

de campo é ajustado de modo que o fator de potência é unitário quando a carga no eixo é tal que requer uma entrada de 800 kW. Se a carga no eixo é lentamente aumentada, com a excitação de campo mantida constante, determinar o conjugado máximo que o motor pode fornecer.

- b. Em lugar do barramento infinito da parte a, suponha-se que a fonte de potência é um gerador síncrono de 1000 kVA, 2300 volts W ligado em Y, cuja reatância síncrona é também 4,00 ohms por fase. A frequência é mantida constante por um regulador e as excitações de campo do motor e do gerador são mantidas constantes, nos valores que resultam em tensão terminal nominal quando o motor absorve 800 kW a fator de potência unitário. Se a carga no eixo sobre o motor síncrono é lentamente aumentada, determinar o conjugado máximo. Determinar também a corrente de armadura, tensão terminal, e fator de potência nos terminais, correspondentes a esta carga máxima.
- c. Determinar o conjugado máximo do motor, se, em lugar de permanecerem constantes como na parte b, as correntes de campo do gerador e do motor são lentamente aumentadas de modo a sempre manter a tensão terminal nominal e o fator de potência unitário, enquanto a carga no eixo é aumentada.

6-14. Desenhar o diagrama de fasores  $dq$  a regime permanente para um motor síncrono sobreexcitado (i.e., um motor cuja corrente de campo é suficientemente alta para que seja entregue ao sistema de suprimento, potência reativa indutiva. A partir deste diagrama fasorial demonstrar que o ângulo de carga  $\delta$  entre os fasores de excitação e tensão terminal é dado por

$$\tan \delta = \frac{I_a x_d \cos \phi + I_a r_a \sin \phi}{V_t + I_a x_d \sin \phi - I_a r_a \cos \phi}$$

6-15. Que percentagem de sua saída nominal pode fornecer um motor síncrono de polos salientes, sem perda de sincronismo, quando a tensão aplicada for normal e a excitação de campo for nula, se  $x_d = 0,80$  por unidade e  $x_q = 0,50$  por unidade? Calcular a corrente de armadura por unidade, à máxima potência.

6-16. Um motor síncrono de polos salientes tem  $x_d = 0,80$  e  $x_q = 0,50$  por unidade. Ele está girando alimentado por um barramento infinito de  $V_t = 1,00$  por unidade. Desprezar todas as perdas. Qual é a mínima excitação por unidade para a qual a máquina ficará em sincronismo, com conjugado de plena carga?

## Motores de Indução, Regime Permanente

No motor de indução, a corrente alternada é fornecida ao enrolamento do estator diretamente, e ao enrolamento do rotor por indução a partir do estator. As correntes polifásicas equilibradas do estator e do rotor criam ondas de  $f$  mm componentes de estator e rotor de amplitude constante, girando no entreferro à velocidade síncrona e portanto estacionárias uma em relação à outra, independentemente da velocidade mecânica do rotor. A resultante destas  $f$  mm cria a onda de fluxo de indução magnética no entreferro. A interação entre a onda de fluxo e a onda de  $f$  mm do rotor dá origem ao conjugado. Todas as condições são preenchidas para a produção de um valor de conjugado de regime permanente a todas as velocidades diferentes da velocidade síncrona.

Os objetivos deste capítulo são o desenvolvimento de circuitos equivalentes para o motor de indução polifásico, para determinar os efeitos do motor sobre o circuito de alimentação, e também as características do próprio motor, e o estudo destes efeitos e características. A forma geral de circuito equivalente é sugerida pela semelhança entre a máquina de indução e um transformador.

## ONDAS DE FLUXO E FMM EM MÁQUINAS DE INDUÇÃO

Quando o enrolamento de estator de uma máquina de indução polifásica é excitado por tensões polifásicas equilibradas, é produzido no entreferro um campo magnético girante, na maneira descrita no Item 3-4. O campo girante tem a velocidade síncrona dada pela Eq. 3-38. Para examinar as ondas de fluxo e fmm no entreferro, consideremos as condições existentes quando o rotor está girando a uma velocidade  $n$  correspondente a um escorregamento por unidade  $s$ . A componente espacial fundamental da onda resultante de fluxo no entreferro gira em relação ao rotor na velocidade de escorregamento, e induz fmm de frequência de escorregamento nos circuitos do rotor. Estas fmm dão origem a correntes de frequência de escorregamento nas fases ou barras curto-circuitadas do rotor. Com um rotor de gaiola, ou com um rotor enrolado para o mesmo número de polos do estator, as correntes de rotor na frequência de escorregamento criam uma fmm cuja fundamental espacial também caminha à velocidade de escorregamento, em relação ao rotor. As ondas de fmm e indução magnética são assim estacionárias, uma relativamente à outra, e é produzido um conjugado de regime por interação destas. O módulo do conjugado depende do ângulo espacial entre as duas ondas (veja a Eq. 3-64).

### a. Reação do Rotor

Para um rotor enrolado, a situação de fluxo-fmm pode ser vista com o auxílio da Fig. 7-1. Este esboço mostra um desenvolvimento de um enrolamento simples de rotor, 2 polos, trifásico, em um campo de 2 polos. Ele portanto está de acordo com a condição de que um rotor enrolado precisa ter o mesmo número de polos que o estator (embora o número de fases não precise ser o mesmo). A onda de indução magnética está-se movendo para a direita à velocidade de escorregamento em relação ao enrolamento. É mostrada na Fig. 7-1 na posição de tensão instantânea máxima na fase  $a$ .

Se a reatância de dispersão do rotor for muito pequena comparada com a resistência do rotor (o que é uma aproximação muito boa, no pequeno escorregamento correspondente ao funcionamento normal), a corrente da fase  $a$  também será máxima. Como mostrado no Item 3-4, a onda de fmm do rotor estará centrada na fase  $a$ . É assim mostrada na Fig. 7-1a. O ângulo de deslocamento do rotor, ou ângulo de carga  $\delta$ , sob estas condições, está em seu valor ótimo de  $90^\circ$ .

Se a reatância de dispersão do rotor é apreciável, entretanto, a corrente da fase  $a$  se atrasa, em relação à tensão induzida, do ângulo do fator de potência  $\phi_2$  da impedância de dispersão. A corrente da fase  $a$  não será máxima até um instante correspondentemente mais

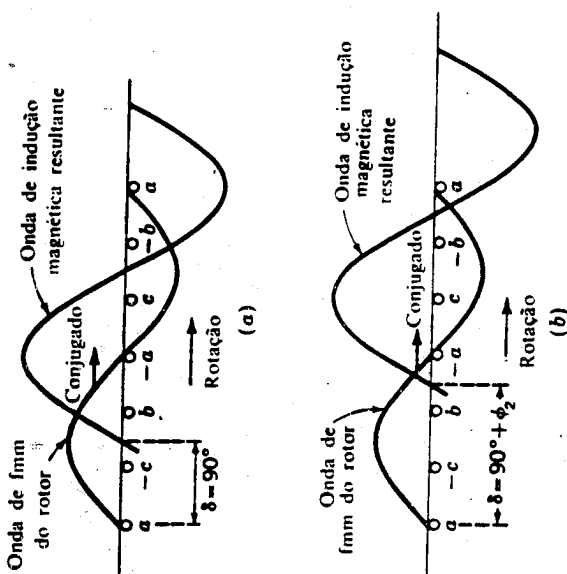


Fig. 7-1. Enrolamento desenvolvido de rotor de motor de indução, com as ondas de indução magnética e fmm em suas posições relativas para (a) reatância de dispersão do rotor nula e (b) não-nula.

tarde. A onda de fmm do rotor então não estará centrada na fase  $a$  até que a onda de fluxo tenha caminhado  $\phi_2$  graus adiante no entreferro, como mostrado na Fig. 7-1b. O ângulo  $\delta$  é agora  $90^\circ + \phi_2$ . Em geral, portanto, o ângulo de carga de um motor de indução é

$$\delta = 90^\circ + \phi_2 \quad (7-1)$$

Ele se afasta do valor ótimo pelo ângulo do fator de potência da impedância de dispersão do rotor à frequência de escorregamento. O conjugado eletromagnético do rotor é dirigido em direção à direita na Fig. 7-1, ou na direção da onda de fluxo girante.

O quadro correspondente para um rotor de gaiola é dado na Fig. 7-2. Um rotor de 16 barras, colocado em um campo de 2 polos, é mostrado em forma desenvolvida. Para simplicidade de desenho, foi escolhido somente um número relativamente pequeno de barras de rotor e este número é um múltiplo inteiro do número de polos, uma escolha normalmente evitada a fim de evitar efeitos de harmônicas prejudiciais. Na Fig. 7-2a, a onda senoidal de indução magnética induz uma tensão em cada barra, que tem um valor instantâneo indicado pelas linhas cheias verticais. Num instante um pouco mais tarde, as correntes nas barras tomam os valores instantâneos indicados pelas linhas cheias

verticais na Fig. 7-2b, o atraso no tempo sendo o ângulo do fator de potência do rotor  $\phi_2$ . Neste intervalo de tempo, a onda de indução magnética caminha, na direção de rotação relativamente ao rotor, de um ângulo espacial  $\phi_2$ , e está então na posição mostrada na Fig. 7-2b. A onda de fmm de rotor correspondente é mostrada pela onda em degraus da Fig. 7-2c. A componente fundamental é mostrada pela senóide tracejada e a onda de indução magnética pela senóide de traço cheio. O estudo destas figuras confirma o princípio geral de que o número de polos do rotor em um rotor de gaiola é determinado pela onda de fluxo indutora.

#### b. Grandezas do rotor relativamente ao estator

Vimos que, no que se refere a componentes fundamentais, os rotores de gaiola e enrolado reagem produzindo uma onda de fmm tendo o mesmo número de polos que a onda de fluxo indutora, caminhando à mesma velocidade que a onda de fluxo, e com um ângulo de carga  $90^\circ$  maior do que o ângulo de fator de potência do rotor. A reação da onda de fmm do rotor sobre o estator requer uma componente de corrente de estator e assim habilita o estator a absorver da linha a potência necessária para manter o conjugado criado pela interação entre as ondas de fluxo e fmm. O único modo pelo qual o estator conhece o que está acontecendo é através das ondas de fluxo de entreferro e fmm do rotor. Consequentemente, se o rotor fosse substituído por outro tendo a mesma fmm e mesmo fator de potência na mesma velocidade, o estator seria incapaz de detectar a mudança. Tal substituição leva à idéia de referir as quantidades do rotor ao estator, uma idéia que é de grande valor em traduzir considerações de fluxo-fmm a um circuito equivalente para o motor.

Considere-se, por exemplo, um rotor enrolado com o mesmo número de polos e fases que o estator. O número de espiras efetivas por fase no enrolamento de estator é  $a$  vezes o número correspondente no enrolamento do rotor. Compare-se o efeito magnético deste rotor com o de um rotor magneticamente equivalente, tendo o mesmo número de espiras que o estator. Para o mesmo fluxo e velocidade, a relação entre a tensão  $E_{ra\alpha}$  induzida no rotor real e a tensão  $E_{2e}$  induzida no rotor equivalente é

$$E_{2e} = aE_{ra\alpha} \quad (7-2)$$

Se os rotores devem ser magneticamente equivalentes, seus ampères-espiras precisam ser iguais; e a relação entre a corrente de rotor real  $I_{ra\alpha}$  e a corrente  $I_{2e}$  no rotor equivalente deve ser

$$I_{2e} = \frac{I_{ra\alpha}}{a} \quad (7-3)$$

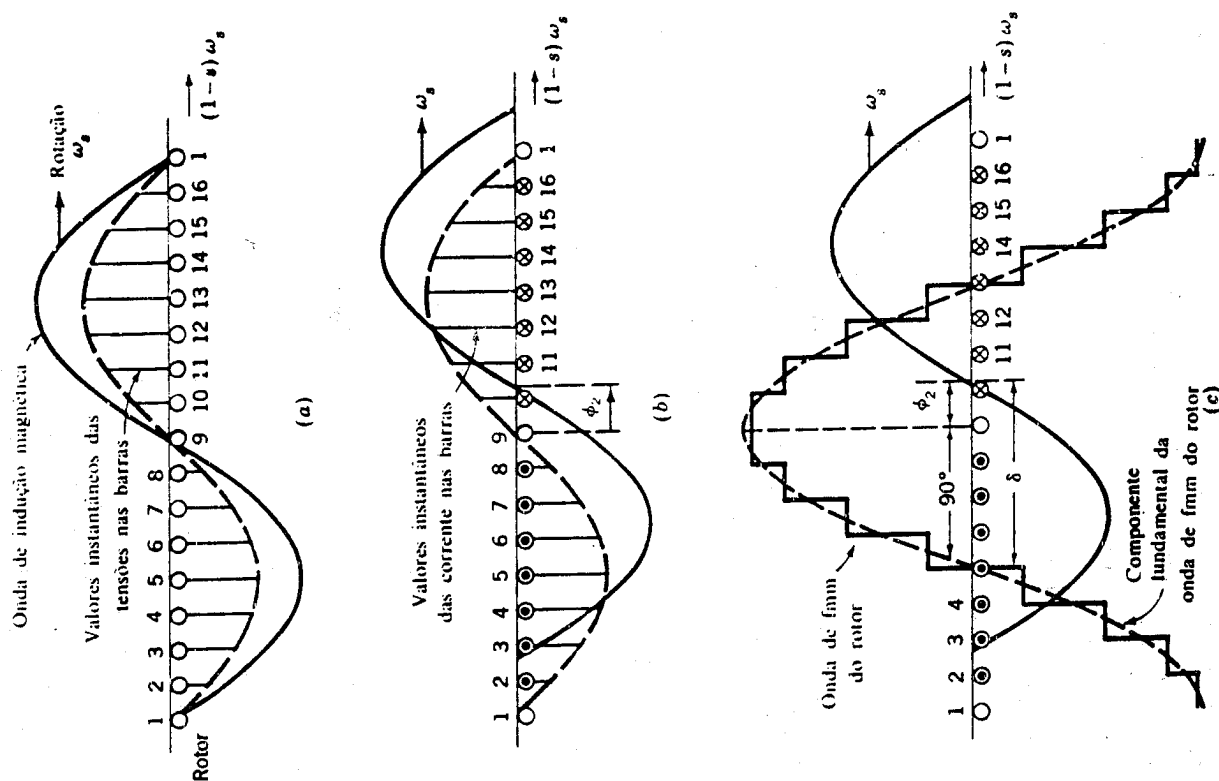


Fig. 7-2. Reações de um rotor em gaiola em um campo de 2 polos

Consequentemente, a relação entre a impedância de dispersão à frequência de escorregamento  $Z_{2e}$  do rotor equivalente e a impedância de dispersão à frequência de escorregamento  $Z_{\text{rotor}}$  do rotor real deve ser

$$Z_{2e} = \frac{E_{2e}}{I_{2e}} = \frac{a^2 E_{\text{rotor}}}{I_{\text{rotor}}} = a^2 Z_{\text{rotor}} \quad (7-4)$$

As tensões, correntes, e impedâncias no rotor equivalente são definidas como seus valores *referidos ao estator*. O processo de raciocínio é essencialmente semelhante àquele utilizado em referir quantidades secundárias ao primário na teoria de transformadores estáticos (Itens 1-6 e 1-7). O fator de conversão é a relação entre os números das espiras efetivas, e é o mesmo, em essência, que na teoria de transformadores.

