

### 6.3 EL TORQUE ELECTROMAGNETICO

En la figura 6.13 se muestra una máquina síncrona de rotor cilíndrico para facilitar el análisis, donde se muestra los vectores representativos de los campos magnéticos del estator  $F_e$  y del rotor  $F_r$ , cuyas magnitudes son las amplitudes de las ondas del campo giratorio y del campo inductor respectivamente.

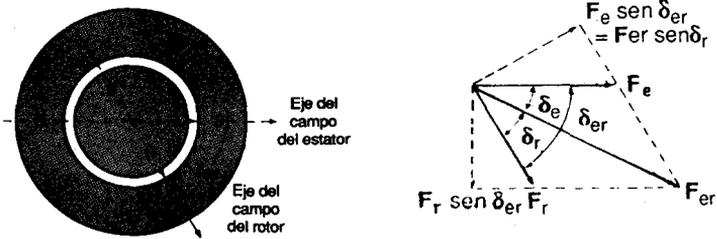


Fig. 6.13 Los campos magnéticos del estator y rotor de la máquina síncrona

En la misma figura se muestra los ángulos entre los campos del estator y del rotor y entre éstos y el campo resultante  $F_{er}$ .

Se demuestra en el libro "Teoría y Análisis de las Máquinas Eléctricas" de Fitzgerald, que el torque electromagnético de una máquina de rotor cilíndrico es proporcional a las f.m.m.s del estator y del rotor y al seno del ángulo que forman entre sí:

$$T = k \cdot F_e \cdot F_r \cdot \text{sen } \delta_{er}$$

donde  $k$  es igual a:

$$k = \frac{p \mu_r \pi \cdot D \cdot l}{4 g}$$

El torque electromagnético también puede expresarse de la siguiente manera:

$$T = \frac{\pi}{2} \left( \frac{p}{2} \right)^2 \phi_{er} \cdot F_r \cdot \text{sen } \delta_r$$

En el capítulo 6.5 se demuestra que el flujo resultante  $\phi_{er}$  despreciando la impedancia de dispersión del bobinado del estator, es igual a:

$$\phi_{er} = \frac{V_t}{4.44 k_w \cdot f \cdot N_{fase}}$$

Obsérvese que el flujo resultante permanece prácticamente constante aunque se varíe la carga con tal que la tensión en bornes  $V_t$  y la frecuencia  $f$  de la red permanezcan constantes.

En condiciones permanentes la f.m.m. del rotor  $F_r$  permanece constante por cuanto la corriente de excitación que la produce es constante:

$$F_r = N_p \cdot I_{ex}$$

En la figura 6.14 se muestra la curva característica de torque - ángulo  $\delta_r$  para una máquina síncrona funcionando tanto como motor como generador. Se observa que el torque, en estas condiciones, depende sólo del seno del ángulo  $\delta_r$  medido a partir de  $F_r$ .

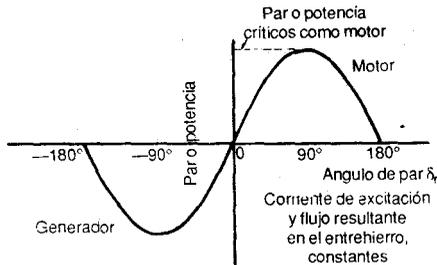


Fig. 6.14 Curva de torque - ángulo  $\delta_r$ .

Se explicará el uso de esta curva haciendo funcionar la máquina síncrona como motor.

Con una ligera carga en el eje, se requiere un torque electromagnético relativamente pequeño, por lo que también será pequeño el ángulo  $\delta_r$ . Véase la figura 6.15(a).

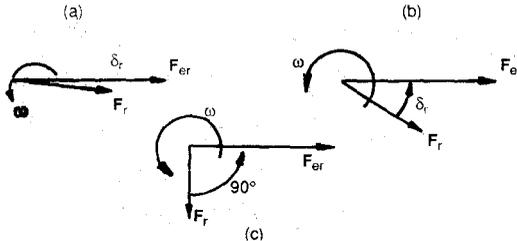


Fig. 6.15 Trabajo del motor síncrono con carga.

Al añadir carga al eje, el rotor debe retrasarse respecto al campo giratorio del estator hasta que  $\delta_r$  adquiera el valor necesario para crear el nuevo par motor requerido. Véase la figura 6.15 (b).

El reajuste es un proceso dinámico que va acompañado de una disminución transitoria de la velocidad de giro del rotor y de una serie de oscilaciones mecánicas amortiguadas del mismo (rotor) alrededor de su nueva posición. Véase la figura 6.16. Este movimiento se denomina *penduleo* (oscilación pendular).

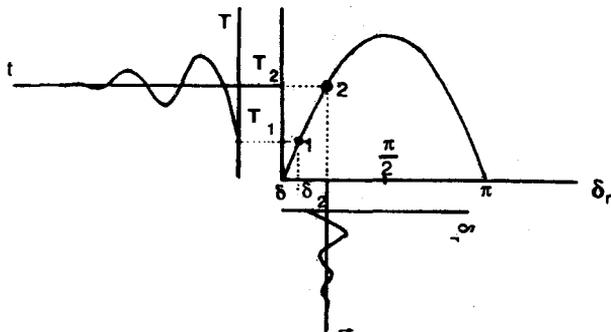


Fig. 6.16 Comportamiento transitorio de la máquina síncrona durante las variaciones de carga.

Una vez alcanzado el nuevo valor de  $\delta_r$  se tiene un nuevo torque que permitirá que  $F_{er}$ ,  $F_e$  y  $F_r$  giren a la misma velocidad, es decir, conjuntamente, manteniendo, así, el sincronismo.

En la práctica, puede variar, también, la densidad de flujo resultante debido a la saturación y pérdidas por dispersión del flujo.

Cuando  $\delta_r$  vale  $90^\circ$  eléctricos (para una tensión y corriente de excitación dadas) se consigue el torque máximo posible, llamado torque motor crítico o límite. Véase la figura 6.15(c).

El torque crítico limita la sobrecarga instantánea máxima que se puede aplicar a un motor síncrono.

El valor del torque crítico se puede aumentar aumentando la corriente de excitación (y, por lo tanto,  $F_r$ ) o la tensión en bornes (y, por lo tanto,  $\phi_{er}$ ). Véase la figura 6.17.

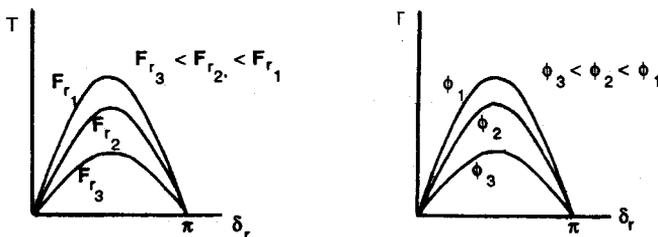


Fig. 6.17 Incremento de la capacidad de la máquina síncrona.

Si la demanda de potencia excede el punto crítico, el motor pierde velocidad debido al mayor torque requerido en el eje; desaparece, así, el sincronismo pues los campos del rotor y del estator ya no permanecen estacionarios el uno respecto al otro. Este fenómeno se conoce con el nombre de **pérdida de sincronismo**.

Si una máquina síncrona se conecta como generador a una red de CA de tensión y frecuencia constantes, suministrará energía a dicha red cuando su rotor sea movido mecánicamente de tal modo, que el campo magnético del mismo vaya adelantado respecto al campo del estator. Véase la figura 6.18.

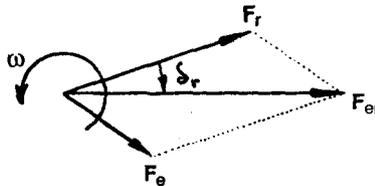


Fig. 6.18 Funcionamiento como generador.

Si el torque engendrado por la máquina motriz que arrastra el rotor fuere superior al torque crítico del generador, se perderá el sincronismo aumentando rápidamente la velocidad, por lo que se requiere en dichas máquinas un regulador de velocidad de respuesta rápida que actúe sobre el motor primo para evitar que se llegue a velocidades peligrosas.

## 6.4 LA F.E.M. INDUCIDA

Según la ley de Faraday, la f.em. inducida  $e$  en una bobina concentrada en un par de ranuras de  $N$  espiras en serie es la derivada del flujo concatenado con respecto al tiempo:

$$e = -\frac{d\lambda}{dt}$$

El signo menos (-) indica que, al decrecer el flujo abarcado por la bobina, se induce en ella una tensión de signo tal, que tiende a producir una corriente que se opone a la disminución del flujo abarcado.

El flujo concatenado  $\lambda$ , como se sabe, es el flujo  $\phi$  de un campo magnético por el número  $N$  de espiras de la bobina que abraza. El flujo concatenado va a depender de la posición relativa del campo inductor con respecto a la bobina estática.

La densidad de campo inductor  $B$  se vio que se distribuye senoidalmente en el espacio según la expresión (véase también la figura 6.19):

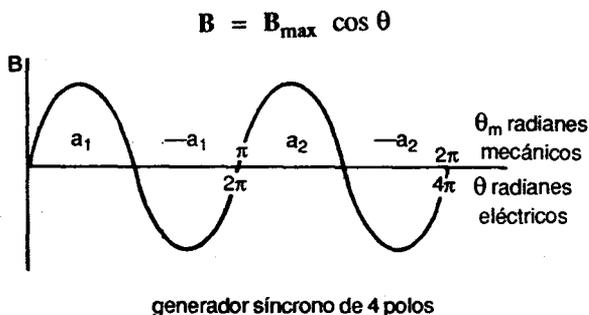


Fig. 6.19 Distribución del campo inductor.

El flujo por polo en el entrehierro es la integral de la densidad de campo  $B(\theta)$  a través del área que atraviesan las líneas de flujo, es decir, que, en una máquina de dos polos, se cumple lo siguiente:

$$\phi = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_{\max} \cos \theta \cdot l \cdot R \cdot d\theta = 2 l R B_{\max}$$

En una máquina de  $p$  polos el flujo por polo es igual a:

$$\begin{aligned} \phi &= 4 B_{\max} l \cdot R / p \\ &= 2 B_{\max} A / p \end{aligned}$$

donde:  $A = 2 l R$ .

Frente al polo considerado no siempre se va a tener flujo que abrace a las  $N$  espiras, en cuyo caso, el flujo concatenado con la bobina es máximo (véase la figura 6.20 (a)), sino que habrá posiciones para las cuales las líneas de flujo, en lugar de abrazar a las espiras, las atravesarán; el caso más crítico es cuando ninguna espira es abrazada por las líneas de flujo, es decir, cuando el flujo las atraviesa o las corta a todas, en cuyo caso el flujo concatenado con la bobina es cero (véase la figura 6.20 (b)).

Todo esto significa que si se toma el eje de la bobina del estator como eje de referencia, al girar el rotor (en sentido antihorario, por ejemplo) el eje magnético de la bobina inductora formará un ángulo  $\alpha = \omega t$  con el eje de referencia. Véase la figura 6.20 (c).

Se observa, entonces, que el flujo concatenado dependerá del tiempo del siguiente modo:

$$\begin{aligned}\lambda &= \lambda_{\max} \cos \alpha \\ &= \lambda_{\max} \cos \omega t \\ &= N \phi_{\max} \cos \omega t\end{aligned}$$

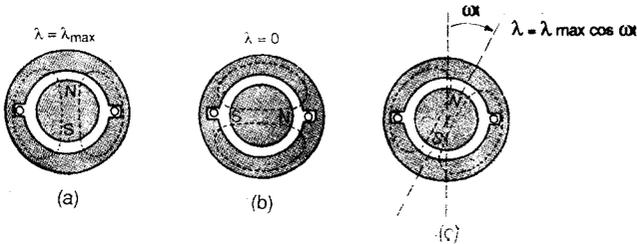


Figura 6.20 Variación del flujo concatenado.

Aplicando la expresión de la ley de Faraday al flujo concatenado se obtiene:

$$\begin{aligned}e &= -\frac{d}{dt} (N \phi_{\max} \cos \omega t) \\ &= N \left( -\frac{d}{dt} (\phi_{\max} \cos \omega t) \right) \\ &= N \left( -\phi_{\max} (-\omega \sin \omega t) - (\cos \omega t) \frac{d\phi_{\max}}{dt} \right) \\ &= N \left( \omega \phi_{\max} \sin \omega t - \frac{d\phi_{\max}}{dt} \cos \omega t \right) \\ &= \omega N \phi_{\max} \sin \omega t - N \frac{d\phi_{\max}}{dt} \cos \omega t\end{aligned}$$

El primer término del segundo miembro de esta ecuación es la tensión inducida debido al movimiento relativo entre la bobina y el campo; es la componente de estado permanente. El segundo término es la tensión inducida a manera de transformador, la cual existirá sólo si hay variación en la amplitud  $\phi_{\max}$  de la onda de flujo en el entrehierro.

El flujo máximo  $\phi_{\max}$  es constante cuando la máquina trabaja en condiciones estables normales; en este caso, la f.e.m. inducida se reduce simplemente a la debida al movimiento:

$$e = \omega N \phi_{\max} \sin \omega t$$

Tratándose de corrientes alternas, tiene más interés el valor eficaz de la tensión que los valores instantáneos.

Según la última ecuación, el valor máximo de la f.e.m. inducida es:

$$E_{\max} = \omega N \phi_{\max} = 2 \pi f N \phi_{\max}$$

y, el valor eficaz:

$$E_{\text{ef}} = \frac{2 \pi}{\sqrt{2}} f N \phi_{\max} = 4.44 f N \phi_{\max}$$

siendo  $f$  la frecuencia en Hertz.

La f.e.m. inducida en una bobina concentrada pasa por un ciclo completo de valores por cada revolución de la máquina de dos polos. Su frecuencia en ciclos/segundo o en Hertz es igual a la velocidad angular del rotor en revoluciones/segundo, es decir, que la frecuencia eléctrica está sincronizada con la velocidad mecánica, razón por la cual estas máquinas se denominan SINCRONAS.

La mayor parte de las máquinas síncronas tiene más de dos polos.

En la figura 6.21 se representa una máquina síncrona elemental monofásica de 4 polos en la que las bobinas inductoras se conectan de modo que los polos sean alternativamente un norte y un sur.

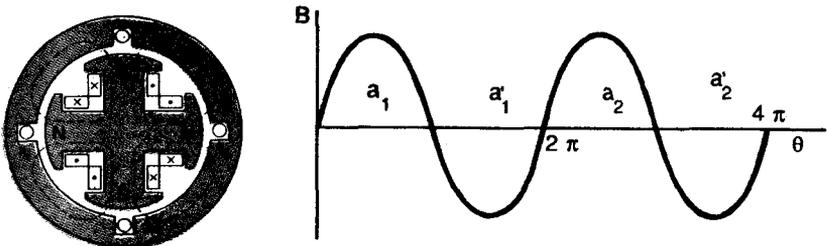


Fig. 6.21 Máquina síncrona de 4 polos.

A lo largo de la periferia, la distribución de densidad de flujo inductor abarca dos ondas o ciclos completos como puede verse en la misma figura a la derecha.

En este caso el devanado inducido consta de dos bobinas  $a_1$ ,  $a_1'$  y  $a_2$ ,  $a_2'$  unidas en serie por medio de sus conexiones extremas.

El espacio abarcado por cada bobina equivale a una semionda de flujo, y la tensión inducida recorre dos ciclos completos por cada revolución del rotor: la frecuencia  $f$  en Hz es el doble que la velocidad en rev/s.

Cuando en una máquina existe más de dos polos, se considera sólo dos de ellos teniendo en cuenta que las condiciones eléctricas, magnéticas y mecánicas relativas a cada uno de los restantes pares de polos no son más que una repetición de las existentes para el par considerado.

En general, el ángulo  $\theta_e$  eléctrico es mayor que el ángulo  $\theta_m$  mecánico en un número de  $p/2$  veces:

$$\theta_e = \frac{p}{2} \theta_m$$

y de aquí:

$$\omega_e = \frac{p}{2} \omega_m \quad (\text{rad/s})$$

Como:

$$\omega_e = 2 \pi f \quad \text{y} \quad \omega_m = \frac{2 \pi n}{60}$$

donde  $n$  es la velocidad angular en rpm, entonces:

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

y de aquí:

$$n = \frac{120 f}{p} \quad (\text{rpm})$$

que se conoce con el nombre de velocidad de sincronismo.

Todos los generadores síncronos son trifásicos debido a las ventajas que tiene este sistema en la producción, transmisión y utilización de potencias fuertes.

Para obtener un sistema trifásico se requiere 3 bobinas desplazadas  $120^\circ$  magnéticos entre sí, tal como se representa esquemáticamente en la figura 6.22. La figura representa una máquina trifásica elemental de 2 polos con una bobina por fase, señaladas éstas con las letras a, b y c respectivamente.

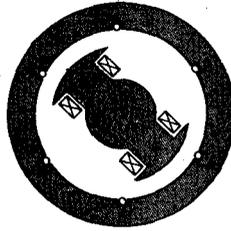


Fig. 6.22 Máquina trifásica elemental de 2 polos.

En una máquina elemental de 4 polos se requerirá, por lo menos, 2 grupos de 3 bobinas cada uno y, en general, una máquina de  $p$  polos requerirá  $p/2$  grupos.

En la figura 6.23 se representa una máquina trifásica elemental de 4 polos.

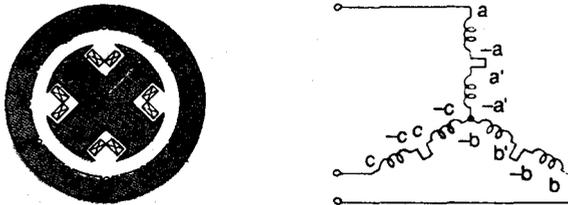


Fig. 6.23 Máquina elemental de 4 polos.

Las dos bobinas correspondientes a cada fase de esta figura se conectan en serie de forma que se sumen sus respectivas tensiones, y las tres fases así formadas pueden conectarse entre si en estrella o en triángulo. La figura de la derecha corresponde a la conexión estrella de los devanados.

## 6.5 FACTORES DE DISTRIBUCION Y DE PASO

En el subcapítulo anterior se encontró que la f.em. eficaz por fase es igual a:

$$E_{ef} = 4.44 f N \Phi_{max}$$

donde  $N$  es el número total de espiras en serie por fase.

Todos estos devanados elementales son concentrados y abarcan un paso polar, ya que los dos lados de cualquier bobina están separados  $180^\circ$  magnéticos, y todas sus espiras están concentradas en un par de ranuras.

En la práctica, las bobinas del devanado inducido correspondientes a cada fase se distribuyen en un cierto número de ranuras, como se ve en la figura 6.24.

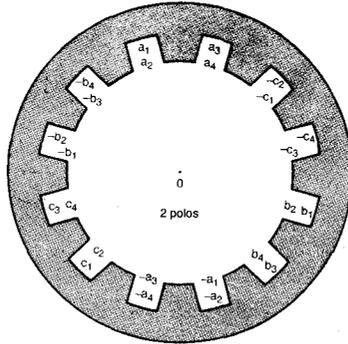


Fig. 6.24 Distribución del bobinado de una máquina síncrona trifásica.

Un devanado distribuido aprovecha más el hierro y el cobre y mejora la forma de onda.

En los devanados distribuidos es preciso aplicar un factor de corrección  $k_b$  ya que las f.e.m.s. inducidas en cada una de las bobinas que forman un grupo de fase están algo desfasadas entre sí.

Al conectarlas en serie, su suma vectorial es menor que la suma aritmética:

$$0.85 < k_b < 0.95$$

para un devanado trifásico.

Tratándose de devanados distribuidos, la f.e.m. eficaz inducida por fase se convierte en:

$$E_{cf} = 4.44 f \cdot k_b \cdot N \cdot \Phi_{max}$$

Sin embargo, las ondas de f.e.m. y de campo inducidos de los devanados distribuidos de paso diametral o polar de  $180^\circ$  tienen el inconveniente de presentar armónicos aparte de producir longitudes grandes de las cabezas de bobina.

Estos dos inconvenientes se superan acortando el paso de las bobinas a un ángulo menor que  $180^\circ$  a costa de una mayor reducción en el valor de la f.e.m. inducida. Para obtener el valor final de la f.e.m. inducida se utiliza otro factor adicional, el factor de paso  $k_p$ .

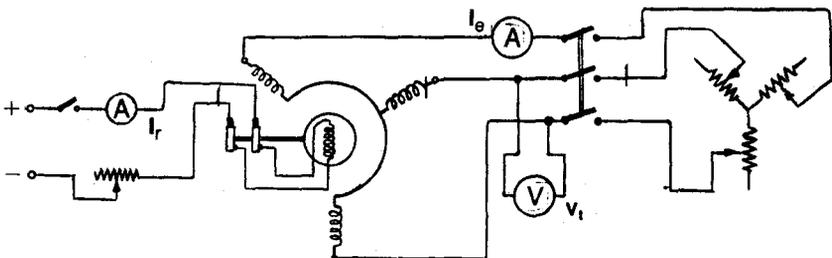
Estos dos efectos pueden englobarse en un factor de bobinado  $k_w = k_b \cdot k_p$ , de modo que la f.e.m. puede expresarse del siguiente modo:

$$E = 4.44 k_w \cdot f \cdot N \cdot \Phi_{max}$$

# Capítulo 7

## LA MAQUINA SINCRONA EN REGIMEN ESTABLE

- 7.1 La máquina de rotor cilíndrico
- 7.2 Circuito equivalente
- 7.3 Reactancia síncrona
- 7.4 La regulación
- 7.5 Características internas: curvas de vacío y de cortocircuito
- 7.6 Las reactancias síncronas no saturada y saturada
- 7.7 Ecuación potencia-ángulo
- 7.8 La máquina de polos salientes  
Reactancias de ejes directo y cuadratura  
Ecuación potencia-ángulo
- 7.9 Potencia, pérdidas y eficiencia
- 7.10 Curvas de características exteriores,  
de carga y de regulación
- 7.11 El motor síncrono. Mejora del factor de potencia
- 7.12 Generadores en paralelo
- 7.13 Datos de placa





# LA MAQUINA SINCRONA EN REGIMEN ESTABLE

## 7.1 LA MAQUINA DE ROTOR CILINDRICO

El entrehierro de la máquina sincrona de rotor cilíndrico es constante. Esto simplifica bastante su análisis por cuanto el circuito magnético será el mismo tanto en el eje directo (eje principal) como en el eje en cuadratura (eje neutro).

En la figura 7.1 se muestra el esquema eléctrico simple correspondiente a una máquina sincrona de rotor cilíndrico con el bobinado del estator conectado en estrella, por ejemplo, el de un generador conectado a una carga trifásica balanceada.

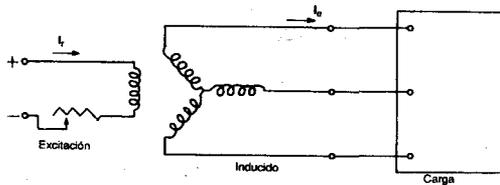


Fig. 7.1 Generador trifásico conectado a una carga

Las tres corrientes distribuidas simétricamente en el tiempo y circulando por las tres bobinas distribuidas simétricamente en el espacio dan lugar a la aparición de un campo magnético giratorio que se distribuye senoidalmente en la periferia. Este campo es de amplitud constante y velocidad también constante e igual a la velocidad de sincronismo.

En la figura 7.2 se representa el diagrama de vectores de campo de un generador donde se cumple:

$$\vec{F}_{er} = \vec{F}_e + \vec{F}_r$$

Estos tres diagramas son proporcionales debido a que el entrehierro es constante:

$$\phi = \frac{F}{R} = \left( \frac{1}{R} \right) F \quad \text{y} \quad \lambda = N \phi$$

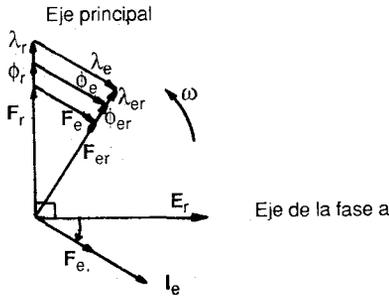


Fig. 7.2 Diagramas vectoriales de las f.m.m.s., flujos y flujos concatenados del estator, rotor y resultante.

Al mismo tiempo, los flujos concatenados con la armadura  $\lambda_e$ ,  $\lambda_r$  y  $\lambda_{er}$  dan lugar a las f.e.m.s.  $E_e$ ,  $E_r$  y  $E_{er}$  respectivamente cuyos fasores aparecen atrasados  $90^\circ$  de los flujos concatenados respectivos tal como se muestra en la figura 7.3.

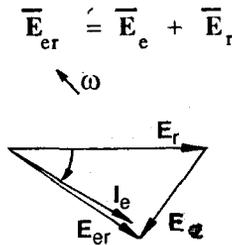


Fig. 7.3 Diagrama fasorial de f.e.m.s. en un generador.

## 7.2 CIRCUITO EQUIVALENTE

El diagrama fasorial de las f.e.m.s. inducidas en la armadura es equivalente al de la figura 7.4, donde se muestra también el diagrama circuital equivalente donde se considera que en el componente serie del circuito se produce una caída de tensión igual a  $(-E_e)$ .

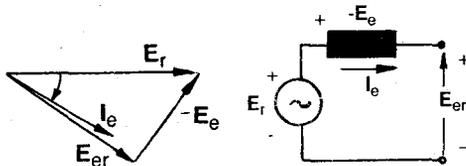


Fig. 7.4 Diagramas fasorial y circuital equivalentes de las f.e.m.s. inducidas.

Partiendo del circuito equivalente de la figura 7.4, se cumple:

$$\bar{E}_r = \bar{E}_{er} + (-\bar{E}_e)$$

Como la corriente de armadura  $I_e$  está en fase con el flujo concatenado  $\lambda_e$ , la f.e.m.  $E_e$  está a  $90^\circ$  de  $I_e$ .

En el diagrama fasorial de la figura 7.4 se ve que la corriente de armadura  $I_e$  atrasa  $90^\circ$  a la tensión  $-E_e$ , lo cual se cumple en elementos inductivos por lo que dicho elemento en serie se considera como una reactancia que se conoce con el nombre de reactancia magnetizante o reactancia de reacción de armadura  $X_m$ . Véase la figura 7.5.

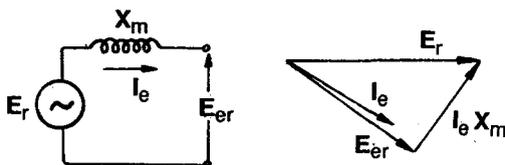


Fig. 7.5 Diagramas circuital y fasorial equivalentes del generador.

Aquí se cumple lo siguiente:

$$\begin{aligned}\bar{E}_r &= \bar{E}_{er} + \bar{I}_e \times \bar{X}_m \\ &= \bar{E}_{er} + \bar{I}_e (X_m \underline{90^\circ})\end{aligned}$$

### 7.3 REACTANCIA SINCRONA

Aunque las configuraciones de los embobinados y de los circuitos magnéticos en máquinas rotativas son más complejos que aquéllos en transformadores convencionales, la naturaleza de los flujos de dispersión en ambos es similar.

La reactancia de dispersión en una máquina de rotor cilíndrico varía entre 0.09 y 0.2 veces la reactancia magnetizante y es prácticamente constante por cuanto su circuito magnético es de aire.

El flujo de dispersión equivalente  $\phi_d$  y el flujo  $\phi_e$  de la reacción de armadura están en fase con la corriente en una fase dada del embobinado de armadura.

La inductancia magnetizante  $L_m$  y la inductancia de dispersión  $L_d$  pueden, por lo tanto, ser sumadas, como también las respectivas reactancias  $X_m$  y  $X_d$  para dar lugar a la reactancia sincrónica  $X_s$ :

$$\begin{aligned}L_s &= L_m + L_d \\ \omega L_s &= \omega L_m + \omega L_d \\ X_s &= X_m + X_d\end{aligned}$$

La reactancia magnetizante depende de la reluctancia  $R$  del circuito magnético compuesto por el rotor, el estator y el entrehierro ( $L = N^2 / R$ ). Debido al entrehierro esta reluctancia es relativamente alta y se mantiene constante mientras no se sature el circuito magnético, por lo que la reactancia síncrona no saturada  $X_s$  (NS) es prácticamente constante.

Quando el circuito magnético se satura, la reluctancia aumenta por lo que la reactancia síncrona disminuye de valor conforme aumenta la saturación. Entonces, recibe el nombre de reactancia síncrona saturada  $X_s$  (S) y es variable.

Por su parte, cada fase de la máquina presenta una resistencia interna capaz de medirse con un ohmímetro y que se denomina resistencia de armadura  $r_a$ , cuyo valor es bastante pequeño y que en máquinas grandes es despreciable comparado con  $X_d$ . Esta resistencia produce pérdida de potencia y caída de tensión cuando circula la corriente de armadura.

### 7.4 LA REGULACION

Si la resistencia de armadura  $r_a$  y la reactancia de dispersión  $X_d$  fueran cero, entonces, la f.e.m. resultante  $E_{er}$  sería igual a la tensión en bornes  $V_t$ . Sin embargo, ya que éste no es el caso, véase la figura 7.6:

$$\bar{E}_{er} = \bar{V}_t + \bar{I}_e (r_a + j X_d)$$

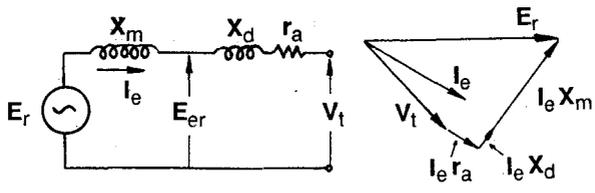


Fig. 7.6 Circuito equivalente completo.

Igual que en el caso de un transformador o de un generador de corriente continua, se define la **regulación de tensión** de un generador síncrono a una carga determinada, como:

$$\text{Reg}(\%) = \frac{V_o - V_t}{V_t} \times 100$$

donde:

- $V_t$ , tensión terminal por fase con carga,
- $V_o$ , tensión terminal por fase en vacío.

Conociendo  $X_s$  (para un generador de rotor cilíndrico) y  $V_t$  se puede encontrar  $E_r$  igual a  $V_o$  y, en consecuencia, determinar la regulación de tensión.

A diferencia de lo que ocurre con un generador de corriente continua, la re-

gulación de tensión de un generador síncrono puede llegar a ser negativa, dependiendo del factor de potencia y de la carga.

En la figura 7.7 se muestra el diagrama fasorial para factores de potencia en adelanto y en atraso.

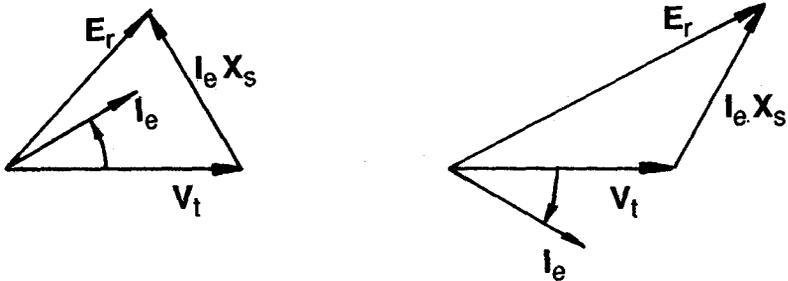


Fig. 7.7 Diagrama fasorial de un generador síncrono.

## 7.5 CARACTERÍSTICAS INTERNAS: CURVA DE VACIO Y DE CORTOCIRCUITO

Las pruebas se llevan a cabo principalmente por dos razones. La primera es para demostrar que las especificaciones del contrato se han llenado; y la segunda, para obtener los parámetros pertinentes para la evaluación del comportamiento. Cuando se prueba para llenar las especificaciones, se deberá seguir procedimientos normalizados, por ejemplo, los aprobados por la IEEE, y modificados por el contrato. Las pruebas, como se describe, son para obtener los parámetros necesarios en la evaluación del comportamiento.

Sometiendo la máquina a las pruebas de circuito abierto o vacío y de cortocircuito se obtienen las respectivas curvas, las cuales permitirán determinar, entre otras cosas, la reactancia síncrona saturada aproximada y la no saturada.

La reactancia síncrona no saturada es constante debido a que la reluctancia del hierro no saturada es despreciable.

### 7.5.1 Característica de vacío

Puesto que el circuito magnético en una máquina síncrona contiene materiales ferromagnéticos, la primera prueba es para determinar la característica en vacío o de circuito abierto (llamada también de excitación o de magnetización de la máquina).

El circuito equivalente monofásico de un generador síncrono trifásico para las condiciones de vacío se muestra en la figura 7.8. La ausencia de carga en los bornes del generador hace que la corriente de armadura  $I_e$  sea igual a cero.

Para obtener la característica de vacío, la máquina se hace girar sin carga a la velocidad de sincronismo por medio de un motor primo.

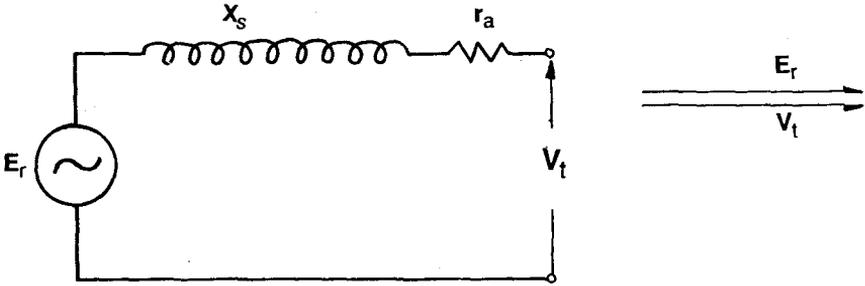


Fig. 7.8 Generador sincrónico en vacío.

