

RUBENS GUEDES JORDÃO

MOTOR DIFÁSICO ASSIMÉTRICO

Tese apresentada à Douta Congregação da
Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
para concurso de provimento efetivo da Cátedra
n.º 21 "Máquinas Elétricas".

BIBLIOTECA
Dept.º Eng. ELETRICIDADE
F-3944 E. P. U. S. P.

SÃO PAULO — 1967

OK.

~~motor~~
motor ass. com rotor cento-circuitado (gôndola de esquadro)

621.313.333.2

5767m

DEDALUS - Acervo - EPEL



31500013338

I N T R O D U Ç Ã O

Numa de suas viagens ao interior do Estado de São Paulo, a serviço do Instituto de Eletrotécnica, o Eng. Antônio Zanella Júnior foi interrogado por morador da região sobre a existência de outros tipos de motores assíncronos; além dos monofásicos comuns, que pudessem ser utilizados em locais não providos de distribuição trifásica de energia elétrica.

Observando o tipo de distribuição adotada na região - trifásica, em "estrêla com neutro", 127/220 volts - ocorreu àquele engenheiro a idéia da utilização de duas fases da rede, e seu neutro, para alimentar um motor difásico (fig. 1).

Conhecendo nosso interesse pelos assuntos relativos às máquinas elétricas e ocupado com problemas de natureza diversa, êle nos sugeriu o estudo da matéria.

Não obstante a dissimetria que caracteriza semelhante utilização de rede trifásica para alimentar máquina difásica, a idéia se nos afigurou digna de atenção, não somente como objeto de mera especulação mas, também, pelo interesse prático de seu aproveitamento.

Constituem fatos notórios alguns dos inconvenientes dos motores assíncronos monofásicos [1,2,3,4]. Decorrem êles, direta ou indiretamente, de componente de campo girante, de seqüência negativa.

Entre êsses inconvenientes, podem ser citados:

- a - inexistência de conjugado de partida e conseqüente necessidade de enrolamento adicional e de dispositivo auxiliar para a partida (interruptores, centrífugo ou térmico, e capacitores nos motores ditos "de partida com capacitor");
- b - altas correntes em vazio;
- c - baixos rendimentos e baixos fatores de potência;
- d - funcionamento com vibrações e ruídos, nem sempre toleráveis.

Além de encarecer a construção e constituir um dos pontos mais vulneráveis dos motores assíncronos monofásicos, o dispositivo auxiliar de partida pode dificultar e, em certos casos, tornar impraticável a

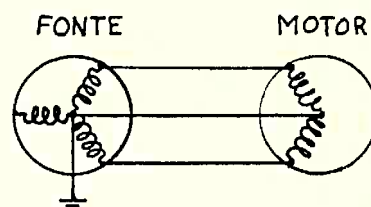


Fig. 1

sua utilização. Um caso típico é o do perigo decorrente do centelhamento no platinado do interruptor, ao operar em ambiente com gases explosivos.

O assunto deve ter preocupado a atenção de técnicos e estudiosos; a título de exemplo, citamos folheto técnico-comercial de firma americana [5], produtora de equipamento patenteado "para operação de motores trifásicos em linha monofásica, onde não se disponha de potência trifásica instalada". Um de seus modelos (Model Size PC-1), para potências de até 1 HP, pesa 25 libras e custava, na época, US\$175,00 (Price FOB).

Obviamente, a importância prática do motor difásico, objeto deste trabalho, está condicionada à existência de redes de distribuição "em estrela com neutro", assim como à disponibilidade, no consumidor, de três dos quatro fios do sistema (duas fases e neutro).

A este respeito, podemos declarar o seguinte:

- a - em recente Congresso sobre Distribuição de Energia Elétrica, realizado em 1964 na cidade do Recife, sob o patrocínio da Eletrobrás, foi aprovado trabalho que a CEMIG apresentou sobre "Padronização do Nível de Tensão de Distribuição Secundária", proposto em 220/380 volts, na modalidade "estrela com neutro";
- b - já vem sendo adotada, em grande número de importantes cidades brasileiras, a distribuição em "estrela com neutro", na maioria dos casos, sob 127/220 volts [6];
- c - mesmo antes de 1941, boa extensão do Estado de São Paulo (Mogiana, Paulista, Alta Paulista, Araraquarense e Noroeste) era alimentada pelo mesmo sistema de distribuição [6];
- d - fato análogo ocorre em grande parte dos sistemas da São Paulo Light S.A., Companhia de Eletricidade São Paulo e Rio e São Paulo-Serviços de Eletricidade S.A. [7];
- e - toda a zona central da capital paulista (distribuição subterrânea) é alimentada sob tensões secundárias de 120/208 volts, no sistema "estrela com neutro" [7].

Poder-se-ia concluir que, necessitando de alimentação "a três condutores" e, conseqüentemente, implicando na exigência de receptáculos e plugues tripolares, o emprêgo do motor em questão teria poucas possibilidades nas aplicações comuns, mormente de âmbito doméstico.

Adiantamo-nos a essa possível conclusão, com o seguinte argumento: o emprêgo de receptáculos e plugues tripolares, para utensílios domésticos e grande variedade de equipamento elétrico (máquinas-ferramenta, por exemplo) já é, em alguns países, uma imposição ditada por Normas Técnicas

cas.

Acrescentamos, inclusive, que algumas de nossas indústrias estão fornecendo seu equipamento com plugues tripolares.

A razão do terceiro pino é a conveniência, se não a necessidade, de se aterrar as partes diretamente acessíveis do utensílio, ou equipamento, visando a eliminar possibilidade de choques elétricos.

Resta-nos, pois, demonstrar a viabilidade do bom funcionamento de motores a serem alimentados na forma proposta, analisar propriedades, apresentar sugestões para evitar ou atenuar alguns de seus inconvenientes e, dentro do prazo limitado de que dispomos, estabelecer um confronto entre o motor difásico em estudo e alguns tipos de motores monofásicos.

Para simplicidade de redação, a partir deste momento referir-nos-emos ao nosso motor simplesmente como "motor difásico assimétrico".

-oo0oo-

Na parte inicial do trabalho, apresentaremos uma análise de campos girantes, a serem mantidos por intermédio de enrolamentos polifásicos assimétricos em geral. Dêsse estudo, obteremos algumas das condições que devem ser satisfeitas pelo enrolamento indutor do motor difásico assimétrico, a fim de se conseguir, com as tensões impostas e as correntes resultantes, campo girante adequado.

A adequabilidade mencionada refere-se à supressão ou atenuação de harmônicas de campo e, sobretudo, de sua componente fundamental de sequência negativa.

Nos capítulos subsequentes, abordaremos assuntos referentes a:

- 1 - Método de análise do funcionamento do motor difásico assimétrico. Influência de parâmetros sobre seu funcionamento.
- 2 - Determinação de parâmetros. Confronto de alguns resultados observados com resultados previstos pelo cálculo.
- 3 - Resultados práticos obtidos. Conclusões.

-oo0oo-

Desejamos, aqui, deixar nossos agradecimentos à Diretoria do Centro de Computação Eletrônica do Instituto de Pesquisas Matemáticas da U.S.P. pelas atenções que nos foram dispensadas, assim como ao Snr. Cláudio L. Lucchesi que, amavelmente, incumbiu-se da Programação para uso do Computador.

Queremos, também, externar nosso reconhecimento pela dedicação com que o Snr. Genésio Valentim Escaleira nos auxiliou na parte prática de nosso trabalho, particularmente nas tarefas de confecção de enrolamentos e montagem de motores.

À Da. Zilah M. Victor Rodrigues, que se incumbiu do serviço de datilografia, o nosso muito obrigado.

Escola Politécnica, julho de 1967.

Rubens Guedes Jordão.

ÍNDICE DAS MATÉRIAS

INTRODUÇÃO.

CAPÍTULO I: INTRODUÇÃO À ANÁLISE.

- 1.1 - Generalidades.
- 1.2 - Análise de Campos de Forças Magnetomotrizes.
- 1.3 - Condições para Supressão de Componentes de Campo.
- 1.4 - Enrolamentos Convenientes para Supressão de Componentes Indesejáveis no Campo.
- 1.5 - Correntes Magnetizantes.

CAPÍTULO II: MÉTODO DE ANÁLISE.

- 2.1 - Considerações Preliminares.
- 2.2 - Resumo do Método de Análise Adotado.
- 2.3 - Programação para Cálculo de Características do Motor Dilfásico Assimétrico.
- 2.4 - Leitura das Fôlhas de Cálculo.

CAPÍTULO III: ANÁLISE.

- 3.1 - Considerações Preliminares.
- 3.2 - Deslocamento Angular (α) entre Fases Estatóricas.
- 3.3 - Resistência e Reatância de Dispersão Estatóricas.
- 3.4 - Resistência e Reatância de Dispersão Rotóricas.
- 3.5 - Harmônicas de Forças Magnetomotrizes Estatóricas.
- 3.6 - Indutância Mútua de Dispersão Estatórica.

CAPÍTULO IV: DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS. ENSAIOS.

- 4.1 - Considerações Preliminares.
- 4.2 - Determinação Experimental de Parâmetros.
- 4.3 - Resistência e Reatância Rotóricas.
- 4.4 - Reatância de Magnetização.
- 4.5 - Resistência Primária.
- 4.6 - Reatância de Dispersão Primária.
- 4.7 - Reatância Mútua de Dispersão.
- 4.8 - Ensaios Realizados. Parâmetros.
- 4.9 - Outros Ensaios.

CAPÍTULO V: RESULTADOS OBTIDOS. CONCLUSÕES.

- 5.1 - Generalidades.

5.2 - O Enrolamento Adotado.

5.3 - O Campo do Motor.

5.4 - Potência, Rendimento e Fator de Potência.

5.5 - Curva Conjugado - Rotação.

5.6 - Conclusões.

-ooOoo-

CAPÍTULO I

- INTRODUÇÃO À ANÁLISE -

1.1 - GENERALIDADES.

Uma das condições, altamente desejáveis, para o bom funcionamento de motor assíncrono é a existência, ao longo de seu entreferro, de campo girante isento, tanto quanto possível, de componentes harmônicas e, muito em particular, de componente fundamental de seqüência negativa.

Nos motores assíncronos trifásicos, normalmente construídos e alimentados, essa componente de seqüência negativa é, praticamente, inexistente; nos monofásicos, ela é inevitável, embora com intensidades decrescentes com reduções no escorregamento.

Em motores polifásicos assimétricos, com fases diferentes e distribuídas de modo arbitrário ao redor do eixo da máquina, deve-se contar como certa a presença daquela componente de seqüência negativa. Contudo, a adoção de medidas adequadas poderá, se não eliminá-la, pelo menos reduzi-la a proporções bastante pequenas.

O principal objetivo deste Capítulo é a obtenção de algumas conclusões de ordem geral, que sirvam de orientação no sentido daquelas medidas adequadas.

Essas conclusões serão úteis, também, para orientar a interpretação do comportamento do motor difásico assimétrico, comportamento esse a ser previsto por intermédio de método mais minucioso de análise [8].

1.2 - ANÁLISE DE CAMPOS DE FÔRÇAS MAGNETOMOTRIZES.

Com algumas alterações em seu desenvolvimento e generalizado para aplicação a componentes harmônicas, passamos à exposição de um método, muito cômodo, para análise de campos de fôrças magnetomotrizes, conforme idealizado por antigo instrutor* da Cadeira de Máquinas Elétricas da Escola Politécnica da U.S.P.

Para efeito desta análise, cada um dos 2 pm grupos de bobinas do enrolamento de máquina com p pares de polos e m fases, encerrando N_i espiras por polo e por fase, pode ser substituído por uma bobina equivalente, concentrada e de passo pleno, com eixo situado a α_i graus elétricos de uma origem de referência (fig. 1.1).

(*) Paulo Maria Cavalcânti de Albuquerque.

Diante da imposição de uma corrente senoidal

$$i = I_i \cos(\omega t + \theta_i)$$

em suas espiras, essa bobina contribuirá com uma componente fundamental (espacial) de forças magnetomotrizes

$$H_{ix} = H_{im} \cos(\omega t + \theta_i) \cos(x - \alpha_i) \tag{1.1}$$

com

$$H_{im} = \frac{4}{\pi} N_i I_i k_i \tag{1.2}$$

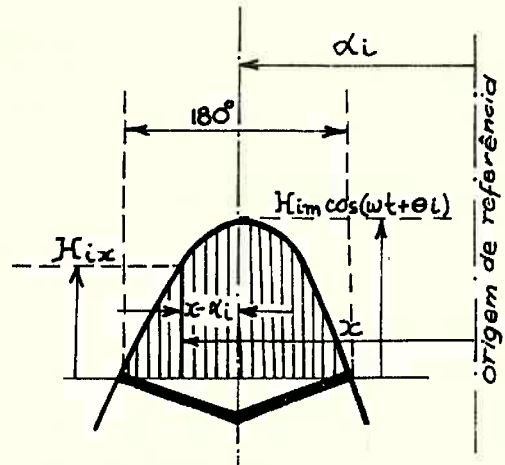


Fig. 1.1

onde $4/\pi$ resulta de onda retangular decomposta em série (Fourier); k_i é o fator de enrolamento do grupo de bobinas, referente àquela componente fundamental.

A equação 1.1 define onda, estacionária no espaço e alternativa no tempo, cujos efeitos podem ser interpretados por intermédio de um fasor \hat{H}_i (fig. 1.2) com direção fixa no espaço e módulo variável no tempo, tal que:

$$\hat{H}_i = H_{im} \cos(\omega t + \theta_i) e^{j\alpha_i} \hat{u} \tag{1.3}$$

Na equação 1.3, \hat{u} representa fasor unitário de referência.

Da igualdade

$$\cos(\omega t + \theta_i) = \frac{1}{2} e^{j(\omega t + \theta_i)} + \frac{1}{2} e^{-j(\omega t + \theta_i)}$$

resulta, para 1.3:

$$\hat{H}_i = \frac{H_{im}}{2} e^{j(\alpha_i + \theta_i)} e^{j\omega t} \hat{u} + \frac{H_{im}}{2} e^{j(\alpha_i - \theta_i)} e^{-j\omega t} \hat{u} \tag{1.4}$$

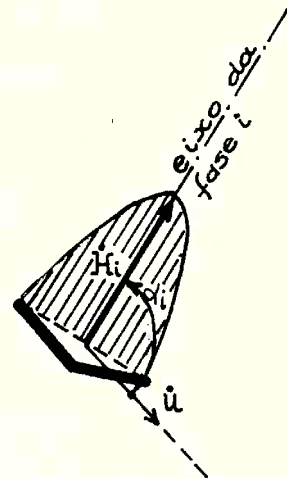


Fig. 1.2

Pela expressão 1.4, o mesmo fasor definido por 1.3 aparece, agora, como o resultado da composição de dois fasores, com o mesmo módulo constante $0,5 H_{im}$ e girantes com velocidades angulares $+\omega$ e $-\omega$.

Ao primeiro deles, \hat{H}_i , podemos associar uma componente de campo girante de seqüência positiva; ao segundo, \hat{H}_i , associamos uma componente de seqüência negativa (figs. 1.3a e 1.3b).

Cada uma das m fases da máquina ($i = 1, 2, 3, \dots, m$) contribuirá com duas componentes fundamentais (espaciais), como sugeridas por 1.4. Os efeitos resultantes da coexistência dessas $2m$ componentes podem ser interpretados por:

$$\dot{H} = \sum_{i=1}^{i=m} \frac{H_{im}}{2} e^{j(\alpha_i + \theta_i)} e^{j\omega t} \dot{u} + \sum_{i=1}^{i=m} \frac{H_{im}}{2} e^{j(\alpha_i - \theta_i)} e^{-j\omega t} \dot{u} \quad 1.5$$

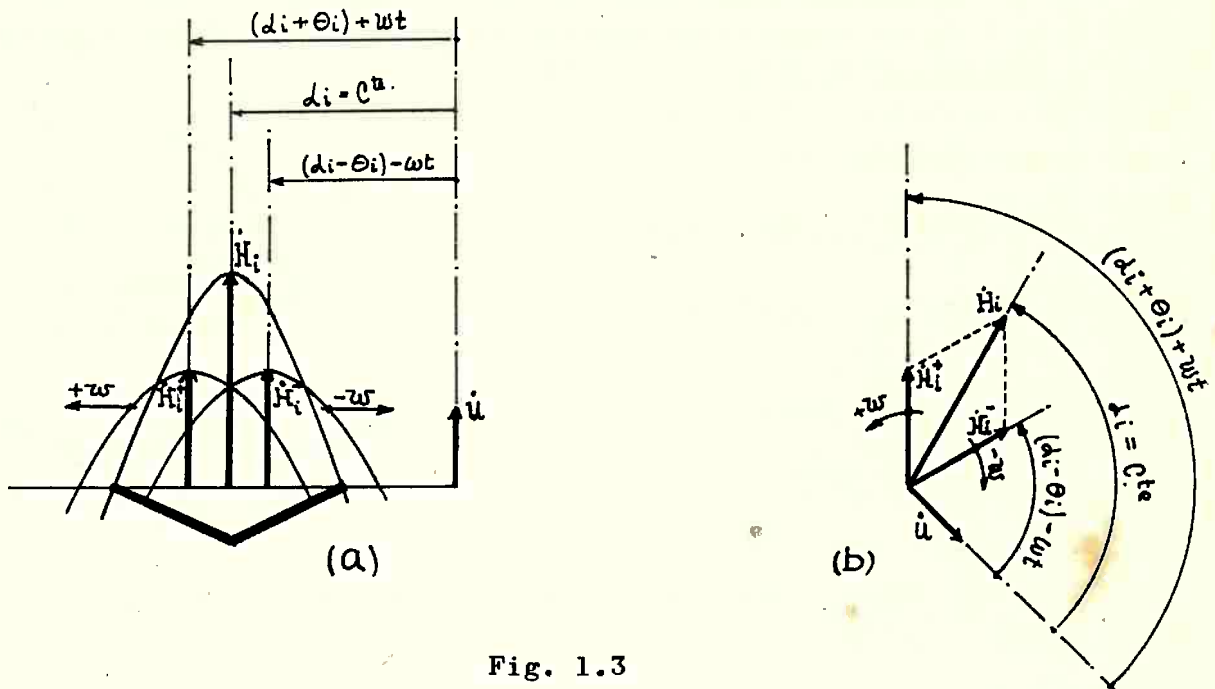


Fig. 1.3

A primeira somatória do segundo membro da equação 1.5 representa campo girante de seqüência positiva; a segunda, campo girante de seqüência negativa.

A equação 1.5 pode facilmente ser generalizada para qualquer componente harmônica (espacial) do campo de forças magnetomotrizes, mantido pelo enrolamento polifásico. Sua expressão, para a harmônica de ordem h , será:

$$\dot{H}_h = \sum_{i=1}^{i=m} \frac{H_{imh}}{2} e^{j(h\alpha_i + \theta_i)} e^{j\omega t} \dot{u} + \sum_{i=1}^{i=m} \frac{H_{imh}}{2} e^{j(h\alpha_i - \theta_i)} e^{-j\omega t} \dot{u} \quad 1.6$$

com

$$H_{imh} = \frac{1}{h} \frac{4}{\pi} N_i I_i k_{ih} \quad 1.7$$

onde k_{ih} é o fator de enrolamento da fase i , referente à harmônica de ordem h .

As equações 1.5 e 1.6 permitem-nos, sob determinadas circunstâncias, impor valores convenientes a α_i (situação da fase i , no espaço) e θ_i (ângulo de fase da corrente), a fim de se anular, ou atenuar, determinadas componentes indesejáveis no campo da máquina. Em outras circunstâncias, quando, por exemplo, α_i e θ_i resultam de imposições, aquelas equações permitem-nos avaliar a composição daquele campo e, através dessa avaliação, interpretar peculiaridades do comportamento do motor.

1.3 - CONDIÇÕES PARA SUPRESSÃO DE COMPONENTES DE CAMPO.

Consideremos um motor difásico: sejam a e b suas fases estáticas e α_a e α_b as respectivas distâncias angulares, medidas a partir de um eixo de referência (fig. 1.4).

Sejam

$$i_a = I_a \cos(\omega t + \theta_a)$$

$$i_b = I_b \cos(\omega t + \theta_b)$$

as correntes nessas fases.

Nêste caso, a equação 1.6 reduz-se a:

$$\begin{aligned} \dot{H} = & \left[\frac{H_{amh}}{2} e^{j(h\alpha_a + \theta_a)} e^{j\omega t} \dot{u} + \frac{H_{bmh}}{2} e^{j(h\alpha_b + \theta_b)} e^{j\omega t} \dot{u} \right] + \\ & + \left[\frac{H_{amh}}{2} e^{j(h\alpha_a - \theta_a)} e^{-j\omega t} \dot{u} + \frac{H_{bmh}}{2} e^{j(h\alpha_b - \theta_b)} e^{-j\omega t} \dot{u} \right] \end{aligned} \quad 1.8$$

A fim de que i_a e i_b , circulando respectivamente nas fases a e b, mantenham campo desprovido de componente harmônica de ordem h, seqüência negativa, será necessário que se satisfaçam as condições:

$$H_{amh} = H_{bmh} \quad 1.9$$

$$e^{j(h\alpha_a - \theta_a)} + e^{j(h\alpha_b - \theta_b)} = 0 \quad 1.10$$

De conformidade com a equação 1.7, a condição 1.9 é verificada quando $N_a I_a k_{ah} = N_b I_b k_{bh}$. Um caso particular, que atende a esta igualdade, é o de fases iguais, com $I_a = I_b$.

