

# DETERMINAÇÃO DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS A PARTIR DE DADOS DE LISTAS TÉCNICAS DE FABRICANTES, E CONSIDERANDO-SE O EFEITO DA SATURAÇÃO

J. S. de Sá\*, J. R. Cogo\*, H. Arango\*, G. F. Juri\*\*

\*Escola Federal de Engenharia de Itajubá

Av. BPS, 1303 - Caixa Postal 50

37.500 - Itajubá - MG

\*\*Aluno do Curso de Pós-Graduação da EFEI

## RESUMO

O presente trabalho apresenta uma metodologia para análise do comportamento do motor de indução trifásico com rotor do tipo gaiola, a partir do circuito equivalente. São abordados:

- Determinação dos parâmetros constantes e das equações dos parâmetros variáveis devido aos efeitos pelicular e da saturação, do circuito equivalente a partir de dados disponíveis em catálogos de fabricantes;
- Equacionamento das grandezas principais que determinam a performance do motor, a partir do circuito equivalente;
- Exemplo de aplicação da metodologia apresentada.

## ABSTRACT

This paper presents a method to analyse squirrel cage induction motor's performance, from their equivalent circuit. Included:

- Determination of constant parameters, and equation of variable parameters due to skin and saturation effects, of the equivalent circuit from manufacturer's catalogues;
- A set of principal equations for induction motor's performance determination, from the equivalent circuit;
- Application of the development to a particular case as an example.

## 1 - CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM ROTOR DO TIPO GAIOLA

A FIGURA 1 mostra o circuito elétrico utilizado para apresentar uma fase do motor de indução trifásico.

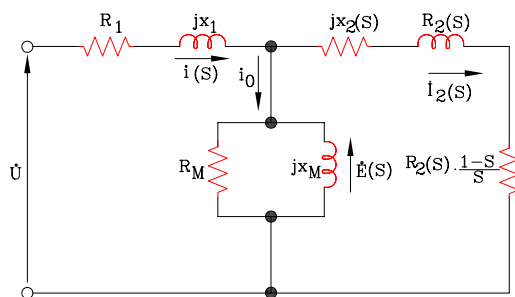


FIGURA 1 - Circuito equivalente por fase do motor de indução trifásico para um escorregamento  $s$  qualquer.

No circuito apresentado na FIGURA 1, tem-se:

- $\dot{U}$  - tensão aplicada por fase [V]
- $\dot{I}(s)$  - corrente do estator [A]
- $\dot{I}_o$  - corrente a vazio [A]
- $\dot{I}_2(s)$  - corrente do rotor referida ao estator [A]

$\dot{E}(s)$  - tensão induzida no enrolamento do rotor para rotor bloqueado, referida ao estator [V]

$R_1$  - resistência do enrolamento do estator/fase [ $\Omega$ ]

$X_1$  - reatância para representação do fluxo magnético de dispersão do enrolamento do estator [ $\Omega$ ]

$R_M$  - resistência para representação das perdas no ferro [ $\Omega$ ]

$X_M$  - reatância para representação do fluxo magnético principal [ $\Omega$ ]

$R_2(s)$  - resistência do enrolamento do rotor variável com o escorregamento, referida ao estator [ $\Omega$ ]

$X_2(s)$  - reatância para representação do fluxo magnético de dispersão do enrolamento do rotor para frequência correspondente a rotor bloqueado, com indutância variando com o escorregamento, valor referido ao estator [ $\Omega$ ].

$s$  - escorregamento.

As equações que definem tanto os parâmetros constantes, quanto os variáveis com o escorregamento devido ao efeito pelicular, apresentados na FIGURA 1, serão obtidas com base num trabalho existente, precursor na modelagem do motor a partir de catálogos de fabricantes [1].

A seguir, são apresentados os dados normalmente disponíveis em listas técnicas de fabricantes, e que serão utilizados neste desenvolvimento:

$P_N$  - potência nominal [W]

$n_1$  - velocidade síncrona [rpm]

$n_N$  - velocidade nominal [rpm]  
 $U_N$  - tensão nominal (entre fases) [V]  
 $I_N$  - corrente nominal [A]  
 $\bar{I}_p$  - relação entre as correntes de partida e nominal [pu]  
 $M_N$  - conjugado nominal [N.m]  
 $\bar{M}_p$  - relação entre os conjugados de partida e nominal [pu]  
 $\bar{M}_k$  - relação entre os conjugados máximo e nominal [pu]  
 $\eta_N$  - rendimento para 100% da potência nominal [pu]  
 $\eta_2$  - rendimento para 50% da potência nominal [pu]  
 $\cos \Psi_N$  - fator de potência para 100% da potência nominal [pu]  
 $\cos \Psi_2$  - fator de potência para 50% da potência nominal [pu].