Os fatores de conversão precisam, naturalmente, ser conhecidos, quando alguém está interessado especificamente no que está acontecendo nos circuitos reais do rotor. Do ponto de vista do estator, entretanto, os efeitos refletidos do rotor mostram-se em termos das grandezas convertidas, e a teoria dos rotores enrolado e de gaiola pode ser formulada em termos do rotor referido ao estator. Nós suporemos, portanto, que as constantes do rotor referidas ao estator são conhecidas.

Como o rotor está curto-circuitado, a relação fasorial entre a fem à frequência de escorregamento  $E_{2e}$ , gerada na fase de referência do rotor referido ao estator, e a corrente  $I_{2e}$  nesta fase, é

$$\frac{E_{2e}}{I_{2e}} = Z_{2e} = r_2 + jsx_2 \quad (7-5)$$

onde  $Z_{2e}$  é a impedância de dispersão do rotor por fase à frequência de escorregamento, referida ao estator,  $r_2$  a resistência efetiva referida ao estator, e  $sx_2$  a reatância de dispersão referida ao estator, à frequência de escorregamento. A reatância é expressa deste modo porque é proporcional à frequência do rotor e portanto ao escorregamento. Assim,  $x_2$  é definida como o valor que a reatância de dispersão do rotor referida ao estator teria na frequência de estator. O circuito equivalente na frequência de escorregamento, para uma fase do rotor referido ao estator, é mostrado na Fig. 7-3.

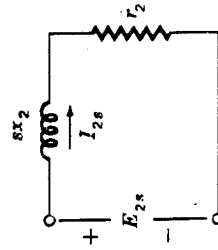


Fig. 7-3. Circuito equivalente do rotor para um motor de indução polifásico.

## 7-2 O CIRCUITO EQUIVALENTE

As considerações precedentes sobre as ondas de fluxo e fmm dão origem ao circuito equivalente em regime permanente, para a máquina. Somente são consideradas máquinas com enrolamentos polifásicos simétricos excitados por tensões polifásicas equilibradas. Como em muitas outras discussões de dispositivos polifásicos, pode ser útil pensar em máquinas trifásicas como ligadas em Y, de modo que correntes são sempre valores de linha e as tensões sempre valores de fase.

Inicialmente vamos considerar as condições no estator. A onda de fluxo no entreferro, girando sincronamente, gera fcms polifásicas simétricas nas fases do estator. A tensão terminal do estator difere da fcm pela queda de tensão na impedância de dispersão do estator, sendo a relação fasorial para a fase sob consideração

$$V_1 = E_1 + I_1(r_1 + jx_1) \quad (7-6)$$

onde  $V_1$  é a tensão terminal do estator,  $E_1$  é a fcm gerada pelo fluxo de entreferro resultante,  $I_1$  é a corrente de estator,  $r_1$  é a resistência efetiva do estator, e  $x_1$  é a reatância de dispersão do estator. As direções positivas são mostradas no circuito equivalente da Fig. 7-4.

O fluxo de entreferro resultante é criado pelas fcms combinadas das correntes de estator e rotor. Justamente como na analogia de transformadores, a corrente de estator pode ser decomposta em duas componentes, uma componente de carga e uma componente de excitação. A componente de carga  $I_2$  produz uma fmm que contrabalança exatamente a fmm da corrente de rotor. A componente de excitação  $I_\phi$  é a corrente de estator adicional, necessária para criar o fluxo de entreferro resultante, e é uma função da fcm  $E_1$ . A corrente de excitação pode ser decomposta em uma componente de perdas no ferro  $I_w$  em fase com  $E_1$ , e uma componente de magnetização  $I_m$  atrasada de  $90^\circ$  relativamente a  $E_1$ . No circuito equivalente, a corrente de excitação pode ser levada em conta por meio de um ramo paralelo, formado pela condutância de perdas no

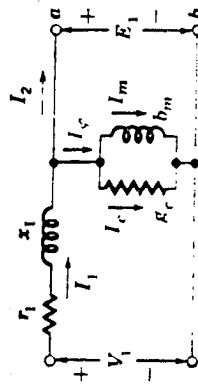


Fig. 7-4. Circuito equivalente do estator para um motor de indução polifásico.

ferro  $g_{fe}$  e a susceptância de magnetização  $b_m$  em paralelo, ligadas através de  $E_1$ , como na Fig. 7-4. Tanto  $g_{fe}$  como  $b_m$  são usualmente determinadas à frequência nominal de estator e para um valor de  $E_1$  próximo ao valor esperado de funcionamento; supõe-se, então, que elas permanecem constantes para os pequenos afastamentos deste valor associados ao funcionamento normal do motor.

Até aqui, o circuito equivalente que representa os fenômenos do estator é exatamente como aquele para o primário de um transformador. Para completar o circuito, precisam ser incorporados os efeitos do rotor. Isto é feito considerando as tensões e correntes de estator e rotor em termos de grandezas do rotor referidas ao estator.

O estator vê uma onda de fluxo e uma onda de fmm girando à velocidade síncrona. A onda de fluxo induz a tensão de rotor na frequência de escorregamento  $E_{2e}$  e a fcm de estator  $E_1$ . Se não fosse pelo efeito da velocidade, a tensão de rotor referida ao estator seria igual à tensão do estator, desde que o enrolamento do rotor referido ao estator é idêntico ao enrolamento do estator. Devido à velocidade relativa entre a onda de fluxo e o rotor ser  $s$  vezes a velocidade relativamente ao estator, a relação entre os valores efetivos das fms de estator e rotor é

$$E_{2e} = sE_1 \quad (7-7)$$

A onda de fmm do rotor opõe-se à fmm da componente de carga  $I_2$  da corrente de estator e, portanto, para valores eficazes,

$$I_{2e} = I_2 \quad (7-8)$$

Dividindo a Eq. 7-7 pela Eq. 7-8 temos:

$$\frac{E_{2e}}{I_{2e}} = \frac{sE_1}{I_2} \quad (7-9)$$

Além disso, a onda de fmm criada pela corrente de carga do estator  $I_2$  deve estar deslocada, no espaço, da onda de fluxo resultante, pelo mesmo ângulo espacial que existe entre a onda de fmm do rotor e a onda de fluxo resultante, isto é, o ângulo de carga  $\delta$ . O ângulo de fase no tempo entre a tensão do estator  $E_1$  e a corrente de carga do estator  $I_2$ , portanto, deve ser igual ao ângulo no tempo correspondente para o rotor, isto é, o ângulo do fator de potência do rotor  $\phi_2$ . O fato de que as fms do rotor e estator estão em oposição é levado em conta uma vez que a corrente de rotor  $I_2$  é criada pela fcm de rotor  $E_{2e}$ , enquanto a corrente de estator  $I_2$  está fluindo contra a fcm do estator  $E_1$ . Portanto a Eq. 7-9 é verdadeira não somente para valores eficazes, mas também em sentido fasorial. Substituindo a Eq. 7-5 no equivalente

fasorial da Eq. 7-9, temos

$$\frac{sE_1}{I_2} = \frac{E_{2e}}{I_{2e}} = r_2 + jsx_2 \quad (7-10)$$

Dividindo por  $s$  resulta:

$$\frac{E_1}{I_2} = \frac{r_2}{s} + jx_2 \quad (7-11)$$

Isto é, o estator vê condições magnéticas no entreferro que resultam na fcm  $E_1$  no estator e na corrente de carga  $I_2$  no estator, e pela Eq. 7-11, estas condições são idênticas ao resultado de ligar uma impedância  $(r_2/s) + jx_2$  nos terminais de  $E_1$ . Consequentemente, o efeito do rotor pode ser incorporado ao circuito equivalente da Fig. 7-4 por esta impedância ligada através dos terminais  $ab$ . O resultado final é mostrado na Fig. 7-5. O efeito combinado de carga no eixo e resistência do rotor aparece como uma resistência refletida  $r_2/s$ , função do escorregamento e portanto da carga mecânica. A corrente na impedância refletida do rotor é igual à componente de carga  $I_2$  da corrente de estator; a tensão através desta impedância é igual à fcm de estator  $E_1$ . Deve ser notado que, quando as correntes e tensões de rotor são refletidas no estator, sua frequência é também mudada, para a frequência do estator. Todos os fenômenos elétricos no rotor, quando vistos do estator, tornam-se fenômenos na frequência do estator, porque o enrolamento do estator simplesmente vê ondas de fmm e fluxo caminhando à velocidade síncrona.

## 7-3 ANÁLISE DO CIRCUITO EQUIVALENTE

Entre os aspectos importantes de desempenho em regime permanente estão as variações de corrente, velocidade, e perdas, em função do conjugado de carga, o conjugado de partida, e o conjugado máximo. Todas estas características podem ser determinadas do circuito equivalente.

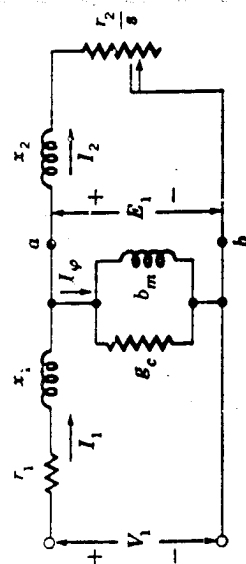


Fig. 7-5 Circuito equivalente para um motor de indução polifásico

O circuito equivalente mostra que a potência total  $P_{\theta 1}$  transferida através do entreferro a partir do estator é

$$P_{\theta 1} = q_1 I_2^2 \frac{r_2}{s} \quad (7-12)$$

onde  $q_1$  é o número de fases do estator. A perda total no cobre do rotor é, evidentemente,

$$\text{Perdas no cobre do rotor} = q_1 I_2^2 r_2 \quad (7-13)$$

A potência mecânica interna  $P$  desenvolvida pelo motor é, portanto,

$$\begin{aligned} P &= P_{\theta 1} - \text{perdas no cobre do rotor} = q_1 I_2^2 \frac{r_2}{s} - q_1 I_2^2 r_2 \quad (7-14) \\ &= q_1 I_2^2 r_2 \frac{1-s}{s} \quad (7-15) \\ &= (1-s) P_{\theta 1} \end{aligned}$$

Vemos então que, da potência total entregue ao rotor, a fração  $1-s$  é convertida em potência mecânica, e a fração  $s$  é dissipada como perda no cobre do circuito do rotor. Distó é evidente que um motor de indução funcionando com alto escorregamento é um dispositivo de baixo rendimento. Para ressaltar os aspectos de potência, o circuito equivalente é frequentemente redesenhado na maneira da Fig. 7-6. A potência mecânica interna por fase do estator é igual à potência absorvida pela resistência  $r_2(1-s)/s$ .

O conjugado eletromagnético interno  $T$  correspondente à potência interna  $P$  pode ser obtido lembrando que a potência mecânica é igual a conjugado vezes velocidade angular. Assim, quando  $\omega_s$  é a velocidade angular síncrona do rotor em radianos mecânicos por segundo,

$$P = (1-s)\omega_s T \quad (7-17)$$

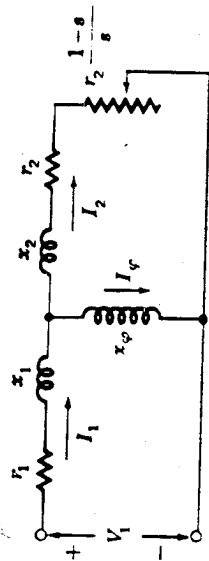


Fig. 7-6 Forma alternativa do circuito equivalente

com  $T$  em newton-metros. Pela da Eq. 7-15,

$$T = \frac{1}{\omega_s} q_1 I_2^2 \frac{r_2}{s} \quad (7-18)$$

com a velocidade angular síncrona  $\omega_s$  dada por

$$\omega_s = \frac{4\pi f}{\text{polos}} \quad (7-19)$$

O conjugado  $T$  e a potência  $P$  não são ainda os valores de saída disponíveis no eixo, pois não foram levados em conta os atritos, ventilação, e perdas suplementares. É obviamente correto subtrair os efeitos de atritos e ventilação de  $T$  e  $P$ , e geralmente supõe-se também que os efeitos das perdas suplementares podem ser subtraídos da mesma maneira. O saldo final é disponível em forma mecânica no eixo, para trabalho útil.

Na teoria dos transformadores estáticos, a análise do circuito equivalente é simplificada frequentemente, desprezando inteiramente o ramo de excitação, ou adotando a aproximação de movê-lo para fora, diretamente nos terminais do primário. Tais aproximações não são permitidas para o motor de indução sob condições normais, porque a presença do entreferro obriga a uma corrente de excitação muito mais alta — 30 a 50 por cento da corrente de plena carga — e porque as reatâncias de dispersão são também necessariamente mais altas. Pode-se fazer alguma simplificação no circuito equivalente do motor de indução se se omitir a condutância paralela  $g_{\phi}$ , e se deduzirem as perdas no ferro, os efeitos de atritos, ventilação, e perdas suplementares de  $T$  ou  $P$ . O circuito equivalente então torna-se o da Fig. 7-7a ou b, e o erro introduzido é desprezível. Tal procedimento também tem uma vantagem durante o ensaio do motor, pois as perdas no ferro em vazio não precisam ser separadas dos atritos e ventilação. Estes últimos circuitos serão usados nas discussões subsequentes.

