

Estudo de técnicas de predição de rendimento em um motor de indução trifásico variando o enrolamento estatórico.

1st Ariel Alves de Freitas
Universidade Federal Rural do Semi-Árido – UFERSA
Mossoró-RN, Brasil
ariel.freitas@alunos.ufersa.edu.br

2nd Victor de Paula Brandão Aguiar
Departamento de Engenharia e Tecnologia – DET
Universidade Federal Rural do Semi-Árido – UFERSA
Mossoró-RN, Brasil
victor@ufersa.edu.br

Resumo—O setor industrial é o setor que mais consome energia elétrica no Brasil e no mundo e associado a este consumo estão os motores elétricos de indução. Estudos são realizados de forma a tentar minimizar as perdas elétricas dos motores, maximizando assim o rendimento destes. O estudo da influência nas perdas com a alteração dos enrolamentos do motor, é um caminho para tentar obter melhor rendimento, porém na prática torna-se dispendioso. Com isso, torna-se favorável o estudo de outros meios para prever o rendimento do motor através do cálculo das perdas individuais e comparar com dados já medidos de motores estudados. O uso de equações de projeto é uma forma de prever a perda no ferro e o rendimento de maneira satisfatória. Além disso, neste trabalho realizou-se uma forma de prever analiticamente as perdas no ferro e o rendimento, através da extração de um polinômio característico obtido a partir de um gráfico resultante da interpolação de dados de medições existentes. Comparou-se os valores calculados pelos métodos de predição, com os valores medidos a fim de validar a viabilidade da utilização dos métodos de predição. Para prever as perdas no ferro, as diferenças entre os valores foram diversificadas. Já para o rendimento, em todos os casos, os dois métodos de predição obtiveram diferenças menores que 3% em relação com os valores medidos.

Palavras-chaves —motor, perdas no ferro, rendimento

I. INTRODUÇÃO

A indústria é o setor que mais consome energia elétrica no Brasil e tem grande importância econômica [1]. Atrélado a esse consumo estão os motores elétricos, que são equipamentos essenciais para cadeia produtiva de uma indústria. Os motores mais utilizados são os Motores de Indução Trifásicos (MIT) devido ao custo-benefício que possuem.

Diante disto, a busca por melhoria do rendimento destes motores é um tema bastante estudado não só no Brasil, mas também em todo o mundo. O rendimento de uma máquina é a razão entre a potência de saída e a potência de entrada [2], no motor está associado à capacidade que este tem de converter a potência elétrica consumida em potência mecânica no seu eixo. Neste processo, um MIT possui diversas perdas individuais, uma destas são as perdas no ferro (P_{fe}), que estão relacionadas ao material ferromagnético que compõe o motor, podendo ser obtida através de um ensaio a vazio (circuito aberto), que consiste na medição da potência de entrada do motor operando em

velocidade nominal e tensão adequada, e subtraindo-se as perdas por atrito e ventilação (P_{av}) [2].

Variando-se a forma como as bobinas são dispostas no estator, e o material das bobinas, a resistência do estator (R_s) é alterada, afetando a corrente a vazio (I_0) sendo assim um aspecto a ser estudado como forma de reduzir perdas e assim aumentar o rendimento da máquina.

Porém, determinar o rendimento de maneira prática se torna um processo dispendioso. Portanto, o presente trabalho tem como propósito realizar a predição do rendimento de um motor de 1,5cv, 1 par de polos (p_1), 60hz, 380V conectado em Y, modificando-se o enrolamento do estator. Será apresentado dois métodos de predição: um método através do desenvolvimento matemático consolidado na literatura, desconsiderando a saturação do motor e uma forma analítica do rendimento.

II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A. Resistência do Estator (R_s)

Tratando-se de alteração do enrolamento do estator, R_s torna-se o parâmetro diretamente afetado por esta modificação [3], visto que (1)

$$R_s = \rho * l_c * \left(\frac{W}{A_{rs} * K_{fill} * a_l} \right) \quad (1)$$

onde ρ é a resistividade do material condutor utilizado no enrolamento, l_c é o comprimento total da bobina, que leva em consideração a parte ativa (L) e final da conexão (l_{end} testa da bobina) como é mostrado em (2) [3]. O W , em (1), é a quantidade de espiras por fase, A_{rs} é a área da ranhura, que é um dado existente no projeto do motor estudado, a_l é o número de caminhos paralelos de corrente (geralmente 1). K_{fill} é o fator de preenchimento que relaciona a área da ranhura e a área ocupada pela bobina na ranhura, mostrado em (4), onde d é o diâmetro do condutor [3][4].

$$l_c = 2 * (L + l_{end}) \quad (2)$$

O l_{end} (3) é definido por equações empíricas desenvolvidas por fabricantes em que C e D são constantes definidas em função da quantidade de polos da máquina e y

é o produto do passo da bobina (*pitch*) pelo passo-polar (τ) [3].

$$l_{end} = C * y + D \quad (3)$$

$$K_{fill} = W * \pi * d^2 * \frac{1}{4 * A_{rs}} \quad (4)$$

Alterar o passo do enrolamento e o material do condutor, implica no comprimento da bobina, na resistividade do condutor e no preenchimento da ranhura [4].

