

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
COORDENAÇÃO DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO
ENGENHARIA ELÉTRICA

UM ESTUDO DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO
DE POLOS DIVIDIDOS

RENATO CARLSON

FLORIANÓPOLIS
SANTA CATARINA - BRASIL

MARÇO - 1973

043 (621.818)
C 197

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
COORDENAÇÃO DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO
ENGENHARIA ELÉTRICA

UM ESTUDO DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO
DE POLOS DIVIDIDOS

RENATO CARLSON

TESE SUBMETIDA A APRECIÇÃO COMO REQUISITO PARCIAL PARA
A OBTENÇÃO DO GRAU DE:
MESTRE EM CIÊNCIAS DE ENGENHARIA ELÉTRICA

FLORIANÓPOLIS
SANTA CATARINA - BRASIL

MARÇO - 1973

ESTA TESE FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO
DO TÍTULO DE

"MESTRE EM CIÊNCIAS"

E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO ORIENTADOR E PELO
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.

Sérgio Roberto Arruda

Prof. Sérgio Roberto Arruda
Orientador

Polidoro Ernani de São Tiago Fº

Prof. Polidoro Ernani de São Tiago Fº
Integrador do Curso de Pós-Graduação

BANCA EXAMINADORA:

Sérgio Roberto Arruda

Osvaldo Henrique

Sérgio Roberto Arruda

À meus pais.

À Maria Helena e Victor.

A g r a d e c i m e n t o s

O autor deseja expressar sua gratidão a todos que, de uma maneira ou de outra, colaboraram na realização deste trabalho.

Especialmente:

Ao Professor SÉRGIO ROBERTO ARRUDA, pela valiosa orientação.

Às INDÚSTRIAS SCHNEIDER S.A. pela construção do protótipo.

Aos funcionários do LABORATÓRIO DE MÁQUINAS OPERATRIZES do CENTRO TECNOLÓGICO pela valiosa cooperação.

Ao laboratorista WALTER SOUZA pela dedicação e excelente trabalho.

À ROSÂNGELA BARRETO LAUS pela dedicação e excelentes trabalhos datilográficos.

À COPERTIDE por haver possibilitado o presente trabalho.

A b s t r a c t

Analysis of shaded-pole induction motor is developed. The basis of this analysis is the equivalent circuit presented, viewing the motor as a series of motors with a common axis, one for each harmonic order.

All the parameters used are obtained from design data.

The equivalent circuit is solved by means of a program for a IBM - 1130 digital computer, giving as result the torque-speed curve. This curve is compared with the test - curve, showing that the results obtained are accurate enough.

Another program calculates the stator slot constant, taking into account the leakage fluxes between the bottom and top portion of the slot.

The main program takes into account the effects of saturation by increasing the air-gap, for each speed.

Índice

Capítulo 1 : Introdução	1
Capítulo 2 : Circuito Equivalente	3
2.1 - Introdução	3
2.2 - Circuito Equivalente do Rotor	5
2.3 - Circuito Equivalente do Estator	5
2.4 - As Equações do Circuito Equivalente	10
Capítulo 3 : Os Parâmetros do Circuito Equivalente	14
3.1 - Resistências	14
3.1.1 - Resistência do Enrolamento Principal	14
3.1.2 - Resistência do Enrolamento Auxiliar	14
3.1.3 - Resistência do Rotor	14
3.2 - Reatância Mútua	15
3.3 - Reatâncias de Dispersão do Estator	15
3.4 - Reatâncias de Dispersão do Rotor	16
Capítulo 4 : Constante de Ranhura do Estator	18
4.1 - Equações para o Cálculo da Constante de Ranhura	18
4.2 - Aplicação do Método	22
4.3 - Dimensões da Ranhura	24
4.4 - Constantes de Ranhura Calculada	24
4.5 - Fluxograma	26
4.6 - Listagens	28
Capítulo 5 : O Motor Utilizado	32
5.1 - Introdução	32
5.2 - Dimensões da Máquina	32
Capítulo 6 : Programa Principal	35
6.1 - Descrição	35
6.2 - Sub-rotinas	36

6.3 - Fluxograma	37
6.4 - Listagens	41
6.5 - Comparação entre os Resultados do Programa e dos Testes.	56
Capítulo 7 : Efeito da Variação de Parâmetros sobre o desempenho do Motor	61
Capítulo 8 : Conclusões	66
Apêndice : Teoria do Campo Girante de Máqui- nas de Indução Bifásicas Assimé- tricas.	

CAPÍTULO 1

Introdução

No Brasil, o motor de indução de polos divididos tem sido usado exclusivamente em pequenos ventiladores, toca-discos e outras aplicações que requerem potências no eixo muito baixas, da ordem de centésimos de cv, e baixos torques de partida.

Esta restrição ao seu uso pode ser atribuída a dois fatores: (a) seu rendimento e seu fator de potência são baixos e (b) sua análise é muito complicada.

Além disto, autores de livros^{1,3,12,13,14} em máquinas elétricas apenas o mencionam, sem entrar em maiores detalhes, desta forma pouco contribuindo para a sua compreensão.

No entanto, nas últimas décadas, tem-se verificado, em outros países, um crescente interesse por este tipo de motor. Ele já é fabricado, nestes países, com potências da ordem de $1/3$ de cv^{5,6,7}.

O motor de indução de polos divididos é de análise complicada por apresentar várias formas de assimetria nos enrolamentos do estator, quais sejam: (a) uma disposição assimétrica, no espaço, de seus eixos magnéticos, (b) uma diferença em seus números efetivos de espiras, (c) uma diferença na bitola dos condutores, (d) uma diferença nas dimensões das ranhuras nas quais eles estão alojados e (e) uma diferença no passo de seus grupos de bobinas por polo. Além disto, ele apresenta enrolamentos concentrados no estator.

Estas várias formas de assimetria e a presença de enrolamentos concentrados no estator podem produzir abundantes harmônicas espaciais no campo magnético do entreferro. Esta quantidade de harmônicas espaciais torna crítico o projeto deste tipo de motor, podendo mesmo impedir que ele atinja a velocidade nominal esperada.

Tendo em vista o que foi exposto acima, desenvolvemos um programa para computador digital, o qual resolve o circuito equivalente proposto nos capítulos subsequentes.

O programa prediz a curva torque velocidade do motor desde a partida até a velocidade síncrona, além das curvas de rendimento, fator de potência e corrente.

Conhecendo-se, desta forma, o seu desempenho pode-se compará-lo a outros tipos de motor de indução monofásicos e decidir, para uma determinada aplicação, qual utilizar.

Nesta decisão levando-se em conta, além do desempenho, o custo relativo, uma vez que o motor de polos divididos é mais simples em construção se comparado ao motor monofásico de partida a capacitor, por exemplo.

CAPÍTULO 2

Circuito Equivalente

2.1. Introdução

Pode-se visualizar as fms de enésima harmônica no espaço como existindo separadamente em uma conexão em série de um motor fundamental e motores harmônicos, como é mostrado na figura 1. O motor de enésima harmônica tem n vezes o número de polos do motor fundamental. Os rotores de todos os motores harmônicos são iguais ao do motor fundamental e estão montados sobre o mesmo eixo.

Além disto, os circuitos magnéticos dos estatores são idênticos. Entretanto, cada motor harmônico tem números efetivos de condutores C_n e C'_n para o enrolamento principal e auxiliar, respectivamente, iguais aos números de condutores efetivos que produzem a fmm de enésima harmônica dos enrolamentos reais.

C_n e C'_n são obtidos resolvendo os enrolamentos concentrados do estator por série de Fourier, em uma série de enrolamentos senoidalmente distribuídos. Os números de condutores efetivos são:

$$C_n = C \text{ sen } (n \theta_m / 2) \quad (1)$$

$$C'_n = (-1)^{(n-1)/2} C \text{ sen } (n \theta_s / 2) \quad (2)$$

$$n = 1, 3, 5, \dots$$

O fluxo do estator do motor de enésima harmônica induz no rotor em gaiola uma distribuição de corrente do mesmo número de polos do estator correspondente. Assim, é possível aplicar o princípio da superposição, implícito na figura 1, uma vez que a interação média entre o fluxo de enésima harmônica e as correntes induzidas no rotor por outras harmônicas é nula - quando considerada a média sobre um ciclo completo de fluxo fundamental. Isto é, pode-se analisar os motores individualmente.

O sentido de rotação de um certo fluxo harmônico depende do sinal dos dois números efetivos de condutores

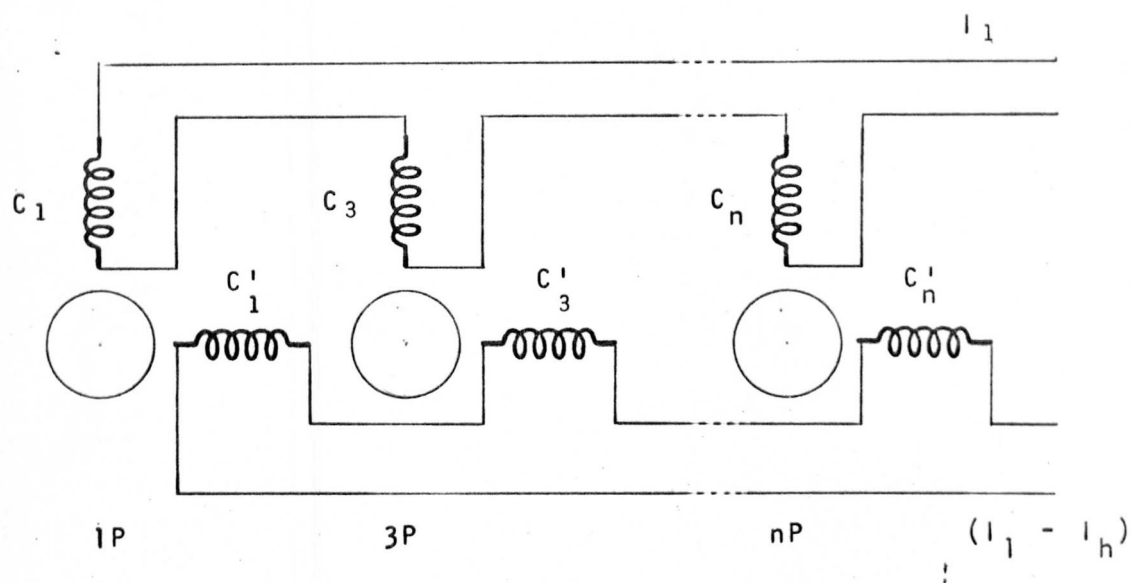
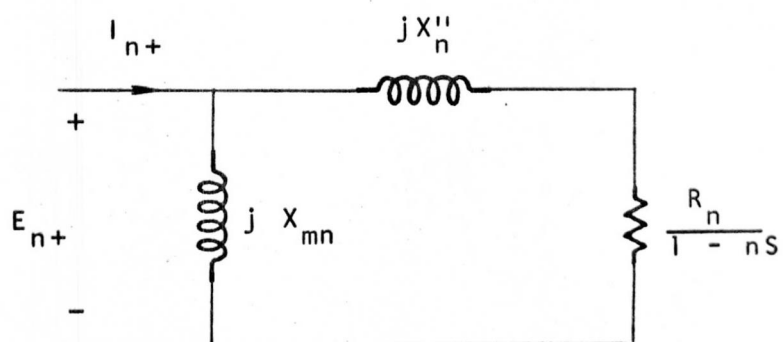
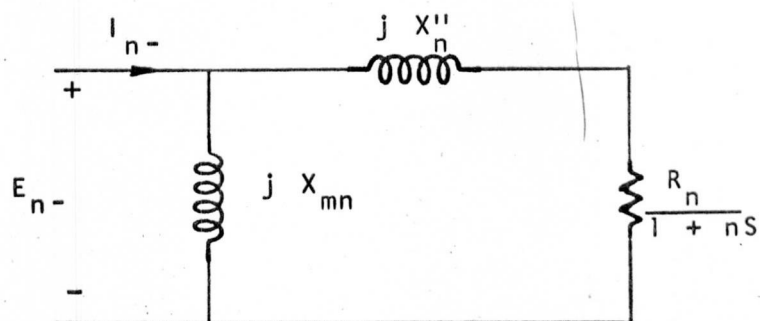


FIGURA 1 - Motor Equivalente



(a)



(b)

FIGURA 2 - Circuito Equivalente do Rotor de Enésima Harmônica.

C_n e C'_n . Se os sinais são idênticos, a maior componente girante' do fluxo, harmônico tem o mesmo sentido de rotação do fluxo principal.

2.2. Circuito Equivalente do Rotor

Uma vez que as diferenças entre o motor de polos divididos e os outros tipos de motores de indução monofásicos se limitam ao estator, utilizar-se-á aqui o circuito equivalente para o rotor obtido por outros autores ^{1,2,13,14} através da teoria dos campos girantes.

Este circuito equivalente é apresentado na figura 2(a) e (b), para a n -ésima harmônica.

2.3. Circuito Equivalente do Estator

A partir de uma divisão do polo em duas partes, seleciona-se como eixos de referência o eixo que passa pelo centro do arco da parte sem anel e o eixo que passa pelo centro do arco da parte com anel. Estes dois arcos se somam para dar o passo polar de 180 graus elétricos, aproximadamente, ficando os dois eixos de referência defasados de 90 graus elétricos. (Figura 3).

Os enrolamentos do estator são divididos imaginariamente em tres conjuntos de enrolamentos, dois dos quais representam uma divisão do enrolamento principal. Ou seja, uma bobina auxiliar, uma bobina de N espiras na mesma posição do enrolamento auxiliar e uma bobina de N espiras na parte sem anel, conforme as figuras 4(a) e (b). Estas duas bobinas de N espiras estão ligadas em série e são equivalentes ao enrolamento principal uma vez que os lados internos das duas ocupam a mesma posição e conduzem correntes iguais e opostas.

As duas bobinas, tem o seu efeito sobre o rotor representado por uma bobina de N espiras, na mesma posição conduzindo uma corrente $I_s = I_l - I_h$, figura 4 (c).

Os enrolamentos do circuito equivalente do estator consistem da resistência do enrolamento principal, da re

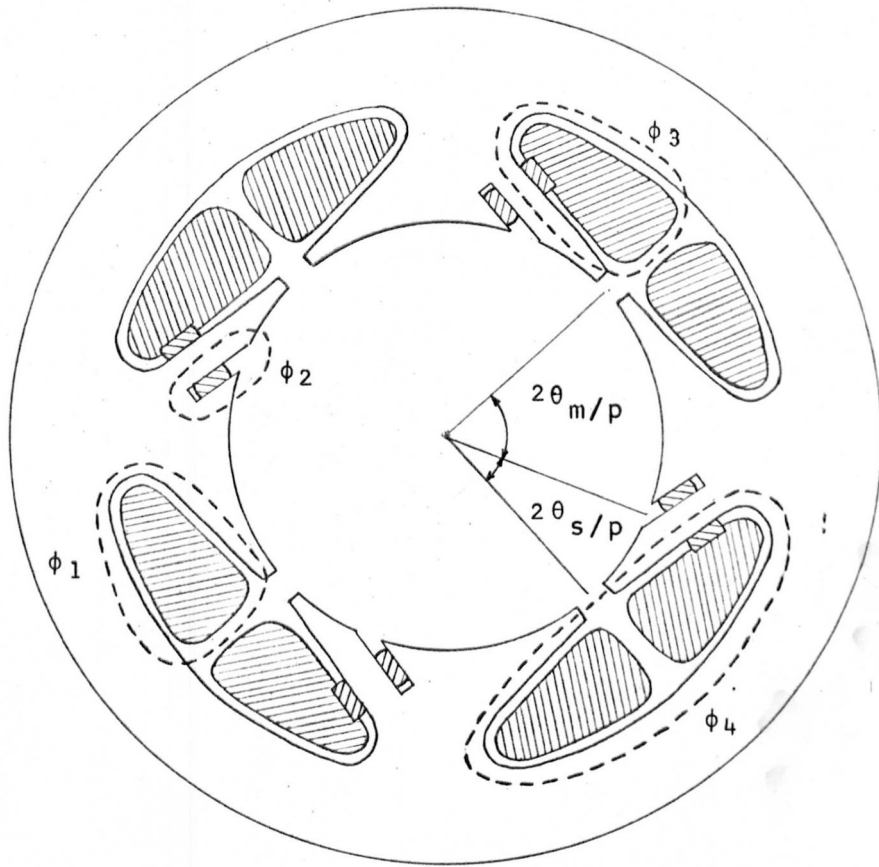


FIGURA 3' - Os Quatro Grupos de Reatâncias de Dispersão

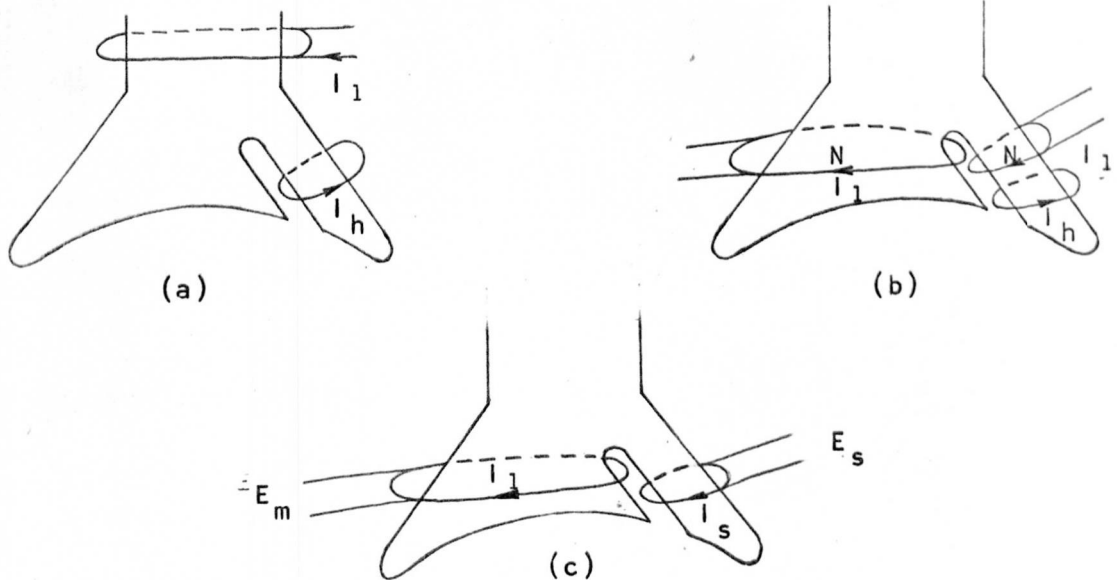


FIGURA 4 - Representação dos Enrolamentos do Estator.

sistência do enrolamento auxiliar e de quatro grupos de reatâncias de dispersão.

