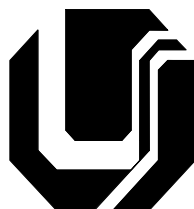


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



ORIENTADOR: LUCIANO MARTINS NETO, DSc

ORIENTANDO: EUDINEI DE OLIVEIRA SILVA

**30 de Julho
2006**

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pelo sistema bibliotecas da UFU/ setor de catalogação e classificação.

S586a	Silva, Eudinei de Oliveira Avaliação eletromecânica do motor trifásico assimétrico com alimentação monofásica/ Eudinei de Oliveira Silva – Uberlândia, 2006. 94 f.: il. Orientador: Luciano Martins Neto. Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Inclui bibliografia. 1.Máquinas elétricas – Teses. 2. Motores elétricos – Teses. I. Martins Neto, Luciano. II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em engenharia Elétrica. III. Título. CDU: 621.313
-------	---

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

AVALIAÇÃO ELETROMECÂNICA
DO MOTOR TRIFÁSICO
ASSIMÉTRICO COM
ALIMENTAÇÃO MONOFÁSICA

Dissertação apresentada por Eudinei de Oliveira Silva
à Universidade Federal de Uberlândia para obtenção
do título de Mestra em Engenharia Elétrica aprovada
em 30 de Julho de 2006 pela Banca Examinadora:

Professor Luciano Martins Neto, DSc (Orientador);
Professora Tereza Irene R. C. M. Gomes, DSc – CEFET/MT;
Professor Décio Bispo, DSc-UFU.

Uberlândia, 30 de Julho de 2006.

**AVALIAÇÃO ELETROMECÂNICA
DO MOTOR TRIFÁSICO
ASSIMÉTRICO COM
ALIMENTAÇÃO MONOFÁSICA**

EUDINEI DE OLIVEIRA SILVA.

Dissertação apresentada por Eudinei de Oliveira Silva à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Profº Luciano Martins Neto
Orientador

Profº Alcimar Barbosa Soares
Coordenador do Curso de Pós-Graduação

DEDICATÓRIA

**Aos meus pais, Walter Silva (in
memorian) e Maria de Oliveira Silva.**

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus e em seguida, a todos aqueles que contribuíram para realização deste trabalho.

À Universidade Federal de Uberlândia, por intermédio do Departamento de Engenharia Elétrica, pelo interesse demonstrado no convênio do Mestrado Interinstitucional.

Ao meu orientador, Professor Luciano Martins Neto pela amizade, dedicação, paciência e pela competente, segura e valiosa orientação prestada, com as indicações certas e precisas, em todos os momentos da realização deste trabalho.

À Professora Tereza Irene R. C. Malheiro Gomes, pelo apoio e sugestões.

Ao professor Antônio de Pádua Finazzi, pela grande colaboração e sugestões.

A CAPES pela concessão de bolsa de mestrado durante o período de afastamento das minhas atividades acadêmicas.

Aos muitos outros, mestres, amigos, ou simples conhecidos, os quais foram, de modos muito diferentes, fundamentais na minha formação e que prestaram auxílio em muitas ocasiões.

Às empresas TRAEI TRANSFORMADORES ELÉTRICOS, DISMAFE DISTRIBUIDORA DE MÁQUINAS E FERRAMENTAS, ABR MÁQUINAS E EQUIPAMENTOS E SELCO MATERIAIS ELÉTRICOS E CONSTRUÇÕES, pelo apoio logístico e boa vontade na execução dos trabalhos.

RESUMO

SILVA, Eudinei, *Avaliação Eletromecânica do Motor Trifásico Assimétrico com Alimentação Monofásica*, Uberlândia, Faculdade de Engenharia Elétrica - UFU, 2006, 95pp.

O objetivo principal deste trabalho é dimensionar, produzir e avaliar um motor trifásico assimétrico com alimentação monofásica, vislumbrando sua utilização em comunidades rurais. Para o dimensionamento foi utilizada a base teórica já existente anexado ao EXCEL e VISUAL BASIC, por apresentarem domínio público e fácil visualização dos resultados. O protótipo foi construído a partir do motor trifásico convencional alterando-se apenas o número de espiras nas fases e auxiliado por um capacitor. A sua avaliação foi realizada em um sistema de irrigação em condições reais de trabalho. Baseado em leituras do medidor de grandezas elétricas, foi possível concluir que o motor trifásico assimétrico com alimentação monofásica mostrou-se operacional, atingindo o objetivo proposto.

ABSTRACT

SILVA, Eudinei Eletromecanic Evaluation of an asymmetric Three Phase Motor by One Phase Supplied, Uberlândia, Faculdade de Engenharia Elétrica – UFU, 2006, 95pp.

This work has the aim of estimating, producing and evaluating an asymmetric three phase motor by one phase supplied in order to be used in rural communities. It is used an existing theoretical basis with EXCEL and the VISUAL BASIC to it estimations these tools are public domain and present an easy result show. The model was built from a conventional three-phase motor only changing the phase coinding the phase number and the assistance of capacitor. It evalution was made inside an irrigation system working at real time. Though electrical measurements, this asymmtric three-phase motor model perfomance proved being good, reaching it purpose.

SUMÁRIO

CAPÍTULO I – INTRODUÇÃO.....	01
I.1 - Objetivo e Justificativa.....	01
I.2 - Exposição do Trabalho.....	03
 CAPÍTULO II – MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO ASSI- MÉTRICO..	 04
II.1 – Equações Básicas.....	04
II.2 – Cálculo das Grandezas Elétricas e Mecânicas do Motor.....	16
II.2.1 – Conexão Estrela (Y).....	16
II.2.2 – Conexão Delta (Δ).....	27
II.3 - Conclusão.....	33
 CAPÍTULO III – PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UM PROTÓTIPO DE UM MO- TOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO ASSIMÉTRICO.....	 34
III.1 – Filosofia do Projeto.....	34
III.2 – Ensaio do Motor Trifásico Convencional.....	34
III.2.1 – Ensaio com o Rotor em Vazio.....	37
III.2.2 – Ensaio com o Rotor Bloqueado.....	40
III.2.3 – Medição da Resistência do Estator.....	43
III.2.4 – Cálculo dos Parâmetros do Circuito Equivalente.....	43
III.2.5 – Ensaio em Carga.....	49
III.3 – Protótipo do Motor Assimétrico.....	53
III.3.1 – Implementação Computacional do Modelo e Projeto do Motor Assimétri- co.....	53
III.3.2 – Projeto do Protótipo.....	55
 CAPÍTULO IV – ENSAIO EXPERIMENTAL DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁ- SICO ASSIMÉTRICO.....	 65
IV.1 – Ensaio do Motor Assimétrico em Vazio.....	65
IV.2 – Ensaio do Motor Assimétrico com Carga Nominal.....	72

CAPÍTULO V – CONCLUSÕES.....	91
V.1 – Conclusões Finais.....	91
REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA.....	93

CAPÍTULO I

1 - INTRODUÇÃO.

1.1 - OBJETIVO E JUSTIFICATIVA.

O presente estudo visa beneficiar as localidades rurais, no Brasil, onde o sistema de distribuição de energia elétrica, quase que na sua totalidade, é monofásica. Geralmente os motores elétricos utilizados em propriedades rurais são monofásicos, comercialmente limitados à potência máxima de 12,5 Cv, até alguns anos atrás. Atualmente existem disponíveis no mercado motores monofásicos acima de 12,5 Cv, porém com uma série de desvantagens elétricas e mecânicas, além do custo extremamente alto. O custo de um motor de 50 Cv monofásico gira em torno de US\$ 1.965,00 tendo como agravante o quadro de comando e proteção com o custo médio de US\$ 4.108,00. Com a mecanização da agricultura e a necessidade de melhorar a produtividade, o sistema de irrigação vem se tornando ponto de fundamental importância, desencadeando a necessidade dos motores acima de 12,5 Cv.

Para satisfazer esta condição existem duas possibilidades mais atuais. A primeira, estender uma linha trifásica e a segunda utilizar o motor monofásico citado anteriormente. Ambas as possibilidades são dispendiosas. O custo de uma linha trifásica de 13,8 KV está em torno de US\$ 5.700,00 por Km, enquanto que a monofásica pode chegar a 40% deste valor. O motor monofásico atualmente que existe no mercado custa US\$ 1.965,00 para 50 Cv enquanto que o trifásico de mesma potência custa US\$ 755,00.

Para atender com qualidade e custo compatível esta necessidade do produtor rural, lança-se mão de um motor que concilia a alimentação monofásica, com a robustez, fácil manutenção e disponibilidade de maiores potências com características eletromecânicas e custo próximo ao motor de indução trifásico comercial.

No programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia (UFU), existe uma linha de pesquisa sobre o motor de indução trifásico assimétrico com alimentação monofásica, onde duas dissertações de mestrado já foram defendidas mostrando a viabilidade técnica do funcionamento de tal motor. A primeira dissertação [1], desenvolveu sua modelagem no domínio da frequência e comparou seu funcionamento com o motor monofásico comercial, concluindo sobre suas vantagens e desvantagens, particularidades nesta comparação. A segunda dissertação [2], apresenta a

modelagem no domínio da frequência e desenvolve a modelagem no domínio do tempo e estuda as oscilações do conjugado em função dos fatores de passo e distribuição dos enrolamentos, baseando-se nos harmônicos espaciais de enrolamento. Esta dissertação apresenta como protótipo um motor de 2 Cv, os resultados dos ensaios experimentais comprovaram a validade da filosofia de projeto obtida a partir das modelagens nos domínios do tempo e da frequência. Esses dois trabalhos formaram uma base bastante segura para se projetar motores assimétricos de potências compatíveis com as aplicações rurais, principalmente na irrigação.

Apenas para maior comodidade de leitura deste trabalho, a seguir será descrito o motor de indução trifásico assimétrico alimentado monofasicamente, desenvolvido nas duas referidas dissertações. Este tipo de motor reúne as condições necessárias para atender as necessidades do produtor rural. A sua alimentação é monofásica e as suas características nominais são iguais ou até melhores que a do motor trifásico comercial. Seu custo não deverá exceder muito (inferior a 50%) ao motor trifásico comercial, uma vez que as únicas modificações que ele apresenta em relação ao trifásico são o número de espiras diferente para fases e um capacitor adicional.

Assim, o objetivo deste trabalho é projetar, construir e ensaiar em campo um motor de indução trifásico assimétrico com alimentação monofásica, tendo como embasamento científico os estudos realizados nas teses anteriores, ficando os critérios de projeto restrito a modelagem no domínio da frequência. Para satisfazer a condição do motor ser ensaiada em campo, a potência do motor deve ser compatível a um serviço rural que exija um motor acima de 12,5 Cv. Foi escolhida a potência de 20 CV para o referido motor com alimentação monofásica em 220 V e ligação Δ .

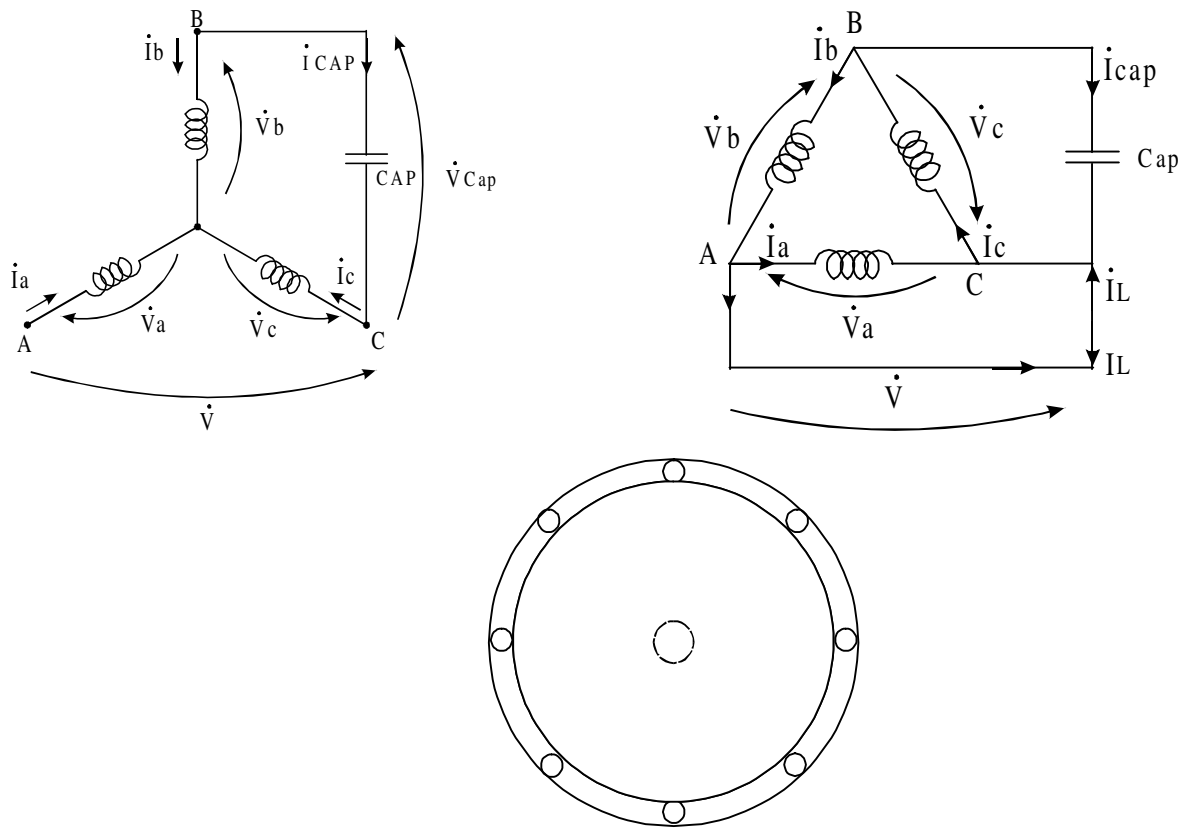


Fig.I – Motor de indução trifásico assimétrico com rotor gaiolo de esquilo.

I.2. - EXPOSIÇÃO DO TRABALHO.

O trabalho é desenvolvido aplicando-se uma metodologia apresentada em cinco capítulos.

No capítulo II apresenta-se uma modelagem simétrica, desenvolvida no domínio da frequência e que apenas por comodidade é transcrita.

No capítulo III faz-se o estudo do projeto do motor de indução trifásico assimétrico, apresentando-se os ensaios do motor trifásico comercial que se transformará num motor assimétrico.

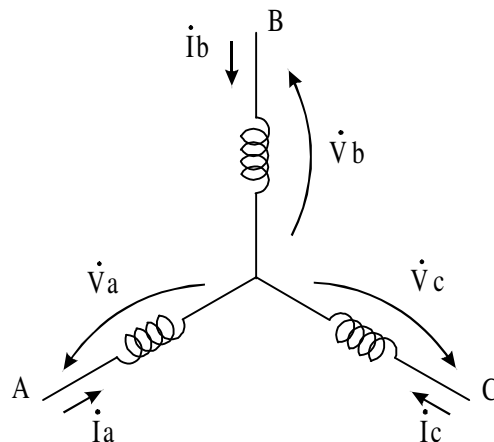
No capítulo IV são apresentados os ensaios experimentais do protótipo. E finalmente o capítulo V refere-se às conclusões finais.

CAPÍTULO II

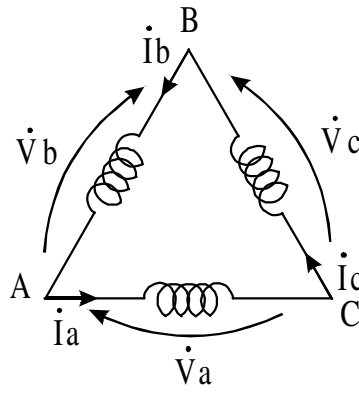
MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO ASSIMÉTRICO

II.1 – EQUAÇÕES BÁSICAS

As equações básicas a serem desenvolvidas referem-se às relações que existem entre as tensões nos terminais do estator da máquina e certas componentes de correntes a serem posteriormente definidas. Para se chegar a tais equações, inicialmente serão obtidas as relações entre correntes do estator e as mencionadas componentes de correntes. Considere o estator de um motor de indução trifásico em gaiola de esquilo, com N_a , N_b e N_c números de espiras por fase. Alimentando-o por um sistema trifásico de tensões desbalanceadas $\dot{V}_a$, $\dot{V}_b$ e $\dot{V}_c$ e ligado em estrela (Y) ou em (Δ), como indicam as figuras II.1, correntes $\dot{I}_a$, $\dot{I}_b$ e $\dot{I}_c$ circulam nas respectivas fases. Cada corrente produz uma distribuição de força magnetomotriz no entreferro do motor. Estas forças magnetomotrizes estão localizadas espacialmente a 120° elétricos entre si, pois os enrolamentos foram mantidos neste defasamento.



(a)



(b)

*Figura II.1 – O enrolamento do estator (a) em conexão (Y),
(b) em conexão (Δ)*

Em seguida, por questão de comodidade para o leitor transcreve-se uma parte da referência [1] que tem como objetivo equacionar o motor trifásico assimétrico.

No tempo, estas forças magnetomotrizes estão pulsando em fase com as correntes das respectivas fases. Considerando para efeito de análise, apenas a componente fundamental da distribuição espacial de cada força magnetomotriz, o valor máximo de cada uma delas fica proporcional ao produto do número de espiras pela corrente da respectiva fase. Como as correntes podem ser representadas pelos seus fasores, escreve-se:

$$\dot{f} \text{ mm}_a = k \cdot N_a \cdot \dot{I}_a \quad (a)$$

$$\dot{f} \text{ mm}_b = k \cdot N_b \cdot \dot{I}_b \quad (b) \quad (II.1)$$

$$\dot{f} \text{ mm}_c = k \cdot N_c \cdot \dot{I}_c \quad (c)$$

Onde $\dot{f} \text{ mm}_i$ ($i = a, b, c$) é o fasor que representa a força magnetomotriz de cada fase e k é um fator que representa o produto do fator de enrolamento pelo fator de forma do harmônico fundamental e o número de pólos.

