1614

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
FACULTAD DE INGENIERIA

UNICO

ANALISIS DEL AMPLIFICADOR MAGNETICO Y SU UTILIZACION COMO CONTROL DE UN GENERADOR DE C. D.

SEMINARIO DE INGENIERIA DE CONTROL

GUSTAVO GUTIERREZ ARRIOLA

México, D. F. *1970*

Universidad Nacional Autónoma de México
UNAM
Biblioteca Central
Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

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 esta 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.

ANALISIS DEL AMPLIFICADOR MAGNETICO Y SU UTILIZACION COMO CONTROL DE UN GENERADOR DE C. D.

SEMINARIO DE INGENIERIA DE CONTROL

GUSTAVO GUTIERREZ ARRIOLA

México, D. F. 1970

T 1680

A mis padres

Dr. Alberto Gutiérrez Camarena

y

Angelina Arriola de Gutiérrez.

A mi maestro

Dr. Renato Barrera Rivera.

CONTENIDO

CAPITULO 1 1

Introducción. El núcleo. El Amplificador Magnético elemental, operación.

CAPITULO 2 13

Circuitos con Amplificadores Magnéticos. Circuito puente. Circuito con derivación central. Arreglos Push-pull.

CAPITULO 3 28

Consideraciones para un diseño.

CAPITULO 4 31

El Amplificador Magnético alimentando el campo de un Generador de C. D. El Amplificador Magnético en un sistema de voltaje ajustable.

CONCLUSIONES 42

CAPITULO 1.

Introducción. El núcleo. El Amplificador Magnético elemental, operación.

Introducción.

Un amplificador es un dispositivo que reproduce una señal dada sin cambio apreciable de calidad a una mayor intensidad, controlando el suministro de energía de una fuente disponible.

El Amplificador Magnético es un dispositivo que consiste basicamente de un circuito eléctrico y un magnético saturable ligados de tal manera, que la reactancia del circuito eléctrico es controlada por una magnetización aplicada independientemente.

Algunas firmas electromecánicas importantes han introducido - - otros términos abreviados para llamar al Amplificador Magnético, la General Electric Co. le ha llamado "Amplistat" (Amplificador Estático) y la Westinghouse le dió el nombre de "Magamp" (Magnetic Amplifier).

El núcleo.

El corazón del amplificador magnético es el reactor saturable, que consiste esencialmente en un núcleo de hierro de alta permeabilidad y un grupo de dos o mas embobinados enrollados en dicho núcleo. En la actualidad, se cuenta con materiales con propiedades magnéticas muy mejoradas, con alta densidad de flujo - de saturación B_s, pequeña fuerza coercitiva H_c y alta permeabi-

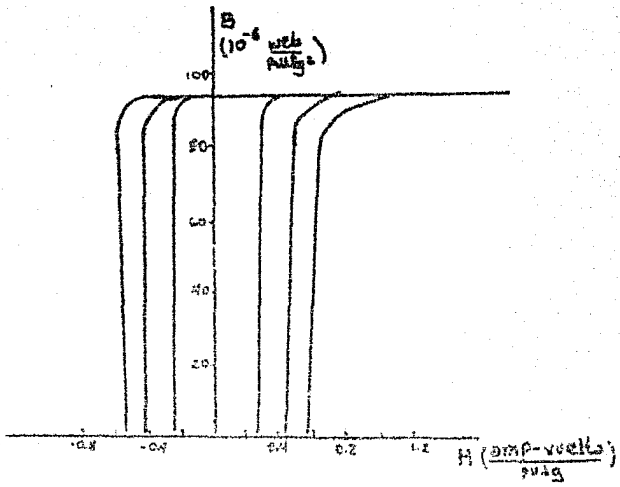
lidad diferencial μ_d. Un ejemplo de material que tiene estas propiedades es 50% níquel y 50% hierro cuyas características de histéresis son mostradas en la fig. 1-1 (Referencia No. 5). A los materiales con características similares se les denomina como materiales con características rectangulares y para el análisis de operación de dispositivos teniendo tales materiales, se considera que la característica dinámica es un rectángulo, como la mostrada en la fig. 1-2.

El valor de la densidad de flujo de saturación y el de la fuerza coercitiva H_c se pueden conocer de las curvas de prueba del material o serán datos proporcionados por el fabricante. Se considerará para el análisis posterior, que la permeabilidad diferencial es nula ($\mu_d = \frac{dB}{dH} = 0$) cuando el núcleo está saturado y que es infinita cuando el núcleo no está saturado.

El cambio en la densidad de flujo no necesita ser de saturación en una dirección a saturación en la otra dirección. Se puede tener una malla menor que se considerará como un rectángulo, como la mostrada en la fig. 1-3 con los números 1-2-3-4-1 que es simétrica respecto al orígen. En materiales reales en este caso, la fuerza coercitiva H_c será un poco menor que el de la malla principal.

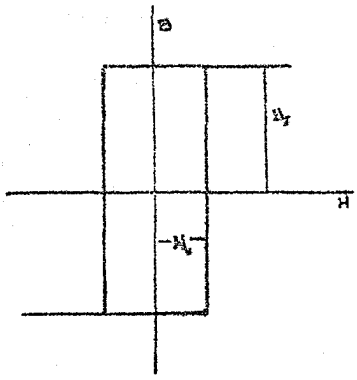
También serán de interés mallas menores que se extienden de algún valor saturado a un valor no saturado, como la mostrada en la fig. 1-3 con los números 5-6-7-8-9-5. Nótese que se sigue considerando el valor de H_c como idéntico al de la malla principal, en la fig. 1-4 (Referencia No. 5), se muestran algunas mallas menores de materiales reales que se extienden hasta la saturación positiva.

La característica ideal considerada, consistente solamente de rectas horizontales y verticales es una buena aproximación de



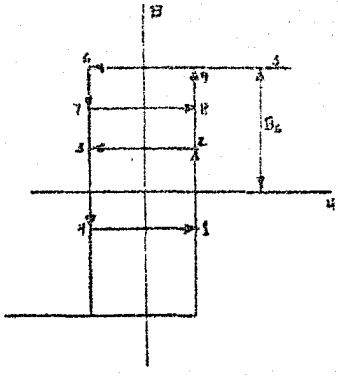
Características de histéresis de C. D. y C. A. de un material real, Deltamax (Referencia No. 5).

Fig. 1-1



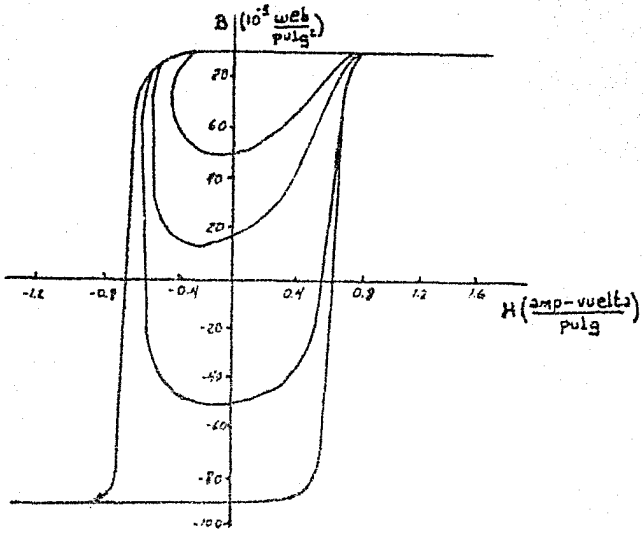
Característica de histéresis idealizada.

Fig. 1-2



Mallas de histéresis menores.

Fig. 1-3.



Características de histéresis que sólo se extienden a saturación positiva de un material real. (Referencia No. 5).

Fig. 1-4.

casos reales excepto por las esquinas redondeadas; las mallas menores no son tan buenas aproximaciones, pero son razonables, además se logrará simplicidad en el análisis evitando tener que enfrentarse con valores variables de la fuerza coercitiva y de la permeabilidad diferencial.

El Amplificador Magnético elemental. Operación.

La propiedad del reactor que lo hace comportarse como un amplificador de potencia, es la habilidad que tiene de cambiar el grado de saturación del núcleo por medio de un segundo embobinado de control como se muestra en la fig. 1-5.

El embobinado de control proporcionará una magnétización que permitirá que el reactor se sature mas rapidamente o mas lentamente, controlando de esta manera el flujo de corriente en el

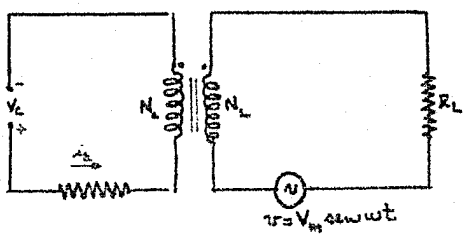
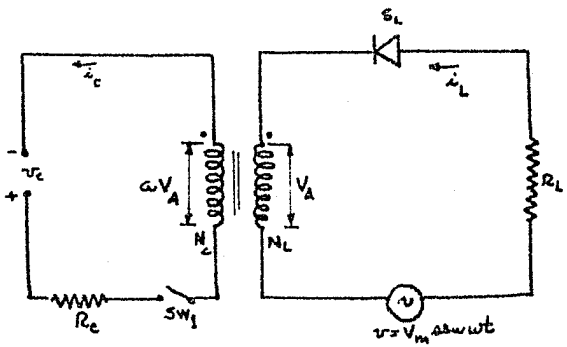


Fig. 1-5

circuito de carga.

En el diagrama simple de la fig. 1-5, la corriente de carga en el circuito de salida es controlada alterando la magnitud de la excitación de C. D. en el embobinado de control, pero, si ningún rectificador es usado como en el circuito mostrado, la ganancia se verá substancialmente reducida ya que habrá un cambio de flujo en la dirección negativa cuando la corriente de carga cambie de dirección en el medio ciclo negativo, proporcionando una fmm negativa, alejandose de esta manera del flujo de saturación positiva. Esta dificultad, se corrige, sin embargo, empleando un rectificador S_L en el circuito de salida como se indica en la fig. 1-6. Así se suprime el efecto que afectaría la saturación en el medio ciclo negativo. Este es, de hecho,



Amplificador Magnético de media onda.

Fig. 1-6.

la diferencia que distingue al reactor saturable desaturante del amplificador magnético auto-saturante.