Se toma lecturas de tensión en los bornes de la armadura para diversos valores de la corriente de excitación o de campo. La curva resultante se muestra en la figura 7.9, en la que se prefiere graficar usando los valores de la tensión en bornes del equivalente monofásico.

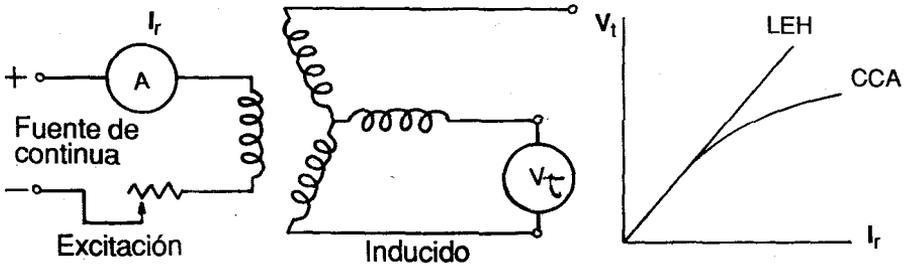


Fig. 7.9 Característica de vacío.

Si se registra la potencia mecánica de entrada se obtienen las pérdidas rotacionales en vacío. Estas son las pérdidas por fricción mecánica y por ventilación, que son constantes, y las pérdidas en el núcleo, de circuito abierto, que son proporcionales al flujo y, por tanto, a la tensión inducida.

Si la saturación no ocurriera en las partes del acero, la característica de vacío sería una línea recta denominada la línea de entrehierro LEH, puesto que queda determinada primordialmente por el entrehierro.

Se supone que la curva CCA de circuito abierto es la curva de magnetización bajo las condiciones de saturación.

→ Esta curva proporciona información de saturación que puede usarse para obtener los valores correctos de las reactancias afectadas por la saturación.

Esto se puede lograr por medio de un factor de saturación  $k$  que es la relación entre la corriente de campo requerida para una determinada tensión en la CCA y la corriente de campo que se requiere para la misma tensión en la LEH. Véase la figura 7.10. El uso del factor  $k$  se presentará después de que se haya explicado la prueba de cortocircuito.

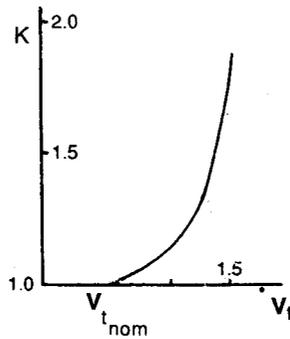


Fig. 7.10 El factor de saturación  $k$ .

### 7.5.2 Característica de cortocircuito

La prueba de cortocircuito, como su nombre lo indica, se lleva a cabo cortocircuitando los tres terminales del bobinado de la armadura tal como se ve en la figura 7.11. Durante el ensayo se miden la corriente de armadura  $I_e$  y la corriente de excitación  $I_r$ , mientras que la velocidad del generador se mantiene prácticamente constante.

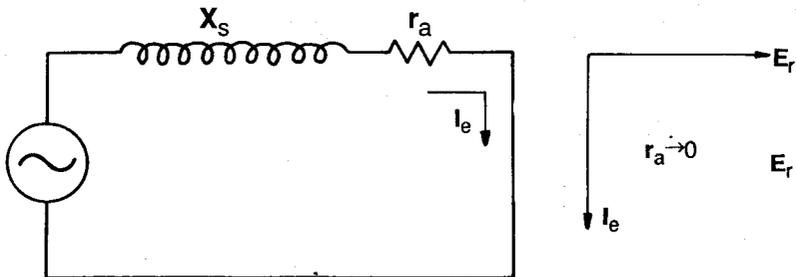


Fig. 7.11 Ensayo de cortocircuito del generador.

En la figura 7.12 se presenta la gráfica de la característica de cortocircuito CCC con la corriente de armadura  $I_e$  en función de la corriente de excitación  $I_r$ . Es interesante observar que esta gráfica es una línea recta. Esto se debe al

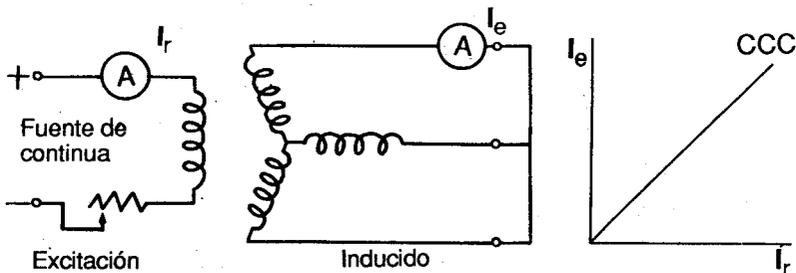


Fig. 7.12 Característica de cortocircuito.

efecto de la reacción de armadura el cual da lugar a un flujo resultante muy pequeño tal como puede observarse en el diagrama vectorial de la figura 7.13. Esto trae como consecuencia que la máquina no se sature y que su comportamiento sea lineal.

Durante la ejecución de la prueba de cortocircuito, el circuito equivalente de la figura 7.11 se aplica para  $V_t$  igual a cero. Esto indica explícitamente que la f.e.m.  $E_r$  debida al campo inductor debe ser igual a la caída de tensión en la impedancia sincrónica  $Z_s$ :

$$\bar{E}_r = \bar{I}_e (r_a + j X_s)$$

El valor de la corriente de cortocircuito  $I_e$  se mide durante la prueba, mientras que el valor de  $E_r$  se puede determinar de la CCA para la correspondiente corriente de excitación  $I_r$ .

Durante la prueba de cortocircuito, la corriente de armadura  $I_e$  se atrasa de la f.e.m.  $E_r$  por un ángulo de cerca de  $90^\circ$  eléctricos como resultado de que  $X_s$  es mucho mayor que  $r_a$ .

En la figura 7.13 se observa la posición relativa de los vectores de campo y de los fasores de f.e.m. cuando el generador trabaja cortocircuitado.

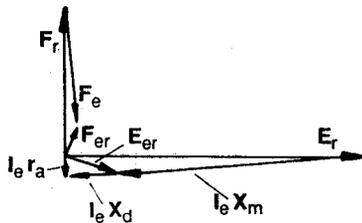


Fig. 7.13 Diagrama vectorial de campos y f.e.m.s.

Como se puede ver en el diagrama, el campo del rotor  $F_r$  es mucho menor que el campo del estator  $F_e$  y, en general, es aproximadamente el 15% de éste.

## 7.6 LAS REACTANCIAS SINCRONAS NO SATURADA Y SATURADA

Las pruebas de cortocircuito y de circuito abierto permiten determinar las reactancias sincrónicas no saturada y saturada de la máquina.

Para esto se grafica las dos curvas CCA y CCC en un mismo plano cartesiano tal como se ve en la figura 7.14, en el que se ha tomado como abscisas la corriente de excitación  $I_r$  y como ordenadas, la tensión de circuito abierto  $V_t$  y la corriente de cortocircuito  $I_e$ , respectivamente.

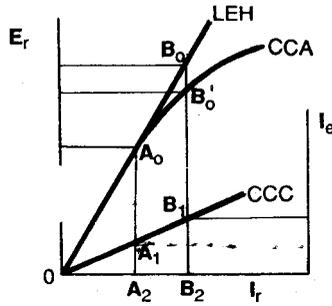


Fig. 7.14 Características de circuito abierto y de cortocircuito.

En cortocircuito, si se desprecia la resistencia de armadura  $r_a$ , la máquina puede representarse como se muestra en la figura 7.15.

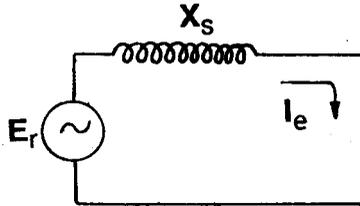


Fig. 7.15 Diagrama circuital equivalente del generador cortocircuitado.

Se puede escribir, entonces, que la reactancia síncrona  $X_s$ , para una determinada corriente de excitación  $I_r$ , es igual a:

$$X_s = \frac{E_r \text{ (CCA)}}{I_e \text{ (CCC)}} \quad (7.1)$$

Entonces, el gráfico de la figura 7.14 proporciona los valores de  $E_r$  y de  $I_e$ , y bastará con aplicar la Ec. (7.1) para determinar la reactancia síncrona.

En el tramo recto de la CCA, desde 0 hasta  $A_0$ , se obtendrá siempre el mismo valor para  $X_s$ , ya que ambas curvas son rectas en ese tramo.

La reactancia, así determinada, se denomina **reactancia síncrona no saturada**  $X_s$  (NS) y corresponde al funcionamiento de la máquina en régimen no saturado:

$$X_s \text{ (NS)} = \frac{A_0 - A_2}{A_1 - A_2} = \frac{B_0 - B_2}{B_1 - B_2} \quad (7.2)$$

A partir del punto  $A_0$ , la reactancia síncrona empieza a variar y tendrá un valor diferente en cada punto de la curva CCA. A este valor se le denomina el de la **reactancia síncrona saturada**  $X_s$  (S). Se acostumbra dar este valor para la tensión nominal del generador.

Así, por ejemplo, si el punto  $B'_0$  corresponde a la tensión nominal, la reactancia síncrona se determinaría del siguiente modo:

$$X_s(S) = \frac{B'_0 - B_2}{B_1 - B_2} = \frac{V_t(n)}{B_1 - B_2} \quad (7.3)$$

Comparando las ecuaciones (7.2) y (7.3) se puede ver que la reactancia síncrona no saturada  $X_s(NS)$  es mayor que la saturada  $X_s(S)$ . En la figura 7.16 se ha graficado la curva de la reactancia síncrona  $X_s$  en función de la corriente de excitación  $I_r$ .

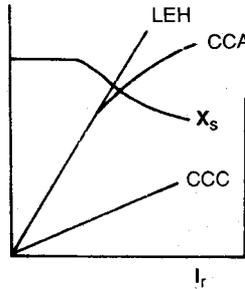


Fig. 7.16 Gráfica de la reactancia síncrona.

Este procedimiento hace lineal la CCA de la máquina a través del punto  $B'_0$  y los cálculos se efectúan como si ésta fuera la característica real de circuito abierto CCA. Esta nueva recta recibe el nombre de **CCA linealizada** y se usa para determinar la corriente de excitación requerida  $I_r$  para la condición de carga dada ( $V_t, I_e, f.p.$ ). Véase la figura 7.17.

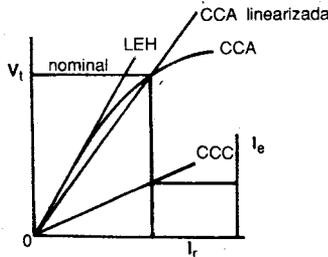


Fig. 7.17 Uso de la CCA linealizada.

La tensión terminal  $V_t$  sin carga, igual a la f.e.m.  $E_r$ , se determina posteriormente en la característica real de circuito abierto CCA para el mismo valor de la corriente de excitación  $I_r$ .

En la solución de problemas relacionados con la operación de los generadores síncronos trifásicos se toma como una primera aproximación del valor de la reactancia síncrona el de la  $X_s$  (NS) lo cual da resultados poco satisfactorios pues equivale a suponer que la CCA es la LEH, lo cual no es cierto.

En condiciones normales de operación, la máquina síncrona opera en condiciones de saturación y el uso de la  $X_s$  (NS) no es válido.

Como una segunda aproximación, se utiliza el método de la CCA linealizada, el cual, si se aplica con cuidado, da resultados de exactitud razonable.

Cuando se requiere una mayor exactitud que la que se obtiene por los métodos anteriores, el método siguiente, que usa el factor de saturación  $k$  y que se ilustra en la figura 7.18, da resultados satisfactorios:

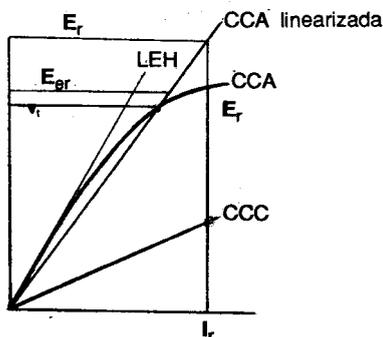


Fig. 7.18 Método del factor de saturación.

La reactancia síncrona  $X_s$  consta de dos componentes. Uno es la reactancia magnetizante de la reacción de la armadura  $X_m$  y el otro es la reactancia de dispersión  $X_d$ .

El flujo de dispersión tiene trayectorias en aire de longitud suficiente como para que la inductancia de dispersión sea independiente virtualmente de cualquier efecto de saturación.

La técnica de linealización usada en el segundo método, cambia implícitamente el valor de las reactancias de dispersión.

El factor de saturación  $k$  no debe aplicarse a la reactancia de dispersión, puesto que el flujo de la reacción de armadura se establece a través de la serie total del circuito magnético.

El valor de la  $X_s$  (NS) se puede encontrar por la expresión:

$$X_s \text{ (NS)} = \frac{E_r \text{ (LEH)}}{I_e \text{ (CCC)}}$$

Suponiendo, por ahora, que el valor de la reactancia de dispersión  $X_d$  es conocido, el valor de la reactancia magnetizante en condiciones de no saturación  $X_m$  (NS) se puede determinar:

$$X_m(NS) = X_s(NS) - X_d$$

La magnitud del factor de saturación  $k$  se determina para el valor de la f.e.m. resultante  $E_{cr}$ .

El valor de la reactancia magnetizante en condiciones de saturación  $X_m(S)$  se determina por la expresión:

$$X_m(S) = \frac{X_m(NS)}{k}$$

El valor de la  $X_s(S)$  es, por tanto, la suma de  $X_m$  y  $X_d$ :

$$X_s(S) = X_m(S) + X_d$$

Este método, aunque relativamente sencillo, también da resultados satisfactorios cuando se aplica a la máquina síncrona de polos salientes.

## 7.7 ECUACION POTENCIA-ANGULO

Supóngase que una máquina síncrona está conectada a una red de potencia infinita, es decir, una red cuya tensión y frecuencia permanecen invariables sea cual fuere la carga conectada. Véase la figura 7.19.

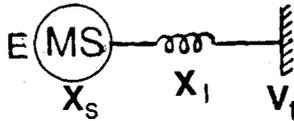


Fig. 7.19 Generador síncrono en una red de potencia infinita.

Despreciando la resistencia de armadura  $r_a$  y suponiendo que la línea de conexión tiene una reactancia  $X_1$ , el circuito equivalente será el que se muestra en la figura 7.20

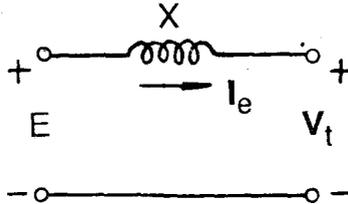


Fig. 7.20 Circuito equivalente simplificado.

Remplazando las reactancias  $X_1$  y  $X_s$  por una sola reactancia  $X$  y suponiendo que la corriente  $I_e$  que entrega la máquina está atrasada un ángulo  $\phi$  con respecto a  $V_t$ , o sea, que la máquina funciona como generador con f.p. inductivo, se puede construir el diagrama fasorial de la figura 7.21.

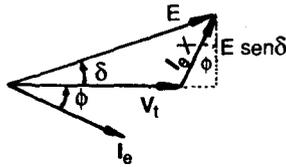


Fig. 7.21 Diagrama fasorial.

La potencia activa  $P$  trifásica es igual a:

$$P = 3 V_t \cdot I_e \cdot \cos \phi$$

Pero, de la figura 7.21, se deduce que:

$$E \sin \delta = X \cdot I_e \cdot \cos \phi$$

Por lo tanto:

$$\frac{E \sin \delta}{X \cos \phi} = I_e$$

Luego, reemplazando el valor de  $I_e$  en la expresión de  $P$ , se tiene:

$$P = \frac{3 V_t \cdot E}{X} \sin \delta$$

Esta ecuación se llama **ecuación potencia-ángulo** de la máquina e indica que la potencia  $P$  depende del ángulo de potencia. Véase la figura 7.22.

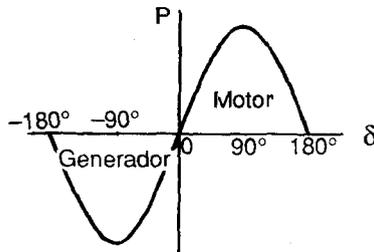


Fig. 7.22 Curva  $P - \delta$  de una máquina síncrona.

Para la potencia reactiva  $Q$  también se puede encontrar una expresión interesante.

La potencia reactiva  $Q$  trifásica es igual a:

$$Q = 3 V_t \cdot I_e \cdot \text{sen } \phi$$

De la figura 7.21 se deduce que:

$$E \cos \delta = V_t + X \cdot I_e \cdot \text{sen } \phi$$

Despejando  $I_e$  en esta última expresión, se obtiene:

$$I_e = \frac{E \cos \delta - V_t}{X \text{ sen } \phi}$$

Reemplazando el valor de  $I_e$  en la expresión de  $Q$  se obtiene:

$$Q = \frac{V_t \cdot E \cdot \cos \delta - V_t^2}{X}$$

## 7.8 LA MAQUINA DE POLOS SALIENTES

El flujo engendrado por la onda de f.m.m. en una máquina de entrehierro uniforme (o de rotor cilíndrico) es independiente de la posición espacial de la onda respecto al campo inductor.

Pero, en las máquinas de polos salientes existe una dirección de magnetización preferente determinada por las expansiones polares.

La reluctancia es apreciablemente menor en el sentido del eje directo (o polar o principal) que en el del eje en cuadratura (o neutro).

En la figura 7.23 puede verse los flujos longitudinal y transversal en el entrehierro de una máquina síncrona.

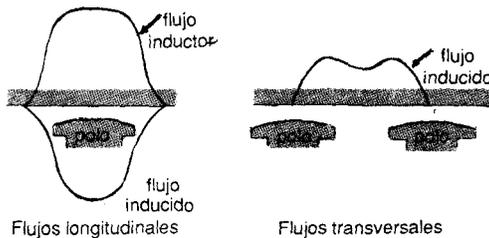


Fig. 7.23 Flujos longitudinal y transversal.

Para estudiar el efecto de los polos salientes se puede descomponer la corriente inducida  $I_e$  en dos componentes, una de ellas en cuadratura con la f.e.m.  $E_r$  y la otra en fase con la misma, tal como se representa en el diagrama

ma fasorial de la figura 7.24, que corresponde a un generador síncrono de polos salientes, no saturado, trabajando con f.p. en retraso.

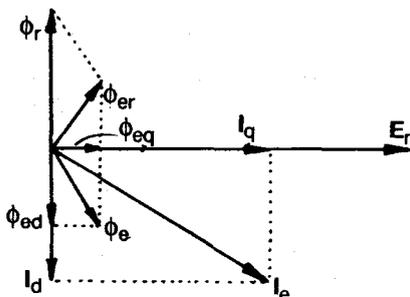


Fig. 7.24 Diagrama fasorial de un generador síncrono de polos salientes.

### 7.8.1 Reactancias de ejes directo y cuadratura

Cada una de las componentes  $I_d$  e  $I_q$  de la intensidad lleva aparejada una componente de la caída de tensión en la reactancia síncrona, de valor  $jI_d \cdot x_d$  y  $jI_q \cdot x_q$  respectivamente.

Las reactancias  $x_d$  y  $x_q$  son las reactancias síncronas directa o longitudinal y en cuadratura o transversal.

Como se puede ver en el diagrama fasorial de un generador en la figura 7.25, la f.e.m.  $E_r$  inducida por el campo de excitación es igual a la suma fasorial de la tensión en bornes  $V_t$  más la caída de tensión en la resistencia del devanado del inducido  $I_e \cdot r_a$ , más las componentes de la caída de tensión en la reactancia síncrona  $jI_d \cdot x_d + jI_q \cdot x_q$ .

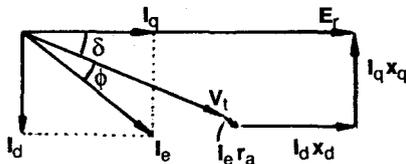


Fig. 7.25 Diagrama fasorial de un generador síncrono.

La reactancia  $x_q$  es menor que la  $x_d$  debido a la mayor reluctancia del entrehierro en la dirección del eje transversal: corrientemente,  $x_q$  está comprendido entre 0.6 y 0.7  $x_d$ .

En la figura 7.26 se repite, con trazo lleno, el diagrama fasorial de la figura 7.25.

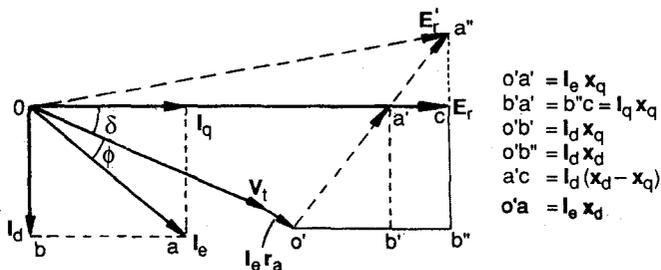


Fig. 7.26 Relaciones entre las componentes de tensión en el diagrama fasorial.

Se observa que:

$$\overline{E'} = \overline{V}_t + \overline{I}_e \cdot \overline{x}_q$$

$$E_r = E' + I_d (x_d - x_q)$$

## 7.8.2 Ecuación potencia-ángulo

En la figura 7.26a se representa el esquema simple formado por una máquina síncrona de polos salientes conectada a una red de potencia infinita de tensión  $E_1$  a través de una impedancia en serie de reactancia por fase igual a  $x_1$  (se despreciará la resistencia por ser normalmente muy pequeña).

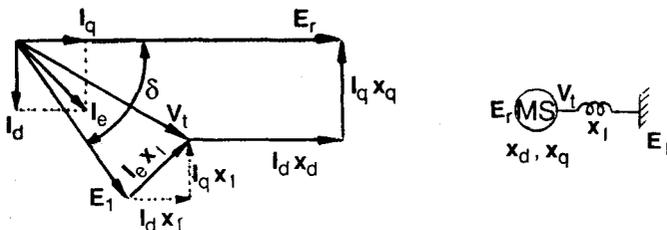


Fig. 7.26a Máquina síncrona de polos salientes e impedancia en serie.

Se considera que la máquina síncrona actúa de generador y el diagrama fasorial será el dibujado a la derecha en la figura 7.26a.

El efecto de la impedancia exterior es simplemente el de añadir su valor a las reactancias de la máquina, es decir, el valor total de la reactancia interpuesta entre la tensión  $E_r$  inducida por el campo inductor y la tensión  $E_1$  en la red es:

$$X_d = x_d + x_1$$

$$X_q = x_q + x_1$$

Si la tensión  $E_1$  de la red se descompone en las dos componentes  $E_1 \cdot \sin \delta$  y  $E_1 \cdot \cos \delta$  en fase con  $I_d$  y con  $I_q$  respectivamente, la potencia  $P$  suministrada a la red será:

$$P = I_d \cdot E_1 \cdot \sin \delta + I_q \cdot E_1 \cdot \cos \delta$$

De la figura 7.26a se tiene también que:

$$I_d = \frac{E_r - E_1 \cos \delta}{X_d}$$

$$I_q = \frac{E_1 \sin \delta}{X_q}$$

Sustituyendo estas dos últimas ecuaciones en la ecuación anterior de  $P$  se tiene:

$$P = \frac{E_r \cdot E_1}{X_d} \sin \delta + E_1^2 \cdot \frac{X_d - X_q}{2 X_d \cdot X_q} \sin 2 \delta$$

En la figura 7.26b se representa la curva característica de potencia-ángulo.

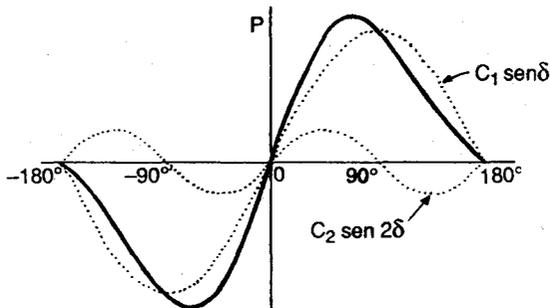


Fig. 7.26b Característica potencia-ángulo de una máquina síncrona de polos salientes.

En la figura 7.26b se muestra la componente fundamental debida al campo inductor y la segunda armónica debida al par de reluctancia.

El primer término es igual a lo obtenido para una máquina de rotor cilíndrico.

El segundo término es el que introduce el efecto de los polos salientes, y

representa el hecho de que la onda de flujo en el entrehierro crea un par (llamado par de reluctancia) que tiende a alinear los polos inductores en la posición de mínima reluctancia.

Obsérvese que el par de reluctancia es independiente del campo de excitación.

## 7.9 POTENCIA, PERDIDAS Y EFICIENCIA

La potencia mecánica entregada por el motor primo al eje del generador se convertirá finalmente en la potencia activa o potencia útil que el generador entregará a la red eléctrica trifásica.

Sin embargo, esta conversión no es ideal sino que se realiza a costa de una serie de pérdidas de potencia  $P_{\text{perd}}$ .

Todas las pérdidas que surgen en una máquina síncrona se pueden dividir en dos grupos:

a) Las pérdidas principales o pérdidas que surgen como resultado de los procesos electromagnéticos y mecánicos que ocurren en la máquina durante su funcionamiento.

A estas pérdidas pertenecen:

- las pérdidas en el cobre del devanado del estator
- las pérdidas en el cobre del devanado de excitación
- las pérdidas en el hierro activo del estator.
- las pérdidas por rozamiento en los cojinetes y entre las escobillas y los anillos deslizantes
- las pérdidas por ventilación

b) Las pérdidas adicionales o pérdidas que surgen como resultado de los procesos secundarios de carácter electromagnético, algunas de las cuales se presentan en vacío y otras, en carga.

Las pérdidas adicionales son provocadas por los flujos de dispersión del estator, por los armónicos superiores de la f.m.m. del estator y del rotor, y por los dientes del estator y del rotor.

El rendimiento de un generador síncrono se determina como la relación entre la potencia útil  $P$  o potencia activa entregada por el generador a la red y la potencia mecánica  $P_{\text{mec}}$  recibida por el generador de parte del motor primo:

$$\eta = \frac{P}{P_{\text{mec}}} = \frac{P}{P + P_{\text{perd}}}$$

El rendimiento de los turboalternadores es aproximadamente igual que el de los alternadores hidráulicos.

El rendimiento de estos varía entre 0.92 y 0.98 a plena carga y con un f.p. de 0.8, por ejemplo.

## 7.10 CURVAS CARACTERISTICAS

Las propiedades de los generadores se analizan con ayuda de las características que establecen la dependencia entre las magnitudes principales que determinan el funcionamiento del generador.

Tales magnitudes son:

- la tensión en los terminales del generador  $V_t$
- la corriente de excitación  $I_f$
- la corriente de armadura  $I_a$  y
- la velocidad de rotación  $\omega$ .

Puesto que los generadores síncronos funcionan con velocidad de rotación constante, el grupo fundamental de características se obtiene para  $\omega$  constante.

De las otras tres magnitudes, la que mayor importancia tiene es la tensión  $V_t$ , por cuanto determina las cualidades del generador respecto a la red para la cual éste funciona.

En la figura 7.27 puede verse un esquema para ensayar un generador síncrono.

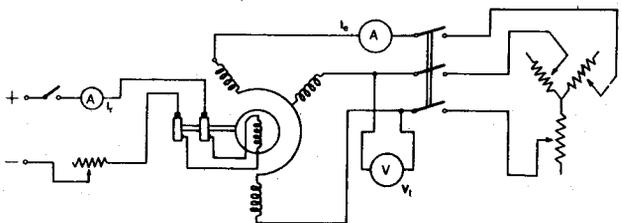


Fig. 7.27 Ensayo del generador síncrono.

Las características principales son:

1. La curva de carga  $V_t - I_a$ , para  $I_f$  constante y  $\cos \phi$  constante. Véase la figura 7.28.

En el caso particular, cuando  $I_f = 0$ , la curva de carga pasa a ser la curva de vacío, que tiene gran importancia en la evaluación del generador.

Las características en carga para  $\cos \phi = 0.8$  inductivo y  $\cos \phi = 1$  pasan por encima de las características para  $\cos \phi = 0$  y no son paralelas con respecto a la característica en vacío.

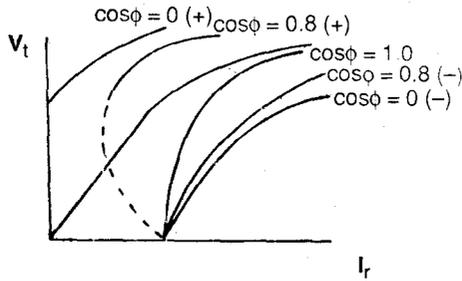


Fig. 7.28 Características en carga de un generador síncrono.

Las características si  $\cos \phi = 0.8$  y  $\cos \phi = 0$ , capacitivos, pasan por encima de la característica en vacío.

2. La curva de características exteriores  $V_t - I_e$ , para  $I_r$  constante y  $\cos \phi$  constante. Véase la figura 7.29.

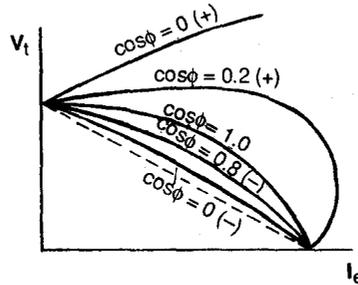


Fig. 7.29 Características exteriores de un generador síncrono.

Cuando  $V_t = 0$  (cortocircuito) todas las características se cruzan en un mismo punto que corresponde al valor de la corriente de cortocircuito trifásico.

3. La curva de regulación  $I_r - I_e$ , para  $V_t$  constante y  $\cos \phi$  constante. Véase la figura 7.30.

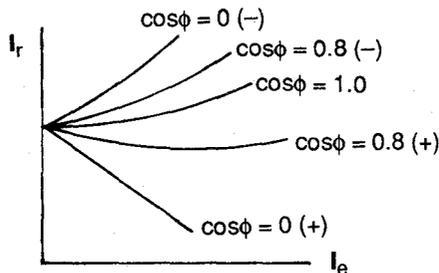


Fig. 7.30 Características de regulación de un generador síncrono.

En el caso particular, cuando  $V_t = 0$ , la curva de regulación pasa a ser la **curva de cortocircuito**.

Para mantener la tensión  $V_t$  constante cuando crece la carga inductiva, se necesita el aumento de la corriente de excitación  $I_r$  y cuando la carga es capacitiva, la reducción de la corriente de excitación, como se deduce del análisis de las características exteriores.

La reducción del  $\cos \phi$  exige respectivamente una mayor variación de la corriente de excitación; por eso, las características de regulación para diferentes valores de  $\cos \phi$  constante tienen el carácter representado en la figura 7.30.

### 7.11 EL MOTOR SINCRONO

Este motor es de poco uso en nuestro medio aparte que no se fabrica en el país por lo que su estudio se realizará de un modo muy general.

En la figura 7.31 se muestra el diagrama circuital equivalente de un motor síncrono con su correspondiente diagrama fasorial.

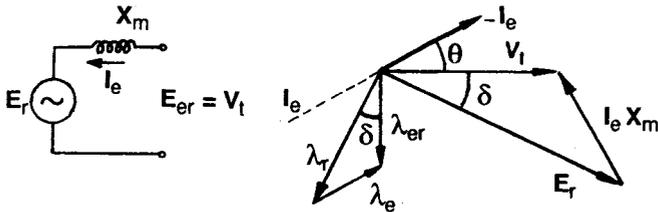


Fig. 7.31 Diagramas circuital y fasorial de un motor síncrono.

Un motor síncrono puede trabajar subexcitado si  $E_r < V_t$  en cuyo caso se comporta como una carga inductiva, o sobrexcitado, si  $E_r > V_t$  en cuyo caso actúa como si se tratase de una carga capacitiva. Véase la figura 7.32.

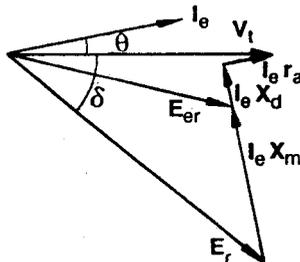


Fig. 7.32 Diagrama de tensiones de un motor síncrono.

El motor síncrono se caracteriza porque no posee par de arranque debiéndosele poner en marcha por medio de algún motor auxiliar o valiéndose de un rotor especial con una jaula de ardilla adicional que sólo sirve para el arranque.

### 7.11.1 Mejora del factor de potencia

El motor síncrono funcionando sin carga y sobrecitado se puede utilizar para mejorar el f.p. de una red o de una instalación.

En este caso el motor recibe el nombre de compensador síncrono.

Trabajando así, el motor síncrono "consume" de la red una corriente capacitiva que compensa la corriente retrasada de los motores asíncronos y de los transformadores.

Esto permite descargar las líneas de alimentación de las corrientes inductivas retrasadas, lo cual disminuye las pérdidas en la red y mejora la utilización de los generadores síncronos de las centrales eléctricas.

En la figura 7.33 se muestra en forma esquemática el trabajo de un motor síncrono como mejorador del f.p.