Para satisfazer à condição 1.10, basta que:

$$h(\alpha_b - \alpha_a) + (\theta_a - \theta_b) = 180^\circ \text{ elétricos} \quad 1.11$$

Chamando

$$(\alpha_b - \alpha_a) = \alpha = \text{distância angular entre fases (fig. 1.4);}$$

e

$$(\theta_a - \theta_b) = \theta = \text{ângulo de avanço de } \dot{I}_a \text{ em relação a } \dot{I}_b,$$

a equação 1.11 reduz-se a

$$h\alpha + \theta = 180^\circ \quad 1.12$$

Conclusão: Para anular componente harmônica de ordem h, seqüência negativa,

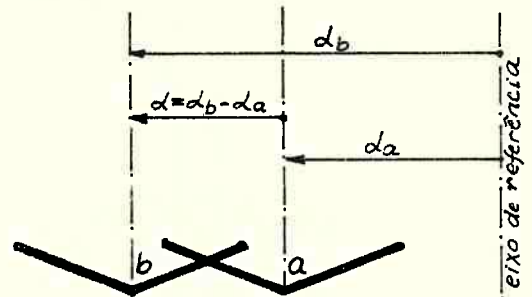


Fig. 1.4

é necessário que $h\alpha$ e θ sejam ângulos suplementares.

Analogamente, para se suprimir componente harmônica de ordem h , seqüência positiva, devemos satisfazer, ainda uma vez, à condição 1.9, acrescida de:

$$e^{j(h\alpha_a + \theta_a)} + e^{j(h\alpha_b + \theta_b)} = 0 \quad 1.13$$

Por via semelhante à já descrita, de 1.13 chega-se a:

$$h\alpha - \theta = 180^\circ \text{ elétricos} \quad 1.14$$

Conclusão: Para se anular componente harmônica de ordem h , seqüência positiva, é necessário que a diferença entre os ângulos $h\alpha$ e θ seja de 180° elétricos.

Fixando-se $h = 1$, as equações de números 1.8 a 1.14 aplicam-se às componentes fundamentais do campo da máquina. Em particular, para $h = 1$ as condições 1.12 e 1.14 resumir-se-ão, respectivamente, em:

$$\alpha + \theta = 180^\circ \text{ elétricos} \quad 1.15$$

$$\alpha - \theta = 180^\circ \text{ elétricos} \quad 1.16$$

A condição expressa por 1.15 traduz-se pelo seguinte:

Para se anular componente fundamental, seqüência negativa, é necessário que α (deslocamento angular das fases no espaço) e θ (desfasagem entre as correntes no tempo) sejam ângulos suplementares.

Quando aplicada ao motor difásico simétrico, a equação 1.15 nos conduz à condição habitual nêsse motor: $\alpha = \theta = 90^\circ$ elétricos. Aplicada a motor difásico assimétrico - que resulta do abandono de uma das fases de um motor trifásico normal, operando em ligação "estrela com neutro" - resulta $\theta = 60^\circ$.

Deduz-se, pois, o seguinte:

Para se obter campo girante desprovido de componente fundamental, seqüência negativa, em motor difásico com fases iguais e deslocadas entre si de 120° elétricos, basta que se lhes imponham correntes de mesmo valor eficaz, desfasadas, uma da outra, de 60° elétricos.

1.4 - ENROLAMENTOS CONVENIENTES PARA SUPRESSÃO DE COMPONENTES INDESEJÁVEIS NO CAMPO.

Normalmente, o que se conhece a priori não são as correntes mas, sim, as tensões aplicadas aos motores assíncronos. Aquelas correntes resultam destas tensões, das características construtivas da máquina e da natureza da carga mecânica que lhe é imposta.

Assim sendo, as condições de anulação de componentes de campo girante poderão ser mais úteis quando expressas por intermédio de relações entre o ângulo α (deslocamento angular entre as fases) e um ângulo β , que define a defasagem das tensões aplicadas às fases da máquina.

Propomo-nos, agora, a determinar estas relações, restritas a tensões aplicadas senoidais.

Preliminarmente, cumpre-nos salientar que, exceto casos de sobrecargas exageradas, o campo girante de máquina assíncrona pode ser considerado o mesmo, tanto em carga como em vazio. Portanto, para se conhecer seu campo em carga, basta que o conheçamos em vazio e, muito especialmente, sob a condição correspondente a "rotor aberto".

Sob tal condição e a menos dos efeitos das perdas rotacionais, as correntes absorvidas pelas fases estatóricas serão as correntes magnetizantes da máquina, isto é, aquelas que irão manter o campo girante dessa máquina.

Cumpre notar que, com rotor em circuito aberto, o motor comporta-se à semelhança de simples reator. Assim sendo, as correntes estatóricas independem da presença do enrolamento rotórico, de seus parâmetros e de indutâncias mútuas entre estator e rotor.

Por motivos a justificar, a assimetria admitida no motor difásico será restrita à condição $\alpha \neq 90^\circ$; as fases estatóricas serão, portanto, iguais.

Sejam, então:

- L_d = indutância própria, de dispersão, por fase do estator;
- M_d = indutância mútua, de dispersão, entre as fases do estator;
- L_m = indutância própria, de magnetização, por fase do estator;
- M_m = indutância mútua, de magnetização, entre as fases do estator;
- r = resistência por fase do estator;
- $\alpha = \alpha_b - \alpha_a$ = distância angular entre as fases do estator.

Sejam ainda:

- \dot{V}_a = tensão aplicada à fase a;
- $\dot{V}_b = \dot{V}_a \angle -\beta$ = tensão aplicada à fase b;
- \dot{I}_a = corrente (magnetizante) na fase a;

$\dot{I}_b = \dot{I}_a / \underline{-\theta}$ = corrente (magnetizante) na fase b;

β = ângulo de fase entre tensões aplicadas (imposição da fonte);

θ = ângulo de fase entre as correntes (a determinar).

Sob as condições propostas, vale o sistema:

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_a &= r \dot{I}_a + j\omega L_d \dot{I}_a + j\omega M_d \dot{I}_b + j\omega L_m \dot{I}_a + j\omega M_m \dot{I}_b \\ \dot{V}_b &= r \dot{I}_b + j\omega L_d \dot{I}_b + j\omega M_d \dot{I}_a + j\omega L_m \dot{I}_b + j\omega M_m \dot{I}_a \end{aligned} \right\} \quad 1.17$$

Para efeito de cálculo das correntes magnetizantes, vamos desprezar as quedas resistivas. Embora incorrendo em erros nem sempre toleráveis, os objetivos deste Capítulo induzem-nos a ignorar inclusive as indutâncias de dispersão, L_d e M_d .

Logo, as soluções para \dot{I}_a e \dot{I}_b , decorrentes de 1.17, serão:

$$\dot{I}_a = -j \frac{\dot{V}_a L_m - \dot{V}_b M_m}{\omega (L_m^2 - M_m^2)} \quad 1.18$$

$$\dot{I}_b = -j \frac{\dot{V}_b L_m - \dot{V}_a M_m}{\omega (L_m^2 - M_m^2)} \quad 1.19$$

Para quociente dessas correntes, obtém-se:

$$\frac{\dot{I}_a}{\dot{I}_b} = \frac{\dot{V}_a L_m - \dot{V}_b M_m}{\dot{V}_b L_m - \dot{V}_a M_m} \quad 1.20$$

Pode-se demonstrar que entre as indutâncias L_m e M_m subsiste a relação:

$$M_m = L_m \cos \alpha$$

Considerando-se esta igualdade, junto com $\dot{V}_a = \dot{V}_b / \underline{\beta}$ dita pela fonte, de 1.20 chega-se a:

$$\frac{\dot{I}_a}{\dot{I}_b} = \frac{\underline{\beta} - \cos \alpha}{1 - \underline{\beta} \cos \alpha} \quad 1.21$$

Esta relação permite-nos prever, para cada ângulo α adotado entre as fases, qual será o ângulo θ entre as correntes.

Muito em particular, escolhendo-se $\alpha = \beta$, chega-se a:

$$\dot{I}_a = \dot{I}_b / \underline{180 - \alpha} = \dot{I}_b / \underline{\theta} \quad 1.22$$

A equação 1.22 traduz-se pelo seguinte:

Impondo-se a igualdade de α (distância angular entre fases) e β (desfasagem entre tensões da fonte), obtemos correntes com desfasagem θ , tal que: $\theta + \alpha = 180^\circ$.

Esta última condição não é outra senão aquela expressa pela equação 1.15. Concluindo:

Para suprimir componente fundamental do campo girante, seqüência negativa, devemos impor, na construção do enrolamento indutor da máquina, a condição $\alpha = \beta$, isto é, a distância angular entre suas fases deve ser igual à desfasagem entre as tensões que lhes serão aplicadas.

Como decorrência, segue-se:

No que diz respeito às componentes fundamentais do campo girante, um motor trifásico comum tem condições para operar como motor difásico assimétrico, alimentado por duas das três fases de um sistema de distribuição em "estrela com neutro".

Observação - A menos das quedas resistivas e reativas por dispersão de fluxo, a condição $\alpha = \beta$ para anulação de componente fundamental de seqüência negativa pode ser inferida a partir da seguinte igualdade, a ser verificada em cada fase do estator:

$$(\text{tensão aplicada}) = -(\text{fôrça eletromotriz induzida pelo campo girante}).$$

1.5 - CORRENTES MAGNETIZANTES.

Para $r_d = L_d = M_d = 0$, as correntes magnetizantes do motor difásico são expressas pelas equações 1.18 e 1.19.

Impondo-se $\alpha = \beta$, com o intuito de anular componente de campo de seqüência negativa, as correntes magnetizantes passam a ser dadas por:

$$i_a = \frac{1}{\text{sen } \alpha} \frac{\dot{V}_a}{\omega L_m} \angle -\alpha \quad 1.23$$

$$\dot{I}_b = - \frac{1}{\text{sen } \alpha} \frac{\dot{V}_b}{\omega L_m} / \alpha \quad 1.24$$

Dessas equações, conclui-se que:

1º) $|\dot{I}_a| = |\dot{I}_b|$;

2º) \dot{I}_a estará em fase com \dot{V}_b e \dot{I}_b estará em oposição de fase com \dot{V}_a .

O diagrama da figura 1.5 ilustra essas conclusões, para o caso de se ter $\alpha = \beta = 120^\circ$.

Cumpre-nos ressaltar que, salvo no caso de se ter $\alpha = \beta = 90^\circ$, as correntes magnetizantes do motor difásico estarão desigualmente desfasadas em relação às respectivas tensões.

Assim, elas contribuirão para tornardiferentes os fatores de potência, numa e noutra fase da máquina, esteja ela em vazio ou em carga.

Em módulo, as correntes magnetizantes de um motor difásico assimétrico terão valores "por unidade" da ordem de $1/\text{sen } \alpha$ dos valores dessas correntes em motor difásico simétrico, com igual número de espiras efetivas por fase. Na mesma base de comparação, o motor difásico assimétrico absorverá corrente em vazio da ordem de $1/2 \text{ sen } \alpha$ daquela absorvida por motor monofásico.

No caso de não se anular a componente fundamental de seqüência negativa, a presença de enrolamento rotórico fechado poderá provocar sensíveis aumentos nas correntes em vazio do motor difásico. Convém, portanto, que aquela componente de campo seja reduzida tanto quanto possível.

Finalmente, uma análise mais pormenorizada do sistema de equações 1.17 permitir-nos-á antever que, coexistindo valores não nulos para resistências e indutâncias de dispersão no estator, as correntes magnetizantes do motor difásico assimétrico podem assumir - e em geral assumem - módulos diferentes. Medidas apropriadas atenuarão essas diferenças.

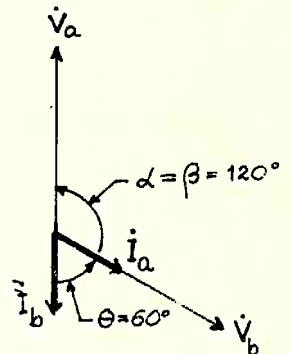


Fig. 1.5

CAPÍTULO II

- MÉTODO DE ANÁLISE -

2.1 - CONSIDERAÇÕES PRELIMINARES.

No capítulo precedente chegamos, através de método bastante simples de análise, a algumas conclusões de ordem geral, de interesse para a interpretação de propriedades do motor difásico assimétrico. Fizemo-lo, contudo, sem maiores preocupações com os aspectos quantitativos dessas conclusões. Por esse motivo, não as adotaremos como definitivas mas, tão-somente, como diretrizes para o desenvolvimento de nosso trabalho.

Obviamente, o assunto requer análise mais completa e minuciosa.

Realizando pesquisa bibliográfica, verificamos que a matéria referente a máquinas assimétricas tem sido abordada por vários autores. Entretanto, na quase totalidade dos casos, eles dedicaram suas atenções a objetivos bastante diferentes do nosso. Alguns visaram o problema da partida de motores monofásicos [9,10,11]; outros [12,13] tiveram, como principal motivação, a análise do comportamento de motores especiais, destinados a operar sob duas ou mais rotações diferentes.

Pela objetividade com que aborda o assunto, o trabalho de Lyon e Kingsley provocou nosso interesse. Examinando-o atentamente, concluímos que ele podia ser aplicado diretamente na solução de vários problemas relativos ao nosso motor difásico assimétrico.

Entretanto, é forçoso reconhecer como bastante complexa a expressão final relacionando tensões aplicadas, correntes e parâmetros da máquina, conforme deduzida pelos referidos Autores. A complexidade é tal que dificulta sobremaneira qualquer análise literal que tenha aquela expressão como ponto de partida.

Não obstante, a possibilidade de contar com os recursos de um computador eletrônico induziu-nos, finalmente, a recorrer àquele trabalho.

2.2 - RESUMO DO MÉTODO DE ANÁLISE ADOTADO.

Em sua essência, o método idealizado por Lyon e Kingsley consiste em se recorrer a um motor simétrico, equivalente ao assimétrico e em tudo igual a este, salvo no tocante ao enrolamento estatórico. No motor equivalente, este enrolamento possuirá duas fases idênticas, deslocadas entre si de 90° elétricos e iguais a uma das fases estatóricas do motor assimétrico.

Por intermédio de transformações adequadas, componentes de correntes e de forças eletromotrizes induzidas no motor assimétrico serão expressas em termos de impedâncias do motor simétrico equivalente.

Com visível intenção de aplicar seu método de análise à solução de assuntos relativos à partida de motores monofásicos, os Autores designam as fases estatóricas do motor assimétrico por m ("main") e s ("starting"); admitem-nas diferentes uma da outra e chamam k à relação N_m/N_s entre os números de espiras (efetivas) dessas fases.

A análise, própria dita, é desenvolvida em seis partes, assim denominadas:

- 1a.) Forças Magnetomotrizes Estatóricas;
- 2a.) Componentes das Correntes Estatóricas;
- 3a.) Correntes Rotóricas;
- 4a.) Componentes de Tensão;
- 5a.) Componentes de Impedâncias Estatóricas; e
- 6a.) Equações Gerais para o Motor Difásico Assimétrico.

NOTA:- Os números indicativos de equações, citados neste parágrafo de nosso trabalho, referem-se a equações do artigo de Lyon e Kingsley.

Restringindo suas considerações a componentes fundamentais de campo, na primeira parte os Autores assumem correntes i_m e i_s no estator do motor assimétrico. Em termos dessas correntes, apresentam a equação 3 que define a distribuição espacial de forças magnetomotrizes estatóricas.

A seguir e por processo trigonométrico, eles obtêm as condições a serem satisfeitas pelos complexos \dot{I}_m e \dot{I}_s , representativos das correntes i_m e i_s , a fim de anular, respectivamente, as componentes de seqüências negativa e positiva do campo de forças magnetomotrizes (eqs. 6 e 7).

Em geral, o par $\dot{I}_m - \dot{I}_s$ mantém campo com duas componentes fundamentais: as de seqüências positiva e negativa.

Na segunda parte, os Autores decompõem o par $\dot{I}_m - \dot{I}_s$ em dois pares convenientes: $\dot{I}_{m1} - \dot{I}_{s1}$ e $\dot{I}_{m2} - \dot{I}_{s2}$ (eqs 8, 9, 8a e 9a), tais que o primeiro responda, única e exclusivamente, pela componente de seqüência positiva do campo resultante; ao segundo caberá manter a componente de seqüência negativa.

A seguir, concebem o motor difásico simétrico equivalente, com fases estatóricas m' e s' , iguais entre si e à fase m do motor assimétrico. Determinam, então, as correntes $\dot{I}'_m = \dot{I}'_{m1} + \dot{I}'_{m2}$ e $\dot{I}'_s = \dot{I}'_{s1} + \dot{I}'_{s2}$ que, circulando naquelas fases, mantenham campo idêntico ao mantido por $\dot{I}_m = \dots \dot{I}_{m1} + \dot{I}_{m2}$ e $\dot{I}_s = \dot{I}_{s1} + \dot{I}_{s2}$ ao circularem nas fases m e s do motor assimétrico. Os Autores obtêm, assim, as relações que devem subsistir entre as cor -

rentes estatóricas, num e noutro motor, a fim de que seus enrolamentos mantenham iguais campos de forças magnetomotrizes (eqs. 21 e 22).

Na terceira parte (Correntes Rotóricas), êles recorrem à propriedade: "campos iguais produzem efeitos iguais em enrolamentos iguais" e concluem que os rotores, de um e outro motor, reagirão igualmente aos campos (iguais) a que são submetidos. Essas reações podem, pois, ser previstas por intermédio de circuitos equivalentes do motor difásico simétrico, para seqüências positiva e negativa, conforme figura 2 do artigo a que nos reportamos.

Em seguida, os Autores obtêm expressões para as componentes de forças eletromotrizes induzidas no motor assimétrico (eqs. 29 e 30), em função de componentes de correntes em suas fases, da distância angular α que as separa e de impedâncias do motor simétrico equivalente.

Na quarta parte, estabelecem relações entre as forças eletromotrizes induzidas \dot{E}_m , \dot{E}_s e suas componentes \dot{E}_{m1} , \dot{E}_{m2} , \dot{E}_{s1} e \dot{E}_{s2} , de modo a poder exprimir estas componentes em função daquelas resultantes (eqs. 33 e 34).

Se as resistências e indutâncias de dispersão estatóricas fossem nulas ou desprezíveis, a análise estaria praticamente em seu término; as componentes de forças eletromotrizes \dot{E}_{m1} e \dot{E}_{m2} identificar-se-iam com as componentes de tensões aplicadas \dot{V}_{m1} e \dot{V}_{m2} e, das equações 29 e 30, poderíamos chegar às expressões finais, relacionando tensões, correntes e parâmetros da máquina.

Entretanto, aquêles parâmetros não são nulos e, na grande maioria dos casos, não devem ser considerados desprezíveis. Para a devida consideração de seus efeitos, na quinta parte do trabalho os Autores equacionam as quedas de tensão nas fases m e s do motor assimétrico, considerando, inclusive, a existência de reatância mútua de dispersão entre essas fases (eqs. 35 e 36). Em consequência da assimetria da máquina, as componentes dessas quedas de tensão passam a ser expressas em função de impedâncias diferentes daquelas que caracterizam as suas fases (eqs. 39 a 43).

Finalmente, impondo, em separado, a cada conjunto de componentes de mesmo nome - seqüência positiva e seqüência negativa-, a condição a ser satisfeita em cada fase do motor:

$$\dot{V} = \dot{V}' + \dot{E}$$

onde

\dot{V} = tensão aplicada;

\dot{V}' = queda de tensão em resistências e indutâncias de dispersão estatóricas;

\dot{E} = força (contra) eletromotriz induzida pelo fluxo mútuo,

os Autores chegam às expressões finais para correntes e conjugados do motor difásico assimétrico (eqs. 48, 49, 50 e 51).

Em se tratando de expressões a serem freqüentemente utilizadas em nosso trabalho, tomamos a iniciativa de reproduzi-las, conservando a notação original, exceto no tocante à representação de complexos, para os quais adotamos letras maiúsculas e, sôbre elas, um ponto. (\dot{I} , \dot{V} , ...etc.)

Naquela notação, temos:

\dot{I} = correntes;

\dot{V} = tensões aplicadas;

\dot{Z} = impedâncias;

r e x = resistências e reatâncias;

x_{ms} = reatância mútua de dispersão entre as fases do estator;

T = conjugado (em "watts" síncronos);

α = distância angular entre fases estatóricas;

$k = N_m/N_s$ (relação dos números de espiras efetivas das fases m e s);

s = escorregamento.

Foram adotados os índices:

m e s para indicar as fases m e s , respectivamente;

r para indicar rotor;

1 e 2 para indicar componentes de seqüências positiva e negativa, respectivamente.

As equações a serem utilizadas são:

$$\dot{I}_m = \dot{I}_{m1} + \dot{I}_{m2} \quad 48$$

$$\dot{I}_s = k \left[-(\dot{I}_{m1} + \dot{I}_{m2}) \cos \alpha + j(\dot{I}_{m1} - \dot{I}_{m2}) \sin \alpha \right] \quad 49$$

$$T = 2 \left[|\dot{I}_{m1}|^2 r_1 - |\dot{I}_{m2}|^2 r_2 \right] \sin^2 \alpha \quad 51$$

NOTA:- Na expressão do conjugado, foram ignorados os efeitos da componente resistiva da impedância de magnetização.

Em 51, os fatores r_1 e r_2 são as componentes reais de:

$$\dot{Z}_1 = \frac{(r_r/s) x_\varphi^2 + jx_\varphi \left[(r_r/s)^2 + x_r(x_r + x_\varphi) \right]}{(r_r/s)^2 + (x_r + x_\varphi)^2} \quad 27$$

$$\dot{Z}_2 = \frac{\left[\frac{r'_r}{(2-s)} \right] x_\varphi^2 + j x_\varphi \left\{ \left[\frac{r'_r}{(2-s)} \right]^2 + x_r (x_r + x_\varphi) \right\}}{\left[\frac{r'_r}{(2-s)} \right]^2 + (x_r + x_\varphi)^2} \quad 28$$

sendo r'_r a resistência rotórica para seqüência negativa.

