

MAQUINAS DE INDUCCION TRIFASICAS

CONTENIDO

1. INTRODUCCION
2. CARACTERISTICAS CONSTRUCTIVAS
 - 2.1. Estator
 - 2.2 Rotor
3. PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO
 - 3.1. Fuerza magnetomotriz producida por los enrollados distribuidos.
 - 3.2. Campo rotatorio
 - 3.3. Deslizamiento
 - 3.4. Ondas de f.m.m. y de flujo en los enrollados
4. MODELO CIRCUITAL
 - 4.1. Cantidades rotóricas referidas al estator
 - 4.2. Circuito equivalente monofásico
 - 4.3. Ecuaciones de comportamiento electromecánico
5. DIAGRAMA DE CIRCULO
 - 5.1. Deducción del diagrama de círculo
 - 5.2. Representación de la potencia activa y de las pérdidas
 - 5.3. Resumen de variables representadas
 - 5.4. Pruebas en vacío y de rotor bloqueado
6. CARACTERISTICA TORQUE VELOCIDAD.
 - 6.1. Forma de la curva de torque
 - 6.2. Efecto de la resistencia del rotor
 - 6.3. Clasificación NEMA de motores tipo jaula de ardilla
7. PARTIDA DE MOTORES DE INDUCCION
 - 7.1. Métodos de partida
 - 7.2. Métodos para reducir voltaje de partida
8. METODOS DE REGULACION DE VELOCIDAD

9. APLICACIONES ESPECIALES DE LA MAQUINA DE INDUCCION

9.1. Convertidor de frecuencia

9.2. Regulador de inducción

9.3. Generador de inducción

10. PROTECCIONES DE MOTORES DE INDUCCION

11. DESARROLLO TECNOLOGICO EN EL DISEÑO Y CONTROL DE MAQUINAS
DE INDUCCION.

12. BIBLIOGRAFIA.

1. INTRODUCCION.

Las máquinas de inducción trifásicas o asincrónicas, y en particular los motores con rotor tipo jaula de ardilla, son en la actualidad las máquinas eléctricas de mayor aplicación industrial. La operación usual de una máquina de inducción es como motor, en cuyo caso el funcionamiento básico consiste en alimentar el enrollado trifásico de estator desde una fuente trifásica para producir un campo magnético rotatorio, igual que en una máquina sincrónica [1] ; este campo rotatorio induce corrientes en el enrollado cortocircuitado del rotor (el cual no tiene alimentación externa) produciéndose así un torque motriz en el eje de la máquina. En ciertas aplicaciones especiales, la máquina puede operarse también como generador.

En esta publicación se hace una descripción general de la máquina de inducción trifásica, sus principios de operación, circuito equivalente, comportamiento electromecánico, y en particular sus aplicaciones como generador, cambiador de frecuencia y regulador de inducción.

2. CARACTERISTICAS CONSTRUCTIVAS.

En las máquinas de inducción circulan corrientes alternas tanto en el estator como en el rotor. El enrollado del estator es trifásico y de dos o más polos, similares a los que se emplean en las máquinas sincrónicas. El enrollado del rotor no tiene alimentación propia, y puede ser del tipo embobinado o del tipo jaula de ardilla (ver figura 1). A continuación se describen con cierto detalle las características constructivas de estator y rotor.

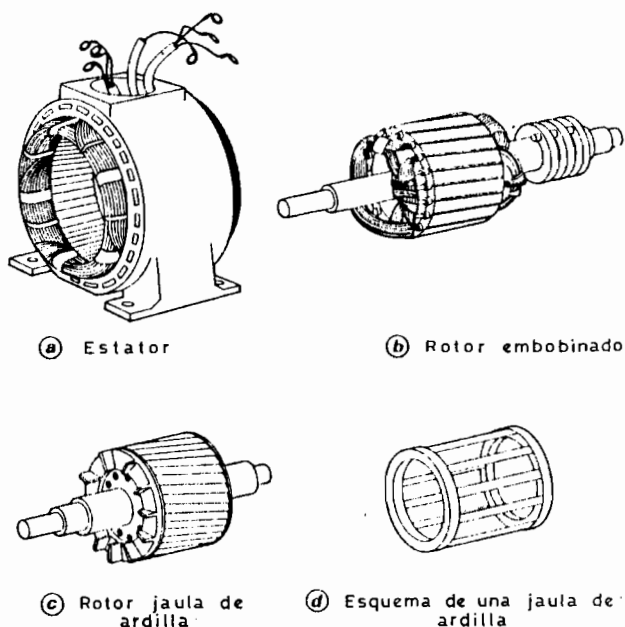


Fig. 1. Principales partes del motor de inducción.

2.1. Estator.

El estator está compuesto por un paquete de láminas de acero, aisladas entre sí, con el objeto de reducir las pérdidas en el núcleo; sus enrollados van alojados en ranuras axiales practicadas en el núcleo, debidamente aisladas. Existen varias formas de disponer el enrollado estatórico [1, 2], siendo el más usual el denominado imbricado.

A modo de ejemplo, en la Figura 2 se muestra un esquema que representa la fase a (terminales A y A') de un enrollado imbricado trifásico de un estator de 24 ranuras. La configuración del enrollado es de 4 polos. Cada polo abarca $24/4 = 6$ ranuras (paso completo o paso polar); sin embargo en este caso las bobinas tienen un ancho de 5 ranuras, por lo que el enrollado se denomina de paso acortado. También el enrollado es distribuido pues los polos están formados por más de una bobina (2 en este caso).

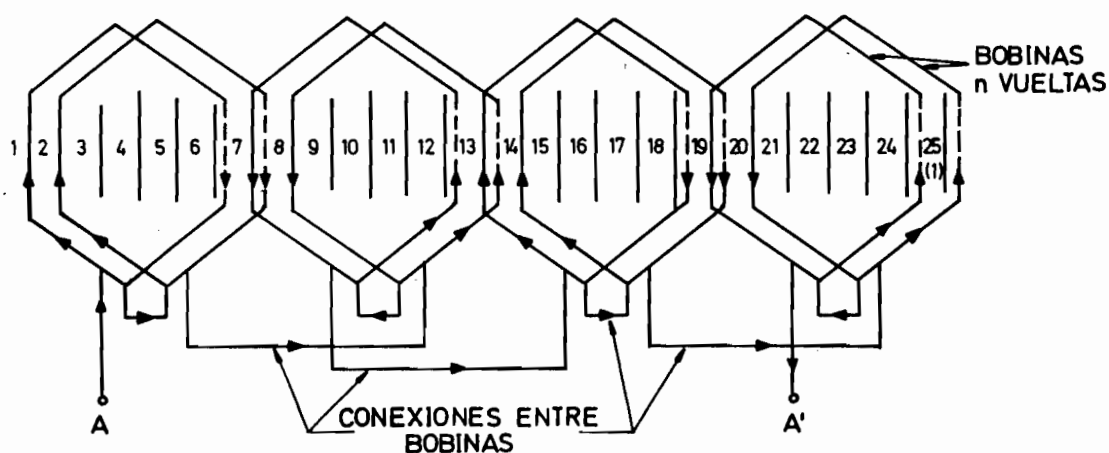


Fig. 2. Enrollado imbricado (fase a).

Las otras fases son idénticas, pero van desplazadas en 120° y 240° eléctricos respectivamente con respecto a la fase a; es decir, la fase b comienza en la ranura 5 y la fase c en la ranura 9 (considerando que 12 ranuras son un par de polos, y corresponden a 360° eléctricos). Además, en el enrollado completo se podría apreciar que en cada ranura quedan dos lados de bobina, lo cual se denomina doble capa.

2.2. Rotor.

El núcleo del rotor también está compuesto por láminas de acero. El enrollado del rotor puede ser de dos tipos:

a) Tipo embobinado: en este caso el enrollado es semejante al del estator, lle-

vando el mismo número de polos. Los terminales de los enrollados del rotor van conectados a anillos rozantes aislados, montados sobre el eje. Mediante escobillas de carbón o cobre se llevan las conexiones del rotor fuera de la máquina. Estas máquinas vienen provistas de un dispositivo que permite cortocircuitar los anillos y levantar las escobillas una vez que la máquina está en marcha (Fig. 1b).

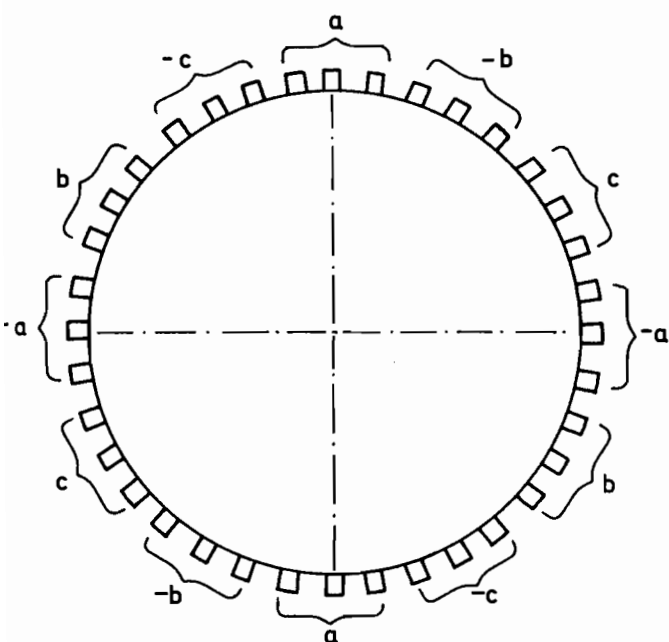
b) Tipo jaula de ardilla o en cortocircuito: este enrollado consiste en barras conductoras que están alojadas en la ranuras del rotor y cortocircuitadas entre sí en ambos extremos por anillos conductores. La gran simplicidad en la construcción le dan al motor de inducción de jaula de ardilla condiciones ventajosas en precio y seguridad de servicio, frente a otras máquinas eléctricas (Figura 1.c, 1.d).

3. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.

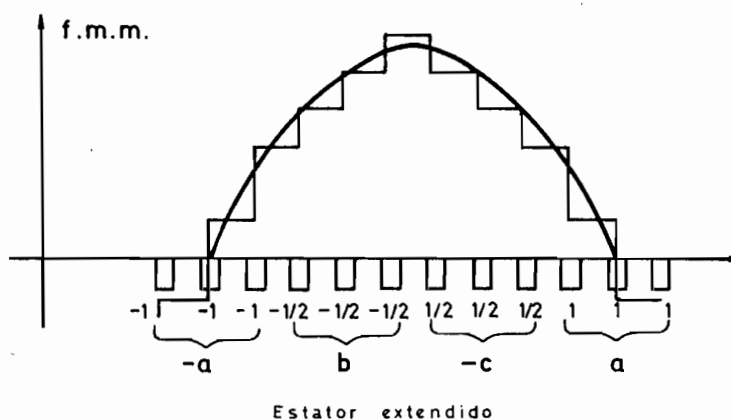
3.1. Fuerza magnetomotriz (f.m.m.) producida por los enrollados distribuidos.

Los enrollados del estator y del rotor en máquinas de inducción trifásicas son generalmente distribuidos, o sea de varias bobinas por polo y por fase. Luego la f.m.m. producida por las corrientes que circulan en el estator tendrá una variación escalonada en el espacio que se asemejará a una distribución sinusoidal.

En la Fig. 3.a se muestra un estator de cuatro polos, trifásico, de 36 ranuras.



a) Embobinado del estator



b) Onda de f.m.m., correspondiente a la suma de las f.m.m. de las 3 fases.

Fig. 3. Distribución espacial de la f.m.m.

La componente fundamental de la contribución de la fase a a la onda de f.m.m. del estator vale

$$F_{a1} = K_e N_{\text{esp}} i_a$$

donde K_e es el factor de bobinado (que depende del tipo de bobinado, siendo ≤ 1 [1, 2, 3, 4]), y N_{esp} el número de espiras de la fase a, que es el mismo en las fases b y c.

Para encontrar la expresión de la onda de f.m.m. resultante habrá que considerar la contribución de las tres fases, tomando en cuenta el desplazamiento espacial de las bobinas.

Sean $i_a = I_m \cos \omega t$, $i_b = I_m \cos (\omega t - \frac{2\pi}{3})$, $i_c = I_m \cos (\omega t + \frac{2\pi}{3})$ si se toma $t = 0$:

$$i_a = I_m \quad i_b = \frac{-I_m}{2} \quad i_c = \frac{-I_m}{2}$$

Con lo cual se llega a la distribución de la Fig. 3 b.

3.2 Campo rotatorio.

Consideramos el caso sencillo de un estator de 2 polos trifásico de una ranura por fase y por polo. Se tendrá que las corrientes están desfasadas en el tiempo en 120° eléctricos (Fig. 4).

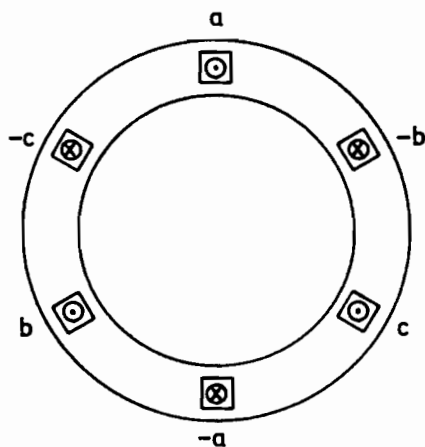


Fig. 4. Estator de 2 polos y una ranura por fase y por polo.

El sentido indicado es el adoptado convencionalmente para las corrientes.

$$i_a = I_m \cos \omega t$$

$$i_b = I_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$i_c = I_m \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$\omega \left[\frac{\text{rad}}{\text{seg}} \right]$ es la frecuencia angular de la corriente alterna.

