

7

MOTORES ELÉTRICOS

7.1 APRESENTAÇÃO

As máquinas elétricas rotativas perfazem a função de conversão de energia elétrica em mecânica, motores, ou, de energia mecânica em elétrica, geradores. Tal conversão é feita, como será apresentado a seguir, pela interação entre correntes elétricas e campos magnéticos. O princípio de funcionamento das máquinas elétricas está associado ao surgimento de forças de origem eletromagnética, que são produzidas pela interação dos campos magnéticos produzidos por dois tipos de enrolamentos, as bobinas. Uma bobina permanece fixa, representando o estator da máquina, e a outra gira solidária ao eixo da máquina, parte móvel ou rotor.

O setor industrial, que é responsável por cerca de 40% a 50% de toda a energia elétrica consumida no país, apresenta para o consumo de energia para o acionamento de motores elétricos da ordem de grandeza de 70% a 80% do total, isto é, os motores são responsáveis por cerca de 30 a 40 % da energia elétrica consumida no país. Tal consumo de energia evidencia a grande importância do conhecimento, por parte dos engenheiros, deste tipo de equipamento.

A seguir, serão apresentados sucintamente os diferentes tipos de máquinas elétricas rotativas, destacando-se seus campos de aplicação, possibilidades e restrições. Posteriormente detalhar-se-á o princípio de funcionamento e as principais características técnicas dos motores trifásicos de indução, que representam cerca de 90% da potência dos motores fabricados. O capítulo será finalizado apresentando-se os critérios a serem seguidos na seleção do motor a ser utilizado num acionamento.

7.2 CLASSIFICAÇÃO DAS MÁQUINAS ELÉTRICAS ROTATIVAS

7.2.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Uma primeira classificação das máquinas elétricas rotativas é feita pela transformação de energia que vão produzir: geradores e motores. Na primeira categoria englobam-se aquelas máquinas que convertem a energia mecânica recebida em seu eixo em energia elétrica. Na segunda categoria a máquina absorve energia elétrica que é convertida em energia mecânica. Uma segunda classificação é feita em função das características da tensão produzida pelo gerador ou suprida ao motor para seu acionamento, isto é:

máquinas de corrente contínua e máquinas de corrente alternada. Estas últimas subdividem-se, ainda, em máquinas trifásicas e máquinas monofásicas.

As máquinas de corrente alternada subdividem-se ainda em **máquinas síncronas** e **máquinas assíncronas** ou máquinas de indução. Nas primeiras a **velocidade de rotação é fixa e depende, para uma dada máquina, da frequência da tensão de suprimento**. Tal velocidade é designada por *velocidade síncrona*. Nas **segundas a velocidade varia com a carga mecânica aplicada ao eixo, sendo ligeiramente inferior à velocidade síncrona**.

7.2.2 MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA

Estas máquinas operam alimentadas por fonte de energia em corrente contínua. A rede de energia elétrica que supre as residências, as indústrias e o comércio opera em corrente alternada, logo, deve-se contar entre a rede e a máquina com um retificador que converta energia elétrica de corrente alternada em corrente contínua. Hoje em dia, graças ao grande desenvolvimento da eletrônica de potência, tal exigência não é sobremodo restritiva.

Estes motores por apresentarem, dentre outras características, **grande facilidade no controle de sua velocidade e a obtenção de grandes conjugados a baixas rotações**, são praticamente insubstituíveis quando se necessita de acionamentos com controle de velocidade ou grandes conjugados. Assim, são soberanos em várias aplicações específicas, tais como: **tração elétrica (trens, troleibus, bondes), em siderúrgicas no acionamento de laminadores de lingotes e acionamentos para transporte de cargas mecânicas, pontes rolantes e guindastes**. Uma aplicação típica destas máquinas é como motor de partida de veículos acionados por motores térmicos de combustão, onde já se dispõe de uma fonte de corrente contínua, bateria, e se requer alto torque a baixa rotação.

Nas máquinas de corrente contínua o enrolamento fixo é o responsável pela criação do campo magnético que irá interagir com a corrente que flui pelo enrolamento do rotor e que irá produzir o conjugado. Assim, os motores de corrente contínua podem ser classificados em função do modo como os dois enrolamentos são supridos, isto é:

- **Motores de corrente contínua com excitação independente**, quando o enrolamento fixo é excitado por uma fonte independente permitindo variar-se a excitação de modo a alcançar-se as características desejadas;
- **Motores de corrente contínua em série**, quando o enrolamento do estator é ligado em série com o do rotor;
- **Motores de corrente contínua em paralelo**, quando os enrolamentos do rotor e do estator são ligados em paralelo;
- **Motores de corrente contínua com enrolamento composto**, quando parte do enrolamento do estator está ligado em série com o rotor e parte está ligada em paralelo.

Há uma vasta literatura sobre esse assunto, que poderá ser consultada pelo leitor que desejar se aperfeiçoar no tema.

7.2.3 MOTORES SÍNCRONOS

Os motores síncronos caracterizam-se por operarem numa velocidade constante, *velocidade síncrona*, que é definida por suas características construtivas e pela frequência da tensão que o supre. Usualmente seu rotor é excitado por fonte de corrente contínua e seu estator por fonte de tensão alternada. Apresentam características construtivas mais complexas que se traduzem, em igualdade de potência, por custo mais elevado que o de um motor assíncrono. Assim, seu campo de aplicação é restrito a acionamentos com velocidade rotórica constante ou no acionamento de cargas de grande entidade quando se consegue que operem com fator de potência em valor fixado pelo usuário.

Lembra-se que conceitualmente motores e geradores diferem principalmente, pela natureza da fonte primária de energia: no motor se injeta energia elétrica e o equipamento disponibiliza energia mecânica enquanto que no gerador ocorre o contrário, injeta-se energia mecânica e o equipamento disponibiliza energia elétrica. Assim, todos os geradores de sistemas trifásicos, inclusive os de usinas hidroelétricas, são máquinas síncronas.

7.2.4 MOTORES ASSÍNCRONOS TRIFÁSICOS

Esta modalidade de motores é a mais comum, podendo-se estimar que mais de 95% da potência instalada em acionamentos seja constituída por motores assíncronos. A grande difusão desta categoria de máquinas é devida à disponibilidade de fontes de suprimento de energia elétrica e por sua simplicidade de operação e construção. Assim, estas máquinas contam com grande campo de aplicação e apresentam confiabilidade elevada a baixo custo.

O foco central deste livro, na parte referente às máquinas elétricas rotativas, será desta classe de motores, pois que apresentam grande campo de aplicação e uso sobremodo difusão. Serão tratados, a seguir, seu princípio de funcionamento, suas características técnicas e seus campos de aplicação.

7.2.5 MOTORES ASSÍNCRONOS MONOFÁSICOS

São utilizados em aplicações onde a tensão de suprimento é monofásica, como por exemplo, na grande maioria das instalações residenciais e pequenos comércios e indústrias. Sua potência é, usualmente, limitada a valores da ordem de grandeza de 5 HP. Assim, são largamente utilizados em bombas d'água, em eletrodomésticos de maior

porte, tais como geladeiras, máquinas de lavar roupa, aparelhos de ar condicionado e em acionamentos industriais de pequeno porte. Para aplicações que exigem menor potência, como liquidificadores, batedeiras, enceradeiras, aspiradores de pó os motores universais, que contam com rotor igual ao utilizado nas máquinas de corrente contínua, são economicamente viáveis.

7.3 MOTORES ASSÍNCRONOS TRIFÁSICOS

7.3.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Neste capítulo, serão apresentados os principais elementos referentes a motores de indução trifásicos, quais sejam: a produção de campos magnéticos girantes, o princípio de funcionamento do motor, seus detalhes construtivos, a análise de sua curva de conjugado, os métodos de partida e a análise das perdas.

7.3.2 CAMPO GIRANTE

Seja uma superfície cilíndrica, sobre a qual se dispõe de três espiras, constituídas por condutores de mesma impedância, cujos eixos de simetria, normais à superfície cilíndrica, formam ângulos de 120° entre si como mostra a Figura 7.1.

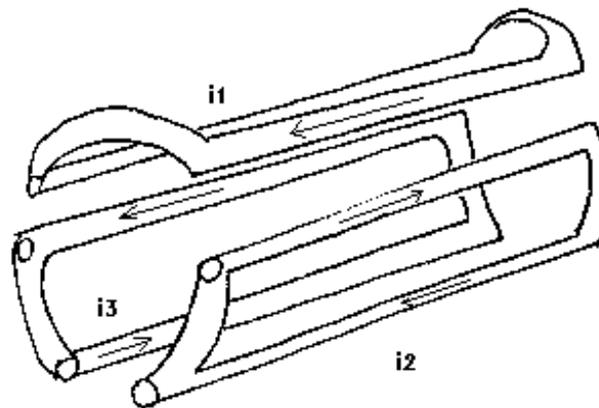


Figura 7.1 - Três espiras dispostas sobre uma superfície cilíndrica

As três bobinas serão percorridas por três correntes senoidais, de mesmo módulo e defasadas entre si de 120° , que irão produzir três campos magnéticos cuja densidade de indução pode ser representada pelos três vetores, \vec{B}_1 , \vec{B}_2 e \vec{B}_3 . As densidades de indução dos campos magnéticos produzidos pelas três espiras variam senoidalmente no tempo, proporcionalmente à intensidade da corrente que as percorrem, isto é:

$$\begin{aligned} |\vec{b}_1| = b_1 &= K I_{Máx} \text{ sen } \omega t = B_{Máx} \text{ sen } \omega t \\ |\vec{b}_2| = b_2 &= K I_{Máx} \text{ sen } (\omega t - 120^\circ) = B_{Máx} \text{ sen } (\omega t - 120^\circ) \\ |\vec{b}_3| = b_3 &= K I_{Máx} \text{ sen } (\omega t + 120^\circ) = B_{Máx} \text{ sen } (\omega t + 120^\circ) \end{aligned}$$

onde K representa a constante de proporcionalidade entre a intensidade de corrente e o campo. Além disso, as direções das densidades de indução, que são dadas pela “regra da mão direita”, estão orientadas normalmente ao plano de cada uma das bobinas e seu sentido, quando a corrente é positiva, é o de penetrar no cilindro e, vice-versa, de sair do cilindro quando a corrente é negativa. A Figura. 7.2 ilustra a convenção assumida para a corrente e, conseqüentemente, para o sentido da densidade de indução.

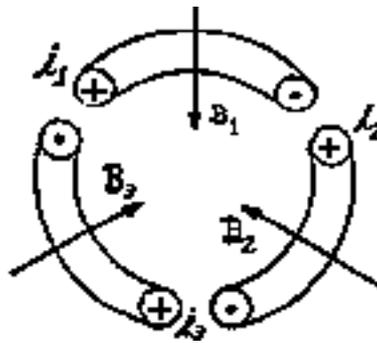


Figura. 7. 2 – Convenção de sentidos

O campo magnético resultante no interior do cilindro apresenta vetor de densidade de indução, \vec{b} , dado pela composição vetorial de \vec{b}_1, \vec{b}_2 e \vec{b}_3 . Assim, por exemplo, alimentando-se as três bobinas com a mesma corrente o campo no interior do cilindro seria nulo. Considerando-se, no plano das bobinas, Figura. 7.3, dois eixos ortogonais, tendo o eixo real, a direção e a orientação do vetor da densidade de indução correspondente à bobina 1. O segundo eixo, eixo imaginário, rodado no sentido anti horário de 90° em relação ao primeiro. As projeções, nos dois eixos, dos três vetores representativos das densidades de indução são dadas por

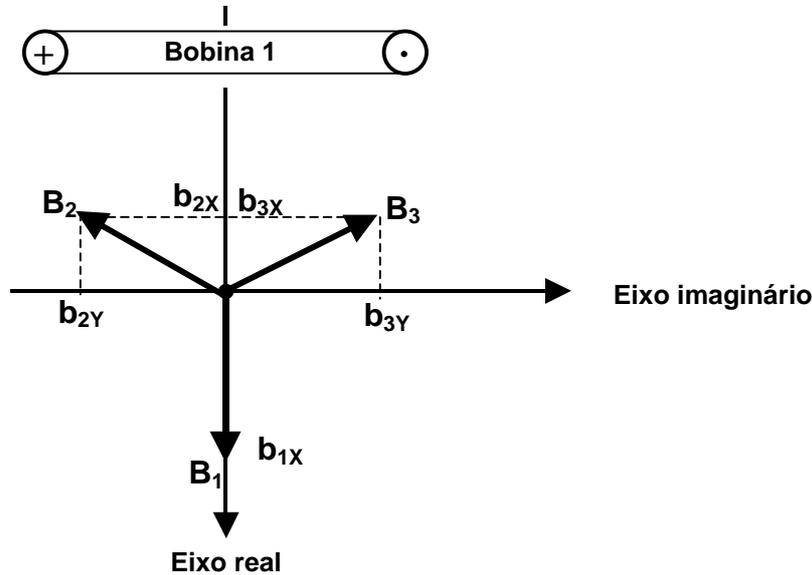


Figura. 7.3 – Orientação do sistema de eixos ortogonais

$$\begin{aligned}
 b_X &= B_{M\acute{a}x} \operatorname{sen} \omega t - B_{M\acute{a}x} \operatorname{sen} (\omega t - 120^\circ) \operatorname{sen} 30^\circ - B_{M\acute{a}x} \operatorname{sen} (\omega t + 120^\circ) \operatorname{sen} 30^\circ = \\
 &= B_{M\acute{a}x} \operatorname{sen} \omega t - 0,5 B_{M\acute{a}x} [\operatorname{sen} (\omega t - 120^\circ) + \operatorname{sen} (\omega t + 120^\circ)]
 \end{aligned} \quad (7.1)$$

