y con los valores de B y $\overline{Tf}$ ya calculados, J se calcula de la siguiente forma:

$$J = \frac{Bto}{\ell n\left[\frac{Wo+Tf/B}{Tf/B}\right]}$$

con : $to = 18\text{seg}$

$$Wo = 1430\ \frac{\pi rad}{30seg} = 149.75\ \frac{rad}{seg}$$

$$J = \frac{.011\text{Nmseg}\ 18\text{seg}}{\ell n\left[\dfrac{149.8\ \frac{rad}{seg} + \frac{.0022rad}{.011\ seg}}{\frac{.0022}{.011}\ \frac{rad}{seg}}\right]} = .0300\ \text{Nm seg}^2$$

4) Para las condiciones nominales de trabajo del motor, fácilmente se determina Kt; así, en base a los datos presentados en el punto (5), del procedimiento:

$$Kt = \frac{Vt_N - RaIa_N}{\Omega_N} = \frac{110V - .457\,\Omega\ 18.2A}{1800\ \frac{\pi}{30}\ \frac{rad}{seg}}$$

$$Kt = .5394\ \frac{V}{\frac{rad}{seg}}$$

En resumen, los parámetros obtenidos en estas pruebas son:

$Ra = .457\Omega$

$La = 5.648mH$

$B = .011Nm/\frac{rad}{seg}$

$\overline{Tf} = .0022Nm$

$J = .0300Nm\ seg^2$

$Ka = Kt = .5394\ \frac{V}{\frac{rad}{seg}}$

Como primera conclusión se tiene que $\overline{Tf}$ es totalmente despreciable en relación a los valores de torque que presenta la máquina cuando su eje gira a velocidades superiores al 10% de la nominal.

Los parámetros del modelo normalizado, según las definiciones hechas en el capítulo 1, son los siguientes:

ec (1.31) $$\Omega_o = \frac{Vt_N}{Ka} = \frac{110V}{.5394\ \frac{V}{\frac{rad}{seg}}} = 203.91\ \frac{rad}{seg}$$

ec. (1.32) $Ist = \frac{V_{t_N}}{Ra} = \frac{110V}{.457\Omega} = 240.7059A$

ec. (1.33) $Tst = KtIst = .5394 \frac{V}{\frac{rad}{seg}}\ 240.71A = 129.8473Nm$

ec. (1.34) $ke = \frac{La}{Ra} = \frac{5.648mH}{.457\ \Omega} = 12.3591mseg$

ec. (1.35) $km = \frac{J\ \Omega o}{Tst} = \frac{.0300Nmseg^2 203.91\ rad/seg}{129.85Nm} = 46.9712\ mseg$

ec. (1.36) $Bn = \frac{B\ \Omega o}{Tst} = \frac{.011Nmseg 203.91\ rad}{rad\ 129.85Nm\ seg} = 0.173\ rad.$

ke = 12.36mseg km = 46.97mseg

Bn = .0173rad.

Las conclusiones que se obtienen a partir de estos parámetros son:

$$\frac{1}{Bn} = \frac{1}{.0713} = 57.95 >> 1$$

$$\frac{km}{Bn} = \frac{46.97mseg}{.0173} = 2719.14mseg >> 12.36mseg = ke$$

$$\frac{km}{ke} = \frac{46.97mseg}{12.36mseg} = 3.80 < 4$$

.../

A P E N D I C E B

CONTROL ELECTROMECANICO DE UNA MAQUINA DC PARA OBTENER INVERSIONES DE GIRO.

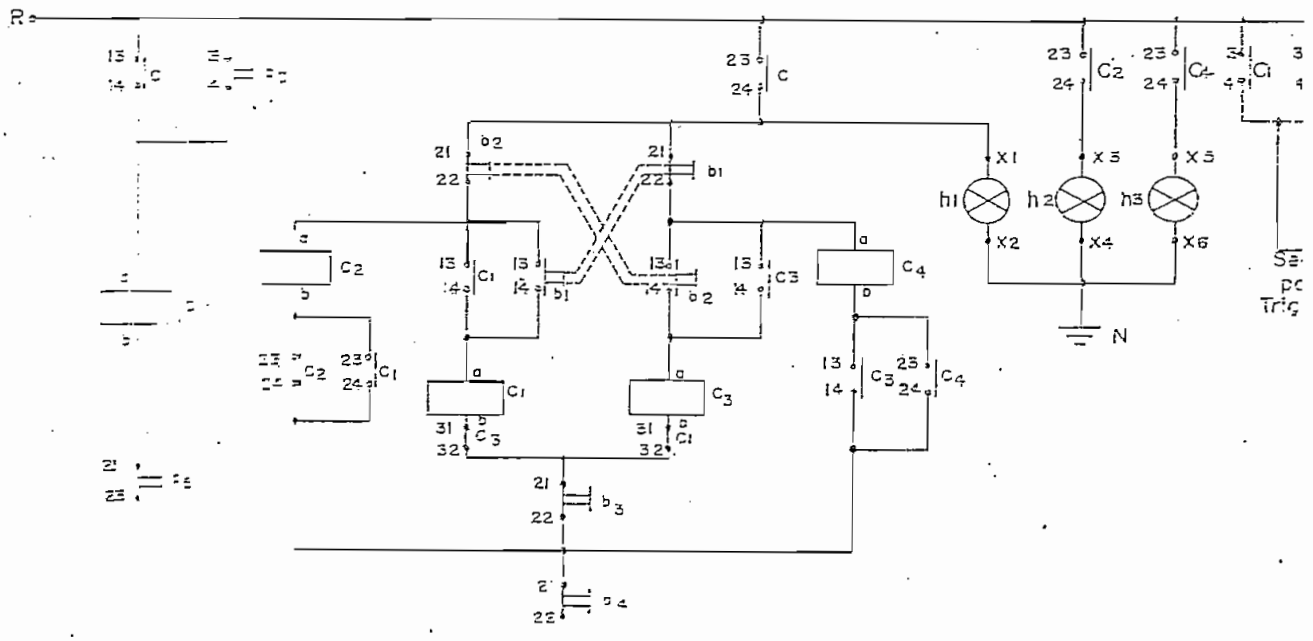
OBJETO.

La determinación de las magnitudes de corriente y tiempos de retardo en estado transitorio, durante la inversión de giro de una máquina DC de excitación independiente, ofreciéndose a ésta las peores condiciones.

HIPOTESIS.

Si se pretende simular una operación en cuatro cuadrantes, con control electromecánico, se pueden utilizar los siguientes circuitos de control y fuerza:

Diagrama de control.



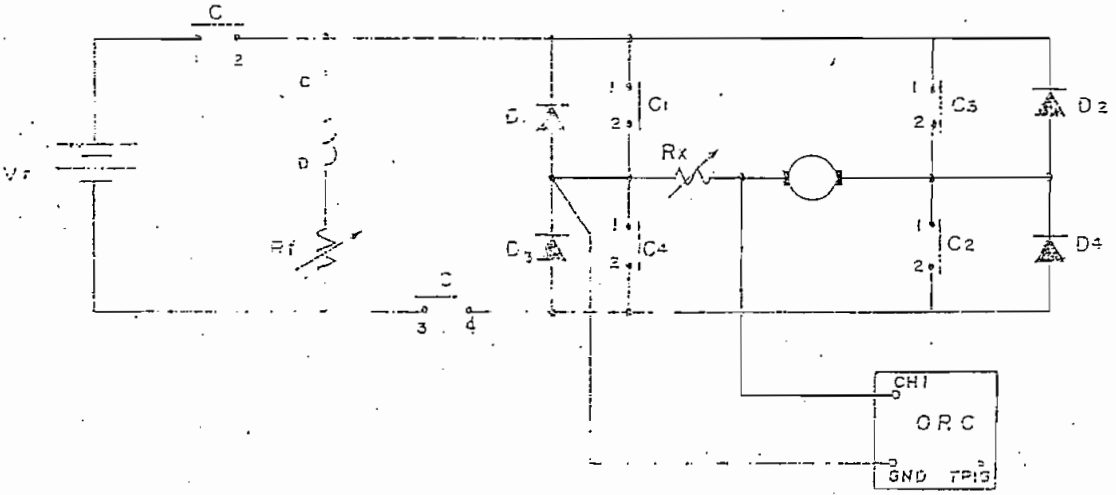
Operación: [illegible]: Energización de los circuitos para iniciar ("Standby").
[illegible]: Arranque en el sentido positivo.
b1: Arranque en el sentido negativo.
b3: Freno "dinámico" de la máquina.*
b4: Freno "regenerativo" de la máquina.**
b5: Corte total de energía a los circuitos.

Señalización: h1: Estado de "standby".
h2: Sentido [illegible] de circulación de ia.
h3: Sentido negativo de circulación de ia.

* Freno dinámico quiere decir que la armadura, provoca la circulación de la corriente hasta su extinción, a través de un diodo (D3 o D4, según el caso). Luego de que la alimentación se ha cortado.

** Se trata de circular un freno regenerativo, permitiendo que la corriente almacenada en la armadura de la máquina, circule hacia la fuente a través de un par de diodos (D1D4 o D2D3 según el caso), luego que la alimentación se ha cortado.

Circuito de fuerza.



no voltaje aplicado a los bornes de la armadura. Las pruebas, se deben realizar para las condiciones extremas de vacío y plena carga y - además observando los dos tipos de freno: regenerativo y dinámico a través de los diodos.

RESULTADOS EXPERIMENTALES.

a) Las pruebas se comenzaron haciendo para una máquina pequeña , en la que se observó que los transitorios no eran demasiado bruscos , como se puede apreciar en los siguientes resultados:

Datos de Placa: Type T HP 1/3
[illegible] Vn = 115V
[illegible] = 3.4A Afield = 4A

Plena carga:
Arranque: Iarr = 4In τarr = 460mseg (para velocidad y corriente).
Inversión directa de giro: Iinv= 7.4In. tinv.= 1seg (para la cottiente).
tinv.= 1 seg (para la velocidad).
Freno dinámico: Ifd = [illegible] tfd = 130 mseg (para la corriente).
tfd = 1.6seg (para la velocidad).
Freno regenerativo: Ifr = 2.2In tfr = 150mseg (para la corriente).
tfr = 1.4seg (para la velocidad).

NOTA: Para estas pruebas se usó una Rx = 1Ω que atenuaba los transitorios de corriente y permitía a los dos tipos de freno, el disipar la energía almacenada en la armadura, más rápidamente.

Valores que se utilizó: Rx = 1Ω
Vt = 102V
Ia_N = 3.34A
TL_N = 195 pulg-oz

b) Cuando se realizaron pruebas con una máquina de mayor potencia, los transitorios fueron mucho más bruscos y se presentaron más difícul-

.../

tades en el frenado de la máquina y en su inversión de sentido de giro.

Los resultados se presentan a continuación:

Datos de Placa:	Type S611	2000W
	No. 1	DYN CPD
	1800 rpm	Vn = 110V
	An = 18.2A	Ex = 110V

Máquina: CETEL Bruxelles.

Plena Carga: Para esta prueba, tratando de limitar un poco la corriente, se utilizaron los siguientes valores:

Vt = 101V donde: VRx = 3V Va = 98V
Iaee = 18A (Corriente de estado estable).
Rx = 1.4 Ω (Resistencia limitadora de corriente).

y los resultados, según se pueden apreciar en las fotos que a continuación se presentan, son los siguientes:

Arranque: Iarr = 4Iee tarr = 1.15seg (para velocidad y corriente).
Inversión directa de giro: Iinv = 7Iee tinv = 1.2seg (para velocidad y corriente).
Freno dinámico: no existe pico de corriente. tfd = 0 (para corriente).
tfd = 2.9seg (para velocid).
Freno regenerativo: no existe pico de corriente. tfr = 0 (para corriente).
tfr = 3.9seg (para velo).

NOTA: Cuando se hace una doble inversión, el tiempo de inversión se incrementa a 1.7seg aunque el pico de corriente sigue siendo aproximadamente 7 veces la corriente de estado estable. (Foto No. 5).

Las señales presentadas en las fotos son:

1) Corriente sobre la armadura.

.../

2) Voltaje en los terminales del Generador.

3) Velocidad.

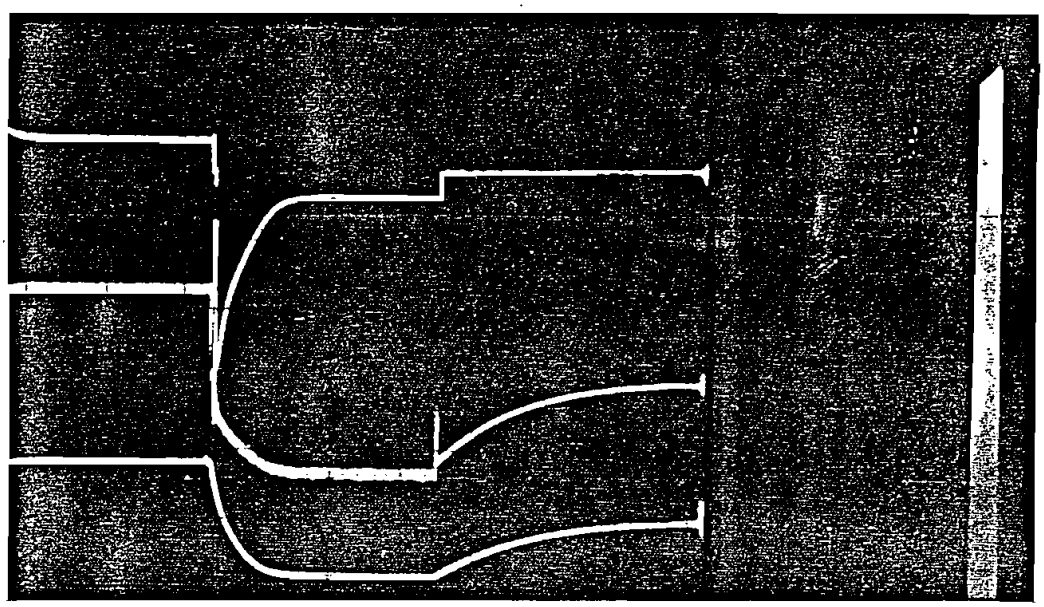


FOTO No. 1 : *Inversión-Freno regenerativo (con dos diodos).*

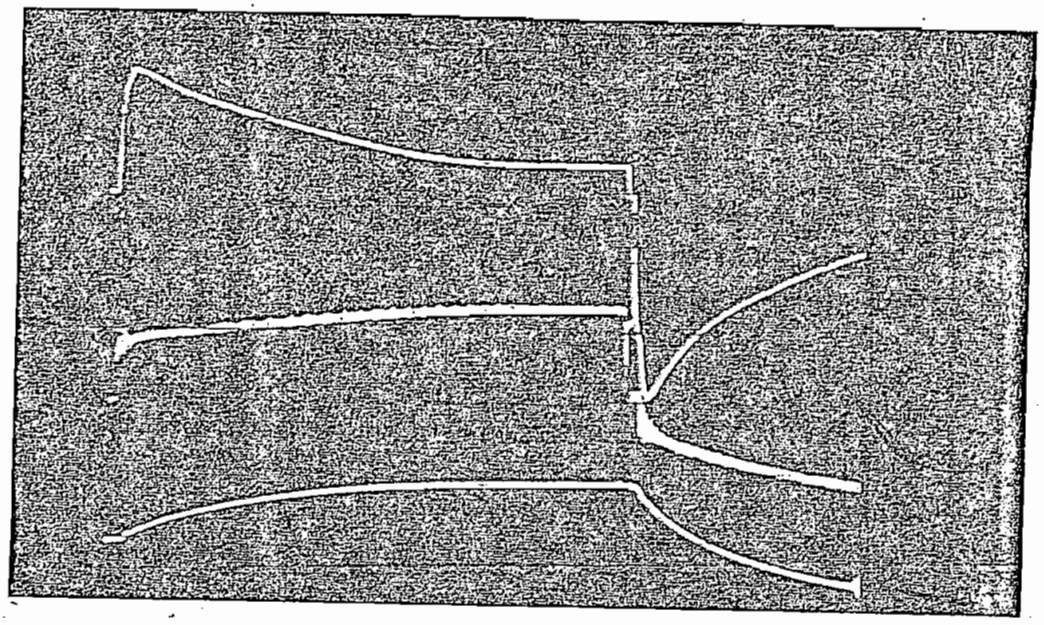


FOTO No. 2: Arranque-Inversión (con diodos)
t = .2 seg/div.

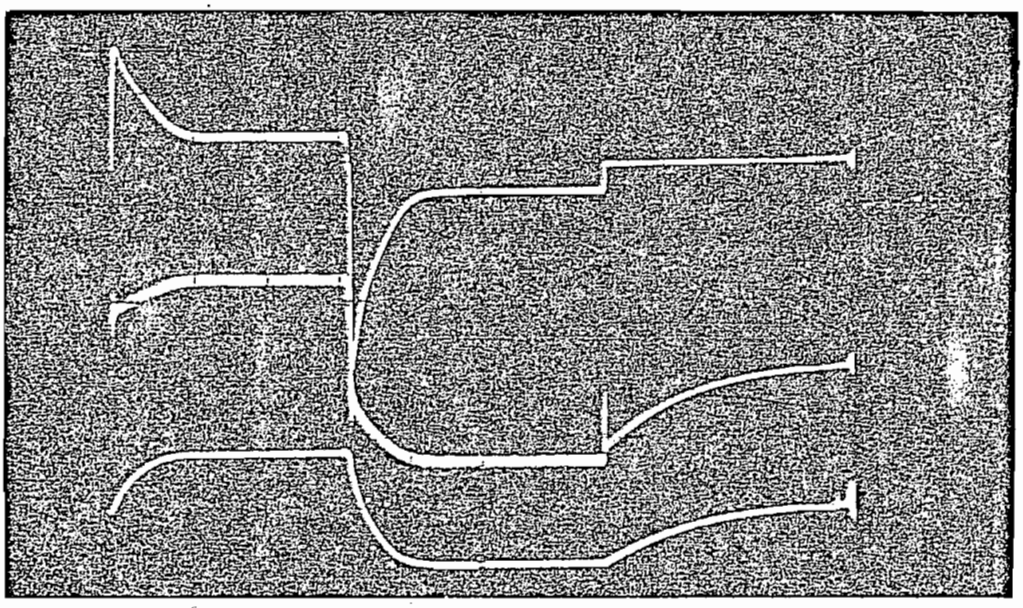


FOTO No. 3: Arranque-Inversión-Freno (sin diodos)
t = 1 seg/div.