As componentes de corrente são dadas por:

$$\dot{i}_{m1} = \frac{1}{2} \frac{(\dot{V}_m - k \dot{V}_s / \alpha) (\dot{Z}_2 \text{ sen}^2 \alpha + \dot{Z}_o) - (\dot{V}_m - k \dot{V}_s / -\alpha) \dot{Z}_{22}}{(\dot{Z}_1 \text{ sen}^2 \alpha + \dot{Z}_o) (\dot{Z}_2 \text{ sen}^2 \alpha + \dot{Z}_o) - \dot{Z}_{21} \dot{Z}_{22}} \quad 46$$

$$\dot{i}_{m2} = \frac{1}{2} \frac{(\dot{V}_m - k \dot{V}_s / -\alpha) (\dot{Z}_1 \text{ sen}^2 \alpha + \dot{Z}_o) - (\dot{V}_m - k \dot{V}_s / \alpha) \dot{Z}_{21}}{(\dot{Z}_1 \text{ sen}^2 \alpha + \dot{Z}_o) (\dot{Z}_2 \text{ sen}^2 \alpha + \dot{Z}_o) - \dot{Z}_{21} \dot{Z}_{22}} \quad 47$$

onde

$$\dot{Z}_o = \frac{1}{2} \left[\dot{Z}_m + k^2 \dot{Z}_s \right] - j k x_{ms} \cos \alpha \quad 41$$

$$\dot{Z}_{21} = \frac{1}{2} \left[\dot{Z}_m + k^2 \dot{Z}_s \right] / -2\alpha - j k x_{ms} / -\alpha \quad 42$$

$$\dot{Z}_{22} = \frac{1}{2} \left[\dot{Z}_m + k^2 \dot{Z}_s \right] / 2\alpha - j k x_{ms} / \alpha \quad 43$$

2.3 - PROGRAMAÇÃO PARA CÁLCULO DE CARACTERÍSTICAS DO MOTOR DIFÁSICO ASSIMÉTRICO.

Os cálculos das correntes (\dot{I}_m e \dot{I}_s) e conjugado (T), por intermédio das equações ora reproduzidas, são extremamente demorados e cansativos. Certos de que deveríamos realizar várias séries desses cálculos, tanto para fins de análise como, também, de confirmação da eficácia de método para determinação de parâmetros, resolvemos recorrer à computação eletrônica.

Nas páginas de números 2.9 a 2.12 encontra-se a Programação adotada para os cálculos.

Foram previstas dez variáveis, a saber:

- 1a.) α = ângulo elétrico entre as fases estatóricas;
- 2a.) V = tensão eficaz aplicada às fases estatóricas;
- 3a.) r_e = resistência por fase do estator;
- 4a.) x_e = reatância por fase do estator;
- 5a.) x_{ms} = reatância mútua entre as fases do estator;
- 6a.) r_r = resistência rotórica por fase, para seqüência positiva, re-

ferida ao estator;

7a.) r'_r = resistência rotórica por fase, para seqüência negativa, referida ao estator;

8a.) x_r = reatância rotórica por fase, referida ao estator;

9a.) x_ϕ = reatância de magnetização;

10a.) s = escorregamento.

Observações:- Nossa intenção é conhecer o comportamento do motor difásico assimétrico quando alimentado por duas das três fases de um sistema trifásico com tensões equilibradas e simétricas. Podemos, pois, admitir $\dot{V}_s = \dot{V}_m / \sqrt{120^\circ}$, isto é, que as tensões aplicadas às fases m e s tenham o mesmo valor eficaz e se mantenham desfasadas de 120° elétricos (\dot{V}_s será admitida em avanço sobre \dot{V}_m).

A assimetria do motor será restrita à condição $\alpha \neq 90^\circ$. Nessas condições, as fases m e s serão iguais, bastando a consideração de, tão-somente, uma resistência (r_e) e uma reatância de dispersão (x_e) para definir a impedância das duas fases. Ademais, a relação $N_m/N_s = k$ será igual à unidade.

Para cada conjunto de valores atribuídos a essas dez variáveis, obteremos dez respostas, a saber:

1a.) \dot{I}_m = corrente na fase m, em módulo e fase, sob forma polar:
 $\dot{I}_m = I_m / \varphi_m$. O ângulo φ_m representa a defasagem entre \dot{I}_m e a tensão aplicada correspondente \dot{V}_m (fig. 2.1);

2a.) \dot{I}_s = corrente na fase s, apresentada sob forma semelhante à adotada para \dot{I}_m ;

3a.) θ = avanço angular de \dot{I}_s em relação a \dot{I}_m ;

4a.) $\cos \varphi_m$ = fator de potência na fase m;

5a.) $\cos \varphi_s$ = fator de potência na fase s;

6a.) $\cos \varphi$ = fator de potência médio;

7a.) P_E = potência elétrica absorvida pelo motor;

8a.) T = conjugado, em "watts" síncronos;

9a.) P_M = potência mecânica total (útil + perdas rotacionais);

10a.) η = rendimento elétrico (ignoradas as perdas rotacionais).

Observações:- Os valores acusados para o rendimento não devem ser utilizados para confronto do motor difásico assimétrico com outros tipos de motor, uma vez que não incluem efeitos das perdas rotacionais.

Recomendação análoga é feita em relação aos valores do fator de potência, calculados, pura e simplesmente, pela média $\cos \varphi = 0,5 (\cos \varphi_m + \cos \varphi_s)$.

A intenção, ao incluirmos o rendimento e o fator de potência médio em

nossas cogitações foi, apenas, a de servirmo-nos deles como elementos informativos adicionais e, muito em particular, para comparar resultados de diferentes modificações introduzidas na construção do motor difásico assimétrico.

Valores mais recomendáveis para o fator de potência desse motor poderão ser obtidos de

$$\cos \varphi = \frac{P_m + P_s}{\sqrt{(P_m + P_s)^2 + (Q_m + Q_s)^2}}, \quad 2.1$$

em função de potências ativas (P) e reativas (Q) nas fases m e s. |14|

2.4 - LEITURA DAS FÔLHAS DE CÁLCULO.

A programação adotada para os cálculos no computador fornece, na mesma Fôlha de Cálculo e em linhas alternadas, os algarismos correspondentes aos dados (valores impostos às variáveis) e às respostas. As linhas ímpares encerram os dados; as pares, as respostas.

Em cada linha, os dados e as respostas sucedem-se nas mesmas ordens indicadas no parágrafo 2.3. A tabela seguinte reproduz essas ordens.

α	V	r_e	x_e	x_{ms}	r_r	r'_r	x_r	x_φ	s
$I_m ; \varphi_m$	$I_s ; \varphi_s$	θ	$\cos \varphi_m$	$\cos \varphi_s$	$\cos \varphi$	P_E	T	P_M	η

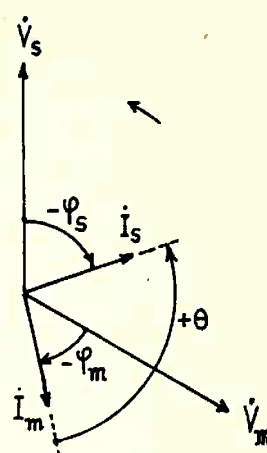


Fig. 2.1

Nota:- Em virtude das convenções adotadas para os sentidos positivos dos ângulos, normalmente φ_m e φ_s são negativos e θ é positivo. Entretanto, sob determinadas circunstâncias êsses ângulos podem aparecer, nas Fôlhas de Cálculo, com sinais invertidos.

Nêsses casos, devemos adotar:

- 1) para φ_m ou φ_s : $-[360^\circ - (\text{valor indicado para } \varphi_m \text{ ou } \varphi_s)]$;
- 2) para θ : $[360^\circ + (\text{valor indicado para } \theta)]$.

Essas inversões de sinal decorrem da maneira como foi feita a programação.

3400032007013600032007024902402501963611300102

ZZJOB

ZZFOR

*POBJP4

```

C   CALCULO DE MOTOR DIFASICO ASSIMETRICO-CCEIPMUSP
C   1/67-CLAUDIO L. LUCCHESI
      DIMENSION ZE(2),SALFA(2),DALFA(2),
1  Z21(2),Z22(2),Z1(2),Z2(2),TEMP(2),FAC(2),SAL(2),
2  QIM1(2),QIM2(2),QIM(2),QIS(2),ZO(2),RACA(2),
3  CO(2),DENDE(2),EMALFA(2),DELTA(2),UM(2)
4  READ 3,ALFAFA,VM,ZE(1),ZE(2),EME,RR,RLR,XR,XFI,S
      ALFA=ALFAFA*3.1415926/180.
      TETA=2.0943951
      EMALFA(1)=-EME*SIN(ALFA)
      EMALFA(2)=-EME*COS(ALFA)
      ZO(1)=ZE(1)
      ZO(2)=ZE(2)+EMALFA(2)
      SALFA(1) = SIN(ALFA)**2
      SALFA(2)=0.
      DALFA(1)=COS(2.*ALFA)
      DALFA(2)=SIN(2.*ALFA)
      CALL MEIOZ (Z22, DALFA)
      CALL MULT (Z22,Z22,ZE)
      CALL CONJ (DALFA,DALFA)
      CALL MEIOZ (Z21, DALFA)
      CALL MULT(Z21,Z21,ZE)
      CALL SOMA(Z21,Z21,EMALFA)
      EMALFA(1)=-EMALFA(1)
      CALL SOMA(Z22,Z22,EMALFA)
      CALL Z1Z2(Z1,RR,S,XFI,XR)
      SS=2.-S
      CALL Z1Z2(Z2,RLR,SS,XFI,XR)
      CALL MULT (FAC,Z1,SALFA)
      CALL SOMA (FAC,FAC,ZO)
      RACA(1)=FAC(1)
      RACA(2)=FAC(2)
      CALL MULT (TEMP,Z2,SALFA)
      CALL SOMA (TEMP,TEMP,ZO)
      SAL(1)= TEMP(1)
      SAL(2)= TEMP(2)
      CALL MULT (FAC,FAC,TEMP)
      CALL MULT (TEMP,Z21,Z22)
      CALL DIF (FAC,FAC,TEMP)
      DELTA(1)=FAC(1)
      DELTA(2)=FAC(2)
      DALFA(1)=-DALFA(1)
      CALL MEIOZ (TEMP,DALFA)
      CALL DIV (TEMP,TEMP,FAC)

```

```

CALL MULT (QIM1,TEMP,SAL)
UM(1)=1.
UM(2)=0.
CO(1)=COS(TETA+ALFA)
CO(2)=SIN(TETA+ALFA)
CALL DIF (CO,UM,CO)
DENDE(1)=COS(2.*ALFA)
DENDE(2)=SIN(2.*ALFA)
CALL DIF(DENDE,UM,DENDE)
CALL DIV(CO,CO,DENDE)
DENDE(1)=-COS(TETA-ALFA)
DENDE(2)=-SIN(TETA-ALFA)
CALL MEIOZ(DENDE,DENDE)
CALL DIV (DENDE,DENDE,DELTA)
CALL MULT (QIM1,QIM1,CO)
CALL MULT (FAC,DENDE,Z22)
CALL DIF(QIM1,QIM1,FAC)
QIM1(1)=QIM1(1)*VM
QIM1(2)=QIM1(2)*VM
CALL MULT (QIM2,TEMP,Z21)
CALL MULT(QIM2,QIM2,CO)
CALL MULT(FAC,DENDE,RACA)
CALL DIF (QIM2,QIM2,FAC)
QIM2(1)=QIM2(1)*(-VM)
QIM2(2)=QIM2(2)*(-VM)
CALL SOMA (QIM,QIM1,QIM2)
CALL DIF (FAC,QIM1,QIM2)
QIS(1)=-QIM(1)*COS(ALFA)-FAC(2)*SIN(ALFA)
QIS(2)=-QIM(2)*COS(ALFA)+FAC(1)*SIN(ALFA)
T=2.*SALFA(1)*((QIM1(1)**2+QIM1(2)**2)*Z1(1)-
1((QIM2(1)**2+QIM2(2)**2)*Z2(1)))
CALL POL (QIS(1),QIS(2),QIS(1),QIS(2))
CALL POL (QIM(1),QIM(2),QIM(1),QIM(2))
PSI=QIS(2)-QIM(2)
QIS(2)=QIS(2)-120.
CFIM=COS(QIM(2)*3.1415926/180.)
CFIS=COS(QIS(2)*3.1415926/180.)
CFI=(CFIM+CFIS)*.5
PE=VM*(QIM(1)*CFIM+QIS(1)*CFIS)
PM=(1.-S)*T
ETA=PM/PE
PUNCH 9,ALFAFA,VM,ZE(1),ZE(2),EME,RR,RLR,XR,XF1,S,
1QIM(1),QIM(2),QIS(1),QIS(2),PSI,CFIM,CFIS,CFI,PE,
2T,PM,ETA
3 FORMAT (E6.1,4E7.2,3E9.2,E7.2,E10.6)
9 FORMAT (F6.1,4F7.2,3F9.2,F7.2,F10.6,/,2(F7.3,F6.1)
1,F6.1,3F5.3,3F9.2,F6.4)
13F9.2,F6.4)

```

```

        GO TO 4
        END
ZZFOR
*POBJP4
        SUBROUTINE Z1Z2(Z,RR,S,XFI,XR)
        DIMENSION Z(2)
        RRR=RR/S
        XX=XFI+XR
        DEN=RRR**2+XX**2
        Z(1)=RRR*XFI**2/DEN
        Z(2)=XFI*(RRR**2+XR*XX)/DEN
        RETURN
        END
ZZFOR
*POBJP4
        SUBROUTINE MULT (A,B,C)
        DIMENSION A(2),B(2),C(2)
        D=B(1)*C(1)-B(2)*C(2)
        A(2)=B(1)*C(2)+B(2)*C(1)
        A(1)=D
        RETURN
        END
ZZFOR
*POBJP4
        SUBROUTINE SOMA(A,B,C)
        DIMENSION A(2),B(2),C(2)
        A(1)=B(1)+C(1)
        A(2)=B(2)+C(2)
        RETURN
        END
ZZFOR
*POBJP4
        SUBROUTINE DIF (A,B,C)
        DIMENSION A(2),B(2),C(2)
        A(1)=B(1)-C(1)
        A(2)=B(2)-C(2)
        RETURN
        END
ZZFOR
*POBJP4
        SUBROUTINE DIV (A,B,C)
        DIMENSION A(2),B(2),C(2),D(2)
        CALL CONJ (D,C)
        CALL MULT (D,B,D)
        X=1./(C(1)**2+C(2)**2)
        A(1)=D(1)*X
        A(2)=D(2)*X
        RETURN

```

```
        END
ZZFOR
*POBJP4
    SUBROUTINE CONJ (A,B)
    DIMENSION A(2),B(2)
    A(1)=B(1)
    A(2)=-B(2)
    RETURN
    END

ZZFOR
*POBJP4
    SUBROUTINE MEIOZ (A,B)
    DIMENSION A(2),B(2),UM(2)
    UM(1)=1.
    UM(2)=0.
    CALL SOMA (A,UM,B)
    A(1)=.5*A(1)
    A(2)=.5*A(2)
    RETURN
    END

ZZFOR
*POBJP4
    SUBROUTINE POL (RO,TETA,A,B)
    C=ATAN(B/A)*180./3.1415926
    IF(A) 1,1,2
1  C=C+180.
2  RO=SQRT(A**2+B**2)
    TETA=C
    RETURN
    END
```

CAPÍTULO III

- A N A L I S E -

3.1 - CONSIDERAÇÕES PRELIMINARES.

Este capítulo é reservado à análise do motor difásico assimétrico. Ela consistirá, principalmente, na exposição e na justificativa de algumas peculiaridades importantes de seu comportamento.

Dispensaremos cuidado especial à interpretação da influência de parâmetros sobre as características de funcionamento do motor, a fim de que, conhecendo as causas dessa influência, saibamos como tê-las sob controle, intensificando-as ou reduzindo-as, conforme conveniências ou necessidades.

3.2 - DESLOCAMENTO ANGULAR (α) ENTRE FASES ESTATÓRICAS.

A Fôlha de Cálculo Nº 1, à página 3.3., encerra informações relativas a um dos motores utilizados na fase experimental de nosso trabalho. Doravante, esse motor será chamado, abreviadamente, motor M-1.

Essa fôlha de cálculo encerra dezesseis séries de dados (linhas ímpares) e respectivas respostas (linhas pares), ordenadas conforme estipulado na tabela da página 2.7.

Em tôdas essas séries de dados impuzemos:

α = distância angular entre fases = 100º elétricos;

V = Tensão eficaz aplicada às fases = 220 volts;

β = defasagem entre as tensões aplicadas = 120º elétricos.

A reatância mútua de dispersão x_{ms} foi admitida desprezível.

A partir da quinta série de dados (9a. linha), fixamos os seguintes valores para os parâmetros da máquina:

$$\begin{aligned}r_e &= 4,85 \text{ ohms} \\x_e &= 7,66 \text{ ohms} \\r_r &= 2,50 \text{ ohms} \\r'_r &= 2,50 \text{ ohms} \\x_r &= 4,87 \text{ ohms} \\x &= 127,7 \text{ ohms.}\end{aligned}$$

Com êsses parâmetros, obtivemos as respostas para escorregamentos variáveis desde $s = 10^{-6} \approx 0$ até $s = 1$. Com essas respostas, construímos o gráfico da página 3.4.

- Observações:- a) As primeiras quatro séries de dados, e respectivas respostas, foram propostas com finalidades particulares, devendo ser utilizadas em ocasião oportuna.
- b) Os valores das resistências e reatâncias de dispersão, adotados na Fôlha de Cálculo Nº 1, foram determinados para condições normais de trabalho, sob baixos escorregamentos. Assim sendo, as indicações do gráfico 3.1, correspondentes a altos escorregamentos, devem ser aceitas com as devidas reservas.

O comportamento das correntes merece atenção especial. De modo geral, elas são acentuadamente desequilibradas. Esse desequilíbrio é nocivo e um de seus principais danos é a limitação da potência útil da máquina, a ser ditada pela elevação de temperatura na fase sobrecarregada.

Cumprindo assinalar que, num mesmo motor difásico assimétrico, ligado à mesma linha de alimentação, a sobrecarga de corrente pode verificar-se em qualquer de suas duas fases estatóricas, dependendo da seqüência das tensões a elas aplicadas.

No motor M-1, com $\alpha = 100^\circ$ e operando sob escorregamentos maiores do que 0,01, a fase que toma maior corrente é, sempre, aquela alimentada pela tensão $\dot{V}_S = \dot{V}_m / \sqrt{120^\circ}$. Invertendo-se as ligações entre terminais do estator e da fonte, a fim de inverter a rotação do motor, a sobrecarga de corrente transfere-se de uma para outra fase estatórica.

Esta é a principal razão que nos levou a restringir a assimetria de nosso motor difásico, única e exclusivamente, à condição $\alpha \neq 90^\circ$ elétricos.

Com os mesmos dados da Fôlha de Cálculo Nº 1, exceto no tocante ao valor de α , agora fixado em 140° elétricos, obtivemos a Fôlha de Cálculo Nº 2, reproduzida na página 3.5.

Resultados dessa segunda fôlha de cálculo encontram-se resumidos no gráfico da página 3.6. De modo geral, eles são equivalentes aos anteriores.

Convencidos de que os desequilíbrios de corrente tinham, como causa principal, a existência de componente de seqüência negativa no campo da máquina, simulamos uma situação de rotor aberto nas três primeiras séries de dados das Fôlhas de Cálculo números 1 e 2, assumindo

$$r_r = r'_r = x_r \approx 100.000 \text{ ohms} \approx \infty$$

Nos dois casos, as correntes (magnetizantes), então obtidas, não satisfizeram às condições de inexistência de campo de seqüência negativa, ditadas por:

MOTOR M-1
 FOLHA DE CALCULO N. 1

100.0	220.00	0.00	0.00	0.00	99999.99	99999.99	99999.99	127.70	1.000000	
1.645	-80.6	1.645	-99.3	101.2	.163-	.1610.000	.45	.42	0.000.0000	
100.0	220.00	0.00	7.66	0.00	99999.99	99999.99	99999.99	127.70	1.000000	
1.552	-81.1	1.552	-98.7	102.4	.153-	.1520.000	.40	.37	0.000.0000	
100.0	220.00	4.85	7.66	0.00	99999.99	99999.99	99999.99	127.70	1.000000	
1.542	-79.1	1.560	-96.7	102.4	.188-	.116.035	23.75	.37	0.000.0000	
100.0	220.00	0.00	7.66	0.00	2.50	2.50	2.50	4.87	127.70	.000001
3.533	222.1	3.259	-33.1	-135.2	.741	.837.048	24.33	-24.27	-24.27-	.9973
100.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	2.50	4.87	127.70	.000001
3.665	239.5	2.510	-18.4	-138.0	.506	.948.221	115.61	-19.81	-19.81-	.1713
100.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	2.50	4.87	127.70	.010000
3.185	249.0	3.264	-17.0	-146.0	.357	.956.299	436.02	294.07	291.13	.6677
100.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	2.50	4.87	127.70	.025000
2.831	268.1	4.344	-17.4	-165.5	.032	.953.460	891.40	717.45	699.52	.7847
100.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	2.50	4.87	127.70	.050000
3.263	-62.2	5.966	-20.5	161.7	.464	.936.700	1562.61	1289.96	1225.47	.7842
100.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	2.50	4.87	127.70	.075000
4.335	-47.9	7.351	-24.4	143.5	.669	.910.789	2111.19	1704.34	1576.52	.7467
100.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	2.50	4.87	127.70	.100000
5.495	-42.5	8.512	-28.1	134.4	.736	.881.809	2541.52	1984.73	1786.25	.7028
100.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	2.50	4.87	127.70	.200000
9.055	-42.1	11.506	-39.8	122.2	.741	.767.754	3419.81	2302.47	1841.97	.5386
100.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	2.50	4.87	127.70	.300000
11.088	-45.9	12.992	-47.2	118.7	.694	.678.686	3634.98	2128.50	1489.95	.4098
100.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	2.50	4.87	127.70	.400000
12.310	-49.1	13.801	-52.0	117.0	.654	.615.634	3639.73	1877.99	1126.79	.3095
100.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	2.50	4.87	127.70	.500000
13.108	-51.4	14.281	-55.3	116.0	.623	.568.595	3582.96	1647.28	823.64	.2298
100.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	2.50	4.87	127.70	.750000
14.254	-54.9	14.846	-60.4	114.5	.573	.493.533	3411.90	1218.09	304.52	.0892
100.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	2.50	4.87	127.70	1.000000
14.898	-56.7	15.020	-63.3	113.4	.547	.449.498	3280.34	937.50	0.000.0000	

