



UNIVERSIDAD
TECNOLOGICA
NACIONAL



MÁQUINAS ELÉCTRICAS

Ing. José Luis GONZÁLEZ

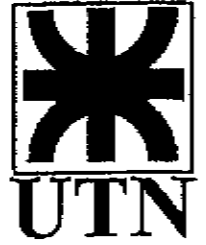
Bibliografía

- | | | |
|---|---------------------|---------------|
| 01) "Máquinas Eléctricas" | Alberto Gray | Eudeba |
| 02) "Máquinas Eléctricas" | M. Sobreviva | |
| 03) "Máquinas Eléctricas" | Kostenko-Piotrovski | MIR |
| 04) "Teoría de las Máquinas de corriente alterna" | A. Langsdorf | Mc Graw Hill |
| 05) "Principios de las Máquinas de corriente continua" | A. Langsdorf | Mc Graw Hill |
| 06) "Máquinas Eléctricas y Transformadores" | I. Kosow | Prentice Hall |
| 07) "Máquinas Eléctricas rotativas y Transformadores" | Richardson-Caisse | Prentice Hall |
| 08) "Máquinas Eléctricas" | S. Chapman | Mc Graw Hill |
| 09) "Motores eléctricos de potencia fraccionaria y subfraccionaria" | Cyril Veinottt | Marcombo |

Año 2007



UNIVERSIDAD
TECNOLOGICA
NACIONAL



FACULTAD REGIONAL HAEDO

TEORÍA DEL TRANSFORMADOR

Autor: Ing. José Luis González

PRINCIPIOS FUNDAMENTALES DE LOS TRANSFORMADORES

El descubrimiento de Oersted, hecho público en 1820, demostró que la corriente que fluye por un conductor desvía la aguja de una brújula convenientemente situada en su inmediata proximidad, lo que indica que a toda corriente eléctrica se encuentra, invariablemente asociado, un campo magnético.

Este hecho hizo que muchos experimentadores, entre los que se encontraba Faraday, supusieran que sería posible conseguir que un campo magnético produjese una corriente eléctrica, pero hasta 1831, después de once años de experimentos, no pudo demostrar Faraday que era cierta la proposición inversa y al hacerlo, estableció el conocido principio de la "inducción electromagnética".

El aparato que utilizó Faraday consistía en un anillo formado por una barra de hierro dulce sobre el que se habían devanado dos bobinas de hilo de cobre aislado, P y S en la Figura 1.

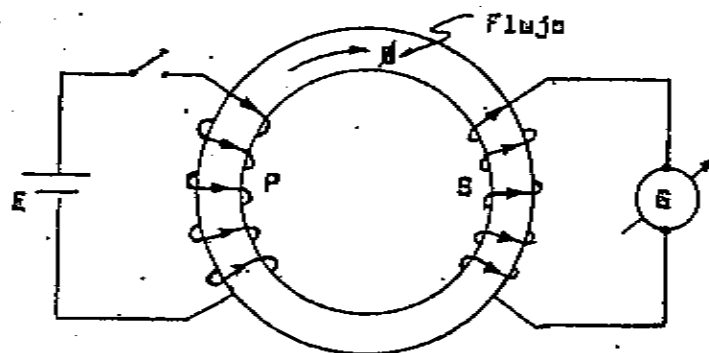


Fig. 1

Al abrir y cerrar el interruptor que conectaba la bobina P con la batería, el galvanómetro G, conectado a la bobina S, mostraba una deflexión de su aguja que era en un sentido, al cerrar el interruptor y en el sentido opuesto al proceder a abrirlo. Por otro lado, mientras la corriente en la bobina P permanecía constante, no se inducía corriente alguna en el devanado S.

En términos del concepto de líneas de inducción, tales fenómenos pueden explicarse de la siguiente manera: Supongamos que al cerrar el interruptor la corriente en el devanado P, nula al principio, aumenta en el sentido indicado en la Figura 1, con lo que se establece en el núcleo ferromagnético un flujo magnético indicado por " ϕ " en la misma figura, de modo que un flujo creciente de líneas de inducción aparece abrazando a las espiras del devanado S, que inducirá una fuerza electromotriz y su correspondiente corriente en dicho devanado en el sentido indicado en la Figura, que como vemos tiende a inducir un flujo opuesto al flujo inductor, generado por el bobinado P, lo que está de acuerdo con la Ley de Lenz, que establece que una corriente inducida se opone siempre a la causa que la genera.

De forma análoga, la desaparición del flujo magnético que tiene lugar al abrir el interruptor, obliga automáticamente a la corriente inducida en el devanado S a invertir su sentido, de forma tal de tratar de mantener el flujo en su sentido primitivo.

En general se observa que el desarrollo de una fuerza electromotriz y una corriente inducida en el devanado del "secundario" S, es el resultado de la variación de flujo magnético a causa de la excitación producida por la variación de corriente en el bobinado del "primario" P.

Por lo tanto, la energía se transfiere inductivamente desde el primario al secundario debido a la variación del flujo magnético que enlaza a ambos arrollamientos.

Con el objeto de que tal transferencia sea continua, es evidente que el primario debe ser alimentado por una fuente de tensión variable en el tiempo, siendo igualmente evidente, que la frecuencia de la alternancia de la fuerza electromotriz y de la corriente en el secundario debe ser la misma que en el primario.

El aparato utilizado por Faraday fue el precursor del transformador de corriente alternada, al que suele denominarse con el nombre de "transformador estático", a causa de la ausencia de partes móviles en su estructura.

Los modernos transformadores difieren de aquél únicamente en detalles constructivos. Las Normas IRAM definen al transformador del siguiente modo: "Es el aparato estático de inducción destinado a transformar un sistema primario de corriente alternada en otro sistema de intensidad y tensión generalmente diferentes".

Se trata entonces de una máquina exclusivamente para corriente alternada, que permite elevar, o disminuir, las tensiones y corrientes alternadas a voluntad, adaptando una instalación, o aparato, a las condiciones óptimas de funcionamiento.

En su forma más sencilla el transformador consiste esencialmente en dos devanados aislados, dispuestos de tal forma sobre un núcleo magnético de baja reluctancia, de forma tal que una corriente en uno de ellos establecerá un flujo magnético que abraza, más o menos, totalmente a las espiras del otro.

Puede definirse al primario diciendo que es el arrollamiento que recibe energía de la fuente de alimentación, mientras que el secundario es el arrollamiento que proporciona energía a la carga, aunque, generalmente, los devanados se designan como el de "alta tensión" y el de "baja tensión".

La fuerza electromotriz inducida en el secundario posee la misma frecuencia que la del primario y su amplitud es proporcional al flujo magnético que abraza al secundario y al número de espiras de este último.

Por lo tanto, la fuerza electromotriz del secundario puede ser mayor, igual, o menor que la del primario. Si es mayor, se trata de un transformador elevador, si es menor de un transformador reductor y si las tensiones del primario y secundario son iguales, se dice que es un transformador de relación de transformación unitaria, que sólo se utiliza cuando es necesario aislar el circuito secundario del circuito primario.

Cabe observar que cualquiera de los arrollamientos puede ser el primario, actuando entonces el otro como secundario.

CONSIDERACIONES SOBRE EL CIRCUITO MAGNÉTICO

Con el objeto de asegurar el enlace magnético más eficaz de los dos devanados, el núcleo que les sirve de soporte mecánico, al propio tiempo que guía el flujo magnético mutuo, suele estar formado por una aleación de hierro, o de acero laminado, de gran permeabilidad magnética y baja reluctancia, aunque en algunos casos especiales, el transformador puede tener el núcleo de aire, teniendo su principal aplicación en dispositivos electrónicos y en ciertas clases de instrumentos de medición y ensayo.

La disposición relativa del núcleo y los devanados de un transformador queda determinada por consideraciones relacionadas con la economía de material, sencillez y facilidad en la construcción de sus diversas partes, provisión de la aislación para resistir las tensiones eléctricas, fortaleza mecánica para soportar las fuerzas producidas por las grandes corrientes de cortocircuito y la ventilación para disipar el calor producido debido a las pérdidas en su núcleo magnético y devanados.

Existen dos tipos principales de núcleos que contiene tales características en mayor, o menor grado: el transformador con núcleo a columnas y el transformador con núcleo acorazado.

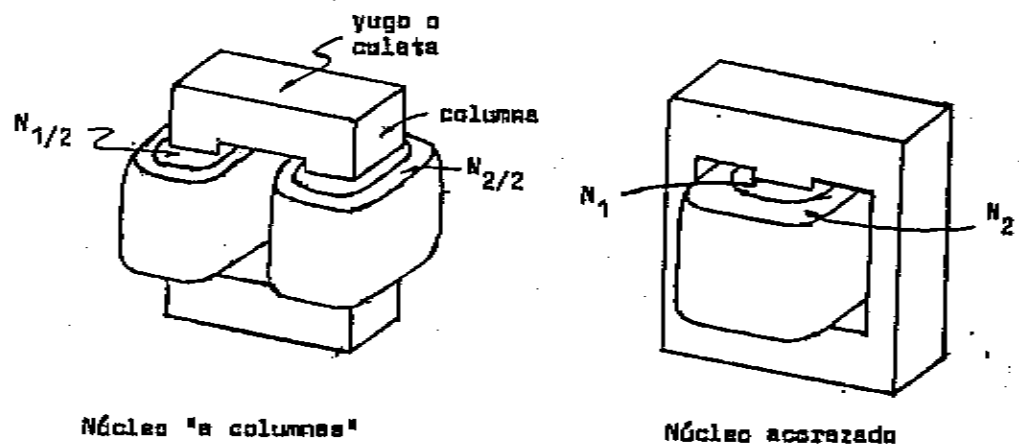


Fig. 2

La diferencia fundamental entre los dos tipos de núcleos puede establecerse del siguiente modo: En el núcleo a columnas, los devanados rodean al núcleo, mientras que en el núcleo acorazado, es el núcleo el que rodea a los devanados.

En el núcleo a columnas el acoplamiento magnético entre los bobinados es deficiente debido a la gran cantidad de flujo magnético que se dispersa por el aire, por lo que estos transformadores no se fabrican sino excepcionalmente. Para compensar en parte esta circunstancia es que los arrollamientos del primario y secundario se bobinan la mitad de cada uno de ellos sobre una columna y la otra mitad sobre la otra.

El acoplamiento magnético en los transformadores de núcleo acorazado no presenta este problema, ya que los devanados se bobinan ambos sobre la rama central del núcleo, uno sobre el otro, que es el tipo de construcción normalmente adoptada.

Una variedad moderna del tipo acorazado la constituye el núcleo bobinado, en cuyo diseño se utilizan dos flejes continuos, que constituyen el núcleo y son ellos los que se arrollan a través de los devanados.

El circuito magnético de los transformadores se construía, hace años, utilizando una aleación de hierro con 3 a 4 por ciento de silicio. Tal aleación laminada en caliente, se encontraba comercialmente en chapas de 0,3 a 0,35 mm de espesor y en formatos de 2 metros, por 0,65 a 1 metro.

Este material, por su naturaleza relativamente frágil, presentaba una cifra de pérdidas de 0,9 a 1,1 Watt/Kgr. en correspondencia con una inducción magnética de 1 Wb/m² y una frecuencia de 50 Hz.

Actualmente se ha abandonado este material y se ha generalizado el uso de chapa con un 3 a 3,5 por ciento de silicio, laminada en frío.

De esta forma el material presenta una orientación en su estructura cristalina (chapa de grano orientado) que le confiere características magnéticas y baja cifra de pérdidas, en verdad sobresalientes. Como orden de magnitud y refiriéndonos siempre a las condiciones de utilización precisadas de 1 Wb/m² y 50 Hz., la cifra de pérdidas se reduce a la mitad y la permeabilidad magnética es 10 veces mayor que en el caso de chapa laminada en caliente, siempre y cuando las líneas de inducción magnética sigan el sentido de la laminación, pues, caso contrario, las características de permeabilidad, como de pérdidas, empeoran decididamente, lo que obliga a modificar en algunos puntos la construcción clásica de los circuitos magnéticos de los transformadores de potencia.

La chapa de grano orientado se comercializa en rollos con un ancho generalmente variable entre 760 y 830 mm, o submúltiplos de estas medidas. Es un material relativamente caro, pero con todo eso, se impone hoy en forma decidida en la construcción de los transformadores de potencia, que resultan así más económicos, de mayor rendimiento y más compactos.

La gran influencia negativa que tiene sobre dichas características el manipuleo, el matizado de los agujeros, el corte con la guillotina, etc..., obliga, antes del apilado de las chapas, a un tratamiento térmico para devolverle al material sus características magnéticas iniciales.

Generalmente esta chapa ya viene con la superficie cubierta con un delgado estrato aislante, obtenido mediante proceso químico (fosfatización) de tal modo que el paquete laminado puede alcanzar un "coeficiente de apilado" variable entre 0,96 y 0,97, lo que quiere decir, que sobre un alto del paquete de 10 cm, podemos contar con 9,6 a 9,7 cm de hierro puro.

TEORIA DEL TRANSFORMADOR

Comenzaremos estudiando el Transformador ideal, e introduciendo, posteriormente, uno a uno los factores omitidos. Un transformador que trabaje en condiciones ideales cumple con las siguientes pautas iniciales:

- 01) Todo el flujo magnético establecido por la corriente primaria fluye por dentro del núcleo magnético, abrazando totalmente a ambos arrollamientos, es decir, no existe flujo disperso alguno.
- 02) El núcleo no se satura y la permeabilidad del material del circuito magnético es constante.
- 03) No existen pérdidas en el núcleo por histéresis, o por corrientes parásitas.
- 04) Los conductores que constituyen los arrollamientos tienen resistencias ohmicas nulas.

TRANSFORMADOR IDEAL CIRCUITO SECUNDARIO ABIERTO

Por razones de sencillez supongamos que el transformador está construido como la muestra la Figura 3, con un arrollamiento primario P de N_1 espiras, un arrollamiento secundario S de N_2 espiras y que el circuito secundario carezca de carga (secundario abierto).

En estas circunstancias se dice que el transformador trabaja "en vacío", o sea, su circuito secundario permanece abierto.

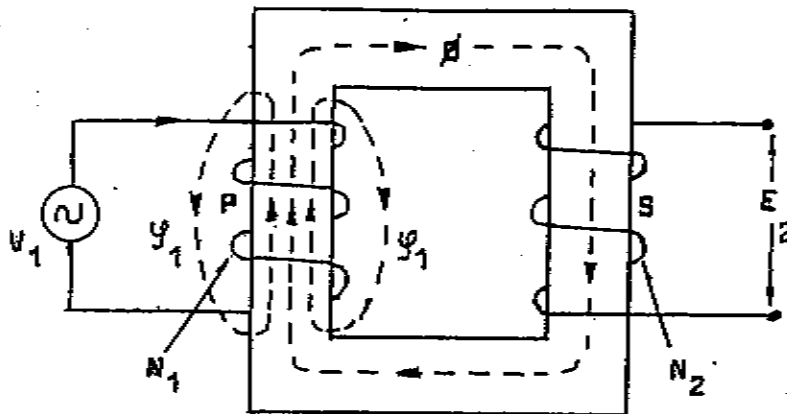


Fig. 3

Puesto que en este caso no fluye corriente alguna por el devanado secundario, para el devanado primario es como si este no existiese, por lo que el transformador en tales condiciones se comporta como una bobina de reactancia, por lo que la corriente " I_0 " establecida en el primario por la tensión aplicada V_1 , quedará determinada por la impedancia del devanado primario.

No existiendo resistencia ohmica, como tampoco otros elementos que pudiesen producir caídas de tensión, la suma de la tensión aplicada y de la fuerza electromotriz inducida en el primario dará una resultante nula:

$$V_1 + e_1 = 0 \quad (1)$$

Ahora bien, la suposición de que la tensión aplicada varía armónicamente con respecto al tiempo, implica la necesidad de que la fuerza electromotriz debe variar, asimismo, armónicamente, lo que a su vez exige que el flujo magnético instantáneo sea también armónico y puede representarse por la ecuación:

$$\varphi = \hat{\phi} \cdot \text{sen} \omega t \quad (2)$$

$\hat{\phi}$ = Valor máximo del flujo magnético (Weber)

La fuerza electromotriz instantánea inducida en las N_1 espiras del primario, será:

$$e_1 = -N_1 \frac{d\varphi}{dt} = -\omega \cdot N_1 \cdot \hat{\phi} \cdot \cos \omega t = \omega \cdot N_1 \cdot \hat{\phi} \cdot \text{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (3)$$

La (3) demuestra que la fuerza electromotriz inducida atrasa 90° con respecto al flujo, lo que matemáticamente puede expresarse del siguiente modo:

$$\bar{E} = -j\omega N \bar{\phi} \quad (4)$$

La fórmula (4) viene expresada en valores máximos y es más conveniente trabajar con los valores eficaces, por lo que dividiendo ambos miembros por $\sqrt{2}$, podemos escribir:

$$\bar{E}_1 = -j \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} \cdot N_1 \cdot \hat{\phi} = -j \cdot 4,44 \cdot f \cdot N_1 \cdot \hat{\phi} \quad (5)$$

La fórmula (5) es válida para cualquier arrollamiento que abrace el flujo ϕ y es por ello que podemos escribir sin más, la fórmula de la fuerza electromotriz inducida que aparece en los terminales del devanado secundario de la máquina:

$$\bar{E}_2 = -j \cdot 4,44 \cdot f \cdot N_2 \cdot \hat{\phi} \quad (6)$$

La fuerza electromotriz secundaria E_2 está en fase con la fuerza electromotriz primaria E_1 pero sus módulos pueden ser distintos, como puede apreciarse dividiendo la (5) por la (6):

$$a = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (7)$$

El número adimensional "a" se llama "relación de transformación" del transformador y en la práctica se mide por el cociente de las fuerza electromotrices del primario y secundario.

Si "a" es mayor que 1, el transformador funciona como "reductor" de tensión y si "a" es menor que 1, el transformador funciona como "elevador" de tensión.

La única función de la corriente que circula por el primario del transformador es la de establecer el flujo, es decir, que no puede contener otra componente que la que crea la fuerza magnetomotriz, origen del flujo magnético.

Luego, de acuerdo a la Ley de Hopkinson, la intensidad de la corriente primaria estará en fase con el flujo, de acuerdo a:

$$\phi = \frac{N_1 \cdot I_e}{R} \quad (8)$$

Como vemos la corriente primaria es netamente magnetizante y la denominaremos "Iu", o también llamada "corriente de excitación", mientras que la impedancia del primario, en estas circunstancias, se reduce a la "reactancia de excitación" (X_0), de donde puede escribirse:

$$I_u = \frac{V_1}{jX_0} = -j \frac{V_1}{X_0} = j \frac{E_1}{X_0} \quad (9)$$

Las relaciones precedentes permiten dibujar el diagrama fasorial de un transformador ideal en condiciones de vacío, tal como lo indica la Figura 4.

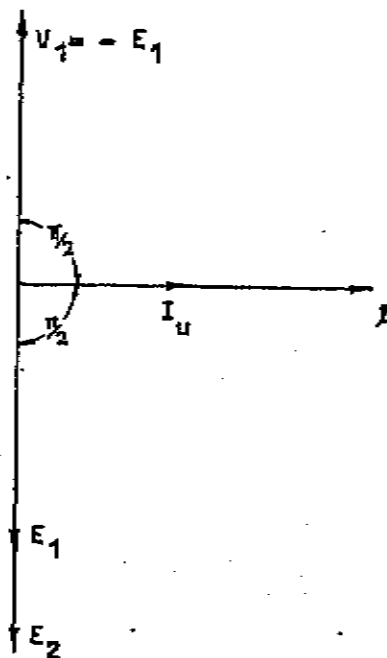


Fig. 4

El transformador, en estas condiciones, demanda de la red primaria una potencia activa nula, ya que:

$$P = V \cdot I_0 \cdot \cos \widehat{V_1 I_0}$$

luego:

$$P = V \cdot I_0 \cdot \cos 90^\circ = 0$$

(10)

En cambio la potencia reactiva demandada a la red es máxima, como corresponde al carácter puramente magnetizante de la corriente primaria.:

$$Q = V_1 \cdot I_0 \cdot \sin 90^\circ = V_1 \cdot I_0$$

(11)

TRANSFORMADOR REAL EN VACIO

Las relaciones de fase que aparecen en el diagrama fasorial anterior se basan en la supuesta ausencia de corrientes parásitas y de pérdidas por histéresis magnética en el núcleo, como así también la ausencia de pérdidas por efecto Joule en la resistencia del devanado del primario.

Pero, en realidad, tales pérdidas están siempre presentes cuando un núcleo ferromagnético se somete a un flujo magnético variable, aunque el núcleo sea laminado, para reducir las corrientes parásitas y la histéresis se reduzca mediante el empleo de material de alta calidad.

Por lo tanto, se deduce que aunque no exista carga sobre el secundario, el primario debe proporcionar la suficiente potencia para vencer las pérdidas, lo que significa que "I₀" no puede atrasar 90° con respecto a V₁, sino que deberá adelantar al flujo en un pequeño ángulo "α", llamado "ángulo de avance histerético".

Entonces debe considerarse que la corriente de vacío del primario I₀ es la resultante de dos componentes, una de las cuales, I_u, que está en fase con el flujo, es la verdadera corriente

magnetizante, mientras que la otra, I_h , que está en fase con la fuerza contraelectromotriz $-E_1$, es la componente activa de la corriente de vacío primaria I_0 .

La fuerza magnetomotriz debida a la corriente en el primario, produce una diferencia de potencial magnético entre los extremos de dicho devanado.

Esta diferencia de potencial magnético establecerá un "flujo de dispersión", indicado por ϕ_1 en la Figura 3, siendo la característica fundamental de este flujo, que está ligado al primario, pero no al secundario y que su camino se cierra en gran parte por el aire, por lo que puede considerarse que es directamente proporcional a la corriente I_0 que lo produce y que se encuentra en fase con ella.

Análogamente al flujo mútuo que induce en el primario una fuerza electromotriz E_1 , proporcional a dicho flujo y retrasada 90° con respecto a él, el flujo de dispersión induce igualmente en el primario una "fuerza electromotriz de reactancia de dispersión", (e en la figura 5), que atrasa 90° con respecto a ϕ_1 , siendo proporcional a él, por lo que es prácticamente proporcional a I_0 .

Dicha fuerza electromotriz se muestra en línea de trazos en el diagrama fasorial de la Figura 5 y así pues, la magnitud " $I_0 X_1$ ", que adelanta a I_0 en 90° , representa la componente de la tensión aplicada necesaria para compensarla.

El factor " X_1 " es la constante de proporcionalidad entre la corriente I_0 y la fuerza electromotriz de reactancia de dispersión debida a ella, llamada por tal razón "Reactancia de dispersión", pudiéndose expresar su unidad en ohmios.

Finalmente, al introducir la resistencia ohmica R_1 del devanado primario, omitida previamente de acuerdo con las suposiciones iniciales, es evidente que la tensión aplicada V_1 debe contener como componente la caída de potencial $I_0 R_1$, en fase con I_0 .

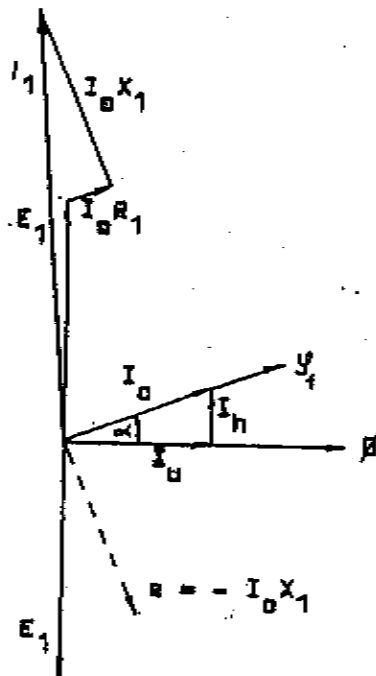


Fig. 5

En consecuencia, la tensión total V_1 aplicada al primario, debe ser la suma geométrica de:

- E = Fuerza contraelectromotriz inducida en el devanado primario por el flujo mútuo común a ambos arrollamientos, adelantada 90° con respecto al flujo mútuo.

$I_o X_1$ = Caída de potencial debida a la "reactancia de dispersión", adelantada 90° a I_o .

$I_o R_1$ = Caída ohmica en el devanado primario, en fase con I_o .

La suma geométrica de $I_o R_1$ e $I_o X_1$, es $I_o Z_1$, donde "Z₁" recibe el nombre de "Impedancia de dispersión" del devanado primario, definida por:

$$\boxed{\bar{Z}_1 = R_1 + j.X_1} \quad (12)$$

IMPEDANCIA Y ADMITANCIA DE EXCITACION

Puesto que la máxima densidad de flujo magnético no suele estar mucho más allá del codo de la curva de magnetización, la relación entre la densidad de flujo magnético y el campo magnético queda convenientemente representada por la parte casi lineal de la curva B-H del material del núcleo (Característica magnética), por lo que la corriente de magnetización I_u es prácticamente proporcional al flujo mútuo y como este último, permanece prácticamente constante dentro de los límites de trabajo del transformador.

Por lo tanto, I_u puede considerarse constante y análogamente I_h , puesto que las pérdidas por histéresis, como por corrientes parásitas son función de la frecuencia y de la densidad de flujo magnético, magnitudes que permanecen prácticamente constantes.

Se deduce, entonces, que para fines prácticos, I_o puede considerarse constante y proporcional a E_1 , por lo que podemos escribir:

$$\boxed{\bar{I}_o = \frac{-\bar{E}_1}{\bar{Z}_o} = \frac{\bar{V}_1}{\bar{Z}_o} = \bar{V}_1 \cdot \bar{Y}_o = V_1(G_o - jB_o) = V_1 G_o - j.V_1 B_o} \quad (13)$$

La corriente de vacío I_o puede considerarse entonces como la resultante de dos componentes: La primera, " I_h " es la llamada "componente de pérdidas", que está prácticamente en fase con la tensión V_1

$$\boxed{\text{Componente de pérdidas} = I_h = V_1 G_o} \quad (14)$$

Y la segunda es la "componente magnetizante" " I_u ", que se halla en cuadratura atrasada 90° con respecto a la tensión aplicada V_1

$$\boxed{\text{Componente magnetizante} = I_u = -j.V_1 B_o} \quad (15)$$

Luego, la "Admitancia de excitación", viene definida por:

$$\boxed{\text{Admitancia de excitación} = Y_o = G_o - j.B_o} \quad (16)$$

Donde:

G_0 = Conductancia de excitación

B_0 = Susceptancia de excitación

Mientras que la "Impedancia de excitación", " Z_0 ", puede definirse, por:

$$Z_0 = R_0 + j.X_0 = \frac{1}{Y_0} = \frac{1}{G_0 - j.B_0} \quad (17)$$

TRANSFORMADOR REAL EN CARGA

Si a la fuerza electromotriz secundaria E_2 , dada por la ecuación (6) se le conecta una impedancia de carga Z_c , circulará por el secundario una corriente I_2 , con un desfase impuesto por las condiciones particulares de esa impedancia de carga.

Al circular I_2 a través de las N_2 espiras del devanado secundario, desarrollará una fuerza magnetomotriz secundaria $N_2 I_2$, que actúa, ahora, agregándose a la fuerza magnetomotriz del primario $N_1 I_1$.

Pero la fuerza magnetomotriz de excitación $N_1 I_0$ no puede cambiar, siendo que la frecuencia y la fuerza electromotriz E_1 son las mismas y por la fórmula (5) estas magnitudes están unívocamente definidas, obligando al flujo concatenado por ambos devanados a permanecer invariable, ya sea en condiciones de vacío, como de carga.

Para que tal estado de cosas se mantenga invariable debe aparecer en el primario una intensidad de corriente I_1 , tal que al circular por las N_1 espiras, produzca una fuerza magnetomotriz $N_1 I_1$ que mantenga la fuerza magnetomotriz de excitación $N_1 I_0$ en el mismo valor que tenía antes de cargar al transformador con la impedancia Z_c .

Es decir, deberá cumplirse que:

$$\overline{N_1 I_1} + \overline{N_2 I_2} = \overline{N_1 I_0} \quad (18)$$

La corriente I_1 es entonces la intensidad "reflejada" en el primario, generada por la aparición de la corriente I_2 secundaria y si despreciamos I_0 frente al valor de las intensidades de trabajo I_1 e I_2 , ya que su valor relativo frente a ellas es muy pequeño, podemos escribir:

$$a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{I_2}{I_1} \quad (19)$$

Por lo que un transformador "reductor de tensión" es "elevador de corriente" y viceversa. Esta misma aseveración puede probarse analizando al transformador desde el punto de vista energético.

En efecto, si suponemos que la transferencia de energía se hace sin que existan pérdidas, no hay duda de que toda la potencia que toma el "primario" de la red, debe aparecer en el "secundario", o sea:

$$E_1 I_1 = E_2 I_2$$

(20)

de donde:

$$a = \frac{E_1}{E_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

(21)

Ya estamos en condiciones de trazar el diagrama fasorial de un transformador real en carga, para lo cual recapitularemos lo hasta aquí visto, lo que nos permitirá interpretar perfectamente dicho diagrama.

Para el trazado del diagrama fasorial se toma como eje de referencia al flujo magnético mutuo, ya que es este flujo la magnitud fundamental que genera toda la transferencia de energía por vía inductiva desde el primario al secundario.

La presencia del flujo magnético variable con ley sinusoidal en el circuito magnético da lugar a pérdidas en el núcleo que pedirán de la red una corriente activa I_h , la cual componiéndose con la componente magnetizante I_u dará como resultante la corriente de vacío I_0 .

El devanado primario poseerá una cierta resistencia ohmica R_1 y una cierta "reactancia de dispersión" " X_1 ", por lo que la corriente primaria I_1 provocará dos caídas de tensión que serán relativamente pequeñas, pero que juntamente con la fuerza contraelectromotriz - E_1 darán el necesario equilibrio vectorial a la tensión V_1 aplicada al primario del transformador.

Si conectamos ahora a bornes del secundario una carga R-L, es decir, medianamente inductiva (Ver figura 6), tendremos como consecuencia la circulación de una corriente I_2 , que para oponerse a la causa que la engendró, tendrá una dirección y sentido tal, como para intentar anular los efectos de la corriente I_0 , quiere decir, que buscará anular al flujo ϕ .

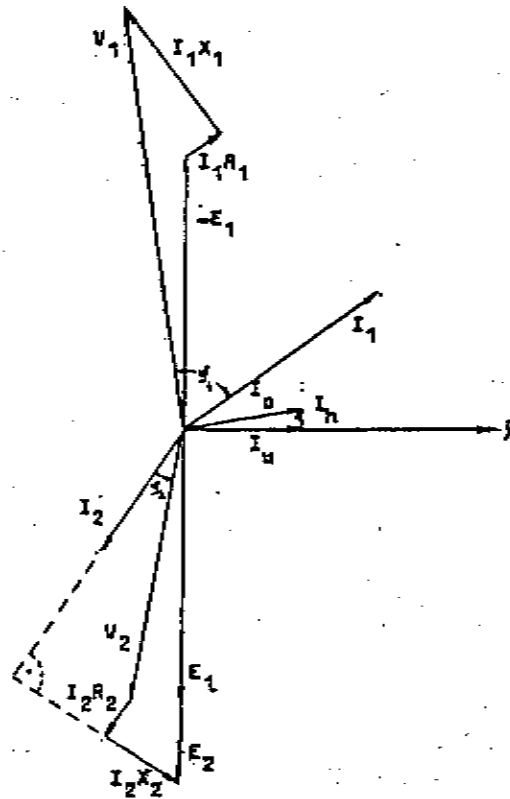


Fig. 6

Pero la tensión aplicada al primario V_1 , no varía y por lo tanto, tampoco el flujo magnético principal, podrá variar. Se producirán, entonces, nuevas condiciones de equilibrio a raíz de una ulterior corriente I_1 absorbida por el circuito primario, con dirección, sentido y módulo tal como para anular los efectos electromagnéticos producidos por la corriente que circula por el devanado secundario, I_2 .

Si a la fuerza electromotriz E_1 , le restamos las caídas de tensión en la "reactancia de dispersión" del devanado secundario $I_2 X_2$ y en la resistencia ohmica $I_2 R_2$, obtenemos la tensión en bornes del secundario V_2 .

La figura 7 muestra el diagrama fasorial de un transformador real con carga R-C, es decir, medianamente capacitiva.

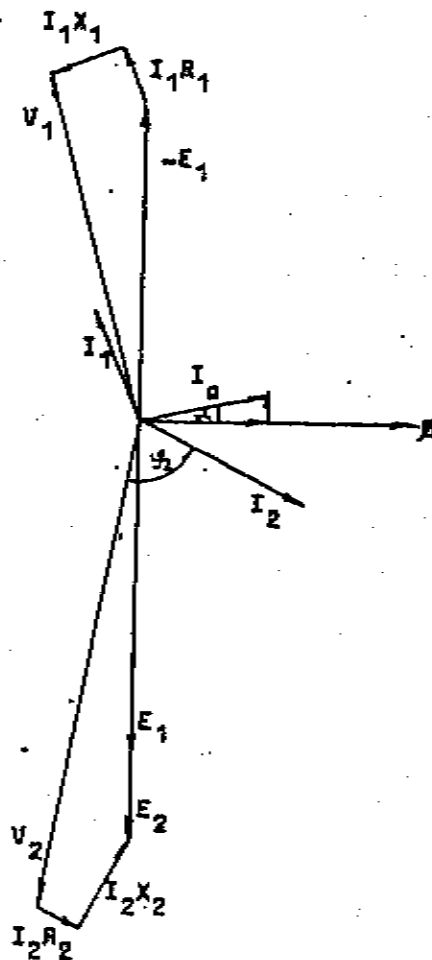


Fig. 7

Nótese que en este caso pueden producirse sobretensiones, ya que como puede observarse, la tensión en bornes del secundario resulta mayor que la propia fuerza electromotriz E_2 que le da origen.

Este es, en síntesis, el mecanismo por el cual la potencia entregada al secundario se transfiere al circuito primario a través de un flujo magnético concatenado por ambos circuitos,

que por ser la tensión de la red aplicada al primario V_1 constante, tendrá que mantenerse prácticamente constante, cualquiera sea el estado de carga aplicada al secundario.

Las resistencias ohmicas y las reactancias de dispersión de ambos devanados son entonces las causantes de la variación de la tensión que se verifica en los bornes del devanado secundario del transformador, cuando pasa del estado de "vacío" a las condiciones de plena carga.

TRANSFERENCIA DE MAGNITUDES

La fuerza electromotriz E_1 es una magnitud primaria perfectamente definida y localizada, como lo es también la fuerza electromotriz E_2 inducida en el secundario.

Si multiplicamos esta fuerza electromotriz E_2 por la relación de transformación "a", obtendríamos una fuerza electromotriz, que aunque igual a E_1 , define una individualidad:

$$E'_2 = a.E_2 \quad (22)$$

La (22) define lo que se denomina "fuerza electromotriz secundaria reducida, o transferida, al primario", o lo que equivale a decir, que es la fuerza electromotriz secundaria "vista" desde el primario, o referida a términos del primario.

De la misma manera, si se divide la corriente secundaria I_2 por la "relación de transformación" "a", se tendrá:

$$I'_2 = \frac{I_2}{a} \quad (23)$$

Que aunque es casi igual a I_1 , define una magnitud que se denomina "corriente secundaria reducida, o transferida, al primario".

Con mayor generalidad, diríamos que cualquier tensión en el circuito secundario se reduce al primario multiplicándola por "a" y cualquier corriente secundaria se reduce al primario, dividiéndola por "a".

Surge, inmediatamente, que cualquier impedancia secundaria reducida al primario, se transfiere al mismo, multiplicándola por el cuadrado de la "relación de transformación":

$$\frac{V'_2}{I'_2} = \frac{a.V_2}{\frac{I_2}{a}} = a^2 \cdot \frac{V_2}{I_2} \quad (24)$$

de donde. $Z'_2 = a^2 Z_2 \quad (25)$

Luego, se deduce que:

$$R'_2 = a^2 R_2 \quad (26)$$

$$X'_2 = a^2 X_2 \quad (27)$$

Si se procediese en forma inversa, es decir, transfiriendo magnitudes primarias al secundario, se emplearían, por analogía, las siguientes fórmulas:

$$E_1' = \frac{E_1}{a}$$

(28)

$$i_1' = a I_1$$

(29)

$$Z_1' = \frac{Z_1}{a^2}$$

(30)

Y empleando estas últimas fórmulas podrían "transferirse" magnitudes del primario al secundario.

CIRCUITO EQUIVALENTE EXACTO

Observando las ecuaciones precedentes resulta que el transformador puede ser reducido a un circuito único, ya sea considerado desde los bornes del primario, como desde los bornes del secundario.

No obstante, se puede obtener un circuito único, que se llamará, en lo sucesivo, "Circuito equivalente", cuya representación está indicada en la Figura 8, siendo "Z" la variable independiente característica de la impedancia de carga del circuito, mientras que las otras magnitudes son los parámetros constantes característicos del propio transformador.

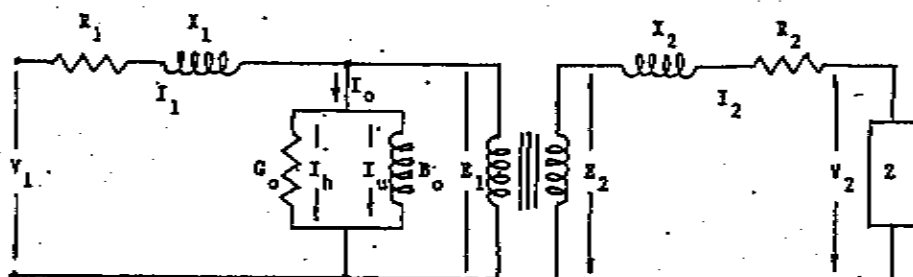


Fig. 8

CIRCUITO EQUIVALENTE EXACTO REDUCIDO AL PRIMARIO

Según las ecuaciones (25), (26) y (27), podemos reducir los parámetros secundarios al primario, lo que nos permite dibujar el correspondiente circuito del transformador reducido al "primario", tal como lo muestra la figura (9).

Nótese que los parámetros del circuito primario aparecen en verdadera magnitud, mientras que los del secundario, previamente hay que "reducirlos" aplicando las ecuaciones ya mencionadas.

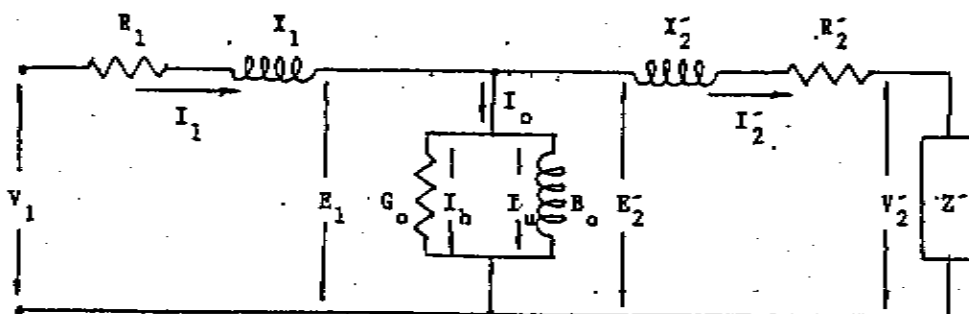


Fig. 9

CIRCUITO EQUIVALENTE APROXIMADO REDUCIDO AL PRIMARIO

En los transformadores de potencia, la corriente de vacío I_0 es pequeña con respecto a las intensidades nominales del primario y secundario. La caída de tensión $I_0 Z_1$, es por lo tanto comparativamente pequeña frente a la caída de tensión $I_1 Z_1$, que resulta ser, a su vez despreciable frente al valor de la tensión de alimentación del primario V_1 .

En consecuencia, no se modifican apreciablemente los resultados, transponiendo la "admitancia de excitación" $\bar{Y}_0 = G_0 - j B_0$, desde la posición que ocupa en el circuito de la figura 9, a la nueva posición graficada en el circuito de la figura 10.

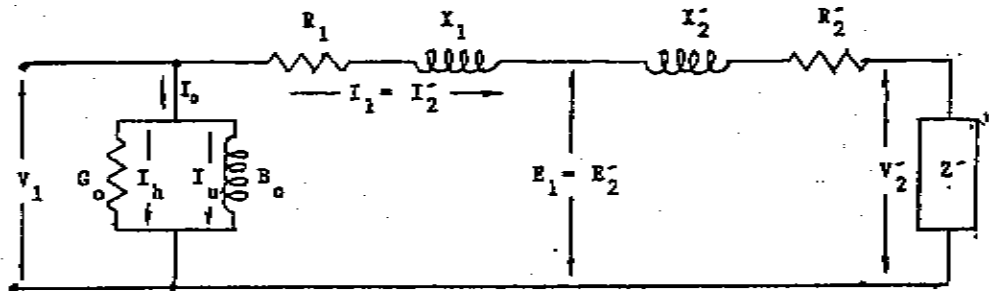


Fig. 10

Este pequeño cambio simplifica notablemente el tratamiento analítico del transformador, ya que la impedancia equivalente de la máquina, en estas circunstancias, resulta ser:

$$\bar{Z} = \frac{\bar{V}_1}{I_1} = (R + R'_2) + j(X + X'_2) + Z'_c \quad (31)$$

TRIANGULO DE KAPP

Si analizamos el circuito equivalente aproximado de un transformador reducidos todas sus magnitudes al primario (Ver figura 10) y graficamos el diagrama fasorial que lo interpreta, obtendremos:

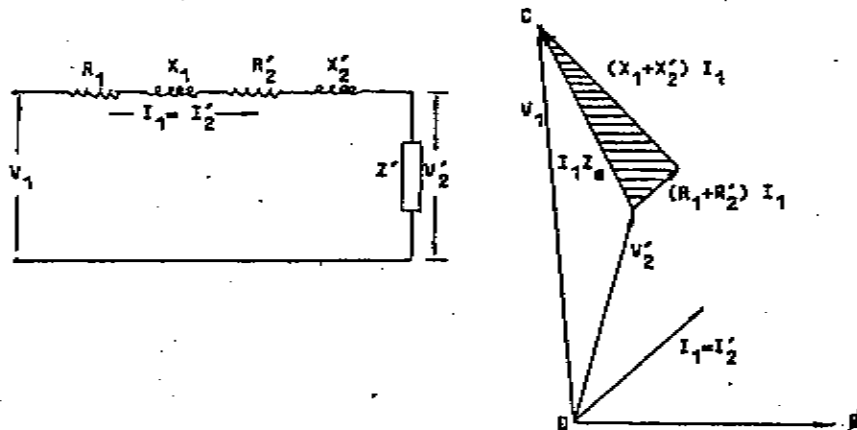


Fig. 11

El triángulo rayado en la figura 11, constituye el llamado "Triángulo de Kapp", o de las "caídas de tensión internas totales" en los parámetros propios del transformador.

Si fijamos como constante la corriente y tomamos su fasor representativo como eje vertical de referencia, los lados del "Triángulo de Kapp" permanecen invariables y además, el extremo libre del fasor tensión primaria estará sobre una circunferencia de radio V_1 y centro en el punto C. (Ver figura 12)

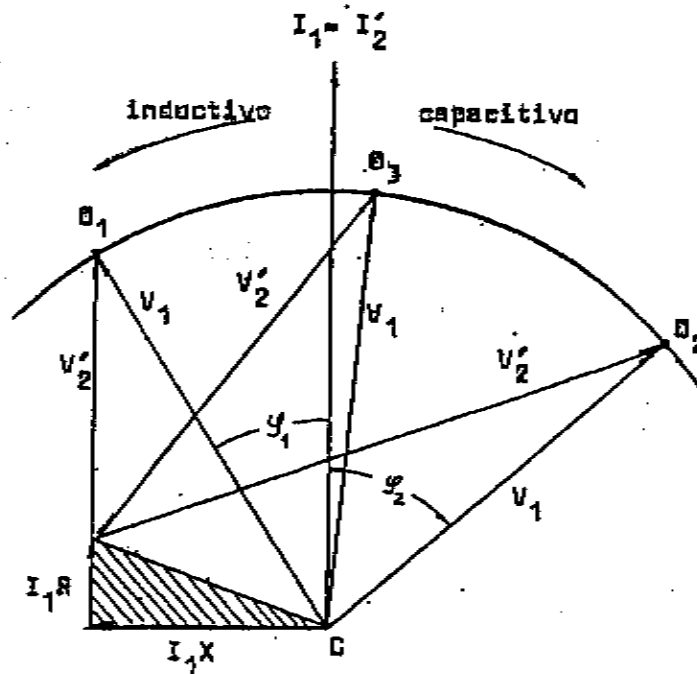


Fig. 12

Observemos que si el punto genérico "O" se desplaza de la posición " O_1 ", con carga medianamente inductiva, hacia la posición " O_2 ", con carga medianamente capacitiva, en este último caso la tensión del secundario reducida al primario V_2 , resulta mayor que la propia tensión de alimentación del primario V_1 , lo que indica que cuando un transformador se carga con una impedancia capacitiva, la tensión en los bornes secundarios crece; es decir, pueden aparecer "sobretensiones".

Es de particular interés analizar lo que ocurre en el punto de funcionamiento " O_3 ", ya que en él la tensión secundaria reducida al primario V'_2 posee el mismo valor que la tensión de alimentación del primario V_1 , es decir, en este caso el transformador se comporta como si careciese de caídas de tensión internas.

CURVAS DE FUNCIONAMIENTO CARACTERÍSTICAS

La primera curva que estudiaremos es la que muestra la variación de la tensión secundaria en función de la variación de la corriente de carga, manteniendo el factor de potencia de la carga, constante.

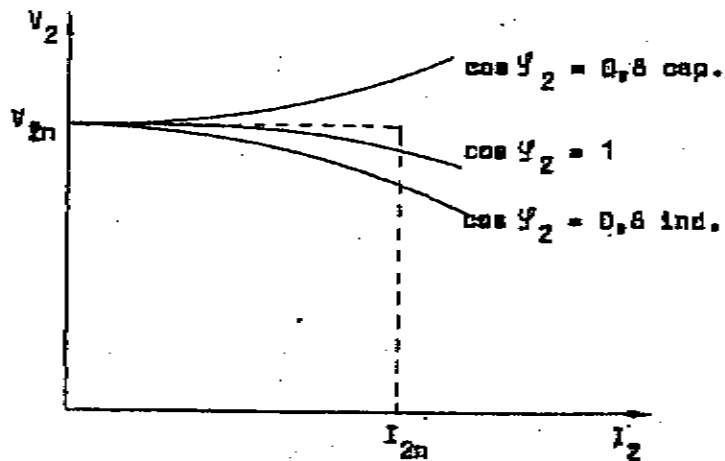


Fig. 13

Vemos que la tensión secundaria V_2 crece sobre su valor nominal para cargas medianamente capacitivas, no así, para cargas resistivas, o medianamente inductivas, como puede verificarse analizando el lugar geométrico del fasor tensión secundaria V_2 en la figura 12.

Otra curva característica interesante es la que representa la variación de la tensión secundaria V_2 en función del factor de potencia de la carga, manteniendo constante la corriente de carga I_2

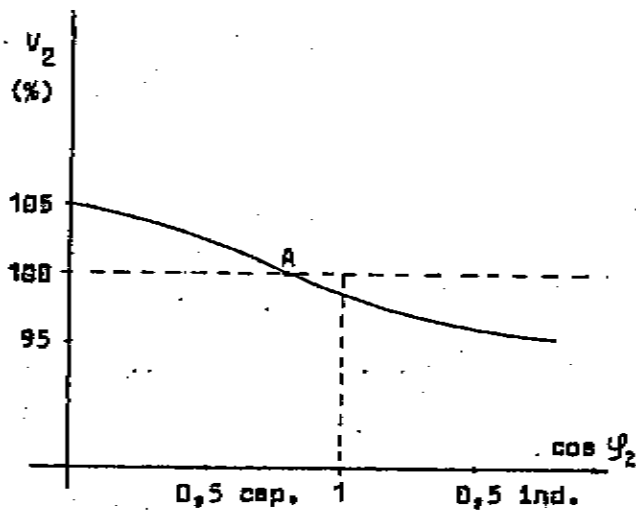


Fig. 14

Se observa, aquí también, que a partir de cierto valor del $\cos \phi$ capacitivo (Punto A) la tensión secundaria crece por encima de la tensión nominal, es decir, aparecen "sobretensiones".

REGULACION

Se llama "regulación" a la caída de tensión secundaria, entre vacío y un cierto estado de carga, bajo un cierto factor de potencia, con referencia a la tensión secundaria de vacío.

$$r = \frac{V_{20} - V_2}{V_{20}}$$

(32)

$$r(\%) = \frac{V_{20} - V_2}{V_{20}} \cdot 100$$

(33)

La tensión secundaria V_2 disminuye con el aumento de la corriente de carga para cargas resistivas e inductivas y también para cargas capacitivas con elevados valores del factor de potencia, casos, todos estos, en que la "regulación" resulta de signo positivo. Pero cuando la carga es fuertemente capacitiva, la "regulación" resulta de signo negativo, lo que indica que existen "sobretensiones".

La Norma IRAM 2106 da la expresión de la "regulación" en por ciento de la tensión nominal y para una carga de valor fraccionario "n", mediante:

$$r(\%) = n(V_r \cos \varphi + V_x \sin \varphi) + \frac{n^2}{200} (V_x \cos \varphi - V_r \sin \varphi)^2$$

(34)

$$n = \frac{I_2}{I_{2n}} = \text{Fracción de carga}$$

$r(\%)$ = Regulación en por ciento de la tensión nominal

$V_r(\%)$ = Componente activa de la tensión de cortocircuito, en por ciento de la tensión nominal

$V_x(\%)$ = Componente reactiva de la tensión de cortocircuito, en por ciento de la tensión nominal

$\cos \varphi$ = Factor de potencia de la carga

$\sin \varphi$ = Seno del ángulo de defasaje entre el fasor tensión y corriente de la carga. Positivo para cargas inductivas y negativo para cargas capacitivas.

Rendimiento

Toda máquina eléctrica transforma energía de una forma en otra. Esto nos indica que recibe en su entrada una potencia P_a , que llamaremos Potencia absorbida y entrega a la salida otra potencia P_u , que llamaremos Potencia útil.

No pudiendo ser, la máquina eléctrica, como ninguna otra máquina, un mecanismo perfecto, debe cumplirse que:

$$P_a > P_u$$

(35)

La diferencia entre estas dos potencias, es justamente, la suma de todas las pérdidas que ocurren durante la transferencia energética. En un transformador, la potencia de pérdidas, que denominaremos p , está conformada por las pérdidas en el hierro del circuito magnético y las pérdidas en el cobre de los devanados.

$$\text{Potencia de pérdidas} = p = p_{Fe} + p_{Cu}$$

(36)

La potencia absorbida de la red por la máquina será, naturalmente, igual a la potencia útil a la salida, más la potencia erogada por las pérdidas.

$$P_a = P_u + p$$

(37)

El rendimiento se define como la relación entre la potencia útil obtenida en bornes del secundario de la máquina y la potencia absorbida de la red.

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - p}{P_a} = 1 - \frac{p}{P_a} = 1 - \frac{p}{P_u + p} \quad (38)$$

La potencia nominal, es la potencia útil máxima para la cual ha sido construida la máquina y está representada por el producto de la tensión secundaria nominal y la corriente secundaria máxima que puede tolerar el transformador sin que el material aislante sufra deterioros. En otras palabras es la potencia aparente que la máquina puede suministrar a la carga, sin perjudicar su estructura.

$$S_n = V_{2n} \cdot I_{2n} \text{ (VA)} \quad (39)$$

La potencia útil nominal, viene dada por:

$$P_{un} = S_n \cdot \cos \varphi = V_{2n} \cdot I_{2n} \cdot \cos \varphi_2 \text{ (W)} \quad (40)$$

Es decir, depende del factor de potencia de la carga. Por lo general, tratándose de transformadores de distribución, la carga es variable, por lo que podemos definir como relación de carga, a:

$$\text{Relación de carga} = X = \frac{I_2}{I_{2n}} \quad (0 < X < 1) \quad (41)$$

Donde I_2 es la corriente secundaria, en un estado cualquiera de carga e I_{2n} , la corriente máxima que es capaz de soportar el secundario, correspondiente a su estado nominal. De forma tal, que cuando hablamos de un estado de carga arbitrario, podemos definir a la potencia útil, como:

$$P_u = X \cdot P_{un} \quad (42)$$

Las pérdidas en el núcleo magnético, por ser función de la tensión de alimentación, pueden considerarse como constantes e independientes de la variación de la corriente de carga, mientras que las pérdidas en los arrollamientos, son función del cuadrado de la corriente de carga.

Por lo tanto, luego de estas consideraciones, podemos escribir la expresión del rendimiento, del siguiente modo:

$$\eta_x = \frac{X \cdot P_{un}}{X \cdot P_{un} + P_{fe} + X^2 \cdot P_{Cu}} \quad (43)$$

Si deseamos calcular la relación de carga para la cual obtendríamos el rendimiento máximo, debemos resolver:

$$\frac{d\eta_z}{dx} = P_{un}(X.P_{un} + P_{fe} + X^2.P_{cu}) + X.P_{un}(P_{un} + 2.X.P_{cu}) = 0$$

Luego: $X.P_{un} + P_{fe} + X^2.P_{cu} = X.(P_{un} + 2.X.P_{cu})$

$$P_{fe} + X^2.P_{cu} = 2.X^2.P_{cu}$$

De donde:

$$\boxed{X^2.P_{cu} = P_{fe}} \quad (44)$$

La (44) nos dice que: " El máximo rendimiento se obtiene cuando las pérdidas de los devanados igualan a las pérdidas en el núcleo magnético de la máquina ", ya que el primer miembro de la (44) representa las pérdidas en los devanados y el segundo miembro las pérdidas en el núcleo magnético.

De la (44) se desprende que el valor particular de la relación de carga para obtener el máximo rendimiento, depende de la relación entre las pérdidas magnéticas en el núcleo y las pérdidas en los devanados de la máquina:

$$\boxed{X = \sqrt{\frac{P_{fe}}{P_{cu}}}} \quad (45)$$

Reemplazando el valor de la fórmula (45) en la (43), obtenemos la expresión del rendimiento máximo del transformador:

$$\boxed{\eta_{máx} = \frac{\sqrt{\frac{P_{fe}}{P_{cu}}} P_{un}}{\sqrt{\frac{P_{fe}}{P_{cu}}} P_{un} + P_{fe} + \frac{P_{fe}}{P_{cu}} P_{cu}} = \frac{\sqrt{\frac{P_{fe}}{P_{cu}}} P_{un}}{\sqrt{\frac{P_{fe}}{P_{cu}}} P_{un} + 2.P_{fe}}} \quad (46)$$

Multiplicando y dividiendo la (44) por P_{cu}

$$\boxed{\eta_{máx} = \frac{\sqrt{P_{fe}.P_{cu}} P_{un}}{\sqrt{P_{fe}.P_{cu}} P_{un} + 2.P_{fe}.P_{cu}} = \frac{P_{un}}{P_{un} + 2.\sqrt{P_{fe}.P_{cu}}} \quad (47)$$

La (47) nos dice que el rendimiento máximo depende del producto de las pérdidas en los devanados y en el núcleo magnético, es decir, no interesa en que forma se distribuyen las pérdidas a los efectos de lograr el máximo rendimiento, basta que su producto se mantenga constante para que el rendimiento de la máquina no varíe.

Además, observando la (47) se llega a la conclusión de que para que el rendimiento máximo tome los mayores valores posibles, es necesario que el producto $P_{Fe} \cdot P_{Cu}$ sea lo menor posible.

En efecto, llamando:

$$K = \sqrt{P_{Fe} \cdot P_{Cu}} \quad (48)$$

podemos reescribir la (47) del siguiente modo:

$$\eta_{m\acute{a}x} = \frac{K \cdot P_{un}}{K \cdot P_{un} + 2 \cdot K^2} = \frac{P_{un}}{P_{un} + 2 \cdot K} \quad (49)$$

Si graficamos la (49), obtendríamos una curva como la indicada en la figura 15:

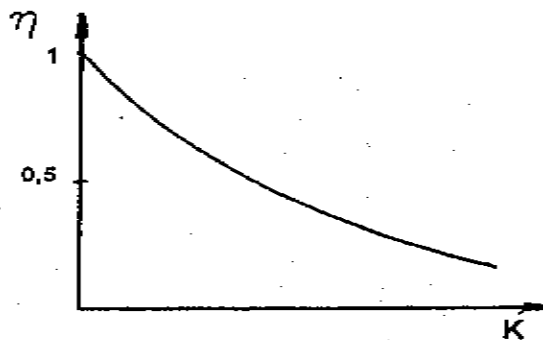


Fig. 15

En todos los casos, como expresión general del rendimiento, podemos escribir:

$$\eta = \frac{X \cdot V_{2n} \cdot I_{2n} \cdot \cos \varphi_2}{X \cdot V_{2n} \cdot I_{2n} \cdot \cos \varphi_2 + P_{Fe} + X^2 \cdot P_{Cu}} \quad (50)$$

POLARIDAD

Cada uno de los bornes del primario de un transformador es alternativamente positivo y negativo con respecto al otro, lo que es igualmente cierto respecto a los bornes del secundario.

Pero es evidente que si dos, o más transformadores deben conectarse en paralelo en una red monofásica, o si han de interconectarse en un sistema polifásico, es necesario conocer en cualquier instante las polaridades relativas de los bornes de los primarios y secundarios con el objeto de que las conexiones se efectúen correctamente, evitando así enojosos cortocircuitos.

Cuando los transformadores de medida se usan con instrumentos, o relevadores, que funcionan solamente de acuerdo a la magnitud de la corriente, o de la tensión, la posición de fase, o la dirección de circulación de la corriente, no tiene importancia y los terminales secundarios pueden invertirse sin cambiar la indicación de los instrumentos.

Los transformadores de medida se usan también con instrumentos, o relevadores más complicados, en los cuales el principio de funcionamiento es la interacción de dos corrientes.

Para que estos instrumentos funcionen correctamente, las corrientes deberán tener las posiciones de fase relativas adecuadas y, por lo tanto, es necesario conocer las direcciones y sentidos relativos de las corrientes en los arrollamientos primario y secundario del transformador de medida.

Esto se indica marcando claramente un terminal del primario y uno del secundario con un signo de polaridad (puede ser un punto, o una letra) y por definición, cuando la corriente entra al transformador por el terminal marcado del primario, sale del transformador por el terminal marcado del secundario.

El sentido de la fuerza electromotriz inducida en un devanado debido a un cambio de corriente en otro devanado, existiendo entre ambos una inductancia mutua, debe designarse de modo que se puedan dar los signos adecuados a dichas tensiones.

Un sistema conveniente de designar las polaridades relativas de los bornes de los arrollamientos (el usado en la práctica en los transformadores de medida) consiste en poner un punto, o una letra, a los terminales de los devanados que tiene polaridad homóloga.

Una corriente que entra a uno de dichos devanados por el terminal marcado, produce un flujo magnético del mismo sentido que si entrara en el otro devanado a través de su terminal marcado.

En la figura 16 la corriente I_1 que entra por el terminal marcado del arrollamiento P, produce un flujo magnético en el núcleo hacia arriba. La corriente I_2 , que entra por el terminal marcado del arrollamiento S, produce un flujo magnético del mismo sentido que el anterior.

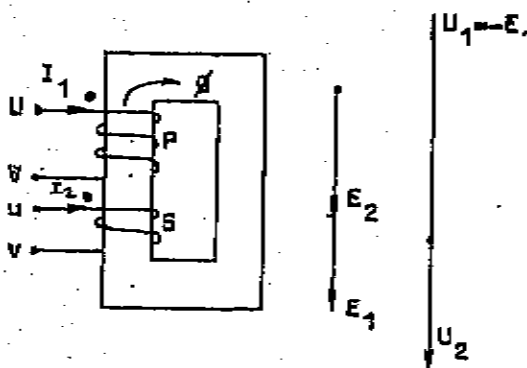


Fig. 16

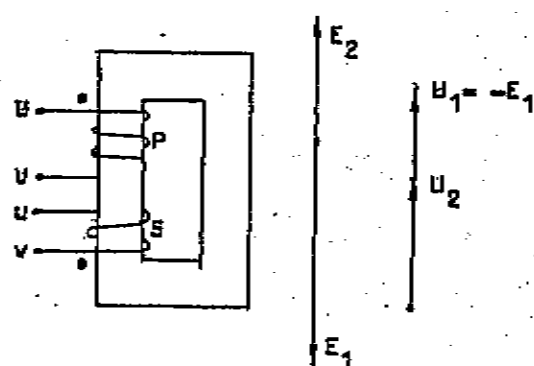


Fig. 17

Por lo tanto, el terminal U del bobinado P, es el correspondiente, u homólogo, del terminal u del bobinado S, es decir, tienen la misma polaridad.

Si uno de los bobinados fuera devanado en sentido contrario, sería necesario colocar el punto de identificación en el otro terminal, tal como lo muestra la figura 17.

Una variación positiva de la corriente I_1 , produce en el terminal marcado del devanado S, un potencial más elevado que en el terminal no marcado, ya que el devanado S trata de establecer un flujo magnético que se oponga a la variación de flujo ocasionada por el incremento de la corriente I_1 .

Para producir este flujo magnético opuesto, por el bobinado S debería circular una corriente saliendo del terminal marcado y ese sentido, sólo podría resultar de una elevación del potencial del terminal marcado con respecto al del terminal no marcado.

También puede observarse en la figura 16 que si ambos bobinados están atravesados por el mismo flujo magnético, las fuerzas electromotrices E_1 y E_2 , están en fase y las tensiones U_1 y U_2 , en oposición de fase.

En la figura 17 tenemos el mismo caso, con la variante de que el devanado S está arrollado en el núcleo en sentido contrario al devanado P. En este caso las fuerzas electromotrices estarán en oposición de fase, mientras que las tensiones estarán en fase.

La Norma IRAM CEA F 2104, da los métodos para determinar si la polaridad de los devanados de un transformador es aditiva, o sustractiva.

Si la corriente entra por el terminal U, que por ello es "positivo" y sale simultáneamente por u, que por tal razón es también "positivo", la polaridad se denomina "sustractiva".

En cambio, si la corriente entra por U y sale simultáneamente por v, en este caso la polaridad se denomina "aditiva".

La Norma IRAM 2104, en su apartado G-22, menciona dos métodos para verificar si la polaridad es "aditiva", o "sustractiva". Mencionaremos, al menos, uno de ellos.

Método de la tensión aplicada

El "Método de la tensión aplicada" requiere el empleo de un voltímetro y de una fuente de tensión alternada. (Ver figura 18)

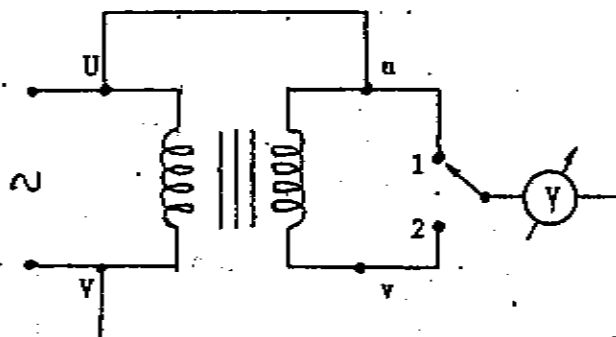


Fig. 18

Se conecta un terminal del arrollamiento primario con un terminal cualquiera del arrollamiento secundario (por ejemplo U con u) y se excita el arrollamiento de mayor tensión con una tensión adecuada al alcance del voltímetro, leyéndose la indicación de éste (Posición 1).

Se conmuta la llave a la posición 2, leyéndose la tensión entre los terminales libres del primario y secundario (V y v). Si la segunda lectura del voltímetro (posición 2), es menor que la primera (posición 1), la polaridad es "sustractiva" y los terminales conectados (U y u), son los "homólogos", o correspondientes - caso ilustrado en la figura 19 - si es mayor, la polaridad es "aditiva" y los bornes "homólogos" serían U y v.

PARALELO DE TRANSFORMADORES

Un transformador es una máquina que transfiere energía desde una red llamada primaria, que se encuentra a una tensión V_1 , a otra red, llamada secundaria, que se encuentra a una tensión, generalmente distinta V_2 .

La potencia que puede transferir esta máquina está condicionada por el valor para el cual ha sido diseñada y que corresponde al de su "potencia nominal".

Cuando la red secundaria demanda de la red primaria una potencia superior a la que puede entregar el transformador, es necesario, entonces, conectar uno, o más transformadores, en paralelo con aquél.

Pero estos transformadores no pueden ser cualesquiera, sino que deben satisfacer determinadas condiciones.

En general, para que dos, o más, transformadores monofásicos puedan conectarse en paralelo, debe cumplirse que:

- 1) Las relaciones de transformación deben ser iguales, o muy similares.
- 2) Las polaridades deben ser coincidentes.

Si despreciamos la corriente de excitación en comparación con la corriente de carga, el circuito equivalente del transformador se reduce simplemente a la "impedancia de dispersión" del primario y secundario en serie, expresadas en términos del primario, o del secundario (Ver, al respecto la figura 11).

Sobre estas bases de razonamiento, el circuito equivalente de dos transformadores monofásicos en paralelo, con todas sus magnitudes referidas al secundario, es el que muestra la figura 19, donde las magnitudes identificadas con el subíndice 1 son las correspondientes a uno de los transformadores, las identificadas con subíndice 2, son las correspondientes al otro y V_e es la caída de tensión producida internamente en las "impedancias de dispersión" de cada máquina.

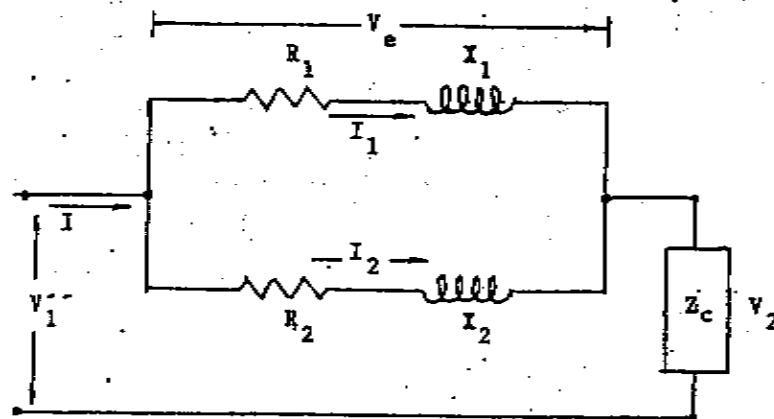


Fig. 19

Paralelo de transformadores de igual relación de transformación

Cuando dos transformadores tienen igual "relación de transformación", la caída de tensión V_e producida en sus respectivas "impedancias de dispersión", debe ser la misma para ambos, como puede observarse en el diagrama fasorial de la figura 20.

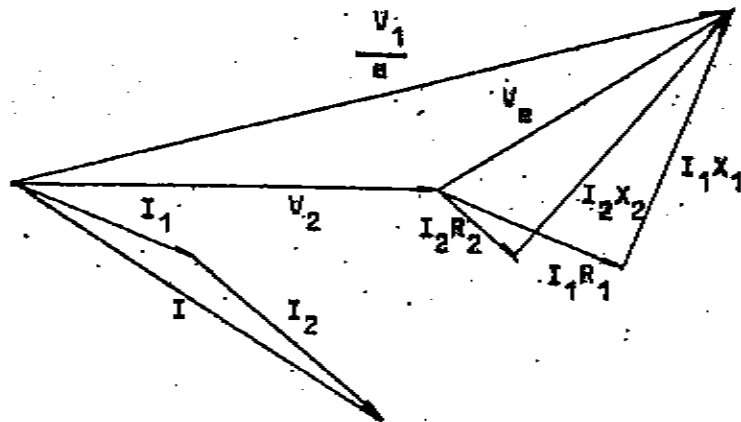


Fig. 20

En estas circunstancias debe cumplirse, que:

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{V}_e}{Z_1} = \bar{V}_e \bar{Y}_1$$

(51)

$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{V}_e}{Z_2} = \bar{V}_e \bar{Y}_2$$

(52)

Si dividimos miembro a miembro estas dos últimas expresiones, obtenemos:

$$\frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1} = \frac{\bar{Y}_1}{\bar{Y}_2}$$

(53)

Analizando la (53) se observa que las corrientes individuales provistas a la carga por cada uno de los transformadores, son inversamente proporcionales a sus respectivas "impedancias de dispersión".

Si reescribimos la fórmula 53 convenientemente, obtenemos:

$$\frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1} = \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} = \frac{\bar{V}_2 \bar{I}_1}{\bar{V}_1 \bar{I}_2} = \frac{\bar{S}_1}{\bar{S}_2}$$

(54)

La (54) nos indica que para que los transformadores dividan la corriente total demandada por la carga en proporción a sus respectivas "potencias aparentes", es necesario que las "impedancias de dispersión" de cada uno de ellos, sean inversamente proporcionales a sus respectivas "potencias aparentes", dejando expresa constancia que esta condición no depende del "factor de potencia" de la carga exterior.

El diagrama fasorial de la figura 20 muestra el caso de que las dos "impedancias de dispersión" de los transformadores, son distintas.

Idealmente, sería conveniente, que las corrientes I_1 e I_2 , que provee cada transformador a la carga, no sólo estuvieran en proporción directa a las respectivas "potencias aparentes" de los

transformadores, sino también "en fase". La condición para que esto último se cumpla, tendría que ser:

$$\frac{X_1}{R_1} = \frac{X_2}{R_2} \quad (55)$$

Esta relación, en general, no se cumple, de aquí que los transformadores normalmente no operarán con el mismo factor de potencia.

Si los transformadores no satisfacen estas relaciones, es posible hacérselas cumplir insertando una impedancia adecuada en el primario, o secundario de los mismos.

De este modo es posible utilizar a los transformadores en toda su potencia, mientras que sino, sólo podrían ser usados hasta la carga en que uno cualquiera de ellos alcanzase su límite térmico.

Paralelo de transformadores de distinta relación de transformación

Una pequeña diferencia entre las "relaciones de transformación" de los transformadores que se conectan en paralelo no afecta seriamente la operación de los mismos, pero es evidente que en estas condiciones y más aún en condiciones de vacío, se provocan corrientes que se cierran en lazo en los arrollamientos, disminuyendo, así, la capacidad de los transformadores de entregar su plena potencia a la carga.

Supongamos poseer dos transformadores conectados en paralelo y cuyas "relaciones de transformación" sean, respectivamente "a₁" y "a₂".

El diagrama fasorial de los mismos sería el indicado en la figura 21

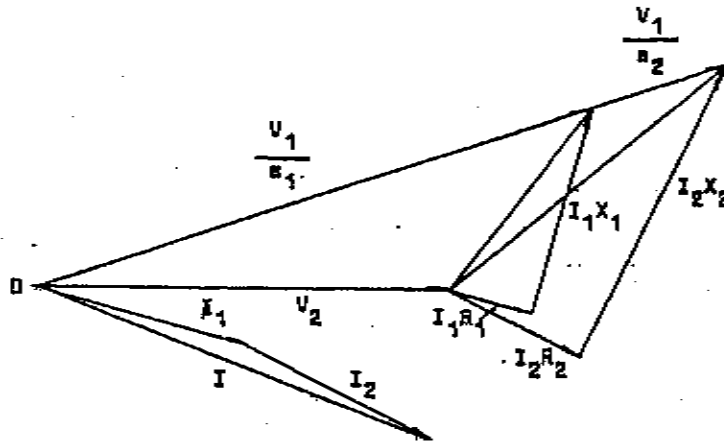


Fig. 21

En este caso debe cumplirse que:

$$\frac{\bar{V}_1}{a_1} - \bar{V}_2 = \bar{I}_1 \bar{Z}_1 = \frac{\bar{I}_1}{Y_1} \quad (56)$$

$$\frac{\bar{V}_1}{a_2} - \bar{V}_2 = \bar{I}_2 \bar{Z}_2 = \frac{\bar{I}_2}{Y_2} \quad (57)$$

La corriente I que ambos transformadores entregarán a la carga, será:

$$\bar{I} = \bar{I}_1 + \bar{I}_2 = \left(\bar{V}_1 \cdot \frac{\bar{Y}_1}{a_1} - \bar{V}_2 \cdot \bar{Y}_1 \right) + \left(\bar{V}_1 \cdot \frac{\bar{Y}_2}{a_2} - \bar{V}_2 \cdot \bar{Y}_2 \right) \quad (58)$$

Si los transformadores conectados en paralelo fuesen "n", podemos generalizar la (58), de tal forma, que:

$$\bar{I} = \bar{V}_1 \cdot \sum \frac{\bar{Y}_n}{a_n} - \bar{V}_2 \cdot \sum \bar{Y}_n \quad (59)$$

De la (59), podemos despejar V_2

$$\bar{V}_2 = \frac{\bar{V}_1 \cdot \sum \frac{\bar{Y}_n}{a_n} - \bar{I}}{\sum \bar{Y}_n} \quad (60)$$

Si reemplazamos el valor de V_2 dado por la (60), en la (56), podemos obtener el valor de I_1 , es decir, de la corriente provista a la carga por el transformador "1":

$$\frac{\bar{V}_1}{a_1} - \bar{I}_1 \bar{Z}_1 = \frac{\bar{V}_1 \cdot \sum \frac{\bar{Y}_n}{a_n} - \bar{I}}{\sum \bar{Y}_n}$$

$$\bar{I}_1 \bar{Z}_1 = \frac{\bar{V}_1}{a_1} - \frac{\bar{V}_1 \cdot \sum \frac{\bar{Y}_n}{a_n} - \bar{I}}{\sum \bar{Y}_n} = \frac{\bar{V}_1 \cdot \sum \bar{Y}_n - \bar{V}_1 \cdot \sum \frac{\bar{Y}_n}{a_n} + \bar{I}}{\sum \bar{Y}_n} \quad (61)$$

Luego:

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{I} + \bar{V}_1 \cdot \left[\sum \frac{\bar{Y}_n}{a_1} - \sum \frac{\bar{Y}_n}{a_n} \right]}{\bar{Z}_1 \cdot \sum \bar{Y}_n} \quad (62)$$

Si separamos la (62) en dos sumandos, notaremos que la corriente entregada por el transformador 1, puede dividirse en dos corrientes:

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{I}}{\bar{Z}_1 \cdot \sum \bar{Y}_n} + \frac{\bar{V}_1}{\bar{Z}_1 \cdot \sum \bar{Y}_n} \left[\sum \frac{\bar{Y}_n}{a_1} - \sum \frac{\bar{Y}_n}{a_n} \right] \quad (63)$$

Si llamamos "I₀" al segundo sumando de la (63), podemos escribir:

$$\bar{I}_0 = \frac{\bar{V}_1}{\bar{Z}_1 \cdot \sum \bar{Y}_n} \left[\sum \frac{\bar{Y}_n}{a_1} - \sum \frac{\bar{Y}_n}{a_n} \right] \quad (64)$$

Resumiendo la (63), nos queda:

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{I}}{\bar{Z}_1 \cdot \sum \bar{Y}_n} + \bar{I}_0 \quad (65)$$

Donde I₀ es una corriente de circulación interna entre los transformadores, que circula por sus arrollamientos, que se establece a causa de la diferencia existente entre las "relaciones de transformación" de los transformadores, independientemente de la corriente I demandada por la carga, aún cuando las máquinas están trabajando en "vacío".

Esta corriente de circulación aumenta las pérdidas en los arrollamientos e impide que los transformadores puedan aprovecharse en toda su capacidad de potencia.

AUTOTRANSFORMADOR

En un transformador monofásico las corrientes circulan en los respectivos arrollamientos con sentidos tales que la fuerza magnetomotriz establecida por la corriente primaria se opone a la acción magnetizante de la corriente secundaria hasta dejar únicamente como resultante la fuerza magnetomotriz de vacío, que entretiene el flujo mútuo en el núcleo ferromagnético.

Además, cada corriente recorre su propio circuito. Si las tensiones del primario y secundario no difieren esencialmente, ambos arrollamientos quedarían sometidos al mismo esfuerzo dieléctrico y los dos devanados podrían realizarse juntando espira contra espira, en lugar de desarrollar cada arrollamiento independientemente.

Pero entonces, todas las espiras yuxtapuestas podrían fusionarse para formar una estructura que es la esencia del "autotransformador", que siempre se considera como poseyendo N₁ espiras primarias y N₂ espiras secundarias, siendo común a ambos arrollamientos la totalidad del arrollamiento de menor tensión.

AUTOTRANSFORMADOR REDUCTOR

Si la bobina A-C se devana sobre un núcleo laminado y se lleva al exterior una derivación en un punto intermedio tal como el B, del modo que indica la figura 22, la disposición mostrada constituye un "Autotransformador reductor", pues la tensión V₂ a la salida, es menor que la tensión primaria V₁.

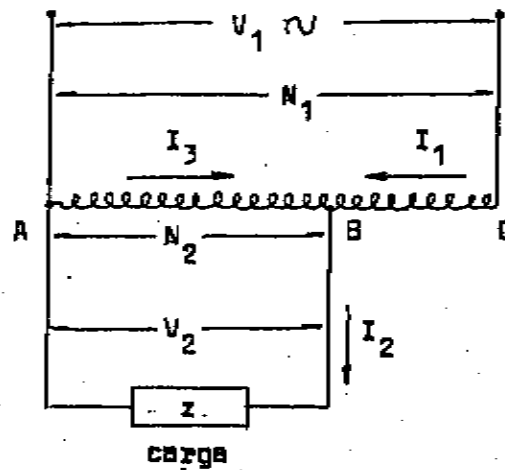


Fig. 22

Si la corriente de excitación es despreciable en comparación con la corriente de plena carga, se cumplirá que:

$$N_2 \bar{I}_3 = (N_1 - N_2) \bar{I}_1 \quad (66)$$

O también:

$$\bar{I}_3 = \frac{N_1 - N_2}{N_2} \bar{I}_1 = (a - 1) \bar{I}_1 = \bar{I}_2 - \bar{I}_1 \quad (67)$$

De la (67) se desprende que:

$$\bar{I}_2 = \bar{I}_1 + \bar{I}_3 \quad (68)$$

La potencia aparente suministrada a la carga puede escribirse del siguiente modo:

$$P_2 = V_2 I_2 = V_2 I_1 + V_2 (I_2 - I_1) \quad (69)$$

$P_c = V_2 I_1$ Potencia transferida a la carga "conductivamente" por medio del arrollamiento B-C

$P_i = V_2 (I_2 - I_1) = V_2 I_3$ Potencia transferida a la carga "inductivamente" a través del arrollamiento común A-B

Luego, se deduce, que:

$$\frac{P_i}{P_2} = \frac{\bar{I}_2 - \bar{I}_1}{\bar{I}_2} = 1 - \frac{1}{a} = 1 - \frac{\bar{V}_2}{\bar{V}_1} = \frac{\bar{V}_1 - \bar{V}_2}{\bar{V}_1} \quad (70)$$

$$\frac{P_c}{P_2} = \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} = \frac{1}{a} = \frac{\bar{V}_2}{\bar{V}_1} \quad (71)$$

Las fórmulas (70) y (71) muestran en que proporción la potencia demandada por la carga P_2 , es transferida por el "Autotransformador" por vía "inductiva" y "conductiva".

AUTOTRANSFORMADOR ELEVADOR

La figura 23 muestra la disposición adoptada por el "Autotransformador", en el caso que se lo utilice como elevador de tensión.

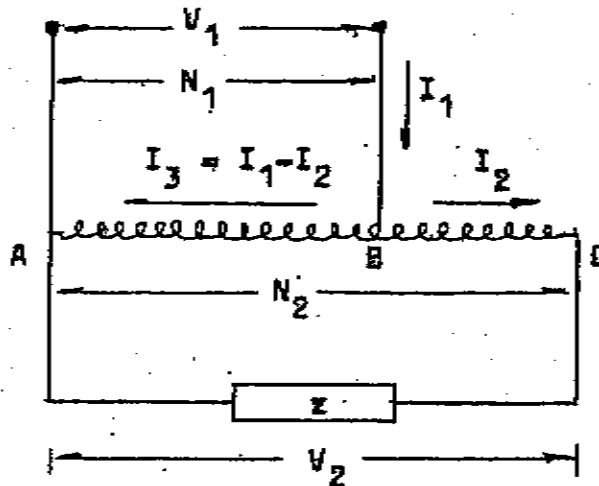


Fig. 23

La potencia suministrada por la fuente de alimentación, es:

$$P_1 = V_1 I_1 = V_1 I_2 + V_2 (I_1 - I_2) \quad (72)$$

$P_c = V_1 I_2$ Potencia transferida "conductivamente" mediante el arrollamiento B-C

$P_i = V_1 (I_1 - I_2) =$ Potencia transferida "inductivamente" mediante el arrollamiento A-B

En este caso:

$$\frac{P_i}{P_1} = \frac{\bar{I}_1 - \bar{I}_2}{\bar{I}_1} = 1 - a = 1 - \frac{\bar{V}_1}{\bar{V}_2} = \frac{\bar{V}_2 - \bar{V}_1}{\bar{V}_2} \quad (73)$$

$$\frac{P_c}{P_1} = \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} = a = \frac{\bar{V}_1}{\bar{V}_2} \quad (74)$$

Comparando las ecuaciones (70) y (71), con las (73) y (74), se observa que son análogas, salvo que V_1 y V_2 aparecen intercambiadas.

En ambos casos podemos escribir una ecuación que contemple ambas circunstancias, es decir, que permita analizar a esta máquina, independientemente de su uso como "reductor", o "elevador" de tensión.

$$\frac{\text{Potencia transferida inductivamente}}{\text{Potencia total}} = \frac{\text{alta tensión} - \text{baja tensión}}{\text{alta tensión}}$$

75

Siendo el transformador una estructura típica de transferencia "inductiva", la relación anterior caracteriza la proporción en que el "autotransformador" es requerido para el proceso de transferencia inductiva, quedando el resto de la energía para ser transferida "conductivamente", en la que el "autotransformador" no desempeña, en realidad, ninguna función.

La estructura transforma mediante el fenómeno electromagnético únicamente la cantidad de la potencia total "Pi", llegando a la carga por vía "conductiva", la restante cantidad "Pc".

Esto quiere decir que para una transferencia de potencia total "Pt", hace falta un núcleo dimensionado sólo para la cantidad de potencia "Pi", que es, evidentemente, una fracción de la potencia total.

El volumen físico del "autotransformador" queda establecido proporcionalmente a la relación:

$$\boxed{P_t = \frac{a-1}{a}} \quad \text{si es "reductor"} \quad \boxed{P_t = (1-a)} \quad \text{si es "elevador"}$$

Es claro, que cuanto más próxima a la "unidad" sea la "relación de transformación" "a", más pequeña será la estructura del "autotransformador", llegando en el límite $a = 1$, a ser nula, lo que es obvio, pues la transferencia sería, en este caso, puramente "conductiva", prescindiéndose del proceso electromagnético.

Cuanto más diferente de la "unidad" sea "a", más se asemeja la estructura al transformador ordinario, con pocas espiras comunes.

Estas son las causas por las cuales el campo de aplicación del "autotransformador" se limita a las "relaciones de transformación" próximas a 1.

Tomemos como ejemplo un "autotransformador" reductor de 220 V a 165 V y 100 VA de potencia aparente en la carga.

$$\frac{V_2}{V_1} = 0,75 \quad \text{según la (70):} \quad \frac{P_i}{P_t} = 1 - \frac{V_2}{V_1} = 1 - 0,75 = 0,25$$

Luego, resulta que: $P_i = 0,25 P_t = 0,25 \cdot 100 \text{ VA} = 25 \text{ VA}$

Entonces, para transferir 100 VA de potencia total a la carga, necesitamos un núcleo para el "autotransformador" de sólo 25 VA, ya que los otros 75 VA se transfieren a la carga por vía "conductiva".

No obstante estas evidentes ventajas, el "autotransformador" presenta tres importantes inconvenientes:

- 1) No aísla el circuito secundario del circuito primario
- 2) Las corrientes de cortocircuito son más elevadas que las corrientes de cortocircuito de los transformadores comunes
- 3) Es imposible conectar "autotransformadores" en paralelo.

ENSAYOS DE UN TRANSFORMADOR

ENSAYO DE VACIO

Observando El circuito equivalente de un transformador en vacío, se ve que la tensión aplicada al primario actúa sobre un circuito consistente en la "impedancia de dispersión" del primario, $\bar{Z}_1 = R_1 + jX_1$, en serie con la "impedancia de excitación", $\bar{Z}_0 = R_0 + jX_0$, siendo esta última la inversa de la "admitancia de excitación" \bar{Y}_0 de la máquina.

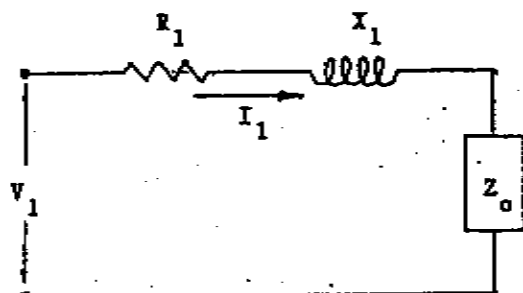


Fig. 24

Estas consideraciones indican que si el secundario de un transformador está en circuito abierto, será suficiente un voltímetro, un amperímetro y un vatímetro, convenientemente conectados al circuito de alimentación para efectuar medidas directas de todas las magnitudes involucradas.

El "Ensayo de vacío" se realiza aplicando a los terminales de un arrollamiento su tensión y frecuencia nominales, estando los demás arrollamientos en circuito abierto.

Es preferible aplicar la tensión de alimentación al bobinado de baja tensión, tanto porque la tensión nominal del bobinado de baja tensión es más probable que esté dentro de los alcances de los instrumentos usuales, como por el menor peligro de trabajar en la parte de baja tensión.

La exactitud requerida en los resultados (aproximadamente 2%) puede obtenerse empleando instrumentos Clase 0,5 (IRAM 2023) y un vatímetro apto para efectuar mediciones en circuitos de bajo factor de potencia.

El "Ensayo de vacío" permite calcular las pérdidas magnéticas en el núcleo, ya que como se sabe, estas pérdidas dependen de la tensión aplicada, que en este caso es la tensión nominal de los arrollamientos y de la frecuencia de la red de alimentación.

En efecto, sabemos que las pérdidas magnéticas en el núcleo dependen del valor máximo de la inducción magnética y de la frecuencia, que en este ensayo manifiestan su máxima influencia, ya que al ser la tensión aplicada la nominal, el valor de la inducción será máximo, según lo indica la siguiente fórmula:

$$V_n \approx E = 4,44 \cdot f \cdot N \cdot \hat{B} \cdot S_n$$

76

La corriente que circula por el arrollamiento alimentado es sólo la de "vacío", que es muy pequeña comparada con la nominal, por lo que las pérdidas en el devanado primario, pueden despreciarse.

El circuito empleado para efectuar las mediciones es el indicado en la Figura 25 debiendo disponerse, como en ella se observa, que el voltímetro y la bobina voltimétrica del vatímetro estén conectados del lado de la carga.

Cuando se conectan los instrumentos según se muestra en la figura 25 y se efectúan lecturas simultáneas de todos ellos, el amperímetro marcará en exceso, ya que además de la corriente de excitación I_0 acusará las corrientes absorbidas por el voltímetro y la bobina voltimétrica del vatímetro.

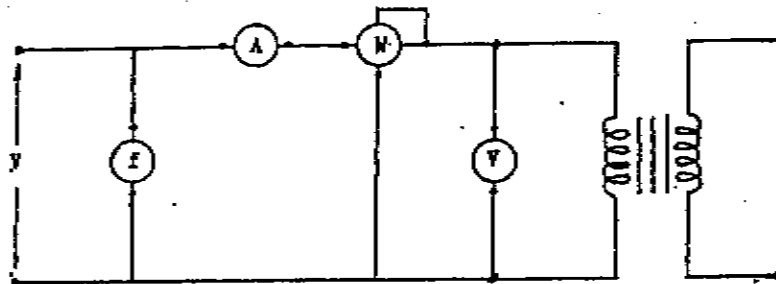


Fig. 25

Por lo tanto, la verdadera corriente de excitación sólo podrá medirse sin error si se desconecta el voltímetro y la bobina voltimétrica del vatímetro, cuando se efectúan las mediciones. Además, la lectura del vatímetro comprenderá la potencia consumida por el transformador, más la consumida por el voltímetro y la bobina voltimétrica del vatímetro, por lo que deberán efectuarse las oportunas correcciones, según lo indica la siguiente fórmula:

$$P_o = P_m - \left(\frac{V^2}{r_v} + \frac{V^2}{r_w} \right) \quad (77)$$

P_o = Potencia corregida r_v = Resistencia interna del voltímetro

P_m = Potencia medida r_w = resistencia interna de la bobina voltimétrica del vatímetro

Si las lecturas corregidas de los instrumentos, son:

V = Tensión aplicada
 I_0 = Corriente de vacío
 P_0 = Potencia de vacío

Podemos calcular todos los parámetros del "circuito equivalente", del modo siguiente:

$$Z = \frac{V_1}{I_0} = \sqrt{(R_0 + R_1)^2 + (X_0 + X_1)^2} \quad (78)$$

Como $P_0 = I_0^2 (R_0 + R_1)$ será: $R_0 + R_1 = \frac{P_0}{I_0^2}$

De donde resulta: $R_0 = \frac{P_0}{I_0^2} - R_1$ 79

Donde R_1 es la resistencia óhmica del arrollamiento alimentado, medida con un Puente, o con voltímetro y amperímetro.

