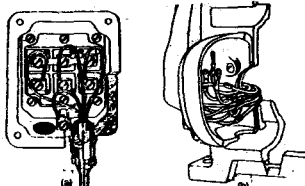


Capítulo 8

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.

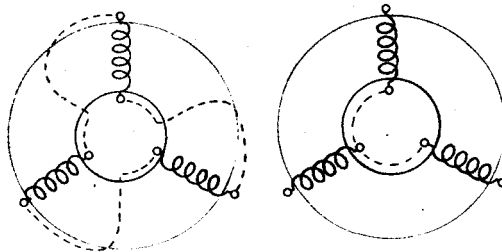


Fig. 8.1 Esquema del estator de un motor de inducción trifásico.

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.

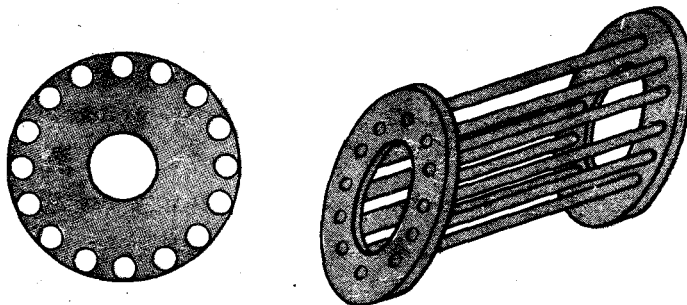


Fig. 8.2 El rotor de un motor de jaula de ardilla.

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° una de la siguiente) y que están siendo alimentadas por un sistema trifásico equilibrado de corrientes (o sea, desfasadas entre si 120° 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.

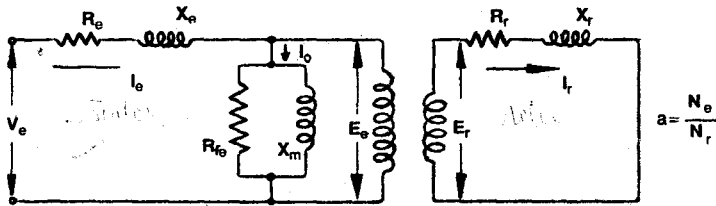


Fig. 8.3 Circuito equivalente monofásico de un motor de inducción.

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 ϕ_{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 .

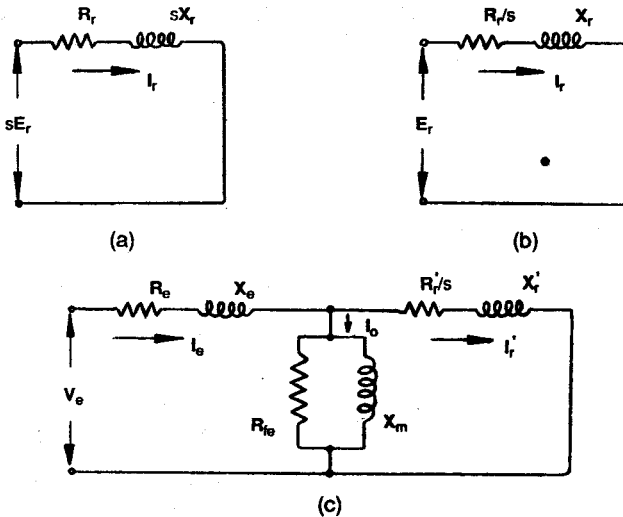


Fig. 8.4 Circuito equivalente del rotor de un motor de inducción.

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:

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

donde:

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

ω : 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)
- ϕ : 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 η 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.

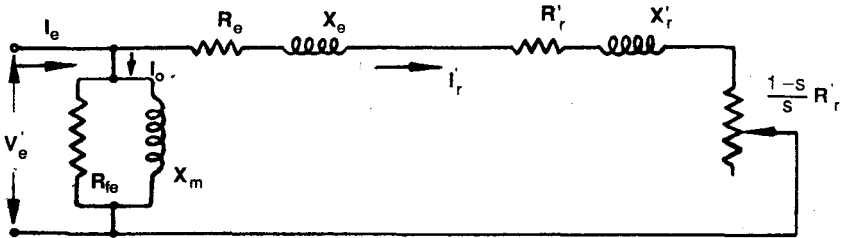


Fig. 8.5 Circuito equivalente aproximado de un motor de inducción trifásico.

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 ω , reemplazando el deslizamiento s por su equivalente:

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

donde:

ω_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 ($s \sim 0$).

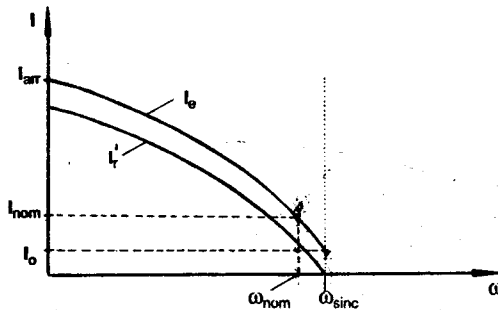


Fig. 8.6 Curva característica de $I - \omega$ para un motor asíncrono trifásico.

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 ω 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 ω 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 ω . 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 .

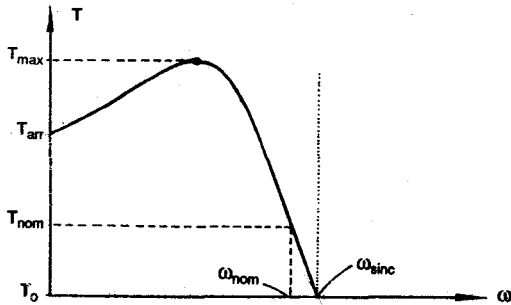


Fig. 8.7 Curva característica de $T - \omega$ para un motor asincrónico trifásico.