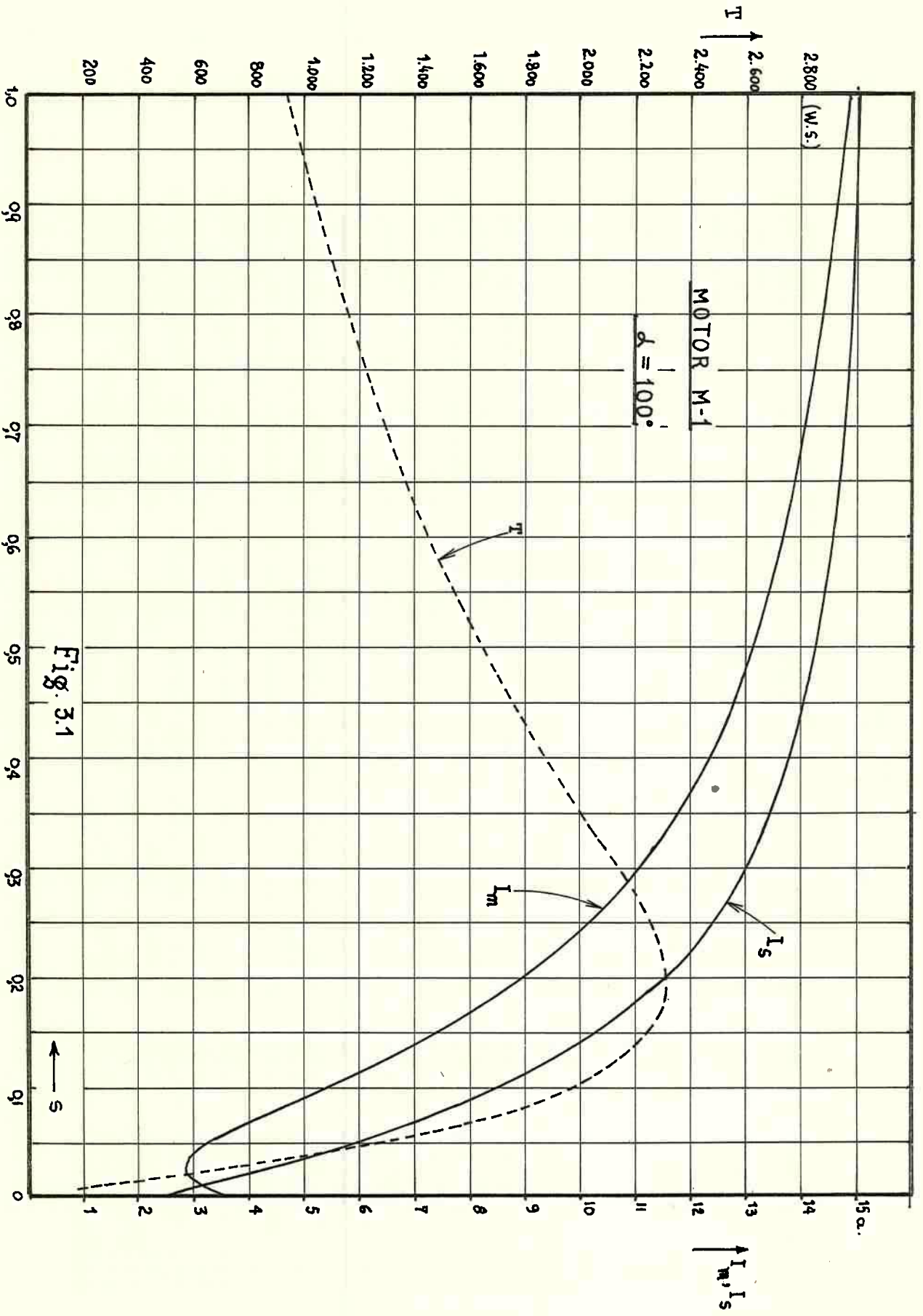


Fig. 3.1

MOTOR M-1
 FOLHA DE CALCULO N. 2

140.0	220.00	0.00	0.00	0.00	99999.99	99999.99	99999.99	127.70	1.000000
3.779	-42.8	3.779-137.0	25.8	.732-	.7310.000	.72	.65	0.000.0000	
140.0	220.00	0.00	7.66	0.00	99999.99	99999.99	99999.99	127.70	1.000000
3.043	-45.5	3.043-134.3	31.1	.700-	.6990.000	.52	.50	0.000.0000	
140.0	220.00	4.85	7.66	0.00	99999.99	99999.99	99999.99	127.70	1.000000
2.934	-38.6	3.103-127.4	31.2	.780-	.607.086	89.00	.49	0.000.0000	
140.0	220.00	0.00	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	.000001
4.618	-29.2	4.716-148.0	1.1	.872-	.848.011	5.61	-5.54	-5.54-.9874	
140.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	.000001
3.463	-7.2	4.755-123.8	3.3	.992-	.557.217	172.65	-4.71	-4.71-.0273	
140.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	.010000
4.182	-5.1	4.343-114.9	10.1	.995-	.422.286	512.51	330.51	327.20	.6384
140.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	.025000
5.219	-4.7	4.135-99.5	25.2	.996-	.166.415	993.17	775.00	755.63	.7608
140.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	.050000
6.763	-7.0	4.726-78.2	48.7	.992	.203.597	1688.26	1352.24	1284.62	.7609
140.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	.075000
8.046	-10.3	5.856-67.4	62.9	.983	.383.683	2235.76	1740.64	1610.10	.7201
140.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	.100000
9.088	-13.8	7.043-62.9	70.8	.971	.454.712	2645.99	1977.54	1779.78	.6726
140.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	.200000
11.598	-24.6	10.540-62.4	82.1	.909	.462.685	3392.97	2118.67	1694.93	.4995
140.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	.300000
12.745	-31.1	12.401-65.7	85.4	.8F5	.411.633	3521.98	1859.30	1301.51	.3695
140.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	.400000
13.354	-35.2	13.455-68.3	86.8	.816	.368.592	3489.58	1581.50	948.90	.2719
140.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	.500000
13.725	-38.0	14.103-70.3	87.6	.787	.336.561	3421.24	1347.21	673.60	.1968
140.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	.750000
14.245	-41.9	14.917-73.5	88.4	.743	.283.513	3262.24	932.70	233.17	.0714
140.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	1.000000
14.582	-43.7	15.210-75.4	88.3	.722	.251.487	3160.35	660.95	0.000.0000	

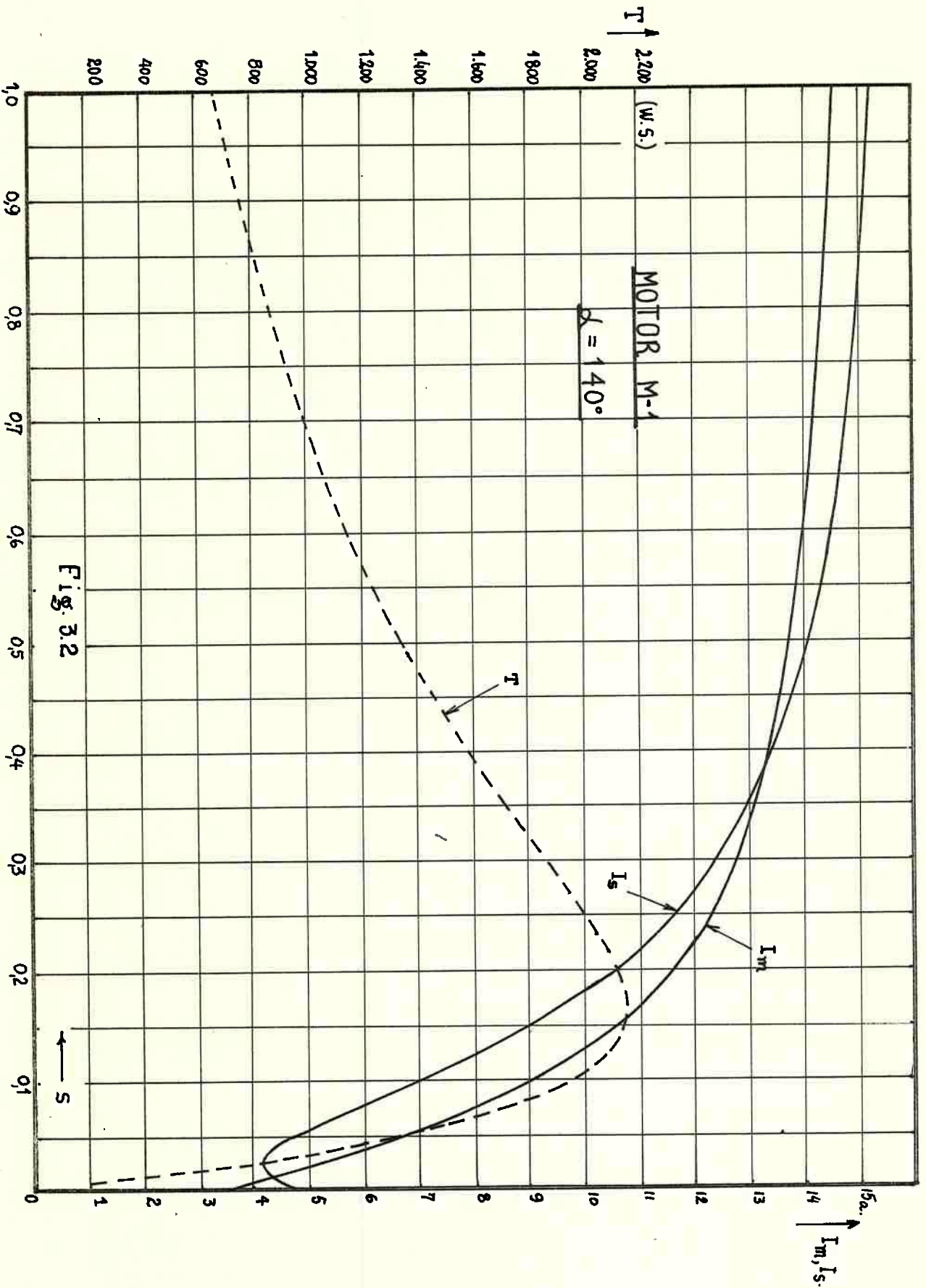


Fig. 3.2

MOTOR M-1
 FOLHA DE CALCULO N. 3

120.0	220.00	0.00	0.00	0.00	99999.99	99999.99	99999.99	127.70	1.000000
1.990	-59.9	1.990	-119.9	60.0	0.500	-4990.000	.48	.48	0.000.0000
120.0	220.00	0.00	7.66	0.00	99999.99	99999.99	99999.99	127.70	1.000000
1.812	-61.8	1.812	-118.0	63.7	0.471	-4700.000	.41	.41	0.000.0000
120.0	220.00	4.85	7.66	0.00	99999.99	99999.99	99999.99	127.70	1.000000
1.773	-58.6	1.844	-114.8	63.8	0.519	-420.049	32.16	.41	0.000.0000
120.0	220.00	0.00	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	0.000001
1.691	-79.7	1.594	-100.7	99.0	0.177	-185-.004	.73	-.67	-.67-.9077
120.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	0.000001
1.574	-78.2	1.696	-96.7	101.5	0.203	-117.043	26.80	-.75	-.75-.0280
120.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	0.010000
1.748	-53.2	1.883	-71.7	101.5	0.598	0.313.456	360.18	326.19	322.93.8965
120.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	0.025000
2.483	-32.3	2.673	-50.8	101.5	0.844	0.631.737	832.85	764.30	745.19.8947
120.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	0.050000
3.984	-22.3	4.286	-40.8	101.4	0.925	0.756.840	1524.37	1347.98	1280.58.8400
120.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	0.075000
5.384	-21.2	5.789	-39.8	101.4	0.931	0.767.849	2081.86	1759.64	1627.66.7818
120.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	0.100000
6.596	-22.6	7.087	-41.2	101.4	0.922	0.752.837	2511.96	2028.41	1825.57.7267
120.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	0.200000
9.821	-30.9	10.519	-49.5	101.3	0.857	0.648.753	3354.20	2282.57	1826.05.5444
120.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	0.300000
11.495	-37.0	12.272	-55.7	101.2	0.798	0.562.680	3537.71	2069.78	1448.84.4095
120.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	0.400000
12.460	-41.1	13.252	-59.9	101.2	0.753	0.501.627	3526.27	1802.07	1081.24.3066
120.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	0.500000
13.075	-43.9	13.848	-62.8	101.0	0.720	0.456.588	3462.70	1564.47	782.23.2259
120.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	0.750000
13.953	-48.0	14.587	-67.2	100.7	0.668	0.385.527	3291.65	1131.78	282.94.0859
120.0	220.00	4.85	7.66	0.00	2.50	2.50	4.87	127.70	1.000000
14.468	-50.0	14.847	-69.8	100.1	0.642	0.343.493	3168.79	849.34	0.000.0000

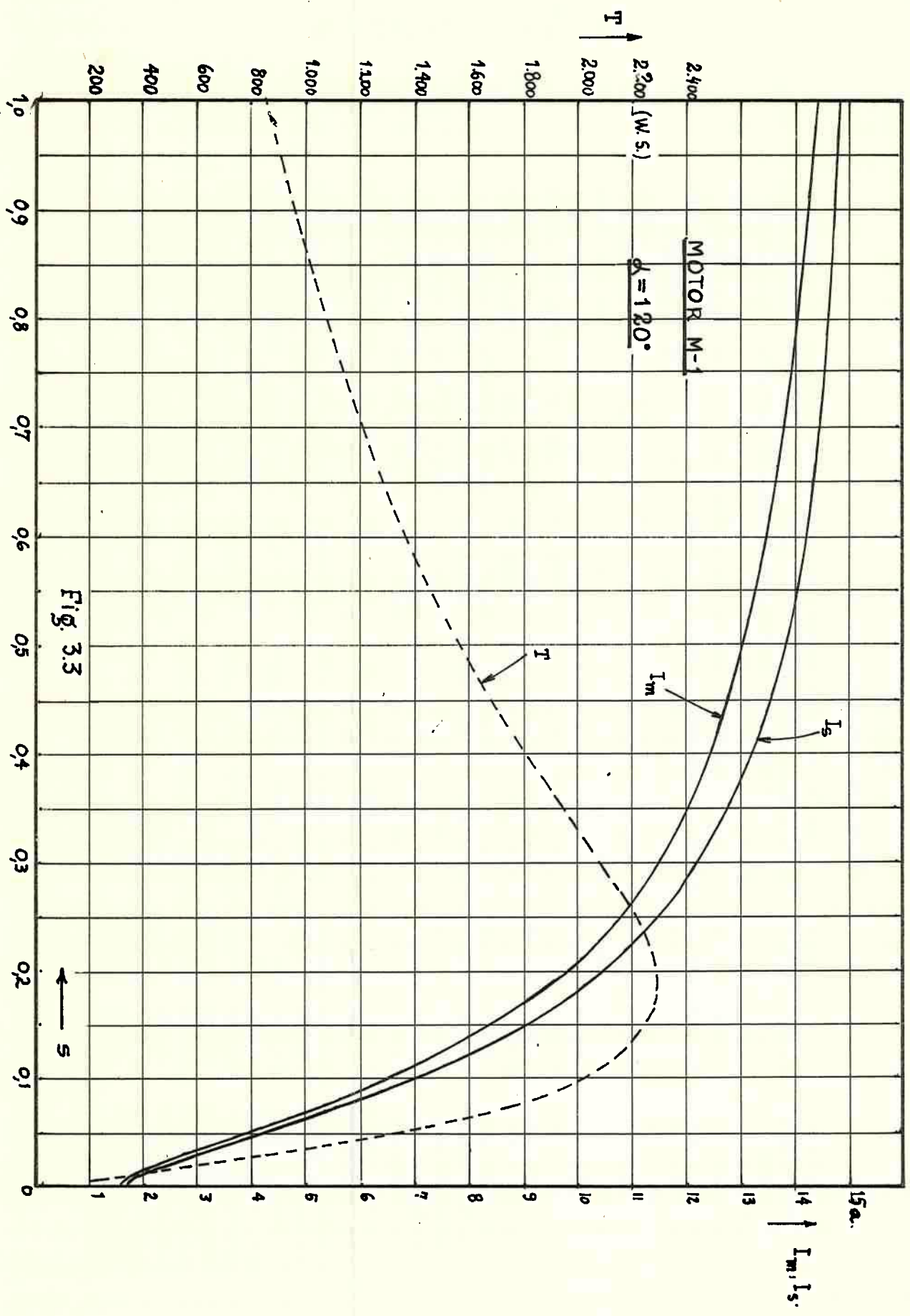


Fig. 3.3

15a.
 I_m, I_s

$$|\dot{I}_s| = |\dot{I}_m| \quad e \quad \theta = 180^\circ - \alpha$$

ou

$$\dot{I}_s = -\dot{I}_m \angle -\alpha = \dot{I}_m \angle 180 - \alpha$$

Observamos, ainda, que o não cumprimento dessas condições é verificado independentemente de se considerar ou não os efeitos da impedância primária $\dot{Z}_e = r_e + jx_e$.

Os valores das componentes fundamentais de força magnetomotriz de seqüência negativa (H_1^-), expressos como porcentagens das componentes de seqüência positiva correspondentes (H_1^+), podem ser obtidos a partir das correntes magnetizantes e da equação 1.6, onde se imponha $h = 1$.

Obtemos, assim, para

$$\alpha = 100^\circ, \quad H_1^- \approx 19\% \text{ de } H_1^+$$

$$\alpha = 140^\circ, \quad H_1^- \approx 14\% \text{ de } H_1^+$$

Nos dois casos, foram considerados os efeitos da impedância primária \dot{Z}_e sobre as correntes magnetizantes.

A situação é bastante diferente quando se adota

$$\alpha = \beta$$

isto é, quando o deslocamento angular α , entre fases estatóricas, é numericamente igual à defasagem β entre as tensões aplicadas.

O fato pode ser constatado na Fôlha de Cálculo N^o 3 e no gráfico correspondente, à página 3.8, ambos obtidos para $\alpha = \beta = 120^\circ$ elétricos.

Da adoção de $\alpha = \beta$, resultam considerável redução no desequilíbrio das correntes de carga, ligeira melhoria para o conjugado sob escorregamentos inferiores a 16%, sensíveis aumentos no rendimento elétrico e alguma melhoria no fator de potência para condições de trabalho em torno da plena carga.

NOTA:- Os valores do fator de potência, a que nos referimos, são os obtidos por intermédio da expressão 2.1, à página 2.7.

Calculando-se a porcentagem da componente fundamental do campo de forças magnetomotrizes, seqüência negativa, em função das correntes magnetizantes indicadas na linha 6 da Fôlha de Cálculo N^o 3, conclue-se, agora, que ela é inferior a 5% da componente fundamental de seqüência positiva. Contudo, é forçoso reconhecer que ainda subsiste algum desequilíbrio entre as correntes absorvidas pela máquina, muito embora êle já seja bastante pequeno.

Resta-nos conhecer melhor as causas dêsse desequilíbrio.

Observando-se os resultados da linha 2 da Fôlha de Cálculo Nº 3, resultados êsses válidos para rotor aberto (praticamente) e impedância primária nula, constata-se o desaparecimento do desequilíbrio, verificando-se $|\dot{I}_m| = |\dot{I}_s| = 1,990$ ampères. Pode-se observar, também, que a desfasagem entre as correntes passa a ser de 60° elétricos.

Ficam, assim, satisfeitas as duas condições necessárias para a nulidade da componente de campo de seqüência negativa: $|\dot{I}_m| = |\dot{I}_s|$ e ... $\alpha + \theta = 180^\circ$ elétricos.

Admitindo-se, em seguida, valor não nulo para a impedância primária

$$\dot{Z}_e = 4,85 + j7,66$$

e mantendo-se a situação simulada de rotor aberto (praticamente), com $r_r = x_r = 100.000$ ohms, vê-se que, na linha 6 da Fôlha de Cálculo Nº 3, mesmo para $\alpha = \beta = 120^\circ$ elétricos, as correntes magnetizantes desequilibram-se ($|\dot{I}_m| = 1,773$ e $|\dot{I}_s| = 1,884$) e a desfasagem entre elas passa a ser $\theta = 63,8^\circ$ elétricos.

No caso presente, o motivo óbvio dêsse desequilíbrio de correntes magnetizantes e da variação do ângulo de fase θ é a presença de resistência e reatâncias de dispersão no enrolamento primário, cujas quedas tornam as forças eletromotrizes induzidas — \dot{E}_m e \dot{E}_s — diferentes das tensões aplicadas — \dot{V}_m e \dot{V}_s — . Em suma:

$$\dot{E}_m = \dot{V}_m - \dot{Z}_e \dot{I}_m \quad 3.1$$

$$\dot{E}_s = \dot{V}_s - \dot{Z}_e \dot{I}_s \quad 3.2$$

A condição de inexistência de componente fundamental de seqüência negativa no campo do motor difásico assimétrico, com assimetria restrita à condição $\alpha \neq 90^\circ$ elétricos e alimentado por fonte de tensões equilibradas, deve ser expressa por

$$\alpha = \beta'$$

sendo β' a desfasagem entre as forças eletromotrizes induzidas nas fases estatóricas do motor.

-oo0oo-

Estamos em condições de assegurar que:

1º) para $r_e = x_e = 0$ e $\alpha = \beta$, verificar-se-ia $\dot{I}_s = \dot{I}_m / \underline{180 - \alpha}$; o campo do motor não encerraria componente fundamental de seqüência negativa e as correntes absorvidas teriam módulos iguais, qualquer que fôsse o

valor comum imposto a α e β ;

2Q) para $r_e = x_e = 0$ e $\alpha \neq \beta$, teríamos $\dot{I}_s \neq \dot{I}_m \angle 180 - \alpha$ e essa desigualdade manifestar-se-ia tanto nos módulos como no ângulo de fase; apenas no caso de rotor aberto, obter-se-ia $|\dot{I}_s| = |\dot{I}_m|$. Entretanto, mesmo com rotor aberto, o campo da máquina encerraria componente fundamental de seqüência negativa.

