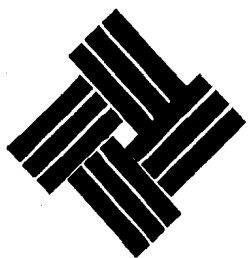


881217
17
24

UNIVERSIDAD ANAHUAC

ESCUELA DE INGENIERIA

CON ESTUDIOS INCORPORADOS A LA UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO



DISEÑO DE UN CIRCUITO REGULADOR DE VELOCIDAD PARA UN MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA CON CAMPO INDEPENDIENTE

TESIS CON
FALLA IE CR.GEN

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
AREA SISTEMAS ELECTRICOS Y ELECTRONICOS
P R E S E N T A
CARLOS TORNEL JAUREGUI

MEXICO, D. F.

1987



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
	OBJETIVOS	1-A
1	INTRODUCCION A LOS SISTEMAS DE CONTROL	2
1.1	Introducción	3
1.2	Tipos de control de velocidad para motores de c.c./ca	6
1.2.1	Control de velocidad en motores de c.c	7
1.2.1.1	Control por pasos	7
1.2.1.2	Control analógico	9
1.3	Generalidades sobre un sistema lazo cerrado .	9
1.3.1	Función de transferencia	9
1.3.2	Diagrama de bloques	11
1.3.2.1	Detector de error	12
1.3.2.2	Función de transferencia de lazo cerrado	12
1.3.2.3	Función de transferencia de lazo abierto	15
1.3.3	Clasificación de tipos de control de sistemas de lazo cerrado	15
1.3.3.1	Control proporcional	17
1.3.3.2	Control integrativo	19
1.3.3.3	Control proporcional integrativo (P.I.)	19
1.3.3.4	Control proporcional derivativo (P.D.)	21
1.3.3.5	Control proporcional-integrativo-derivativo (PID)	23
1.4	Estabilidad	24
1.4.1	Criterios de estabilidad	25
1.4.1.1	Criterio de Routh	26
1.4.1.2	Diagrama de Bode	26

	PAG.
1.4.1.3	Lugar geométrico de las raíces 27
1.5	Compensación 28
1.5.1	Compensación del sistema 28
1.5.2	Compensadores 29
1.5.2.1	Compensación en adelanto 29
1.5.2.1.1.	Ventajas y desventajas del compensador de adelanto 31
1.5.2.2	Compensación en atraso 33
1.5.2.2.1	Ventajas y desventajas del compensador de atraso 35
1.5.2.3	Compensación de atraso-adelanto 37
2	TEORIA DE MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA ... 41
2.1	Introducción 42
2.1.1	Embobinado de armadura 42
2.1.2	Polos magnéticos 43
2.1.3	Tipos y características de los motores de C.c. 43
2.1.4	Características de los cuatro tipos de moto res 45
2.2	Devanados de armadura y partes físicas de un motor de corriente continua 47
2.3	Fuerza contraelectromotriz (FCEM)..... 49
2.4	Características del par 56
2.5	Fórmula de velocidad de un motor de c.c. .. 59

		PAG.
3	FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE UN MOTOR DE C.C. CON CAMPO INDEPENDIENTE	62
3.1	Introducción	63
3.2	Función de transferencia de un motor de c.c. con campo independiente	63
3.3	Comparación del comportamiento del motor de c.c. controlado por armadura con el controlado por campo	70
4	TEORIA DEL TIRISTOR	72
4.1	Introducción	73
4.2	Análisis de tensión y corriente en una carga.	75
4.3	Teoría del tiristor	81
4.3.1	Principio de cebado por puerta	81
4.3.2	Variación de potencia en un tiristor por medio del ángulo de conducción	82
4.4	Cebado de un tiristor por medio de un UJT ...	84
4.4.1	Introducción	84
4.4.2	El UJT	86
4.5	Aplicaciones del tiristor en el área de regulación de velocidad de motores de c.c.	89
5	DISEÑO DE UN CIRCUITO REGULADOR DE VELOCIDAD PARA UN MOTOR DE C.C. CON CAMPO INDEPENDIENTE	93
5.1	Introducción	94
5.1.1	Control de la tensión de armadura	97
5.2	Sistema de control con retroalimentación	98

	PAG.
5.2.1	Generalidades 98
5.3	Diseño del regulador de velocidad 103
5.3.1	Velocidad de referencia 109
5.3.2	Amplificador de error de velocidad 122
5.3.3	Amplificador de error de corriente 136
5.3.4	Etapa de potencia 148
5.3.4.1	Puente de potencia 148
5.3.4.2	Circuito disparador 162
6	CONSTRUCCION DEL CONTROL DE VELOCIDAD 193
6.1	Circuito electrónico 194
6.2	Tarjetas del circuito 194
6.3	Cableado de los bloques 196
6.4	Planos mecánicos 197
6.5	Descripción de ajustes y calibración 201
6.6	Instrucciones de arranque y puesta en marcha 204
6.7	Posibles problemas, sus causas y sus soluciones 207
6.8	Lista de piezas del regulador de velocidad 210
6.8.1	Circuito de control 210
6.8.2	Etapa de disparo 212
6.8.3	Circuito de arranque/paro 212
6.9	Costeo 213
	CONCLUSIONES 214
	APENDICE A 217
	APENDICE B 222
	BIBLIOGRAFIA 240

INTRODUCCION

La industria moderna y los medios de transportes, cada vez tienen más necesidad de velocidad variable de forma continua que a su vez sean de fácil manejo y gran precisión. Todavía se utilizan sistemas mecánicos, hidráulicos y neumáticos para estos fines, pero hoy en día la solución más favorable es del tipo electrónico, debido a sus incomparables características tanto en el aspecto de la conversión de energía eléctrica como en el de la retroalimentación del sistema.

En la industria moderna, los motores de corriente continua (c.c.), son los más utilizados como motores de velocidad variable. Los motores de corriente alterna son máquinas diseñadas para trabajar a velocidades constantes y por tanto el variar la velocidad de un motor de corriente alterna es costoso y a su vez complicado.

Los principios del control electrónico de los motores de c.c. se conocen desde hace mucho tiempo, pero la industrialización a gran escala se debió a los progresos extraordinarios conseguidos en la década de los setentas en el campo de los semiconductores de potencia y de los circuitos integrados.

En la actualidad existen varios reguladores de velocidad para motores de c.c. en el mercado, siendo la gran mayoría excelentes en su funcionamiento (los hay inclusive a base de microprocesadores).

Desafortunadamente, y como a menudo sucede en la ingeniería, la información disponible, muy abundante, obvia internacionalmente aspectos técnicos vitales del problema: "secretos de fabricación", "detalles constructivos", "ajustes de campo" y otras excusas abundan en la literatura y permiten que la construcción de un control de velocidad para motores de c.c. sea a la vez un problema trivial y sin embargo arduo.

OBJETIVOS

El objetivo de éste trabajo, es de proporcionar al estudiante de ingeniería una fuente de información acerca del principio de funcionamiento de un regulador de velocidad, así como su diseño, ya que en la actualidad éstos reguladores son primordiales en cualquier industria moderna y es muy probable que cualquier ingeniero electrónico que pretenda trabajar en mantenimiento en una industria se encuentre con un circuito de este tipo.

C A P I T U L O I

INTRODUCCION A LOS SISTEMAS DE CONTROL

1.1 INTRODUCCION.

El propósito de este capítulo es el de presentar los fundamentos básicos de la teoría de sistemas de control.

Un sistema, es una combinación de componentes que actúan conjuntamente y cumplen un determinado objetivo.

Para entender cuales son las principales características de un sistema de control, definamos cinco términos:

- a) **Perturbaciones.**- Una perturbación es una señal que tiende a afectar el valor de la salida de un sistema. Si la perturbación es generada dentro del mismo sistema, se le denomina interna, mientras que si se trata de una perturbación externa, su origen es externo al sistema y por tanto, es parte de la entrada.
- b) **Control de retroalimentación.**- Un control de retroalimentación es una operación que en presencia de perturbaciones, tiende a reducir la diferencia entre la salida y la entrada de referencia de un sistema.
- c) **Sistema de control con retroalimentación.**- Un sistema de control retroalimentado es aquel que tiene una relación preestablecida entre la salida y la entrada de referencia, comparando ambas y utilizando la diferencia como parámetro de control.
- d) **Servomecanismo.**- Un servomecanismo es un sistema de control con retroalimentación para fines de comparación con la entrada. Los servomecanismos son extensamente utilizados en la industria actualmente.
- e) **Sistemas de regulación automática.**- Un sistema de regulación automática es un sistema de control retroalimentado en el que la entrada de referencia o la salida deseada son o bien constante o varían lentamente en el tiempo, y donde el objetivo fundamental consiste en mantener la salida en el valor deseado a pesar de las perturbaciones presentes.

En base a estas definiciones, definamos a un sistema de control de lazo cerrado y de lazo abierto.

Sistema de control de lazo cerrado. Un sistema de control de lazo cerrado es aquel en el que la salida tiene efecto directo sobre la acción de control. Esto es, los sistemas de control de lazo cerrado son sistemas de control retroalimentado. La señal de error actuante, que es la diferencia entre la señal de entrada y la de retroalimentación (la que puede ser función de la señal de la salida), entra al detector o control de manera de reducir el error y llevar la salida del sistema al valor deseado. En otras palabras el término de "lazo cerrado" implica el uso de acción de retroalimentación para reducir el error del sistema.

La figura 1.1 muestra la relación entrada-salida de un sistema de control de lazo cerrado.

** FIGURA 1.1

Sistemas de control de lazo abierto. Los sistemas de control de lazo abierto son sistemas de control en los que la salida no tiene efecto sobre la acción de control. Es decir, en un sistema de control de lazo abierto la salida ni se mide ni se retroalimenta para comparación con la entrada. En la figura 1.2 se muestra la relación entrada-salida de este tipo de sistema.

** FIGURA 1.2

Comparación entre los sistemas de control de lazo cerrado y de lazo abierto. Una ventaja del sistema de control de lazo cerrado es que el uso de la retroalimentación hace al sistema (con referencia a su respuesta), relativamente insensible a perturbaciones externas y a variaciones internas de parámetros del sistema. De éste modo es posible utilizar componentes inexactos y económicos y logrará la exactitud del control requerida en determinado proceso. En un sistema de lazo abierto esto sería imposible.

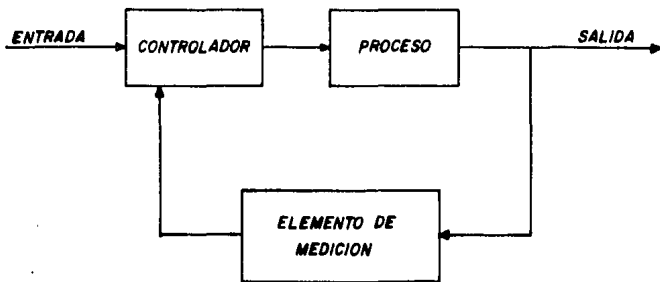


FIGURA 1-1
SISTEMA DE LAZO CERRADO

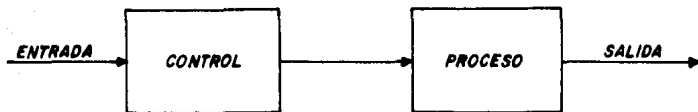


FIGURA 1-2
SISTEMA DE CONTROL DE LAZO ABIERTO

Desde el punto de vista de la estabilidad, en el sistema de control de lazo abierto es más fácil de lograr, ya que la estabilidad no constituye un problema importante. Por otro lado, en los sistemas de lazo cerrado la estabilidad siempre será un problema de gran importancia debido a la continua corrección de errores. Esto tiene como consecuencia oscilaciones de amplitud constante y variable.

Nótese que para sistemas en los que las entradas son conocidas previamente y en los que no hay perturbaciones, es preferible usar el control de lazo abierto. Los sistemas de lazo cerrado solamente tienen ventajas si se presentan perturbaciones no previsibles.

1.2 TIPOS DE CONTROL DE VELOCIDAD PARA MOTORES DE C.C./C.A.

Debido a las características tan diferentes de los motores de c.c. y de c.a. con respecto a su regulación de velocidad, actualmente son dos temas sin relación alguna.

En un motor de c.a., la única forma de lograr el control de su velocidad es por dos maneras:

- a) Modificando el número de polos.
- b) Variando la frecuencia de la tensión de alimentación.

El primer punto es imposible de lograr, debido a que los polos de cualquier máquina se encuentran instalados dentro del motor, junto con todo el sistema y por tanto, es imposible quitarle o aumentarle polos.

El segundo punto es más aceptable pero, en la industria la frecuencia estándar de las líneas de alimentación es de 60 Hz y por tanto, es muy costoso hacer un dispositivo de tipo industrial para variar la frecuencia de la línea para regular la velocidad de motores de c.a.

Por otro lado, el control de velocidad de motores de c.c. es definitivamente más sencillo que el control para motores de c.a.

Para lograr controlar la velocidad de un motor de c.c., tenemos dos métodos básicos:

- a) Modificando la corriente de alimentación al campo.
- b) Modificando la tensión de alimentación de la armadura.

Por la facilidad con que se logra el control de velocidad de un motor de c.c., actualmente son los motores en la industria más actualizados como motores de velocidad variable.

Nótese que no queremos decir con esto que no haya motores de c.a. en la industria, si los hay, utilizados generalmente como motores de velocidad fija.

1.2.1 CONTROL DE VELOCIDAD EN MOTORES DE C.C.

Para modificar la tensión de armadura o la corriente de campo, podemos utilizar dos métodos:

- a) Control por pasos.
- b) Control analógico.

1.2.1.1 CONTROL POR PASOS.

Este tipo de control consiste en un selector de diferentes niveles de tensión para alimentar el motor y así, lograr diferentes velocidades.

Este tipo de control se muestra en la figura 1.3, en donde vemos que se compone de varias resistencias en serie (R). Nótese como si ponemos el selector en el contacto 1 será la velocidad mínima y si lo ponemos en el contacto 4, será la velocidad máxima del motor.

Nótese que éste tipo de control es válido para usarse en la armadura o en el campo de un motor de c.c.

** FIGURA 1.3

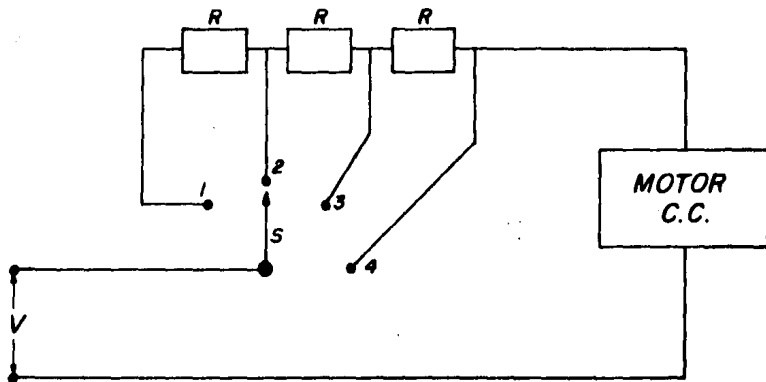


FIGURA 1-3

CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE C. C. POR MEDIO
DE UN SELECTOR

1.2.1.2 CONTROL ANALOGICO.

En el apartado 1.1 vimos la definición de un sistema de control de lazo cerrado o retroalimentado.

Este sistema es el más indicado para regular la velocidad de un motor de c.c. Dado que mandamos una señal de entrada y la comparamos con la salida y dependiendo de éste resultado, sabemos si el motor ya tiene la velocidad solicitada o no (véase figura 1.4).

** FIGURA 1.4

1.3 GENERALIDADES SOBRE UN SISTEMA DE CONTROL DE LAZO CERRADO.

Como ya hemos dicho, un sistema de control de lazo cerrado es aquel en que la señal de salida tiene efecto directo sobre la acción de control.

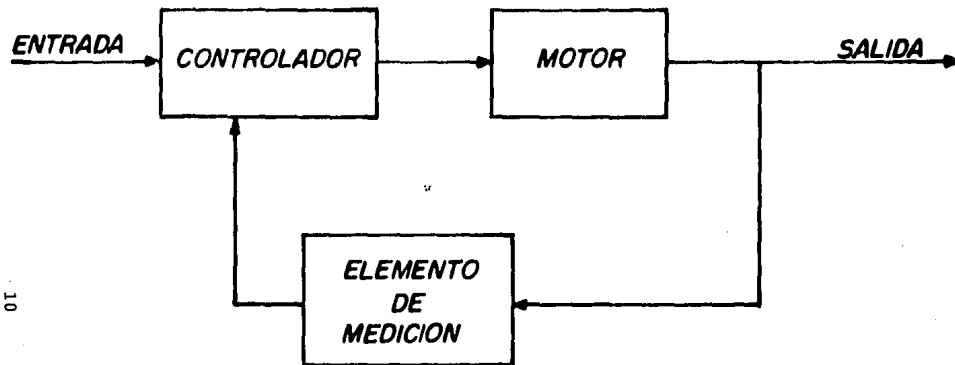
Como lo vemos en la figura 1.4, la señal de entrada se compara con la de salida y dependiendo del resultado, el controlador toma alguna decisión.

Un sistema de control de lazo cerrado tiene varios parámetros de suma importancia que nos ayudan a saber el comportamiento del sistema. Estos son:

- a) Función de transferencia.
- b) Diagrama de bloques.
- c) Diferentes tipos de control en un sistema de lazo cerrado.

1.3.1 FUNCION DE TRANSFERENCIA.

La función de transferencia de un sistema está definida como la relación de la transformada de Laplace de la salida a la transformada de Laplace de la entrada, bajo la suposición que todas las condiciones iniciales son cero.



10

FIGURA 1.4

SISTEMA DE CONTROL ANALOGICO DE LAZO CERRADO

Sea el sistema lineal definido por la siguiente ecuación diferencial:

$$a_0 y^n + a_1 y^{n-1} + \dots + a_{n-1} \dot{y} + a_n y = b_0 x^m + b_1 x^{m-1} + \dots + b_{m-1} \dot{x} + b_m x \dots (1.1)$$

Para $n > m$. En donde "y" es la salida del sistema y "x" - es la entrada. La función de transferencia de este sistema la logramos transformando la ecuación (1.1) al dominio de Laplace en ambos lados de la ecuación, suponiendo que todas las condiciones iniciales son cero, por tanto:

$$G(P) = \frac{Y(P)}{X(P)} = \frac{b_0 P^m + b_1 P^{m-1} + \dots + b_{m-1} P + b_m}{a_0 P^n + a_1 P^{n-1} + \dots + a_{n-1} P + a_n} \dots (1.2)$$

En donde $G(P)$ es la función de transferencia y P es el operador de Laplace.

1.3.2 DIAGRAMA DE BLOQUES.

Un diagrama de bloques de un sistema es una representación gráfica de las funciones realizadas por cada componente y del flujo de las señales.

Un diagrama de esta naturaleza indica las interrelaciones que existen entre los diversos componentes. A diferencia de una gran representación matemática, puramente abstracta, un diagrama de bloques tiene la ventaja de indicar en forma más realista el flujo de las señales del sistema real.

En un diagrama de bloques, toda las variables del sistema son enlazadas entre sí a través de bloques funcionales. El bloque funcional o simplemente bloque es un símbolo de la operación matemática que el bloque produce a la salida, sobre la señal que tiene a la entrada. Las funciones de transferencia de los componentes, generalmente se colocan en los bloques correspondientes, los que están conectados por flechas para indicar la dirección del flujo de señales.

La figura 1.5 muestra un elemento del diagrama de bloques. La flecha que apunta hacia el bloque indica la entrada y la flecha que se aleja del bloque la salida. A éstas flechas se les denomina señales.

**** FIGURA 1.5**

En un diagrama de bloques es más fácil entender el funcionamiento de un sistema que examinando al sistema físico.

1.3.2.1 DETECTOR DE ERROR.

El detector de error produce una señal que es la diferencia entre la referencia de entrada y la señal de retroalimentación del sistema de control. En la figura 1.6 se ve la representación del detector de error en un diagrama de bloques. Nótese que la señal que resulta a la salida del detector de error recibe el nombre de señal de error.

**** FIGURA 1.6**

1.3.2.2 FUNCION DE TRANSFERENCIA DE LAZO CERRADO.

En la figura 1.7 se muestra un diagrama de bloques de un sistema de lazo cerrado, en donde vemos que al inyectar nuevamente la salida al punto de suma para su comparación con la entrada, es necesario convertir la forma de la señal de salida a la forma de la señal de entrada.

Esta conversión se logra por medio del elemento de retroalimentación, cuya función de transferencia es $H(P)$, como lo vemos en la figura 1.5. (Nótese que si la salida $C(P)$ es compatible con la de entrada, $H(P)$ será la unidad, puesto que no hay que modificar el tipo de señal. Si $H(P)$ no es la unidad teniendo el mismo tipo de señales, es que se trata de un amplificador).

**** FIGURA 1.7**



FIGURA 1-5

ELEMENTO DE UN DIAGRAMA DE BLOQUES

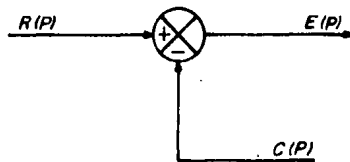


FIGURA 1-6

DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN DETECTOR DE ERROR
 $E(P) = R(P) - C(P)$

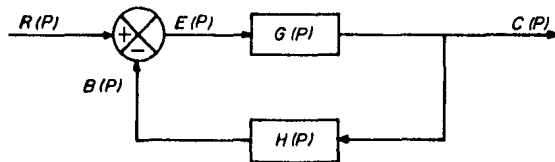


FIGURA 1-7

SISTEMA DE LAZO CERRADO

Vemos en la figura 1.7 que la señal de retroalimentación es $B(P) = H(P) C(P)$.

Para este sistema, la salida $C(P)$ y la entrada $R(P)$ están relacionadas de la siguiente manera:

$$C(P) = G(P) E(P) \quad \dots (1.3)$$

$$E(P) = R(P) - B(P) \quad \dots (1.4)$$

$$E(P) = R(P) - H(P) C(P) \quad \dots (1.5)$$

Eliminando $E(P)$ en éstas tres ecuaciones:

$$C(P) = G(P) [R(P) - H(P) C(P)]$$

ó también:

$$\frac{C(P)}{R(P)} = \frac{G(P)}{1 + G(P) H(P)} \quad \dots (1.6)$$

Esta ecuación (1.6) que relaciona $C(P)$ con $R(P)$ se le llama función de transferencia de lazo cerrado. Nótese la influencia de la retroalimentación del sistema en el denominador de ésta ecuación.

Si despejamos de la ecuación (1.6) a la salida $C(P)$:

$$C(P) = \frac{G(P)}{1 + G(P) H(P)} R(P) \quad \dots (1.7)$$

De esta manera, la salida del sistema de lazo cerrado depende de:

a) La función de transferencia de lazo cerrado:

$$\frac{G(P)}{1 + G(P) H(P)}$$

b) La naturaleza de la entrada del sistema: $R(P)$

1.3.2.3 FUNCION DE TRANSFERENCIA DE LAZO ABIERTO.

Un sistema de control de lazo abierto es aquel en el cual la acción de control es independiente de la salida.

Esto quiere decir que la entrada no es relacionada con la salida, por lo que no hay retroalimentación en un sistema de lazo abierto (véase figura 1.8).

** FIGURA 1.8

En donde vemos que:

$$C(P) = R(P) G(P)$$

$$\frac{C(P)}{R(P)} = G(P) \quad \dots(1.8)$$

La comprobación de esta ecuación es muy sencilla. La ecuación (1.6) nos da la función de transferencia de un sistema de lazo cerrado. Si hacemos la ganancia del lazo de retroalimentación cero; es decir $H(P) = 0$, tendremos como resultado la ecuación (1.8).

1.3.3 CLASIFICACION DE TIPOS DE CONTROL EN SISTEMAS DE LAZO CERRADO.

Un control basado en un sistema de lazo cerrado, compara el valor efectivo de la salida de un dispositivo (el que estamos controlando) con el valor deseado. Determina la desviación y produce una señal de control que reduce la desviación a cero o a un valor pequeño.

De acuerdo con la acción que debe ejecutar el sistema de control, podemos clasificar estos sistemas de la siguiente manera:

a) Control Proporcional (P.)

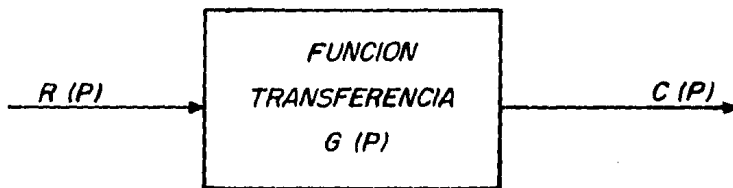


FIGURA 1-8

SISTEMA DE LAZO ABIERTO

- b) Control Integrativo (I.)
- c) Control Proporcional Derivativo (P.D)
- d) Control Proporcional Integrativo Derivativo (P.I.D.)

Esto quiere decir que de acuerdo con el tipo de respuesta que quisieramos en la salida, el control del sistema deberá ser de cierta forma. Nótese que el control del sistema se lleva a cabo con el error resultante; es decir, dependiendo del control seleccionado, el sistema responderá de cierta forma.

1.3.3.1 CONTROL PROPORCIONAL.

Para un sistema de control proporcional, la relación entre la salida del controlador $m(t)$ y la señal de error actuante (entrada del controlador) es:

$$m(t) = K_p e(t)$$

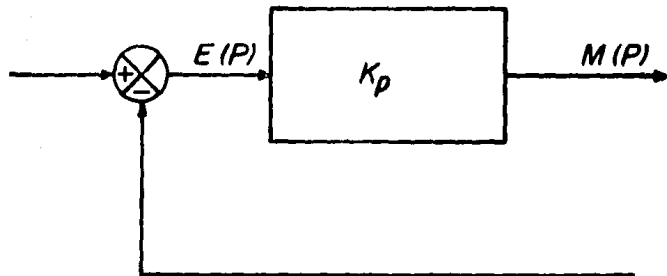
ó, en el dominio de Laplace:

$$\frac{M(P)}{E(P)} = K_p$$

en donde K_p se denomina sensibilidad "proporcional" o ganancia (ver figura 1.9).

** FIGURA 1.9

Cualquiera que sea el mecanismo en si, el control proporcional esencialmente es un amplificador con una ganancia ajustable (K_p).

**FIGURA 1-9****DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN CONTROL PROPORCIONAL**

1.3.3.2 CONTROL INTEGRATIVO.

Para un sistema de control integrativo, el valor de la salida del controlador $m(t)$ varía proporcionalmente a la señal de error actuante $e(t)$; es decir:

$$\frac{dm(t)}{dt} = K_i e(t)$$

despejando $m(t)$:

$$m(t) = K_i \int_0^t e(t) dt$$

en donde K_i es una constante regulable. La función de transferencia del control integrativo es:

$$\frac{M(P)}{E(P)} = \frac{K_i}{P}$$

En la figura 1.10 vemos representado en un diagrama de bloques el control integrativo.

** FIGURA 1.10

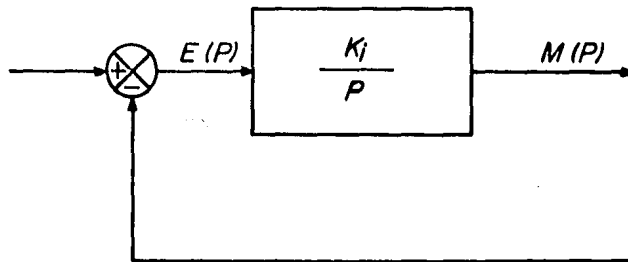
1.3.3.3 CONTROL PROPORCIONAL INTEGRATIVO (P.I)

Para un sistema de control P.I. su ecuación con el que queda definido es la siguiente:

$$m(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt$$

Por lo que su función de transferencia en el dominio de Laplace es:

$$\frac{M(P)}{E(P)} = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i P} \right]$$

**FIGURA 1·10****DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN CONTROL INTEGRATIVO**

en donde K_p representa al control proporcional (una ganancia) y T_i al control integrativo (tiempo integral).

Tanto K_p como T_i son regulables. El tiempo integral regula la acción del control integrativo, mientras que K_p afecta tanto a la parte integral como a la proporcional de la acción del control.

La figura 1.11a, muestra un diagrama de bloques del control P.I. Si la señal de error actuante $e(t)$ es una función escalón unitario como se ve en la figura 1.11b, la salida del control $m(t)$ pasa a ser la indicada en la figura 1.11c.

** FIGURA 1.11

1.3.3.4 CONTROL PROPORCIONAL DERIVATIVO (P.D.).

La acción del control P.D. queda definida por la siguiente ecuación:

$$m(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt}$$

y la función de transferencia es:

$$\frac{M(P)}{E(P)} = K_p (1 + T_d P)$$

En donde K_p es la ganancia debido al control proporcional y T_d es el tiempo derivativo. Tanto K_p como T_d son regulables. La acción del control derivativo a veces de nominado control de velocidad, es cuando el valor de la salida del control es proporcional a la velocidad de variación de la señal de error actuante. El tiempo T_d es el intervalo de tiempo en el que la acción de velocidad se adelanta al efecto del control proporcional. La figura 1.12a, representa un diagrama de bloques de un control P.D. Si la señal de error actuante $e(t)$ es una función rampa unitaria, como se ve en la figura 1.12b, la salida del control $m(t)$ es la que se indica en la figura 1.12c.

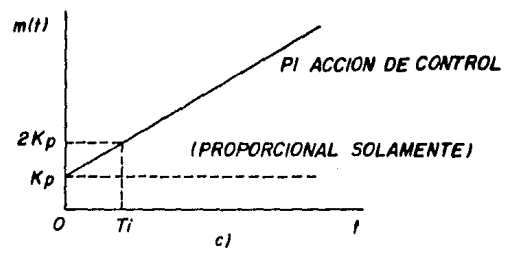
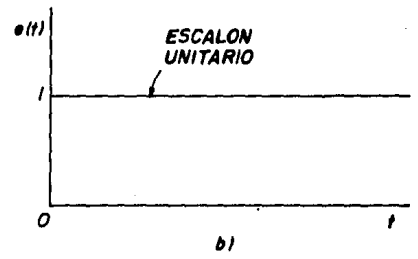
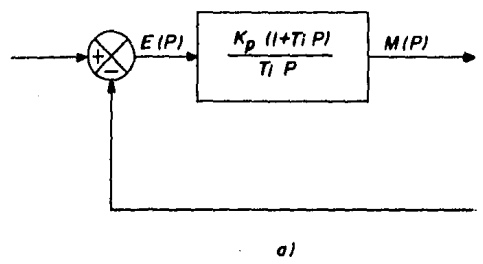


FIGURA 1.11

a) DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN CONTROL P.I. EN b) y c) DIAGRAMAS QUE MUESTRAN UNA ENTRADA ESCALON UNITARIO Y LA SALIDA DEL CONTROL

**** FIGURA 1.12**

Nótese que nunca se puede tener una acción derivativa sola, porque este control es efectivo únicamente durante los períodos transitorios.

1.3.3.5 CONTROL PROPORCIONAL INTEGRATIVO DERIVATIVO (P.I.D.)

La combinación de los efectos de acción del control P., acción del control I. y la acción del control D., tiene combinadas las ventajas de cada una de las tres acciones de control individuales. La ecuación de un control P.I.D. es:

$$m(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt$$

o la función de transferencia es:

$$\frac{M(P)}{E(P)} = K_p \left[1 + T_d P + \frac{1}{T_i P} \right]$$

En donde K_p representa al control proporcional, T_d el tiempo derivativo (control derivativo) y T_i el tiempo integral (control integrativo). En la figura 1.13a, se muestra el diagrama de bloques de un control P.I.D. Si $e(t)$ es una función rampa unitaria como la de la figura 1.13b, la salida del control $m(t)$ es la curva representada en la figura 1.13c.

**** FIGURA 1.13**

1.4 ESTABILIDAD.

Al diseñar un sistema de control se debe poder predecir el comportamiento dinámico del sistema en base al conocimiento de sus componentes. La característica más importante del comportamiento dinámico de un sistema de control, es la estabilidad; es decir, si el sistema es estable o inestable.

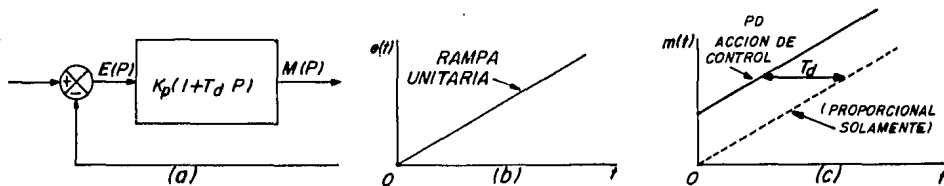


FIGURA 1.12

a) DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN CONTROL P. D. EN b) y c)
 DIAGRAMAS QUE MUESTRAN UNA ENTRADA RAMPA UNITARIA Y LA SALIDA
 DEL CONTROL

24

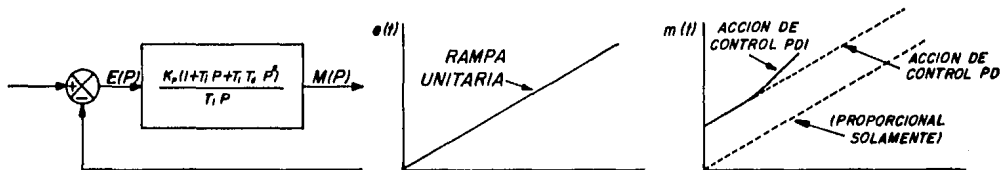


FIGURA 1.13

a) DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN CONTROL P.I.D. EN b) y c)
 DIAGRAMAS QUE MUESTRAN UNA ENTRADA RAMPA UNITARIA Y LA SALIDA
 DEL CONTROL

Un sistema está en equilibrio si en ausencia de cualquier perturbación o entrada, la salida se mantiene en el mismo estado.

Un sistema de control es estable si finalmente la salida retorna a su estado de equilibrio cuando el sistema es so metido a una perturbación.

Un sistema de control es inestable si continúa indefinidamente una oscilación en la salida, o si la salida diverge sin límite de su estado de equilibrio cuando el sistema es sometido a una perturbación.

Parámetros importantes del sistema a los cuales hay que dar cuidadosa atención son:

- a) Estabilidad relativa.
- b) Error estacionario.

La estabilidad relativa, simplemente nos indica que tan cerca se encuentra el sistema de la inestabilidad.

Como un sistema físico de control involucra almacenamiento de energía, la salida del sistema relacionada con una entrada, no puede seguir a ésta inmediatamente sino que se presenta una respuesta transitoria antes de poder alcanzar un estado estacionario. La respuesta transitoria en un sistema de control práctico, frecuentemente presenta oscilaciones amortiguadas antes de alcanzar un estado de equilibrio. Si la salida de un sistema en estado estacionario no coincide exactamente con la entrada, se dice que el sistema tiene un error estacionario. Este error indica la exactitud del sistema.

1.4.1 CRITERIOS DE ESTABILIDAD.

El problema más importante en los sistemas de control, se refiere a la estabilidad. De hecho, ¿ bajo que condiciones del sistema será estable ? Si es inestable, ¿ como se puede estabilizar el sistema ?.

La única manera de saber si un sistema es estable si y solo si todos los polos de la función de transferencia de lazo cerrado del sistema quedan en el semi plano P izquierdo.

Para saber los polos de una función de transferencia de cualquier sistema hay que saber las raíces de dicha función (raíces del numerador se les llama ceros y las del denominador polos). En situaciones en -- donde tenemos una función de transferencia de tercer o más orden, el hallar las raíces de la ecuación es muy difícil.

Actualmente podemos saber si un sistema es estable o no con ayuda de ciertos criterios.

- a) Criterio de Routh.
- b) Diagramas de Bode.
- c) Lugar geométrico de raíces.

1.4.1.1 CRITERIO DE ROUTH.

El criterio de estabilidad de Routh es un criterio matemático. Este criterio nos indica si hay raíces positivas en una ecuación polinómica sin necesidad de resolverla. Este criterio de estabilidad se aplica a polinomios que tengan solamente un número finito de términos.

Este criterio se basa en la ecuación característica (denominador de la función de transferencia de lazo cerrado) del sistema, en donde los coeficientes son cantidades reales.

Si no tenemos la ecuación característica, no podemos aplicar este criterio.

1.4.1.2 DIAGRAMAS DE BODE.

Este es un método práctico, cuyo análisis se realiza en función de la frecuencia.

Los diagramas de Bode consisten en dos gráficas logarítmicas:

- a) La magnitud de la función de transferencia de lazo abierto del sistema. A esta gráfica se le conoce como Margén de Ganancia.
- b) Angulo de fase. Esta gráfica nos indica la fase del sistema, en función de la gráfica de margen de ganancia. A esta gráfica se le conoce como Margén de Fase.

Ambas curvas se representan como funciones de la frecuencia.

Los diagramas de Bode ilustran claramente la estabilidad relativa de un sistema, ya que localizamos fácilmente en la gráfica de margen de ganancia que valor tiene esta curva en el punto en que el desfase es igual a -180° . Si éste valor es negativo, el sistema es inestable.

1.4.1.3 LUGAR GEOMETRICO DE LAS RAICES.

Este método es matemático y consiste en un procedimiento por el cual se trazan las raíces de la ecuación característica para todos los valores de un parámetro del sistema. Así se pueden ubicar en el plano P las raíces correspondientes a un valor determinado de este parámetro. Este parámetro es la ganancia del sistema, pero se puede utilizar cualquier otra variable de la función de transferencia de lazo abierto.

Este método es muy útil para indicarnos cual es la ganancia máxima que puede tener un sistema sin que sea inestable. Podemos graficar la función de transferencia del sistema para varios valores de la ganancia y así determinar el más satisfactorio.

Al graficar los polos y ceros de la función de transferencia del sistema, tendremos una o varias curvas resultantes. Si alguna de estas curvas cruza al lado derecho del plano P, quiere decir que el sistema es inestable.

Existen otros criterios de estabilidad pero, definitivamente los tres que aquí se mencionaron son los más utilizados.

De estos criterios, podemos decir que la ganancia del sistema es un factor muy importante para la estabilidad ya que:

- a) A mayor ganancia más riesgo de inestabilidad.
- b) A menor ganancia más segura es la estabilidad.

Depende del diseño que vayamos a utilizar para encontrar el punto óptimo de funcionamiento del sistema. Ahora veamos como podemos llevar un sistema inestable a la estabilidad, sin tener la necesidad de modificar la función de transferencia de nuestro sistema.

1.5 COMPENSACION.

La compensación es un ajuste dado a un sistema para que cumpla con las especificaciones de diseño. Un sistema de control se diseña para que realice ciertas funciones. Generalmente a un sistema se le exigen tres parámetros fundamentales:

- Exactitud.
- Estabilidad relativa.
- Velocidad de respuesta.

1.5.1 COMPENSACION DEL SISTEMA.

El primer paso para el ajuste de un sistema, es el de su ganancia.

Si nos limitamos nada más a ajustar la ganancia, las características del sistema no variarían lo suficiente como para mejorarlo en su comportamiento. Es normal que al aumentar la ganancia mejore el comportamiento estacionario pero, esto produce una pobre estabilidad.

En este caso será necesario modificar el proyecto original, ya sea un diseño nuevo o incorporando al proyecto existentes dispositivos adicionales. Esto tiene como fin el de modificar el comportamiento del sistema general.

Un dispositivo adicional incorporado al sistema con el fin de modificar su comportamiento se le llama compensador. Este dispositivo compensa el deficiente funcionamiento del sistema original.

1.5.2. COMPENSADORES.

Básicamente hay tres tipos de compensadores:

- Adelanto
- Atraso
- Atraso - Adelanto

Estos tres tipos de compensadores son llamados compensadores tipo serie, ya que se encuentran en serie con la función de transferencia del sistema, la cual es inalterable (ver figura 1.14).

** FIGURA 1.14

Estos tres tipos de compensadores consisten de redes eléctricas formadas por dispositivos RC.

1.5.2.1 COMPENSACION EN ADELANTO.

En la figura 1.15 podemos ver una red de adelanto. Esta red recibe este nombre por el hecho de que si la tensión de entrada es sinusoidal, la de salida de la red también lo será pero, la de salida tendrá un adelanto de fase con respecto a la de entrada. El ángulo de adelanto es función de la frecuencia de la señal de entrada.

** FIGURA 1.15

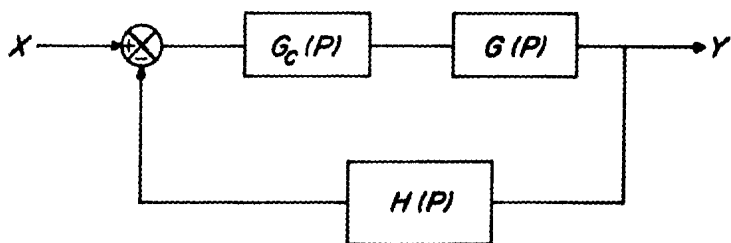


FIGURA 1·14

COMPENSACION EN SERIE. $G_c(P)$ ES LA FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL COMPENSADOR, $G(P)$ LA DEL SISTEMA Y $H(P)$ LA DE RETROALIMENTACION.