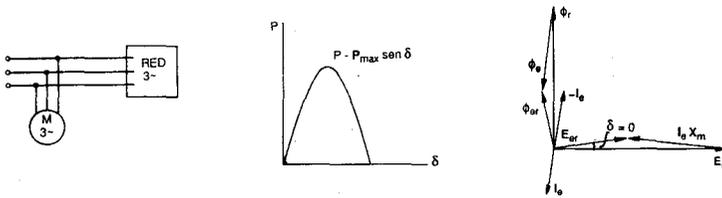


Fig. 7.33 El motor síncrono como mejorador del f.p.

En vacío la potencia  $P = 0$  y, por lo tanto, el  $\text{sen } \delta = 0$ .

La expresión de  $Q$  queda como sigue:

$$Q = \frac{V_t \cdot E - V_t^2}{X}$$

Obsérvese que con sólo variar  $E$ , lo cual se consigue variando la corriente de excitación  $I_r$  se puede variar la potencia reactiva del motor pudiendo permitir una regulación continua de la misma.

## 7.12 GENERADORES EN PARALELO

Los generadores síncronos se pueden acoplar en paralelo, y de hecho los sistemas de suministro de energía eléctrica a los grandes centros industriales pueden tener decenas de generadores trabajando en paralelo interconectados en-

tre si a través de líneas de centenares de kilómetros, que alimentan cargas diseminadas sobre millares de kilómetros cuadrados.

Estos vastos sistemas se han ido desarrollando a pesar de los problemas que representa proyectarlos de forma que se mantenga el sincronismo incluso en el caso que se produzca disturbios y las complicaciones tanto técnicas como administrativas que hay que solventar para coordinar el trabajo de máquinas y de personal en un sistema tan complejo.

Las razones principales a favor de la interconexión de sistemas son las de asegurar la continuidad del servicio y las economías que se consiguen en los costes de instalación y de ejercicio.

El funcionamiento fiable de los generadores síncronos en paralelo exige el cumplimiento de una serie de requisitos.

Para el funcionamiento en paralelo de los generadores síncronos conectados a una red común, todos ellos deben tener rigurosamente una misma frecuencia, es decir, tienen que girar sincrónicamente.

Debido a que los motores mecánicos que ponen en rotación a los generadores síncronos no poseen la capacidad de mantener exactamente una misma velocidad de rotación, entonces el funcionamiento síncrono de varios alternadores sería imposible si en estas condiciones no se mantuvieran automáticamente por medio del así llamado momento de rotación sincronizador que surge durante el funcionamiento en paralelo.

Uno de los problemas esenciales para el funcionamiento en paralelo es la operación de acomplamiento de un nuevo generador a las barras de la central que alimentan la red, a las cuales ya estaban anteriormente conectados otros alternadores.

Para conectar en paralelo un alternador hay que observar ante todo las mismas condiciones que se exigen para conectar un nuevo generador de corriente continua a un sistema en funcionamiento, es decir, que en el instante de la conexión:

- 1) la f.e.m. del generador a conectar sea igual a la tensión de la red,
- 2) que la polaridad del generador a conectar corresponda a la polaridad de la red.

Puesto que en el caso de corriente alterna la polaridad varía con la frecuencia de la red, entonces es preciso elegir la polaridad correspondiente para el instante de conexión del generador.

- 3) las frecuencias de los sistemas que se conecta deben ser prácticamente iguales. Esto se consigue con el auxilio de sincronizadores especiales.
- 4) el orden de secuencia de las fases en los puntos que se conectan debe ser igual.

## **7.13 DATOS DE PLACA**

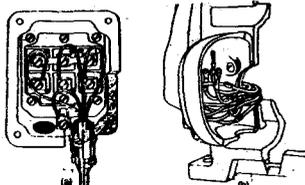
Los datos de placa de un generador síncrono trifásico son normalmente los siguientes:

- la **potencia aparente** en KVA o carga máxima
- la **tensión de línea** en KV
- la **corriente de línea** en A o en KA
- la **forma de conexión: estrella o triángulo**
- el **f.p.** (0.8, 0.85 ó 0.9)
- la **frecuencia** de la red
- la **velocidad de sincronismo**
- la **tensión de excitación** en V
- la **corriente de excitación** en A

# Capítulo 8

## LA MAQUINA ASINCRONA TRIFASICA

- 8.1 Principio de funcionamiento. El campo magnético giratorio
- 8.2 El deslizamiento
- 8.3 Aspectos constructivos del estator y del rotor
- 8.4 Circuito equivalente del motor de inducción trifásico
- 8.5 Ecuaciones
- 8.6 Potencias y pérdidas. Eficiencia
- 8.7 El circuito equivalente simplificado
- 8.8 Las curvas de torque y de corriente
- 8.9 Arranque, puesta en marcha, vacío y trabajo con carga
- 8.10 Ensayos de vacío y de rotor bloqueado
- 8.11 Determinación de parámetros del circuito equivalente
- 8.12 El diagrama circular
- 8.13 Motores de doble jaula o de barras profundas
- 8.14 Los motores de dos o más tensiones
- 8.15 Métodos de arranque
- 8.16 El frenado eléctrico
- 8.17 La inversión de marcha
- 8.18 Los motores de dos velocidades
- 8.19 Designación, conexión y marcado de terminales
- 8.20 Datos de placa





# LA MAQUINA ASINCRONA

Se llaman máquinas asíncronas a las máquinas de corriente alterna cuya velocidad de giro  $N$  es diferente de la velocidad de sincronismo  $N_s$ .

Al igual que otras máquinas eléctricas, éstas pueden funcionar como motor o como generador aunque su aplicación más difundida es como motor, denominándosele también en este caso "motor de inducción".

En la actualidad, el motor de inducción trifásico es el más utilizado en la industria debido a su robustez, larga vida, facilidad de operación y bajo costo.

## 8.1 ASPECTOS CONSTRUCTIVOS

El motor asíncrono consta de dos partes que son el estator y el rotor.

### 8.1.1 El estator

Es la parte fija del motor. Está constituido por una carcasa en la que está fija una corona de chapas de acero de calidad especial provistas de ranuras. Desde el punto de vista constructivo, es también muy simple y semejante al de un generador síncrono trifásico, en el cual se alojan uno o más grupos de tres bobinas conectadas en estrella o en triángulo, tal como puede verse en la figura 8.1.

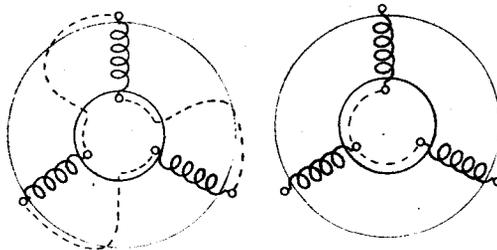


Fig. 8.1 Esquema del estator de un motor de inducción trifásico.

### 8.1.2 El rotor

Es la parte móvil del motor. Está situado en el interior del estator y constituido por un apilamiento de chapas de acero formando un cilindro solidario con el árbol del motor. Entre los tipos más utilizados se distinguen el rotor de jaula de ardilla y el rotor bobinado.

### 8.1.2.1. El rotor de jaula de ardilla (rotor en cortocircuito)

Este rotor consta de un cierto número de barras de cobre o aluminio ubicadas en ranuras previamente construidas en el rotor, paralelamente a su eje y puestas todas en cortocircuito en ambos extremos por medio de dos anillos metálicos, tal como se ve en la figura 8.2. El conjunto tiene el aspecto de una jaula de ardilla, de donde proviene el nombre de este tipo de rotor.

En determinados motores, la jaula de ardilla está enteramente moldeada. Se suele utilizar el aluminio inyectado a presión; las aletas de refrigeración hechas en la misma operación hacen masa con el rotor.

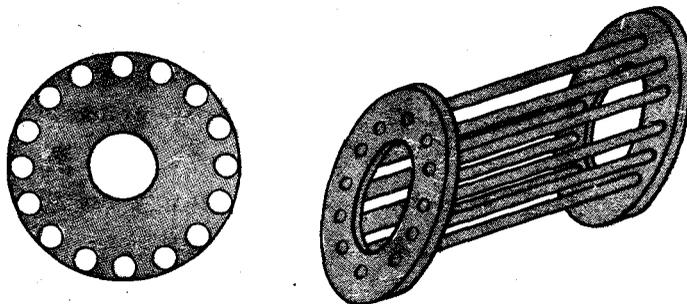


Fig. 8.2 El rotor de un motor de jaula de ardilla.

### 8.1.2.2 El rotor bobinado (rotor de anillos rozantes)

Existe también otro tipo de rotor que lleva un arrollamiento similar en construcción y en número de polos al del estator. Generalmente el rotor es trifásico. Un extremo de cada uno de los devanados está conectado a un punto común (acoplamiento estrella). Los extremos libres pueden estar conectados a un acoplador centrífugo o a tres anillos de cobre aislados y solidarios con el rotor. Encima de los anillos se colocan las escobillas de grafito conectadas al dispositivo de arranque. Por estas razones a este motor se le denomina de "rotor bobinado" o de "anillos rozantes". Este motor se emplea poco debido a su mayor costo.

El arrollamiento rotórico no recibe ninguna alimentación exterior como sucede con el resto de las máquinas eléctricas y las corrientes que por éste circulan, son simplemente inducidas por el estator, como si se tratara de un transformador.

## 8.2 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

### EL CAMPO MAGNETICO GIRATORIO

El funcionamiento de estas máquinas se explica por la presencia de un cam-

po giratorio en el estator que gira a una velocidad constante, cuyos valores se distribuyen senoidalmente en el espacio y cuya amplitud se mantiene constante con el tiempo. Como se sabe, un campo de esta naturaleza sólo puede ser producido por un sistema trifásico constituido por uno o más grupos de tres bobinas distribuidas simétricamente en el espacio (es decir, a  $120^\circ$  una de la siguiente) y que están siendo alimentadas por un sistema trifásico equilibrado de corrientes (o sea, desfasadas entre si  $120^\circ$  en el tiempo). Se sabe también que este campo giratorio se mueve a la velocidad de sincronismo  $N_s$ :

$$N_s = \frac{120 f}{p} \quad (\text{rpm}) \qquad f \quad (\text{Hz})$$

$$p = N^\circ \text{ de polos}$$

El campo giratorio del estator corta a los conductores del rotor generando en ellos una f.e.m. como si se tratara de un transformador; estas f.e.m.s. hacen circular corrientes en el rotor que, a su vez, generan otro campo giratorio de la misma velocidad que aquél producido por el arrollamiento estatórico, ya que tienen el mismo número de polos.

Los dos campos girando a la misma velocidad interaccionan entre si, produciendo un torque electromagnético que pone en movimiento al rotor. Cuando el rotor comienza a girar a la velocidad  $N_r$ , la velocidad relativa entre el campo giratorio y el rotor disminuirá a  $N_s - N_r$ . Como consecuencia de esto, las f.e.m.s. y las corrientes inducidas en el rotor tendrán una frecuencia  $f_r$  diferente de la frecuencia  $f$  del estator.

### 8.3 EL DESLIZAMIENTO

Como las frecuencias de las cantidades eléctricas son proporcionales a las velocidades relativas de los campos con respecto a sus respectivos devanados, se tendrá que:

$$\frac{f_r}{N_s - N_r} = \frac{f}{N_s} \qquad f_r = \frac{N_s - N_r}{N_s} f = s \cdot f$$

El valor  $s = (N_s - N_r) / N_s$  se conoce con el nombre de **deslizamiento** y es muy importante para el estudio de la máquina asíncrona; de esta relación se obtiene:

$$N_r = N_s (1 - s)$$

Para que haya producción de torque a cualquier velocidad del rotor es necesario que los campos giratorios del estator y del rotor se desplacen a la misma velocidad, excepto cuando el rotor alcanza la velocidad síncrona por cuanto, al

no haber movimiento relativo entre el campo giratorio del estator y el rotor no se inducen f.e.m.s. en el rotor.

Esta es la gran diferencia con respecto a las máquinas síncronas en las que sólo se produce torque a la velocidad de sincronismo.

### 8.4 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOTOR DE INDUCCION TRIFASICO

El motor de inducción es semejante a un transformador cuyo primario es el estator y cuyo secundario es el rotor. El estator y el rotor se pueden considerar como acoplados magnéticamente por un transformador ideal de relación de transformación  $a$ .

Suponiendo que esté parado,  $s = 1$ , su circuito equivalente monofásico será como el que se indica en la figura 8.3.

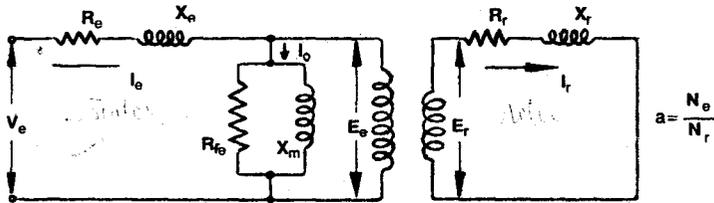


Fig. 8.3 Circuito equivalente monofásico de un motor de inducción.

En este diagrama:

- $R_e$  : resistencia del bobinado del estator (ohm/fase).
- $X_c$  : reactancia de dispersión del estator (ohm/fase).
- $R_r$  : resistencia del bobinado del rotor (ohm/fase).
- $X_r$  : reactancia de dispersión del rotor (ohm/fase).
- $R_{fe}$  : resistencia de pérdidas en el hierro (ohm/fase).
- $X_m$  : reactancia de magnetización (ohm/fase).
- $V_e$  : tensión aplicada por fase (V).
- $E_e$  : f.e.m. inducida en el estator por fase (V)
- $E_r$  : f.e.m. inducida en el rotor por fase (V).
- $I_e$  : corriente de fase del estator (A).
- $I_r$  : corriente de fase de ~~vacio~~ (A).
- $I_o$  : corriente de fase de vacío (A).
- $a$  : relación de transformación.
- $N_e$  : número efectivo de espiras en serie por fase del estator.
- $N_r$  : número efectivo de espiras en serie por fase del rotor.

El campo giratorio resultante de magnetización  $\phi_{er}$  inducirá en el estator y en el rotor las f.e.m.s.  $E_e$  y  $E_r$  cuando el rotor está parado. La corriente  $I_r$  del rotor en cortocircuito tendrá la misma frecuencia que la  $I_e$ .

Sin embargo, cuando el rotor se pone en movimiento, la frecuencia del rotor se reduce a  $f_r = s \cdot f_c$  y la f.e.m. se reduce a  $s \cdot E_r$ , ya que disminuye la velocidad relativa entre el campo giratorio y el rotor. Por otro lado, la reducción de frecuencia afecta a la reactancia de dispersión rotórica que disminuye a  $s \cdot X_r$ . El rotor se representa entonces como se muestra en la figura 8.4 (a). Este circuito, por conveniencia de cálculo, se convierte en su equivalente de la figura 8.4 (b), sin variar  $I_r$ .

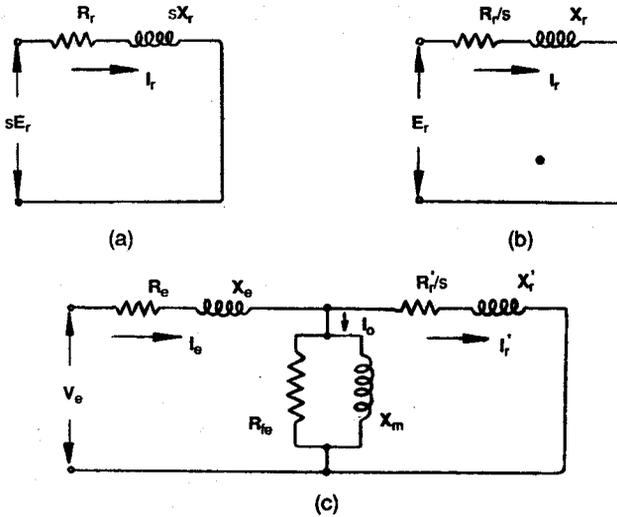


Fig. 8.4 Circuito equivalente del rotor de un motor de inducción.

El circuito equivalente total referido al estator se transforma entonces en el circuito de la figura 8.4 (c), donde:

$$\frac{R_r'}{s} = \frac{a^2 \cdot R_r}{s} ; \quad X_r' = a^2 \cdot X_r ; \quad I_r' = \frac{I_r}{a}$$

La resistencia rotórica  $R_r'/s$  incluye la resistencia del arrollamiento rotórico y la que representa la carga mecánica del motor; conviene entonces sustituirla por:

$$\frac{R_r'}{s} = R_r' + \frac{(1 - s)}{s} R_r'$$

De esta forma, el segundo término denominado **resistencia dinámica** representa sólo a la potencia mecánica que incluye a la potencia útil en el eje y a las pérdidas mecánicas.

## 8.5 ECUACIONES

La impedancia del estator:

$$\bar{Z}_e = R_e + jX_e$$

La impedancia del rotor referida al estator:

$$\bar{Z}'_r = R'_r + jX'_r$$

La corriente del estator:

$$\bar{I}_e = \bar{I}'_r + \bar{I}_o$$

La tensión en bornes:

$$V_e = V / \sqrt{3}$$

$$\bar{V}_e = \bar{I}_e \cdot \bar{Z}_e + \bar{E}_e$$

$$\bar{E}_e = \bar{E}'_r = \bar{I}'_r \left( \bar{Z}'_r + \frac{(1-s)}{s} R'_r \right)$$

La corriente de vacío:

$$\bar{I}_o = \frac{\bar{E}_e}{\bar{Z}_o}$$

$$\frac{1}{\bar{Z}_o} = \frac{1}{R_{fe}} + \frac{1}{jX_m}$$

El torque útil:

$$T_{util} = \frac{P_{mec}}{\omega} \quad (\text{N.m})$$

donde:

$P_{mec}$  : potencia útil o potencia en el eje o potencia de salida (W)

$\omega$  : velocidad de giro del eje (rad/seg)

## 8.6 POTENCIAS Y PERDIDAS. EFICIENCIA

El motor de inducción trifásico recibe una potencia eléctrica  $P_{el}$  igual a:

$$P_{el} = \sqrt{3} V I \cos \phi \quad (\text{W})$$

donde:

- V : tensión de línea (V)
- I : corriente de línea (A)
- $\phi$  : es el ángulo de fase en atraso.

y entrega una potencia mecánica en el eje  $P_{mec}$ :

$$P_{mec} = P_{el} - P_{perd} \quad (W)$$

donde:

$P_{perd}$  : potencia de pérdidas totales (W)

La potencia  $P_{perd}$  es la suma de las potencias de pérdidas mecánicas  $p_{mec}$ , de pérdidas en el hierro  $p_{fe}$  y pérdidas por efecto Joule en los bobinados del estator y del rotor  $p_{Je}$  y  $p_{Jr}$ , respectivamente.

Las pérdidas mecánicas se deben a la fricción en los rodamientos, a la tracción de las partes giratorias con el aire y a la potencia requerida por el rodete de ventilación. Estas pérdidas son difíciles de medir por separado, se presentan junto con las pérdidas en el hierro.

Las pérdidas en el hierro se deben a los fenómenos de histéresis magnética y a las corrientes parásitas. Estas pérdidas se suelen calcular con la siguiente expresión:

$$p_{fe} = \frac{3 E_o^2}{R_{fe}} \quad (W)$$

donde:

$E_o$  :  $E_e$  en vacío (V)

Las pérdidas por efecto Joule se determinan del siguiente modo:

$$p_{Je} = 3 I_e^2 \cdot R_e \quad (W)$$

$$p_{Jr} = 3 I_r^2 \cdot R_r \quad (W)$$

La eficiencia  $\eta$  es la relación entre la potencia mecánica entregada por el motor en el eje  $P_{mec}$  y la potencia eléctrica recibida por el mismo entre sus terminales  $P_{el}$ :

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{el}}$$

La potencia generada o potencia total transferida del estator al rotor a través del entrehierro  $P_{ch}$  es igual a:

$$P_{ch} = 3 I_r'^2 \cdot \frac{R_r'}{s} = \frac{P_{Jr}}{s} \quad (W)$$

La potencia mecánica interna  $P_{mi}$  es igual a:

$$P_{mi} = P_{mec} + P_{mec} \quad (W)$$

## 8.7 EL CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO

Para motores grandes, de más de 25 hp, un análisis bastante aproximado resulta de asumir las pérdidas mecánicas combinadas con las pérdidas en el hierro en la parte resistiva del ramal shunt que se coloca al principio del circuito, tal como se observa en la Figura 8.5.

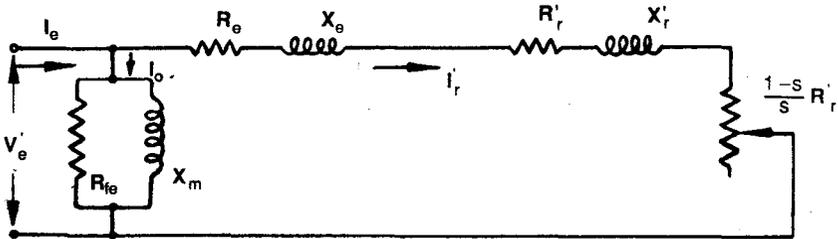


Fig. 8.5 Circuito equivalente aproximado de un motor de inducción trifásico.

De este modo se logra que la potencia mecánica interna y el torque mecánico interno sean valores útiles o efectivos en el eje sin necesidad de restarles las pérdidas mecánicas; por otra parte, la corriente en el ramal shunt es la corriente total de vacío  $I_o$ , fácil de medir.

En consecuencia, la tensión  $V_e$  deberá modificarse, restándole la caída de tensión producida por  $I_o$  en el estator (ya que en realidad  $Z_e$  es recorrida por  $I_o$ , mientras que en el último circuito no lo es):

$$\bar{V}_e' = \bar{V}_e - \bar{I}_o \cdot \bar{Z}_e$$

## 8.8 LAS CURVAS CARACTERISTICAS

### 8.8.1 Las curvas de torque y corriente en función del deslizamiento o de la velocidad

Utilizando el circuito equivalente aproximado, se puede determinar la corriente del rotor  $I_r'$  referida al estator en función del deslizamiento s:

$$I_r = \frac{V_e}{\sqrt{\left(R_e + \frac{R_r}{s}\right)^2 + (X_e + X_r)^2}}$$

La corriente del rotor puede expresarse también en función de la velocidad del rotor  $\omega$ , reemplazando el deslizamiento  $s$  por su equivalente:

$$s = 1 - \frac{\omega}{\omega_s}$$

donde:

$\omega_s$  : es la velocidad de sincronismo (rad/seg)

La gráfica de  $I_r - \omega$  es como se muestra en la Figura 8.6. Durante la puesta en marcha del motor la corriente  $I_r$  cae continuamente desde un valor máximo en el arranque ( $s = 1$ ) hasta hacerse igual a cero cuando el motor trabaja sin carga mecánica acoplada en el eje ( $s \sim 0$ ).

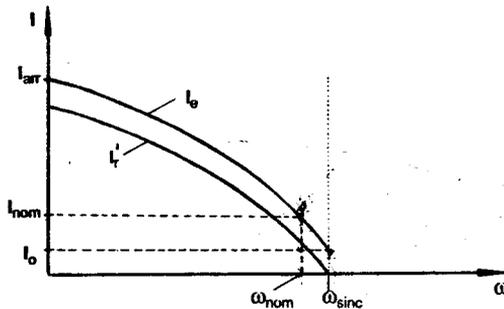


Fig. 8.6 Curva característica de  $I - \omega$  para un motor asíncrono trifásico.

La corriente  $I_r$  en el arranque se obtiene reemplazando el valor de  $s = 1$  en la ecuación de arriba:

$$I_r (\text{arr}) = \frac{V_e}{\sqrt{(R_e + R_r)^2 + (X_e + X_r)^2}}$$

Durante la puesta en marcha, la corriente de vacío  $I_0$ , permanece prácticamente constante mientras que la corriente total  $I_e$  varía fundamentalmente con  $I_r$  según la siguiente expresión fasorial:

$$\bar{I}_e = \bar{I}_r + \bar{I}_0$$

En la Figura 8.6 puede apreciarse cómo varía en forma aproximada  $I_e$  con  $\omega$  durante todo el período de puesta en marcha. La corriente de arranque  $I_{arr}$  presenta un valor muy elevado, varias veces el valor de la corriente nominal  $I_{nom}$  debido a la baja impedancia del circuito del motor.

El torque útil  $T_{mec}$  igual al torque mecánico interno  $T_{mi}$  es igual a:

$$T_{mec} = \frac{P_{mec}}{\omega}$$

en donde  $P_{mec}$  es la potencia útil o potencia mecánica interna  $P_{mi}$ :

$$P_{mi} = P_{mec} = 3 I_r'^2 \cdot R_r' \frac{(1 - s)}{s}$$

y  $\omega$  es la velocidad angular del rotor:

$$\omega = \omega_s (1 - s)$$

De modo que el  $T_{mec}$  puede quedar expresado de la siguiente manera:

$$T_{mec} = \frac{3 I_r'^2 \cdot R_r'}{s \cdot \omega_s}$$

Reemplazando finalmente  $I_r'$  en función del deslizamiento, se llega a la siguiente expresión:

$$T_{mec} = \frac{3 V_e'^2 \cdot R_r' / (s \cdot \omega_s)}{\left( R_e + \frac{R_r'}{s} \right)^2 + (X_e + X_r')^2}$$

Este torque puede expresarse también en función de la velocidad del rotor  $\omega$ . En la Figura 8.7 se muestra la forma típica de la curva de Torque-velocidad de un motor asíncrono trifásico.

En la curva de  $T - \omega$  se distingue varios puntos importantes, a saber, el torque de arranque  $T_{arr}$ , el torque máximo  $T_{max}$ , el torque nominal  $T_{nom}$  y el torque de vacío  $T_o$ .

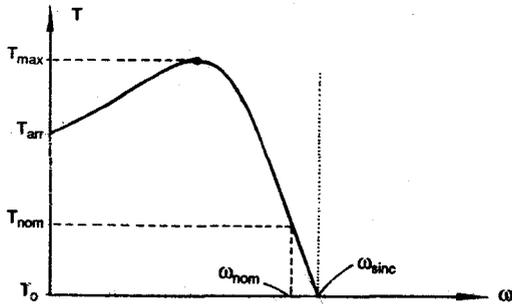


Fig. 8.7 Curva característica de  $T - \omega$  para un motor asincrono trifásico.

La expresión para el torque de arranque se obtiene haciendo  $s \equiv 1$  en la ecuación de arriba:

$$T_{arr} = \frac{3 V_e'^2 \cdot R_r' / \omega_s}{(R_e + R_r')^2 + (X_e + X_r')^2}$$

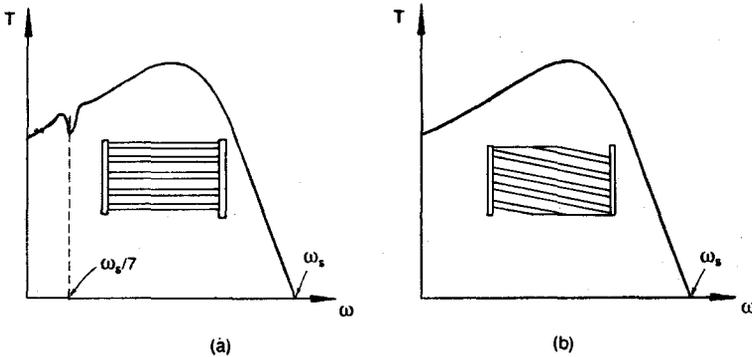
Como no es posible alcanzar el vacío total, el torque mecánico nunca será cero y por lo tanto, nunca se alcanzará la velocidad de sincronismo. La región de funcionamiento normal es la zona de la derecha donde la curva es aproximadamente lineal.

Conviene aclarar aquí lo siguiente: si los conductores del rotor fuesen paralelos al eje del motor, la curva de  $T - \omega$  presentaría a la velocidad de  $\omega_s/7$  un torque mínimo ocasionado por la gran influencia que en ese momento tiene la séptima armónica componente del campo magnético giratorio que podría resultar perjudicial durante la puesta en marcha con carga por la tendencia del motor a ponerse a girar a esa velocidad tan baja. Por eso, con el fin de superar esta dificultad y aproximar la forma de la curva a la ideal, las ranuras se construyen con una cierta inclinación. Ver Figura 8.8.

### 8.8.2 El torque máximo

Derivando la expresión del torque e igualando a cero se encuentra la expresión del deslizamiento al cual se produce el torque máximo:

$$s(T_{max}) = \frac{R_r'}{\sqrt{R_e^2 + (X_e + X_r')^2}}$$



**Fig. 8.8** Curvas de  $T - \omega$  del motor asíncrono  
 (a) con ranuras paralelas al eje.  
 (b) con ranuras inclinadas del rotor.

Remplazando en la expresión del torque, se obtiene el valor del torque máximo, que demuestra que éste es independiente de la resistencia rotórica  $R_r'$ ; este valor es el máximo torque de corta duración que puede soportar el motor:

$$T_{\max} = \frac{3 V_e'^2 / 2 \omega_s}{R_e + \sqrt{R_e^2 + (X_e + X_r')^2}}$$

La resistencia del rotor, sin embargo, determina el deslizamiento al cual ocurre el máximo torque. El torque máximo en motores de inducción convencionales se produce generalmente a un valor de deslizamiento varias veces mayor que el deslizamiento nominal.

Cuando el motor se impulsa al revés, el deslizamiento es mayor que la unidad, y el circuito del rotor absorbe potencia no sólo del estator a través del entrehierro, sino también potencia mecánica que se convierte en potencia eléctrica. Esta segunda región de operación del motor de inducción se muestra más adelante en la Figura 8.42.

## 8.9 ARRANQUE, VACIO Y TRABAJO CON CARGA

Cada vez que un motor es arrancado y puesto en marcha desarrolla siempre las mismas características naturales de torque y corriente en función de la velocidad de giro.

Sin embargo, debe distinguirse tres casos de arranque:

- a) Primero, cuando el motor **arranca en vacío**, es decir, sin carga mecánica acoplada en el eje. Evidentemente, éstas son las mejores condicio-

nes para la puesta en marcha del motor por cuanto esto se produce rápidamente en vista de la ausencia del torque resistente.

- b) Segundo, cuando el motor arranca con carga, la cual puede ser ligera, mediana, plena o incluso una sobrecarga, las condiciones para la puesta en marcha son tanto más difíciles. El motor se tardará cada vez más en accionar la respectiva carga. Debe quedar claro que sea cual fuere la carga que un motor deba poner en marcha, el torque ni la corriente de arranque cambiarán; asimismo, que el tiempo que dura la puesta en marcha aumenta con la carga y que los tiempos largos contribuyen al recalentamiento de la máquina poniendo en peligro la vida del aislamiento.
- c) Por último, los continuos arranques y paradas del motor en los accionamientos del tipo intermitente ocasionan que el motor trabaje en la región de las velocidades bajas, donde precisamente las corrientes son elevadas con el consiguiente recalentamiento de la máquina al no darle tiempo para que se enfríe.

En la región de trabajo normal, luego que el motor fue puesto en marcha y el torque del motor se equilibró con el torque resistente de la carga, ésta puede variar ampliamente desde vacío hasta la plena carga sin ocasionar problemas de sobrecalentamiento para trabajo continuado o permanente. Se sabe que en vacío el motor alcanza la mayor velocidad posible, que, con todo, no llega a ser la velocidad de sincronismo. Conforme se va aumentando la carga, el motor va disminuyendo en forma casi proporcional su velocidad hasta alcanzar la nominal con una carga plena.

El motor también puede trabajar sobrecargado, pero no por tiempo ilimitado, sino el máximo especificado por el fabricante para el tipo de motor. Las sobrecargas duraderas producen recalentamiento de la máquina. Los tiempos de sobrecarga son relativamente pequeños.

En el trabajo con cargas de tipo periódico o intermitente está permitido el trabajo con sobrecargas de corta duración, teniendo como límite de torque el torque máximo.

## **8.10 ENSAYOS DE VACIO Y DE ROTOR BLOQUEADO**

Las constantes del circuito equivalente del motor de inducción pueden obtenerse de una prueba hecha con el motor girando libre y de la prueba de rotor bloqueado. Estas pruebas son equivalentes a las pruebas de vacío y de cortocircuito del transformador.

### **8.10.1 Prueba de vacío**

Se aplica una tensión nominal a frecuencia nominal al estator de tal modo,

que el motor gire sin carga. Se toman entonces las medidas de tensión, corriente y potencia de entrada al estator.

Debido al bajo valor del deslizamiento en vacío, la resistencia dinámica es tan alta, que la corriente del rotor en vacío es despreciable. Sin embargo, una pequeña corriente del rotor, que puede despreciarse, está presente en motores prácticos incluso a cero deslizamiento debido a las armónicas en la onda de densidad de campo y a una ligera no uniformidad en el entrehierro.

Para la prueba de vacío de un motor trifásico, los instrumentos de medición se colocan en la forma indicada en la Figura 8.9. Sea:

- $V_o$  : la tensión nominal de línea (V)
- $I_o$  : la corriente de línea (A)
- $W_o$  : la potencia total de entrada (W)
- $R_e$  : la resistencia del equivalente monofásico del estator ( $\Omega$ ).

