



6 323817
201

UNIVERSIDAD ANAHUAC DEL SUR

ESCUELA DE INGENIERIA

**CON ESTUDIOS INCORPORADOS A LA
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO**

**UN CONTROL AUTOMATICO PARA UNA
MAQUINA DE CORRIENTE DIRECTA**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA**

**P R E S E N T A
RICARDO ARTURO LARA ARVIZU**

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

MEXICO, D. F.

1988



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

Indice.

Dedicatoria.....	2
Introducción.....	3
Índice.....	4
1.-Motores de Corriente Directa.....	6
Introducción, partes y funcionamiento.	
2.-Control de una Máquina de Corriente Directa.....	16
Introducción, equipo de control chopper, diagramas de bloques, amplificadores operacionales.	
3.-Tiristores.....	25
Introducción, estructura, funcionamiento, tipos de tiristores.	
4.-Troncedor o Equipo Chopper.....	35
Introducción, principio de funcionamiento básico, circuito de potencia y bloque de control, descripción de funcionamiento del circuito de potencia y de las tarjetas electrónicas del bloque de control.	
5.-Estabilidad.....	109
Diagramas de bloques, bucle cerrado y bucle abierto, diagramas de Bode.	
Conclusiones.....	115
Bibliografía.....	116

1.-Motores de Corriente Directa.

1.1.-Introducción.

En general se requiere la conversión de energía de una forma disponible a otra más adecuada para los procesos industriales.

Los motores eléctricos son aparatos electromagnéticos que convierten la energía eléctrica en energía mecánica y los generadores convierten la energía mecánica en eléctrica.

1.2.-Máquinas Eléctricas Rotatorias.

Los generadores y motores eléctricos convierten la energía mediante un movimiento rotatorio y consisten de un circuito magnético y uno o más circuitos eléctricos de por lo menos, un embobinado. El circuito magnético tiene el hierro interrumpido por el entrehierro (entre rotor y estator). Los núcleos magnéticos se sujetan a flujos magnéticos alternos, por lo que se les construye de material laminado. El material de los embobinados (conductor) es generalmente de sección redonda o cuadrada, a base de cobre.

Algunas ventajas consideradas del motor de c. d. son:

- 1.-Velocidad ajustable,
- 2.-Por constante,
- 3.-Rápidas aceleración y desaceleración,
- 4.-Responde a una señal de retroalimentación.

1.3.-Partes de una Máquina de C. D. Principio y Funcionamiento.

Las partes principales de una máquina de c. d. son:

- 1.-La fig. 1.1 muestra la armadura enrollada con las bobinas de la armadura de un motor de c. d.

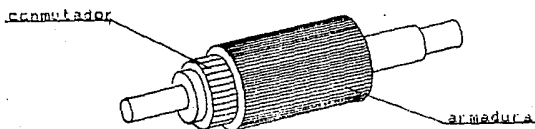
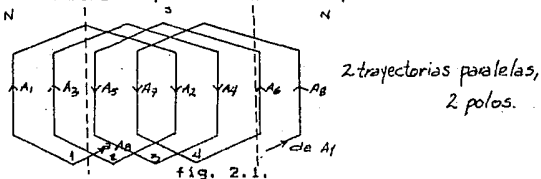


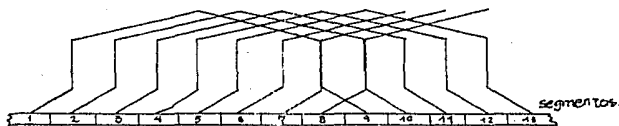
Fig. 1.1.

El embobinado de armadura consiste de un número de bobinas, generalmente iguales, colocadas en ranuras distribuidas uniformemente en la periferia del rotor. Estas bobinas están interconectadas a través del conmutador, compuesto por cierto número de barras aisladas entre sí, conocidas como segmentos del conmutador. Este conmutador sirve para rectificar el voltaje inducido y la corriente de armadura.

Hay dos tipos generales de embobinados de la armadura de c. d.: imbricado y ondulado. El embobinado imbricado, como el de la fig. 2.1, implica que hay tantas trayectorias para la corriente como número de polos tiene la máquina:



El embobinado ondulado, como el de la siguiente figura, implica que existen dos trayectorias para la corriente en la armadura, sin importar el número de polos que tiene la máquina:



2.-Polos. Se muestran en la fig. 4.1. Los de mayor tamaño son los polos principales que producen el flujo principal, y los pequeños son los polos conmutadores o de rectificación.

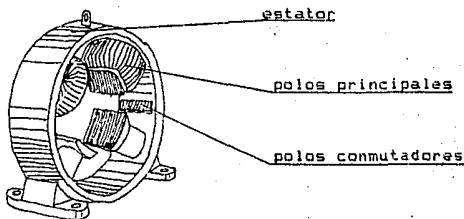


fig. 4.1.

Estos polos conmutadores ejercen una fmm en oposición a la de la armadura, con el objeto de alcanzar una mejor conmutación. Ambos tipos de polos se construyen también de material laminado para evitar las corrientes parásitas que pudieran generarse en el entrehierro.

La fig. 5.1 muestra las trayectorias del flujo debido a la excitación del campo.

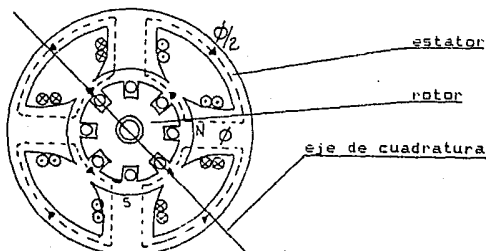


fig. 5.1.

Considerando la máquina bipolar de c. d. de la fig. 6.1, que muestra una bobina de armadura de una sola vuelta, cuyos lados se designan a , a' que terminan en los segmentos del conmutador s_1 y s_2 . Las escobillas b_1 y b_2 están montadas al conmutador conectadas a las terminales T_1 y T_2 .

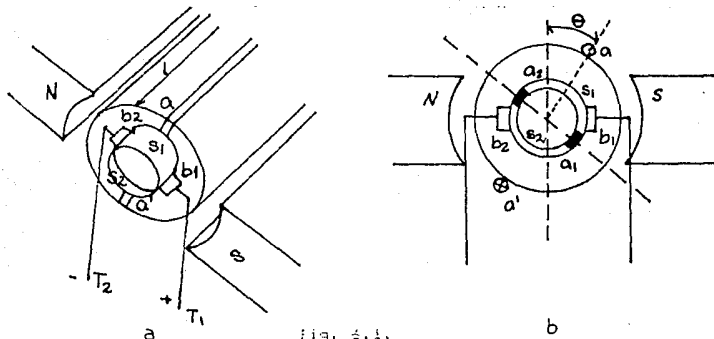


fig. 6.1.

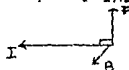
Para una rotación en el sentido de las manecillas del reloj, cuando la bobina de la armadura toma la posición mostrada en la fig. 6.1 (b), la polaridad de la fem inducida, de acuerdo con la Ley de Lenz, es tal como para dirigir una corriente en el lado de la bobina a hacia afuera de la hoja, y en el lado de la bobina a' , hacia la hoja (punto y cruz).

Cuando el ángulo θ es de los polos magnéticos del rotor,

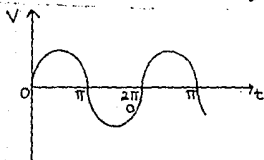
estator es cero o π , el voltaje inducido en la bobina de la armadura es cero. Si se desprecia el espesor de las escobillas, la escobilla b_1 siempre se monta en ese segmento que se conecta al lado de la bobina bajo el polo del campo sur (S) y la escobilla b_2 en ese segmento que conecta el lado de la bobina bajo el polo magnético norte (N). Así para las polaridades consideradas de rotación, la escobilla b_1 es siempre positiva y la b_2 es siempre negativa.

Cuando opera como motor, la corriente entra a la bobina de la armadura a través de la escobilla positiva y la acción del conmutador es tal, durante una rotación completa, como para mantener a la corriente en el lado de bobina bajo el polo de campo sur (S) dirigida hacia la hoja, mientras que la del otro lado de la bobina que está bajo el polo del campo norte (N) está dirigida hacia afuera de la hoja. Así el par se desarrolla en la dirección de las manecillas del reloj a lo largo de una revolución completa de la armadura, excepto en los instantes en que la corriente en la bobina de la armadura se invierte, es decir, cuando $\theta=0$ y $\theta=\pi$, que ocurre cuando un segmento conmutador reemplaza al otro segmento bajo una escobilla dada. El par resultante de la fuerza ejercida por un campo de densidad de flujo B uniforme a lo largo de la longitud l de un vector recto que conduce una corriente I se expresa por el producto vector

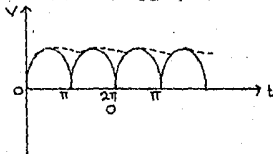
$$F = l \times IB.$$



El voltaje en las escobillas es entonces un voltaje pulsatorio que, sin rectificarse sería como el de la fig. 7.1 (a), pero como la escobilla cambia de segmento del conmutador durante el giro, el semiciclo negativo de la onda se rectifica y su onda es como la de la fig. 7.1 (b):



(a)



(b)

fig. 7.1.

y en consecuencia el par también es pulsatorio (recordar que en $\theta=0$ y $\theta=\pi$ el par se hace cero). Para suprimir esta ondulación en el voltaje y las consecuentes pulsaciones del par, se distribuye el embobinado de la armadura entre varias ranuras por polo, logrando que cada escobilla toque a más de un segmento del conmutador al mismo tiempo, obteniendo un menor rizo en el voltaje, como la onda punteada de la fig. 7.1 (b).

Entonces, si

a = número de trayectorias de corriente paralelas en el embobinado de la armadura.

P = número de polos.

N_a = número de vueltas en el embobinado de la armadura.
 n = velocidad de rotación en rpm.
 ϕ_d = flujo por polo.
 ω_m = velocidad angular de la armadura.
 Z = número de conductores.
 se tiene que

$$E = \frac{2 \cdot P \cdot N_a \cdot n \cdot \phi_d}{60 a} = \frac{P \cdot Z \cdot \phi_d \cdot \omega_m}{2 \pi a}$$

donde E es el voltaje inducido en la armadura, o fuerza magnetomotriz.

1.4.-Par Motor.

Si V es el voltaje aplicado a las terminales de armadura se tiene

$$V = E + r_a I_a$$

en donde E es el voltaje generado en la armadura. La entrada de potencia a la armadura del motor es

$$P_e = V I_a = E I_a + r_a I_a^2$$

si la potencia mecánica desarrollada es

$$P_m = T_e \omega_m = E I_a$$

y entonces el par electromagnético es

$$T_e = k_e \phi_d I_a$$

con $k_e = \frac{E \cdot Z}{2 \pi a}$

1.5.-Aceleración de la Máquina.

Fuerza Contraelectromotriz.

El giro del motor debido al par provoca un corte de líneas de flujo y a su vez una tensión en los devanados de armadura llamada fuerza electromotriz o fem, y como esta se opone a la tensión de alimentación se conoce como fuerza contraelectromotriz f_{cem} . Si I_a es la corriente de armadura

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

donde E es la fem y r_a la resistencia del devanado de armadura.

Si

$$E = k_e \phi_d n$$

se tiene que

$$I_a = \frac{V - k_e \phi_d n}{r_a}$$

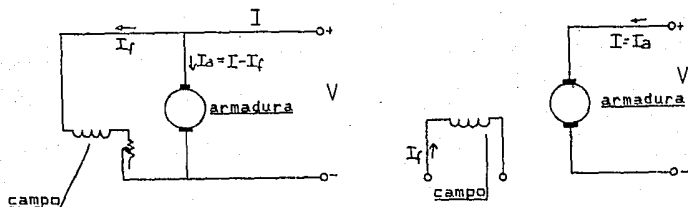
En el arranque la velocidad es igual con cero, al igual que la fem, y si r_a tiene un valor muy pequeño, se observa que I_a obtiene valores muy altos, que se evitan con un reóstato en serie con el devanado de armadura. Al estar en reposo el motor, la corriente (debida a la fuente de alimentación) va a estar limitada sólo por la resistencia de los devanados y alcanzar entonces valores muy altos. En este punto, se eleva el valor de I_a para disminuir los valores de E , y para lograr una mayor adherencia de la rueda al riel o vía.

1.6.-Excitación del Campo.

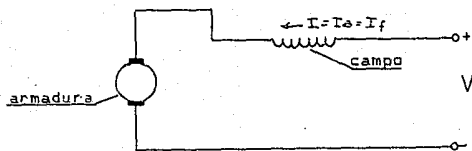
Las máquinas de c. d. se clasifican como:

- 1.-En derivación.
- 2.-En serie.
- 3.-Compuestas.

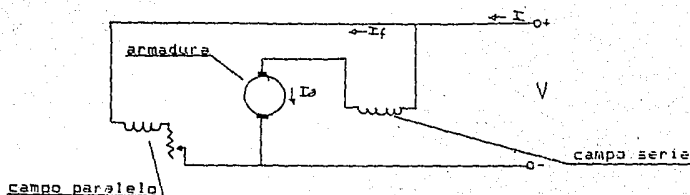
Esta clasificación depende de la conexión que exista entre los circuitos de campo y armadura. Las figs. 7.1 (a), (b), y (c) muestran los diagramas de cada conexión.



conexión en derivación
con excitación propia. con excitación separada.
(a)



conexión serie.
(b)



conexión compuesta.

(c)

fig. 8.1.

1.7.-Características Par-Velocidad.

Utilizando las ecuaciones

$$E = k_e \Phi \omega_m$$

$$V = E + r_a I_a$$

$$T_e = k_e \Phi I_a \quad (1) \text{ (característica par-corriente)}$$

$$\omega_m = \frac{V - r_a I_a}{k_e \Phi} \quad (2)$$

En motores en derivación, la corriente de carga influye en el flujo sólo a través de la reacción de armadura (una reacción producida por el cruce de los dos flujos: el de campo, y el de armadura) ya que esta corriente de carga (o de línea) no afecta directamente sobre el campo, ya que también circula (o se deriva) por la armadura (para una máquina en paralelo con excitación propia) y para una conectada en paralelo con excitación separada, el campo es influenciado sólo por la reacción de armadura, y no por la corriente de carga.

Para el motor serie, el flujo está determinado principalmente por la corriente de armadura que también es la corriente de campo.

En el motor compuesto, el efecto de la corriente de armadura en el flujo depende del grado del compuesto (cuál de los campos predomina, el serie o el paralelo).

1.8.-Motor en Derivación.

Su circuito más utilizado se muestra en la fig. 8.1 (a), del cual podemos deducir que

$$I = I_a + I_f$$

donde I_a e I_f son las corrientes de la armadura y del campo respectivamente.

Entonces en base a la ecuación

$$T_e = k_e \Phi I_a$$

la corriente de la armadura y el par son proporcionales entre sí. También con

$$\omega_m = \frac{V - r_a I_a}{k_e \Phi}$$

Si aumenta I_a , aumenta T_e , disminuye ω_m . Si I_a aumenta demasiado, se obliga a I_f a disminuir, para que en consecuencia disminuya Φ y con ello aumenta ω_m . La característica par

velocidad entonces es lineal como en la fig. 9.1, con la que se muestra su característica par-corriente:

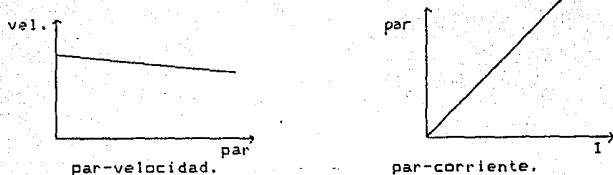


fig. 9.1.

Este tipo de conexión se emplea en abanicos y ventiladores, donde se requiere velocidad casi constante pero no un alto par de arranque.

1.9.-Motor Serie.

Si se observa su circuito de conexión, se deduce que

$$I_a = I_f = I \quad (3)$$

por lo que, a medida que la corriente de armadura aumenta, el flujo también aumenta.

Con la ecuación (3), si aumenta el valor de I , aumentan I_a e I_f (y por consecuencia Φ_d) y bajo la ecuación (2) el valor de n cae bajo la misma condición, y con la ecuación (1) T_e aumenta mucho su valor. Nos podemos referir para este análisis a la fig. 10.1.

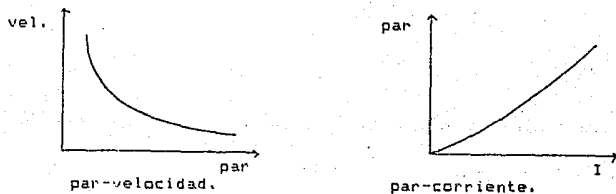


fig. 10.1.

Esta máquina se usa en transporte eléctrico y grúas.

1.10.-Motor Compuesto.

En este tipo de motor, el campo serie es mucho menor al campo en paralelo, por lo que su comportamiento es muy similar al del motor en derivación. Su comportamiento es tal como se

muestra en la fig. 11.1, donde se muestra que la velocidad y par dependerán de la influencia del campo serie:

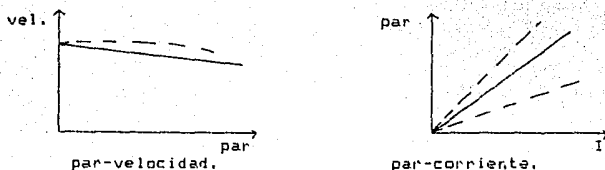


fig. 11.1.

Se utiliza en sistemas que requieren alto par de arranque, pero no tan alto como el que ofrece el motor serie. Tales casos son bombas de émbolo y malacates.

1.11.-Arranque de un Motor de C. D.

En el momento del arranque, al aplicar una tensión V a los bornes del inducido para provocar la rotación del rotor, existe poca resistencia para la corriente de armadura por lo que se obtienen valores de tal corriente muy elevados que pueden dañar a la máquina. Para limitar estos valores se emplean los arrancadores que consisten en un grupo de resistencias conectadas en serie con la armadura y un mecanismo que permite puentearlas conforme acelera la máquina. Estos arrancadores pueden ser manuales, como son reóstatos manuales de varios puntos; semiautomáticos, que emplean dispositivos de control magnéticos (relevadores) y automáticos, tales como el troceador o equipo chopper.

Existen varias razones para aplicar el puenteo:

Si este no existiera, I_a tendería a decrementar su valor debido al creciente valor de la fcew conforme acelera la máquina, es decir, en el arranque I_a es limitado sólo por la resistencia interna de la máquina y conforme acelera se genera la fcew que limita a I_a hasta que esta llega a un valor muy pequeño que no será suficiente para hacer girar al rotor, ya que según la ecuación (1) T depende proporcionalmente de I_a . Ver fig. 12.1:

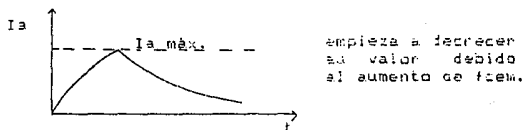


fig. 12.1.

Entonces, con el puenteo de resistencias (que va de un valor máximo a uno mínimo) se logra que I_a se mantenga en un valor promedio de manera espionada como en la fig. 13.1:

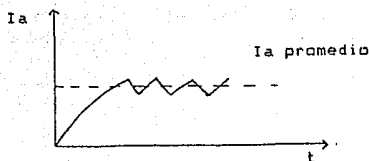


fig. 13.1

El equipo chopper logra que el valor de I_a durante la tracción, sea más uniforme, sin escalones, ya que estos pueden traducirse en pérdida de la uniformidad del funcionamiento de la máquina ya que estos escalones en I_a se derivan en jalones en la máquina.

1.12.-Frenado de una Máquina de C. D.

Es necesario contar con equipos de frenado que lleven a la carga de la máquina al reposo además de evitar que ésta funcione a velocidades peligrosas para su funcionamiento. Una forma de frenar la máquina es usando un freno mecánico que puede consistir de un cilindro de freno accionado por aire a presión que a su vez acciona a unas zapatas que frenan al rotor de la máquina. Otra forma de lograr el frenado del motor es usando el frenado eléctrico. Este tipo de frenado permite la regeneración de la energía a la fuente de alimentación, y representa además pocas pérdidas por calor y un menor mantenimiento del equipo ante un frenado exclusivamente mecánico.

Existen varios tipos de frenado eléctrico: regenerativo, reostático y por contracorriente.

1.12.1.- Frenado Regenerativo

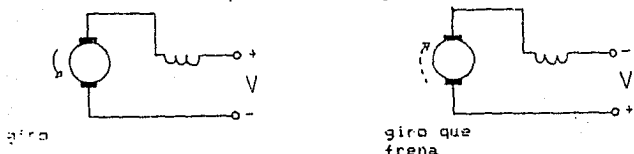
Se logra operando el motor como generador, conectado a la fuente de alimentación, transformando la energía mecánica a eléctrica regenerada a la misma fuente. El frenado mecánico es complemento de éste ya que la energía generada debe ser superior a la aplicada para poder ser regenerada a la línea. En el momento en que la energía regenerada es igual o menor a la suministrada, el frenado regenerativo no funciona y se requiere entonces un frenado adicional como el mecánico por zapatas para llevar al reposo a la carga y a la máquina.

1.12.2.- Frenado Reostático

Se opera también a la máquina como generador, pero en este caso sus terminales se conectan a un reóstato que disipa la energía regenerada en forma de calor. Este reóstato puede ser el mismo que el utilizado para el arranque sólo que ahora funciona como carga.

1.12.3.- Frenado por Contracorriente

Aquí la polaridad de la fuente de alimentación se cambia en las terminales del motor para obligarlo a girar en sentido opuesto, pero una vez que el motor llega al reposo se desconecta esta alimentación para evitar que gire en ese sentido opuesto.



se detiene el giro del motor al tratar de hacer que gire en sentido opuesto gracias al cambio de polaridad fig. 14.1.

2.-Control de una Máquina de Corriente Directa.

2.1.-Control Electrónico de Motores de Corriente Directa. Introducción.

Se describieron ya las características del motor de c. d., que no pueden realizarse sin el uso de algunos componentes adicionales y circuitos que puedan agruparse como controles de máquina. Un equipo de control de máquina puede consistir desde un simple interruptor que encienda y apague el motor, hasta un conjunto de semiconductores, componentes de circuitos y dispositivos mecánicos que controlan la velocidad del motor.

El equipo de control del motor tiene como función el regular (y vigilar) uno o varios de los parámetros que rigen el funcionamiento de la máquina, como son velocidad y par de la flecha, aceleración, posición angular, relaciones entre valores eléctricos de entrada y mecánicos de salida (voltaje y corriente de entrada y potencia de salida), etc.

En el siguiente esquema se muestra la posición del control respecto del motor, la carga y la fuente de energía:

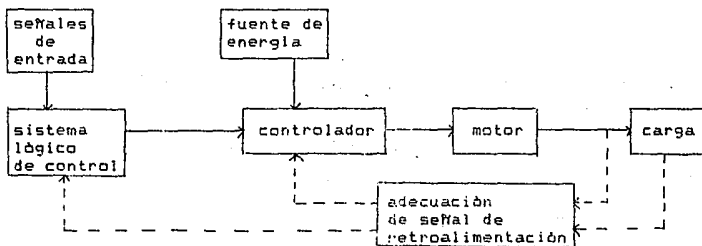


fig. 1.2.

La retroalimentación de información para el óptimo control se efectúa por las líneas discontinuas.

Los materiales y estructuras de los semiconductores de potencia usados en el control de motores son distintos a los empleados en sistemas electromecánicos, por lo que también sus características de resistencia al medio ambiente y operación son diferentes.

Deben cuidarse entonces las características térmicas y de capacidad en sus valores de voltaje y corriente (y sus respectivos cambios) a las que van a estar sujetos los equipos.

2.2.-Equipo de Control Chopper.

El equipo chopper es un equipo de control automático

(también conocido como troceador) que se utiliza en el Sistema de Transporte Colectivo metro de la ciudad de México para el control de la tracción y frenado eléctrico de los trenes.

Estos equipos deben cumplir con especificaciones y normas internacionales que son requisitos que deben cumplir las partes del sistema (equipos e instalaciones) para que se obtenga de ellos el máximo rendimiento en óptimas condiciones de funcionamiento, así como también para cuidar las condiciones de seguridad y confort de los pasajeros en los trenes.

Los trenes cumplen con ciertas condiciones de trabajo. La circulación entre las estaciones está regida por una curva de velocidad denominada marcha tipo (una para cada tramo entre estaciones), que es como en la fig. 2.2:

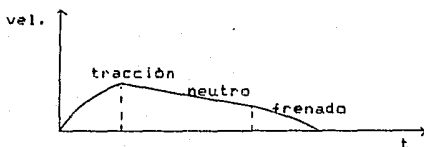


fig. 2.2.

La operación de los trenes en una red cumple con ciertas condiciones determinadas por lo que se llama marcha tipo. Esta depende tanto de las características dinámicas y de capacidad de los trenes, como de la capacidad de transporte que se requiera.

La curva de velocidad comprende tres etapas: la primera es la parte de tracción, en la que el tren acelera hasta alcanzar la velocidad máxima permitida para el tramo de vía (70 km/hr aproximadamente), es decir, se calcula esta velocidad máxima de acuerdo al perfil de vía que se tiene (condiciones de la misma, como son presencia de curvas, pendientes, etc.); la segunda etapa es la sección de marcha libre o a neutro, que es el tramo en el que se permite al tren circular libremente, es decir, a neutro; y el tercer tramo es la sección de frenado, en la que dependiendo del grado de frenado que sea demandado por el operador son accionados el freno eléctrico y posteriormente el freno mecánico por zapatas.

En la parte de tracción, la aceleración según la norma comprende el intervalo de 1.2 a 1.4 m/s². La velocidad comercial que se busca en la línea es de 33 km/hr, misma que también se calcula de acuerdo al perfil de la vía, demanda de pasajeros (horas pico), número de estaciones y distancias entre ellas (factores que varían de una línea a otra) y tomando también en cuenta las normas de confort para el pasajero establecidas para el transporte eléctrico.

Se establece también un margen entre la velocidad máxima de funcionamiento y la máxima permitida para cada curva tipo para poder disponer de él en caso de atraso en el tiempo de recorrido de los trenes en la línea.

Estas características de funcionamiento son vigiladas por sistemas automáticos de control a través del pilotaje automático del tren. Estos sistemas se controlan por el equipo de potencia y de control denominado chopper, que es el fuerza general en

sistema para el control de velocidad para el coche eléctrico, en este caso el tren del metro.

El sistema de control por chopper, comparado contra el control reostático convencional, presenta un menor consumo de energía eléctrica, menor generación de calor y la ventaja de poder permitir la regeneración de corriente eléctrica a la línea de alimentación en la etapa de frenado del tren, además de que ofrece un mejor confort de marcha al proporcionar una variación casi continua de la corriente de los motores de tracción (sección 1.1).

La demanda de tracción y frenado del manipulador en la cabina, accionada por el operador, se ejecuta por sus respectivos circuitos en el chopper debido a la comparación de las señales del manipulador contra las señales que existan en la circuitería de acuerdo al estado de funcionamiento del carro en la línea.

2.3.-Diagrama de Bloques Para una Máquina de Corriente Directa.

Hasta ahora se ha tratado el funcionamiento del motor de c. d. y un poco de la relación existente entre éste, el equipo de control chopper y el tren del metro.

El equipo chopper actúa directamente sobre el motor de c. d. serie que es el empleado para traccionar y frenar el coche del metro. Entonces, se va a controlar el funcionamiento del motor. Como se vió en la sección 1.9, variando la corriente de armadura I_a , que es la misma corriente de línea I , logro cambios en la velocidad del rotor. Por lo tanto, lo que va a controlar el equipo chopper será la corriente de línea aplicada al motor, es decir, la corriente de armadura I_a para la tracción. Así mismo, controlará la misma corriente de armadura que será la corriente regenerada a la línea en el frenado eléctrico regenerativo.

Las secciones de éste capítulo nos muestran entonces las ecuaciones de control para un motor de c. d. serie en el que se va a controlar su giro (el ángulo θ , para tracción y frenado) que es la posición del rotor, con el voltaje de línea e_a (que afecta a la corriente de línea que es I_a). Entonces, para un motor serie, con la fig. 3.2:

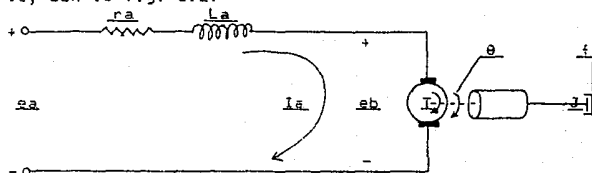


fig. 3.2.

donde:

T = par desarrollado por el motor.

f = carga a vencer (en este caso, el peso del carro del metro).

r_a = resistencia de armadura o inducido.
 L_a = inductancia de armadura o inducido.
 e_a = tensión aplicada a la armadura.
 I_a = corriente de armadura.
 e_b = voltaje inducido en la armadura.
 θ = desplazamiento angular en la armadura o en el eje del motor.
 f = coeficiente de fricción.

El par desarrollado por el motor es proporcional al producto de la corriente del inducido y la del flujo del entrehierro.

Cuando el inducido está en rotación se induce en él una tensión proporcional al producto del flujo por la velocidad angular para un flujo constante. La tensión aplicada e_b es directamente proporcional a la velocidad angular, entonces

$$e_b = \frac{k_b d\theta}{dt} \quad (1)$$

que es análoga a $E = k_e \theta n$.

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_m$$

con k_b = cte. de fuerza contraelectromotriz.

Se controla la velocidad de un motor de c. d. controlado por el inducido por medio de la tensión e_a . La tensión del inducido e_a es suministrada por un amplificador, un generador, o en el caso del metro, por la barra guía.

2.3.1.-Ecuación Diferencial Eléctrica.

$$e_a = r_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + e_b \quad (2)$$

que es la ecuación de armadura.

La corriente de armadura produce el par que se aplica a la inercia y fricción. Para la salida entonces:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + f \frac{d\theta}{dt} = T = k I_a \quad (3)$$

Si las condiciones iniciales se consideran nulas, con la transformada de Laplace para resolver las ecuaciones diferenciales se tiene:

$$\text{de (1)} \quad k_b s \theta(s) = E_b(s) \quad (4)$$

$$\text{de (2)} \quad (L_a s + r_a) I_a(s) + E_b(s) = E_a(s) \quad (5)$$

$$\text{de (3)} \quad (J s^2 + f s) \theta(s) = k I_a(s) \quad (6)$$

$$\text{de (5)} \quad I_a(s) = \frac{E_a(s) - E_b(s)}{L_a s + r_a}$$

$$\text{de (6)} \quad \theta(s) = \frac{k I_a(s)}{J s^2 + f s}$$

Si se arma entonces el diagrama de bloques de acuerdo a las anteriores ecuaciones, queda la fig. 4.2:

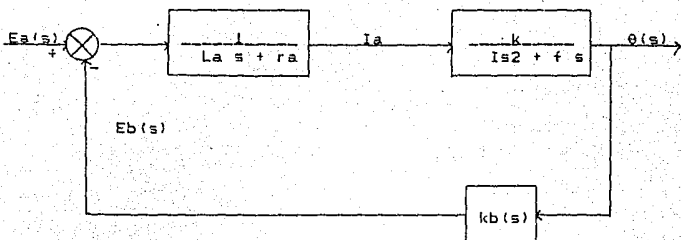


fig. 4.2.

Si se obtiene la función de transferencia:

$$F. T. = \frac{\text{Salida } \theta(s)}{\text{Entrada } E_a(s)}$$

$$F. T. = \frac{k}{s [s^2 L_a J + s (L_a f + r_a J) + r_a + k_b]}$$

En control, en todo sistema, se busca poder reducirlo a uno de segundo orden respecto de s , entonces:

$$s^2 + 2 \zeta \omega_0 + \omega_0^2 = 0$$

que es la ecuación característica de un sistema de segundo orden, donde ζ es el coeficiente de amortiguamiento del sistema. Por lo tanto, de la ecuación característica de la función de transferencia del sistema se tiene que:

$$s^2 + s [(L_a f + r_a) / (L_a J)] + [(r_a + k_b) / (L_a J)] = 0$$

y así

$$2 \zeta \omega_0 = (L_a f + r_a J) / (L_a J)$$

$$\zeta = \frac{L_a f + r_a J}{2 (r_a + k_b)}$$

y de acuerdo al valor de ζ será la estabilidad del sistema.

2.4.-Amplificadores Operacionales.

El amplificador operacional, u op-amp, es un amplificador de alta ganancia directamente acoplado, cuyo funcionamiento se controla por medio de una retroalimentación (conectar la salida con la entrada). En esta sección se tratará el análisis de éste dispositivo como una introducción al conocimiento de los diferentes dispositivos que conforman al equipo chopper.

Para propósitos de cálculo es conveniente tener una relación lineal entre el voltaje de salida, el voltaje de entrada, siendo conveniente que la salida del amplificador no sea afectada por la frecuencia de entrada en un amplio ancho de banda o rango de frecuencias.

Estos amplificadores también reciben el nombre de amplificadores operacionales de c. d., así como el de computadores electrónicos analógicos, cuando se usan para simular problemas en los computadores analógicos (para resolver ecuaciones diferenciales).

Un op-amp se representa con la siguiente figura:

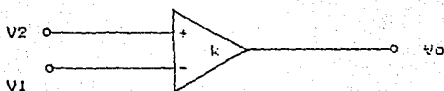


fig. 5.2.

donde $V_o = k (V_2 - V_1)$ y $k =$ ganancia.

2.4.1.-Características del Op-amp Ideal.

Resistencia de entrada R_i tiende a infinito, $R_i \rightarrow \infty$ (para que V_i no caiga).

Resistencia de salida $R_o \rightarrow 0$ (para que $A_v V_i$ no se modifique).

Ganancia de voltaje $A_v = -\infty$

Balance de voltajes perfecto $V_o = 0$ si $V_1 = V_2$.

2.4.2.-Circuito Equivalente.

El circuito equivalente para un op-amp es el de la figura 6.2:

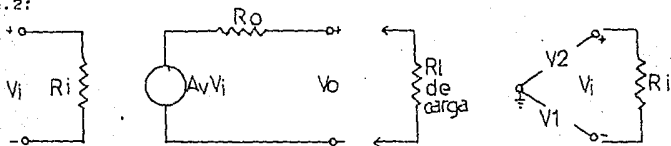


fig. 6.2.

2.4.3.-Tierra Virtual.

Con la fig. 7.2, podemos realizar el siguiente análisis acerca de las impedancias del op-amp :

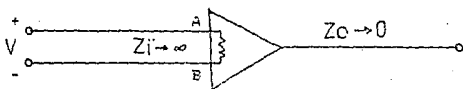


fig. 7.2.

Si Z_1 tiende al infinito, el punto A está al mismo potencial que B, por lo tanto la corriente por A es cero. Esto es la tierra virtual.

2.4.4.-Función de Transferencia.

La función de transferencia del op-amp se obtiene de la siguiente manera, observando la fig. 8.2:

$$V_o = k (V_2 - V_1)$$

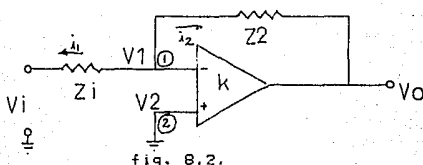
por tierra virtual, $V_2 = 0$, y si la ganancia k es infinita, $V_1 = 0$.

Por el nodo (1) de la fig. 7.2

$$i_1 + i_2 = 0$$

$$\frac{V_1 - V_2}{Z_1} + \frac{V_1 - V_o}{Z_2} = 0$$

$$F. T. = \frac{\text{Salida}}{\text{Entrada}} = \frac{V_o}{V_i} = - \frac{Z_2}{Z_1}$$



2.4.5.-Diferentes Configuraciones con Op-amp.