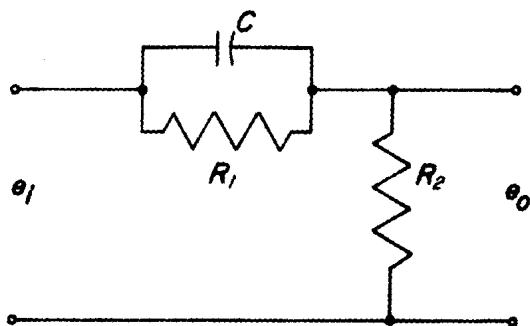


FIGURA 1·15

RED DE ADELANTO

La función de transferencia de la red de adelanto es:

$$G_c (P) = \frac{E_o (p)}{E_i (P)} = \alpha \frac{1 + TP}{1 + \alpha TP} \quad \dots (1.10)$$

en donde:

$$T = R1C \text{ y } \alpha = \frac{R2}{R1 + R2}; \text{ con } \alpha < 1$$

El diagrama de Bode de esta red lo podemos ver en la figura 1.16

** FIGURA 1.16

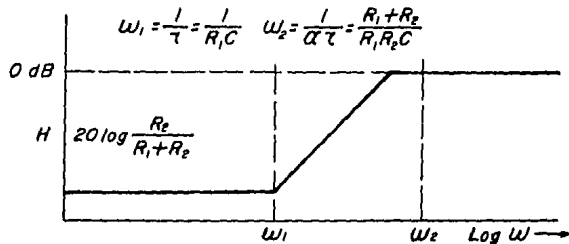
En la figura 1.16b, nótese que el avance máximo de fase es de $+60^\circ$ ya que estos suelen ir acompañados por un margen de ganancia negativo que, junto con un margen de fase positivo, tenemos como resultado un sistema estable.

1.5.2.1.1 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL COMPENSADOR DE ADELANTO.

VENTAJAS

- Aumento de estabilidad, dando márgenes de fase positivos.
- La respuesta transitoria no queda modificada.
- Aumento del ancho de banda del sistema.
- Atenuación despreciable en altas frecuencias.
- Si se requiere un gran adelanto de fase, se pueden integrar al sistema varios compensadores en cascada.
- Funcionamiento excelente en unión con amplificadores electrónicos.

a)



b)



FIGURA 1-16

DIAGRAMA DE BODE DE LA RED DE ADELANTO
 a) RESPUESTA DE GANANCIA b) RESPUESTA DE FASE

- Disminuye la ganancia del sistema a cambio de buena estabilidad.

DESVENTAJAS

- El avance de fase se establece principalmente en la gama de bajas a altas frecuencias.
- En la gama de bajas frecuencias, la atenuación es - muy notoria.

Como podemos ver, el compensador en adelanto se comporta como un filtro pasa altos.

1.5.2.2 COMPENSACION EN ATRASO.

En la figura 1.17 vemos la red de atraso. Recibe este nombre puesto que cuando se le aplica a la entrada -- una señal sinusoidal, la señal de salida también lo será pero, atrasada en ángulo con respecto a la señal de entrada, La magnitud de este ángulo, es función de la frecuencia de la señal aplicada a la red.

** FIGURA 1.17

La función de transferencia de esta red es:

$$G_c(P) = \frac{E_o(P)}{E_i(P)} = \frac{1 + TP}{1 + \alpha TP} \quad \dots (1.11)$$

en donde:

$$T=R_2C \text{ y } \alpha = \frac{R_1 + R_2}{R_1}; \text{ con } \alpha > 1$$

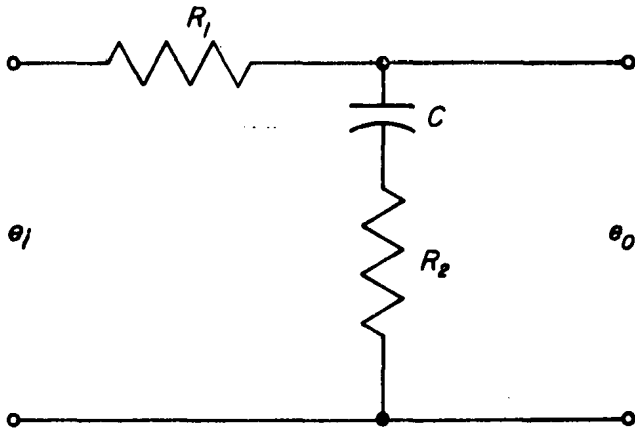


FIGURA 1·17
RED DE ATRASO

El diagrama de Bode de esta red lo podemos ver en la figura 1.18.

**** FIGURA 1.18**

En esta figura podemos ver que a frecuencias muy bajas la red tiene una ganancia de 0 dB pero, rápidamente disminuye a la frecuencia de corte ω_1 . La atenuación para las frecuencias superiores a ω_2 , llegan a tener una ganancia hasta de -20 dB.

1.5.2.2.1 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL COMPENSADOR DE ATRASO.

VENTAJAS

- Aumento de estabilidad, dando más precisión al sistema.
- Inestabilidad relativa al ruido u otros componentes de alta frecuencia que afectan al funcionamiento.
- Mejora la ganancia en alta frecuencia de todo el sistema.

DESVENTAJAS

- Disminuye el ancho de banda del sistema.
- Atenuación notable a altas frecuencias.
- Debido al punto anterior, la compensación en atraso produce un funcionamiento lento en respuesta a las entradas que contienen variación rápida.

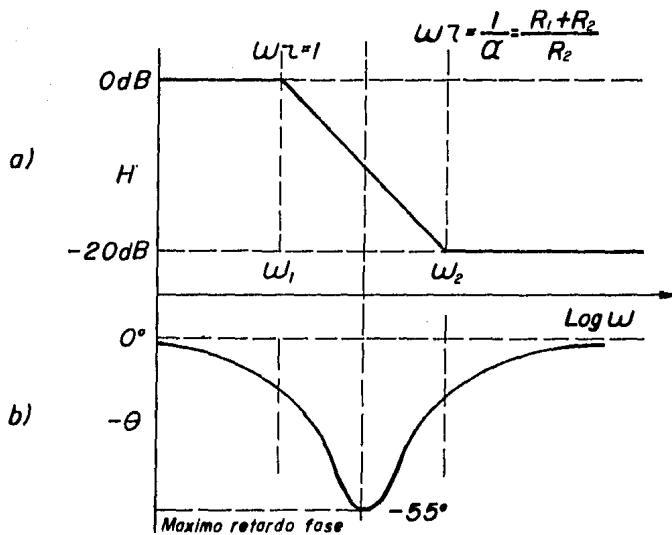


FIGURA 1·18

DIAGRAMA BODE DE LA RED DE ATRASO
 a) RESPUESTA DE GANANCIA b) RESPUESTA DE FASE

El defase en la mayoría de los amplificadores se hace negativo con tendencia a aumentar con la frecuencia. Si la red de atraso nos da una ganancia de fase positiva y un margen de ganancia negativa, tendremos como resultado un sistema estable.

Nótese que un compensador de atraso, en realidad es un filtro pasa bajos.

1.5.2.3 COMPENSACION DE ATRASO-ADELANTO.

Esta compensación aumenta el ancho de banda, lo que a su vez mejora la velocidad de respuesta y también reduce el sobreimpulso. La compensación de atraso produce una gran mejoría en el comportamiento del sistema, pero su respuesta es muy pobre debido a su ancho de banda.

Si se desea mejorar la ganancia y el ancho de banda, hay que utilizar compensadores de adelanto y atraso simultáneamente. A este arreglo se le conoce como compensador de adelanto-atraso (la cual combina las características de funcionamiento de las redes de adelanto y atraso). Ver figura 1.19.

** FIGURA 1.19

Para una entrada sinusoidal, la salida será de la misma forma, pero con un defase, el cual depende de la frecuencia de la señal de entrada.

Este ángulo de fase varía; es decir, como puede atrasarse como adelantarse. A bajas frecuencias, la fase se atrasa, y a altas frecuencias se adelanta, esto es:

- En bajas frecuencias funciona como un compensador de atraso.
- En altas frecuencias funciona como un compensador de adelanto.

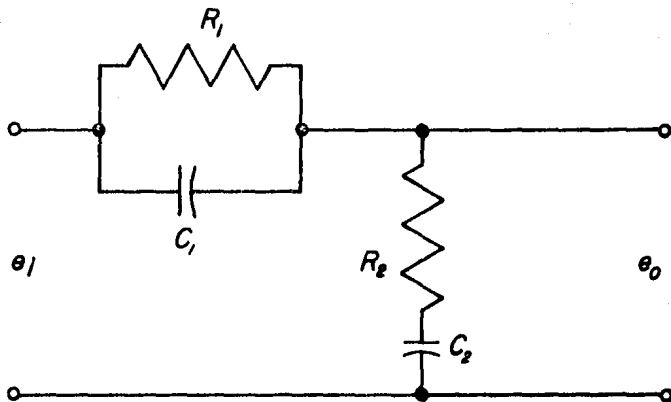


FIGURA 1·19

RED DE ATRASO-ADELANTO

Combinando ambos compensadores, podemos concluir que la red de atraso-adelanto es en realidad un filtro --pasa banda.

La función de transferencia de esta red es:

$$G_c(P) = \frac{E_o(P)}{E_i(P)} = \frac{(1 + T_1P)(1 + T_2P)}{(1 + T_1/\alpha P)(1 + \alpha T_2P)}$$

en donde:

$$T_1 = R_1C_1, T_2 = R_2C_2 \text{ y } \alpha = \frac{R_1 + R_2}{R_1}; \text{ con } \alpha > 1$$

El diagrama de Bode de esta red lo podemos ver en la figura 1.20.

** FIGURA 1.20

Las ventajas y desventajas de esta red, son una combinación de las ya mencionadas con respecto a las redes de adelanto y atraso.

Nótese en la figura 1.20a, como esta red es un filtro-pasa banda.

En este capítulo hemos mencionado las bases fundamentales de un sistema de control, así como la técnica de compensación.

El sistema diseñado puede cumplir las especificaciones en condiciones normales de funcionamiento, pero puede desviarse considerablemente de las mismas si los cambios ambientales son considerables. Como las modificaciones ambientales afectan la ganancia y las constantes de tiempo del sistema, hay que proveer medios de ajuste manual o automático de la ganancia, para compensar esas variaciones ambientales y también para compensar las tolerancias de fabricación entre unidades en la producción de componentes del sistema, siendo este muy crítico en sistemas de lazo abierto, ya que en sistemas de lazo cerrado estas tolerancias tienden a desaparecer por la retroalimentación.

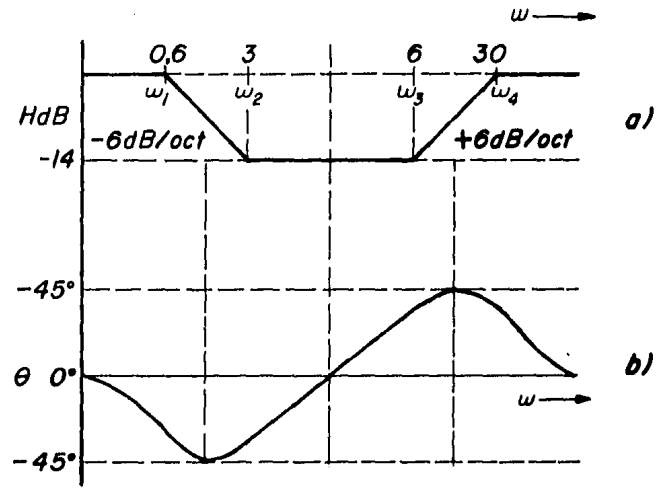


FIGURA 1·20

DIAGRAMA DE BODE DE LA RED DE ATRASO-ADELANTO
a) RESPUESTA DE GANANCIA b) RESPUESTA DE FASE

CAPITULO 2
TEORIA DE MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA

2.1 INTRODUCCION.

Las máquinas eléctricas son utilizadas con el propósito de convertir un tipo de energía en otra. Por lo general se convierte energía eléctrica a mecánica y viceversa. Para lograrlo, se tienen dos tipos de máquinas.

- a) Generadores. Los cuales transforman energía mecánica a eléctrica.
- b) Motores. Los cuales transforman energía eléctrica a mecánica.

En el generador de c.c. la armadura se hace girar mecánicamente a través del campo magnético estacionario -- creado por los magnetos.

En el motor de c.c. la corriente es enviada a la armadura, la que se encuentra dentro de una serie de polos magnéticos sujetos radialmente.

2.1.1 EMBOBINADO DE ARMADURA.

Los embobinados de armadura de cualquier tipo de motor y de generador, no importan si son c.c. o de c.a. siempre son fabricados utilizando núcleos de acero laminado de muy buena permeabilidad magnética (buenos conductores de flujos).

En el motor de c.c. la corriente directa es enviada a las escobillas pero fluye como corriente alterna en el embobinado de armadura después de pasar a través de las escobillas y el conmutador. Normalmente la armadura de un motor de c.c. se encuentra en el rotor.

2.1.2. POLOS MAGNETICOS.

Siempre habrá un número par de polos en cualquier máquina (Norte-Sur), y cada uno consiste en un núcleo de acero laminado de sección rectangular, envueltos por una o más bobinas de cobre. Nótese que estas bobinas son en realidad el campo y dependiendo de la cantidad de corriente que circule por estas bobinas tendremos un flujo resultante; es decir, el flujo magnético generado por los polos es directamente proporcional a la corriente que circula por el campo I_c .

2.1.3. TIPOS Y CARACTERISTICAS DE LOS MOTORES DE C.C.

Existen cuatro tipos principales de motores de c.c., los cuales se clasifican según el tipo de excitación utilizada. Estos son:

- a) Motor derivado. Se emplea un embobinado de alta resistencia utilizando cable delgado y muchas vueltas. En base a estos se hace el campo del motor, el cual se conecta en paralelo con la armadura (ver figura 2.1).

** FIGURA 2.1

- b) Motor serie. Para el campo de este motor se utiliza un embobinado de una resistencia muy baja y con pocas vueltas. Debido a que se encuentra en serie con la armadura, el embobinado que forma el campo debe ser de cable grueso para que permita la circulación de corrientes elevadas (ver figura 2.2).

** FIGURA 2.2

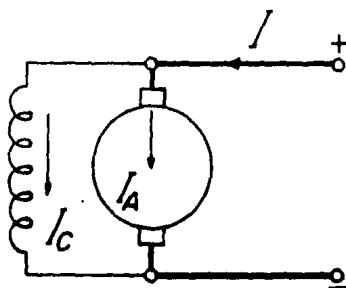


FIGURA 2.1

MOTOR DE C. C. CON CAMPO DERIVADO

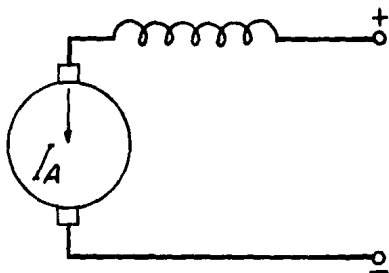


FIGURA 2.2

MOTOR DE C.C. CON CAMPO SERIE.

c) Motor mixto. Es una máquina cuya excitación se lleva a cabo mediante la combinación de dos campos: serie y derivado, tal como se indica en la figura 2.3. (Nótese que se trata de un motor que combina las características de un motor con campo serie y otro con campo derivado).

** FIGURA 2.3

d) Motor con campo independiente. Es un motor exactamente igual que el motor con campo derivado. La diferencia consiste en que el campo de este motor es alimentado individualmente, tal como se muestra en la figura 2.4.

** FIGURA 2.4

Nótese que el tipo de excitación proporcionada por el campo es lo que diferencia un motor de otro. La construcción de la armadura no tiene nada que ver con el tipo de campo utilizado.

Cada uno de estos cuatro motores de c.c. tienen sus características que los hace diferentes entre ellos, tales como: el par de arranque, capacidad de sobrecarga y variación de velocidad con respecto a una cierta carga.

2.1.4. CARACTERISTICAS DE LOS CUATRO TIPOS DE MOTORES.

Las características más importantes entre los cuatro tipos de motores de c.c. mencionados anteriormente son:

- a) Con la misma potencia y velocidad, el motor serie desarrolla el mayor par de arranque, mientras que los motores derivados e independientes desarrollan el más bajo.
- b) En la presencia de una sobrecarga, el orden que siguen es el mismo que el mencionado en el punto anterior.

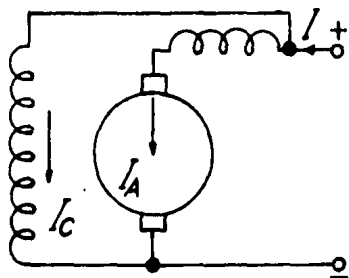


FIGURA 2·3

MOTOR DE C.C. MIXTO

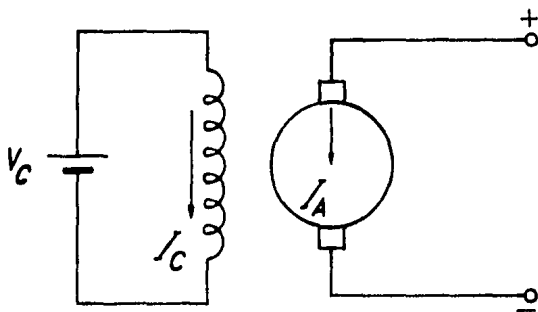


FIGURA 2·4

MOTOR DE C.C. CON CAMPO INDEPENDIENTE

- c) La variación de velocidad para cambiar en la carga es la menor para el motor derivado e independiente, la mayor para el serie, mientras que para el motor mixto es ligeramente mayor que para el derivado.
- d) Los motores derivados, independientes y mixtos, operan a una velocidad estable y constante cuando están libres de cargas mecánicas, mientras que el motor serie es muy inestable y tiende a desbocarse.

Como vemos, cada tipo de motor tiene sus propias características, de modo que es importante conocer los requerimientos de la carga antes de hacer cualquier elección.

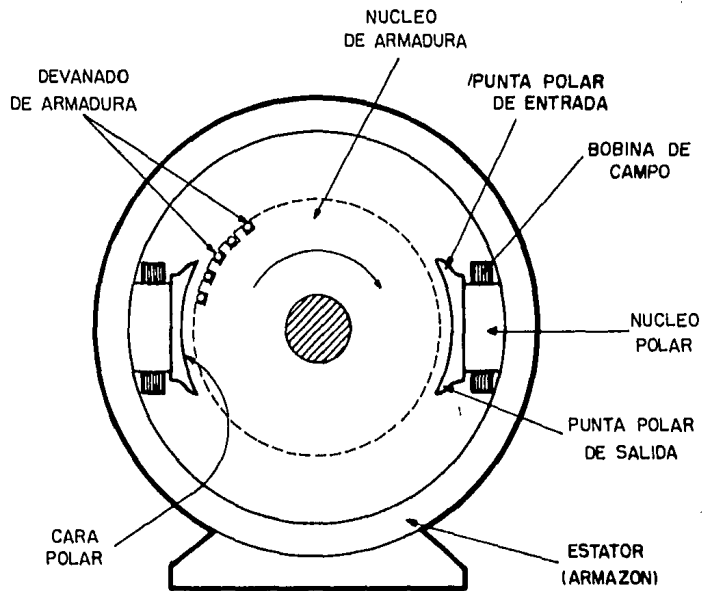
2.2 DEVANADOS DE ARMADURA Y PARTES FÍSICAS DE UN MOTOR DE C.C.

La figura 2.5 muestra algunas de las partes físicas más importantes de un motor de c.c. De esta figura podemos destacar varios puntos importantes.

** FIGURA 2.5

Los polos son los encargados de suministrar un flujo magnético a la armadura pero veamos como genera este flujo los polos. Como vimos en el apartado 2.1.2, los polos generan este flujo en función de la corriente que se hace circular por el devanado que se encuentra enrollado sobre cada uno de ellos (algunas máquinas llevan varios juegos de devanados de campo sobre un mismo polo) y por lo tanto Φ , será directamente proporcional a la corriente del campo I_c .

Los polos se encuentran montados en el estator del motor (parte del motor que permanece estática).

**FIGURA 2·5**

UN MOTOR DE C. C. INDICANDO SUS COMPONENTES MAS IMPORTANTES

El núcleo de armadura, el que lleva los devanados de armadura, generalmente se encuentra en el rotor (parte dinámica de la máquina). Como vemos en la figura 2.6, los devanados de la armadura están conectados a las delgas del conmutador, sobre los que se deslizan las escobillas de carbón y sirven como terminales para conexiones eléctricas.

El devanado de armadura es el que soporta la carga.

El devanado de armadura puede ser un devanado imbricado (figura 2.6a) o un devanado ondulado (figura 2.6b) y las diferentes bobinas que forman el devanado de armadura pueden conectarse en una combinación serie-para-lelo.

Para un devanado imbricado, el número de trayectorias en paralelo es igual al número de polos y para el devanado ondulado, el número de trayectorias es siempre dos.

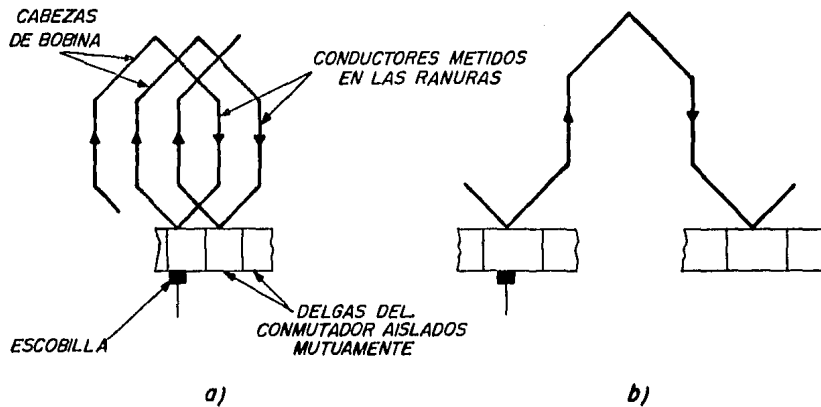
** FIGURA 2.6

2.3 LA FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ (FCEM) EN UN MOTOR DE C.C.

Como vemos, al aplicársele una corriente al campo, éste genera un flujo magnético en los polos (\emptyset), el cual se suministra a la armadura. Por otra parte, se le aplica una corriente a la armadura, en donde se genera un campo propio, el cual se interacciona con el que proviene de los polos, dando como resultado un campo resultante. Estos campos, los podemos ver en la figura 2.7, en donde se ilustra en la figura 2.7c, el campo resultante, el cual provoca una fuerza y por consiguiente un movimiento.

** FIGURA 2.7

Vemos que al producirse estos dos campos, la armadura comienza a girar. Los conductores de la armadura atraviezan continuamente el campo magnético resultante, y debido al corte del flujo que provocan en cada giro, se generan tensiones en cada uno de los conductores de la armadura.

**FIGURA 2·6**

DEVANADOS DE ARMADURA

a) CONECTADOS EN FORMA IMBERICADA

b) EN FORMA ONDULADA

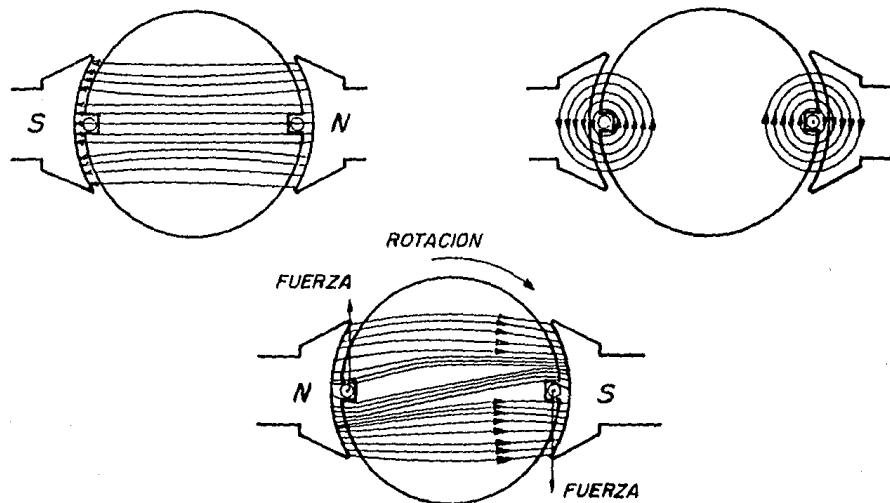


FIGURA 2·7

DIFERENTES CAMPOS MAGNETICOS GENERADOS EN UN MOTOR DE C. C. a) CAMPO PRODUCIDO POR LOS POLOS. b) CAMPO PRODUCIDO POR LA CORRIENTE QUE CIRCULA POR DEVANADOS DE ARMADURA. c) CAMPO Y FUERZA RESULTANTE DE LOS DOS CAMPOS ANTERIORES a) y b).

Esto quiere decir que cuando un motor se encuentra en operación, se está comportando como generador al mismo tiempo.

Esta tensión generada en los conductores de la armadura, se oponen a la fuerza electromotriz (FEM), por lo que esta tensión nos sirve para limitar la corriente que circula por la armadura a un cierto valor para proteger los requerimientos de potencia del motor.

Veámos la figura 2.8, en donde se muestra los conductores de la armadura y dos polos de un motor de c.c. Los conductores de la armadura circulan corriente en la dirección indicada por unas cruces o puntos encerrados en pequeños círculos y con la polaridad indicada de los polos. Esto da como consecuencia que la armadura gire en el sentido de las manecillas del reloj. Conforme la armadura gira, los conductores cortan el mismo flujo que provoca la acción del motor (figura 2.7c). Al cortar este flujo de esta manera, nos provoca tensiones que son generadas en los mismos conductores. Estas tensiones "generadas" están también indicadas en la figura 2.8 por cruces y puntos sin estar encerradas con pequeños círculos. La dirección de estas tensiones es la opuesta al flujo de la corriente de armadura, por lo que amortigua a dicha corriente. Es por esto que al conjunto de estas tensiones "generadas" en los devanados de armadura se les llama: fuerza contraelectromotriz (FCEM).

** FIGURA 2.8

Nótese que esta FCEM nunca será igual (y deberá ser menor) a la tensión aplicada en las terminales de la armadura, ya que la dirección en la cual fluye la corriente determina la dirección de rotación del rotor y por lo tanto, la dirección de la FCEM.

Una vez entendido qué es la FCEM, podemos hacer un circuito equivalente de la armadura de un motor de c.c., al cual lo presentamos en la figura 2.9.

** FIGURA 2.9

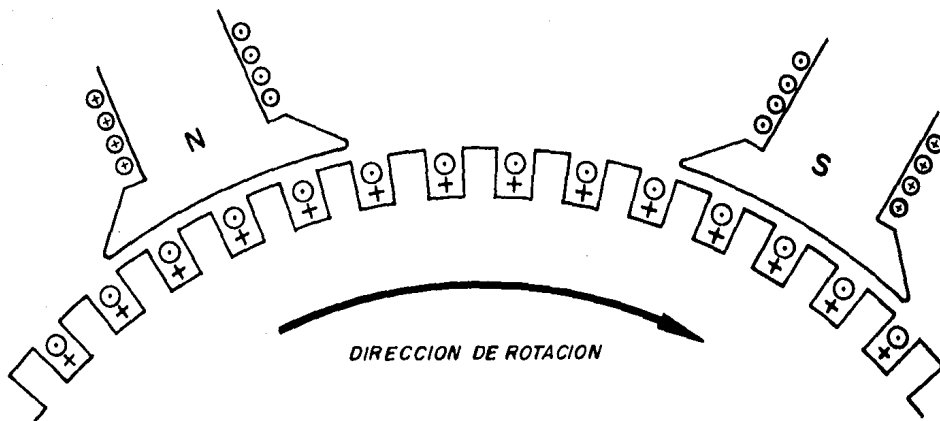
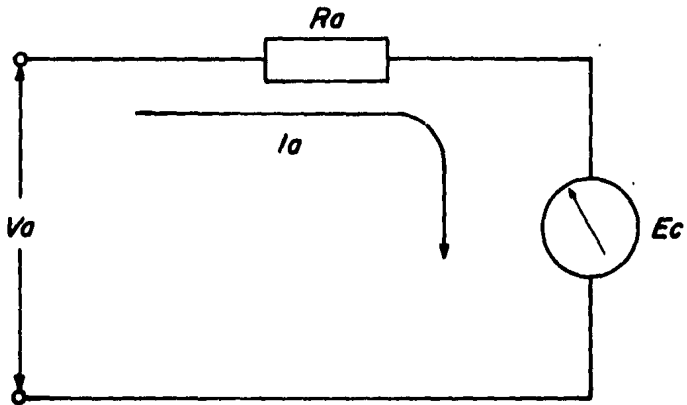


FIGURA 2·8

DIAGRAMA REPRESENTANDO LA RELACION QUE EXISTE ENTRE LA DIRECCION DE CORRIENTE APLICADA A LA ARMADURA Y LA DE LA FCEM DE UN MOTOR DE C.C. LA DIRECCION DE LA CORRIENTE SE INDICA DENTRO DE PEQUEÑOS CIRCULOS, LA DE LA FCEM SE INDICA DEBAJO DE ESTOS (SIN CIRCULOS)



54

FIGURA 2·9

CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA RAMA DE
ARMADURA.

En este circuito, V_a es la tensión que se aplica a la armadura, R_a es la resistencia equivalente de los devanados, I_a es la corriente que circula por la rama y E_c es la FCEM.

E_c se presenta como una fuente de tensión, lo que equivale a la función que ejecuta realmente la FCEM (nótese que es de polaridad opuesta a V_a).

Analizando este circuito, vemos que:

$$V_a = V_r + E_c$$

si: $V_r = R_a I_a$ (caída de tensión a través de la resistencia):

$$V_a = R_a I_a + E_c$$

Despejando la corriente de armadura I_a :

$$I_a = \frac{V_a - E_c}{R_a} \quad \dots (2.1)$$

Como E_c es una tensión generada únicamente cuando el motor se encuentra en funcionamiento, su existencia depende de:

- a) El flujo por polo ϕ .
- b) La velocidad de rotación N del rotor en r.p.m.

De aquí, podemos decir que E_c es directamente proporcional al flujo y a la velocidad, ya que dependiendo de la magnitud del flujo ϕ , tendremos una tensión "generada" en los conductores de armadura y por lo tanto también de la velocidad. Matemáticamente tenemos:

$$E_c = K_1 \phi N \quad \dots (2.2)$$

En donde K_1 es una constante de proporcionalidad, la cual depende del número de conductores contenidos en la armadura, el tipo de embobinado y el número de polos.

2.4

CARACTERISTICAS DEL PAR O TORQUE DE MOTORES DE C.C.

El par desarrollado por un motor de c.c. (la tendencia de un motor para que genere una rotación), depende de los factores:

- a) Del flujo creado por los polos ϕ .
- b) De la corriente de armadura.

Nótese que el par es independiente de la velocidad de rotación del motor. Considerando estos factores, podemos decir que el par de un motor de c.c. es directamente proporcional al flujo ϕ y la corriente de armadura I_a , por tanto:

$$T = K \phi I_a \quad \dots (2.3)$$

En donde:

T = Par	(N-m)
ϕ = Flujo por polo	(Wb)
K = Constante de proporcionalidad	
I_a = Corriente de armadura	(A)

Un estudio de la ecuación (2.3) aplicada a los cuatro tipos de motores de c.c., nos indicará cómo el par varía entre cada tipo de motor:

- a) El par de un motor derivado o con campo independiente, únicamente depende de la corriente de armadura, ya que la corriente del campo permanece constante al ser su resistencia también constante.
- b) El par desarrollado por un motor serie, depende de la corriente de armadura y del flujo que produce esta corriente.

- c) El par en un motor mixto, combina las características de los dos puntos anteriores. Conforme aumenta la carga en el motor, la corriente que pasa a través del campo serie crea un flujo cada vez más significativo, el cual se suma con el flujo generado por el campo derivado o independiente. El flujo resultante, es el que da las características de funcionamiento de este motor.

En la figura 2.10, podemos ver una gráfica en donde se ilustra el comportamiento de estos cuatro tipos de motores con relación al par y la corriente de armadura. Esta gráfica fue obtenida con motores que se le aplicaron simulaciones de trabajo idénticas.

Entre una carga plena y en vacío, el motor derivado e independiente es el que desarrolla el mayor par, mientras que el motor serie desarrolla el menor.

Al presentarse una sobrecarga, es cuando se nota más la diferencia que existe entre los cuatro motores (ver la curva en la zona de sobrecarga).

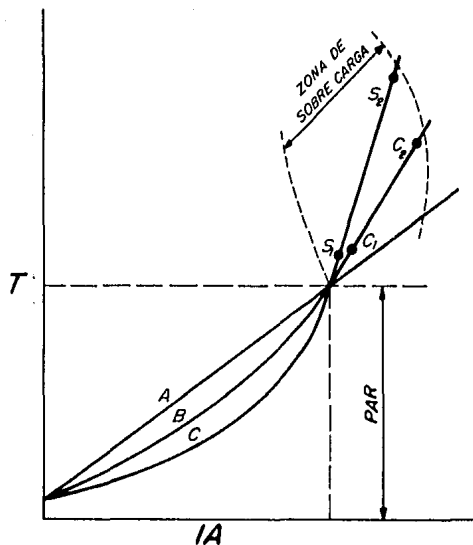
** FIGURA 2.10

De esta gráfica también podemos mencionar lo siguiente:

- Las curvas de los motores serie y mixto, se vuelven líneas rectas entre los puntos S1 y S2 y entre C1 y C2.
- El par de sobrecarga en el motor serie es considerablemente mayor que el del motor derivado e independiente. El mixto se encuentra entre estos tres.

En la práctica, se ha observado que el motor serie al tener una sobrecarga, produce un par tan alto que es muy difícil pararlo.

Conforme aumenta el par la velocidad disminuye. Por otro lado, los motores derivado e independiente, al tener una sobrecarga, es incapaz de desarrollar un par alto, pues antes que ésto suceda su velocidad será cero.



A = MOTOR INDEPENDIENTE
Y DERIVADO.
B = MOTOR MIXTO
C = MOTOR SERIE

FIGURA 2·10

CURVA QUE REPRESENTA LA CORRIENTE DE ARMADURA (I_A) EN RELACION CON EL PAR (T) PROPORCIONADO POR EL MOTOR. EN ESTA GRAFICA VEMOS LAS CURVAS PARA CADA TIPO DE MOTOR EN C. C.

Para nuestros fines de este trabajo, la gráfica de la figura 2.10 nos indica algo de sumo interés: el porqué el motor de campo independiente es el clásicamente utilizado como motor de velocidad variable. El motivo de esto es muy simple:

Como el flujo siempre será constante (corriente de campo constante) y si la corriente de armadura aumenta directamente proporcional a la carga mecánica aplicada al motor, esto nos da como resultado un par lineal con relación a la corriente de armadura; es decir, siempre tendremos un par proporcional a la carga.

Aunque el motor derivado presenta las mismas características que el independiente, no se utiliza como motor de velocidad variable, debido a que la velocidad la obtenemos variando la tensión de armadura (o de campo) y en este tipo de motor, la alimentación es la misma para las dos ramas (armadura y campo), por lo que tendremos una variación tanto de la tensión de armadura como la de campo. Así que si queremos variar la velocidad a un motor derivado, nunca lo lograremos.

Debido a estas desventajas aquí presentadas, en este trabajo hemos elegido un motor con campo independiente para lograr la regulación de velocidad.

2.5. FORMULA DE LA VELOCIDAD DE UN MOTOR DE C.C.

En la sección 2.3, vimos que la FCEM dependía del flujo ϕ por polo y de la velocidad del motor, y obtuvimos la ecuación 2.2:

$$E_c = K_1 \phi N \quad \dots (2.2)$$

Si sustituimos esta ecuación en la 2.1:

$$I_a = \frac{V_a - E_c}{R_a} \quad \dots (2.1)$$

Tendremos:

$$I_a = \frac{V_a - K_1 \phi N}{R_a} \quad \dots (2.10)$$

Despejando la velocidad del motor N:

$$N = \frac{V_a - R_a I_a}{K \Phi} \quad \dots (2.12)$$

La cual es la fórmula general de velocidad de un motor de c.c. De esta ecuación podemos mencionar lo siguiente:

- a) La velocidad de cualquier tipo de motor de c.c. es inversamente proporcional al flujo.
- b) Cuando hay una carga pesada, la corriente es proporcionalmente grande y por consecuencia, el flujo será alto y por tanto, tendremos una baja velocidad.
- c) Cuando tenemos una carga ligera, el flujo disminuye, por lo que aumenta la velocidad.

La variación de la velocidad no es la misma para los cuatro tipos de motores, esto lo podemos ver en la gráfica de la figura 2.11.

** FIGURA 2.11.

En esta gráfica, podemos apreciar el comportamiento de la variación de velocidad en los cuatro tipos de motores de c.c. Nótese que los cambios de velocidad en los motores derivados e independientes, nos dan una variación -- casi lineal, en cambio en los otros tipos de motores tenemos una variación no lineal.

Con esto comprobamos todavía más, el porqué la utilización de un motor con campo independiente para lograr una variación de velocidad lineal junto con el par suministrado a la carga.

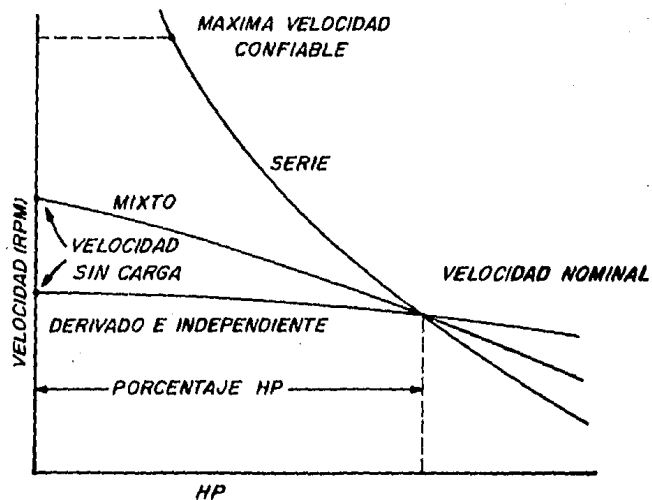


FIGURA 2-11

CARACTERISTICA DE COMPORTAMIENTO DE VELOCIDAD (N) DE LOS CUATRO TIPOS DE MOTORES EN RELACION A SU POTENCIA (HP)

C A P I T U L O 3
FUNCION DE TRANSFERENCIA DE UN MOTOR C.C.
CON CAMPO INDEPENDIENTE

3.1 INTRODUCCION.

El propósito de éste capítulo es el de obtener la función de transferencia de un motor con campo independiente (la alimentación del campo es independiente a la de la armadura).

Esto tiene como objetivo, el poder analizar el comportamiento del motor desde un punto de vista matemático lo que nos será de gran utilidad para los capítulos posteriores del presente trabajo.

Como vimos en el capítulo 2 sección 2.3, el motor más indicado para lograr una variación de velocidad lineal (con respecto al par otorgado a la carga), es el motor con campo independiente.

3.2 FUNCION DE TRANSFERENCIA DE UN MOTOR CON CAMPO INDEPENDIENTE.

La condición inicial para obtener ésta función de transferencia es que se controlará la tensión que se aplica a la armadura del motor, ya que al variar dicha tensión tenemos una variación de velocidad (ver figura 3.1).

** FIGURA 3.1

Definamos los parámetros que van a intervenir en la función de transferencia.

R	= Resistencia del devanado de armadura	(Ω)
L	= Inductancia del devanado de armadura	(Hr)
Ia	= Corriente de armadura	(A)
Id	= Corriente del campo	(A)
Va	= Tensión aplicada al circuito de armadura	(V)
Ec	= FCEM (Fuerza Contra-Electromotriz)	(V)
ω	= Velocidad angular del eje del motor	(rad/s)
T	= Par desarrollado por el motor	(kg-m)
J	= Momento de inercia equivalente del motor y la carga con referencia al eje del motor	(kg-m ²)
B	= Coeficiente de fricción viscosa equivalente del motor y la carga referido al eje del motor.	(kg-m/rad/s)

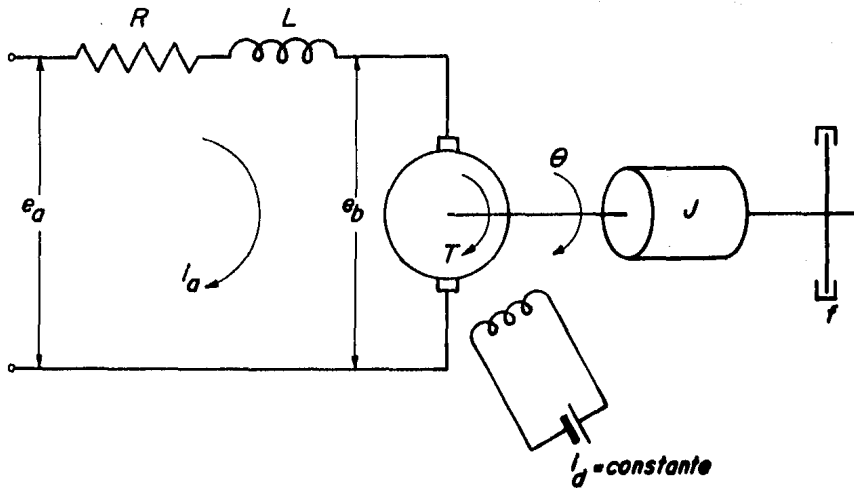


FIGURA 3·1

DIAGRAMA ESQUEMATICO DE UN MOTOR DE C. D. CON CAMPO INDEPENDIENTE AL QUE SE LE ESTA APLICANDO UNA CARGA

El par desarrollado por el motor es directamente proporcional al producto de la corriente de armadura y al flujo ϕ , que a su vez es directamente proporcional a la corriente del campo, por lo que:

$$\phi = K_d I_d \quad \dots (3.1)$$

En donde K_d es una constante de proporcionalidad. Sustituyendo ésta ecuación en la 2.3 (obtenida en el capítulo 2 sección 2.3), tendremos:

$$T = K_d I_d K_1 I_a \quad \dots (3.2)$$

En éste tipo de motor (campo independiente), la corriente de campo (I_d) permanece constante. Si I_d es constante, entonces el flujo ϕ también lo será (ya que ϕ es proporcional a I_d).