A reatância de dispersão devida ao fluxo que concatena somente uma bobina principal (X_1'), inclui a reatância de dispersão da ranhura, a reatância de dispersão dos terminais desta bobina, a reatância devida a inclinação das ranhuras e a reatância total das harmônicas de ordem superior. Esta reatância é representada, no circuito equivalente, em série com a resistência da bobina da fase principal.

Os elementos da bobina auxiliar são representados em paralelo com a fase auxiliar. Estes são a resistência da bobina em curto-circuito e a reatância de dispersão devida ao fluxo que concatena somente esta bobina. Esta reatância que denominaremos de X_2' , inclui a reatância de dispersão da ranhura desta bobina e a reatância dos terminais da mesma.

A reatância de dispersão devida ao fluxo que concatena tanto uma bobina principal quanto uma bobina auxiliar (X_3') é representada em série com o lado da fase auxiliar que conduz a corrente I_s . Ela inclui a reatância devida à inclinação das ranhuras e a reatância devida as harmônicas de ordem superior deste lado do polo.

A reatância de dispersão devida ao fluxo que concatena uma bobina auxiliar e duas bobinas principais (X_4'), inclui o fluxo que passa pela ponte magnética e o fluxo entre extremidades adjacentes de dois polos.

Este grupo de reatâncias de dispersão é representado em série com o lado da fase auxiliar que conduz a corrente I_1 , perfeitamente acoplada com uma reatância igual em série com X_3' .

Os quatro grupos de reatâncias de dispersão estão ilustrados na figura 3.

Adicionando os elementos do estator ao circuito equivalente da figura 2, obtém-se o circuito equivalente da figura 5.

A presença do operador j na corrente e força eletromotriz da fase principal do circuito equivalente é justi

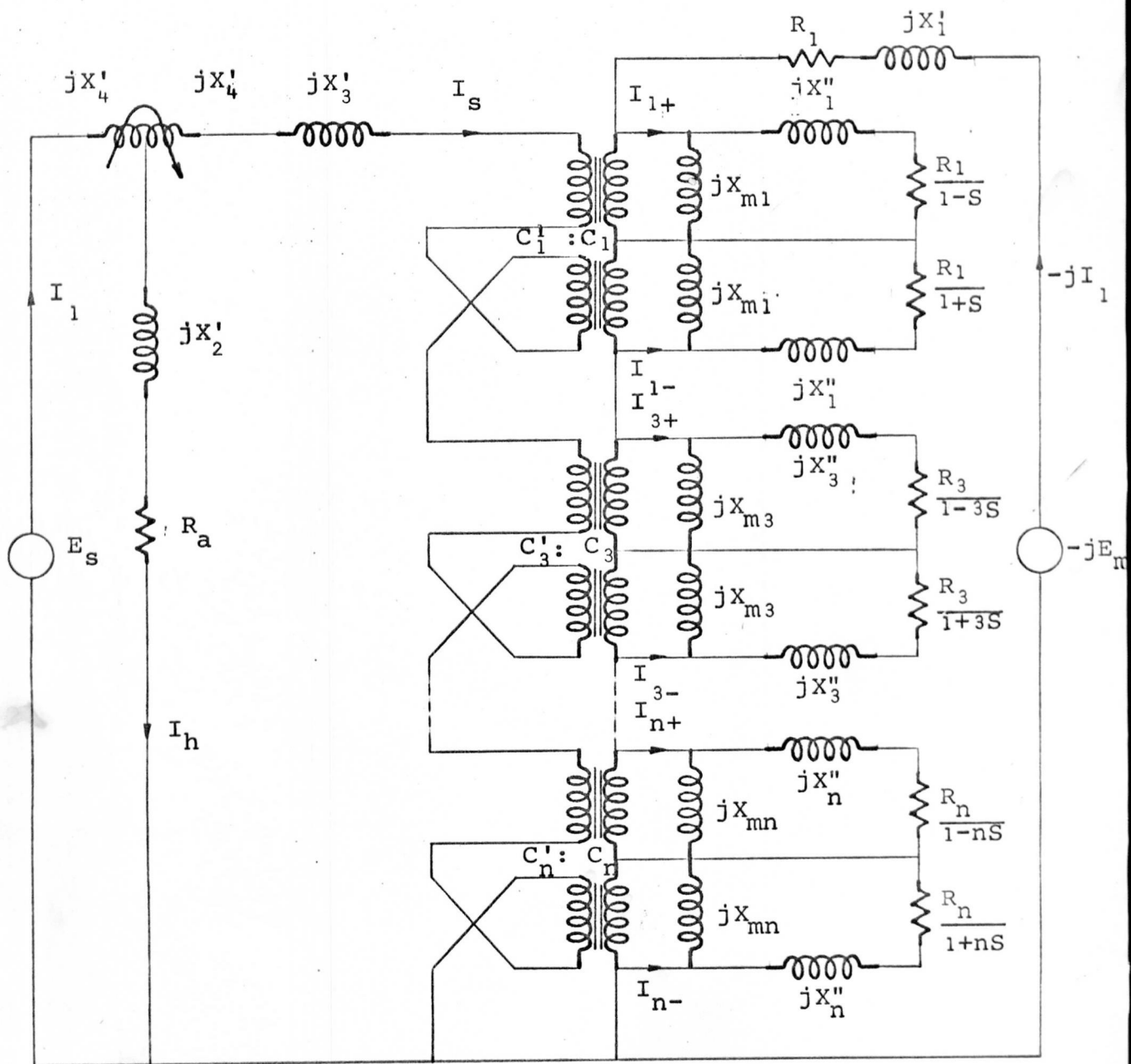
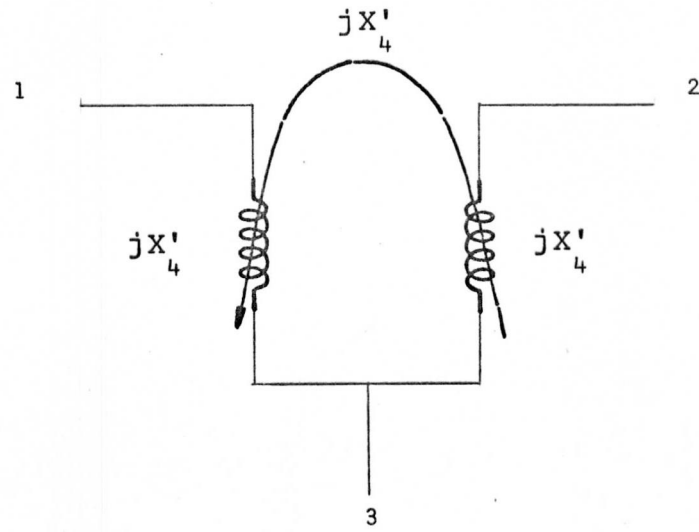
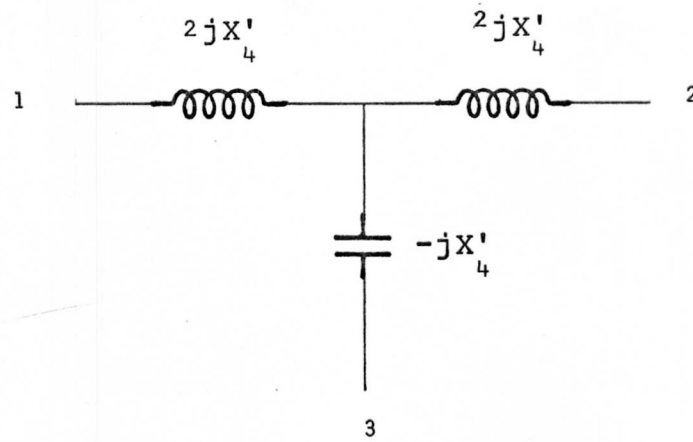


FIGURA 5 - Circuito Equivalente do Motor.



(a)



(b)

FIGURA 6 - Circuitos Equivalentes para a Ponte Magnética.

ficada no apêndice.

Pode-se eliminar a reatância mútua X_4' do circuito da figura 5, substituindo o circuito da figura 6(a) pelo circuito T da figura 6 (b). Com isto, fica-se com o circuito equivalente final da figura 7.

A tensão de linha é igual a soma vetorial das forças eletromotrizes induzidas nas fases principal e auxiliar:

$$\bar{V} = \bar{E}_s + \bar{E}_m \quad (3)$$

2.4. As Equações do Circuito Equivalente

Resolvendo o circuito equivalente da figura 7 obtêm-se as equações de malha:

$$\bar{E}_s - 2j X_4' \bar{I}_1 = (\bar{I}_1 - \bar{I}_s) Z_a \quad (4)$$

$$\bar{E}_s - 2j X_4' \bar{I}_1 = [Z_s + j(X_3' + 2X_4')] \bar{I}_s + Z_t \bar{I}_1 \quad (5)$$

$$\bar{E}_m = \bar{I}_1 (Z_m + R + jX_1') - Z_t \bar{I}_s \quad (6)$$

onde:

$$Z_a = R_a + j (X_2' - X_4') \quad (7)$$

$$Z_{n+} = \frac{j X_{mn} \left(\frac{R_n}{1 - nS} + j X_n'' \right)}{\frac{R_n}{1 - nS} + j (X_n'' + X_{mn})} \quad (8)$$

$$Z_{n-} = \frac{j X_{mn} \left(\frac{R_n}{1 + nS} + j X_n'' \right)}{\frac{R_n}{1 + nS} + j (X_n'' + X_{mn})} \quad (9)$$

$$Z_s = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{2} \left(\frac{C_n'}{C_n} \right)^2 (Z_{n+} + Z_{n-}) \quad (10)$$

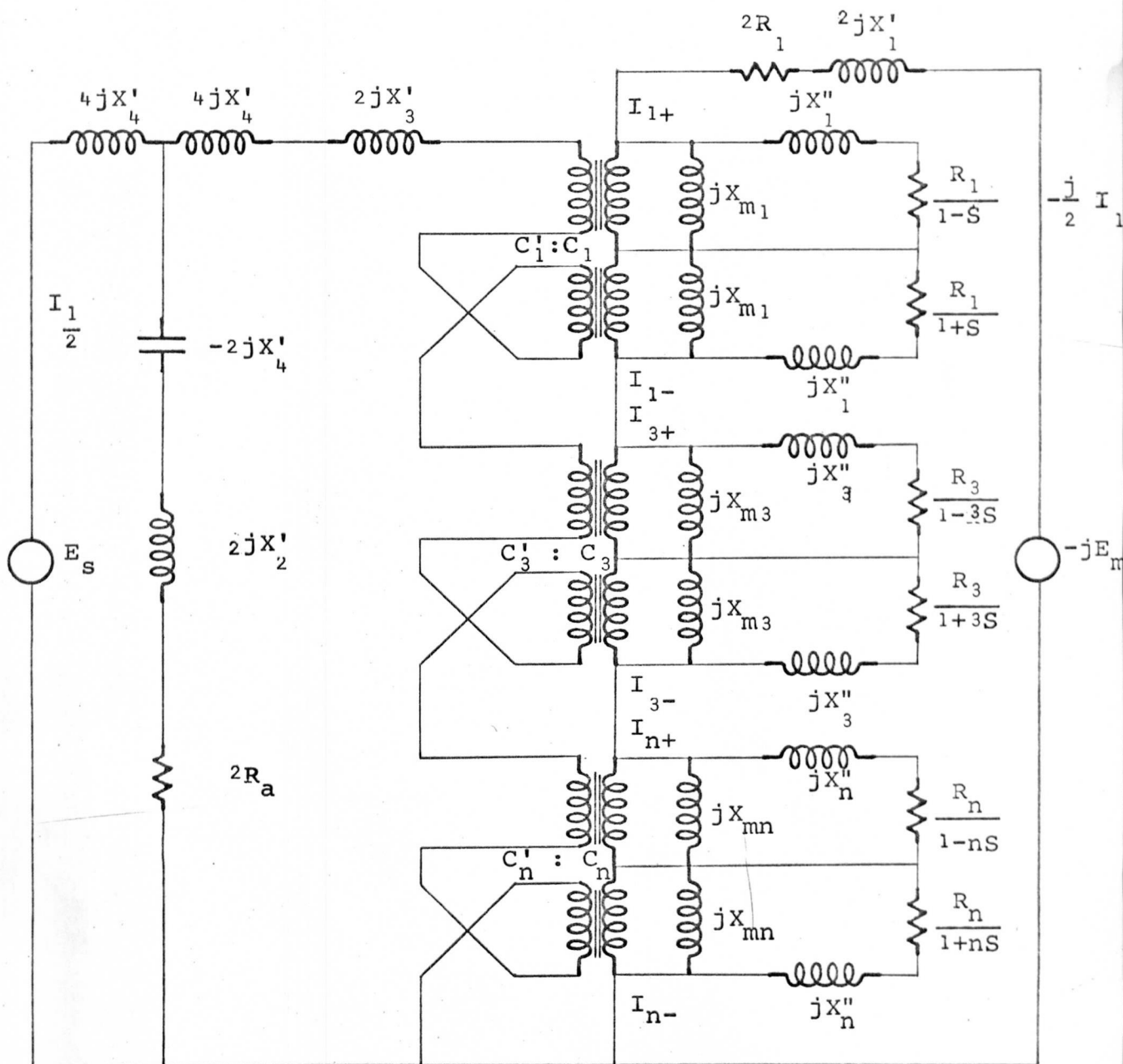


FIGURA 7 - Circuito Equivalente do Motor - Forma Final

$$z_m = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{2} (z_{n+} + z_{n-}) \quad (11)$$

$$z_t = \sum_{n=1,3,5,\dots} - \frac{j}{2} \left(\frac{C'_n}{C_n} \right) (z_{n+} - z_{n-}) \quad (12)$$

Das equações (4) e (5), obtêm-se:

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{I}_1} = \frac{z_a - z_t}{z_s + z_a + j(X'_3 + 2X'_4)} \quad (13)$$

E, das equações (3), (5) e (6), obtêm-se:

$$\begin{aligned} \bar{V} = \bar{I}_1 & \left[z_m + z_t + R + j(X'_1 + 2X'_4) \right] + \\ & + \bar{I}_s \left[z_s - z_t + j(X'_3 + 2X'_4) \right] \end{aligned} \quad (14)$$

Das relações obtidas nas equações (13) e (14) pode-se calcular \bar{I}_1 e \bar{I}_s .

Do circuito equivalente da figura 7 obtêm-se as equações que relacionam estas correntes com as correntes de sequência positiva e negativa de enésima harmônica do rotor (Apêndice .), ou seja:

$$\bar{I}_{n+} = \frac{1}{2} \left[(\bar{I}_1 - \bar{I}_h) \frac{C'_n}{C_n} - j \bar{I}_1 \right] \quad (15)$$

$$\bar{I}_{n-} = \frac{1}{2} \left[(\bar{I}_1 - \bar{I}_h) \frac{C'_n}{C_n} + j \bar{I}_1 \right] \quad (16)$$

O torque do motor pode agora ser calculado pela seguinte expressão:

$$T = \sum_{n=1,3,5,\dots} n \left\{ \left| \bar{I}_{n+} \right|^2 \cdot R_{n+} - \left| \bar{I}_{n-} \right|^2 \cdot R_{n-} \right\} \quad (17)$$

onde R_{n+} e R_{n-} são, respectivamente, as componentes resistivas de Z_{n+} e Z_{n-} .

CAPÍTULO 3

Os Parâmetros do Circuito Equivalente

3.1. Resistências

3.1.1. Resistência do Enrolamento Principal

Esta resistência é medida diretamente ou calculada a partir de uma tabela de condutores, pela seguinte expressão.

$$R_1 = \text{CMC} \cdot \left(\frac{C}{q}\right) \cdot \left(\frac{\text{ohms/km}}{10^5}\right) \quad (18)$$

para condutores de cobre a 25 °C.

Nesta expressão, q é o número de caminhos em paralelos em CMC é o comprimento do condutor médio que deve ser obtido pela expressão proposta por Veinott¹.

3.1.2. Resistência do Enrolamento Auxiliar

$$R_a = 1,760 \frac{l_a}{S_a} \frac{C^2}{4p} \cdot 10^{-6} \quad (19)$$

para condutor de cobre a 25 °C.

3.1.3. Resistência do Rotor

$$R_n = \left(\frac{\sqrt{W^2 + S_k^2}}{S_c \cdot S_s \cdot \cos(2\theta_{sk/p})} + \frac{0,637 \cdot D_r \cdot \text{KRING}}{S_r \cdot p^2 \cdot n^2} \right) \cdot 7,036 \cdot C_n^2 \cdot 10^{-6} \cdot n = 1,3,5, \dots \quad (20)$$

para barras e anel de alumínio a 25 °C.

Onde:

$$\text{KRING} = \left(\frac{P}{2}\right) \left(1 - \frac{\text{DIA}}{D_r}\right) \frac{1 + (\text{DIA}/D_r)^P}{1 - (\text{DIA}/D_r)^P}$$

A constante KRING leva em conta a distribuição não uniforme das correntes que entram nos anéis do rotor¹.

3.2. Reatância Mútua

$$X_m(n) = 2\pi f C_n^2 10^{-8} \left(\frac{0.647 W \lambda_p}{l_g p n^2} \right) \frac{\text{sen } n\theta_{sk/2}}{n \theta_{sk/2}} \cdot$$

(21)

. 0,255

n = 1,3,5, ...

Somente para o circuito equivalente fundamental, o comprimento do entreferro deve ser multiplicado pelo fator de saturação¹⁵.

3.3. Reatâncias de Dispersão do Estator

Segundo Chang⁵, os quatro grupos de reatâncias de dispersão do estator podem ser calculados pelas seguintes expressões

$$X'_1 = 2\pi f C^2 10^{-8} \left(\frac{3,19 W}{2p} K_{s1} + \frac{\text{Span}_1}{2p} + \frac{3,19 W \lambda_p}{4 l_g p} \frac{\theta_m}{\pi} \right) \cdot 0,3937 - \sum_{n=1,3,5,\dots} X_{mn} \quad (22)$$

$$X'_2 = 2\pi f C^2 10^{-8} \left(\frac{3,19 W}{4p} K_{s2} + \frac{\text{Span}_2}{2p} \right) \cdot 0,3937 \quad (23)$$

$$X_3' = 2\pi f C^2 10^{-8} \left(\frac{3,19 W \lambda_p}{4p l_g} \frac{\theta_s}{\pi} \right) \cdot 0,3937 -$$

$$- \sum_{n=1,3,5,\dots} X_{mn} \left(\frac{C_n'}{C_n} \right)^2 \quad (24)$$

$$X_4' = 2\pi f C^2 10^{-8} \left(\frac{3,19 W}{4p} \frac{d_1}{e_1} \right) \cdot 0,3937 +$$

$$+ \frac{f \cdot C^2}{45 \cdot 10^{-6} \cdot 2p} \frac{\Delta \phi_b}{\Delta f_{mm}} \quad (25)$$

sendo:

$$f_{mm} = \frac{C}{2p} (2 I_1 - I_h) \quad (26)$$

Na expressão de X_4' , modificamos o cálculo da relutância da ponte magnética apresentado por Chang⁵, tendo em vista que consideramos a saturação do circuito magnético. Assim, calculamos a relutância incremental pelo quociente $\Delta f_{mm}/\Delta \phi_b$, através da subrotina COREH, apresentada mais adiante.

