

Tej



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

**FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES
"CUAUTITLAN"**

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN ARRANCADOR
ELECTRONICO PARA UN MOTOR DE CORRIENTE
DIRECTA**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N :

JORGE HUMBERTO AGUILAR MORENO

LAURENCIO SANCHEZ ALVARADO

Director de Tesis:

ING. HECTOR MIGUEL SANTOYO MORALES



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

INDICE

	Pag.
INTRODUCCION	1
CAPITULO I. CARACTERISTICAS DE MOTORES DE C.D.	3
-Funcionamiento de el motor de c.d.	7
-Fuerza electromagnética	7
-Commutación	13
-Tipos de motores de C.D.	13
-Fuerza contraelectromotriz	14
-Velocidad en un motor de C.D.	16
-Par electromagnético	17
-Motor con excitación serie	18
-Motor con excitación en derivación	22
-Motor compuesto	24
-Arranque de los motores de C.D.	27
CAPITULO II. ARRANCADORES PARA MOTORES ELECTRICOS DE	
C.D.	32
-Reóstatos Manuales	33
-Reóstato de dos puntos	34
-Reóstato de tres puntos	35
-Reóstato de cuatro puntos	36
-Arrancadores magnéticos	37
-Arranque a límite de tiempo	39
-Arranque a límite de intensidad	40

CAPITULO III. INTERRUPTORES ELECTRONICOS Y ELEMENTOS

ELECTRONICOS PARA EL CONTROL DE

POTENCIA 44

-El TBJ como interruptor(en conmutación) 44

-Tiempos de switcheo en el transistor 49

-Rectificador controlado de silicio(SCR) 50

-Encendido del SCR 52

-UJT(transistor de unión) 53

-PUT(transistor programable de unijuntura) 55

-Circuitos de disparo del SCR 57

-Apagado del SCR 59

-Parámetros del SCR 61

-El amplificador operacional 63

-El amplificador operacional ideal 64

-Amplificador inversor 65

-Amplificador no inversor 66

-El amplificador diferencial 68

-Circuito integrador 70

-Oscilador de onda cuadrada 71

-Comparador 73

CAPITULO IV. DISEÑO DE UN ARRANCADOR ELECTRONICO PARA

UN MOTOR DE C.D. 75

-Valor medio 78

-Diseño de los circuitos 84

	Pag.
-Oscilador de onda cuadrada	84
-Circuito integrador	86
-Segundo circuito integrador	88
-Comparador	91
-Oscilador con PUT	92
-Circuito de potencia	95
-Diseño de la fuente de alimentación	100
-Diagrama completo de el arrancador	105
CAPITULO V. CONSTRUCCION DE EL ARRANCADOR	106
-Dimensiones de el arrancador y colocación de los componentes	106
-Circuito impreso(positivo)de la etapa de control	108
-Distribución de los componentes(figura)	109
-Circuito impreso de la fuente de alimentación y vista frontal de el arrancador	110
APENDICE A. ESPECIFICACIONES DE EL ARRANCADOR E INSTRUCCIONES DE MANEJO	111
APENDICE B. ESPECIFICACIONES DE COMPONENTES ELECTRONICOS	113
-Amplificador operacional LM324	114

	Pag.
-SCR's	117
-Diodos y rectificadores	120
-Transistores	121
-PUT's(2N6027 y 2N6028)	122
APENDICE C. CURVAS PARA LA DETERMINACION DE EL CAPACI- TOR DE FILTRO EN UNA FUENTE DE ALIMENTA- CION	123
CONCLUSIONES	125
BIBLIOGRAFIA	127

INTRODUCCION

Los arrancadores para motores, con componentes móviles como relevadores, presentan inconvenientes, ya que están expuestos a agentes externos como polvo, agua, grasa, y esto reduce su vida útil. Además, también su forma de funcionar va terminando con las cualidades de sus partes como son contactos, bobinas, etc. Los contactos tienden a quemarse a causa de la corriente que deben permitir que circule o que debe ser interrumpida. También el material de las bobinas llega a dañarse con el constante paso de corriente por ellas. Todo esto hace que, este tipo de arrancadores requiera un mantenimiento adecuado y periódico, lo que se ve reflejado finalmente en el costo de tener un arrancador.

Pensando en esto y en las ventajas que tiene un arrancador a base de componentes estáticos, surgió la idea de realizar el diseño de un arrancador electrónico para un motor de corriente directa.

Los componentes estáticos pocas veces ven afectadas sus propiedades de conducción de corriente, a causa de polvo o grasa, cuando se han instalado (soldado) bien. Además, el hecho de que en su funcionamiento no intervenga el movimiento es otra ventaja, pues esto evita el desgaste. Además, un arrancador de este tipo es de menor tamaño y más barato.

Al pensar en la realización de el arrancador electrónico,

se tuvo en cuenta que, la electrónica iba a contribuir a el mejor funcionamiento de un objeto de estudio de otra rama - de el conocimiento, como es la electricidad: el motor.

Este trabajo consta de cinco capítulos: los capítulos I, II y III constituyen la base teórica para el desarrollo y - mejor comprensión de el diseño, el cual es descrito en el - capítulo IV; en el capítulo V se describe el trabajo reali- zado en la construcción de el arrancador.

También se incluyen, en este trabajo, apéndices. Uno de éstos, se dedica a la exposición de las instrucciones para el manejo de el arrancador.

CAPITULO I

CARACTERISTICAS DE MOTORES DE C.D.

Un motor de c.d. es una máquina eléctrica que transforma la energía eléctrica de c.d. en energía mecánica rotatoria. Básicamente lo forman un rotor en el que se encuentra el devanado de inducido y un estator en donde está instalado el devanado inductor. En la figura 1.1 se muestra una máquina de c.d. y en ella se pueden ver sus elementos.

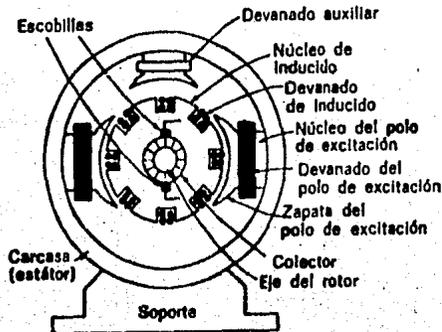


Figura 1.1

El rotor de un motor de c.d. debe llevar a cabo las siguientes funciones:

- 1) Permitir la rotación, ya que ésta es necesaria para - convertir la energía eléctrica de c.d. en energía mecánica.

2) Como consecuencia de su rotación, permitir la conmutación.

3) En él se encuentran los conductores en los que se induce una tensión, lo que proporciona un par de fuerzas electromagnético.

4) Forma parte de el camino para que fluya el campo magnético.

El rotor de la máquina es la parte interna y rotativa de la máquina. Para ejecutar la función de rotación, el rotor posee un eje. Este permite la rotación al núcleo de el inducido, y al colector.

El núcleo de el inducido es la parte de la máquina sobre la cual se coloca el devanado de inducido. Se construye de láminas de material ferromagnético aisladas una de otra por una capa de barniz. El núcleo contiene ranuras axiales periféricas en las cuales se aloja el devanado de inducido. Este consiste en bobinas aisladas entre sí y del núcleo del inducido.

Los conductores que forman el devanado de inducido producen las fuerzas tangenciales que hacen girar a el rotor.

El material con el cual se construyen bobinas de inducido y las bobinas de excitación es cobre, ya que entre los materiales relativamente baratos el cobre es el que tiene menor resistividad y, por tanto, menos pérdidas I^2R .

El hierro del inducido está laminado y las chapas aisla-

das entre sí; de otro modo, el flujo del polo induciría una fem en el hierro (como lo hace en los conductores) que produciría elevadas corrientes parásitas y las correspondientes pérdidas en la superficie del núcleo. La laminación del núcleo aumenta la resistencia de los caminos de las corrientes parásitas y reduce la magnitud de estas corrientes.

Sobre el eje de la armadura se instala el colector. Este está compuesto por delgas de cobre, aisladas entre sí, sobre las cuales se soldan las terminales del devanado de armadura. La misión del colector es dar paso a la corriente que alimenta al inducido, desde las escobillas que lo conectan al circuito exterior. El colector hace que la alimentación a los conductores de el inducido parezca ser como una alimentación de c.a.

Las escobillas son parte constitutiva de el circuito de inducido, el material de que están hechas es cobre o grafito.

Las escobillas están sujetas a la estructura del estator. Permiten la alimentación a el devanado de inducido; se instalan en portaescobillas, éstos las soportan y las mantienen en posición adecuada sobre el colector, ya que deben mantenerse en contacto firme con éste, siempre deben estar conectadas a una delga que está en contacto con una bobina situada en la zona interpolar.

El estator de el motor de corriente directa está formado

de varias partes.

La carcasa es una parte del estator. Esta es cilíndrica, de acero laminado o fundido; está construída en muchas ocasiones de una sola pieza.

La carcasa tiene la función de alojar y soportar todos los elementos que constituyen la máquina, además proporciona un camino de retorno para el flujo en el circuito magnético.

A la carcasa se encuentran unidos los polos de excitación. Estos están construídos de chapa de acero. En los polos de excitación se introducen los devanados de excitación (serie y/o derivado). Estos están hechos por espiras de cobre; la cantidad y sección de éstas dependen de el tipo de excitación de la máquina: serie, shunt, o compuesta. Para la primera es número de espiras de cobre es pequeña, en cambio para la excitación shunt la cantidad de espiras es mayor pero de poca sección. Escencialmente, las bobinas de excitación son electroimanes cuyos amperios-vuelta proporcionan una fuerza magnetomotriz adecuada para producir en el entrehierro un flujo que se precisa para generar una fuerza contraelectromotriz (fem).

En algunas máquinas también se colocan polos auxiliares (interpolos). Estos se sitúan en la región interpolar, entre los polos principales y son de tamaño inferior. El devanado que se coloca sobre los polos auxiliares se compone de

unas pocas espiras de gran sección, ya que está conectado en serie con el circuito del inducido. Su fuerza magnetomotriz (fmm) es proporcional a la corriente del inducido.

Los devanados de compensación están conectados de la misma forma que los devanados interpolares, pero están colocados en ranuras axiales de la zapata del polo de excitación.

FUNCIONAMIENTO DE EL MOTOR DE C.D.

En la conversión de la energía eléctrica en energía mecánica rotatoria interviene, prácticamente, el concepto de fuerza electromagnética, por lo tanto, se considera necesario tratarlo brevemente antes de hablar de el funcionamiento de un motor de c.d.

FUERZA ELECTROMAGNETICA

En un conductor colocado en un campo magnético y por el que circula una corriente eléctrica se ejerce una fuerza electromagnética. Para lo anterior el conductor debe estar colocado perpendicularmente al campo, esto es, a su dirección, o bien tener una componente perpendicular a el campo (figuras 1.2a y 1.2b).

La fuerza electromagnética depende de tres factores: la longitud activa del conductor, el campo magnético, y la in-

tensidad de la corriente circulante por el conductor. Si alguno de estos tres factores varía, la fuerza electromagnética también variará proporcionalmente a la variación de aquellos.

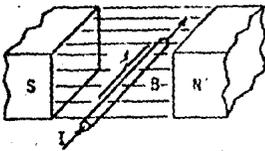


Figura 1.2a

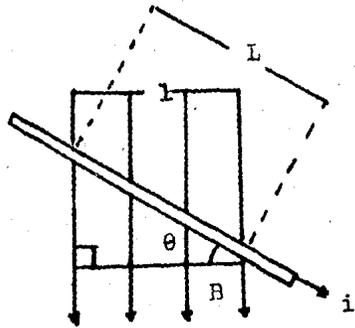


Figura 1.2b

Para el caso en que el campo magnético sea perpendicular al conductor, podemos calcular la fuerza electromagnética sobre el conductor por medio de la siguiente expresión:

$$F = BIL \quad \dots(1)$$

donde:

F: es la fuerza electromagnética.

I: es la intensidad de corriente que circula por el conductor.

L: es la longitud activa del conductor.

B: densidad del flujo de campo magnético.

Cuando el conductor no es perpendicular al campo magnético, la ecuación (1) se modifica a:

$$F = BIL\text{sen}\theta \quad \dots(1.1)$$

donde: F, B, I y L ya se definieron.

θ es el ángulo formado por B y L.

tanto F como B y L son perpendiculares entre sí (estamos suponiendo que L es la longitud activa del conductor o bien, que es el conductor propiamente, pero perpendicular al campo magnético).

El sentido de la fuerza electromagnética puede determinarse por la regla de la mano izquierda. En la figura 1.3 - puede verse que el sentido del campo magnético se indica -- con el dedo índice, el sentido de la fuerza electromagnética se indica con el dedo pulgar, y con el dedo medio se indica el sentido de la corriente.

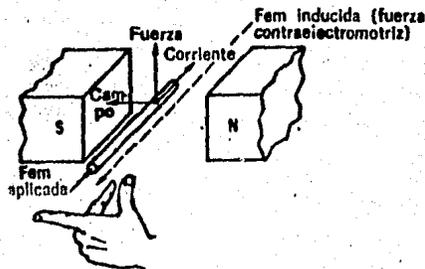


Figura 1.3. Regla de la mano izquierda para el motor.

Una vez definido el concepto de fuerza electromagnética, podemos explicar el funcionamiento de el motor de C.D., esto es, cómo se logra que gire el rotor de la máquina.

Para conseguir la rotación de el inducido de un motor de c.d. se deben excitar tanto el inducido como el inductor — (estator) de la máquina.

Al alimentar al devanado de el estator se crea un flujo de campo magnético. Si también el devanado de inducido es alimentado con una tensión de c.d., se hace circular una corriente por este devanado y se crea una fuerza electromagnética, la cual se ejerce sobre los conductores de el devanado de inducido.

En la figura 1.4 se muestra una bobina de una sola espira colocada en un campo magnético y la corriente que circula por ella también se indica; se ha indicado con una cruz el lado de la bobina por el que entra la corriente y con un punto al lado por el cual sale ésta. También se aprecia en la figura las fuerzas electromagnéticas ejercidas sobre los conductores (el sentido de las fuerzas se determina por la regla de la mano izquierda).

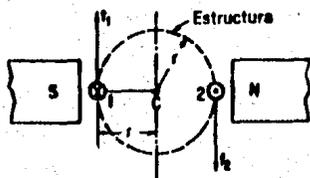


Figura 1.4

En la figura 1.4 se observa que el sentido de las fuerzas f_1 y f_2 es tal que tiende a crear la rotación de la espira.

A el conjunto de fuerzas formado por f_1 y f_2 se le llama par de fuerzas. Podemos definir el par de la siguiente manera: tendencia de un acoplamiento mecánico (una fuerza y su distancia radial al eje de rotación) para producir una rotación.

En la figura 1.5 se muestran varios pares de fuerzas, la suma de el efecto de cada uno de ellos produce un par total para crear la rotación.

Todas las fuerzas mostradas en la figura 1.5 son iguales en magnitud. Esto es porque por todos los conductores circula la misma corriente y están situados perpendicularmente a el campo magnético. Sin embargo, el par que aporta cada conductor (par útil) a el par total es diferente. Como el par es el producto de una fuerza y su distancia perpendicular desde el eje, solo la componente de la fuerza que es perpendicular a la distancia al eje es útil para el desarrollo del par total.

La componente útil de la fuerza desarrollada es:

$$f = F \sin \theta \dots 1.2$$

donde:

F: fuerza electromagnética sobre cada conductor.

θ : ángulo complementario de el ángulo formado por f y F .

f : fuerza útil (tangencial al perímetro).

Podemos escribir entonces, matemáticamente, el par desarrollado por cualquier conductor sobre la superficie de el inducido de la siguiente manera:

$$T = fr = F \text{sen}\theta r \quad \dots, 1.3$$

donde:

f y θ ya se definieron.

r : distancia radial al eje de rotación.

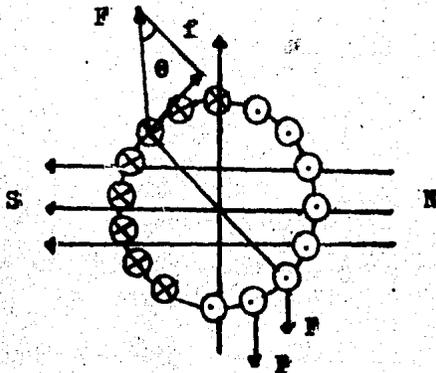


Figura 1.5

CONMUTACION

La necesidad de que se efectúe la conmutación para la inversión de el sentido de circulación de la corriente en un conductor cuando se mueve debajo de un polo de polaridad invertida es fundamental tanto para un motor de c.d. como para un generador de c.d.

Los conductores de inducido bajo un polo dado están recorridos por una corriente de un determinado sentido y, cuando los conductores se mueven hasta situarse debajo de un polo opuesto, el sentido de la corriente se invierte.

La conmutación es necesaria en un motor para que se produzca rotación en el mismo sentido.

TIPOS DE MOTORES DE C.D.

Existen diferentes tipos de motores de c.d. Cada tipo de motor se diferencia por la forma en que está(n) conectado(s) su(s) devanado(s) de excitación. Además, y como consecuencia de lo anterior, el par, la velocidad y la potencia son característicos para cada tipo de motor. Es decir, por ejemplo, la velocidad de un motor serie con cierta carga será diferente a la velocidad de un motor derivado con la misma carga.

Así, antes de describir la configuración y característi-

cas de cada uno de los tipos de motores se considera necesario primero describir ciertos conceptos que se encargan de caracterizar cada tipo de motor.

FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ

Como puede observarse en la figura 1.6 el sentido indicado de el campo y de la corriente determina que la fuerza desarrollada sobre el conductor sea dirigida hacia arriba (regla de la mano izquierda). Esta fuerza origina que el conductor se desplaza y que haya una variación en la concatenación del flujo alrededor de este conductor. En el conductor se induce una fuerza contraelectromotriz. Esta fem, como puede observarse, se opone al sentido en que circula la corriente debida a la fem aplicada que crea la fuerza o movimiento; por esta razón se denomina fuerza contraelectromotriz.

En un motor de c.d. la tensión aplicada en los bornes — del inducido necesariamente es mayor que la fuerza contraelectromotriz desarrollada.

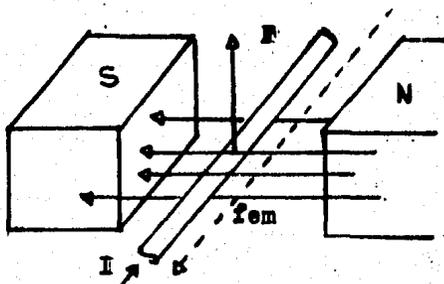


Figura 1.6

En las figuras 1.7 y 1.8 se muestra el sentido de la corriente aplicada al inducido de un motor de c.d. y el sentido de la rotación que esta corriente provoca.

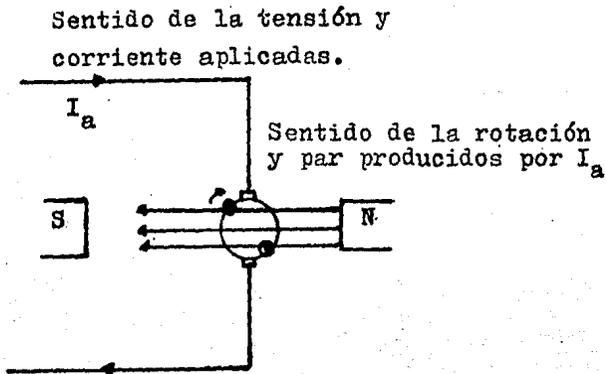
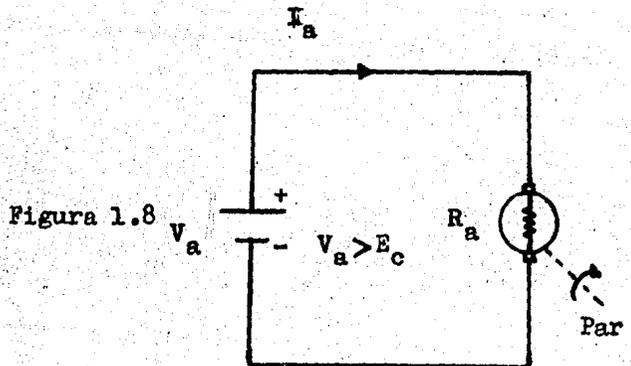


Figura 1.7



De la figura 1.8 podemos escribir:

$$V_a = E_c + I_a R_a \dots 1.4$$

$$I_a = \frac{V_a - E_c}{R_a} \dots 1.5$$

donde:

V_a es el voltaje entre bornes del inducido.

E_c es la fuerza contraelectromotriz generada en el inducido.

I_a es la corriente de inducido.

R_a es la resistencia de inducido.

de aquí se concluye que para que se origine rotación en el sentido indicado en las figuras 1.7 y 1.8 es necesario que:

$$V_a > E_c$$

VELOCIDAD EN UN MOTOR DE C.D.