O sistema $\dot{f} \text{ mm}_a, \dot{f} \text{ mm}_b$ e $\dot{f} \text{ mm}_c$ é trifásico desbalanceado, pois é gerado pelo sistema desbalanceado de correntes, e então pode-se decompô-lo em componentes simétricas representadas pelas equações (II.2)

$$\dot{f} \text{ mm}_a = \dot{f} \text{ mm}_{a1} + \dot{f} \text{ mm}_{a2} + \dot{f} \text{ mm}_{a0} \quad (\text{a})$$

$$\dot{f} \text{ mm}_b = \dot{f} \text{ mm}_{b1} + \dot{f} \text{ mm}_{b2} + \dot{f} \text{ mm}_{b0} \quad (\text{b}) \quad (\text{II.2})$$

$$\dot{f} \text{ mm}_c = \dot{f} \text{ mm}_{c1} + \dot{f} \text{ mm}_{c2} + \dot{f} \text{ mm}_{c0} \quad (\text{c})$$

Os índices 1, 2 e zero referem-se às componentes simétricas de seqüências positiva, negativa e nula respectivamente. Como as componentes simétricas de uma certa seqüência formam um sistema balanceado, é possível colocá-las na função uma das outras, e desta forma o sistema de equações (II.2) se torna (II.3) em forma matricial.

$$\begin{bmatrix} \dot{f} \text{ mm}_a \\ \dot{f} \text{ mm}_b \\ \dot{f} \text{ mm}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{f} \text{ mm}_{a0} \\ \dot{f} \text{ mm}_{a1} \\ \dot{f} \text{ mm}_{a2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

As componentes simétricas das forças magnetomotrizes não produzidas por componentes não simétricas de corrente uma vez que “A”, “B” e “C” têm números de espiras diferentes. Chamando $\dot{I}_{ap}$, $\dot{I}_{bp}$ e $\dot{I}_{cp}$ as componentes não-simétricas de correntes que produzem as componentes simétricas de seqüência positiva das forças magnetomotrizes, pode-se escrever as equações:

$$\dot{f} \text{ mm}_{a1} = k \cdot N_a \cdot \dot{I}_{ap} \quad (\text{a})$$

$$\dot{f} \text{ mm}_{b1} = k \cdot N_b \cdot \dot{I}_{bp} \quad (\text{b}) \quad (\text{II.4})$$

$$\dot{f} \text{ mm}_{c1} = k \cdot N_c \cdot \dot{I}_{cp} \quad (\text{c})$$

Da mesma forma, chamando $\dot{I}_{an}$, $\dot{I}_{bn}$ e $\dot{I}_{cn}$ as componentes não-simétricas de correntes que produzem as componentes simétricas de seqüência negativas das forças magnetomotrizes, pode-se:

$$\dot{f} \text{ mm}_{a2} = k \cdot N_a \cdot \dot{I}_{an} \quad (\text{a})$$

$$\dot{f} \text{ mm}_{b2} = k \cdot N_b \cdot \dot{I}_{bn} \quad (\text{b}) \quad (\text{II.5})$$

$$\dot{f} \text{ mm}_{c2} = k \cdot N_c \cdot \dot{I}_{cn} \quad (c)$$

Finalmente, chamando $\dot{I}_{az}$, $\dot{I}_{bz}$ e $\dot{I}_{cz}$ as componentes de correntes que produzem as forças magnetomotrizes de sequência zero, tem-se as equações (II.6):

$$\dot{f} \text{ mm}_{a0} = k \cdot N_a \cdot \dot{I}_{az} \quad (a)$$

$$\dot{f} \text{ mm}_{b0} = k \cdot N_b \cdot \dot{I}_{bz} \quad (b) \quad (II.6)$$

$$\dot{f} \text{ mm}_{c0} = k \cdot N_c \cdot \dot{I}_{cz} \quad (c)$$

Substituindo-se as equações (II.4.a), (II.5.a), (II.6.a) e (II.1) em (II.3), tem-se:

$$\begin{bmatrix} N_a \cdot \dot{I}_a \\ N_b \cdot \dot{I}_b \\ N_c \cdot \dot{I}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} N_a \cdot \dot{I}_{az} \\ N_a \cdot \dot{I}_{ap} \\ N_a \cdot \dot{I}_{an} \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

Dividindo a primeira equação do sistema (E) por N_a , a segunda por N_b e a terceira por N_c , tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ b & b\alpha^2 & b\alpha \\ c & c\alpha & c\alpha^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_{az} \\ \dot{I}_{ap} \\ \dot{I}_{an} \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

Onde:

$$b = \frac{N_a}{N_b}$$

$$c = \frac{N_a}{N_c}$$

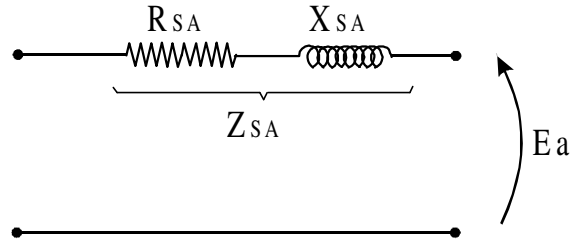
Obtidas as relações de corrente (II.8), se faz necessário partir para a obtenção das relações de tensões.

A tensão em cada fase do estator se relaciona com a respectiva corrente e f.e.m. através (II.9).

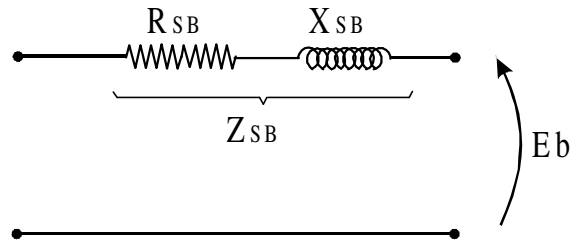
$$\begin{bmatrix} \dot{V}_a \\ \dot{V}_b \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Z}_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & \dot{Z}_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & \dot{Z}_{sc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ \dot{I}_b \\ \dot{I}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{E}_a \\ \dot{E}_b \\ \dot{E}_c \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

$\dot{E}_a$, $\dot{E}_b$ e $\dot{E}_c$ são as tensões induzidas por fase no estator do motor devido aos campos girantes produzidos pela distribuição de força magnetomotriz fmm ($i = a, b, c$), e

$\dot{Z}_{sa}$, $\dot{Z}_{sb}$ e $\dot{Z}_{sc}$ as impedâncias que representam a resistência e a reatância de dispersão por fase do estator. Estas impedâncias são mostradas na figura II.3.



(a)



(b)

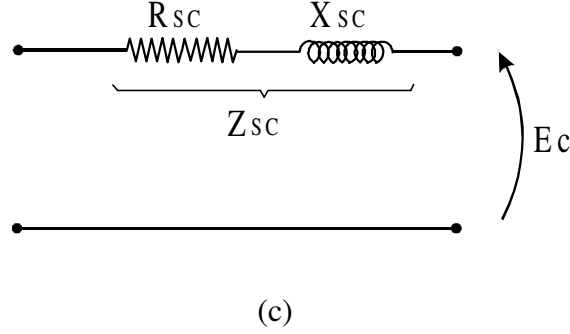


Figura II.2 – Impedância de dispersão do estator do motor assimétrico (a) $\dot{Z}_{sa}$ da fase A, (b) $\dot{Z}_{sb}$ da fase B, (c) $\dot{Z}_{sc}$ da fase C

As tensões $\dot{E}_a$, $\dot{E}_b$ e $\dot{E}_c$, podem ser decompostas nas suas componentes de seqüência positiva $\dot{E}_{ap}$, $\dot{E}_{bp}$ e $\dot{E}_{cp}$ e de seqüência negativa $\dot{E}_{an}$, $\dot{E}_{bn}$ e $\dot{E}_{cn}$. Não existem aqui as componentes de seqüência zero uma vez que as f.e.m.'s têm origem devido à velocidade relativa entre os campos girantes de seqüência positiva e negativa e o estator.

Desta forma pode-se escrever:

$$\dot{E}_a = \dot{E}_{ap} + \dot{E}_{an} \quad (a)$$

$$\dot{E}_b = \dot{E}_{bp} + \dot{E}_{bn} \quad (b) \quad (II.10)$$

$$\dot{E}_c = \dot{E}_{cp} + \dot{E}_{cn} \quad (c)$$

As tensões $\dot{E}_{ap}$, $\dot{E}_{bp}$ e $\dot{E}_{cp}$ são geradas pelo efeito do campo girante de seqüência positiva. Portanto, elas são proporcionais aos respectivos números de espiras por fase, e estão defasadas de 120° elétricos entre si. Relacionando estas tensões pode-se escrever:

$$\frac{\dot{E}_{bp}}{\dot{E}_{ap}} = \frac{N_b}{N_a} \cdot \alpha^2 \quad (a)$$

$$(II.11)$$

$$\frac{\dot{E}_{cp}}{\dot{E}_{ap}} = \frac{N_c}{N_a} \cdot \alpha \quad (b)$$

Da mesma forma, as tensões $\dot{E}_{an}$, $\dot{E}_{bn}$ e $\dot{E}_{cn}$ são geradas pelo campo magnético girante de seqüência negativa, são relacionadas entre si segundo as equações (II.12).

$$\frac{\dot{E}_{bn}}{\dot{E}_{an}} = \frac{N_b}{N_a} \cdot \alpha \quad (a)$$

(II.12)

$$\frac{\dot{E}_{cn}}{\dot{E}_{an}} = \frac{N_c}{N_a} \cdot \alpha^2 \quad (b)$$

As relações (II.11) e (II.12) podem também ser escritas:

$$\dot{E}_{bp} = \frac{\alpha^2}{b} \cdot \dot{E}_{ap} \quad (a)$$

(II.13)

$$\dot{E}_{cp} = \frac{\alpha}{b} \cdot \dot{E}_{ap} \quad (b)$$

$$\dot{E}_{bn} = \frac{\alpha}{b} \cdot \dot{E}_{an} \quad (c)$$

$$\dot{E}_{cn} = \frac{\alpha^2}{c} \cdot \dot{E}_{an} \quad (d)$$

Substituindo-se as equações (II.13) em (II.10) vem:

$$\dot{E}_a = \dot{E}_{ap} + \dot{E}_{an} \quad (a)$$

$$\dot{E}_b = \frac{\alpha^2}{b} \cdot \dot{E}_{ap} + \frac{\alpha}{b} \cdot \dot{E}_{an} \quad (b) \quad (II.14)$$

$$\dot{E}_c = \frac{\alpha}{c} \cdot \dot{E}_{ap} + \frac{\alpha^2}{c} \cdot \dot{E}_{an} \quad (c)$$

As relações entre as componentes $\dot{E}_{ap}$ e $\dot{E}_{an}$ com $\dot{I}_{ap}$ e $\dot{I}_{an}$ podem ser escritas:

$$\dot{E}_{ap} = \dot{Z}_{AP'} \cdot \dot{I}_{ap} \quad (a)$$

(II.15)

$$\dot{E}_{an} = \dot{Z}_{AN'} \cdot \dot{I}_{an} \quad (b)$$

onde $\dot{Z}_{AP'}$ a impedância do circuito é mostrada na figura II.3.

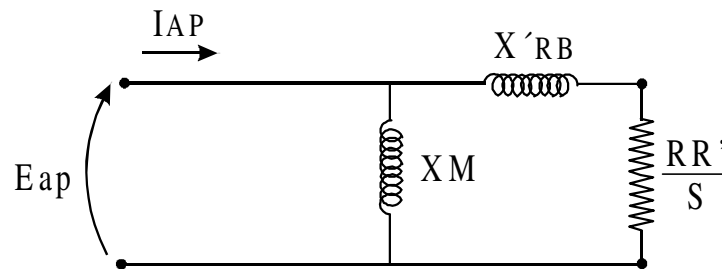


Figura II.3 –Impedância $\dot{Z}_{AP'}$

A impedância $\dot{Z}_{AN'}$ refere-se ao circuito da figura II.4.

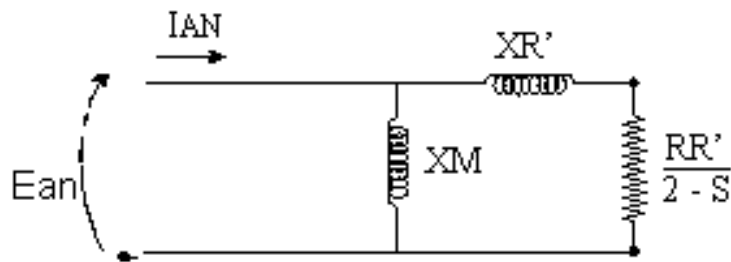


Figura II.4 – impedância $\dot{Z}_{AN'}$

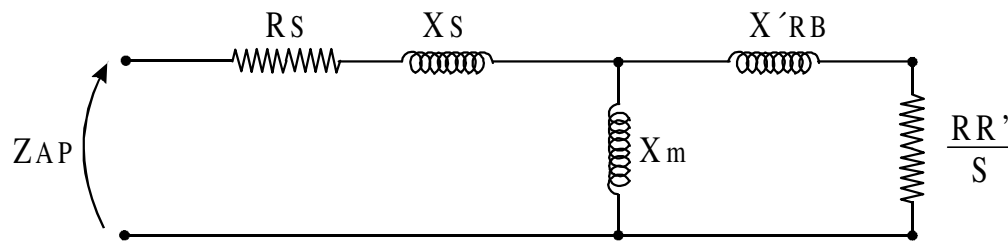
Comparando as impedâncias dos circuitos das figuras II.3 e II.4 com os circuitos equivalentes de seqüências positiva e negativa do motor de indução, podem escrever as expressões (II.16).

$$\dot{Z}_{AP'} = \dot{Z}_{AP} - \dot{Z}_{sa} \quad (a)$$

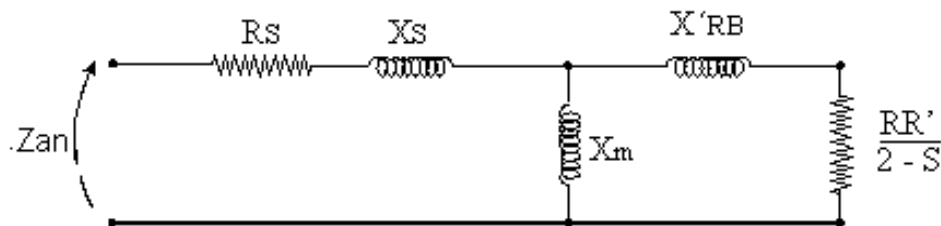
(II.16)

$$\dot{Z}_{AN'} = \dot{Z}_{AN} - \dot{Z}_{sa} \quad (b)$$

$\dot{Z}_{AP'}$ e $\dot{Z}_{AN'}$ são as impedâncias de seqüências positiva e negativa respectivamente (fase A), e que são mostradas na figura II.5. A impedância $\dot{Z}_{sa}$ foi definida anteriormente.



(a)



(b)

Figura II.5 – Impedâncias: (a) $\dot{Z}_{AP}$ (b) $\dot{Z}_{AN}$

X_m - reatância de magnetização da fase A.

X'_{RB} - reatância de dispersão por fase do rotor bloqueado, referido à fase A do estator.

RR' - resistência por fase do rotor, referido à fase A do estator.

S - escorregamento.

R_s - definido anteriormente.

X_s - definido anteriormente.

Substituindo o sistema (II.15) em (II.14) vem:

$$\dot{E}_a = \dot{Z}_{AP'} \cdot \dot{I}_{ap} + \dot{Z}_{AN'} \cdot \dot{I}_{an} \quad (a)$$

$$\dot{E}_b = \frac{\alpha^2}{b} \cdot \dot{Z}_{AP'} \cdot \dot{I}_{ap} + \frac{\alpha}{b} \cdot \dot{Z}_{AN'} \cdot \dot{I}_{an} \quad (b) \quad (II.17)$$

$$\dot{E}_c = \frac{\alpha}{c} \cdot \dot{Z}_{AP'} \cdot \dot{I}_{ap} + \frac{\alpha^2}{c} \cdot \dot{Z}_{AN'} \cdot \dot{I}_{an} \quad (c)$$

Colocando o sistema (II.17) na forma matricial, introduzindo $\dot{I}_{az}$, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{E}_a \\ \dot{E}_b \\ \dot{E}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \dot{Z}_{AP'} & \dot{Z}_{AN'} \\ 0 & \frac{\alpha^2}{b} \cdot \dot{Z}_{AP'} & \frac{\alpha}{b} \cdot \dot{Z}_{AP'} \\ 0 & \frac{\alpha}{c} \cdot \dot{Z}_{AP'} & \frac{\alpha^2}{c} \cdot \dot{Z}_{AP'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_{az} \\ \dot{I}_{ap} \\ \dot{I}_{an} \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

Substituindo o sistema (II.18) em (II.9) vem:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_a \\ \dot{V}_b \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Z}_{sa} & \dot{Z}_{sa} + \dot{Z}_{AP'} & \dot{Z}_{sa} + \dot{Z}_{AN'} \\ b \cdot \dot{Z}_{sb} & \alpha^2 \cdot (b \cdot \dot{Z}_{sb} + \frac{\dot{Z}_{AP'}}{b}) & \alpha \cdot (b \cdot \dot{Z}_{sb} + \frac{\dot{Z}_{AN'}}{b}) \\ c \cdot \dot{Z}_{sc} & \alpha \cdot (c \cdot \dot{Z}_{sc} + \frac{\dot{Z}_{AP'}}{c}) & \alpha^2 \cdot (c \cdot \dot{Z}_{sc} + \frac{\dot{Z}_{AN'}}{c}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_{az} \\ \dot{I}_{ap} \\ \dot{I}_{an} \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

Sabendo-se que:

$$\dot{Z}_{sa} = R_{sa} + jX_{sa} \quad (a)$$

$$\dot{Z}_{sb} = R_{sb} + jX_{sb} \quad (b) \quad (II.20)$$

$$\dot{Z}_{sc} = R_{sc} + jX_{sc} \quad (c)$$

onde X_{sa} , X_{sb} e X_{sc} são as reatâncias de dispersão e R_{sa} , R_{sb} e R_{sc} são as resistências, das fases A, B e C do estator, respectivamente.

Como qualquer reatância indutiva é proporcional ao quadrado do número de espiras do enrolamento, pode-se escrever:

$$X_{sa} = k \cdot N_a^2 \quad (a)$$

$$X_{sb} = k \cdot N_b^2 \quad (b) \quad (II.21)$$

$$X_{sc} = k \cdot N_c^2 \quad (c)$$

onde k caracteriza o circuito magnético de dispersão do estator,

Portanto:

$$X_{sb} = \frac{1}{b^2} \cdot X_{sa} \quad (a)$$

(II.22)

$$X_{sc} = \frac{1}{c^2} \cdot X_{sa} \quad (b)$$

Para manter idênticas as relações das reatâncias de dispersão com as resistências, pode-se escolher a seção transversal do fio dos enrolamentos “A”, “B” e “C” de forma adequada. Portanto:

$$R_{sb} = \frac{1}{b^2} \cdot R_{sa} \quad (a)$$

(II.23)

$$R_{sc} = \frac{1}{c^2} \cdot R_{sa} \quad (b)$$

Para tanto, se “da”, “db” e “dc” são os diâmetros dos fios dos enrolamentos “A”, “B” e “C” respectivamente, tem-se:

$$db = \sqrt{b} \cdot da \quad (a)$$

(II.24)

$$dc = \sqrt{c} \cdot da \quad (b)$$

Desta forma, a partir das expressões (II.20), (II.21) e (II.22) obtém-se (II.25).

$$\dot{Z}_{sb} = \frac{1}{b^2} \cdot \dot{Z}_{sa} \quad (a)$$

(II.25)

$$\dot{Z}_{sc} = \frac{1}{c^2} \cdot \dot{Z}_{sa} \quad (b)$$

Substituindo-se as equações (II.25) em (II.19) tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_a \\ \dot{V}_b \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Z}_{sa} & \dot{Z}_{sa} + \dot{Z}_{AP'} & \dot{Z}_{sa} + \dot{Z}_{AN'} \\ \frac{\dot{Z}_{sa}}{b} & \frac{\alpha^2}{b} \cdot (\dot{Z}_{sa} + \dot{Z}_{AP'}) & \frac{\alpha}{b} \cdot (\dot{Z}_{sa} + \dot{Z}_{AN'}) \\ \frac{\dot{Z}_{sa}}{c} & \frac{\alpha}{c} \cdot (\dot{Z}_{sa} + \dot{Z}_{AP'}) & \frac{\alpha^2}{c} \cdot (\dot{Z}_{sa} + \dot{Z}_{AN'}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_{az} \\ \dot{I}_{ap} \\ \dot{I}_{an} \end{bmatrix} \quad (II.26)$$

Como:

$$\dot{Z}_{AP} = \dot{Z}_{sa} + \dot{Z}_{AP'} \quad (II.27)$$

$$\dot{Z}_{AN} = \dot{Z}_{sa} + \dot{Z}_{AN'}$$

então a equação (II.26) torna-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_a \\ \dot{V}_b \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Z}_{sa} & \dot{Z}_{AP} & \dot{Z}_{AN} \\ \frac{\dot{Z}_{sa}}{b} & \frac{\alpha^2}{b} \cdot \dot{Z}_{AP} & \frac{\alpha}{b} \cdot \dot{Z}_{AN} \\ \frac{\dot{Z}_{sa}}{c} & \frac{\alpha}{c} \cdot \dot{Z}_{AP} & \frac{\alpha^2}{c} \cdot \dot{Z}_{AN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_{az} \\ \dot{I}_{ap} \\ \dot{I}_{an} \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

A expressão (II.28) mostra as relações que existem entre as tensões de alimentação dos enrolamentos e componentes de correntes definidas anteriormente.