Por consiguiente, el par T es directamente proporcional a la corriente de armadura; es decir si llamamos a los parámetros constantes de la ecuación 3.2 como K_3 , tendremos:

$$T = K_3 I_a \quad (3.2a)$$

en donde: $K_3 = K_d K_1 I_d$

Cuando el motor se encuentra en funcionamiento una tensión es generada en la armadura, la cual es proporcional al producto del flujo ϕ por la velocidad angular del motor. Estamos hablando de la FCEM estudiada en el capítulo 2.

Analizando la figura 3.1, encontramos la siguiente ecuación:

$$V_a = V_L + V_R + e_C$$

si: $V_L = L di_a/dt$ y $V_R = R i_a$ tendremos:

$$V_a = L di_a/dt + R i_a + e_C \quad \dots (3.3)$$

Como sabemos del capítulo anterior, la corriente de armadura es productora del par, el cual se aplica a la inercia y fricción del rotor.

Teniendo en cuenta estas consideraciones, procedamos a encontrar la función de transferencia del motor.

Por medio de la segunda ley de Newton:

$$F = m a \quad \dots (3.4)$$

Si transformamos esta ecuación a movimientos radiales-tendremos las siguientes equivalencias:

- La fuerza (F) con el par (T). Dado que el par es -- una fuerza angular.
- La masa (m) y el momento de inercia (J). Dado que la inercia es una relación de masa en movimiento circular.
- La aceleración (a) como una aceleración angular (α)

Sustituyendo éstas equivalencias en la ecuación 3.4:

$$T = J\alpha \quad \dots (3.5)$$

Con la ayuda de ésta ecuación, podemos hallar el par generado por el motor en el eje del mismo (al que se aplica una carga). Vemos que en la ecuación interviene la inercia de la carga (J), la que es proporcional al par (más inercia equivale a más par).

Esta ecuación para nuestros fines se encuentra incompleta, debido que existe otro parámetro que es función del par; el coeficiente de fricción referido en el rotor (B). Debido a que éste coeficiente es proporcional a la velocidad, así será también con el par con lo que tendremos:

$$T = J\alpha + B\omega \quad \dots (3.6)$$

Para tener la ecuación en función de una sola variable (ya que tenemos dos: la velocidad y aceleración), haremos la siguiente sustitución: $\alpha = d\omega / dt$, por tanto:

$$T = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad \dots (3.7)$$

Sustituyendo ésta ecuación con la 3.2a, tendremos:

$$K3 i_a = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad \dots (3.8)$$

En el capítulo 2 sección 2.3.1, encontramos la ecuación de la FCEM (E_c):

$$E_c = K_1 \phi N \quad \dots (2.2)$$

Sustituyendo ésta ecuación en la 3.1:

$$E_c = K_1 K_d I_d N$$

Si hacemos $K_4 = K_1 K_d I_d$, tendremos:

$$E_c = K_4 N$$

En ésta ecuación, N nos indica la velocidad del motor -- pero en r.p.m. y a nosotros nos interesa en rad/s, por lo que hacemos la modificación ($\omega = 2 \pi N$):

$$E_c = \frac{K_4}{2\pi} \omega$$

Si hacemos $K_c = K_4/2\pi$, tendremos:

$$E_c = K_c \omega \quad \dots (3.10)$$

Hemos encontrado las ecuaciones principales del motor, - con las que podemos hallar la función de transferencia - del mismo. En la figura 3.2, indicamos éstas tres ecuaciones, junto con su transformación al dominio de Laplace

DOMINIO TIEMPO	DOMINIO LAPLACE
$e(t) = K_c \omega(t)$	$E_c(P) = K_c \omega(P)$
$v(t) = L di_a/dt + R i_a + e_c$	$V_a(P) = (LP + R)I_a(P) + E_c(P)$
$T(t) = K_3 i_a = J d\omega/dt + B\omega$	$T(P) = K_3 I_a(P) = (JP+B)\omega(P)$

** FIGURA 3.2 ECUACIONES PRINCIPALES DEL MOTOR MOSTRADO EN LA FIGURA 3.1 CON LAS CUALES ENCONTRAREMOS LA FUNCION DE TRANSFERENCIA DE DICHO MOTOR. ESTAS TRES ECUACIONES (EN DOMINIO DE LAPLACE) SON: 3.11, 3.12 Y 3.13 RESPECTIVAMENTE.

La función de transferencia de un sistema, es en realidad la relación de la señal de salida entre la de entrada -- (una ganancia). En nuestro caso, la entrada del sistema será una tensión, pues al variar la magnitud de dicha tensión lograremos un cambio en la salida. Nos referimos a la tensión aplicada a la armadura (V_a).

Lógicamente, nuestra salida es una velocidad angular (ω) - pues es lo que queremos controlar (el propósito de éste - trabajo), por lo que la salida de nuestro sistema será la velocidad del motor (ω). Por lo que tendremos que hallar en base a las ecuaciones indicadas en la figura 3.2, la relación:

$$\frac{\omega(P)}{V_a(P)}$$

Una vez definido nuestras variables principales del sistema, en la figura 3.3 hemos hecho a base de las ecuaciones de la figura 3.2, un diagrama de bloques de nuestro sistema.

** FIGURA 3.3

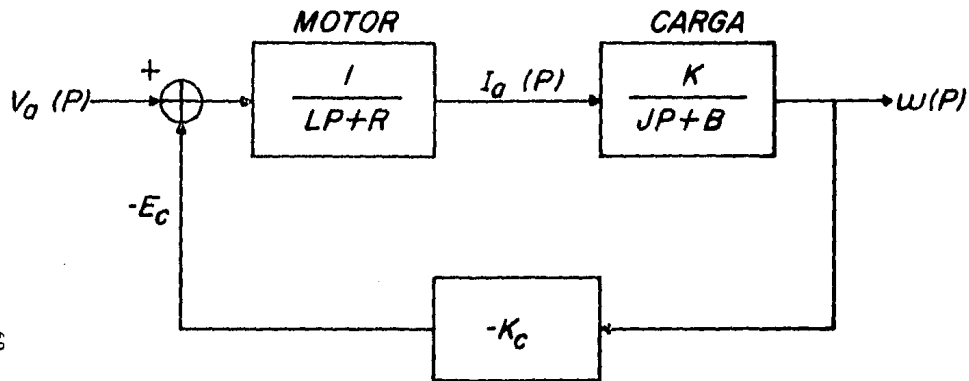
Es muy interesante ver en éste diagrama la influencia que tiene la FCEM, la cual amortigua al sistema (vemos claramente como limita la corriente de armadura al retroalimentarse y obtener un error al oponerse con la entrada V_a).

Reduciendo el diagrama de bloques de ésta figura, tenemos como resultado la función de transferencia del motor:

$$\frac{\omega(P)}{V_a(P)} = \frac{K_3}{JLP^2 + (BL + RJ)P + BR + K_3 K_c} \quad \dots (3.14)$$

Generalmente, la inductancia (L) del bobinado de armadura es de un valor muy pequeño, por lo que la podemos despreciar, por lo que tendremos:

$$\frac{\omega(P)}{V_a(P)} = \frac{K_3}{RJP + (BR + K_3 K_c)} \quad \dots (3.15)$$



69

FIGURA 3.3

DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN MOTOR DE C.C. CON
CON CAMPO INDEPENDIENTE.

Esta función de transferencia, nos indica el comportamiento del motor, a la vez que nos dice que funciona a bajas - frecuencias, dado que ésta función de transferencia corresponde a un sistema pasa-bajos.

Existe otro método para controlar la velocidad de un motor de c.c, el cual consiste en controlar la tensión del campo en lugar de la de armadura.

La función de éste método consiste en mantener constante - la corriente de armadura e ir variando la del campo (I_d), ya que como hemos visto, la corriente de armadura es proporcional al campo (ecuación 3.2). Si variamos el campo - (variando I_d), lograremos la modificación de I_a .

Este método desde el punto de vista matemático, suena bien pero, en la práctica es muy difícil de obtener y aparte que el rendimiento del motor controlado por éste método es muy bajo. A continuación explicaremos porque:

3.3. COMPARACION DEL COMPORTAMIENTO DEL MOTOR DE C.C.CONTROLADO POR ARMADURA CON EL CONTROLADO POR CAMPO.

Una ventaja del motor de c.c., controlado por campo es que el circuito requerido para ésta función puede ser muy sencillo en comparación con el método de control por armadura desde el punto de vista de la POTENCIA que dicho circuito debe suministrar al campo, nada más ya que éste nos indica que tendremos que utilizar una fuente de corriente constante y ya con esto, es una gran desventaja con respecto al otro método. Como sabemos una fuente de corriente constante es verdaderamente algo muy difícil y, una fuente de tensión constante en realidad no lo es.

El controlar el campo de un motor de c.c, con respecto a - controlar la armadura, tiene otras desventajas.

- La FCEM.- En el método de control de armadura, la FCEM actúa como un coeficiente de amortiguación en el motor, - tal y como lo explicamos en el apartado anterior (ver figura 3.3). En el método de controlar por campo, sucede otro fenómeno: hay que proveer la necesaria amortiguación para el motor y la carga (un dispositivo extra).

- El rendimiento.- Debido al bajo rendimiento del funcionamiento del motor al ser controlado su campo, el calor generado en el devanado de armadura, puede llegar a ser un serio problema.

Debido a éstas desventajas que presenta el controlar la velocidad de un motor de c.c, controlado por campo, hemos llegado a la conclusión de controlar la velocidad del motor por la rama de armadura, el cual es el método que utilizan los circuitos comerciales en la actualidad (dadas las desventajas dichas anteriormente). Otra gran ventaja que presenta el controlar al motor por la armadura, es la facilidad con que puede ser variada la tensión gracias a los dispositivos de estado sólido que hay en la actualidad, los que estudiaremos en el siguiente capítulo.

CAPITULO 4
TEORIA DEL TIRISTOR

INTRODUCCION.

El tiristor es un dispositivo de estado sólido por el que puede circular una gran potencia. Debido a esto, se ha impuesto rápidamente en toda una serie de dominios de los que más destacan son:

- a) Excelente conmutador.
- b) Variación de velocidad de motores.
- c) Graduación de luz.
- d) Controles de temperatura.

El tiristor es un dispositivo unidireccional; es decir, únicamente circula corriente por un sentido. Debido a esto, el tiristor también se le conoce como un diodo controlado, lo que es una buena apreciación. En su característica inversa (no conducción) es equivalente a un diodo, mientras que en su característica de conducción directa, tiene una propiedad adicional con respecto al diodo; esto es, dos estados estables: conductores o no conducción.

Por ejemplo, la onda alterna rectificadora de la figura 4.1a, puede variarse por medio de un tiristor. Puede no dejar pasar más que algunas semiondas bloqueando las otras. Se obtendría entonces la onda de la figura 4.1b, en la que se han suprimido las semiondas 2, 4, y 7.

Se puede igualmente no hacerlo conductor hasta un -- poco después del principio de cada semionda, como se indica en la figura 4.1c. De esta forma sólo se dispone de una parte de la potencia total, como lo podemos ver en la figura 4.1d. Con este tipo de funcionamiento variamos el ángulo eléctrico de la señal para iniciar la conducción en el tiristor. Nótese que éste ángulo puede ser modificado a voluntad. A este tipo de funcionamiento del tiristor, se le conoce como variación de potencia de un tiristor por medio del ángulo de conducción.

** FIGURA 4.1

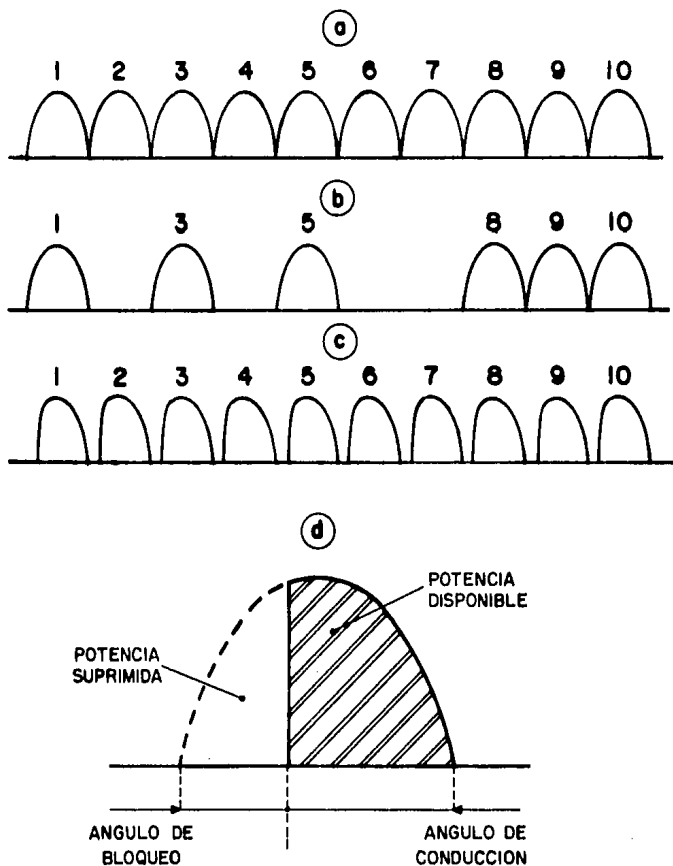


FIGURA 4.1

GRAFICA DE UNA SEÑAL ALTERNA MOSTRANDO LAS CARACTERISTICAS DE FUNCIONAMIENTO DEL TIRISTOR. a) LA ONDA DE ENTRADA, EL TIRISTOR SUPRIME EN b), ALGUNOS SEMIPERIODOS DE ESTA ONDA, MIENTRAS QUE EN c) TENEMOS TODOS LOS SEMIPERIODOS AUNQUE NO COMPLETOS. EL DETALLE DE CADA SEMIPERIODO LO VEMOS EN d)

Como ya hemos dicho, el tiristor es un dispositivo de estado sólido (básicamente de silicio), el cual está formado por cuatro capas P y N que se encuentran alternadas. Esto lo podemos ver en la figura 4.2, en donde también se muestra el símbolo esquemático del tiristor.

**** FIGURA 4.2**

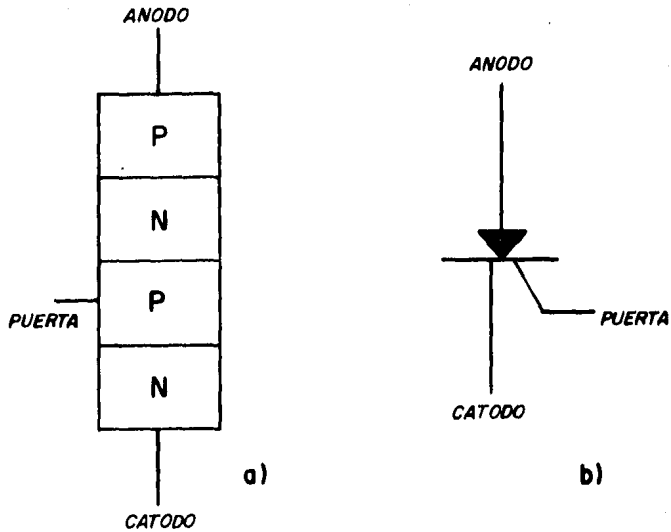
4.2 ANALISIS DE TENSION Y CORRIENTE EN UNA CARGA.

En un circuito rectificador compuesto por un diodo ordinario, la corriente fluye a través del diodo cada vez que la tensión de ánodo es más positiva que la de cátodo. Si en lugar de un diodo tenemos un tiristor en el mismo circuito, la corriente en la carga será cero en todo el tiempo, a menos que se aplique una señal de control a la puerta de mando del tiristor, para que éste dispositivo permita el flujo de corriente de ánodo a cátodo y por consiguiente a la carga (ver figura 4.3a).

La señal de control dispara (cebado) al tiristor en un punto específico (A), durante el ciclo (véase figura 4.3b). El punto A en esta figura, corresponde a un ángulo $\alpha < 1$, el cual es un punto más tardío que el inicio de la mitad de la onda positiva de c.a.

**** FIGURA 4.3**

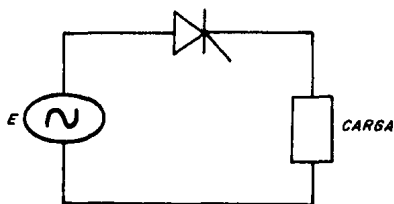
Una vez que el tiristor ha sido cebado (entrar en conducción), continuará en este estado hasta el punto B, cerca del final del ciclo positivo. En este tiempo, indicado en la figura 4.3 la corriente se hace cero en el tiristor y por tanto, la conducción del tiristor termina y queda bloqueado.

**FIGURA 4.2**

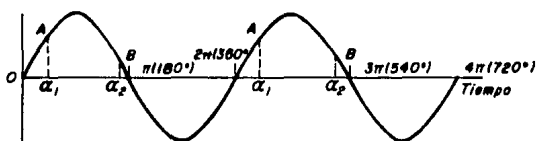
EL TRISTOR.

a) ESTRUCTRA INTERNA b) SIMBOLO ESQUEMATICO.

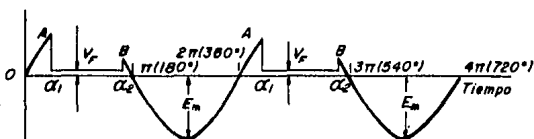
a)



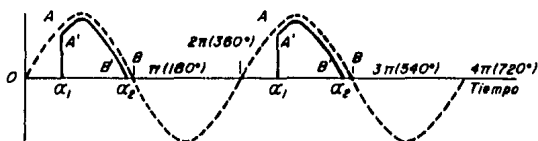
b)



c)



d)



e)

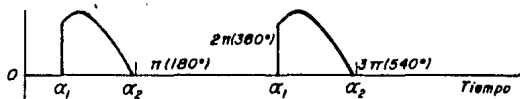


FIGURA 4.3

UN RECTIFICADOR CONTROLADO. a) DIAGRAMA DEL CIRCUITO. b) SEÑAL DE LA TENSION DE ALIMENTACION. c) CAIDA DE TENSION A TRAVES DEL TIRISTOR. d) TENSION EN LA CARGA. e) CORRIENTE EN LA CARGA.

Estas características aquí citadas, son equivalentes para un tiratrón. Cuando la corriente de palca cae abajo del valor mínimo requerido para mantener la ionización, el tubo se apaga. El valor de α_2 es una función de las características del tiristor y NO se determina ni puede ser modificado por la puerta de mando.

El punto A (el cual es el punto de disparo) se determina por el ángulo de retraso en la aplicación de la señal de disparo en el circuito de control de puerta. A medida que el ángulo de retraso aumenta, el punto A sucede cada vez más tarde en el ciclo y por tanto, la corriente que se aplica a la carga disminuye.

Al momento de cebar al tiristor en el punto A, la caída de tensión en dicho dispositivo disminuye al nivel indicado como V_f en la figura 4.3c, y se mantiene en ese valor hasta que termina la acción del tiristor en α_2 .

Durante la mitad negativa del ciclo, la tensión inversa (la que tiene un valor pico de E_m), aparece a través del rectificador de la misma manera que en un circuito rectificador con diodo ordinario. La caída de tensión a través de la carga (figura 4.3d) es la tensión de alimentación al circuito entre y menos la caída de tensión del tiristor indicada como V_f (caída por resistencia interna del tiristor).

La corriente en la carga (figura 4.3e) es proporcional a la forma de onda de la tensión en la carga, por lo que son semejantes ambas señales. La tensión y corriente de c.c. a través de la carga, es el promedio de los valores de la forma de onda en el ciclo completo; es decir, desde 0 hasta 2π .

Consideremos la tensión en la carga (V_L) en un ciclo. Esta señal la podemos expresar por una serie de ecuaciones para una onda discontinua:

$$a) V_L = 0 \quad \text{cuando } 0 < \alpha < \alpha_1 \dots (4.1)$$

$$b) V_L = E_m \text{ Sen } \alpha - V_f \quad \text{cuando } \alpha_1 \leq \alpha \leq \alpha_2 \dots (4.2)$$

$$c) V_L = 0 \quad \text{cuando } \alpha_2 < \alpha < 2\pi \dots (4.3)$$

Por definición sabemos que el valor promedio de c.c. a la que llamaremos V_L , se expresa como:

$$V_L = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_L d\alpha \quad \dots (4.4)$$

Geométricamente esta ecuación establece que el valor promedio de la tensión de la carga (V_L), se evalúa determinando el área bajo la curva mostrada en la figura 4.3d y dividiendo el resultado por la longitud total de la curva: 2π . Como la tensión de la carga es cero a cualquier ángulo que se encuentre en el rango que indicamos, solamente este intervalo es el que se necesita considerar. Substituyendo la ecuación (4.2) en la (4.4) tendremos:

$$V_L = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (E_m \text{SEN } \alpha - V_f) d\alpha$$

$$V_L = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \text{SEN } \alpha d\alpha - \frac{V_f}{2\pi} d\alpha \quad \dots (4.5)$$

Integrando:

$$V_L = \frac{E_m}{2\pi} \text{COS } \alpha \Big|_{\alpha_1}^{\alpha_2} - \frac{V_f}{2\pi} \alpha \Big|_{\alpha_1}^{\alpha_2}$$

Substituyendo los límites de integración:

$$V_L = \frac{E_m}{2\pi} (\text{COS } \alpha_1 - \text{COS } \alpha_2) - \frac{V_f}{2\pi} (\alpha_1 - \alpha_2)$$

$$V_L = \frac{E_m}{2\pi} (\text{COS } \alpha_1 - \text{COS } \alpha_2) - \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{1} V_f \dots (4.6)$$

La corriente de carga será entonces:

$$I_L = \frac{E_m}{2\pi R_L} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2) - \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2\pi R_L} V_f \quad \dots (4.7)$$

Generalmente, el valor pico de la tensión de entrada E_m es mucho más grande que la caída de tensión del tiristor en sentido directo (V_f).

Por ejemplo, la tensión pico de un circuito de 117 V.c.a. E_m será de 166 V ($E_m = 117 \sqrt{2}$), mientras que V_f será a lo máximo de 2 a 3 V, por lo que V_f la podemos despreciar.

$$V_L = \frac{E_m}{2\pi} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2) \quad \dots (4.8)$$

$$I_L = \frac{E_m}{2\pi R_L} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2) \quad \dots (4.9)$$

De la misma forma, cuando E_m es grande, α_2 es muy pequeña (muy próxima a los 180° eléctricos de la onda), con lo que podemos hacer $\alpha_2 = 180^\circ$:

$$V_L = \frac{E_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha_1) \quad \dots (4.10)$$

$$I_L = \frac{E_m}{2\pi R_L} (1 + \cos \alpha_1) \quad \dots (4.11)$$

Para comprobar estas dos ecuaciones, hagamos $\alpha_1 = 0$ y las ecuaciones nos quedan de la siguiente manera:

$$V_L = \frac{E_m}{\pi} \quad I_L = \frac{E_m}{\pi R_L}$$

Estas dos ecuaciones pertenecen a un diodo rectificador de media onda conectando en serie con una carga resistiva, en la cual la conducción se lleva a cabo a todo lo largo de semiperíodo positivo.

4.3

TEORIA DEL TIRISTOR.

Vimos en la introducción de éste capítulo la constitución interna de un tiristor, la cual está formada por cuatro capas de silicio, dos tipo N y dos tipo P acomodados alternadamente.

Las dos terminales más importantes son el ánodo y el cátodo, pues es por donde fluye la corriente máxima (la corriente solicitada por la carga). Esta corriente está controlada por el electrodo de mando llamado puerta.

El tiristor entra en estado de conducción cuando la tensión de ánodo es más positiva que en cátodo y al haber señal de mando en la puerta. Las características más importantes que lleva a cabo un tiristor son:

- a) Rectificación. Debido a que se trata de un dispositivo unidireccional, realiza la función de un diodo.
- b) Interrupción de corriente. Utilizado como conmutador, el tiristor puede sustituir a contactos mecánicos.
- c) Amplificación. Debido a que la corriente de mando (de puerta) puede ser muy pequeña en comparación con la corriente que circula de ánodo a cátodo, se produce un fenómeno de amplificación en corriente.

4.3.1. PRINCIPIO DE CEBADO POR PUERTA.

El cebado por puerta es el método más utilizado para disparar tiristores. Para entenderlo mejor, vamos a referirnos a la figura 4.4, en la cual vemos un circuito equivalente de un tiristor formado por dos transistores: T1 es NPN y T2 PNP.

Una vez polarizado directamente el tiristor, se inyecta un pulso positivo de mando por la puerta, este pulso es de corriente y la llamaremos I_g . T1 recibe una corriente de base I_g , pasando a ser su corriente de colector I_{C1} . Esta corriente se inyecta a su vez en la base de T2, el cual entrega entonces una corriente: I_{C2} . Esta corriente, que aparece en colector de T2 -- vuelve a aplicarse a la base de T1, es decir, se origina una retroalimentación.

**** FIGURA 4.4**

En cuanto se produce el cebado, la retroalimentación hace que los dos transistores lleguen a su estado de saturación. Nótese que la retroalimentación originada entre T1 y T2 consiste en lo siguiente: La corriente de colector de T1 se inyecta sistemáticamente a la base de T2. Una vez en conducción, los transistores se mantienen en este estado, incluso aunque desaparezca el pulso de corriente por la puerta. La única manera de parar la conducción, es:

- a) Que la tensión de cátodo no sea más positiva que la de ánodo, ϕ .
- b) Que se interrumpa la tensión que alimenta el cátodo o a la carga.

4.3.2 . VARIACION DE POTENCIA EN UN TIRISTOR POR MEDIO DEL ANGULO DE CONDUCCION.

Al controlar una fase, es un proceso en que ocurre una conmutación (cambio de estado) muy rápido. Este control consiste en acoplar a una carga una señal de c.a., -- para controlar cierta fracción de cada ciclo. Este es un control muy eficiente para controlar la cantidad de potencia que se le debe de suministrar a la carga (tal es el caso de los motores).

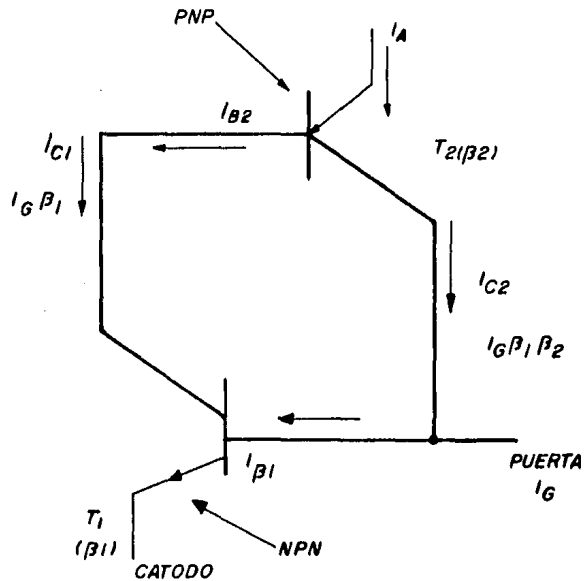


FIGURA 4.4

MONTAJE EQUIVALENTE DE UN TIRISTOR QUE EXPLICA EL FENOMENO DEL CEBADO.

El control es realizado al gobernar el ángulo de la fase de una onda senoidal, en donde el tiristor es cebado. Bajo estas condiciones, el tiristor conducirá por el tiempo que dure el semiciclo positivo de la onda. Esto lo vimos en la figura 4.1d.

El control de fase es muy accesible, por lo que tenemos muchas maneras de lograrlo, para citar unos ejemplos, veámos la figura 4.5, en donde mostramos cinco maneras de lograr dicho control, ya que esto depende de las características de la carga.

** FIGURA 4.5

En el siguiente capítulo, comenzaremos con el diseño del regulador de velocidad de un motor de c.c., en donde veremos la importancia que tienen los tiristores en este campo, así como su control por medio del ángulo de conducción, ya que dependiendo del ángulo en que se dispare el tiristor, será la potencia suministrada a la carga. En el caso de un motor, si variamos a voluntad el ángulo de disparo de la onda por medio de un tiristor, también vamos a variar la potencia suministrada al motor y por tanto, también vamos a lograr una variación de velocidad en el motor.

4.4. CEBADO DE UN TIRISTOR POR MEDIO DE UN UJT.

4.4.1 INTRODUCCION.

El transistor de manojuntura (UJT del inglés: unijunction transistor), es un dispositivo de conmutación. Sus características lo hacen muy útil en los circuitos industriales, tales como osciladores, temporizadores, pero definitivamente su característica principal es la de gobernar la puerta de un tiristor, si hacemos un circuito en base a un UJT que controle la puerta.

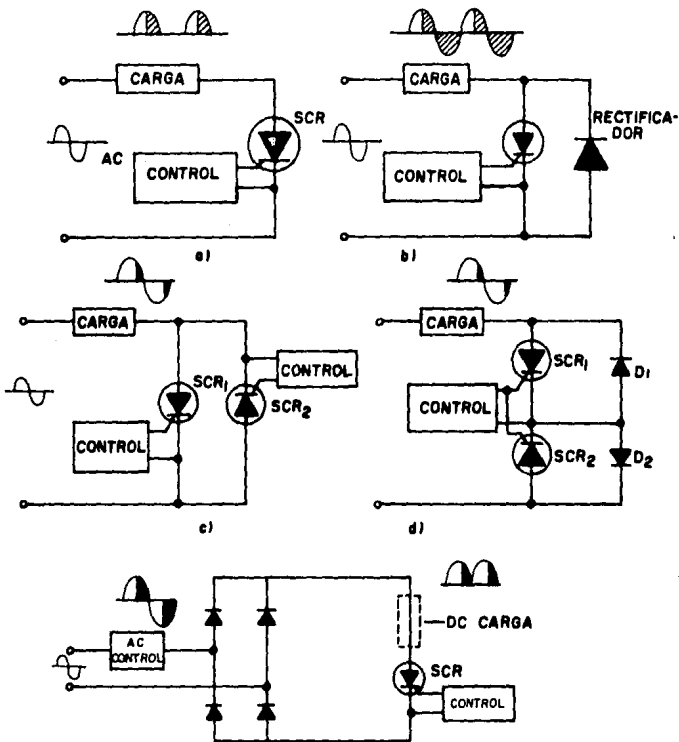


FIGURA 4-5

CINCO EJEMPLOS TÍPICOS DE COMO OBTENER UN CONTROL DE FASE DE UNA ONDA SENOIDAL. a) CONTROL DE MEDIA ONDA. b) CONTROL DE MEDIA ONDA DEL SEMICICLO POSITIVO, PERMITIENDO TODA LA SENAL DEL SEMICICLO NEGATIVO. c) CONTROL DE LA ONDA SENOIDAL COMPLETA. d) OTRA MANERA DE LOGRAR EL CONTROL DE LA ONDA COMPLETA. e) CONTROL SOBRE UN PUNTE RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA.

4.4.2. EL UJT

Como se dijo en el párrafo anterior, el UJT se utiliza en el disparo de tiristores ya que permite realizar un excelente generador de impulsos con muy pocos componentes.

El UJT es un dispositivo que está formado por terminales: emisor, base 1 y base 2. La figura 4.6a nos muestra el símbolo esquemático del UJT. Nótese que los nombres de las terminales de este transistor no tienen ninguna relación con las de un transistor bipolar BJT: colector, base y emisor.

El principio de operación de un UJT es el siguiente (véase la figura 4.6b):

- a) Cuando la tensión entre emisor y base 1 (V_{eb1}), es menor que una tensión llamada "tensión de pico" (V_p), el UJT se encuentra en estado de bloqueo, y por tanto, no hay flujo de corriente entre emisor y base 1 ($I_e = 0$).
- b) Cuando V_{eb1} sobrepasa V_p en una pequeña cantidad, el UJT se dispara (entra en estado de conducción). Cuando esto sucede, entre emisor y base 1 no hay diferencia de potencial, es prácticamente un corto circuito, y la corriente fluye instantáneamente de una terminal a otra.

** FIGURA 4.6

Explicemos más este fenómeno. Al inicio del ciclo, supongámos que C_1 se encuentra totalmente descargado, por lo que C_1 comienza a cargarse por medio de R_1 , hasta que llega a un nivel de carga que es prácticamente igual a V_p . En ese instante, el UJT se dispara, haciendo que C_1 se descargue por la resistencia de base 1: R_{b1} . En el momento en que la tensión de C_1 sea menor que V_p , el UJT se corta y se inicia otro ciclo.

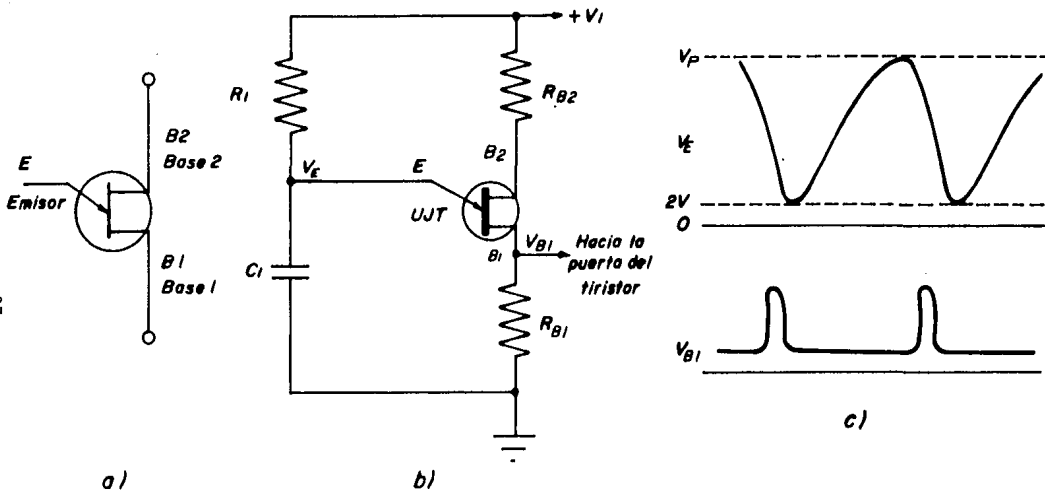


FIGURA 4-6

a) SIMBOLO ESQUEMATICO DEL UJT. b) CIRCUITO OSCILADOR A BASE DE UN UJT. c) SEÑAL OBTENIDA EN BASE AL CIRCUITO PRESENTADO EN b).

Esto lo vemos en la figura 4.6c, en donde se muestran - las señales de tensión, una referida al emisor, en donde vemos la carga y descarga de C1 y la otra a la base 1, - en donde vemos los pulsos que se lograron con este dispositivo. Nótese que estos pulsos son los que se aplican a la puerta del tiristor para cebarlo.

El período de oscilación viene dado por la siguiente ecuación:

$$T = \frac{1}{f} = R1 C1 \ln \frac{1}{1 - \eta}$$

En esta ecuación, η representa la relación que existe entre las dos resistencias internas de cada base del UJT (un divisor de tensión), cuyo valor típico es de 0.63 - pero, es mejor buscar este dato en el manual del fabricante, dado que hay excepciones.

La señal de disparo del UJT (V_p), viene dada por la siguiente ecuación:

$$V_p = V_a \eta + V_d$$

en donde:

V_p = Nivel de tensión de disparo del UJT referida al emisor.

V_a = Tensión en base 2.

η = Relación intrínseca del UJT.

V_d = Caída de tensión entre emisor y base 1 interna del UJT. La unión entre emisor y base 1 interna del UJT se considera un diodo, por lo que $V_d \approx 0.7$ V aproximadamente.

Los valores de R_{b1} y R_{b2} no son muy variados, para R_{b1} - como puede ser de 20Ω ó de 100Ω máximo. Para R_{b2} , varía entre 100 y 470Ω típicos.

La tensión de alimentación para este circuito varía entre 10 y 35 Volts. El valor de R1 esta comprendido entre $1k\Omega$ y $3M\Omega$.

La frecuencia de los pulsos obtenidos por este circuito oscilador, únicamente se limitan a las características del UJT, para esto ver datos del fabricante.

4.5 APLICACIONES DEL TIRISTOR EN EL AREA DE REGULACION DE VELOCIDAD DE MOTORES DE C.C.

El tiristor debido a su tamaño, su elevada seguridad en el funcionamiento y su eficiencia tan alta, ha dominado ya casi por completo el control de motores de c.c.

Estudiaremos un puente rectificador de onda completa basado en tiristores, para lograr una variación de potencia en la carga, por tanto, tendremos al puente compuesto por dos diodos y dos tiristores (Véase figura 4.7).

** FIGURA 4.7

Si le aplicamos una señal senoidal a la entrada del circuito, tendremos dos sentidos de flujo dependiendo de cada semiciclo. En la figura 4.8a, se muestra la trayectoria del flujo de corriente cuando "b" es positivo y "c" es negativo. El diodo D2 y T1 (tiristor 1) están en sentido inverso para esta polaridad de la señal de entrada y por tanto no conducen.

Cuando "c" es positivo y "b" negativo (figura 4.8b), el diodo D1 y el tiristor T2 no conducen y la conducción se realiza por medio de D2 y T1.

** FIGURA 4.8

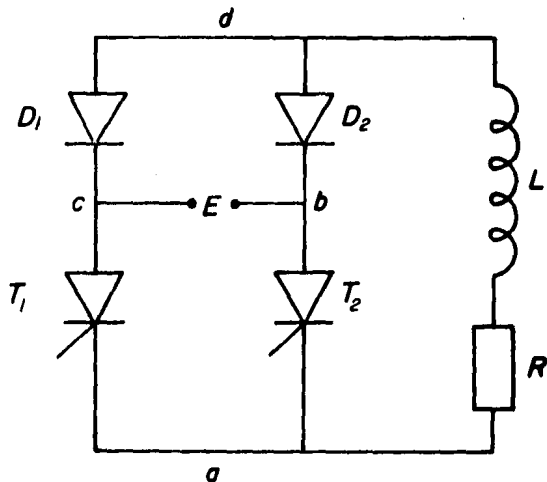


FIGURA 4.7

PUENTE RECTIFICADOR DE UNA FASE DE ONDA COMPLETA COMPUESTO A BASE DE DOS TIRISTORES Y DOS DIODOS CON UNA CARGA RESISTIVA E INDUCTIVA (EQUIVALENTE AL MOTOR)

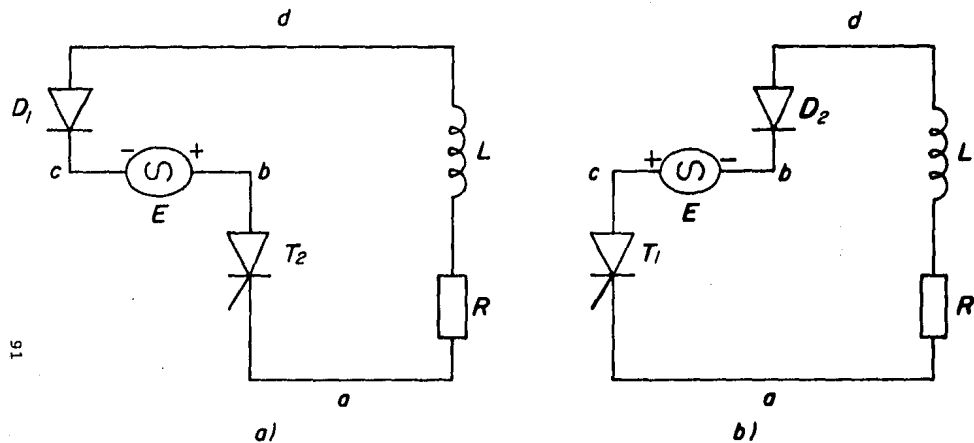


FIGURA 4·8

PUENTE RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA. a) TRAYECTORIA DE LA CORRIENTE CUANDO EL NODO 'b' ES POSITIVO. c) TRAYECTORIA DE LA CORRIENTE CUANDO EL NODO 'c' ES POSITIVO.

Vimos en el apartado 4.2, la ecuación de tensión y corriente aplicadas a una carga, pero para un rectificador de media onda (un sólo tiristor). Estas ecuaciones son:

$$V_L = \frac{E_m}{2\pi} [1 + \cos\alpha_1] \quad I_L = \frac{E_m}{2\pi Z} [1 + \cos\alpha_1]$$

Nótese la diferencia que tienen estas ecuaciones con un puente rectificador de onda completa, ya que estas ecuaciones son para media onda.

Estas dos ecuaciones nos dan la mitad de la tensión y corriente que se suministran a la carga. Para que estas ecuaciones sean válidas para este caso, lo único que tendremos que hacer es tomar el doble de su valor; esto es:

$$V_L = \frac{E_m}{\pi} [1 + \cos\alpha_1] \quad I_L = \frac{E_m}{Z\pi} [1 + \cos\alpha_1]$$

En donde Z es la impedancia formada por la resistencia e inductancia del devanado del motor (la carga que se aplica al puente rectificador).

Como vemos, la potencia que se suministre al motor vendrá dada por los tiristores, los cuales dependen a su vez del ángulo de disparo, el cual es indicado por el circuito de control del tiristor (circuito oscilador en base a un UJT).

Si el ángulo de disparo es cero, este circuito funcionará como un puente rectificador de onda completa como puesto por cuatro diodos. Si el ángulo es igual a 180° no entregarán potencia al motor.

En el siguiente capítulo, veremos la aplicación de un puente de potencia para alimentar al motor en base al presentado a la figura 4.7, y que como veremos, en realidad vamos a necesitar un puente trifásico debido al nivel de tensión con que hay que alimentar al motor.