.../

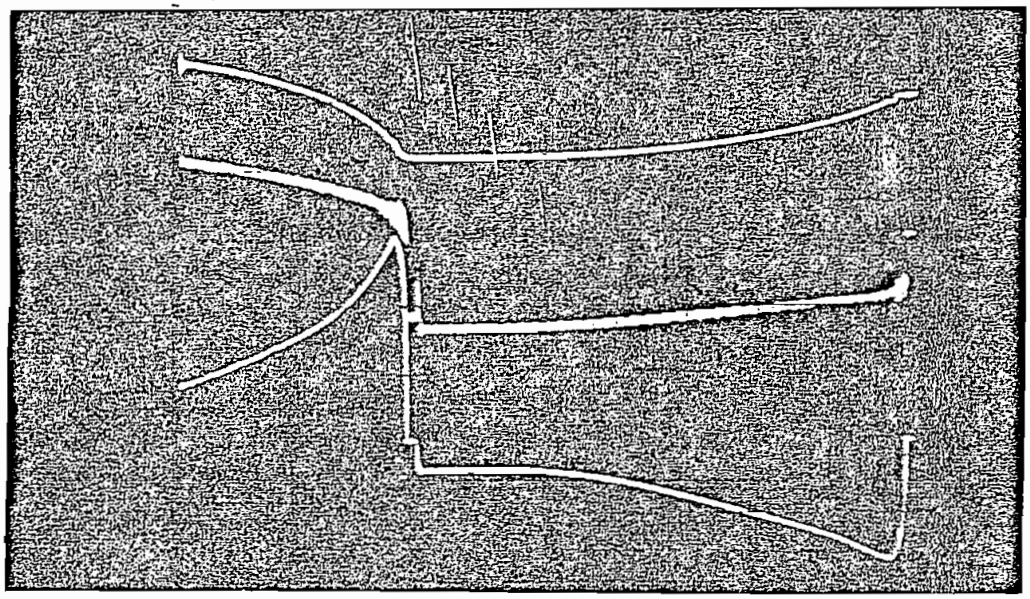


FOTO No. 4: Arranque-Inversión (sin diodos)
t = .2 seg/div.

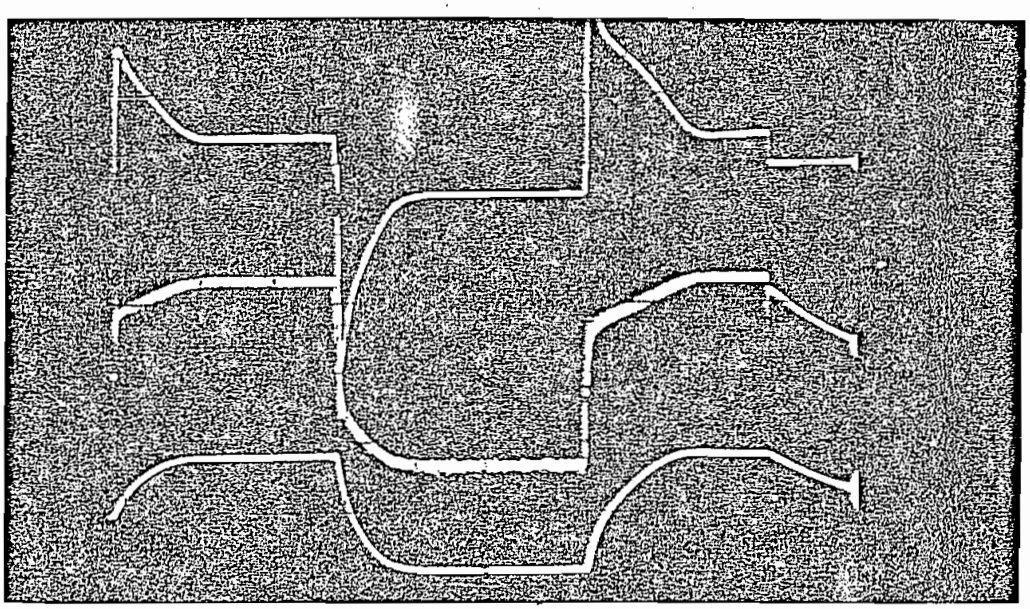


FOTO No. 5: Arranque-Inversión-Inversión-Frenc dinámico (con diodos). t = 1 seg/div.

Vacío: Para esta prueba, los valores utilizados fueron casi los mismos que para plena carga:

$Vt = 101V$ donde $VRx = 3V$ y $Va = 98V$

$Ia_o = 1.7A$

$Rx = 1.4\Omega$

y los resultados, como se puede apreciar en las fotos Nos. 6 y 7, son los que a continuación se presentan:

Arranque : $Iarr=18Ia_o$ $tarr=1.2seg$ (para velocidad y corriente).
Inversión directa de giro: $Iinv=35Ia_o$ $tinv=1.8seg$ (para velocidad y corriente).
Freno regenerativo: no existe pico de corriente:
tfr = 0 (para la corriente)
tfr = 17.8seg (para la velocidad).

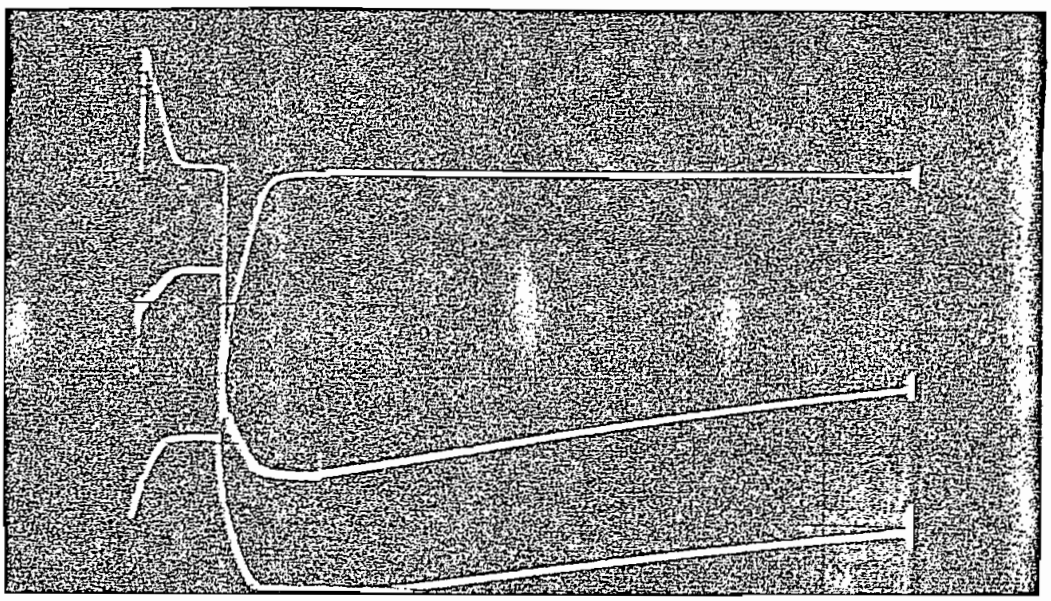


FOTO No. 6: *Arranque-Inversión-Freno regenerativo (con diodos).*
t = 2 seg/div.

.../

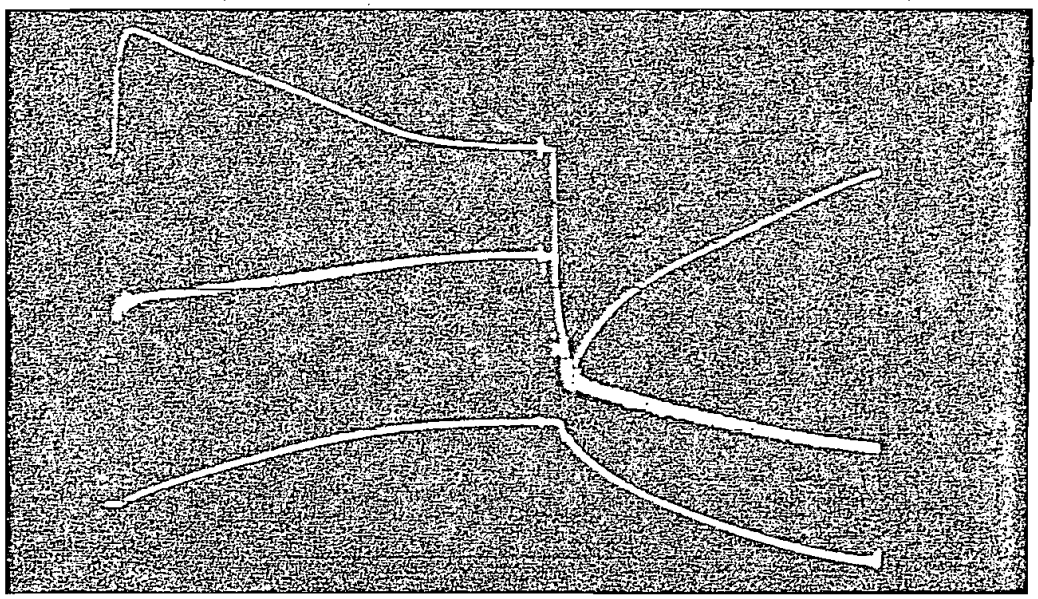


FOTO No. 7: *Arranque-Inversión (con diodos).*
t = .2 seg/div.

A P E N D I C E C

ANALISIS DEL RECTIFICADOR TRIFASICO TIPO PUENTE TOTALMENTE CONTROLADO CON CARGA Ra - La - Ec.

Para todos los análisis aquí realizados, referirse a la figura 3.5 y tomar en cuenta las siguientes consideraciones:

a) αc es el ángulo de disparo crítico, pasado el cual, la corriente va de conducción continua a discontinua.

b) En el estado de conducción continua, la corriente circulante nunca llega a valer cero, y su período es $\pi/3$; $\alpha < \alpha c$.

c) En el estado de conducción discontinua, la corriente periódicamente se hace cero; $\alpha > \alpha c$.

d) θ es el intervalo periódico, durante el cual la corriente es diferente de cero, en la conducción discontinua.

1.- CONDUCCION DISCONTINUA ($\alpha > \alpha c$).-

Mientras $ia \neq 0$, durante el período θ, es decir entre $\pi/3 + \alpha$ y $\pi/3 + \alpha + \theta$, en la figura 3.5(a), se cumple que el voltaje de alimentación puede ser expresado como:

$$\sqrt{2}\, Vs\, Sen\, \omega t = ia\, Ra + La \frac{dia}{dt} + \varepsilon c \qquad (1)$$

como se trata de un sistema lineal, se puede resolver la ecuación diferencial de la corriente, como sigue:

Solución homogénea $ia\, Ra + La \frac{dia}{dt} = 0 \implies ia(t) = I_o\, e^{-\frac{Ra}{\omega La}\omega t}$ (2)

.../

1ra. Solución no homogénea ($\varepsilon c = 0$): $ia\,Ra + La\frac{dia}{dt} = \sqrt{2}\,Vs\,Sen\,\omega t$

lo cual analizado por fasores indicará que la corriente también será sinusoidal pero retrasada respecto al voltaje, justo en el ángulo de la impedancia de armadura Z:

$$ia(t) = \frac{\sqrt{2}\,Vs}{|Z|}\,sen\,(\omega t - \phi) \quad con \begin{cases} |Z| = \sqrt{Ra^2 + (\omega La)^2} \\ \phi = tg^{-1}\frac{\omega La}{Ra} \end{cases} \qquad (3)$$

2da. Solución no homogénea ($\sqrt{2}\,Vs\,Sen\,\omega t = 0$): $0 = ia\,Ra + La\frac{dia}{dt} + \varepsilon c$

pero si el voltaje es contínuo ($-\varepsilon c$), la bobina será un cortocircuito y la corriente también será contínua:

$$ia = -\frac{\varepsilon c}{Ra} \qquad (4)$$

En base a las ecuaciones (2), (3) y (4), se llega a la siguiente solución general:

$$ia = \frac{\sqrt{2}\,Vs}{|Z|}\,sen\,(\omega t - \phi) - \frac{\varepsilon c}{Ra} + Io\,e^{-\frac{Ra}{\omega La}\omega t} \qquad (5)$$

y como justamente la corriente vale cero en los extremos del intervalo θ, se tienen las siguientes condiciones iniciales:

$$\omega t = \frac{\pi}{3} + \alpha \Longrightarrow \quad ia = 0$$

$$\omega t = \frac{\pi}{3} + \alpha + \theta \Longrightarrow \quad ia = 0$$

reemplazando la 1ra. condición en (5):

$$0 = \frac{\sqrt{2}\ Vs}{|Z|}\ \text{sen}\ (\alpha + \frac{\pi}{3} - \phi) - \frac{\varepsilon c}{Ra} + Io\ e^{-\frac{Ra}{\omega La}(\alpha + \frac{\pi}{3})}$$

$$\therefore\quad Io = \left[\frac{\varepsilon c}{Ra} - \frac{\sqrt{2}\ Vs}{|Z|}\ \text{sen}\ (\alpha + \frac{\pi}{3} - \phi)\right]\ e^{\frac{Ra}{\omega La}(\alpha + \frac{\pi}{3})} \qquad (6)$$

Por lo tanto, la expresión final de la corriente en el tiempo para conducción discontinua es:

$$ia = \frac{\sqrt{2}\ Vs}{|Z|}\left[\text{sen}\ (\omega t - \phi) - \text{sen}\ (\alpha + \frac{\pi}{3} - \phi)\ e^{\frac{Ra}{\omega La}(\alpha + \frac{\pi}{3} - \omega t)}\right] +$$

$$+ \frac{\varepsilon c}{Ra}\left[e^{\frac{Ra}{\omega La}(\alpha + \frac{\pi}{3} - \omega t)} - 1\right] \qquad (7)$$

Aplicando en (7), la segunda condición inicial:

$$0 = \frac{\sqrt{2}\ Vs}{|Z|}\left[\text{sen}\ (\frac{\pi}{3} + \alpha + \theta - \phi) - \text{sen}\ (\alpha + \frac{\pi}{3} - \phi)\ e^{-\frac{Ra}{\omega La}(\theta)}\right] +$$

$$\frac{\varepsilon c}{Ra}\left[e^{-\frac{Ra}{\omega La}\theta} - 1\right] \qquad (8)$$

Siendo ésta la expresión que permitirá conocer el intervalo de conducción θ, en base a los parámetros existentes:

.../

$$\theta = f\ (\ Vs,\ Z,\ \alpha,\ \varepsilon c\ )$$

Si se despeja εc de (7), recordando que $|Z| = \sqrt{Ra^2 + (\omega La)^2}$:

$$\varepsilon c = \frac{\sqrt{2}\ Vs}{\frac{\sqrt{Ra^2 + (\omega La)^2}}{Ra}} \left[\frac{\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha + \theta - \phi\right) - \operatorname{sen}\left(\alpha + \frac{\pi}{3} - \phi\right)\ e^{-\frac{Ra}{\omega La}\theta}}{1 - e^{-\frac{Ra}{\omega La}\theta}} \right]$$

a partir de lo cual, se podría obtener cuál es el valor límite del ángulo de disparo para pasar del un estado de conducción al otro, αc, lo cual justamente se tendrá cuando $\theta = \pi/3$:

$$\varepsilon c = \frac{\sqrt{2}\ Vs\ \left[\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha + \theta - \phi\right) - \operatorname{sen}\left(\alpha + \frac{\pi}{3} - \phi\right)\ e^{-\frac{Ra}{\omega La}\theta}\right]}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega La}{Ra}\right)^2}\ \left[\ 1 - e^{-\frac{Ra}{\omega La}\theta}\ \right]} \qquad (9)$$

$$\text{Si}\quad \theta = \frac{\pi}{3} \quad \Longrightarrow \quad \alpha = \alpha c$$

Lo que más interesa, son las expresiones para el valor medio, tanto de voltaje como de corriente y según la figura 3.5(a), estos pueden obtenerse así:

$$\overline{Vt\alpha} = \frac{1}{T} \int_{o}^{T} vt\alpha\ dt$$

donde:
$$vt\alpha = \begin{cases} \sqrt{2}\ Vs\ \operatorname{sen}\omega t; & \frac{\pi}{3} + \alpha \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} + \alpha + \theta \\ \varepsilon c\ ; & \frac{\pi}{3} + \alpha + \theta \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} + \alpha \end{cases}$$

.../

$$T = \frac{\pi}{3}$$

Por tanto:

$$\overline{Vt\alpha} = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \left[\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta} \sqrt{2}\, Vs \,\text{sen}\, \omega t \, d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \varepsilon c \, d\omega t \right]$$

$$\overline{Vt\alpha} = \frac{3}{\pi} \left[\sqrt{2}\, Vs \cos \omega t \Big|_{\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} + \overline{Ec}\, \omega t \Big|_{\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \right]$$

$$\overline{Vt\alpha} = \frac{3}{\pi} \left[\sqrt{2}\, Vs \left\{ \cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha\right) - \cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta\right) \right\} + \overline{Ec}\left(\frac{2\pi}{3}+\alpha-\frac{\pi}{3}-\alpha-\theta\right) \right]$$

$$\overline{Vt\alpha} = \frac{3\sqrt{2}\, Vs}{\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha\right) - \cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta\right) + \frac{\overline{Ec}}{\sqrt{2}\, Vs}\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right) \right]$$

$$\overline{Vt\alpha} = \frac{3\sqrt{2}\, Vs}{\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha\right) - \cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta\right) - \frac{\overline{Ec}\,\theta}{\sqrt{2}\, Vs} \right] + \overline{Ec} \qquad (10)$$

Como la corriente media sobre la bobina es cero, entonces desde (1.15):

$$\overline{Vt_\alpha} = \overline{Ec} + Ra\ \overline{Ia} \qquad (11)$$

$$\therefore \quad \overline{Ia} = (\overline{Vt\alpha} - \overline{Ec}) \cdot \frac{1}{Ra}$$

$$\overline{Ia} = \frac{3\sqrt{2}\,Vs}{\pi\ Ra}\left[\cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha\right) - \cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha+\theta\right) - \frac{\overline{Ec}\,\theta}{\sqrt{2}\,Vs}\right] \qquad (12)$$

2.- CONDUCCION CONTINUA ($\alpha < \alpha c$).-

En la Figura 3.5(b), el período tanto del voltaje como de la corriente es $\frac{\pi}{3}$, y nunca la corriente vale cero:

$$\sqrt{2}\ Vs\ Sen\ \omega t = ia\ Ra + La\ \frac{dia}{dt} + \varepsilon c \qquad (13)$$

Por el mismo procedimiento utilizado para el caso de conducción discontinua se llega a la solución general:

$$ia = \frac{\sqrt{2}\ Vs}{|Z|}\ sen\ (\omega t - \phi) - \frac{\varepsilon c}{Ra} + I_o\ e^{-\frac{Ra}{\omega La}\omega t} \qquad (14)$$

pero ahora la corriente, en los extremos del período, llega a un cierto valor I_1:

Condiciones iniciales:
$$\begin{cases} \omega t = \frac{\pi}{3} + \alpha \quad \Longrightarrow \quad ia = I_1 \\ \omega t = \frac{2\pi}{3} + \alpha \quad \Longrightarrow \quad ia = I_1 \end{cases}$$

Aplicando la primera condición inicial:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}\,Vs}{|Z|}\,\text{sen}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \phi\right) - \frac{\varepsilon c}{Ra} + I_o\, e^{-\frac{Ra}{\omega La}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)}$$

$$\therefore \quad I_o = \left[I_1 - \frac{\sqrt{2}\,Vs}{|Z|}\,\text{sen}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \phi\right) + \frac{\varepsilon c}{Ra} \right] e^{\frac{Ra}{\omega La}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)} \qquad (15)$$

y la expresión de la corriente en el tiempo, para conducción continua es:

$$ia = \frac{\sqrt{2}\,Vs}{|Z|}\left[\text{sen}\,(\omega t - \phi) - \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \phi\right) e^{-\frac{Ra}{\omega La}\left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \alpha\right)}\right] +$$

$$+ \frac{\varepsilon c}{Ra}\left[e^{-\frac{Ra}{\omega La}\left(\omega t - \frac{\pi}{3} - \alpha\right)} - 1 \right] + I_1\, e^{\frac{Ra}{\omega La}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \omega t\right)} \qquad (16)$$

Con la segunda condición inicial, se puede llegar a saber el valor de I_1, en función de los parámetros existentes:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}\,Vs}{|Z|}\left[\text{sen}\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha - \phi\right) - \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \phi\right) e^{-\frac{Ra}{\omega La}\left(\frac{\pi}{3}\right)}\right] +$$

$$+ \frac{\varepsilon c}{Ra}\left[e^{-\frac{Ra}{\omega La}\frac{\pi}{3}} - 1 \right] + I_1\, e^{-\frac{Ra}{\omega La}\frac{\pi}{3}} \qquad (17)$$

También aquí se puede obtener el valor de α crítico (αc), el cual justamente se dará cuando I_1 se haga cero.