Lembrando que:

$$\operatorname{sen} (\omega t - 120^\circ) = \operatorname{sen} \omega t \cos 120^\circ - \cos \omega t \operatorname{sen} 120^\circ$$

$$\operatorname{sen} (\omega t + 120^\circ) = \operatorname{sen} \omega t \cos 120^\circ + \cos \omega t \operatorname{sen} 120^\circ$$

Resulta:

$$b_X = B_{M\acute{a}x} \operatorname{sen} \omega t - B_{M\acute{a}x} \operatorname{sen} \omega t \cos 120^\circ = \frac{3}{2} B_{M\acute{a}x} \operatorname{sen} \omega t$$

Analogamente ter-se-á para o eixo imaginário:

$$\begin{aligned}
 b_Y &= B_{M\acute{a}x} \operatorname{sen} (\omega t + 120^\circ) \cos 30^\circ - B_{M\acute{a}x} \operatorname{sen} (\omega t - 120^\circ) \cos 30^\circ \\
 &= \frac{\sqrt{3}}{2} B_{M\acute{a}x} [\operatorname{sen} (\omega t + 120^\circ) - \operatorname{sen} (\omega t - 120^\circ)] = \frac{3}{2} B_{M\acute{a}x} \cos \omega t
 \end{aligned} \quad (7.2)$$

Das Equações. (7.1) e (7.2) observa-se que o vetor resultante para a densidade de indução no interior do cilindro é dado por:

$$\vec{B}(t) = \frac{3}{2} B_{\text{Máx}} (\sin \omega t + j \cos \omega t) = \frac{3}{2} B_{\text{Máx}} \underline{|\omega t + 90^\circ} \quad (7.3)$$

Da Equação. (7.3) observa-se que o campo no interior do cilindro apresenta valor da densidade de indução constante e igual a $3/2$ da densidade de indução máxima e que se desloca, no tempo, no sentido horário com velocidade angular igual à pulsação da corrente, ω . Este tipo de campo magnético é designado por “**campo girante**”. Para melhor visualização do comportamento do campo magnético no interior do cilindro proceder-se-á à determinação do vetor de densidade de indução graficamente. Assim, sejam as três correntes, bobinas 1, 2 e 3, apresentadas na Figura. 7.4. No instante $t = 0$ as densidades de indução devido às correntes circulante pelas bobinas serão dadas por:

$$b_1(0) = 0, \quad b_2(0) = -\frac{\sqrt{3}}{2} \quad \text{e} \quad b_3(0) = \frac{\sqrt{3}}{2}$$

logo, a resultante será dada pela soma dos vetores, Figura. 7.5, onde estão apresentados, ainda, os resultados para instantes sucessivos com passo de 30° .

Observa-se que o sentido de rotação do campo girante está diretamente associado com o sentido das correntes nas três bobinas. Assim, muda-se o sentido de rotação trocando-se a alimentação de 2 bobinas. Isto é, alimentando-se a bobina 2 com a corrente injetada na bobina 3, e a bobina 3 com a corrente que injetada na bobina 2, tem-se como resultado a mudança no sentido de rotação do campo girante.

Finalmente observa-se que o campo produzido pelas bobinas é similar ao existente no entreferro de um imã permanente que gira com velocidade angular ω , Figura. 7.6.

7.3.3 VELOCIDADE SÍNCRONA

A velocidade de rotação do campo girante, $\omega = 2\pi f$, é definida como velocidade síncrona.

Quando expressa em rotações por minuto é dada por $\frac{\omega \times 60}{2\pi} = 60f$. O valor da

velocidade síncrona depende do número de conjuntos de três bobinas existentes no estator do motor e da maneira como estão distribuídas e ligadas. Além disso dependem, ainda, da frequência da corrente que circula pelo enrolamento estatórico. Pode-se provar que a velocidade síncrona vale:

$$N_s = \frac{60f}{p} \quad \text{rpm} \quad (7.4)$$

onde,

– N_s - velocidade do campo girante em rpm.

- f - frequência da tensão de alimentação em Hz;
- p - número de pares de pólos

Observa-se que um “par de pólos” é obtido pela montagem de 3 bobinas no estator, dispostas com seus eixos a 120° no espaço e, alimentadas por um sistema trifásico, como exposto anteriormente. Para se obter 2 “pares de pólos” deve-se montar sobre o estator dois conjuntos de 3 bobinas defasados de 60° no espaço e alimenta-se cada conjunto constituído de bobinas alternadas, pelo sistema trifásico. Ou seja, genericamente, obtêm-se “ p ” pares de pólos instalando-se “ p ” conjuntos de 3 bobinas com seu eixos a $120^\circ / p$.

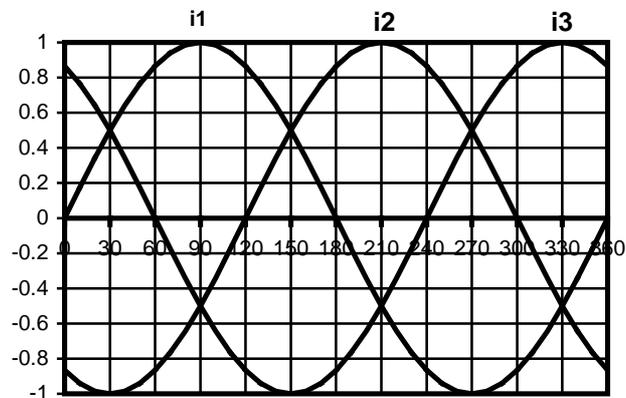


Figura 7.4 – Intensidade de corrente

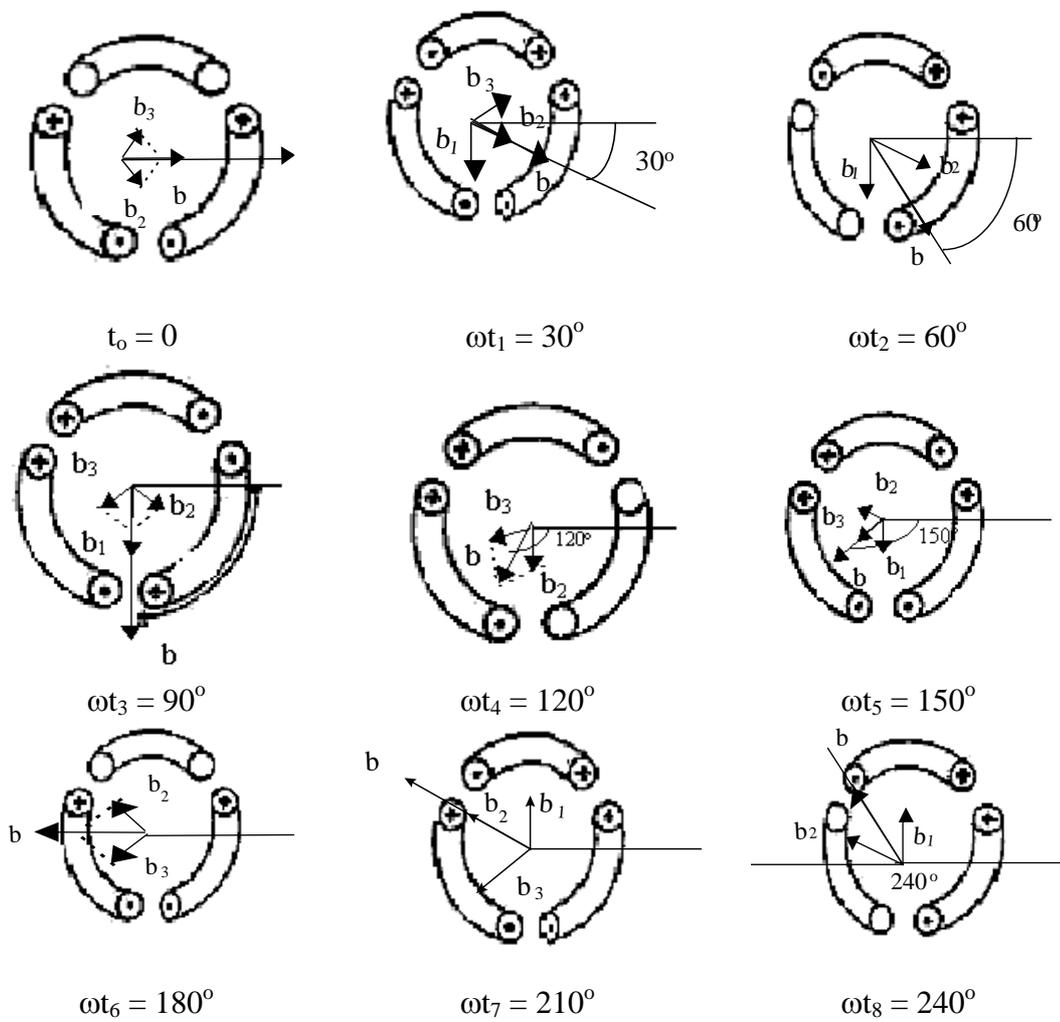


Figura 7.5 – Campo girante

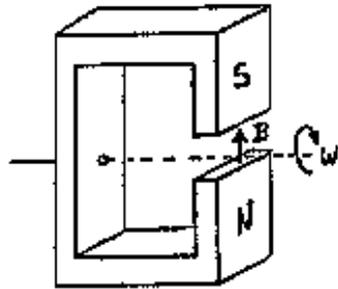
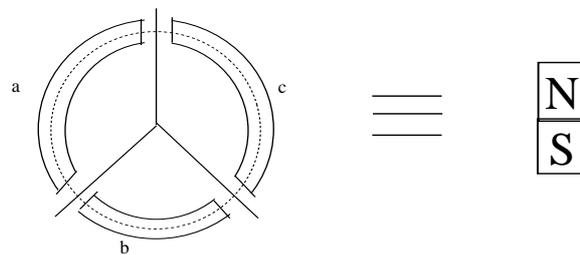


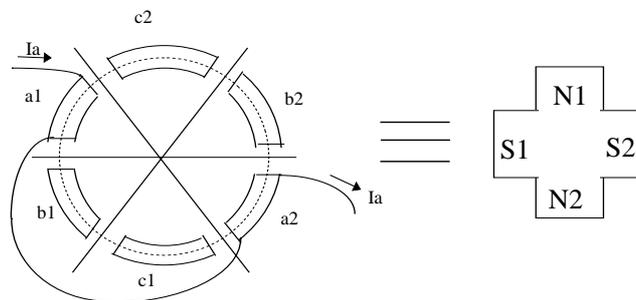
Figura 7.6 - Campo girante produzido por um par de pólos de um imã

Para a frequência de 60 Hz, a velocidade síncrona de um motor com 1 par de pólos é 3600 rpm, com 2 pares 1800 rpm e assim sucessivamente.

Na Figura. 7.7 ilustra-se a disposição das bobinas para a obtenção de motor com 1 e 2 pares de pólos.



a – Motor de 2 pólos



b – Motor de 4 pólos

Figura 7.7 - Motores de 2 e de 4 pólos

7.3.4 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Considere-se no interior do estator uma bobina, constituída por uma única espira fechada, livre de girar em torno de um eixo que coincide com o eixo de simetria do estator e excitando-se o estator com uma corrente senoidal trifásica. Nessas condições a espira em curto-circuito estará submetida ao campo girante de induções. Para efeito de análise substitui-se o campo girante do enrolamento trifásico do estator por um par de pólos, Norte e Sul, girando com velocidade angular ω_s , Figura. 7.8.

Inicialmente a espira, que está parada, “vê” o campo com velocidade ω_s , portanto, por efeito da variação de fluxo, produzida pelo campo girante que se desloca em volta da espira, gera-se, na espira, uma força eletromotriz induzida, e como a espira está em curto circuito, será sede de circulação de uma corrente induzida. Tal corrente, pela Lei de Lenz, tende a anular a causa que a produziu, isto é, o sentido da corrente que circula na espira é tal que o campo magnético que ela cria, opõe-se à variação de fluxo, Figura. 7.8. Em conclusão, tem-se um condutor percorrido por corrente, imerso num campo magnético, logo surgirá sobre o condutor uma força F , dada por:

$$\vec{F} = \vec{i} \cap \vec{B}$$

isto é, a força que atua sobre a espira tem direção normal ao plano formado por \vec{i} e \vec{B} módulo dado pelo produto dos módulos da intensidade corrente pelo da densidade de indução.