Debido al desplazamiento físico de las bobinas, los ejes en que actúan las f.m.m. de cada fase están desplazados en 120° (Fig.5)

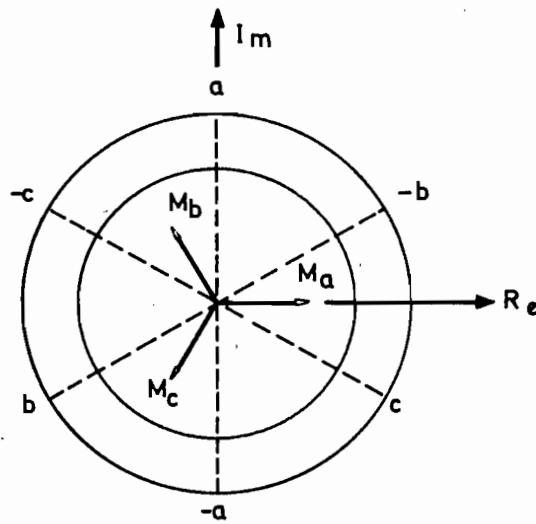


Fig. 5. Dirección de la f.m.m. de cada fase.

Para sumar vectorialmente las f.m.m. se adoptará notación compleja según los ejes indicados en la Fig. 5.

Se tiene:

$$M_a = K I_m \cos \omega t$$

$$M_b = K I_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$M_c = K I_m \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$\Sigma \dot{M} = \dot{M}_a + \dot{M}_b + \dot{M}_c = 1 \cdot M_a + a \cdot M_b + a^2 \cdot M_c$$

$$\left(a = 1 \left[\frac{2\pi}{3} = e^{j \frac{2\pi}{3}} \right], \quad a^2 = 1 \left[-\frac{2\pi}{3} = e^{-j \frac{2\pi}{3}} \right] \right)$$

Efectuando las operaciones indicadas se obtiene:

$$\Sigma \dot{M} = \frac{3}{2} K I_m (\cos \omega t + j \sin \omega t) = \frac{3}{2} K I_m e^{j\omega t} \quad (1)$$

Luego la f.m.m. resultante tiene un módulo, $|\Sigma \dot{M}| = \frac{3}{2} K I_m$, constante y gira a una velocidad angular constante. Esta es la llamada velocidad síncrona o sincrónica. El sentido de giro está determinado por la secuencia a - b - c. Es decir, para este caso de dos polos ($p = 2$) se ha demostrado que la velocidad síncrona ω_s es igual a la frecuencia angular ω de la corriente alterna:

$$\omega_s \left[\frac{\text{rad}}{\text{seg}} \right] = \omega \left[\frac{\text{rad}}{\text{seg}} \right]$$

$$\text{o bien: } n_s [\text{rps}] = \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{\omega}{2\pi} = f [\text{Hz}]$$

$$n_s [\text{r.p.m.}] = 60 f$$

La distribución de flujo magnético puede verse en la Fig. 6, donde los sentidos indicados para las corrientes son los sentidos correspondientes a $t = 0$ ($i_a = I_m$, $i_b = -I_m/2$, $i_c = -I_m/2$). Compárese con Fig. 4.

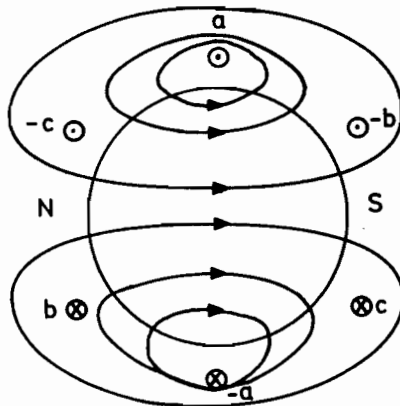


Fig. 6. Campo magnético ($p = 2$)

En una máquina de 4 polos el campo se presentará según la Fig. 7.

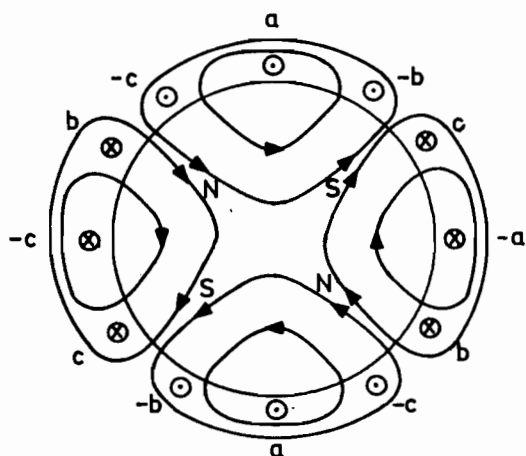


Fig. 7. Campo magnético ($p = 4$).

En caso de un número de polos superior a 2, el campo girará a una velocidad inversamente proporcional a él, de modo que en general

$$n_s = \frac{2}{p} \cdot 60 f$$

$$n_s = \frac{120 f}{p} \quad (2)$$

donde: n_s : Velocidad sincrónica [rpm]

f : Frecuencia eléctrica [Hz]

p : Número de polos

La tabla 1 indica la velocidad sincrónica, para $f = 50$ Hz, para distinto número de polos.

n_s	3000	1500	1000	750	600	500	875	300	[rpm]
p	2	4	6	8	10	12	16	20	[polos]

TABLA 1.

3.3. Deslizamiento.

Si el rotor gira en el mismo sentido del campo rotatorio del esta-

tor, con una velocidad n [rpm], necesariamente n debe ser diferente de n_s para que circulen corrientes rotóricas y se produzca torque. Luego, el rotor atrasará en $(n_s - n)$ [rpm] al campo rotatorio del estator, definiéndose como deslizamiento del rotor este atraso referido a n_s :

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad \text{y por lo tanto: } n = n_s (1 - s) \quad (3)$$

Además, dado que la velocidad del campo magnético respecto del rotor es $n_s - n = sn_s$, la frecuencia de las corrientes rotóricas inducidas será:

$$f_r = s f$$

Debido a esta característica la máquina asíncrona puede usarse como transformador de frecuencia variable. En funcionamiento como motor de inducción los terminales del rotor permanecen cortocircuitados.

Las corrientes rotóricas dependerán del voltaje inducido y de la impedancia del rotor a la frecuencia de deslizamiento. Al estar detenida la máquina ($n = 0$), el deslizamiento vale $s = 1$. La frecuencia del rotor vale $f_r = f$. Una vez en marcha, la máquina alcanzará una velocidad n levemente inferior a la síncrona. Funcionando como motor, la máquina no alcanzará nunca la velocidad síncrona, ya que en ese caso no hay corte de líneas de flujo por las barras del rotor, no se inducen voltajes ni corrientes rotóricas y el torque ejercido sería nulo.

Al rotar la máquina con velocidad n en el mismo sentido del campo, se inducirán corrientes de frecuencias sf en el rotor, las que a su vez producirán un campo que girará a sn_s [rpm] con respecto al rotor. Como el motor gira con una velocidad de n [rpm], la velocidad del campo rotórico en el espacio será la suma de ambas (la velocidad relativa y la de arrastre):

$$n_{(fmm \text{ rotor})} = sn_s + n = s n_s + n_s (1-s) = n_s$$

De esto se desprende que tanto el campo del estator como el del rotor giran a velocidad síncrona y están fijos uno respecto del otro, produciendo se de esta manera un torque continuo en la máquina. El torque producido a cualquier velocidad de la máquina se denomina torque asíncrono. El funcionamiento normal del rotor se realiza dentro de un cierto rango de velocidad que va desde 90 a 97% de n_s , lo que da una frecuencia de corriente rotórica entre 1.5 y 5 c/s (para $f = 50$ c/s).

3.4. Ondas de f.m.m. y de flujo en los enrollados.

En la Figura 8 se muestran el estator y rotor extendidos, y se ha supuesto un flujo resultante de entrehierro de variación sinusoidal en el espacio. Este flujo avanzará a lo largo del entrehierro a velocidad síncrona y el rotor con velocidad n . El flujo inducirá en las barras del rotor (que puede ser en bobinado o jaula de ardilla) una f.e.m., debido al deslizamiento existente, cuya variación a lo largo del entrehierro será semejante a la del flujo, como se indica en dicha figura.

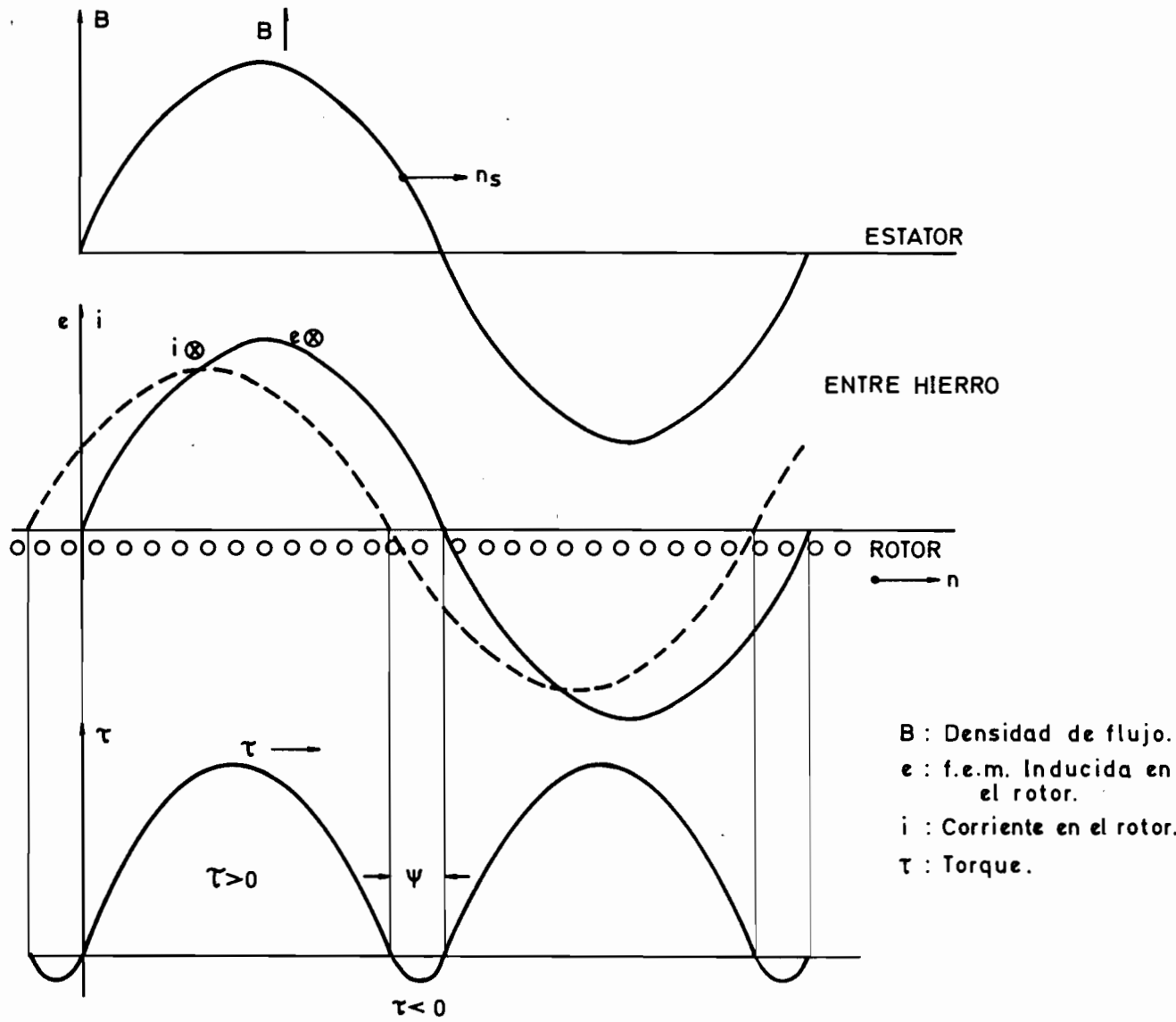


Fig. 8. Distribución de B, e, i, τ.

Las corrientes rotóricas están atrasadas en un ángulo ψ respecto de las f.e.m. que las producen, debido a la inductancia que representan los conductores del rotor a la frecuencia de deslizamiento. La fórmula general del torque es:

$$\tau = K B_{\max} I_{r_{\max}} \cos \psi$$

El número de polos en el rotor es el mismo que el de la onda de flujo del estator, ya sea motor de jaula de ardilla o embobinado.

4.- MODELO CIRCUITAL.

4.1. Cantidades rotóricas referidas al estator.

Para analizar cuantitativamente el funcionamiento de los motores de inducción deben referirse los valores de las corrientes y voltajes del rotor al estator. Supongamos un motor de rotor embobinado de igual número de polos y fases que el estator, teniendo el estator n_e espiras efectivas por fase y el rotor n_r espiras efectivas por fase. Se puede suponer el rotor reemplazado por otro de los mismos efectos magnéticos que el anterior pero de igual número de espiras efectivas que el estator. La relación entre la f.e.m. real del rotor E_r y la del rotor equivalente E_{2s} será:

$$\overset{\circ}{E}_{2s} = \frac{n_e}{n_r} \overset{\circ}{E}_r = a \overset{\circ}{E}_r$$

Además para que sean equivalentes en su efecto electromagnético, entre las corrientes equivalentes debe cumplirse:

$$\overset{\circ}{I}_{2s} = \frac{n_r}{n_e} \overset{\circ}{I}_r = \frac{1}{a} \overset{\circ}{I}_r$$

La relación entre impedancias será:

$$\overset{\circ}{Z}_{2s} = a^2 \overset{\circ}{Z}_r$$

El circuito equivalente por fase será el de la Figura 9, teniéndose la siguiente relación:

$$\frac{\overset{\circ}{E}_{2s}}{\overset{\circ}{I}_{2s}} = \overset{\circ}{Z}_2 = r_2 + j s X_2$$

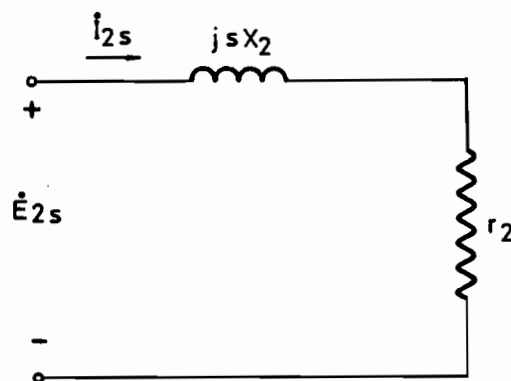


Fig. 9. Circuito equivalente del rotor.