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:

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

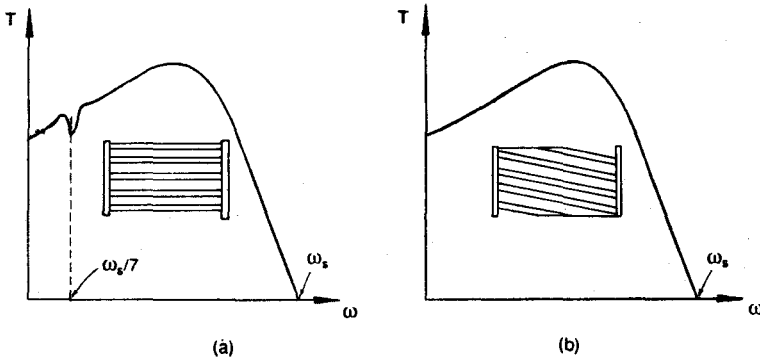


Fig. 8.8 Curvas de $T - \omega$ del motor asíncrono
 (a) con ranuras paralelas al eje.
 (b) con ranuras inclinadas del rotor.

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 (Ω).

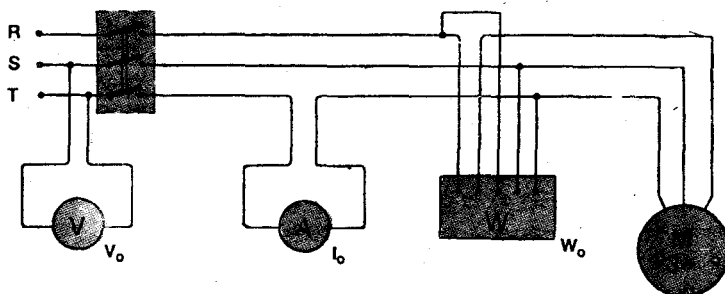


Fig. 8.9 El ensayo en vacío de un motor de inducción trifásico.

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)

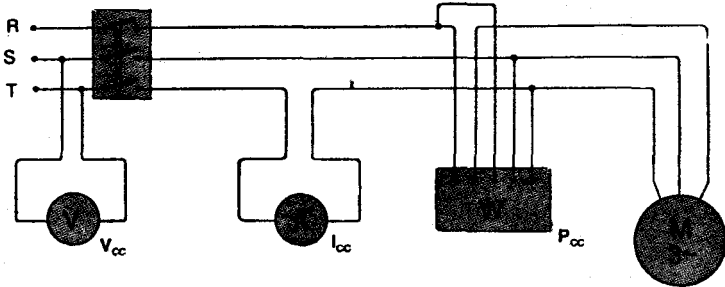


Fig. 8.10 El ensayo de rotor bloqueado de un motor de inducción trifásico.

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.

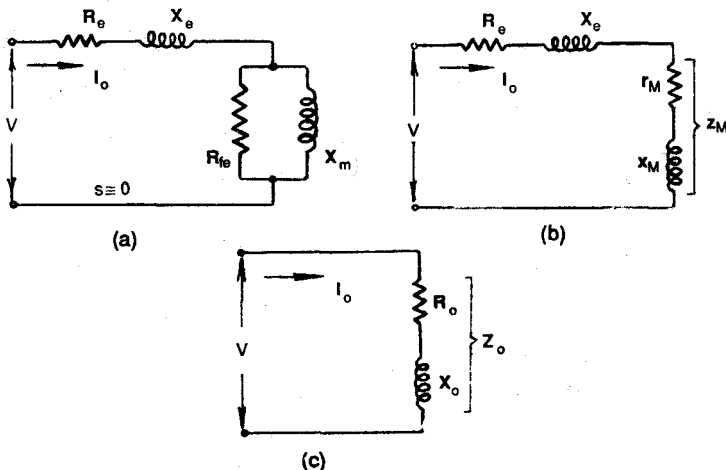


Fig. 8.11 Circuitos equivalentes para un motor de inducción trifásico.

(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):

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

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

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

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:

$$\boxed{X_o \cong X_e + X_m} \quad (1)$$

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_c , 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.

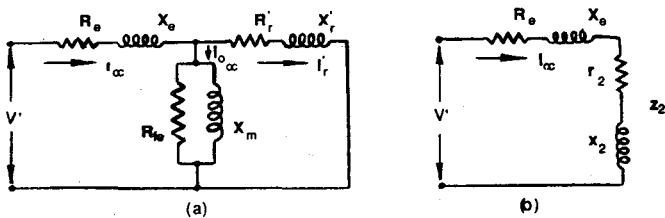


Fig. 8.12 Circuitos equivalentes para un motor asincrónico trifásico con el rotor bloqueado.

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:

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

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} :

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

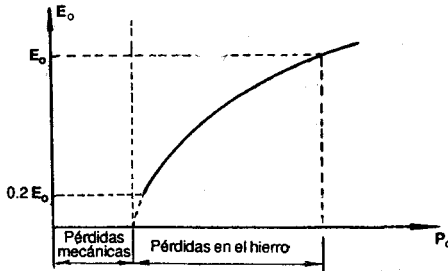


Fig. 8.13 Curva de vacío del motor de inducción.

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.

