

JOSÉ AUGUSTO LAMÓGLIA  
Engenheiro Eletricista

Instituto Nacional de Telecomunicações de Santa Rita do Sapucaí  
- 1983 -



OPERAÇÃO DESEQUILIBRADA DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS  
PROCEDIMENTOS PARA ANÁLISE

Dissertação apresentada a Escola Federal de Engenharia de Itajubá como parte dos requisitos para obtenção do Grau de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica

ORIENTADOR: Prof. Antonio Tadeu Lyrio de Almeida  
Departamento de Eletrotécnica

CO-ORIENTADOR: Prof. Dr. José Policarpo Gonçalves de Abreu  
Departamento de Eletrotécnica

- 1993 -





Ministério da Educação  
 ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ  
 Reconhecida Lei 3282 - 05/01/1917

A N E X O I I

FOLHA DE JULGAMENTO DA BANCA EXAMINADORA

Título da Dissertação " *Operação Desequilibrada de Motores de Indução Trifásicos Procedimentos para Análise* ".

Autor: JOSÉ AUGUSTO LAMÓGLIA

JULGAMENTO

EXAMINADORES	CONCEITO	RUBRICA
1º	A+	
2º	A+	
3º	A+	
4º	XXXXXXXXXXXXXXXXXX	XXXXXXXXXXXXXXXXXX

Resultado Médio: Conceito     A+    , ou seja, Aprovado  
com Distinção

Observações: \_\_\_\_\_

Itajubá, 30 de março de 1993.

Prof. Edwin Avolio  
 1º Examinador - UNESP/BAURU

Prof. José Policarpo Gonçalves de Abreu  
 2º Examinador - EFEI

Prof. Antônio Tadeu Lyrio de Almeida  
 3º Examinador - Orientador - EFEI

A regra de igualdade não consiste senão em aquinhoar desigualmente aos desiguais, na medida em que se desigalam. Nesta desigualdade social, proporcionada à desigualdade natural, é que se acha a verdadeira lei da igualdade. O mais são desvarios da inveja, do orgulho e da loucura. Os apetites humanos conceberam inverter a norma universal da criação, pretendendo, não dar a cada um na razão do que vale, mas atribuir o mesmo a todos como se todos se equivalessem.

Esta blasfêmia contra a razão e a fé, contra a civilização e a humanidade, é filosofia da miséria, proclamada em nome dos direitos do trabalho; e, executada, não faria se não inaugurar, em vez da supremacia do trabalho, a organização da miséria.

Mas se a sociedade não pode igualar os que a natureza criou desiguais, cada um nos limites de sua energia mortal, pode reagir sobre as desigualdades nativas pela educação, atividade e perseverança. Tal a missão do trabalho.

(Rui Barbosa)

À,  
Rosana, minha esposa  
e minhas filhas,  
Hellen e Natalia.

## AGRADECIMENTOS

À todos aqueles que de uma forma contribuíram para a realização deste trabalho manifesto a minha gratidão e estima. Ao não citar nomes, fico aliviado em não pecar pelo esquecimento.

(O autor)

Em meu nome e da família do autor (o qual, por um destes caprichos do destino, faleceu ao completar este trabalho), agradeço a colaboração da Chefia do Departamento de Eletrotécnica do Instituto de Engenharia Elétrica da EFEI, na ocasião o Prof Dr. José Policarpo G. Abreu, da Pró-Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação, na figura do Prof. Dr. Renato de Aquino Farias Nunes, e do Prof.Dr. Carlos Alberto Dias Coelho, coordenador da CPG-E. Um agradecimento especial ao Prof.Dr. Edwin Avólio, da UNESP de Baurú, não apenas pela sua presença na banca examinadora, o que veio abrilhantar a defesa, mas também pelo empréstimo de um motor de 3 CV, especialmente instrumentado, o qual foi fundamental para a elaboração desta dissertação; ressalta-se que esta máquina foi desenvolvida para a tese de doutorado do citado professor e que seu trabalho foi base para alguns pontos do que ora se apresenta.

(O orientador)

## RESUMO

O desbalanço das tensões de alimentação de motores de indução trifásicos pode ser causado por vários motivos tais como a abertura de uma das fases do alimentador e cargas monofásicas desigualmente distribuídas entre as fases, entre outras. Esta situação pode causar efeitos adversos no desempenho dos motores com o surgimento de correntes fortemente desequilibradas, resultando em um incremento significativo das perdas e, em consequência, sobreaquecimento com a formação de pontos quentes localizados nos enrolamentos, diminuição do rendimento, alteração do fator de potência e redução na velocidade e vida útil do motor.

Este trabalho apresenta uma metodologia para avaliar esta condição de operação e sua influência sobre o comportamento de motores de indução trifásicos com rotor do tipo gaiola de uso geral, com o auxílio de seu circuito equivalente. A modelagem leva em consideração as variações dos parâmetros com a velocidade devido aos efeitos pelicular e saturação em toda a faixa de operação. A formulação desenvolvida baseia-se, apenas, em dados disponíveis em catálogos de fabricantes nacionais.

## ABSTRACT

The feed voltages unbalance of three-phase induction motors can be traced to many causes such as opening of one of the feeder lines and single-phase loads unequally distributed among the lines, among others. This situation may cause adverse effects on the motor performance giving rise to very unbalanced currents, resulting in a significant loss increment and, consequently, overheating with the formation of hot spots located in the windings, reduction of efficiency, change of the power factor and dwindle of the motor speed and useful life.

This work presents a methodology to evaluate this operating condition and its influence on the behavior of three-phase induction motors with multi purpose cage-type rotor, with help of its equivalent circuit. Its modeling takes into account the variation of the parameters with speed due to the skin and saturation effects within the whole operating range. The formulation developed is only based on data available from national manufacturer catalogues.

## ÍNDICE

RELAÇÃO DAS GRANDEZAS CONSTANTES DO TRABALHO .....	001
I - CONSIDERAÇÕES GERAIS .....	007
II - METODOLOGIA PARA OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM ROTOR DO TIPO GAIOLA .....	010
II.1 - Introdução .....	010
II.2 - Estrutura Básica do Método .....	012
II.3 - Obtenção dos Parâmetros para Operação em Condições Nominais .....	014
II.4 - Obtenção dos Parâmetros para a Condição de Rotor Bloqueado .....	022
II.5 - Comportamento de $X_1$ , $X_2$ e $R_2$ Considerando-se o Efeito Pelicular e a Saturação .....	027
II.6 - Fator de Potência e Rendimento em Função de Diversos Valores de Potência no Eixo .....	033
II.7 - Comentários Finais .....	035
III - VALIDADE EXPERIMENTAL DA METODOLOGIA DESENVOLVIDA .....	036
III.1 - Introdução .....	036
III.2 - Discussão sobre Normas e Procedimentos de Ensaios .....	037
III.3 - Ajustes Estatísticos para os Resultados de Ensaios .....	042
III.3.1 - Necessidade de Ajuste .....	042
III.3.2 - Modelos Estatísticos Utilizados .....	043
III.3.2.1 - Característica $M = f(n)$ ..	043
III.3.2.2 - Característica $I = f(n)$ ..	044
III.3.2.3 - Característica $P_{el} = f(n)$ ..	045
III.4 - Modelos Estatísticos Obtidos .....	045
III.5 - Modelos Estatísticos e a Metodologia Proposta ..	054
III.6 - Outras Características .....	058
III.7 - Análise dos Resultados .....	059

IV	- ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO ALIMENTADO POR TENSÕES DESBALANCEADAS .....	060
IV.1	- Introdução .....	060
IV.2	- Tensões de Sequência e Fator de Desbalanço .....	060
IV.3	- Circuitos Equivalentes e Impedâncias de Sequência Positiva e Negativa .....	063
IV.4	- Correntes e Conjugados de Sequência Positiva e Negativa .....	068
IV.5	- Velocidade Desenvolvida e Tempo de Aceleração ...	071
IV.6	- Perdas e Rendimento .....	074
IV.7	- Fator de Potência .....	077
IV.8	- Considerações Finais .....	078
V	- VERIFICAÇÃO DA VALIDADE DA METODOLOGIA PROPOSTA .....	079
V.1	- Introdução .....	079
V.2	- Testes Executados .....	080
V.2.1	- Equipamentos e Instrumentação Utilizada ..	080
V.2.2	- Procedimentos de Ensaio .....	086
V.3	- Resultados Obtidos .....	086
V.3.1	- Tensões Balanceadas .....	086
V.3.2	- Tensões Desbalanceadas .....	087
V.4	- Conclusões .....	089
VI	- INFLUÊNCIAS DOS DESBALANÇOS DE TENSÕES SOBRE O COMPORTAMENTO DO MOTOR .....	090
VI.1	- Introdução .....	090
VI.2	- Análise da Deformação do Campo Girante .....	091
VI.3	- Influência dos Desbalanços sobre o Conjugado Motor .....	099
VI.4	- Influência dos Desbalanços sobre a Velocidade Desenvolvida .....	101
VI.5	- Influência dos Desbalanços sobre o Tempo de Aceleração .....	102
VI.6	- Influência dos Desbalanços sobre o Rendimento ...	103
VI.7	- Influência dos Desbalanços sobre o Fator de Potência .....	104
VI.8	- Conclusões .....	105

VII - CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA NOVOS TRABALHOS .....	107
ANEXO I - Determinação dos Parâmetros do Circuito Equivalente e Demais Grandezas sob Condições Simétricas .....	109
ANEXO II - Cálculo das Tensões de Sequência Positiva, Negativa e Zero .....	122
ANEXO III - Determinação das Expressões Relativas ao Circuito Equivalente e Demais Grandezas .....	131
ANEXO IV - Telas Geradas pelo Programa SIM .....	142
ANEXO V - Resultados Obtidos da Aplicação do Programa SIM ..	147
ANEXO VI - Telas Geradas pelo Programa DES .....	172
ANEXO VII - Resultados Obtidos da Aplicação do Programa DES ..	176
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	189

## RELAÇÃO DAS GRANDEZAS CONSTANTES DO TRABALHO

$B_1$	- Indução magnética do estator ( $\text{Wb/m}^2$ )
$B_2$	- Indução magnética do rotor ( $\text{Wb/m}^2$ )
$B_1(t)$	- Indução magnética proporcional à força magnetomotriz correspondente à corrente instantânea do estator ( $\text{Wb/m}^2$ )
$B_{1M}$	- Indução magnética proporcional a força magnetomotriz correspondente à corrente máxima do estator ( $\text{Wb/m}^2$ )
$B_{1R}$	- Indução magnética resultante do estator ( $\text{Wb/m}^2$ )
$B_{2M}$	- Indução magnética proporcional a força magnetomotriz correspondente à corrente máxima do rotor ( $\text{Wb/m}^2$ )
$B_{2R}$	- Indução magnética resultante do rotor ( $\text{Wb/m}^2$ )
$B_R$	- Indução magnética resultante ( $\text{Wb/m}^2$ )
$\cos\psi_{1N}$	- Fator de potência nominal (p.u.)
$\cos\psi$	- Fator de potência do motor, variável com o escorregamento (p.u.)
$\cos\psi_{eq}$	- Fator de potência do motor em condições equilibradas, variável com o escorregamento (p.u.)
$E_1$	- Queda de tensão no enrolamento do estator, variável com o escorregamento (V)
$E_{1p}$	- Queda de tensão no enrolamento do estator na partida (V)
$E_2$	- Tensão induzida no enrolamento do rotor, variável com o escorregamento (V)
$E_{2N}$	- Tensão nominal induzida no enrolamento do rotor (V)
$fd$	- Fator de desbalanço de tensões (p.u.)
$fp_{des}$	- Fator de potência do motor em condições desequilibradas (p.u.)
$f_{Rdes}$	- Fator de redução devido ao desbalanço de tensões (p.u.)
$F_{RT}$	- Fator de redução de tensão devido a aplicação do Teorema de Thevenin (p.u.)
$I_o$	- Corrente do ramo magnetizante para o circuito equivalente em L do motor (A)
$i_1$	- Corrente instantânea do enrolamento do estator (A)
$I_1$	- Corrente do enrolamento do estator, variável com o escorregamento (A)

$I_{1p}$	- Corrente de partida do motor (A)
$I_2$	- Corrente do enrolamento do rotor, valor referido ao estator, variável com o escorregamento (A)
$I_{2N}$	- Corrente nominal do rotor, valor referido ao estator (A)
$I_{2p}$	- Corrente de partida do rotor, valor referido ao estator (A)
$I_M$	- Corrente de magnetização, variável com o escorregamento (A)
$I_{MN}$	- Corrente nominal de magnetização (A)
$I_{Mp}$	- Corrente de partida de magnetização (A)
$J$	- Momento de inércia total do acionamento ( $\text{kg.m}^2$ )
$K$	- Constante que depende do sistema de unidades utilizados para expressar o campo magnético
$K_x$	- Constante que depende da carga
$M$	- Conjugado do motor, variável com o escorregamento (N.m)
$M_C$	- Conjugado da carga referido ao eixo do motor (N.m)
$M_C^*$	- Conjugado da carga referido ao eixo da carga (N.m)
$M_{des}$	- Conjugado do motor em condições desequilibradas, variável com o escorregamento (N.m)
$M_{em}$	- Conjugado eletromagnético do motor (N.m)
$M_{eq}$	- Conjugado do motor em condições equilibradas, variável com o escorregamento (N.m)
$M_k$	- Conjugado máximo do motor (N.m)
$\bar{M}_k$	- Relação entre o conjugado máximo e o nominal do motor (p.u.)
$M_{kdes}$	- Conjugado máximo do motor em condições desequilibradas (N.m)
$M_N$	- Conjugado nominal do motor (N.m)
$n$	- Velocidade do motor (rpm)
$n_C$	- Velocidade da carga (rpm)
$n_{CN}$	- Velocidade nominal da carga (rpm)
$n_N$	- Velocidade nominal do motor (rpm)
$n_S$	- Velocidade síncrona do motor (rpm)
$\eta$	- Rendimento do motor, variável com o escorregamento (p.u.)
$\eta_N$	- Rendimento nominal do motor (p.u.)
$\eta_{RED}$	- Rendimento do redutor (p.u.)

- $P$  - Potência ativa entregue a carga (no caso, o motor), variável com o escorregamento (W)
- $P_2$  - Potência mecânica desenvolvida pelo motor, variável com o escorregamento (W)
- $P_{2N}$  - Potência nominal do motor (W)
- $\sum P_{e_{des}}$  - Perdas totais em condições desequilibradas do motor, variável com o escorregamento (W)
- $\sum P_{e_N}$  - Perdas totais nominais do motor (W)
- $P_{CN}$  - Potência nominal da carga (W)
- $P_{des}$  - Potência ativa entregue à carga (no caso, o motor) em condições desequilibradas, variável com o escorregamento (W)
- $P_{Fe}$  - Perdas no núcleo (ou no ferro), variável com o escorregamento (W)
- $P_{Fedes}$  - Perdas no núcleo (ou no ferro), em condições desequilibradas, variável com o escorregamento (W)
- $P_{FeN}$  - Perdas nominais no núcleo (ou no ferro)
- $P_{J1}$  - Perdas por efeito Joule no estator, variável com o escorregamento (W)
- $P_{J1des}$  - Perdas por efeito Joule no estator em condições desequilibradas, variável com o escorregamento (W)
- $P_{J1N}$  - Perdas nominais por efeito Joule no estator (W)
- $P_{J2}$  - Perdas por efeito Joule no rotor, variável com o escorregamento (W)
- $P_{J2des}$  - Perdas por efeito Joule no rotor em condições desequilibradas, variável com o escorregamento (W)
- $P_{J2N}$  - Perdas nominais por efeito Joule no rotor (W)
- $Q$  - Potência reativa total, variável com o escorregamento (Var)
- $Q_{des}$  - Potência reativa total em condições desequilibradas, variável com o escorregamento (Var)
- $r_{2N}$  - Resistência do enrolamento do rotor na velocidade nominal, valor referido ao estator/fase para o circuito equivalente em L ( $\Omega$ )
- $R_1$  - Resistência do enrolamento do estator/fase ( $\Omega$ )
- $R_2$  - Resistência do enrolamento do rotor, variável com o escorregamento, valor referido ao estator/fase ( $\Omega$ )

- $R_{20}$  - Resistência do enrolamento do rotor na velocidade síncrona, valor referido ao estator/fase ( $\Omega$ )
- $R_{2N}$  - Resistência do enrolamento do rotor na velocidade nominal valor referido ao estator/fase ( $\Omega$ )
- $R_{2p}$  - Resistência do enrolamento do rotor na partida, valor referido ao estator/fase ( $\Omega$ )
- $R_M$  - Resistência que representa as perdas no ferro/fase ( $\Omega$ )
- $R_{TH}$  - Resistência equivalente de Thevenin/fase ( $\Omega$ )
- $\delta$  - Escorregamento do motor
- $\delta_k$  - Escorregamento correspondente ao conjugado máximo
- $\delta_N$  - Escorregamento nominal do motor
- $\delta_{op}$  - Escorregamento de operação do motor
- $S$  - Potência aparente (VA)
- $t$  - Tempo (s)
- $t_a$  - Tempo de aceleração (s)
- $U$  - Tensão de linha (V)
- $U_1$  - Tensão de fase aplicada ao motor (V)
- $U_N$  - Tensão nominal do motor (V)
- $U_{TH}$  - Tensão de Thevenin (V)
- $x$  - Expoente que define a variação da carga com a velocidade
- $x_{1N}$  - Reatância de dispersão do enrolamento do estator na velocidade nominal, valor referido ao estator/fase para o circuito equivalente em L ( $\Omega$ )
- $X_1$  - Reatância de dispersão do enrolamento do estator, variável com o escorregamento ( $\Omega$ )
- $X_{10}$  - Reatância de dispersão do enrolamento do estator na velocidade síncrona ( $\Omega$ )
- $X_{1N}$  - Reatância de dispersão do enrolamento do estator na velocidade nominal ( $\Omega$ )
- $X_{1p}$  - Reatância de dispersão do enrolamento do estator na partida ( $\Omega$ )
- $X_{2N}$  - Reatância de dispersão do enrolamento do rotor na velocidade nominal, valor referido ao estator/fase ( $\Omega$ )
- $X_2$  - Reatância de dispersão do enrolamento do rotor, variável com o escorregamento, valor referido ao estator/fase ( $\Omega$ )
- $X_{20}$  - Reatância de dispersão do enrolamento do rotor na velocidade síncrona, valor referido ao estator/fase ( $\Omega$ )

- $X_{2p}$  - Reatância de dispersão do enrolamento do rotor na partida valor referido ao estator/fase ( $\Omega$ )
- $X'_{2p}$  - Reatância de dispersão do enrolamento do rotor na partida sob influência apenas do efeito pelicular, valor referido ao estator/fase ( $\Omega$ )
- $X_M$  - Reatância do fluxo principal ou de magnetização ( $\Omega$ )
- $X_{TH}$  - Reatância equivalente de Thevenin ( $\Omega$ )
- $Z$  - Impedância do motor/fase ( $\Omega$ )
- $Z_I$  - Parte imaginária da impedância do motor/fase ( $\Omega$ )
- $Z_M$  - Impedância do ramo magnetizante/fase ( $\Omega$ )
- $Z_R$  - Parte real da impedância do motor/fase ( $\Omega$ )
- $Z_T$  - Impedância do motor quando da aplicação do Teorema de Thevenin/fase ( $\Omega$ )
- $Z_{TH}$  - Impedância equivalente de Thevenin/fase ( $\Omega$ )
- $\omega$  - Velocidade angular mecânica (rd/s)
- $\delta$  - Ângulo de carga do motor ( $^\circ$ )
- $\psi_1$  - Argumento da corrente do enrolamento do estator, variável com o escorregamento ( $^\circ$ )
- $\psi_{1N}$  - Argumento da corrente nominal do enrolamento do estator ( $^\circ$ )
- $\psi_{1p}$  - Argumento da corrente de partida do motor ( $^\circ$ )
- $\psi_2$  - Argumento da corrente do enrolamento do rotor, variável com o escorregamento ( $^\circ$ )
- $\psi_{2N}$  - Argumento da corrente nominal do rotor ( $^\circ$ )
- $\psi_{2p}$  - Argumento da corrente de partida do rotor ( $^\circ$ )
- $\psi_{E1}$  - Argumento da queda de tensão no enrolamento do estator, variável com o escorregamento ( $^\circ$ )
- $\psi_{E1p}$  - Argumento da queda de tensão no enrolamento do estator na partida ( $^\circ$ )
- $\psi_M$  - Argumento da corrente de magnetização, variável com o escorregamento ( $^\circ$ )
- $\psi_{MN}$  - Argumento da corrente nominal de magnetização ( $^\circ$ )
- $\psi_{Mp}$  - Argumento da corrente de partida de magnetização ( $^\circ$ )
- $\psi_{Z1}$  - Argumento da impedância do estator/fase, variável com o escorregamento ( $^\circ$ )
- $\psi_{Z1p}$  - Argumento da impedância do estator na partida ( $^\circ$ )

$\psi_{ZM}$  - Argumento da impedância do ramo magnetizante, variável com o escorregamento ( $^{\circ}$ )

As grandezas superscritas com os sinais "+" e "-" referem-se aos circuitos de sequência positiva e negativa, respectivamente.

## CAPÍTULO I

### CONSIDERAÇÕES GERAIS

As características de desempenho são um conjunto de grandezas eletro-mecânicas e térmicas, as quais definem o comportamento operacional de um motor sob determinadas condições. Sendo assim, ele apresenta valores definidos de rendimento, fator de potência, corrente absorvida, velocidade, conjugado (torque) desenvolvido, perdas e elevação de temperatura em função da potência exigida pela carga em um dado instante e das condições da rede.

No entanto, os processos industriais utilizam, com frequência, motores considerados como "sobredimensionados". Com efeito, este termo vem assumindo um lugar de destaque no jargão das atividades de conservação de energia. Tal situação deve-se em parte, à especificação inadequada e à substituição de motores por outros com potências maiores, quando da ocorrência de um dano qualquer.

A preocupação com o superdimensionamento (se houver) justifica-se pelo fato de que os motores podem apresentar baixos valores de rendimento e fator de potência, quando acionam cargas leves em seu eixo. Pelo exposto, é usual considerar-se que os motores são energeticamente ineficientes quando operam nesta condição e, em função deste aspecto, substituí-los por outros, teoricamente, mais apropriados.

Baseando-se em tais premissas é possível empregar-se vários procedimentos para se verificar a adequabilidade do conjunto motor-carga, através do levantamento do rendimento do primeiro; no entanto, esta grandeza refere-se a uma relação entre potências e, portanto, instantânea. Como o interesse maior é o consumo de energia, a simples aplicação de um dos métodos a apenas uma determinada situação, torna-se conceitualmente incorreto;

assim, é necessário considerar-se o ciclo de trabalho imposto pelo processo, obter-se o rendimento energético e, pelos motivos expostos, também o aquecimento. Note-se que ambas as grandezas são dependentes dos mesmos fatores básicos.

Quaisquer estudos de viabilidade técnico-econômica de substituição de motores que não as considerem em conjunto, correm o risco de resultarem em enganos brutais, com reflexos financeiros bastante desfavoráveis.

Neste sentido, sabe-se que a presença de tensões desbalanceadas, mesmo que levemente, resultam em alterações das características de desempenho dos motores de indução trifásicos devido a produzirem correntes fortemente desequilibradas. Ressalta-se, inclusive, que esta é uma das causas mais frequentes de queima deste tipo de máquina [1].

Além disto, observa-se que a existência destas assimetrias é bastante comum na indústria devido, principalmente, a:

- a) abertura de uma das fases do alimentador; e
- b) cargas monofásicas desigualmente distribuídas entre as fases.

Por outro lado, nem sempre estão disponíveis informações dos próprios motores quando se deseja simular os seus comportamentos face a tais condições ou efetuar algum tipo de estudo visando uma eventual substituição; assim, torna-se interessante estabelecer modelos que empregam apenas dados disponíveis em catálogos de seus fabricantes.

A filosofia de se utilizar informações como as citadas na modelagem dos motores de indução trifásicos, foi utilizada em vários trabalhos anteriores [2-3] nas quais, entretanto, as tensões do alimentador são consideradas como perfeitamente balanceadas.

Este tipo de abordagem pode receber algumas restrições devido a origem dos dados; de fato, é necessário que se verifique se eles são típicos, médios ou garantidos, se as perdas adicionais e dos mancais estão inclusas na sua determinação, qual o método de ensaio utilizado para obtê-los e qual é o nível de confiança que o usuário do motor deseja, ou seja, qual é a sua confiabilidade.

Porém, a especificação de um motor para uma certa carga, necessariamente, deve-se basear em dados de catálogo, já que é impraticável comprá-lo e ensaiá-lo para, depois, especificá-lo, bem como, em geral, não se dispõe de seus valores de projeto.

De qualquer forma, mesmo utilizando-se de conceituais normas internacionais, verifica-se que existem incertezas nas metodologias empregadas, tanto para ensaio quanto para medições e extrapolações [4].

No cenário descrito, o objetivo desta dissertação é o de apresentar procedimentos para análise do comportamento dos motores de indução trifásicos de uso geral (Categoria N) quando submetidos a tensões desbalanceadas, empregando-se informações facilmente acessíveis ao profissional do setor.

Portanto, desenvolveu-se no Capítulo II uma metodologia alternativa as existentes, com a qual se obtém os parâmetros do circuito equivalente, com base apenas em informações contidas nos catálogos de fabricantes.

Os efeitos pelicular e a saturação são incluídos na modelagem, como resultado de sua própria formulação.

De forma a verificar a sua sensibilidade, aplicabilidade e exatidão, o Capítulo III apresenta um estudo comparativo entre os resultados de sua aplicação e o de 94 avaliações de motores com potência entre 3 e 2250 CV, ensaiados por diferentes normas internacionais. As estatísticas finais são apresentadas conforme a faixa de potência dos citados motores.

No Capítulo IV estabeleceu-se expressões que permitem uma análise do desempenho de motores alimentados por tensões desbalanceadas através de seus circuitos equivalentes. As comprovações de suas validades são apresentadas no Capítulo V, onde descreve-se um programa de testes efetuados em laboratório.

Finalmente, no Capítulo VI, utilizando-se dos procedimentos desenvolvidos e validados nos capítulos anteriores, verificou-se o comportamento de várias grandezas conforme a evolução do grau de desbalanço das tensões da rede de alimentação.

## CAPÍTULO II

### METODOLOGIA PARA A OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO COM ROTOR DO TIPO GAIOLA

#### RESUMO

Este capítulo apresenta uma metodologia alternativa às existentes para se obter os parâmetros do circuito equivalente de motores de indução trifásicos de uso geral (categoria N), com base apenas em informações contidas nos catálogos de fabricantes.

Os efeitos pelicular e a saturação são incluídos na modelagem.

#### II.1 - INTRODUÇÃO

Muitos procedimentos têm sido desenvolvidos nos últimos anos para a determinação de características dos motores de indução trifásicos, os quais se agrupam em dois níveis básicos, a saber: os executados em laboratórios e os no próprio ambiente de trabalho.

Os ensaios em laboratórios baseiam-se em várias normas e empregam equipamentos dificilmente disponíveis e/ou transportáveis para a utilização em campo; assim, o que se obtém são as chamadas "características de tipo" que, a princípio, são consideradas idênticas para as várias unidades fabricadas com um mesmo projeto, apesar de haver diversidade na qualidade dos materiais empregados e na mão de obra.

A avaliação "in-situ" dos motores tem sido objeto de repetidos estudos resultando em várias metodologias e formulações mais adequadas à realidade prática. A ênfase dada justifica-se na necessidade de se averiguar as situações operacionais reais do conjunto motor-carga, evitando-se simulações apenas teóricas

(baseadas nas características de tipo como as citadas) que podem mascarar resultado, subsidiar um acompanhamento do desempenho dos motores ao longo do tempo pelo pessoal de manutenção e para a elaboração de estudos de sistemas. No entanto, algumas restrições se apresentam quanto à sua plena utilização, sendo uma das principais o emprego de dados de placa ou de catálogos; de fato, é necessário que se verifique se eles são típicos, médios ou garantidos, se as perdas adicionais e dos mancais estão inclusas na sua determinação, qual o método de ensaio utilizado para obtê-los e qual é o nível de confiabilidade.

Por outro lado, observa-se que a especificação de um motor para uma carga específica, necessariamente, deve se basear em dados de catálogo, já que é impraticável compará-lo e ensaiá-lo para, depois especificá-lo, bem como, em geral, não se dispõe de seus valores de projeto.

Entre estas metodologias, aquelas que utilizam o circuito equivalente se apresentam como as mais significativas, como é possível verificar-se em vários trabalhos [2-3].

Um estudo efetuado por Almeida [4], entretanto, mostrou que as características obtidas por estes procedimentos apresentam erros significativos em relação àquelas obtidas através de ensaios, mesmo empregando tais resultados como se fossem dados de catálogos.

Neste sentido, este capítulo apresenta uma metodologia alternativa para a obtenção dos parâmetros e características de desempenho de motores de indução trifásicos com rotor em gaiola. A sua versalidade é grande pois permite utilizar dados de catálogo, de ensaios ou de projetos; desta forma, é adequada para o emprego em campo, em plataformas de ensaios e em escritórios.

A modelagem proposta determina os parâmetros em cada ponto de operação do motor, porém não permite uma solução analítica (isto é, de forma determinística), pois o número de incógnitas é superior ao de expressões (no caso, haverá dois graus de liberdade); sendo assim, elaborou-se um tratamento estatístico.

Entre os modelos utilizados para estudar o comportamento dos motores de indução trifásicos com rotor do tipo gaiola, o circuito equivalente se apresenta como um dos mais significativos.

Trabalhos anteriores [2,3] já abordaram o mesmo tipo de problema, ou seja, apresentar uma metodologia que permite o cálculo dos parâmetros de tal circuito, utilizando-se unicamente os dados disponíveis em catálogos de fabricantes e em normas técnicas.

Ressalta-se que a estrutura do procedimento torna possível a determinação e inclusão do comportamento dos vários parâmetros em função dos efeitos pelicular e saturação, em toda a faixa de operação compreendida entre a partida e rotor livre.

## II.2 - ESTRUTURA BÁSICA DO MÉTODO

O circuito equivalente do motor adotado neste trabalho é o dado na Figura 2.1.

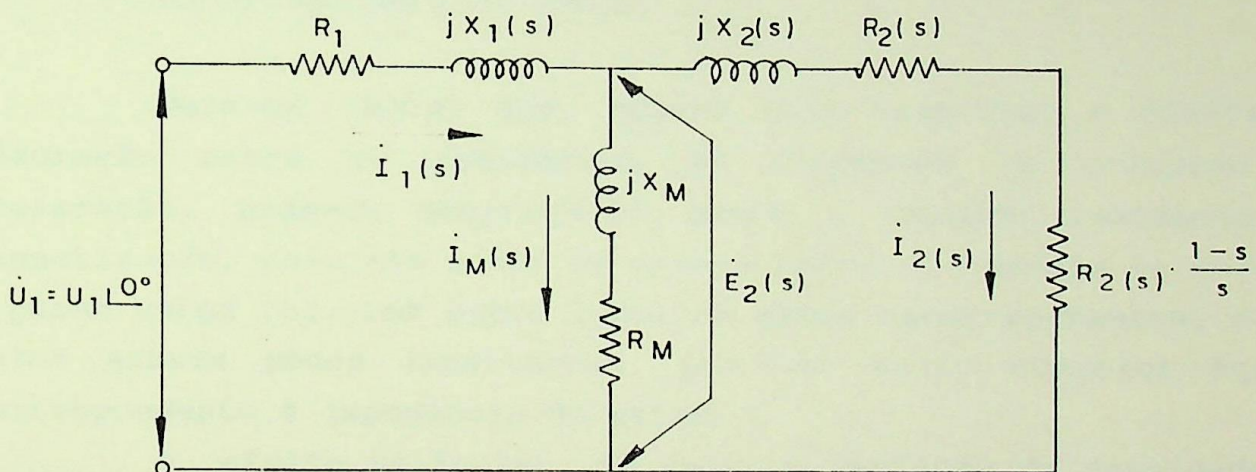


Figura 2.1 - Circuito equivalente do motor de indução trifásico.

Na Figura 2.1 tem-se:

- $\dot{U}_1$  - tensão de fase aplicada ao motor, adotada na referência (V);
- $\dot{I}_{1(\Delta)}$  - corrente do enrolamento do estator, variável com o escorregamento (A);
- $R_1$  - resistência do enrolamento do estator/fase ( $\Omega$ );
- $X_{1(\Delta)}$  - reatância de dispersão do enrolamento do estator/fase, variável com o escorregamento devido ao efeito da saturação ( $\Omega$ );

- $\dot{I}_{M(\delta)}$  - corrente de magnetização, variável com o escorregamento (A);
- $R_M$  - resistência que representa as perdas no ferro/fase ( $\Omega$ );
- $X_M$  - reatância do fluxo principal ou de magnetização ( $\Omega$ );
- $\dot{E}_{2(\delta)}$  - tensão induzida no enrolamento do rotor, variável com o escorregamento (V);
- $\dot{I}_{2(\delta)}$  - corrente do enrolamento do rotor, variável com o escorregamento, valor referido ao estator (A);
- $R_{2(\delta)}$  - resistência do enrolamento do rotor, variável com o escorregamento devido ao efeito pelicular, valor referido ao estator/fase ( $\Omega$ );
- $X_{2(\delta)}$  - reatância de dispersão do enrolamento do rotor, variável com o escorregamento devido ao efeito pelicular e o da saturação, valor referido ao estator/fase ( $\Omega$ );
- $\delta$  - escorregamento do rotor.

Deve-se notar que, embora seja acentuado o efeito da saturação sobre as reatâncias de dispersão no processo de aceleração, pode-se desprezá-lo sobre a chamada reatância de magnetização, pois ela pouco se altera entre a condição em vazio e a plena carga [5]. Por outro lado, em altos escorregamentos, o seu valor assume pouca importância, por ser muito superior àquele correspondente à impedância do rotor.

O efeito pelicular, ou seja, a variação da densidade de corrente na seção transversal das barras do rotor, como se sabe, também é acentuado no processo de aceleração [2], afeta a resistência e a reatância de dispersão do rotor.

Desta forma, tem-se que na condição de rotor bloqueado ( $\delta = 1$ ), a resistência e a reatância de dispersão do rotor, bem como, a reatância de dispersão do estator assumem os valores  $R_{2P}$ ,  $X_{2P}$  e  $X_{1P}$  respectivamente, enquanto que, para operação em plena carga (condições nominais,  $\delta = \delta_N$ ) assumem, respectivamente, os valores  $R_{2N}$ ,  $X_{2N}$  e  $X_{1N}$ .

Pelo exposto, o circuito equivalente se altera conforme o ponto de operação do motor.

Considerando-se tais aspectos, o método desenvolvido

consiste em se determinar os parâmetros do circuito equivalente para cada ponto de operação; é necessário que, inicialmente, isto seja feito para as condições ditas "nominais", em seguida, para a partida e, depois, para os demais. Para cada um dos pontos é gerado uma série de valores que validam o circuito equivalente, pois o número de incógnitas são superiores ao de equações; como são possíveis infinitas soluções, aplica-se uma série de restrições provenientes do próprio princípio de funcionamento do motor e emprega-se o valor médio das várias soluções como o mais representativo do conjunto amostral.

Os dados de entrada básicos são aqueles, normalmente, disponíveis em catálogos de fabricantes nacionais, ou seja, a potência nominal ( $P_N$ ), tensão nominal ( $U_N$ ), corrente nominal ( $I_N$ ), velocidade síncrona ( $n_S$ ), velocidade nominal ( $n_N$ ), fator de potência nominal ( $\cos\phi_N$ ), rendimento nominal ( $\eta_N$ ), corrente de partida ( $I_p$ ), e conjugado máximo ( $M_K$ ).

As perdas por atrito, ventilação e perdas adicionais não estão inclusas explicitamente no modelo proposto, considerando-se que os parâmetros já as incorporam.

### II.3 - OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS PARA OPERAÇÃO EM CONDIÇÕES NOMINAIS

Supondo-se que o motor opera nas condições nominais, o seu circuito equivalente é aquele mostrado na Figura 2.2.

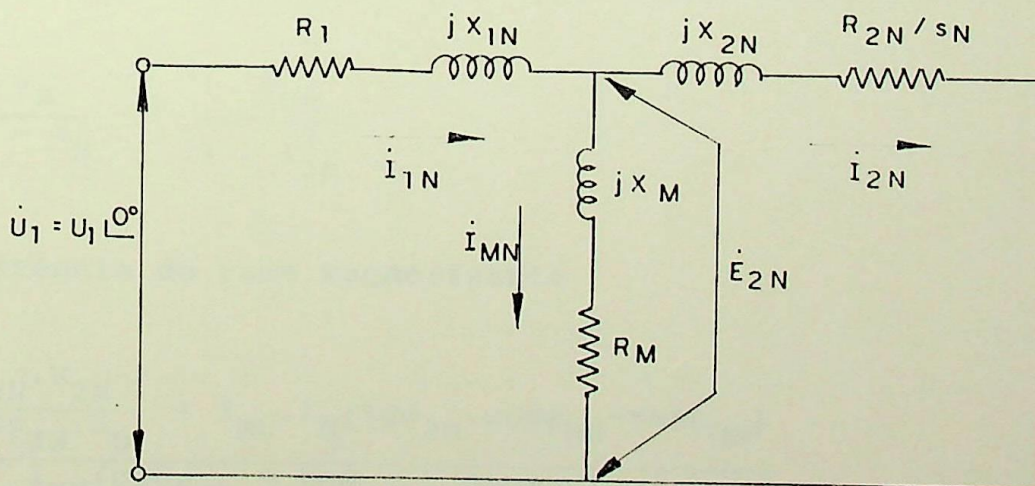


Figura 2.2 - Circuito equivalente do motor para operação nas condições nominais.

Os parâmetros deste circuito podem ser obtidos com auxílio das expressões (2.1) a (2.8), cujas deduções encontram-se no Anexo I. Desta forma, tem-se:

a) Reatância de magnetização

$$X_M = \frac{U_N^2 \cdot \eta_N \cdot \cos\varphi_{1N}}{\left[ \sin\varphi_{1N} - \left(\frac{\delta_N}{\delta_K}\right) \cdot \cos\varphi_{1N} \right] \cdot P_{2N}} \quad (2.1)$$

b) Módulo de corrente rotórica

$$I_{2N} = \sqrt{I_{1N}^2 + I_{MN}^2 - 2 \cdot I_{1N} \cdot I_{MN} \cdot \cos(\varphi_{MN} - \varphi_{1N})} \quad (2.2)$$

c) Argumento da corrente rotórica

$$\varphi_{2N} = \varphi_{1N} - \arcsen \left[ \frac{I_{MN}}{I_{2N}} \cdot \sin(\varphi_{MN} - \varphi_{1N}) \right] \quad (2.3)$$

d) Resistência rotórica

$$R_{2N} = \frac{\delta_N}{1 - \delta_N} \cdot \frac{P_{2N}}{3 \cdot I_{2N}^2} \quad (2.4)$$

e) Resistência do ramo magnetizante

$$R_M = \frac{\frac{I_{2N} \cdot R_{2N}}{\cos\varphi_{2N} \cdot \delta_N} + I_{MN} \cdot X_M (\operatorname{tg}\varphi_{2N} \cdot \cos\varphi_{MN} - \sin\varphi_{MN})}{I_{MN} (\cos\varphi_{MN} + \operatorname{tg}\varphi_{2N} \cdot \sin\varphi_{MN})} \quad (2.5)$$

f) Reatância de dispersão do rotor

$$X_{2N} = \frac{R_{2N}}{\delta_N} \cdot \operatorname{tg}\varphi_{2N} - \frac{I_{MN}}{I_{2N} \cdot \cos\varphi_{2N}} \cdot (R_M \cdot \operatorname{sen}\varphi_{MN} - X_M \cdot \cos\varphi_{MN}) \quad (2.6)$$

g) Resistência estatórica

$$R_1 = \frac{U_1 - I_{2N} \cdot \left[ \frac{R_{2N}}{\delta_N} \cdot (\cos\varphi_{2N} + \operatorname{tg}\varphi_{1N} \cdot \operatorname{sen}\varphi_{2N}) + X_{2N} (\operatorname{sen}\varphi_{2N} - \operatorname{tg}\varphi_{1N} \cdot \cos\varphi_{2N}) \right]}{(I_{1N} / \cos\varphi_{1N})} \quad (2.7)$$

h) Reatância de dispersão do estator

$$X_{1N} = R_1 \cdot \operatorname{tg}\varphi_{1N} + \frac{I_{2N}}{I_{1N} \cdot \cos\varphi_{1N}} \cdot \left( \frac{R_{2N}}{\delta_N} \cdot \operatorname{sen}\varphi_{2N} - X_{2N} \cdot \cos\varphi_{2N} \right) \quad (2.8)$$

Nota-se nas expressões apresentadas, a dependência dos parâmetros relativamente ao módulo ( $I_{MN}$ ) e argumento ( $\varphi_{MN}$ ) da corrente do ramo magnetizante, bem como, do escorregamento correspondente ao conjugado máximo ( $\delta_k$ ); portanto, é necessário determiná-los.

O escorregamento  $\delta_k$  pode ser calculado a partir da equação de Klöss [6], escrita para as condições nominais, ou seja:

$$\frac{M_N}{M_K} = \frac{2 \cdot \left( 1 + \frac{R_1}{R_{2N}} \cdot \delta_k \right)}{\frac{\delta_N}{\delta_k} + \frac{\delta_k}{\delta_N} + 2 \cdot \frac{R_1}{R_{2N}} \cdot \delta_k} \quad (2.9)$$

De acordo com [6], pode-se utilizar como aproximação, quando não se conhece com exatidão as resistências, que:

$$R_1 = R_{2N} \quad (2.10)$$

e, assim, após alguma manipulação algébrica, resulta:

$$\phi_K = \phi_N \cdot \frac{\bar{M}_K + \sqrt{\bar{M}_K^2 - [2 \cdot \phi_N \cdot (1 - \bar{M}_K) + 1]}}{2 \cdot \phi_N \cdot (1 - \bar{M}_K) + 1} \quad (2.11)$$

onde:

$$\phi_N = \frac{n_S - n_N}{n_S} \quad (2.12)$$

$$M_N = \frac{60 \cdot P_{2N}}{2 \cdot \pi \cdot n_N} \quad (2.13)$$

e,

$$\bar{M}_K = \frac{M_K}{M_N} \quad (2.14)$$

Como  $R_{2N}/\phi_N$  é muito maior que  $X_{2N}$ ,  $X_{1N}$  e  $R_1$ , a tensão  $E_{2N}$  situa-se, obrigatoriamente, a poucos graus em atraso com relação a tensão de entrada  $U_1$ . Além disto, sendo  $X_M$  muito maior que  $R_M$  para este circuito, o valor do argumento da corrente do ramo magnetizante ( $\varphi_{MN}$ ) situa-se próximo à noventa graus.

O módulo da corrente do ramo magnetizante ( $I_{MN}$ ) varia muito pouco entre a condição em vazio e plena carga [6], permitindo, assim, estimar seu valor em primeira aproximação, como o quociente da tensão de alimentação por  $X_M$ ; esta consideração é possível, uma vez que  $X_M$  é muito maior que  $R_M$ ,  $R_1$  e  $X_{1N}$ .

Desta forma, é possível pesquisar os valores de  $\varphi_{MN}$  e  $I_{MN}$  que satisfaçam as expressões (2.2) à (2.8) em intervalos previamente definidos.

Após várias simulações executadas, sugere-se que os limites de busca sejam:

$$60^\circ < \varphi_{MN} < 120^\circ \quad (2.15)$$

e,

$$\frac{1}{2} \frac{U_1}{X_M} < I_{MN} < \frac{3}{2} \frac{U_1}{X_M} \quad (2.16)$$

obedecendo-se as seguintes restrições:

$$a) R_M > 0 \quad e \quad R_M < X_M; \quad (2.17)$$

$$b) X_{2N} > R_{2N}; \quad (2.18)$$

$$c) R_1 > 0; \quad (2.19)$$

$$d) X_{1N} > R_1. \quad (2.20)$$

Para a determinação de  $\varphi_{MN}$ , utiliza-se o algoritmo descrito a seguir:

- a) Fixa-se o valor de  $I_{MN}$  no início de seu intervalo;
- b) Para este valor, varia-se o valor de  $\varphi_{MN}$  com um passo de iteração de  $0,5^\circ$ ;
- c) A cada par de valores de  $I_{MN}$  e  $\varphi_{MN}$ , determina-se as grandezas dadas pelas expressões de (2.2) a (2.8);
- d) Atingido o limite superior da faixa de variação de  $\varphi_{MN}$ , incrementa-se  $I_{MN}$  com um passo de iteração igual a  $(U_1/X_M)/100$ ;
- e) O processo será repetido até o limite superior da faixa de variação de  $I_{MN}$ ;
- f) Nestas condições, verifica-se a frequência de ocorrências ( $f_i$ ) e os correspondentes valores de  $\varphi_{MN}$  que, juntamente com os de  $I_{MN}$ , satisfizeram as restrições (2.17) à (2.20) simultaneamente;

g) Em posse do conjunto amostral, determina-se o valor médio e o desvio padrão correspondente, através de:

$$\bar{\varphi}_{MN} = \sum \frac{f_i \cdot \varphi_{MNi}}{N_{\varphi}} \quad (2.21)$$

e,

$$\tau\varphi_{MN} = \sqrt{\sum \frac{f_i}{N_{\varphi}} \cdot (\varphi_{MNi} - \bar{\varphi}_{MN})^2} \quad (2.22)$$

onde:

- $\bar{\varphi}_{MN}$  = valor médio de  $\varphi_{MN}$ ;
- $\varphi_{MNi}$  = valores de  $\varphi_{MN}$  encontrados;
- $\tau\varphi_{MN}$  = desvio padrão;
- $N_{\varphi}$  = somatório das frequências de ocorrências ( $f_i$ ).

Utilizando-se o mesmo procedimento, pode-se determinar o valor médio de  $I_{MN}$ , correspondente a  $\bar{\varphi}_{MN}$ , alterando-se apenas o intervalo de  $\varphi_{MN}$ , ou seja:

$$\bar{\varphi}_{MN} - 3 \cdot \tau\varphi_{MN} < \varphi_{MN} < \bar{\varphi}_{MN} + 3 \cdot \tau\varphi_{MN} \quad (2.23)$$

Assim, deve-se repetir os itens a, b, c, d e e;

h) A seguir, verifica-se a frequência de ocorrências ( $f_i$ ) e os correspondentes valores de  $I_{MN}$  que, juntamente com os valores de  $\varphi_{MN}$ , satisfizem as restrições (2.17) à (2.20), simultaneamente;

i) Utilizando-se o novo conjunto de amostras, obtêm-se:

$$\bar{I}_{MN} = \sum \frac{f_i \cdot I_{MNi}}{N_I} \quad (2.24)$$

onde:

- $\bar{I}_{MN}$  - valor médio de  $I_{MN}$ ;  
 $I_{MNI}$  - valores de  $I_{MN}$  encontrados;  
 $N_I$  - somatório das frequências de ocorrências ( $f_i$ ).

Os valores médios encontrados correspondem aos de ocorrência mais provável, relativamente à operação do motor nesta condição de funcionamento sob análise; desta forma, aplicando-se às expressões (2.2) a (2.8), obtém-se os valores dos parâmetros do circuito equivalente, os quais podem ser considerados como a melhor aproximação estatística que permite reproduzir as características apresentadas em catálogo.

As figuras 2.3 e 2.4 ilustram, a título de exemplo, as curvas de distribuição estatísticas encontradas para um motor com as seguintes características:

Potência nominal .....	15,0 CV;
Tensão nominal .....	440,0 Volts;
Frequência nominal .....	60,0 Hz;
Rotação síncrona .....	1200,0 rpm;
Rotação nominal .....	1169,6 rpm;
Corrente nominal .....	22,9 A;
Corrente de rotor bloqueado .....	6,3 pu;
Conjugado nominal .....	90,0 N.m;
Conjugado de rotor bloqueado .....	2,3 pu;
Conjugado máximo .....	3,4 pu;
$\cos\phi$ a 100% de carga .....	73,5 %;
$\cos\phi$ a 75% de carga .....	66,9 %;
$\cos\phi$ a 50% de carga .....	55,1 %;
$\eta$ a 100% de carga .....	85,9 %;
$\eta$ a 75% de carga .....	85,2 %;
$\eta$ a 50% de carga .....	82,4 %.

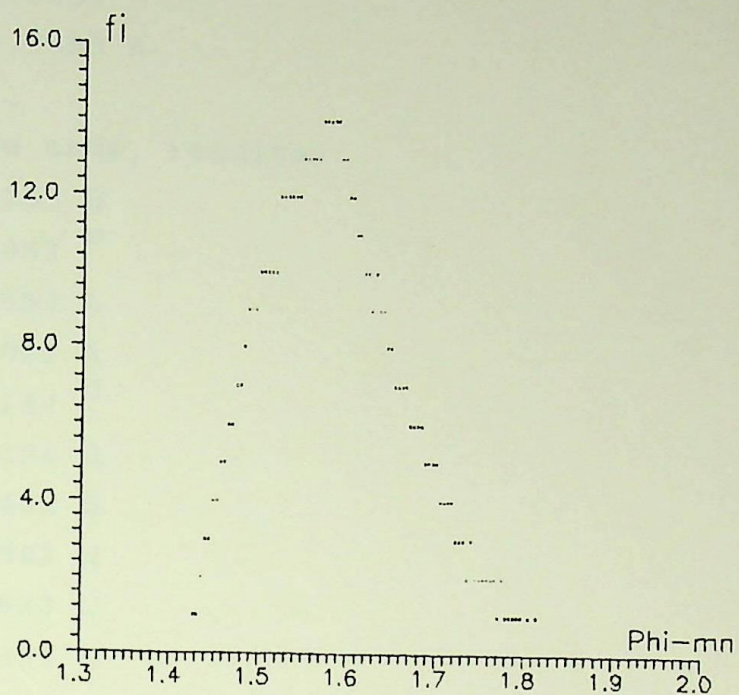


Figura 2.3 - Curva de distribuição estatística relativa a frequência de ocorrências de  $\varphi_{MN}$ .

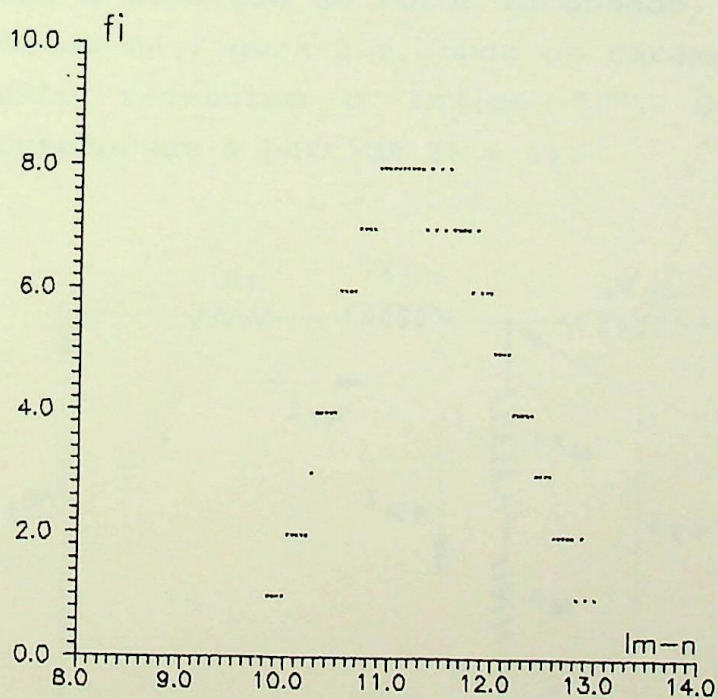


Figura 2.4 - Curva de distribuição estatística relativa a frequência de ocorrências de  $I_{MN}$ .

Os valores médios obtidos foram:

$$\begin{aligned} \bar{\varphi}_{MN} &= 90.8057^\circ \\ \bar{I}_{MN} &= 11.3553 \text{ A} \end{aligned}$$

De onde, resulta:

$$\begin{aligned} X_M &= 19,1253 \ \Omega \\ \varphi_{MN} &= 90.8057^\circ \\ I_{MN} &= 11.3553 \text{ A} \\ I_{2N} &= 17.5027 \text{ A} \\ \varphi_{2N} &= 13.8114^\circ \\ R_{2N} &= 0,3124 \ \Omega \\ R_M &= 1.5432 \ \Omega \\ X_{2N} &= 1.7562 \ \Omega \\ R_1 &= 0.5823 \ \Omega \\ X_{1N} &= 1,7251 \ \Omega \end{aligned}$$

#### II.4 - OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS PARA A CONDIÇÃO DE ROTOR BLOQUEADO

Para a condição de rotor bloqueado, o circuito equivalente é o mostrado na figura 2.5, onde os parâmetros variáveis com o escorregamento receberam o índice "P". Considera-se que tal condição corresponde à partida ( $s = 1$ ).

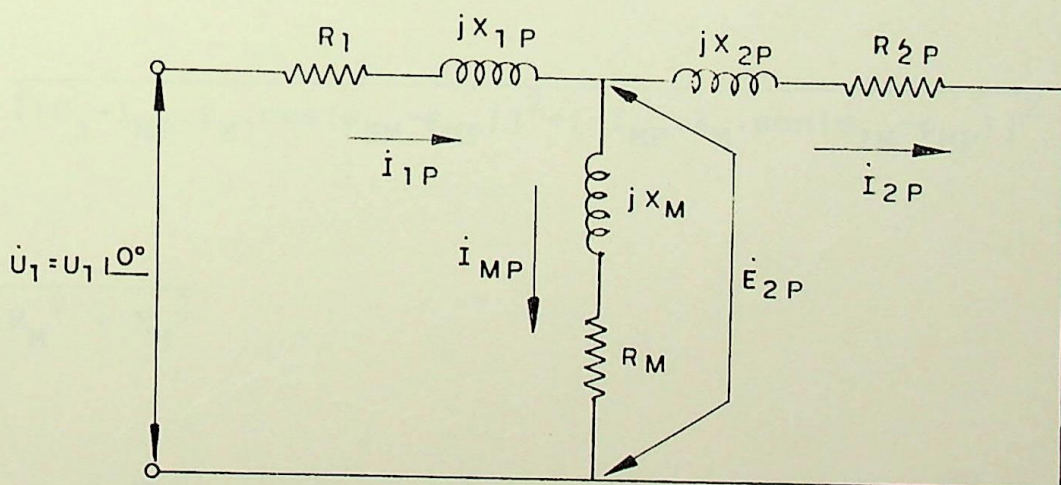


Figura 2.5 - Circuito equivalente do motor para condição de rotor bloqueado.

Com procedimento análogo ao utilizado para o motor operando em condições nominais, porém estabelecendo os intervalos de pesquisa de  $\varphi_{MP}$  e  $I_{MP}$  em:

$$60^{\circ} < \varphi_{MP} < 120^{\circ} \quad (2.25)$$

e,

$$0,01 \cdot I_{MN} < I_{MP} < I_{MN} \quad (2.26)$$

e, impondo as seguintes restrições:

$$a) X_{1P} > R_1 \text{ e } X_{1P} < X_{1N}; \quad (2.27)$$

$$b) \varphi_{1P} > \varphi_{1N}; \quad (2.28)$$

$$c) R_{2P} > R_{2N}; \quad (2.29)$$

$$d) X_{2P} > R_{2P} \text{ e } X_{2P} < X_{2N}. \quad (2.30)$$

determina-se os parâmetros variáveis com o escorregamento na condição de rotor travado; para tanto, emprega-se as expressões (2.31) à (2.41) discriminadas a seguir:

a) Módulo da queda de tensão no estator

$$E_{1P} = \sqrt{[U_1 - I_{MP} \cdot Z_M \cdot \cos(\varphi_{ZM} - \varphi_{MP})]^2 + [-I_{MP} \cdot Z_M \cdot \sin(\varphi_{ZM} - \varphi_{MP})]^2} \quad (2.31)$$

onde:

$$Z_M = \sqrt{R_M^2 + X_M^2} \quad (2.32)$$

e,

$$\varphi_{ZM} = \arctg \frac{X_M}{R_M} \quad (2.33)$$

b) Argumento da queda de tensão no estator

$$\varphi_{E_{1P}} = \operatorname{arctg} \left[ \frac{-I_{MP} \cdot Z_M \cdot \operatorname{sen}(\varphi_{ZM} - \varphi_{MP})}{U_1 - I_{MP} \cdot Z_M \cdot \operatorname{cos}(\varphi_{ZM} - \varphi_{MP})} \right] \quad (2.34)$$

c) Reatância de dispersão do estator

$$X_{1P} = \sqrt{\left(\frac{E_{1P}}{I_{1P}}\right)^2 - R_1^2} \quad (2.35)$$

d) Módulo da corrente rotórica

$$I_{2P} = \sqrt{I_{1P}^2 + I_{MP}^2 - 2 \cdot I_{1P} \cdot I_{MP} \cdot \operatorname{cos}(\varphi_{MP} - \varphi_{1P})} \quad (2.36)$$

onde:

$$\varphi_{1P} = \varphi_{Z1P} - \varphi_{E_{1P}} \quad (2.37)$$

e,

$$\varphi_{Z1P} = \operatorname{arctg} \frac{X_{1P}}{R_1} \quad (2.38)$$

e) Argumento da corrente rotórica

$$\varphi_{2P} = \varphi_{1P} - \operatorname{arcsen} \left[ \frac{I_{MP}}{I_{2P}} \cdot \operatorname{sen}(\varphi_{MP} - \varphi_{1P}) \right] \quad (2.39)$$

f) Resistência rotórica

$$R_{2P} = \frac{I_{MP} \cdot \operatorname{cos} \varphi_{2P}}{I_{2P}} \left[ R_M (\operatorname{cos} \varphi_{MP} + \operatorname{tg} \varphi_{2P} \cdot \operatorname{sen} \varphi_{MP}) + X_M (\operatorname{sen} \varphi_{MP} - \operatorname{tg} \varphi_{2P} \cdot \operatorname{cos} \varphi_{MP}) \right] \quad (2.40)$$

g) Reatância de dispersão do rotor

$$X_{2P} = R_{2P} \cdot \text{tg}\varphi_{2P} - \frac{I_{MP}}{I_{2P} \cos\varphi_{2P}} \cdot (R_M \cdot \text{sen}\varphi_{MP} - X_M \cdot \text{cos}\varphi_{MP}) \quad (2.41)$$

As expressões encontram-se deduzidas no Anexo I.

As figuras 2.6 e 2.7 ilustram as curvas de distribuição dos valores de  $\varphi_{MP}$  e  $I_{MP}$  encontrados para o motor citado no item II.2.

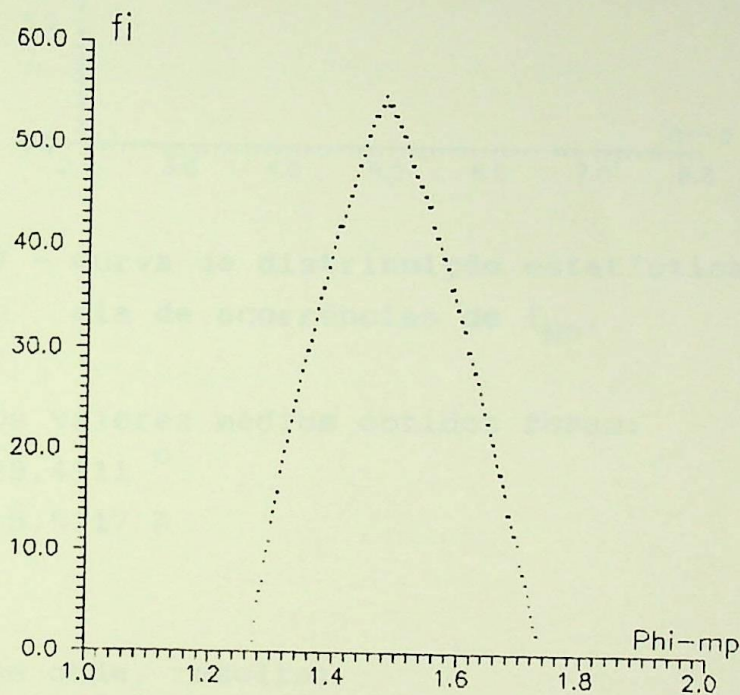


Figura 2.6 - Curva de distribuição estatística relativa a frequência de ocorrências  $\varphi_{MP}$ .

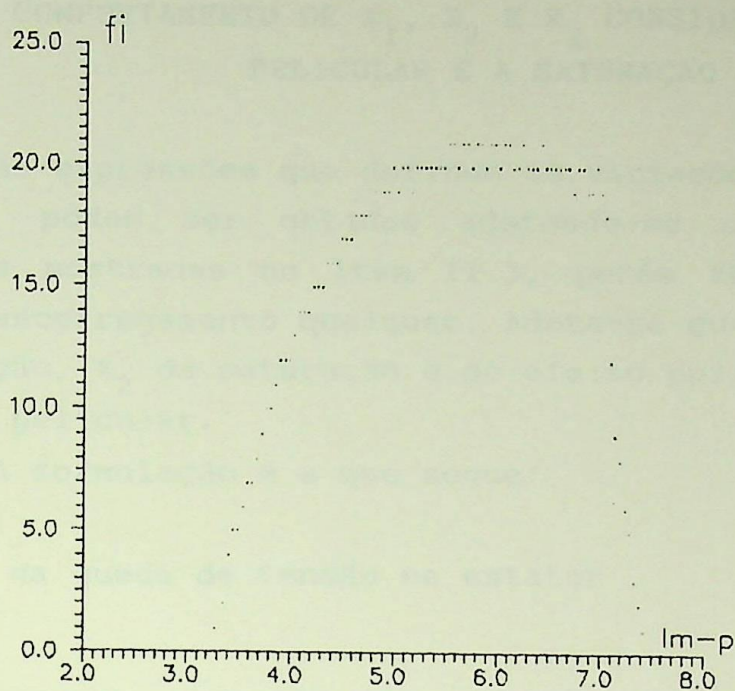


Figura 2.7 - Curva de distribuição estatística relativa à frequência de ocorrências de  $I_{MP}$ .

Os valores médios obtidos foram:

$$\begin{aligned} \bar{\varphi}_{MP} &= 85,4111^\circ \\ \bar{I}_{MP} &= 5,5117 \text{ A} \end{aligned}$$

De onde, resulta:

$$\begin{aligned} \varphi_{MP} &= 85,4111^\circ \\ I_{MP} &= 5,5117 \text{ A} \\ X_{1P} &= 0,8868 \Omega \\ \varphi_{1P} &= 55,5508^\circ \\ I_{2P} &= 139,2405 \text{ A} \\ \varphi_{2P} &= 54,4215^\circ \\ R_{2P} &= 0,4422 \Omega \\ X_{2P} &= 0,6025 \Omega \end{aligned}$$

## II.5 - COMPORTAMENTO DE $X_1$ , $X_2$ E $R_2$ CONSIDERANDO-SE O EFEITO PELICULAR E A SATURAÇÃO

As expressões que definem as variações dos parâmetros  $X_1$ ,  $X_2$  e  $R_2$ , podem ser obtidos adotando-se a mesma filosofia e expressões mostradas no item II.3, porém formuladas para um valor de escorregamento qualquer. Adota-se que  $X_1$  sofre influência da saturação,  $X_2$  da saturação e de efeito pelicular e  $R_2$ , apenas do efeito pelicular.