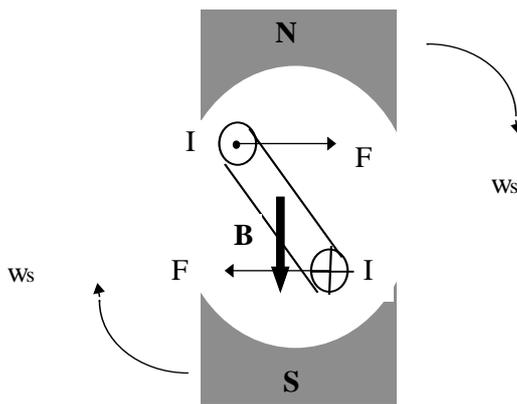


Figura 7.8 - Campo produzido por um par de pólos girante

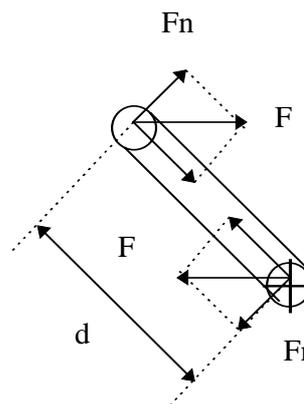


Figura 7.9 - Força na espira

A força F poderá ser decomposta segundo as direções normal e longitudinal da espira, Figura. 7.8, a componente longitudinal não apresenta interesse do ponto de vista do

funcionamento do motor, de vez que somente produzirá esforço de deformação da espira. Por outro lado, a componente tangencial será responsável pelo conjugado motor ($F_N \times d$). Sob a ação deste conjugado, a espira começa a girar no mesmo sentido de rotação do campo girante.

À medida que a velocidade de rotação da espira aumenta a variação de fluxo em seu interior diminui, pois que, agora, a variação de fluxo no interior da espira é produzida por vetor de densidade de indução que se desloca, em relação à espira, com velocidade angular dada pela diferença entre as velocidades angulares do campo girante e da espira. Tal redução na velocidade traz como conseqüência e diminuição da força eletromotriz induzida, da corrente induzida e do conjugado motor criado por esta última. O conjugado motor irá sendo reduzido até atingir a condição de regime na qual se verifica a igualdade entre os conjugados motor e resistente. Formalmente resulta:

$$C_{\text{motor}} = C_{\text{resistente}}$$

É claro que a velocidade da espira, nunca poderá atingir a velocidade síncrona, de vez que, isso ocorrendo, a posição relativa da espira e do campo girante permanece inalterada, não havendo variação de fluxo e conseqüentemente não havendo geração de correntes induzidas ($C_{\text{motor}} = 0$).

7.3.5 ESCORREGAMENTO

Define-se escorregamento, “s”, como sendo a diferença entre as velocidade angulares síncrona e do rotor, expressa em porcentagem daquela, isto é:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_{\text{Rotor}}}{\omega_s} 100 = \frac{N_s - N_{\text{Rotor}}}{N_s} 100 \quad (7.5)$$

onde ω_s e N_s são, respectivamente, a velocidade angular do campo girante e a rotação do campo girante e ω_{Rotor} e N_{Rotor} a velocidade angular e a rotação do rotor.

Salienta-se que a plena carga o escorregamento de um motor, usualmente, está compreendido entre 3 e 6%; assim, sua velocidade apresenta apenas pequenas variações.

Exemplo 7.1

Um motor trifásico de indução de 4 pólos é alimentado com tensão de 220 V, 60 Hz e gira a 1720 rpm. Qual é seu escorregamento?

Solução:

A velocidade síncrona do motor é dada por

$$N_s = \frac{60 \times 60}{2} = 1800 \text{ rpm}$$

portanto, seu escorregamento é dado por:

$$s = \frac{N_s - N_{\text{Rotor}}}{N_s} 100 = \frac{1800 - 1720}{1800} 100 = 4,44 \%$$

Exemplo 7.2

Um motor de indução trifásico, que é alimentado com tensão de 220 V - 50 Hz, gira em vazio a 995 rpm. Pede-se:

- o número de pólos do motor.
- o escorregamento em vazio

Solução:

A determinação do número de pólos é feita por tentativas. Sabe-se que, em vazio, o motor gira com velocidade muito próxima à de sincronismo, portanto, calcula-se a velocidade síncrona para os vários valores do número de pólos. O número de pólos do motor será determinado pela velocidade que mais se aproximar da de vazio. Assim, para $f = 50$ Hz tem-se:

Número de pares de pólos	01	02	03	04	05
N_s (rpm.)	3000	1500	1000	750	600

portanto, trata-se de motor com 3 pares de pólos.

O escorregamento em vazio é dado por:

$$s = \frac{N_s - N_{\text{Rotor}}}{N_s} 100 = \frac{1000 - 995}{1000} 100 = 0,50 \%$$

7.3.6 DETALHES CONSTRUTIVOS

7.3.6.1 Considerações Gerais

Os motores de indução são constituídos por dois grupos de enrolamentos, bobinas, montados em núcleos de materiais ferromagnéticos: um fixo, denominado “*estator*”, constituído pelas bobinas que criam o campo girante. O outro grupo, “*rotor*”, que é móvel, é constituído pelas bobinas que sob a ação do campo girante, giram no interior do estator. O estator é também chamado de “indutor” e o rotor de “induzido”.

A necessidade de ambos os enrolamentos estarem imersos em núcleos de material ferromagnético prende-se ao fato de que o material ferromagnético permite a obtenção de fluxo de indução a partir de correntes relativamente pequenas. Caso o núcleo fosse de ar, seria necessário, para se obter o mesmo fluxo, um aumento muito grande na corrente de excitação.

7.3.6.2 Estator – Núcleo de Ferro

O núcleo de material ferromagnético do estator é constituído por um conjunto de lâminas de ferro com o formato de uma coroa circular, justapostas. No diâmetro interno são executados entalhes, eqüidistantes (Figura 7.10), que no conjunto, irão constituir os “canais” onde se alojarão os condutores.

Desse modo consegue-se formar entre os blocos canais de ventilação, com largura da ordem de 10 mm.

O conjunto das lâminas, após cuidadosa compressão, é fixado à carcaça que tem a finalidade puramente mecânica de suporte.

7.3.6.3 Estator – Enrolamentos

As bobinas do rotor são executadas, mais usualmente, utilizando o cobre e, mais raramente, o alumínio.

As bobinas são enroladas e posteriormente colocadas nos canais. Após a colocação de todas as bobinas, são feitas as ligações internas entre elas resultando os fios que constituirão os terminais externos. As bobinas são interconectadas por ligações que podem ser do tipo série ou paralelo ou, ainda, combinação de elementos em série com elementos em paralelo.

Nas bobinas destaca-se a parte ativa, aquela que está no interior do núcleo de ferro, e a “cabeça”, parte externa ao núcleo, que perfaz a interligação entre os dois lados ativos, Figura. 7.11.

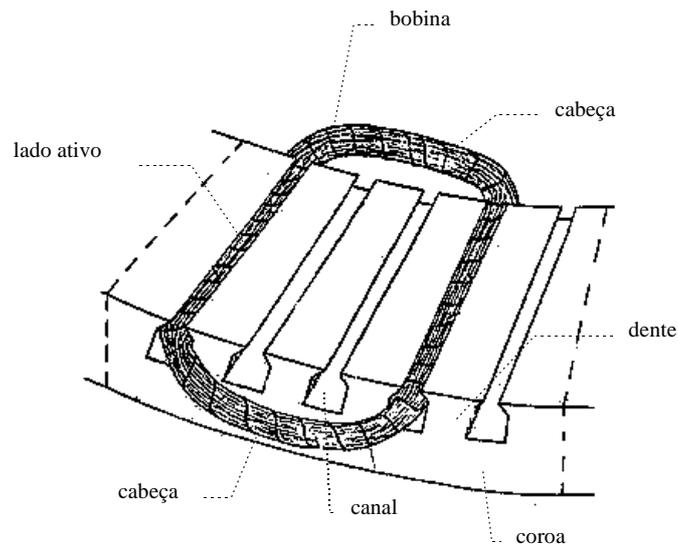


Figura 7.11 - Detalhes construtivos de enrolamento

7.3.6.4 Rotor

Caso as bobinas do rotor fossem construídas imersas no ar, como foi esquematizado na Figura 7.8, a relutância, \mathfrak{R} , do circuito magnético apresentaria valor muito elevado e, como consequência, a corrente necessária para criar um campo girante de intensidade razoável, seria exageradamente grande. A força magnetomotriz, \mathfrak{T} , que produz o fluxo, ϕ , em um circuito magnético de relutância \mathfrak{R} é proporcional à corrente que cria o campo magnético. Isto é:

$$\mathfrak{T} = NI = \mathfrak{R} \phi$$

Reduz-se significativamente a relutância do circuito magnético, constituído pelo estator e rotor, alojando-se as bobinas do rotor num núcleo de material ferro magnético cilíndrico. Deixa-se entre o rotor e o estator espaço apenas suficiente, dentro das tolerâncias mecânicas de construção, para a rotação do rotor. Ao espaço existente entre o rotor e o estator dá-se o nome de “entreferro”.

O rotor, tal como o estator, é constituído por um conjunto de lâminas de ferro com baixo teor de silício. As lâminas são coroas circulares com uma série de canais equidistantes situados na circunferência externa, Figura. 7.12. O conjunto de lâminas é mantido comprimido por meio de anéis e é fixado ao eixo por meio de uma chaveta.

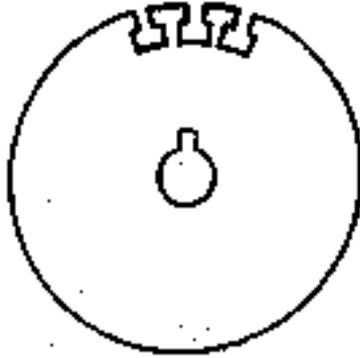


Figura 7.12 - Coroas circulares que constituem o núcleo do rotor

Há dois tipos principais de enrolamentos de rotor: “rotor em gaiola” e “rotor bobinado”.

O rotor em gaiola, Figura. 7.13, é constituído por barras de cobre ou alumínio, alojadas nos canais, que são postas em curto circuito nas duas extremidades através de anéis que lhes são solidários.

No rotor bobinado empregam-se conjuntos de bobinas, usualmente construídas utilizando-se fios de cobre. Tais conjuntos são ligados normalmente em estrela de modo que restam três terminais que são conectados a anéis condutores, isolados entre si, montados concêntricamente no eixo do rotor. O acesso ao circuito elétrico do rotor é feito através de escovas fixas de grafite, que deslizam sobre a superfície dos anéis, Figura. 7.14.

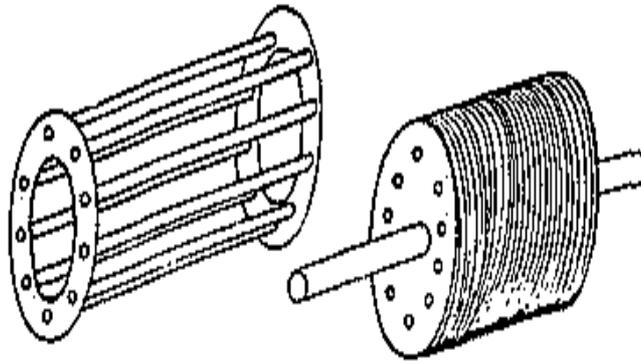


Figura 7.13 - Rotor em gaiola

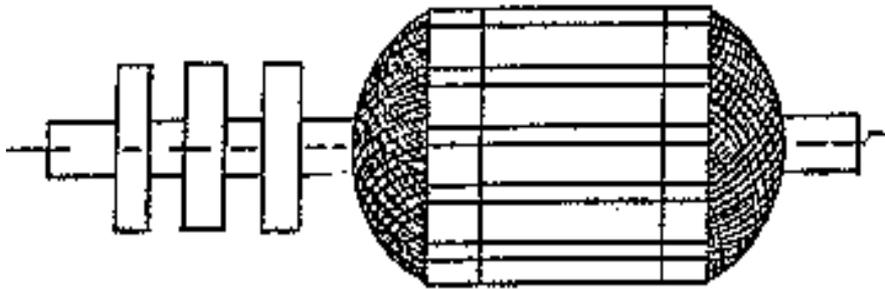


Figura 7.14 - Rotor bobinado

7.3.7 ANÁLISE DO CONJUGADO MOTOR

7.3.7.1 Considerações Gerais

Os motores de indução trifásicos operam numa faixa de rotação cujo limite superior é a velocidade síncrona, por exemplo: 3.600 rpm, para máquinas com um par de pólos supridas por tensão com frequência de 60 Hz. A cada velocidade angular está associado um valor de conjugado, por exemplo, em $\text{kgf} \times \text{m}$. Neste item proceder-se-á a dedução e a análise da curva de conjugado em função de rotação.

7.3.7.2 Dedução da Curva do Conjugado em Função da Velocidade

Para a dedução da curva do conjugado em função da velocidade será utilizado o modelo da Figura. 7.8 em que o estator, alimentado por um sistema trifásico, produz nesse espaço cilíndrico um campo magnético caracterizado pelo vetor de densidade de indução do campo girante caracterizado pelo vetor de densidade de indução \vec{B} , cujo módulo é $B_{Máx}$ e que gira com velocidade angular ω_s . No interior do estator há uma bobina, que conta com N espiras, em curto circuito, que pode girar livremente em torno de seu eixo longitudinal, coincidente com o eixo de revolução do cilindro. O campo girante produzirá um fluxo concatenado com a bobina. Na Figura. 7.15 apresenta-se a posição da bobina, em relação ao campo girante para os instantes $t = 0$ e $t = t$. Assumiu-se que a bobina está girando com velocidade angular ω_{Rotor} .