B. Indutancia de Dispersão do Estator (L_{ls})

No estator, são conhecidas três indutâncias nas quais formam a L_{ls} . A indutância de ranhura (L_{sls}), responsável por cerca de 50% de L_{ls} em motores de baixa potência. A indutância da testa da bobina (L_{end}), que é cerca de 15% de L_{ls} e tem relação direta com o passo da bobina e camada simples para dupla, visto que esta mudança pode reduzir cerca de 50% do seu valor inicial. Por fim, a indutância diferencial ou harmônica (L_{hsl}) tem relação com a indutância de magnetização (L_{m0}) e o fator de dispersão harmônico (σ_0) como é mostrado em (7)[3][4].

A obtenção de L_{sls} é possível com a equação (5) [3],

$$L_{sls} = \lambda_s * \left(\frac{2 * \mu_0 * l_{end} * W^2}{p_l * q} \right) * \frac{[I + 3^{\frac{v}{\tau}}]}{4} \quad (5)$$

em que λ_s é a permeância específica da ranhura, μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo, q é o número de ranhuras por polo por fase e a razão y/τ é o encurtamento da bobina ou passo da bobina.

Já a equação (6) é uma forma de encontrar L_{end} .

$$L_{end} = K_{end} * \frac{2 * \mu_0 * W^2}{p_l} * [(C - 0,64) * y + D] \quad (6)$$

Em que K_{end} é uma constante de 0,67 para bobinas concêntricas de camada única ou 0,34 para bobinas de duas camadas [4].

$$L_{hsl} = L_{m0} * \sigma_0 \quad (7)$$

C. Corrente a Vazio (I_0)

A corrente a vazio pode ser obtida através da análise do circuito equivalente (CE) por fase do motor apresentado na Fig. 1.

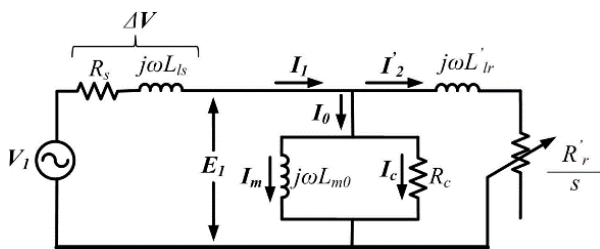


Fig. 1. Circuito equivalente de um motor por fase [5]

Onde ω é a frequência da rede no qual o motor é alimentado. R_c é a resistência que representa as perdas no ferro, L_{lr}' e R_r' são respectivamente a indutância e resistência equivalentes do rotor por fase [4].

O diagrama fasorial que representa o CE considerando operação à vazio é mostrado na Fig. 2.

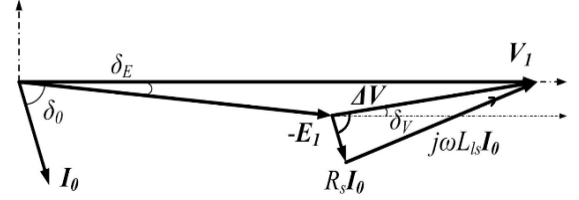


Fig. 2. Diagrama fasorial do CE do motor a vazio [4].

Analizando o CE apresentado na Fig. 1 concomitantemente com o diagrama fasorial da Fig. 2, é possível extrair (8).

$$V_1 = E_1 * \cos \delta_E + \sqrt{1 + REL^2} * \omega * L_{ls} * I_0 * \cos \delta_V \quad (8)$$

Onde REL é a razão entre R_s e $\omega * L_{ls}$. Sendo δ_E um ângulo menor que 10° , é possível considerar que $E_1 * \cos \delta_E \approx E_1$. E δ_V é função de $1/REL$. Com isso, define-se o fator relativo à queda de tensão $K_{\Delta V}$ [4] (9).

$$K_{\Delta V} = \sqrt{1 + REL^2} \quad (9)$$

A equação resultante da substituição de (9) em (8) e aplicando as considerações feitas anteriormente, obtém-se (10).