También: $X_0 + X_1 = \sqrt{Z^2 - (R_0 + R_1)^2}$ 80

Puesto que X_1 es un valor muy pequeño comparado con X_0 , suele ser suficientemente exacto, prescindir del valor de X_1 , por lo que la (80), sin mayor error, puede escribirse:

$$X_0 = \sqrt{Z^2 - (R_0 + R_1)^2} \quad 81$$

De la (79) y (81), podemos obtener:

$$G_0 = \frac{R_0}{R_0^2 + X_0^2} \quad 82$$

$$B_0 = \frac{-X_0}{R_0^2 + X_0^2} \quad 83$$

El "factor de potencia", podrá calcularse mediante:

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{V_1 \cdot I_0} \quad 84$$

El valor de la "Reactancia de dispersión" X_1 , puede obtenerse una vez realizado el "Ensayo de cortocircuito".

ENSAYO DE CORTOCIRCUITO

El "Ensayo de cortocircuito" se realiza poniendo en cortocircuito un arrollamiento y aplicando al otro la tensión necesaria para que circule por el mismo una intensidad de corriente entre el 25 y el 100 por ciento de la corriente nominal.

Es evidente que si se aplicase al arrollamiento excitado la plena tensión, circularía por ambos arrollamientos la corriente real de cortocircuito, que excedería en tal grado la capacidad conductora de los devanados, que podría deteriorar la aislación, a causa del calor desarrollado.

Pero si la tensión de alimentación se reduce hasta un valor tal que circule por ambos arrollamientos la corriente nominal de cada uno de ellos, los devanados no podría recalentarse ni sufrir deterioro alguno.

Como en este caso la tensión de alimentación es reducida (3 al 5% de la tensión nominal), el flujo magnético mutuo será también de valor pequeño y, por lo tanto, serán despreciables las pérdidas en el núcleo, pero no así las de los devanados, que serán máximas, ya que la corriente que circula por ellos es, justamente, la nominal.

Es conveniente cortocircuitar el devanado de baja tensión, porque así, la corriente a medir será la nominal correspondiente al bobinado de alta tensión, menor que la corriente nominal del bobinado de baja tensión y, al mismo tiempo, la tensión de alimentación será sólo una pequeña parte de la tensión nominal del devanado de alta tensión, perfectamente medible mediante los alcances de los instrumentos comunes.

Los instrumentos de medición se conectan únicamente del lado del arrollamiento excitado y deben disponerse de manera de medir directamente la verdadera tensión aplicada al arrollamiento, es decir, el voltímetro y la bobina voltimétrica del vatímetro, conectados directamente a los bornes del transformador, tal como lo muestra la figura 26.

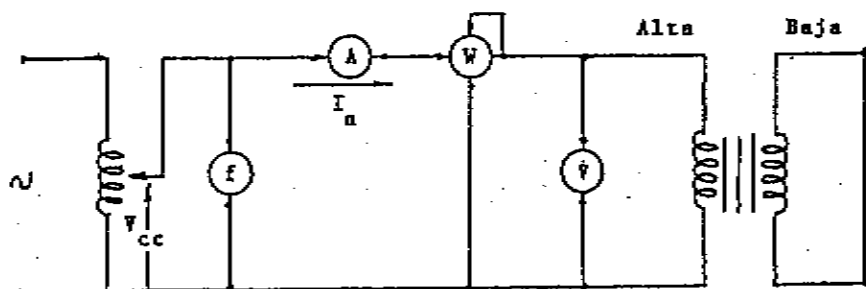


Fig. 26

Este ensayo requiere una fuente de alimentación de frecuencia nominal, capaz de generar la tensión de cortocircuito, suministrando la corriente nominal, con una forma de onda prácticamente senoidal y el empleo de un voltímetro de valor eficaz adecuado, como así también el uso de un vatímetro apto para la medición de potencia en circuitos con bajo factor de potencia.

La temperatura de los arrollamientos durante el ensayo se determina según lo indica la Norma IRAM 2018.

En caso de transformadores de tipo seco, la temperatura inicial de los arrollamientos puede ser medida con termómetros, o con termocuplas aplicadas al punto accesible presumiblemente más caliente.

En transformadores sumergidos en líquidos aislantes, la temperatura inicial se determina por medio de termómetros introducidos directamente en el líquido aislante, siendo preciso que los arrollamientos estén en equilibrio térmico con el líquido aislante.

La variación de la temperatura de los arrollamientos se determina por el método de variación de la resistencia ohmica.

La resistencia de los arrollamientos se mide con corriente continua utilizando preferentemente el método de Puente. La intensidad de medida debe ser, en todos los casos, la máxima posible, sin exceder el 15% del valor nominal del arrollamiento bajo medición.

La temperatura obtenida por el método de variación de resistencia no es la del punto más caliente, sino una temperatura media, que puede calcularse mediante:

$$T_c = \frac{R_c}{R_f} 235 + (T_f - 235) \quad (85)$$

T_c = Temperatura del arrollamiento caliente (°C)

T_f = Temperatura del arrollamiento frío (°C)

R_c = Resistencia ohmica del arrollamiento a la temperatura T_c (ohm)

R_f = Resistencia ohmica del arrollamiento a la temperatura T_f (ohm)

El "circuito equivalente" y "diagrama fasorial" de un transformador en cortocircuito, reducidas todas las magnitudes al "primario", es el muestra la figura 27.

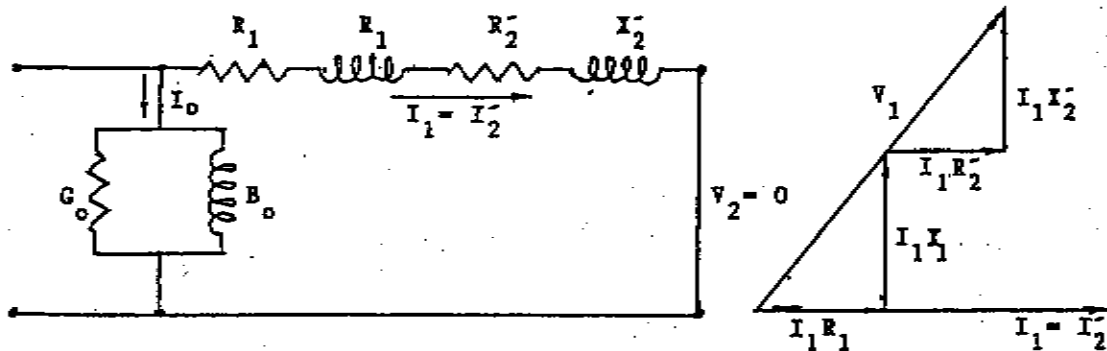


Fig. 27

Como la tensión de alimentación es reducida, el flujo mutuo a través del núcleo, será pequeño y también pequeña la corriente I_0 que lo genera, por lo que puede despreciarse frente al valor de la corriente I_n .

Por lo tanto, sin mayor error, el "circuito equivalente" puede reducirse simplemente a la suma de las impedancias de dispersión de ambos arrollamientos, los dos referidos al "primario". Si los valores corregidos de una serie de lecturas simultáneas del vatímetro, voltímetro y amperímetro, son: P_{cc} , V_{cc} e I_n , tendremos que:

$$\cos \varphi_{cc} = \frac{P_{cc}}{V_{cc} I_n} \quad (86)$$

$$Z_{cc} = \frac{V_{cc}}{I_n} \quad (87)$$

$$R_1 + R_2' = Z_{cc} \cos \varphi_{cc} \quad (88)$$

$$X_1 + X_2' = Z_{cc} \sin \varphi_{cc} \quad (89)$$

En transformadores bien contruidos se cumple, aproximadamente, que:

$$X_1 \approx X_2' = \frac{X_1 + X_2'}{2} = \frac{Z_{cc} \sin \varphi_{cc}}{2} \quad (90)$$

Las pérdidas por efecto Joule para carga nominal, serán:

$$P_j = (R_1 + R_2') I_n^2 \quad (91)$$

Estas pérdidas son menores que las pérdidas medidas en el "ensayo de cortocircuito". Las "pérdidas adicionales", o "pérdidas por dispersión" son las que se producen por efecto de la distribución desigual de las corrientes, originadas por la variación del campo de dispersión en el

aire y son análogas a las pérdidas por "Efecto pelicular", pues aumentan la resistencia aparente de los devanados.

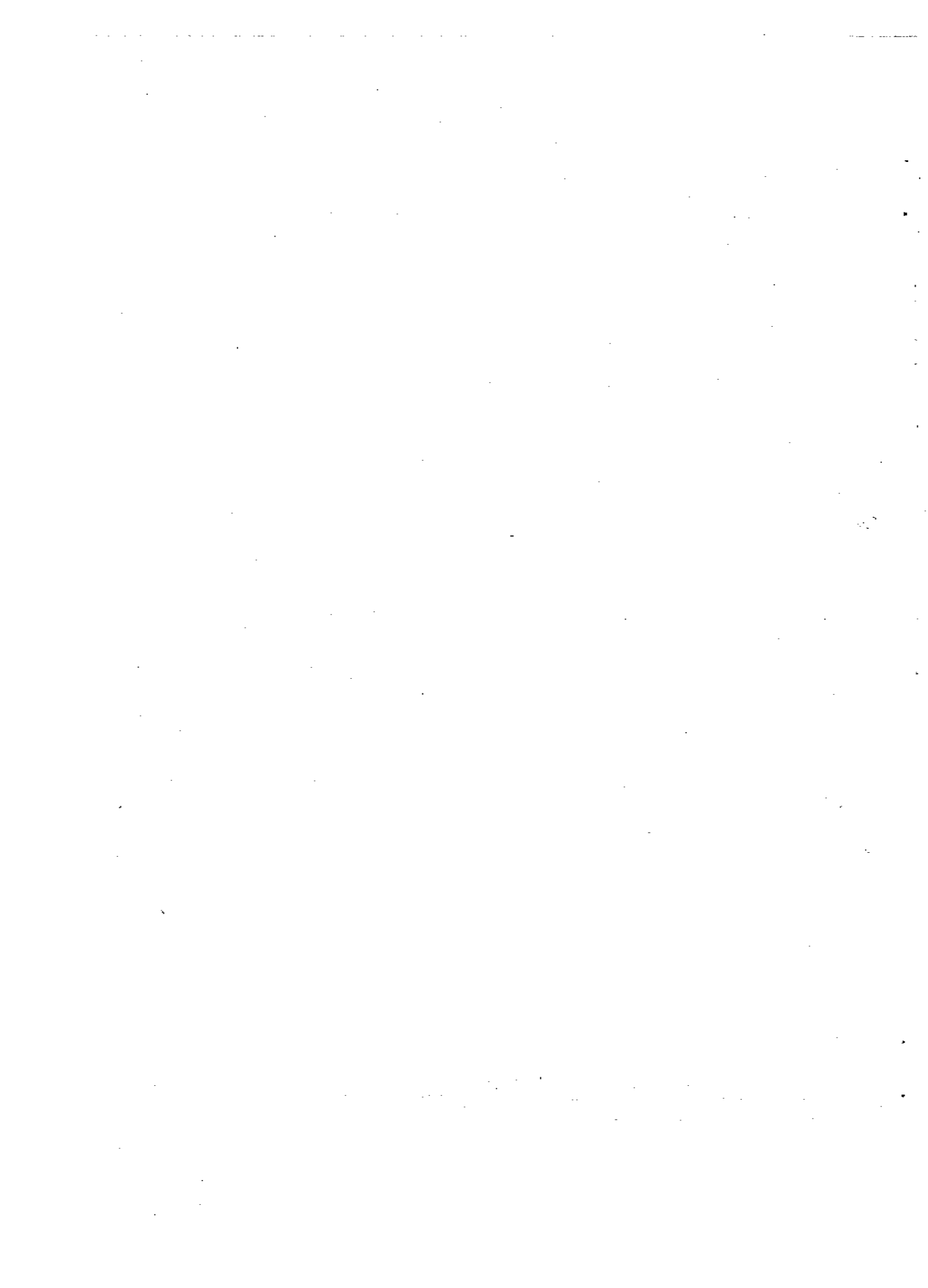
Es decir, que la diversa distribución del "flujo de dispersión" altera la magnitud de las pérdidas por "corrientes parásitas" en los devanados, lo que se refleja en un valor "efectivo" de la resistencia ohmica de los bobinados, que no es igual a la resistencia ohmica pura, sino que es mayor que ésta, debido a la distribución no uniforme de la corriente en la sección de los conductores.

El incremento del valor de la resistencia puede ser del 10 al 30% si los conductores son macizos y de gran sección.

Las "pérdidas por dispersión" son iguales a las "pérdidas de cortocircuito", menos las pérdidas por "efecto Joule".

$$P_d = P_{cc} - P_j$$

92



GRUPOS DE CONEXIÓN DE TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS

Los bornes de "entrada" de los arrollamientos de alta tensión de los transformadores trifásicos se señalan con las letras U-V-W y los bornes de "salida", con las letras X-Y-Z, mientras que los bornes de los arrollamientos de baja tensión se señalan con las mismas letras, pero minúsculas.

En los transformadores trifásicos se ha normalizado la forma de conectar el "primario" y el "secundario" y la orientación de los fasores de tensiones.

El "Grupo de conexión" indica la conexión de las fases de cada devanado de un transformador de dos arrollamientos (o de cada par para los transformadores con más de dos arrollamientos), así como también el defasaje angular que existe entre los fasores de "tensión de fase" de alta tensión y "tensión de fase" de baja tensión.

La denominación "normalizada" permite dividir a las conexiones en cuatro grupos que se identifican por: 0 - 6 - 5 y 11. Estos números corresponden a las horas de un reloj imaginario que tuviese sus agujas en la posición de los fasores representativos de las tensiones primarias y secundarias.

El "Grupo de conexión" se designa por la letra representativa del modo de conexión de los devanados de alta tensión, seguido de la letra representativa del modo de conexión de los devanados de baja tensión y, después, una cifra numérica que expresa el defasaje con que cada fase de menor tensión atrasa respecto de la de igual nombre de mayor tensión.

El "defasaje angular" señala el retardo del fador de baja tensión, respecto al fador de fase homólogo de alta tensión, en el sentido del orden cíclico U-V-W.

El "defasaje", se define siempre tomando como fador origen, o de referencia, el fador de fase de alta tensión y, como sentido de giro, el antihorario y se mide entre los dos fasores representativos de las tensiones entre el punto neutro (real, o ficticio) y los bornes de alta y baja tensión homólogos, es decir, identificados con la misma letra.

El defasaje se expresa por un "índice horario" dado por las agujas de un reloj imaginario, obteniéndose la magnitud del ángulo de defasaje en "grados sexagesimales", multiplicando el "índice horario" por 30°.

El "índice horario" se expresa por la hora de un reloj cuyo minutero, colocado en el "mediodía", coincide con el fador representativo de la tensión de fase de alta tensión y, cuya aguja horaria, coincida con el fador representativo de la tensión de fase de baja tensión. Tomemos como ejemplo el siguiente "Grupo de conexión", representado en la Figura 1.

Grupo de conexión "D y 11" (11 x 30° = 330°)

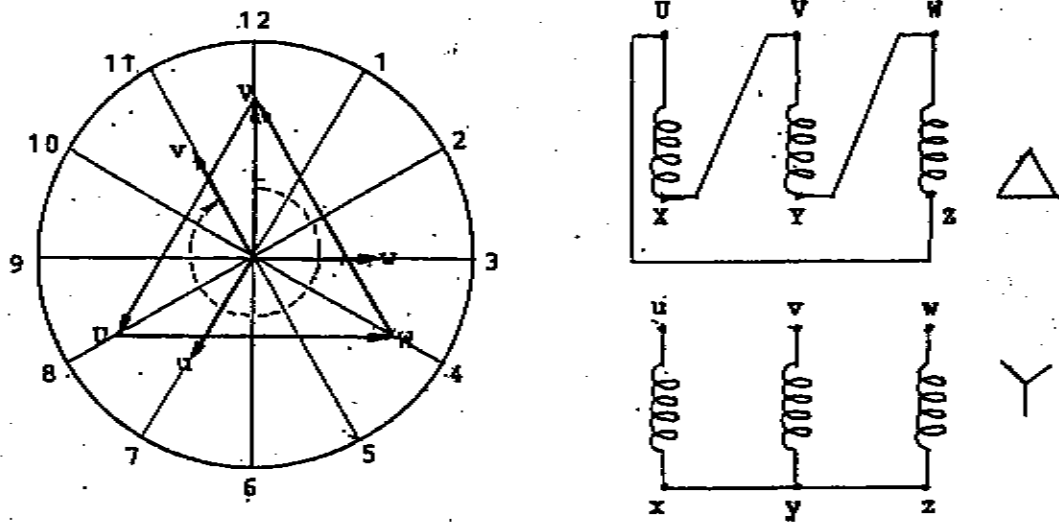


Fig. 1

Es muy común que los transformadores que alimentan redes trifásicas de iluminación y en los sistemas de distribución domiciliarios, sufran fuertes desequilibrios de cargas.

Para estos casos se utiliza la conexión "Zig-zag", requiriéndose, para realizarla, que el secundario de los transformadores esté dividido en dos arrollamientos de igual número de espiras y de esta forma, una carga monofásica repercute sobre dos fases del primario, disminuyendo, así, el desequilibrio del sistema. (Ver figura 2)

Grupo de conexión zig-zag "D z 0"

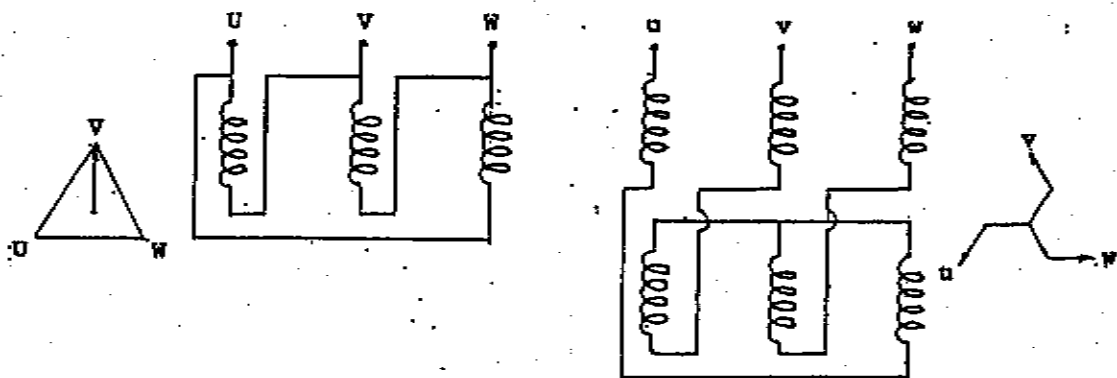


Fig. 2

La "relación de transformación" en los transformadores trifásicos se define como la relación entre la tensión compuesta (de línea) del primario y la tensión compuesta del secundario.

NOMENCLATURA

Conexión de los devanados

Triángulo alta tensión
Estrella alta tensión
Zig-Zag alta tensión
Triángulo baja tensión
Estrella baja tensión
Zig-Zag baja tensión

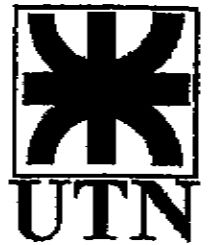
Designación

D
Y
Z
d
y
z

	SIMBOLU		ESQUEMA DE CONEXIONES		DESIGNACION C.E.I.
	TENSION SUPERIOR	TENSION INFERIOR	TENSION SUPERIOR	TENSION INFERIOR	
A 0°					Dd0
					Yy0
					Dz0
B 180°					Dd6
					Yy6
					Dz6
C 150°					Dy5
					Yd5
					Yz5
D 30°					DyII
					YdII
					YzII

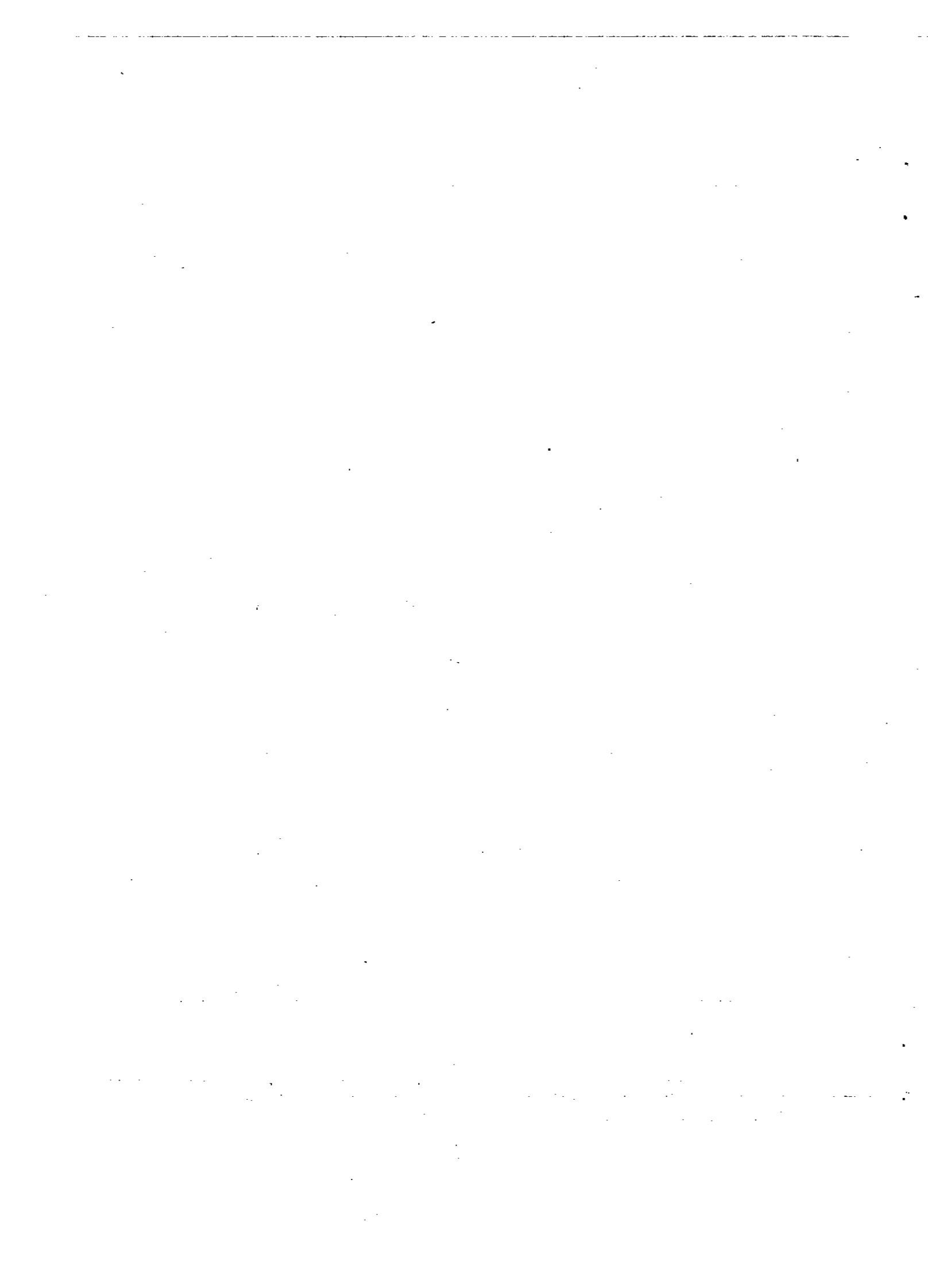


UNIVERSIDAD
TECNOLOGICA
NACIONAL



MÁQUINA ASINCRÓNICA

Autor: Ing. José Luis González



MAQUINA ASINCRONICA

En 1885, Galileo Ferraris, entonces profesor de Física de la Universidad de Turín, construyó un pequeño motor, que consistía en dos pares de electroimanes dispuestos radialmente y sujetos a una culata común y un cilindro de cobre montado concéntricamente que entraba en rotación al ser excitados los electroimanes, por parejas, por dos fuerzas electromotrices desfasadas mutuamente en el tiempo.

Esta disposición era el resultado de una teoría deducida del conocido hecho de que dos rayos de luz de polarización plana en cuadratura de espacio y tiempo, se combinan para formar un rayo de polarización circular.

Razonando por analogía, Ferraris llegó a la conclusión de que dos campos magnéticos alternados en ángulo recto en el espacio y con una diferencia de fases de un cuarto de período, se combinarían, análogamente, para producir un campo magnético giratorio.

En el modelo real, que incorporaba tal idea, el campo resultante giratorio inducía corrientes en el cilindro de cobre, las cuales reaccionando con el campo, producían suficiente par para originar la rotación.

Como se comprenderá, tal motor no era más que un juguete, no obstante haber incorporado un nuevo principio de gran importancia, ya que los grandes entrehierros impedían el desarrollo de un flujo y par apreciables. De todas formas, Ferraris, no advirtió la importancia técnica y comercial de su idea.

Casi simultánea, pero independientemente, en 1886, Nikola Tesla, que por aquel tiempo estaba en relación con la Westinghouse Electric and Manufacturing Company, concibió la idea del campo magnético giratorio como medio para impulsar un inducido desprovisto de colector y escobillas, considerados hasta el momento como características estructurales necesarias para producir par, y en su lugar, utilizó un inducido provisto de un arrollamiento cerrado, en la que la corriente de trabajo podía establecerse por inducción, en vez de por conducción.

El motor Tesla original se revela en la famosa patente de los Estados Unidos, publicada el 1 de mayo de 1888 en la que se demostraba, con toda claridad, que Tesla había comprendido desde el principio la utilidad técnica y la importancia comercial de la idea del campo magnético giratorio.

La primera revelación de las ideas de Ferraris pareció en una publicación de fecha 18 de marzo de 1888, pero la patente de Tesla, aunque publicada un poco más tarde, fue mantenida en litigio, lo que continuó durante muchos años.

Las ideas fundamentales sobre los motores de inducción fueron desarrolladas hacia el final de la década de 1880 por Nikola Tesla. En esa época presentó un artículo ante la American Institute of Electrical Engineers (AIEE), predecesor del hoy, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), en el cual describió los principios básicos del motor de inducción de rotor devanado, junto con ideas para desarrollar otros dos importantes motores de corriente alterna: el motor sincrónico y el motor de reluctancia.

El motor de inducción moderno se construyó entre 1888 y 1895. Durante ese período se desarrollaron fuentes de potencia de dos y tres fases para producir campos magnéticos giratorios dentro del motor, devanados estatóricos distribuidos y se introdujo el rotor "jaula de ardilla". Hacia 1896 estuvieron disponibles en el mercado motores de inducción trifásicos plenamente reconocidos y funcionales.

Entre aquella época y nuestros días existieron progresos continuos en la calidad de los aceros, las técnicas de fundición, las aislaciones y otros elementos utilizados en la construcción de los motores de inducción.

Estas tendencias dieron como resultado motores más pequeños, más eficientes y de mayor potencia específica, de forma tal que a título de ejemplo, podemos decir que un motor moderno de 100 H.P., es de igual tamaño físico que uno de 7,5 H.P. del año 1897..

No cabe duda alguna que Thomas A. Edison tiene un rival por el título de más grande inventor del mundo, que es sin discusión, el Ingeniero croata-norteamericano Nikola Tesla.

Cuando Tesla llega a los Estados Unidos en 1884, el país estaba en plena "batalla de las corrientes", entre Thomas Edison, quién defendía la corriente continua, y George Westinghouse, quién pujaba por imponer la corriente alternada.

Pronto Tesla estableció argumentos a favor de la corriente alternada con sus maravillosos inventos, como el sistema de potencia de corriente alternada polifásica, el motor polifásico de inducción, la bobina Tesla y la luz fluorescente.

Tesla (1856-1943) nació en Smiljna, Austro-Hungría (luego Yugoslavia), hijo de un clérigo de la Iglesia Ortodoxa griega. En su adolescencia mostró talento para las matemáticas y una memoria de capacidad increíble.

Pasó dos años en el Instituto Politécnico de Graz (Austria), donde concibió la idea del campo magnético giratorio, que fue la base teórica de su motor de inducción.

La muerte de su padre lo obligó a abandonar la escuela, tomando un empleo en París en la Continental Edison Company. Dos años después se trasladó a los Estados Unidos donde permaneció hasta su muerte.

En el transcurso de su vida registró unas 700 patentes, definió la disputa de la adopción de la corriente alterna frente a la corriente continua y fue el principal promotor de la elección de la frecuencia de 60 Hz como frecuencia estándar en los Estados Unidos y en gran número de países. Después de su muerte se le honró al escoger el nombre de "Tesla" para la unidad de densidad de flujo magnético.

La necesidad de transmitir potencia eléctrica a grandes distancias, alentó la construcción de líneas de alta tensión de corriente alternada.

George Westinghouse (1864-1914) fue uno de los impulsores que encabezaron el desarrollo de la generación de potencia de corriente alternada, e impuso el uso del "transformador", fabricándolo en grandes cantidades.

La primera instalación en gran escala se efectivizó en Buffalo (Estados Unidos) en el año 1886. En aquellos tiempos las frecuencias utilizadas en transmisión eran bastante elevadas, siendo común emplear $f = 133$ Hz, pero fue precisamente Nikola Tesla, quién pensó que una frecuencia de 133 Hz era muy elevada para emplear en su motor de inducción, por lo que alrededor del año 1910, convenció a los Ingenieros Electricistas que en los Estados Unidos deberían adoptar, en sus sistemas de potencia, una frecuencia industrial de $f = 60$ Hz.

El motor de inducción es el tipo de motor de corriente alternada más usado y popular debido a su simplicidad constructiva, como a su facilidad de operación.

Un motor de inducción es básicamente un transformador cuyo circuito secundario rota, por lo que veremos que su circuito equivalente es similar al de un transformador.

Un motor de inducción está constituido por dos componentes básicos: una parte estacionaria, o estator y una parte giratoria, o rotor.

El estator aloja en sus ranuras a devanados que reciben energía de la fuente de alimentación y el rotor, a devanados en los que se induce la corriente de trabajo.

El núcleo del estator está constituido por laminaciones de acero eléctrico de aproximadamente 0,5 mm. de espesor y ranurado en su superficie cilíndrica interior, de forma tal, que dichas ranuras sirvan de alojamiento a las bobinas.

Básicamente las ranuras pueden ser de dos tipos: abiertas y semicerradas. En los motores de elevada potencia las ranuras del estator son del tipo "abiertas", esto es, las paredes laterales de las ranuras son paralelas, con el objeto de facilitar la inserción de las bobinas del devanado, que suelen estar conformadas por pletinas, o planchuelas de sección rectangular, pero en los motores de menor potencia, las ranuras están parcialmente cerradas con el objeto

de reducir la longitud efectiva del entrehierro entre el estator y el rotor, en cuyo caso, aunque las bobinas son de alambre de cobre de sección circular y preconformadas exteriormente, se introducen en las estrechas aberturas de las ranuras, hilo por hilo, habiéndose colocado, previamente, la aislación de las ranuras, tal como puede observarse en la figura 1.

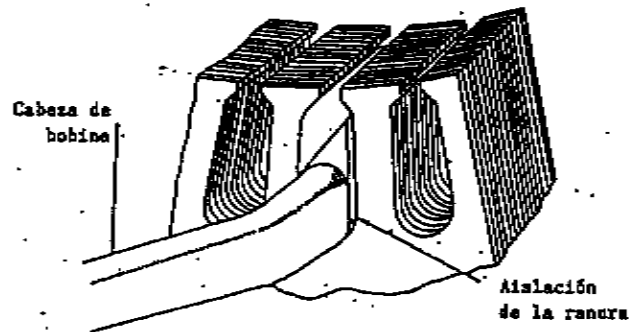


Fig. 1

La figura 2 muestra la sección de algunas ranuras utilizadas en núcleos estatóricos de motores de inducción. Las ranuras del estator suelen ser de distintas formas, tendientes todas a procurar la facilidad de los arrollamientos y disminuir la "reactancia de dispersión"

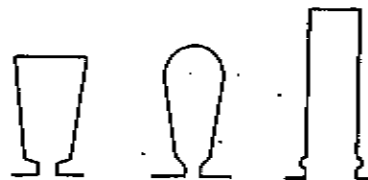


Fig. 2

En todos los casos se acostumbra a impregnar el conjunto de laminaciones y bobinas con un barniz aislante, ya sea por inmersión, o al vacío y, posteriormente someterlo a un proceso de "curado", con el objeto de obtener un compuesto de alta resistencia mecánica y dieléctrica que permita, a la vez, una mejor transmisión del calor.

Las bobinas quedan perfectamente sujetas y fijas al insertar en cada ranura una cuña de material aislante rígido, cortada con dimensiones precisas.

En cuanto al rotor podemos decir que existen dos tipos fundamentales: Rotor jaula de ardilla y rotor bobinado.

El núcleo del rotor también está formado por láminas de acero eléctrico (aunque podría construirse macizo), por lo general, de la misma calidad de las usadas para la construcción del estator y obtenidas en un mismo maquinado.

El tipo de rotor jaula de ardilla, así llamado por el parecido del conjunto formado por los conductores por los que circula la corriente inducida y los anillos extremos, con las jaulas cilíndricas construidas antiguamente para el ejercicio de las ardillas domésticas, en máquinas de gran potencia consiste en barras de cobre que ocupan ranuras casi cerradas sobre la periferia exterior del núcleo del rotor.

Estas barras están solidamente soldadas, o remachadas, a anillos frontales, poniendo así a las barras en cortocircuito. Los conductores que constituyen las barras, no necesitan aislarse del núcleo, porque las corrientes inducidas en el rotor siguen las trayectorias que les ofrecen resistencia mínima, es decir, se conducen a través del cobre, aluminio, o las aleaciones de cobre que conformen el rotor. Por otro lado, las tensiones rotóricas son tan bajas, que los óxidos naturales bastan para formar una aislación suficiente entre barras y el

núcleo magnético. En la figura 3 se muestra un corte del circuito magnético del estator y rotor de un motor de inducción con rotor tipo "jaula de ardilla"

Con el objeto de obtener características especiales, principalmente elevado valor de la resistencia ohmica del rotor, algunas veces las barras y los anillos frontales de la "jaula de ardilla" son construidos con aluminio fundido, aleaciones de magnesio, o latón.

En los motores de menor potencia, fabricados en serie, la "jaula de ardilla" se hace de aluminio fundido, que presenta como ventaja la economía en cuanto a su fabricación, elimina la resistencia de contacto, producida al soldar, o remachar las barras a los anillos frontales y, sus extremos constituyen también las aletas de los ventiladores.

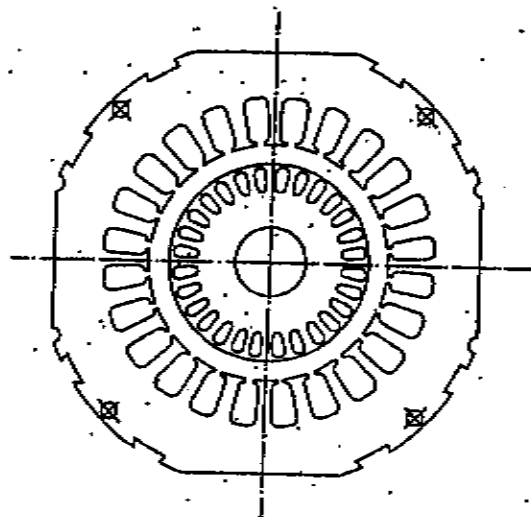


Fig. 3

O sea, al utilizar la fundición de aluminio se construyen en una sola operación, las barras, los anillos frontales y los dos ventiladores.

La figura 4 muestra la configuración de un rotor "jaula de ardilla" y aspectos constructivos de un rotor construido utilizando fundición de aluminio.

Los motores de inducción con rotor "jaula de ardilla", cuando se alimentan con tensión nominal, tienden a funcionar prácticamente a la velocidad de sincronismo, cayendo su velocidad ligeramente con el aumento de la carga en su árbol.

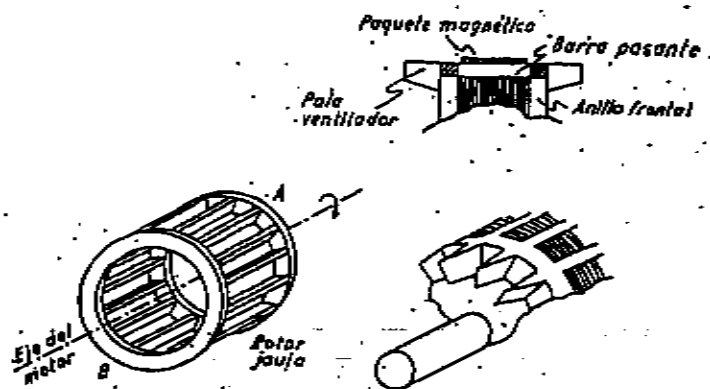


Fig. 4

En la figura 5 podemos observar algunas formas de ranuras utilizadas para el núcleo de un rotor tipo "jaula de ardilla".

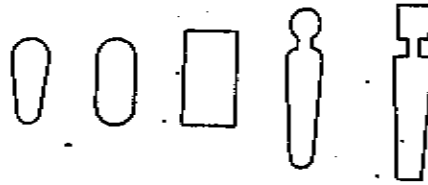


Fig. 5

El par de arranque de un motor con rotor "jaula de ardilla" queda limitado, en forma aproximada, al doble del par de plena carga y, en esas condiciones, la corriente de arranque es de 5 a 8 veces su valor de plena carga, de lo que se deduce, que cuando se precisa un par de arranque elevado y limitar el valor de la corriente de arranque, será necesario utilizar un tipo diferente de rotor, precisamente el "rotor bobinado".

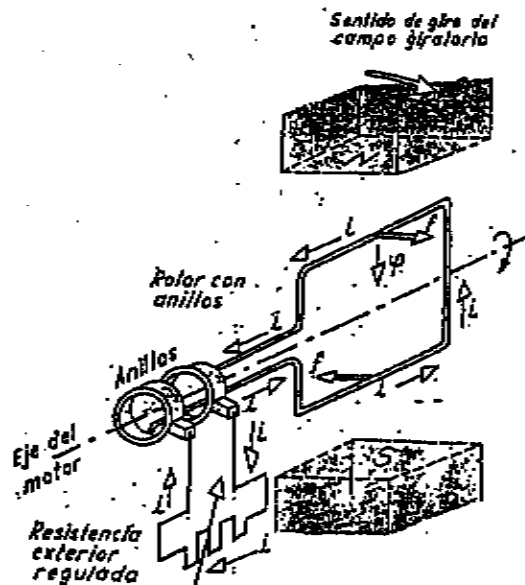


Fig. 6

La "jaula de ardilla" es la más difundida, pero no es la única forma de devanado rotórico usado en los motores de inducción.

Los motores de inducción trifásicos pueden tener un devanado rotórico análogo al bobinado estático, en cuyo caso, es necesario utilizar anillos colectores y escobillas a las que se conectan resistores exteriores, de forma tal, de obtener un par de arranque elevado, limitar la corriente de arranque y mejorar el factor de potencia de la máquina.

Las bobinas del rotor conectadas en "estrella" y de forma tal que produzcan el mismo número de polos que el devanado estático, llevan sus extremos libres conectados a "anillos rozantes" en los que se apoyan sendas "escobillas", una por fase, por lo menos, mediante las cuales el bobinado rotórico se cierra a través de resistores exteriores, tal como lo muestra en forma esquemática la figura 6.

La figura 7 muestra su uso aplicado al "rotor bobinado" de un motor de inducción trifásico, que es el caso que nos ocupa.

En los motores con rotor de anillos rozantes podemos regular desde el exterior la resistencia rotórica, variando, por lo tanto, la intensidad de corriente rotórica que produce la

variación de las demás características de la máquina, como el par motor y la corriente de arranque

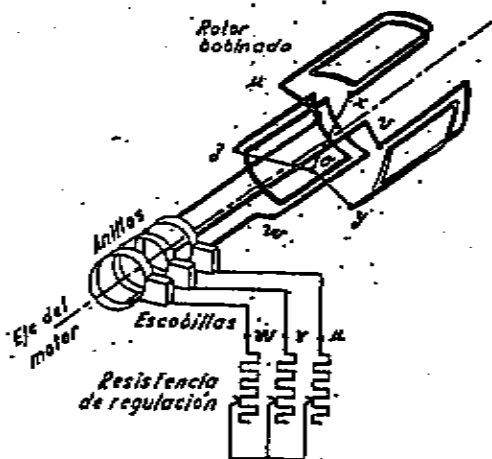


Fig. 7

Superado el período de arranque, dichas resistencias exteriores se anulan y, un mecanismo especial pone en cortocircuito al bobinado rotórico y libera las escobillas de sus anillos rozantes, para evitar las pérdidas por fricción, pasando el motor a comportarse como un motor de inducción con rotor "jaula de ardilla".

De otro modo, una vez que el motor alcanza su velocidad de régimen, los resistores exteriores quedan eliminados, por lo que la acción de los "anillos rozantes", no es más útil y con el objeto de eliminar las pérdidas mecánicas por fricción y el desgaste, existe un dispositivo especial que levanta las "escobillas" y a la vez cortocircuita al bobinado rotórico.

Existen determinadas restricciones en cuanto al número de ranuras del rotor en relación con el número de ranuras del estator, siendo la principal de que estos dos números no deben ser iguales, ya que si lo fuesen la reluctancia del circuito magnético en conjunto variaría desde un máximo, cuando los dientes están frente a las ranuras, hasta un mínimo, cuando los dientes están enfrentados entre sí.

La frecuencia de la pulsación del flujo magnético resultante sería elevada, ya que el tiempo de un período completo sería, únicamente, el breve intervalo necesario para que un punto sobre el rotor se desplace una distancia igual al "paso" de los dientes.

Tal pulsación introduciría nuevas pérdidas en el núcleo y, lo que es aún más importante, el rotor tendería a cerrarse magnéticamente con el estator, especialmente al arrancar con dientes frente a dientes, aumentando así la corriente de arranque de la máquina.

El mejor medio de evitar estos inconvenientes es hacer que el número de dientes del estator y del rotor sean "primos" entre sí, con lo que se procura una especie de efecto "nonius" entre los dos conjuntos de dientes, como se ilustra a la izquierda de la figura 8.

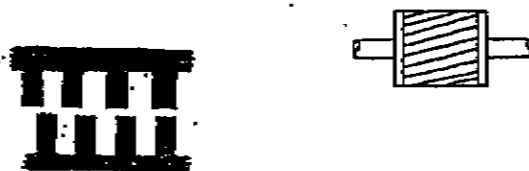


Fig. 8

Es costumbre construir las chapas laminadas del estator de forma que los dientes y las ranuras sean paralelas al eje del árbol de la máquina, es decir, siguiendo las generatrices del cilindro, pero, en lo que se refiere al rotor, las ranuras se construyen ligeramente oblicuas

(como un helicoide de gran paso), para minimizar aún más la acción de bloqueo magnético, que resulta mucho más pronunciada si el flujo magnético en el "entrehierro" está dispuesto radialmente a lo largo de toda la longitud de los dientes opuestos.

Además, la oblicuidad de las ranuras genera una fuerza componente tangencial en la atracción de dientes opuestos, en la dirección de giro de la máquina, lo que tiende a disminuir aún más la acción de bloqueo magnético y reduce la tendencia de los dientes a vibrar, lo que podría ser causa de ruidos, por lo que la máquina en marcha resulta más silenciosa.

Por lo tanto este aspecto constructivo del rotor disminuye al máximo las vibraciones y la aparición de "cuplas parásitas", hace la marcha del motor más "estable" y la máquina menos ruidosa.

El entrehierro debe hacerse lo más pequeño posible a fin de reducir al mínimo el flujo de dispersión en el estator y en el rotor, puesto que la corriente rotórica, de la que depende la cupla motora y la potencia, es generada inductivamente, desde el estator, siendo, ya que la vía de transferencia energética es "inductiva" desde el estator hacia el rotor, es esencial que el "enlace magnético" entre el estator y el rotor sea lo más perfecto posible.

Es por esta última razón que a esta máquina se la denomina "motor de inducción", ya que la energía se transfiere desde el estator al rotor a través del entrehierro por "vía inductiva", pues no existe ninguna vinculación "conductiva" entre el estator y el rotor.

El "motor de inducción" puede considerarse como un caso generalizado del "transformador" de corriente alternada y, por lo mismo, al devanado del estator suele llamárselo primario y al del rotor, secundario.

Desde este punto de vista, el motor de inducción posee las propiedades del transformador, por lo que cualquier "entrehierro", por pequeño que sea, hará que la "reactancia de dispersión" y la "corriente magnetizante" sean mayores que en un transformador.

La longitud del "entrehierro" no depende de ninguna magnitud eléctrica y resultará determinada, principalmente, por razones mecánicas, tales como la libertad de vibración del árbol impuesta por la carga y la capacidad de desgaste de los cojinetes.

CONCEPTO DE VELOCIDAD SINCRONICA

Cuando estudiamos el generador elemental de corriente alternada habíamos visto que la fuerza electromotriz generada en la bobina estatórica a - b, por la acción magnética del imán giratorio rotórico, animado de una velocidad angular " ω ", venía dada por:

$$e = \hat{E} \cdot \text{sen } \omega t \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \omega &= 2 \cdot \pi \cdot f \quad (\text{rad/seg}) \\ f &= \text{frecuencia} \quad (\text{Hz}) \end{aligned}$$

En la figura 9 (a) podemos observar que si la máquina posee sólo un par de polos, por cada vuelta del imán se genera un ciclo, o alternancia, de la fuerza electromotriz, inducida en la bobina estatórica, por lo que:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = \text{pulsación eléctrica} \quad (2)$$

$$\Omega = 2 \cdot \pi \cdot n / 60 = \text{velocidad angular} \quad (3)$$

Igualando (2) y (3), obtenemos: $2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot n / 60$ ó, $f = n / 60$ (4)

Si agregamos ahora al rotor otro par de polos (figura 8 b), manteniendo la misma velocidad angular " ω ", la pulsación eléctrica " ω " se duplica, ya que por cada vuelta del rotor, la fuerza electromotriz habrá cambiado de signo dos veces, puesto que habrá cambiado

dos veces el sentido del flujo magnético concatenado por dicha espira y, por lo tanto, la frecuencia se duplica.

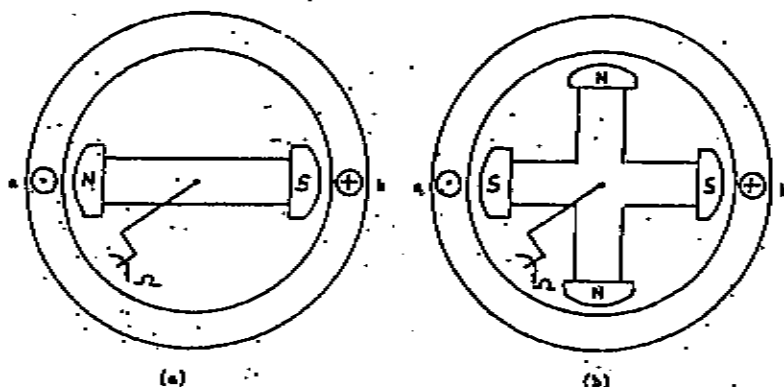


Fig. 9

Luego, generalizando la fórmula (4), si el rotor posee " p " polos, resulta que:

$$f = \frac{p}{2} \cdot \frac{n}{60} = \frac{p \cdot n}{120} \quad (5)$$

De aquí se deduce y define la llamada "velocidad sincrónica". Se denomina "velocidad sincrónica" " n_c ", a toda velocidad que cumpla con la fórmula:

$$n_c = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (6)$$

f = Frecuencia de la red (Hz)

p = Número de polos (número par)

Como en nuestro país la frecuencia industrial es de f = 50 Hz, la fórmula (6) queda reducida a:

$$n_c = \frac{6000}{p} \quad (7)$$

y como " p " debe ser siempre un número par, se deduce que las distintas "velocidades sincrónicas", serán:

p	2	4	6	8	10	12	etc...
n	3000	1500	1000	750	600	500	

TEORIA DE FUNCIONAMIENTO

El funcionamiento de estas máquinas se fundamenta en la existencia de un campo magnético giratorio en el seno del entrehierro. Estudiaremos en particular al motor trifásico de inducción. En general, como lo que interesa es crear un campo giratorio, el arrollamiento que lo produce, ubicado en el "estator", puede tener cualquier número de fases (mayor que uno);

aunque, en general lo que se utiliza es el sistema trifásico, por simplicidad y porque las redes de alimentación están diseñadas para este sistema.

Demostraremos como puede crearse un campo magnético giratorio en el entrehierro, partiendo de un sistema trifásico de tensiones.

La figura 10 ilustra la disposición de los devanados estatóricos de un motor trifásico de inducción conectado en "estrella", donde observamos que la disposición de los ejes magnéticos de los tres arrollamientos se encuentran desplazados geométricamente en el espacio, el uno de los otros, un ángulo igual a 120°

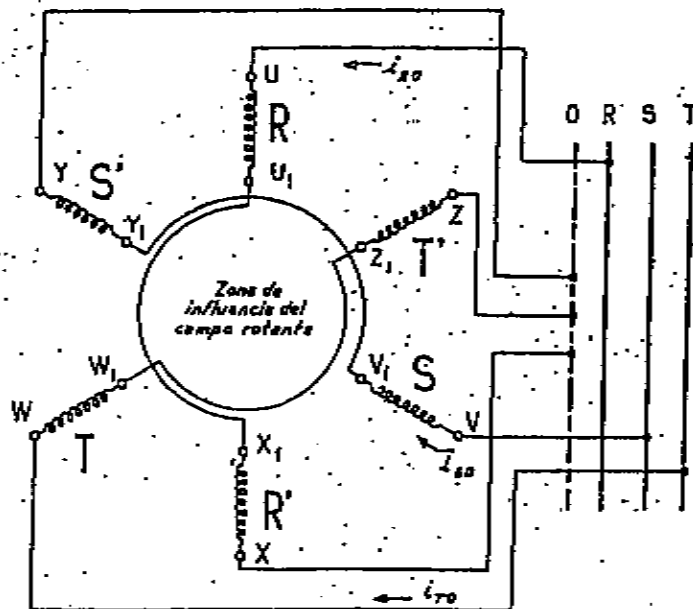


Fig. 10

Los arrollamientos estatóricos pueden conectarse indiferentemente en "estrella", o en "triángulo" y las corrientes que los recorren, creadoras de sus respectivos campos magnéticos alternativos, deben cumplir, por pertenecer a un sistema trifásico de tensiones, con la condición de estar defasadas en el tiempo entre sí, también un ángulo de 120° eléctricos.

Las bobinas R y R' forman un conjunto magnético de eje común y al circular por ellas la corriente alternada de la fase "R" generan un campo magnético "alternativo" concordante con el eje de ambas. Algo análogo ocurre con los juegos de bobinas S y S' y T y T'.

Por lo tanto, las seis bobinas forman un conjunto de tres campos magnéticos alternativos, cuyos ejes magnéticos están decalados en el espacio 120° geométricos entre sí y recorridas por un sistema de corrientes trifásicas, defasadas 120° eléctricos en el tiempo, lo que da origen a un campo magnético giratorio y circular, es decir de módulo constante, según demostraremos a continuación.

Analicemos la figura 11, que en su parte (a) representa las seis bobinas en corte y, en su parte (b), la variación temporal del sistema de corrientes trifásicas que las alimentan.

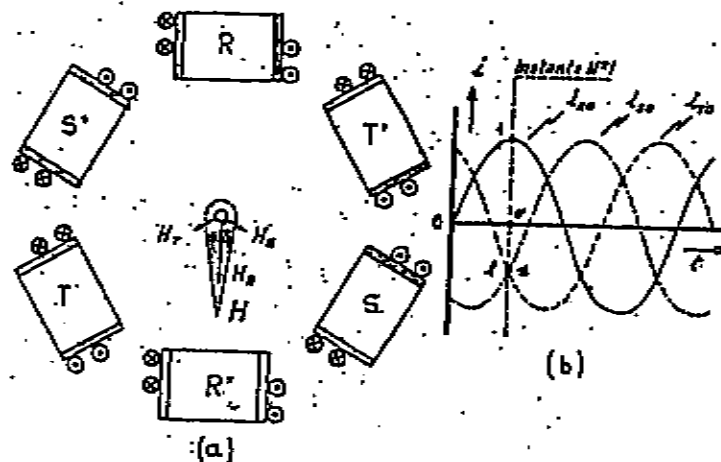


Fig. 11

En el instante N° 1, señalado en la parte (b), la corriente de la fase R, está pasando por su valor máximo "or" positivo. Por esta causa es entrante por el borne U de la bobina y saliente por el borne X de la misma, y puede observarse que genera un campo magnético representado por el vector H_R .

En el mismo instante la corriente en la fase " S " posee un valor "os" negativo, de forma tal, que es saliente por el borne V y entrante por el borne Y, creando un campo magnético representado por el vector H_S .

Para el mismo instante la corriente en la fase " T " posee el valor "ot" negativo, de manera tal que será saliente por el borne W y entrante por el borne Z, generando un campo magnético representado por el vector H_T .

La única diferencia entre las corrientes de las fases " S " y " T " radica simplemente en que la corriente de la fase " S " está disminuyendo en valor absoluto, mientras que la corriente de la fase " T " se encuentra en un proceso de crecimiento de su valor absoluto.

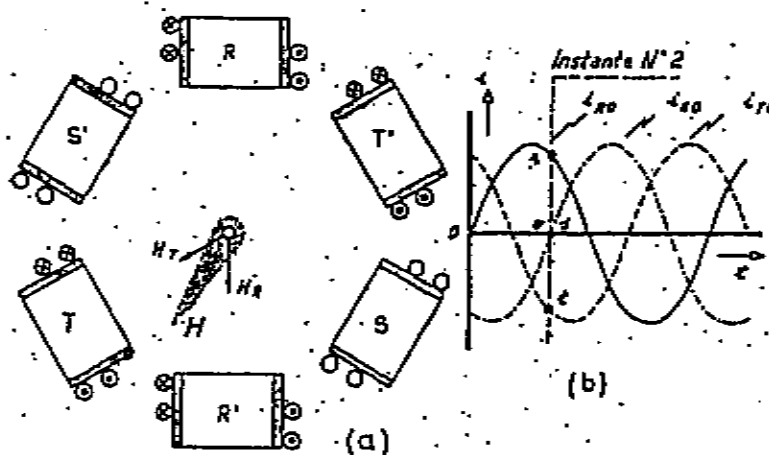


Fig. 12

Si sumamos ahora, vectorialmente, los tres campos magnéticos alternativos actuantes en el mismo instante N° 1, o sea, sumando H_R , H_S y H_T , obtenemos el campo magnético resultante H , que se observa en la figura.

Dejemos pasar un pequeño intervalo y detengámonos a observar lo que ocurre en el instante N° 2 de la figura 12.

La corriente de la fase " R " disminuyó al nuevo valor "or" y, en consecuencia, también disminuyó la intensidad del campo magnético H_R .

La corriente de la fase " S " tiene valor nulo, por lo que $H_S = 0$ y, por lo tanto, no dibujamos al vector H_S , mientras que la corriente de la fase " T " continuó creciendo en valor absoluto, haciendo que crezca, también, el campo magnético H_T .

Si sumamos, nuevamente, los campos magnéticos alternativos H_R , H_S y H_T , observamos que el campo magnético resultante H , giró un pequeño ángulo en el sentido horario.

Si analizamos, ahora, el instante N° 3, graficado en la figura 13, observamos que la corriente de la fase " R " disminuyó aún más, la corriente de la fase " S " cambió de sentido con respecto al que tenía en el instante N° 1, mientras que la corriente de la fase " T " alcanza su valor máximo negativo.

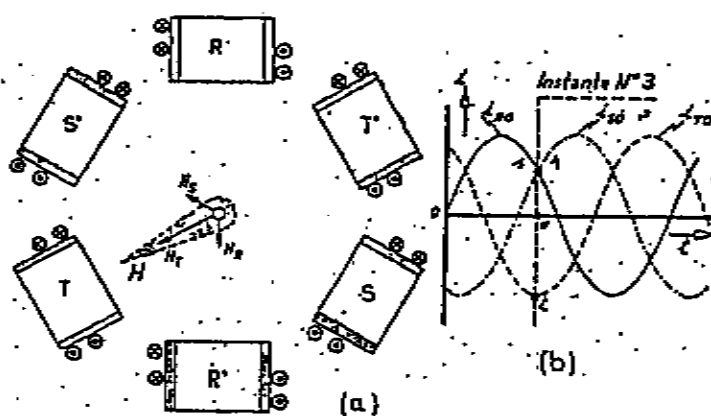


Fig. 13

Al volver a sumar los campos magnéticos alternativos de las tres fases, observamos que el vector resultante H cambió de posición volviendo a experimentar otro pequeño giro en el sentido horario, manteniendo constante el valor de su módulo, por lo que el campo giratorio resultante resulta ser circular.

Sin necesidad de analizar lo que ocurriría en otros instantes posteriores, nos damos cuenta que el vector campo magnético resultante H gira en el sentido horario, conservando constante el valor de su módulo y, al cabo de un ciclo completo de cualquiera de las tres corrientes, habrá dado una vuelta completa.

Para mejor proveer, podemos recurrir a un símil mecánico del proceso precedentemente descrito. En la figura 14 se representa a un motor térmico en "estrella" de tres cilindros, donde vemos que los pistones cumplen un movimiento rectilíneo alternativo y la composición adecuada de los mismos origina un movimiento rotatorio del eje.

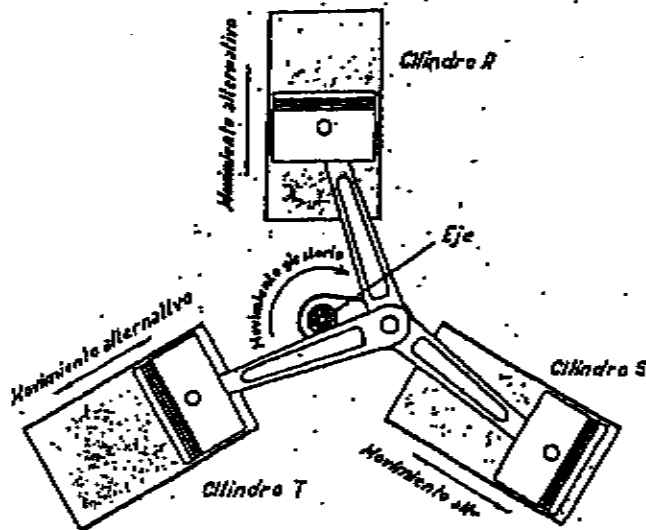


Fig. 14

Intentaremos, ahora, demostrar matemáticamente el proceso anteriormente descrito, para lo cual nos valdremos de la figura 15 que muestra la disposición de tres bobinas decaladas en el espacio 120° entre sí, que se encuentran conectadas a un sistema de tensiones trifásicas, recorridas por tres corrientes defasadas 120° en el tiempo.

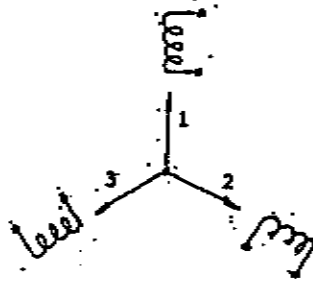


Fig. 15

Los campos magnéticos instantáneos creados por las corrientes en cada bobina, vendrán dados por:

$$\begin{cases} h_1 = H \cdot \cos \omega t \\ h_2 = H \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ h_3 = H \cdot \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (8)$$

Escribiendo la función coseno como exponencial compleja, obtenemos:

$$\begin{cases} h_1 = \frac{H}{2} [e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}] \\ h_2 = \frac{H}{2} [e^{j\omega t - 2\pi/3} + e^{-j\omega t - 2\pi/3}] \\ h_3 = \frac{H}{2} [e^{j\omega t - 4\pi/3} + e^{-j\omega t - 4\pi/3}] \end{cases} \quad (9)$$

Pero ya dijimos que las bobinas estaban decaídas entre sí 120° en el espacio, por lo que volveremos a defasar a las expresiones dadas por la fórmula 9, otros 120° , resultando:

$$\begin{cases} h_1 = \frac{H}{2} [e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}] \\ h_2 = \frac{H}{2} [e^{j\omega t - 4\pi/3} + e^{-j\omega t}] \\ h_3 = \frac{H}{2} [e^{j\omega t - 8\pi/3} + e^{-j\omega t}] \end{cases} \quad (10)$$

Si sumamos miembro a miembro las expresiones dadas por la fórmula 10, obtendremos la expresión matemática del campo magnético resultante, provocado por la acción simultánea de los tres campos alternativos componentes.

$$H_r = \frac{H}{2} [e^{j\omega t} + 3 \cdot e^{-j\omega t} + e^{j(\omega t - 4\pi/3)} + e^{j(\omega t - 8\pi/3)}]$$

Pero:

$$e^{j(\omega t - 4\pi/3)} = e^{j\omega t} [\cos 4\pi/3 - j \cdot \text{sen } 4\pi/3] = e^{j\omega t} [-0,5 + j0,87]$$

$$e^{j(\omega t - 8\pi/3)} = e^{j\omega t} [\cos 8\pi/3 - j \cdot \text{sen } 8\pi/3] = e^{j\omega t} [-0,5 - j0,87]$$

Reemplazando estas últimas expresiones en la fórmula del campo magnético resultante, obtenemos:

$$H_r = \frac{H}{2} [3 \cdot e^{-j\omega t} + e^{j\omega t} [1 - 0,5 + j0,87 - 0,5 - j0,87]]$$

Luego:

$$\boxed{H_r = \frac{3}{2} \cdot H \cdot e^{-j\omega t}} \quad (11)$$

La fórmula 11 nos dice que: "Tres bobinas decaídas 120° en el espacio y alimentadas por tres tensiones alternas defasadas 120° en el tiempo (sistema trifásico), generan un campo magnético giratorio y circular, de velocidad angular " ω " igual a la pulsación eléctrica de la red de alimentación y, cuyo módulo es $3/2$ del valor de los módulos de los vectores campos magnéticos alternativos componentes".

Por lo tanto, cuando al estator de un motor de inducción se lo conecta a un sistema polifásico de tensiones, resulta recorrido por un sistema de corrientes del mismo número de fases. Estas corrientes generan un campo magnético circular y giratorio en el entrehierro de la máquina, pues se cumplen las dos condiciones básicas necesarias y suficientes, a saber:

- 01) Distribución regular en el espacio de los arrollamientos
- 02) Distribución regular de las corrientes en el tiempo

CIRCUITO SECUNDARIO ABIERTO

Si despojamos a la "jaula de ardilla" de uno de sus anillos frontales, el rotor quedará eléctricamente abierto y en estas circunstancias el campo magnético giratorio estático barrerá a los conductores de las barras de la "jaula de ardilla", que por estar abierta hará que no circule por ellos corriente alguna y, por lo tanto, no se ejercerá fuerza mecánica sobre dichos conductores, por lo que el rotor permanecerá inmóvil.

El rotor permanece inmóvil, pero al igual que en un transformador en vacío aparecerá una fuerza electromotriz en los conductores de las barras rotóricas y una intensidad de corriente en el bobinado estatórico, cuya componente principal es magnetizante

Las respectivas fuerzas electromotrices del estator y del rotor (primario y secundario), vendrán dadas, por:

$$\boxed{E_1 = 4,44.f.N_1.K_1.\phi} \quad (12) \quad \boxed{E_2 = 4,44.f.N_2.K_2.\phi}$$

Donde: $K_1 ; K_2 =$ Factores de los devanados

$N_1 ; N_2 =$ Espiras es serie por fase del primario y secundario

$f =$ Frecuencia de la red de alimentación

$\phi =$ Flujo magnético por polo

El campo magnético del estator girará a una de las velocidades sincrónicas " n_s ", que como sabemos está determinada por la frecuencia de la red de alimentación y el número de polos de la máquina y, su expresión matemática es:

$$\boxed{n_s = \frac{120.f}{p}} \quad (13)$$

Además, como el circuito secundario está abierto la frecuencia del primario y del secundario son iguales a la frecuencia de la red de alimentación.

CIRCUITO SECUNDARIO CERRADO Y ROTOR BLOQUEADO

Si ahora cerramos el circuito secundario sobre sí mismo, es decir, volvemos a la configuración constructiva natural del rotor y bloqueamos el rotor, de forma tal de impedirle que gire, las dos partes, rotórica y estatórica de la máquina permanecen estacionarias, por lo que la estructura sigue comportándose como un transformador estático con su secundario en cortocircuito, absorbiendo, por lo tanto, una elevada intensidad de corriente en el primario (corriente de arranque del motor) y en el secundario.

El conjunto de intensidades secundarias es un conjunto polifásico de corrientes inducidas, establecidas en un conjunto polifásico de bobinas, por lo que su acción resultante es generar un campo magnético giratorio establecido en el rotor que puede concebirse como la "imagen" del creado por las corrientes que recorren los bobinados estatóricos, puesto que es un campo magnético inducido por ellas.

En estas circunstancias los dos campos magnéticos, el estatórico y el rotórico, son recíprocamente estacionarios y giran a la velocidad sincrónica " n_s ".

También, en este caso, las frecuencias del primario, o estator y, secundario, o rotor, son iguales a la frecuencia de la red de alimentación.

ROTOR EN MOVIMIENTO

Si el circuito secundario se mantiene cerrado, pero se desbloquea el rotor, éste girará en el mismo sentido que el campo magnético estatórico, como si fuera arrastrado por él.

Las figuras siguientes (Figura 16) explican cómo se produce la cupla de arrastre sobre la base de la acción electrodinámica elemental.

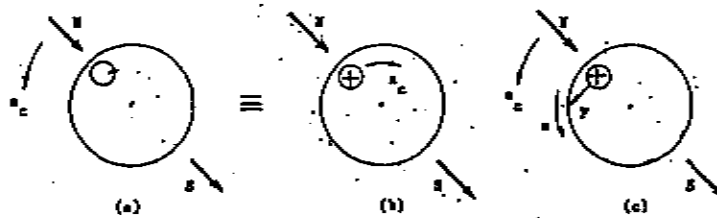


Fig. 16

En la figura (a) tenemos un campo magnético circular girando a la velocidad sincrónica " n_c " en el sentido contrario a las agujas del reloj y un conductor fijo en el rotor.

En la figura (b), es equivalente suponer al campo magnético estático fijo y al conductor rotórico moviéndose también a la velocidad sincrónica " n_c ", pero en el sentido opuesto.

Aplicando a la figura (b) la "regla de la mano derecha" (efecto generador), podemos determinar el sentido de la corriente en el conductor rotórico, que como vemos resulta entrante a la hoja del papel.

Si aplicamos a la figura (c) la "regla de la mano izquierda (efecto motor), podemos determinar el sentido de la fuerza mecánica " F " que aparece sobre el conductor rotórico.

En la figura (c) se observa que la fuerza mecánica " F " posee el sentido primitivamente asignado al campo magnético estático original de la figura (a).

Luego, si el rotor está libre de girar, lo hará como si fuera arrastrado por el campo magnético estático a una velocidad " n " distinta y menor que la de sincronismo, pues la acción mecánica sobre el rotor se establecerá en tanto los conductores del circuito rotórico sean "cortados" por las líneas de flujo magnético del campo estático, es decir, en tanto la velocidad del rotor sea diferente de la velocidad del campo magnético estático y, evidentemente, menor.

De aquí, que a los motores de inducción también se los denomine "asincrónicos" ya, que como su nombre lo indica, sus rotores no pueden alcanzar la velocidad de sincronismo " n_c ", porque si así fuera no podría transmitirse la energía por vía inductiva desde el estator al rotor de la máquina a través del entrehierro de la misma.

Se define con el nombre de "resbalamiento", o "deslizamiento", a la siguiente relación:

$$\text{Resbalamiento} = S = \frac{n_c - n}{n_c} \quad (14)$$

Este parámetro es el más importante en el estudio de las máquinas asincrónicas, que como ya hemos dicho no pueden alcanzar la velocidad de sincronismo, sino que giran, en el caso del motor, a una velocidad de un 3% a 5% menor y que puede calcularse aplicando la siguiente fórmula:

$$n = (1 - S) \cdot n_c \quad (15)$$

FUERZA ELECTROMOTRIZ Y FRECUENCIA ROTORICA

Cuando el rotor está abierto y detenido, se cumple que:

$$S = 1$$

$$E_2 = E_{2m}$$

$$f_2 = f_1$$

siendo E_{2m} la máxima fuerza electromotriz alcanzada por el bobinado rotórico.

Cuando el rotor gira a la velocidad sincrónica, suponiendo que es ayudado por una cupla exterior, se cumple que:

$$S = 0$$

$$E_2 = 0$$

$$f_2 = 0$$

Puesto, que en esta última circunstancia no puede ocurrir ningún efecto inductivo.

Como dichos efectos inductivos dependen linealmente de la velocidad, para cualquier estado intermedio entre los anteriormente mencionados, la fuerza electromotriz y la frecuencia secundarias, variarán linealmente con el "resbalamiento".

La figura 17 ilustra la variación lineal de la fuerza electromotriz y frecuencia rotórica y permite deducir las fórmulas genéricas de estas dos magnitudes, en función del "resbalamiento".

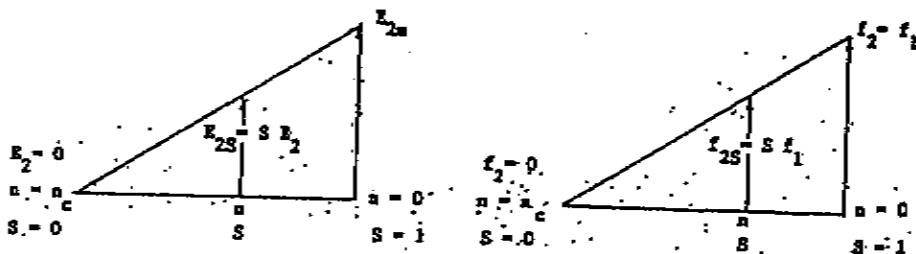


Fig. 17

Observando la figura 17 podemos escribir las expresiones genéricas de la fuerza electromotriz y frecuencia rotórica para un resbalamiento cualquiera " S ", obteniendo:

$$E_{2S} = S \cdot E_2$$

(16)

$$f_{2S} = S \cdot f_1$$

(17)

Llamando $E_2 = E_{2m}$, a la fuerza electromotriz cuando el rotor está abierto y E_{2S} a la fuerza electromotriz cuando el rotor gira con velocidad angular " n " y resbalamiento correspondiente " S ".

CORRIENTE SECUNDARIA

Para cualquier estado de funcionamiento, la fuerza electromotriz E_{2S} hará circular una corriente I_{2S} por la impedancia de fase rotórica constituida por la resistencia R_2 y la reactancia de dispersión X_2 , de forma tal que la intensidad de corriente secundaria, vendrá dada, por:

$$I_{2S} = \frac{S \cdot E_2}{R_2 + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot L_2}$$

(18)

Multiplicando y dividiendo el valor de la "reactancia de dispersión" " X_2 " por la frecuencia estatórica f_1 , nos queda:

$$2 \cdot \pi \cdot \frac{f_2}{f_1} \cdot f_1 \cdot L_2 = 2 \cdot \pi \cdot S \cdot f_1 \cdot L_2 = S \cdot X_2$$

(19)

Siendo ahora " X_2 " la "reactancia de dispersión secundaria", reducida a la frecuencia f_1 primaria, por lo que la fórmula (18) puede entonces reescribirse del siguiente modo:

$$I_{1s} = \frac{S \cdot E_1}{R_2 + j \cdot S \cdot X_2} \quad (20)$$

$$I_{2s} = \frac{E_2}{\frac{R_2}{S} + j \cdot X_2} \quad (21)$$

Las dos formas equivalentes de las ecuaciones (20) Y (21) admiten dos interpretaciones, a saber: La ecuación (20) establece que la fuerza electromotriz "SE₂", posee una frecuencia "f_{2s}" y amplitud relativamente baja, que actúa sobre un circuito de resistencia constante y reactancia variable, lo que está en estricto acuerdo con los hechos físicos reales, mientras que la ecuación (21) nos dice, que en lo que a la magnitud de la corriente rotórica "I_{2s}" se refiere, es lo mismo suponer que el rotor permaneciese detenido y su resistencia fuese variable, por lo que, tanto la fuerza electromotriz "E₂", como la corriente "I₂" puede considerarse que están a la frecuencia de la red "f₁"

En estas circunstancias la fuerza magnetomotriz del rotor puede sumarse vectorialmente a la fuerza magnetomotriz del estator, como ocurre en el diagrama fasorial de cualquier transformador.

Análogamente a lo que ocurría al estudiar la teoría del transformador, dado que la tensión aplicada al estator (primario) es constante, existirá una fuerza magnetomotriz resultante que deberá permanecer constante, cualquiera sea el estado de carga mecánica en el árbol del motor.

La fuerza magnetomotriz rotórica, producida por la corriente rotórica, aunque gira a la velocidad de deslizamiento, con respecto al rotor, es arrastrada por el propio rotor, por lo que, para una carga mecánica determinada, conserva una posición fija con respecto al campo magnético estático, es decir, gira a la velocidad sincrónica "n_c"

El resultado final es que las fuerzas magnetomotrices, tanto estática, como rotórica, giran a la misma velocidad, es decir, a la velocidad sincrónica "n_c", aunque el rotor lo haga mecánicamente a una velocidad angular "n", menor, por lo que pueden combinarse para producir una fuerza magnetomotriz resultante, que a su vez, establece el flujo magnético en el entrehierro de la máquina.

Volvemos a repetir: la fuerza magnetomotriz rotórica se mueve respecto al rotor con la velocidad relativa (n_c - n), pero dado que es arrastrada por el propio rotor, la velocidad absoluta de la misma en el espacio, sería (n_c - n) + n = n_c, es decir, la misma del campo magnético estático.

Al igual a lo que hemos hecho al estudiar el transformador, podemos reducir las impedancias del secundario al primario y, llamando R₂' y X₂' a dichas impedancias, podemos escribir:

$$E_2' = E_1 \quad (22)$$

$$I_2' = \frac{E_1}{\frac{R_2'}{S} + j \cdot X_2'} \quad (23)$$

$$\bar{I}_1 + \bar{I}_2' = \bar{I}_0 \quad (24)$$

$$I_0 = -E_1 \cdot (G_0 - jB_0) \quad (25)$$

$$V_1 = -E_1 + I_1 \cdot (R_1 + j \cdot X_1) \quad (26)$$

De las cuales se desprende, que:

$$\frac{V_1}{I_1} = R_1 + j.X_1 + \frac{1}{(G_0 - j.B_0) + \frac{1}{\frac{R_2'}{S} + j.X_2'}} \quad (27)$$

Al sumando del denominador R_2' / S puede escribirse en forma más conveniente para nuestros fines del siguiente modo:

$$\frac{R_2'}{S} = R_2' + R_2' \cdot \frac{1-S}{S} \quad (28)$$

En la que vemos que lo hemos separado en dos sumandos: R_2' , que es la propia resistencia ohmica de una fase del bobinado rotórico, referida al primario, y otro: $R_2' \cdot \frac{1-S}{S}$ que depende del estado cinemático del rotor y, que reemplaza, como corresponde al carácter de la energía activa, la carga mecánica aplicada al árbol del motor, por una carga ohmica equivalente y, que disipa en forma de calor la misma cantidad de energía por unidad de tiempo, que la potencia mecánica absorbida por el árbol.

CIRCUITO EQUIVALENTE EXACTO DE UNA FASE DE UN MOTOR

Al igual que lo que hicimos con el transformador podemos trazar el circuito equivalente de una fase del motor de inducción, considerando que la verdadera carga mecánica es reemplazada por un resistor variable, según el estado cinemático de la máquina y que disipa la misma potencia calórica que la potencia mecánica demandada, en realidad, por el árbol de la máquina.

En la figura 18 podemos observar que el circuito equivalente de una fase del motor de inducción, referida al primario, es igual al circuito equivalente de un transformador, con todas sus magnitudes, también referidas al primario, siendo la carga secundaria un reóstato cuyo valor ohmico va variando en razón de los distintos estados cinemáticos de la máquina.

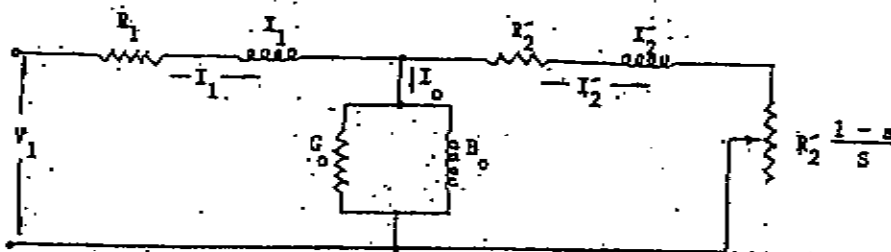


Fig. 18

CIRCUITO EQUIVALENTE APROXIMADO

Si se desprecia la componente de caída de tensión dada por la siguiente expresión matemática: $I_0 \cdot (R_1 + j \cdot X_1)$, frente a la caída $I_1 \cdot (R_1 + j \cdot X_1)$, el circuito de la figura 18 se simplifica y se llega así al circuito equivalente aproximado que indica la figura 19

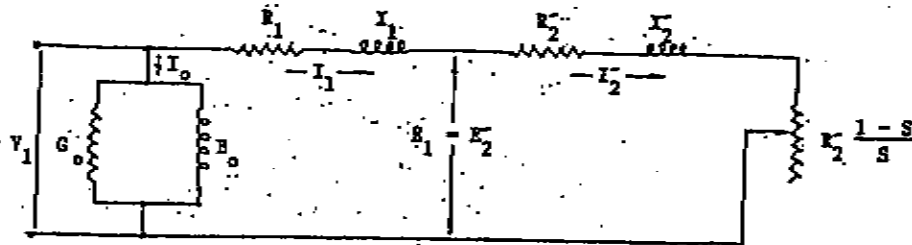


Fig. 19

Analizando el circuito de la figura 19, observamos que la corriente secundaria referida al primario, viene dada por la siguiente fórmula:

$$I_2' = \frac{V_1}{\left(R_1 + \frac{R_2}{S}\right) + j \cdot (X_1 + X_2)} \quad (29)$$

POTENCIA

Si se expresa la potencia primaria absorbida por una fase del motor, por la fórmula:

$$P = V_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 \quad (30)$$

y se deducen de ella las pérdidas magnéticas y mecánicas, medidas en un "Ensayo de vacío":

$$P_0 = -V_1 \cdot I_0 \cdot \cos \varphi_0 \quad (31)$$

y también se deducen las pérdidas en el cobre, del estator y del rotor:

$$P = -I_2'^2 \cdot (R_1 + R_2) \quad (32)$$

se tendrá la potencia mecánica P_m , por fase del motor.

Si recorremos el "circuito equivalente aproximado": (Ver figura 20) y ordenamos las pérdidas de potencia a lo largo de él, comenzando desde la potencia eléctrica tomada a la red de alimentación, hasta llegar al árbol de la máquina, podemos obtener la expresión matemática de la potencia mecánica P_m de una fase del motor en el árbol del mismo.

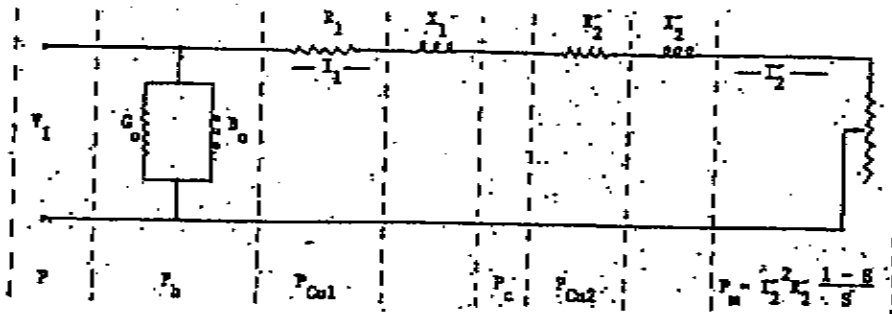


Fig. 20

Del análisis del "circuito equivalente" de la figura anterior, podemos afirmar que la potencia mecánica por fase del motor, vendrá dada, por:

$$P_m = I_2'^2 \cdot R_2' \cdot \frac{1-S}{S} \quad (33)$$

A esta última expresión podemos descomponerla en dos sumandos:

$$P_m = \frac{I_2'^2 \cdot R_2'}{S} - I_2'^2 \cdot R_1' \quad (34)$$

El primer sumando del segundo miembro de la fórmula (34) es la llamada "Potencia del campo sincrónico" "Pc", que no es más que la potencia transmitida a través del entrehierro desde el estator al rotor de la máquina.

$$P_c = \frac{I_2'^2 \cdot R_1'}{S} \quad (35)$$

y el segundo sumando representa las pérdidas en los arrollamientos de cobre del rotor.

$$P_{cu_2} = I_2'^2 \cdot R_2' \quad (36)$$

De las ecuaciones anteriores se desprende, que:

$$P_m = (1-S) \cdot P_c \quad (37)$$

$$P_c = \frac{P_{cu_2}}{S} \quad (38)$$

En función de las constantes del circuito equivalente, podemos reescribir la fórmula 33, del siguiente modo:

$$P_m = \frac{V_1^2}{(R_1 + R_2'/S)^2 + (X_1 + X_2')^2} \cdot R_2' \cdot \frac{1-S}{S} \quad (39)$$

Si el devanado del estator del motor posee m_1 fases y V_1 es la tensión aplicada a cada fase del motor, la potencia mecánica total en el árbol de la máquina, vendrá dada por:

$$P_{m \text{ total}} = \frac{m_1 \cdot V_1^2}{(R_1 + R_2/s)^2 + (X_1 + X_2/s)^2} \cdot R_2 \cdot \frac{1-s}{s} \quad (40)$$

Esta última fórmula nos indica que la potencia mecánica obtenida en el árbol del motor es proporcional al cuadrado de la tensión de alimentación.

CUPLA

En el funcionamiento de todo motor, si despreciamos las pérdidas, la transformación de potencia eléctrica, en potencia mecánica, se cumple, según la fórmula:

$$E.I = F.V \quad (41)$$

siendo "F" la fuerza tangencial útil y "V" la velocidad tangencial. Si el radio del entrehierro a través del cual se realiza la transferencia de energía es "r" y la velocidad angular del rotor es " ω ", se cumple que:

$$V = \omega.r \quad (42)$$

Reemplazando la (42) en la (41), obtenemos:

$$E.I = F.r.\omega \quad (43)$$

y como:

$$\text{Cupla} = C = F.r \quad (44)$$

Resulta que:

$$P = C.\omega \quad (45)$$

En el lenguaje técnico-mecánico la velocidad angular se mide en "r.p.m." y la cupla en "Kgrm"

Sabemos, que:

$$1 \text{ Kgrm} = 9,81 \text{ Joule} \quad \text{y} \quad \frac{2.\pi.n}{60} = \omega \text{ (rad/seg)}$$

Reemplazando estas unidades en la fórmula (45), obtenemos:

$$P = 9,81 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{60} \cdot C = 1,027 \cdot C \cdot n \quad (46)$$

P (Watt)

C (Kgrm)

n (r.p.m.)

De la fórmula (46) podemos despejar la cupla, obteniendo:

$$C = 0,975 \cdot \frac{P}{n} \quad (47)$$

Aplicando la (47) al caso del motor trifásico asíncrono, obtenemos:

$$C = \frac{0,975 \cdot m_1}{n} \cdot \frac{V_1^2}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{S}\right) + (X_1 + X_2')} \cdot R_2' \cdot \frac{1-S}{S} \quad (48)$$

La (48) nos permite afirmar que el valor de la cupla del motor asíncrono, depende, al igual que la potencia, del cuadrado de la tensión de alimentación.

Si en la fórmula (48) pasamos el factor (1-S) del numerador, como denominador del denominador, obtenemos:

$$C = 0,975 \cdot \frac{m_1 \cdot P_c}{n_c} \quad (49)$$

VALORES SINGULARES EN FUNCION DEL RESBALAMIENTO

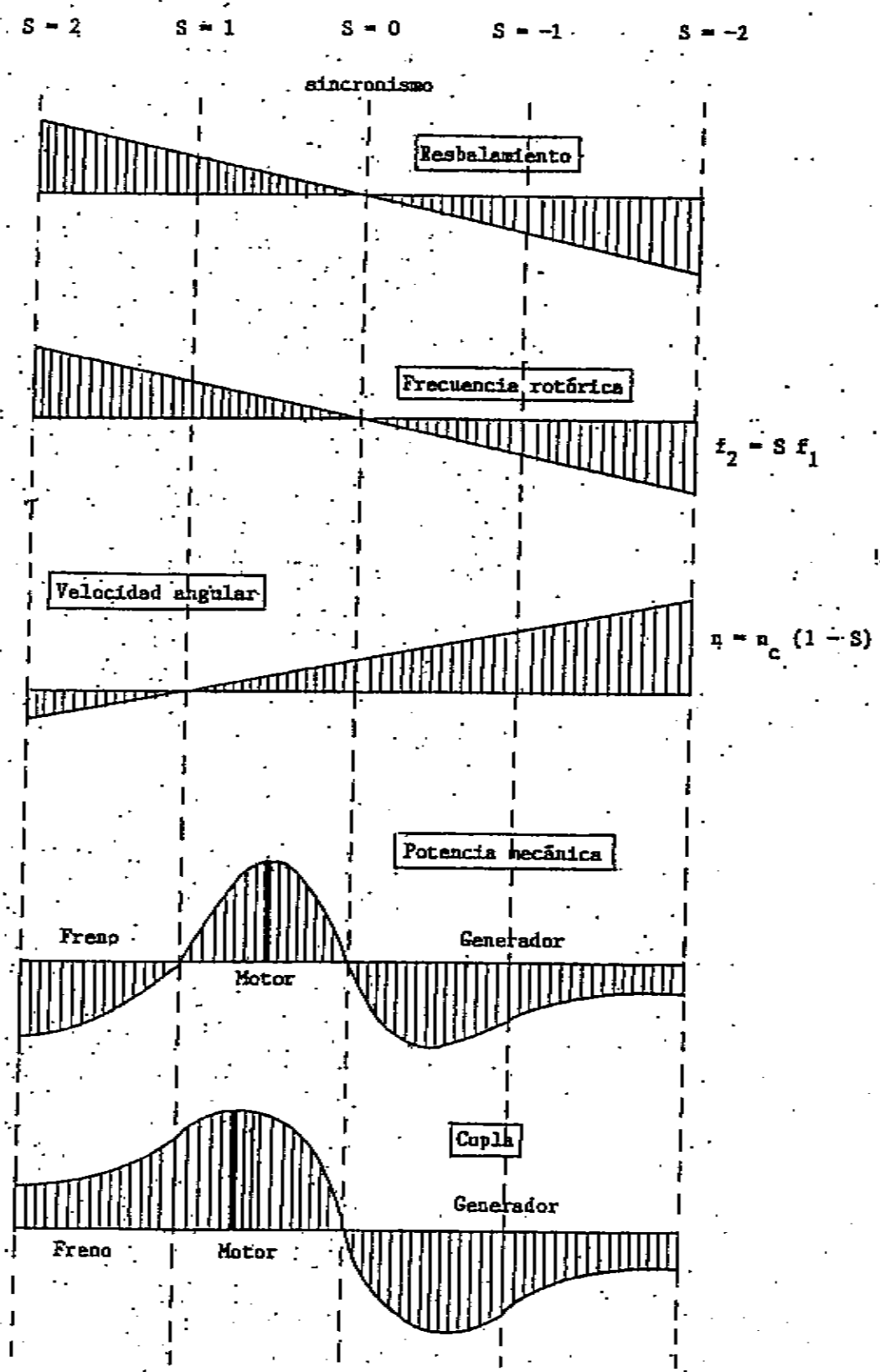


Fig. 21

CARACTERISTICAS IMPORTANTES

- 01) La potencia y la cupla son proporcionales al cuadrado de la tensión de alimentación.
- 02) La cupla máxima es independiente de la resistencia del circuito rotórico
- 03) Variar la resistencia del rotor provoca una modificación del resbalamiento para el cual se produce la cupla máxima, que alcanzará siempre el mismo valor.
- 04) El resbalamiento para el cual se produce la potencia máxima es menor que el resbalamiento al que se produce la cupla máxima. En otras palabras, partiendo desde el arranque se alcanza primero la cupla máxima y después la potencia máxima, cuando la máquina funciona como motor.

DIAGRAMA CIRCULAR

El circuito equivalente aproximado de una fase de un motor de inducción contiene una resistencia variable y una inductancia fija.

Se sabe que en la representación vectorial de las admitancias, al multiplicar el "Círculo de admitancias" por el escalar tensión V constante, se obtiene el "Círculo de corrientes".

El extremo del fasor corriente de fase de un motor de inducción polifásico alimentado con tensión V constante, describe un círculo como el mostrado en la figura 22.

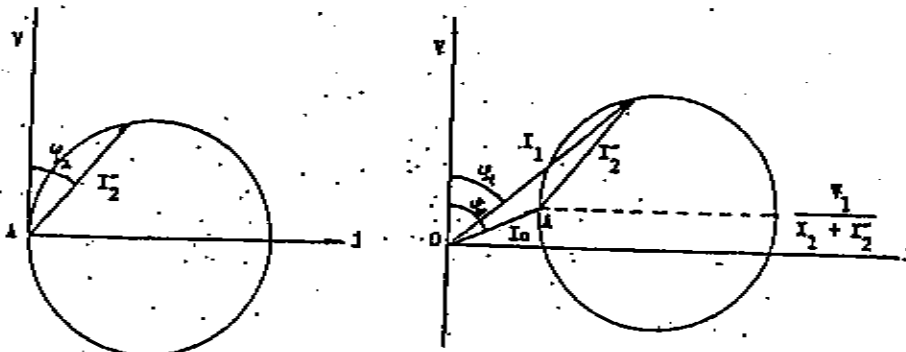


Fig. 22

Si sumamos I_0 al fasor I_2 se obtendrá el lugar geométrico de la intensidad de corriente primaria I_1 , también un círculo, pero con el origen del diagrama trasladado del punto "A" al punto "O".

