

T-UEB
1504
A386d
1992

8).2 **UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR**

Facultad de Ingeniería y Arquitectura

Escuela de Ingeniería Eléctrica



**"Diseño y Construcción de un Controlador de Velocidad
de Estado Sólido para Motores de Corriente Directa
con Excitación Independiente"**

Trabajo de Graduación Presentado por:

PEDRO SALVADOR ALFARO CONTRERAS

CARLOS MAURICIO ERROA COLATO

Para Optar al Título de:

Ingeniero Electricista

15101087

Agosto 1992

15101087

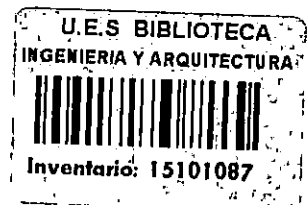
San Salvador,

El Salvador,

Centro América

Rec. Sep. 1992

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR



RECTOR:

DR. FABIO CASTILLO FIGUEROA

SECRETARIO GENERAL:

LIC. MIRNA ANTONIETA PERLA DE ANAYA

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

DECANO:

ING. JUAN JESUS SANCHEZ SALAZAR

SECRETARIO:

ING. JOSE RIGOBERTO MURILLO CAMPOS

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

DIRECTOR:

ING. RICARDO ERNESTO CORTEZ

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

TRABAJO DE GRADUACION PREVIO A LA OPCION AL GRADO DE:
INGENIERO ELECTRICISTA

TITULO: "DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN CONTROLADOR DE VELOCIDAD
DE ESTADO SOLIDO PARA MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA CON
EXCITACION INDEPENDIENTE"

PRESENTADO POR: CARLOS MAURICIO ERROA COLATO
PEDRO SALVADOR ALFARO CONTRERAS

TRABAJO DE GRADUACION APROBADO POR:

COORDINADOR Y ASESOR:


ING. JOSE AQUILES RODRIGUEZ PORTILLO.

ASESOR:


ING. ARMANDO MARTINEZ CALDERON.

SAN SALVADOR, AGOSTO DE 1992.

ACTA DE CONSTANCIA DE NOTA Y DEFENSA FINAL

En esta fecha, 26 de Agosto de 1992
en el local de Sala de Lectura de la Escuela de Ingeniería Eléctrica
a las 9:00 horas, con la presencia de las siguientes autoridades de la
Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador:

- 1- Ing. Ricardo E. Cortez
Director E.I.E.
- 2- Ing. Jorge Alberto Galdámez
Secretario E.I.E.
- 3- Ing. Ricardo E. Cortez
Director de Investigaciones E.I.E.

[Handwritten signatures and initials]

Y con el Honorable Jurado de evaluación integrado por las personas
siguientes:

- 1- Ing. Rafael Severo de la Cruz Amaya
- 2- Ing. Ricardo Colorado
- 3- Ing. Jaime Antonio Anaya
- 4- _____
- 5- _____
- 6- _____

[Handwritten signatures]

Se efectuó la defensa final reglamentaria del Trabajo de
Graduación: "DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN CONTROLADOR DE VELOCIDAD DE ESTADO SOLIDO PARA
MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA CON EXCITACION INDEPENDIENTE"

a cargo del (los) Br(es): Pedro Salvador Alfaro Contreras y
Carlos Mauricio Erroa Colato

Habiendo obtenido el presente trabajo una nota final, global de 9.5
(Nueve punto cinco)

D E D I C A T O R I A
=====

Este trabajo de Graduación se lo dedico de todo corazón a DIOS TODOPODEROSO por haberme permitido terminar a satisfacción mis estudios superiores.

- A MI MADRE : Alejandra Contreras
- A MI PADRE : Salvador Alfaro
- A MI ABUELITA : Eusebia Reyes
- A MI ESPOSA : Silvia Yolanda
- A MIS HERMANOS : Ena Elizabeth, Julio Cesar, Luis Alejandro
- A MIS PRIMOS : Rubenia Yanira, Luis Oscar, Carlos Antonio, Julio , Meme y Virginia.
- A MIS TIAS : Rubenia y Reina Izabel

A todos ustedes "muchas gracias",

PEDRO SALVADOR.

DEDICATORIAS

El presente Trabajo de Graduación lo dedico a todas las personas que me ayudaron a llevarlo a un feliz término, en especial:

- A MI SEÑOR DIOS, por iluminar mi mente y mi vida, por darme siempre su ayuda, por darme vida a mí y a mis seres queridos para ver terminados mis estudios superiores y porque sin él nada soy.

- A MIS PADRES: ADAN ERROA IRAHETA Y ELSA ISOLINA COLATO DE ERROA, por sus innumerables sacrificios en beneficio de mis estudios y mi vida, porque son mi guía y ejemplo, porque a ellos debo todo lo que hasta ahora soy y llegaré a ser, y de quiénes me siento muy orgulloso de que sean mis padres.

- A MIS HERMANOS: CECILIA ISOLINA ERROA COLATO Y NELSON ADAN ERROA COLATO, por su constante apoyo y estímulo, por su amor fraternal, a quiénes les deseo lo mejor y que DIOS los bendiga.

- A MI NOVIA: SONIA MILAGRO CARRILLO B., por su incondicional y enorme apoyo y comprensión en todos los sentidos, por su consuelo en momentos de flaqueza, por su cariño y amor que son mi fuerte y a quién amo tanto.

- A MIS FAMILIARES, en especial a mi abuela BLANCA URQUILLA VDA. DE COLATO, por su constante preocupación por mi bienestar y a quién le doy las más grandes bendiciones; en forma muy especial a mi tía "Menche"(Q.D.D.G.) y a mi prima GLORIA MIRIAM(Q.D.D.G.) a quiénes dedico este triunfo.

- A MIS COMPAÑEROS Y AMIGOS, por su ayuda en todo momento y con quiénes he compartido grandes momentos.

CARLOS MAURICIO.

AGRADECIMIENTOS.

Agradecemos infinitamente a todas las personas que nos ayudaron en el Trabajo de Graduación, para que éste se llevara a un feliz término.

Agradecimientos sinceros para los ingenieros Armando Martínez Calderón y José Aquiles Rodríguez por su valiosa ayuda en la asesoría del Trabajo de Graduación.

Agradecemos mucho el apoyo y ayuda desinteresada de nuestros compañeros y amigos en los momentos críticos de nuestro trabajo.

PREFACIO

El objetivo del presente Trabajo de Graduación consiste en el diseño y construcción de un controlador de velocidad para un motor de D.C. con excitación independiente.

Su justificación es debida a que en la industria salivadora se realizan muchos procesos en los cuales necesitan motores que ofrescan una característica de variación de velocidad excelente y es aquí donde juegan un papel importante los motores de corriente directa.

Los avances planteados del trabajo comprenden el diseño y construcción del prototipo del circuito controlador de velocidad los cuales fueron alcanzados y además se agregaron ciertas etapas de control para un funcionamiento mas eficiente del sistema.

La técnica con que se realizo el diseño es completamente electrónica, destacandose que el circuito de control del ángulo de disparo es completamente digital y las etapas de arranque y realimentación se diseñaron a base de circuitos operacionales por lo cual la operación de todo el sistema es fácilmente comprensible.

El sistema controlador fue instalado en un gabinetes el cual se indican cada uno de los controles para que pueda ser utilizado como herramienta de laboratorio en el area de Instrumentación y Control.

RESUMEN DEL TRABAJO

Con el surgimiento de los dispositivos de estado sólido nació una nueva alternativa para el control de las máquinas eléctricas que presentan innumerables ventajas con respecto al uso de contactores.

Mediante el uso de estos dispositivos se evita completamente el mantenimiento, ya que no poseen piezas móviles, ni superficies de contacto sujetas a desgaste, en consecuencia no hay producción de ruido ni de chispas, pudiéndose utilizar en atmósferas inflamables.

Esta ausencia de movimiento mecánico en los contactos hizo posible disminuir los tiempos de conmutación de décimas de segundo hasta nanosegundos, con lo cual se pudo lograr el control de la velocidad de motores de una forma continua, pudiéndose utilizar en sistemas con realimentación para un mejor ajuste de la velocidad y el torque.

La exposición de los tópicos es gradual y se inicia con el estudio del motor D.C. de excitación independiente al cual se le controlará la velocidad.

A continuación, se dedica un capítulo al estudio del SCR con sus diversas configuraciones de rectificación trifásica controlada, con sus criterios de diseño.

Luego en el capítulo III, se procede a explicar en detalle el diseño de cada uno de los circuitos implementados para controlar el ángulo de disparo de los SCR's que forman el convertidor, se detalla también el diseño y funcionamiento del circuito de realimentación para mantener la velocidad constante dentro de un rango permisible.

Como también se realiza un análisis de estabilidad al motor para determinar el límite dentro del cual puede regularse la velocidad sin entrar en una condición de discontinuidad en la corriente.

Las especificaciones de los diferentes dispositivos electrónicos utilizados se presenta en el apéndice A.

Debido a los requisitos de alimentación del motor se implemento un banco de transformadores trifásico, para lo cual tuvo que diseñarse y construirse los transformadores, esta información se presenta en el apéndice B.

TABLA DE CONTENIDOS

CAPITULO I.	1
1.1 El motor de corriente continua.	1
1.2 Características eléctricas de un motor de C.C.	2
1.3 Regulación de velocidad en un motor de C.C. Shunt de exc. independ.	4
1.4 Sistemas de arranque de un motor de C.C.	6
1.5 Análisis preliminar del motor de C.C. DL-10220.	6
1.6 Obtención de los parámetros eléctricos.	7
CAPITULO II.	14
2.1 Definición de tiristor.	14
2.2 Aplicaciones principales.	15
2.3 El rectificador controlado de silicio (SCR).	15
2.4 Características dinámicas del SCR.	17
2.5 Problemas de di/dt y dv/dt	19
2.6 Criterios para la elección de un SCR.	20
2.7 El puente rectificador controlado de onda completa trifásico.	20
2.8 Funcionamiento del convertidor completo.	28
2.9 Procedimiento de diseño del convertidor completo.	31
2.10 Protección de los SCR's.	34
CAPITULO III.	42
3.1 Objetivo.	42
3.2 Introducción.	42
3.3 Procedimiento de diseño y construcción del control de disparo.	43
3.4 Lazo de realimentación.	57
3.5 Señal de voltaje del tacómetro.	60
3.6 Filosofía y cálculo del lazo de realimentación.	62
3.7 El circuito de arranque.	71
3.8 Circuito de protección de pérdida de campo.	78

3.9 Circuito detector de secuencia de fase positiva.	81
3.10 Introducción al estudio de estabilidad.	84
3.11 Costo total estimado del control.	88
Apéndice A.	93
Apéndice B.	114

CAPITULO I

ESTUDIO DEL MOTOR DE C.C. SHUNT DE EXCITACION INDEPENDIENTE DeLORENZO DL-10220

INTRODUCCION.

Este capítulo pretende hacer una introducción al conocimiento del motor de C.C. de excitación independiente, sus características electromecánicas, sus métodos de control de velocidad y de arranque; a la vez se obtienen los parámetros electromecánicos del motor a utilizar, pues se necesitan en el diseño del circuito de control, y da una idea del comportamiento de este motor el cual es el DL-10220.

1.1 EL MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA

Un motor de C.C. es una máquina eléctrica capaz de convertir la energía eléctrica aplicada en energía mecánica en forma de movimiento rotatorio, con el propósito de producir un trabajo útil. Actualmente los motores de c.c. poseen una gran demanda por su característica particular al permitir una variación continua de velocidad, aún con diferentes valores de carga, lo cual es un logro en la tecnología eléctrica.

Entre las aplicaciones más comunes de los motores de c.c. están los casos en donde se requiere amplias variaciones de velocidad por la característica detallada anteriormente, por lo tanto son excelentes en aplicaciones de control de ésta, lo que es muy exigido en aplicaciones industriales.

Si no está disponible una fuente de c.c. para alimentar el motor, se puede utilizar rectificadores controlados de estado sólido para crear la potencia necesaria.

La característica por medio de la cual se comparan los motores de c.c. es la Regulación de Velocidad, la cual viene definida por la ecuación:

$$RV = \frac{W_{sc} - W_{pc}}{W_{pc}} \times 100\% = \frac{N_{sc} - N_{pc}}{N_{pc}} \times 100\% \quad (1.1)$$

Donde:

RV = regulación de velocidad (%)

Nsc = velocidad del motor en vacío a voltaje nominal (RPM)

Npc = velocidad del motor a plena carga a voltaje nominal (RPM)

La RV es una medida aproximada de la tendencia y forma de la curva Par-Velocidad de un motor.

La interpretación de un valor obtenido de RV debe ser: si es positivo indica que la velocidad del motor cae con el incremento de la carga; si es negativo, la velocidad del motor aumenta al incrementar la carga. En todo caso la magnitud de RV da una idea de qué tan pendiente es la curva Par-Velocidad.

1.2 CARACTERISTICAS ELECTRICAS DE UN MOTOR DE C.C.

Para comprender cómo es posible regular la velocidad de un motor de c.c., es necesario conocer las características eléctricas de esta máquina.

A continuación se estudian los efectos más importantes en este motor.

1.2.1 FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ (E_A).

En cada motor de c.c., y en base a la ley de Lenz, se induce una fuerza que se opone al giro del motor y es llamada Fuerza Contraelectromotriz (f.c.e.m. = E_A), cuyo sentido por lo tanto, es opuesto a la tensión en bornes del motor en su Armadura.

En una máquina ya construida, se obtiene:

$$E_A = K \Phi n \quad [\text{Voltios}] \quad (1.2)$$

Donde la cte. K depende solamente de los parámetros físicos de construcción de la máquina; Φ es el flujo magnético y n es la velocidad del eje del motor.

1.2.2 CORRIENTE DE CARGA.

La expresión que involucra a todo el circuito equivalente de un motor de c.c. shunt de excitación independiente, está dada por:

$$V_T = E_A + R_{int} I_a \quad (1.3)$$

Deduciendo I_A :

$$I_A = \frac{V_T - E_A}{R_{INT}} \quad [\text{Amperios}] \quad (1.4)$$

Donde V_T es el voltaje terminal del motor y R_{INT} es la resistencia de la Armadura del motor.

Como V_T y R_{INT} se consideran términos constantes; sólo podrá aumentar la corriente de carga I_A si disminuye el valor de E_A . En el caso de un motor con excitación independiente, el flujo Φ es constante, tenemos que: $E_A = (K \Phi) n$. Como al aumentar la carga de un motor disminuye su velocidad, también disminuirá el valor de E_A , de manera que I_A crecerá lo suficiente para vencer la resistencia mecánica.

1.2.3 CORRIENTE DE ARRANQUE.

De la ecuación (1.4) se puede observar que, en el momento del arranque, el rotor está inmóvil y no hay f.c.e.m. o E_A , es decir, que en el arranque $E_A = 0$; y entonces la corriente será:

$$I_{ARR} = \frac{V_T}{R_{INT}} \quad (1.5)$$

Donde, R_{INT} es muy pequeña con el objeto de reducir las pérdidas por efecto Joule; luego, la corriente de arranque I_{ARR} tiene un valor muy elevado (de 8 a 10 veces la nominal) lo que provocaría una sobretemperatura excesiva en el aislamiento del rotor hasta quemarse.

A medida que el motor adquiere velocidad, E_A va aumentando de valor hasta llegar a su valor nominal, y la corriente I_A también se va reduciendo a su valor nominal.

De la ec. (1.5) se deduce que existen dos formas de reducir la corriente de arranque:

1) colocando una resistencia de arranque en serie con la armadura, de manera que cuando el motor ya adquiriera velocidad, ésta desaparezca poco a poco.

2) por medio de un arranque a voltaje reducido (V_T bajo) el cual se incrementará poco a poco hasta su valor nominal, este método es más eficiente pero también más complicado de obtener. Actualmente se usan Tiristores para este fin, tal como se verá más adelante.

1.3 REGULACION DE VELOCIDAD EN UN MOTOR DE C.C. SHUNT DE EXCITACION INDEPENDIENTE.

1.3.1 DEFINICION

De la ec. (1.2) se deduce directamente el valor de la velocidad

$$n = K \times \frac{E_A}{\phi} \quad [\text{RPM}] \quad (1.6)$$

También:

$$n = K \times \frac{V_T - R I_A}{\phi} \quad [\text{RPM}] \quad (1.7)$$

De los valores dados, para un motor específico, sólomente son variables la corriente I_A y el flujo magnético ϕ ; por lo tanto, la velocidad dependerá de estas dos magnitudes.

También se puede lograr variar el voltaje V_T en los terminales del motor utilizando rectificadores controlados. Para un motor de excitación independiente, si por cualquier causa, el flujo ϕ si hiciése muy pequeño como cuando se desconecta el campo de excitación en cuyo caso sólo quedaría el flujo remanente, entonces de la ec. (1.6) puede verse que aumentará exageradamente la velocidad; este aumento exagerado y repentino de la velocidad se llama "embalamiento" y puede destruir un motor.

Por esta razón se debe proteger a este tipo de motor contra pérdida de flujo inductor, y con protecciones contra sobrecarga pues en estas condiciones de embalamiento la corriente I_A crece mucho.

1.3.2 CONTROL DE LA VELOCIDAD EN MOTORES DE C.C. CON EXCITACION INDEPENDIENTE.

Para controlar la velocidad de un motor de c.c. con excitación independiente existen dos métodos de uso común:

- 1) Variar la resistencia de campo R_f .
- 2) Variar el voltaje aplicado a los terminales de Armadura.

Para nuestro propósito únicamente se explicará en detalle el método del voltaje de Armadura, entendiéndo que con la resistencia R_f sólomente se pueden controlar velocidades por encima de la nominal; mientras que con el voltaje V_T de Armadura, sólomente se pueden controlar velocidades por debajo de la nominal.

1.3.3 VARIACION DEL VOLTAJE DE ARMADURA.

Esta forma de control de velocidad involucra cambio en el voltaje aplicado a la Armadura, sin cambiar el voltaje

aplicado al campo, es decir un flujo Φ constante. Este tipo de control esquematizado en la figura 1.1 exige un controlador de voltaje variable en los terminales de Armadura.

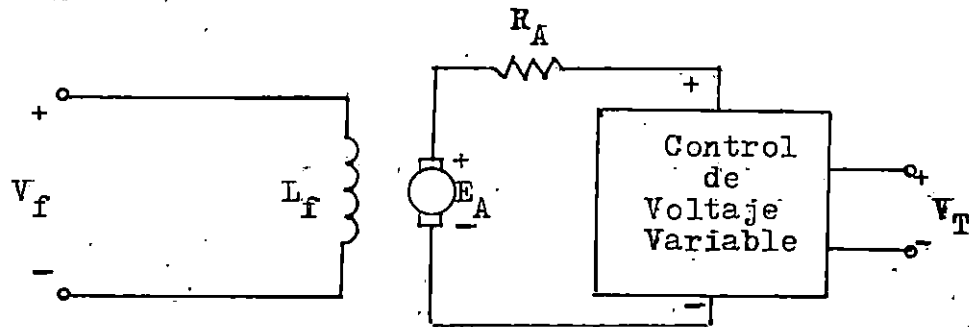


Fig. 1.1.- Esquema del control de voltaje de Armadura.

Si el voltaje V_T se incrementa, entonces la corriente de armadura se eleva [$I_A = (V_T - E_A) / R_A$]. Como I_A aumenta, el par producido también aumenta [$T_{ind} = K\Phi I_A$], haciendo $T_{ind} > T_{carga}$ y la velocidad W del motor aumenta.

Este aumento de W hace crecer el voltaje generado [$E_A = K\Phi W$] causando una disminución en I_A , esta reducción también reduce el par hasta que $T_{ind} = T_{carga}$ a una velocidad W más alta. Un proceso inverso sucede si se reduce el voltaje de armadura, disminuyendo la velocidad. Es decir, a más V_T mayor velocidad y a menos V_T menor velocidad.

En resumen:

- Un incremento en V_T eleva I_A .
- El incremento de I_A aumenta el T_{ind} .
- El aumento de T_{ind} hace que $T_{ind} > T_{carga}$, elevando W .
- El ascenso de W incrementa E_A .
- El incremento de E_A disminuye I_A .
- La disminución de I_A reduce el T_{ind} hasta que es igual al T_{carga} a una velocidad W más alta.

En todo caso la relación Par-Velocidad del motor se mantiene constante a cualquier voltaje de Armadura.

Con este método, sólo se pueden controlar velocidades por debajo de la nominal llamadas Subvelocidades, las cuales son de mucha aplicación en la industria. El motivo de esta desventaja se debe a que para elevar la velocidad por encima de la nominal se tendría que aplicar un voltaje de armadura mayor que el voltaje nominal, lo que provocará sobrecalentamiento y posible destrucción de las bobinas del rotor si éste está cargado, además del daño permanente a los baleros del eje del motor.

1.4 SISTEMAS DE ARRANQUE DE UN MOTOR DE C.C.

En el momento del arranque, el motor no está girando ($\omega=0$) por lo tanto la corriente de armadura se hace muy grande según lo estudiado en el apartado 1.2.3 y la corriente de arranque queda definida mediante la ecuación (1.5).

Para evitar riesgos, se utilizan dispositivos especiales llamados Arrancadores que además de favorecer el creciente aumento de la f.c.e.m., sirven para asegurar y regular la velocidad del motor.

En el proceso de arranque lo más importante es reducir la corriente que circula por el inducido al tiempo que el motor adquiere paulatinamente la velocidad nominal.

La manera de reducir el voltaje aplicado al inducido puede obtenerse mediante resistencias en serie con el circuito de armadura, las cuales deben removerse sucesivamente cuando el motor aumenta su velocidad.

El arranque también puede efectuarse mediante equipo electrónico basado en tiristores (SCR's), con el fin de regular en forma progresiva el voltaje de la armadura, lo cual se realiza en este caso.

1.5 ANALISIS PRELIMINAR DEL MOTOR DE C.C. DE EXCITACION INDEPENDIENTE ; DeLORENZO DL-10220

INTRODUCCION

Actualmente existen muchos motores de excitación independiente de diversos tamaños y potencias, según la aplicación a que sean destinados y debido a su excelente característica de regulación de velocidad son los más ampliamente usados para propósitos industriales.

El objetivo: controlar y mantener constante la velocidad, dentro de un margen establecido, del motor de c.c. de excit. indep. DL-10220, el cual es de potencia fraccionaria (aprox. 1/5 H.P.) cuyos datos nominales se presentan a continuación:

Voltaje de Armadura: $V_T = 42$ voltios.

Corriente de Armadura: $I_A = 3.4$ amperios.

Voltaje de campo: 35 voltios.

Corriente de campo: 0.55 amperios.

Velocidad: $n = 3350$ RPM.

El motor es para propósitos generales y actualmente puede ser utilizado para fines técnicos, didácticos y demostrativos en las áreas de Potencia y Electrónica de Potencia.

1.6 OBTENCION DE LOS PARAMETROS ELECTRICOS.

1.6.1 RESISTENCIA DE ARMADURA (R_A).

El valor de resistencia de Armadura se obtuvo por medio de dos métodos, haciendo luego una comparación entre éstos:

1) MEDICION DIRECTA.

El objetivo es obtener un valor de lectura aproximado por medio de la aplicación de voltaje al circuito de armadura (motor parado), hasta lograr aproximadamente la mitad de la corriente nominal (1.5 amp.); logrado esto, se toma la lectura del voltímetro y amperímetro respectivamente para aplicar la relación de la ley de Ohm ($R=V/I$).

Es importante hacer notar el efecto de la temperatura sobre el devanado de armadura que incide directamente sobre el valor de R_A , ya que la resist. de armadura que interesa es la que actúa cuando el motor se encuentra funcionando, es decir en "caliente"; por lo tanto, esta prueba se realizó luego de haber puesto en marcha el motor durante algunos minutos para lograr el efecto de la temperatura.

Una vez hecho esto, se detiene al motor y se procede a la prueba anteriormente descrita.

El resultado obtenido es:

$$V_T = 3.4 \text{ volt.}$$

$$I_A = 1.5 \text{ amp.}$$

por lo tanto,

$$R_A = V_T / I_A = 3.4 / 1.5 = 2.2 \Omega$$

2) METODO COMO GENERADOR.

Este método consiste en acoplar un primotor al motor en estudio, de manera que lo impulse y pueda funcionar como generador.

Se alimenta únicamente el campo del generador para obtener voltaje generado.

El primotor utilizado es un motor c.c. DL-10210, el cual fué escogido por la facilidad de regulación de velocidad.

La primer prueba se realizó con el generador en vacío, con el objeto de obtener el voltaje generado o f.c.e.m. (E_A) a las diferentes velocidades aplicadas al eje del generador, al mismo tiempo se logra obtener la constante $K\Phi$ utilizando la relación $K\Phi = E_A / \omega$, esta constante servirá más adelante en las características de Torque.

La tabla 1.1 presenta los resultados obtenidos.

Tabla 1.1.- Prueba como Generador en Vacío.

n (RPM)	W(rad/s)	E_A (V)	$K\phi$ (V-s)
500	52.36	4.75	0.091
1000	104.72	11.30	0.108
1500	157.08	16.70	0.106
2000	209.44	22.20	0.106
2500	261.80	27.60	0.105
3000	314.16	33.00	0.105
3350	350.80	37.00	0.105
3550	371.75	38.70	0.104

De la relación E_A/W de c/u de las pruebas, cuyo resultado se presentan en la cuarta columna de la tabla anterior, se obtiene un valor promedio $K\phi = 0.104$ (Voltios-seg.). La segunda prueba consiste en cargar el generador con un valor constante, de manera que se obtengan mediciones a las mismas velocidades de la prueba en vacío; la tabla 1.2 presenta los resultados obtenidos:

Tabla 1.2.- Prueba como Generador con Carga.

n (RPM)	V_T (V)	I_A (Amp)	R_A (Ω)
500	4.2	0.28	1.96
1000	10.0	0.67	1.94
1500	14.9	1.00	1.80
2000	20.0	1.25	1.76
2500	24.6	1.66	1.80
3000	29.6	2.00	1.70
3350	33.1	2.22	1.76

De esta segunda tabla se obtuvo un valor de I_A , el cual produce una caída de tensión en R_A , provocando un voltaje terminal menor a E_A , utilizando la ecuación $R_A = (E_A - V_T) / I_A$ se obtienen valores de resistencia de armadura para c/u de las mediciones realizadas, las cuales se presentan en la cuarta columna de la tabla 2.2.

Tomando el promedio de los valores obtenidos de R_A resulta que:

$$R_A = 1.82 \Omega .$$

Promediando los valores obtenidos de los dos métodos obtenemos:

$$R_A = (1.82 + 2.2) / 2 = 2.0 \Omega .$$

El cual es precisamente el valor obtenido con un Ohmímetro Digital después de realizadas todas las pruebas.

1.6.2 OBTENCION DE LA RESISTENCIA DE CAMPO (Rf).

Este valor de resistencia se obtuvo en base al método de medición directa antes explicado, así:

$$V_f = 23 \text{ volt.}, \quad I_f = 0.4 \text{ amp.}$$

$$R_f = V_f / I_f = 23 / 0.4 = 57.5 \Omega$$

1.6.3 INDUCTANCIA DE LA ARMADURA (L_A).

Existen métodos ya definidos para obtener analíticamente este parámetro en base a datos experimentales, lo que resulta a veces bastante difícil de realizar; afortunadamente se dispone de un medidor de Resistencia-Capacitancia-Inductancia llamado RCL METER, el cual da una medida directa de la inductancia de un devanado con sólo conectarlo entre sus terminales, este medidor realiza la medición inyectando una señal de 1 KHz. para obtener un valor X_L y realiza internamente la operación $L = X_L / \omega$ presentando el resultado en la pantalla del aparato.

Para este caso específico se obtuvo una lectura de:

$$L_A = 7.4 \text{ MiliHenrios.}$$

1.6.4 INDUCTANCIA DEL CAMPO (L_f).

De la misma manera que con la armadura, con el RCL METER se obtuvo un resultado de:

$$L_f = 729 \text{ MiliHenrios.}$$

El modelo esquemático del motor se presenta en la fig. 1.2

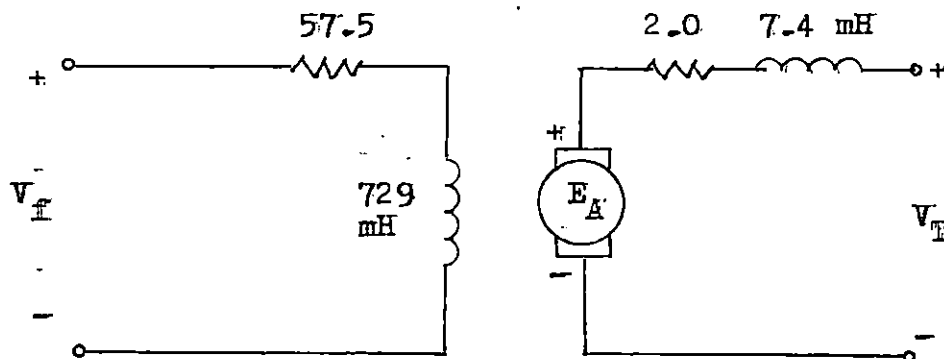


Fig. 1.2.- Modelo del Motor DL-10220.

1.6.5 CARACTERISTICAS ELECTROMECHANICAS.

En esta parte interesa el comportamiento e interacción de las distintas características eléctricas y mecánicas del motor en estudio, tales como: V_T , I_A , n , T_{ind} .

Para lograr esto se han realizado distintas pruebas, tanto en vacío como con carga en el motor, las cuales se presentan a continuación:

Tabla 1.3.- Motor en Vacío con Voltaje Terminal Variable.

n (RPM)	V_T (V)	I_A (Amp)	T (N-m)
120	2.5	0.52	0.053
500	6.2	0.60	0.061
1000	10.9	0.65	0.067
1500	18.6	0.70	0.074
2000	24.3	0.72	0.076
2500	30.0	0.74	0.078
3000	35.8	0.76	0.079
3250	39.7	0.77	0.081
3400	42.0	0.79	0.082

Tabla 1.4.- Motor con Carga Constante y Voltaje Terminal variable.

n (RPM)	V_T (V)	I_A (Amp)	T (N-m)
230	3.5	0.78	0.080
820	10.0	1.28	0.132
1070	15.0	1.66	0.172
1450	20.0	2.04	0.213
1850	25.0	2.41	0.250
2250	30.0	2.80	0.292
2690	35.0	3.17	0.329
2970 *	38.3 *	3.40 *	0.355*
3200 **	42.0 **	3.70 **	0.386**

En la tabla 1.4:

* Condiciones Nominales.

** Condiciones Máximas Tolerables.

1.6.6 ANALISIS DE LOS RESULTADOS.

- A) De la tabla 1.3 se puede observar que en esta condición la velocidad del motor depende prácticamente del voltaje aplicado en sus terminales de armadura y no de la corriente circulando en ésta, pues esta última se mantiene

constante para velocidades arriba de los 1500 RPM, no así el voltaje. El Torque inducido en el eje del motor se mantiene casi constante para velocidades arriba de 1500 RPM ya que no existe carga que arrastar más que la propia masa del rotor; esto explica el comportamiento de la corriente, demostrando así que el torque solamente depende de la corriente de armadura, fenómeno que se observa mejor cuando se carga el motor. La velocidad en vacío a voltaje nominal es:

$$N_{sc} = 3400 \text{ RPM}$$

B) Una vez cargado el motor por medio de un generador C.C. acoplado, se deduce que existe una pérdida de velocidad para un mismo voltaje en vacío, ya que a voltaje nominal (42 voltios) se logra una velocidad máxima de:

$$N_{max} = 3200 \text{ RPM} \quad \text{con} \quad T_{max} = 0.386 \text{ N-m}$$

Además, en estas condiciones se produce una sobrecarga máxima tolerable para el motor: $I_a = 3.7 \text{ amp}$, que representa un exceso del 10% arriba de la corriente nominal (3.4 amp).

El voltaje mínimo para lograr producir un torque mínimo que mueva el eje del motor con carga es: $V_T = 3.5 \text{ volt}$, con una $I_a = 0.7 \text{ amp}$. y un $T_{min} = 0.080 \text{ N-m}$.

Luego, la Regulación de Velocidad de este motor es:

$$RV = \frac{3400 - 3200}{3200} \times 100\% = 6.25\%$$

lo cual es una mala regulación, ya que un motor considerado como bueno no debe exceder su RV del 5%; esto es lógico debido al tamaño del motor.

De acuerdo a estos resultados del estudio del motor de c.c. DL-1020, se puede diseñar y construir el circuito electrónico que se encargará de regular la velocidad del motor ante cambios en la carga del eje del motor y en consecuencia mejorar su Régimen de Velocidad hasta un nivel aceptable en aplicaciones industriales como veremos en los resultados que se obtienen con este tipo de control electrónico a base de SCR's, tecnología TTL y Circuitos Integrados Lineales:

CONCLUSIONES DEL CAPITULO I

- El motor shunt de excitación independiente es, entre los motores de c.c., el que mejor característica de regulación continua de velocidad posee, permitiendo hacer uso de éste en amplias aplicaciones industriales ya que es más factible de controlar su velocidad por métodos electrónicos.

- De acuerdo a los parámetros (L_A , R_A) de cada motor de este tipo se puede diseñar un control más eficiente que mejore la regulación de velocidad (RV) del motor utilizado, además se obtiene una idea del comportamiento del motor a medida se incrementa o disminuye la carga en su eje; para el motor DL-10220 en particular se observa una mala regulación de velocidad del 6.25% debido en gran parte al tamaño del motor. El control de velocidad por lo tanto debe mejorar la RV del motor hasta un valor aceptable para aplicaciones industriales.

- Con los valores de L_A y R_A conocidos, es fácil obtener la velocidad de respuesta del motor ante los cambios en su voltaje de Armadura, para realizar de una forma más profunda el estudio de Estabilidad del sistema Control-Motor.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS DEL CAPITULO I

- P. C. Sen
"THYRISTOR DC DRIVES"
Wiley-Interscience.
New York, 1981.

- DeLorenzo.
"MANUAL DEL MOTOR DL-10220"
Italia, 1987.

- Ruiz Vasallo, Francisco.
"MANUAL DE REGULACION DE VELOCIDAD EN MOTORES DE C.C."
Enciclopedia CEAC.
Madrid, 1983.

- Chapman, Stephen J.
"MAQUINAS ELECTRICAS"
McGraw-Hill Latinoamericana.
México, 1988.

CAPITULO II

EL PUENTE RECTIFICADOR CONTROLADO DE ONDA COMPLETA TRIFASICO (CONVERTIDOR COMPLETO)

INTRODUCCION.

En este capítulo se describe el funcionamiento del SCR, sus características estáticas y dinámicas, se detallan los pasos a seguir para dimensionar y escoger un SCR para una aplicación específica y para este caso en particular.

Se explica el funcionamiento de los Rectificadores Controlados Trifásicos como son el Semiconvertidor y el Convertidor Completo, con las ecuaciones que los gobiernan haciendo una comparación técnica y económica de ambos.

Al final del capítulo se detalla el dimensionamiento de las protecciones contra dv/dt , di/dt , sobrecarga y cortocircuito; para obtener al final el prototipo del Fuente Rectificador Controlado que se utiliza.

2.1 DEFINICION.

La definición general de un Tiristor es:

"Dispositivo Semiconductor Biestable de 3 o más uniones, que puede conmutarse del estado de bloqueo al de conducción o viceversa, con la particularidad de que esta acción de disparo sólo puede producirse en un cuadrante de la característica corriente-tensión entre ánodo y cátodo".

Los tipos de tiristores son:

1) Tiristor de tipo P.

En el cual se aplica el control en la región P más cercana al cátodo y que normalmente se dispara al estado de conducción aplicándole una señal positiva entre los terminales de compuerta y cátodo (Figura 2.1).

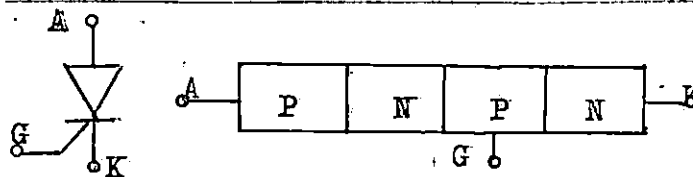


Fig. 2.1.- Tiristor de tipo P

2) Tiristor de tipo N.

En el cual el control se aplica en la región N más cercana al ánodo y que normalmente se dispara al estado de conducción mediante la aplicación de una señal negativa entre compuerta y ánodo (figura 2.2).

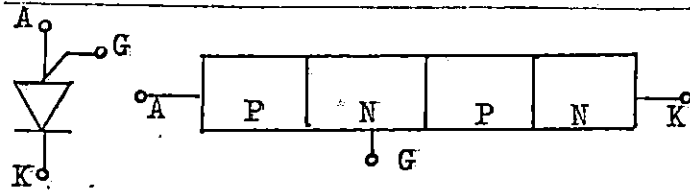


Fig. 2.2.- Tiristor de tipo N.

2.2 APLICACIONES PRINCIPALES

Entre las aplicaciones principales de los tiristores están:

- 1) Circuitos de regulación de A.C. y D.C.
- 2) Fuentes Conmutadas de Alimentación de pequeña y gran potencia como por ejemplo: regulación de velocidad de motores eléctricos, unidades ininterrumpidas de potencia (UPS).
- 3) Regulación de intensidad luminosa en sistemas de iluminación.

Su preferencia es debida a las mejores características que presentan sobre otros dispositivos, algunas de ellas son:

- tiempo de respuesta rápido.
- baja pérdida de potencia.
- ausencia de chispas en la conmutación.
- mantenimiento casi nulo.
- menor tamaño físico, etc.

2.3 EL RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO (SCR).

2.3.1 INTRODUCCION.

El SCR es un conductor sólido de silicio formado por cuatro capas P y N alternadamente, dispuesta como se muestran en la figura 2.1 y 2.2 .

Los dos terminales principales son el ánodo y el cátodo, y la circulación de corriente está controlada por un electrodo de mando llamado Compuerta o Gate.

El SCR es un elemento unidireccional, ya que una vez aplicada una señal de mando en la compuerta, el dispositivo deja pasar una corriente que sólo puede tener un único sentido. Luego de ser disparado se mantiene encendido aún después de que la

señal de compuerta desaparece, hasta que su corriente principal sea menor que su corriente de mantenimiento. De todos los tiristores, el SCR es uno de los que consiguen disipar grandes cantidades de calor, por eso mismo es utilizado en el control de máquinas y fuentes de Energía, así como en innumerables aplicaciones que involucran elevadas corrientes y/o elevados voltajes.