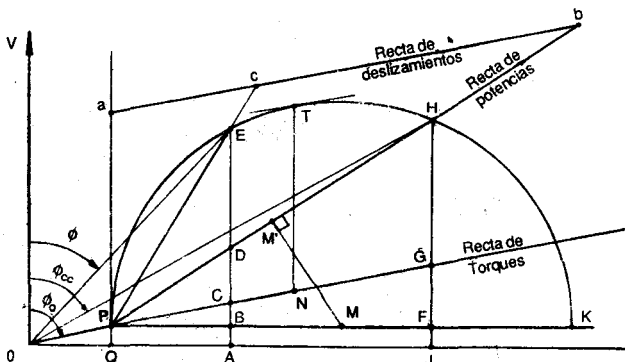


Fig. 8.14 El diagrama circular.

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.

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

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

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

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 apres.

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.

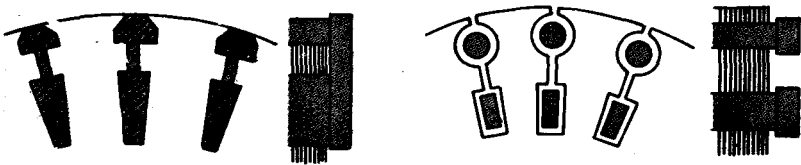


Fig. 8.15 Formas de la ranura y barras del rotor de doble jaula de ardilla.

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.

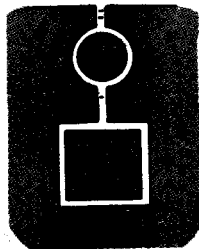


Fig. 8.16 Una gráfica del flujo de dispersión por ranura en un motor de doble jaula de ardilla.

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.

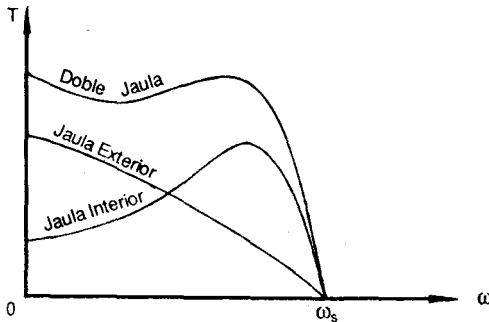


Fig. 8.17 Curvas de los torques motores de un motor de doble jaula de ardilla.

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

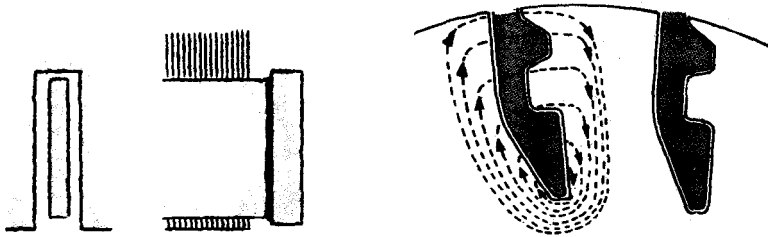


Fig. 8.18 Diversas formas de barras de rotores de motores de inducción de barras profundas.

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.

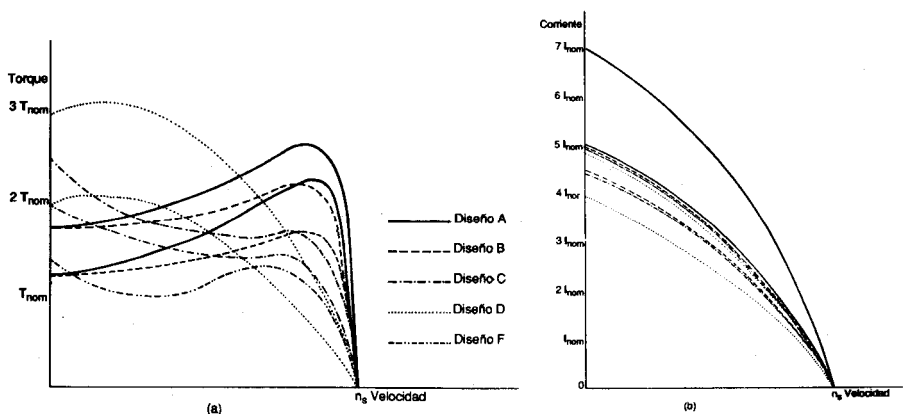


Fig. 8.19 Clases de diseño de motores de jaula de ardilla trifásicos
 (a) Curvas de torque
 (b) Curvas de intensidad de corriente

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.

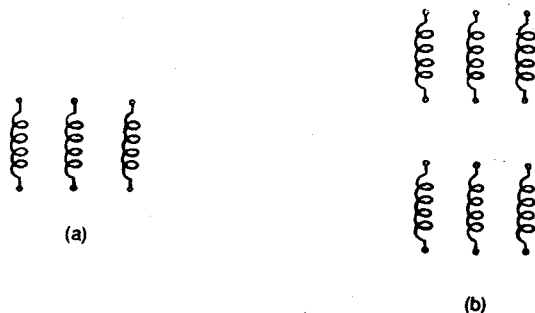


Fig. 8.20 (a) Estator de un grupo de bobinas
(b) Estator de dos grupos de bobinas

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

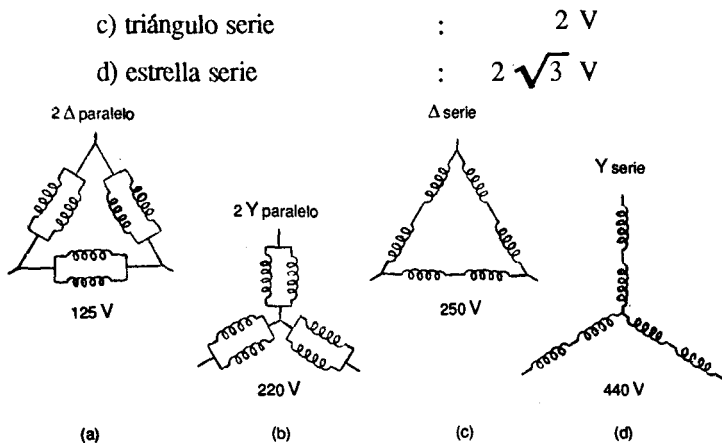


Fig. 8.21 Combinaciones usuales de las bobinas del estator en motores trifásicos, para lograr su funcionamiento a varias tensiones.