$$V_1 \cong E_1 + \omega * L_{ls} * I_0 * K_{\Delta V} * \cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{1}{REL} \right) - \delta_0 \right) \quad (10)$$

O ângulo de δ_0 entre os fasores de V_1 e I_0 é o ângulo do fator de potência (FP) do motor trabalhando a vazio. Para o funcionamento a vazio, o FP é menor que 0,3 e isto implica que δ_0 é maior que 70° para motores de baixa potência. Será considerado δ_0 igual à 80° [4] [5]

Isolando I_0 em (9) e considerando $\delta_0 = 80^\circ$, obtemos a equação para corrente à vazio (11).

$$I_0 = \frac{(V_1 - E_1)}{\omega * L_{ls} * K_{\Delta V} * \cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{1}{REL} \right) - 80^\circ \right)} \quad (11)$$

Com a mudança de I_0 , devido à modificação dos enrolamentos, a corrente do estator (I_1) acaba sendo alterada também, considerando que a corrente do rotor (I_2) permaneça constante devido às perdas no rotor serem menores que a potência eletromecânica convertida, assim é obtido (12) [4].

$$I_1 = \sqrt{I_0^2 + I_2^2} \quad (12)$$

D. Rendimento (η)

O rendimento em geral, é calculado através da razão entre a potência de saída (P_{out}) pela potência de entrada (P_{in}) [3]. No estudo, foi acrescentado as perdas individuais do motor, que são:

- Perdas no estator (P_s);
- Perdas por atrito e ventilação (P_{av});
- Perdas no ferro (P_{fe});
- Perdas no rotor (P_r).

Com isso, o rendimento é dado por (13) [3].

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in} + P_{fe} + P_{av} + P_r + P_s} \quad (13)$$

E. Perdas no estator

As perdas no enrolamento do estator são obtidas através do calculo utilizando R_s e I_l (14) [3].

$$P_s = 3 * R_s * I_l^2 \quad (14)$$

F. Perdas por atrito e ventilação

Essas perdas estão relacionadas à parte mecânica do motor, pois envolvem os rolamentos e a ventilação da máquina, sendo assim definida como perda mecânica que não tem variação com a troca do enrolamento do estator (perda constante) [4].

G. Perdas no ferro

As perdas no ferro estão associadas com o material ferromagnético do motor, sendo decomposta em perdas por correntes parasitas do Foucault, perdas por histerese e perdas adicionais [4].

Uma forma simplificada de apresentar P_{fe} é (15)[4].

$$P_{fe} = K_p * (B_{max} * \delta * f)^2 + K_H * f * B_{max}^n + P_{a-fe} \quad (15)$$

O primeiro produto do lado direito da igualdade refere-se às perdas por correntes parasitas de Foucault, onde K_p é uma constante de proporcionalidade, B_{max} é a densidade de fluxo máxima, δ é a espessura da lâmina ferromagnética, f é a frequência de alimentação. O segundo produto é referente às perdas por ciclo de histerese, onde K_h é a constante de proporcionalidade em função das características do ferro, o expoente n é uma variável que seu valor pode ser de 1,5 a 2,5 [2].

A equação (16) é uma forma de relacionar P_{fe} e ϕ_{max} linearizando de maneira admissível a partir de (15),

$$P_{fe} \cong K_{fe} * B_{max}^2 \cong K_{fe}' * \phi_{max}^2 \quad (16)$$

onde K_{fe} e K_{fe}' são constantes de proporcionalidade [4].

A equação que define a tensão induzida eficaz máxima (E_l) é mostrada em (17). Esta equação foi utilizada para extrair o fluxo magnético máximo e aplicar na equação (16).

$$E_l = K_g * K_{wl} * W * \phi_{max} \quad (17)$$

Em que K_g é uma constante de proporcionalidade em função de f , e K_{wl} é o fator de enrolamento fundamental mostrado em (18) [4][2],

$$K_{wl} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6}\right)}{q * \sin\left(\frac{\pi}{q*6}\right)} * \sin\left(\frac{\pi * y'}{2 * \tau}\right) \quad (18)$$

Diante das equações (15) e (16), considerando-se E_l e f sendo constantes, é possível estabelecer uma relação entre as perdas no ferro que se deseja encontrar (P_{fe}') e as perdas no ferro do enrolamento existente (P_{fe}), como em (19) [4]:

$$P_{fe}' = P_{fe} * \frac{K_{wl} * W}{K_{wl}' * W'} \quad (19)$$

Em que, K_{wl}' e W' são respectivamente o fator de enrolamento fundamental e a quantidade de espiras por fase, do novo enrolamento. Com isso, é possível obter o valor das perdas no ferro do novo enrolamento do estator, levando em consideração as perdas no ferro medidas em um enrolamento existente [4].