PROPIEDADES PRINCIPALES DE UN SCR.

Entre éstas tenemos:

- 1) Debido a que sólo conduce en un sentido, puede considerarse como un diodo y por lo tanto es Rectificador.
- 2) Con una señal aplicada a la compuerta pasa del estado de bloqueo al de conducción, y puede volver a bloquearse en ciertas condiciones, luego es un Interruptor.
- 3) La posibilidad de ajustar el momento de conducción permite controlar la potencia o corriente media de salida, por lo tanto permite Regulación.
- 4) Para pasar del estado de bloqueo al de conducción necesita una potencia mínima en la compuerta (0.1 a 1 W) para una corriente de ánodo-cátodo de varios amperios (incluso decenas y centenas) y hasta varios cientos de voltios en terminales del circuito utilizador, es decir funciona como un Amplificador de Potencia.

El SCR puede adoptar uno de estos dos estados:

- Bloqueo cuando está polarizado en inversa.
- Conducción o Bloqueo, cuando la polarización es directa y según esté disparado o no respectivamente.

2.3.2 FUNCIONAMIENTO.

Como todo dispositivo electrónico, el SCR posee curva característica que relaciona la potencia y el control del SCR (Figura 2.3)

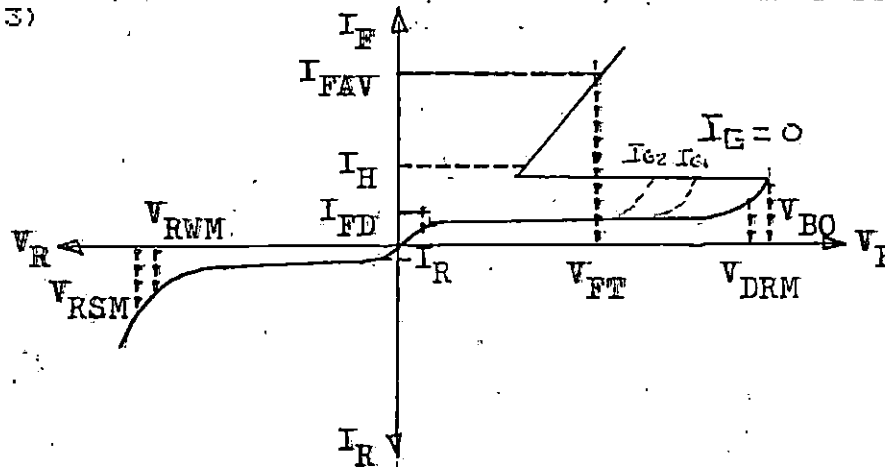


Fig.2.3.- Curva Característica del SCR.

Esta curva relaciona la potencia como interacción entre la corriente pasando por el SCR y su voltaje en terminales ánodo-cátodo.

Esta curva describe todo el funcionamiento del SCR; al crecer la tensión en sentido directo V_F , se alcanza un valor mínimo V_{BO} que es la tensión en directa por encima de la cual se ceba el SCR sin necesidad de señal de compuerta ($I_G=0$).

Si se polariza inversamente, fluye una débil corriente inversa de fuga (I_R), hasta que se alcanza un punto de tensión inversa máxima (V_{REM}) que provoca la perforación del elemento.

Para que se produzca el cebado o disparo, el SCR debe conducir una corriente suficiente, cuyo valor mínimo recibe el nombre de Corriente de Enganche (I_L).

El SCR no se cebará si se suprime la señal de compuerta antes de que la corriente de ánodo alcance el valor I_L , que varía con la duración y magnitud del pulso de disparo aplicado a la compuerta.

El valor de I_L debe ser en general de 2 a 3 veces el valor de la corriente de mantenimiento I_H , que una vez desaparecida la señal de compuerta ya es suficiente para mantenerlo en conducción.

Para disparar un SCR por medio de señal de compuerta debe cumplirse que el voltaje entre ánodo-cátodo debe estar en directa y menor al V_{BO} .

Si el SCR se encuentra con voltaje en sentido inverso menor que V_{REM} , éste no se cebará aún con señal de compuerta.

El apagado del SCR se produce cuando se reduce la corriente de ánodo-cátodo por debajo de la I_H , o cuando se anula por completo la corriente de ánodo I_A , también se reduce la corriente de ánodo por la disminución del voltaje entre sus terminales ánodo-cátodo.

Una vez en conducción se producirá una caída de voltaje a través del SCR proporcional al aumento de la corriente de ánodo hasta llegar a su valor nominal de corriente I_{FAV} con su respectiva caída de voltaje V_{FT} .

2.4 CARACTERISTICAS DINAMICAS DEL SCR.

En los SCR's la forma de los pulsos de disparo tienen influencia sobre todo en el tiempo de conmutación.

En el caso de SCR's, la tensión y la corriente en el estado transitorio o durante impulsos de corriente están perfectamente definidas.

A) VOLTAJES TRANSITORIOS.

La tensión V_{FDM} (directa anódica máxima) de un SCR es un valor límite que no debe ser sobrepasado. Si la fuente de

alimentación proporciona una onda libre de defectos, esta tensión V_{FDM} corresponderá al valor pico de la señal sinusoidal ($V_{EF} \cdot \sqrt{2}$); pero en realidad, en algunos puntos de la forma de onda sinusoidal van superpuestas tensiones transitorias, aunque breves, pero de magnitud mucho mayor que la de alimentación.

Por eso hay que seleccionar un SCR cuya tensión de funcionamiento $V_{RWM} = V_{DROM}$ esté de acuerdo con los valores probables de las tensiones transitorias. Por lo tanto con una fuente de alimentación de tensión eficaz V_{EF} y con picos de $V_{EF} \cdot \sqrt{2} = V_M$, conviene elegir un SCR que únicamente se dispare sin señal de compuerta en las proximidades de 1.5 veces el valor pico de la fuente de alimentación:

$$V_{DROM} = 1.5 \cdot V_{EF} \cdot \sqrt{2}$$

B) IMPULSOS DE CORRIENTE.

Las uniones de un SCR pueden resistir, en condiciones determinadas, impulsos de corriente mucho mayores de la nominal durante una cierta cantidad de ciclos; esta característica viene publicada en curvas proporcionadas por los fabricantes. Cuanto mayor sea el valor del impulso de corriente, menor será la cantidad de ciclos durante los cuales podrá admitirse.

C) CONMUTACION.

Entre las características dinámicas no puede ignorarse los tiempos de encendido t_{on} y de apagado t_{off} cuando se trata de operaciones de conmutación. Existe un retraso de tiempo t_d desde el momento en que se aplica la señal de control entre compuerta y cátodo y la iniciación de la conducción.

Una vez establecida la conducción, transcurre un lapso de tiempo t_r para que ésta se complete.

El t_d se define como el intervalo entre el instante en que se aplica la señal de control a la compuerta y aquel en el cual se tiene una disminución del 10% de la tensión ánodo-cátodo, respecto a su valor inicial. Desde el momento en que comienza la conducción del SCR, pasa un tiempo t_r hasta que alcanza el valor final; este intervalo se llama tiempo de subida, y es el que la tensión ánodo-cátodo necesita para pasar del 90% al 10% de su valor en el estado de bloqueo.

Si la carga está formada por una inductancia (motor) que limita la velocidad de crecimiento de la corriente di/dt , la tensión ánodo-cátodo disminuirá más rápidamente (dv/dt) que en el caso en que la carga sea resistiva o capacitiva.

Por esta razón, para carga inductiva es más crítica la velocidad de cambio de la tensión dv/dt que la velocidad de cambio de la corriente di/dt , ésta última limitada por la inductancia del motor y su constante de tiempo $= L/R$.

2.5 PROBLEMAS DE di/dt Y dv/dt .

Entre las características dinámicas, existen dos parámetros que en la práctica no son muy conocidos, pero que pueden ser causa potencial de la destrucción de los SCR's.

2.5.1 VELOCIDAD DE CAMBIO DE LA CORRIENTE (di/dt).

La corriente directa de un circuito no se establece instantáneamente sino que aumenta con un ritmo determinado, llamado velocidad de crecimiento de la corriente, que se mide en Amperios/ μ seg. Esta velocidad está determinada por la carga y la tensión aplicada. Si la velocidad de crecimiento de la corriente es muy rápida, mientras la conducción inicial es sólo local, la densidad de corriente puede llegar a ser prohibitiva en el espacio de conducción de la unión; debido a esto puede haber una destrucción local de la unión, sino se toman las medidas precisas para limitar el valor de di/dt durante el encendido t_{on} .

Algunos fabricantes utilizan unas técnicas de mejoramiento de la velocidad de respuesta ante una señal en compuerta y se pueden conseguir valores de di/dt entre 200 y 1000 Amp/ μ s.

2.5.2 VELOCIDAD DE CAMBIO DEL VOLTAJE (dv/dt).

La velocidad de crecimiento de la tensión directa aplicada a un SCR no debe ocasionar su conducción prematura.

Hay que distinguir entre dos valores de dv/dt :

- dv/dt en el estado de no conducción.
- dv/dt al final de t_{off} .

a) dv/dt en el estado de No Conducción:

Es incorrecto creer que la tensión de funcionamiento de un SCR aumenta cuando su dv/dt lo hace también, en la realidad un elemento de 800 voltios puede dispararse sin señal alguna de compuerta con un establecimiento rápido de una tensión de sólo 100 ó 200 voltios.

Este efecto de disparo prematuro depende únicamente de la estructura intrínseca del SCR.

Si el tiempo de crecimiento de la tensión aplicada es mayor que la velocidad de establecimiento del campo interno del SCR habrá conducción por avalancha en la unión no conductora.

Los tiempos usuales en el estado de no conducción son del orden de 100 V/ μ s. y pueden ser de hasta 200 e incluso 300 V/ μ s.

b) dv/dt después de t_{off} :

La pendiente de la tensión aplicada después de t_{off} es mucho menor que la correspondiente al estado de no conducción.

El orden de magnitud de dv/dt durante este período no excede de 20 a 30 V/ μ s. en la mayoría de los SCR's, y puede llegar a 50 V/ μ s. en condiciones especiales, si se mantiene una polarización negativa entre compuerta y cátodo.

2.6 CRITERIOS PARA LA ELECCION DE UN SCR.

La escogitación de un SCR en especial, para una aplicación dada, debe realizarse tomando en cuenta los siguientes criterios:

1) TENSION DE BLOQUEO.

El SCR debe tener capacidad de bloquear una tensión máxima superior, no sólo el valor pico de la red, sino también los valores máximos de las sobretensiones instantáneas o de conmutación.

2) INTENSIDAD DE CORRIENTE.

Se debe considerar, además del valor medio y eficaz, el valor de pico que puede ser muy alto cuando sea pequeño el ángulo de conducción, y además no puede omitirse la posibilidad de una sobrecarga.

Es este valor de sobrecarga, el que a menudo determina el calibre del SCR a utilizar.

3) PARAMETROS DE CONMUTACION (dv/dt , di/dt).

Estas velocidades de cambio presentan especial importancia en circuitos con frecuencias elevadas; pero a 60 Hz. cualquier SCR presenta buenas características de conmutación.

2.7 EL PUENTE RECTIFICADOR CONTROLADO DE ONDA COMPLETA TRIFASICO

En este apartado se estudian los diferentes tipos de puentes rectificadores controlados utilizados para variar el voltaje aplicado a la Armadura del Motor de C.C. de Excitación Independiente y, en consecuencia, variar su velocidad.

Al final, se obtiene un prototipo de puente rectificador controlado de onda completa para ser utilizado en el control de Voltaje de Armadura del Motor DL-10220, que se ha estudiado en el capítulo Uno.

2.7.1 TIPOS DE PUENTES RECTIFICADORES CONTROLADOS DE ONDA COMPLETA TRIPASICOS.

Los dispositivos más usados para bancos de rectificación en puente son los Diodos y los Tiristores, y las formas de conexión de éstos para obtener un voltaje variable son las siguientes:

- a) SEMICONVERTIDOR (3 Diodos y 3 SCR's).
- b) CONVERTIDOR COMPLETO (6 SCR's).

2.7.2 SEMICONVERTIDOR (3 Diodos y 3 SCR's).

El circuito es representado en la figura 2.4 . Para este caso, el orden de encendido de los SCR's es S1, S2, S3 y se tendrán que disparar cada 120 grados eléctricos. Una de las ventajas de este puente es su relativo bajo costo y menores pérdidas de potencia.

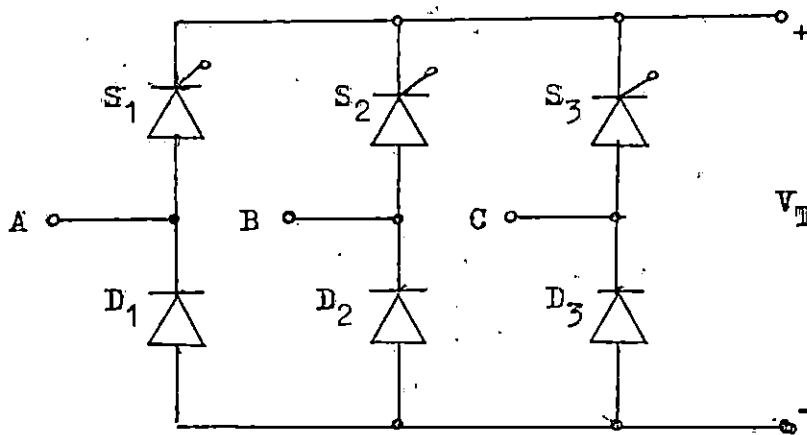


Fig. 2.4.- Fuente del Semiconvertidor.

El rango de variación del ángulo de disparo (α) puede ser de hasta 180 grados eléctricos (de 30° a 210°) debido a que solamente se pueden controlar 3 de los 6 rectificadores. La principal desventaja de este semiconvertidor es que no tiene capacidad para realizar la acción inversora o acción regenerativa.

La figura 2.5 muestra la relación de V_T contra I_a solamente en un cuadrante, la cual es característica del semiconvertidor.

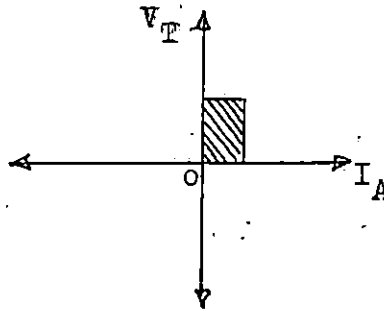


Fig. 2.5.- Característica V_T-I_A del Semiconvertidor.

De la figura 2.5 se puede observar que esta configuración no acepta transferencia de potencia a partir del motor hacia la fuente de A.C.; este efecto es llamado REGENERACION o ACCION INVERSORA, la cual se produce con la inversión de la polaridad del voltaje terminal del motor cuando α sobrepasa los 90° , este efecto se explica mejor en el apartado 2.7.4.

Por otra parte, la frecuencia de rizado de la señal de salida del semiconvertidor es de $3f_m = 3(60\text{Hz.}) = 180 \text{ Hz.}$, debido a que en un ciclo se obtienen 3 pulsos en comparación con los 6 pulsos de un convertidor completo, lo que aumenta sensiblemente el rizado de la señal de voltaje y con valores de α relativamente pequeños es muy factible originar discontinuidad en la corriente de armadura.

Por lo tanto, la ventaja de tener un relativo bajo costo en el semiconvertidor, no pesa tanto como las desventajas que éste posee y que pueden ocasionar pequeños problemas especialmente para el control de motores relativamente grandes.

En la figura 2.6 se muestran diferentes formas de onda de salida para algunos ángulos de disparo α del semiconvertidor.

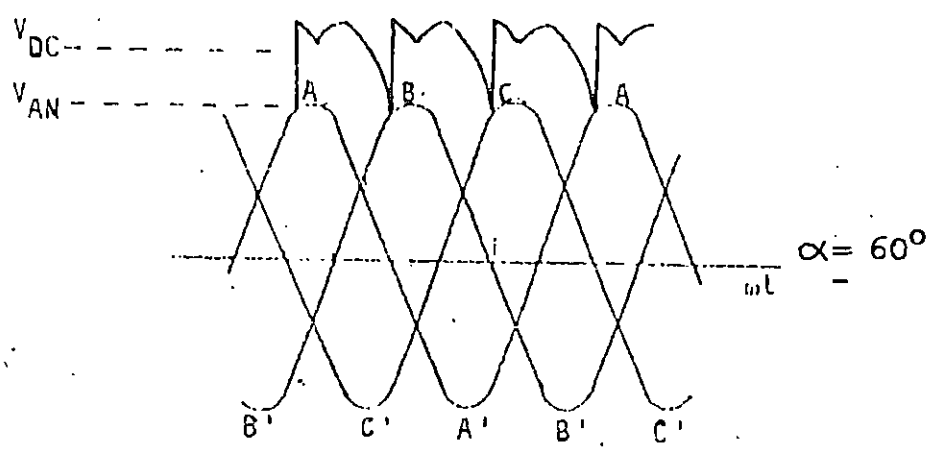
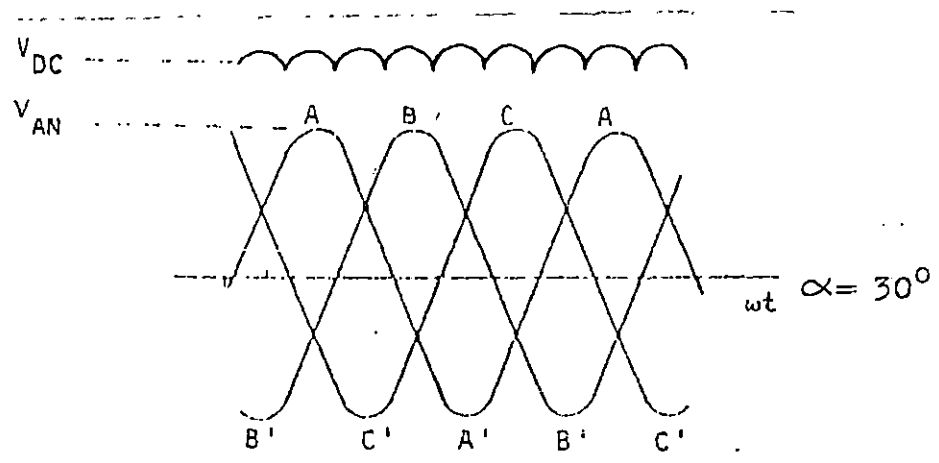


Fig. 2.6.- Formas de Onda del Semiconvertidor.

2.7.3 CONVERTIDOR COMPLETO (6 SCR's).

Este puente es mostrado en la figura 2.7 .

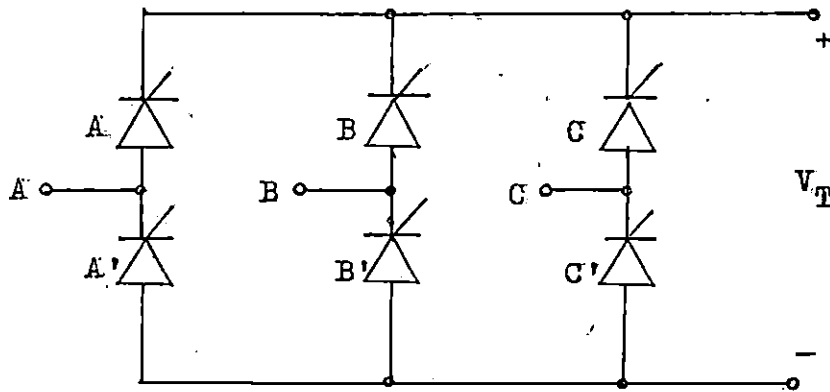


Fig. 2.7.- Puentes del Convertidor Completo.

El rizado en la señal de voltaje aplicada a los terminales de armadura del motor es el equivalente a 6 pulsos por ciclo y cuya frecuencia es de $6f_m = 6(60 \text{ Hz.}) = 360 \text{ Hz.}$, debido a que los SCR's son disparados en una forma mucho más rápida en comparación con el semiconvertidor; por esta característica, la corriente de armadura del motor se mantiene prácticamente continua para un amplio rango de variación de la velocidad, mejorando entonces, la eficiencia del sistema.

Los requerimientos de filtrado de la señal de salida son mucho menores que los que se necesitan para el semiconvertidor.

La separación entre pulsos de encendido de los SCR's es de 60° eléctricos y la secuencia de disparo deberá ser, según la figura 2.7: A, C', B, A', C, B'.

En la figura 2.8 se puede observar que el ángulo de disparo α puede variar entre 30° y 150° , es decir, un rango de 120° .

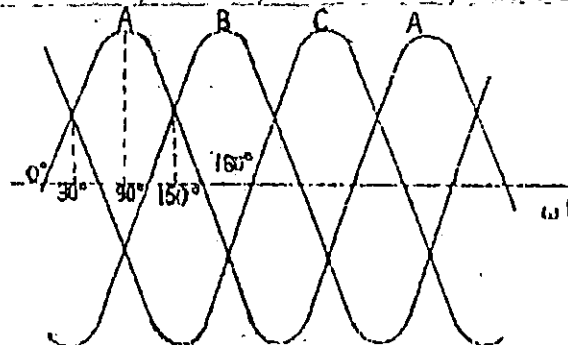


Fig.2.8.- Rango de Variación de α .

Teniéndose para $\alpha=30^\circ$ el voltaje máximo rectificado, y para

$\alpha=150^\circ$ el voltaje mínimo rectificado (Cero voltios).
 En la figura 2.9 se muestran formas de onda de salida para algunos valores de α del convertidor completo.

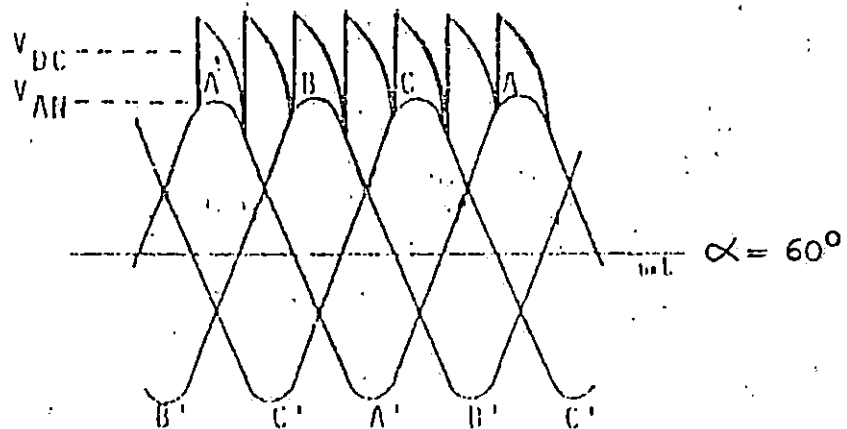
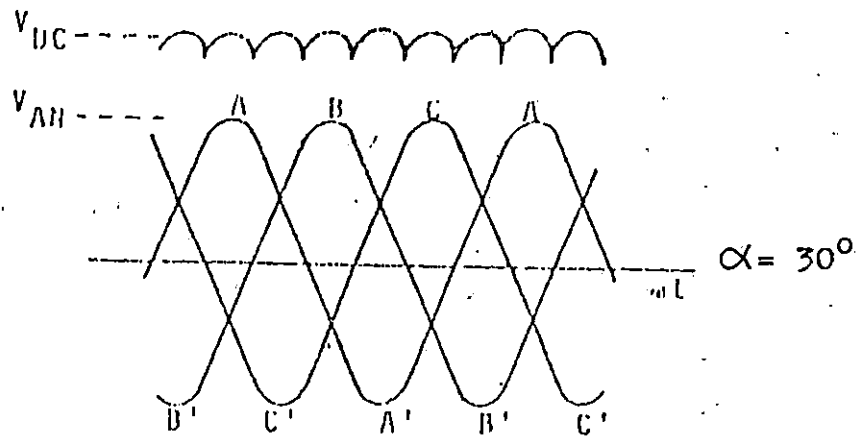


Fig. 2.9.- Formas de Onda del Convertidor Completo.

En la figura 2.10 se puede observar la relación de V_T contra I_A de la cual se puede deducir que esta configuración en puente de SCR's puede funcionar en acción inversora o regenerativa, puesto que posee dos cuadrantes de funcionamiento.

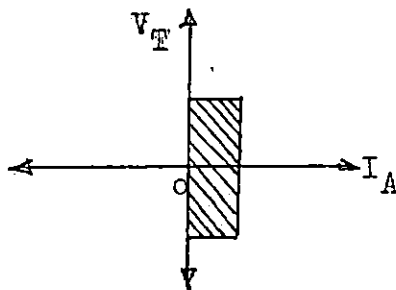


Fig. 2.10.- Característica del Convertidor Completo.

2.7.4 EFECTO DE REGENERACION (COMPARACION ENTRE CONVERTIDOR COMPLETO Y SEMICONVERTIDOR).

EFECTO DE REGENERACION.

Entre los posibles estados del Convertidor Completo se encuentran:

1) Cuando el ángulo de disparo α es inferior a 90° , la energía pasa de la fuente de A.C. al motor una vez que es rectificadora por el puente trifásico controlado, a la salida del convertidor se obtiene una señal D.C. positiva. (figura 2-A).

2) Cuando el ángulo de disparo α es superior a 90° , la energía pasa del motor al equipo rectificadora ya que la polaridad de V_T en el motor se invierte y es éste el que suministra energía a la red de corriente alterna, este es el llamado Efecto de Regeneración. En esta condición, la corriente del motor está limitada por la tensión opuesta proporcionada por el puente rectificadora controlado. (figura 2-B).

COMPARACION ENTRE CONVERTIDOR COMPLETO Y SEMICONVERTIDOR.

En base a lo antes explicado, las ventajas del Convertidor Completo con respecto al Semiconvertidor son:

A) Para una frecuencia de la red de alimentación de 60 Hz., la frecuencia del rizado a la salida del puente es de 360 Hz ($6 \times 60 = 360$) a diferencia de los 180 Hz. en el Semiconvertidor.

Por lo tanto, se reduce el contenido de ondulación a la salida del Convertidor Completo y el motor se calienta menos.

B) Los SCR's se disparan cada 60° , lo que permite la

respuesta rápida del rectificador ante la caída de la forma de onda; esta situación es más lenta con el Semiconvertidor cuyos SCR's se disparan cada 120° .

C) El puente Convertidor Completo es capaz de soportar regeneración, es decir, admite la devolución de energía a la red de alimentación de A.C., con esta característica se asegura el control del motor en todas las condiciones de funcionamiento, se eleva el Rendimiento del Sistema y se puede evitar la utilización de un Diodo Volante a la salida del Convertidor Completo, aunque siempre es recomendable su uso para prolongar la vida de los SCR's al no exponerlos al efecto regenerativo.

Esta propiedad no la posee el Semiconvertidor, ya que es un puente No Regenerativo y por lo tanto exige el uso de un Diodo Volante.

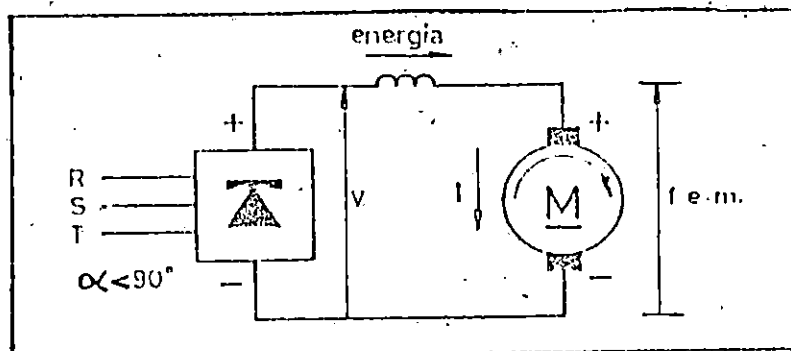


Fig. 2-A.- Funcionamiento Normal.

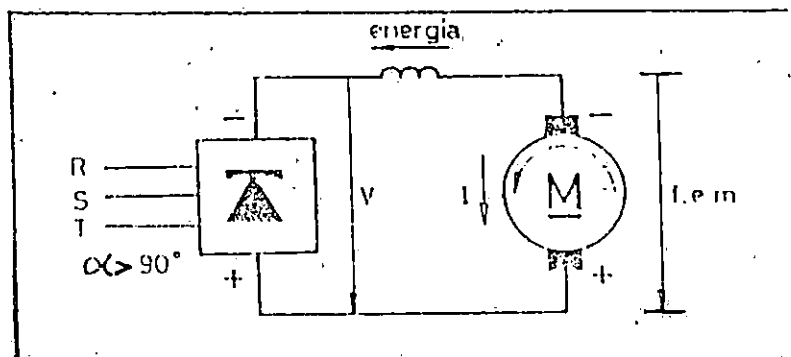


Fig. 2-B.- Efecto de Regeneración.

Sin embargo, las desventajas del Convertidor Completo con respecto al Semiconvertidor son:

- A) Su poco mayor costo económico al utilizar más SCR's .
 - B) Utiliza un mayor número de componentes electrónicos en el Circuito de Control o Disparo.
- En todo caso, habrá necesidad de evaluar si las ventajas técnicas del Convertidor Completo para un motor en particular, justifican el presupuesto económico asignado a éste para una función específica con respecto a un Semiconvertidor.

En este caso, se ha optado por el Convertidor Completo porque parece la mejor decisión en cualquier caso debido a que la inversión monetaria extra es muy pequeña y quedará compensada en muy poco tiempo con el casi nulo mantenimiento del puente rectificador y el poco mantenimiento que se le dará al motor ya que éste funcionará más eficientemente con este tipo de Convertidor.

2.8 FUNCIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR COMPLETO.

El funcionamiento del puente rectificador trifásico de la figura 2.7 se detalla a continuación:

Basados en el esquema de la forma de onda trifásica de la figura 2.11 y asumiendo, por facilidad, un ángulo de disparo α mínimo de 30° para todos los SCR's, sabiendo que existe una distancia de 60° eléctricos entre los pulsos de disparo.

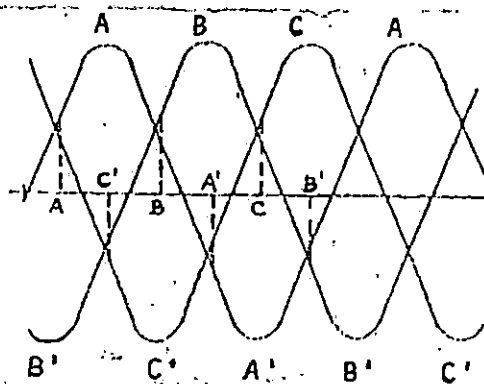


Fig. 2.11.- Orden de disparo de los SCR's.

Para el intervalo de 30° a 90° conducen los tiristores A y B', el primero por tener mayor potencial anódico positivo con respecto a los otros en este intervalo y el segundo por tener mayor potencial catódico negativo; en el punto de los 90° se presenta una conmutación: B' se bloquea y se dispara C', estos cambios se presentan cada 60° manteniéndose un SCR en

conducción mientras otros dos se relevan la función de conducir.

De 90° a 150° conducen los tiristores A y C' por las mismas razones antes explicadas para A y B' respectivamente.

De 150° a 210° conducen C' y B; de 210° a 270° conducen B y A'; de 270° a 330° conducen A' y C; y luego de 330° a 390° (30°) conducen C y B'.

Después de haber completado el ciclo, la secuencia se repite con el disparo de A a los 30° y así sucesivamente.

Este proceso se verifica cada ciclo de señal alterna sin importar que ángulo α se este utilizando para el disparo (α entre 30 y 150 grados).

Una tabla resumen del funcionamiento es la tabla 2.1.

Tabla 2.1.- Resumen del Funcionamiento del Convertidor.

INTERVALO DE α	SCR's FUNCIONANDO.	ENTRA A FUNCIONAR
$\pi/6 < \alpha < \pi/2$	A y B'	A
$\pi/2 < \alpha < 5\pi/6$	A y C'	C'
$5\pi/6 < \alpha < 7\pi/6$	B y C'	B
$7\pi/6 < \alpha < 3\pi/2$	B y A'	A'
$3\pi/2 < \alpha < 11\pi/6$	C y A'	C'
$11\pi/6 < \alpha < \pi/6$	C y B'	B'

Como consecuencia, la corriente resultante es unidireccional tanto como una señal de C.C.

Para valores de $30^\circ < \alpha < 150^\circ$ el funcionamiento es similar, con la diferencia que los tiempos de conducción de cada SCR son menores y por lo tanto, el valor del voltaje promedio a la salida del puente es menor.

En el apartado 2.8.1 se presentan las fórmulas que rigen el valor promedio del voltaje obtenido a la salida del circuito rectificador.

Para este tipo de puente rectificador controlado habrá que tomar en cuenta los siguientes parámetros:

$V_{AC} = 0.70 * V_{DC}$
$I_{GD} = 1/3 * I_{DC}$
$I_{GR} = \sqrt{1/3} * I_{DC}$

Donde:

V_{AC} es la tensión eficaz de línea trifásica.

V_{DC} es la tensión c.c. de salida.

I_{AO} es la corriente promedio por cada SCR.

I_{DC} es la corriente de c.c. promedio de salida del puente.

I_{OR} es la corriente eficaz por cada SCR.

Estas relaciones se cumplen cuando los SCR's se encuentran en plena conducción ($\alpha = 30^\circ$).

Para valores de α entre 30° y 150° algunas de estas relaciones cambian.

2.8.1 FORMULA DEL VOLTAJE PROMEDIO EN FUNCION DEL ANGULO α .

El voltaje promedio viene dado por la fórmula:

$$V_{PROM} = \frac{1}{T} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (V_A - V_B) dt. \quad (\#)$$

donde:

V_A es el voltaje de la fase A: $V_A = \sqrt{2} V \text{ Sen } \omega t$.

V_B es el voltaje de la fase B: $V_B = \sqrt{2} V \text{ Sen}(\omega t - 120^\circ)$

T es el período de la señal alterna.

V es el voltaje de fase eficaz.

El intervalo de conducción de cada SCR es de 120° por ciclo como máximo, teniendo 60° entre pulsos de disparo.

El ángulo de disparo α se mide a partir de 30° , por lo tanto θ_1 corresponde a $30^\circ + \alpha$; el ángulo θ_2 corresponde al ángulo $\theta_1 + 60^\circ$ que es donde se dispara el siguiente SCR.

Sustituyendo estos valores en la ecuación (#) :

$$V_{PROM} = \frac{3 \omega \sqrt{2} V}{\pi} \left[\frac{-\text{Cos } \omega t}{\omega} + \frac{\text{Cos}(\omega t - 2\pi/3)}{\omega} \right] \Bigg|_{\theta_1}^{\theta_2}$$

Resolviendo la ecuación anterior y aplicando identidades trigonométricas:

$$V_{PROM} = \frac{3 \sqrt{2} V}{\pi} \times 2 \text{ Cos } \pi/6 \text{ Cos } \alpha.$$

$$V_{PROM} = \frac{3 \sqrt{6} V}{\pi} \text{ Cos } \alpha$$

donde:

V es el voltaje de línea a neutro RMS.

También se obtiene en función del voltaje de línea a línea V_L como:

$$V_{FROM} = \frac{3 \sqrt{2} V_L}{\pi} \cos \alpha$$

La ecuación anterior únicamente es válida durante el rango de operación continua del motor.

2.9 PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DEL PUENTE RECTIFICADOR CONTROLADO TRIFASICO COMPLETO.

Ahora se procede a determinar los parámetros necesarios para seleccionar los SCR's adecuados al funcionamiento del puente según requerimientos del motor DL-10220 para este caso.

2.9.1 CORRIENTE PROMEDIO Y EFICAZ POR CADA SCR.

De acuerdo a que el intervalo de conducción de un sólo SCR está entre 30° y $150^\circ = 120^\circ$ eléctricos de conducción como máximo.

Esto corresponde a la tercera parte de un ciclo de corriente alterna ($360^\circ = 3(120^\circ)$), por lo que la corriente promedio mínima de un SCR deberá ser de:

$$I_{AO} = 1/3 * I_{DC} (*)$$

donde:

I_{AO} = corriente promedio por SCR.

I_{DC} = corriente promedio nominal de la carga.

Luego, entonces para el caso específico del motor DL-10220:

$$I_{AO} = 1/3 (3.4 \text{ amp.}) = 1.13 \text{ Amp.}$$

Esta corriente debe ser la mínima corriente promedio que el SCR es capaz de conducir; como factor de seguridad, creemos conveniente utilizar un SCR con un margen de 2:1 en este parámetro.

Así:

$$I_{AO} = 2.3 \text{ amp.}$$

(*) S. B. DEWAN, "POWER SEMICONDUCTORS CIRCUITS"; PAG. 251.

La corriente eficaz minima por SCR sera:

$$I_{GR} = \sqrt{(1/3)} * I_{DC} (**)$$

Luego,

$$I_{GR} = 0.58 (3.4 \text{ amp.}) = 2.0 \text{ amp.}$$

Con un margen de seguridad :

$$I_{GR} = 4.0 \text{ Amp. RMS.}$$

Por lo tanto se seleccionará un SCR con las características de corriente anteriores para un buen funcionamiento del Convertidor Completo.

2.9.2 VOLTAJE DE FUNCIONAMIENTO EN BLOQUEO ANODO-CATODO ($V_{RWM} = V_{DROM}$).

Haciendo referencia al apartado 2.4 literal (A) sobre las tensiones transitorias que el SCR debe soportar sin dispararse en forma indeseable, se determina el parámetro del voltaje de reversa del SCR.

Luego, bajo el criterio definido en ese apartado, el voltaje de funcionamiento en bloqueo ya sea en no conducción o en reversa de ánodo-cátodo V_{RWM} deberá ser como mínimo :

$$V_{RWM} = V_{DROM} = 1.5 V_{EF} (\sqrt{2})$$

donde:

V_{EF} es el voltaje de línea a línea trifásico.

Para este caso, con $V_{EF} = 42 \text{ VRMS}$, tenemos que :

$$V_{RWM} = V_{DROM} = 90 \text{ Voltios.}$$

Luego, el SCR seleccionado deberá cumplir con este voltaje mínimo de funcionamiento seguro sin dispararse.