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)

$$\begin{aligned} I_{arr} &: 4 \text{ á } 8 I_{nom} \\ T_{arr} &: 0.6 \text{ á } 1.5 T_{nom} \\ t_{arr} &: 2 \text{ á } 3 \text{ s} \end{aligned}$$

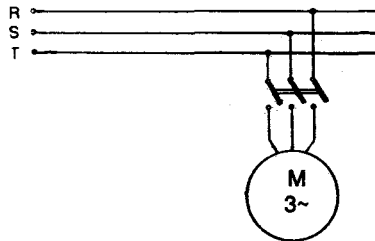


Fig. 8.22 Arranque directo de un motor de jaula de ardilla.

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.

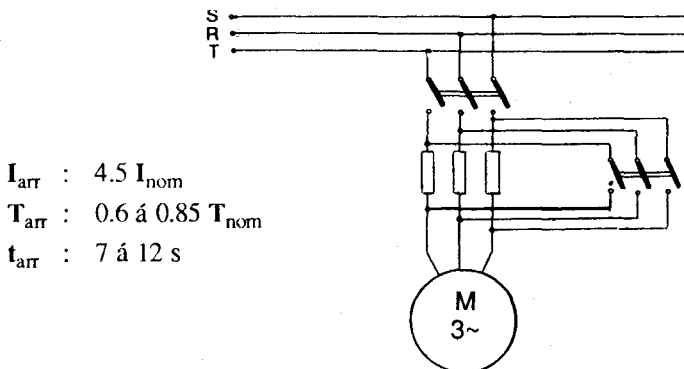


Fig. 8.23 Arranque estático por resistencias.

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.

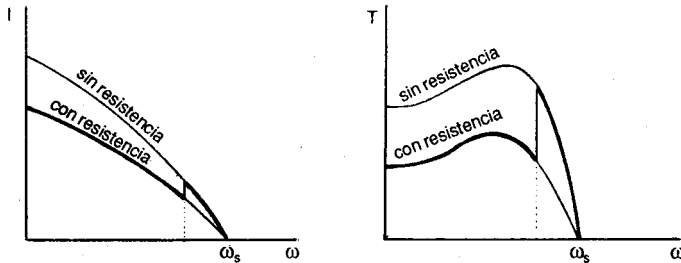


Fig. 8.24 Curvas características para el método de arranque por resistencias en serie con el estator.

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

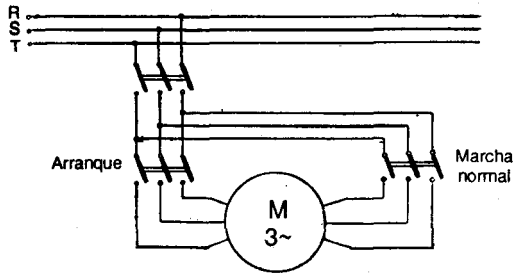


Fig. 8.25 Método de arranque por arrollamiento estático dividido.

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.

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

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

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

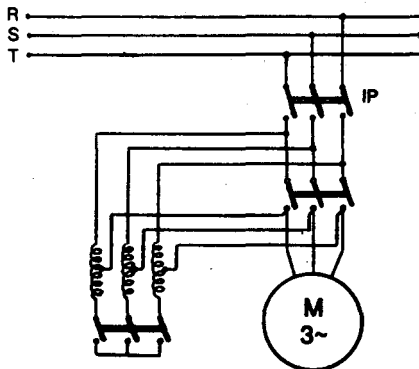


Fig. 8.26 Arranque por autotransformador.

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.

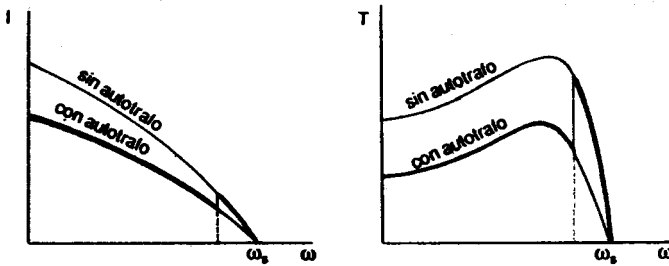


Fig. 8.27 Curvas características del motor en el método de arranque por autotransformador.

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.

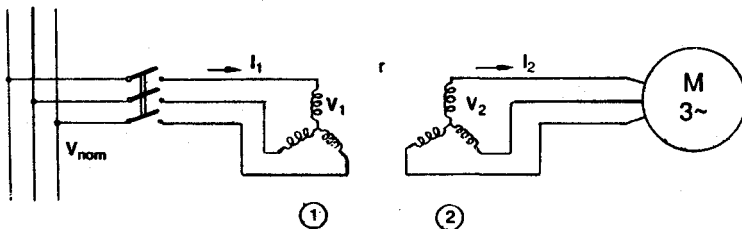


Fig. 8.28 Circuito para la solución del problema de cálculo de la relación de transformación.

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.

