



# Máquinas Elétricas II

Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas  
Dr. Rodolfo Castanho Fernandes

Ilha Solteira - SP  
3ª Edição - 2016

## SUMÁRIO

<b>CAPÍTULO I</b> .....	3
<b>INTRODUÇÃO ÀS MÁQUINAS ELÉTRICAS</b> .....	3
<b>AULA 1</b> .....	3
1 – Definições das Máquinas Elétricas .....	3
2 – Principais Tipos de Máquinas Elétricas .....	4
3 – Aspectos Construtivos .....	5
4 – Conceitos Básicos .....	5
5 – Análise Gráfica do Campo Girante .....	6
<b>AULA 2</b> .....	11
6 – Noções sobre Construção dos Enrolamentos do Estator .....	11
<b>AULA 3</b> .....	18
7 – Análise Harmônica do Campo Girante .....	18
<b>CAPÍTULO II</b> .....	24
<b>MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO</b> .....	24
1 – Descrição Física .....	24
<b>AULA 4</b> .....	28
2 – Princípio de Operação .....	28
3 – Circuito Equivalente do MIT .....	31
4 – Testes do MIT .....	33
<b>AULA 5</b> .....	37
5 – Análise do Circuito Equivalente .....	37
Lista de Exercícios 1 .....	40
<b>AULA 6</b> .....	41
6 – Efeito da Resistência do Rotor no Torque e na Corrente .....	41
Lista de Exercícios 2 .....	44
<b>AULA 7</b> .....	45
7 – Curvas Normalizadas .....	45
8 – Informações Relevantes sobre Motores de Indução .....	47
<b>AULA 8</b> .....	50
9 – Métodos de Partida do MIT .....	50
10 – Métodos de Controle de Velocidade do MIT .....	54
<b>AULA 9</b> .....	58
11 – Especificações do MIT .....	58
Lista de Exercícios 3 .....	68
<b>CAPÍTULO III</b> .....	69
<b>MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO</b> .....	69
<b>AULA 10</b> .....	69
1 – Introdução .....	69
2 – Métodos de Partida do MIM .....	70
<b>AULA 11</b> .....	75
3 – Circuito Equivalente do MIM .....	75
4 – Análise do Circuito Equivalente do MIM .....	76
<b>AULA 12</b> .....	78
Lista de Exercícios 4 .....	78
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	79

# CAPÍTULO I

## INTRODUÇÃO ÀS MÁQUINAS ELÉTRICAS

### AULA 1

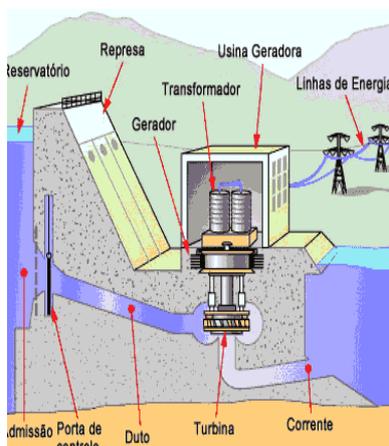
#### 1 – Definições das Máquinas Elétricas

Máquinas elétricas são dispositivos que fazem conversão eletromecânica de energia. O equipamento que converte energia elétrica (relacionada com tensão e corrente) em energia mecânica (torque, rotação) é denominado *MOTOR ELÉTRICO*. Ao contrário, a máquina que converte energia mecânica em energia elétrica é chamada de *GERADOR ELÉTRICO*. As máquinas elétricas são reversíveis, isto é, podem operar como motor ou gerador, como ilustra a Figura 1.1.



Fig. 1.1 – Conversão eletromecânica de energia.

Um gerador elétrico deve estar mecanicamente acoplado a uma máquina motriz (ou máquina primária), capaz de fornecer energia mecânica, para movimentar a parte móvel do gerador. Exemplos de máquinas motrizes são: turbinas hidráulicas, turbinas à vapor, motor à combustão, motor elétrico, turbina eólica, etc. A Figura 1.2 ilustra alguns exemplos de máquinas motrizes.



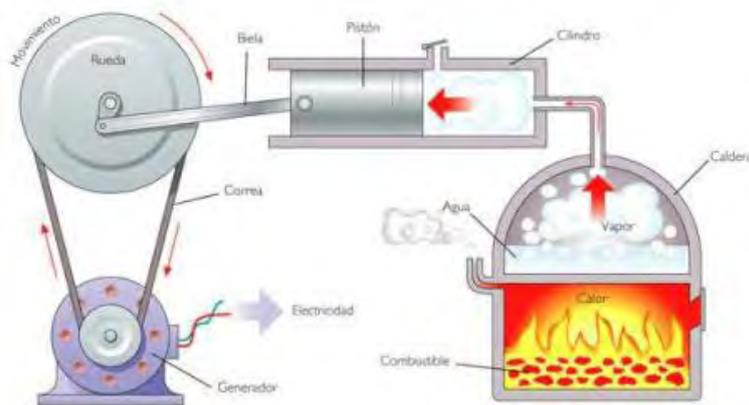
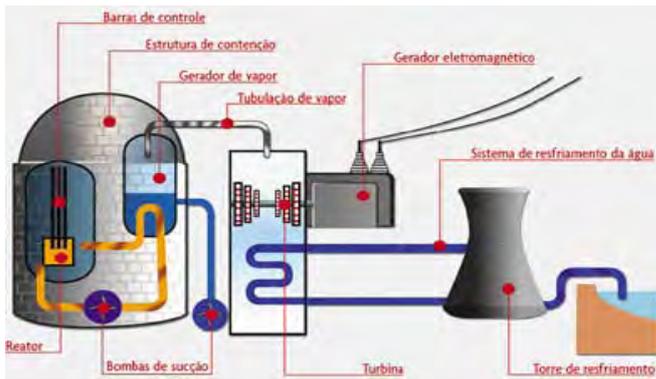


Fig. 1.2 - Exemplos de máquinas motrizes.

## 2 – Principais Tipos de Máquinas Elétricas

**Máquina Síncrona:** Não possui torque de partida, portanto é usada normalmente como gerador. Apresenta velocidade constante, para frequência constante. O sistema de excitação, geralmente montado no rotor, requer alimentação em corrente contínua. Pode ser usada para corrigir fator de potência no sistema elétrico quando opera na região de sobre-excitação. É um equipamento de alto custo e sujeito a manutenção periódica.

**Máquina de Corrente Contínua:** Possibilita grande variação de velocidade, com comando muito simples. Também requer fonte de corrente contínua para alimentação do circuito de excitação, que geralmente é montado no estator. Utiliza escovas e comutador, resultando em altos custos construtivos e com manutenção. Opera muito bem como gerador ou como motor.

**Máquina de Indução:** Opera normalmente como motor e pode ser trifásica ou monofásica (bifásica). Possui torque de partida, que no caso monofásico é obtido por artifícios especiais. Dispensa fonte CC, sendo robusta, versátil e de baixo custo. É encontrada tanto em grandes potências quanto para potências fracionárias. Como não utiliza escovas, requer pouca manutenção.

### 3 – Aspectos Construtivos

- Do ponto de vista físico a máquina elétrica é dividida em três partes:

**Rotor** – é a parte girante da máquina e constituída basicamente por um eixo, por um circuito magnético e por um ou mais enrolamentos. É comum possuir também um ventilador para bombear para fora o calor gerado internamente;

**Estató** – é a parte estática da máquina, composta de um circuito magnético e um ou mais enrolamentos;

**Carcaca** – serve como suporte para o rotor e o estató. Nas máquinas CC a carcaça faz parte do circuito magnético do estató.

- Do ponto de vista eletromagnético a máquina elétrica é dividida em duas partes:

**Indutor ou Campo** – responsável pela magnetização do circuito magnético da máquina;

**Induzido ou Armadura** – é o local onde ocorre a conversão eletromecânica de energia.

### 4 – Conceitos Básicos

**Pólo Magnético** – É a região do entreferro na qual o fluxo magnético tem um determinado sentido. As linhas de campo “deixam” um pólo norte e “entram” no pólo sul, como mostrado na Figura 1.3. Assim, a um pólo norte do estató corresponde um pólo sul do rotor. O número de pólos de qualquer máquina é necessariamente par, já que as linhas de campo magnético são fechadas.

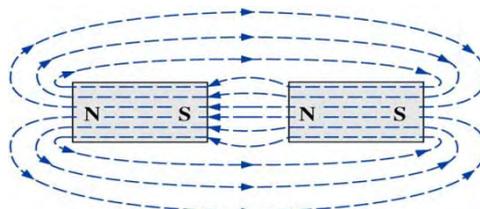


Fig. 1.3 – Pólos magnéticos.

**Graus Elétricos e Graus Mecânicos** – Por definição, um par de pólos corresponde a 360° elétricos ou  $2\pi$  radianos elétricos. A Figura 1.4 representa esta definição.

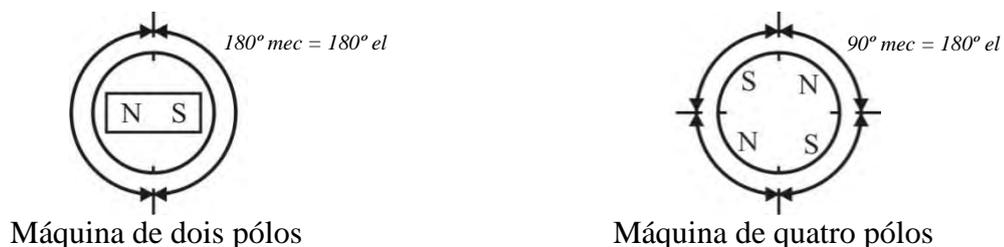


Fig. 1.4 – Graus elétricos e graus mecânicos.

Assim,

$$(1)^{\circ} \text{mecânico} = (P/2)^{\circ} \text{elétrico}$$

## 5 – Análise Gráfica do Campo Girante

### Sistema Bifásico

Seja o sistema mostrado na Figura 1.5, onde se tem duas bobinas defasadas de 90°el no espaço e percorridas por correntes defasadas 90°el no tempo.

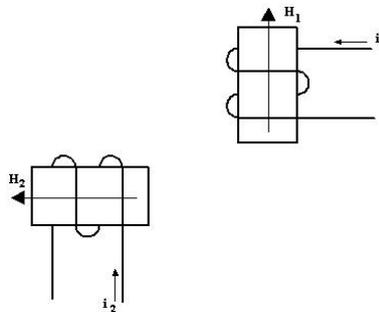


Fig. 1.5 – Sistema bifásico.

Recordando a Lei Circuital de Ampère:

$$\oint_{\ell} \vec{H} \cdot d\vec{\ell} = \sum I(\ell)$$

$$H \cdot \ell = N \cdot i \Rightarrow H = k \cdot i$$

Para o caso em questão:

$$i_1 = I \cdot \text{sen}(\omega t)$$

$$i_2 = I \cdot \text{sen}(\omega t - 90^\circ)$$

Pode-se escrever:

$$H_1 = H \cdot \text{sen}(\omega t)$$

$$H_2 = H \cdot \text{sen}(\omega t - 90^\circ)$$

Tanto as correntes como as intensidades de campo magnético, que são proporcionais, podem ser representadas pela Figura 1.6, em função do tempo.

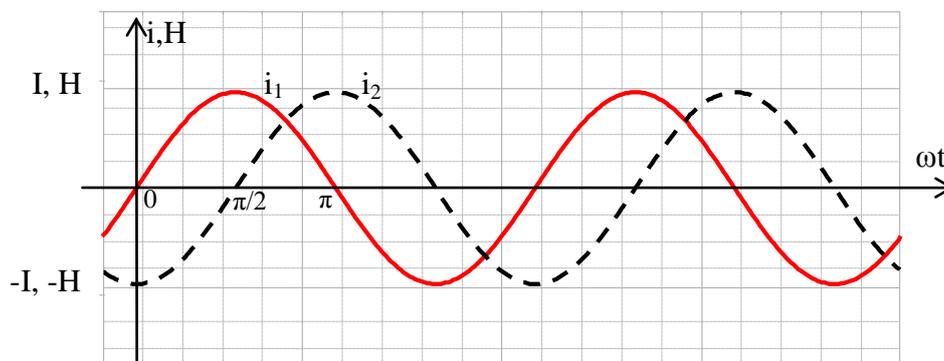


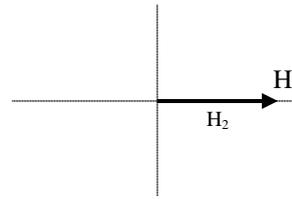
Fig. 1.6 – Sistema bifásico – representação no tempo.

A verificação gráfica (fasorial) do campo girante pode ser feita considerando-se alguns instantes, durante um período da rede.

$\omega t = 0$

$$i_1 = 0 \rightarrow H_1 = 0$$

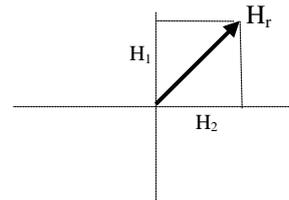
$$i_2 = -I \rightarrow H_2 = -H$$



$\omega t = \pi/4 (45^\circ)$

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I \rightarrow H_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot H$$

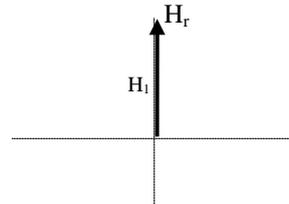
$$i_2 = -\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I \rightarrow H_2 = -\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot H$$



$\omega t = \pi/2 (90^\circ)$

$$i_1 = I \rightarrow H_1 = H_r$$

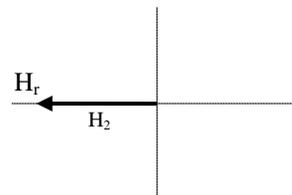
$$i_2 = 0 \rightarrow H_2 = 0$$



$\omega t = \pi (180^\circ)$

$$i_1 = 0 \rightarrow H_1 = 0$$

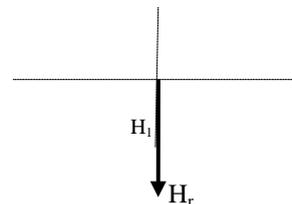
$$i_2 = I \rightarrow H_2 = H_r$$



$\omega t = 3\pi/2 (270^\circ)$

$$i_1 = -I \rightarrow H_1 = -H_r$$

$$i_2 = 0 \rightarrow H_2 = 0$$



Portanto, o campo resultante possui módulo constante e igual a  $H_r$  e gira com velocidade  $\omega$ , denominada velocidade síncrona. Neste caso, o giro é no sentido anti-horário.

**Exercício:**

Mostre que, invertendo-se o sentido de uma das correntes, por exemplo  $i_2 = I \cdot \text{sen}(\omega t + 90^\circ)$ , inverte-se o sentido do campo girante.

## Sistema Trifásico

Para o sistema trifásico mostrado na Figura 1.7, consideram-se três bobinas defasadas de  $120^\circ$ el no espaço e conduzindo correntes defasadas  $120^\circ$ el no tempo. Assumindo seqüência positiva, tem-se:

$$i_a = I \cdot \text{sen}(\omega t)$$

$$i_b = I \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ)$$

$$i_c = I \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ)$$

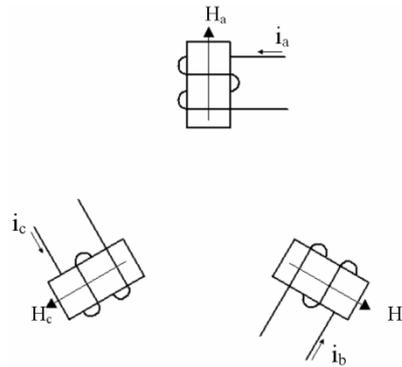


Fig. 1.7 – Sistema trifásico.

Pode-se escrever:

$$H_a = H \cdot \text{sen}(\omega t)$$

$$H_b = H \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ)$$

$$H_c = H \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ)$$

Tanto as correntes como as intensidades de campo magnético, que são proporcionais, podem ser representadas pela Figura 1.8, em função do tempo.

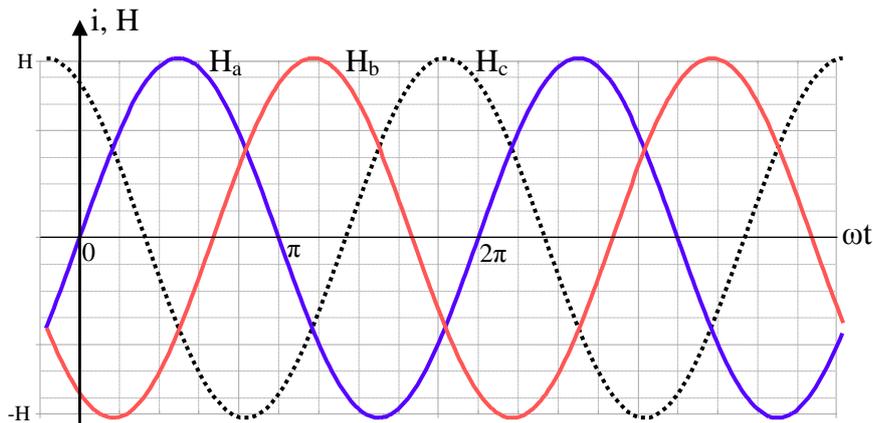
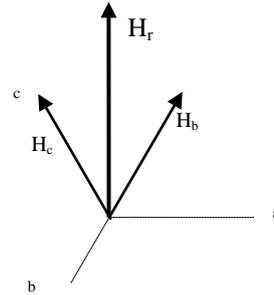


Fig. 1.8 – Sistema trifásico – representação no tempo.

A verificação gráfica do campo girante pode ser feita considerando-se alguns instantes, durante um período da rede.

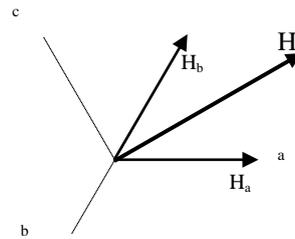
**$\omega t = 0$**

$$\begin{aligned}i_a &= 0 \rightarrow H_a = 0 \\i_b &= -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I \rightarrow H_b = -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot H \\i_c &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I \rightarrow H_c = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot H\end{aligned}$$



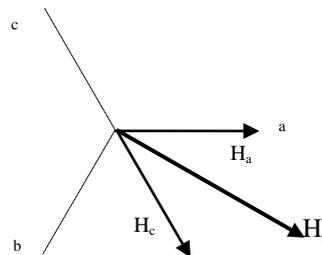
**$\omega t = \pi/3 (60^\circ)$**

$$\begin{aligned}i_a &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I \rightarrow H_a = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot H \\i_b &= -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I \rightarrow H_b = -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot H \\i_c &= 0 \rightarrow H_c = 0\end{aligned}$$



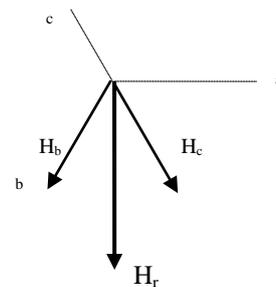
**$\omega t = 2\pi/3 (120^\circ)$**

$$\begin{aligned}i_a &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I \rightarrow H_a = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot H \\i_b &= 0 \rightarrow H_b = 0 \\i_c &= -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I \rightarrow H_c = -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot H\end{aligned}$$



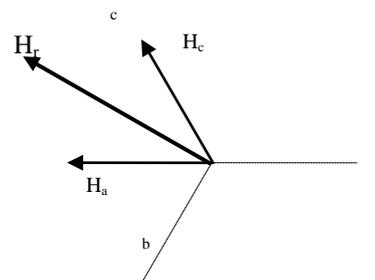
**$\omega t = \pi (180^\circ)$**

$$\begin{aligned}i_a &= 0 \rightarrow H_a = 0 \\i_b &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I \rightarrow H_b = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot H \\i_c &= -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I \rightarrow H_c = -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot H\end{aligned}$$



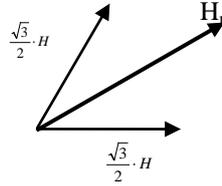
**$\omega t = 5\pi/3 (300^\circ)$**

$$\begin{aligned}i_a &= -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I \rightarrow H_a = -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot H \\i_b &= 0 \rightarrow H_b = 0 \\i_c &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I \rightarrow H_c = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot H\end{aligned}$$



Observa-se que o campo resultante possui módulo constante e gira com velocidade angular  $\omega_s$ . Neste caso, o campo gira em sentido horário.

O módulo de  $H_r$  pode ser calculado aplicando-se a lei dos cossenos em qualquer um dos diagramas fasoriais anteriores.



Sendo  $H$  o valor máximo do campo em cada fase, tem-se:

$$H_r^2 = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot H\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot H\right)^2 + 2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot H \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot H \cdot \cos 60^\circ$$

$$H_r^2 = \frac{6}{4} \cdot H^2 + \frac{6}{4} \cdot H^2 \cdot \frac{1}{2}$$

$$H_r = \frac{3}{2} \cdot H$$

O campo resultante completa 360°el a cada período da corrente. Assim, para uma máquina de dois pólos (onde um grau elétrico é equivalente a um grau mecânico) o campo resultante dá uma volta a cada período. Para uma máquina de  $p$  pólos, o campo resultante dá uma volta completa (360°mec) a cada  $p/2$  ciclos da corrente da rede.

A velocidade do campo girante (velocidade síncrona) pode ser expressa como:

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f \quad [\text{rad el} / \text{s}]$$

Em termos mecânicos,

$$\omega_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p/2} \quad [\text{rad mec} / \text{s}]$$

Ou ainda,

$$\omega_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p/2} \cdot \left(\frac{60s}{1 \text{ min}} \cdot \frac{1 \text{ rot}}{2 \cdot \pi \text{ rad}}\right) \cdot \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Finalmente,

$$\omega_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad \text{rpm}$$

### Exercícios:

- 1) Prove que, se a seqüência de fase da rede de alimentação for invertida, inverte-se o sentido de giro do campo girante.
- 2) Mostre que se o estator de uma máquina trifásica conectado em Y for alimentado por um sistema bifásico de correntes a três fios (defasadas de 90°el) há a produção de campo girante. A amplitude resultante é constante? Considere o ponto médio do sistema bifásico conectado ao centro estrela da máquina.

## AULA 2

### 6 – Noções sobre Construção dos Enrolamentos do Estator

#### Camada Única:

É o enrolamento em que cada ranhura é totalmente ocupada por um único lado de bobina.

Os tipos mais comuns são:

- Enrolamento imbricado distribuído de passo pleno ou passo polar;
- Enrolamento imbricado distribuído de passo fracionário ou passo encurtado;
- Enrolamento concêntrico.

#### Camada Dupla:

É o tipo de enrolamento mais comumente encontrado nas máquinas trifásicas. Sua diferença construtiva em relação ao enrolamento de camada única está no fato de que, cada ranhura, é ocupada por dois lados de bobinas.

São dois os principais tipos de enrolamentos de camada dupla:

- Enrolamento imbricado distribuído com passo pleno ( $\tau_p = 180^\circ \text{el}$ )
- Enrolamento imbricado distribuído com passo fracionário ou encurtado ( $\tau_e < 180^\circ \text{el}$ )

O passo fracionário, que é mais usado, melhora as características elétricas da máquina.

Camada única: Para facilitar o projeto do enrolamento, algumas definições são necessárias:

- Passo Polar ( $\tau_p = 180^\circ$  elétricos):

$$\tau_p = \frac{N_r}{P} = \frac{\text{Número de ranhuras do estator}}{\text{Número de polos}}$$

- Ranhuras por pólo e por fase ( $q$ ):

$$q = \frac{N_r}{P \cdot m} \quad \text{onde "m" é o número de fases}$$

- Número total de grupos de bobinas para todas as fases ( $k$ ):

$$k = m \cdot \frac{P}{2} \quad (\text{para a máquina trifásica, } k = 3 \times \text{número de pares de pólos})$$

### Exemplo 1:

Realize a representação dos enrolamentos de uma máquina trifásica de 2 pólos. Considere um enrolamento imbricado de  $N_r = 12$  ranhuras.

$$\tau_p = \frac{N_r}{P} = \frac{12}{2} = 6 \text{ ranhuras para um passo polar (180°el.)}$$

O passo polar também pode ser expresso como:  $\tau_p = 1:7$  (entra na ranhura 1 e volta na 7)

$$q = \frac{N_r}{P \cdot m} = \frac{12}{2 \cdot 3} = 2 \text{ ranhuras / pólo / fase}$$

$$k = m \cdot \frac{P}{2} = 3 \cdot \frac{2}{2} = 3 \text{ grupos de bobinas (total do estator)}$$

- Cálculo do ângulo entre ranhuras:

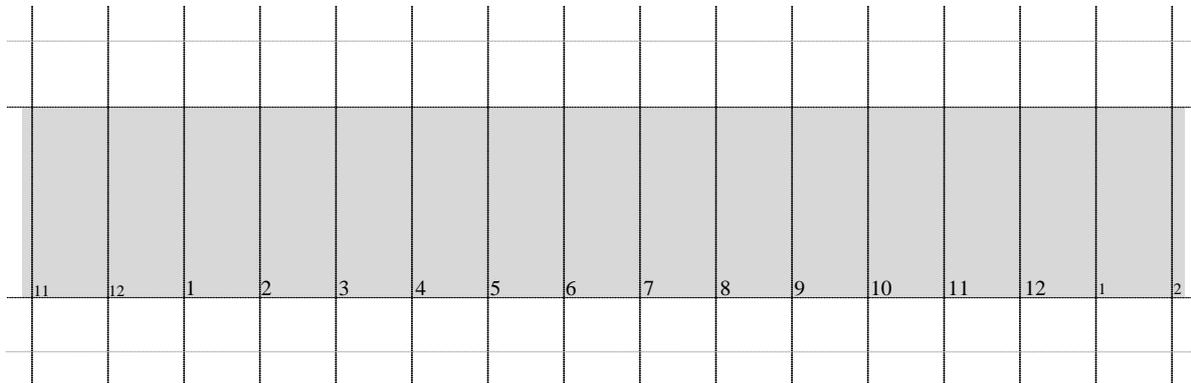
$$\begin{aligned} 6 \text{ ranhuras} &= 180^\circ\text{el} \\ 1 \text{ ranhura} &= ? \end{aligned}$$

$$1 \text{ ranhura} = 30^\circ\text{el}$$

- Cálculo da defasagem angular entre as fases, dada em número de ranhuras:

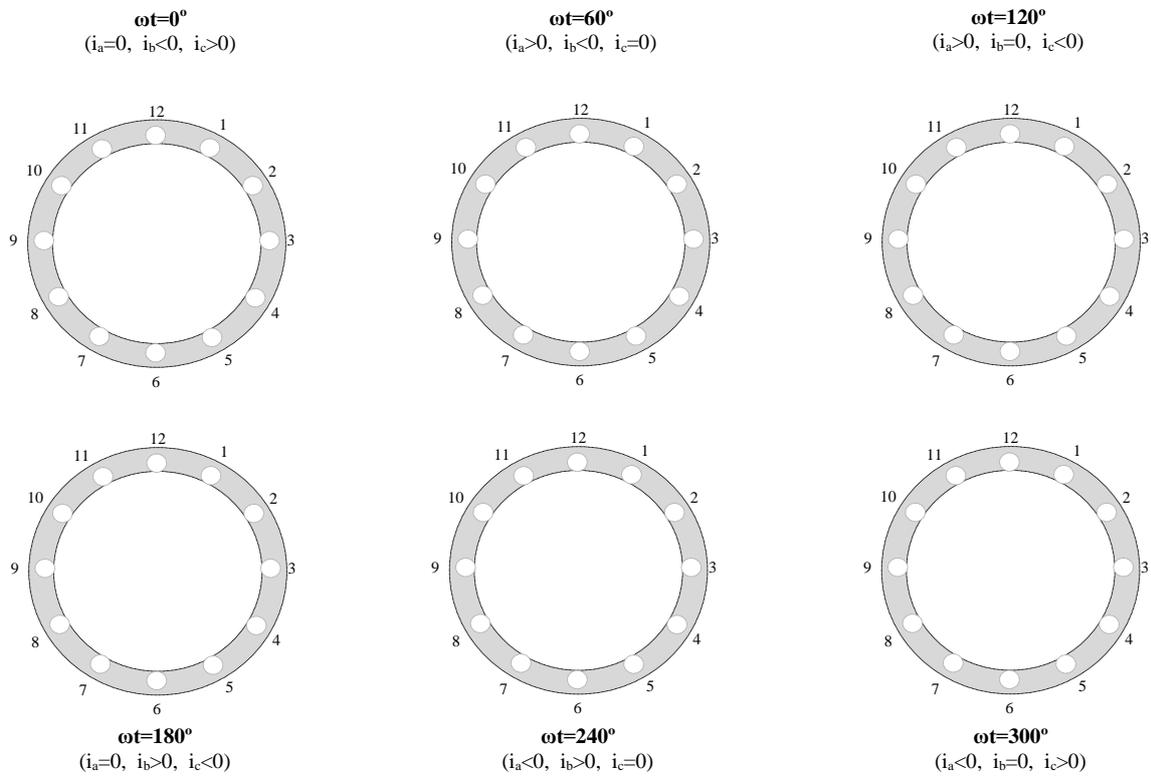
$$\begin{aligned} 30^\circ\text{el} &= 1 \text{ ranhura} \\ 120^\circ\text{el} &= ? \end{aligned}$$

$$120^\circ\text{el} = 4 \text{ ranhuras}$$



- Visualização do campo girante.