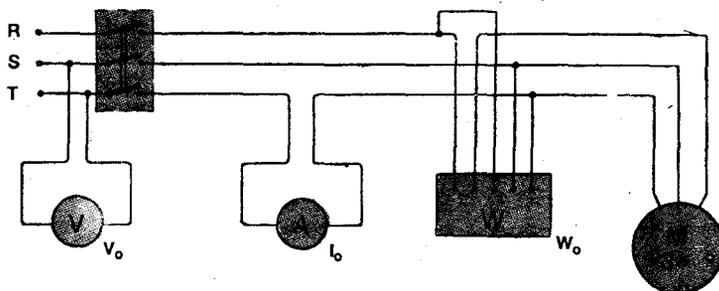


Fig. 8.9 El ensayo en vacío de un motor de inducción trifásico.

### 8.10.2 Prueba de rotor bloqueado

Este ensayo se hace con el rotor trabado, es decir, evitando que gire ( $s=1$ ).

Para motores convencionales de jaula de ardilla simple, menores de 20 kW nominales, sin incluir las máquinas de doble jaula de ardilla o de barras profundas, se aplica al estator una tensión reducida a frecuencia nominal. La tensión se ajusta para producir aproximadamente una corriente nominal. Una tensión nominal daría como resultado una corriente excesiva que saturaría las trayectorias del flujo de dispersión a través de los dientes del estator y del rotor, dando lugar a menores valores que los normales de la reactancia de dispersión. Adicionalmente, a menos que se sostenga por un corto período, la corriente excesiva sobrecalentará los embobinados.

Para la prueba de rotor bloqueado de un motor trifásico, con los instrumentos de medición colocados en la forma que aparece en la Figura 8.10, sea:

- $V_{cc}$  : la tensión reducida de línea (V)

$I_{cc}$  : la corriente nominal de línea (A)  
 $P_{cc}$  : la potencia de entrada (W). (Potencia Total)

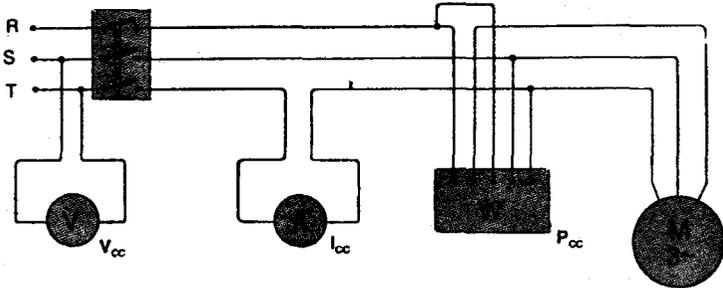


Fig. 8.10 El ensayo de rotor bloqueado de un motor de inducción trifásico.

## 8.11 DETERMINACION DE LOS PARAMETROS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE

### 8.11.1 Uso de los valores medidos en el ensayo de vacío

Debido a que la corriente de vacío del rotor es despreciable, el circuito del rotor en este ensayo puede omitirse del circuito equivalente en la Figura 8.11 (a), resultando el circuito de la Figura 8.11 (b), en donde  $z_M$  está representado por una impedancia equivalente serie para facilitar la evaluación de las reactivancias y resistencias del motor.

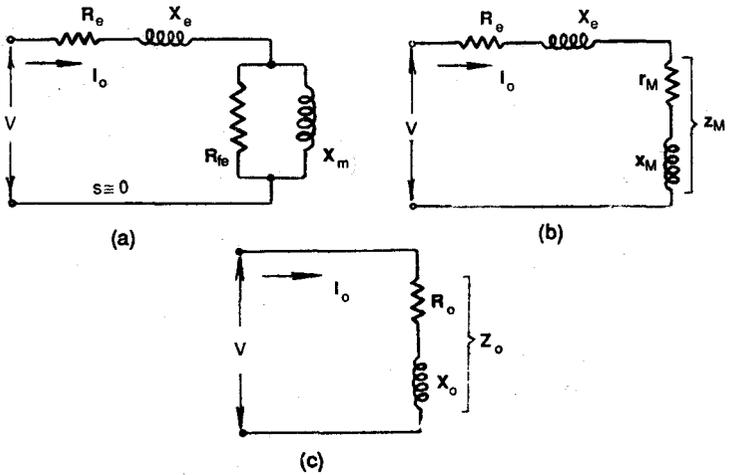


Fig. 8.11 Circuitos equivalentes para un motor de inducción trifásico.  
 (a) y (b) Prueba de vacío.  
 (c) Circuito equivalente simplificado para el motor en vacío.

La resistencia  $R_{fe}$  en la Figura 8.11 (a), toma en cuenta no sólo las pérdidas en el hierro, sino también las pérdidas mecánicas.

Con los valores medidos en este ensayo, se puede determinar el circuito equivalente monofásico, tal como aparece en la Figura 8.11 (c):

$$V = V_o / \sqrt{3} \quad \text{voltios por fase}$$

$$Z_o = V / I_o \quad \text{ohmios por fase}$$

$$R_o = \frac{W_o}{3 I_o^2} \quad \text{ohmios por fase}$$

donde:

$$R_o = R_e + r_M$$

y:

$$X_o = X_e + x_M$$

en donde  $R_e$  es la resistencia del estator tomada como el valor de corriente continua. La resistencia  $R_{fe} \gg X_m$ , de modo que la resistencia  $r_M$  es aproximadamente igual a:

$$r_M \cong \frac{X_m^2}{R_{fe}} \quad (0)$$

y por lo tanto:

$$x_M \cong X_m$$

por lo que:

$$X_o \cong X_e + X_m \quad (1)$$

La reactancia  $X_o$  se puede determinar a partir de  $R_o$  y  $Z_o$  ya calculados:

$$X_o = \sqrt{Z_o^2 - R_o^2}$$

Las pérdidas rotacionales, es decir, la suma de las pérdidas mecánicas más las pérdidas en el hierro, se encuentran restando las pérdidas por efecto Joule en el cobre del estator de la potencia de vacío medida a la entrada:

$$P_o = W_o - 3 I_o^2 R_e$$

### 8.11.2 Uso de los valores medidos en el ensayo de rotor bloqueado

Este ensayo permite encontrar directamente los valores de  $X_e$ ,  $X_r'$  y  $R_r'$ .

El circuito equivalente se muestra en la Figura 8.12 (a), pudiendo reducirse al circuito equivalente serie de la Figura 8.12 (b) para facilitar la evaluación de los parámetros.

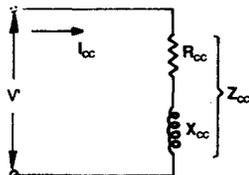
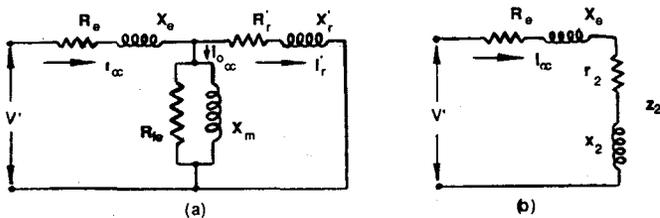


Fig. 8.12 Circuitos equivalentes para un motor asincrónico trifásico con el rotor bloqueado.

Con los valores medidos en este ensayo se puede determinar el circuito equivalente monofásico, tal como se muestra en la Figura 8.12 (c):

$$V' = V_{cc} / \sqrt{3} \quad \text{voltios por fase}$$

$$z_{cc} = \frac{V'}{I_{cc}} \quad \text{ohmios por fase}$$

$$R_{cc} = \frac{P_{cc}}{3 I_{cc}^2}$$

donde:

$$R_{cc} = R_e + r_2$$

y:

$$X_{cc} = X_e + x_2$$

La reactancia  $X_{cc}$  se puede determinar a partir de  $Z_{cc}$  y  $R_{cc}$  ya calculadas:

$$X_{cc} = \sqrt{Z_{cc}^2 - R_{cc}^2}$$

Cuando el rotor está trabado, la corriente de excitación es pequeña comparada con la corriente del estator  $I_{cc}$ , la reactancia de dispersión del rotor  $X'_r$  es sólo ligeramente mayor que  $x_2$ , y

$$X_{cc} \cong X_e + X'_r$$

El Código de Pruebas de la IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) lista las proporciones empíricas dadas en la Tabla 8.1 para reactancias de dispersión del estator  $X_e$  y del rotor  $X'_r$  en motores de inducción trifásicos en función de la reactancia equivalente  $X_{cc}$  con rotor bloqueado.

Tabla 8.1 Proporciones empíricas de las reactancias de dispersión del motor de inducción

Tipo de motor	Clase A	Clase B	Clase C	Clase D	Rotor bobinado
$X_e$	$0.5 X_{cc}$	$0.4 X_{cc}$	$0.3 X_{cc}$	$0.5 X_{cc}$	$0.5 X_{cc}$
$X'_r$	$0.5 X_{cc}$	$0.6 X_{cc}$	$0.7 X_{cc}$	$0.5 X_{cc}$	$0.5 X_{cc}$

Conociendo  $X_e$  puede calcularse  $X_m$  a partir de la ecuación (1) obtenida del ensayo de vacío:

$$X_m = X_o - X_e$$

Cuando la clasificación del motor no se conoce, se asume  $X_e = X'_r = 0.5 X_{cc}$ .

\* El valor de  $R'_r$  requiere ser estimado con mayor precisión que  $X'_r$  debido a que  $r_2$  es algunas veces mayor que  $R'_r$  y a que  $R'_r/s \gg (X_e + X'_r)$  en el rango de marcha, razones por las cuales el efecto de  $R'_r$  durante la marcha normal es mayor.

Considerando que  $R_{fe} \gg X_m$  y que, al mismo tiempo,  $X_m$  es muy grande comparado con los valores de las resistencias y reactancias de dispersión del estator y del rotor, entonces, se demuestra que  $r_2$  es igual aproximadamente a:

$$r_2 \cong \frac{R'_r \cdot X_m^2}{(X'_r + X_m)^2} \quad (2)$$

de donde se obtiene:

$$R'_r \cong \left( 1 + \frac{X'_r}{X_m} \right)^2 (R_{cc} - R_e)$$

donde  $r_2$  ha sido remplazada por su equivalente de la ecuación (2).

Sólo falta determinar  $R_{fe}$ . De la ecuación (0):

$$R_{fe} \cong \frac{X_m^2}{r_M} = \frac{X_m^2}{R_o - R_e}$$

\* Si se quiere que  $R_{fe}$  represente sólo las pérdidas en el hierro, será necesario separarlas de las pérdidas mecánicas.

Para esto, manteniendo la frecuencia nominal, se hace variar la tensión de vacío desde  $0.2 V_{nom}$  hasta  $1.1 V_{nom}$  por medio de una fuente de tensión variable (en realidad debe procederse al revés: desde  $1.1 V_{nom}$  hasta  $0.2 V_{nom}$ ). Por debajo de  $0.2 V_{nom}$  el motor puede llegar a bloquearse. Se observará que la velocidad del rotor cae ligeramente durante el ensayo, de modo que las pérdidas mecánicas permanecen prácticamente constantes.

En este ensayo se miden para las distintas tensiones  $V_o$ , las respectivas corrientes  $I_o$  y potencias  $W_o$ . Luego se determinan las pérdidas rotacionales  $P_o$ :

$$P_o = W_o - 3 I_o^2 \cdot R_e$$

Las pérdidas rotacionales  $P_o$  son iguales a la suma de las pérdidas mecánicas  $p_{mec}$  más las pérdidas en el hierro  $p_{fe}$ :

$$P_o = p_{mec} + p_{fe}$$

donde:

$$p_{fe} = \frac{3 E_o^2}{R_{fe}}$$

Considerando que  $p_{mec}$  es una constante y que  $P_{Fe}$  es función del cuadrado de la f.e.m.  $E_o$ , la gráfica de  $P_o$  vs.  $E_o$  es una parábola cuadrada, tal como se aprecia en la Figura 8.13. La amplitud  $E_o$  se obtiene a partir de la ecuación siguiente:

$$\bar{E}_o = \frac{V_o}{\sqrt{3}} \angle 0^\circ - \bar{I}_o \times \bar{Z}_e$$

La intersección de la curva de potencias con el eje  $P_o$ , una vez extrapolada, dará el valor de las pérdidas mecánicas.

Separadas las pérdidas mecánicas, para un punto cualquiera de la curva de potencias, se puede determinar el valor de las pérdidas en el hierro y, con éstas, el valor de  $R_{fe}$ :

$$R_{fe} = \frac{E_o^2}{P_o - P_{mec}}$$

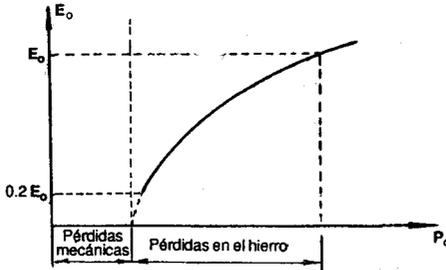


Fig. 8.13 Curva de vacío del motor de inducción.

## 8.12 EL DIAGRAMA CIRCULAR DEL MOTOR

A veces es muy sencillo y conveniente calcular las características de operación de un motor de inducción por medio de su diagrama circular.

En corriente alterna se demuestra que, si en un circuito serie R-L, la reactancia permanece constante y la resistencia varía, el lugar geométrico del vector corriente es una semicircunferencia, tal como puede verse en el libro "Circuitos Eléctricos" de J. Edminister.

En el circuito equivalente simplificado, todos los componentes son constantes excepto la resistencia dinámica que varía con la carga; por consiguiente, el lugar geométrico del vector  $I_r'$  es una circunferencia y como la corriente total  $I_s$  es la suma de la variable  $I_r'$  y la constante  $I_o$ , el lugar geométrico de  $I_s$  será también una circunferencia.

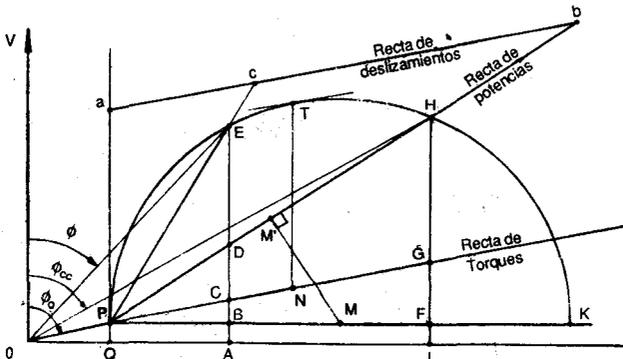


Fig. 8.14 El diagrama circular.

Los datos para trazar el diagrama se obtienen por medio de los ensayos de vacío y de rotor bloqueado, en la forma siguiente:

**Punto P.:** Se determina de la corriente y potencia en vacío.

$$OP = I_o \angle \phi_o$$

$$\phi_o = \arccos \frac{P_o}{\sqrt{3} V_o \cdot I_o}$$

$$P_o = W_o - 3 I_o^2 R_e$$

**Punto H.:** Se determina de la corriente y potencia de cortocircuito.

$$OH = I'_{cc} \angle \phi_{cc}$$

$$I'_{cc} = I_{cc} \frac{V_o}{V_{cc}}$$

$$\phi_{cc} = \arccos \frac{P_{cc}}{\sqrt{3} V_{cc} \cdot I_{cc}}$$

A continuación se muestra la tabla de ensayos de vacío y de rotor bloqueado:

	Potencia (W)	Tensión (V)	Corriente (A)
VACIO	$W_o$	$V_o = V_{nom}$	$I_o$
R.B.	$P_{cc}$	$V_{cc}$	$I_{cc} = I_{nom}$

**PH** – Rectas de potencias útiles.

**PK** – Paralela al eje de abcisas.

**MM'** – Mediatriz de PH.

**M** – Centro del círculo PHK.

Se observa entonces que con la ayuda de solamente los dos ensayos se ha logrado obtener el diagrama circular, a partir del cual se pueden calcular los valores de operación sin necesidad de otros ensayos, ni cálculos con circuitos equivalentes.

$HJ = I'_{cc} \cos \phi_{cc}$ , multiplicado por  $V_e$ , nos daría la potencia absorbida con rotor parado (instante del arranque) íntegramente consumida en pérdidas por efecto Joule, en el hierro.

$PQ = I_o \cdot \cos \phi_o$ , multiplicado por  $V_e$ , nos da la potencia total de vacío, que se asume consumida en pérdidas en el hierro y mecánicas.

**HF** representaría, por lo tanto, a la escala de potencias, únicamente las pérdidas por efecto Joule en el rotor y en el estator.

**Punto G.:** Divide a **HF** proporcionalmente a  $R'_r$  y  $R_e$  (resistencias del rotor reducida al estator y del estator respectivamente) de modo que:

**HG** : pérdidas por efecto Joule en el rotor.

**GF** : pérdidas por efecto Joule en el estator.

**PG** : recta de los apes.

La recta **PH** limita las pérdidas por efecto Joule (máximas en **H** y nulas en **P**), por lo tanto, las distancias desde esta recta hasta la circunferencia representan las potencias útiles o desarrolladas en el eje.

**OE** =  $I_e$ , corriente estatórica para una carga cualquiera con f.p. =  $\cos \phi_e$ .

**PE** =  $\bar{I}'_r = \bar{I}_e - \bar{I}_o$ , corriente rotórica.

**EA** =  $I_e \cos \phi_e$ , componente activa de  $I_e$ .

Representa, a escala de potencias, la potencia total absorbida por fase.

**BA** : pérdidas en el núcleo y mecánicas por fase.

**CB** : pérdidas por efecto Joule en el estator por fase.

**DC** : pérdidas por efecto Joule en el rotor por fase.

**DE** : potencia útil en el eje por fase.

**Deslizamiento:** la recta **ab** de una longitud cualquiera se traza paralela a la recta de los pares. El punto **a** (proyección vertical de **P**) corresponde a deslizamiento 0 (marcha en vacío), y el punto **b** corresponde al deslizamiento 1 (rotor bloqueado). Dividiendo la recta **ab** en 100 partes iguales, se determina el deslizamiento para cualquier punto de operación:

$$s = \frac{ac}{ab} \times 100 = \frac{CD}{CE} \times 100$$

**EC** : torque.

**TN** : torque máximo.

**HG** : torque de arranque.

## 8.12.1 Demostraciones

### 1) PERDIDAS POR EFECTO JOULE

**POSTULADOS :** **HG** = pérdidas rotóricas por efecto Joule debido a  $I'_{cc}$ .  
**GF** = pérdidas estatóricas por efecto Joule debido a  $I_{cc}$ .

Se quiere demostrar que:

DC = pérdidas rotóricas por efecto Joule debido a  $I_e$ .

CB = pérdidas estáticas por efecto Joule debido a  $I_e$ .

ED = potencia útil en el eje.

Es decir:

$$\frac{I_r'^2}{I_r^2(\text{cc})} = \frac{DC}{HG} = \frac{CB}{GF}$$

Demostración:

$$\Delta PEK \sim \Delta PEB \therefore \frac{PE}{PK} = \frac{PB}{PE} ; PE^2 = I_r'^2 = PK \cdot PF$$

$$(PE = \bar{I}_e - \bar{I}_o = \bar{I}_r')$$

$$\Delta PHK \sim \Delta PHF \therefore \frac{PH}{PK} = \frac{PF}{PH} ; PH^2 = I_r^2(\text{cc}) = PK \cdot PF$$

Dividiendo ambas expresiones:

$$\frac{I_r'^2}{I_r^2(\text{cc})} = \frac{PB}{PF}$$

$$\Delta PDB \sim \Delta PHF \therefore \frac{PB}{PF} = \frac{BC}{FG} = \frac{DC}{HG}$$

por lo tanto:

$$\frac{\text{pérdidas por efecto Joule debido a } I_e}{\text{pérdidas por efecto Joule debido a } I_{cc}} =$$

$$\frac{I_r'^2}{I_r^2(\text{cc})} = \frac{PB}{PF} = \frac{CB}{GF} = \frac{DC}{HG}$$

## 2) RECTA DE POTENCIAS UTILES

Si se descuenta de la potencia total absorbida, proporcional a EA, las pérdidas en vacío BA, y las pérdidas por efecto Joule DB, resulta la potencia útil ED. Por esta razón, PH es llamada la **recta de potencias útiles**.

### 3) EFICIENCIA

Por definición:

$$\eta = \frac{\text{potencia útil entregada}}{\text{potencia total absorbida}}$$

por lo anteriormente demostrado:

$$\eta = \frac{ED}{EA}$$

### 4) DESLIZAMIENTO

Al final del sucapítulo 8.6 se demostró que  $P_{Jr} = s \cdot P_{ch}$ , donde  $P_{Jr}$  son las pérdidas por efecto Joule en el rotor y  $P_{ch}$  es la potencia transferida del estator al rotor a través del entrehierro.

Luego:

$$s = \frac{P_{Jr}}{P_{ch}} = \frac{DC}{EC}$$

Además:

$$\Delta PDC \sim \Delta Pab \therefore \frac{DC}{Pa} = \frac{PC}{ab} \longrightarrow DC \cdot ab = Pa \cdot PC$$

$$\Delta PEC \sim \Delta Pac \therefore \frac{Pa}{EC} = \frac{ac}{PC} \longrightarrow Pa \cdot PC = ac \cdot EC$$

$$\therefore \frac{DC}{EC} = \frac{ac}{ab} = \text{deslizamiento}$$

### 5) RECTA DE LOS TORQUES

El torque útil es:

$$T_u = \frac{P_u}{\omega}$$

donde  $P_u = (1 - s) \cdot P_{ch}$  y  $\omega = (1 - s) \cdot \omega_s$

Por lo tanto:

$$T_u = \frac{P_{ch}}{\omega_s}$$

de modo que el torque útil es proporcional a la potencia  $P_{ch}$ :  $T_u = k' \cdot EC$ .

Por lo tanto, las distancias entre la circunferencia y la recta PG representarán, a una cierta escala, los torques útiles del motor.

La tangente paralela a esta recta determinará el punto de torque máximo y HG representará el torque de arranque.

## 8.13 MOTORES DE DOBLE JAULA O DE BARRAS PROFUNDAS

### 8.13.1 Motores de doble jaula

El motor de jaula de ardilla simple es el más difundido de los motores de inducción, pero no permite insertar resistencias rotóricas para reducir la corriente y mejorar su torque de arranque; una variante de este motor que posee un rotor con doble jaula mejora, sin embargo, sus características de arranque.

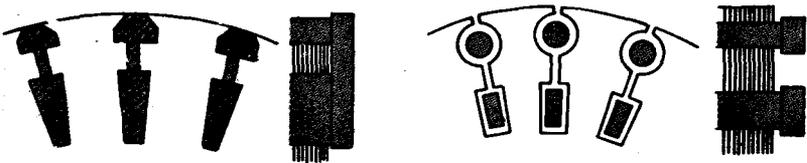


Fig. 8.15 Formas de la ranura y barras del rotor de doble jaula de ardilla.

La doble jaula consiste de dos juegos de barras situados uno fuera del otro tal como se aprecia en la Figura 8.15.

Las barras exteriores de pequeña sección tienen elevada resistencia y reducida inductancia de dispersión. Las barras interiores de mayor sección, tienen, por el contrario, reducida resistencia y elevada inductancia de dispersión.

En la Figura 8.16 puede verse un esquema aproximado de la distribución del flujo de dispersión por ranura, que muestra que la barra del rotor más grande encadena una mayor cantidad de flujo de dispersión y por lo tanto tiene una mayor inductancia de dispersión, que la barra superior.

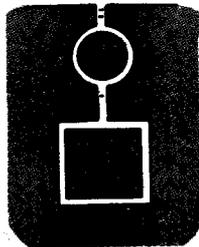


Fig. 8.16 Una gráfica del flujo de dispersión por ranura en un motor de doble jaula de ardilla.

En el arranque, la frecuencia de las corrientes del rotor es relativamente alta, igualando a la frecuencia del estator, y la reactancia de dispersión de la jaula interna es alta, tendiendo a suprimir la corriente en esa jaula.

Debido a su resistencia más alta y menor inductancia de dispersión, la jaula exterior predomina durante el arranque produciendo, por lo tanto, un alto torque de arranque.

Cuando el motor está operando a velocidad normal, la frecuencia del rotor es tan pequeña, que la reactancia de dispersión de la jaula interior es considerablemente menor que su resistencia, y las densidades de corriente en las dos jaulas son prácticamente iguales, aunque como la corriente de la jaula interna es varias veces mayor que la otra, el torque motor en esencia se crea en este caso por la jaula interior.

Debido a esto, la jaula interior se denomina jaula de trabajo. La resistencia efectiva del rotor es ahora baja, dando un deslizamiento bajo en el rango de rotación desde vacío hasta plena carga.

En la Figura 8.17 se representa en forma aproximada las curvas características de  $T - \omega$  de las jaulas externa e interna y la curva resultante de ambas jaulas.

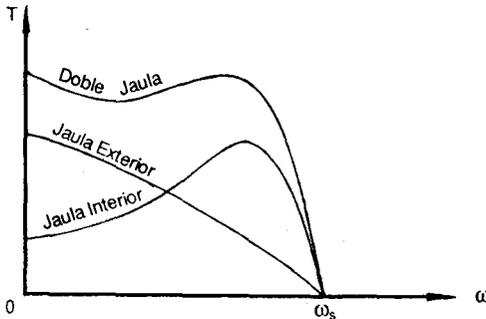
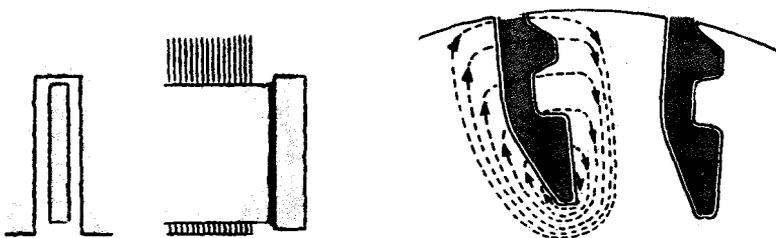


Fig. 8.17 Curvas de los torques motores de un motor de doble jaula de ardilla.

### 8.13.2 Motores de barras profundas

Los motores de barras profundas, lo mismo que los de doble jaula, tienen características de arranque mejoradas en comparación con los motores asíncronos simples.

En la Figura 8.18 se puede ver la forma de la ranura de un motor de éstos. Además de las barras de sección rectangular se usan también barras con sección de otras formas, por ejemplo, trapezoidal, en botella y otras, tal como puede verse en la Figura 8.18



**Fig. 8.18** Diversas formas de barras de rotores de motores de inducción de barras profundas.

En estos motores se emplea el fenómeno de desplazamiento de la corriente en las barras determinado por los flujos de dispersión de las ranuras.

En el arranque, la frecuencia del rotor es igual a la de la red.

En la Figura 8.18 se muestra el esquema del flujo de dispersión en una ranura del rotor. Se ve que los sectores internos de la barra son abrazados por un mayor número de líneas de flujo, por lo que en estos sectores se inducen mayores f.c.e.m. de dispersión.

Por consiguiente, en los sectores interiores circulan corrientes de menor intensidad, es decir, la corriente se desplaza hacia las partes exteriores del conductor, abarcando una menor área de conducción y aumentando por lo tanto la resistencia óhmica del rotor. Por esta razón, el motor de barras profundas tiene una corriente relativamente pequeña, siendo relativamente grande el torque de arranque.

A medida que el motor se acelera, la frecuencia de la corriente en el rotor disminuye. En este caso, el fenómeno de desplazamiento de la corriente se hace cada vez menos notable y la corriente se distribuye cada vez más uniformemente por la sección del conductor.

A velocidad normal, este motor tiene una resistencia óhmica normal, pero con una inductancia elevada del rotor, a causa de lo cual empeoran algo el f.p. y la capacidad de sobrecarga del motor.

### 8.13.3 Clases de diseño

Los motores de jaula de ardilla son clasificados por la NEMA como diseños A, B, C, D y F (Véase la Figura 8.19 (a) y (b)):

Los motores de diseño A, usualmente, tienen rotores de jaula simple de baja resistencia con buenas características de marcha a costa de una alta corriente de arranque y un torque de arranque moderado. Debido a la alta corriente de arranque, requiere un arranque a tensión reducida. Se aplica en el accionamiento de ventiladores, sopladores, máquinas-herramientas y bombas centrífugas.

Los motores de diseño B, son los más comunes y tienen el rotor en forma de doble jaula o de barras profundas. Se arrancan a tensión plena. Tienen aproximadamente el mismo torque de arranque que el diseño A con sólo un 75% de la corriente de arranque. Tiene las mismas aplicaciones que el diseño A.

Los motores de diseño C son de doble jaula o de barras profundas con una resistencia del rotor más alta que el diseño B, con un torque de arranque más alto pero con una menor eficiencia y un deslizamiento algo mayor que para el diseño B. Se aplica en cargas que demandan una velocidad casi constante y un torque de arranque regularmente alto. La corriente de arranque es relativamente baja. Se aplica en el accionamiento de compresores, transportadores, trituradoras y bombas recíprocantes.

Los motores de diseño D tienen, generalmente, un rotor de jaula simple de alta resistencia que le confiere un alto torque de arranque pero con un alto deslizamiento y una baja eficiencia. Tienen el torque de arranque más alto entre todos los diseños. Se usan para cargas de alta inercia tales como estampadoras, punzonadoras y tijeras.

Los motores de diseño F son, usualmente, de alta velocidad conectados directamente a cargas tales como sopladores o bombas centrífugas que requieren sólo torques de arranque bajos. El rotor tiene una baja resistencia por lo que el motor presenta un bajo deslizamiento y una alta eficiencia pero un bajo torque de arranque.

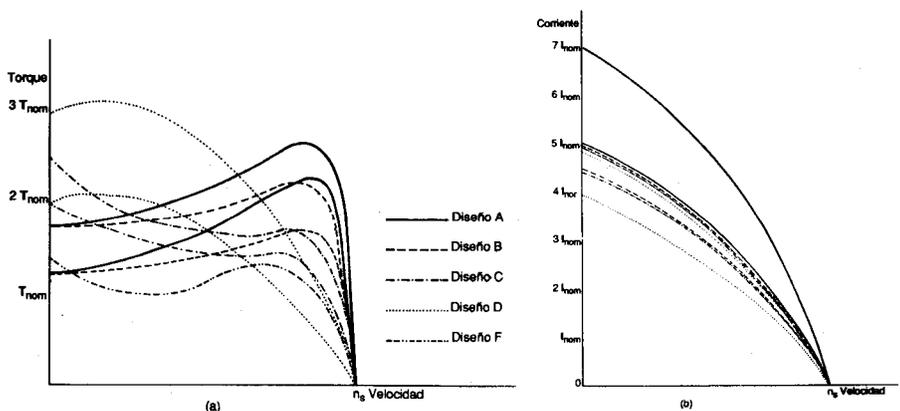
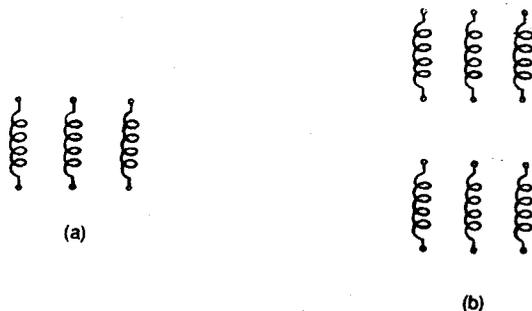


Fig. 8.19 Clases de diseño de motores de jaula de ardilla trifásicos  
 (a) Curvas de torque  
 (b) Curvas de intensidad de corriente

## 8.14 MOTORES DE DOS O MAS TENSIONES

El estator de los motores asíncronos trifásicos puede tener uno o dos grupos de bobinas con seis terminales por cada grupo, tal como puede verse en la Figura 8.20.



**Fig. 8.20** (a) Estator de un grupo de bobinas  
(b) Estator de dos grupos de bobinas

Como se sabe, las tres fases de una máquina con un solo grupo de bobinas se pueden conectar sólo de dos formas distintas, en estrella para la mayor tensión (por ejemplo 380 V), y en triángulo para la menor tensión (p.e. 220V). Esto es lo que se denomina un motor normal de dos tensiones. Para una mejor comprensión puede verse la Figura 8.20 (c)



**Fig. 8.20** (c) Conexiones estrella y triángulo para las tensiones mayor y menor respectivamente.

Sin embargo, se construyen también motores de dos grupos de bobinas con cada uno de los cuales se pueden hacer las conexiones que se ven en la Figura 8.21.

Las designaciones que se suele dar a cada una de estas configuraciones son las siguientes:

- a) doble triángulo paralelo : V
- b) doble estrella paralelo :  $\sqrt{3}$  V

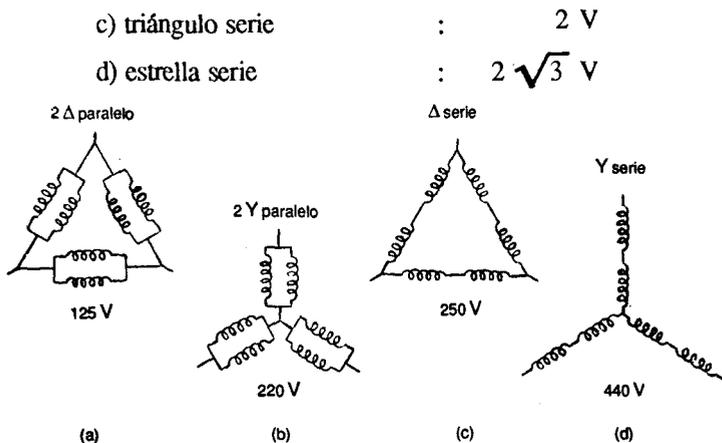


Fig. 8.21 Combinaciones usuales de las bobinas del estator en motores trifásicos, para lograr su funcionamiento a varias tensiones.