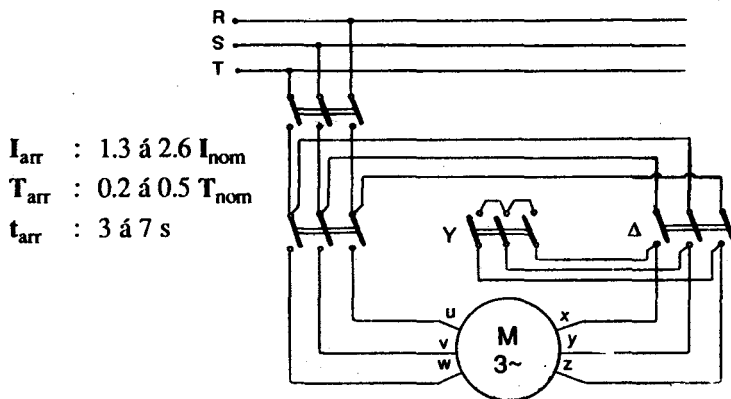


Fig. 8.29 Arrancador estrella-triángulo.

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).

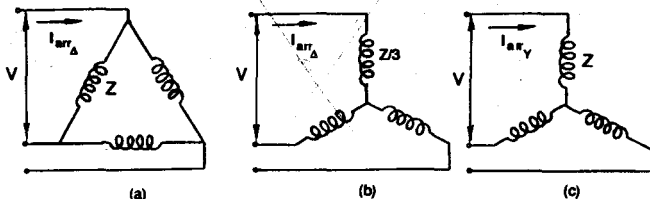


Fig. 8.30

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.

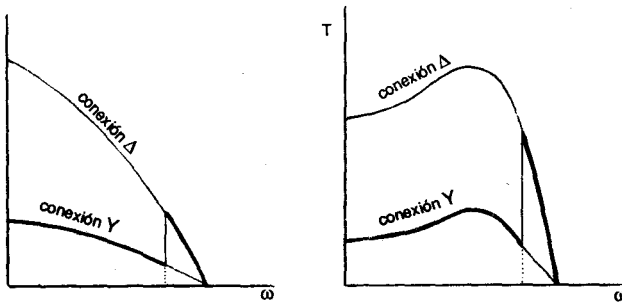


Fig. 8.31 Curvas características para el arranque estrella-triángulo.

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.

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

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

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

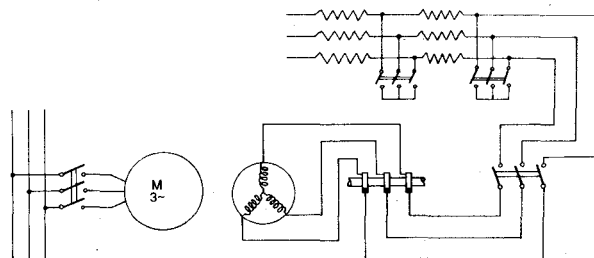


Fig. 8.32 Circuito de arranque de un motor de rotor bobinado.

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.

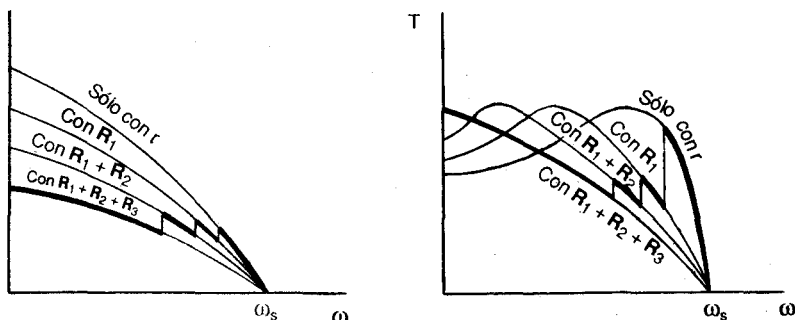


Fig. 8.33 Curvas características para el arranque por resistencias rotóricas.

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.

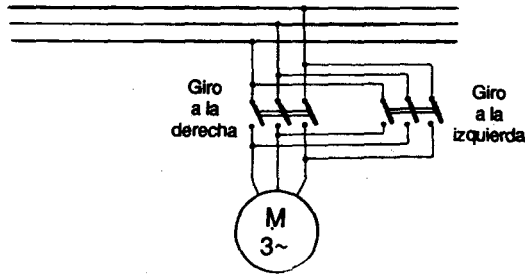


Fig. 8.34 Inversión del sentido de giro de un motor asíncrono trifásico.

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.

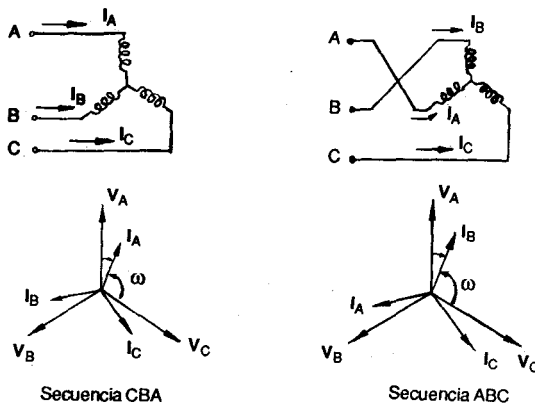


Fig. 8.35 Explicación fasorial del cambio de giro.

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.