(**) S. B. DEWAN, "POWER SEMICONDUCTORS CIRCUITS"; PAG. 257.

2.9.3 SELECCION DEL SCR ADECUADO.

Una vez determinados los parámetros de elección, se procede a consultar los Manuales Técnicos de la RCA, GENERAL ELECTRIC, NTE y ECG en el área de Rectificadores Controlados de Silicio, buscando el SCR que cumpla con las características adecuadas y detalladas en los apartados 2.9.1 y 2.9.2 ; de modo que se encontrarán varios SCR's que pueden ser seleccionados según se considere más conveniente tanto técnica como económicamente.

Se encuentra que existen varios SCR's que cumplen con las exigencias, los cuales son entre otros:

- C106B = ECG 5455 = SK. 3597
- S 2060B/2061B
- GE C106/C107
- etc.

Los cuales poseen las siguientes características principales:

V_{DRM} (V)	I_T (RMS) (A)	I_T (DC) (A)	I_{FSM} (A)	I_{GT} (mA)	V_{GT} (V)	di/dt (A/ μ s)	dv/dt (V/ μ s)	P_{SOA} (W)
200	4.0	2.6	20.0	0.2	0.8	100	8.0	0.1

La temperatura máxima de operación es de $T^{\circ}C = 110^{\circ}C$ para todos los dispositivos mencionados.

Entre estos tipos de SCR's, se escoge el C106B cuyos equivalentes son el ECG 5455 y el SK 3597, cuyas características totales se presentan en el apéndice A, así como los demás SCR's mencionados.

El C106B y sus equivalentes poseen entre las aplicaciones para las que fueron construidos una que interesa en especial: control de velocidad de motores, por lo que tiene características idóneas para esta función.

Por otra parte, su costo por unidad es actualmente de \$11.00 precio que es estándar para SCR's de la misma capacidad y sólo se justifica su elección en la seguridad de una buena operación en funcionamiento.

Es conveniente mencionar que al utilizar un Convertidor Completo, su costo sólo por los semiconductores del puente será de $6 \times 11.00 = \$66.00$; mientras que si se utiliza un Semiconvertidor, un diodo de 3 amperios (1N5404 por ejemplo) cuesta alrededor de \$9.00, por lo que se tendrá un costo de $3 \times 9.00 + 3 \times 11.00 = \60.00 .

Esto da una idea qué tan ventajoso es el Convertidor Completo con respecto al Semiconvertidor en el aspecto económico sólo

en la parte del puente rectificador sin tomar en cuenta el costo de las protecciones.

En cuanto a sus limitantes dv/dt y di/dt , a continuación se estudiarán estas características según la carga a ser manejada, en este caso el motor DL-10220, para verificar si es necesario protección contra dv/dt y di/dt , así como se dimensionan los elementos de protección individual de cada SCR, así como la protección del Convertidor Completo como conjunto (sobreintensidades).

Los SCR's estarán, lógicamente, montados en un disipador de aluminio con área suficiente para una eficiente disipación de calor producido por el consumo de potencia de éstos.

2.10 PROTECCION DE LOS SCR's.

Las protecciones se basan en los problemas ocasionados por el dv/dt , di/dt y la corriente que se debe limitar de acuerdo al consumo del motor de c.c. DL-10220.

2.10.1 PROTECCION CONTRA dv/dt .

De acuerdo al apartado 2.5.2 en donde se explican los problemas que ocasiona un elevado dv/dt en el SCR, es necesario proteger al tiristor contra este fenómeno que resulta muy perjudicial y potencialmente destructivo.

La mayoría de los dispositivos de protección consisten en redes RC que actúan como integradores absorbiendo la energía transitoria y reduciendo a la vez el valor de dv/dt que "siente" el SCR, evitando así su disparo inesperado.

Esta red RC es llamada "Circuito Snubber" y es representado en la figura 2.12, donde se observa que está conectado el Snubber entre ánodo y cátodo de un SCR (de igual forma se les conecta a todos los SCR's del puente rectificador).

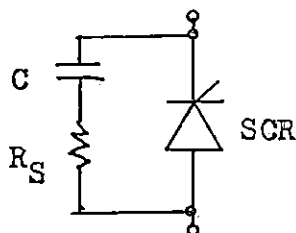


Fig. 2.12.- Protección contra dv/dt .

Este tipo de protección siempre es necesario incluirla cuando el SCR no tiene características de avalancha, sino que se trata de un SCR normal como en este caso, además de averiguar el dv/dt que la carga (motor) proporcionará para evaluar la

el dv/dt que la carga (motor) proporcionará para evaluar la necesidad del Snubber.

El valor de los componentes de protección RC, conectados tal como se muestra en la figura 2.12, se pueden obtener a partir de la siguiente fórmula empírica:

$$C = \frac{10 \times I_{FAV}}{V_{RWM}} = \frac{10 \times I_{FAV}}{V_{DROM}} \quad (\$)$$

En la fórmula anterior:

- C : valor máximo del capacitor, en μF (Material: MILLAR).
- I_{FAV} : corriente promedio nominal por cada SCR en el momento de la interrupción, en Amperios.
- V_{RWM} : tensión inversa de trabajo del SCR, en Voltios.

El valor de la resistencia R_B no es crítico y puede estar comprendido entre 10Ω y 100Ω , ya que su función es solamente limitar la corriente de descarga del capacitor C en el momento en que se inicia la conducción o el apagado en el semiciclo.

Como criterio se utiliza: que el producto $R_B \times C$ debe ser bajo, del orden de los microsegundos o nanosegundos, ya que así la potencia de la R_B disminuye considerablemente.

Esta red RC disminuirá el dv/dt que "verá" el SCR a un valor obtenido de la ecuación:

$$(dv/dt)_{max} = \frac{R_B \times V_{DC}}{L} \quad [V/\mu s] \quad (\phi)$$

donde:

- R_B está en ohmios Ω .
- V_{DC} es el voltaje nominal a la salida del puente en voltios V.
- L es la inductancia del motor en microhenrios μH .

Desde luego, hay que averiguar en primer lugar si la carga o el motor de C.C. proporcionará un dv/dt suficientemente grande de manera que sea necesario utilizar los Snubbers, esto con el propósito de evitar utilizarlos si no son necesarios ya que estas redes RC también consumen Potencia Eléctrica que se traduce en pérdidas; para calcular el dv/dt que el motor de C.C. le producirá al puente rectificador se hace uso de la fórmula que se da a continuación.

(\\$) RAYMOND RAMSHAW, "POWER ELECTRONICS"; PAG. 51.
 (\phi) P.C. SEN, "THYRISTOR DC DRIVES"; PAG. 280.

$$[dV/dt]_{\max} = \frac{\text{VOLTAJE MAXIMO EN EL SCR}}{\text{CONSTANTE DE TIEMPO } \tau \text{ DEL MOTOR C.C.}} \quad (\phi\phi)$$

Evaluando la ecuación anterior para el caso del motor de c.c. DL-10220, tenemos:

$$[dV/dt]_{\max} = \frac{100 \text{ voltios}}{3700 \text{ } \mu\text{Seg.}} = 27 \times 10^{-3} \text{ Voltios/} \mu\text{seg.}$$

Luego, el SCR C106B posee una capacidad máxima de dv/dt de 8 volt./μseg., por lo que soportará fácilmente el dv/dt que le proporcione el motor sin necesidad de utilizar redes Snubber para protección del puente rectificador.

2.10.2 PROTECCION CONTRA di/dt.

Los problemas causados por una excesiva velocidad de cambio de la corriente se estudian en el apartado 2.5.1 .

Los dispositivos para reducir esta velocidad de cambio di/dt por debajo de la capacidad máxima del SCR, son comúnmente bobinas o inductancias en serie con cada tiristor.

Como el di/dt depende de la configuración, componentes y valores del circuito de armadura del motor c.c., el primer paso será averiguar el di/dt que proporcionará la carga durante el encendido (t_{on}) y que será prácticamente la misma durante el apagado (t_{off}); una vez conocido este valor en Amp/μs, se compara con la capacidad del SCR en este parámetro de manera que si el di/dt de la carga es mayor que el del tiristor habrá necesidad de calcular el valor de inductancia que, en serie con el SCR, limitará el cambio de la corriente a un valor seguro.

Se procede ahora a efectuar un análisis al circuito de Armadura del motor DL-10220, el cual es la carga a manejar. Su circuito equivalente se presenta una vez más en la figura 2.13, en base a los parámetros obtenidos en el capítulo 1.

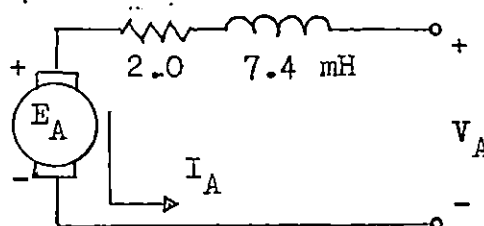


Fig. 2.13.-Circuito de Armadura del motor DL-10220.

(φφ) GENERAL ELECTRIC, "SCR MANUAL"; PAG. 64.

A partir de un LVK:

$$V_A = 0.0074 \, di_A/dt + 2 \, i_A + E_A$$

Arreglándola para el diferencial:

$$di_A/dt + (2/0.0074) \, i_A = (V_A - E_A)/0.0074$$

La última ecuación diferencial de primer orden es del tipo:

$$di/dt + (R/L) \, i = V/L$$

Para la cual su solución está dada por:

$$i(t) = V/R - (V/R) \, e^{-Rt/L}$$

O también:

$$i(t) = V/R - (V/R) \, e^{-t/\tau}$$

donde $\tau = L/R$.

$$V = V_A - E_A$$

$$R = 2 \, \Omega$$

$$L = 0.0074 \, \text{Henrios.}$$

Sustituyendo:

$$i_A(t) = (V_A - E_A)/2 [1 - e^{-270.3t}] \, \text{Amp.}$$

Ahora:

$$di_A/dt = (V_A - E_A)/2 \times (270.3) e^{-270.3t} \, [\text{A}/\mu\text{s}]$$

Evaluando en $t=0$, donde $E_A=0$ (arranque, peor situación) y en condiciones nominales:

$$di_A/dt = (42 \, \text{V})/2 \, \Omega \times (270.3 \, \text{seg}^{-1})$$

$$di_A/dt = 5676.3 \, \text{Amp./seg.} \times 1 \, \text{seg./}10^6 \, \mu\text{seg.}$$

$$di_A/dt = 5.7 \times 10^{-3} \, \text{Amp./}\mu\text{seg.}$$

Este mismo resultado se obtiene de la ecuación siguiente, que también es usada para hallar el valor de la inductancia L para limitar al di/dt a un valor determinado:

$$(di/dt)_{\text{max}} = V_{\text{DC}}/L = 42 \, \text{V./}7400 \, \mu\text{H.} = 5.7 \times 10^{-3} \, \text{A}/\mu\text{s.} \quad (\%)$$

El valor obtenido es mucho más pequeño que el di/dt máximo que el SCR C106B puede soportar.

(%) P.C. SEN, "THYRISTOR DC DRIVES"; PÁG. 279.

Este resultado es comprensible desde el punto de vista en que el motor es bastante pequeño y su bobinado de Armadura posee muchas vueltas, lo que involucra una L_a de mayor valor que la de los motores más grandes, que se encarga de limitar su propio di/dt .

En base a este resultado, se decide que : evidentemente no existe necesidad alguna de colocar una inductancia en serie con cada SCR, pues éste es capaz por sí solo de manejar este problema.

2.10.3 PROTECCION CONTRA SOBRECARGA Y CORTOCIRCUITOS.

La causa principal de sobreintensidad es, de hecho, la presencia de un cortocircuito en la carga, debido a cualquier causa.

Además pueden aparecer picos de corriente en el caso de alimentación de motores, estos picos pueden ser de una duración instantánea en cuyo caso el SCR debe absorberlos por su característica de I_{FEM} ; pero si duran más de lo permisible habrá necesidad de que otro tipo de protecciones se encargue de limpiar la falla.

Las sobrecargas se traducen a una elevación muy grande de la temperatura en las uniones del SCR, que es incapaz de evacuar el calor en él generado y, en consecuencia, pasan casi de inmediato al estado de conducción por el efecto de avalancha térmica.

Por lo tanto los medios de protección que se empleen deben tener cualidades de rapidez y precisión en su accionar para limpiar la falla oportunamente, es decir, antes de que se dañen los SCR's. Por esto, los dispositivos de protección usados habrán de asegurar su apertura o accionamiento en un lapso de tiempo de 10 a 15 milisegundos.

Según las normas de Protección, para circuitos con elementos semiconductores se emplearán Fusibles de Disparo Instantáneo, cuyo I^2t deberá ser menor o igual al I^2t especificado para proteger el C106B que es de $1.77 A^2\text{-seg.}$ para un tiempo de apertura de 10 milisegundos.

2.10.4 COLOCACION DE LOS DISPOSITIVOS PROTECTORES.

Es conveniente un fusible para cada SCR (en serie, figura 2.14), aunque esta solución resulte más costosa económicamente, pero de mayor eficiencia técnica.

Se pueden usar solamente 3 fusibles en las entradas al puente rectificador, pero esta solución debe prever la posibilidad que el I^2t de los fusibles sea mayor que el de los SCR's a proteger y entonces no funcionen adecuadamente.

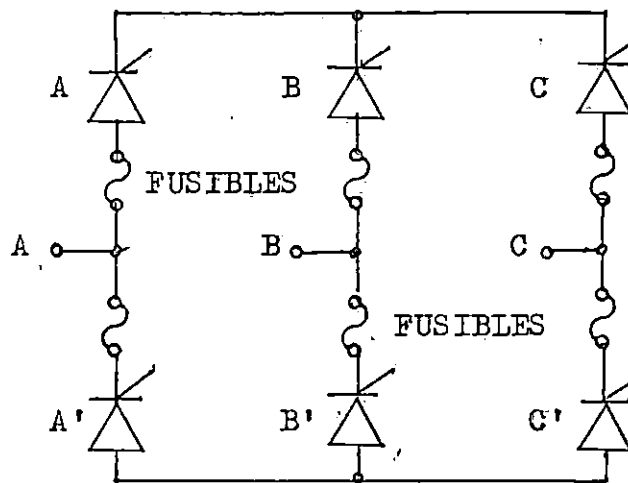


Fig. 2.14.- Colocación de Fusibles.

En este caso en particular, se ha decidido utilizar la configuración de la figura 2.14, con fusibles de disparo instantáneo de 2.5 Amperios cada uno.

Por lo tanto, el Puente Rectificador Controlado Trifásico con todos sus dispositivos seleccionados, se muestra en la figura 2.15 y es el prototipo utilizado.

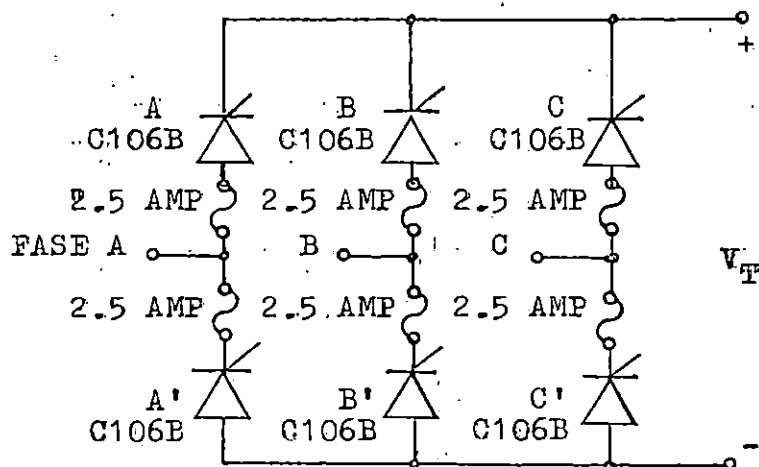


Fig. 2.15.- Puente Rectificador utilizado.

CONCLUSIONES DEL CAPITULO II.

- El uso de los Tiristores toma cada vez más importancia en aplicaciones de control de potencia y en circuitos de conmutación desplazando a los dispositivos electromecánicos los cuales además de ser voluminosos son más caros y necesitan mayor mantenimiento preventivo y correctivo.
- En aplicaciones en las cuales el rizado del voltaje de salida como también la discontinuidad en la corriente no sean críticas puede ocuparse perfectamente un Semiconvertidor.
- La principal ventaja del Convertidor Completo sobre el Semiconvertidor es su elevada eficiencia por su menor rizado y porque permite un frenado dinámico ya que es regenerativo.
- La protección contra di/dt en el SCR debe ser analizada cuando se controlan cargas inductivas ya que la rapidez de crecimiento de la corriente para estos casos no es crítica pues está limitada por la inductancia de las bobinas (para este caso particular la inductancia de Armadura).
- La protección contra dv/dt en el SCR debe ser estudiada de acuerdo a la carga a manejar con el objetivo de averiguar si la rapidez de crecimiento del voltaje amerita la colocación de redes Snubber o si el SCR por sí mismo puede controlarlo.
- Además de los criterios económicos y técnicos ya mencionados para seleccionar el uso de un Convertidor Completo o un Semiconvertidor, existe el criterio que depende del factor de potencia que se manejará en la entrada AC para poder escoger uno de los dos tipos de puentes rectificadores controlados trifásicos.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS DEL CAPITULO II.

- P. C. Sen.
"THYRISTOR DC DRIVES"
Wiley-Interscience.
New York, 1981.

- S. B. Dewan and A. Straughen.
"POWER SEMICONDUCTORS CIRCUITS"
Wiley-Interscience.
New York, 1975.

- Valberto Ferreira Da Silva y Kazuo Nakashima.
"ELETRONICA INDUSTRIAL I"
Impresso No. DA.EFEI.
Sao Paulo, 1981.

- Raymond Ramshaw.
"POWER ELECTRONICS, THYRISTOR CONTROLLED POWER FOR
ELECTRIC MOTORS"
Chapman and Hall.
Londres, 1981.

- General Electric.
"SCR MANUAL"
Sexta Edición.
New York, 1990.

CAPITULO III

CIRCUITO DE CONTROL DEL ANGULO DE DISPARO DE LOS SCR's DEL CONVERTIDOR COMPLETO.

3.1 INTRODUCCION.

Se pretende en este capítulo obtener el prototipo del sistema de control del ángulo de disparo α de los tiristores que componen el Puente Convertidor Completo presentado en el capítulo anterior, control digital, interfases de acople entre control digital y SCR's, así como el circuito de Realimentación para mantener la velocidad constante dentro de un pequeñísimo rango de error tolerable.

También se presenta la circuitería para el Arranque del Motor, Detección de Secuencia de Fases y Protección contra Pérdida de Campo; además se hace un estudio introductorio de la Estabilidad del Sistema, así como un estudio de costo económico estimado de todo el control incluyendo la etapa de potencia.

3.2 METODOS DE CONTROL .

Existen varios métodos para controlar el sistema SCR's-Motor, entre los cuales existe la diferencia en su precisión, exactitud, costo y eficiencia.

Estos métodos, entre otros, son:

1) Control Analógico:

consiste en transistores, capacitores, resistencias, diodos, transformadores, etc. que conforman toda una circuitería basada en componentes discretos y hasta algunos tiristores de control (UJT, SUS, SBS, etc.).

2) Control por Microprocesadores:

el cual es el más reciente y moderno método de control basado en el uso de microprocesadores controlando una Computadora; lo cual como es evidente, exige contar con una PC.

3) Control DIGITAL:

éste método utiliza compuertas lógicas en sus funciones principales y aplica la lógica digital para producir pulsos de disparo con una gran precisión y exactitud cuando se diseña y construye correctamente.

Para este caso, se ha optado por el método de control por Lógica Digital, ya que: ocupa poco espacio físico por sus C.I., mucha precisión en el pulso de disparo, mucho menos complejo en funcionamiento que los otros métodos debido a que cada parte del circuito posee una función bien definida, su costo es relativamente igual que el control analógico por lo que se justifica su mejor eficiencia en comparación con el analógico.

Por otra parte, los pulsos de disparo poseen un mayor tiempo de duración (ancho del pulso) lo que permite la seguridad del encendido del SCR; en cambio el control analógico provee pulsos en forma de picos o impulsos que podría ocasionar un fallo en el encendido de los SCR's por no durar el tiempo necesario (t_{on}).

A continuación se describe y se detalla paso a paso el procedimiento para lograr un control eficiente de los SCR's por lógica digital según requerimientos del motor en estudio, aunque con pequeñas modificaciones puede ser considerado como "utilizable" para cualquier tamaño de motor D.C.

3.3 PROCEDIMIENTO DE DISEÑO Y CONSTRUCCION.

Como se estudió en el capítulo anterior, se observa que es necesario que los SCR's deben ser disparados cada 60° eléctricos una vez que ha comenzado la señal de la fase A y se ha detectado el respectivo ángulo α , esto además de que los pulsos de disparo deben llegar en cierto orden a los tiristores: B', A, C', B, A', C.

En base a estas condiciones procederemos al diseño del circuito de control, el cual en forma general se puede explicar de la siguiente manera:

Para lograr que los SCR's se disparen cada 60° , se dispone de un OSCILADOR que debe generar un pulso cada 60° eléctricos; este oscilador debe comenzar a funcionar cuando sea detectado el ángulo α en la fase A, y debe desactivarse cuando ha completado los 6 pulsos de disparo (uno para cada tiristor) para comenzar de nuevo cuando es vuelto a detectar el ángulo α en la fase A.

Cuando se obtiene el tren de pulsos del oscilador, es necesario que los SCR's sean disparados en el orden establecido para su funcionamiento, para lograr esto se dispone de:

a) Un CONTADOR de PULSOS; que debe ser capaz de contar los 6 pulsos, y luego volver a comenzar a contar, y así en forma permanente.

b) Un DECODIFICADOR; que sea capaz de guardar el siguiente orden de pulsos:

No. de pulsos del contador	SCR a disparar
1 -----	B'
2 -----	A
3 -----	C'
4 -----	B
5 -----	A'
6 -----	C

Una vez logrado lo anterior, será necesario una interfase de acople entre los tiristores y los pulsos del circuito lógico. Esta resolución es imprescindible en algunos casos porque la salida del circuito lógico no tiene capacidad (potencia) para manejar los SCR's; pero la razón más importante es que: para disparar un SCR es necesario una señal de compuerta positiva con respecto al cátodo, lo que provocaría graves problemas si no se utilizan las interfases de acople; este problema se detallará más adelante cuando se estudie este punto en particular.

Luego, una vez funcionando el motor, se debe estabilizar su velocidad en un punto deseado con margen de error permisible; para producir una velocidad estable se debe incluir un Lazo de Realimentación entre la salida del voltaje analógico del tacómetro del motor y la señal de referencia del detector del ángulo α en la fase A; de manera que en una velocidad específica, si el motor es cargado en aumento su velocidad disminuirá, por lo que el control deberá reducir el ángulo α para producir un mayor voltaje en terminales del motor hasta llevarlo de nuevo a, o muy cerca de, la velocidad fijada en el control.

Lo contrario deberá ocurrir si al motor se le suprime carga y su velocidad aumenta, a lo que el control debe responder con el aumento de α para un voltaje terminal más bajo para reducir la velocidad del motor hasta el margen deseado de ésta.

Claro está, estos cambios no deberán exceder cierto porcentaje de error que será especificado según la característica de Regulación de Velocidad propia del motor.

El diagrama esquemático del Control por Lógica Digital se presenta en la figura 3.1 .

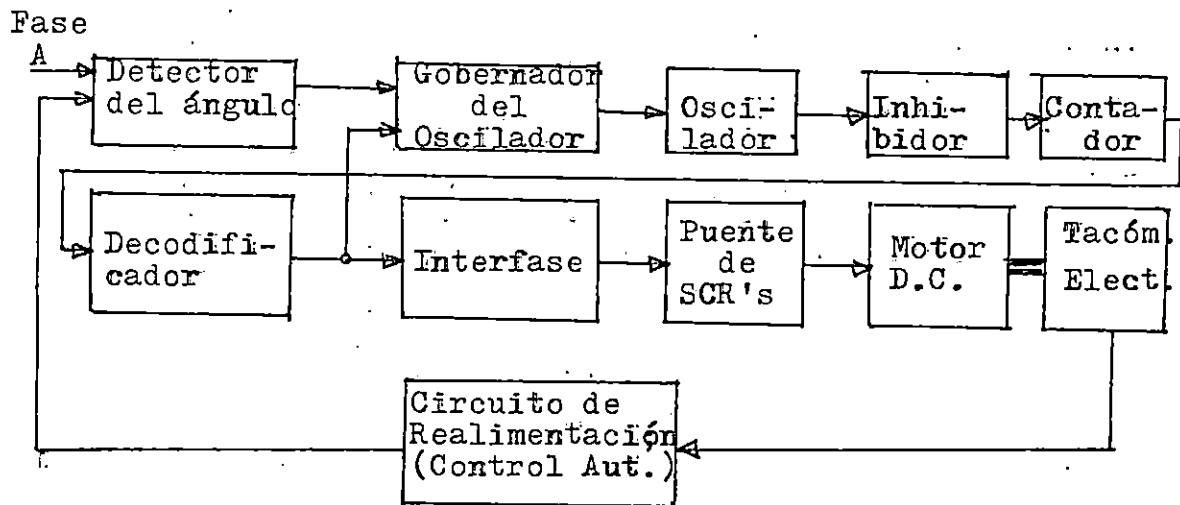


Fig. 3.1.- Diagrama de bloques del Control Digital de Velocidad del Motor D.C. de Excit. Independ.

3.3.1 EL OSCILADOR.

El Oscilador se construye a base del C.I. LM-555 en configuración de Multivibrador de Oscilación Libre (Astable) como se muestra en la figura 3.2.

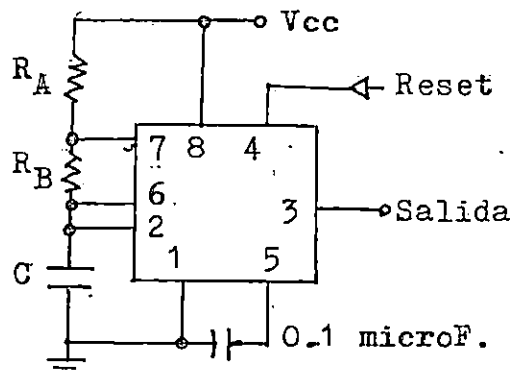


Fig. 3.2.- Circuito Oscilador a utilizar.

Se necesita una frecuencia de pulsos de 360 Hz. debido a que son necesarios 6 pulsos por ciclo espaciados cada 60°; luego, la frecuencia de oscilación viene definida por la siguiente expresión:

$$f = 1.44 / [(R_A + 2 R_B) * C]$$

Seleccionando un valor de Capacitancia de $C = 0.1 \mu F$ y un valor de $R_A = 180 \Omega$, se obtiene un valor para $R_B = 20 K\Omega$ para una frecuencia $f = 360 \text{ Hz}$.

3.3.2 DETECTOR DEL ANGULO α EN LA FASE A.

El punto principal del control del ángulo α de disparo es el detector de éste en la fase A, ya que éste determinará la referencia para iniciar el disparo de los SCR's en el orden prefijado; también deberá activar el oscilador por medio de un Gobernador de éste, detalle que se explicará en el apartado 3.3.3 .

Bien, la detección de α en la fase A se realiza por medio de un amplificador operacional, funcionando como Comparador entre la señal de Realimentación o de Control Manual y la fase A.

Para este objetivo se ha utilizado el C.I. LM-301.

FUNCIONAMIENTO:

Se basará la explicación de la figura 3.7 cuando el voltaje instantáneo de la fase A (entrada inversora) es mayor que el voltaje de entrada de referencia (entrada no inversora), la salida del operacional tendrá un valor de aproximadamente 0 voltios compatible con 0 lógico TTL; por el contrario, si el valor instantáneo de la fase A es menor que el de referencia, se tendrá a la salida un voltaje aproximado de 4 voltios compatible con 1 lógico TTL; por lo tanto con sólo cambiar el nivel de referencia, se puede lograr que a la salida del comparador se obtengan valores de 0 voltios (0 lógico) en diferentes puntos de la fase A (figura 3.8(b)); luego, este nivel 0 lógico debe activar los pulsos de disparo de los SCR's .

Entonces: si el voltaje de referencia disminuye, el voltaje de la fase A alcanzará pronto este valor, por lo que el ángulo α de disparo decrecerá; si el voltaje de referencia aumenta, el voltaje de la fase A tardará más en alcanzar este valor, por lo que α será más grande; de esta manera se logran voltajes terminales en la salida del convertidor completo más altos y más bajos con α pequeño y grande respectivamente.

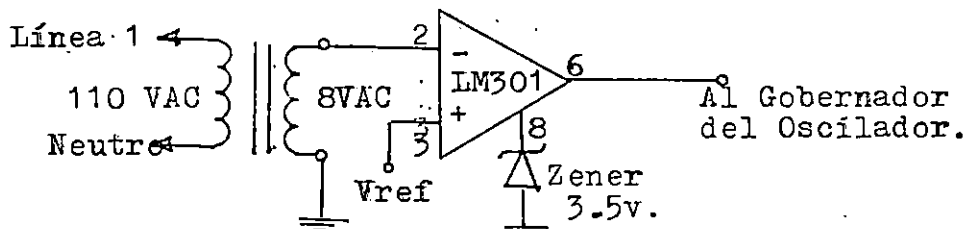


Figura 3.7.- Circuito Detector de α en la fase A.

Es de especial importancia tener en cuenta que se puede controlar la fase A desde -90° hasta $+90^\circ$, de manera que el orden de disparo será: B', A, C', B, A', C. Esto indica que por medio de la detección de α en la fase A, deberá ser el SCR B' el primero en ser disparado y luego los demás serán disparados cada 60° . Esto se ilustra en la figura 3.8(a).

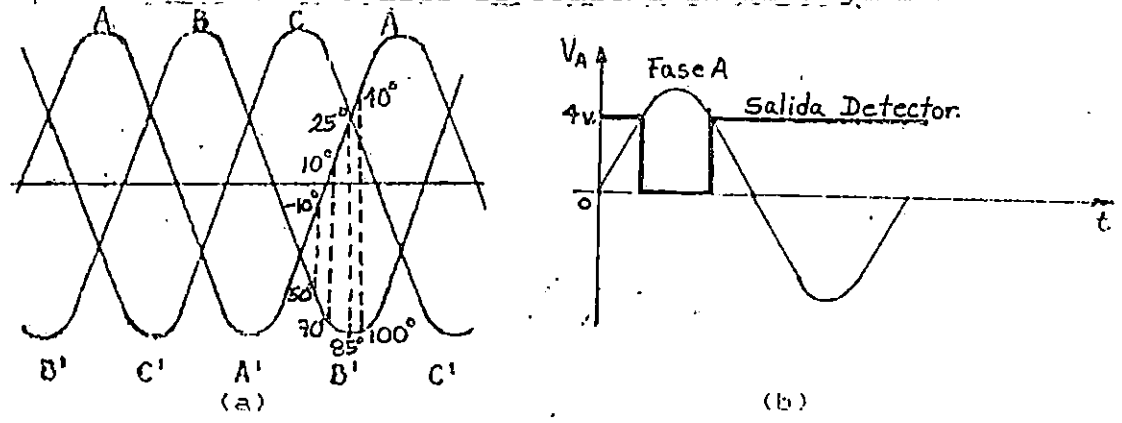


Fig. 3.8.- Funcionamiento del Detector de α .

De esta figura, si se desea disparar los SCR's a 50° medidos desde cero en la fase B (semiciclo negativo) que corresponde con -10° en la fase A, por lo que el voltaje de referencia deberá ser de $V_{ref} = 12.5 \text{ Sen}(-10^\circ) = -2.09$ voltios, de manera que cuando la fase A alcance este valor entonces se dispare el SCR B' a 50° y luego todos los SCR's en el orden prefijado cada 60° eléctricos, lo que logrará disparar a todos los tiristores a 50° , que es lo que se desea; lo mismo ocurriría si se desea el disparo a $\alpha = 85^\circ$ en B' que corresponde a 25° en la fase A, donde el voltaje de referencia deberá ser $V_{ref} = 12.5 \text{ Sen } 25^\circ = 6.7$ voltios. Entonces el circuito detector del ángulo α en la fase A quedará como sigue (figura 3.9).

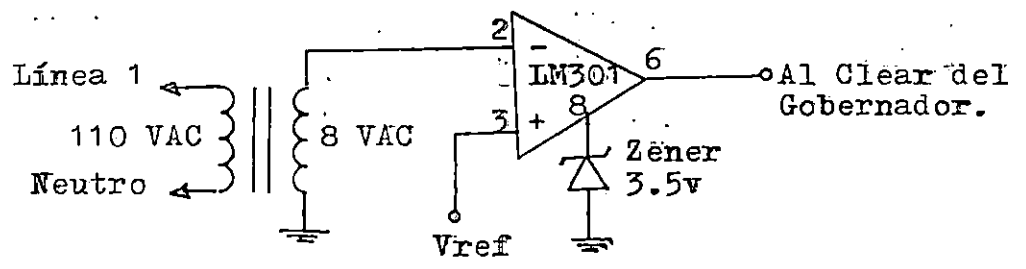


Fig. 3.9.- Circuito Detector de α en la fase A con sus Valores.

3.3.3 GOBERNADOR DEL OSCILADOR.

La importancia de incluir este elemento radica en que la frecuencia en la red, al igual que la frecuencia del oscilador, no es constante ya que varía en ciertos límites muy pequeños; si el oscilador fuese independiente de la frecuencia de la red (60 Hz aprox.), al cabo de cierto tiempo de estar en función se tendría un retraso o adelanto del oscilador con respecto a la red, es entonces donde tiene su función el gobernador del oscilador.

Este dispositivo evita el problema anterior activando el oscilador cuando es detectado el α en la fase A, y desactivándolo cuando cumple un ciclo de disparo de los tiristores (6 pulsos), para que se vuelva a activar cuando es detectado de nuevo el α en la fase A. De este modo siempre se estarán sincronizando el oscilador con la red de alimentación independientemente de la variación de la frecuencia de ésta.

CONSTRUCCION:

El gobernador está formado por un Flip-Flop D del tipo SN7474 cuya tabla de verdad es la mostrada en la figura 5.10 .

Entradas				Salidas		Estados
PR	CLR	CLK	D'	Q	Q'	
L	H	X	X	H	L	1
H	L	X	X	L	H	2
L	L	X	X	H*	H*	3*
H	H	\wedge	H	H	L	4
H	H	\wedge	L	L	H	5
H	H	L	X	Q ₀	Q ₀ '	6

* estado inestable.

Fig. 3.10.- Tabla de verdad del FF-D.

En la tabla de la figura 3.10 son de interés los estados 2 y 4 para lograr el propósito planteado; se observa que el Preset (PR) está siempre en 1 lógico por lo que no se tomará en cuenta en el análisis.

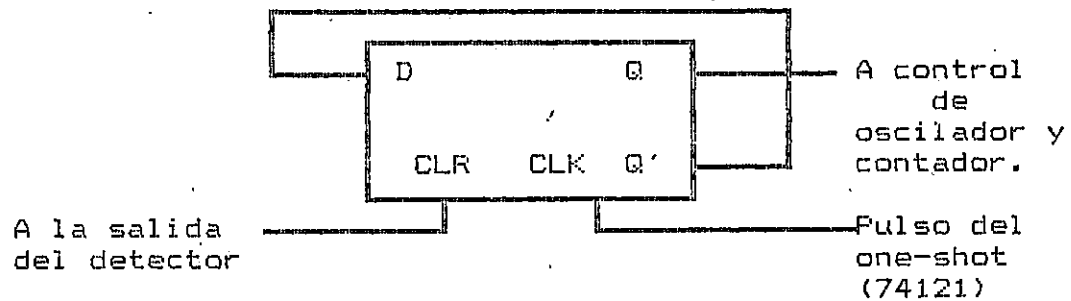
En el estado 2, el Clear (CLR) tiene cero lógico y la salida Q adquiere este nivel lógico cero independientemente de las entradas de reloj (CLK) y D (realimentado desde Q').

En el estado 4, donde el CLR está en lógico 1, la salida Q tomará el estado de la entrada D cuando ocurre la transición positiva del reloj, de lo contrario mantendrá su salida Q en el valor anterior o inicial.

Si se logra que la entrada D tenga el nivel lógico complementario de la salida Q, entonces a cada transición positiva del reloj (0 a 1), la salida Q estará alternando su nivel lógico.

La forma de lograr lo anterior es conectando la salida Q' con la entrada D. Todo esto ocurre cuando el CLR tiene lógico 1, pues cuando tiene lógico cero como en el estado 2, Q estará con lógico cero independientemente de las otras entradas.

El funcionamiento del Flip-Flop conectado para obtener el propósito deseado se presenta en la figura 3.11.



Entradas		Salida
Clear	Clock	Q
H	X	Q
H	^	Q'
L	X	L
L		L
L	^	L

(b)

Fig. 3.11.- Funcionamiento del Gobernador.

FUNCIONAMIENTO:

El gobernador del oscilador está conectado con el resto del circuito de la manera mostrada en la figura 3.11.

Para comprender como el Flip-Flop "gobernará" al oscilador, es necesario recordar que el orden de disparo de los SCR's es: B', A, C', B, A', C; y esta secuencia de los pulsos debe repetirse cada vez que el ángulo α , detectado en la fase A, alcance un valor preestablecido por la referencia (realimentación), momento en el cual el detector de α en la

fase A (CLR del FF) toma el nivel lógico cero, tomando en consecuencia, la salida Q también el lógico cero (ver estado 2 de la figura 3.10).

De esta manera, el cero lógico en Q hace que el oscilador funcione, produciendo así un sólo ciclo de disparo de los SCR's, pues al producirse el pulso de disparo del tiristor C y sabiendo que la salida del detector de α ahora está en lógico 1 como se aprecia en la figura 3.8(b), entonces el FF-D sentirá una transición positiva en el reloj (pulso de C) y tomará la salida Q el nivel lógico 1, desactivando el oscilador por medio de la compuerta OR (control).

El ciclo vuelve a repetirse cuando el α en la fase A es detectado de nuevo en su valor predeterminado.