2.4.5.1.-Circuito Integrador.

En este circuito, $Z_1(s) = R_i$ y $Z_2(s) = 1/(sC)$ de acuerdo al circuito de la fig. 9.2

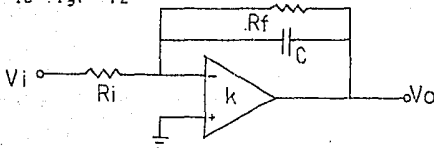


fig. 9.2.

$$F. T. = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{Z_2}{Z_1} = - \frac{1}{s C R_i}$$

$$V_o(t) = - \frac{1}{R_i C} \int V_i(t) dt$$

2.4.5.2.-Circuito Derivador.

Para este caso, $Z_1(s) = 1 / (s c)$ y $Z_2(s) = R$

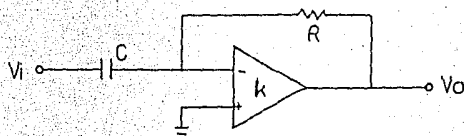


fig. 10.2.

$$V_o(s) = - \frac{R}{1/s c} = - s c R$$

$$V_o(t) = - R c \frac{dV_i(t)}{dt}$$

2.4.5.3.-Circuito Inversor o Multiplicador.

Se hace $Z_1(s) = R_1$ y $Z_2(s) = R_2$, por lo tanto:

$$V_o(t) = - \frac{R_2}{R_1} V_i(t)$$

2.4.5.4.-Circuito Sumador.

Con la fig. 10.2 se obtiene la ecuación

$$V_o = - \frac{V_1 R_f}{R_1} + \frac{V_2 R_f}{R_2} + \dots + \frac{V_n R_f}{R_n}$$

Si suponemos $R_f = R_1 = R_2 = \dots = R_n$:

$$V_o = - (V_1 + V_2)$$

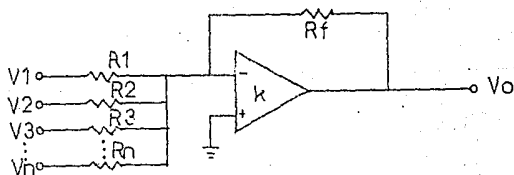


fig. 11.2.

2.4.5.5.-Amplificador No Inversor.

Este montaje, que se ve en la fig. 11.2, está caracterizado por una impedancia de entrada muy elevada, por lo

que prácticamente no representa ninguna carga para la fuente de alimentación V_1 . La corriente de entrada I_1 llega al amplificador operacional en forma de la corriente de entrada I_e que tiende a cero. Los dos terminales E^- y E^+ están aplicados prácticamente al mismo potencial. Entonces:

$$V_1 = V_E$$

Con la fig. 12.2.:

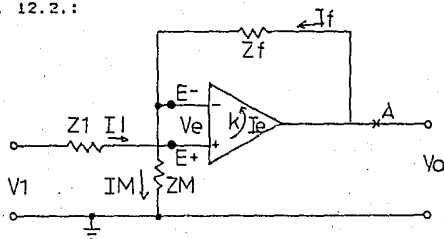


fig. 12.2.

La corriente que circula por el canal de realimentación negativa viene dada por:

$$I_f = \frac{V_o - V_E}{Z_f} = I_M = \frac{V_E}{Z_M}$$

si $I_1 = 0$. La corriente de realimentación I_f no puede entrar al amplificador operacional, por lo que ha de seguir circulando por la impedancia Z_M .

Si relaciono las dos ecuaciones anteriores, se obtiene:

$$\frac{V_o}{V_1} = 1 + \frac{Z_f}{Z_M}$$

Una aplicación del amplificador no inversor es su empleo como seguidor de tensión, como en la fig. 13.2. Aquí la impedancia Z_M es infinitamente grande y la impedancia Z_f infinitamente pequeña. Entonces, la tensión de entrada V_1 y la tensión de salida V_o son prácticamente iguales. Se emplea como circuito separador para acoplar circuitos y evitar interacciones entre ellos.

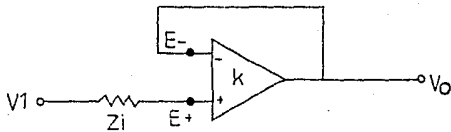


fig. 13.2.

3.-Tiristores.

3.1.-Introducción.

Otro elemento importante que constituye el sistema de control por chopper, además de los amplificadores operacionales, es el tiristor. Dentro de las instalaciones de control por chopper es el componente electrónico de mayores dimensiones, peso y costo.

3.2.-Qué es el Tiristor.Estructura.

Un tiristor es la mejor aproximación al interruptor ideal. Se forma por una estructura de cuatro capas PNPN como en la fig. 1.3, donde también se presentan su símbolo esquemático y su representación como interruptor:

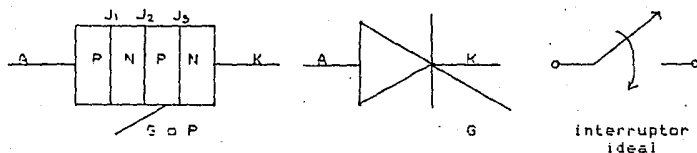


fig. 1.3.

Cuenta con tres terminales: ánodo, cátodo y puerta (o compuerta).

Sus características de tensión y corriente son similares a las de un diodo para la polarización inversa, mas no para la dirección de conducción directa, como lo muestra la fig. 2.3, donde el tiristor no se pone en conducción sino hasta después que rebasa cierta tensión entre ánodo y cátodo o cuando se aplica una corriente a la puerta.

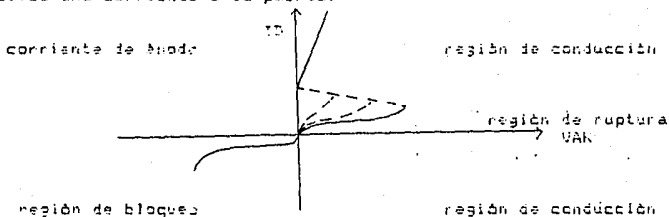


fig. 2.3.

3.3.-Funcionamiento.

El tiristor tiene tres estados de funcionamiento:

- 1.-Estado de bloqueo o apagado con polarización en sentido inverso, el cátodo más positivo que el ánodo.
- 2.-Estado de bloqueo ambos con polarización
- 3.-Estado de conducción en sentido directo.

3.3.1.-Características en sentido inverso.

Para la fig. 3.3., si se aplica una tensión negativa al ánodo o positiva para el cátodo, la unión central J2 queda polarizada directamente mientras que las uniones J1 y J3 quedan inversamente polarizadas, por lo que se oponen a la conducción:

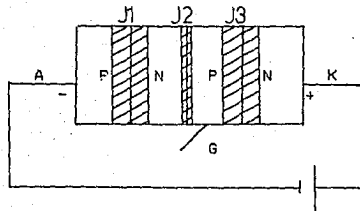


fig. 3.2.

Entonces, el tiristor no conduce (está apagado, es un interruptor abierto).

Si se incrementa esta tensión inversa, se produce la ruptura por avalancha, pudiendo llegar a la descompostura del tiristor.

3.3.2.-Estado de Bloqueo en Sentido Directo.

Si se observa la fig. 4.3., se aplica una tensión positiva al ánodo y negativa al cátodo:

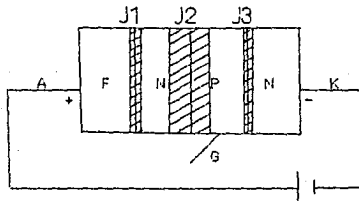


fig. 4.3.

Entonces, las uniones J1 y J3 quedan polarizadas directamente, pero la unión J2, al quedarlo inversamente, evita la conducción del dispositivo, impidiendo la circulación de corriente.

Si aumentamos la corriente entre ánodo y cátodo, la intensidad del campo eléctrico E a través de la zona de agotamiento J2 crece demasiado y produce la ruptura del tiristor por efecto avalancha y entonces puede conducir.

3.3.3.-Estado de Conducción en Sentido Directo.

Este estado se logra aplicando una tensión positiva respecto del ánodo como en el caso anterior, sólo que ahora se hace pasar un impulso positivo (respecto de la misma compuerta) de corriente a través de la puerta que polariza directamente a la región de agotamiento J2 y que permite por ella la circulación de corriente por lo que el tiristor se dispara y queda en estado de conducción. Ya en conducción la puerta no ejerce control sobre el funcionamiento del tiristor y éste puede ser bloqueado solamente aplicando un voltaje inverso entre cátodo y ánodo o disminuyendo el valor de la corriente que circula por el tiristor de ánodo a cátodo por debajo de un valor mínimo de mantenimiento, que es precisamente el valor mínimo de corriente que debe circular por el tiristor para evitar que se apague.

3.4.-Parámetros del Tiristor.

3.4.1.-Voltaje Pico Inverso V_{pi} .

Es el voltaje inverso máximo que puede resistir el tiristor mientras permanece apagado sin provocarse la ruptura.

3.4.2.-Caída de Voltaje en el Tiristor Durante el Encendido.

Es la caída de voltaje debida al material de construcción del dispositivo. Generalmente es de 1.5 V.

3.4.3.-Relación dV/dt .

Es el cambio de voltaje directo aplicado que soporta el tiristor sin que se dispare. Debe cuidarse la velocidad con que cambia el voltaje para evitar que se dispare el dispositivo cuando no se desea. Este fenómeno es debido a la capacitancia interna del tiristor (las capas de agotamiento funcionan como placas paralelas como las de un capacitor) la que se carga a una corriente $i = C \, dV/dt$ que puede ser suficiente para hacer conducir al tiristor si el valor de dV/dt es suficientemente grande.

Para proteger al tiristor de variaciones bruscas de

voltaje, es decir, de valores altos de dV/dt , se conecta en paralelo al tiristor un circuito RC tal como en la fig. 5.3:

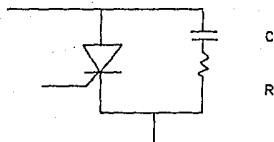


fig. 5.3.

El circuito RC es un filtro de alta frecuencia que filtra pulsos (que son señales de alta frecuencia) tales como un cambio brusco de voltaje. Entonces, el capacitor, ante esta señal de alta frecuencia de variación de voltaje, va a funcionar como un corto circuito en el primer instante, lo que va a permitir que el pico de voltaje sea absorbido por él y por la resistencia, y no por el tiristor, por lo que $R \ll R$ interna del tiristor. Conforme se carga C, va a permitir que empiece a circular la corriente por el tiristor (si se encuentra en conducción) amortiguando el valor de dV/dt .

3.4.4.-Corriente Mínima de Disparo de Compuerta I_{gmin} .

Es el valor mínimo de corriente que debe circular por la compuerta para lograr encender el tiristor. La duración del pulso de disparo debe ser suficientemente grande para evitar que el tiristor regrese a su estado de bloqueo.

3.4.5.-Corriente Máxima de Compuerta I_{gmax} .

Es la corriente máxima que puede circular por la compuerta del tiristor para lograr la conmutación sin que se dañe.

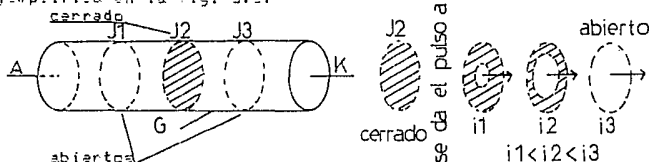
3.4.6.-Relación di/dt .

Es la variación máxima de corriente que va a soportar el tiristor al momento de entrar en conducción sin ser dañado. Al variar muy aprisa la corriente, la temperatura del dispositivo crece demasiado y puede romperse por sobrecalentamiento.

Para entender mejor este concepto, haremos una explicación considerando al tiristor como un tubo en el que las regiones de agotamiento J1, J2 y J3 son diafragmas que acrecentan el tamaño de su abertura dependiendo de las condiciones a las que se somete el dispositivo para regular el paso de corriente por él: regiones de agotamiento en directa = diafragma abierto; regiones de agotamiento en inversa = diafragma cerrado. Entonces, al estar conectado el tiristor en directa, los diafragmas o regiones J1 y J3 estarán totalmente abiertos, tal que permitirán el paso de toda la corriente posible, mientras que el diafragma J2 estará totalmente cerrado impidiendo la circulación de corriente

alguna.

Ahora, al darse un pulso de corriente por la compuerta, es decir, al encender el tiristor, se va a lograr que el diafragma J2 pueda empezar a abrirse. Para lograr que el diafragma J2 se abra totalmente, es necesario que transcurra cierto tiempo desde que se da el pulso de corriente por la compuerta hasta que termina de abrirse el diafragma J2 (ver sección 3.4.7), lo que da a entender que la abertura se abre poco a poco, por lo que el flujo de corriente debe regularse para que aumente en igual proporción, es decir, la velocidad de abertura del diafragma J2 condiciona la velocidad de la corriente. Esta proporción de cambio de corriente a través del cambio de la abertura del diafragma J2 es precisamente di/dt , una razón de cambio de corriente respecto del tiempo de abertura de J2. Lo anterior se ejemplifica en la fig. 6.2:



debe cuidarse el cambio en los valores de la corriente para que ésta no crezca más rápido que la abertura de J2.

fig. 6.2.

Siguiendo la analogía, es necesario regular di/dt para no forzar al tiristor a que circule por él más corriente de la que permite la abertura de J2, por lo que para cada tamaño de abertura debe existir cierto valor de corriente, y en el cambio continuo desde el disparo hasta el encendido total, la corriente debe cambiar conforme cambia la abertura.

Para limitar valores excesivos de di/dt se conecta en serie con el tiristor una bobina L, tal como lo muestra el circuito de la fig. 7.3, que sirve para retrasar variaciones bruscas de corriente:

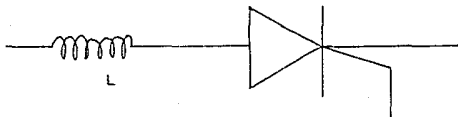


fig. 7.3.

di/dt debe regularse para evitar también la alta disipación de potencia en forma de calor ($P = i^2 R$), ya que la abertura del diafragma es una resistencia variable y junto con la corriente representa ésta potencia disipada como calor.

3.4.7.-Tiempo de Encendido t_{enc} .

Cuando se enciende el tiristor, no conduce instantáneamente, sino gradualmente (se tiene que vencer la región de agotamiento J2). Gráficamente es como en la fig. 8.3:

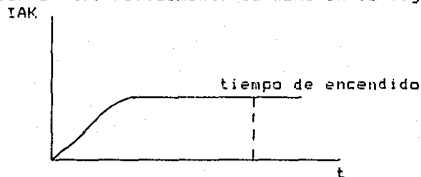


fig. 8.3.

La velocidad de crecimiento de la abertura J2 que se nombra en la sección anterior, es la que determina el tiempo de encendido.

3.4.8.-Tiempo de Apagado t_{ap} .

Es el tiempo que requiere el tiristor para dejar de conducir después que le es retirada la corriente de ánodo a cátodo o es llevada a un valor inferior al de mantenimiento (que es el valor mínimo de corriente que debe circular por el tiristor para evitar que se apague) o después de habersele aplicado el voltaje inverso de apagado o extinción y se recupera el voltaje de ánodo a cátodo de bloqueo. Puede depender de di/dt ya que según la velocidad con que varía la corriente, es lo que tarda en dejar de pasar y el tiristor se bloquea.

3.5.-Variantes del Tiristor.

El tiristor descrito anteriormente es un dispositivo unidireccional, es decir, la corriente circula en una sola dirección. Esta sección se ocupa de los tiristores bidireccionales, que son dispositivos en los cuales la corriente puede circular en ambas direcciones.

3.5.1.-Diac.

Su circuito equivalente es un par de diodos de cuatro capas conectados en paralelo, como en la fig. 9.3, donde también se muestran su circuito equivalente de interruptores y su símbolo convencional.

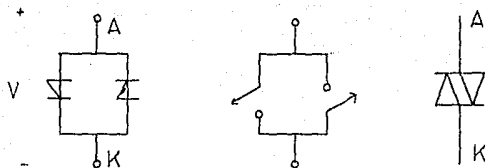


fig. 9.3.

Un diac no conduce hasta que el voltaje a través de él no excede el voltaje de ruptura en cualquiera de las dos direcciones. Para la polaridad de voltaje indicada, si éste excede el voltaje de ruptura, entrará en conducción el diodo izquierdo; y para una polaridad inversa a la mostrada, el diodo derecho. Igual que para el tiristor convencional, se apagará al diac llevando la corriente que por él circula a un valor inferior al de mantenimiento.

3.5.2.-Triac.

Este dispositivo se comporta como dos tiristores conectados en paralelo como se muestra en la fig. 10.3 junto con su símbolo convencional y su circuito equivalente con interruptores.

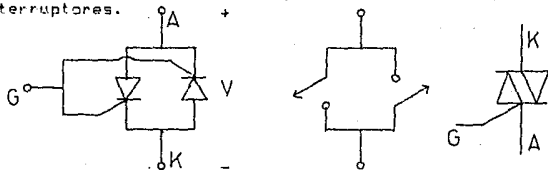


fig. 10.3.

Entonces, con el triac se puede controlar la corriente en cualquiera de las dos direcciones.

3.5.3.-Tiristor a Conducción Inversa.

Este dispositivo equivale a conectar un tiristor y un diodo en antiparalelo:

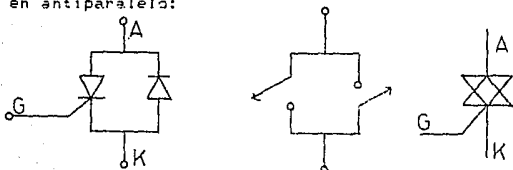


fig. 11.3.

Como se puede ver, la condición de bloqueo por medio de voltaje inverso no es aplicable. Entonces, como ejemplo para una onda senoidal, se pueden controlar los semiciclos positivos permitiendo el paso total de la corriente en los semiciclos negativos, como en la fig. 12.3:

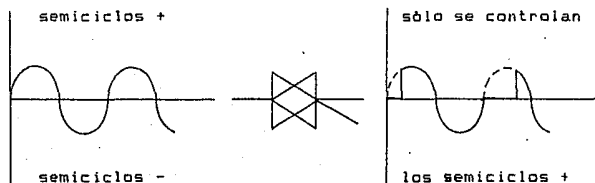


fig. 12.3.

3.5.4.-Tiristor G. T. O. (Gate Turn-Off Thyristor).

El tiristor GTO está provisto por las características de un tiristor de conducción en ambas direcciones, condicionando la conducción con el sentido del pulso aplicado a la compuerta o gate, es decir, se controlan el encendido y el apagado con el pulso aplicado a la compuerta.

Lo anterior implica que este tipo de tiristor hace innecesario el circuito de extinción externo que se necesita para apagar a un tiristor convencional, ya que aquí únicamente se hace necesario un pulso negativo por la compuerta para extinguir al dispositivo.

3.5.4.1.-Principio de Operación del GTO.

Se muestra en la siguiente figura su símbolo esquemático:

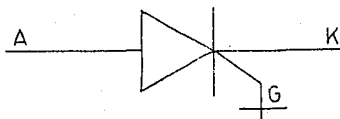


fig. 13.3.

Para explicar su funcionamiento, se reemplaza al GTO por dos transistores conectados como sigue:

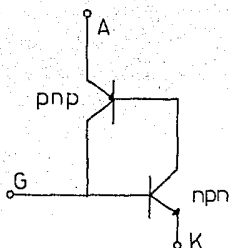


fig. 14.3.

Para encenderlo, suponemos que el GTO está apagado, aún cuando le apliquemos un voltaje positivo al ánodo. La corriente I_c (npr) será incrementada por la corriente de base I_g . Entonces I_c (npr) es la corriente de base del transistor Tr pnp, y así éste se enciende. I_c (pnp) fluirá por la base del Tr npn y éste se encenderá rápidamente. Si I_g es retirada, el GTO puede mantenerse encendido. Fig. 15.3:

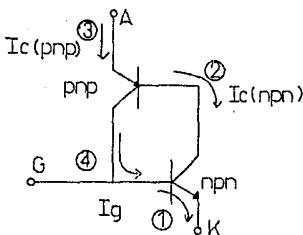


fig. 15.3.

Ahora, para apagarlo, suponemos que se ha mantenido el GTO en estado de conducción. Entonces se aplica una corriente negativa $-I_g$ que se opone a la corriente entre G y K y hace que I_c (npr) se desvíe por la compuerta hacia afuera, y la base del Tr npn se detendrá y por consecuencia I_c (pnp) desaparecerá. Como I_c (npr) funciona como corriente de base del Tr pnp, éste se apagará a causa de que I_c (npr) está desapareciendo y por lo tanto I_c (pnp) desaparece.

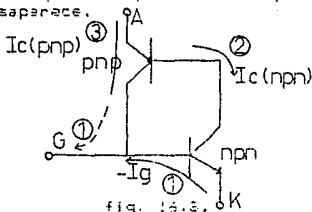
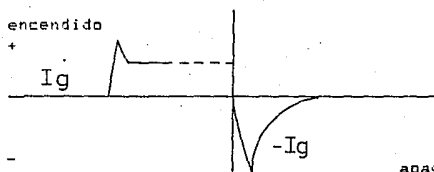


fig. 15.3.

La forma de onda del pulso de I_g para encendido y apagado del GTO es entonces como en la siguiente figura:



en el apagado, el pulso de corriente aplicado es pequeño, pero crece gracias a que se suma con $-I_c$ (pnp) (1 en la fig. 15.3).
fig. 17.3.

4.-Troceador o Equipo Chopper.

4.1.-Introducción.

El conjunto general del control de velocidad chopper, se constituye por dos partes principales: circuito de potencia y circuito de control.

El circuito de potencia está constituido por diodos, tiristores, inductancias, capacitancias junto con la carga que la constituyen el campo y el inducido de los motores. El circuito de control se constituye principalmente por elementos analógicos como amplificadores operacionales además de elementos digitales. Actualmente se está experimentando en México un sistema de control digital por medio de microprocesador que sustituye al sistema analógico.

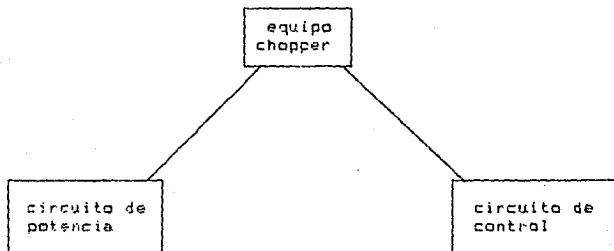


fig. 1.4.

Cada equipo chopper controla a un grupo de cuatro motores, localizados todos en un carro del metro, es decir, por cada tercio matriz existe un equipo chopper con cuatro motores.

4.2.-Equipo Chopper.Principio de Funcionamiento.

Como se dijo en la sección 2.2, los motores de tracción son de c. d. serie, que tienen la característica de un par de arranque alto que decrece conforme aumenta la velocidad, y al estar armadura y campo en serie, sólo basta regular la tensión aplicada para manipular la corriente de línea y en consecuencia la de armadura I_a , para controlar la máquina.

Entonces el sistema de control convencional se describe con el siguiente método:

Durante la tracción, la tensión aplicada al motor es ajustada cambiando la conexión de las resistencias del reóstato de arranque y durante el frenado, el motor de tracción se cambia a generador y la energía es regenerada a la línea para obtener la fuerza de frenado.

Entonces, el principio básico de funcionamiento del equipo chopper es como sigue:

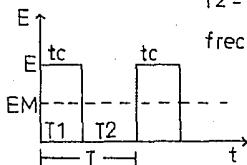
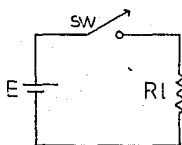
Con el circuito de la fig. 2.4, si un circuito que tiene una carga resistiva se cierra y se abre por medio de un interruptor ideal sw, la tensión de salida será un pulso de onda rectangular que varía entre la tensión de la fuente de energía E y cero. Su valor medio E_m será:

$$E_m = E \frac{T_1}{T_1 + T_2} = E \frac{t_c}{T} = a E$$

$$T_1 = t_c = t_{on}$$

$$T_2 = t_{off}$$

$$\text{frecuencia} = \frac{1}{T}$$



on=encendido. off=apagado.
fig. 2.4.

Entonces, E_m varía con la proporción del tiempo en que está cerrado el interruptor. Regulando apropiadamente la proporción del tiempo a se logra el control de la tensión.

Entonces, si aplico este principio al control de un coche eléctrico se obtiene:

Si el motor de tracción es controlado por el circuito de la fig. 2.4, es decir, se sustituye a R_1 por el motor, la corriente se interrumpe de tal forma que puede causar variaciones en el par que en el caso del tren del metro, puede derivarse en molestias ya que podría llegar a jalonearse el tren. Entonces, para evitar tal se conecta en serie con el motor una bobina L_1 llamada bobina de alisamiento, que junto con el diodo de rueda libre D ayude a suavizar las variaciones en la corriente que circula por el motor y por lo tanto el par aplicado a la carga. Con la fig. 3.4 podemos ver la conexión completa y el comportamiento de la corriente:

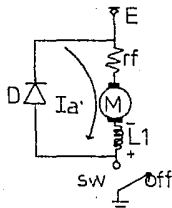
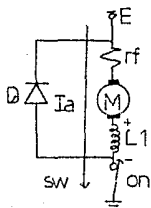
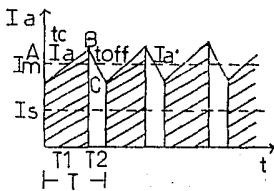


fig. 3.4



Cuando el interruptor sw se cierra, la corriente del motor I_a pasa de la fuente de alimentación o línea e incrementa su valor mientras se almacena la energía en la inductancia L_1 , como se muestra en la parte AB de la gráfica de I_a .

Cuando se abre sw, la corriente de la fuente se hace cero y la corriente debida a la energía almacenada en L_1 fluye a través del circuito por el diodo de rueda libre D, y atenuando, mientras la corriente del motor se declina con un cambio en el tramo BC de la gráfica anterior (se pierde la energía debido a las resistencias propias de los materiales.). Repitiendo la operación de cierre-apertura, el valor medio de I_a se mantiene en cierto valor. Entonces la corriente I_a proveniente de la fuente es la parte sombreada de la gráfica de la fig. 3.4.

Entonces, para la potencia, asumiendo que no hay pérdidas, se obtiene:

$$P = E I_a = E_m I_m$$

$$I_s = E_m I_m = a I_m$$

$$E$$

entonces

$$P = E a I_m$$

Ahora, para el frenado, si nos referimos a la fig. 4.4:

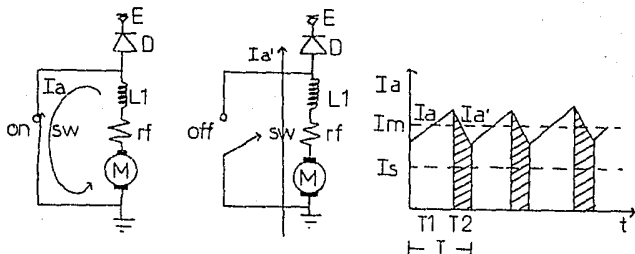


fig. 4.4.

Si el interruptor sw se cierra, la corriente debida a la tensión inicial generada por el flujo residual fluye a través del interruptor a la bobina L_1 en la que se almacena la energía. Si sw se abre, la corriente tiende a mantener el flujo en la misma dirección como resultado de la acción de la bobina, fluyendo a través de la fuente de energía por el diodo D. Esta es la regeneración de energía y representa la parte sombreada de la gráfica en la fig. 4.4.

Entonces, para el frenado:

$$I_s = \frac{I_2}{T_1 + T_2} \quad I_m = (1 - a) I_m$$

$$E_m = \frac{I_2}{T_1 + T_2} \quad E = (1 - a) I_m$$

Entonces la energía regenerada proporcional a E_m depende de a y no de la velocidad de la máquina como en el caso de un sistema regenerativo tradicional que opera sólo a altas velocidades del rotor, donde existe un interruptor para

controlarse la corriente regenerada a la línea.

El equipo chopper es análogo al interruptor de las figuras 3.4 y 4.4 entre la fuente de alimentación y el motor, ambos de c. d., en este caso para el transporte de los carros del metro, en donde el circuito de potencia es el interruptor y el circuito de control es el que va a abrir y cerrar al interruptor. Por lo tanto, este dispositivo permite alimentar una carga bajo una tensión continua regulable desde un valor cero hasta el valor de tensión máxima de la fuente de alimentación.

4.3.-Circuito de Potencia.Variantes.Funcionamiento.

Si se manda al interruptor de tal manera que la relación del tiempo en que está cerrado y abierto varíe, la tensión media en las terminales del motor es:

$$E_m = E \frac{T_1}{T_1 + T_2} = E \frac{T_1}{T} = a E$$

según la fig. 5.4, en la que se muestra el circuito más simple para un equipo chopper:

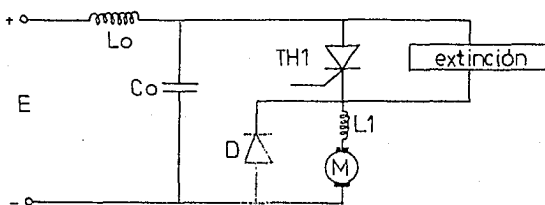


fig. 5.4.

Entonces la tensión que se aplica a los motores M es controlada por la conducción del tiristor principal TH1. El circuito de entrada es un circuito de filtro $L_0 C_0$ que reduce las variaciones de corriente y de voltaje que pudieran presentarse en la línea.

Existen algunas variantes en los circuitos de extinción (que es el circuito formado por el tiristor TH1 y el bloque denominado "extinción" de la figura anterior, y que sirve para determinar el tiempo de conducción t_c (tiempo de conducción) que se ve en la fig. 2.4) que dependen de los elementos utilizados y maneras de conectarlos. Entonces se pueden contar dos diferentes sistemas que son los principales entre muchos otros:

Sistema tipo de extinción en paralelo y Tipo de extinción en serie. Varían principalmente por la clase de tiristores que emplean, en el primer caso se utilizan tiristores de conducción en una sola dirección y en el segundo tiristores de conducción inversa.

4.3.1.-Circuito Tipo de Extinción en Paralelo
con Tiristores de Conducción en Una Dirección.

El circuito completo empleado en este tipo se muestra en la fig. 6.4:

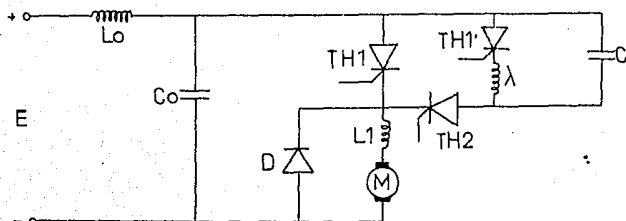


fig. 6.4.

El funcionamiento es como sigue:

El tiristor principal $TH1$ se dispara para aplicar tensión a los motores, pero una vez disparado (en conducción) es necesario un circuito auxiliar que proporcione un voltaje inverso de apagado. Este voltaje inverso de apagado es proporcionado por el condensador C debidamente cargado.

Si consideramos apagado al tiristor $TH1$, inicialmente se comanda el disparo del tiristor de apagado $TH2$, permitiendo éste el paso de corriente por el condensador C , quedando cargado con la polaridad indicada en la fig. 7.4 después de un tiempo pequeño; al mismo tiempo que $L1$ almacena energía también con la polaridad indicada.

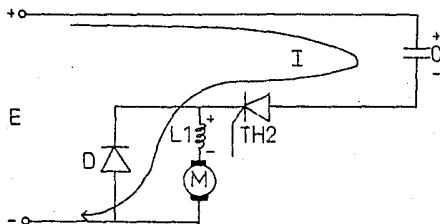


fig. 7.4.

Así mismo, el voltaje en el capacitor C es prácticamente igual al voltaje de la línea, por lo que $TH2$ se apaga ya que en el punto A la diferencia de potencial es cero, no circula corriente, por lo que entonces la bobina $L1$ cambia de polaridad y tiende a disipar la energía almacenada en ella al motor por medio del diodo de rueda libre D , y así no se pierde la continuidad de corriente por el motor (sección 4.2).

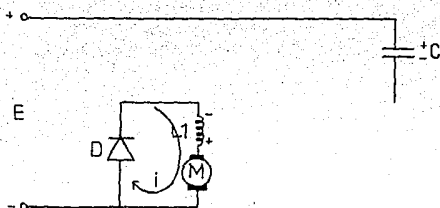


fig. 8.4.

El sistema queda preparado para iniciar la conducción del tiristor principal TH1, cuando se envíe la señal a la compuerta del mismo.

Una vez disparado TH1 la tensión E queda aplicada a los motores. Junto con TH1 se dispara TH1' (tiristor de inversión), que permite la descarga de C, cargándose de nuevo pero ahora con polaridad invertida. La conducción termina cuando TH1' queda con una tensión inversa (C cambió de polaridad); y por otra parte la corriente continúa llegando a los motores a través de TH1 como en las figuras 9.4 A y B:

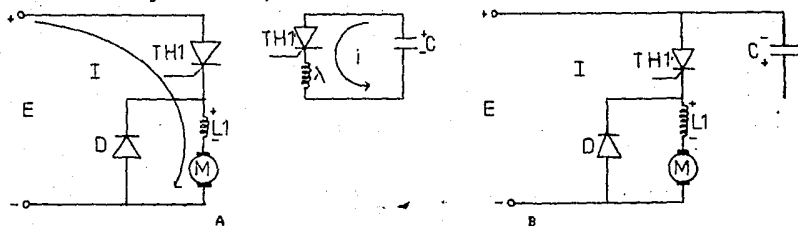


fig. 9.4.

Nótese que L1 también cambia de polaridad al descargar la energía almacenada anteriormente.

Cuando la lógica de control manda el apagado del tiristor principal TH1, se efectúa éste por medio del tiristor de apagado TH2 que conecta directamente los bornes del condensador de inversión C al tiristor TH1 que suspende la conducción por la tensión inversa aplicada, entonces en el punto A existe una diferencia de potencial de $2E$ que es una tensión inversa al tiristor TH1:

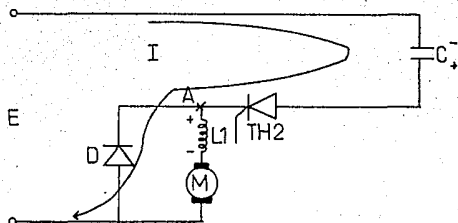


fig. 10.4.

El tiristor de apagado TH2 conduce hasta que el condensador invierte su polaridad y en el punto A habrá una diferencia de potencial de cero volts y dejará de circular corriente como en la fig. 7.4. Después se repite el ciclo a la frecuencia de operación.

4.3.2.-Circuito de Extinción en Serie con Tiristores de Conducción Inversa.

Este sistema se llama así porque la corriente de extinción (o conmutación) pasa por el tiristor principal y por el tiristor auxiliar. La construcción es más sencilla al emplear el tiristor de conducción inversa.

A continuación se explica el funcionamiento del circuito, según la fig. 11.4:

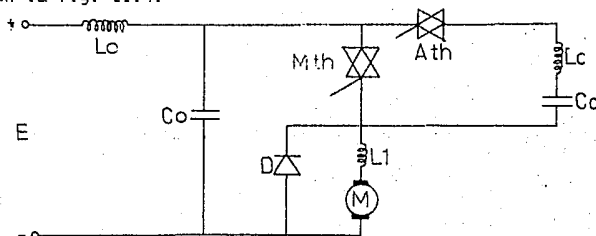


fig. 11.4.

En la primera etapa, el tiristor principal Mth y el tiristor auxiliar Ath están bloqueados, pero la sección del diodo Dc de Ath está en estado de conducción y el condensador de conmutación Cc queda cargado con la polaridad indicada en la fig. 12.4:

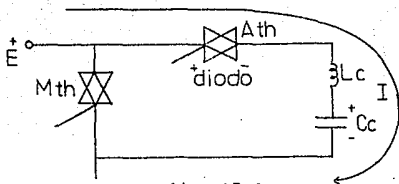


fig. 12.4.