A formulação é a que segue:

a) Módulo da queda de tensão no estator

$$E_1 = \sqrt{[U_1 - I_M \cdot Z_M \cdot \cos(\varphi_{ZM} - \varphi_M)]^2 + [-I_M \cdot Z_M \cdot \sin(\varphi_{ZM} - \varphi_M)]^2} \quad (2.42)$$

b) Argumento da queda de tensão no estator

$$\varphi_{E1} = \arctg \left[ \frac{-I_M \cdot Z_M \cdot \sin(\varphi_{ZM} - \varphi_M)}{U_1 - I_M \cdot Z_M \cdot \cos(\varphi_{ZM} - \varphi_M)} \right] \quad (2.43)$$

c) Reatância de dispersão do estator

$$X_1 = \sqrt{\left(\frac{E_1}{I_1}\right)^2 - R_1^2} \quad (2.44)$$

d) Módulo da corrente rotórica

$$I_2 = \sqrt{I_1^2 + I_M^2 - 2 \cdot I_1 \cdot I_M \cdot \cos(\varphi_M - \varphi_1)} \quad (2.45)$$

onde:

$$\varphi_1 = \varphi_{Z1} - \varphi_{E_1} \quad (2.46)$$

e,

$$\varphi_{Z1} = \arctg \frac{X_1}{R_1} \quad (2.47)$$

e) Argumento da corrente rotórica

$$\varphi_2 = \varphi_1 - \arcsen \left[ \frac{I_M}{I_2} \cdot \text{sen}(\varphi_M - \varphi_1) \right] \quad (2.48)$$

f) Resistência rotórica

$$\bar{R}_2 = \frac{I_M \cdot \cos \varphi_2}{I_2} \left[ R_M (\cos \varphi_M + \text{tg} \varphi_2 \cdot \text{sen} \varphi_M) + X_M (\text{sen} \varphi_M - \text{tg} \varphi_2 \cdot \cos \varphi_M) \right] \quad (2.49)$$

onde:

$$\bar{R}_2 = \frac{R_2}{\delta} \quad (2.50)$$

g) Reatância de dispersão do rotor

$$X_2 = \bar{R}_2 \cdot \text{tg} \varphi_2 - \frac{I_M}{I_2 \cdot \cos \varphi_2} \cdot (R_M \cdot \text{sen} \varphi_M - X_M \cdot \cos \varphi_M) \quad (2.51)$$

O valor da corrente de estator  $I_1$  determina o ponto em que se deseja encontrar os parâmetros  $X_1$ ,  $X_2$  e  $R_2$ . Definindo-se o número de pontos "N", a corrente estatórica correspondente a cada ponto é dada pela expressão (2.52), ou seja:

$$I_{1(i)} = \left( I_{1P} - \frac{I_{1N}}{2} \right) - (i \cdot \Delta I)^2 \quad (2.52)$$

sendo  $i = 1, 2, 3, \dots, N$ .

Para uma melhor distribuição destes pontos entre as condições de rotor bloqueado e nominal, a taxa de decréscimo da corrente estatórica se apresenta elevada ao quadrado em função do comportamento da corrente estatórica com a velocidade.

Para assegurar soluções compatíveis para os extremos, o primeiro e o último ponto serão iguais a:

$$\left( I_{1p} - \frac{I_{1N}}{2} \right) \text{ e } 2,5 \cdot I_{1N},$$

respectivamente; isto se deve ao fato de que os parâmetros determinados nestas condições, possuirão valores muito próximos aos utilizados como restrições (ou seja, rotor bloqueado e nominal).

Assim, a expressão que define o decremento é dado por (2.53).

$$\Delta I = \frac{\sqrt{\left( I_{1P} - \frac{I_{1N}}{2} \right) - 2,5 \cdot I_{1N}}}{N} \quad (2.53)$$

As restrições anteriormente citadas são:

$$- X_1 > X_{1P} \text{ e } X_1 < X_{1N} \quad (2.54)$$

$$- \varphi_1 > \varphi_{1N} \text{ e } \varphi_1 < \varphi_{1P} \quad (2.55)$$

$$- \varphi_2 > \varphi_{2N} \text{ e } \varphi_2 < \varphi_{2P} \quad (2.56)$$

$$- \bar{R}_2 > R_{2P} \text{ e } \bar{R}_2 < R_{2N}/\Delta_N \quad (2.57)$$

$$- X_2 > X_{2P} \text{ e } X_2 < X_{2N} \quad (2.58)$$

Sendo os limites adotados para  $\varphi_M$  e  $I_M$  iguais a:

$$60^\circ < \varphi_M < 120^\circ \quad (2.59)$$

e,

$$\frac{1}{5} I_{MP} < I_M < \frac{3}{2} I_{MN} \quad (2.60)$$

Os escorregamentos correspondentes as correntes de estator determinados por (2.52) podem ser obtidos admitindo-se que  $R_2$  varia proporcionalmente a  $\delta^{3/2}$  [3], o que corresponde a uma aproximação das curvas previstas de acordo com a teoria da gaiola retangular profunda e a da dupla-gaiola.

Desta forma, tem-se:

$$R_2 = R_{2N} + (R_{2P} - R_{2N}) \cdot \delta^{3/2} \quad (2.61)$$

Levando-se em conta a expressão (2.50), vem:

$$\bar{R}_2 = \frac{R_{2N}}{\delta} + (R_{2P} - R_{2N}) \cdot \delta^{1/2} \quad (2.62)$$

A solução de (2.62) em " $\delta$ " é obtida através de métodos numéricos, tais como o método de Newton-Raphson; logo:

$$\delta(i+1) = \delta(i) - \frac{f[\delta(i)]}{f'[\delta(i)]} \quad (2.63)$$

onde:

$$f[\delta(i)] = \frac{R_{2N}}{\delta} + (R_{2P} - R_{2N}) \cdot \delta^{1/2} - \bar{R}_2 \quad (2.64)$$

e,

$$f'[\delta(i)] = -\frac{R_{2N}}{\delta^2} + \frac{1}{2} \cdot (R_{2P} - R_{2N}) \cdot \delta^{-1/2} \quad (2.65)$$

Através de regressão polinomial determina-se as expressões que melhor definem o comportamento de  $X_1$ ,  $X_2$  e  $R_2$  em função de  $\delta$ , conforme os pontos calculados. Para o motor citado anteriormente, tem-se:

$$X_1 = 1,7943 - 2,7880.\delta + 1,4746.\delta^2 + 2,0026.\delta^3 - 1,6466.\delta^4 \quad \Omega$$

$$X_2 = 1,8859 - 5,3504.\delta + 7,8861.\delta^2 - 4,4582.\delta^3 + 0,6391.\delta^4 \quad \Omega$$

$$R_2 = 0,3116 + 0,0276.\delta + 0,1828.\delta^2 - 0,1280.\delta^3 + 0,0482.\delta^4 \quad \Omega$$

As Figuras 2.8, 2.9 e 2.10 ilustram para o citado motor, o comportamento de  $X_1$ ,  $X_2$  e  $R_2$  com a velocidade, respectivamente.

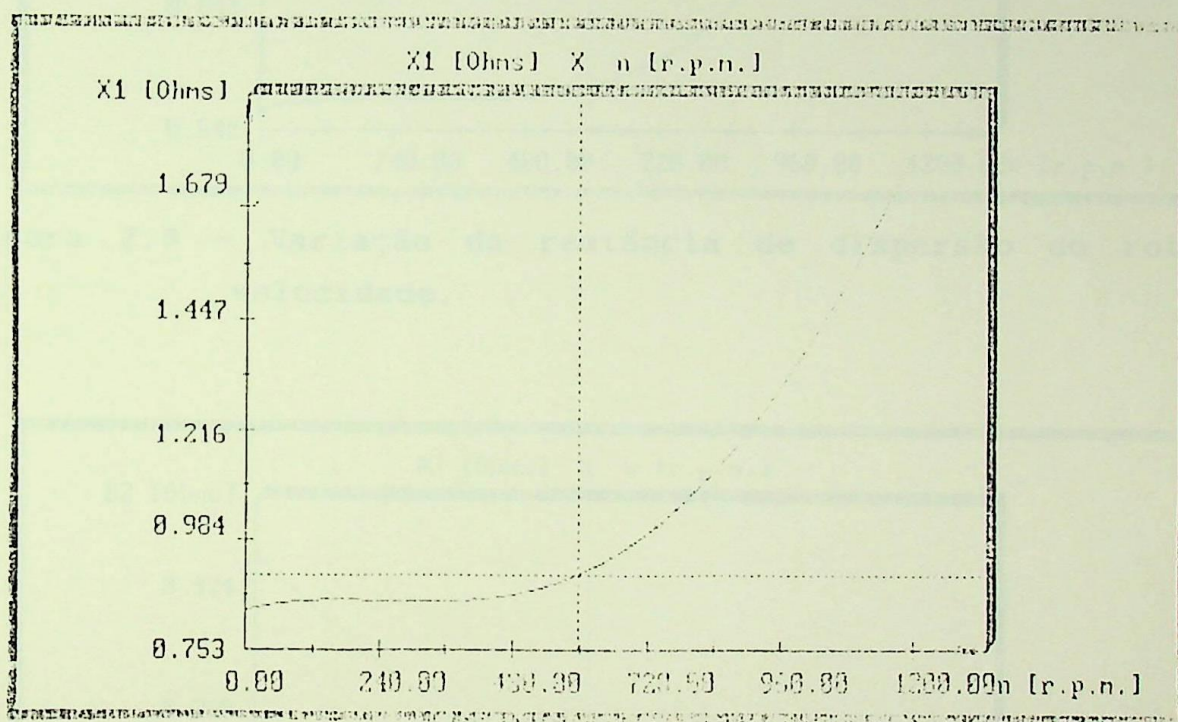


Figura 2.8 - Variação da reatância de dispersão do estator com a velocidade.

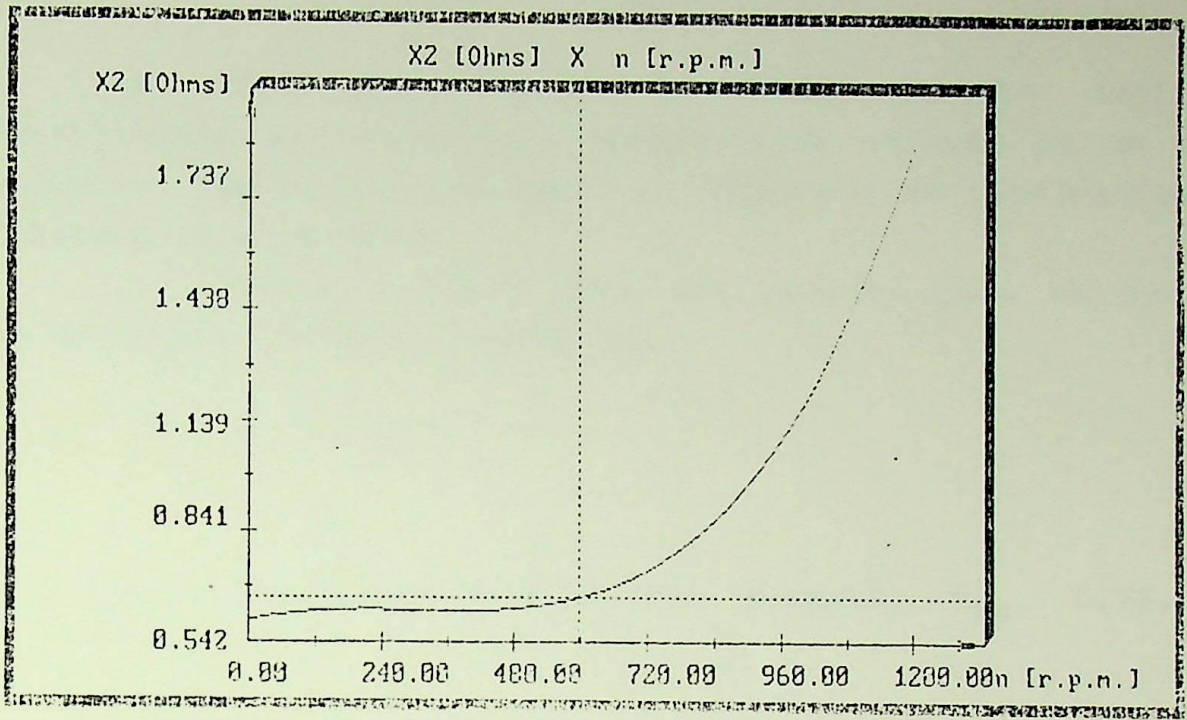


Figura 2.9 - Variação da reatância de dispersão do rotor com velocidade.

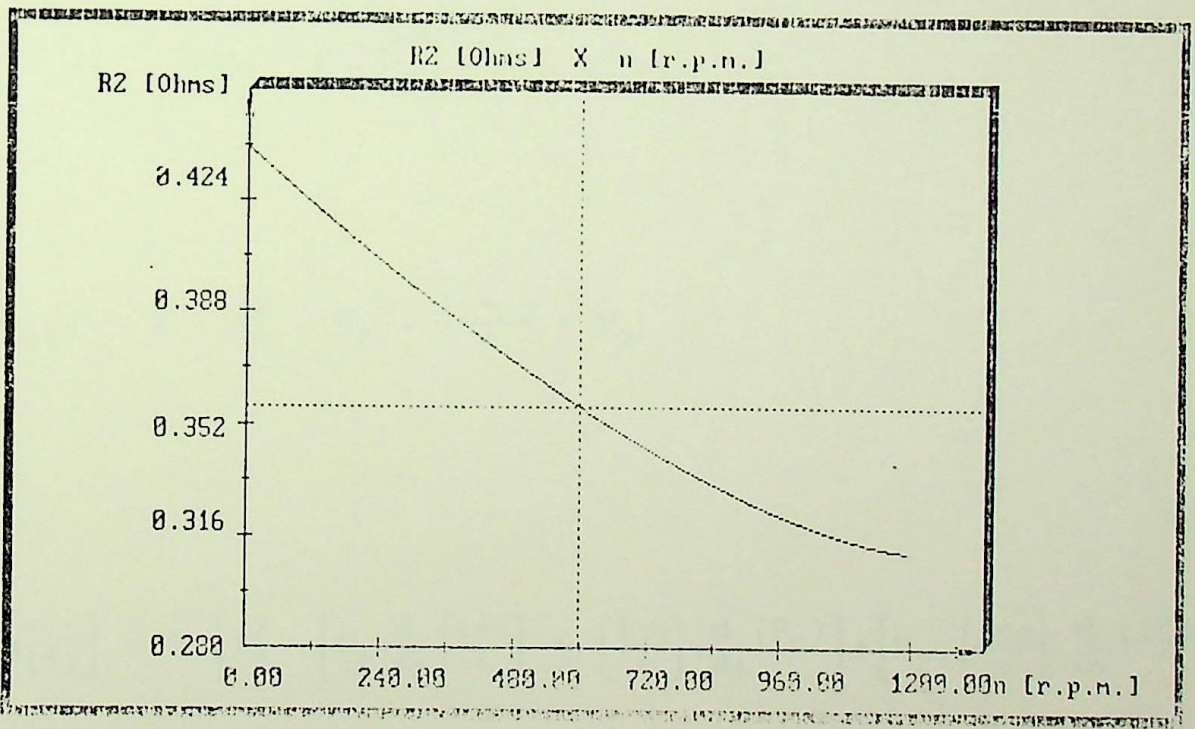


Figura 2.10 - Variação da resistência rotórica com a velocidade.

## II.6 FATOR DE POTÊNCIA E RENDIMENTO EM FUNÇÃO DE DIVERSOS VALORES DE POTÊNCIA NO EIXO

A determinação destas grandezas permite avaliar a adequabilidade da metodologia desenvolvida através de um estudo comparativo com os valores dados em catálogos de fabricantes e/ou de resultados de ensaios.

A expressão (2.4) pode ser escrita para um valor de escorregamento qualquer através de:

$$P_2 = 3 \cdot I_2^2 \cdot R_2 \cdot \frac{1 - \delta}{\delta} \quad (2.66)$$

onde:

$P_2$  - potência disponível no eixo (por exemplo,  $P_{2N}$ ,  $0,75 \cdot P_{2N}$  e  $0,50 \cdot P_{2N}$ )

Como a corrente e resistência rotórica variam com a velocidade, a solução de (2.66) em " $\delta$ " é obtida empregando-se o método de Newton-Raphson; assim:

$$\delta(i+1) = \delta(i) - \frac{f[\delta(i)]}{f'[\delta(i)]} \quad (2.67)$$

onde:

$$f[\delta(i)] = 3 \cdot I_2^2 \cdot R_2 \cdot \frac{1 - \delta}{\delta} - P_2 \quad (2.68)$$

e,

$$f'[\delta(i)] = 3 \cdot \left\{ I_2^2 \cdot \left[ R_2 \cdot \frac{d}{d\delta} \left( \frac{1-\delta}{\delta} \right) + \left( \frac{1-\delta}{\delta} \right) \cdot \frac{d}{d\delta} (R_2) \right] + \left[ R_2 \cdot \left( \frac{1-\delta}{\delta} \right) \cdot \frac{d}{d\delta} (I_2^2) \right] \right\} \quad (2.69)$$

As expressões das derivadas contidas em (2.69), encontram-se no Anexo I.

Com o valor do escorregamento correspondente a potência dada, o fator de potência é determinado pelo cosseno do argumento da impedância equivalente ( $Z$ ), uma vez que a tensão de alimentação é adotada na referência; assim:

$$\dot{Z} = Z_R + jZ_I \quad (2.70)$$

onde:

$$Z_R = R_1 + \frac{\frac{R_2}{\delta} \left[ R_M \cdot \left( \frac{R_2}{\delta} + R_M \right) + X_M^2 \right] + R_M \cdot X_2^2}{\left( \frac{R_2}{\delta} + R_M \right)^2 + \left( X_2 + X_M \right)^2} \quad (2.71)$$

e,

$$Z_I = X_1 + \frac{X_2 \left[ X_M \cdot \left( X_2 + X_M \right) + R_M^2 \right] + X_M \cdot \left( \frac{R_2}{\delta} \right)^2}{\left( \frac{R_2}{\delta} + R_M \right)^2 + \left( X_2 + X_M \right)^2} \quad (2.72)$$

Logo:

$$\cos \varphi_1 = \cos \left( \arctg \frac{Z_I}{Z_R} \right) \quad (2.73)$$

A relação entre a potência dada e a potência ativa consumida fornece o valor do rendimento e, portanto:

$$\eta\% = \frac{P_2}{U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1} \times 100 \quad (2.74)$$

onde:

$$I_1 = \frac{U_1}{\sqrt{Z_R^2 + Z_I^2}} \quad (2.75)$$

Resultando para o motor em questão:

cosφ a 100% de carga .....	73,76 %;
cosφ a 75% de carga .....	67,88 %;
cosφ a 50% de carga .....	56,73 %;
η a 100% de carga .....	86,01 %;
η a 75% de carga .....	85,66 %;
η a 50% de carga .....	83,10 %.

Note-se a boa conformidade dos resultados obtidos com aqueles de entrada fornecidos anteriormente.

## II.7 - COMENTÁRIOS FINAIS

A formulação apresentada é facilmente implementável em microcomputadores, necessitando apenas da configuração mínima (ou seja, 640 Kb de memória RAM, 1 drive de 360 Kb e adaptador gráfico CGA).

O programa implementado foi desenvolvido em linguagem C, sendo algumas de suas telas apresentadas no Anexo IV.

## CAPÍTULO III

### VALIDADE EXPERIMENTAL DA METODOLOGIA DESENVOLVIDA

#### RESUMO

De forma a verificar a sensibilidade, aplicabilidade e exatidão da metodologia desenvolvida, este capítulo apresenta um estudo comparativo entre esta e 94 resultados de avaliações de motores com potência entre 3 e 2250 CV, ensaiados por diferentes normas internacionais. As estatísticas dos resultados são apresentadas conforme a faixa de potência dos citados motores.

#### III.1 - INTRODUÇÃO

O desenvolvimento teórico mostrado no capítulo anterior é avaliado a seguir em termos experimentais, visando a verificar a sua sensibilidade, aplicabilidade e exatidão. Para tanto, foi elaborado um estudo comparativo entre os resultados obtidos com o emprego da metodologia e os ensaios normalizados.

As grandezas básicas de entrada (ou seja, a potência, tensão e corrente nominais, velocidade síncrona e nominal, corrente de partida e conjugado máximo) foram obtidas dos citados ensaios; desta forma, utilizou-se tais valores como se fossem aqueles fornecidos em catálogo de fabricantes.

Note-se que tal atitude apresenta como aspecto positivo, tornar possível avaliar-se os motores de forma individual em uma condição específica de trabalho (por exemplo, em uma certa temperatura) permitindo a adoção de uma mesma base para comparações.

Além disto, utilizando-se apenas dados de catálogos para as comparações, poder-se-ia levantar algumas restrições quanto à sua validade; isto se deve, principalmente, a incerteza quanto a origem de tais informações, ou seja, há dúvidas se os valores fornecidos são típicos, médios ou garantidos, se as perdas adicio

nais e dos mancais estão inclusas na sua determinação e qual foi o método de ensaio para obtê-los, como citado anteriormente.

O universo de estudo foi o de 94 avaliações, provenientes da aplicação dos métodos preferenciais de duas normas amplamente utilizadas no setor [7, 8], como descrito nos próximos tópicos.

As potências dos motores empregados estão entre 3 e 2250 CV e, desta forma, as estatísticas de resultados são apresentados conforme quatro faixas, ou seja: 3 a 10 CV, 11 a 30 CV, 31 a 100 CV e maiores que 100 CV.

### III.2 - DISCUSSÃO SOBRE NORMAS E PROCEDIMENTOS DE ENSAIOS

São consideradas como características de desempenho do motor as relações entre tensão, corrente, potência absorvida junto ao alimentador, conjugado, velocidade, potência no eixo, fator de potência e rendimento.

Os benefícios de levantá-la são, de uma forma geral:

- a) confirmar as características de projeto, bem como, o comportamento das perdas;
- b) verificar que os dispositivos de comando e proteção estão adequados para o motor específico;
- c) avaliar se os dados garantidos estão corretos, especialmente, o rendimento e comportamento da corrente em função da carga a uma tensão específica;
- d) identificar o ponto de operação mais econômico;
- e) confirmar se uma unidade reparada ainda mantém as características originais ou avaliar as mudanças ocorridas;
- f) avaliar a propriedade de aplicação do motor para as condições operacionais da carga.

Assim, em resumo, o seu conhecimento é interessante pois permite determinar o comportamento de um motor novo ou reformado quando estiver em operação, bem como, de parâmetros operativos que podem ser esperados. Além disto, os resultados possibilitam avaliar uma máquina de características desconhecidas para uma possível substituição por outra de concepção mais moderna e eficiente.

As principais normas aceitas internacionalmente, quanto a

ensaios de rendimento dos motores de indução (as demais grandezas são obtidas durante a sua realização), são a IEEE std 112 [7], IEC Pub 34-2 [8], NEMA std MG 1 [9] e JEC std 37 [10]; a brasileira NBR 5383 [11] baseia-se, em grande parte na IEEE std 112.

A IEEE std 112 possui duas categorias de ensaios, os com medição direta e os de adição das perdas. Na primeira categoria encontram-se os métodos A, B, e C, ou seja:

#### **a) MÉTODO A: Freio**

Exige o acoplamento do motor a um freio, o qual deve ter suas perdas conhecidas para cada ponto de operação (ou seja, deve ser "calibrado"). Executando-se a leitura das grandezas elétricas de saída do gerador e descontando-se as suas perdas (previamente conhecidas) determina-se a potência e a velocidade (e portanto, o conjugado) no eixo. Com a leitura da potência elétrica absorvida pelo motor, calcula-se o rendimento e demais grandezas para várias cargas, se desejado;

#### **b) MÉTODO B: Dinamômetro**

Neste caso, o gerador de corrente contínua possui a carcaça livre e um braço. Ao se aplicar carga, a carcaça se movimenta e é possível medir-se seu peso através de uma balança ou célula de carga colocadas na extremidade do braço. A multiplicação desta leitura pela distância do ponto de aplicação ao centro do eixo, fornece o conjugado desenvolvido para aquela situação. Medindo-se a velocidade e a potência absorvida pelo motor junto à rede, calcula-se o rendimento e as demais grandezas;

Ainda é possível utilizar-se de transdutores de torque, inseridos entre o motor e o dinamômetro e que permitem a leitura direta do conjugado, velocidade e potência no eixo do conjunto.

#### **c) MÉTODO C: Oposição**

Exige duas máquinas iguais, mecanicamente acopladas e eletricamente conectadas à fontes de energia, onde uma delas deverá ter frequência ajustável (é conhecido também por "back-to-back").

Na segunda categoria, tem-se:

**a) MÉTODO E: Adição das Perdas**

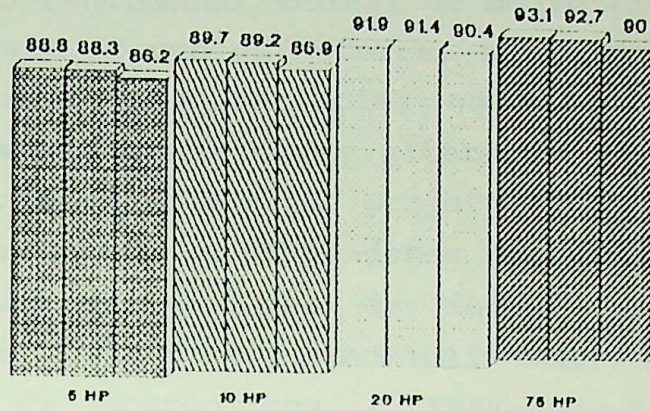
Verifica-se a potência elétrica da entrada e subtrai-se as perdas ensaiadas em separado, obtendo-se a potência no eixo;

**b) MÉTODO F: Circuito Equivalente**

O desempenho do motor é obtido através do circuito equivalente; entretanto, a natureza não linear dos parâmetros do circuito, obrigam a um grande cuidado na execução do ensaio. A frequência das tensões do alimentador devem ser inferiores à nominal, exigindo-se fontes especiais para a sua execução.

Os métodos da IEC-34-2 são, basicamente, os citados; entretanto, o preferido é o de adição das perdas (método E da IEEE-std 112), diferenciando-se na maneira de correção de temperatura e na avaliação das perdas adicionais. Os métodos da JEC-std 37 são semelhantes ao de IEEE-std 112, não sendo aplicável o método C. O método preferido pela norma é o do diagrama circular, exigindo-se ensaios com frequências do alimentador inferiores à nominal do motor. A NEMA adota como procedimento normalizado, o método B da IEEE-std 112, incluindo um tratamento específico das perdas adicionais.

A determinação do rendimento do motor pelos métodos existentes é, por si só, um problema, pois todos são falhos e apresentam divergências nos resultados. Quanto a este aspecto, Andreas [1] fornece um exemplo das diferenças que existem nos valores de rendimento quando se ensaia um mesmo motor utilizando-se de procedimentos diferentes, os quais são mostrados na Figura 3.1.



RENDIMENTOS CONFORME AS NORMAS  
(EM SEQUENCIA PARA CADA MOTOR):  
JEC 37 ; IEC 34-2 ; IEEE 112-B

Figura 3.1 - Rendimentos obtidos utilizando-se dos procedimentos de diferentes normas (Fonte: Andreas [1] p. 53)

Conforme afirma Andreas [1], as discrepâncias nos resultados devem-se às perdas adicionais e, baseando-se neste pressuposto, a NEMA conduziu ensaios com fabricantes utilizando-se do método B do IEEE, com e sem tratamento das perdas adicionais obtendo-se os resultados mostrados na tabela 3.1.

POT. (HP)	Sem Tratamento		Com Tratamento	
	$\eta$ médio%	Desvio	$\eta$ médio%	Desvio
5	86,3	2,0	87,1	0,7
25	89,6	1,3	89,5	0,8
100	92,7	1,3	91,9	0,9

TABELA 3.1 - Variação em dados de ensaios (Fonte: Andreas [1] pp.54)

Observe-se que é um fato estatístico que a característica de uma população de um produto, geralmente, será distribuída conforme uma curva de Gauss [12]. O fator de ponderação em qualquer ponto é proporcional à frequência de ocorrências.

No caso de motores elétricos, a variação das perdas para a população de motores de um dado projeto é aquela no qual 97,7% dos motores possuam um rendimento acima do rendimento mínimo

definido pela variação das perdas do motor de  $\pm 20\%$  das perdas correspondentes ao rendimento nominal ou médio [1]; naturalmente; isto se deve ao fato de que os motores, assim como qualquer outro produto, estão sujeitos à variações no material, processos de fabricação e ensaios, o que causa alteração no rendimento de um motor para outro, embora com mesmo projeto.

Conseqüentemente, a NEMA adotou em sua norma MG 1 - 12.53 b, a recomendação que motores de indução polifásicos sejam especificados com o rendimento nominal NEMA (ou NEMA NOMEFF) quando testados de acordo com a IEEE-std 112, método do dinamômetro, com tratamento das perdas adicionais. Além disto, um valor mínimo de rendimento foi desenvolvido para cada valor de rendimento nominal. Portanto, a NEMA admite uma faixa de valores de rendimento para um dado motor, baseada em distribuição estatística, resultando em diferenças de até 4,5 pontos percentuais. Em relação à JEC std 37, Ishizaki e Hiragama [13] propõe alterações em alguns de seus procedimentos, visando obter uma maior precisão nas características calculadas.

Observe-se que, mesmo em ensaios que utilizem dinamômetro (IEEE 112, método B) há diversas fontes de imprecisões, tais como as dos instrumentos, as do dinamômetro e as de calibração dos instrumentos e do dinamômetro.

A figura 3.2 ilustra a montagem geral deste ensaio.

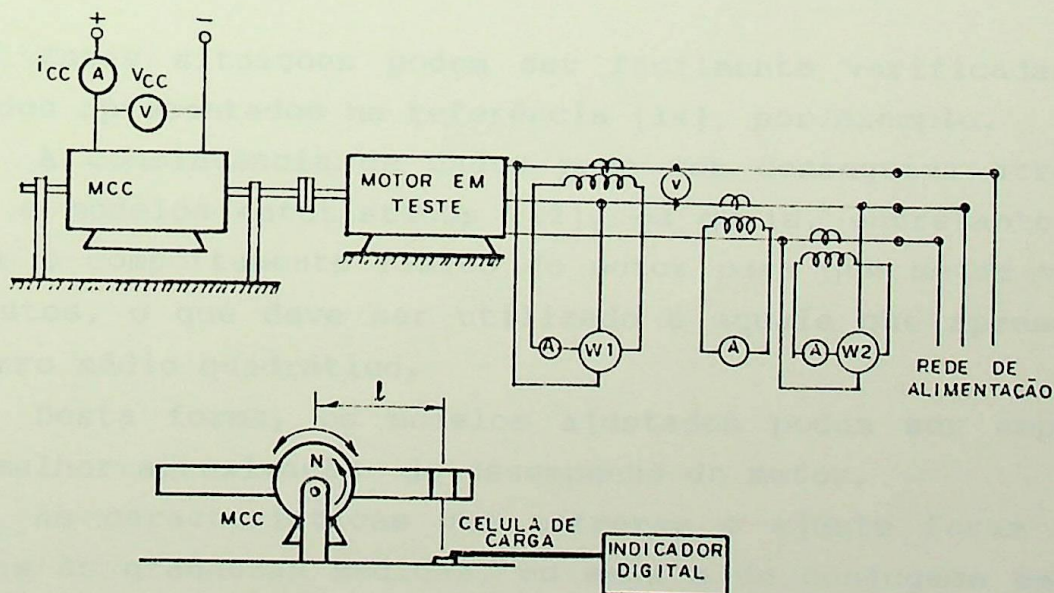


Figura 3.2 - Levantamento das características de desempenho através do dinamômetro (Metodo B - IEEE)

### III.3 - AJUSTES ESTATÍSTICOS PARA OS RESULTADOS DE ENSAIOS

#### III.3.1 - NECESSIDADE DE AJUSTE

Há a necessidade de tratamento estatístico de quaisquer resultados de ensaios, de forma a verificar os erros inerentes (ou sistemáticos) aos procedimentos utilizados, às medições e às extrapolações [4]. Observe-se que as recomendações da NEMA [9] são neste sentido e que, mesmo empregando-se métodos considerados como precisos, como o dinamômetro, tais erros estão presentes; como exemplo pode-se citar:

- a) Diminuição da velocidade quando a carga no eixo do motor diminui, em relação a uma medição anterior;
- b) Velocidade constante com aumento da carga;
- c) Velocidade constante com redução brutal de carga em relação a uma medição anterior, não estando o motor operando com carga leve no eixo;
- d) Velocidades diferentes para cargas iguais no eixo, inexistindo o controle de velocidade. (Neste caso, pode-se argumentar que se as temperaturas dos enrolamentos forem diferentes no momento do ensaio, a velocidade será afetada; no entanto, isto não se justifica, pois as características de desempenho devem se referir a uma temperatura base).

Estas situações podem ser facilmente verificadas pelos resultados apresentados na referência [14], por exemplo.

A consistência de dados pode ser conseguida através de ajustes a modelos estatísticos [12], os quais, entretanto, devem refletir o comportamento físico do motor para que sejam válidos; entre estes, o que deve ser utilizado é aquele que apresentar o menor erro médio quadrático.

Desta forma, os modelos ajustados podem ser empregados como a melhor aproximação do desempenho do motor.

As características que sofreram o ajuste foram aquelas relativas às grandezas medidas, ou seja a de conjugado em função da velocidade ( $M = f(n)$ ), corrente do estator em função da velocidade ( $I = f(n)$ ) e a potência elétrica absorvida em função da velocidade ( $P_{el} = f(n)$ ).

### III.3.2 - MODELOS ESTATÍSTICOS UTILIZADOS

#### III.3.2.1 - CARACTERÍSTICA $M = f(n)$

Baseando-se na teoria de motores de indução trifásicos e no equacionamento de seu circuito equivalente [6], desenvolveu-se três modelos estatísticos aplicáveis à região de operação estável do motor, os quais são descritos a seguir:

##### a) MODELO 1

Neste modelo considera-se como simplificação que os parâmetros não variam na região de operação do motor o que equivale a linearização da característica; assim, tem-se que:

$$M = a_0 + a_1 n \quad (3.1)$$

##### b) MODELO 2

Neste modelo adicionou-se um novo termo à expressão (3.1) de forma a considerar-se os erros sistemáticos.

A expressão representativa do modelo é:

$$M = a_0 + a_1 n + a_2 n^2 \quad (3.2)$$

##### c) MODELO 3

Como, na realidade, alguns dos parâmetros da máquina variam com a velocidade no decorrer da operação, adicionou-se um novo termo à expressão (3.2) na tentativa de representar este fato, ou seja:

$$M = a_0 + a_1 n + a_2 n^2 + a_3 n^3 \quad (3.3)$$

A utilização de polinômios de ajustes com grau superior a 3 foram desconsiderados devido à inexistência de suporte teórico, com o qual fosse possível representar o comportamento físico da máquina.

O ajuste das curvas foi executado utilizando-se a regressão polinomial [12].

### III.3.2.2 - CARACTERÍSTICA $I = f(n)$

Para a característica  $I = f(n)$  também foram pesquisados três modelos, aplicáveis à região de operação estável do motor, os quais são descritos a seguir:

#### a) MODELO 1

Adota-se a simplificação de uma variação linear da corrente em função da velocidade desenvolvida, considerando-se que os parâmetros do motor não variam; desta forma, tem-se:

$$I = a_0 + a_1 n \quad (3.4)$$

#### b) MODELO 2

De forma a considerar os erros sistemáticos acrescentou-se um novo termo à expressão (3.4) resultando em:

$$I = a_0 + a_1 n + a_2 n^2 \quad (3.5)$$

#### c) MODELO 3

Este modelo incorpora um termo adicional ao descrito por (3.5) na tentativa de se considerar a variação dos parâmetros com a velocidade de operação; assim, resulta:

$$I = a_0 + a_1 n + a_2 n^2 + a_3 n^3 \quad (3.6)$$

A utilização de polinômios com grau superior a 3 foi desconsiderada devido à inexistência do suporte teórico, com o qual fosse possível representar o comportamento físico da máquina.

O ajuste das curvas foi executado utilizando-se a regressão polinomial [12].

### III.3.2.3 - CARACTERÍSTICA $P_{el} = f(n)$

Modelos semelhantes aos anteriores foram aplicados para esta característica, pelos mesmos motivos expostos; sendo assim, tem-se:

#### a) MODELO 1

$$P_{el} = a_0 + a_1 n \quad (3.7)$$

#### b) MODELO 2

$$P_{el} = a_0 + a_1 n + a_2 n^2 \quad (3.8)$$

#### c) MODELO 3

$$P_{el} = a_0 + a_1 n + a_2 n^2 + a_3 n^3 \quad (3.9)$$

### III.4 - MODELOS ESTATÍSTICOS OBTIDOS

Para a posterior comparação com a metodologia proposta foram levantados os resultados de ensaios de 94 motores em uma faixa de potência compreendida entre 3 e 2250 CV. Os dados foram obtidos junto à fabricantes, na referência [14], e em laboratório durante o desenvolvimento deste trabalho.

Deve-se observar que 40 motores foram ensaiados conforme a IEEE std-112 - método B [7] ou equivalente e 54 pela IEC-34-2 [8], formando um universo de 94 avaliações. A figura 3.3 fornece a distribuição de motores por faixa de potência.

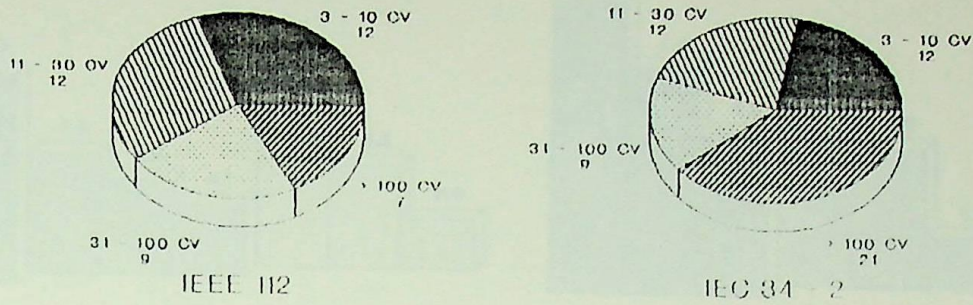
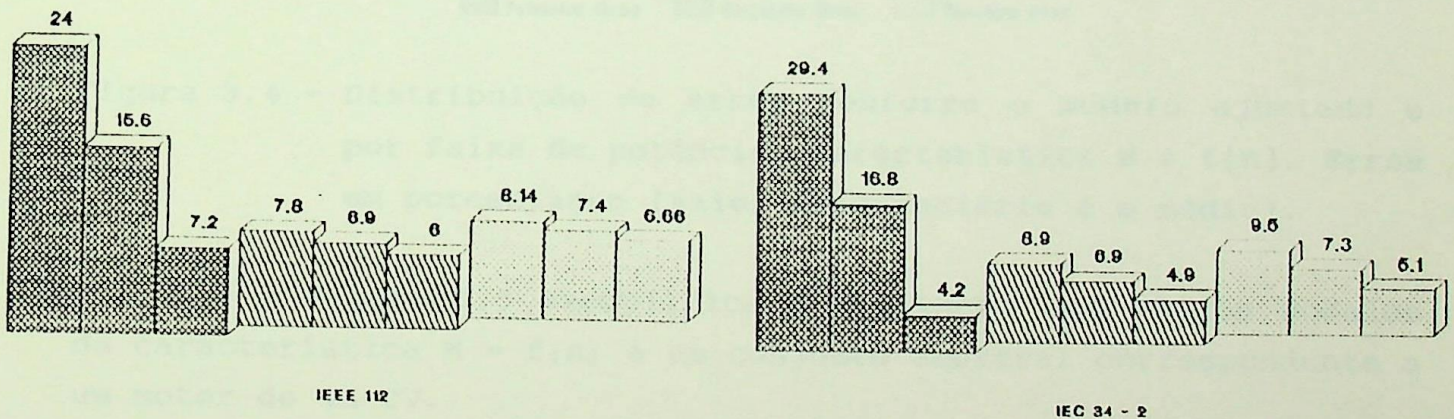


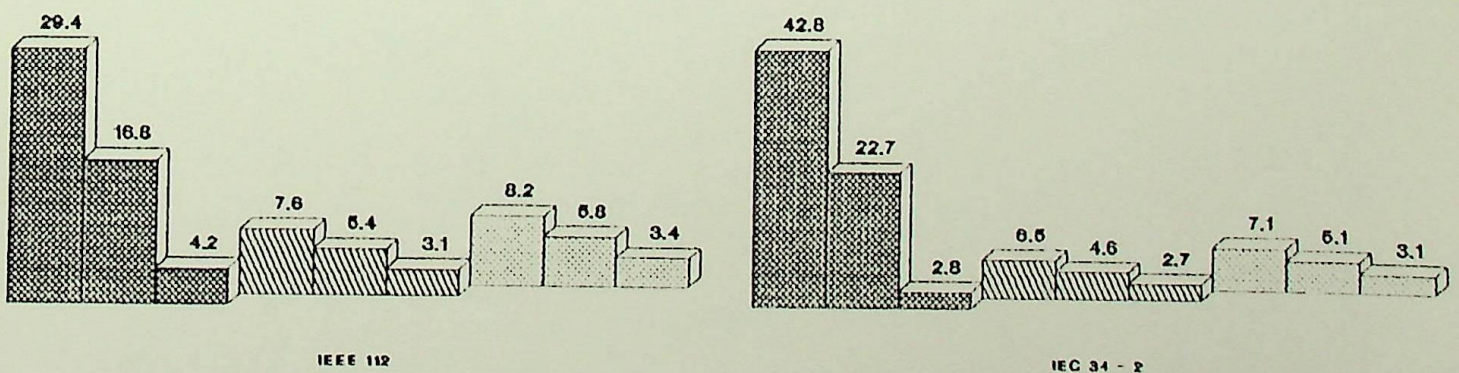
Figura 3.3 - Motores ensaiados conforme as várias normas - Distribuição por faixa de potência.

O erro considerado para verificar a adequabilidade dos ajustes foi o médio quadrático, corrigido para pequenas amostras [12].

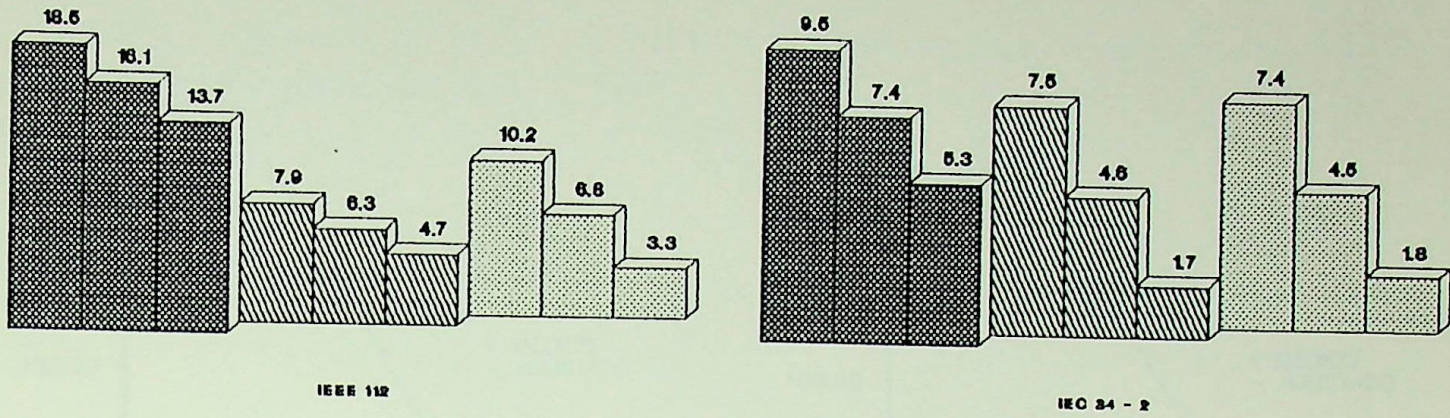
A título ilustrativo a figura 3.4 apresenta a distribuição de erros resultante da aplicação dos vários modelos relativos à característica  $M = f(n)$ , considerando-se as normas IEEE-std 112 e IEC-34-2.



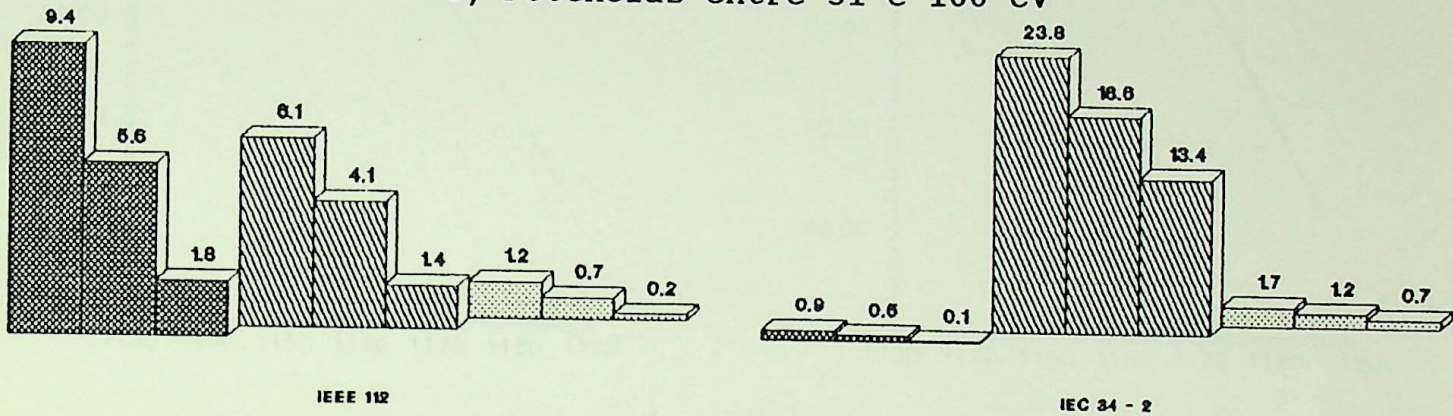
a) Potências entre 3 e 10 CV



b) Potências entre 11 e 30 CV



c) Potências entre 31 e 100 CV

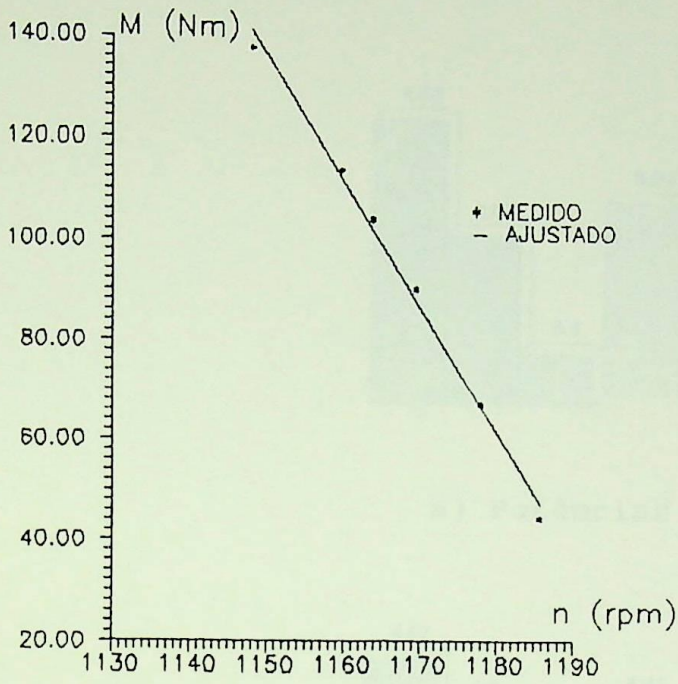


d) Potências maiores que 100 CV

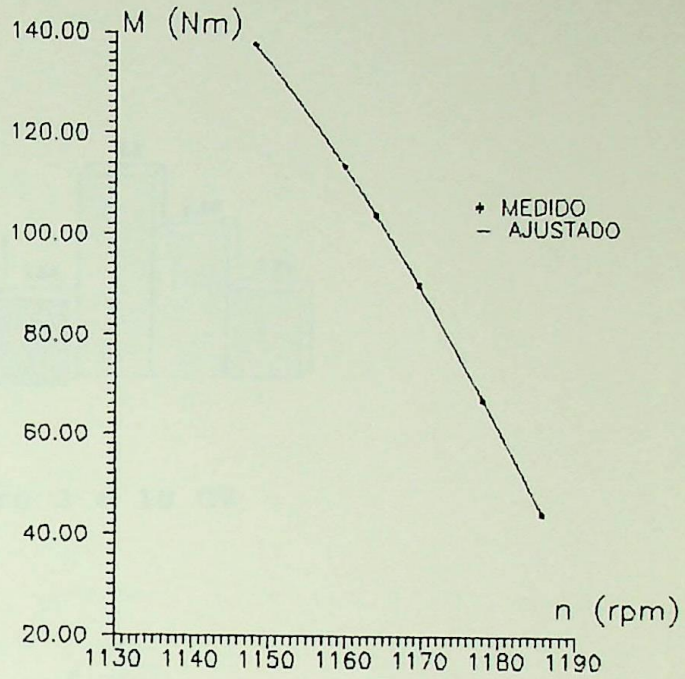
Primeiro Grau    Segundo Grau    Terceiro Grau

Figura 3.4 - Distribuição de erros conforme o modelo ajustado e por faixa de potência. Característica  $M = f(n)$ . Erros em porcentagem (valor intermediário é o médio).

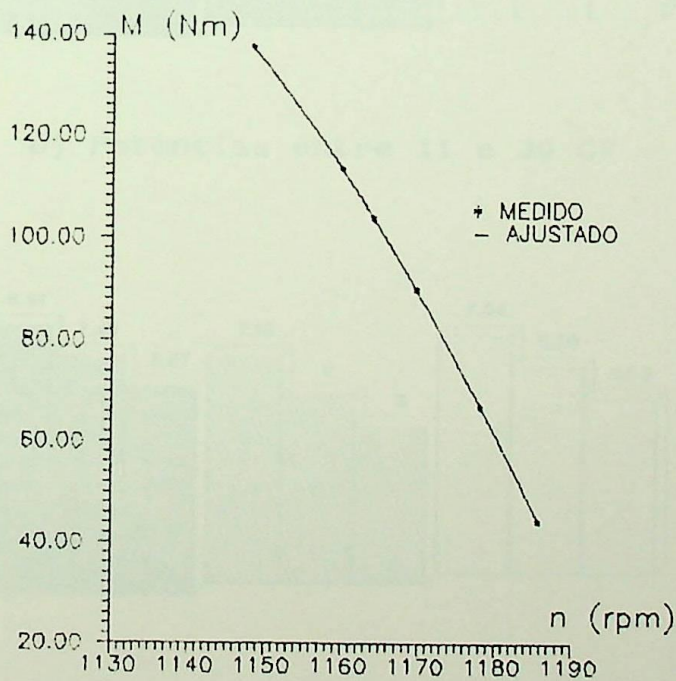
A Figura 3.5 exemplifica a aplicação dos vários modelos de característica  $M = f(n)$  a um conjunto amostral correspondente a um motor de 15 CV.



a) Modelo 1



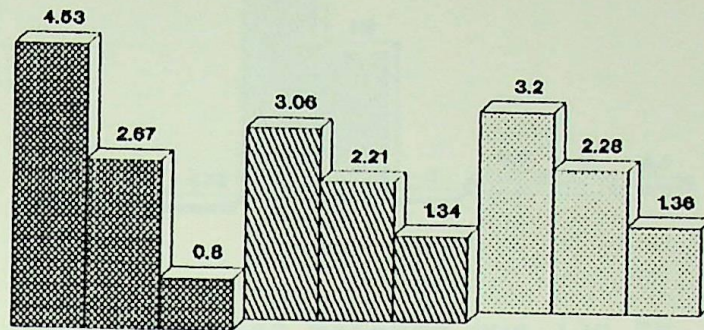
b) Modelo 2



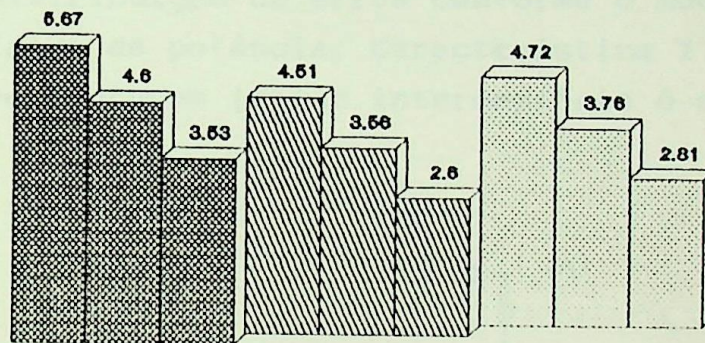
c) Modelo 3

Figura 3.5 - Exemplo de aplicação dos modelos. Motor de 15 CV. Característica  $M = f(n)$ .

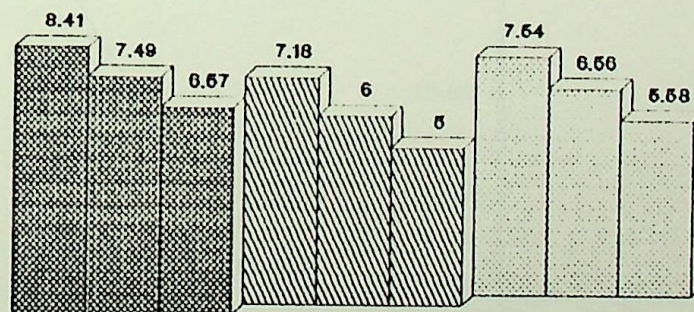
As Figuras 3.6 e 3.7, apresentam as mesmas grandezas para a característica  $I = f(n)$ .



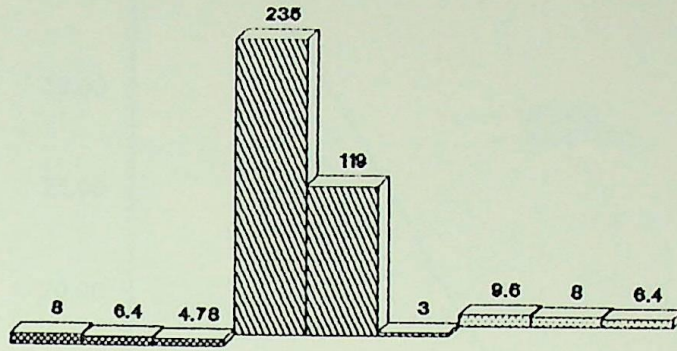
a) Potências entre 3 e 10 CV



b) Potências entre 11 e 30 CV



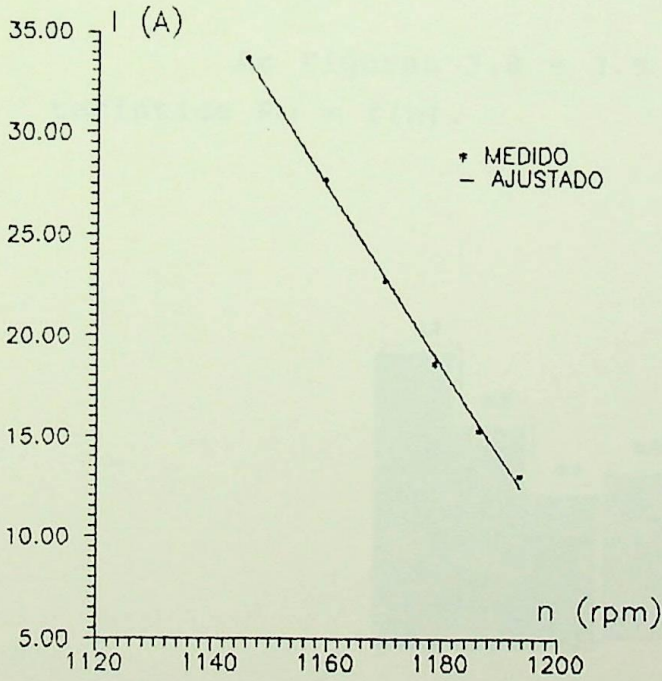
c) Potências entre 31 e 100 CV



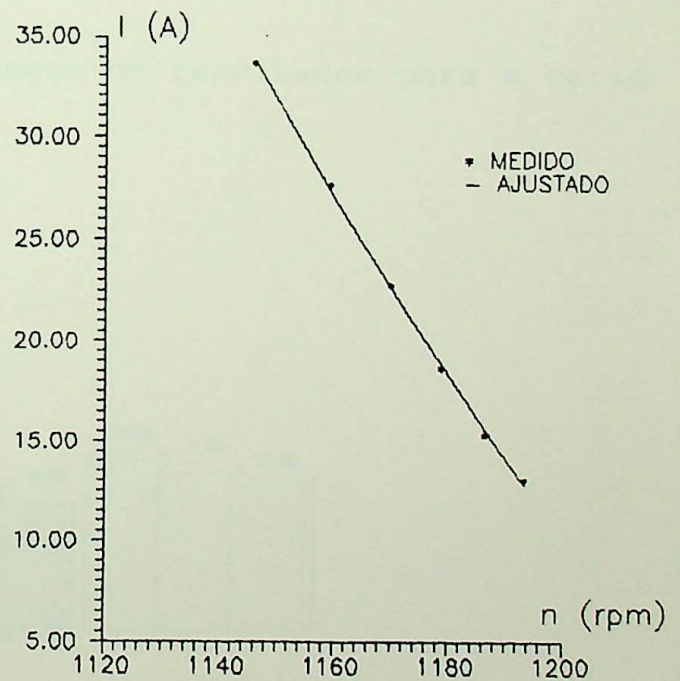
d) Potências maiores que 100 CV

▨ Primeiro Grau   ▩ Segundo Grau   ▤ Terceiro Grau

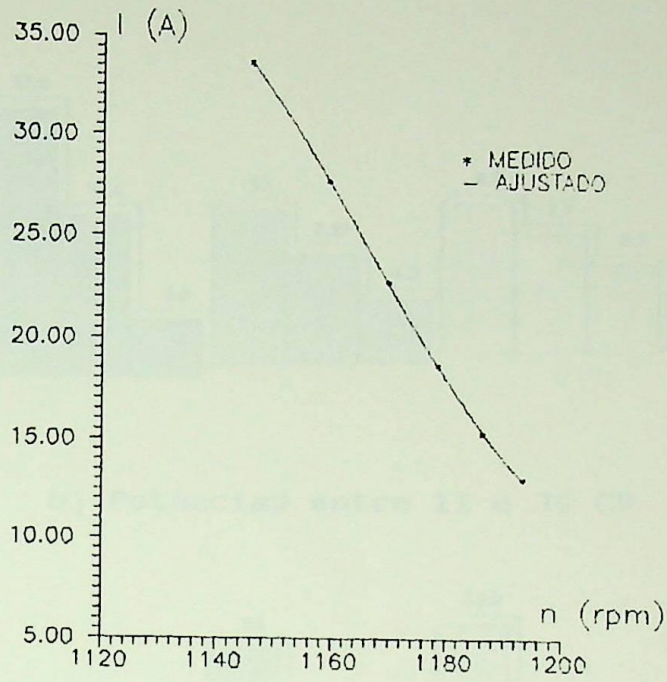
Figura 3.6 - Distribuição de erros conforme o modelo ajustado por faixa de potência. Característica  $I = f(n)$ . Erros em porcentagem (valor intermediário é o médio).



a) Modelo 2



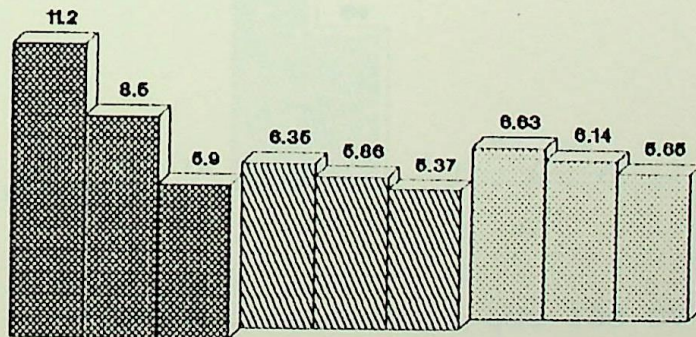
b) Modelo 1



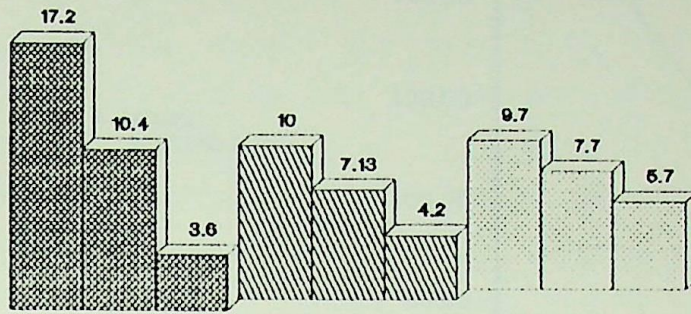
c) Modelo 3

Figura 3.7 - Exemplo de aplicação dos modelos. Motor de 15 CV.  
Característica  $I = f(n)$

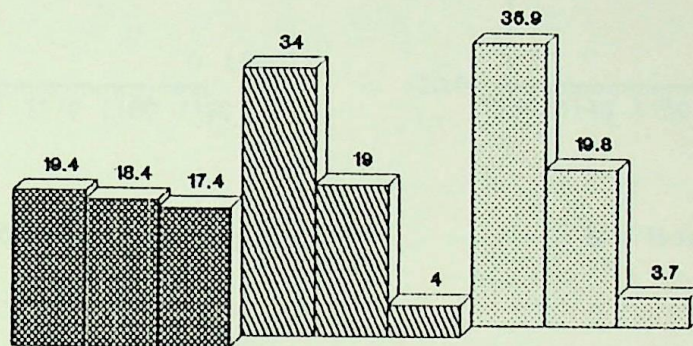
As Figuras 3.8 e 3.9 fornecem os resultados para a característica  $P_{el} = f(n)$ .