La importancia de conocer que estas máquinas pueden trabajar con varias tensiones es por el peligro que se corre de malograr el bobinado cuando se aplica equivocadamente una sobretensión lo cual producirá la sobresaturación del núcleo con la consiguiente sobrecorriente de magnetización que terminará quemando el aislamiento de la máquina.

De allí que deba seguirse estrictamente las indicaciones dadas por el fabricante en la placa y en la contratapa de la caja de bornes de cada motor.

En la Tabla 8.2 se da algunos ejemplos de bobinados diseñados para diferentes tensiones, combinaciones propias de motores trifásicos europeos.

Tabla 8.2

Tabla 8.2				
Disposición Nº	Conexiones			
	2 D //	2 Y //	D serie	Y serie
1	110 V	190 V	220 V	380 V
2	125 V	220 V	250 V	440 V
3	150 V	250 V	300 V	500 V
4	220 V	380 V	440 V	—
5	250 V	440 V	500 V	—

Las tensiones de cada fila horizontal son válidas para la frecuencia de diseño.

## 8.15 METODOS DE ARRANQUE

### 8.15.1 Arranque de los motores de jaula de ardilla

Cuando se aplica tensión a un motor, éste absorbe una gran intensidad de la red y puede provocar una caída de tensión apreciable en la línea de alimentación pudiendo llegar a afectar el funcionamiento de otros receptores.

Esta caída de tensión es tan grande que, a veces, se percibe en la disminución del brillo de las lámparas de alumbrado.

Los motores de inducción absorben en el arranque una corriente de 5 á 7 veces su valor nominal.

Los motores pequeños pueden arrancarse directamente desde la red; los motores medianos suelen tener arranque manual; y, los motores grandes se arrancan en forma automática.

El objeto de los arrancadores es limitar la corriente de arranque. Como las características del rotor de un motor de jaula de ardilla han sido determinadas de una vez para siempre por el fabricante, los diversos métodos de arranque permiten hacer variar sólo la tensión en bornes del estator.

En estos motores, la reducción de la corriente de arranque está acompañada de una fuerte reducción del torque.

#### 8.15.1.1 Arranque directo o a tensión plena

El arranque directo es un método obtenido en un solo tiempo; el estator del motor se acopla directamente a la red, tal como puede verse en la Figura 8.22. ( $t_{arr}$  es el tiempo típico de conexión del arrancador, en segundos)

$$I_{arr} : 4 \text{ á } 8 I_{nom}$$

$$T_{arr} : 0.6 \text{ á } 1.5 T_{nom}$$

$$t_{arr} : 2 \text{ á } 3 \text{ s}$$

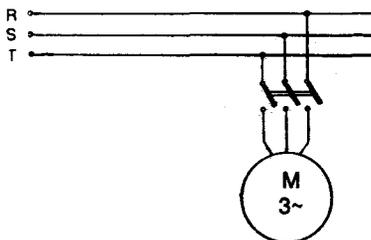


Fig. 8.22 Arranque directo de un motor de jaula de ardilla.

El motor es arrancado con sus características naturales con una fuerte corriente de arranque  $I_{arr}$ . Este método es ideal si la instalación permite esta punta de intensidad y si el torque de arranque  $T_{arr}$  del motor (fijado por el tipo de

construcción de su rotor en 1.5 torque nominal  $T_{nom}$  en promedio) es el conveniente para la puesta en marcha del equipo.

Este método permite arrancar las máquinas incluso a plena carga, si la red admite la  $I_{arr}$ . Es, pues, indicado para las máquinas de pequeña y mediana potencia.

Sin embargo, en vista que el  $T_{arr}$  es de 1.5  $T_{nom}$ , este método no se recomienda si el arranque debe hacerse en forma lenta y progresiva (algunos montacargas y fajas transportadoras por ejemplo).

Para remediar los inconvenientes de la caída grande de tensión en la línea, se prohíbe, a veces, el arranque directo de motores de inducción por encima de una cierta potencia.

Otras veces se impone la relación entre la  $I_{arr}$  y la  $I_{nom}$  en función de la potencia de los motores.

El motor de jaula es el único que puede acoplarse directamente a la red con un equipo sencillo, debido a que sólo el bobinado del estator está en contacto con el exterior a través de la caja de bornes.

### 8.15.1.2 Arranque a tensión reducida

#### a) Arranque estático por resistencias

La alimentación a tensión reducida del motor, durante el primer tiempo se obtiene poniendo en serie con cada fase del estator una resistencia que es cortocircuitada luego en un solo tiempo. Ver la Figura 8.23.

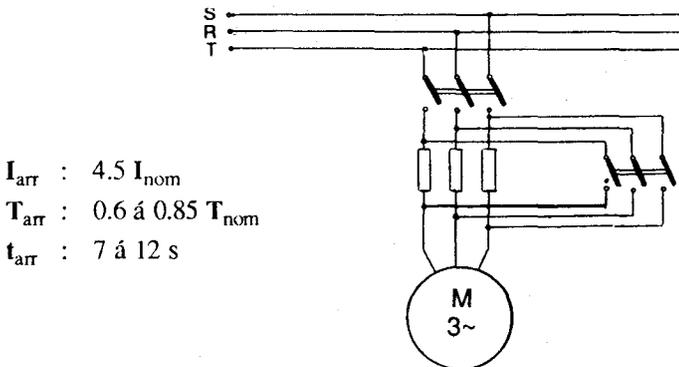


Fig. 8.23 Arranque estático por resistencias.

Los acoplamientos eléctricos de los devanados respecto a la red no se modifican durante el arranque. La  $I_{arr}$  que recorre la línea de alimentación se reduce proporcionalmente a la tensión aplicada al motor, mientras que el torque se reduce con el cuadrado de la tensión.

El  $T_{arr}$  es relativamente pequeño (valor típico:  $0.75 T_{nom}$ ) para una  $I_{arr}$  todavía importante (valor típico:  $4.5 I_{nom}$ ).

La tensión aplicada en los bornes del motor no es constante durante el período de aceleración.

La intensidad máxima, cuando se aplica tensión al motor disminuye a medida que el motor acelera; la caída de tensión en los bornes de la resistencia disminuye y la tensión en los bornes del motor aumenta progresivamente.

Como el torque es proporcional al cuadrado de la tensión, los valores obtenidos del torque son más elevados para un  $T_{arr}$  dado que con un sistema que suministra una tensión reducida de valor fijo.

En la Figura 8.24 puede verse las curvas características (en línea gruesa) de torque y de corriente en función de la velocidad para este método de arranque.

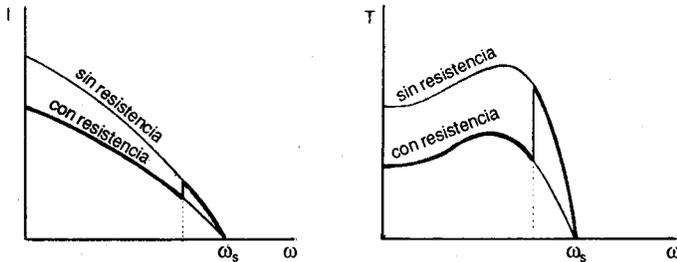


Fig. 8.24 Curvas características para el método de arranque por resistencias en serie con el estator.

El paso a tensión plena se realiza para una velocidad mayor que 0.8 veces la velocidad de sincronismo  $N_s$ , con puntas de torque y de corriente relativamente pequeñas. La velocidad va aumentando progresivamente y sin cambios bruscos. Por otra parte, es posible modificar los valores de la intensidad y del torque de arranque adaptando el valor de la resistencia.

El arranque estático por resistencias es conveniente para la puesta en marcha de las máquinas con torque resistente creciente a cerca de la mitad del torque nominal e incluso en las máquinas potentes y de gran inercia.

Sin embargo, este tipo de arranque presenta un inconveniente. Para una reducción de torque dado, por ejemplo, en la relación  $k \cdot T_{arr}$ , sólo reduce la corriente de arranque con una relación muy pequeña  $\sqrt{k \cdot T_{arr}}$ .

Por el contrario, la presencia de una importante resistencia prácticamente no inductiva, reduce considerablemente la amplitud de la  $I_{arr}$  durante el régimen transitorio de puesta en tensión, lo que es, a menudo, una ventaja determinante.

#### b) Arranque por arrollamiento estático dividido

El esquema de este método de arranque puede verse en la Figura 8.25

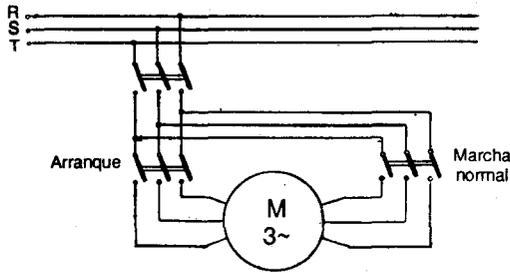


Fig. 8.25 Método de arranque por arrollamiento estático dividido.

Este método es conveniente en los motores fabricados para funcionar con dos tensiones diferentes (220 y 440 por ejemplo) ya que para esto requiere dos arrollamientos trifásicos que se conectan en serie para la tensión mayor (440 V) y, en paralelo, para la menor (220 V). El método es aplicable para cuando el motor debe funcionar con la tensión menor.

En el arranque, se conecta sólo uno de los arrollamientos, presentando de este modo mayor impedancia; la  $I_{arr}$  se reduce al 65%. Una vez arrancado, se conecta el segundo arrollamiento.

### c) Arranque por autotransformador

El motor es alimentado a tensión reducida mediante un autotransformador, el cual se pone fuera de servicio cuando el arranque termina. En la Figura 8.26 puede verse un esquema del método.

$$I_{arr} : 1.7 \text{ á } 4 I_{nom}$$

$$T_{arr} : 0.4 \text{ á } 0.85 T_{nom}$$

$$t_{arr} : 7 \text{ á } 12 \text{ s}$$

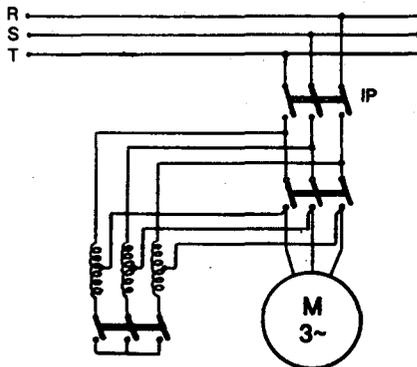


Fig. 8.26 Arranque por autotransformador.

El arranque se efectúa en tres tiempos:

- 1° Puesta en estrella del autotransformador; después, cerrar el interruptor principal IP. El motor arranca, ahora, a tensión reducida.
- 2° Apertura del punto neutro. Una fracción de devanado del autotransformador, insertado en serie con cada fase del estator, se comporta como una inductancia.
- 3° Un tercer interruptor acopla el motor a la tensión plena de la red.

En la Figura 8.27 puede verse las curvas características de torque y corriente en función de la velocidad para este método.

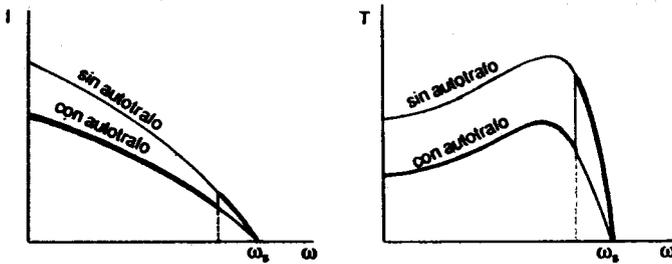


Fig. 8.27 Curvas características del motor en el método de arranque por autotransformador.

A lo largo del primer tiempo, el torque se reduce proporcionalmente al cuadrado de la tensión y la corriente de línea en una relación muy próxima, ligeramente más elevada que la corriente magnetizante del autotransformador.

Para determinar la relación de transformación  $r$  del autotransformador que permita reducir la corriente de la línea en el arranque en un factor  $k$ , nos podemos valer de la Figura 8.28.

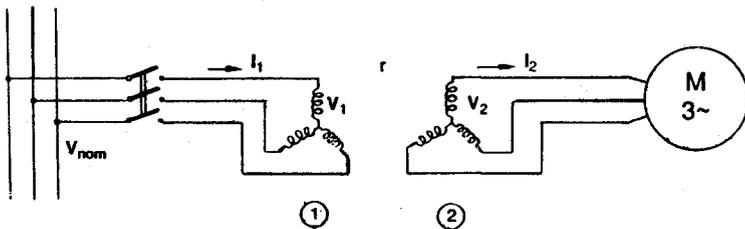


Fig. 8.28 Circuito para la solución del problema de cálculo de la relación de transformación.

En primer lugar, se cumple lo siguiente:

$$r = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

En segundo lugar, en el lado del motor, el cual es arrancado a la tensión reducida  $V_2$ , se cumple:

$$\frac{V_{nom}}{I_{arr}} = \frac{V_{red}}{I_{red}} = \frac{V_2}{I_2}$$

Finalmente, como dato del problema, se sabe que la corriente de la línea  $I_1$  es una fracción de la corriente  $I_{arr}$  del motor:

$$I_1 = \frac{I_{arr}}{k}$$

Haciendo los remplazos respectivos, se tiene lo siguiente:

$$\begin{aligned} r &= \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{arr} \cdot V_2}{I_1 \cdot V_{nom}} = \frac{I_{arr}}{I_1 \cdot r} \\ &= \frac{k \cdot I_1}{I_1 \cdot r} = \frac{k}{r} \end{aligned}$$

De donde se deduce que la relación de transformación es igual a:

$$r = \sqrt{k}$$

En vista que el autotransformador se usa sólo durante el breve período de puesta en marcha, se prefiere utilizar, por razones de espacio y de economía, dos autotransformadores monofásicos conectados en V (delta abierta).

Este método de arranque se usa sobre todo en los motores de gran potencia. Se prevén varias tomas (taps) en el autotransformador de modo que sea posible ajustar la tensión de arranque en función de la máquina arrastrada.

#### d) Arranque estrella-triángulo

Este método sólo puede aplicarse a los motores donde los dos extremos de los tres devanados del estator tengan salida sobre la caja de bornes y donde el acoplamiento en triángulo corresponda a la tensión de la red (por ejemplo, para una red de 380 V es preciso un motor de 380 V D / 660 V Y).

Este método consiste en arrancar el motor conectando sus devanados en

estrella. Estos se encuentran, entonces, alimentados con una tensión igual a la tensión de la red dividida por  $\sqrt{3}$ , o sea, a un 58% de la tensión nominal.

En la Figura 8.29 puede verse un esquema mostrando el método de arranque estrella-triángulo.

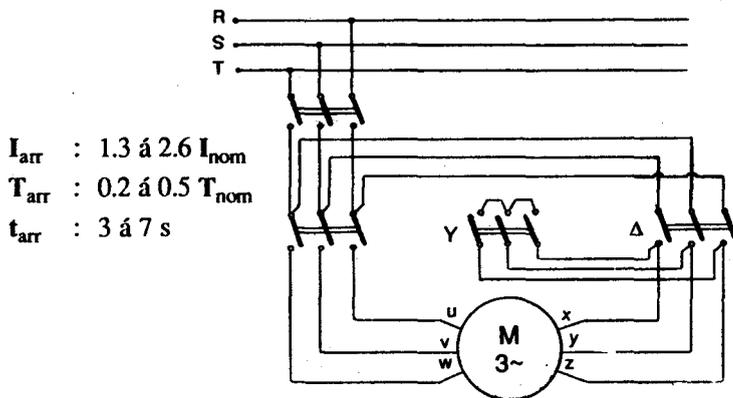


Fig. 8.29 Arrancador estrella-triángulo.

El torque se reduce con el cuadrado de la tensión de alimentación y es igual a un tercio del  $T_{arr}$  en un arranque directo.

La corriente en la línea de alimentación se reduce en la misma proporción. A continuación se demuestran estas afirmaciones.

En la Figura 8.30 (a) se muestra el circuito eléctrico equivalente del estator cuando está conectado en triángulo y en la Figura 8.30 (b), el circuito monofásico equivalente reducido a estrella, para lo cual la impedancia por fase se divide entre 3 (tres).

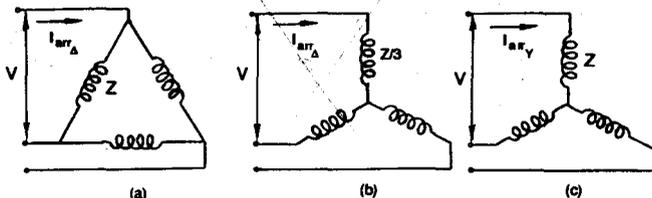


Fig. 8.30

Por otro lado, cuando el bobinado del estator está conectado en estrella, el circuito equivalente se muestra en la Figura 8.30 (c), circuito que coincide con el respectivo equivalente monofásico.

A partir de estas figuras, se deduce las siguientes afirmaciones:

$$I_{arrD} = \frac{3V}{\sqrt{3}z} \quad I_{arrY} = \frac{V}{\sqrt{3}z}$$

de donde se obtiene, por simple división, que:

$$I_{arrY} = I_{arrD} / 3$$

Para los torques útiles, se cumplen las expresiones siguientes:

$$\begin{aligned} T_{arrD} &= \frac{3}{\omega_s} I_{rD}^2 \left( \frac{R_r'}{3} \right) \\ T_{arrY} &= \frac{3}{\omega_s} I_{rY}^2 \cdot R_r' \\ &= \frac{3}{\omega_s} \left( \frac{I_{rD}}{3} \right)^2 3 \left( \frac{R_r'}{3} \right) \\ &= T_{arrD} / 3 \end{aligned}$$

La intensidad en cada devanado decrece sólo en relación a 0.58, pero este valor no tiene porqué considerarlo el usuario.

Los valores típicos de arranque son para la corriente  $2.0 I_{nom}$  y para el torque,  $0.5 T_{nom}$ . Ver la Figura 8.31.

El arranque Y-D se indica para aquellos equipos que arranquen en vacío o que tengan un torque resistente pequeño.

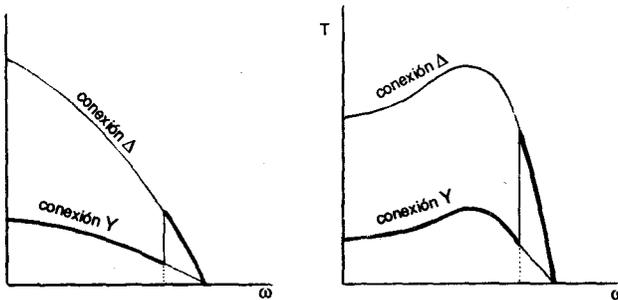


Fig. 8.31 Curvas características para el arranque estrella-triángulo.

En el segundo tiempo, se suprime el acoplamiento en estrella y se acoplan los devanados en triángulo. Cada devanado, entonces, está alimentado con la

tensión de la red; el motor recupera sus características naturales.

El torque motor es pequeño durante todo el acoplamiento en estrella, y la velocidad estabilizada al final de este tiempo, puede ser muy baja si el torque resistente es elevado (por ejemplo, el caso de una máquina centrífuga).

Aparecen, entonces, puntas importantes de corriente y de torque al pasar de estrella a triángulo. Estas condiciones pueden conducir a renunciar al arrancador **Y-D** para máquinas de características centrífugas, sobretodo, más allá de una determinada potencia (por ejemplo, 30 kW).

Por otra parte, es preciso señalar que la corriente que atraviesa los devanados del motor es discontinua; en efecto, es interrumpida en el momento de la apertura del contactor **Y** para establecerse de repente cuando cierra el contactor **D** (con plena tensión de la red).

Siendo las características de estos devanados muy inductivas, el paso al acoplamiento en **D** se acompaña de puntas de corriente transitorias muy altas.

A partir de una cierta potencia, es aconsejable renunciar al acoplamiento **Y-D** o bien utilizar una variante que permita limitar los fenómenos transitorios (temporizando el paso **Y** a **D** o intercalando una resistencia en serie con los devanados acoplados en triángulo).

## **8.15.2 Arranque de los motores de rotor bobinado**

### **8.15.2.1 Arranque rotórico por resistencias**

Un motor de rotor bobinado no puede arrancar directamente con los devanados del rotor cortocircuitados, sin provocar puntas de torque y de corriente inadmisibles.

Es necesario que, al mismo tiempo que se alimenta al estator a plena tensión de la red, se introduzcan resistencias rotóricas que serán progresivamente cortocircuitadas.

El cálculo de la resistencia insertada en cada fase permite determinar de forma rigurosa la curva torque-velocidad obtenida: para un torque dado, la velocidad es tanto más baja cuanto más alta sea la resistencia.

La resistencia debe ser insertada totalmente en el momento del arranque y, cuando esté totalmente cortocircuitada, se alcanzará la velocidad nominal.

La corriente absorbida es sensiblemente proporcional al torque proporcionado o, por lo menos, sensiblemente superior al valor teórico. Por ejemplo, para un torque de arranque igual a  $2.0 T_{nom}$ , la corriente de arranque será aproximadamente  $2.0 I_{nom}$ .

Esta punta es considerablemente más pequeña y el torque máximo de arranque, más elevado que el de un motor de jaula para el cual los valores típicos son del orden de  $6.0 I_{nom}$  para  $1.5 T_{nom}$ . La forma de conexión se ve en la Figura 8.32.

$$I_{arr} < 2.5 I_{nom}$$

$$T_{arr} < 2.5 T_{nom}$$

$$t_{arr} : 2.5 \text{ á } 5 \text{ s}$$

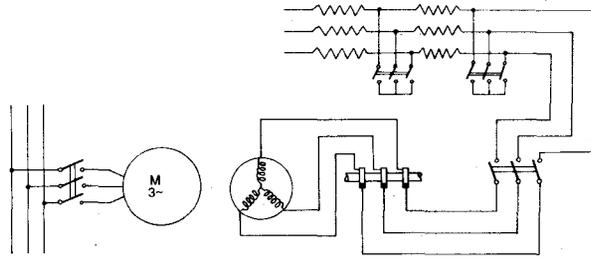


Fig. 8.32 Circuito de arranque de un motor de rotor bobinado.

En la Figura 8.33 se puede ver las curvas de torque y de corriente en función de la velocidad para este tipo de arranque.

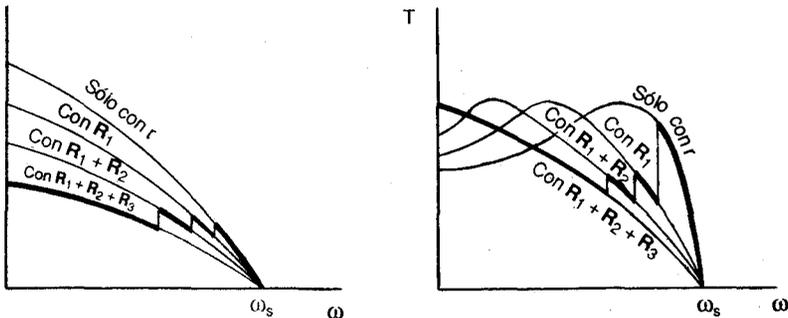


Fig. 8.33 Curvas características para el arranque por resistencias rotóricas.

El motor de anillos, con un arranque rotórico, se utiliza en todos los casos en que las puntas de corriente deben ser mínimas y en todas las máquinas que arranquen a plena carga.

Por otra parte, este tipo de arranque es extremadamente flexible, porque es fácil de ajustar el número y el aspecto de las curvas de torque y corriente en función de la velocidad de acuerdo a las características de la carga (torque resistente, valor de la aceleración, punta máxima de corriente, etc.)

## 8.16 LA INVERSION DE MARCHA

En muchos casos y aplicaciones el motor asíncrono trifásico, ya instalado, requiere que el sentido de giro sea invertido en forma definitiva o periódica, según el caso.

La única forma de invertir el sentido de giro del motor consiste en conmutar (intercambiar) dos conductores de línea cualesquiera de los que están conectados al estator. Véase la figura 8.34.

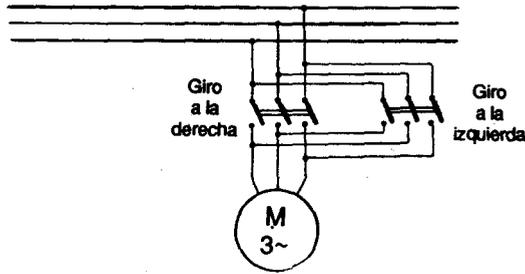


Fig. 8.34 Inversión del sentido de giro de un motor asíncrono trifásico.

Como se sabe, los motores asíncronos funcionan bajo el principio de la existencia de un campo magnético giratorio inductor en el estator que es el que en definitiva arrastra al rotor. Dicho campo gira de acuerdo a la secuencia de fases impuesta por las corrientes que circulan por sus devanados.

En la Figura 8.35 se explica en forma fasorial el principio de la inversión de la secuencia de fases de las corrientes al producirse el intercambio en sólo dos terminales de bobinas del estator.

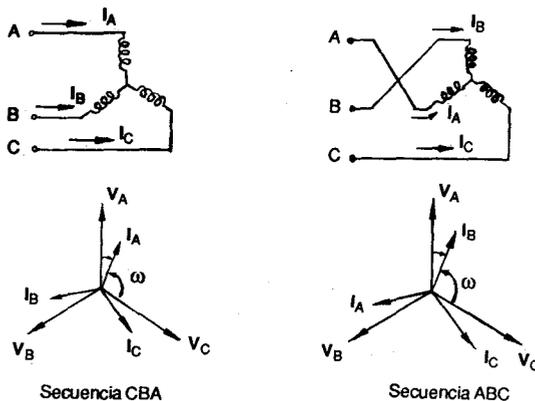


Fig. 8.35 Explicación fasorial del cambio de giro.

Téngase en cuenta que de volverse a intercambiar otras dos líneas cualesquiera, el motor volverá a girar en el mismo sentido inicial.

## 8.17 LOS MOTORES DE DOS VELOCIDADES

El motor asíncrono con rotor de jaula es una máquina muy difundida en todas las aplicaciones industriales. Tal motor es constructivamente muy sim-

ple, robusto, de bajo costo, de fácil mantenimiento y con prestaciones eléctricas y mecánicas plenamente satisfactorias.

El motor de jaula presenta la característica de ser una máquina de velocidad prácticamente constante, ligada a la frecuencia de la red y al número de polos.

Sin embargo, en muchas aplicaciones industriales, se requiere una regulación a dos (en algunos casos, más) velocidades.

Afortunadamente, es posible obtener un motor de dos o varias velocidades creando en el estator combinaciones de bobinados que correspondan a números de polos diferentes.

Motores de jaula a dos velocidades, con un solo arrollamiento, son realizados desde hace tiempo pero limitados a la relación 1:2. Sin embargo, existen aplicaciones que requieren una relación de velocidades diferente de la relación 1:2.

Hasta ahora, dos velocidades en cualquier relación, podían ser obtenidas con dos arrollamientos estáticos distintos, lo cual involucra un sobredimensionamiento del motor debido al hecho que, a cualquier velocidad, es utilizado uno solo de los dos arrollamientos, permaneciendo el otro desenergizado.

En el país se ha desarrollado la técnica para la realización de los motores llamados "de polos de amplitud modulada" (PAM). Estos motores pueden trabajar a dos velocidades, en cualquier relación, con un solo arrollamiento, que puede funcionar en una u otra velocidad, mediante el uso de un simple conmutador.

### **8.17.1 Motores de polos conmutables**

El cambio de velocidad por conmutación de polos se consigue mediante la conexión Dahlander (Figura 8.38), que consiste en agrupar las dos bobinas de cada fase mediante un conmutador.

El devanado del estator puede disponerse de forma que, con un simple cambio en las conexiones de las bobinas, el número de polos varíe en la relación de 2 a 1 (4 y 2 polos, 8 y 4 polos, 12 y 6 polos), con lo que puede seleccionarse dos velocidades síncronas distintas.

Esta clase de motor contiene seis bornes.

En función de sus características, estos motores pueden ser de torque constante, potencia constante o de torque y potencia variables.

Para una de las velocidades, la red está conectada a los tres bornes correspondientes; para la segunda, éstos están unidos entre sí mientras la red queda conectada con los otros tres bornes.

En la Figura 8.36 y en la Tabla 8.3 se muestra la disposición de los terminales y conexiones del estator en motores asíncronos trifásicos con bobinado simple conmutable para dos velocidades.

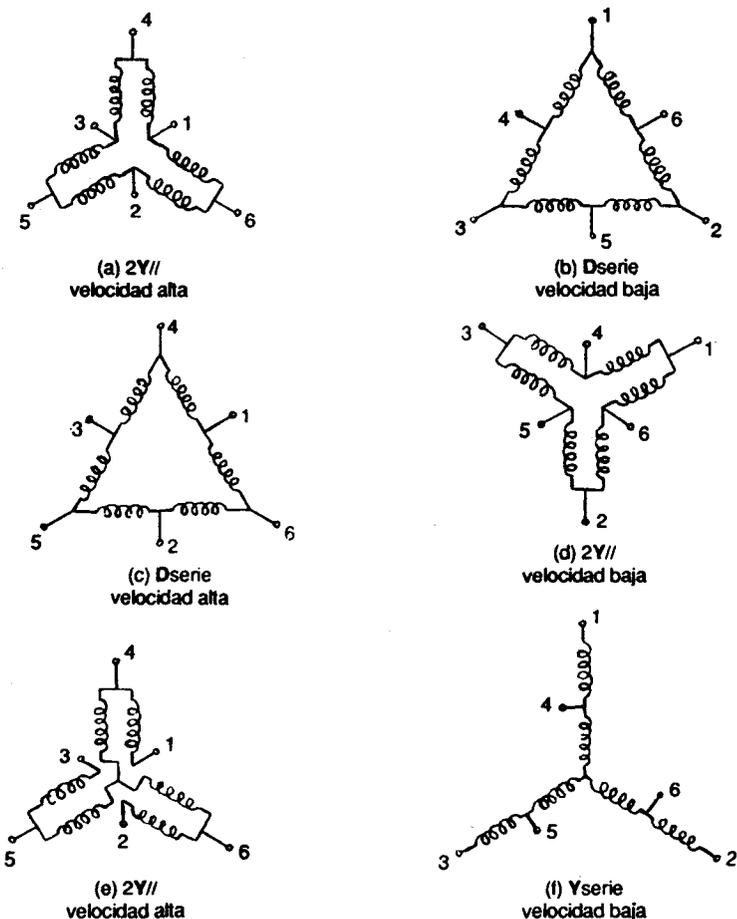


Fig. 8.36 Disposición de los terminales para motores de dos velocidades de polos conmutables: (a) y (b) torque constante; (c) y (d), potencia constante; (e) y (f), torque y potencia variables.

En motores de par constante, la máxima potencia de salida, cuando opera a baja velocidad, se reduce a la mitad del valor correspondiente a la potencia desarrollada a la mitad de la velocidad de régimen. Véase la curva (a) de la Figura 8.37.

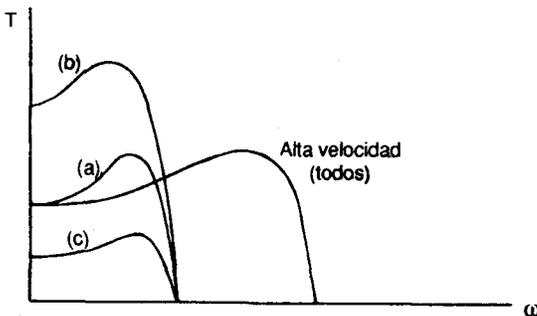
Estos motores se aplican en aquellos accionamientos que requieran el mismo torque en cualquiera de las dos velocidades, por ejemplo, con cargas en las que los rozamientos sean predominantes.

En motores de potencia constante, el torque máximo a baja veloci-

**Tabla 8.3**  
Disposición de las conexiones del estator en motores  
con conexión Dahlander

(a) y (b) Conexiones de torque constante				
velocidad	hilos línea	unir juntos	polaridad bobinado	conexión bobinado
baja	1-2-3	-----	polos conmutables	D serie
alta	4-5-6	1-2-3	convencional	2Y//
(c) y (d) Conexiones de potencia constante				
velocidad	hilos línea	unir juntos	polaridad bobinado	conexión bobinado
baja	1-2-3	4-5-6	polos conmutables	2Y//
alta	4-5-6	-----	convencional	D serie
(e) y (f) Conexiones de torque y potencia variables.				
velocidad	hilos línea	unir juntos	polaridad bobinado	conexión bobinado
baja	1-2-3	-----	polos conmutables	Y serie
alta	4-5-6	1-2-3	convencional	2Y//

**Tabla 8.3**



**Fig. 8.37** Curvas de torque-velocidad para motores de polos conmutables.

(a) de torque constante, (b) de potencia constante, (c) de torque y potencia variables.

dad es el doble que el desarrollado a alta velocidad. Véase la curva (b) en la Figura 8.37.

Estos motores son los más costosos por ser físicamente los de mayor tamaño. Se aplican en cargas que requieren potencia constante como las máquinas-herramientas.

En motores de torque y potencia variables, la máxima potencia de salida a baja velocidad es la cuarta parte de la potencia desarrollada a alta velocidad. Véase la curva (c) en la Figura 8.37.