Para los valores medios de voltaje y corriente, se tiene que según la figura 3.5(b) :

.../

$$\overline{Vt\alpha} = \frac{1}{T}\int_{o}^{T} vt\alpha \, dt$$

donde: $vt\alpha = \sqrt{2}\, Vs \cos \omega t \quad ; \quad -\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6} + \alpha$

y $T = \frac{\pi}{3}$

entonces: $\overline{Vt\alpha} = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}\, Vs \cos \omega t \, d\omega t$

$$\overline{Vt\alpha} = \frac{3}{\pi}\left[\sqrt{2}\, Vs \, \text{sen}\, \omega t \Big|_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{+\frac{\pi}{6}+\alpha} \right]$$

$$\overline{Vt\alpha} = \frac{3}{\pi}\sqrt{2}\, Vs \left[\text{sen}\,(\alpha + \frac{\pi}{6}) - \text{sen}\,(\alpha - \frac{\pi}{6}) \right]$$

$$\overline{Vt\alpha} = \frac{3\sqrt{2}\, Vs}{\pi}\left[\text{sen}\,\alpha \cos\frac{\pi}{6} + \text{sen}\frac{\pi}{6}\cos\alpha - \right.$$

$$\left. -\text{sen}\,\alpha \cos\frac{\pi}{6} + \text{sen}\frac{\pi}{6}\cos\alpha \right]$$

$$\overline{Vt\alpha} = \frac{3\sqrt{2}\, Vs}{\pi}\; 2\, \text{sen}\frac{\pi}{6}\cos\alpha$$

.../

$$\overline{Vt_\alpha} = \frac{3\sqrt{2}\,Vs}{\pi}\cos\alpha \qquad (18)$$

Al igual, la corriente media sobre la bobina es cero:

$$\overline{Vt\alpha} = \overline{Ec} + \overline{Ia}\;\overline{Ra}$$

$$\overline{Ia} = \frac{\overline{Vt\alpha} - \overline{Ec}}{Ra} \qquad (19)$$

$$\overline{Ia} = \frac{3\sqrt{2}\,Vs}{\pi Ra}\cos\alpha - \frac{\overline{Ec}}{Ra} \qquad (20)$$

A P E N D I C E D

CARACTERISTICAS ELECTRICAS DE ELEMENTOS UTILIZADOS.

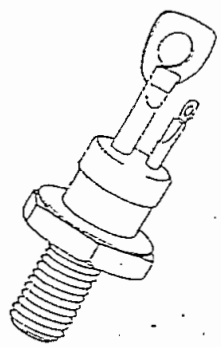
En esta sección se presentan copias de los manuales y hojas de datos de los principales elementos utilizados en el desarrollo del diseño del sistema. Esto facilitará la rápida consulta que se requiera hacer de las características eléctricas y la forma de acción de cualquier elemento utilizado.

SCR

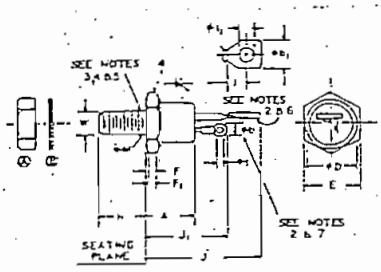
C38

Silicon Controlled Rectifier is a three junction semiconductor device for use in witching and control applications requiring a blocking voltage of 500 volts or less Forward Currents up to 35 amperes. Because of its higher Junction Temperature han the C35 (2N681-92) series, it will prove useful in applications calling for mbient temperatures or smaller heat sinks than the C35 series permits.

- ak Forward Voltage Limitation
- al Fatigue Free
- Junction Temperature (150°C).
- Standard TO-48 Outline
- Long Creepage Path
- Low Thermal Resistance



OUTLINE DRAWING
(COMPLIES WITH JEDEC TO-48)



SYMBOL	INCHES MIN.	INCHES MAX.	MILLIMETERS MIN.	MILLIMETERS MAX.	NOTES
A	.330	.505	8.38	12.83	
B	.115	.140	2.92	3.56	2
B_1	.210	.300	5.33	7.62	2
C	[illegible]	.544		13.82	
D	.544	.565	13.82	14.27	
E	.113	.200	2.87	5.08	4
F_1	.065	[illegible]	1.52	[illegible]	
J		[illegible]		30.30	
J_1		.875		22.23	
K	.120		3.05		
[illegible]					1
[illegible]	.422	.453	10.72	11.51	
[illegible]	.060	.075	1.52	1.91	
[illegible]	.125	.165	3.18	4.19	
[illegible]					3

Type	Minimum Forward Breakover Voltage (V_{BO})* $T_J = -65°C$ to $+150°C$	Repetitive Peak Reverse Voltage (PRV)* $T_J = -65°C$ to $+150°C$	Transient Peak Reverse Voltage (Non-recurrent <5.0 Millisec.)* $T_J = -65°C$ to $+150°C$
C38U	25 volts	25 volts	35 volts
C38F	50 volts	50 volts	75 volts
C38A	100 volts	100 volts	150 volts
C38G	150 volts	150 volts	225 volts
C38B	200 volts	200 volts	300 volts
C38H	250 volts	250 volts	350 volts
C38C	300 volts	300 volts	400 volts
C38D	400 volts	400 volts	500 volts
C38E	500 volts	500 volts	600 volts

apply for zero or negative gate voltage only. Maximum case to ambient thermal resistance for which maximum atings apply — equals 11°C/watt.

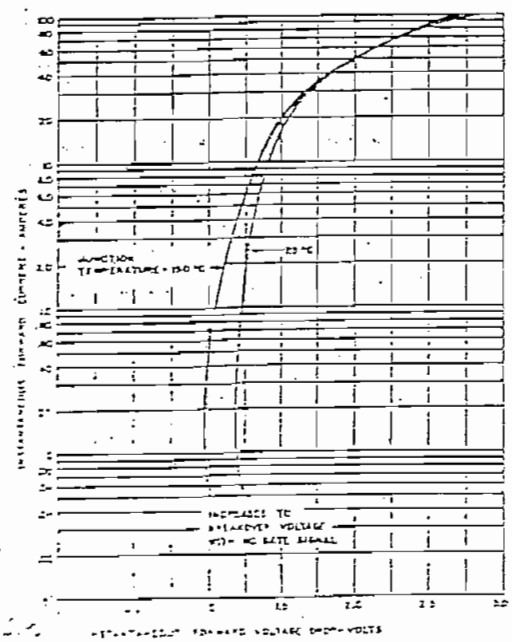
MAXIMUM ALLOWABLE RATINGS

orward Current ____ 35 amperes (all conduction angles)
Forward Current (I_O) ____ Depends on conduction angle (see charts 3 & 5)
e-cycle Non-recurrent Surge Current (i_{surge}) ____ 150 amperes
n-recurrent Surge Current during Turn-on time Interval ____ See Chart 10
fusing) ____ 75 ampere² seconds (for times ≧ 1.5 milliseconds)
te Power (p_G) ____ 12 watts
Gate Power (P_G) ____ 0.5 watt
te Current (i_G) ____ 2.0 amperes
te Voltage (v_G) (Forward and Reverse) ____ 10 volts
Temperature ____ −65°C to + 150°C
g Temperature ____ −65°C to + 150°C
que ____ 30 inch-pounds

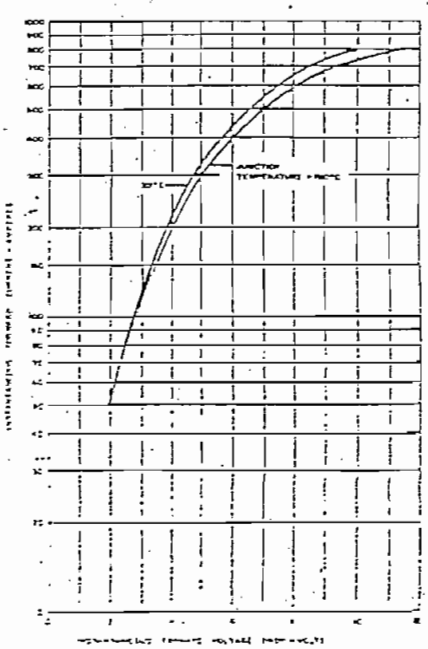
CHARACTERISTICS

Test	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
Peak Reverse and Forward Blocking Current*	i_R and i_S					T_J = 25°C
C38U		—	6.0	10.0	ma	v_{AC} = v_{CA} = 25v peak
C38F		—	5.5	10.0	ma	50
C38A		—	5.0	10.0	ma	100
C38G		—	4.5	10.0	ma	150
C38B		—	4.0	8.0	ma	200
C38H		—	3.0	6.0	ma	250
C38C		—	2.5	5.0	ma	300
C38D		—	2.0	4.0	ma	400
C38E		—	1.5	3.0	ma	500
Peak Reverse and Forward Blocking Current*	i_R and i_S					T_J = 150°C
C38U		—	9.0	13.0	ma	v_{AC} = v_{CA} = 25v peak
C38F		—	8.9	13.0	ma	50
C38A		—	7.8	13.0	ma	100
C38G		—	7.7	13.0	ma	150
C38B		—	7.5	12.0	ma	200
C38H		—	7.3	11.0	ma	250
C38C		—	6.8	10.0	ma	300
C38D		—	5.3	8.0	ma	400
C38E		—	2.6	6.0	ma	500
Rate of Rise of Forward Voltage that Will Not Turn on SCR**	dv/dt	20.0	40.0	—	volts/ μsec	T_J = 150°C. Gate open circuited. v_{AC} = Rated.
Gate Current to Fire	I_{GT}	—	15	40	mAdc	T_J = 25°C, V_{AC} = 6 Vdc, R_L = 50 ohms
		—	35	80	mAdc	T_J = −65°C, V_{AC} = 6 Vdc, R_L = 50 ohms
		—	7.5	20	mAdc	T_J = 150°C, V_{AC} = 6 Vdc, R_L = 50 ohms
Gate Voltage to Fire	V_{GT}	—	1.2	3.0	Vdc	V_{AC} = 6 Vdc, T_J = 25°C, R_L = 50 ohms
		—	2.0	3.0	Vdc	V_{AC} = 6 Vdc, T_J = −65°C, R_L = 50 ohms
		0.15	—	—	Vdc	v_{AC} = Rated, T_J = 150°C, R_L = 1000 ohms
Forward Voltage Drop	v_T	—	1.7	2.0	v	i_T = 50a peak, T_J = 25°C
Holding Current	I_H	—	10	80	mAdc	T_J = 25°C, Anode Supply = 6 Vdc
Turn-on Time	$t_d + t_r$	—	1.4	—	μsec	T_J = 25°C, I_T = 5.0 Adc, v_{AC} = Rated. Gate supply: 10 volt open circuit, 25 ohm, 0.1 μsec. max. rise time.
Turn-off Time	t_{off}	—	24	—	μsec	T_J = 150°C, i_T = 10a, i_R = 5a, v_{AC} (reapplied) = Rated, dv/dt = 20v/μsec Linear
Thermal Resistance	θ_{J-C}	—	.75	1.5	°C/watt	Junction to case

*Values apply for zero or negative gate voltage. Max. case to ambient thermal resistance for which max. PRV ratings apply = 11°C per watt.
**See Chart 8.



1. MAXIMUM FORWARD CHARACTERISTICS CONDUCTING STATE

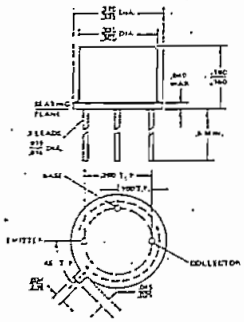


2. MAXIMUM FORWARD CHARACTERISTICS HIGH CURRENT LEVEL—CONDUCTING STATE

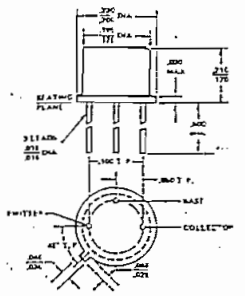
CASE STYLE	BV_{CBO} Min	BV_{CEO} Min	BV_{EBO} Min	I_{CBO} @ V_{CB} Max	h_{FE} @ I_C & V_{CE} Min-Max	$V_{CE(sat)}$ & $V_{BE(sat)}$ @ I_C Max	C_{ob} Max	f_T @ I_C Min	t_{off} Max
TO18	25V	25 V	4 V	25 nA @ 10 V	30 – 130 @ 50 mA / 1 V 20 @ 300 mA / 2 V	0.25 V 1.1 V @ 50 mA 1.0 V 2.0 V @ 300 mA	20 pF	100 MHz @ 50 mA	170 nS
TO5	50 V	35 V	5 V	100 nA @ 25 V (I_{CEX})	20 @ 0.1 mA / 10 V 30 – 90 @ 150 mA / 10 V 15 @ 150 mA / 1 V 25 @ 500 mA / 10 V	0.4 V 1.3 V @ 150 mA 1.2 V 1.8 V @ 500 mA	25 pF	120 MHz @ 50 mA	270 nS
TO5	50 V	35 V	5 V	100 nA @ 25 V (I_{CEX})	30 @ 0.1 mA / 10 V 75 – 225 @ 150 mA / 10 V 30 @ 150 mA / 1 V 40 @ 500 mA / 10 V	0.4 V 1.3 V @ 150 mA 1.2 V 1.8 V @ 500 mA	25 pF	120 MHz @ 50 mA	2 [illegible] nS
TO18	50 V	35 V	5 V	100 nA @ 25 V (I_{CEX})	20 @ 0.1 mA / 10 V 30 – 90 @ 150 mA / 10 V 15 @ 150 mA / 1 V 25 @ 500 mA / 10 V	0.4 V 1.3 V @ 150 mA 1.2 V 1.8 V @ 500 mA	25 pF	120 MHz @ 50 mA	2 [illegible] nS
TO18	50 V	35 V	5 V	100 nA @ 25 V (I_{CEX})	30 @ 0.1 mA / 10 V 75 – 225 @ 150 mA / 10 V 30 @ 150 mA / 1 V 40 @ 500 mA / 10 V	0.4 V 1.3 V @ 150 mA 1.2 V 1.8 V @ 500 mA	25 pF	120 MHz @ 50 mA	[illegible] nS
TO5 TO92	60 V	40 V	5 V	20 nA @ 50 V	20 @ 0.1 mA / 10 V 25 @ 1 mA / 10 V 35 @ 10 mA / 10 V 40 – 120 @ 150 mA / 10 V 20 @ 500 mA / 10 V	0.4 V 1.3 V @ 150 mA 1.6 V 2.6 V @ 500 mA	8 pF	200 MHz @ 50 mA	[illegible] nS
TO5 TO92	60 V	60 V	5 V	10 nA @ 50 V	40 @ 0.1 mA / 10 V 40 @ 1 mA / 10 V 40 @ 10 mA / 10 V 40 – 120 @ 150 mA / 10 V 40 @ 500 mA / 10 V	0.4 V 1.3 V @ 150 mA 1.6 V 2.6 V @ 500 mA	8 pF	200 MHz @ 50 mA	200 nS
TO5 TO92	60 V	40 V	5 V	20 nA @ 50 V	35 @ 0.1 mA / 10 V 50 @ 1 mA / 10 V 75 @ 10 mA / 10 V 100 – 300 @ 150 mA / 10 V 30 @ 500 mA / 10 V	0.4 V 1.3 V @ 150 mA 1.6 V 2.6 V @ 500 mA	8 pF	200 MHz @ 50 mA	[illegible] nS
TO5 TO92	60 V	60 V	5 V	10 nA @ 50 V	75 @ 0.1 mA / 10 V 100 @ 1 mA / 10 V 100 @ 10 mA / 10 V 100 – 300 @ 150 mA / 10 V 50 @ 500 mA / 10 V	0.4 V 1.3 V @ 150 mA 1.6 V 2.6 V @ 500 mA	8 pF	200 MHz @ 50 mA	10[illegible] nS
TO18 TO92	60 V	40 V	5 V	20 nA @ 50 V	20 @ 0.1 mA / 10 V 25 @ 1 mA / 10 V 35 @ 10 mA / 10 V 40 – 120 @ 150 mA / 10 V 20 @ 500 mA / 10 V	0.4 V 1.3 V @ 150 mA 1.6 V 2.6 V @ 500 mA	8 pF	200 MHz @ 50 mA	110 nS
TO18 TO92	60 V	60 V	5 V	10 nA @ 50 V	40 @ 0.1 mA / 10 V 40 @ 1 mA / 10 V 40 @ 10 mA / 10 V 40 – 120 @ 150 mA / 10 V 40 @ 500 mA / 10 V	0.4 V 1.3 V @ 150 mA 1.6 V 2.6 V @ 500 mA	8 pF	200 MHz @ 50 mA	1[illegible] nS
TO18 TO92-3E TO92	60 V	40 V	5 V	20 nA @ 50 V	35 @ 0.1 mA / 10 V 50 @ 1 mA / 10 V 75 @ 10 mA / 10 V 100 – 300 @ 150 mA / 10 V 30 @ 500 mA / 10 V	0.4 V 1.3 V @ 150 mA 1.6 V 2.6 V @ 500 mA	8 pF	200 MHz @ 50 mA	11[illegible] nS
TO18 TO92	60 V	60 V	5 V	10 nA @ 50 V	75 @ 0.1 mA / 10 V 100 @ 1 mA / 10 V 100 @ 10 mA / 10 V 100 – 300 @ 150 mA / 10 V 50 @ 500 mA / 10 V	0.4 V 1.3 V @ 150 mA 1.6 V 2.6 V @ 500 mA	8 pF	200 MHz @ 50 mA	10[illegible] nS
TO5	60 V	30 V	5 V	25 nA @ 50 V	40 – 120 @ 150 mA / 10 V	0.5 V 1.3 V @ 150 mA	8 pF	250 MHz @ 20 mA	500 nS
TO5	60 V	30 V	5 V	25 nA @ 50 V	100 – 300 @ 150 mA / 10 V	0.5 V 1.3 V @ 150 mA	8 pF	250 MHz @ 20 mA	500 nS
TO5	60 V	30 V	5 V	25 nA @ 50 V	35 @ 0.1 mA / 10 V 50 @ 1 mA / 10 V 75 @ 10 mA / 10 V 100 – 300 @ 150 mA / 10 V	0.5 V 1.3 V @ 150 mA	8 pF	250 MHz @ 20 mA	500 nS
TO5	60 V	30 V	5 V	25 nA @ 50 V	100 – 300 @ 150 mA / 10 V 30 @ 500 mA / 10 V	0.5 V 1.3 V @ 150 mA 2.0 V 2.6 V @ 500 mA	8 pF	250 MHz @ 20 mA	[illegible] nS