Inicialmente, o modelo será desenvolvido visando obter a maior aproximação possível na faixa normal de operação do motor e, como nesta faixa os efeitos da saturação magnética são praticamente desprezíveis, a mesma não será considerada.

### 1.1 - OBTENÇÃO DAS EQUAÇÕES DOS PARÂMETROS DO ROTOR VARIÁVEIS COM O ESCORREGAMENTO, DEVIDO AO EFEITO PELICULAR [1]

A variação da densidade de corrente na seção transversal das barras, que constituem o enrolamento do rotor, é provocada pela variação da relutância do circuito magnético, e é determinado efeito pelicular ou de barra profunda. Para a obtenção das equações da resistência e da reatância do rotor, são admitidas duas hipóteses:

- a densidade de corrente na seção transversal e a indutância das barras que constituem o enrolamento do rotor obedecem a mesma lei de variação.
- tanto a resistência quanto a reatância do enrolamento do rotor dependem do escorregamento na sua faixa completa de funcionamento como motor ( $0 \leq s \leq 1$ ).

As equações de  $R_2(s)$  e  $X_2(s)$  serão [1] [2]:

$$R_2(s) = R_{20} \cdot e^{g_R \cdot \sqrt{s}} \quad (1)$$

$$X_2(s) = X_{20} \cdot e^{g_X \cdot \sqrt{s}} \quad (2)$$

As constantes  $R_{20}$ ,  $g_R$ ,  $X_{20}$  e  $g_X$  serão obtidas de forma a verificar as condições nominal e de rotor travado. Então, aplicando-se essas duas condições à equação (1), tem-se:

$$R_{2p} = R_{20} \cdot e^{g_R} \quad (3)$$

$$R_{2N} = R_{20} \cdot e^{g_R \cdot \sqrt{S_N}} \quad (4)$$

onde:

- $R_{2p}$  - resistência do rotor para rotor travado
- $R_{2N}$  - resistência do rotor para condição nominal
- $S_N$  - escorregamento nominal

sendo que:

$$S_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} \quad (5)$$

A partir das equações (3) e (4), tem-se:

$$g_R = \frac{1}{1 - \sqrt{S_N}} \cdot L_n(R_{2p}/R_{2N}) \quad (6)$$

$$R_{20} = R_{2p} \cdot e^{-g_R} \quad (7)$$

De igual forma, podem ser obtidos os parâmetros que definem a equação (2).

$$g_X = \frac{1}{1 - \sqrt{S_N}} \cdot L_n(X_{2p}/X_{2N}) \quad (8)$$

$$X_{20} = X_{2p} \cdot e^{-g_X} \quad (9)$$

Os valores  $R_{2N}$ ,  $R_{2p}$ ,  $X_{2N}$  e  $X_{2p}$  são calculados no item seguinte.

### 1.2 - OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS CONSTANTES DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR [2]

A resistência do enrolamento do rotor correspondente a condição nominal pode ser obtida a partir da equação que define a potência entregue à carga nessa mesma situação.

$$R_{2N} = \frac{P_N}{3 \cdot (I_{2N})^2} \cdot \frac{S_N}{1 - S_N} \quad (10)$$

Sendo:

$$I_{2N} = I_N \cdot \cos \Psi_N \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{S_N}{2S_k}\right)^2} \quad (11)$$

$$S_k = S_N \cdot [\bar{M}_k + \sqrt{(\bar{M}_k)^2 - 1}] \quad (12)$$

onde:

$I_{2N}$  - corrente nominal do rotor, referida ao estator

$S_k$  - escorregamento correspondente ao conjugado máximo.