A continuación se analizará el circuito de la fig. 1-6. La relación de vueltas entre los embobinados es $a = N_c/N_L$. Considerese que el área efectiva de la sección del núcleo es de "A" pulg^2 y la longitud media del circuito magnético es de "ℓ" pulg y que la característica dinámica de histéresis (ϕ contra i) es como la mostrada en la fig. 1-7.

Considerese primero que el circuito de control tiene el switch Sw_1 abierto. Si la operación tiene lugar en el intervalo durante el cuál el flujo está cambiando (intervalo de excitación), o sea en las rectas verticales de la característica de histéresis, la fuerza magnetizante será igual a la fuerza coercitiva, es decir,

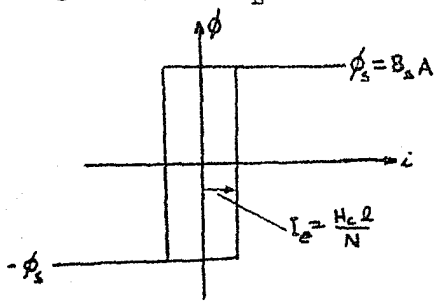
$$F = H_c \ell \qquad (1\text{-}1)$$

Sea i_e la corriente durante el intervalo de excitación, entonces,

$$F = N_L\, i_e = H_c \ell \qquad (1\text{-}2)$$

La corriente de excitación debe ser constante ya que los lados de la característica de histéresis son verticales, $i_e = I_e$

$$I_e = (H_c \ell) / N_L \qquad (1\text{-}3)$$



Característica dinámica ideal de histéresis.

Fig. 1-7.

El voltaje a través del reactor es,

$$v_A = v - i\,R_L \qquad (1\text{-}4)$$

El intervalo de excitación continuará hasta que el flujo alcance el valor de saturación, este intervalo puede ser acortado si se tiene un flujo inicial. El voltaje a través del reactor es dado por la siguiente expresión,

$$v_A = N\,\frac{d\phi}{dt} \qquad (1\text{-}5)$$

Si ϕ_1 es el valor del flujo inicial al tiempo t_1 y ϕ_2 el valor final del flujo al tiempo t_2, el cambio de flujo $\Delta\phi$ del tiempo t_1 al t_2 será,

$$\Delta\phi = \int_{\phi_1}^{\phi_2} d\phi = \frac{1}{N}\int_{t_1}^{t_2} v_A\,dt \qquad (1\text{-}6)$$

El valor final del flujo ϕ_2 es dado por,

$$\phi_2 = \phi_1 + \Delta\phi = \phi_1 + \frac{1}{N}\int_{t_1}^{t_2} v_A\,dt \qquad (1\text{-}7)$$

Las dos posibilidades del valor de ϕ_2 de la ecuación anterior es que sea menor igual a ϕ_s, ya que no es posible que el valor del flujo sea mayor que ϕ_s.

$$\phi_s = B_s\,A \qquad (1\text{-}8)$$

En el intervalo de saturación, el flujo es constante en el valor ϕ_s o sea que $\frac{d\phi}{dt} = 0$, y por tanto, el voltaje a través del embobinado N_L es cero, $v_A = N_L\,\frac{d\phi}{dt} = 0$, y el reactor será efectivamente un corto circuito. Durante saturación, el voltaje de suministro aparece completamente a través de la resistencia de carga,

$$v = i\,R_L \qquad (1\text{-}9)$$

La respuesta de un circuito que incluya un reactor dependerá del valor inicial de flujo del mismo. Se llama punto de encendido (en inglés firing point) de un reactor, al instante en que el núcleo cambia al estado de saturación. Se puede obtener a partir de la ecuación 1-7, para unas condiciones iniciales de

flujo ϕ_1 y $\phi_2 = \phi_s$, el intervalo de excitación de 0 hasta $\omega t = \alpha$ (fig. 1-8) y considerando que la corriente de excitación I_e - es muy pequeña, el voltaje a través del reactor será,

$$v_A \approx v = V_m \text{ sen } \omega t \qquad (1\text{-}10)$$

Sustituyendo 1-10 en la ecuación 1-7 se tiene,

$$\phi_s = \phi_1 + \frac{1}{N}\int_0^{\alpha} V_m \text{ sen } \omega t$$

$$\phi_s = \phi_1 + \phi_s (1 - \cos\alpha)$$

$$\alpha = \cos^{-1} \frac{\phi_1}{\phi_s} \qquad (1\text{-}11)$$

Otro valor que es de interés calcular es la magnitud de V_m del voltaje senoidal $v = V_m$ sen ωt que fuera apenas suficiente para llevar el flujo de $-\phi_s$ a $+\phi_s$ en un tiempo $t_s = \frac{\pi}{\omega}$ ya que se tendría que llevar a cabo en un máximo de medio ciclo. De la ecuación 1-6,

$$\Delta\phi = \frac{1}{N}\int v_A \, dt$$

$$\Delta\phi = \frac{1}{N}\int_0^{\pi/\omega} V_m \text{ sen } \omega t \, dt = \phi_s - (-\phi_s) = 2\phi_s$$

$$\frac{V_m}{N\omega}\left[-\cos\omega t\right]_0^{\pi/\omega} = \frac{2V_m}{N\omega} = 2\phi_s$$

$$V_m = N\omega\phi_s \qquad (1\text{-}12)$$

La magnitud de V_m dada por la ecuación 1-12 es apenas suficiente para llevar el flujo de $-\phi_s$ a $+\phi_s$.

La potencia entregada a la carga depende del ángulo de encendido. El ángulo de encendido depende de la condición inicial de flujo, esta se puede establecer por medio de un embobinado de control. Por consiguiente el valor de la potencia de carga es determinado por el voltaje de control. Con una corriente de señal o de control de tal manera que sacara el flujo de saturación del rengón (c) de la fig. 1-8 y lo llevara a un valor conveniente ϕ_1, se puede controlar el promedio de la corriente de carga i_L. De la fig. 1-8 se observa que al ser nula la corrien

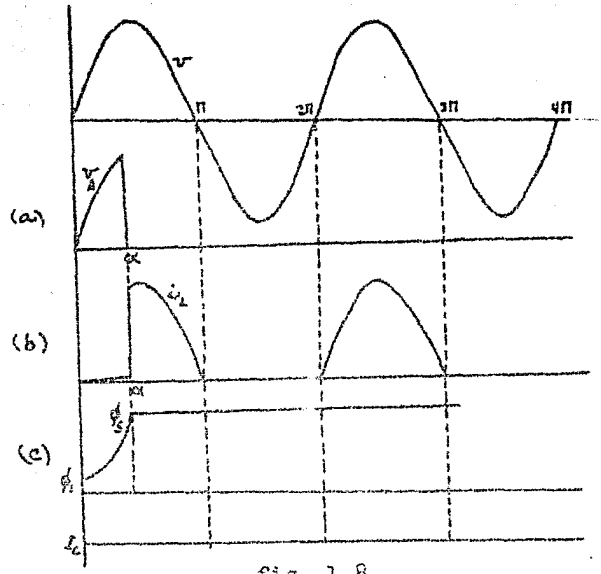


fig. 1-8

te de control, el reactor sería llevado a saturación de la cuál no saldría nunca ya que la corriente de carga sería simplemente medios ciclos positivos de una onda senoidal por efecto del rectificador. En la fig. 1-9 se dibujó una corriente de control - que proporcionará una fmm negativa al reactor, que permite controlar el valor promedio de la corriente de carga.

En la fig. 1-9 se muestra que la corriente de control cambia a cierto instante a un nuevo valor menor en valor absoluto, que - proporcionará menor número de ampere-vueltas negativos. Después de este tiempo, los pulsos de voltaje y la corriente de carga - también cambian, sus valores promedios son mayores con el resultado de que la energía entregada a la carga en cada medio ciclo es mayor que antes de que ocurriera el cambio en el circuito de control. La línea punteada de voltaje de carga indica su valor promedio.

Se puede observar que lo cambios en el voltaje de control ocu-

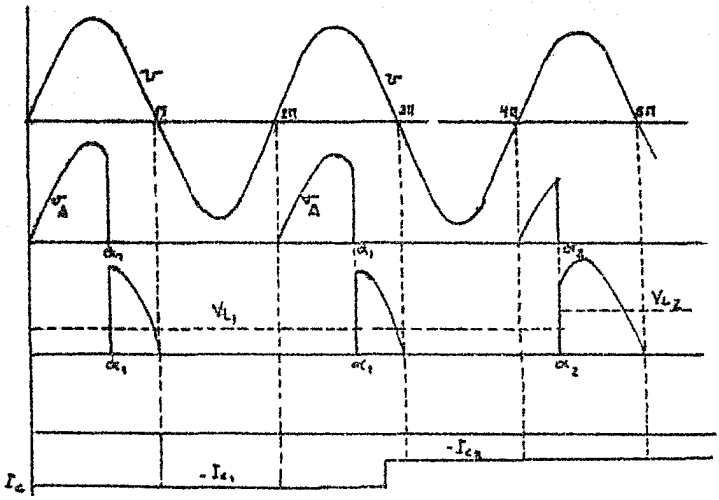


fig. 1-9

rriendo dentro de un período de la fuente de voltaje de C. A. no son amplificados. Los amplificadores magnéticos no pueden - ser usados para amplificar señales "rápidas" como por ejemplo ondas de radio o de sonido. Especificamente, no pueden amplificar señales cambiando dentro de un intervalo de tiempo menor - que un período de la fuente de potencia, por lo que la principal aplicación de los amplificadores magnéticos será para control automático como por ejemplo regulación de velocidad de máquinas industriales, apertura de válvulas, etc.

Se desea resaltar el hecho de que la interacción entre los circuitos de carga y de control sólo ocurre durante los períodos de cambio de flujo, o sea en las rectas verticales de la característica de histéresis (fig. 1-2); si el flujo no está cambiando (o sea en saturación), los dos circuitos no pueden interaccionar. Esto puede parecer obvio, pero a menudo es olvidado en

un análisis de un circuito mas complicado, particularmente en el sentido inverso o sea, que si existe interacción, el flujo debe estar cambiando.

Una imagen muy simplificada del amplificador magnético sería considerarlo como un switch (fig. 1-10) que se cierra en un cierto instante prefijado, dejando pasar cierta cantidad de la corriente de suministro sobre la carga. El control de este switch se establecerá por medio de la corriente de control.