II.2 - CÁLCULO DAS GRANDEZAS ELÉTRICAS E MECÂNICAS DO MOTOR

Considerando o motor funcionando na conexão “Y” ou “Δ”, são calculados as seguintes variáveis: fator de desbalanceamento (F), correntes de fase e de linha, tensões de fase e de linha, fator de potência, potência elétrica e mecânica, rendimento e o conjugado por unidade, tomando-se como base o valor do conjugado na condição balanceada.

Independente da conexão, o motor fica submetido a três campos magnéticos fmm_0 , fmm_1 e fmm_2 . Dois destes campos, fmm_2 e fmm_1 são girantes e de sentidos opostos. Desta forma, cada um deles produz conjugado, em sentidos opostos. A título de tornar mais simples o desenvolvimento matemático a seguir, introduz-se um fator chamado fator de desbalanceamento definido como sendo a relação entre as fmm 's de seqüências negativa e positiva.

$$\dot{F} = \frac{\dot{fmm}_{a2}}{\dot{fmm}_{a1}} \quad (II.29)$$

Substituindo-se as equações (II.5a e II.5b) em (II.29) tem-se:

$$\dot{F} = \frac{\dot{I}_{an}}{\dot{I}_{an}} \quad (II.30)$$

Em seguida por comodidade para o leitor, transcreve-se parte das referências [3], [4] e [5], que utilizando o equacionamento anterior obtém-se as equações características do motor trifásico assimétrico com alimentação monofásica nas conexões Y e Δ.

II.2.1. CONEXÃO ESTRELA (Y)

Considere um motor de indução trifásico assimétrico como desenvolvido no item II.2, ligado em Y e alimentado entre as extremidades A e C por um sistema monofásico, auxiliado por um capacitor (cap), ligado entre as extremidades B e C como indica a figura II.6.

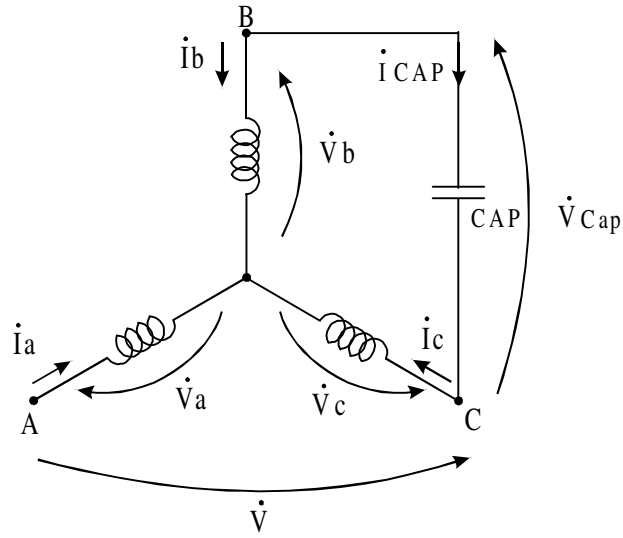


Figura II.6 - Detalhe de ligação em (Y) do estator do motor de indução assimétrico.

No intuito de obter o fator de desbalanceamento $\dot{F}$, analisando a figura II.6, tem-se:

$$\dot{I}_b = -\dot{I}_{cap} \quad (a) \quad (II.31)$$

$$\dot{V}_b - \dot{V}_c = -jX_{cap} \cdot \dot{I}_{cap} \quad (b)$$

Do sistema de equações (II.31) tem-se:

$$\dot{V}_b - \dot{V}_c = jX_{cap} \cdot \dot{I}_b \quad (II.32)$$

Decompondo-se a corrente $\dot{I}_b$ nas suas componentes $\dot{I}_{bp}$, $\dot{I}_{bn}$ e $\dot{I}_{bz}$ e colocando-as em função das componentes $\dot{I}_{ap}$, $\dot{I}_{an}$, $\dot{I}_{az}$ a expressão (II.32) torna-se:

$$\dot{V}_b - \dot{V}_c = jX_{cap} \cdot (b \cdot \dot{I}_{az} + \alpha^2 \cdot b \cdot \dot{I}_{ap} + \alpha \cdot b \cdot \dot{I}_{an}) \quad (II.33)$$

Da equação matricial (II.28) obtém-se:

$$\dot{V}_b - \dot{V}_c = \dot{Z}_0 \cdot \dot{I}_{az} + \dot{Z}_1 \cdot \dot{I}_{ap} + \dot{Z}_2 \cdot \dot{I}_{an} \quad (II.34)$$

onde $\dot{Z}_0$, $\dot{Z}_1$ e $\dot{Z}_2$ são definidos pelas seguintes equações:

$$\dot{Z}_0 = \left(\frac{1}{b} - \frac{1}{c} \right) \cdot \dot{Z}_{sa}$$

$$\dot{Z}_1 = \left(\frac{\alpha^2}{b} - \frac{\alpha}{c} \right) \cdot \dot{Z}_{AP}$$

$$\dot{Z}_2 = \left(\frac{\alpha}{b} - \frac{\alpha^2}{c} \right) \cdot \dot{Z}_{AN}$$

Subtraindo (II.33) de (II.34) tem-se:

$$\begin{aligned} & (\dot{Z} - jX_{cap} \cdot b) \cdot \dot{I}_{az} + (\dot{Z}_1 - j\alpha^2 X_{cap} \cdot b) \cdot \dot{I}_{ap} + \dots \\ & \dots + (\dot{Z}_2 - j\alpha X_{cap} \cdot b) \cdot \dot{I}_{an} = 0 \end{aligned} \quad (II.35)$$

De uma conexão estrela sem neutro tem-se:

$$\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c = 0$$

A partir da equação (II.38) a soma das correntes $\dot{I}_a$, $\dot{I}_b$ e $\dot{I}_c$ acima se transforma em:

$$\dot{I}_{az} = -\gamma_1 \cdot \dot{I}_{ap} - \gamma_2 \cdot \dot{I}_{an} \quad (II.36)$$

onde:

$$\gamma_1 = \frac{1 + b \cdot \alpha^2 + c \cdot \alpha}{1 + b + c}$$

$$\gamma_2 = \frac{1 + b \cdot \alpha + c \cdot \alpha^2}{1 + b + c}$$

Substituindo-se $\dot{I}_{az}$ de (II.36) em (II.35) tem-se:

$$\begin{aligned} & (\dot{Z}1 + jX_{cap} \cdot b \cdot \gamma_1 - j\alpha^2 \cdot jX_{cap} \cdot b - \dot{Z}0 \cdot \gamma_1) \cdot \dot{I}_{cap} + \dots \\ & \dots + (\dot{Z}2 + jX_{cap} \cdot b \cdot \gamma_2 - j\alpha \cdot X_{cap} \cdot b - \dot{Z}0 \cdot \gamma_2) \cdot \dot{I}_{an} = 0 \end{aligned} \quad (II.37)$$

De (II.37) obtém-se o fator de desbalanceamento $\dot{F}$.

$$\dot{F} = \frac{\dot{I}_{an}}{\dot{I}_{ap}} = \frac{\dot{Z}1 + jX_{cap} \cdot b \cdot \gamma_1 - j\alpha^2 \cdot X_{cap} \cdot b - \dot{Z}0 \cdot \gamma_1}{\dot{Z}0 \cdot \gamma_2 - \dot{Z}2 + jX_{cap} \cdot b \cdot (\alpha - \gamma_2)}$$

ou seja:

$$\dot{F} = \frac{\dot{Z}1 - \dot{Z}0 \cdot \gamma_1 + jX_{cap} \cdot b \cdot (\gamma_1 - \alpha^2)}{\dot{Z}0 \cdot \gamma_2 - \dot{Z}2 + jX_{cap} \cdot b \cdot (\alpha - \gamma_2)} \quad (II.38)$$

Para a obtenção das correntes e das tensões, pode-se partir da relação existente entre a tensão de alimentação $\dot{V}$ e as tensões das fases “A” e “C” do motor. Observando a figura II.7, tem-se:

$$\dot{V}_c - \dot{V}_a = \dot{V} \quad (II.39)$$

Das equações (II.28) e (II.39) tem-se:

$$\dot{V} = \dot{Z}3 \cdot \dot{I}_{az} + \dot{Z}4 \cdot \dot{I}_{ap} + \dot{Z}5 \cdot \dot{I}_{an} \quad (\text{II.40})$$

Onde:

$$\dot{Z}3 = \left(\frac{1}{c} - 1 \right) \cdot \dot{Z}_{sa}$$

$$\dot{Z}4 = \left(\frac{\alpha}{c} - 1 \right) \cdot \dot{Z}_{AP}$$

$$\dot{Z}5 = \left(\frac{\alpha^2}{c} - 1 \right) \cdot \dot{Z}_{AN}$$

Substituindo-se $\dot{I}_{az}$ em (II.40) tem-se:

$$\dot{V} = (\dot{Z}4 - \dot{Z}3 \cdot \gamma_1) \cdot \dot{I}_{ap} + (\dot{Z}5 - \dot{Z}3 \cdot \gamma_2) \cdot \dot{I}_{an} \quad (\text{II.41})$$

Substituindo-se $\dot{I}_{an}$ de (II.30) em (II.41) tem-se:

$$\dot{I}_{ap} = \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \quad (\text{II.42})$$

onde:

$$\dot{Z} = \dot{Z}4 - \dot{Z}3 \cdot \gamma_1 + (\dot{Z}5 - \dot{Z}3 \cdot \gamma_2) \cdot \dot{F}$$

Da definição de $\dot{F}$ e de (II.42) vem:

$$\dot{I}_{an} = \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot \dot{F} \quad (\text{II.43})$$

Substituindo-se (II.42) e (II.43) em (II.36) tem-se:

$$\dot{I}_{az} = -\frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot (\gamma_1 + \dot{F} \cdot \gamma_2) \quad (\text{II.44})$$

Substituindo-se (II.42) a (II.44) em (II.8) obtêm-se:

$$\dot{I}_a = \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot (1 - \dot{\gamma}_1 + \dot{F} \cdot (1 - \dot{\gamma}_2)) \quad (a)$$

$$\dot{I}_b = \frac{b \dot{V}}{\dot{Z}} \cdot (\alpha^2 - \dot{\gamma}_1 + \dot{F} \cdot (\alpha - \dot{\gamma}_2)) \quad (b) \quad (II.45)$$

$$\dot{I}_c = \frac{c \dot{V}}{\dot{Z}} \cdot (\alpha - \dot{\gamma}_1 + \dot{F} \cdot (\alpha^2 - \dot{\gamma}_2)) \quad (c)$$

Observando a figura II.7 pode-se escrever:

$$\dot{I}_L = -\dot{I}_a \quad (II.46)$$

Substituindo-se $\dot{I}_a$ da equação (II.45.a) em (II.46) tem-se:

$$\dot{I}_L = -\frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot [1 - \dot{\gamma}_1 + \dot{F} \cdot (1 - \dot{\gamma}_2)] \quad (II.47)$$

As equações (II.45) e (II.47) permitem obter as correntes no motor e na linha de alimentação monofásica, a partir das suas impedâncias definidas para uma certa rotação de b, c, Cap e da tensão de alimentação.

Substituindo as expressões de (II.42) a (II.44) no sistema de equações (II.28) obtém-se:

$$\dot{V}_a = \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot (-\dot{Z}_{sa} \cdot (\dot{\gamma}_1 + \dot{F} \cdot \dot{\gamma}_2) + \dot{Z}_{AP} + \dot{Z}_{AN} \cdot \dot{F}) \quad (a)$$

$$\dot{V}_b = \frac{\dot{V}}{b \dot{Z}} \cdot (-\dot{Z}_{sa} \cdot (\dot{\gamma}_1 + \dot{F} \cdot \dot{\gamma}_2) + \alpha^2 \cdot \dot{Z}_{AP} + \alpha \cdot \dot{Z}_{AN} \cdot \dot{F}) \quad (b) \quad (II.48)$$

$$\dot{V}_c = \frac{\dot{V}}{c \dot{Z}} \cdot (-\dot{Z}_{sa} \cdot (\dot{\gamma}_1 + \dot{F} \cdot \dot{\gamma}_2) + \alpha \cdot \dot{Z}_{AP} + \alpha^2 \cdot \dot{Z}_{AN} \cdot \dot{F}) \quad (c)$$

A partir das equações (II.48) pode-se obter as tensões de linha, ou seja:

$$\dot{V}_{ca} = \dot{V}_c - \dot{V}_a = \dot{V} \quad (a)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{bc} = \dot{V}_b - \dot{V}_c = \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot [-\dot{Z}_{sa} \cdot (\dot{\gamma}_1 + \dot{F} \cdot \dot{\gamma}_2) \cdot (\frac{1}{b} - \frac{1}{c}) + \dots \\ \dots + \dot{Z}_{AP} \cdot (\frac{\alpha^2}{b} - \frac{\alpha}{c}) + \dot{Z}_{AN} \cdot \dot{F} \cdot (\frac{\alpha}{b} - \frac{\alpha^2}{c})] \end{aligned} \quad (b) \quad (II.49)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{ab} = \dot{V}_a - \dot{V}_b = \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot [-\dot{Z}_{sa} \cdot (\dot{\gamma}_1 + \dot{F} \cdot \dot{\gamma}_2) \cdot (1 - \frac{1}{b}) + \dots \\ \dots + \dot{Z}_{AP} \cdot (1 - \frac{\alpha^2}{b}) + \dot{Z}_{AN} \cdot \dot{F} \cdot (1 - \frac{\alpha}{b})] \end{aligned} \quad (c)$$

As equações (II.48) e (II.49) permitem obter as tensões de fase e linha do motor a partir das suas impedâncias, b, c, Cap e da tensão da alimentação.

Para o cálculo do fator de potência, das potências, do rendimento e do conjugado do motor, considera-se a tensão de alimentação como referência.

O fator de potência do motor será dado pela seguinte equação:

$$\cos \phi = \frac{\text{Re} \cdot (\dot{I}_L)}{I_L} \quad (II.50)$$

onde:

$\text{Re}(\dot{I}_L)$ representa a parte real de $\dot{I}_L$.

I_L é o módulo de $\dot{I}_L$.

A equação (II.50) pode ser escrita:

$$\cos\phi = \frac{\text{Re} \cdot \left[-\frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot [1 - \gamma_1 + \dot{F} \cdot (1 - \gamma_2)] \right]}{\left| -\frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot [1 - \gamma_1 + \dot{F} \cdot (1 - \gamma_2)] \right|} \quad (\text{II.51})$$

A potência elétrica fornecida ao motor é dada por:

$$P_e = V \cdot I_L \cdot \cos\phi \quad (\text{II.52})$$

onde V é o módulo de $\dot{V}$ e I_L como definido anteriormente.

Substituindo a equação (II.50) em (II.52) vem:

$$P_e = V \cdot I_L \cdot \frac{(\text{Re} \cdot (\dot{I}_L))}{I_L} \quad (\text{II.53})$$

Ou seja:

$$P_e = V^2 \cdot \text{Re} \cdot \left[\frac{-1}{\dot{Z}} [1 - \gamma_1 + \dot{F} \cdot (1 - \gamma_2)] \right] \quad (\text{II.54})$$

O conjugado do motor é a relação entre a potência fornecida ao rotor (P_{fr}) e a velocidade síncrona W_s . A potência fornecida ao rotor por fase é igual à diferença entre as

potências fornecidas ao rotor, devido as impedâncias dos circuitos de seqüências positiva ($\dot{Z}_{AP'}$) e negativa ($\dot{Z}_{AN'}$).

Na forma matemática essa potência é:

$$P_{fr1\phi} = \left[\text{Re}(\dot{Z}_{AP'}) \right] \cdot I_{ap}^2 - \left[\text{Re}(\dot{Z}_{AN'}) \right] \cdot I_{an}^2 \quad (\text{II.55})$$

Como:

$$\dot{I}_{an} = \dot{F} \cdot \dot{I}_{ap}$$

ou na forma de valor absoluto:

$$I_{an} = F \cdot I_{ap}$$

substituindo-se essa expressão em (II.55) tem-se:

$$P_{fr1\phi} = \left[\text{Re}(\dot{Z}_{AP'}) - \text{Re}(\dot{Z}_{AN'}) \cdot \dot{F}^2 \right] \cdot I_{ap}^2 \quad (\text{II.56})$$

Substituindo-se a equação (II.42) na expressão (II.56) tem-se:

$$P_{fr1\phi} = \left[\text{Re}(\dot{Z}_{AP'}) - \text{Re}(\dot{Z}_{AN'}) \cdot \dot{F}^2 \right] \cdot \frac{V^2}{Z^2} \quad (\text{II.57})$$

Chamando T o conjugado, tem-se então a seguinte expressão:

$$T = \frac{3 \cdot P_{fr1\phi}}{W_s}$$

substituindo-se $P_{fr1\phi}$ por (II.57), tem-se:

$$T = \frac{3V^2}{W_s} \left[\frac{\text{Re}(Z_{AP'}) - \text{Re}(Z_{AN'}) \cdot F^2}{Z^2} \right] \quad (\text{II.58})$$

Para um motor simétrico, com alimentação trifásica balanceada, tem-se:

$$b = c = 1$$

$$F = 0$$

e portanto:

$$\gamma_1 = \gamma_2 = 0$$

$$\dot{Z} = \dot{Z}_4 = (\alpha - 1) \cdot \dot{Z}_{AP}$$

Designando o conjugado balanceado por T_b , atribuindo estes últimos valores à equação (II.58), tem-se:

$$T_b = \frac{3 \cdot V^2 \cdot \text{Re} \cdot (Z_{AP'})}{W_s \cdot \left[(\alpha - 1) \cdot \dot{Z}_{AP} \right]^2} \quad (\text{II.59})$$

Como:

$$|\alpha - 1|^2 = 3$$

a equação (II.59) torna-se então:

$$T_b = \frac{V^2}{Z_{AP}^2} \cdot \frac{\text{Re} \cdot (Z_{AP'})}{W_s} \quad (\text{II.60})$$

Designando por t, o conjugado por unidade (p.u.) ou seja, a relação entre T e T_b tem-se:

$$t = \frac{T}{T_b}$$

Substituindo-se nesta última expressão as equações (II.58) e (II.60), vem:

$$t = 3 \cdot \frac{Z_{AP}^2}{Z^2} \cdot \left[1 - \frac{\text{Re} \cdot (Z_{AN'})}{\text{Re} \cdot (Z_{AP'})} \cdot F^2 \right] \quad (\text{II.61})$$

Para cada rotação, a grandeza t, representa o valor percentual do conjugado do motor assimétrico, com alimentação monofásica, em relação ao conjugado do motor simétrico com alimentação trifásico balanceada.