3.4. Reatâncias de Dispersão do Rotor

As reatâncias de dispersão do rotor consistem da soma das reatâncias das ranhuras, dos anéis de curto-circuito, de inclinação das ranhuras e zig-zag.

Ou seja:

$$X_n'' = X_n'' \text{ slot} + X_n'' \text{ end} + X_n'' \text{ skew} + X_n'' \text{ zig zag} \quad (27)$$

onde:

$$X_n'' \text{ slot} = 2\pi f C_n^2 \cdot 10^{-8} \frac{2,51W}{S_s} K_s \quad (28)$$

$$X_n'' \text{ end} = 2\pi f C_n^2 \cdot 10^{-8} \frac{\lambda_p}{2pn^2} \cdot 0,3937 \quad (29)$$

$$X_n'' \text{ skew} = 2\pi f C_n^2 \cdot 10^{-8} \left(\frac{0,255 W \lambda_p}{l_g p n^2} \right) \cdot \left(1 - \frac{\text{sen } n\theta_{sk/2}}{n \theta_{sk/2}} \right) \quad (30)$$

$$X_n'' \text{ zigzag} = 2\pi f C_n^2 \cdot 10^{-8} \left(\frac{2,51 W}{S_s} \frac{T_f''}{4 l_g} \right) \quad (31)$$

com $n = 1, 3, 5, \dots$

CAPÍTULO 4

Constante de Ranhura do Estator

4.1. Equações para o Cálculo da Constante de Ranhura

Em ranhuras complexas como a que encontra-se neste tipo de motor e devido aos fluxos concatenados parciais, deve-se obter a constante de ranhura a partir de uma consideração de fluxos e correntes concatenados, isto é:

$$K_s = \frac{1}{\mu} \frac{\lambda}{I^2} \quad (32)$$

Supõe-se que a relutância do ferro é desprezível, que as linhas de indução através da ranhura são retilíneas e que a corrente é uniformemente distribuída com uma densidade de corrente J .

Consideremos uma ranhura de dois segmentos, como o da figura 8.

Segundo Waldschmidt¹¹, os fluxos concatenados são considerados como resultantes de fluxos causados por correntes sob as seguintes quatro condições:

1. Fluxo que concatena corrente da porção inferior, causado por corrente da porção inferior (fluxo concatenado próprio).
2. Fluxo que concatena corrente da porção superior, causado por corrente da porção superior (fluxo concatenado próprio).
3. Fluxo que concatena corrente da porção superior, causado pela corrente da porção inferior (fluxo concatenado mútuo).
4. Fluxo que concatena corrente da porção in

ferior, causado pela corrente da porção superior (fluxo concatenado mútuo).

Com relação ao item 1, a força magnetomotriz que atua em uma parte incremental da porção inferior da ranhura é numericamente igual à corrente abaixo desta parte:

$$\mathcal{F} = J \int_0^x f_1(x) dx \quad (33)$$

(Quando se integra $f_1(x)$, a origem é tomada no fundo da ranhura ; quando se integra $f_2(x)$, a origem é tomada entre os dois segmentos).

O fluxo que atua na parte incremental, devido à força magnetomotriz da equação (33), por unidade de comprimento axial da ranhura é:

$$d\phi = \left[J \int_0^x f_1(x) dx \right] \frac{\mu dx}{f_1(x)} \quad (34)$$

O fluxo concatenado incremental correspondente será:

$$d\lambda = \left[J \int_0^x f_1(x) dx \right]^2 \frac{\mu dx}{f_1(x)} \quad (35)$$

O fluxo concatenado próprio total da porção inferior da ranhura é:

$$\lambda = \mu J^2 \int_0^{d_1} \frac{\left[\int_0^x f_1(x) dx \right]^2}{f_1(x)} dx \quad (36)$$

O item 1 inclui também o fluxo através da

porção superior da ranhura que concatena a corrente da porção inferior, $J A_B$. Este fluxo concatenado é dado pela seguinte expressão:

$$\lambda = \mu J^2 A_B^2 \int_0^{d_2} \frac{dx}{f_2(x)} \quad (37)$$

O fluxo concatenado total relativo ao item 1 é a soma das equações (36) e (37):

$$\lambda_1 = \mu J^2 \left\{ \int_0^{d_1} \frac{\left[\int_0^x f_1(x) dx \right]^2}{f_1(x)} dx + A_B^2 \int_0^{d_2} \frac{dx}{f_2(x)} \right\} \quad (38)$$

Por analogia com a equação (36) podemos escrever a expressão para o fluxo concatenado do item 2:

$$\lambda_2 = \mu J^2 \int_0^{d_2} \frac{\left[\int_0^x f_2(x) dx \right]^2}{f_2(x)} dx \quad (39)$$

Com relação ao item 3, a força magnetomotriz que atua na porção superior da ranhura é numericamente igual a $J A_B$, e a corrente concatenada é :

$$J \int_0^x f_2(x) dx$$

Resulta, então, o fluxo concatenado total mútuo:

$$\lambda_3 = \mu J^2 A_B \int_0^d \frac{\left[\int_0^x f_2(x) dx \right]}{f_2(x)} dx \quad (40)$$

Os fluxos concatenados m\u00fatuo relativos ao item 4 s\u00e3o encontrados por um processo similar e s\u00e3o iguais aos do item 3.

A constante de ranhura total \u00e9 encontrada dividindo a soma das equa\u00e7\u00f5es (38), (39) e duas vezes a equa\u00e7\u00e3o (40), pela permeabilidade multiplicada pelo quadrado da corrente total $J (A_B + A_T)$:

$$K_S = \frac{1}{(A_B + A_T)^2} \left[(K_{SSB} + K_{SGT}) A_B^2 + K_{SST} A_T^2 + 2 K_{SMT} A_B \cdot A_T \right] \quad (41)$$

onde:

$$K_{SS} = \frac{1}{A^2} \int_0^d \frac{\left[\int_0^x f(x) dx \right]^2}{f(x)} dx \quad (42)$$

$$K_{SM} = \frac{1}{A} \int_0^d \frac{\left[\int_0^x f(x) dx \right]}{f(x)} dx \quad (43)$$

$$K_{SG} = \int_0^d \frac{1}{f(x)} dx \quad (44)$$

Nas equa\u00e7\u00f5es acima os subscritos S, M e G representam, respectivamente: pr\u00f3pria, m\u00fatua e geom\u00e9trica: os subscritos B e T representam, respectivamente: parte inferior e parte superior da ranhura.

A equação (41) é a equação fundamental para o cálculo da constante de ranhura própria de qualquer ranhura composta. O método usual de cálculo para uma ranhura composta levava em conta apenas a equação (42).

4.2. Aplicação do Método

A ranhura foi dividida em tres segmentos, como mostra a figura 9. Estes segmentos foram, por sua vez, decompostos em elementos trapézoidais.

Calculou-se, então, a constante de ranhura para os dois primeiros elementos, utilizando a equação (41). A seguir, considerou-se o terceiro elemento como a parte superior de uma ranhura composta, cuja parte inferior consiste dos dois primeiros elementos, cuja constante de ranhura já foi calculada. Repetindo-se este procedimento, obtém-se a constante de ranhura total.

As equações (42), (43) e (44), para elementos trapézoidais e de acordo com a figura 10, são:

$$K_{SS} = \frac{d}{W_b} \left\{ \left(\frac{b}{1+b} \right)^2 \left[1 - \frac{b-1}{4b} - \frac{b}{2(b-1)} - \left(\frac{b}{b-1} \right)^2 + \right. \right. \\ \left. \left. + \left(\frac{b}{b-1} \right)^3 \ln b \right] \right\} \quad (45)$$

$$K_{SM} = \frac{d}{W_b} \left[\frac{b^3}{(b+1)(b-1)^2} \ln b - \frac{b}{2(b-1)} \right] \quad (46)$$

$$K_{SG} = \frac{d}{W_b} \left(\frac{b}{b-1} \ln b \right) \quad (47)$$

onde:

$$b = \frac{W_b}{W_t}$$

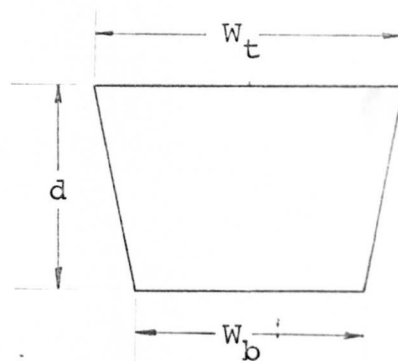
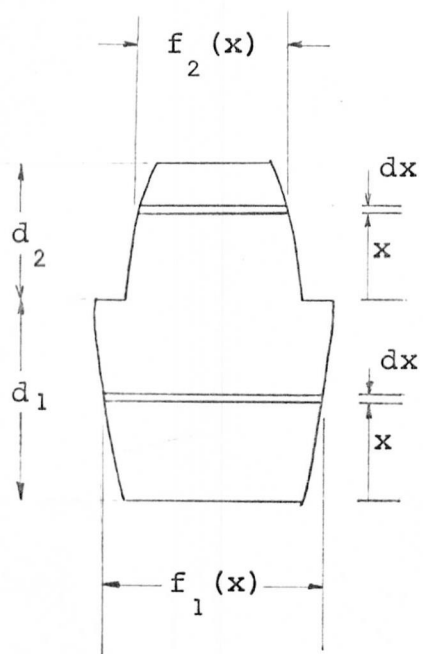


FIGURA 8 - Exemplo de Ranhura.

FIGURA 10 - Elemento Trapezooidal

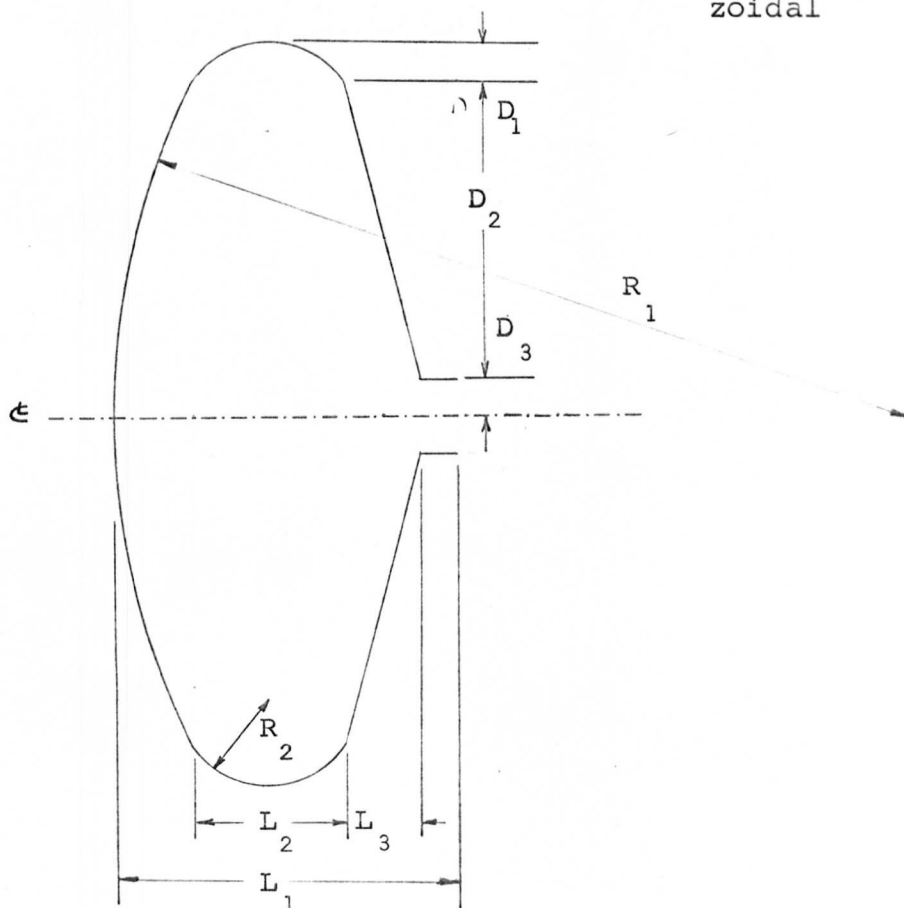


FIGURA 9 - Dimensões da Ranhura.

4.3. Dimensões da Ranhura

A largura da ranhura é definida pela função $f(x)$. Assim, obteve uma função $f(x)$ para cada segmento da mesma.

Iniciando pelo fundo da ranhura, as funções são:

$$f_1(x) = 2 \sqrt{2R_2 x - x^2} \quad (48)$$

$$\text{com: } 0 \leq x \leq d_1$$

$$\begin{aligned} f_2(x) = & l_2 - \sqrt{R_1^2 - (d_3 + d_2)^2} + \\ & + \sqrt{R_1^2 - (D_3 + d_2 - x - d_1)^2} + \\ & + \frac{l_3}{d_2} (x + d_1) \end{aligned} \quad (49)$$

$$\text{com: } d_1 \leq x \leq (d_1 + d_2)$$

$$f_3(x) = l_1 \quad (50)$$

$$\text{com: } (d_1 + d_2) \leq x \leq (d_1 + d_2 + d_3)$$

As dimensões empregadas nas expressões acima estão indicadas na figura 9, e apresentam os seguintes valores:

$$L_1 = 1,71 \text{ cm} \quad L_2 = 1,14 \text{ cm} \quad L_3 = 0,20 \text{ cm}$$

$$D_1 = 0,34 \text{ cm} \quad D_2 = 0,64 \text{ cm} \quad D_3 = 0,80 \text{ cm}$$

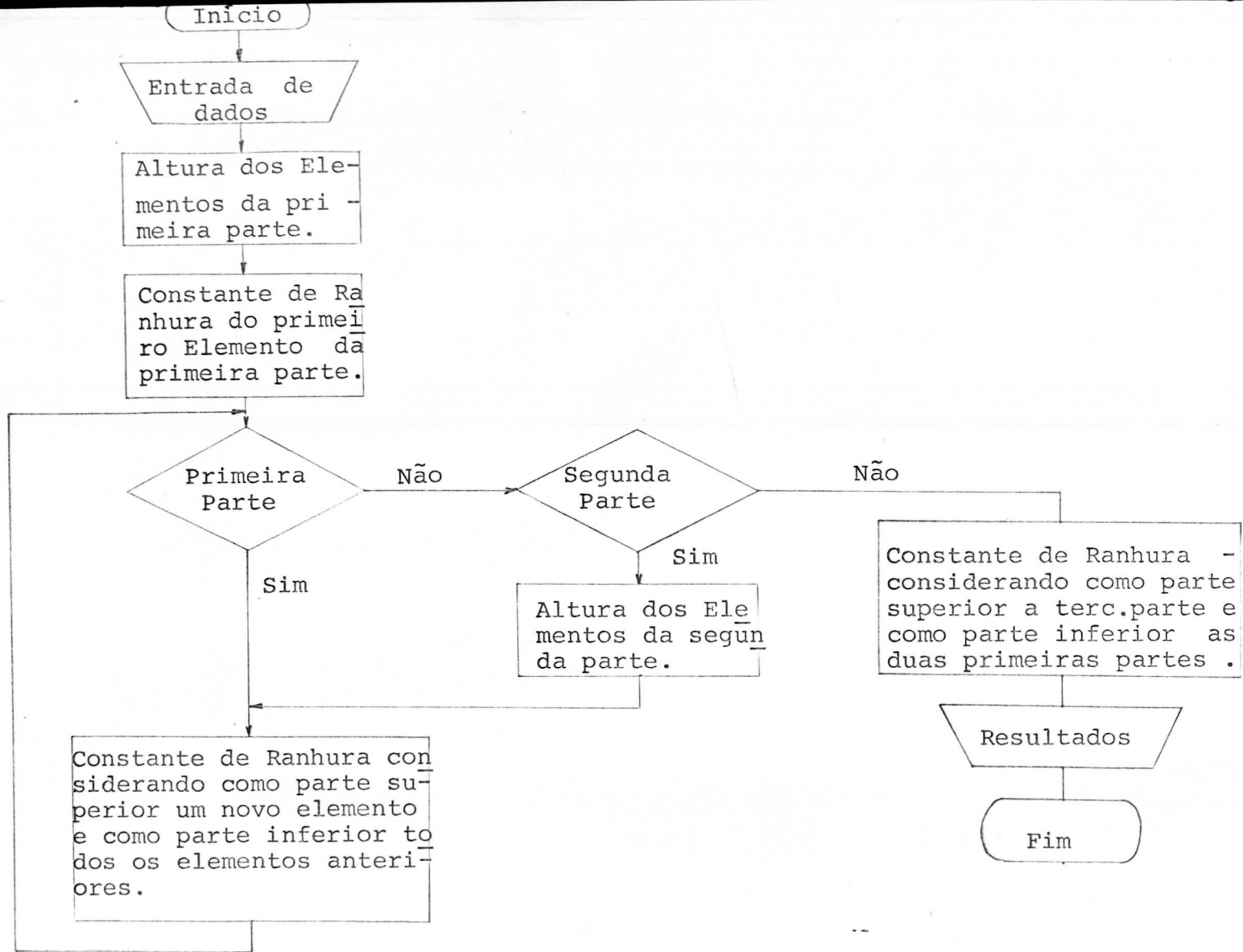
$$R_1 = 5,66 \text{ cm} \quad R_2 = 0,59 \text{ cm}$$

4.4. Constante de Ranhura Calculada

Dividindo o primeiro segmento em 40 elementos tro

pezoidais e o segundo segmento em 200 elementos tropezoidais, en
controu-se uma constante de ranhura igual a 0,3061.