Si se conduce Mth enviándole su respectiva señal a la puerta, la corriente del circuito principal circula a través de Mth ya que éste ofrece menor resistencia que el circuito ATH-Lc-Cc:

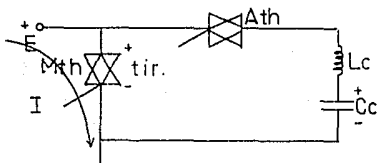


fig. 13.4.

Si se enciende al tiristor ATH, por Lc y Cc del circuito de conmutación se produce una oscilación y después de medio ciclo, Cc se carga con la polaridad indicada en la fig. 14.4. Cuando la corriente oscilatoria se vuelve cero, ATH se bloquea:

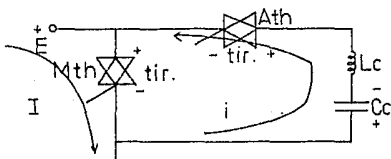


fig. 14.4.

Ahora, la corriente oscilatoria circula en sentido contrario a la etapa anterior y va extinguiendo la corriente que circula por Mth (circula al contrario porque lo permite el diodo de ATH). Si la corriente oscilatoria es lo bastante grande, la corriente de Mth llega a cero, es decir, queda bloqueado:

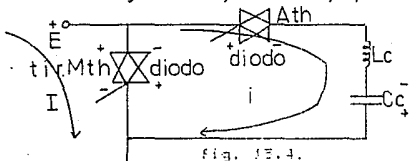


fig. 15.4.

antes de
vencer i a I.

La corriente oscilatoria pasa por el diodo Db de MTh aplicando una polarización inversa a la sección del tiristor y bloqueando completamente a MTh. Aquí queda entonces también Db en estado inverso y se vuelven a tener las condiciones del inicio del proceso de funcionamiento:

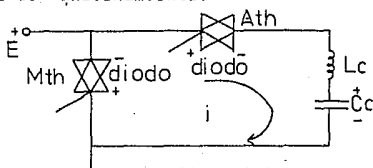


fig. 16.4.

hasta que Cc queda con la polaridad indicada.

4.4.-Circuito de Control.

El circuito de control de la puerta equivale al centro de control chopper, que manda los movimientos de conducción y bloqueo del circuito de potencia.

En las líneas actuales del metro operan trenes con chopper y trenes con control reostático, por lo que es necesario ajustar las características operativas del carro con chopper a las del carro con control reostático.

Entonces, el control chopper es principalmente un control de la corriente I_a fija. También existen diseños en que se agrega el control de la tensión fija E y el control para limitar la corriente y tensión. Estos controles de corriente y tensión son realizados por medio del control de conducción y bloqueo del circuito de extinción, es decir, se realizan por el control de la relación de conducción

$$a = \frac{T_1}{T_1 + T_2}$$

(con $T_1 = t_c =$ tiempo de conducción.) y éstos sistemas de control denominados ACR (regulador automático de corriente de tracción) y AVR (regulador automático de voltaje de tracción) se conjuntan finalmente en uno sólo.

Para el control de la corriente nominal I_a que es el sujeto del control por chopper existen dos métodos:

Método de control del valor instantáneo y Método de control del valor medio.

El primero, como se ve en la fig. 17.4, consiste en controlar la conducción o corte del circuito de extinción comparando el valor instantáneo de la corriente con los valores límites superior e inferior de la corriente pulsatoria del motor de tracción prefijados (la corriente del motor I_a contra la corriente existente en el manipulador, que depende del nivel de tracción o frenado demandado).

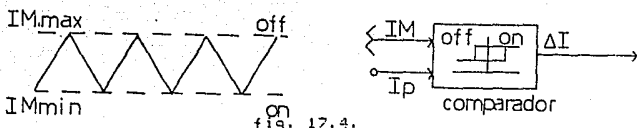


fig. 17.4.

El segundo método, como en la fig. 18.4, consiste en controlar la conducción o corte del circuito de extinción para que, detectando el valor medio de la corriente del motor principal (I_a), éste quede como el nominal (como el demandado en el manipulador).

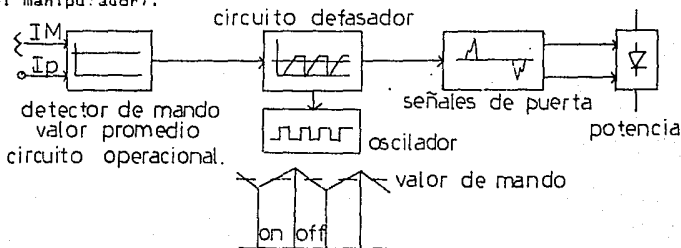


fig. 18.4.

4.4.1.-Relación Entre t_c (t_{on}) y t_{off} .

El Control Chopper Como Arrancador.

Con la fig. 19.4, debido a la f_{cem} del motor de tracción, el tiempo de conducción y el tiempo de bloqueo se comportan de la siguiente manera:

En el momento del arranque, la f_{cem} es pequeña y en consecuencia I_a tiende a valores muy altos (ver secciones 1.5 y 1.11), por lo que el control chopper la regula a valores adecuados haciendo a t_c pequeño para que I_a sea pequeña (análogamente a la fig. 3.4) y t_{off} entonces es grande. Para velocidades altas, como f_{cem} es grande, I_a se ve limitada por ésta, entonces el control chopper la lleva a valores altos haciendo t_c grande y t_{off} pequeño. Con esto observamos que el control chopper hace las veces del arrancador y se hace innecesario un reóstato, pudiendo así considerar nulas las pérdidas por efecto Joule ($P = I^2 R$) debidas a éste.

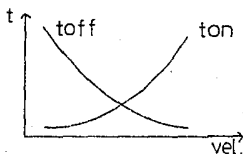


fig. 19.4.

Podemos añadir que existen tres métodos de control de

equipo chopper referentes a la frecuencia (ver fig. 2.4):

1.-Forma de control de la frecuencia, dejando fijo t_c ($T_I = \text{cte.}$) y T variable.

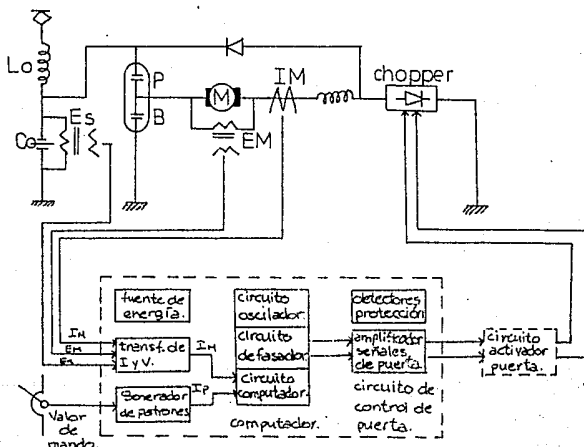
2.-Forma de control del tiempo de conducción, dejando fija la frecuencia, es decir, t_c varía (T_I variable) y T es constante.

3.-Combinación de 1 y 2.

El método más utilizado es el segundo, debido a la facilidad en el empleo de equipo y experiencias obtenidas.

4.4.2.-Estructura del Circuito de Control.

El circuito de control de la puerta está formado por las siguientes secciones, como lo muestra el esquema de la fig. 20.4, que muestra la posición del circuito de control respecto del circuito de potencia y de la carga (motor de c. d.) con los respectivos medidores o sensores de tensión y corriente:



para la tracción, P cerrado y B abierto.

para el frenado, P abierto y B cerrado.

Fig. 20.4.

Ahora, se muestra en la página siguiente un diagrama de bloques que nos muestra la estructura del mismo circuito de control de manera más detallada.

4.4.3.-Descripción de la Estructura del Circuito de Control.

4.4.3.1.-Manipulador o Valor de Mando.

Es una palanca o manija que se localiza en la cabina y es manejada por el operador del tren.Efectúa conexiones para la alimentación de diversos circuitos durante las fases de tracción, neutro o frenado.Está provisto de un reóstato por el que circula una corriente proveniente de un generador de corriente constante.El valor del reóstato depende del grado de tracción o frenado solicitado o de la posición en neutro, por lo que a cada uno de ellos corresponde un valor de tensión fija en los bornes del reóstato o resistencia.Está tensión se envía al generador de señal P.

Están señalados en el manipulador valores de frenado desde frenado de urgencia FU, F6 hasta F1; posición neutra N y para la tracción desde T1 hasta T5.

4.4.3.2.-Generador de Patrones.

Este circuito traduce el nivel de tracción o frenado demandado en el manipulador a señales de corriente y voltaje que puedan ser manejados por la lógica de control (circuitos electrónicos).Los mandos de los pasos de marcha o del circuito de control para la formación del circuito principal son transformados por relevadores de mercurio aislándolos del circuito de control para evitar la entrada de sobretensiones de choques errantes.

Este circuito genera los siguientes patrones:

1.-Generador de señal P.Recibe la tensión que se produce en la resistencia o reóstato del manipulador y elabora una señal de corriente constante proporcional a la posición de éste.Con esta señal elabora el patrón de tensión Vpp durante la tracción y el de corriente IPB durante el frenado.Efectúa limitaciones de tracción y frenado fijando la señal P al valor correspondiente según el modo de conducción empleado (cuando no se emplea piloto automático y cuando se acciona alguna palanca de emergencia por algún pasajero).

2.-Generador del patrón de voltaje en tracción Vpp.Aquí se recibe un equivalente de la señal P y elabora una señal Vpp, que es equivalente a la posición del manipulador que determina la razón de conducción máxima para cada grado de tracción.

3.-Generador del patrón de corriente en tracción Ipp.Proporciona una señal de corriente constante que sirve de patrón de la corriente de los motores, es decir, es proporcional a la corriente nominal de los motores Ia.

4.-Generador del patrón de corriente en frenado IPP.Elabora la característica del motor I' realizada par-

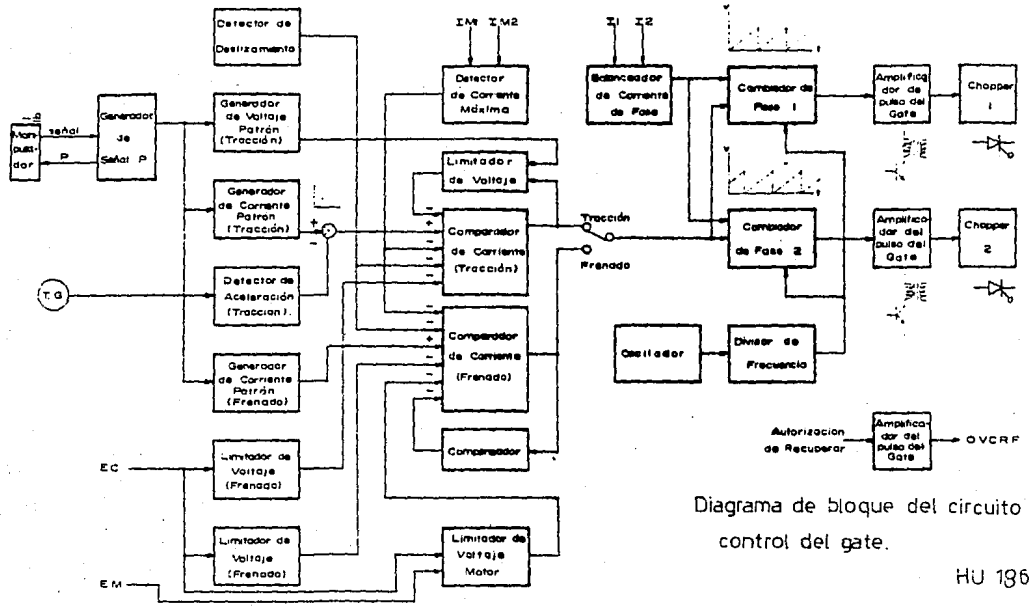


Diagrama de bloque del circuito de control del gate.

HU 13681

corriente (sección 1.7). Si durante el frenado no existe autorización de recuperación, proporciona una salida constante e independiente de la señal P con un valor del 30 % de la corriente que corresponde al nivel de frenado F3.

4.4.3.3.-Transformador de Corriente y Tensión del Circuito Principal.

Este circuito transforma al nivel de tensión de c. d. necesario para el computador, la corriente y tensión del circuito principal: corriente del motor, corriente de fase, tensión del motor; que son detectados por los circuitos DCCT y DCPT insertados en el circuito principal (en la fig. 20.4 se muestran como Es, Em e Im).

4.4.3.4.-Computador.

Este circuito compara el patrón del generador de patrones con los valores de retroalimentación de DCCT y DCPT y con la diferencia, pasando por el amplificador de señales de la puerta, envía las señales de control de conducción y bloqueo al circuito de extinción. Este circuito se forma por las siguientes partes:

1.-Circuito computador. Compara y amplifica la diferencia.

2.-Circuito defasador. Transforma las salidas comparadas y amplificadas a señales de conducción y bloqueo del circuito de extinción.

3.-Circuito oscilador. Es la base de las señales de control de conducción y bloqueo (señales de la puerta).

4.-Detector de deslizamiento y patinaje. Compara las corrientes de ambas ramas de moturas (secciones 1.5 y 4.1) para detectar deslizamientos o patinajes del motor de tracción; para que si existe alguno de los dos, limite el valor del patrón de corriente Ipp a fin de incrementar la adhesión (si el carro avanza a cierta velocidad, todas sus ruedas deben llevar la misma velocidad, si no ocurre así es porque existe patinaje (durante la aceleración) o deslizamiento (en el frenado) en alguna de ellas).

5.-Detector de aceleración. Recibe del detector de velocidad una señal de corriente alterna cuya frecuencia es proporcional a la velocidad y entra a un contador, que durante cierto tiempo cuenta en forma ascendente y durante otro tiempo igual en forma descendente, y al final de un ciclo, la cantidad registrada equivale a una velocidad diferencial medida durante un tiempo t, lo que implica una aceleración. Esta no debe exceder el valor de 1.2 m/s² (sección 2.1). En el caso de que sea excedido este valor, se genera una señal IPPLM que limitará el valor de corriente de tracción Ipp.

6.-Limitador de voltaje en tracción. Compara el valor de la tensión del condensador del filtro Ec (el voltaje del capacitor del filtro Lc Cc que debe ser igual al de la línea) con un valor de referencia. La salida del comparador (diferencia entre Ec y la referencia) aumentará de valor conforme disminuya la tensión Ec. Esta señal limita el valor de la corriente de tracción Ipp

para asegurar la capacidad de extinción de los tiristores principales. El voltaje del capacitor C del circuito de extinción debe ser suficiente para que pueda generar la corriente inversa para apagar al tiristor TH1. El capacitor C se carga al voltaje del capacitor C_0 , si no hay suficiente voltaje en C_0 , se envía una señal para apagar al chopper.

7.-Limitador de voltaje en frenado. Compara el valor de la tensión del condensador del filtro E_c (C_0) con un valor de referencia. La salida del comparador aumenta conforme crece la tensión E_c . Esta señal limita siempre al patrón de corriente de frenado, regulando el valor de la corriente regenerada de acuerdo a la carga existente en la línea.

8.-Detector de corriente máxima. Toma y compara las corrientes existentes en ambas ramas de motores y toma la mayor. Esta señal sirve como base para la comparación entre la corriente solicitada (corriente patrón) y la corriente real que circula en los motores. Existe un equipo chopper para cada cuatro motores.

9.-Regulador automático de corriente en tracción ACR. El patrón de control de corriente en tracción I_{pp} , el cual corresponde al valor de la corriente máxima, es alimentado a un amplificador (ACR) donde se compara con una señal (corriente real) representativa del valor de la corriente del circuito de potencia (I_m máxima). La diferencia entre estas dos señales es suministrada a un circuito cambiador de fase como una señal de error. La corriente de los motores es automáticamente regulada al convertir la señal de error en una señal de control del ángulo de conducción del recortador, por lo que se puede realizar un control de corriente constante.

10.-Regulador automático de voltaje en tracción AVR. El patrón de voltaje en tracción V_{pp} se compara con la salida del ACR: cuando ésta alcanza el valor de V_{pp} , no aumenta más, a partir de ese momento la salida del ACR, y en consecuencia el ángulo de conducción, queda determinada sólo por V_{pp} . Así el patrón de voltaje V_{pp} determina el valor de la tensión del motor para cada grado de tracción.

11.-Regulador automático de corriente en frenado ACR. El circuito de frenado queda de la siguiente forma:

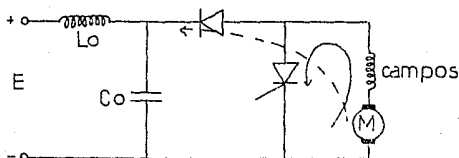


fig. 21.4.

Cuando está en conducción el tiristor, la corriente circula como en la flecha continua. El voltaje en motores crece junto con esa corriente hasta que llega a tener un valor mayor al de la línea, entonces es cuando el diodo permite el paso de tal corriente a la línea. La flecha discontinua que se ve es la corriente regenerada.

para permitir que la corriente circule al tiristor para que circule por él la corriente otra vez.

El control chopper debe mantener durante el frenado regenerativo el voltaje de los motores de tracción en valores inferiores o iguales al voltaje de línea para evitar inestabilidad en el sistema. Entonces, este control convierte el valor de voltaje de línea a un patrón de voltaje VB que es comparado con la tensión en los motores Em, generando una señal de error si se llegan a igualar ambos valores de voltaje.

13.-Divisor de frecuencia. Subdivide la frecuencia generada por el oscilador en diversas frecuencias necesarias para la lógica, hasta obtener la frecuencia de recorte del equipo chopper (438 Hz). La frecuencia de operación es fija, manipulo los tiempos de encendido y de apagado.

14.-Amplificador de las señales de la puerta. Es el circuito que amplifica las señales pulsatorias del circuito desfasador a impulsos para la puerta del tiristor.

15.-Detectores de protección. Es el circuito que ordena las medidas protectoras detectando anomalías de los circuitos de potencia y de control.

16.-Fuente de energía. Produce de la fuente de a. c. (convertidor estático) la energía necesaria para el circuito de control de la puerta y para las señales de la puerta del tiristor.

4.4.4i-Funcionamiento del Circuito de Control.

Análogamente al esquema de la fig. 20.4, se puede dibujar un nuevo diagrama de bloques mostrando a grandes rasgos la función de cada uno para describir el funcionamiento del circuito de control:

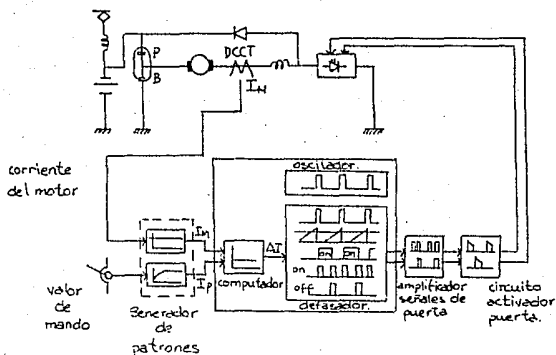


Fig. 22.4.

El valor de mando de la corriente, que es el valor objetivo del sistema de control, una vez verificada la restauración del circuito principal de potencia, es suministrado al computador como I_p después de ser transformado a patrón de tensión de corriente continua con variación gradual, para evitar los cambios bruscos de la corriente del motor.

Por otro lado, la corriente del motor es detectada por DCCT, transformada a tensión de corriente continua en el transformador de corriente del circuito principal y es enviada como I_m .

En la sección del computador se comparan, se amplifican estos I_p e I_m y se envía como una diferencia ΔI , al circuito defasador.

En el circuito defasador, tomando como base los pulsos proporcionados por el circuito oscilador, genera ondas tipo diente de sierra que los compara con la diferencia ΔI , convirtiendo el resultado de la comparación en señales pulsatorias para conducción y bloqueo del circuito de extinción. Con esto, es periodo de conducción mientras la tensión de la onda tipo diente de sierra sea menor que la tensión de la diferencia ΔI , como en la siguiente figura:

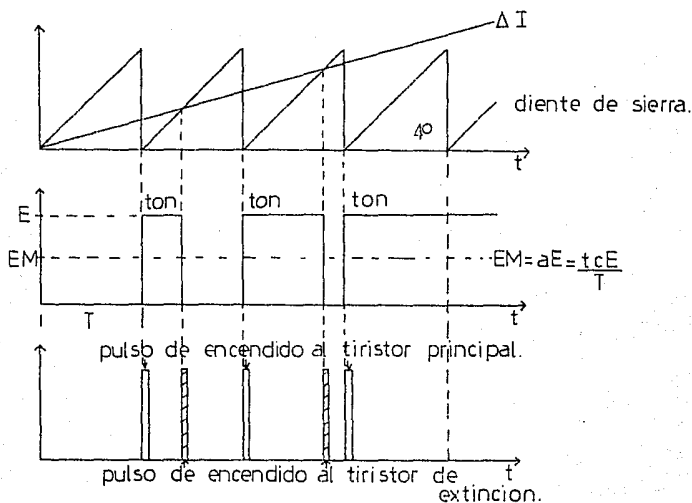


Fig. 22.4.

En la situación en que la tensión de la diferencia sea mayor, es decir, cuando se alarga el periodo de conducción del circuito de extinción (como en el cuarto diente de sierra de la fig. 23.4) hay que limitar el máximo de éste periodo para conservar el tiempo de conmutación que es indispensable para realizar con certeza la operación del circuito de extinción.

Ahora, como se mencionó anteriormente, en el circuito de extinción tipo pulso de repulsión y extinción en paralelo, si el tiristor auxiliar se pone en conducción primero estando descargado el condensador de conmutación, la corriente del circuito pasa también por el tiristor auxiliar y puede haber avería. Entonces, se tiene la estructura del circuito para que siempre emita la señal de pulso para conducción que haga poner al tiristor principal en conducción, cuando salga la señal para conducción del tiristor auxiliar, es decir, la señal de pulso para bloqueo.

Las señales de pulso para conducción o para bloqueo del circuito defasador entran a la sección del amplificador de señales de la puerta y controlando el circuito activador de la puerta del tiristor, se convierte en pulsos para conducción o para bloqueo.

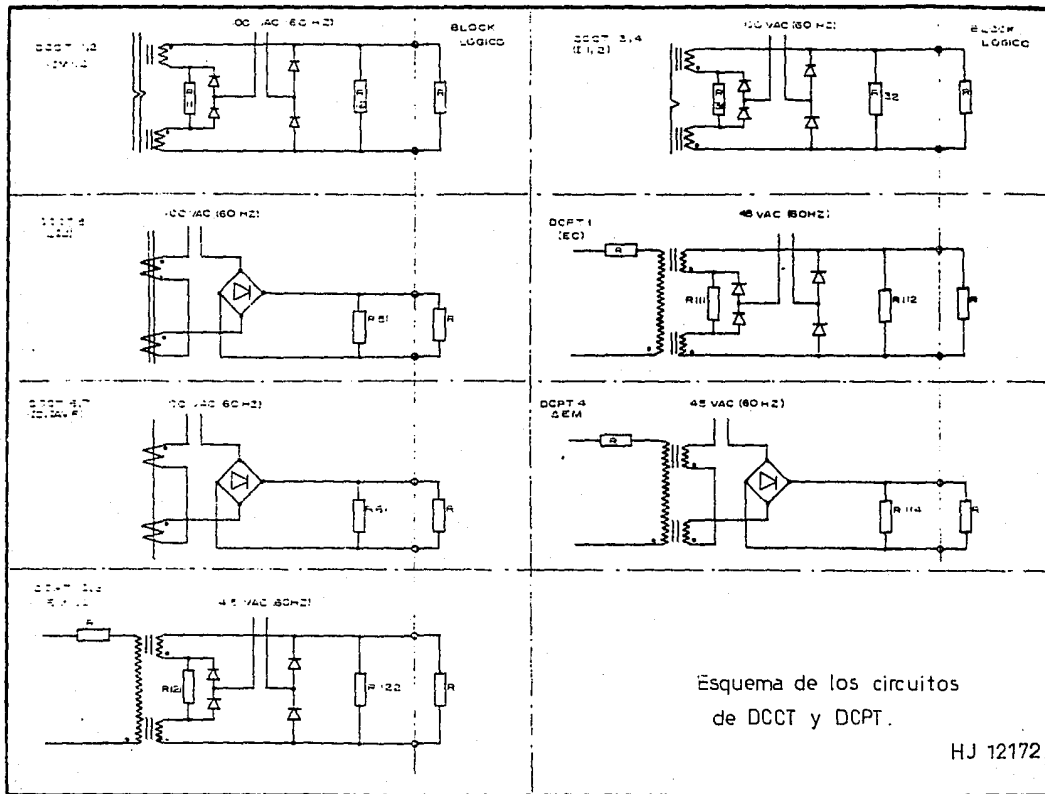
4.5.-Descripción de las Tarjetas Electrónicas de la Lógica de Control del Recortador de los Trenes del Metro de la Ciudad de México.

4.5.1.-Tarjeta DCCT-DCPT.HJ 12122.Amplificadores Magnéticos.

En estos circuitos se recibe la información de las condiciones de trabajo del circuito de potencia, que se envía al circuito de control para conocer las condiciones de funcionamiento del mismo circuito de potencia y para detectar posibles fallas del equipo mismo y de la línea de alimentación.

La información recibida, los detectores de fallas que funcionan y los relevadores de protección accionados, se muestran en la siguiente tabla:

Nombre.	Relación de transformación.	Entrada.	Detector de protección.	Voltaje ajustado	Relayador de protección accionado.
			Nombre		
DCPT1	900V : -9.0V	Ec	OVD1 OVD2 LGD	-9.0V -9.0V -2.5V	OVAR, OFR. OVAR, OFR. OFR.
DCPT2	750V : 7.5V	EM1	OFD MOVD	8.17V 9.5V	OVAR. OVAR.
DCPT3	750V : 7.5V	EM2	OFD MOVD	8.17V 7.5V	OVAR. OVAR.
DCPT4	500V : 7.5V	EM	SLPD	1.58V	OFR.
DCCT1	800A : 10V	IM1	IMOFD IMOFD	10.0V 2.0V	OCR. OCR.
DCCT2	800A : 10V	IN2	IMOFD	10.0V	OCR.
DCCT3	800A : 10V	I1	IPHOFD (INDFD) PUD	10.0V (0.625V)	OCR. (OCR).
DCCT4	800A : 10V	I2	IPHOFD (INDFD) PUD	10.0V (0.625V)	OCR. (OCR).
DCCT5	100A : 5V	IS	ISDFD	5.0V	OCR.
DCCT6	1600A : 10V	IS	ISOCD	10.0V	OCR.
DCCT7	800A : 5V	IAVF			

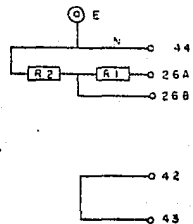
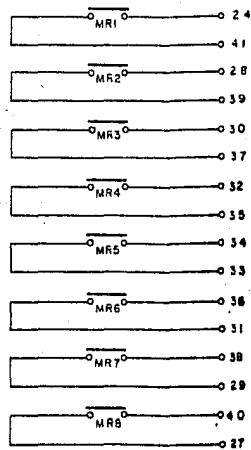
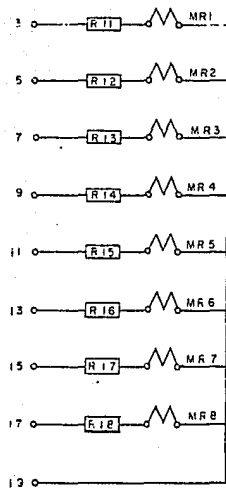


4.5.2.- Tarjeta MN-NRY-3A, HU 18145, Relevadores de Mercurio.

Esta tarjeta se constituye por relevadores de mercurio que permiten transmitir la información del accionamiento de los diversos interruptores del circuito de potencia.

En la tabla siguiente se muestra la función de cada relevador y su propio resultado:

Lado de bobina.			Lado de contacto.		
Borne.	Hilo.	Condición de energización.	Borne.	Nombre.	Resultado.
3	165B	Comando de tracción después del conn. PB.	24	PP1	PP1=0 comando
			41	N	de tracción.
5	19B	Tracción.	28	P1	Puentea a P1 y P2
			39	P2	para tener IPP.
7	166	Comando de frenado después del conn. PB.	30	BB1	BB1=0 comando
			37	N	de freno.
9	166	Igual al anterior.	32	B1	Fuentea a B1 y B2
			35	B2	para tener IFB.
11	19B	Tracción.	34	PPO	PPO=0 comando
			33	N	de tracción.
13	13A	Freno.	36	BBO	BBO=0 comando
			31	N	de freno.
15	113B	Relevador NHR energizado.	38	INLMT	Comando de trac.
			29	INLT	mayor a T2 y puentea a INLMT con INLT y aumenta VPP.
17	12A	Comando de pruebas en baja frecuencia.	40	MINLMT	Puentea MINLMT
			27	MINLT	con MINLT y se aumenta VPP.
3	159	Cierre de HB2.	24	HB2ON	HB2ON=0 cierre
			41	N	de HB2.
5	167A	Cierre de HB1.	28	HB1ON	HB1ON=0 cierre
			39	N	de HB1.
7	177B	Cierre de OVAR.	30	OVAR	OVAR=0 cierre
			37	N	de OVAR.
13	164C	Contactos de ventilador o interruptor termomagnético abiertos.	34	BLK	BLK=0 en caso
			31		de falla.
15	12A	Comando de pruebas de baja frecuencia.	38	KDT	Se divide la
			29		frecuencia del chopper entre 8.
17	174A	Relevadores RAR1 y 2 desenergizado o KIF en aislamiento.	40	RAR	RAR=0 no se
			27	N	autoriza freno regenerativo.



MN-MRY-3A.

HU 18145.

4.5.3.-Tarjeta MN-FDB-2A.HJ 12868.Acoplador de Impedancias.

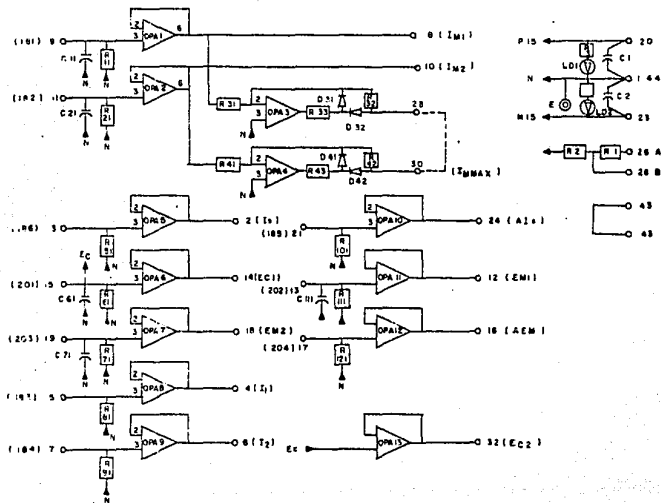
Esta tarjeta consta de circuitos acopladores de impedancias entre los transformadores de corriente y tensión DCCT y DCPT y la lógica de control.La salida de estos circuitos acopladores son señales con valores equivalentes a los reales que existen en el circuito de potencia.

Los parámetros que se obtienen en cada uno son los siguientes:

Entrada.	Hilo.	Circuito.	Pata.	Parámetro.	Salida.	Polaridad.
9	141	OPA1	9	IM1	Corriente de motor 1.	+
11	142	OPA2	10	IM2	Corriente de motor 2.	+
3	146	OPA5	2	I5	Corriente de línea.	+
21	145	OPA10	24	I6	Corriente diferencial de línea.	+
15	151	OPA6	14	EC1	Tensión filtro.	-
		OPA13	32	EC2	Tensión filtro.	-
13	152	OPA11	12	EM1	Tensión motor 1.	+
19	153	OPA7	18	EM2	Tensión motor 2.	+
17	154	OPA12	16	EM	Tensión diferencial entre motores.	-
5	143	OPA8	4	I1	Corriente de fase 1.	+
7	144	OPA9	6	I2	Corriente de fase 2.	+

En esta tarjeta se obtiene también el valor de la corriente máxima de motor de la siguiente manera:

Llegan las señales de corriente IM1 e IM2 a los operacionales OPA1 y OPA2 respectivamente, la salida de éstos pasa a los operacionales OPA3 y OPA4, los cuales invierten la polaridad de la señal.Estando unidos los bornes 28 y 30, y debido a la disposición de los diodos D32 y D42, en el ánodo de éstos se obtendrá la señal de corriente de motor cuyo valor sea el máximo.Esta señal se envía a la tarjeta MN-OPC-9A.



MN-FDB-2A.
HJ 12858.

4.5.4.-Tarjeta HJ 12237.Fuente de Alimentación

Se elaboran aquí las tensiones necesarias en la lógica de control y en los detectores DCCT y DCPT.

Transformador de la fuente de alimentación:

primario: los bornes PS01 y PS02 constituyen la entrada de tensión alterna proporcionada por un convertidor estático.

secundario:

u1-v1.-La tensión en esta derivación rectifica y filtra por medio de L11 y C12. Con esta tensión se proporcionan los pulsos de encendido a los tiristores principales. El valor de C12 es suficientemente grande para permitir la producción de estos pulsos durante el tiempo en que lleguen a operar las protecciones de la lógica al existir un cese de la alimentación en el primario.

u2-v2.-Esta tensión permite el funcionamiento del detector "lógica incompleta" cuando no están montadas todas las tarjetas.

u3-v3.-La tensión que se obtiene aquí se rectifica y filtra. Se envía al circuito AVR (Automatic Voltage Regulator) formado por TR31, TR32 y el regulador integrado de voltaje IC31. Este regula de la siguiente manera: el AVR debe entregar una tensión constante de +15 V para alimentación de los amplificadores operacionales, que es distinto al valor de V_{ce} . Entonces V_{ce} de TR31 debe ser tal que a la salida del circuito existan +15 V. Entonces, si aumenta el voltaje de salida la tensión en la resistencia R_{31} también aumenta, por lo que IC31 provocará una disminución de la corriente de base de TR32 (que se traduce en un aumento en el valor de V_{ce} de TR32) y por lo tanto también una disminución en la corriente de base de TR31 (aumentando el valor de su V_{ce}) disminuyendo así la tensión de salida. Para el caso en que el voltaje de salida disminuya de +15 V, sucede la inversa en cada paso.

u4-v4.-Funciona igual que el anterior pero para una salida de -15 V.

u5-v5.-Igual, pero para una salida de +5 V que se utiliza en el funcionamiento de la lógica.

u6-v6.-Sirve para alimentar al detector de baja tensión de corriente alterna AC LVD.

u7-v7.-Es para alimentar al transformador de corriente de c. d. DCCT3.

u8-v8.-Para alimentar al transformador de corriente de c. d. DCCT4.

u9-v9.-Para alimentar al transformador de potencia de c. d. DCPT1.

u10-v10.-Para alimentar al transformador de potencia de c. d. DCPT4.

u11-v11.-Se usa para alimentar a los relevadores de temperatura.