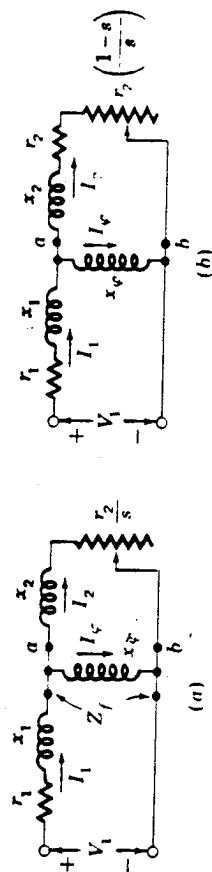


Fig. 7-7 Circuitos equivalentes

## EXEMPLO 7-1

Um motor de indução trifásico, ligado em Y, 220 volts (tensão de linha), 10 hp, 60 Hz, 6 polos, tem as seguintes constantes em ohms por fase, referidas ao estator:

$$r_1 = 0,294 \quad r_2 = 0,144 \\ x_1 = 0,503 \quad x_2 = 0,209 \quad x_p = 13,25$$

As perdas totais por atrito, ventilação e no ferro podem ser consideradas constantes, valendo 403 watts, independentemente da carga.

Para um escorregamento de 2,00 por cento, calcular a velocidade, o conjugado e a potência de saída, a corrente de estator, o fator de potência e o rendimento, quando o motor funciona com tensão e frequência nominais.

## Solução

A impedância  $Z_f$  (Fig. 7-7a) representa fisicamente a impedância por fase apresentada ao estator pelo campo de entreferro, incluindo efeito refletido do rotor e o efeito da corrente de excitação. Da Fig. 7-7a,

$$Z_f = R_f + jX_f = \frac{I_2^2}{s} + jx_2 \text{ em paralelo com } jx_p$$

Após substituição de valores numéricos temos, para  $s = 0,0200$ ,

$$R_f + jX_f = 5,41 + j3,11 \\ r_1 + jx_1 = 0,29 + j0,50 \\ \text{Soma} = \frac{5,70 + j3,61}{\sqrt{3}} = 6,75 \angle 32,4^\circ \text{ ohms}$$

$$\text{Tensão de fase aplicada} = \frac{220}{\sqrt{3}} = 127 \text{ volts}$$

$$\text{Corrente de estator } I_1 = \frac{127}{6,75} = 18,8 \text{ ampères}$$

$$\text{Fator de potência} = \cos 32,4^\circ = 0,844$$

$$\text{Velocidade síncrona} = \frac{2f}{p} = \frac{120}{6} = 20 \text{ rev/s, ou } 1200 \text{ rpm}$$

$$\omega_s = 2\pi(20) = 125,6 \text{ rad/s}$$

$$\text{Velocidade do rotor} = (1-s) \times (\text{velocidade síncrona}) \\ = (0,98)(1200) = 1176 \text{ rpm}$$

Da Eq. 7-12,

$$P_{g1} = q_1 I_2^2 \frac{I_2}{s} = q_1 I_1^2 R_f \\ = (3)(18,8)^2 (5,41) = 5.740 \text{ watts}$$

Das Eqs. 7-12 e 7-15, a potência mecânica interna é

$$P = (0,98)(5740) = 5630 \text{ watts}$$

Deduzindo as perdas de 403 watts dá

$$\text{Potência de saída} = 5630 - 403 = 5230 \text{ watts, ou } 7,00 \text{ hp}$$

$$\text{Conjugado de saída} = \frac{\text{potência de saída}}{\omega_{\text{rotor}}} \\ = \frac{5230}{(0,98)(125,6)} = 42,5 \text{ N} \cdot \text{m}$$

O rendimento é calculado a partir das perdas.

$$\text{Perdas totais no cobre do estator} = (3)(18,8)^2(0,294) = 312 \text{ watts}$$

$$\text{Perdas no cobre do rotor (da Eq. 7-13)} = (0,0200)(5740) = 115 \text{ watts}$$

$$\text{Perdas por atrito, ventilação e no ferro} = 403 \text{ watts}$$

$$\text{Perdas totais} = 330 \text{ watts}$$

$$\text{Saída} = 5230$$

$$\text{Entrada} = 6060 \text{ watts}$$

$$\frac{\text{Perdas}}{\text{Entrada}} = \frac{830}{6060} = 0,137 \quad \text{Rendimento} = 1,000 - 0,137 = 0,863$$

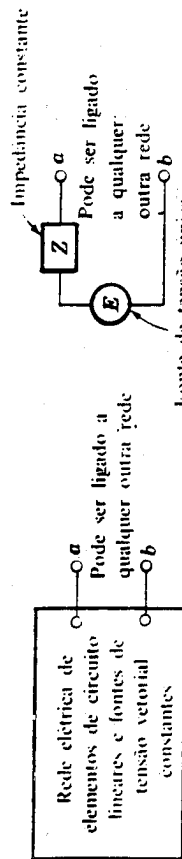
As características completas de desempenho do motor podem ser determinadas por repetição destes cálculos para outros valores de escorregamento.

7-4

## CONJUGADO E POTÊNCIA PELO USO DO TEOREMA DE THÉVENIN

Quando se querem ressaltar as relações de conjugado e potência a aplicação do teorema de Thévenin ao circuito equivalente do motor de indução resulta em considerável simplificação.

Em sua forma geral, o teorema de Thévenin permite a substituição de qualquer rede de elementos de circuito lineares e fontes de tensão fasorial constante, vista dos dois terminais  $a$  e  $b$  na Fig. 7-8a, por uma única fonte de tensão fasorial  $E$  em série com uma única impedância  $Z$  (Fig. 7-8b). A tensão  $E$  é a que aparece nos terminais  $a$  e  $b$  da rede original quando estes terminais estão em circuito aberto; a impedância  $Z$  é aquela vista dos mesmos terminais quando todas as fontes de tensão dentro da rede estão curto-circuitadas. Para aplicação ao circuito equivalente do motor de indução, os pontos  $a$  e  $b$  são tomados como aqueles assim designados na Fig. 7-7a e  $b$ . O circuito equivalente, então, supõe as formas dadas na Fig. 7-9. No que se refere aos fenômenos à direita



(a)

(b)

Fig. 7-8 (a) Rede linear geral e (b) seu equivalente aos terminais  $ab$  pelo teorema de Thévenin

dos pontos  $a$  e  $b$ , os circuitos das Figs. 7-7 e 7-9 são idênticos quando a tensão  $V'_{1a}$  e a impedância  $R_1 + jX_1$  têm os valores apropriados. De acordo com o teorema de Thévenin, a tensão de fonte equivalente  $V'_{1a}$  é a tensão que aparecerá através dos terminais  $a$  e  $b$  da Fig. 7-7 com os circuitos do rotor abertos e é

$$V'_{1a} = V_1 - I_0(r_1 + jX_1) = V_1 - \frac{jX_0}{r_1 + jX_{11}} \quad (7-20)$$

onde  $I_0$  é a corrente de excitação sob carga nula e

$$X_{11} = X_1 + X_0 \quad (7-21)$$

é a auto-reatância do estator por fase e aproximadamente iguala a componente reativa da impedância do motor sob carga nula. Para a maioria dos motores de indução, resulta erro desprezível ao desprezar a resistência do estator na Eq. 7-20. A impedância de estator equivalente de Thévenin  $R_1 + jX_1$  é a impedância entre os terminais  $a$  e  $b$  da Fig. 7-7, vistos em direção à fonte, com a fonte de tensão curto-circuitada, e portanto é

$$R_1 + jX_1 = r_1 + jx_1 \quad \text{em paralelo com } jX_0 \quad (7-22)$$

Do circuito equivalente de Thévenin (Fig. 7-9) e da expressão de

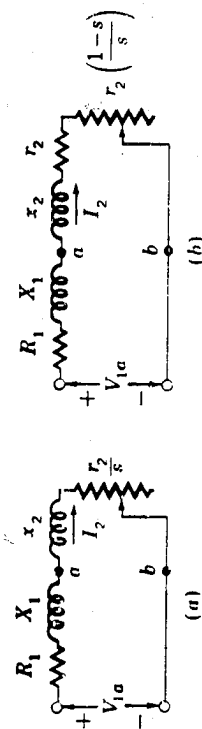


Fig. 7-9 Circuitos equivalentes do motor de indução simplificados pelo teorema de Thévenin

conjugado (Eq. 7-18) pode ser visto que

$$T = \frac{1}{\omega_s} \frac{g_1 V_1^2 (r_2/s)}{(R_1 + r_2/s)^2 + (X_1 + x_2)^2} \quad (7-23)$$

A forma geral da curva de conjugado-velocidade, ou conjugado-escorregamento, é mostrada na Fig. 7-10. São mostradas a região de funcionamento como motor ( $s > 0$ ) e a região de funcionamento como gerador ( $s < 0$ ).

As curvas da componente de carga da corrente de estator  $I_2$ , do conjugado interno  $T$ , e da potência interna  $P$ , em função do escorregamento, são mostradas na Fig. 7-11. Os dados para estas curvas são calculados no Exemplo 7-2. As condições de partida são aquelas para  $s = 1$ . A fim de, fisicamente, obter funcionamento na região de  $s$  maior do que 1, o motor precisa ser acionado para trás, contra a direção de rotação do seu campo magnético, por uma fonte de potência mecânica capaz de vencer o conjugado interno  $T$ . A principal utilidade prática desta região está em parada rápida de motores por um método chamado *frenagem por inversão de fases*. Com a troca de dois terminais do estator em um motor trifásico, a sequência de fases, e portanto a direção de

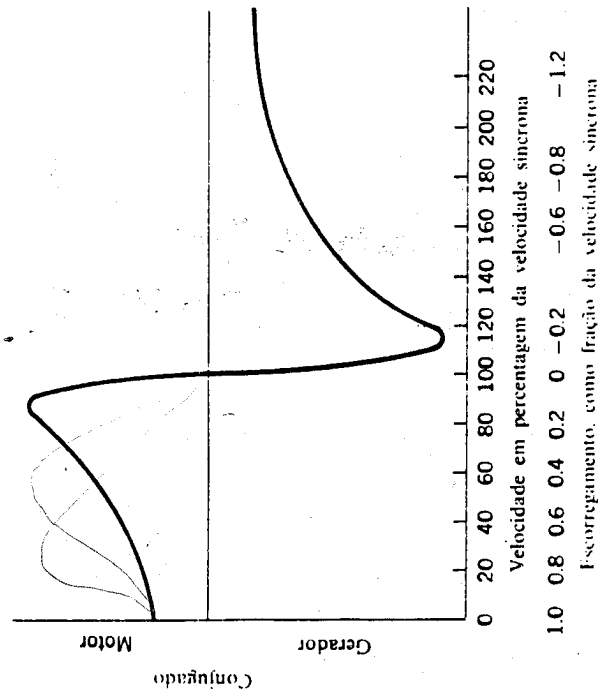


Fig. 7-10 Curva de conjugado-escorregamento de máquina de indução nas regiões de funcionamento como motor e como gerador



rotação do campo magnético, é invertida subitamente; o motor pára sob a influência do conjugado  $T$  e é desligado da linha antes de partir na outra direção. Consequentemente, a região de  $s = 1,0$  a  $s = 2,0$  é chamada a *região de frenagem*, na Fig. 7-11.

O conjugado interno máximo  $T_{\max}$ , e a máxima potência interna  $P_{\max}$ , indicados na Fig. 7-11, podem ser obtidos por considerações de circuito. Note-se que o conjugado máximo e a potência máxima não ocorrem à mesma velocidade. O conjugado interno é máximo quando a potência entregue a  $r_2/s$  na Fig. 7-9a é máxima. Ora, pelo princípio familiar de casamento de impedâncias da teoria de circuitos, esta potência será máxima quando a impedância de  $r_2/s$  for igual ao módulo da impedância entre ela e a tensão constante  $V_{1a}$ , ou a um valor  $s_{\max T}$  de escorregamento para o qual

$$\frac{r_2}{s_{\max T}} = \sqrt{R_1^2 + (X_1 + x_2)^2} \quad (7-24)$$

O escorregamento  $s_{\max T}$  no conjugado máximo é, portanto,

$$s_{\max T} = \frac{r_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + x_2)^2}} \quad (7-25)$$

e o conjugado correspondente é, da Eq. 7-23,

$$T_{\max} = \frac{1}{\omega_s R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + x_2)^2}} 0,5q_1 V_{1a}^2 \quad (7-26)$$

### EXEMPLO 7-2

Para o motor do Exemplo 7-1, determinar:

- A componente de carga  $I_2$  da corrente de estator, o conjugado interno  $T$ , e a potência interna  $P$  para um escorregamento  $s = 0,03$ .
- O conjugado interno máximo e a velocidade correspondente.
- O conjugado interno de partida e a correspondente corrente de carga no estator  $I_2$ .

### Solução

Primeiro reduziremos o circuito à forma do teorema de Thévenin. Da Eq. 7-20,  $V_{1a} = 122,3$ ; e da Eq. 7-22,  $R_1 + jX_1 = 0,273 + j0,490$ .

- A  $s = 0,03$ ,  $r_2/s = 4,80$ . Então, da Eq. 7-9a,

$$I_2 = \frac{122,3}{\sqrt{(5,07)^2 + (0,699)^2}} = 23,9 \text{ ampères}$$

Da Eq. 7-18,

$$T = \frac{1}{125,6} (3)(23,9)^2 (4,80) = 65,5 \text{ newton-metros.}$$

Da Eq. 7-15,

$$P = (3)(23,9)^2 (4,80)(0,97) = 7.970 \text{ watts}$$

Os dados para as curvas da Fig. 7-11 foram obtidos por repetição destes cálculos para diversos valores de  $s$ .