Marque os sentidos das correntes nos condutores do estator em cada instante, desenhe as linhas de campo e o campo magnético resultante:



### Exemplo 2:

Realize a representação dos enrolamentos de uma máquina trifásica de 4 pólos. Considere um enrolamento imbricado com  $N_r = 24$  ranhuras.

$$\tau_p = \frac{N_r}{P} = \frac{24}{4} = 6 \text{ ranhuras para um passo polar (180°el)}$$

O passo polar também pode ser expresso como:  $\tau_p = 1:7$  (entra na ranhura 1 e volta na 7)

$$q = \frac{N_r}{P \cdot m} = \frac{24}{4 \cdot 3} = 2 \text{ ranhuras / pólo / fase}$$

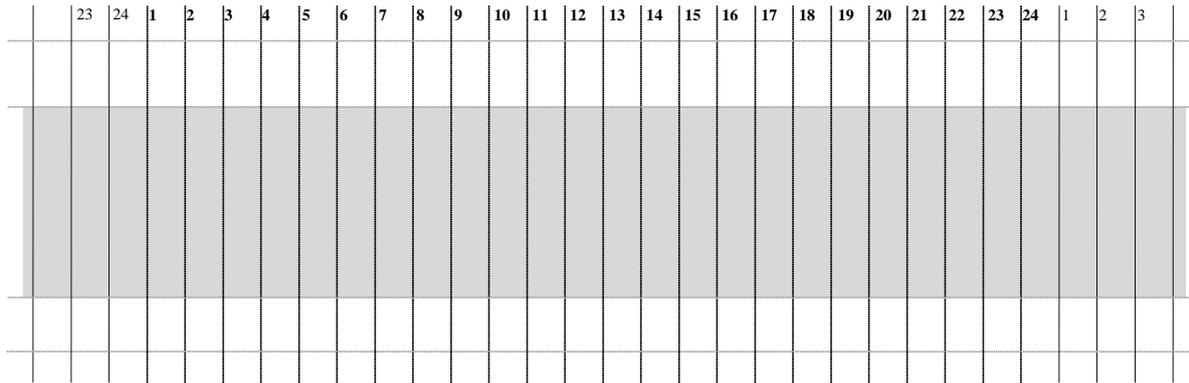
$$k = m \cdot \frac{P}{2} = 3 \cdot \frac{4}{2} = 6 \text{ grupos de bobinas (total do estator)}$$

- Cálculo do ângulo entre ranhuras:

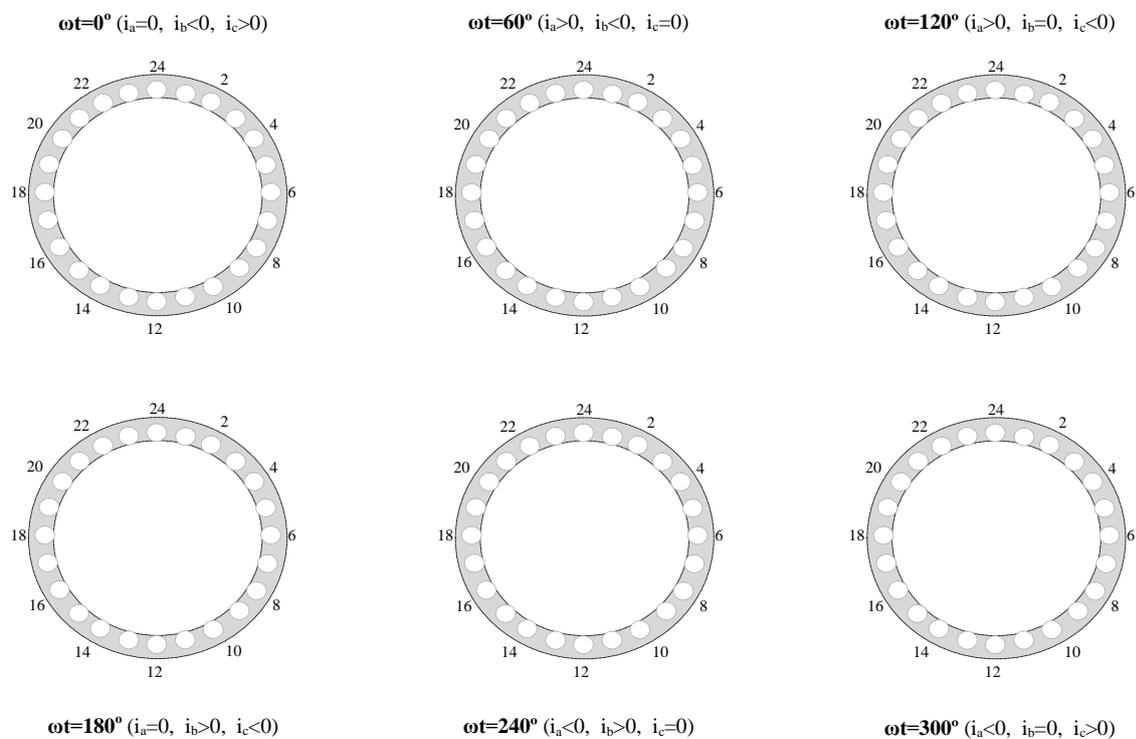
$$\begin{aligned} 6 \text{ ranhuras} &= 180^\circ \text{el} \\ 1 \text{ ranhura} &= ? \end{aligned} \qquad 1 \text{ ranhura} = 30^\circ \text{el}$$

- Cálculo da defasagem angular entre as fases, dada em número de ranhuras:

$$\begin{aligned} 30^\circ \text{el} &= 1 \text{ ranhura} \\ 120^\circ \text{el} &= ? \end{aligned} \qquad 120^\circ \text{el} = 4 \text{ ranhuras}$$



- Visualização do campo girante.



**Exemplo 3:**

Construir um enrolamento concêntrico de camada única para o estator de uma máquina trifásica de 2 pólos com  $N_r = 12$  ranhuras.

$$\tau_p = \frac{N_r}{P} = \frac{12}{2} = 6 \text{ ranhuras para um passo polar (180^\circ\text{el})}$$

O passo polar também pode ser expresso como:  $\tau_p = 1:6:8$

- 1:8 = passo da bobina externa (entra na ranhura 1 e volta na 8)
- 1:6 = passo da bobina interna (entra na ranhura 2 e volta na 7)

$$q = \frac{N_r}{P \cdot m} = \frac{12}{2 \cdot 3} = 2 \text{ ranhuras / pólo / fase}$$

$$k = m \cdot \frac{P}{2} = 3 \cdot \frac{2}{2} = 3 \text{ grupos de bobinas (total do estator)}$$

- Cálculo do ângulo entre ranhuras:

$$6 \text{ ranhuras} = 180^\circ \text{el}$$

$$1 \text{ ranhura} = ?$$

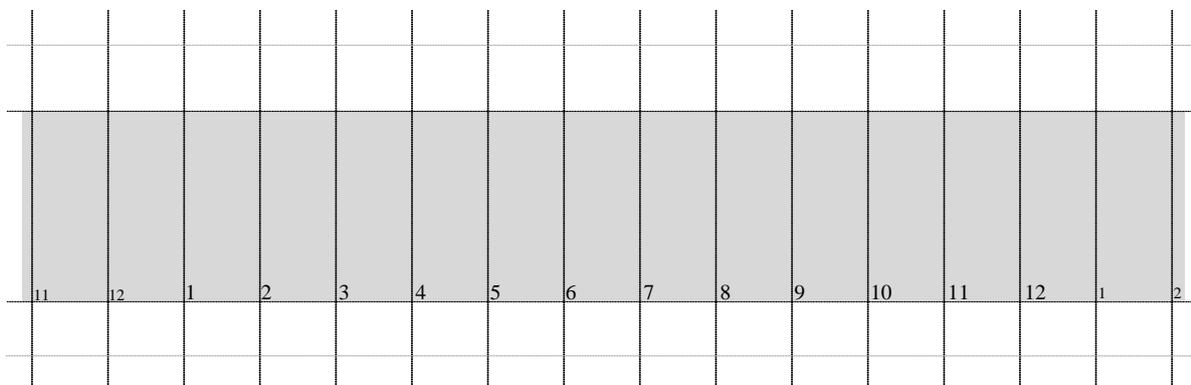
$$1 \text{ ranhura} = 30^\circ \text{el}$$

- Cálculo da defasagem angular entre as fases, dada em número de ranhuras:

$$30^\circ \text{el} = 1 \text{ ranhura}$$

$$120^\circ \text{el} = ?$$

$$120^\circ \text{el} = 4 \text{ ranhuras}$$



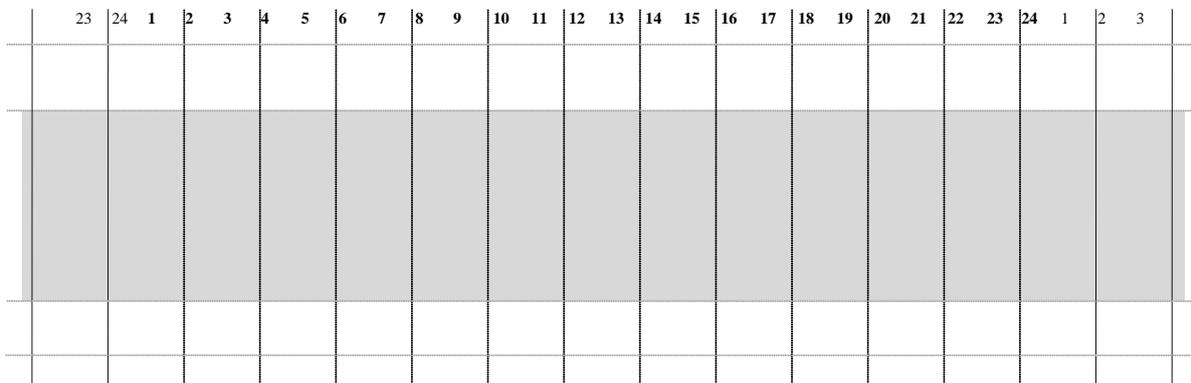
#### Exemplo 4:

Construir um enrolamento concêntrico de camada única para o estator de uma máquina trifásica de 4 pólos com  $N_r = 24$  ranhuras.

$$\tau_p = \frac{N_r}{P} = \text{___} \text{ ranhuras para um passo polar (180^\circ \text{el})}$$

$$q = \frac{N_r}{P \cdot m} = \text{___} \text{ ranhuras / pólo / fase}$$

$$k = m \cdot \frac{P}{2} = \text{___} \text{ grupos de bobinas (total do estator)}$$



## Camada Dupla

Procedimento:

- Cálculo do passo polar ( $\tau_p$ )

$$\tau_p = \frac{N_r}{P}$$

- Cálculo do número de ranhuras / pólo / fase ( $q$ )

$$q = \frac{N_r}{P \cdot m}$$

- Cálculo do número de grupos de bobinas ( $k$ )

$$k = m \cdot P$$

- Definição do passo fracionário encurtado ( $\tau_e$ )

$$\tau_e < \tau_p$$

### **Exemplo 5:**

Construir um enrolamento imbricado de camada dupla para o estator de uma máquina trifásica de 12 terminais, 2 pólos, com  $N_r = 24$  ranhuras e passo encurtado  $\tau_e = 8$  ranhuras ( $\tau_e = 1:9$ ).

$$\tau_p = \frac{N_r}{P} = 12 \text{ ranhuras.}$$

$$q = \frac{N_r}{P \cdot m} = 4 \text{ ranhuras / pólo / fase.}$$

$$k = m \cdot P = 6 \text{ grupos de bobinas}$$

- Cálculo do ângulo entre ranhuras:

$$12 \text{ ranhuras} = 180^\circ \text{el}$$

$$1 \text{ ranhura} = ?$$

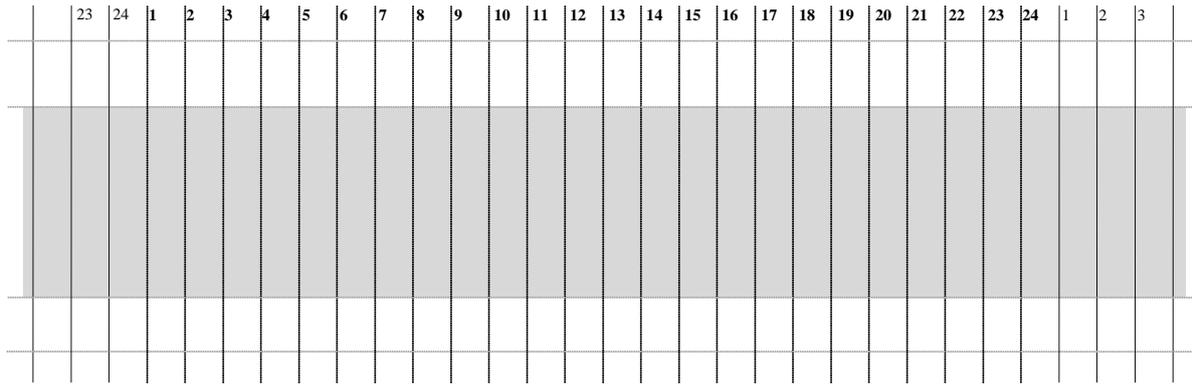
$$1 \text{ ranhura} = 15^\circ \text{el}$$

- Cálculo da defasagem angular entre as fases, dada em número de ranhuras:

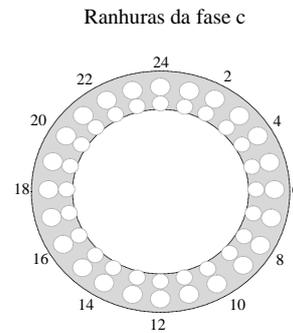
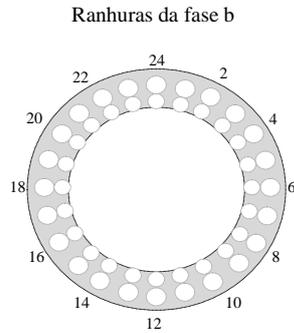
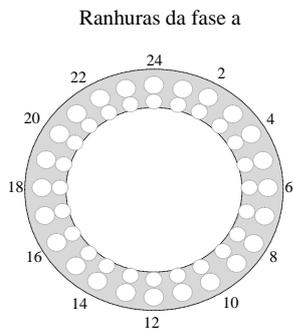
$$15^\circ \text{el} = 1 \text{ ranhura}$$

$$120^\circ \text{el} = ?$$

$$120^\circ \text{el} = 8 \text{ ranhuras}$$



Faça uma representação das bobinas de cada fase em cada estator (pinte as ranhuras):



# AULA 3

## 7 – Análise Harmônica do Campo Girante

Para a análise harmônica do campo girante de máquinas serão consideradas as seguintes simplificações: entreferro uniforme, os efeitos das ranhuras na distribuição do campo magnético serão desprezados e será admitido que o material ferromagnético tenha permeabilidade infinita.

### Bobinas Concentradas – Passo Pleno ou Polar

Seja a representação de uma fase com  $N$  espiras de uma armadura trifásica de quatro pólos, como mostrado na Figura 1.9.

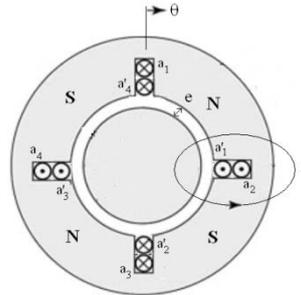


Fig. 1.9 – Representação dos enrolamentos de uma fase – passo polar.

Fazendo-se a circuitação do vetor  $\vec{H}$  ao longo de uma linha de campo, obtém-se:

$$\oint_{\ell} \vec{H} \cdot d\vec{l} = I_{\ell} = 2 \cdot N \cdot I$$

Mas,

$$\oint_{\ell} \vec{H} \cdot d\vec{l} = H_0 \cdot \ell_0 + H_{fe} \cdot \ell_{fe}$$

Onde,  $H_{fe} = \frac{B_{fe}}{\mu_{fe}} \rightarrow 0$ , pois  $\mu_{fe} \rightarrow \infty$ .

$\ell_0 = 2 \cdot e$ , pois uma linha de campo cruza duas vezes o entreferro.

Assim,

$$H_0 \cdot 2 \cdot e = 2 \cdot N \cdot I$$

$$H_0 = \frac{N \cdot I}{e}$$

Sendo  $\mathfrak{F} = N \cdot I$ ,

$$H_0 = \frac{\mathfrak{F}}{e}$$

Traçando  $H_0$  ou  $\mathfrak{F}$  em função da posição  $\theta$ , tem-se a distribuição de f.m.m. mostrada na Figura 1.10.

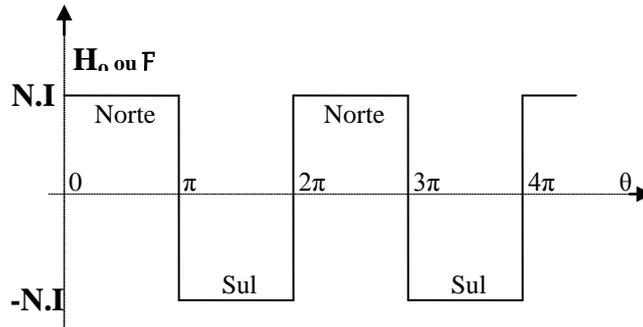


Fig. 1.10 – Distribuição da f.m.m. no entreferro.

A onda de f.m.m da fase “a”, chamada aqui de  $\mathfrak{F}_a$  pode ser escrita através de uma série de Fourier.

$$\mathfrak{F}_a(\theta) = a_0 + \sum_{k=1}^n [a_k \cdot \text{sen}(k\theta) + b_k \cdot \text{cos}(k\theta)]$$

As bobinas das fases  $b$  e  $c$  são idênticas à da fase  $a$  e estão espaçadas de  $120^\circ$  el.. Assim,

$$\mathfrak{F}_a(\theta) = \frac{4 \cdot N \cdot I}{\pi} \cdot \left[ \text{sen}\theta + \frac{1}{3} \cdot \text{sen}(3\theta) + \frac{1}{5} \cdot \text{sen}(5\theta) + \dots \right]$$

$$\mathfrak{F}_b(\theta) = \frac{4 \cdot N \cdot I}{\pi} \cdot \left[ \text{sen}(\theta - 120^\circ) + \frac{1}{3} \cdot \text{sen}3(\theta - 120^\circ) + \frac{1}{5} \cdot \text{sen}5(\theta - 120^\circ) + \dots \right]$$

$$\mathfrak{F}_c(\theta) = \frac{4 \cdot N \cdot I}{\pi} \cdot \left[ \text{sen}(\theta + 120^\circ) + \frac{1}{3} \cdot \text{sen}3(\theta + 120^\circ) + \frac{1}{5} \cdot \text{sen}5(\theta + 120^\circ) + \dots \right]$$

Se as corrente das fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  são variáveis e estão defasadas de  $120^\circ$  el. no tempo, ou seja:

$$i_a = \sqrt{2} \cdot I \cdot \text{sen}(\omega t + \alpha)$$

$$i_b = \sqrt{2} \cdot I \cdot \text{sen}(\omega t + \alpha - 120^\circ)$$

$$i_c = \sqrt{2} \cdot I \cdot \text{sen}(\omega t + \alpha + 120^\circ)$$

Então, a f.m.m resultante no entreferro, em função de  $\theta$  e  $t$ , vale:

$$\mathfrak{F}_e(\theta, t) = \mathfrak{F}_a(\theta, t) + \mathfrak{F}_b(\theta, t) + \mathfrak{F}_c(\theta, t)$$

### **Exercício:**

Substitua a corrente contínua “I” presente nas equações de  $\mathfrak{F}_a(\theta)$ ,  $\mathfrak{F}_b(\theta)$  e  $\mathfrak{F}_c(\theta)$  pelas respectivas correntes das fases  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , defasadas de  $120^\circ$ , e encontre a expressão da f.m.m. resultante  $\mathfrak{F}_e(\theta, t)$ .

## Componentes Harmônicas

$$\text{Fundamental: } \mathfrak{I}_1(\theta, t) = \frac{6 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot N \cdot I \cdot \cos(\theta - \omega t - \alpha)$$

$$3^{\text{a}} \text{ ordem: } \mathfrak{I}_3(\theta, t) = 0$$

$$5^{\text{a}} \text{ ordem: } \mathfrak{I}_5(\theta, t) = -\frac{6 \cdot \sqrt{2}}{5 \cdot \pi} \cdot N \cdot I \cdot \cos(5\theta + \omega t + \alpha)$$

$$7^{\text{a}} \text{ ordem: } \mathfrak{I}_7(\theta, t) = \frac{6 \cdot \sqrt{2}}{7 \cdot \pi} \cdot N \cdot I \cdot \cos(7\theta - \omega t - \alpha)$$

$$9^{\text{a}} \text{ ordem: } \mathfrak{I}_9(\theta, t) = 0$$

$$11^{\text{a}} \text{ ordem: } \mathfrak{I}_{11}(\theta, t) = -\frac{6 \cdot \sqrt{2}}{11 \cdot \pi} \cdot N \cdot I \cdot \cos(11\theta + \omega t + \alpha)$$

$$13^{\text{a}} \text{ ordem: } \mathfrak{I}_{13}(\theta, t) = \frac{6 \cdot \sqrt{2}}{13 \cdot \pi} \cdot N \cdot I \cdot \cos(13\theta - \omega t - \alpha)$$

$$15^{\text{a}} \text{ ordem: } \mathfrak{I}_{15}(\theta, t) = 0$$

A f.m.m total é a soma de todas as componentes harmônicas, sendo que as componentes pares e múltiplas de três são nulas.

$$\mathfrak{I}(\theta, t) = \mathfrak{I}_1(\theta, t) + \mathfrak{I}_5(\theta, t) + \mathfrak{I}_7(\theta, t) + \mathfrak{I}_{11}(\theta, t) + \dots$$

- **Análise de**  $\mathfrak{I}_1(\theta, t)$

$$\mathfrak{I}_1(\theta, t) = \frac{6 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot N \cdot I \cdot \cos(\theta - \omega t - \alpha)$$

Esta componente é uma função cossenoidal no espaço e no tempo, como representado na Figura 1.11.

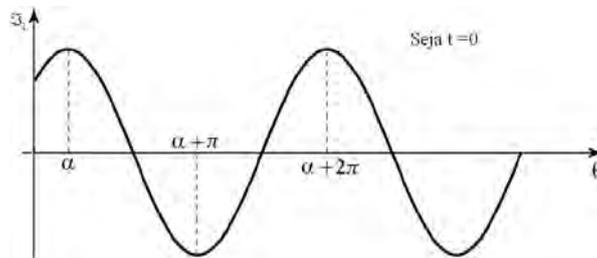


Fig. 1.11 – Distribuição cossenoidal da f.m.m.

A distribuição de f.m.m ao longo do entreferro é cossenoidal, para um dado instante. Analisando um ponto onde  $\mathfrak{I}_1(\theta, t)$  é constante, observa-se que isto somente ocorrerá se  $(\theta - \omega t - \alpha)$  for constante. Derivando, tem-se:

$$\frac{d\theta}{dt} - \frac{d\omega t}{dt} - \frac{d\alpha}{dt} = 0$$

Como  $\alpha$  é constante,

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$

A posição  $\theta$  do ponto que tem  $\mathfrak{I}_1(\theta, t)$  constante desloca-se com velocidade angular  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$  (rad el/s) no sentido de  $\theta$  crescente. Assim, toda a distribuição de f.m.m se desloca com velocidade  $\omega$ , como ilustrado na Figura 1.12.

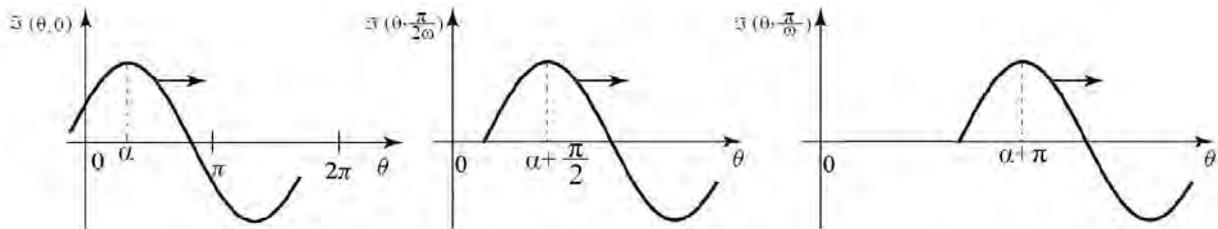


Fig. 1.12 – Deslocamento da componente fundamental de f.m.m.

Esta é a componente fundamental do campo girante.

$$\omega = \omega_s \quad (\text{velocidade síncrona})$$

• **Análise de  $\mathfrak{I}_5(\theta, t)$**

$$\mathfrak{I}_5(\theta, t) = -\frac{6 \cdot \sqrt{2}}{5 \cdot \pi} \cdot N \cdot I \cdot \cos(5\theta + \omega t + \alpha)$$

Derivando  $(5\theta + \omega t + \alpha) = cte$ ,

$$\frac{d5\theta}{dt} + \frac{d\omega t}{dt} + \frac{d\alpha}{dt} = 0$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\frac{\omega}{5}$$

As seguintes conclusões podem ser tiradas:

- ✓ Amplitude correspondente a 1/5 da fundamental.
- ✓ Velocidade correspondente a 1/5 da fundamental e gira no sentido contrário.
- ✓ Se a fundamental gera torque no sentido horário, a 5ª harmônica gera torque no sentido anti-horário.