A potência mecânica é dada pela expressão:

$$P_{mec} = (1 - S) \cdot \omega_s \cdot T$$

Substituindo-se T pela expressão (II.58) tem-se:

$$P_{mec} = 3 \cdot V^2 \cdot (1 - S) \cdot \left[\frac{\text{Re} \cdot (Z_{AP'}) - \text{Re} \cdot (Z_{AN'}) \cdot F^2}{Z^2} \right] \quad (\text{II.62})$$

O rendimento é calculado pela expressão:

$$\text{Re nd} = \frac{P_{mec}}{P_e}$$

Substituindo-se P_e e P_{mec} pelas expressões (II.54) e (II.62) respectivamente tem-se:

$$\text{Re nd} = \frac{3(1-S) \cdot \left[\frac{\text{Re} \cdot (ZAP') - \text{Re} \cdot (ZAN') \cdot F^2}{Z^2} \right]}{\text{Re} \cdot \left[\frac{-1}{\dot{Z}} [1 - \gamma_1 + \dot{F} \cdot (1 - \gamma_2)] \right]} \quad (\text{II.63})$$

II.2.2. – CONEXÃO DELTA (Δ)

Considere um motor de indução trifásico assimétrico ligado em Δ , alimentado entre o terminais A e C por um sistema monofásico e um capacitor em paralelo com a fase C, como indica a figura II.8.

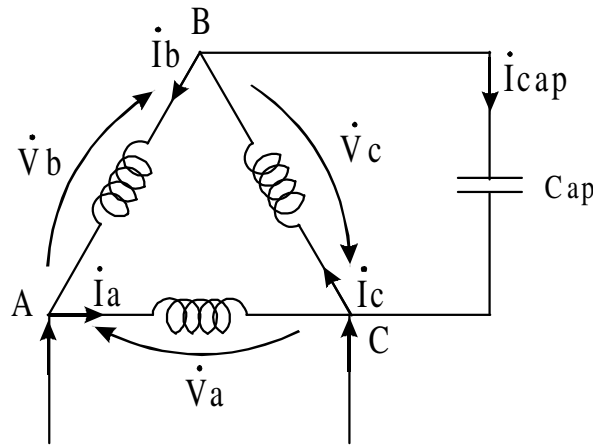


Figura II.7 – Detalhe de ligação em (Δ) do estator do motor de indução assimétrico

Para a obtenção do fator de desbalanceamento ($\dot{F}$), observando a figura II.8, pode-se estabelecer as relações que existem entre a tensão no capacitor e correntes no motor.

$$\dot{V}_c = jX_{\text{cap}} \cdot \dot{I}_{\text{cap}} \quad (\text{a})$$

$$\dot{I}_{\text{cap}} = \dot{I}_c - \dot{I}_b \quad (\text{b}) \quad (\text{II.64})$$

$$\dot{V}_c = jX_{cap} \cdot (\dot{I}_c - \dot{I}_b) \quad (c)$$

Segundo as equações (II.28) tem-se:

$$\dot{V}_c = \frac{\dot{Z}_{sa}}{c} \cdot \dot{I}_{az} + \frac{\alpha}{c} \cdot \dot{Z}_{AP} \cdot \dot{I}_{ap} + \frac{\alpha^2}{c} \cdot \dot{Z}_{AN} \cdot \dot{I}_{an} \quad (II.65)$$

Das duas últimas equações de (II.8) e de (II.64.c) obtém-se uma expressão em $\dot{V}_c$ que igualada com (II.65) resulta em:

$$\begin{aligned} & \left[\frac{\dot{Z}_{sa}}{c} - jX_{cap} \cdot (c - b) \right] \cdot \dot{I}_{az} + \left[\frac{\alpha}{c} \cdot \dot{Z}_{AP} - jX_{cap} \cdot (c \cdot \alpha - b \cdot \alpha^2) \right] \cdot \dot{I}_{ap} + \dots \\ & \dots + \left[\frac{\alpha^2}{c} \cdot \dot{Z}_{AN} - jX_{cap} \cdot (c \cdot \alpha^2 - b \cdot \alpha) \right] \cdot \dot{I}_{an} = 0 \end{aligned} \quad (II.66)$$

Na conexão delta tem-se:

$$\dot{V}_a + \dot{V}_b + \dot{V}_c = 0 \quad (II.67)$$

Da combinação das equações (II.67) e (II.28) obtém-se:

$$\begin{aligned} & \dot{Z}_{sa} \cdot \left(1 + \frac{1}{b} + \frac{1}{c}\right) \cdot \dot{I}_{az} + \dot{Z}_{AP} \cdot \left(1 + \frac{\alpha^2}{b} + \frac{\alpha}{c}\right) \cdot \dot{I}_{ap} + \dots \\ & \dots + \dot{Z}_{AN} \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{b} + \frac{\alpha^2}{c}\right) \cdot \dot{I}_{an} = 0 \end{aligned} \quad (II.68)$$

De (II.68), obtém-se $\dot{I}_{az}$.

$$\dot{I}_{az} = -\lambda_1 \cdot \dot{I}_{ap} - \lambda_2 \cdot \dot{I}_{an} \quad (II.69)$$

onde:

$$\lambda_1 = \frac{Z_{AP} \left(1 + \frac{\alpha^2}{b} + \frac{\alpha}{c}\right)}{\dot{Z}_{sa} \cdot \left(1 + \frac{1}{b} + \frac{1}{c}\right)}$$

$$\lambda_2 = \frac{Z_{AN} \left(1 + \frac{\alpha}{b} + \frac{\alpha^2}{c}\right)}{\dot{Z}_{sa} \cdot \left(1 + \frac{1}{b} + \frac{1}{c}\right)}$$

Substituindo (II.69) em (II.66), obtém-se a relação $\dot{I}_{an} / \dot{I}_{ap}$ que define o fator $\dot{F}$.

$$\dot{F} = \frac{\dot{I}_{an}}{\dot{I}_{ap}} = \frac{\lambda_1 \cdot \dot{Z}_0 - \dot{Z}_1 + jX_{cap} \cdot [c \cdot (\alpha - \lambda_1) + b \cdot (\lambda_1 - \alpha^2)]}{-\lambda_2 \cdot \dot{Z}_0 + \dot{Z}_2 + jX_{cap} \cdot [c \cdot (\lambda_2 - \alpha^2) + b \cdot (\alpha - \lambda_2)]} \quad (II.70)$$

onde:

$$\dot{Z}_0 = \frac{\dot{Z}_{sa}}{c}$$

$$\dot{Z}_1 = \frac{\alpha}{c} \cdot \dot{Z}_{AP}$$

$$\dot{Z}_2 = \frac{\alpha^2}{c} \cdot \dot{Z}_{AN}$$

Para a obtenção das correntes, pode-se a partir da equação (II.28) escrever:

$$\dot{V}_a = \dot{Z}_{sa} \cdot \dot{I}_{az} + \dot{Z}_{AP} \cdot \dot{I}_{ap} + \dot{Z}_{AN} \cdot \dot{I}_{an} \quad (II.71)$$

Substituindo (II.69) em (II.71) tem-se:

$$\dot{V}_a = (\dot{Z}_{AP} - \lambda_1 \cdot \dot{Z}_{sa}) \cdot \dot{I}_{ap} + (\dot{Z}_{AN} - \lambda_2 \cdot \dot{Z}_{sa}) \cdot \dot{I}_{an} \quad (\text{II.72})$$

Substituindo-se $\dot{I}_{an}$ pela expressão calculada a partir da equação (II.30) tem-se:

$$\dot{V}_a = [\dot{Z}_{AP} - \lambda_1 \cdot \dot{Z}_{sa} + (\dot{Z}_{AN} - \lambda_2 \cdot \dot{Z}_{sa}) \cdot \dot{F}] \cdot \dot{I}_{ap} \quad (\text{II.73})$$

calculando-se $\dot{I}_{ap}$ a partir da expressão (II.73) tem-se:

$$\dot{I}_{ap} = \frac{\dot{V}_a}{\dot{Z}_{AP} - \lambda_1 \cdot \dot{Z}_{sa} + (\dot{Z}_{AN} - \lambda_2 \cdot \dot{Z}_{sa}) \cdot \dot{F}} \quad (\text{II.74})$$

Da figura II.8 observa-se que:

$$\dot{V}_a = \dot{V} \quad (\text{II.75})$$

Portanto de (II.30), (II.69), (II.74) e (II.75) vem:

$$\dot{I}_{ap} = \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \quad (\text{II.76})$$

$$\dot{I}_{an} = \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot \dot{F} \quad (\text{II.77})$$

$$\dot{I}_{an} = \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot (\lambda_1 + \lambda_2 \cdot \dot{F}) \quad (\text{II.78})$$

Onde:

$$\dot{Z} = \dot{Z}_{AP} - \lambda_1 \cdot \dot{Z}_{sa} + (\dot{Z}_{AN} - \lambda_2 \cdot \dot{Z}_{sa}) \cdot \dot{F} \quad (\text{II.79})$$

Substituindo as equações de (II.76) e (II.78) em (II.8) tem-se:

$$\dot{I}_a = \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot [1 - \lambda_1 + (1 - \lambda_2) \cdot \dot{F}] \quad (\text{II.80})$$

$$\dot{I}_a = \frac{b \cdot \dot{V}}{\dot{Z}} \cdot [\alpha^2 - \lambda_1 + (\alpha - \lambda_2) \cdot \dot{F}] \quad (\text{II.81})$$

$$\dot{I}_a = \frac{c \cdot \dot{V}}{\dot{Z}} \cdot [\alpha - \lambda_1 + (\alpha^2 - \lambda_2) \cdot \dot{F}] \quad (\text{II.82})$$

Da figura II.8 observa-se que a corrente de linha I_L é determinada pela equação:

$$\dot{I}_L = \dot{I}_a - \dot{I}_b \quad (\text{II.83})$$

Portanto, substituindo (II.80) e (II.81) em (II.83) resulta:

$$\dot{I}_L = \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot [1 - \lambda_1 + b \cdot (\lambda_1 - \alpha^2) + \dot{F} \cdot (1 - \alpha)] \quad (\text{II.84})$$

As equações de (II.80) a (II.82) e (II.84) mostram as correntes do motor a da linha em função da tensão de alimentação, impedâncias do motor, b, c e Cap.

Quanto às tensões, sabe-se que:

$$\dot{V}_a = \dot{V} \quad (\text{II.85})$$

V_b e V_c podem ser obtidas substituindo-se as equações de (II.76) a (II.78) em (II.28).

$$\dot{V}_b = \frac{\dot{V}}{b \cdot \dot{Z}} \cdot [-\dot{Z}_{sa} \cdot (\lambda_1 + \lambda_2 \cdot \dot{F}) + \alpha^2 \cdot \dot{Z}_{AP} + \alpha \cdot \dot{Z}_{AN}] \quad (\text{II.86})$$

$$\dot{V}_c = \frac{\dot{V}}{c \cdot \dot{Z}} \cdot [-\dot{Z}_{sa} \cdot (\lambda_1 + \lambda_2) + \alpha \cdot \dot{Z}_{AP} + \alpha^2 \cdot \dot{Z}_{AN}] \quad (\text{II.87})$$

As equações de (II.85) a (II.87) determinam as tensões sobre os enrolamentos do motor em função da tensão de alimentação, impedâncias do motor, b, c e Cap.

Para o cálculo do fator de potência, potências, rendimento e do conjugado, escolhendo-se a tensão $\dot{V}$ de alimentação como referência, tem-se:

$$\cos\phi = \frac{\text{Re} \cdot (\dot{I}_L)}{\dot{I}_L} \quad (\text{II.88})$$

ou:

$$\cos\phi = \frac{\text{Re} \cdot \left[\frac{\dot{V}}{\dot{Z}} \cdot [1 - \lambda_1 + b \cdot (\lambda_1 - \alpha^2) + \dot{F} \cdot (1 - \lambda_2 - b \cdot \alpha + b \cdot \lambda_2)] \right]}{\left| \frac{\dot{V}}{\dot{Z}} [1 - \lambda_1 + b \cdot (\lambda_1 - \alpha^2) + \dot{F} \cdot (1 - \lambda_2 - b \cdot \alpha + b \cdot \lambda_2)] \right|} \quad (\text{II.89})$$

O processo de cálculo das potências, rendimento, conjugados (N.me p.u.) é o mesmo da ligação Y; assim encontra-se:

$$P_e = V^2 \cdot \operatorname{Re} \cdot \left[\frac{1}{\dot{Z}} \cdot [1 - \lambda_1 + b \cdot (\lambda_1 - \alpha^2) + \dot{F} \cdot (1 - \lambda_2 - b \cdot \alpha + b \cdot \lambda_2)] \right] \quad (\text{II.90})$$

$$T = \frac{3 \cdot V^2}{W_s} \cdot \left[\frac{\operatorname{Re} \cdot (ZAP') - \operatorname{Re} \cdot (ZAN') \cdot F^2}{Z^2} \right] \quad (\text{II.91})$$

$$L = \frac{ZAP^2}{Z^2} \cdot \left\{ 1 - \left[\frac{\operatorname{Re} \cdot (ZAN')}{\operatorname{Re} \cdot (ZAP')} \right] \cdot F^2 \right\} \quad (\text{II.92})$$

$$P_{\text{mec}} = 3 \cdot V^2 \cdot (1 - S) \cdot \left[\frac{\operatorname{Re} \cdot (ZAP') - \operatorname{Re} \cdot (ZAN') \cdot F^2}{Z^2} \right] \quad (\text{II.93})$$

$$\operatorname{Re} \text{ nd} = \frac{3 \cdot (1 - S) \cdot \left[\frac{\operatorname{Re} \cdot (ZAP') - \operatorname{Re} \cdot (ZAN') \cdot F^2}{Z^2} \right]}{\operatorname{Re} \cdot \left[\frac{1}{\dot{Z}} \cdot [1 - \lambda_1 + b \cdot (\lambda_1 - \alpha^2) + \dot{F} \cdot (1 - \lambda_2 - b \cdot \alpha + b \cdot \lambda_2)] \right]} \quad (\text{II.94})$$

II.3 – CONCLUSÃO

Em ambos os casos, Y e Δ, as equações do fator de desbalanceamento, das correntes, tensões, do fator de potência, das potências e do conjugado são funções das impedâncias do motor e da tensão de alimentação $\dot{V}$. Assim, para um determinado motor a uma certa velocidade estas expressões ficam dependentes somente dos fatores “b”, “c” e do capacitor Cap.

CAPÍTULO III

PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UM PROTÓTIPO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO ASSIMÉTRICO

III.1 - FILOSOFIA DO PROJETO

Por facilidade construtiva o motor de indução trifásico assimétrico foi concebido a partir de um motor de indução trifásico convencional, apenas substituindo o enrolamento de seu estator. Para se obter os valores dos números de espiras e do capacitor mais adequados ao projeto, o motor convencional foi inicialmente ensaiado, obtendo-se os parâmetros do seu circuito equivalente e aplicando-se os valores destes parâmetros no modelo matemático desenvolvido no capítulo II.

III.2 - ENSAIOS DO MOTOR TRIFÁSICO CONVENCIONAL

Para o levantamento dos parâmetros do circuito equivalente serão realizados os seguintes ensaios:

- 1 - Ensaio com o rotor em vazio.
- 2 - Ensaio com rotor bloqueado.
- 3 - Medição da resistência do estator à temperatura de funcionamento.

Para avaliar os resultados obtidos a partir dos ensaios anteriores mencionados, ensaia-se o motor na sua rotação nominal, comparando os resultados deste ensaio com os teóricos obtidos da aplicação da tensão e escorregamento nominais no circuito equivalente construído com parâmetros obtidos anteriormente.

Os dados de placa do motor de indução trifásico convencional ensaiado são os seguintes:

Modelo	: C 73 A – ARNO
Potência	: 20 CV
Frequência	: 60 Hz/50Hz
Rotação	: 1750 RPM
Conexão Δ :	
tensão	: 220 [V]
corrente	: 50 [A]
Conexão Y :	
tensão	: 380 [V]
corrente	: 28,5 [A]
Proteção IP	: 54
Ip/In	: 4.8
FS	: 1,0
Isol	: B
Cat	: N
Regime contínuo.	
N.º de Pólos	: 4
N.º de Fases	: 3
N.º de Espiras por Fase	: 68
Passo	: 11
Grupo	: 4 (GÊMEAS)
Fiação	: 4 x 19 (AWG)
Ligação Série / Paralela	: 6 Pontas
Diâmetro Interno	: 19,7 cm
N.º de Ranhuras	: 48
N.º de Bobinas por Ranhura	: ½

O aparelho de medição escolhido para os ensaios, tem as seguintes características:

Medidores Saga 4000 Analisador de Energia

O analisador **SAGA4000** é um equipamento portátil multigrandeza e multifunção, que utiliza a mais avançada tecnologia de aquisição digital de sinais e de processamento numérico em tempo real.

Foi desenvolvido pela ESB Electronic Services, para análise, monitoração, planejamento e estudos das grandezas elétricas, visando à qualidade de energia, ampliando o conceito de medição.

Características Gerais:

- ✓ Fornece os valores de potência nos quatro quadrantes e bidirecional.
- ✓ Grandezas elétricas medidas: kW, kWh, kVA, kVAh, kvarc, kvarch, kvari, kvarih, Hz, V, I, cos ϕ , FP, potência harmônica, sendo que as grandezas medidas e apresentadas são trifásicas e monofásicas.
- ✓ Mostrador digital de tecnologia de cristal líquido, de 64 caracteres alfanuméricos em quatro linhas, com “back light”, permitindo indicar as informações de forma clara e precisa.
- ✓ Cada analisador utiliza 03 alicates de corrente, podendo as relações ser 3000 A/1V, 1000 A/1V, 200A/1V ou 10 A/1V.
- ✓ Fonte de alimentação trifásica Registrador Programável com memória de massa de 1Mbyte para até 25 grandezas Gabinete de policarbonato para instalação ao tempo (IPW65)
- ✓ Analisador de 12 e 16 bits, totalmente digital. Entrada de tensão A, B, C e N e entrada de corrente tipo A, B e C.
- ✓ Programas Aplicativos em ambiente Windows.
- ✓ Analisador portátil com bolsa para transporte, cabo de tensão, alicates de corrente e software aplicativo de programação.
- ✓ Alta compactação dos módulos eletrônicos com componentes de montagem de superfície (SMD), assegurando alta imunidade a ruídos.
- ✓ Registrador Programável com memória de massa 1Mbyte para até 25 grandezas.
- ✓ Atende às portarias da ANEEL (Portaria 163).

Características Elétricas e Metrológicas

Topologia de Medição:	➤ 4 fios 3 elementos ou 3 fios 2 elementos.
Alicates de Corrente:	➤ Sensores de corrente tipo alicate de 10 A, 200 A, 1000 A, ou 3000 A / 1V.
Constantes:	➤ RTP e RTC programáveis.
Faixa de Operação:	➤ Tensão de operação 65 a 360 V (F-N). ➤ Frequência de Operação: 50 a 60 Hz. ➤ Temperatura de Operação: -10° a 70°C. ➤ Umidade Relativa: 0 a 95% s/ condensação.
Consumo:	➤ 5 VA.
Dimensões:	➤ L260 x 160 x P130 mm.
Peso:	➤ 5,0 Kg com alicates de corrente.

III.2.1 - ENSAIO COM O ROTOR EM VAZIO

Aplica-se ao estator do motor, ligado em delta, tensões e frequências nominais com o rotor sem carga. Obtêm-se os valores de tensão, corrente e potência. O esquema elétrico encontra-se na figura III.1 e figura III.2.