- No ponto de conjugado máximo, da Eq. 7-25,

$$s_{\max T} = \frac{0,144}{\sqrt{(0,273)^2 + (0,699)^2}} = \frac{0,144}{0,750} = 0,192$$

$$\text{Velocidade a } T_{\max} = (1 - 0,192)(1200) = 970 \text{ rpm}$$

Da Eq. 7-26,

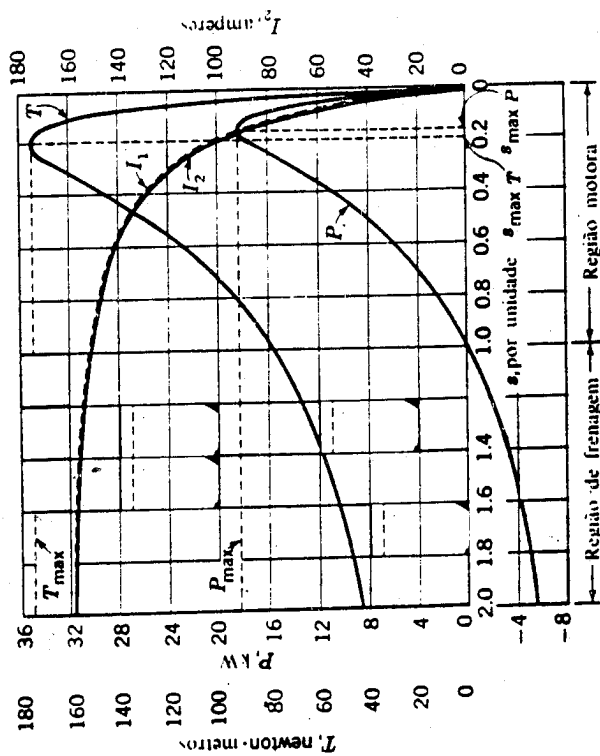


Fig. 7-11. Curvas de conjugado, potência, e corrente calculadas para o motor de indução de 10 HP, Exemplos 7-1 e 7-2.

$$T_{\max} = \frac{1}{125,6} \frac{(0,5)(3)(122,3)^2}{0,273 + 0,750} = 175 \text{ newton-metros}$$

c. Na partida,  $s = 1$ , e  $r_2$  será considerada constante. Portanto,

$$\frac{r_2}{s} = r_2 = 0,144 \quad R_1 + \frac{r_2}{s} = 0,417$$

$$I_{2 \text{ partida}} = \frac{122,3}{\sqrt{(0,417)^2 + (0,699)^2}} = 150,5 \text{ ampères}$$

Da Eq. 7-18,

$$T_{\text{partida}} = \frac{1}{125,6} (3)(150,5)^2 (0,144) \\ = 78,0 \text{ newton-metros}$$

Vê-se assim que o motor de indução convencional com rotor de gaiola é substancialmente um motor de velocidade constante, tendo cerca de 5 por cento de queda na velocidade, de vazio a plena carga. A variação de velocidade pode ser obtida pelo uso de um motor com rotor enrolado e inserção de resistência externa no circuito do rotor. Na faixa de funcionamento normal, a resistência externa simplesmente aumenta a impedância do rotor, tornando necessário um maior escorregamento para a fim do rotor e conjugado. A influência da maior resistência do rotor sobre a característica de conjugado-velocidade é mostrada pelas curvas tracejadas na Fig. 7-12. A variação do conjugado de partida com a resistência de rotor pode ser vista destas curvas, nas ordenadas correspondentes a velocidade nula.

Note-se, das Eqs. 7-25 e 7-26, que o escorregamento com conjugado máximo é diretamente proporcional à resistência de rotor  $r_2$ , mas o valor do conjugado máximo é independente de  $r_2$ . Portanto, quando  $r_2$  é aumentado por inserção de resistência externa no rotor de um motor de rotor enrolado, o conjugado interno máximo não é afetado, mas a velocidade ao qual ele ocorre pode ser controlada diretamente.

Nas aplicações do circuito equivalente do motor de indução, as idealizações nas quais ele é baseado devem ser mantidas em mente. Isto é particularmente necessário quando são envolvidas investigações sobre uma ampla faixa de velocidades, como em problemas de partida de motores. A saturação, com as grandes correntes associadas à partida, tem um efeito significativo nas reatâncias do motor. Além disso, as correntes de rotor estão na frequência de escorregamento, que,

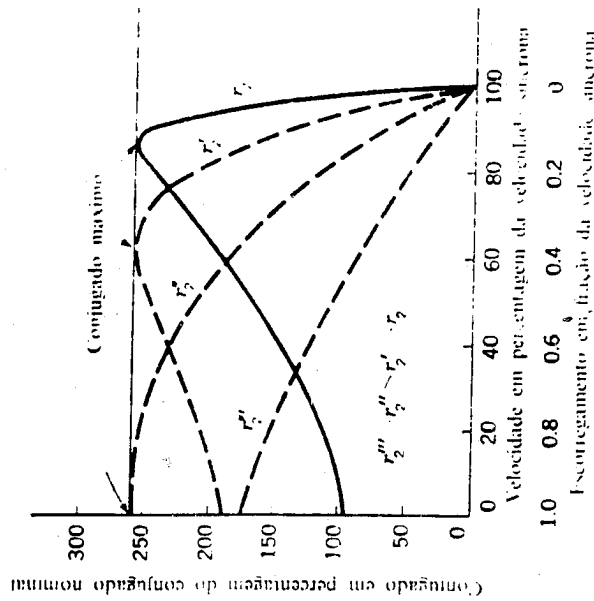


Fig. 7-12 Curvas de conjugado-escorregamento de motor de indução, mostrando o efeito de variação na resistência do circuito de rotor.

naturalmente, variam da frequência de estator a velocidade nula, até um valor baixo à velocidade de plena carga. A distribuição de corrente nos condutores do rotor, e portanto a resistência do rotor, podem variar muito significativamente sobre esta faixa. Os erros devidos a estas causas podem ser mantidos ao mínimo pelo uso das constantes do circuito equivalente determinadas por simulação das condições de funcionamento propostas, tão realística quanto possível.<sup>1</sup>

## 7-5 CURVAS NORMALIZADAS DE CONJUGADO-ESCORREGAMENTO

Uma característica comum a todos os ramos de engenharia é que equações que expressam o desempenho dos dispositivos podem apresentar-se como sistemas complicados, envolvendo muitas grandezas distintas. A Eq. 7-23, por exemplo, contém nove variáveis, incluindo as variáveis dependente e independente  $T$  e  $s$ . É útil frequentemente simpli-

<sup>1</sup>Veja, por exemplo, R. F. Horrell e W. E. Wood, A Method of Determining Induction Motor Speed-Torque-Current Curves from Reduced Voltage Tests, *Trans. AIEE*, 73(III):670-674 (1954).

ficar tais equações, escrevendo-as em forma adimensional como relações entre quocientes, em lugar de relações entre valores absolutos. Para o motor de indução, tal resultado é obtido expressando a relação conjugado-escorregamento como uma relação entre os quocientes  $T/T_{\max}$  e  $s/s_{\max}$ . Das Eqs. 7-23 e 7-26,

$$\frac{T}{T_{\max}} = \frac{2[R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + x_2)^2}] \frac{r_2}{s}}{\left(R_1 + \frac{r_2}{s}\right)^2 + (X_1 + x_2)^2} \quad (7-27)$$

Como o resultado final deve ser uma função de  $s/s_{\max}$  em lugar de simplesmente  $s$ ,  $r_2$  na Eq. 7-27 precisa agora ser substituído pelo valor em termos de  $s_{\max}$  da Eq. 7-25. Depois de redução algébrica, este processo produz

$$\frac{T}{T_{\max}} = \frac{1 + \sqrt{Q^2 + 1}}{1 + \frac{1}{2}\sqrt{Q^2 + 1} \left( \frac{s}{s_{\max}} + \frac{s_{\max}}{s} \right)}$$

$$\text{onde } Q = \frac{X_1 + x_2}{R_1} \quad (7-29)$$

O símbolo  $Q$  é usado devido à semelhança entre esta relação e o fator de qualidade  $Q$ , ou quociente reatância/resistência na teoria de circuitos.

De modo semelhante, podemos obter o quociente entre a corrente de carga de estator  $I_2$  e a de conjugado máximo  $I_{2\max}$

$$\frac{I_2}{I_{2\max}} = \sqrt{\frac{(1 + \sqrt{1 + Q^2})^2 + Q^2}{\left(1 + \frac{s_{\max} I}{s} \sqrt{1 + Q^2}\right)^2 + Q^2}} \quad (7-30)$$

As Curvas de  $T/T_{\max}$  são traçadas em função da relação de escorregamento apropriada, para vários valores de  $Q$ , na Fig. 7-13, e as curvas de  $I_2/I_{2\max}$ , na Fig. 7-14. A maioria dos motores de indução cairão na região entre  $Q = 3$  e  $Q = 7$ , e a média estará a meio caminho entre as curvas para estes dois valores. Note-se a pequena influência que a variação de  $Q$  tem nestas curvas; lembrando, porém, que as curvas são valores de quocientes, não de módulos absolutos. Como resultado da pequena influência de  $Q$ , pode-se obter uma expressão aproximada simples para a relação conjugado-escorregamento, por substituição de  $Q = \infty$  na Eq. 7-28. Tal substituição é equivalente a

dizer que a resistência de estator  $R_1$  tem somente uma influência desprezível. O resultado é

$$\frac{T}{T_{\max}} = \frac{2}{s/s_{\max} + s_{\max}/s} \quad (7-31)$$

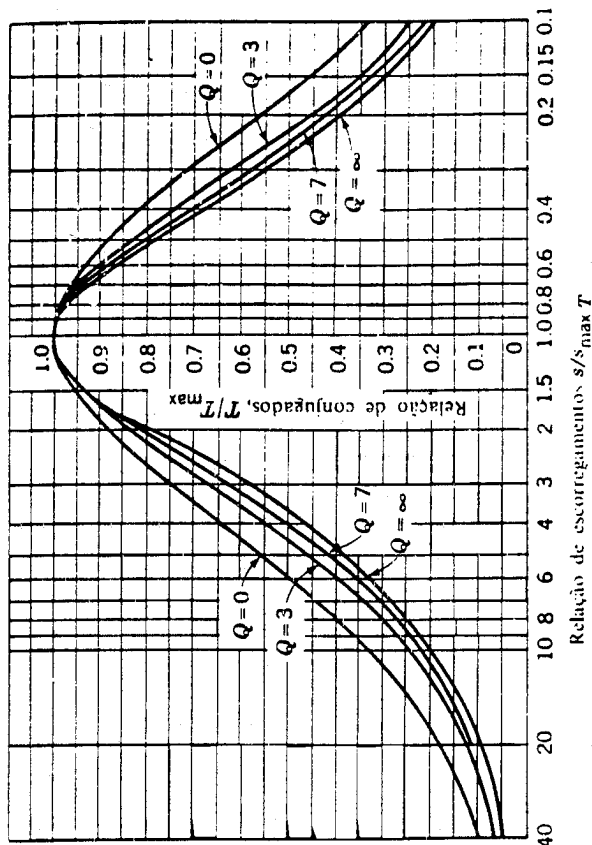


Fig. 7-13 Curvas de conjugado-escorregamento normalizadas para motores de indução polifásicos.

Um traço característico de motores de indução simples é mostrado pelo próprio fato de que as curvas de conjugado-escorregamento podem ser normalizadas na maneira da Fig. 7-13; exceto pelo efeito relativamente pequeno de  $Q$ , se o conjugado máximo e o escorregamento ao qual ele ocorre são especificados, a característica de conjugado-velocidade é aproximadamente fixada em toda a faixa de velocidades. Esta afirmação está, naturalmente, sujeita à limitação de que os parâmetros do motor sejam constantes, e portanto não se aplica a motores com rotor de resistência variável.

### EXEMPLO 7-3

Um motor de indução com resistência de rotor constante desenvolve um conjugado máximo de 2,5 vezes seu conjugado de plena

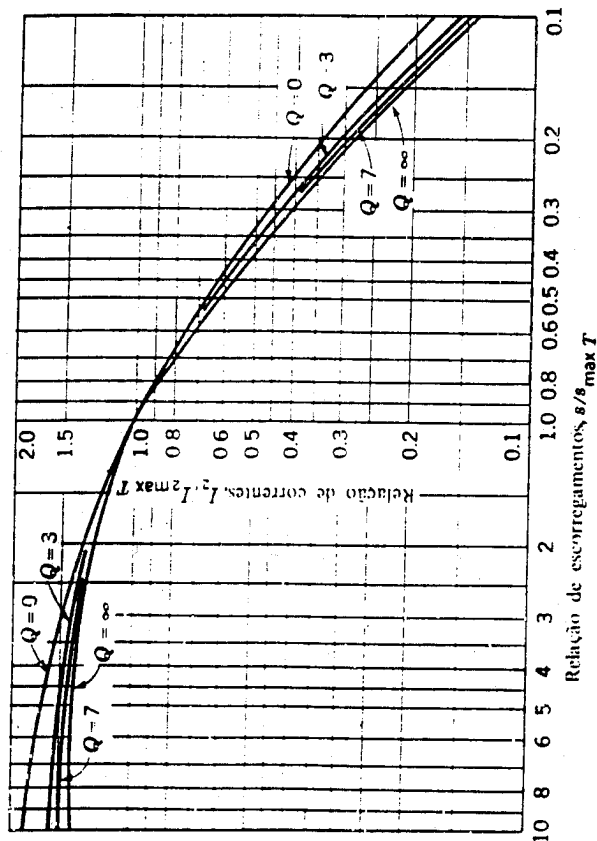


Fig. 7-14. Curvas de corrente-escorregamento normalizadas para motores de indução polifásicos.

carga a um escorregamento de 0,20. Estimar o escorregamento a plena carga e o conjugado de partida sob tensão nominal.

### Solução

A plena carga,  $T/T_{\max} = 0,40$ . Da Fig. 7-13, o valor correspondente de  $s/s_{\max} T$  fica entre 0,17 e 0,19 para valores de  $Q$  entre 3 e 7, a faixa para motores normais. Consequentemente, o escorregamento de plena carga está entre  $(0,17)(0,20) = 0,034$  e  $(0,19)(0,20) = 0,038$ .

Na partida,  $s/s_{\max} T = 1/0,20 = 5,0$ . Da Fig. 7-13 o valor correspondente de  $T/T_{\max}$  fica entre 0,42 e 0,45 para valores de  $Q$  entre 7 e 3. O conjugado de partida, portanto, fica entre  $(0,42)(2,5) = 1,05$  e  $(0,45)(2,5) = 1,13$  vezes o conjugado de plena carga.