H. Perdas no rotor

As perdas no rotor que se desejam encontrar do motor enrolamento alterado (P_r') podem ser obtidas através da equação (20) [4].

$$P_r' = \frac{n_s - n'}{n_s - n} * P_r \quad (20)$$

Onde n_s é a velocidade síncrona (que não se altera com a mudança do enrolamento), n' e n são respectivamente a velocidade mecânica do rotor após a alteração do enrolamento e antes do enrolamento ser alterado, P_r são as perdas no rotor do motor com enrolamento não modificado [4].

III. METODOLOGIA

Neste trabalho, foram estudados 13 tipos de configuração do enrolamento do estator, variando-se a espessura do fio e o passo da bobina e mantendo as principais características do motor original (1,5cv, 1 par de polos, 60hz, 380V, ligação em Y).

Os condutores utilizados no estudo foram:

- 2 x Ø 0,50 mm – Cobre;
- 2 x Ø 0,55 mm – Cobre;
- 2 x Ø 0,63 mm – Cobre.
- 2 x Ø 0,71 mm – Cobre.

Os passos da bobina:

- $y/\tau = 1$;

- $y/\tau = 11/12$;
- $y/\tau = 5/6$;
- $y/\tau = 3/4$.

Foi realizado o cálculo das perdas e consequentemente o rendimento do motor através de dois métodos: com base no equacionamento apresentado na seção anterior desconsiderando a não linearidade imposta pela saturação [4]; e analiticamente, extraindo-se um polinômio por meio de dados obtidos de medições reais em cinco configurações de enrolamentos do estator.

A. Desconsiderando a não linearidade

Utilizando-se a equação (1), calcula-se R_s para as 12 configurações de enrolamento, os fios sendo de cobre, $\rho_{cu} = 1,78 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ para a temperatura de 20° . Porém, foi feito um ajuste através da equação (21) [3], considerando que a resistividade varia com a temperatura e que os enrolamentos de um motor trabalham em média à $93^\circ C$.

$$\rho_{93^\circ C} = \rho_{20^\circ C} * \left[1 + \frac{1}{273} * (93 - 20) \right] \quad (21)$$

Com isso, $\rho_{93^\circ C} = 2,26 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$.

A parte ativa da bobina, utilizada em (2) é $L = 0,085m$, valor obtido do motor. Na equação (3), y assume 4 valores distintos de acordo com o passo da bobina. A quantidade de espiras por fase é 212 para $y/\tau=1$ e 216 para os demais. A área da ranhura ($A_{rs} = 82,187mm^2$) é um parâmetro obtido diretamente do motor, p_l e q são respectivamente 1 par de polo e 4 ranhuras por polo por fase.

Já para calcular a indutância de dispersão do estator, fez-se uso das equações (5) e (6), para obter as indutâncias de ranhura e de testa da bobina dos novos enrolamentos. Observa-se que variando apenas o enrolamento do motor através de uma planilha, as variáveis λ_s , μ_0 , l_{end} , p_l e q não são influenciadas, sendo constantes independente do enrolamento. Com isso, é possível obter as novas indutâncias L_{sls}' e L_{end}' , através dos valores obtidos de medições do enrolamento original, através de (22) e (23).

$$L_{sls}' = L_{sls} * \left(\frac{W}{W'} \right)^2 * \left(\frac{f'_{enc}}{f_{enc}} \right) \quad (22)$$

$$L_{end}' = L_{end} * K_r * \left[\frac{(C-0,64)*y' + D}{(C-0,64)*y + D} \right] \quad (23)$$

A variável f'_{enc} é um fator em função do encurtamento da bobina (24) e K_r é a razão entre K_{end}' e K_{end} (25):

$$f'_{enc} = \frac{[1 + \frac{3y'}{4}]}{4} \quad (24)$$

$$K_r = \frac{K_{end}'}{K_{end}} \quad (25)$$

A denotação utilizando o sinal de apóstrofo (') indica que a variável é relacionada ao novo enrolamento.

A L_{hsl} do novo enrolamento pode ser obtido com a equação (7) e utilizando os valores já existentes de σ_0 extraídos de [6].

É possível então obter L_{ls} dos novos enrolamentos somando L_{sls}' , L_{end}' e L_{hsl} . Com isso, utilizando as equações (11) e (12), é obtido I_0 e I_l , respectivamente.

Com as equações (14), (19) e (20) foi calculado as perdas no estator, no ferro e no rotor, respectivamente. As perdas por atrito e ventilação foram tomadas com base em medições feitas no motor sem modificação, já que essa perda independe do enrolamento, com isso $P_{av} = 42,3W$. De posse das perdas, o rendimento é obtido com a equação (13).