Para un motor de c.d. la fuerza contraelectromotriz puede escribirse en función de sus variables:

$$E_c = K\phi S \dots 1.6$$

donde:

$K = \text{constante} = (ZP/60a)10^{-8}$

ϕ es el flujo por polo.

S es la velocidad de rotación del motor.

P es el número de polos.

Z es el número de conductores activos en la superficie del inducido.

a es el número de ramas.

Pero ya se vió que la fuerza contraelectromotriz se puede expresar mediante la ecuación:

$$E_c = V_a - I_a R_a \dots 1.4$$

sustituyendo $K\phi S$ en la ecuación 1.4

$$S = \frac{V_a - I_a R_a}{K\phi} \dots 1.7$$

De esta ecuación se puede predecir el comportamiento de la velocidad en un motor de c.d. al variar ya sea I_a , V_a , o ϕ .

PAR ELECTROMAGNETICO

Para un motor de c.d. el par se puede determinar a partir de la ecuación:

$$T = 0.1173 \left(\frac{P}{a} \right) Z I_a \phi \times 10^{-8} \text{ ft-lb} \dots 1.8$$

donde:

P es el número de polos.

a es el número de ramas.

Z es el número de conductores activos en la superficie -
del inducido.

I_a es la corriente de inducido.

ϕ es el flujo por polo que concatenan los conductores.

Para un motor determinado: P, a y Z son constantes por -
lo que la ecuación 1.8 se puede escribir:

$$T = K\phi I_a \text{ ft-lb} \dots 1.9$$

donde:

ϕ e I_a son lo mismo.

$$K = 0.1173 \left(\frac{P}{a} \right) Z \times 10^{-8}$$

Este par electromagnético ayuda a la rotación de un motor -
de c.d.

MOTOR CON EXCITACION SERIE

El motor serie está compuesto por bobinas de campo forma
das por una pequeña cantidad de espiras de calibre relativa
mente grueso. Estas bobinas están conectadas en serie como
se muestra en la figura 1.9 de un motor serie de c.d.

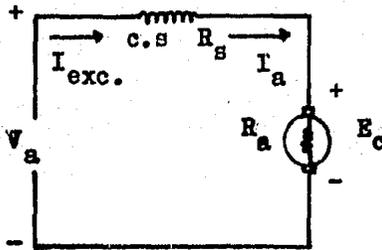


Figura 1.9

De la figura 1.9 sabemos que la corriente de armadura es igual a la corriente de excitación y por lo tanto que el flujo depende de la corriente de armadura directamente, dentro de ciertos límites, esto implica un par elevado ya que éste es proporcional al cuadrado de I_a .

$$T = KI_a^2 \dots 1.10$$

Esto hace que el motor se emplee cuando se requiere un gran aumento del par con un aumento mesurado de la corriente.

La desventaja de este motor es su mala regulación de velocidad. Ya que su velocidad varía en forma inversamente proporcional al flujo (ecuación 1.7), y éste, en un motor serie, varía en forma proporcional a las variaciones de la carga, al aumentar la corriente de carga disminuye la velocidad, así cuanto mayor sea la carga menor será la velocidad.

PAR EN EL MOTOR SERIE

La curva de par en función de la corriente de inducido para un motor serie se ve en la figura 1.10. En esta figura se aprecia que la relación entre par y corriente de carga es exponencial. También observamos en la curva que el par de un motor serie para corrientes pequeñas es menor que el par para un motor derivación.

CARACTERISTICA DE VELOCIDAD DEL MOTOR SERIE

La ecuación 1.7 de velocidad, para un motor serie se modifica así:

$$S = \frac{V_a - I_a(R_a + R_s)}{K\phi} \quad \dots 1.11$$

donde:

V_a es la tensión en bornes del motor.

I_a es la corriente de inducido (y de excitación).

R_a es la resistencia de inducido.

R_s es la resistencia de el devanado de excitación serie.

K es una constante y es igual a $(ZP/60a)10^{-2}$.

ϕ es el flujo por polo.

El flujo en el entrehierro de un motor serie es propor—

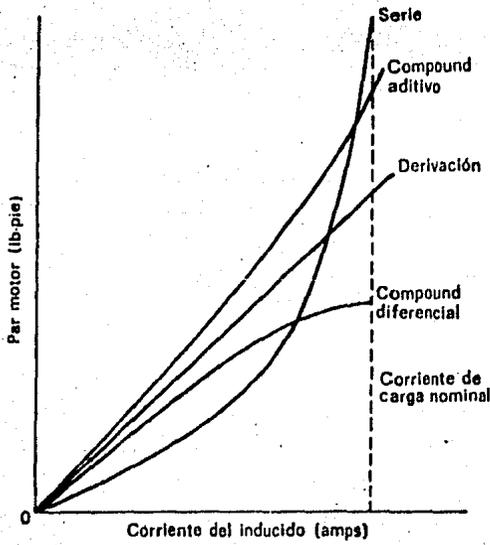
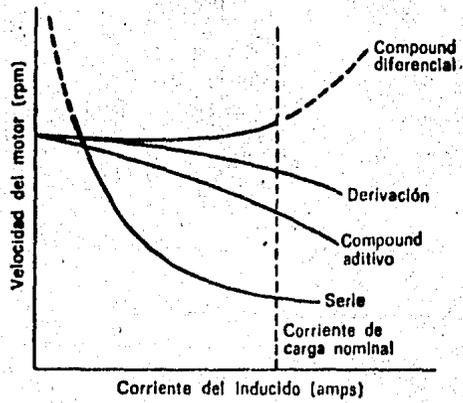


Figura 1.10

Figura 1.11



cional a la corriente de inducido solamente. La ecuación de velocidad se puede escribir como:

$$S = K' \frac{V_a - I_a(R_a + R_s)}{I_a} \dots 1.12$$

La ecuación anterior nos indica la característica velocidad contra corriente de carga de un motor serie. Al aplicarse una carga mecánica relativamente pequeña al eje del inducido de un motor de c.d. (serie), la corriente de inducido I_a es pequeña, lo que hace que la velocidad sea elevada. Por consiguiente, en vacío, con un flujo de excitación y una corriente de inducido pequeña la velocidad es relativamente excesiva. Sin embargo, al aumentar la carga, aumenta la corriente de inducido y la velocidad disminuye rápidamente, como se ve en la curva de la figura 1.11 para un motor serie. En la figura 1.11 podemos ver que la velocidad excesiva de un motor serie no determina una corriente de inducido elevada.

MOTOR CON EXCITACION EN DERIVACION

En estos motores las bobinas de campo están conectadas en paralelo con la armadura. Estas están formadas con un gran número de espiras. La figura 1.12 muestra un diagrama esquemático de un motor shunt.

La regulación de velocidad de los motores derivación es muy buena. Tienen estos motores un par de arranque medio y se emplean cuando se requiere velocidad constante ya que es tos motores se prestan para realizar el control de la velocidad de manera relativamente sencilla.

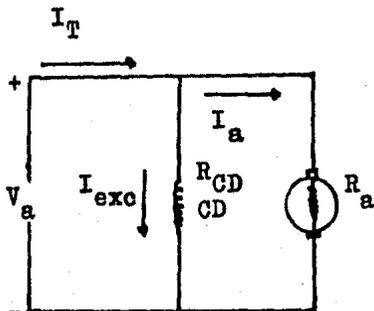


Figura 1.12

PAR EN EL MOTOR DERIVACION

Para este tipo de motor la corriente que fluye por el -- circuito de excitación en derivación durante el arranque, -- toma un valor constante, esto para un determinado ajuste en el reóstato de campo, ésto implica que el flujo sea constan te, el efecto que se presenta en el motor al aumentar la -- carga mecánica es la disminución de la velocidad que por en de origina un descenso en la fuerza contraelectromotriz, y un aumento en la corriente de inducido. Por lo que la ecu

ción del par para un motor derivación puede escribirse de -
la siguiente manera:

$$T = K' I_a \dots 1.13$$

De aquí deducimos una relación lineal entre el par y la corriente de inducido para un motor derivación. Esta relación lineal se expresa gráficamente en la curva para un motor de derivación de la figura 1.10.

CARACTERISTICA DE VELOCIDAD PARA UN MOTOR SHUNT

El flujo en el entrehierro de un motor shunt puede considerarse constante, por lo que podemos escribir la ecuación de velocidad para este tipo de motor como:

$$S = \frac{E}{K\phi_f} = K' \frac{V_a - I_a R_a}{\phi_f} \dots 1.14$$

Al aplicar la carga mecánica hay una disminución en la fuerza contraelectromotriz y la velocidad disminuye proporcionalmente a la fuerza contraelectromotriz (fem).

MOTOR COMPUESTO

En este motor se agrupan tanto las características del -

motor derivación (velocidad casi constante) como las del motor serie (elevado par de arranque). Esto es porque posee dos devanados de campo: uno conectado en serie con la armadura, llamado devanado de campo serie, y otro en paralelo (devanado de campo derivado).

Si el devanado de campo serie se conecta en tal forma -- una su acción a la del campo derivado se dice que el motor es compuesto aditivo. Si se conecta en forma contraria, es decir, si el campo serie se opone al campo derivado se tiene un motor compuesto diferencial. Sin embargo, independientemente de si el motor es compuesto diferencial o compuesto aditivo, la corriente en el circuito de excitación en derivación y el flujo de excitación durante el arranque o la -- marcha es esencialmente constante. La corriente en el devanado de excitación serie es función de la corriente de carga absorbida por el inducido. En la figura 1.13 se muestra un diagrama esquemático de un motor compuesto.

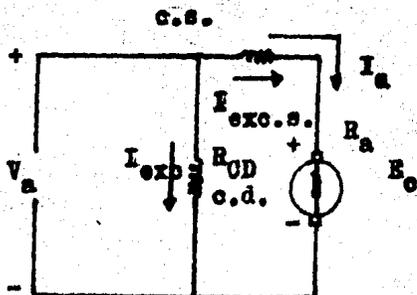


Figura 1.13

PAR EN EL MOTOR COMPUESTO (ADITIVO Y DIFERENCIAL)

La ecuación del par puede escribirse para un motor compuesto aditivo como:

$$T = K(\phi_f + \phi_s)I_a \dots 1.15$$

En la figura 1.10 se puede ver la curva de par para el motor compuesto aditivo. En la misma figura se observa que para la misma corriente del inducido el par de un motor compuesto aditivo siempre es mayor que el par producido por un motor derivación.

Para un motor compuesto diferencial la ecuación del par puede escribirse:

$$T = K(\phi_f - \phi_s)I_a \dots 1.16$$

En la figura 1.10 se ve la curva de par para un motor compuesto diferencial. En esta curva se puede observar que para la misma corriente de inducido el motor compuesto diferencial produce una curva de par menor que la del motor derivación.

VELOCIDAD EN EL MOTOR COMPUESTO (ADITIVO Y DIFERENCIAL)

La ecuación de la velocidad para un motor compuesto aditivo es:

$$S = K \frac{V_a - I_a R_a - I_a R_s}{\phi_f + \phi_s} \dots 1.17$$

De esta ecuación deducimos que la velocidad del motor -- disminuye más rápido que en el motor derivado con la aplicación de carga como se ve en la figura 1.11.

La velocidad del motor compuesto diferencial se expresa de la siguiente manera:

$$S = \frac{KE}{\phi_f - \phi_s} \dots 1.18$$

En la figura 1.11 se ve la curva de el comportamiento de la velocidad de el motor compuesto diferencial. En esta curva se puede apreciar que la velocidad aumenta con el aumento de carga.

ARRANQUE DE LOS MOTORES DE C.D.

Consideremos el diagrama esquemático de la figura 1.14.

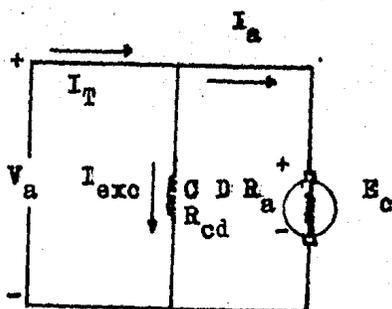


Figura 1.14

Observando la figura vemos que los dos factores que limitan la corriente de inducido de un motor de c.d. son la fuerza contraelectromotriz E_c , ya que ésta es menor que V_a y se opone a ésta última, y la resistencia de inducido R_a .

La fuerza contraelectromotriz es función de un factor constante Φ (flujo de campo magnético), y de la velocidad S , además de que es proporcional a un factor constante K , esto es:

$$E_c = K\Phi S \dots 1.6$$

En el instante de el arranque la velocidad S es cero, por tanto en ese instante:

$$E_c = K\Phi(0) = 0 \dots 1.6'$$

Ya que en el instante de el arranque la fuerza contraelectromotriz es cero, la única limitación a la corriente del

inducido es hecha por la resistencia de inducido R_a , y como esta última es muy pequeña (casi despreciable), la corriente de inducido (en el instante de el arranque) puede alcanzar valores tan elevados (muchas veces la corriente nominal del inducido) que pueden dañar el devanado de inducido. Para evitar que la máquina se dañe por un exceso de corriente de inducido, por algún medio y de alguna forma se debe limitar la corriente de inducido. Una manera de limitar la intensidad de corriente a un valor permisible es conectar en serie con el inducido una resistencia, esto se muestra en la figura 1.15.

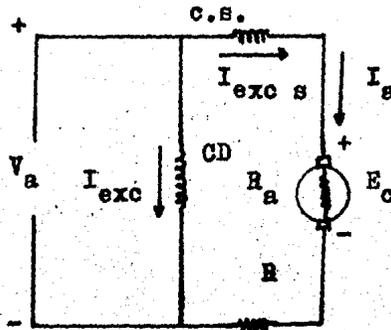


Figura 1.15

de la figura:

$$V_a = E_c + I_a(R_a + R) \quad \dots 1.4'$$

de donde:

$$I_a = \frac{V_a - E_c}{R_a + R} \quad \dots 1.5'$$

Una vez arrancada la máquina (motor) se genera una fuerza contraelectromotriz proporcional a la velocidad. Esto da idea de que una vez que hay rotación (velocidad) se debe ir reduciendo la resistencia conectada al inducido ya que de otro modo, la corriente de inducido tendería a ser cero conforme se incrementara la velocidad. Esto es por lo siguiente:

$$I_a = \frac{V_a - E_c}{R_a + R} \dots 1.5'$$

Ya que E_c es proporcional a la velocidad, al irse incrementando ésta también lo hará E_c , lo que provocará que el numerador de la ecuación (1.5') disminuya (con V_a constante), y ya que el denominador es constante, I_a tendería a cero, - y con ésta el par, ya que el par es proporcional a I_a :

$$T = K\phi I_a \dots 1.9$$

Con el par anulado no existirá rotación, el motor obviamente se detendrá.

Lo que se puede hacer para reducir la corriente de inducido en el arranque es conectar, en serie con el inducido, una resistencia con tomas, como se puede ver en la figura - 1.16 para un motor derivación. De este modo, conforme se va incrementando la velocidad se va reduciendo la resistencia adicional, evitando así que la corriente de inducido se anu

le y que el motor se detenga.

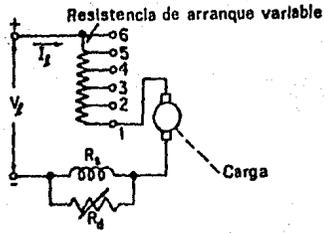


Figura 1.16

CAPITULO II

ARRANCADORES PARA MOTORES ELECTRICOS DE C.D.

En un motor de c.d. no se puede llevar a cabo el arranque a tensión plena dado que se produce un flujo elevado de la corriente en el devanado de armadura. Por lo que se tiene la necesidad de auxiliarse de un dispositivo que nos permita conectar el motor a la línea de alimentación, acelerándolo del reposo a su velocidad nominal; tal dispositivo se conoce como arrancador.

La función primordial de el arrancador es la de limitar la corriente de inducido durante el arranque y los momentos en que el motor se acelera. Escencialmente un arrancador está constituido por un grupo de resistencias que se conectan en serie con la armadura, y además cuenta con un mecanismo que tiene como función ir eliminando una resistencia después de cada periodo de aceleración del motor.

Los arrancadores para motores de c.d. pueden clasificarse en base a su operación como manuales, semiautomáticos y automáticos. Dentro de los primeros se pueden incluir los reóstatos manuales de tres y cuatro puntos. Los semiautomáticos, son todos aquellos que utilizan dispositivos de control magnético y que son mandados por estaciones de botones. Cuando el mando se realiza por medio de un dispositivo

piloto como: de flotador, presión, de flujo, corriente, voltaje, etc., los arrancadores semiautomáticos se convierten en automáticos al poder cambiar por ellos mismos su estado de operación.

REOSTATOS MANUALES

Se pueden tener los siguientes:

- a) De dos puntos.
- b) De tres puntos.
- c) De cuatro puntos.

Estas designaciones se refieren al número de terminales con las que se cuenta para realizar conexiones con el motor y la línea.

Los reóstatos manuales consisten de una resistencia con varias tomas dispuestas en forma circular sobre la placa -- del arrancador. Cada una de las partes en que se divide la resistencia por las tomas es eliminada, conforme se acelera el motor, por medio de una palanca o manivela.

El valor y el número de pasos de resistencia, está condicionado entre otros factores, a la necesidad de una buena -- conmutación, así como también una aceleración suave; esto es, que el par no tenga una variación muy grande conforme -- se va acelerando la carga. Sin embargo el valor de la resis

tencia aceleradora o limitadora debe ser tal que permita -- que la armadura tome como máximo del 125% al 200% de la corriente nominal.

REOSTATO DE DOS PUNTOS

En la figura 2.1 se muestra un arrancador de dos puntos -- empleado para manejo de motores serie, su funcionamiento es como se expone a continuación. Una vez que se cierra el interruptor de navajas, el movimiento del brazo al primer punto conecta la armadura y el campo a través de toda la resistencia a la línea de alimentación. Al mover el brazo hacia la derecha, el valor de resistencia va disminuyendo acelerando la máquina. Al llegar el último contacto o terminal, la armadura y el campo quedan conectados directamente a la alimentación, entonces el motor ha alcanzado su velocidad -- máxima.

Este arrancador puede emplearse cuando exista el peligro de que la corriente de carga, pueda reducirse a valores tales que provoque aumentos peligrosos de la velocidad.

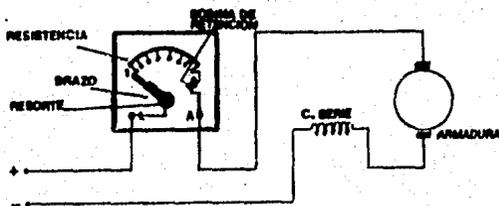


Figura 2.1

REOSTATO DE TRES PUNTOS

Este arrancador se utiliza en el manejo de motores en derivación y compuestos. La única diferencia en los arreglos para uno u otro motor, radica en la adición del arrollamiento serie en los compuestos. Como se muestra en las figuras 2.2 y 2.3, sobre la placa de los arrancadores van instalados tres bornes, en los cuales se conectan: la línea(L), el circuito de armadura(A) y el campo(F). Dentro del arrancador, el borne L se conecta con la palanca o manivela, el borne A con la resistencia y el borne F con la bobina de retención.

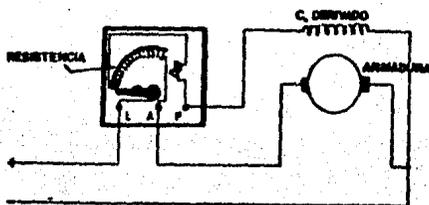
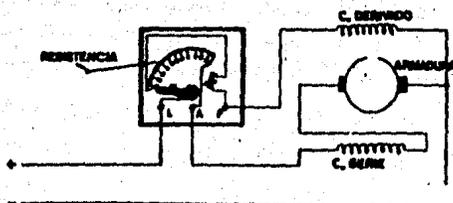


Figura 2.2

Figura 2.3



La operación de los arrancadores de las figuras 2.2 y -- 2.3, es prácticamente la misma. Una vez iniciada la secuencia de arranque, el paso de la manivela de un contacto a otro, va eliminando la resistencia del circuito de armadura hasta llegar al último contacto, en donde queda eliminada totalmente. Nótese que en el primer contacto, la tensión total de la red se aplica al campo en derivación y que al mismo tiempo que la resistencia aceleradora se elimina del circuito de armadura, va intercalándose en el circuito de campo, siendo el valor de la resistencia aceleradora muy inferior a la del campo, la influencia de la primera al intercalarse en el circuito de campo es despreciable.