### EXEMPLO 7-4

Quando funciona sob tensão e frequência nominais com os enrolamentos de rotor curto-circuitados, um motor de indução de rotor enrolado, de 500 hp, desenvolve a potência de saída nominal com um escorregamento de 1,5 por cento. O conjugado máximo que

este motor pode desenvolver é 200 por cento do conjugado de plena carga. O  $Q$  do circuito equivalente de Thévenin é 7,0. Para os objetivos deste exemplo, as perdas rotacionais e suplementares podem ser desprezadas. Determinar:

- A perda  $I^2 R$  do rotor a plena carga em kilowatts.
  - O escorregamento com conjugado máximo.
  - A corrente de rotor com conjugado máximo.
  - O conjugado com um escorregamento de 20 por cento.
  - A corrente de rotor com um escorregamento de 20 por cento.
- Expresse o conjugado e as correntes de rotor em por unidade, tomando como base os valores de plena carga.

### Solução

a. *Perda  $I^2 R$  do Rotor em Plena Carga.* A potência  $P_{\text{ai}}$  absorvida do estator divide-se entre potência mecânica  $P$  e  $I^2 R$  do rotor, na razão  $(1-s)/s$ . Consequentemente, a plena carga (desprezando as perdas rotacionais e suplementares),

$$P_{\text{ai}} = \frac{P}{1-s} = \frac{(500)(0,746)}{0,985} = 379 \text{ kW}$$

$$I^2 R \text{ do rotor} = sP_{\text{ai}} = (0,015)(379) = 5,69 \text{ kW}$$

As partes b e e podem ser resolvidas por meio das curvas normalizadas (Figs. 7-13 e 7-14).

b. *Escorregamento com Conjugado Máximo.* Dos dados,  $T_{\text{pc}}/T_{\max} = 0,50$ , onde os índices pc indicam plena carga. Da Fig. 7-13 para  $Q = 7,0$  e  $T/T_{\max} = 0,50$ ,

$$\frac{s}{s_{\max} T} = \frac{s_{\text{pc}}}{s_{\max} T} = 0,25$$

$$\text{donde} \quad s_{\max} T = \frac{s_{\text{pc}}}{0,25} = \frac{0,015}{0,25} = 0,060$$

c. *Corrente de Rotor com Conjugado Máximo.* Da Fig. 7-14 para  $Q = 7,0$  e um quociente de escorregamentos  $s/s_{\max} T = 0,25$  em plena carga, o quociente correspondente de correntes é

$$\frac{I_{2\text{pc}}}{I_{2\max} T} = \frac{I_{2\text{pc}}}{I_{2\max} T} = 0,355$$

$$\text{donde} \quad I_{2\max} T = \frac{I_{2\text{pc}}}{0,355} = 2,82 I_{2\text{pc}}$$

d e e. *Conjugado e Corrente do Rotor* a  $s = 0,20$ . A relação de escorregamentos é

$$\frac{s}{s_{\max}} = \frac{0,20}{0,060} = 3,33$$

Os quocientes correspondentes de conjugado e corrente podem ser lidos das curvas das Figs. 7-13 e 7-14 para  $Q = 7,0$  e  $s/s_{\max} = 3,33$ . Da Fig. 7-13

$$\frac{T}{T_{\max}} = 0,60 \quad \text{ou} \quad T = 0,60 T_{\max} = 1,20 T_{\text{pc}}$$

Da Fig. 7-14,

$$\frac{I_2}{I_{2\max}} = 1,40 \quad \text{ou} \quad I_2 = 1,40 I_{2\max}$$

e de c

$$I_2 = (1,40)(2,82 I_{2\text{pc}}) = 3,95 I_{2\text{pc}}$$

## 7-6 EFEITOS DA RESISTÊNCIA DO ROTOR ROTORES DE GAIOLA DUPLA

Uma limitação básica de motores de indução com resistência de rotor constante é que o projeto do rotor deve ser um compromisso. Um rendimento alto em condições de rotação normal exige uma baixa resistência de rotor; mas uma baixa resistência de rotor resulta, na partida, em um conjugado baixo e corrente alta, e um fator de potência baixo.

### a. Motores de Rotor Enrolado

O uso de um rotor enrolado é um modo efetivo de evitar a necessidade de compromisso. Os terminais do enrolamento do rotor são ligados a anéis coletores em contato com escovas. Para a partida, resistores adequados podem ser ligados em série com os enrolamentos de rotor, e o resultado é um conjugado de partida maior e uma corrente de partida reduzida, com um fator de potência melhorado. A natureza geral dos efeitos sobre as características de conjugado-velocidade da variação da resistência do rotor é mostrada na Fig. 7-12. Pelo uso do valor apropriado da resistência de rotor, pode-se fazer com que o

conjugado máximo ocorra até na partida se for necessário. Conforme o rotor acelera, as resistências externas podem ser diminuídas, tornando o conjugado máximo disponível em toda a faixa de aceleração. Desde que a maior parte da perda  $I^2 R$  do rotor é dissipada nos resistores externos, a elevação de temperatura no rotor é menor do que se a resistência fosse incorporada ao enrolamento do rotor. Para o funcionamento normal, o enrolamento do rotor pode ser curto-circuitado diretamente nas escovas. O enrolamento do rotor é projetado para ter baixa resistência, de modo que o rendimento em rotação normal seja alto e o escorregamento a plena carga seja baixo. Além de ser utilizado quando as exigências de partida são severas, os motores de indução com rotor enrolado podem ser usados para acionamentos de velocidade ajustável. A principal desvantagem é o maior custo, comparado a motores de gaiola.

Os principais efeitos de variação da resistência do rotor, sobre as características de partida e rotação normal de motores de indução, podem ser mostrados quantitativamente por meio do exemplo seguinte.

### EXEMPLO 7-5

O enrolamento de rotor do motor do Exemplo 7-4 é trifásico, ligado em Y, e tem uma resistência de  $r_{\text{rotor}}$ .

Se a resistência do circuito do rotor é aumentada para  $5r_{\text{rotor}}$  por ligação de resistências não indutivas em série com cada anel coletor do rotor, determinar:

- O escorregamento ao qual o motor desenvolverá o mesmo conjugado de plena carga que no Exemplo 7-4.
  - A perda  $I^2 R$  total no circuito do rotor com conjugado de plena carga.
  - A potência mecânica de saída com conjugado de plena carga.
  - O escorregamento com conjugado máximo.
  - A corrente de rotor com conjugado máximo.
  - O conjugado de partida.
  - A corrente de rotor na partida.
- Expressar os conjugados e as correntes de rotor em por unidade, tomando como base os valores para conjugado de plena carga.

### Solução

A solução se baseia no fato de que o único modo pelo qual o estator toma conhecimento dos acontecimentos no rotor é através do efeito da resistência  $r_2/s$ . O exame do circuito equivalente mostra que para uma tensão aplicada e uma frequência especificadas, tudo

que se refere ao desempenho do estator é fixado pelo valor de  $r_2/s$ , sendo constantes os outros elementos de impedância. Por exemplo, se  $r_2$  for dobrado e  $s$  for simultaneamente dobrado, o estator não perceberá qualquer mudança. A corrente e o fator de potência do estator, a potência entregue ao entreferro, e o conjugado, serão constantes enquanto a relação  $r_2/s$  for a mesma.

Podemos dar significado físico adicional ao raciocínio pelo exame, do ponto de vista do rotor, dos efeitos de dobrar simultaneamente  $r_2$  e  $s$ . Um observador no rotor vê a onda de fluxo de entreferro resultante passar por ele a duas vezes a velocidade de escorregamento anterior, gerando duas vezes a tensão de rotor anterior, na frequência de escorregamento dupla na anterior. A reatância do rotor, portanto, é dobrada e desde que a premissa original é que a resistência do rotor é também dobrada, a impedância do rotor é dobrada, mas o fator de potência não é alterado. Como a tensão e a impedância do rotor são dobradas, o valor efetivo da corrente de rotor permanece o mesmo; somente a frequência é mudada. O entreferro ainda tem o mesmo fluxo girante sincronamente e as ondas de fmm com o mesmo ângulo de carga. O observador no rotor, portanto, concorda com o observador no estator, em que o conjugado não é alterado quando a resistência do rotor e escorregamento são mudados proporcionalmente.

O observador no rotor, entretanto, está ciente de duas mudanças não aparentes ao estator: (1) a perda  $I^2 R$  no rotor dobrou, e (2) o rotor está girando mais lentamente e portanto desenvolvendo menos potência mecânica com o mesmo conjugado. Em outras palavras, uma parte maior da potência absorvida do estator vai em calor  $I^2 R$  no rotor, e uma parte menor é disponível para a potência mecânica.

Os processos de raciocínio precedentes podem agora ser aplicados à solução do Exemplo 7-5.

a. *Escorregamento com Conjugado de Plena Carga.* Se a resistência do rotor é aumentada 5 vezes, o escorregamento precisa aumentar 5 vezes para o mesmo valor de  $r_2/s$  e portanto para o mesmo conjugado. Mas o escorregamento original a plena carga, como dado no Exemplo 7-4, é 0,015. O novo escorregamento a conjugado de plena carga, portanto, é  $(5)(0,015) = 0,075$ .

b.  *$I^2 R$  do Rotor com Conjugado de Plena Carga.* O valor eficaz da corrente no rotor é o seu mesmo valor a plena carga no Exemplo 7-4, e portanto a perda  $I^2 R$  no rotor é 5 vezes o valor a plena carga de 5,69 kW encontrado na parte a do Exemplo 7-4; ou

$$I^2 R \text{ do Rotor} = (5)(5,69) = 28,45 \text{ kW}$$

c. *Potência de Saída com Conjugado de Plena Carga.* O aumento do escorregamento provocou uma queda na velocidade por unidade, com conjugado de plena carga, de  $1 - s = 0,985$  no Exemplo 7-4 para  $1 - s = 0,925$  com resistência adicionada ao rotor. O conjugado é o mesmo. A potência de saída, portanto, caiu proporcionalmente, ou

$$P = \frac{0,925}{0,985}(500) = 469,5 \text{ hp}$$

O decréscimo na saída iguala o aumento na perda  $I^2 R$  do rotor. d. *Escorregamento com Conjugado Máximo.* Se a resistência no rotor é aumentada a 5 vezes, o escorregamento a conjugado máximo simplesmente aumenta 5 vezes. Mas o escorregamento original com conjugado máximo é 0,060, como foi calculado na parte b do Exemplo 7-4. O novo escorregamento com conjugado máximo, com a resistência de rotor adicionada, é portanto:

$$s_{\text{máx}} = (5)(0,060) = 0,30$$

e. *Corrente de Rotor com Conjugado Máximo.* O valor eficaz da corrente de rotor com conjugado máximo é independente da resistência do rotor; somente sua frequência é alterada quando a resistência do rotor é mudada. Portanto, da parte c do Exemplo 7-4,

$$I_{2\text{máx}} = 2,82 I_{2\text{pc}}$$

f. *Conjugado de Partida.* Com a resistência de rotor aumentada 5 vezes, o conjugado de partida será o mesmo que o conjugado de rotação normal original com escorregamento 0,20, e portanto igual ao conjugado de rotação normal da parte d do Exemplo 7-4, a saber,

$$T_{\text{partida}} = 1,20 T_{\text{pc}}$$

g. *Corrente de Rotor na Partida.* A corrente de rotor na partida com as resistências de rotor adicionadas será a mesma que a corrente de rotor quando gira com escorregamento de 0,20 com anéis coletores curto-circuitados como na parte e do Exemplo 7-4, a saber,

$$I_{2\text{partida}} = 3,95 I_{2\text{pc}}$$

## b. Rotores de Barras Profundas e de Dupla Gaiola

Um modo engenhoso e simples de se obter uma resistência de rotor que varie automaticamente com a velocidade utiliza o fato de que,

com rotor parado, a frequência do rotor é igual a frequência do estator; conforme o motor acelera, a frequência do rotor decresce para valores muito baixos — talvez 2 ou 3 Hz a plena carga em um motor para 60 Hz. Pelo uso de formas e arranjos apropriados para barras do rotor, os rotores de gaiola podem ser projetados de modo que a resistência efetiva a 60 Hz seja várias vezes a resistência a 2 ou 3 Hz. Todos os vários esquemas se baseiam no efeito indutivo do fluxo disperso na ranhura sobre a distribuição de corrente nas barras do rotor. Os fenômenos são basicamente os mesmos do efeito pelicular e de proximidade em qualquer sistema de condutores percorridos por corrente alternada.

Consideremos inicialmente um rotor de gaiola com barras profundas, estreitas, como aquela mostrada em seção transversal na Fig. 7-15. O caráter geral do campo disperso na ranhura, produzido pela corrente na barra dentro desta ranhura, é mostrado na figura. Se o ferro do rotor tivesse permeabilidade infinita, todas as linhas de fluxo disperso se fechariam em caminhos embaixo da ranhura, como mostrado. Agora, vamos imaginar que a barra consiste de um número infinito de camadas de profundidade diferencial; a mais alta e a mais baixa são indicadas hachuradas na Fig. 7-15. A indutância de dispersão da camada mais profunda é maior do que a da camada no topo, porque a camada no fundo é concatenada com mais fluxo disperso. Mas todas as camadas estão eletricamente em paralelo. Consequentemente, em corrente alternada, a corrente nas camadas superiores de baixa reatância será maior do que nas camadas baixas de alta reatância; a corrente será forçada contra o topo da ranhura, e a corrente nas camadas superiores se adaptará à corrente nas camadas baixas. A distribuição não uniforme da

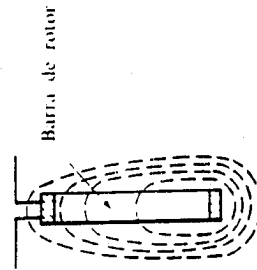


Fig. 7-15. Barra profunda de rotor e fluxo disperso na ranhura

corrente resulta em um aumento na resistência efetiva e, em menor medida, num decréscimo na indutância de dispersão efetiva da barra. Como a distorção na distribuição de corrente depende de um efeito indutivo, a resistência efetiva é uma função da frequência. É também uma função da profundidade da barra e da permeabilidade e resistividade do material da barra. A Fig. 7-16 mostra uma curva do quociente entre a resistência efetiva em c.a. e a resistência em c.c., em função da frequência, calculada para uma barra de cobre de 2,50 cm de profundidade. Um rotor de gaiola com barras profundas pode ser projetado para ter uma resistência efetiva à frequência de estator (rotor parado) várias vezes maior do que sua resistência em c.c. Conforme o motor acelera, a frequência do rotor decresce, e portanto a resistência efetiva do rotor decresce aproximando-se de seu valor para c.c., com escorregamento pequeno.