Estos motores se aplican en el accionamiento de cargas que, a menor velocidad, requieren menor torque, por ejemplo, los ventiladores y las bombas centrífugas.

El arranque de los motores de polos conmutables se realiza, a menudo, directamente tanto en alta como en baja velocidad.

Generalmente, estos motores tienen un rendimiento y un factor de potencia bajos.

En la Figura 8.38 se muestra una explicación más detallada para una de las conexiones de cómo se realiza el cambio del número de polos para una de las fases.

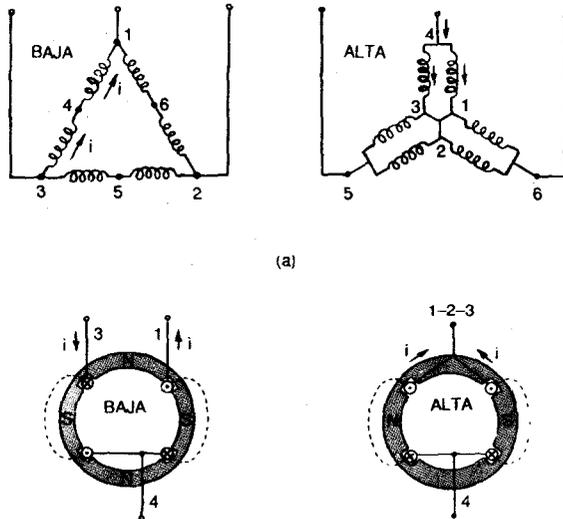


Fig. 8.38 Conexión Dahlander.

a) Conexión del devanado del estator para 4 y 2 polos.

b) Disposición de una fase (una espira por polo).

En triángulo se tiene, así, doble número de polos que en doble estrella. Con la disposición de las bobinas según la Figura 8.38 se producen cuatro o dos polos respectivamente.

### 8.17.2 Motores de devanados estatóricos independientes

Este tipo de motores contiene dos arrollamientos estatóricos eléctricamente independientes que permite obtener dos velocidades en una relación cualquiera.

Los devanados para la velocidad baja deben soportar los esfuerzos mecánicos y eléctricos que resultan del funcionamiento del motor en alta velocidad. A veces, tal motor, funcionando en baja velocidad, absorbe una intensidad mayor que en alta velocidad.

Es igualmente posible la realización de motores de tres o cuatro velocidades, acoplando los polos sobre uno de los devanados estatóricos o sobre los dos. Esta solución exige tomas suplementarias en los devanados.

En la Figura 8.39 puede verse un esquema de funcionamiento de estos motores.

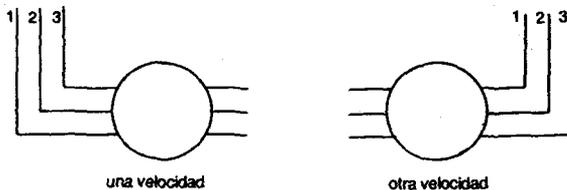


Fig. 8.39 Motor de jaula con dos arrollamientos estatóricos distintos.

### 8.17.3 Motores con polos de amplitud modulada

Delcrosa ha desarrollado la técnica para la realización de los arrollamientos llamados "de polos de amplitud modulada" (PAM).

Esta técnica permite realizar un motor de jaula de dos velocidades, en cualquier relación, con un solo arrollamiento que puede funcionar en una u otra velocidad mediante el uso de un simple conmutador.

La principal ventaja de un motor PAM, respecto a un motor tradicional de dos arrollamientos, es que todo el cobre del arrollamiento estatórico trabaja en ambas velocidades.

Por consiguiente, los motores PAM son más ligeros y menos costosos que los motores de dos arrollamientos de iguales potencias y poseen, además, un rendimiento y una capacidad térmica mayores.

El aumento de costo, respecto a un motor normal de una velocidad, es modesto pero sensiblemente inferior a aquel relativo a un motor de dos arrollamientos separados.

Otra ventaja es que el motor PAM requiere sólo seis terminales y el cambio de velocidad se realiza de un modo muy simple mediante un conmutador común.

Los motores PAM son particularmente adecuados para el accionamiento de ventiladores y bombas centrífugas, fajas transportadoras, compresoras, mezcladoras para industrias químicas, máquinas-herramientas y, en general, de cualquier máquina que requiera velocidad variable en su accionamiento.

Los motores PAM presentan la posibilidad de reducir el stock de motores de reposición, al disponer de dos velocidades que pueden usarse independientemente.

Los motores PAM pueden ser proyectados para funcionamiento con torque constante, potencia constante o con torque variable con el cuadrado de la velocidad (por ejemplo, para el accionamiento de bombas y ventiladores centrífugos).

## **8.18 EL FRENADO ELECTRICO**

El cumplimiento correcto del proceso de producción requiere en toda una serie de instalaciones un frenado rápido y suave del motor.

El frenado se puede realizar por vía mecánica o eléctrica, pero el frenado eléctrico posee una serie de ventajas ante el frenado mecánico, en particular en aquellos casos cuando se exige una regulación precisa del momento de parada y suavidad de la operación.

Existen tres métodos principales de frenado eléctrico de los motores asíncronos: el frenado por contracorriente, el frenado por generador y el frenado dinámico.

### **8.18.1 Frenado por contracorriente**

El principio consiste en que después de haber desconectado el motor de la red y girando todavía, se le reconecta a la red pero en sentido inverso. Esta es una forma de frenado muy eficaz pero que exige desconectar el motor nuevamente, antes de que empiece a girar en sentido contrario.

Al frenar el motor por este método se cambia el sentido de giro del campo conmutando dos conductores de línea cualesquiera de los que están conectados al estator.

En este caso, el rotor gira en sentido contrario al campo con el deslizamiento  $s > 1$ .

#### **8.18.1.1 Caso del motor de jaula**

Antes de adoptar este sistema es absolutamente necesario asegurarse que el motor es capaz de soportar los frenados por contracorriente en el servicio deseado.

En efecto, además de los esfuerzos mecánicos, este método impone esfuer-

zos térmicos importantes en el rotor; la energía correspondiente a cada frenado (deslizamiento y energía cinética) es disipada en la jaula.

En el momento del frenado, las puntas de corriente y el torque son bastante superiores a las producidas durante el arranque.

Con el fin de obtener un frenado sin brusquedad, se conecta una resistencia en serie con cada fase del estator (el torque y la corriente son entonces reducidos como en el caso del arranque estático). Véase la Figura 8.40.

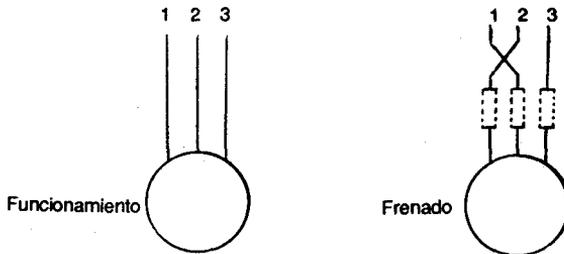


Fig. 8.40 Frenado por contracorriente de un motor asincrónico de jaula de ardilla.

Los inconvenientes del frenado por contracorriente de un motor de jaula son tales, que este procedimiento no está generalizado más que en determinadas aplicaciones típicas, principalmente de pequeña potencia.

### 8.18.1.2 Caso del motor de rotor bobinado

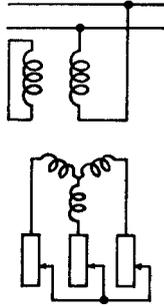
Con el fin de limitar la punta de corriente y de torque, es imprescindible, antes de acoplar el motor en contracorriente, volver a introducir las resistencias rotóricas utilizadas en el arranque. A menudo, es preciso añadir una sección suplementaria llamada "de frenado".

El torque de frenado puede ser fácilmente regulado al valor deseado eligiendo una resistencia rotórica conveniente.

En el momento de la inversión, la tensión rotórica es casi el doble de la tensión rotórica en la parada, lo que impone, a veces, precauciones particulares de aislamiento.

Una gran cantidad de energía se disipa en las resistencias: energía de deslizamiento tomada de la red y energía cinética restituida por la parada de las masas en movimiento. Con este sistema, es posible retener una carga movida a una velocidad moderada. La característica es muy inestable (fuertes variaciones de velocidad para pequeñas variaciones de torque).

Otro método de frenado por contracorriente, si el motor es de rotor bobinado, se muestra esquemáticamente en la Figura 8.41. Para limitar la sobrecorriente, en el circuito del rotor se intercala una resistencia óhmica.



**Fig. 8.41** Circuito de frenado de un motor asincrónico de rotor bobinado.

Este método se caracteriza porque, en primer lugar, durante el frenado, el estator del motor se conecta a la red como monofásico y, en segundo lugar, porque dos devanados de fase están cortocircuitados.

Es, sobre todo, de gran importancia esto último, puesto que sin el circuito cortocircuitado, no estaríamos frenando el motor y tendríamos un simple motor monofásico.

El análisis de este circuito demuestra que todo sucede como si tuviéramos en un mismo árbol dos motores trifásicos que desarrollan torque de sentidos opuestos.

Las características de frenado de este circuito son favorables.

Este método presenta las siguientes desventajas, aunque sin mayor importancia en la mayoría de los casos:

- Una peor utilización de la máquina monofásica en comparación con la trifásica.
- Una influencia desfavorable de la carga monofásica en la simetría de la tensión de la red trifásica.
- Un factor de potencia reducido de la máquina.

### **8.18.2 Frenado por generador**

Este método se emplea principalmente en los motores de dos velocidades (de polos conmutables).

Si el motor funciona con el menor número de polos, es decir, con la mayor velocidad, entonces, conmutándolo al mayor número de polos, realizaremos el frenado por generador entre la mayor y la menor velocidad.

Para continuar frenando hasta una velocidad inferior a la mayor, hay que frenar la máquina por contracorriente.

El régimen de frenado por generador se emplea también en los mecanismos de elevación y transporte al bajar cargas pesadas. En este caso, la máquina devuelve a la red la energía recibida debido a la carga que desciende.

### 8.18.3 Frenado dinámico

En este caso el estator se desconecta de la red y se alimenta con corriente continua procedente de cualquier fuente de continua.

En la Figura 8.42 se representa uno de los circuitos posibles. Aquí, dos devanados de fase se alimentan durante el frenado con la fuente de continua.

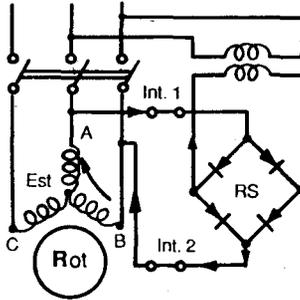


Fig. 8.42 Circuito de frenado dinámico de un motor de jaula de ardilla.

En la Figura 8.42 se observa que durante el frenado la máquina asíncrona representa un generador síncrono invertido en el que el estator crea un campo magnético inmóvil en el espacio, y el rotor es el inducido del generador. La energía de frenado se absorbe en el rotor.

En los motores de jaula de ardilla la variación del torque de frenado se logra variando la tensión de la fuente de continua.

En la Figura 8.42 (a) se ha trazado las curvas de torque y corriente en función de la velocidad para los motores de inducción trifásicos con el fin de explicar los diferentes métodos de frenado.

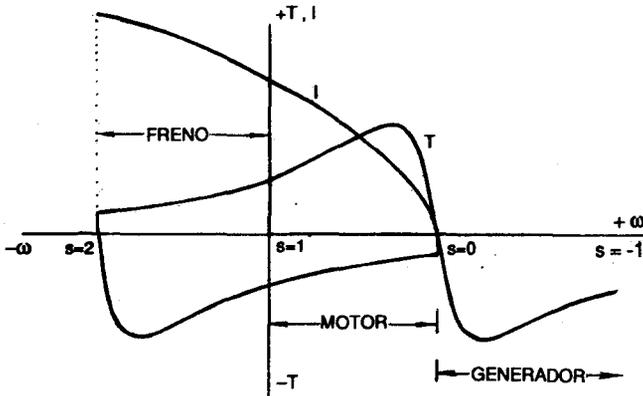


Fig. 8.42 (a) Curvas de comportamiento de los motores trifásicos de inducción

## 8.19 DESIGNACION, CONEXION Y MARCADO DE TERMINALES

Existen dos sistemas universales, el europeo y el americano, cuyas diferencias se hacen notar en nuestro medio por cuanto aquí se trabaja con motores tanto americanos como europeos.

En lo que respecta a la caja de bornes, en la Figura 8.43 se aprecia ya una diferencia de tipo constructivo.

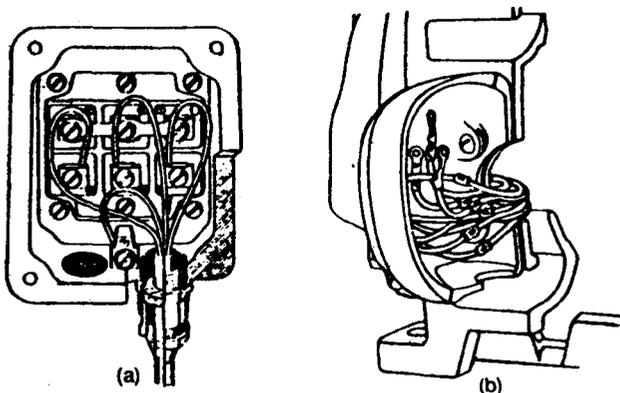


Fig. 8.43 Construcciones típicas de cajas de bornes:  
(a) sistema europeo, (b) sistema americano.

Los fabricantes europeos tienen por norma utilizar cajas de bornes donde los terminales de los bobinados, conectados a pernos, están montados en forma permanente y fácil de identificar con letras marcadas en el tablero aislante de soporte.

Además, ubican éstos de modo que mediante puentes cortos, pueden conectarse fácilmente las bobinas en cualquiera de las dos conexiones Y ó D.

Los fabricantes americanos, en cambio, tienen por norma prolongar los terminales de las bobinas hasta la caja de bornes, utilizando chicotes independientes, flexibles y aislados, convenientemente identificados.

### 8.19.1 Designación de los terminales

Según los países de origen, la industria eléctrica ha venido usando números y letras para marcar los terminales.

Cada sistema utiliza sus propias designaciones. Así, por ejemplo, para designar las líneas de suministro en la Tabla 8.4 se da las letras que se suelen utilizar en planos y en las instalaciones mismas.

Tabla 8.4 Designación normalizada de las líneas de suministro			
Sistemas	Europeo	Inglés	Americano
Normas	DIN – VDE	BSS	NEMA
Líneas de suministro	R S T	L <sub>1</sub> L <sub>2</sub> L <sub>3</sub>	L <sub>1</sub> L <sub>2</sub> L <sub>3</sub>

En la Tabla 8.5 se muestra la designación normalizada que hacen los distintos sistemas de los terminales de bobinas de los motores.

Tabla 8.5 Designación normalizada de los terminales de bobinas de los motores			
Sistemas	Europeo	Inglés	Americano
Terminales bobinas primer grupo	U	A <sub>1</sub> (A)	T <sub>1</sub>
	V	B <sub>1</sub> (B)	T <sub>2</sub>
	W	C <sub>1</sub> (C)	T <sub>3</sub>
	X	A <sub>2</sub>	T <sub>4</sub>
	Y	B <sub>2</sub>	T <sub>5</sub>
	Z	C <sub>2</sub>	T <sub>6</sub>
Terminales bobinas segundo grupo	U <sub>1</sub>	A <sub>3</sub>	T <sub>7</sub>
	V <sub>1</sub>	B <sub>3</sub>	T <sub>8</sub>
	W <sub>1</sub>	C <sub>3</sub>	T <sub>9</sub>
	X <sub>1</sub>	A <sub>4</sub>	T <sub>10</sub>
	Y <sub>1</sub>	B <sub>4</sub>	T <sub>11</sub>
	Z <sub>1</sub>	C <sub>4</sub>	T <sub>12</sub>

Estos cuadros de equivalencias facilitan la identificación de los terminales, teniendo en cuenta que éstos son siempre los mismos.

## 8.19.2 Conexión de terminales

### 8.19.2.1 Motores trifásicos con un solo grupo de bobinas y seis bornes

Las bobinas de estos motores son conmutables por el sistema estrella-triángulo, lo que permite alimentarlas directamente con una cualquiera de las dos tensiones cuya relación es  $\sqrt{3}$ . Las cajas de estos motores se caracterizan por tener seis bornes.

En la Figura 8.44 se explica gráficamente la disposición de los terminales en la caja de bornes para la correspondiente configuración.

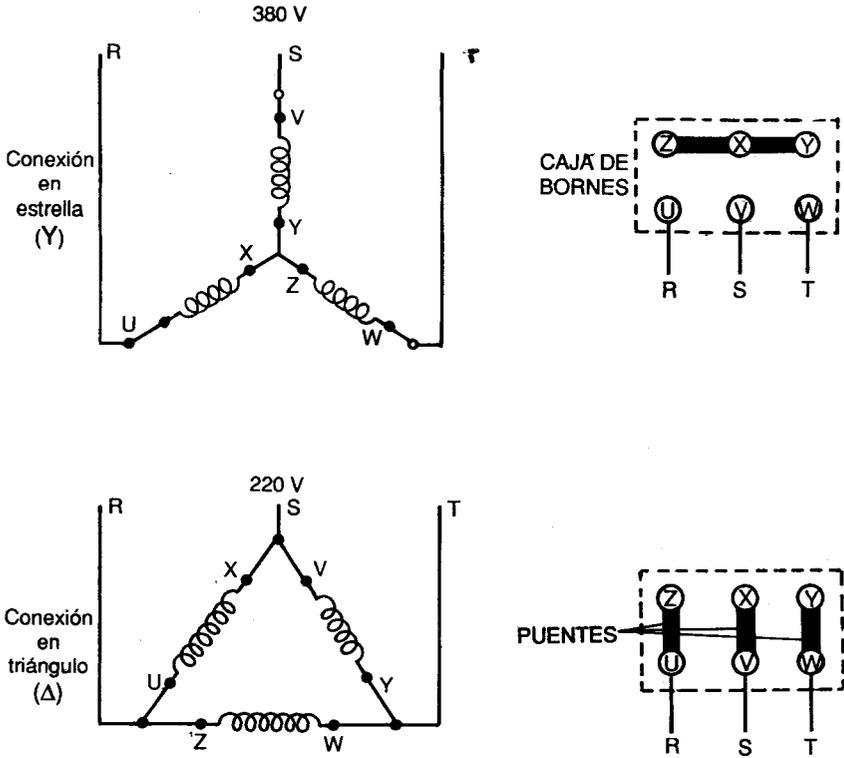


Fig. 8.44 Conexión de los terminales en motores trifásicos de un grupo de bobinas y seis bornes.

### 8.19.2.2 Motores trifásicos con dos grupos de bobinas y nueve bornes

Se trata de motores con nueve terminales libres y tres terminales ya unidos en un punto común, en principio, inaccesible.

Con esta conexión, las bobinas se pueden disponer en serie o en paralelo, aunque siempre dentro de la misma configuración estrella, lo que permite alimentarlas indistintamente con una cualquiera de las dos tensiones que guardan entre sí la relación de 2.

En la Figura 8.45 puede verse en forma gráfica el modo en que se realizan las conexiones de los bornes de la caja del motor.

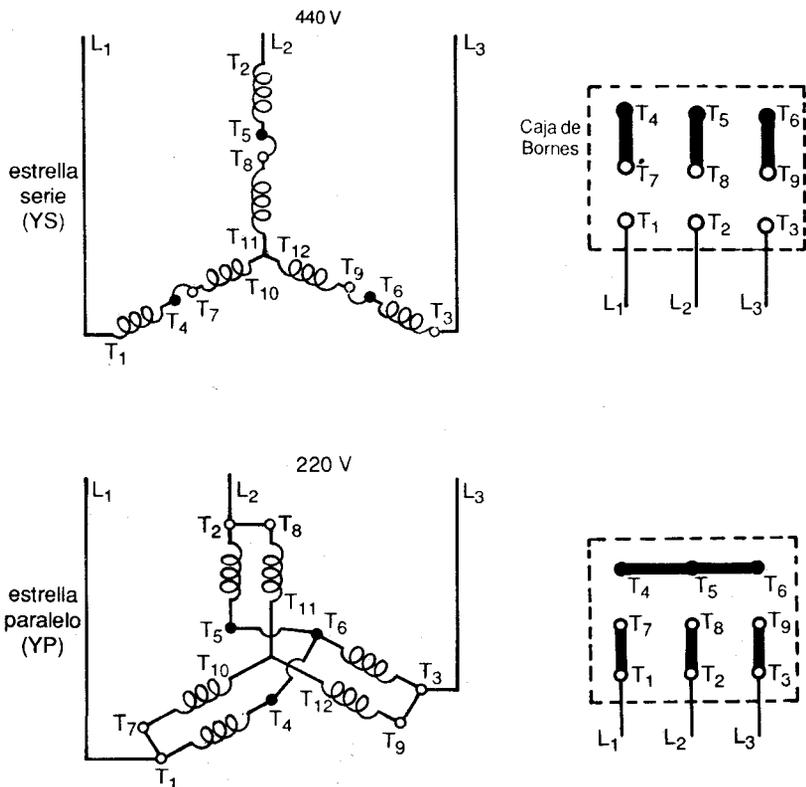


Fig. 8.45 Esquemas de las conexiones en la caja de bornes de motores de nueve terminales.

### 8.19.2.3. Motores trifásicos de dos grupos de bobinas y seis bornes

Estos motores tienen seis terminales fijos e inaccesibles y seis terminales permutables que son los que van a dar a los seis bornes de la caja.

En la Figura 8.46 puede verse de un modo más claro cómo se realizan las distintas conexiones para las respectivas configuraciones de las bobinas.

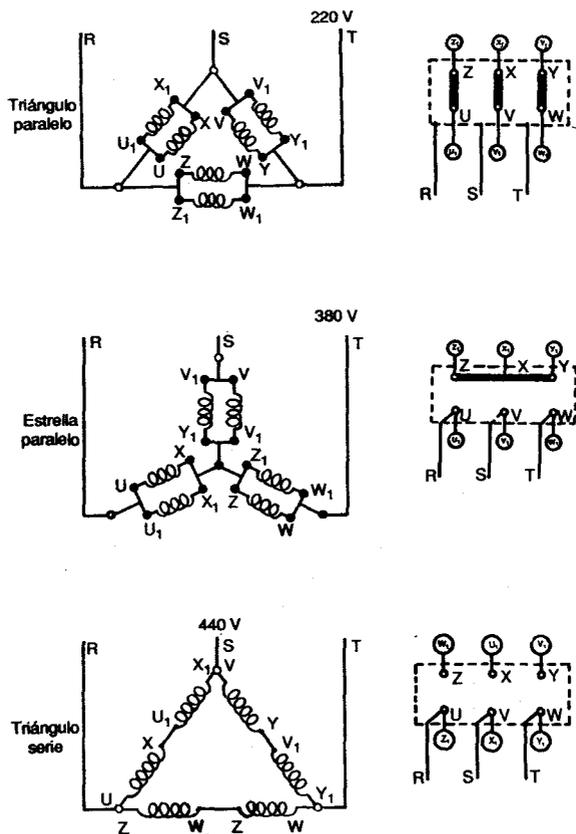


Fig. 8.46 Conexiones de los motores trifásicos de dos grupos de bobinas y seis bornes.

### 8.19.3 Marcado de terminales

El marcado de los terminales en las máquinas eléctricas cumplirá mejor su propósito si con ello se logra no sólo el poderlos identificar fácilmente, sino, a la vez, indicar la relación eléctrica y disposición que hay entre los distintos circuitos dentro de la máquina.

Cuando se trata de alternadores, motores síncronos y asíncronos trifásicos con una sola velocidad, se ha tomado por norma seguir el sentido de giro de las agujas del reloj para designar los terminales.

En la Figura 8.47 se muestra la forma de marcar los terminales en un motor trifásico de doble bobinado y doce terminales.

El método se puede resumir de la siguiente manera:

Primero se dibuja el diagrama respectivo de la máquina.  
 Luego se marca en cualquier punto de la periferia.  
 Finalmente, se continúa girando en espiral hacia adentro, hasta marcar sucesivamente todos los terminales según vayan apareciendo.

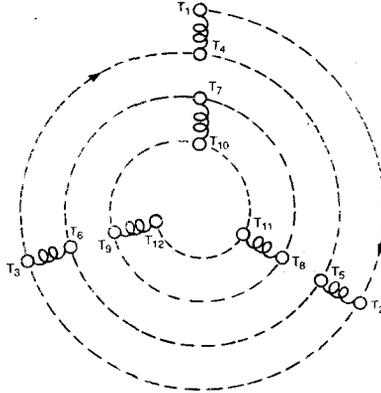


Fig. 8.47 Marcado de terminales según NEMA.

## 8.20 DATOS DE PLACA

La placa de características (Figura 8.48) indica, además del nombre comercial del fabricante, tipo de motor (aquí se suele indicar el tipo de ventilación, la altura del centro del eje del motor sobre la base del mismo, así como también el número de polos) y número de fabricación, todos los datos nominales de funcionamiento que sean importantes.

Como datos de placa vienen principalmente los siguientes:

- Potencia (s) mecánica (s) (kW) entregada (s) por el motor en el eje cuando trabaja a plena carga.
- Configuración (es) de las bobinas del estator (y del rotor en el caso del motor de anillos).
- Tensión (V) de la red de suministro o de la fuente de energía eléctrica que se debería aplicar en cada configuración.
- Intensidad (A) de la corriente absorbida por el motor a plena carga para la respectiva configuración de las bobinas (además, la corriente del rotor en el motor de anillos).
- El (los) factor (es) de potencia o  $\cos \phi$ , que expresa el desfase que se produce a potencia nominal entre la tensión y la corriente.
- La frecuencia (Hz) de la red de alimentación.
- La (s) velocidad (es) de giro (rpm) del rotor con el motor funcionando a plena carga.
- La clase de protección del motor. Se indica con una letra código.

- La clase de aislamiento. Este dato es una letra código y se indica sólo para devanados con aislamiento especial, es decir, en caso de mayores exigencias térmicas.

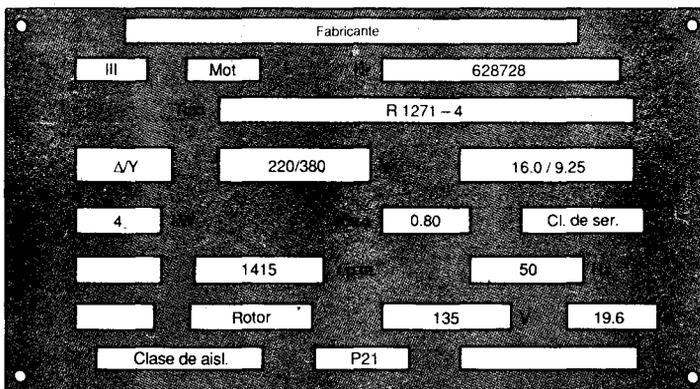


Fig. 8.48 Placa de características de un motor trifásico de rotor bobinado.

En la Figura 8.49 se muestra las curvas características de servicio de un motor asíncrono trifásico de 2.2 kW.

Estas curvas muestran las variaciones de la corriente absorbida  $I$ , de la velocidad de giro  $n$ , de la eficiencia  $\eta$  y del factor de potencia  $f.p.$  entre la marcha en vacío y la plena carga. Obsérvese la escasa variación que experimenta la velocidad de un motor asíncrono entre vacío y plena carga.

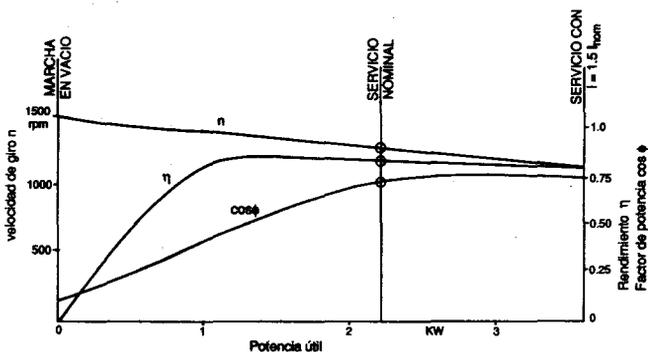


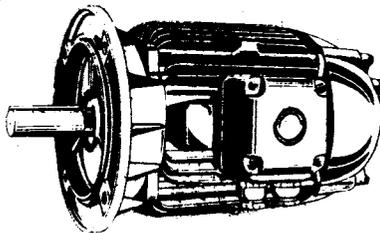
Fig. 8.49 Curvas características de servicio de un motor asíncrono trifásico de 2.2 kW.



# Capítulo 9

## SELECCION DE MOTORES ASINCRONOS TRIFASICOS

- 9.1 Factores que influyen en la elección del motor
- 9.2 Características del ambiente
- 9.3 Características de la carga
- 9.4 Características del motor
- 9.5 Criterios de selección



NV 160-B5



# SELECCION DE MOTORES ASINCRONOS TRIFASICOS

## 9.1 CRITERIOS DE SELECCION

Los factores que intervienen en la elección de un motor asíncrono de jaula de ardilla son los siguientes:

- Las características de la red de suministro, es decir, la tensión de servicio, la frecuencia, la clase de corriente y el número de fases disponibles, lo cual depende de la forma de suministro de la energía eléctrica: muchas veces proviene de un concesionario, otras, del propio usuario pudiendo ser éste una fábrica, un laboratorio, un taller, un edificio o una casa, por ejemplo.
- Las características del ambiente, o sea, el lugar y el modo de emplazamiento del motor (influyen, por ejemplo, la altura sobre el nivel del mar, el tipo de atmósfera, es decir, si es corrosiva, o explosiva, o pulverulenta, influye también la temperatura del local, etc.).
- Los gastos de explotación, o sea, los gastos de instalación, mantenimiento, reparación, control y operación de la máquina durante su vida de funcionamiento.
- Las características de la carga, es decir, la potencia nominal, la velocidad, el torque en función de la velocidad, la variación de la velocidad, el tiempo de aplicación de la carga, la forma de aplicación de la misma: con o sin golpes, el momento de inercia de las masas giratorias y de las que se trasladan y la máxima aceleración permitida durante los períodos transitorios de la puesta en marcha y el frenado de las cargas.
- Las características del motor, es decir, su clase de diseño, su (s) tensión (es) de trabajo, su frecuencia, su potencia mecánica nominal, su (s) velocidad (es), sus torques de arranque y mínimo, su corriente de arranque, su forma y ejecución constructiva, su clase de aislamiento, sus dimensiones y su peso.

## 9.2 CARACTERISTICAS DEL AMBIENTE

Las carcasas protegen al motor de los efectos dañinos del medio ambiente en que se colocan: humedad, álcalis, ácidos, aceites, polvos, etc. Los lugares pueden ser limpios, neutros, sumamente sucios (atmósfera con polvos abrasivos) o altamente explosivos (polvos explosivos o inflamables o vapores).

Ahora bien, los motores no son todos exteriormente iguales. Así, se construyen motores a prueba de gotco, salpiqueo, a prueba de intemperie, de ex-

plosión, etc., pudiendo ser su armadura del tipo abierto, cerrado o totalmente cerrado, según el caso.

El motor de armadura abierta es el más común y el más barato. Se puede usar en lugares donde el aire está relativamente libre de partículas extrañas o de líquidos. No debe usarse en lugares cercanos a chorros de agua o en atmósfera que contiene polvo. El aire circula libremente por el motor, produciendo el enfriamiento necesario y, naturalmente, si contiene partículas extrañas, a la larga, resulta dañado el aislamiento. Se recomienda este motor para uso general en la granja.

El motor de armadura a prueba de salpiqueo ofrece mayor protección contra el polvo y el aire, pero, naturalmente, es más caro. Se recomienda para usar en lugares donde se requiere constantes lavados de los equipos. El motor de armadura totalmente cerrada no permite que entre aire ni agua. La refrigeración se realiza sólo por convección y radiación y, para mejorarla, el motor está provisto de una serie de aletas exteriores. Es bastante caro y sólo debe usarse en casos especiales.

El ambiente, o sea, el lugar y el modo de emplazamiento del motor determinan la clase de protección, el tipo constructivo y el aislamiento de los motores eléctricos:

### **9.2.1 Clases de protección**

Según el lugar de emplazamiento del motor se precisan diferentes medidas de protección, en primer lugar, contra la penetración de suciedad y agua y, en segundo lugar, contra el peligro de tocar involuntariamente partes conductoras de corriente o rotativas.

Las clases normalizadas de protección, según NEMA, se indican en la placa de características por la letra **P** y dos cifras.

Las cifras tienen el significado siguiente:

**Primera cifra:** protección contra contacto y penetración de cuerpos extraños.

0 Sin protección.

- 1 Protección contra introducción de la mano y contra la penetración de cuerpos extraños voluminosos.
- 2 Protección contra la introducción de los dedos y contra la penetración de cuerpos extraños medianos de más de 8 mm de diámetro.
- 3 Protección contra la introducción de herramientas (p.e. un destornillador) y la penetración de cuerpos extraños pequeños de más de 1 mm de diámetro.
- 4 Protección contra el acceso al interior, incluso voluntario, recurriendo a medios auxiliares de toda índole, y contra la formación de depósitos de polvo en el interior.
- 5 Protección contra el acceso al interior, incluso voluntario, recurriendo a medios auxiliares de toda índole, y hermeticidad total al polvo.

