

9
230



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES

CUAUTITLAN

**"ANALISIS E IMPLEMENTACION DE UN VARIADOR
DE VELOCIDAD PARA MOTORES DE CORRIENTE
DIRECTA DE HASTA 3 H. P.**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE :

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N :

SABAS FLORES ASCENCIO

VICTOR HUGO HERNANDEZ REYES

ASESOR: ING. ESTEBAN CORONA ESCAMILLA

COASESOR: ING. JUAN GONZALES VEGA

CUAUTITLAN IZCALLI EDO. DE MEXICO 1993



**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



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.

I N D I C E.

PÁGINAS:

Introducción.....	1
-------------------	---

Capítulo I

Operación de Motores de Corriente Directa

1. I	Regla de la Mano Izquierda.....	8
1. II	Par Motor.....	9
1. III	Par Desarrollado Por un Motor.....	10
1. IV	Fuerza Contra electromotriz.....	13
1. V	Potencia Interna del Motor de C.D.....	14
1. VI	Reacción de Inducido.....	15
1. VII	Velocidad del Motor.....	17
1. VIII	Estructura del Motor de C.D.....	18

Capítulo II

Motor Shunt

2. I	Regulación de Velocidad en Shunt.....	21
------	---------------------------------------	----

Capítulo III

El Motor Serie

3. I	Par de Arranque en Motor Serie.....	26
3. II	Regulación de Velocidad en Motor Serie.....	28

Capítulo IV

Control de Velocidad en Motores de C.D

4. I	Control de Velocidad por Campo.....	30
4. II	Control de Inducido.....	32
4. III	Control de Tensión en Inducido.....	33

Capítulo V

Física de Semiconductores

5. I	Generalidades.....	35
5. II	Características Generales.....	35
5. III	Diodo Unión P-N.....	50
5. IV	Teoría del Diodo Ideal.....	55
5. V	Circuito Regulador Zener.....	57
5. VI	Introducción a la Física del Transistor.....	59
5. VII	Acción Amplificadora del Transistor.....	61
5. VIII	Configuraciones Básicas del Transistor.....	61
5. IX	Tiristores.....	63

Capítulo VI

Control Electrónico de Velocidad.

6.I	Generalidades.....	69
6.II	Rectificadores.....	71
6.III	Filtro Utilizando Capacitores.....	77
6.IV	Regulación de Voltaje.....	78
6.V	Circuito Puente con SCR'S.....	81

Capítulo VII

La Regulación.

7.I	Funciones del Regulador.....	87
7.II	Circuito de Disparo de SCR's.....	93
7.III	Sincronía con la Línea.....	96
7.IV	Circuito de Encendido.....	98
7.V	Tratamiento Riguroso.....	103

Capítulo VIII

Posibles Opciones

8.I	Frenado Dinámico.....	108
8.II	Inversión de Giro.....	109

Apéndice 1	Amplificadores Operacionales
Apéndice 2	Sistema Ward-Leonard
Apéndice 3	Circuito Impreso
Apéndice 4	Lista de Materiales
Apéndice 5	Circuito Electrónico

INTRODUCCIÓN

El motor de corriente directa (c.d.) es una máquina de polos salientes dispuestos en el estator. En dichos polos se coloca un número determinado de bobina denominadas de campo, que es posible conectar de diversas maneras a un suministro de corriente continua. En general estos polos salientes producen el campo magnético principal para la máquina, este campo es fijo, es decir no tiene ningún tipo de movimiento, a excepción hecha del tiempo que tiene perturbaciones transitorias. Es necesario decir que en un motor de c.d. las corrientes existentes en las bobinas de la armadura son tipo alterna, sin embargo la acción del conmutador y de las escobillas permite rectificarla, en general podemos afirmar que en cualquier máquina de c.d., si la corriente suministrada a la armadura es de una fuente externa; dicha máquina será un motor, de otra manera, si una fuente mecánica externa hace girar la flecha de la máquina, esta se comporta como un generador.

Los tipos más comunes de máquinas de corriente directa son:

- a) En derivación.
- b) En serie.
- c) Compuesto.

En donde las máquinas en serie y derivación solamente poseen un circuito equivalente de campo. Las máquinas en serie tienen un circuito de campo conectado en serie con la armadura, de forma tal que la corriente de armadura pasa por las bobinas de campo.

La máquina en derivación, tiene los devanados del campo dispuestos de una manera tal que son conectados en paralelo con la armadura, por esta razón el voltaje de armadura y campo son los mismos.

Sin embargo, existen aplicaciones donde el campo puede ser energizado desde una fuente independiente que le suministre el voltaje constante o bien, la armadura puede alimentarse por corriente constante y el campo puede alimentarse de una fuente variable, en general las máquinas utilizadas en estas aplicaciones son en derivación, pero puede hacerse también en una máquina serie.

Es válido decir que las bobinas en derivación están diseñadas para trabajar con voltajes elevados y corrientes bajas y los bobinados de la máquina serie se diseñan de forma inversa.

La máquina compuesta tiene dos juegos de embobinados de campo, uno de ellos para conexión en serie y el otro para conexión en derivación (paralelo). De hecho, con un diseño adecuado y una conexión conveniente esta máquina compuesta puede proporcionar algunas características deseables que no poseen ni las máquinas derivadas ni en serie.

En lo que se refiere a la armadura todas las máquinas tienen el mismo diseño, este diseño se representa como un circuito de una sola bobina, aunque en realidad, como se sabe, la armadura consta de muchas bobinas conectadas en serie o en paralelo. El arreglo del conmutador-escobillas cambia con mucha efectividad las conexiones del circuito físico, pero en cada máquina hay

siempre cuando menos dos caminos en paralelo a través de la armadura y cada camino contiene el mismo número de bobinas.

En las máquinas de corriente continua y en especial el motor, tiene la peculiaridad de poder cambiar su velocidad desde cero hasta la velocidad nominal o incluso por encima de esta, es esta razón lo que los hace muy útiles en trabajos en los cuales la carga varía constantemente, además poseen excelente par de arranque que llega a superar hasta cuatro veces el par normal.

En la actualidad nos es posible combinar estas características tan especiales de los motores de corriente directa, con el avance técnico logrado por la electrónica, especialmente por la electrónica de potencia para fabricar variadores (controladores) de velocidad que día a día son más económicos, más sencillos de operar y su precisión de trabajo es excelente. Todos estos factores han influido de manera importante para que los motores de c.d. encuentren aplicaciones diversas dentro de la industria. En los capítulos que le siguen, profundizaremos en la operación de los motores de c.d. así como en su constitución física e introduciremos los conceptos de electrónica que son indispensables para la construcción de un variador de velocidad con capacidad hasta de 3 H.P. aunque el estudio es extensivo para motores de mayores capacidades.

A finales del siglo XIX y principios del XX se desarrollaron motores resistivos de corriente directa que eran gobernados de una forma manual, actuando directamente sobre el inducido y la excitación.

Paralelamente se desarrollaron motores de corriente alterna y la energía también extensamente distribuida en corriente alterna, de tal manera que entre 1900 y 1930 fueron introducidas varias formas de control de motores de corriente alterna (c.a.) y por esta razón se olvidaron momentáneamente del motor de c.d. y el interés que años atrás había despertado.

No fue si no hasta entrada la década de los 50's que la aparición de válvulas electrónicas, triodos de gas, tiratrones, etc., unidos con el desarrollo de diversos amplificadores rotativos de potencia, nuevamente despertó el interés del control de velocidad de los motores de c.d.

Fue en esta misma época cuando aparecieron dispositivos para dar un servicio de mediana potencia, esto creó un sin número de posibilidades en el campo de control de motores de c.d., partir de una alimentación de c.a.

Estos dispositivos proporcionaban características tales como:

- a) Tamaño reducido.
- b) Elevada seguridad.
- c) Excelente eficiencia.
- d) Bajo costo.

Debido a estas características, el tiristor domina el campo del control de velocidad para motores de c.d. e incluso son utilizados para fabricar controles de c.a. para motores, solo para afianzar lo dicho, existen SCR's que:

- Drenan hasta 400 Amp. eficaces.

- Soporta tensiones nominales del orden de 1200 V.

Estas características y otras que se mencionarán en el capítulo correspondiente, nos muestran que los tiristores son muy importantes en el control de velocidad de motores de baja y mediana potencia.

Después de lo dicho ya es posible deducir que en la industria es muy importante tener la posibilidad de gobernar la velocidad del motor, el arranque, la inercia de la flecha una vez que el motor fue apagado, encendido y apagado desde una consola a varios metros de distancia del motor.

Podemos decir entonces que el objetivo de este trabajo es:

- 1.- Entender funcionamiento y construcción de un motor c.d.
- 2.- En base a sus características definir sus posible aplicaciones.
- 3.- Conocer las bases eléctricas y electrónicas para la implementación de un variador de velocidad para motores de c.d. por control de armadura en base a tiristores.
- 4.- Conocer fundamentos electrónicos para mantenimiento del equipo.

CAPITULO I. OPERACIÓN DE MOTORES DE C.D.

El funcionamiento del motor eléctrico se basa en el principio que indica:

"Un conductor que es recorrido por una corriente dentro de un

campo magnético tiende a moverse perpendicularmente a la dirección del flujo de dicho campo".

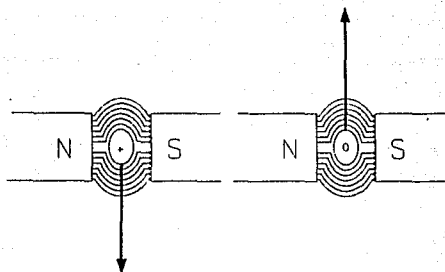


Figura 1

En la figura anterior se puede observar el campo resultante de la interacción del campo creado por la corriente del conductor y el campo principal. Se ve que ambos campos tienen el mismo sentido en la parte superior del conductor pero opuestas en el inferior, por lo tanto en la parte superior se incrementa el flujo y en la parte inferior disminuye, se ve pues que actúa una fuerza "F" sobre el conductor con el sentido indicado. Es evidente que si la corriente cambia de sentido será exactamente el inverso. Ahora bien, resulta que la fuerza que actúa sobre un conductor recorrido por una corriente dentro de un campo magnético tiene un valor directamente proporcional a la

intensidad del campo, a la intensidad de la corriente y a la longitud del conductor, $F = B L I$. con:

B = Densidad del flujo.

L = Longitud del conductor.

I = Corriente.

En el sistema M.K.S. F esta dada en Newton, B esta dada en Weber/ M^2 y finalmente L viene dada en metros e I en amperios.

Si B es densidad media del flujo radial para un radio medio " r " donde se encuentran colocados los conductores y además " z " es el número total de conductores del inducido:

$T = Z F r$, donde:

T = Es par electromagnético

$F = B L I$

r = Es el radio medio

T = Viene dada en Newton-Metro.

Si consideramos que $B = \phi/A$ con:

A = Area de sección por donde circula el flujo para el

ϕ = Es el flujo total por polo, y sí:

$$i = \frac{I_s}{\text{Trayectorias}}$$

Con I = corriente total de inducido (armadura) y además $B = \phi/A$ siendo A = Area de la sección de la trayectoria de flujo.

Entonces:

$$A = \frac{2\pi r L}{\text{No. de Polos}}$$

y se consigue:

$$T = \frac{Z\phi I_a r}{2\pi r L} \frac{\text{No. de Polos}}{\text{No. de Trayectoria}}$$

$$T = \frac{Z\phi I_a}{2\pi} \frac{\text{Polos}}{\text{Trayectorias}} \text{ [Newton-metro]}$$

o simplemente podemos decir: $T = K\phi I_a$.

Donde K = constante para cada máquina, sea motor o generador.

1.1 REGLA DE LA MANO IZQUIERDA.

La relación entre el sentido del campo magnético, el movimiento de un conductor en el campo y la F.E.M. inducida lo proporciona la regla de Fleming ó "de la mano derecha".

Y la relación entre el sentido de un campo magnético, el de la corriente de un conductor en este campo y el sentido de la fuerza resultante, lo proporciona la regla de la mano izquierda:

"Colocando el dedo índice en el sentido del campo ó flujo y el dedo medio en el sentido de la corriente del conductor, el pulgar señala el sentido de movimiento del conductor".

La siguiente figura ilustra la regla de la mano izquierda.

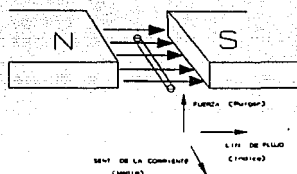


Figura 2

En los generadores, el conductor se mueve contra una fuerza que se opone a su movimiento y necesita una fuerza de arrastre para mantenerse en él. Esta fuerza la suministra la máquina que arrastra el generador.

1.II PAR MOTOR.

Cuando cualquier dispositivo gira alrededor de un eje se necesita una fuerza tangencial para mantenerlo en rotación. Esta fuerza se puede desarrollar dentro de la máquina, de tal grado que el efecto total de la fuerza no está solamente en función de su magnitud, sino que también lo está por su distancia del eje de rotación al punto de aplicación de la fuerza. Es por ello que el producto de la fuerza por la distancia al eje de rotación se denomina par motor.

1.III PAR DESARROLLADO POR UN MOTOR

La siguiente figura muestra una bobina de una sola espira, cuyo plano es paralelo al campo magnético.

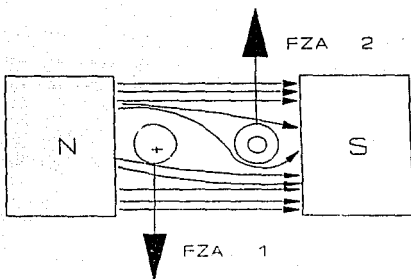


Figura 3

Por el lado izquierdo de la espira, la corriente entra en el papel y por el lado derecho sale de él. El conductor de la izquierda está sometido a una fuerza F_1 que tiende a desplazarlo a hacia abajo, y el conductor de la derecha está sometido a una fuerza F_2 , que lo desplaza hacia arriba.

Como la corriente es la misma y están inversos en el mismo campo $F_1 = F_2$ y ambas fuerzas dan lugar a un par que hace girar la espira en sentido contrario a las manecillas del reloj. En esta posición de la espira el par es el máximo.

Veamos la siguiente figura:

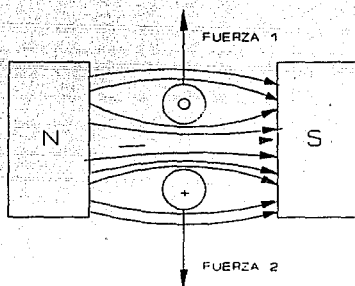


Figura 4

Se puede observar que ninguno de los conductores puede desplazarse por ello esta posición es de par nulo, dado que la distancia del eje de la espira a la línea de acción de las fuerzas es cero.

Sin embargo, si la dirección de la corriente en la espira se invierte cuando alcanza posición de par nulo y además la espira se desplaza ligeramente más allá del punto muerto, aparece un par que continúa haciendo girar la espira en el mismo sentido.

En la práctica el inducido tiene un gran número de espiras, donde en cada instante, del número de espiras que se encuentran en conmutación es muy reducido comparado con las espiras activas y por está razón el par desarrollado es prácticamente constante,

eso suponiendo que la corriente en el inducido así como el flujo son constantes. Lo anterior se puede comprender mejor con ayuda de la siguiente figura:

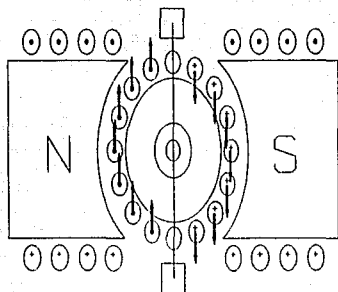


Figura 5

El par desarrollado por el inducido es: $T = K_T I \phi$ con
 K = Constante que depende de las dimensiones físicas del inducido, del número de espiras, etc.

I = Corriente en el inducido

ϕ = Flujo que penetra en el inducido desde el polo norte.

La ecuación anterior permite determinar la variación del par con respecto a la carga, de diversos tipos de motores.

1.IV LA FUERZA CONTRAELECTROMOTRIZ

Si el inducido de un motor estuviera conectado a una fuente de 110 volts y considerando que la resistencia de dicho inducido es de 0.25 para 10 caballos de potencia por la ley de Ohm tendríamos $I = 110/0.25$. La corriente que supuestamente circula es de 440 amperios si consideramos que un motor de estas características no consume más de 40 amperios, es evidente entonces que cuando un motor esta funcionando, la corriente del inducido no es solamente función de la resistencia Ohmica. Los conductores, por estar cortando un flujo generan una F.E.M:

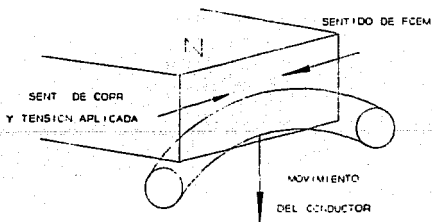


Figura 6

En la figura anterior se muestra un conductor aislado del inducido en el instante en que pasa por un polo norte la flecha del lado izquierdo señala el sentido de la tensión aplicada,

debido a esto el conductor trata de moverse hacia abajo, al moverse en este sentido corta flujo y en el conductor se genera una F.E.M., con el sentido mostrado, por tanto se opone a la tensión y corriente aplicada, por esa razón se denomina Fuerza Contraelectromotriz F.C.E.M., está F.C.E.M. se opone al paso de corriente por el inducido.

Por lo expuesto resulta:

$$I_a = \frac{V-E}{R_a}$$

I_a = Corriente de inducido.

V = Tensión en la línea.

E = Tensión de la F.C.E.M.

R_a = Resistencia de inducido.

La F.C.E.M., debe ser siempre menor que la tensión aplicada, si se desea que la corriente penetre en el inducido por el borne positivo.

1.V POTENCIA INTERNA MOTOR C.D.

La potencia que absorbe el inducido es $V I_a$ donde V es la tensión en las terminales, la pérdida de potencia en el inducido es $I_a^2 R_a$ y es a expensas de la potencias eléctrica, otras pérdidas son debidas al rozamiento, a la histéresis, a las corrientes parásitas en el entrehierro y todas estas son a expensas de la potencia mecánica.