CAPITULO 5

DISEÑO DE UN CIRCUITO REGULADOR DE VELOCIDAD PARA UN MOTOR DE
C.C. CON CAMPO INDEPENDIENTE

5.1

INTRODUCCION.

La velocidad de un motor de c.c. se puede variar mediante el cambio de una de las variables de la ecuación fundamental de velocidad.

Esta ecuación la obtuvimos en el capítulo 2 (ecuación - 2.12).

$$N = \frac{V_a - I_a R}{K\phi} \text{ rpm} \quad \dots(2.12)$$

Como indica esta ecuación, la velocidad de un motor (N) es función de dos variables (V_a y ϕ), por lo que tenemos la opción de variar la velocidad modificando cualquiera de las dos. Nótese que no hemos considerado a la corriente de armadura (I_a) como una variable, puesto que la resistencia de armadura es constante y si alteramos V_a automáticamente varía I_a . Se podría modificar el valor resistivo de la armadura, conectando en serie un reóstato variable, lo que es de poca utilidad debido a la corriente tan elevada de armadura en motores de media y alta potencia.

Por otro lado, recordemos lo expresado en el capítulo 2, sección 2.4. La corriente de armadura es función de la FCEM, que a su vez es función del flujo de excitación (ϕ). Como se deduce de la ecuación 2.10, al variar el flujo (ϕ), también varía la corriente de armadura (I_a).

De lo anterior, nos lleva a concluir que existen dos métodos básicos para variar la velocidad de un motor de c.c. Estos son:

- 1.- Modificando el flujo de excitación ϕ . Por medio de un reóstato variable en serie con el campo del motor (fig. 5.1a). Este método se conoce como "control de campo".

- 2.- Empleando una fuente controlada de tensión de c.c. variable para modificar la tensión de armadura (V_a) en los bornes de la misma. A este método se le conoce como "control de tensión de armadura" (Véase figura 5.1b)

** FIGURA 5.1

En el capítulo 3 sección 3.3., llevamos a cabo una comparación entre estos dos métodos de control de velocidad. Como se dijo, se decidió utilizar el método de control de tensión de armadura, ya que los dispositivos de estado sólido, hacen que la fuente de tensión de c.c. variable controlada, sea un diseño no muy complicado y de un costo y dimensiones accesibles.

Ampliando lo mencionado en el capítulo 3, los principales inconvenientes que presenta el método de control de campo son:

- 1.- Imposibilidad de obtener velocidades por debajo de la resultante a plena tensión de armadura y a plena corriente de excitación ya que al incrementar la resistencia de campo disminuirán la corriente y el flujo de excitación en la ecuación fundamental (ec. 2.12), haciendo que la velocidad se incremente. Esto nos indica que la velocidad del motor no puede ser variada desde cero hasta máxima.
- 2.- Inestabilidad a elevadas velocidades debido a la reacción de la armadura. Si el campo se debilita considerablemente, se originan velocidades peligrosamente elevadas. Vimos en el capítulo 2, que el par de un motor de c.c. viene dado por la ecuación:

$$T = K\phi I_a \quad \dots (2.3)$$

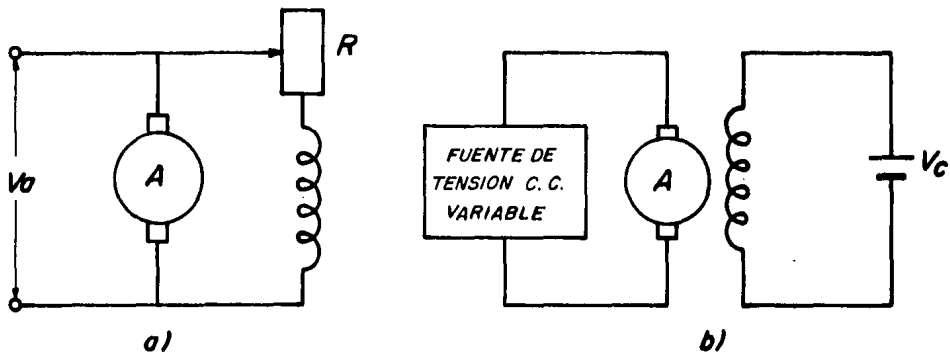


FIGURA 5.1

MÉTODOS DE CONTROL DE VELOCIDAD PARA MOTORES DE C. C. a) CONTROL DE CAMPO
b) CONTROL DE TENSION DE ARMADURA.

Si disminuye el campo, debe incrementarse I_a para mantener el par. Como I_a es constante tendremos como consecuencia que el par bajará, por lo tanto, disminuye la velocidad (N) y se incrementa I_a . Todo esto nos indica que el sistema tiende a oscilar.

Con un campo débil y una elevada corriente de armadura, el motor es muy susceptible a los efectos de la inestabilidad.

- 3.- Dificultades de conmutación y posible deterioro del conmutador a elevadas velocidades. Al tener una velocidad y corriente de armadura elevadas, la conmutación se vuelve muy crítica, puesto que invierte más rápidamente la corriente de armadura y pueden producirse serios desperfectos en el conmutador por la formación de un arco eléctrico.

Debido a estos inconvenientes aquí presentados junto con los ya mencionados en el capítulo 3, se decidió utilizar el método de control de tensión de armadura.

5.1.1. CONTROL DE LA TENSION DE ARMADURA.

Una fuente de tensión variable de c.c. puede llegar a cumplir con la tensión y corriente de armadura -- que requiere el motor, al igual que puede satisfacer los requerimientos más importantes al variar la velocidad del motor. Estos son:

- Par proporcional a la velocidad elegida, es decir, un par lineal. Esto nos asegura una variación de velocidad también lineal.
- Suave aceleración en una amplia gama de velocidades (principalmente al tener una carga ruda).

- Capacidad de manejar la inercia debido a la carga.

Si el regulador de velocidad no cumple con estos tres requisitos fundamentales, tendremos como consecuencia una avería en el motor o en la carga.

El campo queda siempre excitado desde una fuente de tensión constante, como se muestra en la figura 5.1b. Este método de control elimina la necesidad de una resistencia de arranque en serie con la armadura (para limitar la corriente de armadura al arranque).

Si la tensión de armadura que se suministra de la fuente de c.c. variable es cero, el motor desarrolla una par nulo ($T=K\phi I_a$) y queda en reposo. Si la tensión de armadura (V_a) se incrementa ligeramente, de acuerdo con la ecuación 2.12, el motor se pone en marcha y gira a una velocidad lenta con un mínimo de aceleración. La corriente de armadura queda limitada debido a la baja tensión en bornes de la armadura.

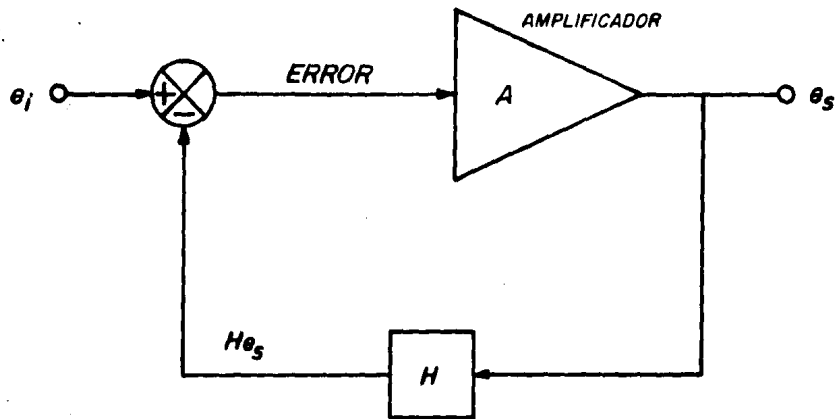
5.2 SISTEMA DE CONTROL CON RETROALIMENTACION.

5.2.1 GENERALIDADES.

Para llevar a cabo el diseño de un sistema de control de velocidad, nos basaremos en el criterio siguiente: el control de velocidad debe saber la velocidad real del motor y compararla con la solicitada por el operador (velocidad de referencia o de mando), para que éste enterado de cuando iguale esta velocidad. Una vez alcanzada esta velocidad, deberá de mantenerla constante independientemente de las variaciones de la carga.

Esto quiere decir que la velocidad del motor tiene que ser retroalimentada para compararla con la de referencia (operador), por lo que tendremos que utilizar un sistema de lazo cerrado (véase figura 5.2).

** FIGURA 5.2

**FIGURA 5.2****SISTEMA TIPICO DE LAZO CERRADO**

En esta figura vemos que la tensión de salida (e_s), se retroalimenta mediante una red de retroalimentación, la cual tiene un factor de retroalimentación (H). La salida de esta red (He_s), se compara con la señal de entrada de tal forma que la magnitud de la tensión retroalimentada se opone a la de entrada al sistema. A la diferencia obtenida entre éstas dos señales, se le llama señal de error ($e_i - He_s$), ésta se aplica a un amplificador, el cual tiene una ganancia A . La salida del amplificador será entonces: $A(e_i - He_s)$. Esta señal tiene un sentido y una magnitud, lo que nos indica dos propiedades que contribuyen a la máxima estabilidad del amplificador. Por ejemplo, un incremento de la tensión de salida tiende a aumentar la señal de retroalimentación y a reducir el error, con lo que se reduce la tensión de salida a su valor deseado. La función primordial de éste sistema típico, es la de mantener una tensión de salida constante, la cual depende de la señal de referencia (entrada). Este sistema es un caso concreto de un servomecanismo generalizado, presentado en la figura 5.3.

Un sistema de lazo cerrado en el que la salida (o parte de ella) es retroalimentada para fines de comparación con la entrada (y la diferencia entre las dos se amplifica y alimenta a un actuador) de forma que la salida sigue las variaciones de la entrada, se denomina un servomecanismo.

Los elementos que forman un servomecanismo son los siguientes (véase figura 5.3):

- 1.- Detector de error.- Esta unidad realiza tres funciones:
 - a) Mide las variaciones de la cantidad física controlada empleando transductores apropiados para convertir las cantidades físicas (temperatura, velocidad, presión, etc) medibles en cantidades eléctricas.

- b) Compara las magnitudes relativas de las dos cantidades a su entrada.
 - c) Genera una señal del error al oponerse la señal -- que proviene del transductor a la de entrada (referencia).
- 2.- Amplificador.- Esta unidad sirve para amplificar la señal de error producida por el detector de error a un nivel apreciable para el actuador.
 - 3.- Amortiguador o red correctora.- Se requiere un amortiguador para reducir la oscilación o la inestabilidad en la respuesta del servomecanismo a las señales de mando. Nótese que este bloque se encuentra en retroalimentación, ya que es una red correctora.
 - 4.- Actuador.- Es el elemento accionador que responde a la señal amplificada producida por el amplificador. El actuador acciona el mecanismo de salida y, de esta manera, modifica la cantidad física a ser controlada en respuesta a la señal de mando.
 - 5.- Lazo de retroalimentación.- Se compone de elementos que convierten las variaciones de la salida a cantidades apropiadas para la entrada y, hacer la comparación en el detector de error. Se acostumbra acoplar a la señal de salida un transductor para llevar a cabo la retroalimentación. El propósito del transductor es el de convertir la variación de la salida en una señal eléctrica, para que sea compatible con la de entrada del sistema.

**** FIGURA 5.3**

Por lo que podemos concluir diciendo que: un servomecanismo completo detecta y compara la entrada en función de la salida, genera una señal de error, la amplifica tal como se requiera y sea suficiente para producir una señal capaz de actuar y corregir las variaciones de la salida.

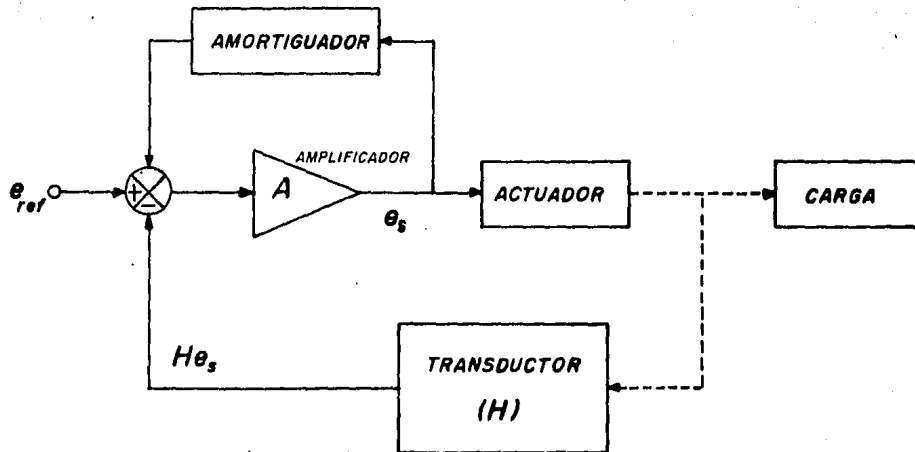


FIGURA 5.3

DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN SERVOMECANISMO GENERALIZADO

5.3

DISÑO DEL REGULADOR DE VELOCIDAD.

Podemos llegar a una equivalencia en cada bloque del diagrama de bloques del servomecanismo generalizado, con respecto a los componentes necesarios que requiere un regulador de velocidad.

La equivalencia es la siguiente.

- Detector de error. Genera el error de velocidad con respecto a la velocidad de referencia con la real del motor. (Nótese que las señales del servomecanismo son en realidad niveles de tensión, las cuales tienen una equivalencia con velocidad, ya que estas son una variación física).
- Amplificador de error. Tiene la misma función mencionada en el apartado anterior.
- Amortiguador o red correctora. Tiene la misma función mencionada en el apartado anterior.
- Actuador. Una vez que se detecta el nivel de error, el actuador suministra la potencia suficiente al motor para que el error tienda a cero. Por lo que el actuador se le conoce como etapa de potencia.
- Lazo de retroalimentación. La información de este lazo es en realidad la velocidad real del motor. (en tensión), la cual al aplicarla al detector de error junto con la entrada, surge el error.

Al tener una equivalencia en cada bloque, obtenemos un sistema de control de velocidad elemental, el cual se encuentra en la figura 5.4.

** FIGURA 5.4

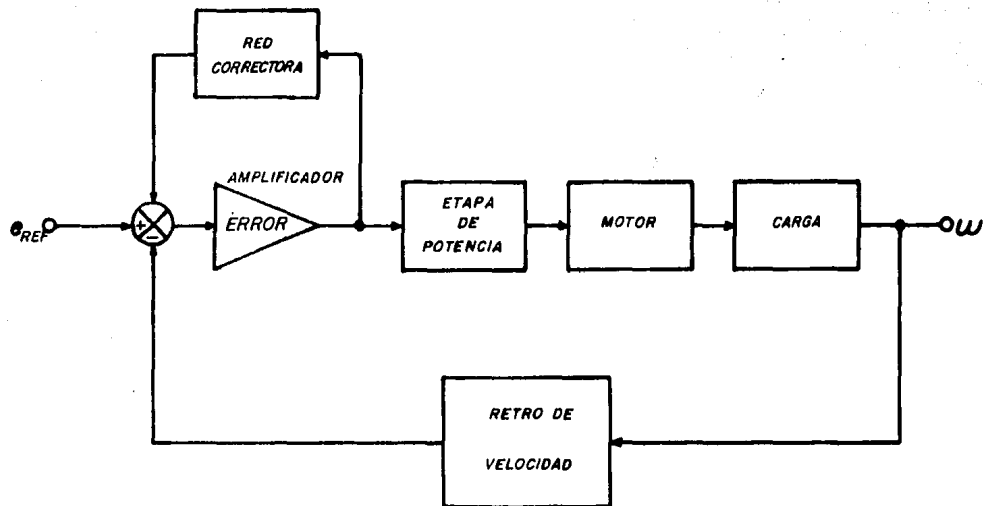


FIGURA 5·4

SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD ELEMENTAL

Sin embargo este esquema tiene algunos defectos importantes. Uno de ellos es que el circuito necesita compensarse dependiendo del motor que se use. Esta compensación sería en la etapa de la red correctora o amortiguador, la cual dependería del motor, de la inductancia y de las variaciones de carga y velocidad. Si quisiéramos utilizar este sistema de control, necesitaríamos una red correctora diferente de acuerdo con la capacidad de potencia del motor. Esta red como hemos dicho, tendría que ser un compensador (ver capítulo 1). Otro defecto, es que podríamos enviar (si el error es excesivo) una corriente demasiado fuerte y podríamos inclusive dañar severamente al motor, por lo que se hace necesario una protección adicional de corriente muy semejante a la red correctora.

Si no ponemos esta retro (ver figura 5.4), supongamos que en un momento dado el motor se encuentra trabajando en condiciones anormales (una sobrecarga por ejemplo) y, por lo tanto su velocidad disminuye. Al haber menos velocidad, el error resultante será de mayor magnitud y éste solicitará a la etapa de potencia más corriente. Los retardos propios del sistema harán que la corrección llegue tarde y se producirán oscilaciones arriba y abajo del valor a conseguir. Para corregir esto se usa una red compensadora, pues como vimos en el capítulo 1, la función de una red compensadora, es combatir la inestabilidad.

Esto nos obliga a complicar el diseño del controlador. En la bibliografía, así como en los circuitos comerciales consultados se acostumbra a utilizar otro tipo de esquema, el cual incluye la retroalimentación de corriente mencionada anteriormente (ver figura 5.5)

Esta retroalimentación, tomada directamente de la armadura del motor, nos permite prescindir de nuestras protecciones antes citadas y a la vez sirve como red correctora para estabilizar el sistema sin necesidad de incluir otro compensador en el amplificador de error de velocidad.

La retro de corriente es más importante que la de velocidad, en lo que respecta a la protección del motor, por lo que tendrá prioridad en el sistema, para que los cambios de corriente sean corregidos en un mínimo de tiempo.

Una vez que obtenemos el error de velocidad, le restamos la retro de corriente con lo que tenemos un segundo error, el cual es el que se aplica a la etapa de potencia (ver figura 5.5). Al tener control sobre la corriente aplicada al motor (hasta un máximo) y a su velocidad desde luego, tenemos como resultado un sistema regulador de velocidad independiente de la carga. Hemos obtenido un regulador generalizado de velocidad. Nótese la relación que guarda la corriente de armadura del motor con la carga, lo que podemos ver en la figura 3.2 del capítulo 3. En la figura 5.5, se añade esta relación para hacer - hincapié, al igual que la retro de corriente.

Nótese que la tensión de entrada (referencia), la podemos obtener por medio de un potenciómetro. Dependiendo de la magnitud de esta tensión, será la velocidad elegida por el operador.

** FIGURA 5.5

Para tener un mejor entendimiento de ésta figura, analicemos ahora como se llevan a cabo las dos señales de retroalimentación:

- Retroalimentación de velocidad. En base al diagrama de bloques del servomecanismo generalizado (véase figura 5.3), vemos que esta retroalimentación se realiza por medio de un transductor. Como se mencionó anteriormente, el propósito del transductor es el de - convertir la variación de la salida en una señal - eléctrica, para que sea compatible con la entrada - del sistema. Para lograr este fenómeno, tendremos que utilizar un tacómetro.

Utilizando un tacómetro como transductor, nos da un fácil ajuste y un precio relativamente económico. Existen dos clases de tacómetros: de c.c. y de c.a.

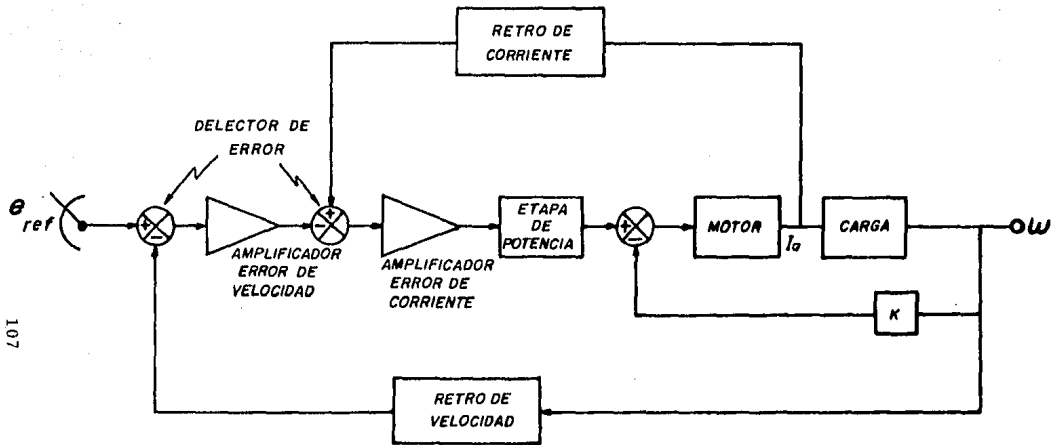


FIGURA 5.5

SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD GENERALIZADO.

Debido a la diferencia de precio entre ambos, hemos elegido un tacómetro de c.c.

Un tacómetro de c.c. es un generador que produce una tensión proporcional a su velocidad de rotación. Es ampliamente utilizado como transductor, para convertir la velocidad del eje rotativo en una tensión de c.c. proporcional. En un tacómetro de c.c. el flujo magnético es constante, puesto que el campo está formado por un imán permanente.

Nótese que también es válido utilizar un tacómetro de c.a. El único requerimiento para su uso es el rectificar su señal para convertirla en c.c.

- Retroalimentación de corriente. Basándonos en la figura 5.5, vemos que la señal de ésta retro se obtiene de la corriente de armadura.

Debido a que la corriente de armadura es muy alta (proporcional a la potencia del motor desde menos de 1 hasta 5000 Amperes o más), la ganancia del bloque de retro de corriente (figura 5.5.) debe ser menor a la unidad.

Con esta referencia la solución está en utilizar transformadores de corriente, para recibir en el sistema una pequeña parte de la corriente de armadura. (Por el devanado secundario).

Los transformadores de corriente están contruidos para ser conectados en serie con la carga (el motor en nuestro caso) por el lado del devanado primario.

El devanado secundario esta compuesto por muchas vueltas (de 150 aproximadamente) en cambio, el devanado primario se compone de dos a cuatro vueltas.

Debido a las pocas vueltas en el devanado primario la tensión en el secundario será muy baja (típicamente se tiene 1 Volt a 100% de corriente).

Como la señal en el devanado secundario es senoidal, esta señal deberá rectificarse ya que es aplicada al detector de error en donde tiene que tener una polaridad fija para anularse con la señal de error de velocidad (ver figura 5.5). Debido a que la señal de error de velocidad es negativa, la retro de corriente debe ser positiva.

Para visualizar mejor las dos señales de retroalimentación veamos la figura 5.6, la cual es idéntica a la figura 5.5.

** FIGURA 5.6

Nos basaremos en ésta figura para obtener el circuito regulador de velocidad definitivo. Para lograrlo, iremos desarrollando cada bloque individualmente.

5.3.1. VELOCIDAD DE REFERENCIA.

Esta velocidad es elegida por el operador. Como ya se mencionó, la señal de referencia se obtiene mediante un potenciómetro, logrando así una variación de velocidad desde cero hasta máxima.

Si queremos tener control sobre la velocidad mínima con el objeto de que no sea cero para aplicaciones industriales muy particulares, ponemos en serie con el potenciómetro de velocidad de referencia otro potenciómetro para que nosotros mismos hagamos el ajuste de esta velocidad. Si queremos que la velocidad mínima sea cero, ponemos este potenciómetro en corto (ver figura 5.7). Nótese que el potenciómetro de velocidad mínima interfiere con el potenciómetro de referencia.

** FIGURA 5.7

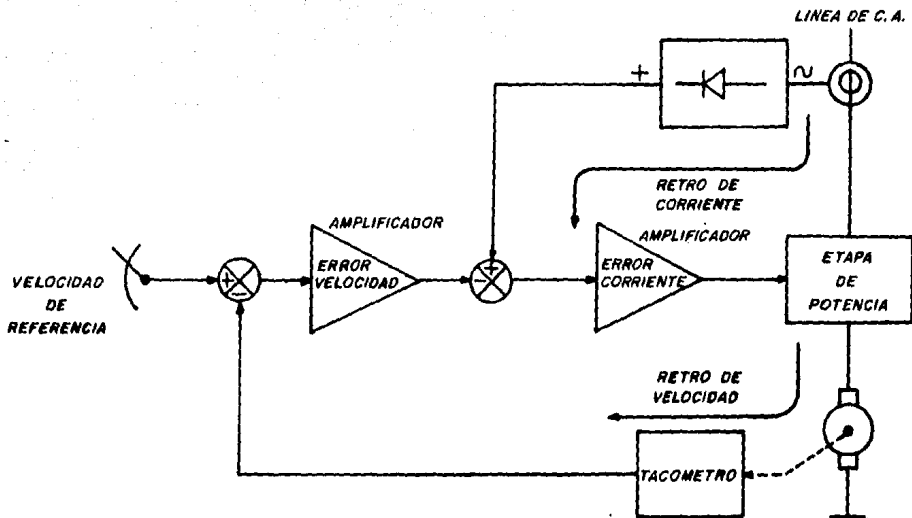


FIGURA 5-6

SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD GENERALIZADO DETALLANDO LA RETROALIMENTACION

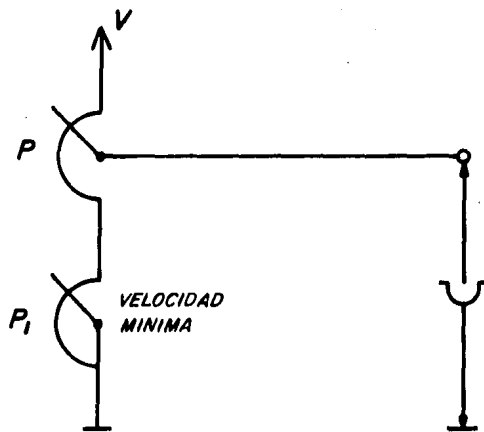


FIGURA 5.7

VELOCIDAD DE REFERENCIA EN SERIE CON EL AJUSTE DE VELOCIDAD MINIMA

La tensión que habrá en el potenciómetro del operador (P), es:

$$V = \frac{P_1 + P\alpha}{P + P_1} V$$

en donde: $0 \leq \alpha \leq 1$

La señal de la velocidad de referencia (que en realidad es un nivel de tensión), debe ser muy precisa y no debe fluctuar, puesto que provocaría que la velocidad del motor no fuera constante una vez seleccionada una velocidad de trabajo. Para tener un nivel de tensión constante que alimente al potenciómetro selector de velocidad (normalmente llamado potenciómetro del operador), ponemos un diodo zener para su polarización tal como se indica en la figura 5.8.

** FIGURA 5.8

R1 debe ser mucho más pequeña que P+P1, para lograr que Iz (corriente del zener) sea constante. El zener que vamos a utilizar es el : 1N4736, el cual es de 6.8 V y su potencia máxima es de 1 W. Con estos datos podemos saber la corriente máxima que requiere el zener.

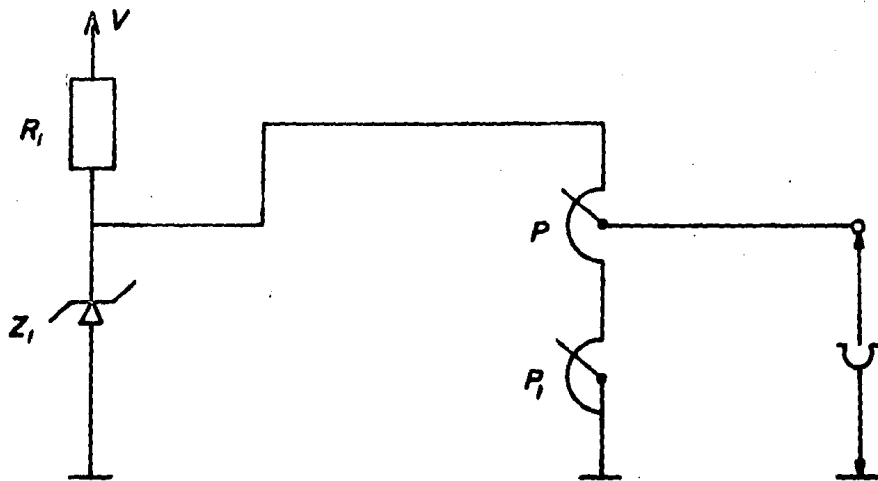
$$I_z = 1/6.8 = 147 \text{ mA}$$

Nótese que esta corriente es la máxima, para nuestro caso, haremos que la corriente sea de 50 mA, pues el zener tendrá una corriente constante, con lo que podemos calcular el valor de R1:

$$R_1 = \frac{V - V_z}{I_z} = \frac{15 - 6.8}{50 \text{ mA}} = 160 \Omega$$

Valor comercial más cercano 150Ω, por lo que :
R1 = 150Ω, cuya potencia será:

$$P_r = V^2/R_1 = (V - V_z)^2/R_1 = (15 - 6.8)^2/150; P_r = 450 \text{ mW}$$

**FIGURA 5·8**

FUENTE DE TENSION CONSTANTE PARA EVITAR FLUCTUACIONES EN LA
SEÑAL DE REFERENCIA

tomaremos un factor de seguridad de 2, para evitar calentamientos, por lo que la potencia de R1 será de 900mW, valor comercial para R1 será: 150Ω, 1W.

Para P nos interesa un valor bajo para que no acepte ruido (ya que una alta impedancia es muy sensible al ruido), pero no demasiado debido a R1, dado que R1 tendria que proporcionar más corriente de la indicada. Podemos usar para P, un valor desde 1KΩ hasta 10KΩ (valores comerciales).
Escojeremos P = 10KΩ .

El potenciómetro de velocidad mínima será tal que pueda darnos entre el 10% y 0% de la velocidad nominal del motor:

A velocidad máxima: 6.8 V (P a tope, $\alpha = 1$)

$$v = \frac{6.8 (P1+P)}{P1+P} = 6.8V$$

Si el 10% de la velocidad máxima es: 0.68V ($\alpha = 0$), tendremos:

$$0.68 = \frac{6.8 (P1+0)}{P+P1}$$

con lo que: $0.68P + 0.68P1 = 6.8P1$

$$0.68P = 6.12P1$$

si $P=10K\Omega$, despejando P1: $P1 = 1.1K\Omega$

Tomamos para mayor seguridad: $P1 = 2K\Omega$

Se mencionó en la sección 5.1.1 que la aceleración de la velocidad debe hacerse con una pendiente muy suave para proteger al motor y a la carga. Lo mismo se debe hacer para la desaceleración para mantener al sistema estable y por lo tanto, cualquier variación de velocidad se lleve a cabo muy lentamente.

Esto lo logramos variando la señal de referencia muy despacio. Una vez obtenida esta señal (figura 5.8), procedemos a amplificarla para que tenga un nivel de tensión apreciable. Ya amplificada, procedemos a integrarla para lograr una variación de nivel de tensión muy lento. (véase figura 5.9).

** FIGURA 5.9

En la figura 5.9 vemos un condensador C1 el cual no tiene mayor trascendencia. Su objetivo es eliminar posibles ruidos en la señal v. Cualquier capacitor electrolítico irá bien, tomaremos C1 = 1 μ F.

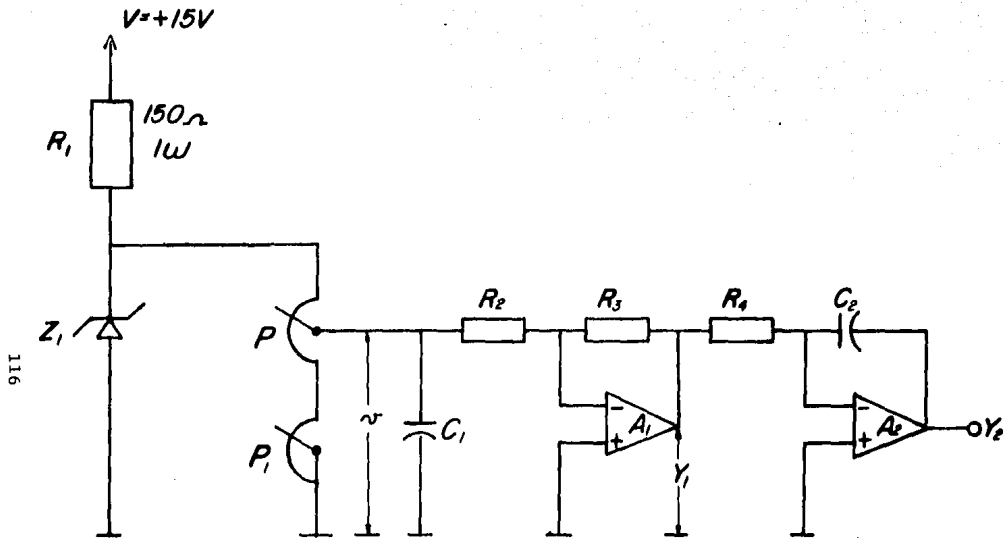
Para lograr que la señal de referencia de velocidad aumente y/o disminuya gradualmente, aún en el caso de un cambio brusco en el potenciómetro de mando (del operador) se requiere un circuito integrador, el cual vemos en la figura 5.9. La función de transferencia de este circuito (figura 5.9) es:

$$Y1 = - \frac{R3}{R2} v \quad Y2 = - \frac{Y1}{R4C2P}$$

Y1 es la señal de salida del amplificador A1 y Y2 es la señal de salida del integrador, la cual es la señal de referencia. Con estas dos ecuaciones, sustituimos la primera en la segunda:

$$Y2 = \frac{R3}{R2} \frac{1}{R4C2P} v$$

Esta función de transferencia corresponde a un integrador puro, el cual daría a frecuencias cero (P=0) una ganancia infinita; es decir, una vez establecida la señal de mando "v", la salida Y2 irá subiendo linealmente, sea cual sea el valor de v, hasta llegar a la saturación del integrador.



116

FIGURA 5·9

GENERACION DE LA SENAL DE REFERENCIA

Claro está que este circuito no sirve para nuestros fines. Si hacemos que la salida pueda compararse con la de referencia (v), evitaremos que el integrador se dispare, de esa manera su ganancia podrá ser controlada a su entrada. Esta modificación se encuentra en el circuito de la figura 5.10.

** FIGURA 5.10

La función de transferencia de este circuito es:

$$Y_2 = \frac{v - Y_1}{R_2 + R_3} R_3 + Y_1 \quad Y_2 = - Y_1 \frac{1}{R_4 C_2 P}$$

en donde:

$$\frac{Y_2}{v} = \frac{R_3}{(R_2 + R_3) + P(R_2 C_2 R_4)} \frac{1}{[(R_2/R_3) + 1] + P(R_2 R_4 C_2/R_3)}$$

Esta función de transferencia es mucho más favorable. El efecto integrativo está amortiguado por una ganancia en continua (P=0) de:

$$\frac{Y_2}{v} = \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

De este modo la tensión v de mando se amplifica finalmente: $R_3/(R_2 + R_3)$ veces. De hecho no necesitamos amplificación ya que la tensión de referencia es suficientemente alta (6.8 V).

El factor integrativo por otra parte, es menor de la obtenida en el integrador puro ($R_2 R_4 C_2 P/R_3$ frente a $R_4 C_2 P$). La señal de salida varía pues muy lentamente, y para el caso de velocidad máxima ($v=6.8V$) tendremos al cabo de un tiempo $T = R_2 R_4 C_2/R_3$ una función:

$$Y_2 = \frac{R_3}{R_2 + R_3} (6.8V)$$

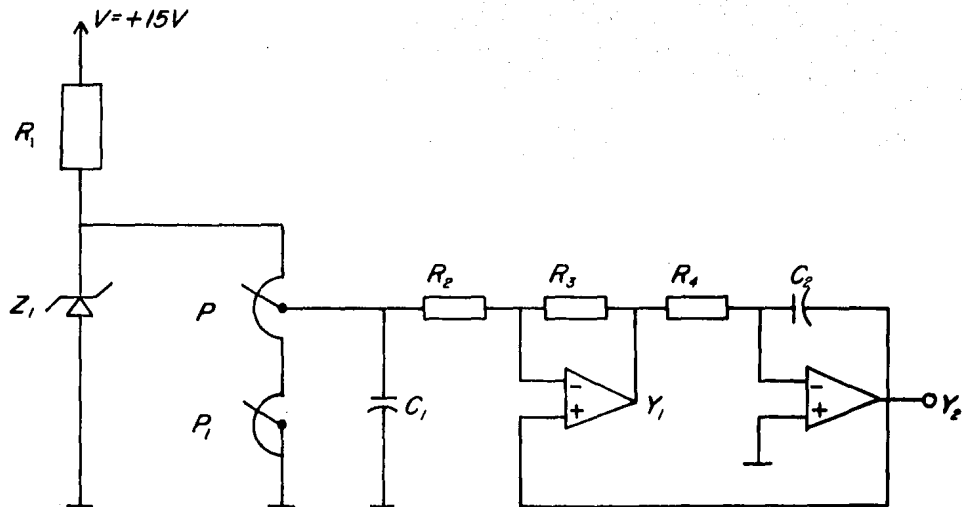


FIGURA 5·10

GENERADOR DE LA SEÑAL DE REFERENCIA

Tomando Y2 máxima: Y2 = 6V implica:

$$\frac{R3}{R2 + R3} = \frac{6}{6.8} = 0.88$$

Es decir: R3 = 7.5R2

Tomemos R2 >> P (del divisor de tensión). Sea R2 = 47k Ω .
Entonces R3 = 352.5k Ω ; tomando para R3 el valor más cercano: R3 = 330k Ω .

La constante de tiempo del integrador es: T=R2R4C2/R3, por lo que:

$$T = \frac{47 \times 10^3 (R4C2)}{330 \times 10^3}$$

Si elegimos para C2 un valor comercial de 47 μ F, tendremos:

$$T = \frac{(47 \times 10^3)(47 \times 10^{-6})}{330 \times 10^3} \quad R4 = 6.694 \times 10^{-6} \text{ R4}$$

Para tener un tiempo de aceleración y deceleración de 1 a 3 segundos necesitamos:

$$R4 = \frac{3}{6.694 \times 10^{-6}} = 500k\Omega$$

R4 será un potenciómetro de 500k Ω , el cual debe de llevar en serie una resistencia limitadora para que en caso de respuesta rápida tengamos un tiempo mínimo del orden de 1/2 segundo, por lo que calculamos R4 para el caso de tiempo mínimo:

$$R4 = \frac{0.5}{6.654} \times 10^6 = 74k\Omega$$

El valor comercial más cercano es de 68k por lo que:
R4 = 68k en el caso de tiempo mínimo.

Esto nos indica que el potenciómetro de $500k\Omega$ irá en serie con la resistencia de $68k\Omega$.

El circuito definitivo será el de la figura 5.11, en donde hemos incluido para $R4$ un circuito doble con dos potenciómetros de $500k\Omega$ en paralelo y la resistencia fija de $68k$ en serie. El objetivo es el de ajustar separadamente la aceleración (aumento de v , aumento de velocidad y por tanto, tensión negativa en $Y1$, la señal pasa a través del diodo $D1$) y la deceleración (señal v menor, salida $Y1$ positiva por tanto, la señal pasa a través del diodo $D2$).

Para evitar que la señal $Y2$ pudiera eventualmente llegar a valores negativos, ponemos un diodo a masa (masa virtual, entrada inversora del integrador). Este diodo es $D3$ en la figura 5.11.

** FIGURA 5.11

Finalmente, en la figura 5.12 hay un pequeño resumen de los valores críticos de la salida de referencia $Y2$, lo que nos da pauta para el diseño de la siguiente etapa:

REFERENCIA v	SALIDA $Y2$	VELOCIDAD
6.8	6.0	MAXIMA
0.68	0.6	MINIMA
0	0	NULA

** FIGURA 5.12.- RESUMEN DE TENSIONES DE SALIDA CRITICAS DEL CIRCUITO GENERADOR DE SEÑAL DE REFERENCIA.

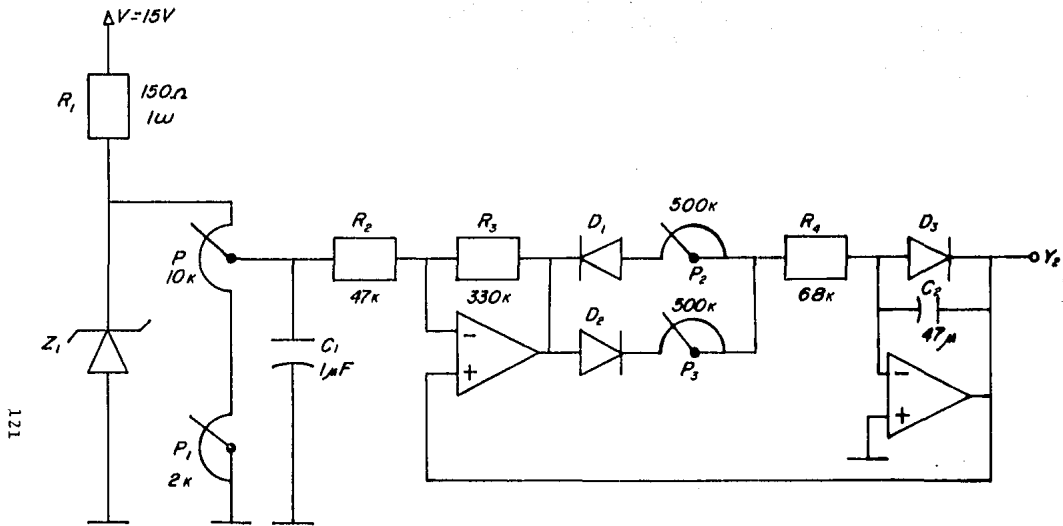


FIGURA 5·11

CIRCUITO DEFINITIVO GENERADOR DE SEÑAL DE REFERENCIA.