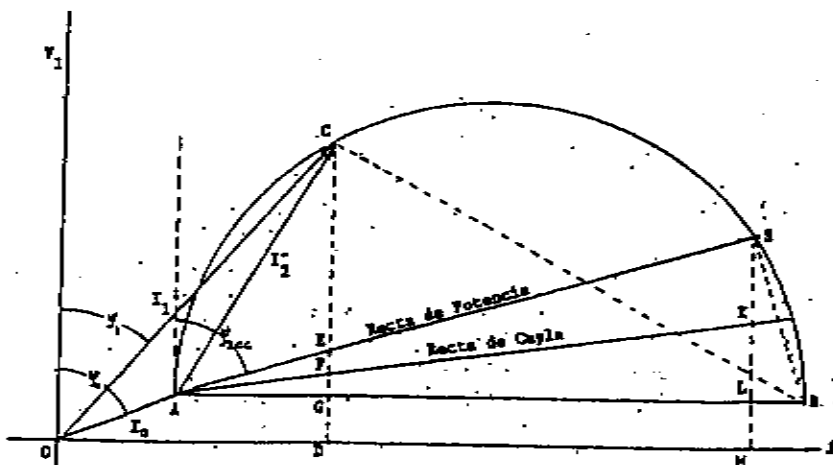


Fig. 23

De esta manera podemos trazar el "Diagrama circular", que nos permite obtener, por trazados gráficos, las características más importantes del motor de inducción trifásico.

Para el trazado del "Diagrama circular", sólo es preciso elegir una "escala de corrientes" y determinar las coordenadas de los puntos "A" y "S" de dicho Diagrama.

Las coordenadas del punto "A" se determinan realizando sobre el motor un "Ensayo de vacío", mientras que las coordenadas del punto "S", se obtienen de un "Ensayo de rotor bloqueado".

La horizontal trazada por el punto "A" (sobre el cual se ubica el centro del círculo) y el punto "S", son suficientes para determinar el "lugar geométrico" de las corrientes, puesto que \overline{AS} es una cuerda y \overline{AB} , un diámetro del círculo.

Sea "C" un punto cualquiera de funcionamiento de la máquina. La proyección de \overline{OC} sobre el eje de tensiones "V", nos da:

$$\overline{CD} = \overline{OC} \cdot \cos \varphi_1 = I_1 \cdot \cos \varphi_1 \quad (50)$$

Multiplicando ambos miembros de la fórmula anterior por $m_1 V_1$, siendo m_1 el número de fases y V_1 la tensión de una fase, obtenemos:

$$m_1 \cdot V_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 = \text{Potencia absorbida} = m_1 \cdot V_1 \cdot \text{Esc.} \cdot \overline{CD} \quad (51)$$

Luego, \overline{CD} , medido en la escala $m_1 V_1 \text{ Esc. } I$, da la potencia absorbida, o recibida de la red de alimentación por el motor.

De lo anterior, se desprende que la Escala de potencia vendrá dada, por:

$$\text{Escala de potencia} = m_1 \cdot V_1 \cdot \text{Escala de } I \quad (52)$$

En el punto "A" esta potencia corresponde a las pérdidas llamadas de "vacío". En un punto de funcionamiento "C" cualquiera, el segmento \overline{GD} representa ese mismo conjunto de pérdidas, pues la aparición de las "pérdidas mecánicas", al aumentar la velocidad, se compensa con la disminución de las "pérdidas magnéticas" en el rotor, al disminuir la frecuencia.

En el punto "S" de rotor bloqueado, se cumple que $f_1 = f_2$ y las pérdidas magnéticas en el rotor alcanzan los valores máximos y desaparecen las "pérdidas mecánicas".

Si la ordenada \overline{SM} representa la potencia recibida y, $\overline{LM} = \overline{GD}$, las "pérdidas magnéticas" queda, por diferencia, el segmento \overline{SL} , que tendrá que representar las "pérdidas en el cobre" totales de la máquina.

Trazando la recta AS y comparando los triángulos semejantes $\triangle AEG$ y $\triangle ASL$, podemos escribir:

$$\frac{\overline{EG}}{\overline{SL}} = \frac{\overline{AG}}{\overline{AL}} = \frac{\overline{AC} \cdot \text{sen } \varphi_2}{\overline{AS} \cdot \text{sen } \varphi_{1cc}} \quad (53)$$

Trazando el segmento \overline{CB} y comparando los triángulos ACB y ASB, podemos escribir:

$$\overline{AC} = \overline{AB} \cdot \text{sen } \varphi_1 \quad (54)$$

$$\overline{AS} = \overline{AB} \cdot \text{sen } \varphi_{1cc} \quad (55)$$

Dividiendo miembro a miembro las fórmulas anteriores, obtenemos:

$$\frac{\overline{AC}}{\overline{AS}} = \frac{\text{sen } \varphi_1}{\text{sen } \varphi_{1cc}} \quad (56)$$

Reemplazando la fórmula (56) en la (53), nos queda:

$$\frac{\overline{EG}}{\overline{SL}} = \frac{\overline{AC}^2}{\overline{AS}^2} = \frac{I_1'^2}{I_{1cc}'^2} = \frac{I_2'^2(R_1 + R_2)}{I_{2cc}'^2(R_1 + R_2)} \quad (57)$$

Esta última fórmula puede interpretarse del siguiente modo: " Si \overline{SL} en la "Escala de potencia" representa las pérdidas en el cobre para rotor bloqueado, cuando la corriente sea \overline{AC} , el segmento \overline{EG} representará las pérdidas en el cobre de la máquina, para el punto de funcionamiento " C "

La suma de segmentos $\overline{EF} + \overline{FG}$, mide, en la "Escala de potencia" las pérdidas en el cobre totales de la máquina, para el punto de funcionamiento " C " y, por lo tanto, la potencia útil de la máquina en el árbol de la misma, vendrá representada por el segmento \overline{CE} .

Por esta razón, la recta AS se denomina "recta de potencia" y está indicando que las ordenadas entre el círculo y dicha recta, miden, en la "Escala de potencia", el valor de la potencia útil del motor en su árbol.

Dividiendo el segmento \overline{SL} en partes tales, que:

$$\frac{\overline{SK}}{\overline{KL}} = \frac{R_2'}{R_1} \quad (58)$$

Se cumplirá que el segmento \overline{SK} representará en la "Escala de potencia", las pérdidas en el cobre rotóricas, mientras que el segmento \overline{KL} , representará las pérdidas en el cobre estáticas, todo esto referido al punto de funcionamiento " S ".

Análogamente, si el punto de funcionamiento es " C ", deberá cumplirse, que:

$$\overline{EF} = P_{cu2} \quad (59)$$

$$\overline{FG} = P_{cu1} \quad (60)$$

El segmento \overline{CF} , representará la potencia transferida a través del entrehierro, o la también llamada potencia del campo sincrónico " P_c ".

Recordando la fórmula de la Cupla, podemos escribir:

$$C = 0,975 \cdot \frac{P_c}{n_c} = \frac{0,975}{n_c} \cdot \overline{CF} \cdot \text{Escala de potencia} \quad (61)$$

Luego, la ordenada \overline{CF} mide la cupla del motor en la "Escala de cupla":

$$\text{Escala de cupla} = \frac{0,975}{n_c} \cdot \text{Escala de potencia} \quad (62)$$

A la recta \overline{AK} se la llama recta de cupla, indicando esta denominación que las ordenadas entre el círculo y esta recta miden, en la Escala de cupla, el valor de la cupla del motor para cualquier punto de funcionamiento.

De la fórmula del resbalamiento, vista anteriormente, deducimos, que:

$$\text{Resbalamiento} = S = \frac{P_{cu_1}}{P_c} = \frac{\overline{EF}}{\overline{CF}} \quad (63)$$

Además, por definición de rendimiento, se desprende, que:

$$\text{Rendimiento} = \eta = \frac{\text{Potencia util}}{\text{Potencia recibida}} = \frac{\overline{CE}}{\overline{CD}} \quad (64)$$

Por otra parte, realizando un estudio de las rectas tangentes trazadas al círculo, podemos afirmar, que:

- 01) La recta tangente paralela a la recta de potencia nos permite definir el punto de funcionamiento que nos da la potencia máxima que puede obtenerse en el árbol del motor.
- 02) La recta tangente al círculo paralela a la recta de cupla nos determina el punto de funcionamiento que nos da la cupla máxima que puede entregar el motor en su árbol.
- 03) La recta tangente al círculo trazada desde el origen define el punto de funcionamiento para el cual se cumple que el factor de potencia es máximo.

Definiremos, ahora, dos importantes coeficientes del motor:

$$C_s = \text{Coeficiente de sobrecargabilidad} = \frac{\text{Cupla máxima}}{\text{Cupla nominal}} \quad (65)$$

$$C_{ar} = \text{Capacidad de arranque} = \frac{\text{Cupla de arranque}}{\text{Cupla nominal}} \quad (66)$$

INVERSION DE MARCHA

Para invertir el sentido de marcha de un motor trifásico asíncrono, debe invertirse la secuencia de las tensiones del sistema trifásico estatórico para producir, de esta manera, un campo magnético que gire en sentido contrario.

En el caso del sistema trifásico, bastará con permutar dos fases cualesquiera de las tres fases que componen dicho sistema.

CIRCUITO DE LA LLAVE INVERSORA MANUAL

La figura 24 muestra el circuito de una "Llave inversora manual", en la que se observa que girando 180° de la "posición 1" a la "posición 2" se conmutan las fases "R" y "S", lo que provoca la inversión en el sentido de giro del motor.

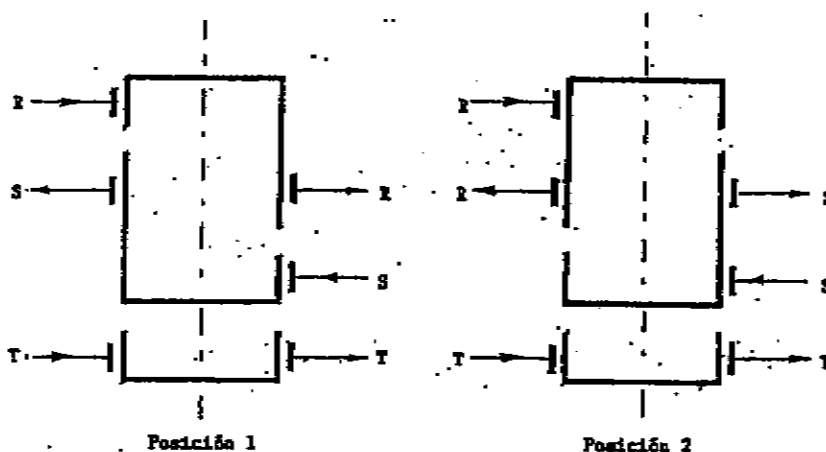


Fig. 24

ARRANQUE DE MOTORES ASINCRONICOS TRIFASICOS

Arrancar un motor significa suministrarle energía eléctrica desde una red para que pase del estado de reposo al estado de movimiento. En el estado de reposo el motor posee solamente elementos pasivos, pues no desarrolla ninguna fuerza contraelectromotriz, causa por la cual, la absorción de corriente durante el período de arranque es elevada.

Se entiende por "arranque" el período durante el cual el motor pasa del estado de reposo al estado de movimiento, hasta alcanzar su "velocidad de régimen", demandando en la operación un tiempo " t_a ", durante el cual la cupla motora " C_m " es mayor que la cupla resistente " C_r ". La diferencia entre ambas cuplas " $C_m - C_r$ ", constituye el "Par acelerador", o "Cupla aceleradora"

$$\text{Cupla aceleradora} = C_a = C_m - C_r = J \frac{d\omega}{dt} \quad (67)$$

Al poner en marcha al motor, la cupla motora desarrollada por el mismo, tendrá que vencer, en los primeros instantes, no sólo las resistencias propias de rozamiento y las cuplas frenantes, sino que también tendrá que acelerar las masas de inercia, es decir, llevarlas desde el estado de reposo hasta alcanzar la "velocidad de régimen" impuesta por la carga, por lo que durante el período de arranque deberá cumplirse, que:

$$C_m = C_r + C_a$$

68

Si el valor de la "cupla acelerante" es bajo, el "tiempo de arranque" se prolonga y como durante dicho período, los arrollamientos del rotor y del estator son recorridos por corrientes superiores a la "nominal" del motor, estos devanados podrían calentarse excesivamente, si la duración del arranque se prolonga más allá de lo permisible.

Durante el período de arranque el motor produce perturbaciones en la red de alimentación. Estas perturbaciones dependen de la relación entre la potencia del motor y la capacidad eléctrica de la red en el punto en que el mismo es conectado, traduciéndose en

caídas de tensión, visibles en el alumbrado eléctrico, debido al aumento del valor de la corriente demandada por el motor durante el arranque y dificultades del motor para arrancar.

Por otra parte, la corriente de arranque de un motor conectado en forma directa a la red es del orden de 6 veces el valor de la corriente nominal de la máquina, lo que produce la caída de tensión antes mencionada, pero permite el libre desarrollo del máximo par de arranque. Por ello, siempre que la capacidad eléctrica de la red lo permita, debería elegirse para arrancar un motor, un arrancador del tipo directo a plena tensión.

CARACTERÍSTICA DE LA CUPLA MOTORA

La cupla motora de un motor asincrónico trifásico no tiene un valor constante, sino que varía en función de la tensión de alimentación de la red y de su velocidad angular.

Si se admite que la tensión de alimentación permanece constante, se puede trazar la característica de "Cupla- velocidad angular", tal como lo muestra la figura 25.

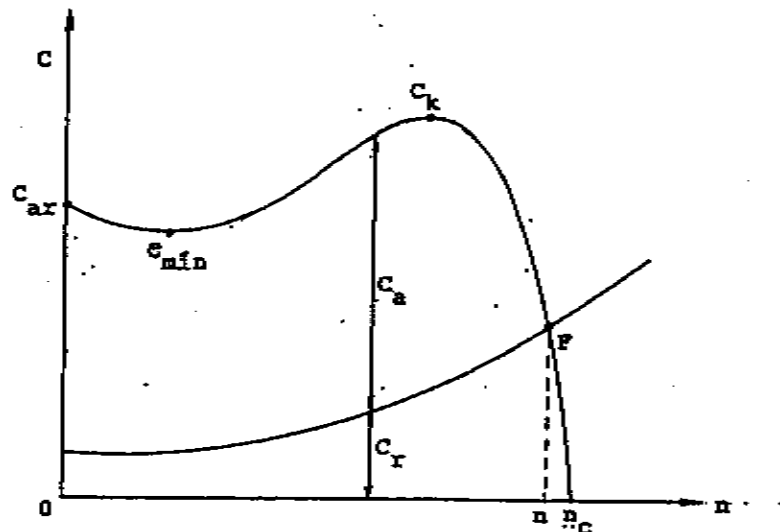


Fig. 25

En el momento del arranque, cuando la velocidad angular es prácticamente nula, la cupla motora posee un valor igual a " C_{ar} ", denominado "Cupla de arranque". Luego, la velocidad angular aumenta, mientras que el "par" disminuye hasta alcanzar el valor " C_{min} ", denominado "Cupla mínima".

Esta zona de la "característica" se llama a menudo "Caída del par", o "Hueco del par". Luego, al seguir aumentando la velocidad angular, el par vuelve a crecer hasta alcanzar el valor " C_k ", denominado "Par máximo", o "Cupla de inversión".

Finalmente, a partir de " C_k ", el valor del par disminuye hasta alcanzar su valor nulo en correspondencia con la "velocidad de sincronismo" " n_c ".

Si ahora frenamos el motor con una "cupla resistente" tal como la " C_r ", el motor se acelera, ya que sobre su árbol actúa un "par acelerador" $C_a = C_m - C_r$, hasta alcanzar el punto de funcionamiento " F ", donde se observa que la velocidad deja de aumentar, ya que, $C_m - C_r = 0$, es decir, $C_m = C_r$, que gráficamente se ubica en la intersección de la curva característica de la "cupla motora" y la curva característica de la "cupla resistente".

Si aumentamos la cupla resistente, el punto de funcionamiento remonta la curva característica y el motor responde disminuyendo ligeramente su velocidad.

Pero si el "par resistente" sobrepasa, aunque sea ligeramente, el valor del "par motor" " C_k ", el motor deja de girar, se detiene y se dice que se ha "desenganchado" y, por este

motivo el valor de "Ck" recibe a veces la denominación de "Par de desenganche", o "Par de inversión".

La zona de la curva característica de utilización normal del motor es la comprendida entre el punto correspondiente a la velocidad de sincronismo "n_c" y el punto correspondiente a la "Cupla de inversión" "Ck", pues en ella, a un aumento del valor de la cupla resistente, el motor responde aumentando su cupla motora, aunque disminuyendo ligeramente su velocidad angular.

Los motores trifásicos de inducción con rotor "jaula de ardilla" utilizados generalmente en la Industria, cumplen, aproximadamente, con las siguientes relaciones:

$$\frac{C_{ir}}{C_s} \cong 2$$

(69)

$$\frac{C_K}{C_s} \cong 2,3 \text{ a } 2,5$$

(70)

ARRANQUE DE MOTORES CON ROTOR BOBINADO

Los motores con rotor bobinado, casi siempre trifásico en estrella, poseen tres terminales libres que se llevan a tres anillos rozantes, sobre los cuales apoyan sendas escobillas conectadas a tres grupos de resistores exteriores variables

Este motor no se utiliza tanto como el de rotor "jaula de ardilla" por ser su construcción y equipo de puesta en marcha más caros. Se emplean especialmente cuando se requieren arranques muy suaves, velocidades regulables y grandes cuplas de arranque.

El funcionamiento del motor es igual que los de rotor "jaula de ardilla", pero permiten la regulación directa de la intensidad de corriente rotórica y, no como en los motores de "jaula de ardilla", en los que para reducir la intensidad de la corriente de arranque, hay que disminuir la tensión aplicada a los devanados estatóricos para, de esa forma, reducir el flujo magnético y éste, a su vez, disminuye la intensidad rotórica, disminuyendo, en consecuencia, la cupla y la intensidad de la corriente de arranque.

En los motores con rotor de "anillos rozantes", podemos regular desde el exterior la resistencia rotórica, variando, por lo tanto, la intensidad de corriente rotórica, que provoca la variación de las demás características, tales como, el par motor y la intensidad de la corriente de arranque.

Si multiplicamos el numerador y denominador de la (48) por "S", nos queda:

$$C = 0,975 \frac{m_1}{n} \frac{V_1^2 \cdot S}{\left(R_1 + \frac{R_2}{S}\right)^2 + (X_1 + X_2)^2} R_2 \frac{(1-S)}{S^2} \quad (71)$$

pero como: $n = n_c (1 - S)$ la (71), resulta:

$$C = 0,975 \frac{m_1}{n_c} \frac{V_1^2 \cdot R_2 \cdot S}{(S \cdot R_1 + R_2)^2 + S^2 (X_1 + X_2)^2} \quad (72)$$

Por condición de máximos y mínimos es indudable que el "par máximo" se alcanzará para un valor del resbalamiento que satisfaga que $dC/dS = 0$, o sea, derivando la (72) e igualándola a cero, nos queda:

$$S = \pm \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (73)$$

Si reemplazamos la (73) en la (72), obtendremos el valor de la "cupla máxima" buscado.

$$C_{\text{mix}} = 0,975 \frac{m_1}{n_c} \frac{V_1^2}{2 \left[R_1^2 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2} \right]} \quad (74)$$

Observando la (74) podemos afirmar que la "cupla máxima" alcanzada por el motor es independiente de la resistencia rotórica. Sin embargo en la (73) vemos que el valor del resbalamiento que permite alcanzar esa "cupla máxima" es directamente proporcional al valor de la resistencia rotórica, lo que nos dice que, aumentando dicha resistencia podríamos aumentar el valor del resbalamiento para el cual se va a producir la "cupla máxima", que no obstante tendrá siempre el mismo valor.

Es indudable que si pretendemos lograr la "cupla máxima" en el momento del arranque, en donde $S = 1$, el valor de la resistencia secundaria referida al primario, según la (73), sería:

$$R_2' = \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2} \quad (75)$$

Si despreciamos en la (75) el valor de R_1 , ya que la resistencia del estator es muy pequeña comparada con la reactancia de dispersión total de la máquina, referida al primario, la (75) resulta:

$$R_2' \cong X_1 + X_2' \quad (76)$$

Lo que nos dice, que para lograr la "cupla máxima" en el momento del arranque, la resistencia del rotor debe ser aproximadamente igual a la reactancia de dispersión total de la máquina, todas las magnitudes referidas al primario, o estator del motor.

Los motores de mediana y gran potencia, en general, deben desarrollar una gran cupla de arranque en condiciones normales de servicio, por lo que se fabrican con "rotor bobinado", casi siempre conectado en estrella, aunque podrá ser también en triángulo, siendo lo suficientemente ilustrativa, al respecto, la figura siguiente.

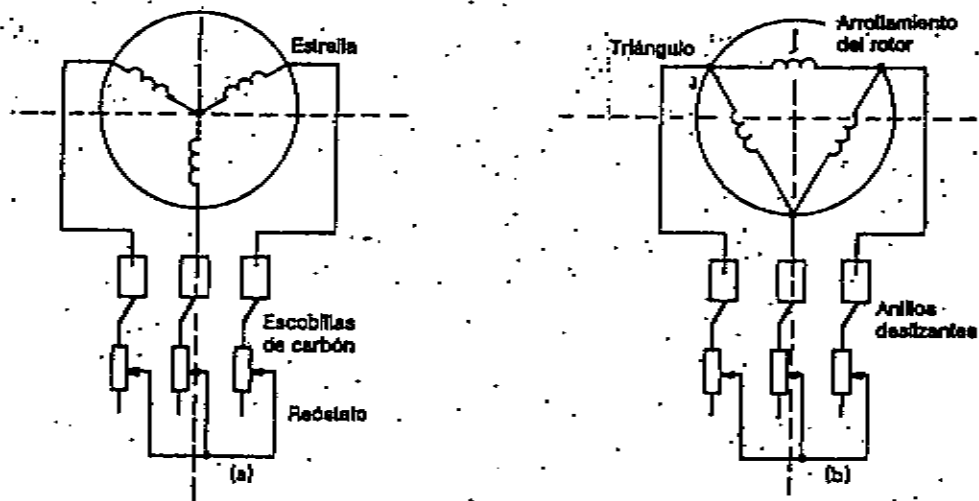


Fig. 26

Como se observa en la figura (26) los terminales libres del bobinado rotórico se llevan a tres anillos rozantes sobre los cuales apoyan sendas escobillas conectadas a tres grupos de resistores exteriores variables.

El adecuado proyecto de estos resistores hace que el par de arranque pueda llegar a ser igual al "par máximo crítico", o de inversión de la máquina en el momento del arranque del motor.

En ese momento se conectan todos los resistores exteriores en serie con el devanado rotórico de cada fase del motor, de forma tal que una elevada resistencia inicial, no sólo limita la corriente de arranque, sino que eleva el factor de potencia al arrancar, reduciendo con ello las perturbaciones y caídas de tensión en la línea de alimentación.

La figura (27) ilustra sobre la forma en que varía la cupla de un motor de rotor bobinado en función de la velocidad, cuando se conectan a su devanado rotórico dos resistores exteriores por fase, los que se van excluyendo del circuito a medida que la máquina aumenta su velocidad, hasta llegar a la velocidad de régimen impuesta por la cupla resistente del mecanismo que acciona.

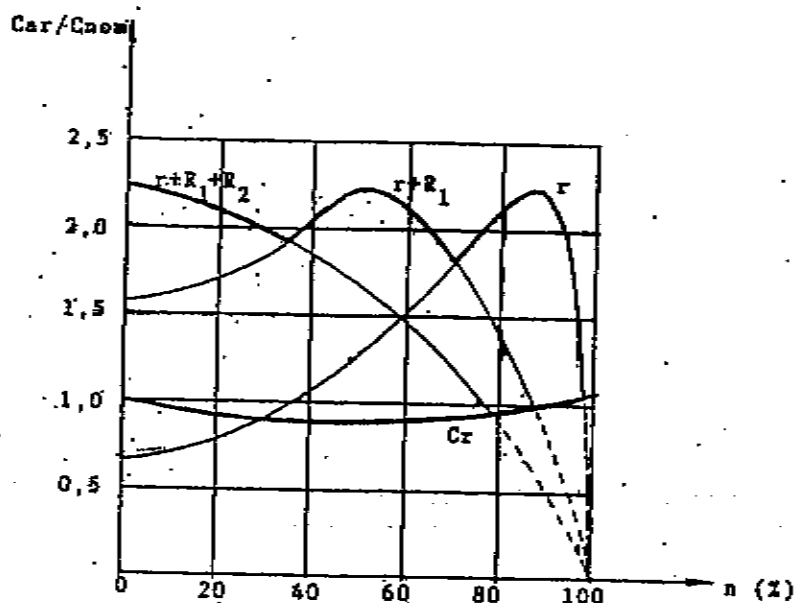


Fig. 27.

MOTORES CON ROTOR DOBLE JAULA

Las condiciones de arranque de un motor asincrónico trifásico pueden ser considerablemente mejoradas aún sin el uso del rotor de "anillos rozantes", mediante la aplicación del principio de la "doble jaula de ardilla".

El rotor se construye en forma de una jaula de ardilla doble, es decir, el rotor consta, en este caso, de dos jaulas de ardilla concéntricas: la exterior es de "arranque" y la interior de "trabajo".

El material de las barras de la jaula exterior es de una aleación de latón con manganeso, cuya resistencia específica es superior a la resistencia específica del cobre. Las barras de la jaula interior son de cobre y, además, las barras de esta jaula son de mayor sección que las de la jaula exterior.

De esta manera, la resistencia de la jaula exterior resulta sensiblemente mayor que la resistencia efectiva de la jaula interior (de 4 a 5 veces).

Ambas jaulas están provistas de anillos de cierre en las frentes de las mismas y las barras de ambas jaulas están alojadas en las partes superior e inferior de las ranuras rotóricas. Además, entre las barras de ambas jaulas, las ranuras forman estrechamientos de cuyo ancho y altura depende, en sumo grado, el flujo de dispersión de la jaula interior.

La inducción de la jaula interior es relativamente elevada, puesto que sus barras están, casi totalmente, rodeadas de hierro, debido al mencionado estrechamiento de las ranuras.

La inducción de la jaula exterior es sensiblemente menor, pues el flujo de dispersión alrededor de las barras encuentra en su camino una reluctancia magnética elevada proveniente del entrehierro y de la forma particular de la ranura.

En el momento que el motor arranca la frecuencia de las corrientes rotóricas es igual a la frecuencia de la red. En estas condiciones la impedancia de la jaula interior está condicionada, principalmente, por la reactancia inductiva de la misma. Al mismo tiempo, la impedancia de la jaula exterior es esencialmente resistiva.

Debido a ello la corriente de la jaula interior es preminentemente reactiva y se atrasa en fase con respecto a la fuerza electromotriz, no tomando parte prácticamente en la creación de la cupla motora.

La corriente de la jaula exterior, durante el período de arranque, se encuentra poco defasada con respecto a la fuerza electromotriz y colabora enormemente en la creación de la cupla motora, como ocurre en el motor de "anillos rozantes" al conectar en serie con cada fase los resistores exteriores dispuestos para tal fin.

La razón entre las corrientes de las jaulas exterior e interior depende de la razón entre las impedancias de las mismas.

Generalmente, durante el período de arranque, la corriente de la jaula interior es considerablemente menor que la corriente de la jaula exterior. A medida que el motor aumenta su velocidad la frecuencia de las corrientes inducidas, disminuye y, al mismo tiempo, se reduce la influencia de la reactancia sobre la distribución de las corrientes.

Cuando el resbalamiento es normal, el valor de la frecuencia de las corrientes rotóricas es del orden de 1 a 2 Hz. En estas condiciones, la distribución de las corrientes entre las jaulas del rotor se hace inversamente proporcional a las impedancias de las mismas.

Cuando el motor gira a la velocidad de régimen la mayor parte de la corriente pasa por la jaula interior y la impedancia resultante, así como también la impedancia total del rotor, resulta, en tales condiciones, pequeña, como sucede en el motor con rotor jaula ordinario.

La curva característica de la cupla motora en función de la velocidad de un motor con doble jaula de ardilla puede ser considerada como la suma de las características de dos motores: uno con rotor de resistencia efectiva relativamente elevada (curva 1) y otro, con rotor de resistencia efectiva relativamente reducida (curva 2). De este modo, la resistencia rotórica de un motor asincrónico de "doble jaula", varía en función de la velocidad angular del

motor y por ende, del resbalamiento. El valor de esta resistencia es elevado durante el período de arranque y disminuye cuando el resbalamiento alcanza su valor normal.

Es por esta circunstancia que el motor provisto con un rotor con "doble jaula de ardilla", comparado con un motor de rotor de jaula simple, desarrolla una cupla de arranque elevada, conservando, al mismo tiempo, baja la corriente durante el período de arranque.

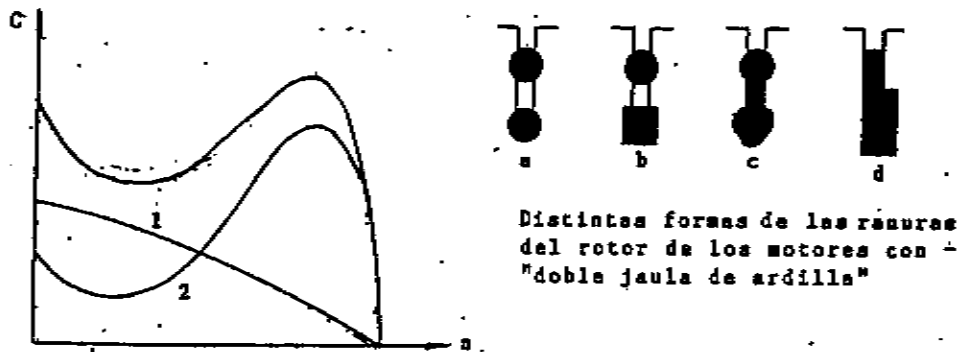


Fig. 28

En algunos tipos de rotores la "doble jaula" se construye llenando directamente las ranuras del rotor con aluminio fundido (Figura 28 c y d). En esta construcción el aluminio ocupa también el espacio de las hendiduras existente entre las ranuras de la jaula exterior e interior, debido a lo cual las barras conductoras así formadas representan una sola unidad del mismo perfil.

Respecto a los arrollamientos del estator de un motor de "doble jaula de ardilla", debemos agregar que no se diferencian de los arrollamientos estáticos de un motor de jaula simple.

Existe otro tipo de rotor denominado de "ranuras profundas" que se basa, esencialmente en el mismo principio del rotor de "doble jaula de ardilla". (Figura 29)

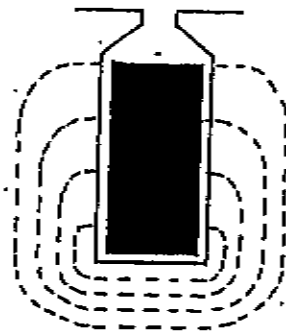


Fig. 29

La jaula rotórica se forma con barras rectangulares angostas y de gran altura, las que se alojan en profundas ranuras fresadas en el rotor, de forma tal que la corriente no se distribuye uniformemente a lo largo de la sección del conductor y éste fenómeno es el que se aprovecha para lograr los fines perseguidos.

La figura 29 muestra el campo de dispersión magnética que se cierra a través de la ranura profunda cuando circula corriente por el conductor que ocupa dicha ranura, donde se ve, claramente, que la parte de la barra ubicada en el fondo de la ranura está concatenando un flujo de dispersión mayor que el concatenado por la parte superior de la misma barra.

En virtud de ello, al poner en marcha al motor, la elevada reactancia presentada por la parte inferior de la barra, provoca el desplazamiento de la corriente hacia la parte superior de la misma, logrando así un incremento de la "resistencia efectiva" de la barra rotórica.

Gracias al incremento de la "resistencia efectiva" de la jaula, aumenta la cupla de arranque del motor y, el incremento de la reactancia produce una disminución de la corriente de arranque del mismo.

Cuando el motor alcanza su velocidad de régimen, la reactancia inductiva se torna insignificante debido a la reducción de la frecuencia de las corrientes rotóricas y la corriente se distribuye uniformemente en toda la sección de la barra y el motor funciona, de este modo, como un motor normal de jaula simple.

El motor con rotor de "ranuras profundas" es, desde el punto de vista constructivo, más sencillo y económico que el motor de "doble jaula". En cambio, el motor con "doble jaula de ardilla", puede ser construido para distintos valores de la cupla de arranque y para diferentes relaciones de la corriente de arranque, lo que permite adaptar sus características para los casos especiales en que resulte más dificultoso el arranque debido a las características de la cupla resistente.

GENERADOR ASINCRÓNICO

Al analizar la Fig. (21) observamos que entre los valores de $S = 1$ (detenida) y $S = 0$ (sincronismo), la máquina asincrónica, funciona como motor y, tanto la "potencia mecánica", como la "cupla", poseen signo positivo.

También se observa que cuando los valores del "resbalamiento" se toman negativos, la potencia y la cupla, cambian de signo, es decir, se toman también negativos, lo que no puede tener otro significado, que el que la máquina se ha convertido en un "generador" de energía eléctrica.

Un valor del resbalamiento negativo corresponde a una velocidad del rotor, mayor que la de sincronismo, lo que significa que el rotor de la máquina está siendo impulsado a una velocidad angular n mayor que la velocidad sincrónica, de forma que se adelanta al campo magnético estatórico, que como sabemos, gira a la velocidad sincrónica n .

Ya dijimos que la teoría de esta máquina se asemeja en todo a la teoría del transformador, por lo que podríamos trazar un diagrama fasorial, en su uso como motor, de una fase del mismo, con todas las magnitudes rotóricas referidas al estator, tal como lo muestra la Fig. 30 (a)

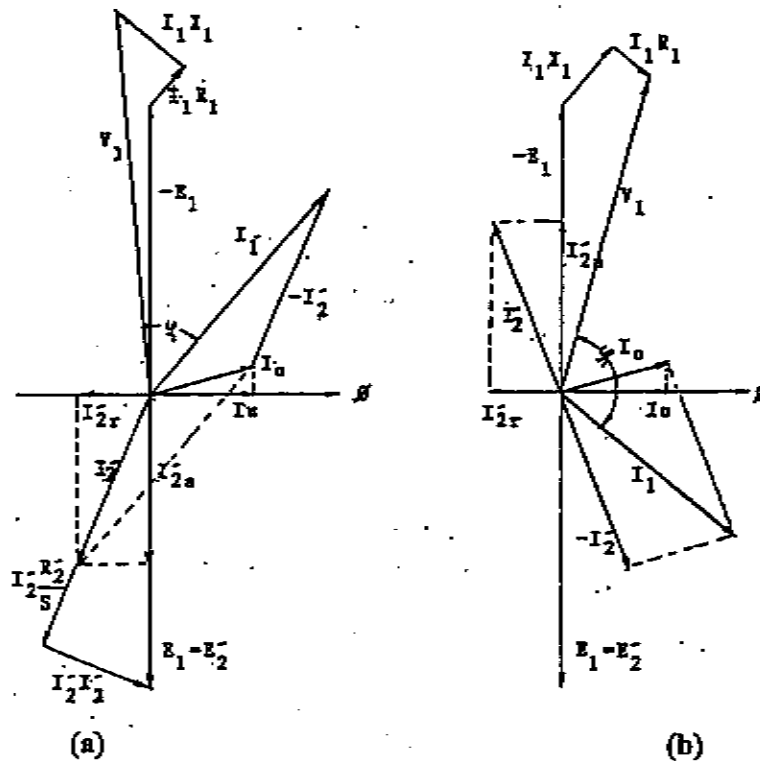


Fig. 30

Supongamos que el motor está conectado a una red trifásica cuya tensión de fase V_1 y frecuencia f_1 , son constantes.

Como la máquina funciona como motor debe cumplirse, que: $n < n_c$

Descarguemos, ahora, poco a poco el motor. Ya sabemos que el flujo magnético ϕ , y la corriente de vacío I_0 , deben permanecer constantes para cualquier estado de carga.

Al aligerar la carga mecánica del motor, la corriente estática I_1 , disminuirá y cuando la máquina alcance el vacío, será: $I_1 = I_0$

Aceleremos, ahora, el rotor de la máquina, valiéndonos de cualquier motor externo acoplado a su árbol, de manera tal que $n = n_c$

Como la máquina sigue conectada a la misma red, el flujo magnético ϕ y la corriente I_0 , no pueden variar. Si aumentamos, aún más, la velocidad de rotación lograremos que $n > n_c$ y el resbalamiento se torne negativo.

La Fig. 30 (b) muestra el diagrama fasorial de una fase de un "generador asincrónico". En él vemos que varía el signo de la componente activa I'_{2a} de la corriente rotórica I_2 , mientras que la componente reactiva I'_{2r} de la corriente rotórica, conserva su signo.

La corriente rotórica I_2 crea la fuerza magnetomotriz F_2 , que como ya dijimos gira en el espacio a la velocidad sincrónica n_c y, con respecto al rotor, a la velocidad $n_c - n$

Dado que en este caso $n > n_c$, la fuerza magnetomotriz F_2 , gira en sentido contrario al de rotación del rotor, e interaccionando con la fuerza magnetomotriz estática F_1 , crea una cupla electromagnética dirigida en sentido contrario al sentido de rotación del rotor.

Por consiguiente, la cupla electromagnética es de frenado, es decir, esta cupla se ha convertido en "cupla resistente", en lugar de "cupla motora", por lo que la máquina ahora absorbe energía mecánica, en vez de entregarla y, es así, que pasa a funcionar en el régimen de "generador"

Analizando la Fig. 30 (b), vemos que los fasores representativos del flujo principal ϕ , la corriente de vacío I_0 y las fuerzas electromotrices E_1 y E_2 , ocuparán, en dicho diagrama,

su posición habitual, coincidente con el diagrama fasorial correspondiente a una fase del motor asincrónico, pero el fasor representativo de la corriente I_2 , se ubica en el segundo cuadrante, en vez del tercero.

A su vez, el ángulo entre la tensión V_1 y la corriente I_1 , resulta $\varphi > 90^\circ$, es decir, la potencia eléctrica de la máquina es negativa, lo que significa que la energía mecánica, suministrada a la máquina a través del motor externo auxiliar, se transforma en energía eléctrica y se envía a la red.

El campo magnético estático sincrónico en el motor asincrónico debe su existencia a la corriente de magnetización I_m suministrada al devanado del estator desde la red de alimentación y este suministro debe continuar de igual modo, luego que la velocidad "n" es superior a la velocidad "n_c" de sincronismo cuando la máquina pasa a funcionar como generador.

En otras palabras, un generador asincrónico no es autoexcitado, sino que debe funcionar en paralelo con otros generadores sincrónicos que puedan proporcionarle una corriente de excitación de frecuencia determinada.

Luego, independientemente de la magnitud del "resbalamiento negativo", la corriente en el estator tendrá la frecuencia que corresponde a la velocidad del campo estático giratorio, la cual viene determinada por la frecuencia de los generadores sincrónicos conectados a la red.

Este generador posee las siguientes características remarcables:

- a) Su velocidad es variable, de modo tal, que la potencia eléctrica que genera depende de la velocidad de la máquina, aumentando con ella, tal como puede observarse de analizar la Fig. (21)
- b) Debido a que carece de un circuito de campo que lo excite, no puede producir por sí mismo su corriente reactiva magnetizante y al igual que en su funcionamiento como motor debe tomarla de la red que alimenta su estator, por lo que siempre es necesario que sea conectado, al menos con un alternador sincrónico en paralelo.
- c) Cualquiera sea su velocidad hipersincrónica, o velocidad rotórica, la frecuencia a la cual suministra la energía eléctrica es la misma que la del generador sincrónico que le provee su corriente magnetizante
- d) El rendimiento de un generador asincrónico es del mismo orden que el rendimiento de un generador sincrónico.

La gran ventaja del generador asincrónico es su simplicidad constructiva. Este generador no necesita un circuito de campo que lo excite separado y no debe estar accionado, continuamente, a una velocidad constante

Mientras la velocidad de la máquina sea hipersincrónica funcionará como generador en el sistema de potencia al cual se encuentre conectada.

El hecho de que no requiera un regulación precisa de la velocidad hace su aplicación muy efectiva en los generadores eólicos, centrales hidráulicas, sistemas de recuperación de calor y fuentes similares de potencia suplementaria conectadas a un sistema de potencia existente.

DIAGRAMA CIRCULAR DEL GENERADOR DE INDUCCIÓN

Aunque los razonamientos se basen en las reacciones físicas que suceden en un motor, las expresiones analíticas resultantes, tienen un carácter totalmente general y resultan ser válidas para cualquier valor asignado al resbalamiento S , aún para valores del resbalamiento negativos.

La representación gráfica de estas expresiones, que cuando se referían al diagrama circular de la acción motora, se trazaron para valores del resbalamiento entre $S = 0$ y $S = 1$,

pueden ampliarse para abarcar todos los valores de S , incluyendo aquellos negativos, que corresponden a la acción generatriz.

Al hacerlo, el diagrama semicircular, se convierte en un diagrama de círculo completo, tal como lo muestra la Fig. 31, lo que permite analizar las características del generador de inducción con todo detalle.

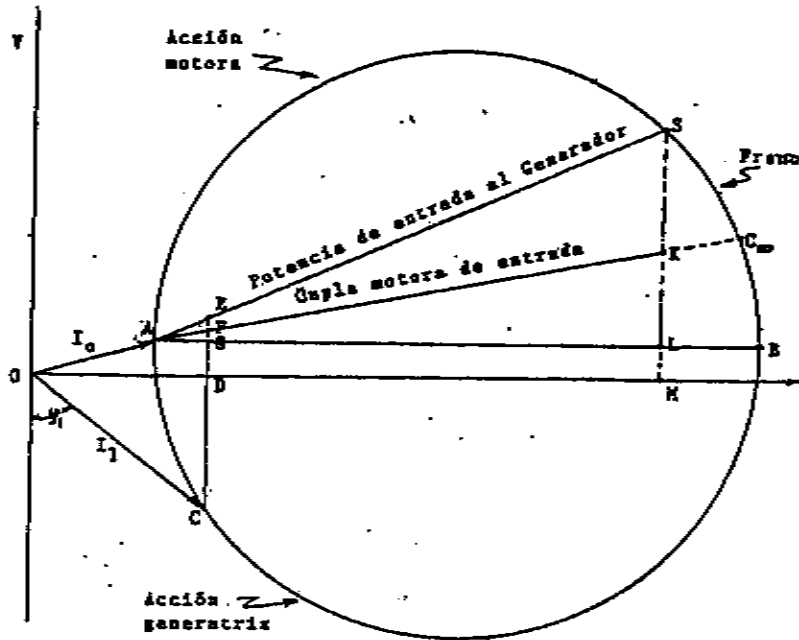


Fig. 31

El diagrama de círculo completo de la Fig. (31) es una ampliación del diagrama semicircular de la Fig. (23), habiéndose respetado la identificación de cada punto del mismo con las mismas letras.

No obstante surgen ciertas diferencias de interpretación debido de la transición desde la acción motriz, en la zona superior entre los puntos "A" y "S", hasta la acción generatriz ubicada en la zona inferior, desde el mismo punto "A", hasta el punto "C", pasando por el punto "B". La corriente de una fase del estator del generador se representa por el vector I_1 .

La línea \overline{AS} , que en el diagrama del motor la denominamos "Recta de potencia", pues ella permite definir la potencia útil en el árbol del motor, sirve ahora para determinar la potencia mecánica de entrada que imprime el motor exterior primario que impulsa mecánicamente al generador de inducción, así, pues, cuando las condiciones de la carga se definen por la posición del punto "C", la potencia mecánica de entrada por fase, viene representada por el segmento \overline{CE} del diagrama circular.

Del mismo modo, \overline{CD} representa la potencia eléctrica de salida de una fase del generador de inducción.

Es posible que una máquina de inducción funcione como generador aislado de cualquier sistema de potencia, siempre que se la provea de un banco de capacitores que suministren la potencia reactiva requerida por el generador para su excitación y por las cargas conectadas a éste.

No obstante, un generador "asíncrono" "aislado", presenta graves problemas de regulación de tensión, ya que su tensión varía ampliamente con los cambios de carga, en especial con cargas reactivas, por lo que su uso es muy restringido.

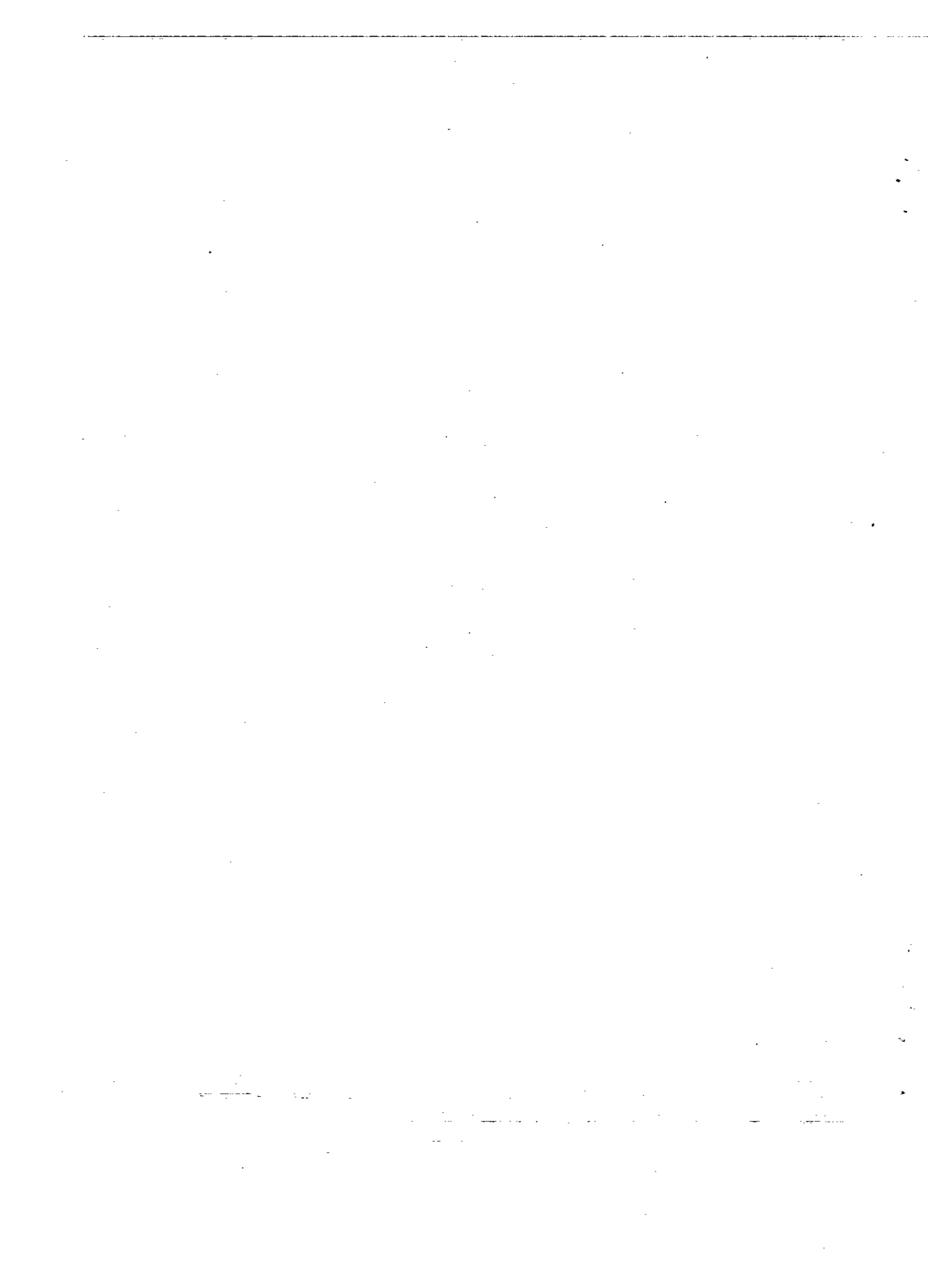


UNIVERSIDAD
TECNOLOGICA
NACIONAL



MOTOR MONOFÁSICO DE INDUCCIÓN

Autor: Ing. José Luis González



MOTOR MONOFÁSICO DE INDUCCIÓN

El motor monofásico de inducción es una máquina de construcción mucho más sencilla y económica que los otros tipos de motores monofásicos con conmutador como son el serie y repulsión y hoy en día se va imponiendo en todas aquellas instalaciones alimentadas con sistemas de tensiones monofásicas.

Tiene desventajas con respecto al motor de inducción trifásico, pero en pequeñas potencias y siempre que no se requiera alguna condición especial, tiene excelente aplicación, sobre todo en aparatos de uso doméstico.

Con respecto a las máquinas con conmutador, tiene una ventaja indudable que es la de no poseer órganos de roce (escobillas), quedando por ello, de hecho, eliminado el desgaste y las interferencias radioeléctricas, pero podemos anotar como desventaja, su baja cupla de arranque comparativa.

Comparándolo con la máquina polifásica de igual potencia e igual número de polos, posee menor rendimiento, es más ruidosa, tiene mayor resbalamiento y menor factor de potencia.

En general son máquinas de "potencia fraccionaria" (menores que 1 H.P.) y sus potencias de salida oscilan entre 1/6 H.P. y 1 H.P. - Se utilizan algunos de mayor potencia, pero casi todos caen dentro de esos rangos. La mayoría son motores tetrapolares, con cantidades menores de motores bipolares y hexapolares.

A diferencia del motor trifásico de inducción, los motores monofásicos de inducción no poseen par de arranque, es decir, no arrancan por sí solos y esto es debido a que existe una sola fase en el devanado del estator, la que produce un campo magnético "alternativo", pero no giratorio, lo que le impide, naturalmente, poseer par de arranque.

Sin embargo, si un motor monofásico de inducción se hace girar por algún medio mecánico exterior, continuará operando y generará cupla motora sin ningún inconveniente. Históricamente, los primeros motores monofásicos de inducción se hacían arrancar envolviendo una cuerda, o correa, a su árbol procediendo a tirar enérgicamente de ella para hacer girar al rotor.

Por fortuna, esta dificultad hoy en día se puede superar por diversos métodos relativamente sencillos que permite una clasificación de los motores monofásicos de inducción basada en los distintos medios utilizados para producir la cupla de arranque de la máquina.

El motor monofásico de inducción se arranca introduciendo una segunda fase que está desplazada en el espacio y en el tiempo con respecto a la fase generada por el devanado principal de la máquina que, en algunos casos puede ser desconectada del circuito una vez que el motor arranca, dado, que una vez arrancado, el motor genera internamente por sí mismo la segunda fase necesaria para continuar girando.

En líneas generales podemos decir que el motor monofásico de inducción, consta de un estator y un rotor, al igual que el motor trifásico análogo. En el estator se distinguen dos sistemas eléctricos: un devanado principal, de paso fraccionario, imbrico de dos capas, que cubre las dos terceras partes del "paso polar" y un devanado auxiliar, desplazado del principal en el espacio y en el tiempo, que generalmente se utiliza solamente durante el período de arranque y que luego puede ser desconectado del circuito, valiéndose, generalmente de un "interruptor centrifugo"

Ambos arrollamientos están conectados en derivación con la fuente monofásica que provee la energía.

El "rotor" de esta máquina es el común tipo "Jaula de ardilla" y está conformado por conductores de cobre, o aluminio, dispuestos en ranuras del rotor integrándose con un anillo extremo del mismo material en cada extremo de las barras, constituyendo en sí un devanado en cortocircuito. Con el objeto de obtener características especiales (principalmente elevada resistencia del rotor) algunas veces las barras y los anillos extremos se ejecutan en aluminio fundido, o aleaciones de magnesio.

En los motores monofásicos de inducción no existen rotores bobinados. Los rotores están fabricados con chapas de hierro al silicio laminadas y una "jaula de ardilla" donde se inducen las corrientes que provocan la cupla.

No existe conexión física entre el estator y el rotor de esta máquina. La energía se transfiere del estator al rotor por "vía inductiva" a través de un flujo magnético que atraviesa el entrehierro (espacio de aire que separa el estator del rotor) que en este tipo de máquina es constante y uniforme.

Completan constructivamente estos motores la carcasa, las tapas y demás órganos comunes a todas las máquinas rotativas, sumándose, en algunos casos, un "interruptor centrífugo", cuya función se estudiará más adelante.

Existen dos teorías básicas que explican por qué se produce un par en el rotor una vez que el motor comienza a girar. Una es la llamada Teoría del doble campo giratorio y la otra denominada Teoría del campo cruzado.

Teoría del doble campo giratorio

Esta Teoría fue expuesta por Galileo Ferraris y explica en forma muy satisfactoria el funcionamiento de un motor monofásico de inducción.

Supongamos poseer una bobina de características conocidas y que excitamos con una tensión alterna monofásica, tal como indica la figura siguiente:

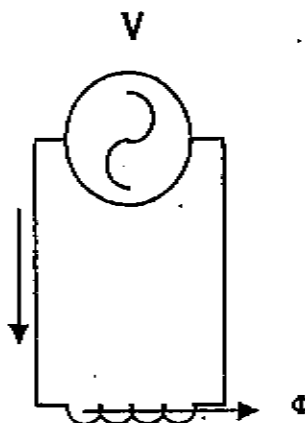


Fig. 1

Supongamos también que el flujo magnético generado por la corriente que circula por la bobina, varíe cosinusoidalmente. Luego, el flujo magnético instantáneo, vendrá dado por la ecuación:

$$\varphi = \hat{\phi} \cos \omega t \quad (1)$$

Como se observa, este flujo magnético es "alternativo", por lo que conservará su posición en el espacio, ya que la bobina la suponemos inmóvil, pero pulsará a través del tiempo en la dirección de su eje.

Según una conocida identidad matemática, la ecuación (1) se puede escribir:

$$\varphi = \hat{\phi} \cos \omega t = \frac{\hat{\phi}}{2} e^{j\omega t} + \frac{\hat{\phi}}{2} e^{-j\omega t} \quad (2)$$

Analizando la (2), se observa que, $\frac{\hat{\phi}}{2} e^{j\omega t}$ y $\frac{\hat{\phi}}{2} e^{-j\omega t}$ son dos fasores giratorios, que giran en sentidos opuestos, a la misma velocidad angular ω , que coincide con la pulsación eléctrica de la fuente de alimentación alterna de tensión V .

Análíticamente la (2) permite definir el Principio de Galileo Ferraris, que expresa: "Todo campo magnético alternativo, se puede descomponer en dos campos magnéticos giratorios de amplitud constante e igual a la mitad del módulo del campo alternativo primitivo, que giran con velocidades angulares constantes, de sentidos contrarios e iguales a la pulsación eléctrica de la tensión alterna de alimentación"

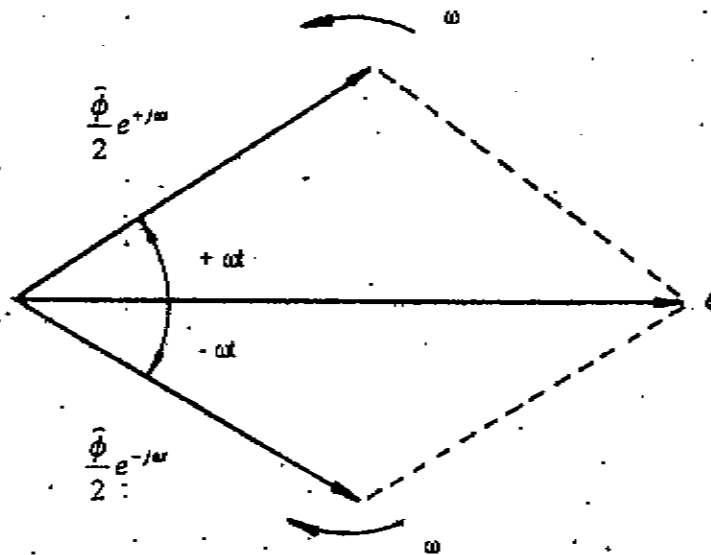


Fig. 2

Aplicación de la Teoría del doble campo giratorio

El campo magnético monofásico alternativo, según vimos, es susceptible de ser descompuesto en dos campos magnéticos rotantes en sentido inverso que actúan simultáneamente en el entrehierro del motor.

Cada campo magnético giratorio actúa independientemente sobre el rotor de la máquina produciendo sus correspondientes efectos. Dichos efectos son mecánicos y se suman.

Por el hecho de existir ahora en el entrehierro de la máquina dos campos magnéticos giratorios, podemos concebir que el motor monofásico de inducción está constituido por dos estatores trifásicos, conectados sus bobinados de manera que produzcan dos campos magnéticos giratorios de sentidos opuestos y entonces, nada

priva de suponer, que el rotor está compuesto por dos rotores comunes acoplados mecánicamente al mismo eje.

Tomemos un solo campo rotante, por ejemplo el directo, actuando sobre el rotor de la máquina. La máquina se comportará como un simple motor trifásico y su característica "Cupla-Resbalamiento" será como la que indica la Figura 3, es decir, la típica de un motor de este tipo.

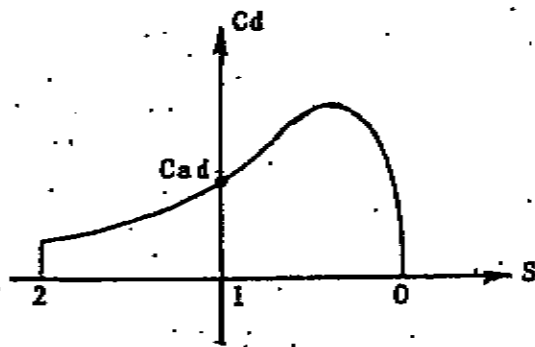


Fig. 3

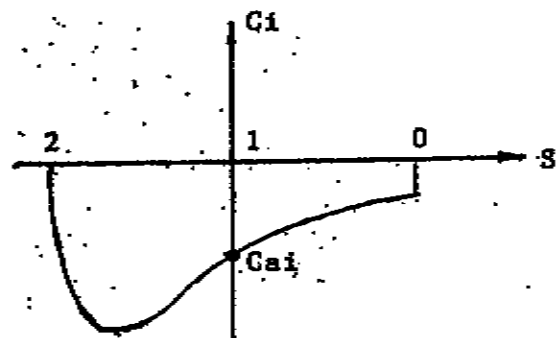


Fig. 4

Para el campo magnético rotante inverso podemos realizar un análisis similar si lo suponemos actuando sólo sobre el entrehierro, con la condición de puntualizar de que la cupla tendrá signo inverso al caso anterior, tal como se observa en la Figura 4.

Pero ocurre que ambos campos actúan simultáneamente y como se dijo anteriormente, los efectos mecánicos se suman, razón por la cual la cupla del motor será la suma de las cuplas debidas a los campos directo e inverso actuando conjuntamente.

De la inspección de la Figura 5 - que gráfica la curva de la cupla resultante " C_R " que actúa sobre el rotor de la máquina, surgen varias consecuencias importantes, a saber:

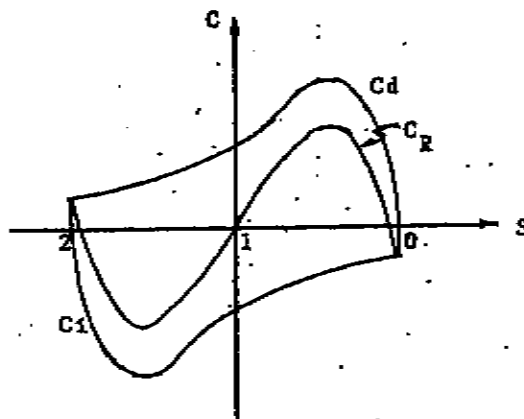


Fig. 5

- 01) Estos motores no arrancan por sí solos si no se los provee de un sistema eléctrico auxiliar, ya que la cupla resultante es nula para resbalamiento $S = 1$, es decir con rotor detenido.

- 02) Mecánicamente, dado la simetría de las curvas, se comportan indistintamente cuando giran en uno u otro sentido.
- 03) La cupla se anula un poco antes de llegar al sincronismo, razón por la cual, la velocidad de régimen es algo menor que en las máquinas polifásicas de igual número de polos sometidas a la misma cupla mecánica resistente

El hecho de que este tipo de máquina no posea cupla de arranque ha postergado su evolución, aún cuando hoy en día se conocen varios métodos para sacar el rotor de su posición de equilibrio.

Dicha posición de reposo es de equilibrio inestable, ya que apartando al rotor de esa posición, en cualquiera de los dos sentidos, aparece una cupla creciente que acelera a la máquina en el sentido elegido.

En la Figura 5 se observa que si apartamos de la posición de resbalamiento unitario al rotor de la máquina, ésta ya desarrolla una cupla que le permite acelerarse y alcanzar una velocidad de régimen establecida por la cupla resistente que se oponga al movimiento.

La conformación del campo magnético resultante será elíptica, tal como lo indica la Figura 6 y que demostraremos analíticamente.

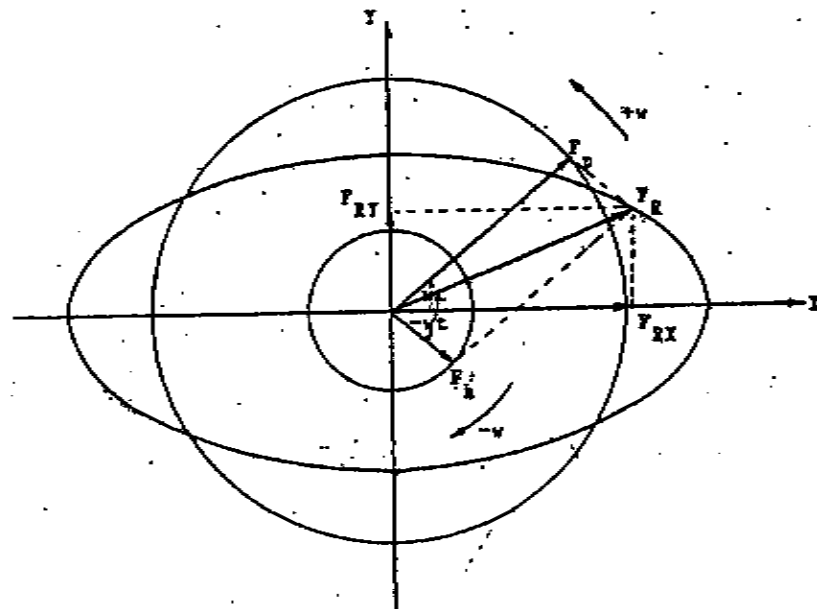


Fig. 6

Si proyectamos ambos campos magnéticos giratorios, el de secuencia positiva F_p y el de secuencia negativa F_n , sobre los ejes de referencia X e Y, obtendríamos:

$$\begin{cases} F_{RX} = F_p \cos \omega t + F_n \cos(-\omega t) \\ F_{RY} = F_p \sin \omega t + F_n \sin(-\omega t) \end{cases}$$

$$\begin{cases} F_{RX} = F_p \cos \omega t + F_n \cos \omega t \\ F_{RY} = F_p \sin \omega t - F_n \sin \omega t \end{cases}$$

Sacando como factores comunes a $\cos \omega t$ y $\sin \omega t$, nos queda:

$$\begin{cases} F_{RX} = (F_p + F_n) \cos \alpha \\ F_{RY} = (F_p - F_n) \sin \alpha \end{cases}$$

Elevando al cuadrado estas dos últimas expresiones, obtenemos:

$$\begin{cases} F_{RX}^2 = (F_p + F_n)^2 \cos^2 \alpha \\ F_{RY}^2 = (F_p - F_n)^2 \sin^2 \alpha \end{cases}$$

Sumando miembro a miembro y transponiendo términos, llegamos a:

$$\frac{F_{RX}^2}{(F_p + F_n)^2} + \frac{F_{RY}^2}{(F_p - F_n)^2} = 1 \quad (4)$$

Que es la ecuación de una elipse, de donde se deduce, que el campo magnético giratorio resultante en el entrehierro de un motor monofásico de inducción, es un campo elíptico, cuyo semieje mayor es $(F_p + F_n)$ y el semieje menor es $(F_p - F_n)$.

En conclusión, en el entrehierro de un motor monofásico de inducción en marcha se desarrolla un campo magnético elíptico, dependiendo sus parámetros de las condiciones constructivas de la máquina y de su estado de funcionamiento.

Como introducción a la Teoría del Campo Cruzado, estudiaremos previamente la expresión general de la fuerza electromotriz inducida en una espira rotórica.

Expresión general de la fuerza electromotriz inducida en una espira

Consideremos la sección recta de una máquina en cuyo estator se encuentra un devanado distribuido recorrido por una corriente alternada que desarrolla un campo magnético cíclico en el espacio y en el tiempo.

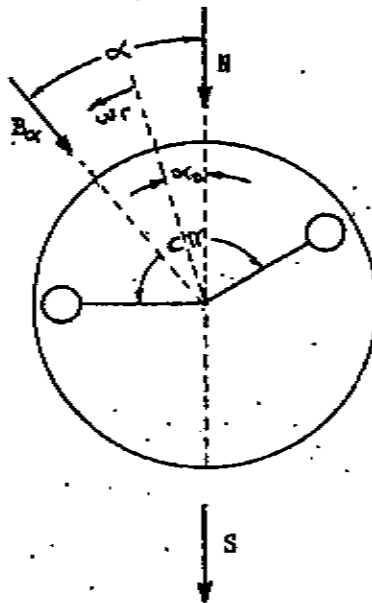


Fig. 7

Sobre el rotor se ha colocado una espira que se mueve con velocidad angular ω , con respecto al campo estático alternativo y que posee un paso fraccionario $C\pi$

La dirección normal del plano de la espira forma un ángulo " α_0 " con respecto al eje polar N-S del campo magnético estático alternativo.

La inducción magnética en un punto distante un ángulo " α " del eje N-S, es:

$$B_x = \hat{B} \cos \alpha \sin \omega t \quad (5)$$

Si la longitud axial de la espira es " l " y el radio es " r " el flujo magnético instantáneo elemental a través de la superficie elemental $l (r d\alpha)$, será:

$$d\phi = l (r d\alpha) \hat{B} \cos \alpha \sin \omega t \quad (6)$$

Y el flujo magnético concatenado por la espira, resulta:

$$\phi = l r \hat{B} \sin \omega t \int_{\alpha_0 - \frac{C\pi}{2}}^{\alpha_0 + \frac{C\pi}{2}} \cos \alpha d\alpha = 12 r \hat{B} \sin \frac{C\pi}{2} \cos \alpha_0 \sin \omega t \quad (7)$$

El coeficiente $K = \sin \frac{C\pi}{2}$ es el "Factor de paso" de la espira y $\hat{\phi} = 12 r \hat{B}$ es el "Flujo por polo", de donde:

$$\phi = K \hat{\phi} \cos \alpha_0 \sin \omega t \quad (8)$$

La (8) nos expresa que el flujo magnético varía en el espacio angular y también con el tiempo, por lo que podemos escribir:

$$d\phi = \frac{\partial \phi}{\partial \alpha} d\alpha + \frac{\partial \phi}{\partial t} dt \quad (9)$$

Luego, aplicando la Ley de Faraday-Lenz, obtenemos:

$$E = - \frac{d\phi}{dt} = - \frac{\partial \phi}{\partial \alpha_0} \frac{d\alpha_0}{dt} - \frac{\partial \phi}{\partial t} \quad (10)$$

Como la posición de la dirección normal al plano de la espira varía con el tiempo, resulta que $\alpha_0 = f(t)$

$$\alpha_0 = \omega_r t \quad (11)$$

o también:

$$\omega_r = \frac{d\alpha_0}{dt} \quad (12)$$

Las respectivas derivadas parciales de la (8), valen:

$$\frac{\partial \phi}{\partial \alpha_0} = -K \hat{\phi} \sin \alpha_0 \sin \omega t \quad (13)$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial t} = K \dot{\phi} \omega \cos \alpha_0 \cos \omega t \quad (14)$$

Suponiendo que hubiese N espiras concentradas en la misma ranura rotórica, podemos escribir:

$$e = -NK \dot{\phi} [-\omega_r \sin \alpha_0 \sin \omega t + \omega \cos \alpha_0 \cos \omega t] \quad (15)$$

El primer término de la (15) depende de la velocidad angular de la espira y constituye la F.e.m. de rotación de la misma. Luego, la F.e.m. debida a la rotación de la espira, viene dada por:

$$e_r = \omega_r NK \dot{\phi} \sin \alpha_0 \sin \omega t \quad (16)$$

El segundo término de la (15) es independiente de la velocidad angular de la espira y sólo depende del tiempo, por lo que conforma la F.e.m. de transformación sobre la espira.

$$e_t = -\omega NK \dot{\phi} \cos \alpha_0 \cos \omega t \quad (17)$$

Las dos fuerzas electromotrices son magnitudes homogéneas y pueden originarse en las mismas espiras, por lo tanto deben interferirse en el caso de que se originen y actúen simultáneamente, por lo que podemos escribir:

$$e = -\omega NK \dot{\phi} \left[\frac{\omega_r}{\omega} \cos \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{2} \right) \sin \omega t - \cos \alpha_0 \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (18)$$

Analizando la (18) surgen dos relaciones importantes:

1º) Relación de módulos

$$\frac{|e_r|}{|e_t|} = \frac{\omega_r}{\omega} \quad (19)$$

2º) Relación de fase

- La fuerza electromotriz de transformación está en cuadratura atrasada de fase con respecto al flujo magnético, siendo variable el tiempo y en coincidencia de fase, siendo variable el ángulo.
- La fuerza electromotriz de rotación está en coincidencia de fase con respecto al flujo magnético, siendo variable el tiempo y en cuadratura adelantada de fase cuando es variable el ángulo.
- La velocidad angular puede ser negativa (marcha inversa) con lo cual la coincidencia de fase expresada anteriormente aparecerá como oposición de fase.

Las relaciones de fase pueden expresarse vectorialmente con la notación simbólica, llamando, ahora, ϕ al flujo por polo de la máquina, del siguiente modo:

$$\boxed{\bar{E}_t = -j\omega\bar{\phi}} \quad (20)$$

$$\boxed{\bar{E}_r = \omega_r\bar{\phi}} \quad (21)$$

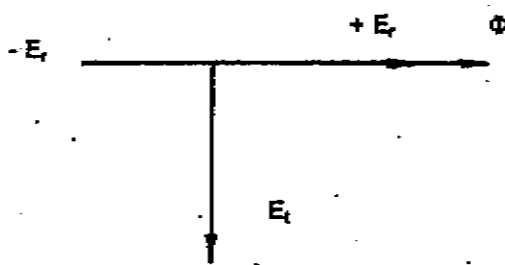


Diagrama fasorial en función del tiempo

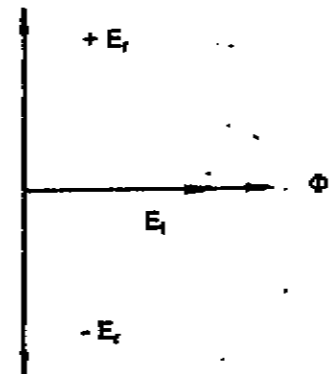


Diagrama fasorial en función del ángulo en el espacio

De donde, dividiendo miembro a miembro, (20) y (21), obtenemos:

$$\boxed{\frac{\bar{E}_t}{\bar{E}_r} = -j\frac{\omega}{\omega_r}} \quad (22)$$

Luego:

$$\boxed{\bar{E}_t = -j\frac{\omega}{\omega_r}\bar{E}_r} \quad (23)$$

$$\boxed{\bar{E}_r = j\frac{\omega_r}{\omega}\bar{E}_t} \quad (24)$$

Teoría del campo cruzado

La figura 8 muestra un circuito elemental de un motor monofásico de inducción en el que el rotor se ha animado de un movimiento de rotación en el sentido horario, habiendo sido puesto en marcha por algún medio adecuado, ya que como sabemos esta máquina no posee inherentemente la propiedad de autoarranque.

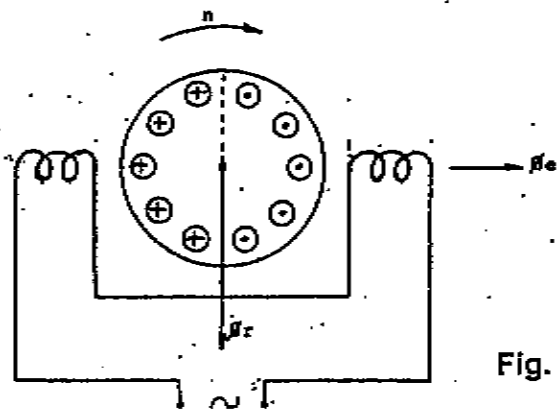


Fig. 8

Si el flujo del estator posee una dirección instantánea como muestra la misma figura, se induce una fuerza electromotriz de rotación como resultado del movimiento relativo entre las barras de la jaula de ardilla del rotor y el campo magnético estático, también indicado en la figura 8, donde puede observarse que las corrientes de todos los conductores situados a la derecha del diámetro vertical del rotor se dirigirán hacia el observador y que la de todos los conductores situados a la izquierda de ese diámetro se alejan del observador lo que se indica por medio de punto y cruces en las barras del rotor.

Las fuerzas electromotrices de rotación inducidas en las barras rotóricas hacen que fluyan corrientes a través de ellas y a causa de la gran reactancia inductiva del rotor atrasen casi 90° con respecto a las fuerzas electromotrices que las generan.

Estas corrientes inducidas en las barras rotóricas generan un campo magnético ϕ_r llamado campo transversal, o campo cruzado, que está decaído casi 90° en el espacio con respecto al campo magnético estático, desde que la resistencia de las barras impiden que las corrientes inducidas y por ende el campo magnético que generan atrasen exactamente 90° .

Además de la fuerza electromotriz de rotación mencionada existe una fuerza electromotriz de transformación generada en las barras rotóricas por el campo magnético pulsante estacionario que se produce al alimentar con una red monofásica el bobinado principal de la máquina.

Con el motor en marcha se producen simultáneamente ambas fuerzas electromotrices. La fuerza electromotriz de rotación, resultado del movimiento relativo de las barras rotóricas y su campo y la fuerza electromotriz de transformación, como resultado de la interacción de las barras rotóricas y el campo pulsante estacionario.

La figura 9 muestra estos dos campos magnéticos presentes. El campo principal estático ϕ_e , considerando en el eje de abscisas grados eléctricos y el campo magnético de rotación (Campo cruzado) ϕ_r , que se dibuja como una onda senoidal punteada atrasada 90° respecto al campo principal. En realidad debido a la resistencia ohmica de las barras el atraso es cercano a los 90° (aproximadamente 80°) y debido a las pérdidas el "Campo cruzado" no es tan intenso como el "Campo principal"

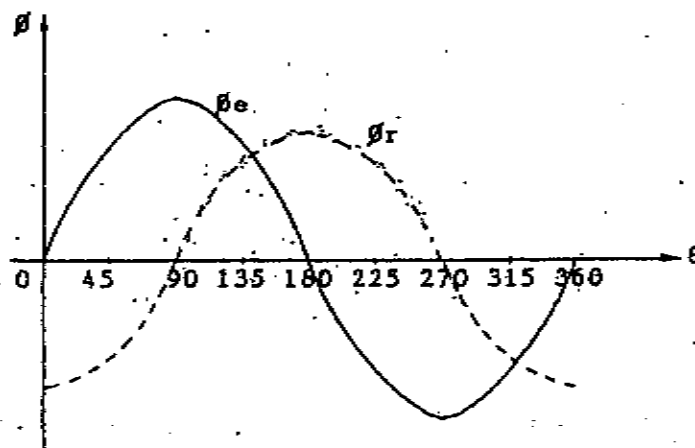


Fig. 9

A diferencia del motor trifásico de inducción, la frecuencia de la fuerza electromotriz de rotación rotórica inducida en las barras rotóricas, al igual que la reactancia inductiva de las mismas, es elevada, ya que es proporcional a la velocidad de rotación de la máquina.

Debido al accionar simultáneo de los dos campos magnéticos desfasados, uno respecto al otro, se genera un campo magnético resultante giratorio que llamaremos ϕ_R .

Puesto que los campos magnéticos están desfasados casi 90° entre sí y la intensidad del módulo de ellos es bastante diferente, el campo magnético resultante no posee un módulo constante, es decir, no es circular, como es el caso del motor de inducción trifásico, sino que resulta de conformación elíptica.

Las expresiones, "circular" y "elíptico", se refieren a la forma del lugar geométrico del extremo del vector que describe el campo magnético en el entrehierro del motor y no a una característica del campo en sí mismo.

¿Por qué el lugar geométrico del vector representativo del campo de un motor monofásico es una elipse? - La intensidad del campo transversal depende de la velocidad del motor, ya que la fuerza electromotriz inducida en las barras rotóricas durante la rotación depende de la citada velocidad angular. Por consiguiente, puesto que la intensidad del campo en la dirección del eje del campo transversal disminuye con la reducción de la velocidad, la forma de la elipse debe cambiar al variar la velocidad de la máquina.

A velocidad de sincronismo, el campo transversal es prácticamente igual al campo principal y el lugar geométrico del extremo del vector que lo representa, es una circunferencia, como en un motor de inducción trifásico. Al disminuir la velocidad la elipse se va aplanando, hasta que finalmente, al pararse, se convierte en una línea recta, desapareciendo el campo transversal y quedando sólo el campo magnético principal.

Ello significa que cuando el motor está detenido, el campo magnético en el entrehierro es pulsatorio, pero no giratorio y es por ello que esta máquina no posee, naturalmente, capacidad de arrancar por sí misma.

Sin embargo, a pesar de que su módulo varía a través del tiempo, el campo magnético giratorio resultante, a los fines prácticos, es plenamente aceptable y el motor se comporta similarmente a lo que sería si se lo alimentara con una fuente bifásica auténtica.

Tomando como referencia la figura 8 y suponiendo que el campo magnético pulsatorio principal ϕ_e oscila en la dirección horizontal y observando al mismo tiempo la gráfica de la figura 9, podemos entender porqué la acción conjunta en el entrehierro del motor de los dos campos magnéticos anteriormente mencionados, producen un campo magnético resultante "elíptico", debido a que las pulsaciones son de intensidad mayor en la dirección del campo principal que en la del campo magnético cruzado, según los distintos gráficos de la figura 10.

Analizando la figura 9 para 0° , observamos que $\phi_e = 0$ y ϕ_r alcanza su valor máximo negativo que coincide con el valor del campo magnético resultante ϕ_R .

A los 45° , ya existe un valor del campo magnético ϕ_e , mientras que ϕ_r , si bien conserva su signo negativo, disminuyó algo su módulo, lo que genera un campo magnético resultante como el indicado en la figura para los 45° .

A los 90° , $\phi_r = 0$ y ϕ_e alcanza su máximo valor, que coincide con el valor del campo magnético resultante ϕ_R .

A los 135° , ϕ_e disminuyó su módulo y ϕ_r , cambió su sentido, dando un campo resultante como el graficado.

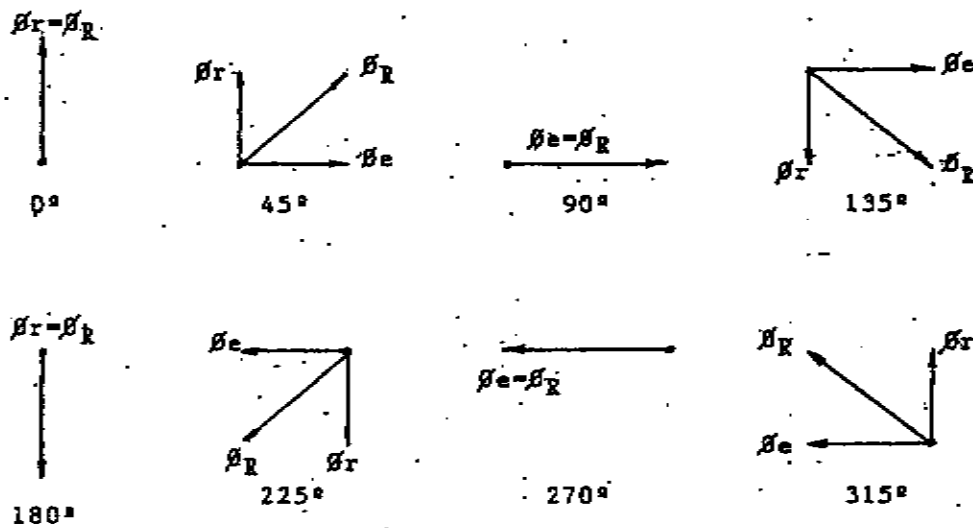


Fig. 10

Continuando con este análisis (ver figura 10) notamos, que efectivamente el campo magnético resultante, gira en el sentido horario, aunque no circular, sino elíptico, dado que su módulo es variable a través del tiempo.

Cuando el rotor del motor está en reposo (arranque), no se genera el campo magnético cruzado, debido a que la fuerza electromotriz de rotación es nula, lo que impide que se genere un campo magnético resultante giratorio y el motor se ve impedido de poder arrancar.

El rotor de un motor de inducción polifásico lleva corriente no magnetizante, a menos que las tensiones de alimentación sean desequilibradas y que las pérdidas por efecto Joule en el rotor en vacío sean despreciables. Por contrario imperio, como las barras rotóricas de un motor de inducción monofásico conduce la corriente magnetizante para crear el campo cruzado, las pérdidas por efecto Joule son apreciables, aún en vacío.

Se sabe que el par máximo de un motor de inducción trifásico es independiente del valor de la resistencia del rotor. No ocurre lo mismo en el caso de un motor de inducción monofásico, ya que la resistencia del rotor limita, en parte, la corriente que fluye por las barras rotóricas para crear el campo transversal y, por consiguiente, el aumento de la resistencia del rotor significa el debilitamiento del campo transversal, lo que se traduce, por ende, en una disminución del par máximo de torsión de la máquina.

Además, es un hecho interesante de resaltar, que el par máximo de torsión de un motor monofásico de inducción, siempre se produce a una velocidad angular superior a los dos tercios de la velocidad de sincronismo, mientras que el par máximo de torsión de un motor de inducción trifásico, puede tener lugar a cualquier velocidad angular del rotor, incluso con velocidades negativas.

Los motores de inducción trifásicos suministran a su árbol una potencia constante y regular, como, en un simil mecánico, produciría una turbina.

En cambio, los motores de inducción monofásicos, suministran a su árbol un par pulsatorio, exactamente como la haría una máquina alternativa. Estas pulsaciones del par, inherentes a cualquier motor monofásico, son una de las principales causas de ruidos en muchas aplicaciones, particularmente cuando el motor está montado rigidamente sobre algún chasis metálico, o sobre una estructura susceptible de transmitir el ruido.

Este particular comportamiento del par obedece a que la expresión matemática de la potencia instantánea en una red monofásica posee dos componentes perfectamente definidas: la primera es una potencia media constante y la segunda es una potencia pulsatoria y de frecuencia doble a la de la red.

Esto implica que la potencia no es siempre positiva, sino que en ciertos períodos de cada ciclo se torna negativa, leyéndose, esto último como una inversión en el sentido de la potencia. De otro modo: Si la potencia suministrada al motor es considerada positiva, la potencia será considerada negativa cuando el motor suministra potencia a la red. Además, debe agregarse que la potencia pulsatoria es mayor que la potencia media, lo cual prueba que la primera reviste mayor importancia y justifica las pulsaciones del par mencionadas anteriormente.

Frecuencias rotóricas

El motor en estudio desarrolla corrientes de trabajo por inducción, por lo que deberá cumplirse que:

$$n = (1 - S) \cdot n_c \quad 25$$

Sabiendo que el "resbalamiento" y la "velocidad sincrónica" se definen:

$$S = \frac{n_c - n}{n_c} \quad n_c = \frac{120 f_1}{p}$$

Siendo f_1 la frecuencia de la red de alimentación. En el motor monofásico de inducción la corriente rotórica de trabajo es producida por el campo de secuencia positiva, que adelanta al rotor, generando una corriente inducida cuya frecuencia vendrá dada por:

$$f_{2p} = \frac{n_c - n}{120} \cdot p = \frac{n_c - n}{n_c} \frac{n_c \cdot p}{120} = s f_1 \quad 26$$

El campo de secuencia negativa gira en sentido contrario al rotor, con velocidad angular relativa $(n_c + n)$ y le induce corrientes de secuencia negativa caracterizadas por la frecuencia:

$$f_{2n} = p \frac{n_c + n}{120} = \frac{n_c + n}{n_c} \frac{n_c \cdot p}{120} = \frac{2 n_c - (n_c - n)}{n_c} f_1 = (2 - s) f_1 \quad 27$$

Por lo tanto, en el rotor interfieren dos campos magnéticos, uno de "secuencia positiva", de frecuencia $s f_1$ y otro de "secuencia negativa", de frecuencia $(2 - s) f_1$

Esta última componente de frecuencia casi doble que la frecuencia de la red es la que aumenta las pérdidas de la máquina y en conjunción con las direcciones preferenciales de los campos magnéticos componentes, crean solicitaciones asimétricas sobre el rotor, produciendo el ruido característico de estas máquinas en marcha. Este aumento de pérdidas en el núcleo magnético del rotor hace que imprescindiblemente deba construirse esta parte de la máquina con hierro laminado.

Cupla del motor monofásico de inducción

La cupla motriz del motor monofásico de inducción, viene dada, por:

$$C = K F_p F_{aux} \text{sen} \gamma \text{sen} \theta$$

(28)

F_p = Fuerza magnetomotriz principal

F_{aux} = Fuerza magnetomotriz auxiliar, cuyo eje magnético en el espacio debe tratarse de que sea perpendicular al de la fuerza magnetomotriz principal ($\gamma = 90^\circ$)

θ = Defasaje temporal de los fasores representativos de F_p y F_{aux}

γ = Decalaje geométrico entre los ejes de las devanados de F_p y F_{aux} .

Las condiciones óptimas de producción de cupla se dan cuando $F_p = F_{aux}$ y además $\gamma = \theta = 90^\circ$. En cambio, las condiciones de inexistencia de cupla son las de ausencia de alguna de las dos acciones magnéticas, o si existen las dos, la concordancia de fase entre ellas.

Como el motor monofásico en marcha, toma de la red de alimentación energía para un solo devanado, creando la fuerza magnetomotriz principal F_p , aparentemente no se cumplen los requisitos más arriba citados, ya que en estas condiciones, no podría existir F_{aux} .

Esto es así cuando el motor está detenido, pero no cuando ya está en marcha, ya que la asimetría magnética en el entrehierro, altera el campo rotórico, que, como ya vimos, resulta ser de conformación elíptica.

El rotor en reposo no puede entretener la fuerza magnetomotriz auxiliar F_{aux} y por consiguiente, no arranca por sí mismo. La solución de este problema surge inmediatamente estableciendo artificialmente un sistema difásico, aunque imperfecto, que permita desarrollar una cupla en el momento del arranque.

Una vez que la máquina arrancó, dicho sistema auxiliar puede desconectarse (interruptor centrífugo), y la máquina seguirá en marcha, ya que superado el instante de arranque, el campo magnético resultante será elíptico y debido a la teoría del Campo Cruzado, el motor seguirá en marcha sin la ayuda del sistema auxiliar.

En definitiva, el motor funciona como monofásico, pero arranca como difásico y se provee la propiedad de arrancar haciendo uso de un circuito auxiliar.

Según sea el sistema de arranque adoptado, será distinta la denominación que recibirá este motor y que a continuación pasamos a estudiar.

Motor de polos apantallados

Este tipo de motor se conoce también con el nombre de motor de Espira de sombra, de Polo partido, de Polos desvanecidos, o de Bobina auxiliar en cortocircuito.

Este sistema de poner en marcha los motores monofásicos de inducción es el más elemental y económico, pero tiene el inconveniente de que el par desarrollado es extremadamente pequeño. Por esta razón se instalan cuando deben ponerse en marcha con una carga muy pequeña y que no exija mucha cupla en el instante de arranque, como ocurre en el caso de los pequeños ventiladores de uso doméstico. La disposición constructiva es la que indica la figura siguiente:

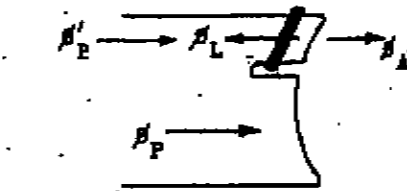
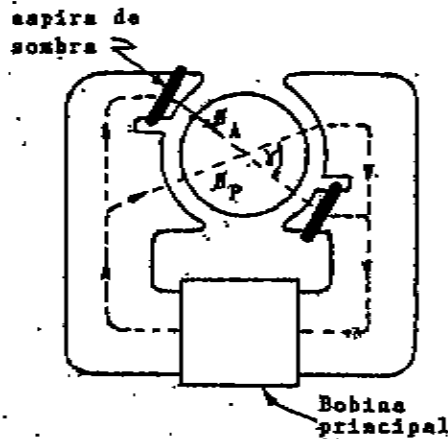


Fig. 11

El rotor es del tipo "jaula de ardilla" y el estator consiste en un núcleo laminado cuyas caras polares quedan divididas en dos partes por una hendidura. En cada una de estas hendiduras y en forma diametralmente opuestas se colocan sendos anillos de cobre, constituyendo cada uno de ellos un circuito cerrado (en cortocircuito) de baja impedancia (espiras de sombra). Las otras partes contiguas de los polos, quedan libres. Estas bobinas auxiliares de cobre están, por esta particularidad constructiva con su eje magnético desplazado geométricamente en el espacio con respecto al eje magnético del polo principal un ángulo " γ " como se observa en la Figura 11.