Package Outlines

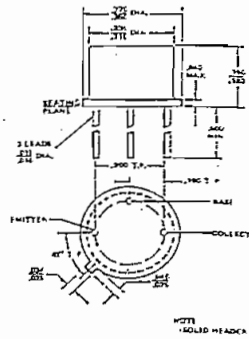
TO 5 (LOW PROFILE)



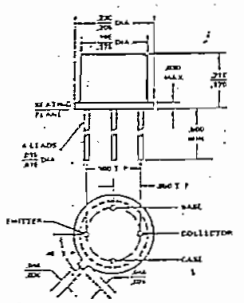
TO 18



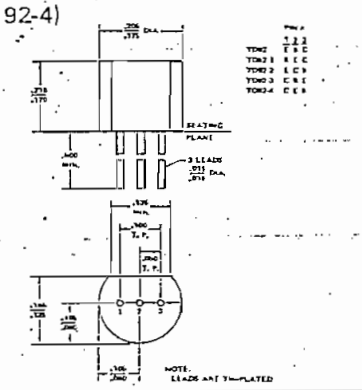
TO 39 (LOW PROFILE)



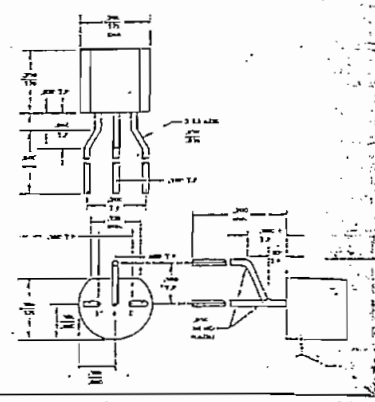
TO 72



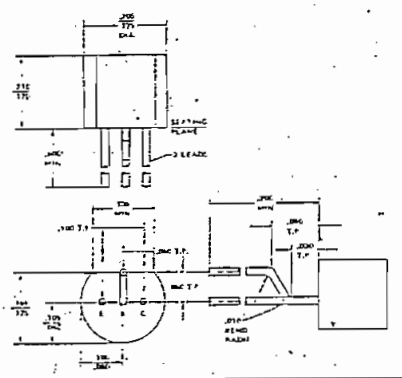
TO 92 (TO 92-1, TO 92-2, TO 92-3, TO 92-4)



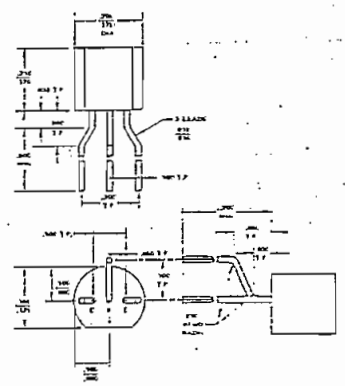
TO 92-05 (TO 5 PIN CIRCLE)



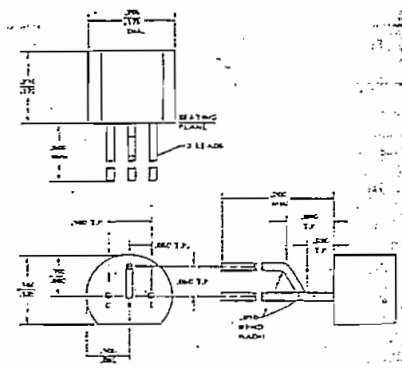
TO 92-08 (TO 18 PIN CIRCLE)



TO 92-35 (TO 5 PIN CIRCLE)



TO 92-38 (TO 18 PIN CIRCLE)



MAXIMUM PACKAGE RATING

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING BY PACKAGE					UNITS
		TO-5	TO-18	TO-39	TO-72	TO-92	
Total Device Dissipation* at $T_A = 25^\circ C$	P_D	600-800	300-500	600-1000	175-310	200-625	mW
Total Device Dissipation* at $T_A = 25^\circ C$	P_D	3.0-4.0	0.5-1.8	3.0-5.0	0.3-0.5	1.0-1.5	W
Storage Temperature	T_{stg}	−65 to +200	−65 to +200	−65 to +200	−65 to +200	−55 to +150	°C
Operating Junction Temperature	T_J	200	200	200	200	150	°C
Lead Temperature, 1/16 inch from Case, 10 sec. max.		300	300	300	300	260	°C

*P_D varies with the actual 2N number. The ranges shown are the maximum rating for all types shown in this catalog.

NOTE: Exceeding the maximum ratings may cause permanent damage to the device.

All dimensions are in inches.

LM747/LM747A/LM747C/LM747E Dual Operational Amplifiers

General Description

The LM747 series are general purpose dual operational amplifiers. The two amplifiers share a common bias network and power supply leads. Otherwise, their operation is completely independent.

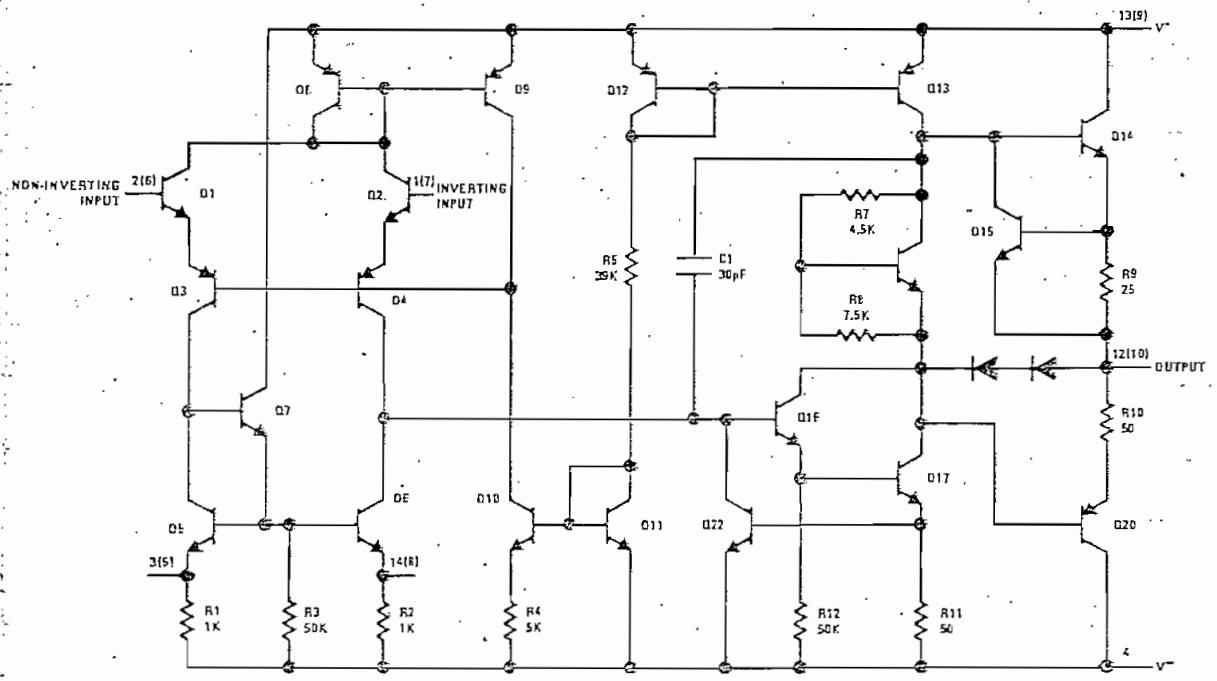
Features

- No frequency compensation required
- Short-circuit protection
- Wide common-mode and differential voltage ranges
- Low-power consumption
- No latch-up
- Balanced offset null

Additional features of the LM747 and LM747C are: no latch-up when input common mode range is exceeded, freedom from oscillations, and package flexibility.

The LM747C/LM747E is identical to the LM747/LM747A except that the LM747C/LM747E has its specifications guaranteed over the temperature range from 0°C to +70°C instead of −55°C to +125°C.

Schematic Diagram (each amplifier)



Note: Numbers in parentheses are pin numbers for amplifier B. DIP only.

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	LM747/LM747A	±22V
	LM747C/LM747E	±18V
Power Dissipation (Note 1)		800 mW
Differential Input Voltage		±30V
Input Voltage (Note 2)		±15V
Output Short-Circuit Duration		Indefinite
Operating Temperature Range		
	LM747/LM747A	−55°C to +125°C
	LM747C/LM747E	0°C to +70°C
Storage Temperature Range		−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)		300°C

Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM747A/LM747E			LM747			LM747C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25°C$										
	$R_S \leq 10\ k\Omega$					1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0							mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										
	$R_S \leq 50\Omega$			4.0							mV
	$R_S \leq 10\ k\Omega$						6.0			7.5	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							µV/°C
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 20V$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25°C$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							nA/°C
Input Bias Current	$T_A = 25°C$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	µA
Input Resistance	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 20V$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		MΩ
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20V$	0.5									MΩ
Input Voltage Range	$T_A = 25°C$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25°C$, $R_L \geq 2\ k\Omega$										
	$V_S = \pm 20V$, $V_O = \pm 15V$	50									V/mV
	$V_S = \pm 15V$, $V_O = \pm 10V$				50	200		20	200		V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq 2\ k\Omega$,										
	$V_S = \pm 20V$, $V_O = \pm 15V$	32									V/mV
	$V_S = \pm 15V$, $V_O = \pm 10V$				25			15			V/mV
	$V_S = \pm 5V$, $V_O = \pm 2V$	10									V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V$										
	$R_L \geq 10\ k\Omega$	±16									V
	$R_L \geq 2\ k\Omega$	±15									V
	$V_S = \pm 15V$										
	$R_L \geq 10\ k\Omega$				±12	±14		±12	±14		V
	$R_L \geq 2\ k\Omega$				±10	±13		±10	±13		V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25°C$	10	25	35		25			25		mA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							mA
Common Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										
	$R_S \leq 10\ k\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$				70	90		70	90		dB
	$R_S \leq 50\ k\Omega$, $V_{CM} = \pm 12V$	80	95								dB

trical Characteristics (Continued)

RAMETER	CONDITIONS	LM747A/LM747E			LM747			LM747C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
oltage Rejection	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$										
	$R_S \leq 50\Omega$	86	96								dB
	$R_S \leq 10\ k\Omega$				77	96		77	96		dB
Response	$T_A = 25°C$, Unity Gain										
Time			0.25	0.8		0.3			0.3		μs
shoot			6.0	20		5			5		%
dth (Note 4)	$T_A = 25°C$	0.437	1.5								MHz
e	$T_A = 25°C$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		$V/\mu s$
urrent	$T_A = 25°C$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
onsumption	$T_A = 25°C$										
	$V_S = \pm 20V$		80	150							mW
	$V_S = \pm 15V$					50	85		50	85	mW
/A	$V_S = \pm 20V$										
	$T_A = T_{AMIN}$			165							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			135							mW
/E	$V_S = \pm 20V$			150							mW
	$T_A = T_{AMIN}$			150							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			150							mW
	$V_S = \pm 15V$										
	$T_A = T_{AMIN}$					60	100				mW
	$T_A = T_{AMAX}$					45	75				mW

The maximum junction temperature of the LM747/LM747A is 150°C, while that of the LM747C/LM747E is 100°C. For operating at temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

These specifications apply for $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 20V$ and $-55°C \leq T_A \leq 125°C$ for the LM747A and $0°C \leq T_A \leq 70°C$ for the LM747E otherwise specified. The LM741 and LM741C are specified for $V_S = \pm 15V$ and $-55°C \leq T_A \leq 125°C$ and $0°C \leq T_A \leq 70°C$, respectively, otherwise specified.

Calculated value from: 0.35/Rise Time (μs).

PIN ASSIGNMENTS (TOP VIEWS)

4-BIT BISTABLE LATCHES
75

SN5475 (J, W) SN7475 (J, N)
SN54L75 (J) SN74L75 (J, N)
SN54LS75 (J, W) SN74LS75 (J, N)

FUNCTION TABLE
(Each Latch)

INPUTS		OUTPUTS	
D	C	Q	$\overline{Q}$
L	H	L	H
H	H	H	L
X	L	Q_0	$\overline{Q}_0$

H = high level, L = low level, X = irrelevant
Q_0 = the level of Q before the high-to-low transition of G

See page 7-35

DUAL J-K FLIP-FLOPS WITH PRESET AND CLEAR
76

SN5476 (J, W) SN7476 (J, N)
SN54H76 (J, W) SN74H76 (J, N)
SN54L76A (J, W) SN74LS76A (J, N)

'76, 'H76
FUNCTION TABLE

INPUTS					OUTPUTS	
PRESET	CLEAR	CLOCK	J	K	Q	$\overline{Q}$
L	H	↓	X	X	H	L
H	L	↓	X	X	L	H
L	L	↓	X	X	H*	H*
H	H	↓	L	X	Q_0	$\overline{Q}_0$
H	H	↓	X	H	L	H
H	H	H	X	X	Q_0	$\overline{Q}_0$

*'LS76A
FUNCTION TABLE

INPUTS					OUTPUTS	
PRESET	CLEAR	CLOCK	J	K	Q	$\overline{Q}$
L	H	↓	X	X	H	L
H	L	↓	X	X	L	H
L	L	↓	X	X	H*	H*
H	H	↓	L	X	Q_0	$\overline{Q}_0$
H	H	↓	X	H	L	H
H	H	H	X	X	Q_0	$\overline{Q}_0$

See pages 6-48, 6-60, and 6-68

4-BIT BISTABLE LATCHES
77

SN5477 (W)
SN54L77 (T)
SN54LS77 (W)

FUNCTION TABLE
(Each Latch)

INPUTS		OUTPUTS	
D	G	Q	$\overline{Q}$
L	H	L	H
H	H	H	L
X	L	Q_0	$\overline{Q}_0$

H = high level, L = low level, X = irrelevant
Q_0 = the level of Q before the high-to-low transition of G

See page 7-35

See explanation of function tables on page J-8.
* This configuration is nonstable; that is, it will not persist when G level and clear inputs return to their inactive (high) level.

SERIES 54L/74L		'172, '173			'174			UNIT
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V_{CC} Supply voltage, V_{CC}	Series 74L	4.75	5	5.25	4.75	5	5.25	V
	Series 54L	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	
High-level input current, I_{IH}	Series 74L			50			50	μA
	Series 54L			10			10	
Low-level input current, I_{IL}	Series 74L			−2			−2	mA
	Series 54L			−0.4			−0.4	
Low-level output current, I_{OL}	Series 74L			3.6			3.6	mA
	Series 54L			1.6			1.6	
Pulse width, t_w	Clock high	200			200			ns
	Clock low	200			200			
	Clear or preset low	100			100			
Setup time, t_{su}		0*			0*			ns
Hold time, t_h		0			0			ns
Operating free-air temperature, T_A	Series 74L	0		70	0		70	°C
	Series 54L	−55		125	−55		125	

* The arrow indicates the edge of the clock pulse used for reference. † For the '174 only.

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

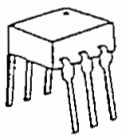
PARAMETER	TEST CONDITIONS†	'171			'172, '173			'174			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
V_{IH} High-level input voltage		2			2			2			V
V_{IL} Low-level input voltage	Clock input			0.6			0.6			0.7	V
	All other inputs			0.7			0.7			0.7	
V_{OH} High-level output voltage	Series 54L	2.4	3.2		2.4	3.2		2.4	3.3		V
	Series 74L	2.4	3.2		2.4	3.2		2.4	3.3		
V_{OL} Low-level output voltage	Series 54L			0.2			0.2			0.2	V
	Series 74L			0.4			0.4			0.4	
I_I Input current at maximum input voltage	R, S, J, K, or D			100			100			100	μA
	Clear			200			200			200	
	Preset			200			200			200	
	Clock			200			200			400	
I_{IH} High-level input current	R, S, J, K, or D			10			10			10	μA
	Clear			20			20			40	
	Preset			20			20			20	
	Clock			−200			−200			400	
I_{IL} Low-level input current	R, S, J, K, or D			−0.18			−0.18			−0.18	mA
	Clear			−0.36			−0.36			−0.36	
	Preset			−0.36			−0.36			−0.72	
	Clock			−0.36			−0.36			−0.36	
I_{OS} Short-circuit output current		−3		−15	−3		−15	−3		−15	mA
I_{CC} Supply current (Average per flip-flop)	V_{CC} = MAX, See Note 1		0.76	1.44		0.76	1.44		0.8	1.5	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
‡ All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C
NOTE 1: With all outputs open, I_{CC} is measured with the Q and $\overline{Q}$ outputs high in turn. At the time of measurement, the clock input is grounded.