5.3.2 AMPLIFICADOR DE ERROR DE VELOCIDAD.

Un amplificador operacional utilizado como sumador, nos es de gran utilidad para aplicarlo en dos bloques de la figura 5.6: el detector de error de velocidad y el amplificador de error de velocidad. El circuito sumador lo podemos ver en la figura 5.13.

** FIGURA 5.13

De esta figura, hacemos que E_1 sea la señal de referencia y E_2 la señal de retro de velocidad (proveniente del tacómetro). La salida de este circuito es:

$$E_s = - [E_1 + E_2] R_1/R$$

Analizando la figura 5.6, vemos que la señal de referencia es positiva y la señal de retro de velocidad es negativa, por lo que:

$$E_s = - [E_1 - E_2] R_1/R$$

Es decir, el error de velocidad viene dado por la diferencia de las dos entradas ($E_1 - E_2$), si llamamos al error como "e", la salida del circuito será:

$$E_s = - e (R_1/R)$$

El circuito es a su vez amplificador y su ganancia se determina por la relación: R_1/R . Como sabemos, esta ganancia puede afectar la estabilidad del sistema, ya que a mayor ganancia mayor riesgo de inestabilidad. El límite de la ganancia viene dada por el motor; es decir, según sea el motor que se utilice, se deberá regular la ganancia de acuerdo a su capacidad. Por lo que la ganancia de este amplificador debe ser ajustada por el usuario. Debido a esto, R_1 será un potenciometro al que llamaremos P4.

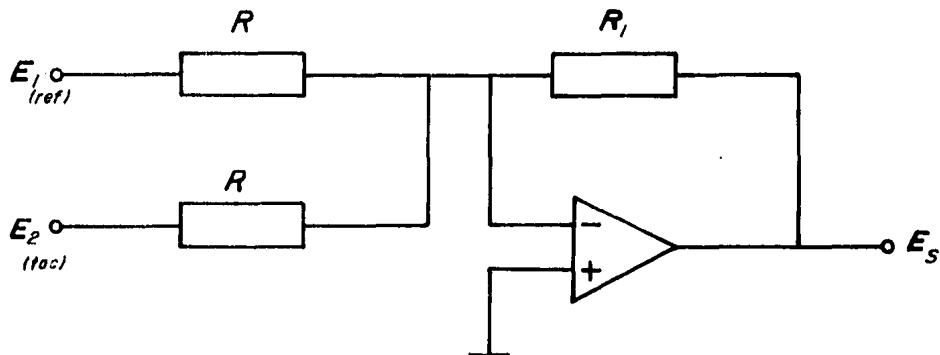


FIGURA 5.13

AMPLIFICADOR OPERACIONAL UTILIZADO COMO SUMADOR

Por otro lado, la salida de este amplificador debe tener una polaridad fija (negativa), por lo que pondremos un diodo en paralelo con la red de ganancia para que no permita una señal positiva a la salida, tal como se indica en la figura 5.14.

** FIGURA 5.14

Una vez ajustada la ganancia, ésta permanecerá constante por lo que:

$$E_s = - K e$$

en donde K es la constante de amplificación y "e" el error.

Si el amplificador sólo tiene dicha ganancia, se necesitará siempre un error para producir una señal de salida (E_s) y, si ocurre un cambio brusco en la entrada del amplificador, el error disminuirá o podría incluso invertir su polaridad.

Para lograr que el error no varíe tan rápido, la salida tendrá que ser:

$$E_s = - [K e + K \int_0^t e dt]$$

Esto nos indica que este amplificador deberá ser integrativo también, lo que logramos poniendo una red integradora en paralelo con la red de ganancia. Debido a que la inercia depende del tipo de la carga, ésta red también debe ser ajustable, tal como se indica en la figura 5.15.

** FIGURA 5.15.

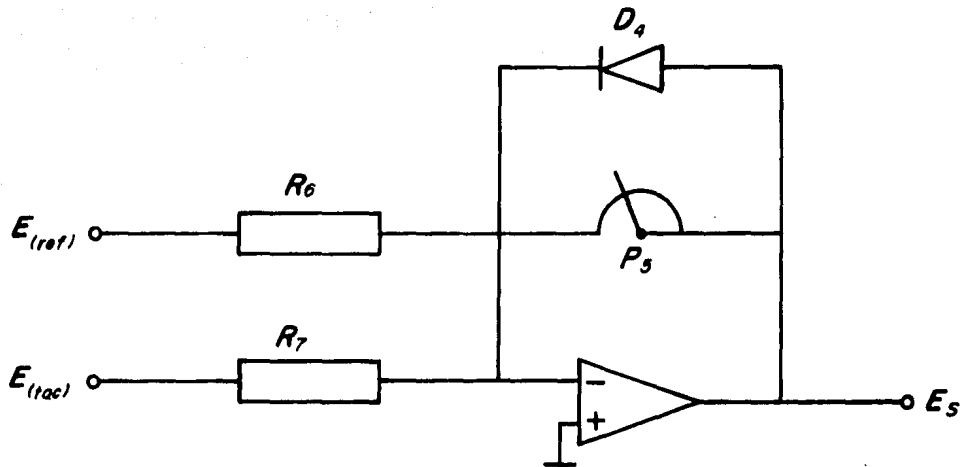


FIGURA 5·14

AMPLIFICADOR DE ERROR DE VELOCIDAD

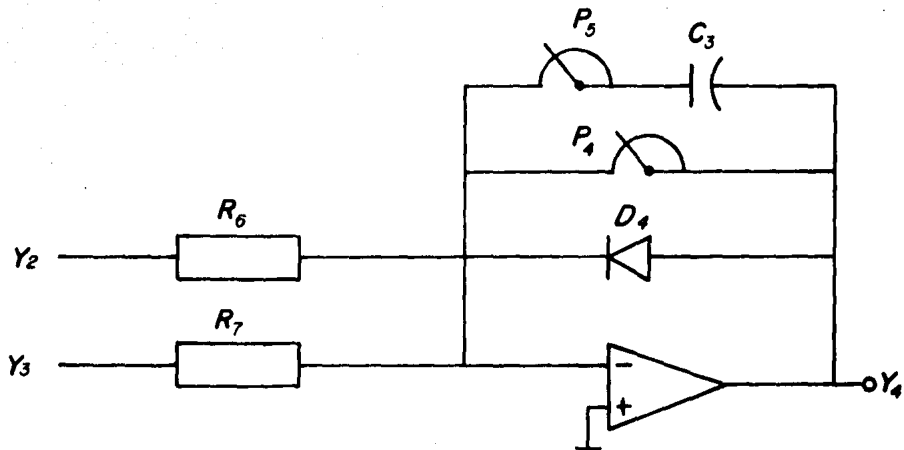


FIGURA 5-15

AMPLIFICADOR DE ERROR DE VELOCIDAD CON RETROALIMENTACION PARA GANANCIA Y ESTABILIDAD, DEPENDIENDO DE LA CARGA

Es por medio de P5 que logramos una estabilidad en el sistema. Como ya se mencionó, E1 es la señal de referencia, E2 es la señal de retro de velocidad, obtenida por medio del tacómetro (véase figura 5.16).

**** FIGURA 5.16'**

Vimos en el apartado 5.3.1 el circuito generador de la señal de referencia o circuito de aceleración/deceleración, el cual es el que se aplica a la entrada del amplificador de error de velocidad (Y2).

Por otro lado tenemos la señal de retro de velocidad. En el apartado 5.3, hablamos acerca de esta retro (del hecho de utilizar un tacómetro como transductor). Ahora veamos como se logra el acoplamiento de este retro al amplificador de error de velocidad.

También se mencionó que es válido utilizar un tacómetro de c.c. de c.a., por lo que esta etapa deberá tener un puente rectificador para lograr una señal de c.c. en caso que trabajemos con un tacómetro de c.a. (si utilizamos un tacómetro de c.c. no sucede nada al pasar la señal por el puente rectificador).

Como esta señal es negativa, el puente rectificador se conecta con el positivo a masa (ver figura 5.17).

**** FIGURA 5.17**

En la figura 5.17, hemos puesto una resistencia R_L , la cual es para que el tacómetro este siempre trabajando con una carga. Del mismo modo, añadimos un diodo zener (Z2), cuya función es limitar la tensión del tacómetro a un máximo, por si el motor se desboca no queme el circuito. El tacómetro que vamos a utilizar, nos da una tensión de 25V a 1000 rpm, con lo que escogemos un zener de 24 V.

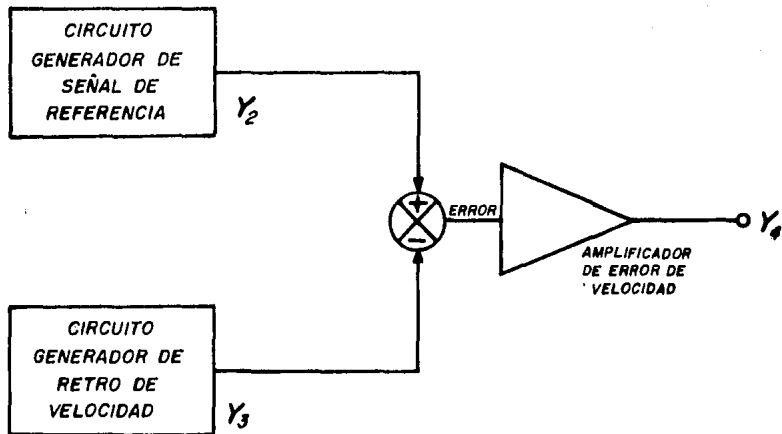


FIGURA 5-16

DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA ETAPA GENERADORA DE LA SEÑAL DE ERROR DE VELOCIDAD.

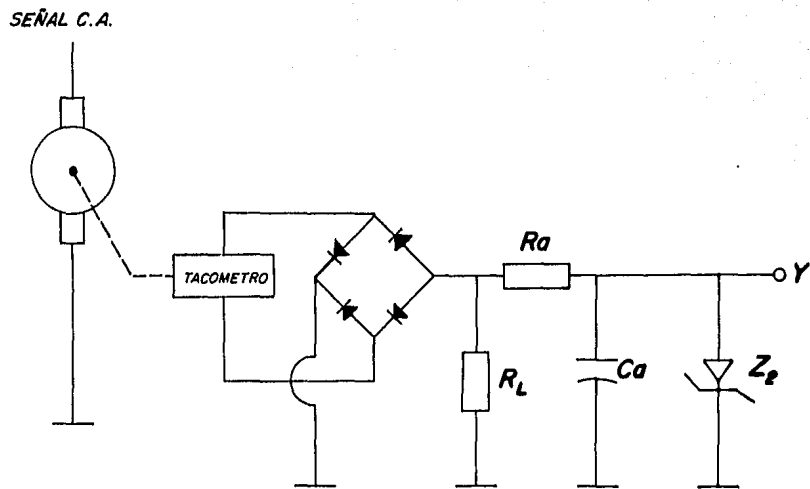


FIGURA 5·17

CIRCUITO GENERADOR DE SENAL DE RETRO DE VELOCIDAD

Para calcular R_L , supongamos que la corriente máxima que puede proporcionar el tacómetro es de 10mA, por tanto:

$$R_L = \frac{V_Z}{I_t} = \frac{24}{10\text{mA}}; R_L = 2.4 \text{ k}\Omega$$

Valor comercial más cercano: $R_L = 2.7\text{K}$. Su potencia:

$$P = \frac{V_Z^2}{R_L} = \frac{(24)^2}{2.7\text{k}}; P = 215\text{mW}$$

Si tomamos un factor de seguridad de 2 para evitar calentamientos, tendremos que: $R_L = 2.7\text{k}\Omega$, 1/2 W.

La resistencia R_a junto con el condensador C_a , producen un filtro con una constante de tiempo. Este filtro tiene como propósito el de eliminar ruido que pudiera producir el tacómetro. Su relación es:

$$R_a C_a = \frac{1}{f}$$

En donde f es la frecuencia mínima del tacómetro. Sea $R_a C_a = 1 \text{ s}$, por lo que tendremos:

$$R_a = 47\text{K}\Omega \text{ y } C_a = 22\mu\text{F}$$

Según la figura 5.14, la ganancia de este circuito viene dada por la relación de la resistencia de la retroalimentación entre la resistencia de entrada:

$$A = \frac{G}{R}$$

en donde A es la ganancia, G la impedancia del lazo de retro del amplificador y R la resistencia de entrada - (ver figura 5.18).

** FIGURA 5.18

Si hacemos R6 y R7 iguales, la condición de equilibrio se cumplirá para Y2=Y3 (Y2 = señal de referencia y Y3= señal de tacómetro. Esto quiere decir que a plena velocidad el tacómetro debe dar 6V, siendo así que el nuestro entrega 25V.

Podemos ajustar esto mediante un divisor de tensión en el tacómetro pero esta solución:

- a) Consumo potencia y
- b) Es diferente para cada tacómetro.

Por tanto, y en el entendimiento de que el circuito - debe ser flexible y aceptar cambio de tacómetro, preferimos poner un potenciómetro de ajuste en serie con R7. De modo que:

$$A = \frac{G}{R6} \text{ para la referencia.}$$

$$A = \frac{G}{R7} \text{ para la retro (tacómetro)}$$

Para lograr un equilibrio en esta etapa, la ganancia - debe permanecer constante, por lo que:

$$\frac{G}{R6} V_{ref} = \frac{G}{R7} V_{retro}$$

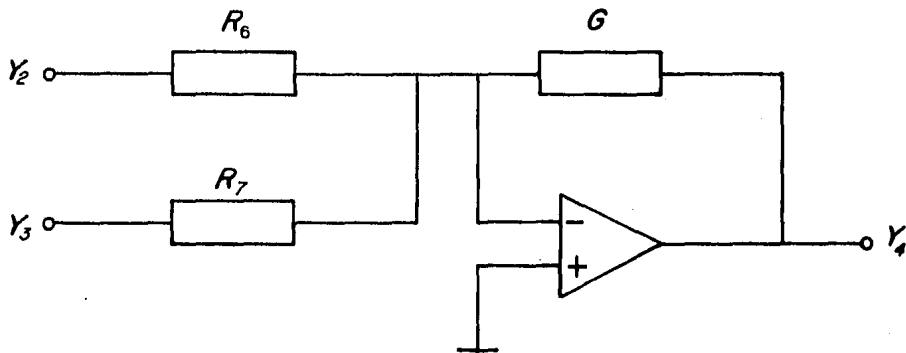


FIGURA 5·18

CIRCUITO AMPLIFICADOR DE ERROR DE VELOCIDAD CON SUS DOS ENTRADAS REALES (Y_2 y Y_3). G REPRESENTA LA IMPEDANCIA DE LA RETRO DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

Partiendo del dato que a plena velocidad $V_{ref}=6V$ y $V_{retro} = 24V$:

$$\frac{6}{R6} = -\frac{24}{R7} ; \text{ con lo que: } R7 = 4R6$$

Tomamos $R6 = 10k\Omega$; $R7 = 40k\Omega$.

Para tener opción de ajustes, tomamos $R7 = 10k$ y un potenciómetro P6 en serie de $30k\Omega$ (valor comercial más cercano: $50k\Omega$).

Con esto podemos decir que la relación de la ganancia de este amplificador viene dada por:

$$A = -\frac{G}{10K\Omega}$$

La ganancia del amplificador (A) debe ser grande, debido al error tan pequeño que puede presentarse en un momento dado. Por lo que: $A=200$, por tanto:

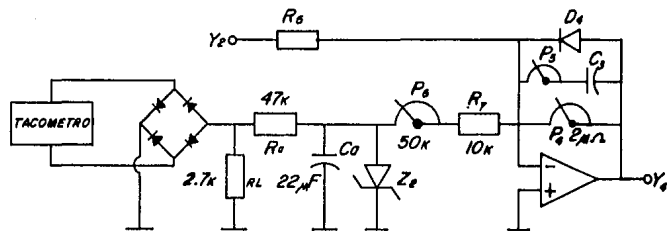
$$-\frac{G}{10K\Omega} = 200 \text{ por tanto: } G = 2M\Omega$$

Esto nos indica que la impedancia equivalente a la red de retro del amplificador debe ser de $2M\Omega$.

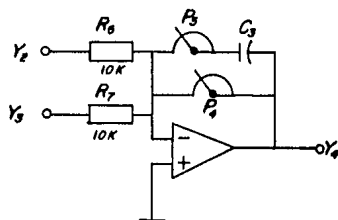
El circuito de la etapa del amplificador de error de velocidad, lo podemos ver en la figura 5.19a.

** FIGURA 5.19.

La constante de integración de esta etapa viene dada por la red formada por P5C3. Para entender mejor la función que lleva a cabo esta red, véamos la figura 5.19b.



a)



b)

FIGURA 5.19

AMPLIFICADOR DE ERROR DE VELOCIDAD. a) ETAPA COMPLETA. b) DETALLE DE LA RED PROPORCIONAL INTEGRATIVA (P.I.).

A la salida de esta etapa la hemos llamado Y4, este circuito tiene la siguiente función de transferencia.

$$\frac{Y2}{R6} - \frac{Y3}{R7} + \frac{Y4}{P4} + \frac{Y4}{P5 + 1/PC3} = 0$$

con lo que:

$$Y4 = - \frac{Y2/R6 - Y3/R7}{1/P4 + 1/(P5 + 1/PC3)}$$

La función de transferencia del integrador llamando a:

$$Y2(P4/R6) - Y3(P4/R7) = Ae$$

será:

$$Y4 = - \frac{Ae}{1 + \frac{PC3P4}{PC3P5 + 1}}$$

Como vemos, esta función de transferencia corresponde a un pasabanda, no a un integrador puro. La única función que tiene es la de poder variar su efecto relativo en el control P.I. (proporcional-integrativo). Dicho de otro modo, el integrador tendría un efecto fijo y no ajustable, cosa que no descamos porque esta red se presta a ajustarse en función de la instalación.

Los valores de P5 y C3 lo tomamos de las referencias comerciales, ya que su cálculo sería muy difícil sin tener datos estadísticos de instalaciones reales. La mayoría de los circuitos comerciales vistos usan para P5 un valor en torno a 100k Ω y para C3 un valor no electrolítico del orden de 1 μ F.

A falta de condensadores no electrolíticos de ese valor-hemos puesto un capacitor electrolítico protegido por el diodo D4 (figura 5.19a). Tras algunas pruebas hemos preferido dejar P5 a 50k Ω y subir C3 a 2.2 μ F, lo cual nos ha dado buenos resultados con los motores que hemos podido probar.

El circuito definitivo de la etapa del amplificador de error se encuentra en la figura 5.20

** FIGURA 5.20

5.3.3 AMPLIFICADOR DE ERROR DE CORRIENTE.

De la misma forma en que utilizamos un circuito sumador a base de un amplificador operacional en la etapa del amplificador de error de velocidad, lo utilizaremos aquí también en este circuito, dado que es el mismo caso (ver figura 5.13 del amplificador sumador).

De igual manera necesitamos obtener un error, el que obtenemos por medio del error de velocidad y la señal de retro de corriente. En base a la figura 5.14, El sería la señal de error de velocidad (señal negativa) y E2 la señal de retro de corriente y, de acuerdo a la ecuación de la salida de este circuito ($E2 = -[E1 + E2] R1/R$), al hacer la diferencia de las dos señales de entrada, obtenemos el error de corriente (ver figura 5.21).

** FIGURA 5.21

Al igual que en el caso del amplificador de error de velocidad, necesitamos un sistema Proporcional-Integrativo (P,I).

Podemos conectar en serie con R10 un condensador (ver figura 5.22), con lo que logramos una variación de tiempo (integrativo) a la salida Y6.

** FIGURA 5.22

Debido a que la señal de error de corriente debe tener una polaridad fija (positiva), debemos poner un detector para cuando suceda un cambio de polaridad; es decir un diodo en paralelo con la rama de retro del amplificador operacional, tal como se indica en la figura 5.23

** FIGURA 5.23

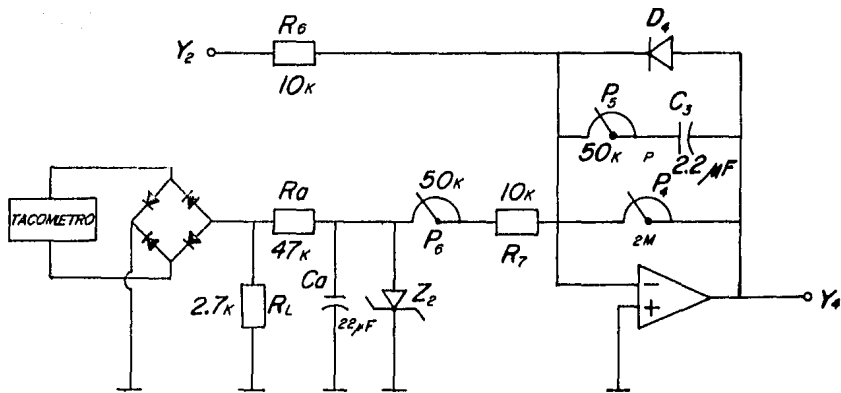


FIGURA 5.20

AMPLIFICADOR DE ERROR DE VELOCIDAD DEFINITIVO

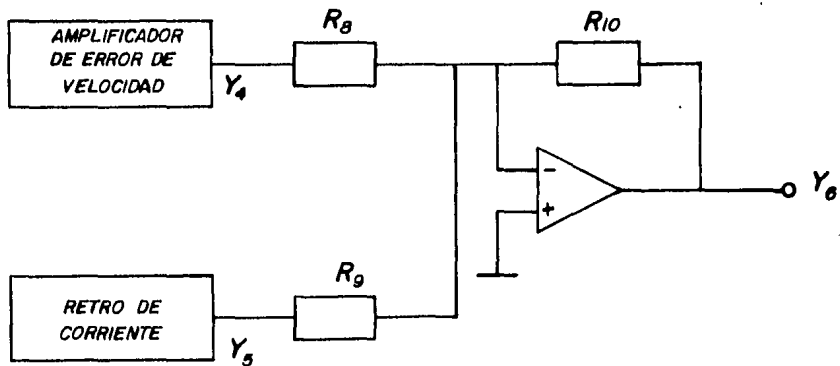


FIGURA 5·21

CIRCUITO GENERADOR DE LA SEÑAL DE ERROR DE CORRIENTE.

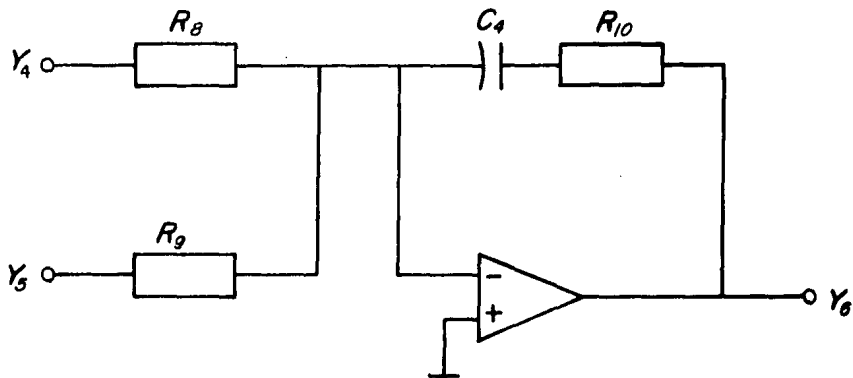


FIGURA 5-22

CIRCUITO GENERADOR DEL ERROR DE CORRIENTE CON INTEGRADOR Y
LIMITADOR DEL ERROR DE VELOCIDAD.

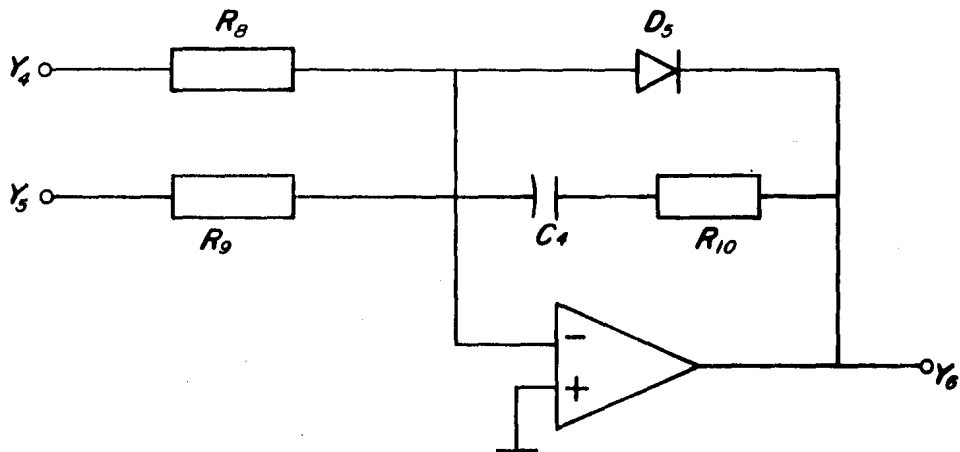


FIGURA 5.23

CIRCUITO GENERADOR DE LA SEÑAL DE ERROR DE CORRIENTE

Para dar por terminado este circuito, veamos como es posible obtener la señal de retro de corriente.

Como se mencionó en el apartado 5.3, la señal de retro de corriente la obtenemos por medio de transformadores de corriente, los cuales deben suministrar a la etapa del amplificador de error de corriente una señal con polaridad fija.

La señal obtenida en el secundario del transformador es senoidal, lo que nos indica que debemos de rectificarla. Debido a que tenemos tres fases en la línea de alimentación, tendremos un transformador de corriente por cada fase.

También se mencionó (apartado 5.3) que el nivel de tensión obtenida de los transformadores de corriente es muy leve (típicamente 1V a 100% de corriente). Nótese que no es necesario un condensador en la rectificación debido a este nivel de tensión tan bajo, por lo que con un diodo en cada fase dará como resultado una semionda positiva por cada fase (véase figura 5.24).

** FIGURA 5.24.

La relación de un transformador viene dada por la siguiente ecuación:

$$I_1 N_1 = I_2 N_2$$

en donde:

I_1 = corriente del devanado primario.

N_1 = número de vueltas del devanado primario.

I_2 = corriente del devanado secundario.

N_2 = número de vueltas del devanado secundario.

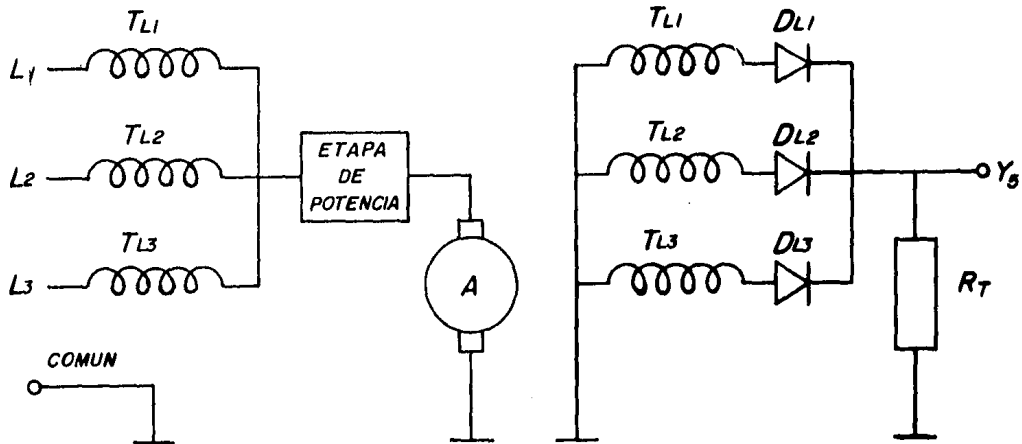


FIGURA 5·24

GENERACION DE LA SEÑAL DE RETRO DE CORRIENTE (Y_5)

Con esta ecuación podemos determinar el valor de la resistencia mostrada en la figura 5.25 (R_t), cuyo valor depende de la potencia del motor. Para entender como se dimensiona R_t , hagamos un ejemplo:

Tenemos un motor de 10 HP de c.c., al que se requiere calcular el valor de R_t para generar su retro de corriente. Se alimenta con una línea trifásica a 220 V.

Para determinar el valor de R_t , recordemos lo mencionado en el apartado 5.3, en donde se dijo que el número de vueltas de un transformador de corriente típico, es de 2 a 4 en el devanado primario y de 150 aproximadamente para el secundario. Haremos $N_1=3$ y $N_2=150$, con lo que:

$$\begin{aligned} P &= 10 \text{ HP} \\ V &= 220 \text{ Vca} \\ N_1 &= 3 \\ N_2 &= 150 \end{aligned}$$

Nótese en la figura 5.25, que tenemos en serie el diodo con el devanado secundario del transformador de corriente, si consideramos que la caída de tensión a través del diodo es de 1 V, entonces tenemos que considerar una tensión máxima en el secundario de 2 V para tener 1 V en la resistencia R_t (ver figura 5.25).

** FIGURA 5.25

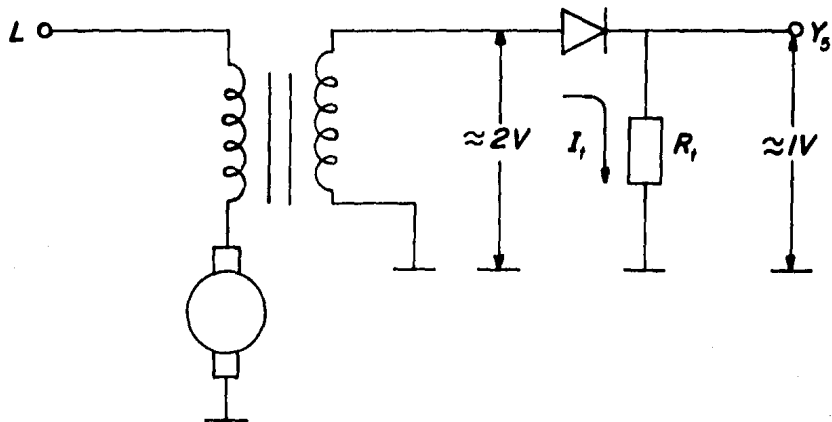
La potencia en Watts: $P=7460 \text{ W}$, por lo que $I_1: I_1 = P/V = 7460/220; I_1 = 34A$.

De la ecuación anterior:

$$I_1 N_1 = I_2 N_2$$

Despejando I_2 : $I_2 = (N_1/N_2) I_1$

Por lo que: $I_2 = (3/150)34; I_2 = 680 \text{ mA}$

**FIGURA 5.25**CALCULO DE R_f

(SE ILUSTRA UNA SOLA FASE PARA UNA MEJOR APRECIACION).

Si conocemos el valor de I_1 (dado que $I_1 \approx I_2$ por la alta impedancia del amplificador operacional, que es a donde se aplica la señal de retro de corriente), en base a la figura 5.25, podemos hallar el valor de R_t :

$$R_t = V/I_2 = 1/680 \text{ mA}; R_t = 1.47 \Omega, 1W$$

Matemáticamente, obtenemos que la potencia de la resistencia es aproximadamente de 1 Watt pero, debido a la temperatura ambiente que existe en ciertas industrias, es preferible poner una resistencia con mayor potencia para evitar calentamientos por lo que en este ejemplo, la resistencia definitiva sería de: $1.47 \Omega, 3.65 \text{ Watts}$.

Por otro lado, la señal Y4 (error de velocidad) es negativa (nunca podrá ser positiva por el diodo D4) que indica aceleración (es decir, más velocidad). Esta señal debe atenuarse con una señal positiva de corriente, para evitar una sobrecarga en el motor.

La señal de corriente debe ser tal que si el motor toma la corriente máxima permisible a tope de velocidad, no se incremente más la excitación. Dicho de otro modo, aunque $Y4 = -15V$ (máxima), la salida Y5 debe ser nula para $I_m = I_{max}$, en donde I_m es la corriente del motor.

Por otro lado, la salida Y5 debe ser cero cuando hay máxima corriente (es decir, suministran 1V los transformadores de corriente), por lo que tendremos:

$$\frac{V_i}{R_9} - \frac{Y_4}{R_8} = 0 \text{ para } V_i \text{ máxima}$$

Si $V_i = 1V$ (máxima), tendremos:

$$R_8 = 15 R_9$$

Tomando $R9=10k$, tendremos que $R8=150k\Omega$. Este valor es demasiado, debido al bajo nivel de señal que proviene de los transformadores de corriente, por lo -- que tomaremos su quinta parte para asegurar un buen nivel de señal, por lo que $R9=3k3\Omega$. Con esto, tenemos que $R8=50k\Omega$. Esta opción es buena, pero también podemos dejar $R8=15k$ y ajustar $Y4$.

$$\frac{Y4'}{15k} = \frac{Vi \text{ (max)}}{3.3k}$$

Despejando $Y4'$:

$$Y4' = 4.54V$$

Esto significa que $Y4'$ es de 4.5V cuando $Y4=15V$, por lo que pondremos un divisor de tensión. Para poder ajustar $Y4'$ al valor que se desee (no necesariamente cuando I del motor sea máxima) ponemos en el divisor un potenciómetro: $P7=20k$. Este valor no es comercial por lo que pondremos $P7=10k$ en serie con una resistencia fija de $10k$ para evitar cortos si ponemos $P6$ a cero. Esta resistencia la llamaremos $R11$.

La parte integradora en este caso, no debe ser ajustable. Vimos un integrador puro, el cual se encarga de que siempre haya una señal a la salida del amplificador. Este es nuestro caso, el capacitor $C4$ forma un integrador puro. Con un capacitor de $1\mu F$ en serie con $R10$ logramos éste fenómeno. $R10$ tiene como única función de proteger el amplificador (por si $C4$ se encuentra descargado y absorbe de golpe una gran corriente); es decir, es un limitador de carga de $C4$.

Como el condensador es electrolítico, protegemos su polaridad con un diodo en paralelo al mismo.

El circuito definitivo de esta etapa se encuentra en la figura 5.26.

** FIGURA 5.26

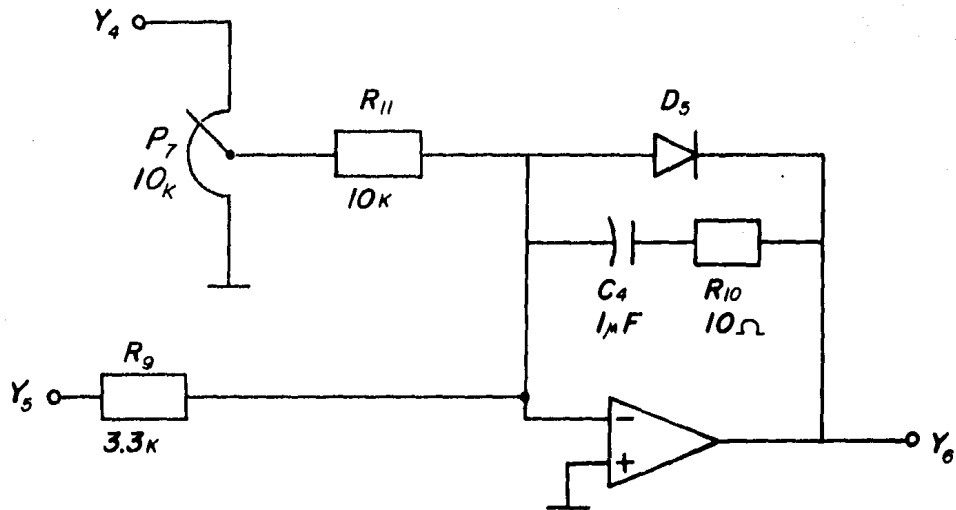


FIGURA 5-26

CIRCUITO DEFINITIVO GENERADOR Y AMPLIFICADOR DE LA SEÑAL DE ERROR DE CORRIENTE

5.3.4 ETAPA DE POTENCIA.

Esta etapa es la encargada de suministrar potencia al motor dependiendo de la velocidad deseada; es decir, se trata de una etapa de potencia variable. Vimos en el capítulo 4 que por medio de un tiristor podemos lograr una fuente que suministre potencia variable, dependiendo del momento en que se ceba el tiristor con relación al ángulo eléctrico de la semionda positiva. Para lograr este objetivo, esta etapa debe constar de lo siguiente:

- a) Puente rectificador de potencia. Consta de tres tiristores y tres diodos, los cuales reciben tensión de la línea de alimentación trifásica (típicamente de 220 V).
- b) Circuito de control. Este circuito ceba al tiristor con el momento indicado, para que suministre al motor la cantidad de potencia exacta.

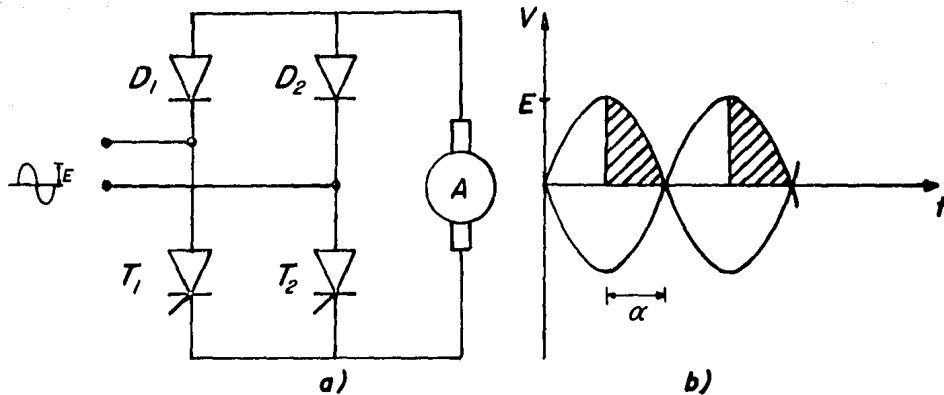
5.3.4.1 PUENTE DE POTENCIA.

En el capítulo 4 sección 4.5 vimos el rectificador de onda completa, cuya figura presentamos a continuación.

** FIGURA 5.27

Al tener un sistema trifásico, ésta figura tendrá tres diodos de potencia y tres tiristores, tal como se indica en la figura 5.28.

** FIGURA 5.28

**FIGURA 5·27**

a) PUENTE POTENCIA DE ONDA COMPLETA. b) SEÑAL DE TENSION
(LA PARTE SOMBREADA ES LA APLICADA A LA CARGA).

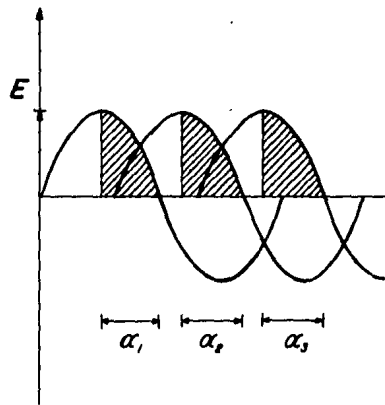
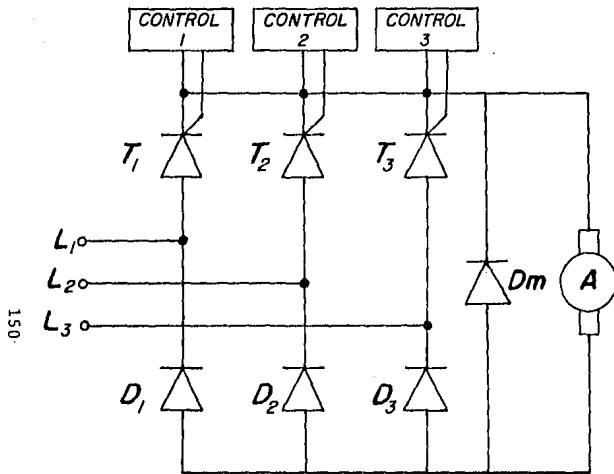


FIGURA 5·28

a) PUENTE DE POTENCIA TRIFASICO. EL DIODO DM ES PARA CONTRARRESTAR LA FCEM. GENERADO POR EL MOTOR EN EL MOMENTO DE CORTE DE CORRIENTE b) SEÑAL DE TENSION (LA ZONA SOMBRADA ES LA TENSION APLICADA A LA CARGA).

La potencia que suministra el puente rectificador dependerá de la capacidad del motor, por lo que los diodos y tiristores que forman este puente, serán elegidos de acuerdo al motor. Debido a que este puente es independiente del circuito disparador, el usuario no tendrá que modificar nada sobre el circuito controlador, ya que el puente de potencia es externo a éste (por medio del transformador de pulsos).

Los componentes que forman el puente de potencia, deben estar montados en un disipador debido al calor que generan.

La placa del motor de c.c. que vamos a utilizar, nos indica una corriente de armadura de 5.3 A (a la velocidad nominal). Tomaremos para nuestros cálculos: $I_a = 6$ A.

Las fórmulas que a continuación vamos a utilizar, están tomadas del libro: "SCR MANUAL" del departamento de ingeniería de "GENERAL ELECTRIC", sexta edición.

Para el puente de potencia presentado en la figura -- 5.28 tenemos:

- 1.- Tensión de pico en el tiristor. Como la tensión de cada fase está referida a masa (no entre otra fase), la tensión de pico por fase es: $E = \sqrt{2} I_a$ (127); $E = 179.61$ V. Por tanto, la tensión de pico del tiristor será:

$$V_p = \sqrt{3} E = \sqrt{3} (179.61); V_p = 311 \text{ V}$$

Esto quiere decir que si el tiristor no es cebado cuando su fase correspondiente es positiva, éste puede llegar a tener en ánodo 311 V.

- 2.- Tensión de pico inversa en el tiristor.

$$V_{pi} = \sqrt{3} E = \sqrt{3} (179.61); V_{pi} = 311 \text{ V}$$

Esta tensión es la máxima que puede tener el tiristor en sentido inverso.