**Segunda cifra:** Protección contra el agua.

- 0 Sin protección.
- 1 Protección contra agua de goteo vertical.
- 2 Protección contra salpicaduras de agua con inclinación hasta de 30° como máximo por encima de la horizontal.
- 3 Protección contra salpicaduras de agua procedente de cualquier dirección.
- 4 Protección contra chorros de agua procedentes de cualquier dirección.
- 5 Protección contra agua a presión.

### 9.2.2 Tipos constructivos

Las formas constructivas de los motores eléctricos se distinguen en su aspecto exterior según tres puntos de vista:

1. Disposición del árbol: horizontal, vertical o inclinado.
2. Forma de la carcasa: con patas o con brida de sujeción.
3. Clase de apoyo del árbol: escudos portacojinetes o cojinetes de pedestal.

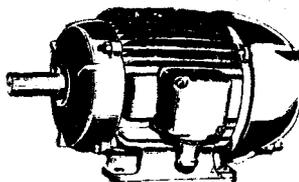
Los motores se caracterizan por un símbolo compuesto de dos índices: B3, B5, B8, V1, V5, por ejemplo, donde:

B : eje horizontal

V : eje vertical

Para los símbolos mencionados corresponden las siguientes características:

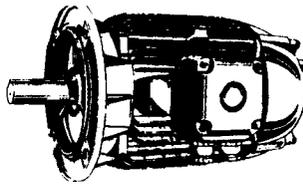
- *Motor con la forma B3:*  
tiene dos escudos, extremo de eje libre, y carcasa con patas. Véase la Figura 9.1.



NV71-B3

Fig. 9.1 Motor con la forma B3.

- *Motor con la forma B5:*  
tiene dos escudos, extremo de eje libre, brida de sujeción, y carcasa sin patas. Véase la Figura 9.2.



NV 160-B5

Fig. 9.2 Motor con la forma B5.

- *Motor con la forma B6:*  
tiene dos escudos, girados 90°, para sujeción en la pared, y carcasa con patas.
- *Motor con la forma B8:*  
tiene dos escudos, girados 180°, para sujeción en el techo, y carcasa con patas.
- *Motor con la forma V1:*  
tiene dos cojinetes, brida de sujeción, extremo de eje inferior libre.
- *Motor con la forma V5:*  
tiene dos cojinetes, extremo de eje inferior libre, y carcasa con patas, y sujeción a la pared.

Las dimensiones esenciales para colocar físicamente un motor con respecto al acoplamiento que lo conecta a su carga mecánica están normalizados por la NEMA y figuran en el catálogo del fabricante.

### 9.2.3 Tipos de aislamiento

El aislamiento de los devanados juega un papel importante en la vida de un motor. Los aislamientos pueden ser de diferentes tipos y se caracterizan fundamentalmente por la temperatura que pueden soportar como máximo, lo cual determina, en definitiva, su costo. El costo de remplazar los embobinados de un motor malogrado equivale aproximadamente a la mitad del costo del motor.

La plaza que indica las características de un motor, contiene la información necesaria concierne al aumento de la temperatura de la máquina sobre la del ambiente normal o del aire entrante (unos 40°C como máximo).

A continuación se designan las diferentes clases de materiales aislantes según la norma IEC y sus correspondientes temperaturas permanentes máximas admisibles de operación:

Clase de aislamiento	Temperatura máxima (°C)
0 ó Y	90
A (general)	105
E	120
B (laboratorios)	130
F	155
H	180
C (especial)	> 180

Las máquinas con aislamientos F y H son mucho más caras que las de clase A, por ejemplo.

### 9.2.4 Bases de motores

Las bases de los motores empleados pueden ser de dos tipos: rígidas o clásicas (resilientes).

La base rígida es la más usada y la más barata. Tiene unos huecos para los pernos de anclaje del motor, con los cuales se le fija sólidamente en lugares donde debe instalarse.

La base elástica, en cambio, tiene la propiedad de absorber las vibraciones producidas por el motor. Es, naturalmente, más cara y se emplea menos que la anterior. Se recomienda su uso para clasificadoras de granos y lavadoras. El efecto de amortiguamiento se obtiene mediante unos anillos colocados a cada lado del eje del motor. Esta base se fija también mediante pernos y, para eso, tiene unos huecos ya preparados.

## 9.3 CARACTERÍSTICAS DE LA CARGA

Las cargas que pueden aplicarse a los motores de jaula de ardilla pueden ser de lo más diversas.

Interesa en primer lugar conocer la potencia requerida por la carga que se ha de accionar, la cual deberá ser menor que la potencia nominal del motor en trabajo continuo. Si se elige un motor demasiado grande, éste estaría siendo subutilizado, el rendimiento sería más bajo que el nominal y su elección resultaría antieconómica.

En segundo lugar, interesa la velocidad o las velocidades a las cuales se desplazará o girará la carga con el fin de determinar la necesidad o no de un sistema de transmisión así como el número de velocidades requerido del motor. Para una misma potencia, los motores de gran torque y baja velocidad de giro soportan mayores esfuerzos mecánicos y son más robustos y de mayor peso que los motores rápidos de igual potencia. Por lo tanto, siempre que sea

posible, se emplearán motores de gran velocidad, la cual, en caso necesario, se reduce por transmisión de correa o de engranajes.

Interesa, en tercer lugar, conocer la característica dinámica (curva de torque-velocidad) de la carga para poder confrontarla con la del motor eléctrico escogido. De esta curva, es de especial importancia, para la elección del motor, el torque de arranque el cual varía de una carga a otra.

Entre los diferentes tipos de cargas se puede establecer ciertas analogías en lo que respecta a la forma de sus características de torque-velocidad, tal como pue de apreciarse en la Figura 9.1, donde:

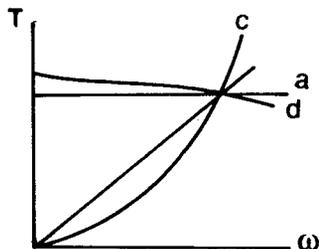


Fig. 9.3 Curvas características de torque-velocidad para diversas cargas típicas.

La curva (a) es una de par constante con la velocidad. Estos accionamientos arrancan a plena carga y son arrastrados a torque constante y se caracterizan porque, en reposo, los rozamientos son grandes así como las masas a acelerar.

Como se ve, el motor debe desarrollar en el arranque un torque mayor que el nominal. Como ejemplos típicos de estas cargas se tiene los siguientes: montacargas, grúas, ascensores y otras máquinas de elevación, las fajas transportadoras y otros transportadores, compresores y bombas de pistón, laminadoras, las cizallas y otras máquinas-herramientas de corte, las máquinas de papel, las máquinas de imprimir, las mezcladoras, etc.

El arranque a plena carga es posible con muchos tipos de motores; cuando se utiliza el arrancador estrella-triángulo con motores asíncronos de jaula de ardilla requiere que éstos tengan un par de arranque especialmente alto como lo tienen los de doble jaula de ardilla o de barras profundas.

La curva (b) es una de torque proporcional a la velocidad. Esta característica la presentan las cargas a base de rozamientos viscosos o lubricados, así como también los generadores eléctricos de excitación independiente.

La curva (c) es una de torque proporcional al cuadrado de la velocidad. Este es el caso de la mayoría de las máquinas-herramientas (taladradoras, tornos, etc.), siempre que al ponerlas en marcha no estén ya cargadas; asimismo, los ventiladores y las bombas centrífugas con la válvula de descarga abierta.

Para realizar el arranque de las cargas tipo (b) y (c), basta con aplicar un torque igual a la mitad del nominal. Este arranque a media carga puede ser su-

perado por casi todos los motores de jaula de ardilla, incluso con arrancador estrella-triángulo. Cuando, para un accionamiento dado, fuera necesario un arranque lo más suave posible, habrá que reducir el torque del motor en la puesta en marcha mediante un reóstato de arranque en serie con el estator.

La curva (d) representa la característica de las cargas a base de rozamientos no lubricados (el rozamiento entre sólidos disminuye algo a medida que la velocidad aumenta). Estas cargas requieren un torque motor en el arranque considerablemente mayor que el torque nominal, como, por ejemplo, al acelerar grandes masas (laminadoras, molinos para cereales, centrifugas, etc.) y en los casos de resistencias por rozamiento especialmente grandes durante el arranque (vehículos de tracción eléctricos, molinos trituradores de piedra, etc.). El arranque con carga pesada sólo es posible con motores de rotor bobinado o con motores de doble jaula con arranque directo.

**En cuarto lugar**, interesa saber si la carga que se ha de accionar es de velocidad constante o casi constante, como es el caso de la mayoría de éstas, o si requiere una amplia gama de velocidades en forma discreta, como es el caso de la mayoría de las máquinas-herramientas, o si requiere una variación continua de la velocidad.

Para el primer caso se aplican mayormente los motores asíncronos trifásicos de jaula de ardilla normales o de uso general.

Para el segundo caso, se aplican los motores asíncronos trifásicos de jaula de ardilla de dos o cuatro velocidades denominados también motores de amplitud modulada o de polos conmutables.

Para el tercer caso, se debe proveer a los motores normales de dispositivos y equipos de regulación especiales.

En principio, cualquier motor puede regularse para adaptar su velocidad a las necesidades de su carga mecánica.

**En quinto lugar**, interesan la aceleración recomendada en el arranque y la deceleración, en el frenado para cada carga en particular. Esto se hace con el fin de limitar los esfuerzos considerables que se presentan durante estos períodos transitorios de funcionamiento y que afectan tanto al mecanismo como a la carga misma.

**En sexto lugar**, interesa la forma de aplicación de la carga, es decir, si ésta se produce de alguna de las siguientes formas:

- (I) Casi sin golpes, como es el caso de los generadores eléctricos, las fajas transportadoras, los gusanos transportadores, los ascensores livianos, los winches, el avance de las máquinas-herramientas, los ventiladores, los compresores centrifugos, las mezcladoras de artículos de igual granulación.
- (II) Con golpes medianos, como es el caso del movimiento principal de las máquinas-herramientas, los ascensores pesados, los movimientos para desplazar y girar la grúa, los ventiladores para minas, las mezcla-

doras para artículos de granulación diferente, las bombas de expulsión, las bombas auxiliares.

- (III) Con golpes fuertes, como es el caso de las máquinas cortadoras de metales, las punzonadoras, las máquinas para mezclar jebe, las laminadoras, las dragas de cuchara, las bombas centrífugas pesadas, las bombas auxiliares pesadas, las máquinas perforadoras, las prensas compactadoras, las chancadoras, los molinos de bolas.

Es evidente que el servicio que presta el motor en el primer caso es un servicio suave y descansado a diferencia del tercer caso en el cual el motor deberá prestar un servicio severo por lo que para la misma potencia de la carga sería recomendable un motor de mayor tamaño para el caso III.

El tiempo de aplicación de la carga es también un factor preponderante en la selección de un motor e influye en la determinación del factor de servicio el cual se verá aumentado con la mayor duración de la conexión de la carga. La aplicación de la carga puede realizarse de diferentes formas: continua, intermitente, intermitente continua, temporal, temporal continua, maniobra intermitente y maniobra continua, tal como lo prevén las normas.

**Finalmente**, interesa saber el momento de inercia del conjunto de todas las masas giratorias, así como el de las que se trasladan, con respecto al eje del motor, para lo cual se debe tener ya ideado el mecanismo total comprendido entre el motor por escoger y la carga conocida. Un momento de inercia muy elevado puede ocasionar tiempos de puesta en marcha mayores que los permitidos por los motores, mientras que un momento demasiado pequeño puede ocasionar aceleraciones muy grandes en el arranque, por encima de los valores recomendados para una carga en particular.

## 9.4 CARACTERISTICAS DEL MOTOR

En su punto de operación, véase la Figura 9.2, el motor acciona a la máquina movida o carga con un cierto torque  $T$  y una velocidad de giro  $\omega$ .

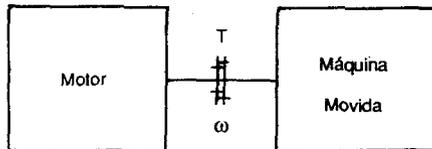


Fig. 9.2 Acoplamiento directo de un motor a su carga.

$T$  y  $\omega$  en el eje son comunes al motor y a la carga y constituyen los factores básicos de la potencia transmitida.

Los motores eléctricos tienen sus propias curvas torque-velocidad, llamadas también características dinámicas.

La curva torque-velocidad constituye una propiedad de cada motor eléctrico llegando a ser decisiva para la elección del motor adecuado.

En la mayor parte de las aplicaciones, los motores se alimentan a tensión y frecuencia constantes directamente de una red, y trabajan según su propia característica de torque-velocidad de acuerdo con las condiciones determinadas por la carga mecánica que accionan, cuyo par resistente depende de la velocidad a la que es arrastrada.

Sin embargo, existen aplicaciones en las cuales se debe proveer a los motores de dispositivos y equipos de regulación que pueden modificar las características del motor adaptándolas a las condiciones operativas exigidas en cada caso particular. En principio, cualquier motor puede regularse para adaptar su velocidad y torque a las necesidades de su carga mecánica.

Existen diversos tipos de motores de jaula de ardilla, siendo los más comunes los de barras profundas o de doble jaula de ardilla debido a su buen comportamiento durante el arranque y durante el funcionamiento con carga.

Las características nominales más usuales para los motores eléctricos son las de **servicio continuo** que definen la potencia de salida en kW, hp ó CV y las cuales pueden mantenerse indefinidamente sin exceder los límites establecidos. En caso de sobrecarga del motor por la máquina accionada, o sea, al rebasar el torque nominal, debe tenerse en cuenta que los motores sólo están obligados a soportar como máximo, durante dos minutos, 1.5 veces la corriente nominal, en caso contrario se calentarán indebidamente.

Para un **servicio intermitente, periódico o diverso**, puede darse una característica nominal de corta duración, que define la carga que puede soportar la máquina durante un tiempo determinado. Los períodos normales para características nominales de corta duración son 5, 15, 30 y 60 minutos.

Las velocidades, tensiones y frecuencias se especifican, asimismo, en las características nominales del motor debiéndose tomar las debidas precauciones para las posibles variaciones de tensión y frecuencia. Los motores deben funcionar satisfactoriamente con tensiones del 10% por encima y por debajo de la tensión nominal (a la frecuencia nominal) y a frecuencias del 5% por encima o por debajo de la frecuencia nominal (a la tensión nominal); la variación combinada de la frecuencia y la tensión no debe exceder del 10%.

Los motores de dos o cuatro velocidades pueden ser de varios tipos: de torque constante, de potencia constante o de torque variable, para cada uno de los cuales los bornes se deben conectar según se indica en la parte posterior de la placa.

Los motores de dos tensiones son de potencia constante y se debe tener especial cuidado en aquellos motores en los que el embobinado del estator está formado por dos grupos de bobinas. La forma de conectarlas para cada tensión viene indicada también en la parte posterior de la placa.

Los torques de arranque, mínimo y máximo, vienen dados en el catálogo del fabricante con respecto al torque nominal por medio de unos coeficientes.

Con estos valores del torque se puede construir aproximadamente la curva de torque-velocidad o, en su defecto, calcular el valor del torque motor medio. Véase en la Tabla 9.0 tomada del catálogo de la firma nacional DELCROSA para sus motores trifásicos asíncronos de 4 polos, las columnas centrales.

Si el arranque del motor se realiza en forma directa, el motor desarrollará siempre estos valores de torque, pero si se utiliza algún método para efectuar el arranque del motor con la idea de reducir la elevada corriente de arranque, aquellos valores de torque se verán reducidos en todos los casos a valores que dependen del tipo de arrancador utilizado.

La corriente de arranque también viene especificada en el catálogo del fabricante como una relación con respecto a la corriente nominal. El valor de esta corriente corresponde a un arranque directo a tensión plena e influye en la elección del método de arranque del motor.

Los motores se diseñan para trabajar con el eje en una posición determinada, así se cuenta con motores que trabajan con el eje horizontal, o con el eje vertical y hasta con el eje inclinado. Por otro lado, se diseñan también para trabajar sobre el suelo o bajo techo y hasta apoyados en la pared.

Los motores se diseñan también para soportar las condiciones del tiempo y del ambiente dependiendo de cada aplicación en particular, siendo más caros cuando mayores son las exigencias.

Se establecen otras condiciones de funcionamiento de modo que el motor pueda soportar sobrecargas razonables de corta duración. Así, el usuario de un motor puede confiar en poder aplicar durante un espacio de tiempo de corta duración, una sobrecarga del 25 al 90%, por ejemplo, a la tensión normal, dentro de un amplio margen de seguridad. Esto va a depender fundamentalmente del tipo de aislamiento utilizado en el motor. Cuanto más sobrecarga pueda soportar un motor, mejor es el aislamiento utilizado y más cara es también la máquina.

Las dimensiones del motor y el peso del mismo vienen especificadas en el catálogo del fabricante y sirven para ayudar a dimensionar el equipo o la instalación completa.

Los motores se clasifican en motores para fines generales (normalmente ventilados) y motores para fines especiales.

Un motor para fines generales es cualquier motor de 200 hp ó menos y 450 RPM ó más, de servicio continuo, diseñado, clasificado y presentado con características normales para ser utilizado sin restricción en una aplicación particular.

Se emplea aislamiento clase A y, de acuerdo con las especificaciones de la NEMA, la elevación de temperatura se limita a 40°C por encima de una temperatura ambiente no superior a 40°C. También se emplea aislamiento clase B.

La potencia necesaria de un motor para una aplicación determinada se halla fácilmente cuando el motor funciona continuamente con carga sustancialmente

DEL CROSA S.A.			MOTOR ASINCRONO TRIFASICO CON ROTOR A JAULA SERIE NV TENSION DE CONSTRUCCION MAXIMA - GOOV										50 HZ 4 POLOS 60 HZ			
POTENCIA		RPM a 1/1	TIPO				$\eta\%$	$\cos \phi$	$\frac{Ca}{Cn}$	$\frac{Cm}{Cn}$	$\frac{CM}{Cn}$	$\frac{Ia}{In}$	CORRIENTE A 1/1 CARGA		PM	PESO MOTOR FORMA B3 Kg
HP	KW	CARGA										220 V	380 V	ROTOR Kg <sup>m</sup>		
1/3 0.4	0.25 0.30	1385 1660	NV	71	a	4	66.5	0.70	2.6	2.6	2.8	3.8	1.4 1.7	0.8 1.0	3.5 x10 <sup>4</sup>	9.4
0.5 0.6	0.37 0.45	1390 1670	NV	71	b	4	71.0	0.72	2.4	2.4	2.6	3.8	1.9 2.3	1.1 1.3	4.1 x10 <sup>4</sup>	10.3
3/4 0.9	0.56 0.67	1410 1690	NV	80	a	4	73.0	0.73	2.5	2.5	2.7	4.4	2.8 3.3	1.6 1.9	7.8 x10 <sup>4</sup>	13.6
1.0 1.2	0.75 0.90	1415 1700	NV	80	b	4	75.0	0.75	2.5	2.5	2.7	4.8	3.5 4.2	2.0 2.4	9.4 x10 <sup>4</sup>	15.4
1.5 1.8	1.1 1.3	1425 1710	NV	90	La	4	77.0	0.76	2.2	1.9	2.7	5.0	4.9 6.0	2.8 3.4	1.8 x10 <sup>4</sup>	21.7
2.0 2.4	1.5 1.8	1430 1720	NV	90	L	4	79.0	0.78	2.2	2.0	2.5	5.3	6.4 7.6	3.7 4.4	2.2 x10 <sup>4</sup>	24.0
3.0 3.6	2.2 2.7	1435 1730	NV	100	La	4	80.0	0.80	2.3	2.0	2.7	5.8	9.2 11.0	5.4 6.4	2.4 x10 <sup>4</sup>	30.0
4.0 4.8	3.0 3.6	1440 1740	NV	100	L	4	81.0	0.81	2.5	2.0	2.7	6.0	12.0 14.4	7.0 8.4	3.0 x10 <sup>4</sup>	33.3
5.5 6.6	4.1 4.9	1440 1740	NV	112	M	4	83.0	0.82	2.5	2.2	2.8	6.6	15.8 19.0	9.2 11.0	6.0 x10 <sup>4</sup>	43.0
7.5 9.0	5.6 6.7	1440 1740	NV	132	S	4	84.0	0.83	2.3	2.1	2.9	6.6	21.0 25.0	12.2 14.6	0.131	61.5
10 12	7.5 9.0	1445 1745	NV	132	M	4	85.0	0.84	2.4	2.3	3.0	6.5	27.5 33.0	15.8 19.0	0.158	72.0
15 18	11.2 13.4	1445 1745	NV	160	M	4	87.0	0.84	2.2	1.9	3.0	6.5	40.0 48.0	23.5 28.0	0.31	111
20 24	14.9 17.9	1450 1745	NV	160	L	4	88.5	0.85	2.3	2.0	3.0	6.5	52 62	30.0 36.0	0.39	129
25 30	18.7 22.4	1460 1750	NV	180	M	4	89.0	0.86	2.0	1.5	2.8	8.0	64 77	37.0 44.5	0.56	172
30 36	22.4 26.9	1460 1750	NV	180	L	4	89.0	0.86	2.0	1.5	2.8	8.0	77 92	44.5 53	0.66	194
40 48	29.8 35.8	1465 1760	NV	200	L	4	90.0	0.86	2.7	2.0	2.8	8.0	102 122	59 70	1.3	270
50 60	37.3 44.8	1465 1760	NV	225	cS	4	90.5	0.86	2.7	2.0	2.5	8.0	126 151	73 87	2.0	330
60 70	44.8 52.2	1465 1760	NV	225	cM	4	91.0	0.86	2.7	2.0	2.5	8.0	150 176	87 102	2.2	360
75 90	56.0 67.1	1470 1765	NV	250	M	4	91.5	0.86	2.5	2.0	2.4	7.0	186 225	106 130	3.4	487
100 125	74.6 90.3	1470 1765	NV	280	S	4	92.0	0.86	2.6	2.1	2.5	8.0	245 310	144 180	6.7	696
125 150	93.3 112	1470 1765	NV	280	M	4	92.0	0.86	2.6	2.1	2.5	8.0	310 370	180 215	7.7	775
150 180	112 134	1470 1766	NV	315	Mra	4	92.5	0.86	2.6	2.0	2.5	8.0	370 445	215 256	12.0	1047
180 220	134 164	1470 1765	NV	315	Mr	4	93.0	0.86	2.6	2.0	2.5	8.0	440 540	255 310	14.0	1074
220 260	164 194	1480 1775	NV	315	Lr	4	93.5	0.88	2.6	2.0	2.5	8.0	520 620	305 360	14.1	1160
270 310	201 231	1480 1775	NV	315	L	4	94.0	0.88	2.6	2.0	2.5	8.0	640 790	370 425	15.7	1090

NOMENCLATURA:

$\eta\%$  - eficiencia en porcentaje  
 $\cos \phi$  - factor de potencia  
Cn - par nominal  
Ca - par de arranque  
Cm - par mínimo  
CM - par máximo  
Ia - corriente de arranque  
In - corriente nominal

constante, ya que únicamente hay que contar con las necesidades de potencia del equipo impulsado.

Un **motor para fines especiales** se diseña específicamente y está destinado a una aplicación determinada, donde las necesidades de la carga y el ciclo de servicio son perfectamente conocidos.

La elevación de temperatura permisible con aislamiento clase A es, generalmente, de 50°C, sin que exista concesión alguna por factor de servicio.

Los motores de características nominales de corta duración se encuentran, por regla general, en la categoría de motores para fines especiales.

Cuando el motor funciona dentro de un ciclo de servicio más o menos repetido, el calentamiento medio debe hallarse por las pérdidas del motor durante las diversas fases del ciclo, incluyendo la variación de la ventilación con la velocidad del motor.

Se debe conceder especial atención a los motores que se arrancan y se frenan o invierten su sentido de giro frecuentemente, ya que tal clase de servicio es equivalente a fuertes sobrecargas, especialmente si se encuentra implicada una carga de inercia muy elevada.

También se debe prestar atención a aquellos ciclos de servicio con puntas de torque tan elevadas, que motores de servicio continuo elegidos sobre bases puramente térmicas, no serían capaces de suministrar. Es a dichos ciclos de servicio a los que se aplican generalmente **motores para fines especiales**, con características nominales de corta duración, los cuales, en general, poseen mejor capacidad para producir el torque que otros motores destinados a producir continuamente la misma potencia de salida, aunque tengan una capacidad térmica inferior.

## 9.5 ELECCION DEL MOTOR ELECTRICO

La elección del motor eléctrico de un mecanismo o de un equipo se efectúa en el orden siguiente:

1 - Se determina la potencia estática  $P_{est}$  durante el accionamiento de una carga nominal a velocidad constante, es decir, en condiciones permanentes:

$$P_{est} = \frac{P_{carga}}{\eta} \quad (W)$$

$P_{carga}$  : potencia de la carga nominal (W).

$\eta$  : es el rendimiento de todo el mecanismo, el cual en muchos casos puede considerarse igual a uno.

La expresión de la potencia de la carga va a depender del tipo de carga. Así, por ejemplo, cuando la carga es un generador eléctrico trifásico, cuya tensión en bornes es  $V(V)$  y entrega una corriente  $I(A)$  a una carga cuyo factor de

potencia es  $\cos \phi$ , la potencia de la carga se calcula con la expresión:

$$P_{\text{carga}} = \sqrt{3} \ V \cdot I \cdot \cos \phi \quad (W)$$

Si la carga está constituida por un ascensor que eleva una carga de peso  $F(Nt)$  a una velocidad  $v(m/s)$ , entonces:

$$P_{\text{carga}} = F \cdot v \quad (W)$$

Si la carga está constituida por una bomba centrífuga que eleva un caudal  $Q(m^3/s)$  de un fluido cuyo peso específico es  $\gamma (kg/m^3)$  a una altura manométrica  $h(m)$ , entonces:

$$P_{\text{carga}} = Q \cdot \gamma \cdot h \quad (W)$$

Y si la carga es, por ejemplo, un compresor alternativo cuyo cigüeñal exige un torque medio  $T(N.m)$  a una velocidad angular  $\omega(rad/s)$ , entonces:

$$P_{\text{carga}} = T \cdot \omega \quad (W)$$

2 – Se determina la potencia mecánica real  $P_{\text{real}}$  afectando el valor de la potencia estática de un factor de carga o de servicio  $C_s$ , el cual depende del tipo de carga y del tiempo de funcionamiento:

$$P_{\text{real}} = C_s \cdot P_{\text{est}} \quad (W)$$

Los valores del factor de servicio  $C_s$  son tomados de la experiencia. Esta recomendación puede usarse en aquellas aplicaciones en las que las necesidades de carga y el ciclo de servicio no son bien conocidos o varían grandemente, teniendo en cuenta que en caso de sobrecarga, es decir, con factores de servicio menores que uno, los motores están obligados a soportar como máximo, durante dos minutos, 1.5 veces la corriente nominal si no, se calentarán indebidamente.

3 – Usando el catálogo del fabricante de los motores se escoge el motor cuya potencia nominal sea igual o mayor que la potencia real  $P_{\text{real}}$ .

La elección del motor depende ahora de la velocidad requerida, por cuanto las velocidades de los motores son casi fijas, normalmente cuatro: alrededor de 900, 1200, 1800 y 3600 RPM, para motores de 60 Hz. Se tiene, entonces, cuatro alternativas de solución para la combinación motor-transmisión.

Se escoge la alternativa que ofrezca menor costo, menor peso, menor tamaño, menor corriente de arranque o una buena combinación de todas estas características y algunas otras como eficiencia y factor de potencia, por ejemplo.

Se recuerda que en el catálogo del fabricante se encuentra toda la información concerniente a las características del motor.

4 – Verificar si el motor elegido puede arrancar, para lo cual es preciso que el torque motor durante el arranque y la puesta en marcha sea siempre mayor que el torque resistente de la carga.

Se debe tener especial cuidado con aquellas cargas cuyo torque de arranque es alto y que probablemente requieran un **arranque directo** o con aquellos motores que tienen que ponerse en marcha utilizando algún arrancador para reducir la elevada corriente de arranque.

Debe recordarse que los motores de doble jaula de ardilla o de barras profundas se caracterizan por tener un torque mínimo menor que el torque de arranque.

Los valores de torque de arranque  $T_a$  o de torque mínimo  $T_{min}$  pueden encontrarse a partir de los datos que aparecen en el catálogo para cada motor en función del torque nominal  $T_n$ , a manera de coeficientes (Véase la tabla 9.0):

$$\frac{T_a}{T_n} \quad ; \quad \frac{T_{min}}{T_n}$$

donde  $T_n$  se determina dividiendo la potencia nominal  $P_n$  del motor entre la velocidad nominal  $\omega(n)$  del mismo, las cuales aparecen como datos en el catálogo.

5 – Verificar que el tiempo de puesta en marcha  $t_{pm}$ , sea como máximo el indicado en la **Tabla 9.1**, de acuerdo a la IEEE.

Tabla 9.1	
máximo tiempo de ta en marcha tpm (s)	motores de potencia hasta (kW)
6	5
10	10
16	16
21	70
24	100

Los valores indicados en la Tabla 9.1 se aplican sobre todo cuando las masas a acelerar en el arranque, en condiciones normales de instalación, no son considerables. En el caso que deban acelerarse masas rotativas considerables (compresores de aire, compresores para hielo, máquinas provistas de volantes importantes) la duración de la puesta en marcha es mayor.

Estos pequeños tiempos permitidos tienen la finalidad de proteger al motor contra el sobrecalentamiento de la máquina debido a las elevadas corrientes que se presentan durante el arranque y la puesta en marcha del motor. Por esta razón no debe permitirse una duración prolongada de este período de puesta en marcha.

Como se sabe el sobrecalentamiento origina una reducción de la vida útil del aislamiento tanto de las bobinas del estator como de las placas de los núcleos del estator y del rotor.

El deterioro del aislamiento de las bobinas del estator puede terminar produciendo un cortocircuito que malogre el motor "quemándolo" o electrizando la carcasa de la máquina (al reducir severamente la resistencia del aislamiento) con el consiguiente peligro para el (los) operador (es).

El cálculo exacto del tiempo de puesta en marcha cuando se quiere seleccionar un motor carece de sentido considerando que el método de selección utiliza una serie de aproximaciones, aunque tolerables, tanto para el motor como para la carga. De modo que este tiempo se determinará considerando valores promediados de los torques y de la aceleración.

Suponiendo que el motor se arranca con carga nominal, y que el torque del motor  $T_{mot}$  sea mayor que el torque resistente de la carga  $T_{carg}$  en el momento del arranque, esto significa que sobre las masas giratorias del sistema estará aplicado un torque acelerador  $T_{ac}$  que las sacará del reposo aumentando su velocidad angular  $\omega$  con una aceleración angular  $\alpha$ , hasta que el conjunto motor-carga alcance una velocidad constante de equilibrio  $\omega(n)$ , la velocidad nominal.

La aceleración angular promedio  $\alpha$  (rad/s<sup>2</sup>) es igual, por un lado, a la velocidad angular  $\omega(n)$  (rad/s) alcanzada entre el tiempo de puesta en marcha  $t_{pm}$  (s):

$$\alpha = \frac{\omega(n)}{t_{pm}} \quad (\text{rad/s}^2)$$

por otro lado, la aceleración angular promedio es también igual al torque acelerador promedio  $\bar{T}_{ac}$  (N.m) dividido entre el momento de inercia  $I$  (kg.m<sup>2</sup>) del conjunto de todas las masas giratorias, incluyendo el rotor del motor:

$$\alpha = \frac{\bar{T}_{ac}}{I} \quad (\text{rad/s}^2)$$

donde el torque acelerador promedio  $\bar{T}_{ac}$  (N.m) es igual al torque motor promedio  $\bar{T}_{mot}$  (N.m) menos el torque de carga promedio  $\bar{T}_{carg}$  (N.m):

$$\bar{T}_{ac} = \bar{T}_{mot} - \bar{T}_{carg} \quad (\text{N.m})$$

El torque motor promedio  $\bar{T}_{\text{mot}}$  es constante para cada motor; se determina a partir de las características del motor torque mínimo  $T_{\text{min}}$  (N.m) y torque máximo  $T_{\text{max}}$  (N.m):

$$\bar{T}_{\text{mot}} = (0.85)^2 (1/2) (T_{\text{min}} + T_{\text{max}}) \quad (\text{N. m})$$

El factor **0.85** permite garantizar un funcionamiento fiable del equipo en caso que la tensión de la red caiga hasta un 85% de la tensión nominal. El mismo factor está elevado al cuadrado por cuanto se sabe que el torque depende del cuadrado de la tensión aplicada.

El **torque motor promedio** no depende de la carga. Al variar la carga y el carácter del trabajo, la constancia de la magnitud del **torque motor promedio** conduce al cambio del **torque acelerador**.

El **torque de carga promedio** se determinará como la media de los valores mínimo y de operación del torque resistente, lo cual, como es de suponer, depende exclusivamente de cada carga en particular.

Igualando las dos expresiones obtenidas para la aceleración angular promedio se logra una expresión muy útil del tiempo de puesta en marcha tpm:

$$t_{\text{pm}} = \frac{I \cdot \omega(n)}{T_{\text{ac}}} \quad (\text{s})$$

Se observa que una forma de reducir el tiempo de puesta en marcha es disminuyendo, si fuera posible, el momento de inercia de las masas giratorias.