Entonces la potencia interna es:

$$P_m = VI_a - I_a^2 R_a$$

factorizando:

$$P_m = I_a (V - I_a R_a)$$

pero

$$E = V - I_a R_a$$

por lo tanto:

$$P_m = I_a E$$

1.VI REACCIÓN DE INDUCIDO

En la siguiente figura se muestra el sentido de la corriente en los conductores del inducido en un motor con las escobillas situadas en la zona neutra:

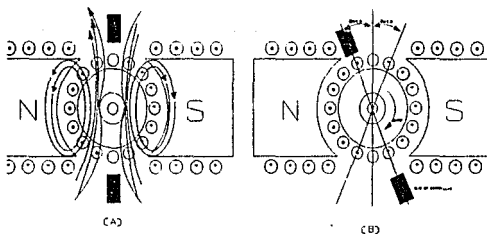


Figura 7

El sentido de la corriente en cada mitad del inducido corresponde a la polaridad y sentido de rotación en (b).

Los amperios vuelta del inducido crean una FMM Fa. El flujo producido por esta FMM esta dirigido hacia arriba y forma un ángulo recto con el eje de los polos. La resultante de los amperios vuelta del campo y del inducido crean un flujo que esta dirigido diagonalmente hacia la parte superior de la derecha y se concentra más en los bornes polares de entrada, es decir, esta distorsionado en sentido contrario al del movimiento. Como la zona neutra es perpendicular a la dirección del flujo resultante, también se desplaza hacia atrás. Por tanto las escobillas deben retrasarse en un ángulo β . Por lo tanto, cuando la carga aumenta, es necesario retrasar las escobillas, como se muestra en (b). Si no fuera por la FEM de autoinducción, la zona neutra coincidiría con el eje de las escobillas. Se puede resumir entonces que tanto en motores como en generadores, se deben desplazar las escobillas de la zona neutra con carga para contrarrestar la FEM de autoinducción. Este retroceso de las escobillas va acompañado de una acción desmagnetizante del inducido sobre el campo. Si β es un ángulo que forma el eje de escobillas con la zona neutra, los amperios vuelta del inducido comprendidos en el ángulo 2β se opone a los amperios vuelta del campo. Además, cuando la carga aumenta, la reacción del inducido tiende a aumentar la velocidad del motor, se sabe de casos en los cuales los motores con pequeño entre hierro (teniendo así gran reacción de armadura) se han embalado al aumentar la carga.

1.VII VELOCIDAD DEL MOTOR

La velocidad del motor es directamente proporcional a la F.C.E.M., e inversamente proporcional al flujo; esto es:

$$VEL = K_1 \frac{E}{\phi};$$

donde K_1 es constante. Pero $E = V - I_a R_a$ entonces:

$$VEL = \frac{K_1 (V - I_a R_a)}{\phi}$$

1.VIII ESTRUCTURA DEL MOTOR DE C.D.

El motor tiene un estator y un rotor (armadura), el estator tiene uno o más devanados por cada polo, estos devanados están diseñados para conducir corrientes directas que establecen un campo magnético.

La armadura por su parte esta ubicada junto con sus devanados en la misma trayectoria del campo magnético. Los devanados del rotor y estator o armadura están conectados físicamente, los devanados del estator lo están a unas escobillas y los devanados de la armadura a un conmutador, al hacer contacto por fricción se establece una conexión continua de ambos devanados.

Por su parte el conmutador va empotrado en la flecha del rotor (giratorio), mientras que las escobillas son fijas y están localizadas en el eje neutro magnético del rotor como se ilustra

en el siguiente esquema(FIGURA 8); cuando los devanados de la armadura llevan corriente, establece un campo magnético en cuadratura con el campo magnético de los devanados del estator, ello hace que se desarrolle un par que hace girar el rotor entre (armadura) del motor.

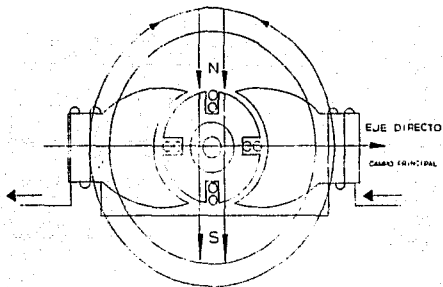


Figura 8

Para que la corriente del rotor o armadura, bajo cualquier polo del estator circule siempre en el mismo sentido, sin importar la posición en la que se encuentre, es necesario el conmutador.

CAPITULO 2. MOTOR SHUNT

Las curvas características de un motor representan como cambia el par y la velocidad cuando varía la corriente del inducido manteniendo constante la tensión aplicada.

Con la ayuda de fórmulas es posible dibujar esas curvas.

$$\text{Par Producido} = K_f \phi I_a$$

$$\text{Vel} = \frac{E_T - I_a R_a}{K \phi}$$

con:

E_T = Voltaje aplicado; I_a = Corriente del inducido.

R_a = resistencia del inducido. ϕ = Flujo por polo.

K y K_T = Constantes.

Notamos en la figura 9 que un motor en derivación, la tensión aplicada E_T y la corriente de excitación I_f son constantes, así como el flujo por el polo, esto si consideramos el efecto de reacción de armadura nulo.

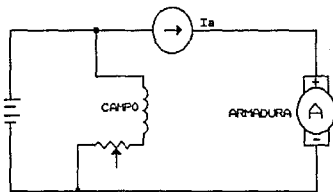


Figura 9

$$\text{El Par Motor} = K_a \phi I_a = \text{cte.}$$

$$\text{Vel} = \frac{E_r - I_a R_a}{K \phi} = \text{cte.}$$

El par proporcionado a la carga mecánica, es menor que el par electromagnético, siendo la diferencia igual al par resistente producido por el rozamiento en los cojinetes y en las escobillas, las pérdidas en el hierro y la resistencia del aire.

La disminución de velocidad cuando aumenta la carga es debida a que E_g disminuye para que pueda circular una corriente adicional. En el análisis anterior se consideró que el efecto de la reacción de armadura era nulo y se considero que el flujo era constante, sin embargo esto en realidad no es cierto.

La reacción de armadura disminuye el flujo ϕ en cierta cantidad, y en esta cantidad es mayor cuando no existen polos de conmutación.

En algunas ocasiones la disminución de ϕ es muy semejante a la disminución de $I_a R_a$ en la ecuación de la velocidad, ello hace que la curva de velocidad sea una recta mientras el motor pasa del vacío a plena carga.

2.1 REGULACIÓN DE VELOCIDAD EN SHUNT.

Veamos la regulación de velocidad a partir de la ecuación:

$$V_{el} = \frac{E_t - I_a R_a}{K\phi}$$

Si el motor se conecta a una línea como muestra la figura 10,

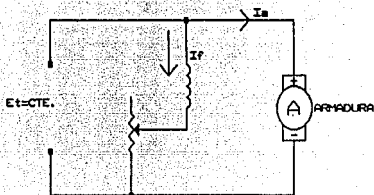


Figura 10

E_t = Tensión nominal del motor, colocando la resistencia variable en valor cero, el motor girará a la velocidad nominal o fundamental y se pueden obtener velocidades superiores a la nominal disminuyendo el flujo ϕ , colocando resistencia en serie con el bobinado de excitación, esto reduce I_p y también el flujo ϕ , este procedimiento es control de campo. Aunque la fórmula indica que al disminuir ϕ aumenta la velocidad, también es cierto que si se reduce bruscamente el flujo por polo,

desciende la fuerza contraelectromotriz del motor y permite que circule mas corriente por el inducido. Esté aumento de corriente en el inducido es mucho mayor que la disminuci3n en el flujo, por lo tanto el par motor producido es mayor del necesario para la carga y el motor se acelera.

Como se puede apreciar, mediante este m3todo, solamente se puede variar la velocidad partiendo de la nominal y elevarla por encima de est3. Otra forma de variar la velocidad del motor la ilustramos con el siguiente dibujo:

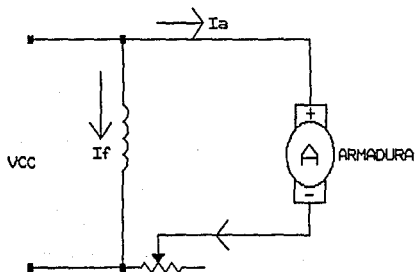


Figura 11

Nuevamente partimos de la ecuaci3n:

$$Vel = \frac{E_f - I_a R_a}{K\phi}$$

Como vemos en la anterior figura la intenci3n es variar hacia abajo es decir, disminuir la tensi3n en la armadura.

En la ecuaci3n de velocidad el t3rmino "IaRa" en raras

ocasiones excede el 5% de " E_{T-} ", de tal forma que si queremos obtener la mitad de la velocidad nominal, deberemos disminuir " E_{T-} " en un 50%. El restante 50% es disipado por la resistencia " R " y es igual a " $V_R I_A$ " y es igual a la potencia " E_{T-} ", la suministra al inducido, por tanto el rendimiento del sistema es inferior al 50%.

Cuando la velocidad de un motor varia de una manera apreciable cuando se hace variar la carga, se dice que la regulación de velocidad es deficiente, mientras que si en el caso opuesto, es decir la velocidad permanece constante cuando se aumenta la carga, se dice que la regulación de la máquina es buena.

Por tanto, la regulación es determinada cuando se mantiene constante el voltaje de alimentación y la velocidad y se provoca que la carga pase de cero a carga máxima.

En un motor en derivación, por ejemplo, cuando la velocidad se regula por medio de una resistencia colocada en el circuito de excitación (como se muestra en la siguiente figura):

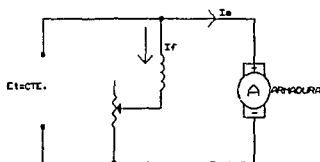


Figura 12

La regulación es buena, dado que la velocidad esta determinada por la expresión:

$$Vel = \frac{E_t - I_a R_a}{X_\theta}$$

de modo que siendo $E_t = \text{constante}$, al igual que el flujo θ , una vez que se ha fijado la resistencia de campo, la disminución de velocidad entre vacío y plena carga rara vez excede el 5% dado que $I_a R_a$ a plena carga casi nunca excede el 5% de el valor que tiene E_t , como ya se comento anteriormente.

El control de campo de excitación en los motores en derivación, proporciona velocidades definidas que son aproximadamente independientes de la carga, y todos los cambios de velocidad se efectúan sin disminución en el rendimiento.

La contra parte de este método es que esta limitado a proporcionar velocidades solamente por encima de la velocidad nominal o fundamental del motor que se obtienen a pleno campo. Dentro de este margen de velocidades, el método proporciona una regulación que es prácticamente ideal. Por otro lado, la regulación mediante control de la resistencia en el inducido es inferior al anterior método, porque reduce el rendimiento del motor en la misma proporción en que disminuye la velocidad. Este hecho limita la posibilidad de aplicación dado que solamente se aplica a motores pequeños donde la energía que interviene no es importante.

Otro aspecto desfavorable de la regulación de velocidad por resistencia del inducido, es que ninguna posición del reóstato

corresponde a una velocidad definida, pues dicha velocidad queda determinada tanto por la carga como por la resistencia de control.

Sin embargo el control de la velocidad por medio de la resistencia en el inducido proporciona una variación de velocidad que va desde cero hasta la velocidad nominal.

CAPITULO 3. MOTOR SERIE.

Como se muestra en la figura, también en el motor serie se coloca una resistencia de arranque en serie con el inducido, la función de la resistencia es limitar la corriente de arranque:

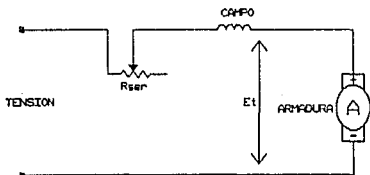


Figura 13

Como ya se puede deducir a partir de la figura, la resistencia se va reduciendo a medida que el motor aumenta su velocidad. Los motores serie con potencias inferiores a 1 CV se arrancan conectandolos directamente a la línea de corriente.

3.1 PAR DE ARRANQUE EN MOTORES SERIE

En este tipo de motores la tensión aplicada $E_t = \text{constante}$, mientras que la excitación de campo aumenta con la carga, pues la corriente del inducido es también la corriente excitadora.

El par producido es directamente proporcional al flujo ϕ por polo y a la corriente en el inducido ($K_t \phi I_a$).

Ahora bien; el flujo aumenta con al " I_a ", puesto que ésta también es la corriente de excitación y si el circuito magnético de la máquina no está saturado, es directamente proporcional a " I_a ", y el par motor es proporcional a la corriente de armadura al cuadrado.

En un motor real el flujo por polo no aumenta tan rápidamente como lo hace la corriente de excitación, debido a que el circuito magnético se satura, entonces lo que realmente sucede es que el flujo varía con la corriente de armadura.

Ahora bien, la corriente a plena carga produce flujo y par a plena carga independientemente de que el motor gire o esté parado. Puesto que el flujo aumenta con la corriente, se origina un par doble que el de plena carga con una corriente considerablemente menor que dos veces la corriente de plena carga.

En el caso de un motor en derivación, el flujo por polo es constante y el par es directamente proporcional a la corriente de armadura, de modo que un par doble requiere una corriente doble.

En este sentido, es lógico que para una aplicación donde el par

de arranque es muy elevado es adecuado elegir un motor serie puesto que requiere tomar menos corriente de la línea.

Podemos analizar el funcionamiento del motor serie si partimos de las siguientes ecuaciones:

$$Par = K\phi I_a$$

$$V_e I = \frac{E_t - I_a R_a}{K\phi}$$

donde:

E_t = tensión aplicada ; I_a = corriente de inducido o armadura.

R_a = resistencia de inducido.

$I_a R_a$ = caída de potencial, generalmente menor al 7% de E_t a plena carga.

ϕ = flujo por polo; K_t = constante.

En los motores serie, la tensión aplicada E_t es constante, mientras que el flujo por polo varia con la corriente de armadura, como se ya se comento, es importante mencionar que cuando la carga disminuye, la máquina acelera para producir la fuerza contraelectromotriz requerida, resulta peligroso por tanto, unir la carga al motor por medio de poleas o bandas, pues si accidentalmente se llegan a romper, el motor se embalaría y probablemente reventaría.

Los motores serie son adecuados para aplicaciones como grúas, dado que producen un gran par de arranque, van despacio cuando la carga es pesada y rápido cuando la carga es ligera.

3.II REGULACIÓN DE VELOCIDAD EN MOTORES SERIE.

Partiendo de la ecuación de velocidad:

$$Vel = \frac{E_t - R_a I_a}{\phi}$$

Se puede ver que para corriente de armadura dada (I_a), la velocidad puede variarse modificando la tensión aplicada (E_t), o bien el flujo por polo ϕ . Si intercalamos una resistencia (R_e) en serie con el inducido (armadura) la tensión aplicada a los bornes se reduce en $I_a R_a$ y la menor fuerza contra electromotriz requerida se obtiene a una velocidad del motor, tal como lo sugiere la siguiente figura:

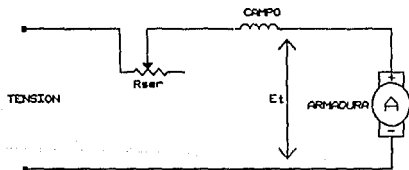


Figura 14

Es posible reducir el flujo por polo cortocircuitando parte del arrollamiento de excitación, esta idea es más clara si recurrimos a la siguiente figura:

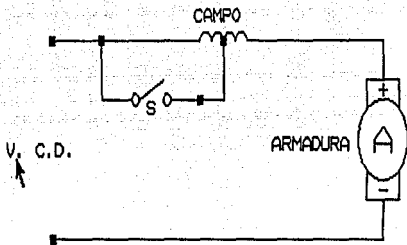


Figura 15

Si se cierra el interruptor "s" se reduce los amperios vuelta de excitación, y esto ocasionara una disminución del flujo y en consecuencia un aumento de velocidad del motor.

CAPITULO 4.

CONTROL DE VELOCIDAD EN MOTORES DE C.D.

La velocidad de los motores de corriente continua puede variarse al controlar cualquiera de las variables que intervienen en la ecuación fundamental de velocidad:

$$v = k \frac{V_a - R_a I_a}{\theta}$$

En párrafos anteriores se mencionaron posibles métodos :

- a.- Modificación del flujo de excitación θ por medio de un reostato y de este modo se denomina control de campo.

- b.- Modificación de la tensión V_a en los bornes del inducido (armadura) con el empleo de una resistencia variable en serie con el circuito de inducido.
- c.- Variación de la tensión en armadura mediante el empleo de una fuente variable de c.c. (control de tensión en el inducido).

4.1 CONTROL DE VELOCIDAD POR CAMPO.

Se dice que hay control de campo cuando se aplica la tensión nominal al inducido y se hace variar manual o automáticamente por medio de un reostato en serie o en paralelo con el devanado de excitación (campo). Una manera más sencilla de entender este tipo de control es visualizando los posibles cambios que se pueden tener, y ello lo podemos apreciar en la siguiente figura:

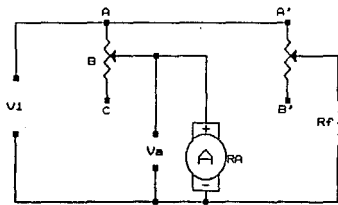


Figura 16

Cuando se coloca en marcha y se cortocircuita la resistencia

variable del inducido (armadura) en el punto "a" de modo que $V_1 = V_a$, se puede lograr el control de la velocidad mediante el reostato de campo del punto "a" al punto "b".

La velocidad, cuando se tiene campo nominal, es decir V_1 aplicada al devanado de campo se denomina velocidad básica o nominal del motor.

Cuando se incrementa la resistencia de campo disminuye la corriente y el flujo de excitación en la ecuación fundamental de la velocidad haciendo que esta aumente, por esta razón el control de campo solo proporciona variación de velocidad por encima de la nominal.

El control por campo presenta las siguientes características:

- 1.- Es relativamente económico y sencillo de lograr.
- 2.- Es eficaz en términos de rendimiento del motor.
- 3.- Dentro de ciertos límites, no afecta la regulación de velocidad en el caso de motores serie, shunt y compuesto.
- 4.- Permite control de velocidad suave y continuo.
- 5.- No permite obtener velocidades por abajo de la nominal.
- 6.- Es inestable en altas velocidades debido a la reacción de inducido.
- 7.- Tiene dificultad de conmutación y deterioro del conmutador a elevadas velocidades.
- 8.- Si el voltaje de excitación se reduce demasiado, el motor se embala y eventualmente puede dañarse.

4.II CONTROL DE INDUCIDO

Cuando existe una resistencia variable en serie con el inducido y la tensión en los bornes del mismo se controla por medio de dicha resistencia el método de control de velocidad se denomina control por resistencia de inducido.