4.5. Fluxograma



4.6. Listagens

```

// JOB
// FOR
*LIST SOURCE PROGRAM
*IOCS(CARD,1132PRINTER)
*ONE WORD INTEGERS
*EXTENDED PRECISION
  REAL L1,L2,L3
  E(B)=B/(B-1.)
  FKSS(D,B,WB)=D/WB*((B/(1.+B))**2*(1.-1./(4.*E(B))-E(B)/2.-E(B)**2+
1E(B)**3*ALOG(B)))
  FKSM(T,D,B,WB)=(E(B)**2*B/(B+1.)*ALOG(B)-E(B)/2.)*D/WB
  FKSGT(D,B,WB)=D/WB*E(B)*ALOG(B)
  FKS(AB,AT,XKSSB,XKSGT,XKSST,XKSMT)=1./(AB+AT)**2*((XKSSB+XKSGT)*AB
1**2+XKSST*.T**2+2.*XKSMT*AB*AT)
  READ(2,10)L1,L2,L3,D1,D2,D3,R1,R2,N1,N2
10 FORMAT(8F8.4,2I4)
  WRITE(3,20)L1,L2,L3,D1,D2,D3,R1,R2,N1,N2
20 FORMAT('1',8F8.4,2I4)
  D=D1/N1
  X=0.
  AB=0.
  K=1
  X=X+D
  WT=FY(X,D1,D2,D3,R1,R2,L2,L3)
  AT=WT*D/2.
  XKS=D/(4.*WT)
  I=1
30 CONTINUE
  I=I+1
  IF(I-N1)60,60,40
40 IF(K-1)50,50,70
50 K=2
  D=D2/N2
  N1=N2
  I=1
60 CONTINUE
  X=X+D
  AB=AB+AT

```

```
WB=WT
WT=FY(X,D1,D2,D3,R1,R2,L2,L3)
B=WB/WT
XKSST=FKSS(D,B,WB)
XKSMT=FKSMT(D,B,WB)
XKSGT=FKSGT(D,B,WB)
AT=(WB+WT)*D/2.
WRITE(3,100)D,X,WB,WT
100 FORMAT(5X,4(3X,E12.5))
XKS=FKS(AB,AT,XKS,XKSGT,XKSST,XKSMT)
WRITE(3,200)XKS
200 FORMAT(5X,E12.5)
GO TO 30
70 CONTINUE
XX=D3/L1
XKSST=XX/3.
XKSMT=XX/2.
XKSGT=XX
AB=AB+AT
AT=D3*L1
XKS=FKS(AB,AT,XKS,XKSGT,XKSST,XKSMT)
WRITE(3,80)XKS
80 FORMAT(//,5X,'CONSTANTE DE RANHURA DO ESTATOR = ',E12.5)
CALL EXIT
END
// XEQ
```

```

// JOB
// FOR
*EXTENDED PRECISION
*ONE WORD INTEGERS
*LIST SOURCE PROGRAM
    FUNCTION FY(X,D1,D2,D3,R1,R2,L2,L3)
        REAL L2,L3
C    CALCULO DA LARGURA DE CADA UMA DAS PARTES
        IF(X-D1)10,10,20
10    FY=2.*SQRT(2.*R2*X-X**2)
        RETURN
20    FY=L2-SQRT(R1**2-(D3+D2)**2)+SQRT(R1**2-(D3+D2-X-D1)**2)+L3/D2*(X+
1D1)
        RETURN
    END

// DUP
*DELETE          FY
*STORE          WS UA FY

```

CAPÍTULO 5

O Motor Utilizado

5.1. Introdução

As dimensões reduzidas dos motores de polos divididos produzidos pela indústria nacional não permitem testá-los convenientemente com o equipamento disponível no Laboratório de Máquinas Elétricas do Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina.

Houve, então, necessidade de projetar e construir uma protótipo que fosse compatível com este equipamento.

Contatos foram mantidos com uma empresa catarinense, a qual se dispôs a construir o protótipo de que se necessitava.

O projeto, entretanto, teve que se restringir à utilização de estampagens dentro da linha de produção daquela empresa.

De posse destas estampagens, projetou-se as ranhuras do estator levando em consideração as densidades de fluxo nos vários elementos da máquina, bem como o número de condutores que seriam colocados nas mesmas.

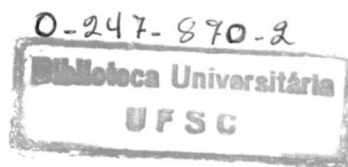
Saliente-se que quando este projeto foi feito, o programa para o computador digital ainda não estava concluído.

Quanto ao rotor, utilizou-se aquele correspondente às laminações do estator, pertencente à linha de produção da referida empresa, apenas com uma maior inclinação das ranhuras.

Tendo em vista todas estas restrições, é evidente que este motor não atende todas as condições de um motor comercial, servindo entretanto ao fim a que se propunha.

5.2. Dimensões da Máquina

O motor foi projetado com 4 polos salientes no estator. O enrolamento principal de 4 bobinas concentradas com um total de 1176 condutores em série, de fio número 19 AWG. O enrolamento auxiliar em curto-circuito consiste de 4 espiras de cobre ,



uma para cada polo, com secção de $0,1 \text{ cm}^2$.

O diâmetro externo do estator é de 14,31 cm e o comprimento do pacote do estator é de 7,91 cm.

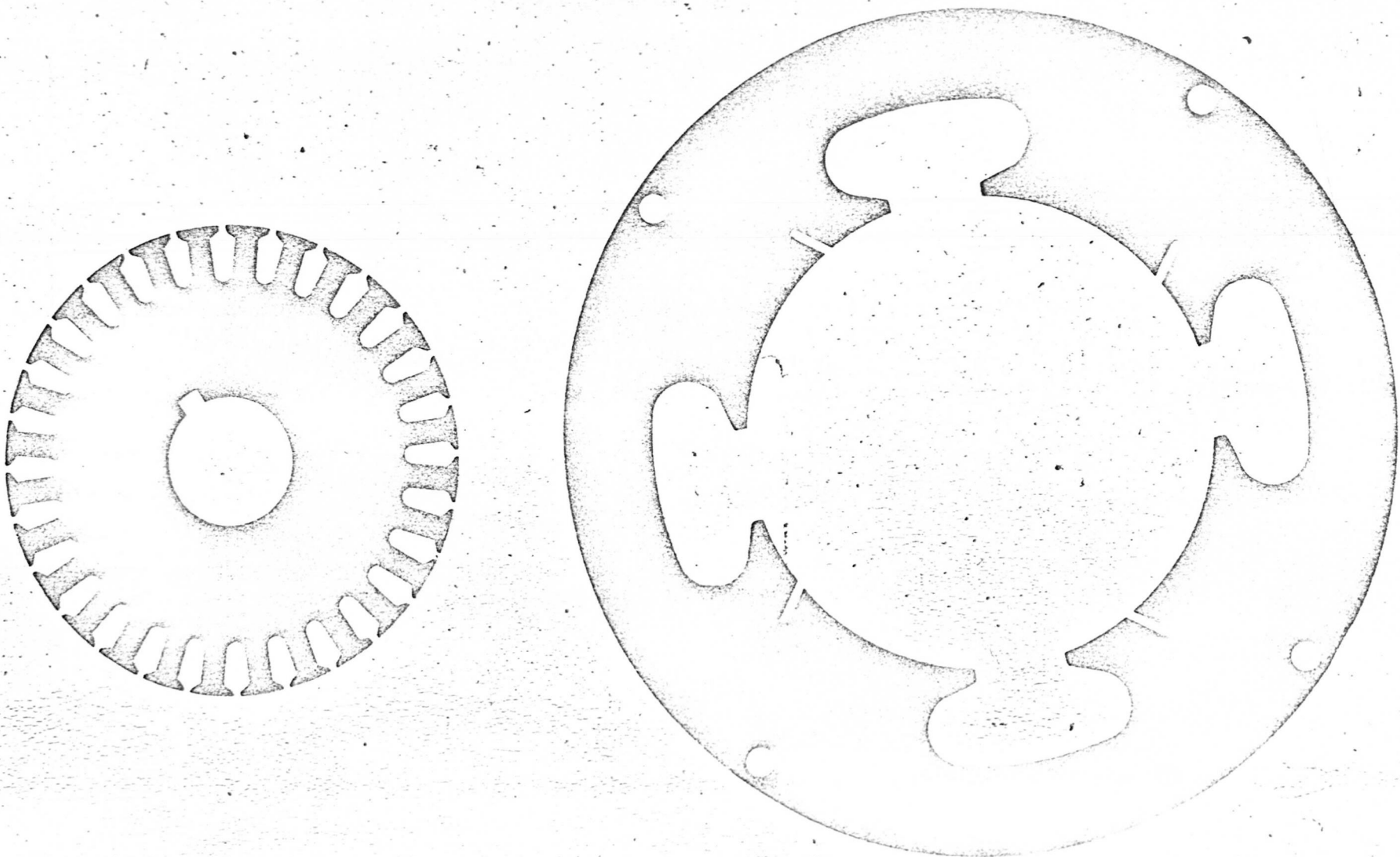
As barras do rotor são de alumínio e estão inclinadas de 60 graus elétricos.

Os ângulos das porções sem anel e com anel são , respectivamente, 120 e 60 graus elétricos.

A figura 11 mostra as laminações do estator e do rotor em tamanho real.

As demais dimensões da máquina são apresentadas ' no capítulo 6.

FIGURA 11 - Laminções do Estator e Rotor



CAPÍTULO 6

Programa Principal

6.1. Descrição

Desenvolveu-se um programa para o computador digital IBM-1130, o qual resolve as equações do circuito equivalente vistas no capítulo 3.4, e fornece as características de torque, corrente, rendimento e fator de potência em função da velocidade, considerando a fundamental e a terceira, quinta, sétima e nona harmônicas.

O programa utiliza como dados as dimensões da máquina e as características físicas e elétricas dos enrolamentos.

Introduziu-se no programa um fator de saturação, o qual é obtido através de um processo iterativo onde são calculadas as densidades de fluxo dos núcleos e dentes do rotor e estator. Com estas densidades de fluxo o programa chama subrotinas que fornecem os respectivos ampêres-espiras. Os ampêres-espiras no entreferro são calculados e o fator de saturação, para cada velocidade, consiste da relação entre os ampêres-espiras totais e os ampêres-espiras do entreferro.

Com este fator de saturação e os coeficientes de Carter corrige-se o comprimento do entreferro.

Com relação às densidades de fluxo, considerou-se dois fatores de correção. O primeiro, que denominou-se KPHI, relaciona a queda de tensão na impedância do primário com a tensão aplicada. O segundo, que denominou-se KP, relaciona a reatância de magnetização com a soma da reatância de magnetização e reatância de dispersão do primário.

Tendo em vista que a reatância da ponte magnética do estator depende da força magnetomotriz à qual ela está sujeita, seu valor muda a medida que as correntes do motor variam com a velocidade. Assim sendo, o valor da permeância da ponte magnética é calculado por um processo iterativo para cada velocidade.

O programa prevê, ainda, o caso de ranhuras fechadas no rotor, quando então é feita uma correção na constante de ranhura do rotor usando o método apresentado por Veinott^{1,15}.

O incremento de velocidade usado foi de 45 rpm, começando com velocidade zero e chegando à velocidade síncrona.

6.2. Subrotinas

As subrotinas CORE e DENTE são utilizadas para determinar os ampêres-espiras correspondentes a uma determinada densidade de fluxo.

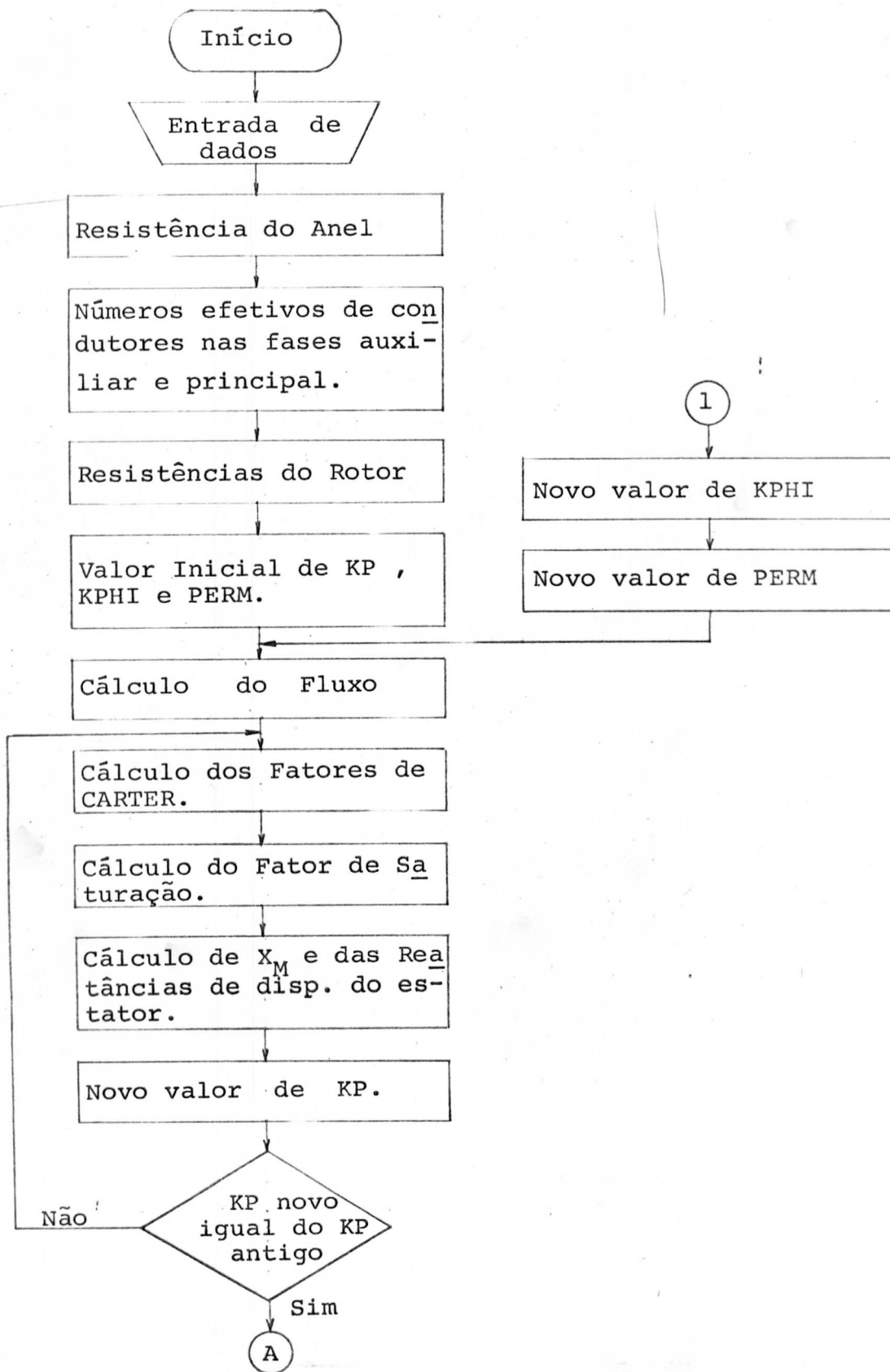
A subrotina SLOT é utilizada para corrigir a constante de ranhura do rotor, caso este apresente ranhuras fechadas.

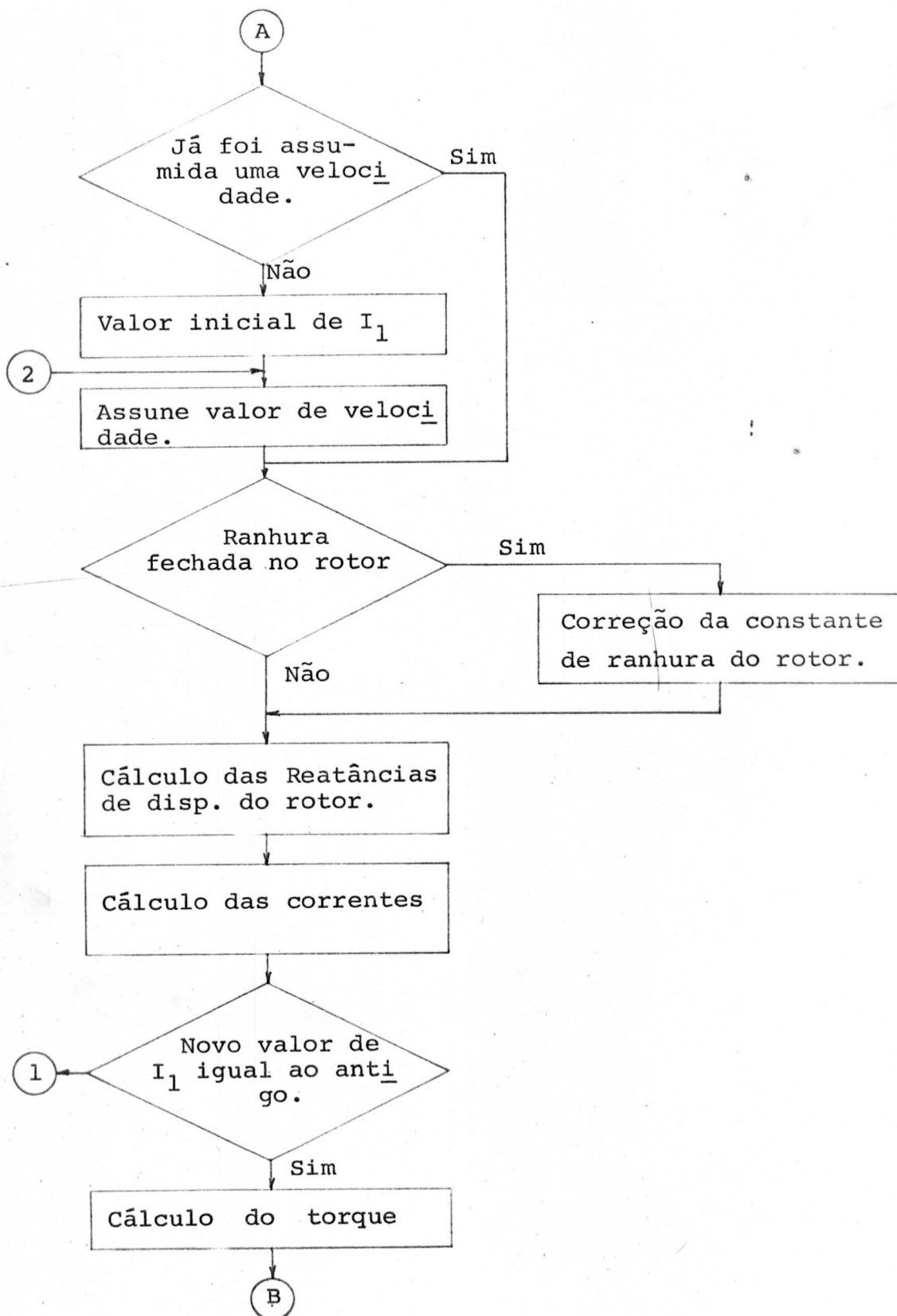
A subrotina COREH calcula a permeância incremental da ponte magnética do estator, a partir da força magnetomotriz na mesma.