En el circuito, r_2 es la resistencia efectiva por fase del enrollado y $s X_2$ la reactancia de fuga por fase a la frecuencia de deslizamiento $s f$. X_2 se define como la reactancia de fuga del enrollado del rotor a la frecuencia f del estator.

4.2. Circuito equivalente monofásico.

En la deducción del circuito equivalente por fase se supondrá la máquina trifásica conectada en estrella para obtener corrientes de línea y voltajes fase-neutro.

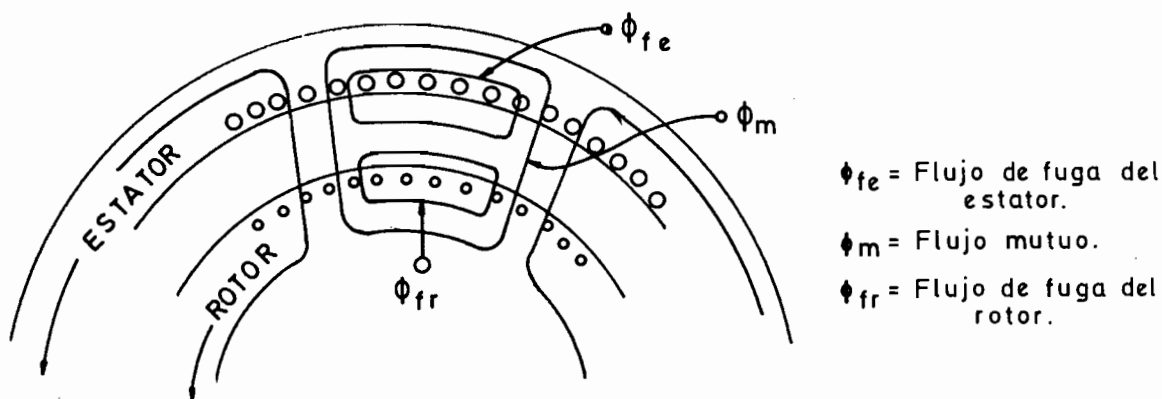


Fig. 10. Flujos en el motor.

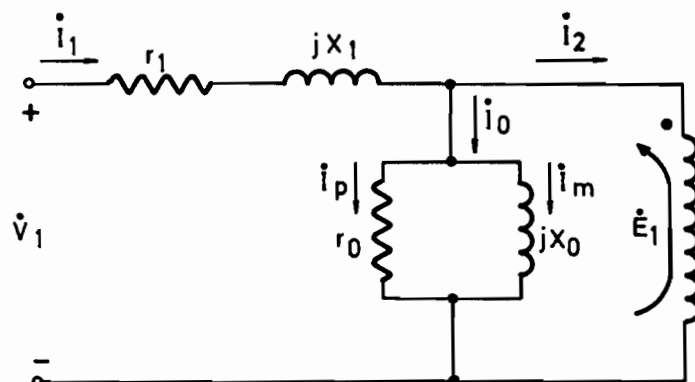
Los flujos dentro de la máquina pueden agruparse como en un transformador en flujo de fuga del estator, que sólo enlaza las espiras de éste, flujo mutuo, que enlaza tanto al estator como al rotor, y flujo de fuga del rotor, que sólo enlaza a éste último (Fig. 10).

El flujo mutuo o de entrehierro (se supondrá que todo el flujo que cruza el entrehierro es mutuo), que gira con velocidad síncrona, inducirá en el

estator una f.e.m. \vec{E}_1 contraria al voltaje aplicado, tal que:

$$\vec{V}_1 = \vec{E}_1 + (r_1 + j X_1) \vec{I}_1$$

El circuito equivalente será el de la Fig. 11(a).



- r_1 : Resistencia efectiva del estator por fase
 X_1 : Resistencia de fuga del estator por fase
 r_0, X_0 : Resistencia y reactancia en derivación por fase

Fig. 11(a).

La componente \vec{I}_2 de \vec{I}_1 es la corriente del estator necesaria para contrarrestar la f.m.m. producida por las corrientes rotóricas y la componente \vec{I}_0 corresponde a la corriente en vacío, siendo \vec{I}_m la corriente necesaria para producir el flujo de entrehierro que a su vez induce la fuerza electromotriz \vec{E}_1 .

La rama r_0 incluye todas las pérdidas en vacío, a saber:

- 1) Pérdidas en el fierro del estator.
- 2) Pérdidas en el fierro del rotor (éstas son cero para $s = 0$ y máximas para $s = 1$).
- 3) Pérdidas por roce (en el aire, descansos, etc. que son función de n).
- 4) Pérdidas adicionales $r_1 I_0^2$ producidas por la componente I_0 de I_1 . Al incluir estas pérdidas en r_0 se puede representar la rama en derivación del circuito equivalente en los terminales de entrada.

En cuanto al circuito equivalente del rotor, referido al estator,

puede verse una primera versión en la Fig. 11(b).

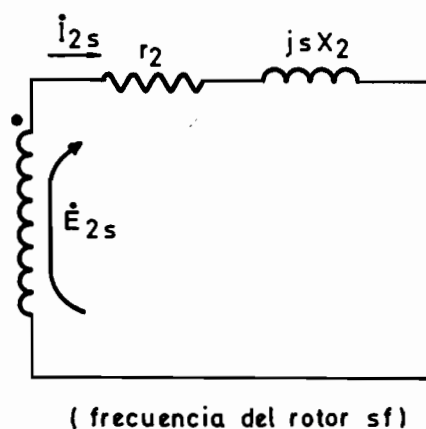


Figura 11(b).

En el rotor el flujo de entrehierro induce una f.e.m. de frecuencia de deslizamiento \dot{E}_{2s} . Debido a que la velocidad relativa de los conductores del rotor con respecto al flujo es igual a s veces la velocidad de los conductores del estator con respecto al flujo, se tiene que:

$$\dot{E}_{2s} = s \dot{E}_1$$

Como los ampéres-vuelta del estator y del rotor deben anularse, debe cumplirse:

$$\dot{I}_{2s} = \dot{I}_2$$

En esta representación del rotor la potencia que entra a él es sólo $s\dot{E}_1 \dot{I}_2^*$, y no lo que observa desde el estator: $\dot{E}_1 \dot{I}_2^*$.

En lo que respecta a potencia activa sólo están representadas las pérdidas en el enrollado del rotor:

$$P_r = r_2 I_2^2 \quad (4)$$

La potencia mecánica no está representada, la que sí está incluida en la potencia activa total transferida del estator al rotor, es decir:

$$P_r = \text{Re} [\dot{E}_1 \dot{I}_2^*] = \frac{1}{s} \text{Re} [s \dot{E}_1 \dot{I}_2^*] = \frac{1}{s} (r_2 I_2^2) = \frac{P_r}{s} \quad (5)$$

Se tiene que: $P_r = p_r + P_{\text{mec}_{1\phi}}$

$P_{\text{mec}_{1\phi}}$: Potencia mecánica correspondiente a una fase (1/3 del total).

En la Fig. 12 se ha modificado la representación del rotor respecto de la Fig. 11, dividiendo tanto los voltajes como las impedancias por s . La corriente no cambia. El nivel de potencia es el de la Fig. 11 dividido por s , por lo tanto corresponde al total. Se incluye la potencia mecánica.

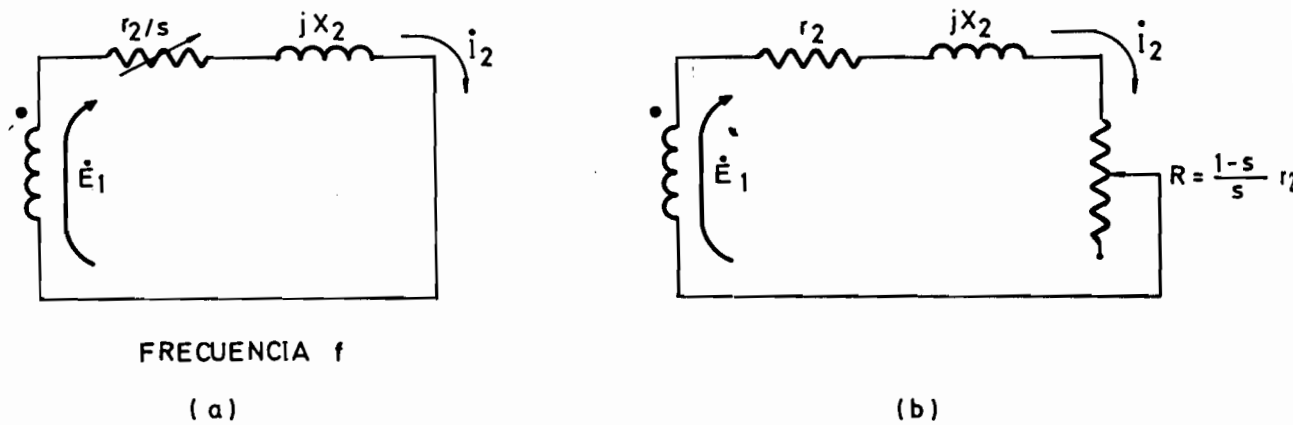


Fig. 12. Representación del rotor.

Para separar las pérdidas en el enrollado del rotor de la potencia mecánica se procede a la representación de la Fig. 12.b. en que se ha aplicado

$$\frac{r_2}{s} = r_2 + \frac{1-s}{s} r_2 \quad (6)$$

Se define:

$$R = \frac{1-s}{s} r_2 \quad (7)$$

que es una resistencia ficticia que representa la carga mecánica acoplada en el eje. Al calcular potencias a partir de (6):

$$P_r = \frac{r_2}{s} I_2^2 = r_2 I_2^2 + R I_2^2 \tag{8}$$

P_r

$P_{mec_{1\phi}}$

Es importante que, aunque los fenómenos en el rotor ocurren a frecuencia de deslizamiento, todas las corrientes y voltajes referidos al estator son de frecuencia f_{est} , ya que el estator sólo ve campos y ondas de f.m.m. que giran a la velocidad síncrona.

El circuito equivalente exacto será el de la Fig. 13.

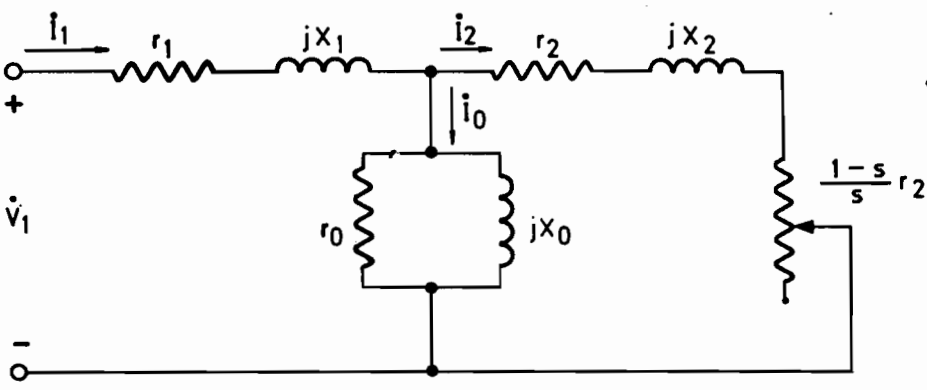


Fig. 13. Circuito equivalente monofásico exacto.

En la práctica suele trabajarse con el circuito equivalente aproximado, trasladando la rama que corresponde a la corriente en vacío a los terminales de entrada (Fig. 14).

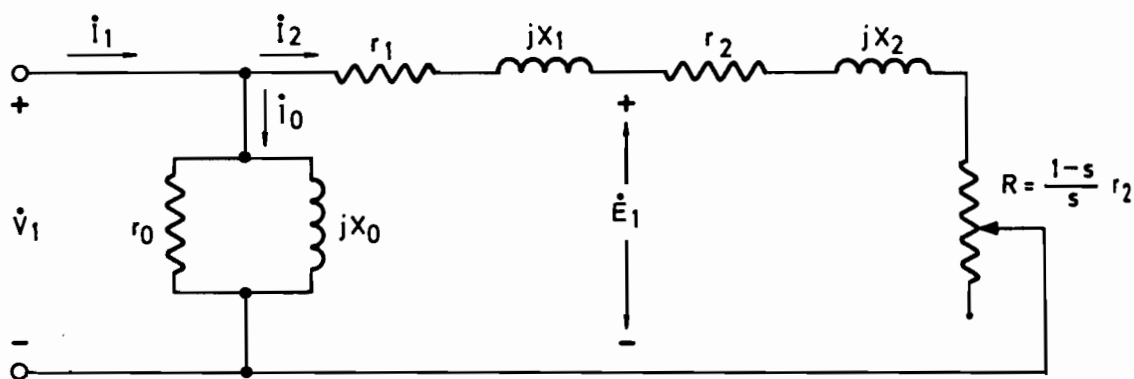


Fig. 14. Circuito equivalente aproximado.