La bobina auxiliar, o de arranque, permanece constantemente cerrada sobre sí misma en cortocircuito. Su eje magnético se ubica entre 30 a 60° eléctricos (defasaje en el tiempo), defasado con respecto al eje del flujo principal (Ángulo θ).

La bobina auxiliar abarca aproximadamente 1/3 del arco que constituye el paso polar. Tal disposición permite que el "polo ficticio", que así se lo llama al arco del polo principal abarcado por la bobina auxiliar, abrace un flujo magnético ϕ'_p , que es parte del flujo magnético principal ϕ_p .

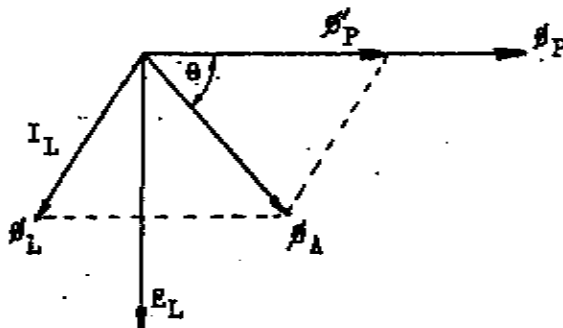


Fig. 12

La variación en el tiempo de este flujo ϕ_p induce en la bobina auxiliar en cortocircuito una fuerza electromotriz \bar{E}_L y una corriente inducida \bar{I}_L , que origina un flujo magnético ϕ_L , en fase con la corriente \bar{I}_L .

Este flujo magnético ϕ_L , sumado vectorialmente al flujo ϕ_p , dará el flujo magnético resultante ϕ_A , a través de la bobina auxiliar.

A causa de la disposición dada a los polos divididos y apantallados por los anillos de cobre, las componentes del flujo magnético principal se establecen en dos direcciones decaídas en el espacio un ángulo γ próximo a 90° , como lo muestra la figura 11. Pero como constructivamente la bobina auxiliar difiere bastante de la bobina principal, tendrá un coeficiente de autoinducción y una resistencia ohmica muy distinta a la que posee la bobina principal, que hará que los respectivos flujos magnéticos de ambas bobinas no estén en fase en el tiempo, sino defasados un ángulo θ , como lo indica la figura 12.

Resulta entonces que las dos componentes del flujo magnético resultante poseen un defasaje en el tiempo θ y un decaje en el espacio γ y constituyen, por consiguiente, un sistema difásico doblemente imperfecto, capaz de desarrollar una cupla motriz que es función de sus módulos y defasajes relativos.

$$C = K \phi_p \phi_A \text{ sen } \gamma \text{ sen } \theta \quad (29)$$

La bobina auxiliar se proyecta cuidadosamente para no exagerar la corriente que por ella circula, que por su condición de circuito constantemente conectado, la convertiría en un receptor de energía que originaría pérdidas considerables, que harían decaer el rendimiento de la máquina.

El "resbalamiento", según las condiciones del motor llega a ser de un 10 % de la velocidad sincrónica, cifra que alcanza al 12, o 15 %, cuando el motor trabaja cargado, siendo frecuente, en estos pequeños motores, una pérdida de velocidad de hasta el 40 % de la velocidad sincrónica del campo estático.

La potencia de estos motores, en razón de su aplicación y campo de uso, no suele ser nunca mayor de 1/20 H.P., y se construyen para potencias tan pequeñas como 1/200 H.P. y aún menores.

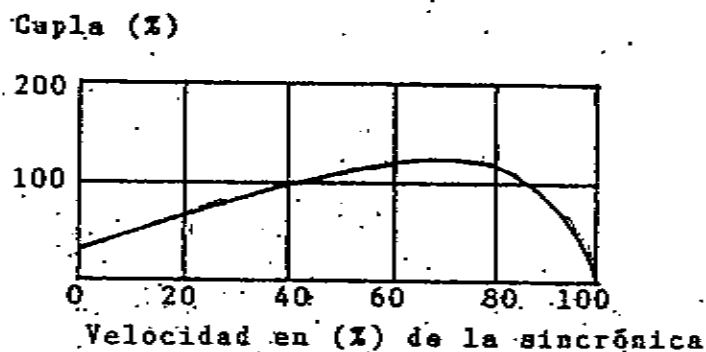


Fig. 13

La corriente inducida en la espira en cortocircuito motiva que el flujo magnético por ella concatenado se retrase respecto al de la otra parte libre del polo, provocando

un campo giratorio elíptico que impulsa al rotor a moverse en el sentido de la parte libre hacia la parte sombreada de cada polo, engendrándose, así, una cupla, cuya curva característica podemos observar en la Figura 13.

Sus tamaños son también muy variados y si bien, como es natural, guardan relación con la potencia, se ha procurado reducirlos todo lo posible, para que ocupen muy poco espacio y con esta finalidad se han construido verdaderas miniaturas.

Su rendimiento es muy bajo. Ahora bien, como su consumo es pequeñísimo, su bajo rendimiento no tiene mayor importancia y hasta se puede asegurar que esa pobreza en su eficiencia llega a ser una ventaja, porque el consumo es casi el mismo cuando el motor trabaja en vacío, que cuando lo hace a plena carga, o cuando, a consecuencia de una sobrecarga excesiva, se detiene permaneciendo conectado a la red de alimentación.

De aquí, que en cualquiera de estas circunstancias, estos motores se calientan relativamente poco y pueden soportar muchas horas de trabajo sin que corran el riesgo de que sus arrollamientos se quemen.

Por otra parte, es condición distintiva de estas máquinas la imposibilidad de cambiar el sentido de giro. Como el sentido de giro depende de la posición de la bobina auxiliar y del sentido de la corriente en ella, condiciones invariables por construcción, no es posible cambiar el sentido de giro de este tipo de motor.

Existen, sin embargo, algunas disposiciones que permiten cambiar el sentido de rotación de estas máquinas, disponiendo en ellas un dispositivo de inversión, que complica un poco su estructura y, además, disminuye su rendimiento.

Motor de fase partida, o dividida

El motor de "fase partida" es uno de los tipos más antiguos de motores monofásicos construidos para fines industriales. Aún hoy es uno de los más importantes y de uso más extendido de entre todos los tipos de motores monofásicos.

A este motor también se lo conoce con el nombre de "motor de fase partida con arranque por resistencia". Fase dividida significa que de una sola fuente de alimentación se divide la fase del arrollamiento principal de la fase del arrollamiento auxiliar y el término "resistencia" significa que la mayor resistencia del circuito de la fase auxiliar es el elemento de circuito que se usa para crear la división de fases.

Es más evolucionado que el motor de "polos apantallados", ya que puede construirse en potencias mayores y tiene un par de arranque bastante superior, pero, evidentemente, es más caro.

Está constituido por un arrollamiento "principal" y otro "auxiliar", desplazado geométrica y eléctricamente del anterior. El "arrollamiento auxiliar", por lo general tiene alta resistencia y baja reactancia, comparado con el "arrollamiento principal" que es de baja resistencia y alta reactancia, pero debido a su menor impedancia, la corriente en el devanado "principal", o de "trabajo", es en general, mayor que la correspondiente del devanado "auxiliar", o de "arranque".

Para conseguir la alta relación "resistencia-reactancia" en el devanado auxiliar, puede bobinarse éste con alambre más fino que el utilizado en el bobinado principal y su reactancia puede reducirse ubicando el bobinado en la parte superior de las ranuras estatóricas.

Como ya hemos dicho, la denominación de motor de "fase partida", quiere significarse la "división" del devanado, o arrollamiento en una parte "principal" y otra

parte "auxiliar" para facilitar el arranque, creando un campo giratorio, aunque imperfecto.

La figura 14 muestra el circuito elemental y conexionado de ambos bobinados a la red.

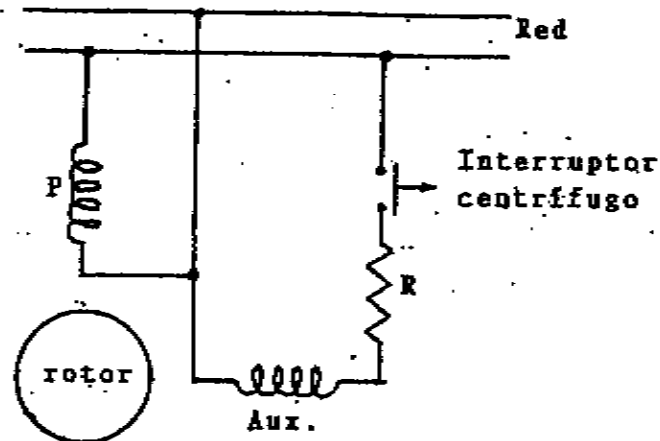


Fig. 14

Ambos bobinados están conectados directamente en derivación a la red de alimentación, pero como el devanado "auxiliar", sólo se utiliza durante el período de arranque del motor, para sacarlo de su posición de resbalamiento $S = 1$, ya que una vez que el motor arranca la aparición del "campo cruzado" le permite seguir en marcha, el devanado "auxiliar" no se diseña para servicio continuado (se infradimensiona), una vez que la máquina arrancó, un interruptor "centrífugo", lo saca de servicio, desconectándolo de la red.

En los motores de "fase partida" no se usan arrollamientos bifásicos debido a los mejores resultados obtenidos con el empleo de alambres de cobre de diferentes secciones, así como de un número distinto de espiras en los dos arrollamientos, que hace que se comporten como un verdadero arrollamiento bifásico virtual.

Así con el empleo de un alambre de cobre de menor sección en la construcción del devanado auxiliar, se obtiene un devanado de arranque de poco peso, que requiere menos de la mitad del espacio total de las ranuras estáticas.

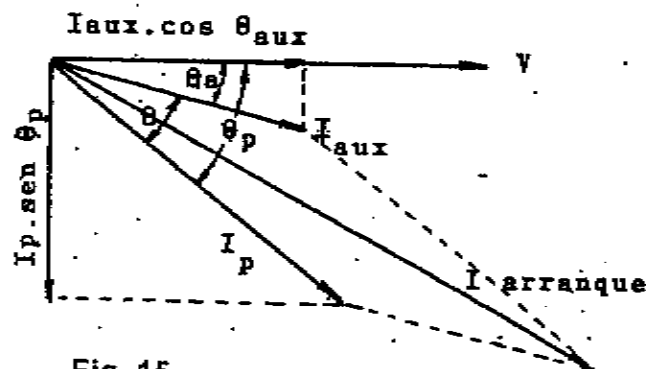


Fig. 15

De este modo, como más de la mitad del espacio de ranuras puede ser ocupado por el arrollamiento principal, es posible el uso de un alambre de cobre de

mayor sección, lo que significa, menor resistencia ohmica, mayor rendimiento y un par de giro algo mayor.

Estando los ejes de ambos bobinados estáticos desplazados en el espacio, por construcción y las corrientes defasadas en el tiempo, por efecto de las diferencias entre las resistencias y reactancias de dichos devanados, el conjunto forma un campo magnético rotante de carácter elíptico, que permite que el motor arranque.

Puede observarse en el diagrama fasorial de la figura 15 que la corriente del devanado de arranque I_{aux} está retrasada unos 15° con respecto al fasor representativo de la tensión de alimentación V , mientras que la corriente del devanado principal I_p es mayor que I_{aux} y está retrasada unos 40° con respecto al fasor representativo de la tensión de alimentación.

También se muestra, en la misma figura 15, que la componente horizontal de la corriente del devanado auxiliar $I_{aux} \cos \theta_a$, está en cuadratura y es de igual magnitud que la componente vertical de la corriente del devanado principal, $I_p \sin \theta_p$, dado que con ello se asegura que durante el período de arranque se produzca en el entrehierro del motor un campo magnético virtual bifásico giratorio que garantiza un buen par de arranque.

Luego, si los ejes magnéticos de los devanados están desplazados 90° en el espacio y las componentes en cuadratura de las corrientes, están defasadas, naturalmente 90° en el tiempo, y son prácticamente iguales, se produce un campo bifásico equivalente giratorio en el arranque que desarrolla el suficiente par de arranque para acelerar al rotor en dirección del campo giratorio producido por las corrientes.

Cuando el rotor se acelera, genera su propia fuerza electromotriz (Teoría del campo transversal) y tiende a producir un par resultante en virtud de su propia rotación en una dirección determinada (Teoría del doble campo giratorio).

En la figura 16 puede observarse la curva característica "Cupla-Velocidad", clásica de este tipo de máquina, donde la "Curva 1", indica que ambos bobinados, el principal y el auxiliar están conectados a la red.

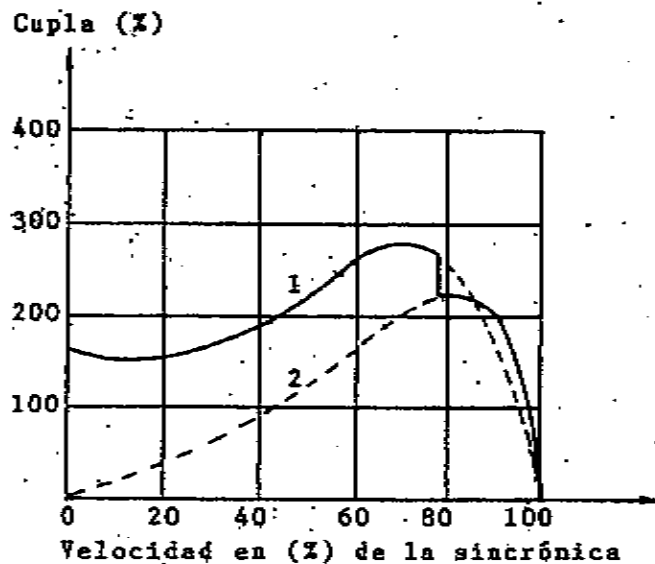


Fig. 16

Cuando el motor se acelera hasta aproximadamente un 75% de su velocidad sincrónica, se abre el interruptor centrífugo y se desconecta el bobinado auxiliar y en ese punto la curva característica presenta una transferencia de transición que se refleja en el ligero quiebre que denota la gráfica de la figura 16 (Curva 2) y el motor sigue funcionando sólo con el devanado principal conectado.

En el momento del arranque ambos arrollamientos deben estar conectados a la red, pero una vez que el motor ha alcanzado aproximadamente el 75 % de la velocidad de sincronismo, el arrollamiento principal solo, puede desarrollar un par casi igual al producido por los dos arrollamientos combinados, tal como se muestra en la figura 16. A una velocidad angular superior, entre el 80 y el 90 % de la de sincronismo, la curva "par-arrollamientos combinados" cruza a la curva "par-arrollamiento principal", de forma tal, que a velocidades por encima de este punto, el motor desarrolla una cupla menor, para un deslizamiento dado, si el arrollamiento auxiliar está conectado al circuito, que si no lo está.

En consecuencia, sería ventajoso, simplemente desde un punto relativo al par, desconectar el arrollamiento auxiliar exactamente en el punto de "superposición" de las curvas par-velocidad de ambos arrollamientos.

Sin embargo, este punto no tiene lugar siempre bajo una misma velocidad, aún en motores individuales de igual diseño y varía en los motores de distinto diseño.

Además, varían las velocidades en que son accionados los interruptores centrífugos, de forma que es práctica usual hacer que, como promedio, el interruptor actúe a una velocidad ligeramente por debajo de la media del punto de "superposición".

Por otra parte, si no se realiza la apertura del interruptor centrífugo en su momento, el bobinado auxiliar permanece conectado con el consiguiente sobrecalentamiento y destrucción, aparte del funcionamiento un tanto ruidoso por la conformación del campo elíptico que se forma.

La inversión del sentido de rotación de estas máquinas se logra conmutando las conexiones del arrollamiento principal, o del arrollamiento auxiliar, pero siempre uno de ellos solamente, con el uso de un conmutador de dos vías y de dos posiciones, ya que con ello se producirá un campo "bifásico" giratorio en dirección opuesta.

Esta inversión del sentido de giro nunca se puede hacer bajo condiciones de marcha, sino cuando el motor está detenido. Como se puede invertir el sentido de giro partiendo del reposo (motor detenido), pero no, mientras está trabajando, se dice que éste es un motor invertible, pero no reversible.

El deslizamiento a plena carga de un motor monofásico de fase partida es de aproximadamente del 5 %. La corriente de arranque varía entre 5 y 7 veces la corriente nominal y el par de arranque entre 1 y 2 veces el par nominal.

Son motores "fraccionarios", es decir, con potencias menores de 1 H.P. y la gama de potencias abarca, generalmente, desde 1/20 a 1 HP, siendo en este rango los más económicos disponibles.

Se usan en ventiladores, quemadores de aceite, máquinas herramientas, pulidoras, lavadoras de ropas, lavadoras de vajilla, sopladores de aire, bombas de agua pequeñas y todos aquellos accionamientos que no requieran un par de arranque muy elevado.

Motores con arranque por capacitor

Dado que existen tres variedades de motor con capacitor empezaremos por definir primeramente las características comunes a los tres distintos tipos de motores con capacitor.

Un "motor con capacitor" posee en su estator dos arrollamientos, uno llamado "arrollamiento principal" y otro denominado "arrollamiento auxiliar". Este último está desplazado en el espacio con respecto al primero, usualmente un ángulo de 90 grados eléctricos y está conectado en serie con un capacitor. Las tres tipos antes mencionados pueden definirse sucintamente del siguiente modo:

- a) **Motor con arranque por capacitor:** Es un motor en el que se hace uso del arrollamiento auxiliar y del capacitor, solamente durante el período de arranque.
- b) **Motor con capacitor permanente:** Es un motor que hace uso del arrollamiento auxiliar y del capacitor permanentemente.
- c) **Motor con capacitor doble:** Es un motor que hace uso de un valor de capacidad durante el período de arranque y de otro diferente valor de capacidad para las condiciones de trabajo, o sea que es un motor que utiliza dos valores distintos de capacidad.

Motor con arranque por capacitor

Estudiaremos, en primer término, el motor con arranque por capacitor. En general, podemos decir, que un "motor de fase partida" puede convertirse en un "motor con arranque por capacitor", simplemente insertando un capacitor en serie con el arrollamiento auxiliar.

Esto no significa que los "motores con arranque por capacitor", sean simples motores de fase partida con un capacitor adicionado en serie con su devanado auxiliar, ya que los respectivos arrollamientos deben ser especialmente proyectados para tal fin.

La figura 17 muestra el circuito elemental y conexionado de los arrollamientos de este motor.

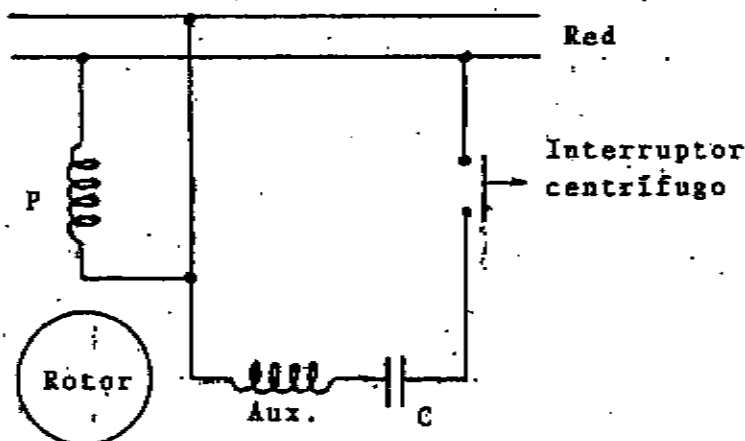


Fig. 17

Como se observa en la figura anterior el motor posee dos arrollamientos eléctricamente distintos, con un decalaje de sus ejes magnéticos en el espacio de 90° eléctricos. Como en el caso del motor de "fase partida" anteriormente estudiado, el "arrollamiento principal" es el más voluminoso de los dos. Usualmente está devanado con un alambre de mayor sección y con menos espiras que el "arrollamiento auxiliar".

Sin embargo, el "arrollamiento auxiliar" de un motor con arranque por capacitor, generalmente contiene más cobre que el "arrollamiento auxiliar" de un motor de "fase partida" de la misma potencia y número de polos.

Por lo tanto, existen dos circuitos eléctricos, o fases, perfectamente diferenciadas. La fase principal que consta de sólo el "arrollamiento principal" conectado a la línea y la "fase auxiliar", también llamada "fase del capacitor", o "arrollamiento de arranque", que comprende el "devanado auxiliar", el capacitor y un interruptor centrífugo que se desconecta cuando el rotor alcanza una velocidad angular entre el 75 a 80 % de la velocidad sincrónica del campo magnético estático.

Estos tres últimos componentes están conectados "en serie" y el conjunto se conecta en derivación con el "arrollamiento principal" directamente a la línea de alimentación, tal como lo muestra la figura 17.

La figura 18 muestra el "diagrama fasorial" de esta máquina. Puede observarse que el agregado de un capacitor en serie con el devanado auxiliar hace que su reactancia capacitiva sea la suficiente como para superar de sobra a la reactancia inductiva del devanado de arranque.

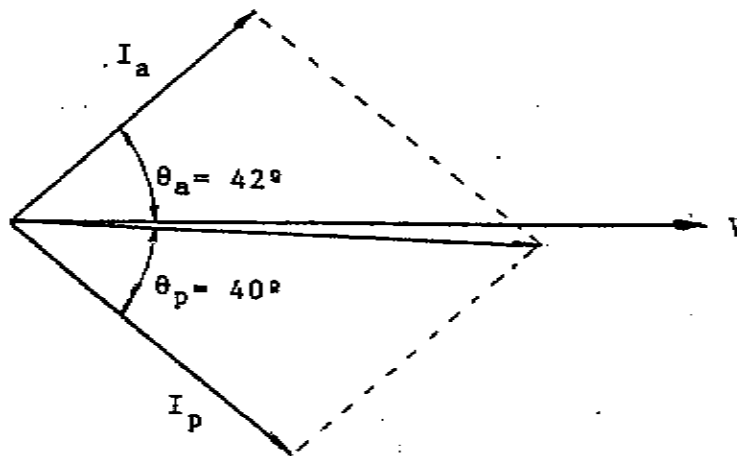


Fig. 18

El ángulo de fase de la corriente que recorre el bobinado de arranque, se ajusta, por lo general, hasta aproximadamente $\theta_a = 42^\circ$ adelantado, mientras que el ángulo de fase de la corriente que recorre el "arrollamiento principal", atrasa aproximadamente $\theta_p = 40^\circ$, con respecto al fasor tensión tomado como referencia.

Sin embargo, para obtener plena ventaja en la generación del campo magnético estático, el módulo de la corriente de arranque del devanado auxiliar I_a , debe ser casi igual al módulo de la corriente I_p que recorre el bobinado principal cuando el motor se encuentre en marcha.

Las pruebas de funcionamiento de los motores de "arranque por capacitor", indican que las corrientes de los devanados "auxiliar" y "principal" están defasadas un

ángulo aproximado a las $\theta = 82^\circ$, mientras que en los motores de "fase partida" de arranque por resistencia, el desfase es de aproximadamente $\theta = 25^\circ$.

Según la fórmula 28, se puede afirmar, que el par de arranque es proporcional al seno del ángulo θ , por lo que la relación entre el par de arranque de un motor con arranque por capacitor y otro de arranque por resistencia es $\text{sen } 82^\circ / \text{sen } 25^\circ$, es decir, $0,990/0,423 = 2,34$, elevando el par de arranque de los motores con arranque por capacitor de 3,5 a 4,75 veces el par nominal.

O sea, como medio de mejorar el par de arranque relativamente bajo del motor de fase partida con arranque por resistencia, se agrega un capacitor en serie con el devanado auxiliar para producir un desfase cercano a los 90° entre las corrientes de los arrollamientos "principal" y "auxiliar", en lugar de los aproximadamente 25° que se obtenían con el motor de fase partida con arranque por resistencia.

El par de arranque de este motor no sólo mejora por el aumento del ángulo θ , sino que hay que observar que en un motor de fase partida con arranque por resistencia, la corriente de arranque es casi igual a la suma aritmética de las corrientes de los arrollamientos principal y auxiliar, mientras que en el motor con arranque por capacitor, la corriente de línea es considerablemente menor que dicha suma aritmética, debido al mayor desfase entre las dos corrientes.

Por esta razón se puede admitir una corriente de mayor intensidad, en uno, o en ambos devanados del motor de arranque por capacitor, lo cual permite obtener un mayor par de arranque con la misma corriente de línea.

Por otro lado en un motor de fase partida con arranque por resistencia la reactancia de dispersión tiene que ser pequeña para que la corriente del arrollamiento auxiliar esté lo más en fase posible con el fesor tensión. Como la reactancia de dispersión varía con el cuadrado del número de espiras, el número de las mismas tiene que ser pequeño.

En el motor con arranque por capacitor, la reactancia del arrollamiento auxiliar está más que neutralizada por la presencia del capacitor en serie con ella, de tal suerte que puede emplearse mayor número de espiras que en el devanado auxiliar de un motor de fase partida con arranque por resistencia.

Si el devanado auxiliar posee mayor número de espiras; la misma corriente genera más flujo y por ende genera más par.

Este motor tardó bastante en evolucionar a causa del capacitor, porque para conseguir un ángulo θ que se aproxime a los 90° , es necesario que la capacidad C sea lo suficientemente elevada como para que compense con amplitud la reactancia inductiva del arrollamiento auxiliar.

Este fue, en principio un inconveniente grande, debido al gran tamaño del capacitor y a su elevado precio. Otro inconveniente era el de que los capacitores de papel impregnados en aceite ofrecían poca seguridad en funcionamiento.

La mayor parte de estos inconvenientes fueron subsanados con la aparición en el mercado de los capacitores electrolíticos, que proveen grandes capacidades con reducido volumen.

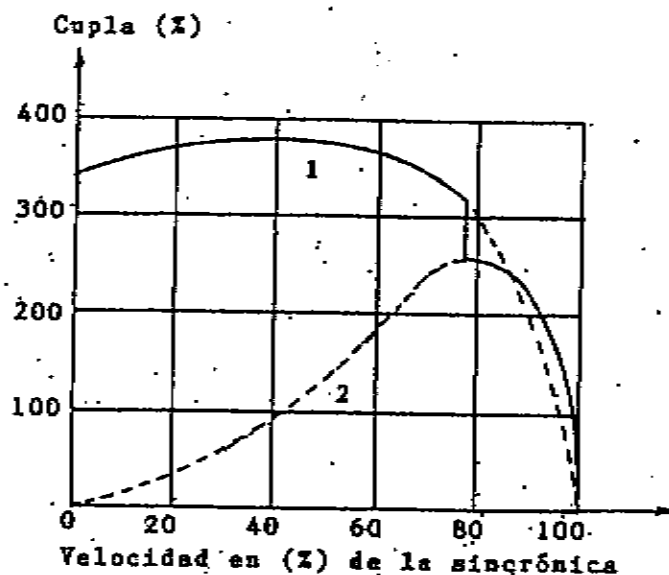


Fig. 19

El empleo de los capacitores electrolíticos de corriente alterada para el arranque de estos motores se retrotrae a 1892, pero es sólo después de 1930 que adquirieron importancia comercial.

Estos capacitores están previstos para ser usados con corriente alterada y para "servicio intermitente" solamente. No deben confundirse con los capacitores electrolíticos de corriente continua empleados en dispositivos electrónicos. Para la misma tensión y la misma capacidad, los capacitores electrolíticos para corriente alterada son más voluminosos y sus bornes no llevan indicación alguna de polaridad.

El inconveniente de los capacitores electrolíticos es de que su régimen de servicio no puede ser continuado. Generalmente se los garantiza para no más de 20 operaciones por hora y con intervalos mínimos de 3 segundos entre cada puesta en marcha, limitación, que sin embargo, es aceptable para la mayoría de los casos prácticos y uso de este tipo de motor.

En la Fig. 19 puede observarse la característica "Cupla-Velocidad" de este tipo de motor, en donde la curva (1) indica que el motor actúa como bifásico, es decir, con ambos bobinados, el principal y el auxiliar conectados a la red y en la curva (2) el interruptor centrífugo ya desconectó el arrollamiento auxiliar y el motor sigue su marcha como monofásico con solamente el bobinado principal conectado a la red.

Este tipo de motor se construye, por lo general, para servicios en el rango de potencias entre 1/2 HP (0,375 KW), hasta 7,5 HP (5,6 KW), dado que para motores de potencias mayores decididamente se utilizan motores de inducción trifásicos.

El motor de arranque por capacitor, a diferencia del de arranque por resistencia, es un motor reversible, es decir, permite invertir el sentido de giro sin que el motor esté totalmente detenido.

Motor con capacitor permanente

Los motores con "capacitor permanente" son generalmente empleados para aplicaciones especiales tales como ventiladores y sopladores montados directamente sobre el árbol y también como servomotores.

En los tamaños más pequeños, muchas veces compiten con los motores de "Polos apantallados", aunque tienen mejor rendimiento, mejor factor de potencia, mejor potencia específica y mejor cupla que estos. En términos generales, no son convenientes para accionamientos que empleen correas, o cualquier otra aplicación de servicio continuo que requieran importantes pares de arranque.

Este motor posee dos arrollamientos permanentes, que en general se construyen con alambre del mismo diámetro y del mismo número de vueltas, es decir, ambos bobinados son idénticos.

Ya que ambos devanados trabajan en forma continua el motor de fase partida con capacitor permanente no necesita interruptor centrífugo. Por otra parte no poseen el elevado par que caracteriza a los motores de fase partida con arranque por resistencia, o por arranque por capacitor anteriormente estudiados. Este tipo de motor ofrece ciertas ventajas comparativas, como ser:

- a) No requieren de interruptor centrífugo
- b) Es un motor "reversible"
- c) Son de bajo costo y tamaño compacto
- d) Operan silenciosamente sin generar interferencias en radio, o televisión
- e) Es posible controlar eficazmente su velocidad

La Figura 20 ilustra sobre el circuito y conexionado de sus devanados.

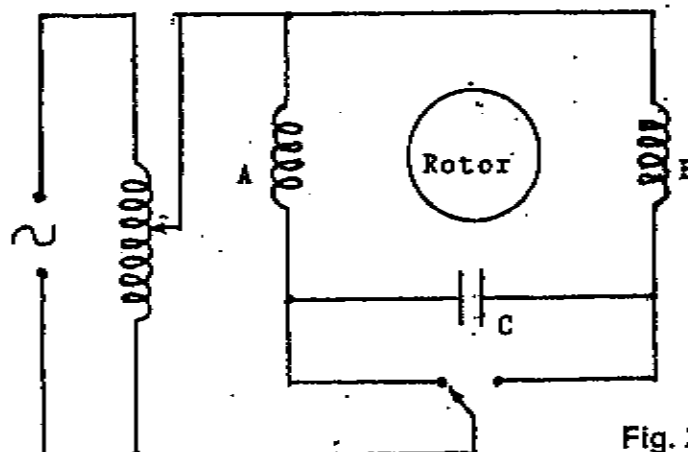


Fig. 20

El capacitor que se usa en este tipo de motores, dado que debe aceptar un servicio continuo es del tipo de papel en baño de aceite, usándose para tal fin el aceite de ricino, el aceite mineral, el Dykanol, el Inerteen, el Insulatum y el Pyranol, que suelen ser los más empleados como productos de impregnación.

El valor de la capacidad del capacitor se basa más en lograr una característica de marcha óptima, que en la de arranque, por lo que el par de arranque es bastante deficiente y de aproximadamente del 50% del par nominal, dependiendo de la resistencia del rotor, que constructivamente se trata de que sea elevada, justamente para que mejore el par de arranque de la máquina, aunque esta mayor resistencia del rotor incrementa el valor del resbalamiento en carga.

El capacitor y el devanado auxiliar pueden proyectarse de modo que se forme un sistema bifásico con cualquiera de las cargas previstas, con lo que queda eliminado el "campo inverso", eliminándose, así, las pulsaciones de frecuencia doble del par, pues el capacitor actúa como acumulador de energía; suavizando así también

las pulsaciones de potencia en la red, haciendo al motor más silencioso y mejorando el rendimiento del mismo.

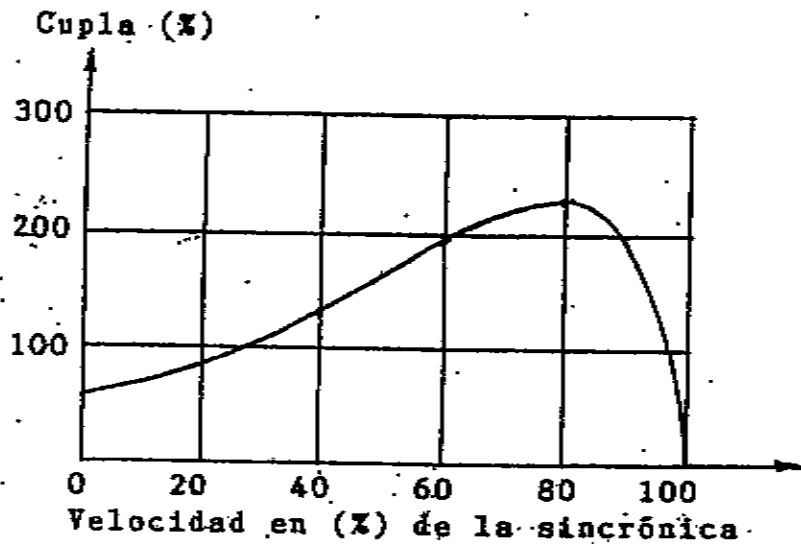


Fig 21

Como se muestra en la figura 20 el interruptor reversible, permite que el capacitor se conecte indistintamente a cualquiera de los dos devanados, permitiendo, así, invertir el sentido de marcha del motor, debido justamente a su bajo par de marcha. El motor de fase partida con capacitor permanente es un motor reversible, debido a que puede invertir su sentido de giro cuando trabaja con carga y velocidad nominal.

La Figura 21 muestra la curva característica de la cupla en función de la velocidad angular, donde puede observarse su relativamente débil cupla de arranque, por lo que no puede emplearse en aquellos casos en que los accionamientos exijan fuertes cuplas de arranque.

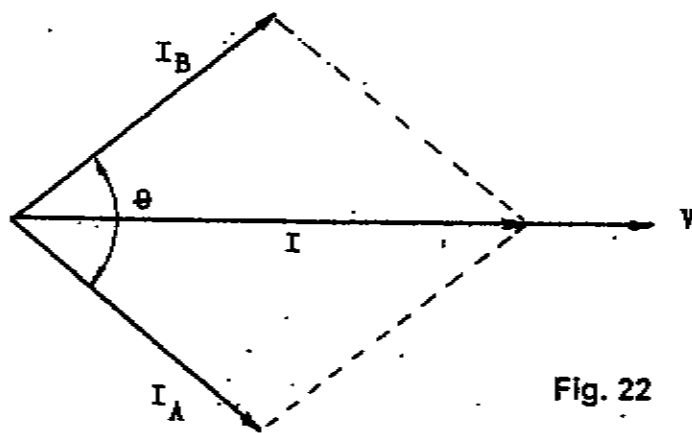


Fig. 22

La Figura 22 muestra el diagrama fasorial de este motor donde se observa el óptimo factor de potencia que posee.

El motor de fase partida con capacitor permanente es uno de los pocos motores monofásicos de inducción cuya velocidad se puede controlar con facilidad mediante

variaciones de la tensión de alimentación del mismo, como puede observarse en la figura 23.

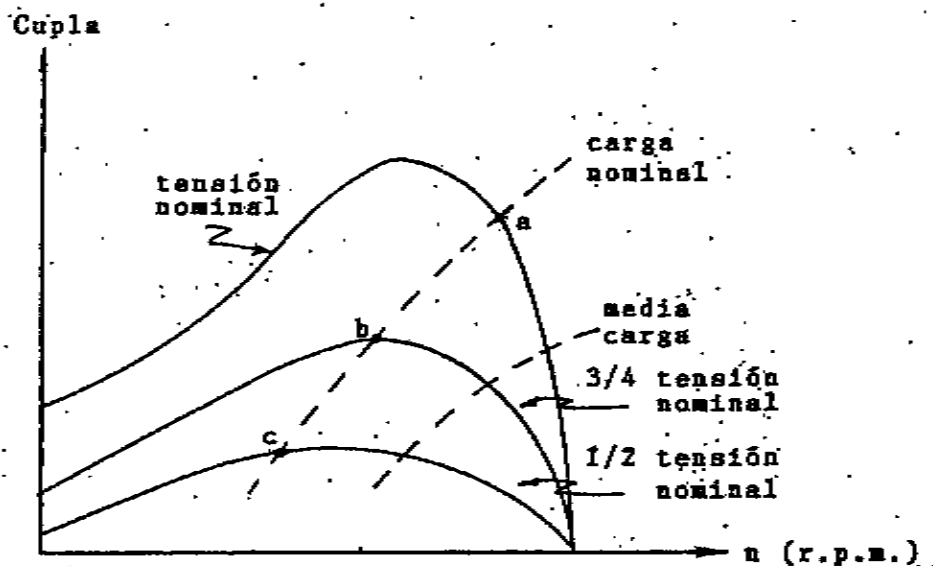


Fig. 23

Se pueden aplicar diversos métodos para ajustar la tensión de alimentación aplicada a ambos bobinados estáticos y producir el control deseado de velocidad, como ser: autotransformadores, variacs, potenciómetros y resistencias, o reactores con salidas múltiples. Estos métodos implican necesariamente disminución de la velocidad del motor.

Motor con capacitor doble

El motor con capacitor doble adquirió gran importancia comercial con anterioridad al año 1930 para todas aquellas aplicaciones que exigen un par de arranque elevado. Luego ha sido ampliamente reemplazado por los motores con arranque por capacitor, aunque todavía se usa con frecuencia cuando se necesita un motor de potencia nominal fuera de lo corriente.

Este motor es la unión de los dos precedentes, pues como se observa en la Figura 24 el circuito auxiliar lleva dos capacitores conectados en paralelo entre sí, aunque ambos están en serie con el devanado auxiliar.

Uno de los dos capacitores C2 es de gran capacidad (capacitor electrolítico) y se desconecta por la acción de un interruptor centrífugo cuando el motor ha alcanzado una velocidad cercana al 80 % de la de sincronismo y el otro, C1, de menor capacidad (Capacitor de papel impregnado en aceite), continúa conectado permanentemente en el circuito.

Esta combinación reúne las mejores cualidades de los dos motores estudiados precedentemente, por lo que este motor posee un buen par de arranque y una marcha uniforme y silenciosa.

El capacitor electrolítico utilizado durante el período de arranque posee una capacidad de 10 a 15 veces superior al capacitor de papel impregnado en aceite que permanece constantemente conectado al devanado auxiliar en marcha.

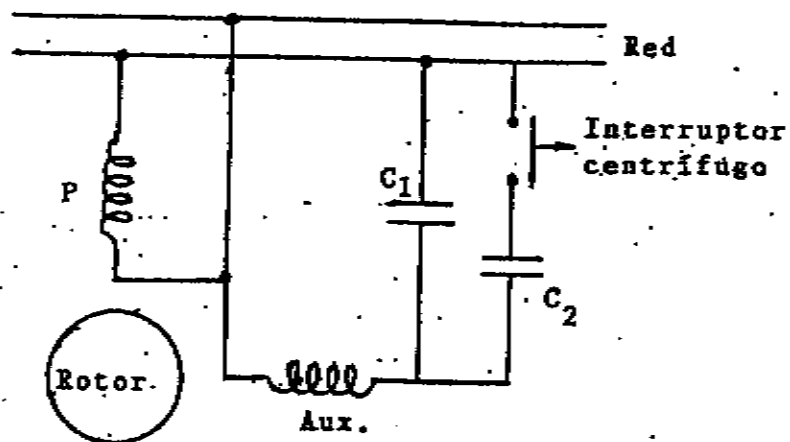
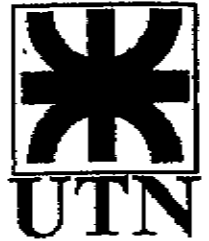


Fig. 24

Las capacidades nominales de los capacitores electrolíticos oscilan en el orden entre los 80 μF a 300 μF , mientras que la de los capacitores de papel impregnado oscilan entre 3 μF y 16 μF .

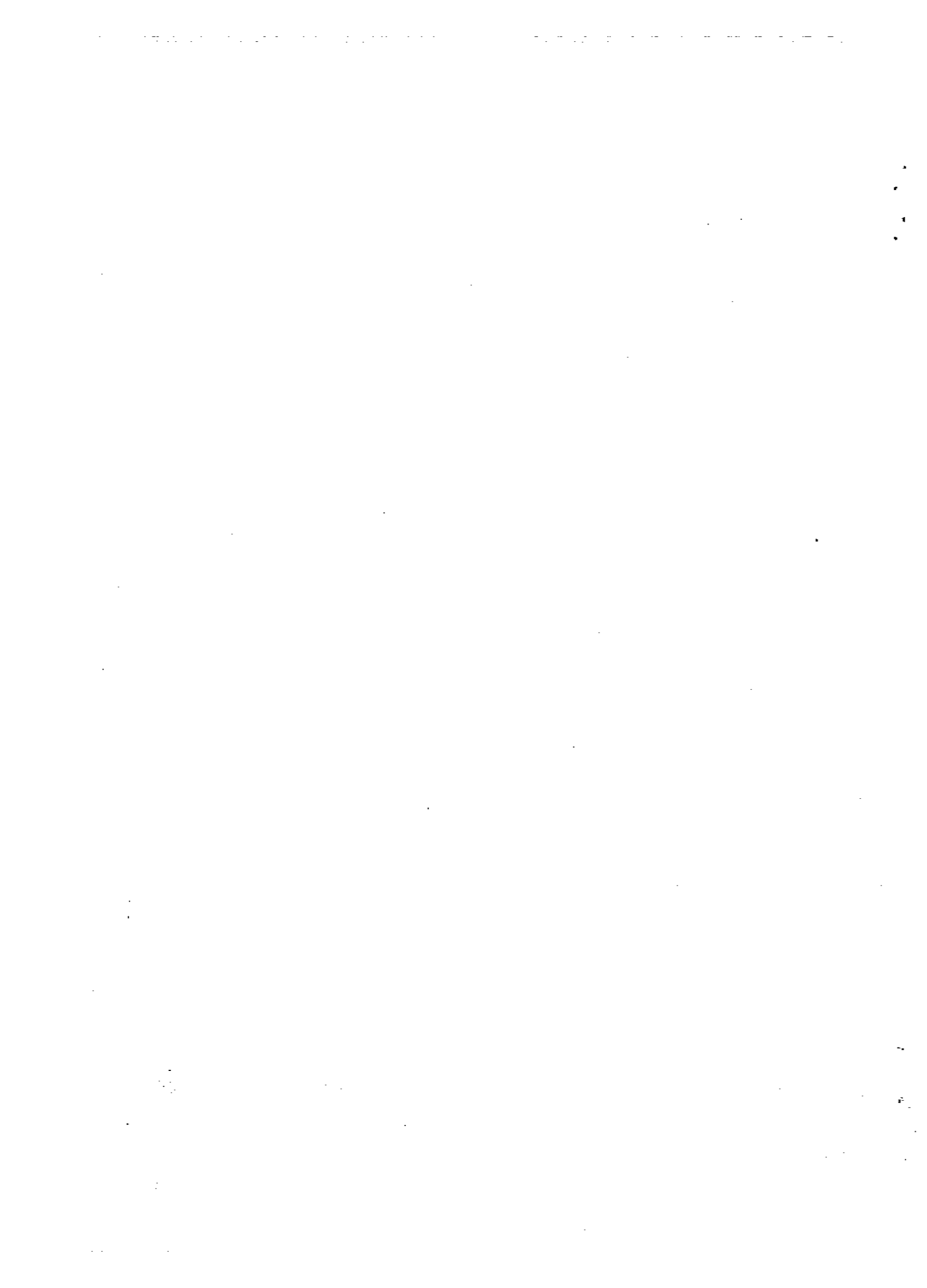


UNIVERSIDAD
TECNOLOGICA
NACIONAL



LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA

Autor: Ing. José Luis González



LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA

La máquina de corriente continua es esencialmente un alternador, es decir un generador de corriente alternada, dotado de un rectificador mecánico llamado "conmutador".

De esta forma, cuando la máquina de corriente continua trabaja como generador, no envía a la carga una corriente continua pura, sino, una corriente unidireccional y pulsante.

La máquina de corriente continua posee una estructura electromagnética como la indicada en la Figura 1.

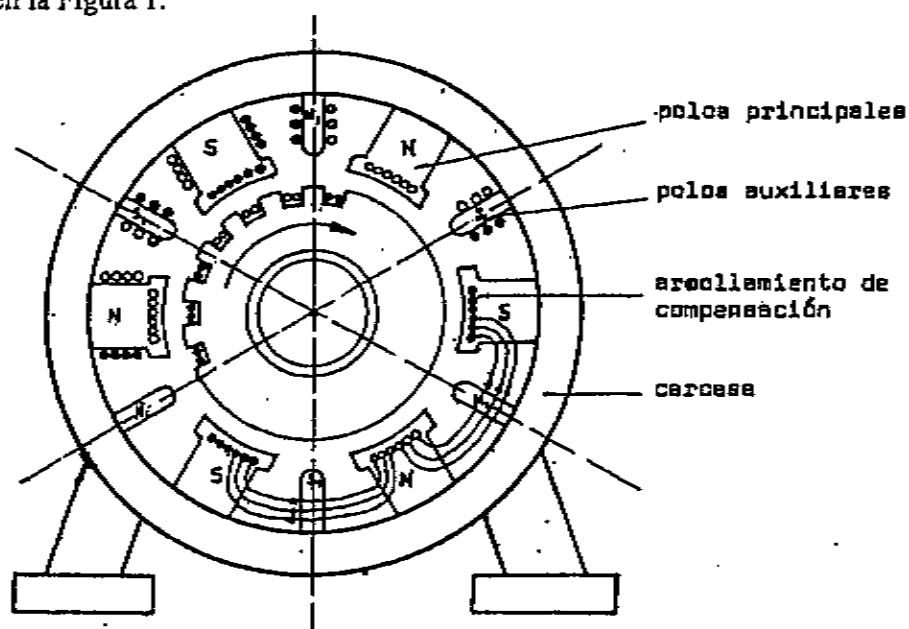


Fig. 1

En la figura 1 puede observarse que la "carcasa" de la máquina representa también una parte del circuito magnético, que en el caso de estas máquinas es macizo, ya que el flujo magnético que lo recorre es constante en el tiempo. (Flujo continuo)

El material con el que está construida esta parte de la máquinas, en general, una plancha de hierro dulce doblada y soldada, o fundición de acero.

En el caso de material soldado conviene hacer la soldadura en correspondencia con el centro de un "polo principal", donde prácticamente la inducción magnética es nula.

La carcasa de la máquina además de participar en el circuito magnético, debe poseer la suficiente rigidez mecánica como para garantizar su indeformabilidad.

En grandes máquinas esta parte del circuito magnético se construye de acero fundido. La fundición desde hace tiempo se ha dejado de lado. Si es de acero fundido conviene controlar la calidad del material con referencia a posibles sopladuras escondidas que pueden afectar la homogeneidad del circuito magnético, influyendo, así, sobre la constancia de la reluctancia del mismo.

Luego de la corona magnética exterior, que constituye la carcasa de la máquina, el circuito magnético continúa con los "polos principales", que en general, se construyen con chapa de hierro dulce laminado y pueden tener distintas formas, según las características de la máquina.

Luego de los "polos principales" el circuito magnético continúa con el "entrehierro", hueco de aire que separa el estator del rotor, que en las máquinas de corriente continua es, por lo general, constante y solamente precisa una variación en los bordes de las expansiones polares para hacer de manera que el campo magnético del ingreso del diente rotórico a esa zona no resulte brusco, lo que aumentaría las pérdidas magnéticas. En algunos casos para hacer más gradual la entrada del diente bajo el polo, se inclinan las canaletas.

El rotor de la máquina de corriente continua está sometido a un flujo magnético alterno de una frecuencia dada por.

$$f = \frac{p \cdot n}{120} \quad (1)$$

f = Frecuencia (Hz)

p = Número de polos

n = Velocidad angular (r.p.m.)

A raíz de esta circunstancia se generan pérdidas magnéticas, lo que obliga a construir el rotor laminado, utilizando chapa de hierro al silicio con pérdidas aproximadas de 2 W/Kg.

Las ranuras de los dientes rotóricos son casi siempre abiertas con el objeto de reducir la reactancia inductiva de los elementos que están conmutando la corriente.

También puede observarse en la Figura 1 que entre los "polos principales" existen polos más pequeños, llamados "polos auxiliares", cuya función es la de facilitar la "conmutación", como se verá más adelante.

Como los "polos auxiliares" poseen un bobinado recorrido por la corriente de carga de la máquina, concatenan un flujo magnético variable, según varíen las condiciones de carga de la máquina. Se pueden construir con material macizo, si estas variaciones no son bruscas y frecuentes, pero si se prevén frecuentes y fuertes variaciones de la corriente de carga, es entonces aconsejable, hacerlos laminados, evitando, en lo posible, que se "saturen", razón por la cual se adoptan bajo los "polos auxiliares", entrehierros más grandes que bajo los "polos principales".

Dentro de las ranuras del rotor se aloja el bobinado del "inducido", generalmente en dos capas, cuyos terminales van soldados al "colector", que constituye la parte más delicada en la construcción de la máquina.

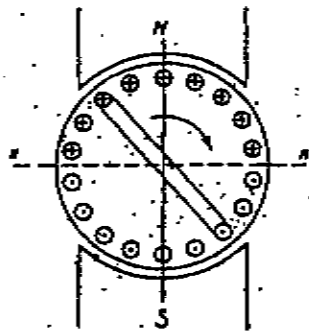


Fig. 2

Sobre los "polos principales" se aloja el "bobinado inductor", los eventuales "bobinados serie" y demás bobinados destinados al control del flujo principal, si es que existen.

Observando la Fig. 2 y tratándose de un generador en que la intensidad de corriente se establece en el sentido de la fuerza electromotriz, resulta un sentido de circulación de corriente tal como se denota en la Figura 2.

Ese sentido de circulación se mantiene mientras los lados activos se encuentren en los sectores delimitados por la "línea neutra". La "línea neutra" es la línea natural de división de la corriente. (n-n' en la figura 2)

Los puntos y cruces convencionales de la figura 2 indican, como ya se dijo, el sentido de la fuerza electromotriz inducida en cada una de las semibobinas activas, así como el sentido de la corriente cuando la máquina funciona como generador.

Debe aclararse que la figura 2 es esquemática ya que la máquina se bobina en dos capas (una superior y otra inferior en cada ranura), pero en vez del único conductor por ranura indicado, pueden existir en cada capa, dos, cuatro, seis, o más semibobinas en cada ranura.

La figura 3 muestra el sentido de la fuerza electromotriz en un devanado de dos capas, cuando la máquina trabaja como generador, para una máquina de dos polos y de cuatro polos.

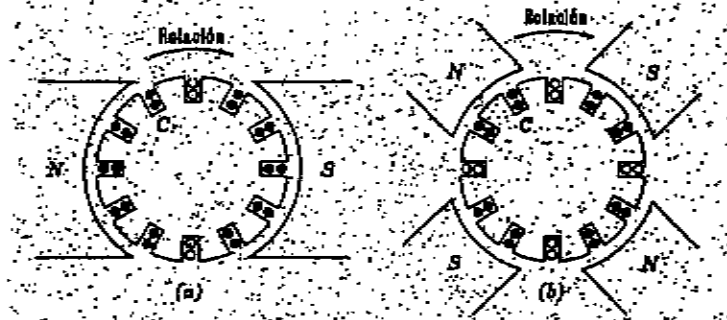


Fig. 3

Se puede comprobar que tanto el sentido de la fuerza electromotriz, como de la corriente, se invierte cada vez que la semibobina pasa por el "eje neutro" magnético situado a igual distancia de las extremidades polares adyacentes, de tal forma que, en lo que a su funcionamiento interno se refiere, la máquina es, esencialmente un generador de corriente alternada.

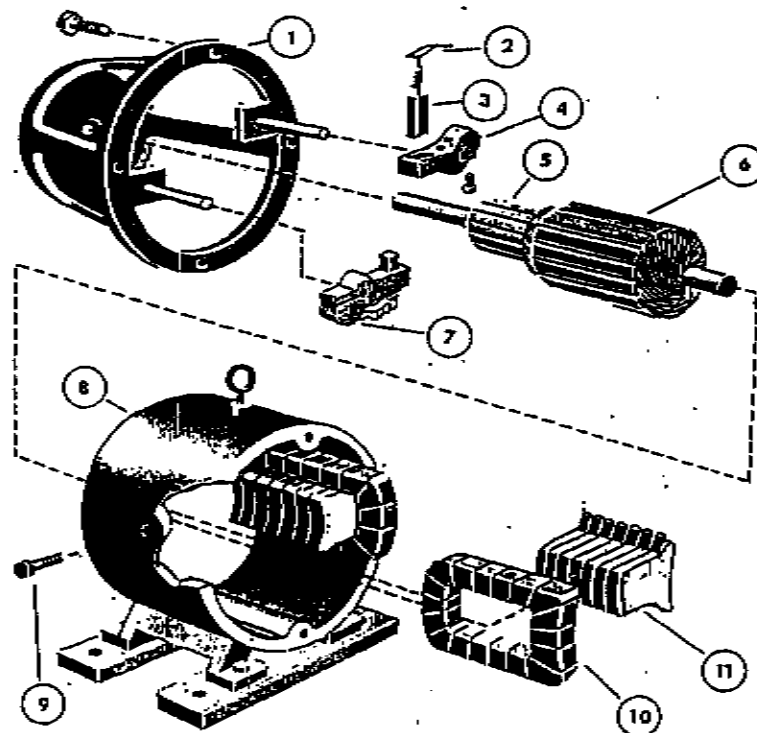


Fig. 4

Los elementos básicos constitutivos de una máquina de corriente continua son los mostrados en la figura 4, donde: 1) Casquete, o tapa 2) Muelle de la escobilla 3) Escobilla 4) Portaescobilla 5) Colector 6) Inducido 7) Escobilla montada en la pieza portador 8) Carcasa 9) Perno para sujetar el polo inductor 10) Bobina inductora 11) Masa polar de chapa laminada.

La función de válvula rectificadora la realiza el "colector", que sirve para conmutar las bobinas individuales de una banda de conductores sujetos a la influencia de un polo de la máquina hacia la banda adyacente.

El "colector" consiste en segmentos de cobre duro en forma de cuña, llamados "delgas", completamente aislados unos de otros, así como del eje de apoyo, por medio de piezas de mica moldeadas, constituyendo, de esta forma un arco circular, como se muestra en la figura 5.

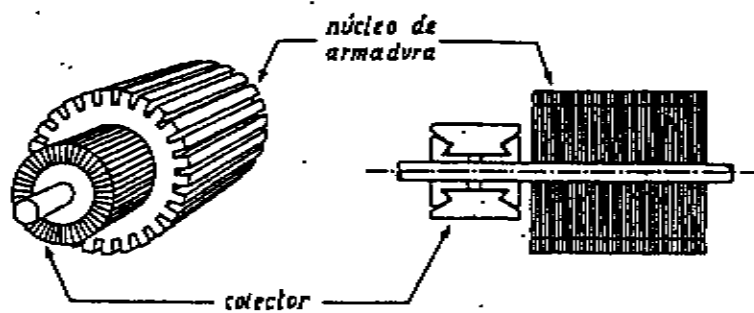


Fig. 5

Las "delgas" modernas son piezas de cobre electrolítico cuya sección tiene forma de cuña, quedando separadas por una delgada capa de material aislante resistente a las altas temperaturas (mica), detalle éste de gran importancia, dado que las corrientes parásitas y las chispas contribuyen a que el colector se caliente considerablemente. La figura 6 muestra la estructura y el montaje de una delga.

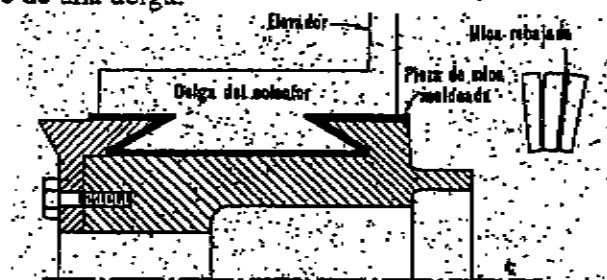


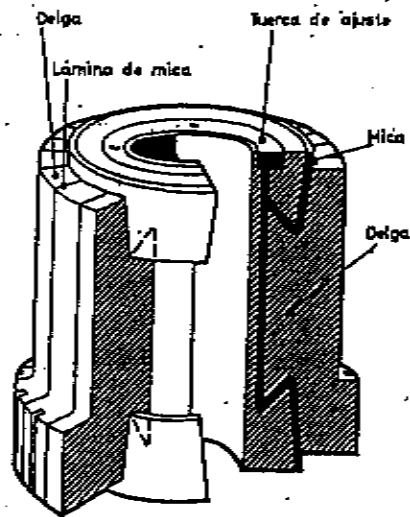
Fig. 6

La figura 7 muestra la estructura general de un "colector" y un inducido de colector radial, donde pueden observarse los aspectos constructivos.

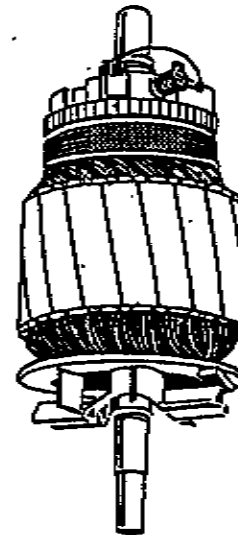
Las "escobillas" que rozan sobre las "delgas", son los agentes colectores de las corrientes que se generan en el "inducido" de la máquina y las transmiten al circuito exterior.

Su nombre proviene de la primitiva estructura de este elemento, que no era otra cosa que un mechón de alambre de cobre que barría la superficie del colector, como si fuera una pequeña escoba.

Su nombre ha prevalecido, pero su forma y construcción en nada recuerda a aquella pequeña escoba de antaño, que entre otros inconvenientes contaba el de desgastar rápidamente las delgas del colector.



Estructura general de un selector.



Inducido de selector radial.

Fig. 7

Se buscaron otros materiales menos duros y con buena conductividad y se acabó por llegar al carbón de retorta y al grafito. Modernamente se han ensayado y se emplean con éxito escobillas formadas por una mezcla de polvo de cobre, grafito y carbón de retorta.

Las "escobillas" suelen ser cuerpos prismáticos de sección rectangular, cuyo área de contacto depende de la intensidad de corriente que deba soportar la escobilla. Los constructores acostumbran a informar sobre la "capacidad de carga" admisible de cada tipo de escobilla, dada en Amperios por centímetro cuadrado.

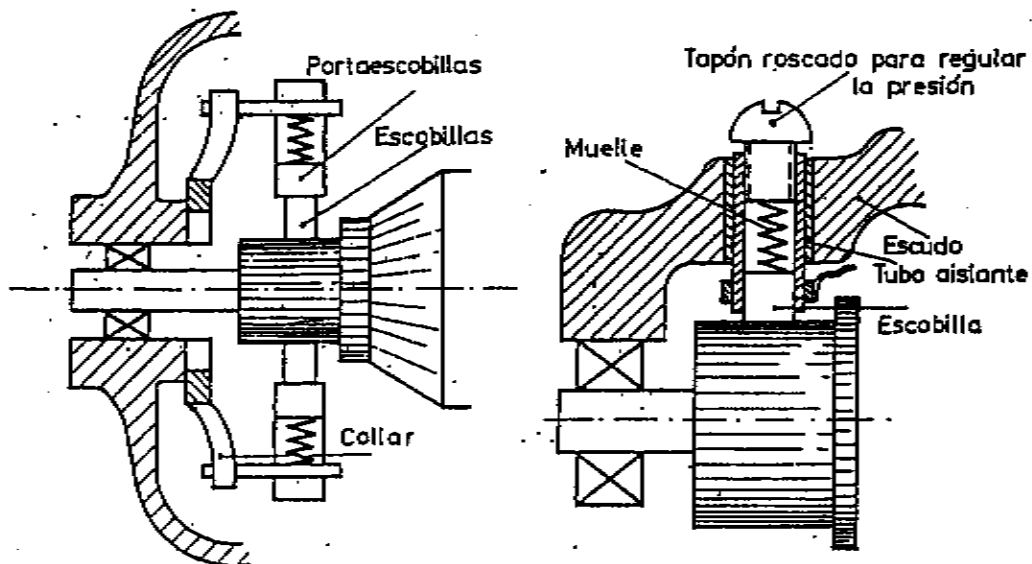


Fig. 8

Cuando la intensidad de corriente es muy elevada (lo que implicaría el empleo de escobillas de gran tamaño) se resuelve el problema conectando en paralelo varias escobillas de pequeña sección. Esta solución, empero, tiene límites impuestos por las dificultades constructivas y el considerable gravamen económico.

Las "escobillas" se montan en un dispositivo denominado "portaescobillas", en el que podemos distinguir dos partes esenciales: el "collar" y el "portaescobillas" propiamente dicho, como puede observarse con mucha claridad en la figura 8.

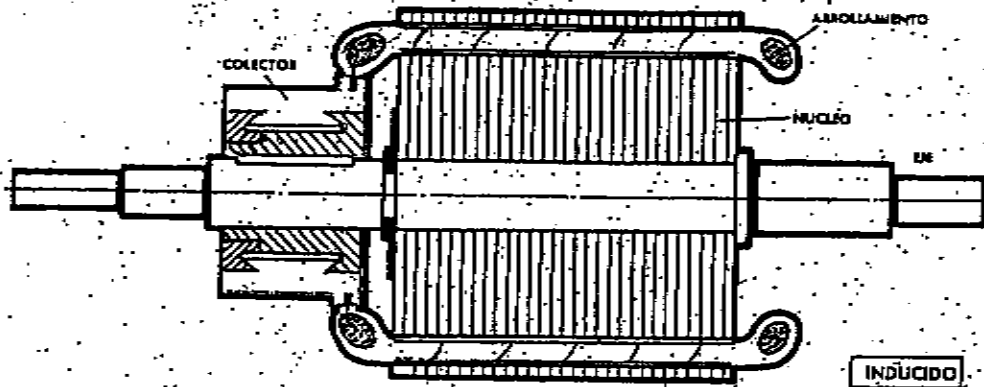


Fig. 9

En la figura 9 podemos observar un aspecto general del "inducido", o "armadura" de una máquina de corriente continua.

Proceso de conmutación

El "conmutador" consta de dos partes esenciales. Una de ellas está constituida por las llamadas "delgas" y la otra por las "escobillas". Las "delgas" rozan continuamente contra las "escobillas" de carbón, a través de las cuales llevan la corriente al circuito de carga.

La figura 10 ilustrará claramente cual es el principio de funcionamiento del "conmutador"

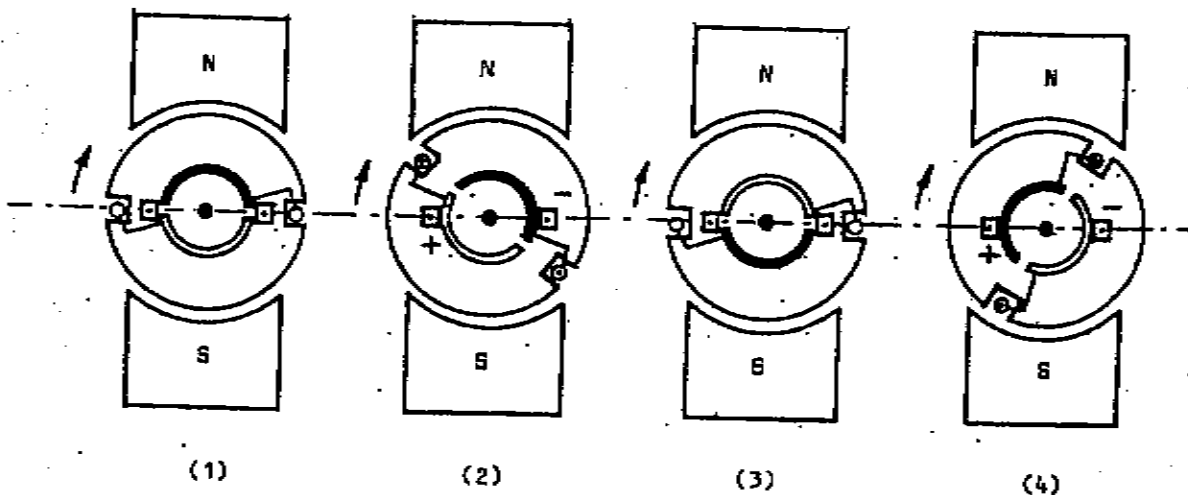


Fig. 10

La figura 10 muestra un sola espira del "inducido" cuyos extremos están soldados a las únicas dos delgas, una negra y la otra blanca para poder diferenciarlas.

En la posición (1), debido a que los conductores activos de la espira no cortan las líneas de campo, no se induce en las escobillas fuerza electromotriz alguna y, por lo tanto, no existe circulación de corriente.

En la posición (2), los conductores cortan a las líneas de flujo magnético generado por el arrollamiento inductor y entonces aparece una fuerza electromotriz en las escobillas de la polaridad indicada en la figura 10, la cual se obtiene de aplicar la regla de la "mano derecha", haciendo que la escobilla de la izquierda tenga signo "positivo" y la de la derecha, signo "negativo"

La "regla de la mano derecha" dice: "Suponiendo que nuestra mano derecha se extienda perpendicular al campo magnético principal generado por el arrollamiento inductor de la máquina, de forma tal que las líneas de fuerza del campo penetren por la palma de la mano, cuando el dedo pulgar señale el sentido del movimiento del conductor, la corriente inducida tendrá el sentido que señalan los demás dedos de la mano", tal como muestra en detalle la figura 11.

En la posición (3) la espira ha sufrido un giro de 180°. Tampoco en estas circunstancias se induce en las "escobillas" fuerza electromotriz alguna, ya que los conductores no cortan líneas de flujo, repitiéndose la situación de la posición (1)



Fig. 11

En la posición (4) la fuerza electromotriz generada internamente por la máquina tendería a cambiar de sentido, pero simultáneamente, como lo indica la figura, también cambian su posición de contacto las delgas con las escobillas y, por lo tanto, esta doble inversión hace que se mantenga inalterable la polaridad de cada una de las escobillas.

De este modo se logra generar una fuerza electromotriz unidireccional y pulsante, tal como muestra la figura 12.

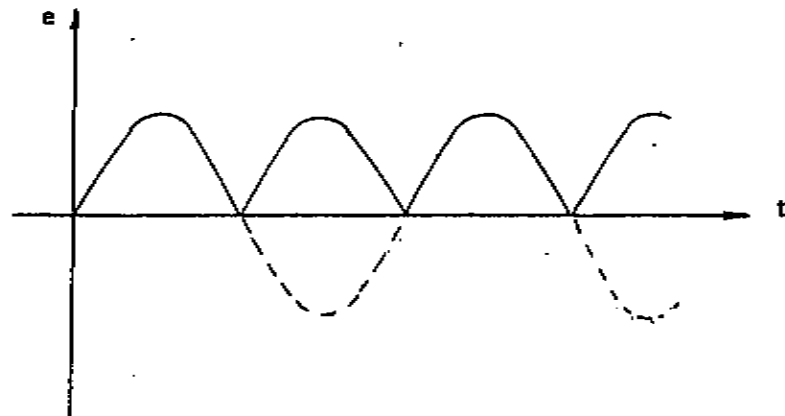


Fig. 12

Para lograr que la corriente sea realmente continua, o sea, lo menos pulsante posible y además obtener entre las escobillas el valor de la fuerza electromotriz deseada, es que en la

práctica la máquina no posee una sola espira, sino muchas espiras conectadas en serie, formando una sola bobina continua.

Como las bobinas están decaladas entre sí un determinado ángulo, hallándose todas uniformemente distribuidas sobre la periferia del rotor, no alcanzan simultáneamente los valores máximos, con lo que se logra que al sumar las fuerzas electromotrices en serie, que la fuerza electromotriz medida entre las escobillas sea prácticamente continua, tal como muestra la figura 13.

De esta forma vemos que aumentando el número de bobinas la fuerza electromotriz será cada vez más continua, hasta que en la práctica, la pulsación (ripple) resulta despreciable.

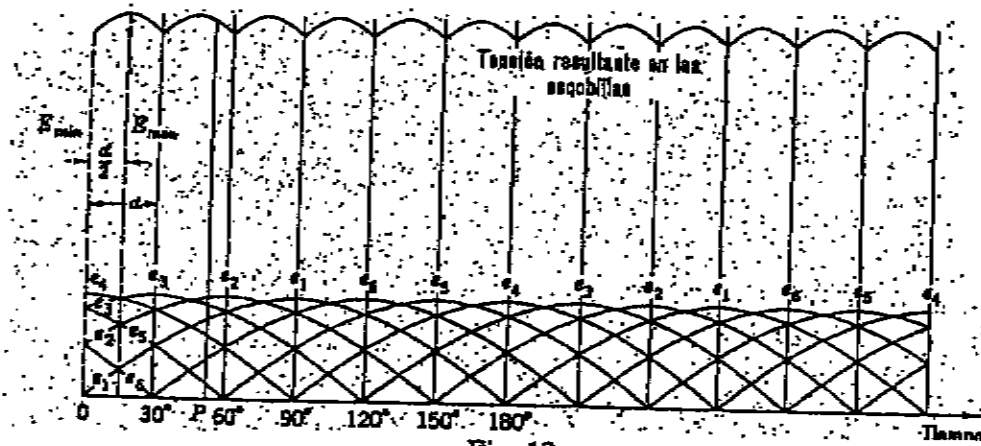


Fig. 13

Condición de fuerza electromotriz máxima

Los conductores distribuidos regularmente en la periferia del rotor de la máquina, tienen diferencias de fase tales que sus fuerzas electromotrices se suceden en el orden: $0, e_1, e_2, e_3, \text{etc.}$

Si desarrollamos en forma lineal los conductores de la periferia del rotor, la distribución de la fuerza electromotriz de cada una de ellos, tendría una forma senoidal tal como la mostrada en la figura 14, y de acuerdo con el sentido de giro utilizado los conductores que enfrentan al polo Norte serán positivos y los que enfrentan al polo Sur, serán negativos.



Fig. 14

Si a todos los conductores cuya distribución de las fuerzas electromotrices representamos en la figura anterior, los conectamos en "serie" entre sí, sus fuerzas electromotrices se sumarían algebraicamente, dando una curva como la que puede observarse en la Figura 15.

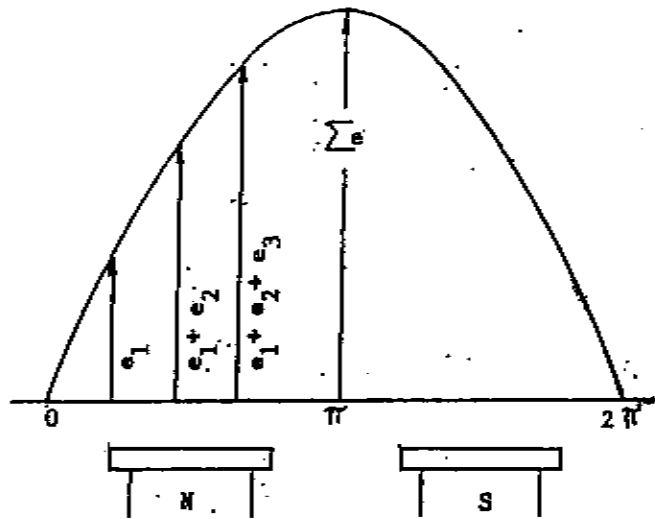


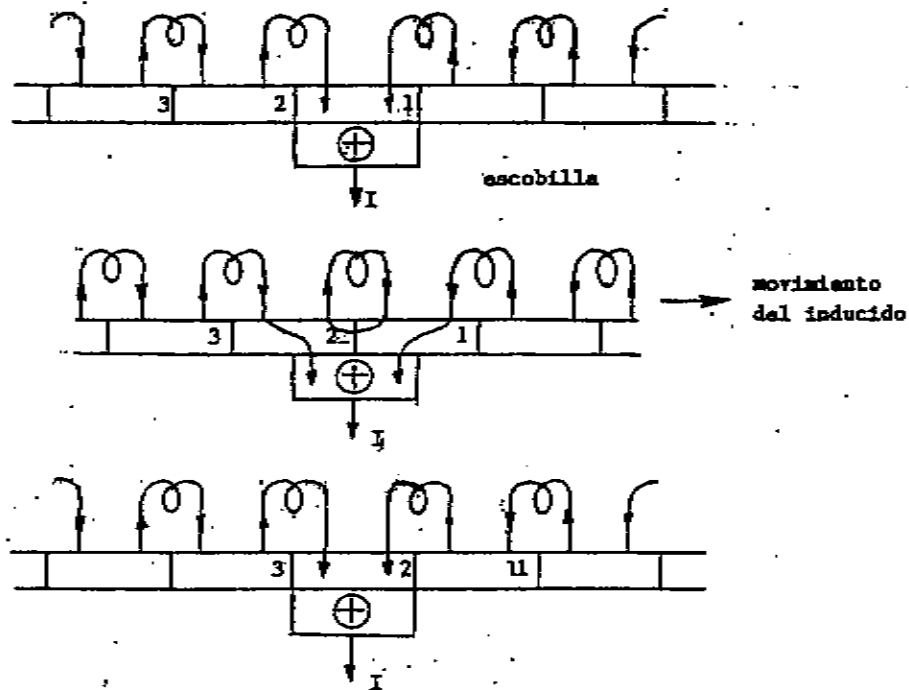
Fig. 15

La figura anterior ilustra claramente la sumatoria de las fuerzas electromotrices y, es evidente, que la máxima diferencia de potencial se produce entre los puntos 0 y π .

Luego, las escobillas se colocan sobre las delgas de conductores que conmuten sobre la "línea neutra", para que entre ellas se establezca la máxima diferencia de potencial y, además, para que la fuerza electromotriz entre delgas adyacentes, entre las cuales se produce la conmutación, sea nula.

Si además, analizamos la figura 16, notamos palmariamente, que la "línea neutra" es la línea natural de conmutación de la corriente, lo cual, es una razón más que justifica la ubicación de las escobillas sobre la línea neutra.

La figura 16 ilustra claramente las etapas sucesivas del proceso de conmutación.



Etapas sucesivas de la conmutación

Fig. 16

Para mejor proveer explicaremos la Figura 17 para comprender claramente sobre que "delgas" debemos situar las "escobillas".

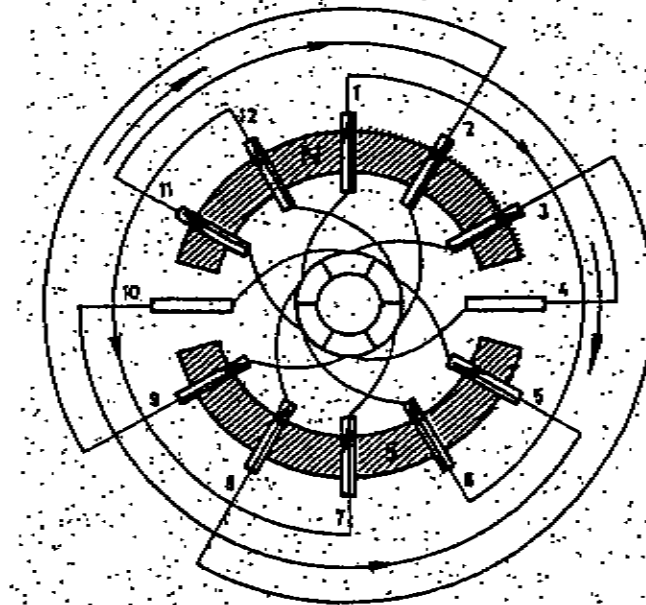


Fig. 17

- Con una flecha se indica el sentido de la corriente inducida en cada uno de los conductores sometidos a la acción magnética de los polos inductores.
- Empezamos a recorrer el devanado partiendo de un conductor cualquiera, por ejemplo el número 1. Representaremos cada conductor activo con el símbolo de resistencia y cada delga con un pequeño rectángulo con los lados horizontales algo prolongados.

Las corrientes de los conductores 1 - 6 - 11 se suman ya que el sentido es el mismo. Pero, siguiendo el devanado, vemos que el conductor 11 enlaza con el 4 (neutro) y éste con el 9.

En este último conductor la corriente tiene signo contrario. Luego, en la delga que une el conductor 4 con el 9 debemos colocar una "escobilla". En dicha escobilla tendremos el polo "positivo" del generador, toda vez que la corriente inducida "sale" de la escobilla.

Si seguimos recorriendo el arrollamiento se observa que la corriente no cambia de sentido hasta llegar al conductor 3. Entre los conductores 10 y 3 tendremos una delga donde coinciden dos corrientes divergentes.

Por lo tanto, sobre esa delga ubicaremos la otra "escobilla", que será, naturalmente el polo "negativo del generador, toda vez que la corriente "entra" por esa "escobilla". La figura 18, ilustra al desarrollar la máquina en un plano, lo anteriormente explicado

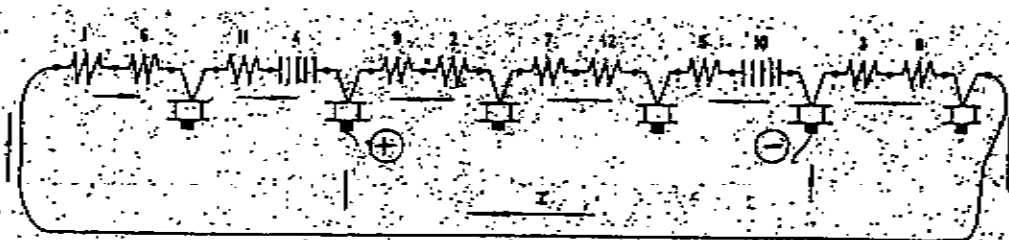


Fig. 18

El esquema del circuito desarrollado en la figura anterior, también puede disponerse en dos ramas en "paralelo", tal como se muestra en la Figura 19.

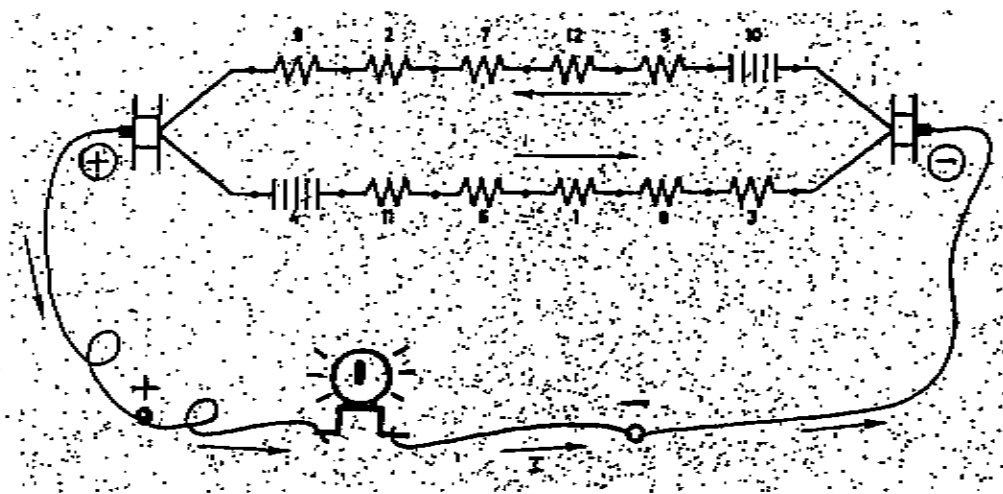


Fig. 19

Fórmula de la fuerza electromotriz

La expresión:

$$e = B.l.v \quad (2)$$

Indica que la fuerza electromotriz producida por el movimiento de un conductor de longitud " l " en el seno de un campo magnético de inducción " B ", es igual al flujo magnético barrido por el conductor en la unidad de tiempo, puesto que " l.v " , indica el área barrida en la unidad de tiempo.

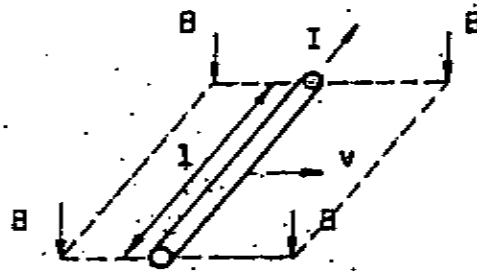


Fig. 20

La fórmula (2) puede adaptarse al caso del movimiento de rotación. Supongamos que el flujo magnético por polo de la máquina sea " ϕ ", que la máquina posea " p " polos y que el conductor gire a una velocidad angular de " n " revoluciones por minuto.

Luego, el conductor corta " ϕ " unidades de flujo magnético en la extensión de un polo.

" p . ϕ " unidades de flujo magnético en una vuelta y " n.p. ϕ / 60 " unidades de flujo magnético en 1 segundo.

Luego, el valor medio de la fuerza electromotriz media inducida por la rotación de un conductor colocado en la periferia del rotor de la máquina, vendrá dada por:

$$e_{\text{media}} = \frac{n.p.\phi}{60} \quad (3)$$

En el caso de las máquinas de corriente continua habrá " Z " conductores totales en la periferia del rotor, generalmente distribuidos en " a " ramas en paralelo, siendo " a " por lo menos igual a 2.

Luego, la expresión de la fórmula (3) quedará multiplicada por los " Z/a " conductores periféricos unidos en serie, de donde la expresión de la fuerza electromotriz media inducida vendrá dada, por:

$$E = \frac{z}{a} \frac{n}{60} p \phi = K.n.\phi \quad (4)$$

Donde:

$$K = \frac{z.p}{60.a} \quad (5)$$

Es una constante particular de cada máquina.

Reacción de armadura

Al circular por el inducido de la máquina una corriente de carga " I ", éste se comporta como un solenoide, generando un campo magnético " A ", llamado "Reacción de armadura" o "Reacción del inducido"

Estando ubicadas las escobillas sobre la "línea neutra", resulta que si la corriente del inducido actuara sola, es decir, suponiendo que el devanado del campo principal no estuviese excitado, produciría una acción magnética cuyo eje coincide con la "línea neutra", tal como muestra la Figura 21.

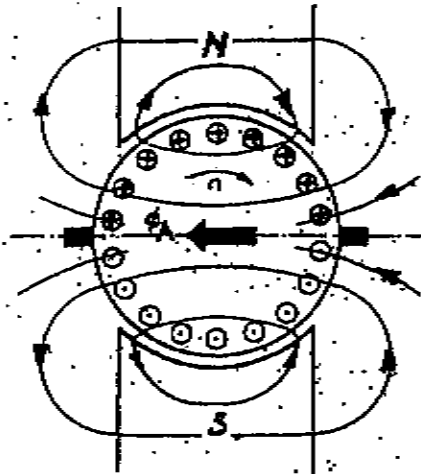


Fig. 21

Puede resumirse diciendo que el campo magnético del inducido (reacción de armadura) se encuentra en cuadratura con el eje del campo magnético principal generado por los arrollamientos inductores, es decir, está a 90° eléctricos de él, razón por la cual al campo del inducido se lo denomina "campo transversal".

Por lo tanto, la forma y disposición del campo magnético generado por los polos inductores se ve distorsionado cuando circulan corrientes en los devanados de la armadura, ya que éstos también están produciendo su propio campo magnético.

Estos dos campos magnéticos se combinan en forma vectorial dando como resultado un campo distorsionado. La Figura 22 muestra el campo magnético típico no distorsionado, generado por un polo principal de la máquina, cuando no circula corriente de carga en su inducido.

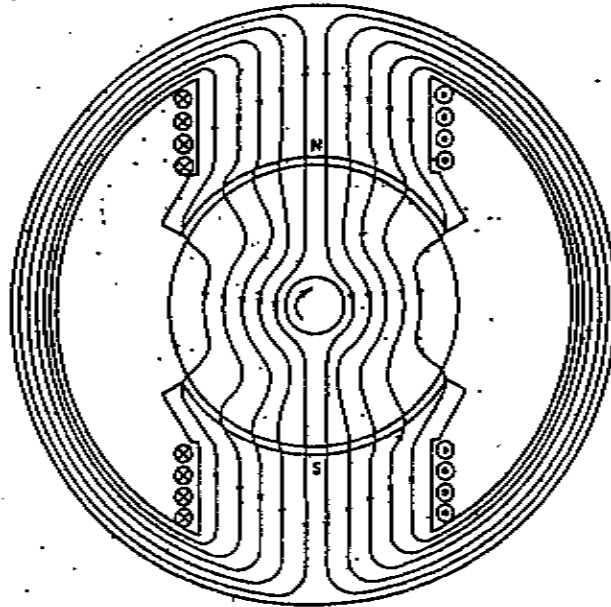


Fig. 22

La Figura 23 muestra el campo magnético generado por la "reacción de armadura", cuya acción es proporcional a la corriente del inducido.

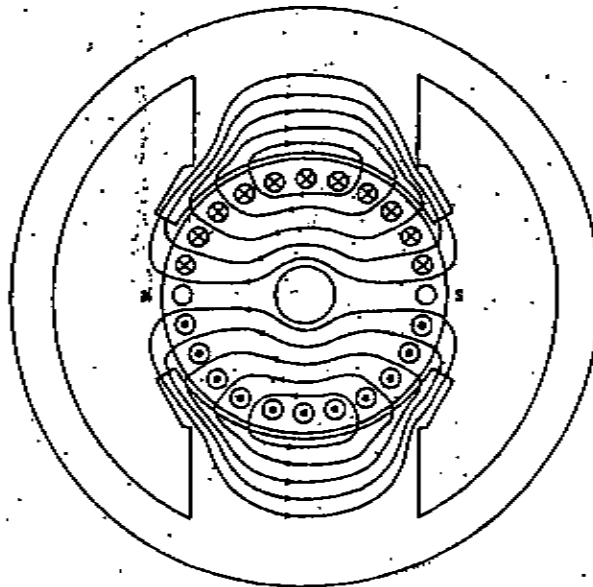


Fig. 23

Por último, la Figura 24 muestra el resultado de la combinación de la acción magnética de ambos campos cuando actúan simultáneamente, donde puede observarse la acción distorsionante de la "reacción de armadura" " A " .

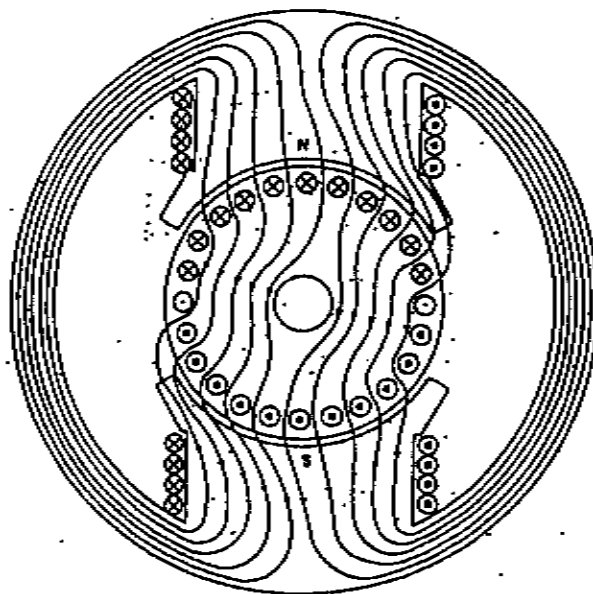


Fig. 24

Desarrollando la superficie de la armadura de una máquina bipolar y, suponiendo ahora, que el campo principal está excitado, sobre la máquina, como ya dijimos, actuarán dos campos magnéticos: El campo principal " F ", generado por los devanados inductores y la "reacción de armadura", generada por la acción magnética de la corriente de carga " I " .

Cuando la máquina funciona normalmente ambos campos magnéticos actúan simultáneamente, generando un campo resultante " R ", que es la suma vectorial de los campos " F " y " A " .

Como puede observarse en la Figura 25, la "reacción de armadura" refuerzan la acción magnética en la mitad derecha del "polo principal" y la debilita en la mitad izquierda del mismo.

En la figura 25 también se observa que la "reacción de armadura" provoca un desplazamiento de la "línea neutra", lo que obligaría a desplazar continuamente las escobillas, según varíe la corriente de carga hacia una nueva posición para que el proceso de conmutación se efectúe correctamente.

Por lo tanto, observando la acción resultante de la excitación del campo principal y de la reacción de armadura, se manifiestan dos efectos, a saber:

- 01) La "línea neutra" (n - n) (paso por cero) se ha desplazado de la línea interpolar a la nueva posición (n' - n'), lo que provoca un efecto de "distorsión" del campo magnético resultante, observándose que se refuerza el campo magnético en el sentido de la rotación en el generador y, en el sentido contrario al de rotación en el caso del motor.
- 02) El flujo magnético total por polo ha disminuido, lo que sumado al efecto de distorsión provoca una acción "desmagnetizante".