3.3.4 CONTADOR Y DEMULTIPLEXOR.

El oscilador es activado cuando la salida del comparador que detecta el ángulo α en la fase A cae a lógico cero, por lo tanto, es necesario que el orden de disparo de los tiristores guarde la siguiente relación:

Pulso	SCR a disparar
1 -----	B'
2 -----	A
3 -----	C'
4 -----	B
5 -----	A'
6 -----	C

Esta secuencia de pulsos debe repetirse cada vez que el ángulo α en la fase A alcanza un valor preestablecido que es cuando el detector toma el valor lógico cero.

De esta forma, el gobernador del oscilador hace que éste funcione produciendo un sólo ciclo de disparo de los tiristores, debido a que al producirse el pulso del tiristor C este pulso es realimentado al Clock del FF-D conmutando de esta forma la salida Q a lógico 1 desactivando el oscilador.

EL CONTADOR;

Debido a que sólo se necesita contar 6 pulsos, el contador se diseñará con 3 Flip-Flops J-K, y se configurará como contador asíncrono utilizando para ello el C.I. 7493 el cual es un contador de décadas pero que puede utilizarse como contador MOD-8, en la figura 3.12 se muestra el diagrama esquemático. Los estados del contador que dispararán al SCR respectivo, así como también el funcionamiento de éste en base a las señales de entrada/salida, se describe en la figura 3.13 .

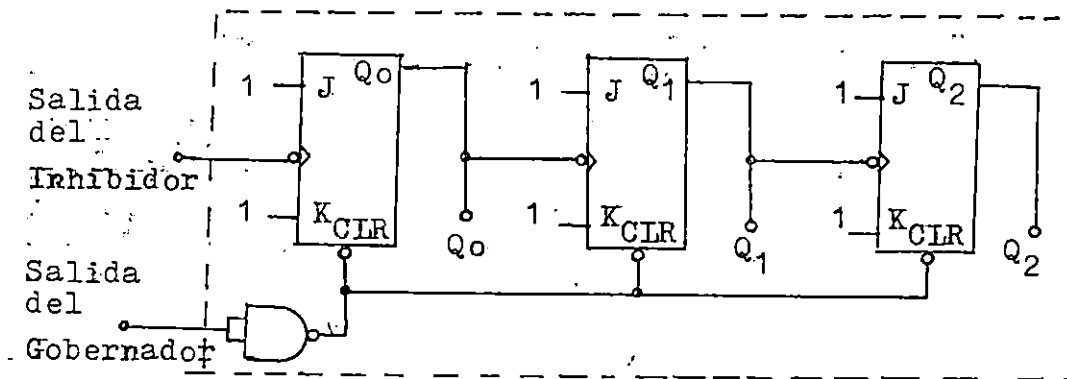


Fig. 3.12.- Contador MOD-8.

Salida del Contador			Fulso del Oscilador	SCR a ser disparado
Q2	Q1	Q0		
0	0	0	0	Ninguno.
0	0	1	1	B'
0	1	0	2	A
0	1	1	3	C'
1	0	0	4	B
1	0	1	5	A'
1	1	0	6	C
0	0	0	(regresa al estado inicial de conteo).	

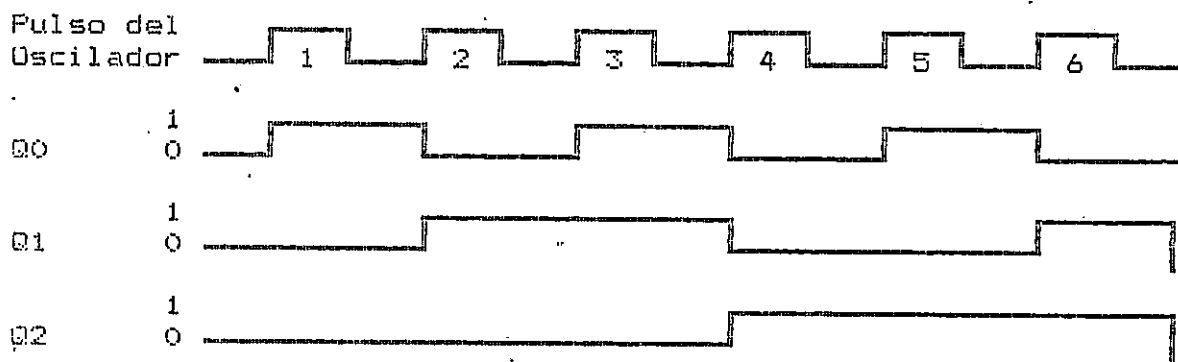


Fig. 3.13.- Funcionamiento del Contador.

EL DEMULTIPLEXOR:

Para seleccionar el SCR a ser disparado se utilizará un Demultiplexor, el cual es un dispositivo que toma una sólo

entrada y la distribuye en varias salidas, de acuerdo al código binario que tenga en sus entradas de dirección; por ejemplo, un código $A_2=0$, $A_1=0$, $A_0=1$ seleccionará la salida O_1 del demultiplexor, y así de acuerdo a su código en la dirección seleccionará la salida correspondiente. En la figura 3.14 se muestra el diagrama de bloque de un demultiplexor.

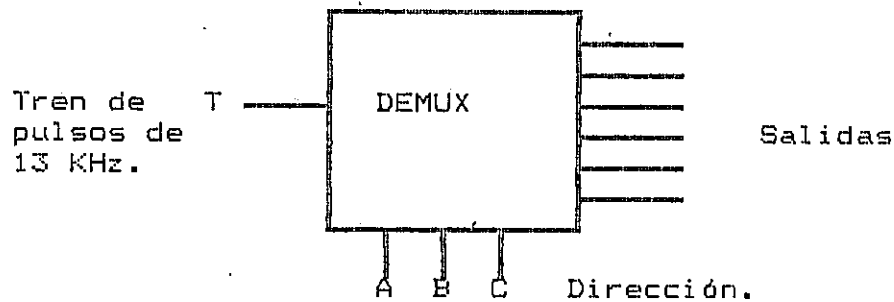


Fig. 3.14.- Representación de un Demultiplexor.

Para este caso, en la entrada siempre tendremos el tren de pulsos (T), proveniente de un oscilador, de manera que éste sea transferido a las distintas salidas seleccionadas por el código de dirección SELECT, el cual está dado por las salidas del Contador, para lo cual $A_2=Q_2$, $A_1=Q_1$, $A_0=Q_0$. En la tabla de la figura 3.15 se seleccionan las salidas del demultiplexor que serán utilizadas para activar los respectivos SCR's.

Código de Dirección			Salidas del Demultiplexor							
A2	A1	A0	07	06	05	04	03	02	01	00
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	T
0	0	1	0	0	0	0	0	0	T	0
0	1	0	0	0	0	0	0	T	0	0
0	1	1	0	0	0	0	T	0	0	0
1	0	0	0	0	0	T	0	0	0	0
1	0	1	0	0	T	0	0	0	0	0
1	1	0	0	T	0	0	0	0	0	0

Fig. 3.15.- Funcionamiento del Demux.

El código de dirección $A_2, A_1, A_0 = 0 0 0$ no será utilizado ya que en ausencia de pulsos del oscilador no debe llegar ningún pulso de disparo a los SCR's.

Las salidas del Demux serán asignadas a c/u de los SCR's de la forma siguiente:

Salida del Demux.	SCR a disparar
00 -----	NINGUNO.
01 -----	B'
02 -----	A
03 -----	C'
04 -----	B
05 -----	A'
06 -----	C

SELECCION DEL DEMULTIPLEXOR (DEMUX) A UTILIZAR:

Como se tienen 3 entradas de dirección se necesita un Demux del tipo de 1 a 8, para lo cual, se encontró en el manual del TTL el C.I. 74LS138 el cual es un decodificador/demultiplexor de 1 a 8 con salidas bajas activas, de forma que se utilizará un inversor en cada una de las salidas utilizadas. El diagrama circuital del Contador y del Demultiplexor y su conexión con el resto del control se muestra en la figura 3.16 .

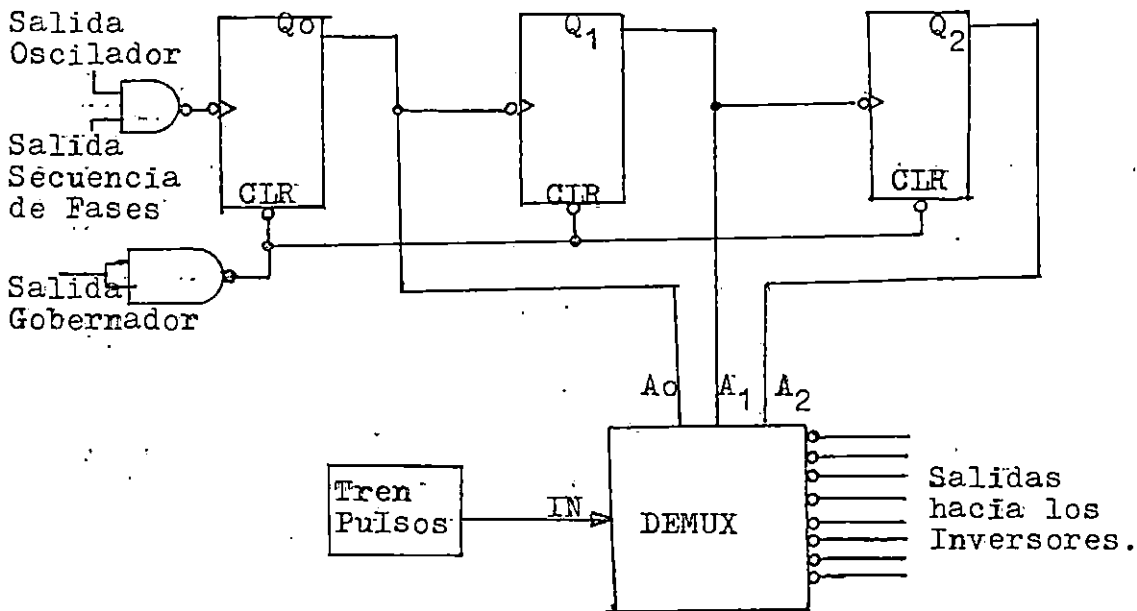


Fig. 3.16.- Circuito Contador y Demultiplexor.

3.3.6 INVERSORES.

Para que los pulsos obtenidos del circuito lógico del Demux tengan el nivel lógico adecuado (alta activa) y además que

manejen la base de los transistores de la interfase de acople se utilizará el C.I. SN7404, el cual posee seis inversores TTL.

En la figura 3.17 se observa el circuito que impulsa la base de los transistores, los cuales funcionarán únicamente en los estados de corte y saturación, para lo cual se emplea una resistencia de base R_B de $2K\Omega$

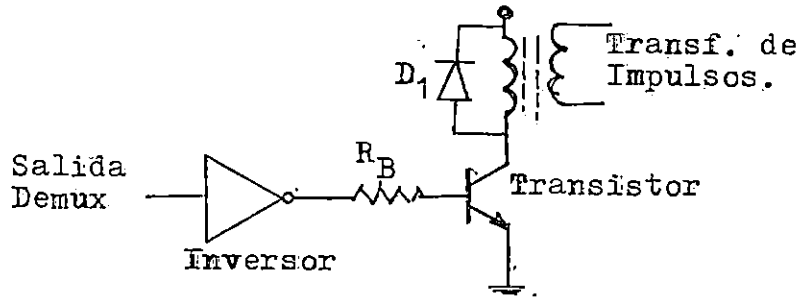


Fig. 3.17.- Circuito Inversor-Transistor.

3.3.7 INTERFASE DE ACOPLE.

IMPORTANCIA:

Para disparar un SCR es necesario, además de las condiciones antes explicadas, que la compuerta de éste tome un valor positivo respecto al cátodo. En base a la conexión seleccionada para el puente convertidor completo (fig. 3.18) se tiene que:

- La potencia suministrada por el circuito lógico no satisface la requerida por la compuerta del SCR (0.1 w), aunque se puede elevar por medio de buffers o compuertas con salida de colector abierto.
- Es necesario que la compuerta sea más positiva que el cátodo; si esto se hiciese con la salida del circuito lógico se tendría la configuración de la figura 3.19 para un SCR.

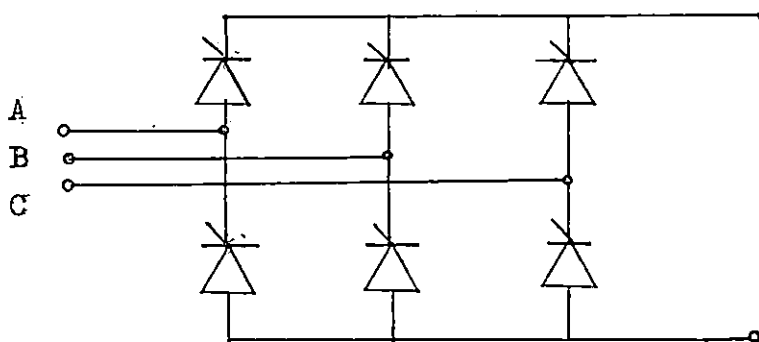


Fig. 3.18.- Puente Convertidor Completo.

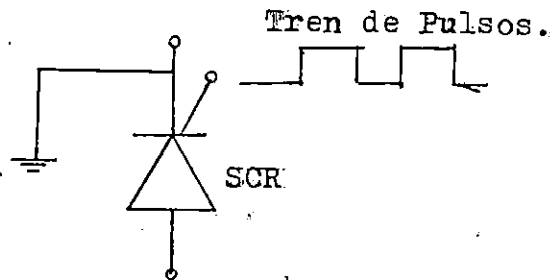


Fig. 3.19.- SCR controlado por pulsos del circuito digital.

Esto no parece representar problema alguno, pero si tomamos en consideración que la configuración del puente de la figura 3.18 no permite realizar la conexión para SCR's como en la figura 3.19, debido a que:

Como se muestra en la figura 3.20, al conectar una tierra común, los cátodos de los SCR's A', B' y C' se produciría un cortocircuito entre las fases A, B y C; además que los SCR's A, B y C quedarán cortocircuitados.

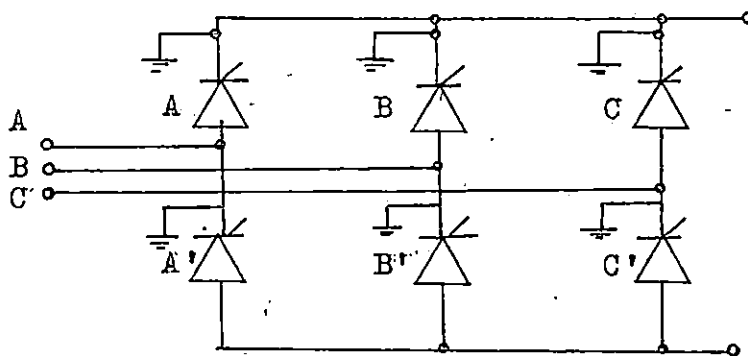


Fig. 3.20.- Problema de disparo de los SCR's.

Por las razones anteriores, es necesario que la tierra del pulso del tiristor A' sea independiente de las tierras de los pulsos de los otros tiristores, lo mismo sucede con los tiristores B' y C'.

En cuanto a los SCR's A, B y C, éstos pueden tener una tierra común, pues sus cátodos están unidos, pero dicha tierra no tiene nada que ver con la tierra de c/u de los SCR's A', B' y C'.

SOLUCION:

Para satisfacer las condiciones anteriores se utilizan las llamadas interfases de acople, como se muestra en la figura 3.21 .

FUNCIONAMIENTO:

Tomando el funcionamiento de una estas interfases, ya que todas funcionan igual, se tiene:

El tren de pulsos que llega a la base de el transistor Q, hace que este conmute entre los estados de saturación y corte permitiendo que el primario del transformador de impulsos T1, (el cual tiene una relación de vueltas de 1:1) por autoinducción genere en el secundario un tren de pulsos alternos, los cuales son rectificadados por D1 para evitar que la compuerta sea alcanzada por pulsos negativos, el capacitor C1 tiene como función aumentar el ancho del pulso para asegurar el encendido del SCR y evitar pulsos parásitos.

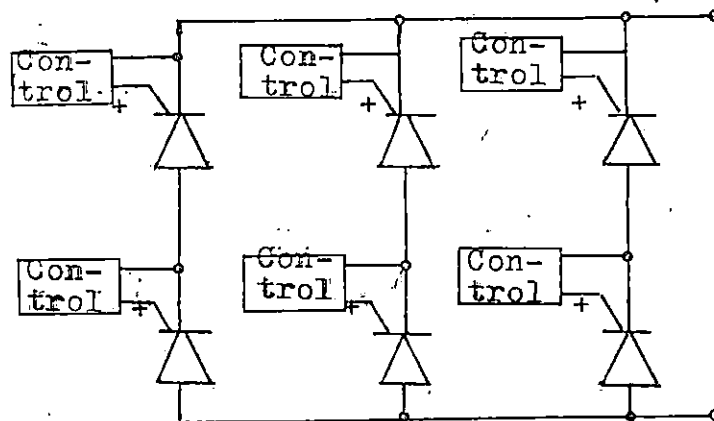


Fig. 3.21.- Interfases de Acople.

La conexión de los transformadores de impulsos con el resto del circuito, se muestra en la figura 3.22 .

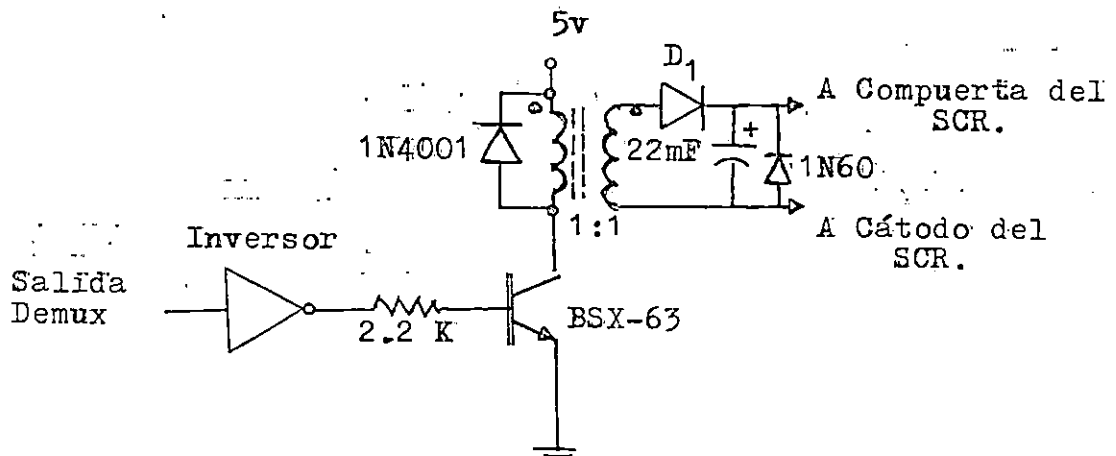


Fig. 3.22.- Interfase con transformador de Impulso

3.4 LAZO DE REALIMENTACION.

En primer lugar, es necesario definir el intervalo de control de α para el cual la corriente en el motor será siempre de forma continua, ya que si se permite que la corriente penetre en la discontinuidad, entonces el control de disparo de los SCR's será inefectivo y se tornará en una total pérdida de control sobre la velocidad del motor, esto sucede debido a que en un cierto tiempo la señal de corriente es cero y luego vuelve a subir al valor inicial y vuelve a caer a cero y así sucesivamente; este efecto provoca caídas y subidas bruscas de velocidad las cuales el circuito de disparo tratará de controlar por medio de su lazo de realimentación, pero debido a la inestabilidad de la velocidad del motor, también el circuito de disparo entrará en la inestabilidad perdiéndose totalmente el control.

Entonces, se observa la necesidad de encontrar los límites de α para los cuales se tiene la seguridad de una corriente de forma continua, y pueda ser efectivo el control realimentado de velocidad.

Para encontrar el α límite de continuidad, se cuenta con unas curvas presentadas en la figura 3.23^(*), las cuales representan curvas de ϕ , el cual es un parámetro que depende exclusivamente de la configuración del motor en su armadura y viene dado por:

$$\phi = \text{ARCTAN} (\omega L_A / R_A)$$

Una vez encontrado este valor específico de ϕ se localiza su curva en la figura 3.23.

El eje X representa el ángulo α de disparo medido a partir de los 30° , el eje Y representa el parámetro "m" que involucra la fuerza contraelectromotriz E_A y el voltaje pico de línea de la fuente de alimentación trifásica:

$$m = E_A / (\sqrt{2} \times V_L)$$

De manera que para un α específico existirá un voltaje terminal en la salida del puente, y entonces el E_A en el motor viene dado por:

$$E_A = V_T - I_A * R_A$$

Luego se obtiene "m" y se ubica el punto (α , m) en la gráfica; si el punto queda colocado a la izquierda de la curva ϕ correspondiente al motor, entonces la corriente es continua; por el contrario, si queda ubicado a la derecha de ϕ , entonces la corriente es discontinua.

Para nuestro caso:

$$\phi = \text{ARCTAN} (377 \times 0.0074 / 2)$$

$$\phi = 54^\circ$$

(*) S.B. DEWAN, "POWER SEMICONDUCTORS CIRCUITS", PAG. 248.

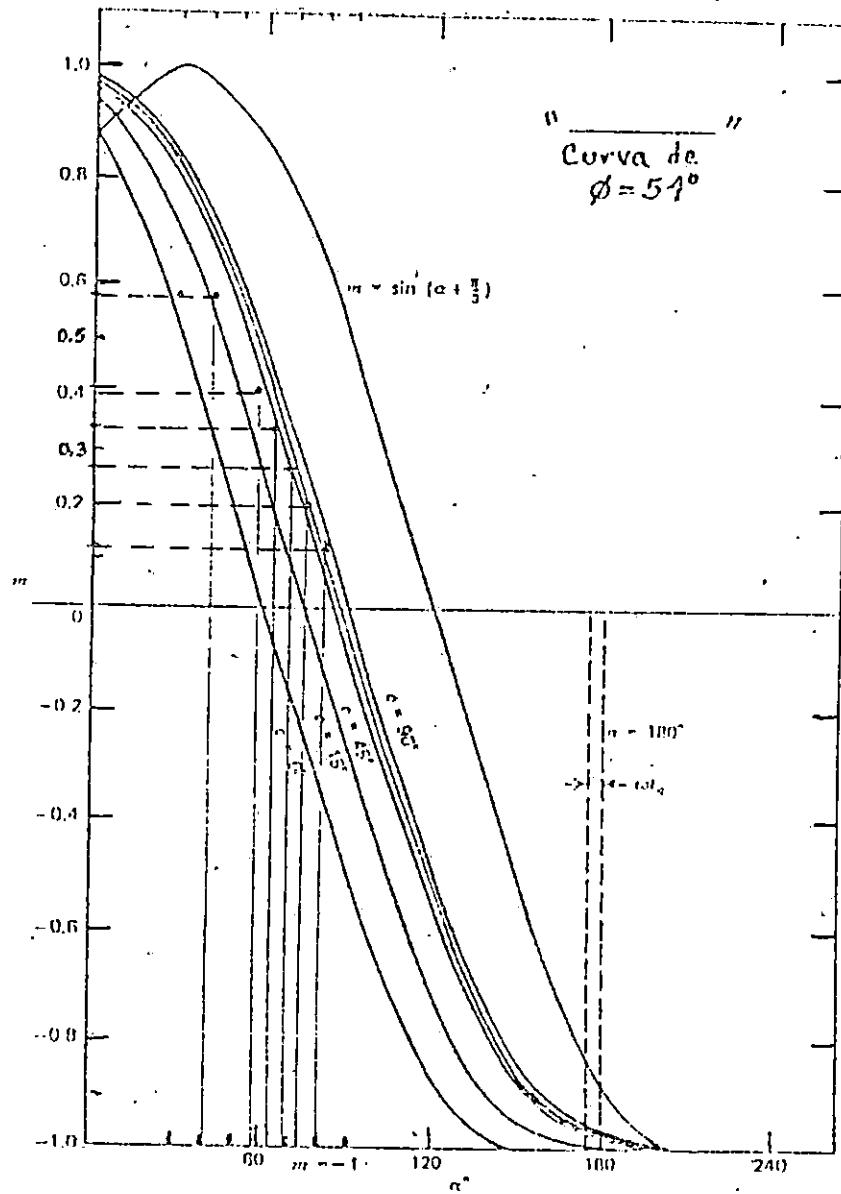


Fig. 3.23.- Determinación del Límite de Continuidad de la Corriente.

Luego, por apreciación esta curva esta representada en forma continua entre las curvas de $\theta=45^\circ$ y $\theta=90^\circ$. Entonces, haciendo uso de los datos experimentales del capítulo Uno para el motor con carga constante y voltaje variable (Tabla 1.4), tomamos los valores de V_T e I_A desde 42 hasta 10 voltios, que son los puntos ubicados en la figura 3.23 .

Luego, α se obtiene de la ecuación:

$$\alpha = \text{COS}^{-1} [V_{DC} * \pi / (3 * \sqrt{2} * 41.6)]$$

Una tabla resumen para cada punto (α , m) y la condición de continuidad de la corriente se presenta en la tabla 3.1 .

Tabla 3.1.- Límite de Continuidad de I_A .

V_{DC}	E_A	I_A	α	m	Condición de I_A
42	34.6	3.70	41.6	0.58	Continua.
30	24.4	2.80	57.7	0.41	Continua.
25	20.2	2.41	63.6	0.34	Continua.
20	15.9	2.04	69.1	0.27	Continua.
15	11.7	1.66	74.5	0.20	Límite de Continuidad.
10	7.44	1.28	79.7	0.12	Discontinua.

De la tabla 3.1: para 15 voltios en terminales del motor se dá el límite de continuidad por lo que se ha decidido que el rango de control será de 20 a 42 voltios, es decir, un intervalo para disparo de: 41.6° a 60° (teórico), pero si α se mide desde cero como es el caso del detector de α en la fase A, entonces se tiene que:

$$70^\circ < \alpha < 90^\circ$$

Lo que equivale a controlar (teóricamente) la velocidad del motor en vacío en el rango continuo de:

$$1600 \text{ RPM} < n < 3400 \text{ RPM}$$

Esto corresponde a un intervalo de control en la fase A de $10^\circ < \theta < 30^\circ$ para disparar el SCR B' en el α deseado y dentro del rango establecido.

En la práctica, este rango de control resulta ineficiente cuando el motor es cargado nominalmente ya que a $\alpha=70^\circ$ apenas logra llegar su voltaje terminal a unos 36 voltios; en vista.

de esto, se cambió el rango de control del ángulo de disparo α desde 50° hasta 85° medidos desde cero (ángulos reales de disparo de los SCR's).

Esto implica que en el detector de la fase A se utilizará también el semiciclo negativo de la señal de muestreo (fase A) para poder lograr disparos a $\alpha = 50^\circ$ en el tiristor B'.

(Detalles en la sección de cálculo de las resistencias para la realimentación, más adelante).

3.5 SEÑAL DE VOLTAJE ANALOGICO DEL TACOMETRO.

Desafortunadamente el motor DL-10220 no tiene un fácil acceso a la parte posterior de su eje para poder acoplarle un tacómetro tipo generador para obtener el voltaje generado en sus terminales para las diferentes velocidades.

Para solventar este problema, se decidió utilizar un dispositivo óptico-electrónico el cual es una fuente y sensor de luz, especialmente fabricado para funcionar como generador de frecuencia de pulsos de acuerdo a la velocidad del eje del motor, es decir genera pulsos cuadrados de aproximadamente 5.0 v. cuando el receptor percibe la luz infrarroja del emisor, la forma de los pulsos se muestra en la figura 3.24; el dispositivo es el TIL-139.

Como se puede observar, la forma de los pulsos no posee una caída a cero bien definida ni una forma cuadrada aceptable, para componer esta forma de onda usamos un Comparador cuyo voltaje de referencia es 3 voltios de tal manera que se logra mejorar sustancialmente la forma de onda cuadrada para que pueda ser utilizada como señal de entrada en dispositivos digitales o analógicos que se usan, el Comparador es el LM-301.

Como el motor posee en su eje una cinta segmentada con 5 cuadros negros y 5 cuadros de color aluminio alternados, el TIL-139 genera 5 pulsos por vuelta o revolución (el pulso se genera cuando pasa de un cuadro de color aluminio que refleja la luz infrarroja a un cuadro negro que inhibe la luz infrarroja y pone en corte al transistor óptico del receptor) así para la máxima velocidad del motor (3400 RPM) se tendrá una frecuencia de pulsos de:

$$f_{max} = 3400 \text{ Rev/min} \times 5 \text{ pulsos/Rev} \times 1 \text{ min}/60 \text{ seg.}$$

$$f_{max} = 283.33 \text{ Hertz.}$$

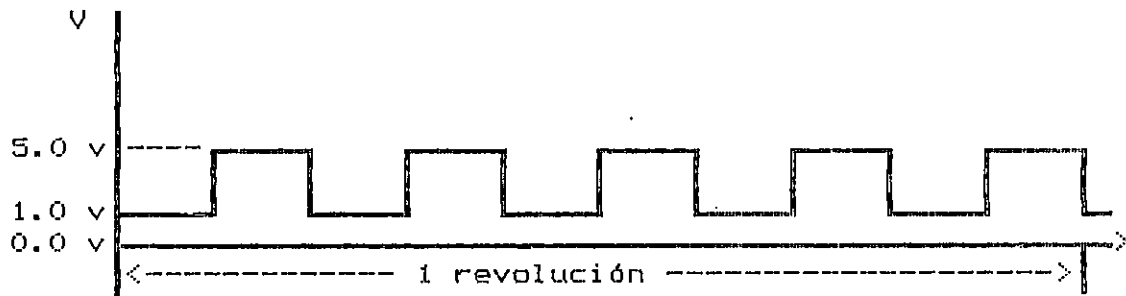


Fig. 3.24.- Formas de los pulsos del TIL-139.

Luego, con esta señal en frecuencia, se necesita obtener un voltaje analógico proporcional a esta frecuencia de los pulsos pues ésta variará de acuerdo a la velocidad del motor. Para obtener el voltaje analógico correspondiente se utiliza el C.I. VFC 32KP, el cual es un Convertidor de Frecuencia a Voltaje y viceversa; y los valores de C1, C2 y R1 para lograr un voltaje analógico de salida máximo de 10 volt. a una frecuencia de 283 Hz. son:

$$R1 = 33 \text{ K}\Omega.$$

$$C1 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}.$$

$$C2 = 0.2 \text{ }\mu\text{F}.$$

Así, el circuito que conforma el tacómetro electrónico se presenta en la figura 3.25 .

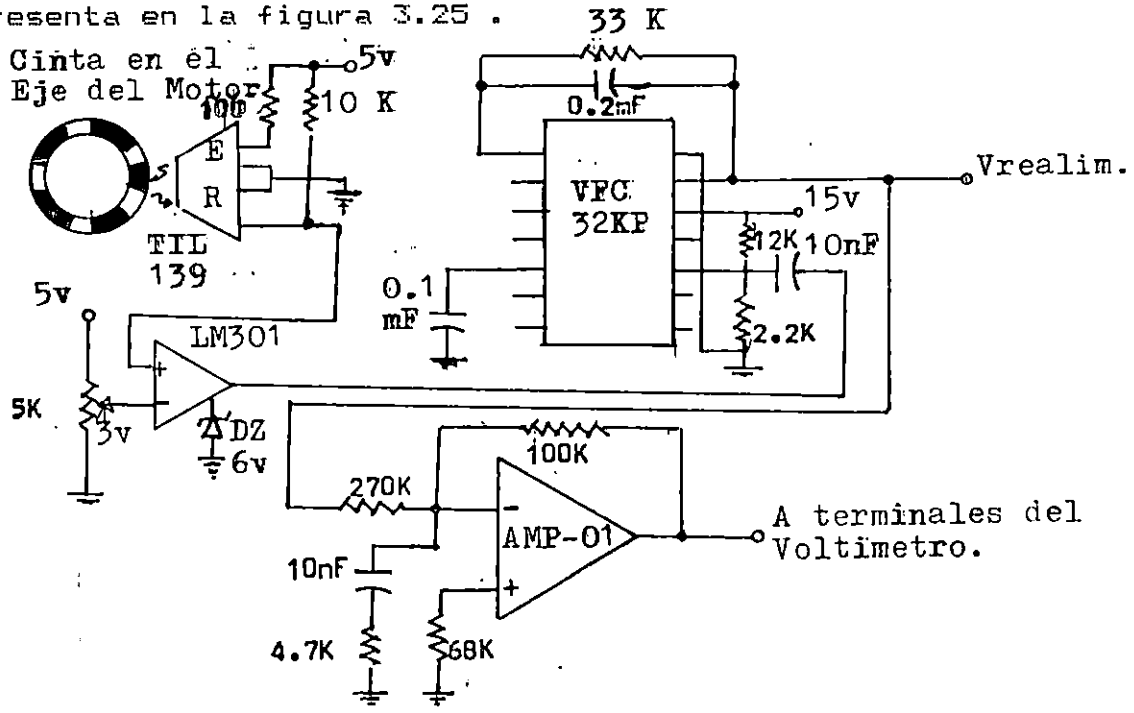


Fig.3.25.- Tacómetro Electrónico utilizado para el lazo de realimentación.

Luego, con la prueba en el motor variando su velocidad y obteniendo su respectivo voltaje analógico, datos presentados en la tabla 3.2, estos valores deben servir de base para dimensionar los elementos del lazo realimentado de acuerdo a los voltajes a manejar, de manera que cumpla con el objetivo de mantener constante la velocidad del motor.

Además la salida del VFC-32KP es utilizada como señal de entrada al circuito de Escalamiento de la Señal empleando un Amplificador de Instrumentación AMP-01 (figura 3.25), el cual es un amp. de precisión que se ajusta por sí solo a un voltaje offset (voltaje de error) de 0 voltios; este circuito se encarga de "escalear" el voltaje de salida del VFC-32KP con su correspondiente velocidad en RPM del motor en forma de voltaje DC de salida del AMP-01, de manera que según la tabla 3.2 existe una pendiente o ganancia de $0.38 V_{RPM}/V_{out}$ la cual se ha implementado por medio de la configuración del AMP-01 y sus respectivos cálculos^{***}, así el voltaje equivalente a las RPM del motor será:

$$V_{RPM} = V_{realim} \times 0.38$$

Donde:

V_{RPM} : voltaje equivalente a las RPM del motor.
(1 voltio = 1000 RPM).

V_{realim} : voltaje de salida del VFC-32KP que es el mismo V_{out} de la tabla 3.2 .

De modo que las RPM del motor pueden ser leídas por medio de un Voltímetro midiendo el voltaje de salida del AMP-01.

3.6 FILOSOFIA Y CALCULO DEL LAZO DE REALIMENTACION.

Los elementos del lazo de realimentación deben cumplir con las siguientes funciones:

- a) Para un valor de velocidad seleccionado, debe mantener al motor en esa velocidad en forma constante para carga constante, dentro de un margen aceptable.
- b) Estando el motor funcionando a una velocidad fijada en el control: ante una caída de velocidad debida al incremento de la carga, el circuito de disparo deberá elevar el voltaje en terminales del motor haciendo más pequeño el ángulo α con el objeto de subir la velocidad hasta un valor igual o muy cercano al inicial antes del aumento de carga; si la velocidad aumenta por la eliminación de carga, el circuito de disparo deberá reducir el voltaje en terminales del motor haciendo más grande el ángulo α

***> PMI (PRECISION MONOLITHICS INC.), PAG. 20.

provocando una disminución de la velocidad hasta un valor igual o muy cercano al inicial antes de la reducción de carga.

Esta función se debe realizar cuando el control está fijo en un valor de velocidad deseado.

Tabla 3.2.- Voltaje VFC-32KP según Velocidad del Motor.

<u>RPM del Motor.</u>	<u>Voltaje V_{out}.</u>
3600	9.45 volt.
3550	9.27 (**)
3500	9.20
3450	9.00
3400	8.92
3350	8.79
3300	8.65
3250	8.51
3200	8.45
3150	8.23
3100	8.16
3050	8.02
3000	7.87
2900	7.61
2800	7.34
2700	7.14
2600	6.87
2500	6.59
2400	6.30
2300	6.11
2200	5.82
2100	5.54
2000	5.25
1900	5.04
1800	4.77
1700	4.51
1600	4.27 (*)
1500	3.91
1400	3.67
1300	3.40
1200	3.16
1100	2.90
1000	2.67

(**) Margen superior de control.

(*) Margen inferior de control.

Para lograr estos objetivos, se cuenta con el circuito mostrado en la figura 3.26, el cual funcionará como lazo de realimentación.

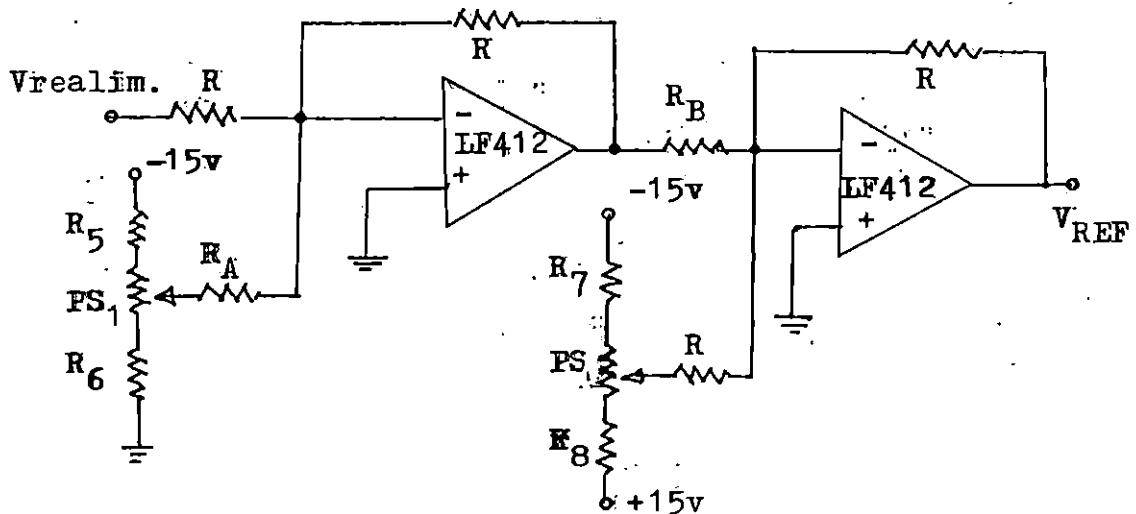


Fig. 3.26.- Lazo de Realimentación.