Por outro lado, a resistência do rotor para rotor travado pode ser obtida da seguinte forma:

$$R_{2p} = \frac{2 \cdot \pi}{180} \cdot \frac{\bar{M}_p \cdot M_N \cdot n_1}{(\bar{I}_p \cdot I_{2N})^2} \quad (13)$$

Sendo conhecidos  $R_{2N}$  e  $R_{2p}$ , poderão ser determinados os valores de  $g_R$  e  $R_{20}$ , mediante as equações (6) e (7), respectivamente. O fator de potência do circuito do rotor para uma velocidade qualquer é dado por:

$$\cos \Psi_R(s) = \frac{R_2(s)}{\sqrt{(R_2(s))^2 + (X_2(s))^2}} \quad (14)$$

Quando o motor operar com escorregamento nominal, o fator de potência do rotor pode ser obtido independentemente dos parâmetros do circuito do rotor:

$$\cos\Psi_{RN} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{S_N}{2.S_K}\right)^2}} \quad (15)$$

Portanto, será possível calcular a distância  $X_{2N}$  a partir da equação (14).

$$X_{2N} = \frac{R_{2N}}{S_N} \cdot \sqrt{\frac{1}{(\cos\Psi_{RN})^2} - 1} \quad (16)$$

Para obter o valor de  $X_1$ , utiliza-se como primeira aproximação a equação (17)

$$X_1 = \frac{R_2(S_k)}{S_k} - X_{2N} \quad (17)$$

onde:

$$R_2(S_k) = R_{20} \cdot e^{g_R} \cdot \sqrt{S_k} \quad (18)$$

Na equação (17) foi admitido que

$$X_2(S_k) = X_{2N}$$

Ainda com auxílio do circuito mostrado na FIGURA 1, obtém-se o valor da reatância  $X_M$ , com base na equação da potência reativa por fase, para condição nominal.

$$X_M = \frac{(E_N)^2}{(U_N / \sqrt{3}) \cdot I_N \cdot \sin\Psi_N - [(I_N)^2 \cdot X_1 + (I_{2N})^2 \cdot X_{2N}]} \quad (19)$$

onde:

$$E_N = I_{2N} \cdot \sqrt{(R_{2N} / S_N)^2 + (X_{2N})^2} \quad (20)$$

$E_N$  - força eletro-motriz induzida no rotor referida ao estator, para escorregamento nominal [V].

Como para a situação de rotor travado, a influência da resistência  $R_M$  é praticamente desprezível, a equação (21) define o valor da reatância do rotor nessa condição.

$$X_{2p} = \sqrt{\left(\frac{I_p \cdot X_M}{I_{2p}}\right)^2 - (R_{2p})^2} - X_M \quad (21)$$

Assim, determinadas  $X_{2N}$  e  $X_{2p}$ , pode-se obter os valores de  $g_X$  e  $X_{20}$  com auxílio das equações (8) e (9), respectivamente. Então, a reatância do estator pode ser recalculado utilizando o valor apropriado da reatância do rotor.

$$X_1 = \frac{R_2(S_k)}{S_k} - X_2(S_k) \quad (22)$$

onde:

$$X_2(S_k) = X_{20} \cdot e^{g_X} \cdot \sqrt{S_k} \quad (23)$$

Os valores das resistências  $R_1$  e  $R_M$  são obtidos visando verificar os valores do rendimento e do fator de potência para potência nominal e metade dela. Desta forma:

$$R_1 = \frac{[P_N / (3 \cdot n_N) - (I_{2N})^2 \cdot R_{2N} / S_N] \cdot (E_2)^2 - [P_N / (6 \cdot n_2) - (I_{22})^2 \cdot R_2(S_2) / S_2] \cdot (E_N)^2}{(I_N \cdot E_2)^2 - (I_{e2} \cdot E_N)^2} \quad (24)$$

onde:

$$S_2 = \frac{1}{P_N / 2 + K_1} \left[ \frac{K_1}{2} - \sqrt{\left(\frac{K_1}{2}\right)^2 - \frac{P_N}{2} \cdot (S_k)^2 \cdot \left(\frac{P_N}{2} + K_1\right)} \right] \quad (25)$$

$S_2$  - escorregamento correspondente a operação com metade da potência nominal.