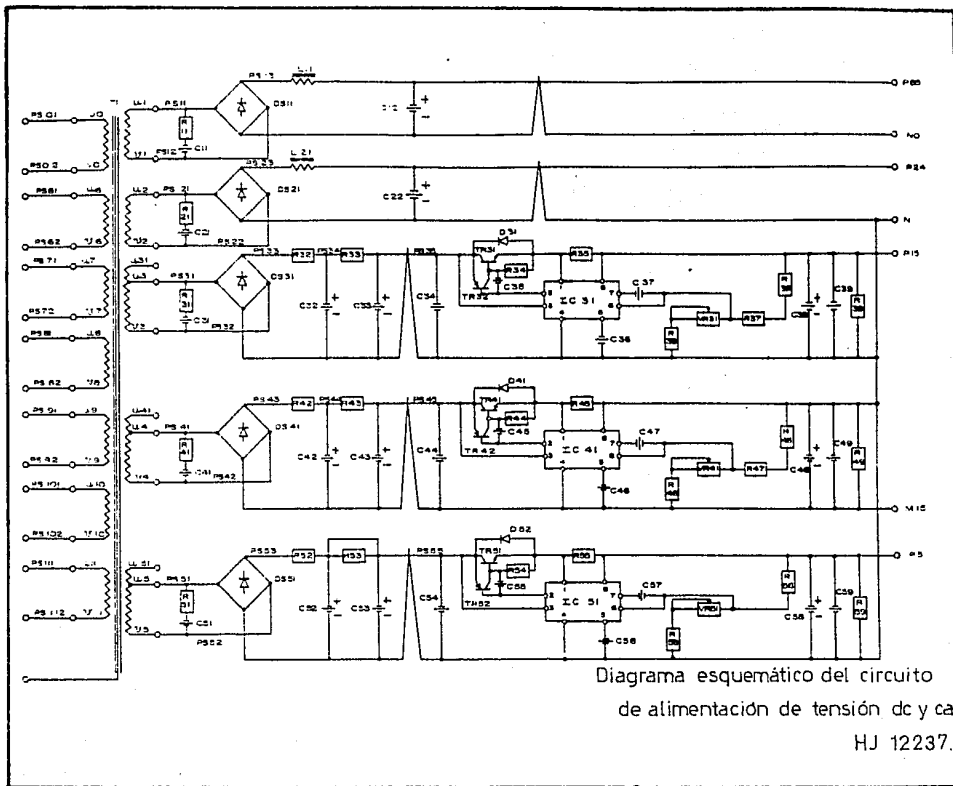


Diagrama esquemático del circuito de alimentación de tensión dc y ca.
HJ 12237.

4.5.5.-Tarjetas HJ 12863 y HU 12143. Generadores 1 y 2 de Señal P.

En estas tarjetas se encuentran:

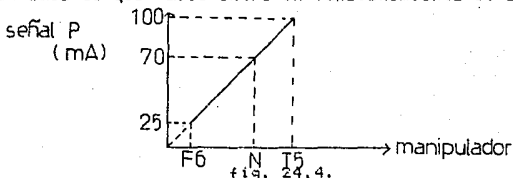
1.-Circuito generador de señal P.

2.-Circuito detector de falla del generador de señal P.

1.-Circuito generador de la señal P. Tarjeta HJ 12863. Circuito (A).

Este circuito elabora una corriente de valor proporcional a la posición del manipulador. Esta corriente es la señal P, que tiene distintos valores, como en la fig. 24.4. Sirve para elaborar los patrones de tensión de motor durante la tracción y de corriente de motor durante el frenado.

Existen dos circuitos iguales generadores de señal P. Normalmente permanece en funcionamiento uno de ellos, para que, en caso de que falle entre en funcionamiento el otro.



Las partes que comprenden a este circuito y sus respectivas funciones son:

A) Fuente de alimentación: esta recibe 72 V de c. d. como alimentación, que se aplican al oscilador compuesto por los transistores TR11 y TR12, además del transformador RT11 en cuyo secundario se obtienen diferentes voltajes que se rectifican y filtran para utilizarse como se indica:

Terminales del secundario.

Aplicación.

U1-U2-U4	Fuente de alimentación del regulador de corriente cte.
U5-U6-U8	Fuente de alimentación del circuito de conmutación cte.
U13-U10-U16	Fuente de alimentación para el circuito de conmutación
U9-U10-U12	Fuente de alimentación del circuito transmisor de la señal P.

B) Circuito regulador automático de corriente: este circuito se compone básicamente por VR1C1 (regulador automático de corriente) y TR14. Genera una corriente constante que se envía por el borne no. 13 a la resistencia variable asociada al manipulador (ver fig. 25.4) por lo que se obtiene un nivel de tensión dependiente de la posición del mismo en los bornes 13 y 14. Esta tensión se envía hacia R45, R46, RV21 como una tensión patrón.

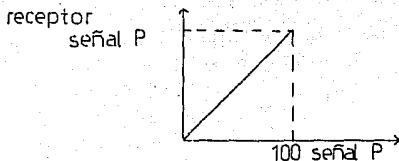


fig. 25.4.

C) Circuito regulador de switcheo: se compone principalmente por VRIC3, TR21 y TR22. Por la pata 2 de VRIC3 entra la medida de la señal P. Por la pata 3 entra la tensión patrón. Cuando la realimentación (señal P) es menor que esta tensión patrón, VRIC3 hace conducir a TR21 y éste a TR22, por lo que se induce una tensión en el secundario del transformador conectado a los bornes 15, 16 y 17 que se encuentra en la tarjeta HU 18143 (circuito (B)). Aquí, dicha tensión se rectifica y filtra. Esta señal, que es ya la señal P, se envía a todos los carros motrices por el borne 21 para regresar por el borne 21A. Con la resistencia R12 se obtiene la medida de la señal P, que se envía a través de los hilos Y21 y A21 hacia el generador de señal P no. 1 (circuito (A)), al que entra por los bornes 9 y 10, pasa por el amplificador de aislamiento ISOIC1 y llega al regulador de switcheo.

D) Circuito limitador de la señal P: se compone básicamente por VRIC2 y TR13. Funciona en los siguientes casos:

- limitación del grado de tracción a T2.
- accionamiento de un conmutador de freno de seguridad.
- Limitación del grado de tracción a T2.

Si es necesario limitar la tracción a T2, en el circuito (B) se energizan los relevadores T11R y T12R por medio del hilo 67P, estableciéndose contacto entre los bornes 10 y 12 en el circuito (A), lo que provoca que TR13 sea puesto en funcionamiento por VRIC2 y que una parte de la corriente que circula por TR14 se derive por TR13. Entonces en los bornes 13 y 14 se obtiene una tensión constante e independiente de la posición del manipulador correspondiente a un grado de tracción T2.

- Accionamiento de un conmutador de freno de seguridad.

Aquí, se desenergizan los relevadores T21R, T22R y T23R (circuito (B)) por medio del hilo 196A, estableciéndose contacto entre los bornes 11 y 12 del circuito (A). Entonces se deriva parte de la corriente del TR14 por TR13 y en los bornes 13 y 14 se obtiene una corriente constante e independiente de la posición del manipulador correspondiente a un grado de frenado F4.

- 2.-Circuito detector de falla del generador de señal P.

Se compone principalmente por ISOIC1, OPA1, OPA2, TR41, TR42 y por los relevadores BR,, PR, 1AR, 1BR, 2R, 2XR y 1AXR. Su polarización se logra por medio de un oscilador alimentado por 72 V (bornes 1 y 5) constituido por TR31 y TR32 junto con el transformador FT21, cuya salida es rectificada, filtrada y

regulada (TR33 y TR34). Este circuito funciona en los siguientes casos:

-manipulador en un grado de tracción y señal P en la zona de frenado.

-manipulador en un grado de frenado y señal P en la zona de tracción.

-Manipulador en un grado de tracción y señal P en un grado de frenado.

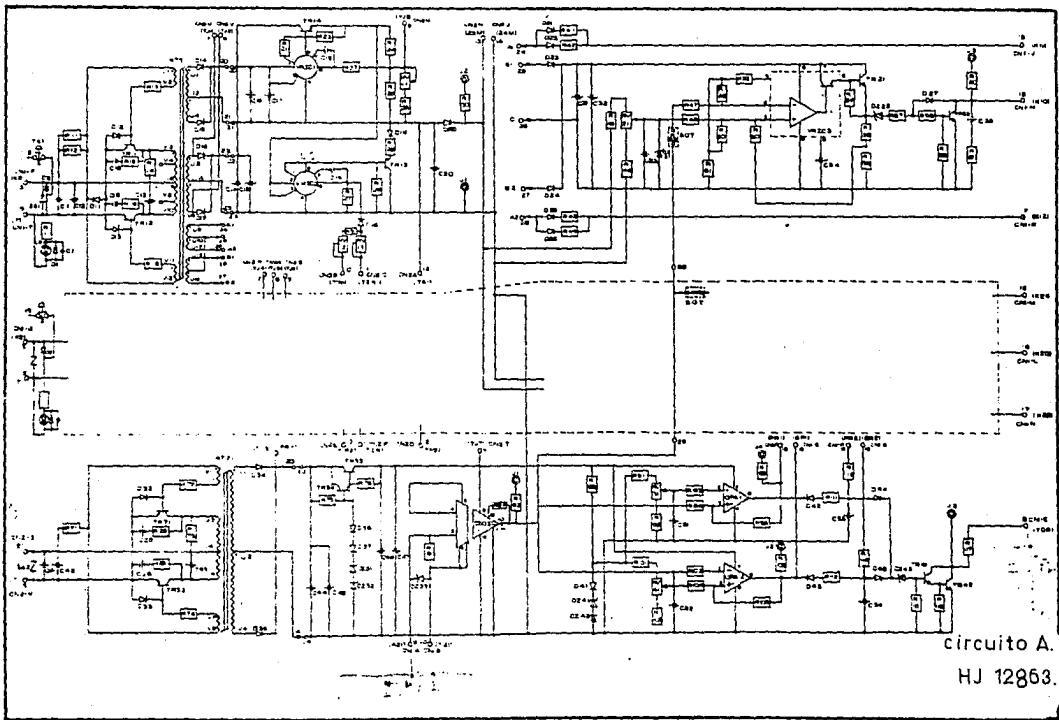
En esta condición, el hilo 19M energiza al relevador FR con lo que se interrumpe la continuidad entre los bornes 12 y 15. La medida de la señal P que se obtiene a la salida del amplificador de aislamiento ISOIC1 se compara con el valor de ésta correspondiente al grado de frenado mínimo F1 en OPA2, por lo que la salida de éste será positiva. Esta tensión alimenta, por medio del contacto establecido entre los bornes 13 y 16 (relevador BR), a los transistores TR41 y TR42 lo que permite energizar a los relevadores FDR, 1AR y 1AXR y los contactos 111-14, 112-112A y 39T, de este último el cambio del generador de señal P y la señalización de generador de señal P fuera de servicio respectivamente.

Aún realizado el cambio de generador, el relevador 1AR permanecerá energizado, por lo que 1BR se energizará también y su contacto 112C-112 quedarán establecidos. Si vuelve a ocurrir otra falla del generador de señal P, se energizará el relevador 2R y se cortará la alimentación de ambos generadores.

-Manipulador en un grado de frenado y señal P en la zona de tracción.

Aquí, el hilo 13M energiza al relevador BR interrumpiéndose la continuidad entre los bornes 13 y 16. La medida de señal P obtenida a la salida del amplificador de aislamiento ISOIC1 se compara contra el valor de ésta correspondiente al grado mínimo de tracción T1 en OPA1, por lo que la salida de ésta será positiva. Esta tensión alimenta, a través del contacto establecido entre los bornes 12 y 15 (relevador PR) a los transistores TR41 y TR42 lo que provoca finalmente el cambio del generador de señal P tal como en el caso anterior.

Cuando uno de los generadores falla, si después de 2 segundos la señal P no se ha corregido, se energiza al relevador 2XR y posteriormente al 2R con lo que se impide la alimentación a ambos generadores.



circuito A.
HJ 12863.

4.5.4.-Tarjeta HJ 12439.Circuito Regulador del Freno Neumático y Receptor de Señal P.

En esta tarjeta se localizan los siguientes circuitos:

1.-Receptor de señal P.

2.-Regulador de la corriente de la EMD.

1.-Circuito receptor de la señal P.

La señal P llega por los bornes 30 y 31, pasa por el puente de diodos D211 a D214 y llega al amplificador de aislamiento ISOIC1 (para aislar este circuito del generador de señal P). La salida de este generador pasa a OPA1 el cual se usa para cambiar la impedancia (por protección de los circuitos). Su salida se envía a la tarjeta de monitoreo HU 18144, al circuito regulador de la corriente de la EMD por OPA3 y a OPA2, cuya salida se envía a las tarjetas HJ 12866 (circuito generador de los patrones de corriente y tensión) y HJ 12869 (circuito de detección y mando de señalización de sobrecorriente).

2.-Circuito regulador de la corriente de la EMD.

Para los siete grados de frenado (desde F1 a F6 y FU) existentes en el tren, se combinan dos sistemas diferentes: frenado eléctrico y frenado neumático. Los tres primeros grados (de F1 a F3) se aseguran mediante el primer sistema cuando la receptividad de la línea es óptima (se puede regenerar energía a la línea), y en caso contrario el frenado neumático complementa al eléctrico disponible. Los siguientes tres grados (de F4 a F6) se aseguran mediante la combinación de ambos sistemas y, el último grado, FU o frenado de urgencia, es totalmente neumático.

Entonces, si requiero un F5 necesito:

$F2(\text{frenado eléctrico disponible}) + F3(\text{neumático}) = F5$

En OPA3 se suman la señal representativa de la cantidad de frenado solicitado AT01 y la medida del frenado eléctrico existente (en su equivalente en señal P). El resultado de la suma representa la cantidad de frenado neumático que se debe generar.

La medida del freno eléctrico se realiza mediante el circuito OPA7 a OPA10 que simula la característica par-corriente de los motores. Así, a una medición de la corriente promedio en las ramas de los motores IM1 e IM2 (bornes 7 y 9, con $0.5(IM1+IM2)$ a la salida de OPA7) corresponde un par motor (a la salida de OPA11) y por lo tanto un valor en señal P:

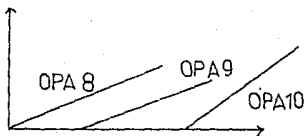


fig. 26.4.

Con la fig. 26.4, a cada entrada de cada amplificador operacional corresponde una salida. El OPA9 empieza a funcionar después de que OPA8 lo haya hecho, y el OPA10, que empieza a

actuar después de que funciona OPA9. Esto se debe a que cada amplificador operacional tiene un valor de referencia distinto al de los demás.

Con la fig. 27.4, se simula la característica par-corriente de la rama de motores:

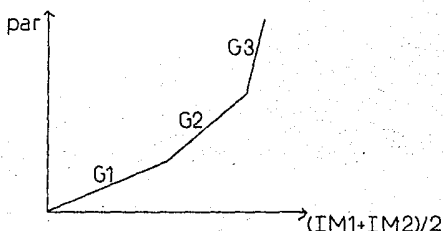


fig. 27.4.

Lo anterior quiere decir, que de acuerdo a la corriente de motor promedio que se obtiene en OPA7, que es la corriente que se puede regenerar, se va a poder tener cierto par de frenado eléctrico, que es el par que se obtiene en OPA11. Este valor de par de frenado eléctrico se compara contra el valor del par de frenado total que se está solicitando en OPA3, y la diferencia, es el valor del par de frenado neumático que se requiere, que es traducido a cierto valor de corriente que es la que circulará por la bobina de la EMD.

La salida de OPA3 se envía al circuito compuesto por OPA4, OPA5 y OPA6, el cual simula la característica de la electroválvula EMD. Esta regula la cantidad de presión que deben aplicar las zapatas de freno sobre las ruedas del tren. La electroválvula EMD funciona de la siguiente manera:

para cada grado de frenado, se requiere cierta presión en el cilindro de freno. Lo que hace la electroválvula EMD es regular la presión en el cilindro de freno de acuerdo al valor de la corriente que circula por su bobina, que será directamente proporcional al valor del frenado neumático que se necesita.

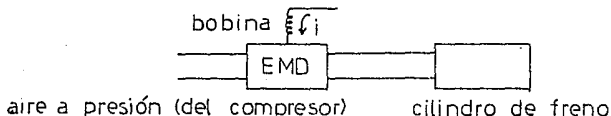


fig. 28.4.

Esta corriente de bobina es la que se regula con este circuito.

Entonces, se puede ver en la siguiente figura el comportamiento de los amplificadores OPA4, OPA5 y OPA6 junto con la característica de la corriente de la bobina de la EMD:

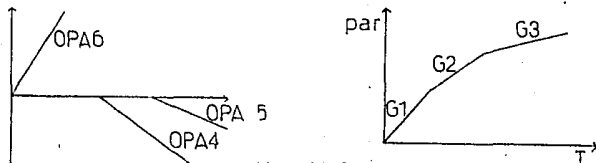


fig. 29.4.

Entonces, a la salida de OPA3, al tener el equivalente al par de frenado neumático que se debe generar, con OPA4, OPA5 y OPA6 se obtiene su equivalente en corriente para la EMD.

La tensión de salida de este circuito, por OPA6 es aplicada a la base del transistor TR221, a través de ISOIC2, regulándose de esta manera la corriente de la EMD perteneciente a este carro, pues esta se encuentra conectada al colector de TR221.

Es necesario que la cantidad de frenado neumático sea la misma en todos los carros del tren, el cual se forma por elementos de tres carros cada uno: dos carros motrices y un remolque. Los carros motrices cuentan con motores (y por lo tanto con troceador), mientras el remolque no, por lo que los equipos chopper de los motrices generan la corriente de la EMD de los remolques.

Para lograr la uniformidad del frenado neumático de un elemento, la mitad de la información que representa al frenado neumático de un carro matriz, se suma en OPA13 a la mitad de la información que equivale al frenado neumático que se produce en la otra matriz del elemento. La tensión de salida de OPA13, que representa la salida de frenado neumático que se debe producir en el carro remolque, es aplicada a la base del transistor TR231; la EMD del carro remolque está conectada al colector de este transistor, regulándose así su corriente.

La información de la cantidad de frenado neumático que se produce en el otro carro matriz, sale dividido entre dos (por medio de OPA13) a través de TR231 y llega a ISOIC4 de la matriz en estudio; OPA14 invierte su signo y se suma en OPA13 con la mitad de la señal de salida de OPA6, como en la siguiente figura:

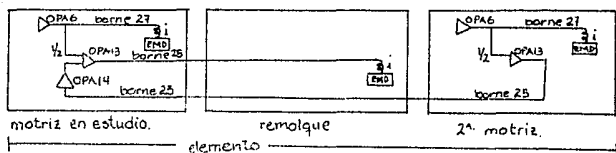
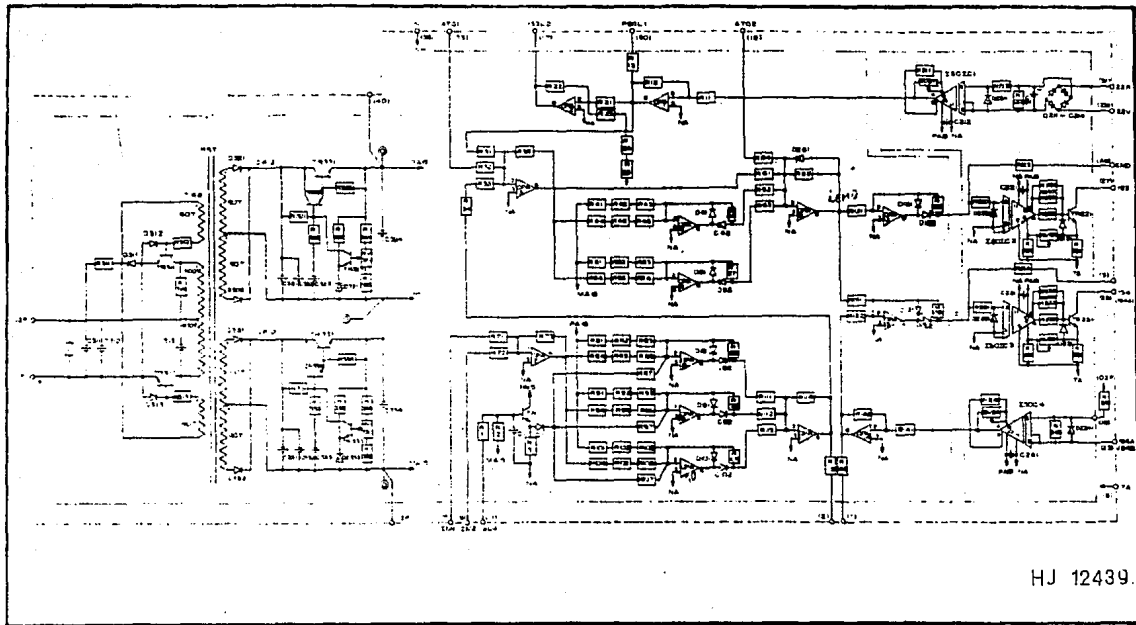


fig. 30.4.

Fuente de alimentación

Para evitar fallas de alimentación aún cuando el tren pase momentáneamente por una sección neutra o que no exista alta tensión, se tiene una fuente de alimentación a partir de la baja tensión regulada. Los transistores TR311, TR312 y el transformador RST forman un circuito oscilador. El secundario del transformador está conectado a unos reguladores de voltaje automáticos de +15 y -15V. Ambos funcionan igual, de la siguiente manera:

El transistor TR321 se controla con TR322. La salida de TR321 se realimenta con R324, RV321, R325 y TR323. Este controla la corriente de base de TR322 usando el voltaje del diodo zener DZ321. Por ejemplo, si la salida de TR321 aumenta, el voltaje en RV321 aumenta, la corriente de base de TR323 aumenta, la corriente de base de TR322 disminuye y la salida de TR321 disminuye.



HJ 12439

4.5.7.-Tarjeta MN-PAT-18A.HJ 12645.Circuito Generador de los Patrones de Corriente y Tensión.

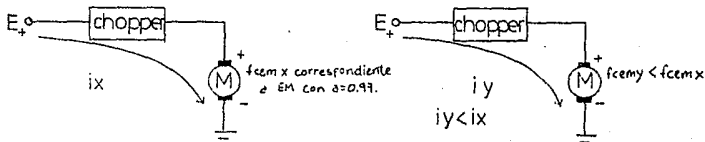
Aquí se tienen los circuitos que elaboran los patrones de tensión VPP para la tracción y los patrones de corriente IPP e IPB para tracción y frenado, respectivamente.

1.-Elaboración del patrón de tensión en tracción VPP.

Este circuito se forma principalmente por OPA13, OPA2 y OPA3. Por el borne 25 entra la señal PSG2 (proveniente de la tarjeta anterior), equivalente a la señal P, y por medio de los amplificadores OPA13, OPA2 y OPA3 se obtiene el valor del patrón VPP para cada grado de tracción.

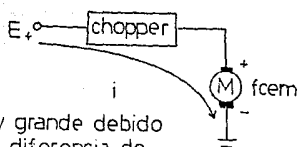
Cuando el grado de tracción no es mayor a T1, el patrón se determina solo por el divisor de tensión M15 (-15V) y las resistencias R131 a R136, ya que el contacto 28-39 está abierto y PSG2 no interviene. Si el grado de tracción es superior a T1, el contacto 28-39 se cierra (por la posición del manipulador) y el voltaje de salida de OPA13 se suma a la tensión establecida por el divisor en OPA2. La salida de OPA2 representa el patrón de tensión.

Para evitar variaciones bruscas en la corriente del motor al cambiar de grado de tracción o al pasar a neutro, el patrón de tensión se temporiza por medio de R31 a R33, D31 y C31 (el capacitor tarda en cargarse ante los cambios de voltaje de la entrada, por lo que hace lentos los cambios de VPP). La señal que se obtiene a la salida de este circuito se envía, a través de OPA3, a la tarjeta MN-OPC-9A (control del ángulo de conducción). Cuando el ángulo de conducción alcanza el valor de 0.97 ($\alpha=0.97$, de $E_m=\alpha E$, $0 \leq \alpha \leq 1$), por el borne 35 entra la señal VPPHLD (tarjeta MN-LOG-7A, Control digital del estado del circuito de potencia), que es el valor de VPP correspondiente a un grado de tracción T5. Este valor se mantiene aún cuando disminuya el grado de tracción y se anula sólo si se manda neutro (cuando se alcanza un ángulo de conducción de 0.97, se mantiene este valor aún cuando se comande un grado de tracción menor a T5 porque al alcanzar dicho ángulo de conducción se empieza a preparar el puenteo del chopper. En este punto, la corriente y el voltaje de motores son casi máximos y si se operara el manipulador a un grado de tracción menor, la corriente y el voltaje disminuirían de valor junto con la f_{cem} . Entonces, si de golpe se vuelve a demandar T5, existiría una diferencia de potencial muy grande entre la fuente de alimentación y la f_{cem} :



si repentinamente vuelvo a T5

disminuyen i y f_{cem} .



muy grande debido
a que la diferencia de
potencial entre E y f_{cm} es muy grande.

esto es lo que trata de evitarse (la posible corriente excesiva) manteniendo a 75 cuando se llega a $\alpha=0.97$.

fig. 31.4.).

Esto es necesario pues al alcanzarse dicho ángulo de conducción se prepara el puenteo del chopper, siendo éste mando irreversible. Así se evitan variaciones bruscas en la corriente de los motores al momento del puenteo si el ángulo de conducción hubiera variado en forma significativa.

Ahora, para evitar que exista VPP cuando el circuito de potencia no se ha establecido (no está preparado para funcionar), por el borne 17 entra la señal L1 (tarjeta MN-LOG-7A control digital del estado del circuito de potencia) saturando al transistor TR11, alimentando a OPA2, a través de R23, una alta tensión positiva que provoca que su salida sea nula (se satura negativamente y el diodo D22 no conduce).

Al realizarse pruebas en baja frecuencia, se cierra el contacto 27-41, puenteando las resistencias R132 y R133, por lo que disminuye el valor de tensión del motor (disminuye el voltaje en R132 y al sumarse en OPA2 con la señal P, disminuye su salida VPP).

2.-Elaboración del patrón de corriente en tracción IPP.

Se conforma principalmente por OPA4, OPA5 y OPA20 a OPA22. Con la referencia fijada por el divisor de tensión R15 y R45 a R48, se elabora el patrón de corriente en tracción IPP, por lo que este es constante (IPP representa el valor máximo de la corriente que puede circular por los motores, que va a ser el mismo para todos los grados de tracción. Junto con la aceleración, determina la forma en que la corriente crece en los motores hasta este valor máximo). Esta referencia entra a OPA4, donde se limita mediante la señal IPPLM (señal de sobrecorriente por sobreaceleración, generada en la tarjeta MN-ACC-1A, circuito limitador del ángulo de conducción), que entra por el borne 13, cuando la aceleración es superior a 1.2 m/s^2 (si la corriente aumenta muy rápido, el par en los motores aumenta igualmente y pudiera ser incómodo para los pasajeros, por lo que el aumento de la corriente se limita al valor máximo de aceleración de 1.2 m/s^2).

Durante la tracción se establece contacto entre los bornes 36 y 19, pasando la salida de OPA4 al circuito temporizador constituido por R51 a R53 y C51. Su salida se acopla al resto de la lógica mediante OPA5. Este temporizador sirve para evitar

cambios bruscos de la corriente de los motores al haber cambio en el grado de tracción o al pasar a neutro.

Cuando el ángulo de conducción es menor a 0.97, la salida de OPA21 (que es el patrón IPP) es la misma que la de OPA5, ya que bajo dicha condición la señal IPPHLD2 (borne 30, tarjeta MN-LOG-7A, control digital del estado del circuito de potencia) tiene un valor de +15V y a la salida de OPA22, al ser positiva, polariza inversamente al diodo D220 y no actúa esta señal sobre OPA20.

Cuando el ángulo de conducción es igual a 0.97, se prepara el puenteo del chopper, disminuyendo un poco el patrón de corriente IPP a un valor tal que cuando ocurra el puenteo (ángulo de conducción igual con 0.99) no se experimenten sobrecorrientes que puedan hacer actuar a las protecciones correspondientes (es decir, al prepararse el puenteo del chopper, el valor de la corriente por los motores se disminuye un poco). La reducción del valor del patrón se logra anulando la señal IPPHLD2 (tarjeta MN-LOG-7A, Control digital del estado del circuito de potencia), así la salida de OPA22 es negativa, reduciendo la señal de entrada de OPA20 y por consecuencia la señal IPP (así, cuando se puentea el chopper, la corriente tiene la oportunidad de alcanzar de nuevo su nivel máximo permitido sin accionar las protecciones). La acción de la señal IPPHLD1 se explica más adelante.

3.-Elaboración del patrón de corriente en frenado IPB.

Este circuito consta principalmente de OPA1, OPA 6 y OPA12. Aquí se elabora la característica par-corriente linealizada del motor. La señal PSGL2 también entra a OPA1 a través de R11, donde se amplifica e invierte su polaridad. Esta señal se envía a los amplificadores OPA6, OPA7 y OPA8, que tienen ganancias y valores de referencia diferentes.

El valor de referencia de OPA6 es menor al de OPA7, que a su vez es menor al de OPA8, por lo que a partir de cierto valor de PSGL2, cuando ésta tiende a aumentar, presenta un voltaje de salida superior a cero volts. El valor de referencia intermedio corresponde entonces a OPA7, por lo que este es el segundo amplificador cuyo voltaje empieza a crecer. OPA8, con un valor de referencia superior a los dos anteriores, es el último amplificador en presentar un voltaje de salida. Esto sucede cuando PSGL2 ha superado a dicho valor de referencia. Así, a la entrada de OPA9 se tendrá una suma de voltajes de estos tres amplificadores.

Debido a que las ganancias de cada uno de los amplificadores son distintas, la pendiente de crecimiento de la tensión de salida de cada uno de ellos es diferente:

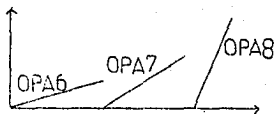


Fig. 32.4.

Los voltajes de salida de estos tres amplificadores entran a OPA9, que tiene un valor de referencia establecido por las resistencias R161 a R164. Mientras las tensiones de salida de OPA6, OPA7 y OPAB son inferiores a dicho valor de referencia, ésta es el único que determina la tensión de salida de OPA9. A medida que cada uno de tres amplificadores que lo alimentan presentan tensión, su salida IPB disminuye paulatinamente como lo muestra la fig. 33.4 (conforme aumenta la señal P, que implica una disminución en el grado de frenado solicitado, empieza a existir salida de los amplificadores OPA6, OPA7 y OPAB y por ello cae la curva del valor de IPB).

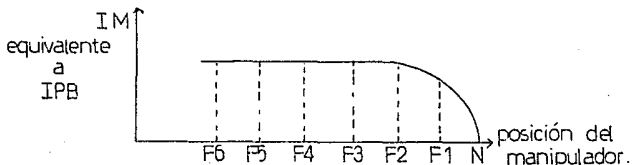
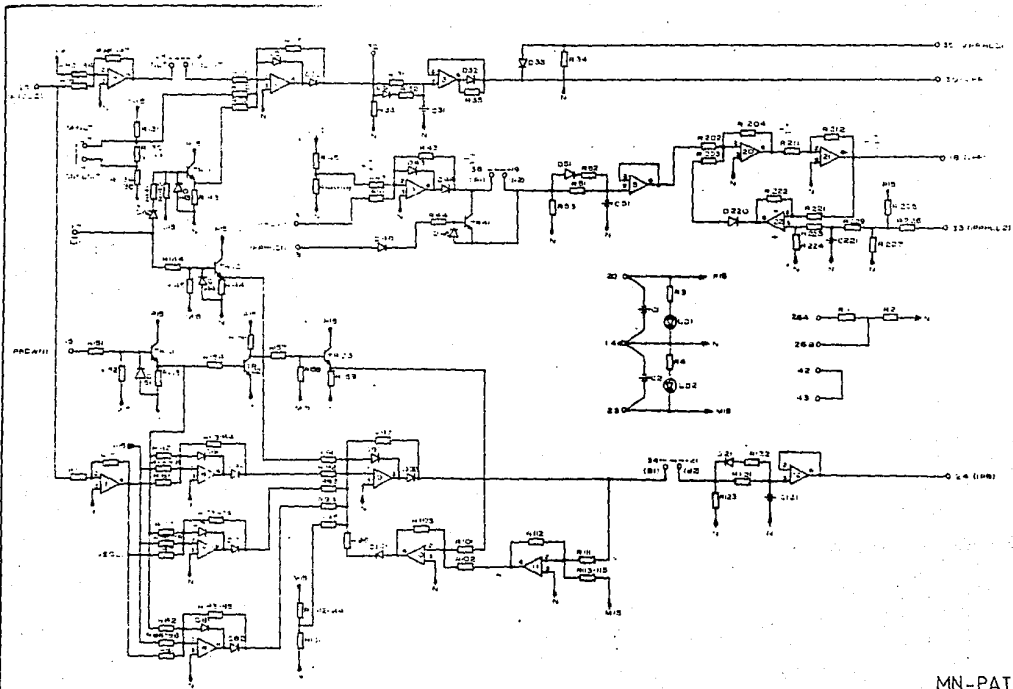


fig. 33.4.

En esta figura se observa que al pasar de neutro a frenado la corriente regenerada de los motores crece con una determinada pendiente hasta F1; otra pendiente inferior a F2 y otra menor todavía a F3. A partir de este grado de frenado, la corriente en los motores no crecerá más, ya que la salida de los amplificadores OPA6, OPA7 y OPAB es nula (al disminuir mucho la señal PSGL2, con la referencia de cada operacional, los diodos que están a la salida de cada uno queda polarizado inversamente) por lo que se puede establecer que el grado máximo de frenado eléctrico es F3, por lo que si el grado de frenado demandado es mayor a F3, actúa el frenado neumático.

Durante el frenado se establece un contacto entre los bornes 34 y 21, pasando la salida de OPAP por OPA12 a través del temporizador formado por R121 a R123 y C121. Este temporizador se requiere para evitar cambios bruscos en la corriente de los motores al cambiar el grado de frenado o al pasar a neutro. La salida de OPA12, IPB (borne 24), es la corriente de patrón de frenado, cuyo valor es el equivalente al grado de frenado solicitado.

Si durante el frenado, no se autoriza la recuperación, aparece la señal IPBDWN (borne 15, tarjeta MM-LOG-8A, control del mando de apertura de interruptores) que satura a TR21 y TR22 cortando a TR23. La saturación de TR21 anula las salidas de los amplificadores OPA6 a OPA8. El corte de TR23 provoca que la salida de OPA10 sea positiva y con un valor tal que, junto con la referencia dada por R161 a R164 fija la señal de salida de OPA9 a un valor equivalente al 30% del frenado eléctrico máximo. La salida de OPA10 viene dada por la referencia R113 a R115 y la realimentación de la señal de salida de OPA9 a través de OPA11.



MN-PAT-18A.
HJ 12866.

4.5.2.-Tarjeta MN-OPC-9A.HJ 12865.Control del Angulo de Conducción.

Esencialmente consta de dos circuitos reguladores de la corriente de los motores, uno para la tracción y otro para el frenado.

1.-Circuito de regulación de corriente constante en tracción.

Este circuito consta principalmente de OPA1 y OPA2.Por el borne 21 entra el patrón de corriente de tracción IPP, proveniente de la tarjeta HJ 12866, con signo positivo.Por el borne 25 entra la medida de la corriente de los motores máxima IMM_{max} proveniente de la tarjeta MN-FDB-2A (acoplador de impedancias), con signo negativo.Este circuito regulador trabaja comparando dichas señales, de la siguiente manera:

OPA1 cambia de signo a la señal de entrada, que es el resultado de la diferencia de IPP con IMM_{max}, y OPA2 la vuelve a su signo original.La salida de OPA2 representa el error que existe entre la corriente patrón y la real en los motores.Con esta señal de error se controla el ángulo de conducción de los tiristores principales y, en consecuencia, la corriente que circula por los motores.Como los bornes 30, 33 y 34 están conectados entre ellos, fuera de la tarjeta, la salida de OPA2 se realimenta a través de las resistencias R23, R24, R25 y el condensador C21 a OPA1.Con esta realimentación se aumenta la ganancia del circuito y se logra disminuir eficazmente el error entre IPP e IMM_{max}.