A diferença $|\dot{I}_m| \neq |\dot{I}_s|$, para a máquina com rotor fechado, explica-se pela maneira como se compõem as correntes de seqüências positiva e negativa de cada fase;

3Q) no caso real, com $\dot{Z}_e = r_e + jx_e \neq 0$, a componente de campo de seqüência negativa é inevitável no motor assimétrico, seja ou não mantida a igualdade $\alpha = \beta$. Contudo, impondo-se essa igualdade, podemos reduzir consideravelmente aquela componente de seqüência negativa e, com ela, o desequilíbrio das correntes absorvidas pela máquina.

As duas primeiras destas três propriedades podem ser demonstradas por intermédio de análise literal, a partir de equações do artigo de Lyon e Kingsley. Assumindo-se $Z_e = 0$ e, inclusive, $x_{ms} = 0$, resultam

$$\begin{aligned} \dot{E}_{m1} &= \dot{V}_{m1} \\ \dot{E}_{m2} &= \dot{V}_{m2} \end{aligned}$$

Partindo-se das equações 29, 30, 33 e 34 daquele artigo, com $k = 1$, chega-se a:

$$\dot{V}_{m1} = \frac{\dot{V}_m - \dot{V}_s \angle \alpha}{2 \operatorname{sen} \alpha \angle -\delta} = \dot{I}_{m1} \dot{Z}_1 \operatorname{sen} \alpha \angle \delta \quad 3.3$$

$$\dot{V}_{m2} = \frac{\dot{V}_m - \dot{V}_s \angle -\alpha}{2 \operatorname{sen} \alpha \angle \delta} = \dot{I}_{m2} \dot{Z}_2 \operatorname{sen} \alpha \angle -\delta \quad 3.4$$

Estas duas equações, em conjunto com a imposição da fonte

$$\dot{V}_s = \dot{V}_m \angle \beta$$

conduzem-nos a

$$\dot{I}_m = \dot{I}_{m1} + \dot{I}_{m2} = \frac{\dot{V}_m}{2 \operatorname{sen}^2 \alpha} \left[\frac{1 - \angle \beta + \alpha}{\dot{Z}_1} + \frac{1 - \angle \beta - \alpha}{\dot{Z}_2} \right] \quad 3.5$$

Adotando-se um coeficiente $b = \beta/\alpha$, obtém-se

$$\dot{i}_m = \dot{i}_{m1} + \dot{i}_{m2} = \frac{\dot{V}_m}{2 \operatorname{sen}^2 \alpha} \left[\frac{1 - \sqrt{b\alpha + \alpha}}{Z_1} + \frac{1 - \sqrt{b\alpha - \alpha}}{Z_2} \right] \quad 3.6$$

Efetuada-se o quociente $\dot{i}_{m2}/\dot{i}_{m1}$, resulta:

$$\frac{\dot{i}_{m2}}{\dot{i}_{m1}} = \frac{1 - \sqrt{\alpha(b-1)}}{1 - \sqrt{\alpha(b+1)}} \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2}$$

Esta expressão pode ser transformada em

$$\frac{\dot{i}_{m2}}{\dot{i}_{m1}} = \frac{\cos(90 - \frac{b-1}{2} \alpha)}{\cos(90 - \frac{b+1}{2} \alpha)} \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2} \underline{\angle -\alpha} \quad 3.7$$

Chamando

$$\frac{\cos(90 - \frac{b-1}{2} \alpha)}{\cos(90 - \frac{b+1}{2} \alpha)} = A \quad 3.8$$

e

$$\frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2} = B \underline{\angle \gamma} \quad 3.9$$

a expressão 3.7 reduz-se a

$$\dot{i}_{m2} = A \cdot B \cdot \underline{\angle \gamma - \alpha} \dot{i}_{m1} \quad 3.10$$

Utilizando-nos das equações 6 e 7 do já mencionado artigo, devidamente afetadas com os índices de seqüências positiva e negativa, obtêm-se, finalmente:

$$\dot{i}_m = \dot{i}_{m1} [1 + AB \underline{\angle \gamma - \alpha}] \quad 3.11$$

$$\dot{i}_s = -\dot{i}_{m1} [\underline{\angle -\alpha} + AB \underline{\angle \gamma}] \quad 3.12$$

Nessas equações, o coeficiente A depende exclusivamente de α e β . O coeficiente B, assim como o ângulo γ , dependem de parâmetros da máquina, variando com o escorregamento; seu valor será unitário para $s = 1$, quando $\dot{Z}_1 = \dot{Z}_2$.

Tais equações, válidas para $Z_e = 0$, permitem-nos chegar a várias conclusões a respeito do comportamento das correntes I_m e I_s , esteja o motor em vazio ou em carga.

Em particular, para $\alpha = \beta$ resulta $b = 1$ e $A = 0$. Então, de 3.11 e 3.12, chega-se a

$$\dot{i}_s = -\dot{i}_m \angle -\alpha = \dot{i}_m \angle 180-\alpha$$

Esta relação é a mesma que subsiste entre as correntes magnetizantes do motor com $Z_e = 0$ e $\alpha = \beta$. Conclui-se, pois, que as componentes de carga da corrente primária, numa e noutra fase do estator, também obedecem a essa relação.

3.3 - RESISTÊNCIA E REATÂNCIA DE DISPERSÃO ESTATÓRICAS.

Do exposto no parágrafo precedente, deduz-se que os parâmetros r_e e x_e , respectivamente resistência e reatância de dispersão por fase do estator, devem merecer, no motor difásico assimétrico, maiores cuidados do que os que lhes são dispensados nos motores comuns de corrente alternada. Isto porque, sendo as causas de diferenças entre tensões aplicadas e forças eletromotrizes induzidas, elas serão, também, as causas de componente fundamental de seqüência negativa no campo da máquina e, por conseguinte, de componentes de seqüência negativa \dot{i}_{m2} e \dot{i}_{s2} nas correntes estatóricas. Estas, embora iguais em módulo, compõem-se diferentemente com as correntes de seqüência positiva, dando origem a correntes resultantes \dot{i}_m e \dot{i}_s com módulos diferentes.

Dispondo-se de fonte de tensões \dot{V}_m e $\dot{V}_s = \dot{V}_m \angle \beta$, poder-se-ia cogitar de construir motor com fases estatóricas deslocadas entre si de ângulo $\alpha \neq \beta$, na medida necessária para, compensando-se os efeitos das quedas primárias, obter-se $\alpha \approx \beta'$, sendo β' a defasagem entre as forças eletromotrizes induzidas. Com essa providência, seria possível reduzir a componente fundamental de seqüência negativa no campo e, com ela, o desequilíbrio das correntes estatóricas.

Teoricamente, isso é viável. Entretanto, em geral essa providência não pode ser adotada na prática porque os ângulos α requeridos são incompatíveis com os passos de ranhura que mais convêm à construção dos motores.

Convém, assim, que a impedância primária do motor assimétrico seja reduzida ao mínimo permitido por injunções de ordem técnica e econômica, relacionadas com o seu projeto.

3.4 - RESISTÊNCIA E REATÂNCIA DE DISPERSÃO ROTÓRICAS.

Embora dificilmente anulável, a componente de seqüência negativa no campo do motor difásico assimétrico pode, sem grandes obstáculos, ser reduzida a proporções bastante pequenas.

Nessas condições, as reações do campo girante dêsse motor sô - bre o seu enrolamento rotórico (simétrico) assemelhar-se-ão às reações do campo girante de um motor trifásico comum, sôbre o respectivo rotor.

É de se esperar, portanto, que a impedância rotórica de motor difásico assimétrico, convenientemente construído, não contribua de modo apreciável para qualquer dos inconvenientes já citados. É de se prever, também, que os efeitos dessa impedância sôbre a curva conjugado-rotação dêsse motor sejam equivalentes àqueles observados nos motores trifásicos comuns.

Essa previsão foi confirmada através de várias séries de cálculos efetuados no computador e referentes a quatro motores utilizados na parte experimental de nosso trabalho.

Em particular e a exemplo do que ocorre com motores trifásicos em operação normal:

- 1 - aumentos ou reduções na reatância secundária acarretam, respectivamente, reduções e aumentos nos conjugados máximo e de partida;
- 2 - variações na resistência rotórica não influem, praticamente, sôbre o conjugado máximo da máquina. Entretanto, influem, de modo apreciável, sôbre o conjugado de partida e sôbre o escorregamento correspondente ao conjugado máximo.

A possibilidade de redução suficiente, na componente fundamental de seqüência negativa no campo do motor assimétrico, permite o emprego de rotores dos tipos dupla-gaiola e alta resistência, o que, nos motores monofásicos é de todo desaconselhável.

3.5 - HARMÔNICAS DE FÔRÇAS MAGNETOMOTRIZES ESTATÓRICAS.

Em motor polifásico simétrico, alimentado por fonte de tensões equilibradas e igualmente simétricas, cada harmônica de seu campo de fôrças magnetomotrizes é constituída de componente com uma só seqüência: ou positiva ou negativa.

Num motor trifásico em operação normal, as harmônicas de campo de ordens $(6k + 1)$, onde $k = 0, 1, 2, 3, \dots$, possuem, apenas, componentes de seqüência positiva; as de ordens $(6k - 1)$ possuem-nas, unicamente, de seqüência negativa. E, por fim, as de ordens múltiplas de três são nulas.

Em máquina operando sob condições assimétricas e, de modo particular, em nosso motor difásico, cada uma das harmônicas de seu campo de fôrças magnetomotrizes pode encerrar (em geral encerra) duas componentes: uma de seqüência positiva, outra negativa.

Para análise desse campo, podemos recorrer à equação 1.6 do presente trabalho. Aplicando-a ao caso específico de um motor difásico assimétrico, com enrolamento concentrado, de passo pleno, com $\alpha = 120^\circ$, sujeito a correntes \hat{I}_m e $\hat{I}_s = \hat{I}_m / \sqrt{60}$, obtém-se a seguinte composição para o campo de forças magnetomotrizes:

Ordem da Harmônica	Componentes	
	Seqüência (+)	Seqüência (-)
1	1,000	0,000
3	0,333	0,333
5	0,000	0,200
7	0,143	0,000
9	0,111	0,111
11	0,000	0,091

Tabela 3.1

Observação:- Para as finalidades desta análise, o que mais importa conhecer sobre as harmônicas são suas intensidades em relação à componente de maior interêsse para o funcionamento da máquina: a fundamental, de seqüência positiva.

Assim sendo, os números presentes na tabela 3.1 foram determinados em seus valores "por unidade", tendo a componente fundamental de seqüência positiva como valor unitário de referência. Para enrolamento distribuído e de passo fracionário, as proporções das componentes harmônicas serão afetadas pelos fatores de enrolamento que lhes correspondem.

A tabela 3.1 evidencia a necessidade de cuidados na construção do enrolamento, a fim de se atenuar harmônicas de campo e, sobretudo, a de terceira ordem.

Esta pode assumir valores relativamente elevados, a ponto de prejudicar, sobremaneira, o comportamento do motor, mormente na partida.

Uma tabela semelhante, válida para o motor M-1, é a de número 3.2.

Os valores das componentes harmônicas, nela presentes, foram calculados por intermédio da equação 1.6, com as correntes $I_m = 1,773$ ampères, $I_s = 1,844$ ampères e defasagem $\theta = 63,8^\circ$ elétricos, conforme fornecidas na linha 6 da Fôlha de Cálculo Nº 3. Nesses cálculos, foram devidamente considerados os fatores do enrolamento da máquina, que é de dupla-camada, distribuído em três ranhuras por polo e por fase, com bobinas encurtadas de 20° e

létricos.

Ordem da Harmônica	Componentes	
	Seqüência (+)	Seqüência (-)
1	1,000	0,042
3	0,196	0,196
5	0,001	0,030
7	0,009	0,000
9	0,000	0,000
11	0,000	0,006

Tabela 3.2

Constata-se, nessa tabela 3.2. que, embora não nula, a componente fundamental de seqüência negativa é bastante pequena, da ordem de 4% da componente principal do campo.

No tocante às harmônicas, constatâmo-las bastante pequenas, com exceção daquela de terceira ordem, cujas componentes, de seqüências positiva e negativa, atingem cêrca de 20% da intensidade da componente fundamental de seqüência positiva.

É de se prever, portanto, a existência de pronunciada sela assíncrona na curva do conjugado do motor M-1.

Essa previsão é confirmada pela experiência: o motor em causa, com quatro polos, para 60 Hz., que possui boas características de funcionamento sob baixos escorregamentos, não consegue, por seus próprios meios, superar rotações ligeiramente maiores do que 600 RPM, mesmo quando acionando carga mecânica de muito baixo conjugado resistente.

Dispondo de uma duplicata do motor M-1, sem enrolamento estatórico, enrolamos o motor M-2. Mantivemos a mesma distribuição em três ranhuras por polo e por fase, porém, adotamos bobinas com encurtamento de 1/3 do passo polar. Modificamos, também, o número de suas espiras por fase, a fim de adaptá-lo à operação sob 127 volts por fase.

No tocante ao conjugado de partida e à aceleração até rotações normais, não tivemos mais problemas. Entretanto, defrontamo-nos com outro tipo de embaraço: um excessivo desequilíbrio nas correntes absorvidas pelo motor.

A justificação desse desequilíbrio é objeto do próximo parágrafo.

3.6 - INDUTÂNCIA MÚTUA DE DISPERSÃO ESTATORICA.

No artigo de Lyon e Kingsley, onde os autores fazem a análise das impedâncias estatóricas, há duas afirmações sobre a indutância mútua de dispersão x_{ms} , que devem de ser aceitas com reserva. Uma diz respeito ao seu valor numérico; outra, ao seu sinal.

Quanto à primeira, quando afirmam que x_{ms} é usualmente pequena, temos a esclarecer que nem sempre podemos ignorá-la: o caso de nosso motor M-2 é uma prova disto.

Ao encurtarmos as bobinas, para eliminar a terceira harmônica do campo de forças magnetomotrizes do motor difásico assimétrico, alteramos sensivelmente o valor de sua reatância mútua de dispersão primária, tornando-a negativa e elevada. O aumento dessa reatância decorre da coexistência, em qualquer ranhura estatórica, de lados de bobinas pertencentes a fases diferentes.

Essa reatância mútua de dispersão, dita "de ranhura", tem o mesmo sinal da reatância mútua de magnetização entre fases estatóricas, contribuindo para acentuar desequilíbrios entre as correntes I_m e I_s .

No capítulo seguinte teremos ocasião de retomar o assunto e, inclusive, apresentar alguns valores numéricos dessa reatância x_{ms} .

Quanto ao sinal da reatância mútua de dispersão, desejamos fazer restrições a qualquer afirmativa categórica sobre o fato dessa reatância ser, sempre, negativa ou positiva, conforme o ângulo α seja, respectivamente, maior ou menor do que 90° elétricos.

O fluxo mútuo entre fases do enrolamento estatórico estabelece-se, também, através do entreferro e núcleo rotórico. Quando êsse fluxo mútuo provém de uma componente fundamental do campo mantido pelo estator, a reatância mútua correspondente incorpora-se à reatância (própria) de magnetização da máquina.

Quando êsse fluxo mútuo provém de uma componente harmônica (espacial) do campo no entreferro da máquina, a reatância mútua correspondente incorpora-se à reatância (própria) de dispersão do estator.

Essa componente de reatância mútua, proveniente de harmônicas de campo, pode ser positiva para α maior do que 90° elétricos. Em certos casos - por sinal muito frequentes no motor difásico assimétrico, em virtude de elevada porcentagem da terceira harmônica em seu campo - ela supera as demais componentes negativas, impondo valor positivo a x_{ms} .

De modo geral, os efeitos de x_{ms} positivo, em máquina com α maior do que 90° elétricos, atuam no sentido de reduzir desequilíbrios entre as correntes I_m e I_s .

CAPÍTULO IV

DETERMINAÇÃO DE PARÂMETROS. ENSAIOS

4.1 - CONSIDERAÇÕES PRELIMINARES.

A análise exposta no capítulo anterior fornece-nos meios para a previsão do comportamento do motor difásico assimétrico. Em particular, permite-nos conhecer e justificar algumas das principais peculiaridades desse motor.

Falta-nos, entretanto, fazer uso das expressões das correntes e conjugado e confrontar valores calculados com valores medidos, a fim de formarmos um juízo sobre a precisão que o método pode oferecer

Várias provas foram realizadas com esse intento, exigindo não só motores para serem submetidos a ensaios como, também, a determinação de seus parâmetros em valores compatíveis com o método de análise que adotamos.

Para nos mantermos coerentes com esse método, de cada motor asimétrico submetido a provas determinamos:

- a) os parâmetros (resistências e reatâncias) de seu motor difásico simétrico equivalente;
- b) a reatância mútua de dispersão entre suas fases.

Um dos objetivos deste capítulo é a exposição do processo que adotamos para o cálculo desses parâmetros; outro, será o confronto entre resultados calculados e resultados diretamente medidos em ensaios.

Na parte experimental de nosso trabalho, utilizamo-nos de quatro motores diferentes. Os dois primeiros, M-1 e M-2, já foram mencionados no capítulo anterior. O terceiro é um motor trifásico do laboratório didático da Cadeira de Máquinas Elétricas, do tipo de rotor bobinado, a ser designado M-3. O quarto, M-4, é um motor cujo enrolamento estatórico foi por nós idealizado, tendo-se em mira a redução da terceira harmônica de campo, sem o inconveniente ocorrido com o motor M-2, isto é, sem aumento sensível da indutância mútua de dispersão entre fases do estator.

Todos os motores são de quatro polos, para operação sob 60 Hz.

Em sua construção normal e original, as máquinas M-1 e M-2 eram motores trifásicos de 1,5 C.V., tendo sido reenrolados para tensões de serviço de 220 e 127 volts por fase, respectivamente.

Para enrolar o motor M-4, aproveitamos o rotor e o estator de um motor monofásico para potência de 3/4 C.V.

O motor M-3, utilizado em sua construção original, é um motor trifásico de 3 C.V., 220 V.

4.2 - DETERMINAÇÃO EXPERIMENTAL DE PARÂMETROS.

A análise prevê e a experiência confirma que o enrolamento mais conveniente para um motor difásico é aquele em que o ângulo α , entre fases estatóricas, é igual ao ângulo β entre as tensões que lhes são aplicadas.

Para $\alpha = \beta = 90^\circ$ elétricos, como ocorre nos motores difásicos, simétricos, todo o espaço disponível no estator pode ser ocupado pelas duas fases de seu enrolamento. Para $\alpha = \beta \neq 90^\circ$, uma parte desse espaço não é utilizável e, no caso de $\alpha = \beta = 120^\circ$, essa parte não utilizável corresponde a um terço do espaço disponível.

À vista disso e exclusivamente para fins de análise e experimentação, resolvemos acrescentar aos motores M-1, M-2 e M-4 os enrolamentos que lhes faltavam para que pudessem operar como motores trifásicos.

Essa medida forneceu-nos os meios de que necessitávamos para determinar os parâmetros requeridos e, finalmente, para calcular as características de funcionamento dos motores operando como difásicos assimétricos, características essas a serem confrontadas com os resultados medidos em ensaios.

Em suas linhas gerais, o artifício a que recorreremos para obter os parâmetros desejados de cada motor consiste no seguinte:

- 1º) determinar os parâmetros do motor para operação como trifásico, submetendo-o aos ensaios normais "em vazio" e "de curto-circuito";
- 2º) determinar a reatância de seqüência zero do motor (trifásico);
- 3º) por intermédio de relações convenientes, transformar os parâmetros do motor trifásico nos parâmetros correspondentes do motor difásico simétrico equivalente;
- 4º) ainda por intermédio de relações convenientes e em função de parâmetros já determinados, calcular a reatância mútua de dispersão do motor difásico assimétrico.

Em resumo: realizando os ensaios "em vazio" e "de curto-circuito" no motor trifásico, calculam-se seus parâmetros r_1 , x_1 , x_m , r_2 e x_2 , a serem adotados em circuito equivalente do tipo indicado na figura 4.1.

Através de relações a serem apresentadas, envolvendo as resistências e reatâncias do circuito da figura 4.1, assim como a reatância de seqüência zero (x_0), determinam-se os parâmetros r_e , x_e , x_φ , r_r e x_r dos circuitos para seqüências positiva e negativa do motor simétrico equiva -

lente (figs. 4.2 e 4.3, respectivamente).

Enfim, calcula-se

x_{ms} (reatância mútua de dispersão) em termos de x_1 — ou de x_e — e de x_0 , conforme exporemos.

OBSERVAÇÕES:

1a.) em nossos cálculos, admiti-

remos um único valor r_r nos dois circuitos equivalentes, de seqüências positiva e negativa, ignorando efeitos de diferentes adensamentos de corrente nos condutores rotóricos.

Assim fizemos porque, quando acertadamente construído e alimentado com tensões de mesmo valor eficaz, o motor difásico assimétrico pode e deve operar com um campo de seqüência negativa bastante pequeno para permitir aquela suposição;

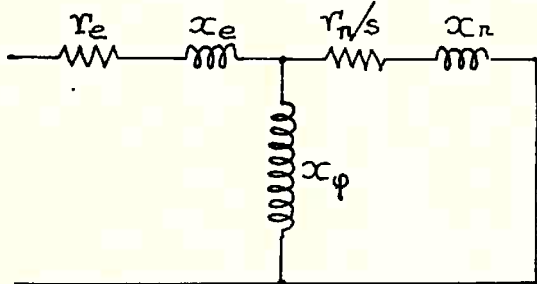


Fig. 4.2

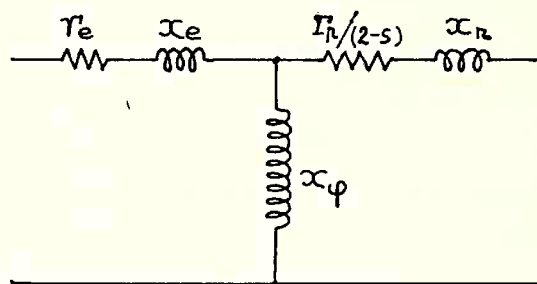


Fig. 4.3

2a.) conforme já esclarecemos, o terceiro enrolamento adicionado aos motores M-1, M-2 e M-4 tem finalidades de experimentação e auxílio à análise.