STATE GENERAL ELECTRIC

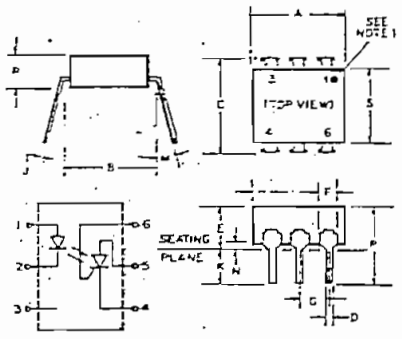
PTOELECTRONICS

oton Coupled Isolator H11C1-H11C2-H11C3



s Infrared Emitting Diode & Light Activated SCR

eneral Electric H11C1, H11C2 and H11C3 are gallium de, infrared emitting diodes coupled with light activated sil- ontrolled rectifiers in a dual in-line package.



SYMBOL	INCH MIN	INCH MAX	MILLIMETER MIN	MILLIMETER MAX	NOTES
A	.330	.350	8.38	8.89	
B	.300	REF	7.62	REF	2
C		.340		8.64	3
D	.016	.020	4.06	.508	
E		.200		5.08	4
F	.040	.070	1.01	1.78	
G	.090	.110	2.28	2.79	
H		.065		2.16	5
J	.008	.012	.203	.305	
K	.100		2.54		3
M		15°		15°	
N	.015		.381		3
P		.375		9.53	
R	.100	.185	2.54	.470	
S	.225	.280	5.71	7.12	

NOTES
1. There shall be a permanent indication of terminal orientation in the quadrant adjacent to terminal 1.
2. Installed position lead centers.
3. Overall installed dimension.
4. These measurements are made from the seating plane.
5. Four places.

olute maximum ratings: (25°C)

RARED EMITTING DIODE		
wer Dissipation	*100	milliwatts
ward Current (Continuous)	60	milliamps
ward Current (Peak) (Pulse width 1 μsec 300 P Ps)	3	ampere
erse Voltage	6	volts

*Derate 1.33 mW/°C above 25°C ambient.

TO-SCR		
k Forward Voltage	200	volts
S Forward Current	300	milliamps
ward Current (Peak) (100μsec 1% duty cycle)	10	amperes
ge Current (10m sec)	5	amperes
erse Gate Voltage	6	volts
er Dissipation (25°C Ambient)	** 400	milliwatts
er Dissipation (25°C Case)	***1000	milliwatts

**Derate 5.3mW/°C above 25°C ambient.
***Derate 13.3mW/°C above 25°C case.

TOTAL DEVICE		
Storage Temperature -55 to 150°C		
Operating Temperature -55 to 100°C		
Lead Soldering Time (at 260°C) 10 seconds		
Surge Isolation Voltage (Input to Output).		
H11C1	$2500V_{(peak)}$	$1770V_{(RMS)}$
H11C2	$2100V_{(peak)}$	$1480V_{(RMS)}$
H11C3	$1500V_{(peak)}$	$1060V_{(RMS)}$
Steady-State Isolation Voltage (Input to Output).		
H11C1	$1500V_{(peak)}$	$1060V_{(RMS)}$
H11C2	$1260V_{(peak)}$	$890V_{(RMS)}$
H11C3	$950V_{(peak)}$	$660V_{(RMS)}$

vidual electrical characteristics (25°C)

RARED EMITTING DIODE		TYP.	MAX.	UNITS
ward Voltage (I_F = 10mA)	V_F	1.2	1.5	volts
erse Current (V_R = 3V)	I_R	—	10	microamps
acitance (V = 0, f = 1MHz)	C_J	50	—	picofarads

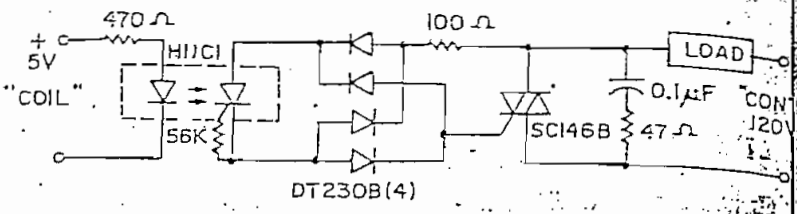
PHOTO-SCR	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Peak Off-State Voltage — V_{DM} (R_{GK} = 10KΩ, 100°C)	200	—	—	volts
Peak Reverse Voltage — V_{RM} (R_{GK} = 10KΩ, 100°C)	200	—	—	volts
On-State Voltage — V_{TM} (I_{TM} = .3 amp)	—	1.1	1.3	volts
Off-State Current — I_{DM} (V_{DM} = 200V, T_A = 100°C)	—	—	50	microamps
Reverse Current — I_{RM} (V_{RM} = 200V, T_A = 100°C)	—	—	50	microamps
Capacitance (Anode-Gate)	—	20	—	picofarads
V=0V, f=1MHz (Gate-Cathode)	—	350	—	picofarads

pled electrical characteristics (25°C)

		MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
t Current to Trigger (V_{AK} = 50V, R_{GK} = 10KΩ)	H11C1, C2	—	—	20	milliamps
	H11C3	—	—	30	milliamps
t Current to Trigger (V_{AK} = 100V, R_{GK} = 27KΩ)	H11C1, C2	—	—	11	milliamps
	H11C3	—	—	14	milliamps
tion Resistance (Input to Output Voltage = $500V_{DC}$)		100	—	—	gigaohms
t to Output Capacitance (Input to Output Voltage = 0, f = 1MHz)		—	—	2	picofarads
pled dV/dt, Input to Output (See Figure 13)		500	—	—	volts/μsec

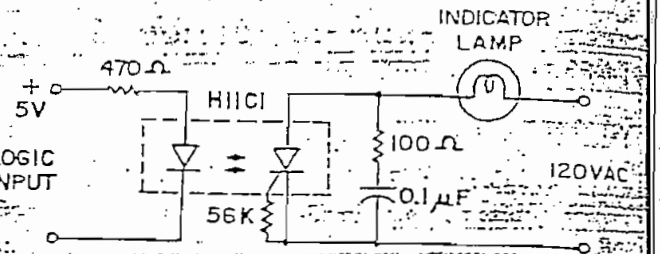
10A, T^2L COMPATABLE, SOLID STATE RELAY

Use of the H11C1 for high sensitivity, 2500 v isolation capability, provides this highly reliable solid state relay design. This design is compatable with 74, 74S and 74H series T^2L logic systems inputs and 120VAC loads up to 10 A.



25W LOGIC INDICATOR LAMP DRIVER

The high surge capability and non-reactive input characteristics of the H11C allow it to directly couple, without buffers, T^2L and DTL logic to indicator and alarm devices, without danger of introducing noise and logic glitches.



200V SYMMETRICAL TRANSISTOR COUPLER

Use of the high voltage PNP portion of the H11C provides a 200V transistor capable of conducting positive and negative signals with current transfer ratios of over 1%. This function is useful in remote instrumentation, high voltage power supplys and test equipment. Care should be taken not to exceed the H11C 400 mW power dissipation rating when used at high voltages.

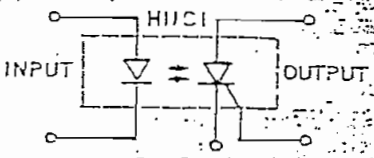
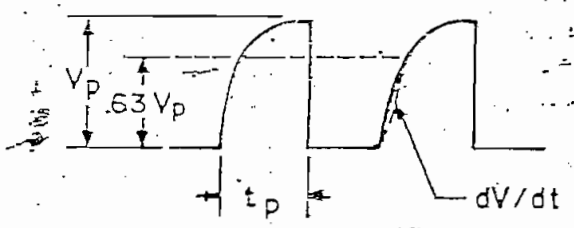
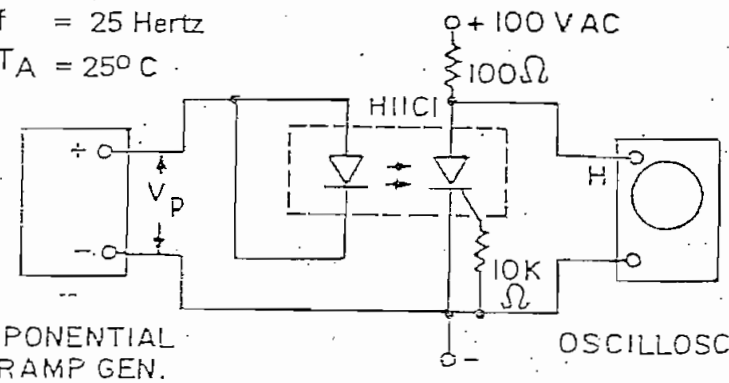


FIGURE 13
COUPLED dV/dt — TEST CIRCUIT

V_p = 800 Volts
t_p = .010 Seconds
f = 25 Hertz
T_A = 25° C





National Semiconductor

Operational Amplifiers/Buffers

LM709/LM709A/LM709C Operational Amplifier

General Description

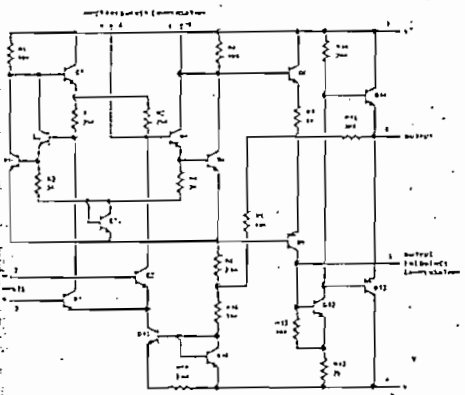
The LM709 series are a monolithic operational amplifier intended for general-purpose applications. Operation is completely specified over the range of voltages commonly used for these devices. The design, in addition to providing high gain, minimizes both offset voltage and bias currents. Further, the class-B output stage gives a large output capability with minimum power drain.

External components are used to frequency compensate the amplifier. Although the unity-gain compensation network specified will make the amplifier unconditionally stable in all feedback configurations, compensation can be tailored to optimize high-frequency performance for any gain setting.

The fact that the amplifier is built on a single silicon chip provides low offset and temperature drift at minimum cost. It also ensures negligible drift due to temperature gradients in the vicinity of the amplifier.

The LM709C is commercial-industrial version of the LM709. It is identical to the LM709/LM709A except that it is specified for operation from 0°C to +70°C.

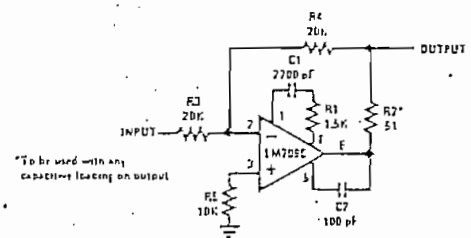
Schematic Diagram**



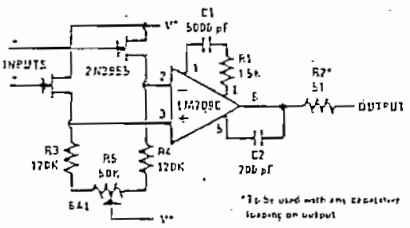
**Pin connections shown are for metal can package.

Typical Applications**

Unity Gain Inverting Amplifier

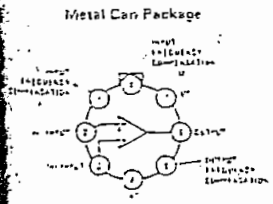


FET Operational Amplifier



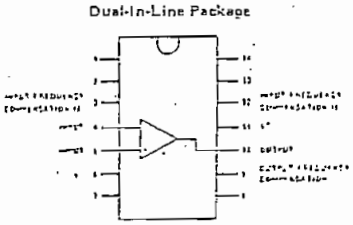
Connection Diagrams

Metal Can Package



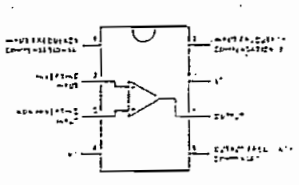
Order Number LM709H or LM709CH
See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



Order Number LM709CN
See NS Package N14A

Dual-In-Line Package



Order Number LM709CN-8
See NS Package N08A

Absolute Maximum Ratings

	LM709/LM709A	LM709C
Supply Voltage	±18V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	300 mW	250 mW
Differential Input Voltage	±5V	±5V
Input Voltage	±10V	±10V
Output Short-Circuit Duration ($T_A = 25^\circ C$)	5 seconds	5 seconds
	T_{MIN} T_{MAX}	T_{MIN} T_{MAX}
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
Operating Temperature Range	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	$300^\circ C$	$300^\circ C$

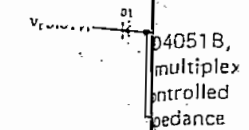
Electrical Characteristics (Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	LM709A MIN	LM709A TYP	LM709A MAX	LM709 MIN	LM709 TYP	LM709 MAX	LM709C MIN	LM709C TYP	LM709C MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ C$, $R_S \leq 10\ k\Omega$		0.6	2.0		1.0	5.0		2.0	7.5	mV
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ C$		100	200		200	500		300	1500	nA
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ C$		10	50		50	200		100	500	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ C$	350	700		150	400		50	250		kΩ
Output Resistance	$T_A = 25^\circ C$		150			150			150		Ω
Supply Current	$T_A = 25^\circ C$, $V_S = \pm 15V$		2.5	3.6		2.6	5.5		2.6	6.6	mA
Transient Response	$V_{IN} = 20\ mV$, $C_L \leq 100\ pF$										
Risetime	$T_A = 25^\circ C$			1.5		0.3	1.0		0.3	1.0	μs
Overshoot				30		10	30		10	30	%
Slew Rate	$T_A = 25^\circ C$		0.25			0.25			0.25		V/μs
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\ k\Omega$			3.0			6.0			10	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$R_S = 50\Omega$, $T_A = 25^\circ C$ to T_{MAX}		1.8	10		3.0			5.0		μV/°C
	$R_S = 50\Omega$, $T_A = 25^\circ C$ to T_{MIN}		1.8	10		6.0			12		μV/°C
	$R_S = 10\ k\Omega$, $T_A = 25^\circ C$ to T_{MAX}		2.0	15							
	$R_S = 10\ k\Omega$, $T_A = 25^\circ C$ to T_{MIN}		4.8	25							
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15V$, $R_L \geq 2\ k\Omega$, $V_{OUT} = \pm 10V$	25		70	25	45	70	15	45		V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V$, $R_L = 10\ k\Omega$	±12	±14		±12	±14		±12	±14		V
	$V_S = \pm 15V$, $R_L = 2\ k\Omega$	±10	±13		±10	±13		±10	±13		V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	±8.0			±8.0	±10.0		±8.0	±10		V
Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\ k\Omega$	80	110		70	90		65	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 10\ k\Omega$		40	100		25	150		25	200	μV/V
Input Offset Current	$T_A = T_{MAX}$		3.5	50		20	200		75	400	nA
	$T_A = T_{MIN}$		40	250		100	500		125	750	nA
Input Bias Current	$T_A = T_{MIN}$		0.3	0.6		0.5	1.5		0.38	2.0	μA
Input Resistance	$T_A = T_{MIN}$	85	170		40	100		50	250		kΩ

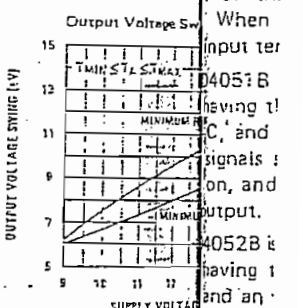
Note 1: For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a $150^\circ C$ maximum junction temperature for LM709/LM709A and $100^\circ C$ maximum for LM709C and a thermal resistance of $150^\circ C/W$ junction to ambient or $45^\circ C/W$, junction to case for the metal can package.

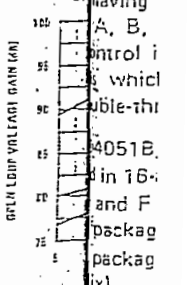
Note 2: These specifications apply for $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ for LM709/LM709A and $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ for LM709C with the following conditions: $\pm 9V \leq V_S \leq \pm 15V$, $C1 = 5000\ pF$, $R1 = 1.5k$, $C2 = 200\ pF$ and $R2 = 51\Omega$.

Typical Applicatio



Guaranteed Perfo





/MOS Analog
iplexers/Demultiplexers*

ogic-Level Conversion

oltages Types (20-Volt Rating)

B — Single 8-Channel
2B — Differential 4-Channel
3B — Triple 2-Channel

4051B, CD4052B, and CD4053B multiplexers/demultiplexers are digitrolled analog switches having low edance and very low OFF leakage . Control of analog signals up to ak-to-peak can be achieved by digital amplitudes of 4.5 to 20 V (if SS = 3 V, a V_{DD}-V_{EE} of up to 13 be controlled; for V_{DD}-V_{EE} level ces above 13 V, a V_{DD}-V_{SS} of at V is required). For example, if 5 V, V_{SS} = 0, and V_{EE} = −13.5 V, ignals from −13.5 V to +4.5 V can olled by digital inputs of 0 to 5 V. ultiplexer circuits dissipate extremely scent power over the full V_{DD}-V_{SS} D-V_{EE} supply-voltage ranges, inde- of the logic state of the control When a logic "1" is present at the put terminal all channels are off.

4051B is a single 8-channel multi- aving three binary control inputs, A, C, and an inhibit input. The three ignals select 1 of 8 channels to be on, and connect one of the 8 inputs utput.

4052B is a differential 4-channel multi- aving two binary control inputs, A nd an inhibit input. The two binary ignals select 1 of 4 pairs of channels rned on and connect the analog in- the outputs.

4053B is a triple 2-channel multi- aving three separate digital control A, B, and C, and an inhibit input. ntrol input selects one of a pair of which are connected in a single- ble-throw configuration.

4051B, CD4052B, and CD4053B are in 16-lead ceramic dual-in-line pack- and F suffixes), 16-lead plastic dual- ackages (E suffix), 16-lead cera- ackages (K suffix), and in chip form).