$$K_1 = \frac{\pi}{15} \cdot n_1 \cdot \bar{M}_k \cdot M_n \cdot S_k \quad (26)$$

$$I_{e2} = \frac{P_N / 2}{\sqrt{3} \cdot U_N \cdot n_2 \cdot \cos\Psi_2} \quad (27)$$

$$I_{22} = \frac{P_N / 2}{\sqrt{3} \cdot U_N \cdot n_2} \cdot \frac{\sqrt{(R_2(S_2))^2 + (S_2 \cdot X_2(S_2))^2}}{R_2(S_2)} \quad (28)$$

$$E_2 = I_{22} \cdot \sqrt{(R_2(S_2) / S_2)^2 + (X_2(S_2))^2} \quad (29)$$

As equações (27), (28) e (29) representam, respectivamente, a corrente de entrada, corrente do rotor e força eletro-motriz induzida no rotor, correspondentes ao escorregamento  $S_2$ . Finalmente, a equação (30) define o valor da resistência para representação das perdas no ferro.

$$R_M = \frac{(E_2)^2}{(P_N / 6) \cdot (1 - n_2 - 1) - [(I_{e2})^2 \cdot R_1 + (I_{22})^2 \cdot R_2(S_2)]} \quad (30)$$

Deve-se observar que o circuito equivalente até aqui obtido, permite uma análise bastante aproximada do comportamento do motor quando operando na sua faixa normal de funcionamento em regime permanente. Porém, ao se pretender estender o uso do modelo para a faixa completa de funcionamento como motor, dever-se-á considerar, além do efeito pelicular, os efeitos provocados pela saturação do circuito magnético.

## 2 - MODIFICAÇÃO DO MODELO ELÉTRICO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO, CONSIDERANDO OS EFEITOS PELICULAR E DA SATURAÇÃO [2]

Com a circulação de elevados valores de corrente, a força magneto-motriz produzida faz com que o comportamento do ferro na região dos dentes e nas imediações das ranhuras se afaste da região linear da curva de magnetização. Este efeito é conhecido como saturação magnética, e provoca uma redução considerável da taxa de crescimento do fluxo em função da força magneto-motriz, devido ao aumento da relutância do circuito magnético.

Isto tem como consequência principal, a redução dos fluxos de dispersão. Pode-se considerar que o fluxo magnético principal não é afetado de forma considerável e, portanto, a reatância  $X_M$  é mantida constante.

Do exposto, conclui-se que o efeito da saturação será maior, quanto maior o valor da corrente, ou seja, para valores elevados do escorregamento. Isto pode ser considerado no modelo elétrico mediante uma correspondente diminuição das forças contra eletromotrices, representadas pelas reatâncias de dispersão. Visando representar os efeitos pelicular e da saturação magnética, foi adotado um modelo no qual as forças contra eletromotrices são representadas por uma única reatância de dispersão, que pelo exposto, será dependente do escorregamento.

O modelo elétrico modificado mostrado na FIGURA 2, é obtido a partir do circuito equivalente da FIGURA 1, onde a impedância de magnetização é tomada entre os terminais de entrada.

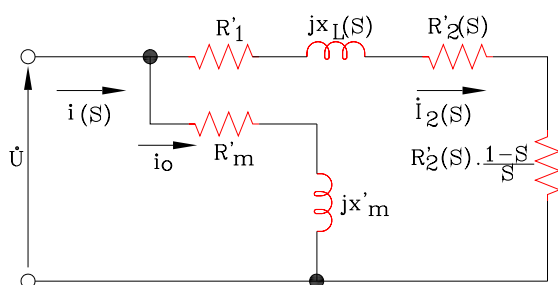


FIGURA 2 - Modelo elétrico por fase do motor de indução trifásico, com impedância de magnetização tomada entre os terminais de entrada.

onde:

$X_L(s)$  - reatância representativa do fluxo de dispersão total, para frequência de rotor travado e indutância variável com o escorregamento  $[\Omega]$ .