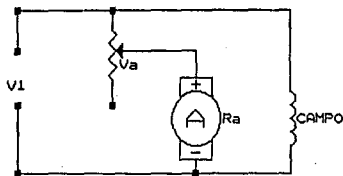


Figura 17

Se aprecia en la figura anterior que el voltaje de armadura queda determinado por la posición de la resistencia variable, por tanto al aumentar la resistencia en serie con el inducido se reduce su tensión en bornes (a una carga determinada) haciendo que la velocidad descienda. Por esta razón, este método solo origina velocidades entre cero y la básica o nominal.

Para un valor de ajuste de velocidad en vacío por debajo de la velocidad nominal, el control de la resistencia de inducido provocará una caída de la velocidad con la aplicación de la carga, resultando una regulación deficiente de la velocidad. Cuando más grande es el valor de la resistencia en serie del

inducido, más pobre es la regulación. Además la corriente de inducido que circula a través de la resistencia colocada en serie produce pérdidas apreciables de $I_a R_a$ que reducen el rendimiento del motor.

Aunque estas pérdidas no producen calor en el interior del motor, se necesita una resistencia variable más grande, adecuada para servicio permanente, conectada externamente y capaz de conducir la corriente nominal del inducido, esta resistencia variable se utilizará tanta para el arranque del motor como para el control de la velocidad del mismo.

Las características de este tipo de control son:

- 1.- Es posible variar la velocidad desde cero hasta la nominal.
- 2.- Es simple y fácil de implementar.
- 3.- Reduce arranque con el control de la velocidad.
- 4.- Costo elevado de resistencia grande para trabajo continuo.
- 5.- Regulación pobre para ajuste de velocidad dada.
- 6.- Rendimiento bajo y elevado costo de funcionamiento.
- 7.- Dificultad de obtener un control continuo de velocidad para potencias grandes.

4.III CONTROL DE TENSIÓN EN INDUCIDO.

Si la tensión en el inducido que se suministra de la fuente de alimentación variable de corriente continua es cero, el motor desarrolla un par nulo [$T = K\phi I_a$] y queda en reposo. Si la tensión en el inducido se incrementa ligeramente, de acuerdo con

la ecuación $Vel = K(Va - IaRa)/\phi$, 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 tensión en bornes del inducido.

Reduciendo la tensión de inducido a cero, e invirtiendo la polaridad de la fuente de tensión variable, el motor se detendrá y empezará a girar en sentido contrario de acuerdo con la regla de la mano izquierda.

Para motores de corriente continua fraccionarios e incluso algunos de potencias pequeñas, la fuente de tensión de corriente continua puede implementarse con dispositivos de estado sólido como los llamados rectificadores controlados de silicio (SCR'S) alimentados con corriente alterna monofásica o trifásicas según lo requiera la potencia del motor.

Para potencias elevadas (más de 500 HP) todavía es utilizado el método Ward-Leonard (el cual abordaremos en un apéndice).

Es precisamente la implementación de una fuente de corriente continua a partir de una alimentación de corriente alterna mediante dispositivos electrónicos el objetivo principal de este trabajo. Dicha fuente deberá tener ciertas características de trabajo que lo hagan adecuado para el gobierno de la velocidad de un motor.

CAPITULO 5. FÍSICA DE SEMICONDUCTORES

5.I GENERALIDADES

En las décadas que surgieron a la introducción del transistor semiconductor en los años cuarenta han atestiguado de un cambio sumamente drástico en la industria electrónica. La miniaturización que ha resultado nos maravilla cuando consideramos sus límites. En la actualidad se encuentran sistemas completos en una sola oblea de miles de veces menor que el más sencillo elemento de las primeras redes. Las ventajas asociados con los sistemas semiconductores en comparación con las redes con tubos de los años anteriores son, en su mayor parte, obvias: más pequeños y ligeros, no requieren calentamiento ni se producen pérdidas térmicas (lo que sí sucede en el caso de los tubos), una construcción más resistente y no necesitan un período de calentamiento.

5.II CARACTERÍSTICAS GENERALES

La etiqueta de semiconductor por sí misma proporciona una pista en cuanto a las características de este dispositivo. El prefijo *semi* se aplica por lo general a todo aquello que se encuentra entre dos límites. El término *conductor* se aplica a cualquier material que permita un flujo considerable de carga debido a la aplicación de una cantidad limitada de presión externa. Un semiconductor, por tanto, es un material que tiene un nivel de conductividad en algún lugar entre los extremos de un aislador (de muy baja conductividad)

y un conductor, como el cobre que tiene un alto nivel de conductividad. En relación inversa con la conductividad de un material está su resistencia al flujo de carga o corriente. Esto es, en cuanto mayor sea el nivel de conductividad, menor será el nivel de resistencia. En las tablas de medidas, el término *resistividad* (ρ , letra griega rho) se utiliza a menudo cuando se comparan los niveles de resistencia de los materiales. La resistividad de un material puede examinarse conociendo la resistencia de una muestra que tiene una extensión de 1 cm y un área de sección transversal de 1 cm², como se muestra en la siguiente figura:

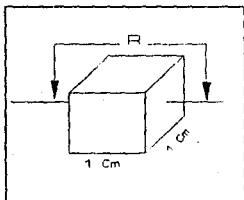


Figura 18

Recuérdese que la ecuación para la resistencia de un material (a una temperatura dada) se determina mediante $R = l/A$, donde R se mide en ohms, l es la longitud de la muestra, A es el área superficial incidente y ρ es la resistividad. Si $l = 1$ cm y $A = 1$ cm², entonces $R = \rho$, como se indicó antes. La magnitud de la resistencia de una muestra de material de 1 cm³ se determina, pues, mediante la

resistividad. En otras palabras, cuanto mayor sea la resistividad, mayor resultará la magnitud de la resistencia correspondiente a dicha muestra. Las unidades para ρ como se definen mediante la ecuación son:

$$\rho = \frac{RA}{l} = \frac{\Omega \text{cm}^2}{\text{cm}} = \Omega \cdot \text{cm}$$

En la siguiente tabla se incluyen valores de resistividad correspondientes a tres amplias categorías de materiales. Aunque se esta más familiarizado con las propiedades eléctricas del cobre y la mica, las características de los materiales semiconductores de germanio (Ge) y silicio (Si) pueden ser relativamente nuevas. Estos no son los únicos dos materiales semiconductores, pero son los dos materiales que han recibido la mayor atención en el desarrollo de los dispositivos semiconductores. En años recientes la tendencia se ha desviado firmemente hacia el silicio, alejándose de el germanio, pero éste se sigue produciendo aunque en menor cantidad.

CONDUCTOR	SEMICONDUCTOR	AISLADOR
$\rho \approx 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$	$\rho \approx 50 \Omega \cdot \text{cm}$ (germanio)	$\rho \approx 10^{12} \Omega \cdot \text{cm}$
(cobre)	$\rho \approx 50 \times 10^3 \Omega \cdot \text{cm}$ (silicio)	(mica)

Generalmente los elementos que tienen más de cuatro electrones en su órbita exterior son malos conductores eléctricos.

Se llama órbita de valencia a la órbita exterior de todos los átomos, misma que se llena con un máximo de ocho electrones en una configuración llamada octeto, configuración que es característica de los gases nobles (Ne, Ar, Kr, Xe, Rn) que son los elementos más estables y no reaccionan químicamente con ningún otro elemento.

Sin embargo, todos los demás elementos tienden a alcanzar el octeto por medio de diferentes tipos de enlaces entre electrones, tendencia que es característica de los materiales semiconductores especialmente el silicio y el germanio. Este hecho es muy importante en el proceso de dopado de las briznas de silicio y de germanio para la fabricación de rectificadores.

Veamos la siguiente figura:

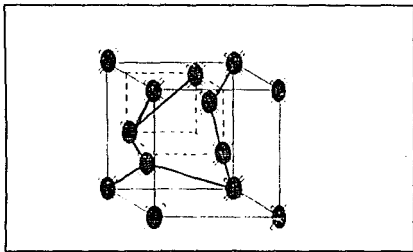


Figura 19

Al congregarse los átomos para formar sólidos cristalinos lo hacen siguiendo un patrón de estructura tridimensional, de diferentes formas geométricas, que al repetirse ordenadamente forman una red estructural. Para el caso del silicio y del

germanio, el patrón es conocido como "estructura cúbica de caras centradas" que es representado como un tetraedro con un átomo en cada vértice.

Al conjunto de muchos cristales orientados al azar y reunidos irregularmente se le llama unión policristalina.

Al formarse un cristal por N cantidad de átomos resulta que cada átomo individual se encuentra influenciado por sus átomos vecinos por lo que todos los electrones contenidos en el cristal se encuentran afectados por diferentes patrones de carga.

De acuerdo a la mecánica cuántica, al congregarse los átomos, las órbitas individuales quedan tan próximas entre sí que más bien forman bandas de energía de tal manera que todas las primeras órbitas forman la primera banda; las órbitas segunda, tercera, cuarta, etc., forman la segunda, tercera, cuarta, etc., bandas de energía y así sucesivamente.

Sea un gramo de silicio monoatómico. La cantidad de átomos contenidos en el cristal se determina por las variables:

Número de Avogrado	-----	peso molecular
Número de átomos	-----	masa del cristal
6.023×10^{23} átomos/mole	-----	28.1 gr./mole
N átomos	-----	1 gramo

Obteniendocse el valor de N: $N = 2 \times 10^{22}$ átomos.

En el silicio cada átomo individual contiene 2 electrones en su primera órbita, 8 electrones en la segunda y 4 electrones en la tercera; las órbitas cuarta, quinta etc, están vacías de electrones.

Al formarse el cristal de un gramo de silicio monoatómico todas las bandas se forman con 2×10^{22} órbitas o niveles moleculares; la primera, segunda, y tercera banda contienen los electrones de las órbitas respectivas; las bandas cuarta, quinta, sexta, etc, quedan vacías de electrones.

Se llama banda de conducción a la banda de energía vacía más baja o la banda llena más alta. Se llama banda de valencia a la que contiene a los electrones de valencia. Al intervalo o brecha de separación entre las bandas de conducción y de valencia se le denomina región prohibida.

Es importante notar que en algunos metales las bandas de conducción y de valencia se superponen o traslapan por lo que ambas bandas son iguales.

Se denomina energía de activación E_G a la energía necesaria para transferir a un electrón de la banda de valencia (banda inferior) a la banda de conducción y su valor depende de la anchura de la región prohibida y de la temperatura ambiente.

$$E_G (T) = 1.21 - 3.6 \times 10^{-4} T \quad \text{eV}$$

$$E_G (0) = 1.21 \quad \text{eV a } 0 \text{ }^\circ\text{K}$$

$$E_G (300) = 1.1 \quad \text{eV A } 300 \text{ }^\circ\text{K (temp. amb.)}$$

En base a las teorías de las bandas de energía se define como:

a) **CONDUCTORES:** como el cobre, el aluminio, la plata, etc. Sus bandas de valencia se traslapan con las bandas de conducción tal que carecen de región vacía de energía o región prohibida. Su energía de activación es de 0 eV.

Bajo la influencia de pequeños campos eléctricos externamente

aplicados los electrones de valencia pueden adquirir energía adicional y moverse libremente hacia estados energéticos más altos, a través de la sustancia del material, dando el efecto de corriente eléctrica.

b) **SEMICONDUCTORES:** como el silicio y el germanio. tienen su región prohibida relativamente pequeña y su energía de activación es del orden de 1.0 eV. A bajas temperaturas las bandas de valencia permanecen parcialmente llenas, las de conducción vacías y estos materiales se comportan como aisladores. A temperatura ambiente, (300 °K), algunos electrones de valencia adquieren suficiente energía térmica para saltar de la banda de valencia a la de conducción dejando un hueco en el lugar que ocupaban convirtiéndose de aisladores en conductores.

c) **AISLADORES:** como el cristal de carbono. tienen su región prohibida muy ancha y se requieren del orden de 6.0 eV de energía de activación para elevar a un electrón de la banda de valencia a la conducción. Veamos la siguiente figura:

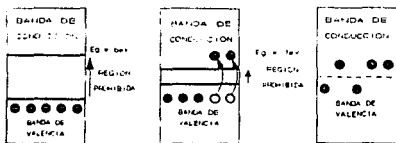


Figura 20

El átomo normal de silicio consta de 14 electrones, 14 protones y 14 neutrones, con 4 electrones de valencia en su órbita exterior.

En la formación de cristales cada átomo individual de silicio comparte 2 electrones con 4 de sus átomos vecinos en enlaces covalentes (compartimiento de par de electrones) para formar los octetos como puede apreciarse en la siguiente figura en la cual los átomos centrales tienen 8 electrones en su órbita exterior.

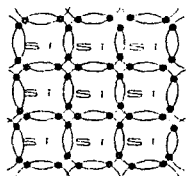


Figura 21

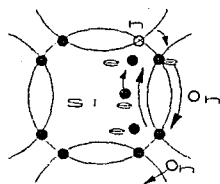


Figura 22

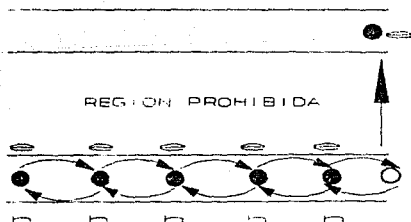


Figura 23

En base a los enlaces se define como:

a) **CONDUCTORES:** Los materiales conductores tienen enlaces covalentes del tipo metálico que se caracterizan por tener, al menos, un electrón libre por cada átomo de su cristal.

b) **SEMICONDUCTORES:** Los materiales semiconductores tienen sus enlaces covalentes fuertemente unidos entre sí únicamente a bajas temperaturas. A temperatura ambiente sus electrones de valencia adquieren la energía suficiente para romper sus propios enlaces y convertirse en electrones libres.

c) **AISLADORES:** Los materiales aisladores tienen sus enlaces covalentes muy fuertemente ligados entre sí.

En el silicio, cuando un electrón gana energía suficiente para romper su enlace covalente pasa de la banda de valencia a la banda de conducción dejando un hueco en el lugar que ocupaba. Asociado a este hueco aparece en el átomo original un exceso de carga positiva. Ahora es fácil para un electrón próximo al hueco original el romper su propio enlace, trasladarse al hueco, y dejar a su vez un hueco en su lugar que ocupaba y así sucesivamente el proceso se repite. De esta forma el hueco se va moviendo en la banda de valencia, en sentido contrario al movimiento de los electrones, llevando una carga positiva de igual valor pero de signo contrario al valor de la carga del electrón. De esta forma la corriente total en el cristal es la suma de dos efectos: el movimiento de electrones libres y de huecos.

Cuando solo intervienen pares de electrón-hueco para la

generación de corriente el material se denomina puro o intrínseco. El estudio de la corriente total en materiales puros es bastante complejo ya que los electrones libres se mueven más rápidamente (lo hacen en la banda de conducción que está vacía) que los huecos (se mueven en la banda de valencia que está llena).

Generalmente los electrones libres se representan con la letra "n" y los huecos con la letra "p". Si se aplicara un campo eléctrico en los extremos del cristal huecos y electrones se moverían en sentidos opuestos.

De la electricidad, la conductividad de un material es:

$$\sigma = \mu H q$$

$$\sigma = \text{conductividad eléctrica } (\Omega\text{-cm})^{-1}$$

$$\mu = \text{movilidad de carga } \text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$$

$$H = \text{concentración de carga } / \text{cm}^3$$

$$q = \text{carga eléctrica unitaria } C$$

En el material de silicio puro o intrínseco, considerando el efecto de par electrón-hueco, la conductividad eléctrica es

$$\sigma_{\text{Si puro}} = \mu_n H_n Q_n + \mu_p H_p Q_p$$

A temperatura ambiente, la movilidad de los electrones libres y la movilidad de los huecos es, respectivamente:

$$\mu = 1300 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$$

$$\mu = 500 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$$

Sea "p" la concentración intrínseca de huecos y la "n" la concentración intrínseca de electrones. La concentración de huecos y electrones es la misma:

$$H_n = H_p = n_i = 1.5 \times 10^{10} \text{ electrones o huecos/cm}^3$$

y como la carga absoluta asociada Q de electrones y huecos es la misma: $Q_p = Q_n = 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$, entonces:

$$\sigma_{\text{Si puro}} = Q n_i (\mu_n + \mu_p)$$

$$\sigma_{\text{Si puro}} = (1.6 \times 10^{-19} \text{ C}) (1.5 \times 10^{10} / \text{cm}^3) (1800 \text{ cm}^2 / \text{V} \cdot \text{s})$$

$$\sigma_{\text{Si puro}} = 4.32 \times 10^{-6} (\Omega \cdot \text{cm})^{-1}$$

La resistividad del silicio puro es el recíproco de su conductividad,

$$\rho_{\text{Si puro}} = \frac{1}{\sigma_{\text{Si puro}}}$$

$$\rho_{\text{Si puro}} = \frac{1}{4.32 \times 10^{-6} (\Omega \cdot \text{cm})^{-1}} = 0.213 \times 10^6 (\Omega \cdot \text{cm})$$

La resistencia de un conductor homogéneo y de área uniforme de silicio puro, de 1.0 cm de longitud y 1.0 cm² de área (conductor unitario) es: $R_{\text{Si puro}} = \rho_{\text{Si puro}} L/A$

$$R_{\text{Si puro}} = 0.213 \times 10^6 (\Omega \cdot \text{cm}) \frac{1.0 \text{ cm}}{1.0 \text{ cm}^2} = 213 \text{ k}\Omega$$

En el material puro los huecos y electrones libres se desplazan erráticamente y durante su movimiento es posible que un electrón libre pase a ocupar un hueco neutralizándose mutuamente. A este fenómeno se le llama recombinación y su tiempo de duración es del orden de nanosegundos (expresado de otra forma, el tiempo promedio de vida de un hueco es de pocos nanosegundos). Cuando se ha alcanzado el equilibrio térmico, el producto de la concentración par electrón-hueco es conocido como ley de masa-acción:

$$pn = n_i^2.$$

Para evitar que la recombinación neutralice los pares electrón-

huevo es necesario que el cristal tenga ya sea exceso de electrones libres o exceso de huecos lo cual se logra contaminado al cristal puro añadiéndole átomos penta o trivalentes, llamados impurezas, para formar cristales impuros, extrínsecos o dopados. La contaminación del material se llama proceso de dopado.