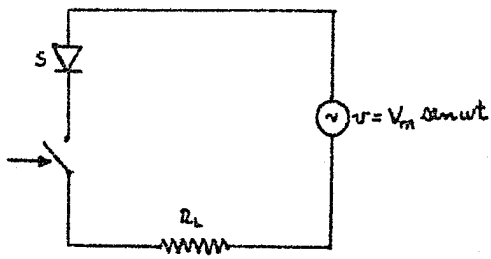
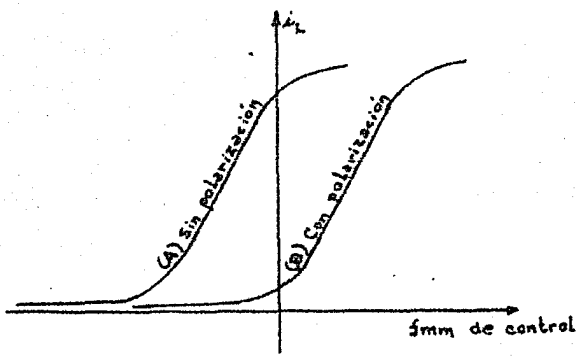


fig. 1-10.

Ya que la salida de un amplificador magnético es una función de la fmm neta de la corriente de control, la suma algebraica de varios embobinados de control que sean energizados simultaneamente determinará el comportamiento del dispositivo.

Cuando se usan varios embobinados de control, uno de ellos puede ser usado para proporcionar una magnetización inicial al núcleo, o polarizar el núcleo, mientras que los otros pueden proporcionar señales que varían continuamente mientras que el sistema está en operación. Por medio de un embobinado de polarización, las condiciones de operación del reactor saturable, son transladadas una cantidad arbitraria. En la fig. 1-11, se muestra una característica típica de corriente de salida contra fmm de control (Curva A). En esta curva el punto de reposo, que es

la magnitud que tenemos a la salida con fmm de control igual a cero es alto, y el quiebre inferior ocurre con una fmm negativa de control. Si usamos un embobinado de polarización, podemos correr la característica a la derecha (Curva B) de tal modo que dicho embobinado proporcione una fmm negativa (polarización negativa), en este caso se ha hecho coincidir el quiebre inferior con el punto de reposo de tal modo, que la salida es controlada por fmms positivas. De la misma manera se puede correr la curva a la izquierda si el embobinado de polarización proporciona una fmm positiva adicional en un valor constante.



Corrimiento de la característica de un Amplificador Magnético por medio de un embobinado de polarización.

Fig. 1-10.

CAPITULO 2.

Circuitos con amplificadores magnéticos. Circuito puente. Circuito con derivación central. Arreglos Push-pull.

Circuitos con amplificadores magnéticos.

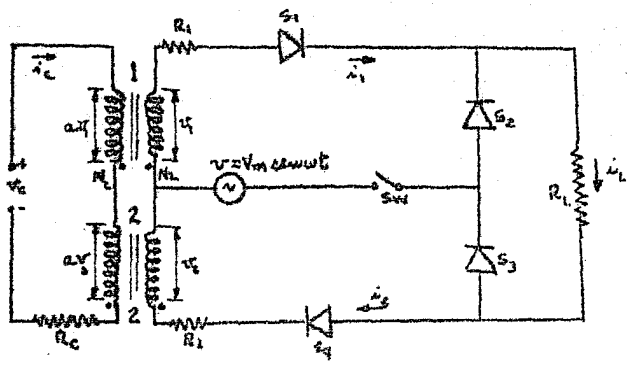
A continuación se presentan algunos de los circuitos mas empleados en la práctica y que serán de utilidad para un capítulo posterior que son: El circuito puente y el circuito con derivación central en sus terminaciones simples y en push-pull.

Circuito puente.

Este circuito se muestra en la fig. 2-1. Se puede observar que el circuito de salida consta de dos mallas, una que operará durante los medios ciclos positivos y otra durante los medios ciclos negativos de $v = V_m$ sen ωt.

Durante los medios ciclos positivos, la corriente circula a través de N_{L1}, S_1, R_L y S_3. Durante los medios ciclos negativos, la corriente circula por el S_2, R_L, S_4 y N_{L2}. El voltaje que aparece a través de R_L, entonces, nunca cambia de dirección y la salida consiste de pulsos unidireccionales con un valor promedio, dependiendo del valor inicial de flujo en el núcleo a la iniciación de cada medio ciclo.

Considerese que los reactores 1 y 2 con embobinados toroida-



Amplificador magnético tipo puente.

Fig. 2-1.

roidales N_L y N_c con resistencias R_1 y R_2 son idénticos y que la característica dinámica de histéresis es como la mostrada en la fig. 1-2. El número de vueltas del embobinado de carga N_L es escogido según la ecuación 1-12, es decir,

$$N_L = V_m / \omega \phi_s \qquad (2\text{-}1)$$

La relación de vueltas entre los embobinados es $a = N_L/N_c$. - Los voltajes v_1 y v_2 de los reactores, se pueden obtener de la Ley de Faraday,

$$v_1 = N_L \frac{d\phi_1}{dt}$$
$$v_2 = N_L \frac{d\phi_2}{dt} \qquad (2\text{-}2)$$

Los rectificadores S_1 y S_3 se han conectado de tal manera - que la corriente a través del embobinado de carga del reactor No. 1 entre por la terminal marcada por el punto; la corriente i_1 llevará al reactor 1 a la saturación positiva, - igualmente la corriente i_2 en el reactor No. 2. La elección de la polaridad para el voltaje de control v_c y de la corriente i_c es tal que valores negativos tenderán a sacar el flujo fuera de la región saturada donde $\phi = \phi_s$.

Considerese que se cierra el switch Sw en el momento en que se vaya iniciando un medio ciclo de voltaje $v = V_m \operatorname{sen} \omega t$ - y que el reactor 2 estaba previamente saturado, o sea que - $\phi_2(0+) = \phi_s$ (punto 1 de la fig. 2-3), y que el reactor 1 tiene un flujo inicial $\phi_1(0+) = \phi_i$ (punto 1 de la fig. 2-2).

Sea
$$R'_L = R_1 + R_L = R_2 + R_L \qquad (2\text{-}3)$$

Si "i_{1e}" es la corriente en el embobinado de carga del reactor 1 durante el intervalo de excitación, se puede considerar que,

$$i_{1e} \ll V_m/R'_L \qquad (2\text{-}4)$$

Al incrementarse el voltaje "v", el reactor 1 pasará del - punto 1 al punto 2 de la fig. 2-2 de duración despreciable, y entrará al intervalo de excitación con un voltaje,

$$v_1 = v - i_{1e} R'_L \approx v \qquad (2\text{-}5)$$

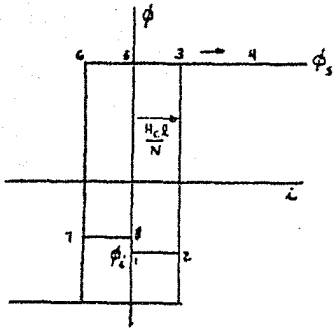
El flujo en el reactor No. 1 es,

$$\phi_1 = \phi_1(0+) + \frac{1}{N_L}\int_0^t v_1\, dt$$
$$= \phi_i + \frac{1}{N_L}\int_0^t V_m \operatorname{sen}\omega t$$
$$\phi_1 = \phi_i + \phi_s(1 - \cos\omega t) \qquad (2\text{-}6)$$

Sea i_{ce} la corriente en el circuito de control durante el intervalo de excitación. En el circuito de control se puede establecer,

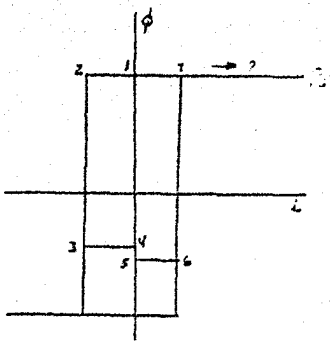
$$v_c - i_{ce} R_c - av_2 - av_1 = 0$$
$$v_2 = -v_1 + (v_c - i_{ce} R_c)/a \qquad (2\text{-}7)$$

En la mayoría de los casos se cumple que $\left|\frac{v_c - i_{ce}R_c}{a}\right| \ll |v_1|$ o sea - que $v_1 \approx -v_2$. Esto significa que el voltaje inducido en el embobinado de control del reactor No. 1 es aplicado al embobinado de control del reactor No. 2, con una polaridad que - llevará al flujo en el No. 2 en una dirección opuesta a la dirección en que el flujo en el reactor 1 está cambiando, es decir que sacará al reactor 2 de $+\phi_s$ en que se encontraba, y ya que $v_2 \approx -v_1$ será llevado casi a la posición inicial de 1.



Característica de histéresis para el reactor 1.

Fig. 2-2.



Característica de histéresis para el reactor 2.

Fig. 2-3.

Sea I_e definido en términos del embobinado de control como,

$$I_e = H_c \ell / N_c \qquad (2\text{-}8)$$

En el reactor No. 2 habrá un cambio de flujo, su embobinado de control es el único que trabaja en este período, por tanto es el que suministrará los ampere-vuelta necesarios,

$$N_2 \, i_{ce} = H_c \ell$$

$$i_{ce} = - H_c \ell / N_c = - I_e \qquad (2\text{-}9)$$

Si la fuente de control tiene un valor constante de V_c volts, $v_c = V_c$, el flujo en el reactor 2 es,

$$\phi_2 = \phi_2(0+) + \frac{1}{N_L}\int v_1 \, dt$$

$$\phi_2 = \phi_s + \frac{1}{N_L}\int_0^t \left(-V_m \operatorname{sen} \omega\tau + \frac{v_c - I_{ce} R_c}{\omega}\right) d\tau$$

$$\phi_2 = \phi_s \cos \omega t + \left(\frac{V_c + I_e R_c}{N_c}\right) t \qquad (2\text{-}10)$$

Durante el intervalo de excitación del reactor 1, éste se mueve del punto 2 al punto 3 de la fig. 2-1, lo propio hace el reactor 2 de la fig. 2-2.