As modificações a serem introduzidas nos parâmetros já calculados são:

$$R_1' = \tau \cdot R_1 \quad (31)$$

$$\tau = 1 + X_1/X_{MS} \quad (32)$$

$$X_{MS} = \frac{X_M \cdot (R_M)^2}{(R_m)^2 + (X_M)^2} \quad (33)$$

$$R_m' = R_1 + \frac{X_M}{R_M} \cdot X_{MS} \quad (34)$$

$$X_m' = X_1 + X_{MS} \quad (35)$$

$$R_{20}' = (\tau)^2 \cdot R_{20} \quad (36)$$

Com isto, a equação (1) para o circuito modificado será:

$$R_2'(s) = R_{20}' \cdot e^{gR} \cdot \sqrt{s} \quad (37)$$

A reatância de dispersão total  $X_L(s)$  diminui a medida que cresce o escorregamento, devido tanto ao efeito pelicular sobre o fluxo de dispersão do rotor, quanto a saturação do circuito magnético do fluxo de dispersão total. Porém, na condição nominal, é admitido que não há saturação [3]. Desta forma, ter-se-á:

$$X_{LN} = \tau \cdot X_1 + (\tau)^2 \cdot X_{2N} \quad (38)$$

A equação (39) define o valor da reatância para rotor travado, de forma a verificar a corrente de partida e, portanto o conjugado nessa condição.

$$X_{LP} = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot \left(\frac{U_N}{I_{2p}}\right)^2 - (R_1' + R_{2p}')^2} \quad (39)$$

sendo que:

$$I_{2p}' = \frac{\bar{I}_p \cdot I_{2N}}{\tau} \quad (40)$$

$$R_{2p}' = (\tau)^2 \cdot R_{2p} \quad (41)$$

Com base nas equações (38) e (39) é definido o fator de redução da reatância de dispersão total:

$$FR_{XL} = \frac{X_{LP}}{X_{LN}} \quad (42)$$

A variação de  $X_L(s)$  é obtida admitindo que, ao igual que  $X_2(s)$ , sua variação é exponencial. Desta forma:

$$X_L(s) = X_{L0} \cdot e^{g_{XL}} \cdot \sqrt{s} \quad (43)$$

onde:

$$g_{XL} = \frac{1}{1 - \sqrt{s_N}} \cdot L_n(X_{LP} / X_{LN}) \quad (44)$$

$$X_{Lo} = X_{LP} \cdot e^{-g} X_L \quad (45)$$

$X_{Lo}$  - reatância representativa do fluxo de dispersão total, para frequência de rotor travado e indutância correspondente ao escorregamento nulo  $[\Omega]$ .

### 3 - SUGESTÃO PARA A SEPARAÇÃO DA INFLUÊNCIA DOS EFEITOS PELICULAR E DA SATURAÇÃO SOBRE O FATOR FRXL [2]

O fator FRXL indica a redução do valor da reatância representativa do fluxo de dispersão total, devido a saturação e efeito pelicular entre as condições de rotor travado e nominal. O efeito da saturação pode ser isolado do valor da reatância  $X_{LP}$ , admitindo que a reação existente por norma [4] entre as reatâncias de dispersão do estator e do rotor correspondente a rotor travado é feita com o motor não saturado. Desta forma, tem-se:

$$X'_{LP} = \tau \cdot X_1 + (\tau)^2 \cdot X'_{2p} \quad (46)$$

sendo que [3]:

$$X'_{2p} = Y \cdot X_1 \quad (47)$$

onde a constante  $Y$  vale:

$Y = 1$ , para motores da categoria D.

$Y = 1/1,67$ , para motores da categoria N

$Y = 1/0,43$ , para motores da categoria H.

Desta forma, pode ser definido o fator de efeito pelicular FEP, que representa a redução da reatância  $X_L(s)$  devido apenas ao efeito pelicular.

$$FEP = X'_{LP} / X_{LN} \quad (48)$$

O fator de redução da reatância  $X_L(s)$  devido a saturação será:

$$F_{sat} = X_{LP} / X'_{LP} \quad (49)$$

A partir das equações (42), (48) e (49), pode ser verificada a seguinte relação:

$$FRXL = FEP \cdot F_{sat} \quad (50)$$

### 4 - COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO A PARTIR DA ANÁLISE DO MODELO ELÉTRICO [2]

O circuito equivalente do motor de indução trifásico mostrado na FIGURA 2, pode ser reduzido a um circuito R-L, como mostrado na FIGURA 3.