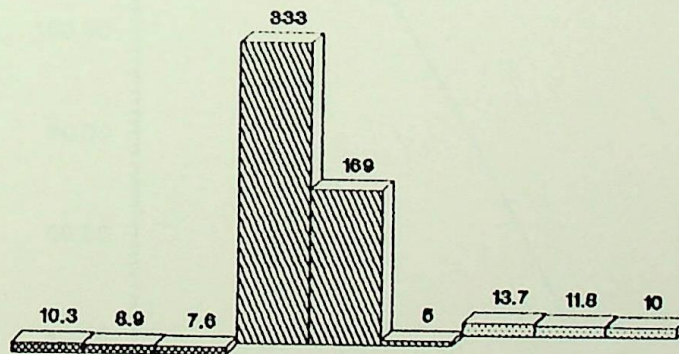
a) Potências entre 3 e 10 CV



b) Potências entre 11 e 30 CV



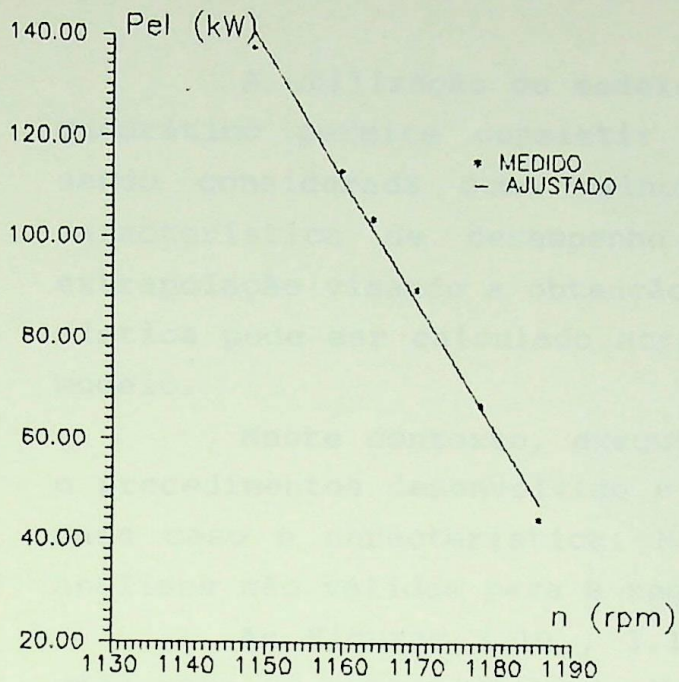
c) Potências entre 31 e 100 CV



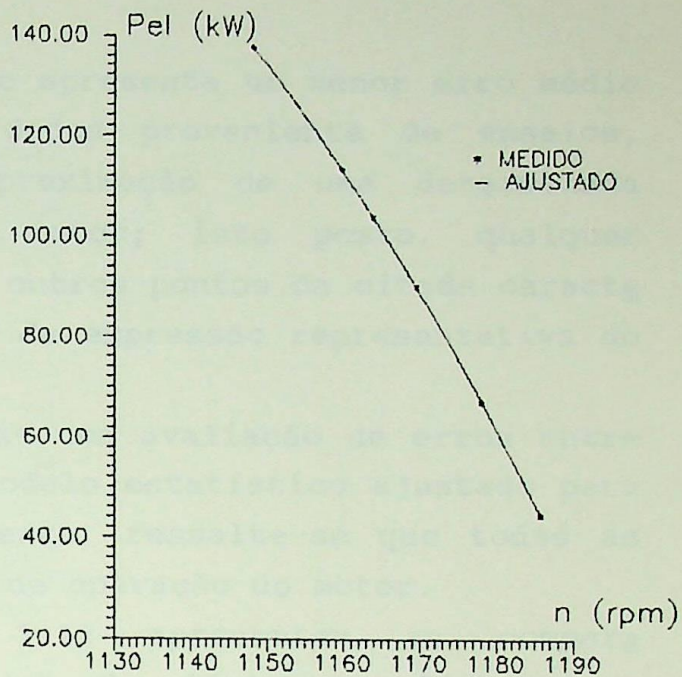
d) Potências maiores que 100 CV

Primeiro Grau
  Segundo Grau
  Terceiro Grau

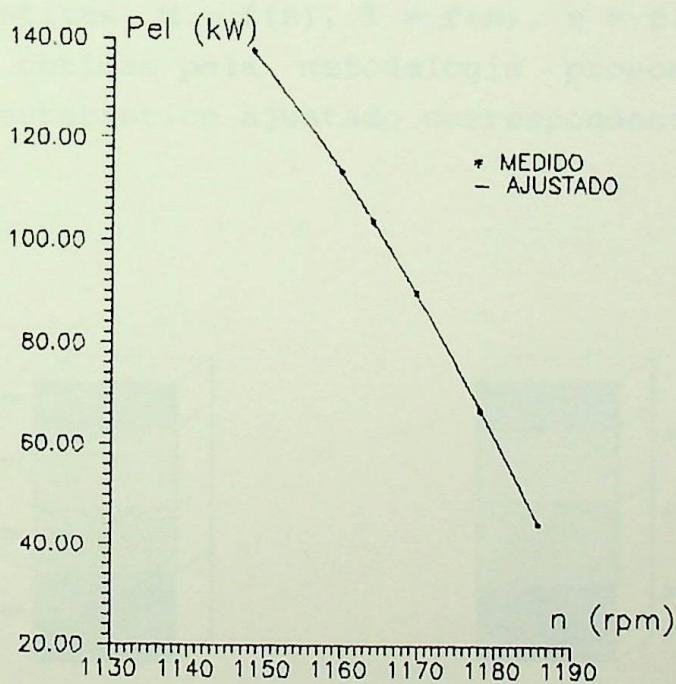
Figura 3.8 - Distribuição de erros conforme o modelo ajustado e por faixa de potência. Característica  $P_{el} = f(n)$ . Erros em porcentagem (valor intermediário é o médio).



a) Modelo 1



b) Modelo 2



c) Modelo 3

Figura 3.9 - Exemplo de aplicação dos modelos. Motor de 15 CV.  
Característica  $P_{el} = f(n)$

### III.5 - MODELOS ESTÁTISTICOS E A METODOLOGIA PROPOSTA

A utilização do modelo que apresenta um menor erro médio quadrático permite consistir os dados proveniente de ensaios, sendo considerada como melhor aproximação de uma determinada característica de desempenho do motor; isto posto, qualquer extrapolação visando a obtenção de outros pontos da citada característica pode ser calculado através da expressão representativa do modelo.

Neste contexto, executou-se uma avaliação de erros entre o procedimentos desenvolvido e o modelo estatístico ajustado para cada caso e característica. Novamente, ressaltou-se que todas as análises são válidas para a região de operação do motor.

As Figuras 3.10 , 3.11 e 3.12 apresentam as comparações para as características  $M = f(n)$ ,  $I = f(n)$  e  $\eta = f(n)$  respectivamente, considerando-se a metodologia desenvolvida e normas de ensaios, bem como a faixa de potência dos motores ensaiados.

As Figuras 3.13, 3.14 e 3.15 e 3.16 mostram o comportamento das características  $M = f(n)$ ,  $I = f(n)$ ,  $\eta = f(n)$  e  $P_{el} = f(n)$ , respectivamente, obtidas pela metodologia proposta, comparativamente ao modelo estatístico ajustado correspondente, para um motor de 15 CV.

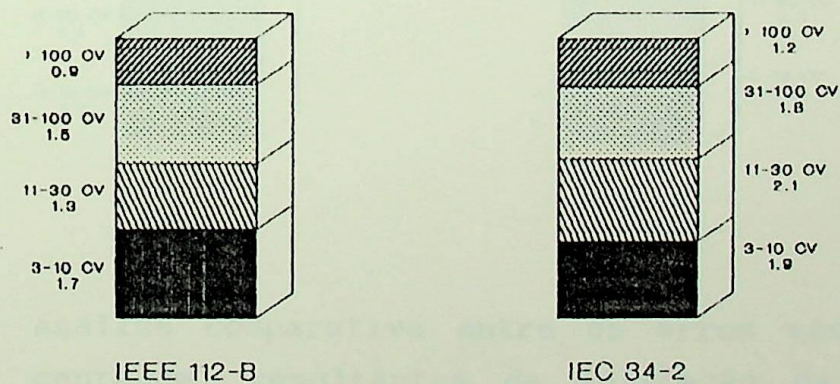
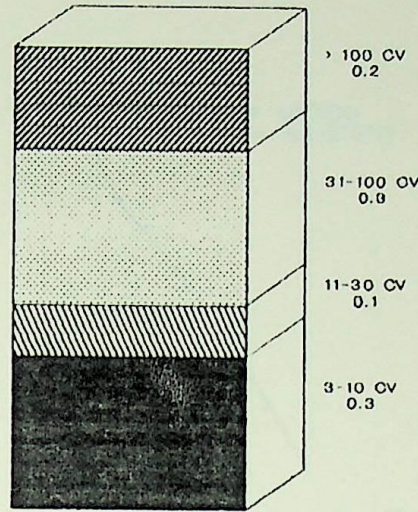


Figura 3.10 - Análise comparativa entre os erros médios (em porcentagem) resultantes da aplicação da metodologia desenvolvida. Característica  $M = f(n)$ .



IEEE 112-B e IEC 34-2

Figura 3.11 - Análise comparativa entre os erros médios (em porcentagem) resultantes da aplicação da metodologia desenvolvida. Característica  $I = f(n)$ .

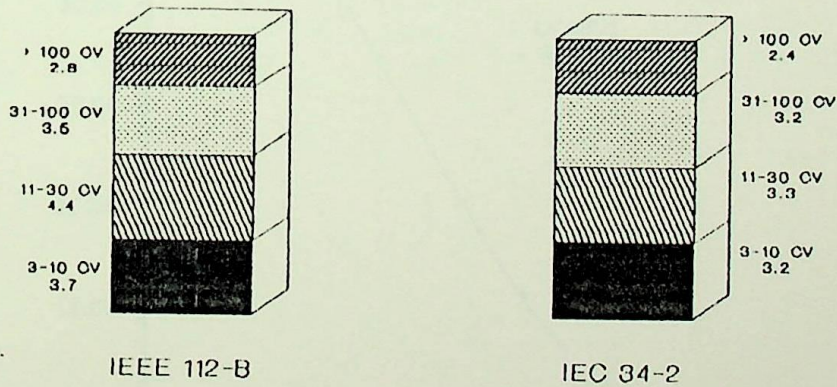


Figura 3.12 - Análise comparativa entre os erros médios (em porcentagem) resultantes da aplicação da metodologia desenvolvida. Característica  $\eta = f(n)$ .

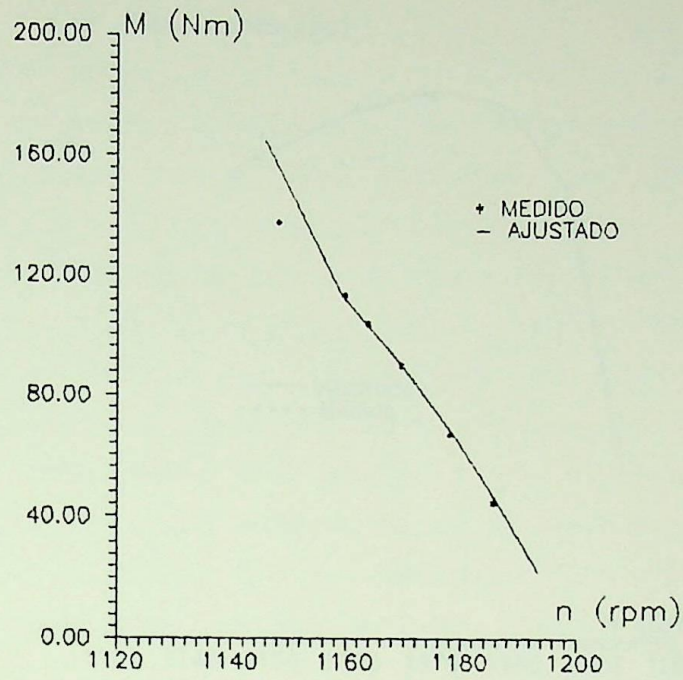


Figura 3.13 - Características  $M = f(n)$ , obtidas pela metodologia desenvolvida. Motor de 15 CV.

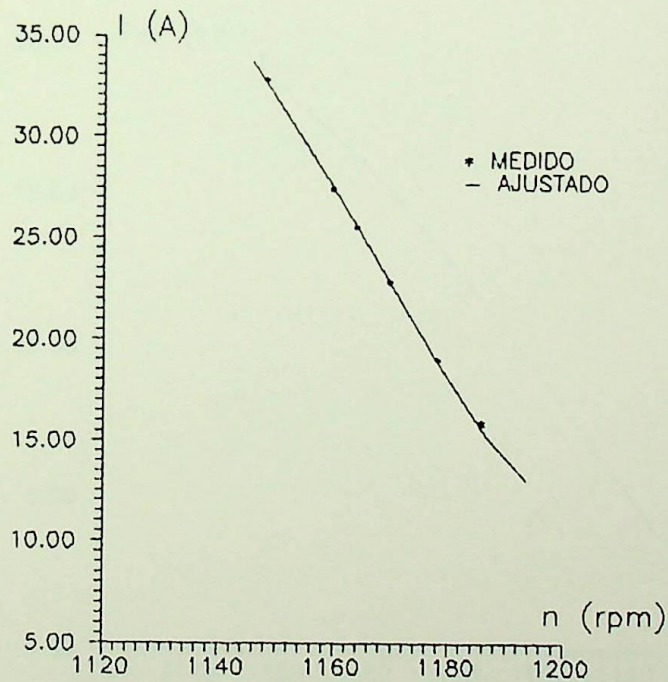


Figura 3.14 - Característica  $I = f(n)$ , obtidas pela metodologia desenvolvida. Motor de 15 CV.

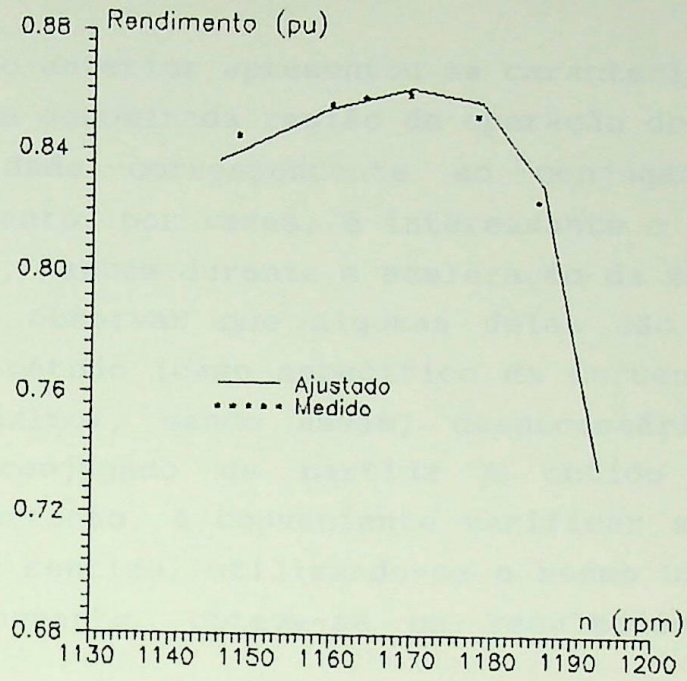


Figura 3.15 - Características  $\eta = f(n)$ , obtidos pela metodologia desenvolvida. Motor de 15 CV.

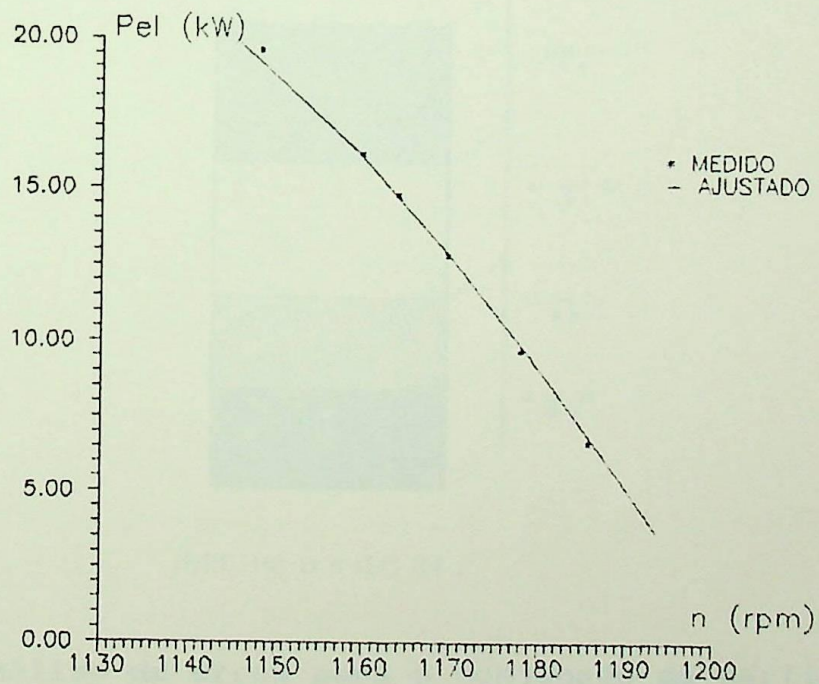
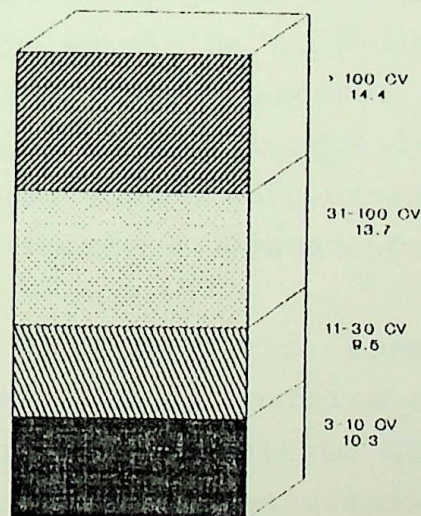


Figura 3.16 - Características  $P_{el} = f(n)$ , obtidas pela metodologia desenvolvida. Motor de 15 CV.

### III.6 - OUTRAS CARACTERÍSTICAS

O tópicu anterior apresentou as características de comportamento do motor na denominada região de operação do motor, ou seja, entre a velocidade correspondente ao conjugado máximo e a síncrona. No entanto, por vezes, é interessante o conhecimento das várias grandezas, também durante a aceleração da máquina.

Deve-se observar que algumas delas são básicas para a estruturação do método (caso específico da corrente de partida e do conjugado máximo), sendo assim, desnecessário avaliá-los; entretanto, o conjugado de partida é obtido como um dos resultados e, portanto, é conveniente verificar a margem de erro esperada. Neste sentido, utilizando-se o mesmo universo amostral citado anteriormente, obteve-se os resultados fornecidos na Figura 3.17.



IEEE 112-B e IEC 34-2

Figura 3.17 - Análise de erros para o conjugado de partida comparativamente aos resultados de ensaio.

### III.7 - ANÁLISE DOS RESULTADOS

A comparação entre os resultados obtidos pela metodologia proposta e os provenientes de ensaios revela que, sistematicamente, os erros são maiores quando se utiliza os procedimentos da IEC-34-2 para a avaliação do conjugado; surpreendentemente, ocorre o oposto para o rendimento. As correntes, por outro lado, são as mesmas para ambas as normas, já que se trata de medição direta, e assim, os erros são idênticos.

Quanto a este aspecto, verifica-se a excelente conformidade da metodologia quando se utiliza os valores provenientes de ensaios como se fossem dados de catálogo. Este fato demonstra que ela é aplicável para avaliação em campo visando, por exemplo, efetuar estudos de otimização energética, comportamento dos motores no sistema, bem como para atividades de manutenção.

No caso de especificação de motores e outras análises na mesma linha, ela pode ser usada mas está sujeita a confiabilidade das informações fornecidas pelos fabricantes em seus catálogos; deve-se notar, entretanto, que o mesmo é válido para os resultados de ensaios realizados por estes. De qualquer forma, a especificação de um novo motor deve, necessariamente, se basear em dados de catálogo já que é impraticável, comprá-lo e ensaiá-lo para, depois, especificá-lo, como citado anteriormente.

A metodologia proposta é adequada para estes casos como demonstram os resultados.

Adicionalmente, a obtenção do comportamento das reatâncias de dispersão e da resistência rotórica conforme a velocidade, permite reduzir erros quando da simulação dinâmica e estática dos motores e métodos de acionamentos associados, bem como, de suas influências sobre eles.

## CAPÍTULO IV

### ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO ALIMENTADO POR TENSÕES DESBALANCEADAS

#### RESUMO

Neste capítulo, o objetivo é estabelecer expressões que permitam uma análise do desempenho de motores alimentados por tensões desbalanceadas, através de seu circuito equivalente.

#### IV.1 - INTRODUÇÃO

A análise de operação de um motor de indução trifásico submetido à desbalanços de tensões, pode ser efetuado através do método de componentes simétricos [15].

As tensões de sequência atuam independentemente e seus efeitos podem ser adicionados de acordo com os princípios da superposição. No caso específico de motores de indução, as tensões de sequência positiva e negativa estão associadas à escorregamentos diferentes, ou seja, a " $\Delta$ " e " $2-\Delta$ ", respectivamente, devido ao sentido de giro do campo girante em cada sequência. Logo, pode-se representar o motor submetido a um desbalanço de tensão por dois circuitos equivalentes, um de sequência positiva e outro de sequência negativa, já que a componente de sequência zero é nula para sistemas sem neutro como, normalmente, é o caso de motores de indução trifásicos.

#### IV.2 - TENSÕES DE SEQUÊNCIA E FATOR DE DESBALANÇO

De acordo com [15] define-se as tensões de sequência através de:

$$\dot{U}^+ = \dot{U}_{AB}^+ = \frac{1}{3} ( \dot{U}_{AB} + a \cdot \dot{U}_{BC} + a^2 \cdot \dot{U}_{CA} ) \quad (4.1)$$

$$\dot{U}^- = \dot{U}_{AB}^- = \frac{1}{3} ( \dot{U}_{AB} + a^2 \cdot \dot{U}_{BC} + a \cdot \dot{U}_{CA} ) \quad (4.2)$$

$$\dot{U}^0 = \dot{U}_{AB}^0 = \frac{1}{3} ( \dot{U}_{AB} + \dot{U}_{BC} + \dot{U}_{CA} ) \quad (4.3)$$

onde:

$$a = 1 \cdot \underline{120^\circ} \quad (4.4)$$

Assim, supondo-se a sequência de fases ABC, resulta:

$$\dot{U}_{BC}^+ = \dot{U}_{AB}^+ \cdot a^2 \quad (4.5)$$

$$\dot{U}_{CA}^+ = \dot{U}_{AB}^+ \cdot a \quad (4.6)$$

$$\dot{U}_{BC}^- = \dot{U}_{AB}^- \cdot a \quad (4.7)$$

$$\dot{U}_{CA}^- = \dot{U}_{AB}^- \cdot a^2 \quad (4.8)$$

Por outro lado, muitas vezes é conveniente avaliar o grau de desbalanço de tensões; isto é feito utilizando-se um fator definido como a relação entre a tensão de sequência negativa ( $U^-$ ) e a positiva ( $U^+$ ), ou seja:

$$fd = \frac{U^-}{U^+} \quad (4.9)$$

sendo, fd o fator de desbalanço de tensões.

A NEMA [8] calcula o citado fator de uma forma alternativa, dada por:

$$fd = \frac{\Delta U_{MAX}}{U_{AV}} \quad (4.10)$$

Onde  $\Delta U_{MAX}$  é o desvio máximo da tensão média, ou seja, o maior valor, em módulo, da diferença entre as tensões desbalanceadas e a média ( $U_{AV}$ ); esta última, por sua vez, é calculada através de:

$$U_{AV} = \frac{U_{AB} + U_{BC} + U_{CA}}{3} \quad (4.11)$$

A expressão da NEMA é interessante devido à facilidade de se obter o fator de desbalanço, efetuando-se apenas três medidas das tensões de linha; note-se, entretanto, que os resultados de sua aplicação apresentam grandes divergências em relação àqueles obtidos pela expressão (4.9), conforme mostrado no Anexo II.

Considerando-se este fato, neste trabalho utiliza-se a expressão (4.9), pois, como se verifica no citado anexo, é possível calcular as tensões de sequência com as mesmas medidas utilizadas pela NEMA, com a vantagem de se obter também os ângulos de fase das tensões; desta forma, tem-se:

$$\dot{U}^+ = \dot{U}_{AB}^+ = \frac{1}{3} \left[ U_{AB} \angle 0^\circ + U_{BC} \angle -60^\circ + \beta + U_{CA} \angle 60^\circ - \alpha \right] \quad (4.12)$$

$$\dot{U}^- = \dot{U}_{AB}^- = \frac{1}{3} \left[ U_{AB} \angle 0^\circ + U_{BC} \angle 60^\circ + \beta + U_{CA} \angle -(60^\circ + \alpha) \right] \quad (4.13)$$

onde os ângulos  $\alpha$  e  $\beta$  podem ser calculadas através de:

$$\alpha = \arccos \left( \frac{U_{CA}^2 + U_{AB}^2 - U_{BC}^2}{2 \cdot U_{CA} \cdot U_{AB}} \right) \quad (4.14)$$

$$\beta = 180^\circ - (\alpha + \beta) \quad (4.15)$$

$$\gamma = \arccos \left( \frac{U_{BC}^2 + U_{CA}^2 - U_{AB}^2}{2 \cdot U_{BC} \cdot U_{CA}} \right) \quad (4.16)$$

O Anexo II mostra, através da análise de vários desbalanços, a validade das expressões (4.12) a (4.16).

#### IV.3 - CIRCUITOS EQUIVALENTES E IMPEDÂNCIAS DE SEQUÊNCIA POSITIVA E NEGATIVA

A figura 4.1 fornece os circuitos equivalentes do motor de indução trifásico para cada sequência [15] onde a tensão aplicada é a de fase.

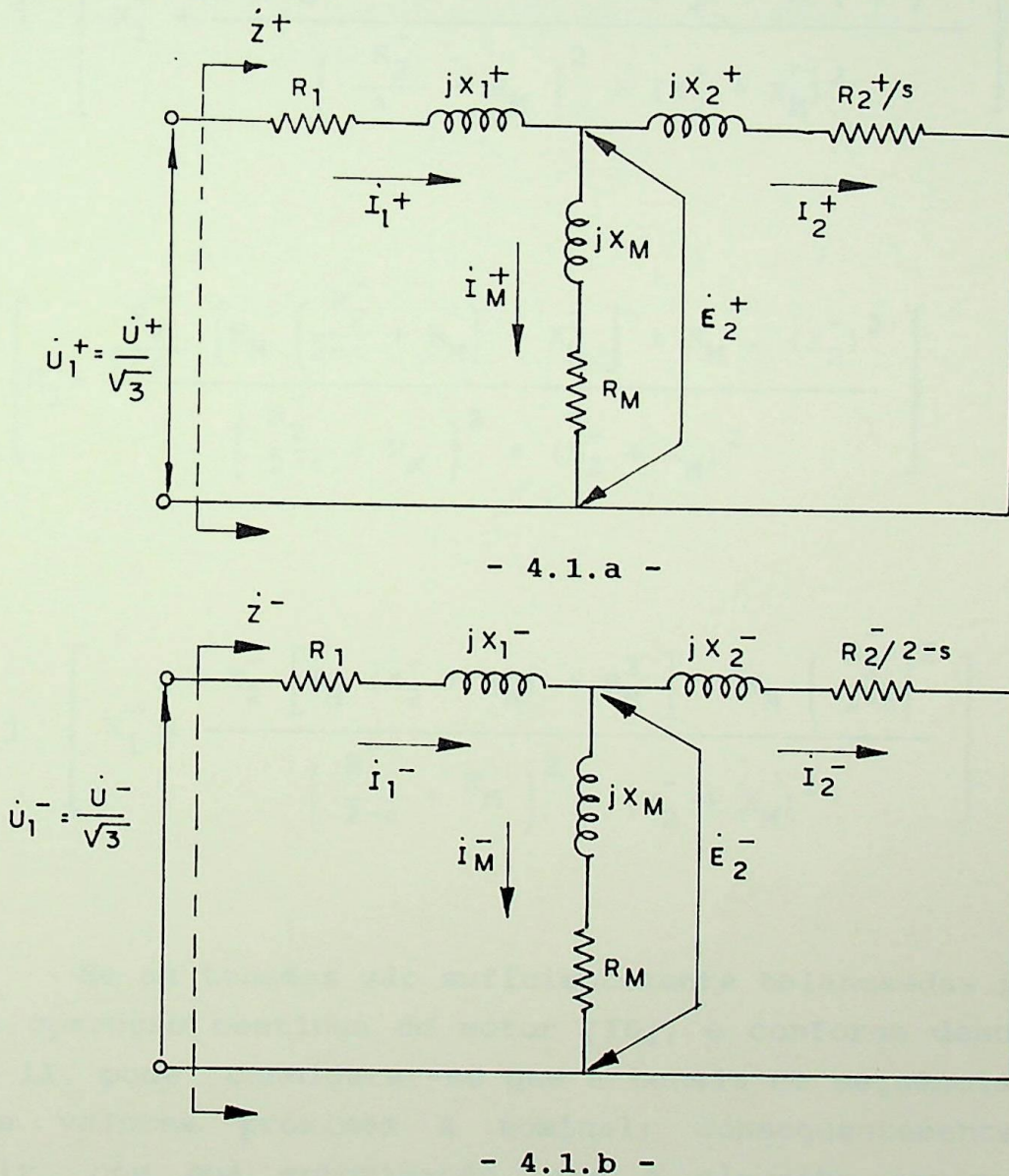


Figura 4.1 - Circuitos equivalentes do motor de indução trifásico  
a) Sequência positiva  
b) Sequência negativa

As impedâncias dos circuitos das figuras 4.1.a e 4.1.b, conforme deduzido no Anexo III, são determinadas, respectivamente por:

$$\dot{Z}^+ = \left\{ R_1 + \frac{\frac{R_2^+}{\delta} \left[ R_M \left( \frac{R_2^+}{\delta} + R_M \right) + X_M^2 \right] + R_M \cdot (X_2^+)^2}{\left( \frac{R_2^+}{\delta} + R_M \right)^2 + (X_2^+ + X_M)^2} \right\} + j \left\{ X_1^+ + \frac{X_2^+ \left[ X_M (X_2^+ + X_M) + R_M^2 \right] + X_M \left( \frac{R_2^+}{\delta} \right)^2}{\left( \frac{R_2^+}{\delta} + R_M \right)^2 + (X_2^+ + X_M)^2} \right\} \quad (4.17)$$

$$\dot{Z}^- = \left\{ R_1 + \frac{\frac{R_2^-}{2-\delta} \left[ R_M \left( \frac{R_2^-}{2-\delta} + R_M \right) + X_M^2 \right] + R_M \cdot (X_2^-)^2}{\left( \frac{R_2^-}{2-\delta} + R_M \right)^2 + (X_2^- + X_M)^2} \right\} + j \left\{ X_1^- + \frac{X_2^- \left[ X_M (X_2^- + X_M) + R_M^2 \right] + X_M \left( \frac{R_2^-}{2-\delta} \right)^2}{\left( \frac{R_2^-}{2-\delta} + R_M \right)^2 + (X_2^- + X_M)^2} \right\} \quad (4.18)$$

Se as tensões são suficientemente balanceadas para permitir a operação contínua do motor [16], e conforme demonstrado no Anexo II, pode considerar-se que a tensão de sequência positiva assume valores próximos à nominal; conseqüentemente, pode-se admitir, com boa aproximação, que o circuito equivalente de sequência positiva é o mesmo encontrado aplicando-se tensões balanceadas e iguais a nominal. Assim:

$$X_1^+ = X_1$$

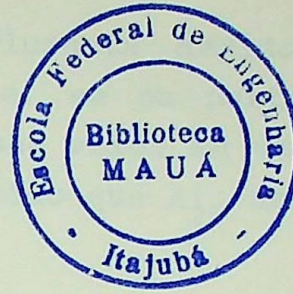
(4.19)

$$X_2^+ = X_2$$

(4.20)

$$R_2^+ = R_2$$

(4.21)



Da mesma forma, para o motor operar continuamente, a corrente de sequência negativa, não deve assumir níveis relativamente elevados, e, portanto, pode-se desprezar o efeito da saturação sobre as reatâncias de estator e rotor correspondentes. Assim:

$$X_1^- = X_{10}$$

(4.22)

O cálculo da resistência e reatância de sequência negativa pode ser feito aproximadamente, adaptando-se, convenientemente, as formulações apresentadas em [3] e [2], respectivamente, ou seja:

$$R_2^- = R_{20} + (R_{2P} - R_{20}) \cdot (2-\alpha)^{2/3}$$

(4.23)

e,

$$X_2^- = X_{20} e^{gx\sqrt{2-\alpha}}$$

(4.24)

onde:

$$gx = \text{Ln} \left( \frac{X'_{2P}}{X_{20}} \right)$$

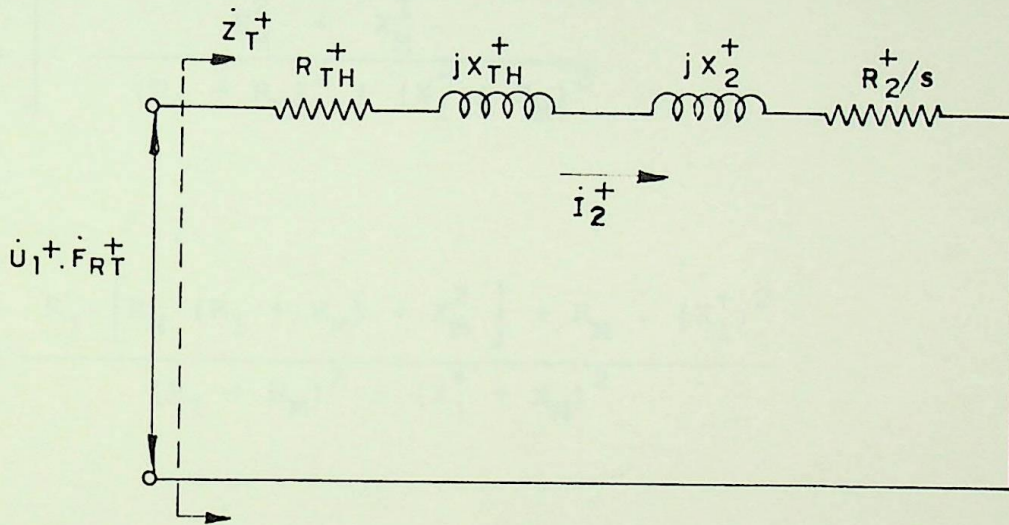
(4.25)

sendo  $X'_{2P}$  o valor da reatância rotórica na partida, sob influência apenas do efeito pelicular. Uma vez que não se tem informações

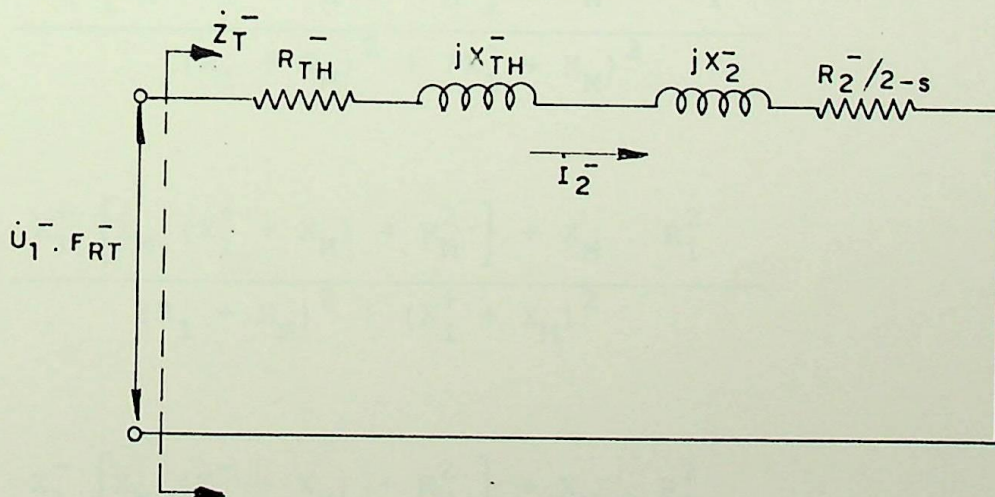
suficientes para quantizar a influência devido a cada um dos efeitos, (saturação e pelicular) e, se na partida o aumento da resistência rotórica em relação o seu valor em vazio, é devido ao decréscimo da reatância, será assumido que  $X'_{2P}$  será dado pela expressão (4.26).

$$X'_{2P} = X_{20} \cdot \left( \frac{R_{20}}{R_{2P}} \right) \quad (4.26)$$

Por outro lado, é possível aplicar-se o teorema de Thevenin aos circuitos da figura 4.1, visando identificar as correntes rotóricas.



- 4.2.a -



- 4.2.b -

Figura 4.2 - Circuitos equivalentes de Thevenin

- a) Sequência Positiva
- b) Sequência Negativa

Definindo-se  $F_{RT}$  como fator de redução de tensão devido a aplicação do Teorema de Thevenin tem-se na figura 4.2, que os seus módulos, as resistências " $R_{TH}$ " e as reatâncias " $X_{TH}$ " para cada sequência, são determinados, respectivamente, por:

$$F_{RT}^+ = \sqrt{\frac{R_M^2 + X_M^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1^+ + X_M)^2}} \quad (4.27)$$

$$F_{RT}^- = \sqrt{\frac{R_M^2 + X_M^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1^- + X_M)^2}} \quad (4.28)$$

$$R_{TH}^+ = \frac{R_1 \left[ R_M (R_1 + R_M) + X_M^2 \right] + R_M \cdot (X_1^+)^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1^+ + X_M)^2} \quad (4.29)$$

$$R_{TH}^- = \frac{R_1 \left[ R_M (R_1 + R_M) + X_M^2 \right] + R_M \cdot (X_1^-)^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1^- + X_M)^2} \quad (4.30)$$

$$X_{TH}^+ = \frac{X_1^+ \left[ X_M (X_1^+ + X_M) + R_M^2 \right] + X_M \cdot R_1^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1^+ + X_M)^2} \quad (4.31)$$

$$X_{TH}^- = \frac{X_1^- \left[ X_M (X_1^- + X_M) + R_M^2 \right] + X_M \cdot R_1^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1^- + X_M)^2} \quad (4.32)$$

#### IV.4 - CORRENTES E CONJUGADOS DE SEQUÊNCIA POSITIVA E NEGATIVA

As correntes de sequência são dadas em módulo, conforme é possível verificar pela análise de figuras 4.1 e 4.2, por:

$$I_1^+ = \frac{U_1^+}{Z^+} \quad (4.33)$$

$$I_1^- = \frac{U_1^-}{Z^-} \quad (4.34)$$

$$I_2^+ = \frac{U_1^+ \cdot F_{RT}^+}{Z_T^+} \quad (4.35)$$

$$I_2^- = \frac{U_1^- \cdot F_{RT}^-}{Z_T^-} \quad (4.36)$$

$$I_M^+ = \sqrt{\left(\frac{U_1^+}{Z^+}\right)^2 + \left(\frac{U_1^+ \cdot F_{RT}^+}{Z_T^+}\right)^2 - 2 \cdot \left(\frac{U_1^+}{Z^+}\right) \cdot \left(\frac{U_1^+ \cdot F_{RT}^+}{Z_T^+}\right) \cdot \cos(\varphi_1^+ - \varphi_2^+)} \quad (4.37)$$

$$I_M^- = \sqrt{\left(\frac{U_1^-}{Z^-}\right)^2 + \left(\frac{U_1^- \cdot F_{RT}^-}{Z_T^-}\right)^2 - 2 \cdot \left(\frac{U_1^-}{Z^-}\right) \cdot \left(\frac{U_1^- \cdot F_{RT}^-}{Z_T^-}\right) \cdot \cos(\varphi_1^- - \varphi_2^-)} \quad (4.38)$$

onde:  $\varphi_1^+$ ,  $\varphi_1^-$  e  $\varphi_2^+$  e  $\varphi_2^-$  correspondem aos ângulos dos fatores de potência para cada sequência do motor e do rotor, respectivamente;

$$Z_T^+ = \sqrt{\left(R_{TH}^+ + \frac{R_2^+}{\delta}\right)^2 + (X_{TH}^+ + X_2^+)^2} \quad (4.39)$$

e,

$$Z_T^- = \sqrt{\left(R_{TH}^- + \frac{R_2^-}{2-\delta}\right)^2 + (X_{TH}^- + X_2^-)^2} \quad (4.40)$$

Combinando-se as expressões (4.33) e (4.34), (4.35) e (4.36), (4.37) e (3.38), e levando-se em conta a expressão (4.9) resulta:

$$\frac{I_1^-}{I_1^+} = fd \cdot \frac{Z^+}{Z^-} \quad (4.41)$$

e,

$$\frac{I_2^-}{I_2^+} = fd \cdot \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \cdot \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \quad (4.42)$$

$$\frac{I_M^-}{I_M^+} = fd \frac{\sqrt{\frac{1}{(Z^-)^2} + \left(\frac{F_{RT}^-}{Z_T^-}\right)^2 - \frac{2 \cdot F_{RT}^-}{Z^- \cdot Z_T^-} \cdot \cos(\varphi_1^- - \varphi_2^-)}}{\sqrt{\frac{1}{(Z^+)^2} + \left(\frac{F_{RT}^+}{Z_T^+}\right)^2 - \frac{2 \cdot F_{RT}^+}{Z^+ \cdot Z_T^+} \cdot \cos(\varphi_1^+ - \varphi_2^+)}} \quad (4.43)$$

Assim, o conjugado para cada sequência pode ser determinado pelas expressões (4.44) e (4.45), a saber:

$$M^+ = \frac{180}{2\pi n_S} \cdot (I_2^+)^2 \cdot \frac{R_2^+}{\Delta} \quad (4.44)$$

e,

$$M^- = - \frac{180}{2\pi n_S} \cdot (I_2^-)^2 \cdot \frac{R_2^-}{2-\Delta} \quad (4.45)$$

O conjugado total desenvolvido em condições desequilibradas é dado pela soma dos conjugados de sequência, ou seja:

$$M_{des} = M^+ + M^- \quad (4.46)$$

ou, ainda:

$$M_{des} = M^+ - \frac{180}{2\pi n_S} \cdot (I_2^-)^2 \cdot \frac{R_2^-}{2-\Delta} \quad (4.47)$$

Porém, de (4.44), obtém-se:

$$\frac{180}{2\pi n_S} = \frac{M^+}{(I_2^+)^2} \cdot \frac{\Delta}{R_2^+} \quad (4.48)$$

Assim, levando-se (4.48) em (4.47), resulta:

$$M_{des} = M^+ \left[ 1 - \left( \frac{I_2^-}{I_2^+} \right)^2 \cdot \frac{R_2^-}{R_2^+} \cdot \frac{\Delta}{2-\Delta} \right] \quad (4.49)$$

Considerando a expressão (4.42), obtém-se:

$$M_{des} = M^+ \left[ 1 - fd^2 \cdot \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right)^2 \cdot \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right)^2 \cdot \frac{R_2^-}{R_2^+} \cdot \frac{\Delta}{2-\Delta} \right] \quad (4.50)$$

Se o conjugado produzido pelo motor é proporcional ao quadrado da tensão aplicada [17], o conjugado de sequência positiva relaciona-se com o conjugado desenvolvido aplicando-se tensões equilibradas e iguais a nominal ( $M_{eq}$ ), através de:

$$M^+ = M_{eq} \cdot \left( \frac{U_1^+}{U_{1N}} \right)^2 \quad (4.51)$$

substituindo (4.51) em (4.50), obtém-se:

$$M_{des} = M_{eq} \cdot \left( \frac{U_1^+}{U_{1N}} \right)^2 \cdot \left[ 1 - fd^2 \cdot \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right)^2 \cdot \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right)^2 \cdot \frac{R_2^-}{R_2^+} \cdot \frac{\Delta}{2-\Delta} \right] \quad (4.52)$$

#### IV.5 - VELOCIDADE DESENVOLVIDA E TEMPO DE ACELERAÇÃO

A velocidade desenvolvida depende do tipo de carga acoplada ao eixo do motor, as quais, podem ser representadas de forma aproximada pela expressão (4.53):

$$M_C^* = K_x \cdot n_C^x \quad (4.53)$$

onde:

$M_C^*$  = conjugado da carga referido ao eixo da carga (N.m);

$n_C$  = velocidade da carga (r.p.m);

$x$  = expoente que define a variação da carga com a velocidade;

$K_x$  = constante que depende da carga.

Sendo assim, o conjugado da carga referido ao eixo do motor, considerando-se a existência de um redutor de velocidade, é dada por (4.54), ou seja:

$$M_C = \frac{60 \cdot P_{CN}}{2\pi n_N} \cdot \frac{1}{\eta_{RED}} \cdot \left( \frac{n}{n_N} \right)^x \quad (4.54)$$

e,

$$\frac{n}{n_N} = \frac{n_C}{n_{CN}} \quad (4.55)$$

onde:

$M_C$  = conjugado da carga referido ao eixo do motor (N.m)

$P_{CN}$  = potência nominal da carga (W)

$\eta_{RED}$  = rendimento do redutor que leva em consideração as perdas por atrito

Desta forma, o expoente "x" define a variação da carga com a velocidade, ou seja:

a)  $x = -1$  - cargas com potência constante

$$M_C = \frac{60}{2\pi} \cdot \frac{P_{CN}}{n} \cdot \frac{1}{\eta_{RED}} \quad (4.56)$$

b)  $x = 0$  - cargas com conjugado constante

$$M_C = \frac{60}{2\pi} \cdot \frac{P_{CN}}{n_N} \cdot \frac{1}{\eta_{RED}} \quad (4.57)$$

c)  $x > 0$  - cargas com conjugado variável com a velocidade

$$M_C = \frac{60}{2\pi} \cdot \frac{P_{CN}}{n_N} \cdot \left( \frac{n}{n_N} \right)^x \cdot \frac{1}{\eta_{RED}} \quad (4.58)$$

No ponto de operação em regime permanente do motor, tem-se:

$$M_C = M_{des} = M_{eq} \cdot \left( \frac{U_1^+}{U_{1N}} \right)^2 \cdot \left[ 1 - fd^2 \cdot \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right)^2 \cdot \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right)^2 \cdot \frac{R_2^-}{R_2^+} \cdot \frac{\Delta}{2-\Delta} \right] \quad (4.59)$$

Observa-se que a solução de (4.59) em " $\Delta$ " deve ser encontrada através de métodos numéricos, tais como Newton-Raphson e/ou bisseção, ou seja:

$$\Delta_{(i+1)} = \Delta_{(i)} - \frac{f[\Delta_{(i)}]}{f'[\Delta_{(i)}]} \quad (4.60)$$

onde:

$$f(\Delta) = M_{eq} \cdot \left( \frac{U_1^+}{U_{1N}} \right)^2 \cdot \left[ 1 - fd^2 \cdot \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right)^2 \cdot \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right)^2 \cdot \frac{R_2^-}{R_2^+} \cdot \frac{\Delta}{2-\Delta} \right] - M_C \quad (4.61)$$

$$f'(\Delta) = \left( \frac{U_1^+}{U_{1N}} \right)^2 \cdot \left\{ M_{eq} \cdot \frac{d}{d\Delta} \left[ 1 - fd^2 \cdot \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right)^2 \cdot \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right)^2 \cdot \frac{R_2^-}{R_2^+} \cdot \frac{\Delta}{2-\Delta} \right] + \left[ 1 - fd^2 \cdot \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right)^2 \cdot \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right)^2 \cdot \frac{R_2^-}{R_2^+} \cdot \frac{\Delta}{2-\Delta} \right] \cdot \frac{d}{d\Delta} (M_{eq}) \right\} - \frac{d}{d\Delta} (M_C) \quad (4.62)$$

As expressões das derivadas contidas em (4.62) encontram-se deduzidas no Anexo III.

Chamando-se de " $\Delta_{op}$ " a raiz de (4.59), sabe-se que a velocidade no eixo será:

$$n = n_S \cdot (1 - \delta_{op}) \quad (4.62)$$

No processo de aceleração, considerando-se as condições desequilibradas, tem-se:

$$M_{des} = M_C + \frac{2\pi}{60} \cdot J \cdot \frac{dn}{dt} = M_C - \frac{2\pi}{60} \cdot J \cdot n_S \cdot \frac{d\delta}{dt} \quad (4.64)$$

sendo:

J = momento de inércia total do conjunto rotor do motor, redutor e carga ( $\text{kg.m}^2$ ), referido ao eixo do motor;

t = tempo (s).

Assim, o tempo de aceleração ( $t_a$ ) pode ser calculado através de:

$$t_a = - \frac{2\pi}{60} \cdot J \cdot n_S \cdot \int_{\delta=1}^{\delta_{op}} \frac{d\delta}{M_{des} - M_C} \quad (4.65)$$

Naturalmente, a expressão (4.65) deverá ser resolvida através de métodos numéricos.

#### IV.6 - PERDAS E RENDIMENTO

Como ocorre em toda transformação de energia, surgem perdas inevitáveis das mais diversas origens. Naturalmente, o principal inconveniente deste fato é o aquecimento que produzem na máquina.

De acordo com o modelo proposto neste trabalho, as perdas totais se dividem em três parcelas, a saber:

- a)  $P_{J1}$  - perdas por efeito Joule no estator;
- b)  $P_{J2}$  - perdas por efeito Joule no rotor; e,

c)  $P_{Fe}$  - perdas no núcleo (ou no ferro).

Tais perdas em condições nominais " $\Sigma Pe_N$ " podem ser definidas através da expressão (4.66).

$$\Sigma Pe_N = \left( \frac{1}{\eta_N} - 1 \right) \cdot P_{2N} \quad (4.66)$$

onde, cada parcela pode ser expressa por:

$$P_{J1N} = 3 \cdot R_1 \cdot I_{1N}^2 \quad (4.67)$$

$$P_{J2N} = 3 \cdot R_{2N} \cdot I_{2N}^2 \quad (4.68)$$

$$P_{FeN} = 3 \cdot R_M \cdot I_{MN}^2 \quad (4.69)$$

Devido ao desequilíbrio das correntes causado pelo desbalanço de tensões as parcelas citadas anteriormente, são determinadas, somando-se as perdas devido as componentes de sequência.

As perdas nos enrolamentos do estator devido as componentes de sequência são:

$$\frac{P_{J1}^+}{P_{J1N}} = \left( \frac{I_1^+}{I_{1N}} \right)^2 \quad (4.70)$$

e,

$$\frac{P_{J1}^-}{P_{J1N}} = \left( \frac{I_1^-}{I_{1N}} \right)^2 \quad (4.71)$$

Assim, as perdas totais nos enrolamentos do estator devido ao desequilíbrio ( $P_{J1des}$ ) são:

$$P_{J1des} = P_{J1N} \left[ \left( \frac{I_1^+}{I_{1N}} \right)^2 + \left( \frac{I_1^-}{I_{1N}} \right)^2 \right] \quad (4.72)$$

Utilizando-se as expressões (4.33) e (4.34), vem:

$$P_{J1des} = P_{J1N} \left( \frac{I_1^+}{I_{1N}} \right)^2 \cdot \left[ 1 + fd^2 \cdot \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right)^2 \right] \quad (4.73)$$

Analogamente, para o rotor, utilizando as expressões (4.35) e (4.36), resulta:

$$P_{J2des} = P_{J2N} \cdot \left[ \left( \frac{I_2^+}{I_{2N}} \right)^2 \cdot \left[ 1 + fd^2 \cdot \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right)^2 \cdot \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right)^2 \right] \right] \quad (4.74)$$

Seguindo o mesmo raciocínio anterior, tem-se para o núcleo que:

$$P_{Fedes} = P_{FeN} \cdot \left( \frac{I_M^+}{I_{MN}} \right)^2 \cdot \left[ 1 + fd^2 \cdot \frac{\left( \frac{1}{Z^-} \right)^2 + \left( \frac{F_{RT}^-}{Z_T^-} \right)^2 - \frac{2 \cdot F_{RT}^-}{Z^- \cdot Z_T^-} \cdot \cos(\varphi_1^- - \varphi_2^-)}{\left( \frac{1}{Z^+} \right)^2 + \left( \frac{F_{RT}^+}{Z_T^+} \right)^2 - \frac{2 \cdot F_{RT}^+}{Z^+ \cdot Z_T^+} \cdot \cos(\varphi_1^+ - \varphi_2^+)} \right] \quad (4.75)$$

Chamando de  $\Sigma Pe_{des}$  a soma destas perdas, tem-se para o rendimento:

$$\eta\% = \frac{\frac{2\pi}{60} \cdot M_C \cdot n}{\frac{2\pi}{60} \cdot M_C \cdot n + \Sigma Pe_{des}} \cdot 100 \quad (4.76)$$

#### IV.7 - FATOR DE POTÊNCIA

O fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa e o total de volt-ampéres (medido em termos de valores eficazes de corrente e tensão). Sendo assim, tem-se:

$$fp_{des} = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (4.77)$$

onde:

P - potência ativa entregue à carga (no caso, o motor);

S - total de volt-ampéres (potência aparente); e,

Q - potência reativa total.

Em condições desequilibradas, tem-se:

$$P_{des} = U_1^+ \cdot I_1^+ \cdot \cos\varphi_1^+ + U_1^- \cdot I_1^- \cdot \cos\varphi_1^- \quad (4.78)$$

$$Q_{des} = U_1^+ \cdot I_1^+ \cdot \text{sen}\varphi_1^+ + U_1^- \cdot I_1^- \cdot \text{sen}\varphi_1^- \quad (4.79)$$

Levando-se em conta as expressões (4.9), (4.33) e (4.34), o fator de potência em condições desequilibradas é:

$$fp_{des} = \frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2}} \quad (4.80)$$

onde:

$$A = \cos\varphi_1^+ + fd^2 \cdot \frac{Z^+}{Z^-} \cdot \cos\varphi_1^- \quad (4.81)$$

$$B = \text{sen}\varphi_1^+ + fd^2 \cdot \frac{Z^+}{Z^-} \cdot \text{sen}\varphi_1^- \quad (4.82)$$

#### IV.8 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

A formulação apresentada é facilmente implementável em microcomputadores, necessitando apenas da configuração mínima (ou seja, 640 Kb de memória RAM, 1 drive de 360 Kb e adaptador gráfico CGA).

O programa implementado foi desenvolvido em linguagem C, sendo algumas de suas telas apresentadas no Anexo VI.

## CAPÍTULO V

### VERIFICAÇÃO DA VALIDADE DA METODOLOGIA PROPOSTA

#### RESUMO

Este capítulo apresenta os resultados de testes executados em um motor em laboratório, para fins de verificação da validade dos procedimentos desenvolvidos no Capítulo IV.

#### V.1. INTRODUÇÃO

De forma a verificar a validade da formulação apresentada no Capítulo anterior, efetuou-se um programa de ensaios em um motor específico (3 CV), o qual foi instrumentado com sensores térmicos embutidos no estator e no rotor.

Foram levantadas todas as características do citado motor para tensões perfeitamente balanceadas e os resultados obtidos considerados como se fossem de catálogo ou de placa; assim, foi possível aplicar a metodologia desenvolvida no Capítulo II. Os ensaios foram executados em uma plataforma de testes, a qual corresponde à descrita no método B da Norma IEEE-112 [7].

Desta forma, utilizando-se dos valores obtidos, aplicando-se variados graus de desbalanço de tensões e aqueles resultantes da metodologia proposta, foi possível executar uma análise comparativa.

Nos itens subsequentes são apresentados tais aspectos.

## V.2. TESTES EXECUTADOS

### V.2.1. EQUIPAMENTOS E INSTRUMENTAÇÃO UTILIZADA

A metodologia de ensaios escolhida foi a do método B da IEEE-112 devido a sua precisão conforme analisado no capítulo III.

Desta forma, empregou-se um freio eletrodinamométrico com mancal suspenso por filme de óleo, ar aspirado e erro de conjugado de, apenas, 0,3%. A instrumentação adicional é, basicamente, toda de tecnologia digital sendo os aparelhos principais:

- a) Célula de carga calibrada com peso padrão e respectivo indicador digital.
- b) Sistema de aquisição de dados dedicado [18].
- c) Medidor digital de velocidade com sensor magnético, cuja resolução é de  $\pm 1$  dígito.

As tensões de alimentação do motor puderam ser variadas independentemente para cada fase, utilizando-se um auto transformador motorizado com controle independente.

Os transformadores para instrumentos (TC's e TP's) empregados para a acomodação de sinais possuem classe de exatidão de 0,2%.

A figura 5.1 mostra o motor ensaiado na plataforma de ensaios, enquanto que as figuras 5.2, 5.3 e 5.4 fornecem as vistas do conjunto célula de carga-indicador digital, do sistema de aquisição de dados dedicado, e do auto transformador, respectivamente.

O motor é o mesmo que o utilizado na referência [19] e foi cedido pelo seu autor.

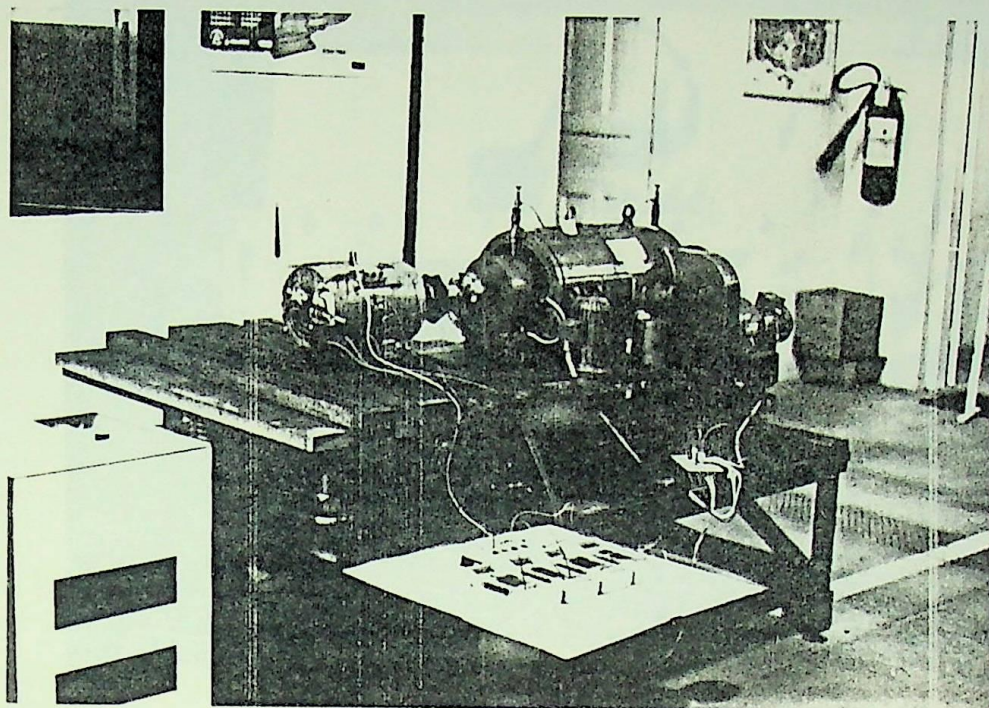


Figura 5.1 - Motor na plataforma de ensaios.

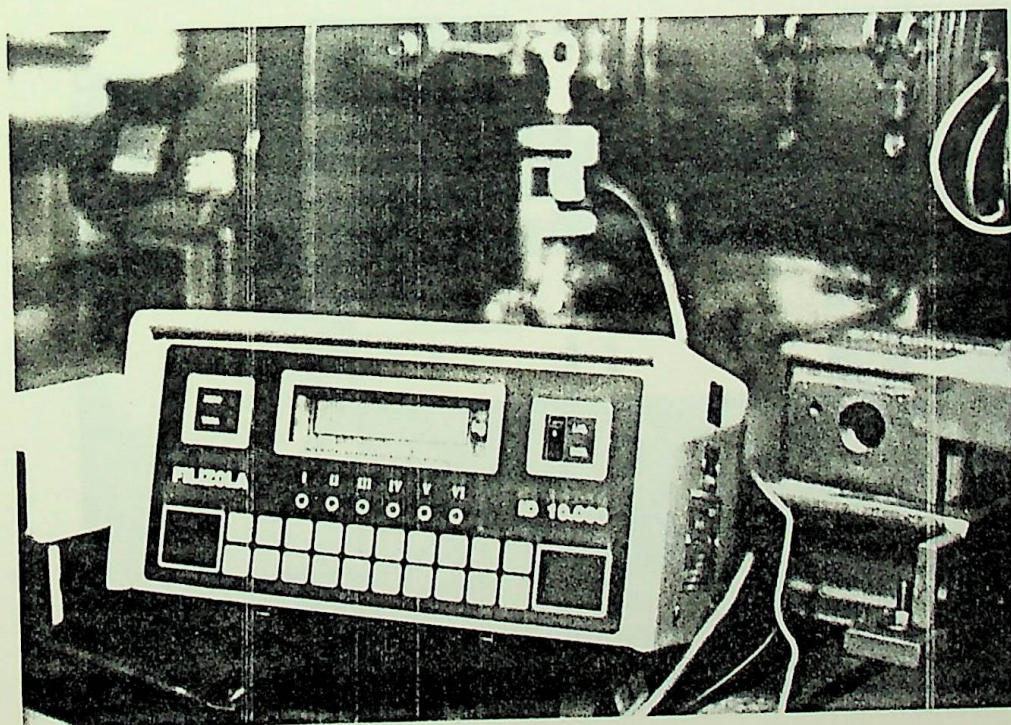


Figura 5.2 - Conjunto célula de carga - indicador digital.

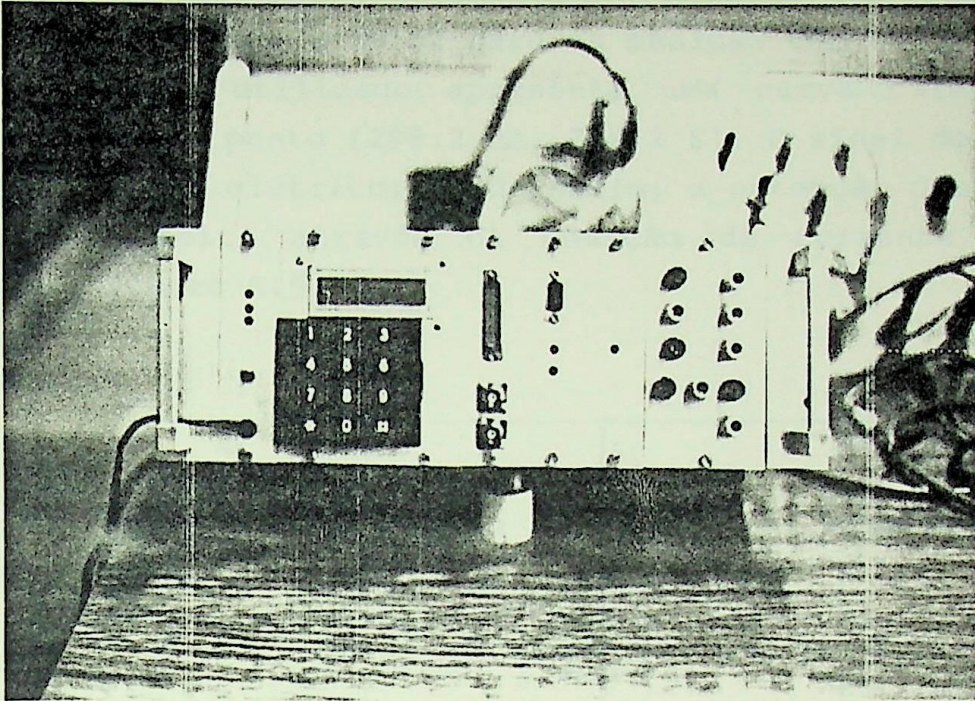


Figura 5.3 - Sistema de aquisição de dados dedicado.