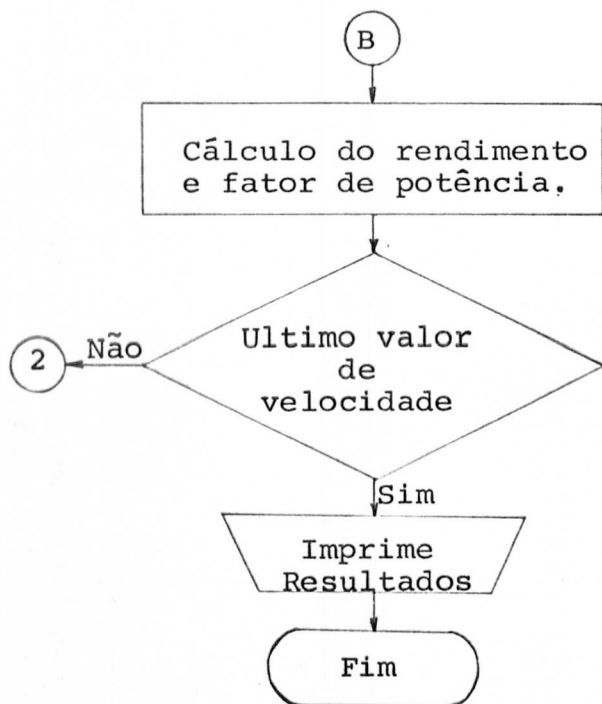
A subrotina PERFE é utilizada para calcular as perdas no ferro da máquina a partir da densidade de fluxo.

Com as diversas curvas foram fornecidas às subrotinas sob a forma de tabelas, através da declaração DATA, é usada a interpolação linear.

6.3. Fluxograma







6.4. Listagens

```

// JOB
// FOR
*IOCS(CARD,1132PRINTER,PLOTTER,TYPEWRITER,KEYBOARD)
*ONE WORD INTEGERS
  INTEGER RPM(41)
  REAL IR(41),IIH(41),KRING
  REAL LSC,LRC,LG1,II1(200),KPHI
  REAL KR,KC,KP(200),LDS1,LDR,K1,K2,LAMB2
  REAL LA,LG,KS1,KS2,KS,LAMBP,I1(200),IH,KSL2
  DIMENSION CN(9),CNL(9),XM(9),R(9),XLL(9),ZA(2),ZPNUM(2),ZPDEN(2)
  DIMENSION ZP(2),ZN(2),ZM(2),ZNNUM(2),ZNDEN(2),ZMN(2),ZSN(2),ZS(2)
  DIMENSION ZDIF(2),ZTA(2),CORN(2),ZSA(2),CORD(2),ZMT(2),COR1(2)
  DIMENSION CORNN(2,9),ZPR(9),ZNR(9),ZT(2),CORC1(2)
  DIMENSION CORS(2),CORH(2),PCOR(2),CORP(2),CORPN(2,9),VOLT(2)
  DIMENSION T(9),ZST(2),ZY(2),ZYT(2),TORQ(41),PHIM(41),PHIS(41)
  DIMENSION HH(2),GG(2),EM(2),ES(2),PHIT(41),ESP(2),EMP(2)
  DIMENSION XSLOT(9),XEND(9),XSKEW(9),XZIG(9)
  DIMENSION Z1(2),AKPHI(2),REND(41),FP(41),CORX2(2)
  COMMON H,TKBA1,KSL2
1 PAUSE
  A1=.1315
  XB=0.
  TKBA1=.0637
  KPHI=0.95
  Q=0.93
  WRITE(3,5)
5 FORMAT('1')
  READ(2,10)TETAS,TETAM,TETSK,SK,SA,SC,SR,SS,LA,LG,KS,KS1,KS2,C,F,P,
1W,DR,E1,D1,R1,SPAN1,SPAN2,LAMBP,TFLV,V,IRRF,ABR,DIA
10 FORMAT(3F6.2,4F6.4,F5.1,/5F7.4,3F6.1,/9F6.3,F5.1,I1,F7.4,F7.4)
  READ(2,13)D,DI,T1,DY1,DB,D2,T2,DY2,W2,LDS1,LDR
13 FORMAT(11F7.4)
  READ(2,2)KX
2 FORMAT(I1)
  IF(TETAS)5000,5000,6000
6000 CONTINUE
  LG1=LG
  RAD=3.14159/180.

```

```

TETAM=TETAM*RAD
TETAS=TETAS*RAD
TETSK=TETSK*RAD
AA=3.19*W
CQ=C**2
AB=6.2832*F*CQ*(10.**(-8))
RA=1.760*(LA/SA)*(CQ/(4.*P))*(10.**(-6))
KRING=(P/2.)*(1.-DIA/DR)*(1.+(DIA/DR)**P)/(1.-(DIA/DR)**P)
L=1
DO 100 N=1,9,2
CN(N)=C*SIN(N*TETAM/2.)
CNL(N)=L*SIN(N*TETAS/2.)*C
R(N)=((W**2+SK**2)**(.5))/(SC*COS(TETSK*2./P)*SS)+0.637*DR*KRING/(S
1R*(P**2)*(N**2))*3.518*(CN(N)**2)*(10.**(-6))*2.
L=-L
100 CONTINUE
AD=(45.02/(F*CN(1)))*(10.**3)
VOLT(1)=V
VOLT(2)=0.
KP(1)=1.-P/100.
20 PHIT(1)=AD*VOLT(1)*KPHI
C NUCLEO DO ESTATOR
ASC=2.*Q*W*DY1*0.155
DFSC=PHIT(1)/ASC
CALL CORE(DFSC,AEPP)
LSC=3.14159*(D-DY1)/(2.*P)*0.3937
AESC=AEPP*LSC
C DENTE DO ESTATOR - PARTE SUPERIOR
ADS1=Q*W*T1*0.155
DFDS1=PHIT(1)/(0.637*ADS1)
CALL DENTE(DFDS1,AEPP)
AEDS1=AEPP*ADS1*0.3937
M=1
101 CONTINUE
M=M+1
LG=LG1
K1=LAMPB*(5.*LG+E1)/(LAMPB*(5.*LG+E1)-E1**2)
LAMB2=3.14159*D2/SS

```

```

E2=LAMB2-TFLL
K2=LAMB2*(5.*LG+E2)/(LAMB2*(5.*LG+E2)-(E2*(1.0*LG+E2)))
LG=LG1*K1*K2
KR=KP(M-1)**2
KC=KP(M-1)/(2.-KR)
C   NUCLEO DO ROTOR
    ARC=2.*Q*W2*DY2*0.155
    DFRC=PHIT(1)*KC/ARC
    CALL CORE(DFRC,AEPP)
    LRC=3.14159*(DB+DY2)/(2.*P)*0.3937
    AERC=AEPP*LRC
C   DENTES DO ROTOR
    ADR=Q*W2*SS*T2/P*0.155
    DFDR=PHIT(1)*KC/(.637*ADR)
    CALL DENTE(DFDR,AEPP)
    AEDR=AEPP*LDR*0.3937
C   ENTREFERRO
    AEF=W*LAMP*0.155
    DFEF=PHIT(1)*KR/(.637*AEF)
    AEEF=313.*LG*DFEF*0.3937
    SFM=(AESC+AEDS1+AERC+AEDR+AEEF)/AEEF
    LG=LG*SFM
    XL1=AB*(AA*KS1/(2.*P)+SPAN1/(2.*P)+AA*LAMP*TETAM/(4.*LG *P*3.1416
1))*0.3937
    XL2=AB*(AA*KS2/(4*P)+SPAN2/(2.*P))*0.3937
    XL3=AB*(AA*LAMP*TETAS/(4.*P*LG *3.1416))*0.3937
    XL4=AB*(AA*D1/(4.*P*E1))*0.3937+XB
    DO 102 N=1,9,2
    AC=6.2832*F*(CN(N)**2)*(10.**(-8))
    IF(N-1)30,30,31
30  XM(N)=AC*0.255 *W*LAMP/(LG* P*(N**2))*SIN(N*TETSK/2)/(N*TETSK/2)
    GO TO 32
31  XM(N)=AC*0.255 *W*LAMP/(LG1*P*(N**2))*SIN(N*TETSK/2)/(N*TETSK/2)
32  XL1=XL1-XM(N)
    XL3=XL3-XM(N)*((CNL(N)/CN(N))**2)
102 CONTINUE
    X1=XL1+XL2+XL3+XL4
    KP(M)=XM(1)/(XM(1)+X1)

```

```

IF (ABS(KP(M)-KP(M-1))-0.005) 103,103,101
103 ZA(1)=RA
   ZA(2)=XL2-XL4
   IF (IABS(L)-1) 125,123,125
123 K=2
   KK=2
   I11(1)=0.
   I1(1)=5.
   DO 1000 I=1,41,1
   S=FLOAT(I)/40.-.025
   IF (I-9) 125,122,125
122 S=S+.005
   GO TO 127
125 IF (I-41) 127,126,127
126 S=S-.0001
127 CONTINUE
   ZM(1)=0.
   ZM(2)=0.
   ZS(1)=0.
   ZS(2)=0.
   ZT(1)=0.
   ZT(2)=0.
   DO 300 N=1,9,2
   AC=6.2832*F*(CN(N)**2)*(10.**(-8))
   IF (IRRF) 220,205,220
205 IF (N-1) 220,210,220
210 H=CN(N)*2.*(XM(N)/(XM(N)+X1))*I1(K-1)/(SS*A1)
   CALL SLOT
   KSI=KS+KSL2
   GO TO 230
220 KSI=KS
230 XSLOT(N)=AC*2.51*W*KSI/SS
   XEND(N)=AC*LAMB P/(2*P*(N**2))*0.3937
   IF (N-1) 41,40,41
40 XSKEW(N)=AC*(0.255*W*LAMB P/(LG *P*(N**2)))*(1.-SIN(N*TETSK/2.))/(N*
1TETSK/2.)
   XZIG(N)=AC*2.51*W*TFLL/(SS*4.*LG )
   GO TO 42

```

```

41 XSKEW(N)=AC*(0.255*W*LAMPB/(LG1*P*(N**2)))*(1.-SIN(N*TETSK/2.)/(N*
  1TETSK/2.))
  XZIG(N)=AC*2.51*W*TFLL/(SS*4.*LG1)
42 XLL(N)=XSLOT(N)+XEND(N)+XSKEW(N)+XZIG(N)
300 CONTINUE
  DO 500 N=1,9,2
    ZPNUM(1)=-XM(N)*XLL(N)
    ZPNUM(2)=XM(N)*R(N)/(1.-N*S)
    ZPDEN(1)=R(N)/(1.-N*S)
    ZPDEN(2)=XLL(N)+XM(N)
C   ZP E ZN+
    CALL CXDIV(ZPNUM(1),ZPDEN(1),ZP(1))
    ZPR(N)=ZP(1)
    ZNNUM(1)=ZP(1)
    ZNNUM(2)=XM(N)*R(N)/(1.+N*S)
    ZNDEN(1)=R(N)/(1.+N*S)
    ZNDEN(2)=ZPDEN(2)
C   ZN-
    CALL CXDIV(ZNNUM(1),ZNDEN(1),ZN(1))
C   ZM
    CALL CXADD(ZP(1),ZN(1),ZMN(1))
    ZNR(N)=ZN(1)
    ZMN(1)=0.5*ZMN(1)
    ZMN(2)=0.5*ZMN(2)
    ZM(1)=ZM(1)+ZMN(1)
    ZM(2)=ZM(2)+ZMN(2)
    ZSN(1)=ZMN(1)*((CNL(N)/CN(N))**2)
    ZSN(2)=ZMN(2)*((CNL(N)/CN(N))**2)
C   ZS
    ZS(1)=ZS(1)+ZSN(1)
    ZS(2)=ZS(2)+ZSN(2)
    ZDIF(1)=ZP(1)-ZN(1)
    ZDIF(2)=ZP(2)-ZN(2)
    ZTA(1)=ZDIF(2)*(CNL(N)/CN(N))/2.
    ZTA(2)=-ZDIF(1)*(CNL(N)/CN(N))/2.
C   ZT
    ZT(1)=ZT(1)+ZTA(1)
    ZT(2)=ZT(2)+ZTA(2)

```

```

500 CONTINUE
   CORN(1)=ZA(1)-ZT(1)
   CORN(2)=ZA(2)-ZT(2)
   CALL CXADD(ZS(1),ZA(1),ZSA(1))
   ZSA(2)=ZSA(2)+XL3+2.*XL4
C   IS/I1 = CORD
   CALL CXDIV(CORN(1),ZSA(1),CORD(1))
   CALL CXADD(ZM(1),ZT(1),ZMT(1))
   ZMT(1)=ZMT(1)+R1
   ZMT(2)=ZMT(2)+XL1+2.*XL4
C   I1
   ZST(1)=ZS(1)-ZT(1)
   ZST(2)=ZS(2)-ZT(2)
   ZST(2)=ZST(2)+XL3+2*XL4
   CALL CXMPY(ZST(1),CORD(1),ZY(1))
   CALL CXADD(ZY(1),ZMT(1),ZYT(1))
   CALL CXDIV(VOLT(1),ZYT(1),COR1(1))
   I1(K)=CXABS(COR1(1))
   IF(IRR)525,510,525
510 IF(ABS(I1(K)-I1(K-1))-0.005)525,525,520
520 K=K+1
   GO TO 125
C   IS
525 CALL CXMPY(CORD(1),COR1(1),CORS(1))
C   IH
   CORH(1)=COR1(1)-CORS(1)
   CORH(2)=COR1(2)-CORS(2)
   IH=CXABS(CORH(1))
   I1(KK)=I1(I)
   IF(ABS(I1(KK)-I1(KK-1))-0.005)590,590,526
526 CONTINUE
   CORX2(1)=COR1(1)*2.
   CORX2(2)=COR1(2)*2.
   CORX2(1)=CORX2(1)-CORH(1)
   CORX2(2)=CORX2(2)-CORH(2)
   FMM=C*CXABS(CORX2(1))/(2.*P)
   Z1(1)=R1
   Z1(2)=X1

```

```

CALL CXMPY(COR1(1),Z1(1),AKPHI(1))
AKPHI(1)=(VOLT(1)-AKPHI(1))/VOLT(1)
AKPHI(2)=(VOLT(2)-AKPHI(2))/VOLT(1)
KPHI=CXABS(AKPHI(1))
FMMP=FMM/(E1*0.3937)
CALL COREH(FMMP,PERM)
XB=F*CQ*ABR*0.155*PERM/(45.*(10.**3)*2.*P)
KK=KK+1
L=IABS(L)+1
GO TO 20

```

```

590 CALL CXMPY(CORH(1),ZA(1),GG(1))
HH(1)=-COR1(2)*XL4
HH(2)=COR1(1)*XL4
CALL CXADD(GG(1),HH(1),ES(1))
CALL CXPOL(ES(1),ESP(1))
CALL CXPOL(EM(1),EMP(1))
PHIS(I)=AD*ESP(1)*0.95
EM(1)=VOLT(1)-ES(1)
EM(2)=VOLT(2)-ES(2)
PHIM(I)=AD*EMP(1)*0.95
PHIT(I)=AD*VOLT(1)*0.95
ESP(2)=ESP(2)/RAD
EMP(2)=EMP(2)/RAD
CORC1(1)=-COR1(2)
CORC1(2)=COR1(1)
SPD=S*120.*F/P
RPM(I)=IFIX(SPD+.001)
TORQ(I)=0.
DO 600 N=1,9,2
PCOR(1)=CORS(1)*(CNL(N)/CN(N))
PCOR(2)=CORS(2)*(CNL(N)/CN(N))
CORP(1)=PCOR(1)-CORC1(1)
CORP(2)=PCOR(2)-CORC1(2)
C IN+
CORPN(1,N)=CORP(1)/2.
CORPN(2,N)=CORP(2)/2.
CORF=CXABS(CORPN(1,N))
CALL CXADD(PCOR(1),CORC1(1),CORN(1))

```



```

C IN-
CORNN(1,N)=CORN(1)/2.
CORNN(2,N)=CORN(2)/2.
CORB=CXABS(CORNN(1,N))
T(N)=N*((CORF**2)*ZPR(N)-(CORB**2)*ZNR(N))
TORQ(I)=TORQ(I)+T(N)
600 CONTINUE
CALL PERFE(DFSC,WATSC)
WATSC=WATSC*ASC*LSC*4.
CALL PERFE(DFDS1,WATDS)
WATDS=WATDS*ADS1*LDS1*4.
WATFE=WATSC+WATDS
REND(I)=TORQ(I)/(VOLT(1)*COR1(1)+WATFE)*S
FP(I)=COS(ATAN(COR1(2)/COR1(1)))
IF(IRRF)605,610,605
605 IF(I-1)645,610,645
610 WRITE(3,121)
121 FORMAT(/,7X,'XSLOT',5X,'XEND',6X,'XSKEW',5X,'XZIG')
DO 640 N=1,9,2
WRITE(3,250)N,XSLOT(N),XEND(N),XSKEW(N),XZIG(N),N,XLL(N)
250 FORMAT(/,1X,I1,1X,4(2X,F8.4),3X,'XLL(',1I,')=',F8.4)
640 CONTINUE
645 IR(I)=I1(K)
IIH(I)=IH
1000 CONTINUE
WRITE(3,400)TETAS,LDS1,SK,DR,TETAM,LDR,SA,E1,TETSK,DY1,SC,D1,SPAN1
1,DY2,SR,R1,SPAN2,KS1,SS,DI
400 FORMAT(/1X,'TETAS=',E12.5,2X,'LDS1=',E12.5,2X,'SK=',E12.5,2X,'DR='
1,E12.5,/1X,'TETAM=',E12.5,2X,'LDR=',E12.5,2X,'SA=',E12.5,2X,'E1='
2,E12.5,/1X,'TETSK=',E12.5,2X,'DY1=',E12.5,2X,'SC=',E12.5,2X,'D1='
3,E12.5,/1X,'SPAN1=',E12.5,2X,'DY2=',E12.5,2X,'SR=',E12.5,2X,'R1='
4,E12.5,/1X,'SPAN2=',E12.5,2X,'KS1=',E12.5,2X,'SS=',E12.5,2X,'DI='
5,E12.5)
WRITE(3,410)LAMBP,KS2,LA,T1,TFLL,KS,DB,D2,V,F,C,P,W,LG1
410 FORMAT(1X,'LAMBP=',E12.5,2X,'KS2=',E12.5,2X,'LA=',E12.5,2X,'T1=',
1E12.5,/1X,'TFLL=',E12.5,2X,'KS=',E12.5,2X,'DB=',E12.5,2X,'D2=',
2E12.5,/1X,'V=',E12.5,2X,'F=',E12.5,2X,'C=',E12.5,2X,'P=',
3E12.5,/1X,'W=',E12.5,2X,'LG1=',E12.5)