REOSTATO DE CUATRO PUNTOS

Un reóstato de este tipo se puede ver en la figura 2.4. En este arrancador la bobina de retención no está conectada en serie con el campo, sino que se deriva a la línea a través de una resistencia fija; de esta manera, cualquier cambio en la corriente de campo, no afecta la corriente en la bobina de retención. Sin embargo por ir la bobina en derivación con la fuente, al fallar la tensión de alimentación la bobina se desenergiza y la manivela regresa a su posición inicial. El reóstato manual de cuatro puntos, presenta sobre el de tres, la ventaja de permitir intercalar en el circui-

to de el campo derivado, una resistencia variable para el control de la velocidad.

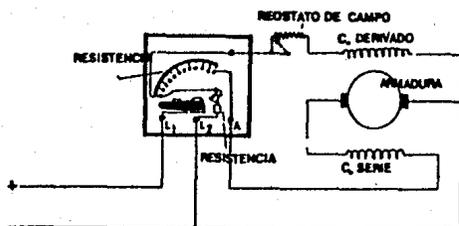


Figura 2.4

ARRANCADORES MAGNETICOS

El arranque de los motores de c.d. puede realizarse también utilizando dispositivos de control magnético, lo cual simplifica la operación y proporciona cierta seguridad en la manipulación de la máquina. La secuencia de arranque se realiza en tiempos adecuados, que permiten la aceleración uniforme impidiendo así, que la corriente de armadura sobrepase los límites que la seguridad impone. La operación de estos arrancadores puede ser automática o semiautomática. La diferencia entre los arrancadores automáticos y los semiautomáticos radica en el dispositivo de mando, siendo en todos los demás idénticos. Así, cuando se utilicen dispositivos pilotos como interruptores de flotador, de presión, —

etc., se hablará de arrancadores automáticos, y cuando se empleen dispositivos de mando como las estaciones de botones, de arrancadores semiautomáticos.

Todos los arrancadores magnéticos, automáticos o semiautomáticos, caen en alguno de los siguientes tipos:

- a) Arranque a límite de tiempo.
- b) Arranque a límite de intensidad.

En los arrancadores a límite de tiempo se emplean relevadores temporizados, con los cuales se obtiene una secuencia que permite ir eliminando progresivamente la resistencia aceleradora (limitadora). Esta secuencia depende de los tiempos de apertura y cierre de los contactos en los relevadores. En los arrancadores a límite de intensidad se emplean relevadores de intensidad, de tensión, etc., los cuales convenientemente colocados, van accionando dependiendo de las condiciones de la carga. Así, mientras en los arrancadores a límite de tiempo, la secuencia se realiza con tiempos fijos, en los de límite de intensidad el tiempo se ajusta de tal manera, que si la carga es ligera, el motor alcanzará su velocidad nominal más rápidamente, que si arrancara con una carga pesada.

ARRANQUE A LIMITE DE TIEMPO

Existen varios arreglos de arrancadores que operan bajo este principio. La figura 2.5 muestra el diagrama lineal de un arrancador conectado a un motor en derivación que utiliza relevadores en su operación. Una vez que se cierra el interruptor de navallas, basta pulsar el botón BA para que la bobina del contactor M se energice y cierre un contacto M (de carga) en serie con la armadura del motor y un contacto M1 (de enclave) en el circuito de control. En el momento en el cual se cierra el contacto M y la armadura del motor se conecta a la línea, la corriente circula por el campo energizándose la bobina FC de un relevador de falla de campo. Este relevador cierra un contacto normalmente abierto FC en el circuito de control, formando el enclave con el contacto M1. Cuando se excita la bobina M, también ocurre lo mismo con la bobina 1T de un relevador de tiempo, la cual un tiempo después de haberse energizado, cierra el contacto 1T permitiendo que se excite la bobina del contacto 1A. Este contactor cierra un contacto en paralelo con la resistencia R1 eliminándola. El relevador 2T actúa cerrando un tiempo después el contacto 2T y con esto energizando la bobina del contactor 2A que cierra su contacto en paralelo con R2 puenteadola. De manera similar R3 es eliminada alcanzando el motor su velocidad nominal.

En la figura 2.6 se muestra el diagrama lineal de un arrancador para un motor de c.d. en derivación, que utiliza relevadores serie para la aceleración. Los relevadores serie también conocidos como de mínima corriente, constan de unas cuantas vueltas de alambre grueso y son de funcionamiento extremadamente rápido. Un resorte abre los contactos cuando disminuye la corriente por abajo del valor al que se ajusta. El funcionamiento del circuito de la figura 2.6 es como sigue: basta pulsar el botón BA para que se energice la bobina del contactor M, que opera cerrando el contacto M en el circuito de carga y el contacto M1 (de enclave) en el circuito de control. Al cerrarse el contacto de carga M, la corriente pasa a través de la armadura, las resistencias aceleradoras (limitadoras) y la bobina del relevador IRS, el cual está calibrado para accionar con la corriente de arranque. De esta manera el relevador IRS opera abriendo el contacto normalmente cerrado IRS en serie con la bobina IA. Cuando la corriente disminuye al acelerarse la máquina, la bobina IRS no tiene los suficientes amper-vueltas para atraer al núcleo del relevador, regresando el contacto IRS a su posición original (cerrado). Cuando esto último ocurre, la bobina del contactor IA se excita cerrando un contacto en el circuito de carga, quedando fuera la resistencia R1. La corriente de armadura pasa ahora por 2RS, que de manera similar al relevador IRS, abre el contacto 2RS en se--

rie con la bobina 2A impidiendo su excitación. Cuando el motor incrementa su velocidad, la corriente disminuye cierto valor, tal que la bobina 2RS no se mantiene enclavada y el contacto 2RS se cierra. 2A se excita entonces, cerrando un contacto paralelo con R2 y de esta manera eliminándola. Del mismo modo ocurre con la resistencia R3. Para parar el motor basta pulsar el botón BP, que interrumpe el circuito de excitación de la bobina del contactor M, desconectando todo el circuito.

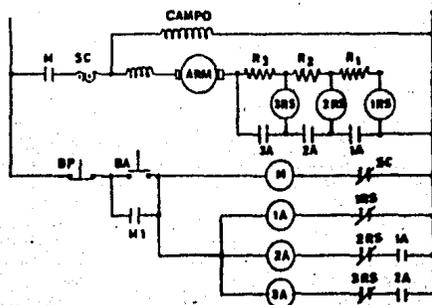


Figura 2.6

En el arranque a fuerza contraelectromotriz, la reducción de la intensidad provocada por el aumento de la fuerza contraelectromotriz, reduce la caída de tensión en la resistencia aceleradora, aumentando la tensión entre las terminales de armadura. la figura 2.7 muestra el diagrama lineal de un arrancador a fuerza contraelectromotriz para un motor en derivación, en el cual se han instalado las bobinas de -

los relevadores 1RA, 2RA y 3RA en paralelo con la armadura. Estos relevadores están calibrados para operar al 40, 60 y 80% respectivamente de la tensión nominal. De esta manera, a medida que el motor se acelera, la tensión en la armadura aumenta y al llegar al 40% de la nominal, el relevador 1RA entra en acción cerrando el contacto 1RA en serie con la bobina del contactor 1A, actúa eliminando el paso de corriente por la resistencia R1. De manera similar actúan 2RA y 3RA. Una vez acelerada la máquina las resistencias aceleradoras quedan fuera. Para parar basta pulsar BP que desconecta el circuito de control.

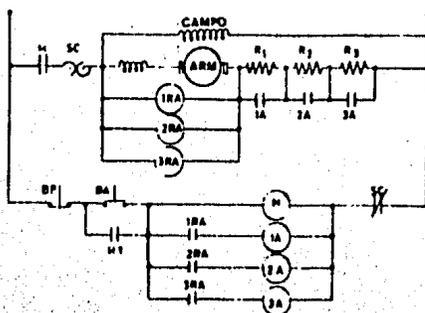


Figura 2.7

CAPITULO III

INTERRUPTORES ELECTRONICOS Y ELEMENTOS ELECTRONICOS PARA EL CONTROL DE POTENCIA

Un interruptor electrónico es un dispositivo que permite la circulación de corriente (unidireccional o bidireccionalmente) cuando se le aplica una señal de mando, utilizando únicamente elementos de estado sólido.

El dispositivo semiconductor que efectúa la conmutación puede ser un transistor o un tiristor.

EL TBJ COMO INTERRUPTOR (EN CONMUTACION)

El transistor bipolar de juntura TBJ se forma por la unión de tres materiales semiconductores. Dos de éstos pueden ser P y uno N o alrevés, es decir dos pueden ser N y uno P. La forma en que se ordenen estos materiales definirá dos tipos de transistores; si el orden de colocación es P-N-P tenemos un transistor PNP, el símbolo de este transistor se muestra en la figura 3.1.

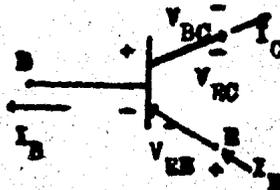


Figura 3.1

Los electrodos en este transistor se llaman de la siguiente manera:

B: base, C: colector, E: emisor.

Las corrientes y los voltajes mostrados se denominan:

I_C : corriente colector.

I_B : corriente de base.

I_E : corriente de emisor.

V_{EC} : voltaje emisor-colector.

V_{BC} : voltaje base-colector.

V_{EB} : voltaje emisor-base.

En este transistor:

$$I_E = I_B + I_C \quad V_{BC} + V_{EB} = V_{EC}$$

Si los materiales se colocan N-P-N se tiene un transistor NPN, su símbolo es:

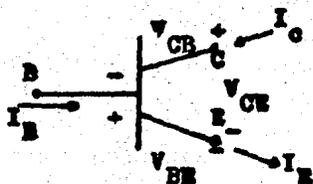


Figura 3.2

Los electrodos tienen el mismo nombre que en el transistor PNP. Lo mismo sucede con voltajes y corrientes. Así mismo,

en este transistor:

$$I_E = I_B + I_C, \text{ y:}$$

$$V_{CB} + V_{BE} = V_{CE}$$

El funcionamiento de el transistor depende básicamente de la polarización aplicada, es decir de los voltajes V_B , V_E y V_C aplicados a la base, al emisor y al colector, respectivamente. Aunque este transistor es un solo elemento, podemos imaginar que son diodos (BE y BC) que pueden o no conducir en un momento determinado.

Dependiendo de la polarización del transistor, éste puede trabajar en una de las siguientes cuatro regiones.

- 1) Amplificación ($I_C \neq 0$, $I_C = I_B(B + 1)$)
- 2) Corte.
- 3) Saturación.
- 4) No simétrica.

En amplificación (BC en inversa, BE en directa):

$$I_C \neq 0, I_C = I_B(B + 1): B \text{ es la ganancia de corriente.}$$

En corte el transistor no conduce (BE en inversa, BC en inversa); $I_C = 0$.

En saturación (BE y BC en directa); $I_C \neq 0$.

El TBJ puede comportarse como un interruptor electrónico. La señal de mando para este interruptor se aplica a la base. Así si hay corriente de base habrá circulación de corriente de colector, de lo contrario la corriente de colector será nula.

El transistor en conmutación trabaja en los puntos extremos de su recta de carga. El transistor está saturado cuando trabaja en el punto b de la figura 3.3, con una corriente de base igual o superior a $I_{b\text{sat}}$.

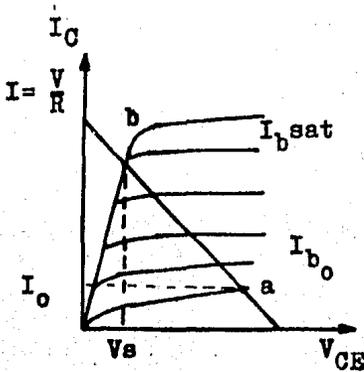


Figura 3.3

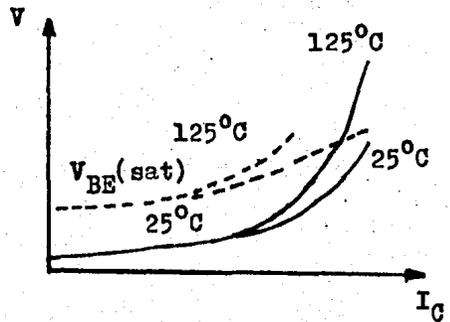


Figura 3.4

Un interruptor ideal cerrado presenta una impedancia nula y una caída de tensión en sus bornes también nula.

El transistor en saturación tiene una característica de saturación resistiva, que se traduce en una caída de tensión de voltaje colector-emisor (saturación) que depende de la corriente que circula y de la temperatura de trabajo, -

tal como puede verse en las curvas de la figura 3.4

Cuando la corriente de base es nula, el transistor trabaja en el punto a de la curva característica (figura 3.3) en situación de bloqueo. En estas condiciones la impedancia al paso de la corriente es elevada, y solo circula una corriente de fuga.

El circuito de la figura 3.5 es una configuración que permite usar el transistor en conmutación.

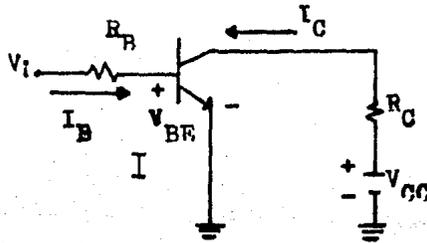


Figura 3.5

Cuando v_i sea cero o negativo el transistor estará en la región de corte, según la teoría del transistor. De la figura 3.5:

$$v_i = R_B I_B + V_{BE}, \text{ si } v_i = 0:$$

$R_B I_B + V_{BE} = 0$ ($I_B = 0$, $I_C = 0$ ya que la malla I es un circuito abierto), por lo tanto:

$V_{BE} = 0$, por lo que el transistor está en corte.

Si $v_i \neq 0$ y mayor que 0.7 volts el transistor estará en saturación, y la corriente I_C dependerá de V_{CC} y de R_C . El

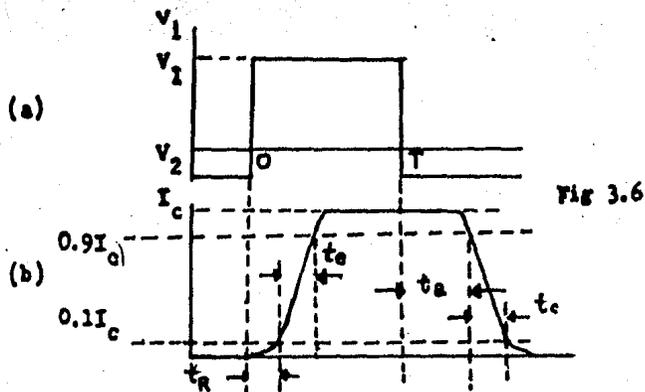
voltaje V_{CE} será un voltaje de saturación muy bajo.

TIEMPOS DE SWITCHEO EN EL TRANSISTOR

Supongamos que el transistor es manejado por el pulso de la figura 3.6a (v_i aplicado a la base de el transistor). Según lo anterior, con $v_i = V_2$ el transistor está en corte, - con $v_i = V_1$ el transistor está en saturación.

La corriente I_C no responde inmediatamente a la señal de entrada (v_i). Hay un retardo, el tiempo de éste más el recorido para que I_C alcance el 10% de su valor máximo es llamado tiempo de retardo t_R . El tiempo necesario para que I_C se eleve hasta la región activa desde el 10% al 90% de I_C , es llamado tiempo de elevación (t_e). El tiempo total para poner en conducción al transistor (t_{on}) es la suma de el tiempo de retardo y el de elevación, $t_{on} = t_R + t_e$. Cuando v_i regresa a su estado inicial en $t = T$, la corriente no responde inmediatamente. El intervalo entre la transición de v_i y el momento en que I_C ha caído al 90% de su valor máximo es llamado el tiempo de almacenamiento (t_a). El intervalo de almacenamiento es seguido por el tiempo de caída (t_c), el cual es el tiempo requerido para que I_C caiga desde 90% al 10% de su valor máximo. El tiempo para ponerse en apagado t_{off} es definido como la suma de los tiempos de almacenamiento y - de caída $t_{off} = t_a + t_c$.

La figura 3.6b muestra los tiempos que se han discutido.



El tiristor es un dispositivo que puede conmutarse (activarse o desactivarse) electrónicamente con el fin de controlar intensidades relativamente grandes de corriente para motores y otros equipos eléctricos. El SCR y el triac son dos clases de tiristores. Otros tipos de tiristores son el UJT (transistor de unijuntura) y el diac.

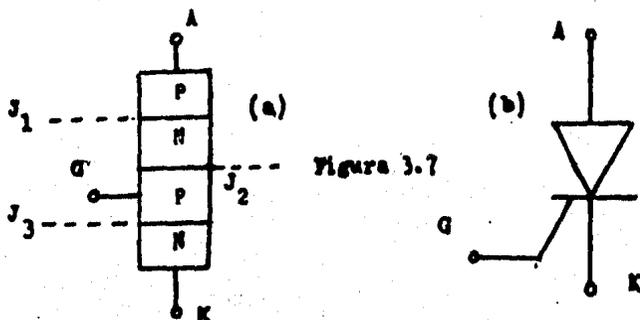
Los tiristores son sumamente útiles para reemplazar los conmutadores y relevadores controlados mecánicamente. Su mayor ventaja es el control de grandes cantidades de potencia usando muy pequeña potencia de control (señal de mando).

RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO (SCR)

Un SCR es simplemente un rectificador que puede ser puesto en conducción con un comando eléctrico.

La figura 3.7a ilustra la construcción en cuatro capas -

del SCR, su símbolo se ve en la figura 3.7b. En esta última figura se ve que el SCR tiene tres electrodos: compuerta (G), ánodo(A), y cátodo(K). En el símbolo, la parte del diodo muestra que la corriente puede fluir solo en un sentido. Por lo tanto para que el SCR conduzca, primero debe ser el ánodo positivo con respecto al cátodo.



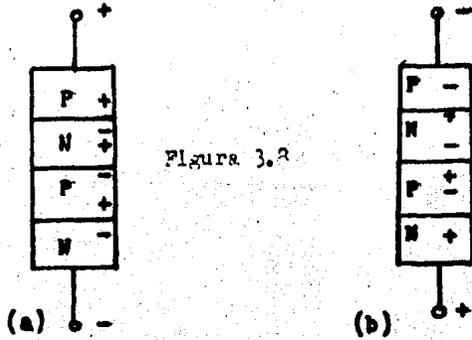
Entre las cuatro capas de la figura 3.7a se forman tres junturas: J_1 , J_2 y J_3 . Un extremo (P) es el ánodo y el otro extremo(N) es el cátodo.

Considérese que se aplica el voltaje positivo al ánodo y el voltaje negativo al cátodo, como se muestra en la figura 3.8a. Nótese que J_1 y J_3 se polarizan directamente, pero J_2 se polariza inversamente. Así, no puede fluir corriente entre el ánodo y el cátodo debido a la polarización inversa en J_2 . Hay una pequeña corriente de fuga, pero no es una corriente en el sentido de avance.

Cuando el voltaje aplicado tiene polaridad opuesta, (fi-

gura 3.8b), J_2 tiene entonces polarización directa pero J_1 y J_3 tienen polarización inversa. Otra vez no puede fluir corriente.

El resultado es una alta resistencia a través del diodo de cuatro capas en cualquier sentido. Una de las junturas está polarizada inversamente para cualquier polaridad del voltaje aplicado. El estado de alta resistencia es la condición de apagado.



ENCENDIDO DEL SCR

La tercera terminal, la compuerta G (figura 3.7a), está conectada a la capa interna P. La compuerta puede forzar al SCR para que conduzca.

Un voltaje positivo, con respecto al cátodo, aplicado a la compuerta dispara al SCR (éste conduce) cuando el ánodo es positivo. Después que el SCR se ha encendido, permanece-

rá así y permitirá el flujo de corriente del ánodo al cátodo aún cuando el voltaje de compuerta se haya suprimido. El SCR se apaga interrumpiendo por un tiempo determinado el flujo de corriente de retención de ánodo a cátodo.

Existen distintos circuitos para disparar un SCR. En estos circuitos están presentes unos dispositivos que son considerados tiristores. Tales dispositivos son el PUT (transistor programable de unijuntura) y el UJT (transistor de unijuntura). Por ésto, antes de tratar estos circuitos de disparo del SCR se considera necesario el estudio de tales tiristores.

UJT (TRANSISTOR DE UNIUNION)

El UJT es usado como un oscilador y algunas veces como sensor de corriente o de voltaje. El oscilador UJT es usado para disparar grandes dispositivos tal como un SCR.

En la figura 3.9a se muestra el diagrama esquemático de el UJT. Como se ve, el UJT tiene tres electrodos: el emisor (E), base uno (B_1) y base dos (B_2). Sus terminales de control son E y B_1 . La terminal B_2 es usada para polarización.

Hay una resistencia nominal entre B_2 y B_1 . Este es llamada resistencia interbase (R_B). Esta está compuesta de dos resistencias: R_{B1} y R_{B2} (figura 3.9b). La razón de R_{B1} a R_B es llamada la razón eta (η) donde

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_B} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

La razón eta es 0.6 en casi todos los UJT's.