• **Análise de  $\mathfrak{I}_7(\theta, t)$**

$$\mathfrak{I}_7(\theta, t) = \frac{6 \cdot \sqrt{2}}{7 \cdot \pi} \cdot N \cdot I \cdot \cos(7\theta - \omega t - \alpha)$$

Com o procedimento anterior,

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{\omega}{7}$$

As seguintes conclusões são possíveis:

- ✓ Amplitude correspondente a 1/7 da fundamental.
- ✓ Velocidade correspondente a 1/7 da fundamental e gira no mesmo sentido.
- ✓ Gera torque no mesmo sentido da fundamental.

Nas máquinas elétricas, é desejável que a distribuição de f.m.m seja mais próxima possível da fundamental. Com objetivo de reduzir a influência das harmônicas duas providências podem ser adotadas:

- Bobinas de passo fracionário ou encurtado;
- Enrolamentos distribuídos.

### Bobinas Concentradas – Passo Fracionário

Considerando o enrolamento da fase  $a$  de uma máquina trifásica com bobinas concentradas de  $N$  espiras e passo  $(\pi - 2\beta)$ , como mostrado na Figura 1.13.

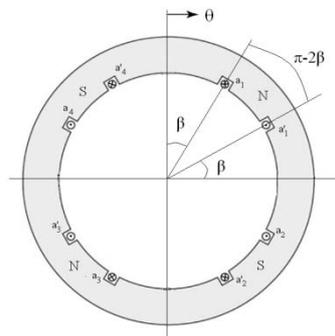


Fig. 1.13 – Representação dos enrolamentos de uma fase – passo encurtado.

A distribuição de f.m.m terá o aspecto mostrado na Figura 1.14:

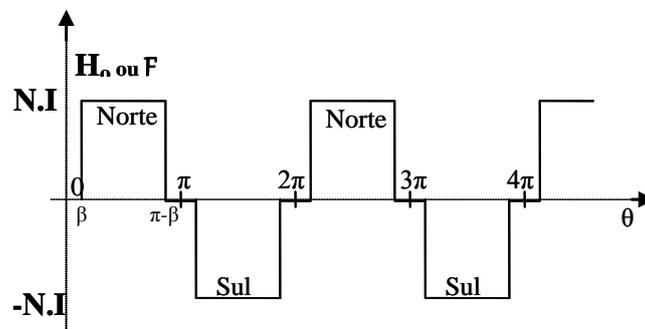


Fig. 1.14 – Distribuição da f.m.m. no entreferro.

A fundamental poderá ser escrita como:

$$\mathfrak{F}_1(\theta, t) = \frac{6 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot N \cdot I \cdot \cos \beta \cdot \cos(\theta - \omega t - \alpha)$$

De forma semelhante,

$$\mathfrak{F}_5(\theta, t) = -\frac{6 \cdot \sqrt{2}}{5 \cdot \pi} \cdot N \cdot I \cdot \underbrace{\cos 5\beta}_{\text{}} \cdot \cos(5\theta + \omega t + \alpha)$$

$$\mathfrak{F}_7(\theta, t) = \frac{6 \cdot \sqrt{2}}{7 \cdot \pi} \cdot N \cdot I \cdot \underbrace{\cos 7\beta}_{\text{}} \cdot \cos(7\theta - \omega t - \alpha)$$

### Fator de Passo ou de Encurtamento ( $H_{pk}$ )

É definido, para cada harmônica, pela expressão:

$$H_{pk} = \frac{\text{amplitude da harmônica } k \text{ p/ passo encurtado}}{\text{amplitude da harmônica } k \text{ p/ passo pleno}}$$

$$H_{pk} = \underbrace{\cos(k \cdot \beta)}$$

### Exercício:

Calcule o valor de  $\beta$  para que a 5ª harmônica seja completamente eliminada.

### Bobinas Distribuídas

Na prática, é costume espalhar o enrolamento de cada pólo de cada fase em diversas ranhuras vizinhas. Assim, o enrolamento de  $N$  espiras fica dividido em  $q$  bobinas conforme mostrade na Figura 1.15.

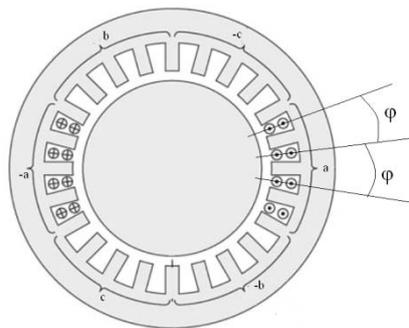


Fig. 1.15 – Representação dos enrolamentos de uma fase – enrolamento distribuído.

### Fator de distribuição ( $H_{dk}$ )

Por definição, o fator de distribuição é dado por:

$$H_{dk} = \frac{\text{sen}(k \cdot q \cdot \frac{\phi}{2})}{q \cdot \text{sen}(k \cdot \frac{\phi}{2})}$$

Aplicando-se os fatores de passo e de distribuição na componente fundamental da f.m.m para o enrolamento trifásico, tem-se:

$$\mathfrak{F}_1(\theta, t) = \frac{6 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot N \cdot I \cdot \underbrace{H_{dk} \cdot H_{pk}} \cdot \cos(\theta - \omega t - \alpha)$$

### Exercício:

Considere uma armadura trifásica com  $q = 3$  grupos de bobinas por fase, de passo fracionário. Se o passo polar corresponde a 15 ranhuras, determine as porcentagens de redução das componentes fundamental, 5ª, 7ª e 11ª harmônicas em relação a um enrolamento de passo pleno e concentrado.

- Para passo encurtado, 14 ranhuras;
- Para passo encurtado, 13 ranhuras.

# CAPÍTULO II

## MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

### 1 – Descrição Física

#### Estatore

Nas ranhuras internas, mostradas na Figura 2.1, são alojados três enrolamentos idênticos espaçados de  $120^\circ$  el. Os enrolamentos são normalmente de dupla camada, de passo fracionário, com bobinas distribuídas e podem ter seis, nove ou 12 terminais.

6 terminais  $\Rightarrow$  conexão  $\Delta$  ou Y

9 terminais  $\Rightarrow$  conexão Y série ou paralelo

12 terminais  $\Rightarrow$   $\Delta$  ou Y série ou ainda  $\Delta$  ou Y paralelo

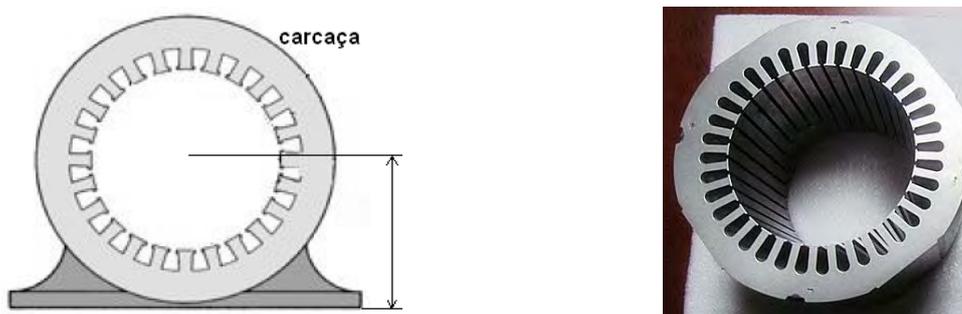


Fig. 2.1 – Estator ranhurado internamente.

A Figura 2.2 mostra a associação de bobinas em  $\Delta$  e em Y para um motor de 6 terminais. A numeração apresentada é um padrão comumente usado.

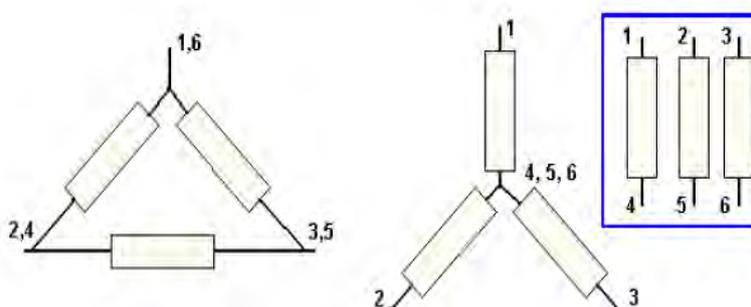


Fig. 2.2 – Conexões para um motor de seis terminais.

Para um motor de nove terminais as associações são apresentadas na Figura 2.3.

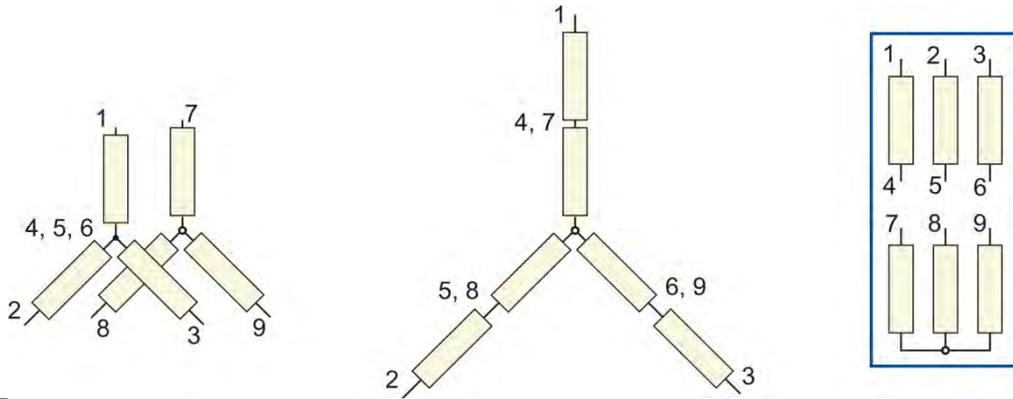


Fig. 2.3 – Conexões para um motor de nove terminais.

Para um motor de 12 terminais as associações possíveis são apresentadas na Figura 2.4.

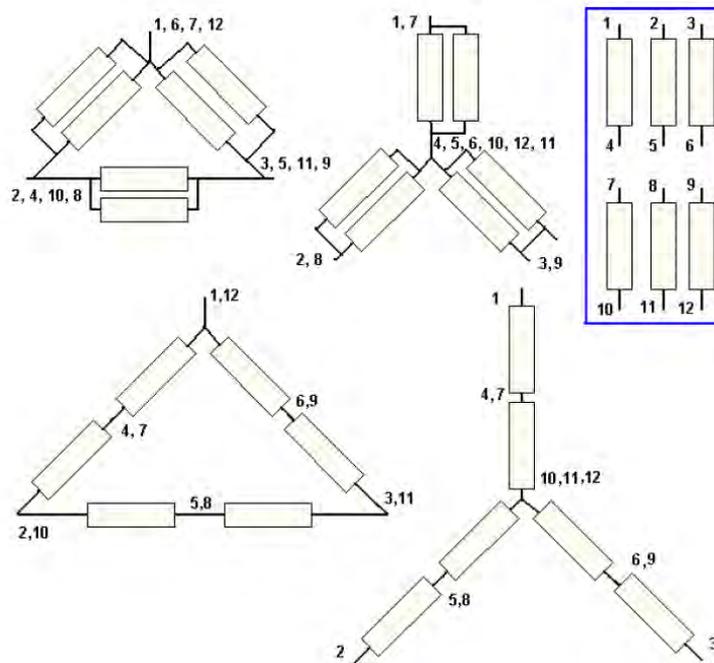


Fig. 2.4 – Conexões para um motor de 12 terminais.

## Rotor

Existem dois tipos básicos de construção:

Rotor Bobinado ou de Anéis: O rotor possui ranhuras abertas onde são alojados três enrolamentos idênticos e espaçados de  $120^\circ$  el. Três terminais desses enrolamentos são unidos (Y) e os outros três são levados a anéis de cobre montados sobre o eixo e isolados entre si e do eixo, como mostrado na Figura 2.5.

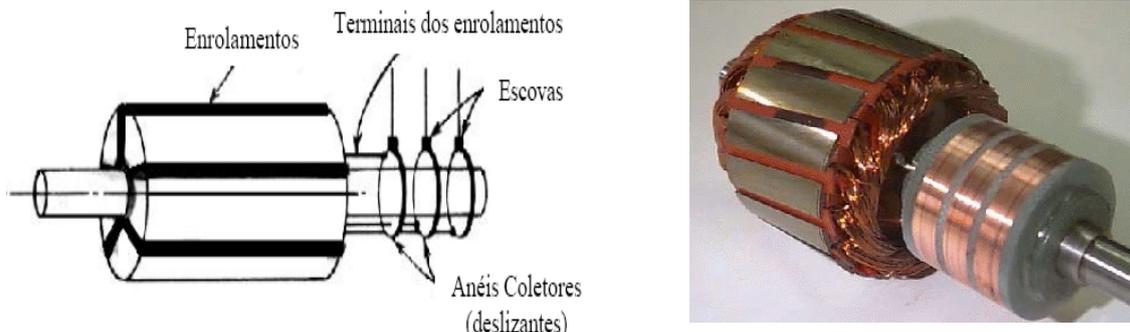


Fig. 2.5 – Rotor bobinado ou de anéis.

Nos terminais dos enrolamentos, através de escovas deslizantes, um reostato trifásico conectado em Y é usado para inserir resistência elétrica no circuito do rotor. O reostato pode ser operado manualmente ou por meio de um servo-motor.

**Rotor de Gaiola de Esquilo:** Neste caso, as ranhuras são fechadas e nelas é injetado alumínio fundido que, depois de resfriado, formará barras condutoras no sentido axial. Nas duas extremidades do pacote magnético são fundidos dois anéis, também de alumínio, interligando os terminais de todas as barras. Costuma-se fundir, juntamente com os anéis, as pás de um pequeno ventilador. A Figura 2.6 mostra a construção típica do rotor gaiola de esquilo.



Fig. 2.6 – Rotor gaiola de esquilo.

## Carcaça

É feita de ferro fundido e serve de suporte mecânico para o estator, rotor e terminais dos enrolamentos. Nos catálogos de fabricantes, um motor tem sua carcaça indicada por um número. Por exemplo, motores de 1 cv utilizam carcaça 71. Isto significa que a distância (H) entre o ponto de apoio do motor (pé) e o centro da carcaça é de 71 mm. Esta medida fornece uma idéia das dimensões da máquina. Na Figura 2.7 é ilustrada uma carcaça convencional e outras partes construtivas do MIT.

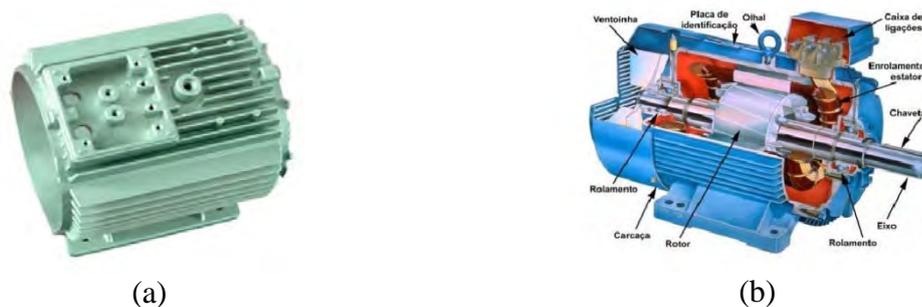


Fig. 2.7 – Carcaça e outras partes componentes.

## **Outras Partes**

Motores com rotores bobinados contêm em sua construção anéis e escovas, que têm a função de permitir a conexão de um ponto do rotor ao exterior. Anéis e escovas constituem pontos das máquinas onde são importantes as preocupações com o desgaste e conseqüentes custos de manutenção.

Mancais e rolamentos têm por objetivo apoiar o eixo do rotor na carcaça e facilitar o giro do mesmo. São itens que levam a custos de manutenção, pois requerem lubrificação periódica para reduzir o atrito. Com o tempo, o desgaste faz com que o motor se torne ruidoso e vibre mais.

A fim de evitar o acúmulo de umidade nos enrolamentos estatóricos, motores de grandes potências costumam ter um pequeno circuito auxiliar resistivo, dentro da carcaça, para manter a temperatura a níveis adequados quando o motor não está em funcionamento.

# AULA 4

## 2 – Princípio de Operação

Supondo inicialmente a máquina em repouso (rotor bloqueado). Quando os enrolamentos do estator estão ligados a um sistema trifásico balanceado de tensões, o campo girante é produzido, como ilustrado na Figura 23.a.

Considerando apenas a componente de frequência fundamental, o campo girante é uma onda senoidal de força magneto-motriz que se desloca ao longo do entreferro com velocidade síncrona ( $\omega_s$ ), formando  $p$  pólos girantes.

$$\omega_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad [\text{rpm}]$$

É equivalente dizer que o campo está estático e a gaiola se desloca com velocidade  $\omega_s$  em sentido contrário ao campo, como indicado na Figura 23.b.

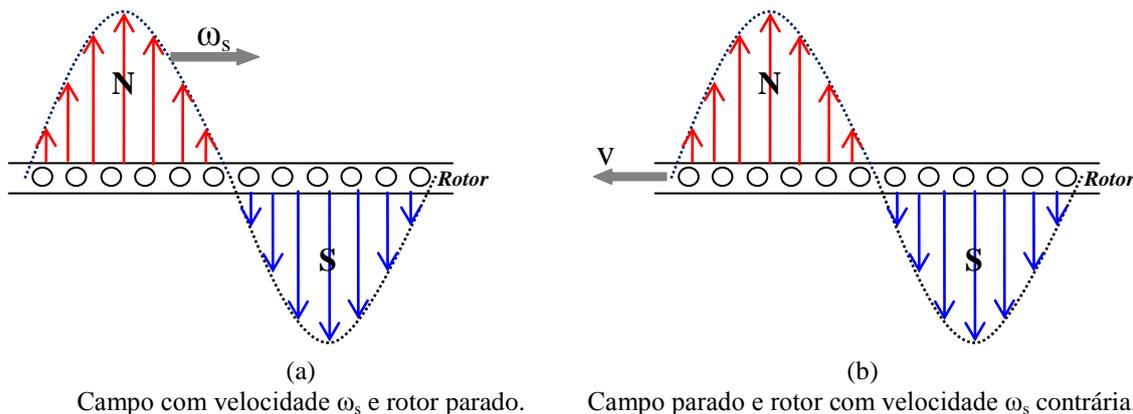


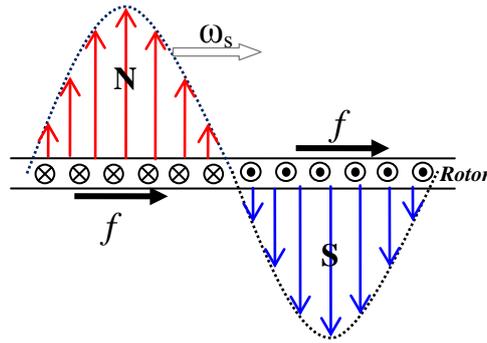
Figura 23 – Campo girante produzido pelas correntes do estator.

De acordo com a Lei de *Lenz*, uma f.e.m. (força eletro-motriz) é induzida nos condutores da gaiola que se movimentam com velocidade  $v$  no interior de um campo  $B$ .

$$e = \int \vec{v} \times \vec{B} \cdot d\vec{l}$$

Sobre os condutores da gaiola, cujo circuito elétrico é fechado e que conduzem corrente elétrica no interior do campo magnético, aparece a força de *Lorentz*.

$$\vec{f} = \int i \cdot d\vec{l} \times \vec{B}$$



Campo com velocidade  $\omega_s$  e rotor com velocidade  $\omega_R$ .

Figura 24 – Força eletromecânica produzida na gaiola.

A composição dessas forças resulta em um torque sobre o rotor, no mesmo sentido do campo girante. Se este torque motor for maior que o torque resistente, o motor partirá ( $\omega_R > 0$ ). Pode-se notar então que, para que haja f.e.m. induzida na gaiola, portanto corrente e torque, é necessário um movimento relativo entre o campo girante e a gaiola.

Se o motor atingir a velocidade síncrona, não haverá velocidade relativa, não havendo força eletromotriz induzida e nem torque sobre o rotor. Por consequência, o motor irá desacelerar.

Para manter a máquina em movimento é preciso que o torque do motor seja igual ao torque resistente. Assim, o MIT deve operar sempre abaixo da velocidade síncrona e sua velocidade será tanto menor quanto maior for a carga acoplada ao seu eixo. A energia é levada do estator para o rotor de forma indutiva, sem contato elétrico. Por essas razões, o motor é conhecido como **motor de indução** ou **motor assíncrono**.

Com o rotor bloqueado, a velocidade relativa entre o campo e a gaiola é  $\omega_s$ . A tensão induzida com rotor bloqueado ( $e_{RB}$ ) possui frequência  $f_{RB}$  igual a da rede. Nesse caso, o comportamento do motor é idêntico ao de um transformador.

Algumas definições importantes são dadas a seguir.

- Velocidade de escorregamento:  $\omega_{esc} = \omega_s - \omega_R$
- Escorregamento (*slip*):  $s = \frac{\omega_{esc}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_R}{\omega_s}$

Das duas relações apresentadas pode-se escrever:  $\omega_R = (1 - s) \cdot \omega_s$

Para o MIT:  $0 \leq s \leq 1$ , o que resulta em:

- $\omega_R = 0$ , para  $s = 1$  (na partida)
- $\omega_R = \omega_s$ , para  $s = 0$  (em sincronismo)

A f.e.m. induzida na gaiola é proporcional à velocidade relativa entre a gaiola e o campo girante (Lei de Lenz). Assim, para o rotor bloqueado ( $\omega_R = 0$ ) a f.e.m. induzida no rotor vale:

$$e_{RB} = k \cdot \omega_{esc} \therefore e_{RB} = k \cdot (\omega_S - 0)$$

Para uma velocidade  $\omega_R$  qualquer:

$$e_R = k \cdot \omega_{esc} \therefore e_R = k \cdot (\omega_S - \omega_R)$$

Logo,

$$\frac{e_R}{e_{RB}} = \frac{\omega_S - \omega_R}{\omega_S} = s$$

$$e_R = s \cdot e_{RB}$$

A frequência da tensão induzida no rotor também é diretamente proporcional à velocidade.

$$f_R = s \cdot f_{RB}$$

A corrente trifásica do estator induz na gaiola corrente trifásica que, da mesma forma que no estator, produz um campo girante de velocidade  $\omega_{SR}$  em relação ao rotor.

$$\omega_{SR} = \frac{120 \cdot f_R}{p}$$

Em relação ao estator, tem-se:

$$\omega_{SR} + \omega_R = (1 - s) \cdot \omega_S + \frac{120 \cdot f_R}{p}$$

e com  $f_R = s \cdot f_{RB}$ ,

$$\omega_{SR} + \omega_R = (1 - s) \cdot \omega_S + s \cdot \frac{120 \cdot f_{RB}}{p}$$

Finalmente,

$$\omega_{SR} + \omega_R = \omega_S - s \cdot \omega_S + s \cdot \omega_S$$

$$\omega_{SR} + \omega_R = \omega_S$$

Onde,

- $\omega_R$ , velocidade do rotor.
- $\omega_{SR}$ , velocidade do campo girante.
- $\omega_S$ , velocidade do campo girante do estator.

A velocidade do campo girante do rotor é igual à velocidade de escorregamento, com relação ao rotor. Com relação ao estator, é igual à velocidade síncrona do campo girante do estator.

### 3 – Circuito Equivalente do MIT

O circuito elétrico equivalente ao rotor do MIT, por fase, tem o aspecto da Figura 2.8.

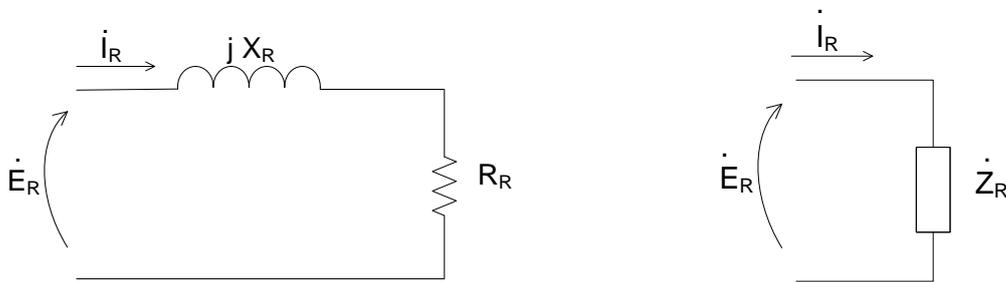


Fig. 2.8 – Circuito do rotor.

Deste circuito, vem:

$$\dot{E}_R = (R_R + j \cdot X_R) \cdot \dot{I}_R$$

Mas,

$$E_R = s \cdot E_{RB}$$

$$f_R = s \cdot f_{RB}$$

Além disso,

$$X_R = 2 \cdot \pi \cdot f_R \cdot L_R$$

$$X_{RB} = 2 \cdot \pi \cdot f_{RB} \cdot L_{RB}$$

Assim,

$$X_R = s \cdot X_{RB}$$

E então,

$$\underbrace{s \cdot \dot{E}_{RB}} = (R_R + j \cdot \underbrace{s \cdot X_{RB}}) \cdot \dot{I}_R$$

Ou ainda, dividindo por “s”

$$\dot{E}_{RB} = \left( \frac{R_R}{s} + j \cdot X_{RB} \right) \cdot \dot{I}_R$$

Com base nesta última expressão, o circuito que representa fielmente o rotor é mostrado na Figura 2.9.

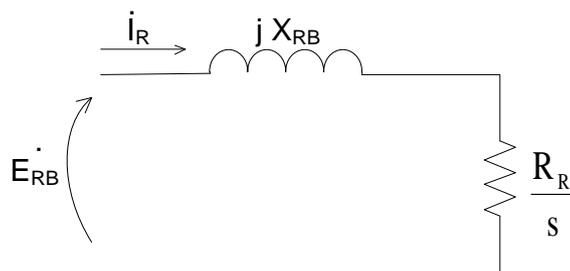


Fig. 2.9 – Circuito do rotor - efeito do escorregamento.

Como comentado, a transferência de energia do estator para o rotor se faz indutivamente e, para representar essa transferência de energia utiliza-se um transformador ideal de relação  $\frac{N_s}{N_r}$ , como representa a Figura 2.10.

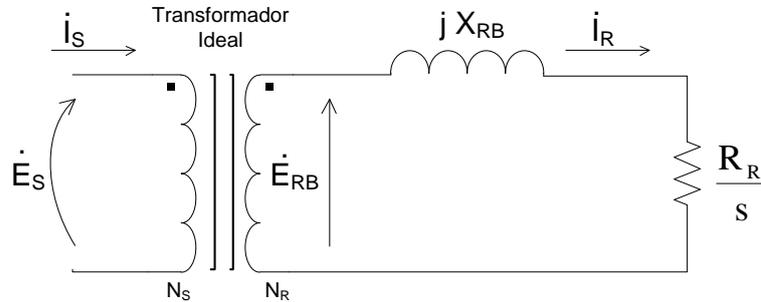


Fig. 2.10 – Circuito do rotor - efeito do transformador.