En este circuito, la entrada de Voltaje Realimentado ($V_{realim.}$) es la salida correspondiente del VFC-32KP (V_{out}).

FUNCIONAMIENTO:

La etapa 1 (hasta la salida V_{O1}) cumple con el propósito de indicar el error entre la señal de velocidad del motor V_{out} y la señal de velocidad deseada V_{REF1} ; es conveniente obtener cierto valor de voltaje positivo (>0) en V_{O1} cuando se encuentre estable la velocidad del motor en la deseada, ya que el amplificador operacional 1 cumple con la ecuación:

$$V_{O1} = K_1 V_{REF1} - K_2 V_{realim.} \quad (A)$$

Donde, con el objetivo de vencer la pésima regulación de velocidad propia del motor DL-10220 se decidió darle ganancia a la señal de error cuando ésta sea detectada, de manera que $K_1 > K_2$.

Una vez detectada la estabilidad o el error en la velocidad deseada, la segunda etapa (desde V_{O1} hasta V_{REF}) debe cumplir con obtener a la salida V_{REF} el voltaje con el cual detectaremos el ángulo α en la fase A de acuerdo a la velocidad establecida; desde luego este voltaje V_{REF} debe variar entre los valores de -2.6 v. y 7.0 volt., los cuales nos servirán para el rango de control en el detector de α como se explicó en el apartado 3.4 para lograr entonces que

$$50^\circ < \alpha < 85^\circ$$

Con este rango real de control de ángulo de disparo α , se logra una variación continua de velocidad del motor dada por el rango:

$$2000 \text{ RPM} < n < 3400 \text{ RPM}$$

El amplificador operacional 2 cumple con la ecuación:

$$V_{REF} = K_3 V_{FB2} - K_4 V_{O1} \quad (B)$$

Donde, para vencer la regulación de velocidad del motor DL-10220 (6.25%) se le ha dado una considerable ganancia a la segunda etapa con el fin de elevar aún más el voltaje en terminales del motor, por lo tanto $K_4 > K_3$.

La razón para que V_{O1} esté con un valor > 0 volt. es para que en V_{REF} se obtenga un valor de voltaje más bajo (debido a K_4) que el que se obtendría con ganancias unitarias en el lazo de realimentación, logrando obtener un disparo más temprano de los SCR's para un mayor V_T en terminales del motor y vencer así la propia regulación de velocidad de éste.

Así, para la mínima velocidad (2000 RPM) se debe tener 7 volt. en V_{REF} y para la máxima velocidad (3400 RPM) se tendrá -2.6 volt.

Luego; si la velocidad es estable V_{O1} estará en un voltaje positivo > 0 volt. y V_{REF} estará en el valor necesario para lograr la velocidad requerida; esto ocurrirá siempre que se cambie intencionalmente la velocidad por medio del potenciómetro PS. Si ocurre una disminución de velocidad debido al aumento de carga, el $V_{realim.}$ bajará de valor aumentando V_{O1} por la ec. (A), esto provocará que V_{REF} caiga de valor por la ec. (B), al bajar de magnitud V_{REF} provocará un disparo más temprano de los SCR's pues el α disminuirá en el detector, esto aumenta el voltaje en terminales del motor haciendo que comience a elevar de nuevo su velocidad hasta que lo estabilice en una velocidad muy cercana a la inicial con cierto porcentaje de error debido a la propia Regulación de Velocidad del Motor D.C. en estudio, aunque por medio de las ganancias introducidas en el lazo de realimentación se logra que la diferencia sea mínima y hasta despreciable para propósitos prácticamente industriales.

Si ocurre un aumento de la velocidad del motor por la supresión de carga, $V_{realim.}$ subirá de valor disminuyendo V_{O1} por (A), esto hará que V_{REF} suba de valor por (B) haciendo a la vez que α crezca en el detector, lo que bajará el voltaje terminal en el motor conduciéndolo a disminuir su velocidad hasta un valor cercano al inicial.

Es de vital importancia aclarar que la precisión y exactitud con que el circuito de disparo con realimentación controla la velocidad del motor D.C., es función directa de la característica propia de Regulación de Velocidad de éste.

Así, para el caso del motor DL-10220 que posee una pésima característica del 6.25%, con la introducción de las ganancias en el lazo de realimentación (K_1 y K_4) se ha logrado obtener una variación de velocidad de aproximadamente 15 RPM lo que representa un 0.44% de Regulación de Velocidad.

El peor caso se presentaría cuando el cambio de velocidad se realiza de Vacío al de Plena Carga, ya que se tendría una variación del 6.25% de regulación de velocidad si no se tuvieran las ganancias en el lazo de realimentación, pero debido a las ganancias dadas, la Regulación de Velocidad se mantiene en 0.44% aún para el peor de los casos como lo es el cambio brusco de velocidad que resulta al pasar de vacío a plena carga.

Si se desea variar intencionalmente la velocidad, debe ocurrir que V_{ref1} debe bajarse de valor y V_{ref2} debe subirse de valor, o viceversa, ambos en la misma proporción. Esto se logra con un potenciómetro especial llamado "Potenciómetro Dual" (PS), es decir tiene dos potenciómetros del mismo valor internos e independientes y sólo es cuestión de conectarlos en forma inversa para lograr el objetivo planificado.

Luego; para bajar la velocidad: V_{ref1} debe reducirse, lo que disminuye V_{o1} por (A), como V_{o1} baja y V_{ref2} sube, V_{ref} será más grande haciendo más grande a α con lo que se reducirá el voltaje terminal del motor y éste bajará su velocidad hasta el punto deseado, ya que si baja más de lo requerido, el control se encarga de subir la velocidad de nuevo hasta que logra la estabilidad.

Lo contrario ocurre cuando se desea elevar la velocidad en forma intencional.

CALCULO DE R, RA, RB, R5, R6, R7, R8 Y PS:

Para efectuar la función descrita anteriormente, calcularemos los valores necesarios de los elementos del lazo de realimentación de la figura 3.26.

Las resistencias R, RA y RB deben ser altas para minimizar el efecto de carga a los amplif. operac. 1 y 2, por lo que tendrán que ser del orden de los $K\Omega$. Así, escogiendo valor comercial:

$$R = 560 K\Omega \times 1/4 \text{ watt.}$$

Las ganancias $K_2 = K_3 = 1$, las ganancias K_1 y K_4 se obtuvieron en forma experimental hasta que se logró obtener el mínimo porcentaje de error en la velocidad (0.44%), por lo tanto se estimó que una ganancia de 1.2 sería aceptable en la detección del error, luego:

$$K_1 = R / RA = 1.2$$

$$R_A = R / K_1 = 560 \text{ K}\Omega / 1.2 = 466.66 \text{ K}\Omega.$$

Utilizamos entonces el valor comercial más próximo:

$$R_A = 470 \text{ K}\Omega \times 1/4 \text{ watt.}$$

De la misma manera, se optó por introducir en la segunda etapa del lazo de realimentación otra ganancia de valor bastante considerable tal como 31 para lograr la regulación obtenida, por lo que:

$$R_B = R / K_2 = 560 \text{ K}\Omega / 31 = 18 \text{ K}\Omega.$$

Por tanto:

$$R_B = 18 \text{ K}\Omega \times 1/4 \text{ watt.}$$

Para los amplificadores operacionales 1 y 2, se utiliza el C.I. LF-412 que posee 2 amp. op. en el mismo encapsulado. Estos amp. op. poseen entrada con transistor de efecto campo FET lo que asegura el despreciable error por efecto de carga.

Partiendo ahora de que: el voltaje de salida del tacómetro (VFC-32KP) variará entre 9.27 y 4.27 voltios correspondientes a la máxima y mínima velocidad de control (ver tabla 5.3) y que deberán coincidir con -2.6 y 7 voltios en V_{REF} respectivamente, para que $50^\circ < \alpha < 85^\circ$.

El voltaje de alimentación de R5, PS1 y R6 es de -15v. y 0 voltios (tierra); mientras que para R7, PS2 y R8 será de -15v y +15v (+15v. en lugar de 0v. para obtener voltajes negativos en V_{REF} .)

Así, seleccionando el Potenciómetro Dual (PS) de un valor comercial:

$$PS = 10 \text{ K}\Omega \times 1/4 \text{ watt.} = PS1 = PS2$$

La parte de PS en la primer etapa (PS1) deberá variar el V_{PS1} desde -4.27 hasta -9.27 voltios; luego en PS1 habrá una caída de 5.0 volt., por lo que la corriente será de $I_1 = 5.0\text{v}/10\text{K}\Omega = 0.50 \text{ mA}$. En el extremo inferior ($PS1=0$, mínima veloc.) debe haber -4.27 voltios en V_{PS1} , por tanto R6 debe proveer esta caída, luego:

$$R_6 = 4.27\text{v.}/0.5\text{mA}$$

$$R_6 = 8.54 \text{ K}\Omega \times 1/4 \text{ watt.}$$

En el extremo superior ($PS1=10K\Omega$, máxima veloc.) debe haber -9.27 voltios en V_{PE1} , caída que debe ser dada por $PS1+R6$, luego en $R5$ caerán $(15-9.27) = 5.7$ voltios:

$$R5 = 5.7v./0.5mA$$

$$R5 = 11.40 K\Omega \times 1/4 \text{ watt.}$$

Estos valores de $R5$ y $R6$ serán logrados con potenciómetros de ajuste fino.

De este modo, se obtendrá en estado estable un $V_{O1} > 0$ volt., por lo que para obtener un V_{REF} entre -2.6 y 7.0 voltios (en realidad habrá un voltaje un poco mayor debido a $K4$), en V_{PE2} deberá haber entre $+2.6$ y -7.0 voltios respectivamente.

La corriente en esta parte será $I_2 = (7.0+2.6)v./10K\Omega = 0.96$ mA. Para la máxima velocidad, deberá haber en V_{PE2} una caída de $+2.6$ voltios ($PS2=0$) provista por medio de $R8$, luego:

$$R8 = (15-2.6)v./0.96mA$$

Luego,

$$R8 = 12.92 K\Omega \times 1/4 \text{ watt.}$$

Para la mínima velocidad ($PS2=10K\Omega$), habrá en V_{PE2} una caída de -7.0 voltios determinada por $PS2+R8$, entonces deben caer en $R7$ aprox. $15 - 7.0 = 8.0$ voltios:

$$R7 = 8.0v./0.96mA$$

$$R7 = 8.33 K\Omega \times 1/4 \text{ watt.}$$

Donde $R8$ y $R7$ serán potenciómetros de ajuste fino.

Se puede observar que $PS1$ y $PS2$ actúan en forma opuesta y en la misma proporción ya que si $PS1$ aumenta, $PS2$ disminuye y viceversa.

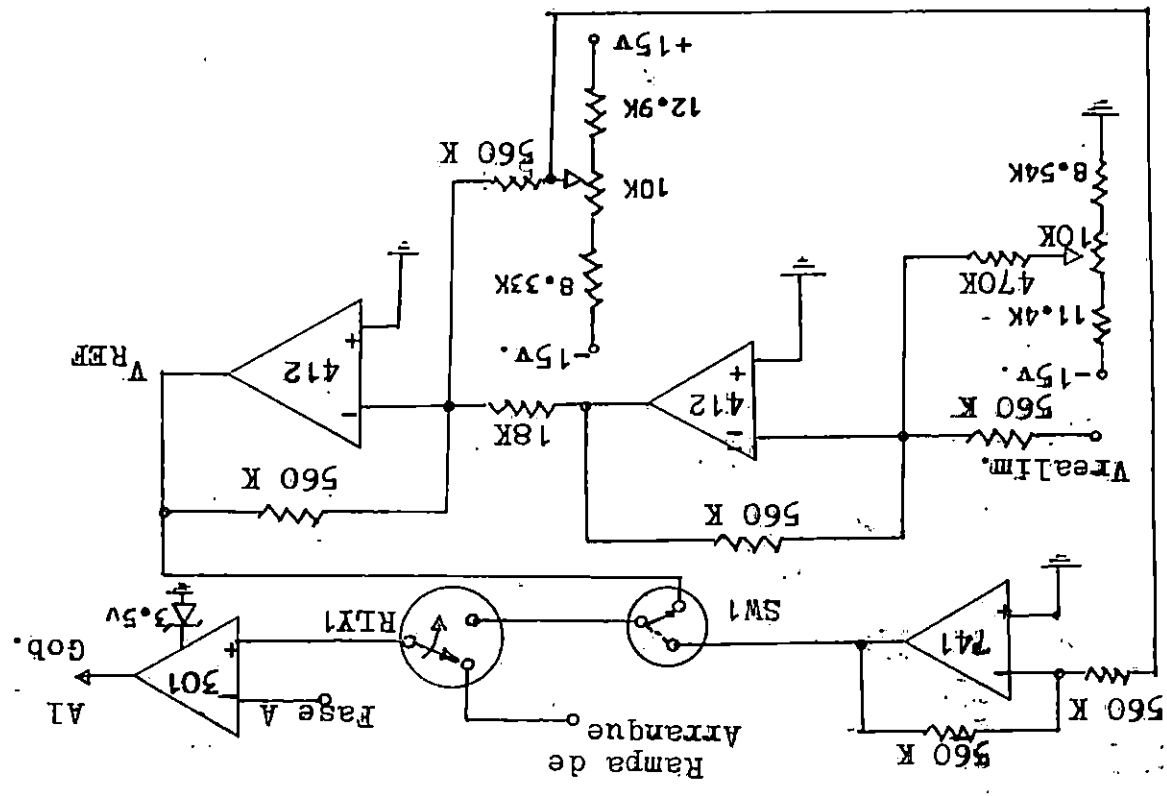
Una vez calculados los valores de los elementos del circuito del lazo de realimentación, estos se representan en la figura 3.27 .-

Debido a que el voltaje DC que se recibe del potenciómetro PS2 tiene la polaridad invertida con respecto a la que se necesita para el voltaje de referencia del Comparador del Detector de la Fase A, se invierte la polaridad de la señal

Por otra parte, se ha construido el circuito de control de Velocidad de manera que pueda ser intercambiable entre Control Manual (Lazo Abierto, sin Realimentación) y Control Automático (Lazo Cerrado, con Realimentación); esto se logra insertando un interruptor de 1 polo 2 tiras [SPDT(SM1)] entre las salidas del Voltaje DC que se obtiene del Potenciómetro PS2 y la salida del lazo de realimentación (V_{REF}), tal como está indicado en la figura 3.27.

A la salida del lazo de realimentación (V_{REF}) se obtiene la señal D.C. que sale del VFC-32KP, la cual es una forma de onda pulsante, lo que ocasiona que el valor D.C. que recibe el Comparador del Detector de la Fase A esté fluctuando entre los valores instantáneos de dicha señal, influyendo fuertemente en la oscilación del ángulo de disparo α ; para evitar este fenómeno de fluctuación se ha incorporado un Capacitor de 500 μ F No Polarizado a la salida V_{REF} logrando eliminar el rizado de la señal DC pulsante y colocando un voltaje DC promedio más estable en el voltaje de referencia del Comparador del detector de fase A.

Fig. 3.27.- Lazo de Realimentación del Control de Velocidad, y cambio de Control Automático a Manual o viceversa.



las salidas del Voltaje DC que se obtiene del Potenciómetro PS2 y la salida del lazo de realimentación (V_{REF}), tal como está indicado en la figura 3.27 .

Debido a que el voltaje DC que se recibe del potenciómetro PS2 tiene la polaridad invertida con respecto a la que se necesita para el voltaje de referencia del Comparador del Detector de la Fase A, se invierte la polaridad de la señal de PS2 por medio de un Amp. Op. LM-741 en configuración de inversor con ganancia unitaria y así poder utilizar la señal de salida de este inversor como la señal de lazo abierto para el Control Manual.

El terminal común del SW1 se conecta al contacto normalmente abierto del Relé de Arranque a Marcha RLY1 (el cual tiene la función de colocar en la señal de referencia del Detector de la fase A en primer lugar la rampa de voltaje que realiza el Arranque del Motor, y luego colocar la señal de voltaje ya sea de lazo Abierto o de Lazo de Realimentación; de este relé se detalla más específicamente su funcionamiento en el apartado 3.7.5) de manera que se pueda seleccionar a voluntad el tipo de control de velocidad que se desea tener sobre el motor DC ya sea Control Manual o Control Automático por medio del interruptor SW1.

Por otra parte, existe la necesidad de arrancar el motor a voltaje reducido para limitar la corriente de arranque a un valor no perjudicial; también es necesario verificar que la secuencia de fases sea la correcta para el óptimo funcionamiento del Puente Rectificador Controlado, de otra forma se pueden dar dos fallas:

- 1- Que el control envíe pulsos de disparo a los SCR's cuando éstos estén en polarización inversa y no funcionen.
- 2- Si por alguna razón se muestrea la fase A para 0 voltios, este valor coincide con un ángulo α en el SCR B' de 30° lo que provocaría un arranque instantáneo a 59 voltios DC que elevaría la corriente considerablemente y actuarían las protecciones.

Además, se necesita proteger al motor contra pérdida del campo inductor para evitar su "desboque" o embalamiento que ocasionaría daños mecánicos y eléctricos de tipo destructivo.

Todos estos circuitos de protección se diseñarán a continuación con sus cálculos y elementos utilizados.

3.7 EL CIRCUITO DE ARRANQUE.

En la fig.3.28, se muestra el diagrama de bloques del circuito de arranque.

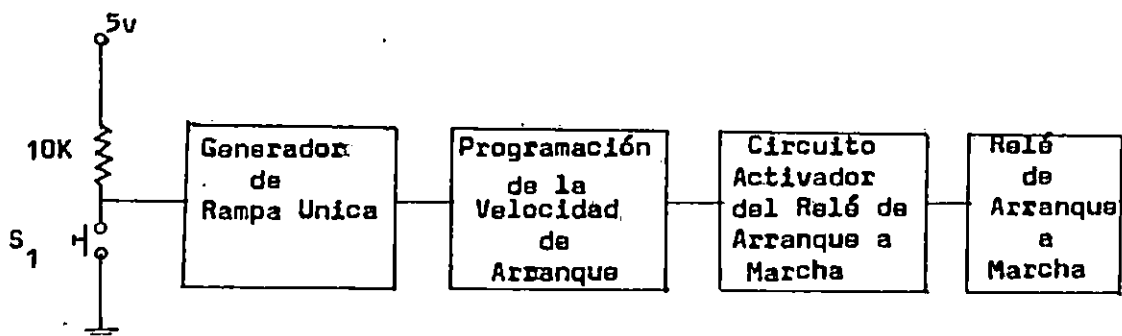


Fig.3.28.- Diagrama de bloques del circuito de arranque.

3.7.1 TEORIA DEL GENERADOR DE RAMPA.

En el circuito de la fig.3.29, una fuente de corriente constante, genera un voltaje en el capacitor C, que aumenta directamente con el tiempo transcurrido, la forma de onda de V_c , comparada con el tiempo de manera descriptiva se denomina Rampa. La carga Q del capacitor depende de la corriente constante "I", y del tiempo transcurrido "t", de acuerdo con

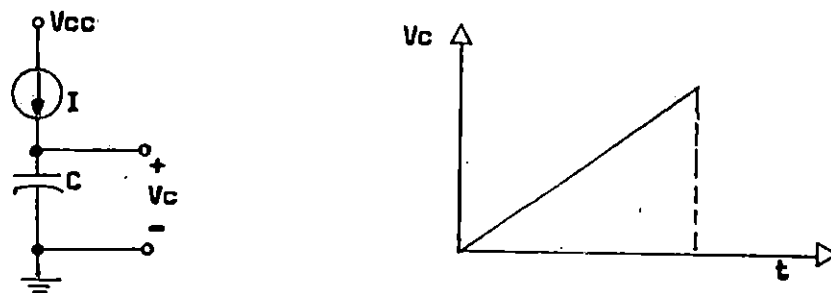


Fig.3.29.- (a) Generador de Rampa, (b) Forma de Onda en el Capacitor.

la siguiente expresión:

$$Q = Ixt \quad (3.1)$$

Una ecuación que relaciona el voltaje con la carga y la capacitancia es:

$$Q = C \times V_c \quad (3.2)$$

Sustituyendo la ecuación (3.1) en (3.2) para eliminar Q se obtiene

$$V_c = Ixt/C \quad (3.3)$$

En donde V_c , esta en voltios, t en segundos, I en amperios y C en faradios, de la ecuación (3.3) se puede obtener la pendiente de la rampa de voltaje.

$$m = V_c/t = I/C \quad (3.4)$$

donde m : pendiente de la rampa.

3.7.2 GENERADOR DE RAMPA UNICA.

Para generar una rampa de voltaje, se hace uso de la configuración de la figura 3.30, en la cual el IC-555, está configurado como un monoestable, donde la pendiente de la rampa esta determinada por el valor de la fuente de corriente y el valor del capacitor C_1 .

El funcionamiento del circuito es el siguiente:

Cuando el pulsador "S1" esta abierto, el pin 7 del IC-555, mantiene cortocircuitado al capacitor C_1 , y por lo tanto el voltaje en el capacitor es cero.

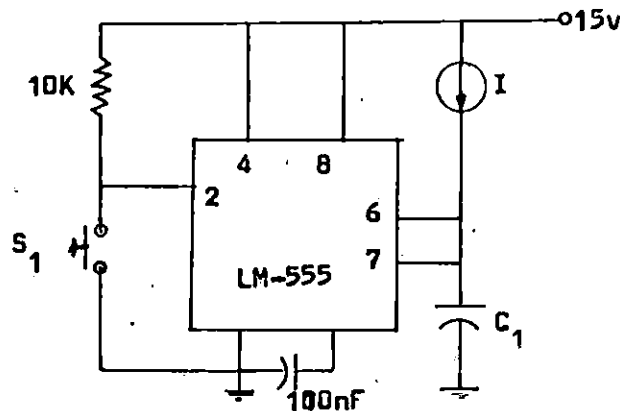


Fig.3.30.- Circuito del Generador de Rampa Unica.

Cuando el pulsador "S1", es presionado, el monoestable inicia su operación, el pin 7 se abre y el capacitor comienza a cargarse hasta que su voltaje alcanza su nivel de umbral (pin 6), que es aproximadamente:

$$V_{UMBRAL} = 2/3 V_{cc} \quad (3.5)$$

Donde $V_{cc} = 15.0$ voltios, entonces

$$V_{UMBRAL} = 2/3 \times 15$$

$$V_{UMBRAL} = 10.0 \text{ voltios.}$$

En este instante termina el tiempo de temporizado y nuevamente el terminal 7, deshabilita al capacitor, este proceso se detalla en la fig.3.31 .

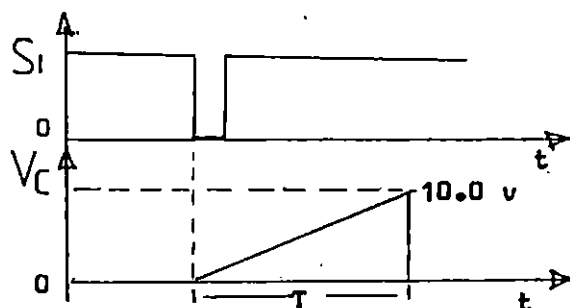


Fig.3.31.- Pulso de Activación del Generador de Rampa Unica.

3.7.3 LA FUENTE DE CORRIENTE.

Para la fuente de corriente, se hace uso de la configuración mostrada en la fig.3.32, el cual es un circuito donde la corriente de colector no depende de β .

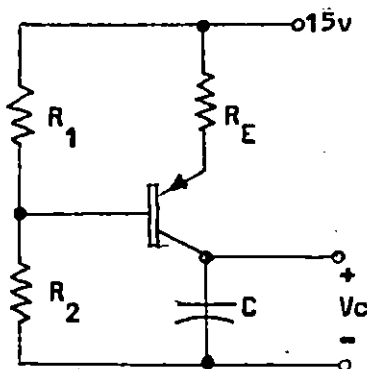


Fig.3.32.- Fuente de Corriente.

Primero se analiza el circuito de entrada base-emisor, si la resistencia de entrada del transistor es mucho mayor que R_2 , entonces la corriente a través de R_1 , se va casi en su totalidad por R_2 , y las dos resistencias pueden considerarse efectivamente en serie. El voltaje en la unión de estas dos resistencias, que es también el voltaje en la base del transistor, está determinado simplemente por el divisor de voltaje de R_1 y R_2 , entonces:

$$V_B = R_2 \times V_{CC} / (R_1 + R_2) \quad (3.5)$$

El voltaje en el emisor queda definido a partir de

$$V_E = R_2 \times V_{CC} / (R_1 + R_2) + V_{BE} \quad (3.6)$$

La corriente en el emisor puede entonces calcularse de

$$I_E = (V_{CC} - V_{E1}) / R_{E1} \quad (3.7)$$

La corriente de colector es entonces aproximadamente igual a la corriente de emisor, y no depende de β , si no únicamente del voltaje de emisor, por lo tanto:

$$I_C = I_E \quad (3.8)$$

Pero también $I_C = C \times dV/dt$, sabiendo que la corriente de colector es constante se obtiene

$$I_C = C \times V/t \quad (3.9)$$

De la ecuación (3.9), se puede encontrar directamente la pendiente de la rampa de voltaje.

$$m = I_C / C = V/t \quad (3.10)$$

El siguiente paso consiste en definir la pendiente de la rampa de forma que la velocidad del motor responda linealmente a cada valor de voltaje que vaya tomando esta señal, seleccionando una pendiente de 2V/seg. y un capacitor de 220 μ F, encontramos la corriente de colector haciendo uso de la ecuación (3.9).

$$I_C = (220\mu F) \times 2V/seg$$

$$I_C = 0.44 \text{ mA.}$$

De la ecuación (3.7), seleccionando una R_{E1} de 10K Ω y asumiendo que la corriente de colector es aproximadamente igual a la de emisor, encontramos que:

$$V_{E1} = 10.7 \text{ Volt.}$$

Si el voltaje de base-emisor es de 0.7 voltios, el voltaje de base es entonces:

$$V_B = V_{E1} - 0.7$$

$$V_B = (10.7 - 0.7) \text{ Volt.}$$

$$V_B = 10.0 \text{ Volt.}$$

De la ecuación (3.5), conociendo V_B , V_{CC} y asumiendo un valor de R_2 de 200K Ω , encontramos que:

$$R_1 = 10K\Omega$$

En la figura 3.33, se muestra el circuito de rampa única con todos sus valores.

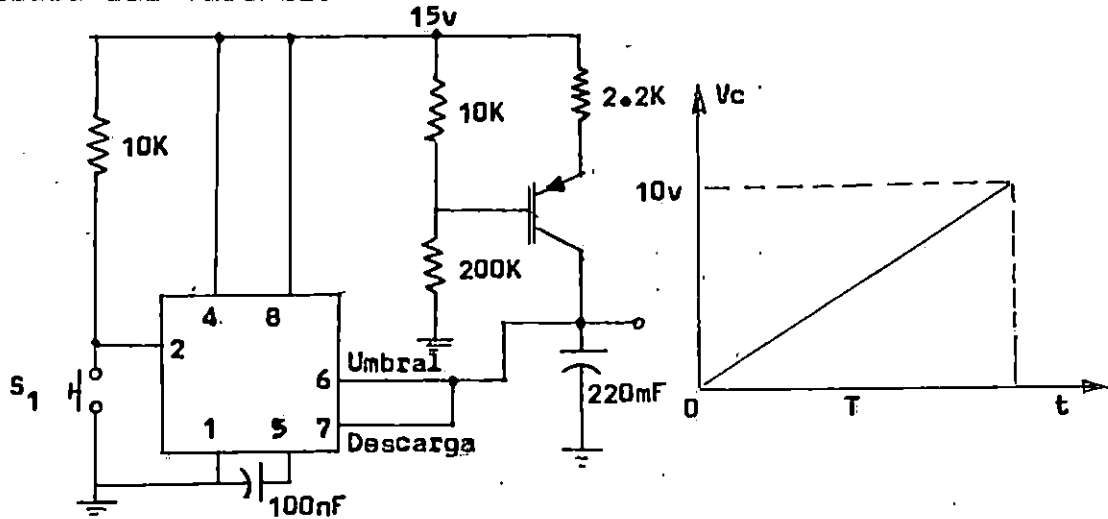


Fig.3.33.- (a) Generador de Rampa Unica, (b) Forma de Onda en el Capacitor.

Como se observa en la figura 3.33 (b), la rampa inicia de cero voltios hasta un valor de 10.0 voltios, pero para este caso específico es necesario invertir la pendiente de la rampa, ya que necesitamos comenzar a disparar a los SCR's desde un ángulo máximo aproximadamente de 150°, hasta un ángulo mínimo de 50°, esto con el objetivo que el voltaje terminal en el motor inicie de cero voltios hasta un valor máximo de 42 voltios.

3.7.4 INVERSOR DE PENDIENTE.

Para realizar esta función se hace uso de un amplificador diferencial mostrado en la figura 3.34, el voltaje de salida V_2 viene dado por.

$$V_2 = (R_2/R_1) \times V_{cc} - (R_2/R_1) \times V_{rampa} \quad (3.11)$$

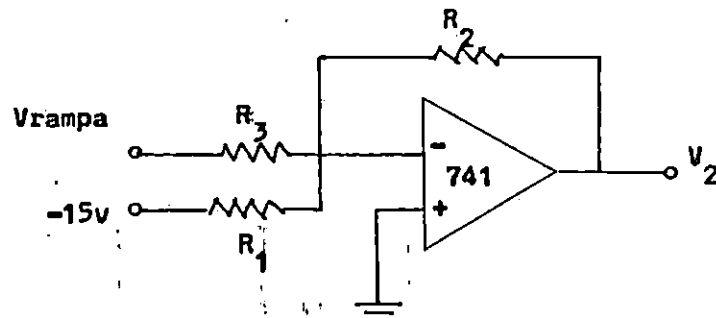


Fig.3.34.- Circuito Inversor de Pendiente.

Debido a que se necesita aislar el generador de rampa con el amplificador diferencial para evitar efectos de carga se utiliza un buffer entre estas dos etapas. Además de invertir la pendiente, es necesario modificar el voltaje con que inicia y termina la rampa, esto con el fin de lograr un ángulo mínimo y máximo de disparo de 50° y 150° respectivamente, por lo tanto para α máximo la rampa inicia en 15 voltios y para α mínimo terminara en -2.6 voltios, tal como se muestra en la figura 3.35.

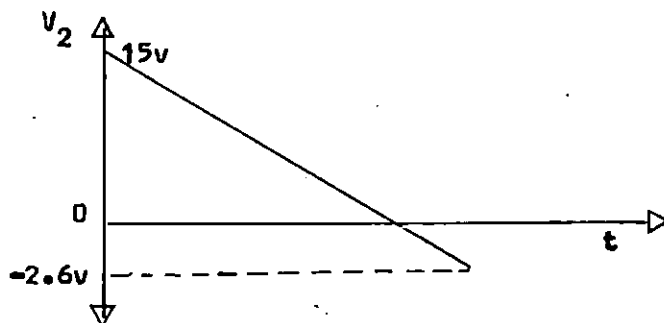


Fig.3.35.- Forma de Onda en V_2 .

De la ecuación (3.11), calculando los valores de R_1 , R_2 y R_3 , sabiendo que cuando el voltaje de rampa es de 10.0 voltios, V_2 debe ser de -2.6 voltios y asumiendo que $R_1 = R_2 = 47K\Omega$ se encuentra que:

$$R_3 = 26.8K\Omega.$$

3.7.5 PROGRAMACION DE LA VELOCIDAD DE ARRANQUE Y CIRCUITO ACTIVADOR DEL RELEVADOR DE ARRANQUE A MARCHA.

El objetivo de este circuito es llevar la velocidad del motor durante el arranque a un nivel determinado por el usuario, para lo cual se utiliza el circuito de la figura 3.36

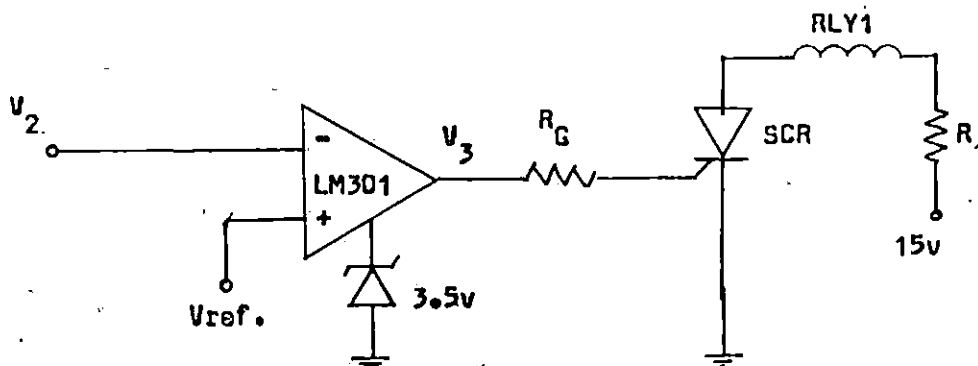


Fig.3.36.- Circuito Programador de la Velocidad de Arranque.

El voltaje de referencia determina en qué punto de la rampa de voltaje termina el arranque, que a su vez es la velocidad



programada por el usuario.

Cuando V_2 cae a un valor menor que V_{ref} la salida del comparador pasa a un nivel alto, disparando al SCR 1, que energiza la bobina del rele RLY 1, con lo que se transfiere el control del circuito de arranque al circuito del control de velocidad, quedando habilitado para modificar la velocidad de acuerdo a los requisitos de la carga.

CALCULO DE R_G Y R_1 .

R_G es la resistencia que limita la potencia aplicada a la compuerta a un valor necesario para el disparo y viene determinada por la siguiente expresión:

$$R_G = (V_{ZBAT.} - V_{GK}) / I_{GT} \quad (3.12)$$

Donde:

$$V_{ZBAT.} = 2.7 \text{ Volt.}$$

$$V_{GK} = 0.7 \text{ volt.}$$

$$I_{GT} = 200 \mu A.$$

Entonces:

$$R_G = (2.7 - 0.7) V / 200 \mu A$$

$$R_G = 10 K \Omega.$$

La resistencia R_1 , permite que en la bobina del relé RLY1, caiga exactamente su voltaje nominal de 12VDC y se determina por:

$$R_1 = (V_{CC} - V_{GK} - V_{RLY1}) / I_{RLY1} \quad (3.13)$$

La corriente de RLY1, se determina por:

$$I_{KY1} = V_{KY1} / R_{KY1} \quad (3.14)$$

$$I_{KY1} = 12V / 290 \Omega$$

$$I_{KY1} = 41.3 \text{ mA.}$$

Sustituyendo (3.14) en (3.13) obtenemos:

$$R_1 = (15 - 0.8 - 12) V / 41.3 \text{ mA}$$

$$R_1 = 53 \Omega.$$

Debido a que este valor no se encuentra disponible comercialmente se utiliza $R_1 = 56 \Omega$.

En base a la corriente de compuerta y de ánodo se seleccionó el SCR, C203D.

El capacitor C1, evita encendidos prematuros del SCR1, en la figura 3.37, se presenta el diagrama completo del circuito de arranque.

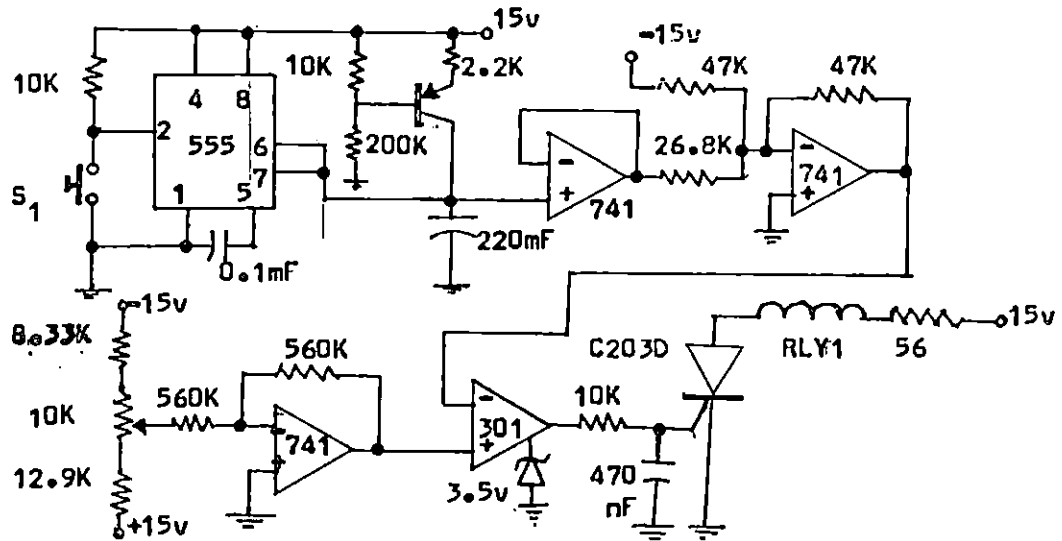


Fig.3.37.- Diagrama del Circuito de Arranque.

3.8 CIRCUITO DE PROTECCION DE PERDIDA DE CAMPO.

El diagrama de bloques de este circuito aparece en la figura 3.38, su función es evitar que el motor se embale, si se llegase a perder el flujo de campo cuando el motor se encuentre en operación.

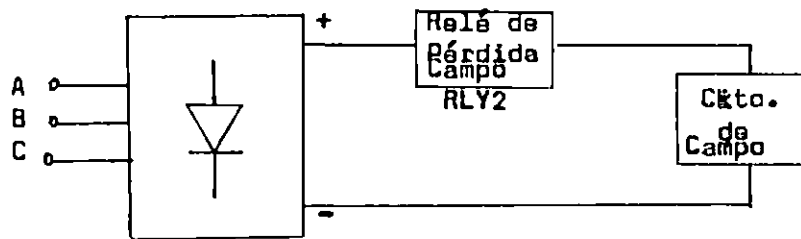


Fig.3.38.- Diagrama de Bloques del Circuito de Pérdida de Campo.

Su funcionamiento se basa en que si se desconecta el circuito de campo por cualquier circunstancia, la bobina del relé RLY2 se desenergiza, abriendo sus contactos C2, sacando de operación al circuito que suministra el voltaje de armadura. El circuito eléctrico aparece en la figura 3.39.