Si se añade al cristal de silicio un átomo pentavalente como el arsénico, (antimonio, fósforo), cuatro electrones del arsénico forman enlaces covalentes con los electrones de cuatro átomos vecinos del silicio para formar los octetos. El quinto electrón del arsénico queda libre de moverse a través del cristal como portador de carga negativa. Como el arsénico cede un electrón recibe el nombre de material donador. De esta manera se ha formado un material tipo N (con exceso de electrones libres). El átomo de arsénico se convierte en un ión positivo.

Si se añade al átomo de silicio un átomo trivalente como el indio (galio, boro), los tres únicos electrones exteriores del indio forman enlaces covalentes con los electrones de tres átomos vecinos del silicio; como no existe un cuarto electrón del indio disponible para formar el cuarto enlace correspondiente para formar el octeto existirá inicialmente un huevo asociado al átomo del indio, huevo que es libre de moverse a través del cristal como portador de carga positiva. Realmente lo que sucede es que un electrón vecino pasa a ocupar el huevo para formar el octeto y, lógicamente, este electrón deja huevo el lugar que ocupaba. De esta manera se ha formado un material tipo "P" (con exceso de huecos). El átomo de indio convierte en un ión negativo.

Vea la siguiente figura:

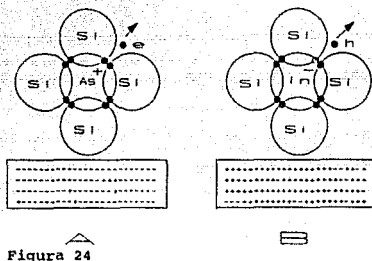


Figura 24

En ambos tipos de material las impurezas disminuyen la anchura de la región prohibida. Por otra parte, la agitación térmica es igual en materiales extrínsecos e intrínsecos por lo que siempre existirán pares electrón-hueco creados por la agitación térmica mismos que los materiales dopados crean los portadores minoritarios.

El material tipo "N" tiene exceso de cargas negativas con portadores mayoritarios electrones y minoritarios huecos.

El material tipo "P" tiene exceso de cargas positivas con portadores mayoritarios huecos y minoritarios electrones.

Para obtener las briznas de silicio dopado una técnica frecuente es la de añadir un átomo impurificador, penta o trivalente, por cada 10^8 átomos de la densidad atómica del silicio es: $N_{Si} = 5 \times 10^{22}$ átomos/cm³

Como se añade un átomo impurificador por cada 10^8 átomos del

silicio entonces: $N = N_D = 5 \times 10^{14}$ átomos/cm³, ecuación en la que N_A y N_D son las densidades atómicas de los materiales aceptores y donadores respectivamente.

Ahora bien, cada átomo impurificador contribuye con un electrón libre o con un hueco, por lo tanto, la densidad de los portadores mayoritarios de un material tipo N es:

$$n = 5 \times 10^{14} \text{ electrones/cm}^3$$

n es la densidad de los portadores mayoritarios de un material tipo

$$P \text{ es: } p = 5 \times 10^{14} \text{ huecos/cm}^3$$

Sea p_n la densidad de los portadores minoritarios de un material tipo P y sea n_p la densidad de los portadores minoritarios de un material N. La ley de masa acción también es proporcional a las densidades de los materiales dopados.

$$p p_n = n_i^2 \text{ para el material tipo P}$$

$$n n_p = n_i^2 \text{ para el material tipo N}$$

La densidad de los portadores minoritarios (electrones) de un material tipo P es:

$$p_n = \frac{n_i^2}{p} = \frac{(1.5 \times 10^{10} \text{ electrones/cm}^3)^2}{5 \times 10^{14} \text{ electrones/cm}^3} = 4.5 \times 10^5 \text{ electrones/cm}^3$$

De igual forma, la densidad de los portadores minoritarios (huecos) de un material tipo N es

$$n_p = 4.5 \times 10^5 \text{ huecos/cm}^3$$

Es notorio que:

La cantidad de los portadores mayoritarios es mucho mayor que la cantidad de los portadores minoritarios

por lo que las corrientes producidas por los portadores minoritarios puede despreciarse.

La conductividad de un material de silicio tipo P, despreciando la corriente producida por los portadores minoritarios es: $\sigma_{Si \text{ tipo P}}$

$$\begin{aligned} \rho &= \mu_p p Q \\ &= (500 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}) (5 \times 10^{14} \text{ cm}^3) (1.6 \times 10^{-19} \text{ C}) \\ &= 4 \times 10^{-2} (\Omega \cdot \text{cm})^{-1} \end{aligned}$$

La resistividad del silicio tipo P es:

$$\rho_{Si \text{ tipo P}} = \frac{1}{\sigma_{Si \text{ tipo P}}}$$

$$\rho_{Si \text{ tipo P}} = \frac{1}{4 \times 10^{-2} (\Omega \cdot \text{cm})^{-1}}$$

$$\rho_{Si \text{ tipo P}} = 25 (\Omega \cdot \text{cm})$$

La resistencia de un conductor homogéneo, de área uniforme unitaria, de silicio tipo P es:

$$R_{Si \text{ tipo P}} = \rho_{Si \text{ tipo P}} \frac{L}{A} = 25 (\Omega \cdot \text{cm}) \frac{1.0 \text{ cm}}{1.0 \text{ cm}^2}$$

De igual forma, para el silicio tipo N,

$$\sigma_{Si \text{ tipo N}} = \mu_n n Q = (1300 \frac{\text{cm}^2}{\text{V}\cdot\text{s}}) (5 \times 10^{14} \frac{1}{\text{cm}^3}) (1.6 \times 10^{-19} \text{ C})$$

$$\sigma_{Si \text{ tipo N}} = 1.0 \times 10^{-1} (\Omega \cdot \text{cm})^{-1}$$

$$\rho_{Si \text{ tipo N}} = 10 (\Omega \cdot \text{cm})$$

$$R_{Si \text{ tipo N}} = 10 \Omega$$

Compárese las resistencias obtenidas para los materiales dopados con la resistencia del material puro.

5.III EL DIODO DE UNIÓN P-N

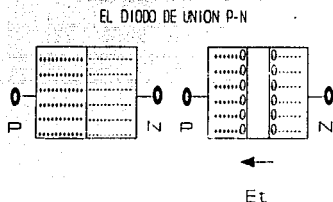


Figura 25

A la unión o juntura de un material tipo P con un material tipo N se le conoce como diodo de unión P-N.

Durante el proceso de formación del diodo existe en la juntura una difusión de huecos hacia la región N y de electrones hacia la región P recombinándose en la juntura por lo que se neutralizan mutuamente dejando los huecos átomos con exceso de carga positiva (iones positivos) en la región N, iones que reciben el nombre de cargas descubiertas o de cargas espaciales.

El proceso de difusión-recombinación-neutralización continuaría indefinidamente si no fuera por que asociado a las cargas existe un campo eléctrico interno del diodo, con sentido de N hacia P, mismo que se opone a una mayor difusión de huecos y electrones dentro del

diodo. Al alcanzarse el equilibrio existe en la juntura una zona libre vacía de portadores llamada región de transición cuya anchura típica es del orden de una micra. La anchura de este papel es de unas cien micras.

El campo eléctrico interno del diodo es, en sí, una barrera de potencial a través de la unión. este es el voltaje o tensión de arranque, de umbral o de encendido del diodo definido por:

$$V_f = \frac{KT}{Q} \ln \frac{pn}{n_i^2}$$

donde:

V_f = voltaje de umbral del diodo

K = constante de Boltzman

T = temperatura absoluta °K

Q = carga del electrón

p = densidad de huecos mayoritarios material tipo P

n = densidad de electrones mayoritarios material tipo N

n_i = concentración intrínseca

y de acuerdo a los resultados obtenidos anteriormente para el silicio dopado, a temperatura ambiente,

$$V_f = \frac{(1.31 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}) (300^\circ\text{K})}{1.6 \times 10^{-19} \text{ C}} \ln \frac{(5 \times 10^{14})^2}{(1.5 \times 10^{10})}$$

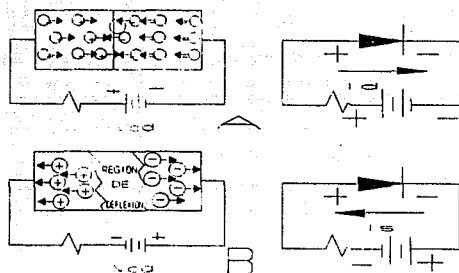


Figura 26

Si se aplica una tensión V_{cd} en sentido directo con la polaridad mostrada en la figura anterior (a), los huecos de la región P pasarán a través de la unión hacia la región N ya que la tensión V_{cd} contrarresta al campo eléctrico de la juntura. Esta es la condición de fácil conducción de corriente.

La caída de tensión a través del diodo, en polarización directa, es de décimas de volt y la corriente circulante a través de él puede ser de valor elevado.

Si se aplica una tensión V_{cd} en sentido inverso, de acuerdo a la polaridad indicada en la figura anterior (b), los huecos de la región P y los electrones de la región N se separan de la unión ensanchándose la región de deflexión. Esta es la condición de difícil conducción de corriente, es decir, el diodo no conduce corriente en el sentido de N hacia P.

Sin embargo, bajo esta condición, los portadores minoritarios de ambas regiones que logran cruzar la unión originan una pequeña corriente inversa de saturación del orden de picoamperes de magnitud por lo que generalmente es despreciada.

La caída de tensión a través del diodo, en polarización inversa, es la tensión externamente aplicada y la corriente a través de él es mínima.

Del análisis físico de sus características, la relación matemática corriente voltaje a través del diodo es:

$$I_d = I_s (e^{QV_d/nKT} - 1)$$

donde;

- I_d = corriente a través del diodo
- I_s = corriente inversa de saturación
- Q = carga del electrón
- n = constante empírica adimensional
- K = constante Boltzman
- T = temperatura absoluta
- V_d = voltaje a través del diodo

En general, como I_s es muy pequeña, entonces $-I_s = 0$, y haciendo;

$$V_t = nKT/Q$$

la ecuación se reduce a:

$$I_d = I_s e^{V_d/V_t}; \quad \text{Con la condición de: } n=1, T=300^\circ K$$

$$V_t = \frac{(300^\circ K) (1.38 \times 10^{-23} J/^\circ K)}{1.6 \times 10^{-19} C} = 25mV$$

En la siguiente figura, se representa la ecuación

característica del diodo. La tensión de arranque del diodo es $V_f=0.23$ V y la tensión de $V_d=0.45$ V para una corriente de operación $I_d=8$ mA.

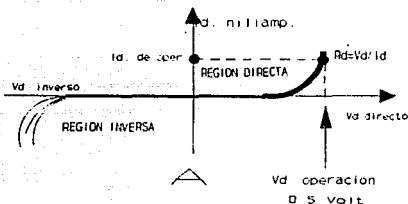


Figura 27

El voltaje pico inverso V_{pin} es la máxima tensión que puede soportar el diodo antes de la ruptura cuando es polarizado inversamente. En esta figura este voltaje es de aproximadamente 130 volts. A esta tensión se tiene el efecto de avalancha mismo que tiene lugar en diodos normalmente dopados. Cuando la tensión inversa aplicada es muy elevada, por efectos de temperatura, se crean pares electrón-hueco; estos pares tienen múltiples colisiones o choques con los demás átomos de la red cristalina creando más pares electrón-hueco de que el proceso va creciendo como si fuera una avalancha, incrementándose la corriente inversa hasta llegar a la ruptura del diodo.

5.IV TEORÍA DEL DIODO IDEAL

La resistencia R es un elemento electrónico lineal, por que sus características volts-amperes están definidas por ley de Ohm $V=RI$ su gráfica de operación es una línea recta, en ejes $V-I$.

Los circuitos resistivos se analizan y resuelven por medio de la aplicación directa de la teoría de redes y nodos ya que la propiedad lineal de la resistencia implica la conducción de la corriente I en ambos sentidos, de la terminal A hacia la terminal B y de la terminal B hacia la A (directa e inversamente), de acuerdo a la polaridad positiva (+) o negativa (-) de la batería o tensión V_{cd} externamente aplicada.

El diodo D es un elemento electrónico no lineal, por que sus características volts-amperes no están definidas por la ley de Ohm ya que su gráfica de operación nó es una línea recta. La propiedad no lineal del diodo está definida por medio de las líneas gruesas de la respuesta $V-I$ de su gráfica:

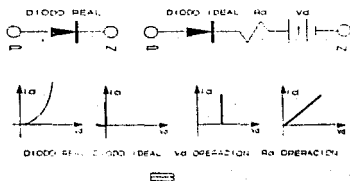


Figura 28

POLARIZACIÓN DIRECTA: Para un voltaje positivo +Vcd externamente aplicado al diodo (la terminal positiva de la batería conectada hacia el lado P del diodo) se genera una corriente I_d que circula del lado P hacia el lado N siendo la caída de voltaje a través del diodo de cero volts, $V_d = 0$, independientemente de la magnitud de la corriente circulante I_d , comportándose el diodo como un corto circuito:

$$I_d = \infty \quad V_d = 0 \quad R_d = 0$$

que son las características de un conductor perfecto.

POLARIZACIÓN INVERSA: Para un voltaje negativo externamente aplicado al diodo (la terminal negativa de la batería conectada hacia el lado P del diodo) no se genera ninguna corriente I_d que circule de N hacia P, $I_d = 0$, independientemente de la magnitud de la tensión Vcd externamente aplicada, comportándose el diodo como un circuito abierto:

$$I_d = 0 \quad V_d = -\infty \quad R_d = \infty$$

que son las características del aislador perfecto.

El diodo solo conduce corriente en el sentido de la flecha de su símbolo y puede ser visto como un interruptor o switch controlado por la polaridad del voltaje aplicado. "El interruptor diodo es cerrado para la polarización directa conduciendo una corriente infinita y el interruptor diodo es abierto para la polarización inversa soportando un voltaje infinito".

Lógicamente el diodo ideal no existe. Es solo un modelo, muy útil, de representación en el análisis de circuitos electrónicos.

En resumen, las características del diodo ideal son:

POLARIZACIÓN DIRECTA:

$I_d = \infty$ $V_d = 0$ $R_d = 0$

POLARIZACIÓN EN INVERSA:

$I_d = 0$ $V_d = -\infty$ $R_d = \infty$

A continuación se presenta una tabla de datos de diodos reales comparados con los parámetros del diodo ideal.

DIODO	Vd volts	Id mA	VPI volts	Is nA
BY127	0.7	750	300	100
IN462	1.0	100	100	500
IN406	0.8	1000	80	200
IN566	1.2	1500	400	1 500
IV250	XXX	30 000	2 500	XXX
IDEAL	0			0

5.V CIRCUITO REGULADOR ZENER

Existen diversos dispositivos de dos terminales que tienen una sola unión p-n, como el diodo semiconductor, pero con diferentes modos de operación, características terminales y áreas de aplicación. Un ejemplo es el diodo zener.

El efecto zener tiene lugar en diodos fuertemente dopados que utilizan el efecto de avalancha para producir grandes cantidades de corriente para pequeñas tensiones inversas y externamente aplicadas

Veamos la siguiente figura:

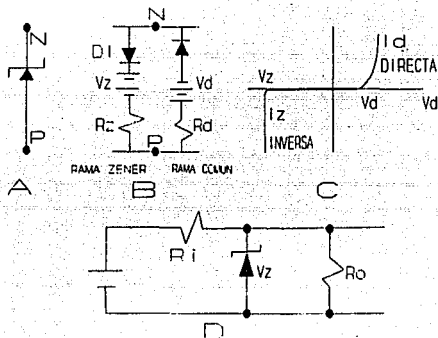


Figura 29

De la figura anterior:

- Símbolo universal del diodo zener.
- Características de operación: como regulador zener y como diodo.
- Gráfica de operación.
- Circuito regulador zener.

La única limitación del zener es su propia potencia interna de disipación.

$$P_s = V_z I_z$$

valor que generalmente es proporcionado por el fabricante.

La operación general del zener es como regulador (en circuitos analógicos se utiliza también como limitador de voltajes de salida y/o entrada).

La aplicación más común del diodo zener consiste en establecer un voltaje de referencia fijo con propósitos de polarización y comparación.

5.VI INTRODUCCIÓN A LA FÍSICA DEL TRANSISTOR

El transistor bipolar de juntura (TBJ) consiste en la unión de tres materiales semiconductores, dos iguales entre sí y uno diferente, ordenados NPN o PNP, ordenamiento el cual el material de enmedio, llamado base, es diferente a los otros dos de los extremos iguales entre sí.

Uno de los materiales extremos recibe el nombre de colector y el otro el nombre de emisor, siendo la construcción del emisor (tamaño, forma, grado de dopado) diferente a la del colector.

Puede decirse que el transistor consiste en la unión de dos diodos pegados opuestos (pegados espalda con espalda), sin embargo, dos diodos individuales unidos así nunca funcionarán como transistor.

Al igual que un diodo individual, el funcionamiento del transistor dependerá esencialmente del voltaje aplicado entre sus terminales (V_B , V_E , V_C) con respecto a tierra.

Como se puede imaginar al transistor como dos diodos que pueden o no conducir en un momento dado, se tienen cuatro casos de polarización:

El diodo BE conduce, el diodo BC no conduce. A este funcionamiento se le conoce como *región de amplificación.*

El diodo BE no conduce, el diodo BC conduce. A este funcionamiento se le conoce como *región no simétrica.*

Los diodos BE y BC no conducen. A este funcionamiento se le conoce como *región de corte.*

Los diodos BE y BC conducen. A este funcionamiento se le conoce como *región de saturación.*

**** EMISOR es el material más fuertemente dopado de los tres y emite electrones o huecos, según el tipo de transistor.

**** BASE es el material de enmedio, físicamente es muy delgado y aporta portadores de carga de signo contrario a los del emisor.

**** COLECTOR es el material físicamente más grande de los tres y colecta portadores; su grado de dopado es menor que el dopado del emisor.

5.VII ACCIÓN AMPLIFICADORA DEL TRANSISTOR.

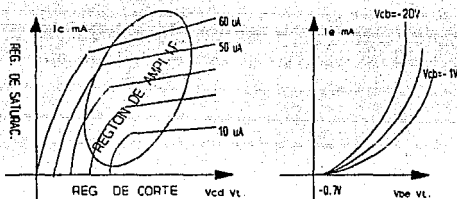


Figura 30

La región de amplificación o activa es la única que se emplea para la amplificación de señales con el mínimo de distorsión. Cuando la corriente del emisor (I_E) es cero, la corriente del colector es simplemente la que se debe a la corriente de saturación inversa.