4.3. Ecuaciones de comportamiento electromecánico.

De la Fig. 14 se deduce:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_1}{\frac{r_2}{s} + j X_2} = \frac{\dot{V}_1}{(r_1 + \frac{r_2}{s}) + j (X_1 + X_2)}$$

O sea:

$$I_2 = \frac{V_1}{\sqrt{(r_1 + \frac{r_2}{s})^2 + (X_1 + X_2)^2}} \quad (9)$$

En cuanto a la potencia mecánica total, según (7) y (8):

$$P_{\text{mec}} = 3 \frac{1-s}{s} r_2 I_2^2$$

El torque desarrollado por la máquina es

$$\tau = \frac{P_{\text{mec}}}{\omega_{\text{mec}}}$$

$$\text{Siendo } \omega_{\text{mec}} = (1-s) \omega_s = (1-s) \frac{4\pi f}{p}$$

Sustituyendo, se obtiene:

$$\tau = 3 \frac{1-s}{s} r_2 I_2^2 \frac{1}{1-s} \frac{p}{4\pi f}$$

$$\tau = \frac{3p}{4\pi f} I_2^2 \frac{r_2}{s} \quad (10)$$

Reemplazando I_2 de (9):

$$\tau = \frac{3p}{4\pi f} \frac{V_1^2 \frac{r_2}{s}}{(r_1 + \frac{r_2}{s})^2 + (X_1 + X_2)^2} \quad (11)$$

5. DIAGRAMA DE CIRCULO.

5.1. Deducción del diagrama de círculo.

Al analizar el diagrama fasorial de un motor trifásico de inducción referido al estator se puede demostrar que, para condiciones de carga variable, el extremo del fasor $\overset{\circ}{I}_2$ recorre un círculo.

La demostración se hará en base al circuito equivalente aproximado. Para el estudio completo puede revisarse la bibliografía.

Según (9) y Fig. 13, se tiene:

$$I_2 = \frac{V_1}{Z_T}$$

$$\overset{\circ}{Z}_T = (r_1 + \frac{r_2}{s}) + j (X_1 + X_2)$$

Siendo θ_r el ángulo de la impedancia Z_T :

$$\text{sen } \theta_r = \frac{X_1 + X_2}{Z_T}$$

Luego

$$I_2 = \frac{V_1}{X_1 + X_2} \text{sen } \theta_r \quad (12)$$

Esto corresponde a la ecuación de un círculo en coordenadas polares (Fig. 15).

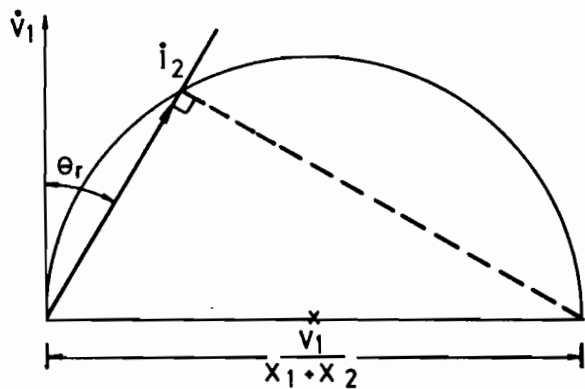


Fig. 15. Diagrama de círculo.

Para completar el diagrama fasorial hay que sumar fasorialmente a \dot{I}_2 la corriente en vacío \dot{I}_0 para obtener \dot{I}_1 .

Como \dot{I}_0 permanece aproximadamente constante para cualquier condición de carga, bastará trasladar el origen en el vector \dot{I}_0 quedando el círculo sin alteración. (Fig. 16).

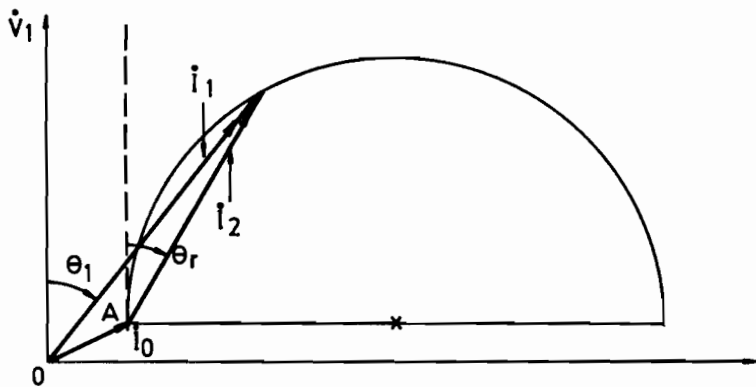


Fig. 16. Diagrama de círculo incluyendo corriente en vacío.

Para $\text{sen } \theta_r = 0$, o sea $\theta_r = 0$, se tiene $Z_T = \infty$, o sea $R = \infty$, es decir $s = 0$, $n = n_s$. Esta es la condición de funcionamiento en vacío que está representada por el punto A del diagrama (Fig. 16) ($\dot{I}_2 = 0$, $\dot{I}_1 = \dot{I}_0$).

En la Fig. 17 se resumen los aspectos relevantes del diagrama. La

corriente en vacío es OA. El punto A corresponde a $s = 0$ ($n = n_s$)

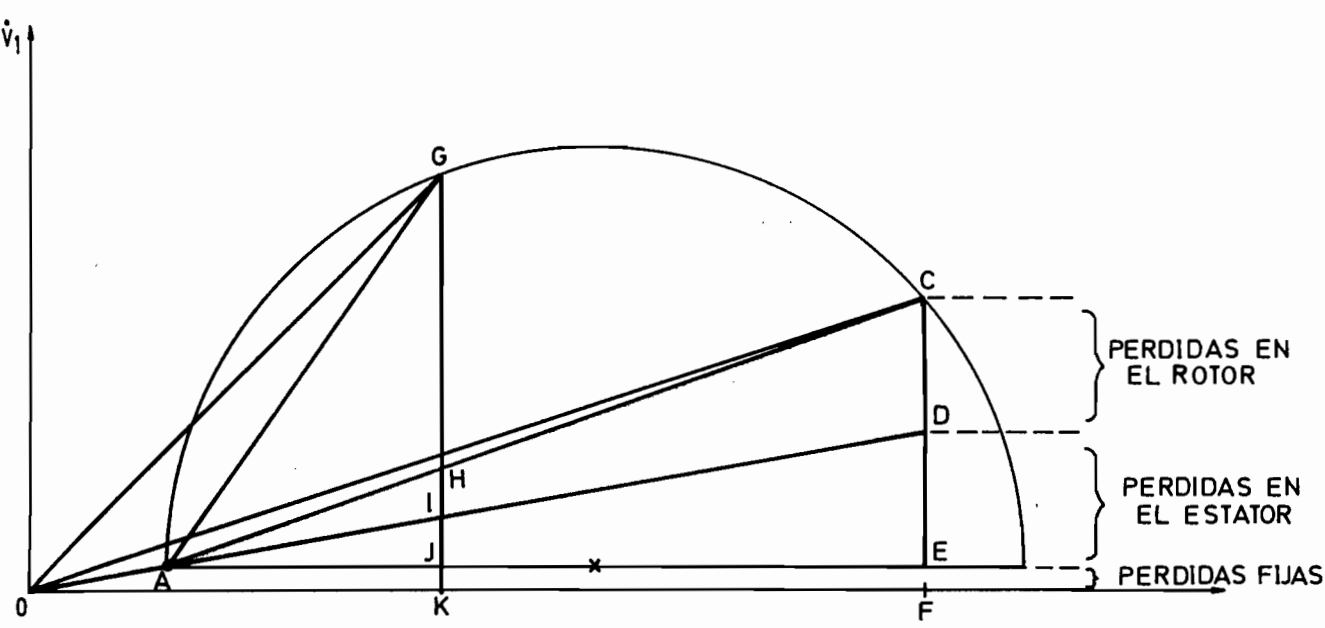


Fig. 17. Diagrama de círculo completo.

C corresponde a rotor bloqueado ($N = 0$) $s = 1$. La corriente de rotor bloqueado es OC.

$$\text{sen } \theta_{r.\text{bloq.}} = \frac{X_1 + X_2}{\sqrt{(r_1 + r_2)^2 + (X_1 + X_2)^2}}$$

5.2. Representación de la potencia activa y de las pérdidas.

Descomponiendo OC en su componente reactiva (OF) y activa (CF) se tendrá que la potencia activa consumida por el motor con rotor bloqueado valdrá:

$$P_{\text{bloq.}} = 3 V_1 \cdot CF$$

Como $V_1 = \text{Cte.}$ las distancias verticales en el diagrama son proporcionales a la potencia. El punto D sobre CF queda ubicado de manera que $\frac{CD}{DE} = \frac{r_1}{r_2}$, o sea que CD es proporcional a las pérdidas en el rotor y DE es proporcional a las pérdidas en el estator.

Sea G un punto de funcionamiento cualquiera con $N_s > n > 0$.
($1 > s > 0$). La corriente por fase es OG. Puede demostrarse que:

$$\frac{\overline{AG}^2}{\overline{AC}^2} = \frac{HJ}{CE} = \frac{HI}{CD} = \frac{IJ}{DE}$$

Luego el trazo HI representa para ese estado de funcionamiento las pérdidas en el cobre del rotor e IJ representa las pérdidas óhmicas en el estator.

5.3. Resumen de variables representadas.

En el diagrama de círculo (Fig. 17) se tendrá las siguientes relaciones usando una escala apropiada:

GK = Potencia de entrada al motor

JK = Pérdidas fijas

HI = Pérdidas en el cobre del rotor (p_r)

IJ = Pérdidas en el cobre del estator

HK = Pérdidas totales

GH = Potencia mecánica entregada por el motor ($P_{mec.}$)

GI = Potencia transferida al rotor ($P_r = \frac{p_r}{s}$)

$\frac{GH}{GK}$ = Eficiencia o rendimiento

$\frac{HI}{GI}$ = Deslizamiento = s

$\frac{GH}{GI}$ = $1 - s$ = proporcional a la velocidad

$\frac{GK}{GO}$ = Factor de potencia

El diagrama de círculo permite obtener las características de funcionamiento del motor en todo su rango de operación.

5.4. Pruebas en vacío y de rotor bloqueado.

Para obtener el diagrama de círculo deben realizarse la prueba en vacío, la prueba de rotor bloqueado y la medición de resistencia de los enrollados del estator.

a) Prueba en vacío.

Esta prueba debe hacerse a voltaje, frecuencia y velocidad nominales. Se leen la corriente I_0 , el voltaje V_0 y la potencia absorbida P_0 ; las pérdidas fijas suelen tomarse como las pérdidas en vacío menos las pérdidas óhmicas en el enrollado del estator.

Es decir:

$$\text{Pérdidas fijas} = \text{Pérdidas en vacío} - 3 I_0^2 r_1$$

Con los datos obtenidos de esta prueba, (I_0 , V_0 , P_0) se determina el punto A del diagrama (Fig. 18).

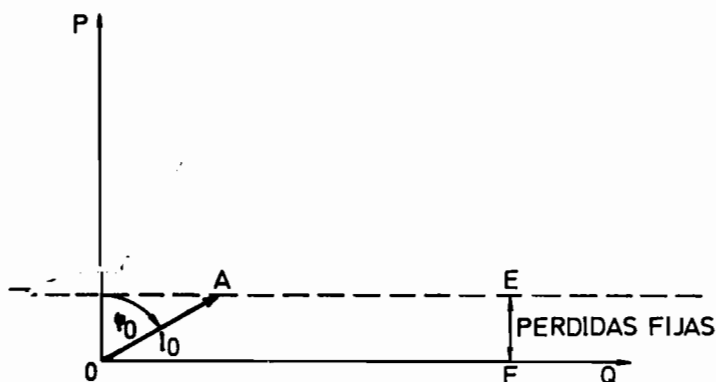


Fig. 18. Prueba en vacío.

Como el diagrama se obtiene para $V_1 = \text{cte.}$, el eje vertical (ordenada) va a ser proporcional a la potencia activa y el eje horizontal (abscisa), a la potencia reactiva.

b) Prueba de rotor bloqueado.

Esta prueba se realiza a voltaje reducido, corriente nominal y frecuencia nominal. Las pérdidas en el fierro son reducidas debido a que el flujo es pequeño. Luego puede suponerse que toda la potencia se disipa en el cobre.

La prueba en forma práctica se hace impidiendo que el rotor de la máquina gire, y se varía lentamente el voltaje de entrada, desde un valor muy pequeño o cero, aumentándolo hasta obtener la corriente nominal en el motor. Se leen entonces I_{rb} , V_{rb} y P_{rb} que son respectivamente corriente de rotor bloqueado (I_n del motor), voltaje reducido de entrada y potencia disipada.

Es así como de esta prueba se obtiene el voltaje necesario para que circule en los enrollados de la máquina la corriente nominal de ésta. Pero este voltaje es reducido; luego, si el voltaje aplicado fuese el nominal, entonces la corriente obtenida habría sido:

$$I'_{rb} = I_{rb} \frac{V_n}{V_{rb}}$$

Porque en esta condición ($s = 1$) la impedancia (despreciando la parte en derivación) se conserva en $\dot{Z}_T = r_1 + r_2 + j(X_1 + X_2)$.

Con esta prueba se obtiene el punto C del diagrama (Fig. 19).