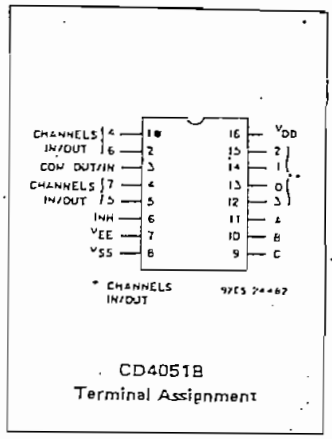
hese devices are used as demultiplexers, HANNEL IN/OUT" terminals are the and the "COMMON OUT/IN" terminals nputs.

Applications:

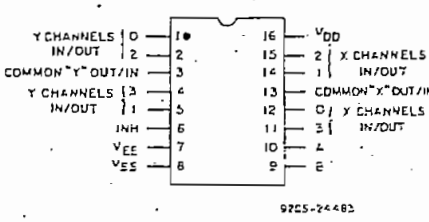
- Analog and digital multiplexing and demultiplexing
- A/D and D/A conversion
- Signal gating

Features:

- Wide range of digital and analog signal levels: digital 3 to 20 V, analog to 20 V_{p-p}
- Low ON resistance: 125 Ω (typ.) over 15 V_{p-p} signal-input range for V_{DD}-V_{EE} = 15 V
- High OFF resistance: channel leakage of ±100 pA (typ.) @ V_{DD}-V_{EE} = 18 V
- Logic-level conversion for digital addressing signals of 3 to 20 V (V_{DD}-V_{SS} = 3 to 20 V) to switch analog signals to 20 V p-p (V_{DD}-V_{EE} = 20 V); see introductory text
- Matched switch characteristics: R_{ON} = 5 Ω (typ.) for V_{DD}-V_{EE} = 15 V
- Very low quiescent power dissipation under under all digital-control input and supply conditions: 0.2 μW (typ.) @ V_{DD}-V_{SS} = V_{DD}-V_{EE} = 10 V
- Binary address decoding on chip
- 5-, 10-, and 15-V parametric ratings
- 100% tested for quiescent current at 20 V
- Maximum input current of 1 μA at 18 V over full package temperature range; 100 nA at 18 V and 25°C
- Meets all requirements of JEDEC Tentative Standard No. 13A, "Standard Specifications for Description of 'B' Series CMOS Devices"



CD4051B
Terminal Assignment



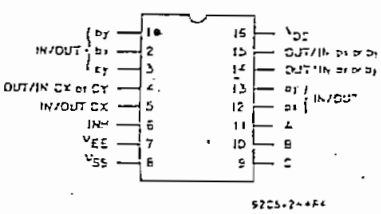
CD4052B
Terminal Assignment

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS AT T_A =25°C (Unless Otherwise Specified)

For maximum reliability, nominal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges. Values shown apply to all types except as noted.

CHARACTERISTIC	V_{DD}	Min.	Max.	Units
Supply-Voltage Range (T_A = Full Package-Temp. Range)	—	3	18	V
Multiplexer Switch Input Current Capability*	—	—	25	mA
Output Load Resistance	—	100	—	Ω

* In certain applications, the external load-resistor current may include both V_{DD} and signal-line components. To avoid drawing V_{DD} current when switch current flows into the transmission gate inputs, the voltage drop across the bidirectional switch must not exceed 0.8 volt (calculated from R_{ON} values shown in ELECTRICAL CHARACTERISTICS CHART). No V_{DD} current will flow through R_L if the switch current flows into terminal 3 on the CD4051; terminals 3 and 13 on the CD4052; terminals 4,14, and 15 on the CD4053.



CD4053B
Terminal Assignment

Typical bias voltages.

AXIMUM RATINGS, *Absolute-Maximum Values:*

SUPPLY-VOLTAGE RANGE, (V_{DD})
Voltages referenced to V_{SS} or V_{EE}, whichever is more negative) . . . . . −0.5 to +20 V
PUT VOLTAGE RANGE, ALL INPUTS . . . . . −0.5 to V_{DD} +0.5 V
INPUT CURRENT, ANY ONE INPUT . . . . . ±10 mA
WER DISSIPATION PER PACKAGE (P_D):
For T_A = −40 to +60°C (PACKAGE TYPE E) . . . . . 500 mW
For T_A = +60 to +85°C (PACKAGE TYPE E) . . . . . Derate Linearly at 12 mW/°C to 200 mW
For T_A = −55 to +100°C (PACKAGE TYPES D,F,K) . . . . . 500 mW
For T_A = +100 to +125°C (PACKAGE TYPES D, F, K). . . Derate Linearly at 12 mW/°C to 200 mW
EVICE DISSIPATION PER OUTPUT TRANSISTOR
FOR T_A = FULL PACKAGE-TEMPERATURE RANGE (All Package Types) . . . . . 100 mW
PERATING-TEMPERATURE RANGE (T_A):
PACKAGE TYPES D, F, K, H . . . . . −55 to +125°C
PACKAGE TYPE E . . . . . −40 to +85°C
TORAGE TEMPERATURE RANGE (T_{stg}) . . . . . −65 to +150°C
EAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING):
At distance 1/16 ± 1/32 inch (1.59 ± 0.79 mm) from case for 10 s max. . . . . +265°C

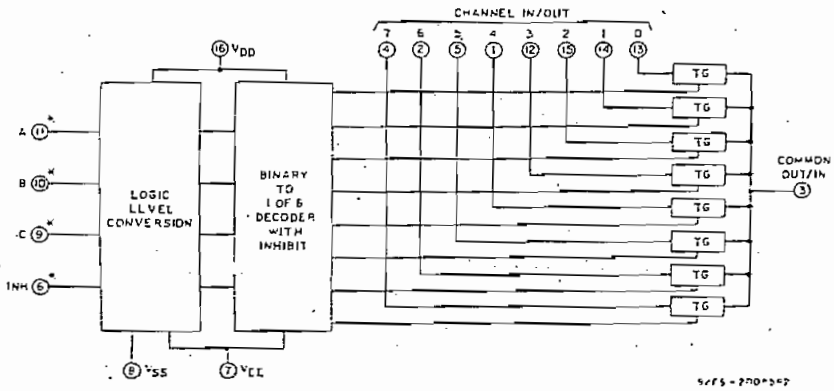


Fig. 1 – Functional diagram of CD4051B.

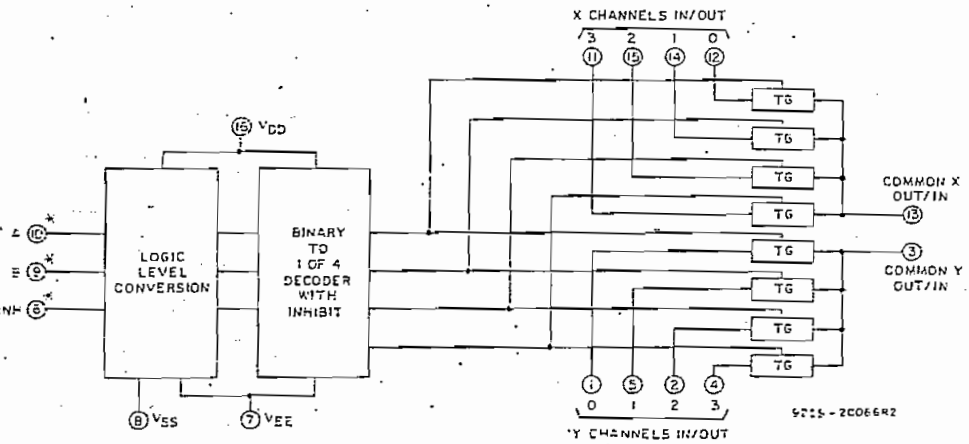


Fig. 2 – Functional diagram of CD4052B.

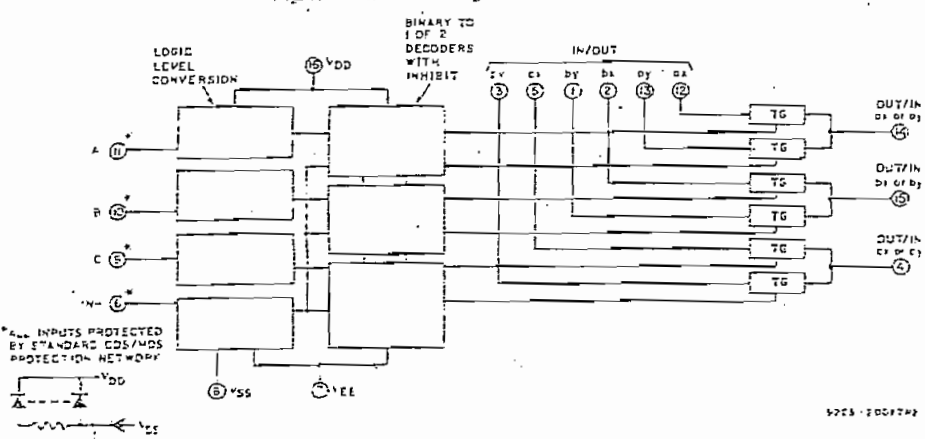


Fig. 3 – Functional diagram of CD4053B.

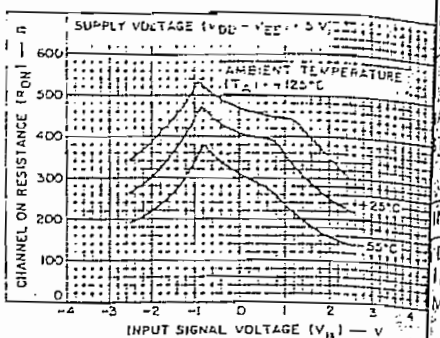


Fig.4 – Typical channel ON resistance vs input signal voltage (all types).

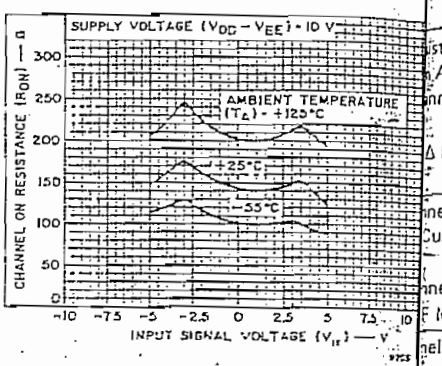


Fig.5 – Typical channel ON resistance vs. input signal voltage (all types).

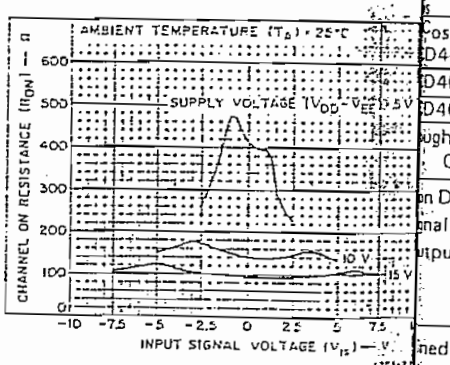


Fig.6 – Typical channel ON resistance vs. input signal voltage (all types).

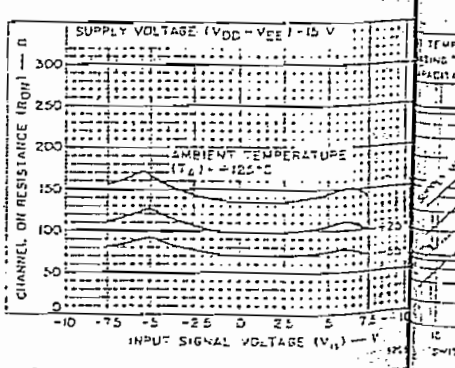


Fig.7 – Typical channel ON resistance vs. input signal voltage (all types).

CAL CHARACTERISTICS

AC-TIC	CONDITIONS V_{is} (V)	V_{EE} (V)	V_{SS} (V)	V_{DD} (V)	LIMITS at Indicated Temperature (°C) Values at −55,+25,+125, apply to D,F,K,H pkg Values at −40,+25,+85, apply to E pkgs −55	−40	+85	+125	+25 Min.	+25 Typ.	+25 Max.	Units
NPUTS (V_{is}) AND OUTPUTS (V_{OS})												
Device				5	5	5	150	150	—	0.04	5	μA
DD				10	10	10	300	300	—	0.04	10	
Max.				15	20	20	600	600	—	0.04	20	
				20	100	100	3000	3000	—	0.08	100	
nce V_{DD}												
		0	0	5	2000	2100	3200	3500	—	470	2500	
Max.		0	0	10	310	330	520	580	—	180	400	Ω
		0	0	15	220	230	360	400	—	125	280	
stance Any nels)												
		0	0	5	—	—	—	—	—	10	—	
ΔRON		0	0	10	—	—	—	—	—	10	—	Ω
		0	0	15	—	—	—	—	—	5	—	
nel urrent:												
		0	0	10	±200*				—	±0.01	±200*	
nel		0	0	15	±500*				—	±0.01	±200*	
Max.		0	0	20	±1000*				—	±0.01	±200*	
nels		0	0	10	±200*				—	±0.01	±200*	nA
mmon		0	0	15	±500*				—	±0.01	±200*	
Max.		0	0	20	±1000*				—	±0.01	±200*	
e:					—	—	—	—	—	5	—	
os 04051					—	—	—	—	—	30	—	
04052		−5	−5	5	—	—	—	—	—	18	—	pF
04053					—	—	—	—	—	9	—	
gh, C_{ios}					—	—	—	—	—	0.2	—	
Delay nal In- put	10V	R_L = 10 kΩ		5	—	—	—	—	—	30	—	
		C_L = 50 pF		10	—	—	—	—	—	15	—	ns
		t_r, t_f = 20 ns		15	—	—	—	—	—	11	—	

ed by minimum feasible leakage measurement for automatic testing.

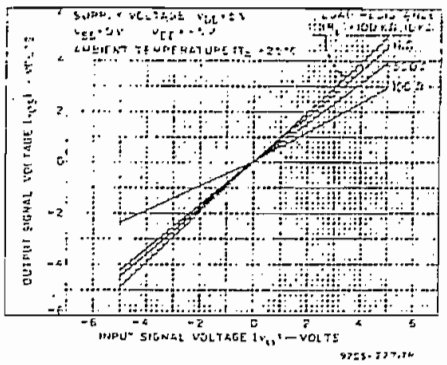


Fig.8 — Typical ON characteristics for 1 of 8 channels (CD4051B).

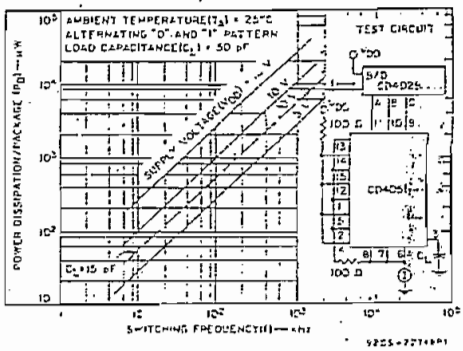


Fig.9 — Typical dynamic power dissipation vs. switching frequency (CD4051B).

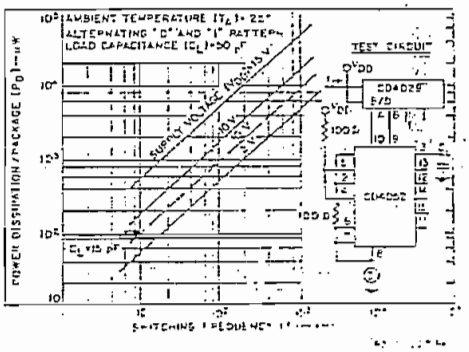
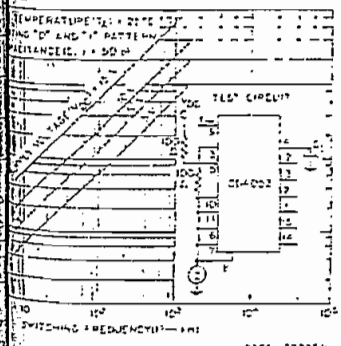
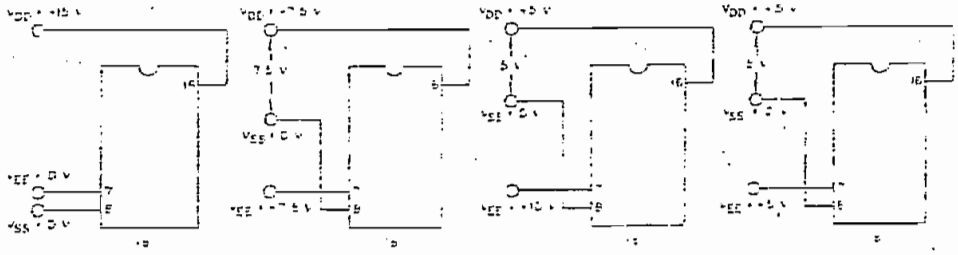


Fig.10 — Typical dynamic power dissipation vs. switching frequency (CD4052B).



Typical dynamic power dissipation vs. switching frequency (CD4053B).



The ADDRESS (digital-control inputs) and INHIBIT logic levels are "0" = V_{SS} and "1" = V_{DD}. The analog signal through the TG may swing from V_{EE} to V_{DD}.

Fig.12 — Typical bias voltages.