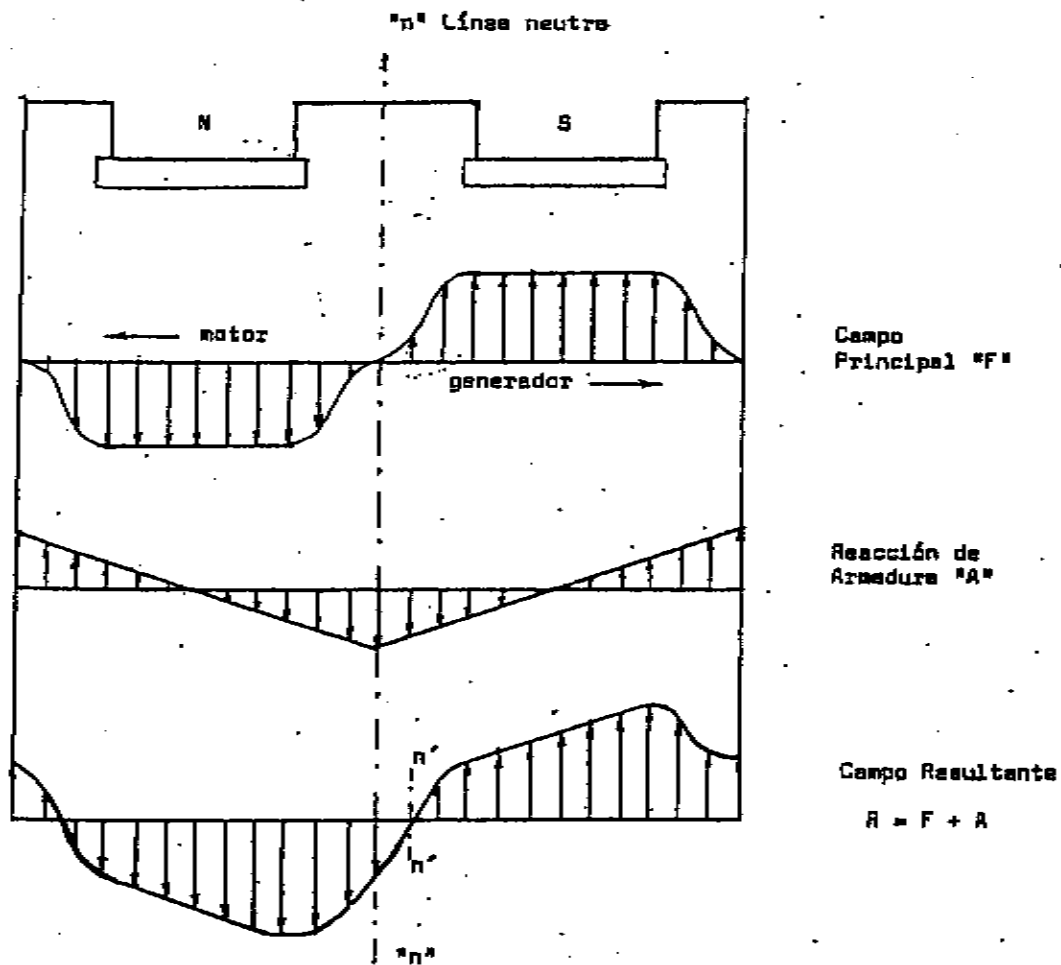


Fig. 25

Como dijimos que la nueva posición de la "línea neutra" depende de la magnitud de la corriente de carga, lo que trae como inconveniente que habría que estar haciendo constantemente un cambio de posición de las escobillas cada vez que varía la carga de la máquina.

Para evitar este inconveniente se crearon los "polos de conmutación", o "interpolos", cuyos devanados están recorridos por la corriente de carga, de forma tal que compensan la acción magnética de la "reacción de armadura" y, de este modo, evitan el tener que estar variando continuamente la posición de las escobillas, las que ahora permanecen fijas en la posición de la "línea neutra" primitiva, como puede observarse en la Figura 26.

En las máquinas antiguas se situaban las escobillas adelantadas en el sentido de rotación para el funcionamiento de la máquina como generador y retrasadas en el caso que la máquina funcionase como motor, buscando empíricamente las condiciones de conmutación menos malas.

Los "polos auxiliares" actúan en la zona magnético de los interpolos y es necesaria su instalación en todas las máquinas que superen la potencia de 1 KW.

En máquinas de mayor potencia y sometidas a sobrecargas intensas la deformación del flujo magnético frente a las caras de los "polos principales" puede llegar a ser tan importantes como para producir diferencias de potencial anormales entre delgas próximas.

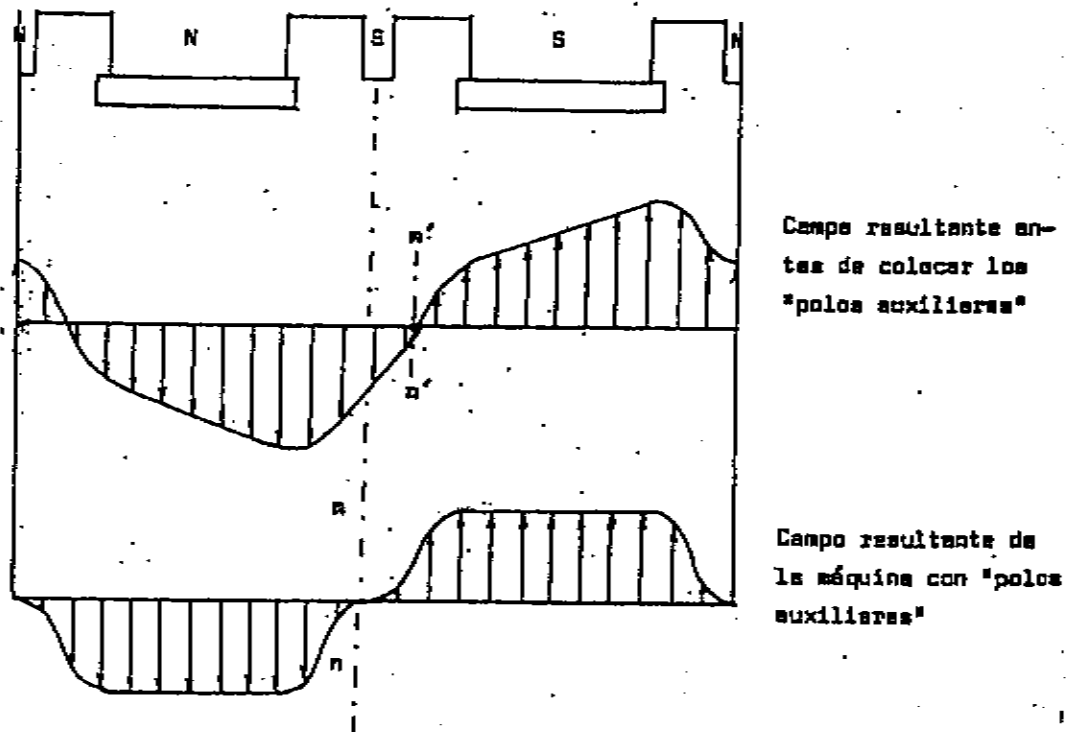


Fig. 26

Para corregir este defecto se instalan en las expansiones polares de los "polos principales" un arrollamiento recorrido por la corriente del inducido y cuyo efecto magnético se opone al de la armadura en esa zona. Este nuevo devanado se denomina "arrollamiento de compensación", cuya disposición real, el montaje de los "polos auxiliares" y del "arrollamiento de compensación" se muestran en la Figura 27.

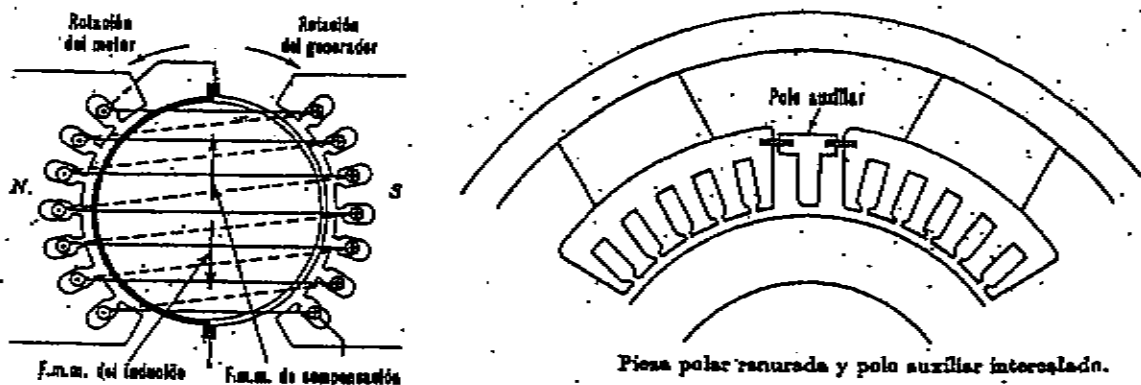


Fig. 27

GENERADOR CON EXCITACIÓN INDEPENDIENTE

En este tipo de generador la corriente continua de excitación "i", proviene de una fuente ajena a la máquina, como otro generador de corriente continua, o un batería de acumuladores, en cuyo caso tendremos una máquina con "excitación independiente", o también denominada con "excitación separada".

La Figura 28 representa esquemáticamente esta máquina utilizando la simbología normalizada.

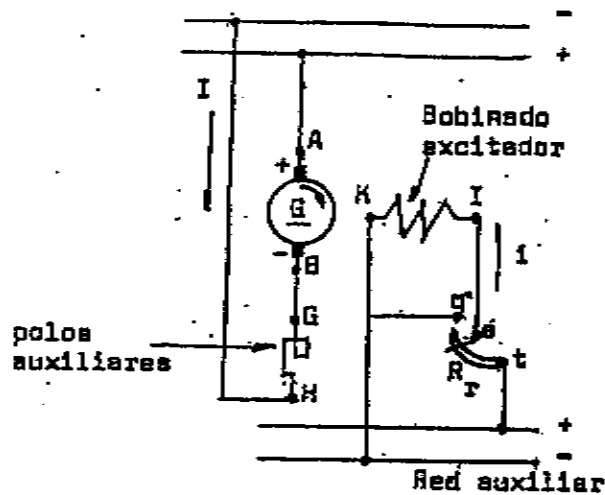


Fig. 28

El resistor de regulación " Rr", permite variar la corriente de excitación " i " y con ella el flujo inductor. El resistor de regulación posee un cursor que se indica con la letra S, un borne fijo " t ", conectado al "positivo" de la red auxiliar y un punto muerto " q " que permite poner en cortocircuito al campo inductor cuando se lo desee.

Las letras "K - I" indican los bornes del bobinado de los "polos principales" con todas sus bobinas. Con las letras "A - B" se señala el circuito completo del inducido, que comprende: Bobinado del rotor, escobillas, conexiones, etc...

Por convención la letra " A " corresponde al polo positivo. Con las letras "G - H" se señala todo el circuito de mejora de la conmutación, comprendiendo: "polos auxiliares" y "arrollamientos compensadores".

Dentro del circuito representativo del inducido vemos la letra " G " que indica "generador" y bajo esta letra un trazo recto, que indica que el generador es de corriente continua. La flecha curva indica el sentido de giro de la máquina.

El sentido de giro en las máquinas provistas de "colector" se determina mirando a la máquina por el lado contrario al del colector, llamado "lado de accionamiento". Como sentido normal de marcha rige el de la derecha, es decir, en el sentido de giro de las agujas del reloj.

Características de funcionamiento

Las principales curvas características que interesa conocer en un generador de corriente continua, cualquiera sea su forma de excitación, son:

01) Característica de vacío	$E = f(i)$	$n = \text{cte.}$	$I = 0$
02) Característica en carga	$U = f(i)$	$n = \text{cte.}$	$I = I_n = \text{cte.}$
03) Característica exterior	$U = f(I)$	$n = \text{cte.}$	$i = i = \text{cte.}$
04) Característica de regulación	$i = f(I)$	$n = \text{cte.}$	$U = U_n = \text{cte.}$

Salvo en la primera de las características, en todas las restantes se hace sentir la "reacción de armadura", como así también, las "caídas internas" de la máquina.

En general, las caídas de tensión internas de la máquina son ocasionadas por dos resistencias:

- a) Las resistencias de las bobinas del inducido, conexiones, arrollamientos en serie (si los hay), polos auxiliares y devanados compensadores.
- b) Resistencias de contacto entre colector y escobillas (La caída de tensión por cada escobilla es de aproximadamente 1 voltio)

Característica de vacío

La "característica de vacío" es una curva que revela las cualidades del circuito magnético de la máquina. Representa la tensión en bornes de la máquina en función de la corriente de excitación, para velocidad angular constante y sin carga, es decir, $I = 0$.

Llevamos a la máquina a su velocidad angular nominal y comenzamos a excitarla, incrementando la corriente de excitación " i ", sin que la máquina alimente carga alguna. En estas circunstancias la máquina inducirá en sus bornes una fuerza electromotriz " E ", dada por:

$$E = \frac{z}{a} \frac{n}{60} p \phi = K.n.\phi \quad (4)$$

Como la velocidad de la máquina se mantiene constante, observamos que la fuerza electromotriz " E " será función del flujo magnético " ϕ ", o sea, de la corriente de excitación " i ", la cual se puede variar por medio del reóstato R_r .

Para cada valor de " i " vamos a obtener un valor distinto de " E " y, por lo tanto, si graficamos dicha función, obtendremos la llamada "Característica de vacío" del generador, que representa, en realidad, la "curva de magnetización" de la máquina, que está representada en la Figura 29.



Fig. 29

Característica en carga

La "característica en carga" se obtiene para las mismas condiciones de la "característica de vacío", sólo que en aquella $I = 0$ y en esta $I = I_n$, siendo I_n la corriente nominal de la máquina. La Figura 30 gráfica la curva de la "característica en carga"

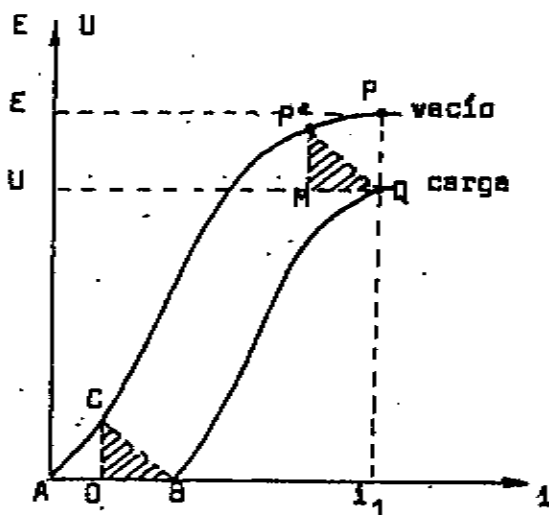


Fig. 30

Supongamos que excitamos la máquina con una corriente inductora " i_1 ". En esas condiciones el generador trabajaría sobre el punto P de la "característica de vacío", generando en sus bornes una fuerza electromotriz E

Al circular la corriente nominal I_n por el arrollamiento rotórico, se producirá una reacción de armadura que debilitará el campo de excitación y llevará a trabajar a la máquina del punto P al punto P'.

A su vez, la corriente I_n producirá en los arrollamientos rotóricos una cierta caída de tensión que vendrá dada por:

$$\Delta U = \sum I_n R_i + \Delta U_c \quad (7)$$

Donde $\sum I_n R_i$ representa las caídas de tensión ohmicas en las resistencias internas de la máquina y ΔU_c , las caídas de tensión en las escobillas. La caída de tensión total viene representada en el gráfico de la Figura 30 por el segmento \overline{PM} .

El segmento \overline{MQ} representa la desmagnetización de la máquina provocada por la "reacción de armadura" y mide la fuerza magnetomotriz de dicha reacción, que es el valor utilizado para el cálculo de los "arrollamientos de compensación".

Como el valor de la corriente de excitación " i ", en el análisis de todo este proceso no ha variado, el punto "Q" es un punto de la "característica en carga" de la máquina.

Además, como la corriente de carga de la máquina se mantiene constante e igual a su valor nominal, los segmentos \overline{PM} y \overline{MQ} no varían, cualquiera sea el valor de la corriente de excitación.

Por lo tanto, la "característica en carga" estará representada por el lugar geométrico del punto "Q", obtenido desplazando el triángulo \overline{PMQ} , paralelo a sí mismo a lo largo de la "característica de vacío".

El segmento \overline{AO} representa la excitación necesaria para compensar las caídas internas de la máquina. ($\overline{CO} = \overline{PM}$).

Característica exterior

Es la representación de la tensión en bornes de la máquina, en función de la corriente de carga, obtenida girando la máquina a su velocidad angular nominal y manteniendo constante la corriente de excitación en su valor nominal, tal como se gráfica en la Figura 31.

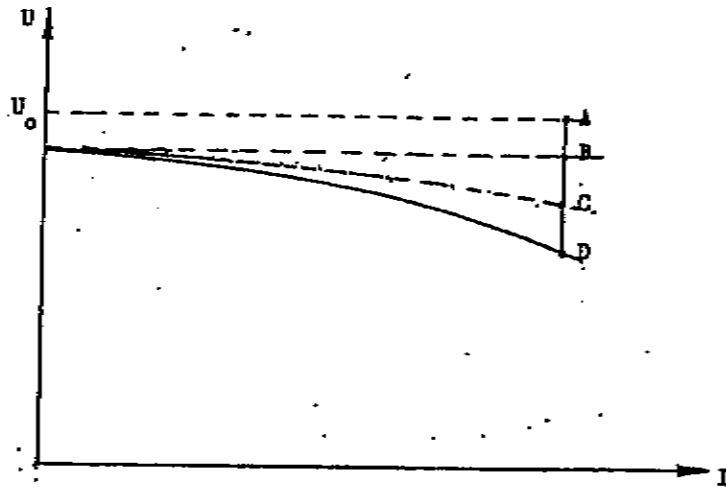


Fig. 31

Esta curva característica de la máquina viene representada por la recta U_0-A en condiciones ideales, lo que significa, que cualquiera sea el valor de la corriente de carga I , la tensión en bornes se mantiene constante.

No obstante, en la máquina real existe una caída de tensión en las escobillas de aproximadamente 1 Voltio por escobilla, que viene representada por el segmento \overline{AB} .

Además, debido a la "reacción de armadura" se produce una caída de tensión adicional representada por el segmento \overline{BC} . Existe aún otra caída de tensión debido a las resistencias internas de los devanados de la máquina, representada por el segmento \overline{CD} , por lo que la "característica externa" de la máquina, en definitiva, resulta ser la graficada en trazo continuo en la Figura 31.

Característica de regulación

La "característica de regulación" es la representación gráfica de la corriente de excitación " i " en función de la corriente de carga " I ", cuando la máquina gira a su velocidad nominal y manteniendo su tensión en bornes constante en su valor nominal.

A los efectos de mantener la tensión en bornes constante, como el aumentar la corriente de carga, aumentan también los efectos desmagnetizantes de la armadura, como así también las caídas en las resistencias internas, para contrarrestar dichos efectos nos vemos obligados a aumentar la corriente de excitación, lo que provocaría un aumento de la fuerza electromotriz E y, mantendría, de esta forma, la tensión de salida de la máquina constante en su valor nominal, tal como se muestra en la Figura 32.

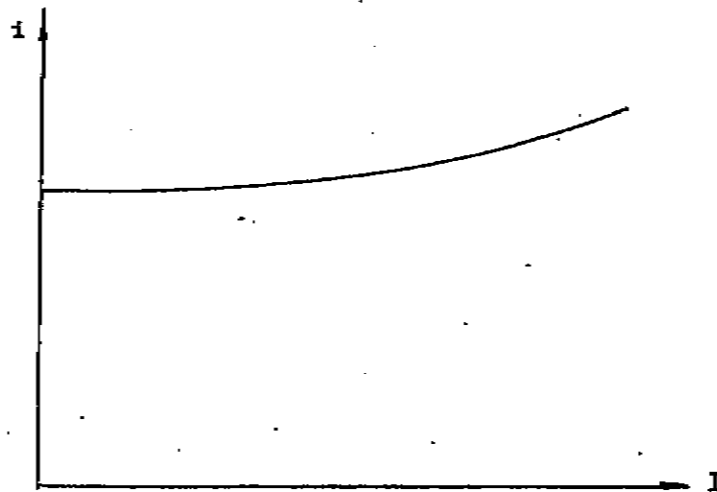


Fig. 32

GENERADOR DERIVACION - Proceso de autoexcitación

El "Generador derivación" se denomina así, porque como lo indica la Figura 33, el campo magnético de excitación está conectado en paralelo con el circuito de carga de la máquina.

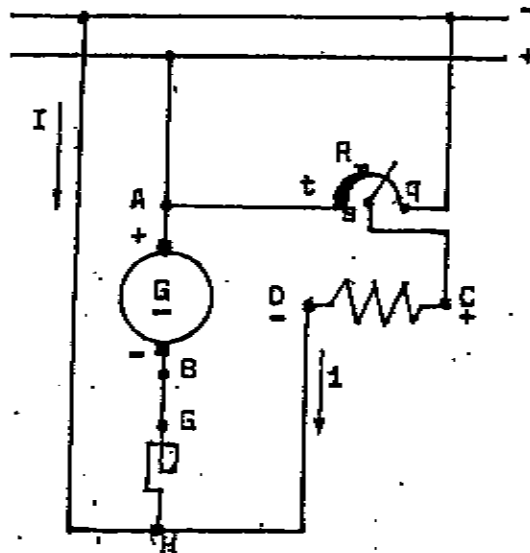


Fig. 33

Es factible obtener la corriente de excitación de la misma máquina, porque en los "polos principales" siempre es posible provocar un "magnetismo remanente", aplicando una corriente continua dada en el momento de instalar la máquina o, a veces, en la misma fábrica.

Al girar el inducido, el pequeño flujo generado por el "magnetismo remanente" que existe en los polos principales, genera una fuerza electromotriz en los conductores del inducido y aparece una pequeña tensión en los bornes de la máquina, que está en el orden del 1 al 5 por ciento de la tensión nominal del generador, como se muestra en la Figura 34.

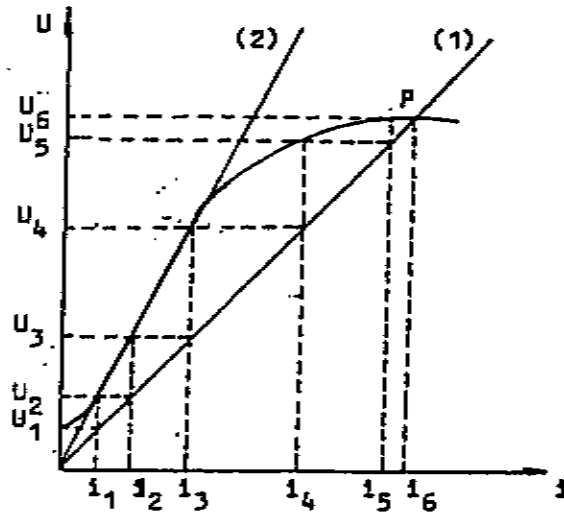


Fig. 34

Esta pequeña tensión U_1 puede aplicarse a las bobinas de excitación de los polos principales y, si la conexión es correcta, incrementará el flujo magnético apareciendo en los bornes de la máquina una tensión U_2 , que genera una corriente de excitación " i_2 ", repitiéndose este proceso hasta alcanzar un punto de equilibrio representado por el punto P en la Figura 34.

La pequeña tensión U_1 , generada por el "magnetismo remanente" hará circular por los bobinados de excitación una corriente i_1 , dada por:

$$i_1 = \frac{U_1}{R_s + R_r} \quad (6)$$

Al circular esta corriente por los bobinados inductores, incrementará la excitación, haciendo que la tensión en bornes de la máquina sea, ahora, U_2 . Esta tensión U_2 hará circular por los bobinados inductores una corriente de excitación i_2 , mayor que la anterior, dada por:

$$i_2 = \frac{U_2}{R_s + R_r} \quad (7)$$

Continuando este proceso se llegará a la corriente de excitación $i_6 = i_n$ en correspondencia con el punto de intersección de la recta (1) y la curva de excitación en vacío, punto P de la figura 34, existiendo ahora la tensión nominal $U_6 = U_n$ en los bornes del generador.

Como se observa, el punto de equilibrio y estabilización de la tensión de la máquina depende de la inclinación, o pendiente de la recta (1), dada, por:

$$\text{Tg } \alpha = R_s + R_r = \frac{U}{i} \quad (8)$$

Observando la figura 34, es evidente, que si se aumenta el valor del resistor R_r , aumentaría, también, el valor de la pendiente de la recta y llegaría un momento en que dicha recta se confundiría con la pendiente de la "curva de vacío" en su zona lineal.

En estas circunstancias la tensión de salida del generador se hace muy inestable, pues los puntos de equilibrio, o estabilización serían infinitos (todos los puntos comunes entre la recta y la zona lineal de la curva de vacío).

La recta (1) pasaría a ocupar la posición (2) en la figura 34 y a ese valor tan particular de la resistencia $R_e + R_r$, se le llama "Resistencia crítica", ya que un valor de esa resistencia superior a él haría que la máquina no podría excitarse, lográndose, en estas circunstancias una tensión en bornes del generador solamente algo superior a U_f .

Característica de vacío

En los generadores con excitación en derivación, el generador nunca está totalmente en vacío, ya que entrega, al menos, la corriente de excitación "i", que es del orden del 1 al 10 por ciento del valor de la corriente de carga nominal, no constituyendo una carga digna de mención en los análisis de esta característica.

Por esta causa, la "característica de vacío" se puede trazar haciendo a la máquina "autoexcitada" y, el resultado será en un todo análogo al que se obtiene si se la excita en forma independiente, o con excitación separada.

Característica en carga

También en este caso la "característica en carga" será muy similar a la que se obtuvo para el generador con "excitación independiente", no obstante estudiaremos la curva con algún detalle analizando la Figura 35.

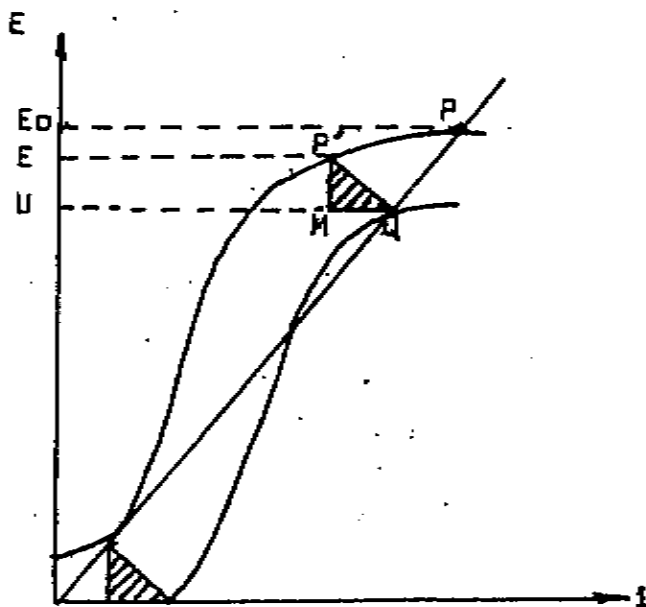


Fig. 35

En este ensayo por los arrollamientos rotóricos circulará una corriente $(I_n + i)$, por lo que la tensión en bornes de la máquina vendrá dada, por:

$$U = (E_0 - \Delta E) - (I_n + i) \sum R_i \quad (9)$$

Donde el primer paréntesis de la fórmula (9) expresa la variación de la fuerza electromotriz del valor E_s al valor E , debido a la desmagnetización de la máquina provocada por la reacción del inducido y por la caída de tensión en bornes que produce una disminución en la corriente de excitación, ya que en este ensayo no es ella la que se mantiene constante, sino el valor ohmico del reóstato R_r .

Característica externa

Al principio esta curva disminuye más rápidamente que la homóloga del generador con "excitación independiente", debido que a las caídas de aquél debe sumársele, en este caso, el efecto de la disminución de la corriente de excitación provocada por la disminución de la tensión U . (Ver figura 36)

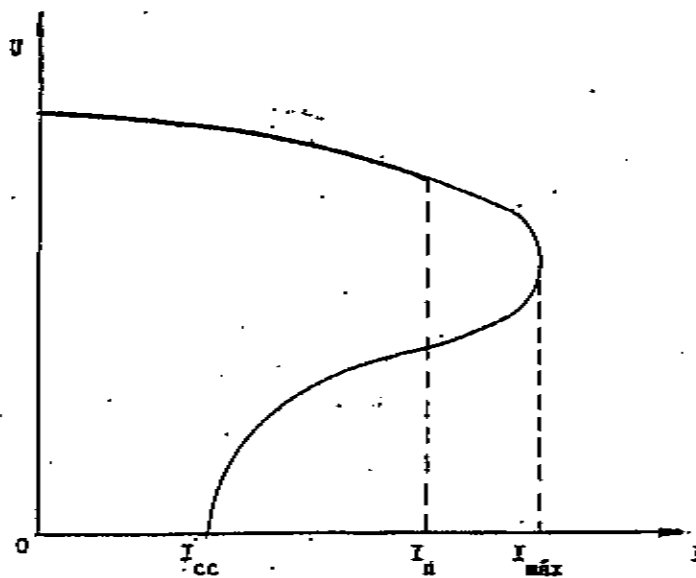


Fig. 36

Así se llega a un valor máximo de la corriente ($I_{máx}$) y a partir de ese punto la disminución de la tensión U , provoca una gran disminución de la corriente de excitación i y la fuerza electromotriz E se hace pequeña y como:

$$I = \frac{E - U}{\sum R_i} \quad (10)$$

Al disminuir el numerador, disminuye la corriente de carga I , hasta que al llegar al cortocircuito ($U = 0$), se cumple que:

$$I_{cc} = \frac{E_r}{\sum R_i} \quad (11)$$

Donde E_r es la fuerza electromotriz generada por el "magnetismo remanente".

Característica de regulación

La gráfica de la corriente de excitación " i " necesaria para mantener la tensión en bornes de la máquina constante cuando varía la corriente de carga " I ", presenta las mismas características que las de las máquinas con "excitación independiente", aunque la pendiente es algo mayor debido a que en estas máquinas debemos compensar una mayor caída de tensión, dado que a la corriente de carga debemos sumarle la propia corriente de excitación. No olvidemos que el generador debe generar la corriente ($I_a + i$).

GENERADOR CON EXCITACIÓN SERIE

La Figura 37 ilustra el circuito básico de un generador de corriente continua con "excitación serie"

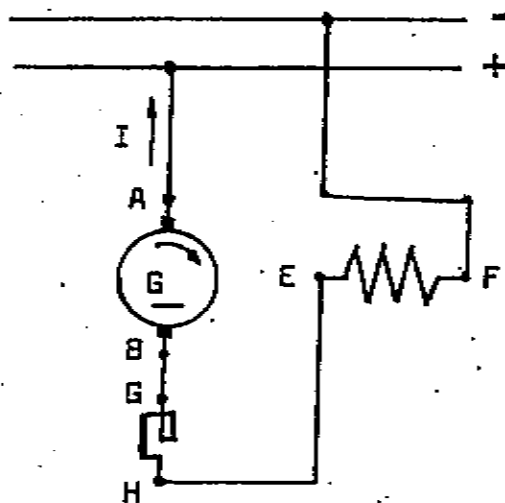


Fig. 37

El arrollamiento de campo E - F se conecta en serie con el inducido y, si el circuito exterior está cerrado, el "magnetismo remanente" ocasiona una pequeña corriente inductora que al circular por el arrollamiento del campo inductor, refuerza a dicho campo lográndose, así que la máquina se "autoexcite", del mismo modo que lo hacía en el caso del generador con excitación derivación.

Característica de vacío

Evidentemente, si la máquina está en vacío, es imposible trazar su curva de magnetización, debido a que la corriente de carga es la misma que la corriente de excitación y, al ser la corriente de carga nula, lo es también la corriente de excitación.

Por estas circunstancias, a los efectos de trazar la curva de magnetización de esta máquina, se la excita mediante una fuente de corriente continua externa, de igual modo que lo que se hacía con el generador con excitación independiente, por lo que la "característica de vacío", será muy similar a la de aquél.

Característica en carga

Como sabemos, la "característica en carga" es la representación gráfica de la tensión en bornes de la máquina en función de la corriente de excitación, manteniendo la corriente de carga en un valor constante, e igual a la corriente nominal.

Como en esta máquina la corriente de excitación es la misma que la corriente de carga, es imposible trazar esta curva característica.

Característica exterior

La "característica de vacío" y la "característica exterior" pueden trazarse en un mismo gráfico, como muestra la Figura 38, ya que para esta máquina se cumple que $i = I$.

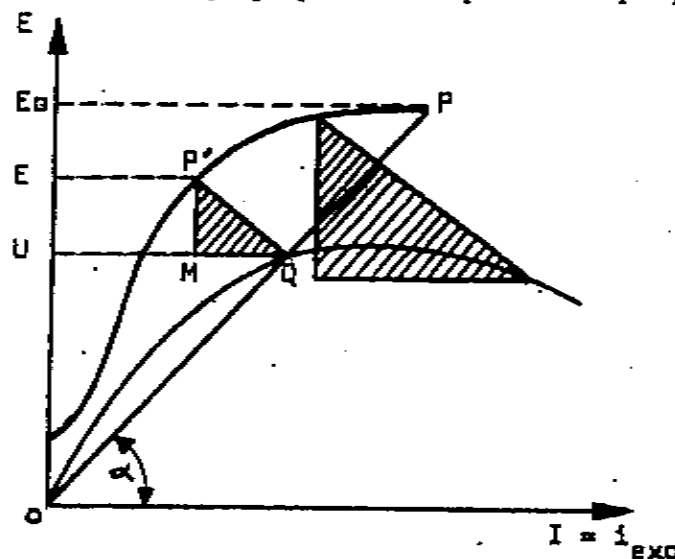


Fig. 38

La tensión en bornes de la máquina, será:

$$U = E_0 - \Delta E - I \sum R_i \quad (12)$$

La gran caída de tensión que se observa al aumentar la corriente de carga, se debe a que la reacción del inducido es proporcional a dicha corriente de carga, lo que provocará una desmagnetización de la máquina.

También el aumento de la carga provocará una mayor caída de tensión en las resistencias internas de los devanados. Analizando la fórmula 12, observamos que el aumento de la corriente de carga provoca un aumento de las caídas de tensión ΔE e $I \sum R_i$, lo que origina la gran caída de tensión que se observa en la figura 38.

Característica de regulación

En este tipo de máquina no se puede hablar de "regulación", ya que como sabemos, la corriente de excitación es la misma que la corriente de carga, por lo que es imposible trazar esta "curva característica".

GENERADORES COMPUESTOS (COMPOUND)

Si introducimos en un generador tipo derivación un devanado convenientemente conectado que proporcionara un flujo magnético que se sume al flujo inductor, podríamos compensar el efecto desmagnetizante de la "reacción de armadura" y con unos Amperios-vuelta más, podríamos compensar, también, las otras caídas de tensión de forma tal, que la "característica externa", resulte lo más constante posible.

Como estas caídas de tensión son proporcionales a la corriente de carga, el arrollamiento compensador deberá ser recorrido por la propia corriente de carga, es decir, que el generador con "excitación compuesta", lleva en cada polo dos bobinados. Uno de los cuales se conecta en derivación y el otro en serie, como se muestra en la Figura 39.

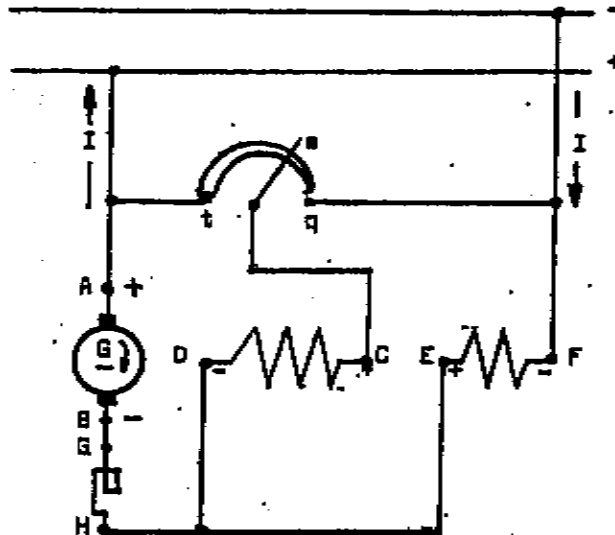


Fig. 39

Los devanados correspondientes al campo C-D, se diseñan de alta resistencia y muchas espiras de alambre fino y se conectan en "derivación". Los arrollamientos del campo E-F poseen pocas espiras de alambre grueso y se conectan en "serie" con la carga.

En la "excitación compuesta", si bien el eje magnético, geoméricamente hablando, de ambas bobinas es coincidente, puede ser que los "sentidos" de los flujos magnéticos generados, sean coincidentes, o de sentidos opuestos.

Si los flujos magnéticos generados por ambos arrollamientos suman sus efectos, la excitación se denomina "compuesta adicional". Si en cambio los flujos magnéticos son opuestos, la excitación recibe el nombre de "compuesta diferencial".

Esto, como es lógico, depende del sentido de ejecución de los bobinados y del sentido de las corrientes que se adopten.

Los generadores con excitación "compuesta adicional", son compensados total, o parcialmente, pues se combina la "característica externa" inclinada hacia abajo del generador derivación, con la "característica externa" inclinada hacia arriba del generador con excitación serie.

Los generadores con compensación "adicional" pueden ser "hipercompound", sobrecompensados, o "hipocompound", o subcompensados.

Los generadores "compuestos diferenciales", desde que la excitación "serie" se opone a la excitación "derivación", presentan una acusada caída de tensión y la intensidad de cortocircuito puede hacerse caer dentro de la zona de cargas admisibles y suelen ser usados en equipos de soldadura.

Comparación de curvas características

En la Figura 40 se trazaron las "características externas" de los distintos tipos de generadores, suponiendo que para plena carga todos tienen igual tensión en sus bornes.

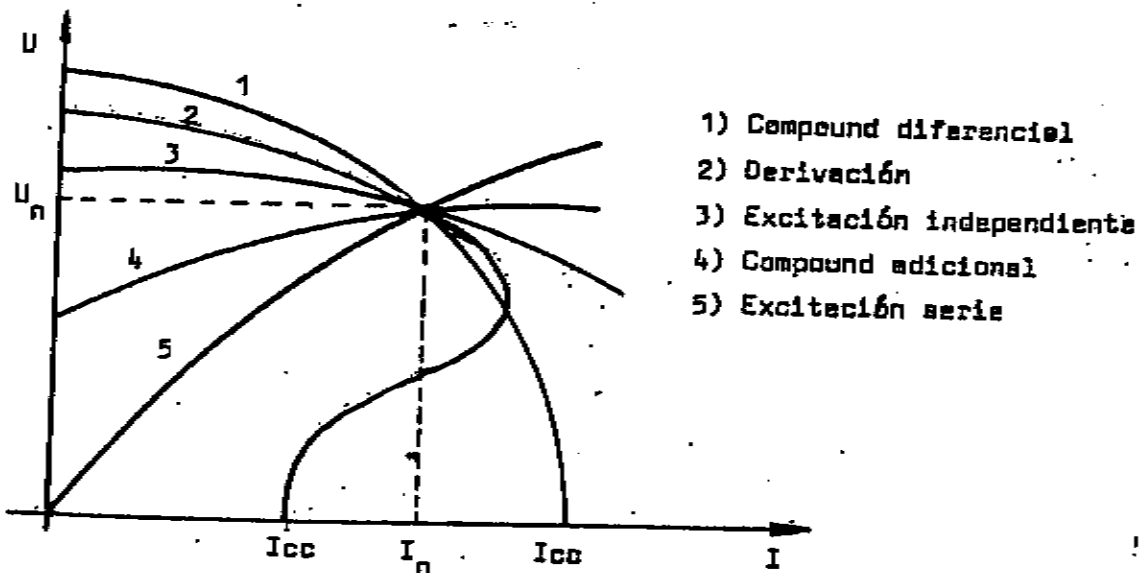


Fig. 40

Se observa que en un generador "compuesto adicional", bien dimensionado, la tensión puede mantenerse prácticamente constante con la variación de la carga.

El generador con "excitación independiente" posee menor caída de tensión que la correspondiente al generador con "excitación derivación", pero tiene el inconveniente de necesitar una fuente de tensión separada.

En el generador con "excitación serie" la tensión crece con la carga, mientras que en el generador con "excitación compuesta diferencial", la tensión cae fuertemente con la carga, los que los hace muy aptos en la construcción de equipos de soldadura.

MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA

La máquina de corriente continua es reversible, pudiendo funcionar indistintamente como generador, o como motor.

En cuanto a la faz constructiva, tanto el generador como el motor, no presentan diferencia alguna entre sí.

Es importante hacer notar, que conservando constante la polaridad y el sentido de rotación, el sentido de circulación de la corriente del inducido es opuesto tratándose de un motor, o de un generador.

Ecuaciones fundamentales

Cuando un motor se encuentra en movimiento, sus conductores rotóricos giran y existe una variación de flujo magnético abrazado por las espiras que ellos constituyen lo que genera una fuerza electromotriz inducida, que en el caso de los motores se denomina "fuerza contraelectromotriz", ya que en este caso, la tensión de alimentación es equilibrada por dicha

fuerza contraelectromotriz y por las caídas de tensión internas en las resistencias de sus devanados.

Entonces, podemos escribir:

$$U = E + I R_i \quad (13)$$

Donde U es la tensión de alimentación del motor E , la fuerza contraelectromotriz inducida e $I R_i$ representa las caídas de tensión en todas las resistencias internas de la máquina.

La fuerza contraelectromotriz E , viene dada por:

$$E = \frac{z \cdot n}{a \cdot 60} p \phi = K \cdot n \cdot \phi \quad (4)$$

Reemplazando la (4) en la (13), estamos en condiciones de escribir la ecuación general de las máquinas de corriente continua:

$$U = K \cdot n \cdot \phi \pm I R_i \quad (14)$$

En la (14) se usa el signo "positivo" (+) para los motores y el signo "negativo" (-) para los generadores.

Multiplicando ambos miembros de la (14) por la corriente de carga I , obtenemos:

$$U \cdot I = E \cdot I \pm I^2 R_i \quad (15)$$

$U \cdot I$ = Potencia eléctrica entregada al motor en sus bornes

$I^2 \cdot R_i$ = Potencia disipada en el inducido en forma de calor

$E \cdot I$ = Potencia mecánica de la armadura

La potencia mecánica puede escribirse:

$$P_m = E \cdot I = \omega \cdot C \quad (16)$$

P_m (Watt)

ω (seg^{-1})

C (Joule)

Si expresamos la velocidad angular ω en r.p.m. y considerando que $1 \text{ Krm} = 9,81 \text{ Joule}$, podemos escribir:

$$P_m = \frac{2 \cdot n \cdot \pi}{60} \cdot 9,81 \cdot C = 1,027 \cdot C \cdot n \quad (17)$$

P_m (Watt)

n (r.p.m.)

C (Kgm)

Despejando la cupla C de la (17), obtenemos:

$$C = 0,975 \frac{P_m}{n} \quad (18)$$

De la fórmula (16) podemos deducir, que:

$$C = \frac{60.P_m}{2.\pi.n} = \frac{60.E.I}{2.\pi.n} = \frac{60.Z.p.\phi.I}{2.\pi.n.60.a}$$

$$C = \frac{Z.p.\phi.I}{2.\pi.a} = K_1.\phi.I \quad (19)$$

En la fórmula (19) se observa que la cupla depende del flujo magnético y de la corriente de carga y es independiente de la velocidad angular del motor.

El ajuste de los valores del flujo magnético y de la corriente para una determinada carga mecánica en el árbol del motor es una operación que se regula en forma automática en la máquina.

Los motores de corriente continua pueden excitarse de la misma forma que los generadores, aclarando que la "excitación independiente" se confunde, prácticamente, con la "excitación derivación" y, además, la "excitación compuesta diferencial" no se emplea porque produce condiciones inestables de marcha.

En resumen, en la práctica se encuentran motores de corriente continua con excitación derivación, serie y compuesta adicional.

Con cualquiera de los tres tipos de excitación arriba mencionados, se emplea un reóstato para la puesta en marcha, el que cumple la función de limitar la corriente en el momento del arranque, dado que la corriente de arranque es siempre muy elevada, en razón que para ese estado la fuerza contraelectromotriz es nula, dado que la velocidad también es nula, desde el momento que el motor está detenido.

En efecto, de la (14) podemos deducir:

$$I = \frac{U - K.n.\phi}{R_1} \quad (20)$$

Y como cuando el motor arranca, resulta que $n = 0$, nos queda:

$$I_{\text{arranque}} = \frac{U}{R_1} \quad (21)$$

Como el valor de las resistencias internas R_1 es pequeño, la corriente de arranque resulta elevada, pero una vez que la máquina arrancó y va aumentando su velocidad, se incrementa el valor de la fuerza contraelectromotriz y la corriente va disminuyendo.

Para limitar la corriente de arranque se utiliza un reóstato en serie con el inducido, cuya resistencia ohmica se suma a la del mismo y entonces el valor de la corriente de puesta en marcha, se reduce a:

$$I_{\text{arranque}} = \frac{U}{R_1 + R_A} \quad (22)$$

Siendo R_A la resistencia del reóstato de arranque. Una vez en marcha se puede ir desintercalando el reóstato de arranque del circuitó, hasta que alcanzada la velocidad angular impuesta por la carga mecánica quede totalmente excluido del mismo.

Dicha resistencia debe excluirse inevitablemente del circuito, porque en muy raras ocasiones se diseña para servicio continuado.

Curvas características de los motores de corriente continua

Como lo que interesa siempre en un motor es el comportamiento del mismo frente a la carga mecánica demandada en su árbol, que es la variable independiente, o sea, la potencia mecánica entregada: $P_m = 1,027.n.C$, interesa saber cómo varían los dos componentes de esta potencia en función de la intensidad de corriente absorbida de la red por el motor.

Las dos "curvas características" principales a estudiar son la "característica de velocidad", $n = f(I)$ y la "característica de cupla", $C = f(I)$, manteniendo, en ambos casos, el resto de las variables constantes.

Además, interesa de sobremanera una tercera curva característica denominada "característica mecánica", $n = f(C)$, que resulta ser una consecuencia de las dos anteriores.

MOTOR CON EXCITACIÓN DERIVACION

En la Figura 41 se muestra el circuito de un motor con "excitación derivación". El reóstato de arranque R_A está conectado en serie con el inducido en su tramo L-R (el cursor se coloca en M para el arranque) y así puede cumplirse la fórmula (22)

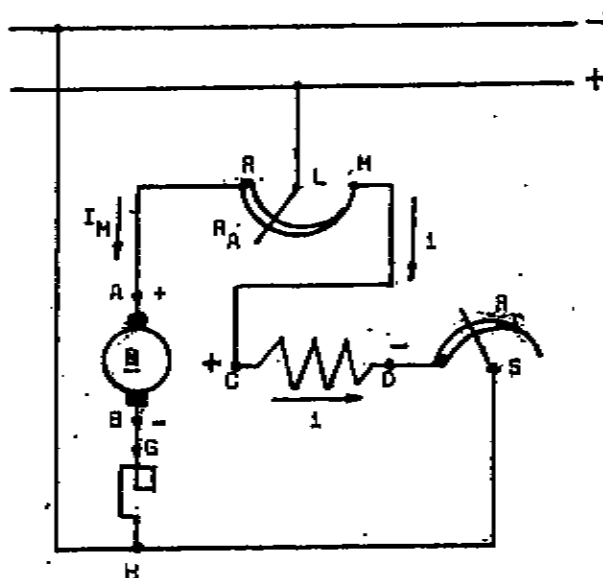


Fig. 41

El reóstato R_A se va excluyendo a medida que la máquina va tomando velocidad, hasta que el cursor llega al punto R. Obsérvese que por la forma de conexión, al iniciarse el arranque R_A no está en serie con el devanado de campo y se va incluyendo en serie con él a medida que la máquina toma velocidad, ya que el tramo L-M está en serie con el devanado excitador.

Esto tiene muy poca importancia en lo que respecta a la velocidad, porque R_A es muy pequeña, comparada con la resistencia del campo de excitación, pero es una ventaja, porque en esa forma al desconectar la máquina de la red la energía acumulada en el campo electromagnético del circuito excitador se descarga sobre el circuito de la armadura y el reóstato R_A .

Característica de velocidad $n = f(I)$

De la fórmula (14) se desprende, que:

$$n = \frac{U - I.R_i}{K.\phi} \quad (23)$$

En la que observamos que si la tensión se mantiene constante, el numerador de la (23) disminuye muy poco con el aumento de la corriente, justamente en la cantidad $I.R_i$ y el denominador se mantiene, también, prácticamente constante, ya que en este tipo de máquina el flujo magnético del campo inductor sólo depende de la tensión.

Al aumentar la corriente I , por aumento de la cupla demandada en el árbol del motor, la velocidad disminuye muy poco, debido al aumento de la caída de tensión $I.R_i$, por lo que la velocidad debería disminuir linealmente con el aumento de la carga, pero en realidad no es así, pues cuando I aumenta, aumenta también la reacción del inducido, por lo que el flujo magnético útil disminuye, tendiendo, debido a esta circunstancia, a aumentar algo la velocidad, tal como se observa en la Figura 42.

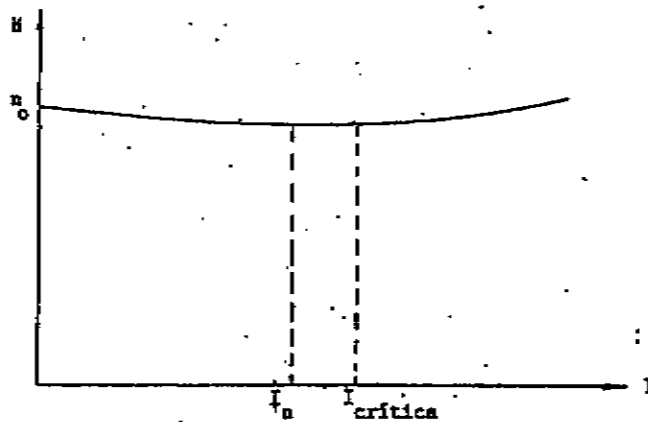


Fig. 42

El efecto de la reacción del inducido llega a predominar sobre el de la caída rotórica, por lo que la velocidad luego de pasar por un valor mínimo, a cuya intensidad correspondiente se la denomina "corriente crítica", comienza a aumentar nuevamente.

En general, la intensidad de corriente nominal I_n es un valor muy inferior al de la intensidad crítica, por lo que a los efectos prácticos podemos decir que la velocidad del motor en función de la corriente se mantiene prácticamente constante variando linealmente con una pendiente levemente negativa.

Analizando la fórmula 23 puede inferirse que si la tensión de alimentación del motor es constante, la velocidad varía en forma inversamente proporcional al flujo magnético principal. Esta circunstancia hace que en los motores "no debe cortarse nunca la corriente de excitación", porque de hacerlo, se anula el flujo magnético y la velocidad se incrementaría enormemente, deteriorándose el inducido si las protecciones no actúan a tiempo para poder protegerlo.

Característica de cupla $C = f(I)$

Si analizamos la fórmula 19, podemos deducir como varía la cupla en función de la corriente de carga del motor:

$$C = K_1 \cdot \phi I \quad (19)$$

En esta máquina sabemos que el flujo magnético inductor ϕ se mantiene prácticamente constante, mientras que la tensión de alimentación del motor U también permanezca constante, de forma tal que la cupla varía prácticamente en forma lineal con la intensidad de corriente I , tal como lo muestra la Figura 43.

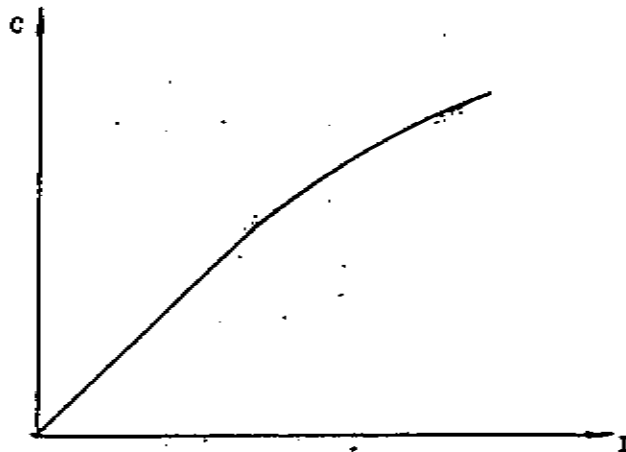


Fig. 43

Sin embargo, cuando la intensidad de corriente es elevada, lo afirmado precedentemente no se cumple exactamente debido al efecto desmagnetizante de la reacción del inducido que debilita al campo magnético inductor, lo que provoca una disminución de la cupla, por lo que la curva adopta la forma mostrada en la figura 43.

Característica mecánica $n = f(C)$

La "característica mecánica" puede obtenerse analizando las dos curvas características anteriores, tomando los pares de valores correspondientes para cada valor de la corriente de carga I .

Previamente despejaremos de la fórmula 19 el valor de la corriente I , que nos resultará de utilidad en el análisis matemático de la "característica mecánica".

$$I = \frac{C}{K_1 \cdot \phi} \quad (24)$$

Partiendo de la fórmula (23) y reemplazando en ella la fórmula (24), obtenemos:

$$n = \frac{U - IR_1}{K \cdot \phi} = \frac{U}{K \cdot \phi} - \frac{I R_1}{K \cdot \phi} = \frac{U}{K \cdot \phi} - \frac{C R_1}{K K_1 \cdot \phi^2} = n_0 - K_2 \cdot C \quad (25)$$

La representación gráfica de la fórmula (25) es una recta de pendiente negativa, como lo muestra la Figura 44.

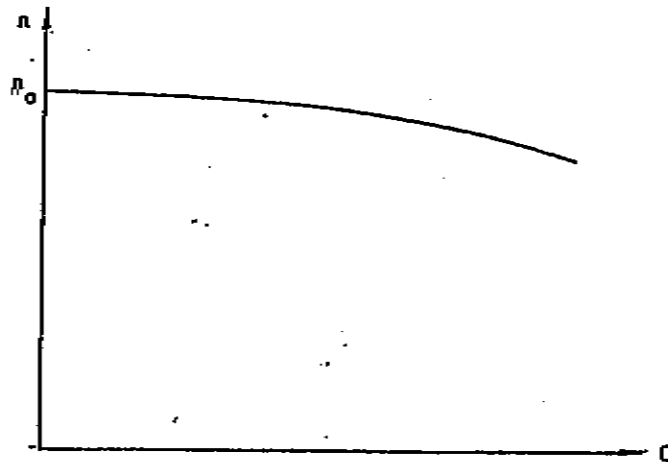


Fig. 44

Sin embargo, para valores de cuplas elevadas la velocidad cae más que proporcionalmente debido a la reacción del inducido que tiende a desmagnetizar al campo inductor del motor y la curva característica se curva ligeramente hacia abajo, tornándose algo cóncava hacia el eje de las cuplas.

Por lo tanto, podemos afirmar que: "La velocidad de un motor de corriente continua con excitación derivación es prácticamente independiente de la cupla resistente aplicada a su árbol, por lo que estos motores pueden considerarse de velocidad prácticamente constante"

MOTOR CON EXCITACIÓN SERIE

El circuito básico de un motor de corriente continua con excitación serie es el mostrado en la Figura 45.

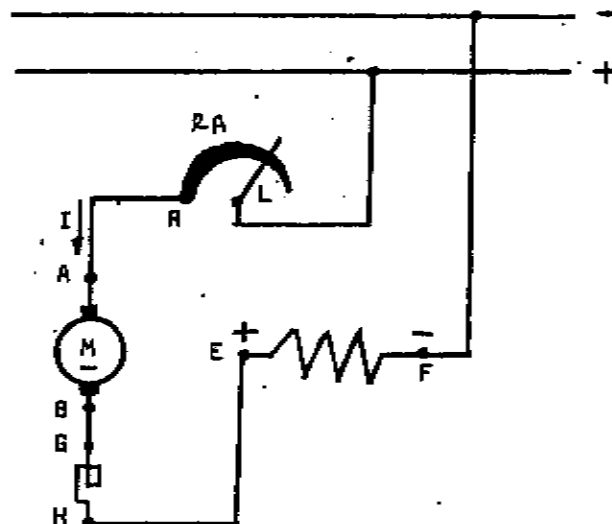


Fig. 45

Como se observa en la figura anterior los motores con excitación serie necesitan también un resistor de arranque R_A para la puesta en marcha y, como es obvio el campo inductor es recorrido por la corriente de carga I , o sea, por la corriente del inducido.

Característica de velocidad $n = f(I)$

Debemos recordar que en los motores con excitación en serie el flujo magnético inductor es proporcional a la corriente del inducido I.

$$\phi = K_3 \cdot I \quad (26)$$

Reemplazando la fórmula (26) en la fórmula genérica de la velocidad, podemos escribir:

$$n = \frac{U - I \cdot R_1}{K \cdot \phi} = \frac{U}{K \cdot K_3 \cdot I} - \frac{I \cdot R_1}{K \cdot K_3 \cdot I} = \frac{U}{K \cdot K_3 \cdot I} - \frac{R_1}{K \cdot K_3} \quad (27)$$

Analizando matemáticamente la fórmula (27) podemos afirmar que la velocidad varía en forma hiperbólica con respecto a la corriente I.

Vemos en la Figura 46 que si la corriente de carga I se anula, la velocidad tomaría un valor infinito, es decir, el motor en vacío, es decir sin cupla resistente alguna, se "embala".

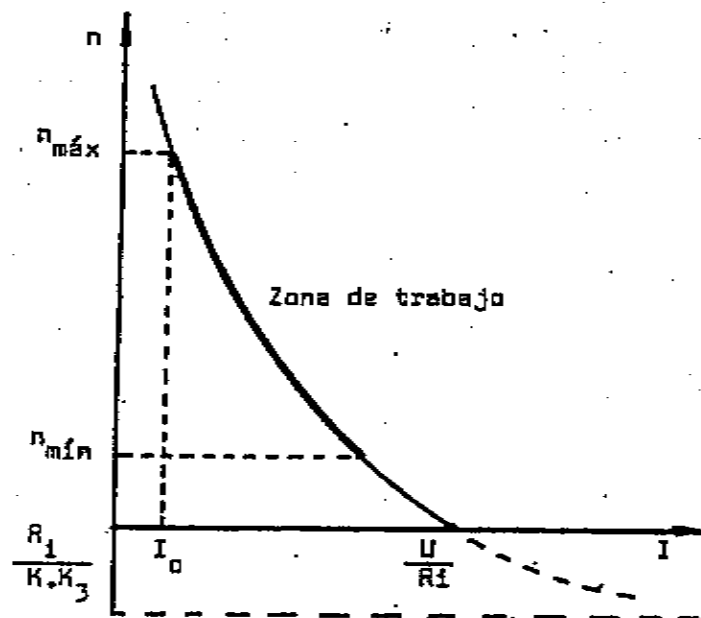


Fig. 46

En realidad ello no sucede pues siempre existe una cierta cupla resistente originada por los propios rozamientos y, por lo tanto, en vacío, el motor absorbe una corriente I_0 .

De todas maneras puede ocurrir que la velocidad de vacío alcance valores muy elevados incompatibles con la resistencia mecánica de la máquina, que puede provocar averías por efectos centrifugos.

Luego, deben tomarse precauciones para evitar que estos motores trabajen en vacío, acoplándolos a mecanismos que constituyan una carga segura.

Por otra parte, si la carga aumenta mucho, la velocidad se reduce, a tal punto que cuando $I = U/R_1$, el motor se detiene, desaparece la fuerza contraelectromotriz y la máquina se reduce a una carga resistiva R_1 .

Característica de cupla $C = f(I)$

Analizando la fórmula genérica de la cupla y reemplazando en ella la fórmula 26, nos queda:

$$C = K_1 \phi I = K_1 K_2 I = K_4 I^2 \quad (28)$$

La fórmula 28 nos indica que la cupla varía en forma cuadrática con la carga, es decir la curva adopta la forma de una parábola de segundo grado, pero debido a que la corriente de carga produce una reacción de inducido que desmagnetiza a la máquina disminuyendo el flujo inductor, la cupla aumenta menos rápidamente, es decir, que la intensidad de corriente I necesaria para obtener una determinada cupla, resulta mayor que la teórica, tal como muestra la Figura 47.

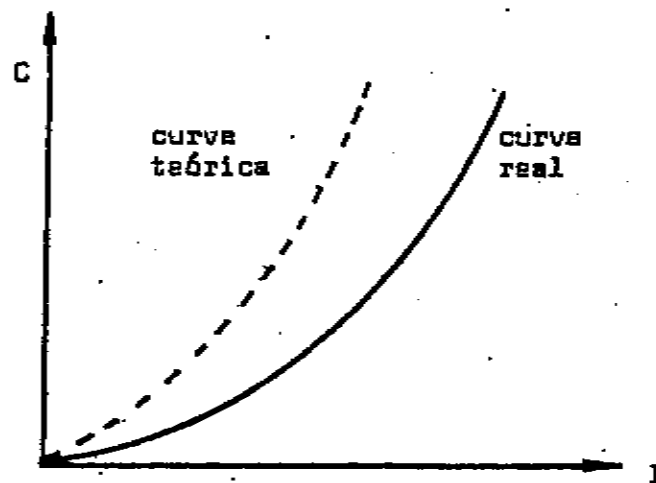


Fig. 47

Característica mecánica $n = f(C)$

El estudio simultáneo de las curvas características $n = f(I)$ y $C = f(I)$, nos permite obtener la curva de la "característica mecánica".

En efecto, de la fórmula 28 podemos despejar el valor de la corriente I y reemplazar dicho valor en la expresión genérica de la velocidad:

$$I = \sqrt{\frac{C}{K_4}} = K_5 \sqrt{C} \quad (29)$$

$$n = \frac{U - I R_1}{K \phi} = \frac{U}{K K_2 I} - \frac{R_1}{K K_2} = \frac{U}{K K_2 K_5 \sqrt{C}} - \frac{R_1}{K K_2} \quad (30)$$

Analizando la fórmula 30, observamos que la gráfica de la variación de la velocidad en función de la cupla adopta una forma hipérbolica, tal como lo muestra la figura 48

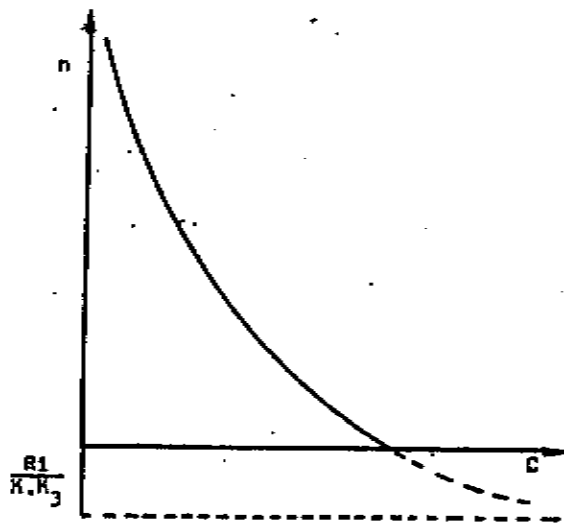


Fig. 48

Cuando la potencia mecánica demandada $P = 1,027 n.C$ es constante, también lo será el producto $n.C$ en todos los regímenes de funcionamiento del motor. Ello nos dice que cuando se demanda al motor un gran esfuerzo, él disminuye su velocidad y, cuando el esfuerzo demandado es débil, la máquina se acelera.

Analizando la Figura 48 observamos que el grado de estabilidad del motor serie (constancia de la cupla), es menor que la del motor con excitación derivación.

MOTOR CON EXCITACIÓN COMPUESTA ADICIONAL

Dado que este tipo de motor es una combinación de los dos anteriores, se comprende que sus curvas características presenten un aspecto intermedio entre las curvas características de ellos y, tanto más se acercarán a uno u otro, cuanto más predomine magnéticamente hablando, el arrollamiento respectivo, tal como puede observarse en la Figura 49.

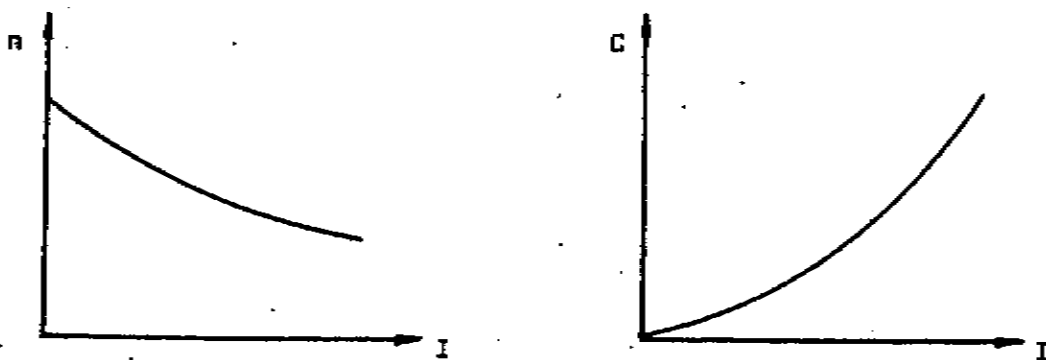


Fig. 49

Dado que la componente del campo serie actúa en el mismo sentido que el campo inductor principal, el flujo total debe aumentar con la carga, por lo que la "característica de velocidad" debe tener una fuerte pendiente negativa, mientras que la curva "característica de cupla", tendrá una concavidad hacia arriba intermedia entre las características de los motores derivación y serie.

MOTOR CON EXCITACIÓN COMPUESTA DIFERENCIAL

En este caso que el flujo magnético generado por el arrollamiento "serie" se resta al flujo magnético principal, con lo que el flujo inductor disminuye con el aumento de la carga. Puede obtenerse una compensación de la disminución de la velocidad debido al aumento de la caída de tensión rotórica $I \cdot R_a$ con la carga y mantener la velocidad prácticamente constante y, aún hacer que ella aumente con la carga. (Ver Figura 50)

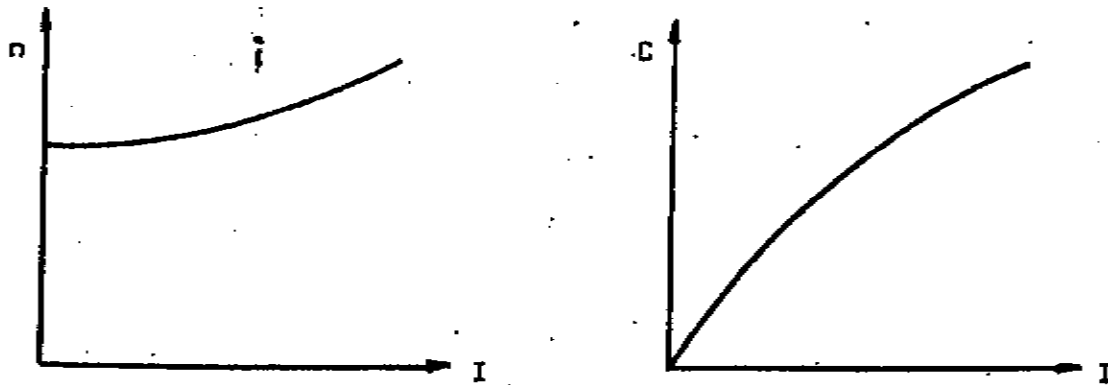


Fig. 50

Comparación de curvas características

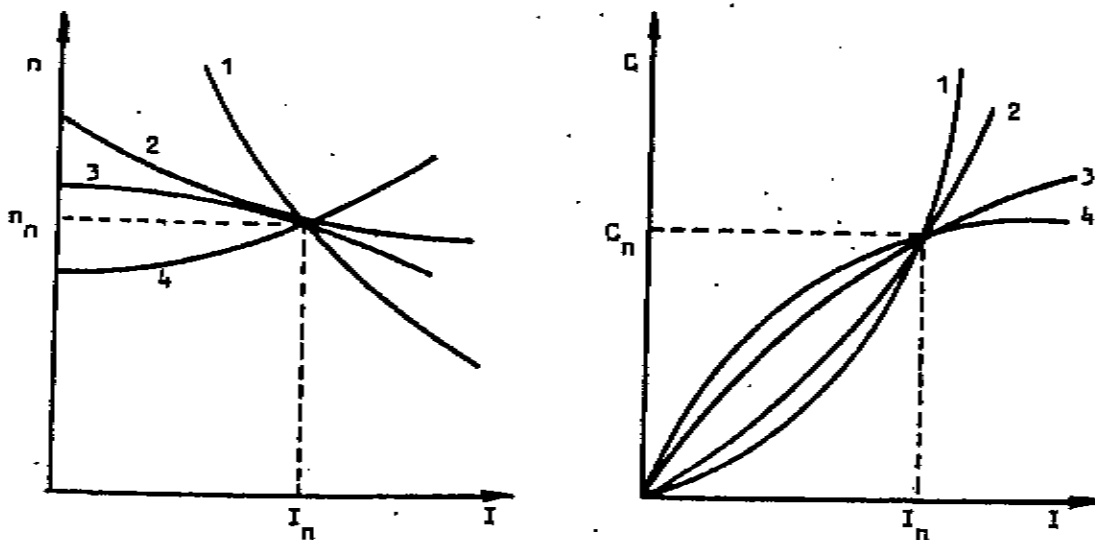


Fig. 51

- 1 - Motor con excitación serie
- 2 - Motor con excitación compuesta adicional
- 3 - Motor con excitación derivación
- 4 - Motor con excitación compuesta diferencial

Uso de los motores de corriente continua

En la elección de un tipo de motor tienen importancia tres factores, a saber:

- 1) Velocidad: Que puede ser constante, variable, o regulable
- 2) Cupla de arranque: Que puede ser mayor, o menor que la cupla de plena carga
- 3) Corriente de arranque: Que puede ocasionar perturbaciones en la red.

Los tipos de motores de corriente continua disponibles, son:

Motor derivación

Su velocidad es aproximadamente constante con la variación de la carga y desarrolla una cupla proporcional a la corriente absorbida de la red. Los motores derivación se usan para tornos, perforadoras y otras máquinas herramientas de velocidad constante y también para comandos de dispositivos cuya cupla de arranque no sea demasiado enérgica, ventiladores, bombas centrífugas, etc...

Motor serie

Su velocidad es ampliamente variable con la carga y su cupla es proporcional al cuadrado de la corriente absorbida a la red, si el motor funciona magnéticamente no saturado. Los motores serie se emplean en tracción eléctrica, grúas, ascensores, montacargas, cuyas cuplas de arranque son elevadas y no requieren velocidad constante.

Cuando aumenta la carga de un motor serie, éste responde disminuyendo su velocidad y aumentando su cupla con un pequeño incremento de la intensidad de corriente, evitando así, súbitas perturbaciones en la red de alimentación.

En las mismas condiciones, un motor derivación mantendría constante su velocidad y desarrollaría la cupla exigida por la carga, pero a expensas de un gran aumento de la corriente absorbida, lo que ocasionaría perturbaciones severas en la red de alimentación.

Los motores serie no deben utilizarse para impulsar correas de transmisión, ni otros dispositivos en los que la carga pueda ser retirada, porque cuando ésta es baja, o nula, tienden a funcionar a velocidades excesivas.

Motor compuesto

Posee una velocidad variable con la carga y una "característica de cupla" comprendida entre la del motor derivación y la del motor serie. Este motor tiene, sobre el serie, la ventaja de acercarse a una velocidad límite para cargas débiles, velocidad que está dada por su campo derivación.

Los motores compuestos se emplean cuando no se requiere velocidad constante y donde se exige una cupla de arranque bastante elevada, excepto los casos en que se imponga el motor serie porque la cupla aludida así lo exija.

Se utilizan en ascensores rápidos, dado que su arrollamiento serie permite desarrollar una gran cupla de arranque, siendo desconectado luego de alcanzar cierta velocidad prefijada y el motor queda entonces funcionando a velocidad constante como si se tratara de un motor derivación.

Para funcionamiento de cortadoras, punzonadoras, etc..., cuya carga máxima sólo dura un corto tiempo, se recurre a la utilización del motor compuesto provisto de un volante, dado que la característica de velocidad decreciente permite que el volante entregue la energía mecánica acumulada con el fin de soportar el pico de carga y aliviar así al sistema de alimentación eléctrico. En el motor derivación, la velocidad no disminuye y, por lo tanto, el

volante no prestaría ninguna utilidad y el motor serie no sería adecuado, porque funcionaría a velocidades excesivas antes y después del corte.

Cuando se trata de trenes de laminación, cuya carga fluctúa muy rápidamente, se recurre al motor compuesto provisto de volante. A menudo se instalan motores compuestos donde resultaría más adecuada una característica de velocidad constante, propia del motor derivación, pero, sin embargo, el arrollamiento serie permite desarrollar la enérgica cupla necesaria para vencer la inercia de las partes rotantes, como acontece en las pesadas cepilladoras.

REGULACIÓN DE LA VELOCIDAD

Estudiaremos, aquí, la "regulación de la velocidad" de los motores de corriente continua por medios eléctricos, pero aclarando, que hoy existen métodos electrónicos que poseen indudables ventajas sobre los medios eléctricos para tal fin.

Por otra parte, es conveniente antes de encarar el tema, hacer algunas precisiones genéricas, que resultarán de suma utilidad:

- 01) "La velocidad angular n de un motor de corriente continua es proporcional a la fuerza contraelectromotriz E inducida en la armadura, e inversamente proporcional al flujo magnético del campo inductor de la máquina"

$$\boxed{n = \frac{E}{K\phi} = \frac{U - IR_a}{K\phi}} \quad (23)$$

- 02) "La cupla C es proporcional al flujo magnético del campo inductor ϕ y a la corriente de armadura I ".

$$\boxed{C = K_1 \phi I} \quad (19)$$

- 03) "La potencia mecánica es proporcional a la velocidad angular n y a la cupla C del motor"

$$\boxed{P_m = 1,027 \cdot C \cdot n = K_2 \cdot (UI - I^2 R_a)} \quad (17)$$

- 04) "El flujo magnético inductor ϕ es proporcional a la corriente de excitación del campo inductor i "

$$\boxed{\phi = K_3 i} \quad (31)$$

La "regulación de la velocidad" de los motores de corriente continua puede obtenerse de las siguientes maneras, analizando la fórmula 23:

- Puede disminuirse la velocidad, reduciendo la tensión del inducido, con lo que la potencia disminuye proporcionalmente (ver fórmula 17), aunque la cupla permanece constante.
- Puede aumentarse la velocidad, reduciendo la corriente de excitación del campo inductor, con lo que disminuye la cupla (ver fórmula 19), aunque la potencia permanece constante.

Estas dos distintas formas de regular la velocidad son graficadas en la Figura 52

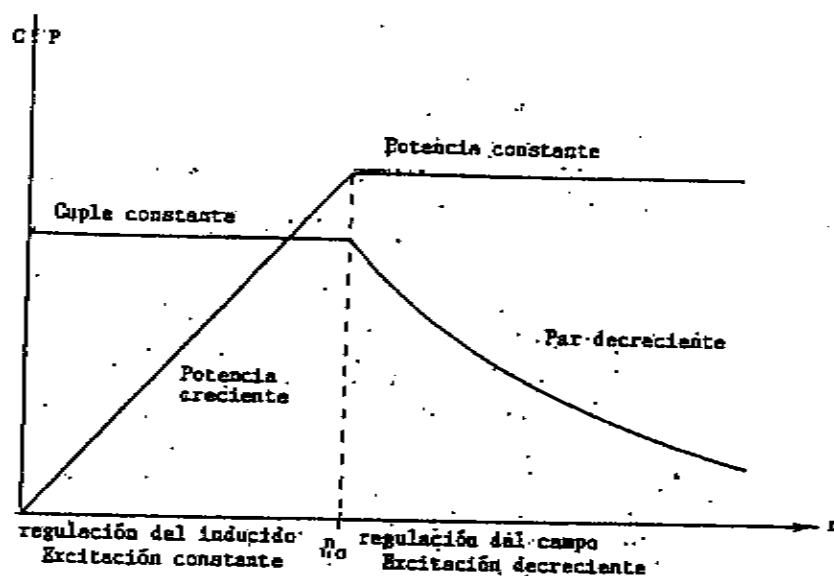


Fig. 52

Analizando la fórmula 23, se observa que la velocidad puede variarse de tres modos distintos, si las otras magnitudes permanecen constantes:

- 01) Control reostático: Variando R_i , conectando un resistor en serie con el inducido.
- 02) Control de campo: Variando el flujo inductor ϕ , actuando sobre la corriente de excitación " i ".
- 03) Control de tensión: Variando la tensión de alimentación " U ".

Regulación de velocidad de motores serie

El método más sencillo de regular la velocidad de los motores "serie" consiste en variar la tensión de armadura añadiendo resistores en serie con el inducido.

Como el control de velocidad es un fenómeno permanente, la "resistencia de arranque" no es apta para tal fin, pues su capacidad para disipar energía es muy limitada y deberían conectarse "resistencias de arranque" ampliamente dimensionadas.

De aquí, que este tipo de control resulta antieconómico en funcionamiento y en costo de instalación, salvo para motores de pequeña potencia y de uso no industrial.

Además, presenta dos serios inconvenientes técnicos:

- 01) La variación de velocidad es sólo en sentido decreciente
- 02) La velocidad no es estable si la corriente de carga varía.

La velocidad de los motores "serie" puede regularse, también, por medio de resistores en derivación con el inducido, o en derivación con el campo.

La figura 53 muestra el circuito de un motor "serie" al que se le conecta un resistor en derivación con el inducido.

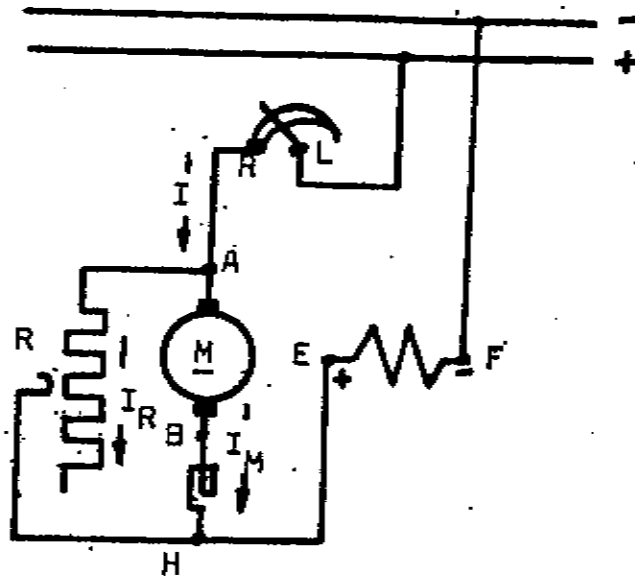


Fig. 53

Si la resistencia de regulación es de bajo valor óhmico, resulta que $I_R > I_M$, por lo que el motor estará muy excitado y, sin embargo, la corriente del inducido es pequeña, por lo que la velocidad del motor es baja y la cupla se conserva en su valor normal. Se desprende de que aumentando el valor óhmico de R, aumenta la velocidad.

En la Figura 54, el resistor variable R está conectado en derivación con el campo inductor y, entonces, ocurre lo contrario que en el caso anterior, ya que al disminuir el valor óhmico de R, aumenta la corriente I_R , disminuyendo la corriente I_S y, por lo tanto, aumenta la velocidad.

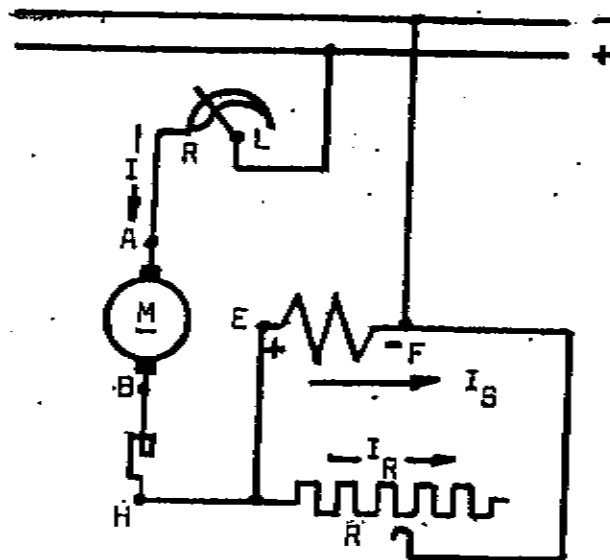


Fig. 54

El motor "serie" resulta particularmente apropiado para el servicio de tracción, porque es capaz de desarrollar mayor "cupla de arranque" que cualquier otro tipo de motor eléctrico,

porque su curva "característica mecánica" con una curva de velocidad de variación hiperbólica, limita automáticamente la demanda de energía en momentos de mucha carga, mientras que un motor "derivación", que funciona a velocidad prácticamente constante, con todas clases de cargas, tomaría de la red, una corriente excesiva, en tales circunstancias.

Control de velocidad "Serie-Paralelo"

Cuando se trata de servicios de tracción en ferrocarriles urbanos, o interurbanos, cada coche-motor va equipado normalmente con cuatro motores "serie" de los cuales dos, permanentemente en paralelo y acoplados mecánicamente mediante una transmisión a las ruedas motrices delanteras, son equivalentes a un solo motor y, análogamente ocurre lo mismo con los otros dos motores que impulsan las ruedas traseras.

En la Figura 55 M_1 y M_2 son dos motores idénticos provistos de iguales resistores de arranque R_1 y R_2 , respectivamente.

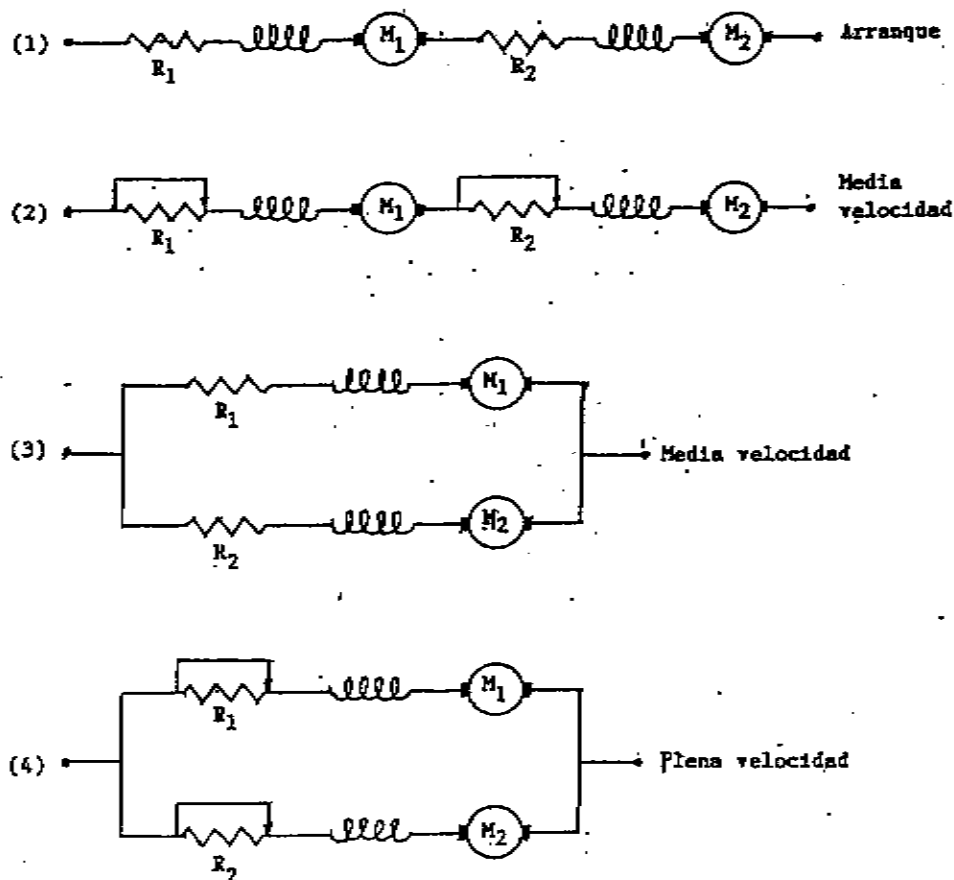


Fig. 55

En la posición (1) la tensión total de la línea es absorbida por los resistores de arranque R_1 y R_2 y los inducidos de los motores M_1 y M_2 , lo que provoca un arranque suave. Debe tenerse en cuenta, que en primera instancia, la casi totalidad de la tensión de la línea, cae en los resistores R_1 y R_2 , ya que en el momento del arranque las fuerzas electromotrices de ambos inducidos es nula.

En la posición (2) se van variando las resistencias R_1 y R_2 eliminándolas, poco a poco, por medio de un "combinador de tambor" hasta cortocircuitarlas, hasta que la tensión sobre los bornes de cada motor es la mitad de la tensión de línea.

La corriente y la cupla fluctúan, pero en condiciones normales de funcionamiento, sus valores medios permanecerán substancialmente constantes durante el período de aceleración y, por lo tanto, la velocidad aumentará en proporción casi uniforme hasta la mitad del valor correspondiente a cada motor, por lo que el tren marchará a media velocidad.

En la posición (3) una maniobra del "combinador" cambia la conexión "serie" de los motores a la conexión "paralelo" y al mismo tiempo, inserta entre ellos y la línea nuevamente los resistores de arranque R_1 y R_2 , tal que la corriente de cada motor y por lo tanto, la cupla, permanecen inalterados.

La corriente absorbida por cada motor, es la misma que la que tomaban de la línea en la posición (2), pero la corriente total tomada de la línea es el doble, mientras que la velocidad es la misma que en la posición (2), es decir, el tren marcha a media velocidad.

En la posición (4), los resistores R_1 y R_2 se van eliminando, poco a poco, hasta cortocircuitarlos, por lo que los motores giran a plena velocidad y están sometidos a la tensión total de línea entre sus bornes de alimentación.

Utilizando este procedimiento la pérdida de energía en los resistores de control es exactamente la mitad de la que se produciría si los motores hubiesen sido conectados en paralelo desde el principio de la operación.

La corriente absorbida por éstos se mantiene constante, de modo que también es constante la aceleración del tren.

Si se requieren velocidades superiores a la de plena carga habrá que conectar resistores en paralelo con los campos inductores "serie" de los motores.

Cuando el motor serie debe arrancar muy lentamente se conectan en paralelo con los inducidos de cada motor un resistor que tiene por objeto reducir la cupla de arranque.

Si se pretende detener bruscamente al tren, se desconectan los motores de la línea y se intercala un resistor entre sus bornes terminales, en cuyo caso, el motor se comporta como un generador de corriente continua y se frena rápidamente. (frenado dinámico), mientras que la potencia desarrollada en dichos resistores se disipa en forma de calor.

Otra forma modificada del "frenado dinámico" es el denominado "frenado regenerativo", en el que la energía almacenada en el sistema móvil se devuelve a la línea de alimentación eléctrica en vez de consumirse pasivamente en un resistor.

Por ejemplo, mientras un sistema móvil, tal como un tren eléctrico bajando una pendiente se frena de esta forma, podría suministrar energía a otro tren que se hallase subiendo una rampa, aliviando así a la línea de alimentación de parte de la carga del sistema.

Regulación de velocidad de los motores derivación

Variación de la resistencia del inducido

En los motores con excitación derivación puede regularse la velocidad disponiendo un reóstato en serie con el inducido, pero esta regulación no resulta económica, puesto que las pérdidas en el resistor insertado son muy grandes, lo mismo que ocurría en los motores con excitación serie, pero tiene la virtud de poder así lograr bajas velocidades.

En efecto, en el caso de los motores con excitación derivación, o excitación independiente, el valor del flujo del devanado inductor se mantiene en un valor fijo, dado que la tensión de alimentación se mantiene en un valor constante.

Analizando la fórmula 23:

$$n = \frac{U - I R_i}{K \phi} \quad (23)$$

vemos que la velocidad depende de la diferencia $(U - I R_i)$ y, como el valor óhmico de R_i es muy bajo, obtenemos una posibilidad de variación de la velocidad, modificando el valor del numerador de la fórmula 23, agregando en serie con el inducido un reóstato R_r , el cual tendrá que disipar en forma de calor la potencia $I^2 R_r$, lo que hace al sistema antieconómico

La Figura 56 muestra el circuito del método de regulación de velocidad descrito, como así también se ilustran las curvas de variación de la velocidad en función de la corriente de carga I y tomando como parámetro el valor de la tensión aplicada al inducido.

La variación de la velocidad se produce sólo en el sentido decreciente.

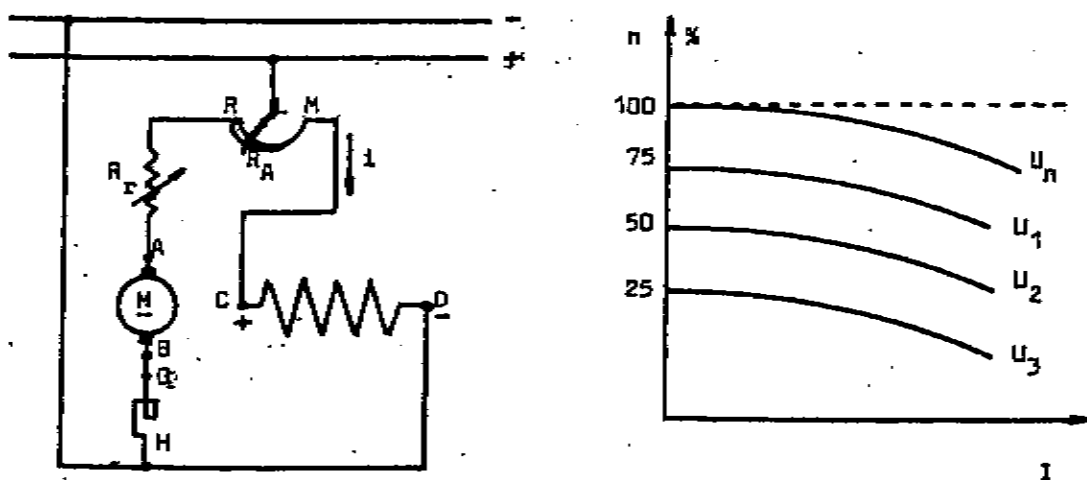


Fig. 56

Control por variación de la resistencia del campo inductor

Este método se adapta principalmente a los motores con excitación derivación y es el método más simple y económico, pues requiere solamente un reóstato en el circuito del devanado del campo inductor de la máquina.