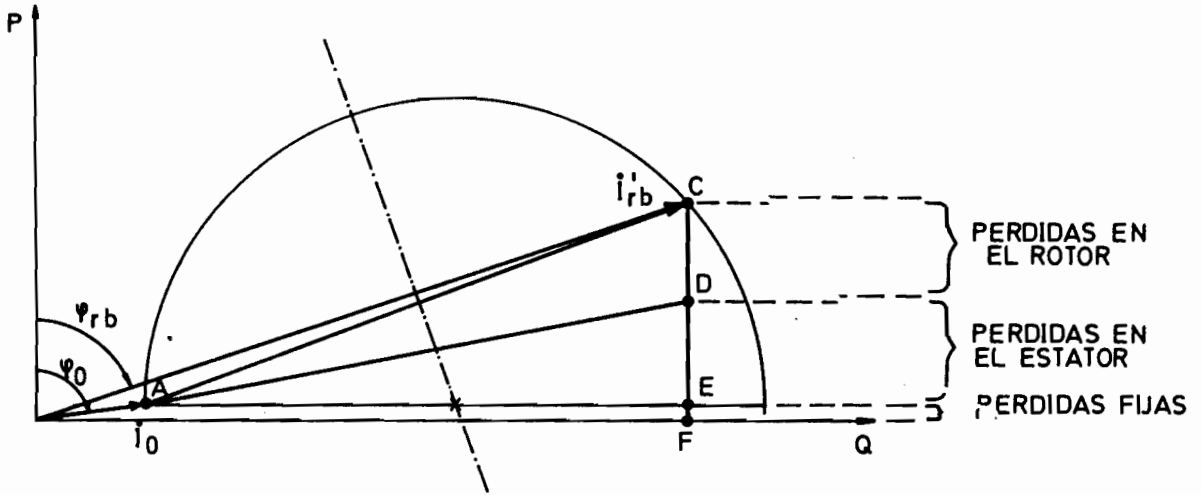


Fig. 19. Obtención experimental del diagrama de círculo.

En la Fig. 19 se ha representado lo determinado en las dos pruebas descritas: \dot{I}_O , \dot{I}_{rb}' . Con esto puede completarse el diagrama de círculo. La simetral de AC determina el centro del círculo sobre la recta AE.

Midiendo la resistencia del estator r_1 , como se conoce $r_1 + r_2$ de la prueba de rotor bloqueado, puede ubicarse el punto D sobre CE según la proporción $\frac{DE}{CE} = \frac{r_1}{r_1 + r_2}$

Cabe hacer notar que estas mismas pruebas permiten evaluar los parámetros del circuito equivalente. En efecto, de la prueba en vacío (considerando Fig. 14 con $I_2 = 0$) se tendrá que:

$$r_o = \frac{v_o^2}{P_o/3}$$

$$X_0 = \frac{v_0^2}{Q_0/3}, \text{ con } Q_0 = \sqrt{(V_0 I_0)^2 - P_0^2}$$

y de la prueba a rotor bloqueado (considerando en Fig. 14 $I_1 \approx I_2$; $I_0 \approx 0$):

$$r_1 + r_2 = \frac{P_{rb}/3}{I_{rb}^2}$$

donde r_1 se ha medido, y por lo tanto se puede conocer r_2 ; y además:

$$X_1 + X_2 = \frac{Q_{rb}/3}{I_{rb}^2},$$

con

$$Q_{rb} = \sqrt{(V_{rb} I_{rb})^2 - P_{rb}^2}$$

siendo en general $X_1 \approx X_2$.

6. CARACTERISTICA TORQUE VELOCIDAD.

6.1. Forma de la curva de torque.

La ecuación del torque deducida en (11) es:

$$\tau = \frac{3p}{4\pi f} \frac{V_1^2 \frac{r_2}{s}}{(r_1 + \frac{r_2}{s})^2 + (X_1 + X_2)^2}$$

Considerando que sólo la velocidad (luego s) es la única variable, resulta la curva indicada en la Fig. 20 para todo el rango posible de velocidades.

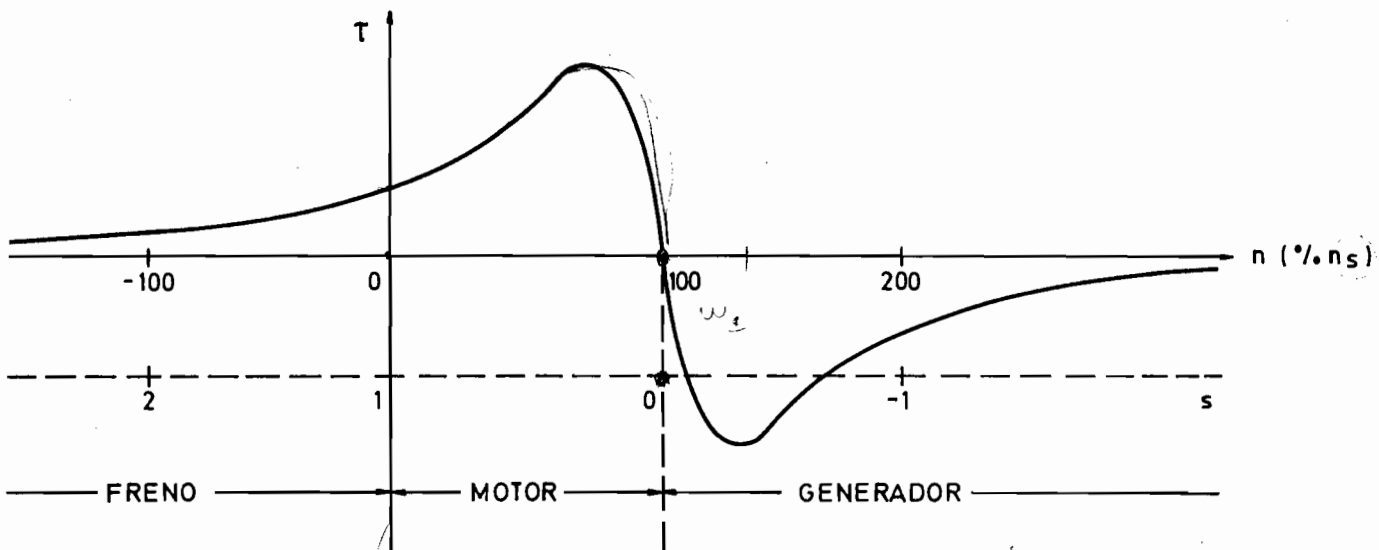


Fig. 20. Curva $\tau - n$.

La máquina funciona como motor cuando $s > 0$ y como generador cuando $s < 0$. Cuando $s > 1$ la máquina está rotando en sentido contrario al campo rotatorio, funcionando como freno eléctrico. En las regiones de $s > 1$ la potencia resulta negativa.

El torque máximo desarrollado por la máquina, y la potencia máxima pueden determinarse a partir del diagrama de círculo o a partir de la expresión analítica (11). Haciendo $\frac{dr}{ds} = 0$, para determinar el máximo de torque, se obtiene el deslizamiento para torque máximo que vale:

$$s_{\tau_{\text{máx}}} = \frac{r_2}{\sqrt{r_1^2 + (X_1 + X_2)^2}} \quad (13)$$

La expresión del torque máximo se obtiene reemplazando el valor anterior de s en la expresión (11) de τ , obteniéndose:

$$\tau_{\text{máx}} = \frac{3p}{8\pi f} \frac{v_1^2}{r_1 + \sqrt{r_1^2 + (X_1 + X_2)^2}} \quad (14)$$

6.2. Efecto de la resistencia del rotor.

La expresión del torque máximo resulta independiente del valor r_2 . De acuerdo a (13), el valor de r_2 sólo influye en el deslizamiento para el cual se produce el torque máximo, según se indica en la Fig. 21.

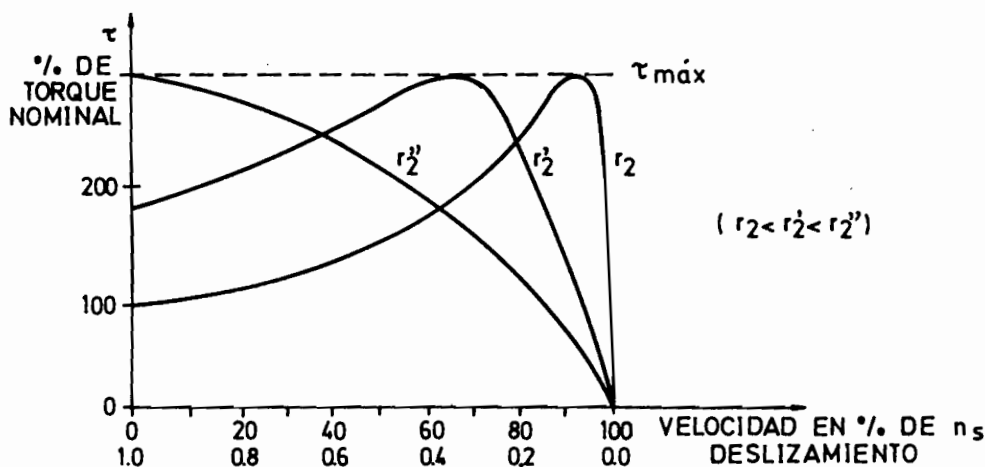


Fig. 21. Variación de resistencia de rotor.

De lo anterior se desprende que la elección de la resistencia del rotor está basada en un compromiso entre obtener una buena eficiencia bajo condiciones de funcionamiento normal, lo que significa baja resistencia de rotor, por otra parte conseguir un torque de partida suficientemente alto con corriente

de partida no muy elevada, lo que significa alta resistencia en el rotor.

La forma de variar la resistencia de rotor, depende del tipo de motor:

a) Motor de rotor embobinado. En este caso, los tres terminales del embobinado del rotor son accesibles mediante anillos rozantes en contacto con escobillas. Así, en la partida pueden conectarse resistencias exteriores en serie con el embobinado del rotor para aumentar el torque de partida, disminuir la corriente de partida y mejorar el factor de potencia. Mediante una elección adecuada de resistencias puede obtenerse el torque máximo en el instante de partida (Ver Fig. 22).

En funcionamiento normal estas resistencias exteriores son cortocircuitadas.

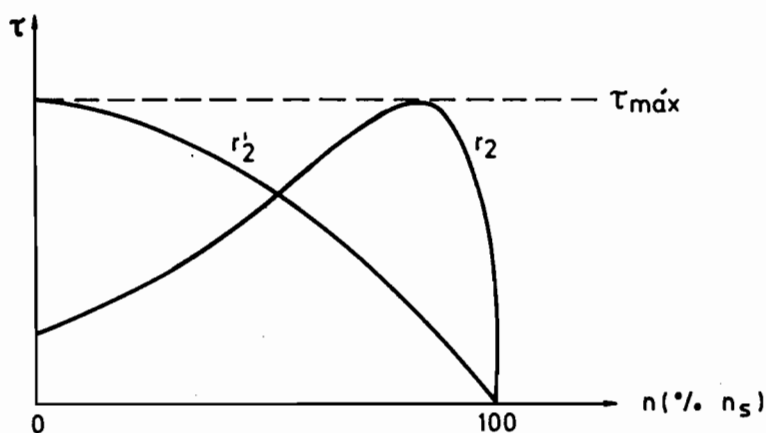


Fig. 22. Desplazamiento de torque máximo a la partida.

b) Motor de jaula de ardilla. Debido a que la frecuencia en el rotor a la partida es de 50c/s y en funcionamiento normal sólo de algunos ciclos, se pueden adoptar diseños especiales de las barras de la jaula con el fin de aumentar la resistencia efectiva de los conductores a la partida varias veces sobre la resistencia a la frecuencia de deslizamiento.

Los diseños más usuales son los denominados de barra profunda y de doble jaula de ardilla (Fig. 23).

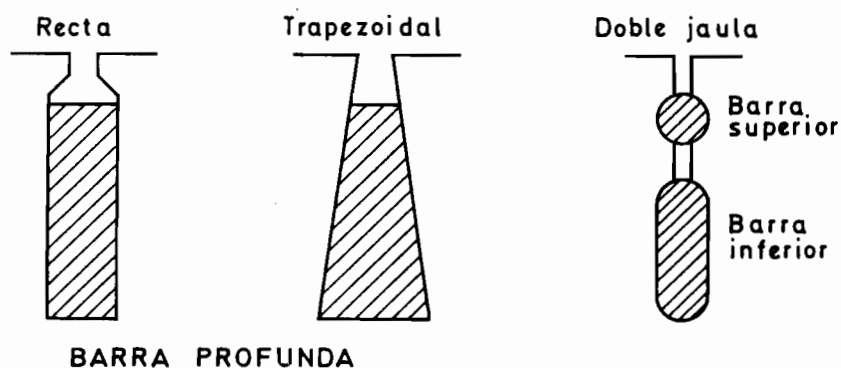


Fig. 23. Rotores especiales.

Estos diseños se basan en aumentar la reactancia de las secciones inferiores del conductor, o de la barra inferior en la doble jaula, por estar enlazados por un mayor flujo de fuga, forzando de esta manera a la corriente a circular por las secciones superiores de la barra, aumentando así la resistencia efectiva de ésta a la partida. En el caso de doble jaula se fabrica la barra superior de un material de mayor resistividad que el cobre, como bronce por ejemplo. A la frecuencia de deslizamiento la incidencia de las reactancias de fuga es casi nula en la repartición de corriente, por lo cual la resistencia efectiva del rotor alcanza a un mínimo.

6.3. Clasificación NEMA de motores tipo jaula de ardilla.

De acuerdo a las distintas características que pueden adoptar los motores tipo jaula de ardilla, dependiendo del diseño de las barras del rotor, se han normalizado los siguientes tipos, según normas NEMA:

Clase A: Torque normal de partida, corriente normal de partida, deslizamiento pequeño. Son los más usuales, de uso general, poseen una jaula simple de baja resistencia. Son de aplicación general: 0,5-200 HP

$$\tau_{\text{máx}} \approx 200\% \tau_{\text{nominal}}$$

$$\tau_{\text{partida}} = 100 - 150\% \tau_{\text{nominal}}$$

$$I_{\text{partida}} = 5-8 \text{ veces } I_{\text{nominal}}$$

Clase B: Torque normal de partida, baja corriente de partida, deslizamiento pequeño. Son generalmente de rotor con barra profunda. Son de aplicación general entre 7,5 - 200 HP. El torque máximo y el factor de potencia

tencia son algo inferiores que en clase A debido al mayor flujo de fuga de las barras del rotor.