```

```

WRITE(3,420)R(1),CN(1),CNL(1),R(3),CN(3),CNL(3),R(5),CN(5),CNL(5),
1R(7),CN(7),CNL(7),R(9),CN(9),CNL(9)
420 FORMAT(///1X,'R(1) =',E13.6,2X,'CN(1) =',E13.6,2X,'CNL(1) =',E13.6,/
11X,'R(3) =',E13.6,2X,'CN(3) =',E13.6,2X,'CNL(3) =',E13.6,/1X,'R(5) =
2',E13.6,2X,'CN(5) =',E13.6,2X,'CNL(5) =',E13.6,/1X,'R(7) =',E13.6,2X
3,'CN(7) =',E13.6,2X,'CNL(7) =',E13.6,/1X,'R(9) =',E13.6,2X,'CN(9) =',
4E13.6,2X,'CNL(9) =',E13.6)
WRITE(3,430)XM(1),XL1,XM(3),XL2,XM(5),XL3,XM(7),XL4,XM(9),RA
430 FORMAT(/1X,'XM(1) =',E13.6,2X,'XL1 =',E13.6,/1X,'XM(3) =',E13.6,2X,
1'XL2 =',E13.6,/1X,'XM(5) =',E13.6,2X,'XL3 =',E13.6,/1X,'XM(7) =',E
213.6,2X,'XL4 =',E13.6,/1X,'XM(9) =',E13.6,2X,'RA =',E13.6)
WRITE(3,440)
440 FORMAT('1',1X,'RPM',7X,'I1',12X,'IH',11X,'REND',11X,'FP',10X,'TORQ
1UE',/)
DO 120 I=1,41
WRITE(3,115)RPM(I),IR(I),IIH(I),REND(I),FP(I),TORQ(I)
115 FORMAT(1X,I4,5(2X,E12.5))
120 CONTINUE
CALL GTOR(KX,TORQ,RPM)
IF(C)1,5000,1
5000 CONTINUE
CALL EXIT
END
// XEQ

```

```

// JOB
// FOR
*ONE WORD INTEGERS
** CORRECAO DE CONSTANTE DE RANHURA FECHADA - CARLSON
  SUBROUTINE SLOT
  REAL KSL2,KSL21,KSL22
  DIMENSION TKB(10),AV(10),AH(10)
  COMMON H,TKBA1,KSL2
  DATA TKB/.26,.20,.14,.12,.10,.08,.06,.04,.03,.02/,AV/50.53E2,43.62
1E2,33.75E2,24.83E2,21.08E2,20.0E2,12.80E2,9.21E2,6.68E2,4.18E2/,AH
2/8.48E-1,8.61E-1,8.75E-1,8.48E-1,8.54E-1,8.81E-1,8.45E-1,8.50E-1,8
3.41E-1,8.24E-1/
  WRITE(3,10)
10 FORMAT(//)
  IF(TKBA1-TKB(1))40,30,30
30 KSL2=AV(1)*(H**(-AH(1)))
  GO TO 100
40 DO 70 I=2,10
  IF(TKBA1-TKB(I))70,50,60
50 KSL2=AV(I)*(H**(-AH(I)))
  GO TO 100
60 KSL21=AV(I)*(H**(-AH(I)))
  KSL22=AV(I-1)*(H**(-AH(I-1)))
  KSL2=KSL22-(KSL22-KSL21)*(TKB(I-1)-TKBA1)/(TKB(I-1)-TKB(I))
  GO TO 100
70 CONTINUE
100 RETURN
  END
// DUP
*STORE      WS  UA  SLOT

```

```

// JOB
// FOR
*ONE WORD INTEGERS
** CURVA DE SATURACAO DOS DENTES - CARLSON
   SUBROUTINE DENTE(DFD,AEPP)
   DIMENSION DF(25),AE(25)
   DATA DF/20.,26.,30.,40.,42.,50.,57.,60.,67.,70.,72.,80.,82.,87.,90
1.,100.,105.,108.,110.,111.,113.,115.,116.,118.,119./,AE/2.75,3.,3.
22,3.88,4.,4.5,5.,5.2,6.,6.38,7.,8.,9.,10.,12.,20.,30.,40.,45.,50.,
360.,70.,80.,90.,100./
   N=25
   IF(DFD-DF(1))10,10,20
10  AEPP=AE(1)
   GO TO 100
20  DO 50 I=2,N
   IF(DFD-DF(I))40,30,50
30  AEPP=AE(I)
   GO TO 100
40  AEPP=AE(I-1)+(DFD-DF(I-1))*(AE(I)-AE(I-1))/(DF(I)-DF(I-1))
   GO TO 100
50  CONTINUE
100 RETURN
   END
// DUP
*STORE      WS  UA  DENTE

```

```

// JOB
// FOR
*ONE WORD INTEGERS
** CURVA DE SATURACAO DO NUCLEO          CARLSON
    SUBROUTINE CORE(DFC,AEPP)
    DIMENSION DF(20),AE(20)
    DATA DF/20.,30.,40.,50.,53.,60.,70.,80.,85.,90.,92.,94.,96.,100.,1
106.,110.,114.,116.,118.,120./,AE/1.8,2.08,2.43,2.83,3.,3.37,4.,5.,
26.,7.5,8.,9.,10.,13.,20.,30.,40.,50.,60.,66./
    N=20
    IF(DFC-DF(1))10,10,20
10  AEPP=AE(1)
    GO TO 100
20  DO 50 I=2,,
    IF(DFC-DF(I))40,30,50
30  AEPP=AE(I)
    GO TO 100
40  AEPP=AE(I-1)+(DFC-DF(I-1))*(AE(I)-AE(I-1))/(DF(I)-DF(I-1))
    GO TO 100
50  CONTINUE
100 RETURN
    END
// DUP
*STORE      WS  UA  CORE

```

```

// JOB
// FOR
*ONE WORD INTEGERS
** CALCULO DAS PERDAS NO FERRO - CARLSON
  SUBROUTINE PERFE(DFN,WPV)
  DIMENSION DF(14),WATT(14)
  DATA DF/0.,10.,20.,30.,40.,50.,60.,70.,80.,90.,100.,110.,120.,130.
  1/,WATT/0.,.05,.1,.15,.23,.32,.4,.52,.68,.92,1.2,1.66,2.33,3.16/
  N=14
  IF(DFN-DF(1))10,10,20
10  WPV=WATT(1)
   GO TO 100
20  DO 50 I=2,N
   IF(DFN-DF(I))40,30,50
30  WPV=WATT(I)
   GO TO 100
40  WPV=WATT(I-1)+(DFN-DF(I-1))*(WATT(I)-WATT(I-1))/(DF(I)-DF(I-1))
   GO TO 100
50  CONTINUE
100  RETURN
     END
// DUP
*STORE      WS  UA  PERFE

```

```

// JOB
// FOR
*ONE WORD INTEGERS
** PERMEANCIA DE PONTE MAGNETICA DO ESTATOR - CARLSON
  SUBROUTINE COREH(AEP,PERM)
  DIMENSION DF(34),AE(34)
  DATA DF/20.,30.,40.,50.,53.,60.,65.,70.,75.,80.,85.,90.,92.,94.,96
  1.,100.,106.,110.,114.,116.,118.,120.,122.,123.2,124.4,132.2,136.6,
  2140.,143.,145.,147.,148.6,150.,151./,AE/1.8,2.08,2.43,2.83,3.,3.37
  3,3.5,4.,4.4,5.,6.,7.5,8.,9.,10.,13.,20.,30.,40.,50.,60.,66.,80.,90
  4.,100.,200.,300.,400.,500.,600.,700.,800.,900.,1000./
  N=34
  IF(AEP-AE(1))10,10,20
10 PERM=DF(1)/AE(1)
  GO TO 100
20 DO 50 I=2,N
  IF(AEP-AE(I))40,30,50
30 PERM=(DF(I+1)-DF(I-1))/(AE(I+1)-AE(I-1))
  GO TO 100
40 PERM=(DF(I)-DF(I-1))/(AE(I)-AE(I-1))
  GO TO 100
50 CONTINUE
100 RETURN
  END
// DUP
*STORE      WS  UA  COREH

```

6.5. Comparação entre os Resultados do Programa e dos Testes

Levantados todos os dados do protótipo construído, rodou-se o programa para comparar os resultados do mesmo com os dos testes.

A figura 12 mostra as curvas de torque e a figura 13 as curvas de corrente em função da velocidade, obtidas através do programa e dos testes.

Os quadros 1 e 2 apresentam os dados e os resultados obtidos através do programa para o protótipo construído.

Examinando as curvas comparativas de torque, verifica-se que os resultados do programa são bastante precisos na região de funcionamento normal. A precisão diminui para velocidades abaixo daquela correspondente ao torque máximo, mantendo-se, dentro de limites que podem ser considerados aceitáveis.

Da mesma forma, um exame da figura 13 nos permite afirmar que há boa concordância entre a corrente calculada pelo programa e a obtida nos testes.

As divergências entre os resultados do programa e dos testes não significam que o circuito equivalente seja inerentemente impreciso.

Em primeiro lugar, os testes foram realizados utilizando um eletrodinamômetro.

Este método de teste não fornece resultados muito precisos devido aos seguintes fatores:

1. Imprecisão das leituras na balança, devido a classe da mesma e as vibrações do braço de alavanca.
2. Imprecisão na determinação das velocidades.
3. A temperatura dos enrolamentos não pode ser mantida constante, como foi considerada no programa, apesar dos cuidados que foram tomados.

Po outro lado, o fenômeno da saturação dos caminhos magnéticos do motor é representado, no programa, por um fa

	XSLOT	XEND	XSKEW	XZIG	
1	2.7726	1.2165	7.9098	7.1727	XLL(1)= 19.0718
3	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	XLL(3)= 0.0000
5	2.7726	0.0486	8.9644	11.3218	XLL(5)= 23.1076
7	2.7726	0.0248	6.4245	11.3216	XLL(7)= 20.5437
9	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	XLL(9)= 0.0000

TETAS= 0.10471E 01 LDS1= 0.16100E 01 SK= 0.45672E 01 DR= 0.70700E 01
 TETAM= 0.20943E 01 LDR = 0.90500E 00 SA= 0.10000E 00 E1= 0.15700E 01
 TETSK= 0.10471E 01 DY1 = 0.15500E 01 SC= 0.39000E 00 D1= 0.24500E 00
 SPAN1= 0.61000E 01 DY2 = 0.19700E 01 SR= 0.91400E 00 R1= 0.64760E 01
 SPAN2= 0.11000E 01 KS1 = 0.30610E 00 SS= 0.28000E 02 DI= 0.79850E 01
 LAMBP= 0.63220E 01 KS2 = 0.15550E 01 LA= 0.18680E 02 T1= 0.40700E 01
 TFLL = 0.73500E 00 KS = 0.16470E 01 DB= 0.21900E 01 D2= 0.79100E 01
 V = 0.22000E 03 F = 0.60000E 02 C = 0.11760E 04 P = 0.40000E 01
 W = 0.79100E 01 LG1 = 0.45000E-01

R(1) = 0.923447E 01 CN(1)= 0.101844E 04 CNL(1)= 0.587999E 03
 R(3) = 0.119046E-09 CN(3)= 0.411517E-02 CNL(3)=-0.117600E 04
 R(5) = 0.713607E 01 CN(5)=-0.101844E 04 CNL(5)= 0.588002E 03
 R(7) = 0.709313E 01 CN(7)= 0.101844E 04 CNL(7)= 0.587995E 03
 R(9) = 0.124100E-08 CN(9)= 0.134878E-01 CNL(9)=-0.117600E 04

XM(1)= 0.172826E 03 XL1 = 0.274557E 02
 XM(3)= 0.319923E-09 XL2 = 0.531596E 01
 XM(5)= 0.211628E 01 XL3 = 0.158241E 02
 XM(7)=-0.771217E 00 XL4 = 0.135295E 01
 XM(9)=-0.127289E-09 RA = 0.284173E 02

RPM	I1	IH	REND	FP	TORQUE
0	0.33230E 01	0.22985E 01	0.76073E-10	0.43602E 00	0.16959E 02
45	0.33229E 01	0.22918E 01	0.14569E-02	0.43611E 00	0.18909E 02
90	0.33226E 01	0.22849E 01	0.32170E-02	0.43641E 00	0.20888E 02
135	0.33220E 01	0.22779E 01	0.52840E-02	0.43690E 00	0.22895E 02
180	0.33211E 01	0.22707E 01	0.76376E-02	0.43758E 00	0.24851E 02
225	0.33199E 01	0.22633E 01	0.10222E-01	0.43840E 00	0.26648E 02
270	0.33187E 01	0.22558E 01	0.13034E-01	0.43938E 00	0.28368E 02
315	0.33154E 01	0.22481E 01	0.16134E-01	0.44052E 00	0.30151E 02
369	0.33146E 01	0.22399E 01	0.20210E-01	0.44238E 00	0.32366E 02
405	0.33144E 01	0.22368E 01	0.23254E-01	0.44428E 00	0.34072E 02
450	0.33125E 01	0.22377E 01	0.27554E-01	0.44775E 00	0.36593E 02
495	0.33013E 01	0.22471E 01	0.31774E-01	0.45228E 00	0.38628E 02
540	0.32820E 01	0.22713E 01	0.34266E-01	0.45756E 00	0.38411E 02
585	0.32482E 01	0.23041E 01	0.32094E-01	0.46051E 00	0.33090E 02
630	0.32168E 01	0.23108E 01	0.26569E-01	0.45739E 00	0.25030E 02
675	0.32073E 01	0.22789E 01	0.25036E-01	0.45201E 00	0.21694E 02
720	0.32092E 01	0.22365E 01	0.28767E-01	0.44924E 00	0.23241E 02
765	0.32133E 01	0.21989E 01	0.34973E-01	0.44912E 00	0.26616E 02
810	0.32141E 01	0.21666E 01	0.42077E-01	0.45052E 00	0.30343E 02
855	0.32124E 01	0.21376E 01	0.49596E-01	0.45280E 00	0.34034E 02
900	0.32084E 01	0.21101E 01	0.57450E-01	0.45567E 00	0.37640E 02
945	0.31989E 01	0.20828E 01	0.65636E-01	0.45891E 00	0.41134E 02
990	0.31894E 01	0.20547E 01	0.74288E-01	0.46263E 00	0.44671E 02
1035	0.31776E 01	0.20253E 01	0.83462E-01	0.46677E 00	0.48259E 02
1080	0.31634E 01	0.19938E 01	0.93242E-01	0.47136E 00	0.51947E 02
1125	0.31466E 01	0.19596E 01	0.10371E 00	0.47643E 00	0.55774E 02
1170	0.31267E 01	0.19223E 01	0.11496E 00	0.48203E 00	0.59775E 02
1215	0.31035E 01	0.18809E 01	0.12709E 00	0.48823E 00	0.63985E 02
1260	0.30759E 01	0.18350E 01	0.14018E 00	0.49508E 00	0.68409E 02
1305	0.30431E 01	0.17837E 01	0.15430E 00	0.50263E 00	0.73048E 02
1350	0.30038E 01	0.17262E 01	0.16954E 00	0.51094E 00	0.77875E 02
1395	0.29563E 01	0.16618E 01	0.18591E 00	0.52001E 00	0.82812E 02
1440	0.28982E 01	0.15900E 01	0.20337E 00	0.52975E 00	0.87695E 02
1485	0.28267E 01	0.15116E 01	0.22170E 00	0.53993E 00	0.92218E 02
1530	0.27183E 01	0.14383E 01	0.23977E 00	0.54937E 00	0.94832E 02
1575	0.26087E 01	0.13590E 01	0.25768E 00	0.55783E 00	0.96613E 02
1620	0.24663E 01	0.13029E 01	0.27200E 00	0.56183E 00	0.94628E 02
1665	0.22983E 01	0.12977E 01	0.27739E 00	0.55612E 00	0.86921E 02
1710	0.21053E 01	0.13888E 01	0.26068E 00	0.52939E 00	0.69749E 02
1755	0.19222E 01	0.16068E 01	0.18916E 00	0.46319E 00	0.39782E 02
1799	0.18034E 01	0.19287E 01	-0.24348E-01	0.34182E 00	-0.35246E 01

tor que multiplica o entreferro. Esta representação do fenômeno da saturação não corresponde à realidade.

Um dos efeitos da saturação que ainda não representado corretamente é a distorção das ondas de fluxo no entreferro. Nas expressões utilizadas para o cálculo das densidades de fluxo nos dentes do rotor e estator e no entreferro foi utilizado um fator de distribuição do fluxo no entreferro igual a 0,637. Este valor foi obtido para motores de indução convencionais e foi considerado constante. No entanto, ele varia com a carga imposta ao motor.

Devido às características próprias dos polos salientes do motor de polos divididos, a obtenção do fator de distribuição do fluxo para este tipo de motor exigiria um estudo de distribuição do fluxo no entreferro que foge das finalidades deste trabalho.

Além disto, o ângulo de defasamento dos fluxos que passam pelas duas partes dos polos do estator é determinado pela proporção de fluxo que é conduzido através da parte sem anel do polo com o fluxo que passa através da parte com anel do polo. Esta proporção de fluxos é diretamente afetada pela saturação de uma ou outra parte do polo. Tal fato não foi considerado por tornar excessivamente complicada a representação do motor.

Finalmente, certos parâmetros do circuito equivalente são considerados constantes quando, na realidade, representam fenômenos que dependem, por exemplo, da carga a que o motor está submetido, como é o caso das reatâncias de dispersão devidas às ranhuras do rotor.

CAPÍTULO 7

Efeito da variação de parâmetros sobre o desempenho do motor

Neste capítulo pretende-se mostrar como utilizar o programa para um estudo do efeito da variação de parâmetros sobre o desempenho do motor.

Selecionou-se alguns parâmetros importantes e rodou-se o programa com um dos parâmetros variando e os demais permanecendo constantes.

O primeiro parâmetro estudado foi o ângulo da parte com anel do polo do estator (θ_s).

Evidentemente, como os ângulos θ_m e θ_s devem somar 180 graus elétricos, a uma variação em θ_s corresponde uma variação igual e em sentido contrário em θ_m .

A figura 14 mostra as curvas de torque em função da velocidade para θ_s igual a 50, 60 e 70 graus elétricos.

Um exame desta figura mostra que a variação de θ_s afeta muito pouco o valor do torque máximo, bem como a região de operação da curva.