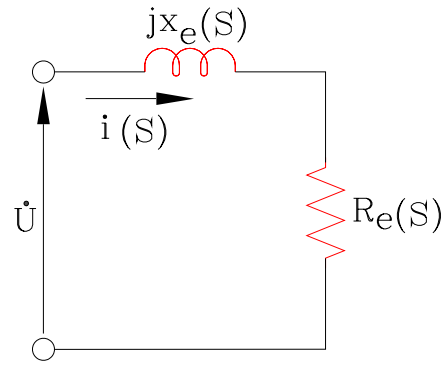


FIGURA 3 - Modelo elétrico reduzido do motor de indução trifásico, para um escorregamento  $s$  qualquer.

A equação (51) define a impedância de entrada por fase do motor, para um escorregamento qualquer.

$$\dot{Z}_e(s) = \left| \dot{Z}_e(s) \right| \cdot e^{j\psi_e(s)} \quad (51)$$

sendo que:

$$\left| \dot{Z}_e(s) \right| = \frac{(\ell(s))^2 + (p(s))^2}{\sqrt{[m(s)\ell(s) + n(s)p(s)]^2 + [n(s)\ell(s) - m(s)p(s)]^2}} \quad (52)$$

$$\psi_e(s) = -\arctg \left[ \frac{n(s)\ell(s) - m(s)p(s)}{m(s)\ell(s) + n(s)p(s)} \right] \quad (53)$$

onde:

$$m(s) = R'_1 + R'_2(s)/s + R'_m \quad (54)$$

$$n(s) = X'_m + X_L(s) \quad (55)$$

$$\ell(s) = R'_m \cdot (R'_1 + R'_2(s)/s) - X'_m \cdot X_L(s) \quad (56)$$

$$p(s) = R'_m \cdot X_L(s) + X'_m \cdot (R'_1 + R'_2(s)/s) \quad (57)$$

As partes real e imaginária da impedância de entrada serão:

$$R_e(s) = \left| \dot{Z}_e(s) \right| \cdot \cos(\psi_e(s)) \quad (58)$$

$$X_e(s) = \left| \dot{Z}_e(s) \right| \cdot \sen(\psi_e(s)) \quad (59)$$

Desta forma, podem ser obtidas as equações das grandezas principais que definem o comportamento do motor.

$$M(s) = \frac{90}{\pi \cdot n_1} \cdot (I'_2(s))^2 \cdot \frac{R'_2(s)}{s} \quad (60)$$

onde:

M(s) - conjugado do motor para um escorregamento s qualquer (N.m).

Sendo:

$$I_2'(s) = \frac{U_N / \sqrt{3}}{\sqrt{(R_1' + R_2'(s)/s)^2 + (X_L(s))^2}} \quad (61)$$

A amplitude da corrente de entrada por fase será:

$$I(s) = \frac{U_N}{\sqrt{3} \cdot |Z_e(s)|} \quad (62)$$

A equação (63) define o comportamento do fator de potência com o escorregamento.

$$\cos(\psi_e(s)) = \cos \left[ -\arctg \left( \frac{n(s) \cdot \ell(s) - m(s) \cdot p(s)}{m(s) \cdot \ell(s) + n(s) \cdot p(s)} \right) \right] \quad (63)$$

A potência entregue à carga P<sub>m</sub>(s), e a potência ativa demandada pelo motor P<sub>e</sub>(s), serão dadas pelas equações (64) e (65), respectivamente.

$$P_m(s) = 3 \cdot (I(s))^2 \cdot R_2'(s) \cdot \frac{1-s}{s} \quad (64)$$

$$P_e(s) = 3 \cdot (I(s))^2 R_e(s) \quad (65)$$

O rendimento do motor será por definição:

$$\eta(s) = \frac{P_m(s)}{P_e(s)} \quad (66)$$

Finalmente, visando analisar o comportamento do motor de indução trifásico em função da potência entregue à carga, é obtida a equação do escorregamento em função da mesma.

$$S = \frac{1}{P_m(s) + K_1} \left[ \frac{K_1}{2} - \sqrt{\left(\frac{K_1}{2}\right)^2 - P_m(s) \cdot (s_k)^2 \cdot (P_m(s) + K_1)} \right] \quad (67)$$

Observe-se que ao contrário da equação (64), na equação (67) dado o valor da potência entregue à carga P<sub>m</sub>(s), é obtido o valor correspondente do escorregamento, quando a tensão aplicada é igual ao valor nominal.