Al arranque del tren la salida de OPA1 es un voltaje pequeño, menor que el voltaje de conducción de D12.En este momento C11 y C12 están en serie con lo que se obtiene una velocidad de respuesta de OPA1 grande.Al aumentar la salida de OPA1, D12 conduce y puentes a C12, quedando la velocidad de respuesta determinada únicamente por C11.

Cuando exista una baja tensión de línea o un patinaje, aparecerán las señales ESPLM o WSLM (tarjeta MN-LMT-2A, circuito limitador del ángulo de conducción), por los bornes 27 y 29, respectivamente, con lo que se disminuye el voltaje de entrada y de salida del circuito regulador, obteniéndose una reducción en la corriente que circula por los motores.

2.-Circuito limitador de tensión de los motores.

Consta principalmente de OPA3.Este circuito limita la tensión de los motores para cada grado de tracción TN, es decir, fija la razón de conducción α ($\alpha = T1/T = a$) en cada uno de ellos.

La salida del regulador de corriente entra a OPA3 por su pata 2, el patrón de tensión del motor en tracción VPP (proveniente de la tarjeta HJ 12866 y cuyo valor depende de la posición del manipulador) llega por el borne 39 a OPA3 por su pata 2.Si la salida del regulador es inferior a VPP, la salida de OPA3 es positiva, por lo que D31 no conduce y las salidas de OPA1 y OPA2 dependen de IPP, IMM_{max} y ocasionalmente de ESPLM y WSLM.

Durante la aceleración, δ crece en forma proporcional a la velocidad del tren. Hasta antes de alcanzar la razón de conducción δN se tiene un control de los motores a corriente constante.

Cuando la salida del regulador es superior a VFF, la salida de OPAS es negativa, D31 conduce. Aparece así un voltaje en R37 que actúa como una retroalimentación. Como la ganancia de OPAS es muy grande, la salida del regulador depende casi exclusivamente de VFF. A partir de este momento, alcanzada la razón de conducción δN , se tiene un control a voltaje constante (lo anterior significa que el ángulo de conducción va a crecer hasta el punto en que se alcanza el voltaje medio demandado en el manipulador. La corriente por los motores crece rápidamente (control a corriente constante) y una vez alcanzado este voltaje medio de motores, el ángulo de conducción se deja "estacionado", teniendo el control a voltaje constante).

Al pasar el manipulador de una posición de tracción a una superior, VFF aumenta rápidamente y se pasa nuevamente a la zona de control de corriente constante. Si la salida del regulador aumenta rápidamente, la corriente de los motores también, lo cual puede traducirse en molestias para los pasajeros. Para evitar esto, la salida de OPAS se temporiza con C31, con lo cual se temporiza también el crecimiento de la corriente.

Función de los transistores TR1 y TR2.

Cuando se ordena un grado de tracción y se cierran los interruptores del circuito de potencia, el borne '35 se pone a la masa (tierra), es decir, $PL1=0$ (proveniente de la tarjeta MN-LOG-7A, control digital del estado del circuito de potencia) y los transistores TR1 y TR2 se cortan. Así, la salida del regulador pasa al borne 6 a través del diodo D212 (el voltaje en el punto entre los diodos D212 y D211 (gracias a que los transistores están cortados, se ve ahí un voltaje positivo) los polariza directamente, por lo que en el borne J4 tenemos una diferencia de potencial de $V_{salida\ OPA2} + VD211 - VD212$ y si ambos diodos son iguales, se tiene solo $V_{salida\ OPA2}$).

En una condición diferente a la de tracción, la señal $PL1=1$ (+15V), y los transistores TR1 y TR2 se saturan, por lo que la salida del circuito regulador se limita a cero V (si los transistores conducen (saturados), el voltaje en el punto intermedio a los diodos cae a cero V y no polariza a los diodos). En esta condición el capacitor C21 se descarga a través de R223 y TP2.

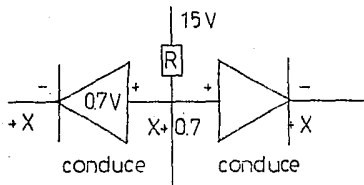


Fig. 34.4.

3.-Circuito regulador de corriente constante en frenado.

Consta principalmente de OPA4 y OPA5. Por el borne 19 entra el patrón de corriente en frenado IPB (proveniente de la tarjeta HJ 12866) con signo positivo. Por el borne 15 entra la medida máxima de la corriente del motor y se resta de IPB obteniéndose el error que existe entre la corriente solicitada y la existente en el motor (real). El circuito de realimentación positiva (R53, R54, C51 y R55) trabaja en forma similar al de tracción, aumentando la ganancia del circuito regulador.

Cuando se rebasa el límite de la tensión de línea o el de tensión de los motores aparecen las señales ESLEM (limitador de la tensión de línea en frenado) o EMLM (limitador de la tensión de los motores) por los bornes 17 y 15 respectivamente (tarjeta MN-LMT-2A, circuito limitador del ángulo de conducción). Su existencia provoca que la salida del regulador disminuya y se desaparezcan las limitaciones presentadas.

Para evitar que la tensión de salida de OPA5, junto con la razón de conducción, crezcan demasiado, cuando al inicio del frenado la corriente de los motores tarda en aparecer ($I_{M\max}$ es muy pequeña), se introduce una realimentación por OPA6 que reduce dicha tensión de salida, cuando ésta se hace superior a un valor de referencia dado por R62 y M15 y así la salida de OPA6 se hace negativa y D64 conduce.

Función de los transistores TP3 y TR4.

Cuando se ordena un grado de frenado y se cierran los interruptores del circuito de potencia, el borne 37 se pone a la masa, $BL1=0$ (tarjeta MN-LOG-7A) y los transistores TR3 y TR4 se cortan. Así la salida del regulador pasa al borne 6 a través del diodo D232. En una condición diferente a la de frenado, la señal $BL1=1$ y los transistores TR3 y TR4 se saturan y la salida del circuito regulador se limita a cero V. Entonces el capacitor C51 se descarga a través de TR4.

4.-Circuito comparador.

Se constituye de OPA9 y OPA12. La salida de los reguladores de corriente de tracción o de frenado, llega a los amplificadores OPA8 y OPA11 en donde se reduce su valor, en la fase correspondiente, en una cantidad proporcional al desbalance existente dado por las señales BAL1 o BAL2 (tarjeta MN-LMT-2A) en los bornes 11 y 7 respectivamente ($BAL1=I2-I1$, $BAL2=I1-I2$, corrientes de fases). Las salidas de estos amplificadores se comparan en OPA9 y OPA12 con unas señales diente de sierra generadas por los amplificadores OPA7 y OPA10, las cuales están defasadas 180° (el pulso RST1 (tarjeta MN-DSG-3A, elaboración del pulso de disparo de los tiristores) satura a TR71 y con ello circula corriente por el transistor y C72 se descarga y no hay voltaje de salida. Cuando se retira el pulso RST1, el voltaje de colector de TR71 y el voltaje negativo, -15V de la referencia, hacen que C72 se cargue negativamente y por ello la salida es negativa y el diente de sierra entra como señal negativa a OPA9 al compararse con la señal de error de los reguladores).

Cuando la señal diente de sierra es superior a la señal corregida de los reguladores, OPA9 y OPA12 se saturan negativamente; en caso contrario se saturan positivamente, según

se ve en la fig. 35.4:

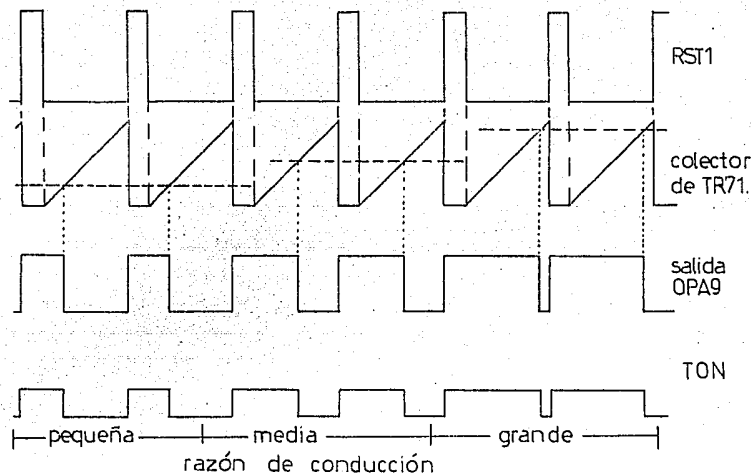
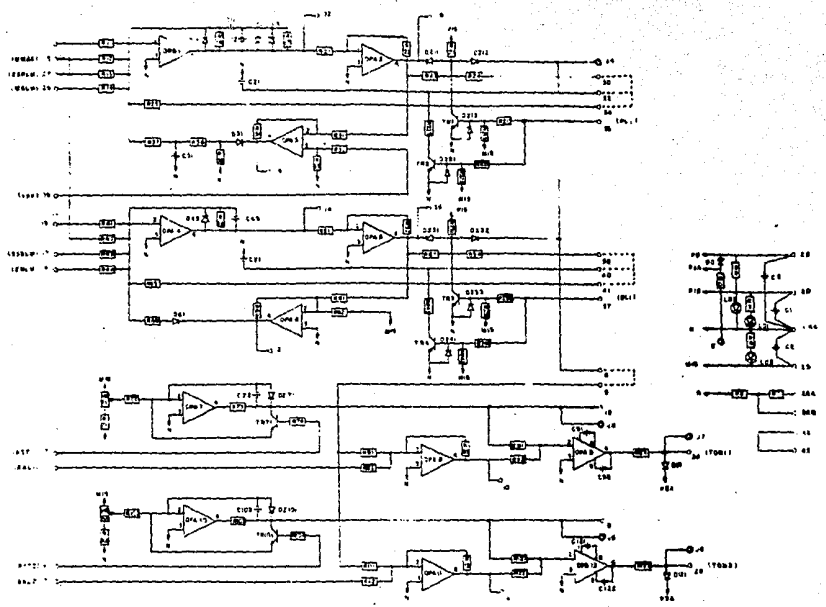


fig. 35.4.

Al inicio del diente de sierra se comanda el encendido del chopper y el momento en el que el diente de sierra rebasa a la señal del regulador corregida, se ordena el encendido de los tiristores auxiliares y por consiguiente el apagado del chopper. Entonces el ancho de los pulsos de las señales TON1 y TON2 (bornes 24 y 28) representan el tiempo de funcionamiento del chopper, es decir, el ángulo de conducción (α , en $E_m = aE$).



MN-OPC-9A.
HJ 12865.

4.5.9.-Tarjetas MN-LMT-2A, HJ 12864 y NN-ACC-1A, HJ 12867
(HU 18598, HU 18599).

Circuito Limitador del Angulo de Conducción.

1.-Tarjeta MN-LMT-2A.HJ 12864.

En esta tarjeta se detectan condiciones anormales de operación del circuito de potencia que se corrigen modificando el patrón de corriente (la diferencia de corrientes de la tarjeta anterior).Consta de los siguientes circuitos:

A)Limitador de la tensión de línea en tracción ESFLM.

Consta principalmente de OPA1.La medida de la tensión del condensador del filtro E_c entra por el borne 11 con signo negativo (tarjeta MN-FDB-2A, acoplador de impedancias) y se compara en OPA1, por R12, con un valor de referencia (que representa el voltaje máximo permitido de línea) fijado por R11, R12 y P15 (por la pata negativa tengo Referencia- E_c).Cuando E_c se hace inferior al voltaje de referencia, aparece a la salida de OPA1 un voltaje negativo ESFLM, que aumenta de valor conforme E_c disminuye.Esta señal se envía al sistema regulador automático de corriente, tarjeta MN-OPC-9A, y disminuye el patrón de corriente.Así se asegura la capacidad de extinción de los tiristores principales al tener E_c en valores adecuados (para que se pueda cargar bien el capacitor de extinción).

B)Limitador de la tensión de línea en frenado ESBLM.

Consta de OPA2 y OPA4 principalmente.La tensión E_c se compara en OPA2 con un valor de referencia fijado por R21, R22, RV21 y R23.Cuando E_c se hace superior a dicho valor de referencia aparece a la salida de OPA2 un voltaje positivo que incrementa su valor conforme E_c aumenta.Esta señal pasa por OPA4 el cual vuelve a la señal a su signo original.Su salida, ESBLM, se envía a la tarjeta MN-OPC-9A donde se disminuye el patrón de corriente.

Cuando la línea es poco receptiva, se disminuye la corriente regenerada y se evitan sobretensiones de línea.

Para darle estabilidad a este circuito, se introduce una retroalimentación mediante R44 a R46 y C42, la cual proporciona una ganancia grande y lenta.

Para corregir sobretensiones de línea rápidamente, se utiliza un circuito diferenciador formado por R27, R28 y C22.Este circuito transmite a OPA2 los incrementos súbitos de E_c .

C)Limitador de tensión de motor en frenado EMLM.

Consta de OPA7 y OPA8.A la pata 2 de OPA8 llegan las siguientes señales: Tensión de motor EM (tarjeta MN-FDB-2A) por el borne 17, E_c y la tensión EB dada por el divisor formado por R81, R82 y VR81.En este amplificador, EM se compara con la diferencia E_c+EB .Cuando $EM > E_c+EB$, a la salida de OPA8 aparece la señal EMLM con signo negativo, cuyo valor aumentará conforme EM se haga más grande (lo que significa que hay sobretensión en los motores).

Esta información se envía a la tarjeta MN-OPC-9A donde se disminuye el patrón de corriente.De esta manera, el valor de EM

está limitado a Ec-EB, es decir, a un valor inferior al de la tensión de línea, evitándose así una posible autoexcitación a los motores.

Para mantener esta limitación únicamente durante el frenado, la señal BL2 (borne 15, tarjeta MN-LOG-7A) se hace cero en tracción y neutro. Así el transistor TR71 se bloquea (corta) y el voltaje colector-emisor, amplificado por OPA7, llega a OPA8 a través de R85. En este momento C71 se carga dado que el voltaje de salida de OPA8 es cero, la limitación EMLM se anula (en la entrada de OPA8 se tiene $-V_{OP7} - [E_N - (E_C - E_B)]$ y si resulta esta operación negativa, a la salida de OPA8 se tiene un voltaje positivo y D82 no conduce).

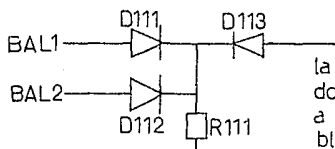
Al pasar a frenado, la señal BL2 se hace positiva y TR71 se satura, con lo cual el alto voltaje de salida de OPA7 se anula. Debido a que en el inicio del frenado la tensión de los motores es nula, se hace la simulación de ella mediante el voltaje de C71 para evitar que el ángulo de conducción del rectorador se haga muy grande y provoque picos de tensión en los motores.

Para mejorar la característica del limitador al inicio del frenado, el valor de referencia a partir del cual éste actúa se reduce alimentando a OPA8, a través de un diferenciador, un porcentaje de la suma de las corrientes de las fases 1 y 2. Al crecer estas corrientes, los diodos D131 y D132 conducen y este circuito queda fuera de servicio.

D) Circuito detector de desbalanceo de corrientes de fase PUD.

Consta de OPA9 a OPA12. Por los bornes 5 y 7 entran las corrientes de fase I1 e I2 (tarjeta MN-FDB-2A) y se comparan en OPA9 y OPA10, obteniéndose en sus salidas las señales BAL1 y BAL2, que se envían a la tarjeta MN-OPC-9A donde se reduce la corriente de fase de mayor valor.

La mayor de estas señales se alimenta a OPA11 donde es comparada con un valor de referencia dado por R113, R114 y R115.



la mayor de las dos señales conduce a su diodo y bloquea al otro.

fig. 36.4.

Cuando el desbalanceo es superior a dicha referencia (que exista mucha diferencia entre las corrientes de fases, lo que significa que BAL1 y BAL2 sean muy grandes) y, además tiene una duración mayor al tiempo de carga de C121 y la referencia dada por R123, R124 y R125, la salida de OPA12, PUD, se hace positiva. Esta señal se envía a la tarjeta MN-LOG-7A para mandar la apertura del circuito de potencia.

E) Detector de patinaje WSLM.

Se forma con OPA5 y OPA 6. Por el borne 13 entra la diferencia de tensión existente entre las ramas de motores. EM (tarjeta MN-FDB-2A) con signo negativo. En OPA5 se amplifica esta señal y en OPA6 se compara con el valor de referencia dado por R61 a R63 y M15. Cuando EM es superior a tal referencia (en la pata 2 tengo EM-Referencia), a la salida de OPA6 aparece la señal WSLM y se envía a la tarjeta MN-DPC-9A en la que se disminuye el patrón de corriente. Para asegurar la corrección de este desbalanceo en forma permanente, esta señal se temporiza (se mantiene durante cierto tiempo) por medio de C61, para que la señal exista un cierto tiempo después de que desaparezca el defecto.

2.-Tarjeta MN-ACC-1A.HJ 12867.

Aquí se calcula la aceleración del tren. Si esta es superior a 1.2 m/s^2 , se limita el patrón de corriente IPP (tarjeta MN-PAT-19A, circuito generador de los patrones de corriente y voltaje) por medio de IPPLM. El cálculo de esta aceleración se lleva mediante el funcionamiento de los siguientes circuitos:

A) Circuito para elaborar la señal de inicio de operación

ST1.

A los bornes 3 y 5 llega una señal senoidal cuya frecuencia es proporcional a la velocidad del tren (que se genera en un pequeño generador de a. c. acoplado a un motor del tren). Debido a los diodos zener DZ11 y DZ12, va a entrar al amplificador OPA1 una señal tal como la que se muestra en la fig. 37.4:

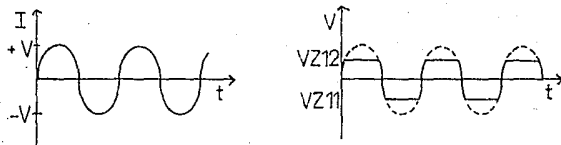


fig. 37.4.

Según la curva de comportamiento del diodo zener, fig. 38.4, al polarizarlo inversamente, se puede medir en sus terminales un voltaje V_z que es precisamente el que corta a la parte positiva de la onda senoidal en ese nivel. Entonces para el tramo A queda polarizado inversamente DZ12 y directamente DZ11, considerando la inversa para el semiciclo negativo de la onda senoidal.

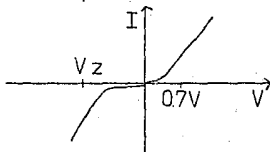


fig. 38.4.

Esta señal entra a OPA1 y a su salida se obtiene una señal cuadrada de la misma frecuencia (OPA1 se satura positiva y negativamente con los valores de la onda de entrada). Si la salida de OPA1 es positiva, D11 conduce, y TR11 se satura (conduce) y así TR12 se bloquea durante el tiempo t_a que tarda en cargarse el capacitor C22. Con la fig. 39.4:

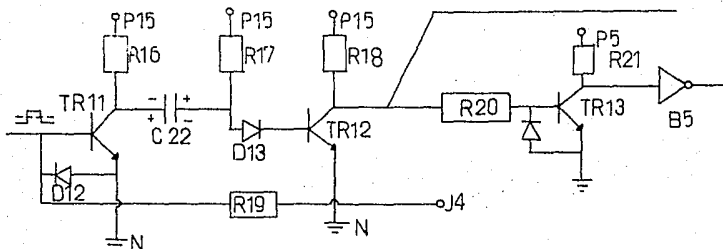


fig. 39.4.

Con la parte positiva de la onda cuadrada, TR11 se satura permitiendo que C22 se cargue con el voltaje de +15V y R17. Mientras C22 se carga, D13 no conduce hasta que la carga del mismo C22 permite que +15V sobrepase su voltaje de conducción por lo que TR12 permanece bloqueado durante el tiempo t_a ; y así TR13 permanece saturado también durante el tiempo t_a . Así a la entrada de B5 se tendrán cero V y su salida será, por ser inversor, de 5V. Esta salida será una señal de duración constante de t_a , frecuencia variable (que depende de la velocidad) y amplitud de 5V llamada TGP, que se utiliza como pulso de reloj en los flip-flop D5 (punto J de la siguiente figura).

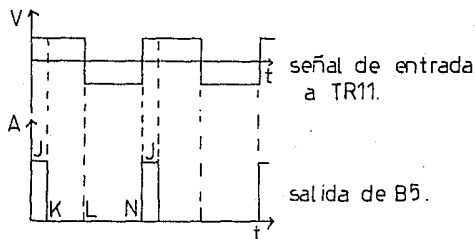


fig. 40.4.

Cuando termina de cargarse C22 el diodo D13 sigue conduciendo con +15V y R17, por lo que TR12 está ya saturado y corta a TR13, obteniendo cero V a la salida de B5 (punto K).

Al seguir presente la onda positiva de OPA1, TR11 continúa saturado, lo mismo que TR12 con TR13 bloqueado (punto L).

Cuando llega la parte negativa de la onda cuadrada, D11 no

conduce, por lo que C22 tratará de cargarse con el voltaje +15V y R16 para tomar una polaridad inversa a la anterior (la polaridad dibujada en la parte de abajo del circuito), TR12 continúa saturado con +15V y R17 y TR13 cortado, por lo que la salida de B5 continúa siendo cero V (punto N).

Al llegar de nuevo la parte positiva de la onda cuadrada, TR11 se satura e inmediatamente C22 se descarga de su polaridad anterior por el diodo D13 y el diodo emisor-base de TR11 (que está saturado) y también por el mismo diodo e-b de TR12 que aún está saturado, y comienza a cargarse con la polaridad primera (gracias a +15V y R17) por lo que TR12 se corta, saturando a TR13 y obteniendo 5V (1 lógico) a la salida de B5 (de nuevo el punto J).

Si la señal que entra por el borne 7, INLI (tarjeta MN-LOG-7A, control digital del estado del circuito de potencia) es igual con cero (interruptor HBI cerrado), el flip-flop D5 cambia de estado y la señal ST1 toma el valor de 1. Así en este momento los divisores de frecuencia C1, C2, C3 y C4 inician su funcionamiento; la frecuencia de entrada es A-1 (borne 9, tarjeta MN-DSG-3A, control de disparo de los tiristores) y las frecuencias de salida son B-1 a B-15. Los divisores de frecuencia C1 a C4 son contadores binarios M53293P (DM7493A) capaces de contar de 0 a 15 en número binario (4 bits). Así, la frecuencia de la salida B1 es 8 veces más grande que la frecuencia de B4. Al mismo tiempo, la salida de TR12 se envía a OPA6, donde se obtiene la señal de corriente directa VPS cuyo valor es directamente proporcional a la frecuencia de la señal de entrada. VPS se envía a la tarjeta HJ 12849 donde se obtiene la señal 20KD.

B) Circuito que elabora la señal de rearme del contador arriba-abajo (up-down) RT1.

Esta señal se obtiene a partir de las frecuencias obtenidas en los divisores de frecuencia antes mencionados. Su frecuencia es la de B-15 y su duración la de B-1. Así cada 1.17 seg el contador se rearma.

C) Circuito contador arriba-abajo (up-down).

Los divisores de frecuencia C1 a C4 son contadores binarios de 4 bits M53293P (DM7493A) de 0 a 15.

La señal TGP entra a este contador el cual, durante 0.565 seg cuenta hacia arriba y durante 0.565 seg cuenta hacia abajo (cuenta cuántos pulsos TGP entran mientras cuenta hacia arriba y cuántos entran mientras cuenta hacia abajo). El número de pulsos de TGP es proporcional a la velocidad. Entonces, al final de un ciclo la cantidad registrada es una velocidad diferencial medida durante un tiempo fijo lo cual implica una aceleración (dv/dt es la razón de cambio de la velocidad, que es la aceleración).

La dirección de conteo se determina por cuál de las entradas de conteo está pulsando, siempre que la otra entrada se mantenga en nivel alto. RT1 tiene la frecuencia de B15 y su pulso es alto la duración de E1. RT1 "limpia" a los contadores, es decir, pone en cero a las cuatro salidas simultáneamente.

En la salida B15, en la entrada 5 (count up) se mantiene un 1

y la entrada 4 (count down) cambia según lo hace TGP, entonces, cuenta desde cero hacia abajo el número de pulsos TGP que existen mientras B15=1. Luego, cuando B15=0, en la entrada 4 (count down) se mantiene un 1, y la entrada 5 (count up) estará cambiando conforme cambia TGP y así el contador contará hacia arriba a partir del último número que contó hacia abajo mientras la entrada 5 se mantenía en 1 y pulsaba la entrada 4. Al terminar el conteo hacia arriba, el número que registre el contador será una velocidad diferencial, que es la aceleración.

D) Circuito que elabora la señal que permite el funcionamiento de los registradores \overline{RINI} .

Esta señal es semejante al pulso RT2, el cual se elabora básicamente de la misma manera que RT1; su frecuencia es la de B-15 y su duración la de B-2. La existencia de \overline{RINI} está condicionada a la existencia simultánea de ST1=1, \overline{VPLM} =1 (VPP mayor que la salida del regulador automático de corriente), SPD=1 (velocidad comprendida entre 2 y 30 km/h). Estos registradores son flip-flop quad D (4 flip-flop D en un integrado).

E) Circuito que elabora la señal de rearme de los registradores RT3.

Esta señal se elabora cuando la señal $\overline{2KD}$ =1 (velocidad menor a 2 km/h); tiene la frecuencia de B-15 y la duración de B-9.

F) Circuito que elabora la señal SPD.

Cuando la velocidad del tren es igual a 2 km/h, la entrada D (pata 12) del flip-flop E5 (flip-flop D) se hace 1 y, después de un pulso de reloj, (determinado por B-15 y B-1), su salida se hace 1 y la señal $\overline{2KD}$ =0 y por lo tanto SPD=1 (la salida de E5 de arriba es cero mientras la velocidad esté entre 2 y 30 km/h).

Cuando la velocidad del tren alcanza los 30 km/h, la entrada D (pata 2) del flip-flop E5 se hace 1 y, después de un pulso del mismo reloj, su salida se hace 1 y la señal $\overline{30KD}$ =0. Así la señal SPD pasa a cero. Se emplea para la señal RINI.

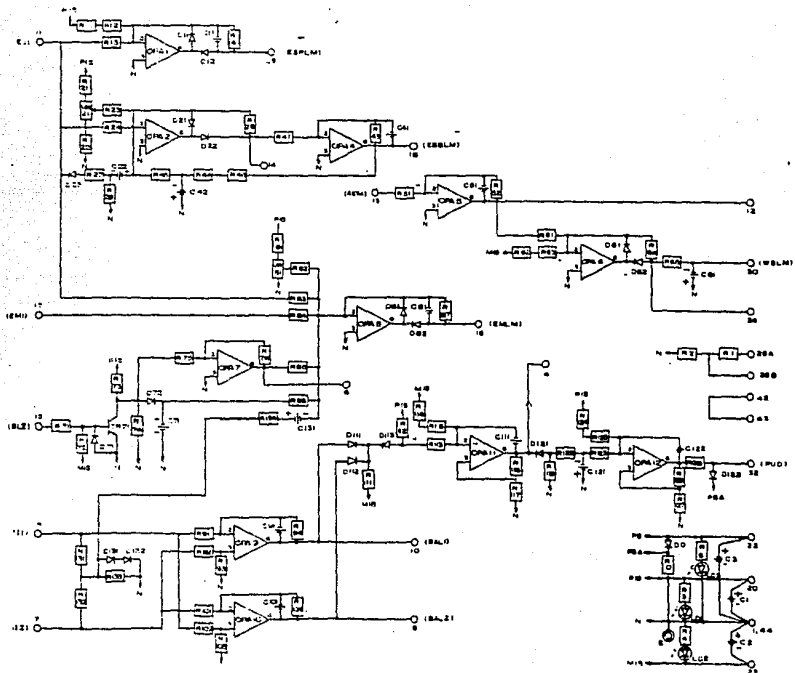
G) Circuito que determina la zona en que VPP es menor a IPACP.

Por el borne 29 entra la señal VPP, por el borne 19 la corriente del patrón del circuito regulador automático de corriente IPACR que proviene de las tarjetas HJ 12366 y MN-OPC-9A respectivamente. Cuando VPP se hace superior a IPACR la señal \overline{VPLM} vale 1. Se usa también para generar la señal RINI.

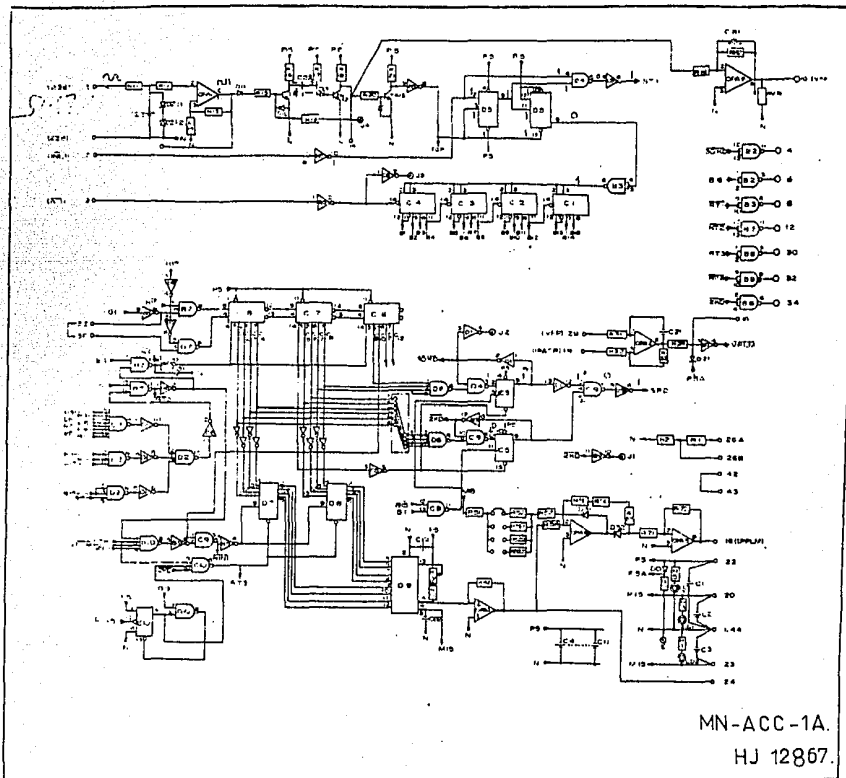
H) Circuito limitador de la aceleración.

La medida de la aceleración digital, entra al convertidor digital-analógico D9. Al voltaje de salida de éste se le invierte la polaridad por medio de OPAS. La medida de la aceleración analógica se compara con un valor de referencia en OPA4 (este valor de referencia representa el valor máximo que puede tomar la aceleración). Cuando la aceleración es superior a dicha referencia (1.2 m/seg²), la señal IPPLM (borne 16) aparece y aumenta de valor conforme la aceleración se incrementa. Está

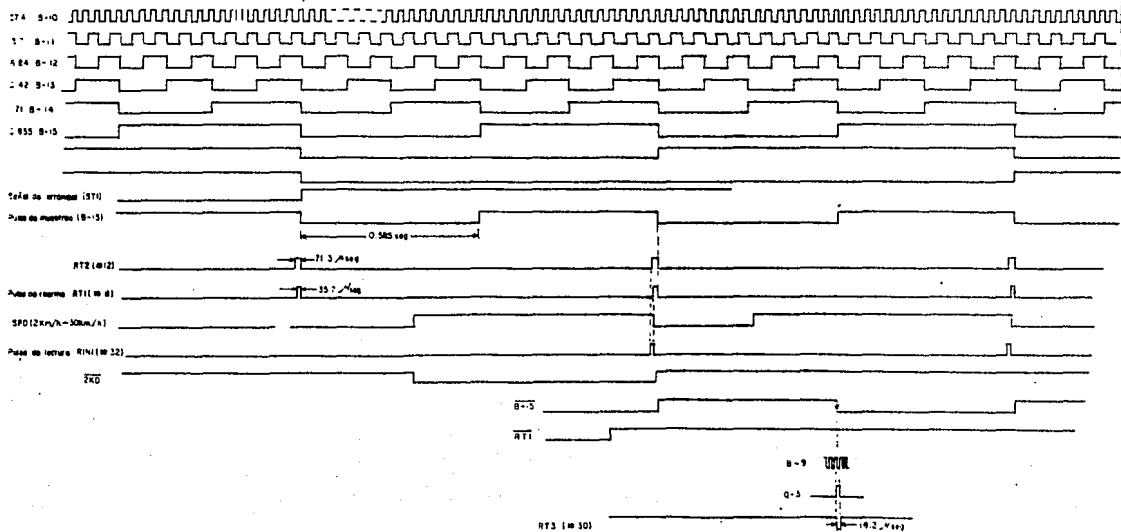
señal se envia a la tarjeta HJ 12866 donde se limita el patrón de corriente en tracción.



MN-LMT-2A.
HJ 12864.

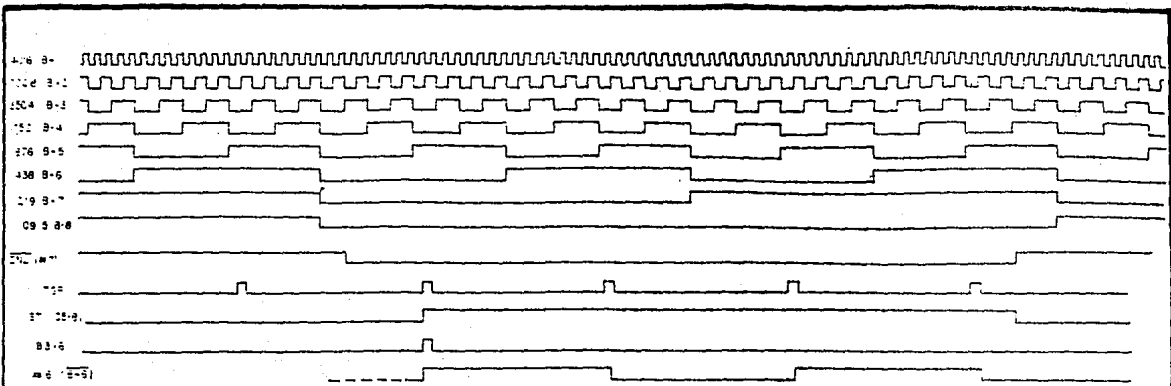


MN-ACC-1A.
HJ 12867.



Secuencia de pulsos de la tarjeta MN-ACC-1A.

HU 18598.



Secuencia de pulsos de la tarjeta MN-ACC-1A.

HU 18599.

4.5.10.-Tarjeta MN-DSG-3A.HJ 12874. (HU 18348 y HU 18349).
Control de Disparo de los Tiristores.

En esta tarjeta se encuentran los circuitos digitales que realizan las siguientes funciones:

1.-Elaboración de las diversas frecuencias a utilizar en el control del chopper.

2.-Elaboración de la frecuencia básica del chopper (219 Hz por fase) y defasamiento de 180° entre las señales de cada fase.

3.-Elaboración de los pulsos que permiten la generación de un diente de sierra.

4.-Generación de las señales que ayudan a la detección de los ángulos de conducción 0.97 y 0.99.

5.-Elaboración de los pulsos para el apagado y encendido del chopper.

1.-Elaboración de las diversas frecuencias a utilizar en el control del chopper.

Con el oscilador constituido por el oscilador de cuarzo XL (un oscilador de cuarzo casi no es afectado en su frecuencia de oscilación por la temperatura, además de que su oscilación es de las más estables) y el transistor TR21 se obtienen una frecuencia fija de 1.794048 MHz; esta señal se envía a los divisores de frecuencia 2A, 1A, 1B y 1C (que son contadores binarios iguales a los de la tarjeta anterior) a través de TR22, 6B y 3A. La frecuencia de las señales obtenidas son las siguientes:

A-5=448512 Hz	A=14016	F=438
A-4=224256 Hz	B= 7008	G=219 Hz
A-3=112128	C= 3504	H=109.5
A-2= 56064	D= 1752	I= 54.75
A-1= 28032	E= 876	J= 27.375

Con estas frecuencias se elaboran diversas señales que son necesarias para el control del chopper.