3.- Tensión de pico inversa en el diodo:

$$V_{pid} = \sqrt{3} E = \sqrt{3} (179.61); V_{pid} = 311 V$$

4.- Tensión promedio en la carga en función del ángulo de conducción (α). A esta tensión la llamaremos E_d :

$$E_d = \frac{\sqrt{3} 3 E}{2\pi} (1 + \cos\alpha)$$

$$E_d = 148.54 (1 + \cos\alpha)$$

La placa del motor nos indica una tensión nominal de armadura (V_a) de 180 V. Si consideramos $V_a = 180 V$ como la máxima tensión que puede suministrar el puente de potencia, el motor tardaría demasiado tiempo en alcanzar la velocidad solicitada por el operador.

Si consideramos un 20% más de esta tensión ($1.2V_a$), - el motor bajo estas circunstancias nos respondería - mas rápido y por tanto, alcanzará la velocidad solicitada en menos tiempo.

El motor no puede ser dañado al suministrarle un 20% más de su tensión nominal, ya que la tensión de armadura cuando sea mayor de 180 V, no durará mucho tiempo debido a la retro de corriente, ya que cuando ésta detecta un exceso de corriente que circula al motor, automáticamente se incrementa el error de corriente - y por tanto, el cebado de los tiristores se retrasará disminuyendo así la tensión en armadura.

Con esto logramos que el motor no corra ningún peligro.

De la última ecuación que citamos:

$$E_d = 148.54 (1 + \cos\alpha)$$

Vimos que E_d es la tensión en la carga (aplicada a la armadura del motor) y que su valor nominal es de 180V tomando un 20% más de nivel de tensión:

$$216 = 148.54 (1 + \cos\alpha)$$

$$\cos \alpha = 0.45415$$

$$\alpha = 63^\circ$$

Esto nos indica que el ángulo de disparo mínimo será de 63° y el máximo de 180° (con $E_d = 0$). Por tanto, hemos obtenido el intervalo de disparo de cada una de las tres fases:

$$63^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$$

5.- Corriente máxima en el tiristor:

$$I_{\max} = \frac{3 \sqrt{E^1}}{R \sqrt{77}}$$

En donde R representa la resistencia eléctrica del devanado de armadura, al no conocer este parámetro, nos vemos obligados a obtenerlo de la siguiente forma:

la potencia indicada del motor en la placa es de 1 HP; esto es: $P = 746 \text{ W}$ y $V_a = 180 \text{ V}$, por consiguiente:

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{(180)^2}{746}; R \approx 40 \Omega$$

con lo que podemos hallar la corriente máxima:

$$I_{\max} = \frac{\sqrt{3} (179.61)}{40 \sqrt{77}}; I_{\max} = 2.48 \text{ A}$$

En electrónica de potencia se acostumbra incrementar un cierto porcentaje en este tipo de parámetros. Esto se debe a diferentes anomalías que se presentan en la transmisión de energía eléctrica. Por lo que tendremos un factor de seguridad de 2.5:

$$I_{\max} = (2.5) (2.48); I_{\max} = 6.2 \text{ A}$$

Este dato es válido cuando tenemos un rango de operación del ángulo de disparo (α) de 120° (según referencia); es decir; $60^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$.

Tomaremos un factor de seguridad también de 2.5 para la tensión de pico ($V_p = 311$ V):

$$V_p = (2.5) (311); \quad V_p = 777.5 \text{ V}$$

Tomaremos para nuestros fines $V_p = 800$ V.

Para encontrar en catálogo un tiristor que satisfaga nuestras necesidades, lo hacemos buscando un tiristor que tenga estas características:

Corriente máxima = 6.2 A (con un ángulo de conducción de 60° a 180°).

Tensión de pico = 800 V

Buscando en el catálogo de General Electric (1984), encontramos un tiristor que cumple con las características indicadas: 2N1842.

El catálogo nos indica los siguientes parámetros de éste tiristor:

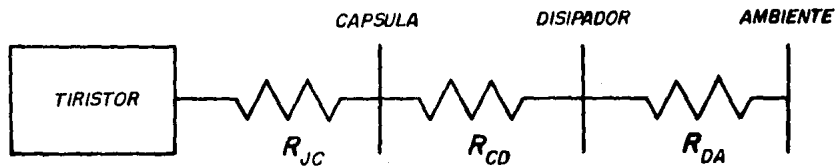
Temperatura máxima en la juntura del tiristor: $T_j = 100^\circ\text{C}$

Resistencia térmica entre juntura y cápsula: $R_{jc} = 1^\circ\text{C/W}$.

Utilizaremos este tiristor encapsulado en forma de tornillo (TO-48) para asegurar un buen montaje en el disipador.

Ahora calculemos la dimensión del disipador. En la figura 5.29a vemos un circuito térmico equivalente a un tiristor montado en un disipador.

** FIGURA 5.29a

**FIGURA 5·29a**

CIRCUITO TERMICO EQUIVALENTE DE UN TIRISTOR
MONTADO EN UN DISIPADOR.

En donde tenemos los siguientes parámetros:

R_{jc} = Resistencia térmica entre la juntura del tiristor y su encapsulado.

R_{cd} = Resistencia térmica entre la cápsula del tiristor y el disipador.

R_{da} = Resistencia térmica entre el disipador y el medio ambiente.

Tomaremos una temperatura ambiente máxima de 50°C. Ya hemos visto que la corriente máxima en el tiristor es de 6.2 A (con un ángulo de conducción de 60° a 180°, lo que significa 120° de control). Con estos datos vemos en la gráfica que se presenta en la figura 5.29b que el tiristor disipa 10 W aproximadamente.

** FIGURA 5.29b

El fabricante nos proporciona los siguientes datos.

- Temperatura máxima de la juntura del tiristor: T_j = 100°C.
- Resistencia térmica típica entre la juntura y la cápsula del tiristor: R_{jc} = 1° C/W.

Con estos datos podemos calcular la potencia que debe manejar el disipador:

La diferencia de temperaturas entre la juntura y el ambiente es:

$$T_j - T_a = T_{ja} = 100^\circ - 50^\circ = 50^\circ\text{C}$$

Por lo que la resistencia térmica total será:

$$R_t = \frac{T_{ja}}{P_d} = \frac{50}{10}; R_t = 5^\circ\text{C/W}$$

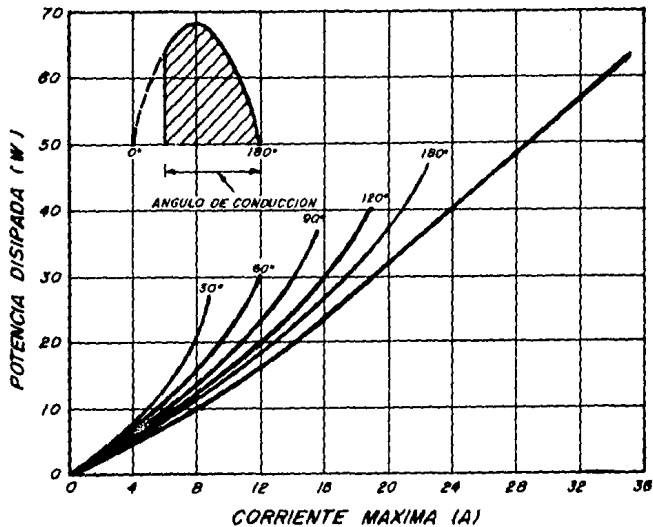


FIGURA 5.29b

POTENCIA MAXIMA DISIPADA POR UN TIRISTOR DEPENDIENDO DE SU CORRIENTE DE CARGA Y SU ANGULO DE CONDUCCION

En donde Pd es la potencia que disipa el tiristor.

$$R_t = R_{jc} + R_{cd} + R_{da} = 5^\circ \text{ C/W}$$

Si $R_{jc} = 1^\circ \text{ C/W}$, tendremos; $R_{cd} + R_{da} = 4^\circ \text{ C/W}$

Rcd tiene que ser menor que Rda; es decir la resistencia que opone la unión cápsula-disipador al paso del calor debe ser menor que la correspondiente a la interfaz disipador-ambiente. Al calcular la dimensión de un disipador, hemos encontrado una relación que existe entre Rcd y Rda. Esta relación nos dice que Rcd equivale a un 50 ó 60% del valor de Rda. Tomaremos un 60% del valor de Rda: $R_{cd} = 0.6 R_{da}$.
Con esta información, tenemos que:

$$R_{cd} = 1.5^\circ \text{ C/W y } R_{da} = 2.5^\circ \text{ C/W}$$

Por lo que el disipador debe tener la capacidad (area) de disipar 2.5° C/W .

Para determinar tanto el tipo de disipador como su longitud, nos basamos en el manual de disipadores de calor: "DESA", que con el tipo de encapsulado del tiristor (TO-40), nos indica utilizar un disipador de calor número 3313 (ver 5.30a), el cual está fabricado a base de aluminio, cuyas ventajas son:

Forma de fijación. Este tipo de disipador presenta muchas posibilidades de fijación. Sus ranuras laterales les permiten fijarse a una tablilla de circuito impreso con solo dos pijas no requiriendo el uso de tuercas ni costosos aditamentos.

Gran capacidad de disipación. Tiene una gran capacidad de disipación en relación al poco volumen que ocupan y a pesar de su reducido peso están calculados para proporcionar una buena inercia térmica.

** FIGURA 5.30a

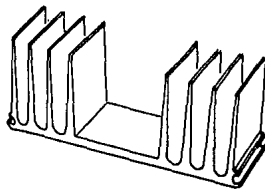
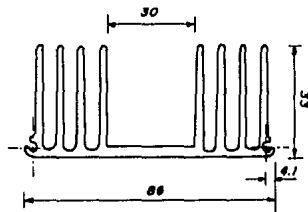
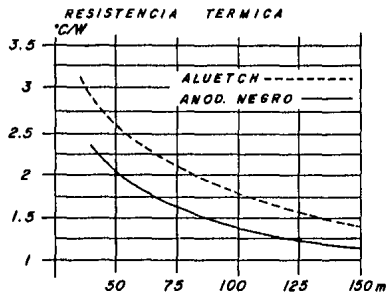


FIGURA 5-30a

DISIPADOR MODELO 3313 EN DONDE SE MUESTRAN SUS DIMENSIONES FÍSICAS Y LA GRAFICA DE DISEÑO: RESISTENCIA TERMICA VS LONGITUD DEL DISIPADOR EN mm.

Si utilizamos este disipador en acabado "Aluetch" - vemos en la gráfica de resistencia térmica vs longitud del disipador en mm (ver figura 5.30a), que con $R_{da} = 2.5^\circ \text{ C/W}$, necesitamos un disipador de 60 mm de longitud, lo que nos parece un tamaño aceptable.

Nótese que esta dimensión de disipador es por cada dispositivo; es decir, por cada tiristor necesitaremos una sección de disipador de 60 mm. Nosotros estamos hablando de tres tiristores y tres diodos (los que disipan la misma cantidad de calor). Por lo que haremos dos secciones de disipador; una sección para los tres tiristores y la otra para los tres diodos. Los dispositivos estarán separados uno con el otro - por una distancia de 60 mm, por lo que tendremos que cada disipador tendrá una longitud de 180 mm. Para tener un cierto factor de seguridad, haremos un poco más largo el disipador: 240 mm. En la figura 5.30b - vemos la distribución de cada sección del disipador.

**** FIGURA 5.30b**

Por último nos falta seleccionar los tres diodos del puente de potencia. Los parámetros que necesitamos - para determinar el diodo apropiado, son los mismos que utilizamos para la selección de los tiristores.

Del catálogo de "General Electric" edición de 1984, encontramos el diodo: 1N5331, el cual cumple con - las características indicadas.

Por lo que vemos que el puente de potencia está com puesto de lo siguiente:

- a) Tres tiristores número: 2N1842
- b) Tres diodos número: 1N5331
- c) Dos tramos de disipador número 3313 (DESA) de:
240 x 86 mm.

En el siguiente capítulo hablaremos acerca de cómo - vamos a instalar los dos disipadores.

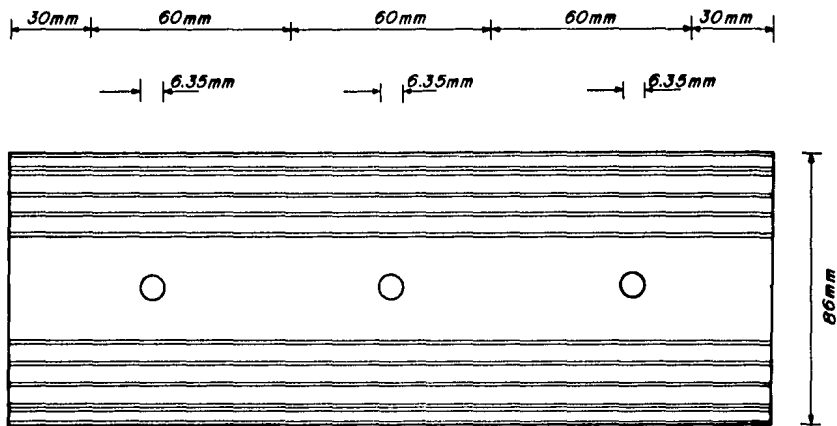


FIGURA 5.30b

PLANO FISICO DE UNA DE LAS DOS SECCIONES DEL DISIPADOR. EN UNA SECCION VAN MONTADOS LOS TIRISTORES Y EN LA OTRA LOS DIODOS. LAS DOS SECCIONES SON IDENTICAS EN SUS DIMENSIONES.

Ahora veamos el circuito disparador de los tiristores, el cual es parte de la etapa de potencia.

5.3.4.2. CIRCUITO DISPARADOR.

El propósito de este circuito es el de cebar el tiristor (ver figura 5.31).

** FIGURA 5.31

Nótese que trabajaremos con línea trifásica debido al nivel de tensión requerida por los motores (220 V a 440 V).

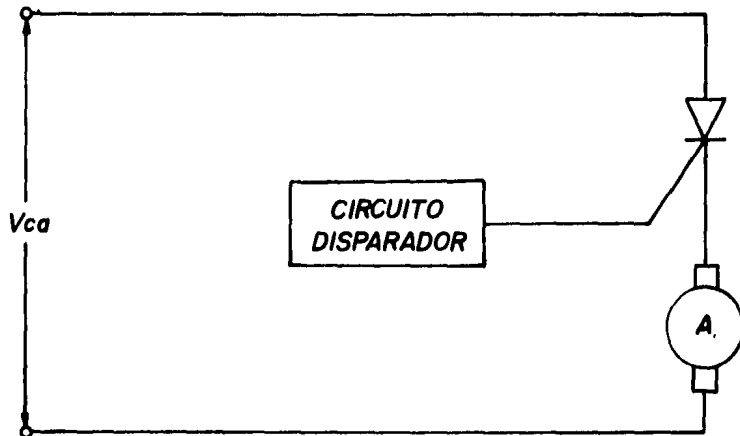
Del capítulo 4, sabemos que la potencia del motor se puede modificar por medio del ángulo de conducción (sección 4.3.2).

El circuito disparador, es el indicado para seleccionar el momento de cebado (con lo que tenemos un ángulo de conducción). Nótese que el ángulo de conducción irá variando dependiendo de la velocidad que solicite el operador.

El cebado, debe ser un pulso originado por el circuito de disparo dirigido a la puerta del tiristor. Este circuito, puede ser diseñado en base a un generador de pulsos. Sin embargo, esto nos daría -- como resultado un tiempo constante en los pulsos y nosotros necesitamos un pulso que varíe junto con el ángulo de conducción requerida, por lo que el oscilador deberá ajustar su fase en función de la velocidad requerida.

Un oscilador generador de pulsos típico fue estudiado en el capítulo 4 sección 4.4, el cual está integrado en base a un transistor de unión (UJT) tal como se muestra en la figura 5.32.

** FIGURA 5.32

**FIGURA 5·31**

UN TIRISTOR GOBERNADO POR LA PUERTA

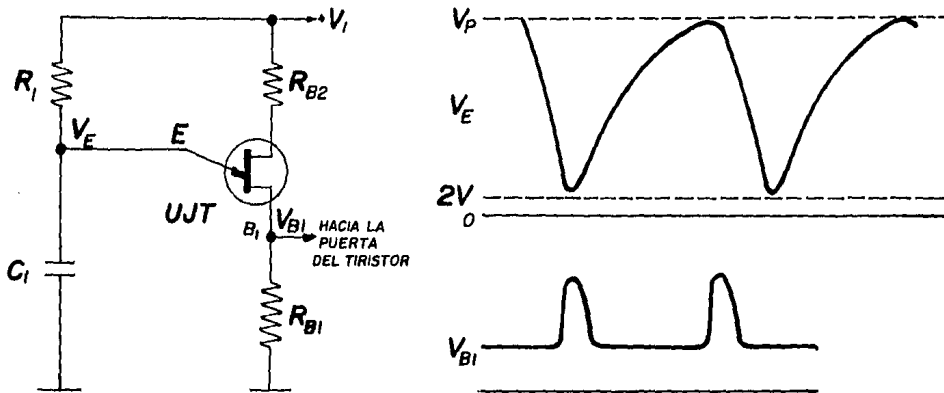


FIGURA 5-32

UN UJT UTILIZADO COMO GENERADOR DE PULSOS.

La compuerta del tiristor se conecta en la base 1 del UJT. Tal y como se muestra en este circuito, su señal de salida (por base 1), nos da un tren de pulsos con un período constante y como mencionamos anteriormente, este período debe variar en función de la velocidad requerida.

En este generador (figura 5.32), la constante de tiempo se obtiene por la relación de carga y descarga del condensador de emisor C, junto con la resistencia R. Como vimos en el capítulo 4 sección 4.4.2, el tiempo de carga del capacitor viene dado por el producto: RC y la descarga por: $CRb1$. Nótese que el tiempo de descarga es muy corto en comparación con el de carga.

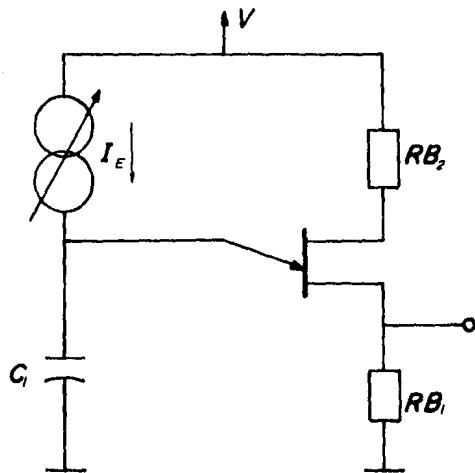
Si nosotros logramos variar el tiempo de carga en función de la velocidad requerida, lograremos nuestro objetivo. Veámos la figura 5.33

** FIGURA 5.33

Esta fuente de corriente controlada nos va a permitir variar el tiempo de carga del condensador, con lo que logramos variar la frecuencia del tren de pulsos. La cantidad de corriente que suministre esta fuente al capacitor será proporcional a la velocidad requerida o mejor dicho, al nivel de error existente en ese instante. Como vemos, todas las características que debe de tener esta fuente de corriente, nos lleva a la utilización de un transistor, tal como se muestra en la figura 5.34

** FIGURA 5.34

Nótese que la corriente que suministra el transistor al capacitor, puede variar dependiendo de la diferencia de potencial existente entre base y emisor, ya que de esta manera logramos variar la corriente de base y por consiguiente, la corriente de emisor.

**FIGURA 5·33**

GENERADOR DE PULSOS UTILIZANDO UN UJT CON FUENTE DE CORRIENTE REGULADA PARA LOGRAR UNA VARIACION EN EL TIEMPO DE CARGA DEL CAPACITOR DE EMISOR.

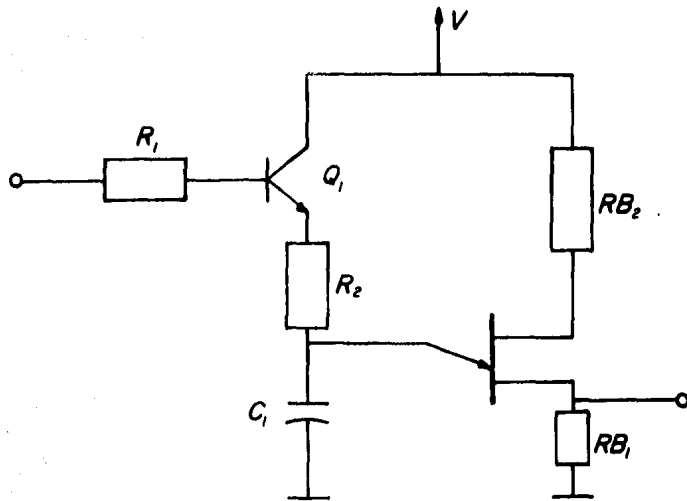


FIGURA 5.34

GENERADOR DE PULSOS CON UN TRANSISTOR PARA LOGRAR UNA VARIACION DE CARGA EN EL CAPACITOR DE EMISOR.

Recordemos el diagrama de bloques del sistema de velocidad presentado en la figura 5.6, en el cual vemos como la etapa de potencia está controlada por el error de corriente. Si acoplamos esta señal de error a la base del transistor, lograremos una corriente de carga del condensador cuya magnitud dependerá del nivel de tensión de la señal de error (ver figura 5.35).

**** FIGURA 5.35**

De esta manera, el período del tren de pulsos irá variando en función de la corriente de emisor del transistor, la cual a su vez depende del nivel de señal del error de corriente.

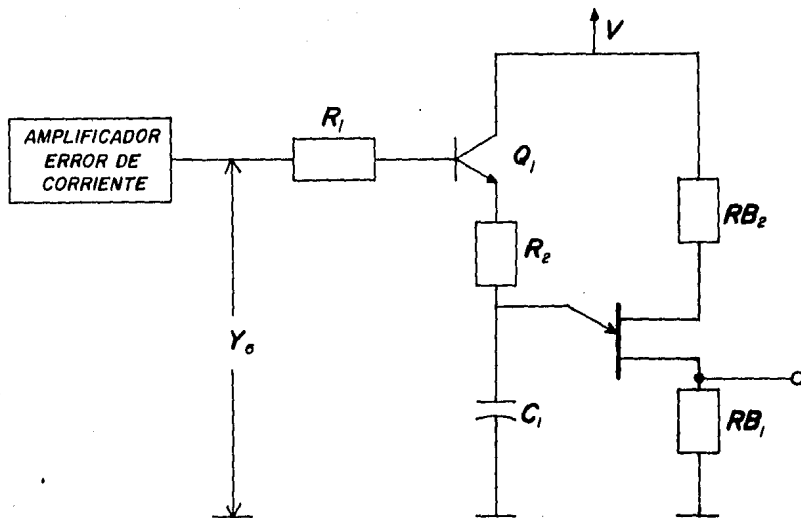
Es conveniente que el circuito generador de pulsos esté aislado de la etapa de potencia (de los tiristores); es decir, en la etapa de potencia circula mucha corriente y para proteger al circuito generador de pulsos, es preferible que estén separadas estas dos etapas. Para lograr su independencia, necesitamos un componente que acople a las dos (ver figura 5.36).

**** FIGURA 5.36**

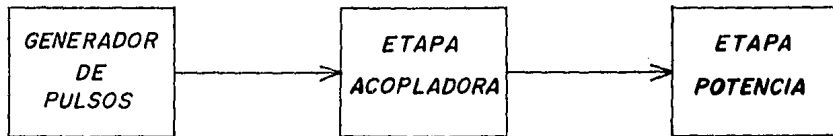
El acoplador deberá distribuir los pulsos generados por el oscilador a la etapa de potencia (tiristores). Para esto, se utilizan transformadores de pulsos.

Estos transformadores son muy parecidos a un transformador normal con pequeñas variantes. Su relación de transformación es típicamente de 1:1 y en el caso de dos devanados secundarios, la relación es 1:1:1 (es muy útil para cebar dos tiristores simultáneamente).

La calidad de un transformador de pulsos depende:

**FIGURA 5-35**

GENERADOR DE PULSOS VARIANDO SU FRECUENCIA DEPENDIENDO DEL NIVEL DE TENSION QUE SUMINISTRE EL AMPLIFICADOR DE ERROR DE CORRIENTE

**FIGURA 5·36**

ACOPLADOR ENTRE EL GENERADOR DE PULSOS Y LA ETAPA DE POTENCIA

- Del material del núcleo. Pueden presentarse pequeñas pérdidas a alta frecuencia por la variación del flujo.
- Del devanado (inductancia con pérdidas y capacitancia estática).
- De su nivel de aislamiento. En la industria suele haber mucho ruido eléctrico tanto en la línea de alimentación como en el ambiente, por lo que debe estar bien aislado el transformador.

La figura 5.37 muestra un transformador de impulsos - el cual se encuentra acoplado al generador de pulsos con el tiristor. Nótese que el secundario del transformador se conecta entre la puerta y el cátodo, también es conveniente conectar en serie en esta red una resistencia muy pequeña (típicamente de $10\ \Omega$) para limitar la corriente del pulso.

** FIGURA 5.37

La resistencia de los devanados del transformador de pulsos es muy pequeña ($0.1\ \Omega$ aproximadamente), por lo que circula una gran corriente por ellos. En la figura 5.37 vemos el devanado primario conectado directamente a la base 1 del UJT. La corriente que va a requerir el transformador nunca podrá ser suministrada por el UJT, por lo que se quemará. Para lograr un disparo correcto de esta etapa, conectamos a la base 1 del UJT un transistor de potencia y coloquemos entre la fuente de alimentación y el colector de este transistor al transformador (véase figura 5.38).

** FIGURA 5.38

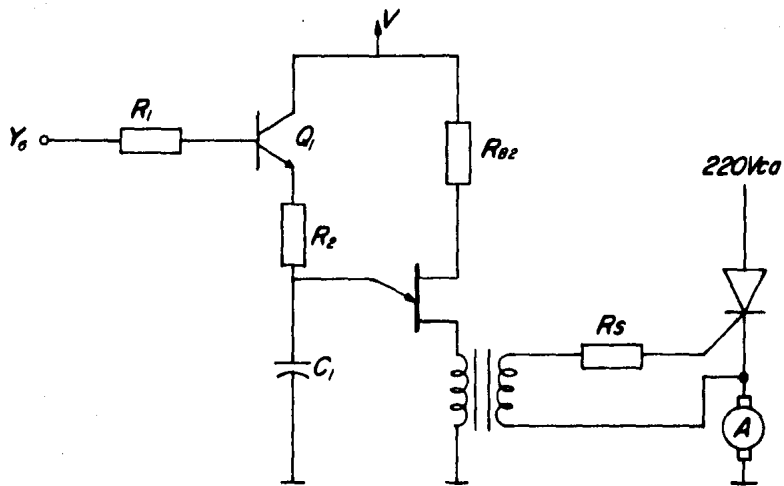


FIGURA 5-37

ETAPA DE POTENCIA ACOPLADA A GENERADOR DE PULSOS POR MEDIO DE UN TRANSFORMADOR DE PULSOS.

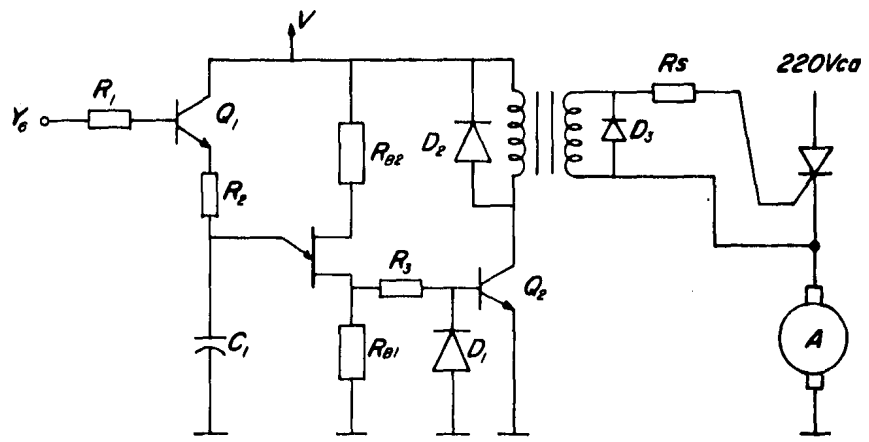


FIGURA 5·38

GENERADOR DE PULSOS ACOPLADO A LA ETAPA DE POTENCIA.

Nótese en esta figura que el diodo D1 protege a la unión interna del transistor en los cambios de estado (conducción y bloqueo). D2 y D3, anulan la FCEM generada por las inductancias del transformador en el instante en que se corta la circulación de corriente.

Las especificaciones obtenidas del UJT 2N2647 (el que vamos a utilizar) nos indica un variación de la relación intrínseca (η), la cual puede variar entre 0.55 a 0.75. Nosotros tendremos tres circuitos disparadores, por lo que tendremos tres UJT's.

Necesitamos ajustar V_p (tensión de disparado del UJT referida al emisor) en cada uno de los UJT's para que sea idéntica en los tres, ya que es de asegurarse que cada uno tendrá una V_p diferente.

V_p de cada UJT la podemos variar, modificando la tensión de base 2; es decir, en función del nivel de tensión que tengamos en base 2, tendremos un nivel resultante de tensión en emisor (V_p). A la tensión de base del UJT la llamaremos V_a .

Esto nos indica el poner un divisor de tensión en base 2 en vez de R_{b2} . Dicho divisor deberá ser ajustable, por lo que pondremos una resistencia y un potenciómetro para lograr una variación de tensión V_a en cada UJT (véase figura 5.39). Explicaremos esto más de detalladamente cuando dimensionemos R_{b2} y $P1$.

** FIGURA 5.39

Debido a que nuestro sistema de potencia trabaja a 220 V tenemos una línea trifásica, lo que nos indica que vamos a tener un circuito disparador por cada fase. Nótese que debe trabajar uno a la vez. Las tres líneas traen un defase de 120° eléctricos entre ellas, cuando sea positiva cada una en ese instante debe trabajar su generador de pulsos.

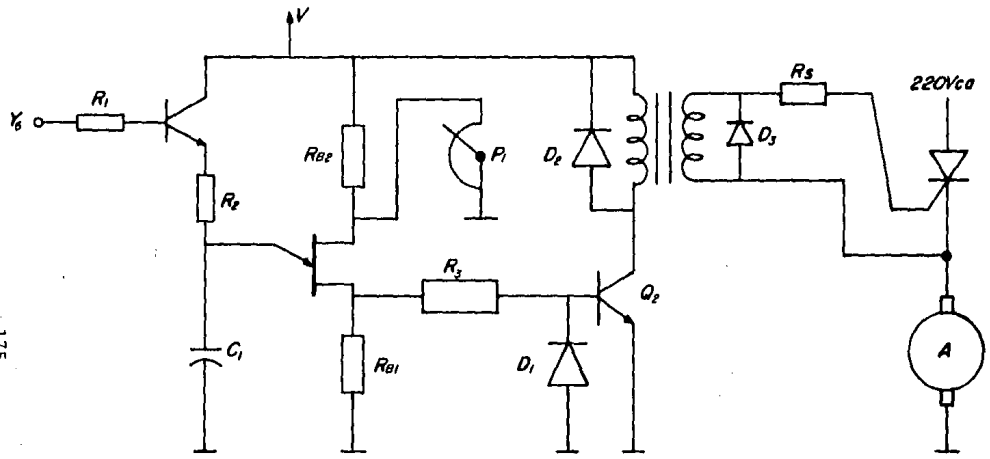


FIGURA 5.39

ETAPA DE POTENCIA CON AJUSTE DEL UJT POR MEDIO DE UN DIVISOR DE TENSION
EN BASE 2 FORMADO POR R_{B2} Y P_1

En la figura 5.40 presentamos un sistema manual de selección de fase; es decir, si cerramos S1 cuando L1 es positiva, trabaja la etapa de potencia 1, cuando termina el semiciclo positivo de L1 se abre S1 y se cierra S2 pues ahora es positivo L2 y así sucesivamente.

**** FIGURA 5.40**

Para hacer este procedimiento automático, debemos cambiar estos switches manuales por un detector del período positivo de cada fase (ver figura 5.41).

**** FIGURA 5.41**

El transistor T1 presentado en la figura 5.41, funciona como un conmutador, la fase que se encuentre en su período positivo, no debe de funcionar en ese instante su disparador, por lo que T1 conduce y nunca se carga C1, con lo que el oscilador queda sin funcionar.

Podemos por medio de un transformador bajar la señal de las tres fases a un nivel óptimo de trabajo para T1 y recordemos que en un transformador ocurre un desfaseamiento de 180° entre la señal aplicada al primario y la del secundario (ver figura 5.42).

**** FIGURA 5.42**

Para lograr que los tres transistores cumplan con el estado que les corresponde correctamente, lo mejor es convertir la señal senoidal a cuadrada (la que se aplica a la base) para que no haya tantas variaciones de nivel de tensión, pues esto puede provocar que el transistor cambie de estado antes de lo indicado.

Para lograr esto, ponemos un atenuador por medio de una red RC, tal como se muestra en la figura 5.43 (se indica nada más una fase para una mejor visualización).

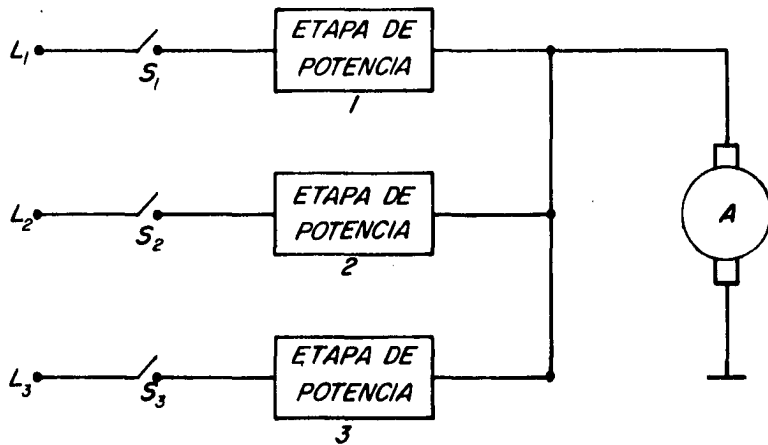


FIGURA 5.40

ETAPA DE POTENCIA TRIFASICA CON SELECTOR DE FUNCIONAMIENTO DE FASE.

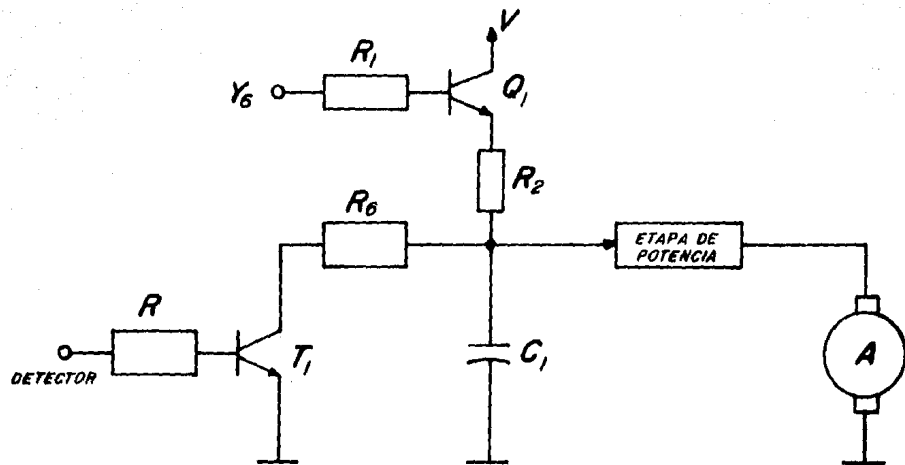


FIGURA 5-41

ETAPA DE POTENCIA CON UN TRANSISTOR COMO DETECTOR DEL SEMICICLO POSITIVO DE CADA FASE.

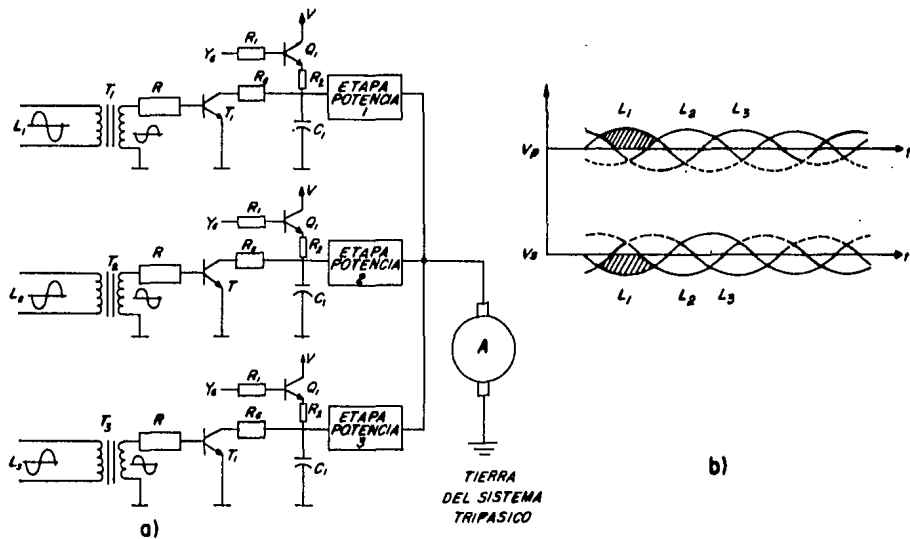


FIGURA 5-42

SINCRONISMO ENTRE LAS TRES FASES. a) EN ESTE CASO, L_1 ES POSITIVA MIENTRAS QUE L_2 Y L_3 SON NEGATIVAS, POR LO QUE T_1 QUEDA BLOQUEADO (POR EL DESFASE) Y, T_2 Y T_3 CONDUCCION CON LO QUE LAS ETAPAS 2 Y 3 NO FUNCIONAN EN ESE MOMENTO. b) EN ESTA FIGURA MOSTRAMOS LAS TRES FASES CUYA SEÑAL PERTENECE A LA SALIDA DEL PRIMARIO (V_p) Y DEL SECUNDARIO (V_s) DE CADA TRANSFORMADOR. SE MUESTRA LA ZONA DE MANDO DE LA FASE L_1 (ZONA SOMBRREADA), NOTESE QUE EN EL PERIODO DE ESTA ZONA, LA FASE L_1 ES LA MAS POSITIVA DE LAS TRES EN EL DEVANADO PRIMARIO Y LA MAS NEGATIVA EN EL SECUNDARIO.

** FIGURA 5.43

En el apartado 5.4.4.1, en donde hablamos acerca del puente de potencia, vimos que el ángulo de conducción que tiene cada tiristor se encuentra entre 63° y 180° del semiciclo positivo. Esto quiere decir que el rango de operación de cada tiristor es de 117° . Para nuestros cálculos tomaremos un rango de 120° ; es decir, α mínima será de 60° .

Al trabajar con frecuencia estandar (60Hz), tendremos que el control de cada fase dura 5 ms como máximo. Esto quiere decir que la tensión V_p (punto de disparo del UJT) puede ser alcanzado en un tiempo de 5 ms como tiempo máximo (ver figura 5.44a).

Pongamos que el tiempo mínimo para alcanzar V_p sea de $100\mu s$ (para lograr un amplio dominio en cada fase), lo que podemos ver en la figura 5.44b.

** FIGURA 5.44

La tensión que se encuentra en la base de Q_1 la llamaremos X (ver figura 5.43), por tanto la tensión en emisor de Q_1 será: $X_1 = X - V_{be}$, tomando $V_{be} = 0.7$ V, tendremos: $X_1 = X - 0.7$.

Por otro lado, la carga del capacitor C_1 la podemos expresar por la siguiente ecuación.

$$V = E (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

Si E equivale a la tensión con que será cargado C_1 , tendremos que: $E = X_1 = X - V_{be}$

Si V equivale a la tensión de carga máxima de C_1 , tendremos que: $V = V_p$

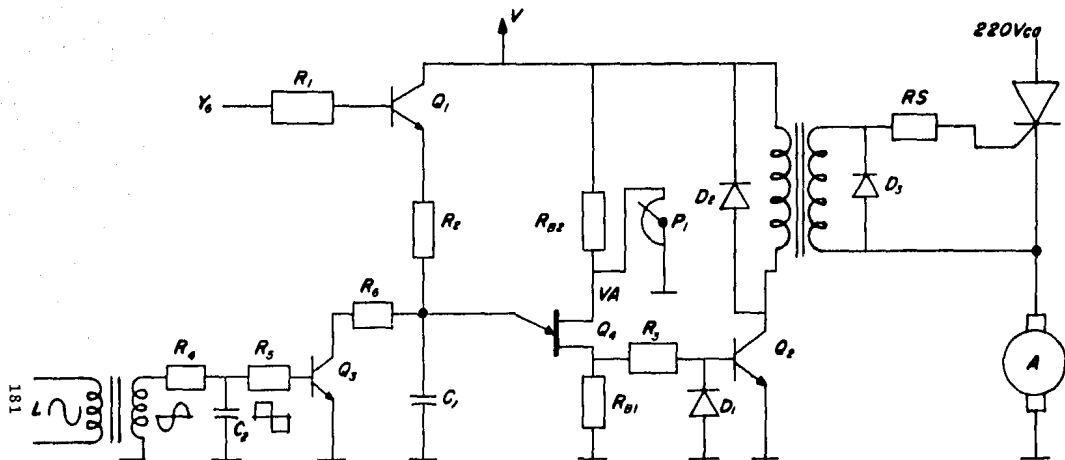
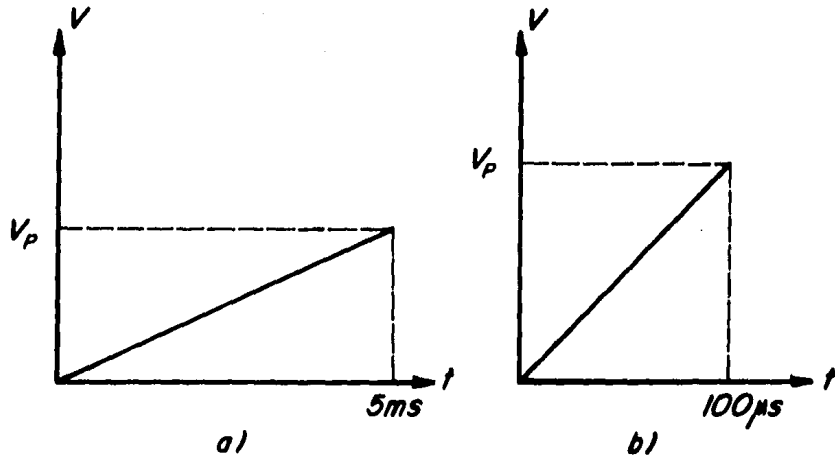


FIGURA 5-43

CIRCUITO GENERADOR DE PULSOS ACOPLADO A LA ETAPA DE POTENCIA
CON SINCRONISMO

**FIGURA 5.44**

DIAGRAMAS INDICANDO LA PENDIENTE MAXIMA. a) Y LA MINIMA b) DEL TIEMPO DE DISPARO DE CADA FASE.