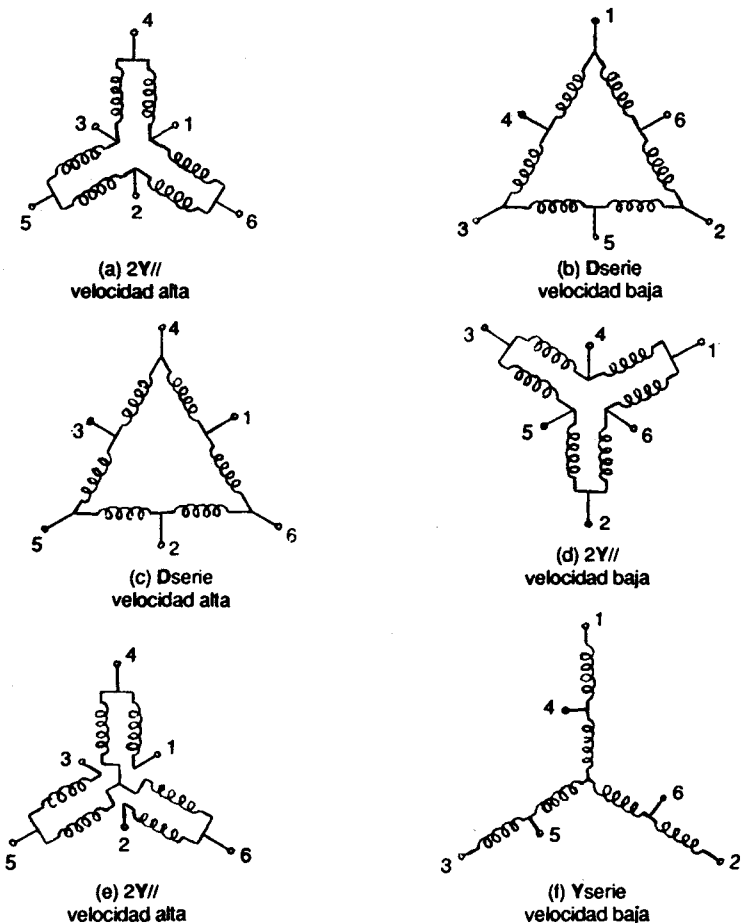


Fig. 8.36 Disposición de los terminales para motores de dos velocidades de polos conmutables: (a) y (b) torque constante; (c) y (d), potencia constante; (e) y (f), torque y potencia variables.

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

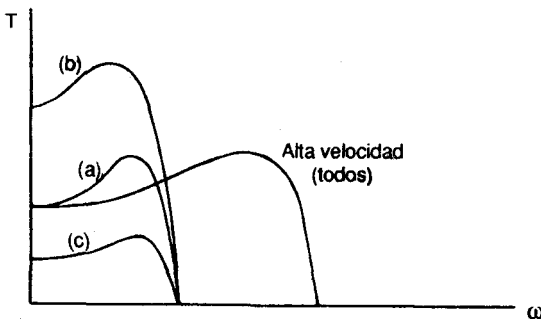


Fig. 8.37 Curvas de torque-velocidad para motores de polos conmutables.

(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.

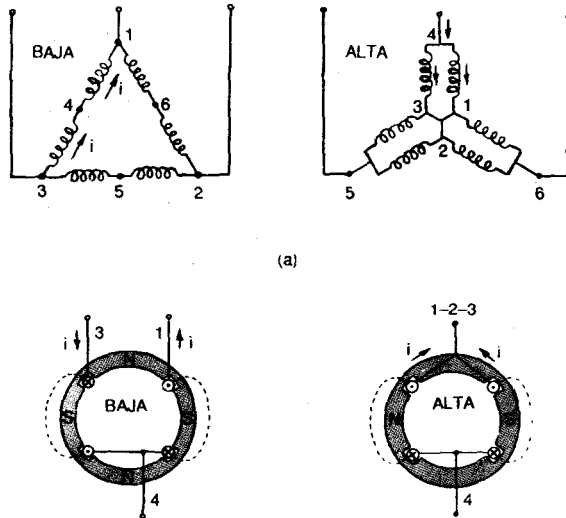
En motores de torque y potencia variables, la máxima potencia de salida a baja velocidad es la cuarta parte de la potencia desarrollada a alta velocidad. Véase la curva (c) en la Figura 8.37.

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.



(a)

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.

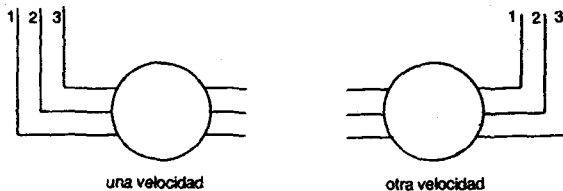


Fig. 8.39 Motor de jaula con dos arrollamientos estatóricos distintos.

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.

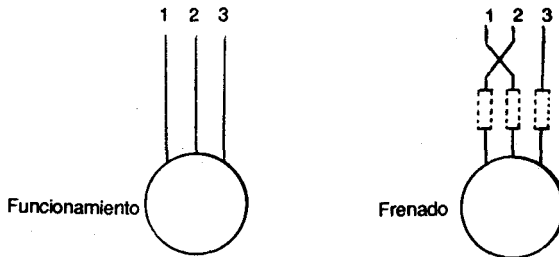


Fig. 8.40 Frenado por contracorriente de un motor asincrónico de jaula de ardilla.

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.

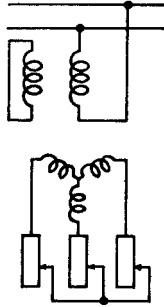


Fig. 8.41 Circuito de frenado de un motor asincrónico de rotor bobinado.

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.

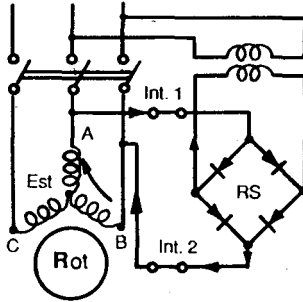


Fig. 8.42 Circuito de frenado dinámico de un motor de jaula de ardilla.

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.