A corrente de alimentação do transformador ideal é composta por duas parcelas: uma responsável pela transferência de potência do primário para o secundário (corrente de carga) e outra responsável pela magnetização do núcleo (corrente de magnetização). A Figura 2.11 ilustra este ramo de magnetização.

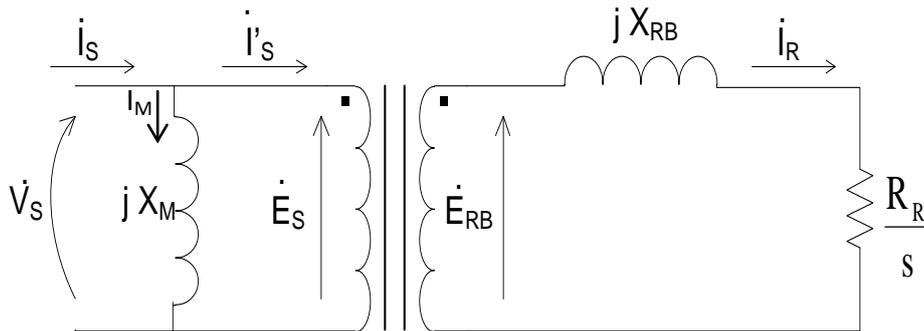


Fig. 2.11 – Circuito do rotor e ramo magnetizante do estator.

A impedância do enrolamento do estator pode ser representada por um ramo RL em série com o circuito principal, como mostrado na Figura 2.12.

- $R_s$ , resistência do estator.
- $X_s$ , reatância de dispersão do estator.
- $X_m$ , reatância de magnetização do transformador.

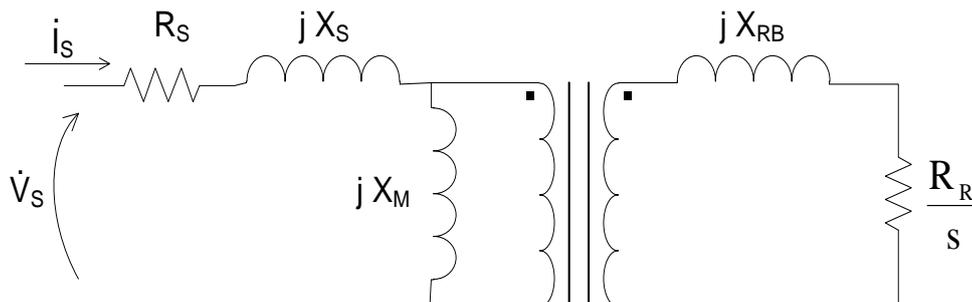


Fig. 2.12 – Circuitos do rotor e do estator.

Referindo os parâmetros do rotor ao estator, através do transformador ideal, tem-se:

$$X'_{RB} = \left( \frac{N_S}{N_R} \right)^2 \cdot X_{RB}$$

$$\frac{R'_R}{s} = \left( \frac{N_S}{N_R} \right)^2 \cdot \frac{R_R}{s}$$

O circuito do MIT por fase, visto do estator é então apresentado na Figura 2.13.

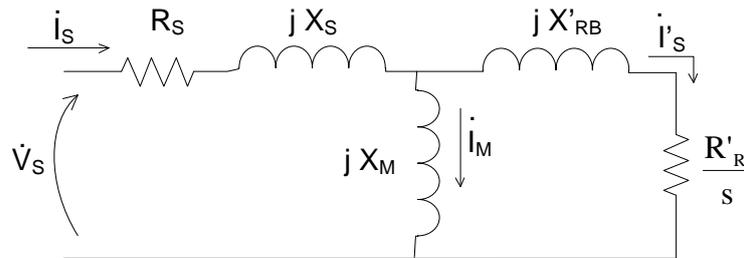


Fig. 2.13 – Circuito equivalente por fase do MIT.

## 4 – Testes do MIT

Com a finalidade de obter os parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico, três testes devem ser realizados:

### Teste com Motor a Vazio

O MIT deve ser ligado a uma rede elétrica trifásica balanceada e deve girar a vazio, ou seja, sem cargas mecânicas acopladas em seu eixo. Os seguintes dados poderão ser extraídos deste teste:

- $V_0$ , tensão aplicada ao motor (nominal), característica da rede elétrica local;
- $I_0$ , corrente absorvida da rede, por fase;
- $P_0$ , potência ativa trifásica;

A rede elétrica “enxerga” o motor, por fase, como uma impedância  $Z_0 = R_0 + j \cdot X_0$ , como mostra a Figura 2.14.

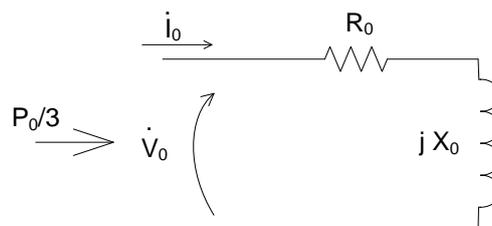


Fig. 2.14 – Impedância do motor para o teste de rotor livre.

$$\text{Assim, } Z_0 = \frac{V_0}{I_0} \quad \text{e} \quad R_0 = \frac{P_0}{3 \cdot I_0^2}.$$

Finalmente,  $X_0$  é calculado como segue:  $X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2}$ .

Considerando o circuito equivalente por fase do MIT, apresentado na Figura 2.15, tem-se que o escorregamento é próximo de zero (rotor a vazio). Sendo assim, a parcela  $R'_R/s$  torna-se muito grande e o circuito do rotor pode ser considerado um circuito aberto (impedância tende a um valor muito alto). Assim, o circuito equivalente para o MIT a vazio torna-se próximo ao da Figura 2.16.

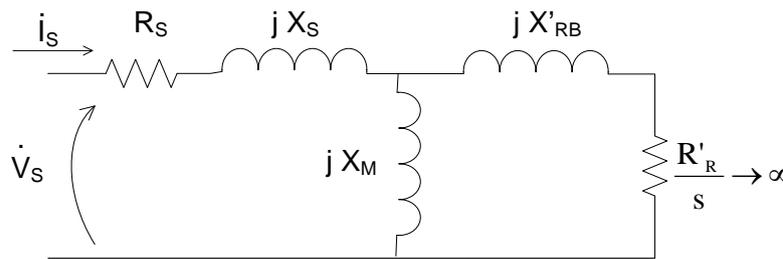


Fig. 2.15 – Circuito equivalente do MIT para  $S \rightarrow 0$ .

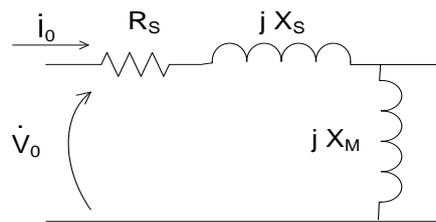


Fig. 2.16 – Circuito equivalente do MIT a vazio.

Comparando os circuitos das Figuras 2.14 a 2.16, conclui-se que:

$$X_0 = X_S + X_M$$

No entanto, não se pode igualar  $R_0$  a  $R_S$ , pois em  $R_0$  ocorrem todas as perdas a vazio (perdas rotacionais e perdas no cobre) e  $R_S$  representa apenas as perdas no cobre do estator.

$$P_0 = 3 \cdot R_0 \cdot I_0^2$$

$$P_0 = 3 \cdot R_S \cdot I_0^2 + P_{\text{ROT}}$$

$$P_{\text{ROT}} = P_0 - 3 \cdot R_S \cdot I_0^2$$

### Teste com o Rotor Bloqueado

Para que o ensaio represente bem as condições nominais em motores de potência superior a 25 cv, utiliza-se para o ensaio de rotor bloqueado, frequência de 15 Hz (recomendação da AIEE, *American Institute of Electrical Engineers*). No teste, os seguintes valores são medidos:

- $V_B$ , tensão reduzida aplicada ao motor, por fase;
- $I_B$ , corrente absorvida da rede (nominal);
- $P_B$ , potência ativa trifásica;

A rede elétrica “enxerga” o motor, por fase, como uma impedância  $Z_B = R_B + j \cdot X_B$ , como mostra a Figura 2.17.

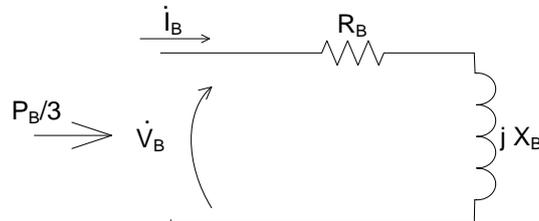


Fig. 2.17 – Impedância do motor para o teste de rotor bloqueado.

$$\text{Assim, } Z_B = \frac{V_B}{I_B} \quad \text{e} \quad R_B = \frac{P_B}{3 \cdot I_B^2}.$$

Finalmente,  $X_B$  é calculado como se segue:

$$X_B = \sqrt{Z_B^2 - R_B^2}.$$

Se o teste for realizado em 15 Hz, o valor de  $X_B$  deve ser corrigido para 60 Hz.

$$X_B(60\text{Hz}) = \frac{60}{15} \cdot X_B(15\text{Hz})$$

Como na condição de rotor bloqueado o escorregamento vale 1 e o circuito equivalente é dado pela Figura 2.18.

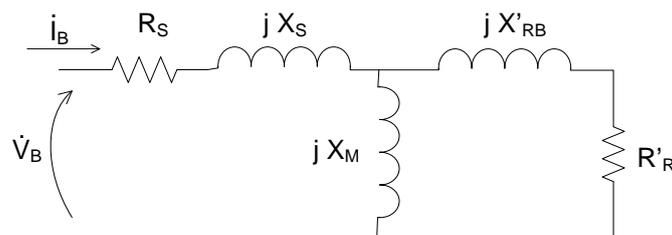


Fig. 2.18 – Circuito equivalente do MIT para  $S=1$ .

Como  $X_M \gg X'_{RB}$  considera-se a aproximação de que  $X_B = X_S + X'_{RB}$ . Para a maioria dos motores vale também a relação:

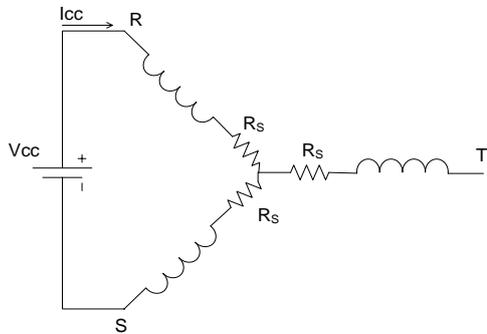
$$\frac{X_S}{R_S} = \frac{X'_{RB}}{R'_R} \approx \frac{X_B}{R_B}$$

$$X_S = R_S \cdot \frac{X_B}{R_B} \quad \text{e} \quad X'_{RB} = X_B - X_S$$

$$R'_R = R_B - R_S$$

## Medida da Resistência Elétrica do Estator

Consiste em aplicar uma tensão contínua entre dois terminais da máquina e medir a corrente que circula entre estes mesmos terminais. Para este ensaio, é conveniente que o MIT esteja ligado em Y, como mostrado na Figura 2.19 e que o teste seja repetido para as três ligações possíveis, determinando-se assim o valor médio de  $R_S$ .



$$R_S = \frac{V_{CC}}{2 \cdot I_{CC}}$$

Fig. 2.19 – Circuito para obtenção da resistência do estator.

# AULA 5

## 5 – Análise do Circuito Equivalente

Para o circuito desenvolvido anteriormente, algumas relações relacionadas às potências envolvidas podem ser obtidas.

# Potência absorvida da rede de alimentação ( $P_L$ )

$$P_L = 3 \cdot V_S \cdot I_S \cdot \cos \varphi \quad [\text{W}]$$

# Perdas no cobre do estator ( $P_{CS}$ )

$$P_{CS} = 3 \cdot R_S \cdot I_S^2 \quad [\text{W}]$$

# Potência fornecida ao rotor ou Potência eletromagnética ( $P_{FR}$ )

$$P_{FR} = P_L - P_{CS} = 3 \cdot \frac{R'_R}{s} \cdot I_S^2 \quad [\text{W}]$$

# Perdas no cobre do rotor ( $P_{CR}$ )

$$P_{CR} = 3 \cdot R'_R \cdot I_S^2 \quad [\text{W}]$$

$$P_{CR} = s \cdot P_{FR} \quad [\text{W}]$$

# Potência desenvolvida pelo rotor ou potência interna ( $P_{DR}$ )

$$P_{DR} = P_{FR} - P_{CR} = 3 \cdot \frac{R'_R}{s} \cdot I_S^2 - 3 \cdot R'_R \cdot I_S^2$$

$$P_{DR} = 3 \cdot R'_R \cdot I_S^2 \cdot \left( \frac{1-s}{s} \right) = 3 \cdot \frac{R'_R}{s} \cdot I_S^2 \cdot (1-s)$$

$$P_{DR} = (1-s) \cdot P_{FR} \quad [\text{W}]$$

Uma modificação no circuito equivalente, como apresentado na Figura 2.20, pode ser feita reescrevendo o termo  $\frac{R'_R}{s}$  da seguinte maneira:

$$\frac{R'_R}{s} = R'_R + R'_R \cdot \left( \frac{1-s}{s} \right)$$

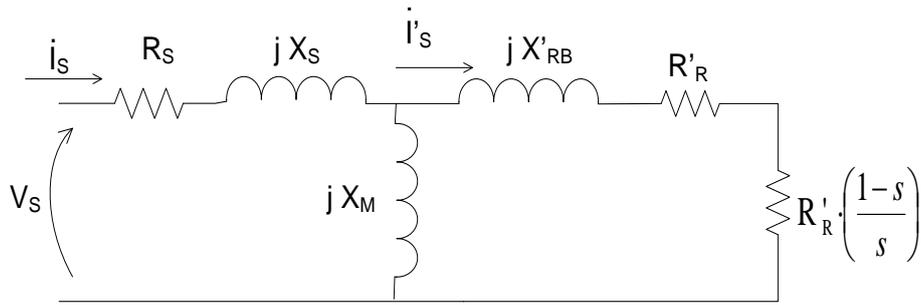


Fig. 2.20 – Circuito equivalente modificado.

### # Torque interno ou eletromagnético ( $T_I$ )

$$T_I = \frac{P_I}{\omega_R} = \frac{P_{DR}}{\omega_R}, \quad \text{mas} \quad \omega_R = (1-s) \cdot \omega_S \quad \text{e} \quad P_{DR} = (1-s) \cdot P_{FR}$$

$$T_I = \frac{P_{FR} \cdot (1-s)}{\omega_S \cdot (1-s)} = \frac{P_{FR}}{\omega_S} \quad [\text{N.m}]$$

$$T_I = 3 \cdot \frac{R'_R}{s \cdot \omega_S} \cdot I'_S{}^2 \quad [\text{N.m}]$$

### # Perdas rotacionais ( $P_{Rot}$ )

É a soma das perdas no núcleo do circuito magnético e das perdas por atrito nos mancais e de ventilação.

$$P_{Rot} = P_{Foucault} + P_{Histerese} + P_{Atrito+Ventilação} \quad [\text{W}]$$

Quando o rotor está bloqueado, ou seja, quando  $\omega_R = 0$ , as perdas mecânicas são nulas, enquanto as perdas magnéticas são elevadas, visto que a frequência da corrente induzida no rotor é alta (mesma frequência da rede de alimentação do motor).

Quando o motor opera próximo da velocidade síncrona ( $s \approx 0$ ), a frequência da corrente induzida no rotor é quase nula. Logo, as perdas magnéticas são baixas. Como o motor opera em alta velocidade, as perdas por atrito e ventilação tornam-se altas.

As perdas rotacionais, portanto, podem ser consideradas aproximadamente constantes. A diferença é chamada de Perdas Suplementares ( $P_{Sup}$ ).

$$P_{Sup} = P_{Rot\_Carga} - P_{Rot\_Vazio} \quad [\text{W}]$$

### # Torque de Perdas

$$T_{Perdas} = \frac{P_{Rot}}{\omega_R} \quad [\text{N.m}]$$

### # Potência útil ou de saída

$$P_U = P_{DR} - P_{Rot} \quad [\text{W}]$$

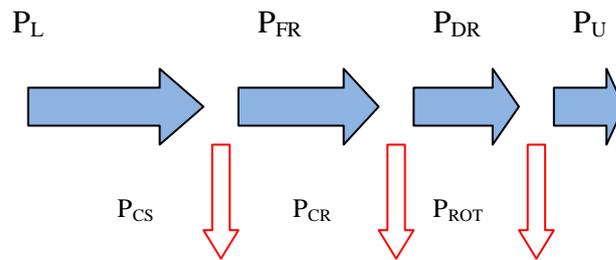
### # Torque útil ou de saída

$$T_U = T_I - T_{\text{Perdas}} = \frac{P_U}{\omega_R} \quad [\text{N.m}]$$

# *Rendimento*

$$\eta = \frac{P_U}{P_L} \cdot 100 \quad (\%)$$

A Figura 2.21 representa as potências envolvidas no funcionamento do MIT.



*Fig. 2.21 – Diagrama das potências envolvidas.*

## Lista de Exercícios 1

1) Um M.I.T. de 10HP, 6 Pólos, 60Hz, opera a plena carga com escorregamento de 3%. As perdas rotacionais em plena carga somam 4% da potência de saída. Calcule:

- A rotação do eixo. (*1.164 rpm*)
- A potência fornecida ao rotor a plena carga. (*7.998W*)
- A perda no cobre do rotor. (*240W*)
- O torque eletromagnético (interno) a plena carga. (*63,7Nm*)

2) Um M.I.T. de 10HP, 6 Pólos, 60Hz, 220V (Y), tem as seguintes constantes do circuito equivalente por fase, referidas ao estator:

$$\begin{aligned} R_s &= 0,294\Omega & X_s &= 0,503\Omega & X_m &= 13,250\Omega \\ R'_r &= 0,144\Omega & X'_{rb} &= 0,209\Omega \end{aligned}$$

As perdas rotacionais são consideradas constantes e iguais a 403W. Para um escorregamento de 2,2%, calcule:

- A velocidade e o fator de potência. (*1.174 rpm e 0,86i*)
- O torque interno. (*50Nm*)
- A potência de saída. (*5.715W*)
- O rendimento. (*86,4%*)

3) Para o motor do exercício (2), determine:

- A curva ( $T_i \times S$ ) para valores de escorregamento entre -1 e 2.
- A curva ( $I_s \times S$ ) para valores de escorregamento entre 0 e 1.
- A curva ( $\cos\phi \times S$ ) para valores de escorregamento entre 0 e 1.
- A curva ( $\eta \times S$ ) para valores de escorregamento entre 0 e 1.

Obs.: Enviar um arquivo pdf (*seu nome\_Ex3.pdf*) de 3 páginas, para [falcon@dee.feis.unesp.br](mailto:falcon@dee.feis.unesp.br) com as duas figuras (Fig.1 = item **a**) e (Fig. 2 = itens **b**, **c**, **d** juntos) e o texto do arquivo fonte (Matlab, MathCad, etc.)

4) Determine o valor do escorregamento para o qual o M.I.T. desenvolve torque interno máximo. Determine também o valor desse torque máximo.

Repita o procedimento para o Gerador de Indução Trifásico.

5) Desprezando a resistência do estator, mostre que:

$$\frac{T}{T_M} = \frac{2}{\frac{S}{S_M} + \frac{S_M}{S}}$$

- $S$  é o escorregamento correspondente ao torque  $T$
- $S_M$  é o escorregamento correspondente ao torque máximo  $T_M$ .

## AULA 6

### 6 – Efeito da Resistência do Rotor no Torque e na Corrente

Seja o circuito equivalente de *Thevenin* para o estator do MIT, mostrado na Figura 2.22.

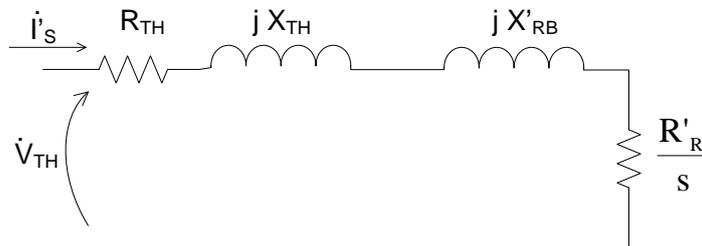


Fig. 2.22 – *Thevenin equivalente.*

Como já foi visto nos exercícios, a máxima transferência de potência ativa da fonte para o rotor se dá quando o torque é máximo ( $T_M$ ), cujo escorregamento vale  $S_M$ :

$$T_M = \frac{3 \cdot V_{TH}^2}{2 \cdot \omega_s \cdot \left( R_{TH} + \sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X'_{RB})^2} \right)} \qquad s_M = \frac{R'_R}{\sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X'_{RB})^2}}$$

Como:

$$I_S = \frac{V_S}{|Z_{eq}|}$$

De acordo com a figura 23, o aumento de  $R'_R$  provoca:

- Redução da corrente de rede ( $I_S$ );
- Aumento do escorregamento de máximo torque ( $S_M$ );
- Aumento do torque de partida da máquina.

O valor do torque máximo não se altera para mudanças em  $R'_R$ , pois a expressão de  $T_M$  independe da resistência rotórica.

É desejável que o motor tenha alta resistência rotórica para que o torque de partida seja elevado. Contudo, na região de operação em rime permanente (com o escorregamento próximo de zero) o rendimento da máquina será tanto menor quanto maior for a resistência do rotor, já que as perdas no cobre do rotor dependem diretamente da resistência  $R'_R$ . Outra forma de analisar esta questão é que quanto maior for  $R'_R$ , maior será o escorregamento (menor velocidade) e maiores serão as perdas no cobre do rotor pois  $P_{CR} = s \cdot P_{FR}$ .

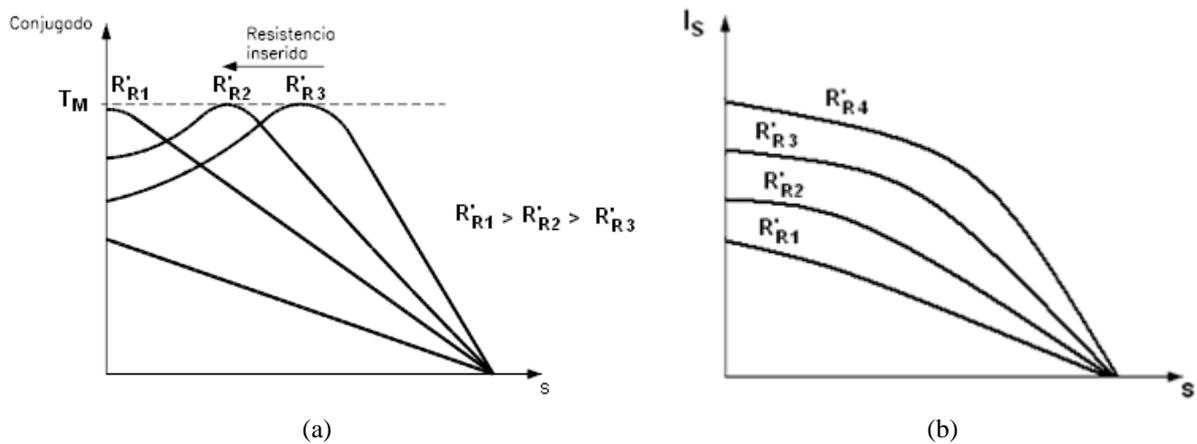


Fig. 2.23 – Efeito da variação da resistência do rotor no conjugado do motor (a) e na corrente da linha (b).

Para satisfazer toda a região de operação o motor deve então possuir alta resistência rotórica durante a partida e o menor valor possível para operação em regime. Isto pode ser obtido de duas maneiras:

### Motor de Rotor Bobinado ou de Anéis

Este motor, como já comentado, tem os enrolamentos trifásicos do rotor ligados em Y e seus terminais são conectados a anéis montados sobre o eixo, como ilustrado na Figura 2.24. Um reostato trifásico, também ligado em Y, pode ser ligado aos anéis através de escovas, permitindo assim o controle (manual ou automático) da resistência do rotor. No instante da partida as resistências são integralmente inseridas no circuito do rotor, proporcionando alto torque e baixa corrente. À medida que o motor acelera as resistências são gradativamente retiradas.

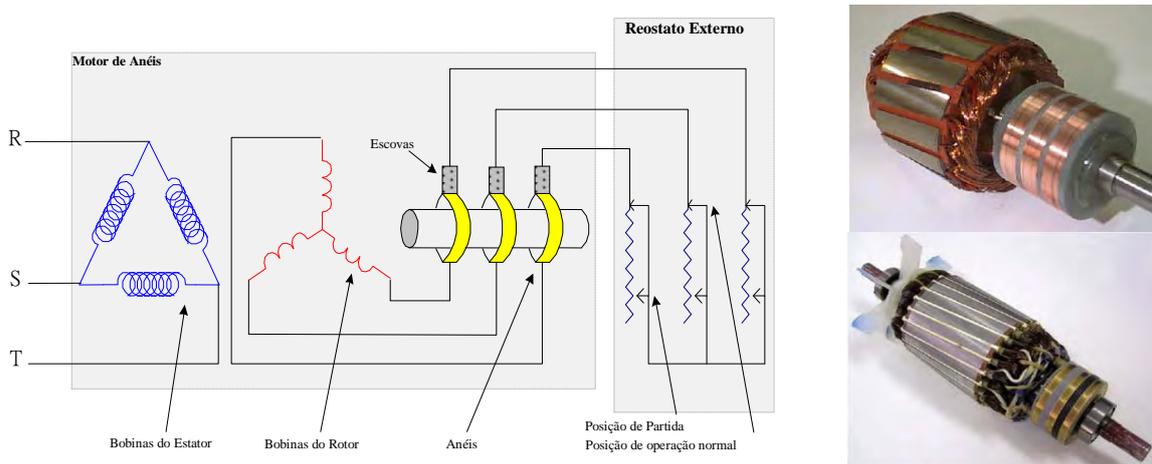


Fig. 2.24 – Rotor bobinado – motor de anéis.

Os principais inconvenientes desta solução são os altos custos (necessidade de reostatos) e maior manutenção, visto que se faz uso de escovas que se desgastam com o tempo.

## Motor de Barras Profundas e de Dupla Gaiola

Outra forma de se ter alta resistência no rotor durante a partida é construir a gaiola do rotor com barras estreitas e profundas, como mostrado na Fig. 2.25. Como a gaiola normalmente é fabricada em alumínio (cujas permeabilidade magnética equipara-se à do ar) e as barras são estreitas, resulta elevada dispersão do fluxo magnético no rotor. O fluxo de dispersão é aquele que não atravessa o entreferro, se encerra no rotor.