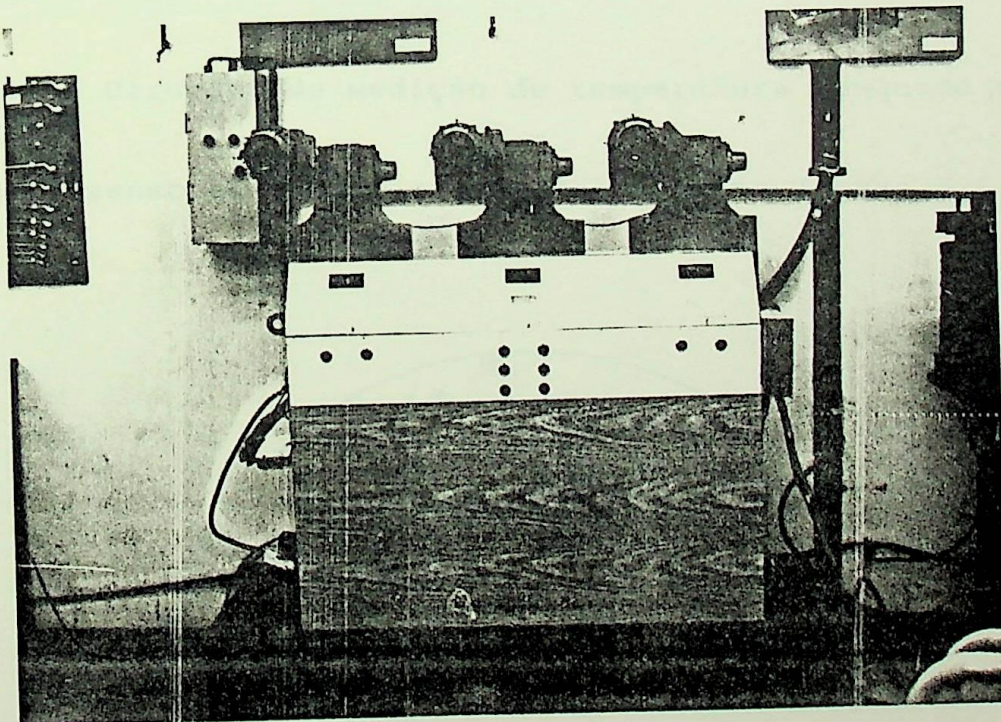


Figura 5.4 - Auto transformador motorizado.

O motor de 3 CV ensaiado foi especialmente instrumentado com sensores térmicos visando avaliar a estabilidade e o nível de temperatura do estator e rotor para as medidas com carga [19].

O sensor utilizado apresenta uma curva característica reta passando pelo ponto  $(298,2 \mu\text{A}, 298,2 \text{ K})$ . O sinal de temperatura é convertido em elétrico; sendo assim, a obtenção dos níveis de temperatura é feita através da medição de corrente, conforme ilustrado na figura 5.5.

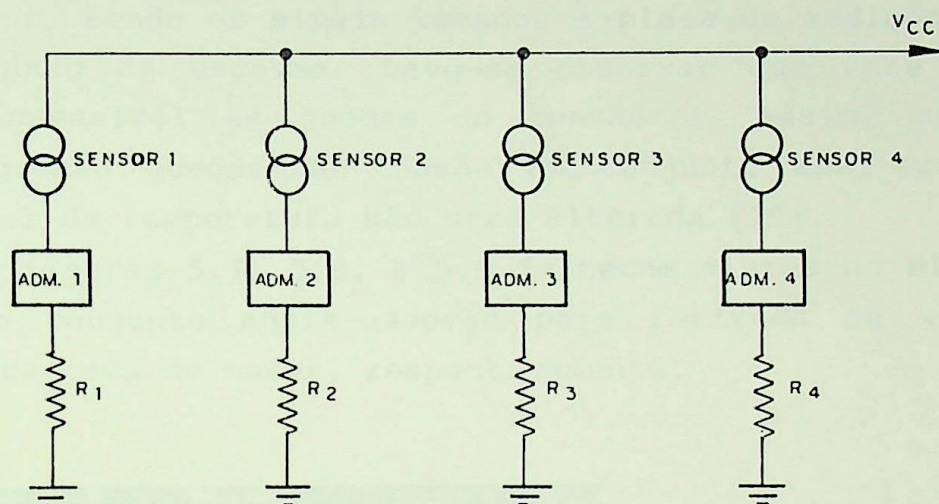


Figura 5.5 - Circuito de medição de temperatura (esquema elétrico)

Os sensores estão localizados como na figura 5.6.

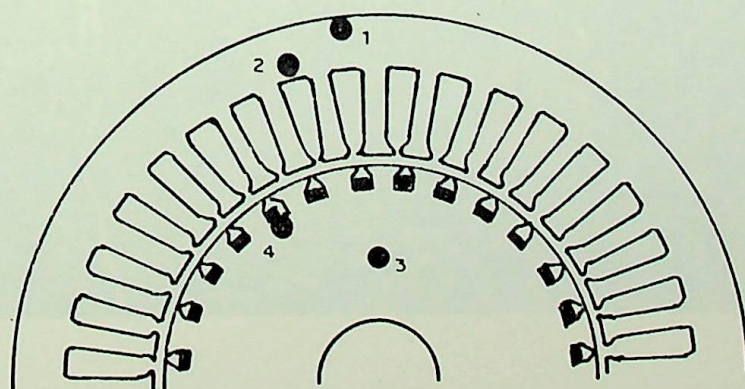


Figura 5.6 - Localização dos sensores de temperatura no motor [19].

No estator foram colocados dois sensores, um na superfície externa do pacote de chapas (1) e um no interior do pacote (2), logo acima de uma das ranhuras. Não foi possível a inserção de um sensor dentro das ranhuras devido ao fato de que estas são muito estreitas, não havendo espaço suficiente [19].

No rotor também foram colocados dois sensores, um no interior do pacote de chapas (3) e outro também no interior do pacote porém, praticamente, em contato com uma das barras do rotor (4). Tais sensores foram ligados à anéis coletores instalados no eixo do motor, sendo os sinais levados à placa de medição através de um conjunto de escovas. Deve-se observar que este tipo de sensor é insensível às quedas de tensão e, assim, mesmo que existam pequenas quedas de tensão no conjunto anel-escovas, a leitura final da temperatura não será alterada [19].

As figuras 5.7, 5.8, e 5.9 fornecem vistas do sistema de medição, do conjunto anéis-escovas para retirada de sinais do rotor e da carcaça do motor, respectivamente.

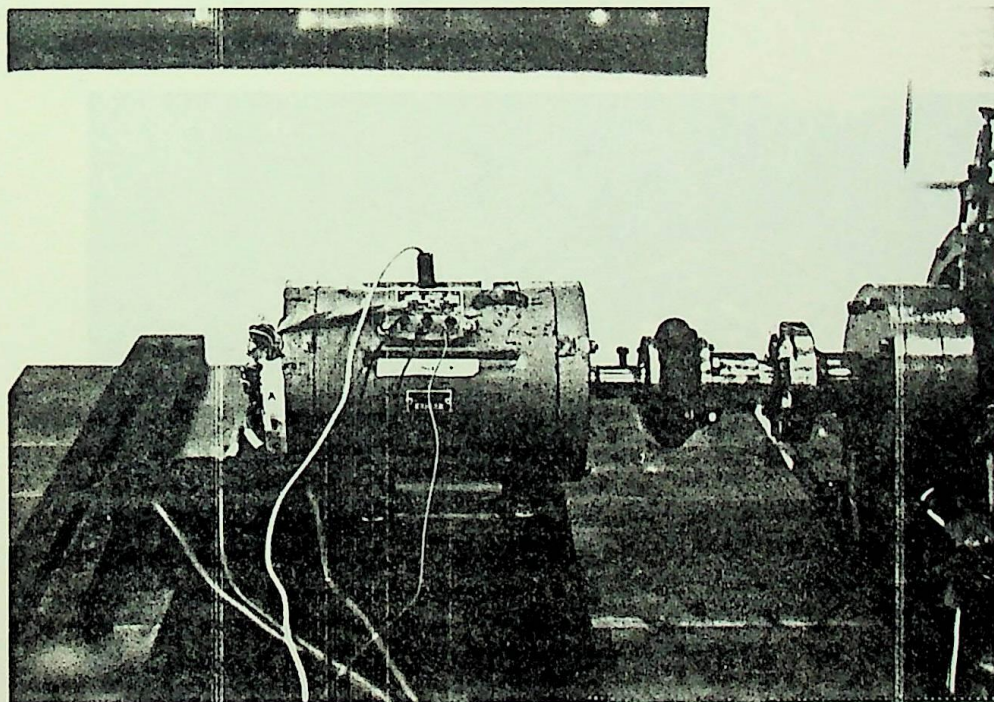


Figura 5.7 - Sistema de medição de temperatura utilizado [19].

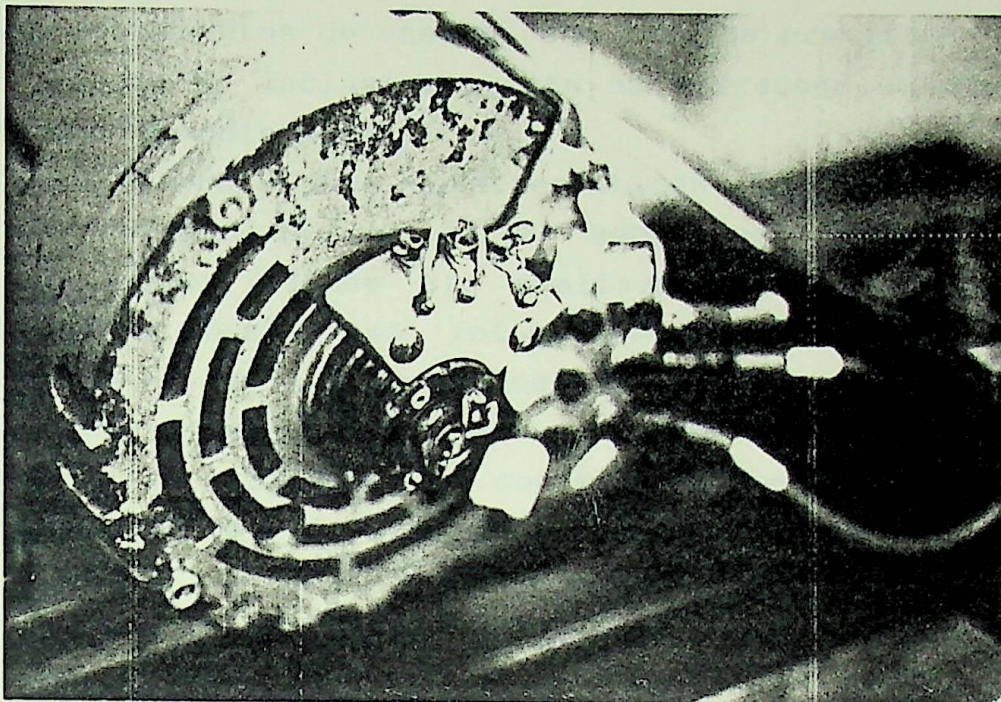


Figura 5.8 - Conjunto aneis-escovas para retirada dos sinais de temperatura do rotor [19].

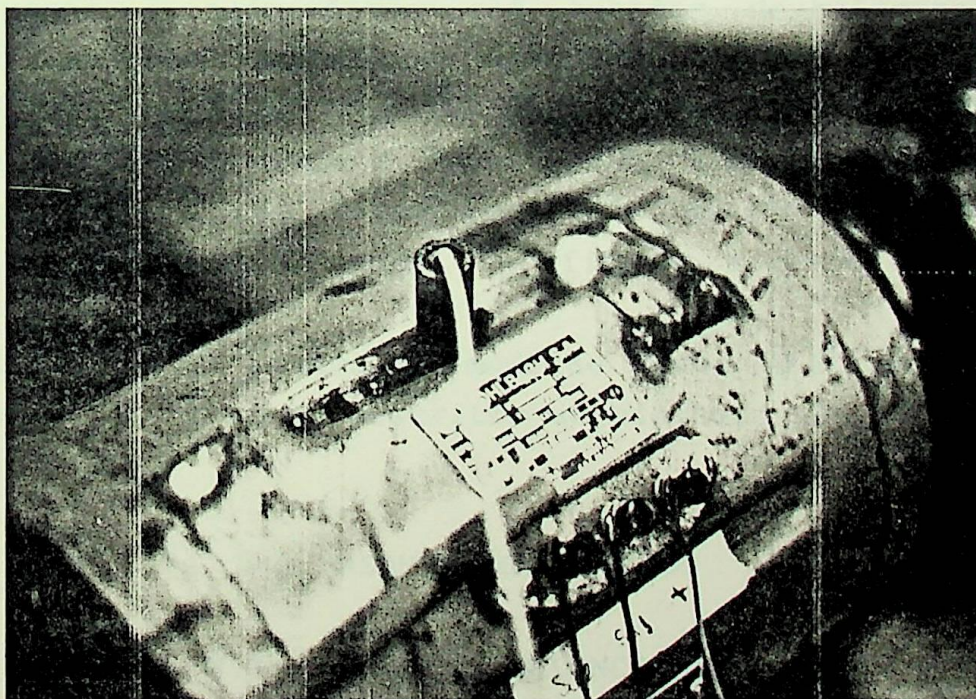


Figura 5.9 - Retirada dos sinais de temperatura do estator [19].

## V.2.2. PROCEDIMENTOS DE ENSAIOS

Os procedimentos de ensaios são aqueles previstos na IEEE std 112 [7] método B, inclusive quanto as correções de eventuais erros do freio eletrodinamométrico.

O levantamento das características nominais do motor baseou-se na elevação de temperatura admissível pela classe de isolamento do motor (classe B), avaliada através de sensores térmicos embutidos. Neste caso, foi-se aumentando a carga no eixo do motor através do freio sucessivamente, porém após a estabilização da temperatura. Deve-se observar que a NBR-7094 [20] estabelece que, salvo especificação em contrário, todas as potências dissipadas devem se referir a temperatura de 75°C para classes de isolamento A, B, e E e 115°C para as classes F e H; sendo assim, os dados considerados como nominais se referem a temperatura de 75°C, devidamente avaliados pelo sensor térmico do estator.

Após a estabilização da temperatura no patamar citado, executou-se um conjunto de dez medidas, em relação as quais, obteve-se a média; tal valor foi considerado como o que melhor representa o universo amostrado.

Quanto a alimentação com tensões desbalanceadas, as medições foram relativas a três níveis de carga, ou seja, 80%, 100% e 120% do conjugado nominal obtido como descrito acima. Os fatores de desbalanço obtidos foram 5,37%, 9,22% e 13,8%; valores superiores a estes não foram possíveis devido ao excesso de aquecimento das partes do motor, verificadas através dos sensores térmicos.

Em todos os pontos de medição foram utilizados ajustes estatísticos, tais como os descritos no capítulo III.

## V.3. RESULTADOS OBTIDOS

### V.3.1. TENSÕES BALANCEADAS

Para as tensões perfeitamente balanceadas e iguais a nominal do motor foram obtidos os seguintes resultados:

a) Potência: 3 CV

- b) Tensão: 220 V  
 c) Corrente: 9 A  
 d) Velocidade: 1692 rpm  
 e) Rendimento: 0,82  
 f) Fator de potência: 0,77  
 g) Conjugado: 12,45 Nm

Os valores se referem a 75°C devido ao motor ser da classe B e, assim, são considerados como os nominais.

Além destas grandezas foram obtidas através de ensaios específicos baseados na IEEE-std 112:

- a) Corrente de partida: 5,5 pu  
 b) Conjugado de partida: 2,4 pu  
 c) Conjugado máximo: 2,8 pu  
 d) Momento de inércia: 0,024 kg.m<sup>2</sup>

### V.3.2. TENSÕES DESBALANCEADAS

A aplicação de vários níveis de tensões desbalanceadas originou os resultados fornecidos na Tabela 5.1.

TENSÕES V	fd %	M/M <sub>N</sub> pu	η %	cosψ	n rpm	I <sub>a</sub> A	I <sub>b</sub> A	I <sub>c</sub> A	Δθ °C
U <sub>ab</sub> =211	5,37	1,20	81,4	0,774	1663	9,01	12,21	12,23	6,4
U <sub>bc</sub> =231		1,00	79,8	0,776	1690	7,46	10,47	10,53	5,9
U <sub>ca</sub> =218		0,80	77,0	0,768	1716	5,88	8,86	8,95	3,5
U <sub>ab</sub> =203	9,22	1,20	81,9	0,765	1659	10,46	9,2	14,67	9,1
U <sub>bc</sub> =220		1,00	79,4	0,770	1687	8,60	7,24	12,55	7,7
U <sub>ca</sub> =238		0,80	76,5	0,760	1717	7,38	5,77	10,91	4,8
U <sub>ab</sub> =220	13,8	1,20	79,8	0,749	1658	15,28	6,23	14,3	14,8
U <sub>bc</sub> =193		1,00	78,0	0,752	1680	13,51	4,69	12,49	11,4
U <sub>ca</sub> =245		0,80	75,9	0,743	1710	11,63	3,17	10,55	6,3

Tabela 5.1 - Resultados de ensaios para tensões desbalanceadas.

As figuras 5.10, 5.11 e 5.12 mostram, a título comparativo, os resultados obtidos através de ensaios e pela metodologia proposta em função do fator de desbalanço, para as várias grandezas avaliadas.

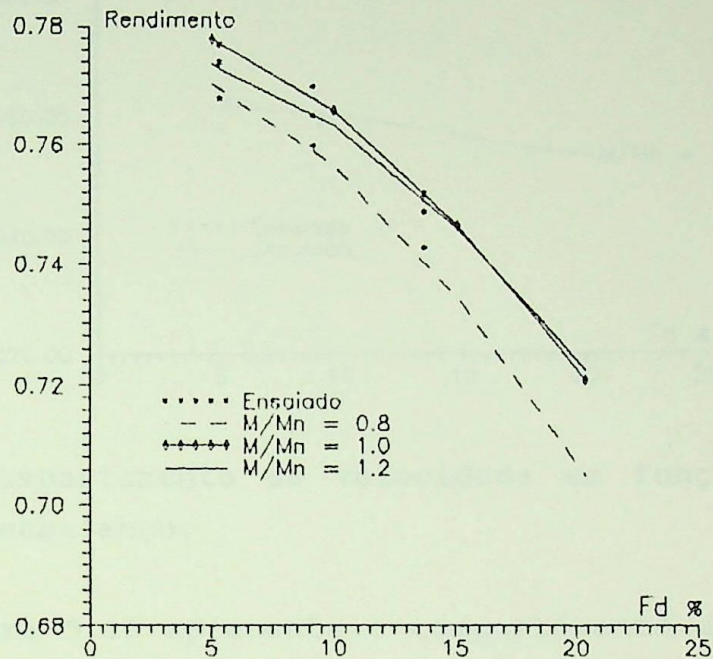


Figura 5.10 - Comportamento do rendimento em função do fator de desbalanço.

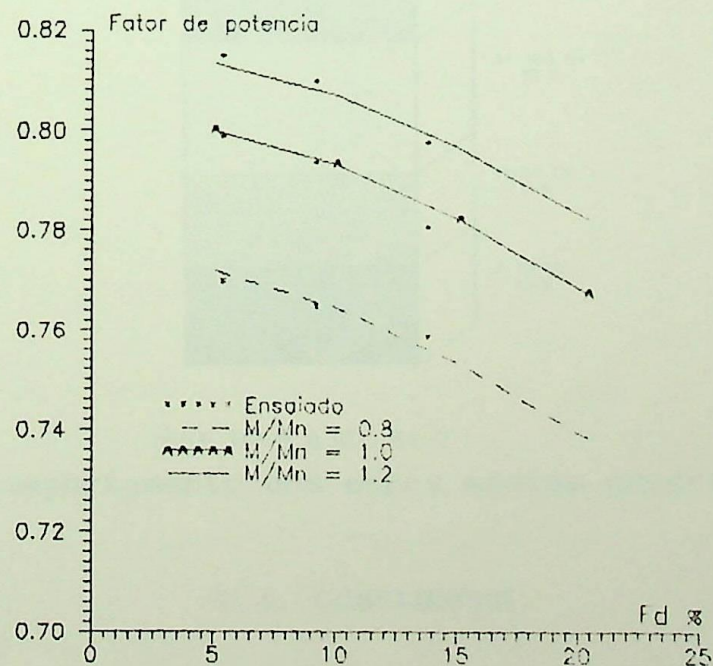


Figura 5.11 - Comportamento do fator de potência em função do fator de desbalanço.

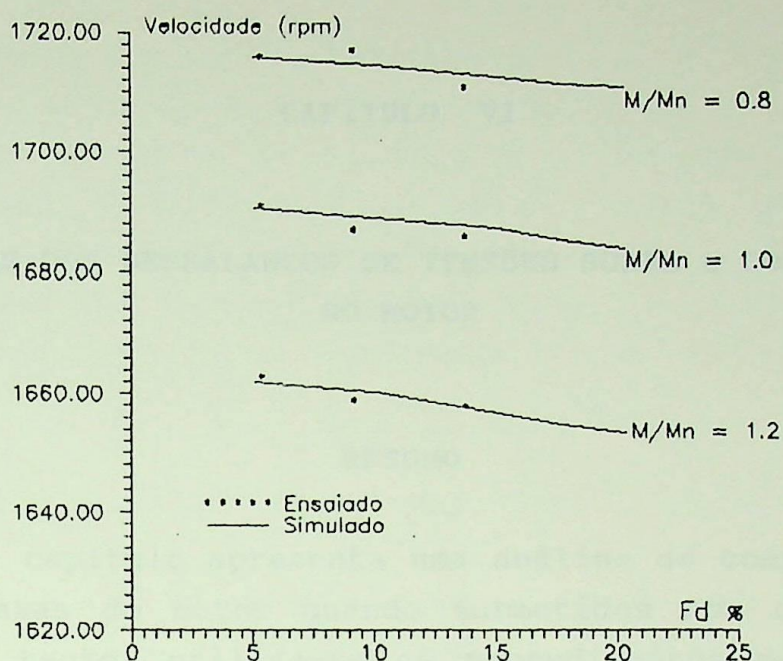
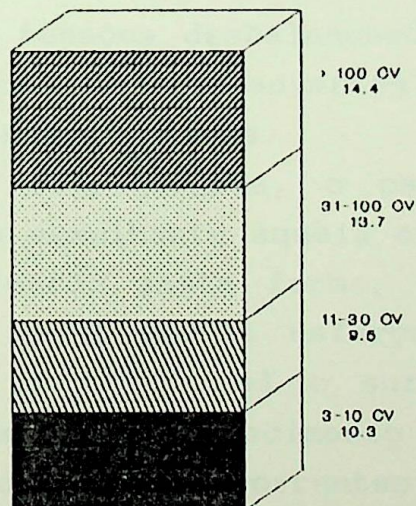


Figura 5.12 - Comportamento da velocidade em função do fator de desbalanço.

A figura 5.13 apresenta o comportamento dos erros médios quadráticos para os casos e grandezas sob análise.



IEEE 112-B e IEC 34-2

Figura 5.13 - Comportamento dos erros médios quadráticos.

#### V.4. CONCLUSÕES

Os resultados e erros obtidos demonstram a excelente conformidade da metodologia proposta quando se utilizam os valores provenientes de ensaios como se fossem dados de catálogo.

## CAPÍTULO VI

### INFLUÊNCIAS DOS DESBALANÇOS DE TENSÕES SOBRE O COMPORTAMENTO DO MOTOR

#### RESUMO

Este capítulo apresenta uma análise do comportamento das várias grandezas do motor quando submetidos aos desbalanços de tensão; para tanto, utiliza-se os procedimentos desenvolvidos e validados nos capítulos anteriores, bem como, os resultados contidos no Anexo VII.

#### VI.1 - INTRODUÇÃO

A presença de tensões desbalanceadas, mesmo que levemente, resultam em vários efeitos adversos devido a produzirem correntes fortemente desequilibradas.

Como primeira consequência, o campo irá se deformar, originando uma operação semelhante àquela existente quando da não uniformidade do entreferro; desta forma, cria-se um desbalanço interno na máquina, o qual produz esforços mecânicos axiais e radiais sobre o eixo. É inevitável o surgimento de vibrações, ruídos, batimentos, desgastes e aquecimento excessivo dos mancais. Podem aparecer, adicionalmente, correntes parasitas circulando pelo sistema eixo-mancais-terra, sendo que o eixo deve ser aterrado (ou a base deve ser isolada) para evitar que elas superaqueçam os mancais. As chapas do circuito magnético também irão vibrar e se aquecerem. Pode-se supor que o rotor tenta acompanhar o movimento do campo.

A alteração das características de desempenho é um fato com a presença de qualquer deformação no campo girante; na realidade, ele é resultado da composição dos campos de sequência positiva e negativa. O de sequência positiva realizaria exatamente as

mesmas funções caso o campo fosse normal; a negativa, por sua vez, se opõe ao movimento e produz o desequilíbrio magnético do motor. O resultado da presença de desbalanço de tensões, dependendo de sua intensidade, é um aumento significativo das perdas, diminuição (as vezes, brutal) do rendimento, alteração do fator de potência (mesmo que levemente), superaquecimento e, dependendo de sua intensidade, redução na velocidade e vida útil do motor.

## VI.2 - ANÁLISE DA DEFORMAÇÃO DO CAMPO GIRANTE

A Figura 6.1 mostra um motor de indução trifásico com três bobinas separadas  $120^\circ$  no estator e rotor, o qual constitui o caso mais simples para ilustrar o conceito de campo magnético giratório.

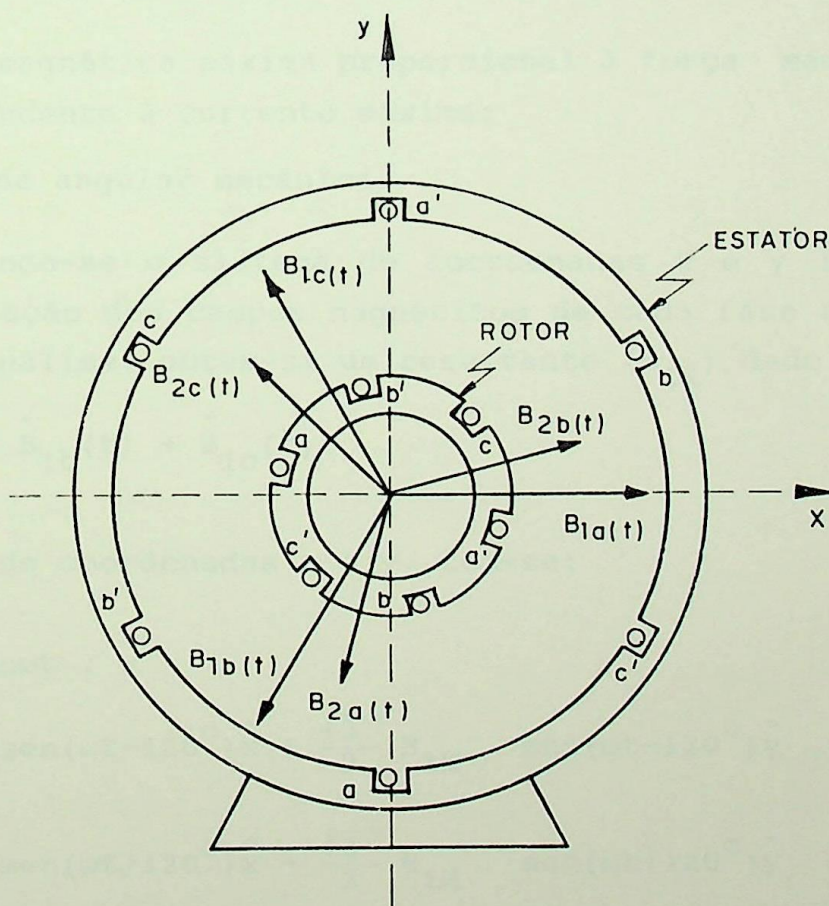


Figura 6.1 - Motor de indução trifásico, um par de polos e bobinas concentradas.

Considerando-se que haja a circulação de correntes balanceadas pelas espiras de cada enrolamento do estator, resulta o surgimento de campos magnéticos associados a cada fase, ou seja:

$$\dot{B}_{1a}(t) = B_{1M} \cdot \text{sen } \omega t \cdot \underline{0^\circ} \quad (6.1)$$

$$\dot{B}_{1b}(t) = B_{1M} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \cdot \underline{120^\circ} \quad (6.2)$$

$$\dot{B}_{1c}(t) = B_{1M} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \cdot \underline{240^\circ} \quad (6.3)$$

Onde:

$\dot{B}_{1a}(t)$ ,  $\dot{B}_{1b}(t)$ ,  $\dot{B}_{1c}(t)$  são as induções magnéticas proporcionais às forças magnetomotrizes correspondentes às correntes instantâneas  $i_{1a}$ ,  $i_{1b}$  e  $i_{1c}$ , respectivamente;

$B_{1M}$  - indução magnética máxima proporcional à força magnetomotriz correspondente à corrente máxima;

$\omega$  - velocidade angular mecânica.

Adotando-se o sistema de coordenadas  $x$  e  $y$  indicado na Figura 6.1, a ação dos campos magnéticos de cada fase no instante de tempo sob análise, obtem-se um resultante ( $\dot{B}_{1R}$ ) dado por:

$$\dot{B}_{1R} = \dot{B}_{1a}(t) + \dot{B}_{1b}(t) + \dot{B}_{1c}(t) \quad (6.4)$$

ou, em termos de coordenadas  $x$  e  $y$ , tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{B}_{1R} &= B_{1M} \cdot \text{sen} \omega t \cdot \hat{x} \\ &- 0,5 B_{1M} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \hat{x} + \frac{\sqrt{3}}{2} B_{1M} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \hat{y} \\ &- 0,5 B_{1M} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \hat{x} - \frac{\sqrt{3}}{2} B_{1M} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \hat{y} \end{aligned} \quad (6.5)$$

Agrupando os elementos do eixo  $x$ , do eixo  $y$  e utilizando as identidades trigonométricas de soma de ângulos, resulta:

$$\dot{B}_{1R} = 1,5 B_{1M} \cdot \text{sen}(\omega t) \hat{x} - 1,5 B_{1M} \cdot \text{cos}(\omega t) \hat{y} \quad (6.6)$$

A expressão (6.6) mostra que a indução magnética resultante do estator possui amplitude constante ( $1,5 B_{1M}$ ) e o ângulo varia continuamente na direção antihorária com velocidade  $\omega$ .

De forma semelhante, as correntes balanceadas que percorrem cada enrolamento do rotor resultam em induções magnéticas associadas à cada fase. Assim, pode-se escrever:

$$\dot{B}_{2R} = 1,5 B_{2M} \cdot \text{sen}(\omega t) \hat{x} - 1,5 B_{2M} \cdot \text{cos}(\omega t) \hat{y} \quad (6.7)$$

Onde:

- $\dot{B}_{2R}$  - indução magnética resultante do rotor;
- $B_{2M}$  - indução magnética máxima proporcional à força magnetomotriz correspondente à corrente máxima;

Na expressão (6.7), nota-se que a velocidade do campo girante criado pelas correntes do rotor é igual a do estator, pois resulta da soma das velocidades do rotor " $(1 - \phi) \cdot \omega t$ " e do campo girante em torno do rotor " $\phi \cdot \omega t$ ".

De amplitude constante ( $1,5 B_{2M}$ ) e velocidade  $\omega$ , o ângulo varia continuamente na direção antihorária, isto é, o campo magnético resultante do rotor tenta acompanhar o do estator.

A interação entre os campos magnéticos girantes produzidos pelo estator e rotor produz um conjugado eletromagnético ( $M_{em}$ ) dado pela expressão (6.8).

$$\dot{M}_{em} = K \cdot \dot{B}_{2R} \times \dot{B}_{1R} \quad (6.8)$$

onde, o termo  $K$  é uma constante que depende do sistema de unidades utilizado para expressar  $\dot{B}_{2R}$  e  $\dot{B}_{1R}$ .

Este conjugado é de sentido antihorário e uniforme ao longo do entreferro; por tanto, o rotor acelera nessa direção.

O estudo da deformação do campo girante devido aos desbalanços de tensões também pode ser efetuado através do método de componentes simétricos.

As correntes de sequência atuam independentemente e seus efeitos podem ser somados de acordo com os princípios da superposição.

Os campos magnéticos resultantes de sequência positiva e negativa do estator estão associados a velocidades angulares iguais e opostas, no sentido antihorário ( $\omega$ ) e horário ( $-\omega$ ), respectivamente.

Se as tensões são suficientemente balanceadas para permitir a operação contínua do motor, o rotor acelera no sentido de giro do campo magnético resultante do estator de sequência positiva e, conseqüentemente, os campos magnéticos, resultantes de sequência positiva e negativa do rotor, estarão associados a velocidades angulares diferentes, a  $\omega$  e  $-\omega$ , respectivamente, devido ao sentido de giro do campo girante em cada sequência.

Assim, as induções magnéticas resultantes do estator e rotor de sequência, podem ser escritas da seguinte forma:

$$\dot{B}_{1R}^+ = 1,5 B_{1M}^+ \cdot \text{sen}(\omega t) \hat{x} - 1,5 B_{1M}^+ \cdot \text{cos}(\omega t) \hat{y} \quad (6.9)$$

$$\dot{B}_{1R}^- = 1,5 B_{1M}^- \cdot \text{sen}(\omega t) \hat{x} + 1,5 B_{1M}^- \cdot \text{cos}(\omega t) \hat{y} \quad (6.10)$$

$$\dot{B}_{2R}^+ = 1,5 B_{2M}^+ \cdot \text{sen}(\omega t) \hat{x} - 1,5 B_{2M}^+ \cdot \text{cos}(\omega t) \hat{y} \quad (6.11)$$

$$\dot{B}_{2R}^- = 1,5 B_{2M}^- \cdot \text{sen}(\omega t) \hat{x} + 1,5 B_{2M}^- \cdot \text{cos}(\omega t) \hat{y} \quad (6.12)$$

Onde:

$\dot{B}_{1R}^+$ ,  $\dot{B}_{1R}^-$  - induções magnéticas resultantes do estator de sequência positiva e negativa, respectivamente;

$B_{1M}^+$ ,  $B_{1M}^-$  - induções magnéticas máximas proporcionais às forças magnetomotrizes correspondentes às correntes máximas do estator de sequência positiva e negativa, respectivamente;

$\dot{B}_{2R}^+$ ,  $\dot{B}_{2R}^-$  - induções magnéticas resultantes do rotor de sequência positiva e negativa, respectivamente;

$B_{2M}^+$ ,  $B_{2M}^-$  - induções magnéticas máximas proporcionais às forças magnetomotrizes correspondentes às correntes máximas do rotor de sequência positiva e negativa, respectivamente.

Aplicado o Teorema da Superposição ao estator e rotor, denominando de  $\dot{B}_1$  e  $\dot{B}_2$  as induções magnéticas resultantes do estator e rotor, respectivamente, tem-se:

$$\dot{B}_1 = 1,5 \left[ B_{1M}^+ + B_{1M}^- \right] \cdot \text{sen}(\omega t) \hat{x} - 1,5 \left[ B_{1M}^+ - B_{1M}^- \right] \cdot \text{cos}(\omega t) \hat{y} \quad (6.13)$$

$$\dot{B}_2 = 1,5 \left[ B_{2M}^+ + B_{2M}^- \right] \cdot \text{sen}(\omega t) \hat{x} - 1,5 \left[ B_{2M}^+ - B_{2M}^- \right] \cdot \text{cos}(\omega t) \hat{y} \quad (6.14)$$

Da análise de (6.13) e (6.14), pode-se concluir que as induções nas direções  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$  são diferentes, resultando em campos de forma ovalada, girando em sentido opostos, deformando o campo magnético resultante, cuja indução ( $\dot{B}_R$ ) é dada pela expressão (6.15):

$$\begin{aligned} \dot{B}_R = & 1,5 \left[ B_{1M}^+ + B_{1M}^- + B_{2M}^+ + B_{2M}^- \right] \cdot \text{sen}(\omega t) \hat{x} \\ & - 1,5 \left[ B_{1M}^+ - B_{1M}^- + B_{2M}^+ - B_{2M}^- \right] \cdot \text{cos}(\omega t) \hat{y} \end{aligned} \quad (6.15)$$

A disposição dos campos magnéticos de acordo com as coordenadas  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$  para o motor operando com carga é mostrado na Figura 6.2.

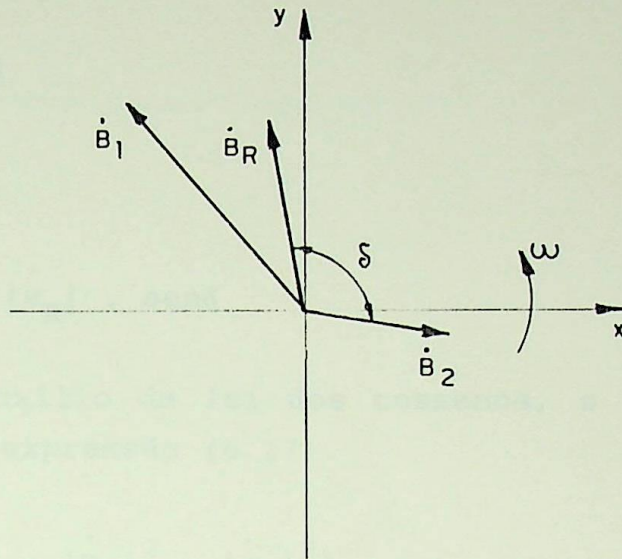


Figura 6.2 - Induções magnéticas de um motor de indução operando com carga.

O conjugado eletromagnético produzido, que mantém o rotor em movimento na presença de tensões desbalanceadas pode ser expresso de maneira análogo à expressão (6.8), ou seja:

$$\dot{M}_{em} = K \cdot \dot{B}_2 \times \dot{B}_1 \quad (6.20)$$

mas:

$$\dot{B}_1 = \dot{B}_R - \dot{B}_2 \quad (6.21)$$

Substituindo (6.21) em (6.20), tem-se:

$$\dot{M}_{em} = K \cdot \dot{B}_2 \times (\dot{B}_R - \dot{B}_2) \quad (6.22)$$

ou melhor:

$$\dot{M}_{em} = K \cdot (\dot{B}_2 \times \dot{B}_R) - K \cdot (\dot{B}_2 \times \dot{B}_2) \quad (6.23)$$

se:

$$(\dot{B}_2 \times \dot{B}_2) = 0 \quad (6.24)$$

resulta:

$$\dot{M}_{em} = K \cdot \dot{B}_2 \times \dot{B}_R \quad (6.25)$$

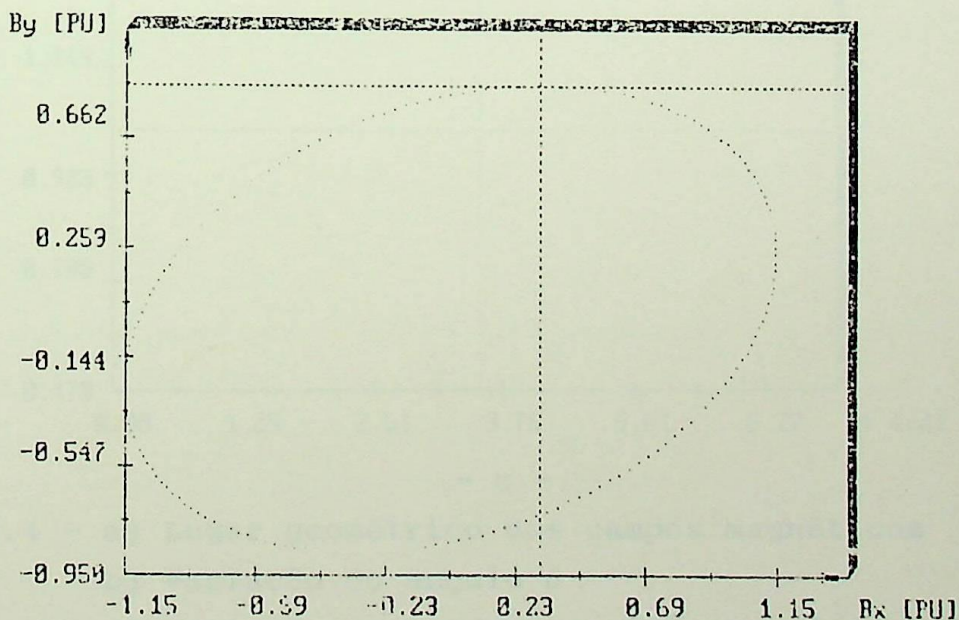
ou melhor:

$$M_{em} = K \cdot |\dot{B}_2| \cdot |\dot{B}_R| \cdot \text{sen}\delta \quad (6.26)$$

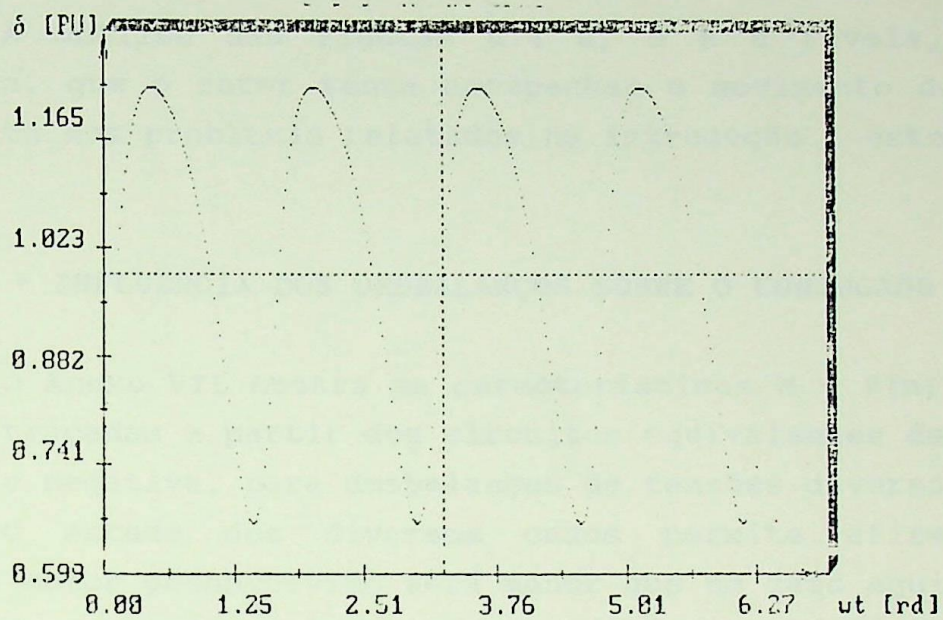
Com o auxílio da lei dos cossenos, o ângulo  $\delta$  pode ser determinado pela expressão (6.27).

$$\delta = \arccos \left( \frac{|\dot{B}_1|^2 - |\dot{B}_R|^2 - |\dot{B}_2|^2}{2 \cdot |\dot{B}_R| \cdot |\dot{B}_2|} \right) \quad (6.27)$$

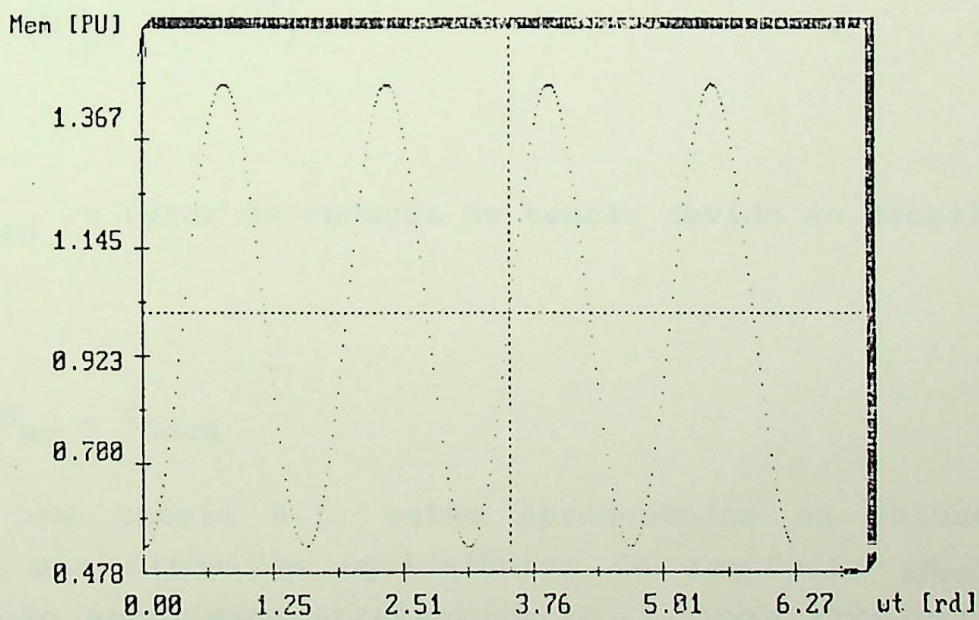
De forma a ilustrar os efeitos dos desbalanços de tensões sobre o campo magnético girante e o conjugado eletromagnético produzido, a figura 6.4 fornece, o lugar geométrico dos campos magnéticos, o comportamento do ângulo " $\delta$ " e do conjugado eletromagnético para o motor operando com carga nominal, alimentado por tensões fortemente desbalanceadas (fd = 15%).



- a -



- b -



- c -

Figura 6.4 - a) Lugar geométrico dos campos magnéticos  
 b) Variação do ângulo  $\delta$   
 c) Variação do conjugado eletromagnético

A análise das Figuras 6.4 a, b e c revela, de forma inequívoca, que o rotor tenta acompanhar o movimento do campo, o que resulta nos problemas relatados na introdução à este capítulo.

### VI.3 - INFLUÊNCIA DOS DESBALANÇOS SOBRE O CONJUGADO MOTOR

O Anexo VII mostra as características  $M = f(n)$  de vários motores, traçadas a partir dos circuitos equivalentes de sequência positiva e negativa, para desbalanços de tensões diversos.

O estudo dos diversos casos permite afirmar que o conjugado motor desenvolvido será menor que no caso equilibrado, o qual pode ser quantizado dentro da região de operação ( $0 > \delta \leq \delta_k$ ) de forma aproximada, determinando-se apenas as tensões de sequência e conseqüentemente, o fator de desbalanço. Assim, definindo-se :

$$f_{Rdes} = \left( \frac{U_1^+}{U_{1N}} \right)^2 \cdot (1 - fd^2) \quad (6.28)$$

Onde :

$f_{Rdes}$  - fator de redução de tensão devido ao desbalanço.

Tem-se :

$$M_{des} = M_{eq} \cdot f_{Rdes} \quad (6.29)$$

Na tabela 6.1, estão apresentados os valores obtidos através dos circuitos equivalentes de sequência ( $M_{CES}$ ) e pela formulação aproximada apresentada ( $M_{AP}$ ), para três motores, três condições de carga e fatores de desbalanço.

MOTOR CV	fd %	$\frac{M_{CES}}{M_{eq}}$	$\frac{M_{AP}}{M_{eq}}$	$\xi$ %
3	4,36	0,9859	0,9972	1,1462
	8,75	0,9782	0,9885	1,0529
	13,19	0,9653	0,9740	0,9013
	17,72	0,9468	0,9535	0,7076
	22,38	0,9225	0,9262	0,4011
	27,20	0,8917	0,8917	0,0000
15	4,36	0,9877	0,9972	0,9618
	8,75	0,9808	0,9885	0,7851
	13,19	0,9692	0,9740	0,4952
	17,72	0,9526	0,9535	0,0945
	22,38	0,9306	0,9262	0,4728
	27,20	0,9029	0,8917	1,2405
50	4,36	0,9920	0,9972	0,5242
	8,75	0,9818	0,9885	0,6824
	13,19	0,9647	0,9740	0,9640
	17,72	0,9403	0,9535	1,4038
	22,38	0,9082	0,9262	1,9819
	27,20	0,8677	0,8917	2,7659

Tabela 6.1 - Influência dos desbalancos sobre o conjugado.

Assim:

$$M_{Kdes} = \bar{M}_K \cdot M_N \cdot f_{Rdes} \quad (6.30)$$

Desta forma, é possível aplicar a equação de Klöss, ou seja:

$$\frac{M_{des}}{M_K} = \frac{2(1 + \delta_K)}{\frac{\delta}{\delta_K} + \frac{\delta_K}{\delta} + 2 \cdot \delta \cdot \delta_K} \cdot f_{Rdes} \quad (6.31)$$

#### VI.4 - INFLUÊNCIA DOS DESBALANÇOS SOBRE A VELOCIDADE DESENVOLVIDA

Pelo exposto no item anterior a velocidade desenvolvida pelo motor será a mesma que a de um motor alimentado com tensões equilibradas com valores iguais a

$$U_{1\text{equivalente}} = U_{1N} \cdot \sqrt{1 - fd^2} \quad (6.32)$$

assim, para cargas do tipo conjugado constante, tem-se:

$$n = n_S \left\{ 1 - \delta_K \cdot \frac{\frac{M_K}{M_C} \cdot f_{Rdes} \cdot (1 + \delta_K) - \sqrt{\left[ \frac{M_K}{M_C} \cdot f_{Rdes} \cdot (1 + \delta_K) \right]^2 - \left[ 1 + 2 \cdot \delta_K^2 \right]}}{1 + 2 \cdot \delta_K^2} \right\} \quad (6.33)$$

Pode-se concluir que a variação da velocidade é insignificante, mesmo para valores elevados do fator de desbalanço, como é possível verificar pelas várias curvas  $n = f(fd)$  mostradas no Anexo VII e a título de exemplo, na tabela 6.2, para  $M = M_N$ , com valores determinados através dos circuitos equivalentes de sequência ( $n_{CES}$ ) e pela equação de Klöss ( $n_{AP}$ ).

MOTOR CV	fd %	$\frac{n_{CES}}{n_{eq}}$	$\frac{n_{AP}}{n_{eq}}$	$\xi$ %
3	4,36	0,9990	1,0093	1,0310
	8,75	0,9980	1,0088	1,0822
	13,19	0,9970	1,0079	1,0933
	17,72	0,9960	1,0066	1,0643
	22,38	0,9940	1,0047	1,0765
	27,20	0,9910	1,0023	1,1403
15	4,36	1,0000	1,0015	0,1500
	8,75	0,9990	1,0012	0,2202
	13,19	0,9990	1,0007	0,1702
	17,72	0,9980	1,0000	0,2004
	22,38	0,9970	0,9991	0,2106
	27,20	0,9960	1,0004	0,4418
50	4,36	1,0000	1,0005	0,0500
	8,75	1,0000	1,0004	0,0400
	13,19	0,9990	1,0002	0,0300
	17,72	0,9990	0,9985	0,0500
	22,38	0,9980	0,9992	0,1203
	27,20	0,9970	0,9984	0,1404

Tabela 6.2 - Influência dos desbalanços sobre a velocidade.

#### VI.5 - INFLUÊNCIA DOS DESBALANÇOS SOBRE O TEMPO DE ACELERAÇÃO

A redução do conjugado desenvolvido devido ao desbalanço, permite afirmar que o tempo de aceleração ( $t_a$ ) aumenta para a mesma condição de carga. A tabela 6.3 mostra a variação do tempo de aceleração com o desbalanço de tensões para  $M_C = M_N$ .

MOTOR CV	fd %	$\frac{t_a}{t_{aeq}}$
3	4,36	1,0192
	8,75	1,0227
	13,19	1,0332
	17,72	1,0901
	22,38	1,1010
	27,20	1,1694
15	4,36	1,0130
	8,75	1,0293
	13,19	1,0547
	17,72	1,0593
	22,38	1,0919
	27,20	1,1559
50	4,36	1,0265
	8,75	1,0468
	13,19	1,0737
	17,72	1,1202
	22,38	1,1847
	27,20	1,2795

Tabela 6.3 - Variação do tempo de aceleração.

#### VI.6 - INFLUÊNCIA DOS DESBALANÇOS SOBRE O RENDIMENTO

O comportamento das perdas adicionais, ou seja, o aumento das perdas devido ao desbalanço para a mesma condição de carga, do rendimento para várias cargas em função do fator de desbalanço, são mostradas no Anexo VII.

Pela análise dos vários casos, nota-se que as perdas são fortemente afetadas, resultando em sobreaquecimento e em uma brutal redução do rendimento os quais são mostrados na tabela 6.4, para motores específicos.

MOTOR CV	fd %	$\frac{\eta}{\eta_{eq}}$
3	4,36	0,9961
	8,75	0,9844
	13,19	0,9653
	17,72	0,9396
	22,38	0,9072
	27,20	0,8692
15	4,36	0,9982
	8,75	0,9914
	13,19	0,9800
	17,72	0,9644
	22,38	0,9445
	27,20	0,9207
50	4,36	0,9976
	8,75	0,9898
	13,19	0,9771
	17,72	0,9597
	22,38	0,9370
	27,20	0,9100

Tabela 6.4 - Influência dos desbalanços sobre o rendimento.

#### VI.7 - INFLUÊNCIAS DOS DESBALANÇOS SOBRE O FATOR DE POTÊNCIA

O fator de potência é significativamente afetado e sua redução depende da potência do motor, como mostrado no Anexo VII e ilustrado na tabela 6.5.

MOTOR CV	fd %	$\frac{\cos\phi}{\cos\phi_{eq}}$
3	4,36	0,9990
	8,75	0,9925
	13,19	0,9819
	17,72	0,9675
	22,38	0,9502
	27,20	0,9303
15	4,36	0,9973
	8,75	0,9888
	13,19	0,9750
	17,72	0,9559
	22,38	0,9321
	27,20	0,9043
50	4,36	0,9967
	8,75	0,9867
	13,19	0,9706
	17,72	0,9490
	22,38	0,9229
	27,20	0,8934

Tabela 6.5 - Influência dos desbalanços sobre a potência.

#### VI.8 - CONCLUSÕES

Os vários casos verificados, complementados pelos três apresentados neste capítulo, permitiram as seguintes conclusões:

- a - O principal efeito do desbalanço das tensões aplicadas a motores de indução são o acréscimo das perdas e o desequilíbrio das correntes de linha.
- b - O conjugado desenvolvido decresce, há uma pequena redução na velocidade e um aumento no tempo de aceleração.
- c - O rendimento pode sofrer uma brutal redução conforme o desbalanço de tensões, resultando na absorção de energia adicional para a execução de um mesmo trabalho.

- d - O fator de potência irá cair em relação ao nominal, dependendo da potência do motor; entretanto, para fatores de desbalanços de até cerca de 10% pode-se dizer que fica basicamente constante.
- e - Não foi possível estabelecer uma regra básica para a análise comparativa entre motores de diferentes pares de polos ou potências. Desta forma, cada caso deve ser estudado individualmente.

## CAPÍTULO VII

### CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA NOVOS TRABALHOS

Este trabalho se propôs a obter um modelo matemático de um motor de indução trifásico de uso geral (categoria N) baseando-se, exclusivamente, em dados de catálogo e, com o qual fosse possível analisar o seu comportamento face a assimetrias nas tensões do alimentador.

Um modelo deste tipo se presta, fundamentalmente, ao serviço de especificação de motores, tanto para uma definição inicial quanto para uma eventual substituição visando conservar energia ou em casos de danos.

Observa-se que, para tais atividades, o profissional do setor deve empregar metodologias expeditas, resultados de ensaios ou informações obtidas junto a fabricantes; mas, em geral, estas atitudes são insuficientes [4]. Desta forma, a intenção é a de compatibilizar os dados e informações gerais apresentadas pelo fabricante com os conhecimentos do acionamento que o citado profissional deve ter.

Neste sentido, o modelo desenvolvido apresentou uma excelente conformidade entre resultados teóricos e os obtidos através de ensaios em laboratório, tanto para as condições ideais quanto para as assimetrias das tensões do alimentador.

Como se verifica no corpo deste trabalho, o modelo é bastante simples e, assim, foi possível elaborar um programa computacional de fácil implementação em microcomputadores de uso pessoal.

Por outro lado, pode-se ressaltar alguns aspectos positivos adicionais do desenvolvimento do trabalho; em termos específicos, tem-se que:

- a) A metodologia permite a obtenção do comportamento dos parâmetros variáveis com a velocidade em função dos efeitos pelicular e/ou saturação em toda a faixa de operação compreendida entre a partida e a condição de rotor livre. Assim, é possível reduzir

erros e incertezas quando da simulação dinâmica e em regime permanente dos motores e métodos de acionamentos associados, bem como, de suas influências sobre eles;

- b) As tensões de sequência positiva e negativa, em módulo e fase, podem, com os procedimentos apresentados, ser calculadas a partir de simples medições das tensões do alimentador, dispensando definições como a da NEMA; esta, como se observou, apresenta desvios significativos.

Como sugestões para uma continuidade deste trabalho propõe-se:

- a) Ações mais efetivas junto a fabricantes e do COBEI/ABNT no sentido de aperfeiçoar os dados de catálogos apresentados pelo fabricante;
- b) Desenvolvimento de um modelo térmico, no qual haja a inclusão de desbalanços de tensões do alimentador do motor;
- c) Estabelecimento de critérios para ajuste de proteções;
- d) Estruturação de estudo visando avaliar e implantar procedimentos de análise quanto ao nível de vibrações a que o motor fica submetido quando alimentado por tensões desbalanceadas; a análise do campo girante efetuada no capítulo VI pode se constituir em um ponto de partida para tanto; e,
- e) Implementação de sistemas associados aos métodos de acionamento estáticos para eliminar os desbalanços.

## ANEXO I

### DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE E DEMAIS GRANDEZAS SOB CONDIÇÕES SIMÉTRICAS

#### RESUMO

Este anexo apresenta o desenvolvimento de expressões para o cálculo dos parâmetros do circuito equivalente a partir de dados de catálogo, bem como o das demais grandezas e funções envolvidas.

#### A.1.1 DETERMINAÇÃO DA REATÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO ( $X_M$ )

Um cálculo aproximado do valor de  $X_M$  é possível, considerando-se o circuito equivalente em "L" conforme [6], indicado na figura A.1.1.

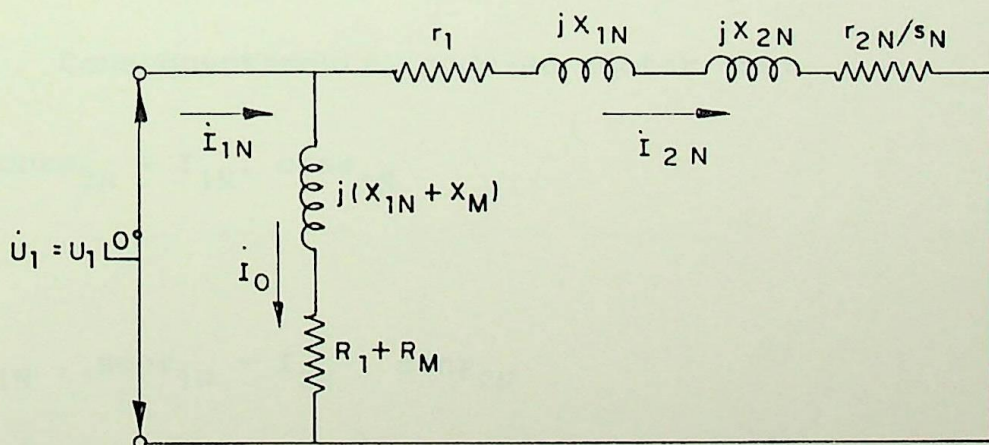


Figura A.1.1 - Circuito equivalente em "L" do motor de indução trifásico para condição de carga nominal.

O valor da corrente do ramo magnetizante  $I_0$  é dada, em

módulo, por:

$$I_O = \frac{U_{1N}}{\sqrt{(R_1 + R_M)^2 + (X_{1N} + X_M)^2}} \quad (\text{A.1.1})$$

Nas máquinas assíncronas normais  $R_1$  e  $R_M$  é considerávelmente menor que  $X_{1N}$  e  $X_M$  respectivamente. Por esta razão,  $(R_1 + R_M)^2$  é de tal grau menor que  $(X_{1N} + X_M)^2$  que se pode desprezá-lo. Neste caso:

$$I_O = \frac{U_{1N}}{X_{1N} + X_M} \quad (\text{A.1.2})$$

Sabe-se também que  $X_M$  é muito maior que  $X_{1N}$ , resultando para um cálculo aproximado de  $I_O$ , a expressão (A.1.3).

$$I_O \cong \frac{U_{1N}}{X_M} \quad (\text{A.1.3})$$

Consequentemente, pode-se adotar que:

$$I_{2N} \cdot \cos\varphi_{2N} \cong I_{1N} \cdot \cos\varphi_{1N} \quad (\text{A.1.4})$$

e,

$$I_O \cong I_{1N} \cdot \text{sen}\varphi_{1N} - I_{2N} \cdot \text{sen}\varphi_{2N} \quad (\text{A.1.5})$$

Combinando-se (A.1.3), (A.1.4) e (A.1.5), obtem-se:

$$\frac{U_{1N}}{X_M} \cong I_{1N} (\text{sen}\varphi_{1N} - \text{tg}\varphi_{2N} \cdot \cos\varphi_{1N}) \quad (\text{A.1.6})$$

Se:

$$\operatorname{tg}\varphi_{2N} = \frac{(x_{1N} + x_{2N})}{r_{2n}/\delta_N} \quad (\text{A.1.7})$$

pois,

$$\frac{r_{2N}}{\delta_N} \gg r_1 \quad (\text{A.1.8})$$

conforme [6], tem-se:

$$\frac{x_{1N} + x_{2N}}{r_2} = \frac{1}{\delta_k} \quad (\text{A.1.9})$$

Combinando-se (A.1.7) e (A.1.9), resulta:

$$\operatorname{tg}\varphi_{2N} = \frac{\delta_N}{\delta_k} \quad (\text{A.1.10})$$

Logo:

$$\frac{U_{1N}}{X_M} \cong I_{1N} \left( \operatorname{sen}\varphi_{1N} - \frac{\delta_N}{\delta_k} \cdot \operatorname{cos}\varphi_{1N} \right) \quad (\text{A.1.11})$$

Multiplicando-se membro a membro por  $3 \cdot U_{1N} \cdot \operatorname{cos}\varphi_{1N}$ , resulta:

$$\frac{3 \cdot U_{1N}^2 \cdot \operatorname{cos}\varphi_{1N}}{X_M} \cong 3 \cdot U_{1N} \cdot I_{1N} \cdot \operatorname{cos}\varphi_{1N} \cdot \left( \operatorname{sen}\varphi_{1N} - \frac{\delta_N}{\delta_k} \cdot \operatorname{cos}\varphi_{1N} \right) \quad (\text{A.1.12})$$

como,

$$3 \cdot U_{1N}^2 = U_N^2 \quad (\text{A.1.13})$$

e,

$$3 \cdot U_{1N} \cdot I_{1N} \cdot \cos \varphi_{1N} = \frac{P_{2N}}{\eta_N} \quad (\text{A.1.14})$$

tem-se:

$$X_M \cong \frac{U_N^2 \cdot \eta_N \cdot \cos \varphi_{1N}}{\left[ \sin \varphi_{1N} - \frac{\delta_N}{\delta_k} \cdot \cos \varphi_{1N} \right] \cdot P_{2N}} \quad (\text{A.1.15})$$

### A.1.2. DETERMINAÇÃO DO MÓDULO E ARGUMENTO DA CORRENTE ROTÓRICA

O módulo e argumento da corrente rotórica podem ser determinados com o auxílio do diagrama fasorial das correntes dado na figura A.1.2.