Durante la excitación los ampere-vuelta netos en el reactor 1, son suministrados por sus dos embobinados con corrientes i_{1e} y -

BIBLIOTECA CENTRAL
U. N. A. L.

i_{ce}, o sea,

$$N_L\, i_{le} + N_c\, i_{ce} = + H_c \ell$$

$$i_{le} = \frac{H_c \ell}{N_L} - \frac{N_c\, i_{ce}}{N_L} = \frac{N_c}{N_L}\frac{H_c \ell}{N_c} - \frac{N_c}{N_L}(-I_e) = 2aI_e \qquad (2\text{-}11)$$

El valor de i_{le} dependerá del ancho de la característica de histéresis. Se puede concluir que la consideración hecha en la ec. 2-4 es válida. Las formas de onda aplicables para el intervalo de excitación son mostradas en la fig. 2-4 del punto 2 al punto 3. El intervalo de excitación para el reactor No. 1 termina hasta que el flujo alcanza la saturación, sea $\alpha = \omega t_3$ el ángulo a que esto ocurre, se usó el índice 3 para designar al instante de tiempo que corresponde a los puntos 3 de las figuras 2-2, 2-3 y 2-4.

$$\phi_1 = \phi_s = \phi_i + \phi_s(1-\cos\alpha)$$

$$\alpha = \cos^{-1}\left(\frac{\phi_i}{\phi_s}\right) = \cos^{-1}\left(\frac{\phi_1(0+)}{\phi_s}\right) \qquad (2\text{-}12)$$

En el intervalo de saturación $\phi_1 = +\phi_s$, $v_1 = 0$, y la corriente de carga i_L será,

$$i_L = i_1 = v/R'_L = \frac{V_m \operatorname{sen} \omega t}{R'_L} \qquad (2\text{-}13)$$

En el circuito de control, la ecuación de voltaje de kirchhoff será,

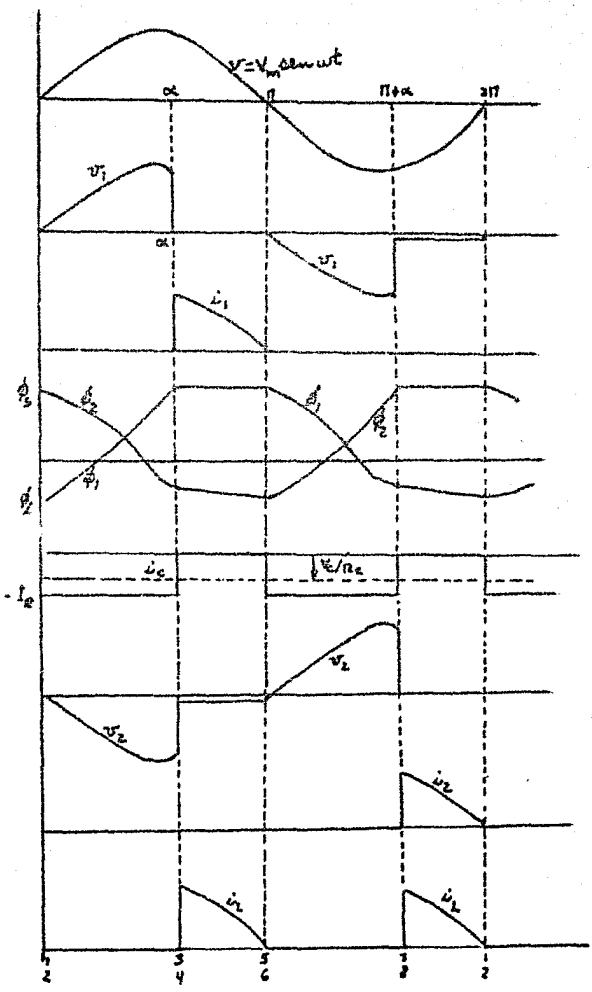
$$v_c - i_c R_c - a\, v_2 = 0$$

$$v_2 = \frac{v_c - i_c R_c}{a} \qquad (2\text{-}14)$$

Durante el intervalo de saturación, el valor de v_2 (ec. 2-14) es muy pequeño comparado con el valor de v_2 durante el intervalo anterior de excitación (ec. 2-7), por consiguiente el cambio de flujo $d\phi_2/dt$ será muy pequeño, tal que no se aplica la característica dinámica de histéresis, se puede considerar que los ampere-vueltas en el reactor 2 son cero, o sea,

$$N_c\, i_c = 0$$

$$i_c = 0 \qquad (2\text{-}15)$$



Fórmas de onda del amplificador magnético de la fig. 2-1.

Fig. 2-4.

Sustituyendo (2-15) en (2-14), se obtiene,

$$v_2 = v_c / a \qquad (2\text{-}16)$$

Durante el intervalo de saturación, el voltaje de control es aplicado al embobinado de control del reactor No. 2, causando por con

siguiente un cambio de flujo adicional en el mismo. El flujo inicial para este intervalo es de la ecuación 2-10, para un tiempo t_3,

$$\phi_2 = \phi_2(t_3) + \frac{1}{N_c}\int_{t_3}^{t} \frac{v_c}{a}\, d\tau$$

$$\phi_2 = \phi_2(t_3) + \frac{V_c}{N_c}(t - t_3) \qquad (2\text{-}17)$$

El valor del flujo ϕ_2 de la ecuación anterior para $\omega t = \omega t_4 = \pi$ es el valor inicial para el siguiente medio ciclo. El medio ciclo negativo empieza con el reactor No. 1 en saturación y el No. 2 en un valor no saturado. En la fig. 2-4 se muestran las curvas resultantes.

En el medio ciclo negativo entrará en operación la parte restante del circuito de carga, y los eventos siguientes serán similares a los del medio ciclo anterior pero los papeles de los reactores estarán invertidos.

Para llegar al estado estable del circuito es necesario que el flujo en el reactor No. 2 al principio del medio ciclo negativo sea igual al flujo en el reactor No. 1 al principio del medio - ciclo positivo, es decir,

$$\phi_2(t_5) = \phi_1(t_1) = \phi_i \qquad (2\text{-}18)$$

A continuación se encontrará el valor del voltaje de control - $v_c = V_c$ que mantenga la operación de esgado estable con el valor del flujo inicial para cada medio ciclo igual al valor ϕ_i. El cambio de flujo en el reactor No. 1 durante el intervalo de excitación en el medio ciclo positivo es,

$$\Delta\phi_1(2\text{-}3) = \frac{1}{N_L}\int_0^{\alpha/\omega} v_1\, dt = \phi_s - \phi_i \qquad (2\text{-}19)$$

El cambio de flujo en el reactor No. 2 en el mismo medio ciclo positivo es,

$$\begin{aligned}
\Delta\phi_{2(2\text{-}5)} &= \Delta\phi_{2(2\text{-}3)} + \Delta\phi_{2(4\text{-}5)} \\
&= \frac{1}{N_L}\int_0^{\alpha/\omega} v_2\, dt + \frac{1}{N_L}\int_{\alpha/\omega}^{\pi/\omega} v_2\, dt \\
&= \left[-\phi_s + \phi_i + \frac{(V_c I_e R_c)}{N_c}\frac{\alpha}{\omega}\right] + \left[\frac{V_c}{N_c}\frac{(\pi-\alpha)}{\omega}\right] \\
&= -\phi_s + \phi_i + \frac{V_c \pi}{N_c \omega} + \frac{I_e R_c \alpha}{N_c \omega} \qquad (2\text{-}20)
\end{aligned}$$

Para tener operación de estado estable, el cambio de flujo en el reactor 2 debe ser igual y opuesto al cambio de flujo en el reactor 1,

$$\Delta\phi_{2_{(2-5)}} = -\Delta\phi_{1_{(2-3)}} \qquad (2\text{-}21)$$

Sustituyendo 2-12, y 2-20 en 2-21,

$$-\phi_s + \phi_i + \frac{V_c \pi}{N_c \omega} + \frac{I_e R_c \alpha}{N_c \omega} = -(\phi_i - \phi_i)$$

$$V_c = -I_e \frac{\alpha}{\pi} R_c \qquad (2\text{-}22)$$

Nótese que la solución que se ha encontrado requiere que V_c sea una cantidad negativa. Sea I_c el valor promedio de la corriente de control, $I_c = i_c$(promedio)

$$I_c = \frac{\omega}{\pi}\left[\int_0^{\alpha/\omega} (-I_c)\,dt + \int_{\alpha/\omega}^{\pi/\omega} 0\,dt\right] = -I_e \frac{\alpha}{\pi} \qquad (2\text{-}23)$$

que checa con la ecuación 2-22

$$V_c = I_c R_c \qquad (2\text{-}24)$$

Haciendo un resumen de los eventos que ocurren durante un medio ciclo positivo (ver fig. 2-4). Aproximadamente todo el voltaje de suministro se aplica en el embobinado de carga del reactor No. 1, haciendo cambiar el flujo desde un valor ϕ_i hasta ϕ_s en el intervalo de $0<\omega t<\alpha$. Durante este intervalo de excitación, el reactor produce un voltaje (av_1) en el circuito de control que casi en su totalidad es aplicado en el embobinado de control del reactor No. 2 sacando el flujo del último del valor de saturación. Durante el intervalo de excitación $|i_c R_c| > |V_c|$, y el cambio de flujo no es suficiente, durante el intervalo de saturación $|V_c| > i_c R_c = 0$ el voltaje de control es aplicado en el embobinado de control del reactor No. 2, llevando el flujo hasta el valor ϕ_i. Cuando el reactor No. 1 se satura, el voltaje de suministro de C. A. se aplica completamente a través de la resistencia de carga.

Es importante observar que el voltaje de control determina la

operación de estado estable. Se ha visto que el voltaje de control determina el valor del flujo al cuál el reactor No. 2 es llevado. Este valor de flujo, a su vez, controla el ángulo de encendido y por tanto al cantidad de energía entregada a la carga. Se ha resuelto el problema considerando un valor para el flujo inicial, y se ha encontrado el valor del voltaje de control para el cual se mantendrá la operación de estado estable. Si el voltaje de control fuera diferente de este valor, entonces cada reactor sería llevado a un valor diferente de flujo. Este transitorio continuaría hasta que nuevos valores de estado estable fueran alcanzados.

Característica de transferencia.

A continuación se encontrará la característica del amplificador de la fig. 2-1, que relaciona el valor promedio de la corriente de carga con el valor promedio de la corriente de control.