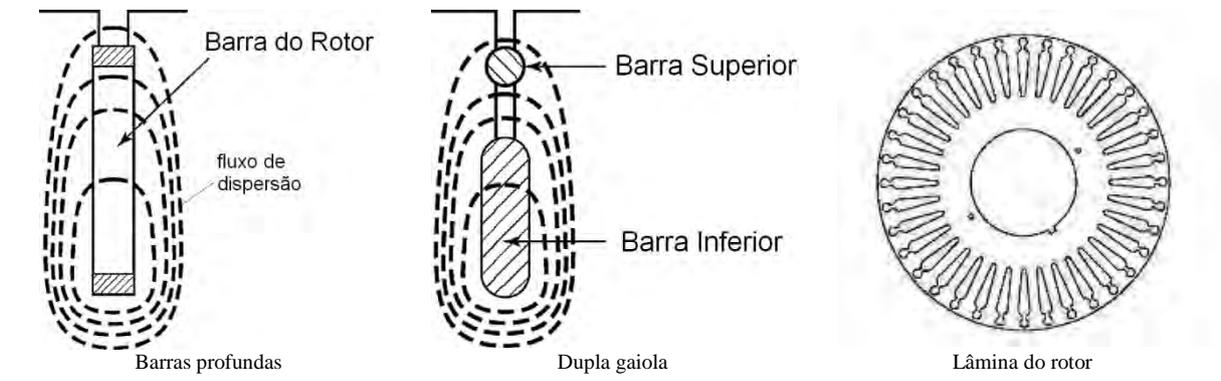


Fig. 2.25 – Rotor de dupla gaiola.

As barras do fundo concatenam mais fluxo que as do topo da ranhura. No instante da partida, a frequência no rotor é 60 Hz e a corrente na barra é muito pequena no fundo da ranhura (maior reatância,)  $X = 2\pi \cdot fL$  e elevada no topo, onde a reatância é menor. Em consequência, a densidade de corrente é crescente do fundo da ranhura para o topo. Com isso, a corrente total na barra é muito pequena, caracterizando uma alta resistência na partida.

Para o rotor operando em regime, a frequência do rotor cai para valores da ordem de 1 a 3 Hz. Agora, a reatância das barras do topo e do fundo são muito pequenas (a corrente é quase contínua), tornando seu efeito na limitação da corrente praticamente desprezível. Assim, a resistência rotórica torna-se muito pequena devido a distribuição uniforme de corrente.

## Lista de Exercícios 2

1) Um MIT de 100cv, 8 Pólos, 440V (Y), 60Hz e com rotor de gaiola de esquilo, tem as seguintes constantes do circuito equivalente por fase, referidas ao estator:

$$\begin{array}{lll} R_S = 0,085\Omega & X_S = 0,196\Omega & X_M = 6,650\Omega \\ R'_R = 0,067\Omega & X'_{RB} = 0,161\Omega & \end{array}$$

As perdas rotacionais em vazio somam 2,7kW e as perdas suplementares em carga, 0,5kW e podem ser consideradas constantes. Calcule:

- A corrente no estator, o fator de potência, a potência de saída e o rendimento para um escorregamento de 3%, sob tensão e frequência nominais (113,7A; 0,9i; 69,05kW; 88,8%).
- A corrente de partida e o torque interno de partida sob tensão e frequência nominais (661,8A; 890,3N.m).
- O máximo torque desenvolvido pelo motor e a velocidade para esse torque (2.194N.m; 733rpm).

2) Um MIT de 10HP, 4 Pólos, 230V (Y), 60Hz, opera a plena carga com escorregamento de 4% e tensão e frequência nominais. As perdas rotacionais podem ser desprezadas e as seguintes constantes são conhecidas:

$$R_S = 0,36\Omega \quad X_S = X'_{RB} = 0,47\Omega \quad X_M = 15,50\Omega$$

Calcule:

- Torque interno máximo (99,17N.m);
- A velocidade em que o torque é máximo (1.397,5rpm);
- O torque interno de partida (48,5N.m).

3) Um MIT com tensão e frequência nominais tem torque de partida e torque máximo de 160% e 200% do torque nominal, respectivamente. Desprezando a resistência do estator e as perdas rotacionais, calcule:

- O escorregamento com torque máximo (0,50);
- O escorregamento em plena carga (0,134).

4) Um MIT de 15cv, 4 Pólos, 220V, 60Hz, opera a plena carga com escorregamento de 4%. Desprezando-se a resistência do estator e as perdas rotacionais, calcule:

- O torque de partida sabendo-se que o torque máximo é três vezes o torque nominal (80Nm);
- Perdas no cobre do rotor (460W);
- O rendimento (96%).

5) Determine o circuito equivalente de um MIT “classe A” ( $\tau_a=40^\circ\text{C}$  e  $\tau_F=105^\circ\text{C}$ ) conectado em Y, que foram feitos os seguintes testes:

- Rotor livre:  $V_o = 440\text{V}$ , 60Hz;  $I_o = 24\text{A}$ ;  $P_o = 5150\text{W}$ ;
- Rotor Bloqueado:  $V_b = 90\text{V}$ , 60Hz;  $I_b = 66\text{A}$ ;  $P_b = 3\text{kW}$ ;
- Resistência do estator:  $0,22\Omega$  em Y.

Faça a correção dos valores das resistências de  $105^\circ\text{C}$  (ambiente) para  $105^\circ\text{C}$  (classe A) - pag. 49.

Respostas:  $R_s = 0,14\Omega$      $R_r' = 0,16\Omega$      $X_s = 0,36\Omega$      $X_{rb}' = 0,39\Omega$      $X_m = 9,79\Omega$

# AULA 7

## 7 – Curvas Normalizadas

Na curva da Figura 2.26 estão destacados alguns pontos importantes da curva de um motor de indução. Esta curva é definida pela norma NBR 7094 da ABNT (substituída em 15 de setembro de 2008 pelas normas NBR 15626-1, para motores trifásicos, e NBR 15626-2, para motores monofásicos).

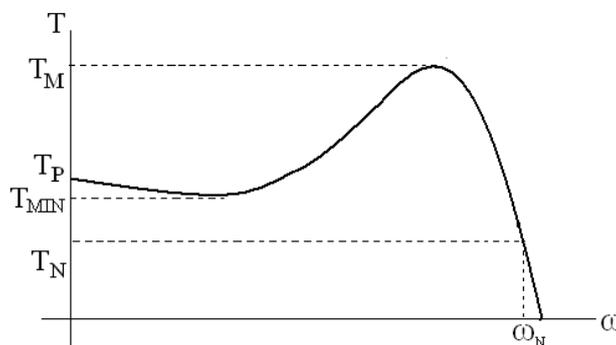


Fig. 2.26 – Curva  $T \times \omega$  típica de um MIT.

- **$T_N$  (Conjugado nominal ou de plena carga)** - é o conjugado desenvolvido pelo motor à potência nominal, sob tensão e frequência nominais.
- **$T_P$  (Conjugado com rotor bloqueado ou conjugado de partida ou, ainda, conjugado de arranque)** - é o conjugado mínimo desenvolvido pelo motor com o rotor bloqueado, sob tensão e frequência nominais.
- **$T_{\min}$  (Conjugado mínimo)** - é o menor conjugado desenvolvido pelo motor ao acelerar desde a velocidade zero até a velocidade correspondente ao conjugado máximo. Na prática, este valor não deve ser muito baixo, isto é, a curva não deve apresentar uma depressão acentuada na aceleração, para que a partida não seja muito demorada, sobre-aquecendo o motor, especialmente nos casos de alta inércia ou partida com tensão reduzida.
- **$T_M$  (Conjugado máximo)** - é o maior conjugado desenvolvido pelo motor sob tensão e frequências nominais, sem queda brusca de velocidade. É a máxima sobrecarga que o motor suporta quando este está trabalhando nas condições nominais. Na prática, o conjugado máximo deve ser o mais alto possível, por duas razões principais: O motor deve ser capaz de vencer, sem grandes dificuldades, eventuais picos de carga, como pode acontecer em certas aplicações, como em britadores, calandras, misturadores e outras; O motor não deve arriar, isto é, perder bruscamente a velocidade, quando ocorrem quedas de tensão, momentaneamente, excessivas.

Na Figura 2.27, juntamente com a curva típica de um motor de indução trifásico está a curva de uma carga genérica. O ponto *c* é o ponto de equilíbrio entre o torque motriz e o torque resistente. Neste caso o motor opera com torque e velocidade nominais (com carga nominal). O trecho *ab* deve ser o mais reto e vertical possível, para que o motor tenha alto rendimento e baixa variação de velocidade com variação de carga. O torque  $T_a$  é chamado de torque acelerante e representa a diferença entre o torque do motor e o torque da carga (no ponto *c*,  $T_a = 0$ ).

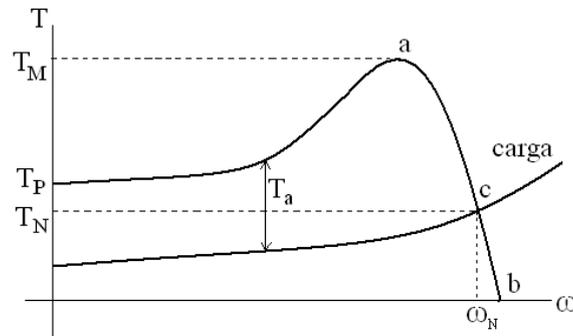


Fig. 2.27 – Curvas típicas do MIT e da carga.

As curvas Conjugado x Rotação dos motores de indução são classificadas pela norma em categorias, como está mostrado na Figura 2.28, adequadas para cada tipo de carga.

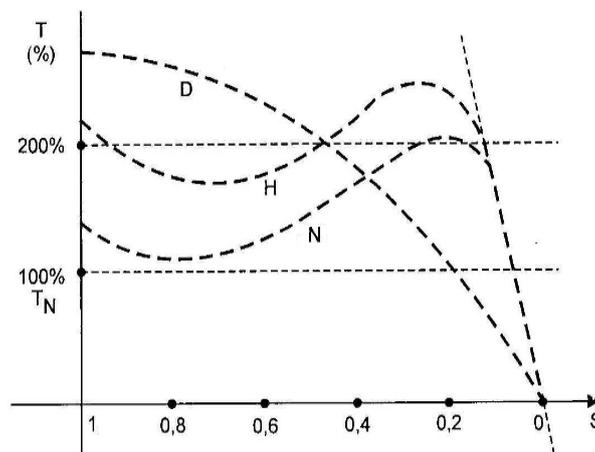


Fig. 2.28 – Curvas normalizadas – Categorias N, H e D.

**Categoria N** - Conjugado de partida normal, corrente de partida normal e baixo escorregamento. Constituem a maioria dos motores encontrados no mercado e prestam-se ao acionamento de cargas normais, como bombas, máquinas operatrizes, ventiladores, etc.

**Categoria H** - Conjugado de partida alto, corrente de partida normal e baixo escorregamento. Usados para cargas que exigem maior conjugado na partida, como peneiras, transportadores carregadores, cargas de alta inércia, britadores, alguns tipos de ventiladores, etc.

**Categoria D** - Conjugado de partida alto, corrente de partida normal e alto escorregamento (maior que 5%). Usados em casos onde a carga apresenta picos periódicos. Usados também em elevadores e cargas que necessitam de conjugado de partida muito alto e corrente de partida limitada.

## 8 – Informações Relevantes sobre Motores de Indução

### Graus de Proteção de Equipamentos Elétricos - (NBR 6146)

IP   ou IPW

**1º Algarismo** - Indica o grau de proteção contra penetração de corpos sólidos e contato acidental.

- 0 Sem proteção
- 1 Corpos estranhos de dimensões acima de 50mm - Toque acidental com a mão
- 2 Corpos estranhos de dimensões acima de 12mm - Toque com os dedos
- 3 Corpos estranhos de dimensões acima de 2,5mm - Toque com os dedos
- 4 Corpos estranhos de dimensões acima de 1,0mm - Toque com ferramentas
- 5 Proteção contra acúmulo de poeiras prejudiciais ao motor - Completa contra toques.
- 6 Totalmente protegido contra a poeira - Completa contra toques

**2º Algarismo** - Indica o grau de proteção contra penetração de água no interior do motor.

- 0 Sem proteção
- 1 Pingos de água na vertical
- 2 Pingos de água até a inclinação de 15° com a vertical
- 3 Água da chuva até a inclinação de 60° com a vertical
- 4 Respingos em todas as direções
- 5 Jatos d'água de todas as direções
- 6 Água de vagalhões
- 7 Imersão temporária
- 8 Imersão permanente

*A letra W entre as letras IP e os algarismos, indica que o motor é protegido contra intempéries (W de Weather).*

### Fator de Serviço (FS)

O fator de serviço representa uma “reserva de potência” que o motor possui e que pode ser usada em regime contínuo (este tipo de regime é também chamado de regime S1, de acordo com as normas nacionais e internacionais). A potência que pode ser obtida do motor é assim a potência nominal (indicada na placa) multiplicada pelo fator de serviço. Um motor de potência de 5 kW e com fator de serviço de 1,15 pode trabalhar continuamente com  $5 \times 1,15 = 5,75$  kW em regime contínuo. Quando não for indicado um fator de serviço, significa que o motor não possui reserva de potência. Quando a potência efetivamente utilizada corresponde à nominal multiplicada pelo fator de serviço deve-se admitir uma elevação de temperatura de 100 °C além do limite de temperatura da classe de isolamento do motor. De acordo com as normas, quando o fator de serviço for utilizado, pode também haver alterações em algumas das características do motor, tais como o fator de potência e o rendimento. Contudo, o torque de partida, o torque máximo e a corrente de partida não devem sofrer alterações.

O fator de serviço não deve ser confundido com a sobrecarga momentânea do motor, a qual vale por curtos períodos de tempo. De acordo com a norma brasileira, motores de aplicação geral devem suportar uma sobrecarga de torque de 60% acima do nominal por 15 segundos. Mesmo motores sem indicação de fator de serviço (fator de serviço 1,0) possuem uma determinada capacidade de sobrecarga por tempo limitado. Muitos fabricantes fornecem

a curva de sobrecarga do motor, a qual serve também como referência para o ajuste dos dispositivos de proteção do motor.

### **Influência das Condições do Ambiente - (NBR 7094)**

De acordo com as normas, todo o motor deve estar apto a trabalhar dentro das suas características nominais até uma temperatura ambiente máxima de 40 °C e altitudes de até 1000 acima do nível do mar. Para condições além do especificado, a potência nominal do motor deve ser reduzida de acordo com a tabela 1. Isto se deve ao fato de que a ventilação do motor fica reduzida em função da altura e temperatura ambiente.

A redução da capacidade de ventilação, por sua vez, deve-se à maior rarefação do ar com o aumento da altitude. Além destes fatores, também deve ser considerado na escolha do motor se existe condições especiais no ambiente onde o motor será instalado tais como poeira, gases em suspensão, maresia, perigo de explosão, etc. Em muitos casos pode ser necessária a escolha de um tipo especial de motor, projetado e fabricado para atender as necessidades específicas do ambiente. Um caso típico é o de motores navais, que possuem um grau de proteção elevado, pintura especial, proteção extra para os cabos na caixa de ligação, etc. O custo de tais motores é maior que os de fabricação normal.

Fator de multiplicação da potência útil em função da temperatura ambiente (T) em “°C” e da altitude (H) em metros.

T/ H	1000	1500	2000	2500	3000	3500	4000
10	-	-	-	-	-	-	1,05
15	-	-	-	-	-	1,05	0,99
20	-	-	-	-	1,05	0,99	0,93
25	-	-	-	1,05	0,98	0,93	0,88
30	-	-	1,04	0,97	0,92	0,87	0,82
35	-	1,02	0,96	0,91	0,86	0,81	0,77
40	1,00	0,94	0,89	0,85	0,80	0,76	0,72
45	0,92	0,87	0,83	0,78	0,74	0,70	0,67
50	0,85	0,80	0,76	0,72	0,68	0,65	0,62
55	0,77	0,74	0,70	0,66	0,63	0,60	0,57
60	0,71	0,67	0,64	0,60	0,57	0,55	0,52

### **Classes de Isolação**

Os materiais dos quais os motores são fabricados suportam uma elevação máxima de temperatura, dadas pelas suas características próprias. Os materiais isolantes (verniz, resinas, bandagens,...) são os mais sensíveis à temperatura, possuindo um limite bem inferior aos demais materiais ativos (ferro e cobre). Quando ultrapassam a temperatura máxima permitida, os materiais isolantes perdem as suas características mecânicas e de isolamento, provocando danos ao motor. Desta forma, o tipo de material isolante determina o nível de elevação de temperatura que o motor pode suportar.

As normas nacionais e internacionais classificam os materiais em cinco classes de isolamento: A, E, B, F e H, conforme mostrado na Figura 2.29. Cada classe possui um limite máximo de temperatura. O limite é obtido a partir da soma da temperatura ambiente máxima (40 °C) com a elevação de temperatura média do enrolamento. A este valor deve ainda ser acrescido o valor da diferença entre o ponto mais quente do enrolamento e sua temperatura média. Este último valor é um valor aproximado dado nas normas. A fórmula seguinte descreve a relação entre as temperaturas:

$$T_{\max} = T_{\text{amb}} + \Delta T_{\text{med}} + \Delta T$$

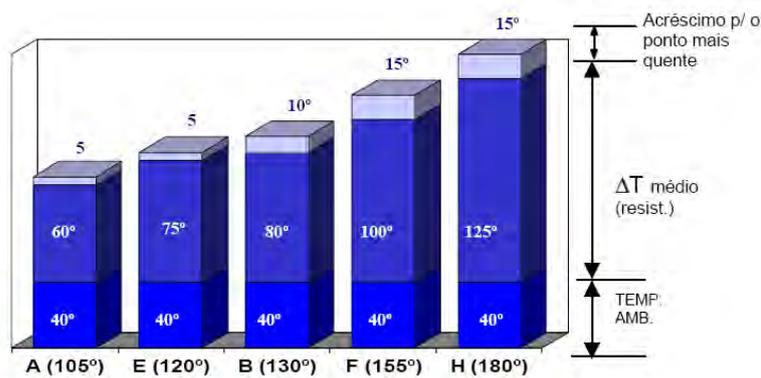


Fig. 2.29 – Classes de isolamento.

Constata-se que, na prática, um aumento de 8 a 10 °C sobre o limite de temperatura da classe de isolamento reduz a vida útil da mesma pela metade.

- Correção dos Valores de  $R_S$  e  $R'_R$  em função da Classe de Isolação

$$R_{\tau_F} = \frac{k + \tau_F}{k + \tau_A} \cdot R_{\tau_A}$$

Onde,

- $\tau_F$ , temperatura da classe de isolamento (Ex: classe A = 105 °C);
- $\tau_A$ , 40 °C;
- $k = 234,5$  para o cobre e 255 para o alumínio.

As Figuras 2.30 e 2.31 mostram sistemas de resfriamento para motores de indução.

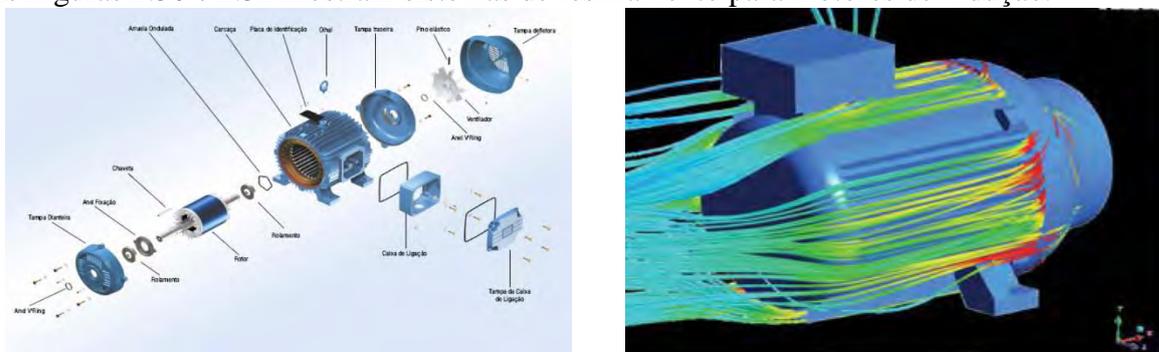


Fig. 2.30 - Resfriamento convencional externo - ar.



Fig. 2.31 - Resfriamento por manto d'água.

# AULA 8

## 9 – Métodos de Partida do MIT

Na partida a corrente do MIT pode alcançar valores da ordem de oito vezes o valor nominal. Para o motor, durante o tempo normal de partida, esta sobrecorrente não causa inconvenientes. Porém, a corrente de partida pode causar afundamentos de tensão inaceitáveis na rede elétrica, o que afetaria outros equipamentos que nela estejam ligados.

Motores de potência inferior a 7,5 cv podem ser acionados sem dispositivos auxiliares, ou seja, podem ser partidos diretamente pela rede elétrica. A partida de motores maiores requer a limitação da corrente de partida. Isto pode ser feito pelas seguintes formas:

- Inserção de resistências na linha;
- Chave Y/ $\Delta$ ;
- Chave compensadora;
- Inserção de resistências no circuito do rotor (apenas para rotores de anéis);
- Uso de dispositivos de partida suave (soft-starters)
- Acionamento por inversores de frequência.

Todos os métodos para reduzir a corrente de partida do motor (exceto a inserção de resistência no rotor) baseiam-se na aplicação de tensão reduzida nos terminais do motor durante a partida.

Como a corrente de linha depende diretamente da tensão aplicada ( $V = RI$ ), a partida com tensão reduzida diminui proporcionalmente a corrente. Por outro lado, o torque é proporcional ao quadrado da tensão aplicada (ou da corrente).

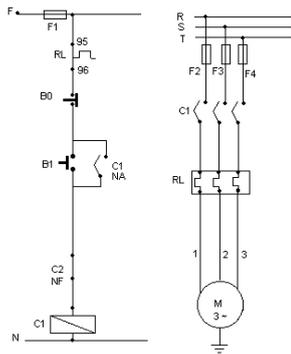
$$T = k \cdot V^2 \quad \text{ou} \quad T = \frac{3 \cdot R_R'}{s \cdot \omega} \cdot I_S^2$$

Assim, uma diminuição na tensão de alimentação do motor na partida provoca forte redução do torque inicial. Como é desejável alto torque na partida, a tensão aplicada no motor fica dependendo da situação do projeto e do tipo de carga conectada ao motor.

### Partida Direta

Neste método, o motor é ligado de uma só vez à rede elétrica. A corrente de partida pode atingir mais de oito vezes a corrente nominal. Caso a carga mecânica tenha alta inércia, a alta corrente de partida pode perdurar por vários segundos até que o motor atinja rotação nominal. A rede elétrica, bem como os equipamentos a ela ligados, deve suportar este transitório.

Um esquema de partida direta é apresentado na Figura 2.32. Assim que os terminais da chave contatora  $K_1$  forem fechados, o motor estará conectado diretamente à rede elétrica.



**Vantagens:**

- Menor custo;
- Muito simples de implementar;
- Alto torque de partida.

**Desvantagens:**

- Alta corrente de partida, provocando queda de tensão na rede de alimentação;
- É necessário sobre-dimensionar cabos e contadores.

Fig. 2.32 – Partida direta.

**Inserção de Resistências na Linha**

Selecionando um valor de resistência de linha, pelo ajuste do reostato da Figura 2.33, a corrente de partida pode ser limitada. É um método barato e permite a variação gradativa da tensão aplicada no motor. Durante a partida, enquanto existe alta resistência em série com cada uma das fases de alimentação há dissipação de energia sob a forma de calor.

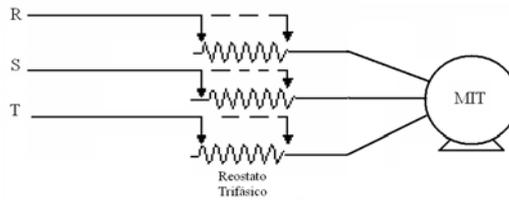


Fig. 2.33 – Partida com reostato de linha.

**Chave Y/Δ**

A técnica da partida estrela-triângulo é simples e pode ser vista na Figura 2.34. Trata-se de alterar o fechamento das bobinas internas do motor, inicialmente em estrela (Y), para triângulo (Δ). Um relé temporizador é regulado de modo que o tempo seja a suficiente para vencer a inércia da carga. O motor parte com tensão reduzida, uma vez que, ligado em estrela, a tensão em cada bobina é  $\frac{1}{\sqrt{3}}$  vezes menor que a tensão da rede. Após o tempo de partida, as bobinas são fechadas em triângulo (Δ), sendo, então, toda a tensão aplicada a cada conjunto de bobinas.

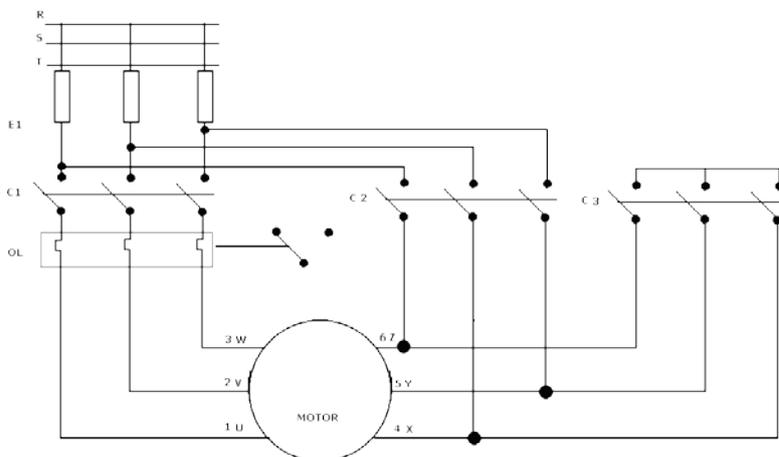


Fig. 2.34 – Partida Y→Δ.

### Vantagens:

- Custo reduzido;
- Corrente de partida é reduzida a 1/3 quando comparada com a partida direta.

### Desvantagens:

- Redução do torque de partida a 1/3 do nominal;
- São necessários motores para duas tensões com seis bornes acessíveis.

### Exercícios

1) Um MIT de 10 HP. 60 Hz, 220/380 V pode ser acionado por uma chave estrela-triângulo em qual cidade?

- a) Lins, 220 / 380 V
- b) Ilha Solteira, 127 / 220 V

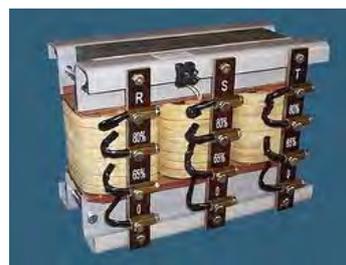
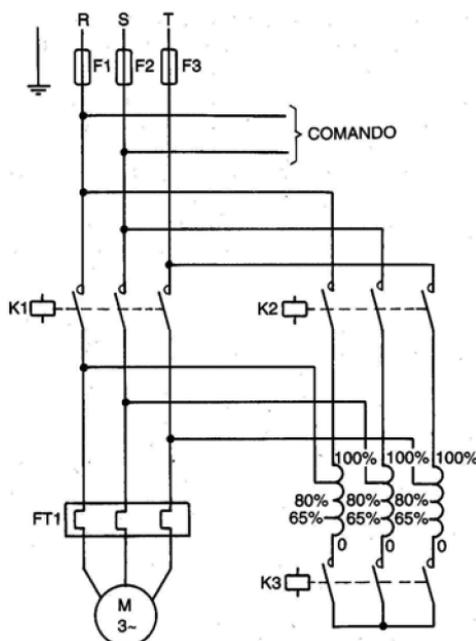
A chave Y/ $\Delta$  só pode ser usada se a tensão de linha da rede coincidir com a tensão da conexão  $\Delta$  do motor.