Clase C: Alto torque de partida, baja corriente de partida. Son de rotor de doble jaula. Tienen menor eficiencia y mayor deslizamiento que los anteriores.

Clase D: Alto torque de partida, deslizamiento grande. Son de jaula simple de alta resistencia. Se usan en accionamientos de cargas intermitentes. En la Fig. 24 se ilustran las respectivas curvas de torque.

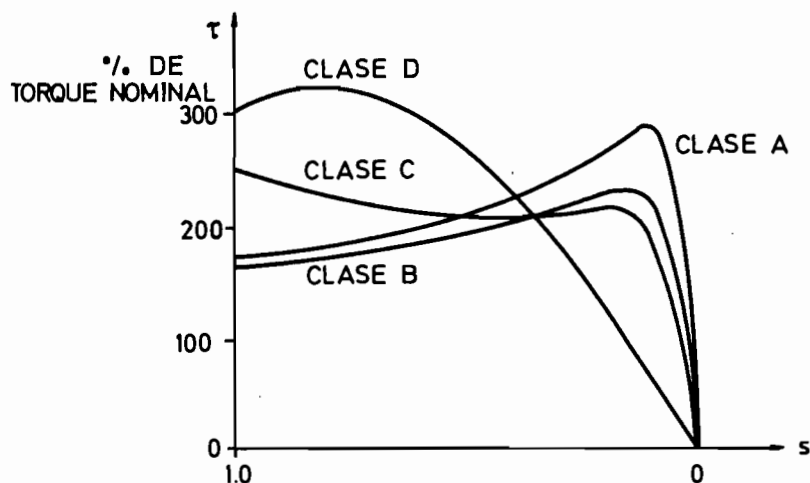


Fig. 24. Clases de motores según NEMA.

7. PARTIDA DE MOTORES DE INDUCCION.

7.1. Métodos de partida.

Los motores de rotor embobinado se hacen partir con resistencias adicionales en el circuito del rotor. En motores grandes pueden usarse resistencias líquidas para disipar las pérdidas en la partida (Fig. 25).

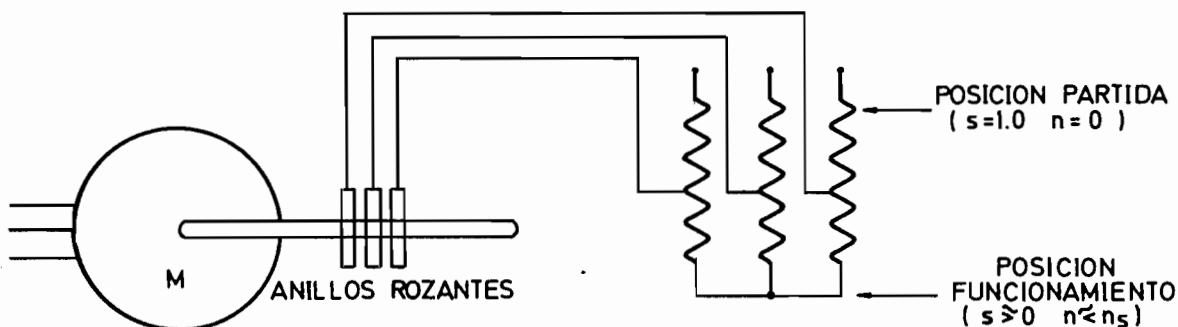


Fig. 25. Partida de motor con rotor bobinado.

Las resistencias adicionales pueden reducirse en forma continua o intermitente a medida que el motor va acelerando, de manera de obtener siempre un torque alto en todo el rango de velocidades (Fig.26).

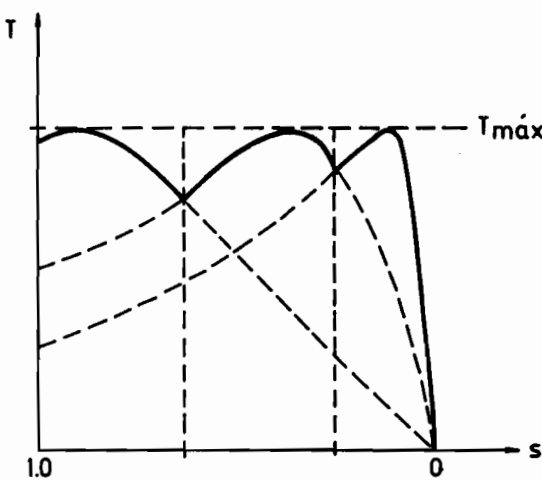
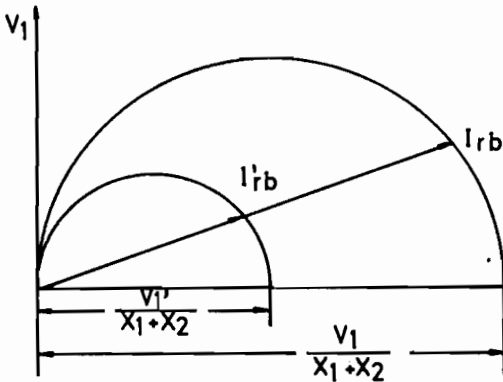


Fig. 26. Control de torque en la aceleración.

En motores con jaula de ardilla se recurre, en general, al método de reducir el voltaje a la partida, reduciéndose con esto la corriente de partida y disminuyendo la carga reactiva a la red.

En el diagrama de círculo de la Fig. 27, se observa el efecto de reducir el voltaje al motor.

Motores de menos de 7,5 HP aproximadamente se conectan directamente a pleno voltaje a la partida, siempre que el sistema soporte las corrientes de partida y la carga reactiva que esto significa.



I_{rb} = Corriente de partida a pleno voltaje V_1

I'_{rb} = Corriente de partida a voltaje reducido V'_1

Fig. 27. Efecto de reducir el voltaje.

7.2. Métodos para reducir voltaje de partida.

a) Autotransformador de partida. El voltaje reducido para la partida se puede obtener de un autotransformador como se indica en la figura 28, donde la secuencia de operaciones a la partida debe ser:

- i) Contactos 1 y 3 cerrados; contactos 2 abiertos.
- ii) Abren contactos 1 y 3
- iii) Cierran contactos 2

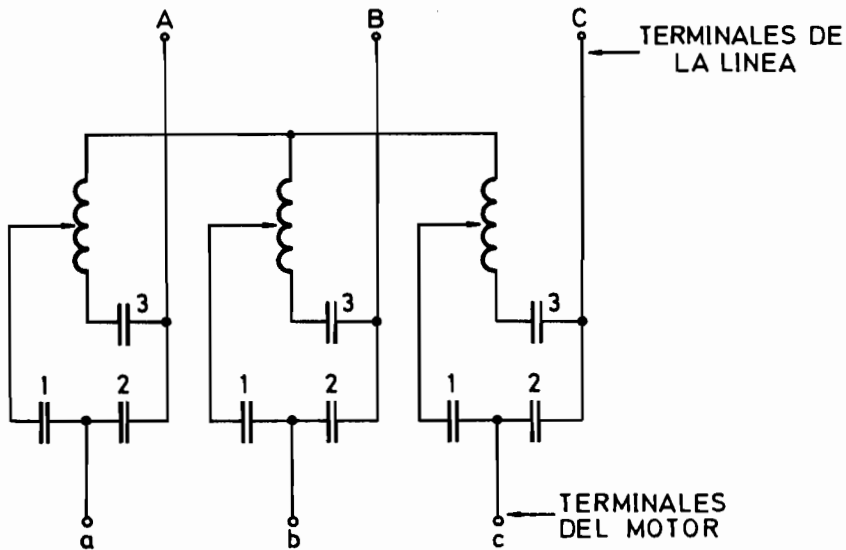


Fig. 28. Autotransformador de partida.

Algunos autotransformadores vienen provistos de varios taps de 50%, 65% y 80% del voltaje nominal, que son aplicados sucesivamente a la partida. Las curvas de torque de velocidad para distintos voltajes son las de la Fig. 29 (Según la expresión (11) el torque varía con el cuadrado del voltaje).

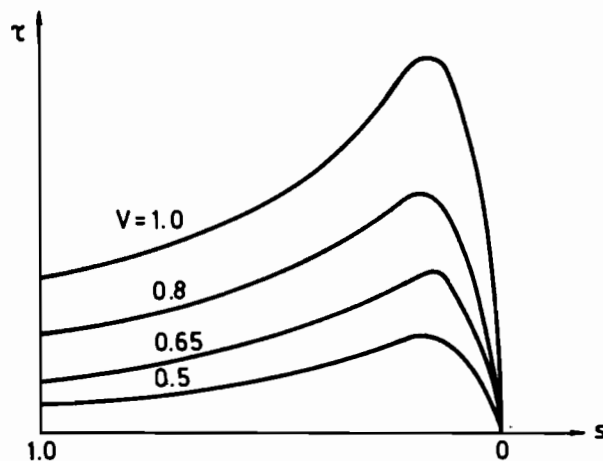


Figura 29.

b) Partida con resistencias en serie con el estator.

Se conectan resistencias en cada fase para obtener voltaje reducido como se muestra en la Fig. 30, donde la secuencia de operaciones es:

- i) A la partida: cerrados 1; abiertos 2.
- ii) En marcha: cierran 2 y abren 1

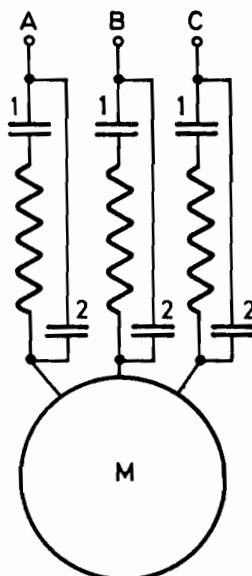


Fig. 30. Partida con resistencias.

c) Partida estrella delta.

En algunos motores es posible conectar los enrollados de cada fase en estrella a la partida y en delta durante el funcionamiento. Con esto se consigue que el voltaje a la partida sea sólo $1/\sqrt{3} = 0.577$ del voltaje nominal. Como el torque es proporcional al cuadrado del voltaje, resulta que queda disminuido a $1/3$ del original de partida, y la corriente por los enrollados a $1/\sqrt{3}$ de la original de partida. Estos motores deben tener 6 contactos en el estator (Fig. 31). Se usan en motores de potencias medias y altas (sobre 5 HP generalmente) cuando las corrientes de partida son elevadas y no es necesario alto torque de partida.

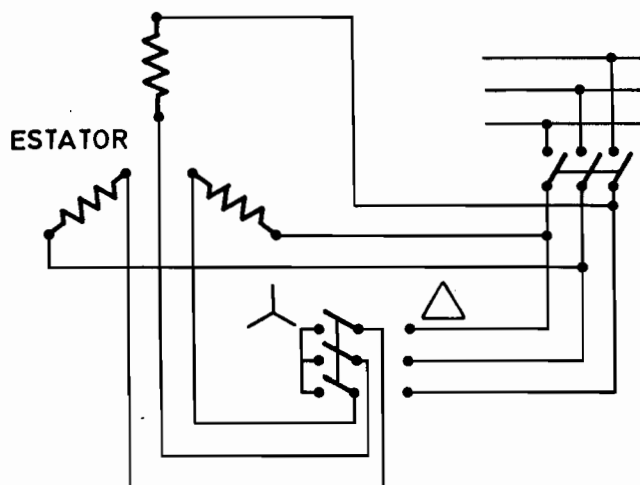


Figura 31.

8. METODOS DE REGULACION DE VELOCIDAD.

El motor de inducción es esencialmente de velocidad constante (cerca a la velocidad síncrona) sin embargo en muchas aplicaciones es necesario operar con diferentes velocidades o poder variar éstas continuamente.

Para variar la velocidad del motor de inducción puede cambiarse la velocidad síncrona de éste por los siguientes métodos:

- a) Cambio del número de polos.
- b) Variación de la frecuencia de alimentación.

Otros métodos consisten en variar el deslizamiento de la máquina, como por ejemplo mediante:

- c) Variación del voltaje de línea.
- d) Variación de la resistencia del rotor.

a) Variación del número de polos.

Mediante un cambio en las conexiones de los enrollados puede conseguirse una variación del número de polos en una proporción de 2 : 1. De esta manera el motor posee dos velocidades síncronas a elección. Estos motores son generalmente del tipo jaula de ardilla. En motores de rotor embobinado sería necesario alterar el número de polos de rotor tal como en el estator.

El efecto de cambiar el número de polos se visualiza en la Fig. 32,

donde los conductores a-a, a'-a', son parte de una fase del enrollado del estator. Las otras fases no se dibujan. En la Fig. 32 (a) están conectados para 4 polos y en la Fig. 32 (b) están conectados para dos polos.

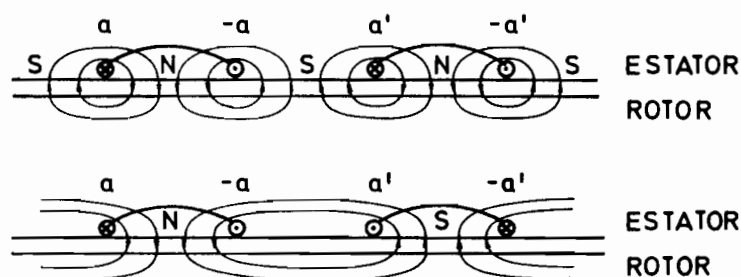


Fig. 32. Variación del número de polos.

b) Variación de frecuencia.