B. Método analítico

Para o método analítico, foi utilizado dados de medições reais em motores com 5 enrolamentos diferentes obtidos em [4], mostrados na Tabela 1. Os três dados fundamentais extraídos foram a resistência de estator (R_s''), a corrente a vazio (I_0'') e as perdas no ferro (P_{fe}'').

TABELA I. DADOS DE MOTORES MEDIDOS [4]

2xØ (mm)	y/τ	R_s (Ω)	I_0 (A)	P_{fe} (W)
0,71 (Al)	1	2,3	2,48	92,6
0,63 (Al)	1	5,8	1,26	38,2
0,63 (Cu)	1	3,5	1,33	44,4
0,63 (Cu)	5/6	3,1	1,66	45,7
0,50 (Cu)	1	5,5	1,27	38,1

De posse desses dados, realizou-se uma interpolação através de *software*, utilizando o método *spline* com o intuito de obter um novo conjunto numérico que definisse a curva característica que relacionasse a variável R_s'' com P_{fe}'' .

A interpolação por *spline* cria a partir de um conjunto de pontos de controle, um novo conjunto de pontos que descrevem uma curva.

Os pontos de controle utilizados, foram os valores normalizados de resistência com relação ao valor de $5,8 \Omega$ e perda no ferro com relação ao valor de $38,2W$ da Tabela I. Além de normalizados, foram multiplicados por 100 para obter o polinômio em porcentagem. Ao se normalizar os valores de resistência por $5,8 \Omega$ que é o valor mais alto do conjunto de medições, pode-se dizer que está sendo analisado a redução de R_s . Já no caso da perda no ferro, como a normalização está em relação do menor valor do conjunto ($38,2W$), interpreta-se a normalização como um aumento das perdas no ferro.

Após a criação do novo conjunto de dados e da curva característica, extraiu-se computacionalmente um polinômio que descrevesse o mais próximo possível o comportamento da curva obtida. Através deste polinômio, aplicou-se os valores de R_s do método sem considerar a não linearidade, para obter novos valores de perdas no ferro e com isso extrair o novo rendimento considerando uma possível saturação do motor para enrolamentos com maiores fatores de preenchimentos.

IV. RESULTADOS E DISCUSSÕES

A. Desconsiderando a não linearidade

Os principais resultados, desconsiderando a não linearidade, obtidos através do equacionamento apresentado em toda a seção II e aprofundados na seção III-A podem ser vistos na Tabela II. Em que cada linha se refere a um tipo de enrolamento diferente e a coluna os respectivos valores calculados.

A primeira linha onde o enrolamento é de passo pleno, 2 fios de 0,63mm, camada simples e o material do condutor é alumínio, são os dados do motor original no qual foram obtidas as medições de ensaio a vazio que serviram como base para o cálculo dos demais enrolamentos.

Primeiro ponto a se destacar é o fato da mudança do material do condutor utilizado, onde o motor com passo pleno e fio de cobre tem rendimento superior ao enrolamento que utiliza fio de alumínio em todas as situações apresentadas na Tabela 1.

Percebe-se também que o rendimento, cresce à medida que a bobina é encurtada como é visto no caso para fios de 0,5mm e 0,55mm. No fio de 0,63mm há uma quebra nesta sequência referente aos encurtamentos de 0,83 e 0,75, em que há um decréscimo de rendimento (0,08%).

Outro ponto a se ressaltar é que o rendimento, sem considerar a saturação, aumenta também em relação à área da seção transversal do condutor utilizado, como mostra a Tabela 1, em que o enrolamento com fio de 0,63mm de cobre possui os maiores rendimentos em relação aos demais fios, independente do encurtamento aplicado.

Atrai-se esses resultados devido ao fato de que R_s diminui à medida que a área do condutor aumenta, e o comprimento diminui, pela segunda lei de Ohm.