La amplificación del voltaje se produce TRANSfiriendo una corriente de un circuito de baja resistencia a un RESISTOR de un circuito de alta resistencia. De la combinación de los dos términos resulta la palabra TRANSISTOR.

5.VIII CONFIGURACIONES BÁSICAS DE LA REGIÓN DE AMPLIFICACIÓN

CIRCUITO EMISOR COMUN: El emisor es común a la entrada y a la salida (emisor conectado a la tierra para ca) entrada por la base y salida por el colector.

Características: Baja impedancia de entrada, alta impedancia de salida, alta ganancia de corriente, alta ganancia de voltaje, defasamiento de la señal de salida V_o con respecto a la señal de entrada V_i de 180° .

La salida $V_o = V_{ce}$ si el emisor se conecta a tierra. $R_{emisor}=0$ para ca.

La salida se mide de colector a tierra.

La entrada $V_i = V_{be}$ si la señal de ca se conecta directamente a la base.

Si la señal V_i no se conecta directamente a la base es necesario reducir (calcular Thevenin) el circuito de entrada.

CIRCUITO BASE COMÚN: La base es común a la entrada y a la salida (base conectada a tierra para ca) entrada por emisor y salida por el colector.

Características: Baja impedancia de entrada, alta impedancia de salida, ganancia de corriente menor que la unidad, alta ganancia de voltaje, la señal de salida V_o es fase con la señal de entrada V_i . La salida $V_o = V_{cb}$ si la base se conecta a tierra. $R_{base}=0$ para ca. La salida se mide de colector a tierra.

La entrada $V_i = V_{eb}$ si la señal se conecta directamente al emisor.

Si la señal V_i no se conecta directamente al emisor es necesario calcular el thevenin de entrada.

CIRCUITO COLECTOR COMÚN (SEGUIDOR EMISOR): El colector es común a la entrada y a la salida (colector conectado a tierra para ca) entrada por la base y salida por el emisor.

Características: Alta impedancia de entrada, baja impedancia de

salida, alta ganancia de corriente, ganancia de voltaje unitaria, la señal de salida V_o en fase con la señal de entrada V_i . La salida $V_o = V_{ec}$ si el colector se conecta a tierra. $R_{colector} = 0$ para ca. La salida se mide de emisor a tierra. La entrada $V_i = V_{bc}$ si la señal se conecta directamente a la base. Si la señal no se conecta directamente a la base es necesario calcular el equivalente de Thevenin de entrada.

5.IX TIRISTORES

Las principales ventajas que presenta el tiristor sobre los antiguos tiratrones son las siguientes:

-No necesita precalentamiento, volumen reducido, vida media muy larga, velocidad de conmutación muy elevada, caída de tensión directa muy baja. Veamos como esta constituido un tiristor, esta formado de cuatro capas de "P" y "N" alternadas, dispuestas como muestra la siguiente figura, donde también se ve su símbolo:

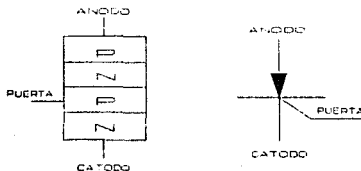


Figura 31

Las terminales principales son el ánodo y el cátodo, que tendrían una polarización idéntica al de los diodos y vistos anteriormente. Ahora bien, el flujo de corriente de ánodo a cátodo está controlado por la terminal denominada compuerta o simplemente puerta. Para entender de una manera simple el funcionamiento del tiristor veamos la siguiente figura:

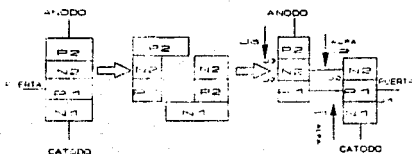


Figura 32

Como se puede apreciar, es un montaje de dos transistores uno de ellos NPN y el otro PNP, los dos transistores están conectados en tal forma que tienen una realimentación positiva.

Supongamos que sea positiva la región P_2 con relación a la N_1 . Las uniones J_3 y J_1 emiten portadores positivos y negativos respectivamente, hacia las regiones N_2 y P_2 . Estos portadores, tras una difusión en las bases de los transistores, llegan a la unión J_2 , donde la carga espacial crea un intenso campo eléctrico.

Siendo α_2 la ganancia de corriente que da la fracción de la

corriente de huecos inyectada y que llega al colector del NPN, podemos decir por lo tanto que:

$$I_{c2} = \alpha_1 I_a$$

$$I_{c2} = \alpha_2 I_a$$

La corriente total de ánodo I_a es la suma de I_{c2} e I_{c1} y además hace falta sumar la corriente de fuga residual que pasa por la unión central J_2 y a la que se le llama "Icx", por tanto:

$$I_a = \alpha_1 I_a + \alpha_2 I_a + I_{cx}$$

lo que nos da:

$$I_a = \frac{I_{cx}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

Ahora bien, en muchos transistores de silicio la ganancia es baja para valores reducidos de corriente y aumenta cuando crece la corriente. Por lo tanto si "Icx" es reducida, el denominador se aproxima a "1" y la corriente "Ia" es apenas mayor que la corriente de fuga, aunque esta polarizada directamente la estructura PNPN permanece bloqueada presentando una alta impedancia. Si la corriente de fuga aumenta, también lo hace la corriente y la ganancia y la corriente "Ia" tiende a infinito, solamente limitada por el circuito externo. A esta condición se le llama de disparo, pero en pocos o ningún caso es aconsejable.

En contra parte, es más utilizado el disparo por inyección de corriente en la compuerta. Veamos la siguiente figura:

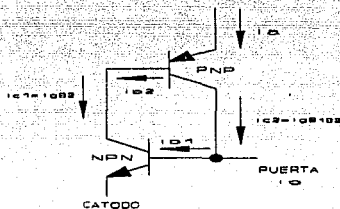


Figura 33

Una vez polarizado el tiristor, se inyecta un pulso de mando en su puerta de corriente denominada " I_G ". El transistor T1 recibe una corriente de base " I_G " provocando una corriente de colector que es " $I_G \beta$ ", donde β es la ganancia de corriente de este transistor, esta corriente se inyecta a su vez en la base del transistor "T2" que entrega una corriente " $I_G \beta^2$ " considerando que la ganancia de los transistores es la misma. La corriente que aparece en el colector de "T2" se aplica nuevamente a la base de "T1". Cuando " β^2 " es mayor que uno, el elemento pasa a estado de conducción.

Cuando se produce el accionamiento por puerta, la realimentación, hace que ambos transistores pasen a estado de saturación, una vez en este estado, los transistores permanecen así aunque el pulso en la compuerta desaparezca.

Para finalizar, mostramos la curva característica de los tiristores:

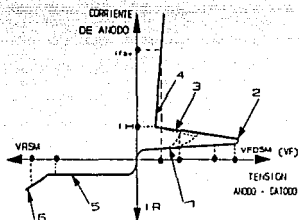


Figura 34

En la curva característica del SCR, se representa la corriente "Ia" en función de la diferencia de tensión ánodo-cátodo.

Cuando es nula la tensión "V", lo es también la corriente "Ia". Al crecer la tensión "V" en sentido directo, se le designa como "Vf", siendo "f" la inicial de directo, se alcanza un valor mínimo "Vd" que provoca el accionamiento, el tiristor pasa a conducción y la tensión de ánodo a cátodo cae a cero mientras que la corriente "Ia" aumenta dramáticamente y ahora se le puede denominar "If".

Si se polariza nuevamente el tiristor pero ahora en sentido inverso, aplicando una tensión "Vr", se ve la existencia de una pequeña corriente de fuga ("Ir") hasta que alcanza una tensión inversa que destruye al elemento.

Los puntos que aparecen en la gráfica son:

Ifav = corriente directa media.

I_L = corriente " I_a " mínima para que el SCR pase a conducción.

I_h = corriente de mantenimiento para que el SCR permanezca en conducción.

I_g = corriente de puerta.

V_d = tensión directa de disparo.

V_{fdm} = tensión directa de pico en bloqueo.

V_{rwm} = tensión inversa recurrente (tensión máxima que puede tomar la amplitud de la corriente inversa).

CAPITULO 6. CONTROL ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD

6.I. GENERALIDADES

En la mayoría de las situaciones industriales, los motores son operados directamente de las líneas de alimentación de c.a. o bien de c.d. según sea el tipo del motor. En estas situaciones, el funcionamiento del motor esta determinado por la naturaleza de la carga mecánica conectada a su eje. En pocas palabras, si la carga es fácil de manejar, el motor entregará un torque relativamente pequeño y girará a alta velocidad. Si la carga es difícil de manejar, el motor tenderá a entregar un torque alto y girará a baja velocidad. Lo importante es que el funcionamiento del motor esta determinado por su carga (para un voltaje de alimentación fijo), y el operador no tiene gobierno sobre la operación.

En las situaciones industriales modernas, hay infinidad de aplicaciones que requieren que el operador sea capaz de intervenir para controlar la velocidad del motor independientemente de la naturaleza de la carga.

Electrónicamente, el control es realizado por medio de tiristores. Aunque con la ayuda de los dispositivos electrónicos es posible gobernar la velocidad tanto de motores de c.a. como c.d., estos últimos, debido a su naturaleza son mas adaptables para velocidades variables y ello los hace muy importantes para las diversas aplicaciones industriales.

La velocidad de los motores de c.d. con excitación independiente,

en derivación o compuesta puede variarse esencialmente de tres formas, como ya se dijo en su oportunidad en el capítulo correspondiente:

Cambiando la resistencia de campo, cambiando el voltaje de armadura o bien cambiando la resistencia de armadura. De estas formas, probablemente la más útil sea el control de voltaje de armadura, dado que permite un amplio rango de variación de voltaje, sin afectar en una forma apreciable el par máximo del motor.

En el tiempo previo a la disponibilidad de los componentes electrónicos de estado sólido, era complicado producir un voltaje de c.d. variable. La forma más común entonces era mediante un generador de c.d. el cual a su vez proporcionaba este voltaje a un motor de c.d. de esta forma se lograba variar el voltaje de armadura.

En esencia, un motor de c.a. que sirve como primomotor a un generador de c.d., el cual a su vez alimenta a un motor de c.d., un sistema de estas características es muy versátil y se denominó "sistema Ward-Leonard.

El sistema mencionado (que se vera con más detenimiento en un apéndice), presenta las siguientes ventajas:

- 1.- La velocidad puede variarse suavemente desde cero hasta velocidad nominal.
- 2.- Se obtienen variaciones de velocidad en ambos sentidos de giro.
- 3.- Es un sistema regenerativo, dado que retorna a la línea la energía de movimiento de la maquina.

Las desventajas del sistema "Ward-Leonard" son:

- 1.- Son necesarias tres maquinas de los mismos valores nominales.
- 2.- Las tres maquinas son menos eficientes que una sola.
- 3.- Es un sistema que requiere mantenimiento costoso.

Como nos podemos imaginar, en la actualidad se busca que los sistemas sean económicos y muy eficientes, es esa la razón por la cual para motores de capacidades bajas, medias e incluso para algunos aplicaciones de motores de amplia potencia, los equipos contruidos por medio de componentes electrónicos dominan ahora el área de control de velocidad.

La idea básica es tener la forma de que el voltaje promedio aplicado a la armadura del motor y además la velocidad promedio del motor dependan de la fracción del tiempo en que se aplica voltaje a la armadura. Estos beneficios se obtienen de los dispositivos de estado solido denominados SCR'S.

6.II. RECTIFICADORES

Dado que la intensión es generar un voltaje de c.d. a partir de una fuente de c.a., es necesario hablar de convertidores alterna a continua. En este tipo de dispositivos la alimentación es directa de la línea, ya sea con o sin transformador, puede ser monofásica o trifásica, dependiendo de la potencia del motor.

Veamos las siguientes figuras:

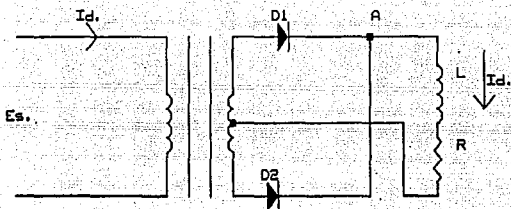
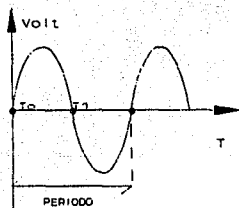


Figura 35



VOLTAJE EN EL SECUNDARIO DEL TRANSFORMADOR

Figura 36

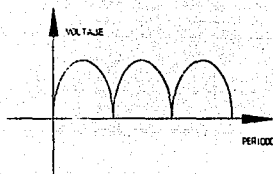


Figura 37

Durante el intervalo de $T_0=T_1$ el diodo D1 esta polarizado directamente y el potencial del punto "A", es el mismo que en el ánodo de D1. A partir del tiempo T_1 , el diodo D1 esta polarizado negativamente y el diodo D2 esta directamente polarizado, por lo tanto la corriente por la carga se transfiere del diodo D1 al diodo D2 y lo hará instantáneamente si suponemos que el transformador es perfecto. A partir del tiempo T_1 , el potencial del punto "A" es el

perfecto. A partir del tiempo T1, el potencial del punto "A" es el mismo que en el ánodo de D2 y la tensión rectificadora ahora es completa. Suponemos ahora una inductancia infinita en el lado de la carga, se puede conocer la corriente en los diversos elementos del circuito. Si I_c = la corriente por la carga, la corriente medida por el diodo D1 es $I_c/2$; la corriente eficaz por el medio devanado del transformador es: 1.414 veces " I_c " corriente en el primario del transformador, suponiendo relación de transformación = 1, es I_c y por lo tanto la tensión rectificadora en vacío en teoría es:

$$E_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_s$$

Donde E_s = tensión eficaz de alimentación.

Ahora bien, comparando la potencia absorbida a la red de corriente alterna ($E_s I_c$) con la que se consume en el lado de corriente continua ($E_{dc} I_c$), vemos que estas potencias están ligadas por la expresión:

$$P_{red} = \frac{\pi}{2} \sqrt{2} P_{cont.} = 1.11 P_{cont.}$$

Para un análisis trifásico, el análisis se haría de una forma semejante, de tal manera que lo podemos resumir en la siguiente tabla:

MONTAJE:	No. FASES:	TENSIÓN RECTIFICADA:
Monof. onda completa.	2	0.9 Es.
Trif. media onda.	3	1.17 Es.
Trif. onda completa.	3	2.34 Es.

Nuevamente, en estas expresiones Es es la tensión eficaz de línea. Ahora bien, dentro de la implementación de fuentes de corriente continua a partir de alimentación alterna veremos al menos dos maneras de lograrlo, una de ellas es utilizando diodos rectificadores y la otra es utilizando tiristores, que para fines prácticos pueden considerarse diodos rectificadores pero controlados.

Veamos el primer caso considerando el siguiente circuito:

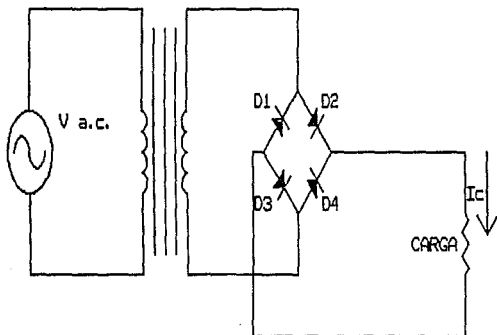


Figura 38

A este tipo de dispositivos se les denomina rectificadores puente, y de los circuitos rectificadores a base de diodos es el más popular y por ello el más utilizado.

Durante el semiciclo positivo del voltaje secundario los diodos D2

y D3 están polarizados en forma directa y permiten que la corriente fluya a través de la carga en el sentido mostrado.

Durante el semiciclo negativo del voltaje secundario, son los diodos D1 y D4 los que permiten que la corriente circule y nuevamente lo hacen en el mismo sentido que el caso anterior dando como resultado el siguiente gráfico:

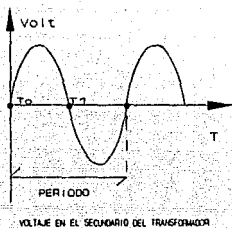


Figura 39

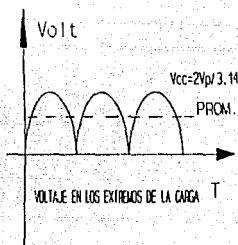


Figura 40

Como se pueda apreciar en los gráficos, la frecuencia de salida se duplica .

Por otro lado la principal desventaja de este tipo de circuitos es que utilizan cuatro diodos, cuando únicamente trabajan dos a la vez, otra desventaja es que para voltaje muy pequeños, las caídas de tensión en cada uno de los cuatro diodos pueden en un momento dado afectar la salida rectificada.

Una ventaja importante es que si se utiliza un transformador, el circuito que se encuentra en el secundario de este queda totalmente aislado de la entrada.

La forma de onda de los circuitos anteriores nos dice que es una corriente directa pero pulsante, por esa razón su uso esta limitado a cargar baterías y probablemente a alimentar motores de corriente directa entre otras menos importantes.

Sin embargo, la verdadera intensidad de la implementación de este tipo de circuitos es que proporcionen un voltaje de corriente continua cuyo valor sea constante aun para variaciones en la carga, esto es, semejante a una batería.

Para convertir un voltaje de corriente continua pulsante en un voltaje de corriente continua, se debe filtrar o allanar las variaciones que presenta, para este objetivo los métodos más comunes son los siguientes:

- 1.- Con bobina de entrada.
- 2.- Con capacitor de entrada.

Los filtros a base de bobinas de entrada son excelentes para atenuar las variaciones, sin embargo resultan costosas y ocupan un gran espacio, es por ello que se prefieren los filtros utilizando capacitores.

6.III. FILTRO UTILIZANDO CAPACITORES.