La velocidad síncrona de una máquina de inducción puede controlarse variando la frecuencia de alimentación. Para mantener la densidad de flujo constante y con ésto mantener el torque máximo de la máquina, debe variarse con juntamente con la frecuencia el valor del voltaje aplicado. Como conversor de frecuencia puede usarse un motor de inducción de rotor embobinado, o dispositivos electrónicos de potencia [3].

c) Variación del voltaje de línea.

El torque interno de la máquina es proporcional al cuadrado del voltaje aplicado. Según la característica de torque de carga, variará el punto de operación del sistema y con esto la velocidad y el deslizamiento (ver Fig.33)

Este método se usa en motores pequeños.

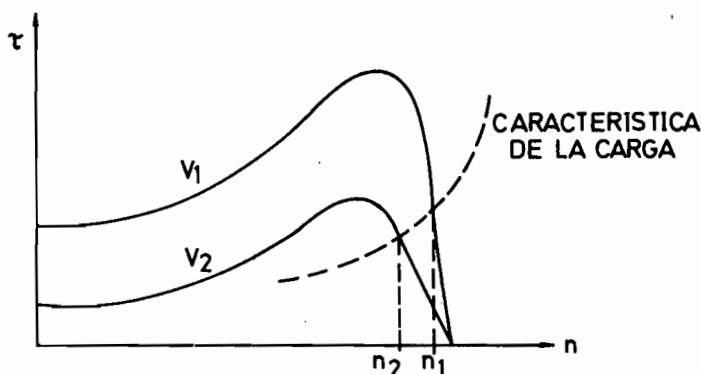


Fig. 33. Variación de V.

d) Variación de la resistencia en el rotor.

Es aplicable sólo a motores de rotor embobinado. Al variar la resistencia en el rotor se desplaza la característica del torque de la máquina y el nuevo punto de operación se fija en la intersección de la nueva curva de torque con la característica de la carga. La desventaja de este tipo de regulación reside en su baja eficiencia a baja velocidad y mala regulación de velocidad para fluctuaciones en la carga.

Otros métodos con los cuales también es posible variar el deslizamiento del motor, emplean dispositivos que permiten alimentar con frecuencia apropiada los enrollados del rotor, fijando de esta manera el deslizamiento de la máquina (sistemas Leblanc, Krämer, Schrage, etc.) [1].

9.- APLICACIONES ESPECIALES DE LA MAQUINA DE INDUCCION.

9.1. Convertidor de frecuencia.

Se ha visto que en el rotor de un motor de inducción se inducen voltajes de frecuencias distintas a la de la red. En la Fig. 34 se muestra un sistema en el cual se inducen en el rotor de la máquina de inducción frecuencias mayores a la de la red.

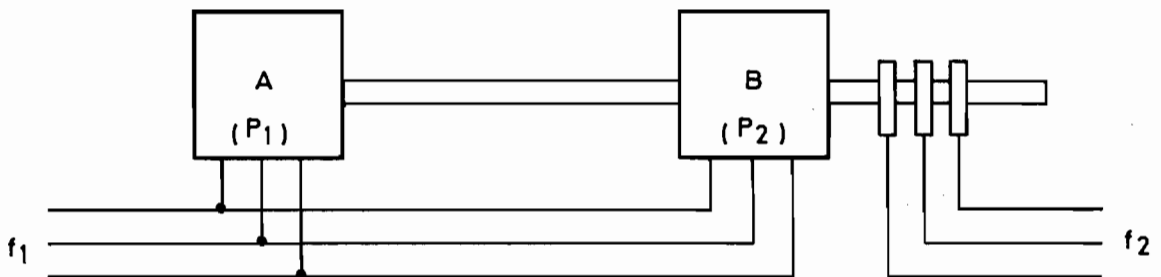


Fig. 34.

La máquina A es un motor de inducción (o síncrono) que rota aproximadamente a su velocidad síncrona. B está conectada de tal manera que el campo rotatorio que se induce en el estator gira en sentido contrario al movimiento del eje, pudiéndose demostrar que se obtiene con esto un deslizamiento en B que vale:

$$s = 1 + \frac{P_2}{P_1}$$

luego la frecuencia

$$f_2 = f_1 \left(1 + \frac{p_2}{p_1} \right)$$

Mediante una elección adecuada de p_1 y p_2 pueden obtenerse distintas frecuencias f_2 .

9.2. Regulador de inducción.

La máquina de inducción de rotor bobinado puede emplearse para regular la tensión de una línea de alimentación. La conexión es como la indicada en la Fig. 35, donde P representa los enrollados primarios y S los enrollados secundarios, pudiendo emplearse los enrollados de estator o rotor como primario, o alternativamente como secundario (sin embargo, por ser la corriente secundaria cercana a 10 veces la primaria es conveniente conectar el rotor como primario y el estator como secundario). El motor debe estar con rotor bloqueado, comportándose igual que un transformador en que las tensiones entre las líneas a', b', c' serán mayores o menores que las tensiones entre a, b, c, dependiendo de la posición relativa de estator y rotor.

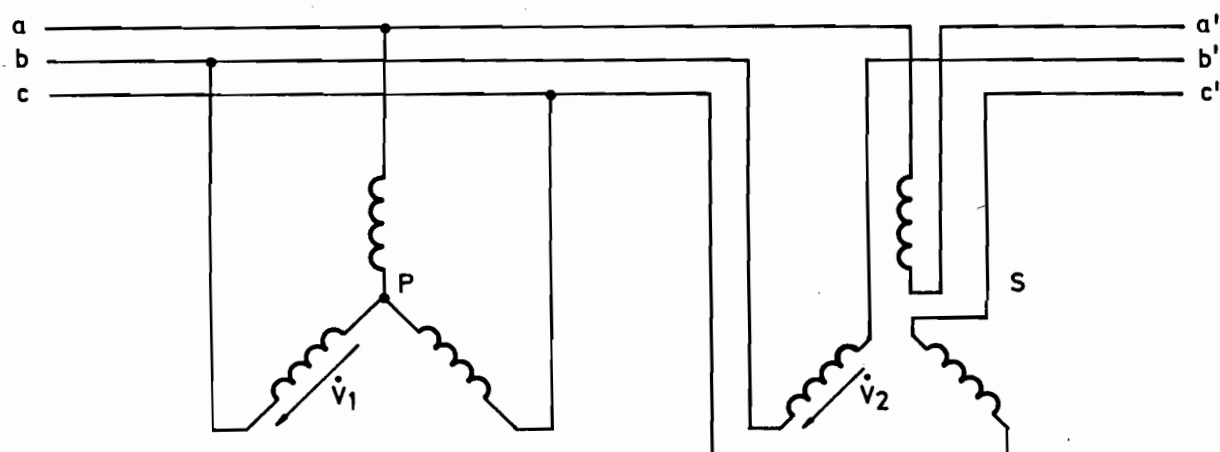


Fig. 35. Regulador de inducción.

El voltaje inducido en el secundario por el campo rotatorio del primario será de magnitud constante, pero el desfase con respecto al primario dependerá de la posición del rotor con respecto al estator. Según se ve del diagrama fasorial (Fig. 36), el voltaje secundario \dot{V}_2 puede variarse desde $V_1 - V_2$ a $V_1 + V_2$ girando el rotor en 180° eléctricos. Un desplazamiento intermedio produce un desfase entre 180° y 0° de los voltajes \dot{V}_2 y \dot{V}_1 .

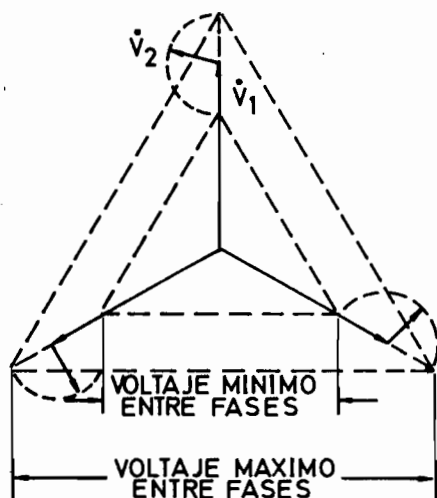


Fig. 36. Diagrama fasor del regulador.

9.3. Generador de inducción.

Se desprende de las fórmulas de torque y potencia que para un deslizamiento del motor de inducción entre cero y uno ($n = n_s$ y $n = 0$ respectivamente) la potencia y el torque resultan positivos, indicando funcionamiento como motor. Para un deslizamiento negativo (velocidad del rotor superior a la síncrona) resultan tanto el torque como la potencia de valor negativo, lo que significa que la máquina actúa como generador.

En este caso el rotor gira a una velocidad superior que la del campo rotatorio del estator. Este campo rotatorio se produce debido a la corriente de magnetización (componente en cuadratura de la corriente) que circula desde la red de alimentación y que debe seguir circulando, aún después que la máquina haya sobrepasado la velocidad síncrona, convirtiéndose en un generador de inducción o asíncrono. Esta corriente de magnetización o excitación debe provenir de una fuente externa, no siendo capaz el generador de autoexcitarse independientemente. Si esta fuente externa se desconecta, la corriente de excitación se hace cero, desapareciendo el flujo de entrehierro y el voltaje; entonces la máquina deja de generar.

Las fórmulas anteriormente deducidas para motores de inducción son válidas también para funcionamiento como generador, para valores negativos de deslizamiento.

El diagrama de círculo de la Fig. 17 puede ser generalizado para funcionamiento como generador, completando el círculo en las regiones de deslizamiento negativo (Fig. 37).

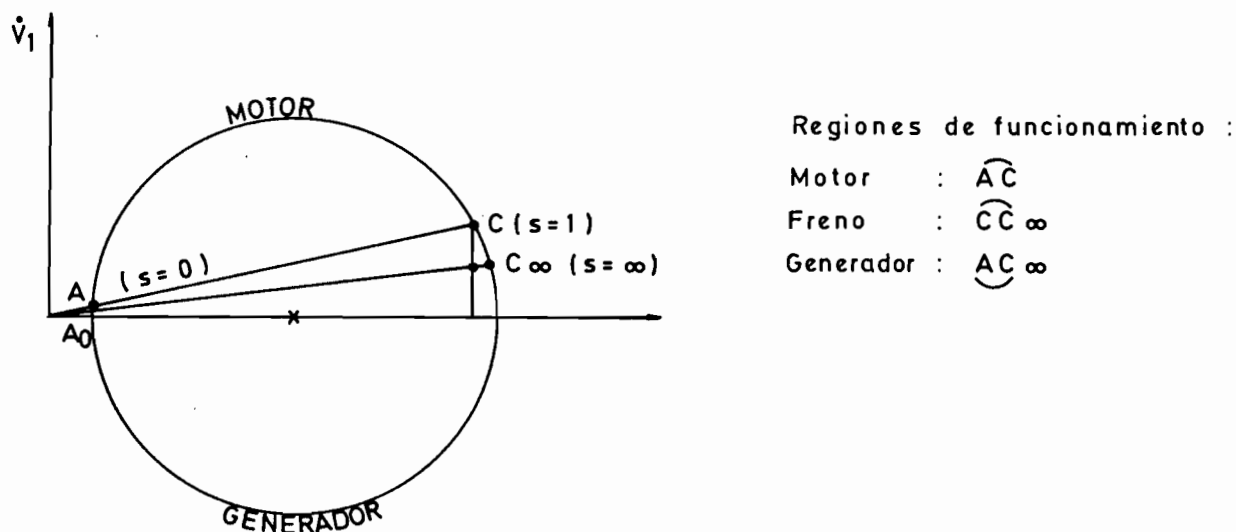


Fig. 37. Diagrama de círculo para motor y generador.

El rango de funcionamiento como generador va desde A a C_{∞} , entregando la máquina potencia a la red desde A_0 en adelante. Sin embargo, en funcionamiento normal como generador, el deslizamiento no es superior a un 3 a 5%, lo que corresponde a la región del círculo cercana a A_0 . Durante todo el funcionamiento debe entregarse al generador la componente magnetizante o de excitación, la que puede ser suministrada por generadores síncronos sobreexcitados o por condensadores en paralelo con el generador (Fig. 38).

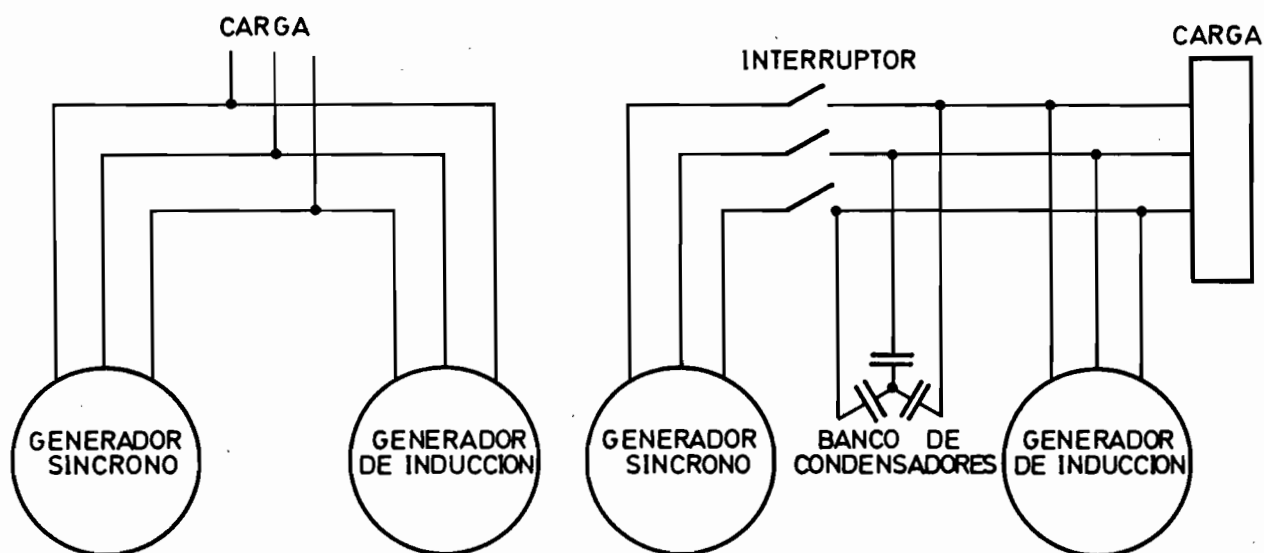


Fig. 38. Alternativas para generadores de inducción.