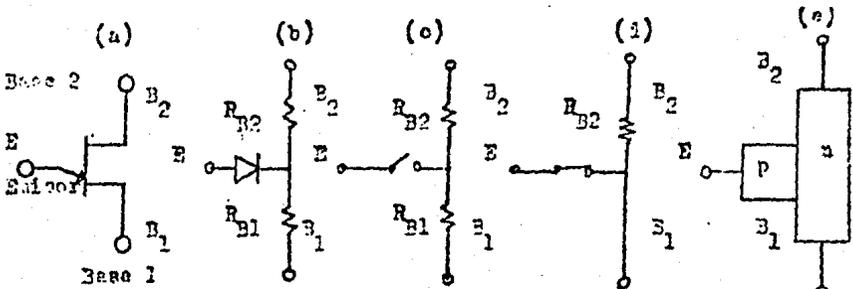


Figura 3.3

La figura 3.9b es un circuito equivalente de un UJT.

La figura 3.9c muestra al UJT cuando éste está apagado, y la figura 3.9d es un UJT conduciendo.

El UJT consiste en silicio tipo N. Entonces se hace una juntura PN adicionando una región tipo P cerca de la mitad del silicio. La juntura PN se comporta como un diodo.

La figura 3.9e es el diagrama P-N de el UJT.

La figura 3.10 muestra como se polariza el UJT. Una fuente de 10V es conectada desde B_1 a B_2 . Las resistencias R_{B1} y R_{B2} actúan como un divisor de voltaje. Esto pone 0.6 (razón eta) de el voltaje de la fuente a través de R_{B1} . De este modo el voltaje en el punto eta es 6V con respecto a tierra. Esto pone 6V en el cátodo de el diodo. Este necesi

ta 0.2V para polarizarse en directa y conducir. Por lo tanto, el ánodo (emisor) debe ser más grande que 6.2V. El potenciómetro, mostrado en la figura 3.10, puede ser usado para poner 6.2V. Esto enciende el UJT. Después que el UJT es encendido, éste actúa como un diodo polarizado en directa desde E a B₂.

Cuando se traten los circuitos de disparo del SCR se verá un oscilador con UJT, así como las formas de onda producidas y la utilización de éstas.

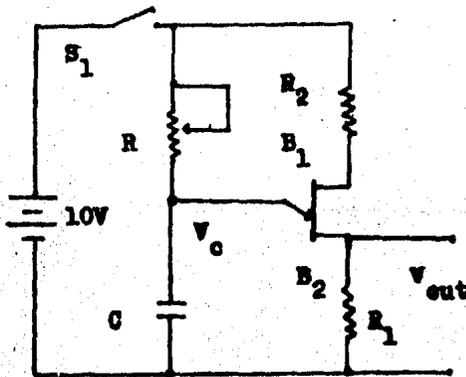


Figura 3.10

PUT (TRANSISTOR PROGRAMABLE DE UNIJUNTURA)

El PUT es funcionalmente equivalente a el UJT pero el punto de disparo puede ser programado o hacerse variable. El usuario puede calcular las características de programa--

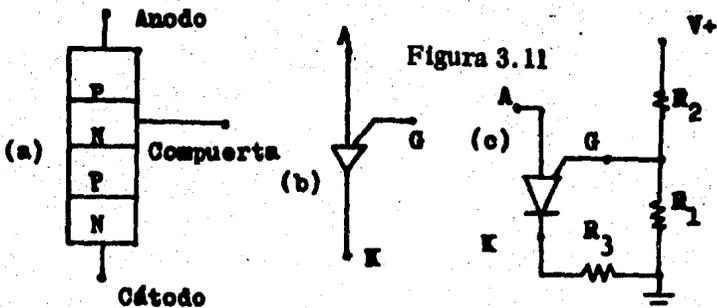
ción escogiendo los valores apropiados en el circuito externo.

El PUT es un tiristor, tiene cuatro capas (PNPN) como el SCR (figura 3.11a), y tiene un electrodo de compuerta, éste está conectado al material N más cercano al ánodo. El PUT es de relativamente baja potencia.

En el símbolo esquemático de la figura 3.11b el ánodo corresponde a el emisor de el UJT. El ánodo necesita un voltaje de entrada para encender el PUT. La compuerta y el cátodo son comparables con los electrodos de base.

El circuito de la figura 3.11c muestra cómo R_1 y R_2 sirven como un divisor de voltaje para fijar el voltaje de igualación. Cuando el voltaje aplicado al ánodo excede del voltaje de igualación más el voltaje de la juntura interna el circuito de el ánodo pasará al estado de encendido y fluirá corriente de ánodo a cátodo produciéndose impulsos en la resistencia R_3 .

Más adelante veremos como se dispara un SCR usando los impulsos formados con el oscilador con PUT.



CIRCUITOS DE DISPARO DEL SCR

Se analizarán los circuitos de disparo de el SCR. En estos se usan impulsos para disparar el SCR. Varios de los dispositivos utilizados para producir estos impulsos funcionan mediante la descarga de un condensador en la compuerta del SCR. Cuando estos impulsos se generan con una frecuencia suficientemente más alta que la de la tensión controlada, el disparo es asíncrono, mientras que si el impulso se aplica a la puerta en el instante del cruce por cero el disparo es síncrono.

La figura 3.12 muestra un circuito oscilador con UJT. Este oscilador es un circuito de disparo asíncrono. Los impulsos producidos en R_1 son aplicados a la compuerta del SCR para dispararlo. La frecuencia con que se producen los impulsos depende de R y C y es:

$$f = \frac{1}{RC} = \frac{1}{T}$$

Quando el switch S se cierra, C se empieza a cargar a través de R. En la base B_1 hay seis volts (por la razón de resistencias, etc). Cuando la carga en C alcanza 6.3V el UJT conduce. Entonces existe una baja resistencia para la descarga de C y rápidamente ocurre ésta. Esto apaga al UJT, C se empieza a cargar nuevamente, y el proceso se repite.

El voltaje en $C(V_c)$ es un diente de sierra causado por la carga relativamente lenta y descarga rápida. Durante la rápida descarga, una alta corriente a través de R_1 causa una salida de voltaje de impulsos.

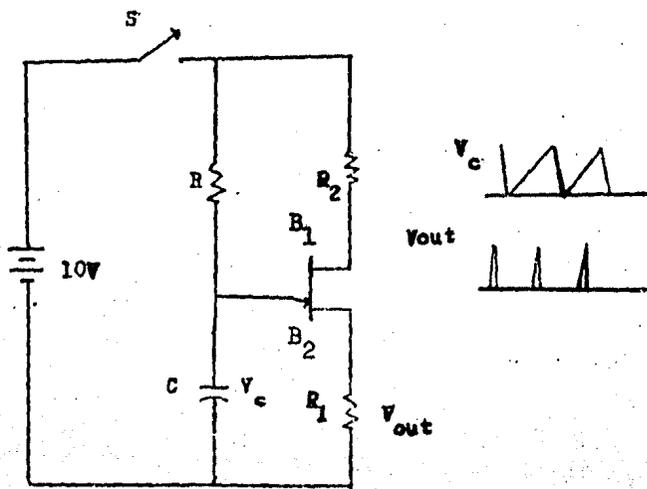


Figura 3.12

Otro circuito generador de impulsos de disparo asíncrono es el realizado con un PUT como se ve en la figura 3.13.

En la figura 3.13 la compuerta del PUT es programada para recibir un voltaje determinado por el divisor de voltaje R_1-R_2 . Cuando la potencia es aplicada (cerrando S_2) el capacitor C se empieza a cargar. Cuando alcanza 0.7 volts más que el voltaje de compuerta se descarga a través del PUT y fluye corriente de ánodo a cátodo y se producen las formas de onda mostradas. Los impulsos producidos en R_2 son aplica

des a la compuerta de un SCR para dispararlo. La frecuencia de los impulsos producidos es:

$$f = \frac{1}{T}$$

$$T = RC \left(\ln \frac{V}{V - V_p} \right) = RC \left(\ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \right)$$

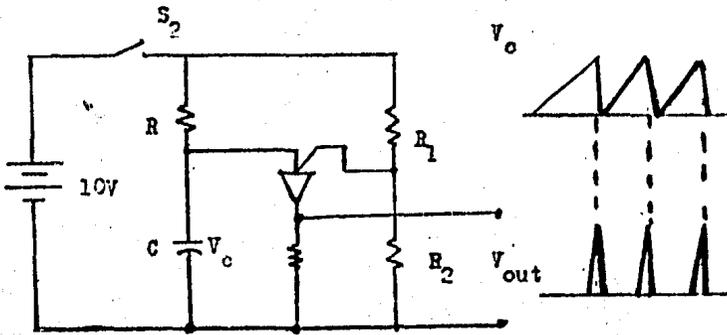


Figura 3.13

APAGADO DEL SCR

La corriente de compuerta de un SCR puede suprimirse, pero éste permanece encendido. De hecho, el SCR no puede apagarse suprimiendo la corriente de compuerta.

El apagado requiere que la corriente de ánodo a cátodo se reduzca a un valor inferior al llamado corriente de retención. Además, la corriente debe quedar abajo de ese ni-

vel por un tiempo, determinado por el SCR. El proceso de apagado también se llama conmutación.

Hay distintos métodos para que un tiristor pase de la zona de conducción a la zona de bloqueo. Se pueden agrupar genéricamente en tres grupos:

1) Conmutación natural. Cuando se provoca que la corriente de paso se haga inferior a la corriente de mantenimiento, bien sea interrumpiendo su paso con un interruptor, bien sea aumentando la impedancia de carga o derivando la corriente en paralelo con él, mediante un interruptor, un transistor, etc. La figura 3.14 muestra este tipo de conmutación.

2) Conmutación forzada. Cuando se invierte la tensión entre cátodo y ánodo del tiristor mediante un circuito externo. En la figura 3.15 se utiliza una fuente exterior y un pulsador. El circuito de la figura 3.16 sustituye la fuente exterior por un condensador, y es éste el que se descarga sobre el tiristor al cerrar el contacto P. En los circuitos 3.17 y 3.18 se sustituye el contacto por un tiristor y un transistor respectivamente, de tal manera que cuando conducen provocan la descarga del condensador sobre el tiristor.

3) Conmutación en línea. Si el circuito está alimentado en alterna, al llegar al semiciclo negativo, el tiristor deja de conducir.

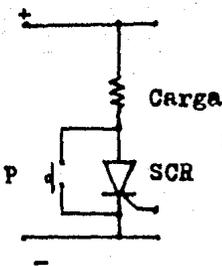


Figura 3.14

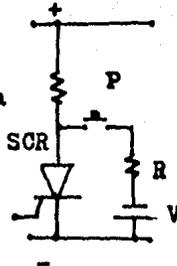


Figura 3.15

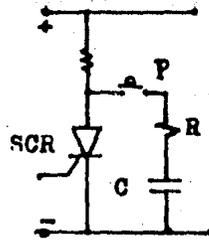


Figura 3.16

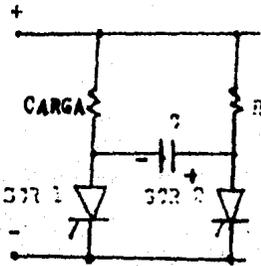


Figura 3.17

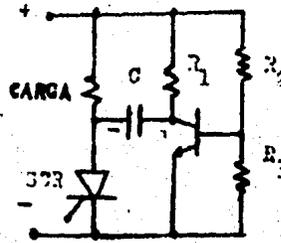


Figura 3.18

PARAMETROS DEL SCR

Al escoger un SCR se deben tener en cuenta los siguientes parámetros o algunos de ellos, ya que son de importancia en el buen funcionamiento del SCR.

V_{DOM} . Máximo voltaje de bloqueo en sentido directo (no disparado) con el circuito de la compuerta abierto.

V_{ROM} . Voltaje en sentido inverso máximo del ánodo.

I_T . Capacidad de corriente nominal en sentido directo.

V_T . Caída de voltaje en sentido directo o de avance a través del ánodo-cátodo en conducción.

V_{GT} . Voltaje mínimo de disparo de compuerta.

I_{GT} . Corriente de disparo de la compuerta(mínima).

I_H . Corriente de mantenimiento. Cantidad de corriente mínima necesaria para mantener al SCR encendido.

V_{GTM} . Voltaje de disparo en la compuerta máximo.

V_{RGM} . Voltaje inverso en la compuerta máximo.

I_{GTM} . Corriente de disparo en la compuerta máxima.

P_{GM} . Máxima disipación de potencia en la compuerta.

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

El amplificador operacional es en realidad una combinación de etapas amplificadoras. En la figura 3.19 se muestra un diagrama simplificado de bloques de las etapas de un amplificador operacional en un bloquecillo.

El amplificador operacional es en realidad una combinación de etapas amplificadoras. En la figura 3.19 la señal se aplica a las terminales de entrada del par diferencial. La salida amplificada está acoplada al excitador. Esta sección tiene la ganancia requerida y proporciona una salida de terminal única para excitar al seguidor de emisor. Este alimenta a la terminal de salida.

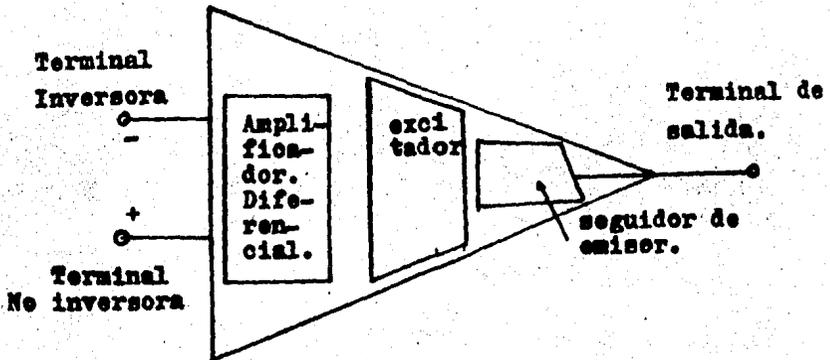


Figura 3.19

La terminal negativa de entrada se llama terminal inversora, porque la señal aplicada aquí está 180° fuera de fase

con respecto a la salida amplificada. La terminal positiva es la terminal no inversora porque la salida amplificada es tá en fase con la entrada.

El amplificador operacional tiene dos terminales de entrada para una señal, pero solo una terminal de salida. La impedancia de entrada en el par diferencial es alta. Sin em bargo, la señal de entrada es usualmente aplicada a una terminal solamente, ya sea a la positiva o a la negativa y el otro extremo se conecta a tierra. En la terminal de salida la impedancia es baja porque proviene del circuito seguidor de emisor.

El nombre amplificador operacional se deriva del hecho - de que el amplificador se utilizó en un principio para realizar electrónicamente las operaciones matemáticas de adi- ción, sustracción, integración y diferenciación. Sin embargo, el amplificador operacional es tan completo que se ha aplicado a otros tipos de circuitos.

EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

El amplificador operacional ideal puede ser definido como un amplificador de voltaje controlado por voltaje el cual ofrece ganancia infinita de voltaje con impedancia de entra da infinita, impedancia de salida cero, y ancho de banda in- finito.

Para un amplificador operacional ideal:

- 1.- La corriente en cada entrada del amplificador operacional es cero.
- 2.- El voltaje entre las dos terminales de entrada es cero.

AMPLIFICADOR INVERSOR

En el amplificador inversor (figura 3.20) la señal de entrada se aplica a la terminal negativa y la terminal positiva se conecta a común. El resultado es una salida amplificada de polaridad opuesta como se muestra en la figura.

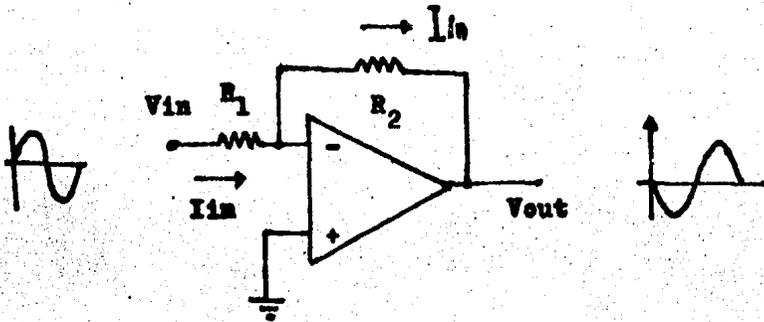


Figura 3.20

En la figura 3.20 la terminal inversora es una tierra virtual, lo cual significa que el voltaje con respecto a tierra es aproximadamente cero. Pero como la tierra virtual no puede provocar flujo de corriente toda la corriente de entrada es obligada a fluir a través de R_2 , como resultado

tenemos:

$$V_{in} = I_{in}R_1$$

$$V_{out} = - I_{in}R_2$$

El signo menos ocurre debido a la inversión de fase. Tomando V_{out}/V_{in} obtenemos:

$$V_{out}/V_{in} = - \frac{R_2}{R_1}$$

Lo que quiere decir que la ganancia en el amplificador operacional inversor está dada por la razón de R_2 a R_1 y con signo cambiado con respecto a la entrada.

Considerando la tierra virtual tenemos que la impedancia de entrada para este circuito es:

$$Z_{in} = R_1$$

AMPLIFICADOR NO INVERSOR

En el amplificador no inversor (figura 3.21), la señal de entrada se aplica a la terminal positiva y la terminal negativa se conecta a tierra a través de R_1 . La salida amplificada en este circuito está en fase con la señal de entrada.

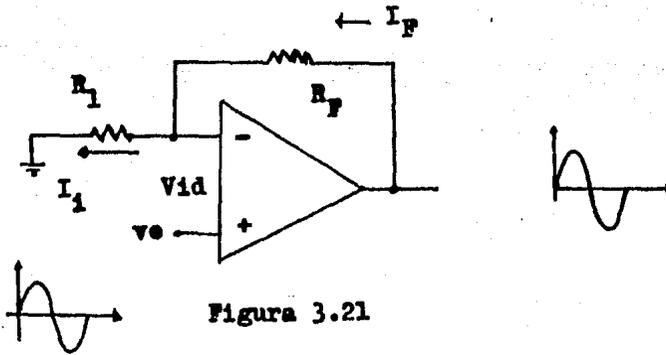


Figura 3.21

La ecuación que expresa la ganancia en el circuito de la figura 3.21 se deduce a partir de el análisis de éste. Considerando la malla de entrada:

$$V_e = R_1 I_1 + V_{id},$$

ya dijimos que V_{id} es cero, por lo tanto:

$$I_1 = V_e / R_1$$

De la malla de salida:

$$V_s = I_1 R_1 + I_f R_f$$

$I_1 = I_f$, por la impedancia infinita de entrada del amp. op., entonces:

$$I_1 = \frac{V_s}{R_1 + R_f}, \text{ y:}$$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

En la figura 3.22 se muestra un amplificador operacional en su configuración como amplificador diferencial.

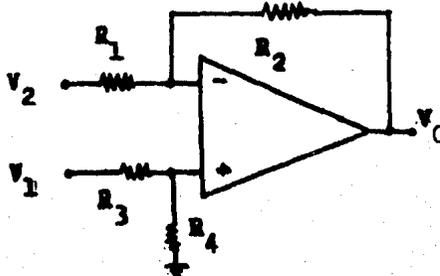


Figura 3.22

El amplificador diferencial es usado para amplificar entradas desde transductores los cuales convierten un parámetro físico y sus variaciones en una señal eléctrica. Para encontrar V_0 usaremos el teorema de superposición. Si $V_1=0$, el voltaje en la entrada positiva es cero y resulta una configuración inversora, este es:

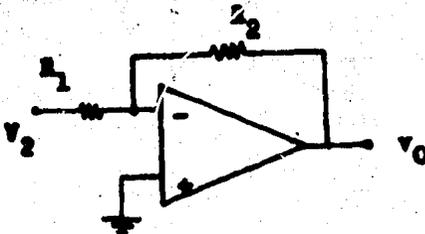


Figura 3.22a

Para esta configuración ya se vio:

$$V_0 = - \frac{R_2}{R_1} V_2$$

Por otro lado, si hacemos $V_2 = 0$, entonces tenemos:

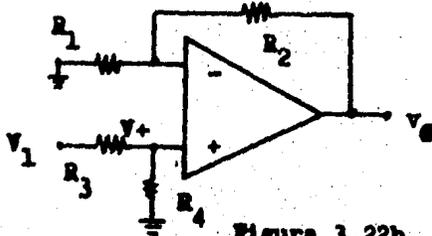


Figura 3.22b

y $V_+ = \frac{R_4 V_1}{R_3 + R_4}$, si pensamos en el circuito de la figura

3.22b como amplificador no inversor.

$$V_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_+$$

$$V_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_1$$

Por superposición:

$$V_0 = - \frac{R_2}{R_1} V_2 + \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_1 \right)$$

$$V_0 = - \frac{R_2}{R_1} \left[V_2 - \frac{1}{\frac{R_3}{R_4} + 1} \left(- \frac{R_1}{R_2} + 1 \right) V_1 \right]$$

Si $R_1/R_2 = R_3/R_4$, entonces:

$$V_0 = - \frac{R_2}{R_1} [V_1 + V_2]$$

CIRCUITO INTEGRADOR

Este circuito es muy útil en muchas aplicaciones que requieren de generación de señales analógicas. En la figura 3.23 se muestra el circuito.