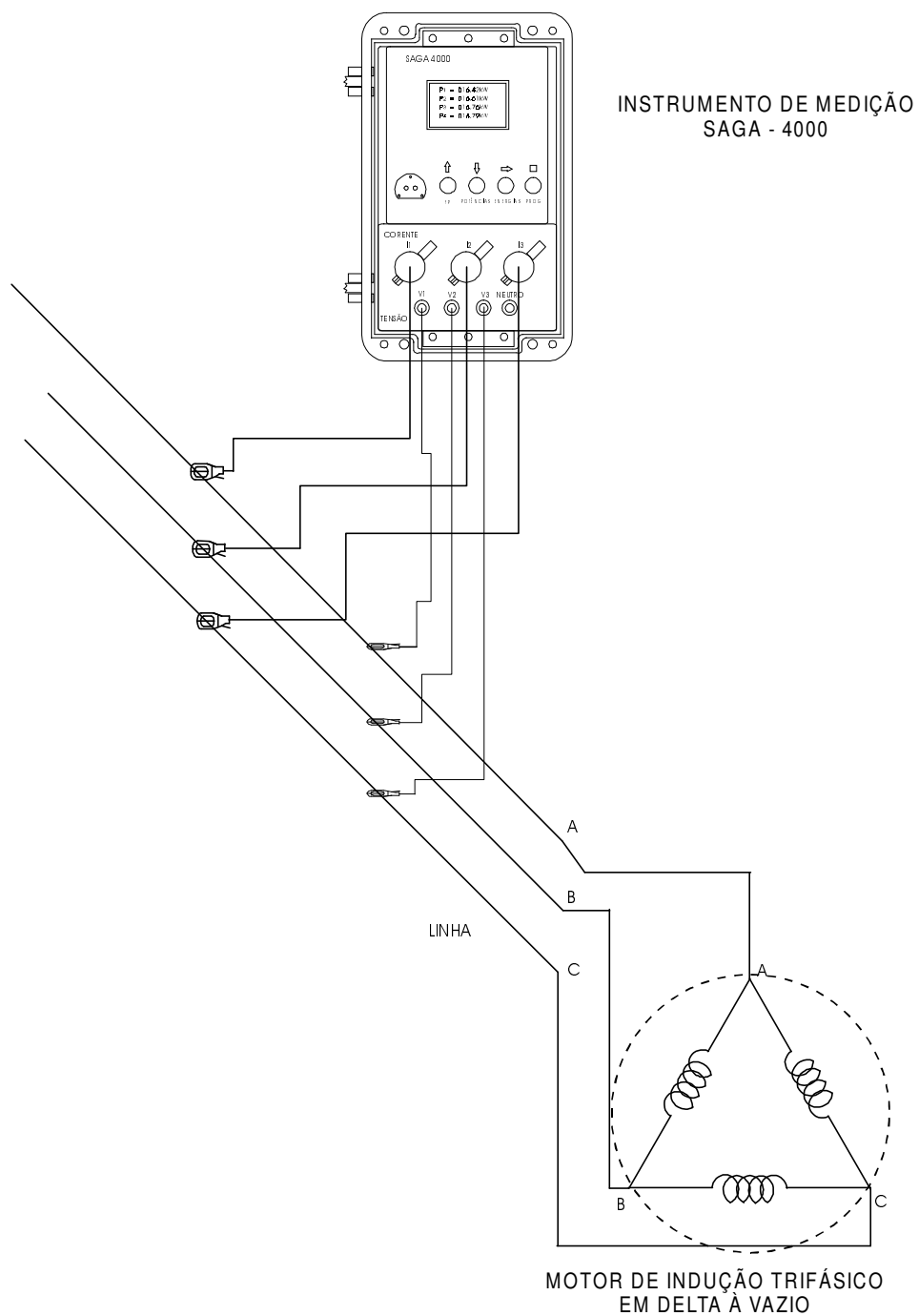


Figura III.1 – Detalhes de ligação do instrumento de medição para o ensaio em vazio

Chamando de W_i , V_i e I_i as potências, tensões e correntes indicadas pelo instrumento de medição.

Os resultados são apresentados na tabela III.1, abaixo:

$P_A = 120 \text{ W} \pm 4.8$	$V_A = 127,62 \text{ V} \pm 6.0$	$I_A = 11,71 \text{ A} \pm 0.01$
$P_B = 160 \text{ W} \pm 4.8$	$V_B = 127,50 \text{ V} \pm 6.0$	$I_B = 11,47 \text{ A} \pm 0.01$
$P_C = 150 \text{ W} \pm 4.8$	$V_C = 127,31 \text{ V} \pm 6.0$	$I_C = 11,96 \text{ A} \pm 0.01$
$P_{3\phi} = 430 \text{ W} \pm 4.8$	$V_0 = 220,80 \text{ V} \pm 6.0$	$I_0 = 6,76 \text{ A} \pm 0.01$
$P_0 = 143,33 \text{ W} \pm 4.8$		

Tabela III.1 – Ensaio do motor em vazio.



Figura III.2 – Ensaio do motor em vazio.

III.2.2 - ENSAIO COM O ROTOR BLOQUEADO

Neste ensaio, o rotor do motor é bloqueado e a tensão aplicada no estator em Δ com frequência nominal, é reduzida para se obter a corrente nominal. Obtêm-se os valores de tensão, corrente e potência através do circuito indicado na figura III.3 e figura III.4.

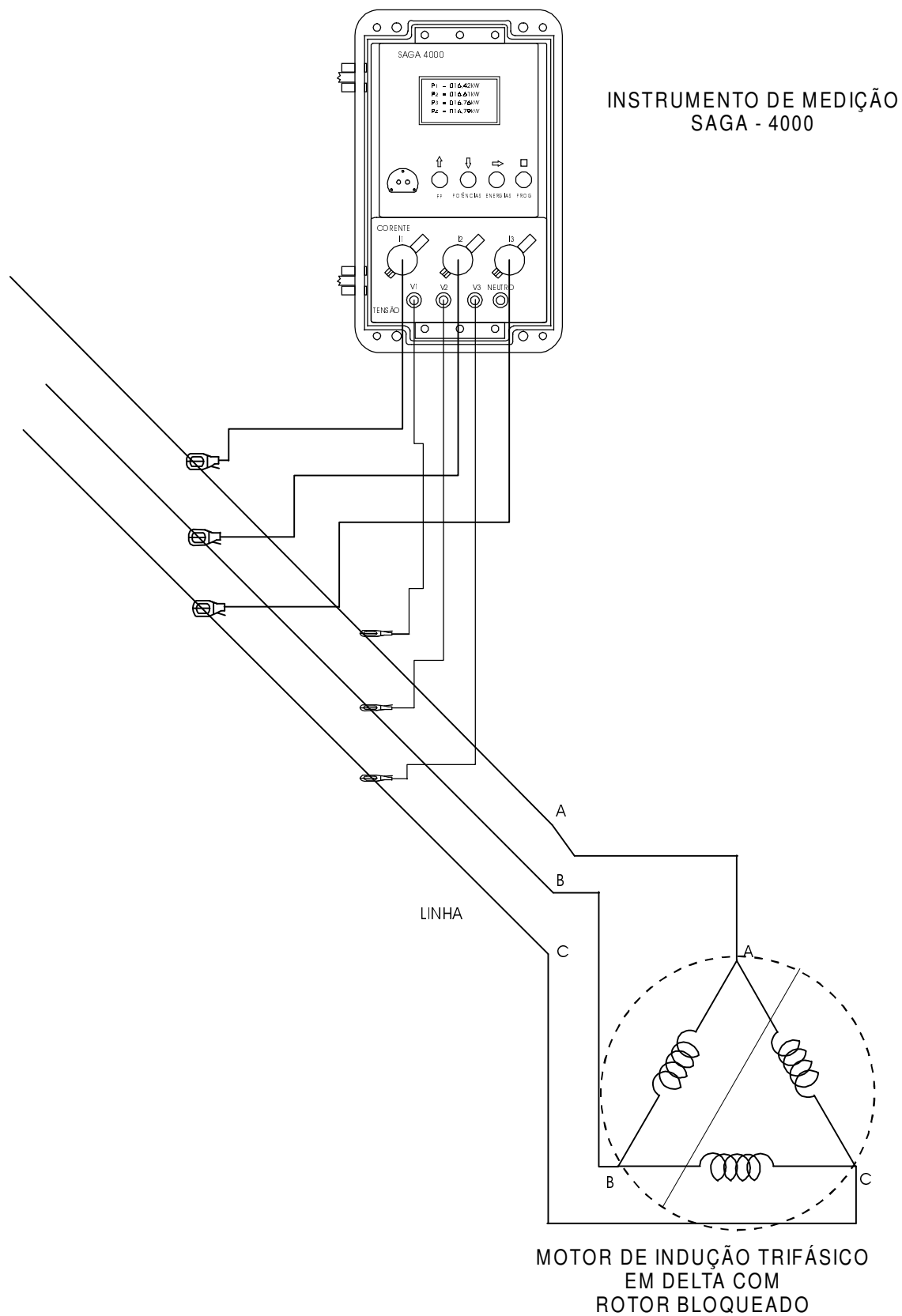


Figura III.3 – Detalhes de ligação do instrumento de medição para o ensaio com rotor bloqueado.

Chamando de W_i , V_i e I_i as potências, tensões e correntes indicadas pelo instrumento de medição.

Os resultados são apresentados na tabela III.2, abaixo:

$P_A = 460 \text{ W} \pm 2.4$	$V_A = 78,62 \text{ V} \pm 3.0$	$I_A = 49,53 \text{ A} \pm 0.01$
$P_B = 470 \text{ W} \pm 2.4$	$V_B = 78,62 \text{ V} \pm 3.0$	$I_B = 49,07 \text{ A} \pm 0.01$
$P_C = 480 \text{ W} \pm 2.4$	$V_C = 78,62 \text{ V} \pm 3.0$	$I_C = 19,07 \text{ A} \pm 0.01$
$P_{3\phi} = 1,410 \text{ W} \pm 2.4$	$V_0 = 136,17 \text{ V} \pm 3.0$	$I_0 = 28,42 \text{ A} \pm 0.01$
$P_b = 463,73 \text{ W} \pm 2.4$		

Tabela III.2 – Ensaio com o rotor bloqueado.



Figura III.4 – Ensaio do motor com rotor bloqueado.

III.2.3 - MEDIÇÃO DA RESISTÊNCIA DO ESTATOR

A resistência por fase do estator do motor é medida diretamente nos bornes do motor desligado, através de um multímetro, logo após o ensaio com o rotor bloqueado. O valor encontrado foi:

$$R_S = 0,47 \pm 0,218 [\Omega]$$

III.2.4 - CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE

A partir dos resultados dos testes foram calculados os parâmetros do circuito equivalente.

Do ensaio com o rotor em vazio, pode-se construir o circuito equivalente da figura III.5.

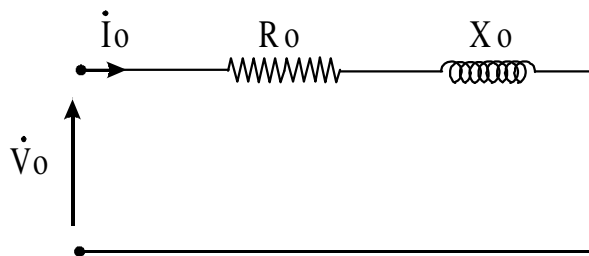


Figura III.5 - Circuito do motor em vazio

Ainda com o rotor em vazio, do circuito equivalente do motor pode-se obter o circuito da figura III.6.

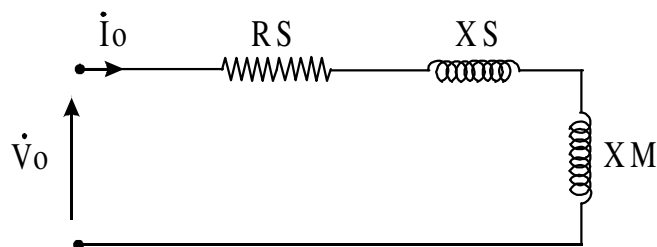


Figura III.6 - Circuito equivalente do motor em vazio

Comparando-se os circuitos das figuras III.5 e III.6 tem-se:

$$X_0 = X_S + X_M$$

Do ensaio com o rotor bloqueado pode-se obter o circuito da figura III.7.

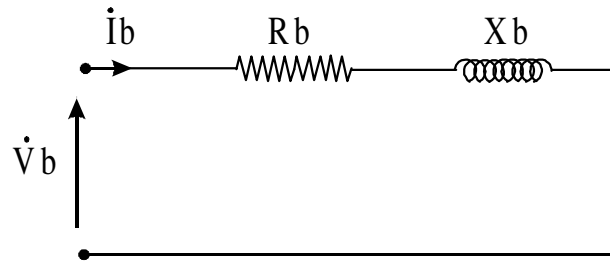


Figura III.7 - Circuito do motor com rotor bloqueado

Do circuito equivalente do motor pode-se obter o circuito da figura III.8 para o rotor bloqueado.

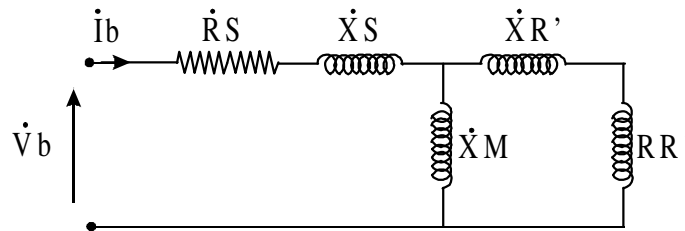


Figura III.8 - Circuito equivalente do motor com rotor bloqueado

Designado-se por $\dot{Z}_R$ a impedância definida pelo paralelismo entre jX_m e $(R_r' + jX_r')$, tem-se:

$$\dot{Z}_R = \frac{jX_m (R_r' + jX_r')}{R_r' + j(X_m + X_r')} \quad (\text{III.8})$$

Ou

$$\dot{Z}_R = \frac{R_r' \cdot X_m^2 + j(X_m \cdot R_r'^2 + X_r' \cdot X_m^2 + X_m \cdot X_r'^2)}{R_r'^2 + (X_m + X_r')^2} \quad (\text{III.9})$$

Como $RR' \ll XM$, a equação (III.9) se aproxima de (III.10).

$$\dot{Z}_R = RR' \cdot \frac{XM^2}{(XM + XR')^2} + jXR' \cdot \frac{XM}{XM + XR'} \quad (III.10)$$

Com o auxílio da equação (III.10) comparando-se os circuitos das figuras (III.7) e (III.8), têm-se as equações (III.11) e (III.12).

$$R_b = RS + RR' \cdot \frac{XM^2}{(XM + XR')^2} \quad (III.11)$$

$$X_b = XS + XR' \cdot \frac{XM}{XM + XR'} \quad (III.12)$$

Definindo:

$$a = \frac{XM}{XM + XR'}$$

Tem-se:

$$R_b = RS + a^2 \cdot RR' \quad (III.13)$$

$$X_b = XS + a \cdot XR' \quad (III.14)$$

Para completar o sistema de equações que permitem obter os parâmetros do circuito equivalente é adotado a relação empírica entre XS , XR' e um fator kc .

O valor do fator kc depende da categoria do motor. Para a categoria do motor em estudo pode-se escolher kc igual à unidade.

Das equações (III.7), (III.13), (III.14) e da definição de pode-se escrever as equações (III.15) a (III.19).

$$XR' = \frac{X_b}{a + kc} \quad (III.15)$$

$$X_M = X_0 - k_c \cdot X_{R'} \quad (III.16)$$

$$a = \frac{X_M}{X_M + X_{R'}} \quad (III.17)$$

$$R_{R'} = \frac{R_b - R_S}{a^2} \quad (III.18)$$

$$X_S = k_c \cdot X_{R'} \quad (III.19)$$

Estas equações permitem o cálculo dos parâmetros do circuito equivalente do motor. A partir dos valores de potência, tensão e corrente de fase dos testes em vazio e bloqueado obtém-se os parâmetros X_0 , X_b , R_b , equações (III.20) a (III.22).

$$X_0 = \sqrt{\left(\frac{V_0}{I_0}\right)^2 + \left(\frac{W_0}{I_0^2}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{V_0}{I_0}\right)^2 - R_0^2} \quad (III.20)$$

$$X_b = \sqrt{\left(\frac{V_b}{I_b}\right)^2 + \left(\frac{W_b}{I_b^2}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{V_b}{I_b}\right)^2 - R_b^2} \quad (III.21)$$

$$R_b = \frac{P_b}{I_b^2} \quad (III.22)$$

Conhecendo-se X_0 , X_b , R_b e pela categoria do motor o valor de k_c , pode-se por um processo iterativo obter $X_{R'}$ e X_M , através das equações (III.15) e (III.17). Este processo inicia-se adotando $a = 1$, calculando primeiros valores para X_M e $X_{R'}$. Com estes valores obtém-se o próximo valor para “s” e assim fecha-se o ciclo do sistema iterativo. Com os valores finais de X_M e $X_{R'}$ obtém-se $R_{R'}$ e X_S através das equações (III.18) e (III.19).

Para o motor em questão, das tabelas (III.1) e (III.2) obtém-se os valores de X_0 , X_b , R_b apresentados nas equações abaixo. De posse destes últimos valores e através da

sistemática descrita obtém-se os parâmetros do circuito equivalente indicados na tabela (III.3).

Impedâncias equivalentes calculadas através dos ensaios.

$$R_0 = \frac{P_0}{I_0^2} = 3,1341 [\Omega] \quad X_0 = \sqrt{\left(\frac{V_0}{I_0}\right)^2 - R_0^2} = 32,4983 [\Omega]$$

$$R_b = \frac{P_b}{I_b^2} = 0,5742 [\Omega] \quad X_b = \sqrt{\left(\frac{V_b}{I_b}\right)^2 - R_b^2} = 4,7571 [\Omega]$$

$$\Delta R = R_b - R_s = 0,1051752 [\Omega]$$

$$\Delta X = X_0 - X_b = 27,741243 [\Omega]$$

$$a = 1$$

$$b = \frac{1-k}{k} - \frac{\Delta R + \Delta X^2}{\Delta X} = 0$$

$$c = \frac{X_0 \cdot (\Delta R^2 + \Delta X^2)}{k \cdot \Delta X} = -901,56$$

$$X_m = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4 \cdot c}}{2} = 30,03 [\Omega]$$

$$X = \frac{(X_0 - X_m)}{k} = 2,47 [\Omega]$$

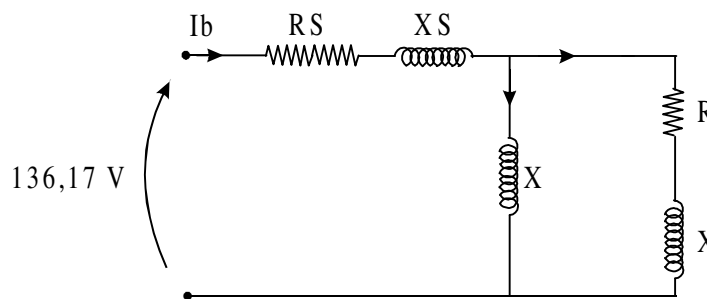
$$R = (X + X_m) \cdot \frac{\Delta R}{\Delta X} = 0,12 [\Omega]$$

$$X_s = k X = 2,47 [\Omega]$$

Tabela III.3 - Parâmetros do circuito equivalente.