2) Faça uma representação esquemática das conexões elétricas para partida Y $\rightarrow$  $\Delta$  manual de um MIT através de uma chave-faca de dupla posição.

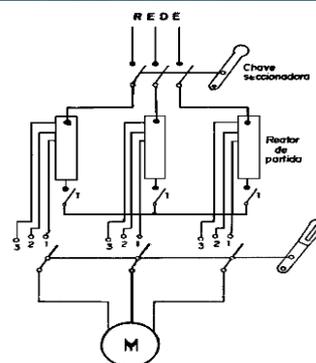


### Chave Compensadora

A Figura 2.35 mostra algumas ilustrações desta chave. nesse caso, o motor é ligado a um tap, que pode ser de 50%, 65% ou 80% da tensão nominal da rede. Após vencida a inércia, o motor é ligado diretamente. No instante da partida os contatores K2 e K3 fecham-se, enquanto K1 permanece aberto. Desta maneira o motor parte com tensão reduzida, de acordo com o tap escolhido. Após a partida, K2 e K3 abrem, e K1 liga o motor à rede. Essa transição pode ser feita manualmente através de botoeiras, ou automaticamente com relés e temporizadores.



Auto-transformador



Chave manual

Fig. 2.35 – Chave compensadora.

Na chave compensadora,

$$k = \frac{N_S}{N_P} = 0,50 \text{ ou } 0,65 \text{ ou } 0,80 \text{ ou } 1,00$$

$$k = \frac{V_S}{V_P} = \frac{I_P}{I_S} \Rightarrow I_P = k \cdot I_S$$

A corrente da linha (primário) é reduzida pelo fator  $k$ . A tensão sobre o motor é reduzida pelo mesmo fator. Assim, a corrente da linha sofre uma redução total de  $k^2$  e o torque do motor também é reduzido pelo fator  $k^2$ , como mostrado na Figura 2.36.

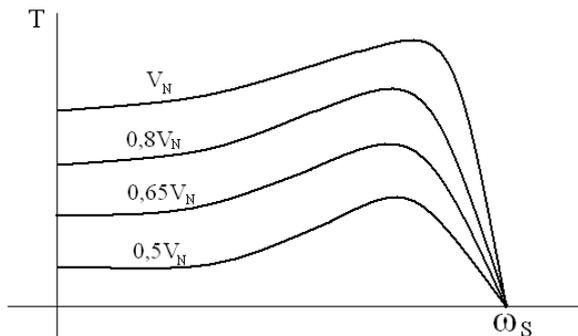


Fig. 2.36 – Chave compensadora – curvas de  $T \times \omega$ .

- **Vantagens**

- Pode ser usada para partida de motores sob carga;
- Corrente de partida reduzida (proporcional a  $k^2$ );
- Três opções de redução de corrente de partida: 25%, 42% ou 64% da corrente de partida direta.

- **Desvantagens**

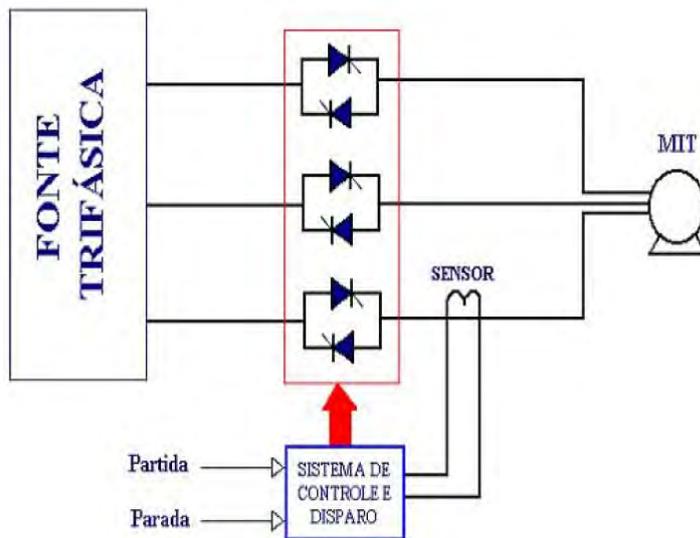
- Maior custo que a estrela-triângulo;
- Construção mais volumosa, necessitando de quadros maiores.

### Dispositivos *Soft-Starters*

O dispositivo *soft-starter* é um equipamento eletrônico dedicado à partida de motores elétricos de indução, totalmente em estado sólido, isto é, baseado em chaves semicondutoras, como ilustrado na Figura 2.37. A filosofia de funcionamento do *soft-starter* é, assim como os sistemas eletromecânicos, reduzir a tensão inicial de partida. Como o torque é proporcional à corrente, e essa à tensão, o motor parte com torque reduzido. Geralmente, os *soft-starters* têm ajuste de rampa de aceleração. Esse ajuste pode ser feito via potenciômetro ou IHM (Interface Homem Máquina).

As chaves de partida estática são chaves microprocessadas, projetadas para acelerar (ou desacelerar) e proteger motores elétricos de indução trifásicos. Através do ajuste do ângulo de disparo de tiristores, controla-se a tensão eficaz aplicada ao motor. Com o ajuste correto das variáveis, o torque e a corrente são ajustados às necessidades da carga, ou seja, a corrente exigida será a mínima necessária para acelerar a carga, sem mudanças de frequência. Algumas características e vantagens das chaves *soft-starters* são:

- Ajuste da tensão de partida por um tempo pré-definido;
- Pulso de tensão na partida para cargas com alto conjugado de partida;
- Redução rápida de tensão a um nível ajustável;
- Proteção contra falta de fase, sobre corrente e subcorrente, etc.



- **Vantagens**
  - Controle da corrente de partida (próxima à nominal);
  - Longa vida útil, não possui partes móveis;
  - Torque de partida próximo do torque nominal;
  - Possibilita inversão do sentido de rotação;
  - Proteções integradas (falta de fase, sobrecorrente, subcorrente, sobrecarga etc).
- **Desvantagens**
  - É necessário tensão auxiliar para o *soft-starter*;
  - Maior custo na medida em que a potência do motor é reduzida;
  - Distorções harmônicas na linha.

Fig. 2.37 – Chave de partida *soft-starter*.

## Inversor de Frequência

Além do controle de velocidade, o inversor de frequência pode proporcionar tanto a partida como a parada progressiva (em rampa), similar ao dispositivo *soft-starter*, além de incorporar inúmeras proteções. A Figura 2.38 apresenta o circuito elétrico básico de potência e alguns produtos comerciais.

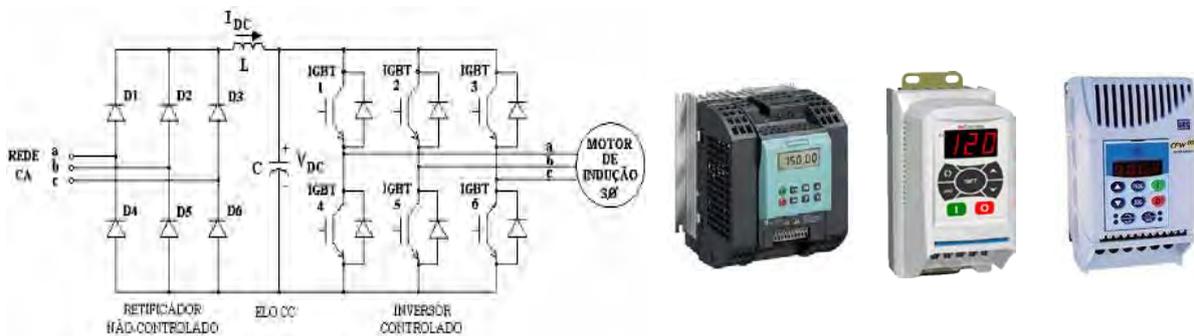
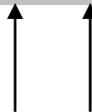


Fig. 2.38 – Inversor de frequência.

## 10 – Métodos de Controle de Velocidade do MIT

Para alterar a velocidade do motor de indução ( $\omega_R$ ), apenas duas maneiras são possíveis. Pode-se variar através de  $S$  ou de  $\omega_S$ , como se observa na expressão:

$$\omega_R = (1 - s) \cdot \omega_S$$



- **Variação da velocidade síncrona (ou do campo girante)  $\omega_s$**

Como já mencionado,

$$\omega_s = \frac{120 \cdot f}{P}$$

Para alterar  $\omega_s$  é preciso modificar a frequência da rede (f) ou o número de pólos (P).

**Frequência:** A variação da frequência da rede elétrica é obtida a partir de inversores de tensão ou corrente ou ainda através de cicloconversores. O método consiste em manter o fluxo magnético ( $\phi$ ) e o torque máximo ( $T_M$ ) constantes. Seja o circuito equivalente do MIT mostrado na Figura 2.39.

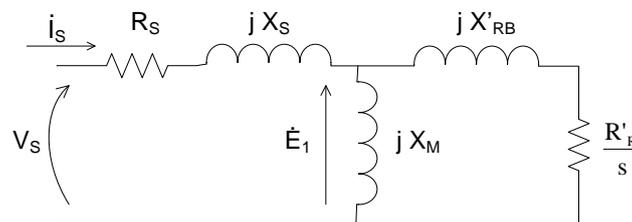


Fig. 2.39 – Circuito equivalente do MIT.

Como  $V_s \approx E_1$  e  $E_1 = 4,44 \cdot N_1 \cdot f \cdot \phi$   
 Pode-se escrever que  $\phi = \frac{V_s}{4,44 \cdot N_1 \cdot f}$ .

Portanto, se  $V_s/f = \text{cte}$ , então:

$$\phi = \text{cte}$$

E ainda, considerando  $R_{TH} = 0$  na expressão do torque máximo, tem-se:

$$T_M = \frac{3 \cdot V_{TH}^2}{2 \cdot \omega_s \cdot (X_{TH} + X'_{RB})}$$

Sendo  $X_{TH} + X'_{RB} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot (L_{TH} + L'_{RB})$ ,

Escreve-se:  $T_M = k \cdot \frac{V_s^2}{f^2}$

Portanto, se  $V_s/f = \text{cte}$

Então:  $T_M = \text{cte}$

Assim, o controle de frequência aplicada ao motor deve ser acompanhado do controle de tensão. Este método é conhecido por “controle escalar” e tem como resultado as curvas da Figura 2.40. Outro método muito mais sofisticado e também muito utilizado é o “controle vetorial”. Neste método, as correntes estatóricas são decompostas em duas componentes,  $I_d$  e  $I_q$ , cujo produto vetorial compõe o torque produzido no rotor.

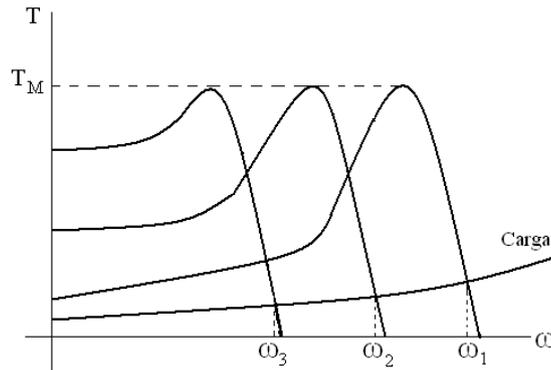


Fig. 2.40 – Curvas  $T \times \omega$  para o controle escalar.

**Número de pólos:** A segunda forma de alterar a velocidade síncrona, pela mudança do número de pólos da máquina, pode ser obtida pela conexão especial denominada *Dahlander*. Através de uma chave comutadora, varia-se o número de pólos na razão de 2:1. O método consiste em inverter o sentido da corrente em um dos enrolamentos de cada fase, como mostrado na Figura 2.41.



Fig. 2.41 – Ligação Dahlander.

Na ligação *Dahlander* a alteração do número de pólos é acompanhada da alteração do tipo de conexão (Y,  $\Delta$ , YY,  $\Delta\Delta$ ). As curvas de velocidade ( $T \times \omega$ ) são mostradas na Figura 2.42. Observa-se que a curva 1 possui mesmo torque máximo e metade da potência da curva de referência. A curva 2 possui o dobro do torque máximo e a mesma potência. A curva 3 apresenta metade do torque máximo e um quarto da potência. A ligação *Dahlander* não permite o ajuste contínuo de velocidade - ou se tem a velocidade nominal ou a metade dela.

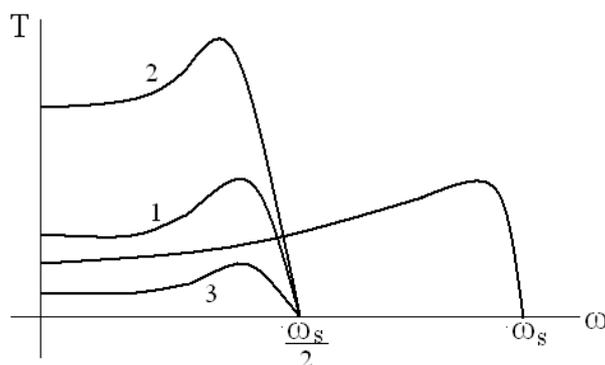


Fig. 2.42 – Curvas  $T \times \omega$  para a ligação Dahlander.

- **Variação do escorregamento**

Isso pode ser feito de duas formas: Variando-se a tensão da rede ou a resistência rotórica (para motor de anéis).

**Tensão:** Como apresentado, o torque varia com o quadrado da tensão de alimentação. O escorregamento que produz torque máximo ( $s_M$ ) não depende da tensão, desta forma a faixa de ajuste de velocidade é muito estreita, como ilustrado na Figura 2.43.

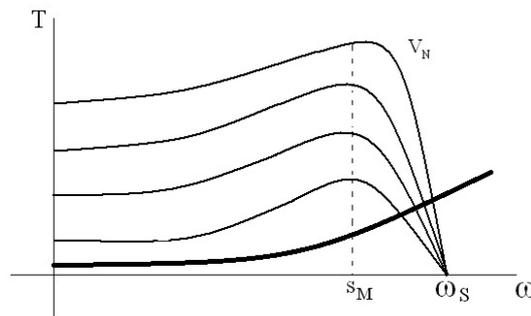


Fig. 2.43 – Curvas  $T \times \omega$  para a variação da tensão.

**Resistência rotórica:** A segunda maneira, o controle da resistência rotórica, pode ser feito apenas em motores de rotor bobinado (de anéis) e é possível porque  $s_M$  é proporcional a  $R'_R$ . O torque máximo se mantém constante, o motor passa a ter baixo rendimento, pois o escorregamento aumenta, elevando as perdas no cobre do rotor ( $P_{CR} = s \cdot P_{FR}$ ). A faixa de ajuste da velocidade também é estreita, como apresentado na Figura 2.44.

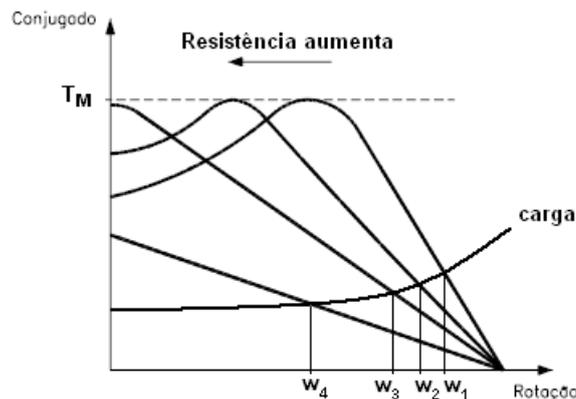


Fig. 2.44 – Curvas  $T \times \omega$  para a variação da resistência do rotor.

# AULA 9

## 11 – Especificações do MIT

Quando se deseja escolher um motor para acionar uma carga é necessário conhecer o conjugado requerido por ela bem como a rotação. O acoplamento da carga ao motor pode ser direto ou por meio de redutores (O redutor, que pode ser formado por engrenagens ou polias, pode ser arranjado tanto de forma a reduzir a rotação do eixo de acoplamento entre carga e motor quando aumentá-la).

**Acoplamento direto:** No acoplamento direto, o eixo do motor é ligado ao eixo da carga diretamente, como mostrado na Figura 2.45. Neste caso o conjugado nominal da carga ( $C_C$ ) é o próprio valor do conjugado nominal oferecido pelo motor ( $C_N$ ).



Fig. 2.45 – Acoplamento direto.

**Acoplamento com redutor:** Quando se usa redutores (Figura 2.46), a relação entre conjugado de carga e do motor passa a depender do rendimento do acoplamento e também da relação de velocidades entre o eixo do motor e o da carga a ser acionada.



Fig. 2.46 – Acoplamento com redutor.

Onde,

- $C_{CE}$  é o conjugado nominal da carga, referido ao eixo do motor;
- $C_C$  é o conjugado nominal da carga;
- $n_C$  é a rotação da carga;
- $n_M$  é a rotação do motor;
- $\eta_{AC}$  é o rendimento do acoplamento.

## Tipos de cargas

O conjugado de diferentes cargas pode ser expresso matematicamente por equações do tipo:

$$C_C = C_0 + k_C \cdot n^x \quad [\text{N.m}]$$

Onde,

$C_C$ , conjugado nominal da carga;

$C_0$ , conjugado da carga na partida;

$k_C$ , constante que depende da carga;

$n$ , rotação da carga;

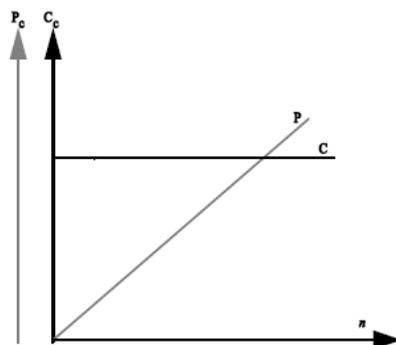
$x$ , pode ser -1, 0, 1 ou 2.

A potência da carga ( $P_C$ ), em função do conjugado, é dada por:  $P_C = C_C \cdot n$

Se  $x = 0$  (Figura 2.47),

$$C_C = C_0 + k_C \quad (\text{constante}) \quad [\text{N.m}]$$

$$P_C = k \cdot n \quad (\text{linear}) \quad [\text{W}]$$



- Compressores a pistão;
- Talhas;
- Guindastes;
- Bombas a pistão;
- Britadores;
- Transportadores contínuos.

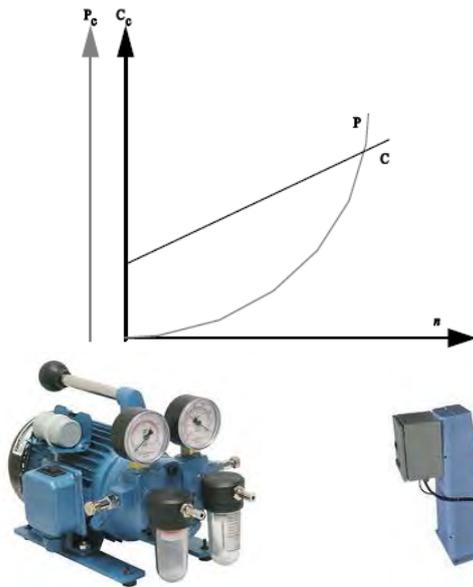


Fig. 2.47 – Conjugado Constante.

Se  $x = 1$  (Figura 2.48),

$$C_C = C_0 + k_C \cdot n \quad (\text{linear}) \quad [\text{N.m}]$$

$$P_C = C_0 \cdot n + k_C \cdot n^2 \quad (\text{quadrática}) \quad [\text{W}]$$



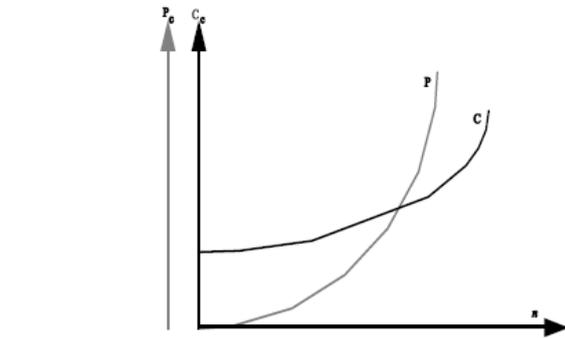
- Centrífugas;
- Bombas de vácuo;
- Cargas com atrito viscoso.

Fig. 2.48 – Conjugado Linear.

Se  $x = 2$  (Figura 2.49),

$$C_C = C_0 + k_C \cdot n^2 \quad (\text{quadrático}) \quad [\text{N.m}]$$

$$P_C = C_0 \cdot n + k_C \cdot n^3 \quad (\text{cúbica}) \quad [\text{W}]$$



- Bombas centrífugas;
- Ventiladores;
- Compressores centrífugos;
- Misturadores centrífugos.



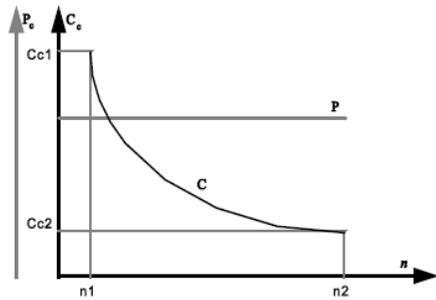
Fig. 2.49 – Conjugado quadrático.

Se  $x = -1$  (Figura 2.50),

$$C_C = \frac{k_C}{n} \quad (\text{hiperbólico}) \quad [\text{N.m}]$$

$$P_C = k_C \quad (\text{constante}) \quad [\text{W}]$$

$C_0$  é desprezado, na partida  $n = 0$ .



- Bobinadeira de papel;
- Bobinadeira de pano;
- Descascador de toras;
- Bobinadeira de fios.



Fig. 2.50 – Conjugado Hiperbólico.

### Conjugado Resistente Médio da Carga ( $C_{Rm}$ )

Conhecendo-se a curva do conjugado da carga é possível determinar o conjugado médio. O conhecimento do conjugado médio é importante no cálculo do tempo de aceleração. O  $C_{Rm}$  pode ser obtido igualando-se as áreas B1 e B2 da Figura 2.51.

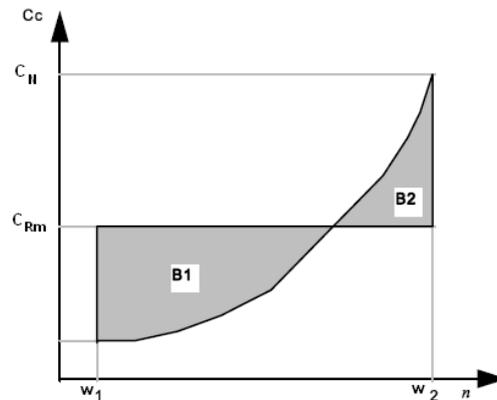


Fig. 2.51 – Conjugado Resistente Médio.

Matematicamente,  $C_{Rm}$  é dado pela integral:

$$C_{Rm} = \frac{1}{(n_2 - n_1)} \cdot \int_{n_1}^{n_2} C_C \cdot dn$$

Assim, para  $x \geq 0$ ,

$$C_{Rm} = C_0 + \frac{k_C}{x+1} \cdot n_2^x$$

Se  $x = 0$ ,  $C_{Rm} = C_0 + k_C$

**Se  $x = 1$ ,**  $C_{Rm} = C_0 + \frac{1}{2} \cdot k_C \cdot n_2$

**Se  $x = 2$ ,**  $C_{Rm} = C_0 + \frac{1}{3} \cdot k_C \cdot n_2^2$

Para carga hiperbólica,  $x = -1$ ,

$$C_{Rm} = \frac{k_C}{n_2 - n_1} \cdot \ln\left(\frac{n_2}{n_1}\right)$$

### Conjugado Motor Médio ( $C_{Mm}$ )

O  $C_{Mm}$  é obtido pela Figura 2.52 quando  $A1 + A2 = A3$ . Usualmente, as seguintes aproximações fornecem bons resultados:

- Para motores de categoria **N** e **H**,

$$C_{Mm} = 0,45 \cdot (C_P + C_M) \quad \text{ou} \quad C_{Mm} = 0,45 \cdot \left( \frac{C_P}{C_N} + \frac{C_{Max}}{C_N} \right) \cdot C_N$$

- Para motores de categoria **D**,

$$C_{Mm} = 0,6 \cdot C_P \quad \text{ou} \quad C_{Mm} = 0,6 \cdot \left( \frac{C_P}{C_N} \right) \cdot C_N$$

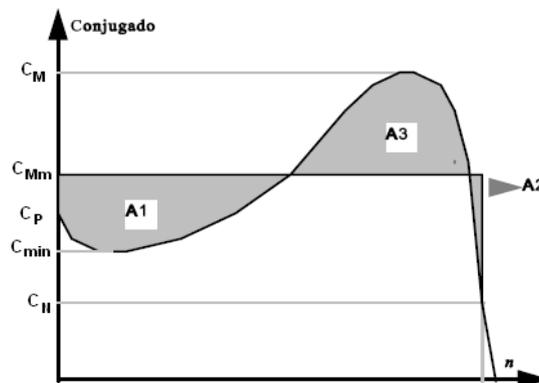


Fig. 2.52 – Conjugado Motor Médio.

### Momento de Inércia da Carga

O momento de inércia é uma grandeza que mede a “resistência” que um corpo oferece às mudanças em seu movimento de rotação. Esta grandeza depende da forma do corpo, do eixo de rotação e da maneira como a massa do corpo está distribuída. O momento de inércia da carga a ser acionada ( $J_C$ ), juntamente com o do motor ( $J_M$ ) afetam o tempo de aceleração. Na Figura 2.53 estão mostrados exemplos de acumuladores de energia cinética.

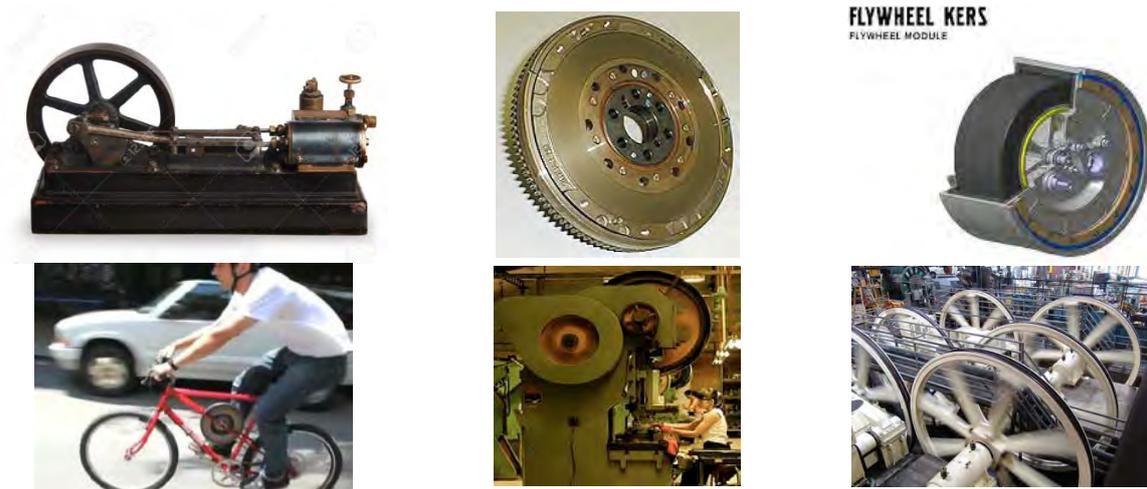


Fig. 2.53 – Volantes mecânicos (flywheels)

### Acoplamento Direto

Na Figura 2.54 apresenta-se uma carga mecânica acoplada diretamente ao eixo do MIT. A rotação do eixo do motor e da carga são iguais e o momento de inércia total ( $J_T$ ) é a soma de  $J_C$  e  $J_M$ .