TRICAL CHARACTERISTICS (Cont'd)

CHARACTERISTIC	CONDITIONS V_{is} (V)	V_{EE} (V)	V_{SS} (V)	V_{DD} (V)	LIMITS at Indicated Temperature (°C) Values at −55,+25,+125, apply to D,F,K,H pkg Values at −40,+25,+85, apply to E pkgs −55	−40	+85	+125	+25 Min.	+25 Typ.	+25 Max.	Units
TROL (ADDRESS or INHIBIT) V_C												
t Low oltage, V_{IL} Max.	=V_{DD} thru 1 kΩ	V_{EE}=V_{SS} R_L=1 kΩ to V_{SS} I_{IS}< 2 μA on all OFF Channels	5	1.5					—	—	1.5	V
			10	3					—	—	3	
			15	4					—	—	4	
t High oltage, V_{IH} Min.			5	3.5					3.5	—	—	
			10	7					7	—	—	
			15	11					11	—	—	
ut Current, I_{IN} Max.	V_{IN} = 0.18		18	±0.1	±0.1	±1	±1		—	$±10^{-5}$	±0.1	μA
opagation lay Time:	t_r, t_f = 20 ns, C_L = 50 pF											
dress-to-inal OUT		0	0	5	—	—	—	—	—	360	720	ns
		0	0	10	—	—	—	—	—	160	320	
hannels ON OFF) See gs.14,15,18		0	0	15	—	—	—	—	—	120	240	
		−5	0	5	—	—	—	—	—	225	450	
	R_L=10 kΩ, C_L=50 pF t_r, t_f = 20 ns											
hibit-to-gnal OUT		0	0	5	—	—	—	—	—	360	720	ns
		0	0	10	—	—	—	—	—	160	320	
hannel turn- ON)		0	0	15	—	—	—	—	—	120	240	
		−10	0	5	—	—	—	—	—	200	400	
	R_L=300Ω, C_L=50 pF t_r, t_f = 20 ns											
hibit-to-gnal OUT		0	0	5	—	—	—	—	—	200	450	ns
		0	0	10	—	—	—	—	—	90	210	
hannel turn- OFF)		0	0	15	—	—	—	—	—	70	160	
		−10	0	5	—	—	—	—	—	130	300	
ut acitance, C_{IN} ny Address nhibit Input)					—	—	—	—	—	5	7.5	pF

INPUT STATES INHIBIT	C	B	A	"ON" CHANNEL(S)
CD4051B				
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	X	X	X	NONE

CD4052B INHIBIT	B	A	
0	0	0	0x, 0y
0	0	1	1x, 1y
0	1	0	2x, 2y
0	1	1	3x, 3y
1	X	X	NONE

CD4053B INHIBIT	A or B or C	
0	0	ax or bx or cx
0	1	ay or by or cy
1	X	NONE

X = Don't care

Fig. 13 — Truth tables.

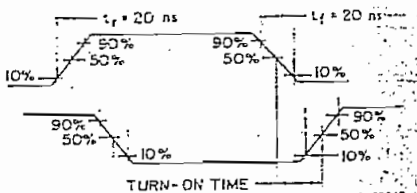


Fig. 14 — Waveforms, channel being turned ON (R_L = 10 kΩ).

TEST CIRCUITS

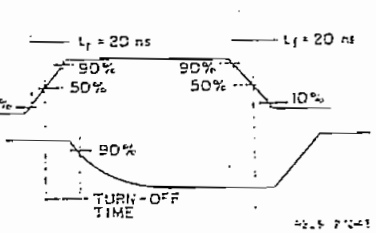


Fig. 15 — Waveforms, channel being turned OFF (R_L = 300 Ω).

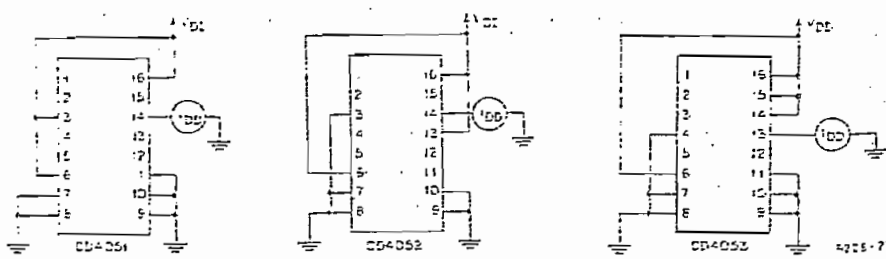


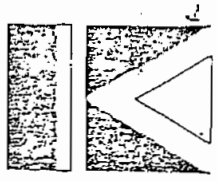
Fig. 16 — OFF channel leakage current — any channel OFF.

AL PUI

CASE STYLE
TO92-2
TO92-2
TO92
TO92
TO92
TO92
TO92
TO92-2
TO92-2
TO92-3

RAL PL

CASE STYLE
TO18
TO18
TO5
TO92
TO5
TO92
TO5
TO92
TO5
TO92



RAL PURPOSE AMPLIFIERS AND MEDIUM-SPEED SWITCHES — NPN TRANSISTORS

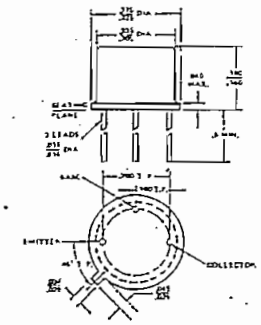
CASE STYLE	BV_{CBO} Min	BV_{CEO} Min	BV_{EBO} Min	I_{CBO} Max @ V_{CB}	h_{FE} Min-Max @ I_C & V_{CE}	$V_{CE(sat)}$ Max & $V_{BE(sat)}$ Max @ I_C	C_{ob} Max	f_T Min @ I_C	t_{off} Max
TO92-2	40 V	20 V	5 V	500 nA @ 15 V	10 @ 0.1 mA / 10 V 20 – 120 @ 10 mA / 10 V 20 @ 100 mA / 10 V	0.4 V 1.5 V @ 10 mA	10 pF	100 MHz @ 10 mA	
TO92-2	40 V	20 V	5 V	500 nA @ 15 V	35 @ 0.1 mA / 10 V 100 – 600 @ 10 mA / 10 V 100 @ 100 mA / 10 V	0.4 V 1.5 V @ 10 mA	10 pF	100 MHz @ 10 mA	
TO92	15 V	12 V	3 V	50 nA @ 10 V	20 @ 10 mA / 10 V 35 – 350 @ 50 mA / 10 V	0.25 V 1.1 V @ 150 mA	10 pF	150 MHz @ 50 mA	
TO92	15 V	12 V	3 V	50 nA @ 10 V	20 @ 10 mA / 10 V 35 – 350 @ 50 mA / 10 V	0.25 V 1.1 V @ 150 mA	10 pF	150 MHz @ 50 mA	
TO92	30 V	20 V	3 V	100 nA @ 20 V	20 @ 30 mA / 1 V 20 – 400 @ 150 mA / 1 V	0.25 V 1.1 V @ 150 mA	35 pF	40 MHz @ 50 mA	
TO92	30 V	20 V	3 V	100 nA @ 20 V	20 @ 30 mA / 1 V 20 – 400 @ 150 mA / 1 V	0.25 V 1.1 V @ 150 mA	35 pF	40 MHz @ 50 mA	
TO92		40 V	4 V	100 nA @ 30 V	40 – 400 @ 5 mA / 10 V		4 pF	50 MHz @ 5 mA	
TO92-2	80 V	60 V	6 V	10 nA @ 40 V	100 – 300 @ 1 mA / 5 V	0.5 V @ 100 mA	4 pF	100 MHz @ 5 mA	
TO92-2	80 V	65 V	6 V	10 nA @ 40 V	60 @ 10 mA / 5 V 55 – 300 @ 100 mA / 5 V	0.5 V @ 100 mA	4 pF	100 MHz @ 5 mA	
TO92-38	80 V	60 V	6 V	10 nA @ 40 V	100 – 300 @ 1 mA / 5 V	0.5 V @ 100 mA	4 pF	100 MHz @ 5 mA	

RAL PURPOSE AMPLIFIERS AND HIGH-SPEED SWITCHES — NPN TRANSISTORS

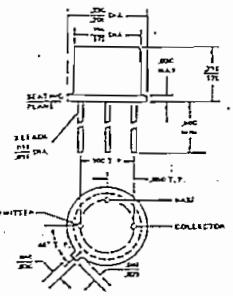
CASE STYLE	BV_{CBO} Min	BV_{CEO} Min	BV_{EBO} Min	I_{CBO} Max @ V_{CB}	h_{FE} h_{fe} (1KHz)* Min-Max @ I_C & V_{CE}	$V_{CE(sat)}$ Max & $V_{BE(sat)}$ Max @ I_C	C_{ob} Max	f_T Min @ I_C	t_{off} Max
TO18	70 V	50 V	5 V	10 nA @ 60 V	50 – 200 @ 10 mA / 5 V	1 V 0.9 V @ 10 mA	3.5 pF	250 MHz @ 10 mA	
TO18	45 V	25 V	5 V	10 nA @ 30 V	50 – 200 @ 10 mA / 1 V	0.5 V 0.9 V @ 10 mA	6 pF	300 MHz @ 10 mA	
TO5 TO92	60 V	30 V	5 V	10 nA @ 50 V	20 @ 0.1 mA / 10 V 25 @ 1 mA / 10 V 35 @ 10 mA / 10 V 20 @ 150 mA / 1 V 40 – 120 @ 150 mA / 10 V 20 @ 500 mA / 10 V	0.4 V 1.3 V @ 150 mA 1.6 V 2.6 V @ 500 mA	8 pF	250 MHz @ 20 mA	
TO5 TO92	75 V	40 V	6 V	10 nA @ 60 V	20 @ 0.1 mA / 10 V 25 @ 1 mA / 10 V 35 @ 10 mA / 10 V 40 – 120 @ 150 mA / 10 V 20 @ 150 mA / 1 V 25 @ 500 mA / 10 V	0.3 V 1.2 V @ 150 mA 1 V 2 V @ 500 mA	8 pF	250 MHz @ 20 mA	285 nS
TO5 TO92	60 V	30 V	5 V	10 nA @ 50 V	35 @ 0.1 mA / 10 V 50 @ 1 mA / 10 V 75 @ 10 mA / 10 V 50 @ 150 mA / 1 V 100 – 300 @ 150 mA / 10 V 30 @ 500 mA / 10 V	0.4 V 1.3 V @ 150 mA 1.6 V 2.6 V @ 500 mA	8 pF	250 MHz @ 20 mA	
TO5 TO92	75 V	40 V	6 V	10 nA @ 60 V	35 @ 0.1 mA / 10 V 50 @ 1 mA / 10 V 75 @ 10 mA / 10 V 100 – 300 @ 150 mA / 10 V 50 @ 150 mA / 1 V 40 @ 500 mA / 10 V	0.3 V 1.2 V @ 150 mA 1 V 2 V @ 500 mA	8 pF	300 MHz @ 20 mA	265 nS

Package Outlines

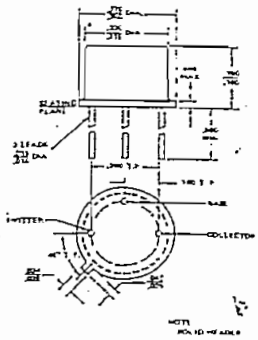
TO 5 (LOW PROFILE)



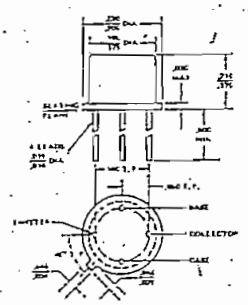
TO 18



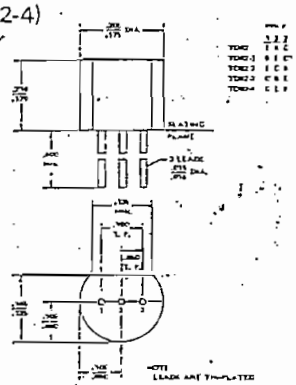
TO 39 (LOW PROFILE)



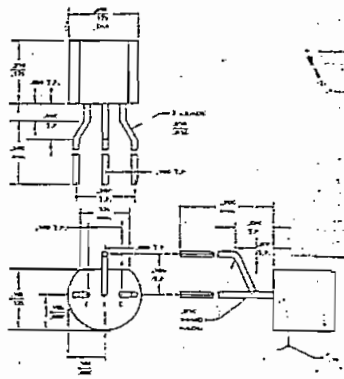
TO 72



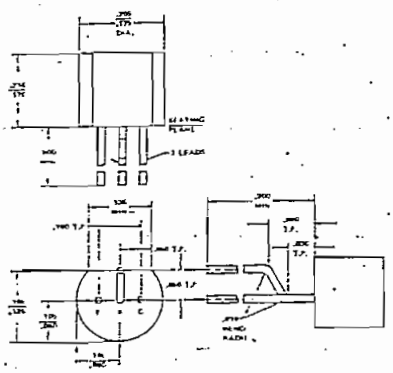
TO 92 (TO 92-1, TO 92-2, TO 92-3, TO 92-4)



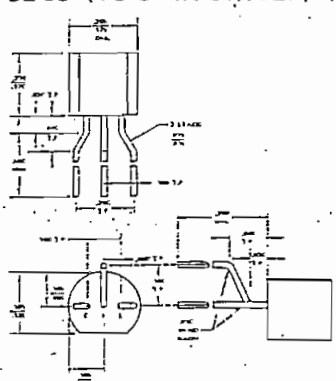
TO 92-05 (TO 5 PIN CIRCLE)



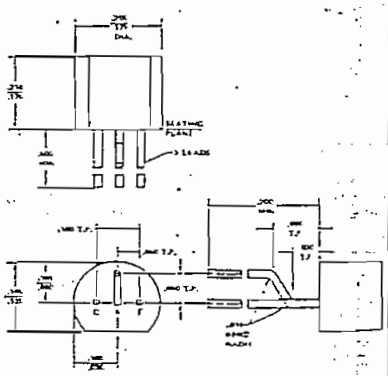
TO 92-08 (TO 18 PIN CIRCLE)



TO 92-35 (TO 5 PIN CIRCLE)



TO 92-38 (TO 18 PIN CIRCLE)



MAXIMUM PACKAGE RATING

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING BY PACKAGE					UNITS
		TO-5	TO-18	TO-39	TO-72	TO-92	
Total Device Dissipation* at $T_A = 25^\circ$ C	P_D	600-800	300-500	600-1000	175-310	200-625	mW
Total Device Dissipation* at $T_A = 25^\circ$ C	P_D	3.0-4.0	0.5-1.8	3.0-5.0	0.3-0.5	1.0-1.5	W
Storage Temperature	T_{stg}	−65 to +200	−65 to +200	−65 to +200	−65 to +200	−55 to +150	°C
Operating Junction Temperature	T_J	200	200	200	200	150	°C
Lead Temperature, 1/16 inch from Case, 10 sec. max.		300	300	300	300	260	°C

P_D varies with the actual 2N number. The ranges shown are the maximum rating for all types shown in this catalog.

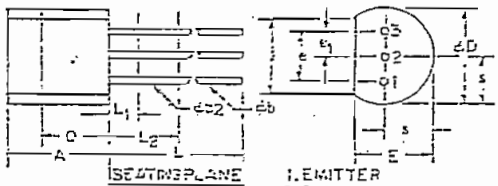
NOTE: Exceeding the maximum ratings may cause permanent damage to the device.

All dimensions are in inches.

Silicon Transistors

MPS-A05
MPS-A06

The MPS-A05 and MPS-A06 are silicon planar epitaxial-passivated NPN transistors designed for general purpose audio amplifier applications.



SYMBOL	MILLIMETERS MIN	MILLIMETERS MAX	INCHES MIN	INCHES MAX	NOTES
A	4.320	5.330	.170	.210	
ϕb	4.07	5.50	.016	.022	1,3
ϕb2	4.07	4.82	.016	.019	3
ϕD	4.450	5.200	.175	.205	
E	3.180	4.190	.125	.165	
e	2.410	2.670	.095	.105	
e1	1.150	1.395	.045	.055	
J	0.430	4.320	.135	.170	
L	12.700	—	.500	—	1,3
L1	—	1.270	—	.050	3
L2	6.350	—	.250	—	3
D	2.920	—	.115	—	2
s	2.030	2.670	.080	.105	

NOTES:
1. THREE LEADS
2. CONTOUR OF PACKAGE UNCONTROLLED OUTSIDE THIS SIDE.
3. (THREE LEADS) ϕb2 APPLIES BETWEEN L_1 AND L_2. ϕb APPLIES BETWEEN L_2 AND 12.70 MM (.500") FROM THE SEATING PLANE. DIAMETER IS UNCONTROLLED IN L_1 AND BEYOND 12.70 MM (.500") FROM SEATING PLANE.

Absolute maximum ratings: (T_A = 25°C unless otherwise specified)

Ratings		MPS-A05	MPS-A06	
Collector to Emitter	V_{CEO}	60	80	Volts
Collector to Base	V_{CBO}	60	80	Volts
Emitter to Base	V_{EBO}	4	4	Volts
Current				
Collector	I_C	500	500	mA
Dissipation				
Total Power $T_A \leq 25°C$	P_T	625	625	m Watts
Total Power $T_C \leq 25°C$	P_T	1.5	1.5	Watts
Derate Factor $T_A > 25°C$		5	5	mW/°C
Derate Factor $T_C > 25°C$		12	12	mW/°C
Temperature				
Operating	T_J	-55°C to +150°C		°C
Storage	T_{STG}	-55°C to +150°C		°C
Lead (1/16" ± 1/32" from case for 10 sec.)	T_L	+230°C		°C

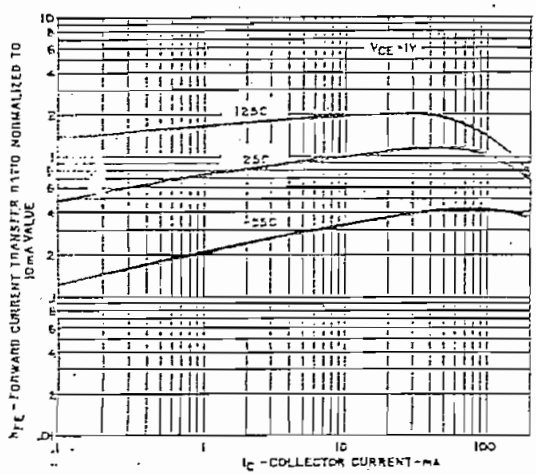
Electrical characteristics: (T_A = 25°C unless otherwise specified)

Characteristic	SYMBOL	MPS-A05 MIN.	MPS-A05 MAX.	MPS-A06 MIN.	MPS-A06 MAX.	UNITS
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I_C = 1mA, I_B = 0)	$V_{(BR)CEO}$	60	—	80	—	Volts
Collector-Base Breakdown Voltage (I_C = 100μA, I_E = 0)	$V_{(BR)CBO}$	60	—	80	—	Volts
Emitter-Base Breakdown Voltage (I_E = 100μA, I_C = 0)	$V_{(BR)EBO}$	4	—	4	—	Volts
Collector Cutoff Current (V_{CB} = 60V, I_E = 0) — MPS-A05	I_{CBO}	—	100	—	—	nA
(V_{CB} = 80V, I_E = 0) — MPS-A06	I_{CBO}	—	—	—	100	nA
Collector Cutoff Current (V_{CE} = 60V, I_B = 0)	I_{CEO}	—	100	—	100	nA
Forward Current Transfer Ratio (V_{CE} = 1V, I_C = 10mA)	h_{FE}	50	—	50	—	
(V_{CE} = 1V, I_C = 100mA)	†h_{FE}	50	—	50	—	