Empecemos con el análisis de la siguiente figura:

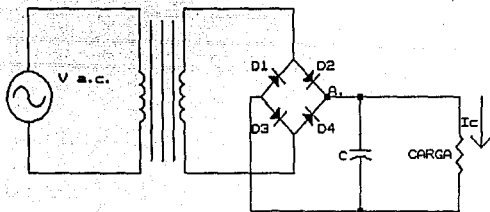


Figura 41

Como el voltaje en el punto "A" es directo pero pulsante, en la "subida" de la onda, el capacitor se carga a su voltaje nominal denominado voltaje pico " V_p ". Una vez que el capacitor se carga al valor pico, empieza a descargarse mediante el camino que le proporciona la resistencia, sin embargo, debido a que la constante " RC " es mucho mayor que el periodo " T " de la señal, el capacitor solamente pierde algo de su carga, cuando esto sucede la siguiente cresta de la señal de voltaje se encarga de cargarlo nuevamente al valor pico.

Esta noción queda mas clara si recurrimos a la figura que ilustra la carga, la descarga y la nueva carga del capacitor:

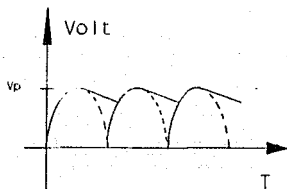


Figura 42

Ahora bien, en este tipo de circuitos se tiene que $T = 1/f$, con una señal original en el primario del transformador de 60Hz. se sabe entonces que el período $T = 8.33$ ms., entonces para tener un voltaje constante, el termino "RC" debe ser mayor que 8.33ms., en términos prácticos, al menos 10 veces más grande.

6.IV. REGULACION DE VOLTAJE.

En el circuito anterior el resistor de carga puede ser una simple resistencia o bien el resistor equivalente de varios circuitos en paralelo, como quiera que sea, la resistencia de carga normalmente es variable, y puede pasar de un valor muy bajo hasta un valor muy alto.

Se puede entender entonces que al variar la resistencia de carga, también varia la constante "RC" y el voltaje, aparentemente

constante, resulta que ahora tiene picos y además estos varían de magnitud cuando varía la carga.

Sabemos que la regulación de voltaje es:

$$VR = \frac{V_{n1} - V_{f1}}{V_{f1}} 100\% \quad \text{con:}$$

VR = porcentaje de regulación

V_{n1} = voltaje de salida de c.c. sin carga.

V_{f1} = voltaje de salida a plena carga.

Las buenas fuentes de regulación de voltaje deben mostrar el mismo voltaje sin carga y a plena carga de tal manera que se debe cumplir al menos: VR = 1%.

Una forma muy usual de regular el voltaje es utilizando las bondades que nos proporciona el diodo zener.

Veamos la siguiente figura:

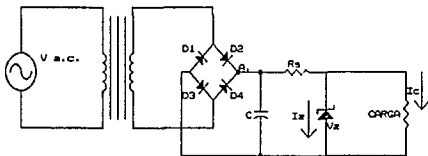


Figura 43

Para un correcto funcionamiento, el voltaje que hay en el punto "A" debe ser mayor que el voltaje de zener, la resistencia "Rs" limita la corriente y protege al diodo zener para que la corriente no sobrepase la corriente de zener máxima.

Idealmente el diodo zener se debe comportar como una batería, por ello debe proporcionar un voltaje constante a la salida.

Para términos prácticos tenemos las siguiente relaciones:

$$I_s = \frac{V_a - V_{sal}}{R_s}$$

$$I_z = I_s - I_L$$

$$V_{sal} = V_{zener}$$

En un tratamiento riguroso deben de considerarse la impedancia del diodo zener. Resulta evidente que para cualquier carga, siempre debe circular una corriente a través del zener para mantenerlo trabajando en la región de ruptura.

Con algunas modificaciones, este tipo de circuitos pueden proporcionar voltajes típicos para alimentación de circuitos electrónicos. (desde -20volt's hasta 20 volt's), uno ,de estos circuitos es utilizado para el equipo que en este trabajo se expone.

El análisis anterior, solo abarco las fuentes de voltaje de corriente directa alimentados de corriente alterna a base de diodos rectificadores, sin embargo como ya se dijo, se puede obtener un voltaje de corriente continua a partir de una alimentación alterna

de una forma controlada, el dispositivo electrónico que lo permite es llamado SCR.

6.V. CIRCUITO PUENTE CON SCR'S.

Un solo SCR, puede controlar ambas alternancias de la fuente de corriente alterna cuando se conecta como se ilustra en la siguiente figura:

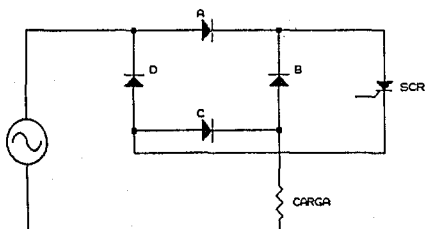


Figura 44

Cuando la línea de a.c. esta en su semiciclo positivo, los diodos A y C están polarizados directamente. Cuando el SCR es disparado, el voltaje de línea es aplicado a la carga. En el semiciclo negativo, los diodos B y D están polarizados directamente y

nuevamente el voltaje de línea es aplicado a la carga cuando el SCR se dispara.

Veamos ahora el siguiente circuito:

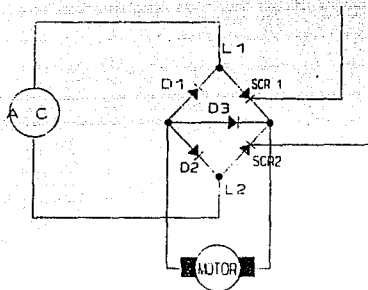


Figura 45

En esencia es un circuito idéntico al rectificador de onda completa implementado con cuatro diodos, la diferencia es que ahora dos de esos diodos han sido sustituidos por dos SCR'S y por lo tanto el funcionamiento del puente esta en función de las compuertas de los SCR'S.

Como ya nos podemos imaginar, la principal dificultad aquí es implementar un circuito que dispare los SCR'S en el momento que nosotros queramos para poder controlar la potencia que permiten pasar los SCR'S.

Este circuito es posible comprarlo encapsulado, sin embargo, el

funcionamiento interno es idéntico, solo cabe recordar que dada la alta corriente que circula por los componentes, estos deben estar ensamblados sobre disipadores de calor, usualmente de aluminio.

Básicamente el funcionamiento del puente es el siguiente:

Cuando L1 es más positiva con respecto a L2 y el SCR1 se encuentra conduciendo para un ángulo de fase determinado por el circuito de encendido, la corriente fluirá a través del SCR1, de la resistencia denominada de shunt, del devanado de armadura del motor, del diodo D2 y finalmente cierra circuito con L2.

Cuando L2 es más positivo con respecto a L1 el SCR2 se encuentra encendido, entonces la corriente fluye desde L2 a través del SCR2, de la resistencia de shunt, de la armadura del motor, y finalmente cierra circuito con L1 a través del diodo D1.

Al termino de la secuencia, el resultado es que la corriente fluye siempre en un mismo sentido a través de la armadura del motor.

Como es lógico pensar, los 2 SCR'S no pueden estar encendidos al mismo tiempo, sino que deben tener una secuencia de encendido en sincronía con la línea de alimentación.

El diodo D3 es conocido como "free wheeling", este diodo solamente esta destinado para asegurar el flujo de corriente en un solo sentido.

Este tipo de circuito es excelente para tener una fuente de corriente continua a partir de una alimentación alterna, porque tiene aproximadamente el mismo funcionamiento que un puente rectificador implementado con cuatro diodos rectificadores, con la salvedad que ahora es posible controlar la potencia entregada a una

determinada carga, únicamente es necesario controlar el ángulo de disparo de los dos SCR'S.

Resumiendo, el anterior circuito rectifica totalmente la señal de corriente alterna pero de una manera controlada; si podemos construir un circuito de encendido de los SCR's que tenga la capacidad de encenderlos en sincronía con la línea de alimentación, podremos alimentar cualquier carga con corriente continua controlada.

CASO TRIFASICO.

El análisis anterior, esta hecho exclusivamente para montajes monofásicos, sin embargo también es posible hacer montajes semejantes para alimentaciones trifásicas.

Veamos el siguiente circuito:

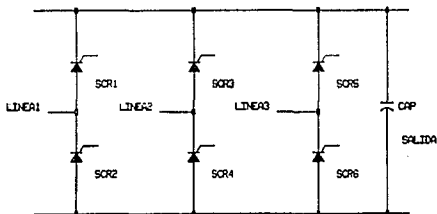


Figura 46

Este circuito es un rectificador trifásico de onda completa, si se diera el caso de que los SCR's se sustituyeran por diodos normales, entonces el voltaje de salida V_s sería fijo para un voltaje de entrada dado, sin embargo con SCR's la situación cambia; el voltaje de salida promedio de este circuito depende del ángulo de disparo de los SCR's dentro del semiciclo positivo que a cada uno le corresponde. Si se disparan al inicio del semiciclo, este circuito tendrá la misma salida que un circuito rectificador con diodos, en contraposición, si nunca se disparan, entonces la salida de voltaje sería cero. Para cualquier ángulo de disparo en la onda entre 0 y 180 grados, el voltaje de corriente directa estará dentro del valor máximo y cero.

Ahora bien, el primer problema técnico que se visualiza es la sincronía que deben tener los disparos de cada SCR para garantizar que en el momento en que cualquier SCR se dispare, su polaridad de ánodo a cátodo sea la adecuada, dado que si no lo es, la finalidad que tiene el circuito no sería cumplida.

Como siempre, dependiendo de la capacidad del motor, se alimentará con corriente trifásica o monofásica siendo con esta última más sencillo de conseguir la sincronía con la línea. Más adelante abundaremos en este tema.

CAPITULO 7. LA REGULACION

Con los análisis que se han hecho podemos ya afirmar que la intención de este trabajo es analizar la implementación de un

sistema regulador de voltaje de corriente continua a partir de una alimentación alterna y además que esta regulación sea controlada. El primer papel que tiene un sistema regulador es obligar a la magnitud de salida a conservar valores tan próximos como sea posible a los que se consideran como ideales. Estos valores ideales o teóricos son a su vez funciones de las magnitudes de entrada del sistema (referencia y perturbaciones).

Si hacemos que las entradas suplementarias sean funciones de las magnitudes de salida, habremos creado un sistema de los llamados de "bucle cerrado" o más comúnmente realimentado.

Existen al menos tres razones importantes para utilizar un sistema realimentado:

- 1.- Es un medio muy cómodo de para realizar las relaciones deseadas entre la entrada y la salida.
- 2.- Permite compensar de forma interna las impresiones emanadas de las características de los componentes del sistema.
- 3.- Minimiza las perturbaciones que proceden del exterior del sistema y que afectan la salida.

A estas alturas se han analizado aspectos del funcionamiento y construcción de motores de corriente continua así como los métodos mas comunes para gobernar la velocidad de los mismos, también ya se dio un repaso a los componentes electrónicos mas comunes tanta en funcionamiento como en usos prácticos, por ello ya resulta más sencillo abordar el tema de un equipo que gobierne la velocidad de un motor hasta de 3 HP's de potencia, aunque en realidad el análisis es extensivo para motores de mayor capacidad.

7.I. FUNCIONES DEL REGULADOR

A un regulador no solo se le pide que haga coincidir el valor de la variable primaria, en este caso un voltaje que representa la velocidad, con una magnitud de referencia, sino que también se le pide que realice un cierto número de funciones necesarias para el buen funcionamiento de la maquina:

- a).- Limitar magnitudes criticas, como pueden ser la corriente y la tensión del inducido. Esto es una función de protección. El concepto es simple, si se alcanza el valor límite de la variable secundaria, el sistema de regulación abandona el control de la variable primaria y se dedica a vigilar la variable secundaria, intentándola mantener dentro de un valor límite.

- b).- Control preciso de las variable de tal forma que se eviten evoluciones excesivamente rápidas de las mismas. Por ejemplo el control del gradiente de corriente de un inducido es necesario para obtener una conmutación y como consecuencia para mantener el colector en buen estado.

Veamos el siguiente diagrama de bloques:

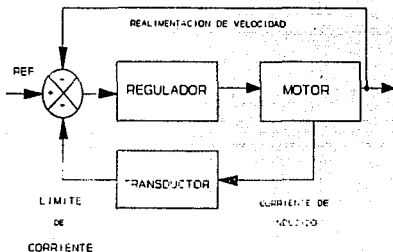


Figura 47

Como se puede ver la señal de velocidad realimentada, siempre esta afectando la entrada del regulador, mientras tanto la señal de corriente (variable secundaria), se compara también y de alguna manera se bloquea, mientras no alcanza un valor limite. Por encima del limite, alcanza la entrada del regulador y contrarresta la señal de retorno de la velocidad, tendiendo así a limitar la corriente en el inducido.

A un sistema como el descrito se le denomina "regulación de bucla convergente", es económico en general, pero su principal desventaja es que la limitación no es lineal dado que es un mismo regulador. Como la intención es regular independientemente dos variables

diferentes, una solución puede mostrarse en el siguiente diagrama:

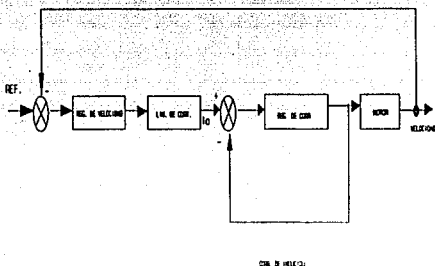


Figura 48

En el diagrama existe un regulador individual para cada variable a controlar. La variable principal (velocidad) se regula por el borde exterior. La salida del regulador de velocidad sirve de entrada, es decir, de señal de referencia al regulador de bucle interior, en este caso un bucle de corriente.

Limitada la salida del regulador externo de velocidad se limita por tanto la salida del limitador interno de corriente y de una forma muy simple, se logra el control de la variable que se desea.

Supongamos que tenemos un regulador de velocidad de un motor de corriente continua, supongamos también que mantenemos la excitación a un valor constante y que actuaremos sobre la tensión de inducido mediante un circuito regulador implementado con SCR's:

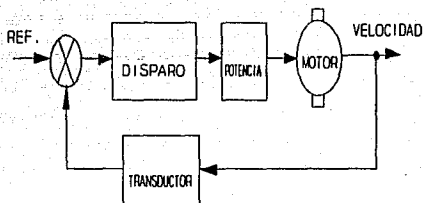


Figura 49

En teoría, un esquema de este tipo sería suficiente para gobernar la velocidad del motor, sin embargo, la corriente puede tomar valores peligrosos, principalmente durante el período de arranque, esto no es aceptable puesto que los SCR's y el motor tienen un máximo de corriente permisible. Es necesario entonces limitar la corriente por abajo de su valor máximo aceptable.

Por otro lado los motores de corriente continua no admiten cambios de corriente bruscos en el colector, lo cual es una razón de más para limitarla.

Es necesario entonces introducir un bucle interno para limitar la corriente, una vez implementado este bucle, la velocidad se regulará añadiendo un regulador suplementario que amplificará el error entre la referencia y la velocidad y suministrará una referencia "Io" al regulador de corriente, este regulador debe

tener un término integral de manera que en régimen permanente el error sea nulo:

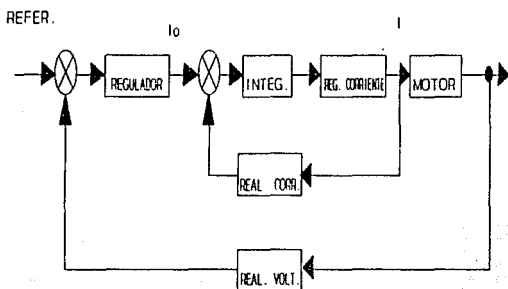


Figura 50

El esquema anterior muestra la implementación de bucle interno de corriente, así como un regulador para cada variable a controlar, desde luego ahora, el siguiente paso es la implementación física de cada uno de los bloques mostrados y de ser necesario los transductores que se requieran para que todas las cantidades que se manejen sean homogéneas.

En la práctica, veamos de donde es posible tomar las señales para

realimentar el circuito, y poder así empezar la implementación del mismo.

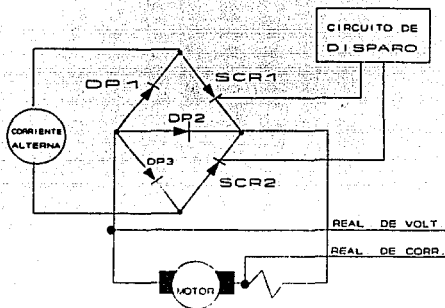


Figura 51

La anterior figura ya ha sido analizada, excepto que ahora se intercala una resistencia en serie con los devanados de la armadura del motor de corriente directa, ahora hay dos puntos importantes: El primer punto es directamente el ánodo del diodo DP1, ahí se puede tomar una muestra del voltaje que tiene la armadura y con un tratamiento extra puede reducirse de magnitud y utilizarse como una muestra de la velocidad en ese momento del motor y realimentarse. El otro punto importante es la unión que forman uno de los bornes de la armadura y la resistencia conectada en serie, dado que si la resistencia (R) tiene un valor muy pequeño y dado que la corriente de armadura del motor dependiendo de la capacidad de este es del

orden de amperios y por la ley de Ohm tenemos: $I_a R_a = V$, por lo tanto, se tienen una caída de voltaje del orden de milivolts que ya es una magnitud que se puede realimentar como una muestra de la corriente que circula por los devanados de la armadura del motor, y por ello es posible limitar la corriente.

Es evidente que el valor de la resistencia "R" debe tener una relación con la potencia nominal del motor, pues esta determina la corriente que circula por el inducido.

Estamos ahora en condiciones de realimentar el circuito de control con una muestra del voltaje del inducido (velocidad) y con una muestra de la corriente que dentro del circuito es muy útil para limitar el parámetro y evitar que sobrepase el valor límite de seguridad tanto para SCR'S como para la armadura del motor.

7.II. CIRCUITO DE DISPARO DE SCR'S.

Centremos ahora nuestra atención en lo que denominamos el circuito de disparo, es decir, el circuito que hace el cebado de los SCR's. Como ya se mencionó el cebado de los SCR's debe ser alternado para evitar posibles fallas o cortos, es decir no deben cebarse al mismo tiempo.

Conocemos varios dispositivos electrónicos mediante los cuales se pueden generar pulsos de corriente de magnitud más que suficiente para ceber los SCR's.