La corriente de control está dada por

$$i_c = \begin{cases} -I_e & \text{para } 0<\omega t<\alpha \\ 0 & \text{para } \alpha<\omega t<\pi \\ -I_e & \text{para } \pi<\omega t<\pi+\alpha \\ 0 & \text{para } \pi+\alpha<\omega t<2\pi \end{cases} \qquad (2\text{-}25)$$

como se muestra en la fig. 2-4. El valor promedio de la corriente de control I_c, encontrado en la ecuación 2-25 es,

$$I_c = -I_e \frac{\alpha}{\pi} \qquad (2\text{-}26)$$

La corriente a través de la resistencia de carga (ver fig. 2-4) es,

$$i_L = \begin{cases} 0 & \text{para } 0<\omega t<\alpha \\ (V_m/R_L') \text{ sen } t & \text{para } \alpha<\omega t<\pi \\ 0 & \text{para } \pi<\omega t<\pi+\alpha \\ (V_m/R_L') \text{ sen } t & \text{para } \pi+\alpha<\omega t<2\pi \end{cases} \qquad (2\text{-}27)$$

El promedio de la corriente de carga I_L será,

$$I_L = \frac{\omega}{\pi}\int_0^{\pi/\omega} i_L\,dt$$

$$I_L = \frac{\omega}{\pi}\int_{\alpha/\omega}^{\pi/\omega} \frac{V_m \cos\omega t}{R_L'}\,dt = \frac{V_1}{\pi R_L'}(1+\cos\alpha) \qquad (2\text{-}28)$$

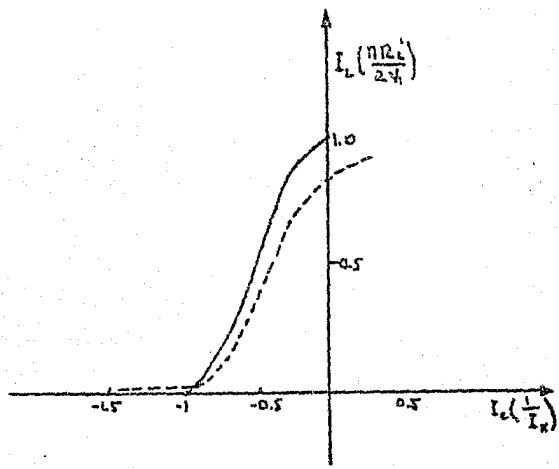
De las ecuaciones 2-26 y 2-28 se puede obtener la función de transferencia,

$$\frac{I_L}{I_c} = \frac{V_1}{\pi R_L'}\,\frac{(1+\cos\alpha)\pi}{I_c\,\alpha} \qquad (2\text{-}29)$$

Es conveniente poner esta ecuación en una forma adimensional como,

$$I_L\left(\frac{\pi R_L'}{2V}\right) = \frac{1+\cos\left(-\frac{I_c}{I_x}\pi\right)}{2} \qquad (2\text{-}30)$$

Esta ecuación adimensional es graficada en la fig. 2-5 (Referencia No. 5); como comparación una curva obtenida de un amplificador magnético real es mostrada como una curva punteada en la misma gráfica. Las diferencias entre las dos curvas se explican por las consideraciones que se hicieron para simplificar el cálculo, por la forma en que los materiales reales difieren de las condiciones ideales y considerando además que no se tienen rectificadores ideales.



Característica de transferencia de un amplificador magnético de onda completa.

Fig. 2-5.

Tiempo de respuesta.

En la misma referencia No. 5 se demuestra que el tiempo necesario para que un amplificador de onda completa llegue a un nuevo estado estable en respuesta a un cambio en el voltaje de control de V_{c1} a V_{c2} con sus correspondientes ángulos de encendido α_1 y α_2 es,

$$T_c = \frac{\frac{1}{N_L}\int_{\alpha_2/\omega}^{\alpha_1/\omega} V_m \operatorname{sen}\omega t \, dt}{\frac{2f}{N_L}\int_{\alpha_2/\omega}^{\alpha_1/\omega} \frac{I_e R_c}{a} \, dt} \qquad (2\text{-}31)$$

Se obtiene una expresión un poco mas significativa que la anterior si se toma el límite de T_c cuando $\alpha_1 \rightarrow \alpha_2$ o sea,

$$T_c \approx \frac{a\, V_m \operatorname{sen}\alpha}{2f\, I_e R_c} \qquad (2\text{-}32)$$

si α_1 y α_2 son arbitrariamente tomados cercanos a α. Esto significa que para pequeños cambios en el voltaje de control, la respuesta será aproximadamente de una manera exponencial.

Sustituyendo los valores de V_m dado en la ec. 2-1, el de I_e de la ec. 2-8 se obtiene,

$$T_c = \frac{a\; 2\pi f\, N_L B_s A \operatorname{sen}\alpha}{2f\; R_c\; H_c l/N_c} = \pi N_c^2 \frac{B_s}{H_c}\frac{A}{l}\frac{\operatorname{sen}\alpha}{R_c} \qquad (2\text{-}33)$$

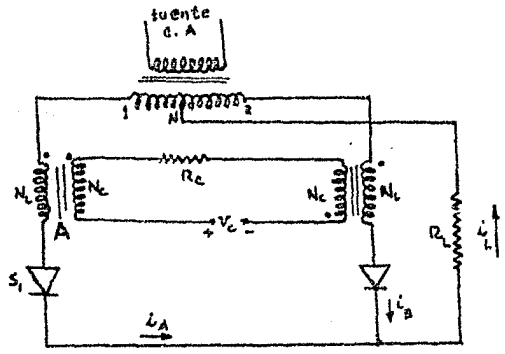
En la práctica la constante de tiempo de un Amplificador Magnético es definida como el tiempo requerido para la corriente de carga alcanzar el 63% de su valor final, en respuesta a una función escalón en el circuito de control. Ya que la salida de un amplificador magnético es afectada por la clase de carga, la definición anterior de constante de tiempo es cierta solamente para el caso de una carga resistiva.

Para finalizar el con análisis del circuito puente de la fig. 2-1, observandolo desde las terminales de carga, nótese que hay una trayectoria unidireccional de muy baja impedancia a través de los rectificadores S_2 y S_3. Esto proporciona una trayectoria de corto circuito para corrientes inducidas debidas a algunos tipos

de carga, como campos de generadores o motores, que distorcionarían la operación del circuito.

Circuito de un Amplificador Magnético con derivación central.

A continuación se presenta el circuito de un Amplificador Magnético con derivación central, que es importante ya que al igual que el circuito puente tiene aplicación en el control de máquinas de C. D., que es el tema de un capítulo posterior. Este circuito no se tratará con detalle como el anterior y sólo se hará referencia a sus características principales. El circuito en cuestión toma su nombre del transformador conectado en el centro que tiene una derivación central conectada a una de las terminales de la carga; este transformador debe tener el doble del voltaje de carga nominal.



Circuito de un Amplificador Magnético con derivación central.

Fig. 2-6.

Durante los medios ciclos positivos de la corriente de suministro, la corriente circulará a través de una parte del secundario del transformador, o sea del punto N a 1, por el rectificador S_1

el embobinado N_{LA} y la resistencia de carga. Durante los medios ciclos negativos la corriente circulará de N a 2, el rectificador S_2, N_{LB} y R_L. La corriente de carga como en el circuito puente consistirá de pulsos unidireccionales con un valor promedio dependiendo del valor inicial de flujo en cada reactor a la iniciación de cada medio ciclo.

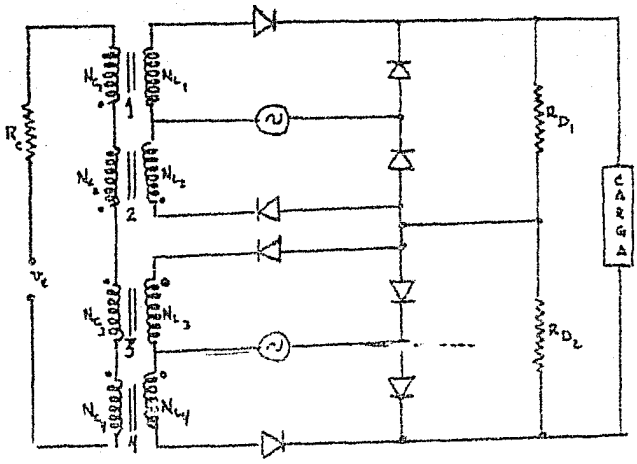
El análisis de este circuito será similar al anterior y las características de entrada y salida lo serán también, con un cambio de escalas debido a la acción del transformador sobre el voltaje de suministro.

La ventaja del circuito con derivación central es el aislamiento del circuito de C. D. de la fuente de C. A. El voltaje secundario del transformador puede ser escogido para obtener un diseño mas eficiente de los reactores y selección de los rectificadores independientemente de la fuente de C. A. disponible. La desventaja de usar el transformador es que, debido a la pobre forma de la onda de corriente, es comparativamente grande e ineficiente.

El circuito con derivación central, tiene una aplicación comparable a la del circuito puente, y ambos tienen costos parecidos en tamaños pequeños. Con salidas grandes, el circuito puente es algunas veces preferido ya que el costo de rectificadores adicionales generalmente es menor que el costo del transformador.

Circuitos con Amplificadores Magnéticos en Push-pull.

El problema de diseño de amplificadores push-pull o de fase reversible, es uno que no ha dejado de intrigar a los diseñadores de amplificadores en general. En el campo de los amplificadores magnéticos en push-pull es desalentador observar que la eficiencia de los circuitos es reducida por pérdidas en diseños prácticos. Además en algunos casos se introducen discontinuidades que hay -



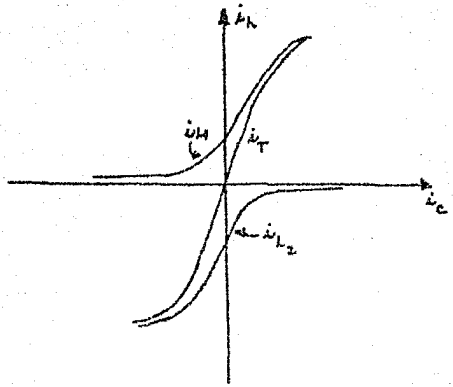
Circuito puente en Push-pull

Fig. 2-7

que corregir.