À sua falta, teríamos que calcular parâmetros pelos métodos empregados no cálculo de projeto de motores difásicos, por sinal assunto de bibliografia bastante escassa. Nesta escassez e na profusa literatura sobre cálculo de parâmetros de máquinas trifásicas reside, na realidade, um argumento favorável à nossa iniciativa de introduzir aqueles enrolamentos adicionais. Isto porque, permitindo comprovar o processo de cálculo que vamos adotar, permitirá, também, que se apliquem ao motor difásico assimétrico os métodos tão frequentemente utilizados para cálculo de resistências e reatâncias de motores trifásicos comuns.

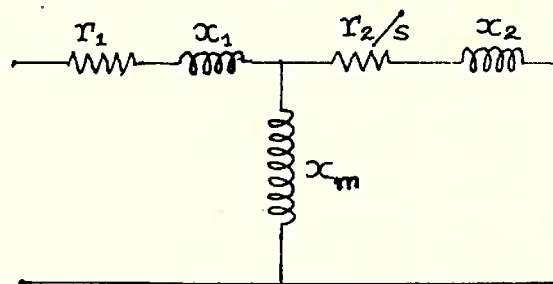


Fig. 4.1

A seguir, passamos à apresentação das relações que permitem obter os parâmetros dos circuitos das figuras 4.2 e 4.3, em função dos parâmetros do circuito da figura 4.1 e da reatância de seqüência zero.

4.3 - RESISTÊNCIA E REATÂNCIA ROTÓRICAS (r_r , x_r).

A menos de efeitos secundários, as resistências e reatâncias de dispersão rotóricas de um motor trifásico não se alterariam quando se eliminasse uma de suas fases estatóricas e se mantivesse as duas restantes deslocadas, entre si, de 90° elétricos.

Resumindo: a transformação, tal como proposta, de um motor trifásico em motor difásico simétrico não interferiria nas propriedades de seu rotor.

O mesmo, porém, não se pode afirmar quando essas resistências e reatâncias devem ser expressas em valores referidos ao enrolamento primário.

São de uso corrente, em livros sobre projeto [15], expressões que nos fornecem a resistência rotórica de máquinas polifásicas em geral, em função do número de suas fases, da relação de transformação e de propriedades físicas e geométricas do enrolamento (ou da gaiola) do rotor.

Uma breve análise dessas expressões permite-nos concluir, facilmente, que a resistência rotórica (por fase) de máquina polifásica, referida ao primário, é proporcional ao número de suas fases.

Conclusão análoga é válida para reatâncias de dispersão secundária.

Como consequência, sendo r_2 e x_2 , respectivamente, a resistência e a reatância secundárias referidas ao primário do motor trifásico, a resistência e a reatância rotóricas, referidas ao primário de motor difásico simétrico, concebido na forma há pouco proposta, serão

$$r_r = \frac{2}{3} r_2 \quad 4.1$$

e

$$x_r = \frac{2}{3} x_2 \quad 4.2$$

4.4 - REATÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO (x_φ).

O valor máximo da componente fundamental do campo de forças magnetomotrizes de máquina polifásica com m fases e N espiras por polo e por fase, percorridas por uma corrente (magnetizante) de valor máximo I , é

expresso por:

$$H = \frac{m}{2} \frac{4}{\pi} N I k \quad 4.3$$

sendo k o fator de enrolamento.

As reatâncias de magnetização x_m e x_φ , correspondentes às operações da máquina como trifásica e difásica simétrica, são aquelas que seriam observadas entre terminais de suas fases estatóricas sob rotação síncrona, ou com rotor aberto, mormente quando

$$r_1 \approx x_1 \approx r_e \approx x_e \approx 0$$

Teríamos, então, para a mesma tensão V_1 aplicada por fase:

$$x_m = \frac{E_1}{I_m} \approx \frac{V_1}{I_m} \quad 4.4$$

$$x_\varphi = \frac{E_1}{I_\varphi} \approx \frac{V_1}{I_\varphi} \quad 4.5$$

donde

$$x_m I_m = x_\varphi I_\varphi \quad 4.6$$

sendo I_m e I_φ as correntes (magnetizantes) correspondentes.

Da aplicação de tensões iguais em fases iguais resulta o mesmo fluxo por polo Φ , independentemente do fato da máquina operar como trifásica ou como difásica simétrica.

Por sua vez, para manter fluxos iguais em meios de igual permeância são necessárias iguais forças magnetomotrizes.

Então, aplicando a equação 4.3 aos casos de funcionamentos como trifásico e como difásico simétrico e impondo a condição de igualdade das forças magnetomotrizes, obtemos:

$$\frac{3}{2} \frac{4}{\pi} N I_m k = \frac{2}{2} \frac{4}{\pi} N I_\varphi k \quad 4.7$$

De 4.6 e 4.7 resulta

$$x_\varphi = \frac{2}{3} x_m \quad 4.8$$

4.5 - RESISTÊNCIA PRIMÁRIA (r_e).

A menos de efeitos secundários que podem ser desprezados, a su pressão de uma fase de motor trifásico e a mudança da posição relativa das

restantes não altera a resistência das fases que permanecem na máquina. Portanto:

$$r_e = r_l \quad 4.9$$

4.6 - REATÂNCIA DE DISPERSÃO PRIMÁRIA (x_e).

Ao contrário do que ocorre com as resistências, são diferentes as reatâncias x_l e x_e , respectivamente do motor trifásico e deste transformado em difásico simétrico, pela supressão de uma fase e mudança na posição relativa das demais.

A reatância x_l de motor trifásico, tal como considerada em circuito equivalente como o da figura 4.1, é uma reatância que engloba os efeitos da reatância própria de dispersão por fase e da reatância mútua de dispersão entre fases (x_{ms}).

A reatância de dispersão por fase (x_e) de motor difásico simétrico resume-se na sua reatância própria de dispersão, de vez que, neste motor, as reatâncias mútuas entre fases são nulas.

Para determinar x_e em função de x_l , vamos admitir que a reatância própria de dispersão por fase do motor trifásico não se altera quando o transformamos no motor difásico, segundo o processo já exposto.

Isto equivale a dizer que a reatância própria de dispersão por fase do motor trifásico coincide com a reatância de dispersão x_e do motor difásico simétrico, desde que este possua duas fases idênticas a cada uma das três fases do motor trifásico original.

Mantida esta hipótese, podemos recorrer à relação como aquela citada por Alger [16]. Adaptando-a à nossa notação, resulta:

$$x_e = \frac{1}{3} \left[2x_l + x_0 \right] \quad 4.10$$

onde x_0 é a reatância de seqüência zero do motor (trifásico).

Temos, assim, apresentadas tôdas as relações necessárias à obtenção dos parâmetros do motor difásico simétrico (circuitos das figuras 4.2 e 4.3), em função dos parâmetros do motor trifásico (circuito da figura 4.1).

Falta-nos, agora, tão-somente a reatância mútua entre fases estatóricas, que não é nula no motor com $\alpha \neq 90^\circ$.

4.7 - REATÂNCIA MÚTUA DE DISPERSÃO (x_{ms}).

A queda na reatância de dispersão primária da fase m de um motor trifásico com fases m, s e t, operando sob condições normais de alimentação, será

$$jx_1 \dot{I}_m = jx_e \dot{I}_m + jx_{ms} \dot{I}_s + jx_{mt} \dot{I}_t \quad 4.11$$

onde x_e representa a reatância própria de dispersão; x_{ms} e x_{mt} , as reatâncias mútuas de dispersão entre fases.

Considerando que

$$x_{ms} = x_{mt} \quad 4.12$$

$$\dot{I}_s + \dot{I}_t = -\dot{I}_m \quad 4.13$$

de 4.11 chega-se a

$$x_{ms} = x_e - x_1 \quad 4.14$$

De 4.10 e 4.14 pode-se obter x_{ms} diretamente de x_1 e x_0 :

$$x_{ms} = \frac{x_0 - x_1}{3} \quad 4.15$$

4.8 - ENSAIOS REALIZADOS. PARÂMETROS.

Para a determinação de parâmetros, cada um dos quatro motores foi submetido aos seguintes ensaios, com as três fases energizadas:

- 1º) ensaio "em vazio" sob rotação síncrona, frequência nominal e tensões aplicadas variáveis em torno do valor nominal;
- 2º) ensaio "de curto-circuito" sob frequência reduzida (15 Hz) e correntes variáveis em torno do valor nominal;
- 3º) ensaio "de seqüência zero" sob frequência nominal, rotação aproximadamente igual à normal (sob rotação síncrona) e correntes variáveis em torno do valor nominal.

As resistências estatóricas foram medidas em corrente contínua.

A decomposição da reatância equivalente (x) em suas parcelas (x_1 e x_2), para operação como trifásico, foi obtida assumindo-se

MOTOR	Parâmetros Determinados em Ensaaios							Parâmetros Para Operação como Motor Difásico Simétrico Equivalente					Mútua x_{ms}
	r_1	x_1	x_m	r_2	x_2	x_0	r_e	x_e	x_φ	r_r	x_r		
M-1	4,85	10,25	189,0	3,74	10,25	8,25	4,85	9,58	126,0	2,50	6,83	-0,66	
M-2	1,62	3,10	68,6	1,47	3,10	0,00	1,62	2,06	45,75	0,98	2,06	-1,03	
M-3	1,75	5,60	92,4	2,47	7,40	15,70	1,75	8,97	61,6	1,65	4,93	+3,37	
M-4	2,00	5,35	49,7	2,69	5,35	5,10	2,00	5,27	33,1	1,79	3,57	-0,08	

Tabela 4.1

MOTOR M-1
 FOLHA DE CALCULO N. 4

120.0	220.00	4.85	9.58	-0.66	99999.99	99999.99	99999.99	126.00	1.000000
1.766	-58.8	1.836	-114.7	64.1	.517	-.418	.049	31.88	0.000.0000
120.0	220.00	4.85	9.58	-0.66	2.50		2.50	6.83	126.00
1.561	-74.8	1.729	-99.5	95.3	.261	-.165	.048	26.93	-.54-.0201
120.0	220.00	4.85	9.58	-0.66	2.50		2.50	6.83	126.00
1.733	-50.6	1.919	-75.3	95.3	.633	.253	.443	348.53	314.75
120.0	220.00	4.85	9.58	-0.66	2.50		2.50	6.83	126.00
2.182	-35.5	2.416	-60.2	95.3	.813	.496	.655	654.56	600.88
120.0	220.00	4.85	9.58	-0.66	2.50		2.50	6.83	126.00
2.740	-27.8	3.033	-52.5	95.3	.884	.608	.746	938.94	854.29
120.0	220.00	4.85	9.58	-0.66	2.50		2.50	6.83	126.00
3.322	-24.2	3.676	-48.9	95.3	.911	.657	.784	1198.08	1073.69
120.0	220.00	4.85	9.58	-0.66	2.50		2.50	6.83	126.00
3.890	-22.7	4.304	-47.4	95.3	.922	.676	.799	1430.19	1259.58
120.0	220.00	4.85	9.58	-0.66	2.50		2.50	6.83	126.00
5.173	-23.0	5.720	-47.7	95.3	.919	.672	.796	1893.13	1591.53
120.0	220.00	4.85	9.58	-0.66	2.50		2.50	6.83	126.00
6.225	-25.4	6.881	-50.0	95.3	.903	.641	.772	2208.25	1771.45
120.0	220.00	4.85	9.58	-0.66	2.50		2.50	6.83	126.00
8.725	-35.2	9.623	-59.9	95.2	.817	.501	.659	2629.38	1771.36
120.0	220.00	4.85	9.58	-0.66	2.50		2.50	6.83	126.00
9.842	-41.3	10.829	-66.1	95.2	.750	.404	.577	2587.78	1496.18
120.0	220.00	4.85	9.58	-0.66	2.50		2.50	6.83	126.00
10.788	-47.7	11.800	-72.6	95.1	.671	.298	.485	2368.76	1057.70
120.0	220.00	4.85	9.58	-0.66	2.50		2.50	6.83	126.00
11.277	-51.4	12.218	-76.4	94.9	.623	.234	.428	2175.23	743.07
120.0	220.00	4.85	9.58	-0.66	2.50		2.50	6.83	126.00
11.565	-53.2	12.356	-78.5	94.7	.597	.198	.397	2059.80	554.73
									0.000.0000

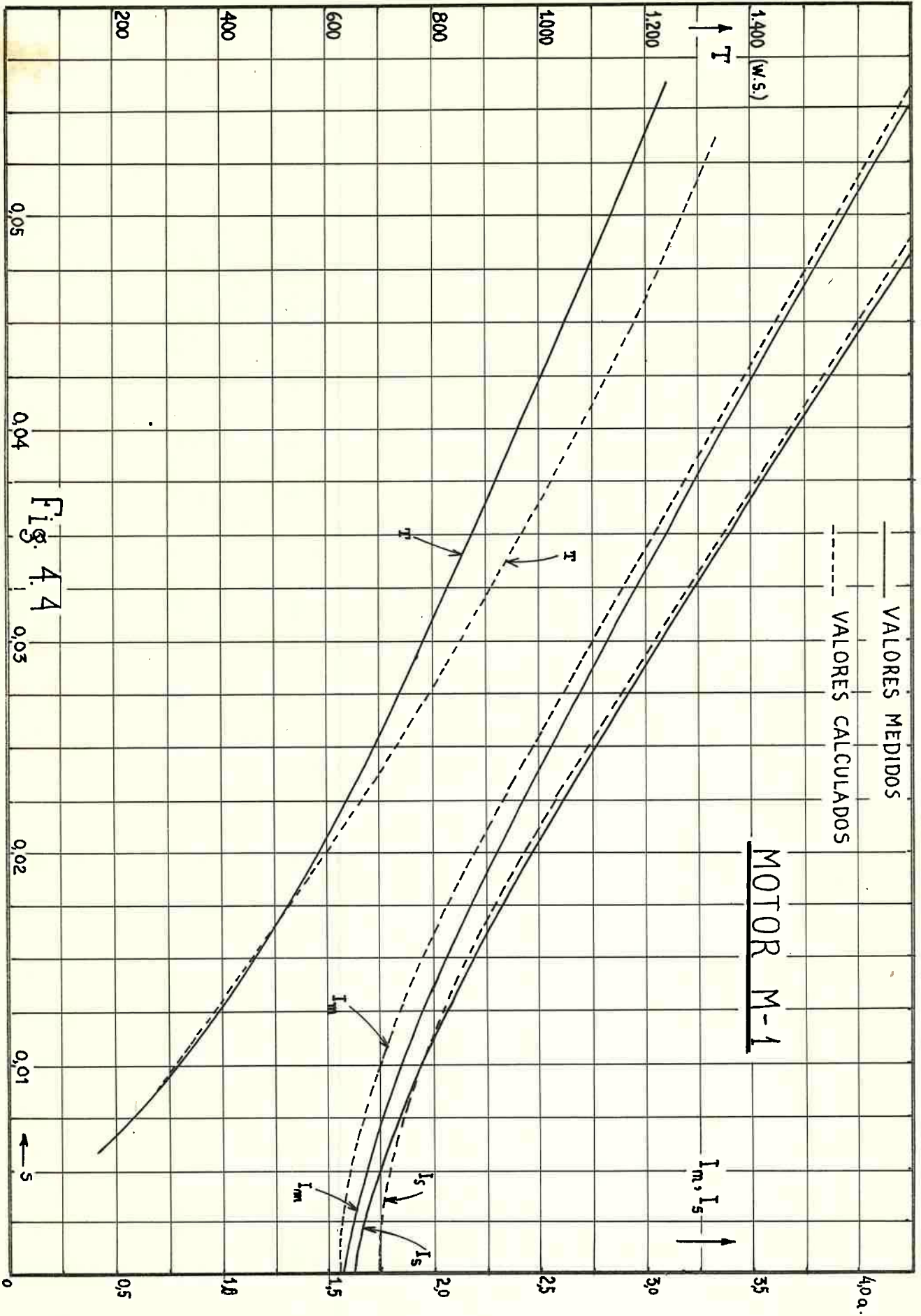


Fig. 4.4

MOTOR M-2
FOLHA DE CALCULO N. 5

120.0	127.00	1.62	2.06	-1.03	99999.99	99999.99	99999.99	45.75	1.000000
3.002	-56.7	3.121	-116.7	60.0	.547	-.449	.049	30.53	0.000.0000
120.0	127.00	1.62	2.06	-1.03	.98			.98	2.06 45.75 .000001
2.366	-58.4	3.419	-107.2	71.1	.523	-.297	.113	28.35	-.28-.0101
120.0	127.00	1.62	2.06	-1.03	.98			.98	2.06 45.75 .005000
2.413	-45.9	3.485	-94.8	71.1	.695	-.084	.305	175.78	146.00 145.27 .8264
120.0	127.00	1.62	2.06	-1.03	.98			.98	2.06 45.75 .010000
2.582	-34.8	3.730	-83.7	71.1	.820	.108	.464	320.63	286.53 283.66 .8846
120.0	127.00	1.62	2.06	-1.03	.98			.98	2.06 45.75 .020000
3.176	-18.9	4.587	-67.8	71.1	.945	.377	.661	601.36	549.78 538.78 .8959
120.0	127.00	1.62	2.06	-1.03	.98			.98	2.06 45.75 .030000
3.942	-9.8	5.692	-58.7	71.1	.985	.519	.752	868.49	789.04 765.36 .8812
120.0	127.00	1.62	2.06	-1.03	.98			.98	2.06 45.75 .040000
4.766	-4.8	6.880	-53.6	71.1	.996	.592	.794	1120.63	1004.52 964.34 .8605
120.0	127.00	1.62	2.06	-1.03	.98			.98	2.06 45.75 .050000
5.596	-2.0	8.076	-50.9	71.1	.999	.630	.814	1356.95	1196.92 1137.07 .8379
120.0	127.00	1.62	2.06	-1.03	.98			.98	2.06 45.75 .075000
7.568	.1	10.917	-48.6	71.1	.999	.660	.830	1877.12	1584.54 1465.70 .7808
120.0	127.00	1.62	2.06	-1.03	.98			.98	2.06 45.75 .100000
9.320	-.3	13.439	-49.1	71.1	.999	.654	.827	2300.47	1856.90 1671.21 .7264

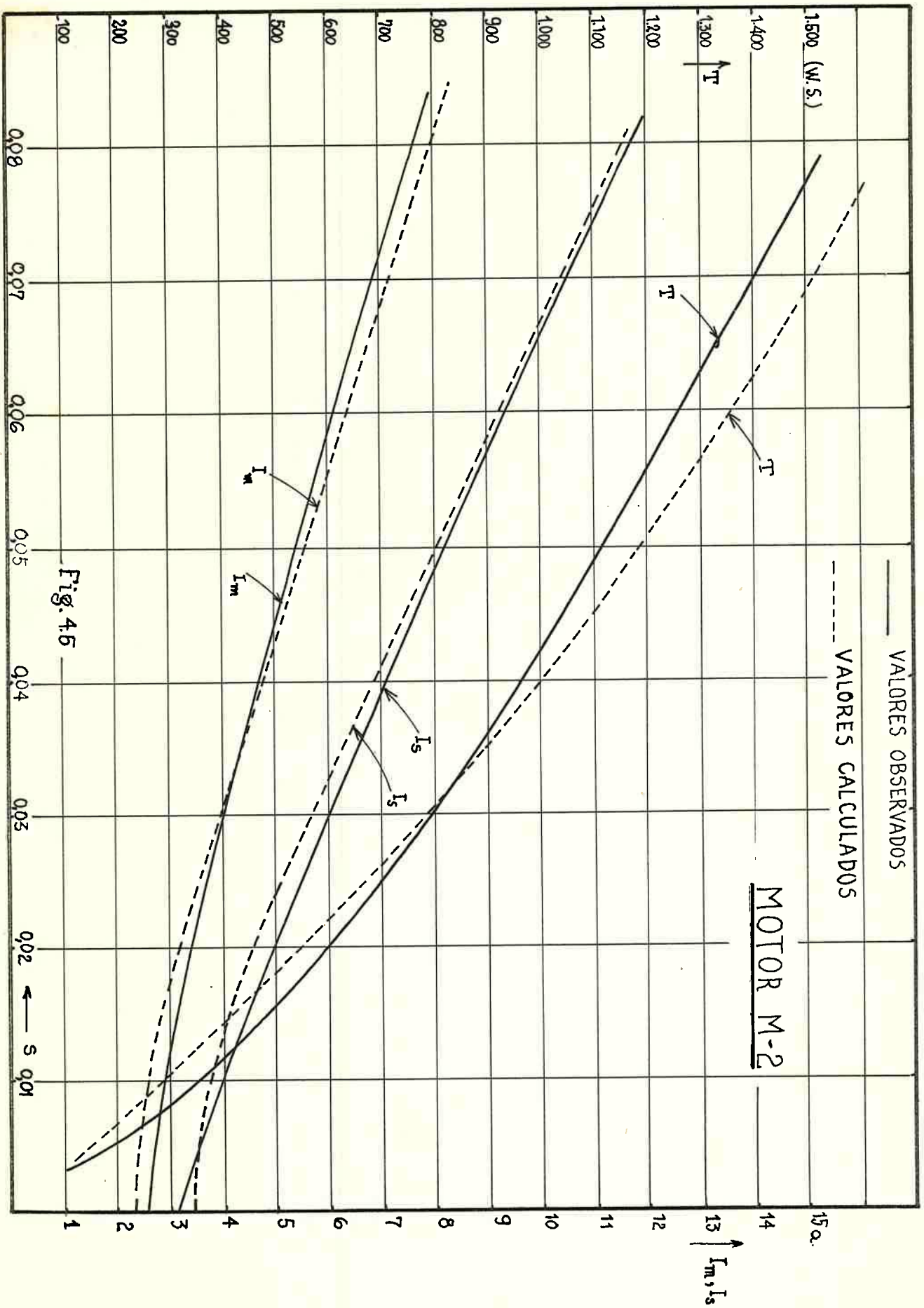


Fig. 4.5

MOTOR M-3
 FOLHA DE CALCULO N. 6

120.0	220.00	1.75	8.97	3.37	99999.99	99999.99	99999.99	61.60	1.000000		
3.170	-65.4	3.240	-110.7	74.6	.414-	.355	.029	36.29	0.000.0000		
120.0	220.00	1.75	8.97	3.37	1.65	1.65	4.93	61.60	.000001		
3.247	88.2	3.049	-84.7	-52.9	.031	.091	.061	83.72	-4.23-.0506		
120.0	220.00	1.75	8.97	3.37	1.65	1.65	4.93	61.60	.005000		
3.295	-82.5	3.093	-75.4	127.0	.130	.250	.190	264.88	220.27	219.17	.8274
120.0	220.00	1.75	8.97	3.37	1.65	1.65	4.93	61.60	.010000		
3.460	-74.0	3.248	-67.0	127.0	.274	.390	.332	487.76	438.56	434.18	.8901
120.0	220.00	1.75	8.97	3.37	1.65	1.65	4.93	61.60	.020000		
4.053	-61.2	3.803	-54.2	127.0	.480	.584	.532	917.90	850.35	833.34	.9078
120.0	220.00	1.75	8.97	3.37	1.65	1.65	4.93	61.60	.030000		
4.846	-53.6	4.546	-46.6	127.0	.592	.686	.639	1317.96	1221.32	1184.68	.8988
120.0	220.00	1.75	8.97	3.37	1.65	1.65	4.93	61.60	.040000		
5.711	-49.6	5.357	-42.6	127.0	.647	.735	.691	1679.85	1545.51	1483.69	.8832
120.0	220.00	1.75	8.97	3.37	1.65	1.65	4.93	61.60	.050000		
6.580	-47.8	6.170	-40.8	127.0	.671	.756	.714	1998.99	1820.57	1729.54	.8652
120.0	220.00	1.75	8.97	3.37	1.65	1.65	4.93	61.60	.075000		
8.569	-47.7	8.030	-40.7	127.0	.672	.757	.714	2605.98	2302.75	2130.05	.8173
120.0	220.00	1.75	8.97	3.37	1.65	1.65	4.93	61.60	.100000		
10.194	-50.0	9.547	-43.0	127.0	.641	.730	.685	2972.94	2542.91	2288.61	.7698