Los asciladores típicos para el cebado son implementados mediante dispositivos como UJT's, PUT, TIMMER 555, etc. en este caso

utilizaremos un UJT (transistor de unijuntura) para implementar el circuito de disparo. Veamos el siguiente circuito:

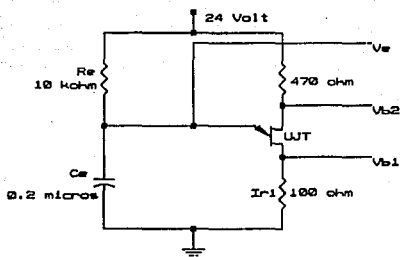


Figura 52

En el circuito, las resistencias de 470 Ohm y 100 Ohm, se implementan en las terminales B1 y B2 con el fin de tener señales en estos puntos, vale la pena mencionar que los valores de estas resistencias son pequeños comparados con la resistencia interna del UJT entre sus bases.

El funcionamiento del circuito es muy simple:

Cuando el "Ce" se carga a través de "Re" y alcanza el voltaje "Vp", suficiente el UJT se dispara, siempre y cuando el valor de "Re" no sea muy alto pues esta limitado por la necesidad que hay de que la fuente entregue al emisor una cantidad de corriente denominada corriente de pico, necesaria para que el UJT se dispare. Esta corriente de pico tiene un valor de algunos microamperios para la gran mayoría de los UJT .

Entonces el valor permitido de "Re" se calcula como sigue:

$$Re = \frac{Vs - Vp}{Ip}$$

Vs = voltaje de fuente de c.c.

Vp = voltaje de pico

Vs - Vp = voltaje disponible a través de "Re" en el instante del disparo.

Cuando el UJT se dispara, la resistencia interna Rb1 cae a un valor cercano a cero, permitiendo que circule un pulso de corriente desde la placa superior del capacitor "Ce" hasta "R1". Esto hace que aparezca un pulso de voltaje en la terminal "B1", tal como se muestra en la siguiente figura:

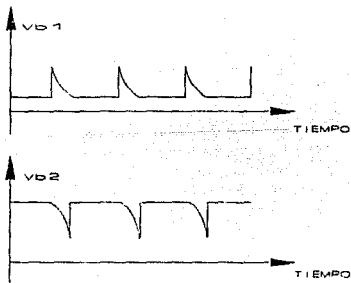


Figura 53

Simultáneamente con la aparición del pulso positivo en "B", aparece

una caída negativa en "B2", esto sucede porque la súbita caída de "Rb1" produce una súbita reducción de la resistencia total entre "Vs" y tierra y en consecuencia un aumento de la corriente a través de "R2" como se ve en la figura anterior.

Ahora bien la frecuencia de oscilación del circuito mostrado esta dada por:

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

La ecuación anterior es bastante precisa cuando el UJT tiene una "eta" del orden de 0.63 lo cual es cierto la mayoría de los casos. El UJT es un dispositivo considerado excelente para el cebado de los SCR's, las razones para considerarlo así son:

-Genera una salida tipo pulso, lo cual resulta ideal para efectuar el paso a conducción de un SCR sin que se exceda la capacidad de disipación de potencia de la puerta del SCR.

-El punto de disparo del UJT es estable en un amplio rango de temperaturas.

7.III. SINCRONIA CON LA LINEA.

Según el arreglo de dos SCR's y tres diodos que constituyen la sección de potencia, es necesario que los disparos de los SCR's estén sincronizados con la línea de alimentación de corriente alterna, es decir, hace falta que cada SCR se dispare cada vez que inicia un lóbulo de la corriente alterna rectificadas.

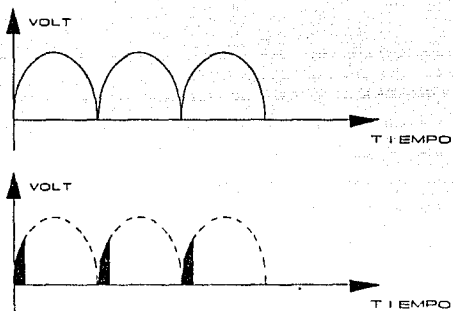


Figura 54

La primera figura ilustra la forma de onda que tendría la línea de corriente alterna rectificadas, polarizando cada lóbulo a cada uno de los dos SCR's , la segunda figura ilustra el lugar donde deben ocurrir los pulsos de corriente provenientes del circuito oscilador o de disparo para encontrar a los SCR's con la polaridad adecuada para dispararse y pasar a la carga el resto de la potencia del semiciclo.

Por lo tanto solo es necesario hacer que el UJT oscile con esa frecuencia y no habrá problema con el disparo teniendo estos la polaridad adecuada cuando llega el pulso.

El caso anterior es suponiendo una alimentación monofásica y en general resulta sencillo de implementar aunque la rectificación sea completa, sin embargo para el caso trifásico, la situación cambia,

puesto que para cada fase se deben utilizar dos SCR's lo cual hace un total de seis de estos dispositivos y se requieren ahora seis pulsos sincronizados con la línea de alimentación alterna para poder encender a cada uno de los seis SCR's en un tiempo diferente y asegurar que cuando el pulso llegue, el SCR tenga la polaridad adecuada.

Haciendo una revisión de los pasos que se han dado para tener un análisis completo e incluso estar en condiciones de implementar un equipo para gobernar la velocidad de un motor de c.d. hasta ahora tenemos:

- 1.- Sección de potencia de la cual podemos tomar dos señales para realimentar el sistema, una es de voltaje y la otra es de corriente.
- 2.- Sección de fuente, donde generamos a partir de alimentación de corriente alterna, -15 y +15 volts de corriente continua regulados, útiles para alimentar los dispositivos electrónicos utilizados.
- 3.- Sección de disparo, donde se generan pulsos de corriente necesarios para cebar los SCR's y además estos pulsos están sincronizados con la línea de alimentación.

7.IV. CIRCUITO DE ENCENDIDO

Es necesario ahora considerar la posibilidad de implementar un "circuito de encendido" que nos permita prender y apagar el equipo

con la seguridad de que cuando indique que esta apagado no se encienda bajo ninguna situación.

Veamos el circuito que puede hacerlo:

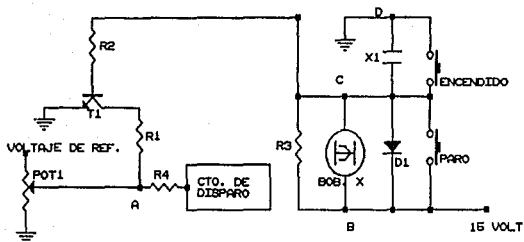


Figura 55

Si consideramos que hace falta enviar una referencia de voltaje al circuito de disparo de los SCR's, esta referencia solo llegará al circuito de disparo si "R4" presenta menor oposición que el camino formado por "R1" y el transistor "T1", si consideramos a "R1" = 100 Ohm y a "R4"=10 kOhm, hace falta que el transistor funcione como un interruptor cuando nosotros lo queremos. Si el transistor funciona como un circuito abierto, el único camino para la señal de referencia es el circuito de disparo. En caso contrario, si el transistor es un circuito corto, el camino que prefiere la referencia es "tierra pasando por "R1" y el colector y emisor del transistor.

La operación del circuito propuesto es la siguiente:

Cuando se inicia la operación del equipo, dada la posición de la bobina "X" el punto B y C se encuentran en el mismo potencial y por lo tanto en la base del transistor existe el suficiente voltaje como para llevarlo a estado de saturación, ello hace que cualquier referencia que llegue al punto "A" prefiere el camino a potencial cero que le proporciona el transistor y nada de referencia llega al circuito de disparo.

Cuando hacemos un contacto momentaneo con los puntos C y D mediante el botón de arranque, logramos que el contacto (X1) relacionado con la bobina "X" se cierre y el punto C tendrá un potencial igual a cero que es el mismo que aparece en la base del transistor, pasando de su estado de saturación a estado de corte, permitiendo entonces que la referencia llegue al circuito de disparo.

Con unicamente hacer un contacto momentaneo entre los puntos B y C, se desenergiza la bobina "X" y su contacto relacionado cambia de estado nuevamente.

Este, como se puede ver, es un circuito excelente para encender y apagar un equipo electrónico cualquiera.

Tenemos un circuito de encendido aunado a las secciones que ya se tenían estamos ahora en condiciones de analizar el funcionamiento del equipo completo.

Veamos ahora en forma de bloque como quedaría el equipo completo en la figura siguiente (figura 56):

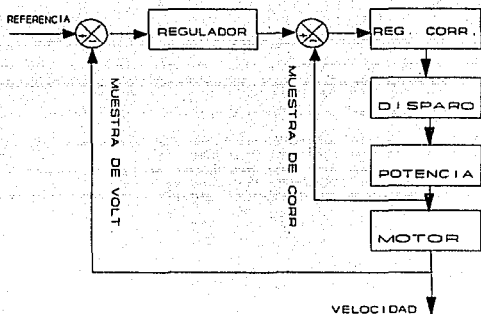


Figura 56

Como se puede ver cada una de las secciones que contiene este diagrama de bloque fue ya explicado e incluso en algunos caso se ha mostrado como sería la implementación física del bloque en cuestión.

En general no es sencillo construir las secciones físicamente y menos lo es si se tomasen en cuenta todos los factores que involucran y se hicieran los cálculos para todas y cada una de las variante.

En este trabajo, a pesar de que se intenta dejar a un lado el rigor matemático que implica el diseño de cualquier cosa, más adelante se hace un análisis de las consideraciones teóricas que se tendrían que hacer.

Ahora mostramos otro diagrama a bloque pero más desglosado, no se

muestra el circuito de encendido visto en páginas anteriores, en el apéndice se muestra el diagrama electrónico completo:

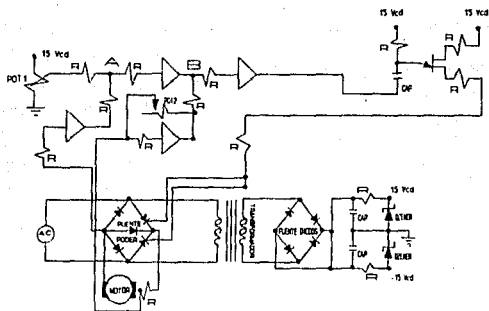


Figura 57

Es más claro en este diagrama el funcionamiento del circuito, sin embargo no incluye la totalidad de bloques que se especificaron en el diagrama anterior a este, más adelante se desglosan y se incluyen en el diagrama completo en el apéndice.

En el diagrama anterior el punto "A" constituye un "punto suma" donde se involucran la referencia y la realimentación de voltaje tomando la muestra directamente de uno de los bornes del inducido del motor. El punto "B" es otro "punto suma" donde se involucra la referencia de corriente con una señal de corriente realimentada que es proporcional a la magnitud de corriente que circula por los devanados del inducido.

7.V. TRATAMIENTO RIGUROSO

Hasta ahora solamente se han abordado los temas concernientes al equipo que gobierna la velocidad del motor de c.d. sin intentar penetrar al análisis matemático riguroso, dado que ello implica desarrollar expresiones muy complicadas la mayoría de las veces, sin embargo, podemos ver como seria el inicio y las complicaciones de desarrollar desde un punto de vista matemático las expresiones y después la implementación física, es decir, implementar cada uno de los bloque que resulten del desarrollo matemático.

Las características de funcionamiento de los motores de c.c. controlado en el inducido se ve en el siguiente dibujo:

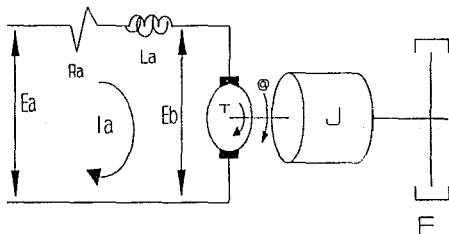


Figura 58

" R_a " es la resistencia de armadura en Ohms.

" L_a " es la inductancia del inducido en Henrios.

"Ia" es la corriente de inducido.

"If" es corriente de campo.

"Ea" es la tensión aplicada al inducido.

"Eb" es la fuerza contra electromotriz.

"θ" es el desplazamiento angular del eje del motor en radianes.

"T" es el par desarrollado por el motor el Lb-Ft.

"J" es el momento de inercia equivalente de motor y carga.

"F" es el coeficiente de fricción viscosa equivalente de motor y carga.

Como se sabe el par desarrollado por el motor es proporcional al producto de la corriente de inducido y el flujo del entre hierro, que a su vez es proporcional a la corriente de campo:

$$\Psi = K_f \cdot I_f$$

donde K_f es constante, por lo tanto:

$$T = K_f \cdot I_f \cdot K_1 \cdot I_a$$

donde también K_1 es una constante.

En el caso de motor controlado por inducido, se mantiene constante la corriente de campo y por lo tanto también el flujo es constante, entonces el par es directamente proporcional a la corriente de inducido:

$$T = K \cdot I_a$$

con $K = \text{cte. de par del motor.}$

Cuando el inducido esta en rotación, se induce una tensión proporcional al producto del flujo por la velocidad angular, pero

como el flujo es constante, la tensión inducida es:

$$E_b = K_b \cdot \frac{d\theta}{dt}$$

con K_b = constante de fuerza contra electromotriz.

Por otra parte la ecuación del inducido del motor es:

$$L_a \frac{dI_a}{dt} + R_a I_a + E_b = E_a$$

La corriente de inducido produce el par que se aplica a la inercia y fricción, por lo tanto:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + F \frac{d\theta}{dt} = T = K I_a$$

Tomando la transformada de Laplace de las expresiones obtenidas considerando condiciones iniciales nulas:

$$K_b S \Theta(S) = E_b(S)$$

$$(L_a S + R_a) I_a(S) + E_b(S) = E_a$$

$$(J S^2 + F S) \Theta(S) = T(S) = K I_a(S)$$

Dado que $E_a(S)$ es la entrada y $\Theta(S)$ es la salida, haciendo algunas operaciones tenemos la siguiente función de transferencia:

$$\frac{\Theta(S)}{E_a(S)} = \frac{1}{S [L_a J S^2 + (L_a F + R_a J) S + R_a F + K K_b]}$$

La inductancia "La" del circuito del inducido generalmente es pequeña y se puede despreciar, de tal manera que la función de transferencia quedaría como:

$$\frac{\Theta(S)}{E_a(S)} = \frac{K_m}{S(T_m S + 1)}$$

$$K_m = \frac{K}{(R_a F + K K_b)}$$

cte. de ganancia del motor.

$$T_m = \frac{R_a J}{(R_a F + K K_b)}$$

cte. de tiempo del motor.

Como se puede ver, la función de transferencia contiene el termino (1/S), esto implica que el sistema tiene una propiedad integrativa. El la función de transferencia se ve que la constante de tiempo del motor es más pequeña cuando es más pequeña "Ra" y más pequeña "J". Con "J" pequeña, al reducirse la resistencia "Ra", la constante de tiempo del motor tiende a cero y el motor actúa como un integrador lineal.

Si ponemos las ecuaciones anteriores en un diagrama de bloques queda de la siguiente manera:

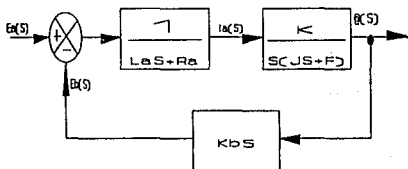


Figura 59

Del análisis anterior podemos hacer algunas observaciones importantes:

- 1.- Aquí no se ha contemplado el bucle interno de corriente que permitiría limitar esta variable y evitar sobre pase límites previamente establecidos.
- 2.- El análisis es puramente teórico y las expresiones matemáticas obtenidas solamente son parciales y aun así ya son complicadas.
- 3.- Este análisis es primario dado que no contempla criterios de estabilidad ni de respuesta en frecuencia, de hacerlo, el trabajo resultaría muy tedioso y complicado.
- 4.- Las ecuaciones obtenidas solamente son función de las

características inherentes al motor, y ninguno de los componentes electrónicos es incluido.

- 5.- Por las razones anteriores, el actual trabajo no contempla cálculos teóricos y matemáticos rigurosos, dado que resultan muy complicados por el tipo de expresiones matemáticas que contempla.

CAPITULO 8. POSIBLES OPCIONES

8.1. FRENADO DINÁMICO:

Cuando se desconecta el inducido de un motor de la fuente de energía, se parará al cabo de cierto tiempo, a pesar de la inercia de su carga, porque el inducido ya no recibe energía y por lo tanto actúan las pérdidas mecánicas. Si la excitación de un motor de corriente continua, se mantiene, cuando el inducido se desconecta de la fuente, los conductores del inducido en movimiento presentarán una tensión inducida y el inducido desexcitado actuará como un generador de excitación independiente.

Por lo tanto, para implementarlo dentro del equipo propuesto, basta conectar una carga resistiva en los bornes del inducido desexcitado del motor y este se parará muy rápidamente puesto que la inercia del inducido del motor debe vencer las pérdidas eléctricas y de rotación.

Todo lo anterior se logra implementando una lógica de relevadores

que permita conectar la resistencia en bornes del inducido cuando se ha dejado de alimentar de la fuente de energía.

8.II. INVERSIÓN DE GIRO.

Es posible invertir el sentido de rotación de un motor de corriente continua, mediante la inversión del sentido ya sea de flujo de campo o de corriente de inducido, de acuerdo con la regla de la mano izquierda. Invertiendo tanto el flujo de campo como la corriente de inducido simultáneamente, mediante inversión de las conexiones de línea, produce un par en la misma dirección y el sentido de rotación permanece invariable. De esta forma un motor de corriente continua shunt, serie o compuesto puede invertir su sentido de giro mediante:

- 1.- Invertir el sentido de corriente en el circuito de inducido.
- 2.- Inversión de sentido de los campos shunt y/o serie únicamente, manteniendo el mismo sentido de corriente del inducido.

Como ya se puede suponer, al equipo propuesto se le puede implementar la opción de inversión de giro únicamente diseñando una lógica de relevadores que permita invertir las conexiones de los bornes del inducido.

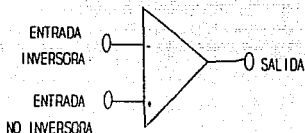
APENDICE: AMPLIFICADORES OPERACIONALES

El Amplificador Operacional se puede considerar como un amplificador universal debido a su versatilidad y la facilidad con que se puede utilizar en una gran variedad de aplicaciones. La aparición de los circuitos integrados hizo que surgiera amplificadores operacionales de tamaños pequeños, con características excelentes y a bajo costo. En general, los amplificadores operacionales contienen una docena o más de transistores y diodos y una gran multitud de resistencias. Los amplificadores operacionales se utilizan en casi todas las aplicaciones de amplificadores. También se utilizan para realizar operaciones matemáticas, filtrado, conformación y generación de ondas, conversión analógica a digital (A/D) y digital a analógica (D/A) etc, a continuación veremos las características de algunos amplificadores operacionales.