TABELA II. RESULTADOS CALCULADOS OBTIDOS

2xØ (mm)	y/τ	R_s (Ω)	REL	I_0 (A)	I_1 (A)	P_s (W)	P_{fe} (W)	P_r (W)	η (%)
0,63 (Al)	1,00	5,7	0,94	1,25	2,42	99,82	46,40	55,50	81,91
0,71 (Al)	1,00	2,3	0,45	1,60	2,62	47,3	50,6	55,5	84,96
0,5 (Cu)	1,00	5,2	0,86	1,26	2,42	91,62	38,10	55,50	82,93
	0,92	4,7	0,92	1,47	2,54	91,44	37,34	49,95	83,33
	0,83	4,3	0,93	1,64	2,64	89,66	39,34	45,63	83,59
	0,75	3,9	0,85	1,68	2,67	82,41	43,00	48,10	83,66
0,55 (Cu)	1,00	4,3	0,70	1,29	2,44	76,15	38,10	55,50	83,90
	0,92	3,9	0,76	1,51	2,56	76,84	37,34	49,95	84,26
	0,83	3,5	0,77	1,68	2,66	75,54	39,34	45,63	84,49
	0,75	3,2	0,70	1,72	2,69	69,38	43,00	48,10	84,49
0,63 (Cu)	1,00	3,2	0,54	1,33	2,46	58,92	38,10	55,50	85,01
	0,92	3	0,58	1,55	2,59	59,75	37,34	49,95	85,37
	0,83	2,7	0,58	1,73	2,69	58,92	39,34	45,63	85,58
	0,75	2,4	0,53	1,77	2,72	54,05	43,00	48,10	85,50

B. Método analítico

Com a criação de um código que se realiza a interpolação desejada, foi obtido a curva da Fig. 3, em que relaciona a resistência normalizada em porcentagem e a perda no ferro normalizada em porcentagem. Com os dados dessa curva, extraiu-se o polinômio (26) de grau 5, com R^2 maior que 0,99.

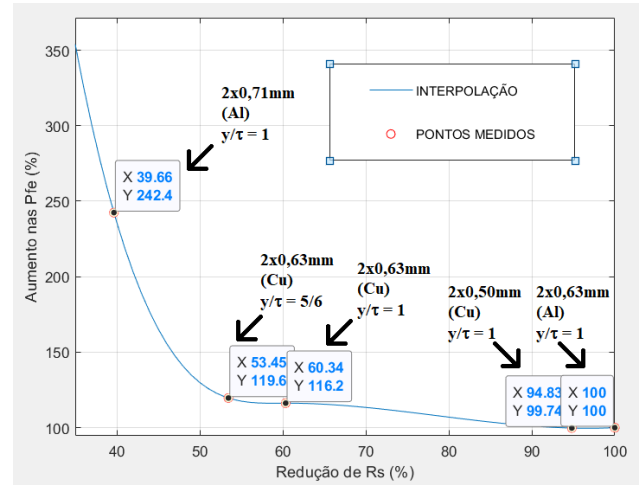


Fig. 3. Curva característica P_{fe} em função de R_s [autoria própria].

$$P_{fe}(\%) = -1,875 \cdot 10^{-6} \cdot x^5 + 762,077 \cdot 10^{-6} \cdot x^4 - 0,122 \cdot x^3 + 9,604 \cdot x^2 - 372,386 \cdot x + 5809,676 \quad (26)$$

Em que x é o valor de R_s normalizada e multiplicada por 100. Após aplicar a resistência, é necessário multiplicar P_{fe} pelo valor de referência (38,2W) e dividir por 100, para obter o valor real. Na Fig. 3 é possível ver os pontos referentes às medições e seus respectivos motores. O motor com enrolamento de alumínio, dois fios, 0,71mm de diâmetro e passo pleno, foi o que apresentou as maiores perdas no ferro em função da redução da resistência do estator. Já o motor com o enrolamento original foi o que apresentou as menores perdas no ferro com a redução do R_s .

Na Tabela III apresenta os resultados de P_{fe} aplicando os valores de R_s da Tabela II no polinômio característico (26).

TABELA III. RESULTADOS CALCULADOS OBTIDOS

2xØ (mm)	y/τ	R_s (Ω)	R_s (%)	P_{fe} (%)	P_{fe} (W)
0,63 (Al)	1	5,7	98,28	99,95	38,18
0,71 (Al)	1,00	2,2	39,66	240,38	91,83
0,5 (Cu)	1,00	5,2	89,59	100,81	38,51
	0,92	4,7	81,48	106,30	40,61
	0,83	4,3	74,04	111,86	42,73
	0,75	3,9	66,61	114,25	43,64
0,55 (Cu)	1,00	4,3	73,48	112,17	42,85
	0,92	3,9	67,34	114,18	43,62
	0,83	3,5	61,19	114,48	43,73
	0,75	3,2	55,05	118,23	45,16
0,63 (Cu)	1,00	3,2	56,01	117,04	44,71
	0,92	3	51,32	126,74	48,42
	0,83	2,7	46,64	151,36	57,82
	0,75	2,4	41,95	201,84	77,10

C. Análise dos resultados

Para uma análise coerente, realizou-se a comparação dos resultados obtidos nos dois métodos com os valores das medições realizadas em [4]. A princípio, foi aferido as perdas no ferro de modo a ver qual método obteve menor diferença em relação ao valor medido. Posteriormente, comparou-se os rendimentos obtidos. As medições de rendimentos foram realizadas pelos métodos A e B dispostos no IEEE 112/2017 [5].