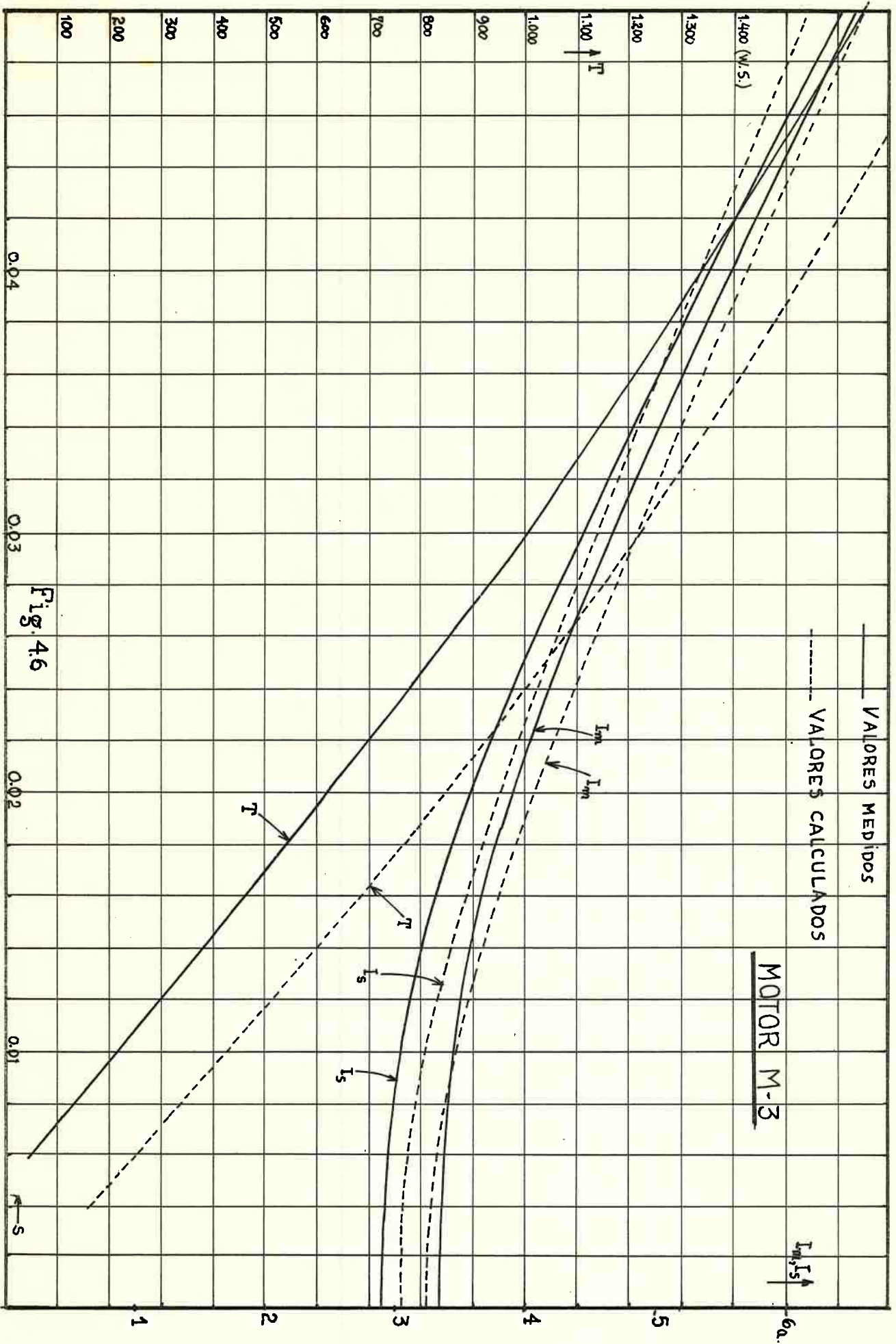
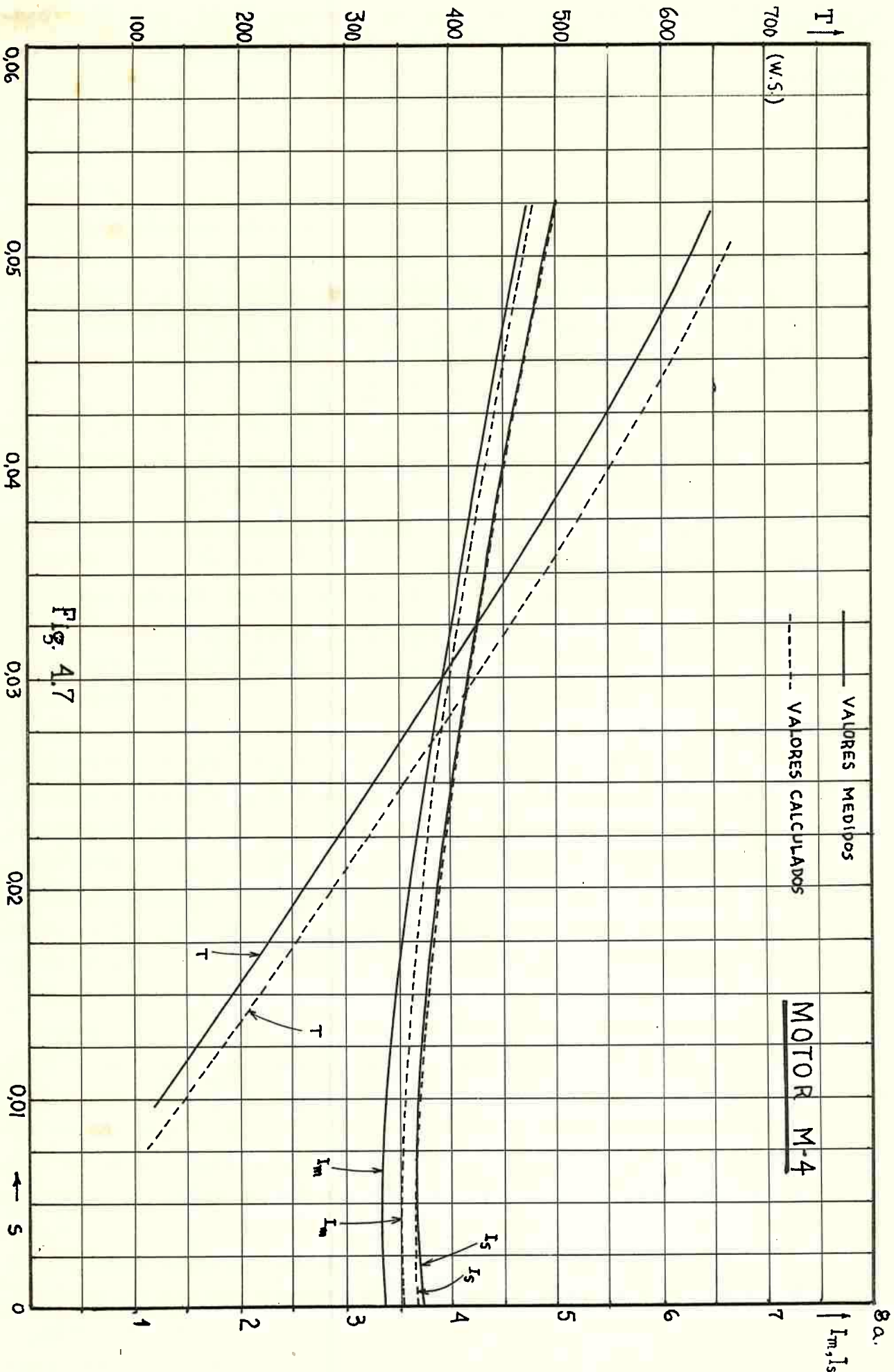


Fig. 4.6



$x_1 = x_2 = 0,5x$, salvo para o caso do motor bobinado (M-3), cujo fabricante forneceu-nos as seguintes proporções para as reatâncias primária e secundária:

$$x_1 = 0,43 x$$

$$x_2 = 0,57 x$$

Os resultados mais importantes dos ensaios encontram-se na tabela 4.1, a partir da segunda coluna até a sétima.

Com êsses resultados, calculamos os parâmetros a serem utilizados nas expressões para correntes e conjugado do motor difásico assimétrico. Êsses parâmetros encontram-se na mesma tabela, a partir da oitava coluna.

Obtivemos, então, as Fôlhas de Cálculo nºs 4,5,6 e 7, que nos foram fornecidas pelo computador eletrônico para diversos escorregamentos propostos, variáveis desde $10^{-6} \approx 0$ até o valor unitário.

As correntes e conjugados calculados foram registradas nos gráficos das figuras 4.4 a 4.7.

As quatro máquinas, operando como motores difásicos assimétricos, foram acopladas a freio eletromagnético e submetidas a ensaios "em carga", sob tensões e frequências nominais. Nêsses ensaios medimos correntes (I_m , I_s), potências elétricas absorvidas, conjugados e potências mecânicas nos eixos.

As correntes e conjugados assim obtidos, estão registrados nos gráficos das figuras recém-mencionadas. A exemplo dos valores calculados, os valores medidos para os conjugados vêm expressos em "watts síncronos".

Confrontando-se resultados calculados e resultados medidos, constata-se muito boa concordância entre as correntes. Resultados satisfatórios são observados para os conjugados, cujos valores calculados devem ser maiores do que os medidos, uma vez que as perdas rotacionais foram ignoradas em todos os cálculos realizados.

Relativamente ao motor M-3, para o qual há uma discrepância maior entre as curvas dos conjugados, devemos esclarecer o seguinte: êsse motor foi construído para operar inclusive como freio. Possui, portanto, carcassa basculante suportada por dois mancais adicionais, que arcam com todo o pêso da máquina pròpriamente dita. Além disso, êles são de um tipo caracterizado por resistência de atrito nitidamente maior do que a dos mancais comuns.

Para dirimir dúvidas sôbre as verdadeiras razões daquela discrepância, submetemos o motor M-3 a um ensaio normal "em vazio". Pudemos, assim, constatar que suas perdas rotacionais são da ordem de 230 watts, donde se conclui que são plenamente satisfatórios os resultados para con-

jugados, expostos na figura 4.6

4.9 - OUTROS ENSAIOS.

A presença, a atenuação e a detecção de harmônicas de campo - muito particularmente daquelas de terceira ordem - foram objeto de nossa constante preocupação.

Graças ao enrolamento adicional, que permitiu submeter nossos motores a ensaios com as três fases energizadas, pudemos avaliar intensidades das harmônicas de terceira ordem, existentes nos campos dos motores, assim como certificarmos-nos da eficácia de medidas adotadas para atenuá-las.

Em suas linhas gerais, o método utilizado para constatar a presença daquelas harmônicas consiste em um ensaio de seqüência zero, sob rotação variada.

Em virtude da maneira como se alimenta a máquina nêsse ensaio, a componente fundamental do campo de induções ao longo de seu entreferro é praticamente nula. Não o é, porém, a componente harmônica de terceira ordem; a menos de efeitos de saturação, sua intensidade é o triplo daquela que seria mantida com apenas uma fase energizada.

A essa harmônica corresponde um campo estacionário no espaço e alternativo no tempo; a freqüência de suas alternâncias é a freqüência da linha de alimentação.

Quando submetidos aos efeitos dêsse campo, enrolamentos rotóricos fechados e gaiolas tornam-se sedes de fôrças eletromotrizes e correntes induzidas, exceto no caso de rotores bobinados com ligação estrêla, nos quais essas correntes são nulas.

Nas fases estatóricas, os efeitos dessas correntes induzidas manifestam-se sob a forma de reduções sôbre suas reatâncias de seqüência zero.

Para fins de análise, aquêle campo estacionário no espaço pode ser decomposto em dois campos girantes com velocidades $+\omega_3$ e $-\omega_3$, correspondentes a um têrço da rotação síncrona do motor. A cada um dêsses campos girantes podemos associar componentes de corrente induzida no rotor.

Quando êste mantêm-se em repouso, a freqüência dessas componentes é a própria freqüência da fonte; quando pôsto a girar, com escorregamentos em relação à velocidade síncrona (fundamental), as freqüências das referidas componentes de corrente serão

$$f_3^+ = (-2 + 3s) f \quad 4.16$$

$$f_3^- = (4 - 3s) f, \quad 4.17$$

respectivamente para as de seqüências positiva e negativa.

Qualquer dessas frequências pode ser anulada e, com elas, as respectivas componentes de corrente. Para tanto, basta que imponhamos rotações adequadas à máquina submetida ao ensaio de seqüência zero.

Ao ocorrer isso, a impedância de seqüência zero aumenta em virtude da supressão dos efeitos das correntes que se anulam no rotor.

Em particular, impondo-se rotação positiva igual a um terço da rotação síncrona, anularemos as componentes de corrente de seqüência positiva.

Não se dispendo de meios para manter a máquina sob tal rotação, podemos acioná-la por intermédio de qualquer motor elétrico auxiliar que possa imprimir-lhe rotação próxima de sua velocidade síncrona.

Desligando-se este motor auxiliar, o conjunto entra em desaceleração. Enquanto isto ocorre, observam-se a rotação (n) decrescente e a corrente I injetada na máquina por fonte de tensão eficaz e frequência constantes.

Existindo apreciável harmônica de terceira ordem em seu campo, observa-se sensível queda na corrente injetada no estator nos instantes em que a rotação, em declínio, assume valores próximos ao de um terço da velocidade síncrona.

A menos de pequena diferença, o valor inicial da corrente é restabelecido tão logo a rotação caia a valores ligeiramente inferiores àquele de um terço da velocidade síncrona.

Essa queda de corrente (esse aumento da impedância de seqüência zero) é tanto mais pronunciada quando maior for a intensidade da harmônica.

À invariância da corrente corresponde inexistência da harmônica.

A tabela 4.2 reproduz valores das reatâncias de seqüência zero (a 60 Hz) dos motores M-1, M-2 e M-4, obtidos sob 1800 RPM, 600 RPM e com rotor parado.

Motor	Reatância de Seqüência Zero (Ω)		
	1800 RPM	600 RPM	0 RPM
M-1	8,25	15,3	8,36
M-2	~0	~0	~0
M-4	5,37	5,95	5,38

Tabela 4.2

Os valores indicados para os motores M-1 e M-2 confirmam plenamente as previsões. O primeiro é aquele que, operando como difási

co assimétrico, possui pronunciada sela assíncrona que o impede de ultrapassar velocidades ligeiramente superiores a 600 RPM, mesmo quando se lhe opõem conjugados resistentes muito baixos. Esse fato, que fôra atribuído à terceira harmônica de campo é, agora, confirmado pelo ensaio de seqüência zero sob rotação variada.

O motor M-2, cujo enrolamento estatórico encerra bobinas com encurtamento de um têrço do passo polar, não deve possuir terceira harmônica de campo no entreferro.

Isto foi confirmado pela constância da corrente absorvida durante o ensaio de seqüência zero, desde 1800 RPM até à imobilização do rotor.

A prática nulidade da reatância de seqüência zero desse motor é consequência do tipo de enrolamento adotado: dupla camada, com bobinas encurtadas de 60° elétricos.

Entretanto, e conforme já expuzemos, a desejada e conseguida anulação da sela assíncrona do motor M-1 fêz-se acompanhar de excessivo de seqüilíbrio entre as correntes do motor M-2, desequilíbrio esse atribuído à pronunciada reatância mútua de dispersão (de ranhura).

Tal desequilíbrio tinha que ser reduzido, sem grande prejuízo para a atenuação da harmônica de campo de terceira ordem.

Enrolamos, então, o motor M-4, objeto do capítulo seguinte.

CAPITULO V

RESULTADOS OBTIDOS. CONCLUSÕES.

5.1 - GENERALIDADES.

As conclusões tiradas da análise do motor difásico assimétrico, objeto do Capítulo 3, e a orientação obtida nos ensaios realizados com os motores M-1, M-2 e M-3, conduziram-nos ao motor M-4, cuja fotografia vem reproduzida na figura 5.1.

Nesse motor conseguimos reduzir bastante as harmônicas de campo sem o inconveniente ocorrido com o motor M-2: aumento da reatância mútua de dispersão entre fases do estator e pronunciado desequilíbrio entre as correntes absorvidas pela máquina.

Tal resultado foi possível graças ao tipo de enrolamento adotado no primário.

Esse enrolamento foi alojado no estator de um motor monofásico que, em sua construção original, possui as seguintes características:

Potência Nominal: 3/4 C.V.;
Elevação de Temperatura: 40°C;
Número de polos: 4;
Tensão Nominal: 220 V;
Corrente Nominal: 5,93 a;
Corrente em Vazio: 4,12 a;
Fator de Potência: 0,665;
Rendimento: 0,63;
Rotação: 1725 RPM.

O estator da máquina possui 36 ranhuras.

5.2 - O ENROLAMENTO ADOTADO.

Para conseguirmos os baixos fatores de enrolamento, necessários para atenuar as harmônicas de campo sem aumentar a reatância mútua de dispersão entre fases estatóricas, adotamos o enrolamento esquematizado na figura 5.6. Nesse esquema estão representadas apenas as duas fases indispensáveis ao funcionamento da máquina como motor difásico assimétrico.

Trata-se de um enrolamento de simples camada, com bobinas encurtadas de 40° elétricos.

Com o arranjo indicado, conseguimos encurtar bobinas e evitar a coexistência de condutores de fases diferentes na mesma ranhura.

No que diz respeito a fatores de enrolamento, êle equivale a um enrolamento (de dupla camada) com bobinas encurtadas de 40º elétricos e distribuídas em três ranhuras por polo e por fase.

Para a fundamental, terceira, quinta e sétima harmônicas, aqueles fatores são os seguintes:

$$k_{e1} = 0,902$$

$$k_{e3} = 0,333$$

$$k_{e5} = -0,038$$

$$k_{e7} = 0,136$$

A fim de poder modificar as ligações entre as 18 bobinas estáticas do motor M-4, os terminais dessas bobinas foram levados até o painel que se vê na figura 5.1.

O mesmo painel encerra, também, os 11 terminais de 10 bobinas exploradoras, de passo pleno, ligadas em estrêla. Essas bobinas, distribuídas de 40 em 40 graus à volta do estator, destinam-se à observação do campo magnético do motor M-4.

Era nosso intento enrolar êsse motor para operar sob 127 volts por fase. Contudo, os fatos de não dispormos de fio de diâmetro adequado e haver interêsse em ocupar todo o espaço disponível nas ranhuras, levaram-nos a adotar um número de espiras por polo que implicou em tensão nominal de 138 volts por fase.

5.3 - O CAMPO DO MOTOR.

O enrolamento adotado permitiu-nos reduzir bastante as harmônicas de campo de terceira ordem. Um indício dêsse resultado é a pequena variação de sua reatância de seqüência zero, conforme pode ser visto na tabela 4.2.

Os oscilogramas das figuras 5.2 a 5.5 foram registrados a fim de se visualizar o comportamento de campos girantes no motor M-4, particularmente no que diz respeito à existência de componentes fundamentais de seqüência negativa.

Cada um dêles foi obtido gravando-se, numa única fotografia, as imagens provenientes das forças eletromotrizes induzidas pelo campo girante nas dez bobinas exploradoras.

Todos os oscilogramas foram registrados com a máquina sob rotação síncrona.