La energía disipada en forma de calor es relativamente pequeña comparada con el método anterior, dado que la corriente de excitación del campo " i " es mucho menor que la corriente del inducido " I ".

Para un motor cuyo arrollamiento de campo esté calculado para ser conectado a la tensión plena nominal U_n , el método provee solamente una variación en el sentido del aumento de velocidad, pues se actúa debilitando al flujo magnético del campo inductor.

La razón de la variación de velocidad que se puede obtener de esta forma con motores dotados de "interpolos", puede llegar hasta 6 a 1, correspondiendo la mínima velocidad a la condición de máxima excitación. Pero, si no existen "interpolos", la razón de la variación de velocidad queda limitada a aproximadamente 2 a 1.

El reóstato R_r regula el valor de la corriente de excitación del campo inductor y, por lo tanto, el valor del flujo excitador, con lo que se logra la variación de velocidad.

Aumentando el valor óhmico del resistor R_r se baja el valor de la corriente de excitación " i " y, por lo tanto se aumenta la velocidad. La Figura 57 ilustra sobre el circuito y las curvas características de la regulación de la velocidad.

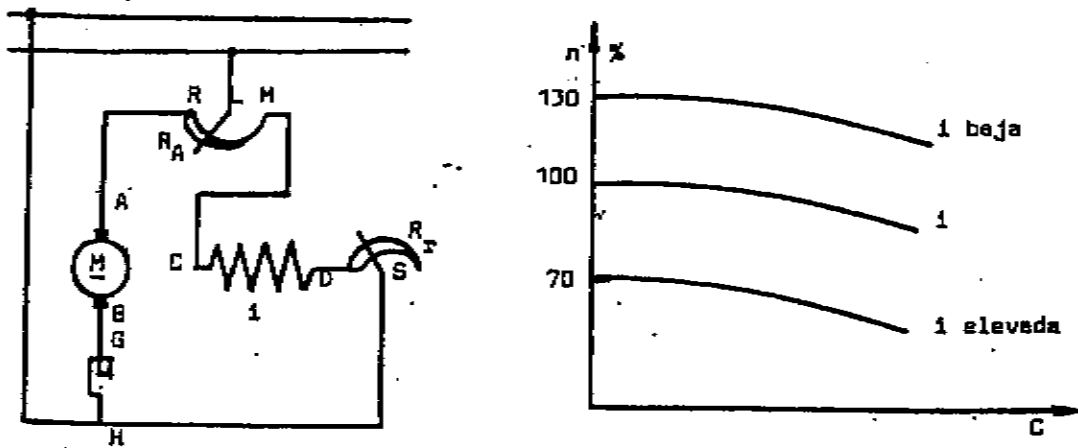


Fig. 57

Naturalmente existen ciertos límites para el aumento de la velocidad. Estos límites son unos de índole mecánica y otros de índole eléctrica, ya que una elevada velocidad origina peligrosas fuerzas centrífugas y además, un debilitamiento del campo inductor hace que el motor tome mayor corriente en el inducido para mantener el valor de la cupla, por lo que debe evitarse que este valor de corriente no comprometa y alcance el límite térmico del aislante del devanado del inducido.

Por otra parte, elevadas velocidades suelen producir dificultades en el proceso de conmutación que pueden manifestarse con un excesivo chisporroteo en las escobillas, por lo que estos motores van siempre provistos de "polos de conmutación", para minimizar este efecto.

Para alcanzar velocidades menores que la nominal se deberá incrementar la corriente excitadora " i " y se debe tener presente que podría comprometerse térmicamente el aislante del devanado excitador.

Estas dos técnicas de regulación de la velocidad de los motores de corriente continua con excitación derivación son, en realidad, complementarias.

El control de la "tensión de inducido" funciona bien para velocidades inferiores a la nominal, pero no para velocidades por encima de ella, ya que para alcanzar una velocidad mayor que la nominal mediante el control de tensión del inducido, se requeriría una tensión en el inducido que podría dañar la aislación de los devanados.

El método de "variación de la resistencia del campo inductor", o control de la corriente del campo magnético inductor, funciona bien para variación de la velocidad para velocidades por encima de la nominal.

Combinando las dos técnicas de control en el mismo motor, es posible obtener un rango de variación de velocidad de hasta 40 a 1, lo que nos dice que los motores con excitación en derivación, o separada, tienen excelentes características de control de velocidad.

Método de control de tensión

La velocidad de los motores de corriente continua de excitación separada, de excitación derivación, o de excitación compuesta se puede variar de tres distintas maneras, a saber : Variando la resistencia del inducido, variando la resistencia del campo inductor, o variando la tensión del inducido. De estos tres métodos, el más eficaz es de "control de la tensión del inducido", que permite amplias variaciones de la velocidad, sin afectar el par

máximo del motor. De hecho, la forma normal para variar la tensión del inducido de un motor de corriente continua, es la de proveerlo de su propio generador independiente.

Uno de los métodos más conocidos que aplican este tipo de control es el conocido con el nombre de "Ward-Leonard", que fue diseñado para instalaciones que requerían gran potencia y un amplio margen de variación de la velocidad.

La Figura 58 muestra el circuito eléctrico de este sistema de control, donde el motor de velocidad constante suele ser un motor de corriente alternada que sirve de máquina primaria a los dos generadores de corriente continua identificados como "excitador de potencial constante" y "generador de tensión ajustable".

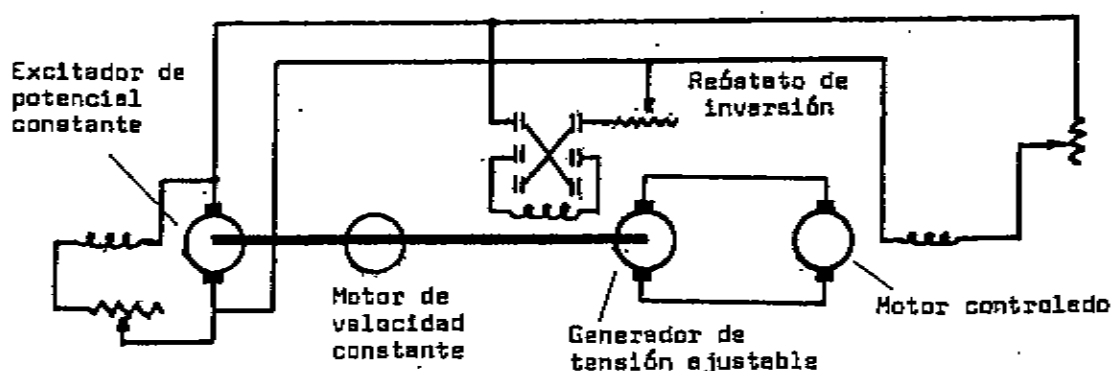


Fig. 58

El motor cuya velocidad se desea regular (motor controlado), es de "excitación independiente", realizándose el control de tensión en la armadura.

El campo inductor del generador de tensión ajustable es excitado por la tensión generada por el excitador de potencial constante y puede ser ajustado desde cero a un valor máximo en cualquier sentido por medio de un reóstato y llave inversora.

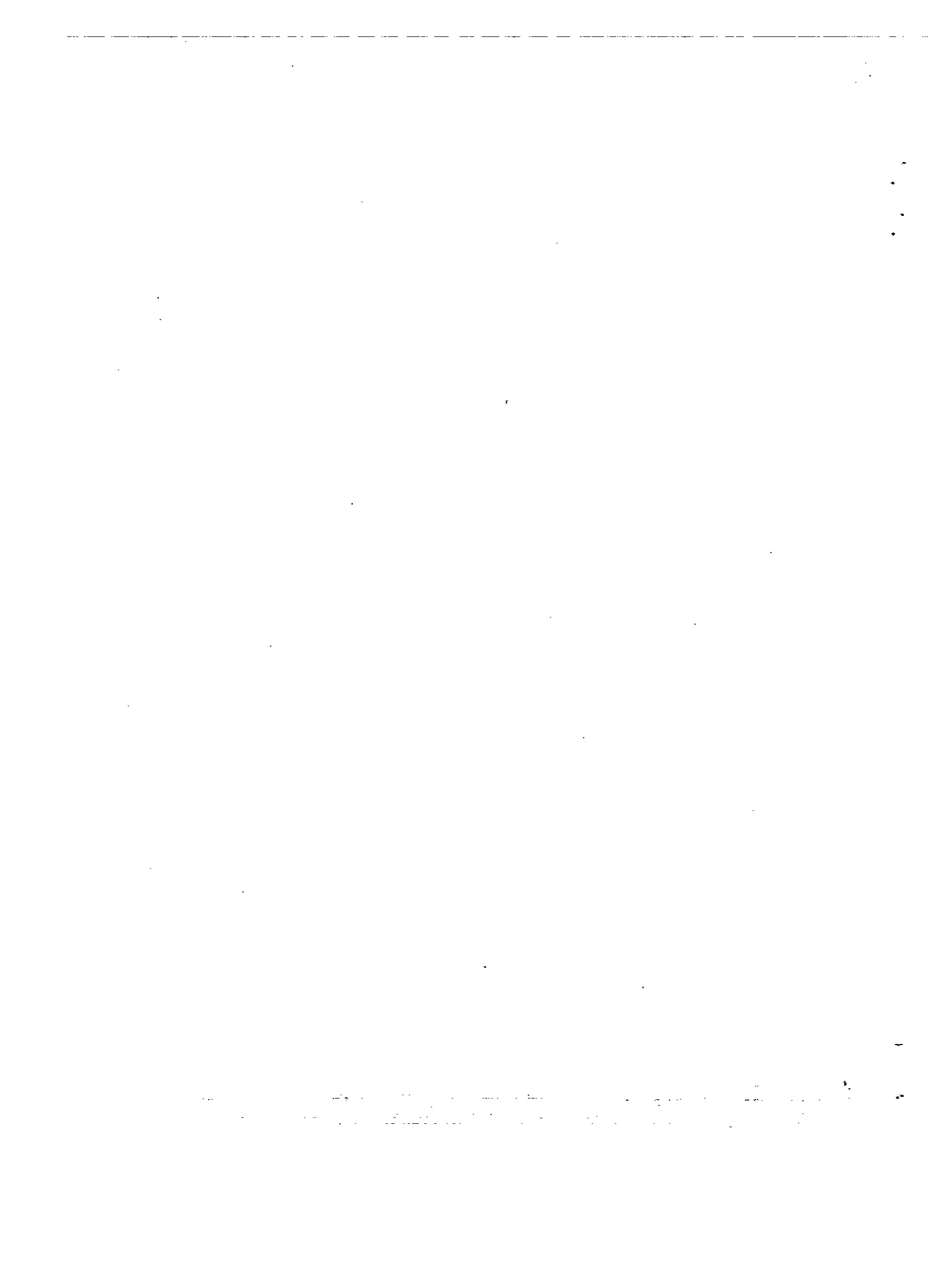
De este modo, se puede variar la tensión y permutar la polaridad en el generador de tensión ajustable, variando así, la velocidad y el sentido de rotación del motor controlado.

El método tiene el inconveniente de resultar antieconómico en cuanto al costo de la instalación auxiliar, pero es de buen rendimiento y se adapta muy bien para el control automático de la velocidad de un motor.

El margen total de variación de velocidad puede llegar a ser de 40 a 1, ya que el margen aproximado de 10 a 1, es posible lograrlo con la excitación variable del generador de tensión ajustable y, el margen adicional de 4 a 1, puede ser obtenido por el control reostático del campo inductor del motor controlado.

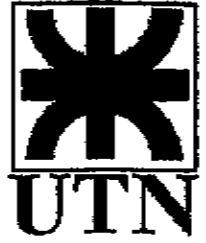
Las desventajas evidentes del sistema "Ward-Leonard" es que precisa de tres máquinas de capacidad de potencia esencialmente igual a la potencia del motor controlado, lo cual resulta muy costoso. Otra desventaja es que estas tres máquinas resultan mucho menos eficientes que una sola.

Debido a su costo de instalación y su baja eficiencia relativa el sistema "Ward-Leonard" ha sido reemplazado en las nuevas aplicaciones por los modernos circuitos controladores electrónicos basados en el uso de los circuitos rectificadores con SCR. (Rectificador controlado de Silicio)



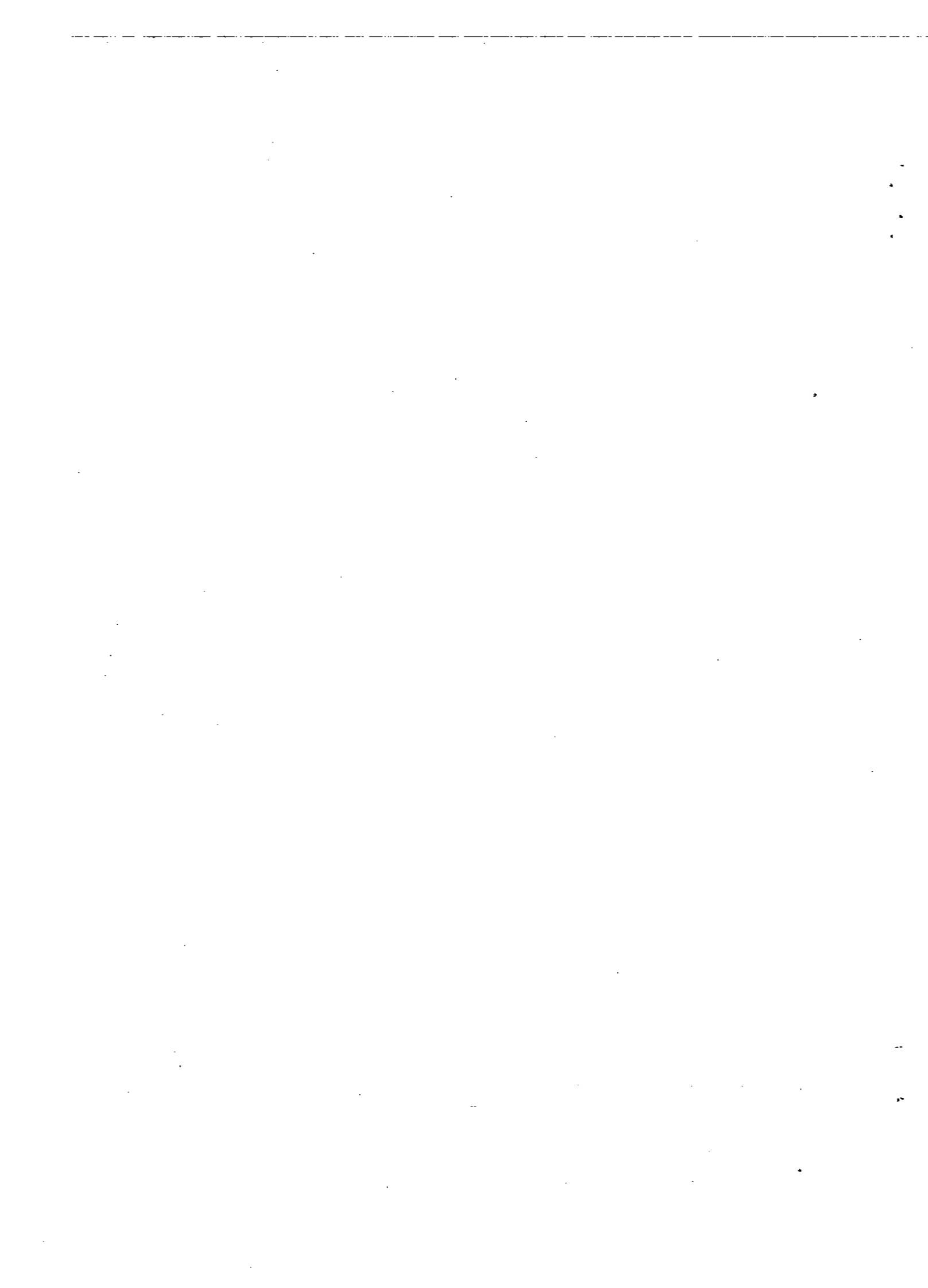


UNIVERSIDAD
TECNOLOGICA
NACIONAL



MÁQUINA SINCRÓNICA

Autor: Ing. José Luis González



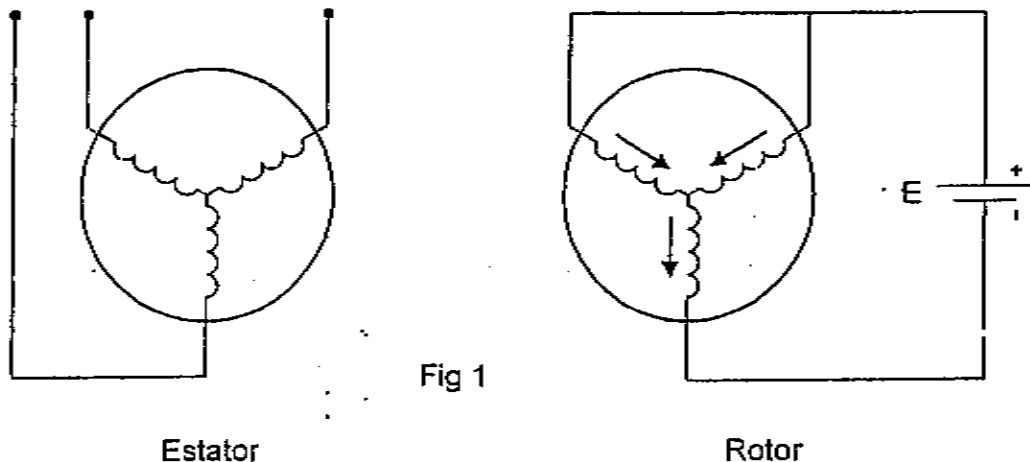
MÁQUINA SÍNCRÓNICA

El motor polifásico de inducción se llama indistintamente "Asincrónico" cuando en vez de aludir al carácter de generación de las corrientes eléctricas en su rotor, se hace referencia a las condiciones relativas de movimiento entre el campo magnético estático y el rotor.

Sin embargo, en el punto de resbalamiento nulo, la máquina se convierte en una "Máquina Síncrona", pues el rotor gira a la misma velocidad que el campo magnético estático.

La "Máquina de inducción" no puede funcionar establemente en sincronismo, pues se suprimiría el efecto de inducción, que es el origen de la cupla.

Si estando en "sincronismo", ayudada por una cupla exterior, se hace circular corriente continua por el arrollamiento rotórico, de la forma que indica la figura (1), todo acontece como si la corriente alternada fuera reemplazada por la continua en el momento en que una fase pasa por el valor máximo y las otras dos tienen módulo mitad y sentido contrario al de la primera.



En consecuencia, el rotor es recorrido por corrientes de frecuencia nula, gira a la misma velocidad que el campo magnético estático, y la máquina "asincrónica" se convierte en una máquina "síncrona". Naturalmente que en estas condiciones resulta innecesario tener en el rotor un devanado trifásico, pues se lo puede reemplazar con ventajas, por solenoides recorridos por corriente continua que establezcan el mismo campo cíclico original, es decir, que tengan tantos polos como el devanado primario y que sigan desarrollando un campo de distribución senoidal.

La máquina "síncrona" puede funcionar indistintamente como generador, o como motor, pero encuentra su principal aplicación en la producción de energía eléctrica, en cuyo caso, se la denomina concretamente, "alternador".

El estator de un alternador no se diferencia, en principio, del de un motor de inducción, la diferencia se presenta en el rotor, que ahora adopta la forma de una rueda polar alimentada con corriente continua.

Como el proceso energético se ha invertido, pues se convierte energía mecánica en eléctrica, resulta que el estator es el asiento de las corrientes inducidas, por lo que se le denomina "inducido" y a su estructura eléctrica la "armadura", aunque ordinariamente no se diferencian los dos términos.

A la estructura electromagnética de la rueda polar se la llama también "inductor". Estructuralmente, entonces, este tipo de máquina, consta de dos partes, una fija y otra móvil.

Por lo general, la parte fija, o estator, es la parte "inducida", y la parte móvil, o rotor, representa al "inductor", aunque para unidades de pequeña potencia (70 KVA hacia abajo) conviene invertir las dos funciones con ventaja en el campo constructivo y en las características de la máquina misma, tomando entonces la máquina una fisonomía constructiva parecida a la de las máquinas de corriente continua.

Las razones de disponer el "inductor" en el rotor y el "inducido" en el estator, son las siguientes:

- 1) Las tensiones más altas son las engendradas en el "inducido", lo mismo que las corrientes, por lo que es necesario, entonces, disponer de un mayor espacio para el cobre y la aislación.
- 2) Las conexiones del sistema polifásico son fijas, lo que permite resolver con mayor facilidad los problemas de anclaje de las bobinas, su correcta aislación y la captación de la corriente.
- 3) Es siempre delicado el hacer girar a gran velocidad circuitos donde se deben engendrar grandes tensiones, ya que la fuerza centrífuga y las vibraciones que se ejercen sobre los conductores y aislantes aceleran su envejecimiento y son causa de cortocircuitos destructivos.
- 4) La captación por medio de anillos y escobillas de la corriente generada sería imperfecta, ya sea por dificultades de aislación de los anillos respecto a la masa, así como las dimensiones a prever de esas escobillas, por las elevadas corrientes que las atravesarían.

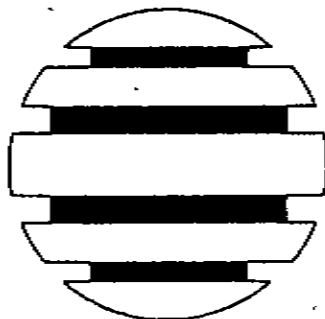
Es por todas estas razones que en la mayoría de los casos el "inducido" está en el "estator" y el "inductor" en el rotor, alimentándose por medio de anillos rozantes que lo conectan a una fuente de corriente continua.

Los alternadores de gran potencia accionados por turbinas de gas, o de vapor, tienen eje horizontal, se construyen con dos, o cuatro polos y poseen un diámetro generalmente menor que la longitud axial del núcleo.

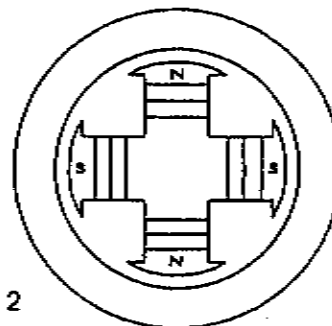
Las exigencias de equilibrio dinámico son severas y se satisfacen mejor si la rueda polar es reemplazada por un cilindro ranurado, en el que se aloja el arrollamiento "inductor" de la máquina (Máquinas turbo, o turboalternadores), llamadas, por lo general, máquinas de "rotor liso".

Los alternadores accionados por turbinas hidráulicas son de eje vertical, de velocidades medias y bajas y de gran número de polos.

Por oposición de forma con la máquina turbo, o de rotor liso, a la rueda polar se la conoce con el nombre de "rotor de polos salientes".



Rotor liso



Rotor de polos salientes

Figura 2

De la fórmula:

$$f = \frac{p \cdot n}{120} \quad (1)$$

Donde: p = número de polos
 n = velocidad angular en r.p.m.
 f = frecuencia en Hz

Se deduce que para generar $f = 50$ Hz, debe cumplirse que: $p \cdot n = 6000$, de donde teniendo en cuenta que las turbinas de vapor son inherentemente máquinas de alta velocidad, se deduce que los "turboalternadores" deben tener bajo número de polos, en general, de dos a seis.

En contraposición, una turbina hidráulica tiene una velocidad angular, en general, menor que 200 r.p.m. por lo que exige que el alternador para generar una frecuencia de 50 Hz. deba poseer mayor número de polos, por lo que su rotor se convierte en un rotor de "polos salientes".

Con excepción de las unidades de pequeña potencia todos los alternadores se suministran con las fuentes de corriente continua, que no es más que un generador de corriente continua acoplado mecánicamente al eje del alternador y que se denomina "excitatriz".

La potencia de la excitatriz, expresada en tanto por ciento, respecto de la potencia del alternador, está dada por los siguientes valores orientativos:

Potencia Generador	KVA	25	50	100	250	500	1000	2500	5000
Potencia Excitatriz	%	4	3.5	3	2	1.4	1.25	1.1	0.9

Actualmente se está extendiendo el concepto de "autoexcitar" a los generadores sincrónicos rectificando la tensión alterna del propio generador. La idea es muy vieja (aproximadamente 1910), pero recién en estos últimos años se está generalizando su aplicación gracias a los modernos sistemas de "rectificación" que dan una garantía de buen funcionamiento, tanto bajo el aspecto de la "autoexcitación", cuanto de la "autoregulación" de la tensión debido a la variación de la carga y de su factor de potencia.

Las unidades de baja potencia disipan la energía de pérdidas por ventilación natural, vale decir, sin medios auxiliares para la disipación del calor.

Las de media potencia requieren medios auxiliares para la circulación del aire y hasta se llega al uso de intercambiadores de calor.

Los alternadores de grandes potencias se construyen blindados exteriormente y con absoluto grado de hermeticidad para reemplazar el aire de refrigeración por Hidrógeno, que además de tener menor coeficiente de viscosidad, posee en igual proporción mayor capacidad calorífica que el aire. De esta manera, disminuyen las pérdidas por ventilación y se facilita la extracción del calor de pérdidas en los intercambiadores.

FUERZA ELECTROMOTRIZ INDUCIDA EN UNA FASE DE UN ALTERNADOR

Por la Ley de Faraday-Lenz, sabemos que:

$$e = - \frac{d\phi}{dt} \quad (2)$$

Cuando una bobina se mueve con relación a un flujo magnético que es constante en el tiempo, el valor medio de la f.e.m. inducida en la bobina puede determinarse rápidamente según el siguiente análisis.

Cuando la bobina de la figura (3) está situada en la posición vertical abraza el flujo magnético máximo " ϕ_m " por polo de la máquina.

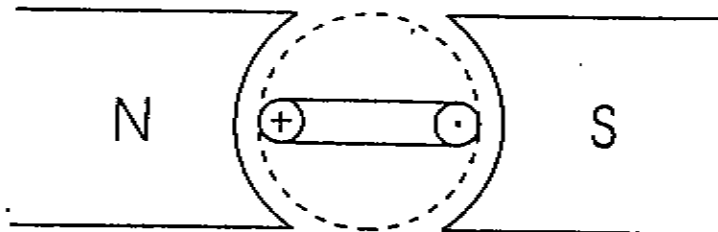


figura 3

Cuando se mueve un cuarto de vuelta de la posición vertical y se sitúa en la posición horizontal que muestra la figura, el flujo magnético abrazado es nulo.

Si giramos la bobina un cuarto de vuelta más y en el mismo sentido, la bobina se sitúa nuevamente en la posición vertical y el flujo abrazado es otra vez el máximo, pero en la dirección opuesta. De este modo, durante media vuelta, la variación del flujo magnético abrazado, será:

$$\Delta\phi = \phi_m - (-\phi_m) = 2 \cdot \phi_m \quad (3)$$

Y como el tiempo empleado es evidentemente la mitad del período " T ", la Fuerza electromotriz media generada, será:

$$E_{me} = \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{2 \cdot \phi_m}{T/2} = \frac{4 \cdot \phi_m}{T} \quad (4)$$

Pero sabemos que: $T = 1/f$

Luego:

$$E_{me} = 4 \cdot f \cdot \phi_m \quad (5)$$

Si la bobina tiene " N_e " espiras, resulta que:

$$E_{me} = 4 \cdot N_e \cdot f \cdot \phi_m \quad (6)$$

En una máquina rotativa conviene hablar del número de conductores periféricos " N ", en vez del número de espiras y como cada espira está constituida por dos conductores activos, resulta que:

$N = 2 \cdot N_e$ $N_e = N/2$ o sea que:

$$E_m = 4 \cdot \frac{N}{2} \cdot f \cdot \phi_m = 2 \cdot N \cdot f \cdot \phi_m \quad (7)$$

Fórmula válida cuando se supone que sólo existen en la máquina dos polos. Si el número de polos de la máquina fuese "p", sabemos que:

$$f = \frac{p \cdot n}{120}$$

Luego:

$$E_m = 2 \cdot N \cdot \frac{p \cdot n}{120} \cdot \phi_m = N \cdot \frac{p \cdot n}{60} \cdot \phi_m \quad (8)$$

Además sabemos que la F.E.M. instantánea puede expresarse por:

$$e = 2 \cdot l \cdot v \cdot B \quad (9)$$

Lo que indica que siendo "e" proporcional a la inducción "B", la ley de variación en el tiempo de la F.E.M. "e", será exactamente igual a la ley de variación en el tiempo de la inducción "B", de forma tal que cuando la distribución del flujo a lo largo del entrehierro sea senoidal, la F.E.M. inducida en la bobina, también lo será.

Sabemos que para una senoide se cumple que:

$$K_1 = \frac{E}{E_m} = \frac{\frac{E_m}{\sqrt{2}}}{\frac{2}{\pi} \cdot E_m} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} = 1.11$$

Luego:

$$E = K_1 \cdot E_m = 2 \cdot K_1 \cdot f \cdot N \cdot \phi_m = K_1 \cdot \frac{p \cdot n}{60} \cdot N \cdot \phi_m = 1.11 \cdot \frac{p \cdot n}{60} \cdot N \cdot \phi_m \quad (10)$$

Fórmula válida cuando la distribución de la inducción magnética sea sinusoidal, los conductores de una fase estén todos conectados en serie, y las f.e.m. de los "N" conductores en serie, tengan igual fase y estén ubicados sobre la periferia de la máquina en ranuras situadas a una distancia igual al paso polar, estando el "paso polar", definido por:

$$T_p = \frac{\pi \cdot D}{p} \quad (11)$$

D = Diámetro del entrehierro

P = Número de polos

Prácticamente tenemos que:

- 1) La distribución del campo magnético en el entrehierro no sigue exactamente una ley sinusoidal, por lo que "K1" no es igual a 1,11. La expansión polar no abarca un "paso polar" completo, sino que llamando "b" al largo de dicha expansión polar, se cumple que:

$$0.55 < \frac{b}{T_p} < 0.75$$

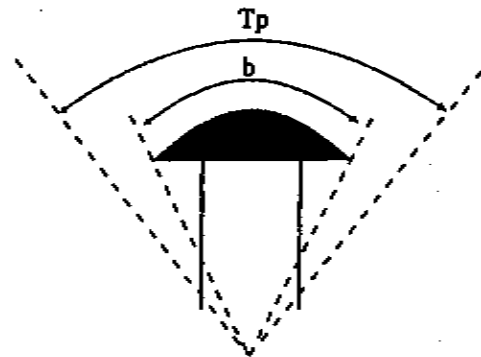


Figura 4

teniendo como término medio, el valor: $T_p = 2/3 = 0.66$

- 2) Los conductores que constituyen el bobinado de una fase no siempre están todos conectados en serie, pudiendo existir circuitos en paralelo. En tal caso hay que distinguir los conductores "presentes" por fase, de los conductores "activos" que son los que aparecen en la fórmula (10).
"Los conductores activos de una fase, en una ranura, serán los presentes en dicha ranura, divididos por el número de circuitos paralelos existentes en la fase"
- 3) No todos los "N" conductores en serie están electromagnéticamente en idéntica condición de fase, porque no todos en el mismo instante tienen el mismo valor de la F.E.M. inducida, por estar generalmente ubicados en distintas ranuras.
Estas circunstancias dan lugar a las definiciones de los distintos "Factores del bobinado".

FACTOR DE DISTRIBUCIÓN 'K2'

Los parámetros más importantes de un bobinado trifásico son:

S = Número total de ranuras estatóricas

p = Número de polos

m = Número de fases

Q = Número de ranuras por polo = $S/p = q.m$

q = Número de ranuras por polo y por fase = $S/p.m = Q/m$

Tr = Paso polar en ranuras = S/p

α = Ángulo eléctrico entre ranuras = $360^\circ/S \cdot p/2 = 180^\circ/Q = 180^\circ/(q.m)$

Las F.E.M. inducidas en las bobinas individuales de un grupo "polo-fase", no están en fase, sino que están defasadas entre sí un ángulo eléctrico dado por:

$$\alpha = \frac{180^\circ}{q \cdot m} \quad (12)$$

y la F.E.M. resultante no será la suma aritmética, sino la suma geométrica de las F.E.M. parciales

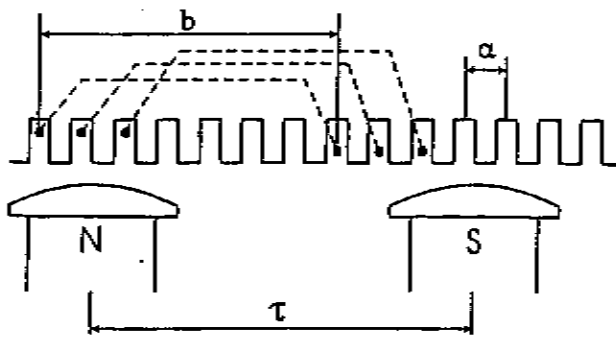


Figura 5

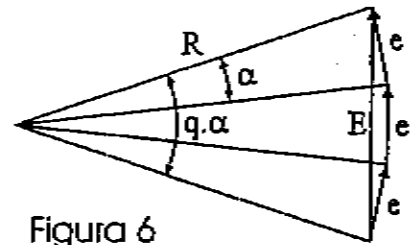


Figura 6

Definiremos el "Factor de distribución" K_2 , por:

$$K_2 = \frac{E}{q \cdot e}$$

E = Suma geométrica

$q \cdot e$ = Suma aritmética

De la figura anterior observamos que:

$$\text{sen}\left(\frac{q \cdot \alpha}{2}\right) = \frac{E}{2 \cdot R} \quad \text{sen}\left(\frac{\alpha}{2}\right) = \frac{e}{2 \cdot R}$$

reemplazado:

$$K_2 = \frac{E}{q \cdot e} = \frac{2 \cdot R \cdot \text{sen}\left(\frac{q \cdot \alpha}{2}\right)}{q \cdot 2 \cdot R \cdot \text{sen}\left(\frac{\alpha}{2}\right)} = \frac{\text{sen}\left(\frac{q \cdot \alpha}{2}\right)}{q \cdot \text{sen}\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad (13)$$

Como: $q \cdot m \cdot \alpha = 180^\circ$, si $m = 3$, resulta: $q \cdot \alpha = 60^\circ$

Luego tenemos que para $m = 3$ la (13) es:

$$K_2 = \frac{\text{sen}(30^\circ)}{q \cdot \text{sen}\left(\frac{30^\circ}{q}\right)} \quad (14)$$

FACTOR DE ACORTAMIENTO K_3

El "Factor de acortamiento" es también conocido como "Factor de paso". Normalmente el paso de la bobina es menor que el "paso polar", esto es, los arrollamientos de corriente alterna son, en general, de "paso acortado".

Cuando las bobinas abarcan un paso menor que el "paso polar", su f.e.m. será también menor.

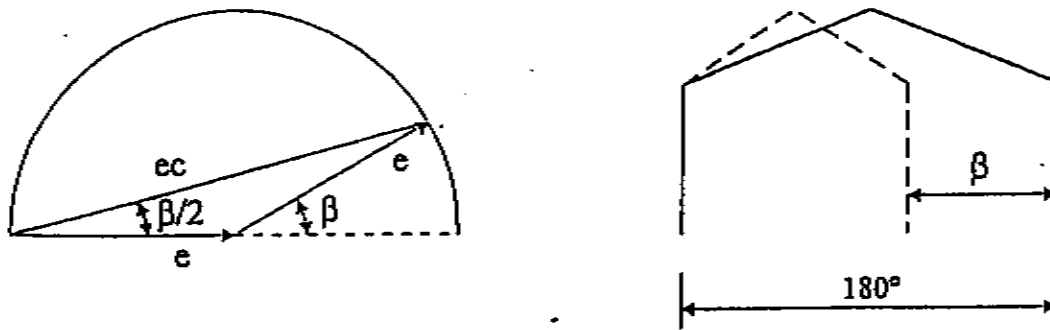


Figura 7

La F.E.M. "ec" debida al acortamiento será:

$$ec = |\vec{e} + \vec{e}| = 2 \cdot e \cdot \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)$$

Definiremos ahora el "Factor de acortamiento" K_3 como el cociente entre la "Suma geométrica con paso acortado" y la "Suma aritmética con paso entero":

$$K_3 = \frac{2 \cdot e \cdot \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)}{2 \cdot e} = \cos\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (15)$$

La fórmula (15) es válida para la primera armónica o fundamental de la onda de la F.E.M. y en general para la armónica de orden "n" será:

$$K_{3_n} = \cos\left(\frac{n \cdot \beta}{2}\right) \quad (16)$$

Luego, la expresión general de la F.E.M. inducida en una fase de un alternador será:

$$E_m = 2 \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot f \cdot N \cdot \phi_m = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot \frac{p \cdot n}{60} \cdot N \cdot \phi_m \quad (17)$$

MOTIVO DE LA DISTRIBUCIÓN DEL BOBINADO

Mirando una espira seccionada por el plano del papel recorrida por la corriente "I" en el sentido indicado en la figura (8), la F.M.M. sería representable por un rectángulo de altura "I".



Figura 8

Si superponemos "Ne" espiras en el mismo contorno, la F.M.M. es representable por un rectángulo "Ne" veces más alto, suponiendo que las espiras están conectadas en serie. Si concentramos el bobinado de una fase en dos únicas ranuras situadas a una distancia igual a un "paso polar", la F.E.M. inducida vendrá dada por:

$$E_m = 2 \cdot K_1 \cdot f \cdot N \cdot \phi_m \quad (K_2 = K_3 = 1)$$

o para $K_1 = 1.11$ será:

$$E_m = 2.22 \cdot f \cdot N \cdot \phi_m \quad (18)$$

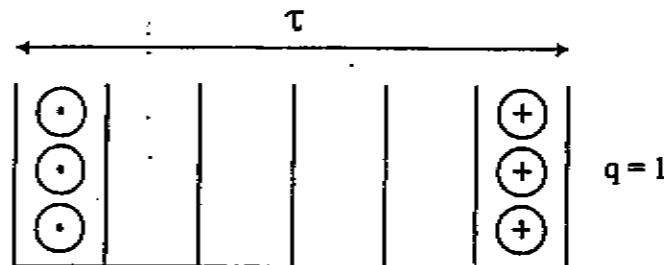


Figura 9

Si pensamos los mismos "N" conductores distribuidos como lo indica la figura siguiente, la fuerza magnetomotriz resultará "escalonada" y tendremos un valor de la fuerza electromotriz inducida igual al valor medio ($2/\pi$) de la magnitud antes indicada.

$$E_m = 2 \cdot \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot f \cdot N \cdot \phi_m = \sqrt{2} \cdot f \cdot N \cdot \phi_m = 1.41 \cdot f \cdot N \cdot \phi_m \quad (19)$$

Comparando los resultados de la (18) y (19), comprobamos que a igualdad de "N" conductores activos, la fuerza electromotriz inducida sería mayor con el bobinado concentrado que con el bobinado distribuido ($2.22/1.41 = 1.57$)

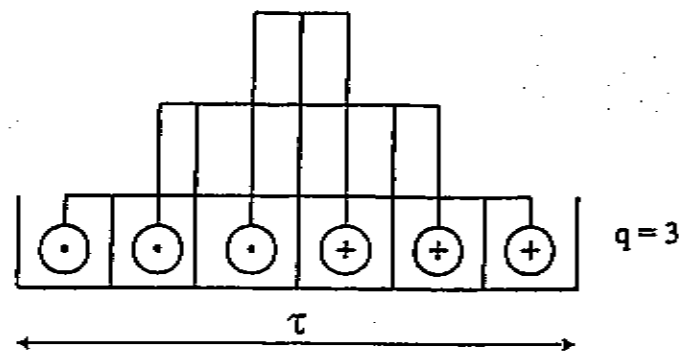


Figura 10

Resulta, sin embargo, conveniente distribuir el bobinado sobre una parte suficientemente grande del "paso polar" con el objeto de mejorar la "forma de onda" de la fuerza electromotriz inducida, ya que el bobinado concentrado reproduciría todas las deformaciones de la curva de distribución del campo, reducir el valor de la reactancia de dispersión y favorecer el enfriamiento.

Un devanado distribuido de paso completo es equivalente a "q" bobinas concentradas, cada una de ellas de paso entero y desplazadas de su contigua un ángulo " α ".

La fuerza magnetomotriz rectangular debida a cada bobina individual puede entonces descomponerse en una "fundamental" y "armónicas impares".

Al sumar las "q" fundamentales, que difieren en fase en " α " grados, su resultante será inferior a la suma algebraica, lo que es igualmente cierto para las armónicas de orden superior, lo que mejora la forma de onda de la fuerza electromotriz inducida.

EFEECTO DE LAS ARMONICAS DE ORDEN SUPERIOR

La curva de distribución del flujo de un alternador síncrono de "polos salientes", no es senoidal. Cuando esta curva de distribución se resuelve en una "Serie de Fourier", ésta consiste en una onda "fundamental" y "armónicas impares" de orden superior.

Para determinar el "valor eficaz" de la fuerza electromotriz resultante, es necesario evaluar la raíz cuadrada del valor promedio de los valores instantáneos al cuadrado.

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_3^2 + E_5^2 + E_7^2 + \dots} \quad (20)$$

Debido a que las amplitudes de las armónicas son mucho menores que la amplitud de la fundamental y que el paso polar de la armónica de grado "n" es la n -ésima parte del paso polar de la fundamental, es que las armónicas tienen influencia despreciable en el valor eficaz de la fuerza electromotriz de la máquina.

Sin embargo, bajo algunas circunstancias, la tercera armónica puede producir dificultades en las máquinas trifásicas. Las fuerzas electromotrices inducidas por la fundamental en las tres fases de un alternador, son:

$$\begin{aligned} e_R &= E_1 \sin \omega t \\ e_S &= E_1 \sin(\omega t - 120^\circ) \\ e_T &= E_1 \sin(\omega t - 240^\circ) \end{aligned}$$

Es decir, las fases S y T están defasadas 120° y 240° eléctricos, respectivamente, con referencia a la fase R.

Para la armónica de tercer orden estos desplazamientos angulares son, $3 \times 120^\circ$ y $3 \times 240^\circ$, ya que el paso polar para la armónica de tercer orden es $1/3$ del paso polar de la fundamental.

Concretamente, las armónicas de tercer orden para las distintas fases, resultan:

$$e_{3R} = E_3 \sin 3\omega t$$

$$e_{3S} = E_3 \sin(3\omega t - 360^\circ) = E_3 \sin 3\omega t$$

$$e_{3T} = E_3 \sin(3\omega t - 720^\circ) = E_3 \sin 3\omega t$$

Mientras que las tensiones inducidas por las tres fases por la fundamental constituye un sistema trifásico simétrico y equilibrado, las tensiones inducidas en estas fases por las armónicas de tercer orden, están todas "en fase" y, por lo tanto, no constituyen un sistema trifásico de tensiones equilibrado.

Las fuerzas electromotrices de frecuencia triple no aparecerán en los terminales de un alternador trifásico conectado en estrella, ya que se cancelan entre sí, cada dos fases, desde que las tensiones de fase se combinan en un ángulo de $3 \times 60^\circ = 180^\circ$, es decir, están en oposición de fase, por lo que están neutralizadas en lo que se refiere a las tensiones de línea.

Por la misma razón quedarán neutralizadas todas las armónicas impares múltiplo de la tercera. Por lo tanto, en los alternadores conectados en estrella que funcionan con "neutro aislado", es conveniente elegir un paso de devanado que disminuya las armónicas 5ta y 7ma, ya que 11ª y las armónicas de orden superiores, pueden despreciarse.

Si observamos la fórmula (16); se nota que para eliminar la armónica de orden "n", tendrá que ser $K_{sn} = 0$

$$\cos \frac{n\beta}{2} = 0 \quad \text{luego:} \quad \frac{n\beta}{2} = 90^\circ \quad \text{o sea:} \quad n\beta = 180^\circ$$

de donde:

$$\boxed{\beta = \frac{180^\circ}{n}} \quad (21)$$

Si queremos eliminar la 5ta armónica, debemos hacer: $\beta = \frac{180^\circ}{5} = 36^\circ$

Lo que es equivalente a un paso de devanado de: $\frac{180^\circ - 36^\circ}{180^\circ} = \frac{4}{5}$

Mientras que para la 7ma armónica, será: $\beta = \frac{180^\circ}{7} = 26^\circ$

Que daría un paso acortado de: $\frac{180^\circ - 26^\circ}{180^\circ} = \frac{6}{7}$

Si se acorta el paso en la media de estos dos valores anteriores, es decir, se adopta un paso de $5/6$, se reducen las amplitudes de estas dos armónicas de la onda de tensión a una cuarta parte del valor que tendrían con un devanado de paso entero, o integral, lo que

demuestra la conveniencia de "acortar el paso" de los devanados para mejorar la forma de onda de la tensión en bornes de la máquina.

Para entender porqué las fuerzas electromotrices de frecuencia triple no aparecen en los bornes terminales de un alternador trifásico conectado en estrella, debemos realizar el siguiente análisis.

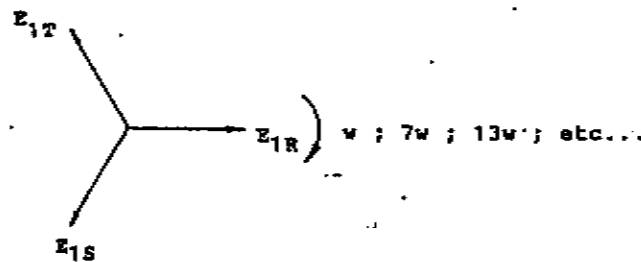
Si la onda del flujo inductor es poliarmónica, conteniendo sólo armónicas de orden superior impar ($2n + 1$), la expresión de los valores instantáneos de las fuerzas electromotrices inducidas, resulta:

$$\begin{aligned}
 e_{R0} &= \hat{E}_1 \cdot \text{sen } \omega t + \hat{E}_3 \cdot \text{sen}(3\omega t + \beta_3) + \hat{E}_5 \cdot \text{sen}(5\omega t + \beta_5) + \dots \\
 e_{S0} &= \hat{E}_1 \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + \hat{E}_3 \cdot \text{sen}\left(3\omega t - 3 \cdot \frac{2}{3}\pi + \beta_3\right) + \hat{E}_5 \cdot \text{sen}\left(5\omega t - 5 \cdot \frac{2}{3}\pi + \beta_5\right) + \dots \\
 e_{T0} &= \hat{E}_1 \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) + \hat{E}_3 \cdot \text{sen}\left(3\omega t - 3 \cdot \frac{4}{3}\pi + \beta_3\right) + \hat{E}_5 \cdot \text{sen}\left(5\omega t - 5 \cdot \frac{4}{3}\pi + \beta_5\right) + \dots
 \end{aligned} \tag{22}$$

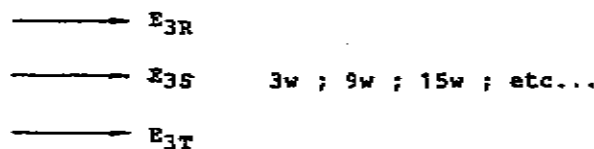
Reduciendo los defasajes a su mínimo valor, obtenemos:

$$\begin{aligned}
 e_{R0} &= \hat{E}_1 \cdot \text{sen } \omega t + \hat{E}_3 \cdot \text{sen}(3\omega t + \beta_3) + \hat{E}_5 \cdot \text{sen}(5\omega t + \beta_5) + \dots \\
 e_{S0} &= \hat{E}_1 \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + \hat{E}_3 \cdot \text{sen}(3\omega t + \beta_3) + \hat{E}_5 \cdot \text{sen}\left(5\omega t + \frac{2}{3}\pi + \beta_5\right) + \dots \\
 e_{T0} &= \hat{E}_1 \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) + \hat{E}_3 \cdot \text{sen}(3\omega t + \beta_3) + \hat{E}_5 \cdot \text{sen}\left(5\omega t - \frac{2}{3}\pi + \beta_5\right) + \dots
 \end{aligned} \tag{23}$$

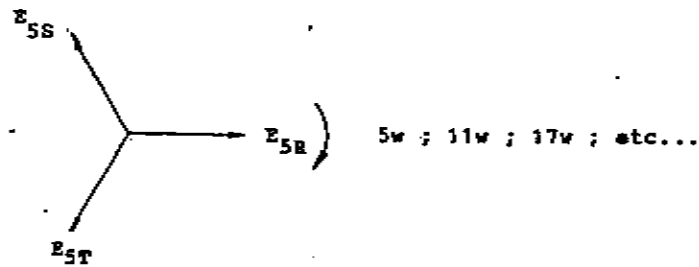
Las tres expresiones anteriores muestran que las tensiones fundamentales "1ra. armónica" y las armónicas de orden ($6n + 1$) forman un sistema simétrico de "secuencia directa":



Las tensiones armónicas de orden ($6n + 3$), forman un sistema simétrico de fase nula, también llamado "homopolar".



Y las tensiones armónicas de orden ($6n + 5$) forman un sistema simétrico de "secuencia inversa"



Luego, para las tensiones de línea, o compuestas del sistema trifásico, se cumple, que:

$$e_{RS} = e_{R0} - e_{S0} \quad e_{ST} = e_{S0} - e_{T0} \quad e_{TR} = e_{T0} - e_{R0} \quad (24)$$

De donde se desprende que desaparecen en las "tensiones de línea" las armónicas de orden superior múltiplo de tres, es decir, de orden $(6n + 3)$

REACCION DE ARMADURA

La acción magnética originada por las corrientes del inducido es un campo rotatorio que gira sincrónicamente con la rueda polar, dando lugar a una "reacción magnética de la armadura", que es la que nos proponemos estudiar.

Cuando el alternador está bajo carga la fuerza magnetomotriz resultante F_R es la suma geométrica de la fuerza magnetomotriz principal F_P y de la reacción de armadura A .

$$\boxed{\bar{F}_R = \bar{F}_P + \bar{A}} \quad (25)$$

Para comprender mejor el efecto producido por la "reacción de armadura", conviene examinarla en las condiciones límites, es decir, cuando la corriente de carga I está en fase con la fuerza electromotriz E y cuando está en cuadratura, atrasada y adelantada.

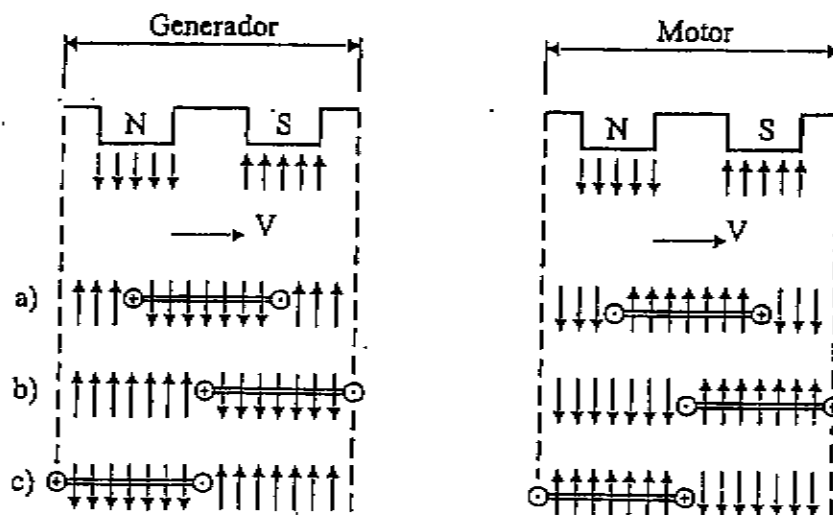


Figura 11

Supongamos una espira recorrida por una corriente I , la cual circula con un ángulo de fase interno " ψ " con respecto a la fuerza electromotriz de vacío E_0 .

a) Cuando $\psi = 0$, la corriente I está en fase con la fuerza electromotriz E_0 . La "reacción de armadura A " refuerza a F_p en una mitad del cuerpo polar y lo debilita en la otra mitad. El efecto es el de provocar una "distorsión" del campo magnético bajo la superficie polar. Este es el caso de que el alternador alimente una carga óhmica pura, o de "excitación normal" en el caso de que la máquina sincrónica opere como motor.

b) Cuando $\psi = -\pi/2$, la corriente I atrasa 90° con respecto a la fuerza electromotriz E_0 . La "reacción de armadura" se opone a la fuerza magnetomotriz principal F_p en el generador provocando un efecto desmagnetizante (Carga inductiva pura). En el caso de que la máquina opere como motor, la "reacción de armadura" A refuerza a F_p , provocando un efecto magnetizante (subexcitación).

c) Cuando $\psi = +\pi/2$, la corriente I adelanta 90° con respecto a la fuerza electromotriz E_0 . La "reacción de armadura" refuerza a la fuerza magnetomotriz F_p en el generador, provocando un efecto magnetizante (Carga capacitiva pura). En el caso del uso de la máquina como motor, la "reacción de armadura" A se opone a F_p provocando un efecto desmagnetizante (sobreexcitación).

Si la corriente I presenta un ángulo de fase interno intermedio entre las situaciones extremas recién analizadas, la reacción de armadura se descompone en una componente en fase con F_p , llamada "componente longitudinal" $A \sin \psi$ y que ejerce su acción en la dirección del eje polar y otra componente en cuadratura $A \cos \psi$, llamada "componente transversal" y que ejerce su acción transversalmente a la dirección del eje polar de excitación.

La componente longitudinal es "magnetizante", o "desmagnetizante", mientras que la componente transversal "distorsiona" el campo principal, pues refuerza una mitad y debilita la otra mitad de la cara polar de la máquina.

La forma piramidal de la fuerza magnetomotriz de "reacción de armadura" mostrada en la Figura 10 puede descomponerse según la "Serie de Fourier" en una expresión matemática de "armónicas impares", dada por:

$$F(\alpha) = \frac{4}{\pi} \left(\sin \alpha + \frac{1}{3} \sin 3\alpha + \frac{1}{5} \sin 5\alpha + \dots \right) \quad (26)$$

Ya vimos que acortando convenientemente el paso del devanado podemos anular las armónicas indeseables, por lo cual trabajaremos con el valor máximo de la fundamental, que para $q = 1$ y paso entero, nos da:

$$A = \frac{4}{\pi} \sqrt{2} \cdot N_e \cdot I = \frac{4}{\pi} \sqrt{2} \cdot \frac{N}{2} \cdot I = 0,9 \cdot N \cdot I \quad (27)$$

si q es distinto de 1, resulta:

$$A = 0,9 \cdot K_2 \cdot N \cdot q \cdot I \quad (28)$$

Y para un campo rotante de m fases, será:

$$A = \frac{m}{2} 0,9.K_2.N.q.I \quad (29)$$

Que para una máquina trifásica en que $m = 3$, resulta:

$$A = \frac{3}{2} 0,9.K_2.N.q.I = 1,35.K_2.N.q.I \quad (30)$$

Ya que en la práctica, K_2 varía entre: $0,956 < K < 0,966$

Tomando $K_2 = 0,96$, resulta que: $A = 1,3.N.q.I \quad (31)$

En el caso de acortar el paso del devanado, obtenemos:

$$\text{Reacción de armadura} = A = 1,3.K_2.N.q.I \quad (32)$$

FLUJO DISPERSO DE LOS POLOS DE EXCITACION

Según se observa en la figura siguiente, la fuerza magnetomotriz de excitación produce dos flujos en paralelo, a saber: "flujo útil" ϕ_p y "flujo disperso" ϕ_d . El primero es el que realmente induce la fuerza electromotriz y, por lo tanto, su recorrido se realiza a través del núcleo de la armadura en su mayor parte en el hierro. El segundo, no se concatena con los conductores del inducido y se cierra en su mayor parte en el aire y es el que constituye el "flujo disperso" de los polos de excitación.

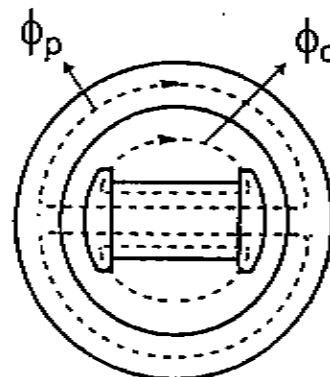


Figura 12

FLUJO DISPERSO DE LA ARMADURA

De la misma manera que en el caso precedente una parte del flujo originado por la corriente de armadura no está concatenado con el circuito magnético principal, sino que se dispersa y se cierra principalmente por el aire sobre la cabeza de los devanados y alrededor de las ranuras a lo largo del paquete, como puede observarse en la Figura 13.

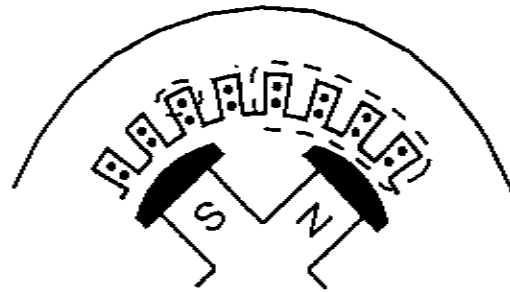


Figura 13

Por esta causa, el flujo disperso de armadura, no está mayormente afectado por la saturación del circuito magnético, de manera que el "coeficiente de autoinducción" L_{da} puede considerarse prácticamente constante.

$$L_{da} = \frac{\phi_d}{I} \quad (33)$$

Esta última fórmula nos permite definir la "Reactancia de dispersión" X_a de cada fase:

$$X_a = \omega \cdot L_{da} \quad (34)$$

IMPEDANCIA DE DISPERSION

La resistencia ohmica de los devanados de un alternador no es la misma medida en corriente continua que medida con corriente alternada, ya que los conductores están inmersos en un campo magnético alterno de configuración muy irregular.

En lo sucesivo, cuando mencionemos la resistencia de los devanados nos referiremos a la misma medida en corriente alternada, denominada "resistencia efectiva", que resulta ser entre 1,1 y 1,3 veces mayor que la resistencia ohmica medida en corriente continua.

De este modo, la caída de tensión interna, producida en una fase del alternador, posee dos componentes, a saber:

$R I$ en fase con la corriente I

$j X_a I$ en cuadratura adelantada a la corriente I

Al valor complejo:

$$Z_a = R + jX_a \quad (35)$$

Se lo conoce con la denominación de "Impedancia de dispersión"

DIAGRAMA FASORIAL DE UN ALTERNADOR DE ROTOR LISO

Con los elementos hasta ahora definidos se puede trazar el Diagrama Fasorial del alternador con rotor liso. Supongamos que el mismo funciona alimentando una carga medianamente inductiva y que se conoce la corriente y otros parámetros constructivos.

La fuerza electromotriz de vacío " E_0 " atrasa 90° del fasor " F_P " representativo de la fuerza magnetomotriz principal de la máquina.

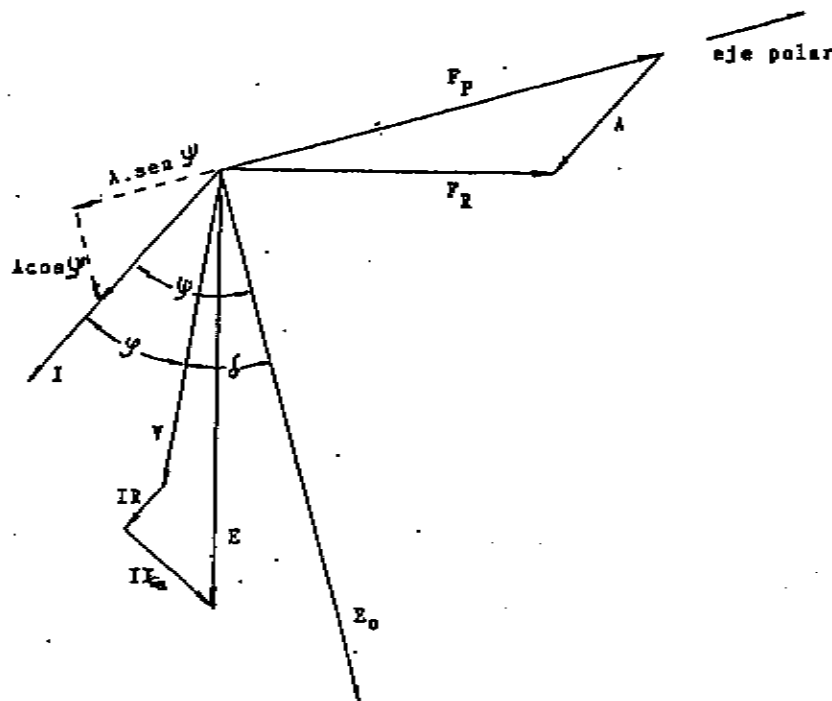


Fig. 14

Luego, dada la dirección del fasor " I ", se traza el fasor representativo de la "reacción de armadura" " A " en la misma dirección y se suma vectorialmente a " F_P ", dando dicha suma como resultante la fuerza magnetomotriz " F_R ", con respecto a la cual atrasa 90° la fuerza electromotriz " E " de la máquina con carga.

Al fasor " E " se le restan las caídas internas originadas por la reactancia de dispersión y la resistencia efectiva de cada fase, para obtener el fasor tensión " V " en bornes de la máquina.

Queda así definido el ángulo de fase externa " φ " dependiente de la carga exterior, el ángulo de fase interno " ψ " y también el ángulo " δ " entre la fuerza electromotriz de vacío " E_0 " y la tensión " V ", que más adelante se justificará como "ángulo de potencia".

CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMIENTO

Para un alternador construido, conducido por un motor primario de potencia suficiente y cargado con un cierta impedancia " Z ", pueden darse las siguientes variables medidas en estado de funcionamiento.

- V = Tensión en bornes por fase
- I = Intensidad de carga por fase
- i = Corriente de excitación
- f = frecuencia de las magnitudes alternadas.
- φ = Angulo entre V e I
- δ = Angulo de potencia, defasaje entre E_0 y V

El conocimiento de las características de funcionamiento solamente puede darse en forma de relaciones empíricas, pues la ley de magnetización no tiene expresión analítica que se funde en teoría aceptable.

Para simplificar el estudio conviene quitar de las relaciones empíricas las magnitudes que deben permanecer constantes, en cualquier condición de funcionamiento, o que se las puede representar en forma paramétrica.

Ocurre así con la frecuencia, y el factor de potencia de la carga, que al ser prefijado, elimina como variable al "ángulo de potencia" " δ ".

La función implícita $f(V; I; i) = 0$, para $\cos\phi$ paramétrico, se estudia por pares de variables, a saber:

CARACTERÍSTICA DE VACIO, O CURVA DE MAGNETIZACIÓN

Es la representación de la fuerza electromotriz de vacío " E_0 " en función de la corriente de excitación " i ", cuando la máquina está en vacío, es decir, cuando $I = 0$ y es impulsada a su velocidad de régimen por un motor primario adecuado.

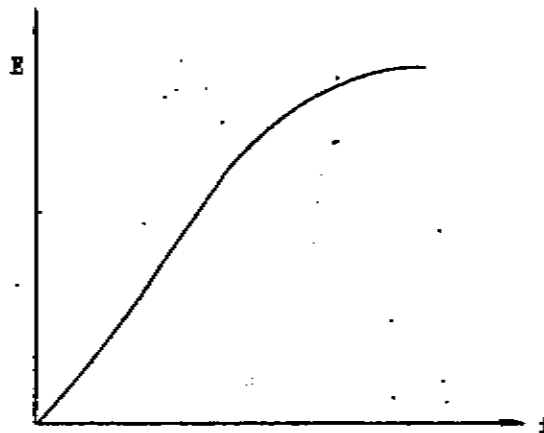


Fig. 15

La "Característica de vacío" tiene una parte inicial casi recta, que se denomina "Característica del entrehierro", por cuanto no estando saturadas las partes de hierro del circuito magnético serie, casi toda la fuerza magnetomotriz de excitación se aplica en establecer el flujo a través de la parte en aire, o "entrehierro" de la máquina.

Cuando la intensidad del campo crece, disminuye la permeabilidad del hierro y con ello la inducción magnética crece más lentamente y la curva de magnetización se comienza a horizontalizar hasta alcanzar el "codo de saturación".

CARACTERÍSTICA EN CARGA NOMINAL

Es la representación de la tensión de fase " V " en bornes, en función de la corriente de excitación " i ", cuando el alternador está cargado con su corriente nominal " I_n " y bajo un valor del factor de potencia prefijado.

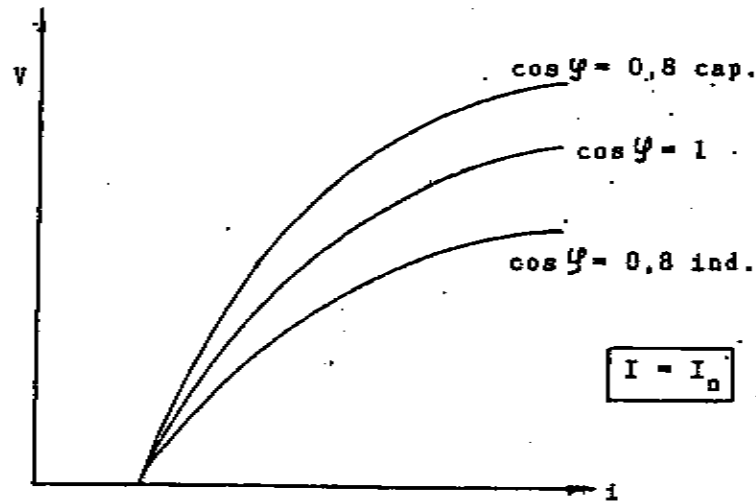


Fig. 16

Normalmente esta característica se traza para $\cos \varphi = 0,8$ inductivo, $\cos \varphi = 0,8$ capacitivo y para $\cos \varphi = 1$

CARACTERÍSTICA EXTERNA

Es la representación de la tensión en bornes "V" por fase, en función de la corriente de carga "I", cuando la máquina se excita con la corriente de excitación nominal requerida para lograr la tensión nominal "V_n" en bornes con una carga inductiva cuyo $\cos \varphi = 0,8$.

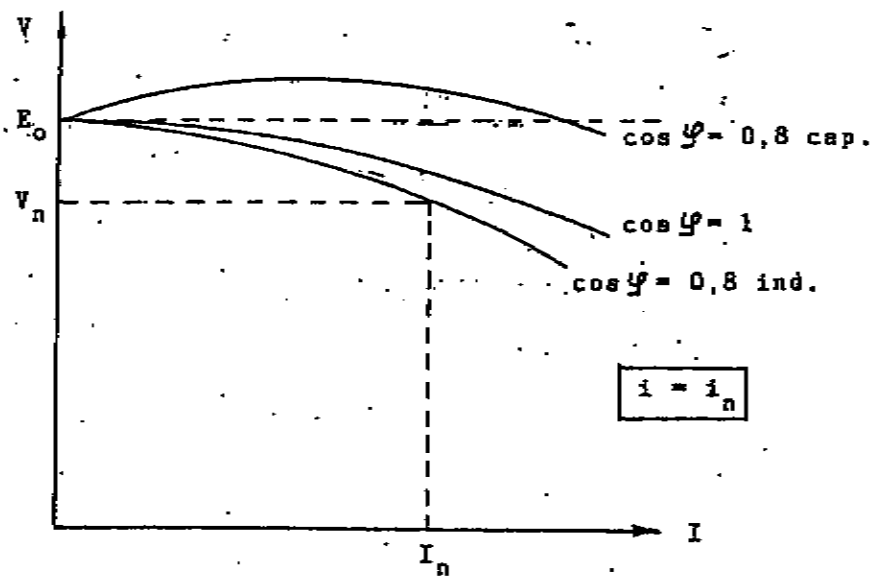


Fig. 17

CARACTERÍSTICA DE REGULACION

Es la representación de la intensidad de excitación "i" en función de la corriente de carga "I", cuando se mantiene al alternador con su tensión nominal en bornes y bajo un dado factor de potencia.

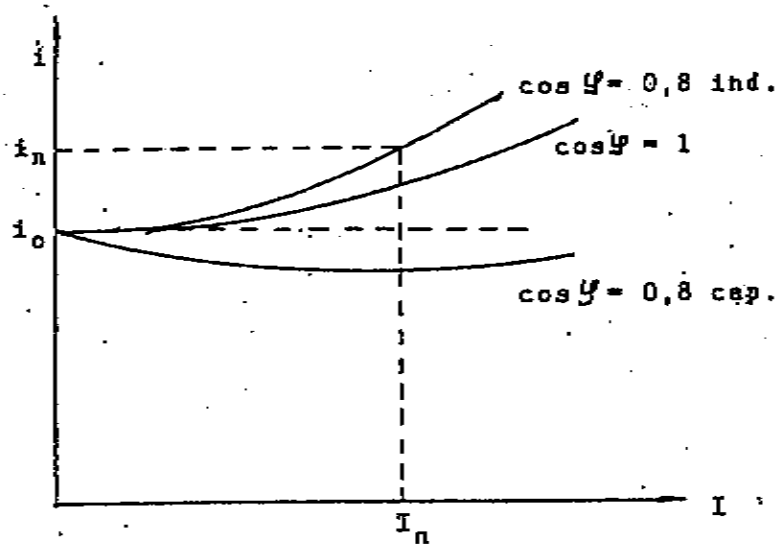


Fig. 18

En rigor, para el conocimiento del comportamiento del alternador no hace falta trazar todas las "características", pues resultaría redundante, ya que unas son consecuencia de las otras. Toda la importancia de estas funciones gráficas queda contenida en el número que convencionalmente denominamos "regulación", que se define como el cociente entre la caída de tensión entre la fuerza electromotriz de vacío " E_0 ", para la excitación $i = i_n$ y la tensión nominal " V_n ", para un factor de potencia prefijado, que expresada en tanto por ciento, resulta:

$$\text{Regulación (\%)} = \frac{E_0 - V_s}{V_s} \cdot 100 \quad (36)$$

La "regulación" de una máquina puede determinarse cargándola realmente y observando la variación de tensión en bornes cuando se desconecta la carga mientras permanecen sin cambios la velocidad y la excitación de la misma.

Pero este procedimiento de "ensayo directo" queda descartado, excepto cuando se trata de máquinas de pequeña potencia, a causa de los inconvenientes que presenta desde el punto de vista técnico y el elevado costo económico.

El uso del "método indirecto" es el aplicado siempre cuando se trata del cálculo de la "regulación". Existen varias maneras que conducen prácticamente al cálculo de la "regulación", apoyándose, cada una de ellas, en formas diferentes de desarrollar la "teoría de la máquina", pero deben emplearse siempre métodos gráficos, ya que debemos basarnos en la "característica de vacío", de la cual, no existe, como ya dijimos, expresión analítica aceptable.

DETERMINACION DE LOS PARAMETROS CARACTERISTICOS

Sabido es que la "reacción de armadura" de la máquina depende del estado de saturación de su circuito magnético, o sea de la permeabilidad del hierro y en definitiva de la corriente de excitación " i ".

Para tener entonces en cuenta los diferentes estados de saturación de la máquina, debemos referirnos a la "Curva de magnetización" de la misma, ya estudiada, ya que en base a esta curva y a otros ensayos, que enseguida indicaremos, podremos determinar las magnitudes características de la máquina.

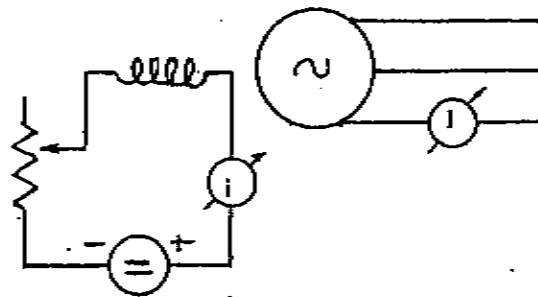


Fig. 19

Los únicos valores que podemos determinar sobre la máquina, midiéndolos directamente, son: la tensión en bornes de salida "V", la corriente de carga "I" y la corriente de excitación "i".

Luego de conocer la "Característica de vacío" efectuaremos otro ensayo llamado "Ensayo de cortocircuito". La "Característica de cortocircuito" se determina en forma experimental, haciendo funcionar la máquina a velocidad nominal con sus bornes en cortocircuito, como lo indica la Figura 19 y variando la corriente de excitación "i" hasta que el amperímetro acuse una corriente de carga "I" del 120 al 150% de la corriente nominal.

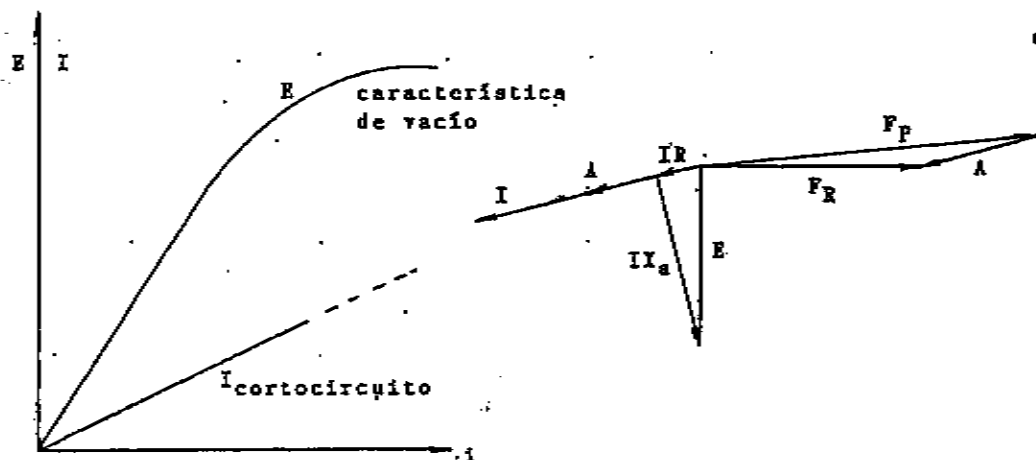


Fig. 20

La "Característica de cortocircuito" es normalmente una línea recta, ya que el valor de la corriente de excitación es pequeño y el suficiente para generar una fuerza electromotriz que alimiente las caídas internas de la máquina a través de la reactancia de dispersión y resistencia del inducido en cortocircuito, por lo que se encuentra lejos de la zona de saturación.

En condiciones de cortocircuito la tensión en bornes "V" es nula mientras que la fuerza electromotriz "E" generada por la excitación resultante "F_R" es justamente la suficiente para vencer la caída interna en la impedancia de dispersión de la máquina.

En la práctica, la reactancia de dispersión "X_s" es mucho mayor que la resistencia efectiva "R", unas 8 veces en las máquinas pequeñas y hasta 15 veces en las de gran potencia, por lo que la corriente "I" se encuentra prácticamente atrasada en cuadratura con respecto a "E".

IMPEDANCIA SINCRÓNICA

Quando estudiamos el diagrama fasorial de la máquina dijimos que "R" era la resistencia efectiva de los arrollamientos del inducido para cada fase y además, habíamos

dicho, que en la máquina existe una cierta cantidad de líneas de flujo que se cierran por el aire sin concatenar las espiras del inducido, es decir, sin crear fuerza electromotriz en el inducido, constituyendo el llamado "flujo de dispersión" y la corriente empleada para sostenerlo provoca una caída de tensión reactiva que nos permitió definir la "reactancia de dispersión" " X_a " de la máquina.

Pero aparte de este flujo, existe otro flujo que concatena al inductor y que, por lo tanto, en casi todo su circuito magnético se cierra por el hierro y que es también creado por la corriente de carga circulante por el inducido, llamado, por esta causa, "Flujo de reacción del inducido", o "Flujo de reacción de armadura", que reacciona con el inductor en forma análoga a lo que ocurría en un transformador en carga y el cual produce una caída reactiva, dando origen a una verdadera "Reactancia de reacción" " X_A ", que no es constante, como en el caso de " X_a ", sino que su valor depende del estado de excitación y de carga del alternador.

Sin embargo, y a pesar del distinto comportamiento de las reactancias mencionadas, se acostumbra a unir a ambas en una única expresión, denominada "Reactancia síncronica" y cuyo valor viene dado, por:

$$\text{Reactancia síncronica} = \boxed{X_s = X_a + X_A} \quad (37)$$

En consecuencia, la impedancia interna total de la máquina suele recibir el nombre de "Impedancia síncronica", cuya expresión matemática, es:

$$\text{Impedancia síncronica} = \boxed{Z_s = R + jX_s} \quad (38)$$

METODO DE LAS FUERZAS ELECTROMOTRICES

El concepto de "Impedancia síncronica" permite trazar el diagrama fasorial del alternados a rotor liso con circuito magnético no saturado. La hipótesis de un rotor liso hace posible combinar las fuerzas magnetomotrices del estator y del rotor por el método de la adición vectorial y la hipótesis de un circuito magnético no saturado hace posible considerar que las fuerzas magnetomotrices individuales crean flujos proporcionales, cada uno de los cuales desarrolla, entonces, una fuerza electromotriz proporcional a ellos, que puede sumarse adecuadamente con otras fuerzas electromotrices para obtener su resultante.

En otras palabras, cada fuerza magnetomotriz puede reemplazarse por las fuerzas electromotrices que produce y por esta razón es que el procedimiento de estudiar así la máquina, recibe el nombre de "Método de las fuerzas electromotrices"

Partiendo de la fórmula 25

$$\boxed{\bar{F}_R = \bar{F}_P + \bar{A}} \quad (25)$$

Sabiendo que:

$$\boxed{E = V + I(R + jX_a)} \quad (39)$$

Y que por la (32), podemos admitir que la "reacción de armadura" es proporcional a la corriente de carga " I ":

$$\boxed{A = k.I} \quad (40)$$

Y como supusimos que el circuito magnético no estaba saturado, podemos escribir:

$$\boxed{E = -j.c.F_R} \quad (41)$$

Donde "c" es una constante de proporcionalidad. Reemplazando (40) y (41) en la (25):

$$\frac{E}{-jc} = F_p + k.I \quad (42)$$

de donde: $-jc.F_p = E + jc.k.I$ (43)

Reemplazando el valor de "E" de la (39) en la (43), obtenemos:

$$-jc.F_p = V + I[R + j(X_a + ck)] \quad (44)$$

pero el término " $-jc.F_p$ " es la fuerza electromotriz provocada por " F_p " cuando dicha fuerza magnetomotriz actúa sola, lo que significa que es la tensión en bornes de la máquina cuando ésta trabaja en vacío, que llamamos " E_o ".

Luego: $E_o = V + I[R + j(X_a + ck)]$ (45)

Al analizar esta última fórmula notamos que la reactancia de dispersión " X_a " ha resultado incrementada en la cantidad " ck ", término que procede de la "reacción del inducido", o armadura "A" y que adquiere el significado de una reactancia ficticia " X_A ", por tal razón llamada "Reactancia de reacción", que sumada a la "Reactancia de dispersión" " X_a ", nos da la ya definida "Reactancia síncrona" " X_s ".

DIAGRAMA FASORIAL DEL METODO DE LAS FUERZAS ELECTROMOTRICES

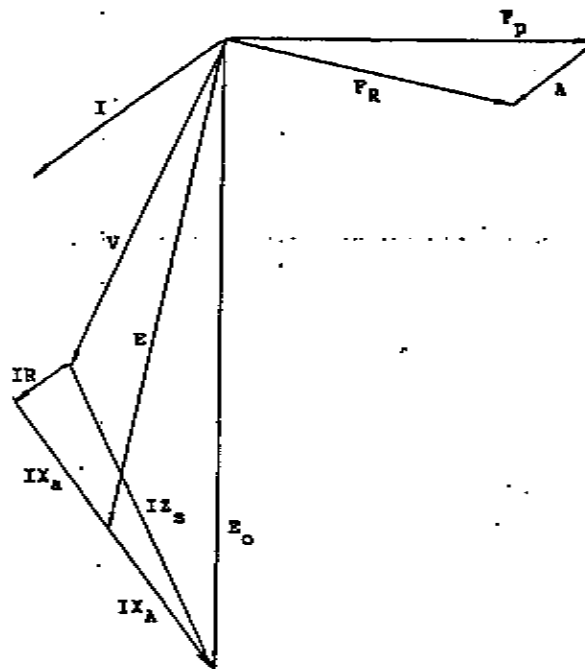


Fig. 21

DETERMINACION DE LA IMPEDANCIA SINCRONICA

El concepto de impedancia síncronica permite trazar el diagrama fasorial del alternador de rotor liso con circuito magnético no saturado y considerarlo como un solenoide generalizado, ya que el elemento activo que reacciona ha sido reemplazado por un elemento pasivo que es la "impedancia síncronica" " Z_s ".

Dicha impedancia puede determinarse experimentalmente partiendo del conocimiento de la "característica de vacío" y la "característica de cortocircuito" del alternador, ya que el triángulo de impedancia del diagrama anterior sugiere que si la máquina está en cortocircuito toda la fuerza electromotriz " E_o " inducida en el devanado es consumida por la impedancia interna de sincronismo, o "impedancia síncronica" de la máquina.

En la figura siguiente se muestra la "Característica de vacío" y la "Característica de cortocircuito" en un mismo gráfico.

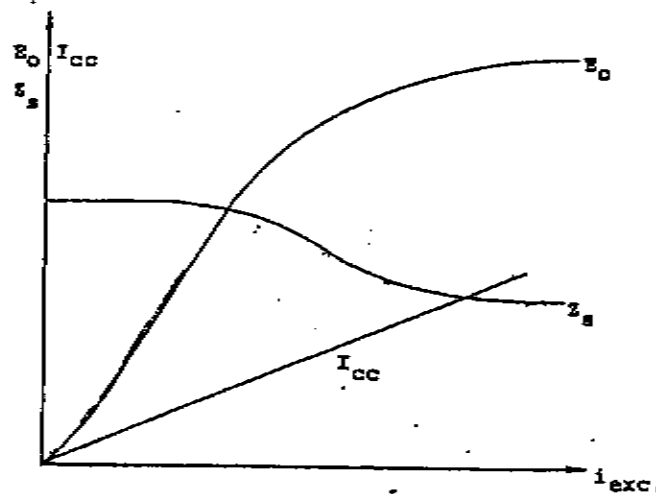


Fig. 22

Si ahora la ordenada de la fuerza electromotriz correspondiente a cualquier valor de la corriente de excitación del campo se divide por la corriente de cortocircuito correspondiente al mismo valor de la excitación, el cociente debe ser la "impedancia síncronica".

Repetiendo este proceso para diversos valores de " i " se obtendrá la curva de la variación de la "impedancia síncronica" que aparece graficada en la misma figura.

$$Z_s = \frac{\sqrt{R^2 + X_s^2}}{I(\text{cortocircuito})} = \frac{E_o(\text{vacío})}{I(\text{cortocircuito})} \quad (46)$$

Como " X_s " es mucho mayor que " R ", en general, el valor obtenido puede considerarse el de la "Reactancia Síncronica" y si se quiere mayor exactitud, si separadamente se ha medido la resistencia de una fase del estator, se puede hacer:

$$X_s = \sqrt{Z_s^2 - R^2} \quad (47)$$

El método de analizar de este modo al alternador se debe a Bhen Eschemburg y actualmente se lo emplea poco debido a que la "reactancia síncronica" determinada de esta forma no es exacta. El valor determinado por la (47) no es igual al que la máquina presenta trabajando en las condiciones reales, debido a la saturación del circuito magnético.

METODO DE LAS FUERZAS MAGNETOMOTRICES

El método de las fuerzas electromotrices se basa en la idea de que cada fuerza magnetomotriz que actúa sobre el circuito magnético no saturado puede reemplazarse por la fuerza electromotriz que la produciría si actuase independientemente.

La inversa de esta proposición, sometida igualmente a la condición de que el circuito magnético no está saturado, lleva a la conclusión de que cada fuerza electromotriz puede reemplazarse por la fuerza magnetomotriz que la produciría, por lo que esta idea constituye el "Método de las fuerzas magnetomotrices" para determinar la "regulación" y la "Característica en carga" del alternador.

Para este fin se reemplaza la caída " $I X_d$ " causada por la "reactancia de dispersión", por la fuerza magnetomotriz ficticia que provocaría aisladamente un flujo igual al flujo disperso " ϕ_d ".

El diagrama fasorial correspondiente es el que muestra la Figura 23. Como vemos en ella la reacción efectiva de la armadura "A" se ha incrementado en la cantidad " A_a ", incremento que tiene en cuenta el efecto de la "reactancia de dispersión" del devanado del inducido.

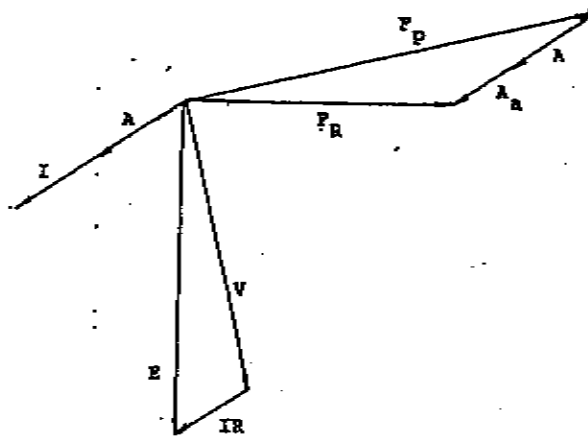


Fig. 23

TRIANGULO DE POTIER

En el "Método de las fuerzas electromotrices" los valores de la "reactancia síncronica" se obtienen dejando de considerar el efecto de la saturación del circuito magnético, pues trabajamos con valores de la corriente de excitación " i " muy inferiores a los de plena carga.

Para acercarnos entonces a esa condición, se hace un nuevo ensayo en carga, pero de tal manera que las caídas se sumen aritméticamente a la tensión en bornes, lo que se consigue cargando al alternador con una carga muy inductiva para obtener un punto de la "Característica externa" con $\cos \varphi = 0$, en la zona de trabajo de la máquina.

A este ensayo se lo conoce con el nombre de "Ensayo con carga devatada", denominación que alude al hecho de no requerir en la carga potencia activa.

Con excitación próxima a la nominal se conecta al alternador una reactancia inductiva pura equilibrada que pueda admitir la corriente nominal. Ordinariamente es imposible disponer de tal reactor, por lo que se lo reemplaza por un motor síncronico subexcitado que se comporta, a los fines prácticos, como tal inductor.

En esas condiciones el diagrama fasorial general toma entonces la forma que se indica en la Figura 24. Si ahora se varía la carga exterior reactiva, mientras que al mismo tiempo se ajusta la excitación del campo " F_p " de tal forma que la corriente de carga " I " permanezca

constante en su valor nominal, la "Característica en carga" del alternador mostraría la forma que indica la Figura 25.

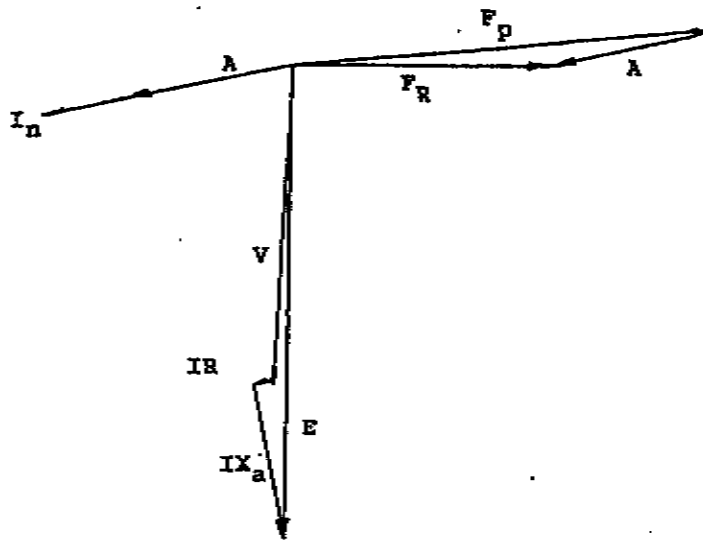


Fig. 24

Cuando la excitación del campo es igual a " \overline{OF} ", a la que corresponde la excitación neta " \overline{OM} ", que es inferior a " \overline{OF} " en la fuerza magnetomotriz de reacción de armadura " A ", la excitación neta " \overline{OM} " induce la tensión " $\overline{MN} = E$ ", pero de esta tensión hay que deducir " $\overline{IX}_a = \overline{NQ}$ ", quedando como tensión en bornes " $\overline{MQ} = \overline{FP} = V$ ", por lo que " P " es un punto sobre la "Característica de factor de potencia cero".

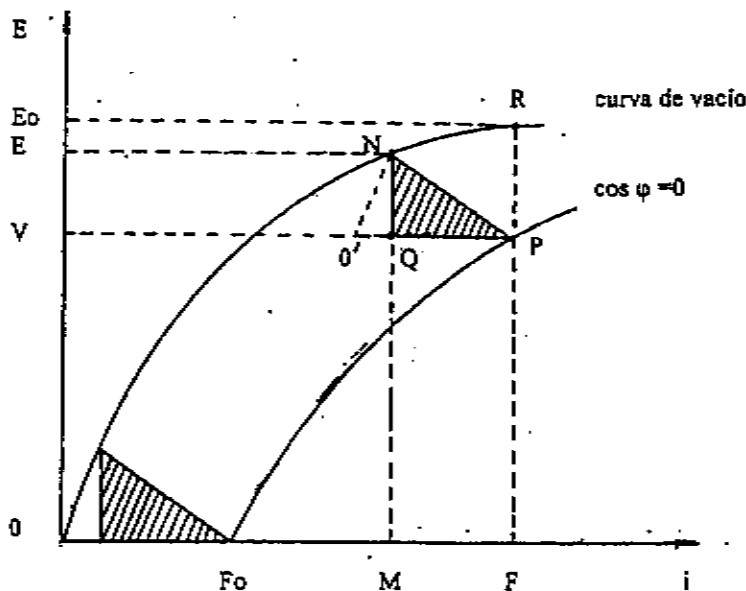


Fig. 25

Se ve fácilmente que si se mantiene constante la corriente " I ", otros puntos de la característica de factor de potencia cero, pueden localizarse trazando el triángulo " NQP ", llamado "Triángulo de Potier", paralelo a sí mismo, de forma que el punto " N " permanezca sobre la "Característica de vacío".