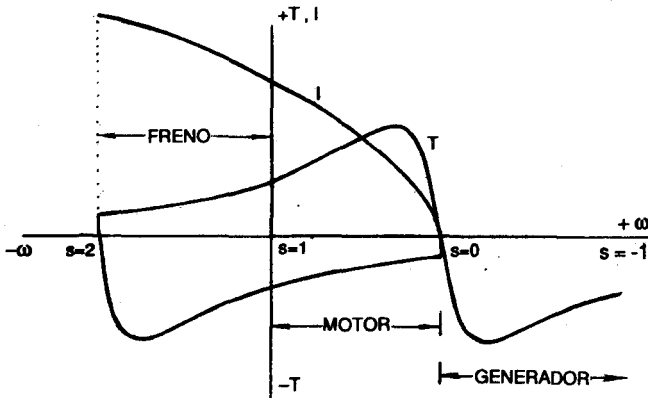


Fig. 8.42 (a) Curvas de comportamiento de los motores trifásicos de inducción

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.

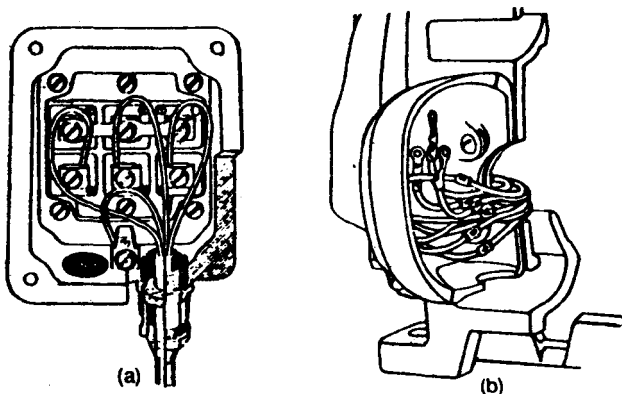


Fig. 8.43 Construcciones típicas de cajas de bornes:
(a) sistema europeo, (b) sistema americano.

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 ₁ L ₂ L ₃	L ₁ L ₂ L ₃

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 ₁ (A)	T ₁
	V	B ₁ (B)	T ₂
	W	C ₁ (C)	T ₃
	X	A ₂	T ₄
	Y	B ₂	T ₅
	Z	C ₂	T ₆
Terminales bobinas segundo grupo	U ₁	A ₃	T ₇
	V ₁	B ₃	T ₈
	W ₁	C ₃	T ₉
	X ₁	A ₄	T ₁₀
	Y ₁	B ₄	T ₁₁
	Z ₁	C ₄	T ₁₂

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.

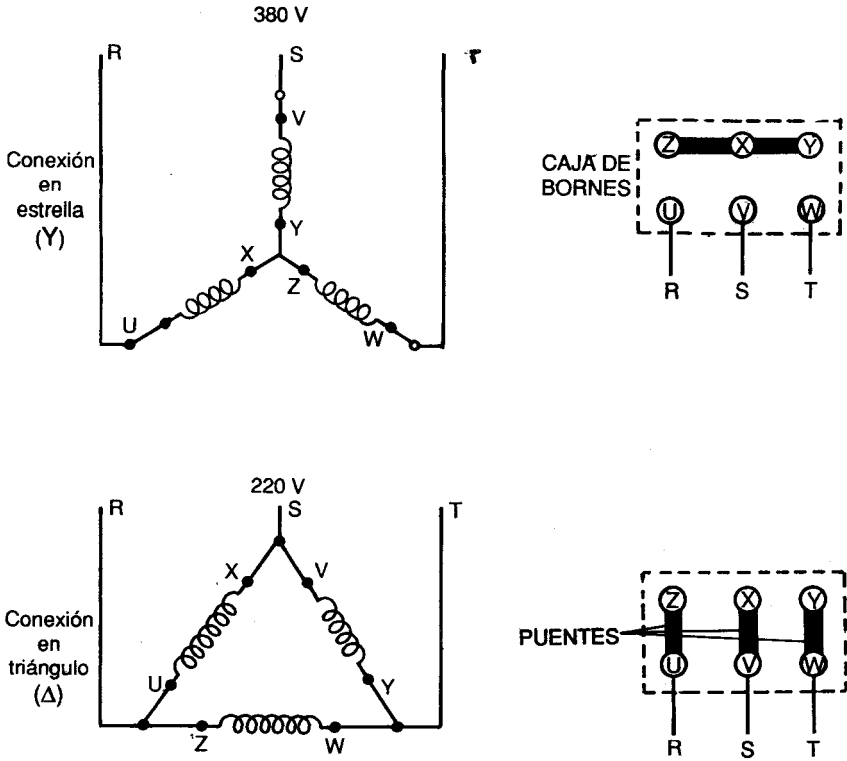


Fig. 8.44 Conexión de los terminales en motores trifásicos de un grupo de bobinas y seis bornes.

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.