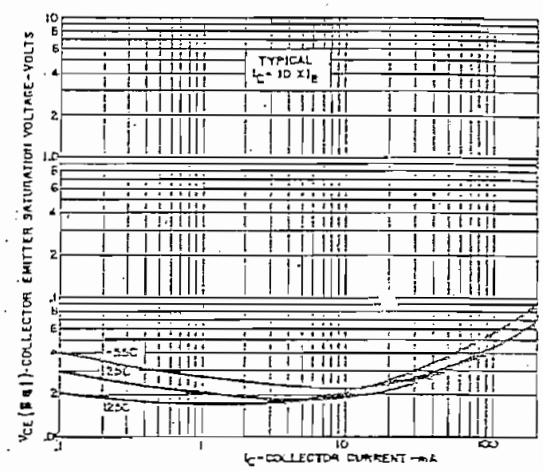
MPS-A05
MPS-A06

Static Characteristics (continued)	SYMBOL	MPS-A05 MIN.	MPS-A05 MAX.	MPS-A06 MIN.	MPS-A06 MAX.	UNITS
Collector-Emitter Saturation Voltage (I_C = 100mA, I_B = 10mA)	†$V_{CE(sat)}$	—	.25	—	.25	Volts
Base-Emitter Saturation Voltage (I_C = 100mA, I_B = 10mA)	†$V_{BE(sat)}$	—	1.0	—	1.0	Volts
Base-Emitter Voltage (V_{CE} = 1V, I_C = 100mA)	†$V_{BE(ON)}$	—	1.0	—	1.0	Volts
Dynamic Characteristics						
Collector-Base Capacitance (V_{CB} = 10V, I_E = 0, f = 1 MHz)	C_{cb}	—	12	—	12	pF
Gain bandwidth (V_{CE} = 5V, I_C = 30mA, f = 50MHz)	f_T	80	—	80	—	MHz

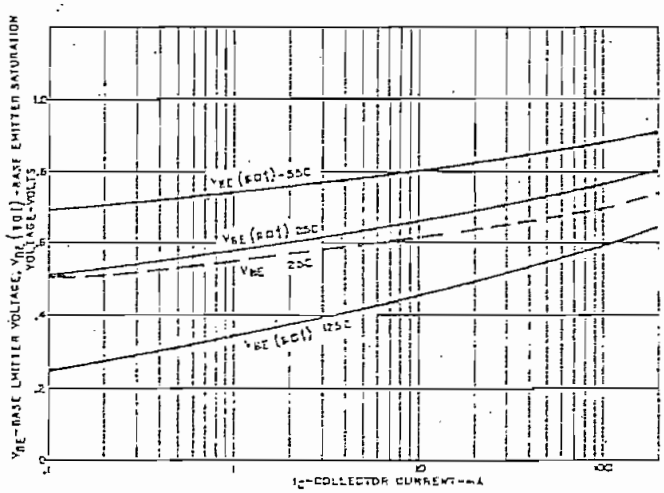
†Puise width ≤ 300 μsec., Duty Cycle ≤ 2%.



FORWARD CURRENT TRANSFER RATIO NORMALIZED TO 10mA VALUE VS COLLECTOR CURRENT



COLLECTOR EMITTER SATURATION VOLTAGE VS COLLECTOR CURRENT



BASE EMITTER VOLTAGE (V_{CE} = 1V) AND BASE EMITTER SATURATION VOLTAGE (I_C = 10 x I_B) VS COLLECTOR CURRENT

1346

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
		-18.7	-18	-17.3	V

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage	$T_j = 25°C$	−18.7	−18	−17.3	V
Line Regulation (Note 2)	$T_j = 25°C$, $-35V \le V_{IN} \le -21V$		8	36	mV
Load Regulation (Note 2)	$T_j = 25°C$, $5\ mA \le I_{OUT} \le 1.0A$		50	120	mV
Output Voltage	$-3.5V \le V_{IN} \le -21V$ $5\ mA \le I_{OUT} \le 1.0A$, $P \le 15W$	−18.9		−17.1	V
Quiescent Current			2	4	mA
Quiescent Current Change	$T_j = 25°C$, $-35V \le V_{IN} \le -21V$ $5\ mA \le I_{OUT} \le 1.0A$		0.1 0.1	0.5 0.5	mA mA
Output Noise Voltage	$T_A = 25°C$, $10\ Hz \le f \le 100\ kHz$		500		μV
Long Term Stability			35		mV

electrical characteristics (−24V) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage	$T_j = 25°C$	−25	−24	−23	V
Line Regulation (Note 2)	$T_j = 25°C$, $-35V \le V_{IN} \le -27V$		12	50	mV
Load Regulation (Note 2)	$T_j = 25°C$, $5\ mA \le I_{OUT} \le 1.0A$		50	120	mV
Output Voltage	$-40V \le V_{IN} \le -27V$ $5\ mA \le I_{OUT} \le 1.0A$, $P \le 15W$	−25.2		−22.8	V
Quiescent Current			2	4	mA
Quiescent Current Change	$T_j = 25°C$, $-40V \le V_{IN} \le -27V$ $5\ mA \le I_{OUT} \le 1.0A$		0.1 0.1	0.5 0.5	mA mA
Output Noise Voltage			700		μV
Long Term Stability			50		mV

Note 1: Unless otherwise specified, these specifications apply: $0°C \le T_j \le 125°C$; $V_{IN} = (V_{OUT} + 5V)$ and $I_{OUT} = 5\ mA$. Although power dissipation is internally limited, electrical specifications apply only for power levels up to 15W. For calculations of junction temperature rise due to power dissipation, use a thermal resistance of 50°C/W (no heat sink), With an infinite heat sink, the thermal resistance is 5°C/W.

Note 2. Regulation is measured at constant junction temperature. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account separately. To ensure constant junction temperature, pulse testing with a low duty cycle is used.

LM320T series three-terminal negative regulators

general description

The LM320T Series are three-terminal negative regulators with a fixed output voltage of −5V, −5.2V, −6V, −8V, −12V, −15V, −18V, −24V and up to 1.5A load current capability. These devices need only one external component—a compensation capacitor at the output, making them easy to apply. Worst case guarantees an output voltage deviation due to any combination of line, load or temperature variation assure satisfactory system operation.

Exceptional effort has been made to make the LM320T Series immune to overload conditions. The regulators have current limiting which is independent of temperature, combined with thermal overload protection. Internal current limiting protects against momentary faults while thermal shutdown prevents junction temperatures from exceeding safe limits during prolonged overloads.

Although primarily intended for fixed output voltage applications, the LM320T Series may be programmed for higher output voltages with a simple resistive divider. The low quiescent drain current of the devices allows this technique to be used with good regulation.

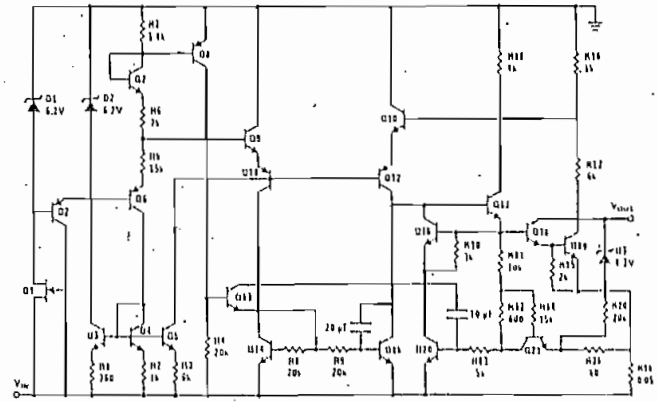
The LM320T Series is packaged in the easy to use Epoxy B TO-220 rated at 15 watts dissipation.

features

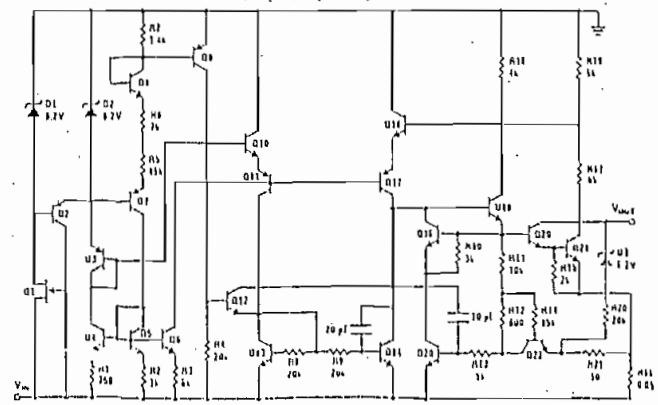
- Preset output voltage
- Current limit constant with temperature
- Internal thermal shutdown
- Operates with input-output voltage differential down to 1V
- Excellent ripple rejection
- Easily adjustable to higher output voltage

schematic diagrams

−5V, −5.2V, −6V, −8V

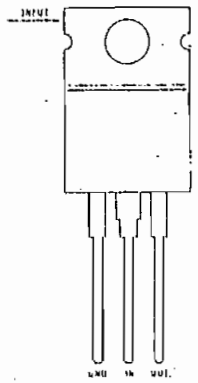


−12V, −15V, −18V, −24V



connection diagram

TO-220 (T)



Order Numbers:
LM320T-5.0
LM320T-5.2
LM320T-6.0
LM320T-8.0
LM320T-12
LM320T-15
LM320T-18
LM320T-24
See Package 26

	Voltage	Differential
320T 5V, 5.2V, 6V, 8V	−25V	25V
320T 12V, 15V, 18V	−35V	30V
320T 24V	−40V	35V
ver Dissipation		Internally Limited
erating Junction Temperature Range		0°C to +125°C
rage Temperature Range		−65°C to +150°C
d Temperature (Soldering, 10 seconds)		230°C

ectrical characteristics (−5V and −5.2V) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage	T_J = 25°C, −5V	−5.2	−5.0	−4.8	V
	−5.2V	−5.4	−5.2	−5.0	V
Line Regulation (Note 2)	T_J = 25°C, −25V ≤ V_{IN} ≤ −7.5V		10	40	mV
Load Regulation (Note 2)	T_J = 25°C, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.5A		70	120	mV
Output Voltage	−25V ≤ V_{IN} ≤ −7V 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A				
	P ≤ 15W, −5V	−5.25		−4.75	V
	5.2V	−5.45		−4.95	V
Quiescent Current			1.0	3	mA
Quiescent Current Change	T_A = 25°C, −25V ≤ V_{IN} ≤ −7.5V		0.1	0.5	mA
	5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A		0.1	0.5	mA
Output Noise Voltage	T_A = 25°C, C_L = 1µF, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz		150		µV
Long Term Stability			10		mV
Thermal Resistance Junction to Case			5		°C/W

ectrical characteristics (−6V) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage	T_J = 25°C	−6.25	−6	−5.75	V
Line Regulation (Note 2)	T_J = 25°C, −25V ≤ V_{IN} ≤ −8.5V		12	40	mV
Load Regulation (Note 2)	T_J = 25°C, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.5A		70	120	mV
Output Voltage	−25V ≤ V_{IN} ≤ −8.5V 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A, P ≤ 15W	−6.3		−5.7	V
Quiescent Current			1	3	mA
Quiescent Current Change	T_J = 25°C, −25V ≤ V_{IN} ≤ −8.5V		0.1	0.5	mA
	5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A		0.1	0.5	mA
Output Noise Voltage	T_A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz		180		µV
Long Term Stability			12		mV

1: Unless otherwise specified, these specifications apply: 0°C ≤ T_J ≤ 125°C, V_{IN} = (V_{OUT} + 5V) and I_{OUT} = 5 mA. Although power pation is internally limited, electrical specifications apply only for power levels up to 15W. For calculations of junction temperature rise due ower dissipation, use a thermal resistance of 50 °C/W (no heat sink). With an infinite heat sink, the thermal resistance is 5°C/W.

2: Regulation is measured at constant junction temperature. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account ately. To ensure constant junction temperature, pulse testing with a low duty cycle is used.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage	T_J = 25°C	−8.3	−8.0	−7.7	V
Line Regulation (Note 2)	T_J = 25°C, −25V ≤ V_{IN} ≤ −10.5V		15	40	mV
Load Regulation (Note 2)	T_J = 25°C, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.5A		70	120	mV
Output Voltage	−25V ≤ V_{IN} ≤ −10.5V 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A, P ≤ 15W	−8.4		−7.6	V
Quiescent Current			1	3	mA
Quiescent Current Change	T_J = 25°C, −25V ≤ V_{IN} ≤ −10.5V		0.1	0.5	mA
	5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A		0.1	0.5	mA
Output Noise Voltage			250		µV
Long Term Stability			15		mV

electrical characteristics (−12V) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage	T_J = 25°C	−12.5	−12	−11.5	V
Line Regulation (Note 2)	T_J = 25°C, −32V ≤ V_{IN} ≤ −14.5V		4	24	mV
Load Regulation (Note 2)	T_J = 25°C, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A		40	120	mV
Output Voltage	−32V ≤ V_{IN} ≤ −14.5V 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A, P ≤ 15W	−12.6		−11.4	V
Quiescent Current			2	4	mA
Quiescent Current Change	T_J = 25°C, −32V ≤ V_{IN} ≤ −14.5V		0.1	0.5	mA
	5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A		0.1	0.5	mA
Output Noise Voltage	T_A = 25°C, 10 Hz ≤ f ≤ 100 kHz		400		µV
Long Term Stability			25		mV

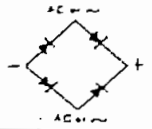
electrical characteristics (−15V) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output Voltage	T_J = 25°C	−15.6	−15	−14.4	V
Line Regulation (Note 2)	T_J = 25°C, −35V ≤ V_{IN} ≤ −17.5V		5	30	mV
Load Regulation (Note 2)	T_J = 25°C, 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A		50	120	mV
Output Voltage	−35V ≤ V_{IN} ≤ −17.5V 5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A, P ≤ 15W	−15.7		−14.3	V
Quiescent Current			2	4	mA
Quiescent Current Change	T_J = 25°C, −35V ≤ V_{IN} ≤ −17.5V		0.1	0.5	mA
	5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 1.0A		0.1	0.5	mA
Output Noise Voltage			400		µV
Long Term Stability			30		mV

Note 1: Unless otherwise specified, these specifications apply: 0°C ≤ T_J ≤ 125°C; V_{IN} = (V_{OUT} + 5V) and I_{OUT} = 5 mA. Although power dissipation is internally limited, electrical specifications apply only for power levels up to 15W. For calculations of junction temperature rise due to power dissipation, use a thermal resistance of 50°C/W (no heat sink). With an infinite heat sink, the thermal resistance is 5°C/W.

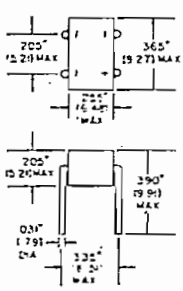
Note 2: Regulation is measured at constant junction temperature. Changes in output voltage due to heating effects must be taken into account separately. To ensure constant junction temperature, pulse testing with a low duty cycle is used.

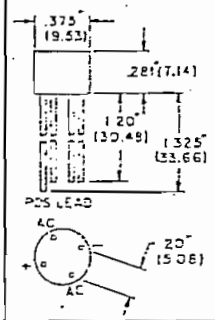
Bridge Rectifiers (Silicon)

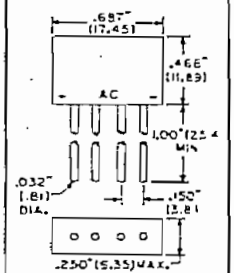


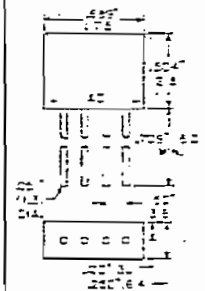
Single-Phase

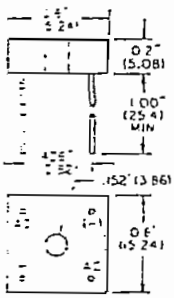
Peak Reverse Voltage (PRV Volts)	Io, Average Rectified Forward Current (Amps)				
	1 A	1.5 A	2 A	4 A	8 A
100			ECG166		ECG5312
200			ECG167	ECG5309	ECG5313
400		ECG5304	ECG168		ECG5314
600	ECG5332	ECG5305	ECG169	ECG5310	ECG5315
800		ECG5306			ECG5316
1000	ECG5334	ECG5307	ECG170	ECG5311	ECG5317
Peak Forward Surge Current (Amps)	50	50	60	250	125
Max. Forward Voltage Per. Element V_F (Volts)	1.0	1.0	1.0	1.0	1.2
T_A at Rated Io (°C) Max	+40	+25	+25	+40	−50
Fig. No.	Z21	Z22	Z23	Z23-1	Z24





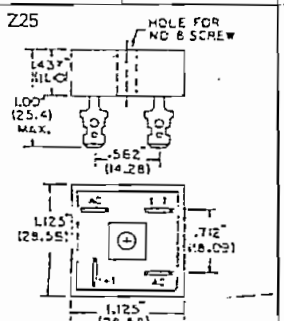


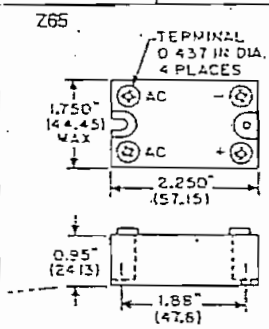




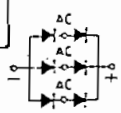
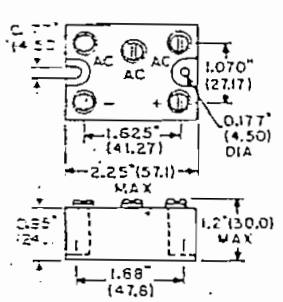
Single-Phase (cont'd)

Peak Reverse Voltage (PRV Volts)	Io, Average Rectified Forward Current (Amps)			
	25 A	40 A	80 A	100 A
200	ECG5322	ECG5340		
400	ECG5324			
600	ECG5326	ECG5342	ECG5346	ECG5348
800	ECG5327			
1000	ECG5328	ECG5344		
Peak Forward Surge Current (Amps)	300	400	800	1000
Max. Forward Voltage Per. Element V_F (Volts)	1.2	1.1	1.6	1.4
T_C at Rated Io (°C) Max.	+60	+60	+85	+80
Fig. No.	Z25		Z65	





Three-Phase



Peak Reverse Voltage (PRV Volts)	Io Average Rectified Forward Current (Amps)	
	60 A	100 A
200		
400		
600	ECG5335	ECG5338
800		
1000		
Peak Forward Surge Current (Amps)	500	800
Max. Forward Voltage Per. Element V_F (Volts)	1.25	1.25
T_C at Rated Io (°C) Max.	+70	+100
Fig. No.	Z66