Al excitar el generador de inducción mediante condensadores, es necesario excitar inicialmente la máquina mediante un generador síncrono para llevarla al voltaje y frecuencias deseadas. Una vez que la carga inductiva sea suministrada por el banco de condensadores, el generador síncrono puede ser desconectado.

La frecuencia del generador de inducción en el primer caso estará dada por el generador síncrono en paralelo. En el segundo caso, la frecuencia del estator, para una velocidad constante del rotor, variará con la carga aplicada ya que el deslizamiento deberá variar para entregar la potencia requerida. También disminuye el voltaje de terminales al aumentar la carga, debido a las mayores caídas en la reactancia de fuga y resistencia de los enrollados del estator, lo que trae una disminución del voltaje que incide en la corriente de magnetización dada por $I_m = \omega CV$, produciéndose un efecto acumulativo semejante al de un generador shunt de corriente continua.

El uso de estos generadores se restringe a casos en que se alimentan cargas de alto factor de potencia y en lugares donde los generadores síncronos son la principal fuente de energía. Las ventajas residen en que no hay necesidad de sincronización a la red, su potencia es instantáneamente disponible, y son de construcción sencilla debido al rotor jaula de ardilla.

10. PROTECCIONES DE MOTORES DE INDUCCION.

Los equipos de control de motores de inducción o maquinaria eléctrica en general deben incluir dispositivos de protección, tanto para el operario como el equipo, contra daños que pueden ser producidos en condiciones normales o anormales de funcionamiento.

Las características que deben cumplir estos dispositivos pueden clasificarse así:

- 1) Protección de operario contra descargas eléctricas por medio de una aislación adecuada y de distancias adecuadas entre partes del equipo bajo control. Entre otras, las normas NEMA dan especificaciones sobre las distancias mínimas que deben observarse entre piezas bajo tensión.
- 2) Protección del operario contra falsos arranques o inversiones de marcha inadvertidos del motor y también velocidad excesiva del mismo.

Para evitar la partida inadvertida de algún motor de control manual debe incluirse una protección de tensión mínima. Siempre que la tensión falle o caiga por debajo del valor de desenganche del contactor de línea y del re

lé de mínima, el motor queda desconectado inmediatamente y se ha de rearmar el equipo de control manualmente cuando reaparece la tensión.

La inversión de la secuencia de fases en un sistema polifásico es equivalente a invertir el giro de un motor y, en este caso, el sentido de giro será opuesto al deseado. Si esta inversión inadvertida en el sentido de giro puede resultar peligrosa para el personal encargado, debe incluirse en el equipo un relé de inversión de fase, que impide el giro del motor cuando la secuencia de fase es incorrecta.

3) Protección de sobrecarga. La sobrecarga de un motor puede definirse como una condición de funcionamiento que ocasiona una circulación de corriente en el motor mayor que la nominal. La protección de sobrecarga protege al motor, a los conductores y aparatos de control contra un calentamiento excesivo debido a la sobrecarga. En esta protección debe considerarse tanto el tiempo de la sobrecarga como la temperatura ambiente.

Las causas más comunes de sobrecarga son:

- a) Sobrecarga sostenida debido a alguna anormalidad mecánica en la carga, o por baja tensión en la línea.
- b) Ciclos de trabajo demasiado rápidos en los motores de trabajo intermitente, tales como paradas y partidas frecuentes, ocasionando un valor eficaz de la corriente sobre el normal.
- c) Carga mecánica excesiva que haga parar el motor por bloqueo o impida el arranque, haciendo circular de esta manera la corriente de partida durante un tiempo excesivo.
- d) Trabajo en dos fases. Puede demostrarse que un motor de inducción desarrolla torque mecánico aún si está conectado sólo a dos fases. En este caso el campo del estator no es rotatorio sino pulsante en una sola dirección, por lo cual el motor no parte solo, sino que solamente desarrolla un torque una vez en marcha. En esta falla las fases en funcionamiento se ven recargadas y ocurre un sobrecalentamiento.
- e) Temperatura ambiente demasiado alta ocasionando una temperatura del motor superior a la permisible aún para las corrientes que no sobrepasan la nominal.

Para proporcionarle una protección adecuada al motor deben estar de acuerdo las características de funcionamiento del dispositivo de sobrecarga con las características de calentamiento del motor. Para obtener el mayor grado de funcionamiento del motor el relé de sobrecarga debe soportar la sobrecarga durante todo el tiempo que necesite el motor para llegar a su temperatura máxima, desconectándolo una vez alcanzado ese punto de temperatura. Este punto es

importante si se desea seleccionar un relé para la protección del motor contra parada por bloqueo, ya que un relé que protege satisfactoriamente contra sobrecargas moderadas puede resultar demasiado lento para la protección contra bloqueo.

Para motores de inducción trifásicos se dispone generalmente una protección con relés de sobrecarga de dos fases. Sin embargo, habría que tomar precauciones si el motor viene alimentado de un transformador ΔY o $Y\Delta$ y se produce la desconexión de una fase en alta, en cuyo caso habría que disponer de 3 relés de sobrecarga, uno en cada fase. (Fig. 39).

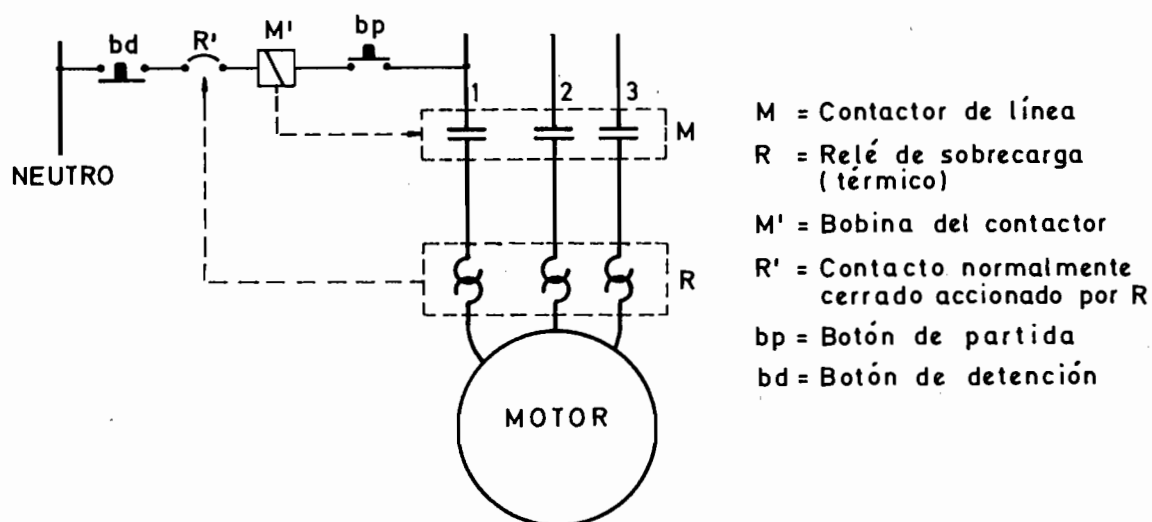


Fig. 39.

Los tipos de relés de sobrecarga más usuales son el relé térmico de sobrecarga y el relé instantáneo.

En el relé térmico de sobrecarga el calor producido por la corriente de carga del motor es transmitido a un elemento térmico, lo que ocasiona la apertura del contacto del relé cuando el elemento haya llegado a una cierta temperatura.

De esta manera es posible fabricar relés de características semejantes a la de las curvas de calentamiento de motores.

Los relés instantáneos de sobrecarga son dispositivos electromagnéticos en los cuales se atrae un inducido por el flujo producido por la corriente de carga del motor que se hace circular en la bobina. Estos relés accionan sus contactos cuando la corriente del motor sobrepasa un cierto valor determinado. Estos relés protegen el motor contra fuertes sobrecargas repentinas, bloqueos por fallas mecánicas, etc.

4) Con el fin de proteger los circuitos de control de un motor o instalación contra cortocircuitos ocurridos en el lado de la carga, se incluye una protección por delante del circuito de control. Esta protección deberá soportar la corriente de partida de los motores alimentados. Los dispositivos principales usados en este tipo de protección son los fusibles y los interruptores de aire. Los fusibles son usados preferentemente en la protección de circuitos de pequeños motores. Respecto a la capacidad de estos dispositivos, las normas NEMA dan valores en % de la corriente nominal de carga para diferentes tipos de motores, como se indica en la tabla 2.

TIPO DE MOTOR	Capacidad de fusibles, en % de la corriente a plena carga.
De jaula de ardilla:	
menos de 30 [A]	250
más de 30 [A]	200
De rotor embobinado	150

TABLA 2.

En los motores marcados por una letra de codificación (según el National Electric Code) las especificaciones de los fusibles en % de la intensidad nominal son las de la Tabla 3.

TIPO DE MOTOR	Capacidad de fusibles, en % de la corriente a plena carga.
Motores de arranque directo:	
Letra A (0 a 3,15 KVA/HP a rotor bloqueado)	150
Letra B a E (3,15 a 5,0 KVA/HP a rotor bloqueado).	250
Letra F y otros (más de 5 KVA/HP a rotor bloqueado)	300
Motores de arranque por autotransf.:	
Letra A	150
Letra B a E	250
Letra F y otros	250

TABLA 3.

11. DESARROLLO TECNOLÓGICO EN EL DISEÑO Y CONTROL DE MÁQUINAS DE INDUCCIÓN.

En el área de máquinas eléctricas, como en cualquier otra área de ingeniería, constantemente se están realizando investigaciones que permiten llevar a cabo innovaciones tecnológicas orientadas a reducir el costo y mejorar el comportamiento de las máquinas.

En el caso particular de las máquinas de inducción, los avances más significativos se refieren a su diseño y construcción y a nuevos mecanismos de control. En lo que se refiere al diseño, se han logrado nuevos materiales aislantes que soportan altas temperaturas (180°C y más), se están elaborando láminas de hierro silicoso de bajas pérdidas y con altos niveles de saturación, se realizan constantemente modificaciones en el diseño de enrollados y núcleo, se perfeccionan cada día más los sistemas de disipación de pérdidas y refrigeración, etc., todo lo cual ha contribuido a reducir notablemente el peso por unidad de potencia en estas máquinas. Actualmente, y apuntando a este mismo objetivo se están diseñando las carcasas con aleaciones de aluminio de alta resistencia mecánica, evitándose así las pérdidas magnéticas presentes en las carcasas tradicionales de hierro fundido, y a la vez se reduce considerablemente el peso.

Respecto al control de motores de inducción, hasta hace algunos años, y de acuerdo a lo mostrado en esta publicación, sólo la máquina de rotor bobinado permitía un control de velocidad en un rango aceptable mediante réostatos externos conectados al rotor. En el motor de jaula de ardilla, que tiene un costo significativamente menor al anterior, prácticamente no se podía controlar la velocidad, salvo mediante métodos poco eficientes como son modificar la tensión de alimentación o diseños especiales que permiten duplicar el número de polos (reducir la velocidad a la mitad). Sin embargo, en la última década ha habido un extraordinario progreso en lo que se denomina electrónica de potencia o electrónica industrial. En efecto, se han desarrollado componentes como diodos, transistores, tiristores, etc. (que antes eran propios de la electrónica de corrientes débiles) que son capaces de soportar grandes tensiones y grandes corrientes, y por lo tanto aplicables en circuitos de potencia. Así, uno de los dispositivos desarrollados en base a estos componentes es el denominado inversor, que permite obtener un voltaje alterno (trifásico o monofásico) de magnitud y frecuencia controlables, a partir de una fuente de tensión continua. La alimentación de motores de inducción de jaula de ardilla mediante inversores, hace posible así controlar en un amplio rango la velocidad mediante la frecuencia, y a la vez permite controlar el torque a través de la magnitud del voltaje. Se han desarrollado diversas técnicas de control, y a la vez diversos diseños de inversor [5]. No obstante, aún se presentan problemas principalmente por el contenido armónico de la onda de voltaje entregada por el inversor, que produce un comportamiento

deficiente y calentamiento excesivo del motor, pero se espera que los estudios que se realizan en esta área los solucionarán a muy corto plazo.

Cabe indicar aquí que el Departamento de Ingeniería Eléctrica, a nivel nacional, realiza permanentemente aportes en esta área mediante investigaciones y proyectos relativos a los aspectos antes señalados.

12. BIBLIOGRAFIA.

- [1] A.S. Langsdorf : "Teoría de las máquinas de corriente alterna", Mac Graw Hill, 1971.
- [2] M. Liwschitz-Garik y C. Whipple : "Máquinas de corriente alterna", C.E.C.S.A., 1971.
- [3] A.E. Fitzgerald, C. Kingsley y A. Kusko : "Teoría y análisis de las máquinas eléctricas", Ed. Hispano Europea, 1975.
- [4] A.E. Knowlton : "Standard Handbook for Electrical Engineers", Mac Graw Hill.
- [5] J. Murphy : "Thyristor control of A.C. motors", Pergamon, 1973.

Comisión editora : Ariel Valdenegro E.

Jorge Romo L.