Por lo que tendremos:

$$V_p = (X - V_{be}) (1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}})$$

V_{be} será de 0.7 V para nuestros cálculos.

El UJT 2N2647, tiene los siguientes datos de catálogo (General Electric):

$$R_{bb} = 6.8k\Omega \text{ y } 0.55 \leq \eta \leq 0.75$$

En donde R_{bb} es la resistencia interbase interna del UJT ($R_{bb} = r_1 + r_2$). Para nuestros cálculos, tomaremos $\eta = 0.7$.

Por otro lado, la tensión de disparo del UJT V_p (referida al emisor), viene dada por la siguiente ecuación:

$$V_p = V_a \eta + V_d$$

En donde:

V_a = Tensión en base dos del UJT (tomaremos $V_a = 14$ V)

V_d = Tensión de caída del diodo equivalente interno del UJT ($V_d = 0.7$ V)

η = Relación intrínseca de las dos resistencias internas del UJT.

V_p = Nivel de tensión en que se dispara el UJT (referida a emisor).

Con la ecuación de carga de C_1 y con la de V_p , podremos dimensionar el circuito presentando en la figura 5.43 con lo que respecta a la etapa del UJT. Nótese en el valor que escogimos para V_a , ya que debe ser menor que la tensión de alimentación ($V = 15$) y mayor que V_p .

Para C_1 , tendremos dos casos: carga máxima y mínima. Vimos que en la base de Q_1 hay una tensión X , pues bien:

- Con $X = 10$ V aproximadamente, tendremos una pendiente elevada.
- Con $X = 1$ V aproximadamente, tendremos una pendiente baja.

El valor de C1 se toma para lograr un impulso mínimo (tiempo de carga mínima), teniendo en cuenta que si el tiempo es menor aún, el tiristor ya no se ceba. Escogemos un valor para C1 de 0.1 μ F.

La carga rápida (tiempo mínimo) puede ser muy crítica si en cierto instante C1 se encuentra totalmente descargado, es probable que no logremos cargarlo hasta el nivel de Vp antes que termine el ciclo positivo de la onda. Para asegurar el disparo del UJT en carga mínima, tendremos que hacer que C1 nunca se encuentre totalmente descargado.

Esto lo logramos poniendo en paralelo con Q1 una resistencia de valor alto (a la que llamaremos R7), para que al iniciar el posible ángulo de disparo de cada fase (60° eléctricos), esta resistencia comience a cargar C1 muy despacio, teniendo cuidado que no afecte la carga lenta (véase figura 5.45).

** FIGURA 5.45

Tomaremos el tiempo de carga de R7 C1 como cinco veces la carga más lenta, para asegurar que no afecte en dicha carga, por lo que podemos escribir:

$$T = R7 C1 = 5 T_{max} = 5 (5 \text{ ms}) = 25 \text{ ms}$$

Por lo que:
$$R7 = \frac{25 \text{ ms}}{0.1 \times 10^{-6}} ; R7 = 250 \text{ k}\Omega$$

Tomaremos :
$$R7 = 220 \text{ k}\Omega$$

Ahora dimensionemos los componentes del UJT en base a las ecuaciones de carga de C1 y de Vp:

$$V_p = V_a \eta + V_d = (14) (0.7) + 0.7 ; V_p = 10.5 \text{ V}$$

Tomaremos:

Vp = 11 V. De la ecuación de carga C1:

$$V_p = (X - 0.7) (1 - e^{-\frac{t}{R7C1}})$$

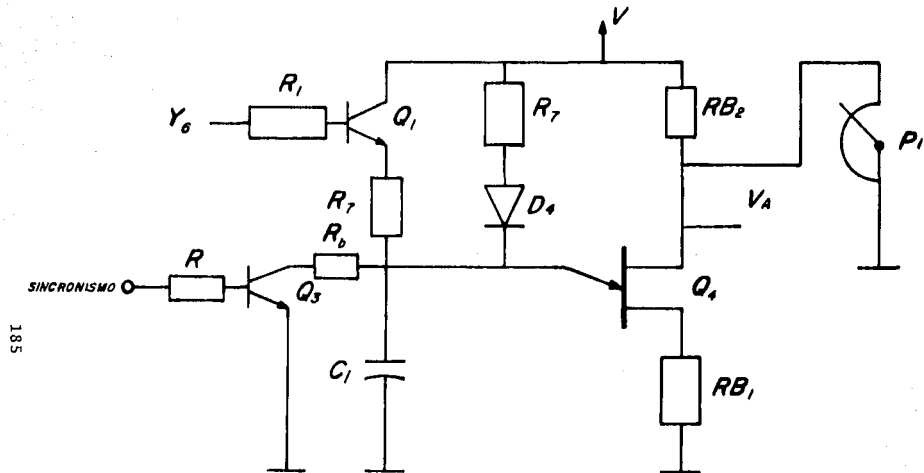


FIGURA 5-45

PARTE DEL CIRCUITO DISPARADOR, PRESENTADO R_7 , LA CUAL AYUDA A MANTENER CON UNA PEQUEÑA CARGA A CI DURANTE EL PERIODO DE MANDO DE CADA FASE.

En la que tendremos dos casos:

$$\begin{aligned} \text{a) } X = 10 \text{ V:} & \quad 1 - e^{-t/R_2} = 1.183 \\ \text{b) } X = 1 \text{ V:} & \quad 1 - e^{-t/R_2} = 36.67 \end{aligned}$$

Para el caso a):

$$\ln 1 - \ln e^{-t/R_2} = \ln 1.183$$

Despejando para R (R es R₂ en la figura 5.43) y recordando que el tiempo mínimo de carga es de 100 μ s:

$$R_2 = \frac{t}{(0.168) C_1} = \frac{100 \times 10^{-6}}{(0.168) (0.1 \times 10^{-6})} \quad R_2 = 5.95 \text{ k}\Omega$$

Este caso es para carga rápida.

Para el caso b):

Recordando que el tiempo de carga máximo es de 5 ms:

$$R_2 = \frac{t}{3.602 C_1} = \frac{5 \text{ ms}}{(3.602) (0.1 \times 10^{-6})}; \quad R_2 = 13.88 \text{ k}\Omega$$

Este caso es para carga lenta.

De lo anterior vemos que tenemos dos valores para R₂ (mínima y máxima). Sin embargo, en situaciones en las cuales se desea encontrar el valor óptimo entre dos valores que difieren en varios órdenes en magnitud, se acostumbra a tomar un valor medio desde el punto de vista geométrico en lugar de un promedio (media aritmética). Esto es:

$$R_2 = \sqrt{(R_2 \text{ min}) (R_2 \text{ max})} = \sqrt{(5.95 \text{ k}) (13.88 \text{ k})}; \quad R_2 = 9088.2 \Omega$$

Tomaremos R2 como 10k Ω

Ahora vemos los tiempos de carga máximo y mínimo reales (con R2 = 10k Ω). Vemos que para la carga rápida, el tiempo real es de 168 μ s y para la carga lenta es en realidad de 3.6 ms.

Vemos que para la carga rápida, la lograremos 68 μ s - más rápido de lo que consideramos, mientras que con el tiempo máximo (carga lenta) es de 1.4 ms menos de lo considerado.

Como vemos, la diferencia que existe entre los tiempos reales y los considerados, es muy pequeña, por lo que este circuito oscilador sí cumplirá con su objetivo (recuérdese que se trata de un circuito oscilador por cada fase).

Para visualizar mejor la polarización de este circuito, veámos la figura 5.46, la cual es una parte de la figura 5.43.

** FIGURA 5.46

Ahora analicemos la descarga de C1, la que se realiza por medio de Rb1. Esta descarga debe ser muy rápida, lo único que hay que limitar es el tiempo del pulso, el cual debe durar un tiempo suficiente para asegurar que el tiristor es cebado.

Esto nos indica que el valor de Rb1 debe ser bajo. Los datos de catálogo (General Electric) del UJT número 2N2647, nos indica un valor óptimo para Rb1 de 47 a 68 Ω . Nosotros utilizaremos para Rb1 el valor de 68 Ω .

Ya hemos mencionado que tendremos una variación en la η de cada UJT que utilizemos (entre 0.55 y 0.75) y por tanto, pondremos un divisor de tensión en base de cada UJT.

Esto lo comprenderemos más fácilmente viendo la ecuación del nivel de tensión de disparo para un UJT (V_p)

$$V_p = V_a \eta + V_d$$

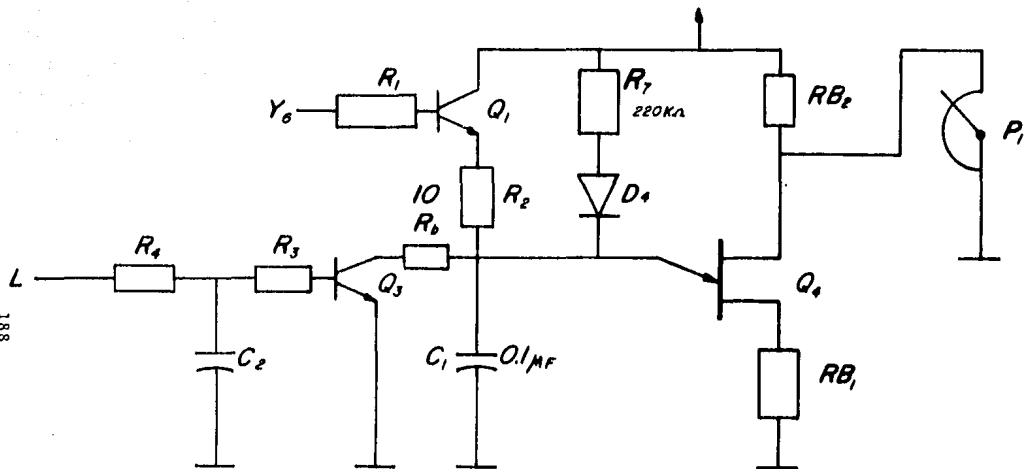


FIGURA 3-46

POLARIZACION DE LA ETAPA GENERADORA DE PULSOS.

En donde vemos que tanto η como V_d son parámetros internos del UJT por lo que es imposible variarlos. El único parámetro al cual tenemos acceso es a la tensión de base dos: V_a ; esto es, al variar V_a en cada UJT, lograremos un nivel de V_p idéntico en los tres circuitos disparadores (uno por fase). Como ya hemos mencionado, consideraremos tener en base dos de cada UJT 14 V ($V_a = 14$); esta consideración es únicamente para poder dimensionar a R_{b2} y P_1 de cada circuito disparador, ya que en la realidad esta tensión la tendremos que variar (por medio de P_1) para lograr una V_p idéntica en los tres circuitos.

La tensión V_a en función de V (tensión de alimentación del circuito $V = 15$), la obtendremos por medio de la siguiente expresión:

$$V_{b2} = \frac{P_1}{P_1 + R_{b2}} V ; 14 = \frac{P_1}{P_1 + R_{b2}} 15$$

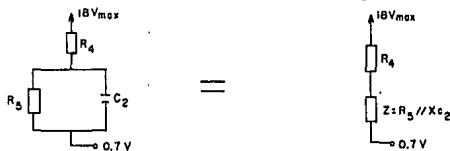
Por lo que: $P_1 = 14 R_{b2}$

R_{b2} debe ser de valor bajo, entre 100 y 470 Ω (dato de catálogo General Electric). Escojemos $R_{b2} = 330 \Omega$ por lo que $P_1 = 4620 \Omega$.

Pondremos el valor comercial más cercano: $P_1 = 5k \Omega$.

En la figura 5.43 y 5.46 vemos una resistencia en colector de Q3: R_6 . Su único propósito es de limitar la descarga de C_1 a través de Q3, en el momento en que Q3 conduce. Su valor debe ser chico para una descarga rápida. Con $R_6 = 100 \Omega$ es más suficiente.

R_4 , R_5 y C_2 forman un atenuador de la onda senoidal de cada una de las fases. A valores máximos, cada transformador entrega a R_4 una tensión de 18 Vp.p. aproximadamente. Si consideramos la siguiente figura:



Supongamos que circule una corriente muy pequeña por esta red, del orden de 0.5 mA, por lo que:

$$R4 + Z = 34600 \Omega$$

En donde:

$$Z = \frac{R5 Xc}{R5 + Xc}; \text{ Con } Xc = \frac{1}{\omega C2}$$

Si hacemos $R4 = 22 \text{ k}\Omega$, tendremos:

$$R5 = \frac{1}{\frac{1}{12600} - 120 \pi C2}$$

Si $C2 = 0.1 \mu\text{F}$, tendremos un valor para $R5 = 24 \text{ k}\Omega$, el valor comercial más cercano es de: $R5 = 22 \text{ k}\Omega$.

$R3$ (ver figura 5.43), sirve para limitar la corriente que entra a la base de $Q2$. Si consideramos una tensión pico en la base 1 del UJT de 8 V aproximadamente y la tensión V_{be} de $Q2$ de 0.7 V, tendremos:

$$R3 = \frac{V_{b1} - V_{be}}{I_{R3}} = \frac{8 - 0.7}{I_{R3}} = \frac{7.3}{I_{R3}}$$

Si consideramos una corriente $I_{R3} = 10 \text{ mA}$ aproximadamente tendremos que $R3 = 730 \Omega$, pondremos $R3 = 1 \text{ k}\Omega$.

En colector de $Q2$, tenemos el devanado primario del transformador de pulsos, su resistencia es tan pequeña que es despreciable (del orden de 0.1Ω) y por tanto no limitará la corriente de colector de $Q2$, por lo que se destruirá.

En el momento que Q2 entra en estado de conducción, la tensión de colector es prácticamente cero. Si consideramos una corriente de colector máxima de 500 mA para lograr una buena transferencia del pulso al devanado secundario del transformador de pulsos, tendremos que poner en serie con el transformador de pulsos (devanado primario) una resistencia que limite esta corriente (corriente de colector), por lo que:

$$R_c = \frac{V - V_c}{I_c} = \frac{15}{0.5}; R_c = 30 \Omega, 10 W$$

En la figura 5.43, vemos una resistencia en serie con el devanado secundario del transformador de pulsos (Rs), cuya única función es la de limitar la corriente del pulso, con que Rs sea de 10 Ω es más que suficiente.

El circuito definitivo de la etapa disparadora, lo presentamos en la figura 5.47. En esta figura presentamos el circuito para una fase, para las otras dos es el mismo circuito.

** FIGURA 5.47

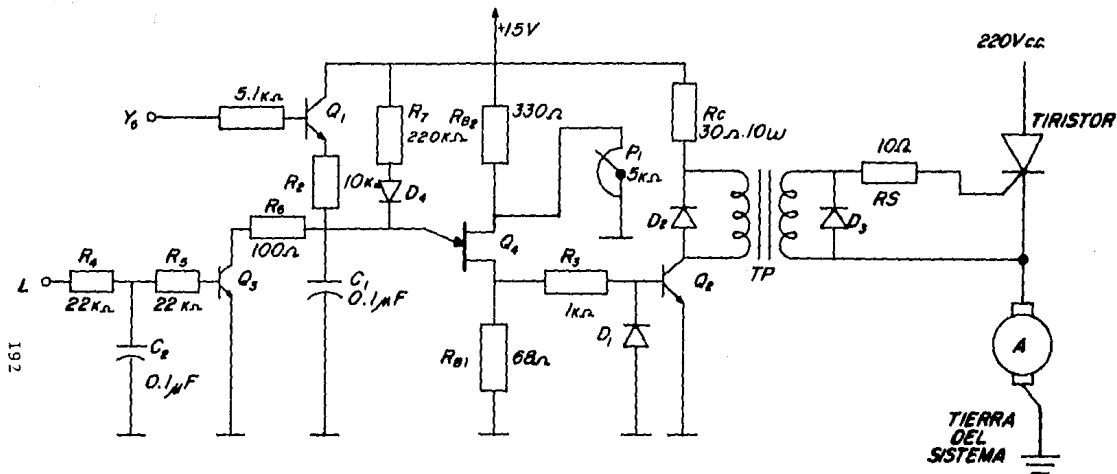


FIGURA 5-47

CIRCUITO DEFINITIVO GENERADOR DE PULSOS ACOPLADO A LA ETAPA DE POTENCIA. ESTE CIRCUITO ES PARA UNA FASE (PARA LAS OTRAS DOS ES EL MISMO).

CAPITULO 6
CONSTRUCCION DEL CONTROL DE VELOCIDAD

6.1 CIRCUITOS ELECTRONICOS.

En el capítulo anterior, nos concretamos a diseñar las etapas que componen a un regulador de velocidad para un motor de c.c. Para esto, nos basámos en el diagrama de bloques de la figura 5.6 (figura del mismo capítulo).

Los circuitos resultantes de cada bloque, fueron diseñados de tal manera que la integración de todos es instantánea; es decir, no se requiere de dispositivos adicionales para ensamblarlos.

El ensamble de todos los bloques nos da como resultado el circuito regulador de velocidad, el cual lo vemos en la figura 6.1. Los circuitos que forman esta figura son:

- a) Generador de señal de referencia (figura 5.11).
- b) Generador y amplificador del error de velocidad (figura 5.20).
- c) Generador y amplificador del error de corriente (figura 5.24 y 5.26).
- d) Generador de pulsos para disparo de tiristores (figura 5.47).
- e) Puente de potencia trifásico (figura 5.28a).

** FIGURA 6.1

6.2. TARJETAS DEL CIRCUITO.

El circuito de la figura 6.1, se encuentra montado en una tarjeta de 23 x 8.5 cm (a excepción del puente de potencia). Con esto nos ahorramos gran cantidad de cableado.

El puente de potencia no se encuentra en la tablilla por dos razones:

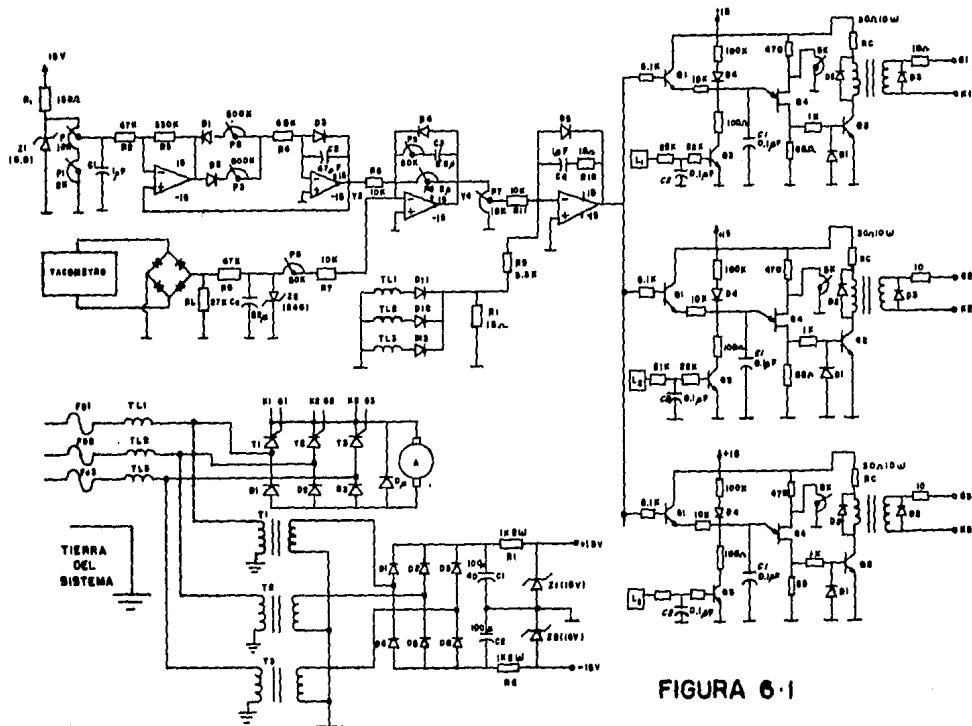


FIGURA 6.1

CIRCUITO COMPLETO DEL REGULADOR DE VELOCIDAD

- a) Tiene que estar montado en un disipador (debido a la generación de calor).
- b) Debido a que este circuito regulador debe servir para cualquier motor de c.c. (cualquier potencia) y lo único que cambia para esto, son los componentes del puente de potencia. Todas las demás etapas, quedan iguales.

Tenemos otra tarjeta de 8.5 x 6 cm, en donde se encuentra un pequeño circuito a base de un relevador, cuyo objetivo es el de encender y apagar el circuito regulador, así como gobernar el arrancador de contacto que se encuentra en serie con la armadura del motor de c.c.

6.3 CABLEADO DE LOS BLOQUES.

Como mencionamos en el apartado anterior, todos los circuitos resultantes de cada bloque (a excepción del puente de potencia), se encuentran montados en una tarjeta, lo que nos reduce considerablemente el cableado del circuito.

El cableado del circuito en base a esta tarjeta consiste en:

- a) Tres transformadores de potencia (110/18).
- b) Tres transformadores de corriente.
- c) Señal de retro de velocidad proveniente del tacómetro.
- d) Cableado de los transformadores de pulsos a su respectivo tiristor.
- e) Circuito de arranque.

Los primeros tres puntos son señales de entrada para la tarjeta del circuito. El punto d) consiste en las señales de salida de la misma tarjeta y el punto e) en el control de arrancar y parar al sistema en general.

6.4

PLANOS MECANICOS.

La construcción física de todo el sistema consiste en:

a) Tablilla de soporte. Consiste en una tablilla de material fenólico de 5 mm de espesor de 52 x 30 cm, en donde van montados todos los componentes del sistema (tablillas, transformadores, etc), para este véase la figura 6.2.

** FIGURA 6.2

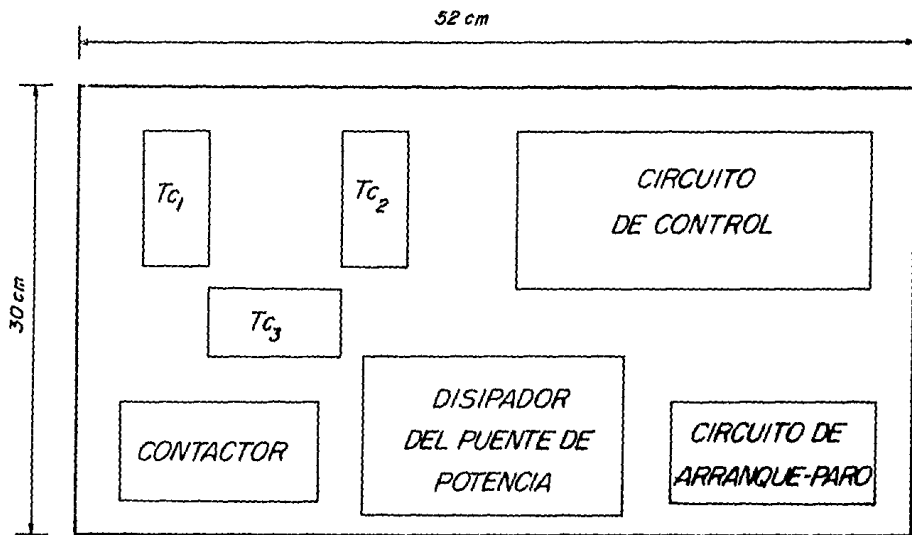
b) Disipador. En este disipador se encuentra montado el puente de potencia (tres diodos y tres tiristores). En la figura 6.3 se muestra el plano de este disipador.

** FIGURA 6.3

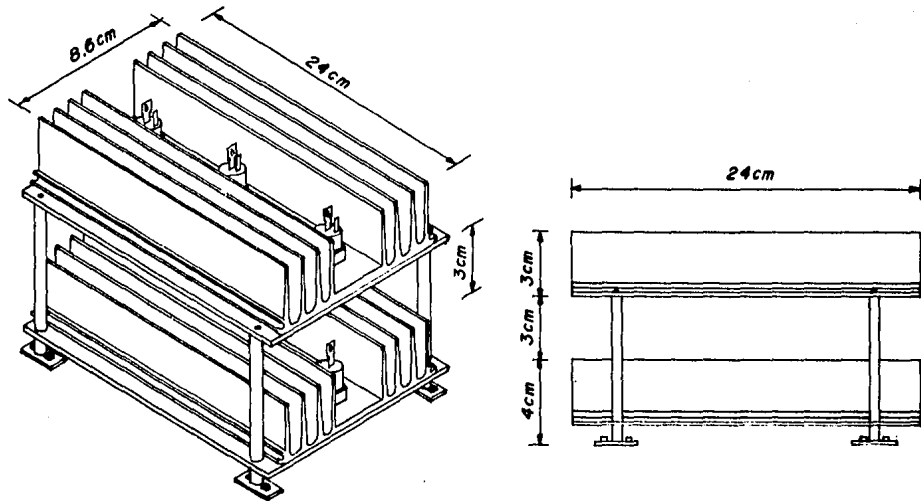
c) Gabinete con puerta tipo industrial. Un gabinete cuyas dimensiones son: 64 x 36 x 20 cm, en donde instalamos la tablilla de soporte y el disipador en su interior.

En la figura 6.4 se muestra el plano físico de este gabinete.

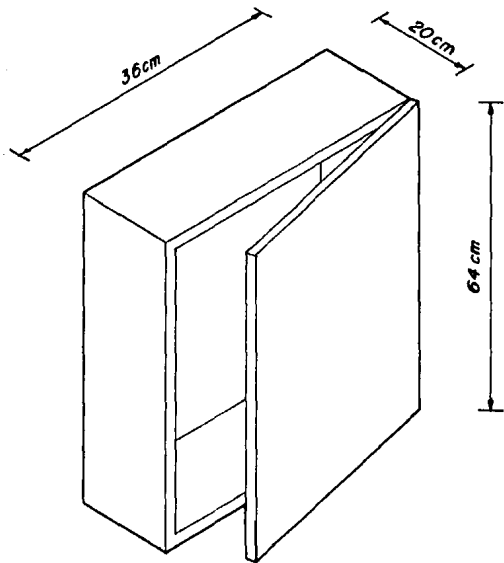
** FIGURA 6.4

**FIGURA 6·2**

TABLILLA DE SOPORTE

**FIGURA 6.3**

PUENTE DE POTENCIA MONTADO EN DISIPADOR. EN EL DISIPADOR SUPERIOR SE ENCUENTRAN LOS TRES TIRISTORES Y EN EL INFERIOR LOS TRES DIODOS,

**FIGURA 6-4**

GABINETE TIPO INDUSTRIAL

6.5

DESCRIPCION DE AJUSTES Y CALIBRACION.

El sistema de control debe cumplir ciertas condiciones de funcionamiento, pero pueden desviarse considerablemente de las mismas debido a las características del motor y a fenómenos del lugar donde sea instalado, tales como temperatura ambiente. La temperatura del ambiente afecta la ganancia y las constantes de tiempo del sistema.

Debido a estas consideraciones, el circuito de control de velocidad esta provisto de ciertos potenciómetros para compensar este tipo de deficiencias.

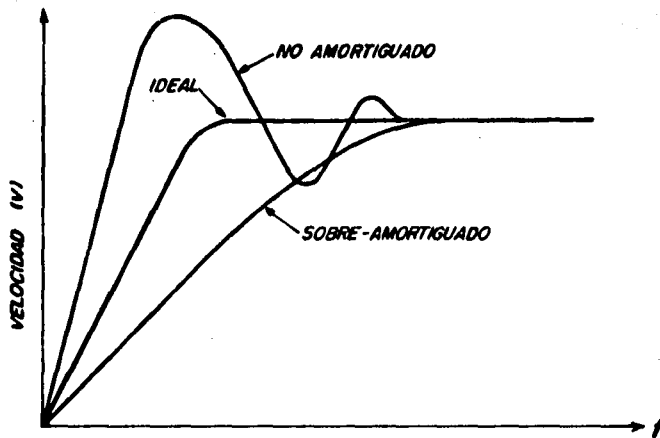
Los potenciómetros que se encuentran en la tablilla del circuito regulador son los siguientes:

- a) Velocidad mínima. Permite determinar la velocidad mínima del motor cuando el potenciómetro del operador está en cero. En el sentido de las manecillas del reloj, aumenta el límite de la velocidad mínima.
- b) Velocidad máxima. Permite determinar la velocidad máxima del motor cuando el potenciómetro del operador está en 100%. En el sentido de las manecillas del reloj, se aumenta el límite de esta velocidad.
- c) Aceleración. Permite variar el tiempo de aceleración del motor desde cero hasta la velocidad deseada en forma lineal. El tiempo de este parámetro puede ser entre 0.5 y 3 segundos. En el sentido de las manecillas del reloj, se incrementa el tiempo de aceleración.
- d) Deceleración. Permite variar el tiempo de deceleración del motor desde la velocidad establecida por el potenciómetro del operador hasta cero velocidad, en forma lineal. El tiempo de éste parámetro puede ser ajustado entre 0.5 y 3 segundos. En el sentido de las manecillas del reloj, aumenta el tiempo de la deceleración.

- e) Límite de corriente. Este potenciómetro permite preestablecer el máximo par (por medio de la corriente de armadura), que se puede suministrar al motor. Debido al diseño del circuito disparador de tiristores, el par del motor puede ser ajustado entre 0 y 150%. En el sentido de las manecillas del reloj aumentamos el par.
- f) Ganancia. Permite variar la respuesta del control a cambios en la velocidad del motor. La ganancia se debe ajustar de tal forma que tenga el máximo sin provocar una inestabilidad en la velocidad del motor.
Esta ganancia se encuentra en el circuito generador del error de velocidad. Debido a que es una etapa cuyo tipo de control es proporcional-integrativo (P.I.). El ajuste de la ganancia nos brinda la oportunidad de lograr una ganancia óptima para el sistema, pero hay que tener cuidado con la inestabilidad. En el sentido de las manecillas del reloj la ganancia aumenta.
- g) Estabilidad. Permite variar la respuesta del control de acuerdo con la inercia de la carga. En la figura 6.5, se muestra una gráfica en donde se aprecia los efectos de la estabilidad del sistema con respecto a la velocidad. Nótese que esto sucede en el arranque del sistema o cuando se modifica la velocidad del motor. Si ponemos el potenciómetro a la mitad de su desplazamiento dará un buen resultado para cualquier tipo de carga.
(Este criterio es 100% empírico pero, ha dado resultados satisfactorios en un 95% de tipos de cargas).

** FIGURA 6.5

En el sentido de las manecillas del reloj, se incrementa la respuesta. En el sentido contrario de las manecillas del reloj, amortiguamos más la respuesta.

**FIGURA 6.5**

EFFECTOS DE LA ESTABILIDAD AL ARRANQUE DEL SISTEMA O AL MODIFICAR LA VELOCIDAD DEL MOTOR

- h) Ajuste de disparo. El circuito de control tiene tres potenciómetros ubicados en los tres circuitos disparadores de los tiristores (uno por línea). Es recomendable hacer el ajuste a velocidad baja del motor (30% de su velocidad nominal) y con carga, conectando un osciloscopio a la armadura del motor. Cada potenciómetro se ajusta para que la amplitud del pulso de disparo de los tiristores sea la misma. Cuando se requiera cambiar algún tiristor, no se necesita volver a calibrar estos potenciómetros.

6.6. INSTRUCCIONES DE ARRANQUE Y PUESTA EN MARCHA.

Como hemos visto, este circuito provee tensión variable a la armadura del motor, el cual tiene campo inductivo, logrando así una velocidad variable de cero a 120%.

Las especificaciones de este circuito regulador son las siguientes:

- | | |
|-----------------------------|--|
| a) Tensión de alimentación | 220/440 Vca., 60 Hz, trifásica.
La tensión depende de la potencia del motor a utilizar. |
| b) Temperatura de operación | 0° a 45°C |
| c) Rango de velocidad | Desde cero hasta 120% |
| d) Aceleración lineal | Ajustable de 0.5 a 3 segundos. |
| e) Deceleración lineal | Ajustable de 0.5 a 3 segundos. |
| f) Velocidad mínima | De 0% a 30% de la velocidad nominal. |

El arranque y puesta en marcha del sistema es el siguiente.

La gran mayoría de las fallas de los sistemas de tipo electromecánicos ocurren en el arranque del sistema, por lo que es conveniente seguir el siguiente procedimiento antes de energizar al sistema:

1.- Ajustar los siguientes potenciómetros del circuito de control:

- a) Velocidad mínima. Ponerlo en cero; es decir, - la velocidad mínima será cero. Girar el potenciómetro en el sentido contrario de las manecillas del reloj hasta llegar a su tope.
- b) Potenciómetro del operador. Hacer lo mismo que con el potenciómetro de velocidad mínima.
- c) Velocidad máxima. Girar el potenciómetro hasta lograr un 10% aproximadamente de su límite inferior.
- d) Aceleración. Girar el potenciómetro en el sentido de las manecillas del reloj hasta llegar al máximo, con esto tendremos el tiempo de aceleración más largo.
- e) Deceleración. Hacer lo mismo que con el potenciómetro de aceleración.
- f) Límite de corriente. Ponerlo en el mínimo. Girar el potenciómetro en el sentido inverso de las manecillas del reloj hasta llegar al tope.
- g) Ganancia. Ponerlo a un 20% de su ganancia mínima.
- h) Estabilidad. Ponerlo a la mitad de su desplazamiento.

- i) Ajuste de disparo. Poner los tres potenciómetros a un 50%; es decir, a la mitad de su desplazamiento.
- 2.- Desconectar la carga del motor
 - 3.- Checar que la tensión de la línea sea la correcta, tanto para la armadura como para el campo.
 - 4.- Energizar la alimentación al circuito regulador.
 - 5.- Incrementar la velocidad con el potenciómetro del operador muy lentamente hasta un 25% aproximadamente y observar al motor. Para esto, es conveniente tener conectado en la línea de armadura un amperímetro de gancho, para checar que no esté circulando más corriente que soporta el motor. Si es mucha corriente, disminuirla por medio del potenciómetro limitador de corriente. Si en cambio, el motor no responde al movimiento del potenciómetro del operador, incrementar muy lentamente el límite de corriente observando el amperímetro. Si el motor no responde, consultar la sección 6.7.
 - 6.- Si el motor funcionó correctamente con respecto a lo dicho en el párrafo anterior, incrementar la velocidad por medio del potenciómetro del operador muy lentamente, checando continuamente el amperímetro (conectado en la rama de armadura). Si varía mucho la corriente, ajustar por medio del potenciómetro de límite de corriente.
 - 7.- Al tener el potenciómetro del operador al máximo (100%) ajustar la ganancia muy lentamente y observar la velocidad del motor. Es conveniente poner un osciloscopio en la señal del tacómetro, observando que la ganancia no nos lleve a una inestabilidad. Como en este momento la velocidad del motor es constante, la señal del tacómetro (nivel de tensión) debe ser constante, si no lo es, disminuir la ganancia. Si el motor no responde, consultar la sección 6.7.

- 8.- Conectar la carga al motor e incrementar la velocidad muy lentamente hasta un 50%, checar corriente en armadura y hacer los ajuste necesarios de corriente. Ajustar la estabilidad y las velocidades mínima y máxima.

6.7. POSIBLES PROBLEMAS, SON CAUSAS Y SUS SOLUCIONES.

Una reparación rápida y segura siempre es seguida por un análisis completo del problema, Esto se hace para saber qué lo ocasionó, sabiendo así que reparar si vuelve a suceder el problema.

Si el problema se presentó en el arranque, es conveniente checar el alambrado y las conexiones, si ese no es el problema, observar cuidadosamente el equipo para tratar de encontrar algún posible deterioro.

A continuación se da una lista de posibles problemas, indicando sus causas del problema y sus soluciones.

Antes de checar el sistema, desconectar la línea de alimentación.

1.- El control no arranca:

- a) Verificar alimentación L1, L2 y L3.
- b) Verificar luces indicadoras, si el de la línea no enciende, checar fusibles de entrada al aparato.

2.- Se funden fusibles de línea:

Desconectar la armadura y el campo del motor para determinar si el problema es el motor o el control, si los fusibles se funden sin el motor conectado, es probable que en algún diodo o tiristor del puente de potencia esté en corto. Si el puente está bien, checar que no haya algún punto aterrizado (excepto el gabinete, el cual es indispensable que está aterrizado, ya que es la tierra del sistema).

3.- Se funde fusible de armadura:

Checkar algún corto o alguna tierra fuera del sistema, principalmente el alambrado del motor. Desconectar las puntas de la armadura en el control y verificar que no haya corto.

Si con el motor desconectado se puede arrancar y parar el control sin que se funda el fusible de armadura, es probable que el cableado del motor esté mal hecho o que el mismo motor este dañado o que la carga esté atorada o que el motor sea de poca potencia para dicha carga.

4.- Se funden fusibles del control:

Estos fusibles protegen el circuito controlador de velocidad, que normalmente alimenta a los relés de arranque y de armadura. Si se funden es probable que exista sobre carga o corto en alguno de estos elementos.

5.- El control de armadura se energiza, pero el motor no funciona:

Desconectar la energía eléctrica y verificar que no esté fundido el fusible de armadura.

Verificar que no exista un corto en el motor. Verificar que el potenciómetro del operador esté en buenas condiciones y correctamente alambrado; es decir, que no esté al revés.

6.- El motor trabaja a plena velocidad sin control (se embala):

Verificar las conexiones del potenciómetro del operador que no haya puntas invertidas.

Checar la tablilla del circuito de control que no tenga falsos contactos.

Checar los tiristores (desconéctese la alimentación al puente de potencia).

- 7.- El motor no mantiene su velocidad al aplicársela carga:

Determinar si el motor está sobrecargado, por -- esto, medir la corriente de armadura y checar que no sea mayor a la indicada en la placa del motor.

- 8.- El motor no llega a su velocidad máxima:

- a) Modificar muy despacio la ganancia del sistema.
- b) Si está conectada la carga, ajustar el potenciómetro de estabilidad (moviéndolo muy lentamente).
- c) Checar nivel de tensión entre las tres fases de la línea de alimentación. Debe haber 220 V (L1 con L2, L2 con L3 y L3 con L1).
- d) Checar tensión en primarios de los transformadores que alimentan a la tarjeta de control. Debe haber entre 115 y 127 V.
- e) Checar niveles de tensión de la alimentación de la tarjeta, debe haber + 15V y -15V.
- f) Checar nivel de tensión de la señal de error de velocidad.
- g) Checar nivel de tensión del tacómetro a velocidad máxima. Debe tener la tensión especificada en el tacómetro.

Si no es así, el problema es el tacómetro; no es el indicado.

- h) Checar nivel de error de la señal de error de corriente.
- i) Checar corriente en el secundario de los transformadores de corriente, así como después de los diodos rectificadores y a su vez checar la resistencia de carga Rt.

6.8 LISTA DE PIEZAS DEL REGULADOR DE VELOCIDAD.

Vamos a dividir en tres partes la lista de los componentes (el código de cada dispositivo está referido a la figura 6.1):

- a) Circuito de control.
- b) Etapa de disparo.
- c) Circuito de arranque/paro.