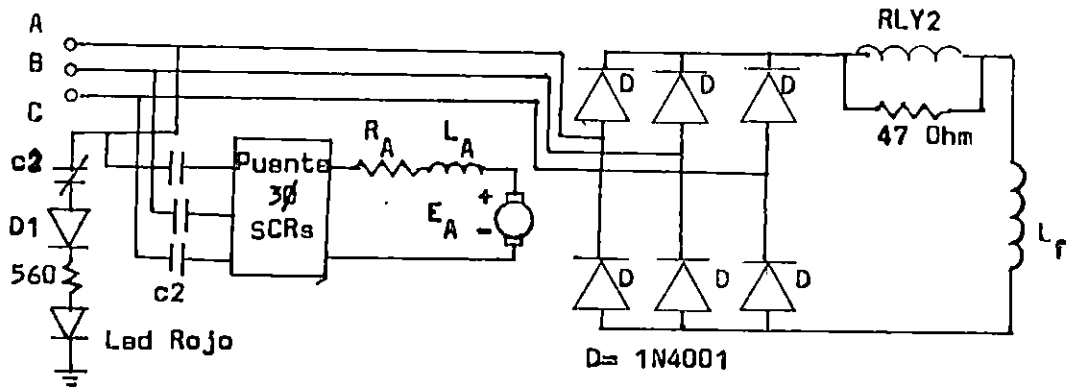


Fig.3.39.- Circuito de Protección de Pérdida de Campo.

El voltaje a la salida del puente rectificador trifásico no controlado, viene dado por la siguiente expresión:

$$V_o = 0.95 V_m(\text{LINEA}) \quad (3.15)$$

Donde:

$$V_m = \sqrt{2} * V_{LL}$$

$$V_m = \sqrt{2} * 42 \text{ Volt.}$$

$$V_m = 59.4 \text{ Volt.}$$

Entonces de la ecuación (3.15) obtenemos.

$$V_o = 0.95 \times 59.4 \text{ Volt.}$$

$$V_o = 56.4 \text{ Volt.}$$

Además

$$V_o = V_{RLY2} + V_{campo} \quad (3.16)$$

Donde:

$$V_{campo} = 33.0 \text{ Volt.}$$

$$V_o = 56.4 \text{ Volt.}$$

De la ecuación (3.16), despejando el voltaje en la bobina del relé RLY2, se obtiene

$$V_{RLY2} = 23.4 \text{ Volt.}$$

Con este dato, se seleccionó un relé cuyo voltaje nominal es de 24VDC con una corriente de 55mA.

La corriente nominal de campo es de 550 mA, por lo que se hace uso de una resistencia shunt de forma que por RLY2 solo pasen 55 mA, entonces.

$$I_{SH} = I_f - I_{RLY2} \quad (3.17)$$

$$I_{BH} = (550 - 55) \text{mA.}$$

$$I_{BH} = 495 \text{ mA.}$$

La resistencia R_{BH} se determina por la siguiente expresión.

$$R_{BH} = V_{RLYZ} / I_{BH}$$

$$R_{BH} = 24V/495\text{mA}$$

$$R_{BH} = 48.5\Omega$$

Debido a que este valor no se encuentra comercialmente se utiliza la próxima menor, que es de $R_{BH} = 47\Omega$. La potencia consumida por esta resistencia viene dada por.

$$P_{sh} = I_{BH}^2 \times R_{BH} \quad (3.18)$$

$$P_{sh} = (0.495A)^2 \times 47\Omega$$

$$P_{sh} = 12 \text{ Watts}$$

3.8.1 CIRCUITO INDICADOR DE PERDIDA DE CAMPO.

El objetivo de este circuito es dar una indicación visual a través de un diodo LED, de modo que el LED encienda cuando se detecte la pérdida de flujo de campo.

El diodo D1, es un rectificador de media onda, cuyo voltaje de salida viene definido por.

$$V_z = V_m / \pi \quad (3.19)$$

$$V_z = \sqrt{2} \times 24 / \pi$$

$$V_z = 10.8 \text{ Volt.}$$

La resistencia R_D , tiene la función de limitar el voltaje y la corriente en el LED a 2V y 20mA, entonces:

$$R_D = (V_z - V_{led}) / I_{led} \quad (3.20)$$

$$R_D = (10.8 - 2.0) / 20\text{mA}$$

$$R_D = 440\Omega$$

Se utilizo un valor comercial de 560 Ω .

3.9 CIRCUITO DETECTOR DE SECUENCIA POSITIVA.

Este circuito se hace necesario debido a que los SCR's deben dispararse en forma sucesiva siguiendo una secuencia de fase positiva, de otra forma no funcionarán o posiblemente provean en forma brusca de un voltaje máximo. El circuito se construyó utilizando un flip-flop D, como se muestra en la fig.3.40.

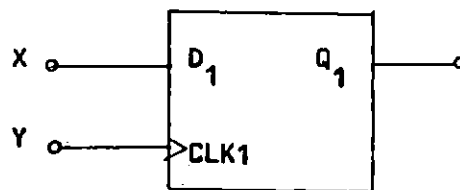


Fig.3.40.- Detector de Secuencia XY.

La salida Q1, tomará el valor de la entrada D1 (ØX) cuando las entradas sean activadas en cierta secuencia, que en este caso es primero ØX y después ØY, pero como necesitamos una tercera fase, se hace uso de otro flip-flop D con la misma configuración conectando la salida Q1 a la entrada D2 y la fase Z al clk2, tal como aparece en la figura 3.41.

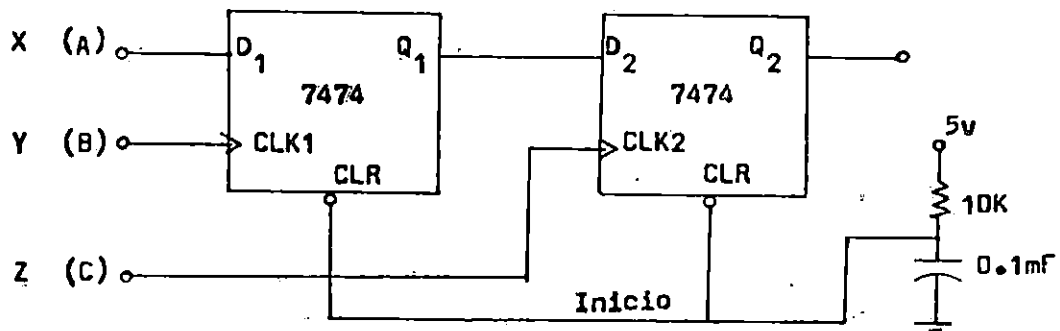


Fig.3.41.- Detector de Secuencia Positiva.

La salida Q2, pasará a un nivel alto (1 lógico), sólo cuando las entradas (ØX, ØY, ØC), pasen a alto (1 lógico) siguiendo una secuencia de fase positiva.

Al encender el sistema los flip-flops deben inicializarse en cero lógico, para ello se aplica un pulso a la entrada clear de cada flip-flop a través de una red RC serie, inicialmente el voltaje en el capacitor será de cero voltios y un tiempo después determinado por la constante de tiempo ($\tau=RC$), alcanzará aproximadamente 5 voltios, dejando habilitado al sistema para su operación normal.

Las fases X,Y,Z son ondas senoidales, por lo que no pueden conectarse directamente a la entrada de los flip-flops, de forma que tienen que hacerse compatibles con la lógica TTL, esto se logra con el circuito de la fig.3.42.

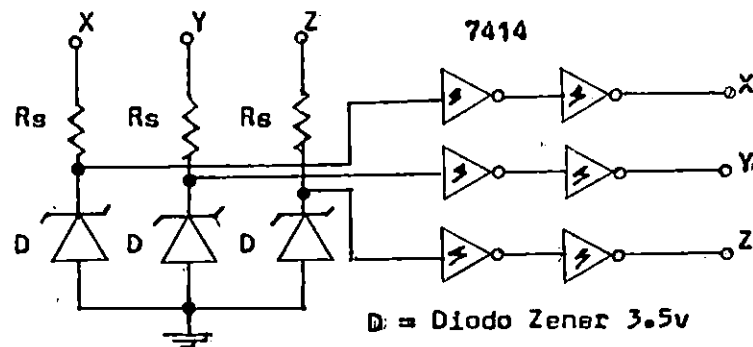


Fig 3.42.- Circuito Condicionador de Señal Seno a TTL.

Los diodos zener recortan el voltaje senoidal durante el semiciclo positivo a 3.5 voltios; esta señal a través del zener es reconstruida por medio de dos inversores smith-trigger de forma que a la salida se tiene una señal TTL compatible con las fases X,Y,Z.

La resistencia R_s , limita el voltaje aplicado al zener y se determina por la siguiente expresión.

$$R_s = (V_{\text{máx.}} - V_z) / I_z \quad (3.21)$$

Para proteger al zener su corriente se fija en un 10% de su valor máximo, entonces.

$$I_z = 0.01 \times \text{Pot.zener} / V_{\text{zener}} \quad (3.22)$$

$$I_z = 0.01 \times 0.25W / 3.5\text{Volt.}$$

$$I_z = 7.14 \text{ mA.}$$

Sustituyendo el valor de I_z en la ecuación (3.22) se obtiene:

$$R_s = (\sqrt{2} \times 24 - 3.5)V / 7.41 \text{ mA.}$$

$$R_s = 4.113 \text{ K}\Omega.$$

Pero se utilizó un valor comercial de:

$$R_s = 4.99 \text{ K}\Omega.$$

El circuito completo se presenta en la fig.3.43, a cada una de las salidas Q2 y Q2 negada, se ha conectado un LED para obtener una indicación visual, si la secuencia de fase es positiva encenderá el LED1 (color verde), en caso contrario encenderá el LED2 (color rojo).

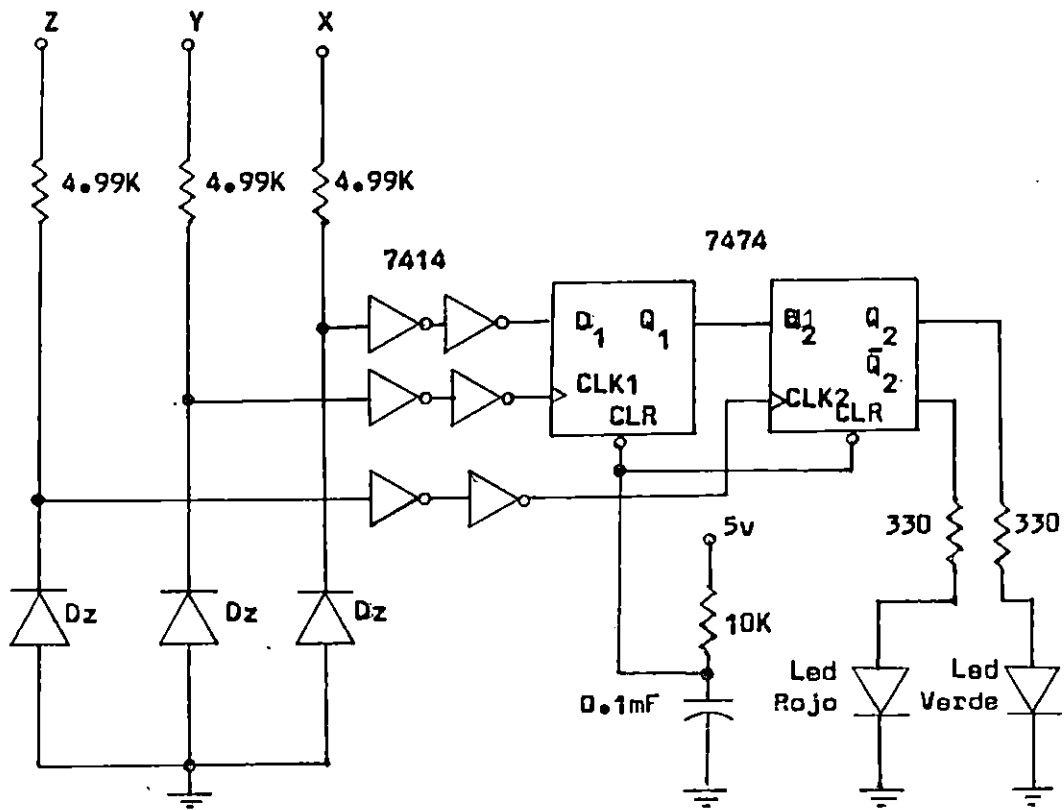


Fig.3.43.- Circuito de Detección de Secuencia de Fase Positiva.

3.10. INTRODUCCION AL ESTUDIO DE ESTABILIDAD DEL SISTEMA

3.10.1 INTRODUCCION.

Desde el punto de vista de la Estabilidad del Sistema, es necesario iniciar el estudio de este efecto tanto en el motor como unidad, como en el control realimentado y motor en conjunto, con el fin de obtener una idea aproximada de los límites para los cuales el sistema es estable y evitar sobrepasar éstos para no caer en la inestabilidad.

3.10.2 ESTABILIDAD DEL MOTOR D.C. DL-10220.

Pretendemos obtener la(s) característica(s) para la(s) cual(es) el motor D.C. entrará en la inestabilidad, entendiéndola ésta como la condición de pérdida del autocontrol de su velocidad por el mismo motor.

Partiremos del modelo del motor DL-10220 obtenido en el capítulo Uno (figura 1.2) y representado de nuevo en la figura 3.44.

Utilizando el álgebra de bloques para la reducción (*), el modelo se representa en forma de bloque único en la figura 3.45, donde para que $N(s)$ esté en RFM se debe aplicar el factor $30/\pi$.

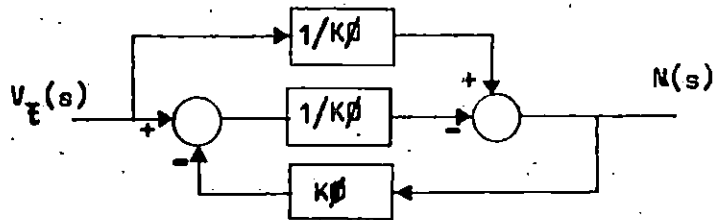


Fig. 3.44.- Modelo del Motor DL-10220.

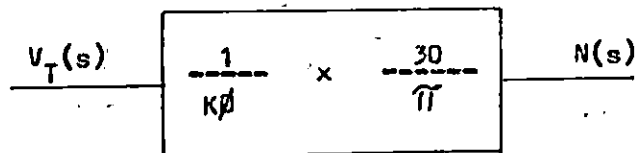


Fig. 3.45.- Modelo Simplificado.

(*) KUO, BENJAMIN C.; "SISTEMAS AUTOMATICOS DE CONTROL".

El equivalente de la figura 3.45 en forma de Grafo de Fluencia se presenta en la figura 3.46 .

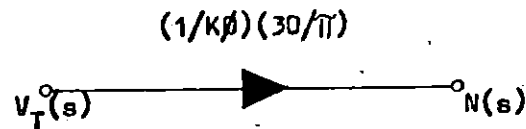


Fig. 3.46.- Grafo de Fluencia equivalente.

Donde la función de Transferencia $V_T(s)/N(s)$ está en función de la variación del flujo magnético del campo ϕ :

$$V_T(s)/N(s) = 1/K\phi (30/\pi)$$

Es obvio, que un motor D.C. de Excitación Independiente posee flujo magnético constante, por lo que para condiciones normales de trabajo el motor es estable; sólo existe una condición de inestabilidad y ocurre cuando el denominador de la función de transferencia tiende a cero:

$$K \phi \pi \longrightarrow 0$$

Es sabido que tanto K como π son invariables, por lo que únicamente se dará inestabilidad cuando:

$$\phi \longrightarrow 0$$

Lo cual era de esperarse, ya que en esta condición el motor se embala; desde luego, esta condición debe protegerse desactivando el motor cuando pierda por cualquier motivo su corriente de campo.

EN RESUMEN: el motor D.C. DL-10220 es estable en todas las condiciones de trabajo normales, sólomente será inestable cuando pierda su flujo de campo ϕ , pero esta situación debe ser prevista y proteger el motor.

3.10.3 ESTABILIDAD DEL SISTEMA CONTROL-MOTOR.

Esta parte necesita de un exhaustivo y minucioso estudio de estabilidad de cada parte integrante del control de disparo acoplado al motor; pero para nuestro caso, sólomente se hará un sondeo general de todo el sistema para encontrar los límites de estabilidad para los cuales funcionará confiablemente evitando así llegar a la pérdida del control sobre el motor.

Por lo general los sistemas se estudian desde el punto de vista de los "Polos y Ceros" de la función de Transferencia;

Fig. 3.47. - Relación entre V_{ref} y V_t .

V_{ref}	α (eléct)	V_t
2.5	70.00	43.0
3.0	74.00	40.4
4.0	78.74	37.0
5.0	83.68	33.3
6.0	88.81	29.1
7.0	94.21	24.4
8.0	100.00	19.2

Esta ecuación indica que V_t resultará un tiempo después que se establezca V_{ref} . Esta relación se obtendrá de la tabla de la figura 3.47.

Donde:
 B : intercepto en eje de V_t .
 A : pendiente de la recta.
 (t - mt) : retardo de tiempo.

$$V_t = B \pm A \times V_{ref} (t - mt)$$

Partiendo de esta filosofía, se procede a encontrar la función de transferencia o ecuación que relacione a V_{ref} y V_t y con un retardo de tiempo implícito, es decir de la forma:

Partiendo de esta filosofía, se procede a encontrar la función de transferencia o ecuación que relacione a V_{ref} y V_t y con un retardo de tiempo implícito, es decir de la forma: retardo entre V_{ref} y V_t debe ser lo suficientemente pequeño. sobre la velocidad del motor; por lo tanto el tiempo de señal de error y de mando de modo que se perderá el control motor habrá caído más y el control volverá a recargar la para cuando V_t llegue a su nuevo valor, la velocidad del velocidad; pero si el retardo entre V_{ref} y V_t es muy grande, los SCR's y producir un nuevo V_t mayor que eleva la retardo en el circuito digital hasta llegar a los pulsos de provocará cierto retardo en el detector de α y luego otro el lazo realimentado hará que baje el valor de V_{ref} , esto For ejemplo; si el motor comienza a decaer en su velocidad, estabilidad del sistema.

de mando en el motor (V_t) el que indicará el límite de entre la detección de error o cambio de α (V_{ref}) y la señal de transferencia de retardo de tiempo, ya que es este tiempo For lo tanto, este sistema se debe modelar como una función elementos activos como bobinas y capacitores. transferencia con polos y ceros, pues éstos son generados por (resistivo) por lo que no es fácil obtener una función de digital y el lazo de realimentación es del tipo proporcional pero como es fácilmente visible, el control utilizado es

Entonces se obtiene que:

$$V_T = 56.65 - 5.0 V_{REF} (t - mT)$$

Transformando a Laplace:

$$V_T(S) = 56.65 - 5.0 e^{-mTs} V_{REF}(S)$$

Esta función de transferencia se puede evaluar en los puntos de la tabla de la figura 3.47 con el objetivo de obtener valores del término (mT) el cual será el tiempo de retardo máximo para el cual el sistema es estable.

Desarrollándolo se obtiene que el valor máximo permisible para el retardo del sistema (valor mínimo obtenido) esd aproximadamente el de un período T a 60 Hz.:

$$mT = 17 \text{ mSeg.}$$

Lo que indica que el retardo máximo que se permite es el equivalente a un período o ciclo de la señal de 60 Hz.

Ahora, consideramos que el retardo máximo que tendremos en el detector de α sería cuando V_{REF} sea 12.45 v. (valor pico de la señal de fase A en el detector), aunque es bastante exagerado pues el control considera un máximo de 7 v. en V_{REF} y tendría que darse una elevación bastante grande de la velocidad para llegar a 12.45 v., situación que tiene mínimas probabilidades de ocurrir; pero para fines de encontrar límite de estabilidad se tendría:

$$V_{REF} = 12.45 = 12.45 \text{ Sen}(wt)$$

$$\text{Sen}^{-1}(wt = 90^\circ) = 1.57 \text{ rad.}$$

$$t = 4.17 \text{ mSeg.}$$

El retardo de los dispositivos digitales en conjunto hasta la salida del pulso (incluyendo las interfases) es de aproximadamente 60 nSeg. que sumados a los 4.17 mSeg. del detector y considerando despreciable el retardo en la lazo de realimentación, se tendrá un tiempo de retardo máximo de aproximadamente :

$$t_D = 4.17 \text{ mSeg.}$$

Lo que equivale a 1/4 del tiempo permisible máximo (17 mSeg.)

Por otra parte, existe un criterio de NYQUIST que en forma general considera que en un circuito que se modele como

retardo de tiempo, deberá tener como límite máximo de estabilidad el período correspondiente a la mitad del período de la señal de control.

Para este caso $f = 60 \text{ Hz.}$, luego $T = 16.66 \text{ mSeg.}$ y su período máximo de muestreo será $1/2 T = 8.33 \text{ mSeg.}$; lo cual es mayor que el máximo retardo del sistema control-motor (4.25 mSeg.).

Por lo tanto, se puede considerar que el sistema total Control-Motor es Estable para todo el rango de control de la velocidad especificado ($50^\circ < \alpha < 85^\circ$), lo cual es más evidente en la práctica.

3.11. COSTO TOTAL ESTIMADO DEL CONTROL.

3.11.1 CIRCUITO DE CONTROL DE DISPARO.

El costo actual por unidad de los elementos del circuito de control es:

Detector de α :

LM-301 -----	8.70	
1 Zener de 3.5 v.-----	6.00	14.70 colones.

Gobernador:

7474 -----	6.35	6.35 colones.
------------	------	---------------

Oscilador y Tren de Pulsos:

LM-556 -----	10.00	
2 Resist.-----	1.00	31.00 colones.
2 Potenc. de ajuste fino -----	16.00	
4 Capac.-----	4.00	

Contador:

7493 -----	10.50	10.50 colones.
------------	-------	----------------

Demultiplexor:

74LS13B -----	8.00	8.00 colones.
---------------	------	---------------

Inversores:

7404 -----	6.35	
6 Resist.-----	3.00	45.35 colones.
6 Transist.-----	36.00	

Interfases de Acople:

3 Núcleos de Ferrita -----	15.00	
----------------------------	-------	--

Alambre esmaltado # 30 ----	15.00	
12 diodos 1N4001 -----	12.00	60.00 colones.
6 diodos 1N60 -----	6.00	
6 capac. 22 μ F -----	12.00	

Tacómetro Electrónico:

TIL-139 -----	25.00	
VFC 32 KP -----	39.00	
5 Resist.-----	2.50	86.20 colones.
3 Capac.-----	3.00	
1 LM-301 -----	8.70	
1 Potenc. de ajuste fino ---	8.00	

Lazo de Realimentación, Selección de Velocidad y Lazo Abierto:

1 LF-412 -----	23.40	
1 Pot. Doble 10K --	15.00	129.10 colones.
8 Resist.-----	4.00	
2 capac. 1000 μ F ----	16.00	
4 Potenc. de ajuste fino ----	32.00	
1 LM-301 -----	8.70	
1 switch SPDT -----	5.00	
1 relé de 12 v.-----	25.00	

Fuentes:

1 Transf. 120-30v.-----	24.00	
(300 mA)		
1 Transf. 120-12v.-----	24.00	
(300 mA)		
1 Regulador de 5v(7805) -----	10.00	
1 Regulador de +15v(7815) ----	12.00	144.00 colones.
1 Regulador de -15v(7915) ----	12.00	
6 Capac. 1000 μ F -----	48.00	
3 Capac. 100 nF -----	3.00	
3 Capac. 1 μ F -----	3.00	
8 diodos 1N4001 -----	8.00	

Luego, el costo total estimado actualmente para el control digital de disparo de los SCR's sin tomar en cuenta las tarjetas impresas es:

\$535.00 colones

Desde luego, este valor está sujeto inevitablemente al efecto

de la inflación, la cual elevará el costo a medida transcurre más tiempo en adquirir los elementos del circuito.

3.11.2 ETAPA DE POTENCIA:

Esta etapa está comprendida por el puente rectificador de 6 SCR's C106B y los 3 Transformadores de 110/24v, 0.1 KVA (cálculo en el apéndice B), que forman la fuente de alimentación del motor; estos elementos tienen un precio estimado de:

6 SCR's C106B -----	¢11.00 c/u	≡	¢66.00 .
3 Transf. 110/24v (0.1 KVA, 4 Amperios) -----	¢350.00 c/u	≡	¢1,050.00 .
9 Portafusibles -----	¢5.00 c/u	≡	¢45.00 .
3 Fusibles (4 Amperios) -----	¢3.00 c/u	≡	¢9.00 .
6 Fusibles (2 Amperios) -----	¢1.50 c/u	≡	¢9.00 .
1 Contactor Electromagnét. -----			¢500.00 .

TOTAL = ¢1,679.00 .

Y haciendo un estimado de la alimentación del Campo de Excitación Independiente (Puente Rectificador, Relé de Pérdida de Campo y Resistencia de 15W), y también los materiales para la construcción de las tabletas impresas:

¢200.00 .

Luego; el costo aproximado de la etapa de Potencia es de:

¢1,879.00 colones.

Por lo tanto, el costo total del aparato de control, es de:

1,879.00 + 535.00 = ¢2,414.00 .

Considerando que este monto sufrirá un incremento del 10% debido a los pequeños detalles de construcción (elementos no tomados en cuenta; acabados del aparato, etc.) que se han obviado; luego:

COSTO TOTAL ESTIMADO DEL CONTROL:

¢2,655.00 COLONES

CONCLUSIONES DEL CAPITULO III

- El método Digital de control de disparo de los SCR's es bastante efectivo y sumamente sencillo de comprender pues todas las funciones están bien definidas para cada C.I. de tecnología TTL, para controlar motores más grandes será necesario construir una "jaula de Faraday" para evitar la Interferencia Electromagnética (EMI) ocasionada por estos motores y que provocarían fallas en la circuitería TTL, desde luego también se puede hacer uso de tecnología CMOS para eliminar este problema de ruido.

- El circuito de control puede hacerse aún más reducido pues ahora hay C.I. que realizan las funciones de dos integrados a la vez, así como pueden hacerse mejoras al circuito de realimentación en cuanto a exactitud y precisión, además se puede reducir de tamaño optimizando el espacio en las tabletas impresas.

- El Circuito de Realimentación es del tipo Proporcional por lo que es imposible que la velocidad sea regulada en forma perfecta (0%) ya que este tipo de circuito posee un margen de error grande comparado con otros tipos como el Proporcional-Integral (PI) o el Proporcional-Integral-Derivativo (PID) que son más precisos en la regulación pero más complejos en su diseño y construcción; sin embargo, en este caso se ha logrado una excelente regulación de velocidad con un control Proporcional (0.4%) lo cual es más que suficiente para aplicaciones industriales.

- Para lograr manejar motores de mayor tamaño solamente es necesario cambiar la capacidad de los SCR's según la potencia del motor, variar la capacidad de potencia aplicada a la compuerta según el SCR seleccionado, cambiar los límites máximo y mínimo de control de velocidad de acuerdo al motor en cuanto a sus parámetros L_a y R_a (curva θ), y evaluar si existe necesidad de utilizar el banco de transformadores utilizado para el motor DL-10220 .

- El costo económico del control total es de aproximadamente 2,665 colones, pero para otras aplicaciones se puede eliminar el banco de transformadores ya que solamente sirve para lograr bajos voltajes, de acuerdo con esto el Control costaría alrededor de los 600 colones si se obtienen los elementos a precio comercial, desde luego para una producción en serie los circuitos integrados se obtienen en números grandes por lo que su precio baja considerablemente, por lo tanto a lo sumo el Control costaría alrededor de la mitad de su precio o menos (300 colones) haciendo este tipo de circuito bastante rentable a las empresas industriales a la vez que posee una eficiencia excelente.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS DEL CAPITULO III

- P. C. Sen.
"THYRISTOR DC DRIVES"
Wiley-Interscience.
New York, 1981.

- Valberto Ferreira Da Silva y Kazuo Nakashima.
"ELETRONICA INDUSTRIAL I"
Impresso No. DA.EFEI.
Sao Paulo, 1981.

- Raymond Ramshaw.
"POWER ELECTRONICS. THYRISTOR CONTROLLED POWER FOR ELECTRIC MOTORS"
Chapman and Hall.
Londres, 1981.

- Kuo, Benjamin C.
"SISTEMAS AUTOMATICOS DE CONTROL"
Editorial Continental.
México, 1989.

- T.J. Maloney and F.L. Alvarado.
"A DIGITAL METHOD FOR DC MOTOR SPEED CONTROL"
IEEE, Transactions, Indust. Electronic Control Instrument.
Feb. 1976.

- Tucci, Ronald J.
"SISTEMAS DIGITALES"
Prentice-Hall Hispanoamericana.
1988.

APENDICE A

DATOS TECNICOS DE COMPONENTES.

C106 Series

File Number 1005

4-A Sensitive-Gate Silicon Controlled Rectifiers

For Power-Switching and Control Applications

Features:

- 25-4-ampere on-state current ratings
- 25-4-ampere surge capability
- 500-ohm ballast resistor for 100-watt
- Formed lead and solder leads

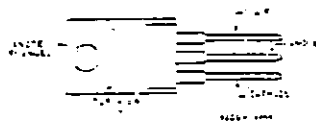
The PCA-C106 series of sensitive-gate silicon controlled rectifiers are designed for switching ac and dc currents. The types within the series differ in their voltage ratings; the voltage ratings are identified by letters within the case designations.

These SCR's have microampere gate-current requirements which permit operation with passive gate circuits.

They can be used for motor speed control, ac and dc motor control, and for gate-current amplification for driving large SCR's.

All types in the series utilize the JEDEC TO-18D 4-lead VEROGATE® plastic package.

TERMINAL DESIGNATIONS



JEDEC TO-18D

MAXIMUM RATINGS, Recommended Maximum Values

Symbol	Parameter	Value
V_{T1}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T2}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T3}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T4}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T5}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T6}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T7}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T8}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T9}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T10}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T11}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T12}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T13}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T14}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T15}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T16}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T17}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T18}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T19}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T20}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V

CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Value
V_{T1}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T2}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T3}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T4}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T5}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T6}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T7}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T8}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T9}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T10}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T11}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T12}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T13}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T14}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T15}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T16}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T17}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T18}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T19}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V
V_{T20}	Gate-Trigger Voltage	1.0 V

C106 Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	LIMITS			UNITS
	FOR ALL TYPES UNLESS OTHERWISE SPECIFIED			
	Min.	Typ.	Max.	
V_{T1} V_{T2} = V_{T1} or V_{T2} = V_{T1} , R_g = 1000 Ω T_c = 25°C	-	1	10	VA
T_c = 110°C	-	2	100	
I_{T1} For V_{T1} = 4.4 V and T_c = 25°C (See Fig. 7)	-	25	200	V
R_{g1} = 1000 Ω , V_{T2} = 12 V, I_{T2} = 50 mA, T_c = 25°C	-	10	1	VA
I_{T2} R_{g2} = 1000 Ω , V_{T2} = 12 V, T_c = 25°C I_{T2} = 200 μ A	-	10	1	VA
I_{T3} V_{T3} = 10 V, R_{g3} = 1000 Ω , Exponential rise, T_c = 110°C	-	5	-	V/A
I_{T4} V_{T4} = 12 V, R_{g4} = 30 Ω , T_c = 25°C For other case temperatures	-	20	20	VA
I_{T5} V_{T5} = 12 V, R_{g5} = 30 Ω , T_c = 25°C For other case temperatures	-	20	20	V
I_{T6} V_{T6} = 12 V, R_{g6} = 30 Ω , T_c = 25°C I_{T6} = 100 μ A, Rise Time = 10 μ s, T_c = 25°C	-	1	-	V
I_{T7} V_{T7} = 12 V, R_{g7} = 30 Ω , T_c = 25°C Rise Duration = 50 μ s, I_{T7} = 100 μ A I_{T7} = 100 μ A, Rise Time = 10 μ s, T_c = 25°C	-	10	-	V
P_{T8}	-	-	1	10 W
P_{T9}	-	-	20	

C106 Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	LIMITS FOR ALL TYPES UNLESS OTHERWISE SPECIFIED			UNITS
	Min.	Typ.	Max.	
I_{T1} or I_{T2} V_{T1} , V_{T2} or V_{T3} , V_{Tmax} , R_{T1} , 1000 Ω I_{T1} , 25°C		0.1	10	μ A
I_{T1} , 110°C		10	100	
V_T For I_T 4 A and T_C 25°C (See Fig. 7)		1.25	2.2	V
I_{H1} R_{H1} 1000 Ω , V_{H1} 12 V, I_{H1max} 50 mA, T_C 25°C:		1.7	3	mA
I_{H2} R_{H2} 1000 Ω , V_{H2} 12 V, T_C 25°C: (I_{H2} 200 μ A)		1.8	3	mA
dv/dt: V_{T1} , V_{Tmax} , R_{T1} 1000 Ω , Exponential rise, T_C 110°C		8		V/ μ s
I_{C1} V_{C1} 12 V dc, R_{C1} 30 Ω , T_C 25°C: For other case temperatures		30	200	μ A
		(See Fig. 12)		
V_{C1} V_{C1} 12 V dc, R_{C1} 30 Ω , T_C 25°C		0.5	0.8	V
		(See Fig. 13)		
t_{r1} V_{C1} , V_{Tmax} , I_T 1 A, R_{T1} 1000 Ω , I_{C1} 1 mA, Rise time 0.1 μ s, T_C 25°C		1.7		μ s
t_{f1} V_{C1} , V_{Tmax} , I_T 1 A, R_{T1} 1000 Ω , Pulse Duration 50 μ s, dv/dt 5 V/ μ s, dv/dt -10 A/ μ s, I_{C1} 1 mA at turn on, T_C 110°C		65		μ s
R_{th}			8	°C/W
R_{th}			10	

C106 Series

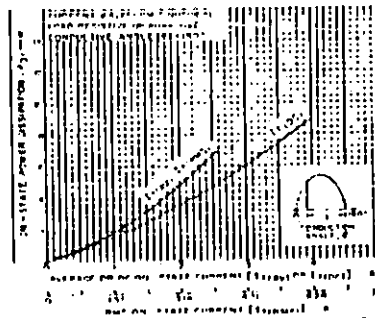


Fig. 1 Power dissipation as a function of average dc or rms on-state current.

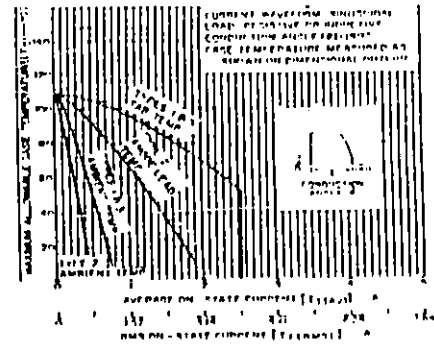


Fig. 2 Maximum allowable case temperature as a function of average dc or rms on-state current.

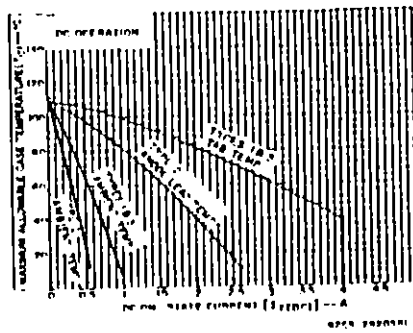


Fig. 3 Maximum allowable case temperature as a function of dc or rms on-state current for C106 series.

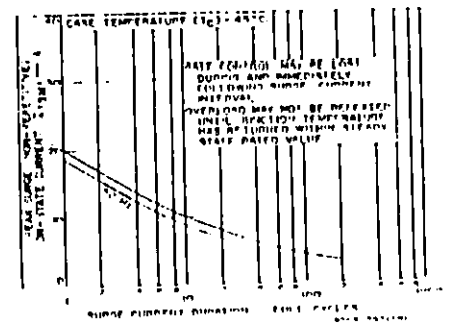


Fig. 4 Peak surge on-state current as a function of single pulse duration.

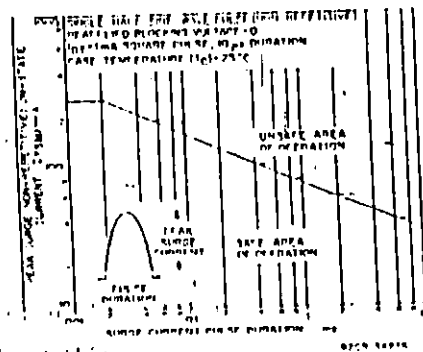


Fig. 5 Surge capability without suspended blocking voltage for all series.

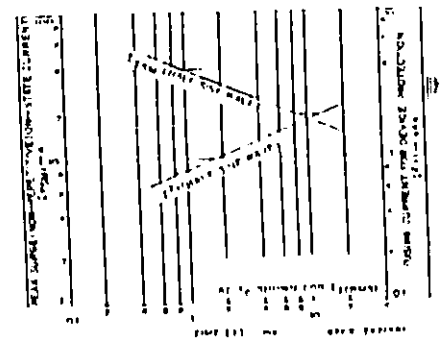


Fig. 6 Peak surge on-state current and surge current as a function of time.