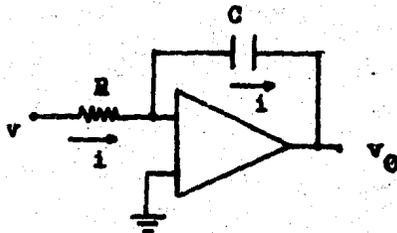


Figura 3.23

Matemáticamente se puede demostrar que el circuito de la figura 3.23 realiza la operación de integración. Asumiendo que la entrada inversora es una tierra virtual:

$$i = \frac{v}{R}$$

Como la corriente i solo puede fluir por el capacitor C (a causa de la alta impedancia de entrada del amplificador operacional) y el voltaje del capacitor está dado por:

$$v_c = \frac{1}{C} \int i dt$$

$$V_0 = -v_c$$

$$V_0 = -\frac{1}{RC} \int v dt$$

Esta última ecuación nos muestra que el amplificador operacional en su configuración integrador, provee un voltaje de salida proporcional a la integral de el voltaje de entrada.

Si el voltaje de entrada v es constante, la salida será una rampa:

$$V_0 = -\frac{vt}{RC}$$

OSCILADOR DE ONDA CUADRADA

Este circuito se muestra en la figura 3.24. Como se puede observar, una fracción de el voltaje de salida es realimentado por la entrada no inversora del amplificador opera-

cional.

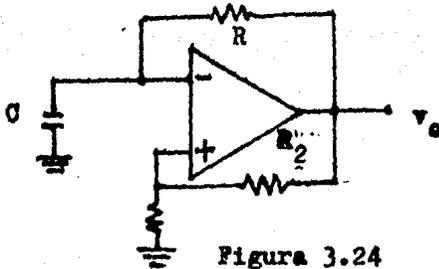


Figura 3.24

El voltaje realimentado es:

$$v_O \frac{R_1}{R_1 + R_2} = Bv_O$$

Si $v_C = v_O$ la salida v_O será igual a v_C , y si: $v_C = v_O$, v_O será igual a $-v_C$, ésto se muestra en la figura 3.25.

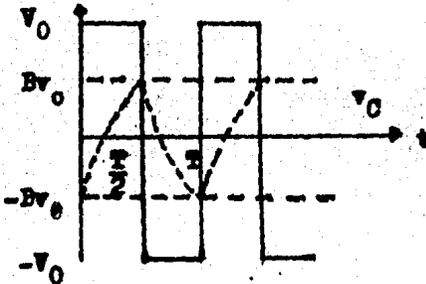


Figura 3.25

Considérese un instante de tiempo en que $v_C = Bv_O$. El capacitor C se está cargando hacia v_O a través de R_1 . La salida v_O permanece constante e igual a v_C hasta que v_C es igual

a Bv_0 , en este instante la salida cambia a $-v_0$, ahora C se carga hacia $-v_0$.

En $t = 0$, cuando $v_C = -Bv_0$, tenemos:

$$v_C(t) = v_0(1 - (1 + B)e^{-t/RC})$$

ya que en $t = T/2$, $v_C(t) = Bv_0$, podemos calcular el periodo de oscilación T.

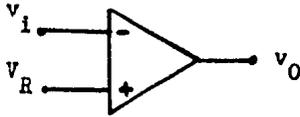
$$T = 2RC \ln \frac{1 + B}{1 - B}$$

COMPARADOR

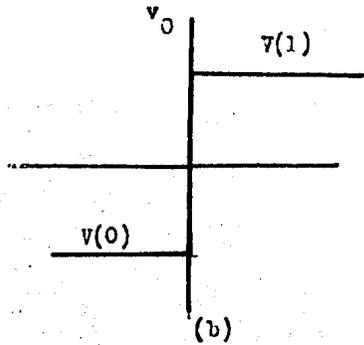
Un comparador tiene dos entradas (una es usualmente un -- voltaje constante, de referencia, V_R y la otra es una señal variante en el tiempo v_1) y una salida v_0 . La señal de salida es simplemente la contestación a una pregunta: la señal de entrada v_1 es más grande o menor que la señal de referencia?

El comparador ideal y sus características son mostrados en las figuras 3.26a y 3.26b, respectivamente. El circuito comparador tiene una salida constante $v_0 = V(0)$ si $v_1 > V_R$ y es una constante de diferente valor, $v_0 = V(1)$ si $v_1 < V_R$. La entrada es comparada con la referencia y la salida es

digitalizada en uno de dos estados: a nivel cero de voltaje $V(0)$ y a nivel 1 de voltaje $V(1)$.



(a)



(b)

Figura 3.26

CAPITULO IV

DISEÑO DE UN ARRANCADOR ELECTRONICO PARA UN MOTOR DE C.D.

El funcionamiento de el arrancador electrónico que se va a diseñar es análogo al de el arrancador electromagnético a límite de tiempo descrito en el capítulo II(figura 2.5).

A continuación se describe en diagrama de bloques el funcionamiento de el arrancador electromagnético a límite de tiempo.

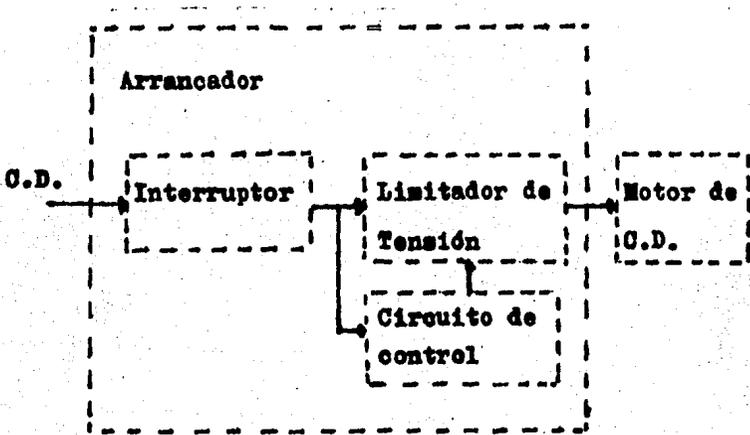


Figura 4.1

La secuencia de funcionamiento representada por la figura 4.1 es la siguiente:

- 1.- Se cierra el interruptor alimentando todo el sistema.
- 2.- Se energiza tanto el circuito de control como el motor, éste a tensión reducida.
- 3.- El circuito de control va incrementando la tensión de alimentación al motor, según tiempos predeterminados.
- 4.- Finalmente el motor queda funcionando a tensión plena.
- 5.- Para parar basta accionar el interruptor.

El arrancador electrónico que se diseñará consta básicamente de dos etapas:

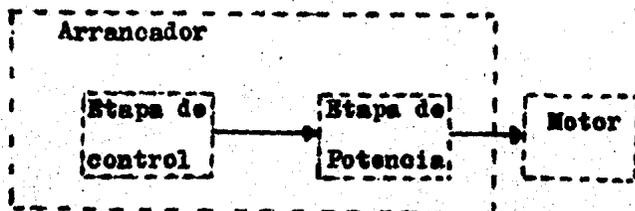


Figura 4.2

Siguiendo la analogía de el arrancador electromagnético a límite de tiempo, la etapa de control de la figura 4.2 -- realiza las siguientes funciones:

- 1.- Limitar la tensión de alimentación al motor en el arranque. Para efectuar ésto se generará un tren de --

pulsos variando el ancho de éstos, ya que éste variará el -
valor promedio de C.D.

2.- Controlar la variación de tensión.

Así mismo, la etapa de potencia debe realizar lo siguiente:

- a) Suministrar la energía necesaria al motor.
- b) Ser capaz de permitir la variación de tensión.

Para realizar la etapa de control se usarán los siguientes circuitos:

- 1.- Oscilador de onda cuadrada.
- 2.- Integrador(se usarán dos circuitos integradores).
- 3.- Comparador.
- 4.- Circuitos de disparo para SCR.

El arrancador electrónico a diseñar, como ya se dijo, efectuará la variación de tensión de alimentación al motor, mediante la variación del valor promedio de voltaje de un tren de pulsos. Por éste se considera necesario, antes de la determinación de los valores de los componentes que determinan la rapidez de variación de el valor promedio de voltaje ya mencionado, exponer el concepto de valor promedio y su determinación.

VALOR MEDIO

El valor medio de una corriente variante en el tiempo es una función de la carga transportada en un circuito por efecto de dicha corriente.

La carga q , la corriente $i(t)$, y el tiempo t se relacionan según la ecuación:

$$i(t) = \frac{dq}{dt} \dots 4.1, \text{ de donde:}$$

$$q = \int i(t) dt \dots 4.2$$

Si $i(t) = I = \text{constante:}$

$$q = \int I dt = It \dots 4.3$$

Sea $I = I_m = \text{corriente de intensidad constante.}$

$i(t) = \text{corriente de intensidad variable.}$

El valor medio (I_m) durante un ciclo T de operación de una corriente $i(t)$ se define como el valor de corriente I que transporta la misma carga en el mismo ciclo completo T que la corriente $i(t)$.

La carga transportada por $I_m = I$ en un periodo T es:

$$q = I_m T \dots 4.4$$

La carga transportada por $i(t)$ en el periodo T es:

$$q = \int i(t) dt \dots 4.5$$

Igualando para obtener el valor medio de $i(t)$:

$$I_{me}T = \int i(t)dt \dots 4.6$$

$$I_{me} = \frac{1}{T} \int i(t)dt \dots 4.7$$

Por la ley de ohm:

$$I = \frac{V}{R}$$

Entonces:

$$\frac{V_{me}}{R} = \frac{1}{T} \int v(t)dt/R$$

$$V_{me} = \frac{1}{T} \int v(t)dt \dots 4.8$$

La ecuación 4.8 define el valor medio de un voltaje $v(t)$ en un ciclo T de operación, el cual también es llamado componente de corriente directa en una señal pulsante.

A continuación se determinará como afecta la frecuencia de las señales que se usaran para generar un tren de pulsos, el valor medio de voltaje de éstos. Esto se hará considerando dos trenes de pulsos con distintas frecuencias, a los cuales se determinará el valor medio de voltaje.

Por ahora solo diremos que disponemos de señales de voltaje de las figuras 4.4a y 4.4b y que éstas se aplican a un

circuito que genera un tren de pulsos (figura 4.4c).

Para una frecuencia de 5 Hz, $T = 0.2$ segundos:

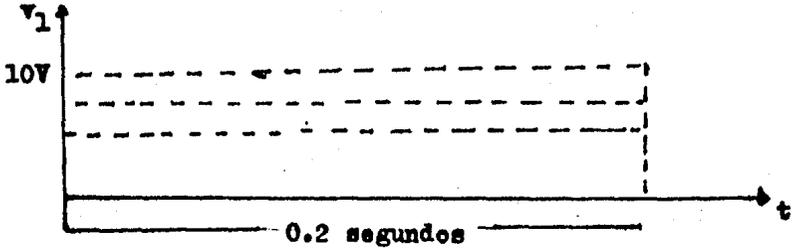


Figura 4.4a

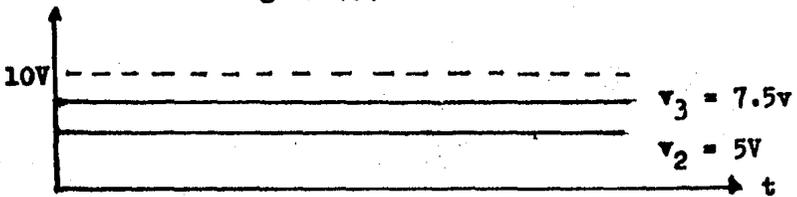
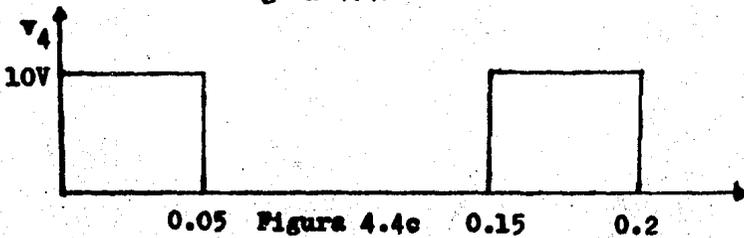


Figura 4.4b



0.05 0.15 0.2
Figura 4.4c

Considerando que se aplican v_1 y v_2 y se obtiene v_4 , el valor medio de voltaje de v_4 es:

$$v_{4me} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{0.05} 10dt + \int_{0.05}^{0.15} 0dt + \int_{0.15}^{0.2} 10dt \right] = 5 \text{ volts}$$

Si ahora se aplican v_3 y v_1 se obtendrá v_5 (figura 4.4d)

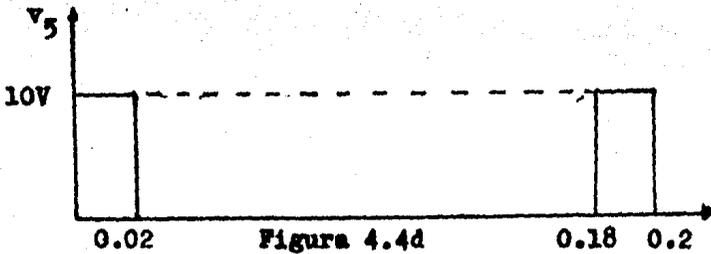


Figura 4.4d

El valor medio de v_5 será:

$$v_{5me} = \frac{1}{0.2} \left[\int_0^{0.02} 10dt + \int_{0.02}^{0.18} 0dt + \int_{0.18}^{0.2} 10dt \right] = 2 \text{ volts}$$

Hasta aquí, de los cálculos realizados podemos ver que con una determinada frecuencia, podemos obtener diferentes valores medios (componentes de corriente directa) de un tren de pulsos. Para esto, se necesita variar un voltaje (figura 4.4b) de un valor v_2 a otro v_3 . El tiempo en que la componente de corriente directa varíe de 5 volts a 2 volts será el tiempo en que la señal de la figura 4.4b cambie de v_2 a v_3 .

Ahora analizaremos lo que ocurre con las mismas señales pero a una frecuencia de 1 Hz. Todas las señales generadas a esta frecuencia se muestran en la página siguiente.

El valor medio de v_9 es:

$$v_{9me} = \frac{1}{T} \left[\int 10dt + \int 0dt + \int 10dt \right] = 5 \text{ volts}$$

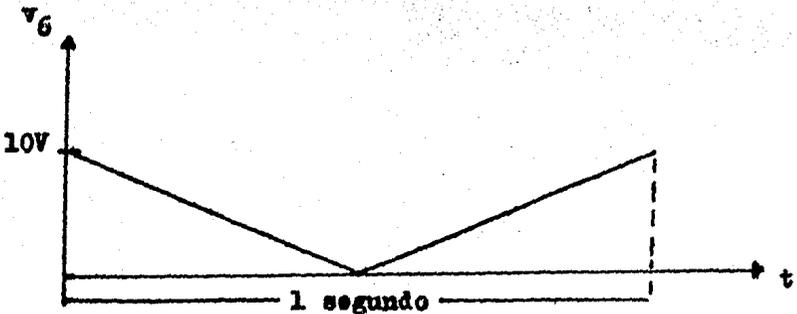


Figura 4.5a

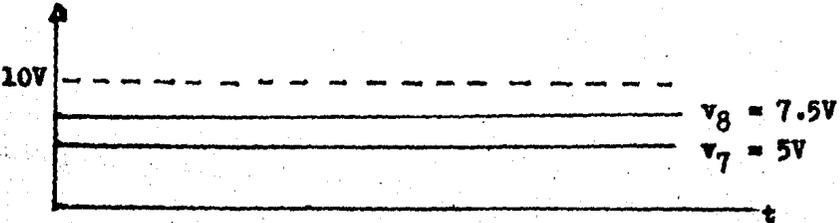


Figura 4.5b

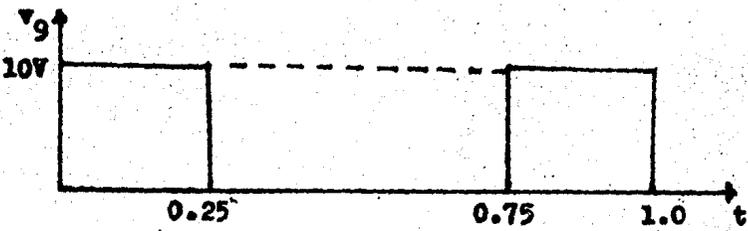


Figura 4.5c

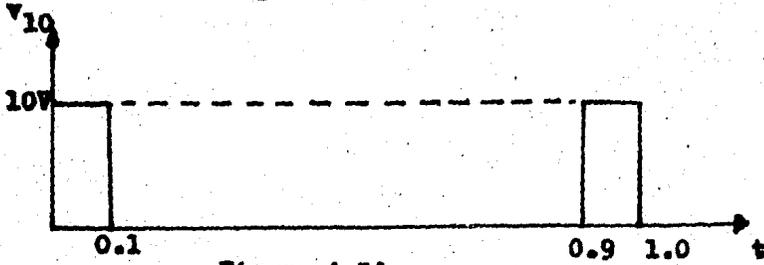


Figura 4.5d

v_9 se obtiene al aplicar v_6 y v_7 . Si aplicamos v_6 y v_8 obtenemos v_{10} . El valor medio de v_{10} es:

$$v_{10me} = \int_0^{0.1} 10dt + \int_{0.1}^{0.9} 0dt + \int_{0.9}^{1.0} 10dt = 2 \text{ volts}$$

De los valores obtenidos con una frecuencia de 1 Hz. vemos que, también, el cambio de el valor de componente de c.d. se realiza cuando la señal de la figura 4.5b cambia (de un valor v_7 a un valor v_8). El tiempo de variación de el valor medio de el tren de pulsos, de 5v a 2v, será el tiempo que tarde la señal de la figura 4.5b en variar de v_7 a v_8 .

Ya que hemos analizado el efecto de una frecuencia de 5 Hz. y de una de 1 Hz. en el valor medio de el tren de pulsos concluimos que: la rapidez con que cambie el valor medio de la señal de pulsos depende también de la frecuencia. A mayor frecuencia más rapidez de cambio y viceversa.

Entonces, podemos ajustar el tiempo de cambio de el valor medio de el tren de pulsos mediante la frecuencia y/o controlando el tiempo en que una señal (figuras 4.4b y 4.5b) cambie su valor.

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS

OSCILADOR DE ONDA CUADRADA

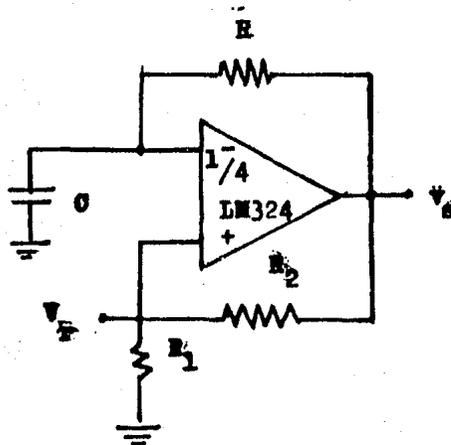


Figura 4.6

La función de éste circuito(figura 4.6)es suministrar una señal cuadrada que después será integrada para obtener una señal triangular. La señal que genere este circuito, debe tener una frecuencia determinada por el tiempo total en que se quiera alcanzar la velocidad plena de el motor de c.d. y por la rapidez con que se quiera ir pasando de un valor de tensión de alimentación del motor a otro.

La frecuencia de oscilación del circuito de la figura 4.6 será lo más baja posible(0.5 Hz)para que no sea tan rápida la variación de el valor medio de voltaje. Ya vimos

que a mayor frecuencia más rapidez de cambio de el valor medio, y que ésta rapidez de cambio del valor medio también - se puede ajustar mediante otra señal, la cual luego se verá como se genera y como se aplica.