El punto "Fo" tiene un interés especial, ya que corresponde a la excitación " $\overline{OF_0}$ ", que es justamente la suficiente para que circule la corriente de plena carga cuando la máquina está en cortocircuito, por lo que la magnitud " $\overline{OF_0}$ " puede hallarse de la "Característica de cortocircuito".

La construcción de la "Característica de factor de potencia cero" puede aplicarse en sentido inverso para la determinación experimental de la "reactancia de dispersión" del inducido "Xa" y de la "reacción de armadura" "A".

No es necesario determinar toda la característica de factor de potencia cero, siendo suficiente sólo dos puntos, uno de los cuales es "Fo", obtenido de la "característica de cortocircuito", mientras que el otro es el "P", que se obtiene cargando al alternador con motores sincrónicos subexcitados, tal que la excitación del campo " \overline{OF} " del alternador sea aproximada a su valor normal de plena carga.

Por el punto "P" trazamos el segmento " $\overline{O'P} = \overline{OF_0}$ ". Luego, por "O" trazamos una paralela a " $\overline{O'N}$ ", obteniendo, así, el punto "N" sobre la "Característica de vacío" y pudiendo trazar, de este modo, el "Triángulo de Potier" "NQP", donde:

$$\overline{NQ} = I X_a \text{ (Caída de tensión en la reactancia de dispersión } X_a \text{)}$$

$$\overline{QP} = A \text{ (Reacción de armadura)}$$

De aquí puede calcularse:
$$X_a = \frac{\overline{NQ}}{I_n} \quad (48)$$

Que recibe el nombre de "Reactancia de Potier", por ser éste quien propuso el método para su obtención.

METODO DE POTIER

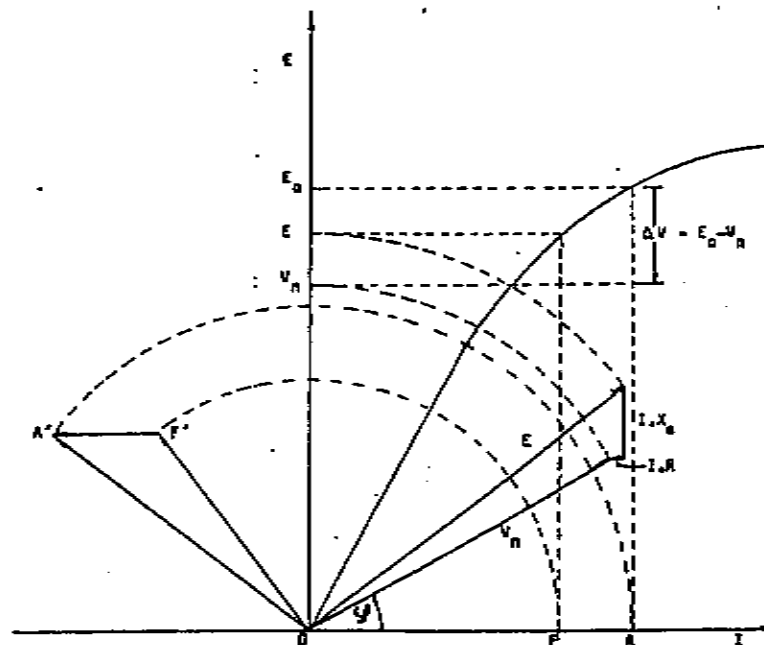


Fig. 26

Se dibuja, en primera instancia la "Característica de vacío" de la máquina. Para la determinación de " E_0 ", que es lo que en definitiva nos interesa, comenzaremos tomando la corriente de carga como eje de referencia, coincidente con el eje de abscisas.

Suponiendo que la carga es medianamente inductiva, trazaremos el fasor tensión en bornes " V_n " adelantado " θ " grados a la corriente " I ".

Sumamos al fasor " V_n ", la caída de tensión " $I R$ ", en fase con la corriente, habiendo medido previamente el valor de la resistencia efectiva de una fase del devanado del inducido y la caída de tensión " $I X_a$ ", en cuadratura adelantada a la corriente " I ", donde " X_a " se obtiene del "Triángulo de Potier".

Obtenemos, así, el fasor " E ", determinado por la fuerza magnetomotriz " OF ", cuya posición de fase, será " OF' ". Al fasor " OF' " le sumamos la "reacción de armadura" " A ", obtenida del "Triángulo de Potier", en contrafase con la corriente " I ", determinada por " $F'A'$ ". El fasor " OA' ", suma geométrica de " OF' " y " $F'A'$ ", se abate sobre el eje de las abscisas, definiendo así, al fasor " \overline{OA} ", que determina sobre la "Característica de vacío" el valor de la fuerza electromotriz de vacío " E_0 ".

Luego, la "regulación" podrá calcularse, aplicando:

$$r(\%) = \frac{E_0 - V_n}{V_n} \cdot 100 \quad (49)$$

COMPARACION DE LOS DISTINTOS MÉTODOS

Los métodos para el trazado de la "Característica de-factor de potencia cero", basados en las tres teorías estudiadas aparecen superpuestos en la siguiente figura de análisis.

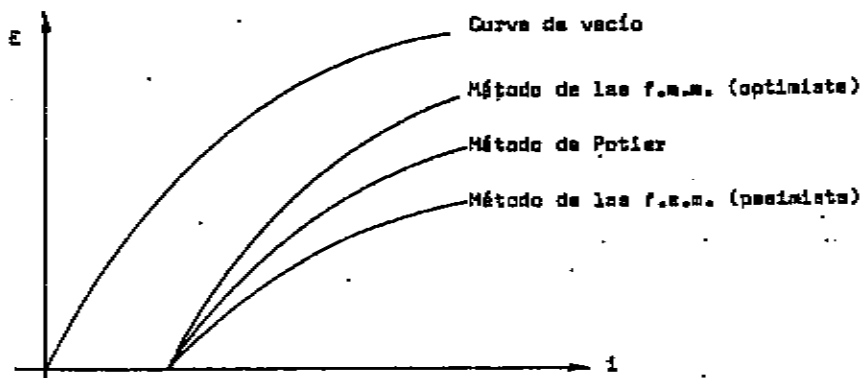


Fig. 27

La figura 27 muestra claramente que el "Método de las fuerzas electromotrices" conduce a un resultado "pesimista", mientras que el "Método de las fuerzas magnetomotrices" nos lleva a un resultado "optimista". El "Método de Potier" arroja resultados satisfactorios de la "regulación", aunque no existe total conformidad respecto a que la reactancia " X_a " que se determina en estos ensayos, sea realmente la "reactancia de dispersión" exclusivamente.

No obstante, el "Método de Potier" es el que más conforma la teoría general de las acciones electromagnéticas. Para otros usos, especialmente en el cálculo de líneas, o cortocircuitos en los cuales el alternador es parte, conviene manejar magnitudes homogéneas, tratando entonces de eliminar la composición de fuerzas magnetomotrices y trabajar con el "Método de las fuerzas electromotrices", o de la "Impedancia sincrónica", que da valores de

"regulación" un tanto desviados, pues los valores que se determinan para la impedancia sincrónica deben corresponder a su respectivo estado magnético.

El verdadero interés de este método reside en que el alternador puede ser reemplazado en cálculo de redes y mallas por su fuerza electromotriz de vacío " E_0 " y la impedancia sincrónica " Z_s " en serie, en condiciones de saturación aproximada, sin que con ello se afecten los resultados de los circuitos en que interviene.

Representación de un
Alternador por el "Método de las
fuerzas electromotrices"

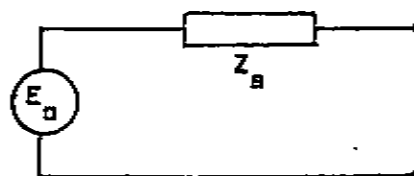


Fig. 28

MÁQUINA DE POLOS SALIENTES

Breve recapitulación

Recordemos como está constituida una máquina sincrónica. Está formada por un arrollamiento estatórico del tipo trifásico, que normalmente es la parte inducida de la máquina y un arrollamiento rotórico excitado con corriente continua montado sobre la parte móvil de la máquina.

En el caso de los alternadores, este último se comporta como el primario, ya que recibe en su eje la energía mecánica que es transformada en energía eléctrica y entregada de tal forma por el secundario, que es en este caso, el arrollamiento estatórico. Existe, como sabemos, una relación fija entre la velocidad angular y la frecuencia, dada por:

$$f = \frac{p \cdot n}{120} \quad (50)$$

en donde "p" es el número de polos del alternador. Para una frecuencia de 50 Hz, si $p = 2$, será $n = 3000$ r.p.m, correspondiente a las máquinas de "rotor liso", o "turboalternadores".

En la medida que el número de polos crece, las velocidades angulares resultan menores y se tienen las máquinas de "polos salientes".

Las máquinas de "polos lisos" generalmente están acopladas a turbinas de vapor, o gas, mientras que las máquinas de "polos salientes" están acopladas a máquinas primarias de menor velocidad angular, tales como lo son el motor Diesel, la turbina hidráulica, etc....

Como los fenómenos eléctricos se producen exactamente cada vez que la máquina ha rotado un par de polos, se deduce que el llamado "ángulo eléctrico" es $p/2$ veces el "ángulo geométrico". En el caso de las máquinas de dos polos los "grados eléctricos" coinciden con los "grados geométricos".

Recordemos, también, que: "La potencia de una máquina sincrónica es proporcional al volumen del entrehierro". Por tal razón, las máquinas de "polos lisos" poseen rotores de poco diámetro y gran longitud, mientras que los rotores de las máquinas de "polos salientes", son cortos y de gran diámetro.

El rotor de "polos lisos" no es más que un cilindro ranurado y en estas ranuras está alojado el arrollamiento de excitación, cuyos extremos van conectados a anillos rozantes que se alimentan con tensión continua proveniente de una "excitatriz" interna, o externa.

Esta corriente continua que circula por el arrollamiento rotórico, produce un campo magnético cuyo eje es normal al plano de las bobinas. Dicho eje se llama "eje longitudinal"

y al eje que está 90° eléctricos con respecto al eje longitudinal, se lo denomina "eje transversal".

En la figura 29 se ha considerado el caso hipotético de que el arrollamiento estático está uniformemente distribuido y la máquina posee un entrehierro uniforme. En el caso de tener más de un par de polos se recurre al rotor de "polos salientes".

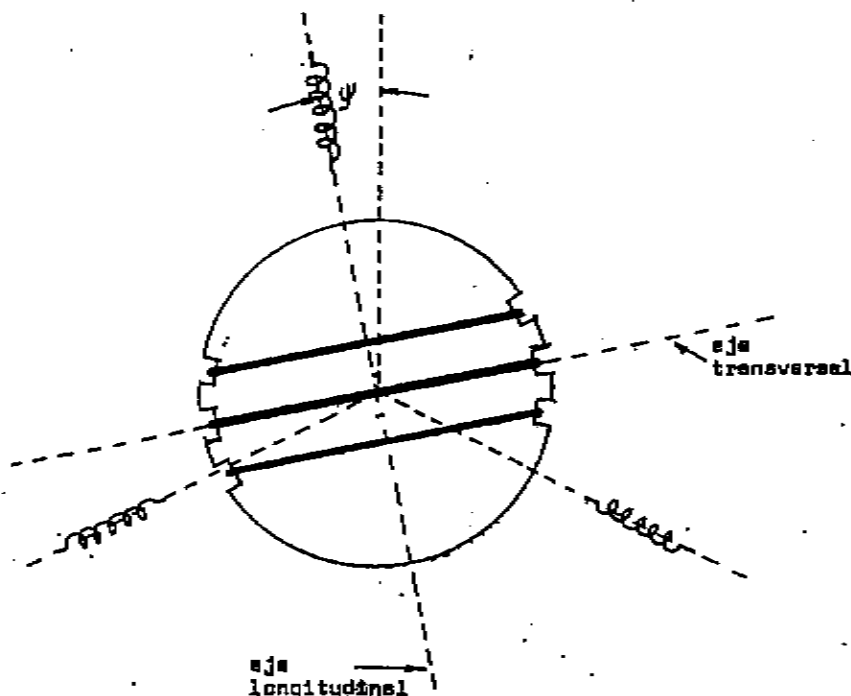


Fig. 29

En este caso también el eje del flujo rotórico es el llamado "eje longitudinal", pero teniéndose, ahora, un "eje longitudinal" por cada par de polos.

En el caso de la figura 30 se tienen tres pares de polos y en consecuencia el "eje transversal" forma con el "eje longitudinal" 30° geométricos, equivalente en este caso a los 90° eléctricos. También se observa en la figura que los devanados de excitación están sobre las piezas polares.

En las máquinas de "polos salientes" puede existir, además, un tercer arrollamiento que se conoce con el nombre de "arrollamiento amortiguador", que consiste en una "jaula de ardilla" a la altura de la circunferencia polar, la cual puede ser completa, o estar limitada tan sólo a las cabezas de las piezas polares.

La razón de la existencia de esta "jaula de ardilla" es la de mejorar la cupla sincronizante en los generadores y la de facilitar el arranque como lo hace un motor asíncrono, en el caso del uso de la máquina como motor.

La diferencia fundamental entre ambos tipos de máquinas es la reluctancia que presentan en su eje longitudinal y transversal.

Mientras que la máquina de "rotor liso" presenta una reluctancia prácticamente constante a lo largo de toda su periferia, debido a la constancia del "entrehierro", la máquina de "polos salientes", en cambio, presenta amplias diferencias entre la reluctancia correspondiente al "eje longitudinal" y la correspondiente al "eje transversal", ya que el

camino que le ofrece al flujo, este último presenta un "entrehierro" muy grande comparado con el "entrehierro" del "eje longitudinal".

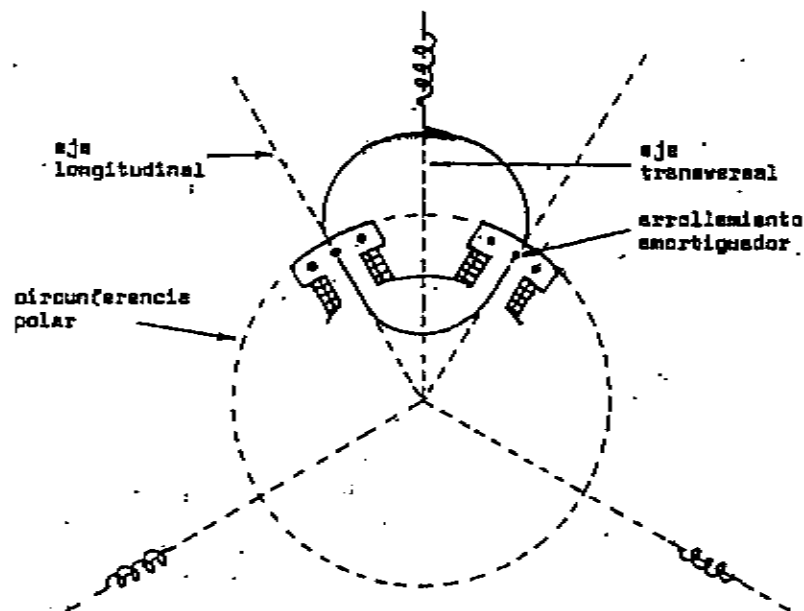


Fig. 30

Por esta razón, el análisis del funcionamiento de una máquina de "polos salientes" debe hacerse según los ejes longitudinal y transversal.

La diferencia entre las reluctancias según estos dos ejes, en el caso de "polos salientes", alcanza al 50 %, mientras que para la máquina de "polos lisos", sólo es del 10 %.

ROTOR DE POLOS SALIENTES - TEORÍA DE BLONDEL

La fuerza magnetomotriz de "reacción de armadura" y la de los arrollamientos de excitación pueden ser compuestas, como se vió anteriormente, cuando actúan sobre el mismo circuito magnético.

Esto se cumple en las máquinas de "rotor liso", pero no en la de "polos salientes", por lo que los métodos anteriores empleados en el estudio de la máquina, no son de aplicación en estas últimas.

El primer análisis satisfactorio para estudiar este nuevo caso fue debido a Blondel, con el denominado "Método de las dos reacciones", o "Método de la doble reacción".

El fundamento del método consiste en separar el efecto de la reacción de armadura según los dos ejes magnéticos de la máquina, es decir, que se considera una componente de la "reacción de armadura" en la dirección del "eje longitudinal" y otra componente de la "reacción de armadura" en la dirección del "eje transversal".

Entonces, según la "Teoría de Blondel", podemos escribir:

$$A_l = 1,3 K_a N_a q I_a \sin \psi K_f \quad (51)$$

$$A_t = 1,3 K_a N_a q I_a \cos \psi K_f \quad (52)$$

Donde " K_1 " y " K_2 " son coeficientes que tienen en cuenta la distribución del flujo en el entrehierro, según ambas direcciones.

El factor " $I \cos \psi$ " puede ser considerado como la componente de la corriente de armadura en fase con la fuerza electromotriz generada por el campo original no distorsionado, " E_0 " establecida por el arrollamiento de campo sólo, e " $I \sin \psi$ " es la componente en cuadratura con la misma fuerza electromotriz anterior. El ángulo " ψ " es lógicamente el formado por dicha fuerza electromotriz " E_0 " y la corriente de armadura " I ".

Ambas componentes rotan a la velocidad sincrónica con respecto a la armadura y pueden ser imaginadas como "polos ficticios", magnetizantes, o desmagnetizantes, estando la "componente longitudinal" en la misma dirección de los polos principales y la "componente transversal", en la dirección interpolar.

Se observa, entonces, que las fuerzas magnetomotrices actúan sobre circuitos magnéticos que tienen reluctancias muy diferentes. Sus efectos magnetizantes son completamente distintos.

La "componente longitudinal", que está alineada con los "polos principales" y se mueve con ellos, puede ser considerada como un decremento, o incremento de la fuerza magnetomotriz neta que actúa sobre el circuito magnético principal.

La "componente transversal" de la "reacción de armadura" puede ser reemplazada, al efecto, por "polos ficticios" ubicados en la zona interpolar y que originan una fuerza electromotriz " E_t " en cuadratura atrasada, respecto de la fuerza electromotriz " E_0 ", debida al campo principal de la máquina.

Recapitulemos

En el caso de la máquina de "rotor liso" estamos en presencia de dos fuerzas magnetomotrices, una del inductor y otra del inducido con una inmutable posición recíproca, de forma tal que todo sucede como si ambas se encontrasen detenidas en el espacio.

Evidentemente será uno solo el flujo resultante que las dos fuerzas magnetomotrices podrán producir y será el que corresponde a la acción conjunta de ambas.

En el caso de que las dos tengan una distribución sinusoidal y que ambas actúen sobre circuitos magnéticos de idéntica reluctancia (o muy parecida), entonces, una composición vectorial de las dos fuerzas magnetomotrices transferirá correctamente sobre la resultante todos los efectos de las dos componentes.

Pero, cuando en cambio, el inductor es de "polos salientes", la situación es muy distinta. Por una lado, sobre la cara de la expansión polar tenemos una fuerza magnetomotriz constante, mientras sobre la superficie interna del inducido la misma tiene, como hemos visto, una fuerza magnetomotriz de distribución escalonada (reacción de armadura).

Por otro lado, la reluctancia magnética a lo largo del entrehierro varía profundamente pasando desde la zona interpolar a la zona correspondiente al eje del polo entre las cuales puede actuar la "reacción de armadura".

No es posible entonces pensar correctamente en una composición vectorial de las dos fuerzas magnetomotrices, sin antes descomponer oportunamente la reacción de armadura según los dos ejes antedichos y hacer sobre las respectivas componentes las necesarias consideraciones que dan origen al "Método de Blondel".

DIAGRAMA FASORIAL DE LA MÁQUINA DE POLOS SALIENTES

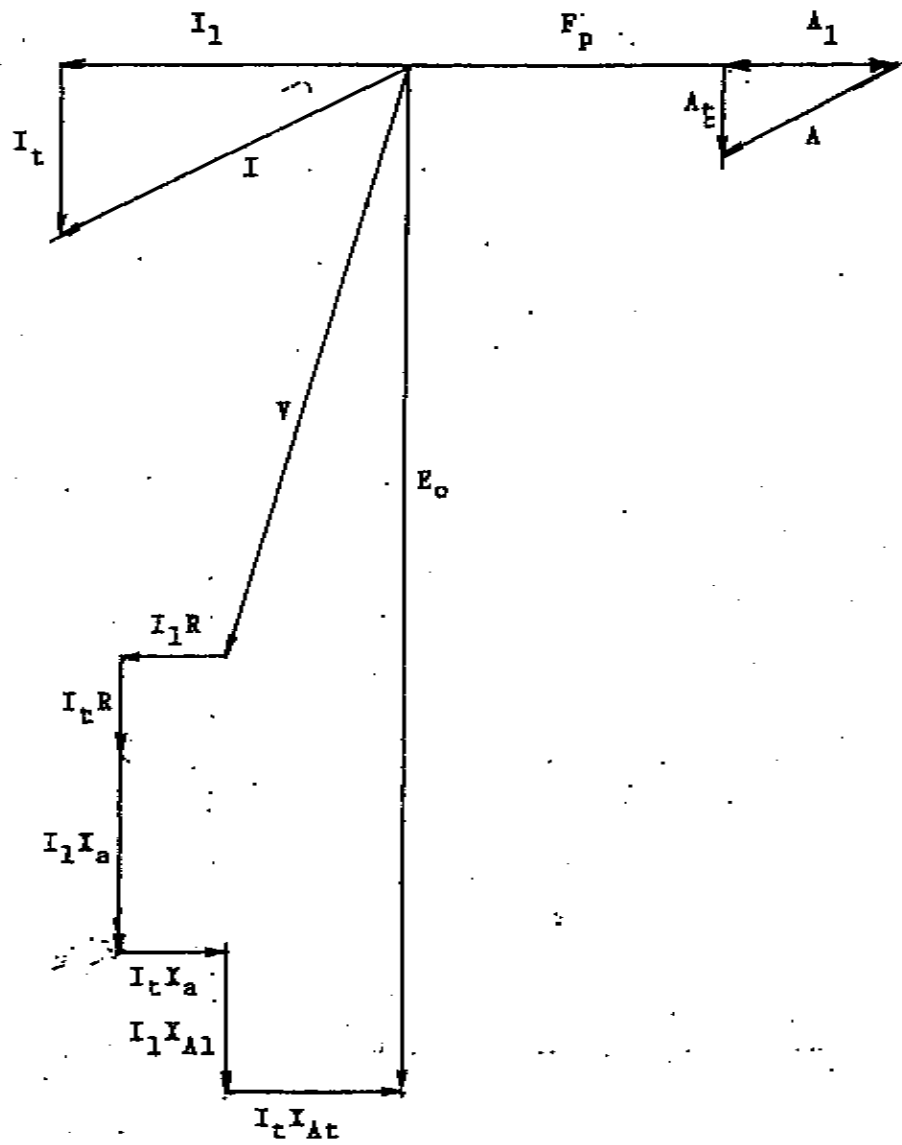


Fig. 31

POTENCIA DE UN ALTERNADOR

La potencia eléctrica de salida de un generador síncrono puede deducirse analizando la figura (32), que se obtiene de aplicar a dicho diagrama fasorial el "método de las fuerzas electromotrices", despreciando el valor de las resistencias estáticas dado que son de valor mucho más pequeño que las "reactancias síncronas de la máquina.

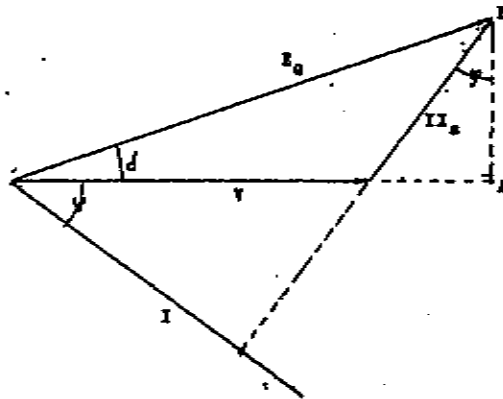


Fig. 32

$$\overline{AB} = E_0 \operatorname{sen} \delta = I X_s \cos \varphi$$

luego:

$$I \cos \varphi = \frac{E_0}{X_s} \operatorname{sen} \delta \quad (53)$$

Luego la expresión de la potencia eléctrica desarrollada por el alternador, viene dada por:

$$P = mVI \cos \varphi = m \frac{E_0 V}{X_s} \operatorname{sen} \delta \quad (54)$$

Siendo "m" el número de fases de la máquina. Analizando la (54) puede observarse que la potencia generada por el alternador es proporcional a la tensión de fase, a la fuerza electromotriz y al ángulo "δ", denominado por tal razón "ángulo de potencia".

Nótese, asimismo, que la máxima potencia que puede suministrar la máquina, viene dada por:

$$P_{\text{máx}} = \frac{mE_0 V}{X_s} \quad (55)$$

que ocurre cuando el "ángulo de potencia" $\delta = 90^\circ$, potencia que fija el "límite de estabilidad estática" del generador.

Normalmente, los generadores nunca llegan a funcionar cerca de este límite, ya que los valores del "ángulo de potencia" a plena carga oscilan entre $15^\circ < \delta < 20^\circ$, valores éstos considerados como típicos en las máquinas reales.

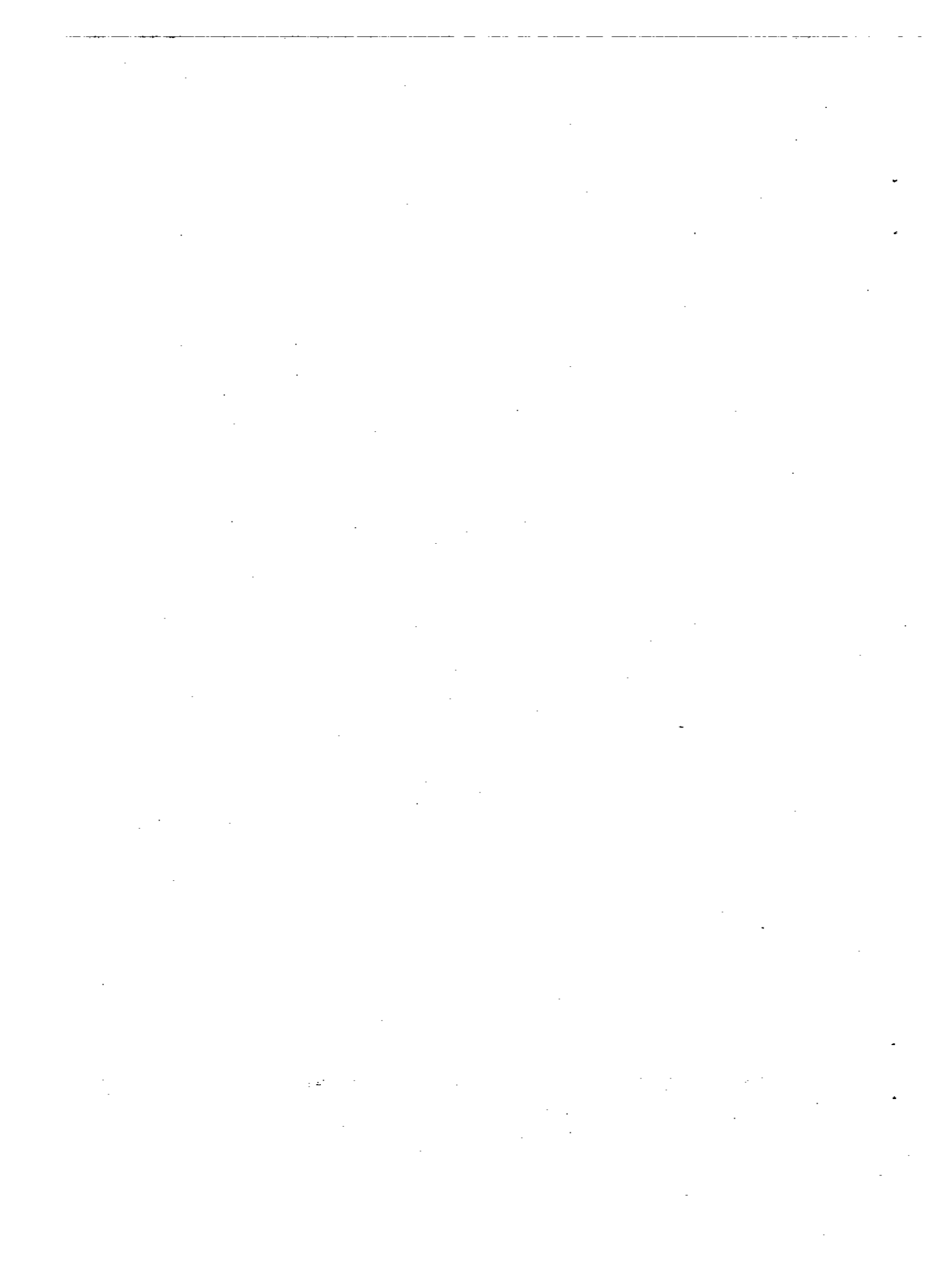


UNIVERSIDAD
TECNOLOGICA
NACIONAL



MOTOR SINCRONICO

Autor: Ing. José Luis González



MOTOR SINCRÓNICO

El alternador sincrónico en funcionamiento convierte la energía mecánica en energía eléctrica. La armadura es recorrida por un conjunto polifásico de corrientes y los dos campos rotantes, el de las corrientes inducidas y el campo inductor de la rueda polar, giran a la misma velocidad sincrónica n_c .

Por lo tanto existen dos campos magnéticos en el entrehierro de la máquina, donde el campo magnético estatórico tenderá a alinearse con el campo magnético rotórico, que gira, como sabemos a la velocidad sincrónica n_c , y, cuanto mayor sea el ángulo entre los dos campos magnéticos (hasta cierto límite), mayor será la potencia eléctrica generada.

En el diagrama fasorial que corresponde al funcionamiento de la máquina como alternador, los polos inductores adelantan a los polos virtuales de la armadura.

En la figura (1) se representa el diagrama fasorial del alternador, considerando una máquina de rotor liso y utilizando el "método de las fuerzas electromotrices".

En la figura 1 (a) tenemos representado el diagrama fasorial del alternador, observando que la fuerza electromotriz E_o , generada por la fuerza magnetomotriz principal F_p , se representa adelantada al fasor tensión V asociado a la armadura y además el ángulo de potencia " δ " aparece con signo positivo para indicar el adelanto de E_o con respecto a V en el sentido de giro del campo magnético giratorio.

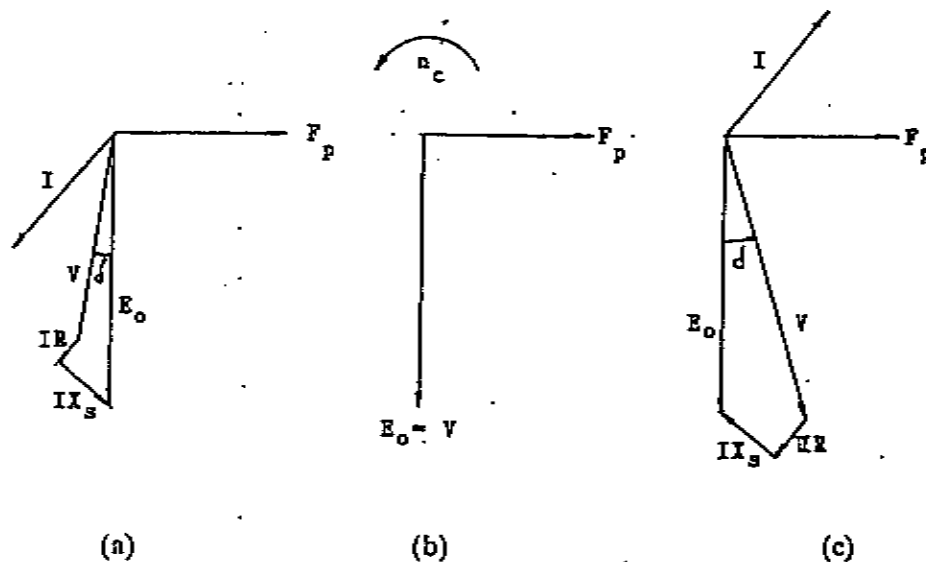


Fig 1

Si se hace coincidir V y E_o , figura 1 (b), la potencia transferida se anula, el alternador permanece en el estado de paralelo con la red y en vacío ($I = 0$) y el ángulo de potencia " δ " se reduce a cero.

Si el ángulo " δ " cambia de signo, el fasor E_o se atrasa con respecto al fasor representativo de la tensión V , es decir, la rueda polar gira atrasada en el sentido de giro de la velocidad sincrónica n_c con respecto a los polos virtuales del sistema polifásico de las corrientes de armadura, y la máquina pasa a funcionar como "motor".

Un motor sincrónico es igual, en todos los aspectos, a un generador sincrónico, excepto en que la dirección del flujo de potencia en la máquina es invertido.

Puesto que la dirección del flujo de potencia en la máquina está invertido, cabe esperar en que también se invierta el sentido de la corriente estatística en su uso como motor.

En estas circunstancias, los vectores IR e IX_s invierten su sentido, como lo muestra la figura 1 (c) indicando que el fasor I se ha trasladado al primer cuadrante.

Ahora, los polos virtuales arrastran a los polos inductores y la máquina sincrónica funciona como motor. En estas circunstancias la transferencia de energía se realiza del estator al rotor de la máquina, cumpliéndose, en general, la ecuación:

$$V = -E_o + I.Z_s \quad (1)$$

De este modo se da a E_o el sentido de una fuerza contraelectromotriz, siendo preferible trasladar el fasor V al primer cuadrante para hacerlo concordar con la simbología de la fuerza electromotriz y de la fuerza contraelectromotriz, con lo cual, el signo negativo se traslada a esta última.

El diagrama fasorial del motor sincrónico con rotor liso resulta entonces del siguiente modo:

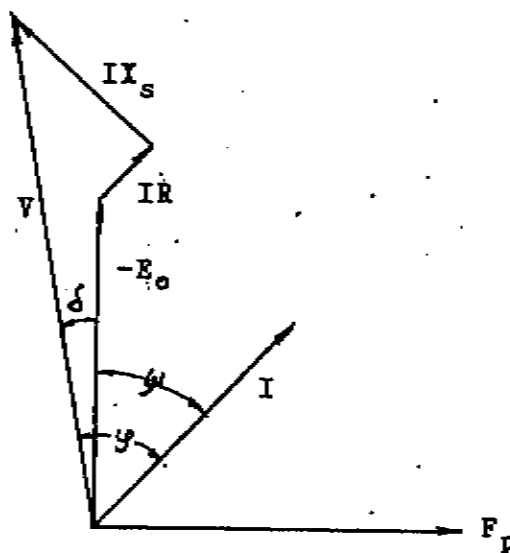


Fig. 2

POTENCIA Y CUPLA DEL MOTOR SINCRÓNICO

En la figura (3) analizaremos el diagrama fasorial de un motor sincrónico de "polos salientes" que toma de la red una corriente medianamente inductiva y en el que despreciamos las caídas de tensión en las resistencias del inducido, puesto que el valor de la "reactancia sincrónica" es mucho mayor que el de dichas resistencias y proyectaremos sobre el fasor representativo de la fuerza contraelectromotriz E , todos los fasores involucrados en el mismo.

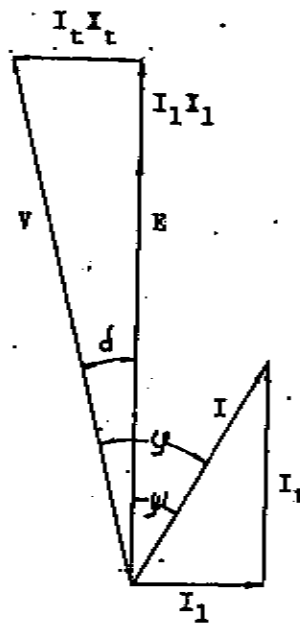


Fig. 3

$$\begin{cases} V \cos \delta = E + I_1 X_1 & (2) \\ V \sin \delta = I_1 X_1 & (3) \end{cases}$$

De donde:

$$I_1 = \frac{V \cos \delta - E}{X_1} \quad (4)$$

$$I_1 = \frac{V \sin \delta}{X_1} \quad (5)$$

$$\varphi = \psi + \delta \quad (6)$$

La expresión genérica de la potencia mecánica desarrollada por una fase del motor, será:

$$P = VI \cos \varphi = VI \cos(\psi + \delta) = VI [\cos \psi \cos \delta - \sin \psi \sin \delta] \quad (7)$$

De donde:

$$P = VI_1 \cos \delta - VI_1 \sin \delta \quad (8)$$

Reemplazando (4) y (5) en (8), obtenemos:

$$P = V \left(\frac{V \cos \delta - E}{X_1} \right) \cos \delta - V \left(\frac{V \cos \delta - E}{X_1} \right) \sin \delta \quad (9)$$

$$P = \frac{V^2}{X_1} \text{sen} \delta \cos \delta - \frac{V^2}{X_2} \text{sen} \delta \cos \delta + \frac{VE}{X_1} \text{sen} \delta \quad (10)$$

$$P = \frac{VE}{X_1} \text{sen} \delta + V^2 \cos \delta \text{sen} \delta \left[\frac{1}{X_1} - \frac{1}{X_2} \right] \quad (11)$$

$$P = \frac{VE}{X_1} \text{sen} \delta + V^2 \cos \delta \text{sen} \delta \left[\frac{X_2 - X_1}{X_1 X_2} \right] \quad (12)$$

$$P = \frac{VE}{X_1} \text{sen} \delta + \frac{V^2}{2} \left[\frac{X_2 - X_1}{X_1 X_2} \right] \text{sen} 2\delta \quad (13)$$

La (13) representa la potencia desarrollada por una fase del motor, por lo que la potencia mecánica total en el árbol, vendrá expresada por la (14), siendo m el número de fases de la máquina.

$$P = \frac{mVE}{X_1} \text{sen} \delta + \frac{mV^2}{2} \left[\frac{X_2 - X_1}{X_1 X_2} \right] \text{sen} 2\delta \quad (14)$$

Analizando la ecuación (14) se observa que la potencia que entrega el motor a su árbol es función de la tensión de alimentación V aplicada a los bornes del motor, de las condiciones de excitación E , de las características propias de sus circuitos magnéticos X_1 y X_2 , y del ángulo " δ ", llamado "ángulo de potencia".

Si la máquina es de "rotor liso", resulta ser $X_1 = X_2$ y entonces la expresión de la potencia se reduce a:

$$P = m \frac{VE}{X_1} \text{sen} \delta \quad (15)$$

Esta máquina desarrolla su máxima potencia cuando $\delta = 90^\circ$, siendo la zona de variación del ángulo de potencia entre $0^\circ < \delta < 90^\circ$, la zona de funcionamiento "estable" del motor, pues a un aumento de la potencia demandada, la máquina responde con un aumento del ángulo " δ " de acoplamiento magnético, siempre que no se sobrepase el ángulo límite $\delta = 90^\circ$

ya que alcanzado éste, se dice que el motor se "desengancha", queriéndose expresar con ello, que la máquina pierde sincronismo y se detiene.

Si la máquina es de "polos salientes", alcanza su potencia máxima para un valor del "ángulo de potencia" $\delta < 90^\circ$ y la expresión matemática de la potencia, resulta:

$$P = m \frac{VE}{X_1} \text{sen} \delta + \frac{mV^2}{2} \left[\frac{X_2 - X_1}{X_1 X_2} \right] \text{sen} 2\delta \quad (16)$$

Analizando la (16) se observa que el motor de "polos salientes" puede desarrollar cierta potencia, aún sin excitación, es decir, con $E = 0$ y esta máxima potencia se alcanza para un ángulo " δ " cercano a los 45°

Por esta razón es posible construir pequeños motores que funcionan sin la fuente de corriente continua, bastando con que cuenten con un rotor de "polos salientes".

La anisotropía del entrehierro crea direcciones de distintas reluctancias y, por consiguiente, hace que $X_d - X_q > 0$, por lo que la potencia desarrollada será tanto más importante, cuanto mayor sea la diferencia de reluctancias entre el circuito magnético "longitudinal" y el "transversal".

Todos los motores denominados "motores de reluctancia", poseen relativamente poca potencia y demandan de la red una corriente muy reactiva.

Comparando ambos tipos de máquinas, con igual armadura, pero distintos rotores, la máquina con rotor de "polos salientes", posee mayor potencia y par que la de "rotor liso", tal como puede apreciarse en la figura (4) siguiente:

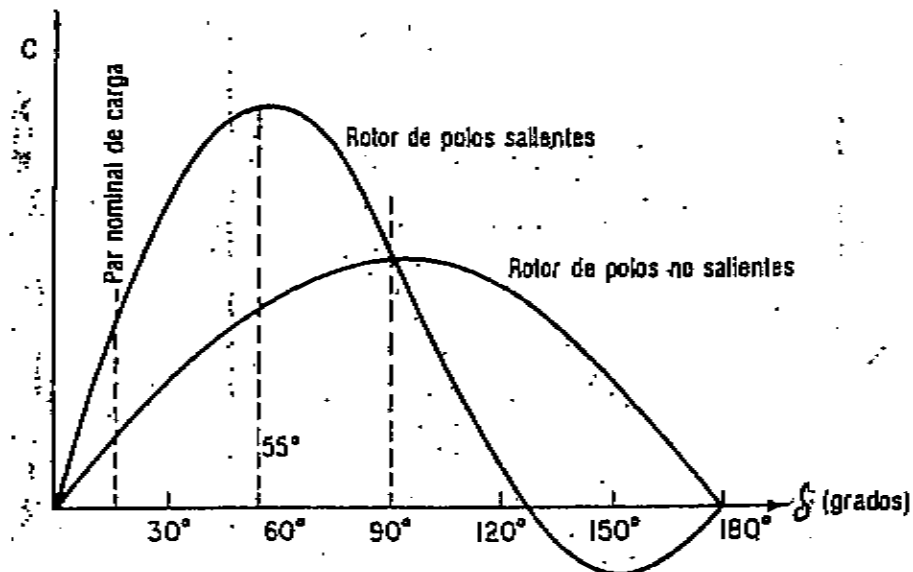


Fig. 4

Además, en funcionamiento normal, el valor de E no es muy distinto al valor de la tensión V , por lo que en términos generales, podemos afirmar que la potencia de un motor sincrónico es proporcional al cuadrado de la tensión de alimentación.

$$P = m \frac{V^2}{X_d} \sin \delta + \frac{mV^2}{2} \left[\frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \right] \sin 2\delta \quad (17)$$

Analizando la expresión matemática genérica de la "cupla", podemos escribir:

$$C = 0,975 m \frac{P}{n_c} = \frac{0,975m}{n_c} \left[\frac{V^2}{X_d} \sin \delta + \frac{V^2}{2} \left(\frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \right) \sin 2\delta \right] \quad (18)$$

Que, como vemos, también resulta ser proporcional al cuadrado de la tensión de alimentación.

EL MOTOR SINCRÓNICO COMO CORRECTOR DEL FACTOR DE POTENCIA

Como el motor sincrónico funciona con tensión constante en sus bornes, existen dos variables independientes que entran en el análisis de su comportamiento, una de las cuales es la carga sobre el motor y la otra, la excitación del campo.

Entonces, las variables dependientes son, la corriente tomada por el motor y el ángulo " ϕ " entre el fasor tensión en bornes V y la corriente I .

Supongamos ahora, por simplicidad, que poseemos un motor de rotor liso y aplicamos a él el "método de las fuerzas electromotrices".

Los diagramas fasoriales para este motor toman entonces las formas que muestra la figura (5), ilustrando en (a) el caso de la corriente en retraso y en (b) el de la corriente en adelanto.

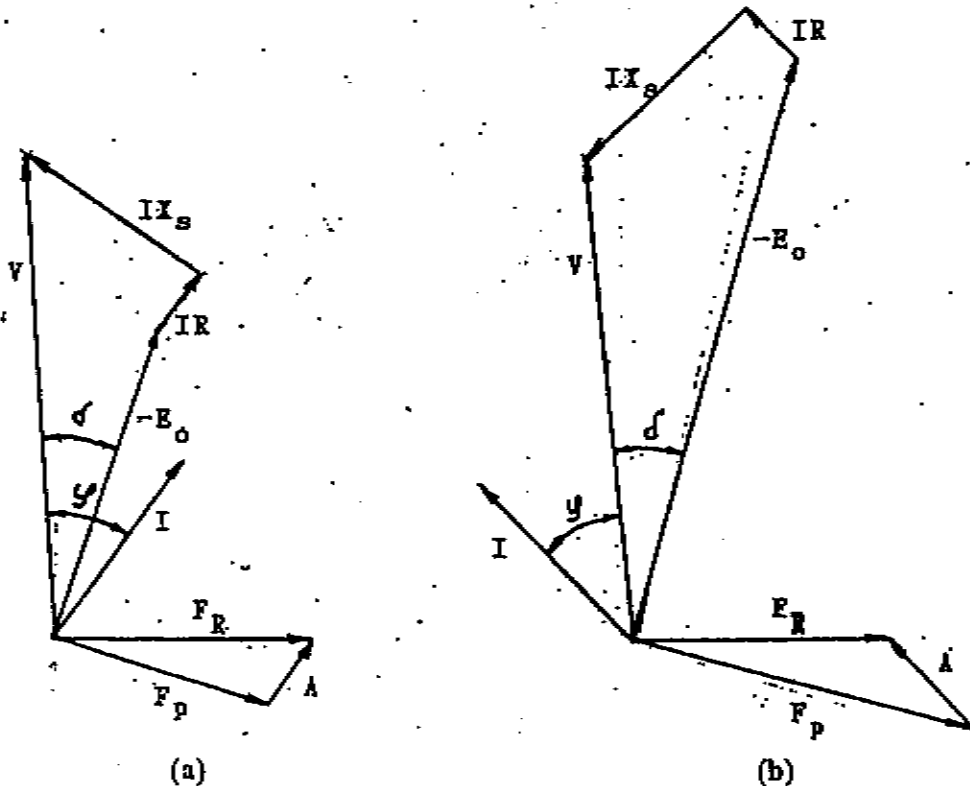


Fig. 5

Los dos diagramas precedentes ponen de manifiesto algunos hechos interesantes. En el caso de la corriente en retraso, la fuerza magnetomotriz resultante F_R es mayor que la fuerza magnetomotriz del campo F_F , mientras que en el caso de la corriente en adelanto, F_R resulta menor que F_F .

Estos resultados están de acuerdo con la conclusión deducida cuando estudiamos la "Reacción de armadura" de un alternador, que cuando se trata de un motor sincrónico, la

corriente en retraso magnetiza y refuerza la acción del campo magnético inductor principal, mientras que la corriente en adelanto, lo desmagnetiza.

Se observará, asimismo en la figura (5), que si bien el módulo de la tensión y de la corriente en ambos diagramas son iguales, la excitación del campo principal F_p debe ser mayor cuando la corriente adelanta, que cuando retrasa.

La potencia absorbida por el motor es la misma en ambos casos, ya que la tensión en bornes V , la corriente I y el ángulo de fase " φ " poseen los mismos valores numéricos en ambos diagramas.

Así pues, se pone de manifiesto, que permaneciendo constantes las restantes condiciones: "Un incremento en la excitación del campo principal puede variar el ángulo de fase entre el fasor tensión y el fasor corriente, desde un ángulo en retraso a otro en adelanto"

Esta es una característica considerablemente importante del motor sincrónico, ya que mediante el sencillo procedimiento de sobreexcitar el campo principal, puede conseguirse que la máquina tome de la red de alimentación una corriente en adelanto, neutralizando así, en todo, o en parte, o incluso sobrecompensando, el efecto de cargas inductivas sobre el sistema.

Por contrario imperio y siguiendo el mismo razonamiento, se deduce que una disminución de la excitación del campo principal, hace que la máquina tienda a tomar una corriente en retraso de la red de alimentación.

Existirá siempre algún valor de la excitación que haga que el factor de potencia sea la unidad, esto es, que la corriente esté en fase con la tensión en bornes del motor. Cuando existe esta condición, mientras el motor arrastra a su carga nominal, se dice que el motor tiene excitación normal.

Un motor sincrónico utilizado de esta forma recibe el nombre de "Compensador sincrónico" y este hecho constituye una de las más valiosas características del motor sincrónico, ya que puede utilizarse para corregir el "factor de potencia" de un sistema de transmisión, o de distribución de energía y mantener el valor del factor de potencia en cualquier valor que se desee dentro de la capacidad del motor para absorber, o proporcionar, potencia reactiva al sistema.

Se sobreentiende que un motor sincrónico utilizado para corregir el "factor de potencia" del sistema, puede arrastrar, al mismo tiempo, una carga mecánica en su árbol, aunque en la medida que pretendamos usarlo como compensador sincrónico debemos disminuir su capacidad de conducir una carga mecánica en su árbol.

LA CORRIENTE DEL INDUCIDO COMO FUNCIÓN DE LA POTENCIA DESARROLLADA

De la potencia por fase proporcionada por la red a un motor sincrónico una parte se pierde en forma de calor, siendo la restante, por lo tanto, la potencia mecánica desarrollada en el árbol de la máquina.

$$P = VI \cos \varphi - I^2 R \quad (19)$$

En realidad, la potencia útil en el árbol es inferior a P en la suma de las pérdidas debido a la histéresis y a las corrientes parásitas en el núcleo ferromagnético y las caras polares, como así también a la fricción del aire y rozamiento en los cojinetes. La ecuación (19) puede reescribirse en la siguiente forma:

$$\boxed{I^2 - \frac{V}{R} I \cos \varphi = -\frac{P}{R}} \quad (20)$$

Y sumando a ambos miembros de la (20) el término $\left(\frac{V}{2R}\right)^2$, se convierte en:

$$\boxed{I^2 + \left(\frac{V}{2R}\right)^2 - 2\left(\frac{V}{2R}\right) I \cos \varphi = \left(\frac{V}{2R}\right)^2 - \frac{P}{R}} \quad (21)$$

Si observamos el primer miembro de la (21) vemos que es la suma de los cuadrados de dos corrientes, menos el doble de su producto por el coseno del ángulo de fase (Teorema del coseno), por lo que si consideramos a I y $V/2R$ como lados de un triángulo, el tercer lado será la raíz cuadrada del segundo miembro de la (21).

Si se impone a la (21) la condición de que la potencia y la tensión permanezcan constantes, el lugar geométrico de la corriente I , a medida que varía φ , debe ser una circunferencia con su centro en el punto C.

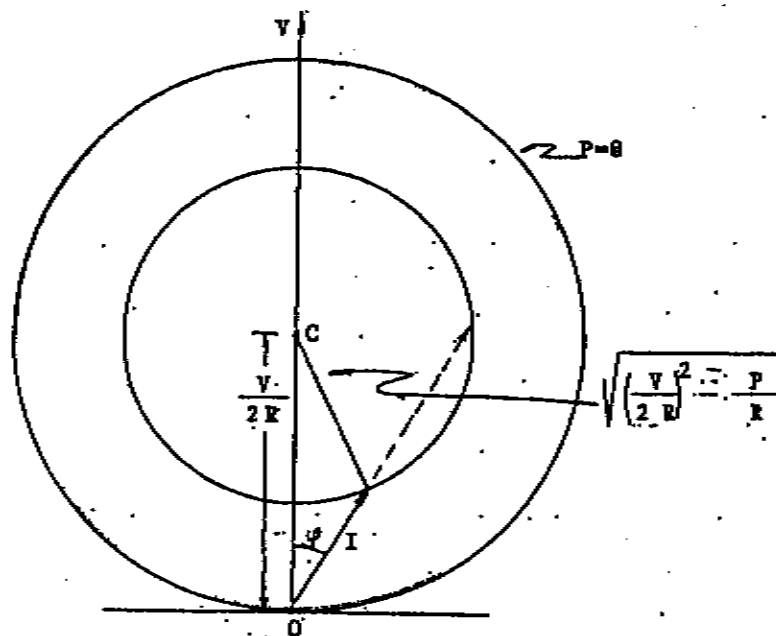


Fig. 6

Es evidente que cuando $P = 0$, lo que corresponde a una condición ideal en vacío, la circunferencia tendrá un radio dado por $V/2R$, por lo que pasará por el punto O.

El valor límite máximo de la potencia es aquel que reduce el radicando indicado en la figura (6) a cero, ya que cualquier valor superior de P conduciría a dicho radicando a resultados imaginarios. Así, pues, el valor máximo que puede alcanzar la potencia, es:

$$\boxed{P_{\max} = \frac{V^2}{4R}} \quad (22)$$

En estas circunstancias, el lugar geométrico de I degenera en una circunferencia de radio cero, es decir, se convierte en el propio punto C . Si despejamos I de la ecuación (21), el resultado, será:

$$I = \frac{V}{2R} \cos \varphi \pm \sqrt{\left(\frac{V}{2R} \cos \varphi\right)^2 - \frac{P}{R}} \quad (23)$$

lo que demuestra que para valores dados de P , V y φ siempre existen dos valores de la corriente I como se muestra en la figura 6.

LA CORRIENTE DEL INDUCIDO EN FUNCIÓN DE LA EXCITACIÓN

De la ecuación (1) se desprende que:

$$V = -E_o + I Z_s \quad (24)$$

donde Z_s es la "impedancia sincrónica" del inducido.

La fuerza contraelectromotriz $-E_o$ es proporcional a la excitación del campo F_p y está en cuadratura con ella.

$$-E_o = j c F_p \quad (25)$$

donde "c" es una constante de proporcionalidad que implica que el circuito magnético de la máquina no se encuentra saturado.

Las relaciones de fase entre V , E e I se muestran en forma modificada en la figura 7, en la que puede verse que $I Z_s$ es siempre un lado de un triángulo (OQV) cuyos otros dos lados son V y $E_o = c F_p$ y que incluye entre ellos el ángulo de potencia variable " δ ". Por lo tanto, aplicando el Teorema del coseno, podemos escribir:

$$(I Z_s)^2 = V^2 + E_o^2 - 2VE_o \cos \delta \quad (26)$$

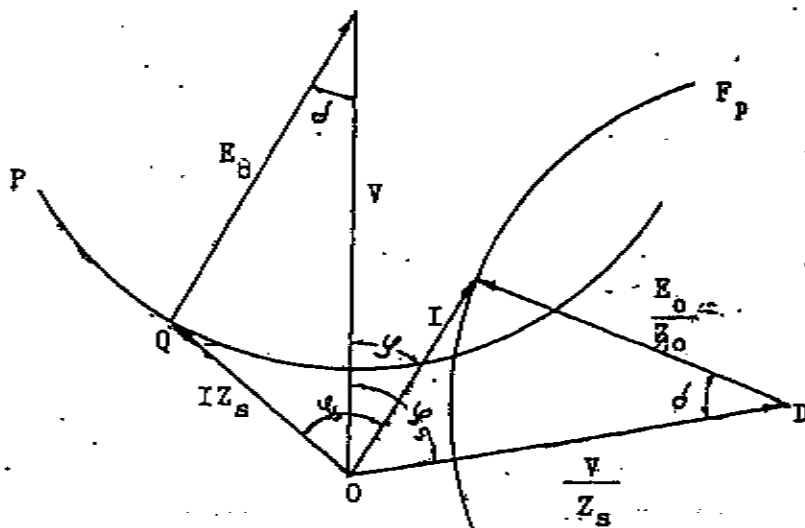


Fig. 7

Si se mantiene constante la excitación F_p y por lo tanto, también E_o , mientras varía la carga, el lugar geométrico del punto Q (extremo libre del vector $I Z_s$), es una circunferencia con centro en V y radio constante igual a E_o .

Para determinar el lugar geométrico del fasor corriente I debemos dividir la (26) por la impedancia sincrónica Z_s .

$$I^2 = \left(\frac{V}{Z_s}\right)^2 + \left(\frac{E_o}{Z_s}\right)^2 - 2\left(\frac{V}{Z_s}\right)\left(\frac{E_o}{Z_s}\right)\cos\delta \quad (27)$$

La (27) demuestra que I es el lado de un triángulo cuyos otros dos lados son V/Z_s y E_o/Z_s , por lo que el lugar geométrico del fasor corriente I es una circunferencia de radio E_o/Z_s , que posee su centro en el punto D .

Evidentemente, el ángulo variable " δ " es función de la carga, porque cuando F_p y V se mantienen constante en módulo, la posición de fase de E_o con respecto a V variará, con el objeto de que su resultante pueda proporcionar la suficiente corriente para desarrollar el par necesario.

LAS CURVAS "V" DEL MOTOR SINCRÓNICO

Los dos diagramas fasoriales anteriores muestran separadamente la relación de la variable dependiente I con las dos variables independientes P y F_p . Si superponemos estos diagramas fasoriales, las dos familias de circunferencias, una para los diversos valores de la potencia P y la otra para los diversos valores de la excitación de campo F_p , toman las posiciones que se muestran en la figura (8), donde D , centro de las circunferencias de excitación, es un punto de la circunferencia de potencia cero.

Cada circunferencia de potencia P constante se intersecta con las circunferencias de excitación de campo constante en dos puntos, los cuales determinan dos valores distintos de la corriente I , uno en atraso y otro en adelante con respecto al fasor tensión V .

Cada una de las curvas del diagrama cartesiano muestra la relación entre la excitación del campo y la corriente del inducido para un determinado valor de la potencia mecánica desarrollada en el árbol del motor.

A causa de la forma de las partes inferiores de los bucles, suelen recibir el nombre de "Curvas V" del motor sincrónico.

Al considerarlas en conjunto, la forma "oval" dio lugar a la denominación, también usada, de "Curvas O".

Las Curvas V" poseen interesantes e importantes propiedades de las cuales, al menos, estudiaremos dos.

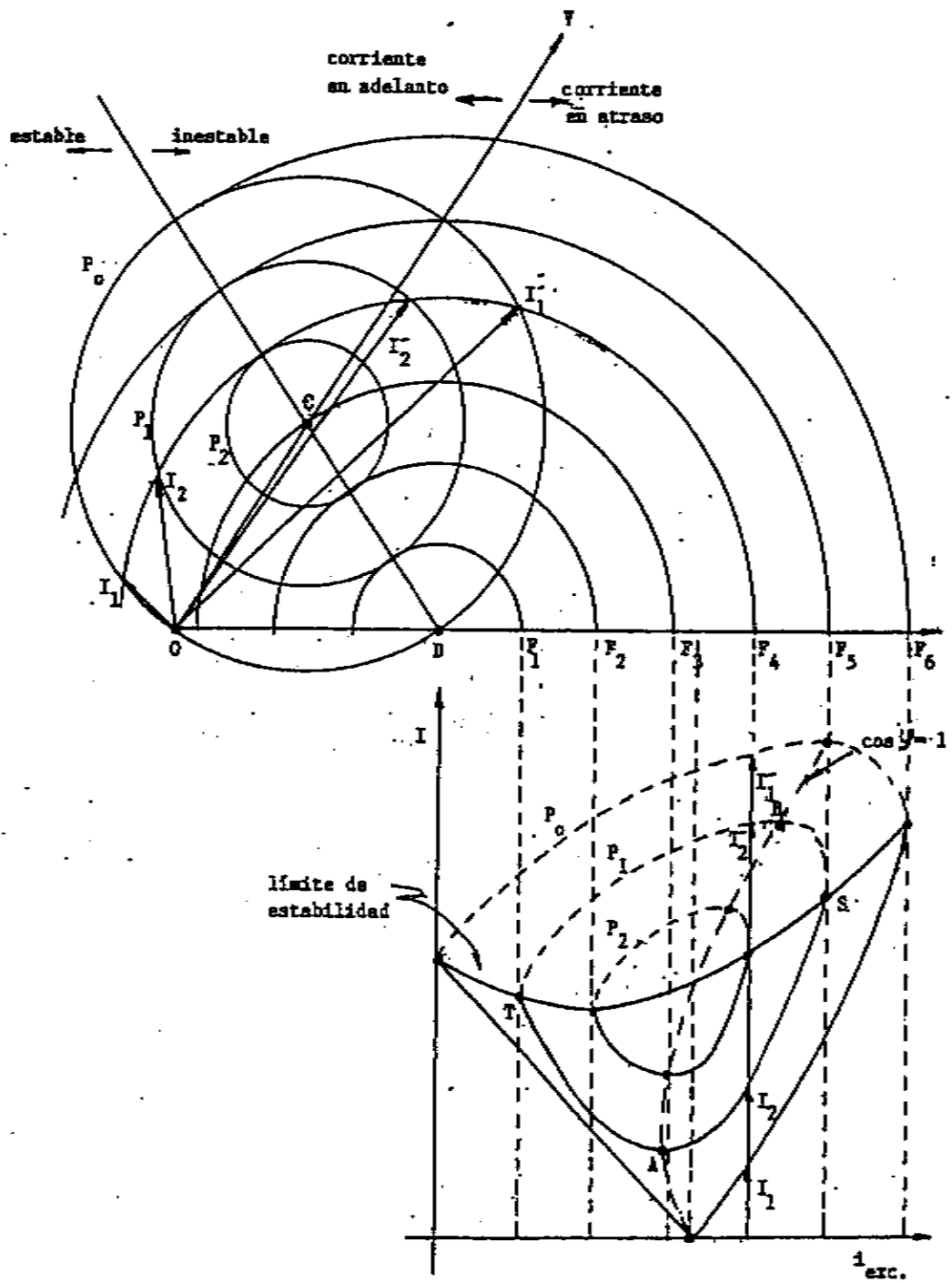


Fig. 8

01) Condición para factor de potencia unitario

Puede observarse en la figura 8 que sobre cada bucle existen dos puntos tales que en uno de ellos la corriente es mínima, como en el punto A, mientras que en el otro la corriente es máxima, como ocurre en el punto B.

Los lugares geométricos de todos esos puntos se indican según una línea de trazos y representan la condición de funcionamiento del motor con factor de potencia unitario. Es evidente que los valores mínimo y máximo de la corriente correspondientes a cualquier valor de la potencia están en fase con el fasor tensión V en bornes del motor (recta OC), ya que a la izquierda de dicha recta, la corriente adelanta a la tensión y a la derecha, la corriente atrasa con respecto a la tensión.

02) Condición de estabilidad

Cada una de las "Curvas V" se caracteriza por dos puntos, tales como T y S que corresponden a la excitación mínima y máxima respectivamente, para la potencia correspondiente al bucle considerado.

La construcción geométrica demuestra que para esta condición, las circunferencias de excitación F_p son tangentes a la circunferencia particular de la potencia a considerar.

La dirección DC marca el "límite de estabilidad", pues a la izquierda de dicha recta el motor funciona en forma "estable" y a la derecha de ella, no. Es por ello que se denominan "Curvas V", dado que la parte superior de la forma oval por razones de estabilidad no tienen aplicación práctica.

En efecto, supongamos que el motor absorbe una determinada corriente I para una potencia P y excitación F_p determinadas. Si dejamos, ahora, fija la excitación y aumentamos la potencia demandada, la máquina debería tomar una mayor corriente de la red, cosa, que efectivamente ocurre a la izquierda de la recta DC.

En cambio, a la derecha de la recta DC, cuando la potencia demandada crece, siempre manteniendo la excitación constante, observamos que la corriente demandada a la red tiende a disminuir, razón por la cual la máquina pierde sincronismo y tiende a detenerse. (se desengancha).

EXCITACIÓN DE LOS MOTORES SINCRÓNICOS

Como el devanado del campo principal (rotor) de un motor sincrónico debe ser excitado con corriente continua, exactamente igual a lo que acontece con un generador sincrónico, la máquina debe ser construida poseyendo como anexo un generador de corriente continua (generatriz), relativamente pequeño impulsado directamente por el árbol del motor, o bien, se deberán tomar las medidas necesarias para conectar el arrollamiento de excitación, mediante anillos rozantes, a una fuente de corriente continua externa a la máquina y debidamente adecuada a tal fin.

ARRANQUE DE LOS MOTORES SINCRÓNICOS

El motor sincrónico carece inherentemente de arranque automático, es decir, es incapaz de arrancar por sí mismo. Por esta razón, en los primeros tiempos de la industria eléctrica, algunos motores sincrónicos estaban equipados con un motor especial de arrastre.

proyectado para utilizarlo únicamente durante el período de arranque para conducir al motor sincrónico a su velocidad sincrónica correspondiente.

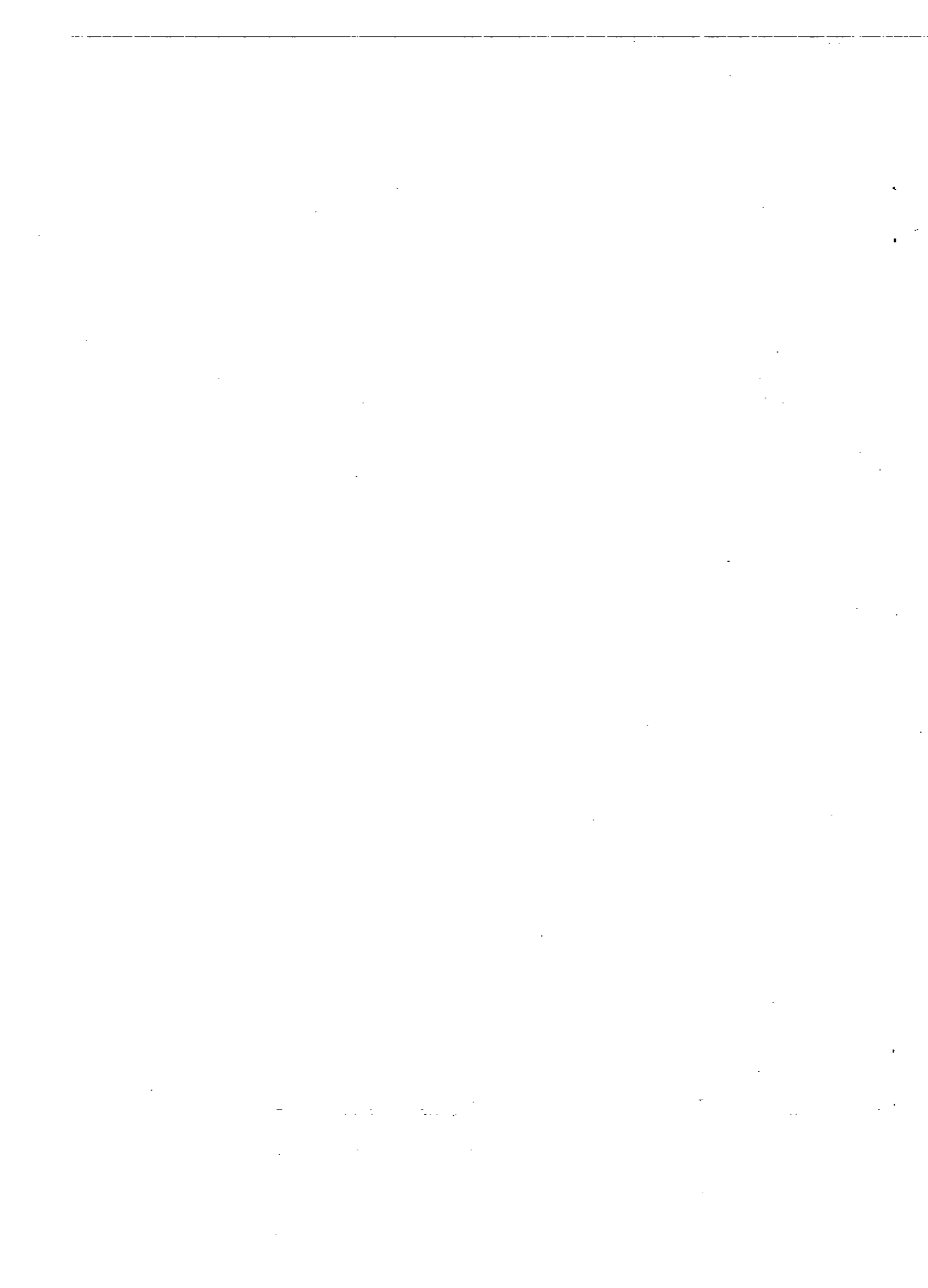
Además, con tal motor adicional de arranque, el estator del propio motor sincrónico debe conectarse a la red en el instante preciso que exija el sincronismo del sistema, lo que demanda dispositivos especiales que permiten sincronizar la operación.

Tal como se construyen en la actualidad, los motores sincrónicos suelen ir provistos de un devanado amortiguador en el rotor, consistente en barras de cobre, o bronce, introducidas en ranuras practicadas en las caras polares y cortocircuitadas en ambos extremos mediante anillos frontales (jaula de ardilla), el cual no sólo sirve para amortiguar las oscilaciones de la velocidad durante el funcionamiento normal, sino también, cuando está adecuadamente proyectado, para hacer arrancar al motor sincrónico de la misma forma que arranca un motor asincrónico.

Actualmente el arranque asincrónico es el método principal de arranque de los motores sincrónicos. Para efectuar el arranque asincrónico el devanado de excitación del motor sincrónico debe estar en cortocircuito, o cerrado sobre una resistencia ohmica, cuya magnitud debe ser aproximadamente diez veces mayor que la propia resistencia ohmica del devanado de excitación, dado que si durante el arranque del motor el devanado de excitación estuviera abierto, aparecería en sus bornes, debido al gran número de espiras que posee una tensión inducida relativamente elevada que podría producir el deterioro y/o fallas de la aislación.

En el caso de arranque como asincrónico los devanados del estator del motor sincrónico se conectan a la red trifásica de tensión alternada, por lo que el motor gira con cierto resbalamiento a una velocidad cercana a la velocidad sincrónica. Si ahora se alimenta el devanado de excitación con una fuente de tensión continua, comienzan a producirse oscilaciones periódicas de la velocidad del rotor con respecto a su velocidad media (penduleo), hasta que el motor alcanza su velocidad sincrónica luego de varias oscilaciones atenuadas.

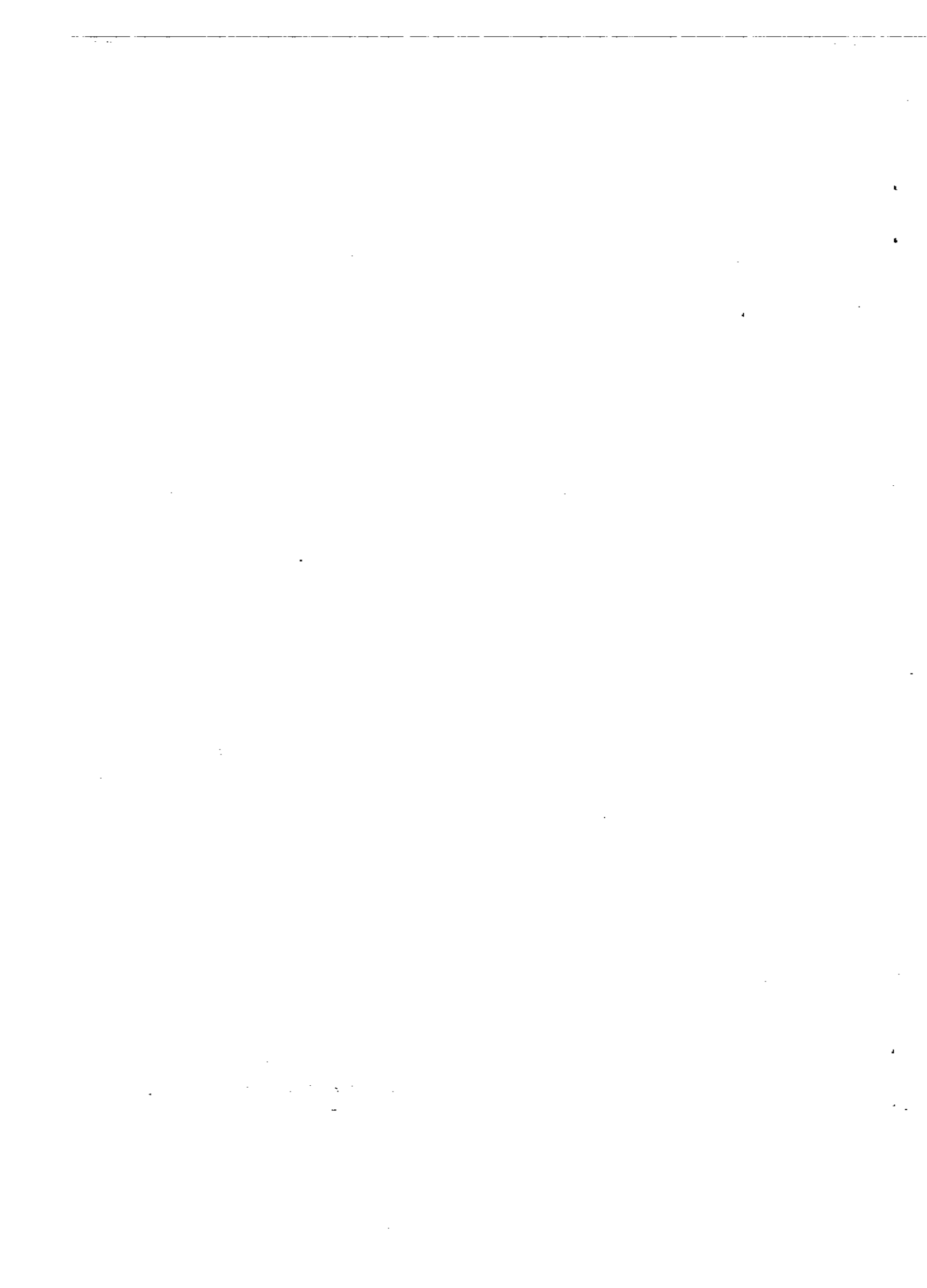
Cuanto menor sea la carga del árbol del motor, menor será su resbalamiento con respecto a la velocidad sincrónica y tanto más fácilmente entrará en sincronismo a lo largo de dichas oscilaciones.



UNIVERSIDAD
NACIONAL DE
LA MATANZA

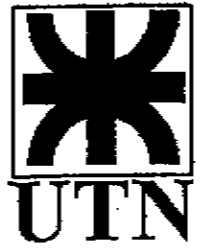
MAQUINA DE CORRIENTE CONTINUA

Autor: Ing. José Luis González



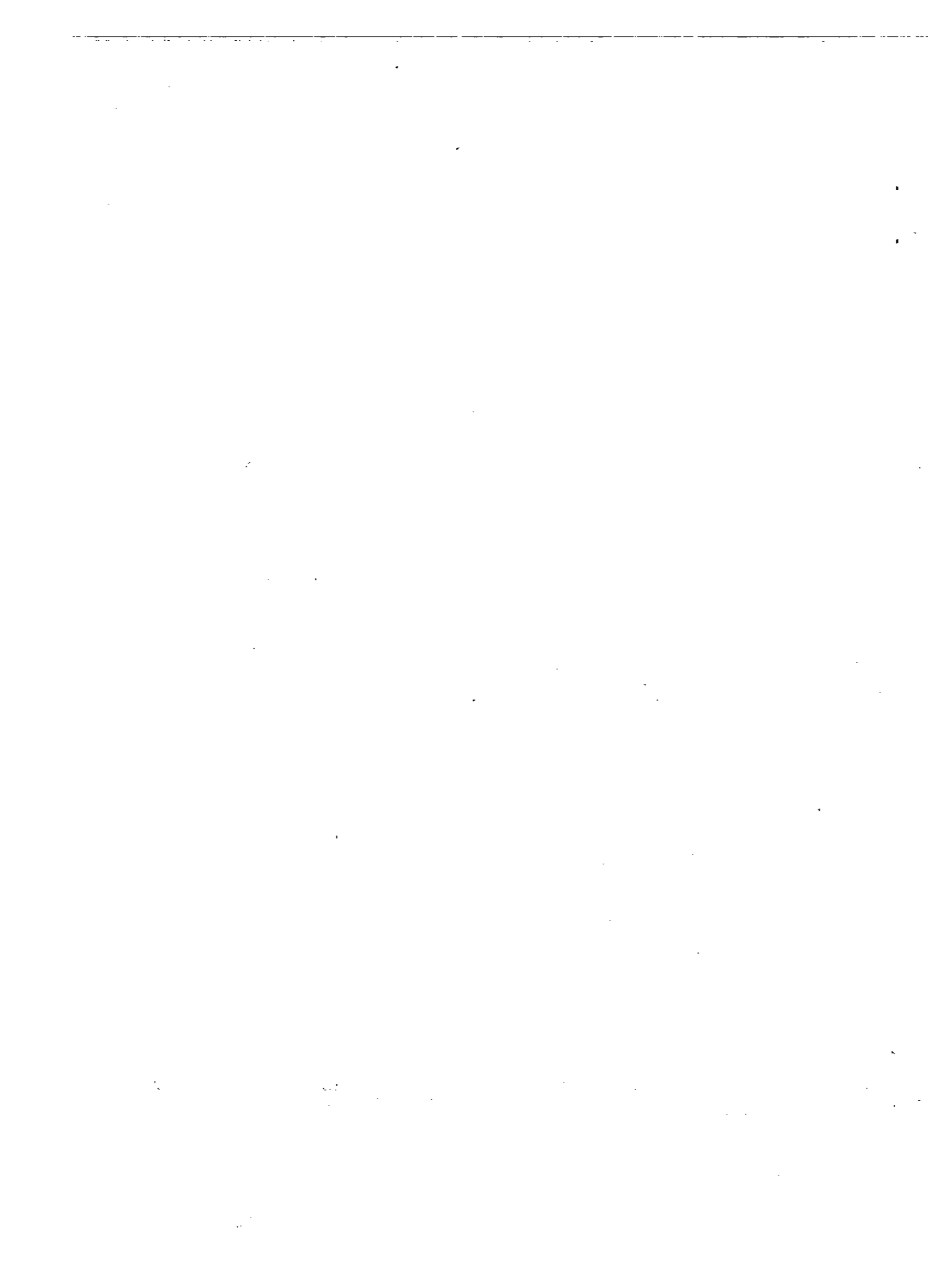


UNIVERSIDAD
TECNOLOGICA
NACIONAL



MOTOR SERIE MONOFASICO

Autor: Ing. José Luis González



MÁQUINAS DE CORRIENTE ALTERNA CON CONMUTADOR

MOTOR SERIE MONOFÁSICO

En principio, es una máquina análoga al motor serie de corriente continua, adaptado al empleo del campo magnético alternativo, propio de las máquinas de corriente alternada. Su circuito básico es el mostrado en la figura (1)

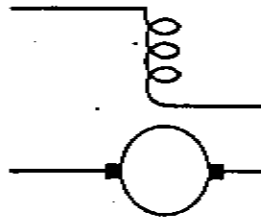


Fig. 1

Es decir, que si alimentamos a un motor serie de corriente continua con corriente alternada, éste debería funcionar, pero debe sufrir algunas modificaciones para adaptarse al empleo de la corriente alternada, su rotor girará en un determinado sentido, debido a que el flujo magnético del inductor y del inducido es generado por la misma corriente y puesto que la corriente se invierte simultáneamente en ambos arrollamientos, hace que la cupla motora conserve su sentido de giro, cualquiera sea el sentido instantáneo de la corriente.

No obstante la experiencia muestra que este motor gira con una débil cupla, un bajo factor de potencia, una mala conmutación, un bajo rendimiento, y absorbiendo, a igual valor de la tensión de alimentación, una corriente mucho más baja que la que absorbería de la red alimentándolo con tensión continua. Además, en un corto tiempo de funcionamiento, se observa que la carcasa se calienta exageradamente.

Por lo tanto el motor serie no se podría usar sobre una red de corriente alternada, si no se subsanan las causas de su mal funcionamiento y se busca un remedio para ello.

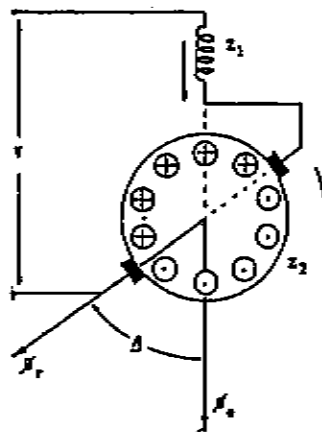


Fig. 2

Analicemos, en principio, una máquina elemental constituida exclusivamente por el arrollamiento inductor y el rotor, tal como la representada en la figura (2) y definamos todos los componentes de las impedancias de ambos arrollamientos involucrados, suponiendo, provisoriamente que el rotor del motor está bloqueado, por lo que se impide que gire.

$$V = R_1 i + R_2 i + (L_1 + \lambda_1) \frac{di}{dt} + (L_2 + \lambda_2) \frac{di}{dt} + M_p \frac{di}{dt} \quad (1)$$

R_1 = Resistencia ohmica del devanado estatórico

R_2 = Resistencia ohmica del devanado rotórico

L_1 = Inductancia del devanado estatórico

L_2 = Inductancia del devanado rotórico

λ_1 = Inductancia de dispersión del devanado estatórico

λ_2 = Inductancia de dispersión del devanado rotórico

M_p = Coeficiente de inducción mutua entre los devanados estatórico y rotórico

De acuerdo al esquema eléctrico de la figura (2), " β " es el ángulo que forma el eje magnético inductor, con el flujo magnético de reacción del rotor al ser recorrido por la corriente que le suministra la red de alimentación a través de las escobillas y, que depende, por supuesto, de la posición angular de éstas, que para generalizar las hemos supuesto en un ángulo " β " arbitrario, tal como lo indica la figura (2).

Por consiguiente, el coeficiente de inducción mutua entre ambos devanados, depende, como sabemos, de la posición relativa de ellos, es decir del ángulo " β ", por lo que:

$$M_p = M \cos \beta \quad (2)$$

La ecuación (1) nos manifiesta, que estando el rotor frenado, se producirán dos fuerzas electromotrices estáticas, o de "transformación", dadas por:

$$E_1 = -j \omega L_1 I \quad (3)$$

$$E_2 = -j \omega L_2 I \quad (4)$$

que se encuentran desfasadas 90° en atraso con respecto a los flujos magnéticos que las engendran, siendo independientes de la rotación del rotor, dependiendo sólo de la frecuencia de la red de alimentación.

En cuanto al último término de la ecuación (1), éste, generalmente es nulo, puesto que las escobillas se ubican sobre la "línea neutra" teórica, es decir, $\beta = 90^\circ$, por lo que de acuerdo a la (2) no existen los efectos de la inductancia mutua.

Esto significa, en otras palabras, que la transferencia de energía del estator al rotor se efectúa, solamente, por "vía conductiva", resultando nula la transferencia de energía por "vía inductiva", tal como resulta en la misma máquina de corriente continua.

Si liberamos ahora al rotor de la máquina, permitiéndolo girar, entre ambos bobinados, recorridos por la corriente " i ", se establecerá una cupla de valor:

$$C \equiv i^2 M \sin \beta \quad (5)$$

que como $\beta = 90^\circ$, su valor alcanzará un máximo de: $C_{\text{máx}} = i^2 M \quad (6)$

Esta cupla, dada por la (6), tiende a superponer a ambos flujos magnéticos, por lo que el rotor girará, pero al hacerlo, las escobillas, luego de que las delgas giren un ángulo $\Delta\beta$, tocarán la delga siguiente, donde $\Delta\beta$ es el semiángulo que abarca dos delgas.

El pasaje de la escobilla de una delga a otra, genera un movimiento del eje magnético del rotor, hasta que gira un ángulo $\Delta\beta$, en que la escobilla toca a la delga siguiente y, automáticamente el eje magnético rotórico adopta la posición primitiva, es decir, el rotor gira pero efectúa un movimiento similar a un crique.

Esta variación del ángulo relativo entre los devanados estático y rotórico, se traduce en una variación del flujo magnético concatenado por ambos arrollamientos, o sea en una variación de la "inductancia mutua", de modo tal, que la fuerza electromotriz inducida en el arrollamiento rotórico, se produce no sólo por la variación del flujo magnético, generado por la variación de la corriente "i", sino también por este último concepto, de manera que la fuerza electromotriz generada por esta causa, vendrá dada, por:

$$\frac{d}{dt}(M_p i) = M_p \frac{di}{dt} + i \frac{dM_p}{dt} = M_p \frac{di}{dt} + i \frac{dM_p}{d\beta} \frac{d\beta}{dt}$$

$$\boxed{\frac{d}{dt}(M_p i) = M_p \frac{di}{dt} + i \frac{dM_p}{d\beta} w_r} \quad (7)$$

$$\boxed{w_r = \frac{d\beta}{dt}} \quad (8)$$

haciendo

$$\boxed{c = \frac{w_r}{w}} \quad (9)$$

donde "c" es la relación entre la velocidad angular del rotor y la pulsación eléctrica de la red de alimentación, siendo:

$$\boxed{w = 2 \pi f} \quad (10)$$

Luego, agregando el valor dado por la (7), que aparece al girar el rotor, a la (1), obtenida para rotor detenido, obtendremos la ecuación completa para el rotor girando a la velocidad angular $w_r = c w$

$$\boxed{V = R_1 i + R_2 i + (L_1 + \lambda_1) \frac{di}{dt} + (L_2 + \lambda_2) \frac{di}{dt} + 2M_p \frac{di}{dt} + i \frac{dM_p}{d\beta} c w} \quad (11)$$

Como: $\boxed{\frac{dM_p}{d\beta} = M \operatorname{sen} \beta} \quad (12)$

Pasando la (11) a la forma fasorial, podemos escribir:

$$\boxed{V = R_1 I + R_2 I + jw (L_1 + \lambda_1) I + jw (L_2 + \lambda_2) I + 2 jw M_p \cos \beta I + M \operatorname{sen} \beta c w I} \quad (13)$$

Como sabemos que $\beta = 90^\circ$, resulta:

$$\boxed{V = R_1 I + R_2 I + jw (L_1 + \lambda_1) I + jw (L_2 + \lambda_2) I + M c w I} \quad (14)$$

Dividiendo la (14) por el valor de la corriente "I", obtenemos la impedancia interna del motor:

$$\boxed{\bar{Z} = R_1 + R_2 + M c w + (L_1 + L_2 + \lambda_1 + \lambda_2)} \quad (15)$$

Que podemos graficar en la figura (3)

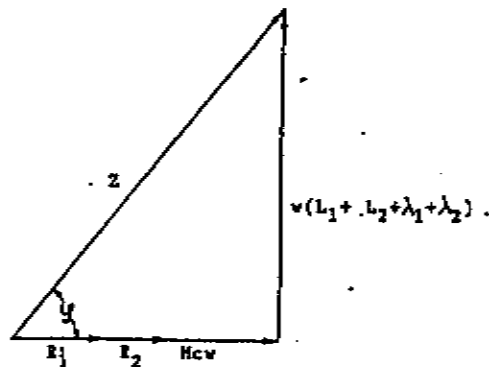


Fig. 3

Donde: $jw (L_1 + \lambda_1) = -E_1 + jw \lambda_1$ (16)

$jw (L_2 + \lambda_2) = -E_2 + jw \lambda_2$ (17)

Donde $-E_1$ y $-E_2$ son las fuerzas contraelectromotrices de "transformación" producidas por la variación de la corriente a través del tiempo:

$$\boxed{E_1 = -L_1 \frac{di}{dt}} \quad (18)$$

$$\boxed{E_2 = -L_2 \frac{di}{dt}} \quad (19)$$

Que por lo tanto se encuentran en cuadratura en atraso con respecto a los flujos magnéticos ϕ_e y ϕ_r que les dan origen y los cuales se encuentran en fase con la corriente "I" que los genera, tal como se observa analizando la figura (4)

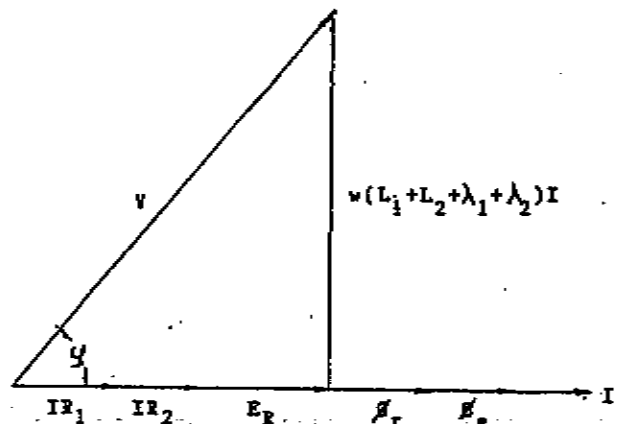


Fig. 4

Pero por otra parte, el desplazamiento de los conductores en un ángulo " $\Delta\beta$ " frente al campo inductor, nos origina, como sabemos, otra fuerza electromotriz, esta vez de rotación, cuyo valor no es otro que el del último término de la (14), dado por:

$$E_R = M c w I \quad (20)$$

Luego, la (14) podría reescribirse del siguiente modo:

$$V = (R_1 + R_2)I + E_R + jw(L_1 + \lambda_1 + L_2 + \lambda_2)I \quad (21)$$

Analizaremos, a continuación, cuáles son las causas del mal funcionamiento del motor, para buscar remedio a ellas y hacer que la máquina pueda usarse en corriente alterna.

01) Baja corriente absorbida y bajo factor de potencia

Observando el diagrama fasorial de la figura (4), se ve que el ángulo de defasaje " φ " es muy elevado, debido a la notable preponderancia de la reactancia inductiva, comparada, con la componente resistiva.