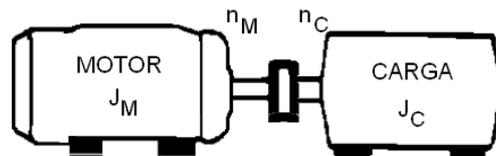


Fig. 2.54 – Acoplamento direto.

$$J_T = J_M + J_C \quad [\text{Kg.m}^2]$$

### Acoplamento com Redução

Na Figura 2.55 apresenta-se uma carga mecânica acoplada ao eixo do MIT através de um redutor de velocidades. O momento de inércia da carga ( $J_C$ ) deve ser referido ao eixo do motor, passando a ser denominado  $J_{CE}$ . Os momentos de inércia das engrenagens e/ou polias também podem ser referidos ao eixo do motor e somados.

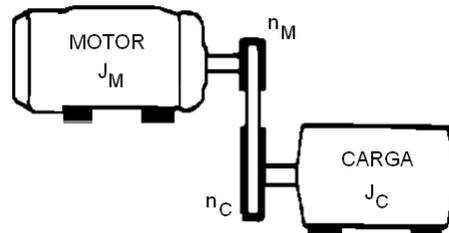


Fig. 2.55 – Acoplamento com redução.

$$J_{CE} = J_C \cdot \left( \frac{n_C}{n_M} \right)^2 \quad [\text{Kg.m}^2]$$

Um caso com múltiplos redutores é apresentado na Figura 2.56.

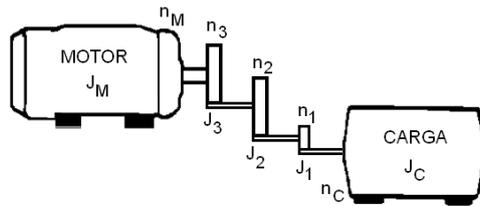


Fig. 2.54 – Acoplamento com múltiplos redutores.

Analogamente ao caso anterior, é possível escrever:

$$J_{CE} = J_C \cdot \left(\frac{n_C}{n_M}\right)^2 + J_1 \cdot \left(\frac{n_1}{n_M}\right)^2 + J_2 \cdot \left(\frac{n_2}{n_M}\right)^2 + J_3 \cdot \left(\frac{n_3}{n_M}\right)^2 \quad [\text{Kg.m}^2]$$

Assim,

$$J_T = J_M + J_{CE} \quad [\text{Kg.m}^2]$$

Os momentos de inércia, como comentado, influenciam no tempo de aceleração da máquina. Este tempo é definido a seguir.

**Tempo de aceleração ( $t_a$ )** – É o tempo que o motor leva para realizar a partida. Permite verificar se o motor consegue acionar a carga dentro das condições exigidas pela estabilidade térmica do material isolante. É útil também para dimensionar os dispositivos de partida e proteção.

Na escolha de um MIT é importante também conhecer o tempo de rotor bloqueado, definido a seguir.

**Tempo de rotor bloqueado ( $t_{rb}$ )** – tempo máximo que o motor pode estar sujeito às altas correntes de partida, ou seja, é o tempo pelo qual os fabricantes de motores elétricos garantem que a temperatura limite da isolamento dos enrolamentos não será ultrapassada, quando estes forem percorridos pela corrente de partida. Este tempo é um parâmetro que depende do projeto da máquina. Encontra-se normalmente no catálogo ou na folha de dados do fabricante.

Na escolha do motor, esta relação deve ser obedecida:

$$t_a < t_{rb}$$

O conjugado acelerador médio ( $C_{Am}$ ) pode ser determinado pela relação:

$$C_{Am} = J_T \cdot \frac{dn}{dt} \quad [\text{N.m}]$$

O conjugado acelerador médio também pode ser entendido como a diferença entre  $C_{Mm}$  e  $C_{Rm}$ :

$$C_{Am} = C_{Mm} - C_{Rm}$$

Com estas duas últimas expressões tem-se:

$$C_{Mm} - C_{Rm} = (J_M + J_{CE}) \cdot \frac{dn}{dt}$$

Portanto,

$$\int_0^{t_a} (C_{Mm} - C_{Rm}) \cdot dt = \int_0^n (J_M + J_{CE}) \cdot dn$$

Finalmente,

$$t_a = \frac{J_M + J_{CE}}{C_{Mm} - C_{Rm}} \cdot n \cdot \frac{\pi}{30} \quad [s]$$

A velocidade ( $n$ ) é dada em rpm.

# Motor trifásico ALTO Plus RENDIMENTO

Cat. H



Potência cv	Potência kW	Carcaça	RPM	Corrente nominal em 220V (A)	Corrente com rotor bloqueado I <sub>b</sub> / I <sub>n</sub>	Conjugado nominal C <sub>n</sub> (kgm)	Conjugado com rotor bloqueado C <sub>s</sub> / C <sub>n</sub>	Conjugado máximo C <sub>max</sub> / C <sub>n</sub>	Rendimento η %			Fator de potência Cos φ			Fator de serviço F S	Momento de inércia J (kgm <sup>2</sup> )	Tempo máx. com rotor bloqueado (s) a quente	Nível médio de pressão sonora dB (A)	Peso aprox. (kg)
									% da potência nominal										
									50	75	100	50	75	100					

## 2 Pólos - 60 Hz

0,15	0,12	63	3420	0,75	5,3	0,03	4,0	4,0	47,0	55,0	61,7	0,52	0,62	0,68	1,15	0,00010	21	56	6
0,25	0,18	63	3390	1,00	4,7	0,05	3,0	3,0	55,0	61,0	65,0	0,55	0,65	0,73	1,15	0,00012	14	56	7
0,33	0,25	63	3390	1,30	5,0	0,07	3,2	3,0	56,0	62,0	66,4	0,58	0,70	0,76	1,15	0,00014	12	56	7
0,5	0,37	63	3380	1,68	5,5	0,11	3,0	3,0	57,0	70,0	72,2	0,55	0,70	0,80	1,15	0,00019	10	56	7
0,75	0,55	71	3400	2,35	6,2	0,16	2,9	3,1	65,0	71,0	74,0	0,62	0,75	0,83	1,15	0,00037	9	60	10
1	0,75	71	3440	2,92	7,8	0,21	3,9	3,9	75,0	78,5	81,2	0,65	0,76	0,83	1,15	0,00052	10	60	11
1,5	1,1	80	3400	4,00	7,5	0,32	3,1	3,0	81,0	82,2	83,0	0,71	0,81	0,87	1,15	0,00086	11	62	15
2	1,5	80	3400	5,60	7,7	0,42	3,3	3,1	81,3	83,3	83,7	0,69	0,78	0,84	1,15	0,00096	11	62	15
3	2,2	90S	3440	8,08	7,8	0,62	2,6	3,0	83,0	85,0	85,1	0,68	0,79	0,84	1,15	0,00205	6	68	19
4	3	90L	3430	11,8	7,8	0,83	2,4	3,0	84,0	85,3	86,0	0,71	0,80	0,85	1,15	0,00268	4	68	22
5	3,7	100L	3500	12,7	9,0	1,02	3,0	3,2	84,0	86,0	87,6	0,73	0,83	0,87	1,15	0,00672	10	71	33
6	4,5	112M	3475	19,1	9,0	1,24	2,6	3,2	85,0	87,0	88,1	0,76	0,85	0,89	1,15	0,00727	16	69	40
7,5	5,5	112M	3500	18,9	8,0	1,53	2,6	3,0	85,5	87,5	88,7	0,74	0,82	0,86	1,15	0,00812	15	69	43
10	7,5	132S	3515	25,0	7,5	2,04	2,3	3,0	88,0	89,0	89,6	0,77	0,85	0,88	1,15	0,02430	20	72	66
12,5	9,2	132M	3515	30,6	7,8	2,55	2,4	3,2	87,8	89,0	89,6	0,77	0,85	0,88	1,15	0,02830	14	72	69
15	11	132M	3510	35,4	8,0	3,06	2,3	2,9	88,7	90,0	90,5	0,78	0,85	0,90	1,15	0,02904	11	72	74
20	15	160M	3540	48,9	7,5	4,05	2,3	3,1	89,0	91,5	92,0	0,71	0,81	0,86	1,15	0,05295	16	75	115
25	18,5	160M	3530	62,1	8,2	5,07	2,2	3,0	90,8	92,0	92,0	0,73	0,81	0,85	1,15	0,05883	12	75	122
30	22	160L	3530	72,1	8,0	6,08	2,5	3,3	90,0	91,9	92,0	0,74	0,83	0,87	1,15	0,06471	12	75	131
40	30	200M	3590	98,3	7,5	8,04	2,6	2,8	91,0	92,2	93,1	0,74	0,82	0,86	1,15	0,18839	26	81	231
50	37	200L	3590	121	7,5	10,06	2,7	2,9	91,5	92,8	93,5	0,76	0,83	0,86	1,15	0,22424	20	81	261
60	45	225SM	3570	142	8,4	12,03	2,6	3,0	90,5	92,5	93,5	0,79	0,86	0,89	1,15	0,35876	20	85	370
75	55	225SM	3565	173	8,5	15,06	2,6	3,6	91,5	93,0	93,8	0,79	0,86	0,89	1,15	0,39464	17	85	395
75	55	250SM	3565	173	8,5	15,06	2,6	3,6	91,5	93,0	93,8	0,79	0,86	0,89	1,15	0,39464	17	85	420
100	75	250SM	3565	229	8,5	20,08	2,6	3,0	92,8	93,8	94,3	0,82	0,88	0,91	1,15	0,67719	12	85	458
125	90	280SM	3570	281	7,5	25,07	2,0	2,7	91,6	93,1	94,6	0,83	0,87	0,89	1,15	1,27083	24	86	706
150	110	280SM	3570	343	7,5	30,08	2,1	2,9	91,8	93,5	94,8	0,80	0,86	0,89	1,15	1,27083	25	86	716
175	132	315SM	3570	411	7,5	35,10	2,0	2,8	92,5	94,0	94,8	0,84	0,88	0,89	1,15	1,41204	17	88	793
200	150	315SM	3570	470	8,2	40,11	2,6	2,8	92,8	94,4	95,1	0,83	0,87	0,88	1,15	1,64738	18	88	861
250	185	315SM	3575	571	8,5	50,07	2,9	3,3	93,4	94,7	95,5	0,81	0,87	0,89	1,15	2,11806	17	88	963
300	220	359ML	3580	683	7,2	60,00	1,7	2,5	92,0	93,9	94,7	0,88	0,91	0,92	1,15	4,36888	70	85	1513
350	260	359ML	3585	776	7,9	68,90	2,1	2,9	94,0	95,0	95,5	0,89	0,91	0,92	1,15	5,17105	60	85	1645

## 4 Pólos - 60 Hz

0,15	0,12	63	1720	0,86	4,5	0,07	3,2	3,4	50,0	57,0	61,0	0,41	0,51	0,60	1,15	0,00045	31	48	7
0,25	0,18	63	1710	1,13	4,5	0,10	2,9	3,0	53,0	64,0	66,5	0,47	0,57	0,63	1,15	0,00056	18	48	7
0,33	0,25	63	1710	1,47	5,2	0,14	3,0	2,9	50,0	59,0	68,5	0,45	0,55	0,65	1,15	0,00067	17	48	9
0,5	0,37	71	1720	2,07	5,0	0,21	2,7	3,0	64,0	70,0	72,0	0,44	0,57	0,65	1,15	0,00079	10	47	11
0,75	0,55	71	1705	2,83	5,5	0,31	3,0	3,0	70,0	74,0	75,0	0,45	0,56	0,68	1,15	0,00086	10	47	12
1,0	0,75	80	1730	2,98	8,0	0,41	3,4	3,0	77,5	80,0	82,6	0,60	0,72	0,80	1,15	0,00328	9	48	18
1,5	1,1	80	1700	4,31	7,0	0,63	2,9	2,8	77,0	78,0	81,6	0,62	0,74	0,82	1,15	0,00328	7	48	16
2,0	1,5	90S	1755	6,15	7,8	0,82	2,8	3,0	79,5	82,8	84,2	0,55	0,67	0,76	1,15	0,00332	8	51	20
3,0	2,2	90L	1735	8,27	7,0	1,24	2,3	2,7	84,0	85,0	85,1	0,62	0,75	0,82	1,15	0,00672	7	51	24
4,0	3,0	100L	1720	11,1	7,5	1,67	2,9	3,1	84,0	86,0	86,5	0,63	0,75	0,82	1,15	0,00919	8	54	32
5,0	3,7	100L	1720	13,9	8,0	2,09	3,0	3,0	85,0	87,5	88,0	0,63	0,75	0,80	1,15	0,01072	8	54	35
6,0	4,5	112M	1735	16,4	6,9	2,48	2,1	2,5	89,0	89,0	89,0	0,63	0,74	0,81	1,15	0,01875	13	56	47
7,5	5,5	112M	1740	20,0	8,0	3,09	2,3	2,8	88,0	89,0	90,0	0,61	0,73	0,80	1,15	0,01875	12	56	47
10	7,5	132S	1760	26,4	7,8	4,07	2,6	3,1	89,0	90,0	91,0	0,61	0,74	0,82	1,15	0,05427	12	58	67
10	7,5	132M	1760	26,4	7,8	4,07	2,6	3,1	89,0	90,0	91,0	0,61	0,74	0,82	1,15	0,05427	12	58	67
12,5	9,2	132M	1760	32,0	8,5	5,09	2,5	3,0	89,0	90,5	91,0	0,65	0,77	0,83	1,15	0,06202	8	58	75
15	11	132M/L	1755	37,5	8,8	6,12	2,6	3,4	90,0	91,0	91,7	0,67	0,78	0,84	1,15	0,06978	8	58	78
15	11	160L	1760	38,7	6,0	6,10	2,4	2,5	89,0	90,5	91,0	0,69	0,78	0,82	1,15	0,08029	16	68	103
20	15	160M	1765	53,3	6,7	8,11	2,3	2,4	90,0	91,0	92,4	0,65	0,76	0,80	1,15	0,10338	20	69	122
25	18,5	160L	1760	64,7	6,5	10,2	2,7	2,6	91,0	92,3	92,6	0,65	0,75	0,81	1,15	0,13048	18	69	139
30	22	180M	1760	73,9	7,0	12,2	2,5	2,6	91,5	92,5	93,0	0,71	0,80	0,84	1,15	0,19733	12	68	175
40	30	200M	1770	99,5	6,4	16,2	2,1	2,2	91,7	93,0	93,1	0,74	0,82	0,85	1,15	0,27579	20	71	217
50	37	200L	1770	123	6,0	20,2	2,2	2,2	92,4	93,0	93,2	0,75	0,82	0,85	1,15	0,35853	19	71	258
60	45	225SM	1780	146	7,2	24,1	2,3	2,7	92,5	93,4	93,9	0,74	0,82	0,86	1,15	0,69967	21	75	369
75	55	225SM	1775	174	7,3	30,3	2,2	2,8	92,5	93,6	94,2	0,76	0,85	0,89	1,15	0,67719	13	75	397
100	75	250SM	1785	245	8,0	40,1	3,0	3,3	93,0	94,2	94,6	0,69	0,80	0,85	1,15	1,15478	10	75	492
125	90	280SM	1785	292	6,7	50,1	2,1	2,5	93,5	94,5	95,0	0,73	0,81	0,85	1,15	1,82710	26	76	684
150	110	280SM	1785	359	7,0	60,2	2,5	2,5	93,0	94,5	95,1	0,75	0,83	0,86	1,15	2,40888	24	76	737
175	132	315SM	1785	419	6,8	70,2	2,3	2,5	93,6	94,8	95,1	0,76	0,84	0,87	1,15	2,56947	22	77	813
200	150	280SM	1780	474	6,7	80,5	2,5	2,5	94,4	95,2	95,5	0,78	0,85	0,87	1,15	2,81038	22	76	805
200	150	315SM	1780	474	6,7	80,5	2,5	2,5	94,4	95,2	95,5	0,78	0,85	0,87	1,15	2,81036	22	77	809
250	185	315SM	1785	591	8,0	100	3,0	2,8	94,0	95,2	95,5	0,73	0,82	0,86	1,15	3,77391	19	77	1000
300	220	359ML	1790	695	7,0	120	2,2	2,3	94,0	95,0	95,5	0,79	0,85	0,87	1,15	6,33813	48	83	1449
350	260	359ML	1790	817	7,3	140	2,0	2,1	94,2	95,5	96,0	0,74	0,84	0,87	1,15	7,45663			

# Linha Alto Rendimento Motores Trifásicos Blindados IP56



## Características Técnicas:

Cat. H

**3600 rpm**  
**2 Pólos - 60Hz - IP56**

Potência		Carcaça	rpm	Corrente In (A) 220V	Ip/In	Conjugado			Rendimento			Fator de Potência			Fator de Serviço	Momento de Inércia kgm²	Trb(s) *	Peso (kg)
cv	kW					kgf.m	Cp/Cn%	Cmáx/Cn%	50%	75%	100%	50%	75%	100%				
0,25	0,18	63	3325	0,8	5,1	0,054	260	260	63,2	68,4	68,8	0,69	0,81	0,88	1,35	0,00020	15	4,4
0,33	0,25	63	3340	1,0	5,5	0,071	290	310	67,7	72,0	72,1	0,68	0,81	0,88	1,35	0,00030	12	4,6
0,50	0,37	63	3370	1,6	5,4	0,106	210	220	63,0	68,9	71,3	0,72	0,82	0,85	1,25	0,00030	8	4,9
0,75	0,55	71	3410	2,2	5,3	0,157	270	270	70,2	76,0	78,7	0,69	0,78	0,84	1,25	0,00050	7	9,5
1,0	0,75	71	3410	3,0	8,0	0,210	270	250	76,3	79,4	80,1	0,63	0,74	0,81	1,15	0,00050	6	10
1,5	1,1	80	3465	4,1	8,5	0,310	280	370	80,6	82,8	83,0	0,65	0,78	0,86	1,15	0,00060	7	14
2,0	1,5	80	3460	5,5	8,5	0,414	240	240	81,2	83,6	84,0	0,68	0,78	0,84	1,15	0,00070	7	14
3,0	2,2	90S	3480	7,9	8,8	0,617	350	420	82,3	85,0	85,1	0,80	0,86	0,86	1,15	0,00210	6	19
4,0	3,0	90L	3470	10,4	8,9	0,825	210	350	81,7	84,9	87,0	0,75	0,84	0,86	1,15	0,00270	6	22
5,0	3,7	100L	3500	13,0	8,8	1,023	280	350	87,3	88,2	87,6	0,78	0,84	0,85	1,15	0,00480	6	25
6,00	4,4	112M	3495	14,6	8,2	1,229	190	290	82,9	86,4	88,0	0,82	0,89	0,9	1,15	0,00560	6	29
7,5	5,5	112M	3535	19,2	10	1,519	230	340	85,6	87,8	88,8	0,70	0,80	0,85	1,15	0,01000	6	50
10	7,5	132S	3560	25,4	10	2,011	280	330	85,6	88,5	89,5	0,69	0,79	0,85	1,15	0,01320	8	60
12,5	9,2	132M	3630	31,7	9,8	2,535	290	330	83,1	87,3	89,5	0,78	0,84	0,85	1,15	0,02130	6	66
15	11	132M	3540	36,4	9,9	3,034	290	320	87,5	89,8	90,5	0,79	0,86	0,87	1,15	0,24400	6	71
20	15	160M	3565	50,4	8,7	4,017	260	220	87,3	89,6	90,2	0,78	0,84	0,85	1,15	0,05720	6	130
25	18,5	160M	3560	60,3	8,1	5,028	250	240	88,8	90,6	91,0	0,83	0,87	0,88	1,15	0,07480	6	145
30	22	160L	3550	70,5	8,2	6,051	260	250	89,7	91,1	91,3	0,87	0,89	0,90	1,15	0,08810	6	183
40	30	200M/L	3560	91,3	7,7	8,045	260	230	88,5	91,1	92,0	0,86	0,90	0,92	1,15	0,16100	9	250
50	37	200M/L	3565	113,6	8,4	10,04	260	300	89,8	91,8	92,4	0,86	0,91	0,92	1,15	0,23440	10	270
60	45	225S/M	3555	132,6	7,7	12,08	190	240	90,1	92,8	93,0	0,87	0,91	0,94	1,15	0,32960	9	340
75	55	225S/M	3560	135,4	7,8	15,13	250	290	91,1	92,8	93,2	0,92	0,94	0,94	1,15	0,35300	11	356
100	75	250S/M	3565	219,5	9,5	20,08	280	340	91,5	93,2	93,6	0,91	0,93	0,94	1,15	0,71140	12	473
125	90	280S/M	3560	283,9	6,4	25,14	200	270	91,4	93,7	94,5	0,87	0,90	0,90	1,15	0,97290	16	608
150	110	280S/M	3555	336,9	5,8	30,21	200	260	92,1	94,0	94,5	0,90	0,91	0,91	1,15	1,05070	14	650
175	130	315S/M	3560	401	8,0	35,20	200	260	92,6	94,0	94,7	0,85	0,88	0,89	1,15	2,55300	12	833
200	150	315S/M	3560	457	8,0	40,22	250	270	92,8	94,5	95,0	0,84	0,88	0,89	1,15	2,96478	12	893
250	185	315S/M	3560	569	8,5	50,28	260	270	93,5	94,8	95,4	0,85	0,87	0,89	1,15	3,70597	16	999
300	220	315S/M	3560	682	7,5	60,34	250	250	93,5	94,8	95,4	0,85	0,87	0,89	1,0	2,26892	12	1024

**1800 rpm**  
**4 Pólos - 60Hz - IP56**

Potência		Carcaça	rpm	Corrente In (A) 220V	Ip/In	Conjugado			Rendimento			Fator de Potência			Fator de Serviço	Momento de Inércia kgm²	Trb(s) *	Peso (kg)
cv	kW					kgf.m	Cp/Cn%	Cmáx/Cn%	50%	75%	100%	50%	75%	100%				
0,25	0,18	63	1690	1,5	3,2	0,106	270	280	43,3	51,9	56,6	0,39	0,47	0,57	1,35	0,00036	20	4,9
0,33	0,25	63	1680	1,6	3,7	0,141	230	300	56,2	63,1	65,6	0,40	0,51	0,61	1,35	0,00044	16	5,4
0,50	0,37	71	1690	1,8	4,6	0,212	360	370	70,3	74,0	74,1	0,50	0,63	0,72	1,25	0,00090	11	9,5
0,75	0,55	71	1705	2,9	5,3	0,316	280	290	72,9	76,5	77,2	0,42	0,55	0,65	1,25	0,00120	9	10
1,0	0,75	80	1740	3,4	6,8	0,411	210	260	78,8	82,0	82,7	0,52	0,62	0,68	1,15	0,00190	9	15
1,5	1,1	80	1730	5,2	6,0	0,621	280	330	73,6	79,1	81,6	0,58	0,67	0,68	1,15	0,00240	9	18
2,0	1,5	90S	1735	6,0	8,0	0,825	250	300	81,5	83,8	84,2	0,54	0,67	0,76	1,15	0,00464	7	19
3,0	2,2	90L	1735	8,6	8,2	1,238	310	300	75,5	81,8	85,1	0,62	0,71	0,76	1,15	0,00620	7	23
4,0	3,0	100L	1740	11,3	8,4	1,646	280	310	80,3	84,1	86,3	0,61	0,73	0,79	1,15	0,00950	7	31
5,0	3,7	100L	1740	14,3	8,5	2,057	220	290	86,3	86,5	88,0	0,57	0,69	0,77	1,15	0,01100	7	34
6,0	4,4	112M	1750	17,8	8,5	2,455	300	340	86,9	88,2	89,0	0,58	0,68	0,73	1,15	0,01607	7	43
7,5	5,5	112M	1750	19,9	8,5	3,069	220	320	89,7	90,0	90,0	0,61	0,74	0,81	1,15	0,01700	8	45
10	7,5	132S	1780	26,2	8,5	4,022	240	320	89,2	90,1	90,0	0,69	0,79	0,88	1,15	0,04200	7	65
12,5	9,2	132M	1765	32,3	8,8	5,071	290	300	88,8	91,1	90,0	0,64	0,77	0,83	1,15	0,05200	8	69
15	11	132M	1770	38,0	8,9	6,068	290	300	89,0	90,6	91,0	0,64	0,76	0,82	1,15	0,05700	8	70
20	15	160M	1765	53,1	8,0	8,113	320	300	89,7	91,0	91,0	0,75	0,84	0,80	1,15	0,11750	8	133
25	18,5	160L	1765	63,7	8,4	10,14	320	280	90,3	91,9	92,4	0,73	0,80	0,82	1,15	0,15140	9	157
30	22	180M	1780	76,5	9,0	12,07	320	270	91,1	92,4	92,4	0,80	0,86	0,82	1,15	0,22290	9	185
40	30	200M/L	1780	94,4	9,0	16,09	180	200	91,8	92,9	93,0	0,75	0,85	0,88	1,15	0,39180	9	261
50	37	200M/L	1775	115,3	8,5	20,17	290	320	91,9	92,9	93,1	0,80	0,88	0,90	1,15	0,49490	10	284
60	45	225S/M	1780	137,3	8,0	24,13	230	260	92,7	94,6	93,8	0,83	0,89	0,90	1,15	0,56890	12	350
75	55	225S/M	1780	174,9	7,9	30,17	260	260	92,7	93,9	94,1	0,85	0,87	0,88	1,15	0,70045	9	362
100	75	250S/M	1790	227,1	9,2	40,22	260	310	93,6	94,5	94,5	0,84	0,89	0,90	1,15	0,97000	10	473
125	90	280S/M	1780	283,9	6,8	50,28	270	310	92,6	94,2	94,5	0,86	0,90	0,90	1,15	1,61260	11	608
150	110	280S/M	1785	338,9	7,6	60,17	270	320	93,4	94,7	95,0	0,85	0,90	0,90	1,15	1,92280	10	650
175	130	315S/M	1785	409	7,5	70,20	260	270	93,7	94,9	95,1	0,79	0,84	0,87	1,15	2,71771	14	850
200	150	315S/M	1785	467	7,5	80,22	270	280	93,8	94,9	95,1	0,79	0,85	0,87	1,15	2,96478	15	895
250	185	315S/M	1785	575	7,5	100,3	280	260	94,0	95,1	95,5	0,80	0,86	0,88	1,15	3,70597	16	1002
300	220	315S/M	1784	689	7,2	120,4	270	250	94,0	95,1	95,5	0,80	0,86	0,88	1,0	2,26892	14	1024

Para obter corrente em 380V, multiplicar por 0,577. Para obter corrente em 440V, multiplicar por 0,5.  
Os valores apresentados correspondem às médias obtidas em cálculos e ensaios e estão sujeitos à alterações sem prévio aviso.  
\* Trb(s): Tempo máximo com rotor bloqueado.