Fig 11 - Maximum gate voltage as a function of gate pulse duration for types in the 1106 series

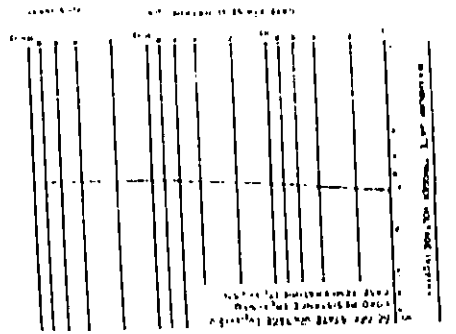


Fig 12 - DC gate holding current as a function of gate temperature for the 1106 series

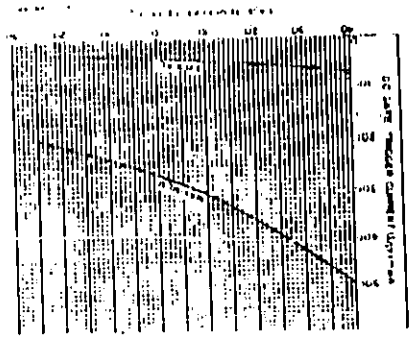


Fig 9 - DC holding current as a function of gate temperature

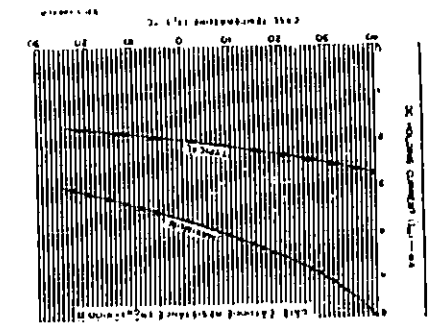


Fig 10 - Maximum gate voltage as a function of pulse duration for types in the 1106 series

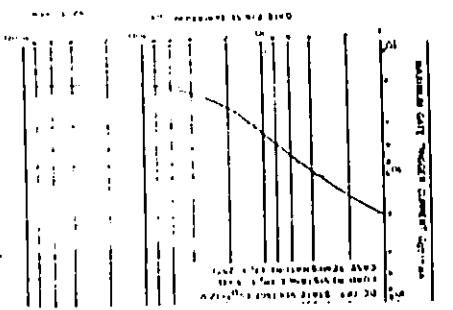


Fig 7 - Assumed instantaneous on state current as a function of on state voltage

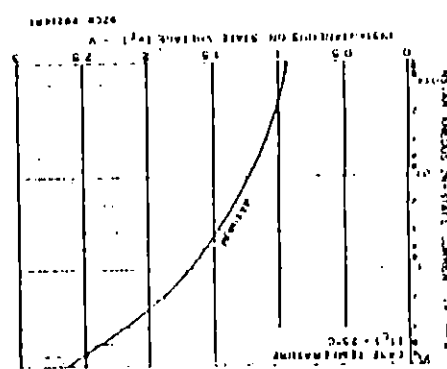
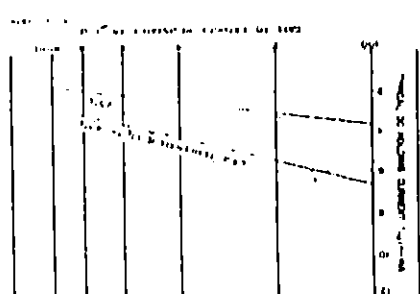


Fig 8 - DC holding current as a function of gate cathode resistance for the 1106 series




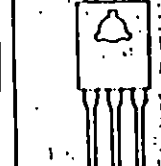

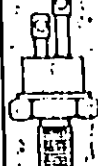
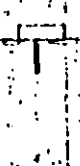




(106 Series)

Silicon Controlled Rectifiers

Silicon Controlled Rectifiers (SCR)

Phase Control - SCR

V _{DRM} DC or Pk Volts	I _T Max Forward Current (Amps)									
	I _T RMS - All Conduction Angles					I _T Avg - Conduction Angle				
	.8 A RMS .5 A Av.	3 A RMS 1.9 A Av.	4 A RMS 2.5 A Av.			5 A RMS 3.2 A Av.		7 A RMS 4.3 A Av.	8 A RMS 5.1 A Av.	
20	ECG5400		ECG5411	ECG5421	ECG5431	ECG5452				
50						ECG5453	ECG5470			ECG5442
60	ECG5401		ECG5412	ECG5422	ECG5432					
100	ECG5402		ECG5413	ECG5423	ECG5433	ECG5454	ECG5471			
200	ECG5404	FCG5408	ECG5414			ECG5455	ECG5472	ECG5511	ECG5427	FCG5444
400	ECG5405	ECG5409	ECG5415			ECG5457	ECG5474	ECG5512	ECG5428	ECG5440
600	ECG5400	ECG5410	ECG5416				ECG5478	ECG5513	ECG5429	ECG5448
I _{GT} Min	200 μA #	10 mA	200 μA #	200 μA #	500 μA #	200 μA #	10 mA	18 mA	15 mA	200 μA #
V _{GT} Max (V)	0.8	1.5	1.0	1.0	1.0	0.8	1.5	2.0	1.5	1.5
I _{Surge} (A)	6.0	30	25	30	20	20	100	60	100	100
I _{Hold} Min (mA)	5.0	20	5.0	3.0	5.0	3.0	25	20	20	0.0
V _{GM} (V)	8.0	10	6.0	6.0	6.0	6.0	10	10	6.0	6.0
V _{GRM} (V)	8.0	10	6.0	6.0	6.0	6.0	6.0	6.0	6.0	5.0
V _{F on} (V) Max	1.7	1.8	2.0	2.2	2.6	2.2	2.0	2.8	2.8	2.0
P _{G Av} (W)	.01	0.3	0.1	0.1	0.1	0.1	0.5	0.5	0.5	0.5
Operating Temp. T _C	-65 to +125	-40 to +125	-40 to +110			-40 to +110		-65 to +100	-40 to +110	
dv/dt (Typ) V/μsec	300	30	10			50	200	100	10	50
Fig No.	730	735	738	739		740	748	742	735	741
Package	TO-92	TO-6M	TO-128	TO-127		TO-202	TO-01	TO-08	TO-5M	TO-220
										

Return Gate to Cathode through 1000 ohms minimum.
* If I_TRMS exceeds 4 A, anode connection must be made to case.

Package Outlines - See Fig. 1-1

Non Controlled Rectifiers By Case Style, In Order of RMS Current Rating

Part No.	LIMIT CONDITIONS					CHARACTERISTICS							Case Style	Outline No.
	Repetitive Peak Off State Voltage V_{RRM} V	FORWARD CURRENT			Gate Dissipation P_g W	Maximum DC Gate Trigger Voltage V_{GT} V	Maximum DC Gate Trigger Current I_{GT} mA	Maximum Holding Current I_{HSM} mA	Critical Rate of Applied Forward Voltage dv/dt V/ μ s	Peak Off-State Current I_{OSM} μ A	Maximum Turn-Off Time (t_{off}) t_{off} μ s			
		RMS $I_{T(RMS)}$ A	Surge I_{TSM} A	Critical Rate of Rise di/dt A/ μ s										
SK3570/5402	100	0.8	8	—	0.1	0.8	0.2	5	300	50	30	10 92	S 007	
SK3527/5404	200	0.8	8	—	0.1	0.8	0.2	5	—	50	—	10 92	S 007	
SK3570	200	4	35	100	0.5	0.8	0.2	3	8	10	100	10 220	S 007	
SK3557	400	4	35	100	0.5	0.8	0.2	3	8	10	100	10 220	S 003	
SK3571	600	4	35	100	0.5	0.8	0.2	3	8	10	100	10 220	S 003	
SK3597/5455	200	4	20	100	0.5	0.8	0.2	3	8	10	100	10 202	S 013	
SK3598/5457	400	4	20	100	0.5	0.8	0.2	3	8	10	100	10 202	S 013	
SK3590	200	5	60	200	13	2	15	20	200	500	50	10 8	S 020	
SK3551	600	5	60	200	13	2	15	20	200	500	50	10 8	S 020	
SK3583/5511	200	5	60	200	13	2	15	20	200	600	50	10 88	S 005	
SK3584/5512	400	5	60	200	13	2	15	20	200	500	50	10 88	S 005	
SK3502/5513	600	5	60	200	13	2	15	20	200	500	50	10 88	S 005	
SK3542/230	600	5	80	200	25	4	30	—	700 min	500	7.5	10 88	S 025	
SK3570/314	400	8.4	50	200	40	2.5	25	60	100	1500	50	10 3	S 007	
SK3577	200	7	100	200	40	1.5	15	20	200	500	50	10 5	S 004	
SK3578	400	7	100	200	40	1.5	15	20	200	500	50	10 5	S 004	
SK3573	600	7	100	200	40	1.5	15	20	200	500	50	10 5	S 004	
SK3572/231	500	7.5	80	200	25	4	40	—	700 min	500	—	10 88	S 005	
SK3585/5481	50	8	100	100	18	1.5	25	30	100	2000	35	10 220	S 003	
SK3588/5462	100	8	100	100	18	1.5	25	30	100	2000	35	10 220	S 003	
SK3572/5463	200	8	100	100	18	1.5	25	30	100	2000	35	10 220	S 003	
SK3587/5465	400	8	100	100	18	1.5	25	30	100	2000	35	10 220	S 003	
SK3573/5468	600	8	100	100	18	1.5	25	30	100	2000	35	10 220	S 003	
SK3574/5444	200	8	80	—	5	1.5	30	40	50	0.002	15	10 127	S 018	
SK3575/5448	400	8	80	—	5	1.5	30	40	50	0.002	15	10 127	S 018	
SK3576/5448	600	8	80	—	5	1.5	30	40	50	0.002	15	10 127	S 018	
SK3558	400	10	100	100	18	1.5	15	20	200	2000	35	10 220	S 003	
SK3527	600	12.5	200	200	40	2	40	50	100	350	50	10 3	S 007	
SK3574	200	18	180	100	18	1.5	30	35	100	200	75	10 220	S 003	
SK3575	400	18	180	100	18	1.5	30	35	100	200	75	10 220	S 003	
SK3578	600	18	180	100	18	1.5	30	35	100	200	75	10 220	S 003	
SK3513/5514	200	20	200	200	40	2.4	15	20	150	200	40	10 203	S 008	
SK3579/5504	200	20	200	200	40	2	15	20	150	300	40	10 48	S 019	
SK3580/5507	400	20	200	200	40	2	15	20	150	300	40	10 48	S 019	
SK3504/5508	600	20	200	200	40	2	15	20	150	300	40	10 48	S 019	
SK3514	200	20	200	200	40	2.4	15	20	150	200	40	—	S 010	
SK3515/5517	200	35	350	200	40	2	40	70	100	250	40	10 203	S 008	
SK3553/5518	400	35	350	200	40	2	40	70	100	2.5	40	10 203	S 008	
SK3554/5519	600	35	350	200	40	2	40	70	100	2.5	40	10 203	S 008	
SK3581/5543	200	35	350	200	40	2	40	70	100	2500	40	10 48	S 019	
SK3582/5545	400	35	350	200	40	2	40	70	100	2500	40	10 48	S 019	
SK3505/5547	600	35	350	200	40	2	40	70	100	2500	40	10 48	S 019	
SK3555/5502	200	35	350	200	40	1.5	40	70	100	2.5	40	—	S 010	
SK3556/5504	400	35	350	200	40	1.5	40	70	100	2.5	40	—	S 010	
SK3557/5560	600	35	350	200	40	1.5	40	70	100	2.5	40	—	S 010	

Diac (Bidirectional Diode)

Part No.	Material	LIMIT CONDITIONS		CHARACTERISTICS					Case Style	Outline No.
		Device Dissipation P_d W	Peak Pulse Current (Forward or Reverse) A	Breakover Voltage (Forward or Reverse) V_{BO} V Min. V Max.	Maximum Breakover Voltage Symmetry $\frac{ +V_{BO} }{ -V_{BO} }$	Peak Breakover Current I_{BO} μ A	Peak Output Current I_{pk} mA			
SK3523/6407	Si	1	2	20	35	±3	25	190	DO 15	0004

Injunction Transistor

SK3528/6402	P_D -- 0.375W, V_{CE} -- 40V, V_{AR} -- 140V, I_C (RMS) -- 0.2A, I_G -- 0.05A	10 92	S 001
-------------	---	-------	-------

C122 Series

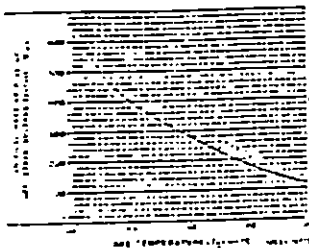


Fig. 1 - Change in forward voltage drop as case temperature

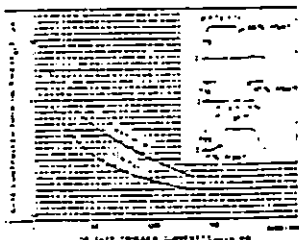


Fig. 2 - Change in forward voltage drop as gate current

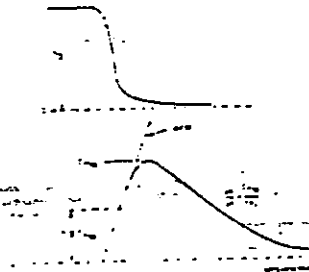


Fig. 3 - Change in forward voltage drop as rate of change of current

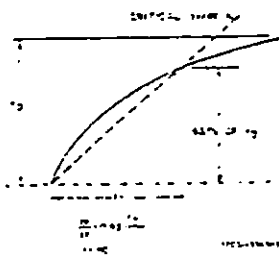


Fig. 4 - Change in forward voltage drop as rate of change of current

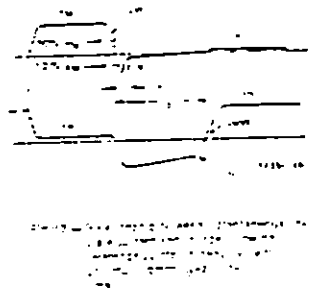
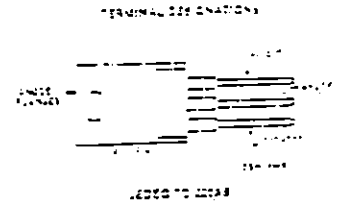


Fig. 5 - Change in forward voltage drop as rate of change of current

4-Ampere Sensitive-Gate Silicon Controlled Rectifiers

For Power Switching and Control Applications

- Microampere gate sensitivity
- 100% efficiency
- 100A peak surge capability
- Low thermal resistance
- Surge capability curve



The S2060 and S2061 series are sensitive-gate silicon controlled rectifiers designed for switching ac and dc currents. The SCR's are divided into two different series according to gate sensitivity. The types within each series differ in their voltage ratings; the voltage ratings are denoted by suffix letters in the type designations.

These devices have microampere gate-current requirements which permit operation with low-level logic circuits. All types in each series utilize the standard TO-18 package.

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values

	S2060 S2061	S2062 S2063	S2064 S2065	S2066 S2067	S2068 S2069	S2070 S2071	S2072 S2073	S2074 S2075
NON-REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE At 1000 Ω, $I_{GT} = 0$ to 10 mA	25	30	35	40	45	50	55	60
NON-REPETITIVE PEAK OFF-STATE VOLTAGE At 1000 Ω, $I_{GT} = 0$ to 10 mA	25	30	35	40	45	50	55	60
REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE At 1000 Ω, $I_{GT} = 0$ to 10 mA	15	20	25	30	35	40	45	50
REPETITIVE PEAK OFF-STATE VOLTAGE At 1000 Ω, $I_{GT} = 0$ to 10 mA	15	20	25	30	35	40	45	50
ON-STATE CURRENT Conduction angle $\leq 180^\circ$ to 100%	—							
Conduction angle $\leq 180^\circ$	—							
DC current	—							
DC power	—							
PEAK SURGE NON-REPETITIVE ON-STATE CURRENT For one cycle in 100% duty cycle For more than one cycle see notes	—							
ON-STATE VOLTAGE	—							
PEAK GATE CURRENT (10 μs pulse)	—							
PEAK GATE REVERSE VOLTAGE	—							
RATE OF CHANGE OF ON-STATE CURRENT For 1 pulse in 100% duty cycle	—							
For 100% duty cycle	—							
GATE PULSE DURATION	—							
PEAK FORWARD CURRENT	—							
AVERAGE WORKING TIME	—							
TEMPERATURE RANGE	—							
Storage	—							
Operating	—							
TERMINAL TEMPERATURE LIMITATIONS	—							
For 100% duty cycle	—							

S2060, S2061 Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	SYMBOL	LIMITS FOR ALL TYPES UNLESS OTHERWISE SPECIFIED			UNITS
		MIN.	TYP.	MAX.	
PEAK OFF STATE CURRENT: Forward, $V_D = V_{DRM}$, $R_{DK} = 1000 \Omega$ $T_C = 25^\circ C$ $T_C = 125^\circ C$	I_{DRM}		0.1 10	10 100	μA
Reverse, $V_D = V_{RRM}$, $R_{DK} = 1000 \Omega$ $T_C = 25^\circ C$ $T_C = 125^\circ C$	I_{RRM}		0.1 10	10 100	μA
INSTANTANEOUS ON STATE VOLTAGE: For $I_T = 4 A$ and $T_C = 25^\circ C$ (See Fig. 14)	V_T		1.25	2.2	V
DC GATE TRIGGER CURRENT: $V_D = 12 V$ (dc), $R_L = 30 \Omega$, $T_C = 25^\circ C$: S2060 Series S2061 Series	I_{GT}			200 500	μA
For other case temperatures		See Figs. 9 & 10			
DC GATE TRIGGER VOLTAGE: $V_D = 12 V$ (dc), $R_L = 30 \Omega$, $T_C = 25^\circ C$ For other case temperatures	V_{GT}		0.5	0.8	V
		See Fig. 12			
INSTANTANEOUS HOLDING CURRENT: $R_{DK} = 1000 \Omega$, $V_D = 12 V$, I_T (INITIAL) = 80 mA, $T_C = 25^\circ C$: S2060 Series S2061 Series	I_H		1.7 3.9	3 8	mA
LATCHING CURRENT: $R_{DK} = 1000 \Omega$, $V_D = 12 V$, $T_C = 25^\circ C$: S2060 Series ($I_{GT} = 200 \mu A$) S2061 Series ($I_{GT} = 500 \mu A$)	I_L		1.8 2.5	4 8	mA
CRITICAL RATE OF RISE OF OFF STATE VOLTAGE: $V_D = V_{DRM}$, $R_{DK} = 1000 \Omega$, Exponential rise, $T_C = 125^\circ C$	dv/dt		8	8	V/ μs
GATE CONTROLLED TURN ON TIME: $V_D = V_{DRM}$, $I_T = 1 A$, $R_{DK} = 1000 \Omega$, $I_{GT} = 1 mA$, rise time = 0.1 μs , $T_C = 25^\circ C$	t_{gr}		1.7	2.5	μs
CIRCUIT COMMUTATED TURN OFF TIME: $V_D = V_{DRM}$, $I_T = 1 A$, $R_{DK} = 1000 \Omega$, Pulse Duration = 80 μs , $dv/dt = 5 V/\mu s$, $dv/dt = 10 A/\mu s$, $I_{GT} = 1 mA$ at turn on, $T_C = 125^\circ C$	t_q		30	100	μs
THERMAL RESISTANCE: Junction to Case Junction to Ambient	$R_{\theta JC}$ $R_{\theta JA}$			75 60	$^\circ C/W$ d.B.

S2060, S2061 Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	SYMBOL	LIMITS FOR ALL TYPES UNLESS OTHERWISE SPECIFIED			UNIT
		MIN.	TYP.	MAX.	
PEAK OFF STATE CURRENT: Forward, $V_D = V_{DPM}, R_{GK} = 1000 \Omega$ $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 125^\circ\text{C}$	I_{DPM}		0.1 10	10 100	μA
Reverse, $V_{R1} = V_{DPM}, R_{GK} = 1000 \Omega$ $T_C = 25^\circ\text{C}$ $T_C = 125^\circ\text{C}$	I_{DPM}		0.1 10	10 100	μA
INSTANTANEOUS ON STATE VOLTAGE: For $I_T = 4 \text{ A}$ and $T_C = 25^\circ\text{C}$ (See Fig. 14)	V_T		1.25	2.2	V
DC GATE TRIGGER CURRENT: $V_D = 12 \text{ V (dc)}, R_L = 30 \Omega, T_C = 25^\circ\text{C}$ S2060 Series S2061 Series	I_{GT}			200 500	μA
For other case temperatures		See Figs. 9 & 10			
DC GATE TRIGGER VOLTAGE: $V_D = 12 \text{ V (dc)}, R_L = 30 \Omega, T_C = 25^\circ\text{C}$ For other case temperatures	V_{GT}		0.5	0.8	V
		See Fig. 12			
INSTANTANEOUS HOLDING CURRENT: $R_{GK} = 1000 \Omega, V_D = 12 \text{ V}, I_T$ (INITIAL) = 50 mA, $T_C = 25^\circ\text{C}$ S2060 Series S2061 Series	I_H		1.7 3.0	3 8	mA
LATCHING CURRENT: $R_{GK} = 1000 \Omega, V_D = 12 \text{ V}, T_C = 25^\circ\text{C}$ S2060 Series (I_{L1} = 200 μA) S2061 Series (I_{L1} = 500 μA)	I_L		1.0 2.5	4 8	mA
CRITICAL RATE OF RISE OF OFF STATE VOLTAGE: $V_D = V_{DPM}, R_{GK} = 1000 \Omega$, Exponential rise, $T_C = 125^\circ\text{C}$	dv/dt	8	8		V/ μs
GATE CONTROLLED TURN ON TIME: $V_D = V_{DPM}, I_T = 1 \text{ A}, R_{GK} = 1000 \Omega$, $I_{GT} = 1 \text{ mA}$, rise time = 0.1 μs , $T_C = 25^\circ\text{C}$	t_{oi}		1.7	2.5	μs
CIRCUIT COMMUTATED TURN OFF TIME: $V_D = V_{DPM}, I_T = 1 \text{ A}, R_{GK} = 1000 \Omega$, Pulse Duration = 50 μs , $dv/dt = 5 \text{ V}/\mu\text{s}$, $dv/dt = 10 \text{ A}/\mu\text{s}$, $I_{GT} = 1 \text{ mA}$ at turn on, $T_C = 125^\circ\text{C}$	t_d		30	100	μs
THEMAL RESISTANCE: Junction to Case Junction to Ambient	θ_{JC} θ_{JA}			3.5 (7)	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Silicon Controlled Rectifiers
S2060, S2061 Series

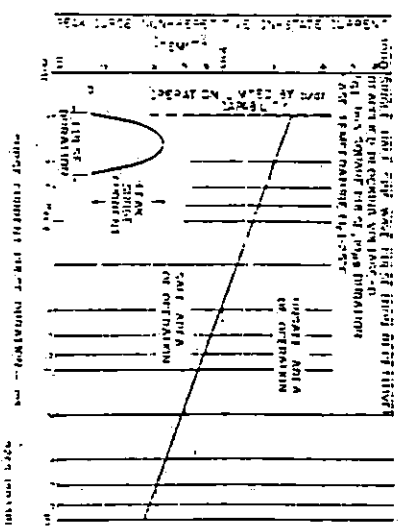


Fig 6 Surge capability without required forward voltage for both series

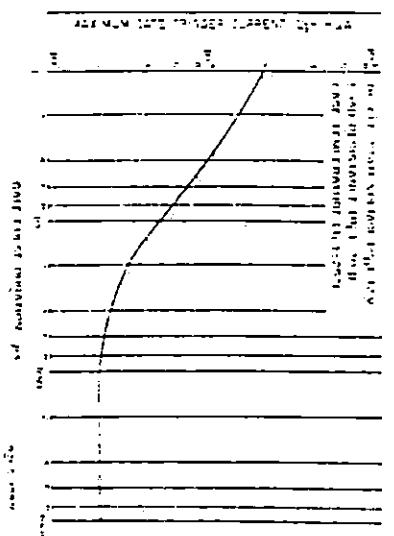


Fig 7 Maximum gate trigger current vs gate pulse duration for Types in the S2060 series

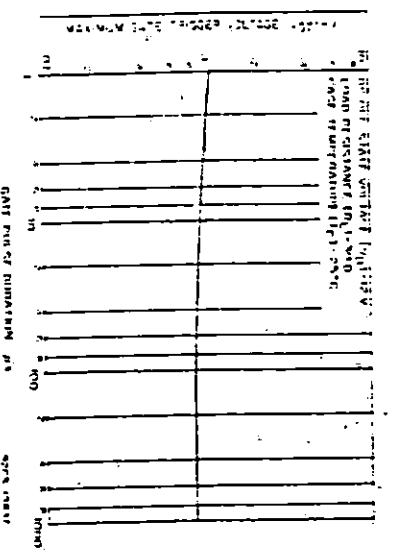


Fig 8 Maximum gate trigger voltage vs gate pulse duration for Types in the S2060 series

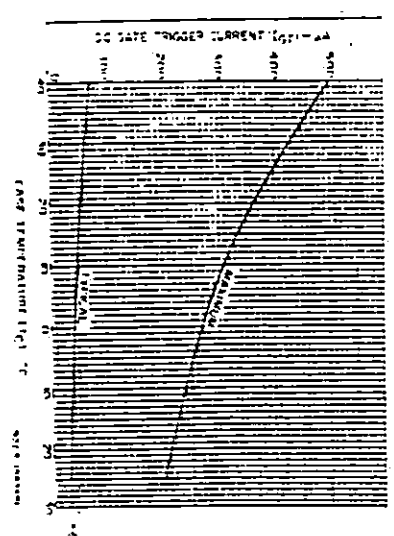


Fig 9 DC gate trigger current vs case temperature for S2060 series

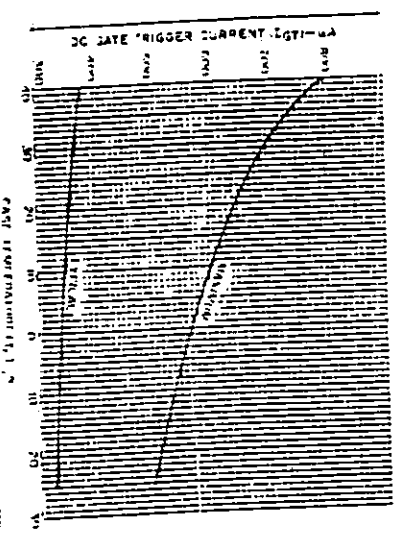


Fig 10 DC gate trigger current vs case temperature for S2061 series

722

Silicon Controlled Rectifiers

S2060, S2061 Series

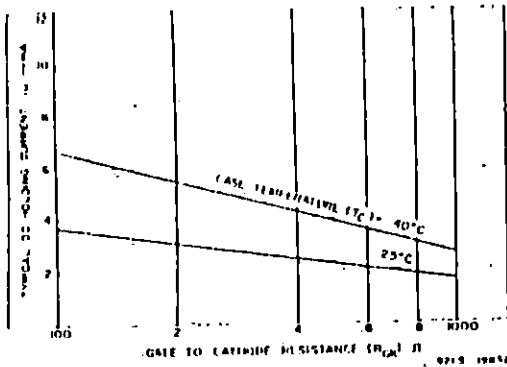


Fig. 11 DC holding current vs. gate-cathode resistance for the S2060 series

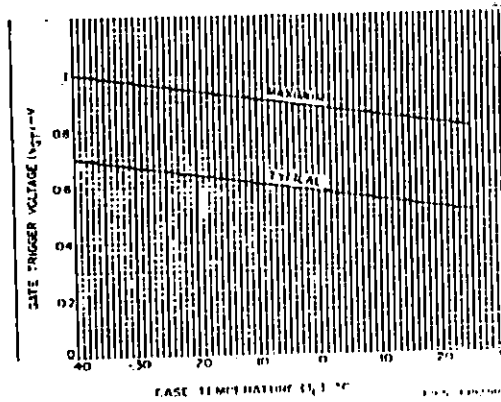


Fig. 12 Gate trigger voltage vs. case temperature for all series

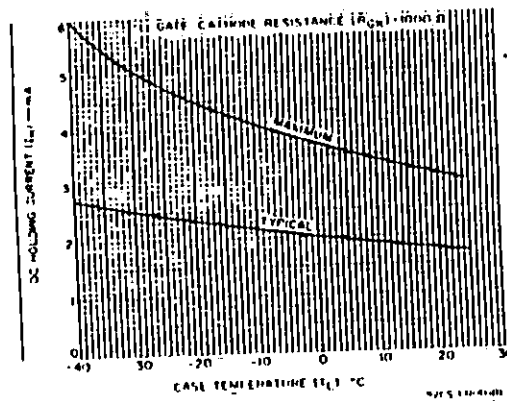


Fig. 13 DC holding current vs. case temperature for the S2060 series

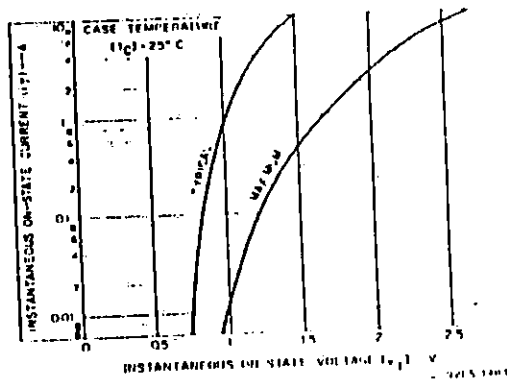


Fig. 14 Instantaneous on-state current vs. on-state voltage for both series

LM101A/LM201A/LM301A Operational Amplifiers

General Description

The LM101A series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. Advanced processing techniques make possible an order of magnitude reduction in input currents, and a redesign of the biasing circuitry reduces the temperature drift of input current. Improved specifications include:

- Offset-voltage 3 mV maximum over temperature (LM101A/LM201A)
- Input current 100 nA maximum over temperature (LM101A/LM201A)
- Offset current 20 nA maximum over temperature (LM101A/LM201A)
- Guaranteed drift characteristics
- Offsets guaranteed over entire common mode and supply voltage ranges
- Slew rate of 10V/ μ s as a summing amplifier

This amplifier offers many features which make its application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, freedom from oscillations and compensation with a single 30 pF

capacitor. It has advantages over internally compensated amplifiers in that the frequency compensation can be tailored to the particular application. For example, in low frequency circuits it can be overcompensated for increased stability margin. Or the compensation can be optimized to give more than a factor of ten improvement in high frequency performance for most applications.

In addition, the device provides better accuracy and lower noise in high impedance circuitry. The low input currents also make it particularly well suited for long interval integrators or timers, sample and hold circuits, and low frequency waveform generators. Further, replacing circuits where matched transistor pairs buffer the inputs of conventional IC op amps, it can give lower offset voltage and drift at a lower cost.

The LM101A is guaranteed over a temperature range of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$, the LM201A from -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$, and the LM301A from 0°C to 70°C .

Absolute Maximum Ratings

	LM101A/LM201A	LM301A
Supply Voltage	$\pm 22\text{V}$	$\pm 18\text{V}$
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	$\pm 30\text{V}$	$\pm 30\text{V}$
Input Voltage (Note 2)	$\pm 15\text{V}$	$\pm 15\text{V}$
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range	-55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ (LM101A) -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$ (LM201A) -65°C to $+150^{\circ}\text{C}$	0°C to $+70^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$	-65°C to $+150^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C

Electrical Characteristics (Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM101A/LM201A			LM301A			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage LM101A, LM201A, LM301A	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ $R_S \leq 50 \text{ k}\Omega$		0.7	2.0	2.0	7.5		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		1.5	10	3.0	50		nA
Input Bias Current	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		30	75	70	250		nA
Input Resistance	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$	1.5	4.0		0.5	2.0		$\text{M}\Omega$
Supply Current	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ $V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$		1.8	3.0	1.8	3.0		mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{V}$, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	50	160		25	160		V/mV
Input Offset Voltage	$R_S \leq 50 \text{ k}\Omega$ $R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$			3.0		10		mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$R_S \leq 50 \text{ k}\Omega$ $R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$		3.0	15	6.0	30		$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
Input Offset Current	$T_A = T_{\text{MAX}}$ $T_A = T_{\text{MIN}}$			20		70		nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$25^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$ $T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq 25^{\circ}\text{C}$		0.01	0.1	0.01	0.3		$\text{nA}/^{\circ}\text{C}$
Input Bias Current			0.02	0.2	0.02	0.6		$\text{nA}/^{\circ}\text{C}$
Supply Current	$T_A = T_{\text{MAX}}$, $V_S = \pm 20\text{V}$		1.2	2.5				mA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{V}$, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	25			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	± 12	± 14		± 12	± 14		V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$	± 15			± 12	± 15 , -13		V
Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 50 \text{ k}\Omega$ $R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$	80	96		70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 50 \text{ k}\Omega$ $R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$	80	96		70	96		dB

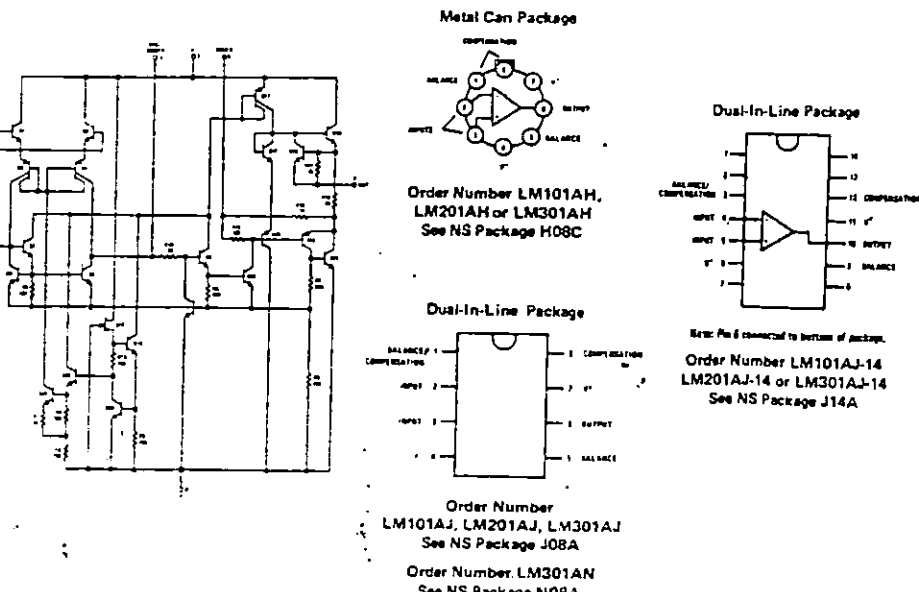
Note 1: The maximum junction temperature of the LM101A is 150°C , and that of the LM201A/LM301A is 100°C . For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of $150^{\circ}\text{C}/\text{W}$, junction to ambient, or $45^{\circ}\text{C}/\text{W}$, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is $187^{\circ}\text{C}/\text{W}$, junction to ambient.

Note 2: For supply voltages less than $\pm 15\text{V}$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Continuous short circuit is allowed for case temperatures to 125°C and ambient temperatures to 75°C for LM101A, LM201A, and 70°C and 55°C respectively for LM301A.

Note 4: Unless otherwise specified, these specifications apply for $C_1 = 30 \text{ pF}$, $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$ and $-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq -125^{\circ}\text{C}$ (LM101A), $-55^{\circ}\text{C} \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$ and $-25^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ (LM201A), $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 15\text{V}$ and $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +70^{\circ}\text{C}$ (LM301A).

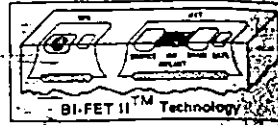
Schematic ** and Connection Diagrams (Top Views)



National Semiconductor

Operational Amplifiers/Buffers

LF412A/LF412 Low Offset, Low Drift JFET Input Operational Amplifier



General Description

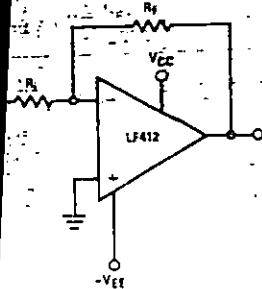
These devices are low cost, high speed, JFET input operational amplifiers with very low input offset voltage and low input offset voltage drift. They require low quiescent current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high gain JFET input devices provide very low input bias and offset currents. LF412 dual is pin compatible with the LF411, allowing designers to immediately upgrade the performance of existing designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage and drift, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth.

Features

- Internally trimmed offset voltage
- Input offset voltage drift: 1 mV (max), 10 μ V/°C (max)
- Low input bias current: 50 pA
- Low input noise current: 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth: 3 MHz (min)
- High slew rate: 10V/μs (min)
- Low supply current: 1.8 mA/Amplifier
- High input impedance: 10¹² Ω
- Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k\Omega$, $V_O = 20V_{pp}$, $BW = 20Hz - 20kHz$: < 0.02%
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%

Typical Connection

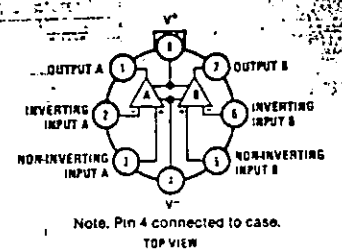


Ordering Information

LF412XYZ
 X Indicates electrical grade
 Y Indicates temperature range
 "M" for military
 "C" for commercial
 Z Indicates package type
 "H" or "N"

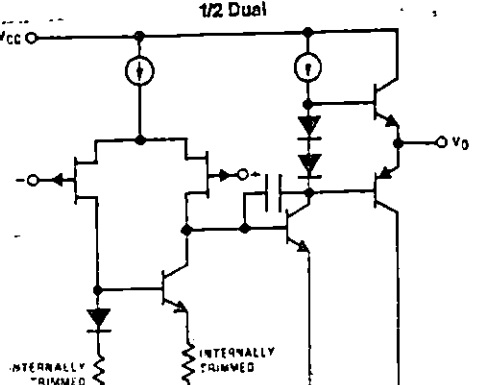
Connection Diagrams

LF412AMH/LF412MH, LF412ACH/LF412CH
 Metal Can Package

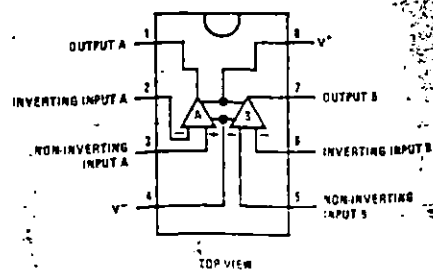


Order Number LF412AMH, LF412MH, LF412ACH or LF412CH
 See NS Package H08B

Simplified Schematic



LF412ACN, LF412CN
 Dual-In-Line Package



Order Number LF412ACN or LF412CN

Absolute Maximum Ratings

	LF412A	LF412	H Package	N Package
Supply Voltage	± 22V	± 18V	670 mW	500 mW
Differential Input Voltage	± 39V	± 30V	(Note 3)	
Output Voltage Range (Note 1)	± 19V	± 15V	150°C	115°C
Output Short Circuit Duration (Note 2)	Continuous	Continuous	150°C/W	160°C/W
			(Note 4)	(Note 4)
			Operating Temperature Range	
			Storage Temperature Range	-65°C ≤ T _A ≤ 150°C
			Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

DC Electrical Characteristics (Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF412A			LF412			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ, T _A = 25°C		0.5	1.0		1.0	3.0	mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ (Note 6)		7	10		7	20 (Note 6)	μV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	V _S = ± 15V (Notes 5 and 7)		25	100		25	100	pA
		T _J = 25°C			2			2	nA
		T _J = 70°C			25			25	nA
		T _J = 125°C							
I _B	Input Bias Current	V _S = ± 15V (Notes 5 and 7)		50	200		50	200	pA
		T _J = 25°C			4			4	nA
		T _J = 70°C			50			50	nA
		T _J = 125°C							
R _{IN}	Input Resistance	T _J = 25°C		10 ¹²			10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S = ± 15V, V _O = ± 10V, R _L = 2k, T _A = 25°C	50	200		25	200		V/mV
		Over Temperature	25	200		15	200		V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S = ± 15V, R _L = 10k	± 12	± 13.5		± 12	± 13.5		V
			± 16	+ 19.5		± 11	+ 14.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range			-16.5			-11.5		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10k	80	100		70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 8)	80	100		70	100		dB
I _S	Supply Current			3.6	5.6		3.6	6.8	mA

AC Electrical Characteristics (Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF412A			LF412			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	T _A = 25°C, f = 1 Hz - 20 kHz (Input Referred)		-120			-120		dB
SR	Slew Rate	V _S = ± 15V, T _A = 25°C	10	15		8	15		V/μs
GBW	Gain-Bandwidth Product	V _S = ± 15V, T _A = 25°C	3	4		2.7	4		MHz
e _n	Equivalent Input Noise Voltage	T _A = 25°C, R _S = 100Ω, f = 1 kHz		25			25		nV/√Hz

LF412A/LF412

SQUARE-WAVE OUTPUT

A type D flip-flop, at a frequency of 4 kHz, can be used to provide a convenient method of obtaining a variable width square wave output from the VFC12 or VFC15 as shown in Figure 10. The output of the V/F converter is used to drive the clock input of the flip-flop.