O fluxo concatenado com a bobina do rotor devido ao campo B é dado por:

$$\phi(t) = N \times S \times B_{Máx} \cos[(\omega_s - \omega_{Rotor})t + \theta] = \phi_{Máx} \cos[(\omega_s - \omega_{Rotor})t + \theta] \quad (7.6)$$

onde S é a área da bobina e θ é o ângulo inicial do rotor em relação ao campo girante.

Como a velocidade do rotor é diferente da do campo girante, $\omega_s \neq \omega_{Rotor}$, o fluxo concatenado com a bobina, $\phi(t)$, é variável no tempo havendo portanto a bobina será sede de uma f.e.m. induzida dada pela Lei de Lenz, isto é:

$$e_2(t) = - \frac{d\phi(t)}{dt} = \phi_{Máx} (\omega_s - \omega_{Rotor}) \text{sen}[(\omega_s - \omega_{Rotor})t + \theta] \quad (7.7)$$

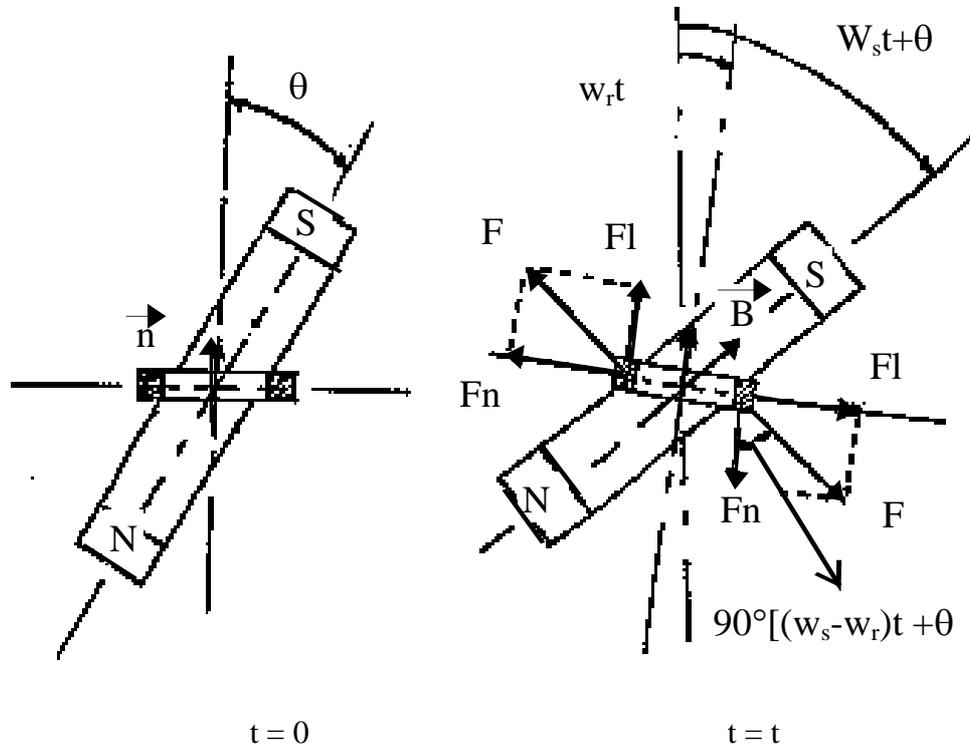


Figura 7.15 - Posição relativa do campo girante e bobina

A bobina está em curto circuito, logo, a f.e.m. provocará a circulação de uma corrente, $i(t)$, na bobina. Sendo R_2 e L_2 , respectivamente, a resistência ôhmica e a indutância da bobina resultam, para o módulo da impedância e para o ângulo de rotação de fase entre a tensão e a corrente os valores:

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + [(\omega_s - \omega_{Rotor}) L_2]^2} \quad \text{e} \quad \varphi = \arccos \frac{R_2}{Z_2} \quad (7.8)$$

Por outro lado, sendo s o escorregamento, em por unidade da velocidade síncrona, da Equação. (7.5) obtém-se: $\omega_s - \omega_{Rotor} = s \omega_s$. Além disso, fazendo-se a reatância do motor igual ao produto da indutância pela velocidade síncrona: $X_2 = \omega_s L_2$ as (7.8) tornam-se:

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + (s \omega_s L_2)^2} = \sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2} \quad \text{e} \quad \varphi_2 = \arccos \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2}} \quad (7.9)$$

Ou seja:

$$\dot{z}_2 = z_2 \angle \varphi_2$$

Sendo:

$$i(t) = \frac{e_2(t)}{Z_2}$$

Então a corrente que circula pela bobina é dada por:

$$i(t) = \frac{s \omega_s \phi_{Máx}}{Z_2} \text{sen}(s \omega_s t + \theta - \varphi_2) = \frac{s \omega_s \phi_{Máx}}{Z_2} \text{sen}(s \omega_s t + \theta') \quad (7.10)$$

Lembra-se que um condutor, percorrido por uma corrente $i(t)$, imerso num campo magnético com densidade de indução \vec{B} está sujeito a uma força cuja intensidade é definida pela produto vetorial entre a corrente e a densidade de indução e cuja direção e sentido são dados pela “regra da mão esquerda”. Assim, sendo ℓ o comprimento da bobina, o módulo da força é dado por:

$$|\vec{F}| = |\vec{B}| \ell i(t) = B_{Máx} \ell \frac{s \omega_s \phi_{Máx}}{Z_2} \text{sen}(s \omega_s t + \theta') \quad (7.11)$$

A força resultante tem duas componentes: uma, F_N , normal ao plano da bobina e a outra, F_1 , pertencente ao plano da bobina. Evidentemente a componente F_1 , que não produz conjugado algum, tende somente a deformar a bobina. Por outro lado, a componente F_N será a responsável pelo conjugado motor. Assim o módulo de F_N é dado por:

$$F_N = B_{Máx} \ell \frac{s \omega_s \phi_{Máx}}{Z_2} \text{sen}(s \omega_s t + \theta') \text{sen}(s \omega_s t + \theta) \quad (7.12)$$

Sendo d a largura da bobina o conjugado motor, C_{Motor} , será dado por

$$C_{Motor} = 2 \frac{d}{2} B_{Máx} \ell \frac{s \omega_s \phi_{Máx}}{Z_2} \text{sen}(s \omega_s t + \theta') \text{sen}(s \omega_s t + \theta) \quad (7.13)$$

Por outro lado, sendo $\text{sen } \alpha \text{ sen } \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]$ e $d B_{Máx} \ell = \phi_{Máx}$ resulta:

$$\begin{aligned} C_{Motor} &= \frac{s \omega_s \phi_{Máx}^2}{Z_2} [\cos(\theta - \theta') - \cos(2s \omega_s t + \theta + \theta')] = \\ &= \frac{s \omega_s \phi_{Máx}^2}{Z_2} [\cos \varphi - \cos(2s \omega_s t + \theta + \theta')] \end{aligned} \quad (7.14)$$

Na Equação. (7.14) observa-se a presença de duas componentes, sendo uma pulsante, que tendo valor médio nulo não contribui para o conjugado médio. Nessas condições resulta

$$C_{\text{Motor}} = \frac{s \omega_s \phi_{\text{Máx}}^2}{Z_2} \cos \varphi = \frac{s \omega_s \phi_{\text{Máx}}^2}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2}} \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2}} = \omega_s \phi_{\text{Máx}}^2 \frac{s R_2}{R_2^2 + s^2 X_2^2} \quad (7.15)$$

Lembrando, ainda, que o fluxo máximo, $\phi_{\text{máx}}$, é proporcional ao quadrado da tensão de alimentação, V_1 , resulta:

$$C_{\text{Motor}} = K V_1^2 \frac{s R_2}{R_2^2 + s^2 X_2^2} \quad (7.16)$$

Observa-se que o valor de K engloba o produto da velocidade síncrona pelo fator de proporcionalidade entre a tensão e o fluxo.

7.3.7.3 Análise da Curva de Conjugado – Conjugado em Função da Velocidade

A seguir proceder-se-á ao estudo do mecanismo do princípio de funcionamento da máquina. Inicialmente assume-se que o rotor está parado, $\omega_{\text{Rotor}} = 0$. Nesta condição, existe agindo sobre a espira, um conjugado motor. Há duas hipóteses a considerar: o conjugado motor é menor ou igual ao resistente, logo a bobina permanece parada, isto é, o motor não parte.

Na segunda hipótese conjugado motor é maior que o resistente e a bobina começará a girar com movimento acelerado e sua velocidade angular vai aumentar. Com o aumento de ω_{Rotor} teremos a redução de C_{Motor} até atingirmos a velocidade angular de regime, na qual se verifica a igualdade:

$$C_{\text{motor}} = C_{\text{resistente}}$$

É claro que a velocidade do rotor, nunca poderá atingir a síncrona, pois se isto acontecesse o conjugado motor se anularia e o conjugado resistente, que no mínimo será dado pelo atrito dos mancais e a perda na ventilação forçaria uma “frenagem” no rotor, o que o levaria a uma nova rotação de equilíbrio, diferente da velocidade síncrona.

São analisadas a seguir a expressão do conjugado, para poder se identificar o comportamento do motor em várias situações de operação e uma sistemática a ser seguida para “traçar” a curva de conjugado. Isto é, serão estabelecidos alguns parâmetros indicativos de seu comportamento, tais como domínio das variáveis, máximos e mínimos, assíntotas etc.

Observa-se que o escorregamento, s , poderá assumir valores limites do intervalo aberto à direita de 1 a 0, conforme o rotor esteja em repouso, $s = 1$, ou “quase” na velocidade síncrona.

Quando $s = 1$, condição de partida do motor, o conjugado é dado por:

$$C_{\text{Motor}} = K V_1^2 \frac{R_2}{R_2^2 + X_2^2}$$

e quando o escorregamento tende a zero, $s \rightarrow 0$, a velocidade angular do rotor está muito próxima da síncrona e, o conjugado tende a zero, $C_{\text{Motor}} \rightarrow 0$;

Determina-se o conjugado máximo é obtido anulando-se sua derivada em relação ao escorregamento, ou seja:

$$\frac{d C_{\text{Motor}}}{d s} = K V_1^2 R \left(\frac{1}{R_2^2 + s^2 X_2^2} - \frac{2 s^2 X_2^2}{(R_2^2 + s^2 X_2^2)^2} \right) = K V_1^2 R \frac{R_2^2 - s^2 X_2^2}{(R_2^2 + s^2 X_2^2)^2} = 0$$

como $K V_1^2$ é diferente de zero o máximo será determinado a partir de $R_2^2 = s^2 X_2^2$, ou, ainda, definindo-se s_{crit} como sendo o escorregamento para o qual o conjugado é máximo, resulta:

$$s_{\text{crit}} = \frac{R_2}{X_2} \quad (7.17)$$

ao qual corresponde o conjugado motor máximo que é dado por:

$$C_{\text{Motor, Máx}} = K V_1^2 \frac{\frac{R_2}{X_2} R_2}{R_2^2 + \frac{R_2^2}{X_2^2} X_2^2} = \frac{K V_1^2}{2 X_2^2} \quad (7.18)$$

Nas vizinhanças de $s = 1$, partida do motor, a frequência da indução resultante do fluxo concatenado do campo girante no rotor praticamente igual à da tensão de suprimento e, nessas condições o valor da reatância do rotor, $s X_2$, predomina no denominador da expressão do conjugado motor, $s X_2 \gg R_2$, podendo-se desprezar o termo R_2^2 diante de $s^2 X_2^2$. Assim sendo, a assíntota à curva do conjugado nesse ponto, será:

$$C_{\text{Motor}} = K V_1^2 \frac{s R_2}{s^2 X_2^2} = \frac{R_2 K V_1^2}{X_2^2} \frac{1}{s} \quad (7.19)$$

que, em função de s , é uma hipérbole, conforme apresentado na Figura. 7.15. Note-se que para $s = s_{\text{crit}}$ na Equação. (7.19) resulta $C_{\text{Motor}} = \frac{K V_1^2}{X_2^2}$, que é o dobro do valor do conjugado máximo.

Nas vizinhanças de $s = 0$, velocidade síncrona, a frequência da tensão induzida no rotor é praticamente nula, pois o rotor gira à mesma rotação que o campo girante. Nessas condições, ter-se-á que a reatância do rotor é praticamente nula, havendo portanto a situação dual do item anterior. Ou seja, pode-se desprezar o termo $s^2 X_2^2$, da expressão do conjugado, face ao termo R_2^2 . Assim sendo, a assíntota à curva do conjugado nesse ponto, é dada por:

$$C_{\text{Motor}} = K V_1^2 \frac{s R_2}{R_2^2} = K V_1^2 \frac{s}{R_2} \quad (7.20)$$

que representa uma reta em s . Note-se que para $s = s_c$ resulta $C_{\text{Motor}} = \frac{K V_1^2}{X_2}$, portanto o mesmo valor da assíntota do item anterior. Na Figura. 7.16 apresenta-se a curva do conjugado em função do escorregamento, com suas assíntotas;

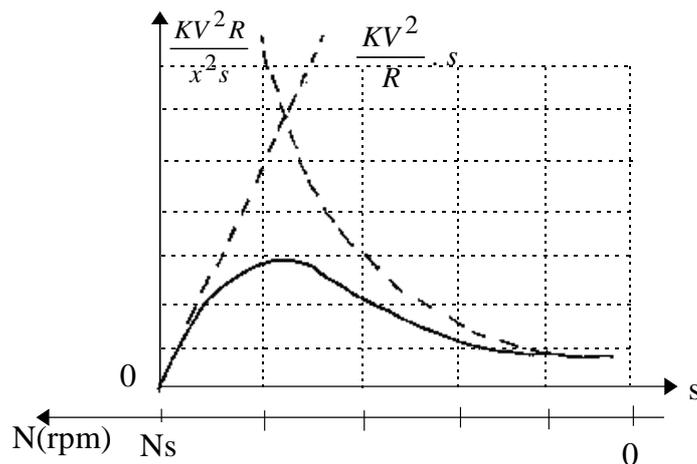


Figura 7.16 – Curva de conjugado e assíntotas

7.3.7.4 Análise da Curva de Conjugado – Regime de Operação Estável e Instável

A curva do conjugado motor em função do escorregamento, Figura. 7.17, apresenta duas regiões típicas:

- **Região de operação estável:** corresponde à região em que o escorregamento varia desde zero até o escorregamento crítico. De fato, nesta região ocorrendo um aumento, ou uma

diminuição, no conjugado resistente a velocidade aumenta, ou diminui, alcançando-se novo ponto de equilíbrio.