A continuación se menciona algunos datos que pueden ser de interés en el cálculo del tiempo de puesta en marcha:

El momento de inercia  $I$  ( $\text{kg.m}^2$ ) de una masa volante con respecto a su eje es:

$$I = 12.25 \cdot 10^{-17} \quad r^4 \cdot b \quad (\text{kg.m}^2)$$

donde:

$r$  : es el radio (m); y

$b$  : es el ancho (m).

El momento de inercia  $I$  ( $\text{kg.m}^2$ ) de una masa volante girando a una velocidad  $\omega$  (rad/s) puede quedar referido al eje del motor cuya velocidad es  $\omega'$  (rad/s) como el momento de inercia  $I'$  ( $\text{kg.m}^2$ ) aplicando la siguiente relación:

$$I' = I \cdot \left( \frac{\omega}{\omega'} \right)^2$$

Y el momento de inercia  $I'$  (kg.m<sup>2</sup>) con respecto al eje del motor de una masa  $M$  (kg) que se traslada a una velocidad  $v$  (m/s) se puede encontrar aplicando la siguiente expresión:

$$I' = M \cdot \left(\frac{v}{\omega'}\right)^2$$

El momento volante  $PD^2$  (kg-f.m<sup>2</sup>) se utiliza mucho en los catálogos de los motores para designar el momento de inercia del rotor. Cuando se requiera utilizar el momento de inercia del rotor del motor, en kg.m<sup>2</sup>, en los cálculos, bastará con dividir el  $PD^2$  entre 4 (cuatro).

6 - Verificar la magnitud recomendada de la aceleración en el arranque (y la deceleración en el frenado) para la carga considerada, lo cual significa, en realidad, un tiempo mínimo de puesta en marcha (y de parada) que se debe exigir al motor también.

Esta aceleración depende de la naturaleza y forma de la carga así como del tipo de máquina.

Como se sabe, el tiempo de puesta en marcha es inversamente proporcional al torque acelerador, de modo que un tiempo muy breve de puesta en marcha puede llegar a significar un brusco torque de arranque, lo cual puede producir esfuerzos peligrosos no sólo en los mecanismos, sino en las cargas mismas.

Así, por ejemplo, en el carro de un puente-grúa, un brusco torque de arranque puede hacer resbalar las ruedas por los rieles; en un ascensor para personas, un elevado torque de arranque produce efectos indeseables en la respiración y la circulación, etc.

A manera de ejemplo, se dan las Tablas 9.2 y 9.3 conteniendo información sobre aceleraciones máximas permitidas para los mecanismos de elevación y transporte.

En caso que no hubiera forma de reducir la aceleración durante la puesta en marcha del sistema se procederá a incrementar el momento de inercia de las masas giratorias agregando una masa volante.

La selección de un motor eléctrico en aquellas aplicaciones en las que las necesidades de la carga son perfectamente conocidas y el ciclo de servicio es más o menos repetido, se efectúa de un modo distinto que para el caso general:

1° Un primer acercamiento al cálculo del motor es la elección de la potencia requerida por las diferentes cargas a una velocidad constante (la recomendada) después de la puesta en marcha.

2° Se calcula la potencia de régimen permanente para cada carga teniendo en cuenta el rendimiento total del mecanismo, el cual, por ser menor que uno, tenderá a elevar el valor de la potencia necesaria.

**Tabla 9.2**

Valores aconsejados de aceleración  $a$  ( $m/s^2$ ) en la puesta en marcha de los mecanismos que efectúan la ascensión de una carga nominal.

Grúas de montaje, grúas que trabajan con metal fundido	0.1
Grúas para talleres mecánicos de montaje, varaderos o hangares y almacenes	0.2
Grúas para talleres metalúrgicos (excepto las grúas que trabajan con metal fundido)	0.5
Mecanismo de elevación de la grúa apiladora	0.5
Grúas de mandíbulas	0.8
Cabina de un ascensor con velocidad nominal hasta 1 m/s	1.5 max
Cabina de un ascensor con velocidad nominal mayor de 1 m/s	2.0 max

3° Se verifica el motor por el calentamiento. El motor, debido al tipo de aislamiento que posee, no debe sobrepasar un cierto límite de calentamiento.

El calentamiento, como se sabe, es provocado por los continuos arranques o por la operación con cargas muy grandes o sobrecargas.

Este cálculo se basa en la **potencia térmicamente equivalente** o potencia equivalente por el calentamiento según la cual un motor, que en marcha continua, puede suministrar dicha potencia térmica media, es suficiente, desde el punto de vista térmico, para el ciclo examinado. Esto se ha suponiendo que el motor alcanza la misma temperatura en marcha intermitente que en marcha continua.

Para estimar la potencia necesaria de un motor de velocidad constante, se puede suponer que el calentamiento del inducido queda determinado por las pérdidas del motor variables durante las diversas fases del ciclo, incluyendo la variación de la ventilación con la velocidad del motor.

Las pérdidas variables dependen de la potencia mecánica de salida. Al igual que las corrientes que variaban periódicamente, el calentamiento medio puede ahora determinarse hallando el valor eficaz de la curva potencia útil-tiempo, es decir, teniendo en cuenta las potencias desarrolladas por el motor en distintos

**Tabla 9.3**

Magnitud recomendada de aceleración (m/s<sup>2</sup>) durante la puesta en marcha (así como la magnitud de deceleración en el frenado), al trabajar sin carga, de los mecanismos de avance o de traslación en plano horizontal.

Grúas y carros que transportan metal líquido, cargas explosivas e inflamables y productos químicos	0.10
Grúas de puente de destino general	0.15
Carros de las grúas de puente	0.12
Puentes transbordadores	0.05
Carros de los puentes transbordadores	0.80
Grúas de pórtico y de torre	0.15
Grúas apiladoras, altura de elevación hasta 6 m	0.4 – 0.8
Grúas apiladoras, altura de elevación de 8 m y más	0.2 – 0.4

períodos de trabajo del mecanismo con cargas de distinta magnitud, y seleccionando un motor de uso general que tenga, por lo menos, tales características nominales:

$$P_{\text{eficaz}} = \sqrt{\frac{\sum P_{\text{útil}}^2 \cdot t}{t_{\text{operación}} + t_{\text{reposo}} / k}}$$

donde **k** tiene en cuenta la menor ventilación en reposo y depende del tipo de ventilación del motor; es un factor que interviene sólo cuando existe período de reposo.

4° Por esta potencia se efectúa la elección del motor según el catálogo.

5° Verificar que el motor escogido pueda arrancar. En caso contrario tendrá que probarse el motor de potencia inmediata superior.

6° Verificar el tiempo máximo de puesta en marcha. Si este tiempo supera el máximo recomendado, se procede a escoger un motor más grande, en su defecto, podría reducirse el momento de inercia de las masas giratorias, si fuera posible.

7° Verificar el tiempo mínimo de puesto en marcha. En caso que el motor elegido fuese tan grande, que estuviera produciendo una aceleración excesiva para los mecanismos y la carga, entonces la mejor solución sería aumentar la inercia del conjunto giratorio agregando una volante.

# Capítulo 10

## MOTORES MONOFASICOS

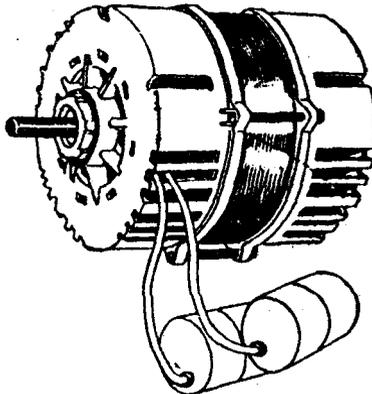
**10.1 Generalidades**

**10.2 El motor monofásico de inducción**

**10.3 Tipos de motores monofásicos de inducción**

**10.4 El motor universal**

**10.5 Otros tipos de motores**





# MOTORES MONOFASICOS

## 10.1 GENERALIDADES

Los motores monofásicos son motores de pequeña potencia fraccionaria mayormente: 1/4 hp, 1/2 hp, 3/4 hp, 1 hp, de uso más bien doméstico o en pequeños talleres o negocios donde se alimentan con corriente alterna monofásica para accionar refrigeradoras, bombas, instrumentos registradores, relojes, aparatos de cocina, máquinas-herramientas portátiles, tocadiscos, ventiladores, compresores, etc.

Los motores monofásicos se construyen de diversos tipos cada cual con sus propias características constructivas y de operación. En el presente libro se estudiará sólo tres tipos importantes de motores monofásicos, a saber, los de inducción, los de conmutador y los síncronos, desde un punto de vista básico.

En el país la firma nacional DELCROSA, por ejemplo, fabrica motores monofásicos de uso general de 1/2 hp a 1 1/2 hp de potencia nominal y otros tipos de motores monofásicos de pequeña potencia, también, para usos específicos.

## 10.2 EL MOTOR MONOFASICO DE INDUCCION

Es el motor que presenta las mejores características, por lo que es el de mayor difusión en el país.

Presenta un rotor de jaula de ardilla. El estator está compuesto por un embobinado de trabajo o principal, el cual se distribuye en las ranuras del estator del mismo modo que en los motores trifásicos.

Como se sabe, al aplicar una tensión monofásica alterna al embobinado principal, se generan dos campos magnéticos giratorios de igual amplitud y constantes, que giran a la misma velocidad pero en sentidos contrarios. Como resultado se produce un campo magnético pulsatorio, el cual no es capaz de poner en marcha el motor por cuanto produce un torque de arranque nulo.

En la Figura 10.1 se muestra las curvas de torque-velocidad correspondientes a cada uno de los campos magnéticos giratorios (en línea de trazos), así como la curva resultante (en línea continua), diferencia de las curvas de los torques 1 y 2, que es la que corresponde propiamente al motor de inducción monofásico.

El campo que gira a la derecha da origen, por ejemplo, al torque giratorio 1 y el que gira a la izquierda, al torque giratorio 2, de sentido contrario.

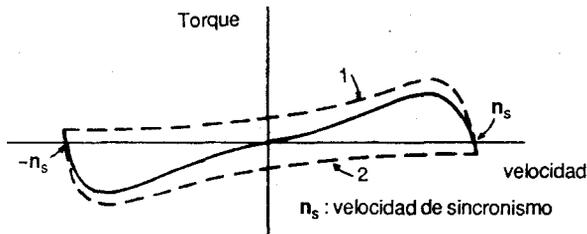


Fig. 10.1 Curvas de torque-velocidad de un motor de inducción monofásico.

Se observa en la Figura 10.1 que este motor no tiene torque de arranque debido a que ambos torques se equilibran. Sin embargo, si se utilizara algún medio manual, mecánico auxiliar, u otro, para ponerlo en marcha, el motor empezará a girar en el sentido en el que es impulsado y aumentará su velocidad hasta acercarse a la de sincronismo quedando así en condiciones de desarrollar trabajo mecánico.

El método más común utilizado es el de un embobinado auxiliar o de arranque, generalmente de menor calibre y menor número de vueltas, distribuido también en el estator pero formando  $90^\circ$  magnéticos con el embobinado principal, creando así una diferencia de fase  $\phi$  entre la corriente que circula por el embobinado principal y la que circula por el embobinado auxiliar.

Con esta medida se consigue que el motor pueda funcionar como bifásico durante la puesta en marcha. De allí el nombre de motores de fase partida o de fase dividida con el que se les conoce.

El circuito de la fase partida se conecta en paralelo con el circuito principal y se puede utilizar sólo durante la puesta en marcha o también durante el funcionamiento. En el primer caso, cuando el motor alcanza un 75% de su velocidad nominal, un interruptor centrífugo montado en el rotor, desconecta el embobinado auxiliar, quedando únicamente en servicio el embobinado principal.

El ángulo  $\phi$  de desfasaje entre las corrientes mencionadas es relativamente grande debido a que las impedancias de los embobinados principal y auxiliar son bastante diferentes. El ángulo de impedancia del embobinado principal es mayor que el del auxiliar por lo que la corriente de este último adelanta a la del embobinado principal.

En algunos casos, se agrega condensadores en el circuito del embobinado auxiliar que adelantan aún más la corriente de éste.

El campo magnético resultante de ambos embobinados resulta ser también, en tales condiciones, un campo magnético giratorio que induce tensiones en el en el rotor cortocircuitado y que produce un torque que hace girar el rotor a una velocidad muy cercana a la de sincronismo, la cual dependerá, como se sabe, del número de polos y de la frecuencia de la red.

### 10.3 TIPOS DE MOTORES MONOFASICOS DE INDUCCION

Existen los siguientes tipos de motores monofásicos de inducción: el de fase partida normal, el de fase partida de arranque por resistencia, el de fase partida de arranque por condensador, el de arranque por condensador más condensador permanente y el motor con condensador de dos valores.

En la Figura 10.2 (a) se muestra el esquema de conexiones de un motor de fase partida normal. El estator posee dos embobinados, el principal y el auxiliar. Este último se energiza sólo durante el período de puesta en marcha: cuando el motor alcanza una velocidad de 75 á 80% de la de sincronismo, un interruptor centrífugo se abre desconectando el embobinado auxiliar. En la Figura 10.2 (b) puede verse la característica típica de torque-velocidad de estos motores, funcionando con embobinado auxiliar y sin éste.

El deslizamiento a carga nominal es de un 5% ó menos.

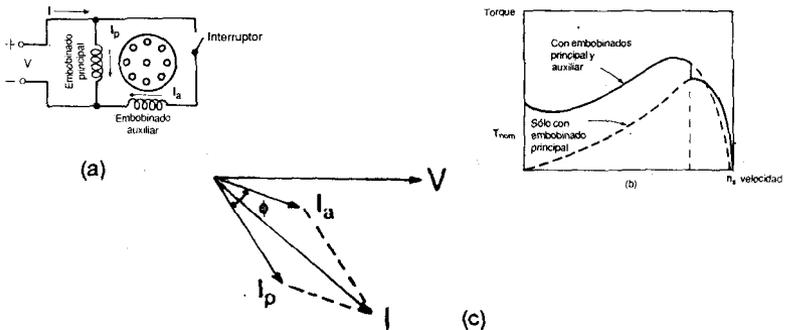


Fig. 10.2 El motor de fase partida normal.

- (a) Esquema de conexiones.
- (b) Característica torque-velocidad.
- (c) Diagrama fasorial en el arranque.

Como el embobinado principal permanece energizado durante el funcionamiento, se construye con alambre de mayor calibre; con el fin de lograr un torque grande, puesto que el torque es proporcional al flujo concatenado, el embobinado se construye con un número de vueltas grande.

En los motores de fase partida normales el desfase  $\phi$  entre las corrientes del embobinado principal  $I_p$  y auxiliar  $I_a$  es de unos  $25^\circ$ . Véase el diagrama fasorial en el arranque de la Figura 10.2 (c).

En la Figura 10.3 (a) se muestra el esquema de conexiones de un motor de fase partida de arranque por resistencia. Este motor utiliza una resistencia  $R$  externa adicional en serie con el embobinado auxiliar con el fin de aumentar aún más el desfase durante la puesta en marcha.

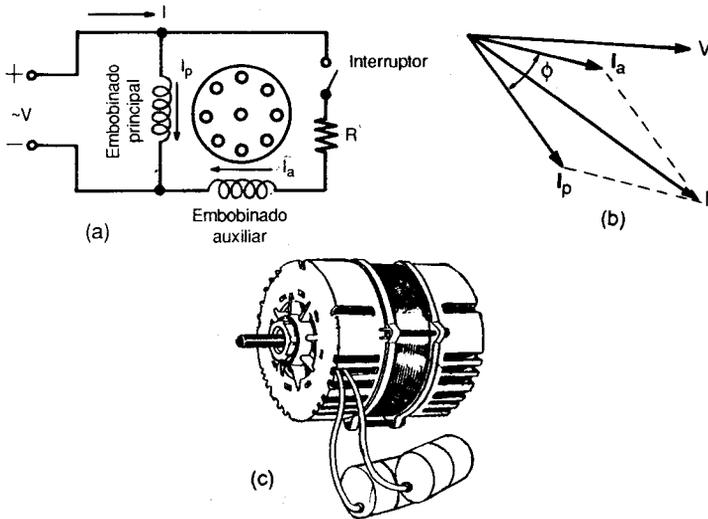


Fig. 10.3 El motor de fase partida con arranque por resistencia

- (a) Esquema de conexiones.  
 (b) Diagrama fasorial en el arranque.  
 (c) Motor de fabricación nacional.

El desfase puede conseguirse también aumentando la resistencia del embobinado auxiliar con relación al principal, construyendo el embobinado auxiliar con alambre de menor calibre todavía. La reactancia del embobinado auxiliar se reduce bobinando un tercio de sus espiras en sentido contrario al del resto de las espiras.

Estos motores se conectan directamente a la red, pues a pesar de presentar corrientes de arranque altas, de 4 á 7 veces la nominal, éstas no afectan mayormente la tensión de la red como ocurre en las instalaciones con motores trifásicos.

Estos motores usan un interruptor electromagnético con una bobina sensora en serie con el embobinado principal para controlar contactos normalmente abiertos en el embobinado auxiliar.

La corriente de arranque alta provoca el cierre de dichos contactos, pero, a medida que aumenta la velocidad del rotor y la corriente decrece, los contactos se abren de nuevo a una velocidad prefijada.

El sentido de giro de un motor de fase partida se puede cambiar invirtiendo las conexiones del embobinado auxiliar en la caja de bornes de la máquina.

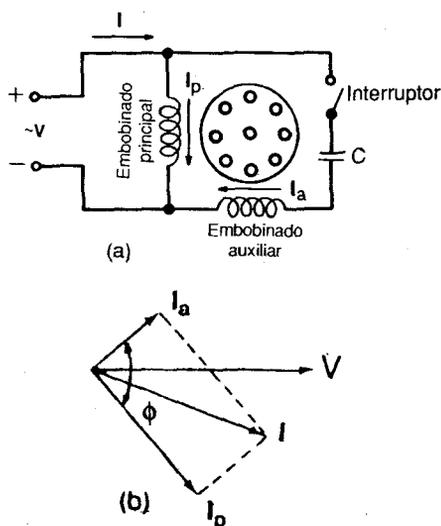
Los torques de arranque están comprendidos entre 100 y 200% del torque nominal.

Los embobinados auxiliares no se construyen para soportar una operación prolongada. Si el interruptor no se abre cuando el motor se ha puesto en mar-

cha, la acumulación de calor resultante puede ocasionar que se quemen ambos embobinados.

La firma nacional DELCROSA fabrica este tipo de motores para el accionamiento de lavadoras domésticas. Véase la Figura 10.3 (c).

En la Figura 10.4 (a) se muestra el esquema de conexiones del **motor de fase partida con arranque por condensador**. Este motor es semejante al anterior con la diferencia que tiene un condensador  $C$  electrolítico de corriente alterna tipo seco de gran capacitancia, entre 75 y 350  $\mu\text{F}$ , en serie con el embobinado auxiliar, y que se desconecta una vez que se pone en marcha el motor. El condensador está diseñado para trabajo intermitente de corta duración.



**Fig. 10.4** El motor de fase partida con arranque por condensador.

(a) Esquema de conexiones.

(b) Diagrama fasorial en el arranque.

El torque de arranque es proporcional al producto  $I_p \cdot I_a \cdot \sin \phi$ , en donde  $\phi$  es el ángulo entre las corrientes  $I_p$  e  $I_a$  que circulan por los embobinados principal y auxiliar respectivamente. El condensador permite que dichas corrientes se desfasen entre sí alrededor de  $90^\circ$  durante la puesta en marcha, tal como se observa en el diagrama fasorial de la Figura 10.4 (b).

Ya que todos estos motores de fase partida funcionan sólo con el embobinado principal, sus características de funcionamiento son las mismas. Sin embargo, en el motor de arranque por condensador existe un flujo mayor y un mayor desfase  $\phi$ , lo cual produce torques de arranque mayores. Véase la Figura 10.5.

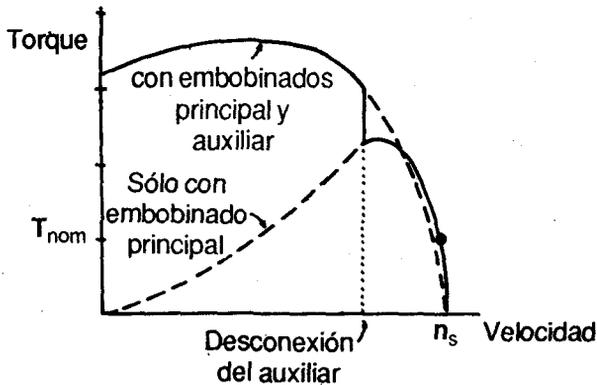


Fig. 10.5 Características torque-velocidad de motores de fase partida de arranque por condensador.

El deslizamiento en condiciones normales es menor que 5%.

Estos motores se usan mucho en aplicaciones domésticas, por ejemplo, para el accionamiento de los compresores de las refrigeradoras.

La firma nacional DELCROSA fabrica estos motores para acoplarse a bombas.

En la Figura 10.6 (a) se muestra el esquema de conexiones del motor con condensador  $C$  permanente. Este motor funciona con ambos devanados. Cuando funciona con un solo embobinado, las pulsaciones de potencia al doble de la frecuencia aplicada ocasionan un motor ruidoso.

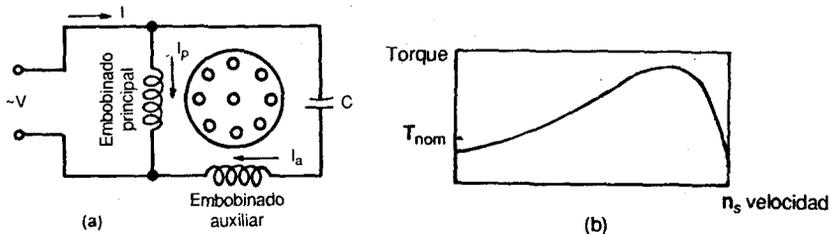


Fig. 10.6 El motor monofásico de inducción con condensador permanente. (a) Esquema de conexiones. (b) Característica torque-velocidad.

Con dos embobinados desfasados  $90^\circ$ , la potencia es pareja y el motor es silencioso. Se consigue aumentar el factor de potencia y la eficiencia. En este motor, la capacitancia durante la puesta en marcha y en la marcha normal tienen el mismo valor.

Estos motores tienen buenas características de marcha, debido a su baja capacitancia. La baja capacitancia produce un torque de arranque bajo (el 50% del

torque nominal). Véase la Figura 10.6 (b). El condensador electrolítico más barato no está especificado para trabajo continuo por lo que se debe usar un condensador del tipo de papel impregnado en aceite, de mayor costo.

Estos motores se usan sobretodo en el accionamiento de ventiladores.

En la Figura 10.7 (a) se muestra el esquema de conexiones de un **motor de inducción con condensador de dos valores**.

En este motor, sólo durante la puesta en marcha, se conecta un segundo condensador  $C_2$  de mayor valor en paralelo con un condensador permanente  $C_1$ . Esto se hace con el fin de que el motor desarrolle un buen torque de arranque, pero conservando sus características de marcha normal.

La capacitancia durante el período de puesta en marcha puede ser 10 ó más veces la capacitancia de marcha. El condensador de arranque  $C_2$  es uno electrolítico de unos 250  $\mu\text{F}$ , mientras que el condensador permanente es uno de papel impregnado en aceite de unos 15  $\mu\text{F}$ .

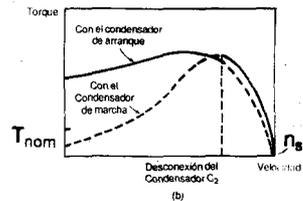
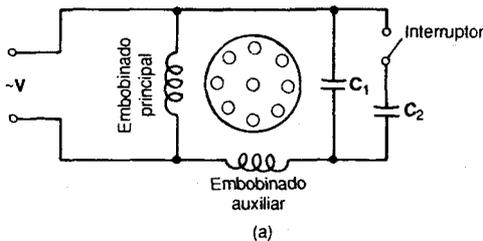


Fig. 10.7 Motor de inducción monofásico con condensador de dos valores.

(a) Esquema de conexiones.

(b) Características torque-velocidad.

Las curvas de la Figura 10.7 (b) muestran la velocidad de marcha con ambos condensadores en el circuito como inferior a la velocidad con sólo el condensador de marcha. El deslizamiento a carga nominal en los motores permanentemente partidos es de un 10%.

## 10.4 EL MOTOR UNIVERSAL

El motor universal o motor serie monofásico es semejante a un motor serie de corriente continua en el que se ha hecho pequeñas modificaciones para mejorar su funcionamiento en corriente alterna: los polos salientes del estator están hechos de placas con el fin de reducir las corrientes parásitas. Véase la Figura 10.8; el embobinado inductor es de pocas espiras de alambre grueso; no hay polos de conmutación ni embobinado de compensación.

El motor universal tiene el mismo principio de funcionamiento que un motor de corriente continua. Con ayuda de la Figura 10.8 (b) y (c) se explica la razón por la cual este motor puede funcionar en corriente alterna.

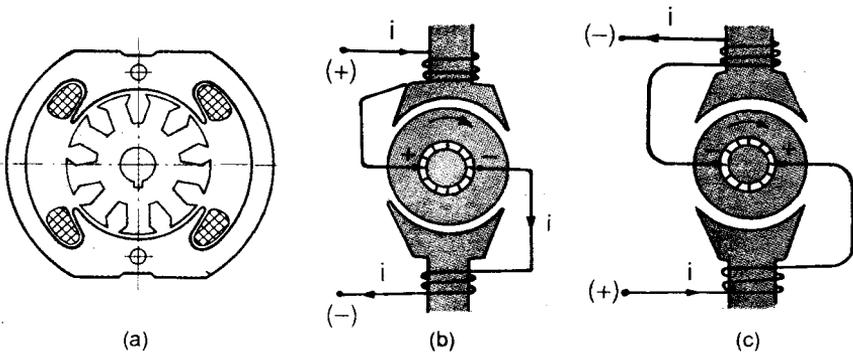


Fig. 10.8 El motor universal.

Cuando se invierte la polaridad de la red, se invierten, a la vez, las corrientes de excitación y la de armadura, pues éstas se encuentran en serie. Como resultado de esto, el sentido de giro del motor sigue siendo el mismo.

Las características de operación son similares a las del motor serie de corriente continua. Tiene un amplio rango de velocidad con carga, tal como se puede observar en la Figura 10.9, pudiendo alcanzar valores muy altos entre 3,000 y 11,000 rpm.

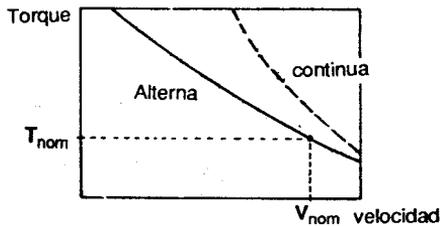


Fig. 10.9 Variación de la velocidad del motor universal con la carga.

La velocidad de vacío puede llegar a ser cinco veces la velocidad a plena carga.

La velocidad de un motor universal es algo menor cuando trabaja con corriente alterna debido a la caída de tensión en la reactancia del campo, especialmente con cargas grandes.

El motor universal se construye para pequeñas potencias (hasta 0.5 hp de capacidad). Se utiliza cuando se necesita que pueda funcionar con corriente continua y cuando se necesita obtener velocidades muy altas que se regulan con la carga, o sea, que disminuye al incrementarse la carga.

Se usa generalmente para accionar pequeños aparatos tales como máquinas de calcular, máquinas de vacío, mezcladoras de comida, equipo de ventilación, herramientas portátiles, aspiradoras y otros aparatos electrodomésticos.

## 10.5 OTROS TIPOS DE MOTORES MONOFASICOS

### 10.5.1 El motor de polos sombreados o divididos

Es un motor asíncrono de jaula de ardilla, cuyo estator tiene un embobinado concentrado de dos o cuatro polos, incapaz de producir por sí sólo un campo magnético giratorio.

Con el fin de lograr el campo magnético giratorio se hace una pequeña ranura en los polos y se coloca en la misma una espira de cobre cortocircuitada, que abarca de un medio a un tercio del polo. Véase la Figura 10.10 (a), (b) y (c).

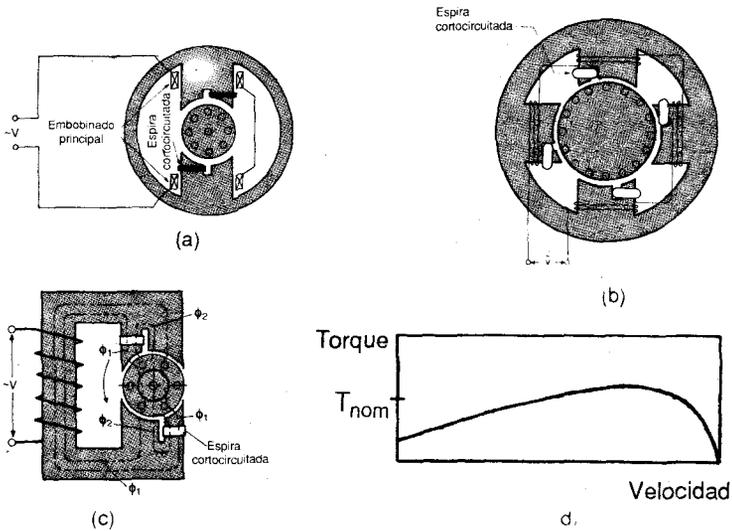


Fig. 10.10 Esquema de motores de polos sombreados con una espira cortocircuitada.

- (a) Motor de dos polos.
- (b) Motor de cuatro polos.
- (c) Motor de dos polos.

En esta espira se induce una f.e.m. que hace circular una corriente por la espira produciéndose un campo magnético atrasado  $\phi_2$  respecto al campo principal. Véase la Figura 10.10 (c). Como consecuencia se produce un pequeño campo resultante que oscila de un extremo a otro del polo, desde la porción no sombreada hasta la porción sombreada igual que un campo magnético giratorio. Por lo tanto, las espiras de cortocircuito actúan de un modo similar al embobinado auxiliar de los motores de fase partida: sus campos magnéticos forman, junto con el campo magnético principal  $\phi_1$ , un campo magnético giratorio. Esto es suficiente para poner en movimiento el rotor que luego funciona como cualquier motor de inducción.

El motor de polos sombreados es de construcción especialmente sencilla y barata, y no requiere de dispositivos auxiliares (condensador, interruptor centrífugo), pero las pérdidas en las espiras de sombra a velocidad nominal son grandes presentando poca capacidad de sobrecarga y una eficiencia muy baja de alrededor del 20%. Véase la Figura 10.10 (d). Tiene un torque de arranque bajo.

Su empleo no está muy difundido y se le utiliza en pequeñas aplicaciones de 100 W ó menos, en las que no interesa el torque de arranque ni la eficiencia, como por ejemplo, en el accionamiento de pequeños ventiladores, tocadiscos, aparatos de cinta magnetofónica, máquinas electrodomésticas, etc.

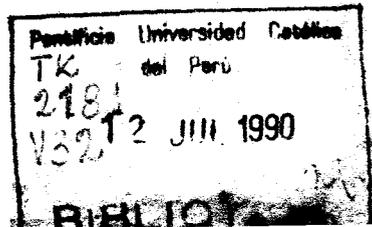
### **10.5.2 El motor síncrono monofásico**

Los motores síncronos monofásicos se parecen, en su modo de funcionar, a los motores síncronos trifásicos; se emplean, pues, cuando se exige un número de revoluciones exactamente constante y se desea mejorar el factor de potencia, en lugar de usar condensadores.

En nuestro medio se usan los motores síncronos monofásicos en relojes y mesas giratorias.

## BIBLIOGRAFIA

1. ALEXANDROV, M. "Aparatos y máquinas de elevación y transporte" Editorial Mir-Moscú 1976.
2. BIELLA-BIANCHI, Darío. "Máquinas Eléctricas" Tomo II.
3. CORRALES MARTIN, Juan. "La máquina eléctrica" Tomo II. Teoría General de funcionamiento. Editorial Labor S.A. 1970. Barcelona.
4. FITZGERALD, A.G. "Teoría y análisis de las máquinas eléctricas".
5. FLORES Sintas, F. y WILHELM Ayza, J.R. "Fundamentos de circuitos eléctricos, transformadores y motores", 1971, Madrid.
6. GINGRICH, M. "Máquinas eléctricas".
7. HILLE, Wilhelm y SCHNEIDER, Otto. "Máquinas y aparatos eléctricos" Editorial Labor S.A., Barcelona, 1968.
8. HINDMARSH J. "Electrical machines and their applications" Pergamon Press, 1977.
9. KOSTENKO, M. P. "Máquinas eléctricas" Tomos I y II.
10. MATSCH, Leander W. "Máquinas eléctricas y electromecánicas" Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A. México, 1972.
11. NASSAR, Syed A. "Máquinas eléctricas y electromecánicas" Mc Graw-Hill España, 1982.
12. REBORA, Gino. "La construcción de máquinas eléctricas" Editorial científico médica HOEPLI, Barcelona, 1969
13. SINGER, Francisco L. "Electromecánica práctica" Editorial hispano americana, S.A. (H.A.S.A.) Buenos Aires, Argentina.
14. THALER GEORGE, J. y WILCOX L. Milton "Máquinas eléctricas estado dinámico y permanente" Editorial LIMUSA S.A. 1969.
15. DELCROSA, Catálogo de motores eléctricos.
16. TELEMECANICA ELECTRICA ESPAÑOLA, S.A., Concepción de un automatismo.







VARGA

*Maquinas Electricas Rotativas*

PUC