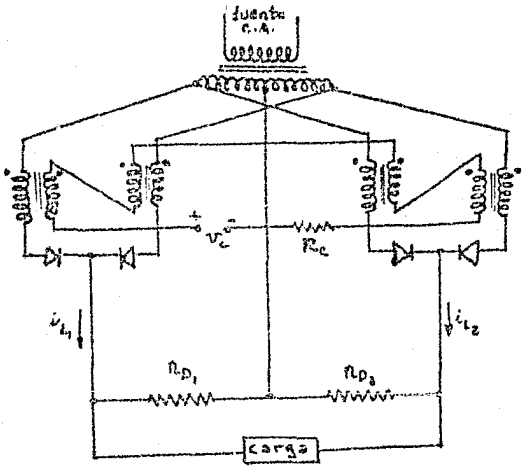
El circuito puente en push-pull es una forma mas desarrollada - que el mostrado en la fig. 2-1, por la adición de dos reactores con sus correspondientes rectificadores. El arreglo Push-pull resulta simplemente de conectar dos amplificadores magnéticos - invertidos, cuyos embobinados de control están conectados en - serie con polaridades opuestas, obteniendose el efecto de que - los embobinados de un amplificador se vuelven mas positivos mientras que los del otro amplificador se vuelven mas negativos. La característica resultante de entrada y salida es simplemente una suma de las dos características de los amplificadores individuales, un produciendo corriente de carga positiva y el otro negativa, como se muestra en la fig. 2-8.

El circuito push-pull mas popular es el circuito con derivación central, que se muestra en la fig. 2-9 y que es formado de una - manera similar al anterior.



Característica de entrada y salida de un amplificador magnético en push-pull.

Fig. 2-8



Circuito de un Amplificador Magnético con derivación central en push-pull.

Fig. 2-9

CAPITULO 3.

Consideraciones para un diseño. Ventajas y desventajas.

Los Amplificadores magnéticos pueden ser usados en una gran variedad de circuitos simples, en paralelo, en cascada y push-pull con diversas posibilidades de aplicación. Los embobinados de señal pueden ser conectados separadamente, en serie o en paralelo, dependiendo de la resistencia de la fuente de señal, de la ganancia y de la velocidad de respuesta requerida.

Los Amplificadores Magnéticos encontraron aplicación en varios campos de la Ingeniería Eléctrica, algunas de ellas son en el control de alumbrado de teatros, como relays, conversores c-d/c-a (moduladores), conversores c-a/c-d (demoduladores), servo-amplificadores, dispositivos de control y alarmas, alimentando campos de generadores o amplificadores rotatorios y en el control de motores pequeños.

El primer paso en el diseño de un amplificador magnético es recabar información concerniente a los requerimientos funcionales demandados para el amplificador para la aplicación en particular, y de las fuentes de potencia disponibles.

La información concerniente a la función del amplificador puede ser clasificada en varias categorías que son: circuito de carga, circuito de señal, operación del amplificador y medio ambiente.

En cuanto al circuito de carga se necesita saber:

1.- Potencia requerida por la carga.

2.- Tipo de carga, resistiva o reactiva.

3.- Tipo de corriente de salida, directa o alterna.

4.- Ciclaje de trabajo.

5.- Terminación sencilla o push-pull.

6.- Máxima potencia que puede ser aplicada a la carga en condiciones de seguridad.

Circuito de señal.

1.- Número y tipo de señales.

2.- Para cada fuente de señal:

a) Impedancia de entrada del amplificador.

b) Impedancia de la fuente.

c) Máxima potencia de señal disponible.

d) C. D. o C. A. modulada.

Operación del amplificador

1.- Ganancia.

2.- Respuesta dinámica.

3.- Linealidad requerida.

En cuanto al medio ambiente, en algunos casos puede importar: Temperatura, humedad, vibración, altitud, ambiente salino, arena o polvo. Otra información básica que puede restringir el diseño es la referente a las fuentes de potencia disponibles en un sistema en particular.

Una vez que se ha obtenido la información anterior, se puede seleccionar el tipo de amplificador que se vaya a usar, ya sea entre los dos tipos estudiados en el capítulo anterior, en terminación sencilla o push-pull, o bien algún circuito híbrido o combinaciones que se pueden obtener en la referencia No. 6.

A continuación se dan algunas ventajas y desventajas que tienen los amplificadores magnéticos en sus aplicaciones.

Ventajas:

Es posible un aislamiento entre los circuitos de entrada y salida y las señales de diferentes niveles de voltaje pueden ser sumadas en cualesquiera proporciones por el uso de múltiples embobinados de señal. No tiene partes móviles y la manera en que un amplificador magnético está constituído da una impresión de robustez. No se requiere un tiempo de calentamiento.

Desventajas.

Los amplificadores magnéticos son inferiores en eficiencia y economía a otros dispositivos que se emplean en la actualidad, que son los rectificadores controlados de silicio (SCR), que tienen una aplicación semejante.

La velocidad de respuesta de un amplificador magnético es función de la frecuencia de suministro de C. A. En algunas aplicaciones esto puede demandar una mayor frecuencia de suministro que la que se tenga a la mano.

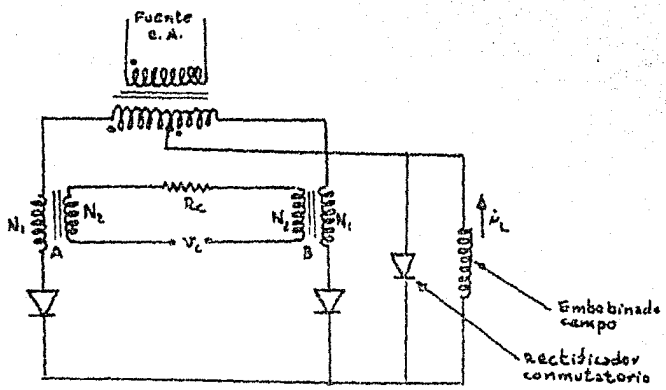
CAPITULO 4.

El amplificador magnético alimentando el campo de un generador de C. D. El amplificador Magnético en un sistema de voltaje ajustable.

Los Amplificadores Magnéticos pueden ser usados como excitadores reguladores o pre-amplificadores para el control de los campos - de generadores o motores.

El voltaje controlado a la salida del generador puede ser aplicado, como en un sistema Ward Leonard a la armadura de un motor para controlar su velocidad, también llamado sistema de voltaje - ajustable.

Cuando se usan amplificadores magnéticos para controlar a un generador o un motor, la carga no será resistiva y se debe considerar la inductancia. Cuando el campo de un generador es conectado a un amplificador magnético con derivación central, fig. 2-6, no se tiene ninguna trayectoria de descarga para la energía almacenada en la inductancia del campo mientras que la fuente de voltaje de C. A. pasa por cero. El voltaje auto-inducido del campo impediría el desplome de flujo en el reactor, perjudicando la operación del amplificador magnético, si no se provee una trayectoria de descarga. Esta trayectoria de descarga puede ser formada por un rectificador conmutatorio en paralelo con el campo, como - se muestra en la fig. 4-1. La polaridad de este rectificador es -



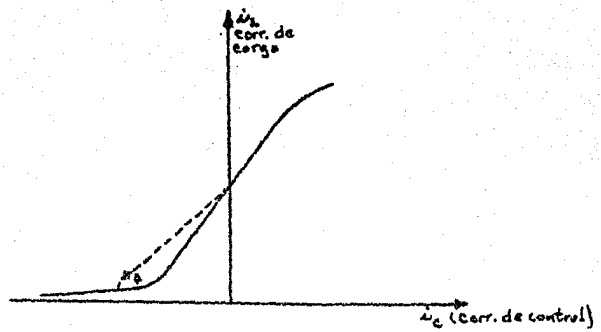
Amplificador magnético con derivación central provisto de un rectificador conmutatorio, alimentando el campo de un Generador de C. D.

Fig. 4-1.

tal que la corriente de carga no circule por él, pero solamente corriente de descarga. Cuando amplificadores magnéticos con derivación central son usados para la excitación de campo, siempre se deben usar rectificadores conmutatorios.

Cuando se usa un amplificador magnético tipo puente, fig. 2-1, si se tiene una trayectoria de descarga para el campo. Sin embargo, cuando la carga consiste de un campo de alta inductancia es preferible incluir un rectificador conmutatorio.

Cuando la carga es inductiva, puede llegar a inducirse en el circuito de control una corriente que distorcionará la característica de entrada y salida por lo que será preciso aumentar la resistencia del circuito de control Rc. En la región de bajas corrientes de salida, fig. 4-2, el amplificador magnético se vuelve inestable y la corriente de salida puede cambiar subitamente (llamado en inglés "snap") hacia arriba o hacia abajo dependiendo si la corriente de control es incrementada o decrementada. En la fig. 4-2, la curva continua es la característica de entrada-salida normal de un ampli



Inestabilidad de un Amplificador Magnético con baja impedancia en el circuito de control alimentando una carga inductiva.

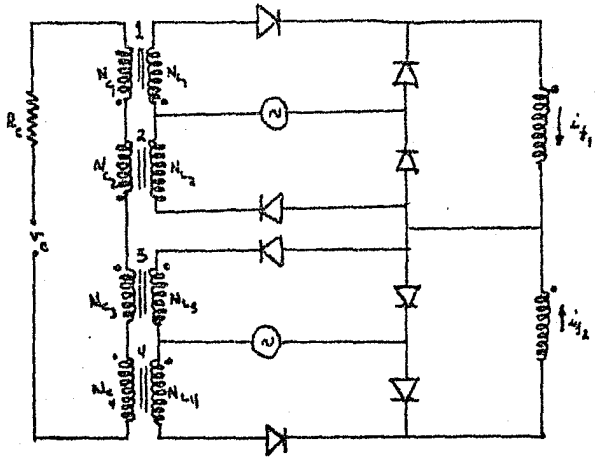
Fig. 4-2.

ficador magnético y la curva punteada es la distorción resultante si se tiene una impedancia pequeña en el circuito de control. La malla formada por los dos brazos con las flechas indicadoras es la región inestable. Puede ser evitada añadiendo resistencia o inductancia en el circuito de control. Inductancia adicional incrementa la constante de tiempo del circuito de control. Añadiendo resistencia se reduce la ganancia. Ya sea inductancia o resistencia adicionales elimina este defecto, no es necesario incluir ambas.