- **Região de operação instável:** corresponde à região em que o escorregamento varia desde o escorregamento crítico até o escorregamento unitário, motor parado. De fato, nesta região da curva qualquer pequeno aumento, ou diminuição, do conjugado resistente, resultará, no primeiro momento, em correspondente frenagem, ou aceleração, fato que corresponderá a uma diminuição, ou aumento, do conjugado motor que por sua vez provocará uma nova frenagem, ou aceleração, e assim sucessivamente, levando a rotação a zero, ou ao valor correspondente ao conjugado resistente, porém na região estável. Portanto, nesta região, qualquer perturbação no regime de operação desloca o ponto de trabalho, para a completa parada do motor ou para outro ponto de trabalho na região estável.

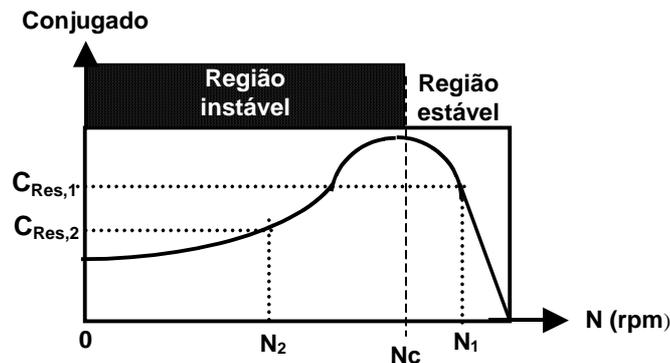


Figura 7.17 - Regiões de Operação

7.3.7.5 Análise da Curva de Conjugado – Influência de Resistência do Rotor

Conforme a Equação. (7.17), a resistência ôhmica do enrolamento do rotor é determinante para o estabelecimento do escorregamento crítico, o qual, aumenta com o valor da resistência. Assim, o valor de s_c aumenta linearmente com o valor de R deslocando a ocorrência do conjugado máximo para rotações menores. Da Equação. (7.18) observa-se que o valor do conjugado máximo independe da resistência do rotor, portanto, permanece constante quando se altera o valor de R . Por outro lado, o conjugado de partida, Equação. (7.19), varia linearmente com o valor de R , portanto, aumentos da resistência rotórica traduzem-se por aumento no conjugado de partida. Na Figura. 7.18 apresenta-se o aspecto da curva do conjugado para dois valores da resistência do rotor.

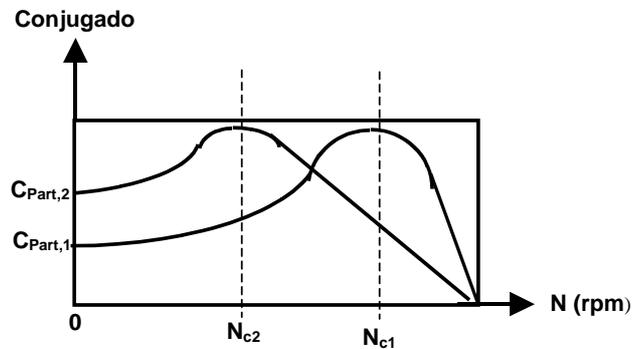


Figura 7.18 - Influência da resistência do rotor

Note que em motores com rotor do tipo “gaiola” o valor da resistência do rotor é um parâmetro que é fixado no projeto, portanto, em operação é um invariante. Por outro lado, os motores do tipo “rotor bobinado”, que oferecem acesso aos enrolamentos do rotor, permitem a inserção de resistores externos ao circuito do rotor, permitindo ajuste externo no conjugado de partida e na velocidade crítica.

7.3.7.6 Análise da Curva de Conjugado - Influência da Tensão de Suprimento

Da Equação. (7.16) observa-se que o conjugado varia com o quadrado de tensão de alimentação do estator. Assim, é possível aumentar ou diminuir o conjugado de um motor, em particular o conjugado máximo, variando-se a tensão de suprimento, conforme mostra a Figura. 7.19.

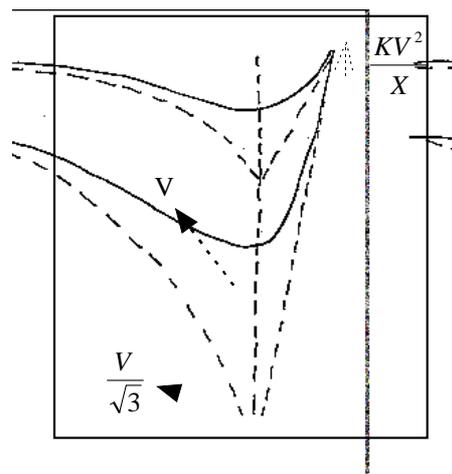


Figura 7.19 - Influência da Tensão de Alimentação (no estator)

Note-se que, para um motor que esteja com os seis terminais das bobinas do estator acessíveis é possível ligá-lo em triângulo, quando a tensão aplicada a cada bobina é a de linha, V , ou pode ser ligado em estrela, quando a tensão aplicada a cada bobina fica reduzida de $\sqrt{3}$. Evidentemente na segunda situação os conjugado de partida e máximo reduzem-se a $1/3$ do valor na situação anterior.

$$\frac{K \left[\frac{V}{\sqrt{3}} \right]^2}{X} = \frac{KV^2}{3X}$$

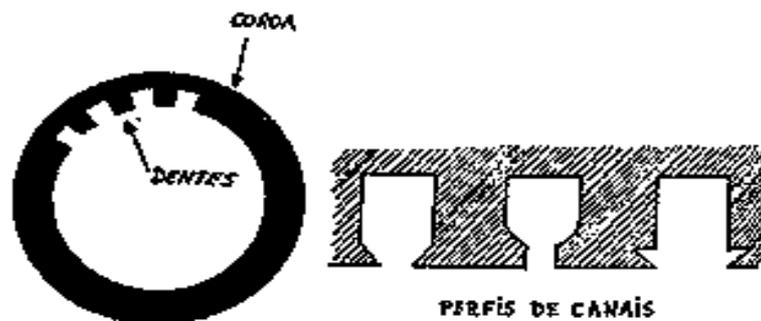


Figura 7.10 - Detalhes Construtivos do Núcleo de Ferro

Para a construção do núcleo emprega-se, usualmente, chapa de aço de 0,5 mm de espessura, com baixo teor de silício, cifra de perda 2,5 a 3,0 W/kg. Não se empregam, tal como nos transformadores, aços com alto teor de silício devido à sua alta dureza e fragilidade, que traria problemas ao se estampar os canais. As lâminas são isoladas entre si por meio de verniz ou de folhas de papel de pequena espessura, tal como nos transformadores.

Nas máquinas de maior potência, as lâminas não são agrupadas num conjunto único, mas, são feitos blocos parciais de 5 a 10 cm de espessura e montados com separadores, de perfil

7.3.7.7 Análise da Curva de Conjugado – Ponto de Operação

Cada carga mecânica apresenta uma curva de conjugado resistente associada, variável com sua natureza. Exemplificando, em cargas de ventilação o conjugado resistente é

proporcional ao quadrado da velocidade do ventilador; em guindastes, talhas e pontes rolantes, o conjugado resistente é praticamente constante. O ponto de operação do motor é estabelecido pela igualdade entre os conjugados motor e resistente, Figura. 7.20.

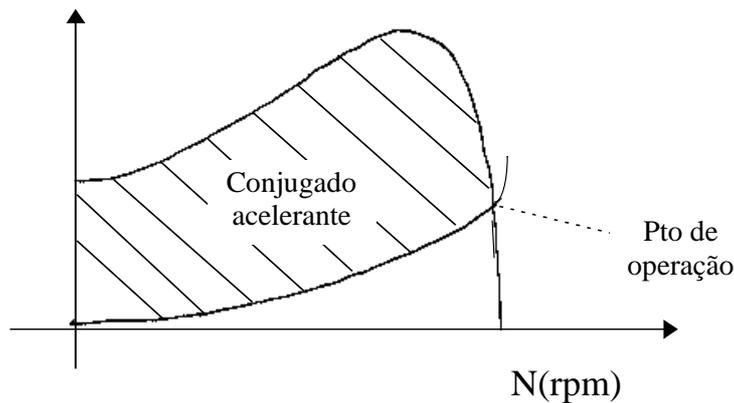


Figura 7.20 – Ponto de operação

7.3.8 CORRENTE ABSORVIDA DA REDE DE ALIMENTAÇÃO

7.3.8.1 Considerações Gerais

Neste item, em que será deduzida a expressão da corrente absorvida por um motor, proceder-se-á, inicialmente, ao cálculo da corrente rotórica e posteriormente, analisando-se a interação entre os campos girantes produzidos no estator e no rotor, determinar a corrente no estator. Salienta-se, conforme será visto posteriormente, os campos girantes do estator e do rotor estão estacionários entre si, portanto, a interação entre rotor e estator será análoga a entre o primário e o secundário de um transformador.

Por simplicidade, assumir-se-á, neste item, que o motor é de dois pólos e o rotor tem uma única espira.

7.3.8.2 Corrente do Rotor

A corrente que circula no rotor conforme Equação. (7.10) é dada por:

$$i(t) = \frac{s \omega_s \phi_{Máx}}{Z_2} \text{sen}(s \omega_s t + \theta - \varphi) = \frac{s \omega_s \phi_{Máx}}{Z_2} \text{sen}(s \omega_s t + \theta') = \frac{s E_{2Máx}}{Z_2} \text{sen}(s \omega_s t + \theta')$$

Observa-se que essa corrente é senoidal, tem valor máximo variável com o escorregamento dado por:

$$I_{2,M\acute{a}x} = \frac{s \omega_s \phi_{M\acute{a}x}}{Z_2} = \frac{s E_{2,M\acute{a}x}}{Z_2}$$

e tem pulsação, $s\omega_s$, igual à diferença entre a velocidade síncrona, ω_s , e a velocidade do rotor, ω_2 . Além disso a frequência da corrente rotórica, f_2 , é dada por:

$$2\pi f_2 = s\omega_s = 2\pi f s \quad \text{ou} \quad f_2 = sf$$

A corrente do rotor pode ser expressa através de seu valor eficaz, isto é, seu valor máximo dividido por $\sqrt{2}$. Assim:

$$I_{2,ef.} = \frac{I_{2,M\acute{a}x}}{\sqrt{2}} = \frac{s \omega_s \phi_{M\acute{a}x}}{\sqrt{2} \sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2}} = \frac{s \frac{E_{2,M\acute{a}x}}{\sqrt{2}}}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2}} = \frac{s E_{2,ef}}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2}} \quad (7.21)$$

Da Equação. (7.21) nota-se que o circuito rotórico é constituído por uma f.e.m., $sE_{2,ef}$, variável com o escorregamento e uma impedância constituída por uma resistência constante em série com uma reatância variável com o escorregamento. Tendo em vista a obtenção de um circuito equivalente para o rotor, divide-se numerador e denominador da Equação. (7.21) pelo escorregamento, obtendo-se:

$$I_{2,ef} = \frac{E_{2,ef}}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + X_2^2}} \quad (7.22)$$

Na Equação anterior, (7.22), dispõe-se de um gerador de f.e.m. constante que supre uma impedância constituída por uma reatância constante em série com uma resistência variável, Figura. 7.21.

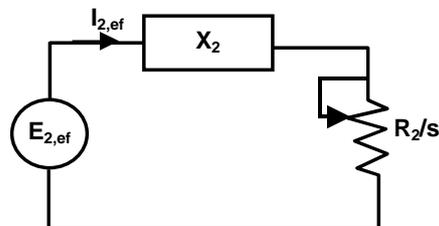


Figura 7.21 - Circuito Equivalente do Rotor

7.3.8.3 Interação entre Campos do Estator e do Rotor

Com procedimento análogo ao utilizado para o estator pode-se demonstrar que a corrente que circula pelo enrolamento do rotor produz um campo girante com mesmo número de pólos e mesmo sentido de rotação que o do estator. A velocidade angular desse campo, em relação ao rotor é dada por:

$$\omega_2 = \frac{2\pi f_2}{p}$$

ou ainda:

$$N_{s2} = \frac{60f_2}{p} = \frac{60sf}{p} = s N_s$$

Como o rotor gira, em relação ao estator, com velocidade N_2 conclui-se que o campo girante do rotor gira, em relação ao estator, com a soma das velocidades do campo girante do rotor com a do rotor, isto é:

$$N_2 + N_{s2} = s N_s + N_2 = N_s - N_2 + N_2 = N_s$$

Conclui-se que os dois campos girantes mantêm suas posições recíprocas inalteradas. Salienta-se que, no que concerne a interação entre os campos do rotor e estator, o comportamento dos motores de indução é análogo ao dos transformadores.