Outro modo de obter resultados similares é o arranjo em dupla gaiola mostrado na Fig. 7-17. O enrolamento de gaiola consiste de duas camadas de barras curto-circuitadas por anéis nas extremidades. As barras superiores são de menor área transversal do que as barras inferiores e consequentemente têm maior resistência. A natureza geral do campo disperso da ranhura é mostrada na Fig. 7-17, da qual pode ser visto que a indutância das barras inferiores é maior do que a das superiores, devido ao fluxo que atravessa a ranhura entre as duas camadas. A diferença de indutância pode ser muito grande por dimensionamento apropriado da ranhura entre as duas barras. Com rotor parado quando a frequência de rotor é igual à frequência de estator, há corrente relativamente pequena as barras inferiores devido a sua alta reatância

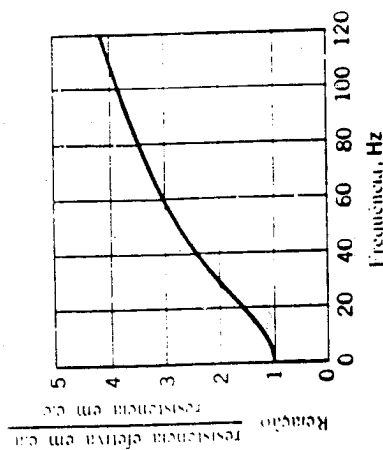


Fig. 7-16. Efeito pelicular em uma barra de rotor de cobre e com 2,50 cm de profundidade

a resistência efetiva do rotor parado, então, se aproxima daquela da carna da superior, de alta resistência. Entretanto, nas frequências baixas do rotor, correspondentes a pequenos escorregamentos, a reatância torna-se de pouca importância, e a resistência do rotor então se aproxima àquelas das duas camadas em paralelo.

Note-se que, como a resistência efetiva e a indutância de dispersão de rotores com dupla gaiola e com barras profundas variam com a frequência, os parâmetros  $r_2$  e  $x_2$ , que representam os efeitos de resistência e indutância de dispersão do rotor vistos pelo estator não são constantes. Portanto, os processos de normalização do Item 7-5 não são mais estritamente aplicáveis, e seu uso em tais casos é mais ou menos uma aproximação. Uma forma mais complicada de circuito equivalente seria necessária se as reações do rotor devem ser representadas pelos efeitos de escorregamento com elementos de resistência e reatância constantes.

Entretanto, o circuito equivalente simples deduzido no Item 7-2 ainda representa corretamente o motor, mas agora  $r_2$  e  $x_2$  são funções do escorregamento. Todas as relações básicas ainda se aplicam ao motor se os valores de  $r_2$  e  $x_2$  são ajustados apropriadamente para mudanças no escorregamento. Por exemplo, em cálculo do desempenho de partida,  $r_2$  e  $x_2$  devem ser tomados como seus valores efetivos à frequência de estator; no cálculo do desempenho em funcionamento com pequeno escorregamento  $r_2$  deverá ser tomado como seu valor efetivo a uma baixa frequência, e  $x_2$  deverá ser tomado como o valor, na frequência do estator, da reatância correspondente a um valor efetivo da indutância de dispersão do rotor em baixa frequência. Sobre a faixa de escorregamentos de funcionamento normal, a resistência e indutância de dispersão do rotor usualmente podem ser consideradas constantes e iguais substancialmente ao valor para c.c..

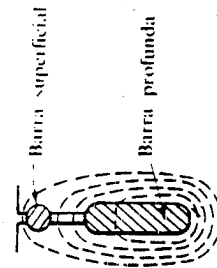


Fig. 7-17 Barras de rotor em dupla gaiola e fluxo disperso na ranhura

### c. Considerações sobre Aplicações de Motores

Com a introdução de rotores com dupla gaiola e com barras profundas, os motores de gaiola podem ser projetados para ter boas características de partida, resultantes de alta resistência de rotor, e ao mesmo tempo boas características de funcionamento, resultantes de baixa resistência de rotor. Entretanto, o projeto é necessariamente um compromisso, e o motor não tem a flexibilidade da máquina de rotor enrolado com resistência de rotor externa. O motor de rotor enrolado deverá ser usado quando as solicitações na partida são muito severas.

Para satisfazer às necessidades usuais da indústria, são disponíveis, nos estoques dos fabricantes, motores de gaiola, trifásicos, potência média, normalizadas até 200 HP, para várias frequências, tensões e velocidades padronizadas. (Motores ainda maiores são geralmente considerados como de aplicações especiais, e não motores de aplicação geral.) De acordo com a terminologia estabelecida pela NEMA, vários tipos padronizados são disponíveis para satisfazer diferentes exigências de

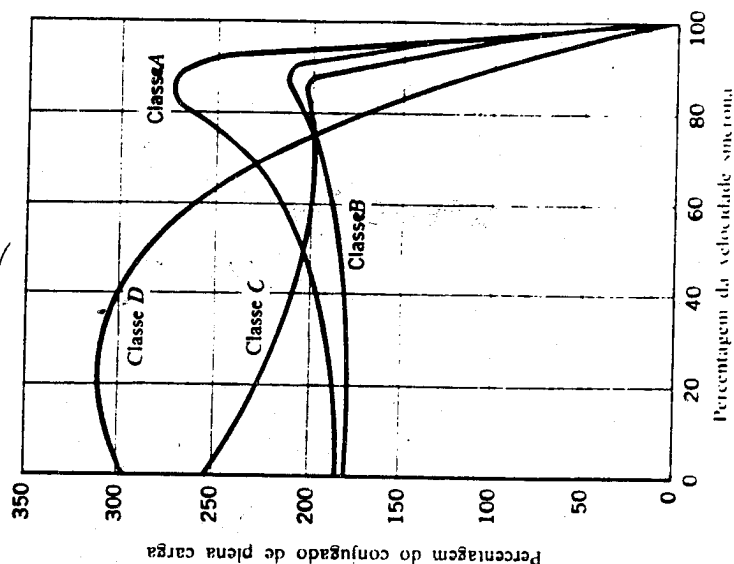


Fig. 7-18 Curvas de conjugado-velocidade típicas para motores de indução de aplicação geral, 1800 rpm

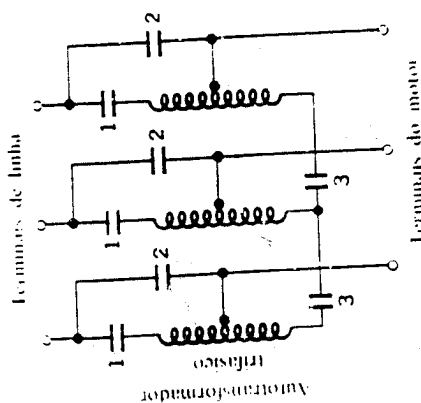


partida e de funcionamento. As características de conjugado-velocidade representativas dos quatro tipos mais comuns são mostradas na Fig. 7-18. Estas curvas são típicas de motores de 1800 rpm (velocidade síncrona) de potência nominal de 7,5 a 200 HP, embora deva ser entendido que um motor específico pode diferir apreciavelmente destas curvas médias. Em resumo, as características específicas destes tipos são as seguintes:

**CLASSE A. Conjugado de partida normal, corrente de partida normal, baixo escorregamento.** Este tipo tem usualmente um rotor de gaiola única, de baixa resistência. O desempenho em velocidade normal é obtido às custas das características de partida. O escorregamento em plena carga é baixo e o rendimento a plena carga é alto. O conjugado máximo usualmente está bem acima de 200 por cento do conjugado de plena carga, e ocorre com pequeno escorregamento (menos do que 20 por cento). O conjugado de partida a plena tensão varia de cerca de 200 por cento do conjugado de plena carga em motores pequenos a cerca de 100 por cento em motores grandes. A alta corrente de partida (500 a 800 por cento da corrente de plena carga quando parte sob tensão nominal) é a principal desvantagem deste tipo. Em tamanhos abaixo de cerca de 7,5 HP, estas correntes de partida usualmente estão dentro dos limites de surtos de corrente que o sistema de distribuição que alimenta o motor pode suportar, podendo-se utilizar a partida diretamente da linha a plena tensão; em outras circunstâncias, deve-se usar partida com tensão reduzida. A partida com tensão reduzida resulta num decréscimo do conjugado de partida, porque o conjugado de partida é proporcional à potência aparente de entrada ao motor, que por sua vez é proporcional ao quadrado da tensão aplicada aos terminais do motor. A tensão reduzida para partida é usualmente obtida de um autotransformador, chamado *compensador de partida*, que pode ser operado manualmente, ou operado automaticamente por relés que providenciam a aplicação de plena tensão depois que o motor alcança uma velocidade conveniente. Um circuito de um tipo de compensador é mostrado na Fig. 7-19. Se é necessária uma partida mais suave, pode-se usar resistência ou reatância série no estator.

O motor Classe A é o tipo normalizado básico para potências abaixo de cerca de 7,5 HP e acima de cerca de 200 HP. Ele é também usado para potências intermediárias quando considerações de projeto tornam difícil atingir as limitações de corrente de partida da Classe B. O campo de aplicações é aproximadamente o mesmo da Classe B descrito abaixo.

**CLASSE B. Conjugado de partida normal, baixa corrente de partida, baixo escorregamento.** Este tipo tem aproximadamente o mesmo conjugado de partida da Classe A, mas com 75 por cento da corrente de partida. A partida com tensão plena pode ser usada com tamanhos maiores do que na Classe A. A corrente de partida é reduzida pela rea-



Sequência de partida

a) Fechar 1 e 3

b) Abrir 1 e 3

c) Fechar 2

Fig. 7-19 Ligações de um autotransformador de partida de um estágio

tância de dispersão relativamente alta, e o conjugado de partida é mantido pelo uso de um rotor com dupla gaiola ou de barras profundas. O escorregamento e rendimento a plena carga são bons — aproximadamente os mesmos da Classe A. Entretanto, o uso de alta reatância diminui levemente o fator de potência e abaixa bastante o conjugado máximo (usualmente, somente pouco acima de 200 por cento do conjugado nominal).

Este tipo é o mais comum na faixa de tamanhos de 7,5 a 200 HP. Ele é usado para acionamento a velocidade substancialmente constante, onde as exigências do conjugado de partida não são severas, tais como em acionar ventiladores, bombas, e máquinas operatrizes.

**CLASSE C. Alto conjugado de partida, baixa corrente de partida** Este tipo tem rotor de dupla gaiola, com resistência de rotor mais alta que na Classe B. O resultado é um conjugado de partida mais alto com baixa corrente de partida, mas rendimento algo menor em rotação normal, e escorregamento mais alto do que para a Classe A e a Classe B. Aplicações típicas são para compressores e transportadores.

**CLASSE D. Alto conjugado de partida, alto escorregamento.** Este tipo usualmente tem um rotor com gaiola única e alta resistência (frequentemente barras de latão). Ele produz conjugado de partida muito alto com baixa corrente de partida, alto conjugado máximo com escr-

regamento de 50 a 100 por cento, mas gira com escorregamento alto a plena carga (7 a 11 por cento) e conseqüentemente tem baixo rendimento em rotação normal. Seus principais usos são para mover cargas intermitentes envolvendo serviço de altas acelerações e para mover cargas de alto impacto, como prensas e tesouras. Quando utilizado com cargas de alto impacto, o motor é geralmente auxiliado por um volante que ajuda a suprir o impacto e reduz as pulsações na potência exigida do sistema de alimentação. Requer-se um motor cuja velocidade caia apreciavelmente com aumento do conjugado a fim de que a velocidade do volante possa cair e este possa entregar parte da sua energia cinética ao impacto.

## 7-7 CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES DE INDUÇÃO

O motor de indução simples preenche admiravelmente as exigências do acionamento a velocidades substancialmente constantes. Muitas aplicações de motores, entretanto, requerem várias velocidades, ou mesmo uma faixa de velocidades continuamente ajustável. Desde os inícios dos sistemas de potência em c.a., os engenheiros têm estado interessados no desenvolvimento de motores de c.a. a velocidade ajustável.

A velocidade síncrona de um motor de indução pode ser alterada por (a) variação do número de polos ou (b) variação da frequência da linha. O escorregamento pode ser alterado por (c) variação da tensão de linha, (d) variação da resistência do rotor, ou (e) aplicação de tensões de frequência apropriada nos circuitos de rotor. As características notáveis dos métodos de controle de velocidade baseados nestas cinco possibilidades são discutidas nas seguintes cinco seções deste item. Os métodos de controle que utilizam dispositivos de estado sólido serão apenas mencionados, porque eles serão tratados mais completamente no próximo capítulo.

### a. Motores com variação do número de Polos

O enrolamento de estator pode ser projetado de modo que por simples mudanças nas ligações das bobinas, o número de polos pode ser mudado na razão 2 para 1. Qualquer das duas velocidades síncronas pode ser selecionada. O rotor é quase sempre do tipo gaiola. Um enrolamento em gaiola sempre reage produzindo um campo de rotor tendo o mesmo número de polos que o campo do estator. Se é usado um rotor enrolado, são introduzidas complicações adicionais porque o enrolamento do rotor também precisa ser rearranjado para mudança de polos. Com dois conjuntos independentes de enrolamentos de estator, cada um arranjado para mudança de polos, até podem ser obtidas quatro velo-

idades síncronas em um motor de gaiola — por exemplo, 600, 900, 1200 e 1800 rpm.