CARACTERISTICAS DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES

El símbolo básico para el amplificador operacional se da en la siguiente figura. En general hay dos terminales de entrada y una de salida. Una señal conectada a la terminal inversora (-) da como resultado una salida a 180° fuera de fase con la entrada. Si se conecta una señal a la entrada no inversora (+), las señales de salida y entrada estarán en fase. El amplificador operacional se considera como un dispositivo analógico lineal que se utiliza tanto

en aplicaciones lineales como no lineales.



Las características importantes son:

- 1.- Alta impedancia de entrada (corriente de entrada casi nula).
- 2.- Baja capacitancia de entrada.
- 3.- Gran ganancia de lazo abierto (A_{v0}). La ganancia de lazo abierto es la de un amplificador sin realimentación.
- 4.- Baja resistencia de salida.
- 5.- Tiempo rápido de activación y bajo sobremodulación (ancho de banda amplio).
- 6.- Índice elevado de barrido rápido. El índice de barrido rápido es el índice máximo de cambio de voltaje de salida en su región lineal por una unidad de tiempo. Es una indicación de la rapidez con la que se puede cambiar la salida de un amplificador operacional.
- 7.- Valores bajos de voltaje y corriente de compensación de entrada. El voltaje y la corriente de compensación de entrada se definen como el voltaje diferencial y la diferencia de

corriente que se necesita en las terminales de entrada para obtener una salida de cero.

8.- Índice elevado de rechazo en modo común (CMRR).

Los amplificadores operacionales pueden realizar diversas operaciones matemáticas. Es posible conectarlos para sumar, restar, multiplicar y dividir, elevar cifras a potencias y sacar raíces. También se pueden utilizar los amplificadores operacionales para la integración y la derivación de funciones matemáticas. En seguida veremos dos de estas aplicaciones que fueron usadas en la elaboración del control de velocidad.

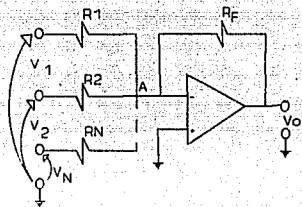
SUMADOR:

El amplificador sumador fig. proporciona un voltaje de salida que es proporcional a la suma de los voltajes de entrada. Se trata, básicamente, de un amplificador inversor que multiplica las entradas conectadas por medio de resistencias de entrada al nodo sumador A. El voltaje de salida es:

$$V_o = -\frac{R_f}{R_1} V_1 - \frac{R_f}{R_2} V_2$$

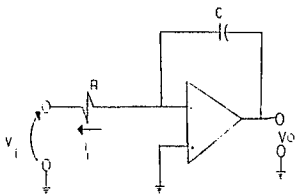
Si $R_1 = R_2 = \dots = R_N = R$, entonces la ecuación anterior se reduce a:

$$V_o = -(V_1 + V_2 + \dots + V_N)$$



INTEGRADOR:

El integrador de la siguiente figura es un circuito amplificador operacional capaz de realizar la operación matemática de la integración y es similar al amplificador inversor, sustituyendo la resistencia de realimentación R_f con un capacitor.



La expresión matemática que define la operación del circuito es:

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_i dt$$

También se puede escribir como sigue:

$$\Delta V_o = -\frac{v_i \Delta t}{RC}$$

que indica que el cambio del voltaje de salida con respecto a un cambio en el tiempo es equivalente al negativo del voltaje de entrada dividido por la constante de tiempo RC del circuito.

En su aplicación como elemento matemático, una señal eléctrica aplicada a la entrada da como resultado una salida que toma la forma de una función integrada. Por ejemplo, sea una entrada senoidal perfecta. La salida será una función de coseno. Recuérdese que la diferencia entre la función de seno y la de coseno no es su forma sino un cambio de fase de 90°. Por ende, el integrador se puede utilizar como cambiador de fase de 90° (desviador de cuadratura).

APENDICE: SISTEMA DE CONTROL WARD LEONARD

El sistema Ward Leonard es un sistema electromecánico especial de control para aplicaciones de potencia, constituido por una máquina eléctrica generadora de corriente continua que rige un motor de corriente continua.

El generador está movido a velocidad prácticamente constante, por un motor primario. Una fuente de tensión constante excita separadamente el campo del motor (en los aparatos de potencia mas baja, el campo del motor puede ser establecido por un imán permanente).

El campo generador se crea por un arrollamiento de toma central conectado a un amplificador contra fase. Las corrientes i_1 e i_2 que recorren las dos partes de arrollamiento de campo están en oposición y su efecto tiende a anularse. de esta forma, la fuerza electromotriz producida en el generador es proporcional a la diferencia de las dos corrientes. Este método de excitación del generador tiene la ventaja de que permite la inversión de la fuerza electromotriz y la del motor sin necesidad de invertir las corrientes de campo. En aplicaciones de menor potencia se emplea un generador normal de corriente continua, pero para potencias mayores (superiores a centenares de watts) se recurre a uno de los generadores de dos etapas mas elaborados, tales como el rototrol, el regulex, y el amplidino.

Un motivo importante por el que se han desarrollado los grupos Ward Leonard reside en la doble exigencia de aprovechar las redes

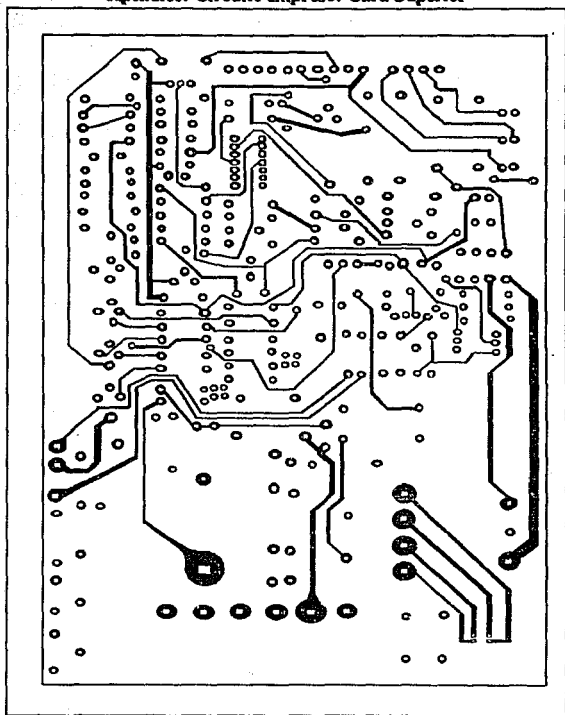
de corriente alterna y los motores de corriente continua. El generador que alimenta el motor de corriente continua suele estar mandado mecánicamente por un motor de corriente alterna de esta forma se tiene una primera transformación de energía eléctrica (corriente alterna) en energía mecánica, luego una transformación de energía mecánica en energía eléctrica (corriente continua) y, finalmente, una transformación electromecánica a la salida.

Con el grupo Ward Leonard pueden obtenerse regulaciones con número de revoluciones constante, con par constante y con potencia constante.

El grupo Ward Leonard haya múltiples aplicaciones en la Industria para el control de determinadas de determinadas operaciones. En las máquinas-herramienta se emplea para efectuar trabajos que requieren constancia y precisión de funcionamiento.

Sistema Ward-Leonard

Apêndice: Circuito Impresso. Cara Superior



APÉNDICE: LISTA DE MATERIALES.

Resistencias: 50.

R1= 22K	R11= 1.2K	R21= 47 ohm	R31= 1M	R41= 3.3K
R2= 10K	R12= 47K	R22= 100ohm	R32= 100K	R42= 1.2M
R3= 100K	R13= 22K	R23= 470ohm	R33= 1K	R43= 47K
R4= 1M	R14= 270ohm	R24= 3.3K	R34= 100K	R44= 51K
R5= 6.8K	R15= 15K	R25= 5.1K	R35= 1M	R45= 2.2K
R6= 15K	R16= 470ohm	R26= 100ohm	R36= 100K	R46= 27ohm
R7= 15K	R17= 470ohm	R27= 100ohm	R37= 100K	R47= 100K
R8= 5.1K	R18= 3.3K	R28= 220ohm	R38= 100K	R48= 100K
R9= 1.8K	R19= 120K	R29= 220ohm	R39= 47K	R49= 720ohm
R10=39K	R20= 22K	R30= 5.1K	R40= 1K	R50= 330K

Capacitores: 16.

C1=100/25	C9 =100/40
C2=22/40	C10=100/40
C3=15/40	C11=.22/400
C4=4.7/35	C12=.22/400
C5=.001/100	C13=1/25 tn
C6=.47/400	C14=10/40
C7=.1/250	C15=2.2/35
C8=.022/250	C16=.1/250

Potenciómetros: 6.

P1= 10K	IN 4007	(6)	(11 A 14)
P2=4.7K	D6015L	(3)	(DP 1,2,3)
P3=4.7K	IN 5408	(2)	(D9 Y D10)
P4= 10K	DZ IN4744	(2)	(DZ1 YDZ2)
P5= 50K	DZ IN7574	(1)	(DZ3)
P6= 47K	DZ IN7524	(1)	(DZ4)
	LED	(3)	

Diodos: 18.

TRANSFORMADOR: 1

TAP/CENT 220/127/-/18-0-18

FUSIBLES: 1

15 AMP.

CIRCUITO INTEGRADO:

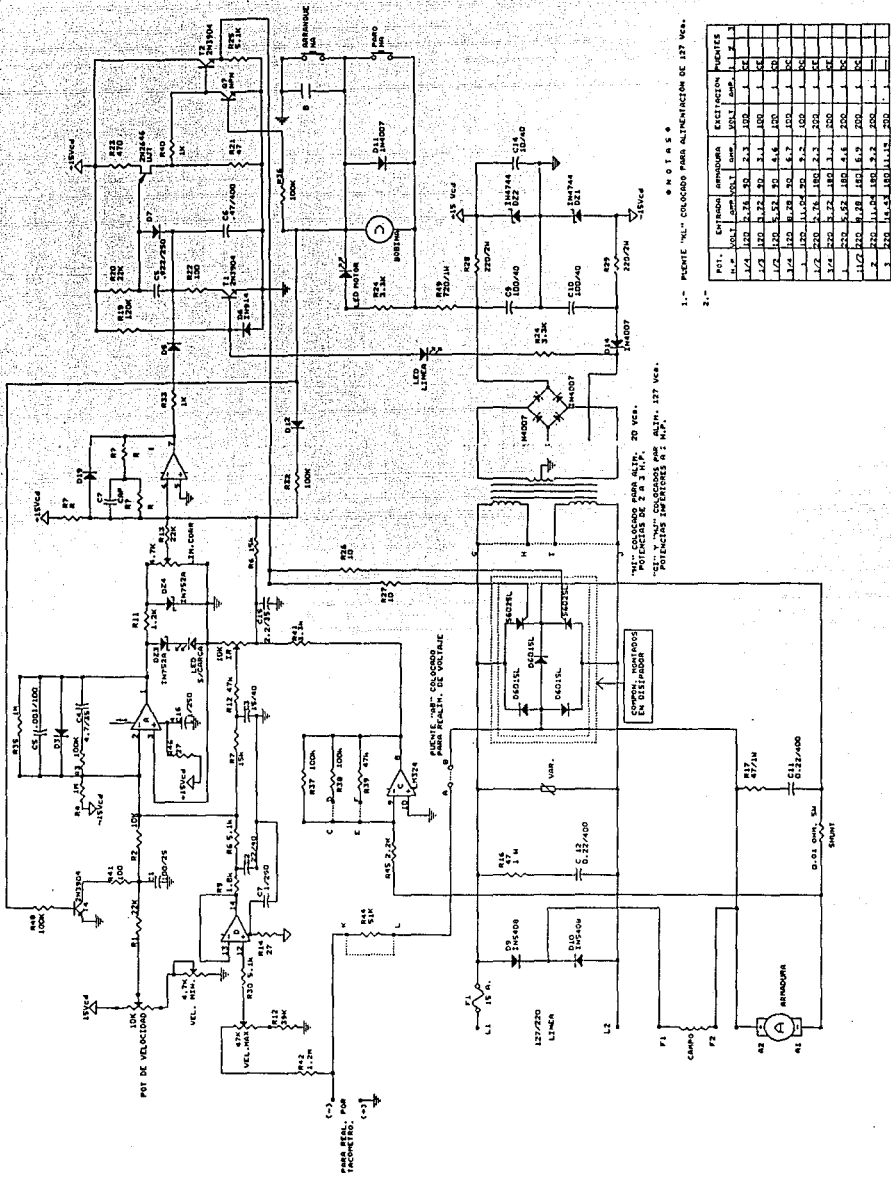
LM 324

RELE: 1

ME 431-1412 1030 ohm

TRANSISTORES: 5

UJT 2646
2N 3904 (4)



1.- PUENTE "M.T." COLOCADO PARA ALIMENTACION DE 137 Vca.

R.P.	EXTRUSION	AMPERAJE	EXCITACION	PUENTES
1/4	180	2.74	5.0	2, 3
1/2	180	3.12	5.0	1, 2, 3
3/4	180	3.57	5.0	1, 2, 3
1	180	4.00	5.0	1, 2, 3
1 1/4	180	4.46	5.0	1, 2, 3
1 1/2	180	4.91	5.0	1, 2, 3
1 3/4	180	5.37	5.0	1, 2, 3
2	180	5.83	5.0	1, 2, 3
2 1/4	180	6.30	5.0	1, 2, 3
2 1/2	180	6.76	5.0	1, 2, 3
2 3/4	180	7.22	5.0	1, 2, 3
3	180	7.69	5.0	1, 2, 3

2.- PUENTE "M.T." COLOCADO PARA ALIMENTACION DE 20 Vca.

R.P.	EXTRUSION	AMPERAJE	EXCITACION	PUENTES
1/4	180	2.74	5.0	2, 3
1/2	180	3.12	5.0	1, 2, 3
3/4	180	3.57	5.0	1, 2, 3
1	180	4.00	5.0	1, 2, 3
1 1/4	180	4.46	5.0	1, 2, 3
1 1/2	180	4.91	5.0	1, 2, 3
1 3/4	180	5.37	5.0	1, 2, 3
2	180	5.83	5.0	1, 2, 3
2 1/4	180	6.30	5.0	1, 2, 3
2 1/2	180	6.76	5.0	1, 2, 3
2 3/4	180	7.22	5.0	1, 2, 3
3	180	7.69	5.0	1, 2, 3

3.- PUENTE "M.T." COLOCADO PARA REALIM. DE VOLTAJE

R.P.	EXTRUSION	AMPERAJE	EXCITACION	PUENTES
1/4	180	2.74	5.0	2, 3
1/2	180	3.12	5.0	1, 2, 3
3/4	180	3.57	5.0	1, 2, 3
1	180	4.00	5.0	1, 2, 3
1 1/4	180	4.46	5.0	1, 2, 3
1 1/2	180	4.91	5.0	1, 2, 3
1 3/4	180	5.37	5.0	1, 2, 3
2	180	5.83	5.0	1, 2, 3
2 1/4	180	6.30	5.0	1, 2, 3
2 1/2	180	6.76	5.0	1, 2, 3
2 3/4	180	7.22	5.0	1, 2, 3
3	180	7.69	5.0	1, 2, 3

4.- PUENTE "M.T." COLOCADO PARA REALIM. DE VOLTAJE

R.P.	EXTRUSION	AMPERAJE	EXCITACION	PUENTES
1/4	180	2.74	5.0	2, 3
1/2	180	3.12	5.0	1, 2, 3
3/4	180	3.57	5.0	1, 2, 3
1	180	4.00	5.0	1, 2, 3
1 1/4	180	4.46	5.0	1, 2, 3
1 1/2	180	4.91	5.0	1, 2, 3
1 3/4	180	5.37	5.0	1, 2, 3
2	180	5.83	5.0	1, 2, 3
2 1/4	180	6.30	5.0	1, 2, 3
2 1/2	180	6.76	5.0	1, 2, 3
2 3/4	180	7.22	5.0	1, 2, 3
3	180	7.69	5.0	1, 2, 3

5.- PUENTE "M.T." COLOCADO PARA REALIM. DE VOLTAJE

R.P.	EXTRUSION	AMPERAJE	EXCITACION	PUENTES
1/4	180	2.74	5.0	2, 3
1/2	180	3.12	5.0	1, 2, 3
3/4	180	3.57	5.0	1, 2, 3
1	180	4.00	5.0	1, 2, 3
1 1/4	180	4.46	5.0	1, 2, 3
1 1/2	180	4.91	5.0	1, 2, 3
1 3/4	180	5.37	5.0	1, 2, 3
2	180	5.83	5.0	1, 2, 3
2 1/4	180	6.30	5.0	1, 2, 3
2 1/2	180	6.76	5.0	1, 2, 3
2 3/4	180	7.22	5.0	1, 2, 3
3	180	7.69	5.0	1, 2, 3

NOTAS

BIBLIOGRAFIA.

- 1.- L. Weinberg, Network Analysis and Synthesis.
Mc Graw Hill, New York, 1957
- 2.- Katsuhiko Ogata, Ingeniería de Control Moderna
Prentice Hall Internacional, 1974
- 3.- Benjamín C. Kuo, Sistemas Automáticos de Control
C.E.C.S.A. México 1982.
- 4.- Canales y Barrera, Análisis de Sistemas Dinámicos
Limusa, México 1977
- 5.- Chapman, Máquinas Eléctricas
Mc Graw Hill México 1988
- 6.- Kosow, Máquinas Eléctricas y Transformadores
Reverté, México 1972
- 7.- Antonio Herrera, Electrónica Analógica
U.N.A.M. México 1986
- 8.- George J. Thaler, Máquinas Eléctricas
Limusa, México 1984
- 9.- Kosow, Control de Máquinas Eléctricas
Reverté, México 1979
- 10.- Hikey, Fundamentos de Electrónica
Marcombo, México 1986
- 11.- Malvino, Principios de Electrónica
Mc Graw Hill, México 1986
- 12.- R. Boylestad, Electronic, Device and Circuit Teory
Prentice Hall, New York 1982
- 13.- G. Séquier, Electrónica de Potencia
Gustavo Gili, México 1982
- 14.- A. Maloney, Electrónica Industrial
Prentice Hall, México 1982

Tesis: Sabás F. / Hugo H.