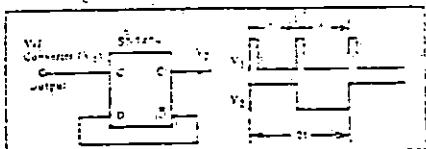


FIGURE 10. Square Wave Output Using a Type D Flip-Flop

DRIVING HIGH NOISE IMMUNITY LOGIC

A 10k Ω resistor to +5 volts on the V/F converter output as shown in Figure 11, provides a voltage divider for driving high noise immunity logic (HNIL).

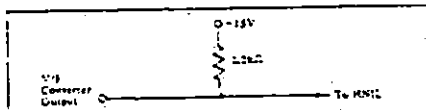


FIGURE 11. Pullup Resistor for Driving HNIL

OUTPUT ISOLATION

Optical coupling the V/F converter output provides an excellent method of obtaining 500 Vdc or 1000 Vdc pulse isolation between the V/F converter and a receiving device. The isolation is accomplished digitally, preserving signal accuracy. The common mode capability of the circuit shown in Figure 12 is limited only by the optical isolator and the power supply.

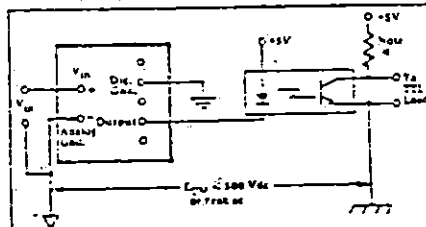


FIGURE 12. Optical Isolation of V/F Converter Output

NOTE: This +5V supply is isolated from the +5V supply used for the device.

SCALING FOR 1KHZ OUTPUT FREQUENCY RANGE

Two methods are described in Figures 13 and 14 for obtaining a 1 kHz full scale V/F converter using the VFC12 or VFC15.

GAIN ATTENUATION

In the circuit in Figure 13 the input is attenuated by a 10:1 divider. This technique is the least expensive to implement but has the disadvantages of added thermal drift of the external components and does not permit the V/F converter to operate over the most linear portion of its frequency range.

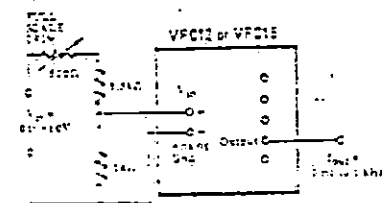


FIGURE 13. 1 kHz Full Scale Output Frequency Range Using Input Attenuation Network

FREQUENCY DIVISION

Figure 14 illustrates the best method of obtaining a 1 kHz frequency range using an external decade counter. The advantages of this gain attenuation technique are overcome, but this technique is more expensive to implement.

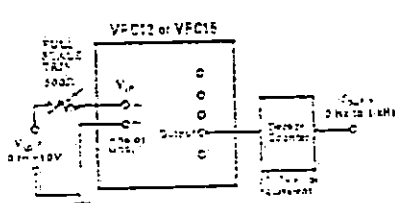
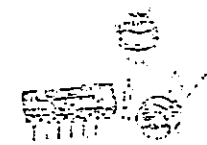


FIGURE 14. 1 kHz Full Scale Output Frequency Range Using Decade Counter

BURR-BROWN



VFC12

Voltage-to-Frequency and Frequency-to-Voltage CONVERTER

FEATURES

- RELIABLE MONOLITHIC CONSTRUCTION
- HIGH LINEARITY
±0.01% max at 10kHz FS
±0.02% max at 100kHz FS
- V/F OR F/V CONVERSION
- 6-DECADE DYNAMIC RANGE
- VOLTAGE OR CURRENT INPUT
- OUTPUT DTL/TTL/CMOS COMPATIBLE

APPLICATIONS

- INEXPENSIVE A/D AND D/A CONVERTER
- DIGITAL PANEL METERS
- TWO-WIRE DIGITAL TRANSMISSION WITH NOISE IMMUNITY
- FM MOD/DEMOD OF TRANSDUCER SIGNALS
- PRECISION LONG TERM INTEGRATOR
- HIGH RESOLUTION OPTICAL LINK
- AC LINE FREQUENCY MONITOR
- MOTOR SPEED MONITOR AND CONTROL

DESCRIPTION

The VFC12 monolithic voltage-to-frequency and frequency-to-voltage converter provides a simple low cost method of converting analog signals into digital pulses. The digital output is an open collector and the digital pulse train repetition rate is proportional to the amplitude of the analog input voltage. Output pulses are compatible with DTL, TTL and CMOS logic families. The converter requires two external resistors and two external capacitors to operate. Full scale frequency and input voltage are determined by one resistor (10k Ω series with -IN) and two capacitors (one connecting and input amplifier integration. High accuracy is achieved with relatively few external components, e.g., 20 01% at 10 kHz. The other resistor is a non-critical open collector pull-up (10k Ω to +5V).

The VFC12 is available in three modes and two package configurations. The TC-00 version is normally sealed and specified for the VFC to -10°C and -5°C to -10°C (open), and the open dual-in-line unit is specified from 0°C to +10°C.

The converter requires two external resistors and two external capacitors to operate. Full scale frequency and input voltage are determined by one resistor (10k Ω series with -IN) and two capacitors (one connecting and input amplifier integration. High accuracy is achieved with relatively few external components, e.g., 20 01% at 10 kHz. The other resistor is a non-critical open collector pull-up (10k Ω to +5V).

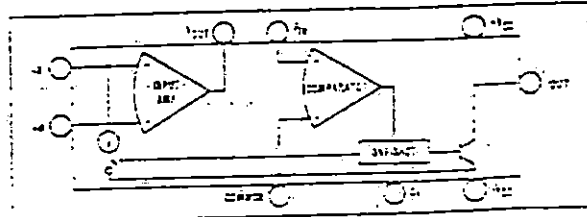
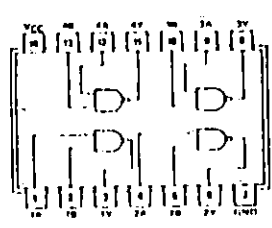
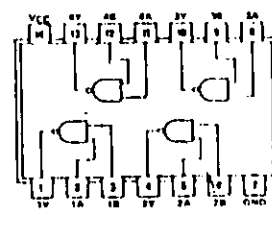
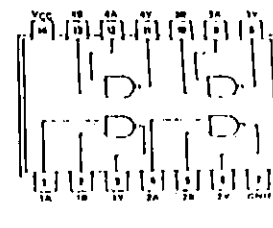
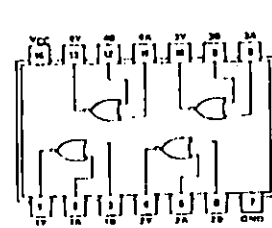
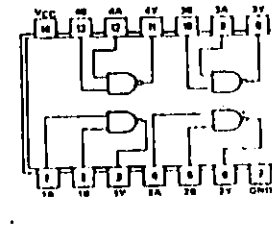
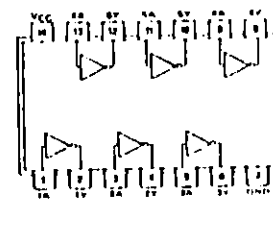
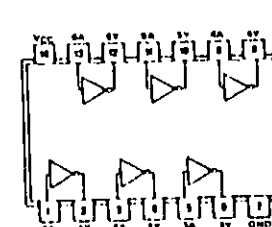
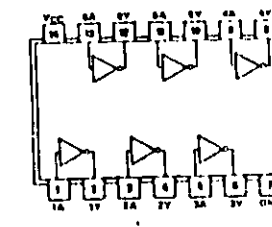

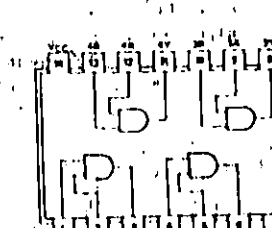
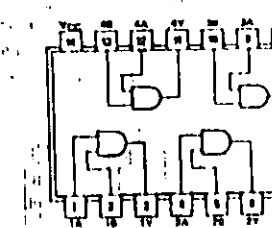
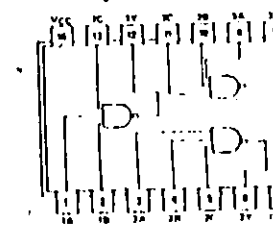
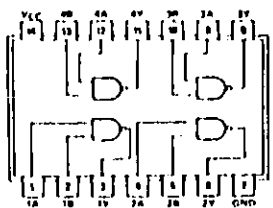
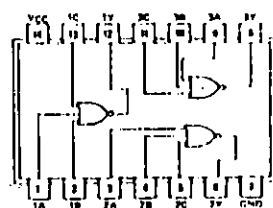
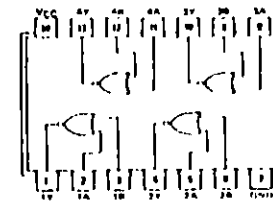
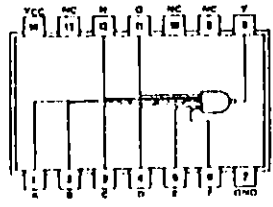
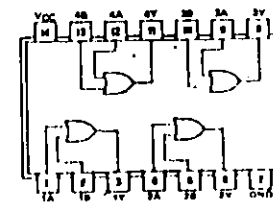
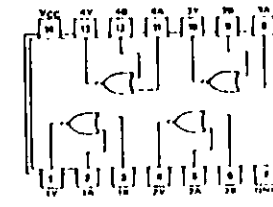
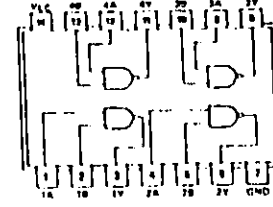
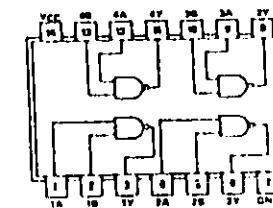
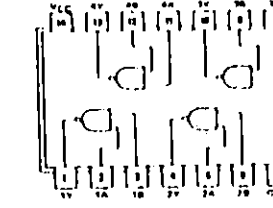
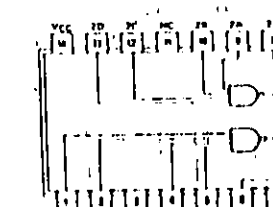
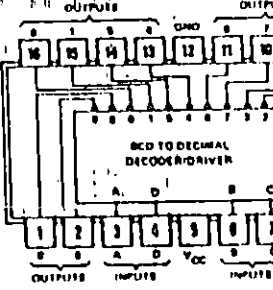
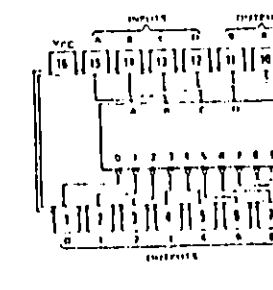


Figure 15: Block diagram of the VFC12 converter showing input, output, and internal components.

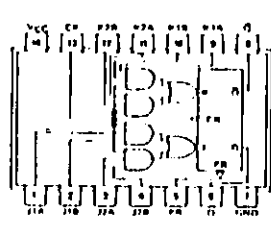
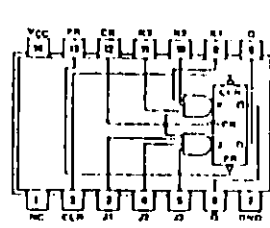
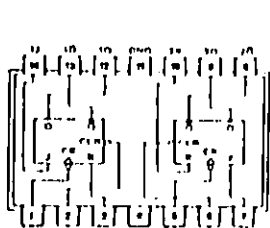
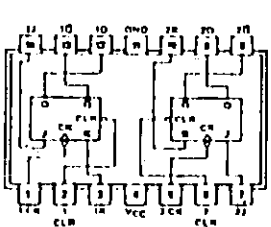
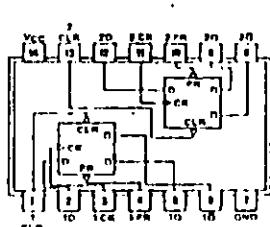
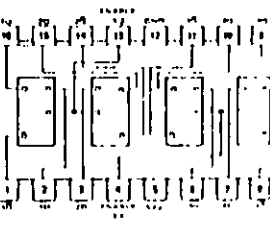
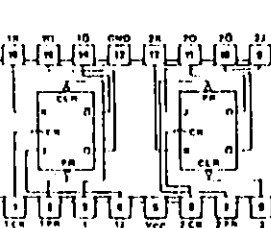
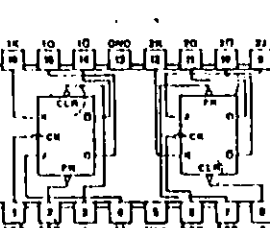
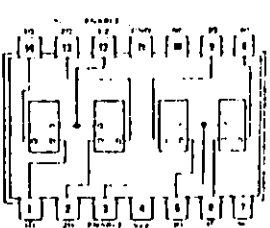
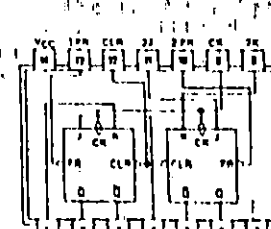
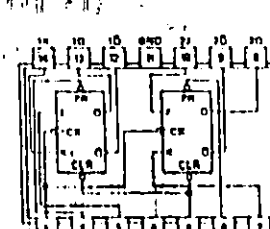
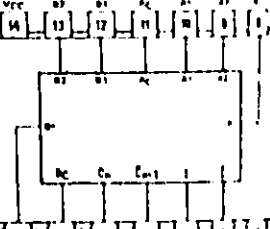
TTL Logic Diagrams ($V_{CC} = +5\text{ V Nom.}$)

<p>Diag. 1 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG7400, ECG74C00, ECG74H00, ECG74LS00, ECG74S00</p>  <p>Quad 2 Input NAND Gate</p>	<p>Diag. 2 14-Pin DIP See Fig. D6 (See Also Diag. 3) ECG7401, ECG74LS01</p>  <p>Quad 2 Input NAND Gate with Open Collector Output</p>	<p>Diag. 3 14 Pin DIP See Fig. D6 (See Also Diag. 2) ECG74H01</p>  <p>Quad 2 Input NAND Gate with Open Collector Output</p>
<p>Diag. 4 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG7402, ECG74C02, ECG74LS02, ECG74S02</p>  <p>Quad 2 Input NOR Gate</p>	<p>Diag. 5 14-Pin DIP See Fig. D6 ECG7403, ECG74LS03, ECG74S03</p>  <p>Quad 2-Input NAND Gate with Open Collector Output</p>	<p>Diag. 6 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG7404, ECG74C04, ECG74H04, ECG74LS04, ECG74S04</p>  <p>Hex Inverter</p>
<p>Diag. 7 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG7405, ECG74H05, ECG74LS05, ECG74S05</p>  <p>Hex Inverter with Open Collector Output</p>	<p>Diag. 8 14-Pin DIP See Fig. D6 ECG7406</p>  <p>Hex Inverter/Buffer with Hi-Volt (30 V) Open Collector Output</p>	<p>Diag. 9 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG7407</p>  <p>Hex Buffer with Hi Volt (30 V) Open Collector Output</p>
<p>Diag. 10 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG7408, ECG74C08, ECG74H08, ECG74LS08, ECG74S08</p>  <p>Quad 2 Input AND Gate</p>	<p>Diag. 11 14 Pin DIP See Fig. D8 ECG7409, ECG74LS09, ECG74S09</p>  <p>Quad 2-Input AND Gate with Open Collector Output</p>	<p>Diag. 12 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG7410, ECG74C10, ECG74H10, ECG74LS10, ECG74S10</p>  <p>Triple 3 Input NAND Gate</p>

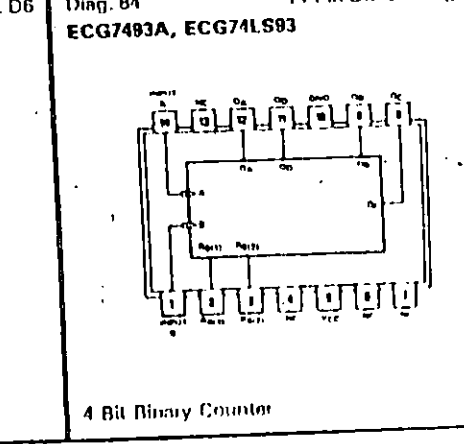
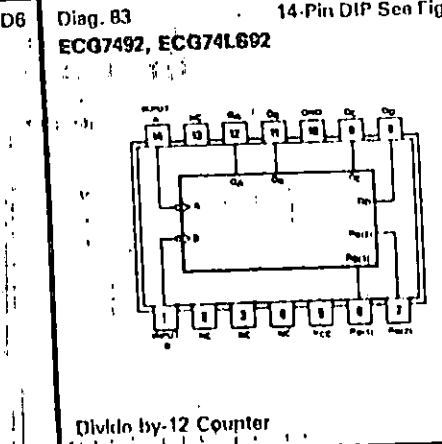
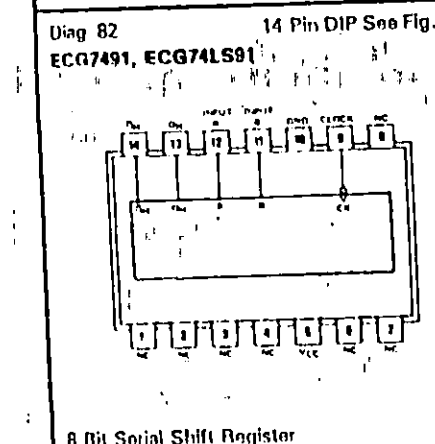
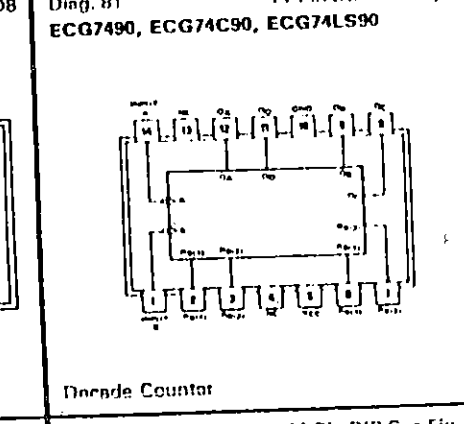
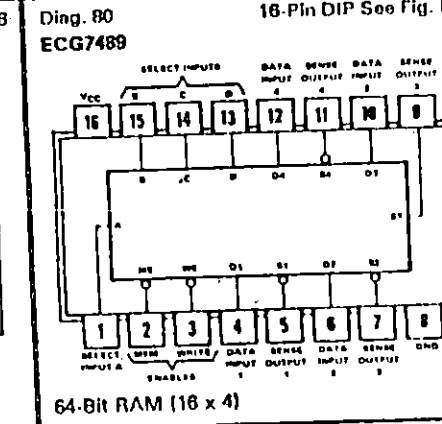
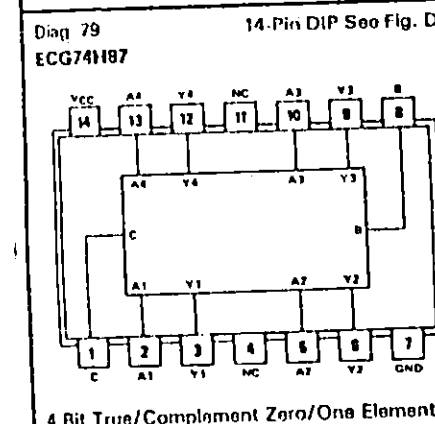
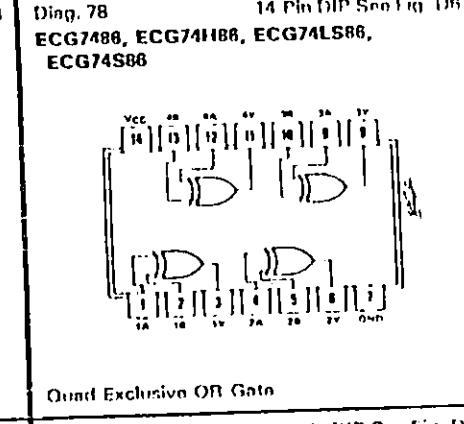
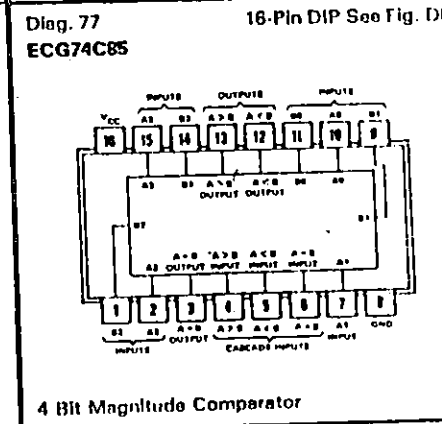
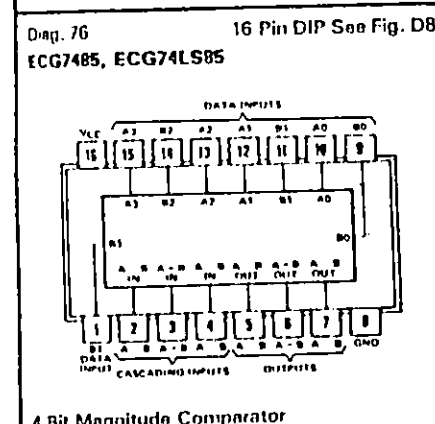
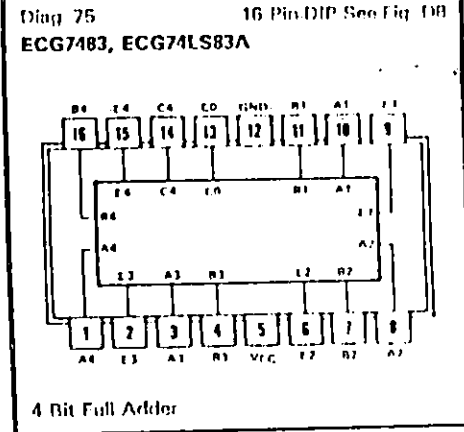
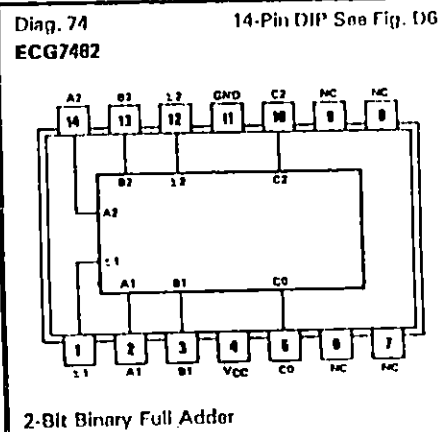
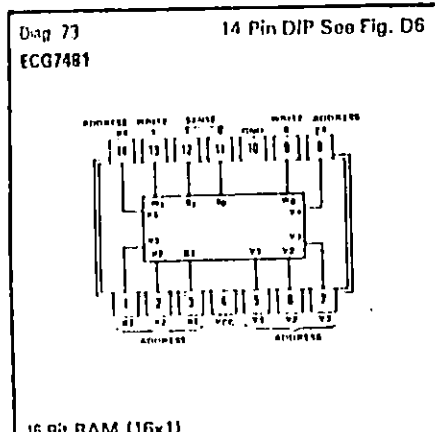
TTL Logic Diagrams (cont'd)

<p>Diag. 25 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG7426, ECG74LS26</p>  <p>Quad 2 Input Hi Volt Interface NAND Gate with Open Collector Output</p>	<p>Diag. 26 14-Pin DIP See Fig. D6 ECG7427, ECG74LS27</p>  <p>Triple 3-Input NOR Gate</p>	<p>Diag. 27 14 Pin DIP See Fig. D6 FCG7428, ECG74LS28</p>  <p>Quad 2 Input NOR Buffer</p>
<p>Diag. 28 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG7430, ECG74C30, ECG74H30, ECG74LS30, ECG74S30</p>  <p>8 Input NAND Gate</p>	<p>Diag. 29 14-Pin DIP See Fig. D6 ECG7432, ECG74C32, ECG74LS32</p>  <p>Quad 2 Input OR Gate</p>	<p>Diag. 30 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG7433, ECG74LS33</p>  <p>Quad 2 Input NOR Buffer with Open Collector Output</p>
<p>Diag. 31 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG7437, ECG74LS37</p>  <p>Quad 2 Input NAND Buffer</p>	<p>Diag. 32 14-Pin DIP See Fig. D6 ECG7438, ECG74LS38</p>  <p>Quad 2-Input NAND Buffer with Open Collector Output</p>	<p>Diag. 33 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG7439</p>  <p>Quad 2-Input NAND Buffer with Open Collector Output</p>
<p>Diag. 34 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG7440, ECG74H40, ECG74LS40, ECG74S40</p>  <p>Dual 4 Input NAND Buffer</p>	<p>Diag. 35 16-Pin DIP See Fig. D8 ECG7441</p>  <p>BCD to Decimal Decoder/Driver for Gas Filled Tubes</p>	<p>Diag. 36 16 Pin DIP See Fig. D8 ECG7442, ECG74C42, ECG74LS42</p>  <p>BCD to Decimal Decoder</p>

TTL Logic Diagrams (cont'd)

<p>Diag. 61 ECG74H71</p>  <p>Gated J-K M/S Flip-Flop with Preset</p>	<p>Diag. 62 ECG7472, ECG74H72</p>  <p>Gated J-K M/S Flip-Flop with Preset and Clear</p>	<p>Diag. 63 (See also Diag. 64) ECG7473, ECG74H73</p>  <p>Dual J-K M/S Flip-Flop with Clear</p>
<p>Diag. 64 (See also Diag. 63) ECG74C73, ECG74LS73</p>  <p>Dual J-K Negative Edge Triggered Flip-Flop with Clear</p>	<p>Diag. 65 ECG7474, ECG74C74, ECG74H74, ECG74LS74A, ECG74S74</p>  <p>Dual "D" Flip-Flop with Preset and Clear</p>	<p>Diag. 66 ECG7475, ECG74LS75</p>  <p>4 Bit Bistable Latch with Complementary Outputs</p>
<p>Diag. 67 (See also Diag. 68) ECG7476, ECG74H76</p>  <p>Dual J-K M/S Flip-Flop with Preset and Clear</p>	<p>Diag. 68 (See also Diag. 67) ECG74C76, ECG74LS76A</p>  <p>Dual J-K Negative Edge Triggered Flip-Flop with Preset and Clear</p>	<p>Diag. 69 ECG74LS77</p>  <p>4 Bit Bistable Latch</p>
<p>Diag. 70 (See also Diag. 71) ECG74H78</p>  <p>Dual J-K M/S Flip-Flop with Presets and a Common Clock and Clear</p>	<p>Diag. 71 (See also Diag. 70) ECG74LS78</p>  <p>Dual J-K Negative Edge Triggered Flip-Flop with Presets and a Common Clock and Clear</p>	<p>Diag. 72 ECG7480</p>  <p>Gated Full Adder with Complementary Outputs</p>

TTL Logic Diagrams (cont'd)



TTL Logic Diagrams (cont'd)

<p>Diag. 109 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG74128, ECG74LS128</p> <p>Quad Bus Buffer with 3-State Output (Active High)</p>	<p>Diag. 110 14-Pin DIP See Fig. D6 ECG74128</p> <p>Quad 2 Input NOR 50 Ohm Line Driver</p>	<p>Diag. 111 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG74132, ECG74LS132</p> <p>Quad 2 Input NAND Schmitt Trigger</p>
<p>Diag. 112 16 Pin DIP See Fig. D8 ECG74LS133, ECG74S133</p> <p>13 Input NAND Gate</p>	<p>Diag. 113 16-Pin DIP See Fig. D8 ECG74S134</p> <p>12 Input NAND Gate with 3-State Output</p>	<p>Diag. 114 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG74138, ECG74LS138</p> <p>Quad Exclusive OR Gate with Open Collector Output</p>
<p>Diag. 115 16 Pin DIP See Fig. D8 ECG74LS138, ECG74S138</p> <p>3 Line to 8 Line Decoder/Demultiplexer</p>	<p>Diag. 116 16-Pin DIP See Fig. D8 ECG74LS139</p> <p>Dual 2 Line to 4 Line Decoder/Demultiplexer</p>	<p>Diag. 117 14 Pin DIP See Fig. D6 ECG74S140</p> <p>Dual 4 Input NAND 50 Ohm Line Driver</p>
<p>Diag. 118 ECG74141</p> <p>BCD to Decimal Decoder/Driver for Cold Cathode Tubes</p>	<p>Diag. 119 ECG74142</p> <p>BCD Counter/4 Bit Latch/BCD to 7 Segment Decoder/Driver</p>	

APENDICE B

CALCULO DEL TRANSFORMADOR.

CALCULO DEL TRANSFORMADOR.

Para diseñar un transformador se deberán conocer algunos parámetros básicos, tal como voltaje y corriente necesarios en el secundario, además del voltaje de suministro de que se dispone para la alimentación del primario.

Con los valores del circuito secundario podemos conocer aproximadamente los voltamperios del primario. Para un transformador ideal la potencia viene definida por la ecuación 1.

$$S_p = V_p \times I_p = V_s \times I_s \quad (\text{VA.}) \quad (1).$$

Pero en un transformador real a los voltamperios del primario debemos sumar de un 10% a un 15%, para compensar las pérdidas por histéresis y corrientes de fcault.

Para realizar el cálculo del transformador deben de seguirse los siguientes pasos:

Paso 1 : Cálculo de la Potencia en el Secundario.

$$S_{\text{sec. total}} = S_{\text{sec. 1}} + S_{\text{sec. 2}} + \dots + S_{\text{sec. n}}$$

Paso 2 : Cálculo de la potencia en el primario.

$$S_{\text{prim. total}} = S_{\text{sec. total}} + \text{Perdidas en el Nucleo.}$$

$$S_{\text{prim. total}} = 1.15 \times S_{\text{sec. total}}$$

PASO 3 : Cálculo de el Area Necesaria de el Núcleo.

Teniendo los voltamperios del primario podemos averiguar en la figura 1, el tamaño aproximado del núcleo que se requiere o sea aquél que dé cabida a la cantidad de líneas de fuerza magnética indispensables para esa potencia.

Para averiguar el área o sección transversal del núcleo se ubican los voltamperios en el eje horizontal y subimos con una línea vertical hasta interceptar la curva, en este punto de contacto, trazamos una línea horizontal que nos lleve al eje vertical de la gráfica correspondiente al área en cuyo punto de encuentro aparece el valor en cm^2 , necesarios para proporcionar esa potencia.

Teniendo el valor del área requerida, buscamos un núcleo que se aproxime, pudiendo utilizar cualquiera de área mayor, siempre y cuando las condiciones de espacio en el aparato a emplearlo lo permitan. Se puede emplear cualquier núcleo de

un transformador quemado.

En la figura 2, se muestra el área a considerar en el núcleo acorazado.

Figura 1.- Curva Voltamperios - Area.

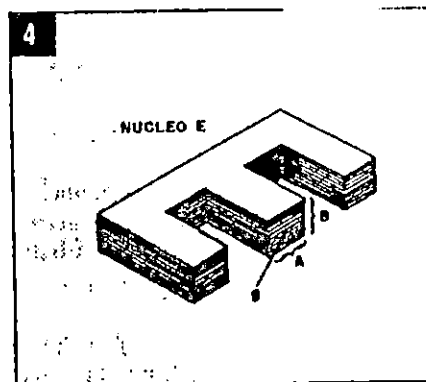


Figura 2. Area a considerar.

Paso 4 : Número de Vueltas por Voltio.

Según la cantidad de líneas de fuerza que pueden pasar por la unidad de área del núcleo se requiere cierto número de espiras o vueltas por voltio que le corresponden a cada devanado.

Si llamamos " X " a las vueltas por voltio, podemos deducirla con la siguiente expresión:

$$X = 10^8 / (4.44 \times F \times B)$$

Donde F: Frecuencia = 60 Hertz

B: Densidad de flujo magnetico = 7500 Gauss para un núcleo de calidad común.

Paso 5 : Número de Vueltas por Devanado.

Las vueltas del primario serán entonces, con base a la fórmula vueltas por voltio, el número total de voltios multiplicado por " X ", de donde:

$$N_p = X * V_p.$$

El número de vueltas de cada devanado secundario se calcula de idéntica forma.

$$N_s = X * V_{sec}.$$

Paso 6 : Calibre del Alambre Primario.

Se debe emplear alambre esmaltado, con un calibre adecuado a la cantidad de corriente que se espera conducir, el cálculo del calibre se detalla a continuación:

Con la potencia del primario procedemos a calcular la corriente del primario mediante la siguiente expresión.

$$I_p = S_{prim.} / V_{prim}.$$

El diámetro del alambre viene dado por la siguiente expresión.

$$D_{mm.} = 0.8 * (I_{prim.})^2$$

Para el calibre del secundario procedemos de idéntica forma.

$$I_{sec.} = S_{sec.} / V_{sec}.$$

$$D_{mm.} = 0.8 * (I_{sec.})^2$$

Con los valores calculados de los diámetros procedemos a ocupar la tabla 1, que nos dá el calibre del alambre (AWG).

TABLA 1.- Tabla de Alambre AWG.

(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)
0000	11,86	107,2	-	-	0,158	319
000	10,40	85,3	-	-	0,197	240
00	9,226	67,43	-	-	0,252	190
0	8,252	53,48	-	-	0,317	150
1	7,348	42,41	-	375	0,40	120
2	6,544	33,63	-	295	0,50	96
3	5,827	26,67	-	237	0,63	78
4	5,189	21,15	-	188	0,80	60
5	4,621	17,77	-	149	1,01	48
6	4,115	13,30	-	118	1,27	38
7	3,665	10,55	-	94	1,70	30
8	3,284	8,36	-	74	2,03	24
9	2,908	6,63	-	58,9	2,56	19
10	2,588	5,26	-	46,8	3,23	15
11	2,305	4,17	-	32,1	4,07	12
12	2,053	3,31	-	29,4	5,13	9,5
13	1,828	2,63	-	23,3	6,49	7,5
14	1,628	2,08	5,6	18,5	8,17	6,0
15	1,450	1,65	6,4	14,7	10,3	4,8
16	1,291	1,31	7,2	11,6	12,9	3,7
17	1,150	1,04	8,4	9,26	16,34	3,2
18	1,024	0,82	9,2	7,3	20,73	2,5
19	0,9116	0,65	10,2	5,79	26,15	2,0
20	0,8118	0,52	11,6	<4,61	32,69	1,6
21	0,7230	0,41	12,8	3,64	41,46	1,2
22	0,6438	0,33	14,4	2,89	51,5	0,92
23	0,5733	0,26	16,0	2,29	56,4	0,73
24	0,5106	0,20	18,0	1,82	85,0	0,58
25	0,4547	0,16	20,0	1,44	106,2	0,46
26	0,4049	0,13	22,8	1,14	130,7	0,37
27	0,3606	0,10	25,6	0,91	170,0	0,29
28	0,3211	0,08	28,4	0,72	212,5	0,23
29	0,2859	0,064	32,4	0,57	265,6	0,18
30	0,2546	0,051	35,6	0,45	333,3	0,15
31	0,2268	0,040	39,8	0,36	425,0	0,11
32	0,2019	0,032	44,5	0,28	531,2	0,09
33	0,1798	0,0254	50,0	0,23	669,3	0,072
34	0,1601	0,0201	56,0	0,18	845,8	0,057
35	0,1426	0,0159	62,3	0,14	1069,0	0,045
36	0,1270	0,0127	69,0	0,10	1338,0	0,036
37	0,1131	0,0100	78,0	0,089	1700,0	0,028
38	0,1007	0,0079	82,3	0,070	2152,0	0,022
39	0,0897	0,0063	97,5	0,056	2696,0	0,017
40	0,0799	0,0050	111,0	0,044	3400,0	0,014
41	0,0711	0,0040	126,8	0,035	4250,0	0,011
42	0,0633	0,0032	138,9	0,028	5312,0	0,009
43	0,0564	0,0025	156,4	0,022	6800,0	0,007
44	0,0503	0,0020	169,7	0,018	8500,0	0,005

(1) Número AWG (American Wire Gauge). (5) Kg por kilómetro.
 (2) Diámetro en milímetros. (6) Resistencia en ohm por kilómetro.
 (3) Sección en milímetros. (7) Capacidad de corriente en amperes.
 (4) Número de espiras por centímetros.

El bobinado se efectúa sobre un carrete, de cartón, u otro material aislante que encaje holgadamente sobre la pierna central del núcleo, teniendo en cuenta que entre capa y capa de alambre se debe aislar con un poco de papel fino delgado, como el papel mantequilla, mientras que la separación del primario con el secundario debe de hacerse con una o dos capas de papel pescado. Finalmente colocamos en el carrete el núcleo, preferiblemente trabando alternadamente las láminas y las apretamos bien para evitar ruidos molestos para cuando este en uso el transformador.