7.3.8.4 Motor Operando em Vazio

Diz-se que um motor está girando “*em vazio*” quando não tem nenhuma carga mecânica aplicada ao seu eixo, externamente. Destaca-se que a expressão “externamente” é utilizada, pois que, todo o motor, ao girar, tem que vencer o conjugado resistente interno que se origina do atrito de seu eixo nos mancais e da resistência do ar ao movimento, “*perda de atrito e ventilação*”. Assim, o motor para girar em vazio necessita de conjugado motor muito pequeno permitindo, assim, que se assumam hipóteses, puramente teóricas, de que o conjugado resistente seja nulo e que o motor opere, em vazio, com a velocidade síncrona. Aplicando-se ao estator um sistema de tensões trifásicas simétricas, tal como nos transformadores, ter-se-á a circulação de uma corrente de magnetização, i_{01} , que será responsável pelo aparecimento do campo girante, que, induzirá nas bobinas do estator f.e.m. dada por:

$$E_1 = 4,44 f N_1 \phi_{Máx} K_e \quad (7.23)$$

Acerca do fator K_e , “fator de enrolamento”, destaca-se que o enrolamento do estator é constituído, por fase, por um conjunto de bobinas em série e a f.e.m. é dada pela soma das

tensões em cada bobina. Estando as bobinas defasadas no espaço a soma de seus valores eficazes não coincide com o valor eficaz da soma das senóides e o fator de enrolamento compensa tal diferença. Considerando-se o caráter elementar deste omitir-se-á, em tudo quanto se segue, o fator de enrolamento, que será considerado unitário.

Considerando-se a resistência ôhmica dos enrolamentos do estator e, considerando-se ainda, que parte do fluxo produzido se concatena somente com as cabeças das bobinas do estator e não se concatena com o rotor deve-se considerar uma dispersão de fluxo. Em outras palavras, em cada fase considerar-se-á que a tensão aplicada deve ser igual à soma da queda de tensão na impedância do estator com a f.e.m. Isto é:

$$\dot{V}_1 = (R_1 + jX_1) \dot{I}_{01} + \dot{E}_1 \quad (7.24)$$

em que:

- \dot{V}_1 - Fasor representativo da tensão de fase aplicada ao estator;
- R_1 - Resistência ôhmica do enrolamento por fase;
- X_1 - Reatância de dispersão do estator por fase.

Além disso, observa-se que o núcleo de ferro do estator está submetido a um campo magnético variável, logo, será sede de perdas de Foucault e de histerese, “perdas no ferro”. Assim a corrente I_{01} contará com duas componentes uma reativa de magnetização do núcleo e a outra, em quadratura que leva em conta as perdas no ferro. Na Figura. 7.22 apresenta-se o circuito equivalente para o motor operando em vazio.

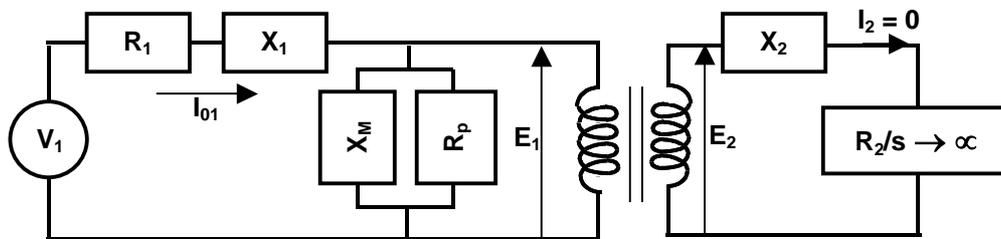


Figura 7.22 – Circuito equivalente do motor em vazio

7.3.8.5 Motor Operando em Carga

Aplicando-se carga ao motor ocorrerá, conforme já foi visto, uma diminuição de sua velocidade até que o conjugado motor iguale o resistente, isto é, haverá circulação de uma corrente I_2 no rotor que criará um campo girante que mantém sua posição inalterada em relação ao campo girante do estator. Nessas condições, como ocorria nos transformadores, surge no entreferro do motor um fluxo desmagnetizante que ocasiona a redução do fluxo $\phi_{M\acute{a}x}$. Da Equação. (7.23) observa-se que haverá uma redução em E_2 e, de conseqüência, para que a Equação. (7.24) seja satisfeita deverá surgir no estator uma

corrente adicional, I'_1 , que produza um fluxo que anule o fluxo desmagnetizante. A situação atual poderá ser visualizada no circuito equivalente do motor, Figura.7.23, no qual a relação entre as f.e.m. E_1 e E_2 é dada pela relação entre o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário.

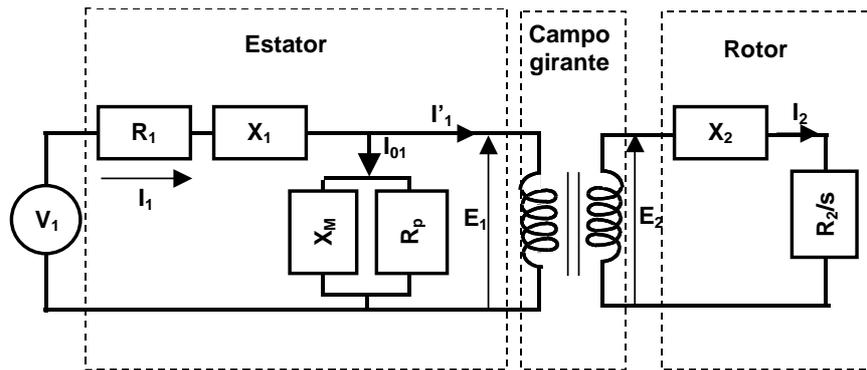


Figura. 7.23 – Circuito equivalente do motor em carga

Sendo N_1 e N_2 o número de espiras dos enrolamentos do estator e do rotor tem-se as relações a seguir:

$$\dot{E}_2 = \left(\frac{R_2}{s} + jX_2 \right) \dot{I}_2 \quad \text{e} \quad \dot{E}_1 = \frac{N_1}{N_2} \dot{E}_2 = \frac{N_1}{N_2} \left(\frac{R_2}{s} + jX_2 \right) \dot{I}_2 \quad \text{e} \quad \dot{I}_2 = \frac{N_1}{N_2} \dot{I}'_1$$

logo:

$$\dot{E}_1 = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \left(\frac{R_2}{s} + jX_2 \right) \dot{I}'_1 = \left(\frac{KR_2}{s} + jKX_2 \right) \dot{I}'_1 \tag{7.25}$$

A Equação. (7.25) permite a exclusão, no circuito equivalente do motor, do transformador ideal desde que se representem a reatância e a resistência do rotor por seus valores multiplicados pelo quadrado da relação de espiras, Figura. 7.24, onde $K = (N_1/N_2)^2$, $X'_2 = KX_2$ e $R'_2 = R_2$.

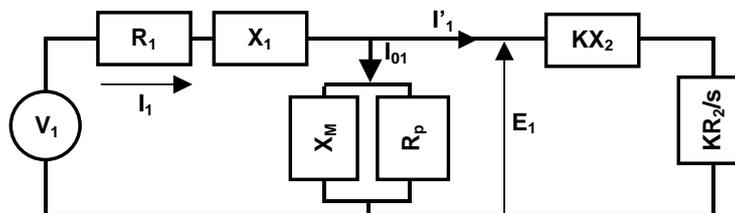


Figura. 7.24 – Circuito equivalente do motor em carga

Para se alcançar equações simplificadas despreza-se a dispersão de fluxo nas cabeças das bobinas, $X_1 = 0$, a resistência ôhmica do enrolamento do estator, $R_1 = 0$, e o ramo de magnetização, $I_{01} = 0$, resultando:

$$\dot{I}_1 = \frac{1}{K} \frac{\dot{V}_1}{\frac{R_2}{s} + jX_2} \quad \text{ou} \quad |\dot{I}_1| = \frac{1}{K} \frac{V_1}{\sqrt{\frac{R_2^2}{s^2} + X_2^2}} \quad (7.26)$$

Exemplo 7.3

Pede-se determinar a curva da corrente absorvida por um motor trifásico, com rotor bobinado, de dois pólos, em função de seu escorregamento. São dados:

- Ligação dos enrolamentos: estator em triângulo e rotor em estrela;
- Tensão de alimentação do motor: 220 V, 60 Hz;
- Relação de espiras do transformador ideal: $N_1 = 220$ e $N_2 = 160$;
- Impedância do rotor: $0,25 + j0,46 \Omega$;
- Ramo de perdas em vazio: $R_p = 131,5 \Omega$ e $X_m = 18,5 \Omega$;
- Impedância do rotor: $R_2 = 0,115 \Omega$ e $X_2 = 0,212 \Omega$

Solução Simplificada

Desprezando-se a dispersão de fluxo nas cabeças das bobinas, $X_1 = 0$, a resistência ôhmica do enrolamento do estator, $R_1 = 0$, e o ramo de magnetização, $I_{01} = 0$, a tensão no rotor é dada por:

$$E_1 = V_1 = 220 \text{ V} \quad \text{e} \quad E_2 = E_1 \frac{N_2}{N_1} = 220 \frac{160}{220} = 160 \text{ V}$$

A corrente do rotor, em função do escorregamento, é dada por:

$$I_2 = \frac{N_2}{N_1} \frac{E_1}{\sqrt{\frac{R_2^2}{s^2} + X_2^2}} = \frac{220}{\sqrt{\frac{0,115^2}{s^2} + 0,212^2}} \text{ A}$$

A corrente no estator é dada por:

$$I_1 = I_2 \frac{N_2}{N_1} \quad \text{ou} \quad I_1 = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \frac{E_1}{\sqrt{\frac{R_2^2}{s^2} + X_2^2}} = \frac{0,528926 \times 220}{\sqrt{\frac{0,115^2}{s^2} + 0,212^2}} = \frac{116,3636}{\sqrt{\frac{0,115^2}{s^2} + 0,212^2}} \text{ A}$$

Calculando-se o valor da corrente para s variável de 1 a 0, que corresponde a velocidade do rotor de 0 até 3600 rpm obtém-se a curva da Figura.7.25.

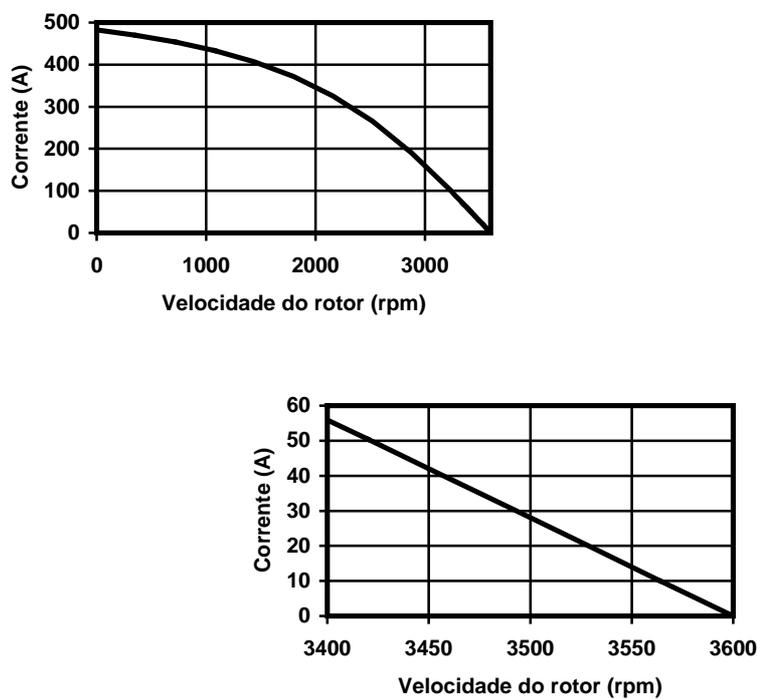


Figura. 7.25 – Corrente absorvida pelo motor

Deixa-se ao leitor determinar a curva da intensidade de corrente em função do escorregamento utilizando o modelo completo.

7.3.9 POTÊNCIA E RENDIMENTO

A partir do circuito equivalente da Figura. 7.23 observa-se que a potência ativa fornecida ao motor, por fase, é dada por $P_{\text{Tot}} = \Re(\dot{V}_1 \dot{I}_1^*) = V_1 I_1 \cos \varphi_1$, onde $\cos \varphi_1$ é

o fator de potência global do motor. Observa-se que, da potência total fornecida ao motor perde-se, no estator:

- Perda no cobre do estator: $I_1^2 R_1$, em W;

- Perda no ferro do estator: $\frac{E_1^2}{R_p}$, em W;

-

A diferença entre a potência total fornecida ao motor e as perdas no estator é transferida ao rotor, P_2 , isto é:

$$P_2 = V_1 I_1 \cos \varphi_1 - I_1^2 R_1 - \frac{E_1^2}{R_p}$$

Da potência fornecida ao rotor uma parte é consumida nas perdas do cobre do rotor, $R_2 I_2^2$, nas perdas de atrito e ventilação e o restante é transformado em energia mecânica.