La ecuación de funcionamiento del circuito oscilador de onda cuadrada es la siguiente:

$$F = \frac{1}{2RC \ln \frac{1+B}{1-B}}, \quad B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \dots 4.9$$

F = frecuencia

Si suponemos $C = 1 \mu\text{F}$ y tenemos $F = 0.5 \text{ Hz}$, $R_1 = 220 \text{ K}\Omega$
 $R_2 = 220 \text{ K}\Omega$.

$$R = \frac{1}{2FC \ln \frac{1+B}{1-B}} = \frac{1}{2(10^{-6})(0.5)(\ln 3)} = 1 \text{ M}\Omega$$

$R = 1 \text{ M}\Omega$

El oscilador de onda cuadrada con los valores de los componentes y la forma de onda de la señal de salida se muestra en la figura 4.6a

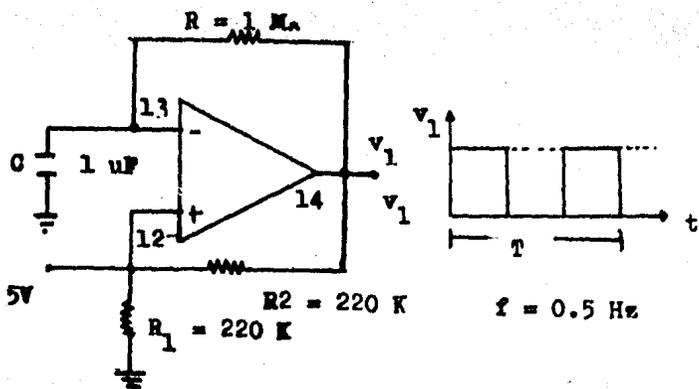


Figura 4.6a

CIRCUITO INTEGRADOR

Para el funcionamiento de el arrancador se utilizarán -- dos circuitos integradores. El primero de éstos deberá inte-- grar la señal cuadrada de la figura 4.6a. Este primer inte-- grador se muestra en la figura 4.7.

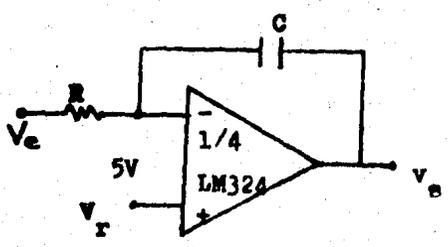


Figura 4.7

La ecuación para el cálculo de los valores C y R es la siguiente:

$$v_c = -\frac{1}{RC} \int (v_e - v_r) dt + v_r - v_c \quad \dots 4.10$$

donde:

v_e es el voltaje de entrada.

v_r es el voltaje de referencia.

v_c es el voltaje del capacitor en t_0 .

En t_0 : $v_e = 2V$, $v_c = 0$, $v_r = 5V$, sustituyendo para determinar el voltaje en el capacitor:

$$2V = 0 + 5V - v_c ; \quad v_c = 3V$$

La señal de salida del circuito integrador se muestra en la figura 4.8.

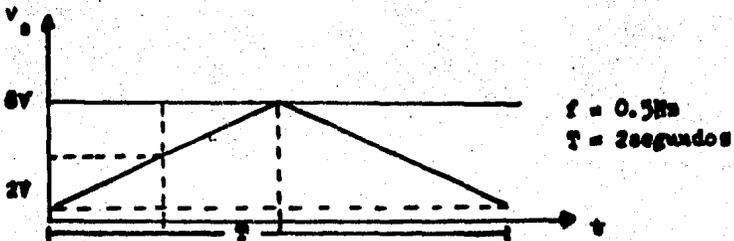


Figura 4.8

En $t = 1$ segundo:

$v_e = 8V$, $v_c = 0$, $v_r = 5V$. Si $C = 1\mu F$:

usando la ecuación 4.10

$$8 = - \frac{1}{10^{-6} R} (0 - 5V)(1) + 5 - 3$$

$$R = \frac{5 (10^6)}{6} = 830 \text{ K}\Omega$$

$$R = 820 \text{ K}\Omega \text{ (valor comercial)}$$

SEGUNDO CIRCUITO INTEGRADOR

Este segundo circuito integrador tendrá que realizar una función diferente a la del circuito de la figura 4.7. El segundo circuito integrador se muestra en la figura 4.9.

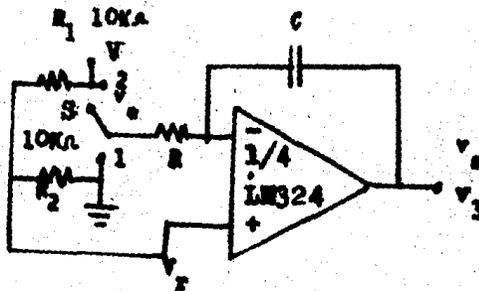


Figura 4.9

El circuito de la figura 4.9 funcionará de la siguiente manera: cuando el switch S se coloque en la posición 1 se generará la señal de la figura 4.10a.

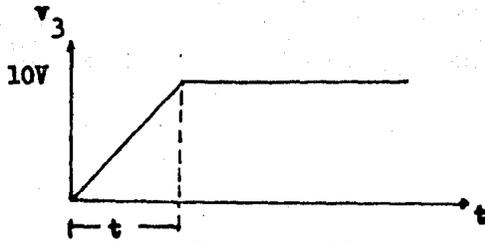


Figura 4.10a

El tiempo t en que la señal v_3 alcance un valor igual a 10 volts, dependerá de los valores de R y C en la figura -- 4.9.

Cuando el switch S esté en la posición 2 la señal v_3 cambiará de 10 volts a cero volts, de la forma mostrada en la figura 4.10b. El tiempo t será el mismo que el de la figura 4.10a.

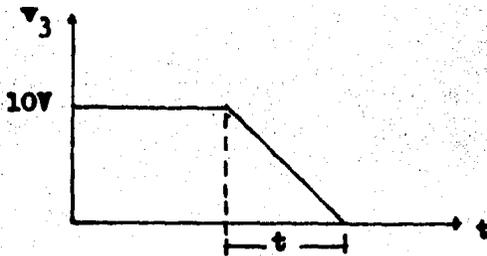


Figura 4.10 b

Para calcular los valores de R y C de la figura 4.9 se usa la ecuación 4.10.

En $t = 0$ (de acuerdo a la figura 4.10a):

$$v_o = 0$$

$$v_s = 0$$

$V_R = 5V$, por lo tanto:

$$0 = 0 + 5 - v_o \text{ ----- } v_o = 5V$$

Suponiendo $C = 1 \mu F$ y haciendo los cálculos con una $t = 1s$.

$$R = \frac{(v_o - V_R)^t}{Cv_s} + V_R - v_o$$

$$R = \frac{(0 - 5V)(10)}{(10^{-6})(10)} + 5 - 5$$

$$R = (5)(10^6) = 5 M\Omega$$

R_1 y R_2 en la figura 4.9, son dos resistencias de igual valor y forman un divisor de voltaje. Así, se aplica un voltaje V_R de referencia de 5 volts en la entrada no inversora.

El tiempo t , en las figuras 4.10a y b, es el tiempo total en que el motor alcanzará su velocidad nominal. El tiempo en que el motor que se arranque, con el arrancador que se diseña, alcanzará su velocidad nominal es de 10 segundos. Este tiempo puede ser ajustado modificando el valor de la resistencia R en la figura 4.9. Es claro que entre mayor sea el tiempo de arranque, habrá más seguridad para el motor en el arranque.

COMPARADOR

El comparador y su funcionamiento fueron tratados en el capítulo III.

En el diseño de el arrancador, se usará un comparador para generar un tren de pulsos variables en su ancho. Este comparador se muestra en la figura 4.11. Como se puede ver, en esta figura, se aplica, a la entrada inversora, una señal triangular v_2 generada por el circuito al que se ha llamado primer integrador. A la entrada no inversora se aplica la señal v_3 , generada por el segundo integrador.

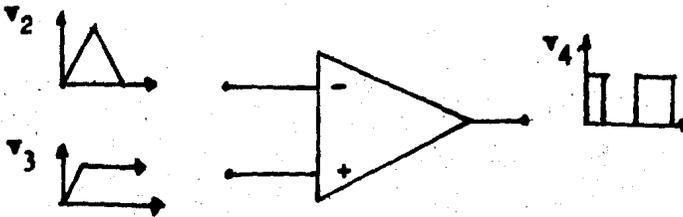


Figura 4.11

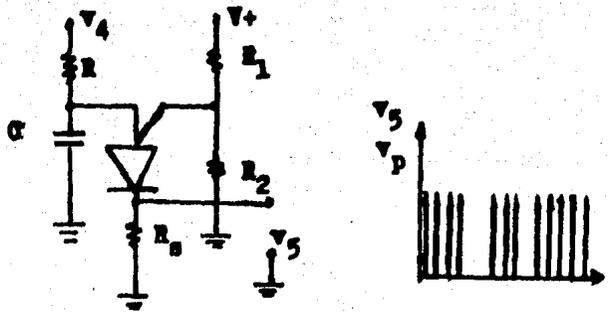
El ancho de los pulsos, a la salida del comparador, no será constante, irá variando (aumentando) conforme la señal v_3 vaya aumentando su valor. Cuando v_3 sea igual a 10 volts., la salida de el comparador será un voltaje constante e igual a 10 volts. Si se hace que v_3 disminuya su valor desde 10 volts hasta cero volts, la señal de salida del comparador, dejará de ser un voltaje constante, convirtiéndose

nuevamente en un tren de pulsos de ancho variable. El ancho de los pulsos irá disminuyendo conforme v_3 vaya disminuyendo su valor. Cuando v_3 sea igual a cero, la salida del comparador será cero.

Cuando se trate el circuito de potencia, se verá que, — cuando la salida de el comparador sea cero volts, el motor que se ha de arrancar estará parado, y que conforme se vaya aumentando el ancho de los pulsos, el motor irá acelerándose hasta alcanzar su velocidad nominal, cuando la salida de el comparador sea constante e igual a 10 volts.

OSCILADOR CON PUT

Este circuito, como ya se vió en el capítulo III, se usa para disparar SCR's; su funcionamiento ya se describió también. En la figura 4.12a se muestra el circuito oscilador con PUT.



(a) Figura 4.12 (b)

La señal de salida de el comparador (v_4), se aplica al - circuito de la figura 4.12a a través de R. Se desea que, du rante el tiempo que dure el ancho de cada pulso de v_4 , el - circuito esté oscilando y generando consecuentemente, la se ñal v_5 (impulsos) que será utilizada en el circuito de poten cia de el arrancador, para disparar un SCR. Para conseguir ésto, la frecuencia de oscilación de el circuito debe ser - mayor que la frecuencia de el circuito generador de la onda triangular(integrador).

La frecuencia de oscilación de el circuito de la figura 4.12a está dada por la siguiente ecuación:

$$F = \frac{1}{RC \ln\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)} \dots 4.11$$

Cuando el PUT conduce:

$$V_a = V_g + 0.7, \dots 4.12$$

ésto es porque para que el PUT conduzca V_a debe ser mayor - que V_g , al menos, en 0.7 volts.

Si queremos $V_g = 7.5$ volts, y tenemos $R_1 = 470$ ohms:

$$V_g = \frac{R_2 V^+}{R_1 + R_2}; R_2 = \frac{V_g R_1}{(V^+) - V_g} = \frac{(7.5)(470)}{10 - 7.5} = 1410 \Omega$$

$$R_2 = 1500 \Omega \text{ (valor comercial)}$$

La corriente máxima I_a que circulará por el PUT se fija a:

$$I_a = 55 \mu\text{A}$$

Desde el circuito:

$$I_a = \frac{(V+) - V_a}{R}; R = \frac{V_4 - V_a}{I_a} \dots\dots 4.13$$

De 4.12:

$$V_a = 7.5 + 0.7 = 8.2 \text{ volts}$$

$$R = \frac{(10 - 8.2)\text{volts}}{(55)(10^{-6}) \text{ amp}} = 32700 \text{ ohms}$$

$$R = 33000 \text{ ohms (valor comercial)}$$

Ahora, si deseamos $F = 200 \text{ Hz}$, de 4.11:

$$C = \frac{1}{FR \ln(1 + \frac{R_2}{R_1})} = \frac{1}{(200)(32700) \ln(1 + \frac{470}{1500})} = 0.78$$

$$C = 1 \mu\text{F}$$

$$\text{Si } V_p = 5 \text{ volts: } R_p = \frac{V_p}{I_a} = \frac{5 \text{ V}}{(55)(10^{-6})} = 90 \text{ 000 ohms}$$

$$R_p = 82 \text{ 000 ohms (valor comercial)}$$

En la figura 4.12b se muestra la señal de salida v_5 .

CIRCUITO DE POTENCIA

En esta parte de el arrancador, donde se determina que motor o motores, en lo que se refiere a potencia, pueden ser puestos en servicio mediante él. Esto lo determina uno de sus elementos, tal vez el más importante, el SCR.

El circuito de potencia, debe ser capaz de suministrar energía al motor y de permitir las variaciones de tensión de alimentación al motor. En la figura 4.13 se muestra el circuito de potencia.

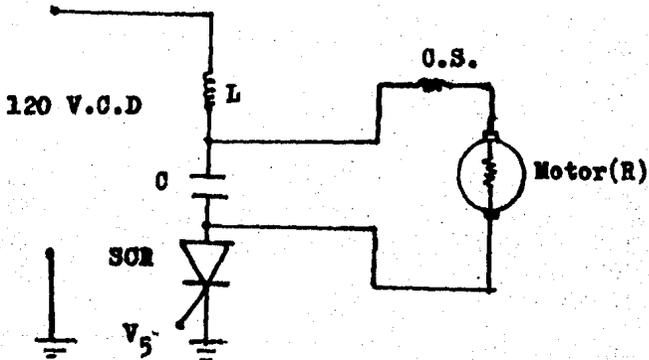


Figura 4.13

El funcionamiento de el circuito de potencia es el siguiente: Ya se dijo que el SCR de el circuito de potencia, será disparado aplicando a su compuerta la señal v_5 (impulsos), generada por el circuito oscilador con PWT. Cuando el

SCR empiece a conducir, cargará al capacitor C en la forma mostrada en la figura 4.14b. Conforme C vaya aumentando su voltaje el motor irá recibiendo más tensión de alimentación e irá incrementando su velocidad. Cuando los impulsos aplicados al SCR terminen, el capacitor estará cargado con un voltaje igual al de la fuente, ésto bloqueará al SCR y éste dejará de conducir, y solo volverá a hacerlo cuando se apliquen nuevos impulsos. Conforme se reduzca el tiempo entre la anulación de señal de disparo y su nueva aparición, el motor irá aumentando su velocidad, es decir, se le dará menos tiempo al motor para que intente o tienda a detenerse, y cuando el tiempo(sin señal de disparo) sea cero, el motor girará a velocidad nominal, pues el SCR permanecerá conduciendo, y tanto C como el motor tendrán un voltaje entre terminales igual al de la fuente menos la caída en el SCR (0.7 volts).

La variación de la componente de C.D. de el tren de pulsos, que se ve reflejada en los impulsos generados y aplicados a la compuerta del SCR, lleva consigo la variación de la corriente directa aplicada al motor, ya que mientras haya señal de disparo(un pulso, representado por impulsos), el SCR conducirá, y a medida que aumente el ancho de el pulso de disparo, el SCR conducirá durante más tiempo, es decir, irá aumentando el valor de la componente de c.d. que se aplicará al motor.

En las figuras 4.14a y b se representan las señales en la compuerta del SCR y en las terminales de C y de R (motor). La señal de compuerta no es la que se aplica en el diseño sirve solo para mostrar cómo se carga C cuando se aplica la señal de compuerta.

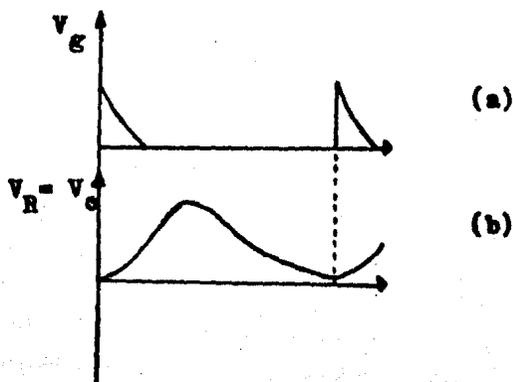


Figura 4.14

El comportamiento de la respuesta de un circuito RLC puede caer en uno de cuatro casos:

- 1.- Caso sobreamortiguado.
- 2.- Caso subamortiguado.
- 3.- Caso críticamente amortiguado.
- 4.- Caso no amortiguado u oscilatorio.

En las figuras 4.15a, b, c, y d se ilustran los cuatro casos, respectivamente.

El amortiguamiento relativo es frecuentemente caracterizado por un número Q definido por:

$$Q = \frac{R}{\sqrt{L/C}} \dots\dots 4.14$$

Q puede ser considerado como un factor de calidad de un circuito resonante físico.

Los cuatro casos que hemos mencionado pueden ser clasificados de acuerdo al valor de Q. El caso sobreamortiguado -- tiene una $Q < 1/2$, el caso críticamente amortiguado tiene una $Q = 1/2$, el caso subamortiguado tiene una $Q > 1/2$ y el caso oscilatorio tiene una $Q = \infty$. Esto se muestra en la figura 4.16.

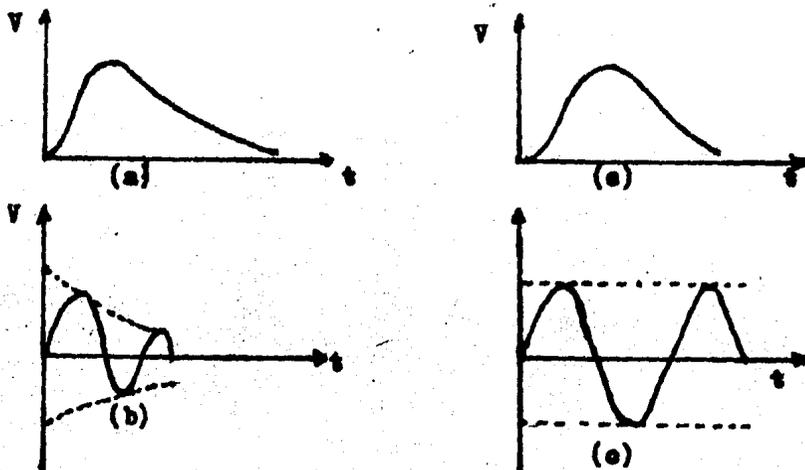


Figura 4.15

El circuito de bloqueo para el SCR (circuito de potencia), debe proporcionar una respuesta que caiga en el caso sobreamortiguado. Para esto, se ha elegido $Q = 0.4$.

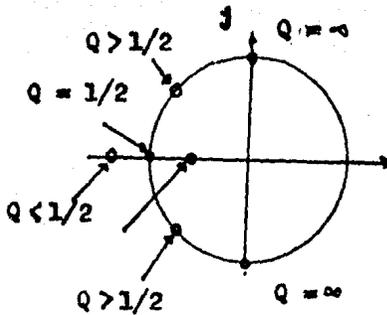


Figura 4.16

La carga R en el circuito de potencia, es la impedancia - de el devanado serie más la impedancia de el devanado de in ducido del motor. Este es porque el diseño se hizo para un motor serie. Esta impedancia R fue medida y es: 1.5 ohms.

Si tenemos $C = 200 \mu F$, determinamos L mediante 4.14

$$L = \frac{R^2 C}{Q^2} = (1.5)^2 (2)(10)^{-4} / 0.16 = .0028 \text{ H}$$

$$L = 2.8 \text{ mH}$$

Los cuatro amplificadores operacionales usados en el di seño (figuras 4.6, 4.7, 4.9 y 4.11), están contenidos en el circuito integrado LM324 (apéndice B), el cual solo requiere una fuente de alimentación para funcionar.

El PUT utilizado es el 2N6027 (apéndice B). El SCR en el

circuito de potencia es el 2N3653, éste es capaz de suministrar 35 amperes(apéndice B).

DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

La fuente de voltaje que se diseñará alimentará tanto al circuito de control como al de potencia y al motor. Para el circuito de potencia y para el motor se suministrará una alimentación de 120 volts de C.D. a 500 mA, y para el circuito de control se fijará un voltaje de 10 volts de c.d. El diagrama eléctrico de la fuente a diseñar es el de la figura 4.17.

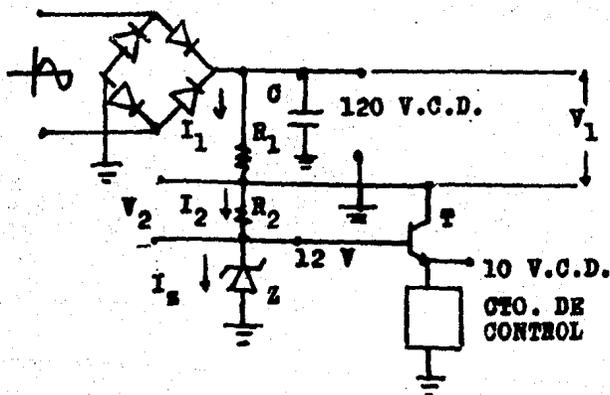


Figura 4.17

En la figura 4.17 la rectificación se lleva a cabo mediante un puente rectificador integrado, éste puede conducir -- 10 amps. a 600 volts.

El capacitor C se determina mediante la ecuación siguiente:

$$r_f = \frac{V_r}{2\sqrt{2} V_{cd}} (100) \dots 4.16$$

donde:

r_f : factor de rizo.