08

www.kcel.com.br



Divisão Motores e Geradores

Jaraguá do Sul - SC - Brasil

### Lista de Exercícios 3

1) Um MIT de 100cv, 4 Pólos, gaiola de esquilo, possui  $C_p/C_n = 2,3$  (Cat. H),  $C_{max}/C_n = 2,5$  e  $J_m = 1,5 \text{ kgm}^2$ . O motor deve acionar um ventilador a 1.780 rpm, com  $J_c = 40 \text{ kgm}^2$  e  $C_o = 0$ . Calcule o tempo de partida desse motor:

- A vazio (0,33s).
- Em carga (10,7s).
- Em carga com chave  $Y \rightarrow \Delta$  (50,6s).
- Em carga com redutor de velocidade  $n_c/n_m = 0,5$  e  $\eta_{ac} = 100\%$  (considere o mesmo motor e a carga com a mesma potência e o mesmo  $J_c$ ) (3s).
- Em carga com redutor de velocidade e chave compensadora no tape de 80% (5,2s).

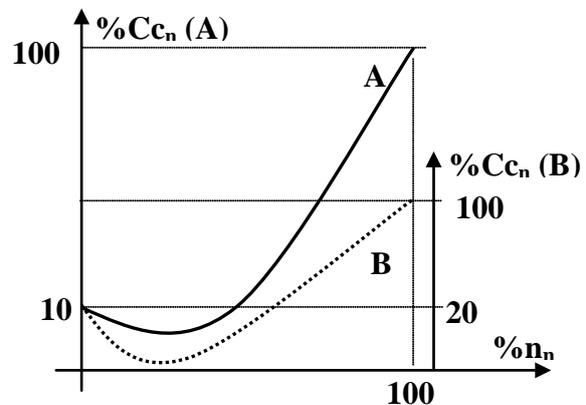
2) Qual o motor a ser especificado para o seguinte acionamento?

Bomba:  $C_c = 500 \text{ Nm}$       Rede: 60Hz      Ambiente: Poeira  
 $n_c = 1.750 \text{ rpm}$   
 $J_c = 16 \text{ kgm}^2$   
 $C_o = 0,12 C_c$

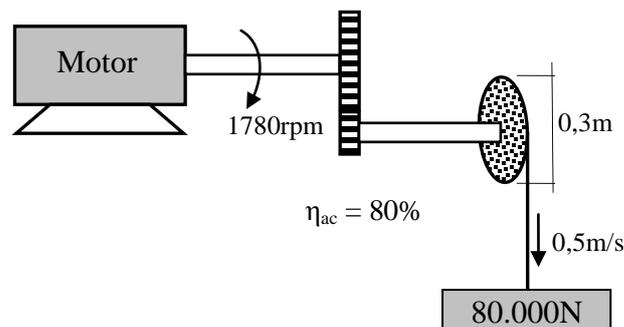
- Com redutor de velocidade  $n_c/n_m = 0,5$  e  $\eta_{ac} = 100\%$ .
- Idem (a) com 40% de queda de tensão na rede.
- Acoplamento direto.
- Idem (c) com partida em Y.

3) Deseja-se saber quais os motores que devem ser acoplados aos ventiladores com as características mostradas nas curvas de conjugado A e B a seguir.

Carga:  $n_c = 1780 \text{ rpm}$   
 $J_c = 30 \text{ kgm}^2$   
 $C_{c_n} = 300 \text{ Nm (A)}$   
 $C_{c_n} = 250 \text{ Nm (B)}$   
 Acoplamento direto  
 Ambiente: Atmosfera com poeira  
 Rede: 440V / 60Hz, partida direta



4) Determine o conjugado desenvolvido pelo motor no acionamento a seguir (268,2 N.m):



# CAPÍTULO III

## MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

### AULA 10

#### 1 – Introdução

Os motores monofásicos de indução são fabricados para baixas potências, sendo muitas vezes encontrados em potências fracionárias como 1/4 ou 1/8 de HP. Um motor fracionário é aquele que, operando a 1800 rpm, desenvolve potência inferior a 1 HP.

O MIM está presente nas instalações onde não se dispõe de uma rede trifásica, como nos casos residenciais. Em aplicações industriais é pouco usado.

No MIM, rotor é invariavelmente do tipo gaiola de esquilo. O estator possui dois enrolamentos independentes, um denominado “enrolamento principal” e outro conhecido como “enrolamento auxiliar” ou “enrolamento de partida”. Estes enrolamentos são espaçados de 90° el. no espaço.

Como já visto, um sistema bifásico, que possui duas bobinas defasadas de 90° el. no espaço e percorridas por correntes defasadas de 90° el. no tempo, produz um campo girante de módulo constante e com velocidade síncrona  $\omega_s = 120f/P$ . Seja apenas o enrolamento principal concentrado, alimentado com tensão alternada, como mostrado na Figura 3.1.

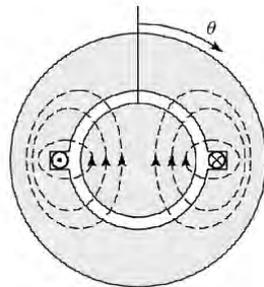


Fig. 3.1 – Máquina elementar de dois pólos, enrolamento concentrado.

Se uma corrente alternada circula pelo enrolamento principal, tem-se:

$$\mathfrak{T}_{(\theta,t)} = k \cdot I \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(\omega t)$$

Assim, a distribuição espacial de f.m.m pulsa com a frequência da rede, tendo amplitude máxima igual a  $k \cdot I$  para  $\omega t = 0$  e  $\theta = 0$ .

Considerando a identidade trigonométrica:

$$\cos(a + b) = \cos a \cdot \cos b - \text{sena} \cdot \text{senb}$$

$$\cos(a - b) = \cos a \cdot \cos b + \text{sena} \cdot \text{senb}$$

Então,

$$\cos a \cdot \cos b = \frac{\cos(a + b) + \cos(a - b)}{2}$$

Assim,

$$\mathfrak{T}_{(\theta,t)} = \frac{k \cdot I}{2} \cdot \cos(\theta + \omega t) + \frac{k \cdot I}{2} \cdot \cos(\theta - \omega t)$$

Esta última expressão mostra que a f.m.m é formada por duas componentes de mesma amplitude máxima. Analisando cada parcela tem-se:

$$\frac{k \cdot I}{2} \cdot \cos(\theta + \omega t) \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\omega t}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

$$\frac{k \cdot I}{2} \cdot \cos(\theta - \omega t) \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} - \frac{d\omega t}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

Essas componentes são chamadas de campo girante reverso e direto, respectivamente. Considerando que as duas componentes são independentes, as curvas torque x escorregamento (T x s) individuais e a resultante podem ser traçadas conforme Figura 3.2.

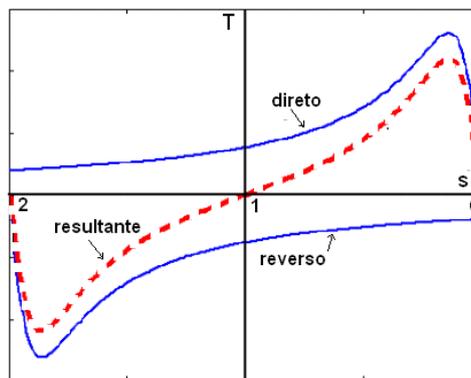


Fig. 3.2 – Curva T x s do MIM.

É fácil constatar que o conjugado de partida (quando  $s = 1$ ) é nulo. Com o enrolamento principal ligado, o MIM não parte até que uma força externa seja aplicada ao eixo. Qualquer que seja o sentido desta força, ele acelera naquele sentido até a velocidade de operação (abaixo da síncrona).

## 2 – Métodos de Partida do MIM

Alguns métodos são propostos para a partida do motor monofásico de indução.

### Motor de Fase Separada ou Dividida (Split-Phase)

O enrolamento principal é montado no fundo da ranhura, apresenta maior reatância com condutores grossos, de baixa resistência elétrica. O enrolamento auxiliar é montado no topo da ranhura, apresentando menor reatância com condutores finos, de maior resistência elétrica. No circuito abaixo,  $R_a \gg R_p$  e  $X_p \gg X_a$ . A Figura 3.3 mostra o circuito representativo dos enrolamentos do MIM e o diagrama fasorial da tensão e correntes presentes nestes enrolamentos.

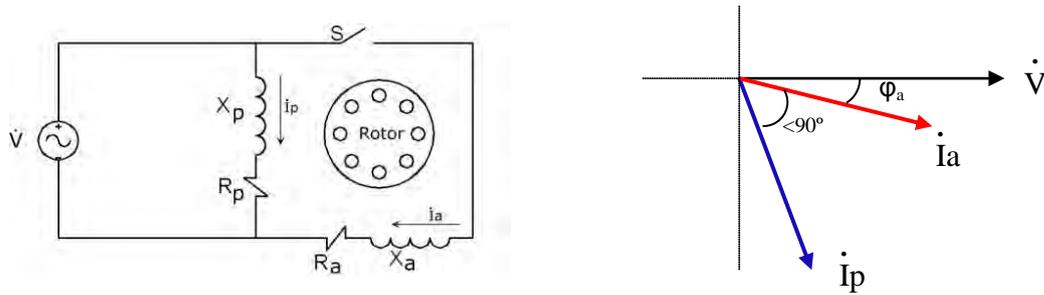


Fig. 3.3 – Conexões dos enrolamentos do MIM e diagrama fasorial.

A chave S, chamada de chave centrífuga e representada na Figura 3.4, desliga o enrolamento auxiliar assim que o eixo do motor atinge cerca de 75% da velocidade síncrona. Este tipo de motor apresenta alto ruído devido ao torque reverso de frequência dupla.



Fig. 3.4 – Chave centrífuga.

### Motor com Capacitor de Partida

É também um motor de fase separada, entretanto possui um capacitor conectado em série com o enrolamento auxiliar, como mostrado na Figura 3.5. O capacitor é dimensionado para provocar defasamento de 90° el. entre as correntes na partida. Assim,

$$|\varphi_a + \varphi_p| = 90^\circ$$

$$\operatorname{tg} \varphi_p = \frac{X_p}{R_p} \quad \text{e} \quad \operatorname{tg} \varphi_a = \frac{X_a - X_c}{R_a}$$

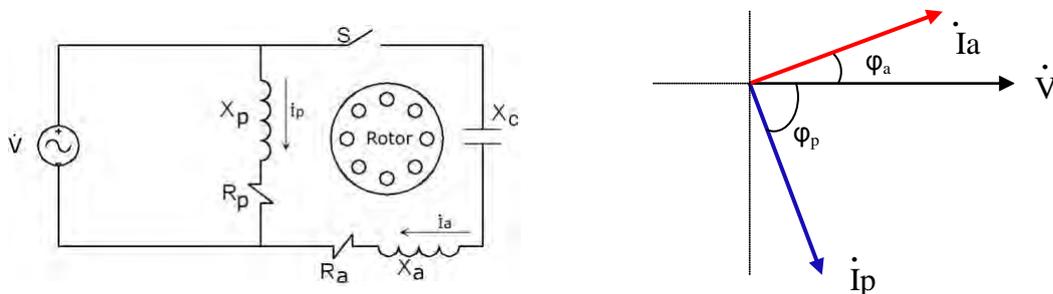


Fig. 3.5 – Conexões dos enrolamentos do MIM com capacitor de partida e diagrama fasorial.

O capacitor é do tipo eletrolítico, pouco volumoso e alta capacitância. Em rede CA, precisa ser desligado assim que o motor partir.

### Motor com Capacitor de Permanente

O capacitor é dimensionado para provocar defasagem de  $90^\circ$  entre as correntes quando o motor opera em regime. O campo girante é totalmente eliminado e o motor torna-se mais silencioso. Na partida a defasagem é menor que  $90^\circ$  el. Assim, o torque de partida é reduzido.

Não há chave centrífuga e o capacitor não é eletrolítico (pode ser, por exemplo, de polipropileno). Como o enrolamento auxiliar estará sempre em funcionamento, não poderá ser sub-dimensionado.

### Motor com Dois Capacitores

Para que o motor tenha bom desempenho na partida e também em regime, dois capacitores podem ser empregados. O capacitor C1 é do tipo eletrolítico, C2 pode ser de polipropileno ou óleo. A figura 3.6 mostra um MIM com dois capacitores.

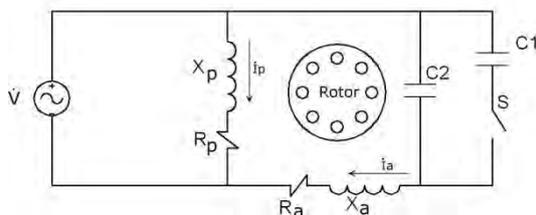


Fig. 3.6 – MIM com dois capacitores

### Motor de polos sombreados ou de Anel de Arraste

É um motor barato, de baixo torque de partida, baixa potência, alto escorregamento ( $1/20$  cv). A Figura 3.7 mostra imagens de motores de polos sombreados e na Figura 3.8 detalhes de posição dos anéis de arraste.



Fig. 3.7 – MIM de polos sombreados.

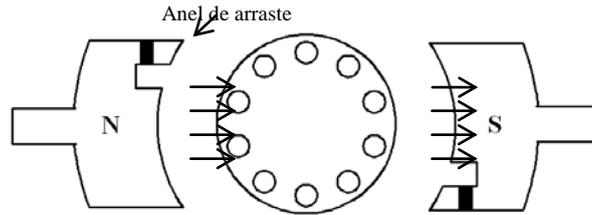


Fig. 3.8 – MIM de polos sombreados – detalhes dos anéis de arraste.

A distribuição de fluxo na sapata polar pode ser representada pelos segmentos mostrados na Figura 3.9.

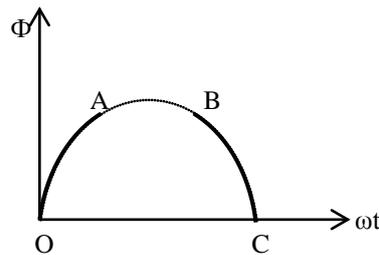


Fig. 3.9 – Distribuição de fmm na sapata polar.

Segmento OA – derivada positiva, o fluxo concatenado pelo anel gera fluxo oposto ao crescimento. A resultante desloca-se para a esquerda, como mostrado na Figura 3.10.

Segmento AB – derivada quase nula, o fluxo é distribuído uniformemente na sapata polar. A resultante está no centro.

Segmento BC – derivada negativa, o fluxo concatenado pelo anel gera fluxo no mesmo sentido (oposto ao decréscimo). A resultante desloca-se para o interior do anel.

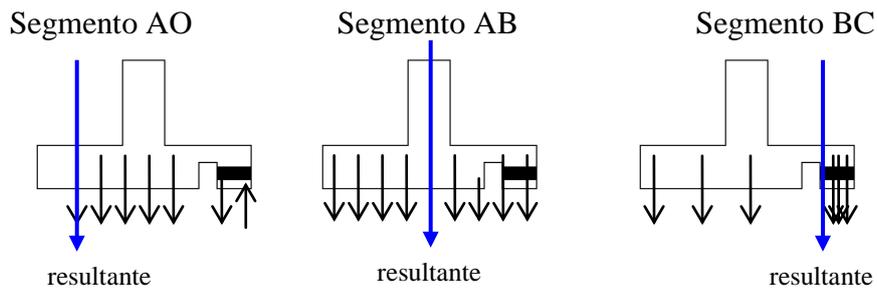
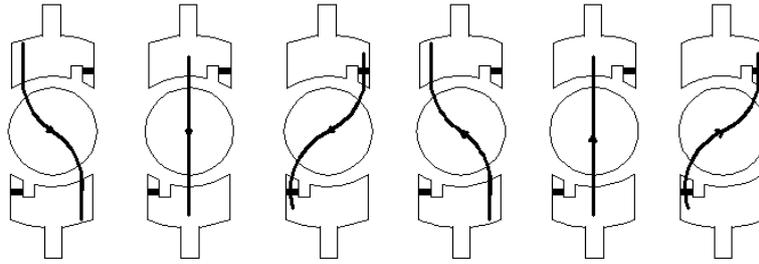


Fig. 3.10 – Detalhes do fluxo resultante.

Esse deslocamento ocorre em ambas as sapatas polares e é equivalente a um campo girante, como ilustra a sequência da Figura 3.11.



*Fig. 3.11 – Efeito rotativo do fluxo resultante.*

Para inverter o sentido de giro, os anéis de curto-circuito deverão estar montados nas outras extremidades das sapatas polares.

# AULA 11

## 3 – Circuito Equivalente do MIM

A Figura 3.12 mostra o circuito equivalente do MIM no instante da partida ( $s = 1$ ) com apenas o enrolamento principal ligado. O campo pulsante produzido pode ser decomposto em duas componentes girantes e opostas, de mesma intensidade:

$$\mathfrak{F}_{(\theta,t)} = \frac{\mathfrak{F}_M}{2} \cdot \cos(\theta - \omega t) + \frac{\mathfrak{F}_M}{2} \cdot \cos(\theta + \omega t)$$

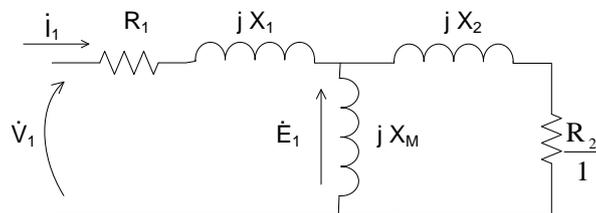


Fig. 3.12 – Circuito equivalente do MIM para  $s = 1$ .

$\dot{E}_1$  representa a *f.c.e.m* produzida, devido o efeito simultâneo dos dois campos girantes.

$\dot{E}_{1d}$  e  $\dot{E}_{1r}$ , mostradas na Figura 3.13, são as *f.c.e.m* induzidas pelos campos girantes direto e reverso, respectivamente.

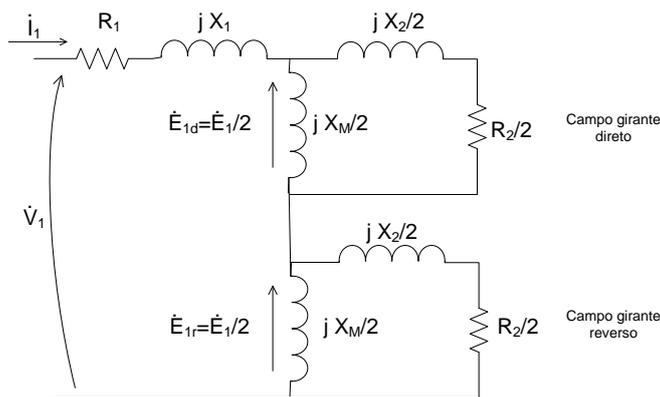


Fig. 3.13 – Circuito equivalente do MIM para  $s = 1$ , considerando os dois campos girantes.

Para operação do motor perto da velocidade síncrona, o escorregamento em relação ao campo direto será  $s$  e, em relação ao campo reverso,  $2-s$ . Assim, o novo circuito elétrico equivalente do MIM, para qualquer ponto de operação, pode ser representado pela Figura 2.14.

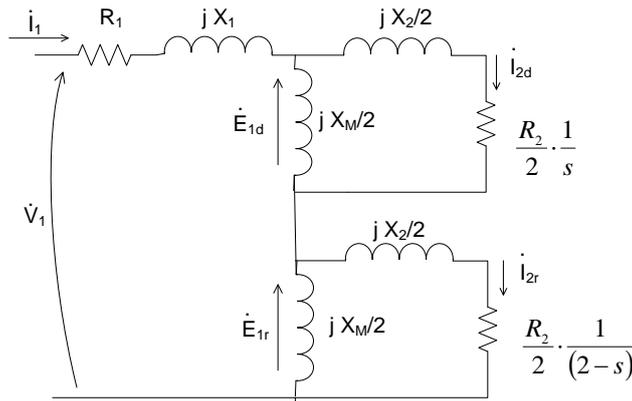


Fig. 3.14 – Circuito equivalente do MIM para qualquer valor de  $s$ .

#### 4 – Análise do Circuito Equivalente do MIM

Analogamente ao MIT, as potências envolvidas podem ser representadas pelo diagrama da Figura 3.15.

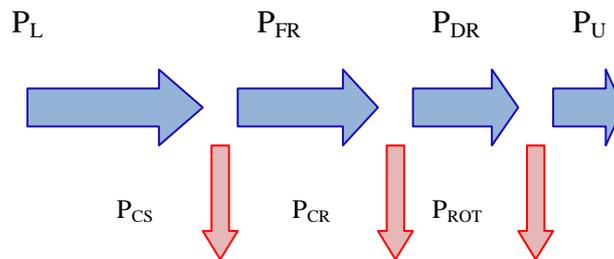


Fig. 3.15 – Diagrama das potências envolvidas.

As perdas no cobre do rotor são formadas pelas componentes relacionadas ao campo direto e reverso.

$$P_{CRd} = \frac{R_2}{2} \cdot I_{2d}^2$$

$$P_{CRr} = \frac{R_2}{2} \cdot I_{2r}^2$$

$$\Rightarrow P_{CR} = P_{CRd} + P_{CRr}$$

Da mesma forma, a potência fornecida ao rotor será:

$$P_{FRd} = \frac{R_2}{2 \cdot s} \cdot I_{2d}^2 = \frac{P_{CRd}}{s}$$

$$P_{FRr} = \frac{R_2}{2 \cdot (2-s)} \cdot I_{2r}^2 = \frac{P_{CRr}}{(2-s)}$$

$$\Rightarrow P_{FR} = P_{FRd} + P_{FRr}$$

As perdas no cobre do rotor podem ser escritas em função de  $P_{FR}$ , como a seguir.

$$P_{CRd} = s \cdot P_{FRd} \quad \text{e} \quad P_{CRr} = (2-s) \cdot P_{FRr}$$

Uma simplificação pode ser proposta. Para um dado escorregamento (conhecendo-se o valor de  $s$ ), pode-se resolver a associação paralela de cada campo. Assim, o novo circuito equivalente pode ser representado pela Figura 3.16.

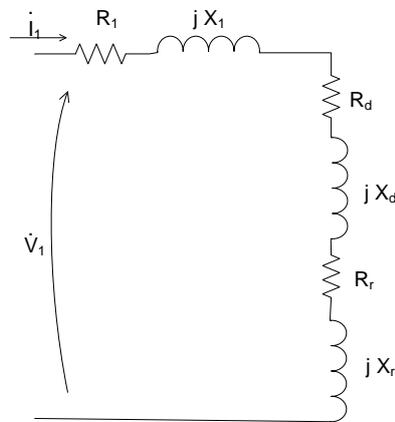


Fig. 3.16 – Circuito equivalente simplificado do MIM para um valor de  $s$  conhecido.

$$P_{FRd} = R_d \cdot I_1^2 \quad \Rightarrow P_{FR} = P_{FRd} + P_{FRr}$$

$$P_{FRr} = R_r \cdot I_1^2$$

As perdas no cobre do rotor, para esta simplificação, serão dadas por:

$$P_{CRd} = s \cdot P_{FRd} \quad \Rightarrow P_{CR} = P_{CRd} + P_{CRr}$$

$$P_{CRr} = (2-s) \cdot P_{FRr}$$

A potência desenvolvida pelo rotor vale:

$$P_{DRd} = P_{FRd} - P_{CRd} \quad \Rightarrow P_{DR} = P_{DRd} + P_{DRr}$$

$$P_{DRr} = P_{FRr} - P_{CRr}$$

A potência útil é calculada como se segue.

$$P_U = P_{FR} - P_{CR} - P_{ROT}$$

## AULA 12

### Lista de Exercícios 4

1) Determine a fmm resultante de um motor com enrolamentos defasados de  $90^\circ$  no espaço e que são alimentados por correntes defasadas de  $90^\circ$  elétricas no tempo. Verifique a existência do campo girante. Mostre graficamente como é possível inverter o sentido de giro do campo.

2) Seja um Motor de Indução Monofásico (MIM) de  $1/3$  cv, 120V, 60Hz, com as seguintes impedâncias em ohms, dos enrolamentos principal e auxiliar:

$$Z_p = 4,5 + j3,7$$

$$Z_a = 9,5 + j3,5.$$

a) Calcule o capacitor de partida que coloca as correntes dos dois enrolamentos em quadratura.

b) Calcule o novo ângulo entre as duas correntes, se o capacitor for trocado por um de  $200\mu\text{F}$ .

(Respostas: (a)  $176\mu\text{F} / 150\text{V}$  ; (b)  $85^\circ$ )

3) Um MIM de fase separada com capacitor de partida,  $1/4$  cv, 110V, 60Hz, 4polos, tem os seguintes parâmetros do circuito equivalente:

$$R_1 = 2,02\Omega$$

$$X_1 = 2,79\Omega$$

$$X_m = 66,8\Omega$$

$$R_2 = 4,12\Omega$$

$$X_2 = 2,12\Omega$$

O motor opera com 5% de escorregamento sob tensão e frequência nominais e as perdas rotacionais somam 37W. Determine:

a) A corrente no estator ( $3,6\text{A}$ );

b) O fator de potência ( $0,62$ );

c) A potência de saída ( $147\text{W}$ );

d) A velocidade ( $1.710\text{rpm}$ );

e) O torque útil ( $0,82\text{N.m}$ );

f) O rendimento ( $60\%$ ).

4) Descreva o procedimento e faça as conexões elétricas para inverter o sentido de giro (chave reversora) dos seguintes motores monofásicos:

a) Fase separada com capacitor de partida;

b) Fase separada com capacitor permanente;

c) Anel de arraste (ou de pólo sombreado).

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] FITZGERALD, A. E. et al., Máquinas Elétricas com Introdução à Eletrônica de Potência, 6ª edição, Bookman, 2006.
- [2] KOSOW, I.L. - Máquinas Elétricas e Transformadores, 6ª edição, Globo, 1972.
- [3] FALCONE, G. A. - Eletromecânica, Edgard Blücher Ltda, 1979.
- [4] IVANOV-SMOLENSKY, A. V. Electrical Machines, MIR Publishers, 1983.
- [5] BIM, E. Máquinas Elétricas e Acionamento, Elsevier, 2009.
- [6] WEG, Manual de Acionamentos Elétricos.
- [7] WEG, Guia Técnico Motores de Indução Alimentados por Conv. de Frequência PWM.
- [8] WEG, Manual de Motores Elétricos.
- [9] KCEL, Manual de Motores Elétricos.
- [10] CEFET-MG, Máquinas Elétricas e Equipamentos, 2007.
- [11] Capítulo IX - Motores Elétricos, Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá, UNESP.
- [12] Capítulo II - Máquinas de Indução, Pontifícia Universidade Católica.
- [13] Capítulo VII – Circuitos Magnéticos, Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá, Unesp.
- [14] MARQUES, G. Máquinas de Indução Polifásicas, 2001.
- [15] SILVA, M. E. Curso de Comandos Elétricos, FUMEP - Piracicaba, 2006.
- [16] ALMEIDA, K. C. Conversão Eletromecânica de Energia - UFSC, 2003.
- [17] SEIXAS, F. J. M. Notas de Aula da Disciplina Máquinas Elétricas II, FE-IS, UNESP.