Conferindo através do cálculo das potências e correntes esperadas, nos ensaios:

- Rotor Bloqueado



$$\dot{Z}_{eq} = \frac{R \cdot X_m^2}{R^2 + (X + X_m)^2} + j \cdot \frac{(R^2 + X^2 + X_m) \cdot X_m}{R^2 + (X + X_m)^2}$$

$$R_{eq} = 0,105175169 \quad X_{eq} = 2,84704224$$

$$R_b = R_S + R_{eq} \quad X_b = X_S + X_{eq}$$

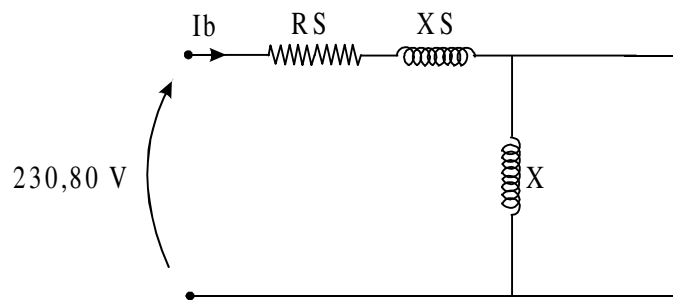
$$R_b = 0,57 \, [\Omega] \quad X_b = 4,75 \, [\Omega]$$

$$\dot{Z}_b = 4,791629986 \, \angle 83,12^\circ$$

$$I_b = \frac{V_b}{Z_b} = \frac{136,17}{4,79163} = 28,42 \, [A]$$

$$P_b = VI \cos \theta_{zb} = 463,73 \, [W]$$

- Rotor em vazio



$$\dot{Z}_0 = R_S + j (X_S + X_m)$$

$$R_0 = 0,47 \, [\Omega]$$

$$X_0 = 32,50 \, [\Omega]$$

$$\dot{Z}_0 = 32,50173098 \, \angle 89,17^\circ$$

$$I_0 = \frac{V_0}{Z_0} = \frac{220,80}{32,501731} = 6,79 \, [A]$$

$$P_0 = VI \cos \theta_{z0} = 21,64 \, [W]$$

III.2.5 - ENSAIO EM CARGA

Neste teste, o rotor do motor foi acoplado a uma carga. A tensão e frequência nominais foram aplicadas ao estator. A carga foi ajustada para obter o escorregamento nominal. Obtêm-se os valores de tensão, corrente e potência através dos esquemas descritos na figura III.9 e figura III.10.

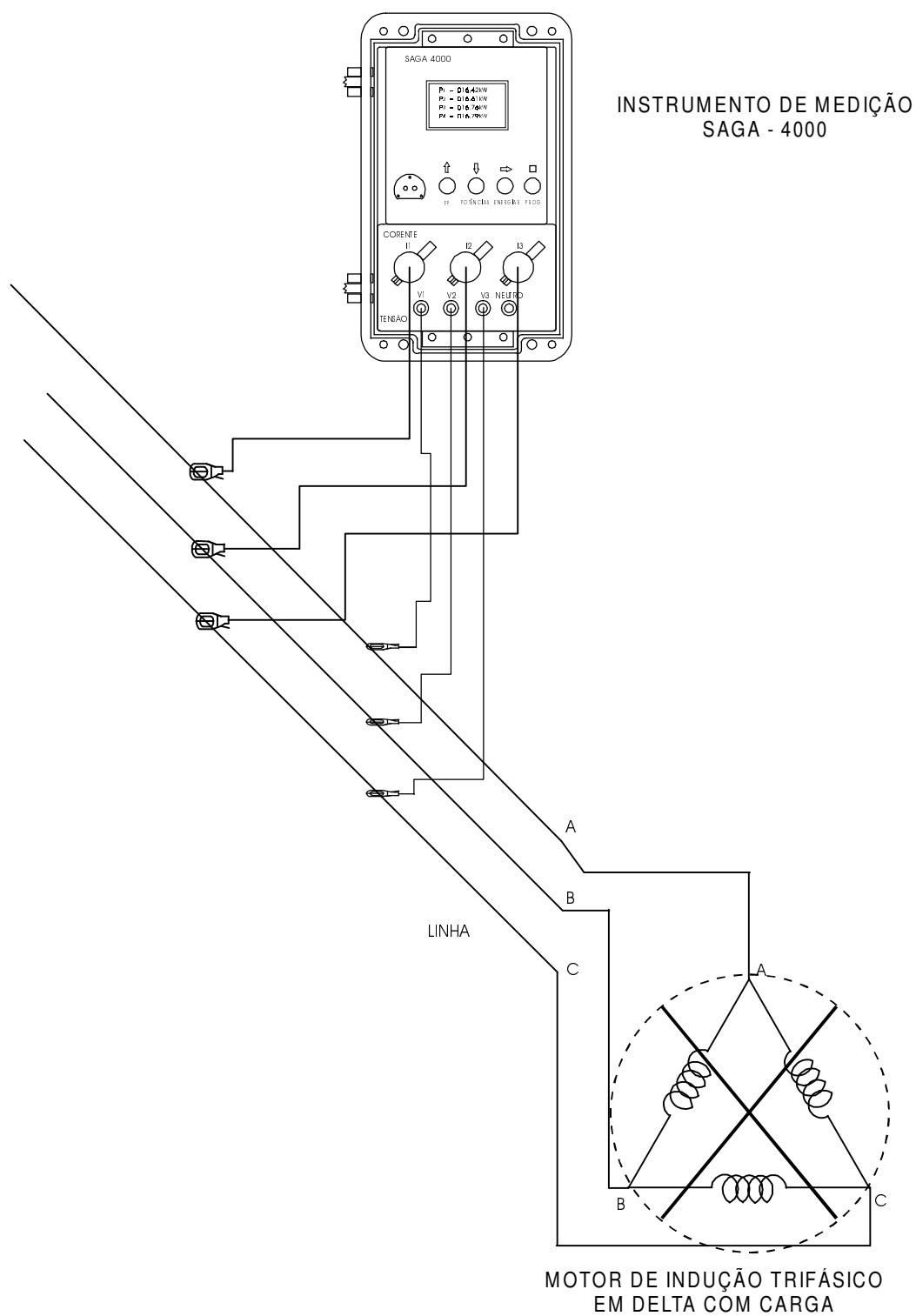


Figura III.9 – Detalhes de ligação do instrumento de medição para o ensaio com carga

Chamando de W_i , V_i e I_i , as potências, tensões e correntes indicadas pelo, instrumento, de medição, em folha anexa segue figura do ensaio com carga.

Os resultados deste ensaio são apresentados na tabela III.4, abaixo:

Ensaio do motor com carga:

$P_A =$	5.540	$W \pm 4.8$	$V_A =$	123,37	$V \pm 6.0$	$I_A =$	49,56	$A \pm 0.01$
$P_B =$	5.670	$W \pm 4.8$	$V_B =$	123,68	$V \pm 6.0$	$I_B =$	50,63	$A \pm 0.01$
$P_C =$	5.590	$W \pm 4.8$	$V_C =$	123,00	$V \pm 6.0$	$I_C =$	49,80	$A \pm 0.01$
$P_{3\phi} =$	16.800	$W \pm 4.8$	$V_C =$	213,65	$V \pm 6.0$	$I_C =$	28,85	$A \pm 0.01$
$P_C =$	5.800,00	$W \pm 4.8$						
$RS =$	0,47	$[\Omega]$						
$k =$	1,00	$[\Omega]$						

$N_s =$	1800	rpm
$N_r =$	1758	rpm
$S =$	2,33%	

Tabela III.3 – Ensaio do motor com carga.



Figura III.10 – Ensaio do motor em carga.

O valor da velocidade mecânica n_m do rotor, medido com um tacômetro digital, é:

$$n_m = 1758 \text{ rpm}$$

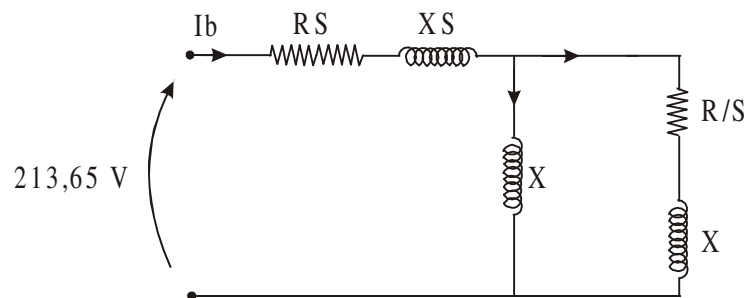
Assim o escorregamento para essa carga é:

$$s = \frac{1800 - 1758}{1800}$$

Ou seja:

$$s = 0,0233 \text{ ou } 2,33\%$$

Como foi mencionado o ensaio em carga foi realizado para verificar a precisão dos parâmetros do circuito equivalente obtidos anteriormente. Para este intuito aplica-se ao circuito equivalente a tensão e o escorregamento nas condições de ensaio em carga, e obtém-se a corrente, potência por fase o fator de potência.



$$Z_{eq} = \frac{R/s \cdot X_m^2}{(R/s)^2 + (X + X_m)^2} + j \cdot \frac{((R/s)^2 + X^2 + X_m) \cdot X_m}{(R/s)^2 + (X + X_m)^2}$$

$$R_{eq} = 4,3916 \quad X_{eq} = 2,8287$$

$$R_T = R_S + R_{eq} \quad X_T = X_S + X_{eq}$$

$$R_T = 4,86 [\Omega] \quad X_T = 5,30 [\Omega]$$

$$Z_T = 7,1921 \angle 47,48^\circ$$

$$I_b = \frac{V_b}{Z_T} = \frac{213,65}{7,1921} = 29,71 \text{ [A]}$$

$$I_b = VI \cos \theta_{zb} = 4.289,20 \text{ [W]}$$

III.3 - PROTÓTIPO DO MOTOR ASSIMÉTRICO

III.3.1 - IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL DO MODELO E PROJETO DO MOTOR ASSIMÉTRICO.

Os modelos matemáticos descritos no capítulo II foram implementados num programa computacional de aplicação de planilhas de cálculo, o MICROSOFT[®] EXCEL. O fato de o Microsoft Excel ser acessível a uma variedade de sistemas operacionais de computadores pessoais, além de sua participação dominante no mercado, fez dele uma escolha apropriada para esta simulação que não requer cálculos diferenciais e integrais, já que o tratamento é fasorial (domínio da frequência).

Recursos da caixa de ferramentas de controle do Microsoft Visual Basic foram utilizados para darem maior dinâmica às simulações.

Para que o modelo no domínio da frequência fosse simulado, foi necessário basicamente, realizar operações matemáticas entre números complexos na forma polar e retangular. A seguir é exemplificada a transformação de um número complexo na forma polar para a retangular e vice-versa, utilizando os recursos da planilha de cálculo com formulações baseadas em endereçamento matricial (linhas, colunas e células). Tais transformações são necessárias para facilitar as operações matemáticas básicas entre números complexos.

Coluna	A	B	C	D	E	F	G	H	I
Linha									
59				4,78E+00	-36,26	=>	3,85E+00	+j	-2,83E+00
Fórmula para a parte real: =D59*COS(E59*PI()/180) Fórmula para a parte imaginária: =D59*SEN(E59*PI()/180) Onde, por exemplo, “D59” corresponde à coluna “D” e à linha “59”.									

A transformação de retangular para polar segue raciocínio análogo ao anterior. Portanto tem-se:

Coluna	A	B	C	D	E	F	G	H	I
Linha									
61				1,71E+01	116,27	<=	-7,56E+00	+j	1,53E+01
Fórmula para o módulo: =RAIZ(G61^2+I61^2) Fórmula para o ângulo: =SE(D61;SE(I61;ACOS(G61/D61)*180/PI()*SINAL(I61);ACOS(G61/D61)*180/PI();0). Onde, por exemplo, “I61” corresponde à coluna “I” e à linha “61”.									

Nome do Recurso

Características

Utilizado

Scrolbar

Barra de rolagem: Utilizado para produzir variações rápidas e contínuas nos parâmetros ou variáveis a ele associado; dando dinamismo às simulações.

ComandButton

Botão de comando: Utilizado, neste caso, para levar os valores das variáveis e/ou parâmetros para uma condição pré-estabelecida.

Tabela III.4 – Recursos do MICROSOFT BASIC utilizado.

III.3.2 - PROJETO DO PROTÓTIPO

O projeto do protótipo é desenvolvido a partir das equações do motor assimétrico e dos resultados dos ensaios realizados.

Inicialmente aplicando-se os resultados referentes aos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico convencional, sendo possível obter resultados para o fator “t” com diversos valores de “b”, “c” e capacitor.

Com estes resultados pode-se escolher uma solução que apresenta o fator “t” próximo da unidade, com um pequeno valor de capacitância e alterações nos números de espiras que possam ser realizadas na prática.

Dentre às inúmeras simulações optou-se para $b = 0,95$ e $c = 1$, pois apresenta um razoável torque de partida (ordem de 40%) com alterações mínimas no número de espiras e com um valor de capacitância de $700\mu\text{F}$, proporcionando torque nominal (1PU) para regime permanente.

Com relação as correntes de fases, apresentaram valores acima da suportabilidade para as bitolas antigas, podendo proporcionar aquecimento e uma possível queima. No intuito de contornar o problema, aumenta-se o número de fiação em paralelo por fase, como também se compatibiliza a densidade de corrente.

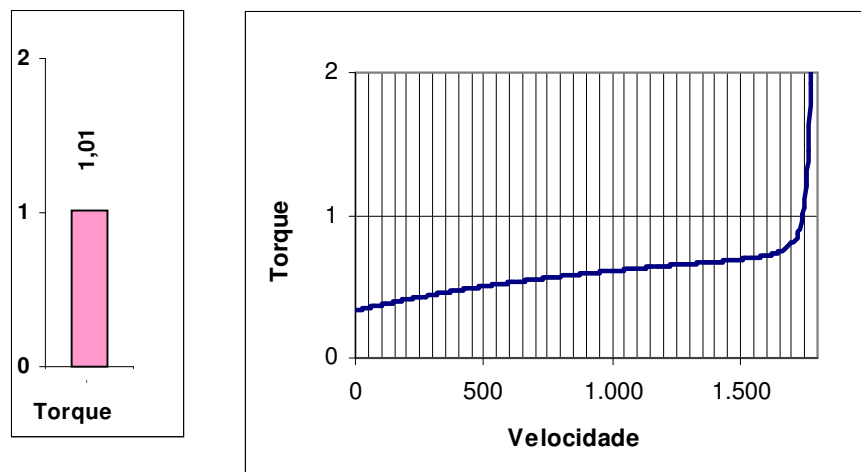


Figura III.11 – Variação da Velocidade(rpm) x Torque(pu).

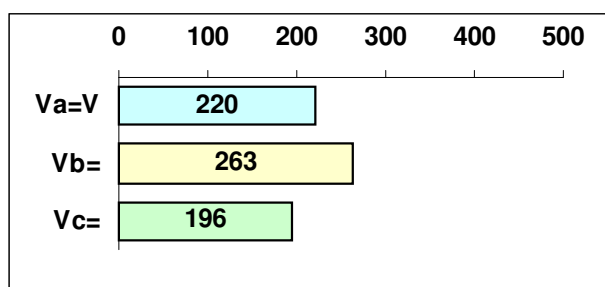


Figura III.12 – Tensões de Fase do Motor(volt).

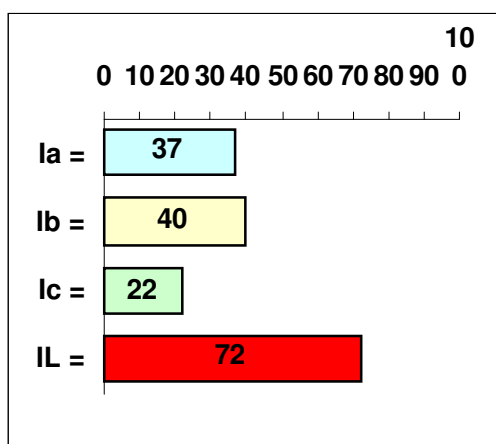


Figura III.13 – Correntes de Fase e Linha(amper).

O programa desenvolvido fornece várias soluções, dentre elas muitas são impraticáveis pelos limites físicos do motor, tanto com relação ao desbalanceamento das bobinas como pela sobretensão e sobrecorrente. Procurou-se a menor alteração no número de espiras das fases como também um valor de capacitância existente no mercado, produzindo valores de corrente e tensão nas fases dentro da suportabilidade da máquina com um torque conveniente. O dinamismo nas alterações dos parâmetros do projeto e a facilidade de visualização são características principais do programa desenvolvido em EXCEL e VISUAL BASIC, produzindo uma escolha rápida e eficaz dos parâmetros para o motor trifásico assimétrico.

Na figura III.11, visualiza-se o torque versus a rotação do motor desde o instante da partida até a rotação nominal com as condições de $b = 0,95$, $c = 1$ e $Cap = 700 \mu F$. No instante de partida o motor irá produzir 0,46 p.u. de torque sendo suficiente para vencer sua inércia e entrar em movimento. A rotação nominal produzirá 1 p.u. de torque, alcançando o objetivo do projeto.

Na figura III.12, observa-se às tensões internas do motor, onde os valores obtidos nas condições descritas anteriormente não acarretarão problemas de sobretensão. A sobretensão de 20% em uma das fases é absorvida pela própria robustez do motor.

Na figura III.13, identifica-se as correntes de fase e a de linha do protótipo do motor trifásico assimétrico. Duas fases ficam sujeitas a aproximadamente 35% de sobrecorrente obrigando a um reforço na bitola do novo enrolamento para evitar-se um aquecimento excessivo e uma possível queima.

A seguir é mostrado o memorial de cálculo produzido pelo programa computacional com as características elétricas do motor com as condições de b , c e Cap escolhidos.