V_r : voltaje de rizo.

V_{cd} : voltaje de corriente directa con carga.

$$C = \frac{WCR_L}{2\pi \left(\frac{V_{cd}}{I_o} \right)} \dots 4.17$$

donde:

WCR_L : se determina a partir de la figura 10.5 del apéndice C.

I_o : corriente de salida.

Si elegimos: $V_r = 20$ volts.

$I_o = 0.5$ amperes.

$V_{cd} = 120$ volts.

$$r_f = \frac{20}{2\sqrt{2} (120)} (100) = 5.9\%$$

De la figura 10.5 (apéndice C):

$$WCR_L = 8$$

$$C = \frac{8}{2\pi \left(\frac{120}{0.5}\right)} = 5(10)^{-3} \text{ F}$$

$$C = 5000 \text{ uF}$$

La corriente total que debe suministrar el transistor T_1 , es la corriente que consume el circuito integrado LM324 más la corriente que consume el PUT. De las hojas de especificaciones (apéndice B), se ve que la corriente que consume el LM324 son 40 mA y la corriente que consume el PUT son 150mA. Se considerará que el PUT consumirá 50 mA.

La corriente de colector I_c será, por tanto, de 90 mA. El transistor que se usará es el TIP 31, ya que éste es capaz de suministrar esta corriente (apéndice B). En la hoja de especificaciones se ve que la B (ganancia de corriente) mínima del TIP 31 es 25, se considerará una B de 50.

$$I_B = \frac{I_c}{B} = \frac{90 \text{ mA}}{50} = 1.8 \text{ mA}$$

El diodo zener Z es el 1N4742. La corriente mínima de Z es 22 mA y la máxima está dada por:

$$I_{z\text{máx.}} = \frac{\text{Potencia}}{\text{Voltaje}} = \frac{1}{12} = 80 \text{ mA}$$

Se considerará una I_z de 30 mA

$$I_2 = I_B + I_z = 1.8 \text{ mA} + 30 \text{ mA} = 31.8 \text{ mA}$$

$$I_1 = I_2 + I_C = 31.8 \text{ mA} + 90 \text{ mA} = 121.8 \text{ mA}$$

El voltaje colector-emisor (V_{CE}) es, de acuerdo a la hoja - de especificaciones, de 4 volts.

$$V_2 = V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} = 4V - 0.7V = 3.3 \text{ V}$$

$$R_2 = \frac{V_2}{I_2} = \frac{3.3V}{0.0318 \text{ mA}} = 103.7 \text{ ohms}$$

$$R_2 = 100 \text{ ohms (valor comercial)}$$

$$R_1 = \frac{V - V_E - V_2}{I_1} = \frac{120V - 12V - 3.3V}{0.1218 \text{ A}} = 859.6 \text{ ohms}$$

$$R_1 = 820 \text{ ohms (valor comercial)}$$

La potencia de R_1 es:

$$P = I_1^2 R_1 = (0.1218A)^2 (859.6) = 12.7 \text{ watts.}$$

En la figura 4.18(página 105)se muestra el diagrama completo de el arrancador electrónico diseñado. Este se ha obtenido uniendo las etapas diseñadas.

Los valores de los elementos en la figura 4.18 se dan a continuación.

R1 = 1 Megohm

R2 y R3 = 220 Kiloohms

R4 = 820 Kiloohms

R5 y R6 = 10 Kiloohms

R7 = 5 Megohms

R8 = 33 Kiloohms

R9 = 470 ohms

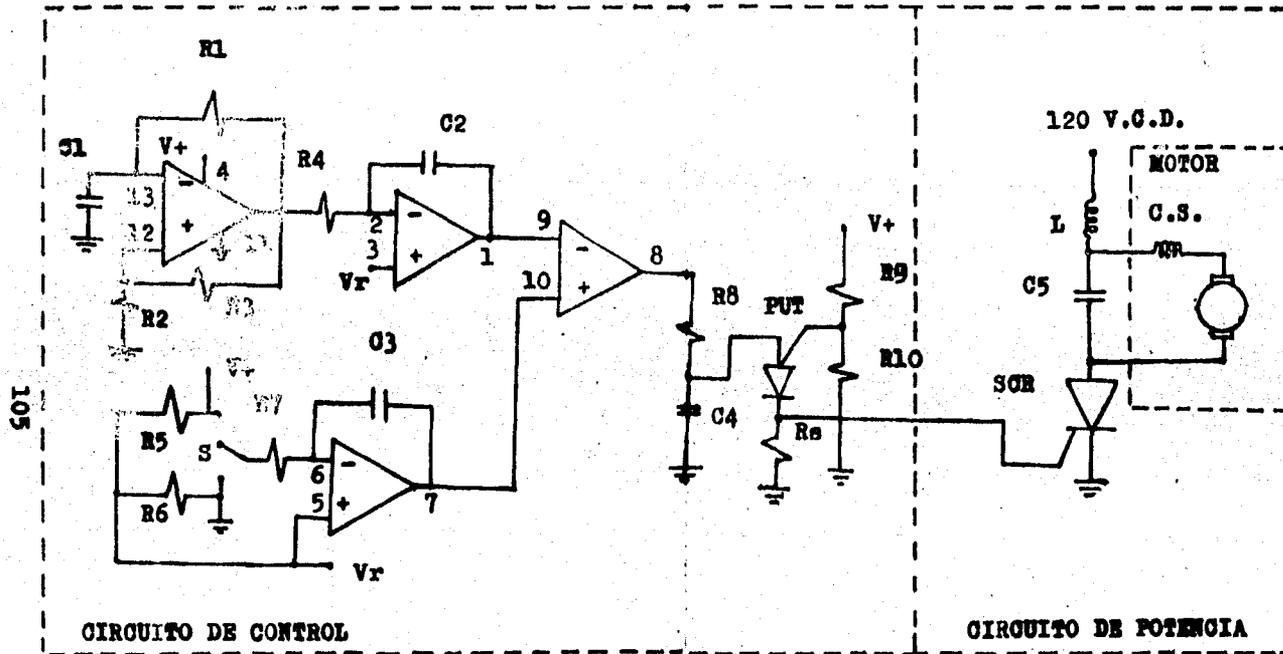
R10 = 1.5 Kiloohms

C1, C2, C3 y C4 = 1 uF

Rs = 90 Kiloohms

L = 2.8 mH

C5 = 200 uF a 160 volts



QADA AMP. OP. 1/4 LM324

Figura 4.18

$V_+ = 2V_r = 10$ volts

SCR 2N3653

PUT 2N6027

CAPITULO V

CONSTRUCCION DE EL ARRANCADOR

Para la construcción de el arrancador se llevó a cabo lo siguiente:

Se determinó en que y cómo se iban a colocar los elementos de:

- a) El circuito de control.
- b) El circuito de potencia.
- c) La fuente de alimentación.

Todos los elementos que constituyen el arrancador se colocaron en una caja de metal con las dimensiones mostradas en la figura 5.1.

Los elementos que constituyen el circuito de control, se colocaron en circuito impreso. Este se realizó empleando el método de la fotografía. El dibujo(positivo)de el circuito impreso se muestra en la figura 5.2. La tarjeta de este circuito impreso es de 10cm. por 10cm. y fue fijada en el piso de la caja.

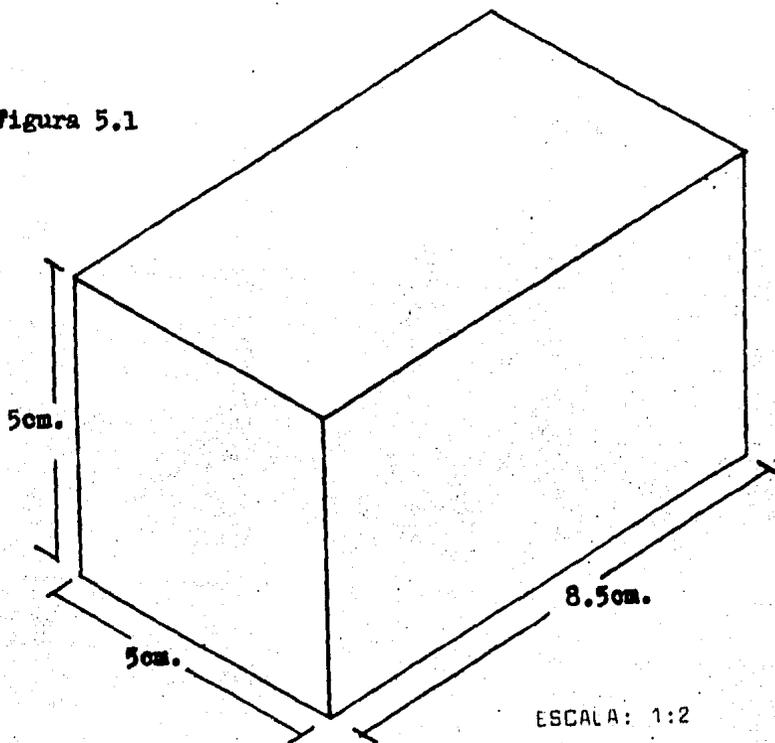
Todos los elementos del circuito de potencia y la fuente de alimentación para el circuito de potencia(120 volts), — fueron colocados en caras internas de la caja. En una cara se fijaron el puente rectificador, capacitor de filtro, el capacitor de el circuito de potencia y la bobina L; en otra

cara se colocó el SCR. La figura 5.3 muestra la colocación de los elementos.

Los elementos para la alimentación al circuito de control (figura 4.17) se colocaron en circuito impreso. La tarjeta de éste es de 10 cm. por 5cm. El positivo de este circuito impreso se muestra en la figura 5.4.

En una de las caras se asignó la salida de voltaje de -- C.D. (la variable y la fija) para alimentar al motor, y en otra se determinó entrará el voltaje de C.A.

Figura 5.1



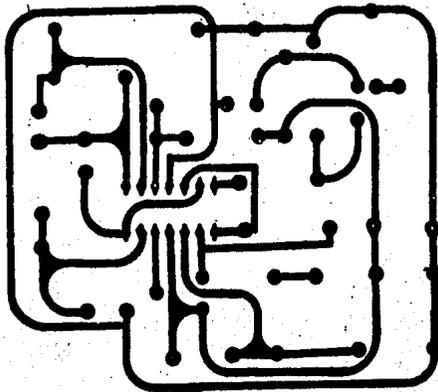


Figura 5.2

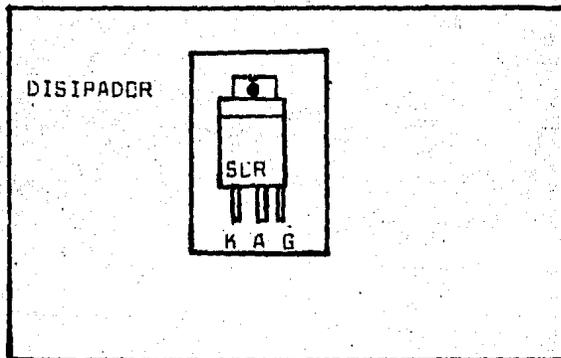
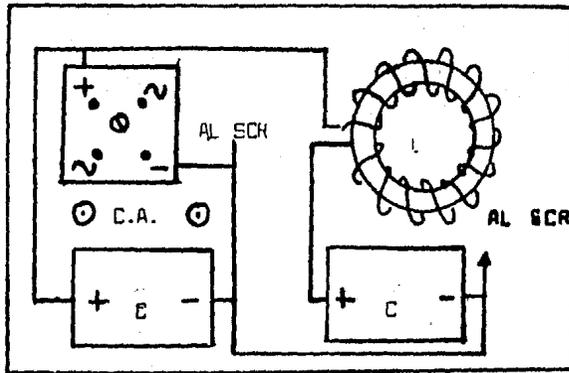


Figure 5.3

En una de las caras (frontal) se colocó el switch -----
(switch S, figura 4.9) de paro y arranque del motor. Esto -
se ilustra en la figura 5.5.

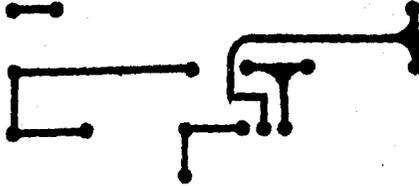


Figura 5.4

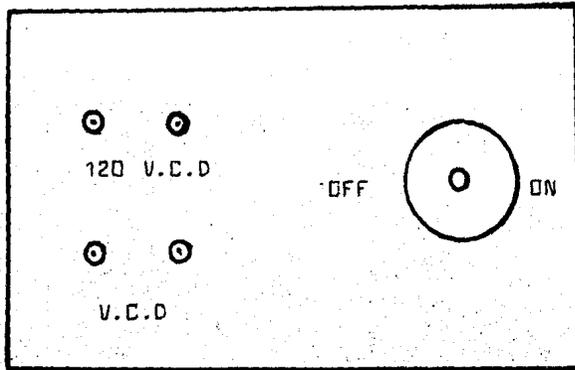


Figura 5.5

APENDICE A
ESPECIFICACIONES DEL ARRANCADOR
E
INSTRUCCIONES DE MANEJO

Especificaciones del Arrancador:

Voltaje: 120 V.C.D

Corriente: 0.5 Amperes

Potencia: 60 watts

Instrucciones de Manejo:

En la parte de enfrente de el arrancador se encuentran - dos conectores, uno rojo marcado con el signo positivo(+) y uno negro marcado con el signo negativo(-). Estos conectores, servirán para obtener una tensión variable y máxima de 120 V.C.D. En estos conectores, se deben conectar el o los devanados de el motor que se desea arrancar. Estos devanados, claro está deben ser el devanado serie y/o el devanado de armadura.

También en la parte de enfrente, se encuentran otros dos conectores. Estos entregan un voltaje constante de 120 --- V.C.D. En estos conectores debe conectarse el devanado de campo. La polaridad de esta salida de C.D. también está indicada.

Una vez conectado el motor en la forma indicada, para arrancarlo se debe colocar el switch que se encuentra en la parte de enfrente, en la posición ON. Si se desea parar el motor, solo se debe colocar el switch en la posición OFF.

APENDICE B

ESPECIFICACIONES DE COMPONENTES ELECTRONICOS



**National
Semiconductor**

Operational Amplifiers/Buffers

LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, LM2902 Low Power Quad Operational Amplifiers

General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5 V_{DC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ±15 V_{DC} power supplies.

Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

Advantages

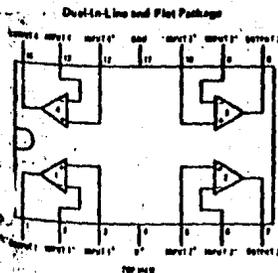
- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows direct sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:

Single supply	3 V _{DC} to 30 V _{DC}
or dual supplies	±1.5 V _{DC} to ±15 V _{DC}
- Very low supply current drain (800μA) - essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at +5 V_{DC})
- Low input biasing current 45 nA_{DC} (temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV_{DC} and offset current 8 nA_{DC}
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage 0 V_{DC} to V⁺ - 1.5 V_{DC} swing

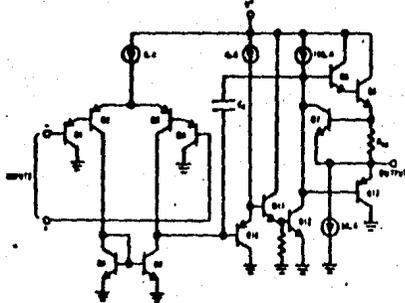
Connection Diagram



Order Number LM124J, LM124AJ,
LM224J, LM224AJ, LM324J,
LM324AJ or LM2902J
See NS Package N14A

Order Number LM224N, LM324AN
or LM2902N
See NS Package N14A

Schematic Diagram (Each Amplifier)



LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, LM2902

Absolute Maximum Ratings

	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902
Supply Voltage, V^+	32 VDC or ±18 VDC	28 VDC or ±13 VDC	50 mA	50 mA
Differential Input Voltage	32 VDC	28 VDC	Operating Temperature Range	0°C to +10°C -25°C to +85°C
Input Voltage	-0.3 VDC to +26 VDC	-0.3 VDC to +26 VDC	LM324/LM324A LM224/LM224A	-65°C to +125°C
Power Dissipation (Note 1)		570 mW	LM124/LM124A	-65°C to +160°C
Molded DIP	570 mW		Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
Cavity DIP	900 mW		Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
Flat Pack	900 mW			
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2) $V^+ \leq 18$ VDC and $T_A = 25^\circ\text{C}$	Continuous	Continuous		

Electrical Characteristics ($V^+ = +5.0$ VDC, Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		UNITS
		MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 5)	1	2	1	3	2	3	12	25	12	17	12	17	mVDC
Input Bias Current (Note 6)	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}, T_A = 25^\circ\text{C}$	20	50	40	80	45	100	45	180	45	250	45	280	nADC
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}, T_A = 25^\circ\text{C}$	2	10	2	15	5	30	12	120	15	180	15	150	nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	VDC
Supply Current	$R_L = \infty$, $V_{CC} = 30$ V, (LM2902 $V_{CC} = 28$ V) $R_L = \infty$ on All Op Amps, Over Full Temperature Range*	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	mADC
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 18$ VDC (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$	80	100	80	100	25	100	80	100	25	100	100		V/mV
Output Voltage Swing	$R_L = 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (LM2902 $R_L \geq 10$ k Ω)	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	VDC
Common-Mode Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	70	95	70	95	95	95	70	95	65	70	60	70	dB
Power Supply Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	65	100	65	100	65	100	65	100	65	100	60	100	dB
Amplifier to Amplifier Coupling (Note 8)	1 to 1 kHz to 20 kHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Input Referenced)	-120		-120		-120		-120		-120		-120		dB
Output Current														
Source	$V_{IN}^+ = 1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC $V^+ = 18$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	mADC
Sink	$V_{IN}^+ = 1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC $V^+ = 18$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	mADC
	$V_{IN}^+ = 1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_O = 200$ mVDC	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	mADC
	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 9)	60	60	40	80	40	60	40	60	40	60	40	60	mADC

115

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A			LM224A			LM324A			LM124/LM224			LM324			LM2902			UNITS
		MIN	TYP	MAX																
Input Offset Voltage	(Note 8)	4			4			5			±7			10			110			mVDC
Input Offset Voltage Drift	$R_g = 0\Omega$	7 20			7 20			7 30			7			7			7			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$ I_{IN(+)} - I_{IN(-)} $	30			30			75			±100			±150			±200			nADC
Input Offset Current Drift		10 200			10 200			10 200			10			10			10			$\mu\text{ADC}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$	40 100			40 100			40 200			40 200			40 500			40 500			nADC
Input Common Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30 \text{ VDC}$	0 $V^+ - 2$			0 $V^+ - 2$			0 $V^+ - 3$			0 $V^+ - 2$			0 $V^+ - 2$			0 $V^+ - 2$			VDC
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15 \text{ VDC}$ (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	26			26			15			26			15			15			V/mV
Output Voltage Swing																				
V_{OH}	$V^+ = +30 \text{ VDC}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	26 27 28			22 23 24			VDC VDC												
V_{OL}	$V^+ = 0 \text{ VDC}$, $R_L \leq 10 \text{ k}\Omega$	5 20			5 20			5 20			5 20			5 20			5 100			mVDC
Output Current																				
Source	$V_{IN}^+ = +1 \text{ VDC}$, $V_{IN}^- = 0 \text{ VDC}$, $V^+ = 15 \text{ VDC}$	10 20			10 20			10 20			10 20			10 20			10 20			mADC
Sink	$V_{IN}^- = +1 \text{ VDC}$, $V_{IN}^+ = 0 \text{ VDC}$, $V^+ = 15 \text{ VDC}$	10 15			5 5			5 5			5 5			5 5			5 5			mADC
Differential Input Voltage	(Note 7)				V^+			VDC												

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A, LM2902 must be derated based on a $+125^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $175^\circ\text{C}/\text{W}$ which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+ . At values of supply voltage in excess of $+15 \text{ VDC}$, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3 VDC .

Note 4: These specifications apply for $V^+ = +5 \text{ VDC}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to $-20^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$, the LM324/LM324A temperature specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$, and the LM2902 specifications are limited to $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$.

Note 5: $V_O \approx 1.4 \text{ VDC}$, $R_g = 0\Omega$ with V^+ from 5 VDC to 30 VDC ; and over the full input common-mode range (0 VDC to $V^+ - 1.5 \text{ VDC}$).

Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

Note 7: The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V . The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5\text{V}$, but either or both inputs can go to $+32 \text{ VDC}$ without damage ($+26 \text{ VDC}$ for LM2902).

Note 8: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitive increase at higher frequencies.