En efecto, analizando la figura (4), se desprende, que:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{w(L_1 + \lambda_1 + L_2 + \lambda_2)}{R_1 + R_2 + M c w} \quad (22)$$

Si además tenemos en cuenta que en el instante de arranque, resulta $M c w = 0$, lo que provoca que el ángulo " φ ", aumente aún más, lo que genera un muy bajo factor de potencia, tal como se desprende, de:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{w(L_1 + \lambda_1 + L_2 + \lambda_2)}{R_1 + R_2} \quad (23)$$

Respecto al débil valor de la corriente tomada de la red es debido a la gran reactancia inductiva que presenta esta máquina conectada a una red de corriente alterna, comparada con la misma, conectada a una red de corriente continua, como puede concluirse comparando las fórmulas (24) y (25) siguientes.

Para tensión alterna, la corriente tomada por el motor de la red, es:

$$I = \frac{V}{\sqrt{(R_1 + R_2 + E_R)^2 + w^2(L_1 + \lambda_1 + L_2 + \lambda_2)^2}} \quad (24)$$

Mientras que conectado a una fuente de tensión continua, resulta:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{V}{R_1 + R_2 + E_R} \quad (25)$$

Luego, se desprende que la causa de la débil corriente absorbida cuando la máquina está conectada a una fuente de tensión alternada es la elevada reactancia inductiva y es la misma causa que provoca un bajo factor de potencia, tal como lo muestra la figura (4) Podemos poner, que:

$$\boxed{\operatorname{tg}\varphi = \frac{I\omega(L_1 + \lambda_1 + L_2 + \lambda_2)}{E_R + (R_1 + R_2)I}} \quad (26)$$

que demuestra que el ángulo " φ " es tanto menor y, por lo tanto, el factor de potencia, tanto mayor, cuanto menor sea el numerador de la (26) con relación a $E_R = I M c \omega$.

Por lo tanto, para buscar remedio a estos inconvenientes, el proyectista deberá reducir la inductancia de las bobinas inductora e inducida y aumentar la velocidad angular del motor, mientras que el usuario deberá tratar de usar la máquina en redes de alimentación de menor frecuencia (para disminuir ω), tal como se hace en redes de alimentación de los ferrocarriles, donde suelen usarse frecuencias de 25 Hz, o 16,66 Hz.

En cuanto a la disminución de la inductancia, es preciso, sobre todo, reducir el número de espiras N_1 del estator, porque la reluctancia del circuito magnético del inductor es menor que la reluctancia del circuito magnético que presenta al flujo el inducido, ya que las líneas de flujo del inducido recorren gran parte de su camino por el aire, por encontrarse el eje de la bobina rotórica, sobre la "línea neutra".

Pero si se reduce el número de espiras del inductor, disminuye también el flujo magnético estático y, por ende, disminuye también la cupla motora.

Es preciso, por lo tanto, compensar la disminución del flujo magnético estático con un aumento del número de espiras del rotor, en realidad, del número de conductores activos del rotor.

El resultado es que la fuerza magnetomotriz rotórica es el doble y hasta el triple de la estática, por lo que se dice que el motor es "todo en inducido"

Como consecuencia de esto último es que el flujo magnético del inducido (rotor), se hace muy importante, lo que provoca que la "reacción del inducido" alcance un gran valor.

Es necesario, entonces, atenuar este efecto, echando mano a alguno de los medios ya empleados al estudiar las máquinas de corriente continua, en las que se utilizaban "devanados compensadores".

Estos arrollamientos suelen ser conectados "en serie", del mismo modo a lo que se hacía en las máquinas de corriente continua, tal como lo muestra la figura 5 (a), o bien, aprovechando que el flujo rotórico es alternativo, cerrados sobre sí mismos, como lo muestra la figura (b), lo que constituye una suerte de secundario de un transformador, cuyo primario es el mismo rotor.



Fig. 5

No obstante ser la compensación "serie", más eficaz, pues es del tipo "conductor", que la otra que podemos decir que es de tipo "inductivo", ella debe ser "regulada", mientras que en el último caso la "compensación es automática".

Con el objeto de que la compensación resulte lo más completa posible, se trata de hacer que su inductancia ($L_3 + \lambda_3$) sea igual a ($L_2 + \lambda_2$), pero haciendo que la hélice del devanado sea arrollada en sentido contrario y se ubica en ranuras practicadas en los polos inductores, tal como se hacía en los motores de corriente continua.

Como ahora existe un acoplamiento inductivo entre estos devanados compensadores y el devanado rotórico, puede escribirse la expresión de la reactancia total del siguiente modo:

$$X_T = j\omega(L_1 + \lambda_1 + L_2 + \lambda_2 + L_3 + \lambda_3 - 2M_{23}) \quad (27)$$

Siendo M_{23} el coeficiente de inducción mutua entre los arrollamientos rotórico y compensadores, recorridos por la misma corriente I , por estar conectados en serie.

Si hacemos que el número de espiras de ambos devanados sean iguales ($N_2 = N_3$), resulta que:

$$2M_{23} = L_2 + L_3 \quad (28)$$

Por lo que la (27) se reduce, a:

$$X_T = j\omega(L_1 + \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3) \quad (29)$$

Al disminuir la reactancia inductiva total de la máquina, hace que disminuya el ángulo " φ ", lo que puede aún mejorarse más si el constructor adopta una velocidad angular de diseño lo más elevada posible, lo que provoca el aumento de la importancia relativa del fasor representativo de $E_R = M c \omega I$ y el diagrama fasorial de las tensiones tal como se muestra al analizar la figura (6)

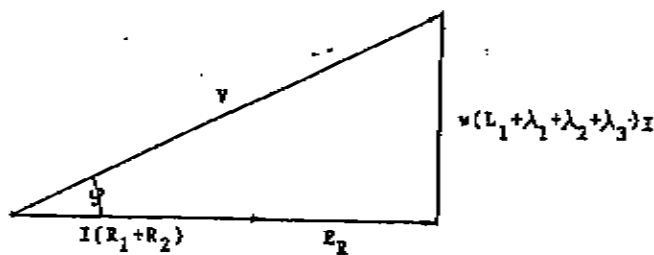


Fig. 6

En definitiva, en marcha normal el factor de potencia alcanza valores de 0,85, en pequeños motores y, de 0,90 en grandes motores. Estos guarismos suponen que el motor es "autocompensado" y que su velocidad normal es de 3 a 4 veces la de sincronismo.

02) Cupla inferior en el arranque

La expresión matemática de la cupla instantánea de arranque del motor, viene dada, por:

$$C = K \phi_e I_{ar} \quad (30)$$

Que resulta más débil que en corriente continua, porque, en primer lugar, la corriente de arranque es más débil, ya vimos porqué y cómo se remedia este inconveniente, y en segundo lugar, a igualdad de corriente e inducción máxima, valores para los cuales se diseña el circuito magnético, es $\sqrt{2}$ más pequeña que en corriente continua, ya que responde al valor eficaz de la misma.

Sin embargo, el motor serie monofásico posee una buena cupla de arranque, con una corriente absorbida a la línea relativamente reducida, como corresponde a la característica serie.

03) Bajo rendimiento

En este caso, a todas las pérdidas propias del motor serie de corriente continua, deben agregárseles, en corriente alternada, las pérdidas en el núcleo magnético del inductor, ya que esta parte del circuito magnético no se encuentra recorrido por un flujo magnético constante, sino alternado, lo que explica el menor rendimiento de la máquina y el calentamiento anormal del estator.

Las pérdidas por corrientes parásitas, o de Foucault se reducen fuertemente laminando el inductor, pero este artificio no disminuye las pérdidas por "histéresis"

Por ello, para aumentar el rendimiento y disminuir el calentamiento, se adoptan valores de la inducción magnética moderados (motor no saturado) como así también, valores de la frecuencia de la red bajos, pues sabemos que las pérdidas magnéticas dependen de estas dos magnitudes.

Además, el aumento de la fuerza magnetomotriz del inducido, obliga a aumentar el diámetro del mismo (el devanado necesita más espacio para instalarse) y, por otro lado, aumentan también las pérdidas por efecto Joule del arrollamiento del inducido.

En definitiva, a igualdad de potencia y velocidad, el motor serie monofásico es más voluminoso, más pesado (20 a 25 % más) y tiene menor rendimiento, que el motor serie de corriente continua.

04) Mala conmutación

A las causas de la mala conmutación, que existen en los motores serie de corriente continua, como ser, el corrimiento de la "línea neutra", debido al flujo de "reacción de armadura" y la fuerza electromotriz de autoinducción, debida a la reactancia de la espira cortocircuitada por la escobilla, ambas fuerzas electromotrices del tipo de rotación, debemos sumarle una tercera.

En efecto, si observamos (ver figura 1) la disposición de las espiras ubicadas en el plano neutro, en proceso de conmutación, vemos que las mismas están magnéticamente acopladas con el campo inductor principal, pues poseen sus ejes coincidentes y, si bien en ellas el flujo magnético principal no induce fuerzas electromotrices de rotación, por no cortar en esa zona los conductores líneas de flujo, en cambio, el flujo magnético ϕ_e , abrazado por las mismas es máximo, máxima también su variación en el tiempo y máxima la fuerza electromotriz inducida en ellas, como si se tratase del secundario de un transformador en cortocircuito, cuyo primario lo constituye el arrollamiento inductor, es decir, que esta acción da lugar a la creación de una fuerza electromotriz, pero esta vez de "transformación".

Esta fuerza electromotriz depende de la frecuencia de la red y, como el arrollamiento se encuentra en cortocircuito, puede provocar en la zona del circuito constituido por las delgas y escobillas una elevada corriente capaz de calentar a las escobillas al rojo vivo.

Las dos primeras causas, son comunes a los motores serie de corriente continua, es decir, el corrimiento de la "línea neutra" y la deformación del flujo debido a la "reacción de armadura", y son corregidas, como en aquel caso, por el uso de los "polos de conmutación" y los "arrollamientos de compensación".

En cuanto a la tercera causa, debemos tener en cuenta que por tratarse de una fuerza electromotriz de "transformación", ella resulta en cuadratura con el flujo principal ϕ_s y con la corriente que la provoca y, por lo tanto, no puede ser contrarrestada, por devanados recorridos por dicha corriente, como en los casos anteriores, puesto que de acuerdo con el diagrama fasorial de la figura (7), la fuerza electromotriz de rotación que provoca este flujo ϕ_r , resulta en fase con el mismo en el tiempo, mientras que la fuerza electromotriz de "transformación" se encuentra atrasada en cuadratura.

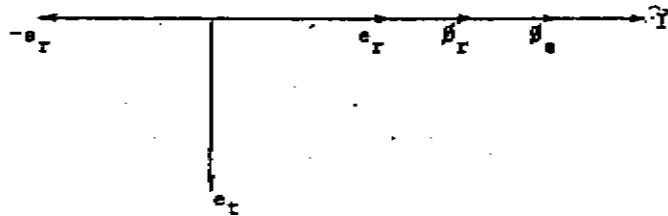


Fig. 7

Además, la fuerza electromotriz de "rotación" depende de la velocidad del rotor, mientras que la fuerza electromotriz de "transformación", es independiente de la velocidad de rotación, dependiendo de la frecuencia de la red, que es constante, de manera que cualquier compensación que pudiera pensarse en ese sentido sería imperfecta y solamente válida para un valor de la velocidad angular determinada.

La práctica muestra que la corrección es suficiente para límites amplios de la velocidad, pero dado que en el instante de arranque la fuerza electromotriz de rotación resulta nula, también lo será la corrección, con lo que la "conmutación" se torna defectuosa.

Se trata entonces de buscar nuevos artificios, uno de los cuales es el conectar un resistor en paralelo con el arrollamiento del "polo auxiliar", tal como se muestra en la figura 8

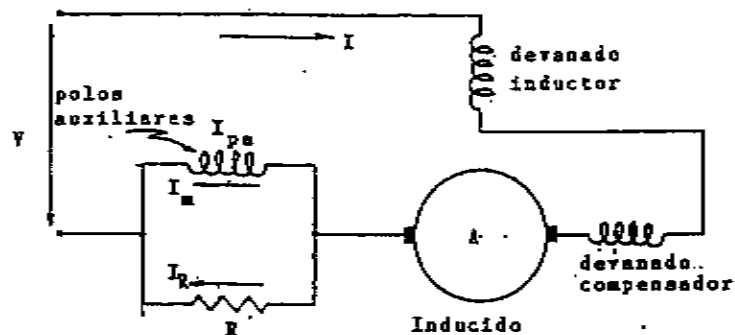


Fig. 8

Habíamos dicho que una de las causas que hacía imposible la compensación de la fuerza electromotriz de transformación " e_t ", por medio de los "polos auxiliares" en serie con el inductor, era que el flujo magnético generado por ellos " ϕ_{pa} ", que al estar en fase con " I ", generaba una fuerza electromotriz de rotación " e_r ", también en fase con " I ", que no puede compensar la fuerza electromotriz de transformación " e_t ", que se encuentra en cuadratura atrasada respecto a la corriente " I ".

Analizando la figura (8), observamos que se cumple, que:

$$\boxed{\bar{I} = \bar{I}_m + \bar{I}} \quad (31)$$

De este modo, la corriente " I " se divide en dos componentes, una de las cuales es " I_m ", que es la corriente que circula por los "polos auxiliares", que es, precisamente la que nos interesa, pues resulta desfasada con respecto a la corriente " I ", un ángulo " α ", dado, por:

$$\boxed{\alpha = \text{arc tg } \frac{X_{pa}}{R}} \quad (32)$$

Si se diera al flujo magnético generado por los "polos auxiliares" " ϕ_{pa} " una relación de fase tal que desarrollase una componente de tensión que contrarrestase a la fuerza electromotriz de "transformación" " e_t ", se tendría, que los "polos auxiliares" bastarían para anular este nuevo efecto, como puede observarse en la figura (9).

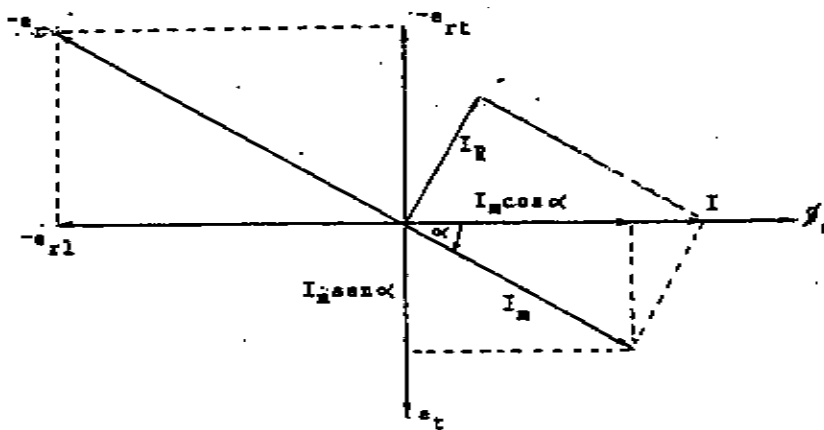


Fig. 9

La corriente " I_m " puede ser considerada como formada por dos componentes en cuadratura, a saber: la primera, " $I_m \cos \alpha$ ", en fase con " I ", es capaz de generar un flujo magnético que da origen a " e_{rl} ", que compensa a la fuerza electromotriz de rotación, en forma análoga a lo que ocurría en el motor de corriente continua.

La segunda, " $I_m \sin \alpha$ ", en cuadratura en atraso respecto a la corriente " I ", genera un flujo magnético, también en cuadratura en atraso con respecto a la corriente " I ", que da origen a la fuerza electromotriz de rotación " e_{rt} ", que como vemos, contrarresta a la fuerza electromotriz de "transformación" " e_t ", que es el fin que perseguíamos.

Luego, el valor del resistor " R ", debe elegirse de forma tal que el valor del ángulo " α ", resulte el correcto para obtener que: $-e_{rt} = e_t$.

Lamentablemente, la fuerza electromotriz de neutralización " $-e_r$ ", por ser una fuerza electromotriz de rotación, es dependiente de la velocidad angular del rotor, mientras que la fuerza electromotriz de transformación " e_t ", a compensar, sólo depende de la frecuencia de la red y es independiente de la velocidad de rotación del rotor de la máquina, de modo, que estas fuerzas electromotrices sólo son iguales y de sentido contrario solamente para un determinado valor de la velocidad angular, por lo que para el resto de los valores de dicha velocidad angular, la conmutación se torna defectuosa, por lo que toda marcha prolongada fuera de determinadas zonas de variación de la velocidad se traduce en un gran desgaste de las escobillas y del propio colector.

En la figura (10) se muestra la "característica mecánica", como así también el "factor de potencia" y el "rendimiento" de un motor serie de corriente alternada, en función de la potencia mecánica útil en su árbol.

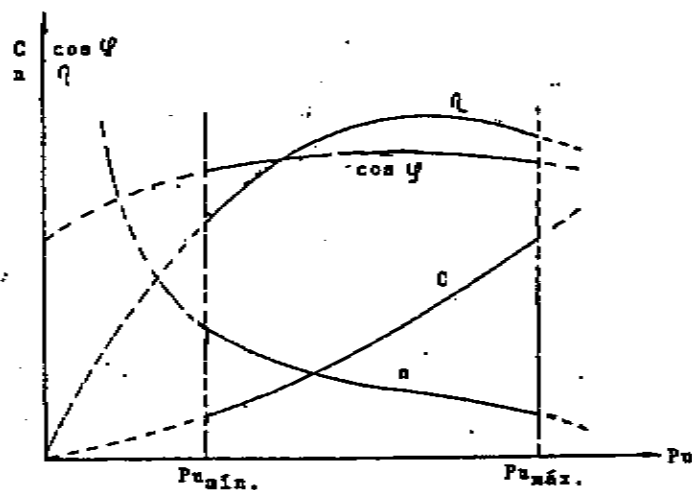


Fig. 10

El "límite inferior" de dicha potencia lo determina las condiciones de seguridad y conmutación del rotor, que puede alcanzar una velocidad máxima determinada por condiciones constructivas, mientras que el "límite superior", como siempre lo fija la temperatura máxima de régimen.

EL MOTOR UNIVERSAL

El motor universal es un motor con arrollamiento serie, o con arrollamiento serie compensado previsto para funcionar, aproximadamente, con la misma velocidad e igual potencia suministrada, tanto en corriente continua, como en corriente alternada monofásica, de frecuencia no superior a los 60 Hertz y con aproximadamente la misma tensión eficaz que la tensión de la fuente de continua.

Desarrollan mayor "potencia específica" (potencia por unidad de peso) que otros motores de corriente alternada. En vacío, su velocidad angular es elevada, sobrepasando, a veces, las 20.000 r.p.m. y, por lo tanto, sus inducidos están proyectados de forma tal que no sufran deterioros con tales valores de la velocidad angular.

Las potencias nominales varían entre 0,01 a 1 CV, para los motores de "servicio continuo", siendo las potencias un poco mayores para los motores de "servicio intermitente".

Corrientemente los motores correspondientes a las mayores potencias nominales están diseñados para velocidades a plena carga comprendidas entre 4.000 y 16.000 r.p.m., mientras que los motores de pequeñas potencias nominales, suelen superar las 20.000 r.p.m.

Dentro de la gama de velocidades más altas es posible obtener las mejores características "universales", es decir, características de funcionamiento lo más parecidas, tanto en corriente continua, como en corriente alternada, así como los mejores valores de "potencia específica".

Los motores "universales" son muy empleados en taladros eléctricos, sierras, aspiradoras, mezcladoras de alimentos, batidoras y otros muchos aparatos de uso doméstico.

Se emplean dos tipos principales de motores universales: no compensados y compensados.

El motor "no compensado" usualmente está construido con polos concentrados, o polos salientes. Las curvas características "Par-Velocidad" del motor universal de polos salientes "no compensado", funcionando alimentado con tensión continua y alterna de distintas frecuencias, son las mostradas en la figura (11)

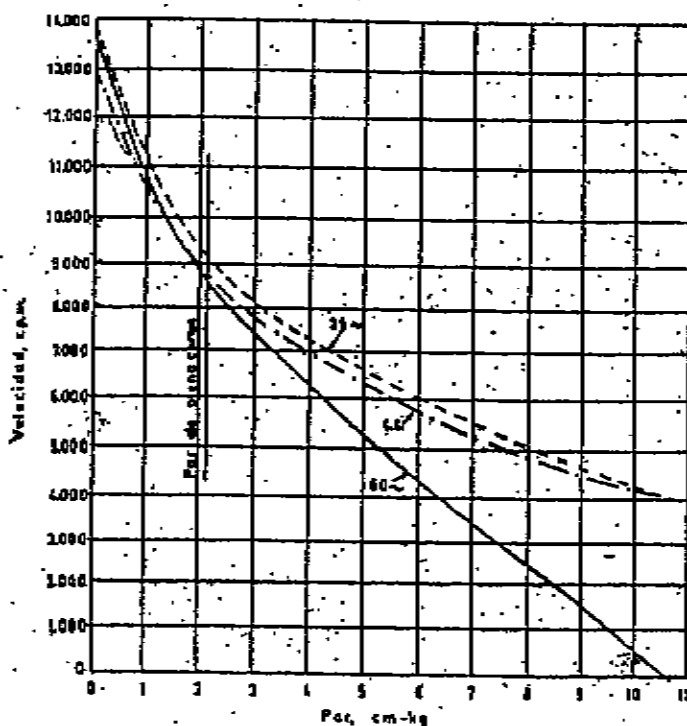


Fig 11

Las curvas características similares "Par-velocidad" del motor universal "compensado", se muestran en la figura (12)

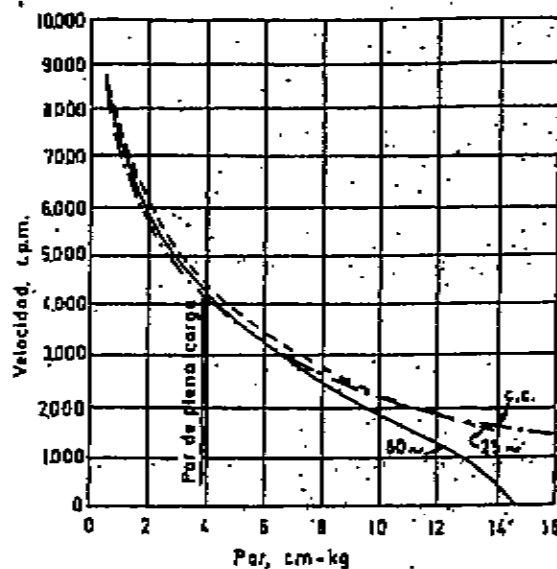


Fig. 12

Puede observarse que el motor universal "compensado", posee mejores características universales, que el motor "no compensado", virtud esta, que es más pronunciada en el rango de bajas velocidades, que en de las velocidades más elevadas.

El motor "no compensado" es menos costoso y de más sencilla construcción, siendo, por estas razones, de uso más generalizado, sobre todo en potencias fraccionales.

Con uno y otro tipo, se observa que la velocidad disminuye rápidamente con el aumento de la carga y crece para una disminución de ésta.

Ninguna Norma industrial de potencia y de velocidad de funcionamiento ha sido establecida para los motores universales, debido a que estos motores son muchas veces utilizados como elementos de un conjunto, dado que la elección de las velocidades posibles de funcionamiento a plena carga, es prácticamente ilimitada y porque la mayor parte de las aplicaciones de estos motores son altamente especializadas.

Motores universales compensados

La conmutación con corriente alternada es claramente peor que con corriente continua y la vida de las escobillas es menos larga.

La razón principal de la mala conmutación utilizando corriente alternada es debida a la tensión inducida por la acción de "transformador" del campo alterno principal sobre las bobinas cortocircuitadas durante la conmutación. Esta tensión inducida no existe cuando el motor es alimentado con tensión continua.

Esta tensión de reactancia se presenta a la vez en el inducido y en el inductor. La tensión de reactancia debida al campo inductor no puede ser eliminada, a menos de suprimir la acción del inductor, pero la debida al inducido puede ser prácticamente anulada mediante el empleo de un "arrollamiento de compensación".

El "arrollamiento de compensación" es un bobinado conectado en serie con el inducido y dispuesto de tal manera que su fuerza magnetomotriz neutralice a la del inducido, oponiéndose a ésta. Para obtener este resultado el "arrollamiento de compensación" está decalado 90° eléctricos con respecto al arrollamiento del campo inductor.

Cuando está convenientemente proyectado, el bobinado de "compensación" anula casi en su totalidad el efecto de la tensión de reactancia en el inducido.

Existe otro efecto igualmente importante y es que el "arrollamiento de compensación", suprime la distorsión del flujo inductor principal y mejora la conmutación. Una ligera hipercompensación, favorece aún más, estos dos efectos mencionados.

Un medio para obtener la reactancia del inductor baja es bajar, en cuanto sea posible, el valor de la fuerza magnetomotriz del devanado inductor. Pero, cuanto más débil es el campo inductor, más intenso debe ser el campo del inducido, para desarrollar el par y la potencia necesarios, razón por la cual se dice que la máquina es "toda en inducido"

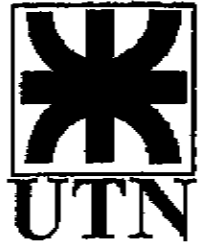
En resumen, utilizando un "arrollamiento de compensación" se logran las siguientes ventajas:

- a) Se neutraliza la tensión de reactancia que existe en el inducido
- b) Se elimina, prácticamente, la distorsión del campo debido al inducido y, por esta razón, le permite al proyectista reducir la reactancia del inductor y aumentar la del inducido, la cual, como vimos, puede ser neutralizada.
- c) Constituye una importante ventaja para la conmutación. Es un hecho probado, que es realmente debido a la ayuda aportada a la conmutación que el motor "compensado" puede funcionar con campos inductores débiles (saturaciones bajas).

El motor universal "compensado", es en realidad, una reproducción en miniatura del motor serie para corriente alternada usado en tracción.

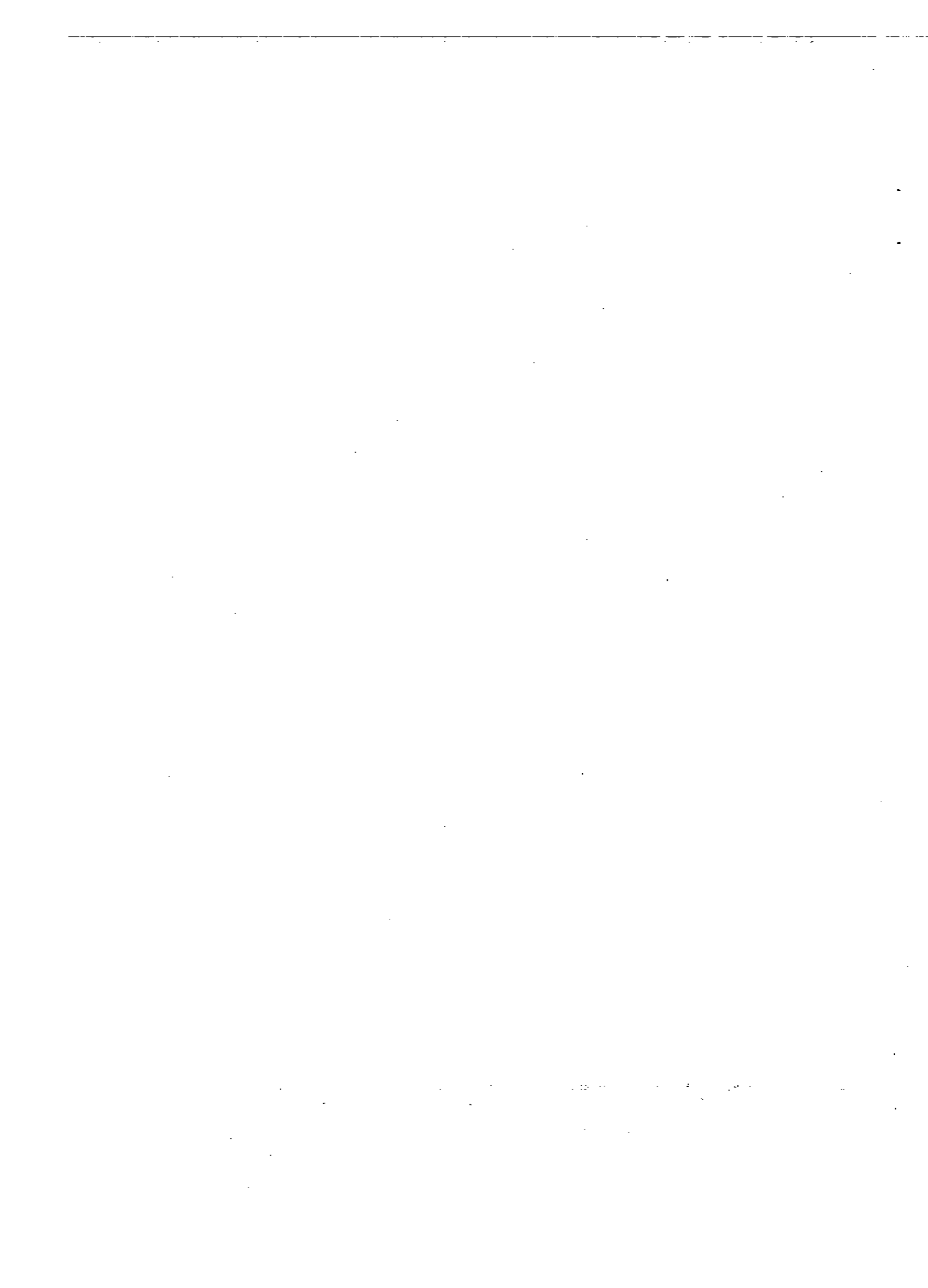


UNIVERSIDAD
TECNOLOGICA
NACIONAL



MOTOR PASO A PASO

Autor: Ing. José Luis González



MOTORES PASO A PASO

El principio de funcionamiento del motor "paso a paso" es tan antiguo como la Teoría del Electromagnetismo elaborado por Maxwell a mediados del siglo XIX.

El primer dispositivo de uso práctico, basado en el efecto autocentrante de piezas polares dentadas, fue desarrollado por la Armada Británica en el año 1930. Se utilizaba como posicionador remoto, transmitiendo la rotación de un eje comandado por un sistema mecánico.

Durante la Segunda Guerra Mundial, la Marina de los Estados Unidos, aplicó este dispositivo a diversos componentes navales, tales como un "Giro-Compás" repetidor. Sin embargo, su aplicación práctica fue desplazada por la aparición de "Servomotores", operando en lazo cerrado, entre los años 1944 a 1957.

En este período, los "Servomotores" se popularizaron enormemente, dado que los dispositivos de estado sólido y las computadoras digitales, recién estaban naciendo y la gran mayoría de los "Sistemas de Control" estaban comandados analógicamente.

El renacimiento explosivo de los motores "paso a paso" en nuestros días, obedece fundamentalmente a tres factores, a saber:

- a) Al incrementarse la complejidad de los "Servo Sistemas" en aplicaciones militares y civiles, se planteó la necesidad de construir dispositivos menos costosos y más confiables.
- b) El veloz avance de la tecnología de las computadoras digitales, que comenzó en los últimos años de la década del 50, hizo que éstas máquinas requiriesen muchos dispositivos de control y el uso de Servomotores convencionales demandaban una interface para la conversión "Digital-Analógica", lo que constituía realmente un severo inconveniente, por lo que se eligieron los motores "paso a paso", que se adaptan, perfectamente, para operar un sistema digital.
- c) El último factor fue el rápido progreso alcanzado en los equipos de estado sólido. Hasta ese entonces, los motores "paso a paso", eran comandados por relevadores, o dispositivos de conmutación mecánicos con escobillas y, como se sabe, estos equipos eran lentos, voluminosos y poco confiables, debido al desgaste y constante mantenimiento. Por el contrario, los componentes y dispositivos de estado sólido, con su menor tamaño y peso, bajo costo y capacidad de operar en muy altas frecuencias, permitieron la construcción de equipos de control y comando económicos y muy confiables.

DEFINICIÓN

Un motor "paso a paso" – (Step Motor) – es un actuador, o transductor electromagnético incremental, que convierte pulsos eléctricos (digitales), en desplazamientos angulares (analógicos) de un eje.

Este desplazamiento angular se repite exactamente con cada pulso sucesivo que el circuito de control inyecta al motor.

El resultado de este movimiento preciso, constante y repetible se traduce en una elevada capacidad de posicionamiento por parte del motor "Paso a Paso", lo que permite utilizarlos en sistemas que requieren un control exacto de velocidad, distancia y dirección de movimiento. El único error sistemático que el motor "Paso a Paso" introduce, es su propio error de paso, que generalmente es menor del 5 % del

valor del paso. Más importante aún, es el hecho de que éste no es acumulativo y es independiente del ángulo total girado y del número de veces que se repita la posición final.

Los motores "paso a paso" y los motores de corriente continua sin escobillas constituyen un conjunto de motores llamado "Motores de conmutación electrónica". Conceptualmente son parecidos entre ellos. El motor "paso a paso" es más apropiado para mover el eje un ángulo mecánico exacto. Los motores de corriente continua sin escobillas son más apropiados para la rotación continua de velocidad ajustable.

El motor "paso a paso", es generalmente controlado por una fuente de potencia de corriente continua y un circuito lógico (Driver) y que constituye un elemento clave en la performance del mismo.

Es decir, un motor "paso a paso" es un motor cuyo eje gira en forma discontinua (a saltos, o pasos) y describe sólo un determinado ángulo cada vez que se pone en movimiento. Puede girar en ambos sentidos si se proporciona la inversión de corriente necesaria en sus devanados. Dicha inversión puede obtenerse a partir de un generador de corriente continua, por medio de un conmutador mecánico, o de un conmutador electrónico.

En el caso de utilizar un conmutador electrónico, el motor gira "un paso", cada vez que se manda un impulso al conmutador (oscilador, multivibrador, relevador, elemento fotosensible, etc...). En síntesis, puede decirse, que el motor "Paso a Paso" es un medio para convertir señales eléctricas en movimiento mecánicos discontinuos.

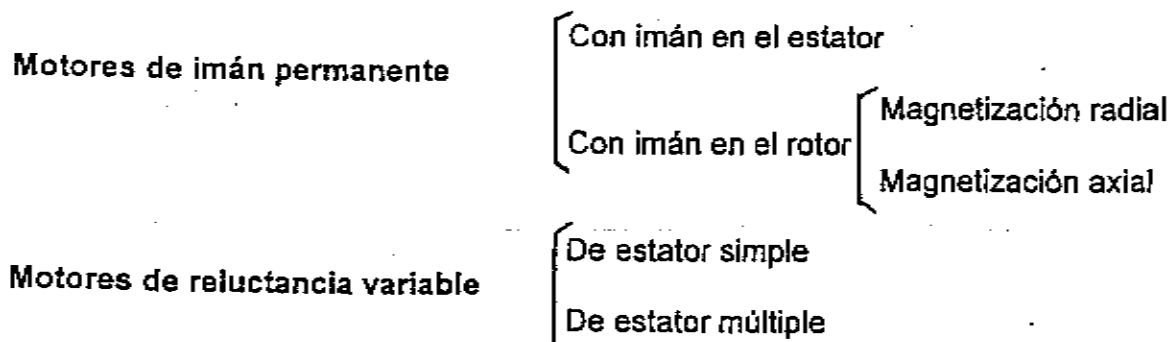
Las ventajas que brindan estos motores es el posicionamiento preciso y rápido de objetos a través de la electrónica, lo que dio lugar a la aparición de un gran número de aplicaciones prácticas, como movimiento de cintas magnéticas y de papel, control de diafragmas de cámaras fotográficas, relojes, control de caudal de combustibles, trazador de curvas, etc..

TIPOS DE MOTORES "PASO A PASO"

Existen dos grandes grupos de motores "paso a paso", según su principio de funcionamiento, a saber:

- 1) Motores "paso a paso" de imán permanente
- 2) Motores "paso a Paso" de reluctancia variable

Dentro de cada uno de estos grupos, pueden hacerse diferenciaciones, según la forma constructiva empleada, que son:



MOTORES "PASO A PASO" DE IMÁN PERMANENTE

El motor "paso a paso" de imán permanente funciona de acuerdo al principio básico del magnetismo según el cual, los polos de igual nombre se repelen y polos de distinto nombre se atraen.

El rotor de un motor de imán permanente posee un número par de polos fabricado en aleación de alta retentividad magnética (Alnico) que produce un imán permanente de varios polos.

Los devanados del estator son semejantes a los de un motor de inducción, o motor síncrono convencional, de dos, tres o más fases, con la diferencia que se sacan los terminales de ellos para ser alimentados con corriente continua. Tanto el rotor como el estator pueden emplear "polos salientes", como "polos no salientes".

Por lo tanto el rotor no posee devanado de armadura y está constituido por una serie de imanes permanentes de polos salientes, por ejemplo seis polos tal como indica la Figura (1)

En la Figura 1 los polos del imán permanente están enumerados del 1 al 6, siendo Sur los polos 1, 3 y 5, mientras que los polos 2, 4 y 6, son polos Norte magnéticos.

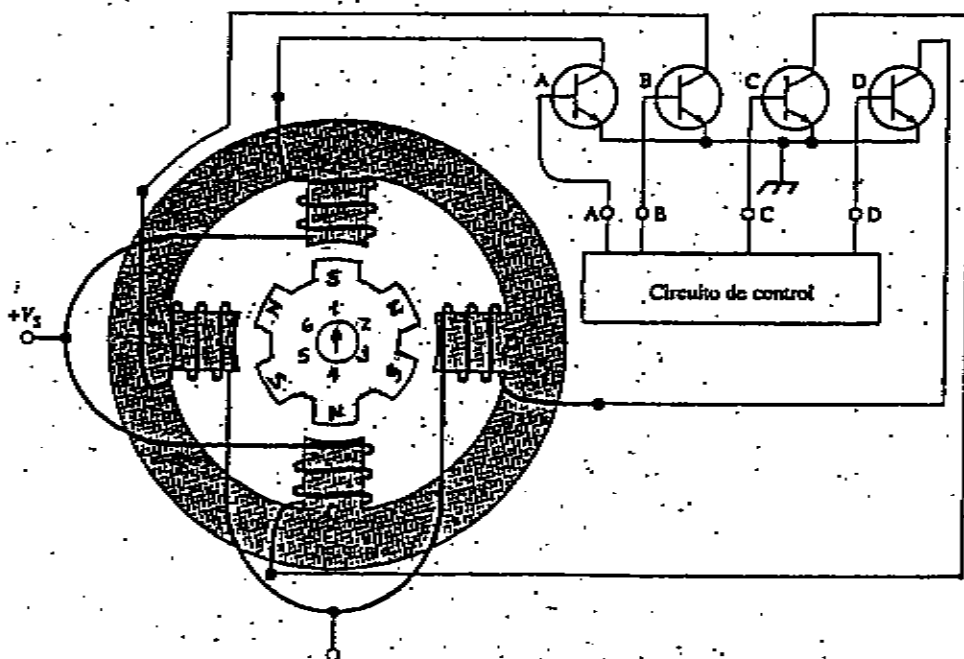


Fig. 1

Los cuatro devanados de los polos del estator y sus transistores controladores se identifican con las letras A, B, C y D. Cuando el circuito de control excita un transistor en particular, tal como el A, circula corriente por el devanado A y el flujo creado por ese polo completa su trayectoria a través del polo C y del núcleo magnético estático, de forma tal que el polo A, configura un polo Norte magnético y el polo C, configura un polo Sur magnético, aún cuando su devanado no conduce corriente alguna. (polo Sur pasivo)

El principio de funcionamiento de un motor "paso a paso" de imán permanente es el siguiente: El polo del estator energizado (A en la figura) se vuelve Norte magnético activo y atrae al polo Sur más cercano del rotor (1 en la figura) para alinearlos con él. Esta acción de producción de par es ayudada por el polo Sur pasivo del lado opuesto del estator (devanado C, de la figura) que atrae al polo del rotor 4 Norte magnético para alinearlos con él.

Si el transistor A es el excitado, atrae al polo rotórico 1 y lo coloca en la posición de las 12 horas de una aguja de un reloj imaginario. También el polo C del estator, que apunta hacia las 6 horas, ha atraído al polo Norte 4 del rotor para alinearlos con él.

El circuito de control desenergiza ahora al transistor A y energiza, simultáneamente al transistor B. Entonces, el polo B del estator se torna en polo Norte magnético activo y el polo D del estator se torna polo Sur magnético pasivo. En este proceso los polos A y C no están energizados y por tanto no ejercen ninguna influencia en toda esta operación, pues están desmagnetizados.

El polo B del estator atrae al polo Sur 5 del rotor. El polo D del estator atrae al polo Norte 2 del rotor. El rotor se mueve en dirección de las agujas del reloj 30° , por lo que los polos del rotor se alinean con los polos del estator y la aguja imaginaria apunta ahora hacia la 1 hora en punto.

Una vez que se ha dado el paso de 30° , el controlador puede desexcitar al transistor B, si la carga mecánica no causa el movimiento del rotor más allá de la posición de destino, que es la representada por la 1 en punto del reloj imaginario.

Si la carga tiende a causar este problema, el transistor B debe permanecer energizado para permitir que el motor mantenga su posición.

A continuación el circuito de control desenergiza al transistor B y simultáneamente energiza al transistor C. Esto hace que el polo C del estator se torne Norte magnético y el polo A se torne polo Sur magnético. El polo Sur 3 del rotor está a 30° de distancia en ese momento, por lo que se mueve para alinearse con él. El rotor ha girado otro paso de 30° en dirección de las agujas del reloj y la aguja imaginaria apunta ahora a las 2 horas en punto, o sea a 60° de su posición inicial.

Y así en adelante, con el controlador disparando los transistores en la secuencia repetida A, B, C, D, puede lograrse cerrar el ciclo.

La inversión del sentido de giro es sencilla, sólo se debe disponer que el circuito de control energice a los transistores en la secuencia inversa D, C, B, A, y se logra que la rotación sea en el sentido contrario a las agujas del reloj.

Si se somete a los transistores a una excitación secuencial, la aguja imaginaria se desplazará en el espacio ocupando sucesivamente las doce posiciones posibles a lo largo de los 360° y el rotor se desplazará consecuentemente, realizando un giro de 30° por cada cambio en la excitación de los bobinados del estator.

En este motor elemental cualquier intento de apartar al rotor de su posición de equilibrio origina una cupla restauradora que tiende a mantenerlo en dicha posición, llamada "Cupla de retención".

Se puede demostrar que el "Angulo de paso" para cualquier motor "paso a paso", logrado para cada cambio de excitación de los devanados estatóricos, es:

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_e p} \quad (1)$$

N_e = Número de fases

p = Número de polos, o dientes del rotor

Puesto que el número de dientes, o polos de un rotor de diámetro dado es limitado, podría parecer que la solución para tener menores longitudes de paso sería aumentar el número de fases.

Pero si se aumenta el número de fases, se obtiene un aumento correspondiente del número de circuitos de control de estado sólido, por lo que sólo raramente se encuentran motores "paso a paso" con más de tres fases.

La siguiente Tabla permite seguir los pasos del motor durante una rotación completa en función del transistor excitado.

TABLA 1

<u>Posición del eje</u>	<u>Transistor excitado</u>
0°	A
30°	B
60°	C
90°	D
120°	A
150°	B
180°	C
210°	D
240°	A
270°	B
300°	C
330°	D
360°	A.

MEDIOS PASOS

Es posible que el motor de la Figura (1) avance pasos de 15°, llamados "Medios pasos". La secuencia de conmutación de los transistores se da en la Tabla siguiente para lograr que el motor gire "medios pasos" en el sentido de las agujas del reloj.

TABLA 2

<u>Posición del eje</u>	<u>Transistor excitado</u>
0°	A
15°	C y D
30°	B
45°	A y D
60°	C
75°	A y B
90°	D
105°	B y C
120°	A
135°	C y D
150°	B
165°	A y D
180°	C

La Figura 2 a) muestra la dirección del flujo magnético estátorico correspondiente a cada fila de la Tabla 2.

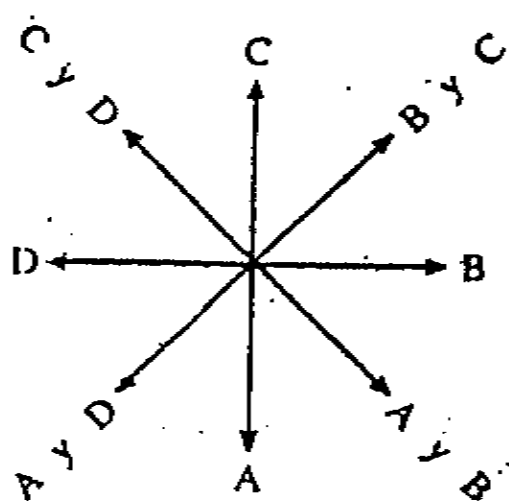


Fig. 2 a)

Dirección del flujo neto del estator para cada posibilidad de conmutación de la Tabla 2

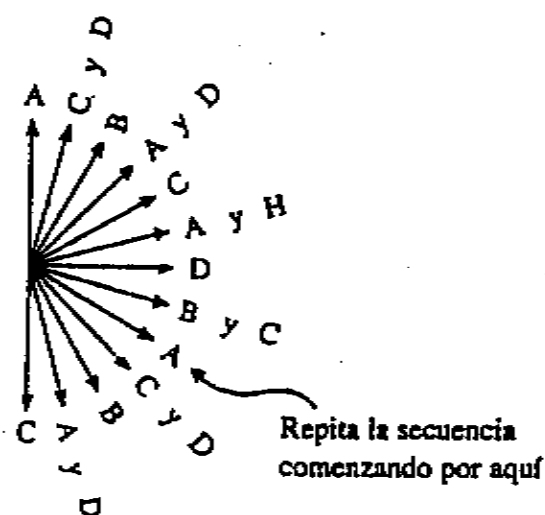


Fig. 2 b)

Posición de la flecha imaginaria del eje para fila de la Tabla 2

Comenzando en 0° , en la posición relativa "Rotor-Estator" coincidiendo en nuestro reloj imaginario con la hora 12, el circuito de control apaga el transistor A, encendiendo, simultáneamente los transistores C y D. Ambos polos, C y D, del estator, se vuelven Norte activo, mientras que los polos A y B se toman Sur pasivo.

De esta forma el Flujo magnético neto combinado se encuentra a la mitad del espacio entre los polos. Esto se indica mediante la flecha etiquetada C y D, en la figura 2 a). Nótese que el flujo magnético Norte emergente está entrando al rotor en la dirección de los 135° .

En la Figura 1, el polo Sur del rotor más cercano es el polo 3, que está sólo a 15° de la flecha de flujo de C y D. Por lo tanto, el rotor toma un paso de 15° girando en la dirección de las agujas del reloj.

La flecha imaginaria de posición del eje de la Figura 1, apunta, ahora, a 15° de la hora 12, como se muestra en la figura 2 b).

El siguiente paso de la Tabla 2 presenta encendido sólo el transistor B. En la figura 2 a) el flujo neto es el indicado por la flecha B.

En la Figura 1, en ese momento, el polo Sur 5 del rotor está a 15° del punto de donde emerge el flujo Norte, por lo que el polo 5, se mueve para alinearse con el flujo del estator, tomando un giro de 15° en el sentido horario.

La flecha imaginaria de posición del eje apunta, ahora, hacia la hora 1, o sea que el eje giró 30° en el sentido horario con respecto a la hora 12, tomada como referencia inicial de este proceso, tal como se muestra en la Figura 2 b)

Siguiendo en esta misma línea de razonamiento se logra explicar el proceso enunciado para lograr "medios pasos" en las distintas posiciones del eje del motor.

Curvas características de los motores "paso a paso"

Debemos comenzar diciendo que, naturalmente, existen límites de operación en la frecuencia de paso. Como regla general, diremos que a mayor par de carga del motor, menor debe ser su "razón de paso" máxima.

Esta relación se cuantifica, para un motor específico que tomamos como ejemplo, mediante sus curvas de "razón de paso - par", ilustrada en la Figura 3.

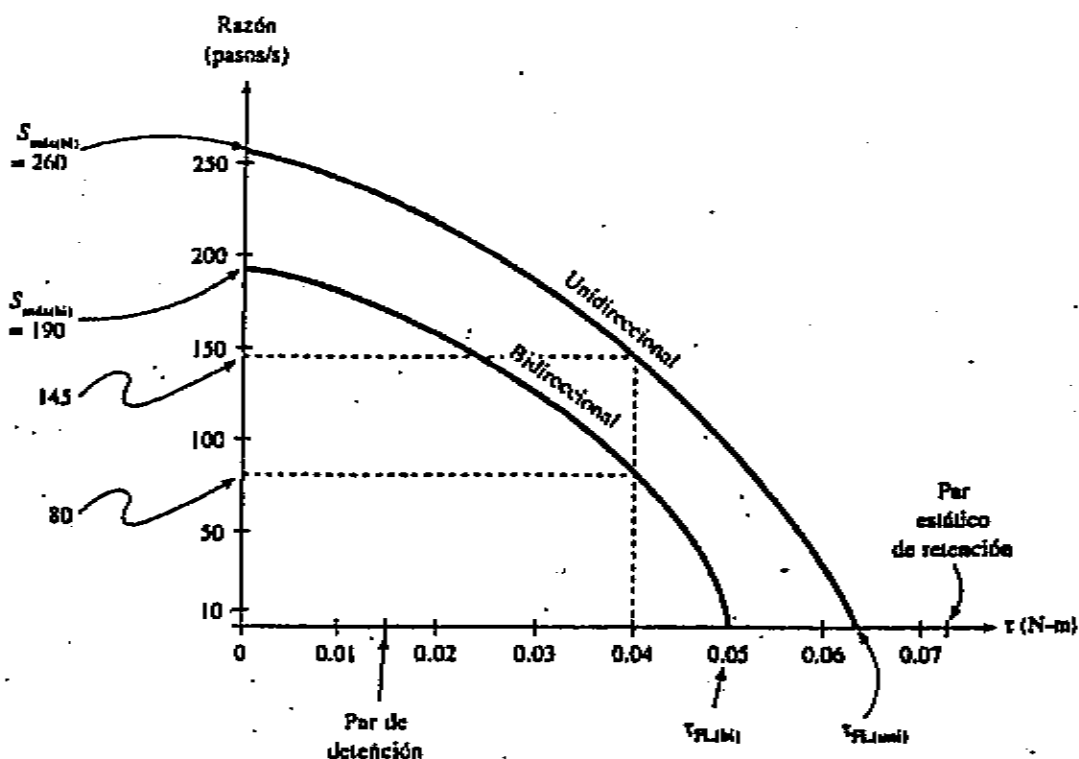


Fig. 3

La curva bidireccional, muestra la "razón máxima" a la que se permite al "controlador" efectuar pasos del motor, dado que el siguiente paso del motor puede ser realizado en el sentido opuesto al paso anterior, es decir, un paso en el sentido horario seguido de un paso en el sentido antihorario, o viceversa.

Para el motor de nuestro ejemplo, se cumple que, si el par de carga sobre el eje es nulo, se permite que el reloj externo opere el motor a cualquier "razón de paso" entre 0 y 190 "pasos por segundo".

Ya que el motor gira 30° por paso, esto equivale a una velocidad angular de rotación máxima de 950 r.p.m.

$$\frac{190 \text{ pasos}}{\text{seg}} \times \frac{30 \text{ grados}}{\text{paso}} \times \frac{1 \text{ giro}}{360 \text{ grados}} \times \frac{60 \text{ seg}}{1 \text{ min}} = 950 \text{ rpm} \quad (2)$$

Si el par de carga del eje es mayor, la frecuencia de pasos del motor está limitada a razones de paso más bajas. Por ejemplo para un par de $\tau = 0,04$ N-m, la razón de paso debe ser menor de 80 pasos/seg., tal como se muestra gráficamente en la Figura 3, en la que también se observa que en operación "bidireccional", el par

de carga "máximo" permitido es de 0,05 N-m. Si el reloj controlador excede esta frecuencia, los fabricantes no garantizan que el motor responda adecuadamente a una orden de "paso invertido"

Cabe aclarar que las curvas mostradas en la Figura 3 sólo son válidas para un conjunto dado de condiciones de operación, en nuestro caso de operación de "paso completo" y una sola fase. Si las condiciones de operación cambian, pasando por ejemplo a operación por "medios pasos", se aplica un nuevo grupo de curvas para el motor.

Si el campo de operación del motor es tal que éste nunca tiene que invertir su sentido de giro, o sea que opera en una sola dirección, entonces deben leerse sus características de respuesta sobre la curva de la Figura 3 etiquetada con la denominación "Unidireccional".

En estas circunstancias el motor puede operar a mayor velocidad sin peligro de fallar en un paso, de forma tal que sin carga en el eje, la "razón de paso" máxima alcanza a 260 pasos/seg., que equivale a una velocidad angular de 1300 r.p.m., mientras que el nuevo valor de par a plena carga es de 0,063 N-m, sin peligro de fallar en un paso unidireccional.

Cuando el motor "paso a paso" opera a velocidades "unidireccionales", su "razón de paso" debe aumentarse gradualmente a partir de la razón máxima bidireccional correspondiente. Este proceso se llama "aumentar la rampa" (ramping up). Los fabricantes proveen las gráficas de "rampa" que muestran el número mínimo de pasos que deben tomarse al acelerar del máximo bidireccional al máximo unidireccional. La Figura 4 muestra tales gráficas, para el motor de nuestro ejemplo.

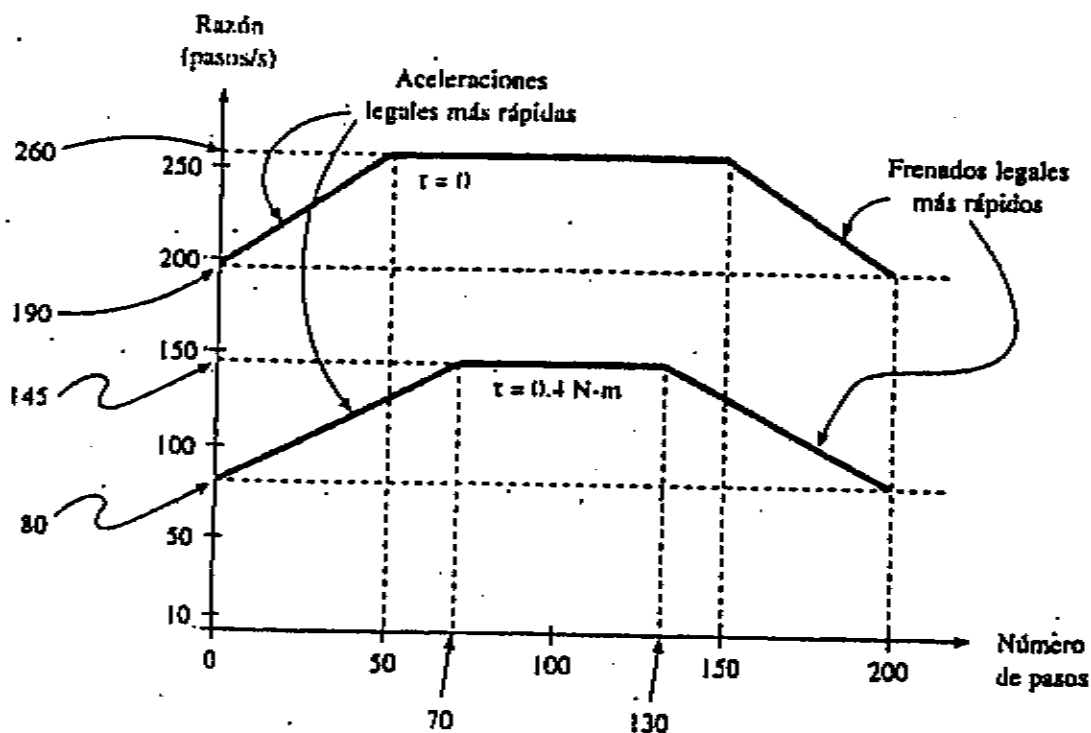


Fig. 4

Cuando nuestro motor debe girar "unidireccionalmente", suministrando un par de carga de 0,04 N-m, debe efectuar pasos a una razón no mayor de 80 pasos/seg.

Una vez que esa "razón" es alcanzada, puede acelerarse para mantener una razón máxima de 145 pasos/seg., pero debe tomar, cuanto menos, 70 pasos, para alcanzar esa razón más rápida. (Ver Figura 4)

Cuando es preciso parar este motor que gira a alta velocidad, no puede hacerse cesando bruscamente todos los pulsos de "paso" del controlador. Si se intentara hacer eso, el eje del motor sobrepasaría la posición de paro deseada.

Por lo tanto, la velocidad debe reducirse "disminuyendo la rampa" (Ramped down), tal como se indica en la Figura 4.

El motor debe bajar su velocidad de 145 pasos/seg. a 80 pasos/seg., en no menos de 70 pasos. ($200 - 130 = 70$ pasos).

Una vez que ha alcanzado los 80 pasos/seg., entonces los pulsos de paso del controlador pueden cesar abruptamente sin riesgo de que el eje del motor exceda su posición adecuada prefijada de detención.

La Figura 4 muestra que el aumento y la disminución de la rampa pueden lograrse más rápidamente cuando el par de carga es más bajo.

Por ejemplo, para $\tau = 0$, sólo se requieren 50 pasos, para cambiar de la velocidad unidireccional máxima a la velocidad bidireccional máxima y viceversa.

Par de retención y par de detención

Los motores "paso a paso" de imán permanente, como ya se mencionó, poseen la capacidad de mantener una posición fija del eje. Si el devanado de polo del estator permanece energizado, la capacidad de mantener la posición deseada es bastante pronunciada.

El valor del "par" que puede aplicar al eje del motor la carga mecánica, sin que el motor pierda su posición y salga de una posición estable, se denomina "Par estático de retención", o "Par estático límite" (Static stall torque).

El motor de nuestro ejemplo (Ver Figura 3) posee un "par estático de retención" de 0,072 N-m, con un solo polo del estator energizado. Si se energizan dos polos del estator (en el modo de medios pasos), el par estático de retención será mayor, pues el campo magnético neto del estator es, en este caso, también mayor.

Aún cuando todos los devanados de polos del estator permanezcan desenergizados, todavía existe un poco de fuerza de atracción entre los polos de imán permanente del rotor y los polos del estator con los que se han alineado.

Por lo tanto, en estas últimas circunstancias, el motor puede aún mantener una posición fija, pero no tan firme, de modo tal, que el par máximo originado por la carga que puede soportar el motor sin perder su posición es el llamado "Par de detención", que para nuestro motor es de 0,014 N-m en la Figura 3.

El ángulo de paso de un "Motor paso a paso" de imán permanente depende de la relación entre el número de polos magnéticos de su estator y el número de polos magnéticos de su rotor.

Como este último es un imán permanente cilíndrico, los polos son fijos y su número está limitado, debido a las características del material magnético. Si se incrementa el diámetro del rotor para aumentar el número de polos, se obtiene, como contrapartida, un fuerte incremento del momento de inercia de éste y esto último reduce la capacidad de arranque del motor, más allá del uso práctico.

Con un rotor de imán permanente, sólo se pueden obtener "ángulos de paso" grandes. Sin embargo, puede reducirse el ángulo de paso utilizando mayor número de estatores, lo que permite obtener "ángulos de paso" inferiores a $3,75^\circ$.

Existen dos métodos mediante los cuales se puede invertir la corriente que circula a través de las bobinas del estator de un motor "paso a paso", lo que ha dado lugar a dos clases de motores "paso a paso": los diseñados para excitación unipolar y los diseñados para excitación bipolar.

Motores para accionamiento unipolar

Cada bobina del estator de un motor diseñado para accionamiento unipolar posee una toma central conectada al borne positivo de la fuente de alimentación, tal como se muestra en la figura 5

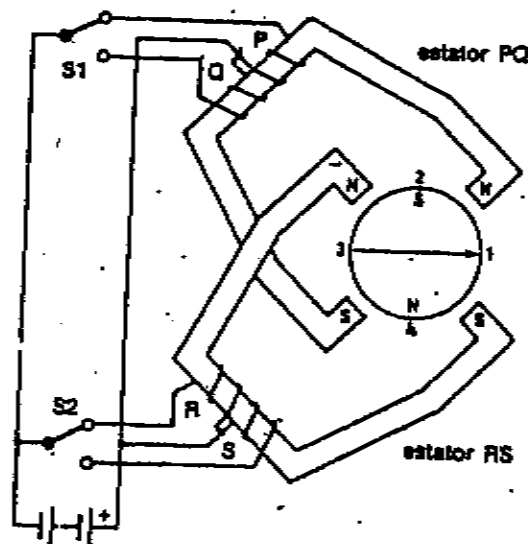


Fig. 5

El sentido de la corriente que fluye a través de la bobina está determinado por el terminal al cual está conectado el borne negativo de la fuente de alimentación, a través del dispositivo de conmutación, de forma tal que las dos mitades de la bobina conmutada hacen que se inviertan los polos magnéticos del estator.

Motores de dos estatores (4 fases)

La figura 5 muestra un motor "paso a paso" de 4 fases en el cual las fases P y R están activadas: el rotor adopta la posición indicada en la misma figura.

Si se acciona el conmutador S₁ (Fases Q y R activadas) se obtienen las condiciones ilustradas en la Figura 6, en donde se observa que el rotor ha girado 90° en el sentido antihorario. Además variando la secuencia de conmutación puede invertirse el sentido de rotación.

Estos motores tienen un estator de 4 fases y un rotor de imán permanente con 24 polos (ángulo de paso de 7,5°), o 12 polos (ángulo de paso de 15°).

Debido a que las bobinas ocupan el mismo espacio que una simple bobina en los tipos de motores bipolares equivalentes, la sección del alambre de sus bobinados es menor y la resistencia óhmica de los mismos más elevada.

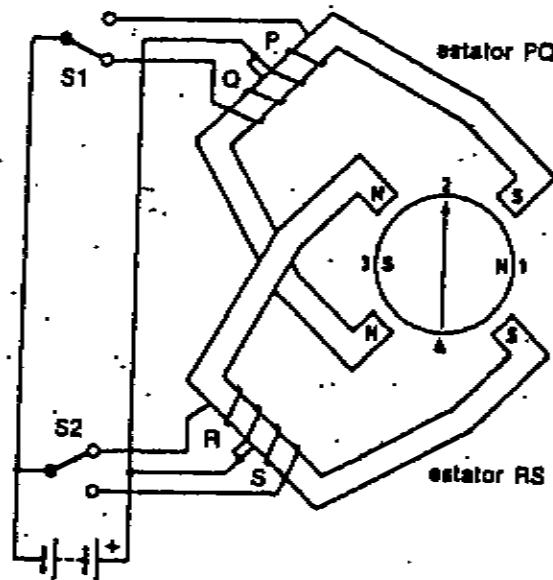


Fig. 6

Además los motores "unipolares" exigen circuitos de control simples con sólo cuatro transistores de potencia en vez de ocho y son menor críticos los tiempos de conmutación necesarios para evitar que dos transistores en conducción cortocircuiten la alimentación.

Poseen menor par y una "relación de paso" mas baja que sus equivalentes "bipolares", aunque con "relaciones de paso" más altas.

Motores para accionamiento bipolar

La diferencia de un motor diseñado para accionamiento bipolar, respecto a los de accionamiento unipolar, es que sus arrollamientos estáticos no poseen "toma central".

En vez de utilizar alternativamente media bobina para producir una inversión de la corriente que circula a través de los devanados del estator, (como es el caso del accionamiento unipolar), la corriente ahora se invierte a través de la bobina entera, mediante la conmutación de ambas líneas de alimentación.

Salvo esta circunstancia, el funcionamiento de un motor con accionamiento bipolar es idéntico, en todos sus aspectos al de un motor con accionamiento unipolar

Motores con dos estatores (2 fases)

La figura 7 muestra el funcionamiento de un motor de dos fases con accionamiento bipolar. Estos motores poseen un estator de dos fases y un rotor de imán permanente con 24 polos (ángulo de paso de 7,5°), o de 12 polos (ángulo de paso de 15°).

El diseño es totalmente similar al de los motores unipolares: El flujo magnético del estator de un devanado bipolar se invierte al conmutar la corriente a través del arrollamiento.

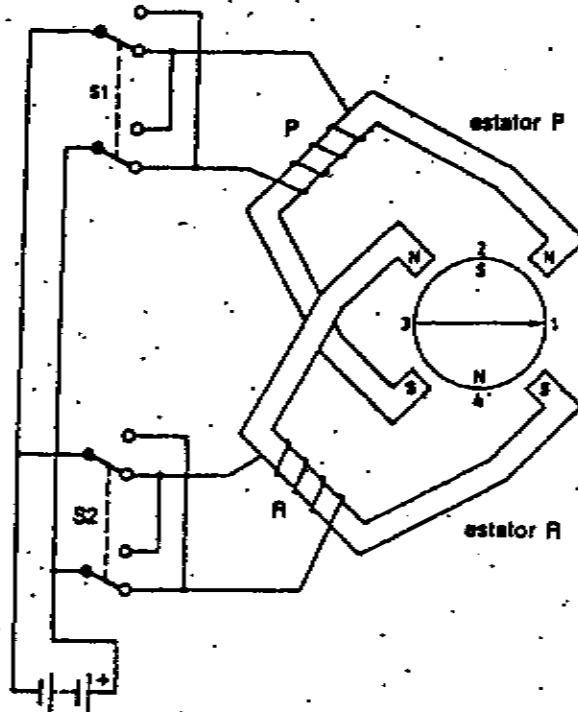
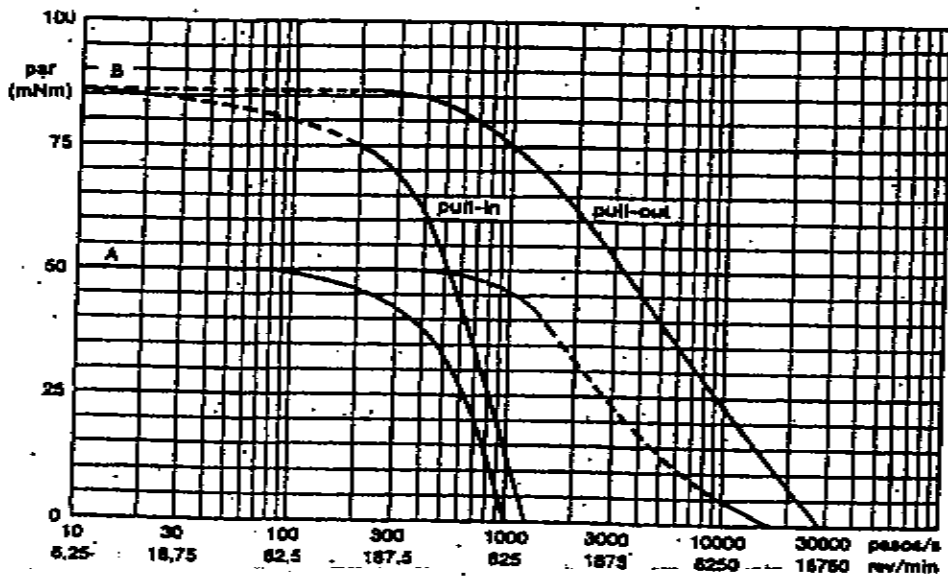


Fig.7

Con una excitación de corriente constante, el motor bipolar puede ser utilizado con una elevada "relación de pasos"
 La figura 8 muestra la ventaja de utilizar motores con excitación bipolar frente a la versión unipolar, ya que se observa un considerable incremento del par disponible utilizando la versión bipolar, pero debe aclararse que la electrónica asociada es más compleja:



A: motor unipolar
 B: motor bipolar

Fig. 8

Característica "Cupla-Velocidad"

Para facilitar la interpretación de la figura 8 y fijaremos algunos conceptos referentes a la curva característica "Cupla-Velocidad" de los motores "paso a paso".

Cuando la alimentación de un motor "paso a paso" se realiza a tensión constante, como ocurre a casi todas las aplicaciones prácticas, la cupla que se obtiene en el eje del motor disminuye a medida que aumenta su velocidad (Fig.9)

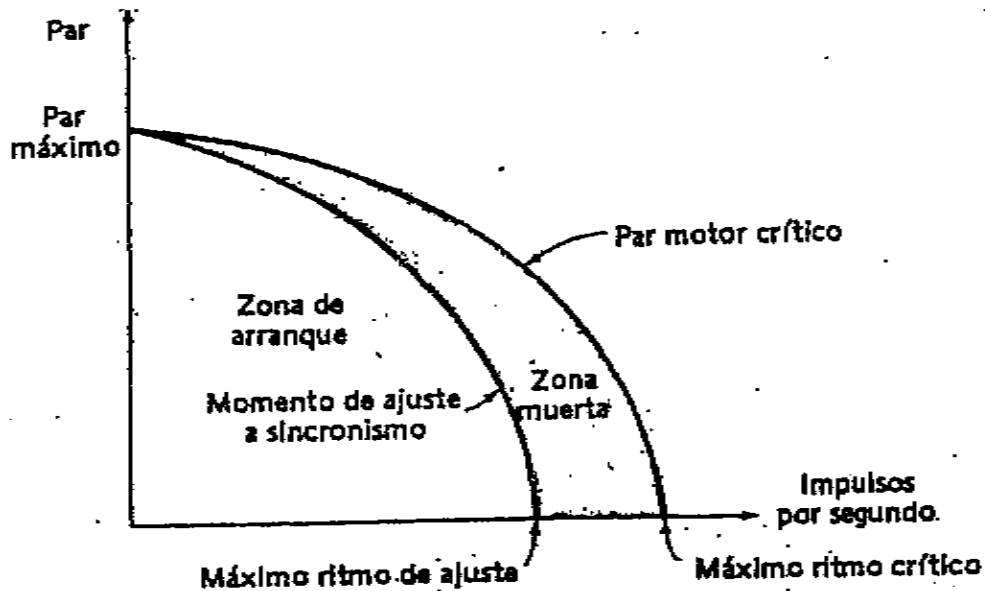


Fig. 9

A medida que aumenta la "Razón de pasos" el motor desarrolla menor par en su árbol debido a que el rotor dispone de menos tiempo para arrastrar la carga de una posición a la siguiente.

La velocidad de crecimiento de la corriente a través de los devanados depende de la "constante de tiempo" L/R de los mismos y a medida que aumenta la frecuencia de los pulsos aplicados al motor, la corriente efectiva que circula por los arrollamientos es menor y, en consecuencia, menor es la cupla.

La "zona de arranque" es aquella en la que la posición de la carga sigue fielmente los impulsos del sistema de control sin perder saltos y la "zona muerta" o "zona de alta velocidad" es aquella en que la velocidad de la carga sigue el ritmo de las pulsaciones sin perder saltos, pero en la que no puede arrancar, parar, o invertir su sentido de giro.

El punto de máximo par corresponde al "par máximo" que puede ejercer el motor sobre una carga estática.

La figura 10 permite repetir y reafirmar los conceptos anteriores, ya que muestra las dos regiones de funcionamiento de un motor "paso a paso", que están delimitadas por las curvas de:

Cupla de entrada en sincronismo (Pull-in torque)

Cupla de salida de sincronismo (Pull-out torque)

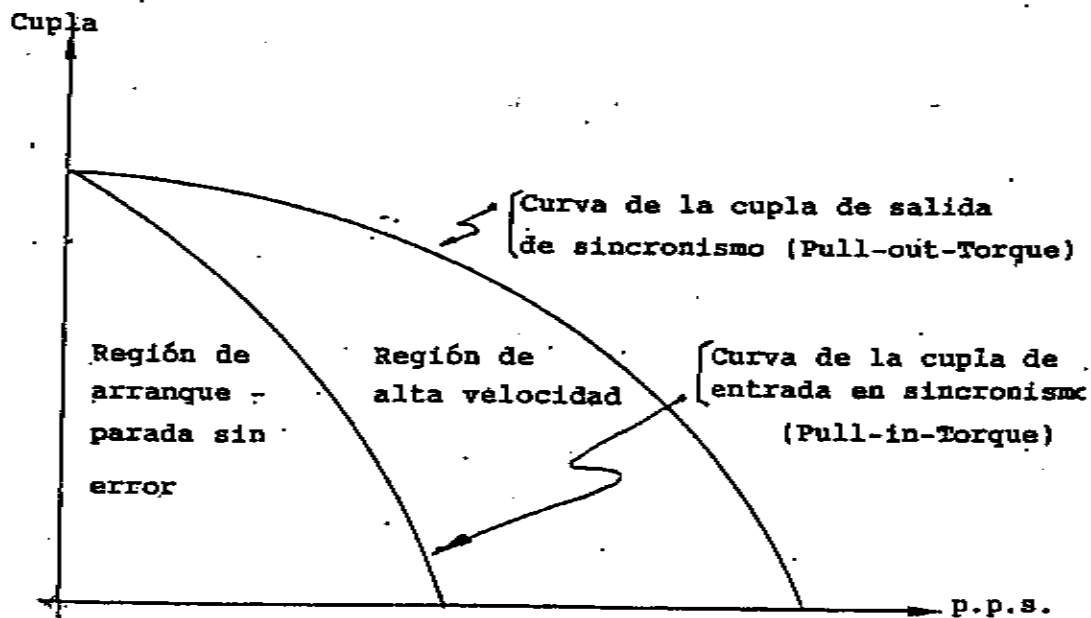


Fig. 10

Cupla de entrada en sincronismo: Es la cupla máxima que un régimen de pasos por segundo dado, le permite al motor arrancar y permanecer en sincronismo.

Cupla de salida de sincronismo: Es la cupla máxima que en un régimen de pasos por segundo dado, le permite al motor seguir girando sin perder sincronismo

A la izquierda de la curva de "Cupla de entrada en sincronismo" se encuentra la denominada "región de arranque-parada sin error", o zona de funcionamiento por pasos.

Dentro de esta zona el motor será capaz de arrancar desde el reposo a una velocidad dada sin perder pasos y permanecer en sincronismo arrastrando cualquier valor de la cupla que esté por debajo de la curva límite.

Entre ambas curvas límites se encuentra la denominada "Región de alta velocidad". Para alcanzar esta zona de funcionamiento, el motor debe ser acelerado a partir de un punto cualquiera de la "Región de arranque-parada sin error".

Dentro de esta zona el motor puede permanecer en sincronismo siempre que no se sobrepase la curva límite de "salida de sincronismo", pero no puede arrancar ni detenerse sin perder pasos.

Debe aclararse que estas curvas características, si bien se trazan en iguales coordenadas que las de un motor eléctrico convencional, realmente no tienen el mismo significado, es decir, no definen puntos de operación, ni son representativas de una función, o relación entre las magnitudes de sus ejes coordenados, sino, que simplemente definen la región de combinaciones "Cupla-Velocidad" dentro de la cual el motor operará satisfactoriamente para un conjunto dado de condiciones de excitación y control.

Sobreoscilación

Cuando un motor trabaja a paso simple, el rotor tiende a la "sobreoscilación" y oscila sobre su posición final como lo muestra la figura siguiente. (Fig. 11)

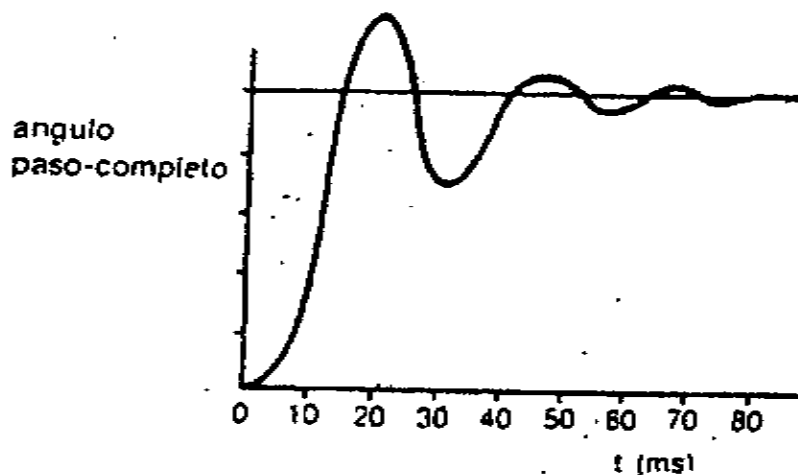


Fig. 11

Desde el punto de vista mecánico éste es el comportamiento normal de cualquier sistema dinámico de impulsos. La respuesta real depende de la carga y de la potencia de entrada procedente del circuito de control, o excitación.

La respuesta puede ser modificada incrementando la carga friccional, o añadiendo un amortiguamiento mecánico. No obstante los amortiguadores mecánicos, tales como discos de fricción, o volantes hidráulicos aumentan el costo y la complejidad del sistema, por lo que se prefiere utilizar amortiguadores electrónicos.

TERMINOLOGIA

Antes de continuar con el tema definiremos una serie de conceptos y terminología generalmente empleada en el estudio de los motores "paso a paso".

Fase: Cada devanado conectado a través de la tensión de alimentación

Angulo de paso: Es el incremento angular específico (medido en grados) que gira el árbol del motor cada vez que se modifica la polaridad de los devanados.

La precisión de cada paso sin carga, o con carga constante está especificada para cada grupo de motores. Por ejemplo, un motor con un ángulo de paso de $7,5^\circ$, se posicionará dentro de la banda de error del 5 %, tanto si se mueve 1 paso, o mayor cantidad de pasos.

El error no es acumulativo y el promedio tiende a cero en 4 pasos, es decir 360° eléctricos. Cada cuatro pasos el rotor vuelve a la misma posición con respecto a la polaridad magnética y a la trayectoria del flujo.

Por esta razón, cuando es necesario un posicionado preciso, es conveniente dividir el movimiento deseado en múltiplos de cuatro pasos.

Error de paso: Es el error total introducido por el motor en el movimiento de un paso simple. Se expresa en "por ciento" y en construcciones normales no excede al 5 %.

Par estático de retención, o Par estático límite (Static stall torque) :Es el valor de "par" que puede aplicar al eje del motor la carga mecánica sin que el motor pierda su posición y salga de una posición estable

Par de mantenimiento (Holding torque) : Si se activa el motor desde el reposo, es el par necesario para desviar el rotor 1 paso. Es un valor específico para cada motor. Cuando se aplica un par que excede el valor del "par de mantenimiento" el motor girará continuamente. El "par de mantenimiento" normalmente es más elevado que el "par de trabajo" (working torque) y actúa como un fuerte freno ,manteniendo la carga en su posición

Cupla de retención: (Holding torque): Es la cupla requerida para sacar al rotor de su posición de reposo estando excitados sus devanados con tensión y/o corriente nominal.

La variación de esta cupla en función del ángulo girado es aproximadamente senoidal, tal como lo muestra la figura siguiente.

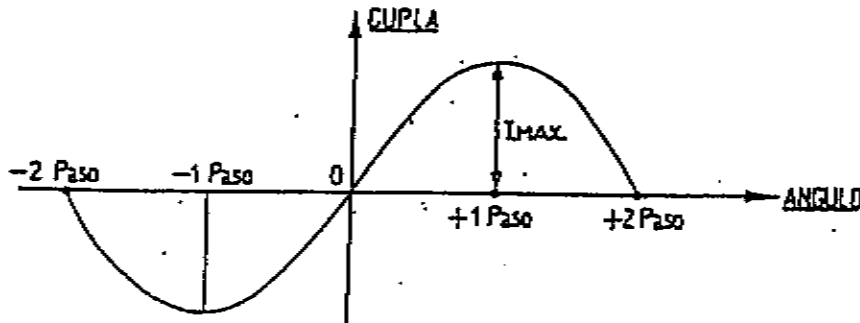


Fig. 12

Luego, el valor de esta cupla puede expresarse con suficiente aproximación, mediante:

$$\tau = \tau_{\max} \operatorname{sen} \frac{\pi}{2\theta_p} \theta \quad (3)$$

θ_p = Angulo de paso del motor

θ = Desviación a partir de la posición de equilibrio

Cuando $\theta = \theta_p$, se obtiene la "cupla máxima" y es este valor al que los fabricantes normalmente especifican como "cupla de retención"

La "cupla de retención" varía en función de la corriente de excitación de los bobinados. Esta característica normalmente no se especifica, pero es fácilmente medible

Par de detención (Detent torque): Debido a sus imanes permanentes, los motores de imán permanente y los motores híbridos poseen un "par de freno", aún cuando no estén sus arrollamientos excitados. A esto se le llama "Par de detención"

Máxima velocidad de arranque sin error (pull-in): Es la máxima velocidad de conmutación a la cual un motor sin carga puede empezar a girar sin pérdida de pasos (Figura 13)

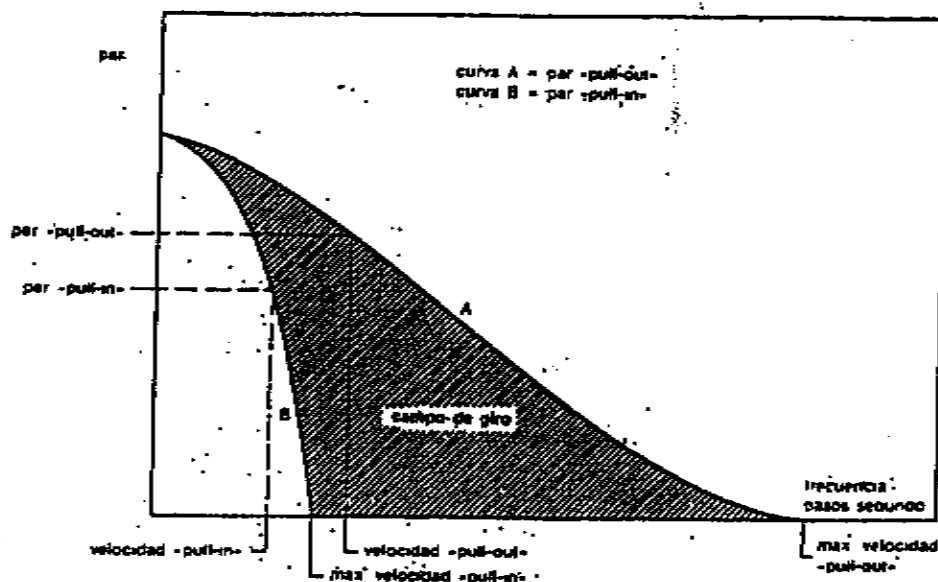


Fig. 13

Máxima velocidad de estabilización (pull-out): Es la máxima velocidad de conmutación a la cual un motor puede seguir girando sin pérdida de pasos.

Velocidad pull-in: Es la máxima velocidad de conmutación a la cual una carga friccional del motor puede empezar a moverse sin pérdida de pasos

Velocidad pull-out: Es la máxima velocidad de conmutación a la cual un motor, con carga friccional puede seguir girando sin pérdida de pasos

Par pull-in: Es el máximo par que puede ser aplicado al eje del motor cuando empieza a girar con la velocidad "pull-in".

Par pull-out: Es el máximo par que puede ser aplicado al eje del motor cuando gira con la velocidad "pull-out"

Campo de giro: Es el margen de velocidades de conmutación dentro del cual un motor puede girar unidireccionalmente siguiendo la relación de conmutación sin pérdida de pasos, pero no puede arrancar, para, o invertir su marcha.

Sobreoscilación: Es la máxima amplitud de oscilación alrededor de la posición final de un motor después de que cesen los impulsos de conmutación (Unidad:grados)

MOTORES PASO A PASO DE RELUCTANCIA VARIABLE

La acción de pasos puede lograrse también fabricando un rotor con un núcleo cilíndrico no magnético y dentado, tal como se muestra en la figura 14, que

constituye el fundamento de los motores "paso a paso" de reluctancia variable, así denominados porque el rotor siempre se mueve a la posición en la que es mínima la reluctancia magnética de la trayectoria general del flujo magnético, es decir, en la que es mínima la combinación total de entrehierros en la trayectoria de los distintos caminos magnéticos.

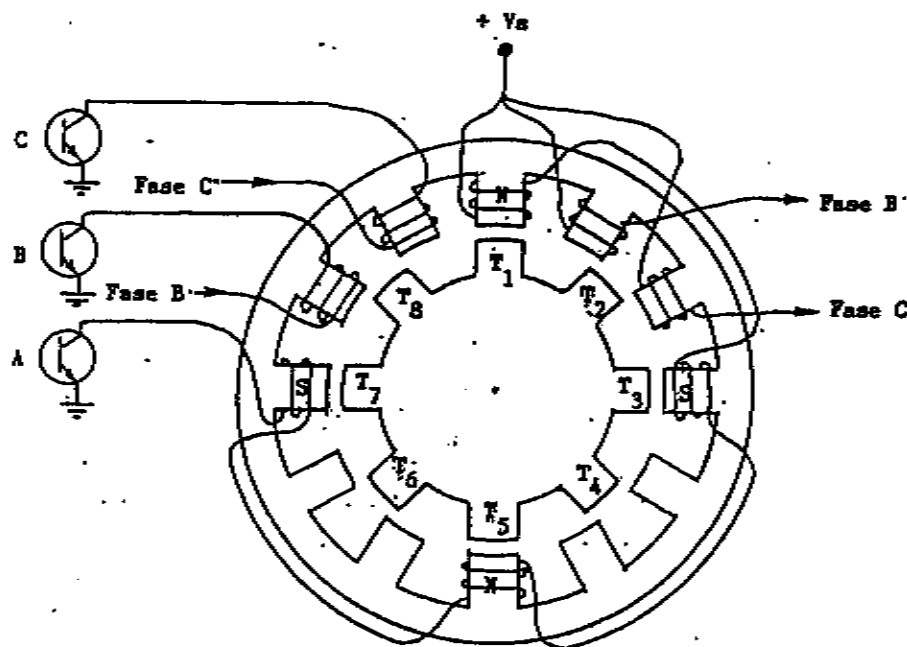


Fig. 14

La secuencia de conmutación de los transistores es A-B-C, girando el rotor en el sentido antihorario.

Cuando el transistor A se energiza, los devanados de polo a las 12, 3, 6 y 9 en punto, se energizan en serie entre ellos. La combinación de los devanados produce polos Norte a las 12 y 6 en punto y polos Sur a las 3 y 9 en punto.

Esto hace que el rotor del motor adopte la posición mostrada en la figura 14, ya que es movido por las fuerzas de atracción magnética entre los polos magnetizados activamente del estator y los dientes T_1 , T_3 , T_5 y T_7 , magnetizados pasivamente.

El movimiento cesa cuando los dientes se alinean con los polos. Los dientes no efectúan pasos más allá de esta posición porque se verían sometidos a una fuerza magnética de restauración que los fija en la posición de mínima reluctancia.

Alineándose de esta manera, los dientes del rotor hacen mínima la reluctancia de la trayectoria del flujo magnético.

El siguiente paso ocurre cuando el transistor A es desenergizado y el transistor B es simultáneamente energizado. Esta maniobra energiza los cuatro polos de fase B del estator a las 1, 4, 7 y 10 en punto del reloj imaginario.

Los dientes más cercanos son T_2 , T_4 , T_6 y T_8 , y por lo tanto, los dientes toman pasos de 15° entre los polos, moviéndose en sentido contrario a las agujas del reloj.

Luego, cuando la fase B se desenergiza y se energiza simultáneamente la fase C, los dientes con números impares toman otro paso de 15° , para alinearse y reducir al mínimo la reluctancia del circuito.

El cambio del sentido de giro puede producirse invirtiendo la secuencia de conmutación de los transistores, es decir en la secuencia ACB.

Debido a la naturaleza magnética pasiva del rotor, el motor "paso a paso" de reluctancia variable puede operar a "razones de paso" mucho más elevadas que un motor "paso a paso" de imán permanente, siempre con el mismo ángulo de paso.

Es así, que algunos modelos pueden ser acelerados a 10.000 pasos/seg. girando a 25.000 r.p.m.

Debido a que los dientes del rotor son magnéticamente pasivos, un motor "Paso a paso" de reluctancia variable posee un par estático de retención mucho menor que un motor "paso a paso" comparable de imán permanente, mientras que el par de detención es casi nulo.

Funcionamiento con corriente alternada

Una posibilidad interesante que ofrecen los motores "paso a paso" de "imán permanente", es su capacidad de funcionar como motores sincrónicos de baja velocidad en una red de corriente alterna monofásica, intercalando en serie con uno de sus devanados un capacitor permanente.

En un motor monofásico de inducción, la "velocidad sincrónica" viene dada, por:

$$n = \frac{60.f}{p} \text{ (rpm)} \quad (4)$$

f = Frecuencia de la red (Hz)

p = Número de pares de polos

del estator

n = Velocidad angular (rpm)

En función del número de dientes del rotor N_R , la fórmula anterior puede escribirse:

$$n = \frac{60.f}{N_R} \text{ (rpm)} \quad (5)$$

N_R = Número de dientes del rotor

Sabiendo que el ángulo de paso " α ", viene dado por:

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_R \cdot N_E} \quad (6)$$

N_R = Número de dientes del rotor

N_E = Número de fases del estator

α = Ángulo de paso (grados)

Podemos reescribir la (5) en función del ángulo de paso:

$$n = \frac{60.f}{N_R} = \frac{60.f}{360^\circ} \alpha \cdot N_E = \frac{\alpha \cdot f \cdot N_E}{6} \text{ (rpm)} \quad (7)$$

También, la velocidad angular "n", podemos expresarla en función de la "razón de paso", del siguiente modo:

$$n = \frac{\text{pasos}}{\text{seg}} \cdot \frac{\alpha}{\text{paso}} \cdot \frac{\text{revol}}{360^\circ} \cdot \frac{60 \text{ seg}}{1 \text{ min}} = \frac{\alpha \cdot \text{pps}}{6} \text{ (rpm)} \quad (8)$$