Algunas veces se desea invertir la polaridad del generador o del excitador, como por ejemplo en un sistema de voltaje ajustable para invertir la velocidad del motor. Para esto se puede usar un arreglo de dos amplificadores en push-pull. La elección entre el circuito puente y con derivación central será según la preferencia del diseñador ya que ambos tienen características similares. Ambos circuitos se muestran en las figuras 2-7 y 2-9. El circuito push-pull generalmente es usado cuando los amplificadores magnéticos

se utilizan como pre-amplificadores para amplificadores rotatorios.

En la fig. 4-3 se ilustra el control de un generador de C. D. por medio de un circuito puente push-pull, en este caso los campos de control del generador se conectan con polaridades opuestas de tal modo que las fmms. producidas por los dos campos son substractivas. Entonces, si la corriente de carga de un amplificador es mayor que la del otro, como las fmms son de sentidos contrarios dominará la que sea mayor en valor absoluto (fig. 2-8), y el voltaje de armadura será de cierta polaridad; si la corriente de control de los amplificadores magnéticos es invertida, el voltaje de armadura también será invertido.

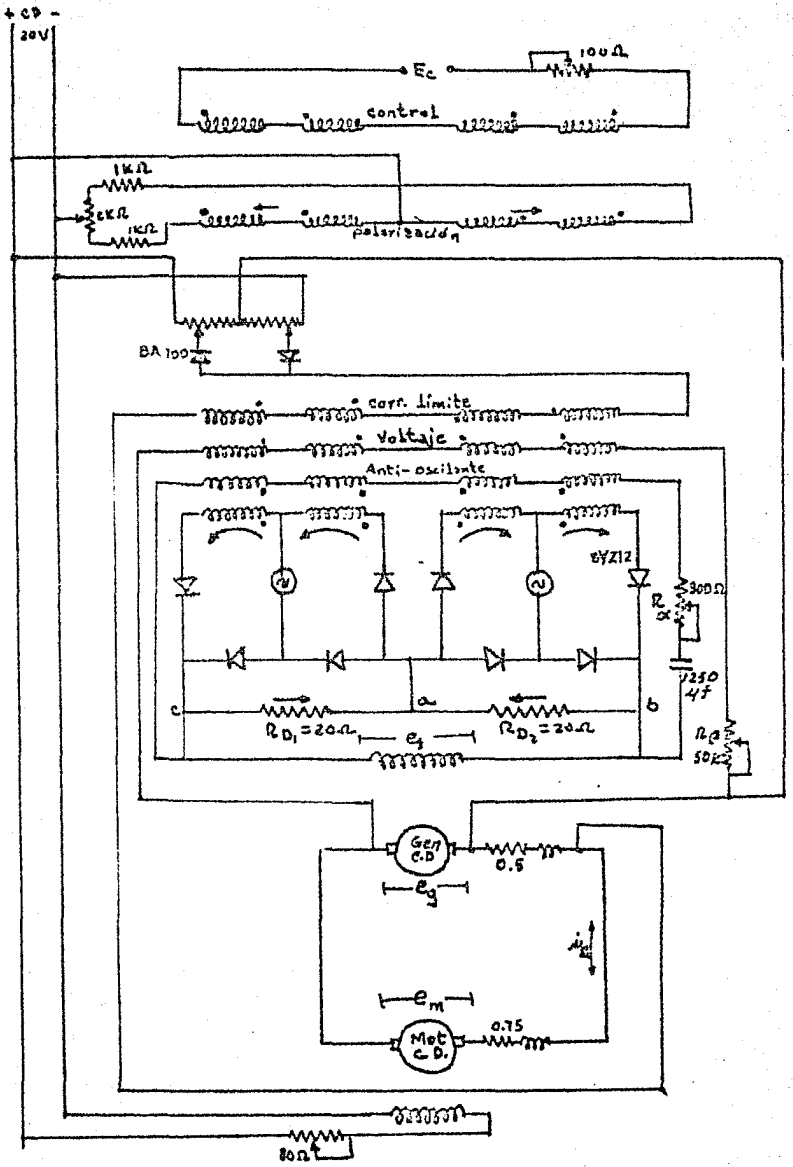


Control de un Generador de C. D. provisto de dos campos por medio de un circuito puente en push-pull.

Fig. 4-3.

Según se observa en la fig. 4-3, la máquina de C. D. deberá tener dos campos, esto algunas veces requiere una máquina especial, lo cuál es una característica indeseable. En el caso de un generador con un sólo campo, se puede conectar por medio de dos resistencias de carga R_{D1} y R_{D2} como se muestra en las figuras 2-7 y 2-9, en donde dependiendo de cual corriente de carga sea mayor, la polaridad y el voltaje a través del campo variará en magnitud y dirección.

El Amplificador Magnético en un sistema de voltaje ajustable.
La fig. 4-4 ilustra como un amplificador magnético en push-pull puede ser usado para el control de campo de un Generador de C. D. de un sistema de voltaje ajustable.
El Amplificador Magnético de la fig. 4-4 tiene cuatro embobinados de control y uno de polarización, con el resultado de que cada señal producirá ciertos ampere-vueltas y la suma algebraica será la que gobierne la magnitud del voltaje de campo del generador. La magnitud de la fuente de señal y el ajuste del reóstato a través del cual es conectada al embobinado de control, determinará el voltaje del generador o velocidad del motor que se desea ser mantenida. El embobinado llamado "de voltaje", que se opone al embobinado anterior, es conectado a través de la armadura del generador, por consiguiente sus ampere-vueltas son obtenidos del voltaje real del generador. La diferencia en ampere-vueltas entre los dos embobinados anteriores determina la excitación del campo del generador necesaria para mantener el voltaje del generador en condiciones de estado estable.
El embobinado anti-oscilante, minimiza la tendencia al sobrepaso, este embobinado es conectado al campo de excitación del generador a través de un capacitor. El control de "corriente límite" tiene



Sistema de control de voltaje ajustable con control de campo del generador por medio de un amplificador magnético en push-pull.

Fig. 4-5

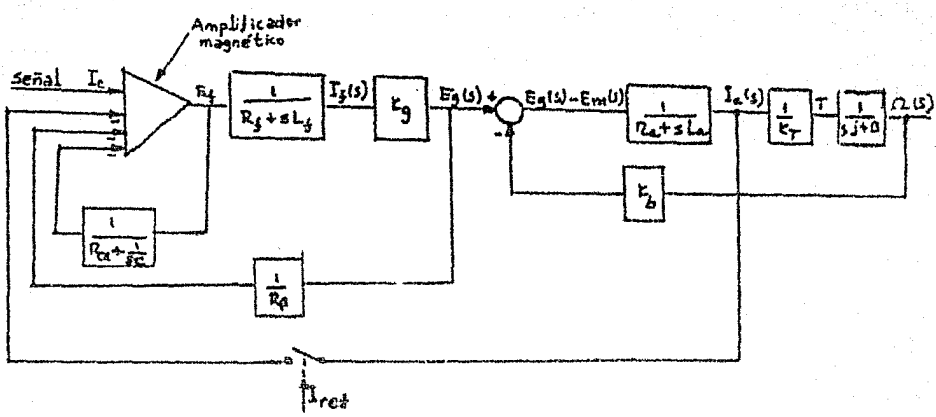


Diagrama de bloque de la fig. 4-5.

Fig. 4-6

por objeto de que la corriente que circula por el circuito de armadura del generador y motor no exceda el límite de conmutación de las máquinas y sólo operará si se excede ese valor. En la fig. 4-6 se muestra el diagrama de bloque del sistema. En este diagrama de bloque se indica por un switch que está normalmente abierto, que no habrá retroalimentación negativa en el caso de que la corriente de armadura sea menor que la corriente límite de conmutación, pero que habrá una retroalimentación en el caso de que la corriente de armadura exceda ese valor.

Ya que se desea obtener una característica duodireccional de corriente (fig. 2-8) se hizo el diseño de un amplificador magnético en push-pull.

Se hizo el diseño del amplificador magnético en push-pull de la fig. 4-5 para un sistema que tiene las siguientes constantes:

Motor de C. D. de 3 Hp.
Resistencia de armadura 0.75 ohms.
Par por unidad de corriente k_T = 1.25 lb-pie/amp.
Generador de C. D. 5 Kw.
Voltaje por unidad de corriente de campo k_g = 218 volt/amp.
Resistencia de armadura 0.5 ohms.
Las inductancias de armadura del gen. y motor son despreciables.
Datos de campo: R_f = 20 ohms L_f = 3.5 hy.
Voltaje de campo V_f = 25.2 volts, corriente I_f = 1.26 amp.
Potencia entregada al campo 31.7 volt-amp.
Par de carga del motor 10 lb-pie
Frecuencia de la fuente de C. A. 50 Hz.
Corriente máxima de señal disponible que llega al amplificador ± 20 mA. a un voltaje de 2 volts.

Proceso de cálculo.

De los datos anteriores, las ganancias requeridas para el amplificador son:

Ganancia de corriente 63 amp/amp.
Ganancia de voltaje 12.6 volt/volt
Ganancia de potencia 790 watt/watt.

El tamaño del reactor dependerá de su capacidad volt-ampere, la capacidad de voltaje es directamente proporcional al área de la sección del hierro "A" multiplicada por el número de vueltas, mientras que la capacidad de corriente es directamente proporcional al área total del cobre usado en los conductores dividida por el número de vueltas, por tanto, el producto de las dos áreas mencionadas será proporcional a la capacidad volt-ampere del reactor. La elección del reactor se puede hacer de un catálogo, en el presente caso se recurrió a la referencia No. 1, donde se tiene un extenso material para diseño de un amplificador magnético, a donde puede recurrirse en caso de desearse mayor información.

Debido a la inclusión de las resistencias $R_{D1} = R_{D2}$ = 20 ohms, la capacidad volt-ampere a que el reactor debe ser diseñado es de 190 volt-ampere, lo cual será una señal de baja eficiencia de los circuitos push-pull. Para un voltaje de trabajo normal de -

± 25.2 volts a través del campo del generador, estará trabajando uno de los dos amplificadores de que se compone el push-pull y el otro tendrá una corriente mínima, ya que la característica es la suma de las dos características individuales (fig. 2-8). El voltaje de salida para el amplificador que esté trabajando (puntos a-b o a-c de la fig. 4-6) deberá ser de 50.4 volts, la corriente de salida será de 3.78 amp, que será la que circulará por los rectificadores. El reactor escogido para el presente problema (No. de catálogo 206 de la referencia No. 1), de material Deltamax, tiene las siguientes características:

Densidad de flujo de saturación B_s = 14.5 kilogausses.
Area de la sección A = 1.28 cm².
Longitud media del circuito magnético ℓ = 29.92 cm.
Fuerza coercitiva H_c = 0.18 amp-vuelta/cm.