2.-Elaboración de la frecuencia básica de operación del chopper y defasamiento de 180° entre las señales de cada fase, STD1 y STD2.

En condiciones normales de operación, la señal \overline{KDT} , que llega al borne 41, es igual a 1 (proviene de un interruptor localizado en la cabina, que tiene dos posiciones: operación normal y pruebas a baja frecuencia, tarjeta MN-MRY-3A, relevadores de mercurio), por lo que las señales STD1 y STD2 están determinadas únicamente por las frecuencias E y F (después del inversor 5B existe un cero, que garantiza un uno a la salida de la compuerta nand 5C). Estas señales son defasadas 180° por la acción del circuito 7B (que es un flip-flop J-K), como se muestra en la siguiente figura:

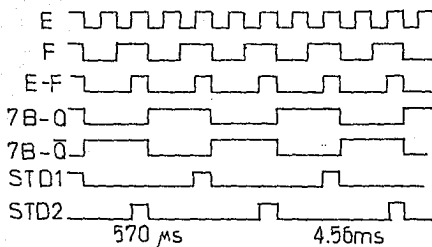


fig. 41.4.

Quando se realizan pruebas en baja frecuencia, la señal KDT es igual con cero, por lo que las señales STD1 y STD2 están determinadas por las frecuencias E, F, G, H, I y J, según la siguiente figura:

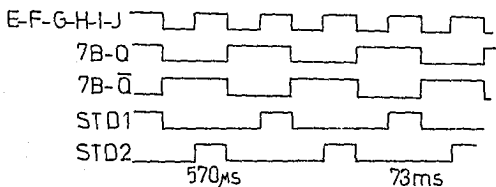


fig. 42.4.

3.-Elaboración de los pulsos que permiten la generación de un diente de sierra RST1 y RST2 (para la tarjeta MN-OPC-9A).

La elaboración de estos pulsos está determinada por las frecuencias A, B, C, D y de STD1 y STD2 dependiendo de la fase que se trate, como se muestra en la fig. 43.4. Estas señales salen por los bornes 24 y 28 hacia la tarjeta MN-OPC-9A:

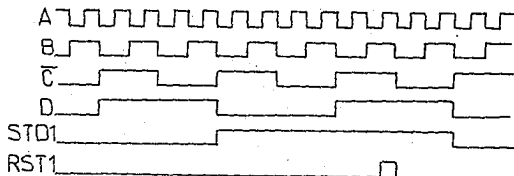


fig. 43.4.

Checar que A, B, \bar{C} y D entran negados a 8B, por lo que STD1 determina entonces el pulso de 8B con su misma frecuencia, que es la frecuencia del diente de sierra, la del chopper. RST2 es RST1 defasado 180° .

4.-Generación de los pulsos que ayudan a la detección de los ángulos de conducción 0.97 y 0.99: T97 y T99.
 En la fig. 44.4 se muestra la secuencia de pulsos que los determinan:

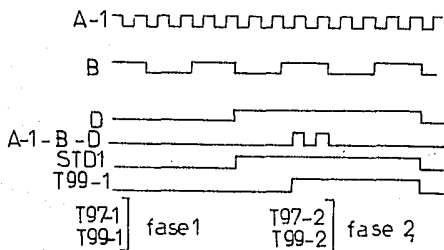


fig. 44.4.

5.-Elaboración de los pulsos para el encendido y el apagado del chopper.

A)Elaboración de la señal que determina la zona en la que se permite la aplicación de pulsos a la compuerta de los tiristores principales ENGI.

En la siguiente figura se muestra la secuencia de los pulsos que los determinan:

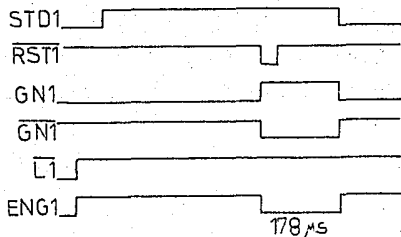


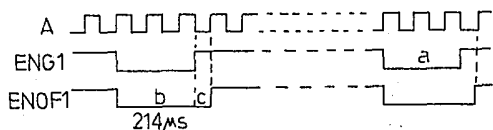
fig. 45.4.

En la figura anterior se observa que una vez que los interruptores están cerrados, $L1=0$ y $L2=0$, bornes 29 y 27 (tarjeta MN-LOG-7A, control digital del estado del circuito de potencia). Para $ENG1=1$ se permite el paso de los pulsos de encendido del tiristor principal, para $ENG1=0$ se prohíbe el paso de los pulsos.

La razón por la que no pueden generarse los pulsos para encender a los tiristores principales mientras $ENG1=0$, es porque durante este tiempo el pulso $RST1$ (para generar el diente de sierra) es igual con cero, y ello implica que en ese momento apenas va a empezar a generarse el diente de sierra y es hasta entonces que se comanda el encendido del chopper, ya que el diente de sierra representa el ángulo de conducción que debe tenerse de acuerdo a la corriente demandada en los motores (revisar tarjeta MN-OPC-9A).

B) Elaboración de la señal que determina la zona en la que se permite la aplicación de los pulsos a la compuerta de los tiristores principales y auxiliares ENOF.

En la siguiente figura se muestra la secuencia de los pulsos que la determinan:



a zona prohibida sólo para el principal.

bc para el principal y el auxiliar.

c sólo para el auxiliar.

fig. 46.4.

Cuando la señal $ENOF=1$, se permite el encendido de los tiristores principales y auxiliares.

C) Elaboración de los pulsos de apagado del chopper $\overline{GOF1}$ (pulsos al tiristor auxiliar).

Cuando la señal $ENOF$ es igual con 1, el pulso de apagado se produce si se cumple cualquiera de las siguientes condiciones:

-cuando en el borne 13, la señal $\overline{CHOFF}=1$ (tarjeta MN-LOG-8A, control del mando de apertura de interruptores).

-cuando en el borne 21, $TON1=0$ (tarjeta MN-OPC-9A, control del ángulo de conducción).

-cuando en el borne 15, $\overline{TONF}=0$ (tarjeta MN-LOG-7A, Control digital del estado del circuito de potencia. Permite que el ángulo de conducción crezca a valores superiores a 0.97).

En la fig. 47.4 se muestra la secuencia de los pulsos que la determinan para las diferentes condiciones que se presenten:

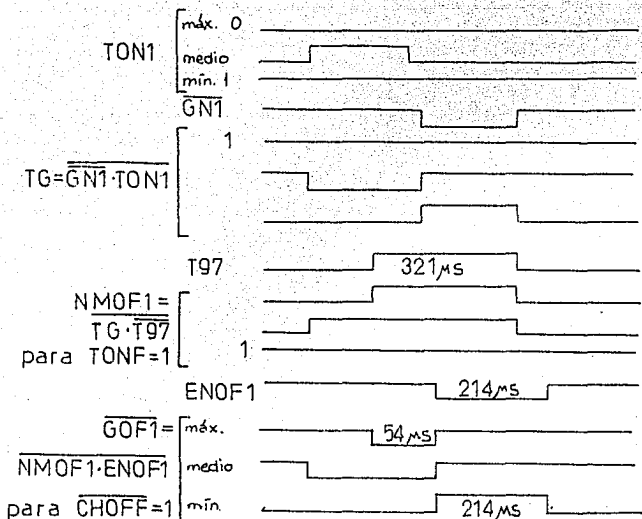


fig. 47.4.

TON1 y TON2 son equivalentes al tiempo de conducción t_c , entonces éstos determinan los pulsos de encendido y apagado del chopper. Cuando TON1=1, se puede encender al tiristor principal, cuando cambia a cero, se manda un último pulso al tiristor principal y se enciende al auxiliar para apagar el chopper.

D) Elaboración de la señal que permite la generación de los pulsos de encendido del tiristor principal GON1.

Esta señal se elabora a partir de las señales ENG1 y GOF1. Cuando el estado de GON1 es cero, se elaboran los pulsos de encendido HG1 y de disparo continuo al tiristor principal. El primero es un pulso de 100 µseg, mientras que el segundo es un tren de pulsos que existe hasta que la señal GON1 cambia de estado. Estas señales se aplican a las compuertas de los tiristores principales. En la fig. 48.4 se muestra la secuencia de los pulsos que las determinan para los diferentes casos que se presentan:

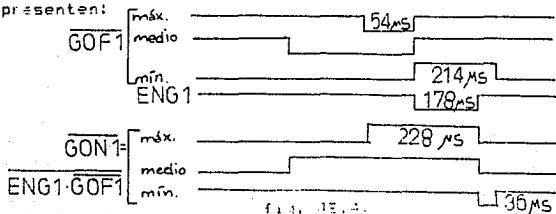


fig. 48.4.

HGI es el pulso de encendido principal y ONC es un tren de pulsos que garantiza el encendido del tiristor para evitar que se apague si la corriente por él es inferior a la de mantenimiento.

Elaboración de la señal para la generación de los pulsos de disparo continuo $\overline{\text{ONC}}$.

La señal $\overline{\text{ONC}}$ se elabora a partir de las frecuencias A-3, A-2 y A-1. Mediante esta señal se obtiene el tren de pulsos que se menciona en el apartado anterior.

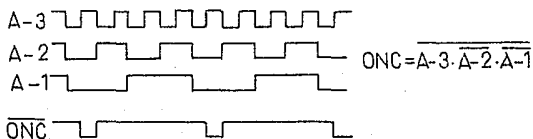
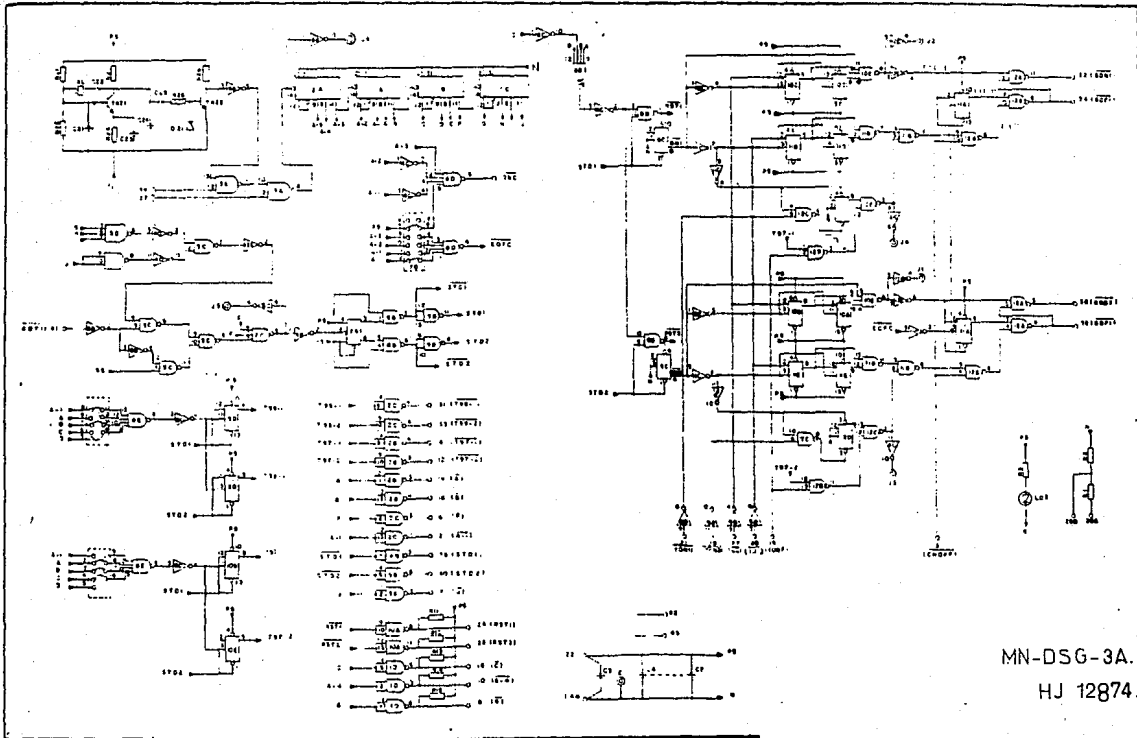
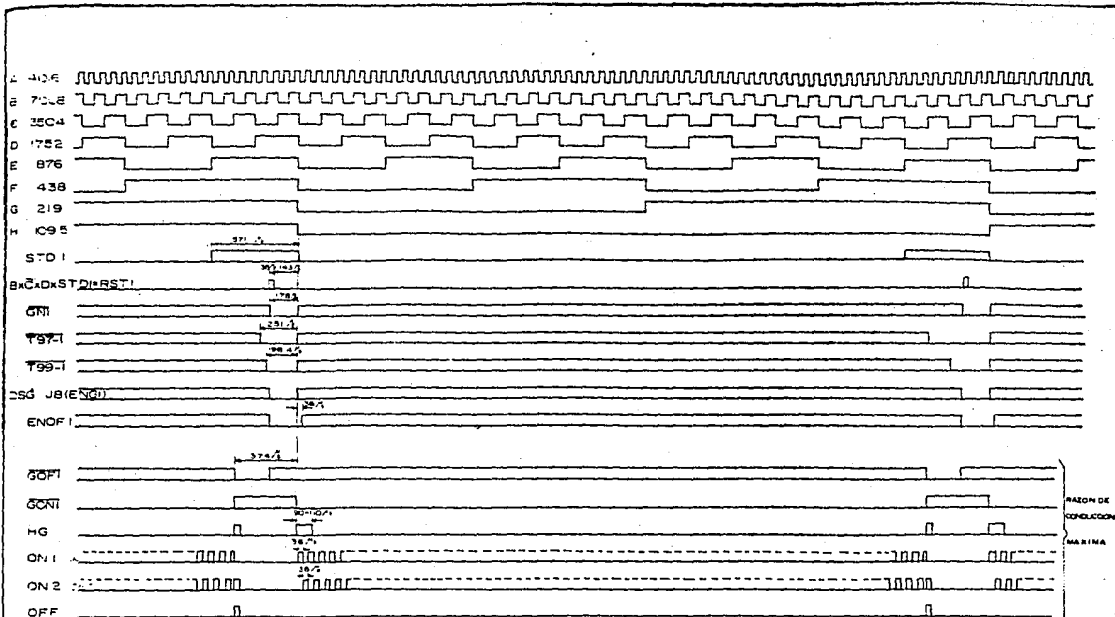


fig. 49.4.

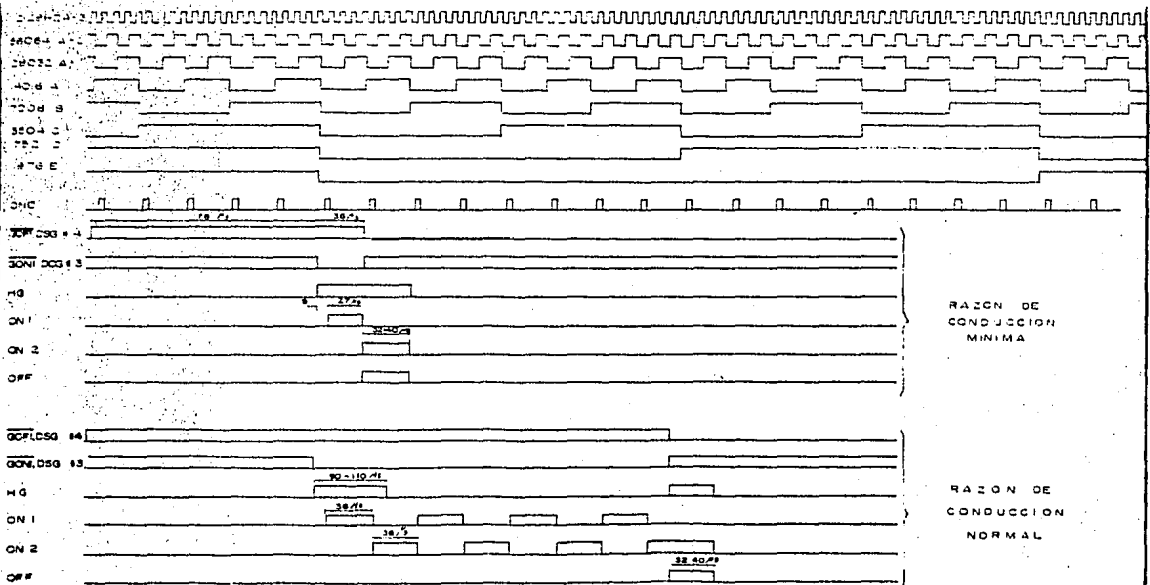


MN-DSG-3A.
HJ 12874.



Secuencia de pulsos de la tarjeta MN-DSG-3A.

HU 18368.



RAZON DE CONDUCCION MINIMA

RAZON DE CONDUCCION NORMAL

Secuencia de pulsos de la tarjeta MN-DSG-3A.

4.5.11.-Tarjeta MN-DGC-5A.HJ 12875.Elaboración del Pulso de Disparo de los Tiristores.

En esta tarjeta se elaboran las siguientes señales: HG1, ON11, ON12, OFF1, TOND y TONMAX.

1.-Elaboración de los pulsos que permiten el apagado de los tiristores principales OFF1, ON12 y HG1.

Estos pulsos son los que se aplican a los tiristores auxiliares para apagar a los principales. Dependen de la señal GOF1. Por los bornes 31, 29, 33 y 9 entran las señales GON1, ONC, GOF1 y A-4 respectivamente, provenientes de la tarjeta anterior.

Por medio de las señales GOF1 y A-4 se elabora la señal OFF1, tal como se muestra en la siguiente figura:

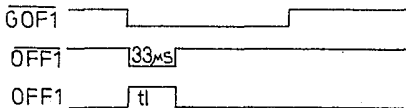


fig. 50.4.

Cuando GOF1 cambia de 0 a 1 (que implica que se debe apagar el chopper), la entrada 5 de 4C (que es un multivibrador estable M53321 (SC74121P)) cambia de 0 a 1, lo que provoca un pulso (un 1) de duración t1 (determinado por la constante de tiempo de C22 y la resistencia interna de 4C, 2 kΩ) en su salida 6. Así, existe un uno durante t1 en esta salida. En la salida 1 se tiene el complemento de la 6, es decir, en esta se tiene un cero durante t1, lo que permite que 3C pueda contar durante este mismo tiempo (3C es un contador binario igual a los tratados anteriormente). Entonces, en su salida 11 (QD) se va a tener un cero, y así por medio de 3E, la señal W permanecerá con un valor igual con 1, por lo que OFF1 será 1 durante t1. Este pulso, OFF1=1, es el que se aplica a la puerta del tiristor auxiliar para apagar al chopper:

salida 11 (QD):	salida 12 (QA):	W:	salida 6 (Q):	OFF1:
0	0	1	1	1
0	1	1	1	1
0	0	1	1	1
0	1	1	0	0

OFF1=1 durante t1

Durante el tiempo en que la señal OFF1 es 1, el estado de las señales ON12 y HG1 es 1. Esto significa que cuando se ordena el apagado del tiristor auxiliar (OFF1=1) se manda un último pulso de encendido al tiristor principal para garantizar el encendido (HG1=1 y ON12=1).

Lo anterior se realiza a fin de asegurar que el área de conducción del tiristor principal sea la adecuada para soportar la corriente de descarga del condensador de bloqueo.

Los circuitos 4C y 4B son multivibradores de un tiro monoestables, que trabajan de la siguiente manera:

Mientras las entradas 3 y 4 del chip se mantengan en nivel bajo (cero), la salida 1 estará en nivel alto (uno) mientras la entrada 5 (señal GOF1) se mantenga en cero o uno, pero cuando ésta última señal hace el cambio de cero a uno, la salida 1 será cero durante el tiempo que determine el circuito RC (R=2 k Ω y C externo).

Los circuitos 3C y 3B son contadores binarios como los utilizados anteriormente.

2.-Elaboración de los pulsos que se aplican a la compuerta del tiristor principal HG1 y ON11.

Estos pulsos son para encender al tiristor principal, para encender el chopper.

Mediante las señales $\overline{\text{GON1}}$, $\overline{\text{ONC}}$ y cuando la señal $\overline{\text{GOF1}}$ es 1, se elaboran las señales HG1, ON11 y ON12 como se muestra en la siguiente figura:

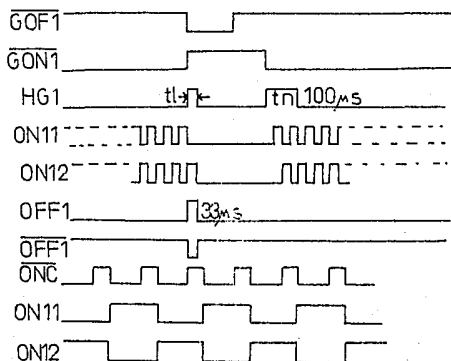


fig. 51.4.

Si se resume la utilización de las señales anteriores se tiene:

-mientras $\text{ENG1}=1$ se permite encender al tiristor principal para encender al chopper: $\text{HG1}=1$ y $\text{ON11}=1$.

$\text{ENG1}=0$ se prohíbe encender al tiristor principal con la finalidad de apagar el chopper: $\text{HG1}=0$ y $\text{ON11}=0$. Implica $\overline{\text{GON1}}=1$

que significa prohibido encender tiristor principal.
 -mientras ENOF=1 se permite encender al tiristor auxiliar enviando un último al principal: HG1=1, ON12=1, OFF1=1. Si se presentan CHOFF=0, TON1=0 o TONF=0 se envía a apagar al chopper.
 ENOF=0 se prohíbe encender al tiristor principal y auxiliar. Implica GOF1=1, que significa que se prohíbe encender a estos tiristores.

Así, para encender y mantener encendido al chopper, se envía un pulso HG1 al tiristor principal junto con un tren de pulsos ON11 mientras GONI=0 y GOF1=1. Para apagar al chopper, se envía un último pulso HG1 junto con un pulso ON12 al tiristor principal y un pulso OFF1 al auxiliar mientras GONI=1 y GOF1=0.

Durante GONI=0, GOF1=0 solo se envían pulsos de encendido al tiristor principal (HG1 y ON11). Si GOF1 cambia de 1 a 0, durante t1 se envía un pulso OFF1 al tiristor auxiliar y un último al principal (HG1 y ON12) y en consecuencia GONI cambia a 1 y no se pueden enviar pulsos al principal. Cuando GONI cambia de 1 a 0, se envía un pulso HG de 100 μ seg al principal junto con el tren de pulsos ON11 al principal para encender al chopper. Previamente GOF1 cambió de 0 a 1:

GOF1	GONI	ONC	OFF1	HG1	Q1	Q2	ON11	ON12
1	0		1	0	1	0	0	1
salta a 0	1		0	1	0	1	1	0
0	1		durante t1	0	1	1	1	1
!	1		1	0	0	1	1	0
!	salta a 0		1	1	1	0	0	1
!	0		1	0	0	1	1	0

tn=100 μ seg, tiempo determinado por RC de 4E.

El pulso HG1 se utiliza para encender al tiristor principal y los pulsos ON11 y ON12 aseguran el encendido de dicho tiristor durante la fase de conducción.

Los componentes 1E son flip-flop J-K M53307 (SC74107P).

Todas las señales anteriores se inhiben, cuando la señal GPLK=0 (tarjeta MN-DC-14A, detección de sobretensiones). Esto sucede cuando la tensión de 5V se hace inferior a 4.5V o cuando la tensión de 15V no se ha estabilizado.

3.-Determinación de la razón de conducción de 0.97 y 0.99, TOND y TONMAX.

Quando simultáneamente las señales T-97 y OFF valen 1, la señal TOND=1 (5E es un flip-flop D). TOND permite que el ángulo de conducción alcance valores superiores a 0.97, según la siguiente figura:



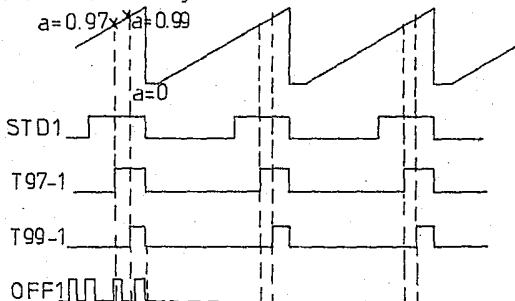
Fig. 32.4.

De la misma forma, cuando las señales T-99 y OFF toman el valor de 1, TONMAX=1 y se ordena el puenteo del chopper:



fig. 53.4.

TOND y TONMAX únicamente existen durante la fase de tracción (INLI=0, tarjeta MN-LOG-7A). Lo anterior se puede ver fácilmente si se dibujan las señales en discusión:



OFF puede estar en cualquiera de las posiciones mostradas (dependiendo de TON) y si coincide con el pulso de T-97, se detecta que TON (tiempo de conducción t_c) tiene ya un ángulo de conducción de 0.97 y TOND=1. Igualmente, para TONMAX, al alcanzarse el ángulo de conducción de 0.99, es porque OFF coincide con el pulso de T-99 y TONMAX=1.

fig. 54.4.

Se aclara que HG2, ON22, OFF2, T99-2 y T97-2 son para la fase 2, y el funcionamiento de los circuitos para tal es idéntico a los descritos para la fase 1.

4.5.12.-Tarjetas (2) MN-6A-5A.HU 18147.Amplificadores de Pulsos de Disparo de los Tiristores.

En esta tarjeta se encuentran los circuitos que aumentan la amplitud de los pulsos que se aplican a las compuertas de los tiristores principales y auxiliares, es decir, de los pulsos ON11, ON12 y OFF.

1.-Funcionamiento de los circuitos que amplifican los pulsos que permiten el encendido de los tiristores principales MCRF.Amplificador de los pulsos ON11 y ON12.

Se describe su funcionamiento como sigue:

Al aparecer un pulso en el borne 13, el transistor TR11 se satura; dado que este transistor funciona como "emisor seguidor", la señal de su base se transmite hacia la base del transistor TR12 a través de los diodos D12, D13 y D14, provocando que éste conduzca. El colector de este transistor se encuentra conectado al primario de un transformador y el secundario de este a la compuerta del tiristor principal. Cuando TR12 conduce, se induce un impulso en el secundario del transformador poniendo en conducción al tiristor principal MCRF.

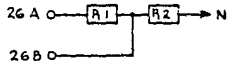
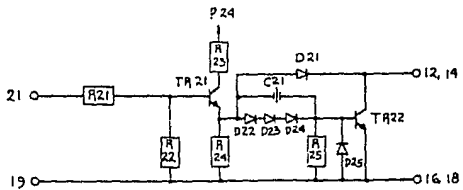
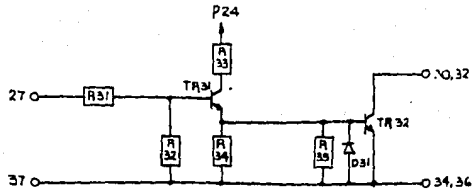
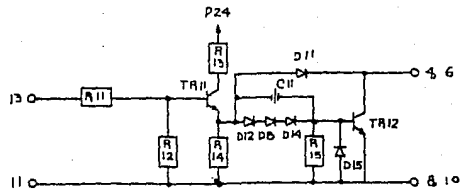
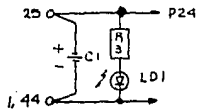
Durante el tiempo de conducción del tiristor principal es necesario aplicar la señal de encendido a una frecuencia determinada, debido a que la corriente que circula por éste es variable y algunas veces inferior a la corriente de mantenimiento. Esto se logra aplicando a la base de TR11 un tren de pulsos (ON11 u ON12), por lo que éste y TR12 deben funcionar a alta frecuencia. Como TR12 es un transistor de potencia, debe implementarse para que trabaje adecuadamente. El diodo D11 mantiene el voltaje de colector de TR12 a un valor superior al de saturación cuando éste está encendido. Esto lo realiza derivando una parte de la corriente que circula a través de los diodos D12, D13 y D14 hacia el colector; C11 reduce el tiempo de almacenamiento de los portadores minoritarios de la base del transistor.

Para evitar el encendido del tiristor por señales parásitas se conectan a la base de TR12 los diodos D12, D13 y D14 para aumentar el nivel de voltaje de encendido necesario del transistor (ante un cambio brusco de voltaje, el capacitor funciona como corto circuito y se acelera el tiempo de respuesta).

El circuito formado por TR21 y TR22 funciona en forma idéntica al anterior, y comanda el encendido de otro tiristor principal.

2.-Funcionamiento del amplificador de pulsos de encendido del tiristor auxiliar ACRF.Amplificador de los pulsos OFF.

La configuración de este circuito en su estructura básica es igual a la del amplificador anterior. La diferencia entre ellos se debe a que el tiristor comandado por este amplificador no necesita un disparo continuo, por lo que no se requieren los elementos que incrementan la velocidad del switched del transistor de potencia del circuito anterior.

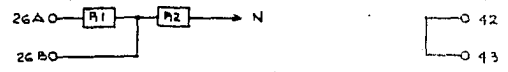
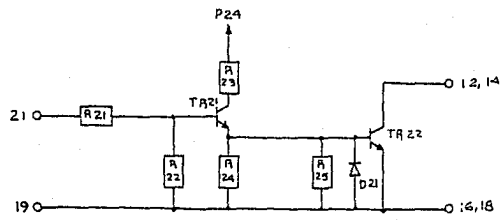
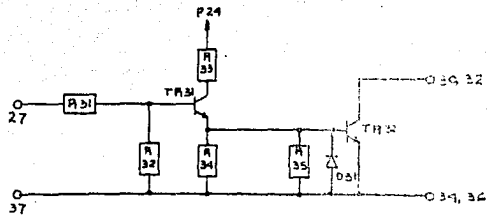
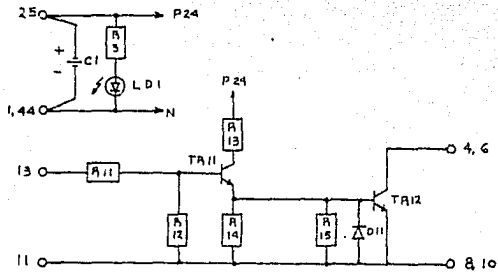


MN-GA-5A.
HU 18147.

4.5.13.-Tarjeta MN-GA-6A.HU 18148.Amplificadores de Pulsos de Disparo de los Tiristores.

En esta tarjeta se encuentran los circuitos que amplifican el pulso de encendido inicial HG.También se encuentra el circuito amplificador de pulsos de encendido del tiristor de sobretensión de línea OVCRF.

El funcionamiento de los amplificadores de esta tarjeta es idéntico al descrito para el amplificador de pulsos de encendido del tiristor auxiliar ACRF.



MN-GA-5A.
HU 18148.

4.5.14.-Tarjetas HU 00690 y HU 13995.
Circuitos Esquemáticos de Potencia.

Con referencia a la siguiente figura, se describe el comportamiento del circuito:

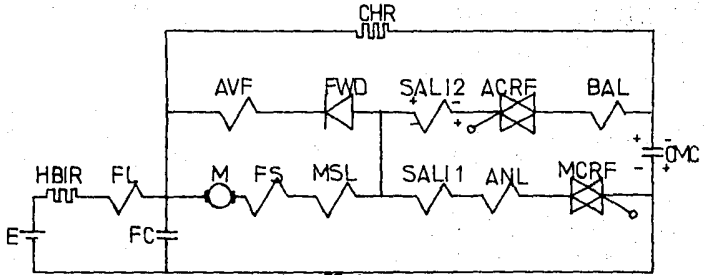


fig. 55.4

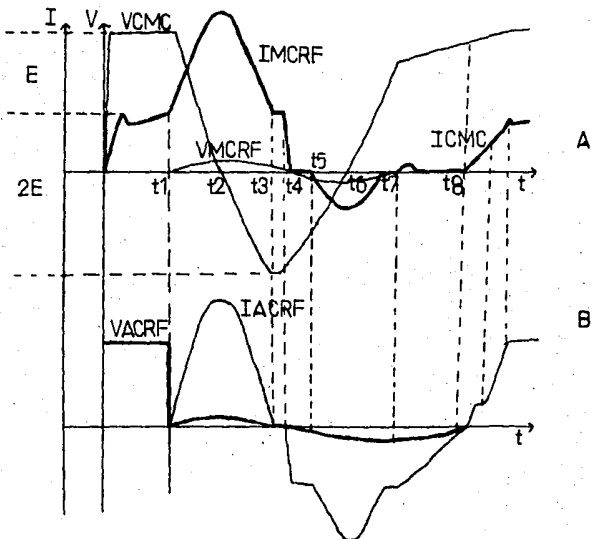


fig. 56.4.

En el instante $t=0$ se encienden los tiristores MCRF y la corriente I_m circula por los motores. Después del lapso $t=t_1$, se debe interrumpir la corriente I_m . En este instante se encienden los tiristores ACRF y la carga que previamente se había almacenado en el condensador CMC2, a través de la resistencia CHR, se suma a la corriente que en ese momento circula por MCRF (por el tiristor de ACRF y por el tiristor de MCRF) como en la fig. 56.4 a. En t_2 la tensión del capacitor se anula y empieza a cambiar de polaridad (polaridad de la derecha). En este momento la corriente es máxima y empieza a decrecer (la polaridad del capacitor queda inversa al tiristor de ACRF).

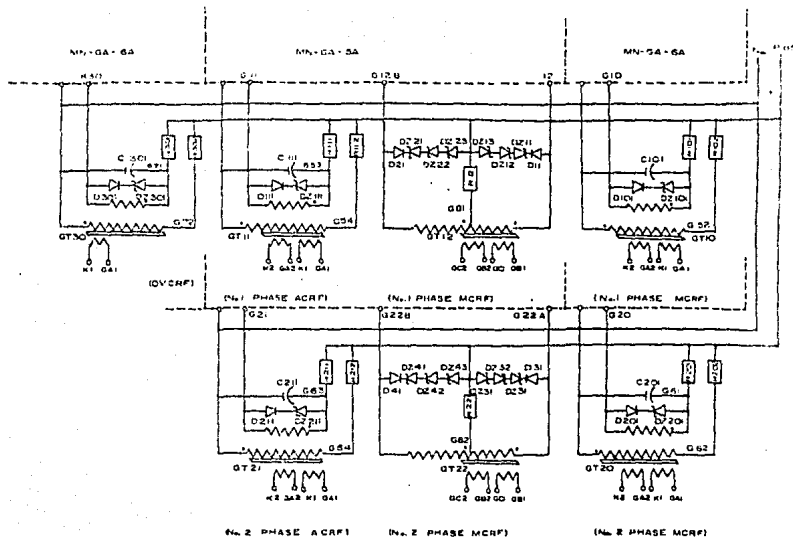
En el instante t_3 la corriente del tiristor ACRF se anula y el voltaje en el capacitor es máximo según la nueva polaridad. En la fig. 56.4 se observa que del instante t_3 al t_4 la corriente que circula por ACRF es nula y en MCRF es constante, igual a I_m . Este intervalo representa el tiempo necesario para que la reactancia SAL12 se sature en sentido inverso.

En t_4 , puesto que MCRF tiene aplicado un voltaje inverso junto con el nuevo voltaje de CMC, y como SAL12 se ha saturado ya, la corriente I_m que circulaba en el tiristor principal se anula y circula ahora, abruptamente, por el tiristor auxiliar (por su diodo, SAL12 conduce una corriente por CMC contraria a I_m , además el voltaje de CMC es el mismo de la fuente y al existir cero diferencia de potencial en las terminales de MCRF, la corriente es cero).

De t_4 a t_5 la corriente por MCRF es nula y en ACRF es constante (la polaridad de SAL11 no permitía que circulara corriente por ella y por CMC). Este intervalo representa el tiempo necesario para que la reactancia SAL11 se sature en sentido inverso. A partir de t_4 el capacitor empieza a descargarse permitiendo la circulación de una corriente inversa a través de los tiristores (por sus partes de diodo). En t_6 se invierte nuevamente la tensión del condensador estableciéndose la polaridad original.