Outro fato que se constata examinando a figura 14 é que o efeito da terceira harmônica de torque aumenta com a diminuição de θ_s . Este fato deve ser observado cuidadosamente quando se projeta um motor de indução de polos divididos, pois o mesmo pode ser responsável pela incapacidade do motor de atingir as condições desejadas de operação para uma aplicação específica.

A influência da variação de θ_s sobre o torque de partida do motor é demonstrada pela figura 15. A relação entre o torque de partida e o torque nominal decresce a medida que θ_s cresce acima de 40 graus elétricos.

A escolha de θ_s para um determinado motor de polos divididos deve ser feita levando em conta tanto o torque de partida como o efeito do torque de terceira harmônica.

Outro parâmetro estudado foi a resistência do anel de curto-circuito do estator (R_a).

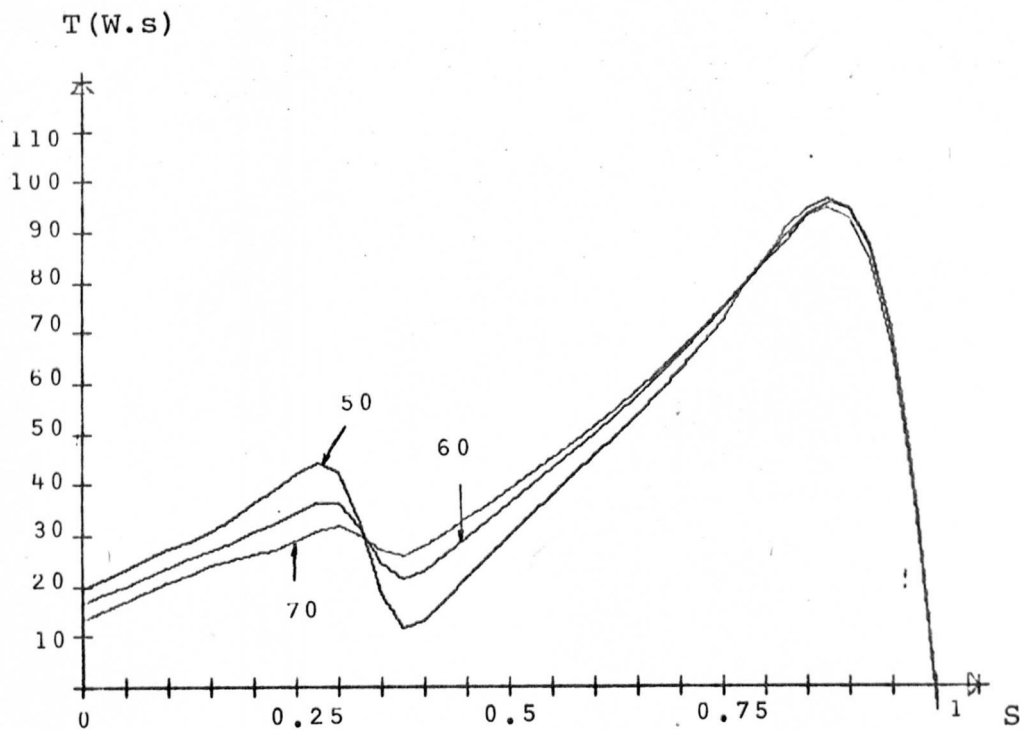


FIGURA 14 - Variação de θ_s .

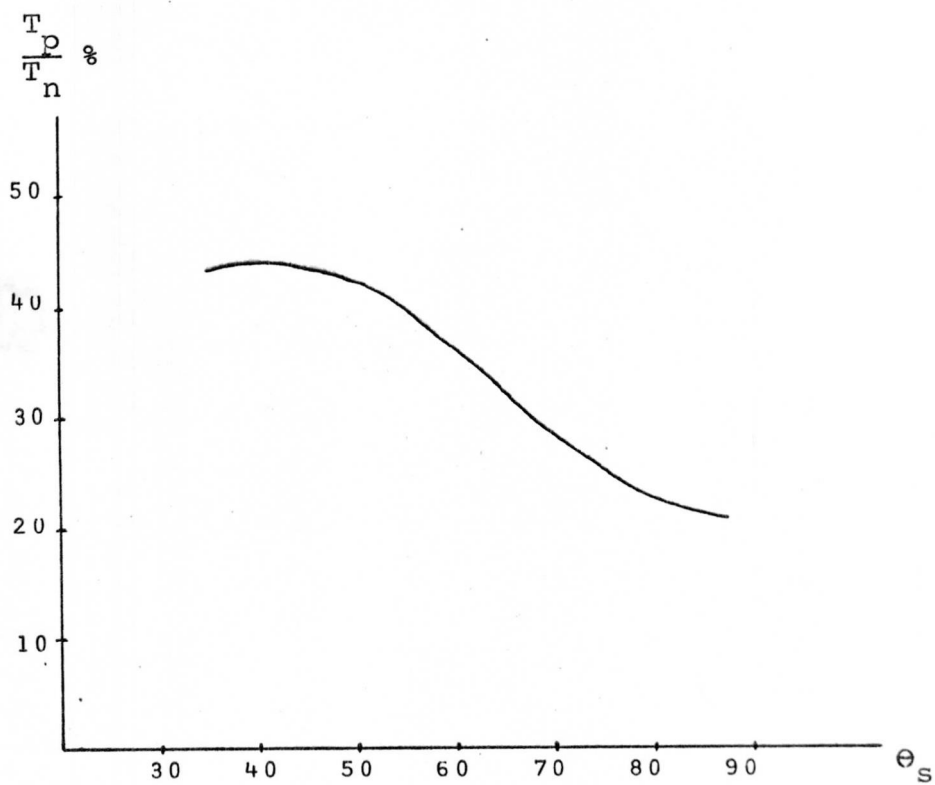


FIGURA 15 - Variação do Torque de Partida em Função de θ_s .

A figura 16 mostra as curvas de torque em função da velocidade para vários valores de resistência do anel.

Observando-se as figuras 16 e 17 verifica-se que o torque máximo varia, apresentando um valor máximo para um valor de R_a em torno de 10Ω .

Ainda nas figuras 16 e 17 observa-se que a relação entre o torque de partida e o torque nominal também varia, apresentado um valor máximo para R_a em torno de 20Ω .

A figura 16 permite verificar que baixos valores de resistência não só diminuem o torque de partida mas também chegam a eliminar o torque de terceira harmônica. Por outro lado valores elevados de resistência também reduzem o torque de partida mas aumentam o torque de terceira harmônica.

Estas observações nos permitem concluir que a escolha do valor da resistência deve ser feita de tal forma a fornecer uma curva de torque com um torque de partida razoável e sem excessiva influência de terceira harmônica.

Finalmente, estudou-se o efeito da variação da secção dos condutores do rotor (S_c).

A figura 18 mostra as curvas de torque em função da velocidade para vários valores de secção. Examinando estas curvas e a curva da figura 19 que mostra a variação da relação entre o torque de partida e o torque nominal, verifica-se que o torque de partida cresce com a diminuição da secção, como se esperava. No entanto, o torque máximo diminui acentuadamente com a diminuição da secção, como mostram as figuras 18 e 19. Observa-se, ainda, na figura 18 a diminuição do efeito da terceira harmônica com a diminuição da secção.

Foram estudados aqui apenas os efeitos da variação individual de tres parâmetros do motor de polos divididos. Existem, entretanto, vários outros parâmetros que devem ser estudados quando se utiliza o programa para projetar um motor de polos divididos para uma aplicação específica.

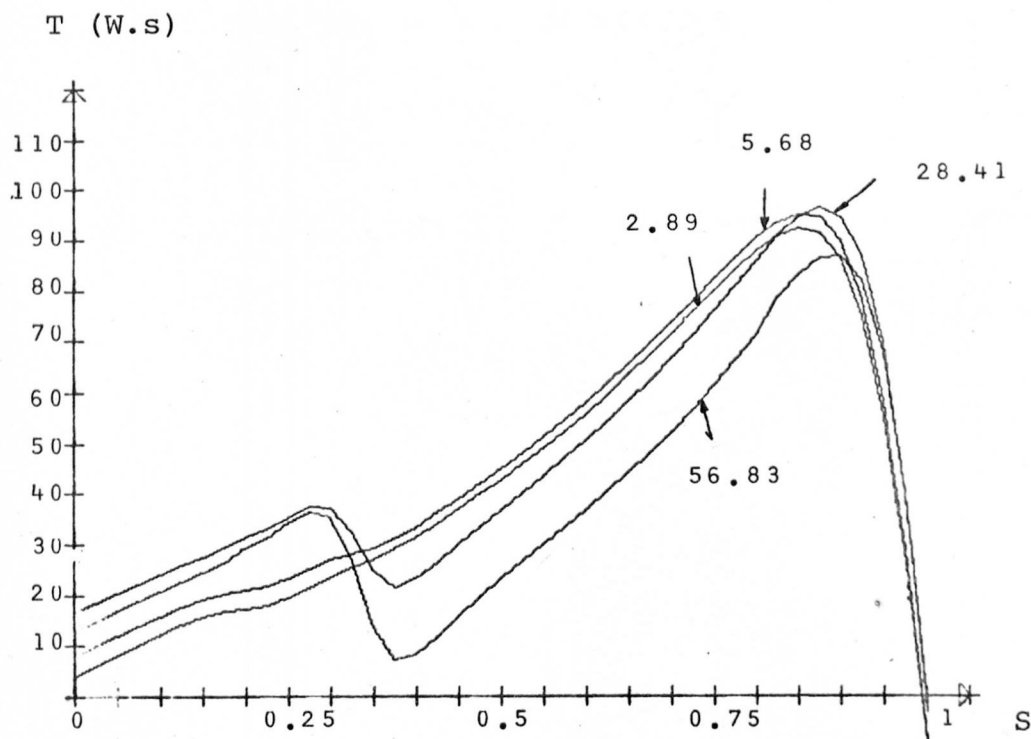


FIGURA 16 - Variação de R_a .

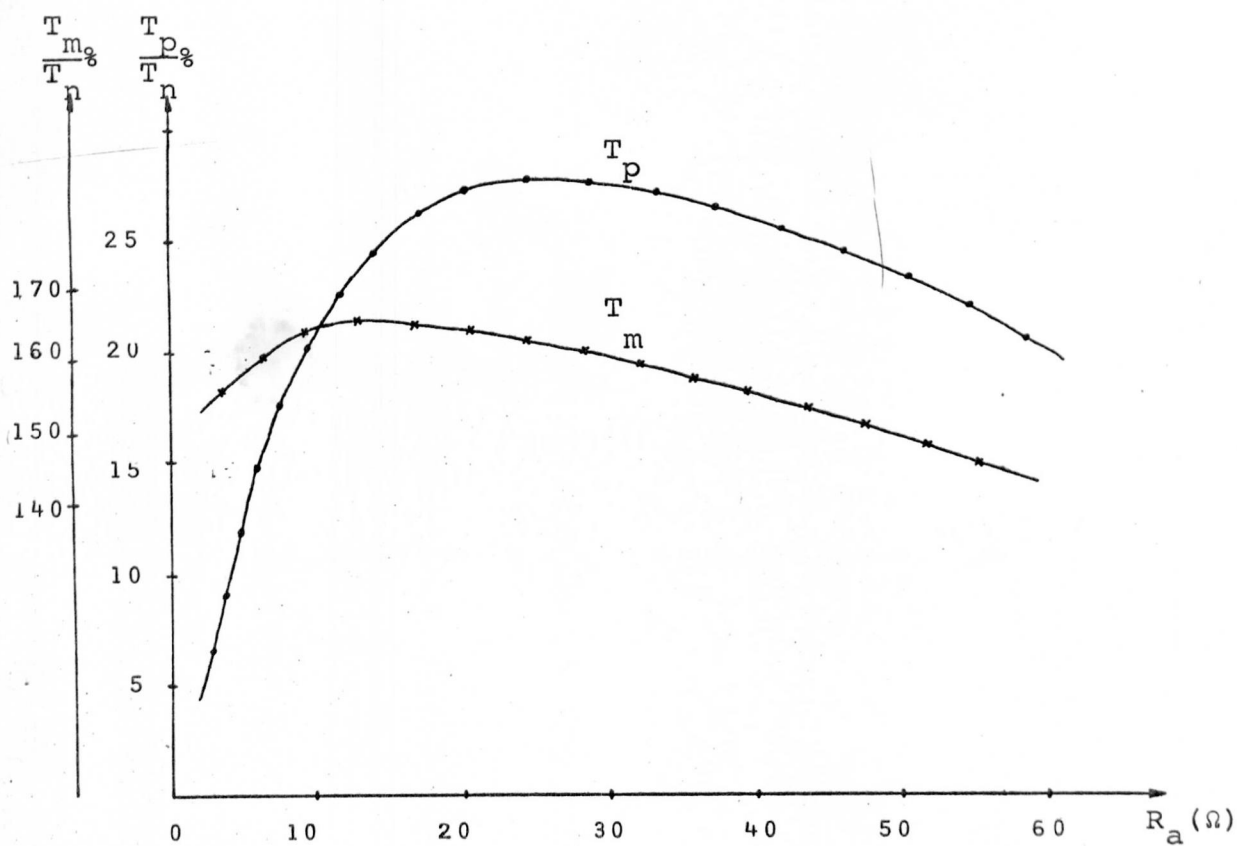


FIGURA 17 - Variação do Torque de Partida e Máximo em Função da Resistência do Anel.

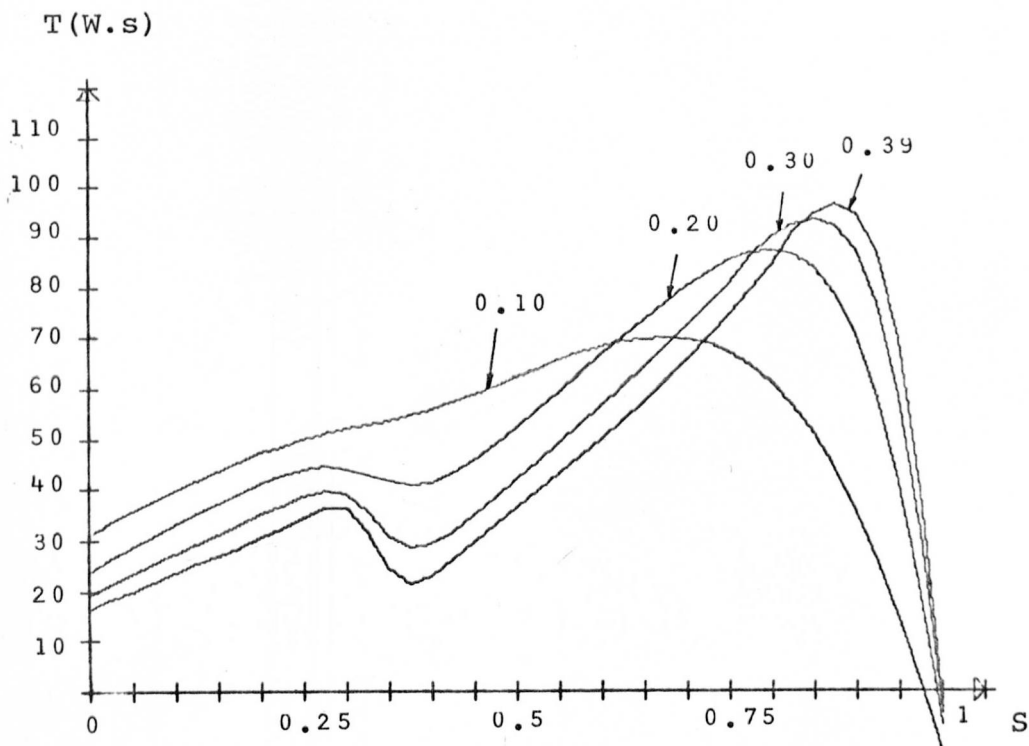


FIGURA 18 - Variação de S_c .

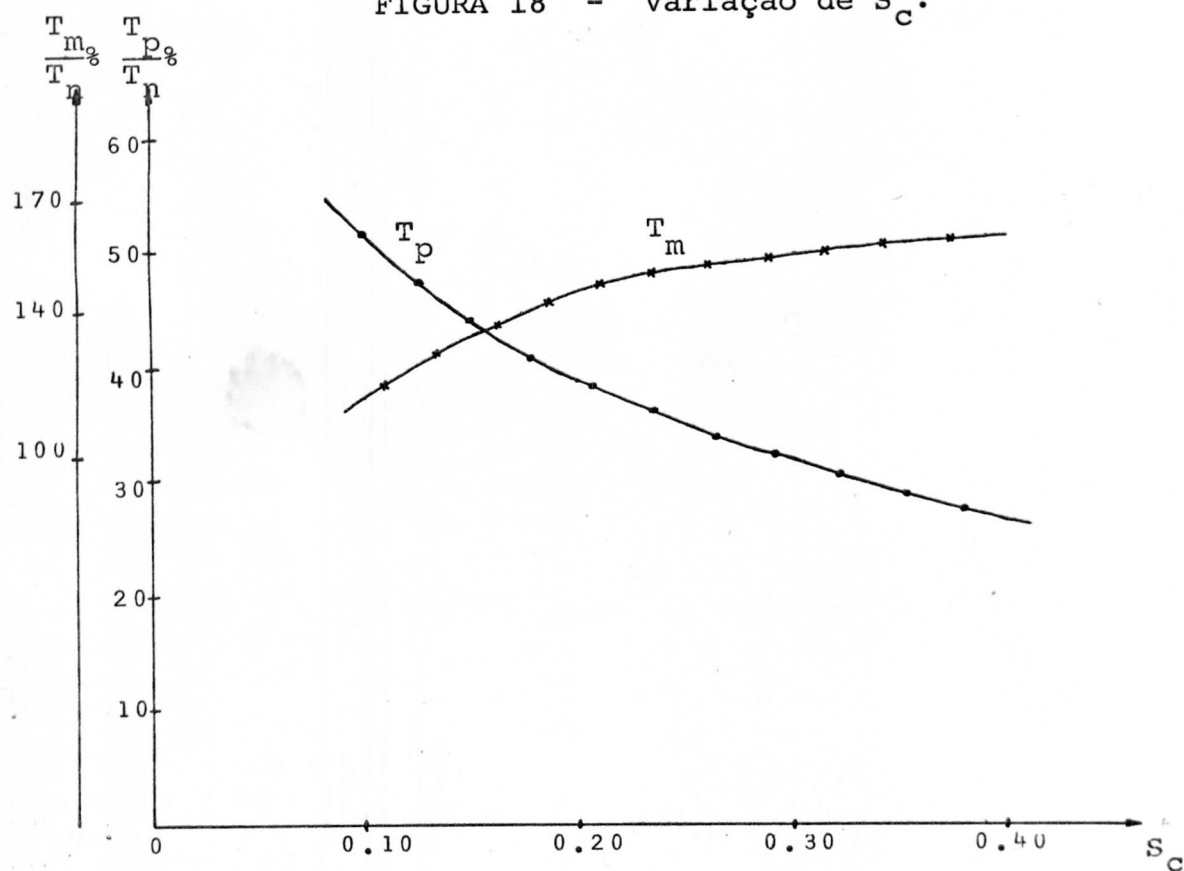


FIGURA 19 - Variação do Torque de Partida e Máximo em Função da Secção dos Condutores do Rotor.