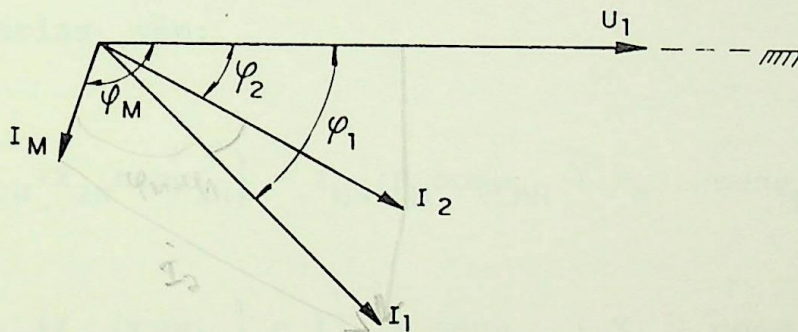


Figura A.1.2 - Diagrama fasorial das correntes em um motor de indução trifásico.

Através de relações trigonométricas, tem-se:

$$I_2^2 = \sqrt{I_1^2 + I_M^2 - 2 \cdot I_1 \cdot I_M \cdot \cos(\varphi_M - \varphi_1)} \quad (\text{A.1.16})$$

e,

$$\varphi_2 = \varphi_1 - \arcsen \left[ \frac{I_M}{I_2} \cdot \sin(\varphi_M - \varphi_1) \right] \quad (\text{A.1.17})$$

### A.1.3 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS $R_M$ , $X_{2N}$ , $X_{1N}$ E $R_1$

Utilizando-se o circuito equivalente da figura 2.2, verifica-se que a queda de tensão no ramo magnetizante é igual a queda de tensão no circuito do rotor, bem como, que a soma das quedas de tensões no rotor e estator é igual à tensão aplicada; desta forma:

$$I_{MN} \cdot e^{-\varphi_{MN}} \cdot (R_M + jX_M) = I_{2N} \cdot e^{-\varphi_{2N}} \cdot \left( \frac{R_{2N}}{\delta_N} + jX_{2N} \right) \quad (\text{A.1.18})$$

e,

$$I_{2N} \cdot e^{-\varphi_{2N}} \cdot \left( \frac{R_{2N}}{\delta_N} + jX_{2N} \right) + I_{1N} \cdot e^{-\varphi_{1N}} \cdot (R_1 + jX_{1N}) = U_{1N} \cdot e^{j0^\circ} \quad (\text{A.1.19})$$

De (A.1.18), igualando-se as respectivas partes reais e partes imaginárias, vem:

$$I_{2N} \left( \frac{R_{2N}}{\delta_N} \cdot \cos\varphi_{2N} + X_{2N} \sin\varphi_{2N} \right) = I_{MN} (R_M \cos\varphi_{MN} + X_M \cdot \sin\varphi_{MN}) \quad (\text{A.1.20})$$

$$I_{2N} \left( \frac{R_{2N}}{\delta_N} \cdot \sin\varphi_{2N} + X_{2N} \cos\varphi_{2N} \right) = I_{MN} (R_M \sin\varphi_{MN} + X_M \cdot \cos\varphi_{MN}) \quad (\text{A.1.21})$$

Isolando-se  $X_{2N}$  em (A.1.20) e (A.1.21), e igualando-se as expressões, tem-se:

$$\frac{I_{MN}}{I_{2N}} (R_M \cdot \cos\varphi_{MN} + X_M \sin\varphi_{MN}) - \frac{R_{2N}}{\delta_N} \cos\varphi_{2N} = \text{tg}\varphi_{2N} \cdot \left[ \frac{R_{2N}}{\delta_N} \cdot \sin\varphi_{2N} - \frac{I_{MN}}{I_{2N}} \cdot (R_M \cdot \sin\varphi_{MN} - X_M \cdot \cos\varphi_{MN}) \right] \quad (\text{A.1.22})$$

De onde:

$$R_M = \frac{\frac{I_{2N}}{\cos\varphi_{2N}} \cdot \frac{R_{2N}}{\varphi_N} + I_M \cdot X_M \cdot (\operatorname{tg}\varphi_{2N} \cdot \cos\varphi_{MN} - \operatorname{sen}\varphi_{MN})}{I_{MN} \cdot (\cos\varphi_{MN} + \operatorname{tg}\varphi_{2N} \cdot \operatorname{sen}\varphi_{2N})} \quad (\text{A.1.23})$$

Determinando-se  $R_M$  por (A.1.23), pode-se calcular  $X_{2N}$ , isolando-a na expressão (A.1.21), ou seja:

$$X_{2N} = \frac{R_{2N}}{\varphi_N} \cdot \operatorname{tg}\varphi_{2N} - \frac{I_{MN}}{I_{2N} \cdot \cos\varphi_{2N}} \cdot (R_M \cdot \operatorname{sen}\varphi_{MN} - X_M \cdot \cos\varphi_{MN}) \quad (\text{A.1.24})$$

Utilizando-se do mesmo procedimento anterior, tem-se: *para*

$$I_{1N}(R_1 \cdot \cos\varphi_{1N} + X_{1N} \cdot \operatorname{sen}\varphi_{1N}) + I_{2N} \cdot \left( \frac{R_{2N}}{\varphi_N} \cdot \cos\varphi_{2N} + X_{2N} \cdot \operatorname{sen}\varphi_{2N} \right) = U_{1N} \quad (\text{A.1.25})$$

$$I_{1N}(R_1 \cdot \operatorname{sen}\varphi_{1N} - X_{1N} \cdot \cos\varphi_{1N}) + I_{2N} \cdot \left( \frac{R_{2N}}{\varphi_N} \cdot \operatorname{sen}\varphi_{2N} - X_{2N} \cdot \cos\varphi_{2N} \right) = 0 \quad (\text{A.1.26})$$

Isolando-se  $X_{1N}$  em (A.1.26), resulta:

$$X_{1N} = R_1 \cdot \operatorname{tg}\varphi_{1N} + \frac{I_{2N}}{I_{1N} \cdot \cos\varphi_{1N}} \cdot \left( \frac{R_{2N}}{\varphi_N} \cdot \operatorname{sen}\varphi_{2N} - X_{2N} \cos\varphi_{2N} \right) \quad (\text{A.1.27})$$

Substituindo-se (A.1.27) em (A.1.25), tem-se:

$$R_1 = \frac{U_{1N} - I_{2N} \left[ \frac{R_{2N}}{\varphi_N} (\cos\varphi_{2N} + \operatorname{tg}\varphi_{1N} \cdot \operatorname{sen}\varphi_{2N}) + X_{2N} (\operatorname{sen}\varphi_{2N} - \operatorname{tg}\varphi_{1N} \cdot \cos\varphi_{2N}) \right]}{I_{1N} / \cos\varphi_{1N}} \quad (\text{A.1.28})$$

#### A. I. 4 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS $X_{2P}$ E $R_{2P}$

Com o auxílio da figura 2.5, a queda de tensão no ramo magnetizante é igual a queda de tensão no circuito do rotor, logo:

$$I_{MP} \cdot e^{-\varphi_{MP}} \cdot (R_M + jX_M) = I_{2P} \cdot e^{-\varphi_{2P}} \cdot (R_{2P} + jX_{2P}) \quad (A.1.29)$$

De onde:

$$I_{MP} \cdot (R_M \cdot \cos\varphi_{MP} + X_M \cdot \sin\varphi_{MP}) = I_{2P} (R_{2P} \cdot \cos\varphi_{2P} + X_{2P} \cdot \sin\varphi_{2P}) \quad (A.1.30)$$

e,

$$I_{MP} \cdot (R_M \cdot \sin\varphi_{MP} - X_M \cdot \cos\varphi_{MP}) = I_{2P} (R_{2P} \cdot \sin\varphi_{2P} - X_{2P} \cdot \cos\varphi_{2P}) \quad (A.1.31)$$

De (A.1.31), vem:

$$X_{2P} = R_{2P} \cdot \operatorname{tg}\varphi_{2P} - \frac{I_{MP}}{I_{2P} \cdot \cos\varphi_{2P}} \cdot (R_M \sin\varphi_{MP} - X_M \cdot \cos\varphi_{MP}) \quad (A.1.32)$$

Substituindo-se (A.1.32) em (A.1.30), resulta:

$$R_{2P} = \frac{I_{MP} \cdot \cos\varphi_{2P}}{I_{2P}} \cdot [R_M (\cos\varphi_{MP} + \operatorname{tg}\varphi_{2P} \cdot \sin\varphi_{MP}) + X_M (\sin\varphi_{MP} - \operatorname{tg}\varphi_{2P} \cdot \cos\varphi_{MP})] \quad (A.1.33)$$

#### A. I. 5 - PROCEDIMENTO PARA DETERMINAÇÃO DAS DERIVADAS CONTIDAS NA EXPRESSÃO (2.69)

De acordo com o item II.4, o comportamento dos parâmetros  $X_1$ ,  $X_2$  e  $R_2$  é expresso na forma polinomial, podendo-se obter suas derivadas em relação ao escorregamento diretamente.

A derivada da corrente rotórica em relação ao escorregamento pode ser obtida com o auxílio da figura A.1.3 que representa o circuito equivalente do motor, modificado pelo Teorema de Thevenin.

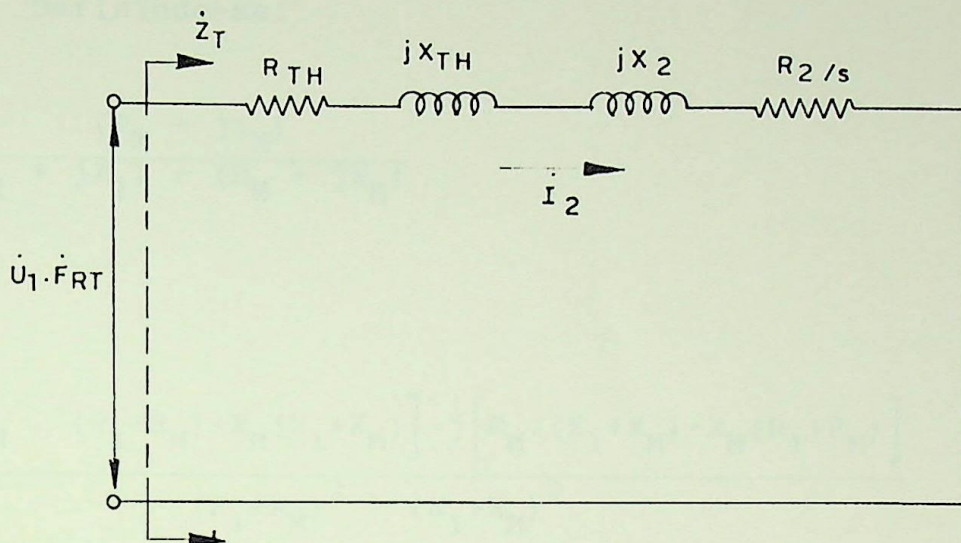


Figura A.1.3 - Circuito equivalente do motor modificado pelo Teorema de Thevenin.

O Equivalente Thevenin visto pelos terminais do rotor, pode ser determinado com o auxílio da Figura A.1.4.

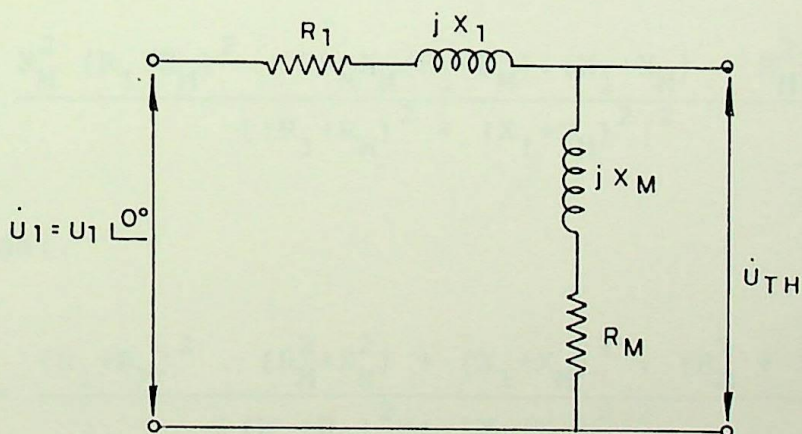


Figura A.1.4 - Circuito a ser reduzido pelo Teorema de Thevenin.

A tensão vista pelos terminais do rotor, ou seja, a tensão de Thevenin ( $\dot{U}_{TH}$ ) pode ser obtida com o auxílio da Figura

A.1.4, ou seja:

$$\dot{U}_{TH} = \dot{U}_1 \cdot \frac{(R_M + jX_M)}{(R_1 + jX_1) + (R_M + jX_M)} \quad (\text{A.1.34})$$

Definindo-se:

$$\dot{F}_{RT} = \frac{(R_M + jX_M)}{(R_1 + jX_1) + (R_M + jX_M)} \quad (\text{A.1.35})$$

ou,

$$\dot{F}_{RT} = \frac{\left[ R_M \cdot (R_1 + R_M) + X_M (X_1 + X_M) \right] - j \left[ R_M \cdot (X_1 + X_M) - X_M (R_1 + R_M) \right]}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2} \quad (\text{A.1.36})$$

Obtem-se em módulo:

$$\begin{aligned} (F_{RT})^2 &= \frac{R_M^2 (R_1 + R_M)^2 + 2R_M X_M (R_1 + R_M) \cdot (X_1 + X_M) + X_M^2 (X_1 + X_M)^2}{[(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2]^2} \\ &+ \frac{X_M^2 (R_1 + R_M)^2 - 2R_M X_M (R_1 + R_M) \cdot (X_1 + X_M) + R_M^2 (X_1 + X_M)^2}{[(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2]^2} \end{aligned} \quad (\text{A.1.37})$$

ou, ainda:

$$(F_{RT})^2 = \frac{(R_1 + R_M)^2 \cdot (R_M^2 + X_M^2) + (X_1 + X_M)^2 \cdot (R_M^2 + X_M^2)}{[(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2]^2} \quad (\text{A.1.38})$$

De onde:

$$(F_{RT})^2 = \frac{(R_M^2 + X_M^2) \cdot [(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2]}{[(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2]^2} \quad (\text{A.1.39})$$

Desta forma, resulta:

$$F_{RT} = \sqrt{\frac{R_M^2 + X_M^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2}} \quad (\text{A.1.40})$$

A expressão (A.1.34), pode ser, agora, escrita em módulo, ou seja:

$$U_{TH} = U_1 \cdot F_{RT} \quad (\text{A.1.41})$$

Colocando-se a fonte de tensão  $U_1$  em repouso ( $U_1 = 0$ ), a impedância equivalente de Thevenin ( $Z_{TH}$ ) é obtida pela expressão (A.1.42), ou seja:

$$Z_{TH} = \frac{(R_1 + jX_1) \cdot (R_M + jX_M)}{(R_1 + jX_1) + (R_M + jX_M)} \quad (\text{A.1.42})$$

ou:

$$Z_{TH} = \frac{[(R_1 \cdot R_M - X_1 \cdot X_M) + j(R_1 \cdot X_M + R_M \cdot X_1)] \cdot [(R_1 + R_M) - j(X_1 + X_M)]}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2} \quad (\text{A.1.43})$$

De onde:

$$Z_{TH} = \frac{(R_1 + R_M) \cdot (R_1 R_M - X_1 X_M) + (X_1 + X_M) \cdot (R_1 X_M + R_M X_1)}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2} + \frac{(R_1 + R_M) \cdot (R_1 X_M + R_M X_1) - (X_1 + X_M) \cdot (R_1 R_M - X_1 X_M)}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2} \quad (\text{A.1.44})$$

Considerando-se:

$$\dot{Z}_{TH} = R_{TH} + jX_{TH} \quad (\text{A.1.45})$$

tem-se:

$$R_{TH} = \frac{R_1 R_M (R_1 + R_M) - X_1 X_M (R_1 + R_M) + X_1 X_M (R_1 + R_M) + R_1 X_M^2 + R_M X_1^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2} \quad (\text{A.1.46})$$

e,

$$X_{TH} = \frac{R_1^2 X_M + R_M^2 X_1 + R_1 R_M (X_1 + X_M) - R_1 R_M (X_1 + X_M) + X_1 X_M (X_1 + X_M)}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2} \quad (\text{A.1.47})$$

De onde:

$$R_{TH} = \frac{R_1 [R_M (R_1 + R_M) + X_M^2] + R_M \cdot X_1^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2} \quad (\text{A.1.48})$$

e,

$$X_{TH} = \frac{X_1 [X_M (X_1 + X_M) + R_M^2] + X_M \cdot R_1^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2} \quad (\text{A.1.49})$$

Da figura A.1.3, tem-se:

$$I_2 = \frac{U_1 \cdot F_{RT}}{Z_T} \quad (\text{A.1.50})$$

onde:

$$Z_T = \sqrt{\left(R_{TH} + \frac{R_2}{\delta}\right)^2 + \left(X_{TH} + X_2\right)^2} \quad (\text{A.1.51})$$

Tomando-se a derivada de  $I_2$  em relação a  $\delta$ , resulta:

$$\frac{dI_2}{d\delta} = U_1 \cdot \frac{Z_T \cdot \frac{dF_{RT}}{d\delta} - F_{RT} \cdot \frac{dZ_T}{d\delta}}{(Z_T)^2} \quad (\text{A.1.52})$$

onde:

$$\frac{dF_{RT}}{d\delta} = - \sqrt{R_M^2 + X_M^2} \cdot \frac{(X_1 + X_M)}{\sqrt{\left[(R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2\right]^{3/2}}} \cdot \frac{dX_1}{d\delta} \quad (\text{A.1.53})$$

e,

$$\begin{aligned} \frac{dZ_T}{d\delta} = \frac{1}{Z_T} \cdot \left[ \left(R_{TH} + \frac{R_2}{\delta}\right) \cdot \left(\frac{dR_{TH}}{d\delta} + \frac{1}{\delta} \frac{dR_2}{d\delta} - \frac{R_2}{\delta^2}\right) \right. \\ \left. + (X_{TH} + X_2) \cdot \left(\frac{dX_{TH}}{d\delta} + \frac{d}{d\delta} + \frac{dX_2}{d\delta}\right) \right] \quad (\text{A.1.54}) \end{aligned}$$

sendo:

$$\frac{dR_{TH}}{d\delta} = \frac{2 \cdot (X_1 + X_M) \cdot \frac{dX_1}{d\delta} \cdot \left\{ R_1 \left[ R_M \cdot (R_1 + R_M) + X_M^2 \right] + R_M X_1^2 \right\}}{\left[ (R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2 \right]^2} - \frac{2 \cdot R_M X_1 \cdot \frac{dX_1}{d\delta} \cdot \left[ (R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2 \right]}{\left[ (R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2 \right]^2} \quad (A.1.55)$$

e,

$$\frac{dX_{TH}}{d\delta} = \frac{2 \cdot (X_1 + X_M) \cdot \frac{dX_1}{d\delta} \cdot \left\{ X_1 \left[ X_M \cdot (X_1 + X_M) + R_M^2 \right] + X_M R_1^2 \right\}}{\left[ (R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2 \right]^2} - \frac{2 \cdot (2 \cdot X_1 \cdot X_M \cdot \frac{dX_1}{d\delta} + X_M^2 + R_M^2) \cdot \left[ (R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2 \right]}{\left[ (R_1 + R_M)^2 + (X_1 + X_M)^2 \right]^2} \quad (A.1.56)$$

## ANEXO II

### CÁLCULO DAS TENSÕES DE SEQUÊNCIA POSITIVA, NEGATIVA E ZERO

#### RESUMO

Este anexo apresenta as deduções das expressões relativas ao cálculo das tensões de sequência positiva, negativa e zero, a partir das tensões de linha. Adicionalmente, verifica-se a validade da formulação e efetua-se uma análise comparativa com os fatores de desbalanceamento calculados pela NEMA [9].

#### A.II.1. INTRODUÇÃO

Conforme o Teorema de Fortescue, três fasores assimétricos de um sistema trifásico podem ser decompostos em três outros sistemas trifásicos simétricos. Considerando-se, especificamente, a presença de tensões desbalanceadas, tem-se:

- a) Tensões de Sequência Positiva, a qual é composta de três fasores iguais em módulo, defasadas de  $120^\circ$  entre si e possuindo a mesma sequência de fase dos fasores originais. A transformação necessária para seu cálculo, considerando-se a tensão AB, é dada por:

$$\dot{U}^+ = \dot{U}_{AB}^+ = \frac{1}{3} \cdot (\dot{U}_{AB} + a \cdot \dot{U}_{BC} + a^2 \cdot \dot{U}_{CA}) \quad (\text{A.2.1})$$

- b) Tensões de Sequência Negativa, constituída de três fasores iguais em módulo, defasados de  $120^\circ$  entre si e tendo a sequência de fases oposta à dos fasores originais; o seu cálculo é dado através de:

$$\dot{U}^- = \dot{U}_{AB}^- = \frac{1}{3} \cdot (\dot{U}_{AB} + a^2 \cdot \dot{U}_{BC} + a \cdot \dot{U}_{CA}) \quad (\text{A.2.2})$$

c) Tensões de Sequência Zero, contituídas de três fasores iguais em módulo e com defasagem nula; pode ser calculada através de:

$$\dot{U}^0 = \dot{U}_{AB}^0 = \frac{1}{3} \cdot (\dot{U}_{AB} + \dot{U}_{BC} + \dot{U}_{CA}) \quad (\text{A.2.3})$$

sendo:

$$a = 1 \cdot \sqrt[3]{120^\circ} \quad (\text{A.2.4})$$

e

$U_{AB}$ ,  $U_{BC}$ ,  $U_{CA}$  - valores eficazes (módulos) das tensões desbalanceadas do sistema de alimentação.

O diagrama fasorial da Figura A.2.1 representa um sistema trifásico desbalanceado genérico.

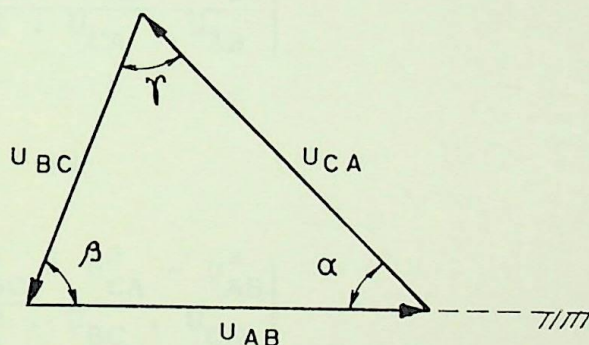


Figura A.2.1 - Sistema trifásico desbalanceado.

Observe-se nas expressões das tensões de sequência a dificuldade de obtenção das grandezas necessárias para o seu cálculo; em outras palavras, verifica-se que os argumentos das tensões não são facilmente mensuráveis.

Alguns autores [16, 21] sugeriram métodos aproximados para tais cálculos, baseando-se em simples medições do módulo das tensões. Neste sentido, este anexo apresenta uma alternativa mais simples e precisa, bem como, desenvolve uma análise comparativa com os fatores de desbalanceamento calculados conforme a NEMA [9].

## A.II.2 - CÁLCULO DAS TENSÕES DE SEQUÊNCIA

Por inspeção da Figura A.2.1, verifica-se que as tensões desbalanceadas podem ser expressas através de:

$$\dot{U}_{AB} = U_{AB} \underline{0^\circ} \quad (\text{A.2.5})$$

$$\dot{U}_{BC} = U_{BC} \underline{-180^\circ + \beta} \quad (\text{A.2.6})$$

$$\dot{U}_{CA} = U_{CA} \underline{180^\circ - \alpha} \quad (\text{A.2.7})$$

Utilizando-se de relações trigonométricas adequadas, pode-se determinar os ângulos contidos na Figura A.2.1 através das expressões:

$$\alpha = \text{arc.cos} \left( \frac{U_{CA}^2 + U_{AB}^2 - U_{BC}^2}{2 \cdot U_{CA} \cdot U_{AB}} \right) \quad (\text{A.2.8})$$

$$\beta = 180^\circ - (\alpha + \gamma) \quad (\text{A.2.9})$$

$$\gamma = \text{arc.cos} \left( \frac{U_{BC}^2 + U_{CA}^2 - U_{AB}^2}{2 \cdot U_{BC} \cdot U_{CA}} \right) \quad (\text{A.2.10})$$

Levando-se (A.2.5), (A.2.6) e (A.2.7) em (A.2.2) e (A.2.3), tem-se:

$$\dot{U}^+ = \dot{U}_{AB}^+ = \frac{1}{3} \left( U_{AB} \cdot \underline{0^\circ} + U_{BC} \cdot \underline{120^\circ - 180^\circ + \beta} + U_{CA} \cdot \underline{240^\circ + 180^\circ - \alpha} \right) \quad (\text{A.2.11})$$

$$\dot{U}^- = \dot{U}_{AB}^- = \frac{1}{3} \left( U_{AB} \cdot \underline{0^\circ} + U_{BC} \cdot \underline{240^\circ - 180^\circ + \beta} + U_{CA} \cdot \underline{120^\circ + 180^\circ - \alpha} \right) \quad (\text{A.2.12})$$

$$\dot{U}^0 = \dot{U}_{AB}^0 = \frac{1}{3} \left( U_{AB} \cdot \underline{0^\circ} + U_{BC} \cdot \underline{180^\circ + \beta} + U_{CA} \cdot \underline{180^\circ - \alpha} \right) \quad (\text{A.2.13})$$

e, assim, resulta:

$$\dot{U}^+ = \dot{U}_{AB}^+ = \frac{1}{3} \left( U_{AB} \underline{0^\circ} + U_{BC} \cdot \underline{-60^\circ + \beta} + U_{CA} \underline{60^\circ - \alpha} \right) \quad (\text{A.2.14})$$

$$\dot{U}^- = \dot{U}_{AB}^- = \frac{1}{3} \left( U_{AB} \underline{0^\circ} + U_{BC} \cdot \underline{60^\circ + \beta} + U_{CA} \underline{-(60^\circ + \alpha)} \right) \quad (\text{A.2.15})$$

$$\dot{U}^0 = \dot{U}_{AB}^0 = \frac{1}{3} \left( U_{AB} \underline{0^\circ} + U_{BC} \cdot \underline{-180^\circ + \beta} + U_{CA} \underline{180^\circ - \alpha} \right) \quad (\text{A.2.16})$$

Desta forma, com apenas três medidas de tensão e com auxílio das expressões (A.2.8), (A.2.9), (A.2.10), (A.2.14), (A.2.15), (A.2.16), é possível obter-se as tensões de sequência em módulo e fase. A título de exemplo, seja o caso de uma medição cujos resultados foram:

$$U_{AB} = 222 \text{ V}; \quad U_{BC} = 240 \text{ V}; \quad U_{CA} = 198 \text{ V}$$

A aplicação de (A.2.8), (A.2.9) e (A.2.10) fornece:

$$\alpha = 50,57^\circ$$

$$\beta = 69,43^\circ; \text{ e}$$

$$\gamma = 60^\circ$$

Logo:

$$\dot{U}_{BC} = 222 \underline{0^\circ} \quad (\text{A.2.17})$$

$$\dot{U}_{BC} = 198 \underline{-110,57^\circ} \quad (\text{A.2.18})$$

$$\dot{U}_{CA} = 240 \underline{129,43^\circ} \quad (\text{A.2.19})$$

Assim, empregando-se (A.2.14), (A.2.15) e (A.2.16), resulta:

$$\dot{U}^+ = \frac{1}{3} \left( 222 + 198 \underline{-9,43^\circ} + \underline{9,43^\circ} \right) = 219,34 \underline{6,26^\circ} \quad (\text{A.2.20})$$

$$\dot{U}^- = \frac{1}{3} \left( 222 + 198 \underline{129,43^\circ} + 240 \underline{-110,57^\circ} \right) = 24,26 \underline{-80,6^\circ} \quad (\text{A.2.21})$$

$$\dot{U}^0 = \frac{1}{3} \left( 222 + 198 \underline{249,43^\circ} + 240 \underline{129,43^\circ} \right) = 0 \quad (\text{A.2.20})$$

### A.II.3. COMPROVAÇÃO EXPERIMENTAL DA METODOLOGIA

De forma a verificar a validade da metodologia proposta efetuou-se um estudo comparativo entre os valores encontrados pela aplicação das expressões básicas (A.2.1, A.2.2 e A.2.3) e as desenvolvidas.

Observa-se que, nas citadas expressões básicas, é necessário medir-se as tensões  $U_{AB}$ ,  $U_{BC}$  e  $U_{CA}$  em módulo e fase; para tanto, utilizou-se voltímetros e um indicador de ângulo de fase, como o mostrado na figura A.2.2.



Figura A.2.1 - Indicador de ângulo de fase.

O indicador de ângulo de fase fornece o defasamento entre duas grandezas elétricas e, portanto, necessita de uma referência, a qual foi adotada para a tensão  $U_{AB}$ ; portanto, o ângulo de fase da tensão  $U_{AB}$  é nulo, enquanto que os dos demais foram obtidos em relação a esta.

Foram executadas várias medições alterando-se a tensão

do alimentador com um auto-transformador com relação de transformação variável por fase, como mostra esquematicamente a Figura A.2.3.

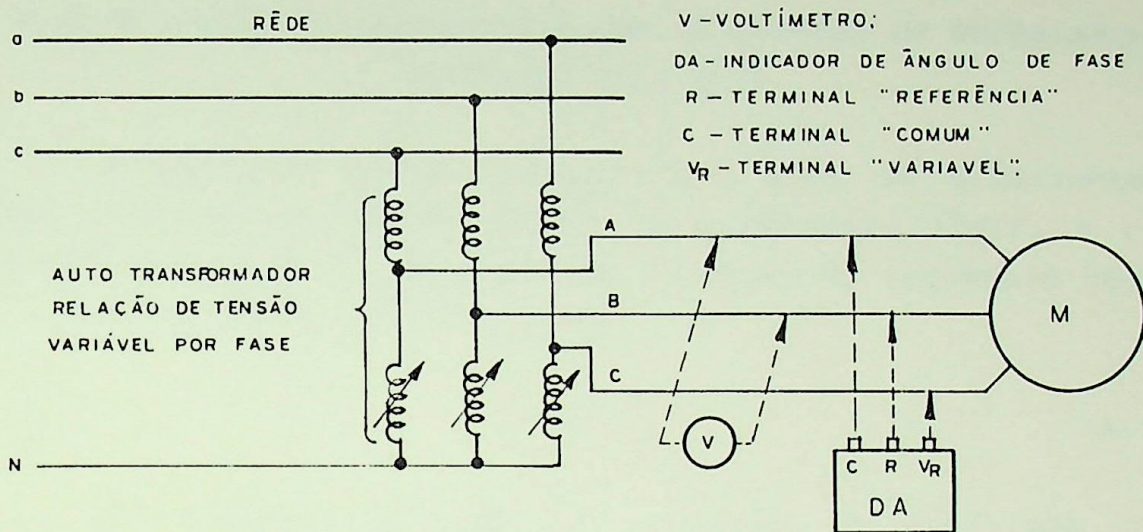


Figura A.2.3 - Ensaio para comprovação da metodologia.

Para fins de testes, fixou-se a tensão  $U_{AB}$  em 220 V e variou-se as das demais fases, obtendo-se os valores relatados na Tabela A.2.1.

$U_{AB}$ (V)	$U_{BC}$ (V)	$U_{CA}$ (V)	DEFINIÇÃO *		PROPOSTO **	
			$U^+$ (V)	$U^-$ (V)	$U^+$ (V)	$U^-$ (V)
220   0°	229   -124	210   115	219,5   - 3	11,43   88,6	219,53   -3	10,97   86,
220   0°	238   -128	200   111	218,8   - 5,6	21,53   85,6	218,78   -5,7	21,96   84
220   0°	246   -132	190   106	217,4   - 8,6	32,62   83	217,46   -8,5	32,41   81,
220   0°	255   -136	181   102	216,5   -11,2	42,81   79,3	216,51   -11	43,02   79,

\* - "Definição" - corresponde à aplicação das expressões (A.2.1), (A.2.2) e (A.2.3)

\*\* - "Proposto" - corresponde a aplicação das expressões (A.2.9), (A.2.10), (A.2.11), (A.2.14), (A.2.15) e (A.2.16).

Tabela A.2.1 - Valores das tensões de seqüência.

Os resultados de quatro medições mostrados na Tabela A.2.1 são claros em demonstrar a excelente conformidade da metodologia proposta, devendo-se atribuir as eventuais diferenças à imprecisão do indicador de ângulo de fase.

#### A.II.4 - ANÁLISE COMPARATIVA COM OS FATORES DE DESBALANÇO CALCULADO PELA NEMA

É bastante comum avaliar-se o grau de desbalanço das tensões através do chamado "fator de desbalanço (fd)"; a rigor, ele é definido como a relação entre a tensão de sequência negativa ( $U^-$ ) e a de positiva ( $U^+$ ), ou seja:

$$fd = \frac{U^-}{U^+} \quad (A.2.22)$$

No entanto, a NEMA [9], visando a facilitar o seu cálculo, o define como sendo:

$$fd = \frac{\text{desvio máximo da tensão média}}{U_{AV}} \quad (A.2.23)$$

onde:

$U_{AV}$  = tensão média, dada por:

$$U_{AV} = \frac{U_{AB} + U_{BC} + U_{CA}}{3} \quad (A.2.24)$$

Utilizando-se das medições efetuadas, executou-se um estudo comparativo entre os valores dos fatores de desbalanço calculados conforme a expressão (A.2.22) e a da NEMA, visando verificar as suas exatidões, sendo assim, considerando-se como verdadeira a definição (A.2.22), obteve-se os desvios da expressão da NEMA através de:

$$\xi\% = \frac{fd - fd_{(NEMA)}}{fd} \cdot 100 \quad (A.2.25)$$

onde:

fd - fator de desbalanço dado por (A.2.22)

$fd_{(NEMA)}$  - fator de desbalanço conforme a NEMA.

Os resultados obtidos são os apresentados na Tabela A.2.2, ilustrados na Figura A.2.4.

U <sub>AB</sub> (V)	U <sub>AC</sub> (V)	U <sub>CA</sub> (V)	fd%		ξ%	U <sup>+</sup> (V)	U <sub>AV</sub> (V)
			NEMA	U <sup>-</sup> /U <sup>+</sup>			
220	229	210	4,40	5,00	12,00	219,53	219,67
220	238	200	8,81	10,04	12,25	218,8	219,33
220	246	190	13,11	14,91	12,15	217,46	218,67
220	255	181	17,23	19,87	13,29	216,51	218,67

Tabela A.2.2 - Fatores de desbalanço e erros.

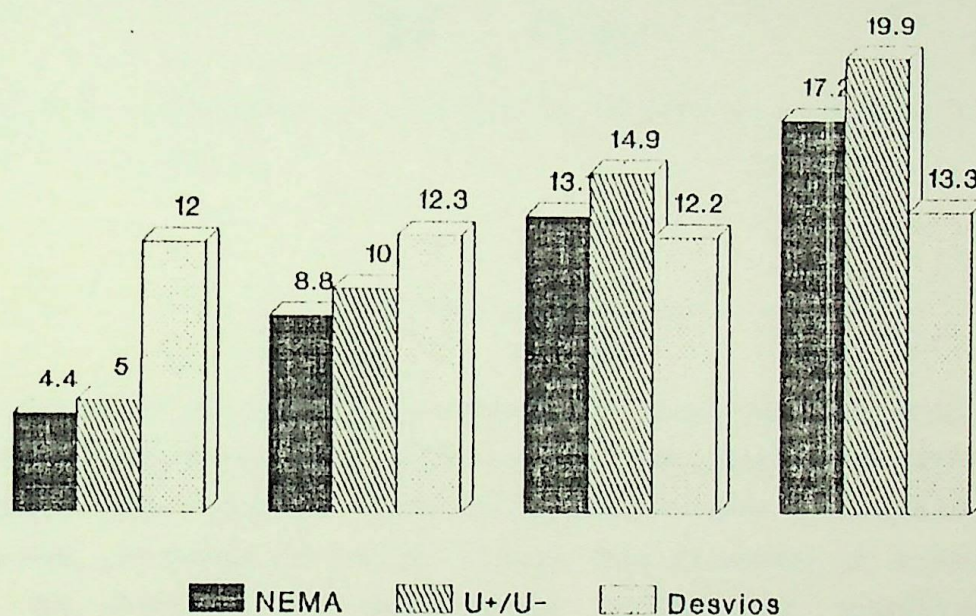


Figura A.2.4 - Fatores de desbalanço e erros (valores em %).

A Tabela A.2.2 ainda fornece os valores dos módulos das tensões de sequência positiva e os médios para fins de comparação. A figura A.2.5 ilustra.

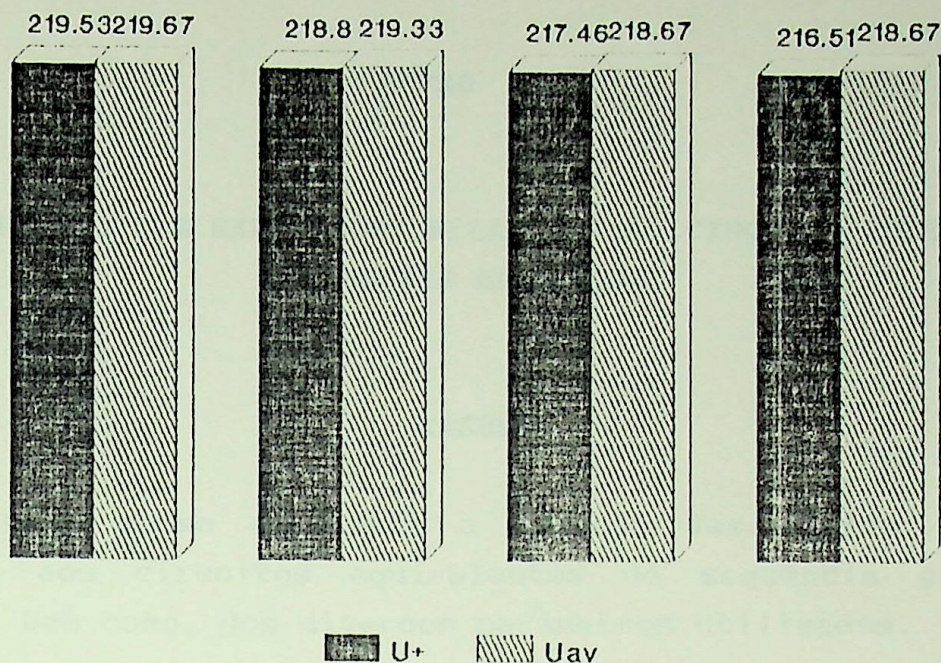


Figura A.2.5 - Tensões de sequência positiva e média (valores em v)

#### A.II.5. CONCLUSÕES

A metodologia apresentada se mostrou bastante adequada, conforme se verifica pela análise dos resultados de sua aplicação e de testes específicos. É de fácil aplicação e cálculo, exigindo apenas três leituras do valor eficaz das tensões de linha.

Os fatores de desbalanço calculados conforme a NEMA também apresentam esta característica, porém estão presentes grandes desvios se considerada a definição formal da grandeza; sendo assim, o procedimento de cálculo apresentado torna-se uma boa alternativa, considerando-se a precisão obtida com a sua aplicação.

Deve-se atentar para um fator adicional, ou seja, que os modelos das tensões de sequência positiva são muito próximos dos médios, se os desbalanços não forem excessivos; desta forma, é possível utilizar esta informação em cálculos rápidos. Além disto, nota-se que tais valores médios se aproximam dos nominais dos motores, nas mesmas condições citadas.

## ANEXO III

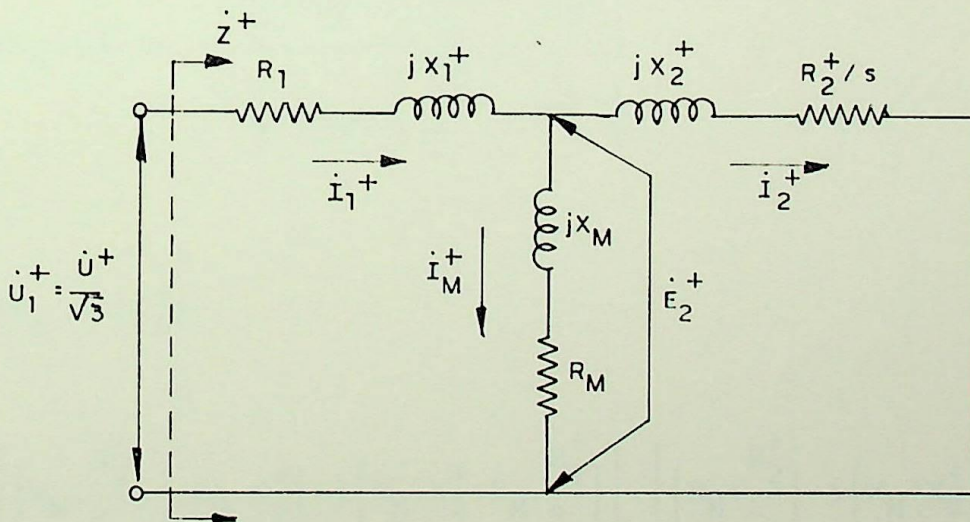
### DETERMINAÇÃO DAS EXPRESSÕES RELATIVAS AO CIRCUITO EQUIVALENTE E DEMAIS GRANDEZAS

#### RESUMO

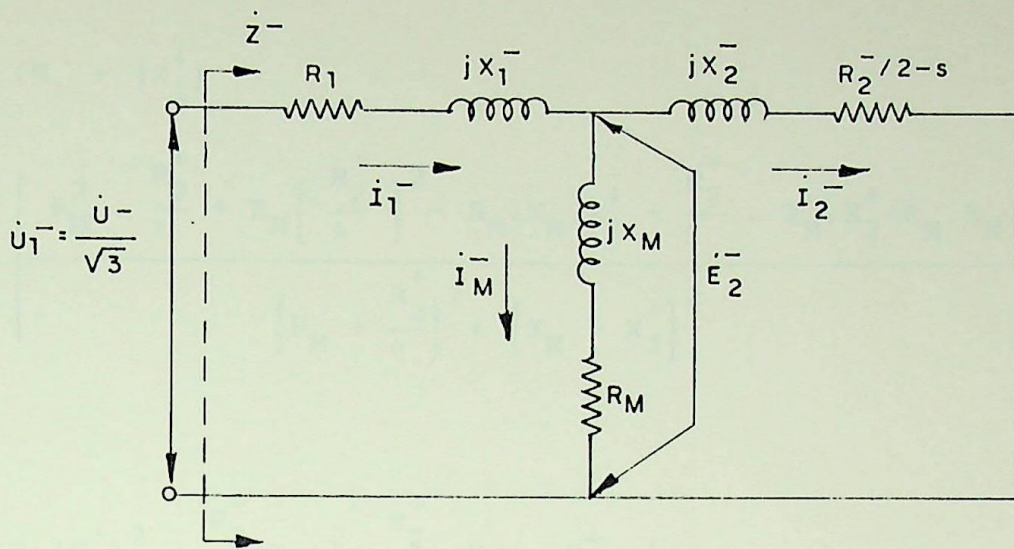
Este anexo apresenta a dedução das várias expressões relativas aos circuitos equivalentes de sequência positiva e negativa, bem como, dos diversos parâmetros utilizados.

#### A.III.1 - IMPEDÂNCIA TOTAL DE SEQUÊNCIA POSITIVA E NEGATIVA DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Conforme citado anteriormente, os circuitos equivalentes em "T" de sequência positiva e negativa para os motores de indução trifásicos são aqueles mostrados na figura 4.1, os quais serão repetidos a seguir por conveniência.



- A.3.1.a -



- A.3.1.b -

Figura A.3.1 - Circuitos equivalentes do motor de indução trifásico.

- a) Sequência positiva.
- b) Sequência negativa.

Pela análise do circuito da figura A.3.1.a, obtem-se:

$$\dot{Z}^+ = (R_1 + jX_1^+) + \frac{(R_M + jX_M) \cdot \left( \frac{R_2^+}{s} + jX_2^+ \right)}{(R_M + jX_M) + \left( \frac{R_2^+}{s} + jX_2^+ \right)} \quad (\text{A.3.1})$$

ou:

$$\dot{Z}^+ = (R_1 + jX_1^+)$$

$$+ \frac{\left[ \left( R_M \cdot \frac{R_2^+}{s} - X_M \cdot X_2^+ \right) + j \left( R_M \cdot X_2^+ + X_M \cdot \frac{R_2^+}{s} \right) \right] \cdot \left[ \left( R_M + \frac{R_2^+}{s} \right) - j \left( X_M + X_2^+ \right) \right]}{\left[ \left( R_M + \frac{R_2^+}{s} \right) + j \left( X_M + X_2^+ \right) \right] \cdot \left[ \left( R_M + \frac{R_2^+}{s} \right) - j \left( X_M + X_2^+ \right) \right]} \quad (\text{A.3.2})$$

Manipulando (A.3.2)

$$\dot{z}^+ = (R_1 + jX_1^+)$$

$$+ \left[ \frac{R_M^2 \cdot \frac{R_2^+}{\delta} + R_M \left( \frac{R_2^+}{\delta} \right)^2 - R_M \cdot X_M \cdot X_2^+ - \frac{R_2^+}{\delta} \cdot X_M \cdot X_2^+ + R_M \cdot X_M \cdot X_2^+}{\left( R_M + \frac{R_2^+}{\delta} \right)^2 + \left( X_M + X_2^+ \right)^2} \right]$$

$$+ \frac{R_M (X_2^+)^2 + \frac{R_2^+}{\delta} (X_M)^2 + \frac{R_2^+}{\delta} \cdot X_M \cdot X_2^+}{\left( R_M + \frac{R_2^+}{\delta} \right)^2 + \left( X_M + X_2^+ \right)^2} \right]$$

$$+ j \left[ \frac{R_M^2 \cdot X_2^+ + R_M \cdot \frac{R_2^+}{\delta} \cdot X_2^+ + R_M \cdot X_M \cdot \frac{R_2^+}{\delta} + X_M \left( \frac{R_2^+}{\delta} \right)^2 - R_M \cdot X_M \cdot \frac{R_2^+}{\delta}}{\left( R_M + \frac{R_2^+}{\delta} \right)^2 + \left( X_M + X_2^+ \right)^2} \right]$$

$$- \frac{R_M \cdot \frac{R_2^+}{\delta} \cdot X_2^+ - (X_M)^2 \cdot X_2^+ - X_M \cdot (X_2^+)^2}{\left( R_M + \frac{R_2^+}{\delta} \right)^2 + \left( X_M + X_2^+ \right)^2} \right]$$

(A.3.3)

De onde, resulta:

$$\dot{Z}^+ = \left\{ R_1 + \frac{\frac{R_2^+}{\delta} \left[ R_M \left( \frac{R_2^+}{\delta} + R_M \right) + X_M^2 \right] + R_M (X_2^+)^2}{\left( R_M + \frac{R_2^+}{\delta} \right)^2 + \left( X_M + X_2^+ \right)^2} \right\} \\ + j \left\{ X_1^+ + \frac{X_2^+ \left[ X_M (X_2^+ + X_M) + R_M^2 \right] + X_M \left( \frac{R_2^+}{\delta} \right)^2}{\left( R_M + \frac{R_2^+}{\delta} \right)^2 + \left( X_M + X_2^+ \right)^2} \right\} \quad (\text{A.3.4})$$

Analogamente, para o circuito de sequência negativa, obtem-se:

$$\dot{Z}^- = \left\{ R_1 + \frac{\frac{R_2^-}{2-\delta} \left[ R_M \left( \frac{R_2^-}{2-\delta} + R_M \right) + X_M^2 \right] + R_M \cdot (X_2^-)^2}{\left( \frac{R_2^-}{2-\delta} + R_M \right)^2 + \left( X_2^- + X_M \right)^2} \right\} \\ + j^- \left\{ X_1^- + \frac{X_2^- \left[ X_M (X_2^- + X_M) + R_M^2 \right] + X_M \left( \frac{R_2^-}{2-\delta} \right)^2}{\left( \frac{R_2^-}{2-\delta} + R_M \right)^2 + \left( X_2^- + X_M \right)^2} \right\} \quad (\text{A.3.5})$$

### A.III.2 - CIRCUITO EQUIVALENTE DE SEQUÊNCIA POSITIVA E NEGATIVA MODIFICADO PELO TEOREMA DE THEVENIN

As expressões dos parâmetros que agora compõe o circuito equivalente modificado pelo Teorema de Thevenin são as mesmas deduzidas no Anexo I, descritas para sequência positiva e negativa, ou seja:

$$\dot{F}_{RT}^+ = \frac{\left[ R_M \cdot (R_1 + R_M) + X_M (X_1^+ + X_M) \right] - j \left[ R_M \cdot (X_1^+ + X_M) - X_M (R_1 + R_M) \right]}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1^+ + X_M)^2} \quad (\text{A.3.6})$$

$$F_{RT}^+ = \sqrt{\frac{R_M^2 + X_M^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1^+ + X_M)^2}} \quad (\text{A.3.7})$$

$$R_{TH}^+ = \frac{R_1 \left[ R_M (R_1 + R_M) + X_M^2 \right] + R_M \cdot (X_1^+)^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1^+ + X_M)^2} \quad (\text{A.3.8})$$

$$X_{TH}^+ = \frac{X_1^+ \left[ X_M (X_1^+ + X_M) + R_M^2 \right] + X_M \cdot R_1^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1^+ + X_M)^2} \quad (\text{A.3.9})$$

e,

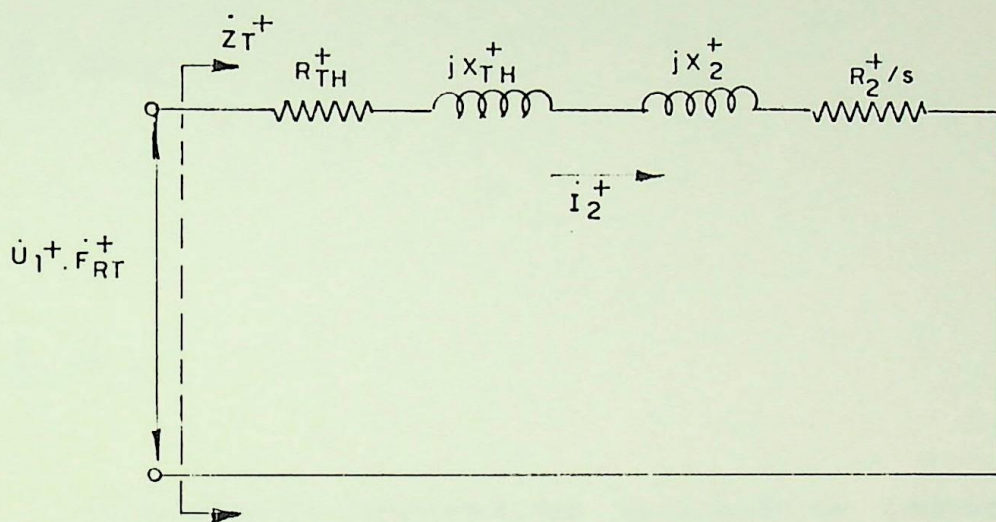
$$\dot{F}_{RT}^- = \frac{\left[ R_M \cdot (R_1 + R_M) + X_M (X_1^- + X_M) \right] - j \left[ R_M \cdot (X_1^- + X_M) - X_M (R_1 + R_M) \right]}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1^- + X_M)^2} \quad (\text{A.3.10})$$

$$F_{RT}^- = \sqrt{\frac{R_M^2 + X_M^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1^- + X_M)^2}} \quad (\text{A.3.11})$$

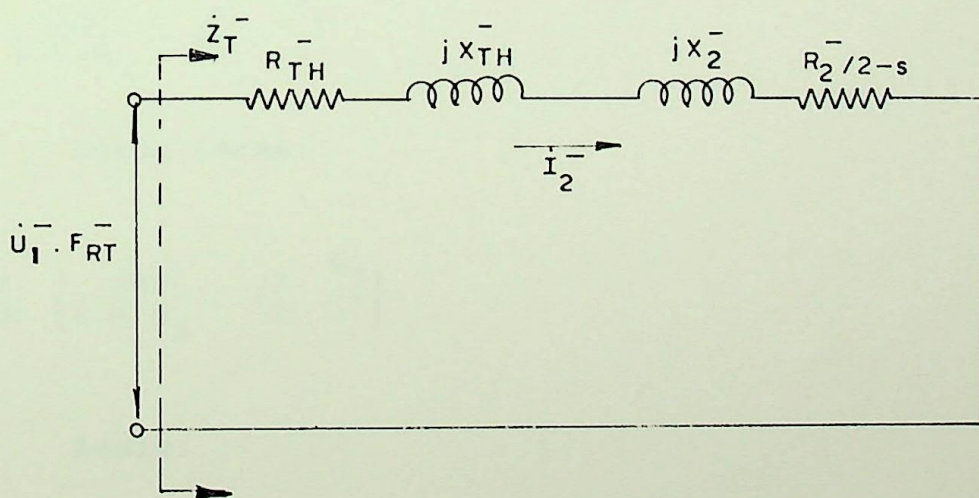
$$R_{TH}^- = \frac{R_1 \left[ R_M (R_1 + R_M) + X_M^2 \right] + R_M \cdot (X_1^-)^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1^- + X_M)^2} \quad (\text{A.3.12})$$

$$X_{TH}^- = \frac{X_1^- \left[ X_M (X_1^- + X_M) + R_M^2 \right] + X_M \cdot R_1^2}{(R_1 + R_M)^2 + (X_1^- + X_M)^2} \quad (\text{A.3.13})$$

Resultando então, os circuitos da Figura A.3.2, repetidos a seguir a título de ilustração.



- A.3.2.a -



- A.3.2.b -

Figura A.3.2 - Circuitos equivalentes modificado pelo Teorema de Thevenin

- a) Sequência positiva
- b) Sequência negativa

### A.III.3 - DETERMINAÇÃO DAS DERIVADAS CONTIDAS NA EXPRESSÃO (4.6.1)

Considerando-se:

$$D_1 = \text{Meq} \cdot \frac{d}{d\delta} \left[ 1 - f d^2 \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right)^2 \cdot \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right)^2 \cdot \frac{R_2^-}{R_2^+} \cdot \frac{\delta}{2-\delta} \right] \quad (\text{A.3.14})$$

e,

$$D_2 = \frac{d}{d\delta} (\text{Meq}) \quad (\text{A.3.15})$$

e,

$$D_3 = \frac{d}{d\delta} (M_C) \quad (\text{A.3.16})$$

O conjugado desenvolvido aplicando-se tensões equilibradas e iguais a nominal (Meq) pode ser determinado, através de:

$$\text{Meq} = \frac{180}{2 \cdot \pi \cdot n_S} \cdot I_2^2 \cdot \frac{R_2}{\delta} \quad (\text{A.3.17})$$

Desta forma:

$$D_2 = \frac{d}{d\delta} \left( \frac{180}{2 \cdot \pi \cdot n_S} \cdot I_2^2 \cdot \frac{R_2}{\delta} \right) \quad (\text{A.3.18})$$

Assim:

$$D_2 = \frac{180}{2 \cdot \pi \cdot n_S} \cdot \left[ I_2^2 \cdot \frac{d}{d\delta} \left( \frac{R_2}{\delta} \right) + \frac{R_2}{\delta} \cdot \frac{d}{d\delta} (I_2^2)^2 \right] \quad (\text{A.3.19})$$

ou:

$$D_2 = \frac{180}{2 \cdot \pi \cdot n_S} \cdot \left[ I_2^2 \cdot \left( \frac{\delta \cdot \frac{dR_2}{d\delta} - R_2}{\delta^2} \right) + 2 \cdot \frac{R_2}{\delta} \cdot \frac{dI_2}{d\delta} \right] \quad (\text{A.3.20})$$

onde, a derivada  $I_2$  em relação a  $\delta$  encontra-se deduzida no Anexo I.

A derivada do conjugado da carga ( $D_3$ ) depende do tipo de carga acoplada ao eixo do motor, ou seja:

a) Cargas com potência constante

$$D_3 = \frac{60}{2 \cdot \pi \cdot n_S} \cdot \frac{P_{CN}}{\eta_{RED}} \cdot \frac{1}{(1-\delta)^2} \quad (\text{A.3.21})$$

b) Cargas com conjugado constante

$$D_3 = 0 \quad (\text{A.3.22})$$

c) Cargas com conjugado variável com a velocidade

$$D_3 = -X \cdot \frac{60}{2\pi} \cdot \frac{P_{CN}}{n_N} \cdot \left( \frac{n_S}{n_N} \right)^X \cdot (1-\delta)^{X-1} \quad (\text{A.3.23})$$

A expressão da derivada  $D_1$  pode ser escrita da seguinte forma:

$$D_1 = -Meq \cdot fd^2 \left\{ \frac{R_2^-}{R_2^+} \cdot \frac{\delta}{2-\delta} \cdot \frac{d}{d\delta} \left[ \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right)^2 \cdot \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right)^2 \right] \right. \\ \left. + \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right)^2 \cdot \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right)^2 \cdot \frac{d}{d\delta} \left[ \frac{R_2^-}{R_2^+} \cdot \frac{\delta}{2-\delta} \right] \right\} \quad (\text{A.3.24})$$

ou,

$$D_1 = -Meq \cdot fd^2$$

$$\begin{aligned} & \cdot \left\{ \left( \frac{R_2^-}{R_2^+} \cdot \frac{\delta}{2-\delta} \right) \cdot \left[ \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right)^2 \cdot 2 \cdot \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right) \cdot \frac{d}{d\delta} \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right) + \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right)^2 \cdot 2 \cdot \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right) \cdot \frac{d}{d\delta} \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right) \right] \right. \\ & \left. + \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right)^2 \cdot \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right)^2 \cdot \left[ \frac{R_2^-}{R_2^+} \cdot \frac{d}{d\delta} \left( \frac{\delta}{2-\delta} \right) + \frac{\delta}{2-\delta} \cdot \frac{d}{d\delta} \left( \frac{R_2^-}{R_2^+} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (A.3.25)$$

Analogamente ao Anexo I, tem-se:

$$\frac{dZ_T^+}{d\delta} = \frac{1}{Z_T^+} \cdot \left[ \left( R_{TH}^+ + \frac{R_2^+}{\delta} \right) \cdot \left( \frac{dR_{TH}^+}{d\delta} + \frac{1}{\delta} \cdot \frac{dR_2^+}{d\delta} - \frac{R_2^+}{\delta^2} \right) + \left( X_{TH}^+ + X_2^+ \right) \cdot \left( \frac{dX_{TH}^+}{d\delta} + \frac{dX_2^+}{d\delta} \right) \right] \quad (A.3.26)$$

sendo:

$$\begin{aligned} \frac{dR_{TH}^+}{d\delta} &= \frac{2 \cdot (X_1^+ + X_M) \cdot \frac{dX_1^+}{d\delta} \cdot \left\{ R_1 \left[ R_M (R_1 + R_M) + X_M^2 \right] + R_M (X_1^+)^2 \right\}}{\left[ (R_1 + R_M)^2 + (X_1^+ + X_M)^2 \right]^2} \\ &- \frac{2 \cdot R_M X_1^+ \cdot \frac{dX_1^+}{d\delta} \cdot \left[ (R_1 + R_M)^2 + (X_1^+ + X_M)^2 \right]}{\left[ (R_1 + R_M)^2 + (X_1^+ + X_M)^2 \right]^2} \end{aligned} \quad (A.3.27)$$

e

$$\frac{dX_{TH}^+}{d\delta} = \frac{2 \cdot (X_1^+ + X_M) \cdot \frac{dX_1^+}{d\delta} \cdot \left\{ X_1^+ \left[ X_M (X_1^+ + X_M) + R_M^2 \right] + X_M R_1^2 \right\}}{\left[ (R_1 + R_M)^2 + (X_1^+ + X_M)^2 \right]^2}$$

$$- \frac{2 \left( 2X_1^+ \cdot X_M \cdot \frac{d^+ X_1}{d\delta} + X_M^2 + R_M^2 \right) \cdot \left[ (R_1 + R_M)^2 + (X_1^+ + X_M)^2 \right]}{\left[ (R_1 + R_M)^2 + (X_1^+ + X_M)^2 \right]^2} \quad (\text{A.3.28})$$

A reatância do estator de sequência negativa  $X_1^-$  é igual a reatância do estator de sequência positiva para  $\delta=0$ , conforme descrito no Capítulo IV, resultando em zero as derivadas de  $R_{TH}^-$ ,  $X_{TH}^-$  e  $F_{RT}^-$ , ou seja:

$$\frac{dR_{TH}^-}{d\delta} = 0 \quad (\text{A.3.29})$$

e,

$$\frac{dX_{TH}^-}{d\delta} = 0 \quad (\text{A.3.30})$$

e,

$$\frac{dF_{RT}^-}{d\delta} = 0 \quad (\text{A.3.31})$$

Assim:

$$\frac{dZ_T^-}{d\delta} = \frac{1}{Z_T^-} \left\{ \left( R_{TH}^- + \frac{R_2^-}{2-\delta} \right) \cdot \left[ \frac{1}{2-\delta} \cdot \frac{dR_2^-}{d\delta} + \frac{R_2^-}{(2-\delta)^2} \right] + (X_{TH}^- + X_2^-) \cdot \frac{dX_2^-}{d\delta} \right\} \quad (\text{A.3.32})$$

e,

$$\frac{dF_{RT}^+}{d\delta} = - \sqrt{R_M^2 + X_M^2} \cdot \frac{(X_1^+ + X_M)}{\sqrt{\left[ (R_1 + R_M)^2 + (X_1^+ + X_M)^2 \right]^3}} \cdot \frac{d^+ X_1}{d\delta} \quad (\text{A.3.33})$$

E, ainda:

$$\frac{d}{d\delta} \left( \frac{R_2^-}{R_2^+} \right) = \frac{R_2^+ \cdot \frac{dR_2^-}{d\delta} - R_2^- \cdot \frac{dR_2^+}{d\delta}}{(R_2^+)^2} \quad (\text{A.3.34})$$

e,

$$\frac{d}{d\delta} \left( \frac{\delta}{2-\delta} \right) = \frac{2}{(2-\delta)^2} \quad (\text{A.3.35})$$

e,

$$\frac{d}{d\delta} \left( \frac{F_{RT}^-}{F_{RT}^+} \right) = \frac{1}{(F_{RT}^+)^2} \cdot \left( -F_{RT}^- \cdot \frac{dF_{RT}^+}{d\delta} \right) \quad (\text{A.3.36})$$

e,

$$\frac{d}{d\delta} \left( \frac{Z_T^+}{Z_T^-} \right) = \frac{1}{(Z_T^-)^2} \cdot \left( Z_T^- \cdot \frac{dZ_T^+}{d\delta} - Z_T^+ \cdot \frac{dZ_T^-}{d\delta} \right) \quad (\text{A.3.37})$$

## ANEXO IV

### TELAS GERADAS PELO PROGRAMA SIM

De forma ilustrar o programa desenvolvido para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente de motores de indução trifásicos de uso geral, com base em informações contidas nos catálogos de fabricantes, denominado SIM, são apresentadas, a seguir, algumas de suas telas.