6.8.1 Circuito de Control.

CODIGO	DESCRIPCION
R1	RESISTENCIA DE CARBON DE 150, 1 W, $\pm 5\%$
R2	RESISTENCIA DE CARBON DE 47 k, 1/2 W, $\pm 5\%$
R3	RESISTENCIA DE CARBON DE 330 k, 1/2 W, $\pm 5\%$
R4	RESISTENCIA DE CARBON DE 68 k, 1/2 W, $\pm 5\%$
R6	RESISTENCIA DE CARBON DE 10 k, 1/2 W, $\pm 5\%$
R7	RESISTENCIA DE CARBON DE 10 k, 1/2 W, $\pm 5\%$
R9	RESISTENCIA DE CARBON DE 3.3 k, 1/2 W, $\pm 5\%$
R10	RESISTENCIA DE CARBON DE 10 k, 1/2 W, $\pm 5\%$
R11	RESISTENCIA DE CARBON DE 10 k, 1/2 W, $\pm 5\%$
RL	RESISTENCIA DE CARBON DE 2.7 k, 1/2 W, $\pm 5\%$
Ra	RESISTENCIA DE CARBON DE 47 k, 1/2W, $\pm 5\%$
Rt	RESISTENCIA DE CARBON DE 15 k, 5 W, $\pm 10\%$

CODIGO

DESCRIPCION

C1	CONDENSADOR ELECTROLITICO DE 1 F/16 V
C2	CONDENSADOR ELECTROLITICO DE 47 F/25 V
C3	CONDENSADOR ELECTROLITICO DE 2.2 F/25 V
C4	CONDENSADOR ELECTROLITICO DE 1 F/25 V
Ca	CONDENSADOR ELECTROLITICO DE 22 F/35 V
P	POTENCIOMETRO DE CARBON DE 10 k
P1	PRESET DE 2 k
P2	PRESET DE 500 k
P3	PRESET DE 500 k
P4	PRESET DE 2 M
P5	PRESET DE 50 k
P6	PRESET DE 50 k
P7	PRESET DE 10 k
A1	AMPLIFICADOR OPERACIONAL NUMERO LM741C
A2	AMPLIFICADOR OPERACIONAL NUMERO LM741C
A3	AMPLIFICADOR OPERACIONAL NUMERO LM741C
A4	AMPLIFICADOR OPERACIONAL NUMERO LM741C
Z1	DIODO ZENER DE 6.8 V, 1 W
Z2	DIODO ZENER DE 24 V, 1 W
D1	DIODO NUMERO 1N4005
D2	DIODO NUMERO 1N4005
D3	DIODO NUMERO 1N4005
D4	DIODO NUMERO 1N4005
D5	DIODO NUMERO 1N4005
DL1	DIODO NUMERO 1N4005
DL2	DIODO NUMERO 1N4005
DL3	DIODO NUMERO 1N4005
DP1	DIODO DE POTENCIA NUMERO 1N5331
DP2	DIODO DE POTENCIA NUMERO 1N5331
DP3	DIODO DE POTENCIA NUMERO 1N5331
PR1	PUENTE RECTIFICADOR DE ON A COMPLETA DE 1A
TC1	TRANSFORMADOR DE CORRIENTE 50:1
TC2	TRANSFORMADOR DE CORRIENTE 50:1
TC3	TRANSFORMADOR DE CORRIENTE 50:1
T1	TRANSFORMADOR DE POTENCIA 127/18 V, 1A
T2	TRANSFORMADOR DE POTENCIA 127/18 V, 1A
T3	TRANSFORMADOR DE POTENCIA 127/18 V, 1A
TH1	TIRISTOR NUMERO 2N1842
TH2	TIRISTOR NUMERO 2N1842
TH3	TIRISTOR NUMERO 2N1842

6.8.2 Etapa de disparo.

CODIGO	DESCRIPCION
R1	RESISTENCIA DE CARBON DE 5.1k, 1/2W, $\pm 5\%$
R2	RESISTENCIA DE CARBON DE 2.2k, 1/2W, $\pm 5\%$
R3	RESISTENCIA DE CARBON DE 1k, 1/2W, $\pm 5\%$
R4	RESISTENCIA DE CARBON DE 22k, 1/2W, $\pm 5\%$
R5	RESISTENCIA DE CARBON DE 22k, 1/2W, $\pm 5\%$
Rb1	RESISTENCIA DE CARBON DE 68, 1/2W, $\pm 5\%$
Rb2	RESISTENCIA DE CARBON DE 470, 1/2W, $\pm 5\%$
Rs	RESISTENCIA DE CARBON DE 10, 1/2W, $\pm 5\%$
Rc	RESISTENCIA DE ALAMBRE DE 30, 10W, $\pm 10\%$
C1	CONDENSADOR DE POLIESTER DE 0.1 F/250 V
C2	CONDENSADOR DE POLIESTER DE 0.1 F/250 V.
P1	PRESET DE 5 k
Q1	TRANSISTOR NPN NUMERO 2N3020
Q2	TRANSISTOR NPN NUMERO TIP-120
Q3	TRANSISTOR NPN NUMERO 2N3020
Q4	TRANSISTOR UNIUNION (UJT) NUMERO 2N2647
TP1	TRANSFORMADOR DE PULSOS PE-50389
D1	DIODO NUMERO 1N4005
D2	DIODO NUMERO 1N4005
D3	DIODO NUMERO 1N4005
D4	DIODO NUMERO 1N4005

6.8.3 Circuito arranque/paro.

CODIGO	DESCRIPCION
Re	RELEVADOR MINIATURA 4 POLOS, 4 TIROS, 127V, 3A
D1	DIODO NUMERO 1N4005
D2	DIODO NUMERO 1N4005
C1	CONDENSADOR DE POLIESTER DE 0.022 F/250 V
R1	RESISTENCIA DE CARBON DE 47, 5W, $\pm 5\%$
S1	INTERRUPTOR NORMAL ABIERTO
S2	INTERRUPTOR NORMAL CERRADO
CEL	TRAMO DE CELORON DE 52 x 30 cm
DIS	DISPARADOR NUMERO 3313 DE 24 x 8.6 cm
GAB	GABINETE TIPO INDUSTRIAL DE 64 x 36.20 cm

6.9

COSTEO

A continuación presentamos una tabla en donde se encuentran todos los dispositivos y materiales que se necesitan para la fabricación de un circuito regulador de velocidad para un motor de c.c. Los precios indicados, se obtuvieron el 4 de Diciembre de 1986.

CANTIDAD	DESCRIPCION	COSTO
39	RESISTENCIAS DE CARBON DE 1/2W, \pm 5%	\$ 468.00
5	CONDENSADORES ELECTROLITICOS	550.00
10	CONDENSADORES DE POLIESTER	1750.00
1	POTENCIOMETRO DE CARBON DE 10 k	800.00
10	PRESETS	2000.00
4	AMPLIFICADORES OPERACIONALES LM741C	1200.00
2	DIODOS ZENER DE 1 W	250.00
25	DIODOS NUMERO 1N4005	2000.00
3	DIODOS DE POTENCIA NUMERO 1N5331	10800.00
3	TIRISTORES NUMERO 2N1842	15000.00
6	TRANSISTORES NPN 2N3020	24810.00
3	TRANSISTORES NPN TIP-120	2250.00
3	TRANSISTORES UJT 2N2647	2500.00
3	TRANSFORMADORES DE CORRIENTE 50:1	4000.00
3	TRANSFORMADORES DE POTENCIA 127/18V, 1A	5500.00
3	TRANSFORMADORES DE PULSOS PE-50389	76500.00
1	PUENTE RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA PARA 1A	750.00
1	RELEVADOR MINIATURA 4 POLOS, 4 TIROS, 127V, 3A	8700.00
1	TRAMO DE CELORON DE 52 x 30 cm	7500.00
1	GABINETE TIPO INDUSTRIAL	30000.00
1	PROCESAMIENTO DE CIRCUITO IMPRESO	10000.00
120	PUNTOS DE SOLDADURA (APROX).	2500.00
	MANO DE OBRA (APROX.)	150000.00

Lo que nos da un total de: (M.N). \$ 359828.00

CONCLUSIONES

Para diseñar el circuito presentado en este trabajo se tuvo que recorrer un largo camino, en el cual se presentaron los fundamentos que fueron considerados como los más importantes y que aparecen en los cuatro primeros capítulos.

En el mercado existen muchos tipos de reguladores de velocidad para motores de c.c., cuyos circuitos son muy deficientes en su regulación o bien se trata de un circuito regulador con características muy especiales, por lo que tienen aplicaciones muy particulares. Para citar un ejemplo, un circuito regulador muy sofisticado se realiza en base a la teoría de PLL (técnicas de enganche de fase) o de microprocesadores. La única etapa que es idéntica en cualquier circuito regulador, es la etapa de disparo, siempre hay un UJT y por consiguiente siempre se dispara a un tiristor.

El circuito presentado en este trabajo, lo podríamos clasificar como un regulador de aplicaciones típicas en la industria (bandas transportadoras, maquinaria con variación de velocidad, mecanismos, etc), ya que su principio de funcionamiento no es muy sofisticado ni tampoco lo es deficiente, lo cual lo convierte en un dispositivo de gran resistencia que se utiliza en trabajos pesados y de largas jornadas (24 horas inclusive); por lo que se considera el circuito regulador con más aplicaciones y demanda de la industria moderna, teniendo en cuenta además que su costo es accesible y equilibrado.

El principio de funcionamiento de este tipo de circuito salió al mercado en el año de 1973 y por su fácil manejo, rápida instalación y un mantenimiento mínimo, es seguro que continué en el mercado por muchos años más.

En particular, se efectuaron ciertas pruebas y observaciones con los siguientes circuitos comerciales: Reliance y Dynamic, en donde pude constatar que el principio de operación de ambos, es casi el mismo al presentado en este trabajo.

Lo más valioso que contiene este trabajo es:

- El principio de operación del regulador de velocidad (su di
seño).
- El diseño del circuito electrónico.
- Cálculos matemáticos para la polarización del circuito.

Debido a la complejidad del tema, para la realización de este trabajo se utilizaron gran mayoría de las materias estudiadas en la carrera (electricidad y magnetismo , electrónica analógica, teoría de control, etc). Se confiesa que es la primera vez que se abarcan tantos temas simultáneos para resolver un problema tipo ingeniería, con lo cual es muy satisfactorio hacer más sólidos di
chos conocimientos y encontrar para éstos, aplicaciones prácticas. Como se mencionó al principio de este trabajo, su objetivo es que sirva como fuente de información necesaria para cualquier ingeniero
ro que desee saber más acerca de este tema tan amplio e interesante
te, ya que actualmente es muy común en cualquier industria.

Antes de ponerle punto final a éste trabajo, quisieramos dar ciertos consejos a los estudiantes de ingeniería, quienes normalmente
mente ponen mucha atención al polarizar un circuito, un diseño del mismo, etc. y desafortunadamente casi nunca ponen interés en la presentación del mismo; tal como:

- Diseño de circuitos impresos.

Hacer un buen diseño del mismo, así como identificar las se
ñales de entrada y salida.

- Gabinete o tablero de control.

Quando un ingeniero diseña un circuito electrónico y lo pone a la venta, si no está bien presentado, lo más seguro es que no logre venderlo, independientemente que el circuito funcione per
fectamente.

La presentación del producto es básica. Un cliente además no se va a fijar en cuantos chips tiene el circuito o cuantas tablillas trae, el cliente se fija en la presentación y en el acabado del mismo. Si el circuito se pone en un gabinete, hay que montarlo bien y al gabinete presentarlo por afuera (identificando todos lo controles que contenga).

Para concluir diremos: con el desarrollo de este trabajo, se demuestra que un circuito regulador de velocidad para motores de c.c. puede ser fabricado con dispositivos de fácil adquisición en México, teniendo una calidad a la altura de cualquier circuito en su género de renombre internacional.

APENDICE A
TRANSFORMADA DE LAPLACE

A-1 INTRODUCCION

El método de la transformada de Laplace es un método opcional que puede usarse con ventaja para la resolución de ecuaciones diferenciales lineales. Con el uso de la transformada de Laplace se pueden convertir muchas funciones habituales (funciones senoidales, exponenciales, etc.) en funciones algebraicas de una variable compleja.

Se pueden reemplazar operaciones tales como, la diferenciación e integración por operaciones algebraicas. De manera que se puede transformar una ecuación diferencial lineal en una ecuación algebraica. Entonces se puede hallar la solución de la ecuación diferencial con el uso de una tabla de transformadas de Laplace o recurriendo a la técnica de expansión de fracciones parciales.

Una ventaja del método de la transformada de Laplace consiste en que permite utilizar técnicas gráficas para predecir el funcionamiento del sistema sin necesidad de resolver el sistema de ecuaciones diferenciales. Otra ventaja es que con el método de la transformada de Laplace, cuando uno resuelve la ecuación diferencial se obtienen simultáneamente las componentes del régimen transitorio y permanente de la solución.

A-2 LA TRANSFERENCIA DE LAPLACE.

En esta sección, presentaremos una definición de la transformada de Laplace, así como ejemplos para ilustrar como se hallan las transformadas de Laplace de varias funciones.

Para esto vamos a definir los siguientes parámetros:

$f(t)$ = una función del tiempo "t" tal que $f(t) = 0$ para $t < 0$
 p = una variable compleja.
 \mathcal{L} = un símbolo operacional, el cual indica que la cantidad que le sigue ha de ser transformada por la integral de Laplace:

$$\int_0^{\infty} e^{-pt} dt$$

$F(p)$ = transformada de Laplace de $f(t)$.

Entonces la transformada de Laplace de $f(t)$ queda definida por:

$$\mathcal{L}[f(t)] = F(p) = \int_0^{\infty} e^{-pt} dt [f(t)] = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt$$

Ejemplo: tenemos la siguiente función exponencial:

$$f(t) = 0 \quad \text{para } t < 0$$

$$f(t) = A e^{-\alpha t} \quad \text{para } t > 0$$

siendo A y α constantes. Se obtiene la transformada de Laplace del siguiente modo:

$$\begin{aligned} \mathcal{L}[f(t)] &= \int_0^{\infty} A e^{-\alpha t} e^{-pt} dt \\ &= A \int_0^{\infty} e^{-(\alpha+p)t} dt \\ &= \frac{A}{p + \alpha} \end{aligned}$$

Se ve que la función exponencial produce un polo en el plano complejo. Al efectuar esta integración se supuso, que la parte real de P era mayor que $-\alpha$ (esa suposición es necesaria para que la integral sea totalmente convergente).

Nótese, que la transformada de Laplace de cualquier función $f(t)$, puede obtenerse multiplicando $f(t)$ por e^{-Pt} , e integrando el producto desde $t = 0$ hasta $t = \infty$.

La función escalón cuya altura sea la unidad, recibe el nombre de función escalón unitario. La transformada de Laplace de la función escalón unitario, definida como:

$$1(t) = 0 \quad \text{para } t < 0$$

$$1(t) = 1 \quad \text{para } t > 0$$

es $1/P$, o

$$1(t) = \frac{1}{P}$$

En la tabla A.1, se presenta una lista de pares de transformadas de Laplace. Se puede utilizar esta tabla para obtener transformadas de Laplace de una función de tiempo dada, o para hallar la función de tiempo correspondiente a una transformada de Laplace dada.

Como podemos apreciar, al desarrollar las ecuaciones diferenciales que representan a un sistema físico, dichas ecuaciones las transformamos al dominio de Laplace y por tanto, la representación del sistema físico, queda compuesto por una serie de ecuaciones puramente algebraicas. Tales ecuaciones son de mucha utilidad para el ingeniero, ya que como vimos en el capítulo 1 de este trabajo, podemos determinar varios comportamientos y características de un sistema, como son: su función de transferencia, el tipo de sistema, su comportamiento en régimen transitorio, etc.

Para obtener la función de transferencia de un sistema físico, suponiendo que la entrada del sistema se representa como $x(t)$ y su salida como $y(t)$, se procede de acuerdo con los siguientes pasos:

1.- Plantear la ecuación diferencial del sistema.

2.- Transformar al dominio de Laplace, la ecuación diferencial suponiendo que todas las condiciones iniciales son cero, lo que significa que cuanto $t = 0$, el sistema se encuentra en reposo absoluto.

3.- Hallar la relación de la salida $y(P)$ respecto a la entrada $X(P)$.
Esta relación se denomina función de transferencia (ver capítulo 1).

TABLA A.1.
PARES DE TRANSFORMADOS DE LAPLACE

	(t)	F(p)
1	impulso unitario	1
2	escalón unitario (t)	$\frac{1}{p}$
3	t	$\frac{1}{p^2}$
4	e^{-at}	$\frac{1}{p+a}$
5	te^{-at}	$\frac{1}{(p+a)^2}$
6	$\text{sen } \omega t$	$\frac{\omega}{p^2 + \omega^2}$
7	$\text{cos } \omega t$	$\frac{p}{p^2 + \omega^2}$
8	$t^n \quad (n = 1, 2, 3, \dots)$	$\frac{n!}{p^{n+1}}$
9	$te^{-at} \quad (n = 1, 2, 3, \dots)$	$\frac{n!}{(p+a)^{n+1}}$
10	$\frac{1}{b-a} (e^{-at} - e^{-bt})$	$\frac{1}{(p+a)(p+b)}$
11	$\frac{1}{b-a} (be^{-bt} - ae^{-at})$	$\frac{p}{(p+a)(p+b)}$
12	$\frac{1}{ab} [1 + \frac{1}{a-b} (be^{-at} - ae^{-bt})]$	$\frac{1}{p(p+a)(p+b)}$

APENDICE B

IMPORTANCIA DEL PAR EN UN MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA

B.1 INTRODUCCION.

Para producir un par electromagnético debemos considerar lo siguiente:

a) El par electromagnético desarrollado produce la rotación del rotor (armadura).

b) La tensión generada en los conductores de la armadura (FCEM) se opone a la corriente de inducido (ley de Lenz).

c) La FCEM es de menor magnitud que la tensión aplicada a los bornes de armadura, lo que origina una circulación de corriente determinada, por lo que dicha corriente es limitada por la FCEM.

Existen tres factores que determinan la magnitud y que se requieren para producir una fuerza electromagnética sobre un determinado conductor de inducido por el que circula una corriente:

- 1.- La densidad de flujo B , cuyas unidades: wb/m^2
- 2.- La corriente que circula por el conductor I , cuyas unidades: A .
- 3.- La longitud del conductor l , cuyas unidades: m

Para visualizar estos tres factores en la producción de una fuerza electromagnética, veámos la figura B.1. De esta figura podemos decir o mencionar algo muy importante:

"Siempre que un conductor por el que circula corriente está situado en un campo magnético de manera que una componente de la longitud activa del conductor se encuentra perpendicularmente al campo, aparecerá una fuerza electromagnética entre el conductor y el campo".

** FIGURA B.1.

Por lo tanto, si un conductor se introduce en un campo magnético y al mismo tiempo se le aplica una tensión de forma que por el conductor circule una corriente, se desarrollará una fuerza y el conductor tenderá a desplazarse con respecto al campo.

Con lo que podemos decir que la fuerza resultante es directamente proporcional a la densidad de flujo, a la corriente del conductor y a su longitud, por lo que:

$$F = BI\ell \quad (N) \quad (B.1)$$

B.2 PAR

Por una bobina de una sola espira (colocada sobre una estructura capaz de girar) situada en un campo magnético circula corriente, tal como se indica en la figura B.2a. De acuerdo con la ecuación B.1 y la regla de la mano izquierda, se desarrolla una fuerza f_1 en el lado 1 de la bobina y una fuerza similar f_2 en el lado 2 de la bobina, como se indica en la figura B.2b. Las fuerzas f_1 y f_2 se desarrollan en un sentido tal que tienden a producir una rotación en el sentido de las agujas del reloj de la estructura que soporta los conductores alrededor del centro de giro C.

** FIGURA B.2.

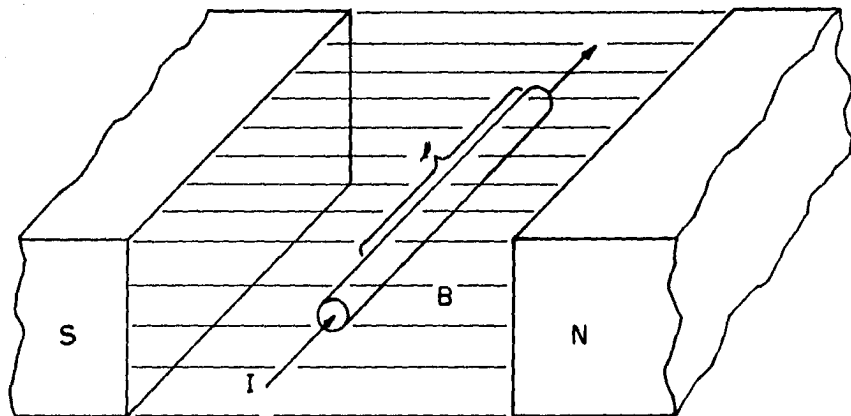
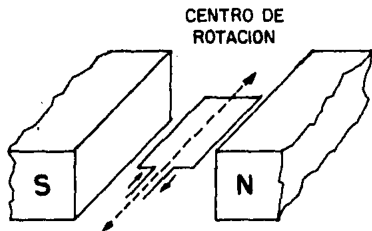
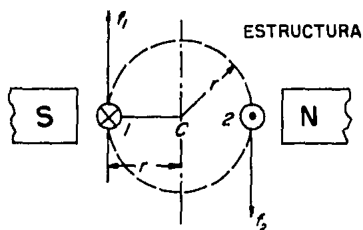


FIGURA B-1

CONDUCTOR POR EL QUE CIRCULA UNA CORRIENTE EN UN CAMPO MAGNETICO.



a) BOBINA DE UNA SOLA ESPIRA POR LA QUE CIRCULA CORRIENTE. SITUADA EN UN CAMPO MAGNETICO.



b) DEFINICION DE PAR DESARROLLADO

FIGURA B-2

PRODUCCION DE PAR EN UNA BOBINA DE UNA SOLA ESPIRA.

La necesidad de la conmutación para invertir la corriente de un conductor cuando se mueve debajo de un polo de polaridad invertida es tan fundamental en motor de c.c. como en un generador. Por tanto, ya que se produce un par útil en los conductores situados en la región interpolar, se pierde muy poco par en aquellos conductores que experimentan conmutación. Esto lo podemos ver en la figura B.3, en la que se indican los componentes de fuerza útil y sus magnitudes así como la inversión de corriente en el conductor requerida para producir una rotación uniforme y continua.

** FIGURA B.3

Como se indica en la figura 2.8, en un inducido real que tenga muchos polos, ranuras y conductores en armadura, la diferencia entre la fuerza útil desarrollada directamente debajo del polo y la desarrollada casi en el extremo del polo es relativamente pequeña. Es por esto, que típicamente se considera sólo a los conductores situados DIRECTAMENTE DEBAJO DEL POLO, como los que contribuyen al par útil, así también, cada conductor produce un par de valor medio.

Estas suposiciones conducen a la relación siguiente:

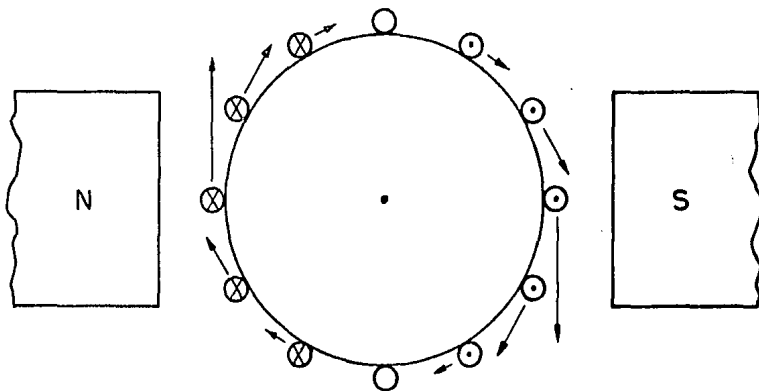
$$F_p = F_c \times Z_a \quad (B.2)$$

En la que F_p es la fuerza media total que tiende a hacer girar la armadura, F_c es la fuerza media por conductor situado directamente debajo de un polo (ecuación B.1) y Z_a es el número de conductores activos en la armadura.

De aquí, hallamos el par total desarrollado por el rotor:

$$T = F_p \times r \quad N\text{-m} \quad (B.3)$$

En donde r es el radio de la circunferencia de giro, cuyo centro es el mismo al de la armadura.

**FIGURA B - 3**

INVERSION DE LA CORRIENTE EN EL CONDUCTOR REQUERIDA PARA CONSEGUIR LA ROTACION CONTINUA

B.3 RELACION ENTRE EL PAR Y LA VELOCIDAD DEL MOTOR.

En el capítulo 2 se desarrollaron la fórmula de la velocidad de un motor así como, la del par (ecuaciones: 2.12 y 2.3 respectivamente). El par se define como una fuerza que tiende a producir rotación, de acuerdo con la ecuación 2.3, al aumento del flujo de excitación debería tender a aumentar el par y la velocidad (posiblemente). Por otra parte, el aumento del flujo de excitación en la ecuación 2.14 debería reducir la velocidad. ¿es esto una incongruencia o es posible relacionar las ecuaciones ?.

Realmente, no hay incongruencia y con la ayuda de la ecuación 2.1, es posible dar una explicación de lo que sucede cuando el flujo de excitación disminuye. Esto es:

1.- El flujo de excitación de un motor (la velocidad permanece constante al disminuir la corriente de excitación).

2.- La FCEM, disminuye instantáneamente (la velocidad permanece constante como resultado de la inercia de armadura).

3.- La disminución de la FCEM determina el aumento de la corriente en el devanado de armadura.

4.- Una reducción del flujo de excitación origina un gran aumento en la corriente de armadura.

5.- En la ecuación 2.3, la ligera disminución de flujo es contrarestanda sobradamente por un gran aumento en la corriente de armadura. Nótese que el par ha aumentado más de lo que ha disminuido el flujo.

Este aumento en el par produce un aumento de velocidad.

Resumiendo, al tratar de predecir el efecto de las variaciones entre el par y la velocidad, no existe contradicción entre las ecuaciones que determinan la velocidad y el par de un motor de c.c.

B.4 CARACTERISTICAS DEL PAR DE LOS MOTORES DE C.C.

La ecuación fundamental del par (2-3), en lo que $T = K \phi I_a$, proporciona un medio para predecir la variación del par en cada uno de los cuatro tipos de motores de c.c. (capítulo 2, sección 2.1.3).

Haremos un estudio por separado de cada tipo de motor para ver la característica par-carga. Para esto, se supone que cada motor ha sido arrancado y acelerado adecuadamente. ¿Cual es el efecto del aumento de carga sobre el par de los motores de c.c.?

B.4.1. MOTOR DERIVADO E INDEPENDIENTE.

Durante los períodos de arranque y puesta en marcha, la corriente en el campo es constante, por lo que el flujo proporcionado por dicho campo también lo será. Al aumentar la carga mecánica, el motor disminuye ligeramente su velocidad, originando una disminución en la FCEM y un aumento en la corriente de armadura. En la ecuación básica del par, por tanto, si el flujo es esencialmente constante y si la corriente de armadura aumenta directamente proporcional a la carga mecánica, la ecuación del par para el motor derivado e independiente puede expresarse como una relación perfectamente lineal: $T = K I_a$. Esta relación la podemos ver en la figura 2.10.

B.4.2. MOTOR SERIE.

Si las bobinas del campo derivado se quitasen del motor de c.c. anterior y se sustituyen por todo un devanado de excitación serie, el mismo motor producirá la curva de par indicada en la figura 2.10. para el motor serie. En un motor serie, las corrientes de armadura y de excitación del campo serie son iguales y el flujo producido por la excitación serie, ϕ , es proporcional a la corriente de armadura, I_a . La ecuación básica del par para el funcionamiento del motor serie, se convierte en: $T = K'I_a$. La relación entre el par del motor serie y la corriente de armadura es exponencial, como se indica en la figura 2.10. Nótese que el par del motor serie con cargas pequeñas es menor que el del motor derivado o independiente debido a que desarrollan menos flujos.

B.4.3. MOTOR MIXTO.

Para un motor mixto, la corriente en el circuito del campo derivado y el flujo de excitación, ϕ_f , durante el arranque es constante. La corriente en el campo serie es función de la corriente de armadura (por lo que también será función de la carga).

Por tanto, la ecuación del par es: $T = K(\phi_c + \phi_s) I_a$, en la que el flujo de excitación serie ϕ_s es función de la corriente de armadura I_a .

La curva de este motor la vemos en la figura 2.10.

En las siguientes figuras (B.4, B.5 y B.6), presentamos una gráfica para cada tipo de motor de c.c. en donde se ilustra la relación existente entre la velocidad del motor y el par en función de la corriente de armadura.

- ** FIGURA B.4
- ** FIGURA B.5
- ** FIGURA B.6

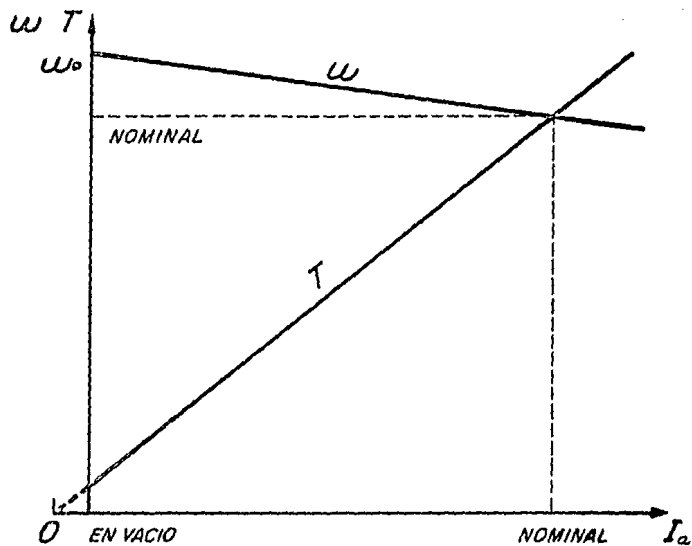


FIGURA B-4

PAR-VELOCIDAD EN FUNCION DE I_a EN UN MOTOR DERIVADO E INDEPENDIENTE.

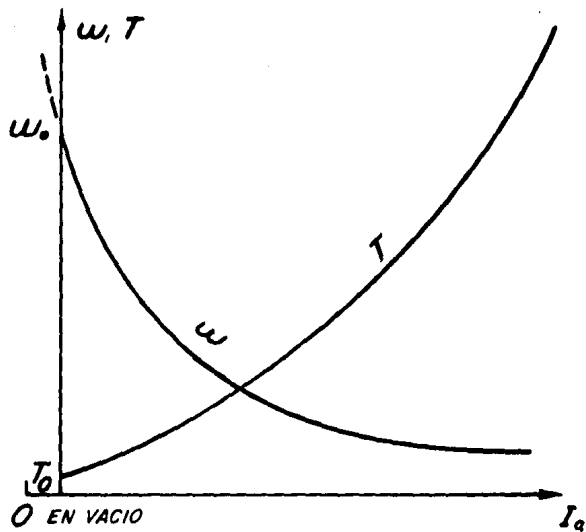


FIGURA B-5

CARACTERISTICAS PAR-VELOCIDAD EN FUNCION DE I_a PARA UN MOTOR SERIE.

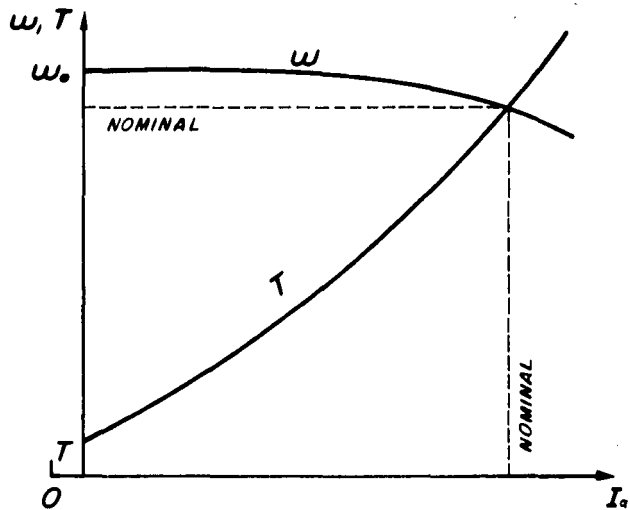


FIGURA B-6

CARACTERÍSTICAS PAR-VELOCIDAD EN FUNCIÓN DE I_a PARA UN MOTOR MIXTO.

B.5 CARACTERISTICAS DE VELOCIDAD DE LOS MOTORES DE C.C.

La ecuación fundamental de la velocidad de los motores de c.c. fue desarrollada en el capítulo 2, sección 2.5. Dicha ecuación proporciona un medio de predecir como variará la velocidad de cada uno de los cuatro tipos de motores de c.c. cuando se someten a una cierta carga.

B.5.1. MOTOR DERIVADO E INDEPENDIENTE.

Debido al acomodo del campo en este tipo de motor, el flujo de excitación puede ser considerado constante, la velocidad del motor puede expresarse según la ecuación básica de velocidad:

$$N = K \frac{V_a - R_a I_a}{\phi_d} \text{ rpm} \quad (\text{B.4})$$

En el momento que se aplica una carga mecánica a la armadura, la FCEM disminuye y la velocidad lo hace proporcionalmente. Pero ya que la FCEM desde vacío hasta plena carga presenta una variación de aproximadamente el 20% (es decir, desde 0.75 V_a a plena carga hasta aproximadamente 0.95 V_a en vacío), la velocidad del motor se mantiene casi constante como se indica en la figura B.7.

** FIGURA B.7

B.5.2. MOTOR SERIE

La ecuación básica de la velocidad (2.12), modificada para el motor serie es:

$$N = K \frac{V_a - I_a (R_a + R_s)}{\phi} \text{ rpm} \quad (\text{B.5})$$

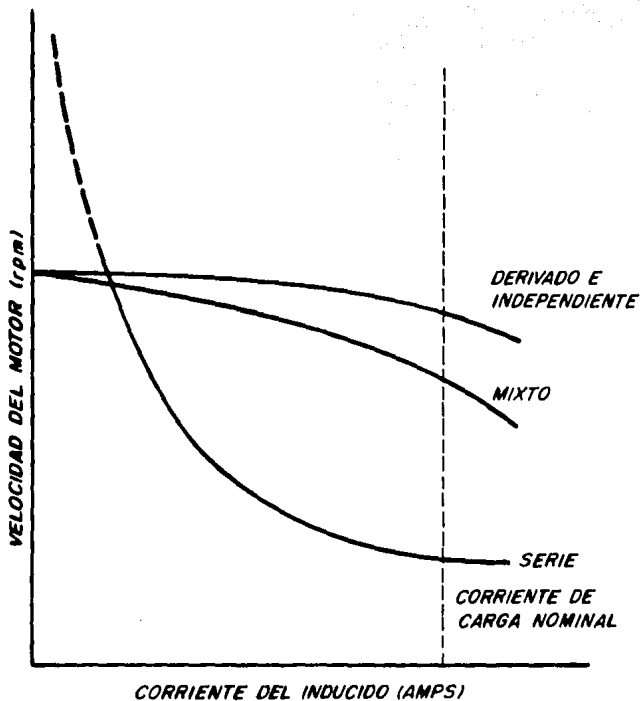


FIGURA B-7

COMPARACION DE LAS CARACTERISTICAS VELOCIDAD-CARGA PARA CADA UNO DE LOS CUATRO TIPOS DE MOTORES DE C. C.

En donde R_a es la resistencia del devanado de armadura y R_s del devanado del campo serie.

Para un motor serie el flujo de excitación es directamente proporcional a la corriente de armadura, por tanto, la velocidad para este tipo de motor se puede escribir de la siguiente forma:

$$N = K' \frac{V_a - I_a (R_a + R_s)}{I_a} \text{ rpm} \quad (\text{B.6})$$

La ecuación B.6 nos proporciona un indicador de la característica velocidad-carga de un motor serie. Si se aplica una carga mecánica relativamente pequeña a un motor con campo de serie, la corriente de armadura I_a será de un valor bajo, lo que hace que el numerador de la ecuación B.6 sea grande y el denominador pequeño, por lo que tendremos como resultado una velocidad N muy elevada. Por tanto, en vacío, con un flujo 0 y una corriente de armadura I_a pequeñas, la velocidad es realmente excesiva. Por esta razón, los motores serie siempre se accionan acoplados o engranados con una carga, como ascensores, gruas o ferrocarriles. Sin embargo, al aumentar la carga, el numerador de la ecuación (B.6) disminuye más rápidamente que en lo que aumenta el denominador (si I_a se incrementa, el numerador disminuye en comparación con el denominador que aumenta en proporción directa con I_a) y la velocidad disminuye rápidamente, como se indica en la figura B.7.

Como se indica en la figura B.7, la velocidad excesiva en un motor serie NO significa una corriente de armadura elevada que provocaría la fusión de un fusible o del sistema de protección instalado en el sistema. Debe utilizarse algún otro método de protección contra el embalamiento. Normalmente, los motores con campo serie están equipados con interruptores centrífugos normalmente cerrados en la zona de funcionamiento y que se abren a velocidades de aproximadamente el 150% de la velocidad nominal.

B.5.3. MOTOR MIXTO.

La ecuación básica para el motor mixto es:

$$N = K \frac{V_a - I_a (R_a + R_s)}{\phi_d + \phi_s} \text{rpm} \quad (8.7)$$

El denominador de esta ecuación es el mismo que el de la ecuación (8.5), si hacemos $E = V_a - I_a (R_a + R_s)$, tendremos:

$$N = K \frac{E}{\phi_d + \phi_s} \text{rpm} \quad (8.8)$$

Si comparamos la ecuación (B.8) con la B.5), la cual indica la velocidad resultante de un motor derivado e independiente, vemos que al aumentar la carga y la corriente de armadura I_a , el flujo de excitación producido por el campo serie también aumenta y la FCEM disminuye. Por tanto, el denominador aumenta mientras que el numerador disminuye proporcionalmente más que para un motor con campo derivado o independiente. El resultado es que la velocidad del motor mixto cae a disminuir más rápido que el motor derivado e independiente con la aplicación de carga, tal como se indica en la figura B.7.

B.6 CONCLUSIONES.

En este anexo, desarrollamos las características del par y velocidad para los cuatro tipos de motores de c.c. Estos dos parámetros son de vital importancia para elegir el motor adecuado, aunque a mi juicio el primer dato que debemos de considerar para la selección de un motor de c.c. es el par que nos va a proporcionar.

A continuación damos nueve puntos, los que consideramos para elegir el motor adecuado.

- 1.- El consumo en kilowatts o HP, la tensión de alimentación y la velocidad.
- 2.- El tipo de motor: serie, derivado, independiente o mixto.
- 3.- El par al arranque.
- 4.- Posibilidades de sobrecarga.
- 5.- Tipo de servicio, si es continuo o interrumpido.
- 6.- Requerimiento de velocidad reversible.
- 7.- Tipo del control de velocidad.
- 8.- Tipo de montaje; es decir, si será instalado en el piso, una pared o en una base, así mismo el espacio disponible.
- 9.- Temperatura ambiente y en su caso sistema refrigerante.

El punto 9 es muy importante y más aún, si el motor va a estar sujeto a sobrecargas continuas, ya que si el motor no tiene un buen sistema de refrigeración no soportará la sobrecarga por mucho tiempo.

En la figura B.8, presentamos una tabla en donde se indican las aplicaciones más frecuentes para cada tipo de motor de c.c. La última palabra la tendrá el ingeniero de servicio, el cual deberá estudiar cuidadosamente los datos indicados en esta tabla, junto con los nuevos puntos citados anteriormente.

DERIVADO E INDEPENDIENTE		MOTOR MIXTO		MOTOR SERIE	
VELOCIDAD CONSTANTE	VELOCIDAD VARIABLE		VELOCIDAD VARIABLE		VELOCIDAD VARIABLE
	CONTROL POR CAMPO	CONTROL POR ARMADURA	CR+L POR CAMPO	CR+L POR ARMADURA	CONTROL POR RESISTENCIA EN SERIE
ASPIRADORAS			COMPRESORES		GRUAS
VENTILADOR CENTRIFUGO				ABRIDOR DE PUERTAS	ELEVADORES DE MINAS
VENTILADOR DE PRESION			MAQUINAS TROQUELADORAS		BANDAS TRANSPORTADORAS CONTINUAS
BOMBA CENTRIFUGA DE CABEZA CONSTANTE			VENTILADOR DE PRESION		TORNOS HORIZONTALES
BOMBAS DE DESPLAZAMIENTO POSITIVO			BOMBAS CENTRIFUGAS DE CABEZAS VARIABLES		MOTOR DE VEHICULOS
		COMPRESOR	BOMBAS DE DESPLAZAMIENTO POSITIVO		GRUAS PARA TRANSPORTE DE MATERIALES
	PRENSAS DE IMPRENTA PEQUEÑA		PRENSAS ROTATORIAS		
SIERRA CIRCULAR					
CEPILLO PARA MADERA	MAQUINA DE MEZCLADO			SIERRA CIRCULAR	
ESMERILADOR	TORNOS		CEPILLOS		
PULIDOR	ELEVADOR DE PASAJEROS		MOLINO ROTATORIO		
LAVADORAS DE ROPA	BANDA TRANSPORTADORA CONTINUA			ELEVADOR DE CARGA	
			ELEVADOR DE PASAJEROS		
			BANDA TRANSPORTADORA CONTINUA		

FIGURA B.8
 APLICACIONES MAS FRECUENTES PARA LOS CUATRO TIPOS DE MOTORES DE C.C.

BIBLIOGRAFIA

- 1 - Ogata Katsuhiko
"Ingeniería de Control Moderna"
Editorial: Prentice-Hall, 1980.
- 2 - Diestefano/Stubberud/Williams
"Retroalimentación y Sistemas de Control"
Editorial: McGraw-Hill, serie Schaums, 1981.
- 3 - Siskind S. Charles
"Electrical Machines"
Editorial: McGraw-Hill, 1966.
- 4 - Nasar A. Syed
"Máquinas Eléctricas y Electromecánicas"
Editorial: McGraw-Hill, serie Schaums, 1982.
- 5 - Chauprade Robert
"Control Electrónico de los Motores de Corriente Continua"
Editorial: Gustavo Gili, 1983.
- 6 - General Electric
"SCR Manual"
Editorial: Prentice-Hall, Sixth Edition 1982.
- 7 - Lilen Henri
"Tiristores y Triacs"
Editorial: Marcombo, 1984.
- 8 - Edminister A. Hoseph
"Circuitos Eléctricos"
Editorial: McGraw-Hill, serie Schaums 1970.
- 9 - Maloney J. Timothy
"Electrónica Industrial"
Editorial: Prentice-Hall, 1983.
- 10 - Kosow L. Irving
"Control de Máquinas Eléctricas"
Editorial: Reverté, 1979.
- 11 - Tobey/Graeme/Huersman
"Operational Amplifiers, Design And Aplications"
Editorial: McGraw-Hill, 1981.