Como as medições foram realizadas nos enrolamentos apresentados na Tabela I, limitou-se os enrolamentos apresentados pelos métodos dos tópicos A e B desta seção. Acrescentou-se o enrolamento de cobre encurtado 3/4 onde as medições de perda no ferro e rendimento encontram-se em [4]. A Tabela IV, mostra o comparativo das perdas no ferro para cada caso, sendo P_{fe}' , P_{fe}'' e P_{fe} , as perdas no ferro desconsiderando a saturação e perdas no ferro pelo método analítico e perdas no ferro medidas, respectivamente.

TABELA IV. COMPARATIVO DAS PERDAS NO FERRO

2xØ (mm)	y/τ	P_{fe}'	P_{fe}''	P_{fe}	$P_{fe}-P_{fe}'$ (%)	$P_{fe}-P_{fe}''$ (%)
0,71 (Al)	1	50,6	91,8	92,6	45,4	0,8
0,63 (Al)	1	46,4	38,2	38,2	-21,5	0,1
0,63 (Cu)	1	38,1	44,7	44,4	14,2	-0,7
0,63 (Cu)	5/6	39,3	57,8	45,7	13,9	-26,5
0,55 (Cu)	3/4	43,0	45,2	59,8	28,1	24,5
0,50 (Cu)	1	38,1	38,5	38,1	0,0	-1,1

Nota-se pela Tabela IV, que com exceção dos enrolamentos 0,63(Cu) – 5/6 e 0,50(Cu) – 1, o método com o polinômio característico apresentou em 4 casos, diferenças menores que 2% em relação aos valores medidos. Já o método desconsiderando a saturação, obteve diferenças acima dos 10% para 5 tipos de enrolamentos.

É notável que para enrolamentos com maiores diâmetros, ao desconsiderar a saturação, a diferença entre os valores reais é maior.

Analisando pelo polinômio característico, a maior diferença se deu no enrolamento encurtado 5/6 com -26,5%. Percebe-se também que os melhores resultados do polinômio característico foram obtidos nos enrolamentos de passo pleno, em que a obtenção deste polinômio se deu através de medições em sua maioria de enrolamentos de passo pleno.

A Tabela V, possui os valores referentes à comparação entre as formas de predição do rendimento com as medições de vistas em [4].

TABELA V. DIFERENÇA ENTRE OS RENDIMENTOS

2xØ (mm)	y/τ	η' (%)	η'' (%)	η_A (%)	η_B (%)	$\eta_A-\eta'$ (%)	$\eta_A-\eta''$ (%)	$\eta_B-\eta'$ (%)	$\eta_B-\eta''$ (%)
0,63 (Al)	1	81,91	82,41	81,8	81,2	-0,11	-0,61	-0,71	-1,21
0,63 (Cu)	1	85,01	84,58	85,1	84,5	0,09	0,52	-0,51	-0,08
0,63 (Cu)	5/6	85,58	84,37	85,7	85,3	0,12	1,33	-0,28	0,93
0,55 (Cu)	5/6	84,49	84,21	84,3	84,0	-0,19	0,09	-0,49	-0,21
0,55 (Cu)	3/4	84,49	84,35	82,3	81,6	-2,19	-2,05	-2,89	-2,75

Em que η' e η'' referem-se aos rendimentos obtidos através de P_{fe}' e P_{fe}'' respectivamente.

O primeiro ponto a se notar com os resultados da Tabela V, é que os métodos de predição do rendimento, possuem diferenças abaixo dos 3% em relação aos valores medidos, independentemente do método utilizado para medição.

Com relação à medição do rendimento pelo método B [4] e os rendimentos calculados no trabalho (η' e η''), todos os rendimentos apresentaram valores superiores comparado com o método de medição A, com exceção do enrolamento 0,63 (Cu) – 5/6 obtido pelo polinômio característico.

As maiores diferenças são apresentadas para o enrolamento encurtado 0,55 (Cu) – 3/4, em que é evidenciado a saturação na medição [4]. Entretanto, para este caso o rendimento η'' obteve maior aproximação dos valores medidos, se comparado com η' .