Escola Federal de Engenharia de Itajuba
CALCULO DE PARAMETROS DE HIT
Dados de Catalogo
Calculo de Parametros
Graficos
Relatorio
Arquivo
Sair

Escola Federal de Engenharia de Itajuba

CALCULO DE PARAMETROS DE MIT

Dados de

Nominal

Calculo

Graficos

Partida

Relatori

Parametros

Arquivo

Sair

Escola Federal de Engenharia de Itajuba

CALCULO DE PARAMETROS DE MIT

Dados de

Nominal

Calculo

Graficos

Partida

Fi\_m x Freq

Relatori

Parametros

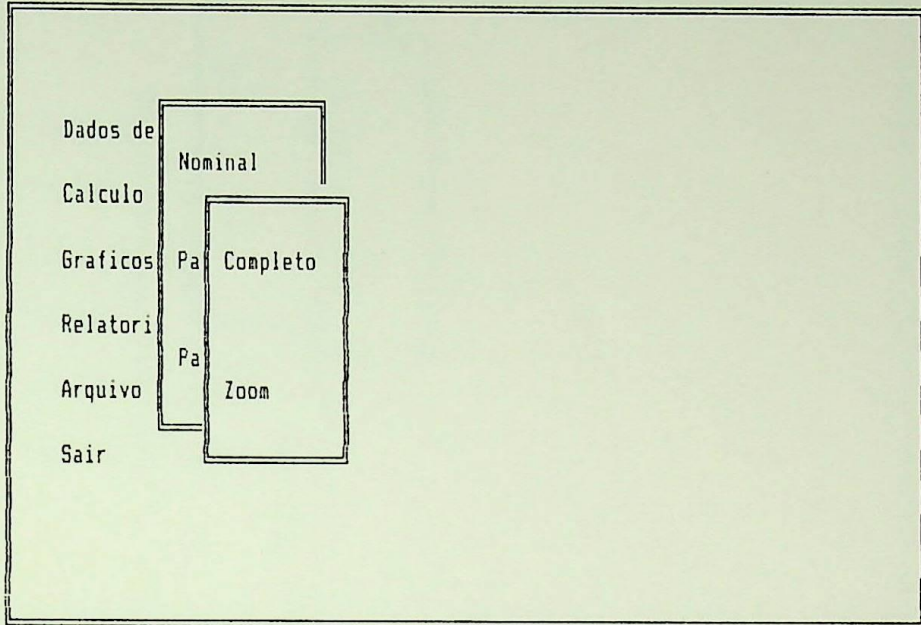
Im x Freq

Arquivo

Sair

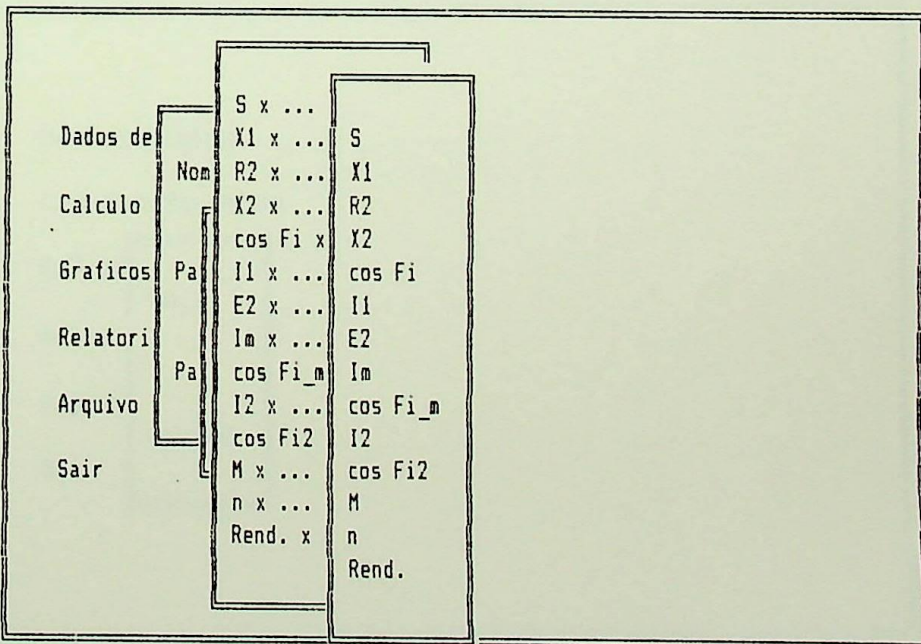
Escola Federal de Engenharia de Itajuba

CALCULO DE PARAMETROS DE MIT



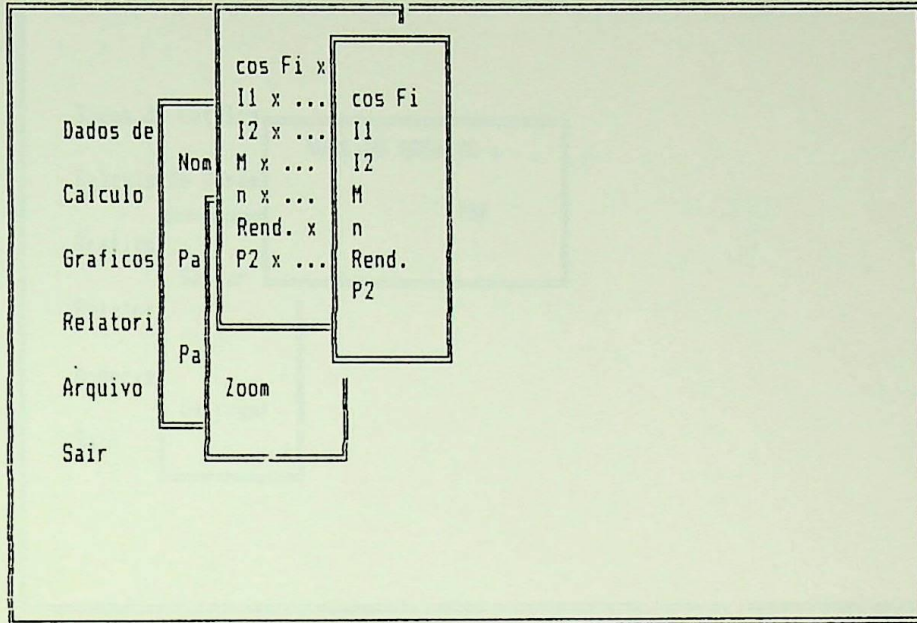
Escola Federal de Engenharia de Itajuba

CALCULO DE PARAMETROS DE MIT



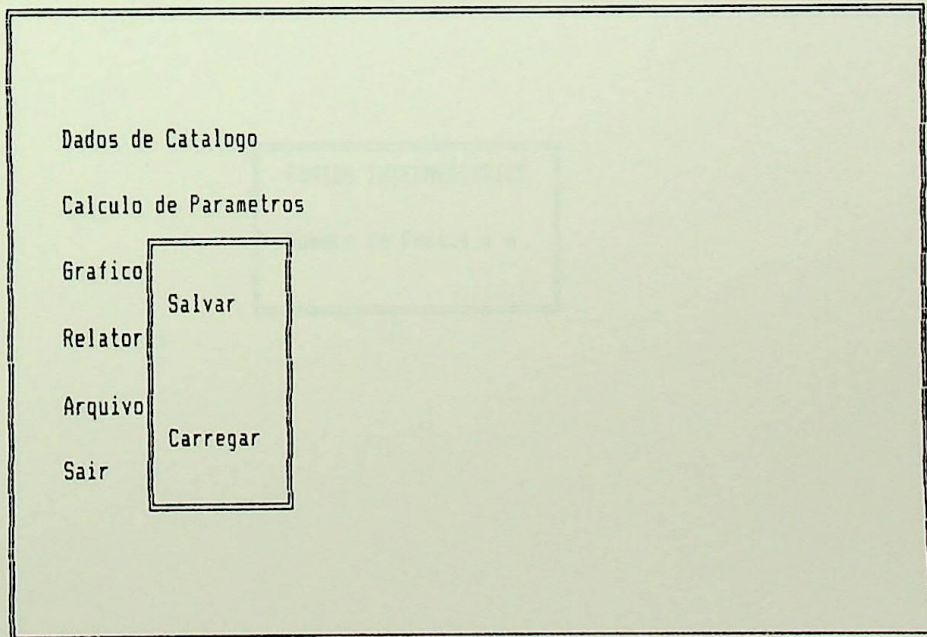
Escola Federal de Engenharia de Itajuba

CALCULO DE PARAMETROS DE MIT



Escola Federal de Engenharia de Itajuba

CALCULO DE PARAMETROS DE MIT



Escola Federal de Engenharia de Itajuba

CALCULO DE PARAMETROS DE MIT

Dados de Catalog

Calculo de Param

Grafico

Relator

Arquivo

Sair

NOME DO ARQUIVO :

.TMP

Salvar

Carregar

Escola Federal de Engenharia de Itajuba

CALCULO DE PARAMETROS DE MIT

Dados de Catalog

Calculo de Param

Graficos

Relatorio

Arquivo

Sair

PONTOS INTERMEDIARIOS

Numero de Pontos : 6

## ANEXO V

### RESULTADOS OBTIDOS DA APLICAÇÃO DO PROGRAMA SIM

Como pode ser observado no Anexo IV, o programa SIM permite obter os resultados através de um relatório ou gráficos. De forma a ilustrar, tem-se a seguir, os resultados obtidos da aplicação do programa para três motores específicos.

## MOTOR 1

Potência nominal .....	3,0 CV;
Tensão nominal .....	220,0 Volts;
Frequência nominal .....	60,0 Hz;
Rotação síncrona .....	1800,0 rpm;
Rotação nominal .....	1692,0 rpm;
Corrente nominal .....	9,0 A;
Corrente de rotor bloqueado .....	49,5 A;
Conjugado nominal .....	12,5 N.m;
Conjugado de rotor bloqueado .....	2,4 pu;
Conjugado máximo .....	2,8 pu;
Fator de potência nominal .....	77,0 %;
Rendimento nominal .....	82,0 %;
Momento de inércia .....	0,024 kg.m <sup>2</sup> .

$$J = \frac{m r^2 m_0}{m!}$$

$$r_c = \frac{1-g}{s} r_2$$

PARAMETRES

Motor : 3CV-TESE

	Nominal	Par Uda
I <sub>m</sub> [A]	4.2753	7.7924
F <sub>im</sub> [o]	88.9089	94.9372
I <sub>2</sub> [A]	7.0099	47.2240
f <sub>12</sub> [o]	12.0060	40.5639
X <sub>1</sub> [Ohm]	1.6990	0.0230
f <sub>11</sub> [o]	39.6461	50.4010
X <sub>2</sub> [Ohm]	2.2351	1.1460
R <sub>2</sub> [Ohm]	0.9559	1.0311
Y <sub>m</sub>	= 26.2640 [Ohm]	
R <sub>m</sub>	= 2.3104 [Ohm]	
R <sub>1</sub>	= 0.6871 [Ohm]	

$$X_1 = 1.7150 + \\ -0.0308 * s^1 + \\ -5.1241 * s^2 + \\ 7.0137 * s^3 + \\ -2.7428 * s^4 \quad [\text{Ohm}]$$

$$R_2 = 0.9549 + \\ 0.0096 * s^1 + \\ 0.1391 * s^2 + \\ -0.1228 * s^3 + \\ 0.0503 * s^4 \quad [\text{Ohm}]$$

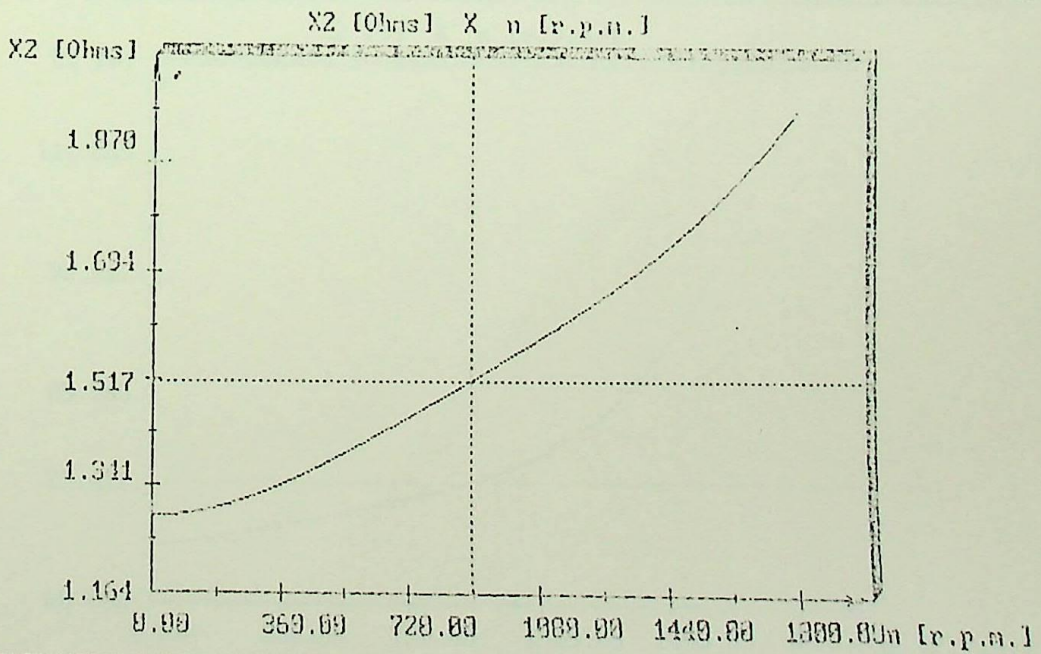
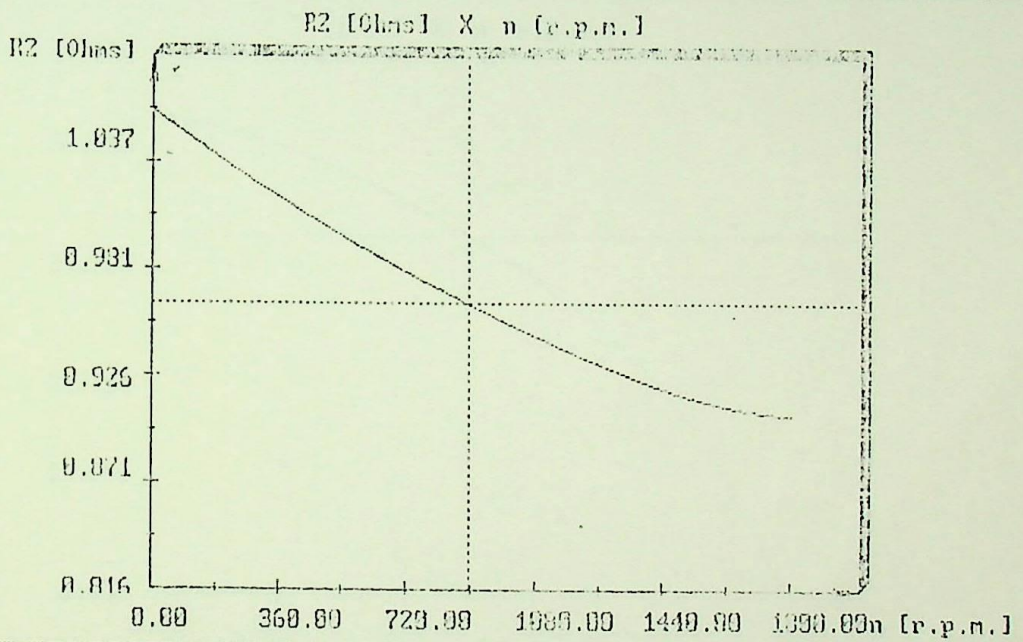
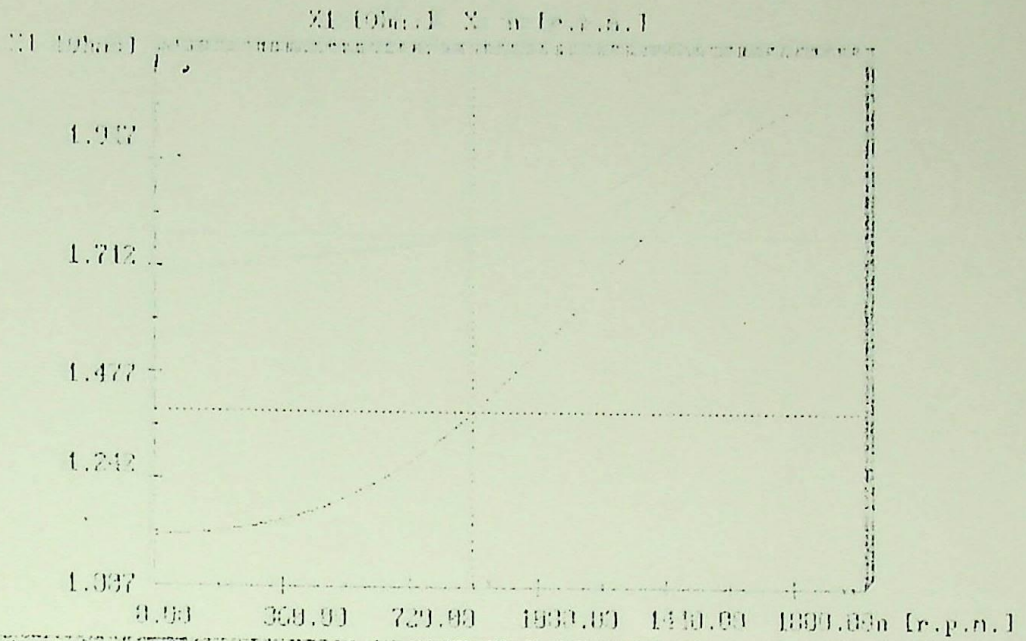
$$X_2 = 2.2705 + \\ -0.1550 * s^1 + \\ -8.0131 * s^2 + \\ 17.7590 * s^3 + \\ -5.7162 * s^4 \quad [\text{Ohm}]$$

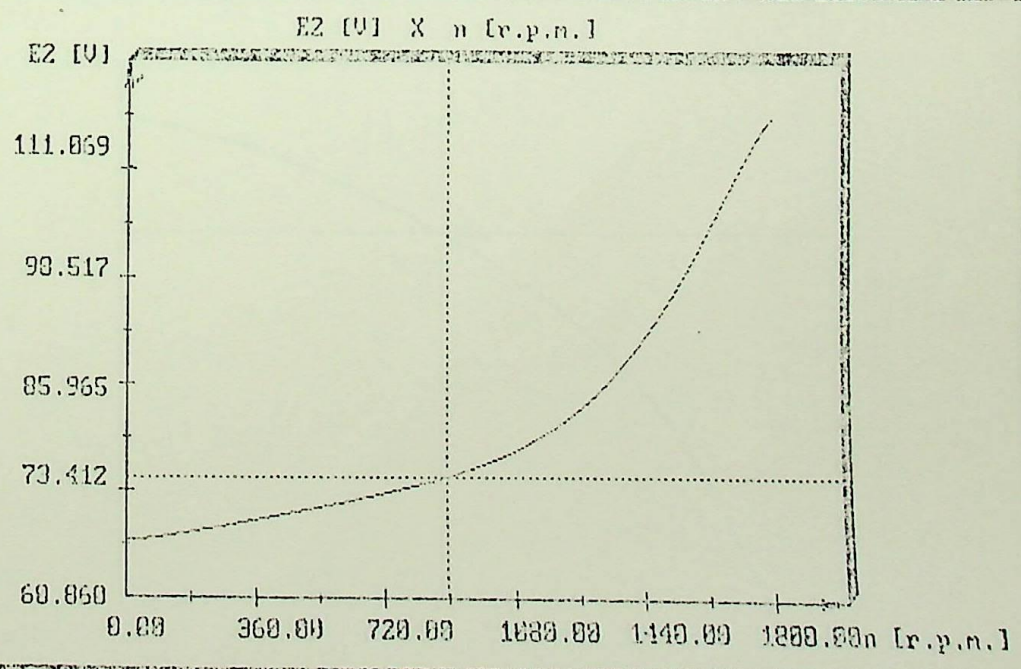
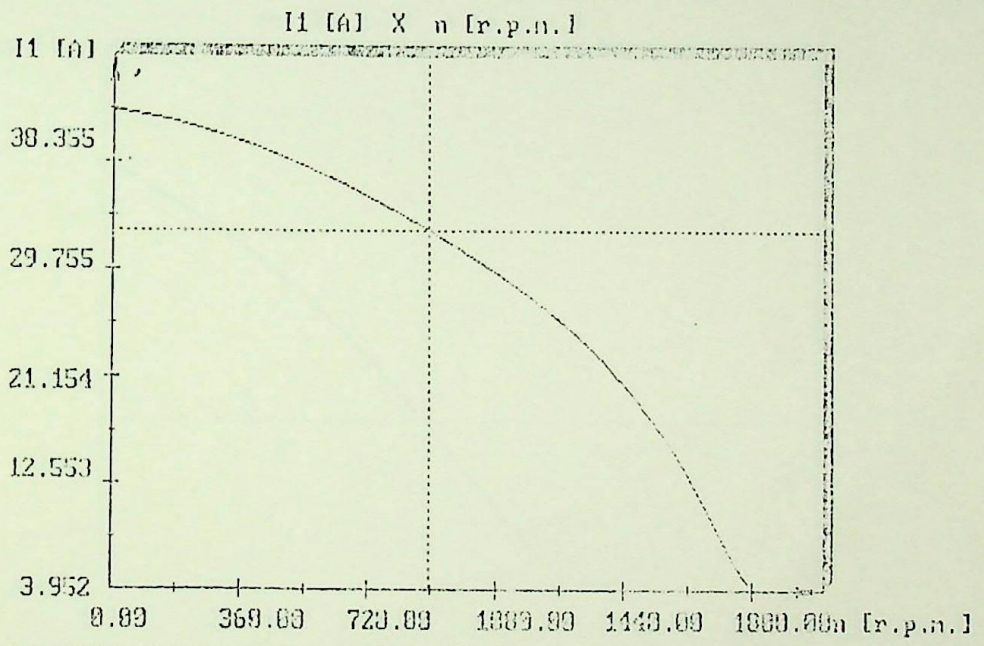
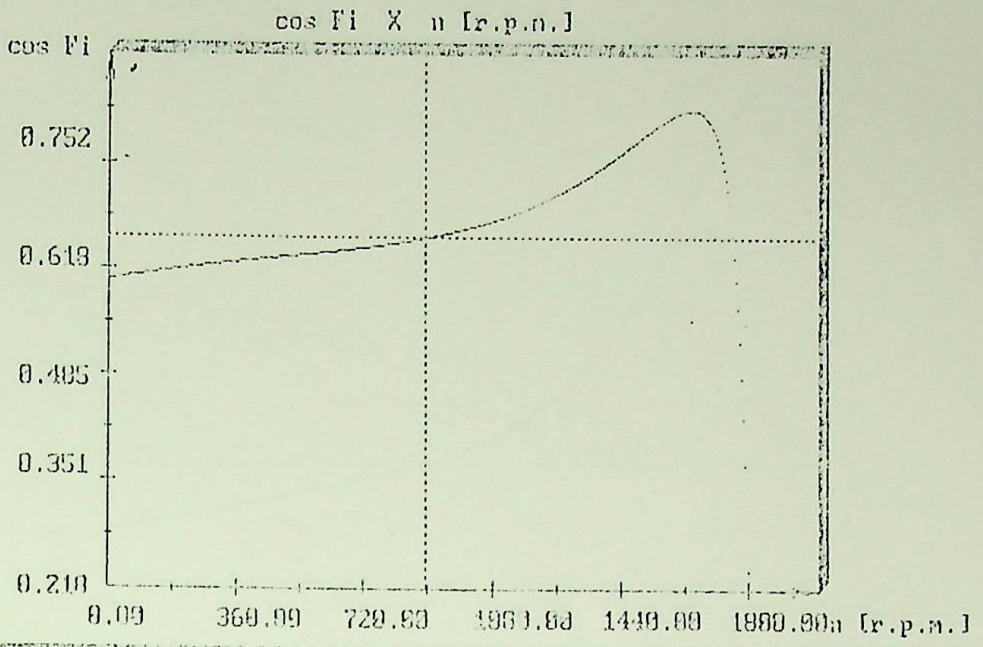
P2 / P2n	0.25	0.50	0.75	1.00	1.25	1.50
n [rpm]	1778.455	1752.630	1724.292	1692.168	1652.833	1593.141
I <sub>1</sub> [A]	4.9.68	5.6659	7.2445	8.9096	11.1409	13.9238
cos φ <sub>1</sub>	0.3489	0.5994	0.7126	0.7708	0.7923	0.7971
Rend.	0.7.81	0.8233	0.8411	0.8356	0.8158	0.7806

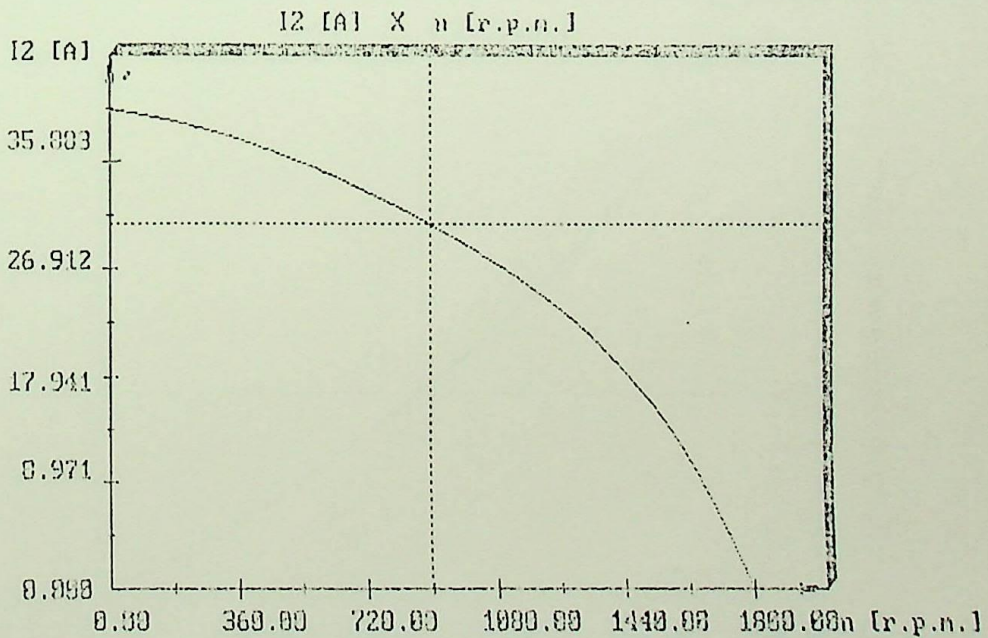
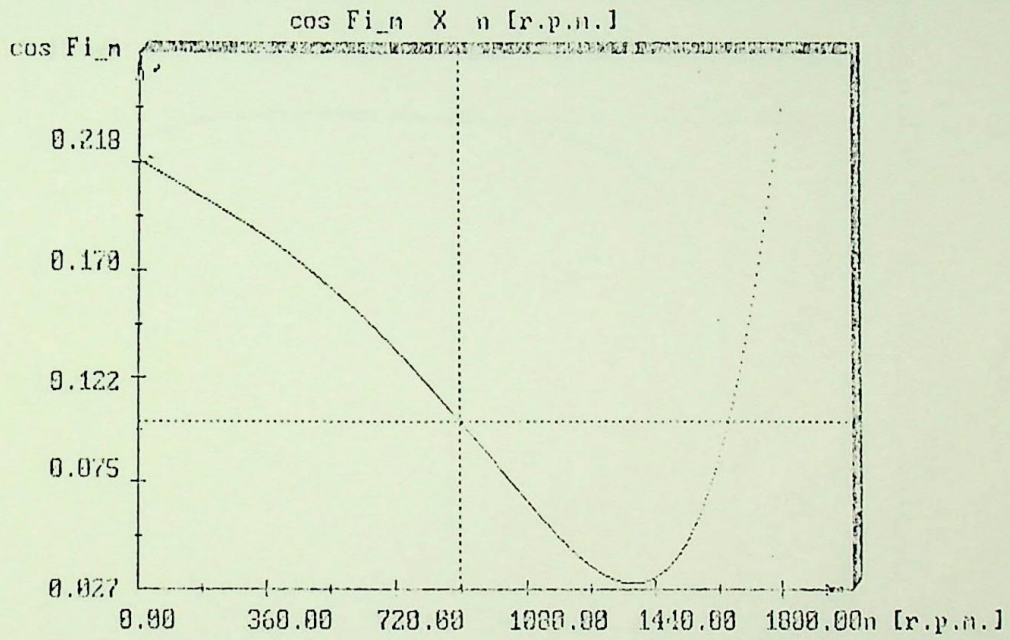
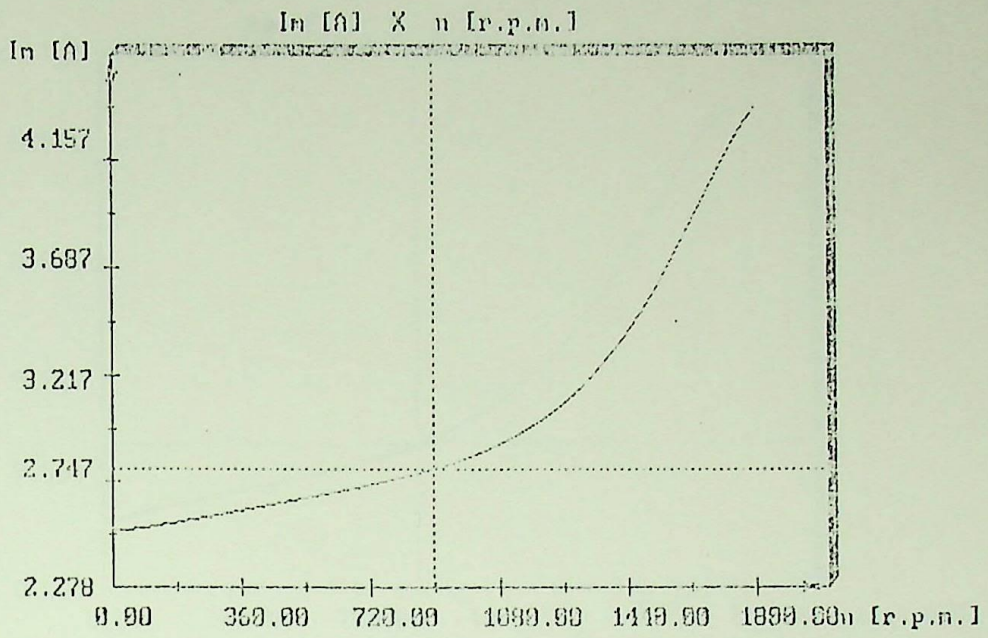
$$E_1 = 157,5 \text{ V}$$

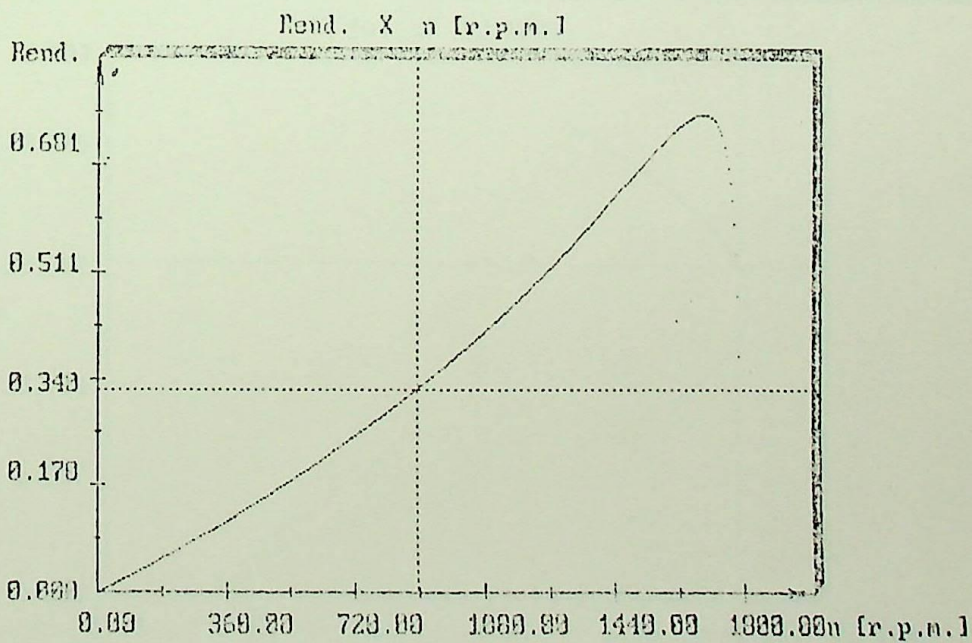
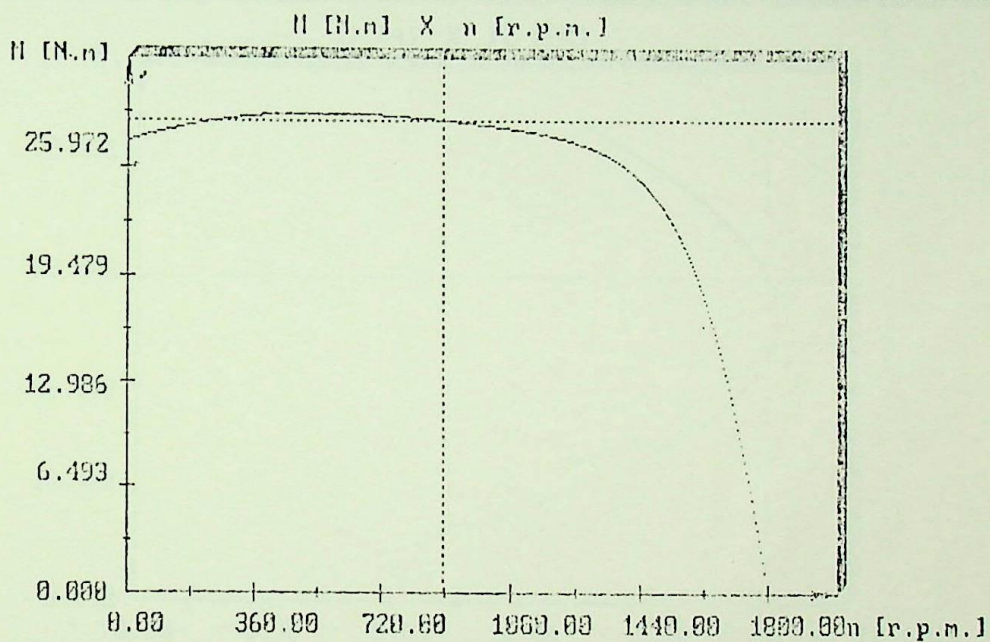
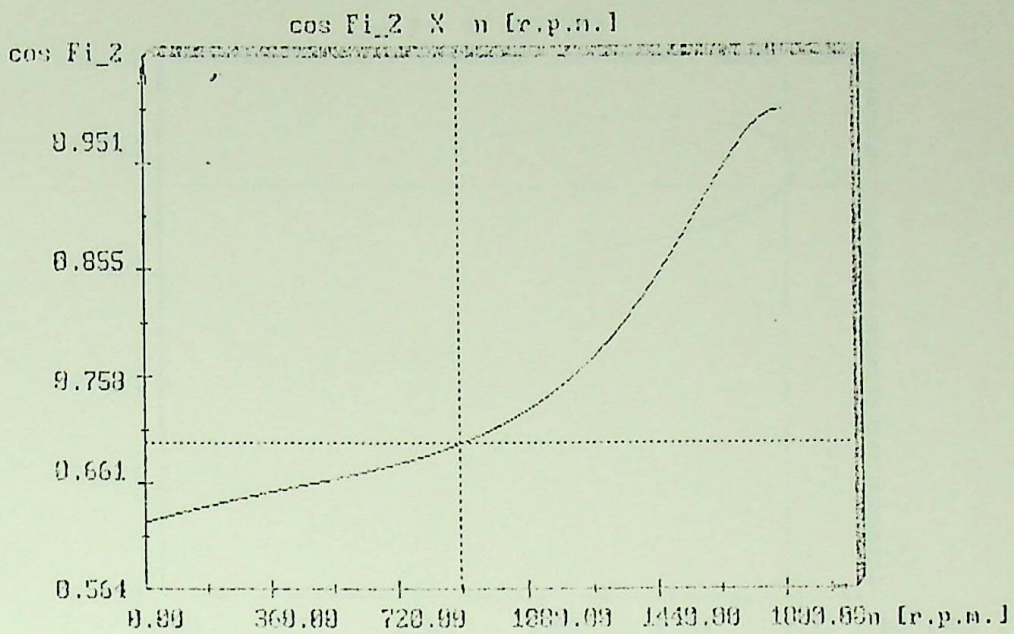
$$E_2 = 46,28 \text{ V}$$

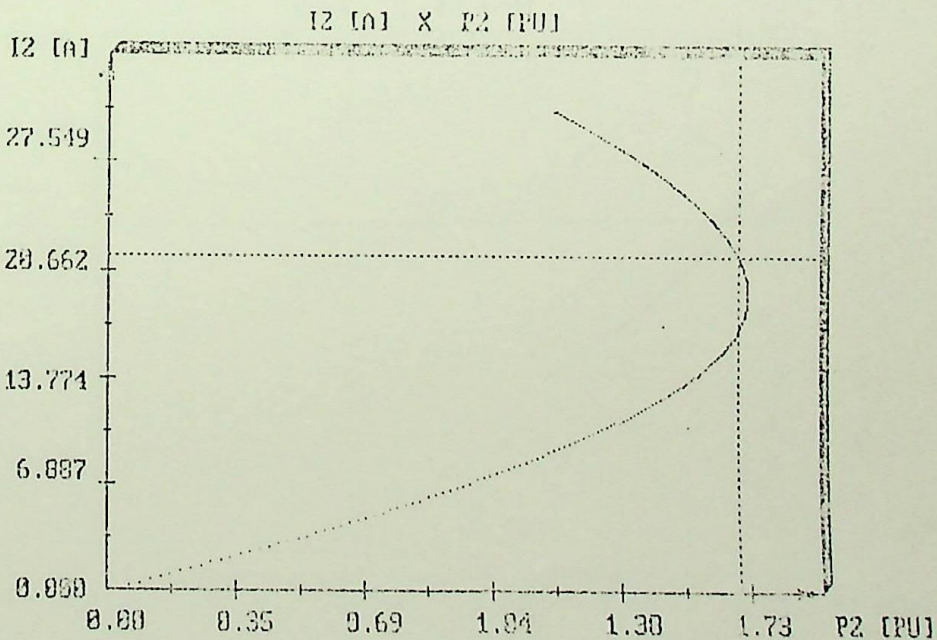
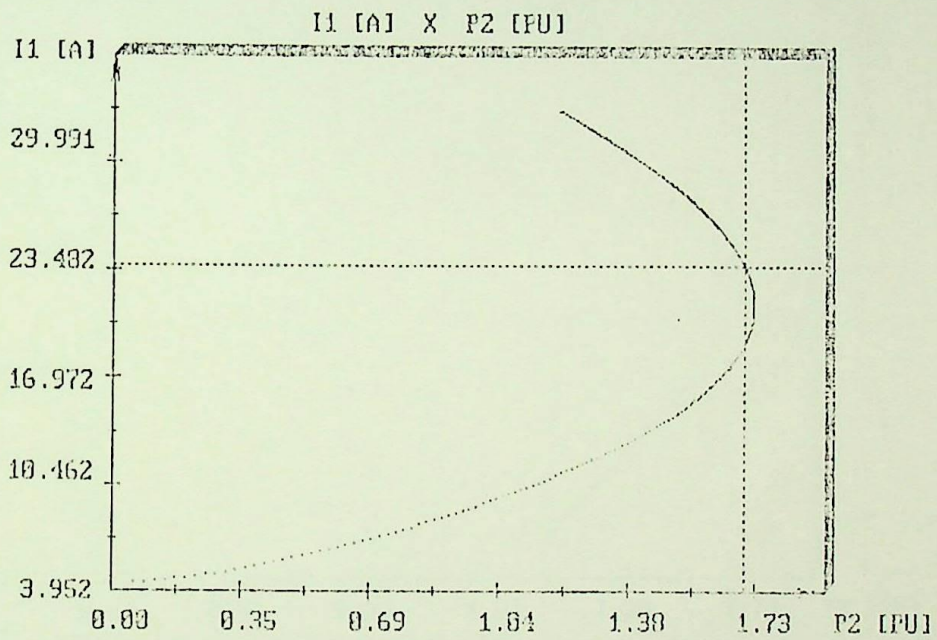
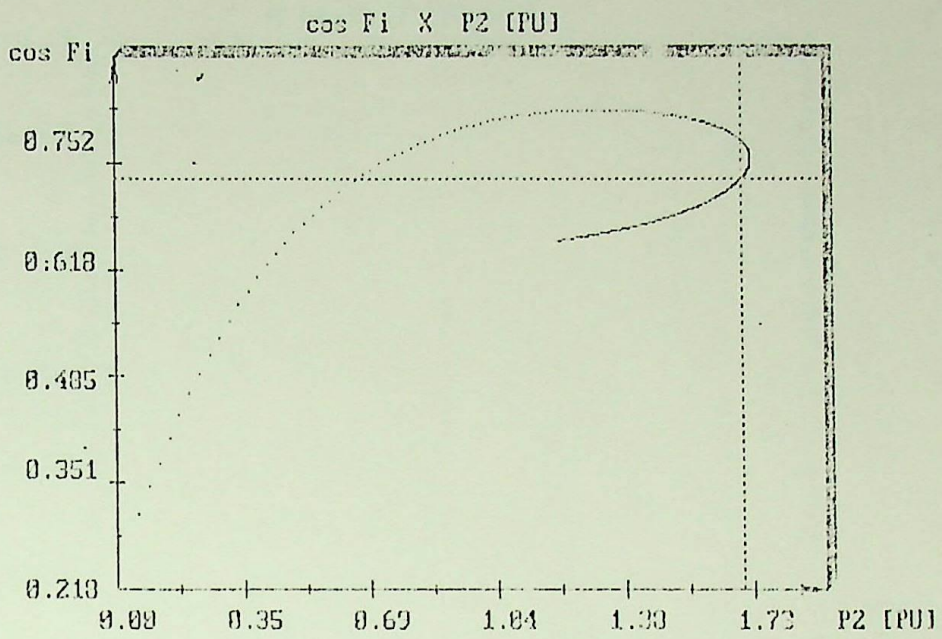
$$\left(\frac{E_1}{E_2}\right)^2 = 4,265$$

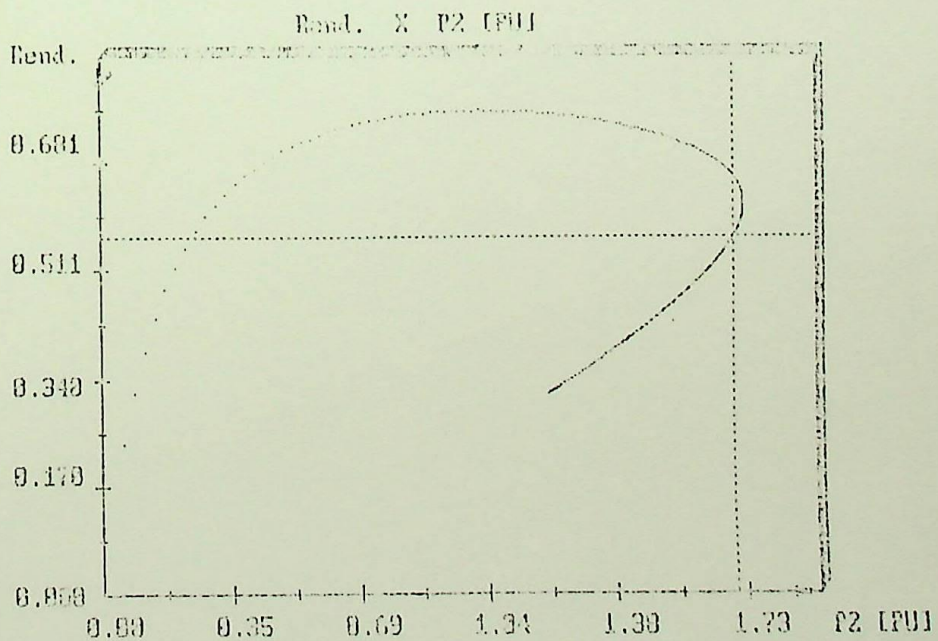
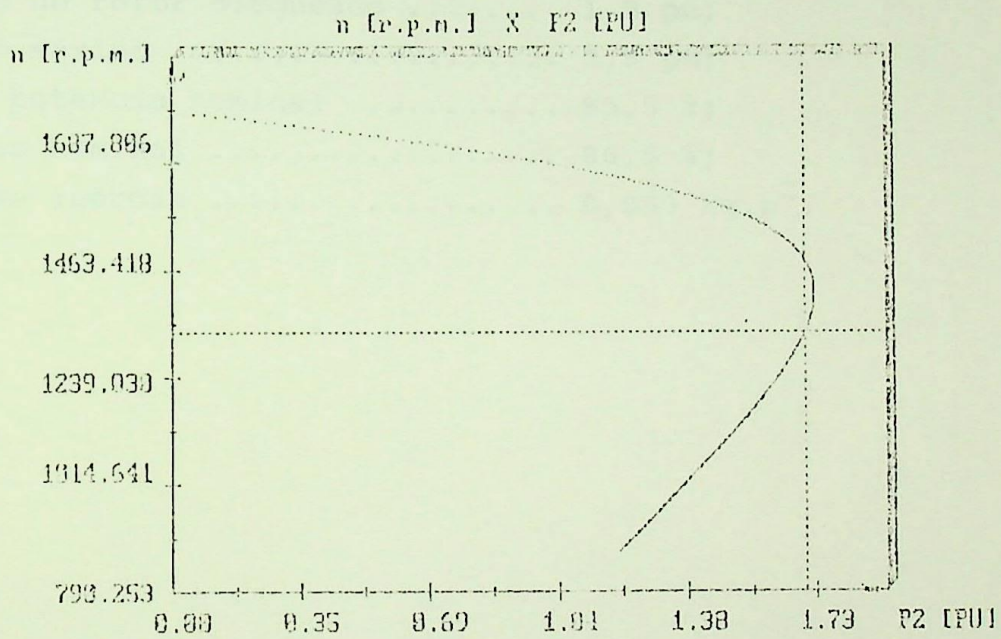
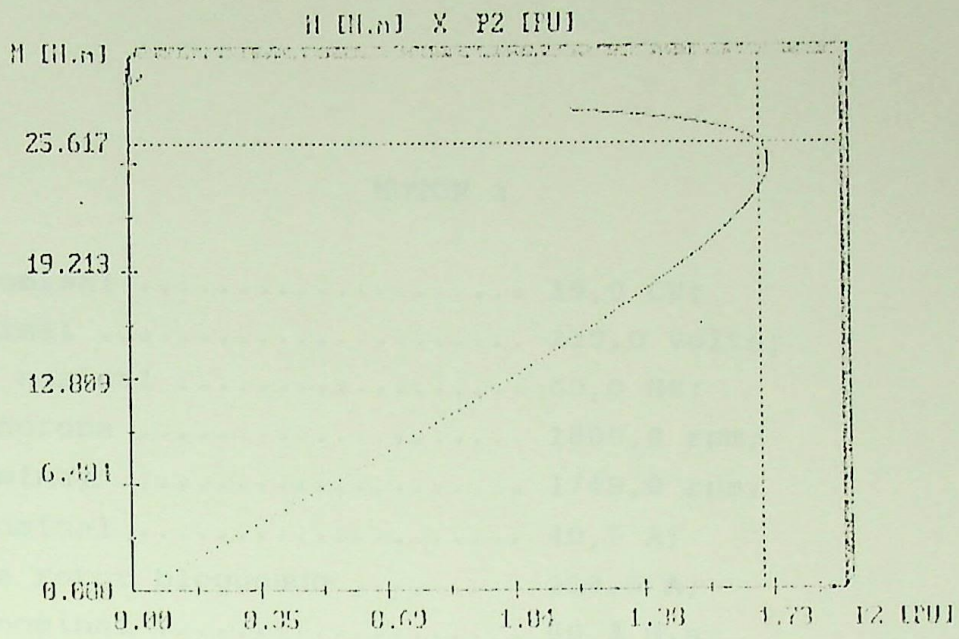












## MOTOR 2

Potência nominal .....	15,0 CV;
Tensão nominal .....	220,0 Volts;
Frequência nominal .....	60,0 Hz;
Rotação síncrona .....	1800,0 rpm;
Rotação nominal .....	1748,0 rpm;
Corrente nominal .....	40,5 A;
Corrente de rotor bloqueado .....	239,5 A;
Conjugado nominal .....	60,3 N.m;
Conjugado de rotor bloqueado .....	1,9 pu;
Conjugado máximo .....	2,5 pu;
Fator de potência nominal .....	85,5 %;
Rendimento nominal .....	86,5 %;
Momento de inércia .....	0,053 kg.m <sup>2</sup> .

PARAMETERS

Motor : FCB.6

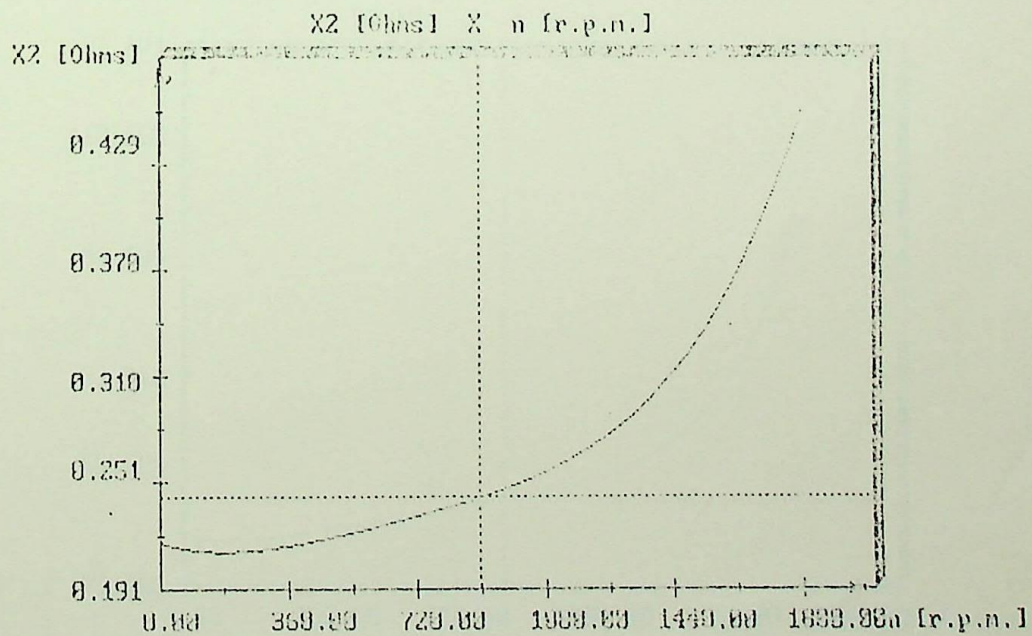
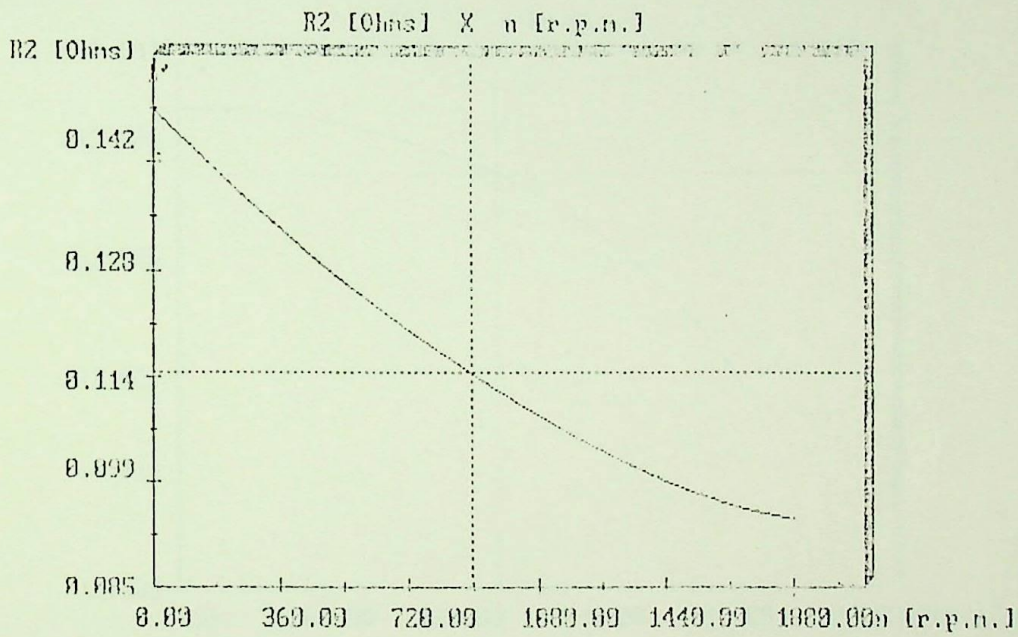
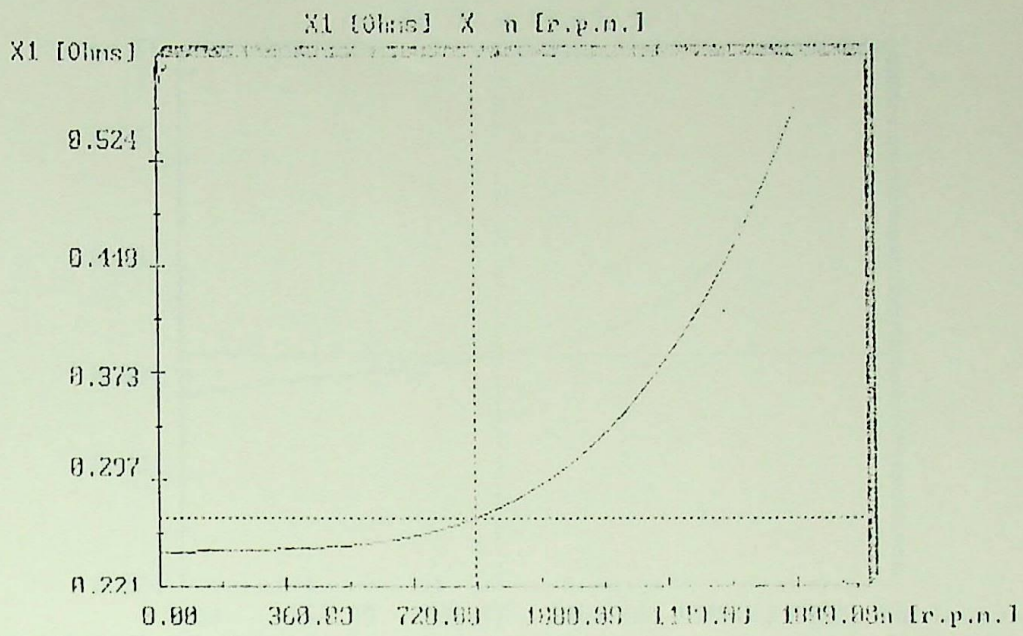
	Hoornal	Par Uda
$I_m$ [A]	11.7410	6.3867
$F_{1m}$ [a]	80.3475	75.9906
$I_2$ [A]	35.9853	235.5339
$F_{12}$ [a]	16.1907	59.2762
$X_1$ [Ohm]	0.5294	9.2459
$F_{11}$ [a]	51.2493	59.7157
$X_2$ [Ohm]	0.4193	0.2179
$R_2$ [Ohm]	0.0949	0.1093
$X_m$	9.1079 [Ohm]	
$R_m$	2.9609 [Ohm]	
$R_1$	0.1236 [Ohm]	

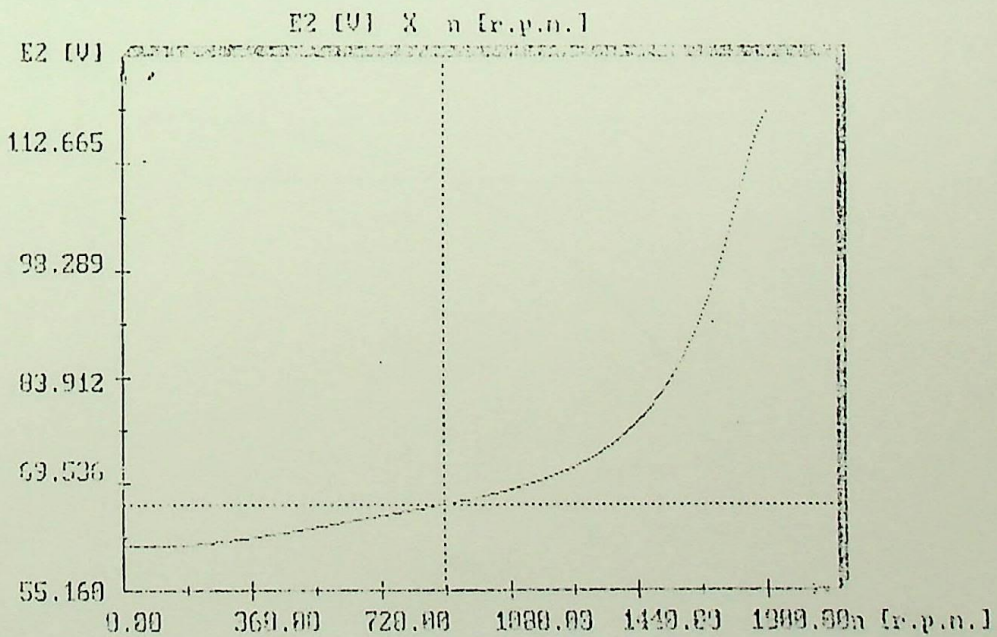
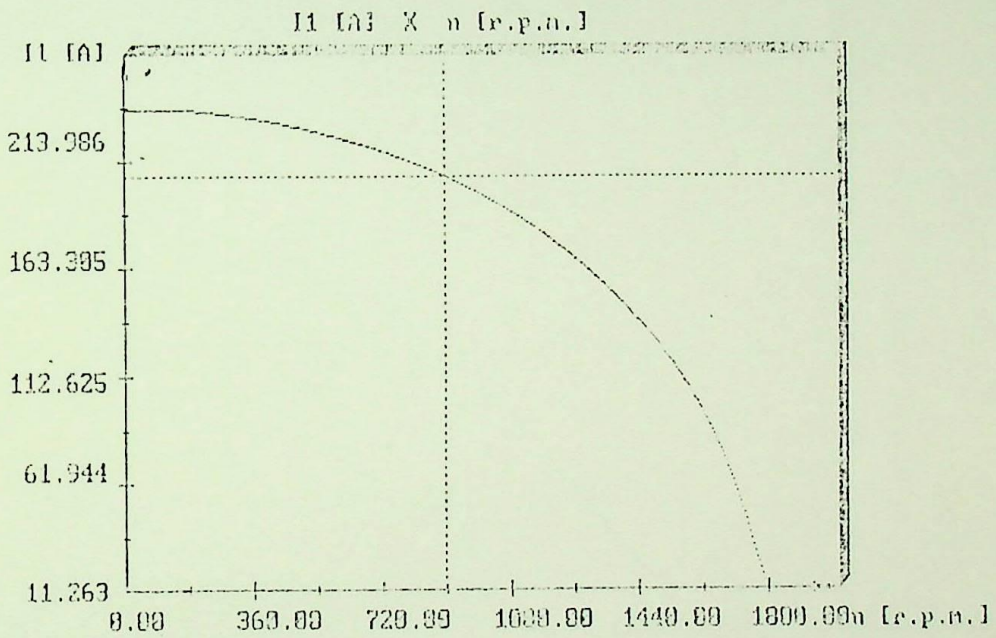
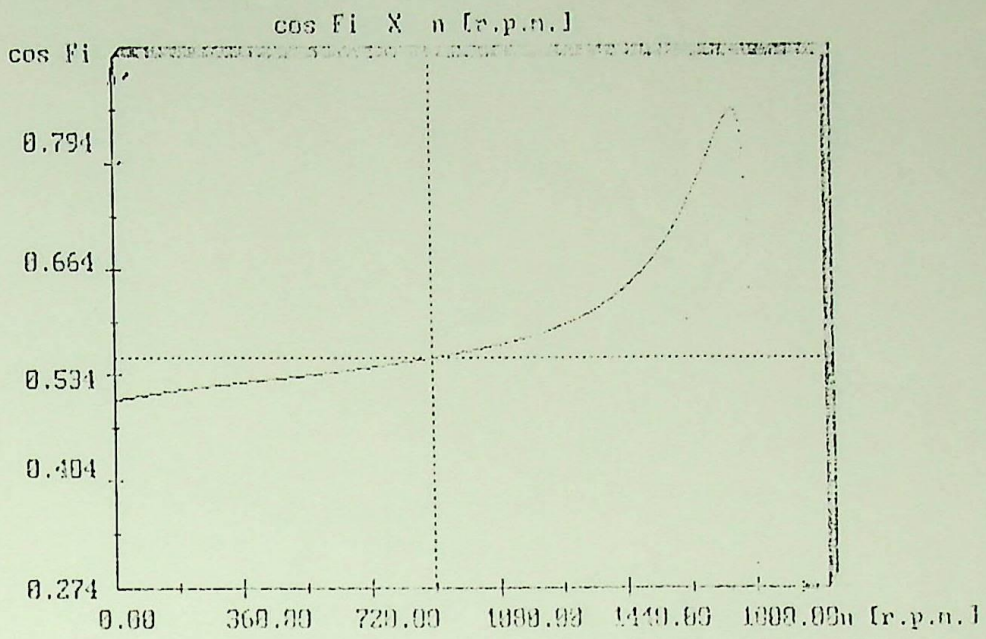
$X_1 = 0.5613 +$   
 $-1.1650 * s^1 +$   
 $1.5694 * s^2 +$   
 $-0.9765 * s^3 +$   
 $0.1582 * s^4$  [Ohm]