Os princípios básicos do enrolamento para mudança de polos são mostrados na Fig. 7-20, na qual  $aa$  e  $a'a'$  são duas bobinas compreendendo parte do enrolamento da fase  $a$  do estator. Um enrolamento real, naturalmente, consistirá de várias bobinas em cada grupo. Os enrolamentos para as outras fases do estator (não mostradas na figura) serão arranjados similarmente. Na Fig. 7-20a, as bobinas são ligadas para produzir um campo de 4 polos; na Fig. 7-20b, a corrente na bobina  $a'a'$  foi invertida por meio de um controlador e o resultado é um campo de 2 polos. Ao mesmo tempo que o controlador inverte as bobinas  $a'a'$ , as ligações dos dois grupos de bobinas podem ser mudadas de série a paralelo, e as ligações entre as fases de  $Y$  a  $\Delta$ , ou vice-versa. Por estes meios, a indução magnética no entreferro pode ser ajustada para produzir as características de conjugado-velocidade desejadas nas duas ligações. A Fig. 7-21 mostra três possibilidades e suas correspondentes características de conjugado-velocidade para três motores tendo características idênticas na ligação de alta velocidade. Na Fig. 7-21a tem-se aproximadamente o mesmo conjugado máximo nas duas velocidades, o que é aplicável aos casos que requerem aproximadamente o mesmo conjugado em ambas as velocidades (cargas nas quais predomina o atrito, por exemplo). Na Fig. 7-21b tem-se aproximadamente o dobro do conjugado máximo na velocidade baixa, o que é aplicável em acionamentos que requerem potência aproximadamente constante (tais como máquinas operatrizes e sarilhos). Na Fig. 7-21c tem-se um conjugado máximo consideravelmente menor na velocidade baixa, o que é aplicável às cargas que requerem menor conjugado na velocidade baixa (ventiladores e bombas centrífugas, por exemplo). O tipo de potência mecânica constante é o mais caro porque é o de maiores dimensões físicas.

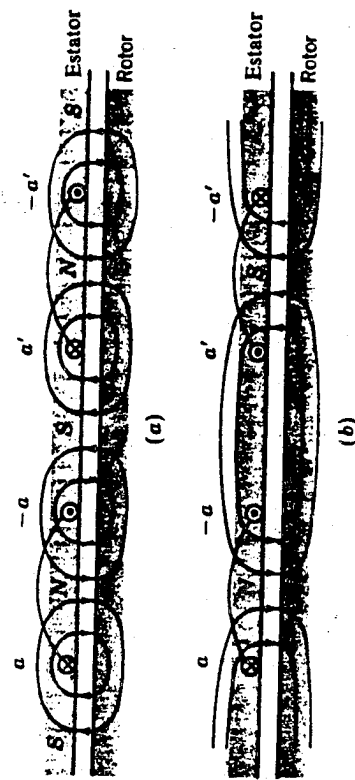


Fig. 7-20. Princípio do enrolamento de polos mutáveis

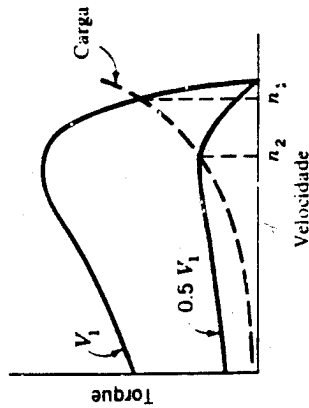


Fig. 7-22. Controle de velocidade por meio da tensão da linha.

### b. Controle pela Frequência da Linha

A velocidade síncrona de um motor de indução pode ser controlada por variação da frequência da linha. A fim de manter a indução magnética aproximadamente constante, a tensão de linha deve também ser variada proporcionalmente à frequência. O conjugado máximo, então, permanece aproximadamente constante. Um motor de indução usado neste modo tem características similares àquelas de um motor de c.c. excitado em separado, com fluxo constante e tensão de armadura variável.

O problema maior está em determinar o gerador de frequência ajustável mais eficiente e econômico. Um método é usar uma máquina de indução com rotor enrolado como conversor de frequência. Outro método, considerado no Cap. 8, é usar conversores de frequência de estado sólido.

### c. Controle pela Tensão de Linha

O conjugado interno desenvolvido por um motor de indução é proporcional ao quadrado da tensão aplicada a seus terminais primários,

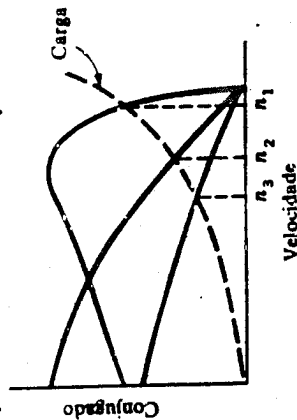
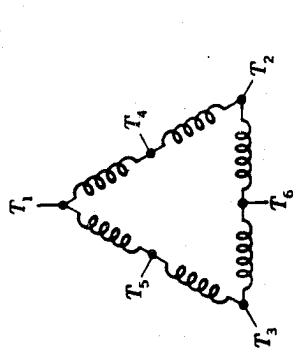
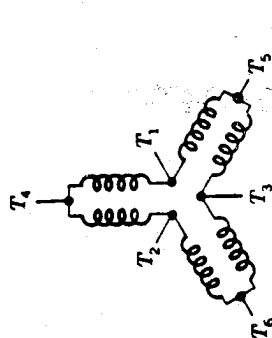


Fig. 7-23. Controle de velocidade por meio da resistência do rotor



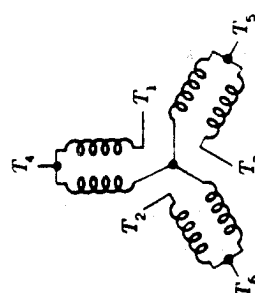
Velocidade	Linhas			
	$L_1$	$L_2$	$L_3$	
Baixa	$T_4$	$T_5$	$T_6$	$T_1 - T_2 - T_3$ juntos
Alta	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4, T_5, T_6$ abertos

(b) Potência mecânica constante



Velocidade	Linhas			
	$L_1$	$L_2$	$L_3$	
Baixa	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4, T_5, T_6$ abertos
Alta	$T_4$	$T_5$	$T_6$	$T_1 - T_2 - T_3$ juntos

(a) Conjugado constante



Velocidade	Linhas			
	$L_1$	$L_2$	$L_3$	
Baixa	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4, T_5, T_6$ abertos
Alta	$T_4$	$T_5$	$T_6$	$T_1 - T_2 - T_3$ juntos

(c) Conjugado variável

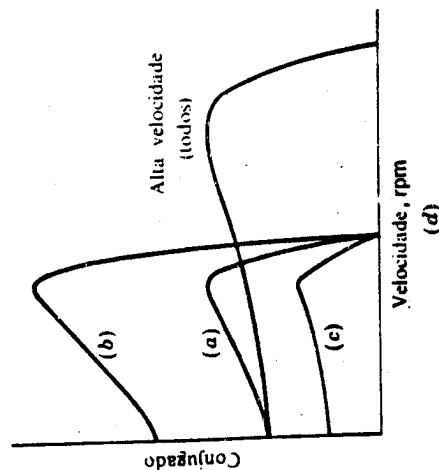


Fig. 7-21. Ligação e curvas de conjugado-velocidade para três tipos de motores de indução com variação do número de polos.

como mostrado pelas duas características de conjugado-velocidade na Fig. 7-22. Se a carga tiver a característica de conjugado-velocidade mostrada pela linha tracejada, a velocidade será reduzida de  $n_1$  a  $n_2$ . Este método de controle de velocidade é comumente usado com pequenos motores de gaiola que acionam ventiladores.

**d. Controle pela Resistência do Rotor**

A possibilidade de controle de velocidade de um motor de rotor enrolado por mudança na sua resistência de circuito de rotor já foi apontada no Item 7-6a. As características de conjugado-velocidade para três valores diferentes de resistência do rotor são mostradas na Fig. 7-23. Se a carga tem a característica de conjugado-velocidade mostrada pela linha tracejada, as velocidades correspondentes a cada um dos valores de resistência de rotor são  $n_1$ ,  $n_2$  e  $n_3$ . Este método de controle de velocidade tem características similares àquelas de controle de velocidade de motores de c.c. excitados em derivação por meio de resistência em série com a armadura.

As principais vantagens dos controles por tensão de linha e por resistência de rotor são o rendimento baixo em velocidades reduzidas, e a má regulação de velocidade quando a carga varia.

#### e. Controle de Escorregamento por Dispositivos Auxiliares

Considerando os esquemas para controle de velocidade por variação do escorregamento, devem ser mantidos em mente as leis fundamentais que relacionam o fluxo de potência em máquinas de indução. A fração da potência absorvida do estator é transformada por indução eletromagnética em potência elétrica nos circuitos de rotor. Se os circuitos do rotor estão curto-circuitados, esta potência é perdida, como perda no cobre do rotor, e o funcionamento em velocidades reduzidas é, por isso, pouco eficiente.

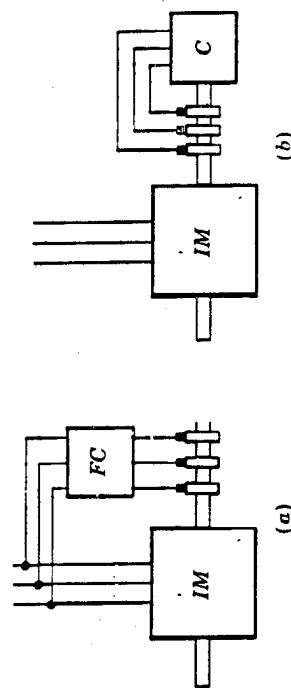


Fig. 7-24. Dois esquemas básicos para controle de velocidade de motores de indução por máquinas auxiliares.

Numerosos esquemas têm sido inventados para recuperar esta potência elétrica na frequência de escorregamento. Embora alguns deles sejam muito complicados nos detalhes, todos eles incluem um meio para introduzir tensões ajustáveis, na frequência de escorregamento, nos circuitos de rotor de um motor de indução com rotor enrolado. De modo geral, eles podem ser classificados em dois tipos, como mostra a Fig. 7-24, onde  $MI$  representa um motor de indução de rotor enrolado trifásico cuja velocidade deve ser regulada. Na Fig. 7-24a, os circuitos de rotor de  $MI$  são ligados a aparelhos auxiliares para conversão de frequência, representados pela caixa  $CF$ , nos quais a potência elétrica à frequência de escorregamento gerada no rotor do motor principal é convertida a potência elétrica à frequência da linha, e devolvida a esta. Na Fig. 7-24b, os circuitos de rotor de  $MI$  são ligados a aparelhos auxiliares, representados pela caixa  $C$ , na qual a potência elétrica à frequência de escorregamento é convertida em potência mecânica e adicionada à potência no eixo desenvolvida pelo motor principal. Em ambos os esquemas, a velocidade e fator de potência do motor principal podem ser ajustados por controle do valor e da fase das fms na frequência de escorregamento das máquinas auxiliares. O aparelho auxiliar pode ser um sistema complicado de máquinas rotativas e transformadores ajustáveis ou, no caso da Fig. 7-24a, pode consistir de circuitos de conversão de frequência de estado sólido.

## 7-8

### RESUMO

O exame das interações entre fluxo e fmm em um motor de indução polifásico mostra que, eletricamente, a máquina é um transformador generalizado. A onda de fluxo de entreferro, girando sincronamente na máquina de indução, corresponde ao fluxo mútuo no núcleo do transformador. O campo girante induz fms de frequência de estator nos enrolamentos de estator e de frequência de escorregamento nos enrolamentos de rotor, para todas as velocidades do rotor diferentes da velocidade síncrona. Assim, a máquina de indução transforma tensões e ao mesmo tempo muda a frequência. Quando visto do estator, todos os fenômenos elétricos e magnéticos do rotor são transformados para a frequência do estator. A fmm de rotor reage nos enrolamentos de estator na mesma maneira que a fmm da corrente secundária em um transformador reage sobre o primário.

Prosseguindo nesta linha de raciocínio, chega-se ao circuito equivalente para as máquinas. Os efeitos de saturação sobre o circuito equivalente são menos sérios do que no correspondente circuito para regime permanente de máquinas síncronas. Isto se deve a que, como no transformador, o desempenho é determinado, em extensão conside-

ravelmente maior, pelas impedâncias de dispersão, do que pela impedância de magnetização. É preciso ter cuidado, nos ensaios e na análise, para levar em conta os efeitos de saturação sobre as reatâncias de dispersão, bem como da não uniformidade da distribuição de corrente na resistência de rotor.

Um dos fatos notáveis que afetam as aplicações de motores de indução é que o **escorregamento ao qual o conjugado máximo ocorre pode ser controlado por variação da resistência de rotor**. Uma alta resistência de rotor dá ótimas condições de partida, mas desempenho baixo em rotação normal. Uma baixa resistência de partida, por outro lado, pode resultar em condições de partida insatisfatórias. O projeto de um motor de gaiola é, portanto, muito provavelmente, um compromisso. Uma grande melhoria no desempenho de partida, com sacrifício relativamente pequeno no desempenho em rotação normal, pode ser obtida em um motor de gaiola pelo uso de rotor de barras profundas ou de dupla gaiola, cuja resistência efetiva aumenta com o escorregamento. Um motor de rotor enrolado pode ser usado para condições de partida muito severas ou quando se deseja um controle de velocidade por resistência de rotor. Um motor de rotor enrolado é mais caro do que um motor de gaiola.

Para as aplicações que exigem uma velocidade substancialmente constante, sem condições de partida excessivamente severas, o motor de gaiola usualmente não tem rival, devido à sua robustez, simplicidade, e custo relativamente baixo. Sua única desvantagem é seu fator de potência relativamente baixo (cerca de 0,85 a 0,90 a plena carga, para motores de 4 polos, 60 Hz, e consideravelmente mais baixo com cargas leves e para motores de baixas velocidades). O fator de potência baixo é uma consequência do fato de que toda a excitação precisa ser suprida por potência reativa indutiva tomada da rede de c.a. A velocidades abaixo de cerca de 500 rpm e potências acima de cerca de 50 HP, ou a velocidades médias (500 a 900 rpm) e potências acima de cerca de 500 HP, um motor síncrono pode custar menos do que um motor de indução.

O motor de indução apresenta desvantagens para o acionamento com velocidade ajustável. Uma máquina dependente de um campo magnético girante a velocidade constante prefere ser uma máquina de velocidade constante. A mudança de polos é uma boa solução quando são necessárias somente duas, ou talvez quatro, velocidades. O controle de velocidade por variação do escorregamento tem baixo rendimento, a menos que seja usado um dos esquemas mais ou menos elaborados descritos no Item 7-7e para recobrar a energia de escorregamento. A comparação econômica do acionamento de velocidade ajustável frequentemente ocorre entre o custo de um motor de c.c. mais equipamento de conversão de c.a. a c.c. e controles, de um lado, e os esquemas rela-

tivamente elaborados de controle de velocidade de motores de indução descritos no Item 7-7, do outro lado. A possibilidade de uma transmissão mecânica de velocidade variável interposta entre um motor de velocidade constante e a carga movida precisa também ser considerada. Em tamanhos muito grandes, ou em altas velocidades, ou quando espaço é restrito, a simplicidade e compactidade do motor de indução constituem uma grande vantagem.