X =	2,4724				
R =	0,1232				
Xm =	30,0259				
Rc =	#####				
Xs =	2,4724				
Rs =	0,4690				
K =	1,0000				
V =	220,0 0,00				
f =	60,0Hz				
W_{SINC} =	1800,0rpm				
Cap =	7,00E-04F				
Xc =	3,79E+00	90,00			
s =	0,0278				
2-s =	1,9722				
Zsa =	2,5165	79,26	<=	0,4690 + j	2,4724
Zap =	6,7256	51,51	<=	4,1861 + j	5,2640
Zan =	4,7854	83,73	<=	0,5223 + j	4,7568
α =	1,0000	120,00	=>	-0,5000 + j	0,8660
α^2 =	1,0000	-120,00	=>	-0,5000 + j	-0,8660
$1 + \alpha^2/b + \alpha/c$ =	0,0526	120,00	<=	-0,0263 + j	0,0456
Z_{ap} ($1 + \alpha^2/b + \alpha/c$) =	0,3540	171,51			
Z_{sa} ($1 + 1/b + 1/c$) =	7,6819	79,26			
$1 + \alpha/b + \alpha^2/c$ =	0,0526	-120,00	<=	-0,0263 + j	-0,0456
Z_{an} ($1 + \alpha/b + \alpha^2/c$) =	0,2519	-36,27			
λ_1 =	0,0461	92,25	=>	-0,0018 + j	0,0460
λ_2 =	0,0328	-115,53	=>	-0,0141 + j	-0,0296
$\alpha - \lambda_1$ =	0,9595	121,28	<=	-0,4982 + j	0,8200
$\alpha - \lambda_2$ =	1,0189	118,48	<=	-0,4859 + j	0,8956
$(\lambda_1 - \alpha^2)$ =	1,0393	61,36	<=	0,4982 + j	0,9121
$(\lambda_2 - \alpha^2)$ =	0,9673	59,85	<=	0,4859 + j	0,8364
$c (\alpha - \lambda_1) + b(\lambda_1 - \alpha^2)$ =	1,6912	89,16	<=	0,0249 + j	1,6911
$c (\lambda_2 - \alpha^2) + b(\alpha - \lambda_2)$ =	1,6904	90,82	<=	-0,0243 + j	1,6902
$jX_{cap}[c (\alpha - \lambda_1) + b(\lambda_1 - \alpha^2)]$ =	6,4088	179,16	=>	-6,41E+00 + j	9,44E-02
$jX_{cap}[c (\lambda_2 - \alpha^2) + b(\alpha - \lambda_2)]$ =	6,4056	180,82	=>	-6,4050E+00 + j	-9,21E-02
Z _o =	2,6489	79,26	=>	0,4937 + j	2,6025
Z ₁ =	7,0796	171,51	=>	-7,0019 + j	1,0455
Z ₂ =	5,0373	-36,27	=>	4,0614 + j	-2,9797
$\lambda_1 Z_o$ =	0,1221	171,51	=>	-0,1207 + j	0,0180
$\lambda_2 Z_o$ =	0,0868	-36,27	=>	0,0700 + j	-0,0514

Numerador =	1,0462	-63,11	<=	4,73E-01 + j	-9,33E-01
Denominador =	3,8663	-128,63	<=	-2,41E+00 + j	-3,02E+00
F =	0,2706	65,52			
$\lambda_1 Z_{sa} =$	0,1160	171,51	=>	-0,1147 + j	0,0171
$\lambda_2 Z_{sa} =$	0,0825	-36,27	=>	0,0665 + j	-0,0488
$(Z_{AN} - \lambda_2 Z_{sa}) =$	4,8272	84,58	<=	0,4558 + j	4,8056
$(Z_{AN} - \lambda_2 Z_{sa}) F =$	1,3062	150,10	=>	-1,1323 + j	0,6512
Z =	6,6953	61,76	<=	3,1685 + j	5,8981
$\lambda_2 F =$	0,0089	-50,01	=>	0,0057 + j	-0,0068
$\lambda_1 + \lambda_2 F =$	0,0394	84,33	<=	0,0039 + j	0,0392
I_{AZ} =	1,2959	-157,42	=>	-1,1966 + j	-0,4976
I_{AP} =	32,8589	-61,76	=>	15,5501 + j	-28,9466
I_{AN} =	8,8917	3,76	=>	8,8725 + j	0,5831
$\lambda_1 =$	0,0461	92,25	=>	-0,0018 + j	0,0460
$\lambda_2 =$	0,0328	-115,53	=>	-0,0141 + j	-0,0296
$1 - \lambda_2 =$	1,0146	1,67	<=	1,0141 + j	0,0296
$\alpha - \lambda_2 =$	1,0189	118,48	<=	-0,4859 + j	0,8956
$\alpha^2 - \lambda_2 =$	0,9673	-120,15	<=	-0,4859 + j	-0,8364
$F(1 - \lambda_2) =$	0,2745	67,19	=>	0,1064 + j	0,2531
$F(\alpha - \lambda_2) =$	0,2757	184,00	=>	-0,2750 + j	-0,0192
$F(\alpha^2 - \lambda_2) =$	0,2618	-54,64	=>	0,1515 + j	-0,2135
$1 - \lambda_1 + F(1 - \lambda_2) =$	1,1274	10,58	<=	1,1083 + j	0,2070
$\alpha^2 - \lambda_1 + F(\alpha - \lambda_2) =$	1,2104	-129,70	<=	-0,7732 + j	-0,9313
$\alpha - \lambda_1 + F(\alpha^2 - \lambda_2) =$	0,6986	119,75	<=	-0,3467 + j	0,6065
I_a =	37,0460	-51,17	=>	23,2260 + j	-28,8610
I_b =	39,7740	-191,46	=>	-38,9813 + j	7,9012
I_c =	21,8080	58,00	=>	11,5573 + j	18,4937
I_L =	72,2580	-30,58	<=	62,2073 + j	-36,7623
$1 - \lambda_2 - b\alpha + b\lambda_2 =$	1,7321	-30,00	<=	1,5000 + j	-0,8660
$F(1 - \lambda_2 - b\alpha + b\lambda_2) =$	0,4687	35,52	=>	0,3815 + j	0,2723
$1 - \lambda_1 + b(\lambda_1 - \alpha^2) =$	1,7321	30,00	<=	1,5000 + j	0,8660
Soma =	2,1990	31,17	<=	1,8815 + j	1,1383
I_L =	72,2580	-30,58			
$\lambda_1 + \lambda_2 F =$	0,0394	84,33	<=	0,0039 + j	0,0392
$Z_{sa} (\lambda_1 + \lambda_2 F) =$	0,0992	163,59	=>	-0,0952 + j	0,0280
$\alpha^2 Z_{ap} =$	6,7256	-68,49	=>	2,4657 + j	-6,2573
$\alpha Z_{an} F =$	1,2949	269,25	=>	-0,0170 + j	-1,2948
Soma =	7,9957	-71,45	<=	2,5440 + j	-7,5802

$\lambda_1 + \lambda_2 F =$	0,0394	84,33	<=	0,0039 + j	0,0392
Zsa ($\lambda_1 + \lambda_2 F$) =	0,0992	163,59	=>	-0,0952 + j	0,0280
α Zap =	6,7256	171,51	=>	-6,6519 + j	0,9933
α^2 Zan F =	1,2949	29,25	=>	1,1298 + j	0,6327
Soma=	5,6572	163,59	<=	-5,4268 + j	1,5979
Va=V	220,0000	0,00	=>	220,0000 + j	0,0000
Vb=	262,7288	-133,20	=>	-179,8608 + j	-191,5112
Vc=	195,6725	101,84	=>	-40,1392 + j	191,5112
COS Φ =	0,8609				
Pe=	13685,6089				
$I_L / V =$	0,3284	-30,58	=>	0,2828 + j	-0,1671
$V^2 =$	4,8400E+04				
Pe=	13685,6089				
Zap' =	4,6487	36,91	<=	3,7171 + j	2,7916
Zan' =	2,2850	88,66	<=	0,0533 + j	2,2844
t=	1,0080			6,8729	
T=	6,8729			1,0080	
Pmec=	1715,0251				
Rend=	0,1253				
α I _{AP} =	32,8589	58,24	=>	17,2934 + j	27,9400
α^2 I _{AP} =	32,8589	-181,76	=>	-32,8435 + j	1,0065
α I _{AN} =	8,8917	123,76	=>	-4,9412 + j	7,3923
α^2 I _{AN} =	8,8917	-116,24	=>	-3,9313 + j	-7,9754
I_a =	37,0460	-51,17	<=	23,2260 + j	-28,8610
I_b =	39,7740	168,54	<=	-38,9813 + j	7,9012
I_c =	21,8080	58,00	<=	11,5573 + j	18,4937
Z _{sa} I _{AZ} =	3,2612	-78,16	=>	0,6690 + j	-3,1919
Z _{sa} I _{AZ} / b =	3,2612	-78,16	=>	0,6690 + j	-3,1919
Z _{sa} I _{AZ} / c =	3,4329	-78,16	=>	0,7042 + j	-3,3598
Z _{ap} I _{AP} =	220,9960	-10,25	=>	217,4703 + j	-39,3176
Z _{ap} I _{AP} α^2 / b =	220,9960	-130,25	=>	-142,7852 + j	-168,6761
Z _{ap} I _{AP} α / c =	232,6273	109,75	=>	-78,6160 + j	218,9407
Z _{an} I _{AN} =	42,5501	87,49	=>	1,8607 + j	42,5094
Z _{an} I _{AN} α / b =	42,5501	207,49	=>	-37,7446 + j	-19,6433
Z _{an} I _{AN} α^2 / c =	44,7896	-32,51	=>	37,7725 + j	-24,0696
Va =	220,0000	0,00	<=	220,0000 + j	0,0000
Vb =	262,7288	-133,20	<=	-179,8608 + j	-191,5112
Vc =	195,6725	101,84	<=	-40,1392 + j	191,5112

Como o enrolamento original do motor possuía 68 espiras por fase e no novo enrolamento a fase A mantém o mesmo número de espiras, concluiu-se que $N_A = 68$ espiras.

Como:

$$b = \frac{N_A}{N_B}, N_A = 68 \text{ e } b = 0,95, \text{ vem:}$$

$$N_B = \frac{N_A}{b} = \frac{68}{0,95} \cong 72 \text{ espiras}$$

Como

$$c = \frac{N_A}{N_C}$$

$$N_A = 68 \text{ e } c = 1$$

$$N_C = 68 \text{ espiras.}$$

Como não haverá um aumento significativo no número de espiras em uma das fases, não compromete o limite físico das ranhuras. O enrolamento original do motor é formado por 4 fios #19 ligados em paralelo por fase. Como a corrente nominal por fase era de aproximadamente 30 A, conclui-se que a corrente admissível é de 7,5 A para fio #19.

No desenvolvimento teórico, foi imposta a condição de se aumentar o número de condutores em uma das fases em função dos novos valores superiores de corrente. Na construção do protótipo foi satisfeita tal condição, uma vez que o objetivo era colocar nas ranhuras de uma das fases, 5% a mais de espiras.

Nas fases “A” e “C” permanece o mesmo número de espiras e um aumento no número de condutores em paralelo para 6 #19 em função da elevada corrente. A pequena diferença de temperatura entre as fases se torna desprezível com o aumento de condutores em paralelo e pelo equilíbrio térmico sofrido no material ferromagnético.

Finalmente conclui-se que o motor trifásico assimétrico, a ser construído, terá o enrolamento indicado na figura III.14 auxiliado por um banco de capacitores de 700 μ F. Este protótipo construído foi testado e os resultados obtidos estão no próximo capítulo.

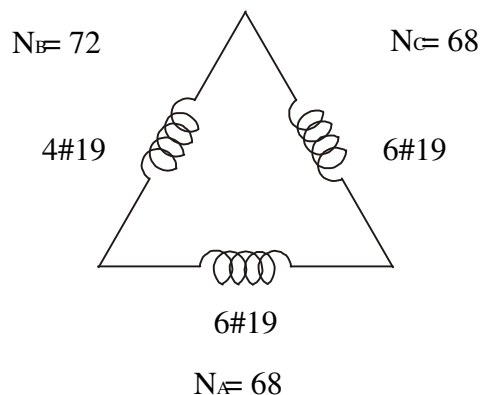


Figura III.14 – Enrolamentos no motor assimétrico.

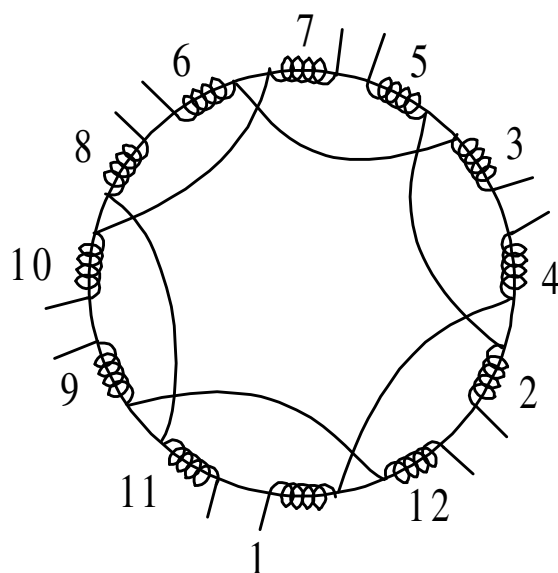


Figura III.15 – Distribuição das bobinas do motor assimétrico.

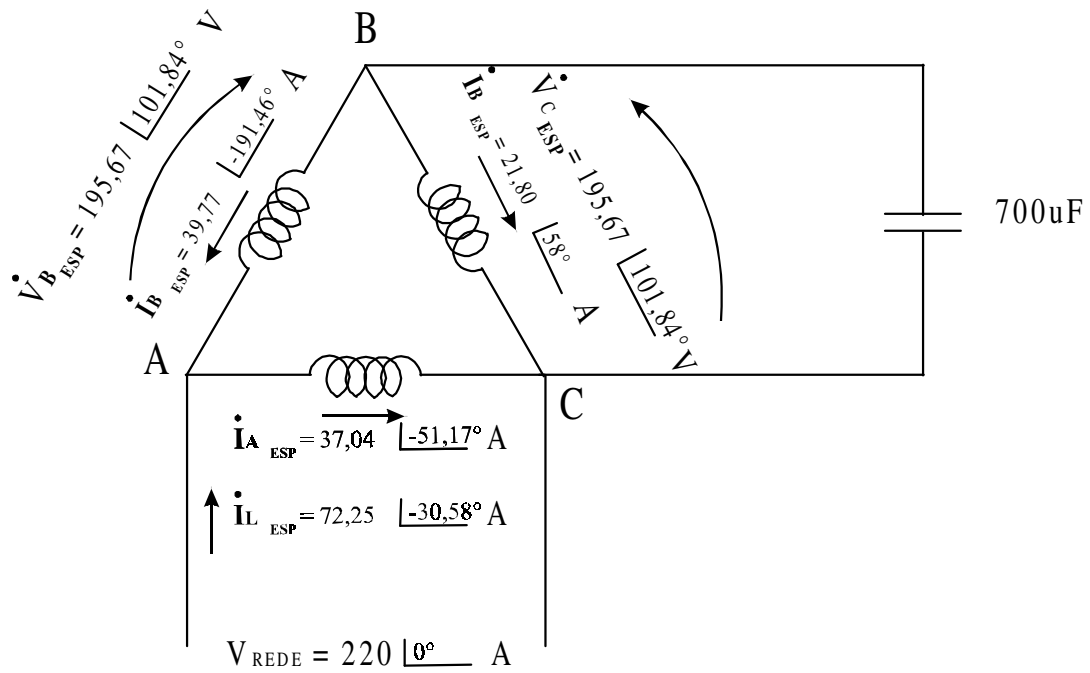


Figura III.16 – Valores esperados de tensão e correntes.

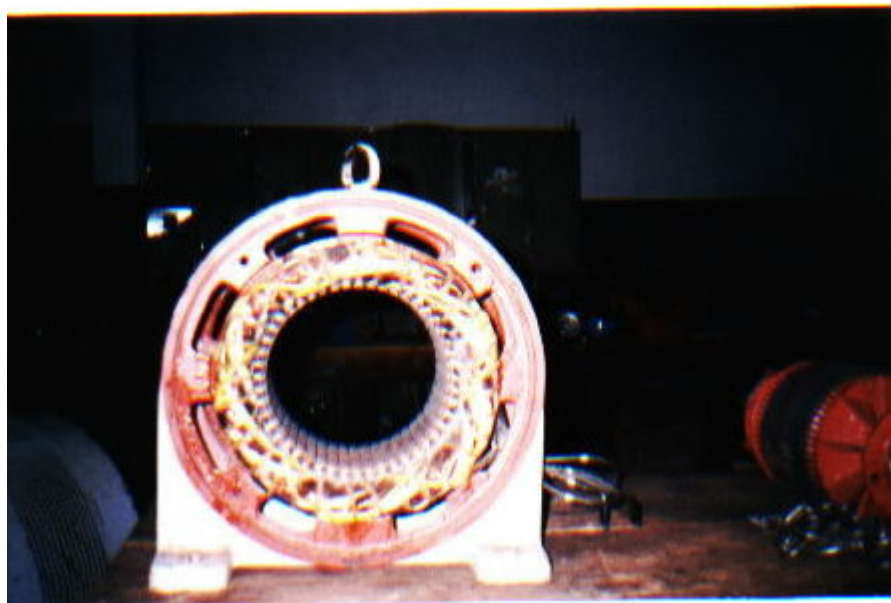


Figura III.17 – Estator do motor assimétrico.

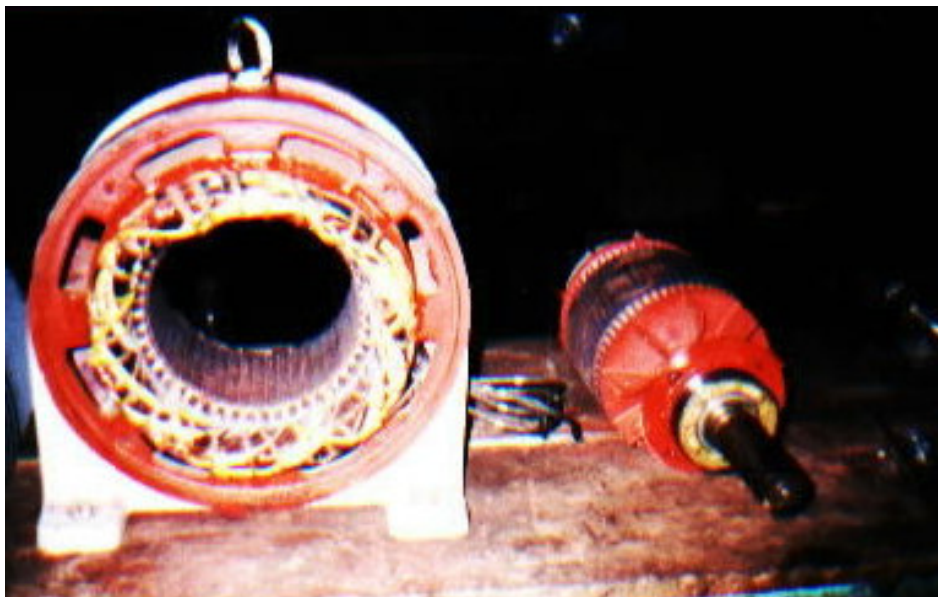


Figura III.18 – Estator e Rotor do motor assimétrico.

CAPÍTULO IV

ENSAIO EXPERIMENTAL DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO ASSIMÉTRICO

IV.1 – Ensaio do Motor Assimétrico em Vazio

O motor assimétrico funcionando em vazio é monitorado pelo SAGA 4000, com medições em intervalos de integração de 900 segundos durante um período de 13 horas.

Durante o período de monitoramento foram observadas grandezas: tensão mínima, tensão média, tensões máximas, correntes e potência, com indica o esquema de ligação da figura IV.1. Os dados coletados estão indicados na tabela IV.1 e nas figuras de IV.1 a IV.4.

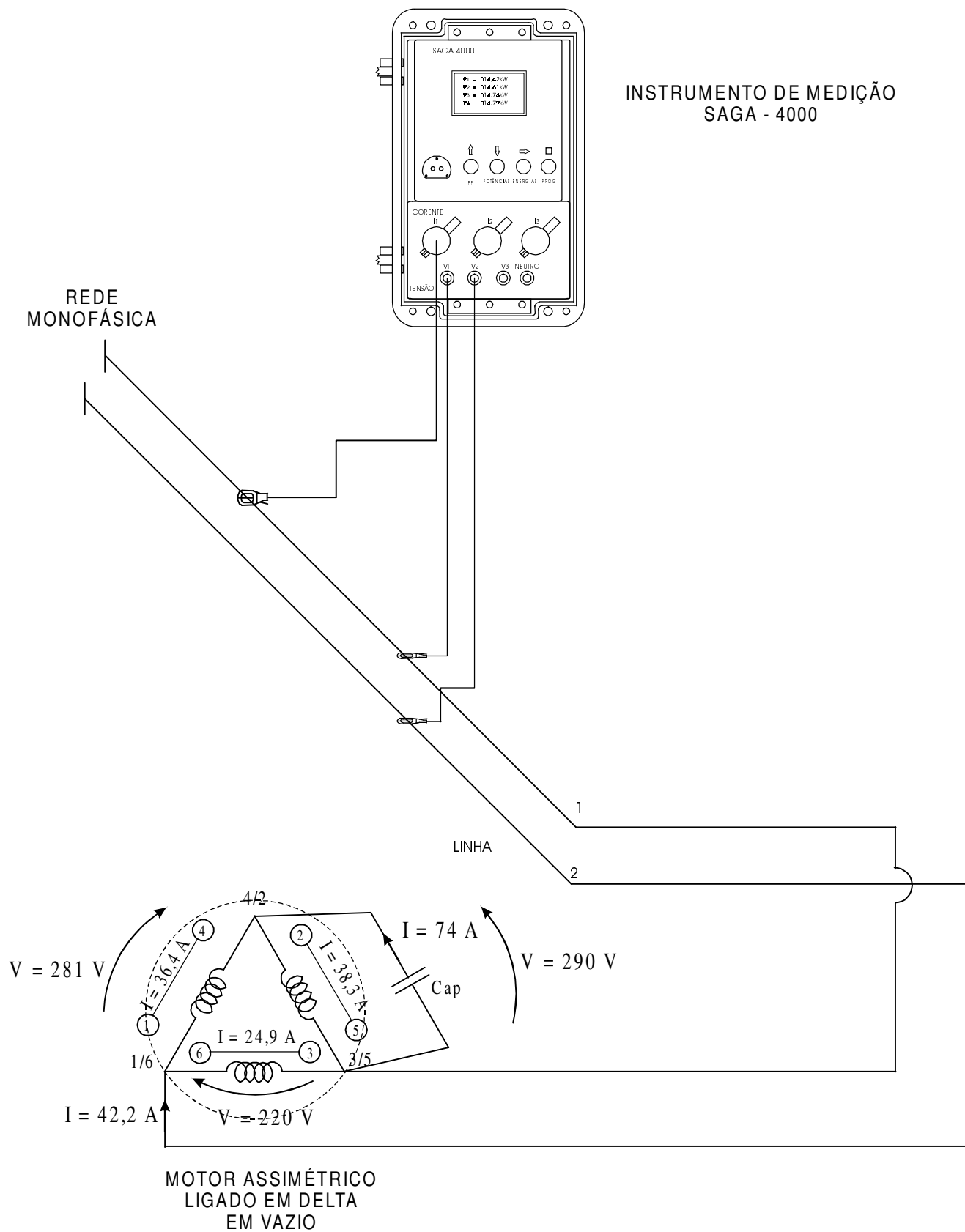


Figura IV.1 – Motor Assimétrico Ligado em Delta em Vazio.