CAPÍTULO 8

Conclusões

O programa que foi aqui apresentado constitui-se em uma valiosa ferramenta para a análise de motores de indução monofásicos de polos divididos.

Como a bibliografia especializada em construção de máquinas não apresenta métodos de projeto deste tipo de motor, acredita-se que com o auxílio deste trabalho torna-se mais fácil conhecê-los e utilizá-los em aplicações específicas.

Devido à elevada corrente que circula nos anéis em curto-circuito do estator, a elevação de temperatura neste tipo de motor é um fator de limitação nos projetos.

O programa não fornece nenhuma informação sobre a elevação de temperatura, visto que não existe um método prático de determiná-lo. Somente a experiência adquirida com a construção de vários motores de polos divididos permitirá ao projetista avaliar antecipadamente a elevação de temperatura a que estará sujeito o motor.

Já foi citado que em outros países, este tipo de motor está sendo construído com potências de ordem de 1/3 de cv. Assim, um trabalho interessante a ser futuramente desenvolvido, com o auxílio do estudo aqui apresentado, é a determinação da faixa de potência na qual este motor pode competir, sob o ponto de vista tanto de custo como de desempenho, com motores de partida a capacitor, por exemplo, para uma determinada aplicação.

A p ê n d i c e

Teoria do campo-girante de máquinas
de indução bifásicas assimétricas.

As equações de tensão para a máquina da figura 1 são:

$$\bar{V}_m = \bar{I}_m Z_{1m} + \bar{E}_m \quad (1)$$

$$\bar{V}_a = \bar{I}_a Z_{1a} + \bar{E}_a \quad (2)$$

onde \bar{V}_m e \bar{V}_a são as fontes de tensão; \bar{I}_m e \bar{I}_a são as correntes de fase; Z_{1m} e Z_{1a} são as impedâncias de dispersão de cada fase do estator; \bar{E}_m e \bar{E}_a são as forças contra-eletromotrizes geradas nos enrolamentos do estator pelo fluxo resultante no entreferro. Consideramos somente as distribuições fundamentais de fluxo e força magnetomotriz.

Sejam C_1 e C'_1 os números de condutores efetivos nos enrolamentos m e a, respectivamente. Um campo girante de amplitude constante resultaria se as correntes nos dois enrolamentos produzissem em fmm de mesma amplitude em quadratura no tempo. A direção de rotação do campo dependeria da sequência de fase das correntes.

Um campo de sentido positivo e de amplitude constante resultaria se as correntes \bar{I}_{m+} e \bar{I}_{a+} satisfizessem as relações seguintes:

$$C'_1 \bar{I}_{a+} = C_1 \bar{I}_{m+} \quad (3)$$

ou

$$\bar{I}_{a+} = \frac{1}{a} \bar{I}_{m+} \quad (4)$$

onde

$$a = \frac{C'_1}{C_1} \quad (5)$$

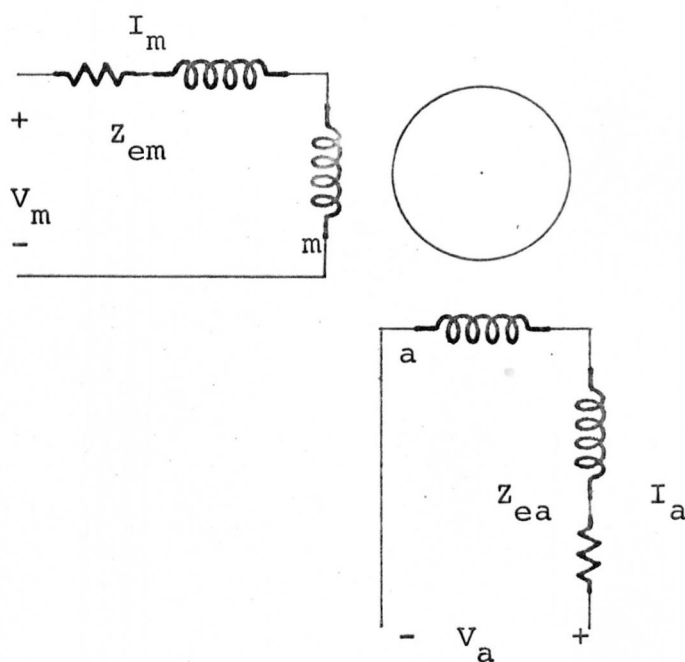


FIGURA 1 - Motor de Indução Bifásico Assimétrico.

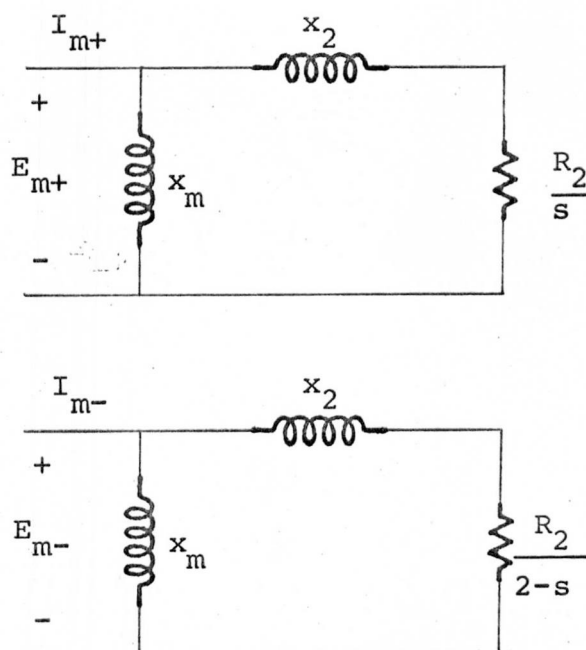


FIGURA 2 - Circuito Equivalente.

Da mesma forma um campo de sentido negativo e de amplitude constante resultaria se as correntes \bar{I}_{m-} e \bar{I}_{a-} satisfizessem a relação seguinte:

$$\bar{I}_{a-} = \frac{1}{a} \bar{I}_{m-} \quad (6)$$

Se ambos os conjuntos de correntes existem simultaneamente, as correntes reais nos enrolamentos \bar{I}_m e \bar{I}_a serão:

$$\bar{I}_m = j \bar{I}_{m+} - j \bar{I}_{m-} \quad (7)$$

ou

$$-j \bar{I}_m = \bar{I}_{m+} - \bar{I}_{m-} \quad (8)$$

e

$$\bar{I}_a = \bar{I}_{a+} + \bar{I}_{a-} \quad (9)$$

Substituindo as equações (4) e (6) na equação (9), resulta:

$$\bar{I}_a = \frac{\bar{I}_{m+}}{a} + \frac{\bar{I}_{m-}}{a} \quad (10)$$

Resolvendo as equações (8) e (10) em termos das correntes \bar{I}_{m+} e \bar{I}_{m-} , obtemos:

$$2\bar{I}_{m+} = a \cdot \bar{I}_a - j \bar{I}_m \quad (11)$$

$$2\bar{I}_{m-} = a \cdot \bar{I}_a + j \bar{I}_m \quad (12)$$

Do ponto de vista do enrolamento m, as reações internas dos campos de sentido positivo e negativo são as mesmas de um motor bifásico simétrico. Então, se o rotor e as impedâncias de magnetização são referidas ao enrolamento m, as

impedâncias dos campos de sentido positivo e negativo Z_+ e Z_- vistas pelo enrolamento m são dadas pelos circuitos equivalentes da figura 2, e as forças contra eletromotrizes E_{m+} e E_{m-} induzidos no enrolamento m pelos campos de sentido positivo e negativo respectivamente, são iguais às tensões através destas impedâncias.

A força contra eletromotriz total induzida no enrolamento m , é:

$$\begin{aligned}\bar{E}_m &= j \bar{E}_{m+} - j \bar{E}_{m-} = \\ &= j \bar{I}_{m+} Z_+ - j \bar{I}_{m-} Z_- \end{aligned} \quad (13)$$

Devido a relação de transformação do estator, a componente de força contra eletromotriz induzida no enrolamento a será a vezes a correspondente força contra eletromotriz induzida no enrolamento m .

Devido às direções nas quais os campos giram, a componente de sentido positivo induzida no enrolamento a será atrasada e a componente de sentido negativo está adiantada da correspondente componente induzida no enrolamento m .

A força contra eletromotriz total induzida no enrolamento a por ambos os campos é, então:

$$\begin{aligned}\bar{E}_a &= a \bar{E}_{m+} + a \bar{E}_{m-} = \\ &= a \bar{I}_{m+} Z_+ + a \bar{I}_{m-} Z_- \end{aligned} \quad (14)$$

Substituindo as equações (7), (9), (13) e (14) nas equações (1) e (2), temos:

$$\begin{aligned}\bar{V}_m &= (j \bar{I}_{m+} - j \bar{I}_{m-}) Z_{lm} + j \bar{I}_{m+} Z_+ - \\ &\quad - j \bar{I}_{m-} Z_- \end{aligned} \quad (15)$$

$$\bar{V}_a = \left(\frac{\bar{I}_{m+}}{a} + \frac{\bar{I}_{m-}}{a} \right) z_{1a} + a \bar{I}_{m+} z_+ + a \bar{I}_{m-} z_- \quad (16)$$

Rearranjando os termos, multiplicando a equação (15) por $-j$ e a equação (16) por $1/a$, obtemos:

$$-j \bar{V}_m = \bar{I}_{m+} (z_{1m} + z_+) - \bar{I}_{m-} (z_{1m} + z_-) \quad (17)$$

$$\frac{\bar{V}_a}{a} = \bar{I}_{m+} \left(\frac{z_{1a}}{a^2} + z_+ \right) + \bar{I}_{m-} \left(\frac{z_{1a}}{a^2} + z_- \right) \quad (18)$$

Somando e subtraindo a equação (18) com a equação (17) e dividindo por 2, temos:

$$\frac{1}{2} \left(\frac{\bar{V}_a}{a} - j \bar{V}_m \right) = \bar{I}_{m+} \left(\frac{\frac{z_{1a}}{a^2} + z_{1m}}{2} + z_+ \right) + \bar{I}_{m-} \left(\frac{\frac{z_{1a}}{a^2} - z_{1m}}{2} \right) \quad (19)$$

$$\frac{1}{2} \left(\frac{\bar{V}_a}{a} + j \bar{V}_m \right) = \bar{I}_{m+} \left(\frac{\frac{z_{1a}}{a^2} - z_{1m}}{2} \right) + \bar{I}_{m-} \left(\frac{\frac{z_{1a}}{a^2} + z_{1m}}{2} + z_- \right) \quad (20)$$

Façamos:

$$\bar{V}_{m+} \equiv \frac{1}{2} \left(\frac{\bar{V}_a}{a} - j \bar{V}_m \right) \quad (21)$$

$$\bar{V}_{m-} \equiv \frac{1}{2} \left(\frac{\bar{V}_a}{a} + j \bar{V}_m \right) \quad (22)$$

Estas tensões podem ser reconhecidas como as componentes simétricas da tensão aplicada a fase m.

Das equações (21) e (22), as equações para as tensões aplicadas aos enrolamentos em termos das componentes simétricas são:

$$\bar{V}_m = j \bar{E}_{m+} - j E_{m-} \quad (23)$$

$$\bar{V}_a = a \bar{E}_{m+} + a E_{m-} \quad (24)$$

S i m b o l o g i a

A_B (AB)	- Área da parte inferior da ranhura (cm^2).
A_T (AT)	- Área da parte superior da ranhura (cm^2).
(ABR)	- Área da ponte magnética do estator (cm^2).
C (C)	- Número total de condutores em série.
C_n (CN)	- Número efetivo de condutores da enésima harmônica da fase principal.
C'_n (CNL)	- Número efetivo de condutores da enésima harmônica da fase auxiliar.
D (D)	- Diâmetro externo do estator (cm).
D_r (DR)	- Diâmetro no qual os condutores entram nos anéis do rotor (cm).
d_1 (D1)	- Profundidade da abertura da ranhura do estator' (cm).
(DI)	- Diâmetro interno do estator (cm).
(DY1)	- Largura do núcleo do estator (cm).
(DY2)	- Largura do núcleo do estator (cm).
(DB)	- Diâmetro interno do rotor (cm).
(DIA)	- Diâmetro interno do anel de curto-circuito do rotor (cm).
e_1 (E1)	- Abertura da ranhura entre polos adjacentes do estator (cm).
e_2 (E2)	- Abertura das ranhuras do rotor (cm).
f (F)	- Frequência da rede (Hz).
I_1 (I1)	- Corrente de linha (A).
I_h (IH)	- Corrente da fase auxiliar em termos do primário (A).
I_{n+} (CORF)	- Corrente de sequência positiva do rotor de enésima harmônica (A).
I_{n-} (CORB)	- Corrente de sequência negativa do rotor de enésima harmônica (A).
K_s (KS)	- Constante de ranhura do rotor.
K_{s1} (KS1)	- Constante de ranhura do enrolamento primário.
K_{s2} (KS2)	- Constante de ranhura do enrolamento auxiliar.
l_a (LA)	- Comprimento por espira da bobina auxiliar do estator (cm).
l_g (LG)	- Comprimento real do entreferro (cm).

λ_p (LAMBP)	- Passo polar do estator (cm).
(LAMB2)	- Passo dos dentes do rotor (cm).
(LDS1)	- Comprimento dos dentes do estator (cm).
(LDR)	- Comprimento dos dentes do rotor (cm).
(LSC)	- Comprimento do núcleo do estator (cm).
(LRC)	- Comprimento do núcleo do rotor (cm).
λ	- Fluxo concatenado com corrente.
p (P)	- Número de polos.
R_l (RL)	- Resistência do primário (Ω)
R_a (RA)	- Resistência da bobina auxiliar do estator (Ω).
R_n (R(N))	- Resistência do rotor de enésima harmônica (Ω).
S (S)	- Relação entre a velocidade do motor e a velocidade síncrona fundamental.
S_k (SK)	- Inclinação das ranhuras do rotor (cm).
S_a (SA)	- Secção total dos condutores da bobina auxiliar do estator por bobina (cm ²).
S_c (SC)	- Secção de um condutor do rotor (cm ²).
S_r (SR)	- Secção do anel do rotor (cm ²).
S_s (SS)	- Número de condutores do rotor.
Span ₁ (SPAN1)	- Arco compreendido pela bobina principal do estator (cm).
Span ₂ (SPAN 2)	- Arco compreendido pela bobina auxiliar do estator (cm).
θ_s (TETAS)	- Ângulo compreendido pela parte com anel do polo do estator (radianos elétricos).
θ_m (TETAM)	- Ângulo compreendido pela parte sem anel do polo do estator (radianos elétricos).
θ_{sk} (TETSK)	- Ângulo de inclinação das ranhuras do rotor (radianos elétricos).
T_f'' (TFLL)	- Largura da face dos dentes do rotor (cm).
V (V)	- Tensão de alimentação (V).
W (W)	- Comprimento axial do pacote de lâminas do estator (cm).

Observação:

A simbologia entre parênteses é a correspondente às variáveis usadas na confecção dos programas para o computador digital.

B i b l i o g r a f i a

- (1) VEINOT, C.G. - Theory and Design of Small Induction Motors ,
New York, Mc Graw-Hill, 1959.
- (2) BUCHANAN, L.W. - An Equivalent Circuit for a Single- Phase
Motor having Space Harmonics in its Magnetic Field, Proc
IEEE, Fev. 1962, pg. 999 a 1007, vol. 84, nº 11.
- (3) SAY, M.G. - Performance and Design of A.C. Machines, 3a. Edi-
ção, Isaac Pitmann & Sons Ltda.
- (4) KUHLMANN, J.H. - Design of Electrical Apparatus, 3a. Edição ,
John Wiley & Sons Inc., 1950.
- (5) CHANG, S.S.L. - Equivalent Circuits and their Application in
Designing Shaded-Pole Motors, Trans. AEIEE, 1951, pg.
690 a 699, vol. 70.
- (6) BUTLER, O.I. AND WALLACE, A.K. - Generalised Theory of
Induction Motors with Assimetrical Primary Windings ,
Proc. IEE, Maio 1968, pg. 685 a 694, vol. 115, nº 5.
- (7) SUHR, F.W. - A Theory for Shaded-Pole Induction Motors, Proc .
AIEE, Agosto 1958, pg. 509 a 515.
- (8) CHANG, S.S.L. - Equivalence Theorems, Analysis and Synthesis
of Single-Phase Induction Motors with Multiple Nonquadra-
ture Windings, Proc. AIEE, Outubro 1956, pg. 913 a 916.
- (9) JHA, C.S. - The Starting of Single-Phase Induction Motors Hav-
ing Asymmetrical Stator Windings Not in Quadrature, Proc
IEE, Fevereiro 1962, pg 47 a 58.
- (10) CHRISTOFIDES AND ADKINS - Determination of Load Losses and
Torques in Squirrel-Cage Induction motors, Proc. IEE ,
Dezembro 1966, pg. 1995 a 2005, vol. 113, nº 12.
- (11) WALDSCHMIDT, K.J. - A General Method for Slot Constant Calcula-
tion, Trans. AIEE, Fevereiro 1959, pg. 1437 a 1441.

- (12) LANGSDORF, A.S. - Theory of A.C. Machinery, 2a. Edição, Mc Graw-Hill.
- (13) ALGER, P.H. - The Nature of Induction Machines, New York , Gordon and Breach.
- (14) FITZGERALD AND KINGSLEY - Electric Machinery, New York, 2a. Edição, McGraw-Hill.
- (15) ARRUDA, S.R. - Tese de M.Sc., Imperial College, London, 1970.
- (16) KRON, G. - Equivalent Circuits of the Shaded-Pole Motor with Space Harmonics., Trans. AIEE, 1950, pg. 735 a 741, vol 69.
- (17) CHANG, S.S.L. - The Equivalent Circuit of the Capacitor Motor Trans. AIEE, 1947, pg. 631 a 640, vol. 66.
- (18) TRICKEY, P.H. - Performance Calculation on Shaded Motors , Trans. AIEE, 1947, vol. 66, pg. 1431 a 1438.