## PROBLEMAS

7-1. Quando uma máquina de indução é acionada acima da velocidade síncrona, ela se comporta como um gerador. Esboçar a onda de fmm do rotor e a onda de indução magnética resultante, semelhantes às da Fig. 7-1a e b, mas para funcionamento como gerador. Mostre que o ângulo de carga é  $-(90^\circ + \phi_2)$ .

7-2. Redesenhar a Fig. 7-2 para o mesmo rotor colocado em um campo senoidal de 4 polos.

7-3. Uma máquina de indução com rotor enrolado, trifásica, de 8 polos, acionada por um motor de c.c. de velocidade ajustável, deve ser projetada como uma fonte de frequência ajustável. O estator da máquina é alimentado por uma fonte a 60 Hz, e a saída é tomada dos anéis coletores do rotor. A faixa de frequência de saída deve ser de 150 a 360 Hz. A potência de saída deve ser 80 kW a fator de potência 0,80 indutivo, e é independente da frequência de saída.

Para os objetivos deste problema, desprezar todas as perdas da máquina, as correntes de excitação, e as reatâncias de dispersão. Calcular:

- A faixa de velocidade exigida do motor de c.c.
- A potência aparente nominal do estator da máquina de indução.
- O conjugado máximo no eixo do motor de c.c.

7-4. Um motor de indução de gaiola, 100 cv, trifásico, ligado em Y, 440 volts, 60 Hz, 8 polos, tem as seguintes constantes de circuito equivalente em ohms por fase, retidas ao estator:

$$\begin{array}{ll} r_1 = 0.085 & r_2 = 0.067 \\ x_1 = 0.196 & x_2 = 0.161 \quad x_m = 6.65 \end{array}$$

As perdas rotacionais em vazio valem 2,7 kW. As perdas suplementares valem 0,5 kW. As perdas rotacionais e suplementares podem ser consideradas constantes.

- Calcular a potência mecânica de saída, a corrente de estator, o fator de potência, e o rendimento, sob tensão e frequência nominais, para um escorregamento de 3,00 por cento.

- b. Calcular a corrente de partida e o conjugado interno de partida, sob tensão e frequência nominais.

7-5. Um motor de indução de 10 cv, trifásico, 60 Hz, 6 polos, gira a um escorregamento de 3,0 por cento a plena carga. As perdas rotacionais e suplementares a plena carga são 4,0 por cento da potência de saída. Calcular:

- A perda no cobre do rotor a plena carga.
- O conjugado eletromagnético a plena carga, em newton-metros.
- A potência entregue pelo estator ao entreferro, a plena carga.

7-6. Um motor de indução de gaiola, 10 cv, 230 volts, trifásico, ligado em Y, 60 Hz, 4 polos, desenvolve conjugado interno de plena carga a um escorregamento de 0,04 quando funciona sob tensão e frequência nominais. Para os objetivos deste problema, as perdas rotacionais e no ferro podem ser desprezadas. Os valores de impedâncias do motor são:

Resistência do estator  $r_1 = 0,36$  ohm por fase

Reatâncias de dispersão  $x_1 = x_2 = 0,47$  ohm por fase

Reatância de magnetização  $x_m = 15,5$  ohms por fase

Determinar o conjugado interno máximo sob tensão e frequência nominais, o escorregamento a máximo conjugado, e o conjugado interno de partida sob tensão e frequência nominais. Expressar o conjugado em newton-metros.

7-7. Suponha-se que o motor de indução do Prob. 7-6 é alimentado por uma fonte de 240 volts, de tensão constante, 60 Hz, através de um alimentador cuja impedância é  $0,50 + j0,30$  ohm por fase. Determinar o conjugado interno máximo que o motor pode manter, e os valores correspondentes de corrente de estator e tensão terminal.

7-8. Um motor de indução trifásico, com tensão e frequência nominais, tem um conjugado de partida de 160 por cento e um conjugado máximo de 200 por cento do conjugado de carga nominal. Desprezando a resistência de estator e as perdas rotacionais, e supondo a resistência de rotor constante, determinar:

- O escorregamento em plena carga.
- O escorregamento com conjugado máximo.
- A corrente de rotor na partida, em por unidade de corrente de rotor a plena carga.

7-9. Quando funcionando sob tensão e frequência nominais, um motor de indução de gaiola, trifásico (classificado como motor de alto

escorregamento) fornece potência nominal com escorregamento de 8,5 por cento e desenvolve um conjugado máximo de 250 por cento do conjugado de carga nominal a um escorregamento de 50 por cento. Desprezar as perdas no ferro e rotacionais, e supondo ainda que as resistências e indutâncias do motor são constantes.

Determinar o conjugado e a corrente de rotor na partida com tensão e frequência nominais. Expressar o conjugado e a corrente de rotor em por unidade, tomando como base os valores de plena carga.

7-10. Para um motor de gaiola, 25 cv, 230 volts, trifásico, 60 Hz, funcionando sob tensão e frequência nominais, a perda no cobre do rotor para conjugado máximo é 9,0 vezes aquela para conjugado de plena carga, e o escorregamento com conjugado de plena carga é 0,030. A resistência do estator e as perdas rotacionais podem ser desprezadas, e as reatâncias e resistência do rotor podem ser consideradas constantes. Pede-se calcular:

- O escorregamento com conjugado máximo.
- O conjugado máximo.
- O conjugado de partida.

Expressar o conjugado em por unidade do conjugado de plena carga.

7-11. Um motor de indução de gaiola gira com escorregamento de 5,0 por cento em plena carga. A corrente de rotor na partida é 5,0 vezes a corrente de rotor em plena carga. A resistência do rotor é independente da frequência do rotor, e as perdas rotacionais, perdas suplementares, e a resistência do estator podem ser desprezadas.

- Calcular o conjugado de partida.
- Calcular o conjugado máximo e o escorregamento no qual o conjugado máximo ocorre.

Expressar os conjugados em por unidade do conjugado de plena carga.

7-12. A potência interna máxima  $P_{max}$  de um motor de indução ocorre no escorregamento  $s_{max P}$ . Demonstrar que as curvas normalizadas da Fig. 7-13 também dão as relações entre o quociente de potências  $P/P_{max}$  e o quociente de escorregamentos  $s(1 - s_{max P})/s_{max P}(1 - s)$  com o parâmetro  $Q = (X_1 + X_2)/(R_1 + r_2)$ .

7-13. Um motor de indução de rotor enrolado, 50 cv, 440 volts, trifásico, 4 polos, 60 Hz, desenvolve um conjugado interno máximo de 250 por cento com escorregamento de 16 por cento, quando funciona sob tensão e frequência nominais com o rotor curto-circuitado direta-

mente nos anéis coletores. A resistência de estator e as perdas rotacionais podem ser desprezadas e a resistência do rotor pode ser considerada constante, independente da frequência do rotor. Determinar:

- O escorregamento em plena carga, em percentagem.
  - A perda no cobre do rotor a plena carga, em watts.
  - O conjugado de partida a tensão e frequência nominais, em newton-metros.
- Se a resistência de rotor for dobrada (por inserção de resistências externas em série), determinar:
- O conjugado em newton-metros quando a corrente de estator tem seu valor de plena carga.
  - O escorregamento correspondente.

7-14. Um motor de indução com rotor enrolado, 50 cv, trifásico, 440 volts, 4 polos, desenvolve a potência de plena carga a uma velocidade de 1746 rpm, quando funciona sob tensão e frequência nominais com os anéis coletores curto-circuitados. O conjugado máximo que ele pode desenvolver sob tensão e frequência nominais é 200 por cento do conjugado de plena carga. A resistência do enrolamento de rotor é 0,10 ohm por fase Y. As perdas rotacionais e suplementares e resistência de estator podem ser desprezadas.

- Calcular a perda no cobre do rotor em plena carga.
- Calcular a velocidade com conjugado máximo.
- Que valor de resistência precisa ser introduzida em série com o motor para produzir conjugado de partida máximo?

O motor é agora alimentado por uma fonte a 50 Hz com a tensão aplicada ajustada de modo que a onda de fluxo de entreferro tem a mesma amplitude com o mesmo conjugado que em 60 Hz.

- Calcular a tensão aplicada a 50 Hz.
- Calcular a velocidade à qual o motor desenvolverá um conjugado igual ao valor de plena carga em 60 Hz, com os anéis coletores curto-circuitados.

7-15. Um motor de indução de rotor enrolado, 220 volts, trifásico, 4 polos, 60 Hz, desenvolve um conjugado interno de 150 por cento com uma corrente de linha de 155 por cento a um escorregamento de 5,0 por cento, quando gira sob tensão e frequência nominais, com os terminais de rotor curto-circuitados. (O conjugado e a corrente são expressos como percentagens de seus valores de plena carga.) A resistência de rotor é 0,100 ohm entre cada par de terminais de rotor e pode ser considerada constante. Qual seria a resistência de cada um dos três resistores iguais, ligados em Y, a introduzir em série com cada

terminal do rotor, se a corrente de partida sob tensão e frequência nominais deve ser limitada em 155 por cento? Que conjugado interno de partida seria desenvolvido?

7-16. Um motor de indução de gaiola, 220 volts, trifásico, 4 polos, 60 Hz, desenvolve um conjugado interno máximo de 250 por cento com escorregamento de 16 por cento quando funciona sob tensão e frequência nominais. Com o efeito de resistência de estator desprezado, determinar o conjugado interno máximo que este motor desenvolveria se ele fosse alimentado a 200 volts e 50 Hz. Sob estas condições, a que velocidade em rpm seria desenvolvido o conjugado máximo?

7-17. Um conjunto conversor de frequência, do tipo descrito no item 7-7b, deve ser projetado para suprir potência de frequência variável aos motores de indução que acionam as hélices de modelos de aviões ensaiados em túnel aerodinâmico. O conversor de frequência é uma máquina de indução de rotor enrolado, acionada por um motor de c.c. cuja velocidade pode ser controlada. O enrolamento trifásico de estator da máquina de indução é excitado por uma fonte a 60 Hz, e potência trifásica a frequência variável é tomada de seu enrolamento de rotor. O conjunto deve ter as seguintes características:

Faixa de frequência de saída = 120 a 450 Hz.

A velocidade máxima não deve exceder 3000 rpm.

Máxima potência de saída = 80 kW a fator de potência 0,80 e 450 Hz.

A potência exigida pela carga do motor de indução cai rapidamente quando a frequência decresce, de modo que a condição de velocidade máxima determina os tamanhos das máquinas.

Considerando desprezíveis a corrente de excitação, as perdas, e as quedas de tensão na máquina de indução, calcular:

- O número mínimo de polos para a máquina de indução.
- As correspondentes velocidades máxima e mínima.
- A potência aparente nominal do enrolamento de estator da máquina de indução.
- A potência mecânica nominal da máquina de c.c..

7-18. A resistência medida entre cada par de anéis coletores de um motor de indução trifásico, 60 Hz, 300 cv, 16 polos, é 0,035 ohm. Com os anéis coletores curto-circuitados, o escorregamento a plena carga é 0,025. Supor que a curva de conjugado-escorregamento é uma linha reta desde vazio até a plena carga. Este motor aciona um ventilador que absorve 300 HP à velocidade de plena carga do motor. O conjugado

para acionar o ventilador varia com o quadrado da velocidade. Que resistências devem ser ligadas em série com cada anel coletor de modo que o ventilador gire a 300 rpm?

7-19. Uma proposta para o acionamento de velocidade ajustável para uma grande ventilador em uma instalação industrial tem as características seguintes. O ventilador é acionado por dois motores de indução de rotor enrolado, acoplados mecanicamente ao eixo do ventilador e arranjados de modo que nas velocidades mais baixas funciona o motor menor, e nas velocidades mais altas o motor maior. O controle de velocidade é em degraus, de modo que o controle seja ininterrupto desde a velocidade mínima até a máxima, e de modo que não haja uma mudança súbita em velocidade durante a transferência de um motor ao outro.

O motor maior é de 2300 volts, trifásico, 500 cv, 60 Hz, 6 polos; o motor menor é de 200 cv, 60 Hz, 8 polos. Os seguintes dados são fornecidos pelo fabricante dos motores:

Constantes	Motor de 200 HP	Motor de 500 HP
Resistência do estator	0.57 ohm	0.14 ohm
Resistência do rotor	0.93	0.24
Reatância de dispersão, estator mais rotor	2.6	0.98

Estes valores são valores por fase (ligação y) referidos ao estator.

As perdas rotacionais e a excitação do motor podem ser desprezadas.

A velocidade mínima de funcionamento do ventilador deve ser de 450 rpm; a velocidade máxima deve ser aproximadamente de 1170 rpm. O ventilador absorve 450 cv a 1170 rpm, e a potência para outras velocidades varia aproximadamente com o cubo da velocidade.

O esquema de controle é tal que os estatores dos dois motores permanecem ligados à linha durante todo o tempo em que o sistema está em operação. Na faixa de velocidades mais baixas, o rotor do motor de 500 cv está em circuito aberto. Esta faixa é obtida por ajuste de resistência externa no rotor do motor de 200 cv. Acima desta faixa, o rotor do motor de 200 cv está em circuito aberto; o ajuste de velocidade na faixa mais alta é obtido por ajuste de resistência externa no rotor do motor de 500 cv.

A transição entre motores da faixa de velocidades mais baixas à faixa de velocidades mais altas deve ser efetuada como segue:

- 1 Toda a resistência externa do rotor é cortada do motor de 200 cv.

2 Por meio de um contator do tipo "fechar-antes-de-abrir", o circuito do rotor do motor de 500 cv é fechado, e então o circuito de rotor do motor de 200 cv é aberto. A resistência externa de rotor no motor de 500 cv para este passo tem um valor tal que a velocidade seja a mesma como no primeiro passo.

3 As velocidades mais altas são obtidas reduzindo a resistência do rotor no motor de 500 cv.

Este procedimento é invertido ao passar da faixa de velocidades mais altas à de velocidades mais baixas.

Como engenheiro industrial, você deve examinar algumas características desta proposta. Em particular, deve:

- a. Determinar a faixa de resistência externa de rotor (referida ao estator) para o motor de 200 cv.
- b. Determinar a faixa de resistência externa de rotor para o motor de 500 cv.
- c. Discutir eventuais características do esquema de que você possa não gostar, sugerindo alternativas.