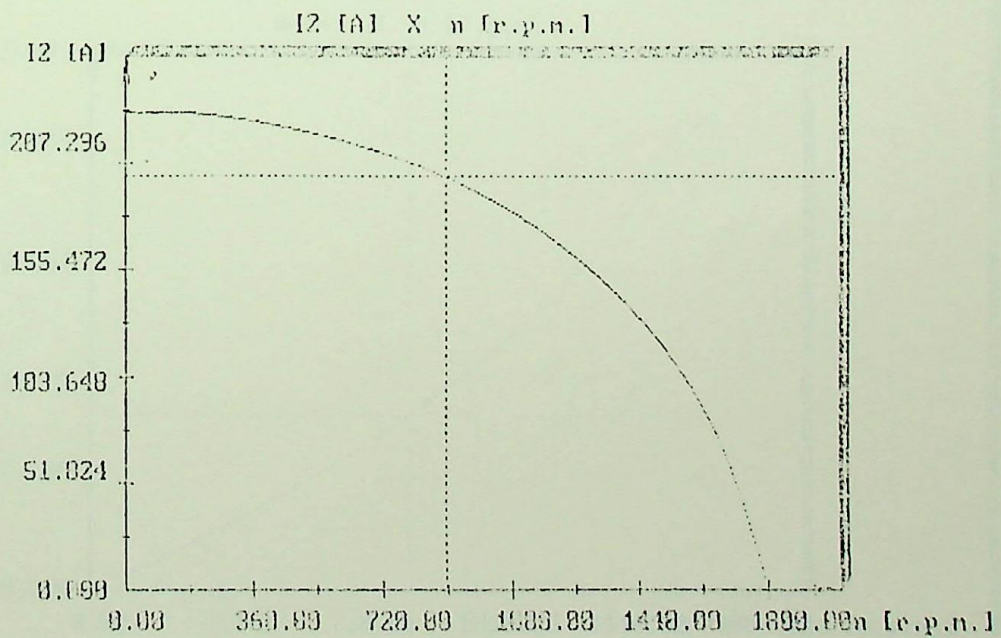
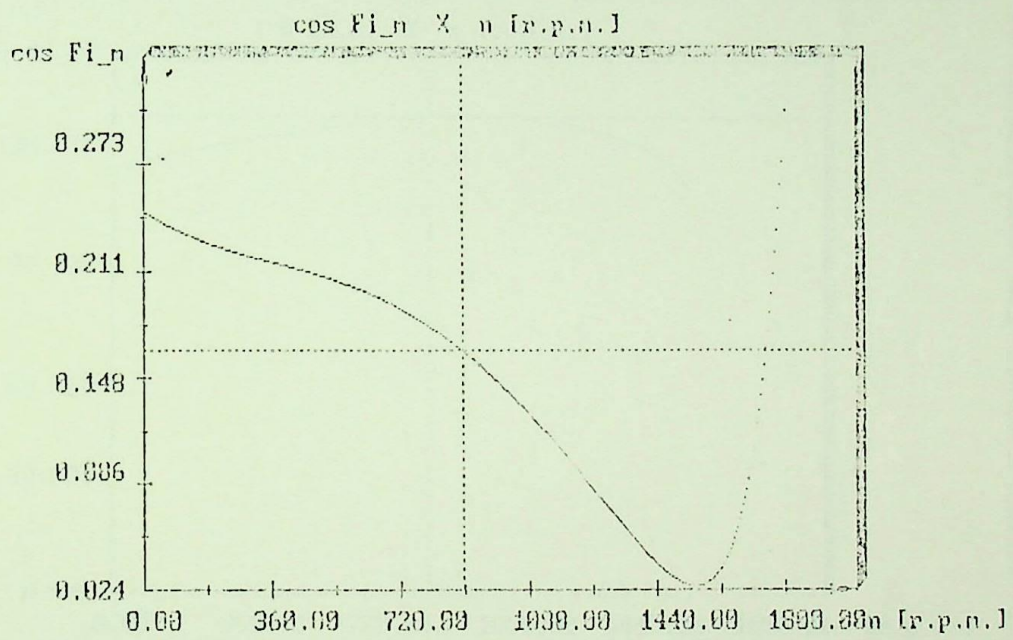
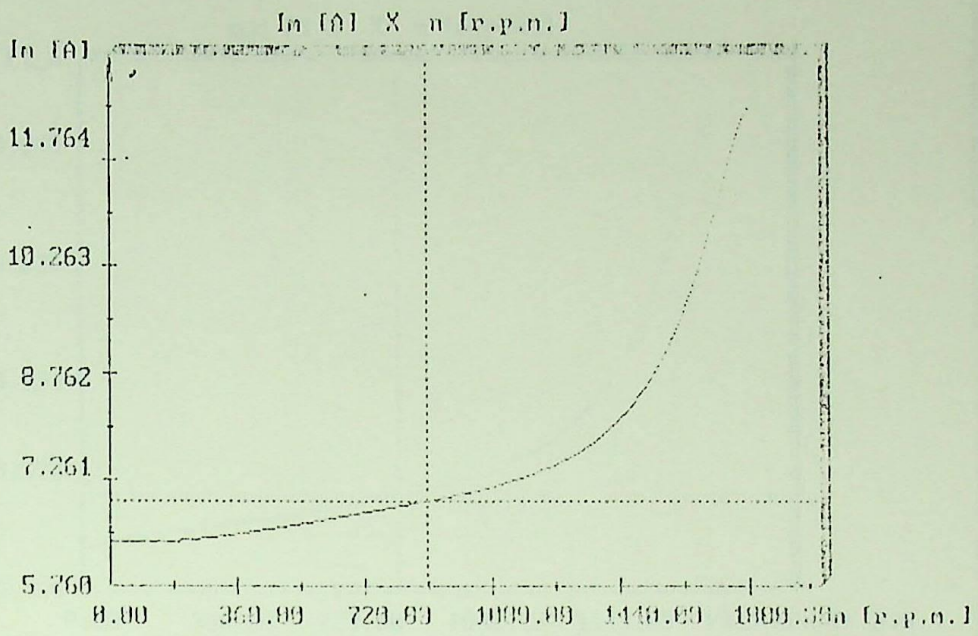
$R_2 = 0.0949 +$   
 $0.0113 * s^1 +$   
 $0.0709 * s^2 +$   
 $-0.0501 * s^3 +$   
 $0.0226 * s^4$  [Ohm]

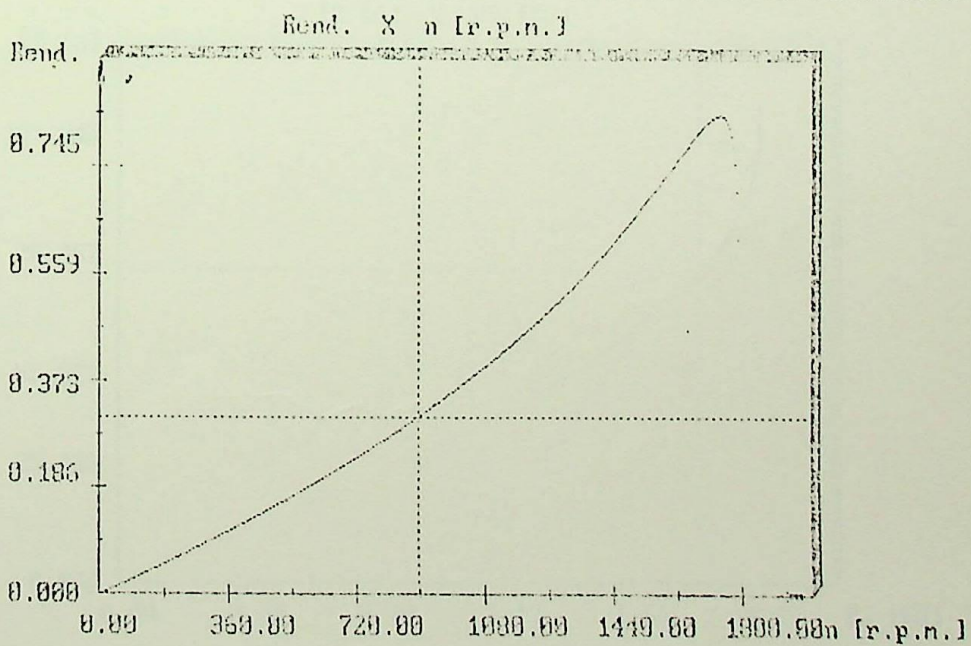
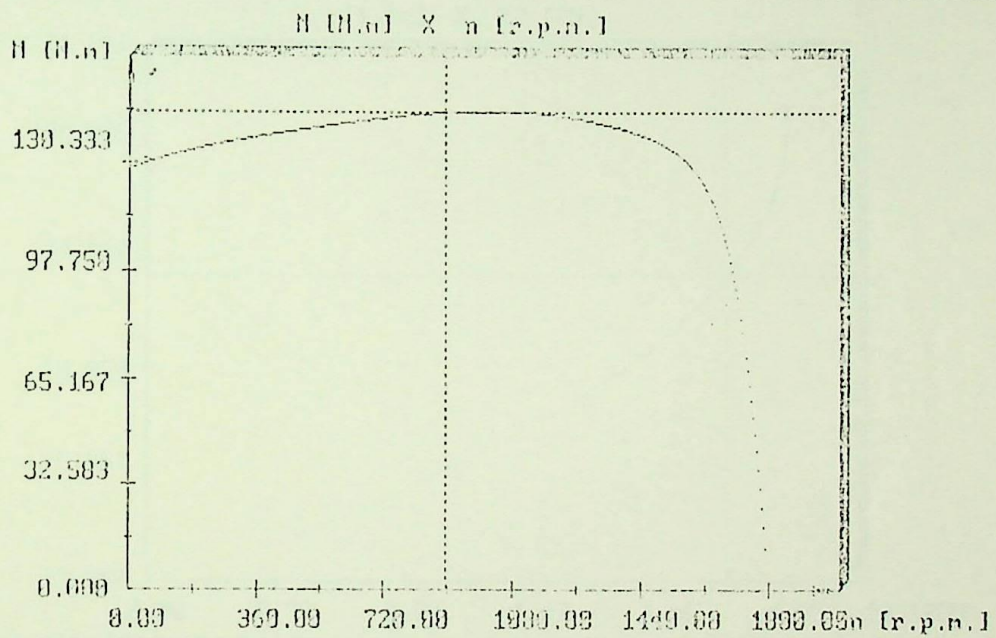
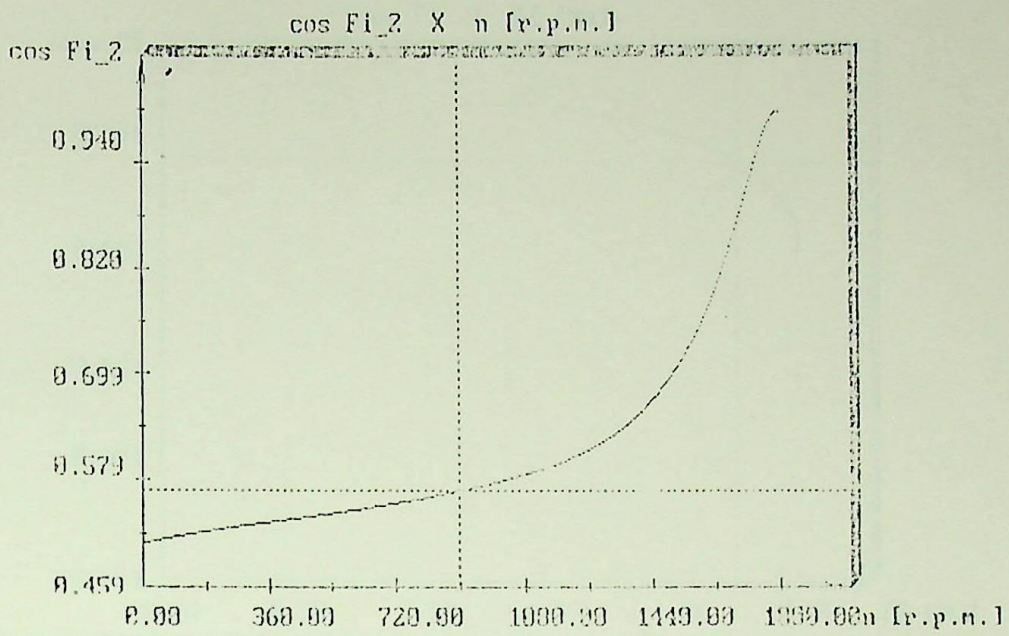
$X_2 = 0.4507 +$   
 $-1.0960 * s^1 +$   
 $2.2406 * s^2 +$   
 $-2.2684 * s^3 +$   
 $0.9748 * s^4$  [Ohm]

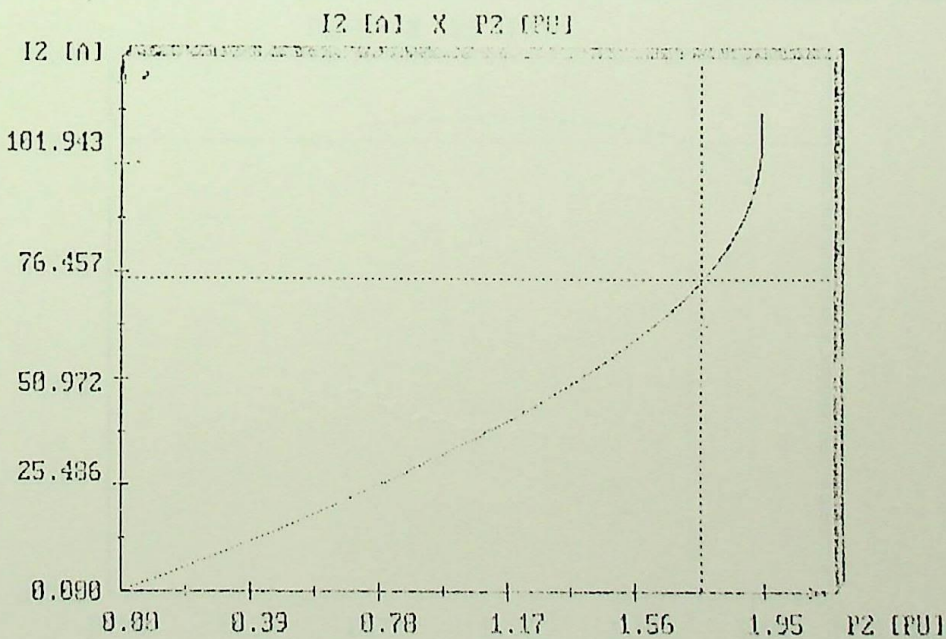
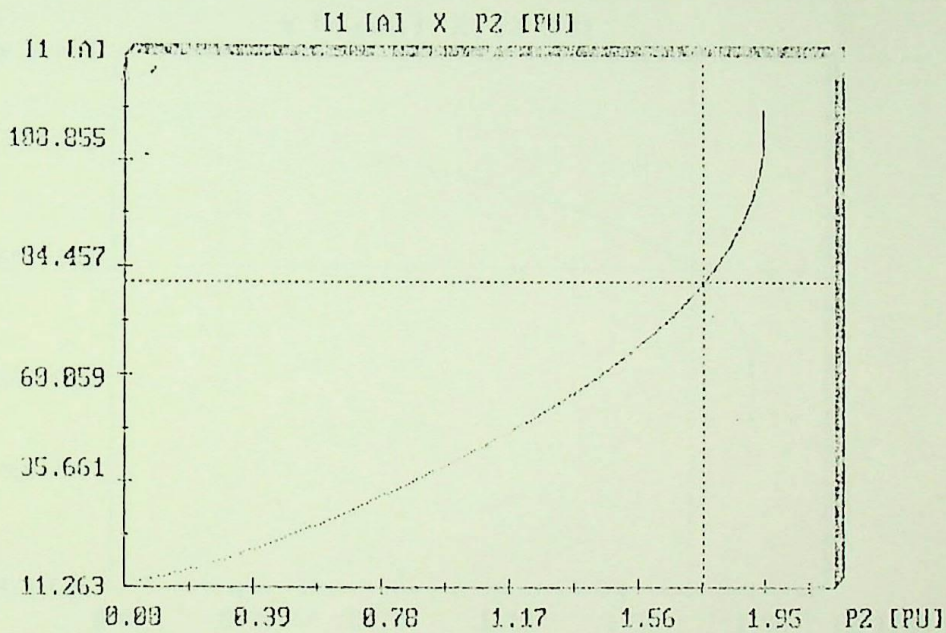
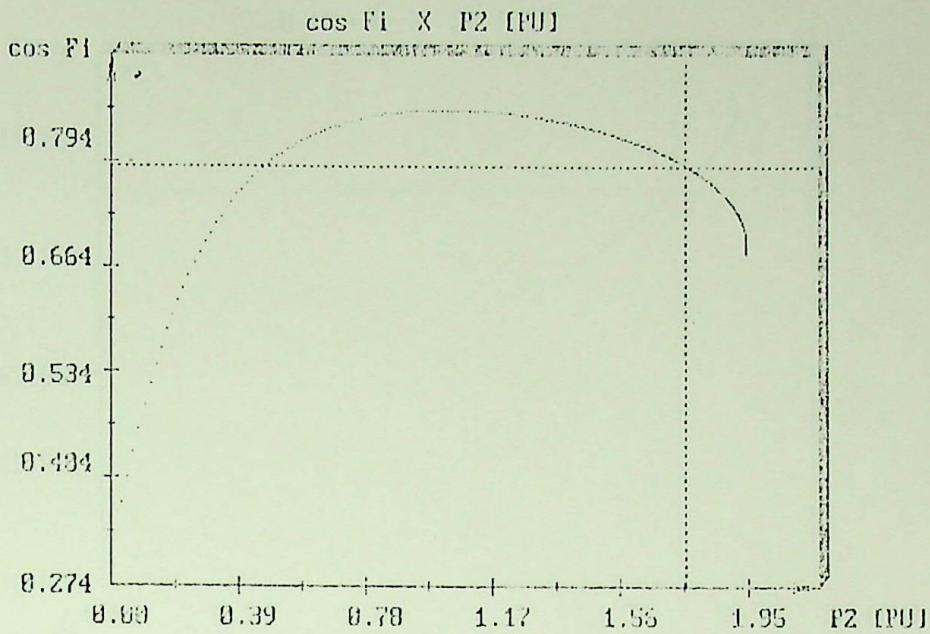
$\{P_2 / P_2\}$	0.25	0.50	0.75	1.00	1.25	1.50
$\{n$ [rpm]	1700.731	1776.025	1763.639	1740.439	1739.991	1703.540
$\{I_1$ [A]	16.7235	23.5564	31.2866	40.2877	50.5046	62.9277
$\{\cos \phi_1$	0.6562	0.8004	0.8470	0.8594	0.8540	0.8344
$\{R_{end.}$	0.6195	0.7743	0.8194	0.8361	0.8376	0.8270

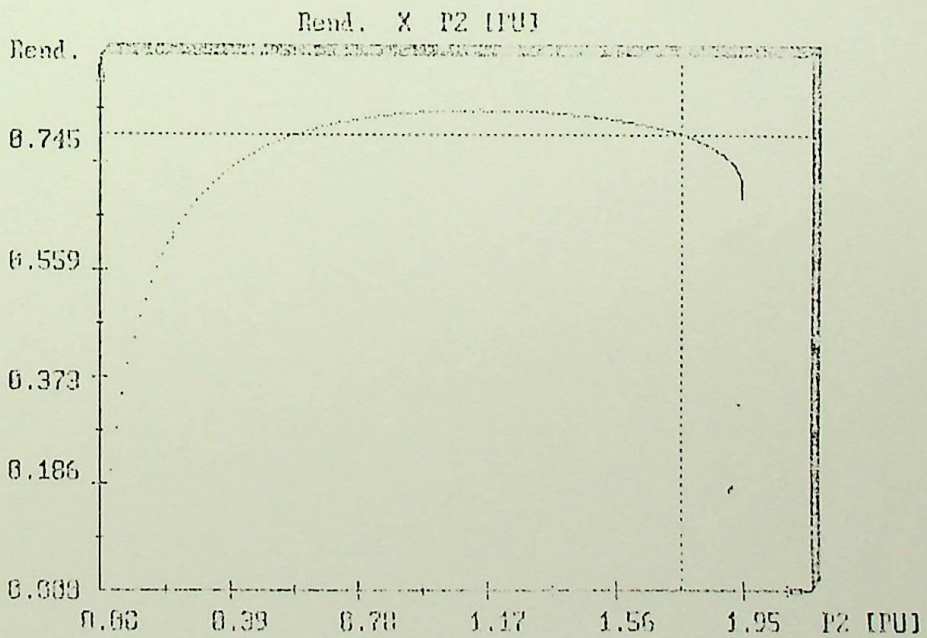
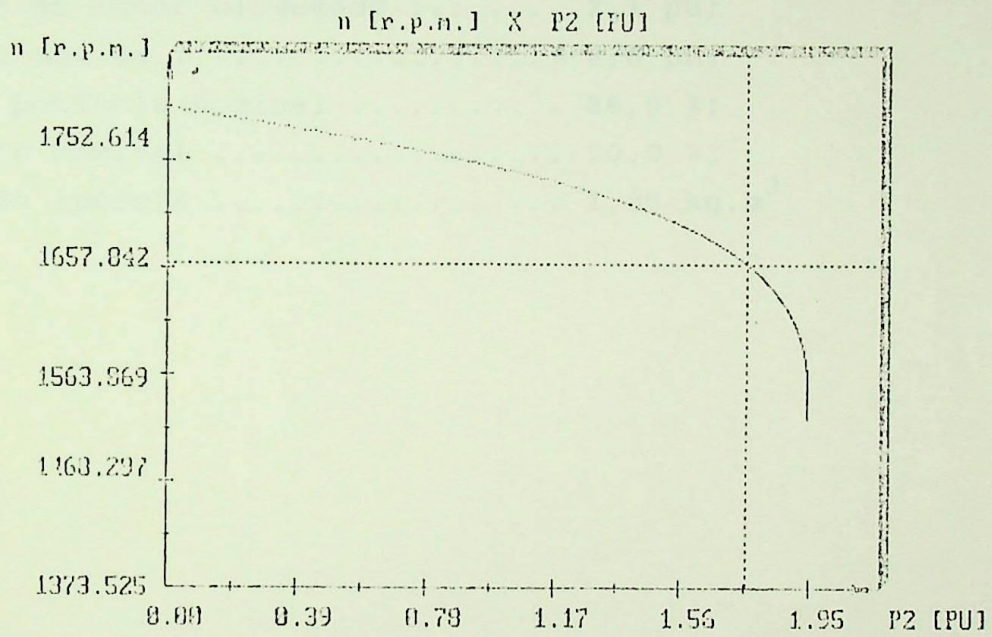
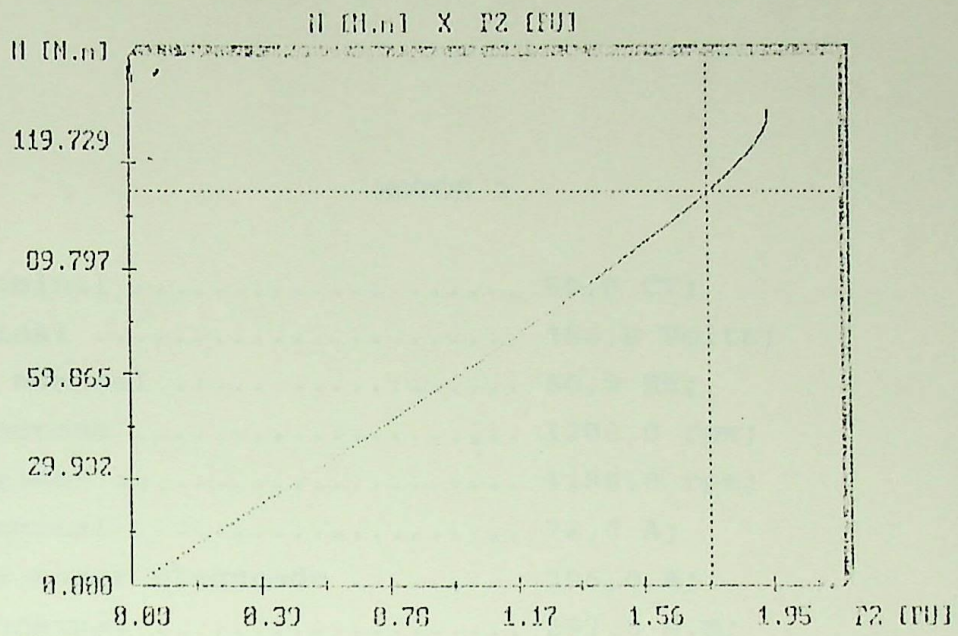












### MOTOR 3

Potência nominal .....	50,0 CV;
Tensão nominal .....	380,0 Volts;
Frequência nominal .....	60,0 Hz;
Rotação síncrona .....	1200,0 rpm;
Rotação nominal .....	1180,0 rpm;
Corrente nominal .....	72,0 A;
Corrente de rotor bloqueado .....	396,0 A;
Conjugado nominal .....	297,6 N.m;
Conjugado de rotor bloqueado .....	2,1 pu;
Conjugado máximo .....	2,6 pu;
Fator de potência nominal .....	86,0 %;
Rendimento nominal .....	90,0 %;
Momento de inércia .....	1,05 kg.m <sup>2</sup> .

PARAMETROS

Motor :

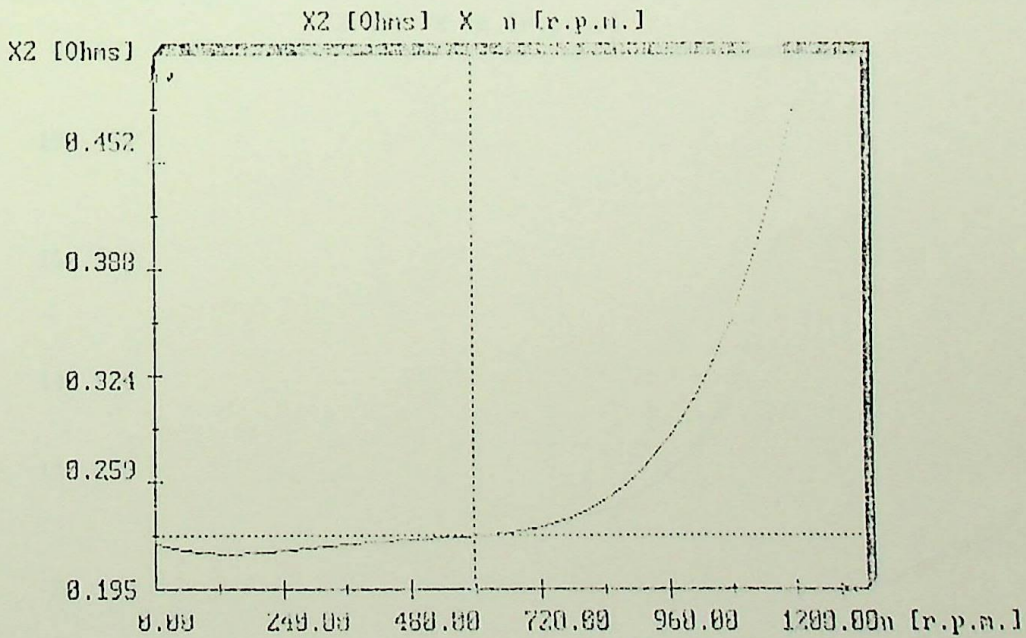
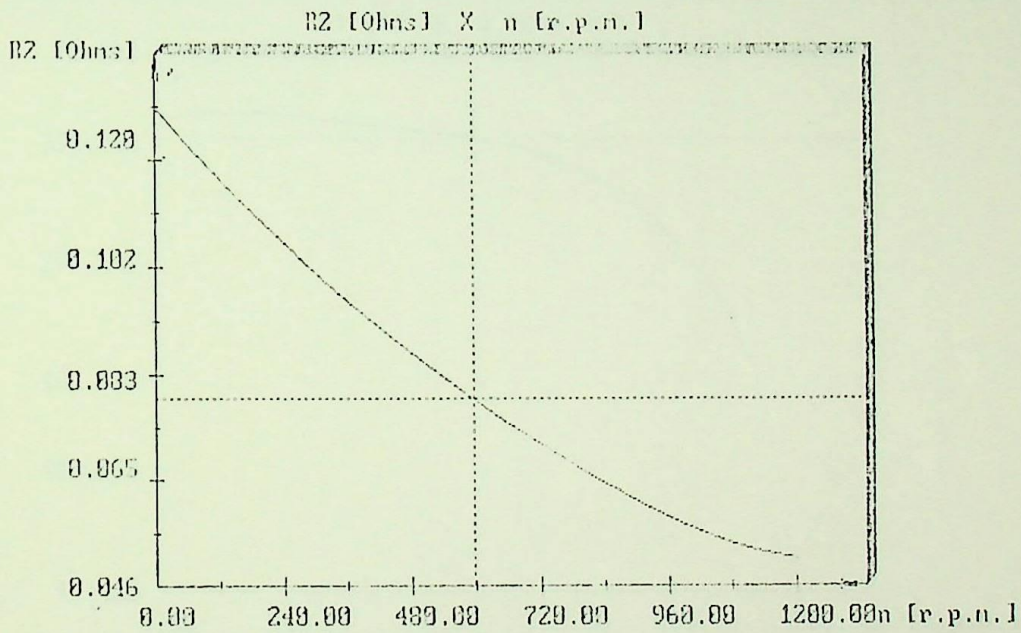
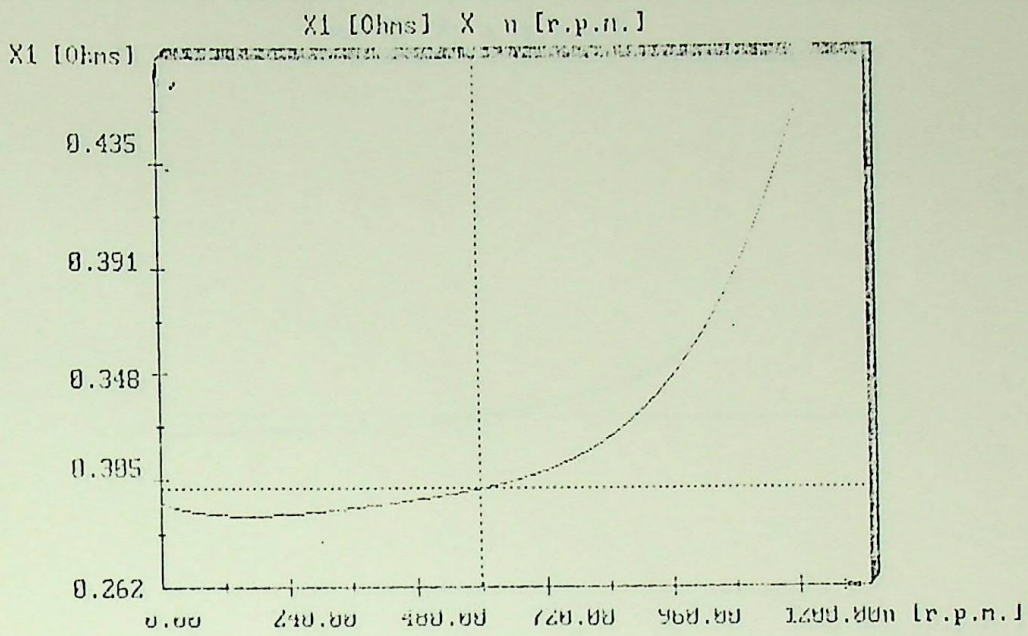
	Nominal	Par Lida
$I_m$ [A]	19.3072	9.6594
$C_{im}$ [s]	87.3010	87.3356
$I_{12}$ [A]	65.4591	306.9451
$I_{12}$ [A]	15.8877	66.7199
$X_1$ [Ohm]	0.4439	0.2261
$X_2$ [Ohm]	0.4439	0.2261
$R_1$ [Ohm]	0.0517	0.1295
$R_2$ [Ohm]	0.0517	0.1295
$X_m$	10.1016 [Ohm]	
$X_{m1}$	1.7292 [Ohm]	
$R_1$	0.0900 [Ohm]	

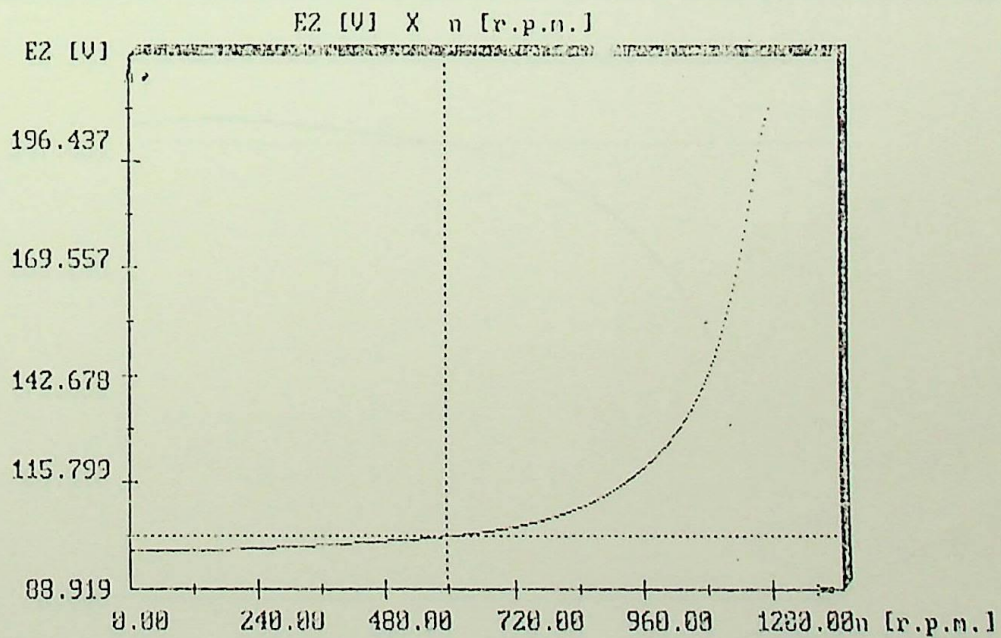
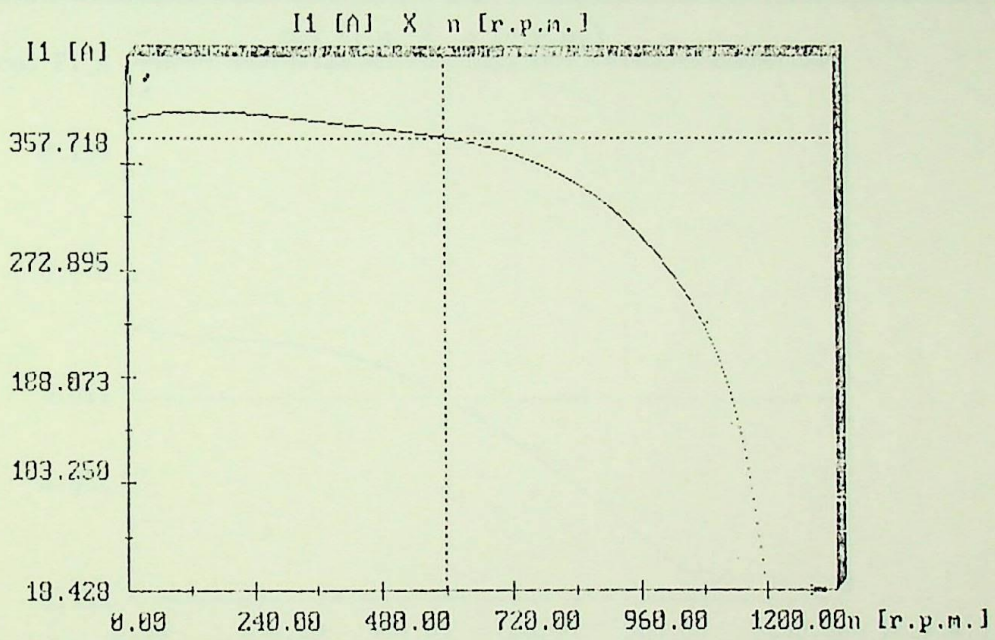
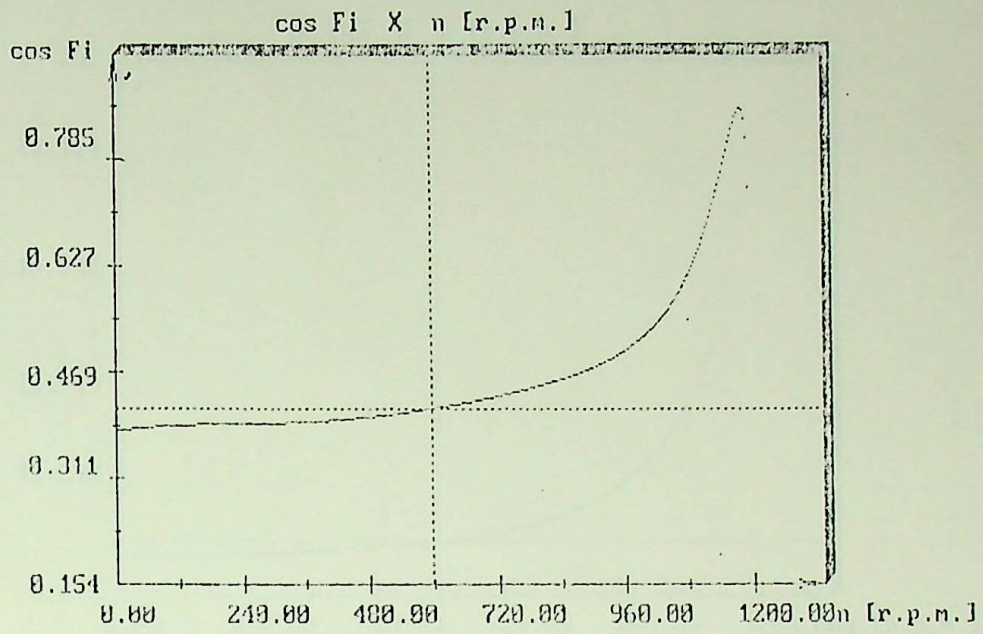
$$X_1 = 0.4061 + \\ -0.0296 * s^01 + \\ 1.7262 * s^02 + \\ -1.7092 * s^03 + \\ 0.6426 * s^04 \text{ [Ohm]}$$

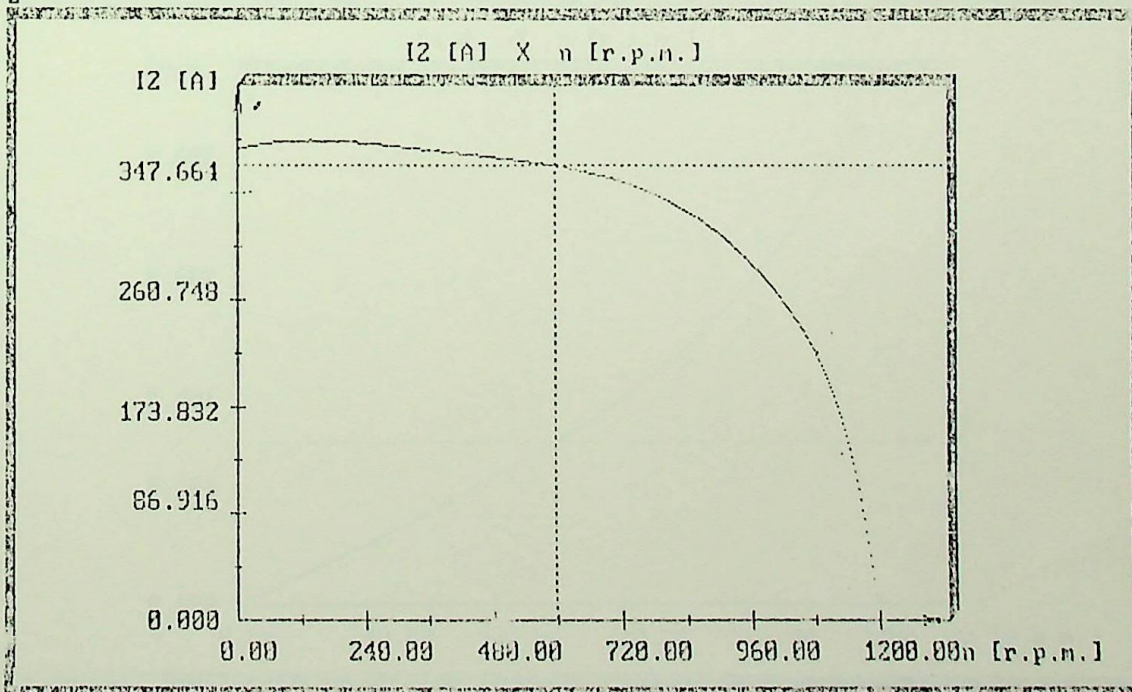
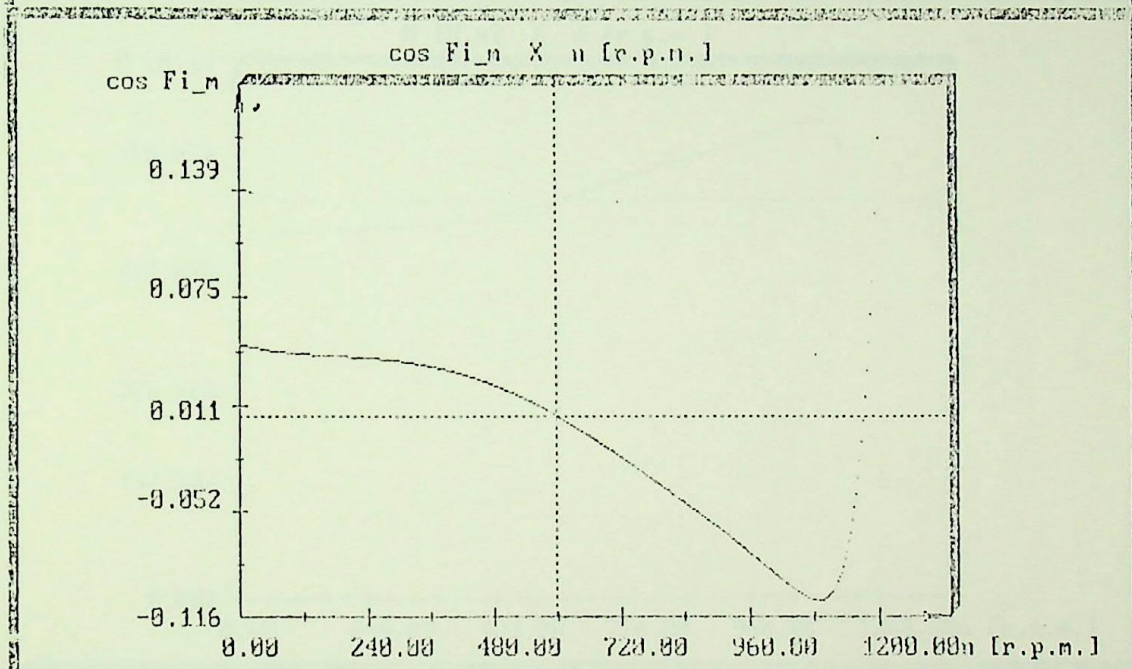
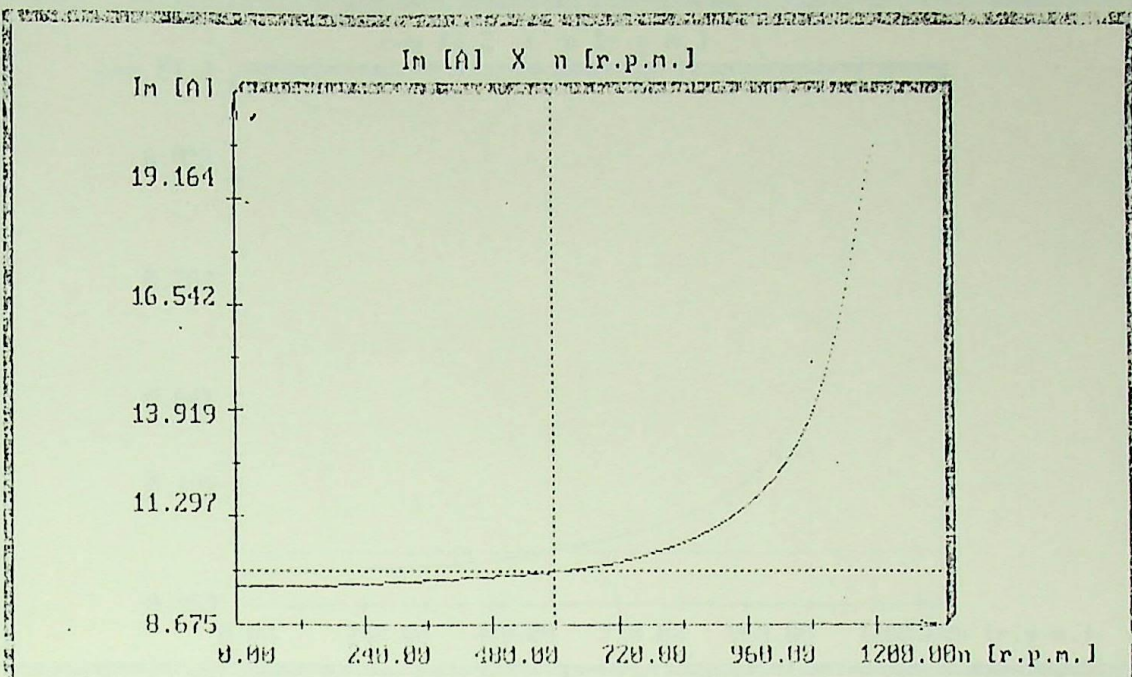
$$R_2 = 0.0515 + \\ 0.0139 * s^01 + \\ 0.1296 * s^02 + \\ -0.1204 * s^03 + \\ 0.0560 * s^04 \text{ [Ohm]}$$

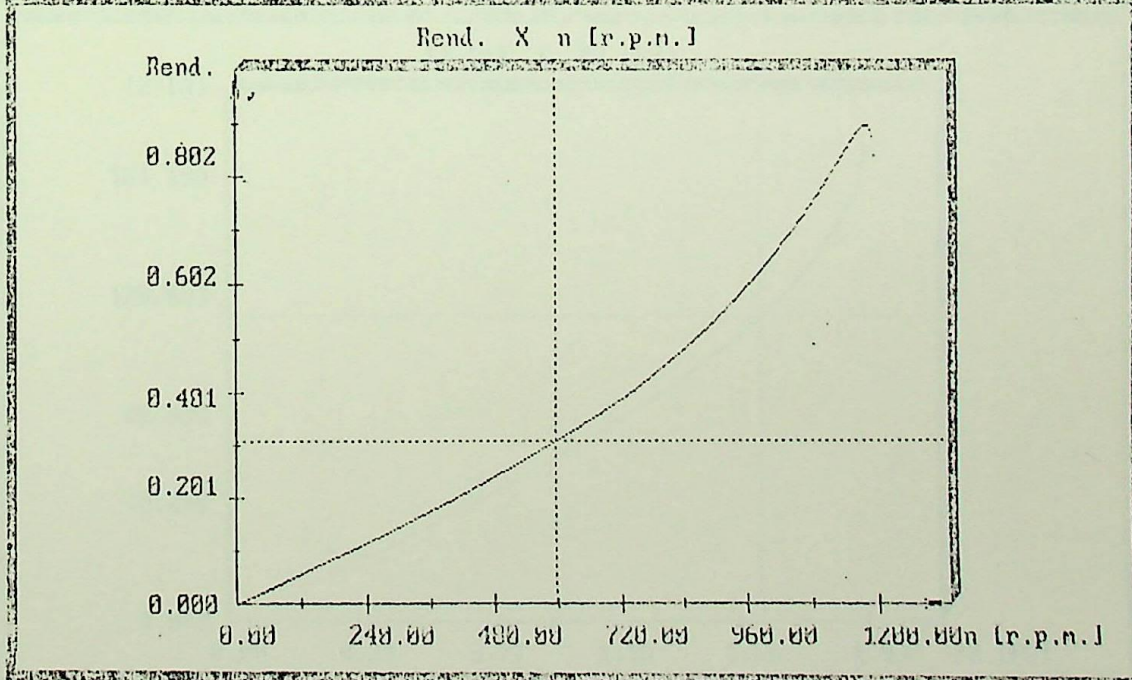
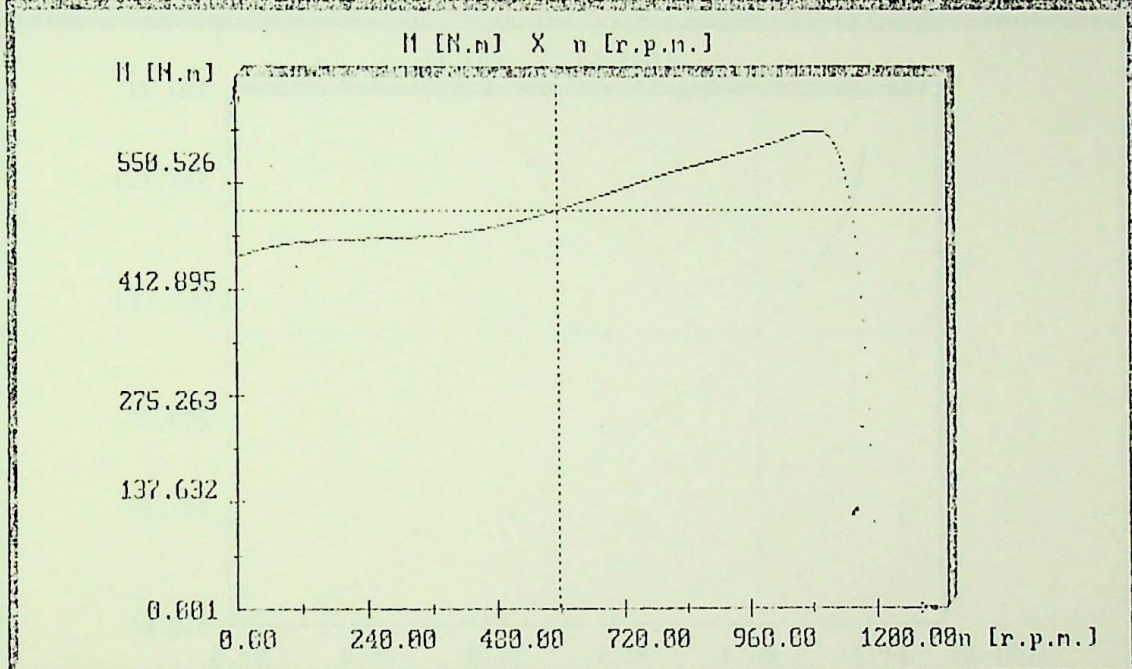
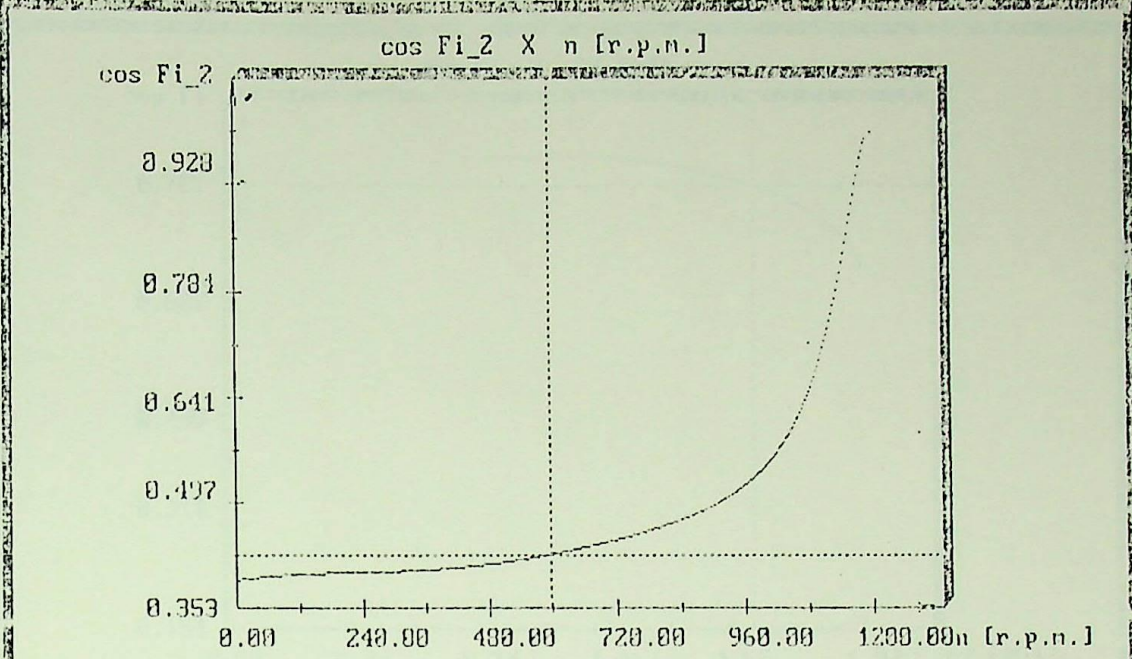
$$X_2 = 0.4061 + \\ -1.5930 * s^01 + \\ 3.7047 * s^02 + \\ -3.0135 * s^03 + \\ 1.4410 * s^04 \text{ [Ohm]}$$

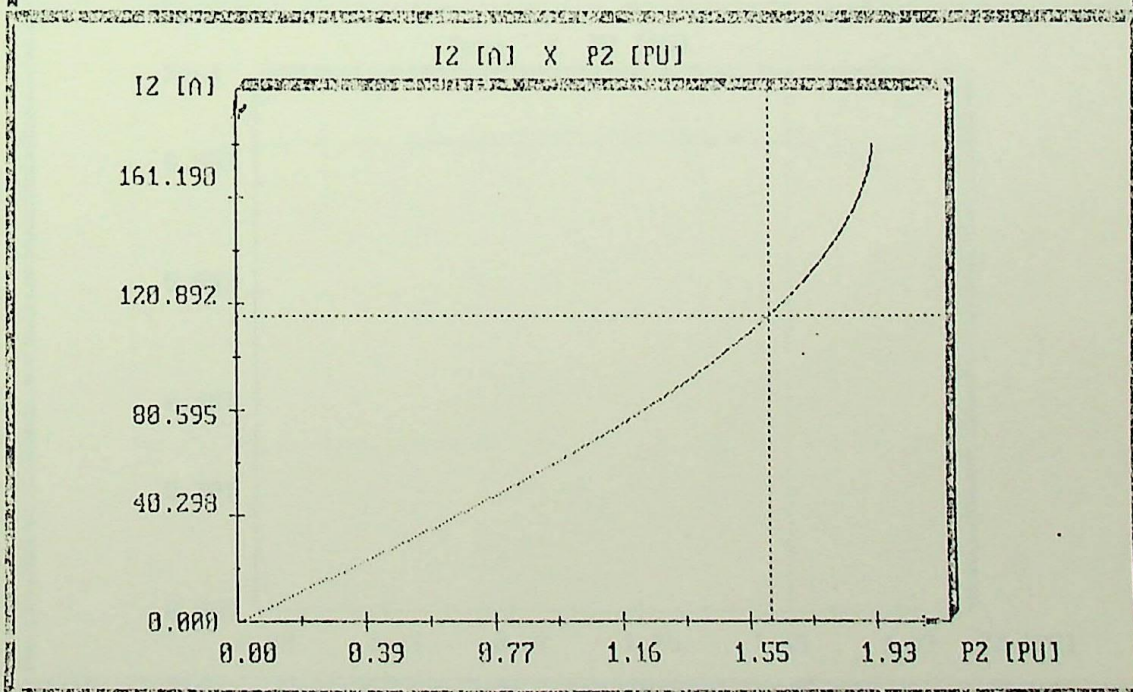
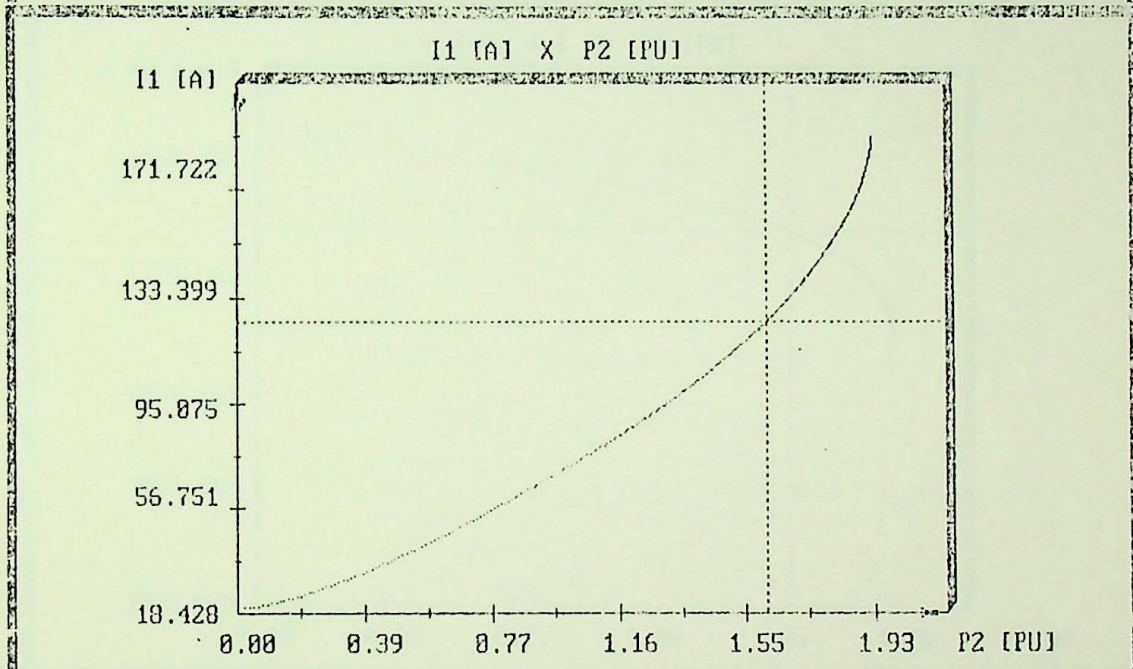
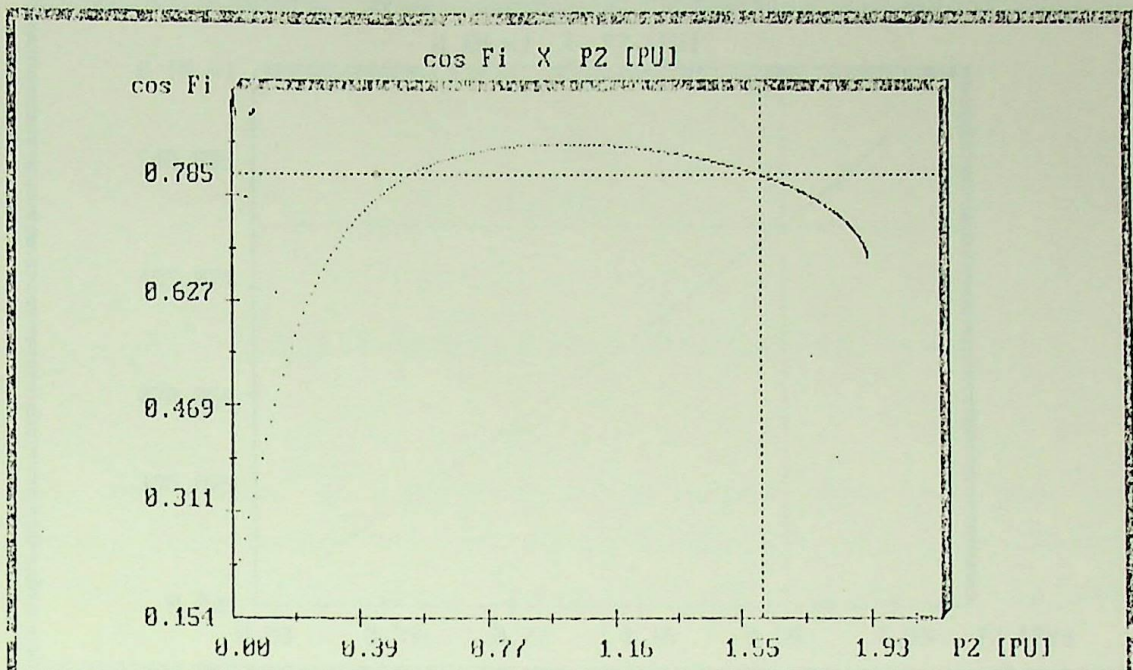
P2 / P2n	0.25	0.50	0.75	1.00	1.25	1.50
$n$ [rpm]	1195.816	1190.965	1185.878	1180.090	1175.169	1164.103
$I_{11}$ [A]	27.4443	39.9030	54.8670	71.6870	90.6774	113.0815
$\cos \phi$	0.6414	0.9021	0.8650	0.8637	0.8563	0.8537
$\eta_{\text{end}}$	0.7534	0.8720	0.8963	0.9023	0.8973	0.8889

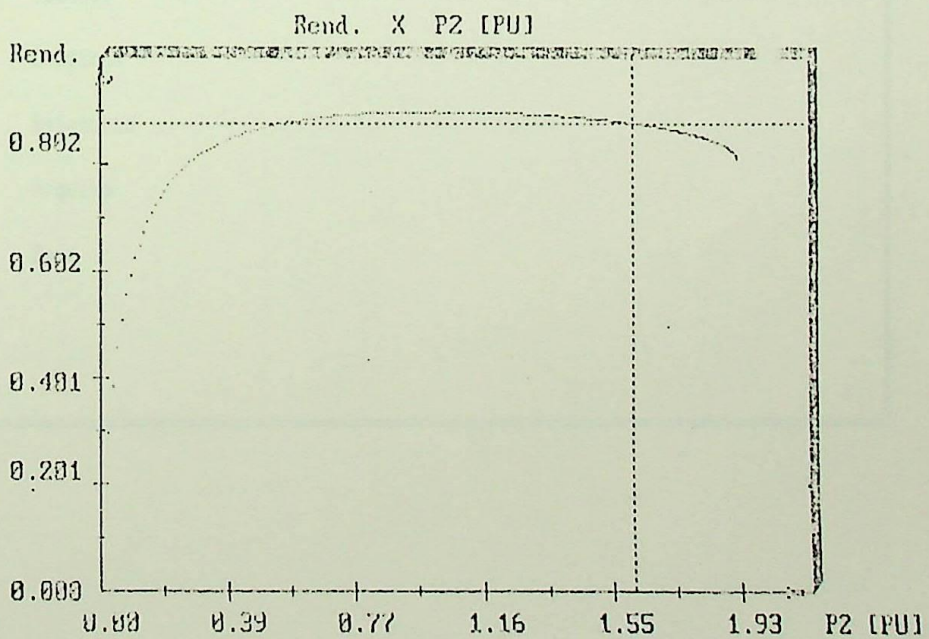
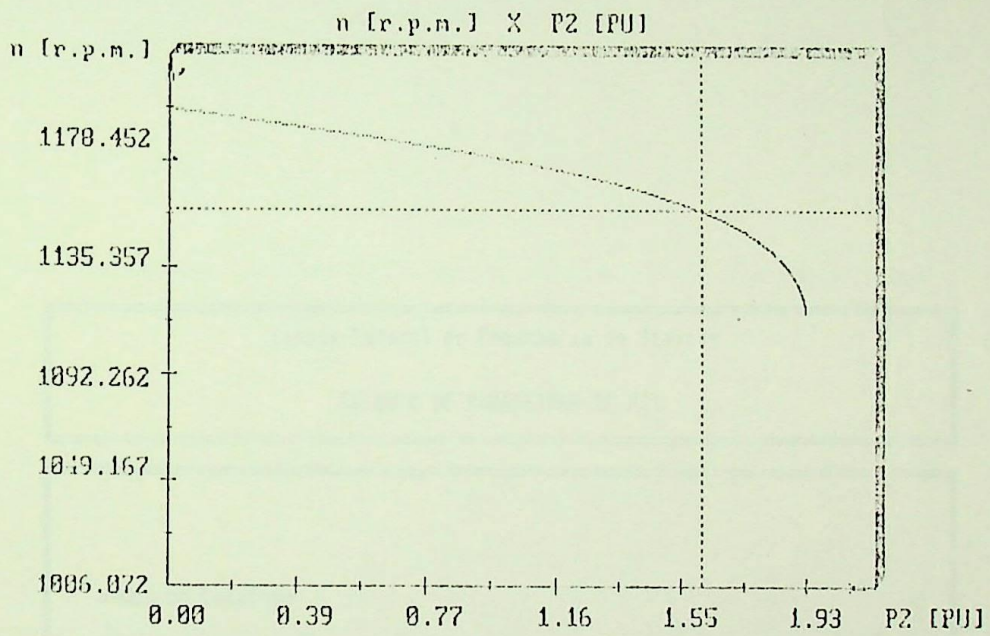
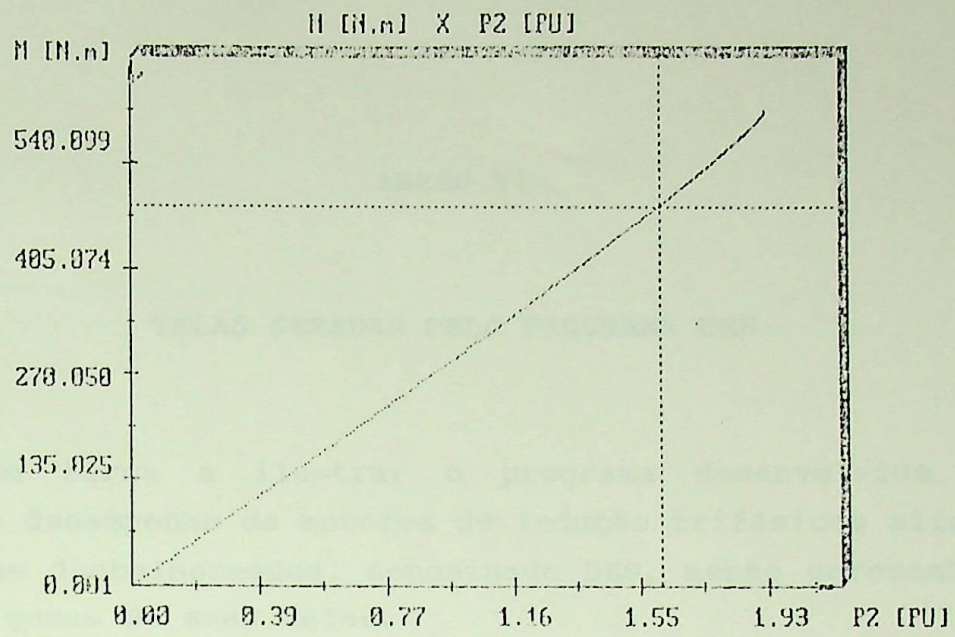












## ANEXO VI

### TELAS GERADAS PELO PROGRAMA DES

De forma a ilustrar o programa desenvolvido para a análise do desempenho de motores de indução trifásicos alimentados por tensões desbalanceadas, denominado DES, serão apresentadas, a seguir, algumas de suas telas.