En t_7 la corriente por MCRF se anula, en ACRF tiene un valor de I_m a partir del cual disminuye, hasta anularse, cuando el condensador se encuentra totalmente cargado (t_8). El voltaje queda inverso a su diodo, pero no puede descargarse por su tiristor porque no se ha disparado. En este momento la corriente de los tiristores se ha anulado por completo.

En la segunda tarjeta se muestran los transformadores que van acoplados a los circuitos de las tarjetas MN-GA-5A y 6A, y en la primera cómo se conectan los secundarios de estos transformadores a las puertas de los tiristores, además del amplificador de pulsos del interruptor OVCRF (sobretensión de línea). Se utilizan transformadores como medio de aislamiento (aislamiento galvánico) para separar la alta tensión del circuito de potencia (tiristores) de la baja tensión de la lógica. Se presenta también el amplificador de pulsos del interruptor OVCRF (sobretensión de línea, pulso que se genera en una tarjeta posterior) y el detalle del diodo AFWD.



4.5.15.-Tarjeta MN-LOG-7A.HJ 12871.Control Digital del Estado del Circuito de Potencia.

En este circuito se detectan las siguientes señales:

1.-Señal IDTBDF.

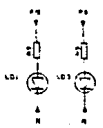
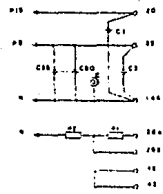
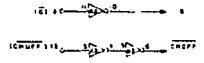
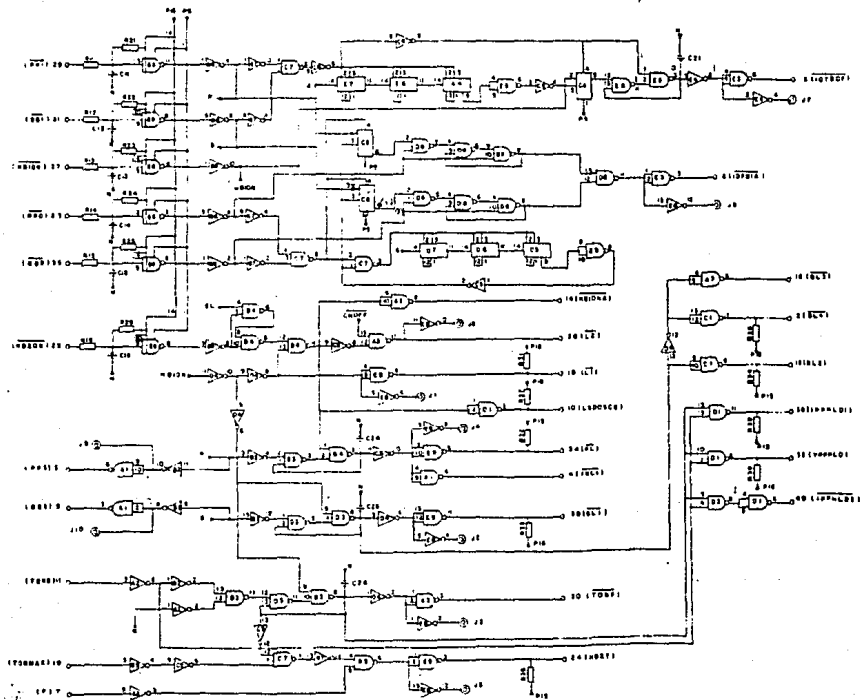
Al ordenarse un grado de tracción, la señal PP0 (tarjeta MN-MRY-3A, relevadores de mercurio) entra por el borne 33 con un valor igual con cero. Si el conmutador tracción-frenado TF se encuentra en tracción, por el borne 29 entra la señal PPI (misma tarjeta) con un valor igual con cero. Los circuitos integrados B6 y B9, son compuertas P81330, cuya salida será igual a la entrada.

Si se ordena algún grado de frenado, BBO es igual con cero (borne 35, misma tarjeta) y si el conmutador tracción-frenado está en la posición de frenado, BBI es igual con cero (borne 31, misma tarjeta). Al mandarse un grado de tracción o de frenado, si después de 2.3 seg el interruptor HBI no cierra, la señal HBION (borne 27, misma tarjeta) toma el valor de 1 (mientras HBI está cerrado, HBION=0), y si después de 2.3 seg este mismo interruptor aún no cierra, la señal IDTBDF=0. Por ejemplo, para la tracción, PPI=0 (TF en tracción), E7 (contador binario 4 bits) cuenta a la frecuencia proporcionada por G (219 Hz). Si la salida 11 (9D) es la que se utiliza como pulso de conteo para E6, tiene una frecuencia de 13.6875 Hz por lo que la salida 11 de E6 tiene una frecuencia 0.8554 Hz. Igual, para la salida 11 de A4, se tiene entonces una frecuencia de 0.2138 Hz (cuyo periodo T es entonces de 4.675 seg). Así aparece un 1 en la salida 11 de A4 a los 2.3 seg de haber iniciado el conteo, lo que hace que IDTBDF cambie a 0 2.3 seg después de presentarse la falla en HBI.

Cuando se ordena algún grado de tracción o de frenado, si después de 2.3 seg el conmutador no se encuentra en la posición correcta, la señal IDPBIA es igual con cero, con lo que se señaliza esta falla. Si tomamos también como ejemplo el de tracción, PP0=0 y si el conmutador tracción-frenado falla, PPI=1, por lo que P=0. Como se está en tracción, BBI=1 y BBO=1, lo que implica B=0 y a la salida 6 de C9 y C8 se tiene un 1 después de 2.3 seg (debido a que los pulsos de reloj de C9 y C8 están proporcionados por D7, D6 y D5, siguiendo el mismo análisis anterior) que conduce al hecho de que IDPBIA sea cero luego de 2.3 seg de presentarse la falla en el conmutador TF. Esta señalización permanece durante toda la fase de tracción o frenado aún cuando la falla desaparezca.

En la siguiente tabla se muestran las detecciones restantes que se señalizan en esta tarjeta y la descripción de las funciones obtenidas:

Entrada.	Borne.	Salida.	Borne.	Descripción.
TOND=1	11	TONF=0	30	Permite el crecimiento del ángulo de conducción a valores superiores a 0.97.
		VPPHLD2=1	32	Mantenimiento de VPP hasta el término de la fase de tracción.
		IPPHLD2=0	40	Disminución de IPP para preparar el puenteo del chopper (al alcanzarse 0.97).
		IPPHLD1=1	38	Mantenimiento de IPP hasta el término de la fase de tracción (para la tarjeta HJ 12866, mientras IPPHLD1=1, TR41 está saturado y permite que la salida de OPA4 pase por el borne 36-19 aunque éste se abra, garantizando su paso durante toda la tracción).
TONMAX=1	19	HB2T=tren de pulsos F=438 Hz.	24	Mando de energización de HB2 para puenteo el chopper (mientras TONMAX=1).
PP1=0	29	PL=0	34	Indicación del estado tracción.
		INL=0	4	
		PP5=1	3	
BB1=0 y	31	BL1=0	36	HB1 cerrado en frenado.
HB1ON=0	27	BL2=1	12	
		BL3=0	16	
		BL4=0	2	
BB1=0	31	BB5=1	5	Indicación del estado de frenado.
HB1ON=1	27	LGDDCSG=1	10	Inhibición del detector de cortocircuito de la línea.
		L1=1	18	HB1 cerrado.
HB2ON=0	25			
HB1ON=0	27	L2=1	28	Impide el encendido de los tiristores principales.
BB1=1	31			
CHOFF=0	13			Implica los mismos resultados que el anterior.



MN-LOG-7A.
HJ 12871.

4.5.16.-Tarjetas MN-DC-15A, HJ 12667 y MN-LOG-9A, HJ 12670.
Circuitos de Detección y Mando de Señalización
de Sobrecorrientes.

1.-Tarjeta MN-DC-15A.HJ 12667.

Esta tarjeta contiene circuitos detectores de nivel de diversas señales. Su funcionamiento es el siguiente:

A) Detector de sobrecorriente motor.

Consta principalmente de OPA1 y OPA13. Por el borne 27, proveniente de la tarjeta MN-FDR-2A (acoplador de impedancias), llega la señal de corriente de motor máxima IM_{max} , la cual después de pasar por el seguidor de tensión OPA13, se compara contra un nivel de referencia (IM_{max} permitida) en OPA1. Cuando IM_{max} alcanza un valor superior al de la referencia, la salida de OPA1, INOCD, cambia de estado tomando un valor positivo y al conducir el diodo D11, se tienen 5V a la salida (INOCD=1 lógico). Al rebasar IM_{max} dicho valor de referencia, se considera que existe una sobrecorriente en los motores y la señal de salida de OPA1 es enviada a la tarjeta MN-LOG-9A donde se elabora la orden para la apertura del circuito de potencia.

Las resistencias R15 y R16 permiten que el circuito funcione con histéresis, la cual tiene por objeto evitar que el circuito oscile cuando la corriente de los motores tenga un valor cercano a la referencia.

Como la señal INOCD se envía a un circuito digital que admite como valor máximo de tensión de entrada 5V, la tensión de esta señal se limita a dicho valor por medio de R17, D11 y 5V (cuando la salida de OPA1 es positiva, D11 conduce y se tienen en el borne 40 5V).

Los circuitos formados por los amplificadores operacionales OPAS, OPAS, OPAS, OPA10, OPA14 y OPA15 funcionan en forma similar al circuito descrito anteriormente, ya que al sobrepasar la señal de entrada el nivel de referencia de cada uno, la salida cambia de estado.

En la siguiente tabla se muestran las características de entrada y salida de dichos circuitos:

Entrada	Borne.	OPA.	Nombre.	Nombre.	Descripción.	Borne.	Función.
3	2	IS	ISOCD	Detecta sobreco-	6	Apertura del circuito	
				rriente de		de potencia.	
				línea.			
5, 7	3	I1, I2	IFHOCD	Detecta sobreco-	10	Apertura del circuito	
				rriente de fase.		de potencia.	
21	6	IS	ISDFD	Detecta corrien-	24	Igual al anterior.	
				te diferencial			
				de línea.			
27	10, 13	INmax	CDL1	Detecta corrien-		Igual al anterior.	
			CD1	te motor.			
29	15	VSP	20KD		38	Detección de 20 Km/h.	
27	13, 1	INmax	IMCCD	Detecta sobreco-	40	Apertura del circuito	
				rriente motor.		de potencia.	
25	4	PSGL2	IPSGD1	Detecta zonas N	30	Transmite la infor-	
				o F de la señal		mación a la lógica.	
				P.			
25	5	PSGL2	IPSGD2	Detecta zonas N	28	Igual al anterior.	
				o T de la señal			
				P.			
15	14	P5	PSLVD	Detector de	14, 32	Bloqueo del Chopper.	
			GPLK	voltaje inferior			
				a 5V.			

Esta tarjeta consta también con un circuito detector de desbalanceo entre corrientes de las dos ramas de motores. Funciona de la siguiente manera:

En OPA11 se comparan el promedio de las corrientes de las ramas 1 y 2 (bornes 9 y 11, tarjeta MN-FBD-2A, acoplador de impedancias) con la corriente máxima IMmax. En condiciones normales, la salida de OPA11 es cero ($IM1=IM2=IMmax$), por lo que la salida de OPA12 es positiva, por lo que IMDFD es igual con 1 (5V). En caso de un desbalanceo entre las corrientes de las ramas, el voltaje de salida de OPA11 crece positivamente, y a partir de cierto valor fijado por las resistencias R121 a R124, la salida de OPA12 se hace negativa, IMDFD=0, y se manda la apertura del circuito de potencia.

2.-Tarjeta MN-LOG-9A.HJ 12873.

En esta tarjeta se realizan las siguientes funciones:

- A)Mando de apagado del chopper.
- B)Apertura del circuito principal.
- C)Señalización de fallas.

A)Mando de apagado del chopper.

El mando de apagado del chopper se ordena 2.28 mseg después de que se presenta o presentan cualquiera de las siguientes señales, por lo que la señal Y (borne 24) toma el valor de 1:

B5 es un contador binario de 4 bits. Tomando en cuenta la secuencia de pulsos de la salida 12 (QA, que es 0, 1, 0, 1, 0, etc.) el primer 1 tarda en aparecer 2.28 mseg y así la señal Y toma el valor de 1. Cuando se presenta alguna de las fallas siguientes, se permite a B5 contar para que aparezca el 1 en su salida 12 (en las entradas 2 y 3 de B5 se tiene un cero). Cuando

ya se tiene este 1, a la salida de B4 se tiene un cero, lo que provoca que en la entrada 14 de B5 se tenga un 1 independientemente de la señal G y con esto el conteo se detiene y Y se mantiene en 1:

-señal P5 (5V) inferior a 4.5V, P5LVD=1 (borne 10, tarjeta MN-DC-15A, detección y mando de sobrecorrientes).

-baja tensión de corriente alterna, ACLVD=1 (borne 21, misma tarjeta).

-cortocircuito de la tensión de línea durante el frenado regenerativo, LGD=0 (borne 39, misma tarjeta), X=0 (borne 11, tarjeta MN-LOG-8A, control del mando de apertura de interruptores, que implica autorización a recuperar energía durante el frenado) y BLA=0 (borne 15, tarjeta MN-LOG-8A, control del mando de apertura de interruptores, que implica baja tensión del filtro Ec durante el frenado regenerativo).

B)Apertura del circuito principal.

Se ordena en los siguientes casos:

-si estando cerrado HBI (HBION=1) se presenta cualquiera de las condiciones mencionadas a continuación, con lo que OPRT1 (borne 36) toma la frecuencia de F1 lo que provoca la energización del relevador de apertura OPR:

a)para los casos del punto A anterior.

b)si existe desequilibrio entre las corrientes de fases, por lo que PUD=1 (borne 19, tarjeta MN-LMT-2A, circuito limitador del ángulo de conducción).

c)baja tensión del condensador de filtro durante el frenado reostático, LVDOFF=0 (borne 41, tarjeta MN-LOG-8A, control del mando de apertura de interruptores).

d)Ausencia de señal de recuperar durante el frenado y velocidad inferior a 20 km/h, 20KD=0 (borne 17, MN-DC-15A, detección y mando de señalización de sobrecorrientes), X=1 (no se autoriza frenado regenerativo).

-al existir patinaje la señal SLD=0 (borne 37, tarjeta MN-DC-14A, detección de sobretensiones) y la señal OPRT2 toma la frecuencia de F1 lo que provoca la energización de OPR efectuando así la apertura del circuito principal. Esta acción se diferencia de las anteriores porque al desaparecer el patinaje los interruptores vuelven a cerrar automáticamente.

-al existir cualquiera de las siguientes condiciones, la señal OCRT (borne 40) toma la frecuencia de F1 provocando la energización del relevador OCR:

-falla en el receptor de la señal F, IPDDE=1 (borne 39, tarjeta MN-DC-15A, detección y mando de sobrecorrientes) y FP5=1 (borne 3, tarjeta MN-LOG-7A). También se puede considerar IPGGD2=0 (borne 27) y BBS=1 (borne 5). E2 y E3 contarán a diferentes frecuencias cuando PPE=1 o BBS=1 y en las entradas 2

o 3 de los contadores se tendrá un cero. Así, en E1 entra un 1 (de E2) y la frecuencia G. Cuando G cambia de 0 a 1 entra un uno a E2, que cuenta el primer cero de la secuencia de su salida 11; así se tendrá un 1 hasta que haya cambiado G ocho veces / entonces se tendrá el primer pulso de conteo para el contador E3 / se necesita que éste cuente hasta ocho para que aparezca un 1 en su salida 11, lo que provoca un cero en la entrada 4 de E1 y que el pulso de conteo de E2 se detenga y que la entrada 14 de E2

se mantenga en 1. Con este 1, IPSGD cambia a cero y en las entradas 1 y 2 de D7 se tiene un 0 lo que permite a D7 contar a la frecuencia de su entrada 14.

Ahora, para D7, mientras su salida 8 (QC) sea cero, cuenta a la frecuencia de $F2=F.A$ los cuatro pulsos, QC cambia a 1 y a la entrada 14 del mismo D7 se mantiene un 1 sin importar la señal F2, por lo que el conteo se detiene. QC vuelve a ser 0 hasta que las entradas 2 y 3 son 1 y se reinicia el conteo. Cuando QC es 1, OCRT toma la frecuencia de F1.

O se tiene $PP5=1$ o $BB5=1$, ambos no pueden tener el mismo valor simultáneamente ($PP5=1$ indica que se está en tracción, por lo que $BB5$ debe ser 0). Si llegara a presentarse el caso, la falla se detecta cuando se realiza un conteo como el descrito para detectar la falla. Cuando la falla existe en el generador de la señal P, esta se detecta con IPSGD1 sólo con el conteo de D7, al igual que las siguientes fallas.

b) sobrecorriente de línea, ISOCD=0 (borne 34, tarjeta anterior).

c) sobrecorriente de motor, IMOCD=1 (borne 35, tarjeta anterior).

d) sobrecorriente de fase, IPHOCD=0 (borne 25, tarjeta anterior).

e) corriente diferencial de línea (corto circuito en el circuito de potencia), ISDFD=0 (borne 31, tarjeta anterior).

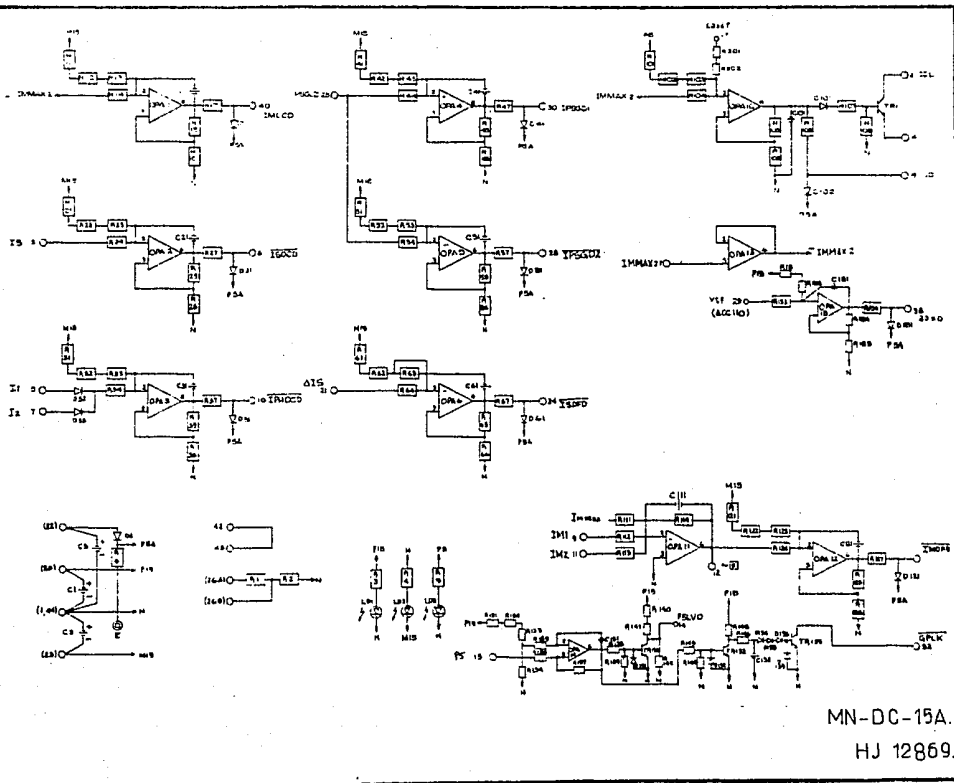
f) diferencia de corrientes entre ramas de motores, IMDFD=0 (borne 33, tarjeta anterior).

Para restablecer el circuito de potencia es necesario manipular la llave de disyuntores.

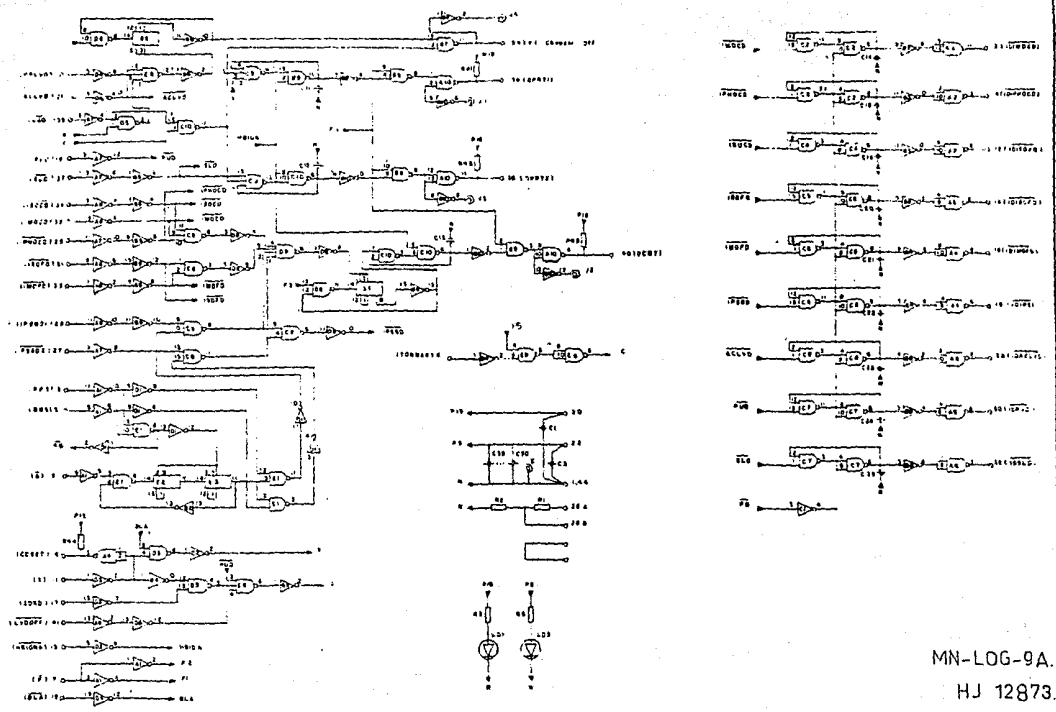
-señalización de fallas.

Otras fallas que se detectan en esta tarjeta se muestran en la siguiente tabla:

Entrada.	Señal.	Salida.	Señal.	Descripción.
Borne.		Borne.		
35	<u>IMOCD</u> =1	2	<u>IDIMOCD</u> =0	Sobrecorriente de motor.
25	<u>IPHOCD</u> =0	4	<u>IDIFHOCD</u> =0	Sobrecorriente de fase.
34	<u>ISOCD</u> =0	12	<u>IDISOVD</u> =0	Sobrecorriente de línea.
31	<u>ISDFD</u> =0	14	<u>IDISDFD</u> =0	Corriente diferencial de línea.
33	<u>IMDFD</u> =0	16	<u>IDIMDFD</u> =0	Igual al anterior.
	<u>IPSGD</u> =0	18	<u>IDTPS</u> =0	Falla en el receptor de la señal P.
21	<u>ACLVD</u> =1	28	<u>IDACLVD</u> =0	Baja tensión en la c. a.
10	<u>PUD</u> =1	30	<u>IDPUD</u> =0	Desbalanceo de corrientes de fases.
37	<u>SLD</u> =0	32	<u>IDSLD</u> =0	Patinaje.



MN-DC-15A.
HJ 12869.



MN-LOG-9A.
HJ 12873.

4.5.17.-Tarjeta MN-DC-14A.HJ 12870.Detección de Sobretensiones.

Esta tarjeta se constituye por detectores de nivel de diversas señales y funciona como sigue:

1.-Detector de sobretensión de línea OVD2.

Consta principalmente de OPA2.La tensión del condensador del filtro Ec (borne 11, tarjeta MN-FDB-2A) entra a OPA2 (con signo -) y se compara contra una tensión de referencia dada por las resistencias R21 a R24.Cuando Ec es superior al valor de referencia, OPA2 se satura positivamente y OVD2=1.Esta información se envía a la tarjeta MN-LOG-6A que manda el encendido del tiristor OVCRF para obtener un frenado eléctrico mixto: regenerativo y reostático (no se regenera toda la energía que se puede regenerar en el momento).

2.-Detector de tensión de línea en corto circuito LGD.

Consta de OPA1, OPA9, OPA10 y TR91.La tensión Ec entra a la pata 2 de OPA9 con signo + a través de R91.También entra por la pata 3 pero a través de D91, R92, C91 y R93.Normalmente estas tensiones de entrada deben ser iguales por lo que la salida de OPA9 es cero.En caso de que la tensión de línea se ponga en corto circuito con la masa, la tensión Ec bajará rápidamente y la tensión en la pata 2 se hará inferior a la tensión en la pata 3 (que se mantiene por cierto tiempo gracias a C91), por lo que la salida se hace positiva.Si la velocidad de variación de Ec es superior a un valor fijado por C91, R93 y R94 el voltaje de salida de OPA9 provocará la saturación negativa de OPA10 y LGD será igual con cero.Esta información se envía a la tarjeta MN-LOG-9A que manda la apertura del circuito de potencia.

Cuando el manipulador se encuentra en la posición neutra, en el borne 15 aparece la señal LGDDSCG (Tarjeta MN-LOG-7A) con un valor positivo que satura a TR91, con lo que se descarga rápidamente C91 para dejarlo en condiciones iniciales nulas.

3.-Detector de baja tensión de corriente alterna, ACLVD.

Consta de OPA7, PH71, TR72 y TR73.Por los bornes 7 y 8 entra la tensión de corriente alterna proveniente de la fuente de poder que alimenta al bloque de control.Esta tensión se rectifica, filtra y compara contra una referencia dada por las resistencias R73, R74 y VR71.La comparación se realiza en OPA7.En condiciones normales, la salida de éste es negativa.Cuando la tensión de corriente alterna se hace inferior a la referencia, la salida de OPA7 se hace positiva que provoca la saturación de TR71 y de PH71, por lo que TR72 se bloquea, con lo cual ACLVD=1.Esta información pasa a la tarjeta MN-LOG-9A la cual ordena el apagado del chopper.Además, al saturarse TR71, TR73 cambia de estado y se bloquea provocando la desenergización del relevador ACLVR que está conectado al colector de éste transistor, y se provoca la apertura del circuito de potencia.

A fin de permitir el cierre del circuito de potencia sólo cuando exista una alimentación de corriente alterna estable, se temporiza la energización de ACLVR por medio del capacitor C73.

4.-Detector de patinaje \overline{SLD} .

Consta básicamente de OPA4 y OPA5. Cuando existe patinaje se produce una diferencia de tensión entre las dos ramas de motores, ΔE_m , señal que proviene de la tarjeta MN-FDB-2A. Entra por el borne 13 y se compara con una referencia fijada por R41 a R43 en OPA4. Cuando ΔE_m es superior a tal referencia, OPA4 se satura positivamente. Si el amplificador permanece saturado un tiempo superior al fijado por R47 y C42, el amplificador OPA5 se satura negativamente y $\overline{SLD}=0$. Se ordena la apertura del circuito de potencia en la tarjeta MN-LOG-9A con esta información.

5.-Inhibición del pulso de encendido \overline{GPLK} .

Al inicio del funcionamiento del convertidor estático, una vez que la tensión de +15V está presente, se inhibe el mando del encendido de los tiristores principales del chopper durante un tiempo en el que se asegura la estabilización del voltaje de polarización de +15V.

Proveniente de la fuente de poder, por el borne 21 entra la tensión de +15V. Durante el tiempo establecido por C131, R131, R132 y la impedancia presentada por los transistores TR131 y TR132, éstos últimos se encuentran saturados y la señal $\overline{GPLK}=0$. Con esta información se realiza la inhibición del mando del encendido de los tiristores en la tarjeta MN-DGC-5A.

Ya que transcurrió el tiempo antes mencionado, TR131 y TR132 se bloquean y $\overline{GPLK}=1$, por lo que se suprime la inhibición.

6.-Detector de baja tensión del condensador del filtro \overline{LVD} .

Consta de OPA6. Si durante el frenado reostático la tensión del condensador del filtro E_c disminuye, la capacidad de extinción de los tiristores principales también disminuye, por lo cual es necesario vigilar tal tensión.

La señal E_c se compara con una referencia fijada por R61 a R64 en OPA6. Cuando E_c se hace inferior a dicha referencia, OPA6 se satura negativamente y $\overline{LVD}=0$. Esta información se envía a la tarjeta MN-LOG-9A para ordenar apagar el chopper. También, si en estas condiciones no existe autorización de recuperar, se manda la apertura del circuito principal.

7.-Detector de sobreflujo \overline{OFD} .

Consta de OPA3. La medida de la tensión en las ramas de los motores EM1 y EM2 (tarjeta MN-FDB-2A) entran por los bornes 17 y 19 respectivamente. La mayor de estas señales, EM_{max} , se compara con E_c en OPA3.

Cuando EM_{max} es mayor que E_c , OPA3 se satura negativamente y $\overline{OFD}=0$.

8.-Detector de sobretensión de motor \overline{MOVD} .

Consta de OPA11. Si durante el frenado la tensión EM_{max} se hace superior al valor de referencia fijado por R111 a R113, OPA11 cambia de estado y $\overline{MOVD}=1$. En la tarjeta MN-LOG-8A se manda la señalización de la falla.

4.5.18.-Tarjeta HU 40015.Sefialización de
Sobrecorrientes y Sobretensiones.

En esta tarjeta se sefializa el funcionamiento de los detectores de fallas.Cuando cualquiera de las sefiales de entrada es igual con cero, la alimentación de P5 (45V) encenderá el indicador LED correspondiente.El botón PSW permite verificar el estado en que se encuentran estos indicadores; cuando se pulsa, se da a todas las entradas un nivel de tensión de cero volts (para verificar que todas las lámpara enciendan).

Las fallas que se sefializan se indican a continuación:

IMOCD.-Indicador de sobrecorriente de motor.

IPHOCD.-Indicador de sobrecorriente de fase.

EMOVD.-Indicador de sobreflujo del motor.

OVD.-Indicador de sobretensión de línea.

ISOCD.-Indicador de sobrecorriente de línea.

ISDFD.-Indicador de corriente diferencial de línea.

IMDFD.-Indicador de corriente diferencial de motor.

PSGD.-Indicador de falla de sefial P.

TBF=IDFDTA.-Indicador de falla del mando de tracción-frenado.

QVAR.-Indicador de funcionamiento del relevador de sobretensión.

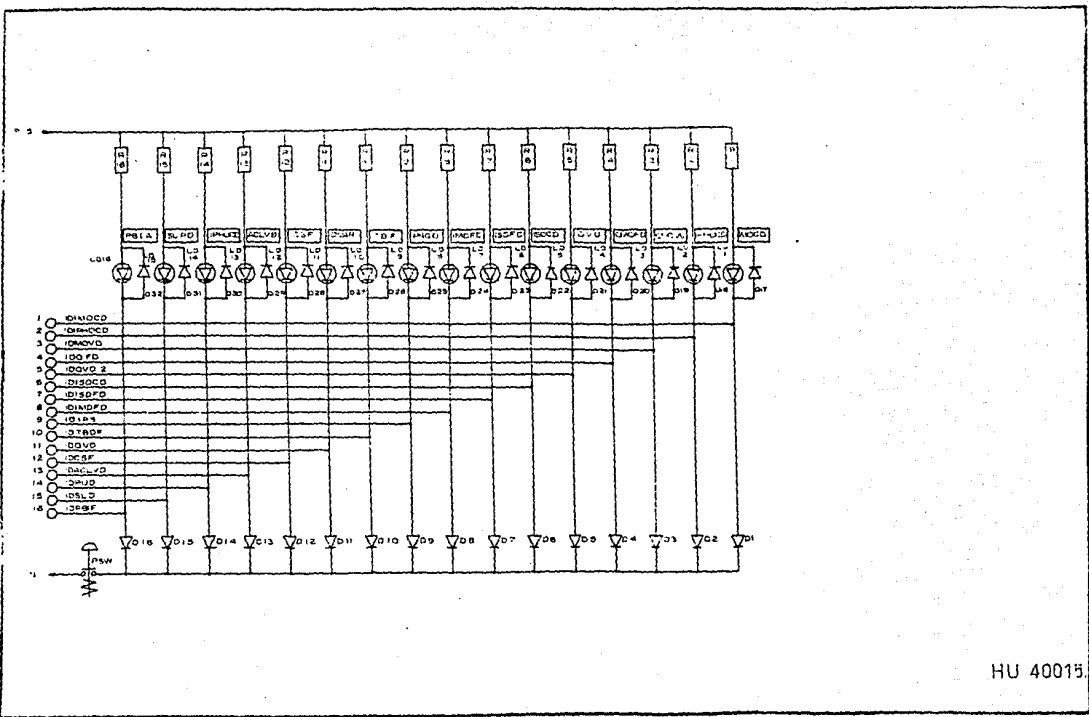
CSF.-Indicador de falla del sistema de enfriamiento.

ACLVD.-Indicador de baja tensión de corriente alterna.

IPHOCD.-Indicador de desbalanceo de corriente de fase.

SLPD.-Indicador de patinaje.

PBIA.-Indicador de falla del conmutador tracción-frenado.



HU 40015

4.5.19.-Tarjeta MN-LOG-9A.HJ 12372.Control del Mando de Apertura de Interruptores.

De acuerdo a las diferentes fallas que se pudieran presentar se manda la apertura de los interruptores en el circuito principal y de potencia.Los circuitos integrados B6 y B7 son compuertas P81330, cuya salida es igual a su entrada. En esta tarjeta se realizan las siguientes funciones:

1.-Mando de apagado del chopper, $\overline{\text{CHOFF}}=0$.

El apagado del chopper se ordena cuando existen cualquiera de las siguientes condiciones:

A) Baja tensión de línea, $\overline{\text{LVD}}=0$ (borne 41, tarjeta MN-DC-14A).

B) Sobretensión de línea por más de 0.3 seg durante el frenado regenerativo, $\text{OVD2}=1$ (borne 9, misma tarjeta) y $\overline{\text{RAR}}=0$ (borne 39, tarjeta MN-MRY-3A, no autoriza freno regenerativo). Cuando $\text{OVD2}=1$, se permite a B2 y A2 contar (contadores binarios de 4 bits). A2 lo hace a la frecuencia de la salida 11 de B2, a 1.7109 Hz (cuyo periodo T es de 0.6 seg, así aparece un 1 a 0.3 seg). Si $\overline{\text{RAR}}=0$, sucede igual que lo anterior para C3, C4 y C5, solo que ahora la señal que se utiliza es QA de C3, cuya frecuencia es 0.8554 Hz, con $T=1.1689$ seg. Así, luego de 0.6 seg si $\overline{\text{RAR}}$ continúa siendo 0, X será igual con 1 ($\text{BLI}=1$ durante el frenado) que implica que aún no se autoriza el frenado regenerativo.

C) Señal P5 inferior a 4.5V, $Y=1$ (borne 25, tarjeta MN-LOG-9A).

D) Baja tensión de corriente alterna, $Y=1$.

E) Cortocircuito de la tensión de línea, $Y=1$.

2.-Mando de encendido del tiristor DVCRF, señal OV DON.

El encendido de este tiristor se ordena cuando, durante el frenado, exista cualquiera de las siguientes condiciones, haciendo $\text{OVDON}=1$:

A) Sobretensión de línea, $\text{OVD1}=1$ (borne 5, tarjeta MN-DC-14A).

B) Sobreflujo durante el frenado regenerativo, $\overline{\text{OFD}}=0$ (borne 11) y no se autoriza frenado regenerativo, $X=1$.

C) No autorización a recuperar, $\overline{\text{RAR}}=0$, que implica $X=1$.