As condições de trabalho impostas ao motor, em cada uma das fotografias, são as seguintes:

fotografia 5.2 - operação como trifásico;

fotografia 5.3 - operação como difásico assimétrico, $\alpha = 120^\circ$;

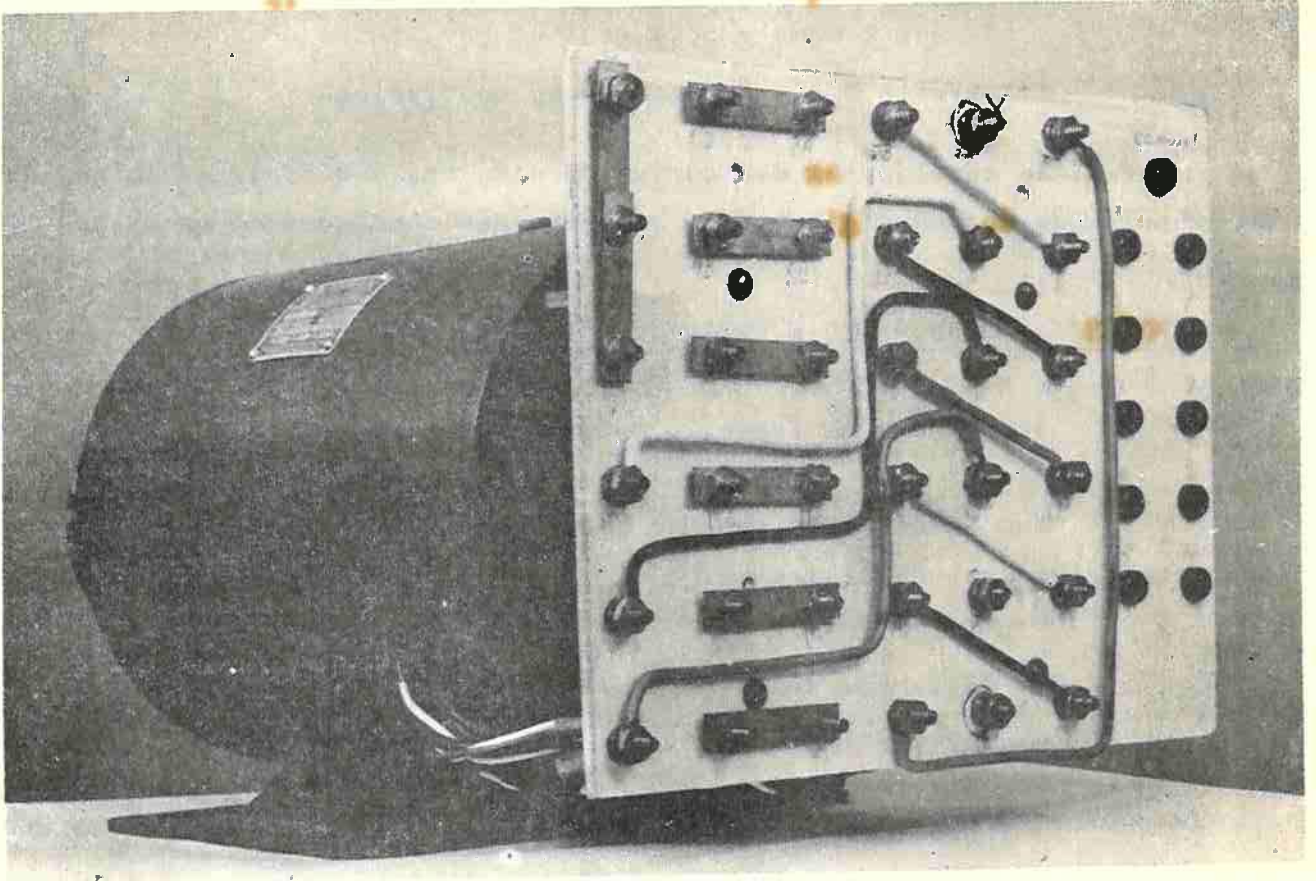


Fig. 5.1

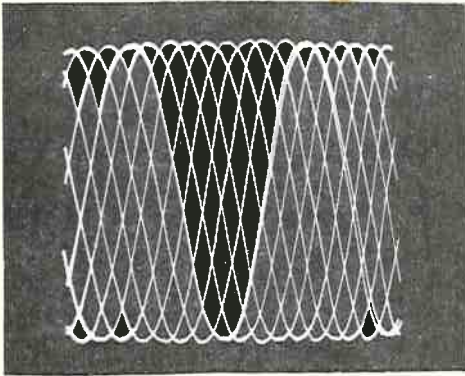


Fig. 5.2

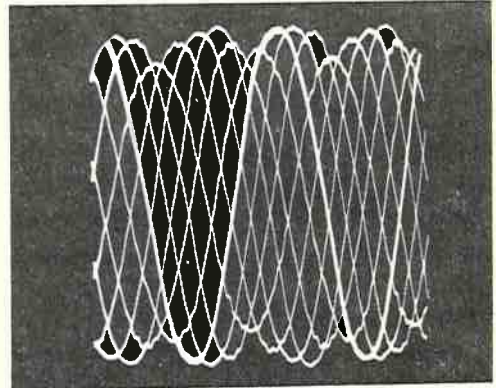


Fig. 5.3

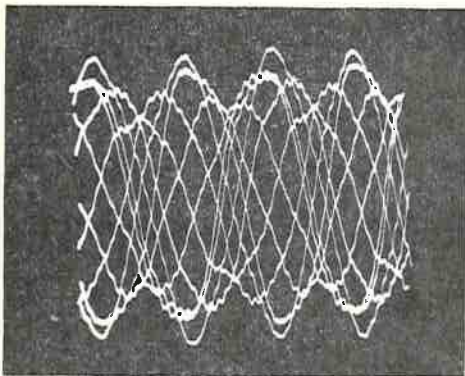


Fig. 5.4

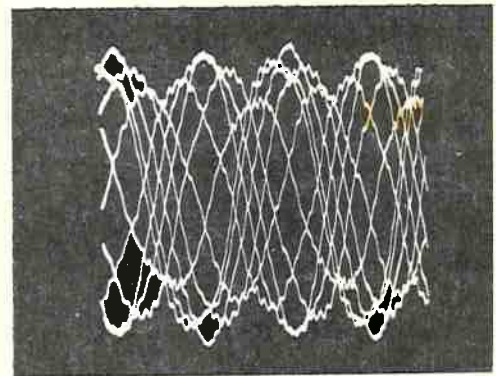


Fig. 5.5

fotografia 5.4 - operação como difásico assimétrico,

$$\alpha = 140^\circ;$$

fotografia 5.5 - operação como monofásico.

As envoltórias das curvas de cada uma dão idéia da intensidade da pulsação do campo girante em cada uma das condições de trabalho.

5.4 - POTÊNCIA, RENDIMENTO E FATOR DE POTÊNCIA.

Acoplado a um freio, o motor M-4 foi submetido a ensaios em carga.

Num dêles, mantivemo-lo fornecendo 0,92 C.V. no eixo, até que sua temperatura se estabilizasse.

Os resultados obtidos foram os seguintes:

Elevação de Temperatura: 44°C;

Rotação: 1700 RPM;

Escorregamento: 0,0555;

Rendimento: 0,75;

Fator de Potência: 0,64.

Num segundo ensaio, obrigamo-lo a fornecer a potência nominal do motor monofásico (3/4 C.V.), de cujo rotor e núcleo estático nos servimos para montar o motor M-4.

Os resultados foram os seguintes:

Elevação de Temperatura: 36,5°C;

Rotação: 1725 RPM;

Escorregamento: 0,0417;

Rendimento: 0,78;

Fator de Potência: 0,575.

Conclui-se que o motor pode fornecer mais potência do que o monofásico e com muito melhor rendimento. Entretanto, fornecendo mais potência, ele opera com maiores escorregamentos.

Impondo-lhe a mesma potência no eixo, ele opera com rendimento muito melhor do que o monofásico e com o mesmo escorregamento dêste motor; sua temperatura de regime é reduzida, porém, seu fator de potência é muito baixo.

5.5 - CURVA CONJUGADO-ROTAÇÃO.

A figura 5.7 reproduz a curva do conjugado do motor M-4, tal como obtida em ensaio sob tensão reduzida (90 volts por fase).

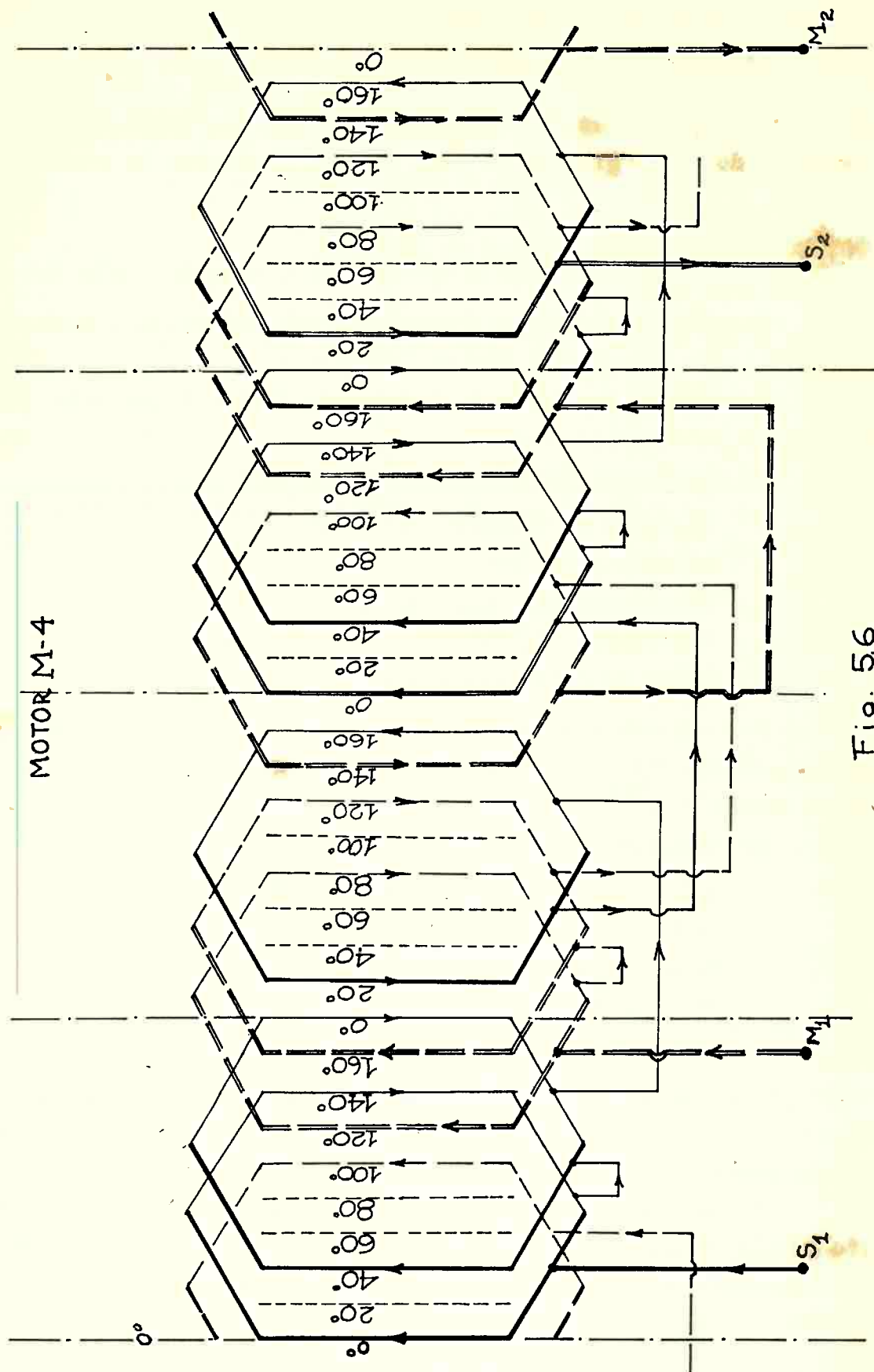


Fig. 56

Nessa curva, constata-se que o conjugado máximo é da ordem de 125% do conjugado de partida. Ela acusa uma sela, mais ou menos pronunciada, com valores mínimos para rotações da ordem de 650 RPM.

Adotando-se, como referência, o conjugado correspondente a 1700 RPM, resultam:

Conjugado de Partida \approx 170%

Conjugado Máximo \approx 210%.

Considerando, como referência, o conjugado a 1725 RPM:

Conjugado de Partida \approx 210%

Conjugado Máximo \approx 260%

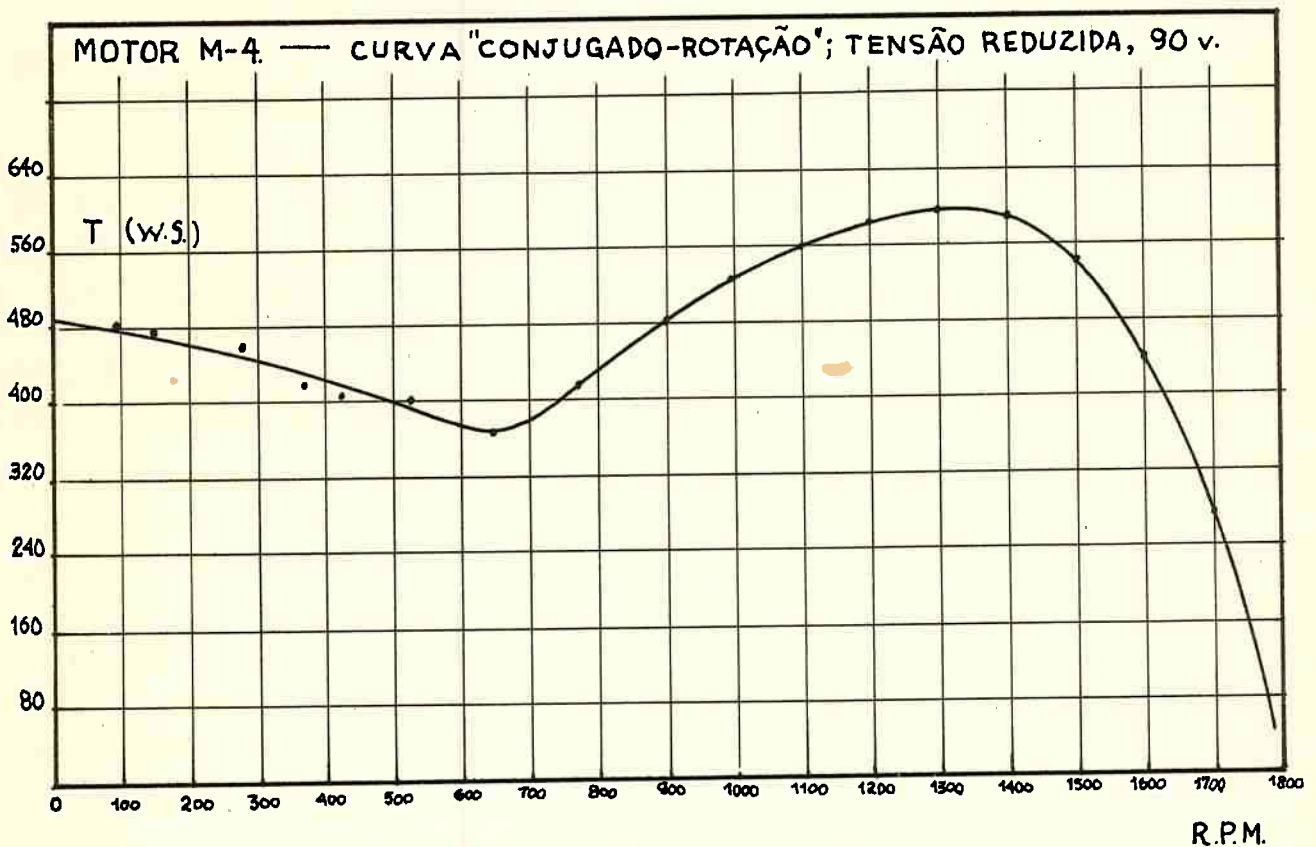


Fig. 5.7

5.6 - CONCLUSOES.

Apesar de termo-nos servido do rotor completo e do núcleo estatórico de um motor projetado para operar como monofásico - e não como difásico assimétrico - conseguimos características de funcionamento razoavelmente boas para o motor M-4.

A menos do escorregamento, um tanto elevado ($s = 0,0555$), os ensaios indicam que êle pode fornecer mais potência do que o motor monofási

co, com rendimento bem maior e fator de potência ligeiramente inferior.

É digno de menção o fato de termos obtido êsses resultados com menos material do que o exigido pelo motor monofásico, isto é, sem o cobre do enrolamento auxiliar, sem o capacitor e respectivo interruptor.

Ademais, o funcionamento do motor é silencioso e isento de vibrações.

Cumpre, ainda, salientar que o motor M-4 foi ensaiado sob condições desfavoráveis no que se refere à elevação de temperatura: seu enrolamento estatórico não estava impregnado e algumas das aberturas, existentes para ventilação, encontravam-se obstruídas por feixes de condutores ligados ao painel externo.

É preciso reconhecer que o referido motor - e o difásico assimétrico em geral - apresenta alguns inconvenientes. Entre êles, citamos:

- 1º) sensível diferença entre os fatores de potência, numa e noutra fase;
- 2º) corrente no fio neutro;
- 3º) baixo conjugado de partida em relação a motores monofásicos de potência equivalente e, muito em particular, em relação àqueles do tipo "partida com capacitor".

A fase alimentada pela tensão \hat{V}_S , adiantada de 120° em relação a \hat{V}_m , opera com fatores de potência bem menores do que os da fase m.

No que diz respeito às correntes no fio neutro, na ligação $\alpha = \beta = 120^\circ$ elas são algo maiores do que as correntes em cada uma das fases.

Não obstante, êsses inconvenientes não nos parecem suficientes para prejudicar as possibilidades de uso do motor difásico assimétrico, mormente considerando-se que, em sendo utilizado, isso deverá ser feito para pequenas potências.

Quanto aos conjugados e, em especial o de partida, é preciso observar que estão aquém das exigências impostas aos motores monofásicos. Entretanto, um projeto específico para o tipo de motor que estudamos poderá melhorar bastante suas características.

A êste respeito, podemos informar que o motor M-4 absorve, na partida, cêrca de 18 ampères, ou sejam, cêrca de 350% da corrente absorvida para fornecer os 0,92 C.V.

Pelas normas da ABNT, motores monofásicos de 1 C.V., 220 V, 60 Hz. podem absorver na partida, de 35 a 40 ampères (categorias L e M, respectivamente).

Para tensões nominais diferentes de 220 V., a corrente com rotor bloqueado deverá ser inversamente proporcional à tensão.

Vemos, pois, que o nosso motor possui correntes de partida bastante baixas. É possível, portanto, modificar seu projeto para reduzir reatâncias de dispersão e, com isso, aumentar seus conjugados.

Obviamente, o estudo desenvolvido neste trabalho aplica-se ao caso de motores trifásicos que, operando na ligação "estrêla com neutro", passem a trabalhar com uma de suas fases desligadas.

De modo geral, qualquer motor trifásico poderá operar como difásico assimétrico. Entretanto, nem todos operarão de modo satisfatório.

As principais razões deste fato poderão ser:

- 1º) existência de pronunciada harmônica de terceira ordem no campo de máquinas com enrolamentos de passo pleno ou com bobinas pouco encurtadas;
- 2º) forte desequilíbrio de correntes em máquinas com enrolamentos de dupla-camada, constituídos por bobinas muito encurtadas (encurtamento próximo de um terço do passo polar).

Como observação final, lembramos que os conjugados dos motores com rotor bobinado não serão afetados, praticamente, pela existência de harmônicas de terceira ordem no campo. Isto porque, tendo seus enrolamentos rotóricos ligados em estrêla, as fases do rotor estarão isentas de correntes induzidas por tais harmônicas de campo.

B I B L I O G R A F I A

- [1] PUCHSTEIN, LLOYD, CONRAD - Alternating-Current Machines. New York, John Wiley, 3rd. ed., p. 357-358.
- [2] KIMBALL, A.L. and ALGER, P.L. - Single-Phase Motor Pulsations. Trans. A.I.E.E., June, 1924, p.730.
- [3] MORRILL, W.J. - Elastic Mounting for Quieter Motors. Electr. Manufacturing, May, 1938, p.76.
- [4] LAWRENCE, R.R. and RICHARDS, H.E. - Principles of Alternating Current Machinery. New York, McGraw-Hill, 4th ed., p. 480.
- [5] LEWUS ELECTRIC CO. - The New Lewus C.T. Static Type Phase Converter. Single Phase to Three Phase. Chicago, U.S.A.
- [6] MINISTERIO DA AGRICULTURA, DEPARTAMENTO NACIONAL DA PRODUÇÃO MINERAL - Utilização da Energia Elétrica no Brasil, Divisão de Águas. Boletim Nº 2, 1941.
- [7] SÃO PAULO LIGHT, S.A. - Fornecimento de Energia Elétrica; Instruções Gerais. 1966, p. 73.
- [8] LYON, W.W. and KINGSLEY Jr., C. - Analysis of Unsymmetrical Machines. Trans. A.I.E.E., v.55, nº 5, May 1936, p. 471-476.
- [9] PUCHSTEIN, A.F. and LLOYD, T.T. - Capacitor Motors with Windings not in Quadrature. Trans. A.I.E.E., v.54, Nov. 1935, p. 1235-1239.
- [10] BAUM, J.L. - The Assymmetrical Stator as a Means of Starting Induction Motors. Trans. A.I.E.E., v.63, May 1944, p.245-250.
- [11] BURIAN, KURT - Analysis of Unsymmetrical Machines. Trans. A.I.E.E., v.67, Part I, 1948, p. 643-646.
- [12] CHANG, S.S.L. - Equivalence Theorems, Analysis and Synthesis of Single-Phase Induction Motors with Multiple Nonquadrature Windings. Trans. A.I.E.E., v.75, Part III, Oct. 1956, p. 913-916.
- [13] BATTERSBY, G.A. - Analysis of Unsymmetrical Induction-Motor Windings. Proc. I.E.E., v.11, nº 12, Nov. 1965, p. 2067-2073.
- [14] KERCHNER, R.M. and CORCORAN, G.F. - Alternating Current Circuits. New York, John Wiley, 3rd. ed., p. 342.
- [15] SAY, M.G. and PINK, E.N. - The Performance and Design of Alternating Current Machines. London, Pitman, 1944, p. 246-248.
- [16] ALGER, P.L. - The Nature of Polyphase Induction Machines. New York, John Wiley, c1951, p. 186.