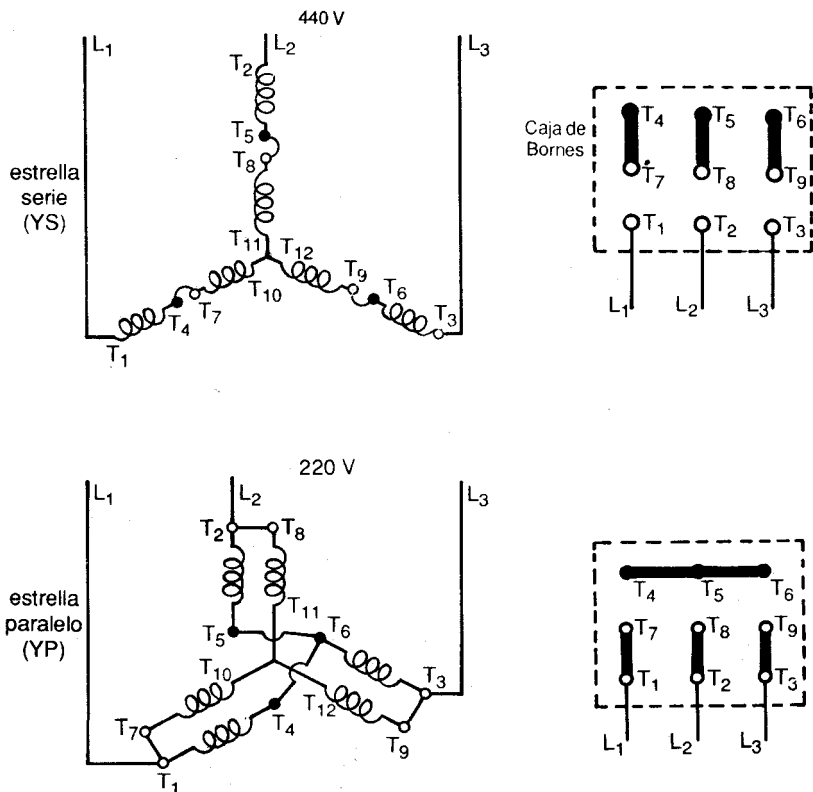


Fig. 8.45 Esquemas de las conexiones en la caja de bornes de motores de nueve terminales.

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.

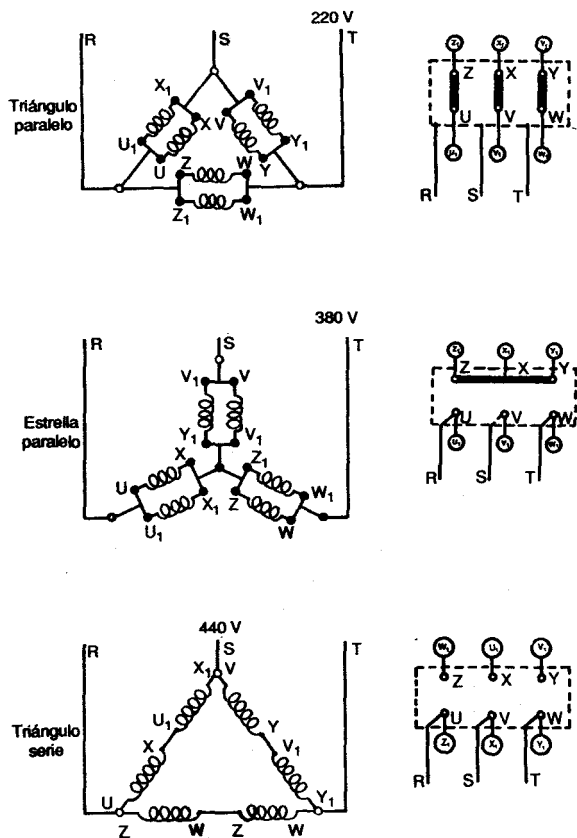


Fig. 8.46 Conexiones de los motores trifásicos de dos grupos de bobinas y seis bornes.

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.

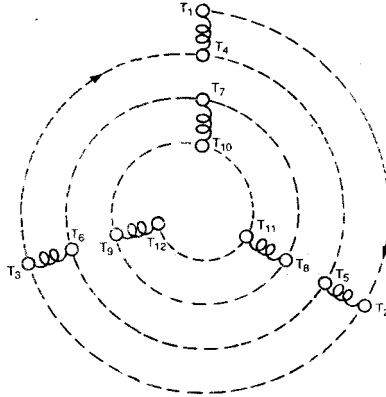


Fig. 8.47 Marcado de terminales según NEMA.

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.

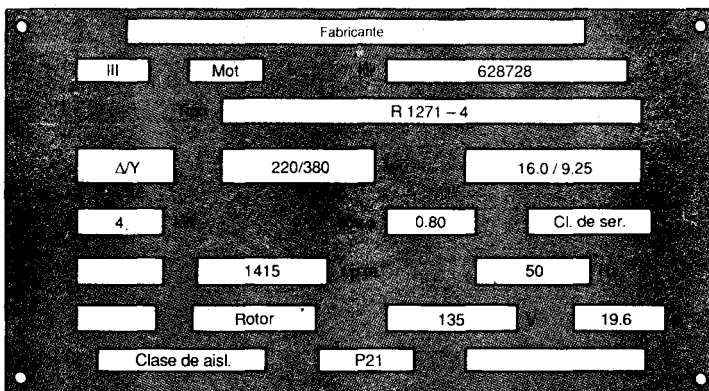


Fig. 8.48 Placa de características de un motor trifásico de rotor bobinado.

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 η 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.

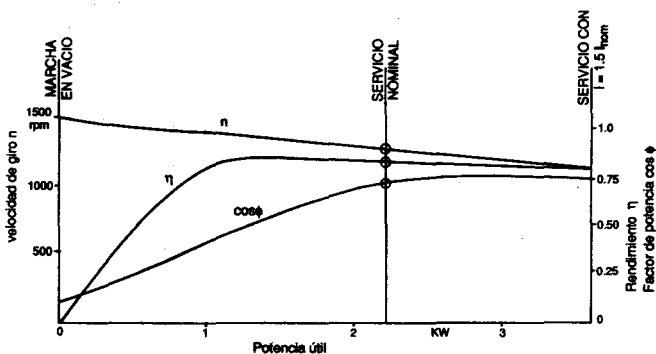


Fig. 8.49 Curvas características de servicio de un motor asíncrono trifásico de 2.2 kW.