### 5 - EXEMPLO DE APLICAÇÃO DA METODOLOGIA APLICADA

Com base no equacionamento mostrado, foi desenvolvido um programa em linguagem Turbo Pascal versão 5.0, cujos resultados para um caso particular são mostrados a seguir.

Dados de Entrada:

Potência nominal [CV] .....	500.00
Velocidade nominal [rpm] .....	1780.00
Velocidade síncrona [rpm] .....	1800.00
Rendimento nominal [%] .....	93.50
Fator de potência nominal [pu] .....	0.88
Tensão nominal de linha [V] .....	2300.00
Corrente de partida [pu] .....	5.55
Torque de partida [pu] .....	1.27
Torque máximo [pu] .....	2.39
Rendimento para: Pn/2 [%] .....	93.00
Fator de potência para: Pn/2 [pu] .....	0.82

Dados de saída:

Corrente nominal: I <sub>n</sub> [A] .....	112.117808
Corrente a vazio: I <sub>o</sub> [A] .....	30.094626

Parâmetro do circuito equivalente (valores em [ohms]):

R <sub>1</sub> ' = 0.337804
R <sub>m</sub> ' = 3.931843
R <sub>20</sub> ' = 0.129099
X <sub>L0</sub> = 3.310905
R <sub>2n</sub> ' = 0.145089
R <sub>2p</sub> ' = 0.538385
X <sub>m</sub> ' = 43.948814
g <sub>R</sub> = 1.465732
g <sub>XL</sub> = -0.391853
X <sub>Ln</sub> = 3.176935
X <sub>Lp</sub> = 2.237521

Fator de redução total de X <sub>L</sub> .....	- 0.7043
Fator de efeito pelicular .....	- 0.8835
Fator de saturação .....	- 0.7972

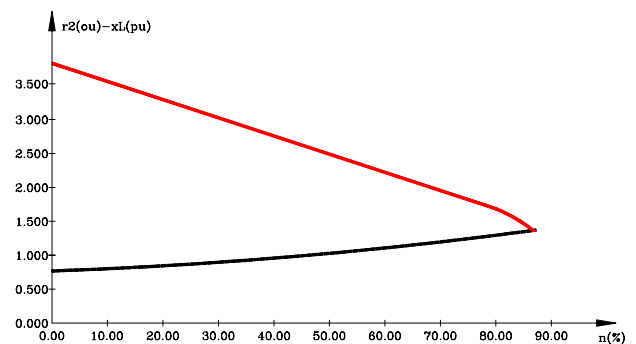


FIGURA 4 - Parâmetros variáveis do circuito equivalente: R<sub>2</sub>'(S) - X<sub>L</sub>(S) (em tanto por um dos valores nominais)

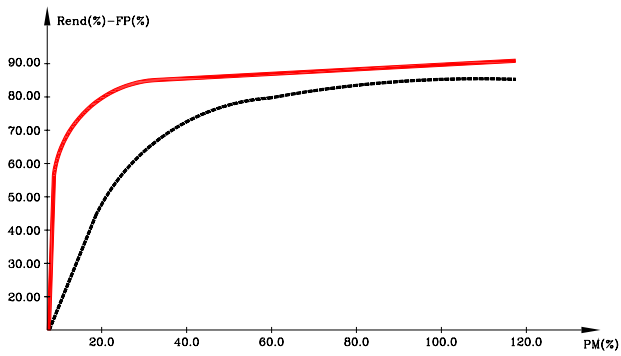


FIGURA 5 - Rendimento (%) e fator de potência (%) em função da potência no eixo (em porcento do valor nominal)

## 6 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] - Sá, Jocélio S. de; “Contribuição a Análise do Comportamento Térmico de Motores de Indução Trifásicos com Rotor do Tipo Gaiola”. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica - UNICAMP - Faculdade de Engenharia Elétrica - Campinas, Abril 1989.
- [2] - Juri, Gabriel F.; “Supervisão em Tempo Real de Motores de Indução Trifásicos” Tese de Mestrado em andamento, EFEI.
- [3] - Horrell, R.F.; Wood, W.E.; “A Method of Determining Induction Motor Speed-Torque-Current Curves From reduced Voltage Tests”. I.E.E.E. Trans. on PAS, Vol. 73 June 1954, pg. 670-675.
- [4] - Projeto MB-216/1981 - ABNT.