Do circuito equivalente para o rotor observa-se que $P_2 = \frac{R_2}{s} I_2^2$, ou seja, a perda no cobre do rotor é dada por $sP_2 = R_2 I_2^2$, logo a potência elétrica transferida em mecânica é dada por:

$$P_{\text{Mec}} = P_2 - sP_2 = (1-s)P_2$$

Para a representação, no circuito equivalente do rotor, das perdas elétricas e da energia elétrica transformada em mecânica é usual proceder-se à transformação:

$$\frac{R_2}{s} = \frac{R_2 + sR_2 - sR_2}{s} = R_2 + \frac{(1-s)}{s} R_2$$

que está apresentada na Figura. 7.26.

Destaca-se a baixa velocidade angular do campo girante do rotor faz com que as perdas no ferro do rotor sejam desprezíveis.

O rendimento de um motor é dado por:

$$\eta_{\text{Motor}} = \frac{P'_{\text{Mec}}}{P_1} 100 = \frac{P_1 - P_{\text{Cu1}} - P_{\text{Fe1}} - P_{\text{Cu2}} - P_{\text{at+vent}}}{P_1} 100$$

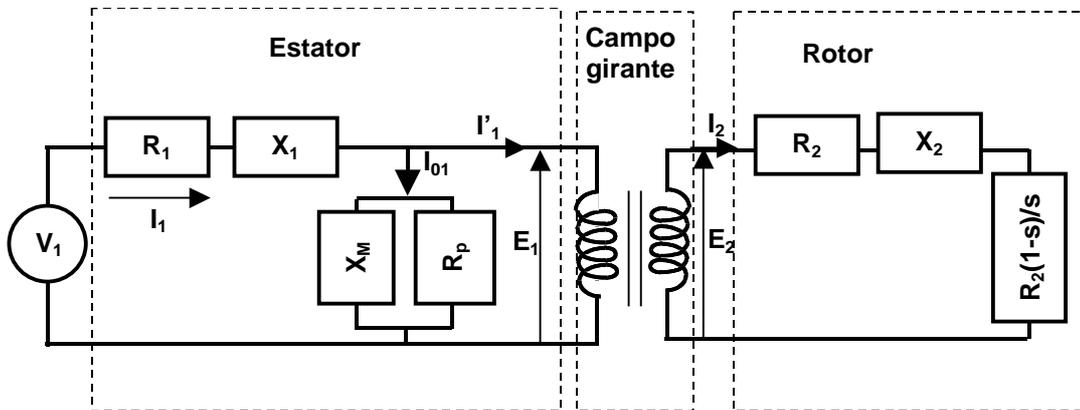


Figura 7.26 – Circuito equivalente do motor

Exemplo 7.4

Para um motor de indução, trifásico, com 6 pólos, conhece-se:

- A perda no ferro: 86 W;
- A perda por atrito e ventilação: 160 W;
- A resistência ôhmica do estator, por fase: 0,30 Ω .

Pede-se determinar a potência mecânica fornecida no eixo quando o motor está girando a 1.155 rpm e absorvendo da rede potência total de 4.200 W e corrente, por fase, de 13,5 A.

Solução:

A perda no cobre do estator, por fase, é dada por $P_{\text{CU1, fase}} = 13,5^2 \times 0,03 = 54,675 \text{ W}$, logo a perda no cobre do estator do motor é dada por $P_{\text{CU1}} = 3 P_{\text{CU1, fase}} = 3 \times 54,675 = 164,0 \text{ W}$.

A potência fornecida ao rotor é dada por:

$$P_2 = P_1 - P_{\text{CU1}} - P_{\text{Fel}} = 4.200 - 164 - 86 = 3.653 \text{ W}$$

A velocidade síncrona do motor $N_s = \frac{60 f}{p} = \frac{60 \times 60}{6} = 1200 \text{ rpm}$, logo seu escorregamento

é dado por $s = \frac{N_s - N_{\text{Motor}}}{N_s} = \frac{1200 - 1155}{1200} = 0,0375$.

A potência mecânica fornecida ao rotor é dada por:

$$P'_{\text{Mec}} = (1 - s) P_2 = (1 - 0,0375) 3.653 = 3516 \text{ W}$$

e a potência mecânica fornecida à carga é dada por $P_{\text{Mec}} = P'_{\text{Mec}} - P_{\text{At+vent}} = 3516 - 160 = 3.356 \text{ W}$, e o rendimento do motor vale:

$$\eta = \frac{3.356}{4.200} 100 = 79,90 \%$$

7.3.10 DADOS DE PLACA - VALORES NOMINAIS

Os motores de indução trifásicos são dimensionados para operarem segundo determinadas condições de alimentação e aplicação. As condições de alimentação dizem respeito à tensão e frequência do sistema trifásico que supre o motor e as condições de aplicação se referem à carga mecânica que o motor suporta.

Os parâmetros que caracterizam um motor são fixados nos “*Dados de Placa*”, que se apresentam impressos em uma placa solidária ao corpo do motor. Os dados de placa, ou “*valores nominais*”, são valores para os quais o motor foi dimensionado para operar, sem que haja prejuízo de sua vida útil. Isto não significa que o motor seja bloqueado de operar fora dos valores nominais, porém, quando isto acontece, ou se está forçando o motor a funcionar em uma situação de sobrecarga ou não se está utilizando toda a potencialidade do motor, em outras palavras: o motor estará sendo sobre utilizando ou sub utilizando.

No que se refere à alimentação, os dados de placa trazem:

- tensão nominal da fonte trifásica em função do tipo de ligação;
- frequência da fonte de alimentação (por ex.: 60 Hz);
- tipos de ligações que podem ser utilizadas. Em geral nos dados de placa há a indicação da tensão de alimentação que deve ser utilizada para cada tipo de ligação. Assim, para um motor que possa ser ligado em triângulo ou em estrela, a ligação triângulo deve ser utilizada na menor tensão, por exemplo 220 V, e a ligação estrela deve ser utilizada na maior tensão, por exemplo 380 V.

No que se refere à aplicação, os dados de placa trazem:

- potência nominal do motor (por ex.: 3 HP) que exprime a potência mecânica que o motor pode ceder em seu eixo sem que haja prejuízo de sua vida útil, desde esteja sendo alimentado conforme os parâmetros nominais;
- rotação nominal do motor (por ex.: 1720 rpm) que é a rotação que o motor apresenta quando operando em condição nominal;
- fator de potência nominal (por ex.: 0,85) que é o fator de potência que o motor apresenta, diante da rede de alimentação, quando operando em condição nominal;

- corrente nominal do motor (por ex.: 3 A) que é a corrente que o motor apresenta quando operando em condição nominal;
- rendimento nominal (por ex.: 92%) que é a relação entre a potência mecânica que o motor cede à carga e, a potência elétrica que absorve da rede, quando operando em condição nominal.

7.3.11 MÉTODOS DE PARTIDA

7.3.11.1 Considerações Gerais

A corrente absorvida da rede pelo motor de indução trifásico durante a partida é bastante elevada, podendo atingir até cerca de 10 vezes a corrente de funcionamento em regime alimentando sua carga nominal. Tal situação é indesejável, pois que, na partida ocorrerá uma solicitação muito grande da rede de suprimento do motor. Essas elevadas correntes de partida também provocam problemas no ajuste da proteção, pois o sistema de proteção deverá, de algum modo, “reconhecer” que a corrente de partida não é uma sobrecarga que deve provocar o desligamento do motor.

Daí decorre a necessidade de utilização de métodos de partida que limitem, durante a partida a corrente absorvida da rede. Analisando-se o circuito equivalente do motor apresentado anteriormente, Figura. 7.26, observa-se que, para diminuir a corrente absorvida da rede, é necessário aumentar a impedância equivalente ou diminuir a tensão de alimentação. Dentre os métodos, que resultam nesses efeitos, destaca-se:

- a) utilização de chave estrela-triângulo;
- b) redução de tensão através de compensadores;
- c) inserção de resistores de partida em motores com rotor bobinado.

7.3.11.2 Chave Estrela-Triângulo

Este é um dos métodos de partida de motores mais utilizados pela sua praticidade, custo e eficiência, podendo ser aplicado para cargas que não apresentem conjugado resistente de partida muito elevado, por exemplo, em ventiladores. Motores que acionam compressores de ar, por exemplo, cujo conjugado resistente é praticamente independente da velocidade, não podem ser partidos por este método.

Neste método liga-se o motor, durante a partida, em estrela e quando sua velocidade alcançou valor suficientemente alto, usualmente 60 % da velocidade de regime, comuta-se a ligação para triângulo, passando o motor a operar com sua tensão nominal. Como é fácil observar a tensão aplicada ao motor durante a partida é reduzida a $\sqrt{3}$ do valor nominal de operação, e, conseqüentemente, o conjugado de partida, conforme Equação. (7.16), fica reduzido a 1/3 daquele que se dispõe para operação com tensão nominal. Para

a utilização deste método, evidentemente, é indispensável que o motor conte com seis terminais externos.

Por outro lado, lembrando que no instante da partida $s = 1$ logo o motor pode ser representado por uma impedância constante Z . Assim, na ligação estrela a corrente do motor é dada por: $I_{\text{Linha},Y} = \frac{V_{\text{Linha}}}{\sqrt{3} Z}$. Já no caso da ligação triângulo resulta

$I_{\text{Linha},\Delta} = \sqrt{3} \frac{V_{\text{Linha}}}{Z}$, logo a relação entre as correntes de linha para as ligações estrela e triângulo será 3.

7.3.11.3 Redução de Tensão através de Compensadores

Este método de partida de motores consiste na utilização de autotransformadores que permitem abaixar a tensão de alimentação a, por exemplo, 80% ou 50% da tensão nominal. Note-se que esse método de partida pode ser aplicado a qualquer tipo de motor, uma vez que atua externamente na tensão de alimentação.

7.3.11.4 Motores com Rotor Bobinado

Partem-se os motores com rotor bobinado através da inserção, no rotor, de resistências externas. Tais resistências reduzem a impedância total do motor, isto é, à resistência ôhmica do rotor acresce-se o valor das resistências externas, e, nessas condições reduz-se a corrente de partida. É usual partir-se o motor com seu conjugado nominal, isto é, o valor das resistências externas é ajustado de modo que o conjugado motor seja igual ao correspondente à plena carga.

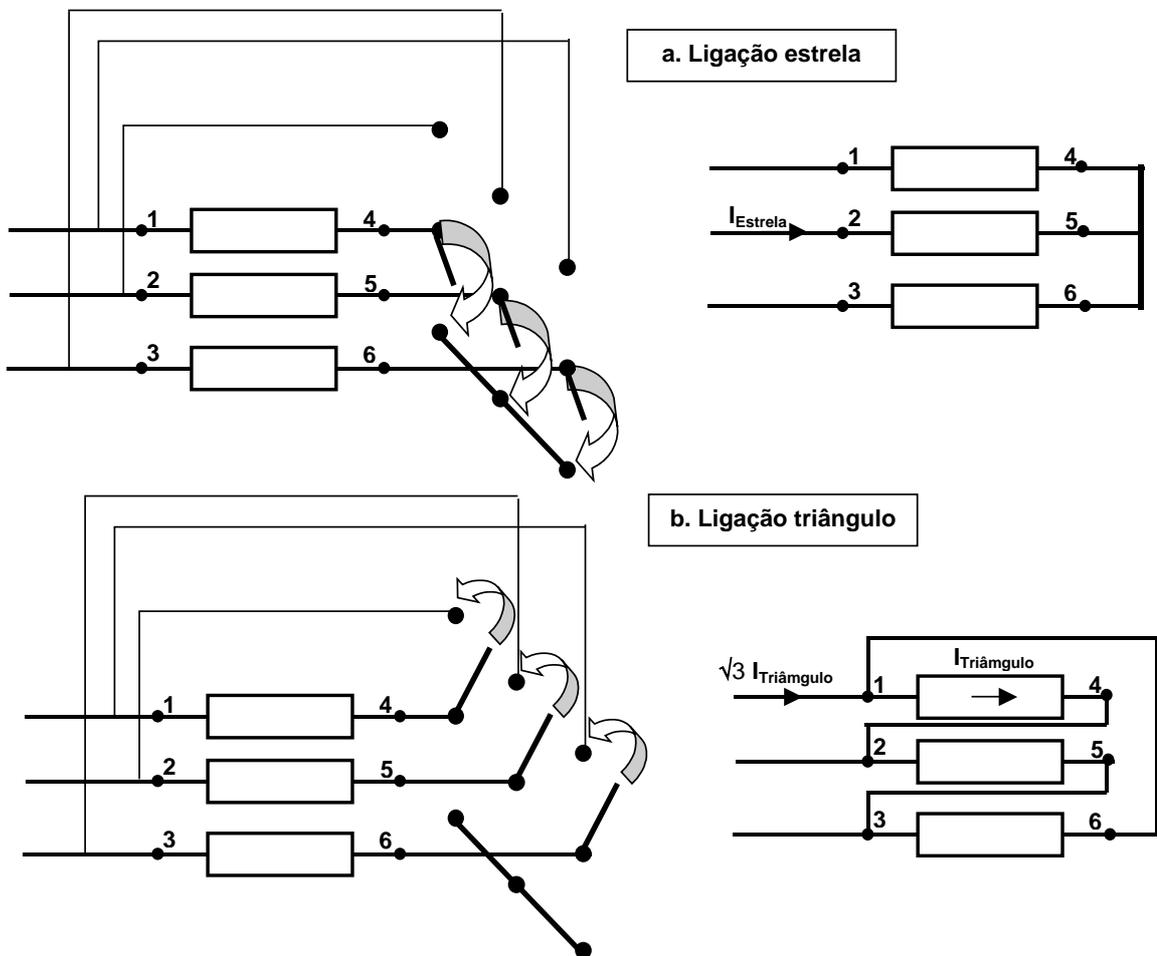


Figura 7.27 - Ligação da Chave Estrela-Triângulo

A forma de se aplicar este método de partida é conectar uma caixa de resistências variáveis, ligadas em estrela, aos 3 terminais acessíveis do rotor, de modo que, inicialmente se introduz uma resistência com alto valor e, à medida que o motor vai acelerando diminui-se o valor da resistência, por exemplo, à metade e, posteriormente, quando o escorregamento alcançar um valor suficientemente baixo, leva-se o valor da resistência a zero, isto é curto circuitam-se os terminais acessíveis do rotor, que permanece em curto circuito durante a operação em regime permanente.