Silicon Controlled Rectifiers (SCR's)

	Page
Product Matrix Charts	352
Cross-Reference Guide	354
Technical Data	356

RCA SCR's		TO-48				
IT(RMS)	18A	28A	Pulse Modulator 36A	FTO* 38A	FTO* 38A	
ITSM (60 Hz)	176A	180A	180A	180A	260A	
VDRM(V)	15					
VRRM(V)	25	2N1842A	2N681			
	30					
	80	2N1843A	2N682		2N3654	
	100	2N1844A	2N683	2N3650	2N3655	
	150	2N1845A	2N684			
	200	2N1846A	2N685	2N3651	2N3656	
	250	2N1847A	2N686			
	300	2N1848A	2N687	2N3652	2N3657	
	400	2N1849A	2N688	2N3653	2N3658	
	500	2N1850A	2N689			
	600		2N690	S6493M	S7410M S7412M	
	700					
	780					
	800					
I _{GT} (mA)	45	75	80	180	180	
V _{GT} (V)	3.5	3	2	3	2	
Page No.	394	394	397	399	399	

* FTO - Fast Turn Off

ITR Product Matrix For Horizontal-Deflection Circuits

RCA ITR's*	TO-220AB VERSAWATT			
	Trace	Commutating (Retrace)	Trace	Commutating (Retrace)
IT(RMS)	8A	8A	8A	8A
ITSM (60 Hz)	80A	80A	80A	80A
VDRM(V)	300			
	400			
	480		S3907GF	
	600			
	660			
	800	S3901M		
	850	S3900MF	S3901MF	S3903MF
	700	S3900S	S3901S	
	780	S3900SF		
I _{GT} (mA)	30	46		
V _{GT} (V)	4	4		
Page No.	376	376	376	376

* Integrated Thyristor/Rectifiers

GTO Product Matrix

RCA GTO's*	TO-3		
	85A	85A	85A
IT(DC)	85A	85A	85A
ITSM (60 Hz)	85A	85A	85A
VDRM(V)	100	G5007A	G5007A G5007A
	200	G5007B	G5007B G5007B
	400	G5007D	G5007D G5007D
	800	G5007M	G5007M G5007M
Turn-on Time	t _d	1 μ s	1.5 μ s 1.5 μ s
t _{tr}	1 μ s	1 μ s	1.5 μ s 1.5 μ s
Turn-off Time	t _f	1 μ s	3 μ s 16 μ s
t _g	1 μ s	1 μ s	3 μ s 16 μ s
Page No.	356	356	356

* Gate turn-off SCR's

RCA SCR's	TO-68										TO-68 With Heat Rad.	Low Profile Mod. TO-8
	2A	5A	FTD* 5A	FTO* 5A	FTO* 5A	FTO* 5A	FTO* 5A	FTO* 5A	FTO* 5A	FTO* 5A		
I(TIRM) (TSM) (50 Hz)	60A	60A	30A	80A	80A	80A	75A(1)PM	80A	80A	80A	80A	100A
V _{DRM}												
V _{RRM} (V)												
15												
25												
30												
40												
100						S3704A					S3714A	
150												
200	2N3578	2N3278		S3700B	S3704B					S3710B	S3714B	S2600B
250												
300												
400	2N3528	2N3578		S3700D	S3704D					S3710D	S3714D	S2600D
500			S3708E									
600	2N4107	2N4101	S3705M	S3700M	S3704M	S3701M				S3710M	S3714M	S2600M
100					S3704S						S3714S	
150								S3703S				
200									S3703SF			
I _{GT} (mA)	18	18	30	40	40	35	45	40	18	40	18	
V _{GT} (V)	2	2	4	3.5	3.5	4	4	4	2	3.5	1.8	
Page No.	361	361	372	370	370	372	373	373	361	370	364	

* FTD - Fast Turn-Off

RCA SCR's	TO-5 With Heat Rad.		TO-5 With Heat Spreader		TO-220 AB VERSAWATT						Stud		TO-3
	3.3A	7A	4A	4A	4A	6A	10A	12	18	FTO* 10A	12.5		
I(TIRM) (TSM) (50 Hz)	100A	100A	35A	35A	35A	100A	100A	125	160	90A	200A		
V _{DRM}													
V _{RRM} (V)													
15			S2060Y	S2061Y	S2062Y								
25			S2060F	S2061F	S2062F	8122F	S2800F	2N6394	2N6400				
30			S2060A	S2061A	S2062A			2N6395	2N6401			2N3528	
50													
100													
150													
200	S2810B	S2820B	S2060B	S2061B	S2062B	S122B	S2800B	2N6398	2N6407	S5210B	2N3888		
250													
300			S2060C	S2061C	S2062C	S122C	S2800C	S6000C	S8100C				
400	S2810D	S2820D	S2060D	S2061D	S2062D	S122D	S2800D	S6003D	2N6403	S5210D	2N3870		
500			S2060E	S2061E	S2062E	S122E	S2800E	S6002E	S8102E				
600	S2810M	S2820M	S2060M	S2061M	S2062M	S122M	S2800M	2N6398	2N6404	S5210M	2N4103		
700						S122S	S2800S	S6000S	S8100S				
150													
200													
I _{GT} (mA)	18	18	0.2	0.6	2	35	18	30	30	40	40		
V _{GT} (V)	1.8	1.8	0.8	0.8	0.8	1.3	1.5	1.5	1.8	3.5	2		
Page No.	364	364	358	358	358	367	367	384	384	382	378		

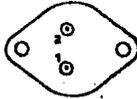
* FTD - Fast Turn-Off

⊕ Check availability in Europe, the Middle East, and Africa.

RCA SCR's	Press-Fit		Stud	Isolated Stud	With flex. leads, encap. on isolated stud		Press-Fit		With flex. leads, encap. on TO-3 flange			
	20A	35A			20A	35A	20A	35A	20A	35A	20A	35A
I(TIRM) (TSM) (50 Hz)	200A	350A	200A	350A	200A	350A	200A	350A	200A	350A	200A	350A
V _{DRM}												
V _{RRM} (V)												
15												
25												
30												
40												
100	S6200A	2N3870	S6210A	2N3898	S6220A	S6420A	S6230A	S6430A	S6240A	S6440A	S6250A	S6450A
150												
200	S6200B	2N3871	S6210B	2N3897	S6220B	S6420B	S6230B	S6430B	S6240B	S6440B	S6250B	S6450B
250												
300												
400	S6200D	2N3873	S6210D	2N3899	S6220D	S6420D	S6230D	S6430D	S6240D	S6440D	S6250D	S6450D
500												
600	S6200F	2N3873	S6210F	2N3898	S6220F	S6420F	S6230F	S6430F	S1240F	S6440F	S6250F	S6450F
700												
150												
200												
I _{GT} (mA)	18	40	18	40	18	40	18	40	18	40	18	40
V _{GT} (V)	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
Page No.	387	387	387	391	391	391	390	390	390	390	390	390

I _c Cont. A. Máx.	V _{ce} Sat. V. Máx.	NPN		PNP		Commutación con carga resistiva				F _t MHz Min.	Pd (Capítulo) Watts @ 25°C	
		Código Dicotipal	Tipo	Código Dicotipal	Tipo	f _{re} min./máx.	h _{FE} A	I _b típico (μA) máx.	I _c típico (μA) máx.			h _{FE} A
1	40	480-0235-6	TIP29	480-0255-4	TIP30	15/75	1	0.8	0.3	1	3	30
	60	480-0240-6	TIP28A	480-0260-4	TIP30A	15/75	1	0.8	0.3	1	3	30
	80	480-0245-5	TIP29B	480-0265-3	TIP30B	15/75	1	0.8	0.3	1	3	30
	100	480-0250-5	TIP29C	480-0270-3	TIP30C	15/75	1	0.8	0.3	1	3	30
	250	480-0355-2	TIP47	---	---	30/150	0.3	2	0.18	0.3	10	40
	300	480-0360-2	TIP48	---	---	30/150	0.3	2	0.18	0.3	10	40
2	80	480-0400-4	TIP110*	480-0415-4	TIP111*	500mA	2	1.7	1.3	2	250	50
	80	480-0405-5	TIP111*	480-0420-4	TIP110*	500mA	2	1.7	1.3	2	250	50
	100	480-0410-5	TIP112*	480-0425-3	TIP111*	500mA	2	1.7	1.3	2	250	50
3	40	480-0275-2	TIP31	480-0295-0	TIP32	25mA	1	0.8	0.3	1	3	40
	60	480-0280-2	TIP31A	480-0300-8	TIP32A	25mA	1	0.8	0.3	1	3	40
	80	480-0285-1	TIP31B	480-0305-7	TIP32B	25mA	1	0.8	0.3	1	3	40
	100	480-0290-1	TIP31C	480-0310-7	TIP32C	25mA	1	0.8	0.3	1	3	40
4	40	480-0475-7	2N6121	480-0490-7	2N6124	25/100	1.5	0.4	0.3	1.5	2.8	40
	60	480-0480-8	2N6122	480-0495-8	2N6125	25/100	1.5	0.4	0.3	1.5	2.8	40
	80	480-0485-7	2N6123	480-0500-3	2N6126	20/80	1.5	0.4	0.3	1.8	2.8	40
5	60	480-0430-3	TIP126*	480-0445-1	TIP128*	1KmA	3	1.5	1.8	3	40	65
	80	480-0435-2	TIP121*	480-0450-1	TIP126*	1KmA	3	1.5	1.8	3	40	65
	100	480-0440-2	TIP122*	480-0455-0	TIP127*	1KmA	3	1.5	1.8	3	40	65
6	40	480-0215-6	TIP41	480-0235-4	TIP42	15/75	3	0.4	0.15	3	3	75
	60	480-0220-8	TIP41A	480-0240-4	TIP42A	15/75	3	0.4	0.15	3	3	65
	80	480-0225-5	TIP41B	480-0245-3	TIP42B	15/75	3	0.4	0.15	3	3	65
	100	480-0230-5	TIP41C	480-0250-3	TIP42C	15/75	3	0.4	0.15	3	3	65
8	60	480-0170-1	TIP100*	480-0185-8	TIP106*	1K/20K	3	1.5	1.8	3	40	60
	80	480-0175-0	TIP101*	480-0190-8	TIP106*	1K/20K	3	1.5	1.8	3	40	60
	100	480-0180-0	TIP102*	480-0195-7	TIP107*	1K/20K	3	1.5	1.5	3	40	60
10	60	480-0230-7	MJE3055T	480-0225-8	MJE2955T	20/70	4	2.5	2.5	5	40	75
	80	480-0185-3	2N6288*	480-0510-2	2N4448	1K/20K	5	2.5	2.8	5	20	65

Model #1Mhz
Darlington



ENCAPSULADO TO-3 (TO-204AA)
Terminal 1 BASE
Terminal 2 EMISOR
Capítulo COLECTOR

I _c Cont. A. Máx.	V _{ce} Sat. V. Máx.	NPN		PNP		Commutación con carga resistiva				F _t MHz Min.	Pd (Capítulo) Watts @ 25°C	
		Código Dicotipal	Tipo	Código Dicotipal	Tipo	f _{re} min./máx.	h _{FE} A	I _b típico (μA) máx.	I _c típico (μA) máx.			h _{FE} A
1	600	480-C195-2	BU132	---	---	25/125	0.25	---	---	---	8	15
2.5	1500*	480-0200-0	BU206	---	---	2mA	---	2	0.75	2	4	30
5	1800*	480-0205-9	BU208	---	---	2.25mA	4.5	---	1	4.5	4	125
10	200	480-0190-3	BU180C	---	---	15mA	2.5	---	---	---	8	100
10	60	480-0180-4	2N6887*	480-0515-1	2N6889*	750/10K	6	1.8	1.8	8	40	150
10	60	480-0110-1	2N3884	480-0215-8	BU2968	20/70	4	0.7	0.3	4	2.5	115
10	140	480-0125-9	2N3773	---	---	15/60	6	1.1	1.18	8	4	130
20	60	480-0120-0	2N3772	---	---	15/60	10	---	---	---	2	150
20	60	480-0170-6	2N5888	480-0180-6	2N5889	20/100	10	1	0.8	10	4	200
20	60	480-0175-4	2N5888	480-0168-8	2N5084	20/100	10	1	0.8	10	4	200
20	40	480-0115-0	2N3771	---	---	15/60	15	---	---	---	2	180
20	100	480-0210-9	MJE02	---	---	25/100	7.5	---	---	---	2	200

Model #1Mhz
Darlington

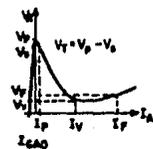
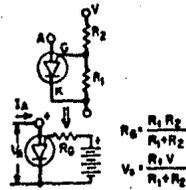


ENCAPSULADO TO-18 Plástico
Terminal 1 EMISOR
Terminal 2 COLECTOR
Terminal 3 BASE

I _c Cont. A. Máx.	V _{ce} Sat. V. Máx.	NPN		PNP		Commutación con carga resistiva				F _t MHz Min.	Pd (Capítulo) Watts @ 25°C	
		Código Dicotipal	Tipo	Código Dicotipal	Tipo	f _{re} min./máx.	h _{FE} A	I _b típico (μA) máx.	I _c típico (μA) máx.			h _{FE} A
0.5	300	480-0227-8	MJE340	---	---	30/240	0.05	3.8	0.24	0.1	10	20
4	60	480-0130-9	2N6180	480-0144-7	2N5183	25/100	1.5	0.4	0.4	1.5	2	40
	60	480-0135-8	2N6181	480-0150-7	2N5184	25/100	1.5	0.4	0.4	1.5	2	40
	60	480-0140-6	2N6182	480-0154-6	2N5186	25/100	1.5	0.4	0.4	1.8	2	40

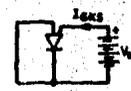
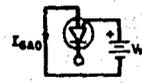
Clasificaciones máximas absolutas (25°C)

Voltaje	
* Voltaje directo de compuerta-cátodo	+40 V
* Voltaje inverso de compuerta-cátodo	-5 V
* Voltaje inverso de compuerta-ánodo	+40 V
* Voltaje de ánodo-cátodo	±40 V
Corriente	
* Corriente de cc ánodo	150 mA
Directa repetitiva de pico de ánodo (100 μs de amplitud de pulsaciones, 1% de ciclo de servicio)	1 A
* (80 μs de amplitud de pulsaciones, 1% de ciclo de servicio)	2 A
Directa no repetitiva, de pico de ánodo (10 μs)	5 A
* Corriente de compuerta	±20 mA
Energía capacitiva de descarga	250 μJ
Potencia:	
* Potencia promedio total	300 mW
Temperatura:	
* Ambiente operacional	-50 a +100°C
Gama de temperaturas	
Reduzca la capacidad de corrientes y potencia 1% /°C por encima de 25°C	
$E = \frac{1}{2} CV^2$, energía de descarga de capacitor, sin limitación de corriente	

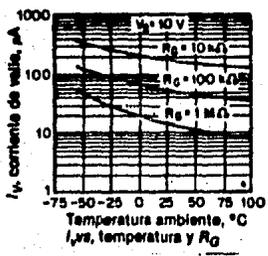
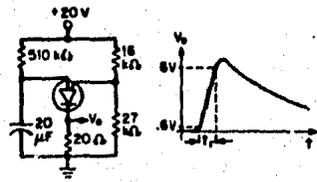


Características eléctricas (25°C) (a menos que se indique otra cosa)

	Fig. No.	2N6027 (D13T1)		2N6028 (D13T2)	
		Min.	Máx.	Min.	Máx.
Corriente pico ($V_g = 10$ V) ($R_G = 1$ MΩ) ($R_C = 10kΩ$)	I_p	3	5	1.5	1.0 μA
Voltaje de compensación ($V_g = 10$ V) ($R_G = 1$ MΩ) ($R_C = 10kΩ$)	V_r	0.2	1.8	0.2	0.6 V
Corriente de valle ($V_g = 10$ V) ($R_G = 1$ MΩ)	I_r	3	50	1.0	25 μA
Corriente de fuga de compuerta de ánodo-ánodo ($V_g = 40$ V, $T = 25^\circ C$) ($T = 75^\circ C$)	I_{gao}	4	10	100	10 nA
Corriente de fuga de compuerta a cátodo ($V_g = 40$ V, ánodo-cátodo en corto)	I_{gcs}	3	100	100	100 nA
Voltaje directo ($I_p = 80$ mA)	V_f	5	1.5	6	1.5 V
Voltaje pulsante de salida	V_o	6	6	6	6 V
Índice de elevación de voltaje pulsante	r_r	6	80	6	80 ns



***Datos de registro JEDEC**



APENDICE C

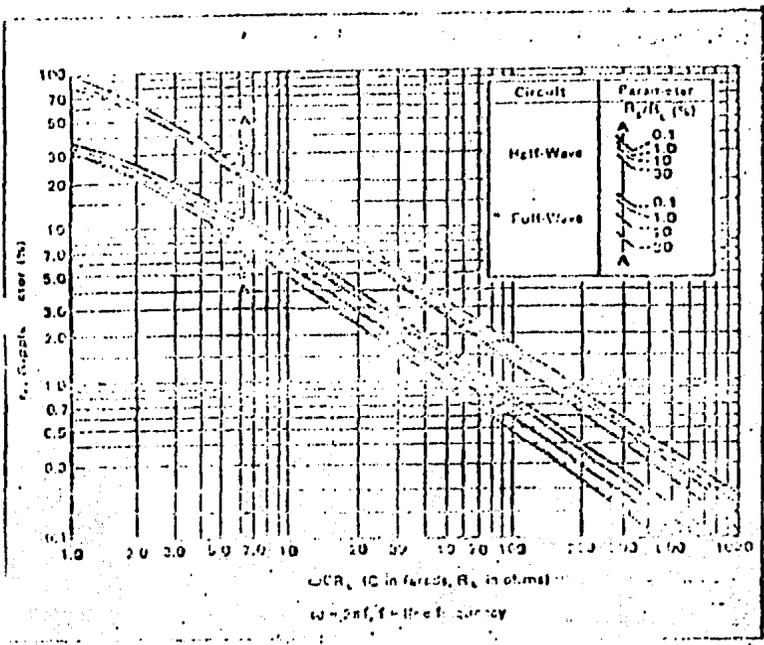


Figure 14B. The accuracy of C_1 and C_2 in the π network. (See 10.11, Schade, Proc. IRE, vol. 51, p. A-3, 1963.)

CONCLUSIONES

La electrónica contribuye al desarrollo y mejor funcionamiento de sistemas en otros campos. La electrónica puede -- ser usada como se necesite y como mejor se desee. Se pueden implementar circuitos para desarrollar funciones específicas, los cuales, al ser unidos contribuyen a la realización de una función común más compleja, la cual constituye el objetivo.

El arrancador que hemos diseñado, está constituido de varias etapas que, unidas de una manera apropiada llevan a cabo la puesta en servicio (arranque) de un motor de corriente directa.

Hemos diseñado y construido un arrancador, para motores de corriente directa, con componentes electrónicos; este arrancador es de un tamaño menor al que tendría uno que estuviera formado por componentes electromagnéticos tales como relevadores.

La electrónica de potencia, que para nuestro gusto, puede ser considerada una fase más de la electrónica, aún no ha sido bastante aplicada, pero tiene muchas posibilidades de aplicación; una de éstas es el control de los motores eléctricos.

En un arrancador electromagnético, para motores de corriente directa, para efectuar la limitación de tensión de

alimentación para el motor, durante el periodo de arranque, se requiere de resistencias de potencia relativamente elevada. Esto quiere decir que, en un arrancador electromagnético, para manejar o controlar gran potencia, se debe invertir también gran potencia. En cambio, mediante la aplicación de la electrónica de potencia se evita esto, pues la electrónica de potencia suministra componentes, teóricamente hablando, que permiten el control de gran cantidad de potencia mediante la inversión de muy poca de ésta. Los elementos más conocidos de la electrónica de potencia son el SCR y el TRIAC, éstos, son controlados mediante la aplicación de poca potencia, en comparación con la que suministran, a uno de sus electrodos, llamado compuerta. Estos elementos son demasiado pequeños comparados con un relevador con igual capacidad que ellos para manejar corriente.

Al haber diseñado el arrancador electrónico, hemos conseguido la reducción de tamaño, respecto al arrancador electromagnético; también se logra, con este arrancador electrónico un ahorro de potencia, ya que se ha empleado la electrónica de potencia.

Podemos decir, en resumen, que hemos comprobado, personalmente y por iniciativa propia, que la electrónica es y puede ser útil.

BIBLIOGRAFIA

Boyd Larson

"Power Control Electronics"

Prentice-Hall

Buitrón Sánchez Horacio

"Operación, control y protección de motores eléctricos"

Editorial HP, 3^a edición

General Electric

"SCR Manual"

Prentice-Hall

Grob Bernard

"Circuitos electrónicos y sus aplicaciones"

Mc Graw Hill

Kaufman Milton y H. Seidman Arthur

"Manual para ingenieros y técnicos en electrónica"

Mc Graw Hill

L. Kosow Irving

"Máquinas eléctricas y transformadores"

Ed. Reverté, S.A.

Millman Jacob

"Microelectronics: digital and analog circuits and systems"

Mc Graw Hill