3.-Apertura del circuito principal, señal OVART.

La apertura del circuito principal se ordena cuando existe cualquiera de las siguientes condiciones:

A) Sobreflujo durante el frenado regenerativo, $\overline{\text{OFD}}=0$, OVART toma la frecuencia de F.

B) Sobretensión de línea durante el frenado, $\overline{\text{RAR}}=0$, OVART toma la frecuencia de F con $\text{OVD2}=\text{OVD1}=1$. El es un multivibrador estable (igual a los anteriores) que va a generar un pulso igual con cero (durante el tiempo determinado por su resistencia interna y C31) cuando la entrada 5 cambia de cero a 1, lo que provoca que $\text{OVDON}=1$. Si $\text{OVD1}=1$, $\text{OVDON}=1$ cuando $\text{ABC}=1$.

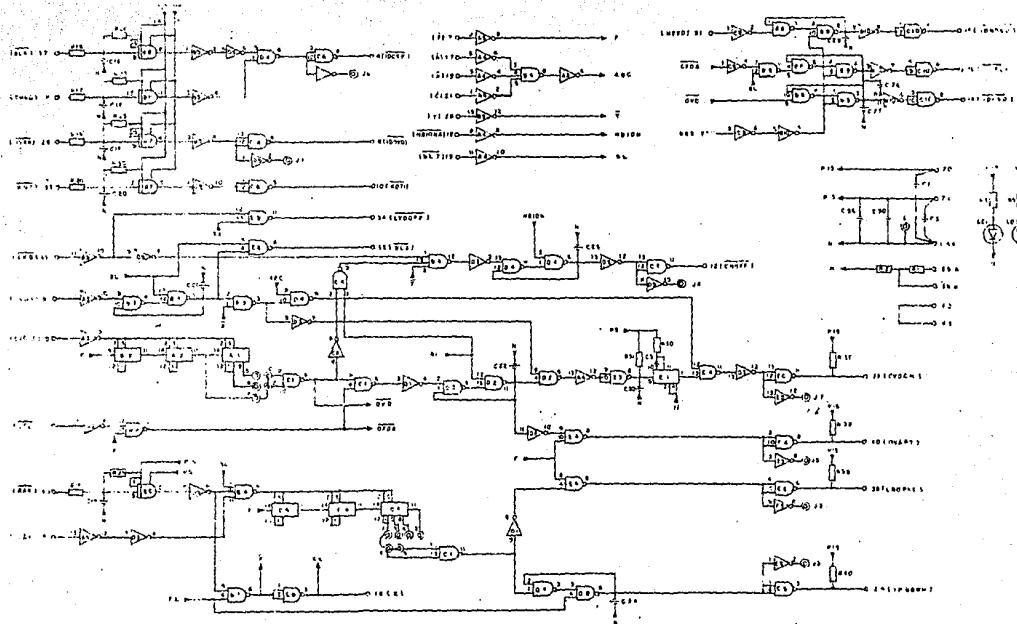
4.-Apertura del interruptor LE1, señal LBOPT.

Esta apertura se ordena si existe imposibilidad de

recuperar durante el frenado (X=1) siendo la corriente de los motores superior a 150 A. Así la señal LBOPRT toma la frecuencia de F (RAR=0 y CDI=1 si INmax sobrepasa el máximo permitido).

5.-El resto de las funciones que se realizan en esta tarjeta se presentan en la siguiente tabla:

Entrada.	Borne.	Salida.	Borne.	Descripción.
BLK=0	37	IDCSF=0	4	Indicador del sistema de enfriamiento.
THAB=1	8			
OVAR=0	29	IDOVD=0	6	Indicador de sobretensión del condensador de filtro.
KDT=0	33	KDT1=0	10	Pruebas de baja frecuencia.
LVD=0	41	LVDOFF=0	34	Indica baja tensión del condensador de filtro.
RAR=0	39			
BL3=0	15			
BL3=0	15	BLA=0	32	Indica baja tensión del condensador de filtro durante frenado regenerativo.
OVD1=0	5			
RAR=0	39	IPBDWN=1	24	Disminución de IPB al equivalente a 0.3F3.
BL3=0 y	15			
CDI=1	3			
RAR=0	39	X=1	16	No se autoriza a recuperar.
BL3=0	15			
MOVD=1	31	IDMOVD=0	18	Indicador de sobretensión de motor.
BB5=1	27			
OED=0	11	IDOFD=0	30	Indica sobreflujo en el motor.
RAR=1	39			
BB5=1	27			
OVD2=0	9	IDOVD=0	14	Indica sobretensión de línea.
BB5=1	27			



MN-LOG-8A.

HJ 12872.

4.5.20.-Tarjeta MN-CRF-3A.HJ 12876.
Mando de Apertura de Interruptores.

Esta tarjeta tiene circuitos que permiten al existir una señal de entrada, la energización de relevadores de protección del circuito de potencia. El funcionamiento de estos circuitos es idéntico, por lo que se describe sólo uno de ellos:

Al presentarse una señal en la base del transistor TR, este se satura induciendo un impulso en el secundario del transformador T, que provoca la conducción del tiristor CRF, estableciendo la tierra que permite la energización del relevador asociado a este circuito.

En la siguiente tabla se presentan las señales de entrada a los circuitos y los relevadores controlados por cada uno:

No. pata.	Entrada.	Relevador.	Función.
21	HB2T	HB2	Puenteo del chopper en tracción.
41	OCRT	OCR	Apertura del circuito de potencia.
39	LBOPRT	LBOPR	Apertura del circuito de potencia.
37	OVART	OVAR	Apertura del circuito de potencia.
35	OPRT	OPR	Apertura permanente del circuito de potencia.
33	OPRT	OPR	Apertura temporal del circuito de potencia.

4.5.21.-Tarjeta HA 66173.Detector y Control de Velocidad.

El objeto de esta tarjeta es calcular la velocidad del tren a partir de la información proporcionada por un tacogenerador. Se compone por los siguientes circuitos:

1.-Circuito convertidor frecuencia-tensión.

Consta básicamente de OPA1, TR11 a TR14, OPA2 y OPA3. A través de los hilos 236 y 238 se recibe la información del tacogenerador, que está acoplado a la flecha del motor de tracción. La frecuencia de esta señal de forma senoidal, es directamente proporcional a la velocidad del tren.

Esta señal, cuya amplitud es limitada por los diodos zener DZ11 y DZ12, se convierte en una onda cuadrada por medio del operacional OPA1.

Cuando la salida de OPA1 es positiva, TR11 conduce y TR12 se bloquea durante el tiempo que dura la carga de C14 (con polaridad - +) a través de R19, D11, D12 y TR11; TR13 invierte la señal de TR12 (se satura). La resistencia R17 proporciona una realimentación hacia TR11 y permite la carga efectiva de C14, consiguiéndose una duración constante de los pulsos a la salida de TR13. Esta señal se introduce a TR14, el cual conducirá o se bloqueará según TR13 lo haga (si TR13 está saturado, TR14 estará bloqueado). Cuando TR14 conduce, C15 se carga; cuando está bloqueado, C15 se descarga a través de RV11 y R28, obteniéndose así en RV11 una tensión de corriente directa proporcional a la frecuencia de entrada.

En OPA2 se filtra y se cambia de signo a la señal obtenida de RV11 y se ajusta el nivel de cero volts de salida cuando la velocidad es nula. Mediante OPA3 se vuelve la señal al signo positivo.

2.-Circuitos detectores de nivel de velocidad.

Consta principalmente de OPA4 a OPA8. Existen cinco detectores de funcionamiento idéntico, cada uno de ellos actuando a diferentes niveles de velocidad (voltaje):

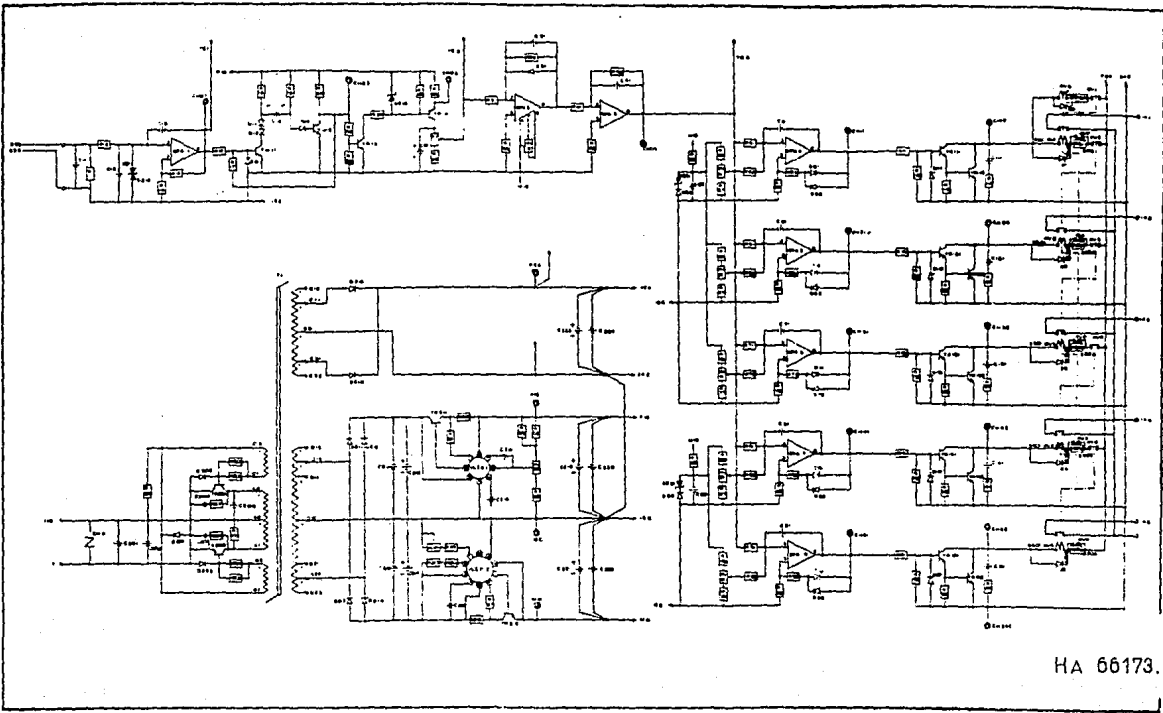
Por la pata 2 de OPA4 se introduce la señal proveniente del convertidor frecuencia-tensión. Cuando ésta crece a un valor superior al de la referencia dada por RV51 y R56 a R58, con la cual se compara, OPA4 se satura negativamente con lo que TR11 y TR12 se bloquean y los relevadores RV0 y RV1 se desenergizan. RV1 abre su contacto 141-T, el cual envía la información de la velocidad detectada. El contacto de RV0 introduce a R211, la cual limita la corriente que circula por RV1.

La siguiente tabla muestra los valores de velocidad a la cual se desenergiza cada relevador cuando ésta aumenta y la velocidad a la que energizan cuando esta disminuye:

Operacional.	Relevador.	Valor de desenergización vel. creciente (Km/h).	Valor de energización vel. decreciente (Km/h).
OPA4	RV1	3	1.5
OPA5	RV2	9	6
OPA6	RV3	18	12
OPA7	RV4	28	24
OPA8	RV5	45	60

Para la polarización de estos circuitos, esta tarjeta cuenta con una fuente de alimentación propia constituida por un circuito oscilador, un transformador con diferentes derivaciones en el secundario y reguladores de tensión integrados. Las tensiones proporcionadas por esta fuente son de +24, +15 y -15V.

La información que proporciona esta tarjeta es utilizada por otras partes del sistema del mismo tren, como el sistema de apertura y cierre de puertas y el accionamiento de una palanca de emergencia para pasajeros.



HA 66173.

4.5.22.-Tarjeta HJ 07931.Esquema de los Circuitos de Potencia.

El circuito completo de potencia se compone básicamente por:

- 1.-Filtro de línea.
- 2.-Motores de tracción.
- 3.-Reactores de alisamiento.
- 4.-Chopper.
- 5.-Campo AVF.
- 6.-Interruptores, conmutadores, elementos de medición y de protección.

1.-Filtro de línea FL y FC.

En los anteriores esquemas se denominaron como Lo y Co. Durante la operación del chopper se generan corrientes con forma de onda rectangular, las cuales contienen una gran cantidad de armónicas que pueden causar interferencias en las señales que fluyen a través de la línea de alimentación. Además, dado que la tensión de línea tiene un alto valor de voltaje de rizo es necesario proteger también al equipo de control, por lo que se requiere utilizar un filtro entre la línea de alimentación y el equipo de control. Este filtro debe ser capaz de manejar, para el equipo de control, la frecuencia misma del sistema impidiendo la entrada de interferencias por la línea.

Este filtro está constituido por el inductor FL y el condensador FC.

2.-Motores de tracción.

Cada carro matriz cuenta con cuatro motores con excitación serie conectados permanentemente en serie-paralelo. Estos motores se controlan por medio de un solo circuito de mando local (para cada carro matriz). Durante la etapa de frenado los motores trabajan como generadores con excitación serie con una permutación de los campos entre ambas ramas (con el objeto de lograr un mejor balanceo de corrientes y voltajes entre ramas de motores).

3.-Reactores de alisamiento.

Los motores se encuentran conectados a las dos fases del chopper a través de reactores de alisamiento MSL, con lo cual se logra el equilibrio de corrientes en los recortadores (chopper). Estos reactores se asocian a los diodos de vía libre FWD, para asegurar la continuidad de la corriente en los motores durante la fase de no conducción del chopper.

4.-Chopper.

Este equipo permite alimentar una carga con una tensión continua y regulable desde un valor cero hasta el voltaje nominal a partir de una fuente de corriente continua.

Cada fase del chopper está constituida básicamente por cuatro tiristores (dos principales y dos auxiliares) de conducción inversa, un condensador de extinción, dos bobinas saturables, cuatro bobinas de alisamiento y una resistencia de precarga del condensador de extinción (ver tarjeta HU 00690).

5.-Campo AVF.

El devanado de campo de los motores está dividido en dos secciones: el campo serie y el campo AVF. Este último se encuentra en serie con los diodos de vía libre FWD (F24 a F21).

El campo serie se mantiene constante a diferencia del AVF, el cual varía inversamente proporcional al ángulo de conducción del chopper, es decir, que el máximo puenteo del campo se tiene cuando el ángulo de conducción es máximo.

Así se tiene un control automático del campo. El diodo AFWD permite la continuidad de corriente en el campo AVF durante la fase de conducción del chopper (ver tarjeta HU 00690).

6.-Interruptores, conmutadores, elementos de medición y de protección.

A) Interruptores.

El circuito de potencia cuenta con distintos interruptores, que cada uno cumple con las siguientes funciones:

-LB1.-Interruptor de línea. Conecta el circuito de potencia con la fuente de alimentación.

-HB1.-Interruptor de disparo ultrarrápido. Protege al circuito de potencia contra sobrecorrientes de línea.

-LB2.-Interruptor de las ramas de motores. Permiten la conexión de los motores con el filtro de línea una vez que el condensador de éste se encuentra cargado.

-HB2.-Interruptor de disparo ultrarrápido. Protege al circuito de potencia contra sobrecorrientes del motor durante el frenado.

B) Conmutadores.

-PB.-Conmutador tracción-frenado. Establece las conexiones correspondientes de los motores para la tracción y para el frenado y pone fuera de servicio al campo AVF durante el frenado.

-FB.-Conmutador de sentido de marcha. Establece las conexiones correspondientes en los motores para el sentido de marcha elegido.

C) Elementos de medición.

Los parámetros más importantes del circuito de potencia son medidos y enviados a la lógica de control por medio de transformadores de tensión DCPT y transformadores de corriente DCCT. Estos parámetros con su respectivo transformador se muestran a continuación:

Transformador.

DCCT1

DCCT2

DCCT3

DCCT4

DCCT5

DCCT6

DCCT7

DCPT1

DCPT2

DCPT3

DCPT4

Parámetro.

Corriente de motor, rama 1.

Corriente de motor, rama 2.

Corriente de fase 1.

Corriente de fase 2.

Corriente diferencial de línea.

Corriente de línea.

Corriente de AVF.

Tensión de línea.

Tensión de motor, rama 1.

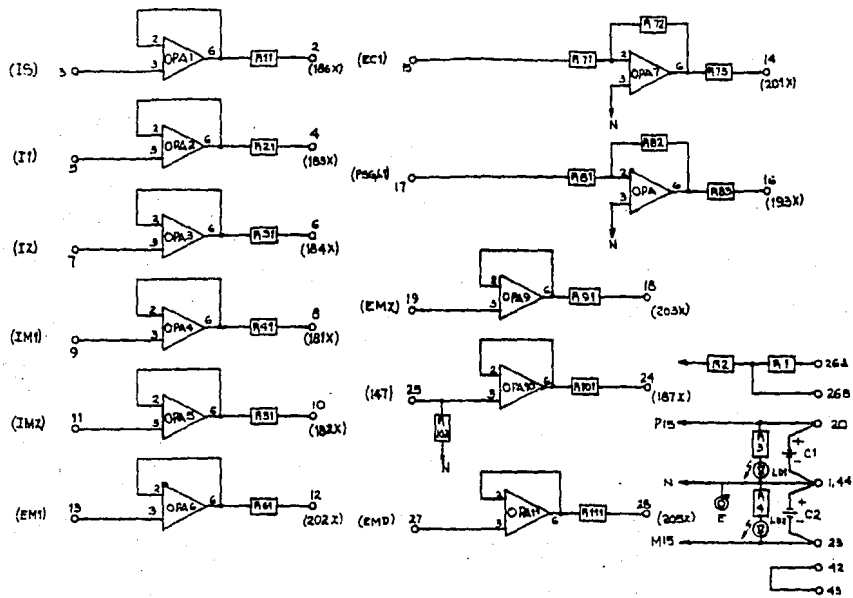
Tensión de motor, rama 2.

Tensión diferencial entre ramas de motores.

D) Elementos de protección.

Además de los interruptores de disparo ultrarrápido, se cuenta con los siguientes elementos de protección:

- Fusibles de escobillas SF.
- Fusibles de tracción MF.
- Relevadores de detección de baja tensión de línea LVR.
- Relevadores de detección de sobretensión de línea OVR.



MN-MNT-1A.

HU 18146.

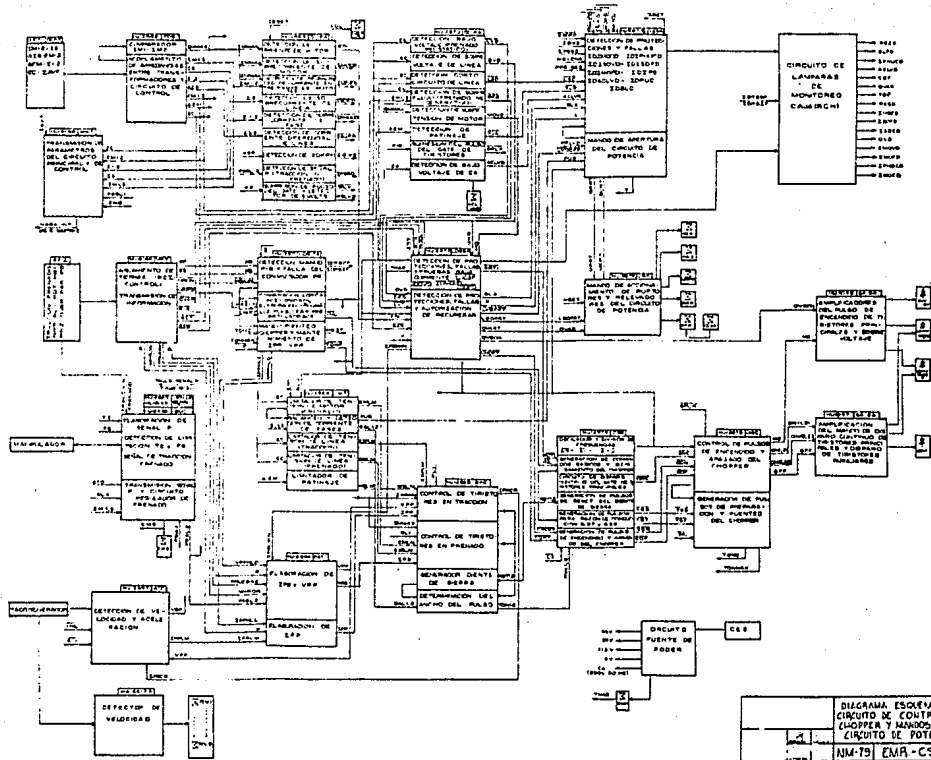


DIAGRAMA ESQUEMATICO DEL CIRCUITO DE CONTROL DEL CHOPPER Y MANEJO DEL CIRCUITO DE POTENCIA
 JUN-79 EMR-CS-001

5.-Estabilidad del Sistema.

5.1.-Función de Transferencia.Esquemas Representativos.

Un sistema lineal con una entrada x y una salida y , puede representarse por una ecuación de la forma:

$$a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_n x = b_0 \frac{d^m y}{dt^m} + \dots + b_m y$$

si usamos el factor $s^k = d^k / dt^k$ se obtiene la relación:

$$y = \frac{\text{salida}}{x} = \frac{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n}{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_m}$$

Así, la función de transferencia F. T., representada por $H(s)$ se puede escribir como:

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$

5.2.-Diagramas de Bloques.

Es importante poder representar a un sistema por medio de un esquema (diagrama) que sea equivalente a las ecuaciones que lo rigen. Se representan las variables del sistema sobre las ramas del esquema, y las F. T. por medio de bloques que se unen o relacionan por medio de dos tipos de puntos:

1.-Punto de suma (para entrar a una rama).

2.-Punto de bifurcación (para salir de la rama).

Se establecen los diagramas de bloques a partir de las ecuaciones que pudieran parecer complicadas. Si se considera el ejemplo de la siguiente figura, cuyas ecuaciones son:

$$V_1 - V_2 = R_1 i_1 \quad V_2 = R_2 i_2 \quad i_2 = i_1 - i_1 = C s (V_1 - V_2)$$

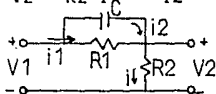


fig. 1.5.

A partir de las mismas ecuaciones, se obtiene su diagrama de bloques:

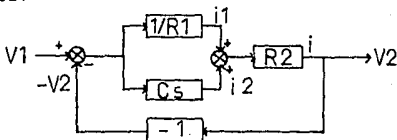
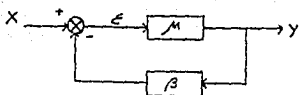


fig. 2.5.

5.3.-Fórmula Fundamental de Sistemas de Bucla Cerrado.

En la práctica, la mayoría de los sistemas se pueden representar o reducir a sistemas de bucla cerrada como el que se muestra a continuación:



estructura equivalente de un sistema de bucle cerrado.
fig. 3.5.

Sus ecuaciones son:

$$y = EM \quad E = x - yB \quad x = E + yB$$

si hacemos x/y

$$\frac{x}{y} = \frac{E + yB}{EM} = \frac{1}{M} + \frac{yB}{EM} = \frac{MB + 1}{M} \quad (1)$$

ahora y/x

$$\frac{y}{x} = \frac{M}{MB + 1} \quad (2)$$

$$\frac{E}{x} = \frac{1}{MB + 1} \quad (3)$$

La ecuación 1 es la F. T. de un sistema de bucle cerrado, y la 2 representa también la F. T. para un sistema en bucle abierto (no existe realimentación por el punto de salida).

Lo anterior se puede generalizar para sistemas cuyos diagramas de bloques se forman por varios sistemas de bucle cerrado, reduciéndolos del centro hacia afuera (primero el más interno, y al último el externo).

Las principales reglas de transformación de diagramas de bloques se muestran a continuación:

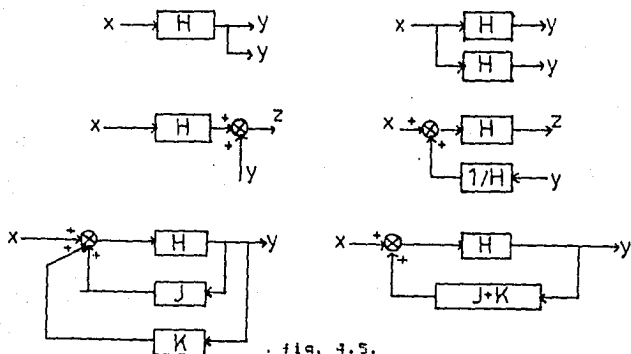


fig. 4.5.

5.4.-Estudio Armónico de los Sistemas.

Con las series o la integral de Fourier, es posible descomponer una señal en su espectro de frecuencias (una señal cualquiera, que tenga cierta frecuencia, puede descomponerse en una suma de una señal en componente de c. d. y una serie de

señales sinusoidales, cada una de distinta frecuencia (armónicas)).

Un sistema, al que le es aplicada una excitación, entra en estudio de régimen sinusoidal, con la frecuencia como parámetro variable.

Este estudio permite establecer la estabilidad de un sistema por medio de su respuesta a una excitación cualquiera.

5.5.-Diagramas de Bode.

Como en el ejemplo anterior, para un sistema de bucle cerrado, se tiene la F. T.

$$x = \frac{\text{salida}}{\text{entrada}} = H(s) = \frac{M}{1 + \mu B}$$

Así, el comportamiento dinámico de un sistema se puede analizar y predecir estudiando su respuesta a la frecuencia utilizando gráficas en coordenadas rectangulares o polares. Las cantidades que se investigan son las relaciones de magnitud y de fase de las respuestas a la frecuencia de ciclo abierto y cerrado. Un diagrama de atenuación de Bode es una gráfica del logaritmo de la magnitud de la función de transferencia contra el logaritmo de la frecuencia.

El término "respuesta en la frecuencia" se refiere a la respuesta en estado estable de un sistema (por ello, en lo posterior sustituiremos s por $j\omega$) sujeto a una señal senoidal de amplitud fija, pero con una frecuencia que varía en cierto rango.

El concepto se ilustra con la siguiente figura, en la que un sistema lineal es forzado por una señal $b \sin \omega t$. La respuesta es $b \sin(\omega t + \theta)$. La forma de las ondas de entrada y de salida se muestran en la misma figura. La relación de amplitudes b/a y el ángulo de fase θ , son funciones de la frecuencia. Generalmente b/a se llama relación de magnitud, designada como $M(\omega)$. El ángulo de fase o defasamiento entre señal de entrada y respuesta, se denota como $\theta(\omega)$.

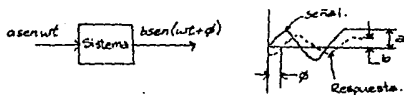


fig. 5.5.

Estas gráficas de Bode pueden utilizarse para analizar la actuación de sistemas y determinar la estabilidad del mismo, por ejemplo, como se identificó en el plano s por la ausencia de raíces de la ecuación característica en el semiplano derecho (capítulo 2).

Los sistemas de control están compuestos por componentes o bloques que tienen cierta F. T. formada por constantes k , integraciones $1/j\omega$, diferenciaciones $j\omega$, constantes de tiempo $1/(Tj\omega + 1)$ y factores cuadráticos $1/((j\omega)^2 + 2\zeta j\omega + 1)$. El diagrama de Bode permite la superposición sistemática de los efectos de

los diferentes elementos tomados individualmente.

Considerando la F. T. $H(j\omega)$, se trazan separadamente las curvas

$$\begin{aligned} \text{de ganancia } G &= 20 \log_{10} |H(j\omega)| \quad \text{db} \\ \text{de fase } \phi &= \arg H(j\omega) \end{aligned}$$

en función de $\log_{10} \omega$. $\log \omega$ está directamente calculado en rad/seg.

Para el ejemplo de bucle cerrado, se tiene que la ecuación $1 + M(j\omega) \beta(j\omega)$ es la ecuación característica de la F. T. $H(j\omega)$. Si consideramos al sistema de bucle abierto (no existe realimentación por el punto de suma), se tiene que la F. T. de ciclo abierto es $M(j\omega) \beta(j\omega)$. Entonces, es conveniente analizar al sistema de bucle abierto y generalizar sus resultados al sistema de bucle cerrado.

Para facilitar el análisis, se descompone (por superposición) a la ecuación $M(j\omega) \beta(j\omega)$ en otra tal que sea como sigue:

$$M(j\omega) \beta(j\omega) = \frac{k N_1(j\omega) N_2(j\omega)}{D_1(j\omega) D_2(j\omega)}$$

y si se aplica el $20 \log |H(j\omega)|$ queda:
 $20 \log |M(j\omega) \beta(j\omega)| = 20 \log k + 20 \log |N_1(j\omega)| + 20 \log |N_2(j\omega)| - 20 \log |D_1(j\omega)| - 20 \log |D_2(j\omega)|$

y también

$$\phi(\omega) = \phi_{N1} + \phi_{N2} - \phi_{D1} - \phi_{D2}$$

Las gráficas de estas dos ecuaciones, contra $\log \omega$ (expresada directamente en rad/seg) son los diagramas de Bode:



fig. 4.5.

5.5.1.-Análisis de Estabilidad sobre los Diagramas de Bode.

Un sistema es estable en ciclo abierto y estable en ciclo cerrado si el ángulo de fase es menor que -180° para la frecuencia correspondiente a una atenuación de 0 db (atenuación, es la relación de magnitudes $M(\omega)$, o la ecuación G, la relación entre la amplitud de la señal de entrada a la amplitud de la señal respuesta). Inversamente, el sistema sería estable si la atenuación es menor que 0 db (negativa) para la frecuencia correspondiente a un desfase de -180° .

5.5.2.-Sistemas de Primer Orden.

La F. T. para este tipo de sistemas se escribe como:

$$H(s) = \frac{1}{1 + \tau s}$$

asi

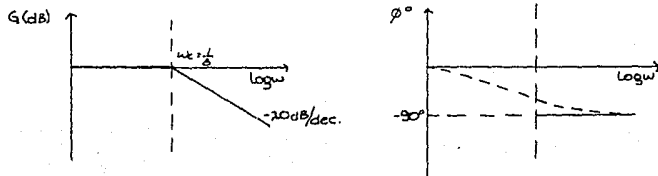
$$G = -20 \log [(\tau\omega)^2 + 1]^{1/2}$$

Para el diagrama de Bode, se puede hacer una aproximación asintótica de la siguiente manera:

A) si $\omega \rightarrow 0$, $H(j\omega) \rightarrow 1/(1+0) = 1$; $\theta = -\tan^{-1} \omega/\tau = -\tan^{-1} 0 = 0$. Luego $G = 20 \log 1 = 0$.

B) si $\omega \rightarrow \infty$, $H(j\omega) \rightarrow 1/(1+j\omega\tau) = 1/j\omega\tau$; $\theta = -\tan^{-1} \omega/\tau = -\tan^{-1} \infty = -90^\circ$. Así $G = 20 \log |1/j\omega\tau| = -20 \log \omega\tau$.

Si se aumenta la frecuencia en un factor de 10, la caída en decibels (pendiente de la recta) es $-20 \log 10 = -20$ ó -20 db/década.



curvas de ganancia y de fase de un sistema de primer orden.
fig. 7.5.

2) Sistemas de segundo orden.

Si se escribe su ecuación:

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2\zeta\tau j\omega + (\tau j\omega)^2}$$

El diagrama de atenuación se obtiene a partir de

$$G = 20 \log \left| \frac{1}{1 + 2\zeta\tau j\omega + (\tau j\omega)^2} \right| = -20 \log [(1 - (\tau\omega)^2)^2 + (2\zeta\tau\omega)^2]^{1/2}$$

$$\theta = -\tan^{-1} \frac{2\zeta\tau\omega}{1 - (\tau\omega)^2}$$

Así, para este tipo de sistemas, el diagrama de Bode es función de $\tau\omega$ y de la relación de amortiguamiento.

A) si $\omega \rightarrow 0$, $G \rightarrow -20 \log 1 = 0$ y $\theta = -\tan^{-1} 0 = 0$.

B) si $\omega\tau = 1$, $G \rightarrow -20 \log [2\zeta^2]$ y $\theta = -\tan^{-1} \frac{2\zeta}{0} = -90^\circ$.

C) si $\omega \rightarrow \infty$, $G \rightarrow -20 \log |(\tau j\omega)^2|$ y $\theta = -\tan^{-1} \infty = -180^\circ$.

Igualmente, si $-20 \log [(\tau j\omega)^2] = -20 \log [(\tau j\omega)^2] = -40 \log |(\tau j\omega)|$ y si consideramos que la frecuencia aumenta en un factor de 10, $-40 \log 10 = -40$ ó -40 db/déc.

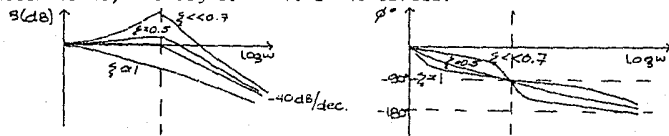


fig. 8.5.

Por lo tanto, esta teoría de control puede aplicarse a los circuitos que conforman el control chopper para establecer su estabilidad siguiendo los siguientes pasos:

1.-Establecer las ecuaciones del circuito.
2.-Escribir los diagramas de bloques correspondientes estableciendo sus ecuaciones.

3.-Reducir o manipular los diagramas de bloques de manera que sus ecuaciones correspondan a las de sistemas reducidos de bucle cerrado.

4.-Establecer para cada bucle cerrado su correspondiente diagrama de bloques y situar las raíces de su ecuación característica en el plano s . Comprobar con esto su estabilidad.

Conclusiones.

Este trabajo demuestra la gran importancia que existe en la aplicación de la electrónica y electrónica de potencia en la tecnología actual.

El equipo de control chopper aplicado a los trenes eléctricos del metro es un sistema muy completo que muestra la aplicación de las ecuaciones de control y los diferentes elementos electrónicos empleados por el mismo. También nos muestra una manera de conjugar la Ingeniería Eléctrica con la Ingeniería Electrónica, combinando de manera armónica los elementos con que cuenta cada una.

El estudio de este equipo en su aplicación al transporte (el equipo es aplicable en cualquier sistema eléctrico que requiera la regulación de velocidad en su proceso de funcionamiento) nos hace entender los parámetros importantes que se deben cuidar en procesos donde las personas intervienen de manera directa: la seguridad de las mismas por medio de los valores máximos de aceleración y velocidad.

Bibliografía.

- 1.-LEANDER W., MATSCH.Máquinas Electromagnéticas / Electromecánicas.Ed. Representaciones y Servicios de Ingeniería.México, 1974.
- 2.-S. A. NASAR, L. E. UNNEWEHR.Electromecánica y Máquinas Eléctricas.Ed. Limusa.México, 1982.
- 3.-FROHP, FRIEDERICH.ORTTENDURGER, FRITZ.Introducción al Control Electrónico.Ed. Narcombo Boixareu, Siemens Aktiengesellschaft.España, 1986.
- 4.-Instruction Book y Manuales del Sistema de Transporte Colectivo Metro de la Ciudad de México.
- 5.-R. K. SUGANDHI.K. K. SUGANDHI.Tiristores, Conceptos y Aplicaciones.Ed. Limusa.México, 1985.
- 6.-CHAUPRADE, ROBERT.Commande Electronique des Moteurs a Courant Continu.Editions Eyrolles.Paris, France, 1975.
- 7.-SCHILLING, DONALD L.BELOVE, CHARLES.Electronic Circuits, Discrete and Integrated.Ed. Mc Graw Hill.Singapore, 1981.
- 8.-VEMBU GOURISHANKAR.Conversión de Energía Electromecánica.Ed. Representaciones y Servicios de Ingeniería.México, 1975.
- 9.-HARPISON, HOWARD L.BOLLINGER, JOHN G.Controles Automáticos.Ed. Trillas.México, 1981.
- 10.-MALVINO, ALBERT PAUL.Principios de Electrónica.Ed. Mc Graw Hill.México, 1986.
- 11.-NATIONAL.Manual Técnico (semiconductores TTL).