Escola Federal de Engenharia de Itajuba

CALCULO DE PARAMETROS DE MIT

Dados de Catalogo

Tensoes

Graficos

Relatorio

Arquivo

Sair

Escola Federal de Engenharia de Itajuba

CALCULO DE PARAMETROS DE MIT

Dados de Catalogo

Tensoes

Graficos

Relatorio

Arquivo

Sair

TENSOES DE LINHA

Uab : 0.00 [V]

Ubc : [V]

Uca : [V]

Escola Federal de Engenharia de Itajuba

CALCULO DE PARAMETROS DE MIT

Dados de Catalogo

Tensoes

Graficos

Relatorio

Arquivo

Sair

DADOS RELATIVOS A CARGA

X : 0.000

Pcn : [W]

Rend\_red:

Jc :

n\_cn:

Jred:

Escola Federal de Engenharia de Itajuba

CALCULO DE PARAMETROS DE MIT

Dados de	Campo
Tensoes	
Graficos	Torque x n
Relatori	n x F.D.
Arquivo	cos Fi x F.D.
Sair	Rend. x F.D.
	Perdas Ad. x F.D.

Escola Federal de Engenharia de Itajuba

CALCULO DE PARAMETROS DE MIT

Dados de	Campo
Tensoes	
Graficos	T Br_y x Br_x
Relatori	n δ x wt
Arquivo	c Mem x wt
Sair	R Perdas Ad. x F.D.

Escola Federal de Engenharia de Itajuba

CALCULO DE PARAMETROS DE MIT

Dados de	Campo
Tensoes	T
Graficos	n
Relatori	c
Arquivo	R
Sair	

Balan/des x n
Seq + x n
Seq - x n
Perdas Ad. x F.D.

## ANEXO VII

### RESULTADOS OBTIDOS DA APLICAÇÃO DO PROGRAMA DES

O programa DES utiliza os resultados obtidos da aplicação do programa SIM, permitindo obter em forma de relatório ou gráficos, o comportamento de motores de indução trifásicos submetidos a desbalanços de tensões.

A título de exemplo, tem-se a seguir, os resultados obtidos da aplicação do programa DES para os motores citados no Anexo V, para um valor de fator de desbalanço e carga.

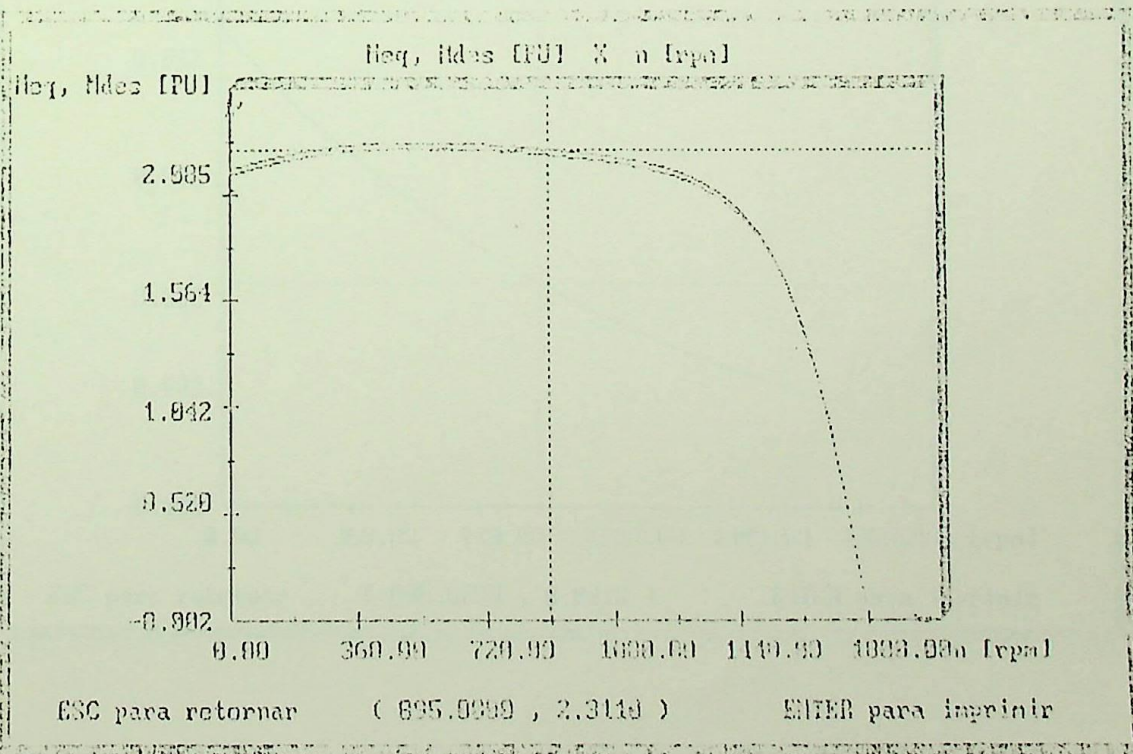
PARAMETROS DE MOTOR COM TENSOES DESEQUILIBRADAS

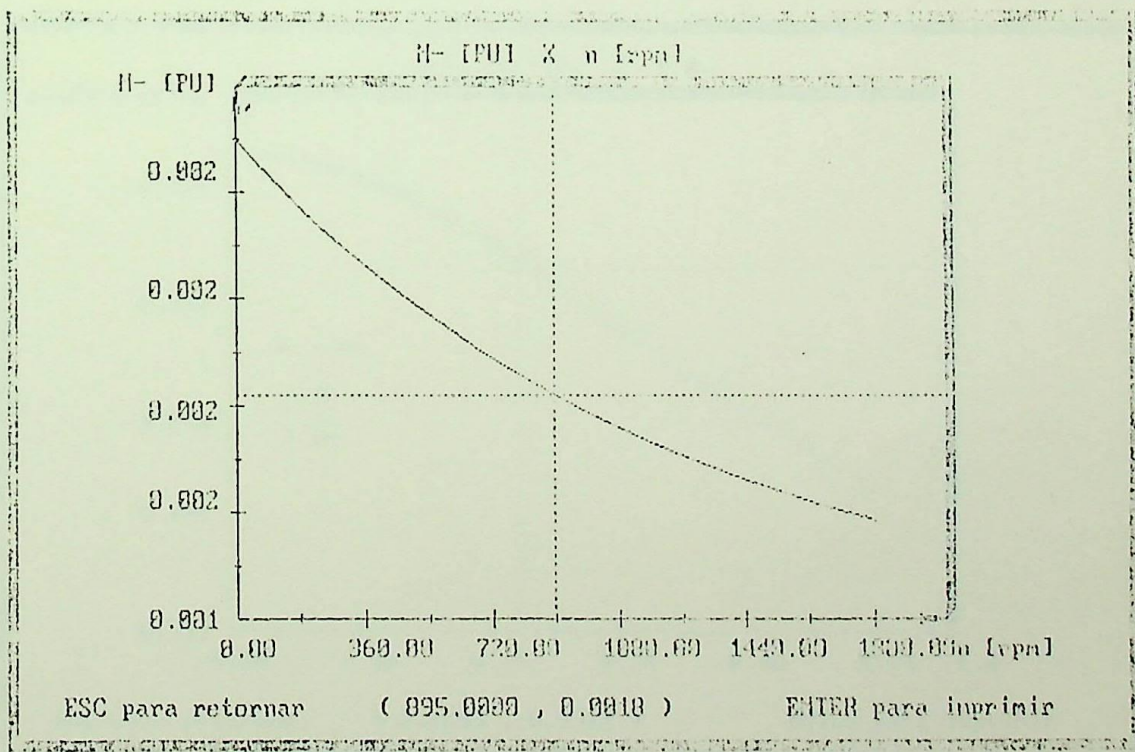
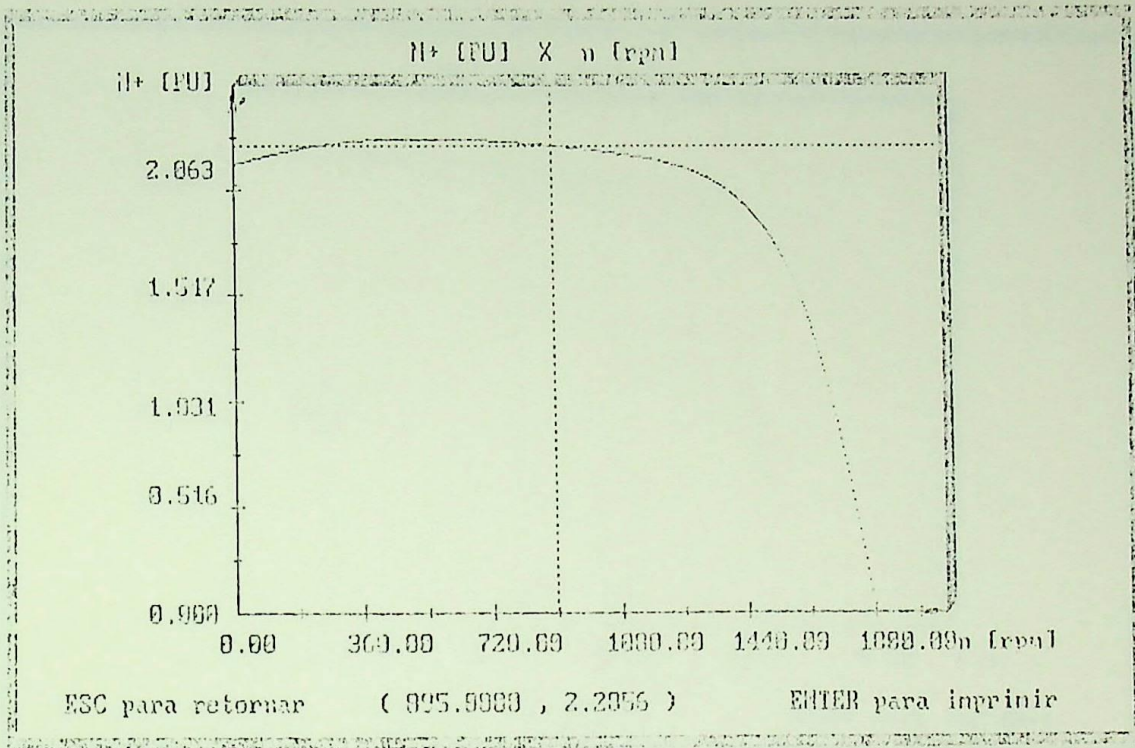
Motor : 3 CV

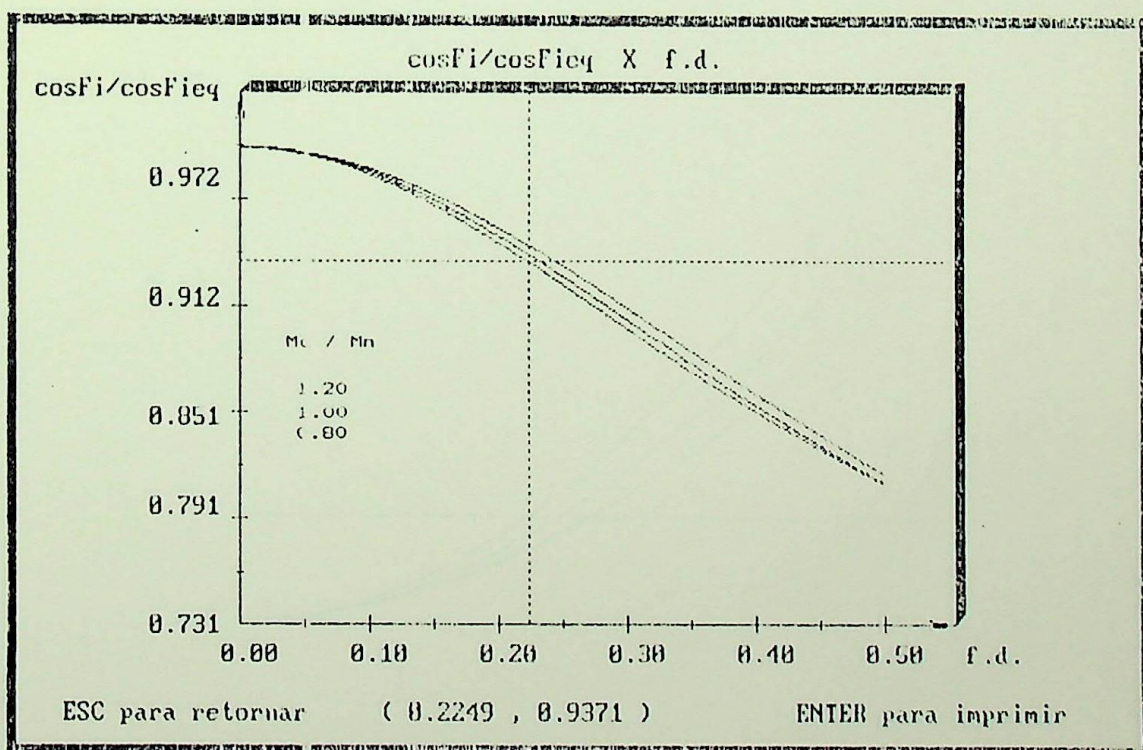
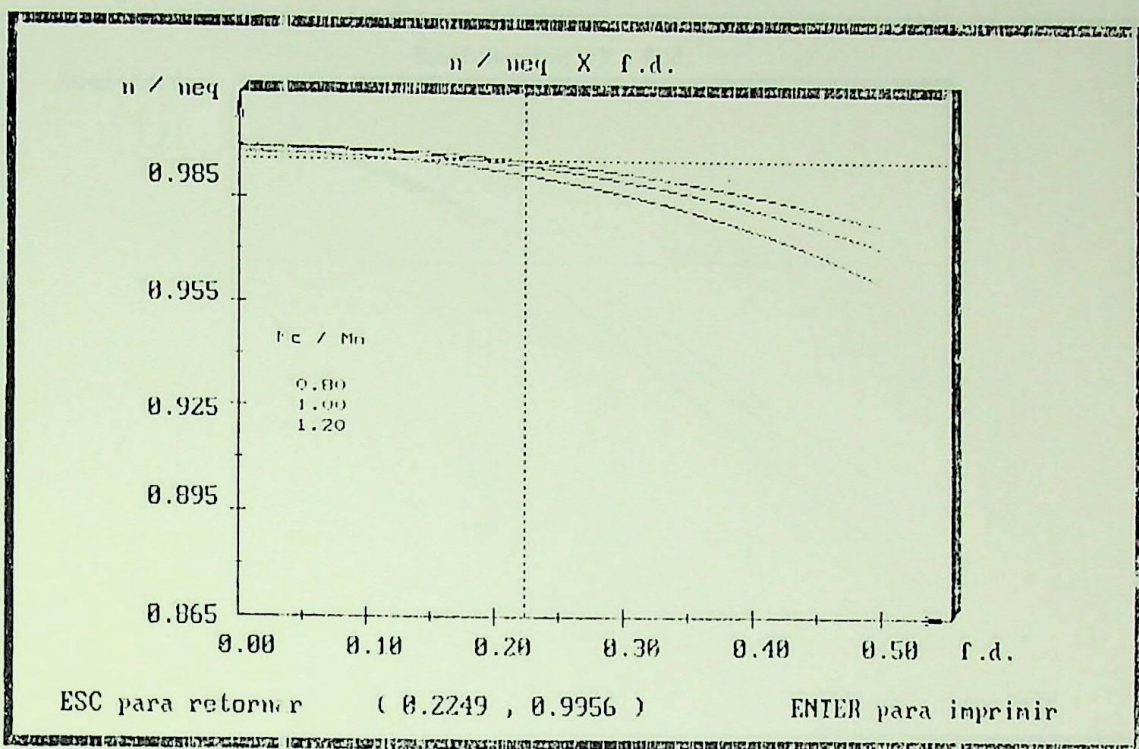
Tempo de partida ( fd = 4.36 ) : 1.0671

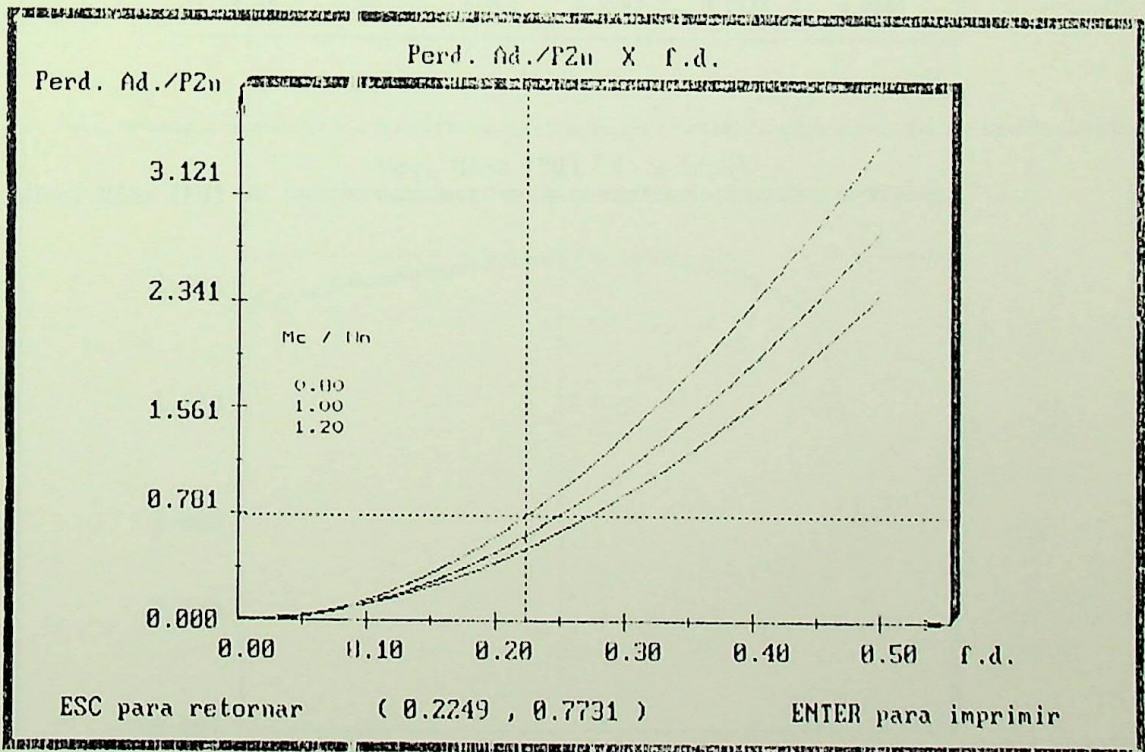
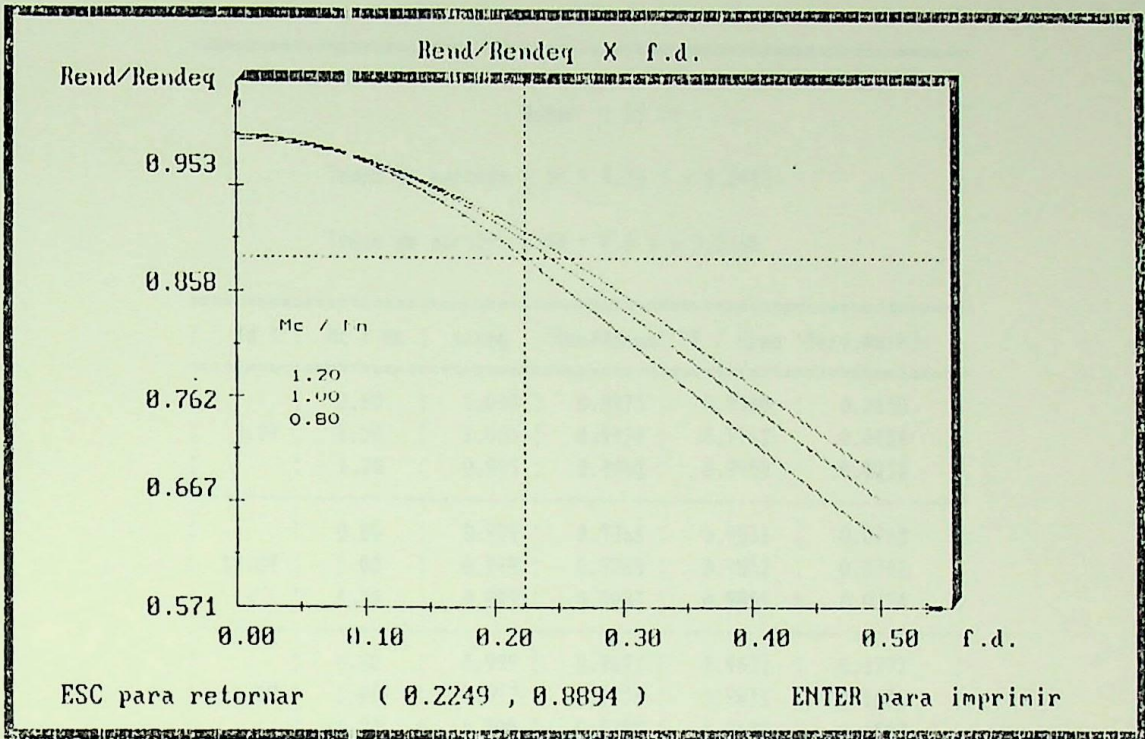
Tempo de partida ( fd = 0.0 ) : 1.0103

fd %	Mc / Mn	n/neq	Ren/Reneq	FP / FPeq	Perd.Ad/P2n
5.09	0.80	0.999	0.9940	0.9979	0.0369
	1.00	0.999	0.9940	0.9983	0.0355
	1.20	0.998	0.9915	0.9989	0.0468
10.09	0.80	0.999	0.9758	0.9866	0.1546
	1.00	0.998	0.9786	0.9882	0.1308
	1.20	0.997	0.9780	0.9897	0.1250
15.18	0.80	0.998	0.9462	0.9693	0.3542
	1.00	0.997	0.9537	0.9721	0.2914
	1.20	0.995	0.9561	0.9751	0.2568
20.41	0.80	0.996	0.9070	0.9469	0.6379
	1.00	0.995	0.9202	0.9509	0.5202
	1.20	0.993	0.9263	0.9554	0.4448
4.36	1.00	0.999	0.9953	0.9994	0.0278









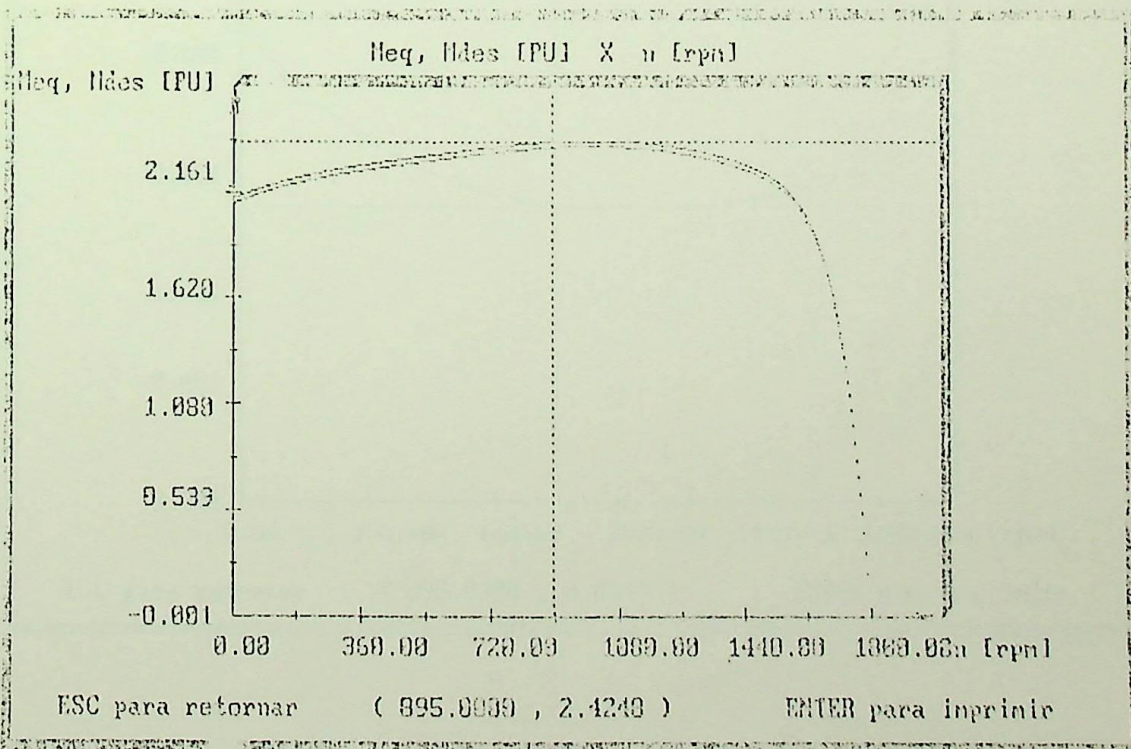
PARAMETROS DE MOTOR COM TENSOES DESEQUILBRADAS

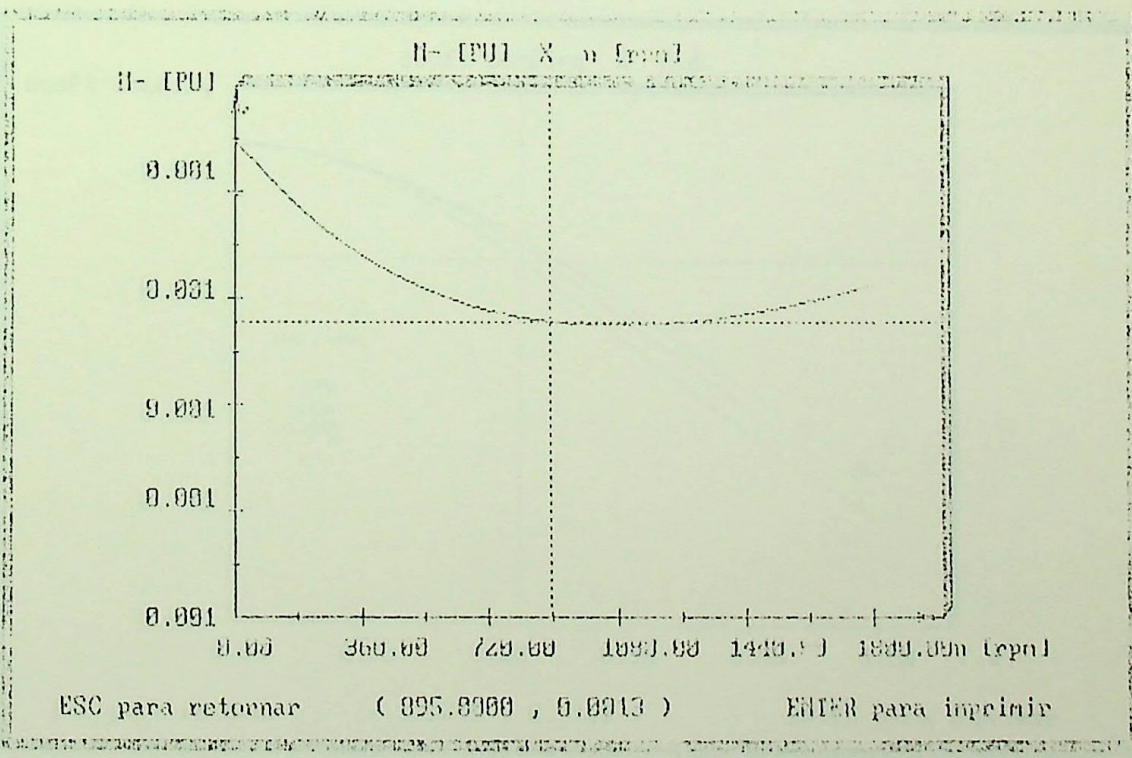
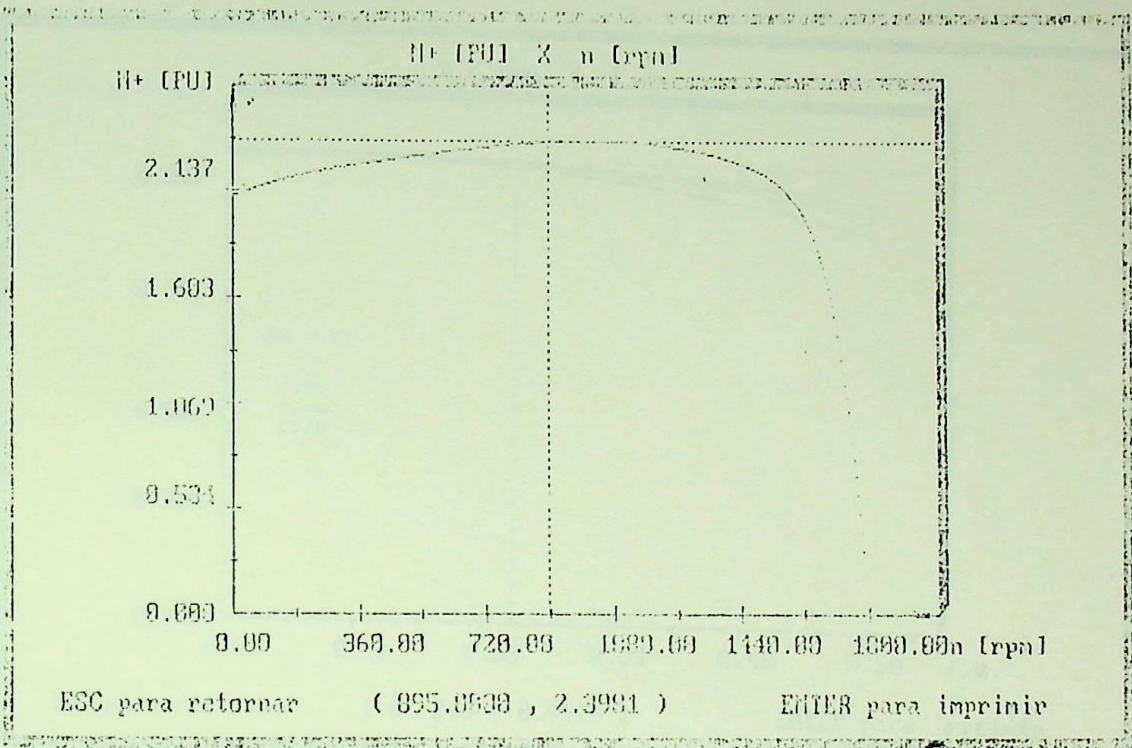
Motor : 15 CV

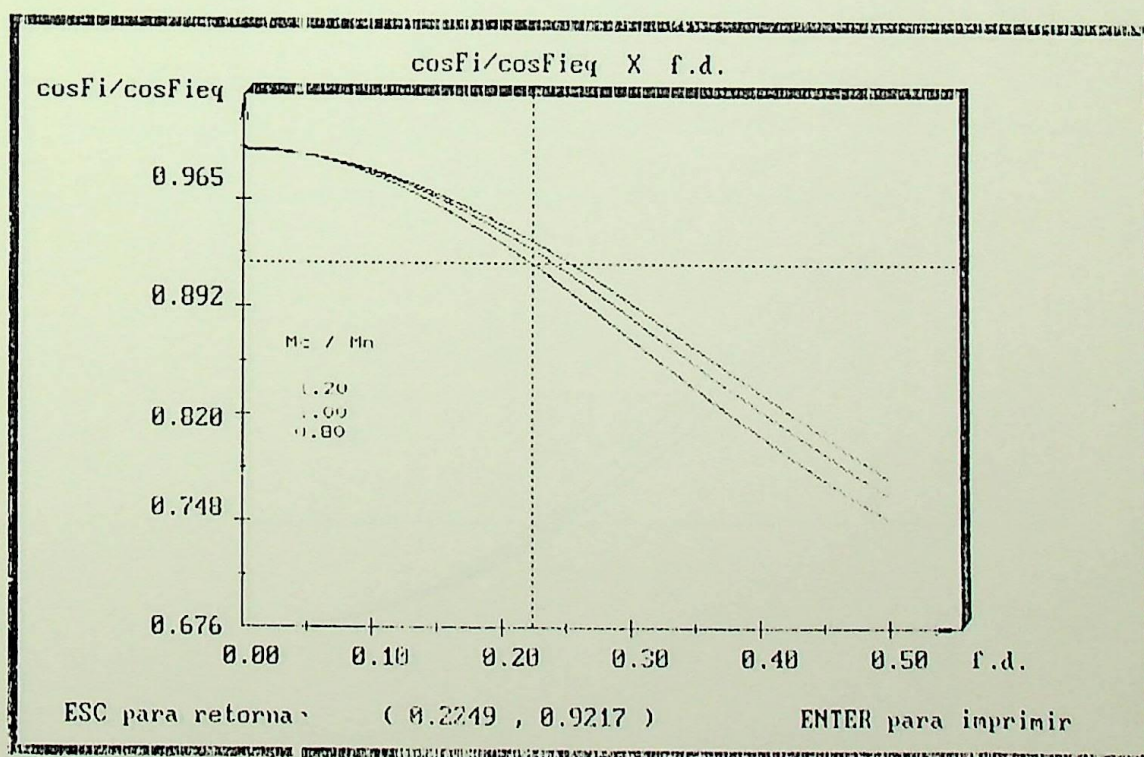
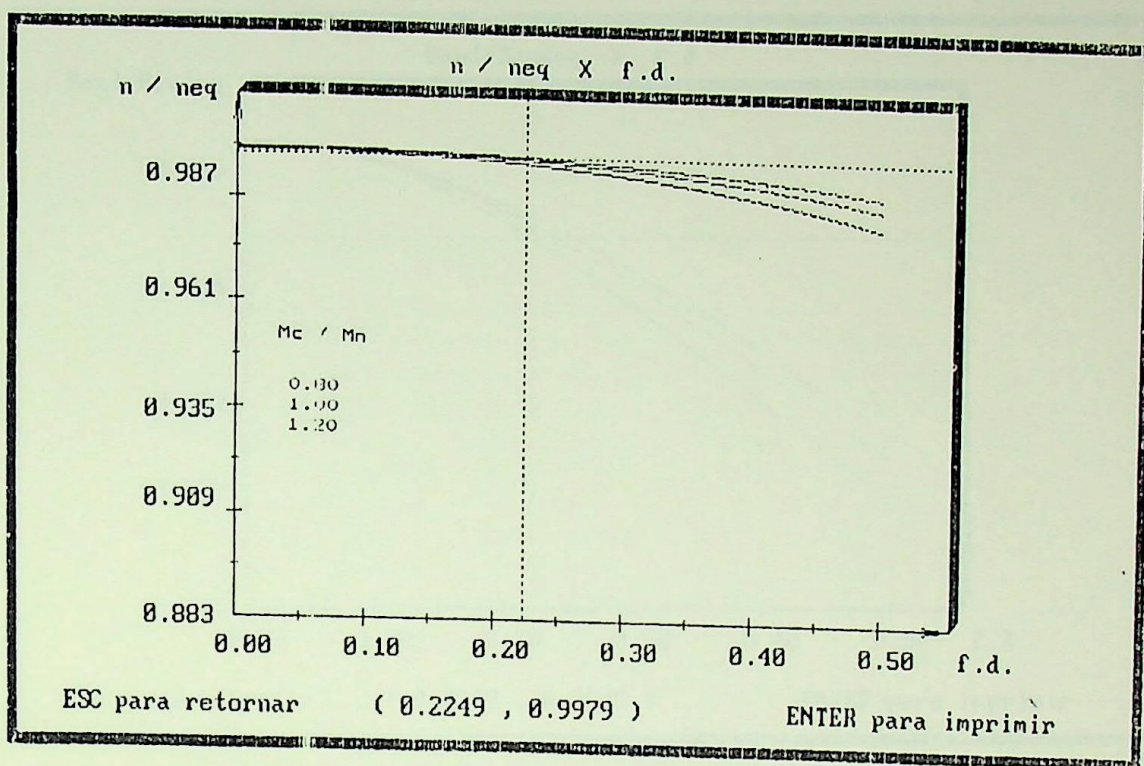
Tempo de partida ( fd = 4.36 ) : 0.2443

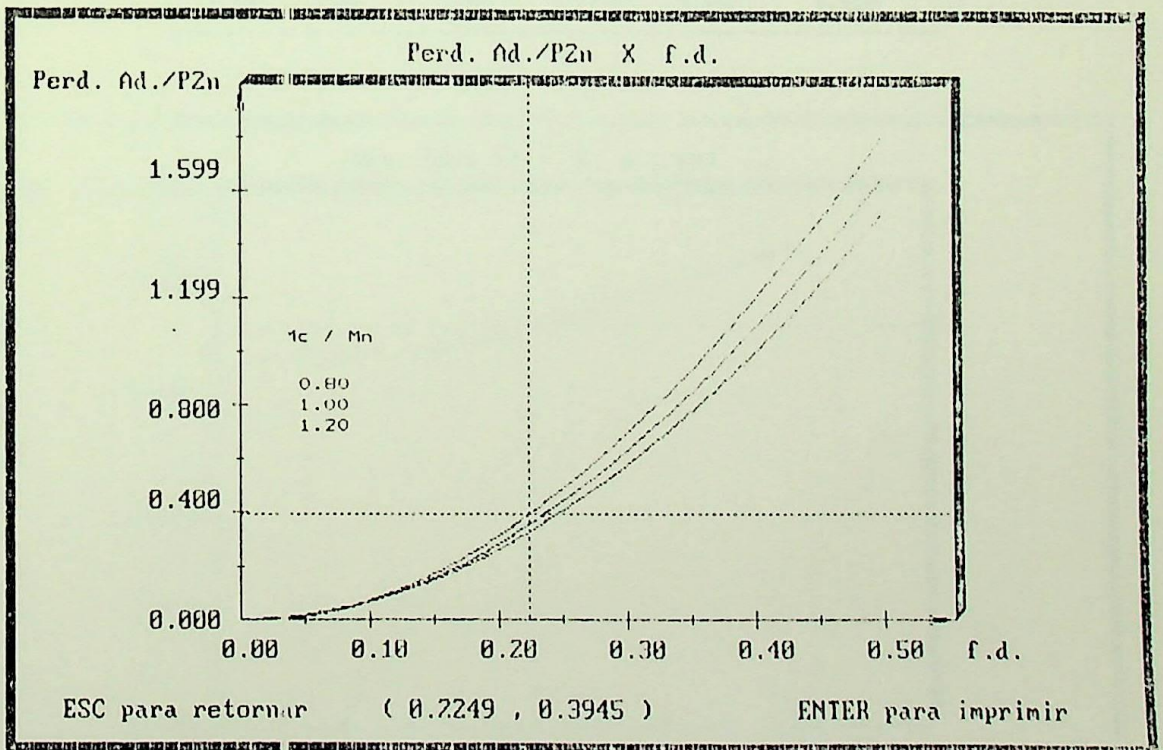
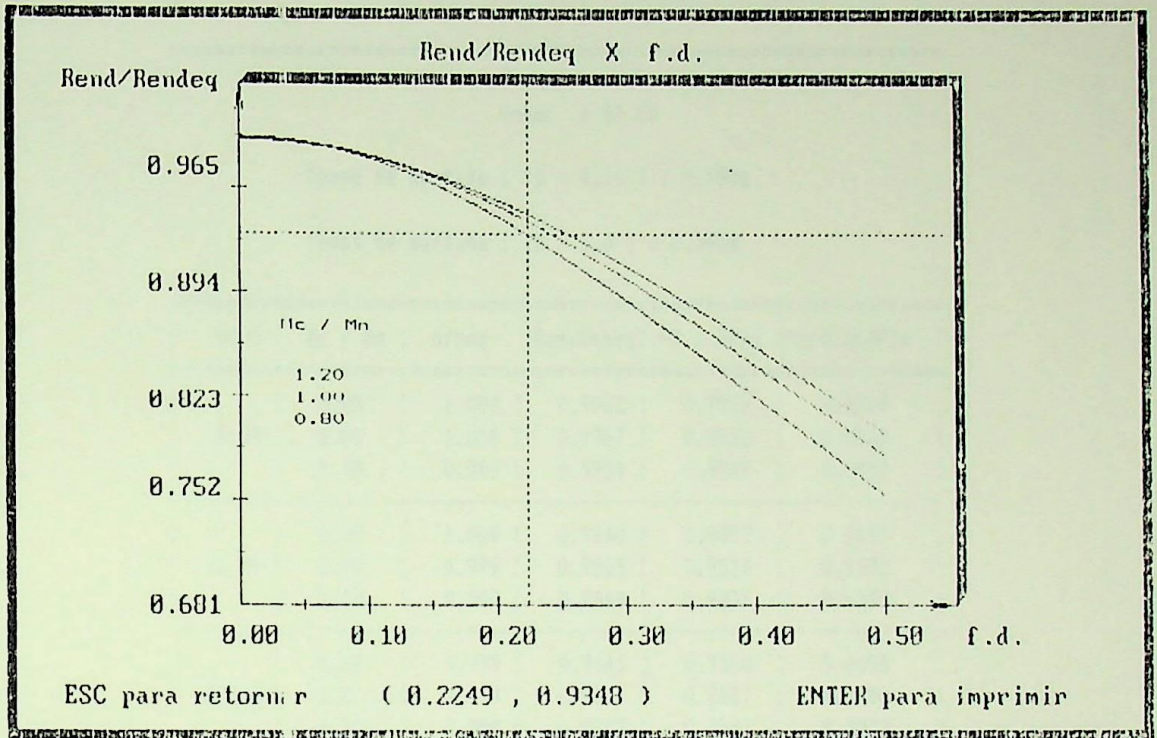
Tempo de partida ( fd = 0.0 ) : 0.2360

fd %	Mc / Mn	n/neq	Ren/Reneq	FP / FPeq	Perd.Ad/P2n
5.09	0.80	1.000	0.9973	0.9960	0.0150
	1.00	1.000	0.9974	0.9962	0.0154
	1.20	0.999	0.9962	0.9958	0.0232
10.09	0.80	0.999	0.9866	0.9831	0.0765
	1.00	0.999	0.9885	0.9852	0.0701
	1.20	0.999	0.9883	0.9859	0.0724
15.18	0.80	0.999	0.9693	0.9622	0.1792
	1.00	0.999	0.9736	0.9671	0.1636
	1.20	0.998	0.9753	0.9698	0.1553
20.41	0.80	0.998	0.9457	0.9342	0.3250
	1.00	0.998	0.9534	0.9426	0.2950
	1.20	0.997	0.9574	0.9477	0.2733
4.36	1.00	1.000	0.9982	0.9973	0.0104









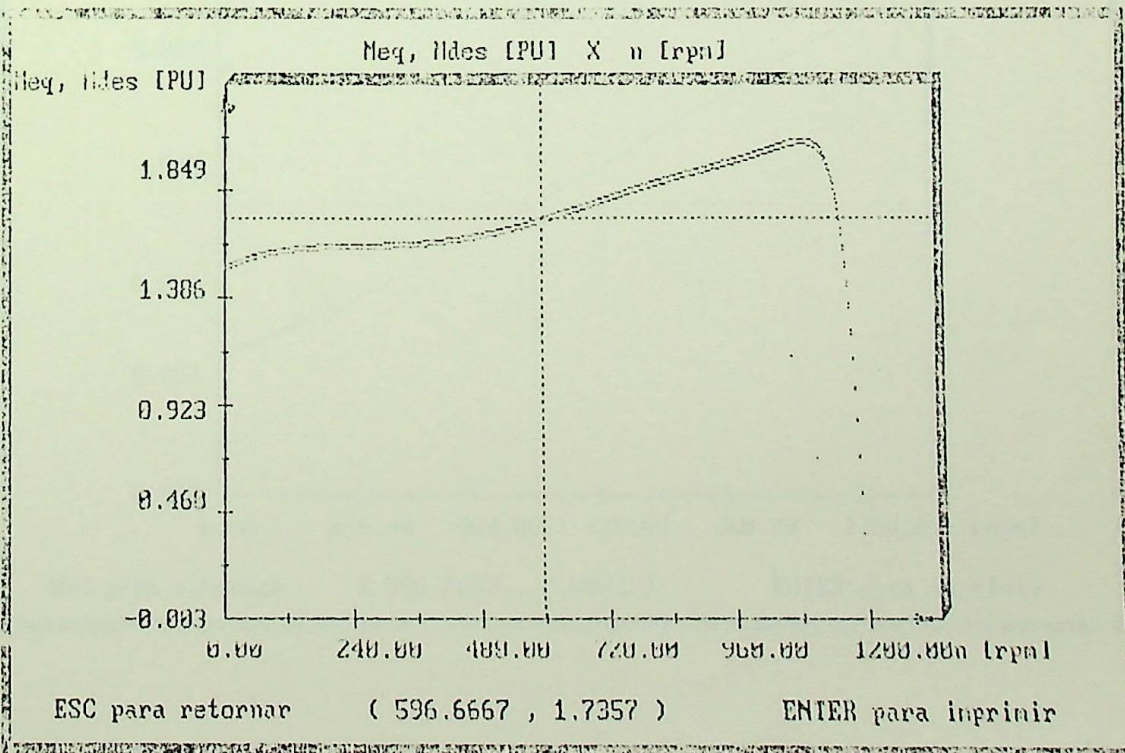
PARAMETROS DE MOTOR COM TENSOES DESEQUILBRADAS

Motor : 50 CV

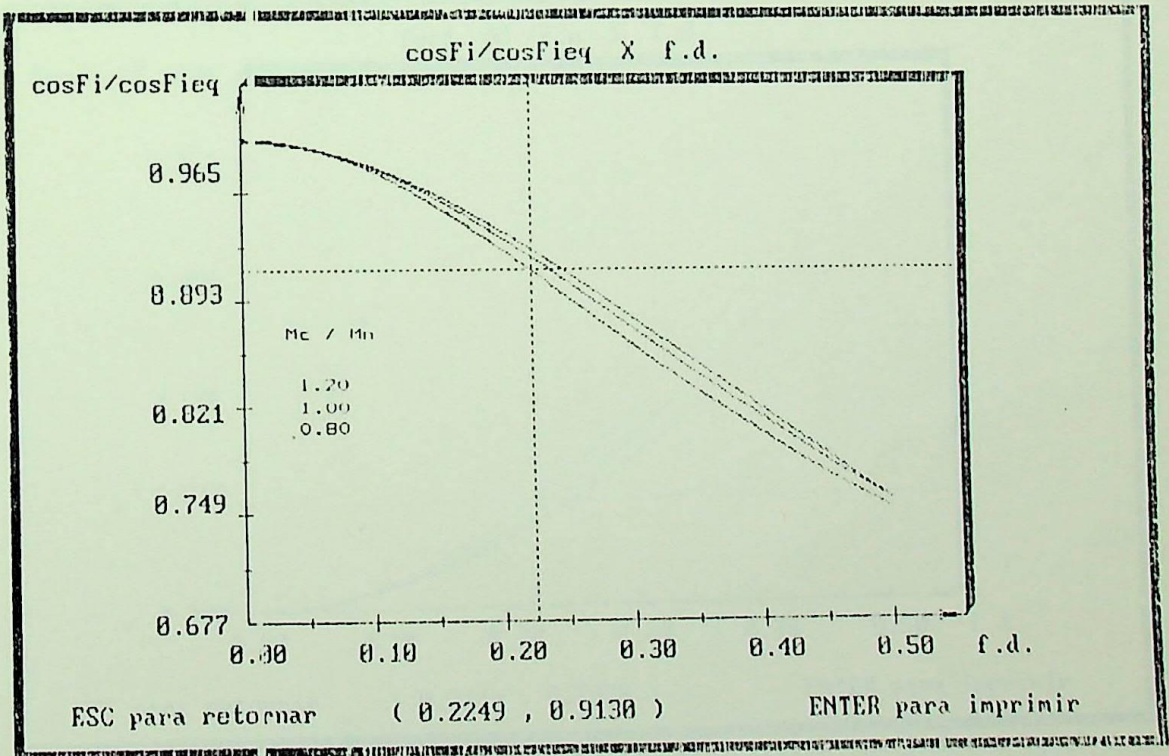
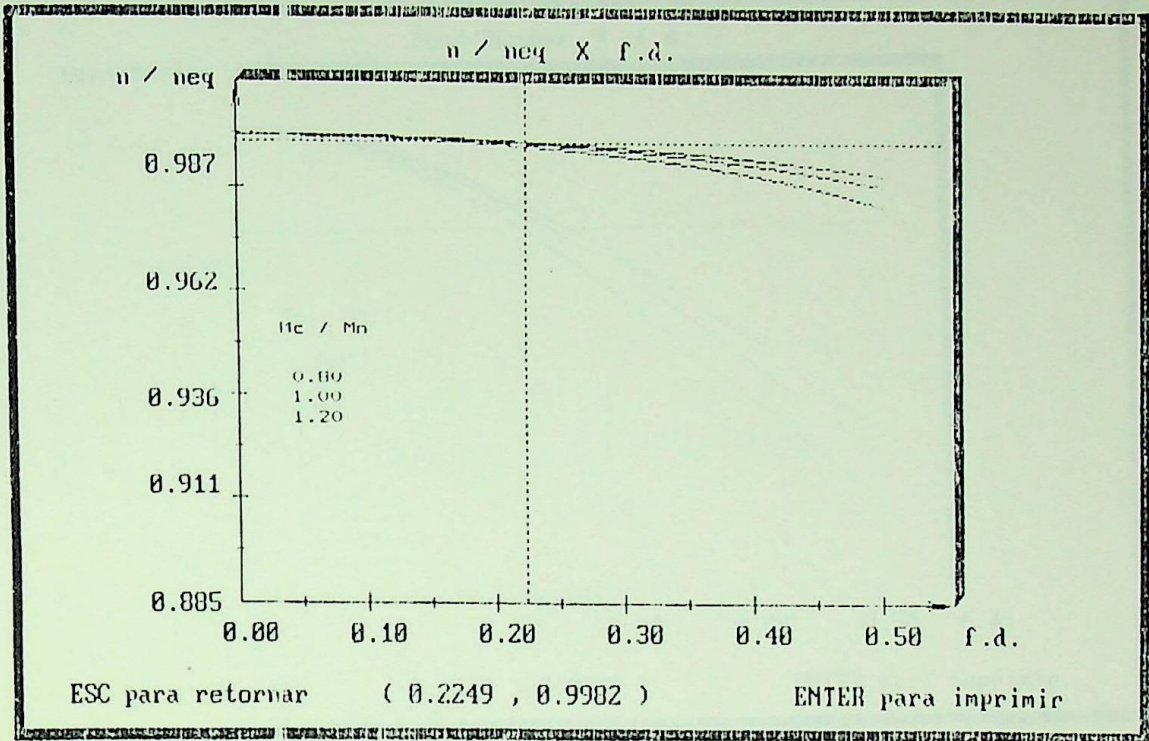
Tempo de partida ( fd = 4.36 ) : 0.5806

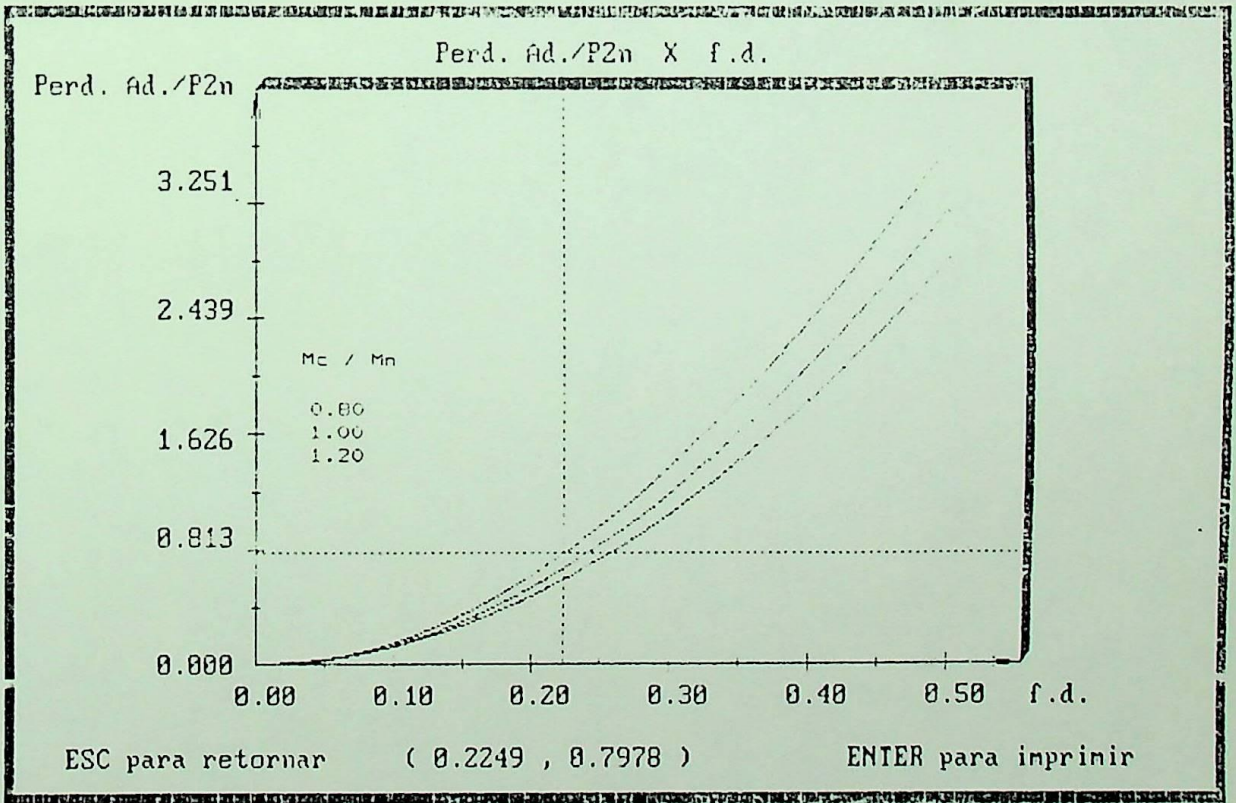
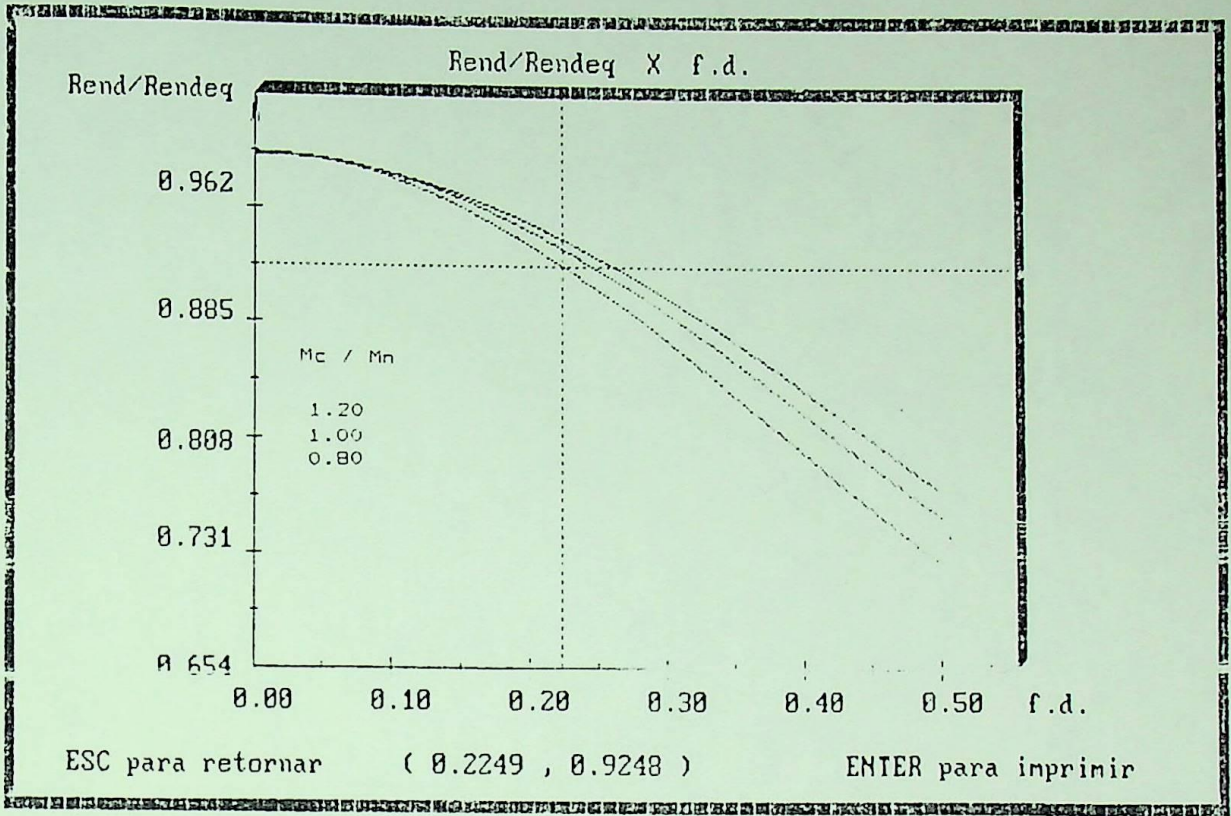
Tempo de partida ( fd = 0.0 ) : 0.5656

fd %	Mc / Mn	n/neq	Ren/Reneq	FP / FPeq	Perd.Ad/P2n
5.09	0.80	1.000	0.9962	0.9952	0.0369
	1.00	1.000	0.9967	0.9955	0.0335
	1.20	0.999	0.9959	0.9949	0.0415
10.09	0.80	1.000	0.9840	0.9802	0.1597
	1.00	0.999	0.9865	0.9824	0.1395
	1.20	0.999	0.9869	0.9831	0.1337
15.18	0.80	0.999	0.9641	0.9566	0.3654
	1.00	0.999	0.9697	0.9617	0.3180
	1.20	0.998	0.9723	0.9641	0.2873
20.41	0.80	0.999	0.9371	0.9262	0.6585
	1.00	0.998	0.9469	0.9342	0.5711
	1.20	0.998	0.9521	0.9388	0.5073
4.36	1.00	1.000	0.9976	0.9967	0.0243









## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - Andreas, J.C. "Energy Efficient Electric Motors - Selection And Applications" - Marcel Dekker, Inc., New York, 1982
- [2] - Sá, J.S. - "Contribuição à Análise do Comportamento Térmico de Motores de Indução Trifásicos com Rotor do Tipo Gaiola". Tese de Doutorado FEE - UNICAMP, Campinas, 1989.
- [3] - Goldemberg, C.; Lobosco, O.S. - "Determinação do Circuito Equivalente para Análise Estática e Dinâmica de Motores de Indução a Partir de Catálogos de Fabricantes" - II SIMEAR, Vol. IV, pg. 25 a 40.
- [4] - Almeida, A.T.L - "Uma Contribuição à Conservação de Energia e à Manutenção de Motores de Indução Trifásicos". Tese de Doutorado - UNICAMP. (em curso).
- [5] - Garik, M.L.; Whipple, C.C. - "Alternating-Current Machines" Princeton; D. Van Nostrand Co., Inc.; 1961. 2nd Ed.
- [6] - Kostenko, M.P.; Piotrovski, L.M. - "Máquinas Elétricas" - Editorial MIR Moscou - 1976.
- [7] - Institute of Electrical and Electronic Engineers - "Test Procedures for Polyphase Induction Motors and Generators" - IEEE std 112 , 1986;
- [8] - "Methods for Determining Losses and Efficiency of Rotating Electrical Machinery From Tests" - Rotating Electrical Machines - Part 2 - IEC Publication 34 - 2 (1972);
- [9] - American National Standard for Motors and Generators, NEMA MG 1 - 1978;
- [10] - Induction Machine, Standard of Japanese Electrotechnical Committee, JEC - 37, 1961;

- [11] - Associação Brasileira de Normas Técnicas - "NBR 5383 - Máquinas Polifásicas de Indução - Método de Ensaio". ABNT, 1982;
- [12] - Davies, O.L.; Goldsmith, P.L. - "Statistical Methods in Research and Production" . Haffer Pub. Co., New York, 1972;
- [13] - Ishizaki, A.; Hirayama, K.; - "Determination of Equivalent Circuit Parameters For Performance Calculation of Polyphase Induction Machines" - Electrical Engineering in Japan - 87 (1) 1967 - pp 71/75;
- [14] - Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica (Procel) - "Avaliação do Desempenho dos Motores Elétricos Trifásicos - Relatório Síntese". Eletrobrás/CEMIG - 1992;
- [15] - Wagner, C.F.; Evans, R.D. - "Symmetrical Components" - McGraw Hill Book Co. Inc., New York, 1933;
- [16] - Williams, S.E. - "Operation of 3-Phase Induction Motors on Unbalanced Voltages" - AIEE Trans., Vol. 73, pt 3, pp 125-132, 1954;
- [17] - Chapman, S.J. - "Máquinas Elétricas" - McGraw Hill Editorial Presencia Ltda., Bogotá;
- [18] - Vicente, J.M.E. - "Desenvolvimento de um Instrumento Digital para Medição de Grandezas Elétricas em Sistemas Trifásicos". Dissertação de Mestrado, EFEI, 1991;
- [19] - Avólio, E. - "Uma Contribuição ao Estudo do Comportamento Térmico e do Desempenho Elétrico de Motores de Indução com Rotor em Gaiola". Tese de Doutorado, UNICAMP, Campinas, 1992;
- [20] - Associação Brasileira de Normas Técnicas - "NBR-7094 - Máquinas Elétricas Girantes - Motores de Indução". ABNT, 1981;
- [21] - Woll, R.F. - "Effect of Unbalanced Voltage on the Operation of Polyphase Induction Motors". IEEE Trans. on Ind. App., vol IA-11, n<sup>o</sup> 1, Jan/Feb., 1975 - pp 38/42.