Tabela IV.1 - Resultados do Ensaio em Vazio.

SAGA 4000 – ESB										
Parâmetros do medidor				Configuração dos Canais						
Hora da Leitura: 07:15 Data da Leitura: 6/9/2002 Relação de TP: 1 Relação de TC: 1000 Intervalo de Integração: 900 (s) Versão: 15.64				8 Canais Ativos:						
				Canal 1 – Tensão Mínima V1						
				Canal 2 – Tensão V1						
				Canal 3 – Tensão Máxima V1						
				Canal 4 – Corrente I1						
				Canal 5 – Potência Ativa P1						
				Canal 6 – Potência Ativa Pt						
				Canal 7 – Potência Reativa com Harmônica Qch1						
				Canal 8 – Potência Total Aparente St						
Resultados Obitdos										
SAGA4000 - ESB Electronic Services										
			Canal 01	Canal 02	Canal 03	Canal 04	Canal 05	Canal 06	Canal 07	Canal 08
Registro	Data	Hora	V1min	V1	V1max	I1	P1	Pt	Qch1	St
			(V)	(V)	(V)	(A)	(W)	(W)	(Var)	(Va)
1	06/09/2002	07:15	218,4	218,8	219,4	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
2	06/09/2002	07:30	218,7	218,8	218,9	42,2	5078,9	5078,9	7664,5	9194,5
3	06/09/2002	07:45	218,9	218,9	218,9	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
4	06/09/2002	08:00	218,9	219,0	219,1	42,2	5084,7	5084,7	7673,3	9205,1
5	06/09/2002	08:15	218,9	218,9	218,9	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
6	06/09/2002	08:30	218,8	218,8	218,8	42,2	5078,9	5078,9	7664,5	9194,5
7	06/09/2002	08:45	218,7	218,7	218,8	42,2	5077,4	5077,4	7662,3	9191,9
8	06/09/2002	09:00	218,7	218,8	219,1	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
9	06/09/2002	09:15	219,0	219,0	219,1	42,2	5084,7	5084,7	7673,3	9205,1
10	06/09/2002	09:30	218,8	218,9	219,1	42,2	5083,2	5083,2	7671,1	9202,4
11	06/09/2002	09:45	218,7	218,8	218,8	42,2	5078,9	5078,9	7664,5	9194,5
12	06/09/2002	10:00	218,6	218,8	218,9	42,2	5078,9	5078,9	7664,5	9194,5
13	06/09/2002	10:15	218,9	218,9	218,9	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
14	06/09/2002	10:30	218,9	218,9	218,9	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
15	06/09/2002	10:45	218,8	218,8	218,9	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
16	06/09/2002	11:00	218,8	218,8	218,9	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
17	06/09/2002	11:15	218,8	218,8	218,9	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
18	06/09/2002	11:30	218,9	219,0	219,1	42,2	5084,7	5084,7	7673,3	9205,1
19	06/09/2002	11:45	218,9	218,9	219,0	42,2	5083,2	5083,2	7671,1	9202,4
20	06/09/2002	12:00	218,6	218,8	218,9	42,2	5078,9	5078,9	7664,5	9194,5
21	06/09/2002	12:15	218,8	218,8	218,9	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
22	06/09/2002	12:30	218,7	218,9	219,1	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
23	06/09/2002	12:45	218,8	218,9	218,9	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
24	06/09/2002	13:00	218,8	219,0	219,2	42,2	5084,7	5084,7	7673,3	9205,1
25	06/09/2002	13:15	218,9	219,0	219,1	42,2	5084,7	5084,7	7673,3	9205,1
26	06/09/2002	13:30	218,9	218,9	219,1	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
27	06/09/2002	13:45	218,8	218,9	219,1	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8

SAGA4000 - ESB Electronic Services										
			Canal 01	Canal 02	Canal 03	Canal 04	Canal 05	Canal 06	Canal 07	Canal 08
Registro	Data	Hora	V1min	V1	V1max	I1	P1	Pt	Qch1	St
			(V)	(V)	(V)	(A)	(W)	(W)	(Var)	(Va)
28	06/09/2002	14:00	218,7	218,8	219,0	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
29	06/09/2002	14:15	218,6	218,8	219,0	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
30	06/09/2002	14:30	218,8	218,8	218,8	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
31	06/09/2002	14:45	218,8	218,8	218,9	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
32	06/09/2002	15:00	218,7	218,8	218,9	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
33	06/09/2002	15:15	218,6	218,8	218,9	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
34	06/09/2002	15:30	218,6	218,8	218,9	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
35	06/09/2002	15:45	218,7	218,8	218,9	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
36	06/09/2002	16:00	218,8	218,8	218,9	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
37	06/09/2002	16:15	219,0	219,0	219,0	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
38	06/09/2002	16:30	218,8	218,8	218,9	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
39	06/09/2002	16:45	218,6	218,8	219,5	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
40	06/09/2002	17:00	219,1	219,3	219,5	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
41	06/09/2002	17:15	218,8	218,9	219,1	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
42	06/09/2002	17:30	218,6	218,7	218,8	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
43	06/09/2002	17:45	218,8	218,9	219,0	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
44	06/09/2002	18:00	218,8	218,9	219,0	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
45	06/09/2002	18:15	218,6	218,6	218,7	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
46	06/09/2002	18:30	218,8	218,8	218,8	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
47	06/09/2002	18:45	218,8	218,9	219,0	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
48	06/09/2002	19:00	218,8	219,0	219,3	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
49	06/09/2002	19:15	218,8	218,9	219,3	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
50	06/09/2002	19:30	218,9	218,9	219,0	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
51	06/09/2002	19:45	218,7	218,8	219,0	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8
52	06/09/2002	20:00	218,6	218,6	218,8	42,2	5080,3	5080,3	7666,7	9197,2
53	06/09/2002	20:15	218,5	218,6	218,9	42,2	5081,8	5081,8	7668,9	9199,8

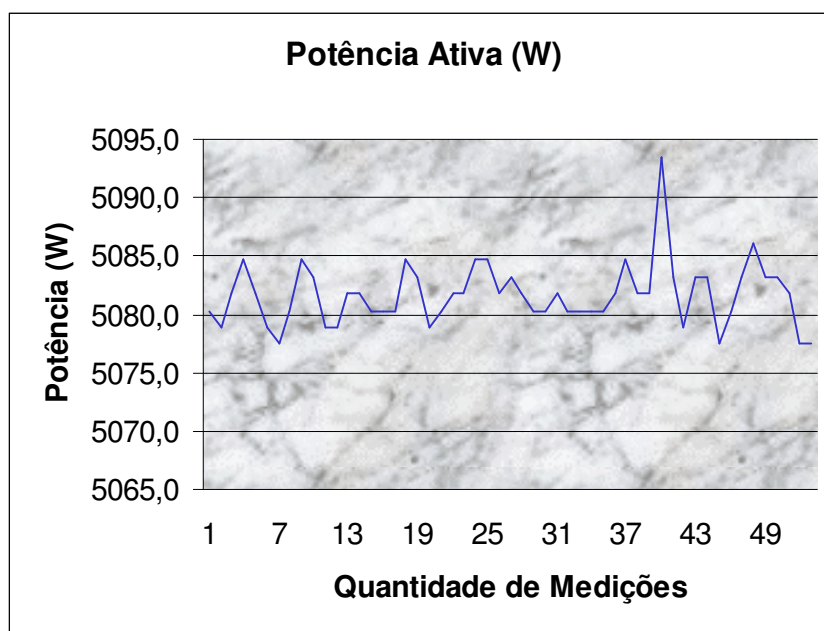


Figura IV.2 – Potência Ativa em vazio.

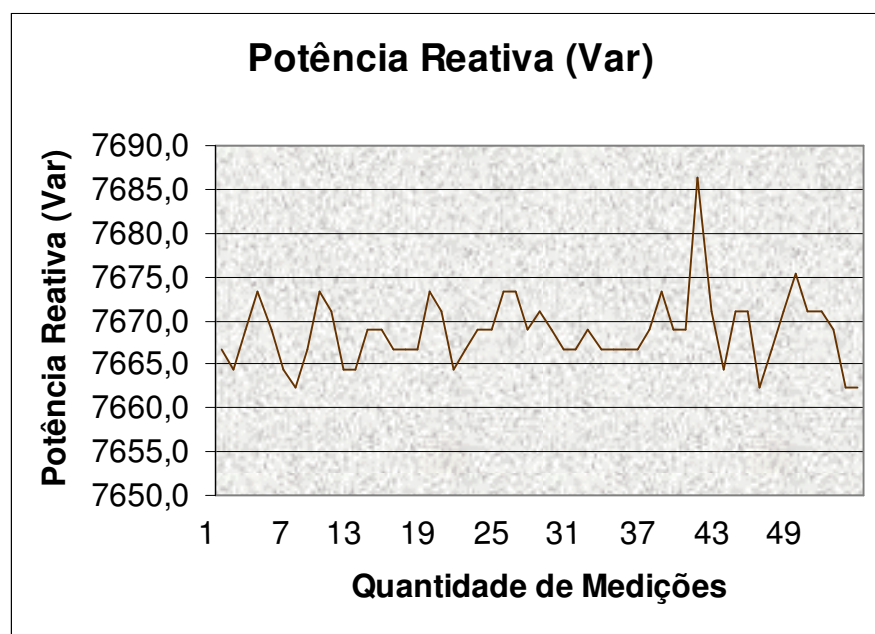


Figura IV.3 – Potência Reativa em vazio.

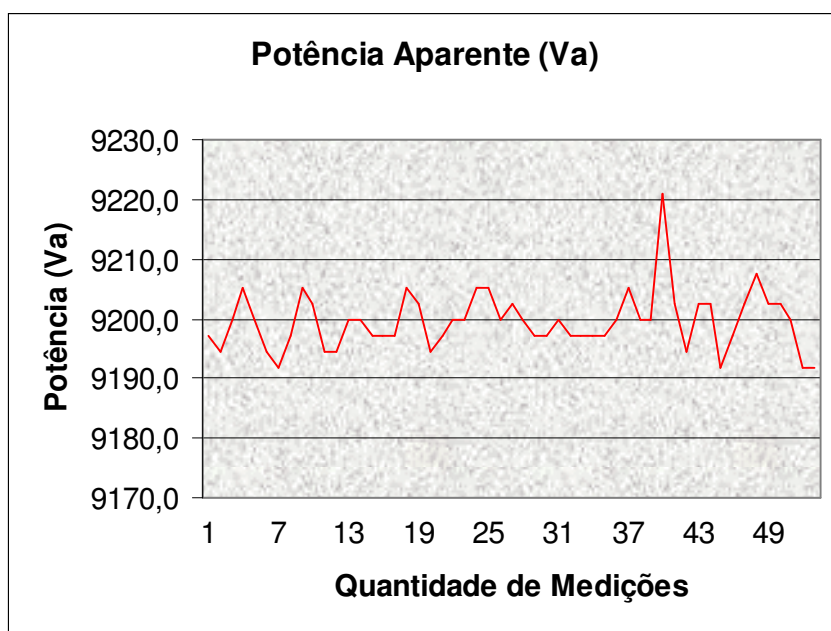


Figura IV.4 – Potência Aparente em Vazio.

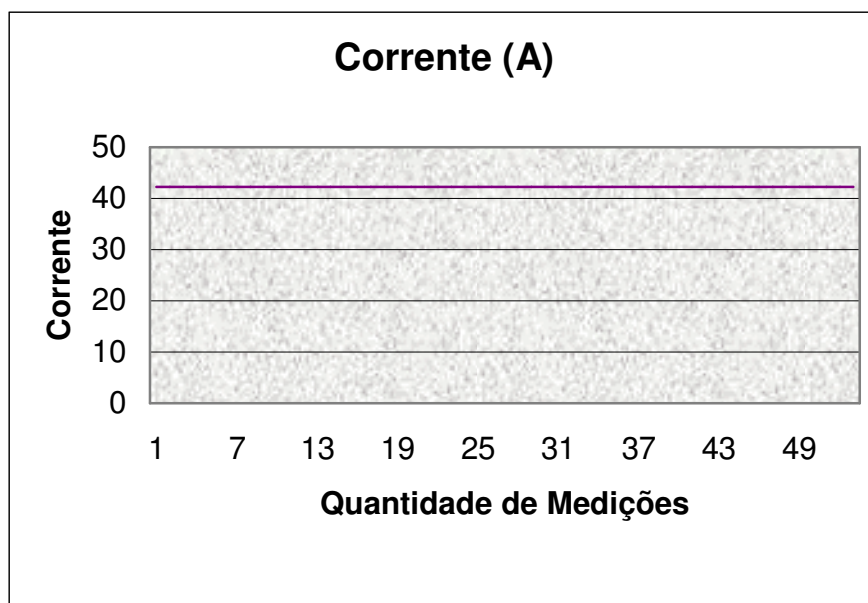


Figura IV.5 – Corrente de linha em vazio.

Através das figuras, ficou observado que tanto a rede alimentadora como a carga apresentaram estabilidade elétrica, produzindo valores próximos de uma constância durante todo o ensaio.

É necessário salientar que durante este ensaio a motor trifásico assimétrico produziu um elevado zunido e valores elevados de corrente de fase e linha, mas dentro da suportabilidade

do sistema. O fator de potência do motor foi melhorado pela presença constante do capacitor adquirindo um valor médio de 0,55.

Este ensaio demonstrou a baixa eficiência do motor assimétrico com alimentação monofásica, operando em vazio, semelhante ao motor trifásico convencional, ambos com baixo fator de potência.

IV.2 – Ensaio do Motor Assimétrico com Carga Nominal

O motor assimétrico foi acoplado a uma bomba d'água para irrigação em uma comunidade rural. Esse sistema tem como objetivo retirar água de uma represa e mandar para um conjunto de aspersores.

Na partida a bomba foi regulada para ficar com o mínimo de carga possível. Com o motor acionando a bomba, procedem-se às medidas elétricas utilizando-se novamente o SAGA 4000. O analisador de grandezas elétrico monitora a rede e o motor em intervalos de integração de 900 segundos, durante um período de 144 horas.

Segue o esquema de ligação para o ensaio com carga, Figura IV.6 e os dados coletados pelo SAGA 4000, tanto tabela IV.2 como nas Figuras IV.7 a IV.10.

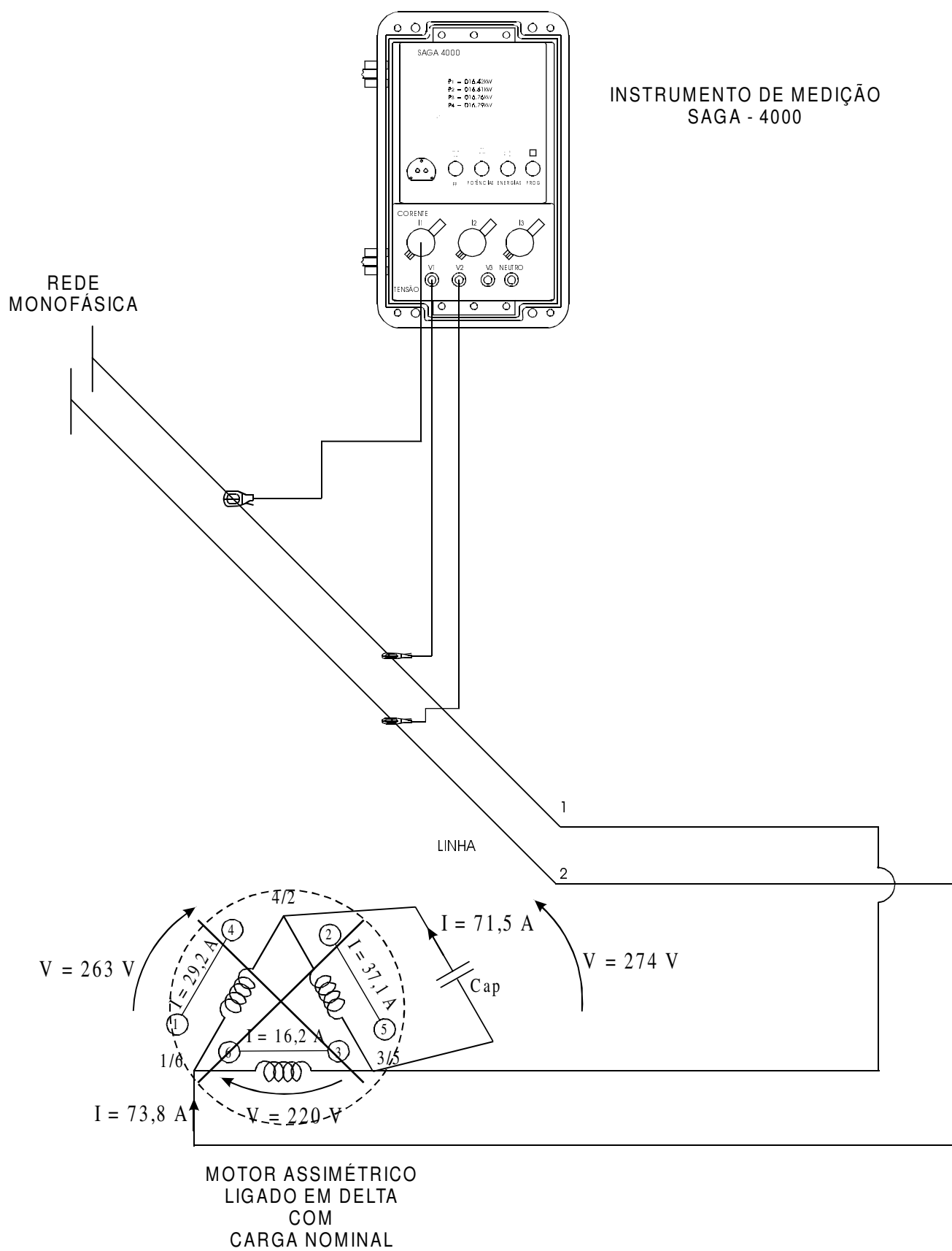


Figura IV.6 – Motor Assimétrico Ligado em Delta com Carga.