Para calcular el voltaje rms de C. A. a partir del voltaje de carga de 50.4 volts de C. D. nominal, a éste último se le hace una corrección por inductancia despues de saturación, factor de forma y resistencia del embobinado de salida (Referencia No. 1),

$$V_{lin} = 50.4\ (1.22)(1.11)/(0.875) = 78 \text{ volts (rms nominal)}$$

$$V_{lin\ max} = V_m = 110 \text{ volts}$$

Con los datos anteriores se puede entrar a la ecuación 2-1 para calcular el número de vueltas del embobinado de carga,

$$N_L = V_m / \omega \phi_s = V_m / (2\pi f\ \phi_s) \qquad (4\text{-}1)$$

donde,

$$\phi_s = B_s\ A = 14\ 500\ (1.28) = 1.86\ (10)^4 \text{ maxwell} = 1.86\ (10)^{-4} \text{ weber}$$

Sustituyendo valores en la ecuación 4-1,

$$N_L = \frac{100}{100\ \pi\ (1.86)(10)^{-4}} = 1880 \text{ vueltas}$$

El calibre de los conductores se obtiene del área del cobre que es conveniente adaptarle al reactor, que en el presente caso resultó ser de 0.54 pulg² que se repartió de la siguiente manera entre los embobinados de que va a constar el reactor, basandose en recomendaciones de la referencia No. 1:

Embobinado de salida	74	%
señal	6	%
voltaje	6	%
polarización	6	%
anti-oscilante	4	%
corriente límite	4	%
Total	100	%

El calibre del conductor para cada embobinado se obtiene dividiendo el área del cobre destinada para ese embobinado entre el número de vueltas del mismo. La resistencia del embobinado se obtiene multiplicando la resistividad del material del conductor por la longitud del mismo. Esta última se obtiene multiplicando la longitud media por vuelta por el número de vueltas. Lo anterior se puede expresar como,

$$A_{conduct} = \frac{A_{Cu}}{N} \qquad (4\text{-}2)$$

$$R = \rho L \qquad (4\text{-}3)$$

$$L = L_{mv} N \qquad (4\text{-}4)$$

El conductor para el embobinado de salida obtenido de la manera anterior fue el AWG 25 (320 CM) y la resistencia de dicho embobinado fue de 8 ohms.

El número de vueltas del embobinado de control se puede obtener de la ecuación 2-10, de la que se tienen como datos el valor de la corriente de control I_c, la fuerza coercitiva H_c y la longitud media del circuito magnético ℓ,

$$N_c = H_c \ell / I_c \qquad (4\text{-}5)$$

$$N_c = (0.18)\ (29.92)\ /\ (0.02) = 268 \text{ vueltas.}$$

El alambre para este embobinado resultó ser el AWG 28 (160 CM), la resistencia del mismo fue de 2 ohms.

La característica de transferencia que se ha obtenido hasta aquí, de los amplificadores magnéticos considerados individualmente se muestra con líneas punteadas A y B de la figura 4-8. Estas se pueden obtener de la característica teórica mostrada en la fig. 2-5.

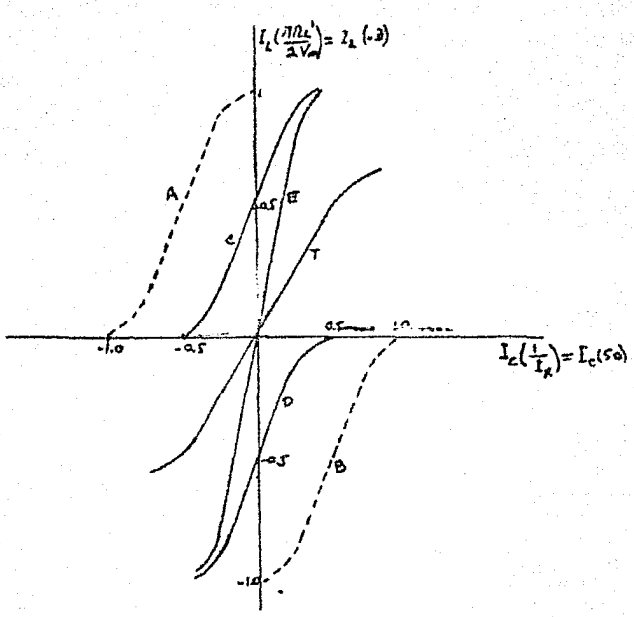


Fig. 4-8.

Por medio del embobinado de polarización, se corren las curvas anteriores A y B para obtener las indicadas con línea continua marcadas con las letras C y D, la suma de las dos curvas se indica por la letra C.

El embobinado de polarización tiene las mismas especificaciones que el embobinado de señal, pero la corriente que circulará será de 10 mA.

La curva C será modificada además, pór la retroalimentación negativa del embobinado de voltaje, mejorandose la estabilidad del sistema y obteniendose la curva "T" que será la característica final. El embobinado de voltaje tiene las mismas especificaciones que los dos anteriores, el ajuste del reóstato de este circuito dará la pendiente de la curva T.

El embobinado de corriente límite sólo operará cuando se exceda este valor y los ampere-vuelta que proporcione harán que cambie el voltaje del generador por abajo de ese límite, este embobinado empezará a actuar a los 16 amp. en el circuito de armadura. El embobinado anti-oscilante sólo operará cuando haya cambios bruscos en el voltaje de campo. Estos dos embobinados se diseñaron con las siguientes especificaciones, número de vueltas 54, alambre AWG 28, resistencia despreciable, corriente igual a 0.1 amp.

Una característica indeseable del circuito push-pull es que su eficiencia es inherentemente baja. Debido a la inclusión de las resistencias R_{D1} y R_{D2} iguales a 20 ohms, con una corriente a través del campo del generador de 1.26 amp. se calculará la eficiencia. Para la corriente anterior, estará trabajando uno de los dos amplificadores, ya que la corriente a través del otro será muy pequeña. Denominando P_s a la potencia de salida, P_i a la potencia de entrada y P_w a las pérdidas, la eficiencia será,

$$\eta = \frac{P_s}{P_i} = \frac{P_s}{P_s + P_w} \qquad (4\text{-}6)$$

$P_s = (1.26)^2\ 20 = 31.6$ watts.
$P_w = (1.26)^2\ 20 + (2.52)^2\ 20 + (3.78)^2\ 8 = 272$ watts.

Sustituyendo valores en 4-6 se obtiene una eficiencia de 10.5 %.

Como comparación se calculó la eficiencia del mismo circuito puente con terminación sencilla, en el que las únicas pérdidas que se tendrían serían en la resistencia del embobinado de salida. En este caso.

$P_s = (1.26)^2\ 20 = 31.6$ watts.
$P_w = (1.26)^2\ 8 = 12.64$ watts.

Sustituyendo valores en la ec. 4-6, se obtiene una eficiencia de 71 %.

Para un par de carga del motor de 8 lb-pie, los valores de estado estable en el circuito de armadura serían,

Corriente de armadura, $i_a = T/k_T = 8 / (0.92) = 8.7$ amp.

Voltaje inducido en el generador, $e_g = k_g\ i_f = 218\ (1.26) = 275$ V.

Votaje en el motor, $e_m = e_g - i_a\ R_a = 275 - 8.7\ (1.25) = 265.9$ V.

Velocidad del motor, $= e_m/k_b = 265 / 0.92 = 288$ rad/seg.

$n = 2700$ rpm.

CONCLUSIONES.

El Amplificador Magnético es un dispositivo que consiste basicamente de un circuito eléctrico y un magnético saturable ligados de tal manera, que la reactancia del circuito eléctrico es controlada por una magnetización aplicada independientemente.

Un Amplificador Magnético puede ser diseñado para recibir simultaneamente varias señales de control, la suma algebraica de los ampere-vuelta de éstos, regulará la salida del amplificador. Esta regulación es por medio de control de ángulo de encendido.

Los circuitos básicos de amplificadores magnéticos además de poder ser aplicados directamente, pueden ser conectados en paralelo, cascada o push-pull. En la conexión en cascada se obtiene mayor ganancia y en push-pull salida reversible. La eficiencia de los circuitos push-pull es reducida por pérdidas en diseños prácticos.

La velocidad de respuesta del amplificador magnético es función de la frecuencia de la fuente de C. A., por lo que es deseable trabajar con frecuencias altas.

Los Amplificadores Magnéticos tienen su principal aplicación en control automático.

En la actualidad han aparecido otros dispositivos que tienen características parecidas a las de los Amplificadores Magnéticos y tienen aplicaciones semejantes, que son los rectificadores controlados de silicio (SCR) que son una forma mas evolucionada del diodo simple y del transistor. Estos dispositivos son mas económicos y tienen eficiencias mas altas, además de que su diseño es mas sencillo que el de los amplificadores magnéticos.

BIBLIOGRAFIA.

1.- Anderson, R. E.: "Magnetic Amplifier Design", Transactions AIEE, Vol 77, pp. 160-176, 1958.

2.- Geiger, W. A.: "Magnetic Amplifier Circuits", 2ª Edición, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1957.

3.- Heumann, G. W.: Magnetic Control of Industrial Motors", Parte III, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1961.

4.- Hubbard, R. M. and Bishop, M. M.: "A comprehensive study of Magnetic Amplifier Design", Transactions AIEE, Vol 77, Parte I, pp. 562-580, 1958.

5.- Hunt, W. T. and Stein, R.: "Static Electromagnetic Devices", Allyn and Bacon, Inc., Boston, 1963.

6.- Lynn, Pula, Ringelman and Timmel: "Self-Saturating Magnetic Amplifiers", McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1960.

7.- Majmudar, H.: "Electromechanical Energy Converters", Allyn and Bacon, Inc., Boston, 1965.

8.- Siskind, Charles: "Electrical Control Systems in Industry", McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, 1963.

9.- Storm, H. F.: "Inestabilities of Push-pull Magnetic Amplifiers feeding the field of an Electric Machine", Transactions AIEE, Vol 79, Parte I, pp. 33-36, 1960.