V. CONCLUSÕES

Após a análise dos resultados, nota-se que para a predição das perdas no ferro com enrolamentos concêntricos, o método utilizando o polinômio característico, obteve resultados satisfatórios, visto que a diferença percentual para estes casos estiveram abaixo dos 2%. Para enrolamentos encurtados não foram obtidos resultados satisfatórios. Portanto, com relação às perdas no ferro de enrolamentos com passo pleno, o polinômio característico torna-se uma forma confiável de predição desta perda. Tal consideração pode ser explicada pelo fato já citado, de que a curva característica e o polinômio, foram extraídos de medições de motores com 5 enrolamentos diferentes, nos quais 4 destes eram de passo pleno. Segundo a equação (19), nota-se que a perda no ferro depende apenas da perda no ferro do enrolamento conhecido, o fator de enrolamento fundamental e o número de espiras. Não é verificado nenhuma relação com a variável diâmetro do fio da bobina, variável esta que na prática influencia nesta perda.

Para o método calculando as perdas no ferro desconsiderando a saturação, as diferenças percentuais atingiram valores acima de 10% com exceção do enrolamento 0,50 (Cu) – 1 em que a diferença foi zero. Sendo assim, uma forma não confiável de predição das perdas no ferro.

Com relação ao rendimento, os cálculos desconsiderando a saturação obtiveram resultados mais

próximos dos valores medidos pelos métodos A e B nas 5 situações listadas abaixo:

- 2 x Ø 0,63 mm (Al) – $y/\tau = 1$ com método A e B;
- 2 x Ø 0,63 mm (Cu) – $y/\tau = 1$ com método A;
- 2 x Ø 0,63 mm (Cu) – $y/\tau = 5/6$ com método A e B.

Já utilizando o polinômio característico, os melhores resultados foram nos seguintes casos:

- 2 x Ø 0,55 mm (Cu) – $y/\tau = 5/6$ com método A e B;
- 2 x Ø 0,63 mm (Cu) – $y/\tau = 1$ com método B;
- 2 x Ø 0,55 mm (Cu) – $y/\tau = 3/4$ com método A e B.

Quando o diâmetro do condutor e o passo da bobina diminuem, nota-se que a diferença dos valores medidos e os calculados, aumenta. Este resultado era esperado, pois quando se diminui o diâmetro do condutor e consequentemente a área preenchida da ranhura e diminuindo o comprimento do condutor, há uma saturação devido à essas alterações. Como o método desconsidera a saturação, nos enrolamentos de menor passo da bobina e menor diâmetro, os resultados tendem a divergir.

Já o polinômio característico, para os casos em que a saturação tende a aumentar, mostrou resultados melhores.

No geral, ambas as formas de predição do rendimento apresentaram diferenças abaixo dos 3% no geral, sendo um resultado satisfatório e viável para fazer o estudo prévio de tipos de enrolamentos variando o passo da bobina e o material condutor, sem perder as características principais do motor trabalhado.

Para trabalhos futuros, sugere-se a aplicação o polinômio obtido, em outros tipos de enrolamentos e motores de potências maiores e comparar os resultados das perdas no ferro e de rendimento afim de expandir o campo de aplicação, aumentando a aplicação deste método de obter as perdas no ferro.

Além disso, vale destacar o potencial da interpolação pelo método *spline* para a obtenção de outros polinômios característicos através de mais pontos de controle obtidos em outras medições.

REFERENCIAS

- [1] EPE – Empresa de Pesquisa Energética. Consumo de Energia Elétrica: Consumo Mensal de Energia Elétrica por Classe (regiões e subsistemas). Rio de Janeiro, 2022. Site. Disponível em: Consumo Mensal de Energia Elétrica por Classe (regiões e subsistemas) (epe.gov.br). Acesso em: 5 de jan. de 2021.
- [2] UMANS, Stephen D. Máquinas Elétricas: de fitzgerald e kingsley. 7. ed. New York: The McGraw-Hill Global Education Holdings, 2014. 687 p. ISBN 0073380466 / 9780073380469
- [3] BOLDEA, I.; NASAR, S. A. The Induction Machines Design Handbook. 2nd. ed. Boca Raton: CRC Press, 2010. 824 p. ISBN 9781420066685.
- [4] AGUIAR, Victor de Paula Brandão. AVALIAÇÃO TÉCNICO-ECONÔMICA DO AUMENTO DO RENDIMENTO EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS DE BAIXA POTÊNCIA APÓS REBOBINAGEM. 2018. 108 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2018.
- [5] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. IEEE Std 112-2017(Revision of IEEE Std 112-2004): IEEE Standard Test

Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators. Piscataway, 2018. 115 p.

- [6] AGUIAR, V. P. B.; PONTES, R. S. T.; FERREIRA, F. J. T. E. Technical and economic evaluation of efficiency improvement after rewinding in low-power induction motors: A brazilian case. Energies, v. 11, n. 7, 2018.