7.4 MOTORES MONOFÁSICOS

7.4.1 CAMPO EXISTENTE NO INTERIOR DO MOTOR

Dispondo-se de um conjunto de “ n ” bobinas, com N_r espiras, dispostas ocupando no espaço posições quaisquer, porém, com seus eixos num mesmo plano e impondo-lhes a corrente:

$$i = I_{\text{máx}} \text{ sen } \omega t$$

As bobinas serão sede de uma força magneto motriz de valor instantâneo:

$$f_r(t) = N_r I_{\text{Máx}} \text{ sen } \omega t \quad (r = 1, 2, \dots, n)$$

Cada bobina criará um campo magnético identificado por seu vetor de densidade de indução, que tem a direção do eixo da bobina e seu módulo, b_r , variará com a lei:

$$b_r(t) = B_{\text{Máx},r} \text{ sen } \omega t = KN_r I \text{ sen } \omega t \quad (r = 1, 2, \dots, n)$$

Evidentemente, o campo resultante da composição dos campos produzidos pelas bobinas terá módulo variável senoidalmente no tempo e direção definida pela soma dos vetores representativos dos campos. A título de exemplo, seja o caso de duas bobinas, Figura. 7.28, percorridas pela mesma corrente, i . Nota-se que o vetor da densidade de indução resultante tem a direção da diagonal entre os vetores das densidades de indução das duas bobinas.

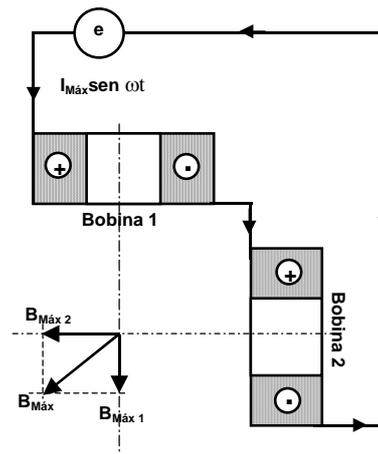


Figura 7.28 – Campo produzido por duas bobinas com mesma corrente

Um campo magnético que apresenta densidade de indução variável, no tempo, senoidalmente, $b(t) = B_{Máx} \text{sen } \omega t$, pode ser decomposto em dois campos girantes, representados pela densidade de indução \vec{B}_1 e \vec{B}_2 , cujas densidades de indução são $B_{Máx} / 2$ e que giram com velocidades angulares ω e $\omega' = -\omega$. De fato, sendo \vec{i} e \vec{j} dois versores ortogonais, Figura. 7.29, os dois campos girantes podem ser expressos por:

$$\vec{B}_1 = \frac{1}{2} B_{Máx} (\cos \omega t \vec{i} + \text{sen } \omega t \vec{j})$$

$$\vec{B}_2 = \frac{1}{2} B_{Máx} (\cos \omega' t \vec{i} + \text{sen } \omega' t \vec{j}) = \frac{1}{2} B_{Máx} (\cos \omega t \vec{i} - \text{sen } \omega t \vec{j})$$

Portanto o campo resultante terá densidade de indução dada por:

$$\vec{b} = \vec{B}_1 + \vec{B}_2 = B_{Máx} \cos \omega t$$

Na Figura. 7.30 apresenta-se o conjugado produzido por cada um dos campos girantes e o resultante que atua no rotor do motor monofásico. Observa-se que no instante da partida os dois campos girantes produzem conjugados de mesmo valor, porém, de sinais contrários, ou seja, o conjugado de partida é nulo.

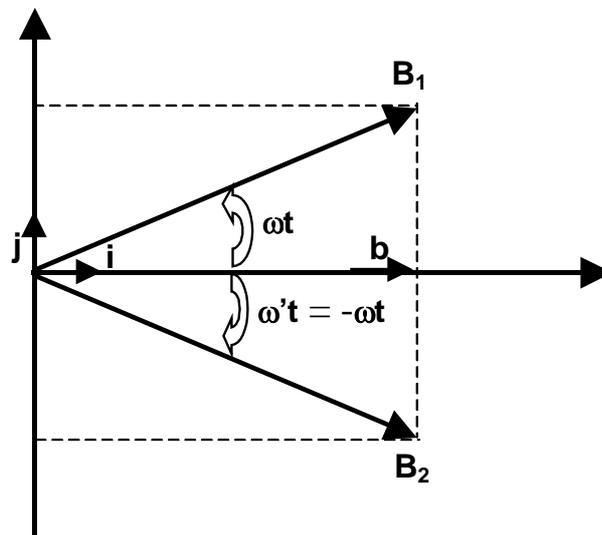


Figura 7.29 – Decomposição de campo senoidal e campos girantes

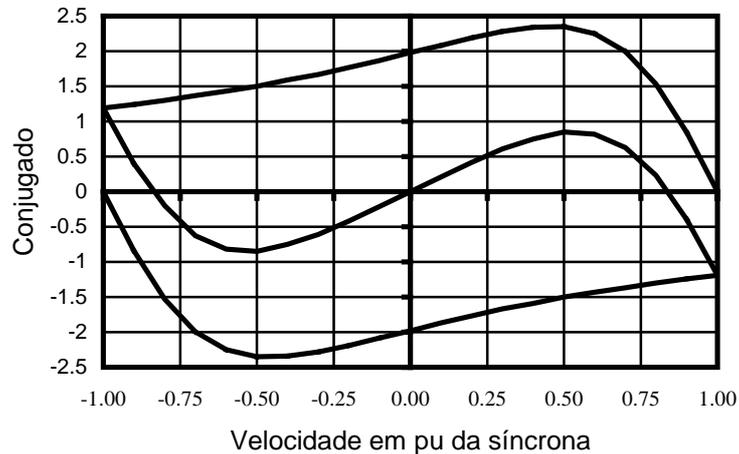


Figura 7.30 – Conjugado dos campos girante e do motor

7.4.2 DISPOSITIVOS DE PARTIDA PARA MOTORES MONOFÁSICOS

7.4.2.1 Considerações Gerais

O método usual para a produção de conjugado de partida nos motores monofásicos de indução é o de se utilizar uma bobina auxiliar que é percorrida por corrente defasada de cerca de 90° em relação à que percorre a bobina principal. Isto é, cria-se artificialmente um sistema difásico que permite a criação de um campo girante. Os tipos principais de motores que se valem desse recurso são os motores “*split phase*” ou “fase partida” e os motores a condensador. Há ainda outros tipos de motores monofásicos que se valem de outros artifícios: universal e “shaded” pólos.

7.4.2.2 Motor a Condensador

Construtivamente são idênticos aos motores trifásicos com rotor em gaiola. O estator é constituído por dois tipos de enrolamentos: enrolamento principal, que é o responsável pelo acionamento quando motor está em funcionamento, e o enrolamento auxiliar que atua somente na partida, sendo desligado, por chave centrífuga, quando o motor atinge uma determinada velocidade. O enrolamento auxiliar é ligado em série com um capacitor de modo a se alcançar entre as correntes dos dois enrolamentos uma defasagem da ordem de 90° , Figura.7.31. O capacitor é dimensionado de modo que a rotação de fase entre as correntes principal e auxilia seja de aproximadamente 90° . Devido à alta capacidade exigida utiliza-se, preferencialmente, capacitor eletrolítico, que em relação ao capacitor a

óleo apresenta volume muito menor. Entretanto, os capacitores eletrolíticos têm a desvantagem de não poderem permanecer por muito tempo ligados em tensão alternada, isto é, ocorrendo algum defeito com a chave centrífuga é muito provável que o capacitor venha a apresentar defeito.

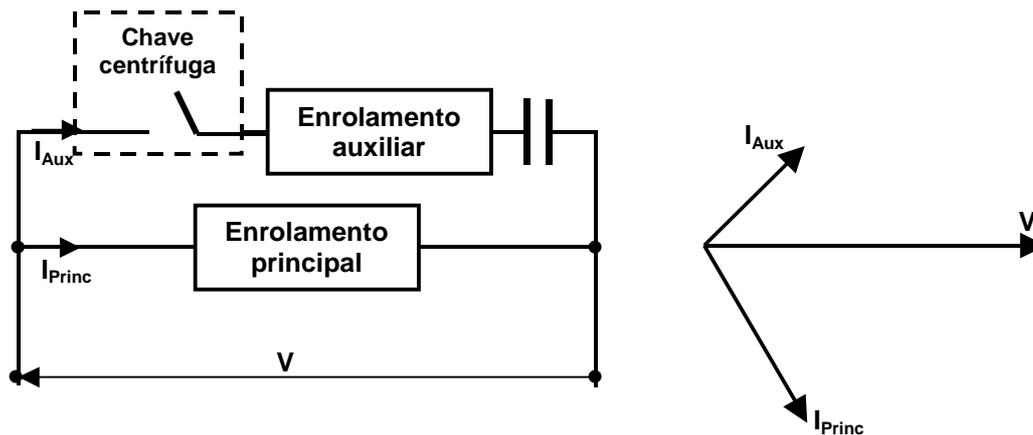


Figura 7.31 – Motor a condensador

7.4.2.3 Motor com Fase Partida “split phase”

Nestes motores o enrolamento auxiliar é construído com condutores de seção reta muito menor que a do enrolamento principal, usualmente a metade, de modo que, em sua impedância predomine a resistência. Nestas condições as correntes dos dois enrolamentos estarão praticamente em quadratura e, assim, produzem no entreferro, durante a partida, um campo girante que fornece o conjugado necessário.

7.4.2.4 Motor com Bobina de Arraste “Shaded Pole”

Nestes motores o conjugado de partida é obtido colocando-se na expansão polar uma espira em curto circuito a qual produz uma distorção de fluxo fazendo que o motor tenha comportamento análogo ao de um motor difásico.

Construtivamente o rotor é idêntico ao do tipo em gaiola, enquanto que, o estator tem o aspecto apresentado na Figura. 7.32.

7.4.2.5 Outros Tipos de Motores

Destacam-se ainda os motores monofásicos do tipo série e os de indução repulsão cujo detalhamento foge ao escopo deste livro.

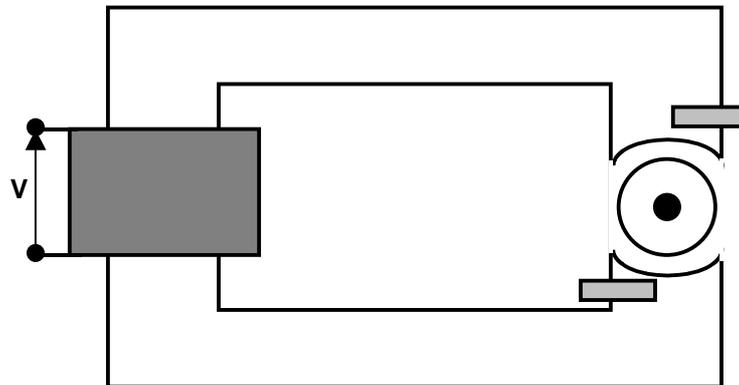


Figura 7.32 – Motor com bobina de arraste

7.4.3 CAMPOS DE APLICAÇÃO

Os motores dos tipos a condensador e a fase partida apresentam conjugado de partida relativamente baixo, portanto, têm seu campo de aplicação naquelas cargas que partem em vazio, por exemplo: motores de bombas centrífugas, politrizes, máquinas operatrizes como serra de madeira a disco.

Os do tipo universal, ou motor série, são os mais difundidos para potências de até 0,5 HP. Caracterizam-se pela velocidade muito elevada, que permite, através de redutor de velocidade, a obtenção de conjugados elevados. Aplicam-se na maioria dos eletrodomésticos: bateadeiras, liquidificadores, enceradeiras, aspiradores de pó, máquinas de costura, etc.

Finalmente, os do tipo de repulsão e de indução-repulsão caracterizam-se pelo seu elevado conjugado.